

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
2017

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: Prof^o Me. Vander Célio Nunes
Coorientador: Prof^o Me. Rudson de Lima Silva

Pereira, José William Rodrigues
ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TÉCNICAS DE CONTROLE: PID
e LÓGICA PARACONSISTENTE / José William Rodrigues Pereira -
2017
74.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 PARA CONSISTENTE

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 Poloni 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 da Lógica Paraconsistente, mostrando as principais formas de uso baseadas em trabalhos anteriores de diversos autores, foi aplicada uma variação na forma de utilização da LPA2v de forma a efetuar o controle de forma conveniente e adequada de acordo com os requisitos de desempenho propostos. 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; Paracontrol; Controle Clássico;

Abstract

Control systems are widely used mainly in the industrial sector and seek greater efficiency of time and energy, maintaining the quality of processes and controlled system, however they are still very complex and difficult to implement, requiring a dedicated embedded system. The objective of this study is to show an alternative form of closed-loop control and implement an unconventional control using the Annotated Paraconsistent Logic with two-valued annotation (APL2v), In a comparative manner to the classical Proportional, Integral and Derivative control model (PID). Starting from the basic concepts of Paraconsistent Logic, showing the main forms of use based on previous works by several authors, a variation was applied in the use of APL2v in order to carry out the control in a convenient and adequate way in accordance with the proposed performance requirements. Comparatively, the proposed model aligns itself with the classical model, having part of its theory adapted to the APL2v assumptions.

KEYWORDS: Unconventional control; Paraconsistent logic; Paracontrol; Classic Controller;

Lista de Figuras

2.1	Motor CC	20
2.2	Visão geral do sistema	21
2.3	Drive	22
2.4	Microcontrolador	23
2.5	Estrutura do Projeto	24
2.6	Estrutura do Projeto	25
3.1	Diagrama de blocos de sistema de controle	28
3.2	Diagrama de blocos de sistema de controle em malha aberta	28
3.3	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada	29
3.4	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática	29
3.5	Sistema simples	31
3.6	Princípio da Superposição	31
3.7	Sistema de controle em malha aberta	34
3.8	Sistema de Primeira Ordem	35
3.9	Constante de tempo	36
3.10	Ação de Controle em Malha Aberta	37
3.11	Ação de Controle Liga-Desliga	40
3.12	Código da Ação de Controle Liga-Desliga	40
3.13	Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática	41
3.14	Ação de Controle Proporcional	42
3.15	Código da Ação de Controle Proporcional	43
3.16	Ação de Controle Integral	44
3.17	Código da Ação de Controle Integral	44
3.18	Ação de Controle Proporcional Integral	45
3.19	Código da Ação de Controle Proporcional Integral	46
3.20	Ação de Controle Proporcional Derivativo	46
3.21	Código da Ação de Controle Proporcional Derivativo	47
3.22	Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo	48
3.23	Código da Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo	48
3.24	Gráfico da função Resposta	49
3.25	Reticulado finito de Hasse	52
3.26	Representação do reticulado no quadrado unitário no plano cartesiano	54
3.27	Representação da Reta Perfeitamente Definida	55
3.28	Representação da Reta Perfeitamente Indefinida	56

3.29	Representação dos Graus de Certeza e Contradição em um plano cartesiano	58
3.30	Representação dos valores de controle	58
3.31	Representação do reticulado da LPA2v subdividido em 12 regiões . . .	59
3.32	Representação do reticulado da LPA2v subdividido em 8 regiões . . .	60
3.33	Representação do Grau de Certeza Real no reticulado	61
4.1	Diagrama de blocos do controle utilizando a LPA2v	66
4.2	Código de função que calcula os graus de Certeza e Contradição utilizando LPA2v	67
4.3	Código de função do controlador utilizando a LPA2v	68
4.4	Ação de controle utilizando LPA2v	69
4.5	Ação de controle utilizando LPA2v para valores alvo variáveis	70

Lista de Tabelas

3.1	Pares de Transformadas de Laplace	33
3.2	Erro Relativo Percentual	39
3.3	Erro Relativo Percentual para intervalos determinados por τ	39

Lista de abreviaturas e siglas

ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
$c(t)$	Variável Controlada
CC	Corrente Contínua
CD	<i>Compact Disc</i>
$e(t)$	Erro em função do tempo
$f(t)$	Modelo do Controlador em função do tempo
FT	Função de Transferência
$g(t)$	Modelo da Planta do sistema
GPIO	<i>General Purpose Input/Output</i>
$h(t)$	Modelo do elemento sensor
LPA2v	Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores
MOS	Metal Oxide Semiconductor
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PWM	Pulse Width Modulation
$r(t)$	Valor de Referência em função do tempo
RISC	<i>Reduced Instruction Set Computer</i>
SISO	<i>Single In Single Out</i>
$u(t)$	Variável manipulada

USART *Universal Synchronous Receiver Transmitter*

Lista de símbolos

\mathcal{L}	Operador da Transformada de Laplace
\mathcal{L}^{-1}	Operador da Transformada Inversa de Laplace
s	Variável complexa de Laplace
a	Polo da função
c	Número real constante
K	Constante de proporcionalidade
e	Número de Euler, função exponencial
τ	Intervalo de tempo que uma curva de 1º grau alcança 64% do valor de regime
\rightarrow	Em lógica: Implica; Em cálculo: tende a
\forall	Para todo
\neg	Negação
\vee	Disjunção
\wedge	Conjunção
μ	grau de evidência favorável
λ	grau de evidência desfavorável
\mathbb{R}	Conjunto dos números reais
\in	Pertence
\subset	Está contido em

V	Verdadeiro
F	Falso
\top	Contradição
\perp	Paracompleto
\sim	Negação
\leftrightarrow	Transposta

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Formulação do Problema	16
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	Sistema eletrônico	19
2.1	Atuador	19
2.2	Sensor	21
2.3	Drive	21
2.4	Controlador	22
2.5	Programação	23
3	Controle de Sistema	27
3.1	Diagrama de Blocos	28
3.2	Controle Clássico	29
3.2.1	Modelagem matemática	30
3.2.2	Sistema Linear	30
3.2.3	Transformada de Laplace	32
3.3	Ação de Controle	33
3.3.1	Malha Aberta	33
3.3.2	Qualidade do modelo	38
3.3.3	Duas posições ou Liga-Desliga	39
3.3.4	Controlador Proporcional (P)	41
3.3.5	Controlador Integral (I)	44
3.3.6	Controlador Proporcional + Integral (PI)	45
3.3.7	Controlador Proporcional + Derivativo (PD)	46
3.3.8	Controlador Proporcional + Integral + Derivativo (PID)	47
3.4	Requisitos de desempenho do sistema	48
3.5	Controle Moderno Não Convencional	
	Lógica Paraconsistente	50
3.5.1	Reticulado de Hasse	51
3.5.2	Quadrado Unitário no Plano Cartesiano - QUPC	54
3.5.3	Grau de Certeza Real - G_{CR}	61

3.5.4	A LPA2v aplicada em Controle	62
4	Apresentação e discussão dos resultado	65
4.1	A construção do sistema de controle	65
4.2	Objetivos do controle	65
4.3	Resultados	66
5	Considerações finais - Conclusão	71

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 (FERREIRA, 2009).

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(DA SILVA FILHO, 2006).

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 com núcleo ARM e 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 (KRAUSE, 2004). Em meados de setembro de 2016, aconteceu o pela primeira vez no Brasil a XVI Conferência Internacional de Lógica: Tendências da Lógica (*Trends In Logic XVI - Studia Logica International Conference*) (BUENO-SOLER; CARNIELLI; TESTA, 2016).

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.

1.3 Objetivo Geral

O desenvolvimento de um controlador utilizando a LPA2v que atenda um dado requisito de desempenho para um dado sistema, de forma a comparar com uma implementação utilizando como técnica de controle um PID.

1.4 Objetivos Específicos

Montar um sistema físico de forma a poder realizar os testes de controle com os dois modelos propostos.

Utilizar um controlador de alto poder de processamento, com núcleo ARM e periféricos dedicados, ou seja, módulo de cálculo como a unidade lógica e aritmética e a unidade de cálculo em ponto flutuante.

Gerar um ambiente para trabalhar com o controlador escolhido em um ambiente baseado em software livre ou aberto, de forma a poder compilar o firmware, gravá-lo e gerar toda a documentação deste trabalho dentro dessa filosofia.

Realizar o estudo e a implementação do controlador do tipo PID.

Implementar o controlador 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 a implementação do controlador utilizando LPA2v em função da inovação proposta e sua verificação mesmo que em um nível ainda inicial de testes.

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 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

Este estudo apresenta em seu Capítulo 1, uma **Introdução** inicial ao tema de estudo, para uma ambientação da questão estudada. Na sequência, o Capítulo 2 apresenta o **Sistema eletrônico** utilizado como planta de implementação e testes para o estudo aqui apresentado, numa abordagem simples e direta, pois não se trata do objetivo principal deste estudo. O Capítulo 3, **Controle de Sistemas** contém o núcleo teórico, abordando ferramentas como o diagrama de blocos, o controle clássico, as ações de controle, requisitos de desempenho do sistema, o controle não convencional utilizando a LPA2v, já introduz alguns resultados obtidos utilizando o sistema mostrado no capítulo anterior. O Capítulo 4 é a **Apresentação e discussão dos resultados** onde é mostrada a implementação do controlador, o diagrama de blocos e código desenvolvidos, assim como gráficos com resultados alcançados. Por fim o Capítulo 5, **Considerações Finais - Conclusão** é feito um fechamento com considerações sobre os objetivos propostos e alcançados e sobre a perspectiva para trabalhos futuros.

2. Sistema eletrônico

O sistema físico escolhido para a realização deste trabalho consiste basicamente em uma aplicação genérica de controle de motor de corrente contínua através de modulação por largura de pulso, e a utilização de um controlador de 32-bits, núcleo ARM, de forma a explorar o controlador utilizado como suporte ao curso que gerou esta pesquisa. A importância do sistema eletrônico se faz pelo caráter demonstrativo que se tem na proposta do projeto, para garantir uma veracidade às proposições feitas com a nova ferramenta abordada, a LPA2v, e validar de forma física e mensurável os dados e resultados.

2.1 Atuador

O motor elétrico é um dos dispositivos conversores de energia mais utilizados nos diversos meios tecnológicos, estando presentes largamente na indústria, em equipamentos eletrodomésticos, eletrônicos, automóveis, smartphones, e uma variedade enorme de aplicações.

Os motores elétricos podem ser divididos em dois grandes grupos, em função do tipo de alimentação que utilizam, e são eles motores de corrente alternada, cuja velocidade pode ser controlada pela mudança da frequência e motores de corrente contínua, que basta alterar o nível de tensão para haver uma variação da velocidade, e no caso de motores de pequeno porte, são mais utilizados pela facilidade do seu controle.

O motor de corrente contínua (motor CC) é composto por uma parte fixa e outra móvel, denominadas respectivamente de Estator e Rotor. Seu princípio de funcionamento basicamente acontece pela relação de interação entre as forças eletromagnéticas. Uma bobina de fio é atravessada por um campo magnético gerado por ímãs fixos. Ao aplicar uma corrente elétrica na bobina, esta gera um campo elétrico que interage com o campo magnético, gerando uma força de rotação, ou Torque, que

faz o eixo girar. Quando a bobina, que forma o eixo de rotação se desloca até um determinado limite, seus terminais comutam e trocam de polaridade, mantendo os polos de interação sempre gerando a força de torção no eixo. O elemento que faz a troca de polaridade na bobina é denominado comutador.

A velocidade de rotação do eixo depende da intensidade do campo elétrico gerado pela bobina e que interage com o campo magnético gerado pelos ímãs fixos, assim, quanto maior for o campo gerado maior será a velocidade, e a intensidade do campo elétrico depende da intensidade de corrente que circula pela bobina, e esta depende da tensão aplicada aos terminais. Logo, alterando a tensão aplicada, altera-se a corrente, por consequência o campo elétrico e também a velocidade de rotação do motor.

A Figura 2.1 mostra o motor CC utilizado no estudo mostrado neste trabalho, sendo um motor de baixa potência e baixo torque, mas de alta velocidade.

Figura 2.1: Motor CC



Fonte: Próprio autor

Para alimentação do motor, assim como do restante do sistema foi utilizada uma fonte chaveada de saída 12Vcc.

O motor foi fixado a uma base de plástico com um furo contendo a medida de seu diâmetro, de forma a não haver folga e garantir uma estabilidade do motor sobre a superfície de repouso do sistema.

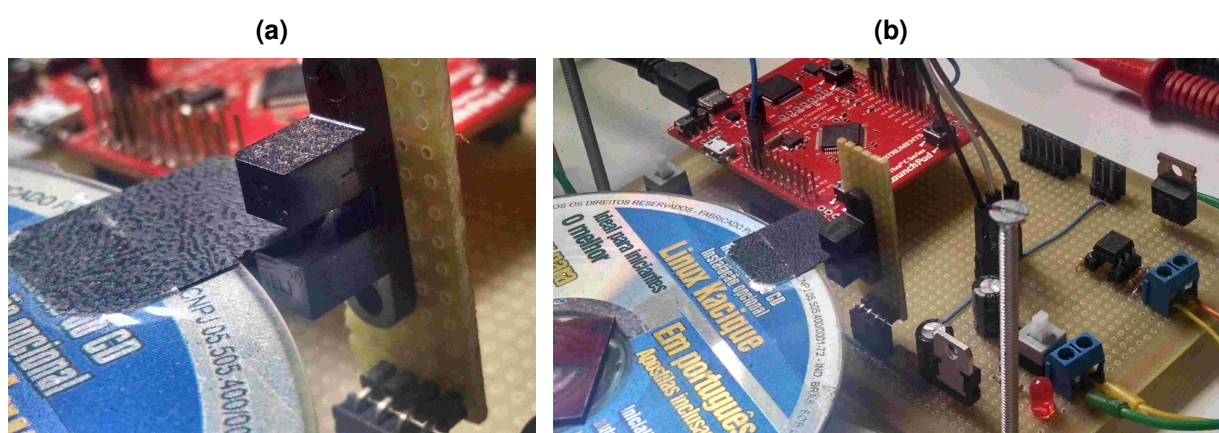
Para gerar alguma carga, foi utilizado um CD acoplado ao eixo do motor, de forma centralizada e foi utilizada uma etiqueta de plástico presa na borda do CD para formar um ponto de leitura pelo sensor óptico, como se vê na Figura 2.2a.

2.2 Sensor

Para a leitura de velocidade foi utilizado um conjunto de sensor óptico para reconhecer cada giro do disco, e poder mensurar a velocidade de rotação do motor.

A Figura 2.2b mostra uma visão geral do sistema montado, utilizando o motor e o sensor posicionados de forma a serem feitas as experiências e testes pertinentes ao estudo.

Figura 2.2: Visão geral do sistema

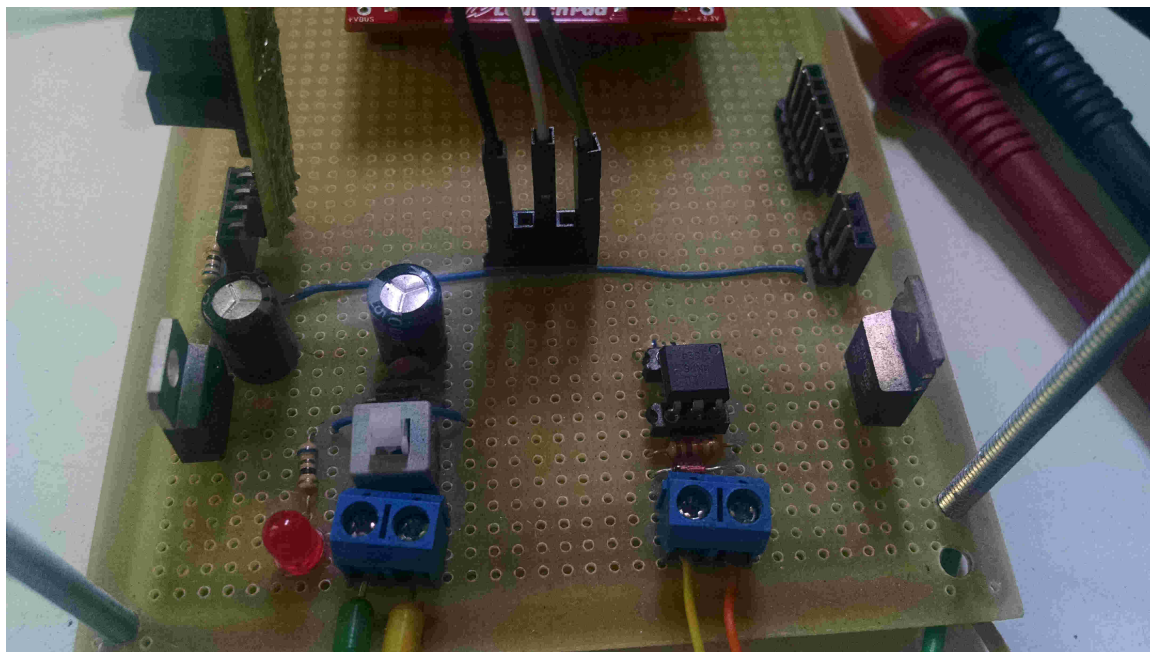


Fonte: Próprio autor

2.3 Drive

Para controlar a velocidade do motor cc, é necessário alterar a tensão aplicada nele, e a técnica mais comum é a Modulação por Largura de Pulso (do inglês: *Pulse Width Modulation - PWM*, que consiste em chavear a alimentação a uma frequência fixa mas modulando, ou seja, alterando a largura dos pulsos, de forma que a tensão média aplicada possa ser controlada e o motor tenha uma alimentação que varia de zero até o valor da fonte para os respectivos valores de PWM.

Como elemento de acionamento do motor foi utilizado um transistor tipo MOS e um optoacoplador para isolar o acionamento do motor do controlador.

Figura 2.3: Drive

Fonte: Próprio autor

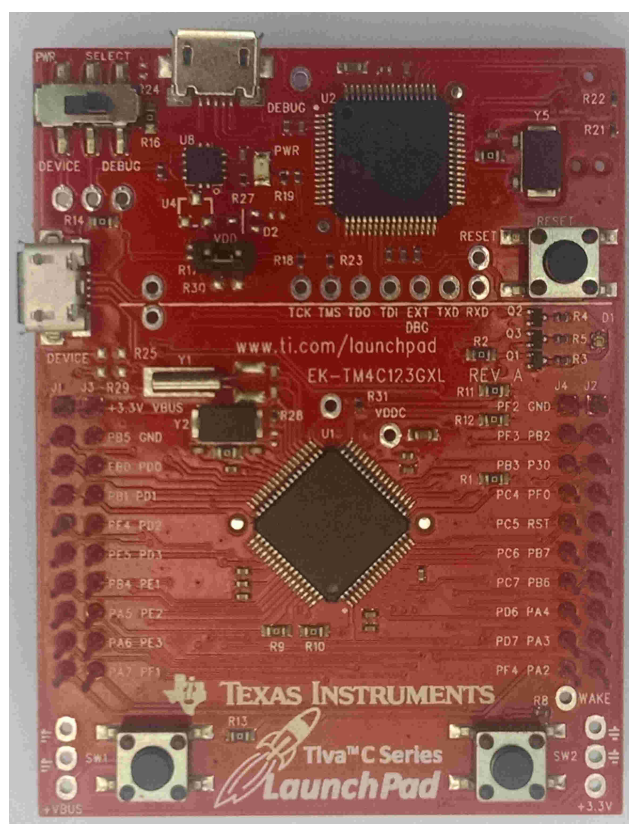
2.4 Controlador

Para o estudo proposto foi utilizado uma placa de desenvolvimento da Texas Instruments de modelo TivaTM TM4C123GH6PM. A sua escolha deveu-se ao fato de que ela possui um controlador de 32bits, núcleo ARM.

- Núcleo (Core): ARM Cortex-M4F;
- Performance: 80 MHz em operação;
- Flash: 256 KB;
- Interface de comunicação:
 - Universal Asynchronous Receivers/Transmitter(UART);
 - Inter-Integrated Circuit (I²C);
 - Universal Serial Bus (USB);
- Periféricos:
 - General-Purpose Input/Output (GPIO);
 - General-Purpose Timer (GPTM);

- Módulo PWM: Pulse Width Modulator (PWM);

Figura 2.4: Microcontrolador



Fonte: Próprio autor

2.5 Programação

Dispositivos microcontrolados são largamente utilizados na indústria por sua flexibilidade quanto ao comportamento, pois pode ser programado e executar a tarefa que lhe for corretamente atribuída, assim pode ser utilizado em áreas diversas e a alteração do comportamento do circuito depende basicamente de alteração da programação, não havendo necessidade de alteração de placa ou hardware.

Para microcontroladores, o setor industrial utiliza majoritariamente a Linguagem C por ser versátil, propicia um código de execução rápido, é uma das mais antigas e une a facilidade de linguagens ditas de alto nível, com a capacidade de manipulação em baixo nível de linguagens como Assembly.

Programas escritos para microcontroladores são chamados de *firmwares* diferente de programas para computador ou smartphones.

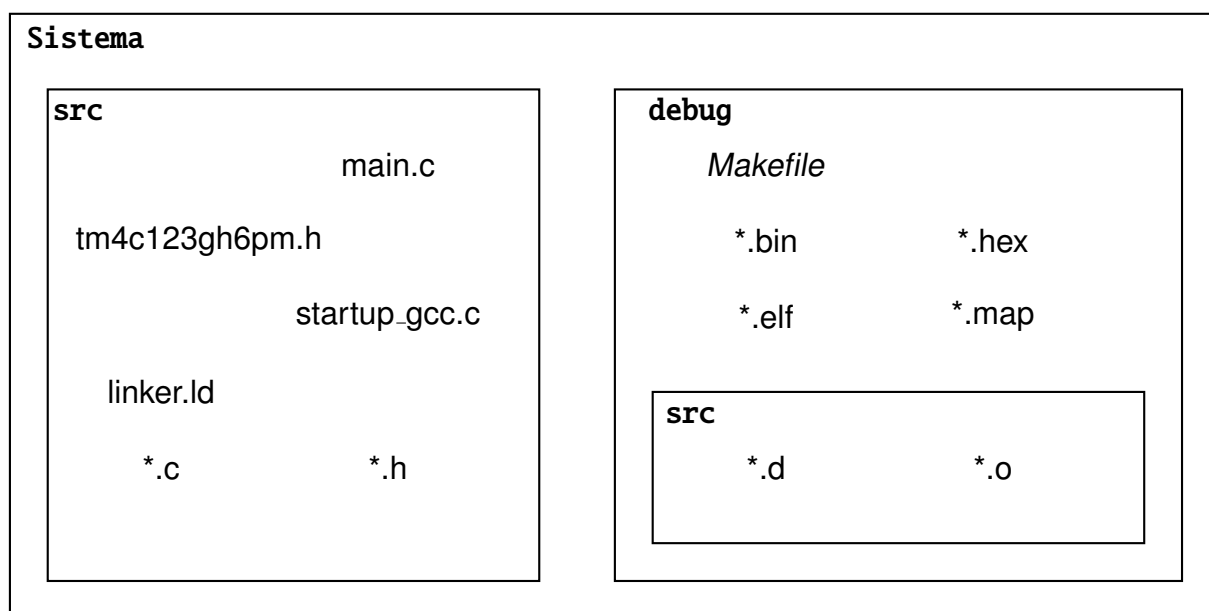
Um projeto em Linguagem C possui diversos arquivos, sendo uma boa prática

a separação das funções em arquivos diferentes mas agrupadas por finalidade.

Para que o projeto vire um firmware, é necessário um processo chamado de compilação, onde são compilados todos arquivos `.c`, um de cada vez, ou seja, tradução do código de linguagem C para linguagem assembly, utilizando ainda endereços de memória relativos (extensão `.o`). Logo na sequência é realizado o processo que une, *linker*, todos os arquivos com endereços relativos, gerando um arquivo único com endereçamento absoluto à memória de gravação no microcontrolador.

A Figura 2.5 mostra como foram separados os arquivos do projeto e seus respectivos diretórios.

Figura 2.5: Estrutura do Projeto



Fonte: Próprio autor

Vale um destaque para alguns elementos da estrutura do projeto:

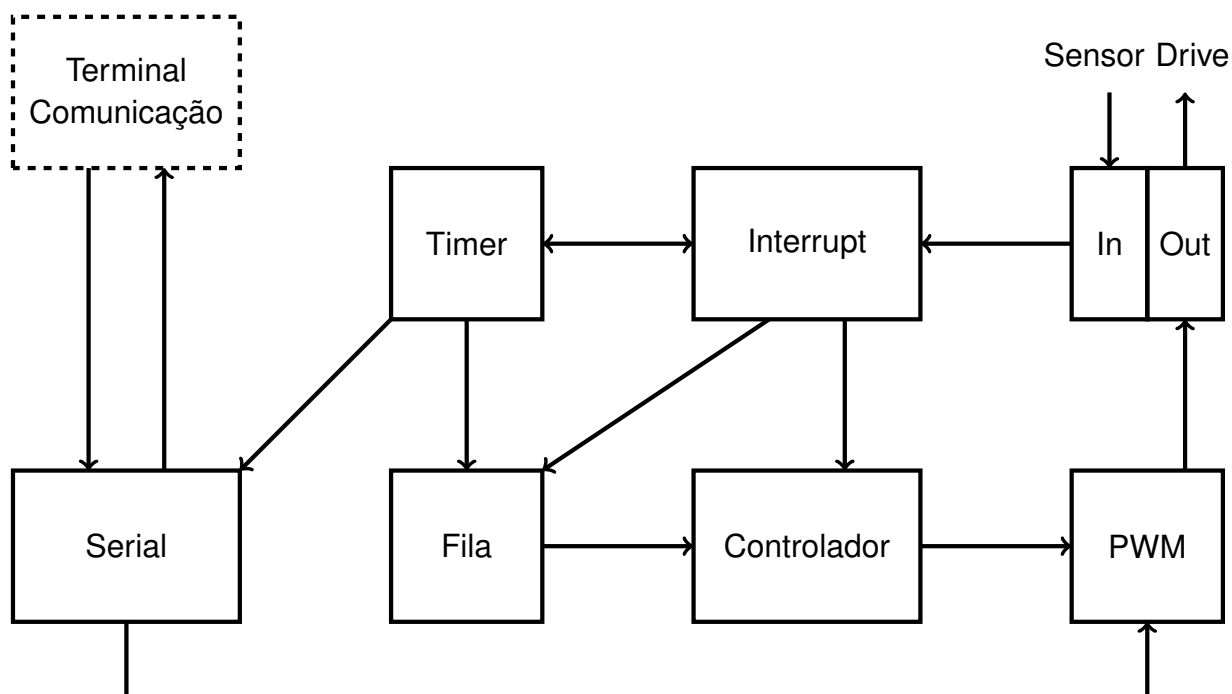
- **Makefile:** lista de instruções para automatizar o processo de compilação respeitando a dependência que deve existir entre arquivos.
- **tm4c123gh6pm.h:** arquivo de cabeçalho contendo todas as definições de endereços dos registradores presentes no microcontrolador. Arquivo fornecido pelo fabricante.
- **startup_gcc.c:** arquivo de inicialização do microcontrolador contendo vetor de interrupção. Arquivo fornecido pelo fabricante.
- **linker.ld:** define padrão de disposição de endereços de memória para a família

de microcontrolador utilizada. Arquivo utilizado deriva da revisão 14351 da biblioteca TivaWare.

- **.bin*: arquivo binário contendo o programa compilado que é gravado no microcontrolador utilizando o programa *Im4flash*.

O projeto foi estruturado basicamente como mostrado na Figura 2.6, sendo alguns periféricos habilitados e configurados para a aplicação como o caso do módulo PWM, Interrupções, Temporizador(Timer), Comunicação Serial (USART) e pinos de propósito geral (GPIO). Também foi necessária a implementação de uma Fila para armazenamento e cálculo de média.

Figura 2.6: Estrutura do Projeto



Fonte: Próprio autor

O comportamento dos blocos é basicamente o seguinte:

- **Timer:** Um temporizador foi configurado para gerar interrupção a cada 10ms. Um flag é setado para que a leitura do tempo seja realizada e inserida na fila. Caso um contador para detectar o tempo de um segundo seja alcançado, o sensor não foi acionado e um zero é adicionado à fila. Este contador é reiniciado a cada borda detectada pelo sensor.
- **Fila:** Região de memória, com tamanho configurado para uma potência de base 2, para facilitar o cálculo de média. A Fila possui um indicador de endereço atual, que contém o último elemento que entrou na Fila, que é o próximo a ser excluído.

Assim quanto um dado é inserido na Fila, o valor ocupa a posição do indicador, apagando o dado anterior, e o indicador avança uma posição, até que chegue ao final da Fila e retorne a posição inicial, permanecendo neste círculo infinito, loop. Sempre que há a inclusão de um elemento à Fila, o elemento que será excluído é subtraído de uma variável acumulador, em seguida o novo valor é somado ao acumulador e incluído na Fila. Após cada inserção de valor no acumulador e na Fila, é feita a divisão do acumulador pela quantidade de posições que a Fila possui, obtendo assim um valor médio. A Fila implementada no projeto tem um tamanho de 8 posições. Assim a Fila precisa receber 8 leituras para poder calcular um valor médio consistente.

- **In:** Uma das entradas foi configurada para gerar interrupção a cada borda de subida recebida do elemento sensor, que ocorre a cada giro do eixo do motor.
- **Interrupt:** Rotinas que são executadas somente quando ocorre alguma interrupção, ou seja, quando algum evento esperado ocorre, como no caso de ocorrer uma borda de subida no sensor ou o fim da temporização. Em ambos os casos o valor do Timer é lido e escrito na Fila e uma sinalização é gerada no Controlador.
- **Controlador:** Recebe uma sinalização do bloco Interrupt e lê o valor médio da Fila. O valor lido é utilizado para realizar os cálculos que estiverem no controlador e enviar um sinal adequado ao módulo PWM.
- **PWM:** Módulo responsável por receber o valor percentual de atuação em um pino configurado como saída digital. Recebe comandos tanto do controlador quando o sistema está operando e realizando efetivamente o controle do processo, quanto do módulo serial, a quem dá prioridade maior para realizar o controle de liga e desliga do sistema.
- **Out:** Basicamente uma das portas (pinos) configurado como Saída Digital que aciona um drive para alimentar o motor.
- **Serial:** Módulo que se comunica com o terminal, enviando dados de intervalo de tempo entre interrupções e recebe comando do usuário para iniciar ou parar o processo de controle, ligando ou desligando o módulo PWM.
- **Terminal Comunicação:** Módulo que recebe comando para iniciar processo de controle do motor através de interação com o usuário e envia de volta dados de rotação do motor. A comunicação é feita através de um programa chamado *minicom*;

3. Controle de Sistemas

A palavra *Sistema* tem origem no grego *synístanai* e de acordo com (GRAMATICA.NET,) significa "fazer funcionar junto" e uma aplicação precursora do controle é apresentada por Ctesibius de Alexandria (BRITANNICA,) 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 (DORF; BISHOP, 2011) "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, e 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".

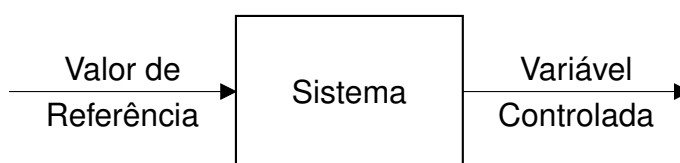
Os sistemas de controle atuam basicamente gerando respostas específicas para estímulos específicos de forma controlada e automática trazendo vantagens nas aplicações de diversas áreas como movimentação de grandes equipamentos com precisão, aplicação em locais remotos ou perigosos, compensação de perturbações,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

3.1 Diagrama de Blocos

Os sistemas de controle são geralmente representados através de diagramas de blocos ou fluxo de sinais, como na Figura 3.1 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).

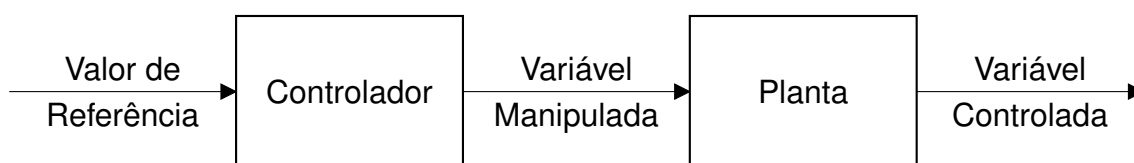
Figura 3.1: Diagrama de blocos de sistema de controle



Fonte: (OGATA, 2010)

O diagrama de blocos mostrado na Figura 3.1 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 3.2, 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 3.2: Diagrama de blocos de sistema de controle em malha aberta

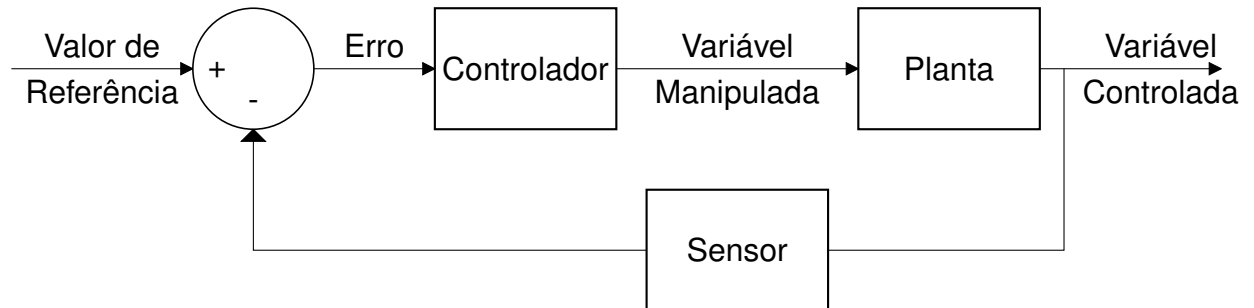


Fonte: (OGATA, 2010)

O diagrama da Figura 3.3 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.

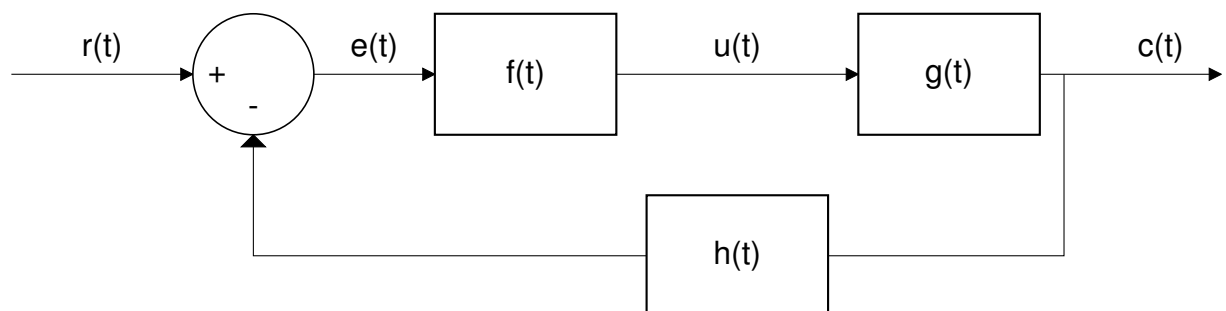
Figura 3.3: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada



Fonte: (OGATA, 2010)

Como notação para os elementos do diagrama de blocos, são adotadas letras para representar matematicamente as relações entre as grandezas conforme Figura 3.4

Figura 3.4: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática



Fonte: (OGATA, 2010)

3.2 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.

3.2.1 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.

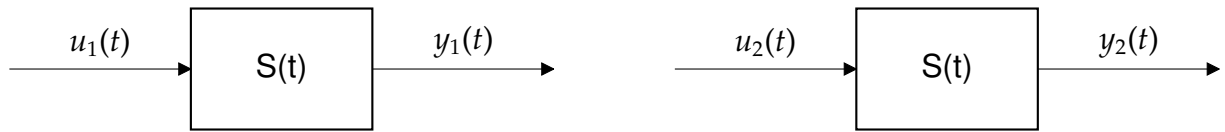
3.2.2 Sistema Linear

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 (OGATA, 2010).

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 $y(t) = y_2(t)$.

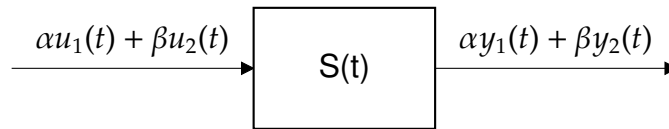
Figura 3.5: Sistema simples



Fonte: (OGATA, 2010)

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 da superposição ilustrado na Figura 3.6.

Figura 3.6: Princípio da Superposição



Fonte: (OGATA, 2010)

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:

$$y = \bar{y} + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x}) + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2f}{dx^2} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x})^2 + \frac{1}{3!} \left. \frac{d^3f}{dx^3} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x})^3 + \dots \quad (3.1)$$

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:

$$y = \bar{y} + \left. \frac{df}{dx} \right|_{\bar{x}} (x - \bar{x}) \quad (3.2)$$

3.2.3 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 (OGATA, 2010) 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:

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (3.3)$$

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:

$$\mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{st} ds, \text{ para } t > 0 \quad (3.4)$$

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 3.1 mostra alguns pares de Transformadas de Laplace, e uma tabela mais completa pode ser encontrada no Capítulo 2 de (OGATA, 2010).

Tabela 3.1: 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}	$\frac{1}{s+a}$
$t^n e^{-at} (n = 1, 2, 3, \dots)$	$\frac{n!}{(s+a)^{n+1}}$
$\frac{1}{a}(1 - e^{-at})$	$\frac{1}{s(s+a)}$
$\frac{1}{b-a}(e^{-at} - e^{-bt})$	$\frac{1}{(s+a)(s+b)}$

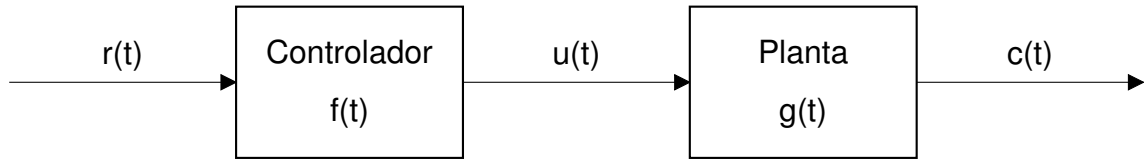
3.3 Ação de Controle

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 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.

3.3.1 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.

O sistema físico aqui estudado possui comportamento exponencial que pode ser

Figura 3.7: Sistema de controle em malha aberta

Fonte: (OGATA, 2010)

descrito pela equação 3.5.

$$\frac{dc(t)}{dt} + c(t) = r(t) \rightarrow \mathcal{L} \rightarrow \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{s + a} \quad (3.5)$$

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;

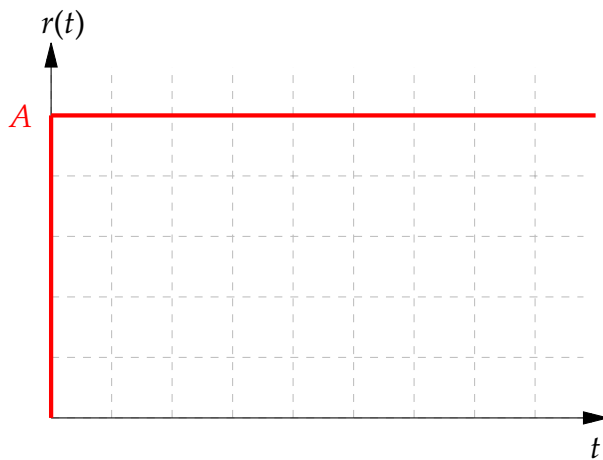
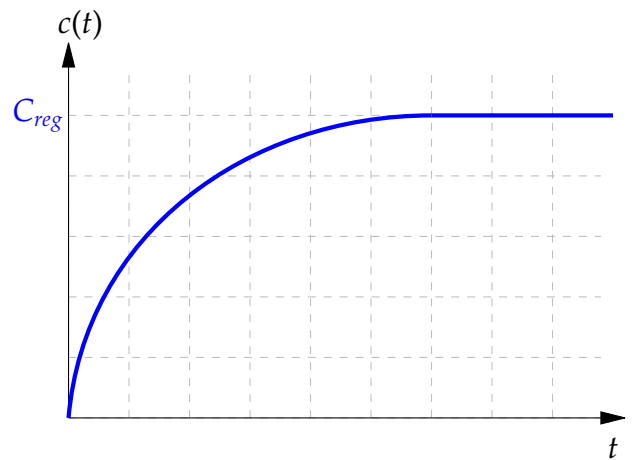
s : Variável complexa de Laplace;

a : Polo da função.

Sendo assim, para um estímulo de entrada do tipo **degrau**, conforme Tabela 3.1, com amplitude **A**, temos $R(s) = \frac{A}{s}$ e aplicando a Transformada Inversa de Laplace:

$$C(s) = \frac{K}{s + a} \frac{A}{s} \rightarrow \mathcal{L}^{-1} \rightarrow c(t) = \frac{KA}{a} (1 - e^{-at}) \quad (3.6)$$

A Figura 3.8a 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 3.8b. 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 $c_{reg} \rightarrow A$:

Figura 3.8: Sistema de Primeira Ordem**(a)** Sinal de entrada tipo degrau com amplitude A**(b)** Resposta transitória e regime de acomodação

Fonte: (OGATA, 2010)

Aplicando o Teorema do Valor Final pode-se ver que o c_{reg} estabiliza em um valor constante como mostrado pela Equação 3.7:

$$C_{reg} = \lim_{s \rightarrow 0} sC(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K}{s+a} \frac{A}{s} = \frac{KA}{a} \quad (3.7)$$

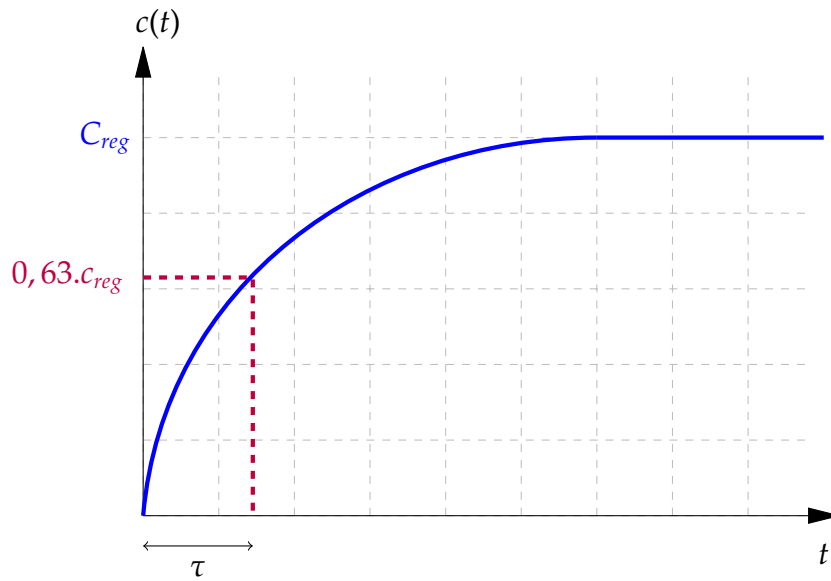
Matematicamente, quanto maior o valor de t na Equação 3.6, o resultado de sua exponencial tende a zero, levando a um resultado que depende apenas das constantes, como mostrado na Equação 3.7.

Tomando $t = \frac{1}{a} = a^{-1} = \tau$ para gerar um valor conhecido em e^{-at} , da Equação 3.6 temos:

$$c(a^{-1}) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-(a \cdot a^{-1})}) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-1}) = \frac{KA}{a} \cdot 0,63 = 0,63 \cdot C_{reg} \quad (3.8)$$

A Figura 3.9 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 3.6 a zero, é:

$$a = \frac{1}{\tau} \quad (3.9)$$

Figura 3.9: Constante de tempo

Fonte: (OGATA, 2010)

Portanto:

$$K = \frac{ac_{reg}}{A} \quad (3.10)$$

A Figura 3.7 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:

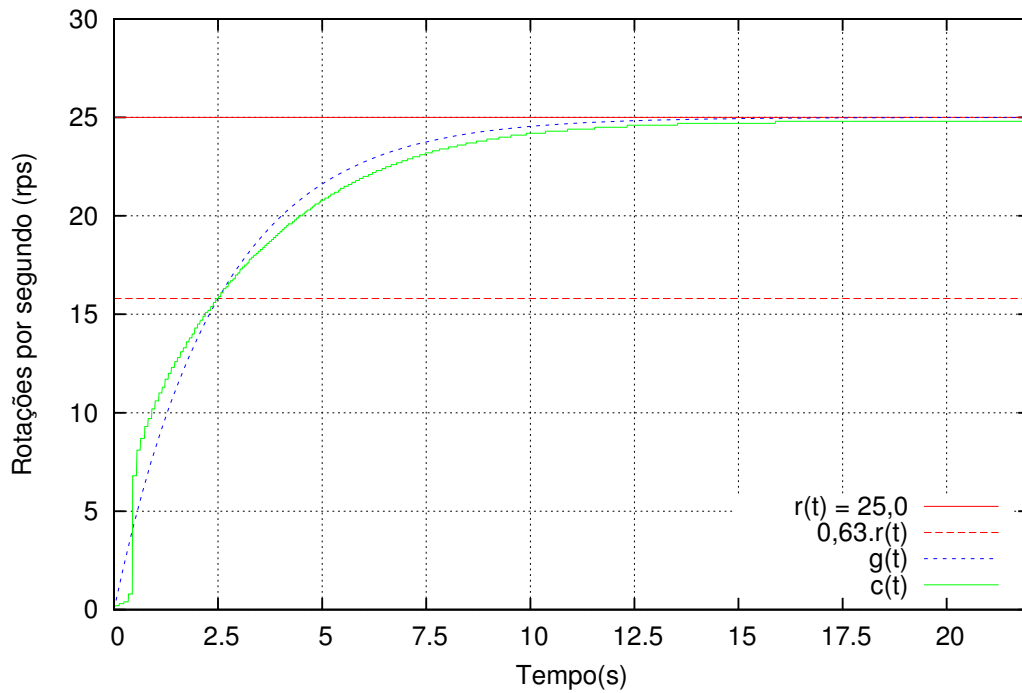
A Figura 3.10 possui uma linha indicativa, $0,63.r(t)$, que mostra o ponto de intercepção da curva ao valor de 63% do valor de referência, $g(t)$ indicando a função de transferência calculada, $c(t)$ para o valor real medido e empiricamente foi gerado um gráfico com divisões no eixo do Tempo no valor de $\tau = 2,5s$.

Calculando o polo da função:

$$a = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2,5} = 0,4 \quad (3.11)$$

Como $c_{reg} = 25$ e A também é 25 então na Equação 3.10 $K = a$ e assim temos que:

$$c(t) = \frac{KA}{a}(1 - e^{-at}) = \frac{0,4 \cdot 25}{0,4}(1 - e^{-0,4 \cdot t}) = 25(1 - e^{-0,4 \cdot t}) \quad (3.12)$$

Figura 3.10: Ação de Controle em Malha Aberta

Fonte: Próprio autor

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$C(s) = \frac{K}{s+a} \frac{A}{s} = \frac{0,4}{s+0,4} \frac{25}{s} \quad (3.13)$$

como $R(s) = \frac{25}{s}$, então:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{s+a} = \frac{0,4}{s+0,4} \quad (3.14)$$

Para a equação no formato canônico tanto o numerador quanto o denominador são divididos pelo próprio valor de K . Assim temos que:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} = \frac{1}{2,5s + 1} \quad (3.15)$$

Baseado no gráfico mostrado na Figura 3.10, o valor de tempo em que o motor assume a velocidade de referência é aproximadamente 5τ , 12,5 s, e como objetivo para uma primeira versão da implementação do controle utilizando LPA2v é proposto que o sistema reduza o tempo de alcance da velocidade alvo em um tempo de no

máximo 1τ , ou seja, 2,5s.

3.3.2 Qualidade do modelo

A qualidade do modelo é relativa ao erro aceitável para o sistema estudado. Para o modelo obtido neste estudo foi aplicada o cálculo de Erro Relativo Percentual, e foram feitas análises em trechos diferentes em função da não linearidade inicial apresentada pelo comportamento do motor da planta em estudo.

A equação para o cálculo de Erro Relativo Percentual foi:

$$\%erro = \frac{|\text{valor real} - \text{valor calculado}|}{\text{valor real}} \times 100 \quad (3.16)$$

Realizando a somatória para o cálculo de erro médio com todas as amostras aquisitionadas:

$$\%erro = \frac{100}{N} \cdot \sum_{n=0,00}^{n=22,40} \frac{|r[n] - c[n]|}{r[n]} \quad (3.17)$$

Onde:

r : valor real;

c : valor calculado;

n : número da amostra aquisitionada;

N : número total de amostras.

Obs.: As aquisições iniciaram com tempo inicial de 0,00 s até o tempo final de 22,40 segundos, com intervalo de 10 milisegundos entre aquisições, totalizando 2240 amostras.

A Tabela 3.2 mostra o erro médio relativo calculado para diferentes intervalos de tempo. O primeiro valor contempla o intervalo completo de tempo amostrado, de 0,00 até 22,40 s com um erro de 10,77%. Porém devido a não linearidade inicial, ocorre uma distorção bem grande que pode ser visto nos dois outros intervalos, de 0,00 a 0,50 segundos com erro de 364,13%, completamente não aceitável, mas que após os 50 milisegundos iniciais, o erro médio é de 2.71%.

Tabela 3.2: Erro Relativo Percentual

Intervalo de amostras	erro médio relativo
0,00 a 22,40 s	10,77 %
0,00 a 0,50 s	364,13 %
0,50 a 22,40 s	2,71 %

Fonte: Próprio autor

De forma mais detalhada, foram calculados os erros médios relativos para cada intervalo de tempo de um τ , e pode-se notar, pela Tabela 3.3, que o erro de estado estacionário, para o intervalo acima de 5τ , é menor do que 1%.

Tabela 3.3: Erro Relativo Percentual para intervalos determinados por τ

Intervalo de amostras	erro médio relativo
0 a 1τ	83,40 %
1 a 2τ	3,16 %
2 a 3τ	3,38 %
3 a 4τ	2,00 %
4 a 5τ	2,29 %
> 5τ	0,82 %

Fonte: Próprio autor

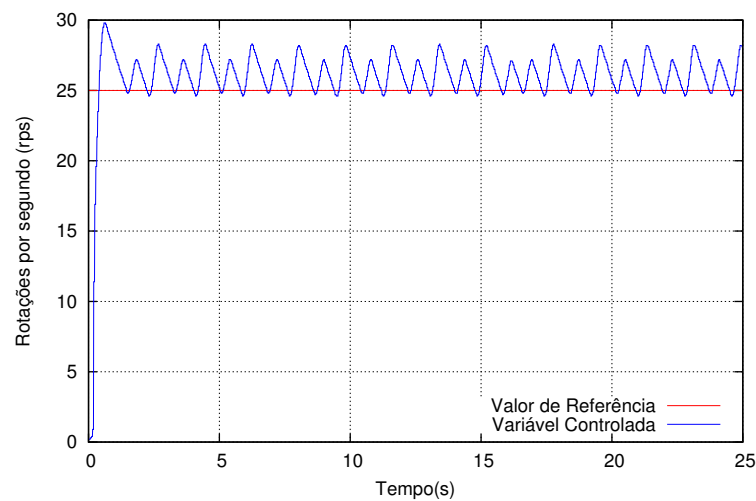
O intervalo inicial, de 0 a 1τ apresenta um grande erro, devido a não linearidade já comentada anteriormente, que ocorre nos primeiros 50 ms.

Desconsiderando a região transitória não linear que ocorre nos instantes iniciais do movimento do eixo do motor, o erro é menor do que 3%, conforme mostrado na Tabela 3.2, ou ainda na análise com todos os intervalos com dimensão de 1τ , os valores de erro após o primeiro intervalo estão dentro do limite de 5% de erro, conforme mostrado na Tabela 3.3, ressaltando que para o regime estacionário o erro é menor do que 1%. Assim, considera-se que o modelo utilizado é bom e representa razoavelmente bem o sistema físico real.

3.3.3 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.

A Figura 3.11 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

Figura 3.11: Ação de Controle Liga-Desliga

Fonte: Próprio autor

está recebendo energia em excesso sem necessidade, porém sua implementação é simples e não requer um conhecimento específico e aprofundado de controle.

Figura 3.12: Código da Ação de Controle Liga-Desliga

```

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

```

Fonte: Próprio autor

O código fonte que gerou o resultado obtido na Figura 3.11 é mostrado na Figura 3.12, 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 por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*), que neste caso utiliza apenas os valores extremos.

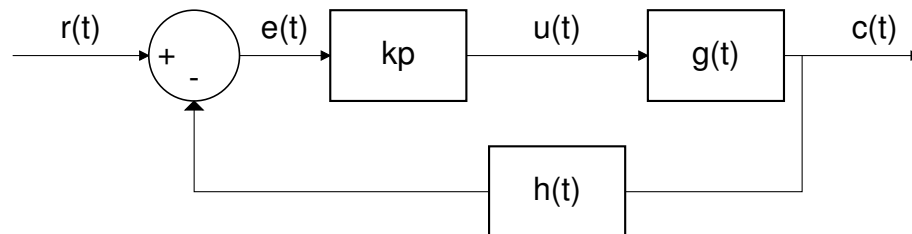
3.3.4 Controlador Proporcional (P)

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 $g(t)$.

$$u(t) = k_p.e(t) \quad (3.18)$$

O diagrama de blocos da Figura 3.13 mostra o bloco k_p que tem seu comportamento descrito pela Equação 3.18 e que atua diretamente sobre o sistema através da variável manipulada $u(t)$.

Figura 3.13: Diagrama em blocos de sistema de controle em malha fechada utilizando notação matemática



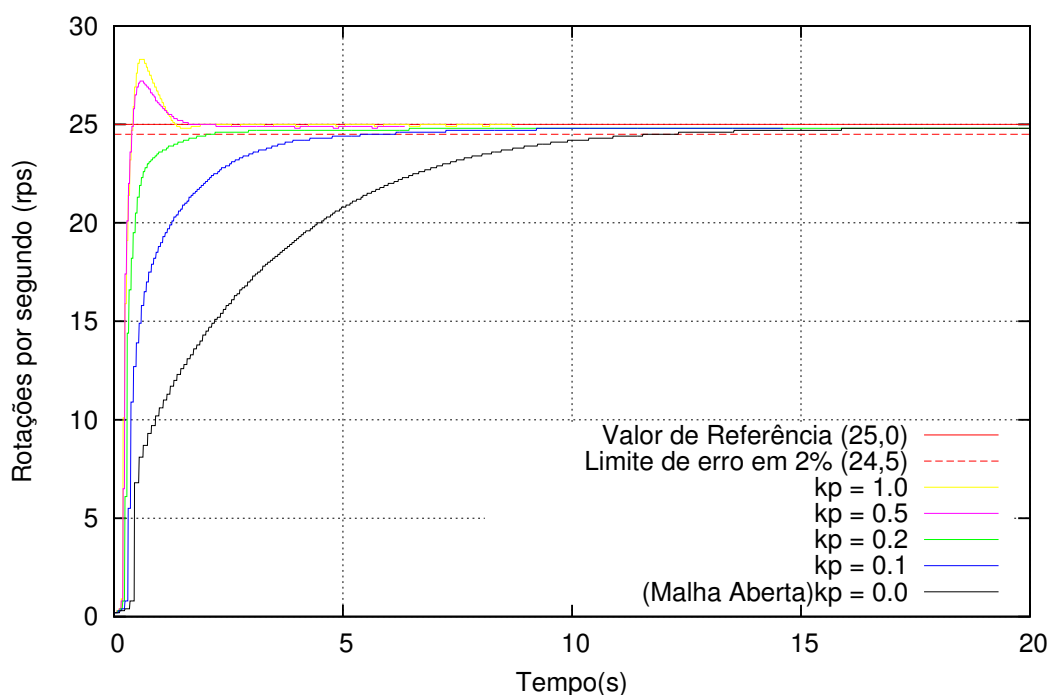
Fonte: Próprio autor

Variando o valor de k_p pode-se ver pela Figura 3.14 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 3.15, 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 3.13.

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;

Figura 3.14: Ação de Controle Proporcional

Fonte: Próprio autor

- *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 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 somada somada a *uT* que possui o valor proporcional

Figura 3.15: Código da Ação de Controle Proporcional

```

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 }

```

Fonte: Próprio autor

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 3.14. 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.

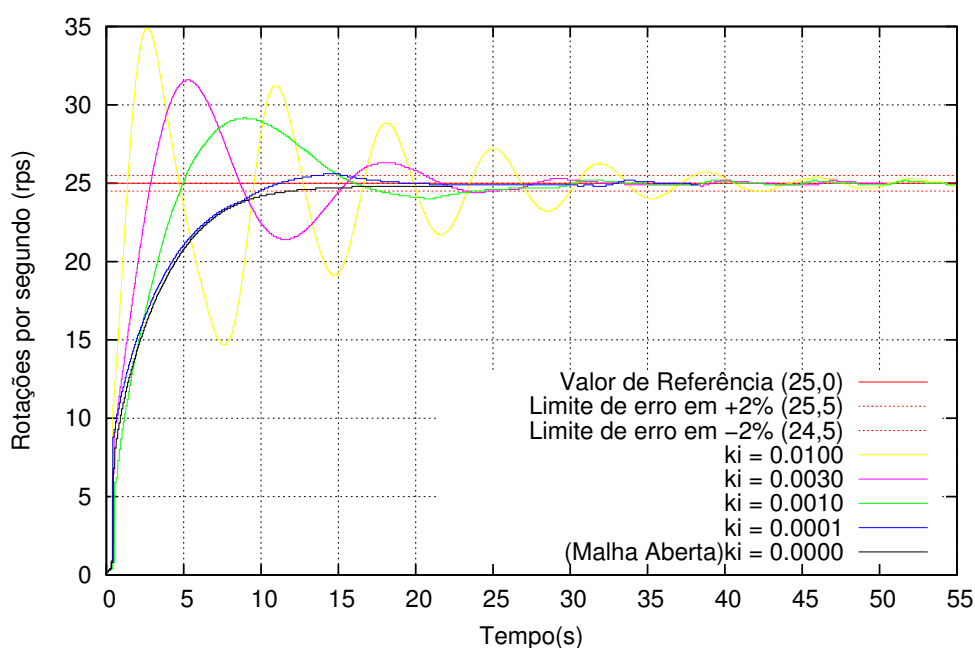
3.3.5 Controlador Integral (I)

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

$$u(t) = ki \int_0^{\infty} e(t)dt \quad (3.19)$$

A resposta apresentada pelo sistema está plotada na Figura 3.16 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 3.16: Ação de Controle Integral



Fonte: Próprio autor

A Figura 3.17 mostra o código da função que implementou o controlador com ação integral, responsáveis por gerar propriamente a ação de integração do erro.

Figura 3.17: Código da Ação de Controle Integral

```

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

Fonte: Próprio autor

A ação de integração é uma somatória de pequenas amostras do erro, que so-

mas ao longo do tempo levam o sistema a um erro zero, porém demoram mais tempo para alcançar a estabilidade e facilmente geram sobressinal.

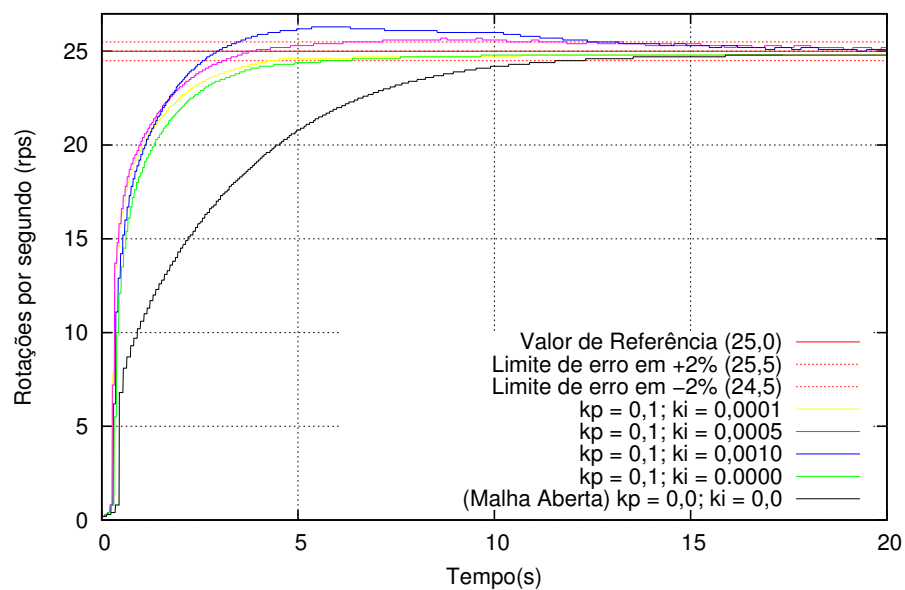
3.3.6 Controlador Proporcional + Integral (PI)

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.

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int_0^{\infty} e(t) dt \quad (3.20)$$

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 3.18: Ação de Controle Proporcional Integral



Fonte: Próprio autor

Como pode-se ver no gráfico da Figura 3.18 foi utilizado um valor de $k_i = 0.1$ 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 3.14.

O código da Figura 3.19 mostra a implementação das funções de controle proporcional e integral, sendo que a linha 15 mostra a somatória característica do controle integral.

Figura 3.19: Código da Ação de Controle Proporcional Integral

```

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

```

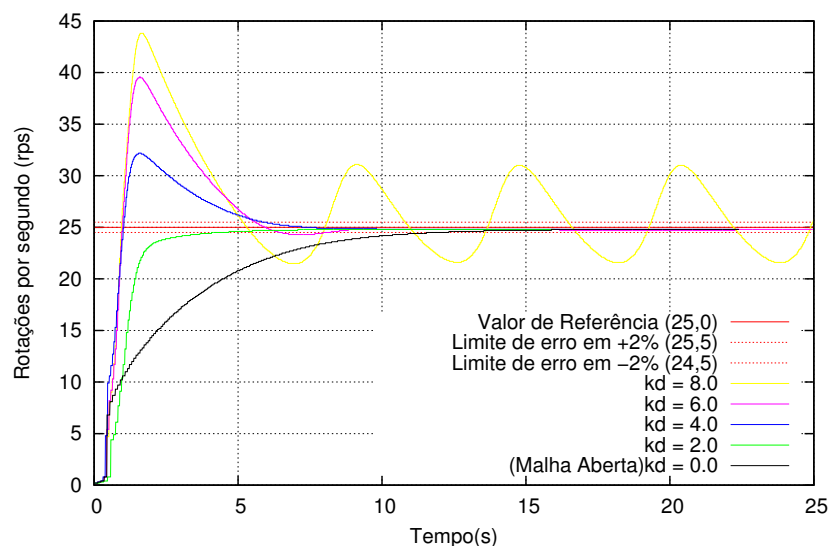
Fonte: Próprio autor

3.3.7 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.

$$u(t) = kp.e(t) + kd.\frac{de(t)}{dt} \quad (3.21)$$

A figura 3.20 mostra que a resposta do sistema é a mais rápida dos ações de controle estudadas, e também gera o maior sobressinal.

Figura 3.20: Ação de Controle Proporcional Derivativo

Fonte: Próprio autor

A linha 13 da Figura 3.21 mostra como foi codificada a ação de controle Derivativa modificada.

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 im-

Figura 3.21: Código da Ação de Controle Proporcional Derivativo

```

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

```

Fonte: Próprio autor

possível de ser obtida na pratica.

3.3.8 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.

$$u(t) = k_p.e(t) + k_i \int_0^{\infty} e(t)dt + k_d.\frac{de(t)}{dt} \quad (3.22)$$

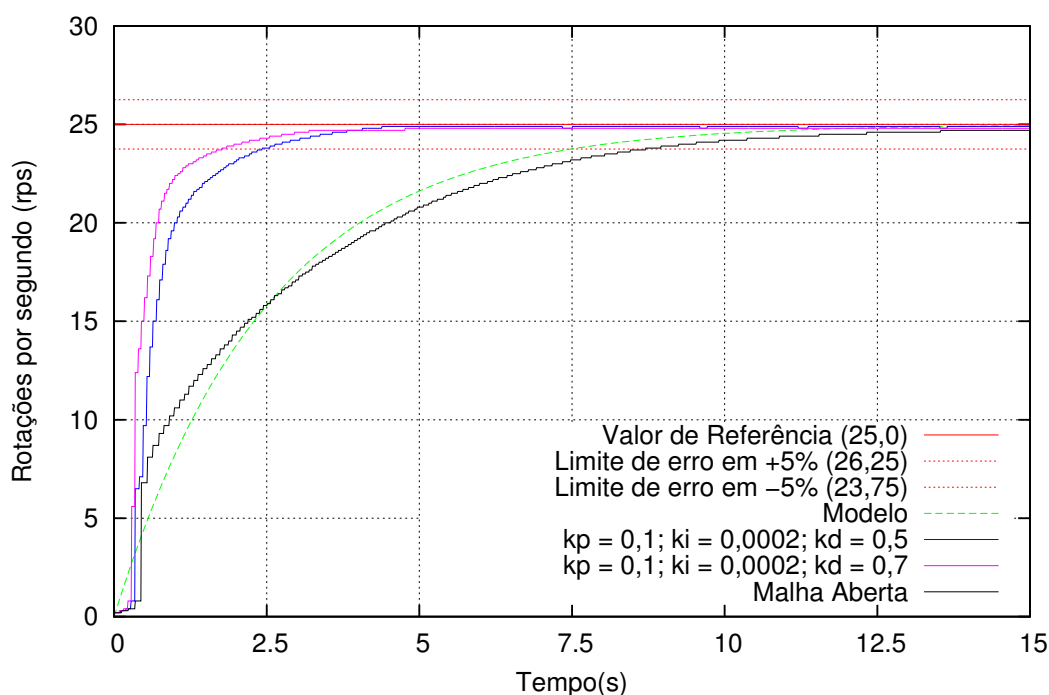
O controlador PID pode ser implementado de diversas formas, pode ter o parâmetro proporcional influenciando diretamente as demais ações, ou não, como neste caso onde as ações de controle são utilizadas de forma independentes, e o erro é utilizado para cada uma das partes da soma do sinal da variável 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 consideravel para o sistema estudado, pois foi reduzido a pelo menos um terço do tempo original.

A Figura 3.23 mostra a codificação completa dos parâmetros do PID, onde pode-se perceber que sua implementação é simples, apesar da teoria ser complexa.

Para o microcontrolador efetuar as subtrações é algo que requer pouco processamento, mas as multiplicações são bem mais complexas e exigem mais memória e

Figura 3.22: Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo

Fonte: Próprio autor

Figura 3.23: Código da Ação de Controle Proporcional Integral Derivativo

```

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

```

Fonte: Próprio autor

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.

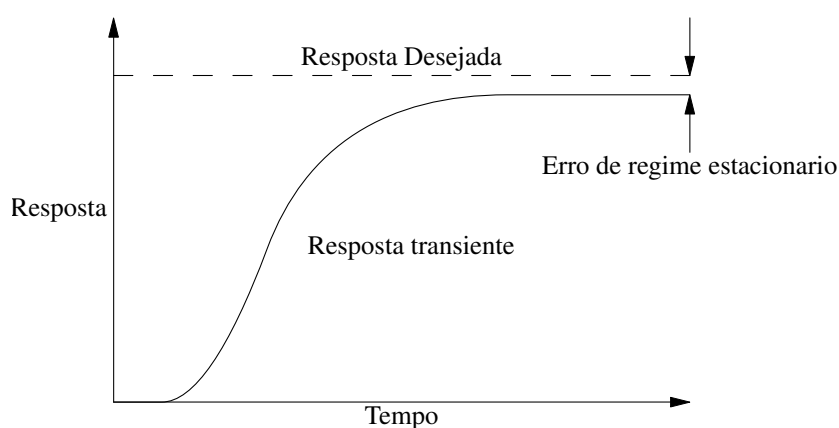
3.4 Requisitos de desempenho do sistema

Os sistemas de controle buscam atender os chamados requisitos de desempenho do sistema, que de um modo geral se efetuam através de modificações das características 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 3.24, 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 3.24: Gráfico da função Resposta



Fonte: Próprio autor

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.

3.5 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. (OGATA, 2010) 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 contraditoriedade 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 contraditoriedade, 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 ferramental 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 (KRAUSE, 2004).

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 (GOMES, 2013) 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.

3.5.1 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:

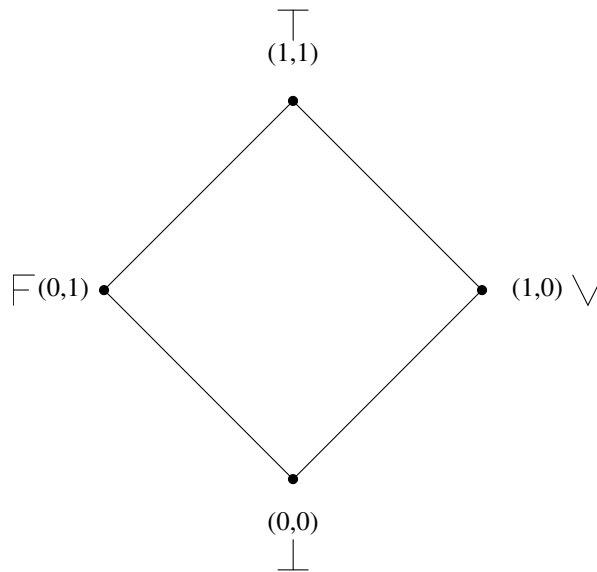
$$\tau = \{(\mu, \lambda) \mid \mu, \lambda \in [0, 1] \subset \mathbb{R}\} \quad (3.23)$$

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

$$\tau = \{\top, V, F, \perp\} \quad (3.24)$$

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

Figura 3.25: Reticulado finito de Hasse



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

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 velocidade de rotação do motor 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 cer-

teza, 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 velocidade de rotação do motor 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 velocidade de rotação do motor 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 velocidade de rotação do motor 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 velocidade de rotação do motor 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 velocidade de rotação do motor atingiu o valor desejado*.

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

$$\sim: | \tau | \rightarrow | \tau, \sim (\mu, \lambda) = (\lambda, \mu) \quad (3.25)$$

Então,

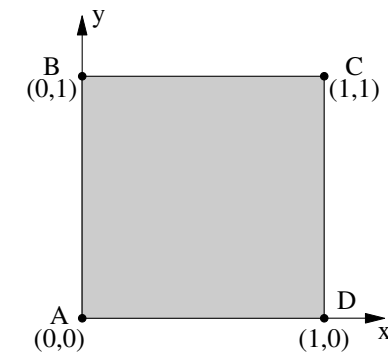
$$P_{(0.8,0.3)} \leftrightarrow \sim P_{(0.3,0.8)} \quad (3.26)$$

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

3.5.2 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 3.26.

Figura 3.26: Representação do reticulado no quadrado unitário no plano cartesiano



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

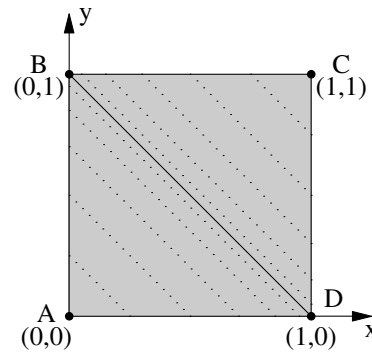
Os pontos extremos assim representam:

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

- $D : (1,0) = V \Rightarrow \text{Verdade.}$

O segmento de reta \overline{BD} , entre os pontos referentes às condições *Verdade* e *Falso*, conforme mostrado na Figura 3.27, 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 3.27: Representação da Reta Perfeitamente Definida



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

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

$$\mu + \lambda = 1 \quad (3.27)$$

Assim, temos que:

$$\mu + \lambda - 1 = 0 \quad (3.28)$$

Os graus de evidência não precisam apresentar valores complementares, possuem independência entre si, assim das Equações 3.27 e 3.28 é elaborado o conceito de *Grau de Contradição* (G_{ct}), assim temos:

$$G_{ct} = \mu + \lambda - 1 \quad (3.29)$$

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:

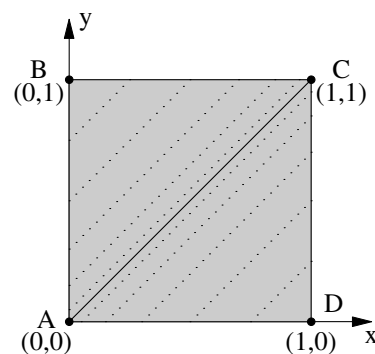
$$-1 \leq G_{id} < 0 \leq G_{it} \leq 1 \quad (3.30)$$

e

$$-1 \leq G_{ct} \leq 1 \quad (3.31)$$

O segmento de reta \overline{AC} , entre os pontos referentes às condições *Paracompleto* e *Contradição*, conforme mostrado na Figura 3.28, 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 3.28: Representação da Reta Perfeitamente Indefinida



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

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

$$\mu - \lambda = 0 \quad (3.32)$$

De forma análoga ao Grau de contradição, da Equação 3.32 é elaborado o conceito de *Grau de Certeza* (G_c), assim temos que:

$$G_c = \mu - \lambda \quad (3.33)$$

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:

$$-1 \leq G_f < 0 \leq G_v \leq 1 \quad (3.34)$$

e

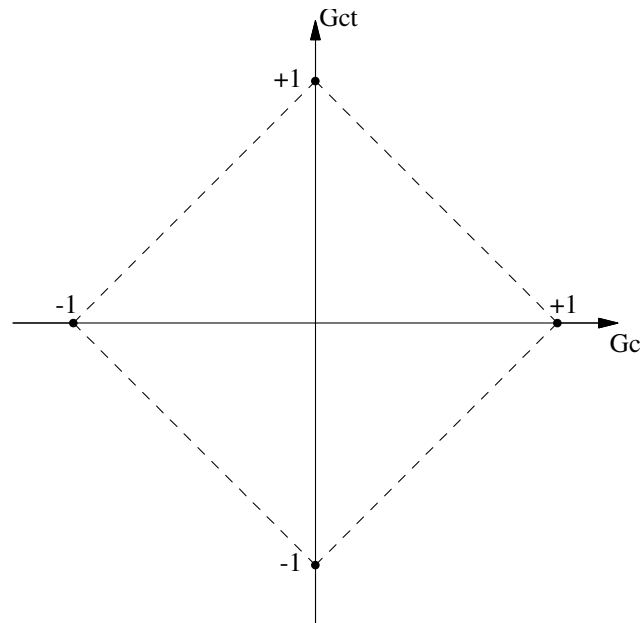
$$-1 \leq G_c \leq 1 \quad (3.35)$$

Graficamente são representadas como mostra a Figura 3.29:

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 3.30 e são definidos como:

- V_{scc} : Valor limite superior de Controle de Certeza;

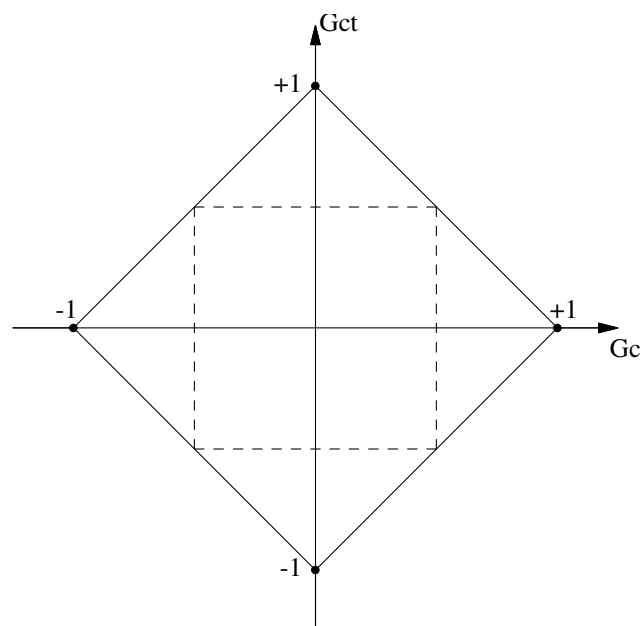
Figura 3.29: Representação dos Graus de Certeza e Contradição em um plano cartesiano



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

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

Figura 3.30: Representação dos valores de controle



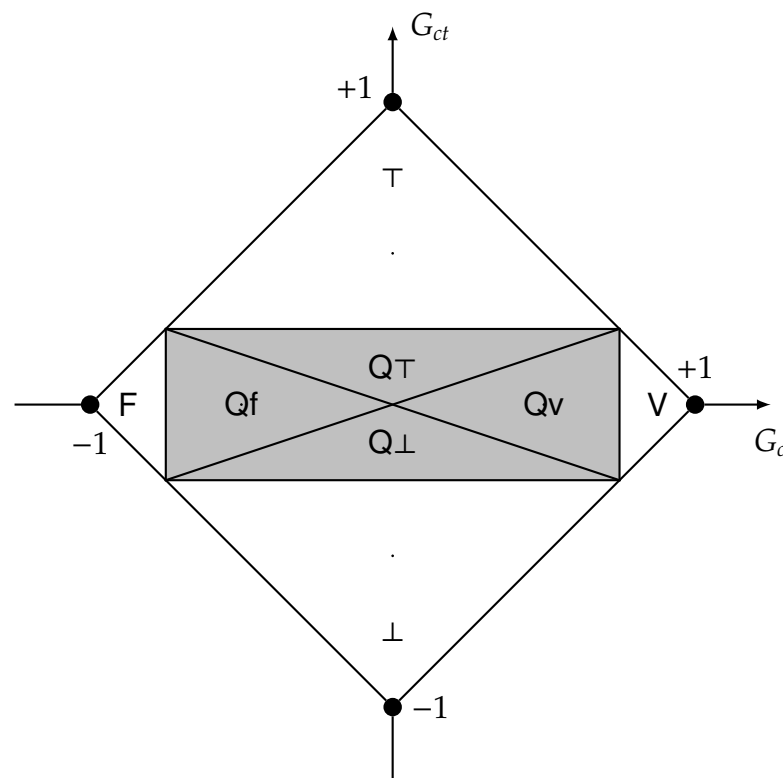
Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

Uma divisão em 12 partes é mostrada na Figura 3.31 com seus respectivos estados intermediários definidos conforme (DA SILVA FILHO, 2006), sendo 4 regiões

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.

O reticulado pode ser dividido de outras formas, dependendo dos limites dos Graus de Certeza e Contradição que o sistema permite. A Figura 3.32 mostra uma das possibilidades com a representação de 8 regiões do reticulado.

Figura 3.32: Representação do reticulado da LPA2v subdividido em 8 regiões



Fonte: Próprio autor

Sendo 4 regiões extremas,

- V : Verdadeiro;
- F : Falso;
- T : Contradição;
- ⊥ : Paracompleto.

e 4 regiões intermediárias:

- Qv: Quase Verdade;

- Qf: Quase Falso;
- QT: Quase Contradição;
- Q⊥: Quase Paracompleto.

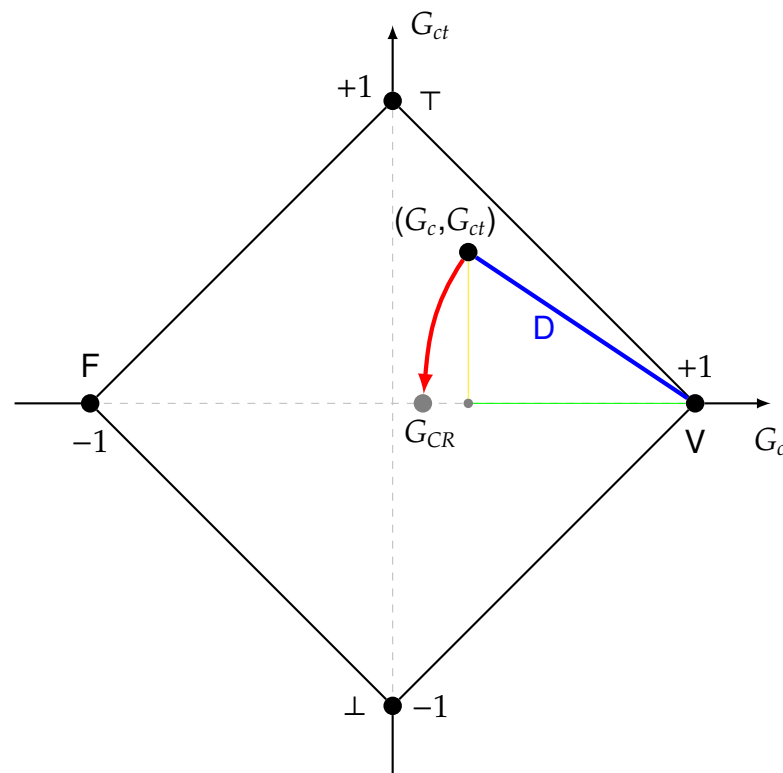
3.5.3 Grau de Certeza Real - G_{CR}

É possível e desejável que se possa utilizar um valor resultante que exclua os efeitos das incertezas ou contradições, como é citado por ABE; FILHO; TORRES(2008):

”Um sistema de decisão capaz de analisar dados originários de Conhecimento Incerto terá maior robustez quando, ao final da análise, apresentar um resultado que represente o valor de certeza puro, isto é, não contaminado pelos efeitos das incertezas.”

O valor que elimina o efeito da incerteza é denominado *Grau de Certeza Real* - G_{CR} e é calculado pela distância (D) do Ponto de análise, (G_c, G_{ct}) , em relação ao ponto de máximo Grau de Certeza V, no vértice direito do reticulado, conforme mostrado na Figura 3.33.

Figura 3.33: Representação do Grau de Certeza Real no reticulado



Fonte: (DA SILVA FILHO, 2006)

O Grau de Certeza Real (G_{CR}) é calculado utilizando o Teorema de Pitágoras para achar a distância D conforme Equação 3.36.

$$D = \sqrt{(1 - |G_c|)^2 + G_{ct}^2} \quad (3.36)$$

Para valores de $G_c \geq 0$:

$$G_{CR} = (1 - D) \quad (3.37)$$

Para valores de $G_c < 0$:

$$G_{CR} = (D - 1) \quad (3.38)$$

Tanto o Grau de Evidência Real quanto os estados ou regiões do reticulado podem ser utilizados para realizar o controle dos mais diversos tipos de sistemas, dependendo apenas do tipo de controle e de sistema que deve ser implementado.

3.5.4 A LPA2v aplicada em Controle

Os Sistemas Inteligentes estão cada vez mais presentes em diversas aplicações modernas, e segundo DA SILVA FILHO; ABE(2011), há um predomínio de Lógicas Não-Clássicas no suporte à tomada de decisão desses sistemas. O sucesso na aplicação de técnicas como a LPA2v, que é uma extensão da Lógica Paraconsistente Anotada, se dá em grande medida pelo uso de algoritmos baseados em estudos dos reticulados representativos e efetiva tradução matemática gerando um modelo eficiente aplicado em situações reais.

Assumindo que a lógica filosófica trata da descrição formal da linguagem natural e define a sua estrutura de declaração, então, sendo encontrada a linguagem adequada é possível traduzir o raciocínio formal em LPA, modelando raciocínios com a possibilidade de tratar contradições ou incoerências, e trabalhar com situações reais, da mesma forma que o Modelo Clássico, que aplica regras computacionais, a LPA2v

possui um conjunto de axiomas e regras de inferência que possibilitam um raciocínio válido em situações reais.

Robótica

Os algoritmos baseados no estudo do Reticulado Representativo gera Estados Lógicos Paraconsistentes através da descrição do algoritmo Para-Analisador da LPA2v, possibilitando que o sistema receba informação através dos graus de evidência (μ, λ) , processe os graus de certeza e contradição (G_c e G_{ct}) e chegue a uma conclusão, de alta contradição e busque por mais dados ou um alto grau de certeza, que de um modo geral, implica em tomar uma ação.

Os Graus de Certeza e Contradição podem gerar um Grau de Certeza Real, que pode servir de entrada para outra célula ou Nó de Análise Paraconsistente (NAP), possibilitando uma rede de análises para a tomada de decisão, como apresentado pelo Professor Dr. João Inácio da Silva Filho com a construção do Robô Emmy, desenvolvendo e aplicando tais técnicas aplicadas ao sistema de movimentação.

Engenharia de Produção

A LPA2v pode ser aplicada em diversas áreas sendo um outro exemplo a sua aplicação na área de Eng. de Produção, como é mostrado no artigo de CARVALHO; BRUNSTEIN; ABE(2003), que mostram um estudo para avaliação do projeto de uma fábrica, como são selecionadas as variáveis relevantes, ou fatores, como são chamados, níveis de exigência para tomada de decisão, atribuição de pesos aos fatores de decisão, para obtenção dos graus de crença e descrença. Construção de uma base de dados, sua pesquisa e obtenção dos resultados. Análise dos resultados e fidedignidade utilizando um Método de Análise pelo Baricentro.

Logística

No segmento logístico pode-se citar a dissertação do Prof^o Me. Vander Célio Nunes ((NUNES, 2015)), que aplicou a LPA2v ao processo de paletização através da medição de peças e do tratamento de incertezas relacionadas a possibilidade de seu depósito ou encaixe na pilha de palets, levando à otimização de cargas armazenadas em um determinado espaço. O seu trabalho, utilizando uma célula de manufatura com um braço robótico industrial, permite a extrapolação da sua aplicação para portos e

armazens de containers.

Sistema de Controle Híbrido

No segmento de controle, a LPA2v é utilizada em conjunto com um sistema Proporcional-Integral - PI de modo que as ações convencionais são executadas pelo bloco PI, mas são estruturadas utilizando a LPA2v no tratamento dos sinais externos. A implementação é feita por COELHO(2015) em uma planta de controle de nível e um controlador lógico programável. O sistema Híbrido é posto em operação e comparado com técnicas consagradas como o controle puramente PI, ajustado com o método de Ziegler-Nichols e com o método interno do controlador.

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.

4.2 Objetivos do controle

Partindo do modelo estabelecido no Capítulo 3.3.1 Malha Aberta, propõe-se que o objetivo do controle é reduzir o tempo de alcance da velocidade alvo para no máximo 1τ , ou seja, depois de 2,5 segundo do estímulo, degrau de amplitude 25 RPS, o motor atinja tal velocidade, podendo apresentar um sobressinal, mas que não ultrapasse o erro de regime estacionário máximo de 5% do valor de resposta desejada.

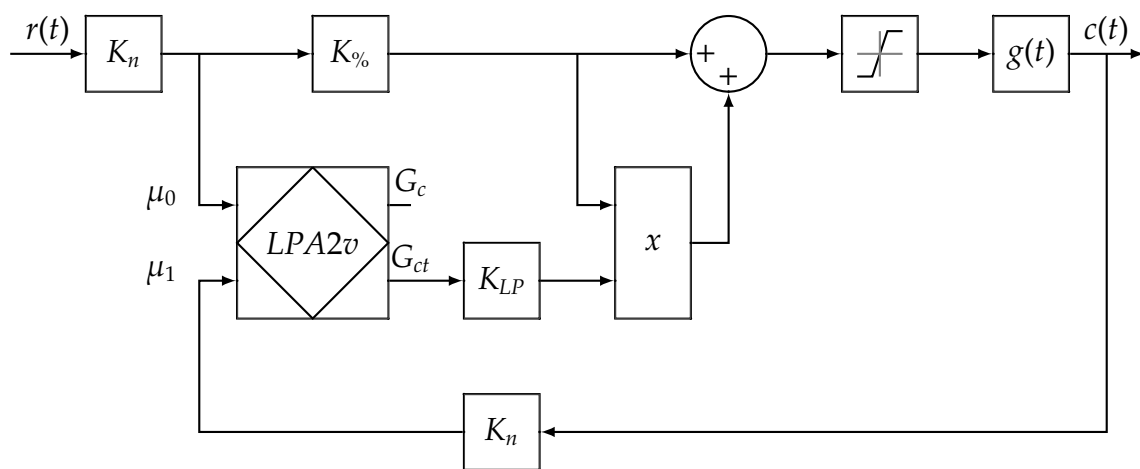
A Figura 3.22 mostrou o resultado utilizando controlador PID, que serve de referencial de comparação para o modelo proposto utilizando a LPA2v.

4.3 Resultados

O processo de implementação da LPA2v como parte do núcleo do controlador produziu algumas tentativas sendo que segue aquela de melhor resultado, não esgotando as formas e tentativas que poderão se seguir no decorrer da pesquisa.

A Figura 4.1 mostra o diagrama de blocos da implementação da LPA2v inserida na malha de controle, seguido da descrição dos blocos, e a função do controlador é apresentada na Figura 4.3.

Figura 4.1: Diagrama de blocos do controle utilizando a LPA2v



Fonte: Próprio autor

- K_n : Bloco de normalização da grandeza de velocidade de giro do motor em rotações por segundo para o intervalo fechado entre 0,0 e 1,0. São dois bloco, sendo um para o parâmetro de referência, ou *setpoint*, e o outro para o sinal do sensor que efetua a leitura diretamente na planta de processo;
- $K_{\%}$: Normaliza o valor em um intervalo fechado de 0,0 a 1,0 para um intervalo de 0 a 100 correspondente ao parâmetro do acionamento por PWM;
- $LPA2v$: Calcula os graus de Certeza e Contradição de acordo com os parâmetros de entrada, que são os graus de evidência favorável μ_0 e μ_1 e são respectivamente referentes ao valor desejado e ao valor real lido diretamente na planta;
- K_{LP} : Coeficiente de ganho proporcional do grau de contradição;
- x : Bloco multiplicador;
- $g(t)$: Planta do sistema;
- *Soma*: Bloco somador;

- **Saturação:** Bloco limitador, impede o valor do PWM ultrapassar seu valor máximo de 100%.

O código da Figura 4.2 mostra a implementação da função que calcula os graus de Certeza e Contradição tendo como parâmetro de entrada dois graus de evidência favoráveis.

A LPA2v foi codificada utilizando variáveis do tipo ponto flutuante de forma a trabalhar com os seus parâmetros da mesma forma como a lógica é proposta e analisada conceitualmente, por isso, inclusive, a utilização de um microcontrolador com um módulo dedicado ao cálculo utilizando variáveis desse tipo.

Figura 4.2: Código de função que calcula os graus de Certeza e Contradição utilizando LPA2v

```

1  float Gc, Gct;
2
3  void LPA2v( float u0, float u1 )
4  {
5      float l0, l1;
6      l0 = 1.0 - u0;
7      l1 = 1.0 - u1;
8
9      Gc  = u0 - l1;
10     Gct = (u0 + l1) - 1.0;
11 }

```

Fonte: Próprio autor

A função LPA2v possui como parâmetros de entrada dois graus de certeza, simplesmente para facilitar o raciocínio, sendo que os respectivos graus de incerteza são declarados como variáveis locais na linha 5 e calculados nas linhas 6 e 7.

As linhas 9 e 10 apresentam o cálculo dos graus de Certeza e Contradição, sendo as respectivas variáveis declaradas como globais, linha 1, por serem elas utilizadas em outras funções.

Para implementação do controlador foram realizados alguns testes para verificar a velocidade máxima que o motor alcança, chegando ao valor de 85 rotações por segundo (rps), com isso, foi possível ajustar o bloco K_n para $\frac{1}{85}$, e sabe-se que o limite máximo para entrada em $r(t)$ é 85 e o mínimo é 0.

O bloco $K_{\%}$ é apenas um fator multiplicador com valor 100, como pode ser visto na linha 26 da codificação do controlador.

O bloco da LPA2v apresenta a seguinte proposição:

Figura 4.3: Código de função do controlador utilizando a LPA2v

```

12 #define KLP      10
13 long controlador( long setpoint, long max, long sensor )
14 {
15     float aux, rT, hT;
16     long uT;
17
18     rT = (float) setpoint / (float) max;
19     hT = (float) sensor / (float) max;
20
21     if( rT > 1.0 )
22         rT = 1.0;
23     if( hT > 1.0 )
24         hT = 1.0;
25
26     aux = (rT * 100.0);
27
28     LPA2v( rT, hT );
29
30     uT = (long)(aux + aux * Gct * KLP);
31     if( uT > 99 )
32         uT = 99;
33     if( uT < 0 )
34         uT = 0;
35     return( uT );
36 }

```

Fonte: Próprio autor

P: O eixo do motor apresenta rotação igual ao valor de referência.

Para tal proposição, são utilizados dois especialistas: μ_0 é o grau de crença que refere-se ao valor desejado, e corresponde ao valor teórico para acionamento do PWM; e μ_1 , que é o grau de crença com que o motor atinge a velocidade de giro desejada, é o valor utilizado como realimentação do sistema.

O bloco LPA2v calcula os graus de descrença das respectivas entradas:

$$\lambda_0 = 1 - \mu_0 \quad \lambda_1 = 1 - \mu_1 \quad (4.1)$$

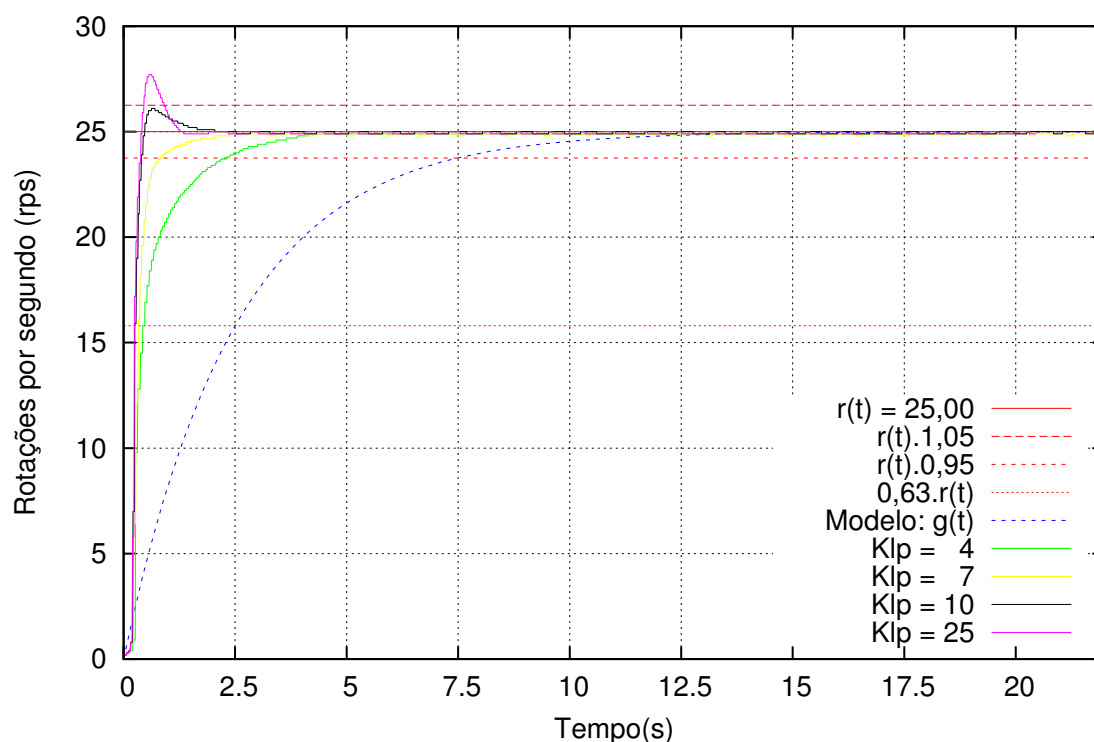
Para o cálculo dos graus de Certeza e Contradição são utilizados:

$$P_{(\mu_0, \lambda_1)} \quad (4.2)$$

Assim temos a proposição P e os graus de evidência favorável μ_0 e desfavorável λ_1 , que geram o grau de contradição, pois quanto maior a diferença do valor lido pelo sensor em relação ao valor de referência, maior será a contradição apresentada, e tal valor é utilizado como coeficiente de ajuste do erro do sistema. Quando o a diferença é negativa, o ponto de operação trabalha tendendo à condição paracompleta, gerando um sinal de atuação proporcional sobre a saída de atuação, reduzindo assim o sinal do parâmetro do acionamento PWM.

A Figura 4.4 mostra alguns resultados comparados em relação ao modelo do sistema.

Figura 4.4: Ação de controle utilizando LPA2v



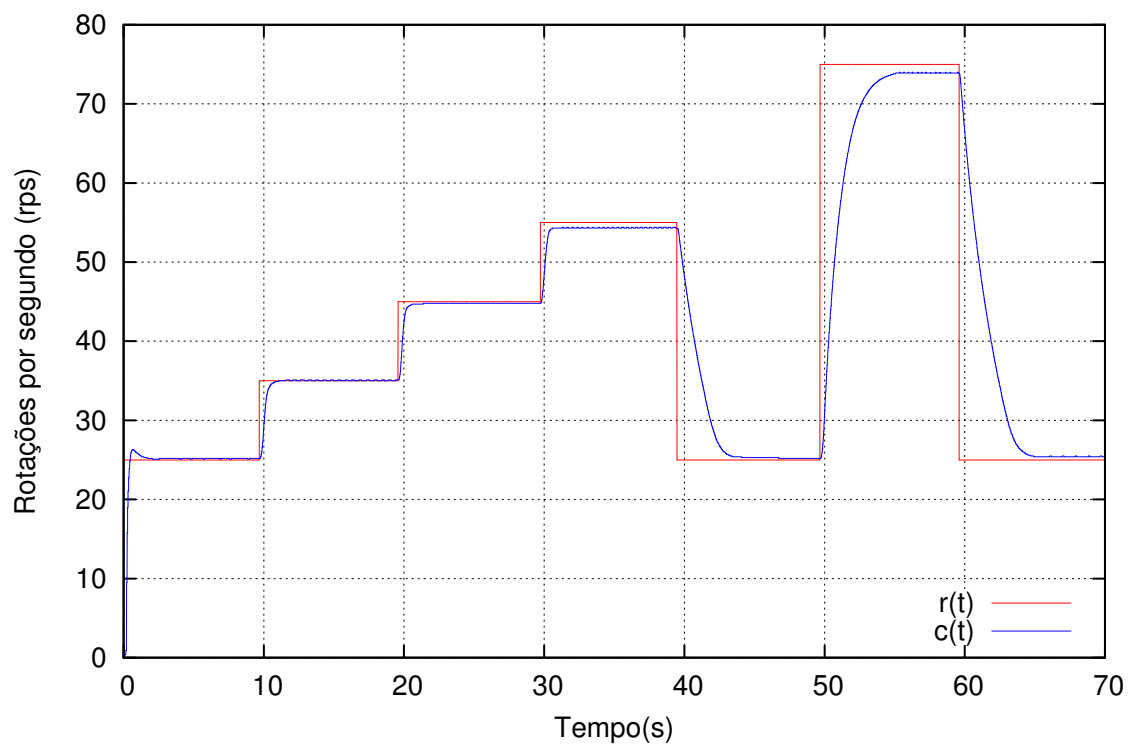
Fonte: Próprio autor

Para um coeficiente K_{LP} entre os valores 4 e 10, o sistema apresenta uma resposta que atende as especificações do sistema, pois atinge o valor de regime antes do intervalo de um τ , ou seja, 2,5s, e pode apresentar sobre-sinal porém inferior à 5% do valor desejado.

Outra condição de teste é apresentada na Figura 4.5, em que o valor de referência é alterado de forma a gerar alguns patamares de operação, e degraus com amplitude e variações diferentes.

Para o primeiro degrau de 0 para 25 rps, houve um pequeno sobre-sinal, aceitável de acordo com os requisitos de desempenho do sistema. Nos patamares seguintes

Figura 4.5: Ação de controle utilizando LPA2v para valores alvo variáveis



Fonte: Próprio autor

não houve sobressinal, devido à baixa variação, ou ainda a transição que ocorre no tempo 50s não apresenta sobressinal por estar próximo ao valor máximo, inclusive com um erro, que apesar de não ser crítico, é perceptível.

5. Considerações Finais - Conclusão

Este trabalho caracterizou de forma simples e expositiva a implementação dos diversos tipos de controlador, desde o liga-desliga até o PID completo, com cada respectiva codificação e resultado adquirido diretamente na planta.

Um modelo matemático foi desenvolvido, a análise de erro para validar seu uso como referência e assim gerar um critério de orientação para os requisitos de desempenho do sistema, e para a comparação entre os sistemas, clássico e não convencional, proposta pelo autor.

A LPA2v foi caracterizada desde sua abordagem básica, sua construção foi apresentada a forma mais usual, citando algumas aplicações já realizadas, e por fim, foi mostrado como a LPA2v foi utilizada para o controle dinâmico de um motor DC através de acionamento por PWM.

O fato de utilizar um hardware suficientemente capaz de processar dados em ponto flutuante permitiu a implementação direta da LPA2v, sem haver a necessidade da mudança de escala, bem como sua capacidade de processamento permitiu uma ótima resolução, com intervalos de aquisição de dados com intervalos de 10ms, independente da leitura do sensor de velocidade que ocorre utilizando interrupção.

Apesar do ótimo resultado alcançado, pois atendeu plenamente os requisitos propostos, e a implementação do controlador utilizando a LPA2v se mostrar simples na codificação, ainda há uma grande gama de possibilidades a serem estudadas e nuances da lógica a serem explorados em trabalhos futuros.

Este trabalho foi desenvolvido em sua totalidade utilizando a filosofia do software livre, e assim podem ser listadas as seguintes aplicações:

- Sistema Operacional: Debian GNU/Linux 8 (Jessie);
- Shell: GNOME Shell 3.14.4;

- Editor (texto e código): VIM - Vi IMproved 7.4;
- Compilador: (GCC for ARM) arm-none-eabi-gcc (v.4.8.4-1+11-1);
- Configuração de compilação: GNU Make 4.0;
- Processador de Texto: \LaTeX - pdfTex 3.14159265-2.6-1.40.15;
- Gerador de Figuras: \LaTeX - Pacotes TikZ e PGF
- Gerador de Figuras: GNU pic (groff) version 1.22.2
- Gerador de Gráficos: gnuplot 4.6 patchlevel 6
- Terminal de Comunicação: minicom version 2.7 (compilado Jan 1 2014);
- Gravador: LM4Flash version 0.1.3 - Flash for Stellaris Launchpad ICDI boards;

O projeto em sua integralidade pode ser encontrado no GitHub:

Monografia: <https://github.com/JoseWRPereira/monografiaSEC.git>

Firmware: <https://github.com/JoseWRPereira/dcmotorcontrol.git>

Referências Bibliográficas

FERREIRA, C. *Estudo Comparativo entre as Técnicas de Controle Fuzzy, PI e Adaptativo Aplicado ao Processo de Fabricação de Papel Reciclado Utilizando a Ferramenta Delta Tune*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Londrina, Paraná, 2009.

DA SILVA FILHO, J. I. Métodos de aplicações da lógica paraconsistente anotada de anotação com dois valores-lpa2v. *Revista Seleção Documental*, Santos, v. 1, n. 1, p. 18–25, Março 2006.

KRAUSE, D. Lógica paraconsistente. *Scientific American Brasil*, São Paulo, n. 30, p. 70–77, Nov 2004.

BUENO-SOLER, J.; CARNIELLI, W.; TESTA, R. (Ed.). *Consistency, Contradiction, Paraconsistency, and Reasoning - 40 year of CLE*. Campinas, São Paulo - Brazil: Center for Logic, Epistemology and the History of Science, 2016.

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

BRITANNICA, E. *Biography - Ctesibius of Alexandria*. Disponível em: <<https://global.britannica.com/biography/Ctesibius-of-Alexandria>>.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. *Modern control systems*. 12^a. ed. New Jersey: Pearson Education, Inc, 2011.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 5^a. ed. New Jersey: Prentice Hall, Pearson Education, Inc, 2010.

GOMES, E. L. *Sobre a história da paraconsistência e a obra de da Costa: a instauração da Lógica Paraconsistente*. Tese (Doutorado) — Instituto de Filosofia e Ciências Humanas - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2013.

ABE, J. M.; FILHO, J. I. da S.; TORRES, G. L. *Inteligência Artificial com as Redes de Análise Paraconsistentes*.: Teoria e aplicação. 1^a. ed. [S.l.]: LTC, 2008.

DA SILVA FILHO, J. I.; ABE, J. M. Aspectos de lógica e teoria da ciência: Pesquisa e métodos de aplicações da lógica paraconsistente anotada em sistemas de inteligência artificial. *Instituto de Estudos Avançados da Universidade de São Paulo*, São Paulo, p. 50–83, 2011.

CARVALHO, F. R. de; BRUNSTEIN, I.; ABE, J. M. Um estudo de tomada de decisão baseado em lógica paraconsistente anotada: Avaliação do projeto de uma fábrica. *Revista Pesquisa e Desenvolvimento Engenharia de Produção*, São Paulo, n. 1, p. 47–62, Dez 2003.

NUNES, V. C. *Aplicação da Lógica Paraconsistente Anotada de anotação com dois valores - LPA2v em tomada de decisão de um Manipulador Robótico Industrial no processo de paletização*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Santa Cecília, Santos, 2015.

COELHO, M. S. *Controle PI Híbrido com Lógica Paraconsistente aplicado em malha de controle de nível em vaso pressurizado*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Santa Cecília, Santos, 2015.