

FACULDADE DE TECNOLOGIA SENAI ANCHIETA
PÓS-GRADUAÇÃO LATO SENSU
CURSO DE SISTEMAS ELETRÔNICOS PARA CONTROLE

JOSÉ WILLIAM RODRIGUES PEREIRA

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE:
PID E LÓGICA PARACONSISTENTE

SÃO PAULO
2016

JOSÉ WILLIAM RODRIGUES PEREIRA

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE:
PID E LÓGICA PARACONSISTENTE

Monografia apresentada à Faculdade de
Tecnologia SENAI Anchieta como requisito
para obtenção do grau de Especialista em
Sistemas Eletrônicos para Controle

Orientador: Profº Me. Vander Célio Nunes
Coorientador: Profº Me. Rudson de Lima
Silva

Pereira, José William Rodrigues
ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE: PID
e LÓGICA PARACONSISTENTE / José William Rodrigues Pereira -
2016
57.p
1.Técnicas de Controle 2.Lógica Paraconsistente 3.Controle PID Digi-
tal. I.Título.

CDU xxx.yy

JOSÉ WILLIAM RODRIGUES PEREIRA

ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE:
PID E LÓGICA PARACONSISTENTE

Monografia apresentada à Faculdade de
Tecnologia SENAI Anchieta como requisito
para obtenção do grau de Especialista em
Sistemas Eletrônicos para Controle

Orientador: Profº Me. Vander Célio Nunes
Coorientador: Profº Me. Rudson de Lima
Silva

Aprovado pela banca examinadora em dd/mm/aaaa

BANCA EXAMINADORA

Profº Me. Vander Célio Nunes
Orientador

Profº Me. Rudson de Lima Silva
Coorientador

Profº Me. Marcos Antônio Felizola

Profº Me. José Gil de Oliveira

Dedico este trabalho à minha família, pela paciência; aos amigos de curso e professores, pelo companheirismo e dedicação; a todos que em algum momento compartilharam ideias, palavras de incentivo e carinho; A todos os amantes do saber.

Agradecimentos

À minha família e à minha noiva Fernanda, que além de apoio incondicional souberam compreender todo o esforço e dedicação destinados a este estudo.

Ao Profº Me. Vander Célio Nunes por apresentar e ensinar a Lógica Paraconsistente Anotada Com Anotação de Dois Valore (LPA2v), pela dedicação e orientação ao longo do curso e sempre que precisei.

Ao Profº Me. Rudson de Lima Silva pela dedicação nas aulas e na coorientação, pelo respeito ao conhecimento e pela paixão pela docência, certamente um dos pilares que orientam minha carreira docente.

Ao Profº Engº Erineu Claudemir Bellini pela dedicação e pelo amor ao saber, por servir de exemplo e inspiração desde os tempos de curso técnico nesta mesma instituição uma década atrás, talvez o primeiro farol em que me orientei quando tornei-me instrutor, e tive a oportunidade de perceber com alegria o quanto fui influenciado.

Ao Profº Me. Leandro Ploni Dantas pela qualidade e notório conhecimento na área de sistemas microcontrolados, objetivo principal pelo qual busquei este curso de especialização, que superou em muito minhas expectativas.

Ao Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial (SENAI) de São Paulo, onde ministrei aulas como Instrutor de Formação Profissional na área de eletrônica aos cursos de aprendizagem industrial e técnico em eletroeletrônica, pela bolsa de estudos concedida sob aprovação do senhor diretor Profº Me. Carlos Alberto Gomes da unidade SENAI "Frederico Jacob" no Tatuapé e também ao senhor diretor Profº Augusto Lins de Albuquerque Neto, da Faculdade de Tecnologia SENAI Anchieta, coordenadores, professores e demais funcionários dessa unidade, um destaque ao Coordenador Profº Me. Marcos Antônio Felizola que sempre esteve disposto a dialogar e dirimir eventuais problemas e dificuldades.

À todos os colegas que fizeram parte desta jornada algo agradável e divertido, mostrando a individualidade e o potencial de cada um, ampliando a noção de respeito, parceria e amizade.

"... Reze e trabalhe, fazendo de conta que esta vida é um dia de capina com sol quente, que às vezes custa muito a passar, mas sempre passa. E você ainda pode ter muito pedaço bom de alegria... Cada um tem a sua hora e a sua vez: você há de ter a sua."(Sagarana)

João Guimarães Rosa

Resumo

Sistemas de Controle são largamente utilizados principalmente no setor industrial e buscam uma maior eficiência de tempo e energia, mantendo a qualidade dos processos e do sistema controlado, contudo ainda são muito complexos e de difícil implementação, necessitando de um sistema embarcado dedicado. O objetivo deste estudo é mostrar uma forma alternativa de controle em malha fechada e implementar, um controle não convencional utilizando a Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v), de forma comparativa ao modelo clássico de controle, Proporcional, Integral e Derivativo (PID). Partindo dos conceitos básicos de controle, o modelo com LPA2v apresenta grande potencial para sua implementação e exploração em sistemas de controle. Comparativamente, o modelo proposto alinha-se ao modelo clássico, tendo parte de sua teoria adaptada para o atendimento dos pressupostos da LPA2v.

PALAVRAS-CHAVE: Controle Não Convencional; Lógica Paraconsistente; Controle Clássico;

Abstract

Control systems are widely used mainly in industry and seek greater time and energy efficiency while maintaining the quality of processes and the controlled system, however they are still very complex and difficult to implement, requiring a dedicated embedded system. The purpose of this study is to show an alternative form of closed loop control and implement an unconventional control using Paraconsistent Annotated Logic with annotation of two values (PAL2v) comparatively to the classical model of control, Proportionl, Integral and Derivative (PID). Starting from the basics of control, the model with PAL2v has great potential for its implementation and operation of control systems. Comparatively, the model is aligned to the classical model, and part of his theory adapted to the care of the PAL2v assumptions.

KEYWORDS: Unconventional control; Paraconsistent logic; Classic Controller;

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos de sistema de controle	20
2.2	Diagrama de blocos de sistema de controle em malha aberta	20
2.3	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada	21
2.4	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática	21
2.5	Sistema simples	23
2.6	Princípio da Superposição	23
2.7	Sistema de controle em malha aberta	25
2.8	Sistema de Primeira Ordem	27
2.9	Constante de tempo	28
2.10	Ação de Controle em Malha Aberta	28
2.11	Ação de Controle Liga-Desliga	29
2.12	Código da Ação de Controle Liga-Desliga	30
2.13	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática	30
2.14	Ação de Controle Proporcional	31
2.15	Código da Ação de Controle Proporcional	32
2.16	Ação de Controle Integral	33
2.17	Código da Ação de Controle Integral	34
2.18	Ação de Controle Proporcional Integral	34
2.19	Código da Ação de Controle Proporcional Integral	35
2.20	Ação de Controle Proporcional Derivativo	35
2.21	Código da Ação de Controle Proporcional Derivativo	36
2.22	Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo	37
2.23	Código da Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo	37
2.24	Gráfico da função Resposta	38
2.25	Reticulado finito de Hasse	41
2.26	Representação do reticulado no quadrado unitário no plano cartesiano	43
2.27	Representação da Reta Perfeitamente Definida	44
2.28	Representação da Reta Perfeitamente Indefinida	45
2.29	Representação dos Graus de Certeza e Contradição em um plano cartesiano	47
2.30	Representação dos valores de controle	47
2.31	Representação do reticulado da LPA2v subdividido em 12 regiões	48
2.32	Representação de $G_c = 0.54$ e $G_{ct} = 0.46$	52

Lista de Tabelas

2.1 Pares de Transformadas de Laplace 25

Lista de símbolos

λ grau de evidência

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Formulação do Problema	15
1.2	Hipótese e Relevância do Trabalho	16
1.3	Objetivo Geral	17
1.4	Objetivos Específicos	17
1.5	Justificativa	17
1.6	Limitações da pesquisa	18
1.7	Estrutura do Trabalho	18
2	Controle de Sistema	19
2.1	Diagrama de Blocos	20
2.2	Controle Clássico	21
2.2.1	Modelagem matemática	22
2.2.2	Sistema Linear	22
2.2.3	Transformada de Laplace	23
2.3	Ação de Controle	24
2.3.1	Malha Aberta	25
2.3.2	Duas posições ou Liga-Desliga	29
2.3.3	Controlador Proporcional (P)	30
2.3.4	Controlador Integral (I)	33
2.3.5	Controlador Proporcional + Integral (PI)	34
2.3.6	Controlador Proporcional + Derivativo (PD)	35
2.3.7	Controlador Proporcional + Integral + Derivativo (PID)	36
2.4	Requisitos de desempenho do sistema	37
2.5	Controle Moderno Não Convencional	
	Lógica Paraconsistente	39
2.5.1	Reticulado de Hasse	40
2.5.2	Quadrado Unitário no Plano Cartesiano - QUPC	43
2.5.3	A LPA2v aplicada em Controle	49
3	Sistema eletrônico	53
3.1	Atuador	53
3.2	Drive	53
3.3	Sensor	53
3.4	Controlador	53
3.5	Programação	53

4	Apresentação e discussão dos resultado	54
4.1	A construção do sistema de controle	54
4.1.1	Estabelecer os objetivos do controle	54
4.1.2	Identificar a variável a ser controlada	55
4.1.3	Escrever as especificações	55
4.1.4	Estabelecer a configuração do sistema	55
4.1.5	Obter um modelo do processo e suas partes	55
4.1.6	Descrever o controlador e parâmetros de ajuste	55
4.1.7	Otimizar parâmetros e analisar performance	55
5	Considerações finais - Conclusão	56

1. Introdução

Comparar sistemas de controle mediante uma mesma planta é uma forma de avaliar as possibilidades e limitações de ambos os elementos de estudo, possibilitando uma melhor escolha no momento de planejar e executar um projeto, obtendo assim um ganho de tempo, que reflete diretamente no custo de implementação e manutenção além de conferir ao projeto maior possibilidade de atingir um melhor desempenho e uma maior confiabilidade.

Sistemas de controle são largamente utilizados pela indústria como um todo a muitos anos, tendo algumas técnicas amplamente difundidas e com alto grau de maturação, como é o caso do controle Proporcional-Integral-Derivativo (PID), mesmo apresentando restrições e limitações quanto a aplicação em sistemas que possuem não-linearidades, atrasos de transporte e/ou parâmetros variantes no tempo (??).

Tendo em vista que estudos de novas formas de controle não clássicas estão em curso, a lógica paraconsistente surge como uma promissora ferramenta para tomada de decisão em diversos campos de aplicação como a robótica, automação industrial, inteligência artificial, logística, controle, entre outras(??).

O presente trabalho tem como objetivo a caracterização de duas teorias e sua utilização em sistemas controle, PID e Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores (LPA2v), que é uma das formas de aplicação da Lógica Paraconsistente, sua implementação e posterior comparação utilizando uma plataforma que contemple recursos que possibilite uma análise de desempenho e complexidade de implementação.

1.1 Formulação do Problema

O cenário dos dispositivos microcontrolados é cada vez maior e abrange uma gama de aplicações muito ampla, desde pequenas aplicações com dispositivos de

8-bits até modernos controladores de 32-bits integrados com hardware dedicado a processamento digital de sinais e cálculos avançados.

Algumas lógicas ainda não tiveram uma abordagem prática de sua implementação, ou ainda, tais abordagens são muito escassas, seja com dispositivos simples ou com os mais complexos.

Assim surgiu a questão que aqui se apresenta: Existe a possibilidade de substituir um controlador PID por um controlador baseado em lógica paraconsistente, e obter um resultado equivalente em termos de qualidade da resposta do sistema, ou seja, atendendo requisitos de desempenho de um dado sistema?

Para responder a essa questão é implementado um sistema com um controlador de 32-bits que possui hardware dedicado, para a comparação entre sistema de controle PID e controle baseado em LPA2v.

1.2 Hipótese e Relevância do Trabalho

A lógica paraconsistente vem ganhando relevância e adeptos principalmente a partir do final da década de 90 do século XX, quando houve o Primeiro Congresso Mundial sobre Paraconsistência em Gent na Bélgica em 1997, no ano 2000 o segundo congresso realizado em São Sebastião, São Paulo e o terceiro em Toulouse, França em julho de 2003, atraindo cada vez mais pesquisadores interessados de diversos centros de pesquisa do mundo (??). Em meados de setembro de 2016, aconteceu o pela primeira vez no Brasil a Conferência Internacional de Lógica XVI *Tendências da Lógica Trends In Logic XVI - Studia Logica International Conference*.

Atualmente as pesquisas estão focadas no estudo da aplicação da lógica paraconsistente, e ganhar espaço no universo técnico e científico, contribuindo com uma nova e eficiente forma de trabalho.

Em função da sua simplicidade de implementação, há uma forte expectativa de que possa ser implantada em sistemas embarcados com baixo poder de processamento, como microcontroladores de 8 bits, de forma eficiente, em oposição ao clássico PID de difícil implementação e alto custo de processamento, ou seja, grande quantidade de instruções e maior tempo de resposta em função da complexidade das operações. Assim é de fundamental importância que se faça um estudo comparativo entre as duas técnicas, para que se possa concluir a hipótese de que ambas são equivalentes do ponto de vista da eficiência do controle na planta, mas que do ponto

de vista de carga processamento, a lógica paraconsistente é sensivelmente melhor.

1.3 Objetivo Geral

O estudo comparativo entre as técnicas de controle PID-digital e LPA2v, de forma a poder avaliar os sistemas em termos de eficiência do controle, carga de processamento e tempo de resposta.

1.4 Objetivos Específicos

Enfoque especial na comparação e avaliação do comportamento do sistema de controle, nas dificuldades de implementação matemática e decodificação em linguagem C, medição dos tempos de resposta em relação aos estímulos de entrada, na quantidade de memória necessária, precisão e robustez de cada implementação.

Implementar o controle PID-digital utilizando um hardware de alto poder de processamento, e com periféricos dedicados, ou seja, módulo de cálculo para PID nativo.

Implementar o controle utilizando LPA2v, gerar as funções de controle necessárias utilizando os preceitos da lógica, sendo que não há funções dedicadas à LPA2v nativas ao controlador.

Um enfoque especial é dado à complexidade da implementação no controlador e sua carga de processamento, afim de concluir se é possível uma implementação de baixa capacidade de processamento realizar um controle com precisão comparável ao modo clássico, assim como uma forma híbrida, mesclando a relação capacidade de processamento com precisão do controle.

1.5 Justificativa

Sendo o presente trabalho uma análise comparativa entre um sistema de controle clássico e uma lógica moderna para implementar o sistema de controle, sua função primordial é contribuir para a ampliação do conhecimento em uma nova forma de lidar com o mundo, amparado por um saber fortemente enraizado que serve de suporte comparativo a potencial teoria emergente, contribuindo dentro de uma aspecto

ainda pouco explorado, mesmo contando com algumas implementações, há escassez de comparações diretas entre as técnicas de controle aqui presentes.

1.6 Limitações da pesquisa

Este trabalho apresenta dois modos de controle, sendo o primeiro um modelo clássico utilizando PID com implementação digital e sintonia de parâmetros pela técnica de Ziegler-Nichols e um segundo modelo utilizando LPA2v, como controle moderno. Não é objetivo do trabalho se aprofundar em questões históricas e nem explorar as diversas técnicas de controle, sintonia ou implementação.

O controlador utilizado possui suporte para implementação de PID, mas não é objetivo mostrar como se configura, ou mesmo abordar lógica de programação e seus fundamentos.

1.7 Estrutura do Trabalho

2. Controle de Sistemas

A palavra *Sistema* tem origem no grego *synístanai* e de acordo com (??) significa "fazer funcionar junto" e uma aplicação precursora do controle é apresentada por Ctesibius de Alexandria (??) onde um conjunto de reservatórios de água com furo na parte inferior geravam por gotejamento uma marcação do tempo, porém a água do reservatório precisa estar em um nível constante, pois o intervalo de gotejamento é afetado diretamente pela quantidade de água, assim foi criado por Ctesibius um sistema semelhante as boias dos reservatórios atuais para manter o nível de água no reservatório sempre constante.

A modificação do comportamento de um sistema, de forma controlada garantindo uma maior eficiência é o objetivo do controle de sistemas.

A principal tarefa de um engenheiro, segundo (??) "é o processo de concepção ou invenção de formas, partes e detalhes de um sistema para alcançar um propósito específico", processo este que soma a grande capacidade de análise e a criatividade para atender as demandas da função, como é o caso de projeto em engenharia no segmento de Sistemas de controle, cujo objetivo é obter configuração, especificações e identificação de processos para atender uma necessidade real. Norman S. Nise traz uma concepção semelhante onde "Um sistema de controle consiste em subsistemas e processos(ou plantas) construídos com o objetivo de se obter uma saída desejada com desempenho desejado para uma entrada específica fornecida".

Os sistemas de controle atuam basicamente gerando respostas específicas para estímulos específicos de forma controlada e automática trazendo vantagens nas aplicações de diversas áreas como movimentação de grandes equipamentos com precisão, aplicação em locais remotos ou perigosos, compensação de perturbações, manipulação de dados convenientes etc.

2.1 Diagrama de Blocos

Os sistemas de controle são geralmente representados através de diagramas de blocos ou fluxo de sinais, como na Figura 2.1 convenientes ao seu desenvolvimento e análise. É composta por uma caixa representando o sistema a ser controlado, setas no sentido da caixa representando as entradas do processo e setas no sentido para fora da caixa para indicar a saída do sistema.

Em um sistema real podem haver muitas variáveis de entrada e de saída, mas a abordagem clássica de controle isola apenas uma das variáveis de entrada e uma de saída, ficando o sistema conhecido pela sigla em inglês SISO (*Single In Single Out* - Única Entrada e Única Saída).

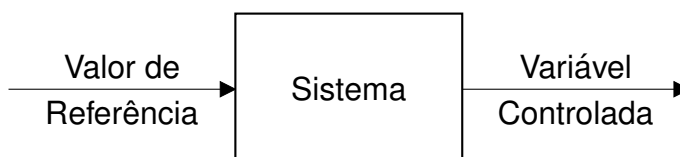


Figura 2.1: Diagrama de blocos de sistema de controle

O diagrama de blocos mostrado na Figura 2.1 é uma simplificação ao máximo de um sistema de controle, contém apenas o bloco representando o sistema, uma entrada, para o valor de referência, e uma saída com o valor da variável controlada. A Figura 2.2, divide o bloco do sistema em dois: controlador e planta. Neste caso, um sistema de controle em malha aberta, ou seja, não há uma reinserção do sinal de saída à entrada, chamada de realimentação ou retroalimentação. Assim, a entrada possui o valor de resposta desejada, que alimenta o processo e a saída apresenta a resposta real, porém nada garante que a resposta real está coerente ao valor de entrada.

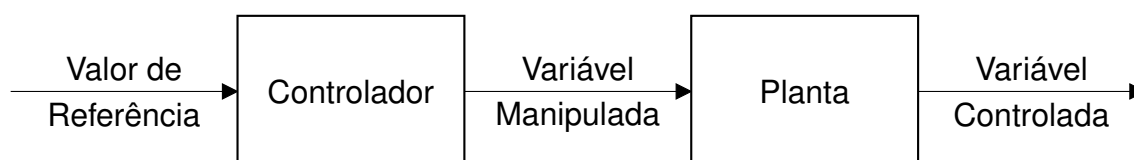


Figura 2.2: Diagrama de blocos de sistema de controle em malha aberta

O diagrama da Figura 2.3 apresenta realimentação, ou seja, uma amostra da resposta real é lida por um elemento sensor e é reinserida à entrada da malha, aonde é realizada a comparação entre resposta real e desejada, a diferença entre ambos os valores é chamado de Erro do Sistema e é baseado nesse valor que o controlador tem condições de efetuar as devidas correções, geralmente, afim de manter o sistema estável no valor de resposta desejada.

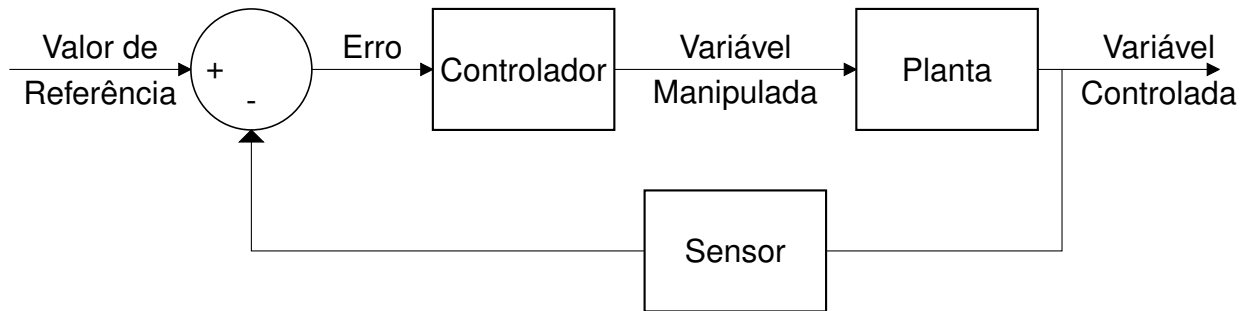


Figura 2.3: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada

Como notação para os elementos do diagrama de blocos, são adotadas letras para representar matematicamente as relações entre as grandezas conforme Figura 2.4

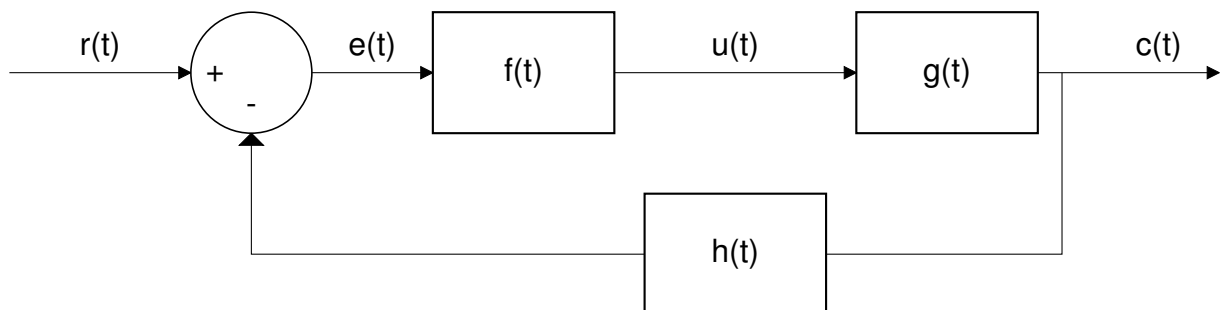


Figura 2.4: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática

2.2 Controle Clássico

Os sistemas de controle clássicos possuem a predileção por tratar sistemas monovariáveis, lineares e invariantes no tempo, mas esta não é a condição mais provável para um sistema físico. Ao longo do tempo foram desenvolvidas ferramentas, como a Transformada de Laplace, para contornar algumas dificuldades inerentes ao equacionamento dos modelos matemáticos e também métodos como o dos lugares das raízes ou resposta de frequência.

Os sistemas de controle modernos possuem o índice de desempenho em termos de variáveis de estado, e possuem técnicas para tratar sistemas multivariáveis, não lineares e variantes no tempo.

A forma prática de trabalhar com sistemas de controle clássicos é através de modelos matemáticos para descrever a dinâmica dos sistemas a partir das leis físicas que regem seus comportamento e desempenho. As variáveis dos sistemas articulam-se

dinamicamente e são expressas matematicamente utilizando, geralmente, equações diferenciais, e podem ser relações lineares ou não lineares. Para sistemas não lineares é habitual que seja feita a linearização do sistema, ou de uma região que se queira controlar, utilizando como ferramenta a Série de Taylor.

Outra ferramenta extremamente importante é a Transformada de Laplace que converte uma equação diferencial no domínio do tempo em uma equação algébrica no domínio da frequência, facilitando a manipulação matemática na utilização dos métodos de controle.

A relação das variáveis de saída com a de entrada do sistema, é denominada de Função de Transferência(FT) e apresenta as características dinâmicas do sistema.

2.2.1 Modelagem matemática

A maioria dos sistemas físicos pode ser modelado matematicamente através de equações diferenciais parciais e é comum que os sistemas apresentem comportamento exponencial, e também apresentam não linearidades, que dependendo da aplicação, podem ser aproximadas em regiões específicas de operação e as equações sofrem transformadas para simplificar a manipulação e resolução dos problemas encontrados nos diversos sistemas assim como o apresentado neste estudo.

2.2.2 Sistema Linear

Quase que a totalidade dos processos naturais apresentam aspectos não lineares, porém a técnica de controle clássico trabalha apenas com sistemas lineares, assim existem duas opções para trabalhar com sistemas não lineares: mudar o método de controle para uma técnica não convencional ou linearizar em torno de um ponto de operação. A linearização é o processo de encontrar um modelo linear que atenda bem a aproximação do modelo não linear em questão.

Lyapunov ??? provou que em uma região próxima ao ponto de operação um sistema não linear pode ser estável.

Dado um sistema $S(t)$ para uma entrada $u(t) = u_1(t)$ tem-se uma saída $y(t) = y_1(t)$ e para uma entrada $u(t) = u_2(t)$ tem-se uma saída $y(t) = y_2(t)$.

Assim para a região linear próxima ao ponto de operação, uma combinação linear na entrada $u(t) = \alpha u_1(t) + \beta u_2(t)$ produz $y(t) = \alpha y_1(t) + \beta y_2(t)$, $\forall \alpha, \beta \in \mathfrak{R}$, que é o princípio

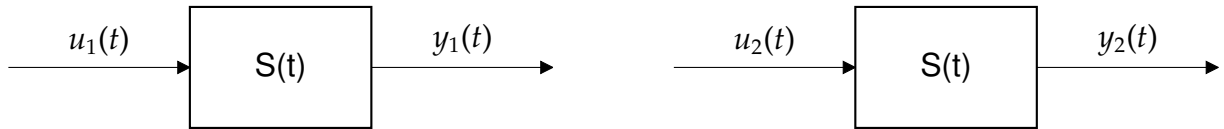


Figura 2.5: Sistema simples

da superposição ilustrado na Figura 2.6.

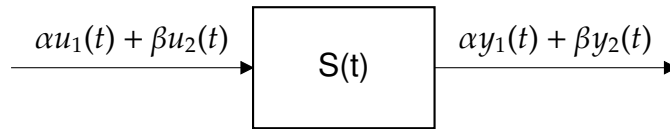


Figura 2.6: Princípio da Superposição

Linearização

Para o processo de linearização de um sinal, uma forma comumente utilizada é através da Série de Taylor, onde dado um plano cartesiano e uma função f com um ponto qualquer com coordenadas x e y com pequenas variações \bar{x} e \bar{y} , temos que:

$$y = \bar{y} + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x}) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x})^2 + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3f}{dx^3} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x})^3 + \dots \quad (2.1)$$

A Série de Taylor é truncada após o segundo membro da somatória, pois $(x - \bar{x})^n$ é cada vez menor na medida em que o expoente aumenta, fazendo com que tal parcela da somatória tenda a zero, assim despreza-se tais termos e tem-se:

$$y = \bar{y} + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x}) \quad (2.2)$$

2.2.3 Transformada de Laplace

A Transformada de Laplace é utilizada em controle como uma ferramenta matemática para facilitar a solução de equações diferenciais lineares, utilizando uma variável complexa s , operações como derivação e integração podem ser substituídas por operações algébricas no plano complexo, domínio da frequência, e após a resolução realiza-se a Transformada Inversa de Laplace para retornar a solução para o domínio do tempo.

A definição e sua dedução de forma rigorosa podem ser encontradas em (??) e não será discutida neste trabalho, mas vale aqui apresentar apenas a sua definição e uma parte da tabela de conversão.

A Transformada de Laplace é definida como:

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st}dt \quad (2.3)$$

Onde:

\mathcal{L} : Operador da Transformada de Laplace

$f(t)$: função da variável t tal que $f(t) = 0$ para $t < 0$

$F(s)$: Transformada de Laplace de $f(t)$

s : variável complexa

A Transformada Inversa de Laplace é definida como:

$$\mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{st}ds, \text{ para } t > 0 \quad (2.4)$$

Onde:

\mathcal{L}^{-1} : Operador da Transformada Inversa de Laplace

c : Número real constante, abscissa da convergência.

Difícilmente a Transformada Inversa de Laplace é utilizada, podendo ser utilizado o método de frações parciais ou a tabela de conversão.

A Tabela 2.1 mostra alguns pares de Transformadas de Laplace, e uma tabela mais completa pode ser encontrada no Capítulo 2 de (??).

2.3 Ação de Controle

As ações de controle, são tomadas afim de atender as especificações e os requisitos de desempenho de cada sistema. Assim, utilizando o sistema descrito em

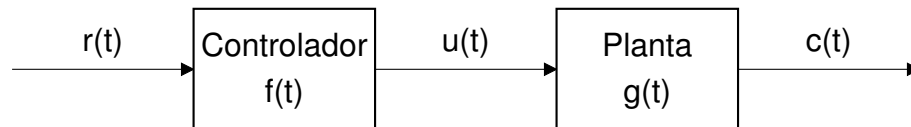
Tabela 2.1: Pares de Transformadas de Laplace

$f(t)$	$F(s)$
Impulso unitário $\delta(t)$	1
Degrau unitário $1(t)$	$\frac{1}{s}$
t	$\frac{1}{s^2}$
$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{1}{s^n}$
$t^n (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{n!}{s^{n+1}}$
e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$
$t^n e^{-at} (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{n!}{(s+a)^{n+1}}$
$\frac{1}{a}(1 - e^{-at})$	$\frac{1}{s(s+a)}$
$\frac{1}{b-a}(e^{-at} - e^{-bt})$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$

detalhes no Capítulo 3 Sistema Eletrônico, é mostrado o resultado da implementação das principais ações de controle para uma implementação em malha aberta e em malha fechada.

2.3.1 Malha Aberta

O controle em malha aberta é o sistema mais simples de ser implementado, não possui realimentação, ou seja, o controlador não possui uma indicação da variável controlada, não sendo possível a sua correção caso haja alguma interferência, oscilação, ruído, ou mesmo que o sistema não apresente baixo rendimento.

**Figura 2.7:** Sistema de controle em malha aberta

O sistema físico aqui estudado possui comportamento exponencial que pode ser descrito pela equação 2.5.

$$\frac{dc(t)}{dt} + c(t) = r(t) \rightarrow \mathcal{L} \rightarrow \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{s+a} \quad (2.5)$$

Onde:

t : tempo, $r(t) = 0$, para $t < 0$;

\mathcal{L} : Operador de Laplace;

$c(t)$: Variável controlada no domínio do tempo;

$C(s)$: Variável controlada no domínio da frequência;

$r(t)$: Valor de referência (*setpoint*) no domínio do tempo;

$R(s)$: Valor de referência (*setpoint*) no domínio da frequência.

K : Constante de proporcionalidade;

s : Variável complexa de Laplace;

a : Polo da função.

Sendo assim, para um estímulo de entrada do tipo **degrau**, com amplitude **A**, temos $R(s) = \frac{A}{s}$ e aplicando a Transformada Inversa de Laplace:

$$C(s) = \frac{K}{s+a} \frac{A}{s} \rightarrow \mathcal{L}^{-1} \rightarrow c(t) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-at}) \quad (2.6)$$

A Figura 2.8a mostra um sinal do tipo degrau com amplitude **A** aplicado ao sistema de teste, que responde conforme um sistema de primeira ordem como mostrado na Figura 2.8b. A partir de um determinado instante de tempo, entra em regime constante (c_{reg}), alcançando o valor de referência dado pelo degrau de amplitude A. Assim quando $t \rightarrow \infty$ então $c_{reg} \rightarrow A$:

Aplicando o Teorema do Valor Final pode-se ver que o c_{reg} estabiliza em um valor constante como mostrado pela Equação 2.7:

$$C_{reg} = \lim_{s \rightarrow 0} sC(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K}{s+a} \frac{A}{s} = \frac{KA}{a} \quad (2.7)$$

Matematicamente, quanto maior o valor de t na Equação 2.6, o resultado de sua exponencial tende a zero, levando a um resultado que depende apenas das constantes, como mostrado na Equação 2.7.

Tomando $t = \frac{1}{a} = a^{-1} = \tau$ para gerar um valor conhecido em e^{-at} , da Equação 2.6

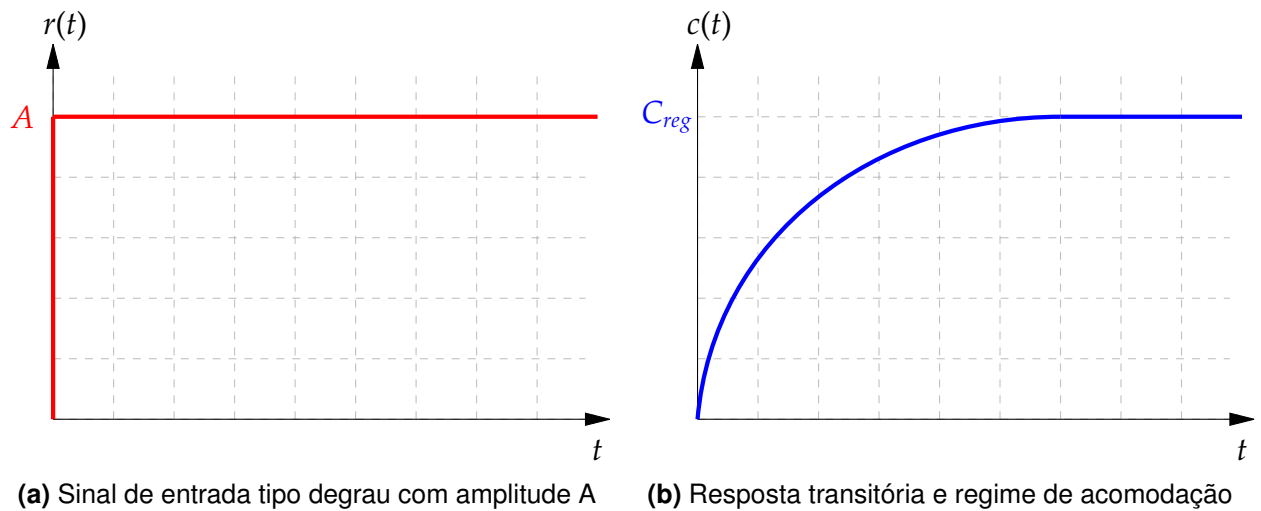


Figura 2.8: Sistema de Primeira Ordem

temos:

$$c(a^{-1}) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-(a \cdot a^{-1})}) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-1}) = \frac{KA}{a} \cdot 0,63 = 0,63 \cdot C_{reg} \quad (2.8)$$

A Figura 2.9 mostra a constante de tempo τ , que é atingida quando o sistema alcança 63% do seu valor de regime. Como sabemos que $\tau = \frac{1}{a}$, então o polo do sistema, que leva o denominador da Equação 2.6 a zero, é:

$$a = \frac{1}{\tau} \quad (2.9)$$

Portanto:

$$K = \frac{aC_{reg}}{A} \quad (2.10)$$

A Figura 2.7 mostra um sinal do tipo degrau aplicado como referência no valor de 25 rps, a curva de comportamento real medida empiricamente e a curva aproximada calculada pelo método determinístico como segue:

A Figura 2.10 possui uma linha indicativa que mostra o ponto de intercepção da curva ao valor de 63% do valor de referência, e empiricamente foi gerado um gráfico com divisões no eixo do Tempo no valor de $\tau = 2,8s$.

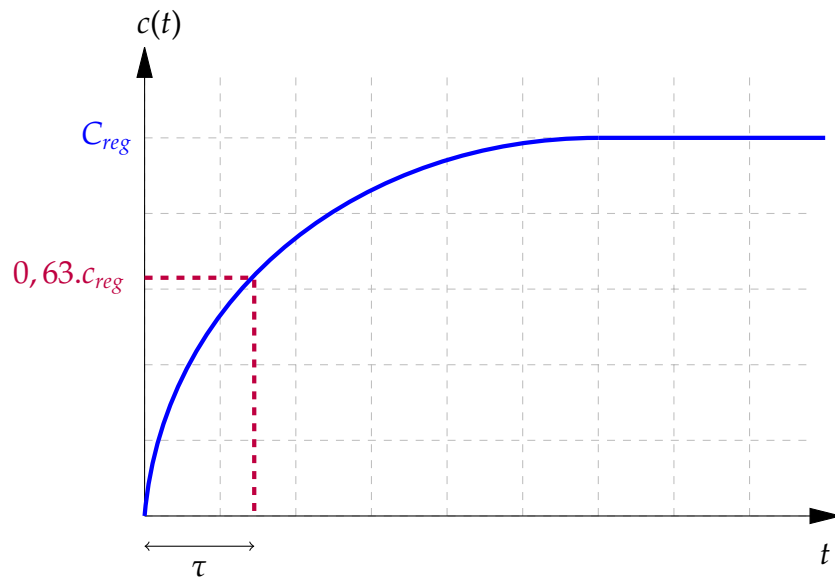


Figura 2.9: Constante de tempo

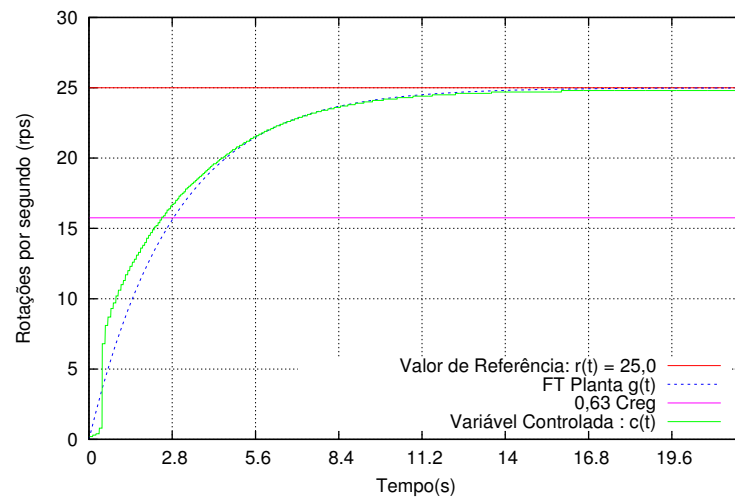


Figura 2.10: Ação de Controle em Malha Aberta

Calculando o polo da função:

$$a = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2,28} = 0,357 \quad (2.11)$$

Como $c_{reg} = 25$ e A também é 25 então na Equação 2.10 $K = a$ e assim temos que:

$$c(t) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-at}) = \frac{0,357 \cdot 25}{0,357}(1 - e^{-0,357 \cdot t}) = 25(1 - e^{-0,357 \cdot t}) \quad (2.12)$$

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$C(s) = \frac{K}{s+a} \frac{A}{s} = \frac{0,357}{s+0,357} \frac{25}{s} \quad (2.13)$$

A finalidade da função de transferência $f(t)$ é converter o sinal de referência do tipo **rps** para seu respectivo parâmetro da modulação por largura de pulso (% **PWM**) que aciona o motor.

2.3.2 Duas posições ou Liga-Desliga

É o tipo de ação de controle mais simples de ser implementado, porém o de menor precisão, pois opera com potência máxima até que o sensor atinja um determinado valor limite, mudando a ação para potência mínima, geralmente zero.

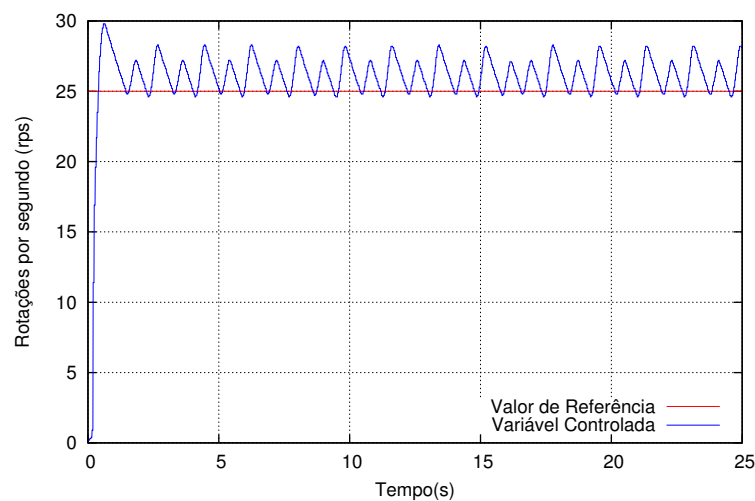


Figura 2.11: Ação de Controle Liga-Desliga

A Figura 2.11 mostra o gráfico obtido no sistema de teste, onde a velocidade de rotação do motor oscila entre os valores de 25 e 30 rps, sendo o valor desejado em 25 rps. Todas estas oscilações podem representar perda de energia, pois o motor está recebendo energia em excesso sem necessidade, porém sua implementação é simples e não requer um conhecimento específico e aprofundado de controle.

O código fonte que gerou o resultado obtido na Figura 2.11 é mostrado na Figura 2.12, sendo apresentada apenas a função que realiza função de controle, que neste caso tem como parâmetros de entrada os valores de *setpoint* e do *sensor* e o seu valor de retorno é o parâmetro de entrada da função de acionamento da modulação

```

1 long controlador_LigaDesliga{ long setpoint, long
    sensor }
2 {
3     if( sensor > setpoint )
4         return( 0 );
5     else
6         return( 100 );
7 }

```

Figura 2.12: Código da Ação de Controle Liga-Desliga

por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*), que neste caso utiliza apenas os valores extremos.

2.3.3 Controlador Proporcional (P)

No controle proporcional, o erro é multiplicado por uma constante k_p gerando o sinal $u(t)$, que é a variável manipulada que atua sobre o sistema $g(t)$.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) \quad (2.14)$$

O diagrama de blocos da Figura 2.13 mostra o bloco k_p que tem seu comportamento descrito pela Equação 2.14 e que atua diretamente sobre o sistema através da variável manipulada $u(t)$.

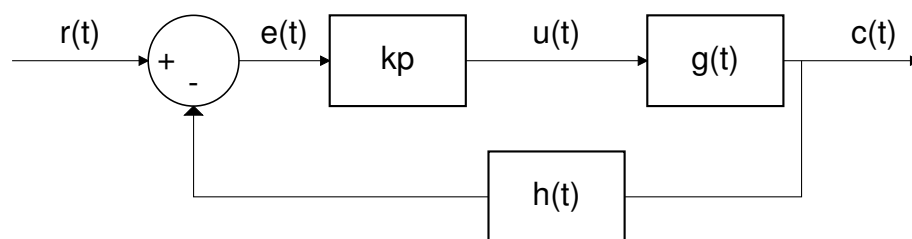


Figura 2.13: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática

Variando o valor de k_p pode-se ver pela Figura 2.14 que quanto maior o seu valor, mais rápida é a resposta do sistema, ou seja, menor é o tempo necessário para alcançar o valor de referência, porém, depois de um determinado valor, o sistema apresenta um sobressinal, que pode ou não ser tolerável, dependendo das exigências da aplicação.

O controlador que foi implementada a função proporcional está apresentado na

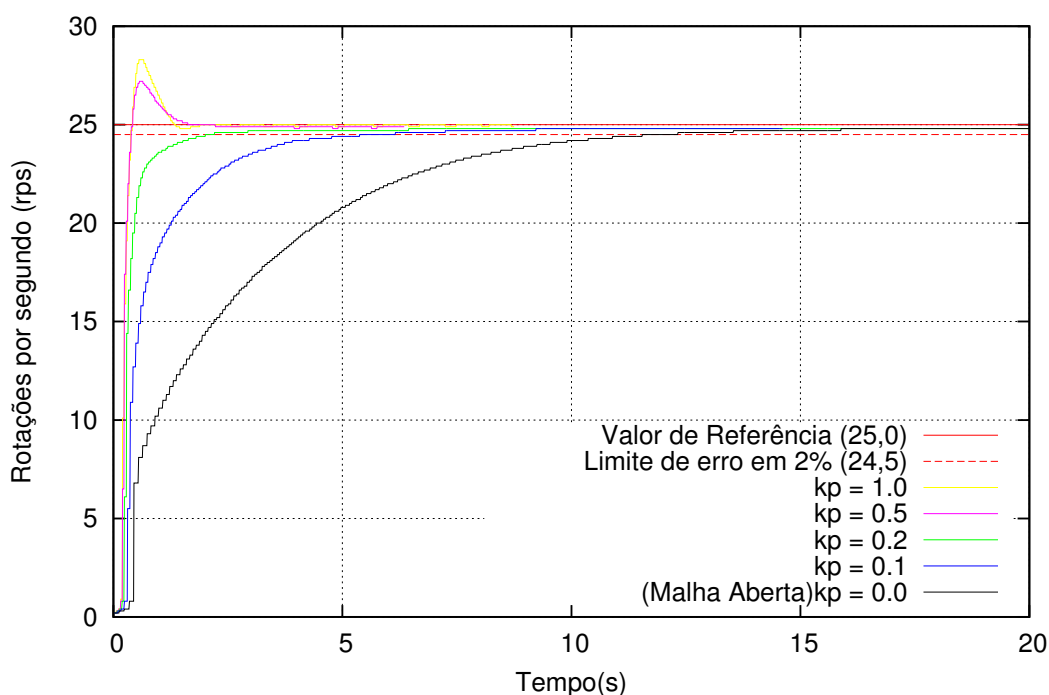


Figura 2.14: Ação de Controle Proporcional

Figura 2.15, onde pode-se verificar a utilização de variáveis do tipo ponto flutuante (*float*) para obtenção de maior precisão nos cálculos e consequentemente, no controle. O nome das variáveis faz alusão a sua representação no diagrama de blocos da Figura 2.13.

A função implementada, declarada na linha 7 possui três parâmetros de entrada e possui um parâmetro de retorno, sendo:

- *setpoint* : recebe o valor de rotação desejado ao sistema, o valor de referência;
- *max* : representa o máximo valor que o sistema alcança;
- *sensor* : recebe o valor de rotação atual da planta;
- *return* : Parâmetro de retorno da função que assume um valor entre 0 e 100, pois é o parâmetro de entrada do controlador PWM que efetua o acionamento do motor.

Nas linhas 9 e 10 os parâmetros de entradas são convertidos em ponto flutuante para realização dos cálculos e atribuídos às respectivas variáveis auxiliares.

A variável *pwmAlvo* recebe o valor percentual da velocidade de referência, como a velocidade mínima é zero, basta dividir o *setpoint* pelo valor *max* e multiplicar por

```

1 float kp = 0.1;
2 float ki = 0.0002;
3 float kd = 2.0;
4 float yT, rT, eT, iT, dT, uT;
5 long Cout, pwmAlvo;
6
7 long controlador{ long setpoint, long max, long sensor
8 }
9 {
10     rT = (float) setpoint;
11     yT = (float) sensor;
12     pwmAlvo = ((setpoint*100)/max);
13
14     eT = rT - yT;
15
16     uT = kp*eT;
17
18     Cout = pwmAlvo + uT;
19
20     if( Cout < 0 )
21         Cout = 0;
22     else if( Cout >= 100 )
23         Cout = 100;
24
25     return( Cout );
26 }

```

Figura 2.15: Código da Ação de Controle Proporcional

100 conforme feito na linha 11.

A linha 14 realiza o cálculo do erro, subtraindo do valor de referência (rT) o valor do erro (ht).

Na linha 18 a variável manipulada recebe o erro (eT) sendo multiplicado proporcionalmente pelo coeficiente kp , que caracteriza esta configuração de controle.

A variável *Cout*, é a variável com o valor que será o retorno da função, que serve de parâmetro de entrada ao gerador de sinal PWM que atua sobre o motor.

Cout recebe o valor da variável *pwmAlvo* que é a aplicação de um degrau com valor de referência do sistema somado somada a uT que possui o valor proporcional ao erro do sistema.

Inicialmente, considerando o sistema em repouso, o erro possui um valor alto, então, *Cout* é inicializada com um valor bem maior do que o necessário para gerar o

valor de referência, ou seja, um valor de *pwm* referente a uma velocidade bem maior do que os 25 *rps* de referência da aquisição mostrada na Figura 2.14. Conforme o sistema começa a girar, e a velocidade aumenta, o erro diminui, o que diminui o incremento ao *pwmAlvo*, até que este incremento seja zero quando o valor lido pelo sensor alcançar o valor de referência, que é o próprio valor do degrau que está em *pwmAlvo*.

O código entre as linhas 20 e 23 são necessárias apenas para não gerar um valor incorreto para o parâmetro do PWM, o que poderia causar falhas no acionamento.

2.3.4 Controlador Integral (I)

O controlador integral atua acumulando o erro do sistema, conforme equação descrita abaixo:

$$u(t) = k_i \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (2.15)$$

A resposta apresentada pelo sistema está plotada na Figura 2.16 e mostra que ao aumentar o valor do coeficiente *ki* o sistema começou a oscilar e demorou mais para estabilizar dentro de um valor limite próximo ao valor de referência.

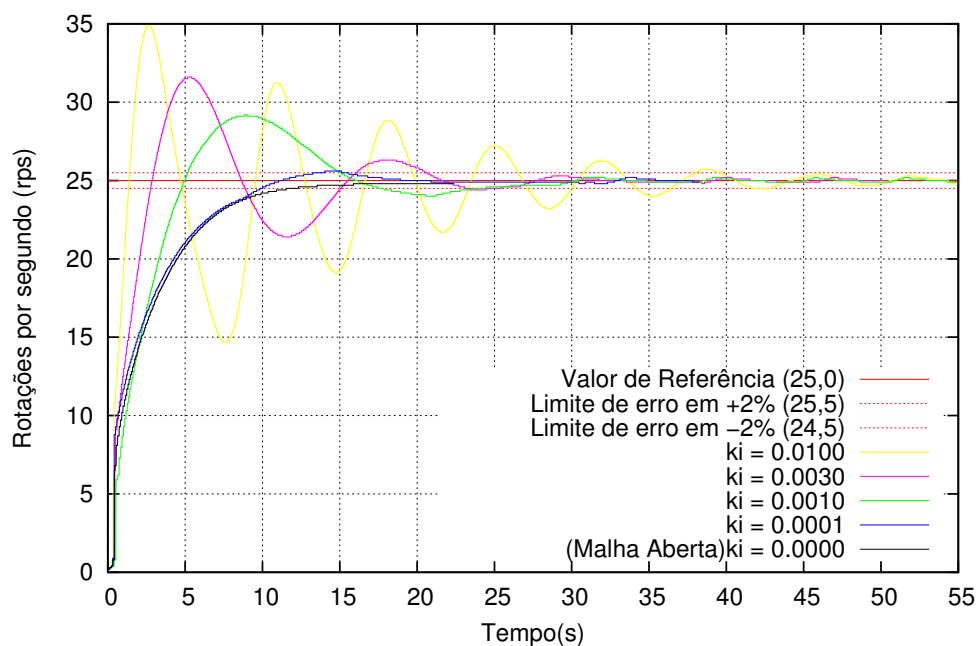


Figura 2.16: Ação de Controle Integral

A Figura 2.17 mostra o código da função que implementou o controlador com ação integral, responsáveis por gerar propriamente a ação de integração do erro.

```

13
14     eT = rT - yT;
15     iT += eT * i;
16     uT = iT;

```

Figura 2.17: Código da Ação de Controle Integral

A ação de integração é uma somatória de pequenas amostras do erro, que somadas ao longo do tempo levam o sistema a um erro zero, porém demoram mais tempo para alcançar a estabilidade e facilmente geram sobressinal.

2.3.5 Controlador Proporcional + Integral (PI)

O controlador Proporcional Integral (PI) como o próprio nome indica, é a união das ações de controle que levam seu nome, e busca unir as suas propriedades.

$$u(t) = k_p.e(t) + k_i \int_0^{\infty} e(t)dt \quad (2.16)$$

O intuito neste controlador é reduzir o tempo de resposta do sistema pelo controle proporcional e ao mesmo tempo gerar um erro nulo quando a estabilidade é atingida.

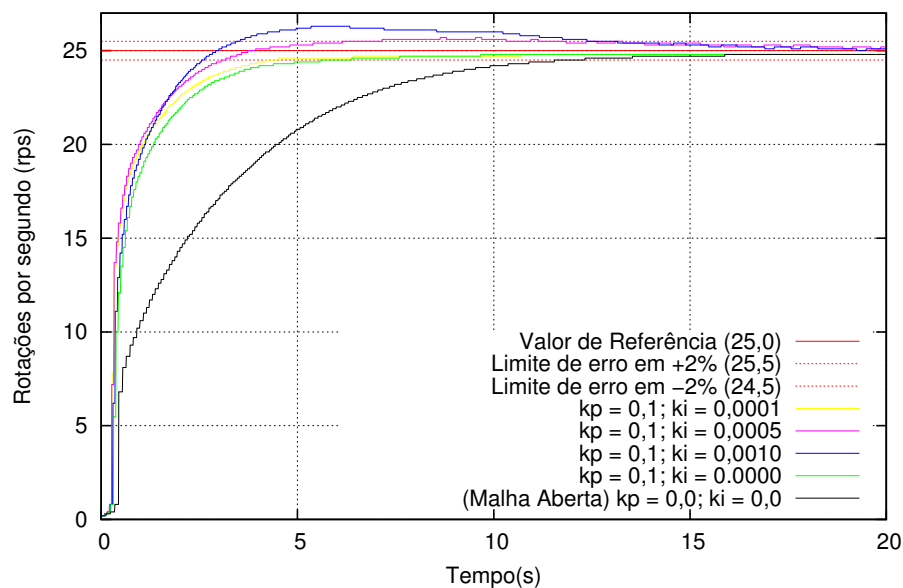


Figura 2.18: Ação de Controle Proporcional Integral

Como pode-se ver no gráfico da Figura 2.18 foi utilizado um valor de $ki = 0.1$ para obter uma subida em um tempo tido como bom, ou seja, subida mais rápida e sem gerar sobressinal, de acordo com os valores mostrados na Figura 2.14.

```

13
14     eT = rT - yT;
15     iT += eT * i;
16     uT = iT + p*eT;

```

Figura 2.19: Código da Ação de Controle Proporcional Integral

O código da Figura 2.19 mostra a implementação das funções de controle proporcional e integral, sendo que a linha 15 mostra a somatória característica do controle integral.

2.3.6 Controlador Proporcional + Derivativo (PD)

A ação de controle proporcional e derivativo propicia uma resposta mais rápida, pois a ação derivativa gera um grande erro se houver variações abruptas.

$$u(t) = kp.e(t) + kd.\frac{de(t)}{dt} \quad (2.17)$$

A figura 2.20 mostra que a resposta do sistema é a mais rápida dos ações de controle estudadas, e também gera o maior sobressinal.

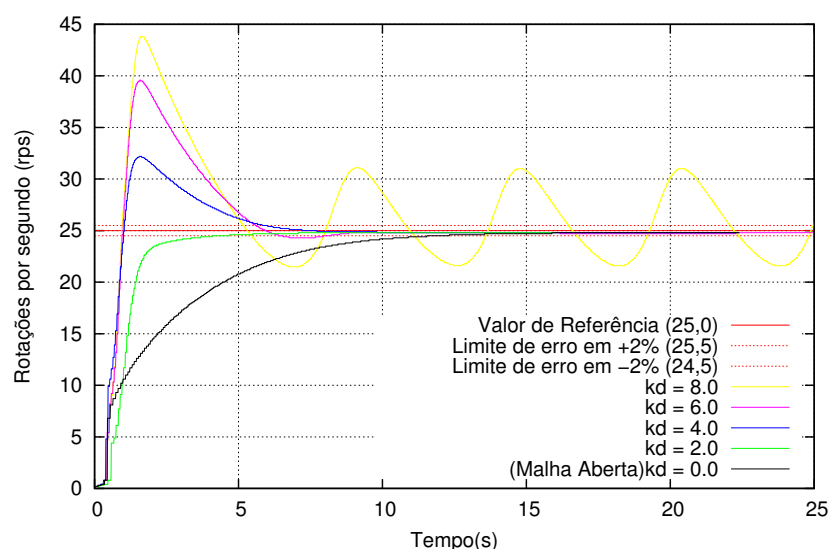


Figura 2.20: Ação de Controle Proporcional Derivativo

A linha 13 da Figura 2.21 mostra como foi codificada a ação de controle Derivativa modificada.

```

13      dT = (eT - (rT-yT)) * d;
14      eT = rT - yT;
15
16      uT = dT + p*eT;

```

Figura 2.21: Código da Ação de Controle Proporcional Derivativo

A ação de controle derivativa (PD) é modificada pois é utilizada a diferença do erro na iteração anterior com o erro com os dados atuais, diferente do que ocorre com o controlador PD teórico, onde a derivada implica na diferença entre o valor atual e uma pequena variação positiva do tempo, ou seja, uma amostra futura, que é impossível de ser obtida na prática.

2.3.7 Controlador Proporcional + Integral + Derivativo (PID)

O controlador Proporcional Integral Derivativo é uma das configurações mais utilizadas por sua versatilidade, unindo as características que permitem ajustar o tempo de subida, o sobressinal e o erro de estado estacionário, conforme a necessidade e a aplicação.

$$u(t) = k_p.e(t) + k_i \int_0^{\infty} e(t)dt + k_d.\frac{de(t)}{dt} \quad (2.18)$$

O controlador PID pode ser implementado de diversas formas, pode ter o parâmetro proporcional influenciando diretamente as demais ações, ou não, como neste caso onde as ações de controle são utilizadas de forma independentes, e o erro é utilizado para cada uma das partes da soma do sinal da variável manipulada ($u(t)$).

Os dois sinais utilizando o controle PID utilizou parâmetros já testados nos controladores anteriores para obter um resultado desejado, onde o sistema responde de forma bem rápida ao estímulo de entrada, tendo um tempo de subida entre 3 e 4 segundos para atingir a estabilidade com erro de estado estacionário menor do que 2%, sem gerar sobressinal.

Em comparação ao sinal de controle em malha aberta, que a estabilidade é alcançada em um tempo de aproximadamente 12 segundos, o ganho de velocidade é considerável para o sistema estudado, pois foi reduzido a pelo menos um terço do tempo original.

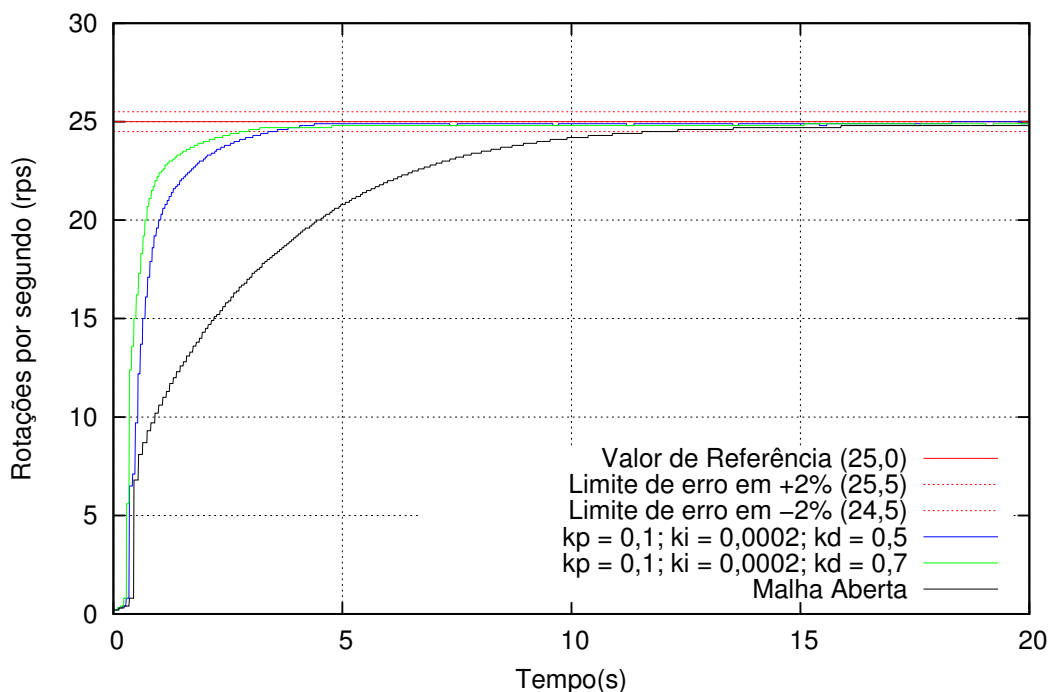


Figura 2.22: Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo

A Figura 2.23 mostra a codificação completa dos parâmetros do PID, onde pode-se perceber que sua implementação é simples, apesar da teoria ser complexa.

```

13   dT = (eT - (rT-yT)) * d;
14   eT = rT - yT;
15   iT += eT * i;
16   uT = p*eT + iT + dT;
  
```

Figura 2.23: Código da Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo

Para o microcontrolador efetuar as subtrações é algo que requer pouco processamento, mas as multiplicações são bem mais complexas e exigem mais memória e tempo de processamento, e é claro que trabalhando em ponto flutuante esta complexidade também é muito grande. O controlador utilizado possui uma unidade de processamento de ponto flutuante, o que possibilitou uma performance capaz de efetuar todos os cálculos sem afetar a leitura de velocidade do sistema.

2.4 Requisitos de desempenho do sistema

Os sistemas de controle buscam atender os chamados requisitos de desempenho do sistema, que de um modo geral se efetuam através de modificações das carac-

terísticas da relação entrada/saída para se obter os valores desejados dessa relação, ou ainda ajustar o comportamento da saída para uma dada entrada específica.

Os principais e mais comuns requisitos de desempenho dos sistemas são associados a velocidade de resposta, presença ou não de oscilações e a exatidão da resposta do sistema em relação ao valor desejado, chamada de erro de regime estacionário.

O erro de regime estacionário, mostrada na Figura 2.24, é uma medida que vai tender a zero em sistemas ideais, mas que na realidade não alcança o valor zero, assim assume-se um valor aceitável, 5% do valor da resposta desejada para sistemas não críticos e 2% para sistemas de maior grau de criticidade, para assumir que o sistema entrou em estabilidade, e a resposta real é aceita como tendo atingido o valor de resposta desejada.

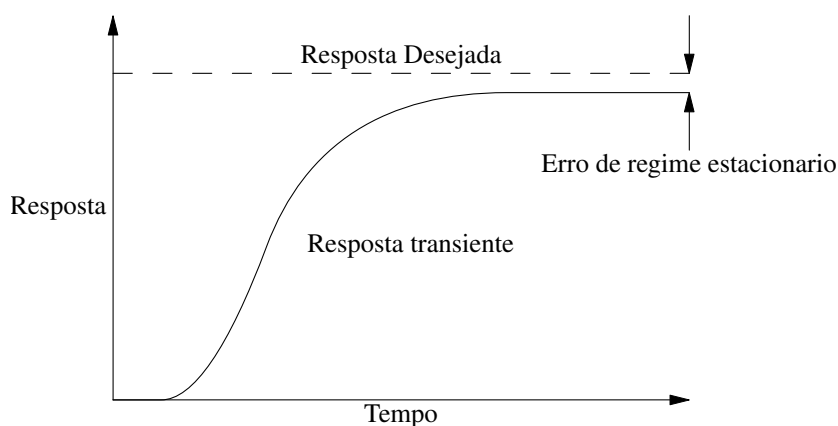


Figura 2.24: Gráfico da função Resposta

Para realizar o controle de um sistema é necessário que estejam bem definidos os seus requisitos, que são os objetivos a serem atendidos. Quando um sistema por si só já atende aos requisitos, não há a necessidade de controle. De forma oposta, é projetado o sistema de controle, que pode ser em malha aberta ou fechada, clássico ou moderno dependendo das características físicas do sistema.

Para a execução de um sistema de controle podem ser verificados requisitos do sistema de duas formas básicas, sendo a primeira através dos testes e levantamento empírico da sua curva de resposta ou através de seu modelo matemático, quando trabalha-se com elementos já bem estudados e com a equação que representa seu comportamento empírico bem estabelecida por diversos estudos anteriores.

2.5 Controle Moderno Não Convencional

Lógica Paraconsistente

O controle moderno trata de sistemas multivariáveis, não lineares ou variantes no tempo de forma mais apropriada do que o controle clássico, reduzindo a complexidade das expressões para que haja a possibilidade de um processamento satisfatório. Dentro do universo do controle moderno, existe ainda o controle convencional que utiliza a análise de sistemas de controle no espaço de estados, que utiliza n-equações de primeira ordem combinadas em uma equação diferencial vetor-matricial, de forma a simplificar e possibilitar o trabalho com uma quantidade de variáveis alta sem que haja um grande impacto no processamento. (??) Outra forma de controle moderno é denominada controle não convencional, aonde estão situadas diversas técnicas como controle adaptativo, algoritmos adaptativo e genético, redes neurais, as lógicas Fuzzy e Paraconsistente, que é alvo da abordagem do presente trabalho, entre outras.

A lógica, como ramo filosófico que trata das relações de coerência racional e discursiva, proposições e conclusões, tem como origem a Grécia Antiga com o seu primeiro arranjo formal em *Tópicos* de Aristóteles por volta de 340 a.C. Apesar de suas bases serem conhecidas e discutidas por diversos pensadores anteriores, não havia a formalização de uma teoria bem fundada, apenas o tratamento de ideias como consistência e consequências da contradição por exemplo.

Os princípios da lógica enunciadas por Aristóteles são basilares para a teoria clássica e moldaram o pensamento e a noção de consistência, ou não contradição, estreitamente conectadas ao conceito de completude e podem ser descritos formalmente assim:

1. Princípio de Identidade: $A \rightarrow B$ ou $\forall x(x = x)$;
2. Princípio do Terceiro Excluído: $A \vee \neg A$ ou $\forall x(Ax \vee \neg Ax)$;
3. Princípio da Não Contradição: $\neg(A \wedge \neg A)$ ou $\forall x\neg(Ax \wedge \neg Ax)$.

O grande desenvolvimento da lógica, principalmente nos séculos XIX e XX, forneceu ferramenta para caracterização e tratamento preciso da lógica clássica e também possibilitou o desenvolvimento de sistemas lógicos não clássicos, possibilitando rearranjos, experimentações e questionamentos de dogmas secularmente estabelecidos.

Uma questão que já havia sido objeto de estudo por diversos pensadores desde os pré-socráticos, como Heráclito e sua doutrina da harmonia dos opostos, é a questão

da contradição, que por vezes incomodou-os mas que nunca havia sofrido um tratamento formal como o desenvolvido por Newton C. A. da Costa(1929-) e Stanislaw Jaskowski(1906-1965), que propuseram e desenvolveram sistemas lógicos que fossem capazes de lidar com essas inconsistências.

Para (da Costa e Marconi, 1989), ao restringir em um certo sistema lógico o princípio da não contradição, obtém-se um resultado que pertence à lógica denominada Paraconsistente.

Assim sendo, para uma dada teoria, se houver um símbolo de negação, como por exemplo " \neg ", se em qualquer fórmula fechada A não for demonstrável A e $\neg A$ a teoria é consistente (não contraditória), senão, ela é inconsistente(contraditória).

Teoria é definida por (Evandro Luís Gomes, 2013 p.4) como sendo:

...um conjunto de fórmulas(expressões bem formuladas) de uma linguagem, fechadas por uma determinada relação de consequência, que caracteriza a lógica subjacente à teoria, da qual ela herda todas as suas características estruturais como, por exemplo, consistência(não contraditoriedade) e completude.

Na lógica clássica, uma teoria é completa, se e somente se, for consistente para toda a fórmula fechada A onde A e $\neg A$ é teorema da teoria e a teoria é trivial ou supercompleta se todas as fórmulas expressáveis forem demonstráveis, tanto A quanto $\neg A$.

Sendo que toda a lógica paraconsistente, não se pode deduzir qualquer fórmula à partir de uma fórmula A e sua negação $\neg A$, mostrando assim que as noções de inconsistência (contraditoriedade) e trivialidade são de fato independentes.

2.5.1 Reticulado de Hasse

A lógica paraconsistente sendo apropriada para tratar dados inconsistentes foi utilizada em 1987, por H. Blair e V. S. Subrahmanian para representar e codificar o funcionamento de bancos de dados inconsistentes. Pouco depois Costa, Subrahmanian e Vago propuseram a lógica paraconsistente anotada e sua extensão a uma lógica de predicados paraconsistente anotada de primeira ordem.

Nas lógicas paraconsistentes anotadas, uma proposição P utiliza um reticulado formado por pares ordenados tal que:

$$\tau = \{(\mu, \lambda) \mid \mu, \lambda \in [0, 1] \subset \mathbb{R}\} \quad (2.19)$$

de acordo com graus de cresça das constantes anotacionais do reticulado de Hasse, associado à Lógica Paraconsistente Anotada com anotação de dois valores (LPA2v), formalmente descritas como

$$\tau = \{\top, \vee, \wedge, \perp\} \quad (2.20)$$

os quais descrevem os extremos do reticulado como sendo inconsistente, verdadeiro, falso e paracompleto, respectivamente.

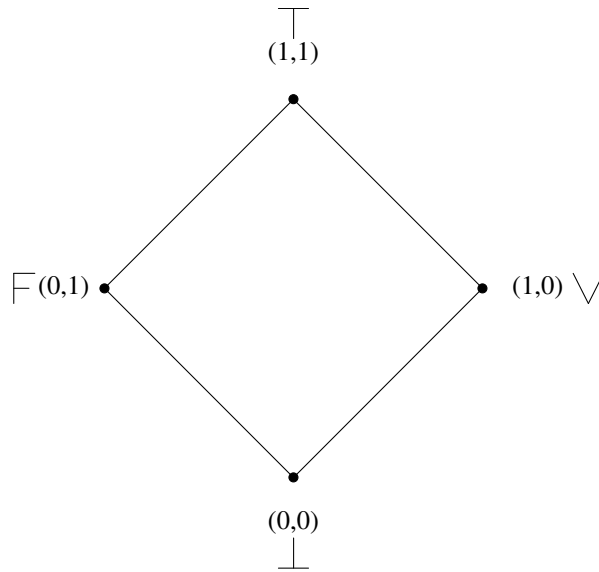


Figura 2.25: Reticulado finito de Hasse

Para toda proposição P há um par de valores, chamada de anotação, (μ, λ) , onde μ é o grau de evidência favorável e λ é o grau de evidência desfavorável, representada como $P_{(\mu, \lambda)}$.

Como exemplificação, para uma proposição $P \equiv$ "A temperatura do aquecedor atingiu o valor desejado.", assume-se dois especialistas para realizarem a leitura dos valores da anotação. Em um sistema físico, os especialistas geralmente são sensores, como neste caso, poderiam ser sensores de temperatura.

- μ = grau de evidência favorável (especialista 1), ou seja, com quanto de certeza, em um intervalo fechado $[0, 1]$, sendo 0 para grau nulo de certeza e 1 grau

máximo de certeza para a dada proposição P ;

- λ = grau de evidência desfavorável (especialista 2), ou seja, com quanto de certeza, em um intervalo fechado $[0, 1]$, sendo 0 o grau nulo de certeza à evidência desfavorável e 1 o grau máximo de certeza à evidência desfavorável para a dada proposição P .

Assim, podemos interpretar da seguinte forma os valores da anotação para as posições extremas do reticulado finito de Hasse:

- $(\mu, \lambda) = (1, 0)$: Há um grau de evidência favorável total e um grau de evidência desfavorável nulo, ou seja, a afirmação da proposição é máxima e sua negação é nula, assim, P é *Verdadeira* e *A temperatura do aquecedor atingiu o valor desejado*;
- $(\mu, \lambda) = (0, 1)$: Há um grau de evidência favorável nulo e um grau de evidência desfavorável máximo, ou seja, a afirmação da proposição é nula e sua negação é máxima, assim, P é *Falsa* e *A temperatura do aquecedor não atingiu o valor desejado*;
- $(\mu, \lambda) = (1, 1)$: Há um grau de evidência favorável máximo e também um grau de evidência desfavorável máximo, ou seja, a afirmação da proposição é máxima e sua negação também é máxima, assim, P é *Inconsistente* e *A temperatura do aquecedor atingiu e não atingiu o valor desejado*, contradição;
- $(\mu, \lambda) = (0, 0)$: Há um grau de evidência favorável nulo e também um grau de evidência desfavorável nulo, ou seja, a afirmação da proposição é nula e sua negação também é nula, assim, P é *Indeterminada* e *A temperatura do aquecedor nem atingiu o valor desejado e nem não atingiu o valor desejado*, situação paracompleta.

Os graus de evidência podem assumir valores não extremos:

- $(\mu, \lambda) = (0.8, 0.3)$: Crê-se com grau de evidência favorável de 80% e um grau de evidência desfavorável de 30% que *A temperatura do aquecedor atingiu o valor desejado*.

Existe um operador de negação (\sim) sobre τ de forma que :

$$\sim: | \tau | \mapsto | \tau, \sim (\mu, \lambda) = (\lambda, \mu) \quad (2.21)$$

Então,

$$P_{(0.8,0.3)} \leftrightarrow \sim P_{(0.3,0.8)} \quad (2.22)$$

- $(\mu, \lambda) = (0.8, 0.3) = \sim (0.3, 0.8)$: Não crê-se que há um grau de evidência favorável de 30% e um grau de evidência desfavorável de 80% que *A temperatura do aquecedor atingiu do valor desejado*.

2.5.2 Quadrado Unitário no Plano Cartesiano - QUPC

Uma outra forma de representação da anotação é utilizando o Quadrado Unitário no Plano Cartesiano (QUPC) no qual são transpostos os pontos extremos às respectivas posições de acordo com o par ordenado, $(\mu, \lambda) \leftrightarrow (x, y)$, assim o eixo x corresponde ao grau de evidência favorável e o eixo y corresponde ao grau de evidência desfavorável, conforme mostrado na Figura 2.26.

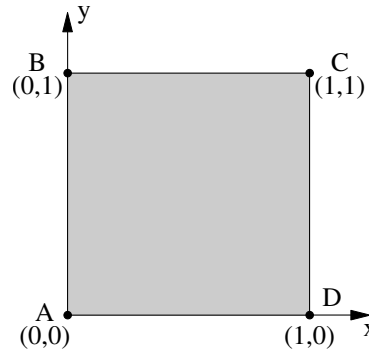


Figura 2.26: Representação do reticulado no quadrado unitário no plano cartesiano

Os pontos extremos assim representam:

- $A : (0, 0) = \perp \Rightarrow$ Paracompleto;
- $B : (0, 1) = F \Rightarrow$ Falso;
- $C : (1, 1) = \top \Rightarrow$ Contradição;
- $D : (1, 0) = V \Rightarrow$ Verdade.

O segmento de reta \overline{BD} , entre os pontos referentes às condições *Verdade* e *Falso*, conforme mostrado na Figura 2.27, é denominada de *Reta Perfeitamente Definida* e dada uma anotação (μ, λ) situada nela, a soma das evidências anotadas é sempre o valor unitário do quadro.

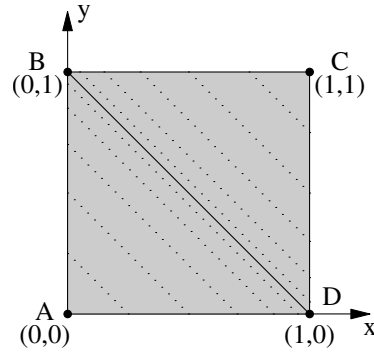


Figura 2.27: Representação da Reta Perfeitamente Definida

A relação dos graus de evidência da anotação quando coincidente à Reta Perfeitamente Definida é:

$$\mu + \lambda = 1 \quad (2.23)$$

Assim, temos que:

$$\mu + \lambda - 1 = 0 \quad (2.24)$$

Os graus de evidência não precisam apresentar valores complementares, possuem independência entre si, assim das Equações 2.23 e 2.24 é elaborado o conceito de *Grau de Contradição* (G_{ct}), assim temos:

$$G_{ct} = \mu + \lambda - 1 \quad (2.25)$$

quanto mais próximo da Reta Perfeitamente Definida, menor o grau de contradição apresentado pelos graus de evidência. Quanto mais afastado da Reta Perfeitamente Definida estiver o ponto, e mais próximo aos pontos A ou C, maior é o grau de contradição.

Quando a anotação estiver situada na região entre os pontos BCD, acima da reta perfeitamente definida, o grau de contradição é denominado *Grau de Inconsistência* (G_{it}), e isso ocorre quando, $\mu \geq \lambda$, de forma oposta, quando $\mu < \lambda$ a anotação está situada na região entre os pontos BAD, abaixo da reta perfeitamente definida, e o grau

de contradição é denominado *Grau de Indefinição* (G_{id}), então pode-se dizer que:

$$-1 \leq G_{id} < 0 \leq G_{it} \leq 1 \quad (2.26)$$

e

$$-1 \leq G_{ct} \leq 1 \quad (2.27)$$

O segmento de reta \overline{AC} , entre os pontos referentes às condições *Paracompleto* e *Contradição*, conforme mostrado na Figura 2.28, é denominada de *Reta Perfeitamente Indefinida* e dada uma anotação (μ, λ) situada nela, a subtração das evidências anotadas é sempre zero, $\mu = \lambda$, e de forma contrária, quando a anotação está posicionada de forma não coincidente à Reta Perfeitamente Indeterminada, significa que $\mu \neq \lambda$.

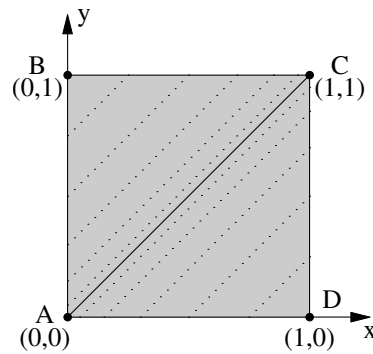


Figura 2.28: Representação da Reta Perfeitamente Indefinida

A relação dos graus de evidência para uma anotação cuja posição coincide com a Reta Perfeitamente Indefinida é:

$$\mu - \lambda = 0 \quad (2.28)$$

De forma análoga ao Grau de contradição, da Equação 2.28 é elaborado o conceito de *Grau de Certeza* (G_c), assim temos que:

$$G_c = \mu - \lambda \quad (2.29)$$

Quando os graus de evidência, favorável e desfavorável, são iguais, não há certeza em relação à proposição, mas quando são diferentes, alguma certeza pode ser inferida, até a condição máxima onde uma das evidências é total (1) e a outra é nula (0), caracterizando a condição verdadeira ou falsa, afastando o ponto anotado da Reta Perfeitamente Indefinida.

Quando a anotação situa-se entre os pontos ABC do QUPC, o grau de certeza é denominado *Grau de Falsidade* (G_f), e tal condição ocorre quando $\mu < \lambda$, caso contrário, se $\mu \geq \lambda$, a anotação situa-se entre os pontos ACD do QUPC, e o grau de certeza é denominado *Grau de Verdade* (G_v), então pode-se dizer que:

$$-1 \leq G_f < 0 \leq G_v \leq 1 \quad (2.30)$$

e

$$-1 \leq G_c \leq 1 \quad (2.31)$$

Graficamente são representadas como mostra a Figura 2.29:

A representação ainda é dividida em algumas partes, dependendo da aplicação, estabelecendo quais são os limites que definem cada estado, Verdadeiro, Falso, Para-completo, Contradição e outros mais que forem pertinentes à aplicação, estão representados pelas linhas tracejadas na Figura 2.30 e são definidos como:

- V_{scc} : Valor limite superior de Controle de Certeza;
- V_{icc} : Valor limite inferior de Controle de Certeza;
- V_{sci} : Valor limite superior de Controle de Incerteza;
- V_{sai} : Valor limite inferior de Controle de Incerteza.

Uma divisão em 12 partes é mostrada na Figura 2.31 com seus respectivos es-

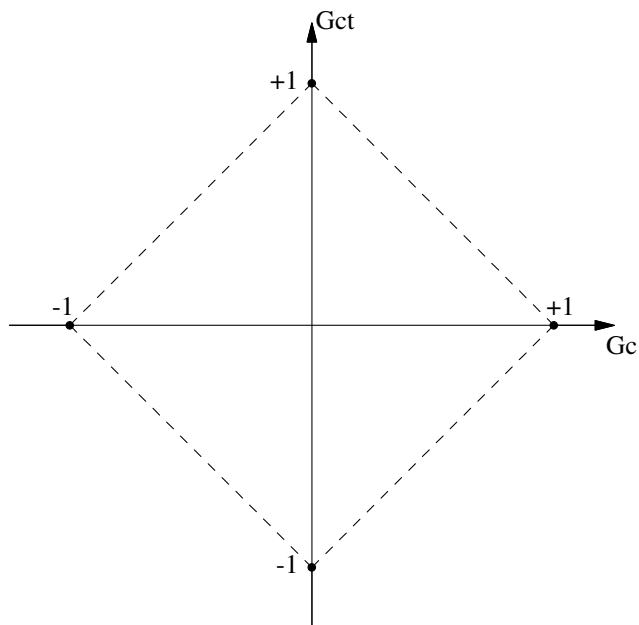


Figura 2.29: Representação dos Graus de Certeza e Contradição em um plano cartesiano

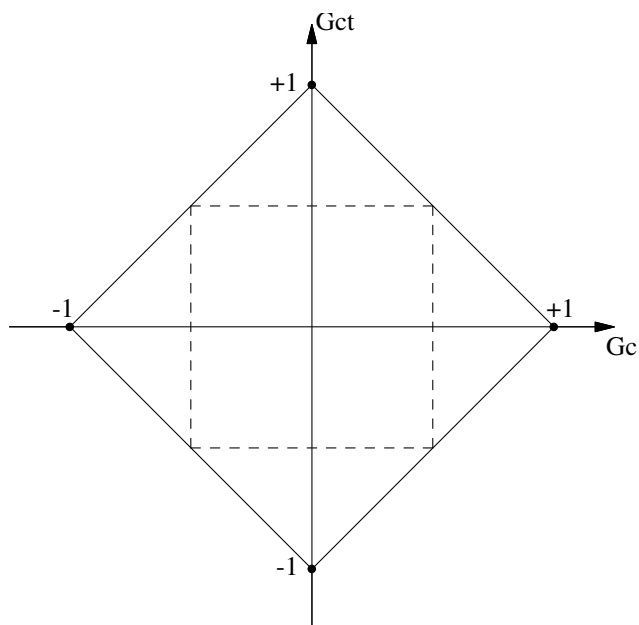


Figura 2.30: Representação dos valores de controle

tados intermediários definidos conforme (??), sendo 4 regiões extremas:

- V : Verdadeiro;
- F : Falso;
- \top : Contradição;
- \perp : Paracompleto.

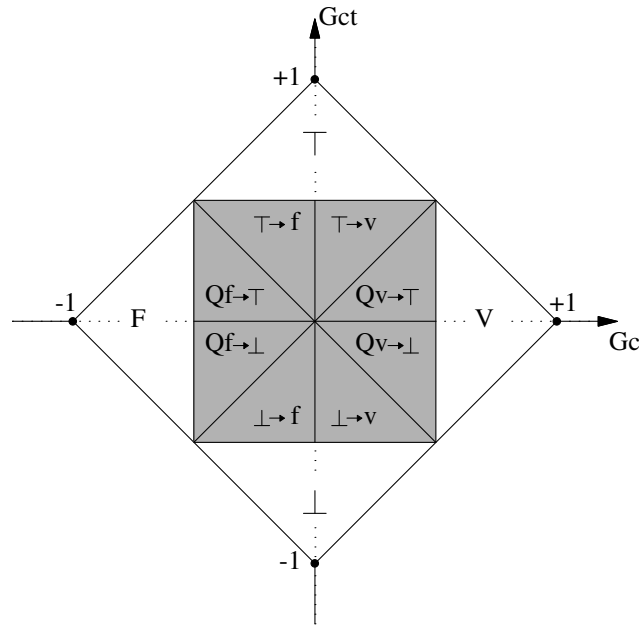


Figura 2.31: Representação do reticulado da LPA2v subdividido em 12 regiões

e 8 regiões intermediárias:

- $Q_v \rightarrow \top$: Quase Verdade tendendo à Contradição;
- $Q_v \rightarrow \perp$: Quase Verdade tendendo à Paracompleto;
- $Q_f \rightarrow \top$: Quase Falso tendendo à Contradição;
- $Q_f \rightarrow \perp$: Quase Falso tendendo à Paracompleto;
- $\top \rightarrow f$: Contradição tendendo à Falso;
- $\top \rightarrow v$: Contradição tendendo à Verdadeiro;
- $\perp \rightarrow f$: Paracompleto tendendo à Falso;
- $\perp \rightarrow v$: Paracompleto tendendo à Verdadeiro.

O reticulado subdividido em 12 regiões como mostrado, é aplicado em situações nas quais a tomada de decisão utiliza estados discretos bem definidos para atuação, onde para cada posição da anotação e respectivamente um estado do reticulado, uma ação é tomada, assim sendo, a quantidade de subdivisões está fortemente dependente da aplicação.

2.5.3 A LPA2v aplicada em Controle

A LPA2v aplicada em sistemas de controle utiliza além dos conceitos já estabelecidos, duas outras definições para sua implementação e são elas o *Grau de Certeza Real* (G_{CR}) e o *Grau de Evidência Real* (μ_{ER}) além de trabalhar alguns conceitos básicos de geometria, e pelo fato de possuir uma resolução simples do ponto de vista matemático, motiva este trabalho pela sua implementação eficaz com relação ao controle clássico que exige uma matemática elaborada, dificultando sua implementação em dispositivos de baixo custo e que não possuem hardware específico de processamento de sinais.

Para a implementação do sistema de controle paraconsistente, primeiramente é necessário que seja definida a proposição que será a base para as análises e tomadas de decisões.

$$P \equiv \text{"A temperatura do aquecedor atingiu o valor desejado."}$$

Para trabalhar com essa proposição são necessárias pelo menos duas variáveis, sendo uma delas com o valor de temperatura desejada e outra com o valor atual de temperatura. Essas duas variáveis são representadas por meio de duas anotações, mas que antes precisam ser normalizadas.

Variável 1: Valor desejado ou Set point = 37 °C.

$$(\mu_d, \lambda_d) = (1, 0) \quad (2.32)$$

Sendo:

μ_d : grau de evidência favorável ao valor desejado.

λ_d : grau de evidência desfavorável ao valor desejado.

Quando o aquecedor atingir a temperatura de 37 °C, crê-se com grau de evidência favorável máxima e grau de evidência desfavorável mínima que a proposição P é verdadeira, como mostrado na Equação 2.32.

Variável 2: Valor de temperatura atual lido pelo sensor: 20 °C no início do processo.

Supondo, hipoteticamente para facilitar o entendimento, um sensor com range de operação entre 0 e 100 °C que será lido, linearmente no intervalo de 0 a 10V e nor-

malizado para o intervalo fechado [0,1]. Assim são calculados os graus de evidência:

$$\mu_a = \frac{T_a - T_{min}}{T_d - T_{min}} \quad (2.33)$$

Sendo:

μ_a : Grau de evidência favorável para a leitura da temperatura atual;

T_a : Temperatura atual lida pelo sensor;

T_{min} : Temperatura mínima de leitura pelo sensor de temperatura. Nesse caso, 0 °C;

T_d : Temperatura desejada que o aquecedor alcance, estabelecida em 37 °C.

A normalização pode ser realizada diretamente, desde que todas as variáveis da Equação 2.33 estejam na mesma grandeza e na mesma escala, assim os graus de evidência não apresentam dimensão.

Substituindo as variáveis em 2.33:

$$\mu_a = \frac{20 - 0}{37 - 0} = 0,54 \quad (2.34)$$

Para o valor de μ_a da Equação 2.34 podemos afirmar que *crê-se com grau de evidência favorável que foi atingido 54% do percurso para a proposição ser verdadeira*. Como se pode ver, a temperatura inicial proposta foi de 20°C que é pouco mais da metade da temperatura desejada de 37°C, caso seja alterada a temperatura desejada para 50°C, o valor de μ_d seria de 0,4, ou seja, a variável atual seria 40 % do valor desejado.

Calculando o grau de evidência desfavorável:

$$\lambda_a = 1 - \mu_a \quad (2.35)$$

Substituindo as variáveis:

$$\lambda_a = 1 - 0,54 = 0,46 \quad (2.36)$$

O que resulta em uma anotação para a leitura de temperatura atual de:

$$(\mu_a, \lambda_a) = (0,54, 0,46) \quad (2.37)$$

Calcula-se então o Grau de Contradição (Equação 2.25) e o Grau de Certeza (Equação 2.29) cruzando os dados das anotações da seguinte forma:

$$G_{ct} = \mu_d + \lambda_a - 1 \quad (2.38)$$

$$G_c = \mu_d - \lambda_a \quad (2.39)$$

Substituindo (2.34) e (2.36) em (2.38):

$$G_{ct} = 1 + 0,46 - 1 = 0,46 \quad (2.40)$$

Substituindo (2.34) e (2.36) em (2.39):

$$G_c = 1 - 0,46 = 0,54 \quad (2.41)$$

Graficamente pode ser representado como na Figura 2.32.

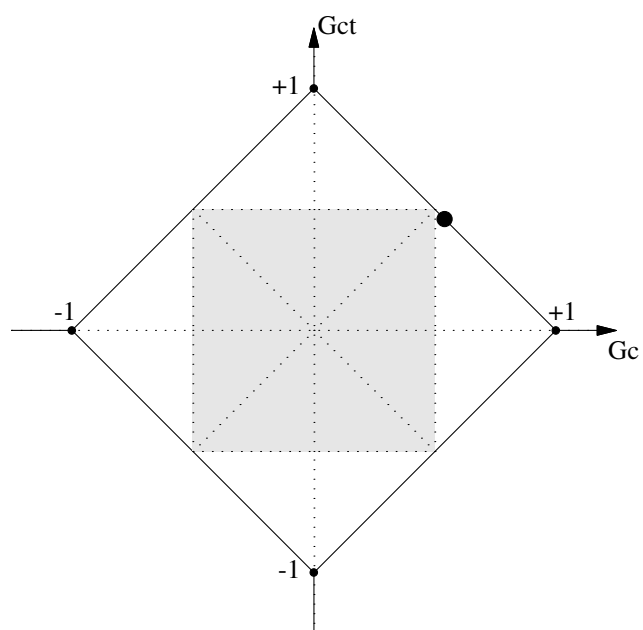


Figura 2.32: Representação de $G_c = 0.54$ e $G_{ct} = 0.46$

3. Sistema eletrônico

3.1 Atuador

3.2 Drive

3.3 Sensor

3.4 Controlador

3.5 Programação

4. Apresentação e discussão dos resultados

4.1 A construção do sistema de controle

A construção dos sistema de controle possui de um modo geral três grandes etapas, sendo a primeira o momento de estabelecimento dos objetivos, das variáveis de controle e especificações do sistema. Em um segundo momento é estabelecida a configuração do sistema e é gerado um modelo do sistema a partir dos modelos de suas partes. Finalmente é feito o desenvolvimento do controle do sistema, simulação e análise. Caso o sistema ainda não atenda os requisitos, uma nova interação deve ser executada partindo do segundo momento.

4.1.1 Estabelecer os objetivos do controle

Mostrar o comportamento do sistema sem controle.

Gráficos de comportamento atual x comportamento desejado

- 4.1.2 Identificar a variável a ser controlada**
- 4.1.3 Escrever as especificações**
- 4.1.4 Estabelecer a configuração do sistema**
- 4.1.5 Obter um modelo do processo e suas partes**
- 4.1.6 Descrever o controlador e parâmetros de ajuste**
- 4.1.7 Otimizar parâmetros e analisar performance**

5. Considerações Finais - Conclusão

Conclui-se que

typesetting systems: \LaTeX

Referências Bibliográficas

ENCYCLOPEDIA BRITANNICA. Biography - ctesibius of alexandria. <<https://global.britannica.com/biography/Ctesibius-of-Alexandria>>, 2016.

Richard C DORF and Robert H BISHOP. *Modern control systems*. Pearson, 2011.

Cesar FERREIRA. Estudo comparativo entre as técnicas de controle fuzzy, pi e adaptativo aplicado ao processo de fabricação de papel reciclado utilizando a ferramenta delta tune. Master's thesis, USP****, 2012.

GRAMATICA.NET. Origem das palavras. <<https://www.gramatica.net.br/origem-das-palavras/etimologia-de-sistema/>>, 2016.

Décio KRAUSE. Lógica paraconsistente. <http://criticanarede.com/log_paraconsistente.html>, 2015.

K OGATA. *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, Pearson Education, Inc, 5^a edition, 2010.

João Inácio SILVA FILHO. Métodos de aplicações da lógica paraconsistente anotada de anotação com dois valores-lpa2v. *Paralogike****, 2006.