

Universidade Federal Fluminense

JOSÉ LUIZ GUARINO

**Modelagem e Digitalização De Regulador De
Velocidade Eletrônico-Analógico Da Década De 1960
De Turbina Hidráulica Francis De Gerador Síncrono**

VOLTA REDONDA

2014

JOSÉ LUIZ GUARINO

**Modelagem e Digitalização De Regulador De
Velocidade Eletrônico-Analógico Da Década De 1960
De Turbina Hidráulica Francis De Gerador Síncrono**

Proposta de dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Modelagem Computacional em Ciência e Tecnologia da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Modelagem Computacional em Ciência e Tecnologia. Área de Concentração: Modelagem Computacional

Orientador:

Prof. José Flávio Silveira Feiteira, D. Sc.

Coorientador:

Prof. Diomar Cesar Lobão, Ph.D.

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE

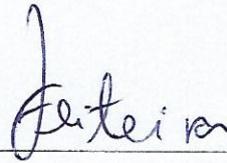
VOLTA REDONDA

2014

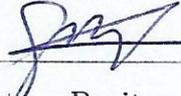
José Luiz Guarino

Proposta de dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Modelagem Computacional em Ciência e Tecnologia da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Modelagem Computacional em Ciência e Tecnologia. Área de Concentração: Modelagem Computacional

Aprovada por:



Prof. José Flávio Silveira Feiteira, D. Sc. /
VEM/MCCT/EEIMVR-UFF



Prof. Gustavo Benitez Alvarez, D. Sc. /
VCE/MCCT/EEIMVR-UFF



Prof. Péricles Guedes Alves, D. Sc. /IFRJ - Instituto
Federal do Rio de Janeiro

Volta Redonda, 12 de dezembro de 2014.

"O Senhor te abençoe e te proteja, faça resplandecer sobre ti sua face e te dê a sua misericórdia. Volte para ti o seu olhar e te dê a paz. Derrame sobre ti suas bênçãos e no céu te coloque entre os seus santos e santas. O Senhor esteja sempre contigo e que tu estejas sempre com ele". Benção de Santa Clara de Assis.

Dedicatoria. Para minha mãe Margarida e minha filha Mariana

Agradecimentos

Ao Sagrado Coração de Jesus, à Mãe, Rainha e Vencedora Três Vezes Admirável de Schoenstatt à Santa Filomena e Santo Arduíno de Ceprano.

Aos integrantes do grupo de manutenção de reguladores da antiga divisão LAME.O (Laboratório de Medidas Eletro-eletrônicas) pertencente à Furnas Centrais Elétricas; engenheiro eletrônico Nélio Nascimento, técnicos especializados, Rui de Oliveira, José Afonso Gimenez, Wagner José Faleiros, Pedro Ponssoni e Ramil de Carvalho Teixeira, com os quais muito aprendi.

Ao colega de curso e amigo Rodrigo Guerra de Souza pelo incentivo.

Ao estudante da graduação de engenharia mecânica, Guilherme Baumgardt por ter confeccionado alguns dos desenhos no CAD.

Ao Prof. Luis Alberto Duncan Rangel D. Sc. da EEIMVR/UFF sem o qual o mestrado seria impossível.

Ao Prof. Tiago Araújo Neves D. Sc. do VCE/EEIMVR/UFF pela gentileza de doar este TEMPLATE.

Ao Prof. José Flávio Silveira Feiteira D. Sc. da EEIMVR/UFF pela capital sugestão de utilizar o microcontrolador Arduino, e por ter equipado o laboratório da engenharia mecânica da EEIMVR.

Resumo

Neste trabalho é proposto, como seu objetivo principal, a modernização de um regulador de velocidade eletrônico analógico de um regulador de velocidade de turbina hidráulica tipo Francis de 170 MW da década de 1960. Assim diseca-se o circuito de controle do regulador de velocidade de uma turbina hidráulica tipo Francis, que aciona um gerador elétrico síncrono da ordem de 170 MVA implementado com tecnologia analógica. Propõe-se um primeiro estágio onde moderniza-se este circuito com um regulador ainda analógico utilizando CI (circuito integrado) de Amp Op (Amplificador Operacional) 741 contemporâneo. Utilizou-se o teorema do escalonamento [5] para a simulação da resposta ao degrau do regulador analógico, pois inicialmente não se dispunha de um osciloscópio capaz de registrar todo o transitório. Dificuldade posteriormente vencida com um novo osciloscópio. Inspirado na bibliografia, projeta-se um regulador digital utilizando-se um microcontrolador (Arduino Due), de um modelo simplificado de segunda ordem. Os dois reguladores são propostos, pois o regulador eletrônico analógico é mais robusto e imune a interferências eletromagnéticas além de ser mais barato. Os circuitos eletrônicos mostrados neste trabalho foram todos ensaiados em laboratório. Na simulação da resposta ao degrau de entrada dos reguladores, utilizaram-se o *software* Matlab [15] - Simulink [14] e o algoritmo de Tustin implementado em linguagem computacional C. O êxito da proposta de modernização foi alcançado com a confecção dos protótipos analógico e digital. Este trabalho também tem a pretensão de ser um elo entre o engenheiro projetista e o de manutenção capacitando o último para também modernizar.

Abstract

This work proposes, as its main purpose, the modernization of an electronic analogue governor of a governor of a hydraulic turbine Francis of 170 MW of the sixties decade. It is dissected thus, the control circuit of the governor of a Francis water turbine that moves an electric synchronous generator of the rank of 170 MVA implemented with analogue technology. It is proposed a first stage where is modernized this circuit with a governor, still analogue, using IC (integrated circuit) of contemporary Op Amp (Operational Amplifier) 741. It makes use of the theorem of staggering [5] to the simulation of the step response by the analogue governor, since at first it did not have an oscilloscope capable to record all the transitory. This difficulty was afterwards overcome with a new oscilloscope. Inspired in bibliography, it designs a digital governor using a microcontroller (Arduino Due) of a simplified second order model. Both governors are proposed because the electronic analogue governor is robust and more immune to electromagnetic interferences and cheaper. Electronic circuits shown in this work were all tested in the laboratory. In the simulation to the step response entry of the regulators, this work utilized software Matlab [2] - Simulink [14] and Tustin's algorithm implemented with C computer language. The success of the proposal of modernization was achieved with the construction of the analogue and digital prototypes. This work has also the pretension to be a link between the designer engineer and the maintenance engineer enabling the last one too to modernize.

Palavras-chave

1. Regulador de Velocidade
2. Regulador Analógico
3. Modelagem Computacional
4. Amplificador Operacional 741
5. Regulador Digital
6. Microcontrolador Arduino Due

Lista de Abreviaturas e Siglas

A/D	:	Conversor Analógico-Digital
Amp. Op.	:	Amplificador Operacional
CA	:	Corrente Alternada
CC	:	Corrente Contínua
CI	:	Circuito Integrado
D/A	:	Conversor Digital-Analógico
EEIMVR	:	Escola de Engenharia Industrial Metalúrgica de Volta Redonda
IC	:	<i>Integrated Circuit</i>
MCCT	:	Modelagem Computacional em Ciência e Tecnologia
Op Amp	:	<i>Operational Amplifier</i>
PI	:	Proporcional-Integral
PID	:	Proporcional-Integral-Derivativo
UFF	:	Universidade Federal Fluminense

Lista de Símbolos

Os componentes usados nos circuitos eletrônicos têm os seguintes símbolos:

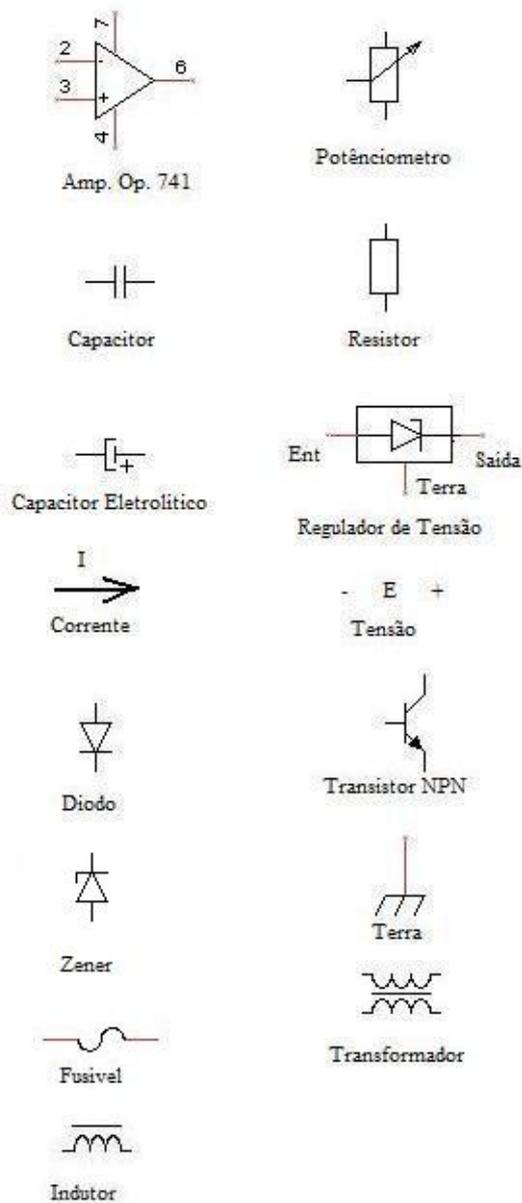


Figura 1: Simbologia

Lista de Variáveis

A seguir listam-se as variáveis empregadas neste texto.

- f - Frequência gerada por um gerador síncrono medida em Hz
- n - Rotação de uma turbina
- p - Número de pólos do rotor de um gerador síncrono
- t - Tempo
- $x(t)$ - Sinal de entrada de um bloco de controle
- $X(s)$ - Transformada de Laplace do sinal de entrada
- $y(t)$ - Sinal de saída de um bloco de controle
- $Y(s)$ - Transformada de Laplace do sinal de saída
- Θ - Inclinação angular
- $f(t)$ - Função de uma variável no tempo
- $F(s)$ - Transformada de Laplace de uma função $f(t)$
- s - Variável complexa da Transformada de Laplace
- σ - Atenuação da variável complexa s
- ω - Frequência da variável complexa s em $\frac{rad}{s}$
- a - Fator de escalonamento
- G - Função de transferência de malha direta
- H - Função de transferência de realimentação
- P - Pressão
- q - Vazão
- k - Constante da mola
- A - Área de um pistão
- R - Resistência hidráulica ou elétrica
- ρ - Massa específica do óleo
- $C(s)$ - Transformada de Laplace da resposta de um sistema de segunda ordem
- $R(s)$ - Transformada de Laplace da entrada de um sistema de segunda ordem
- $E(s)$ - Transformada de Laplace do erro de um sistema de segunda ordem

- ζ - Coeficiente de amortecimento de um sistema de segunda ordem
- ω_n - Frequência natural do sistema de segunda ordem, $\frac{rad}{s}$
- ω_d - Frequência natural amortecida de um sistema de segunda ordem, $\frac{rad}{s}$
- M_p - *Overshoot* ou sobrelevação em %
- t_r - *Rise time* ou tempo de subida
- t_s - *Settling time* ou tempo de acomodação
- V - Tensão em um circuito elétrico
- I - Corrente em um circuito elétrico
- C - Capacitância
- L - Indutância
- β - Ganho de corrente de um transistor
- I_b - Corrente de base de um transistor
- U - Tensão do coletor de um transistor
- R_b - Resistência de polarização da base de um transistor
- r - Resistência da junção base-emissor de um transistor
- R_e - Resistência de polarização do emissor de um transistor
- G - Ganho de tensão de um amplificador
- V_e - Tensão de entrada
- V_s - Tensão de saída
- R_i - Resistência de entrada
- R_f - Resistência de realimentação
- $r(t)$ - Sinal de entrada contínuo do regulador digital
- $r(kT)$ - Sinal de entrada discreto do regulador digital
- $e(kT)$ - Sinal de erro discreto do regulador digital
- $y(kT)$ - Sinal de saída discreto do regulador digital
- k - Número do período do sinal discreto
- z - Variável complexa da Transformada z
- ω_s - Frequência de amostragem em $\frac{rad}{s}$
- f_s - Frequência de amostragem em Hz

Sumário

1	Introdução	14
1.1	O que se pretende com este trabalho	14
1.2	Objetivo	14
1.3	Revisão Bibliográfica, Estado de Arte	15
1.4	Estrutura do Presente Trabalho	16
2	Princípios Básicos	17
2.1	Princípio de Regulação	17
2.2	Problema Carga versus Frequência	18
2.3	Ações Básicas de Controle	23
3	Reguladores Básicos	27
3.1	Estatismo	36
3.2	Sistema de Segunda Ordem	42
4	Modelo de Regulador para Modernização	46
4.1	Computação Analógica de Funções de Transferência	46
4.2	Modelo de Regulador para Modernização	49
5	Simulação Computacional	56
5.1	Algoritmo de Tustin	57
6	Simulação Eletrônica	65
6.1	Ensaio do Protótipo do Regulador de Velocidade Eletrônico Analógico . . .	92

6.2	Discussão dos Resultados	95
7	Controle Digital de Sistemas Dinâmicos	96
7.1	Por Quê Usar O Microcontrolador Arduino?	99
7.2	Digitalização Modelo Original	100
7.3	Novo Modelo	103
7.4	Controlador Digital	106
8	Implementação do Circuito de Interface do Arduino	112
8.1	Proteção das Entradas Analógicas do Arduino Due	113
8.2	Circuito de <i>Interface</i> das Entradas do Arduino Due	116
8.3	Circuito de <i>Interface</i> da Saída do Arduino Due	118
8.4	Circuito do Regulador de Velocidade	126
9	Implementação de Código Computacional do Arduino Due	129
9.1	Ensaio do Protótipo do Regulador Eletrônico Digital	131
9.2	Discussão dos Resultados	133
10	Conclusão	134
10.1	Trabalhos Futuros	135
11	Apêndice - Fluxograma e Códigos Computacionais dos Algoritmos	136
	Referências	141

Capítulo 1

Introdução

1.1 O que se pretende com este trabalho

Vivencia-se com relativa frequência no Brasil e no mundo o fenômeno dos "apagões". A estabilidade do sistema elétrico interligado requer um automatismo sempre pronto à atender as exigências de demanda de potência elétrica, onde a qualidade é essencial no tocante a minimizar as flutuações de tensão e frequência na tomada elétrica do consumidor. Variações de tensão podem queimar equipamentos, assim como variações de frequência podem alterar a velocidade de linhas de montagem de forma danosa ao processo industrial. Dos dois parâmetros essenciais (tensão e frequência) a serem controlados, este trabalho ocupa-se da regulação primária de frequência, através do estudo do regulador de velocidade de uma turbina hidráulica (Francis). Lembrando que a geração de energia elétrica nacional, contrariamente a alguns países como França e Japão, é majoritariamente de origem hidráulica. Note o leitor que o princípio de funcionamento do regulador de tensão é o mesmo que o de velocidade, ambos abrangidos pela Teoria de Controle, o que muda é a tecnologia empregada.

1.2 Objetivo

O objetivo geral é a modernização de um regulador com tecnologia analógica por meio de Amp. Ops. (741) e alternativamente com tecnologia digital (por meio do microcontrolador Arduino Due). A modernização faz-se necessária devido à falta de componentes de reposição, pois estes não são mais fabricados há décadas. Este trabalho capacitará engenheiros de manutenção para realizarem a modernização de reguladores de velocidade. No mercado nacional há empresas especializadas na modernização de reguladores como a

Reivax, ABB, Neyrpic, etc. em que grandes somas de recursos financeiros são empregadas. Observe-se que na referência bibliográfica, encontram-se várias fontes que abordam alguns tópicos deste trabalho entretanto sem a necessária operacionalização. A fim de prever-se se a digitalização é factível, a simulação do modelo matemático é empregada para verificar-se a estabilidade do regulador de velocidade. O objetivo da modernização foi alcançado.

1.3 Revisão Bibliográfica, Estado de Arte

Em Millman, 1972 [3] encontra-se um estudo clássico de eletrônica, com circuitos retificadores e filtros para fonte CC, assim como um embasamento dos Amps. Ops.

Em Dacorso, 1973 [4] tem-se exposto estudo sobre Cálculo íntegro-diferencial.

Em Charles M. Close, 1975 [5] tem-se um estudo introdutório sobre circuitos elétricos, Transformada de Laplace. em especial a propriedade do escalonamento.

Em D'Azzo.Houpis, 1978 [6] tem-se um estudo que ensina a decompor uma função de transferência no domínio da frequência em uma rede de somadores, amplificadores e integradores.

Em Fitzgerald, 1979 [7] encontra-se um estudo sobre máquinas elétricas, entre elas o gerador síncrono CA.

Em F. P. de Melo, 1979 [8] aborda-se a modelagem computacional através do Método de Tustin

Em Ogata, 1982 [9] aborda-se a Teoria de Controle, em que é baseado a apresentação dos reguladores básicos, e os transitórios de um Sistema de Segunda Ordem

Em Macintyre, 1983 [10] tem-se o embasamento teórico das turbinas como máquinas hidráulicas.

Em Gottfried, 1993 [11] tem-se uma introdução à linguagem computacional C.

Em Gayakwad, 1993 [12] tem-se uma abordagem ampla de amplificadores operacionais, suas configurações e suas aplicações, assim como os CI's de eletrônica analógica mais empregados.

Em Franklin et al., 1994 [13] tem-se a base teórica para o projeto do controlador digital.

Em Matsumoto, 2003 [14] tem-se uma introdução ao Simulink.

Em Matsumoto, 2004 [15] tem-se uma introdução ao Matlab.

Em Margolis, 2011 [16] tem-se uma introdução ao microcontrolador Arduino.

Em Arduino, [17] tem-se a completa informação do Arduino Due, onde e como adquiri-lo, programá-lo etc.

Em DEE.O, 1995 [19] e DER.O\LAME.O, 1995 [20] utilizou-se os dados levantados da Usina de Luiz Carlos Barreto, pertencente a Furnas Centrais Elétricas, que inspirou o modelo matemático a ser modernizado.

Em Eletrobrás, 1969 [21] é possível encontrar os principais dados da Usina de Luiz Carlos Barreto.

Em Castro Soares, 1982 [22], é uma dissertação de mestrado em que são feitos ensaios de campo para identificação do modelo do regulador de velocidade assim como seu ajuste.

1.4 Estrutura do Presente Trabalho

Este trabalho é dividido em uma parte introdutória (caps. 1 a 3) onde é abordado o papel do regulador de velocidade e suas partes integrantes assim como é estudado o Sistema de Segunda Ordem. No cap. 4 propõe-se a a computação analógica de funções de transferência, propõe-se também um modelo de regulador a ser modernizado, baseado em um modelo real levantado com ensaios de campo. Reduz-se a função de transferência do regulador em uma malha de somadores, amplificadores e integradores. No capítulo 5 executam-se três simulações computacionais do modelo estudado i.e., linguagem C, linguagem Matlab e Simulink. No capítulo 6 utiliza-se o teorema do escalonamento, sintetiza-se o circuito eletrônico do regulador utilizando-se Amps. Ops.. Ensaia-se o protótipo do regulador de velocidade eletrônico analógico e discute-se os resultados. No capítulo 7 introduz-se os sistemas de tempo discreto, propõe-se a digitalização do modelo antigo do regulador de velocidade e do novo modelo baseado em um Sistema de Segunda Ordem. É ainda mostrado como programar o controlador digital. No capítulo 8 projeta-se a proteção do Arduino Due, e o circuito de *interface* com o Amp. Op. 741. No capítulo 9 programa-se o Arduino Due como Controlador Digital, ensaia-se o protótipo do regulador de velocidade eletrônico digital, discutindo-se os resultados. O capítulo 10 mostra a conclusão deste trabalho, e trabalhos futuros. O capítulo 11 (Apêndice) lista o fluxograma e os códigos computacionais dos algoritmos empregados.

Capítulo 2

Princípios Básicos

2.1 Princípio de Regulação

Diz a lenda que o pai de James Watt tinha uma serraria no século XVIII.

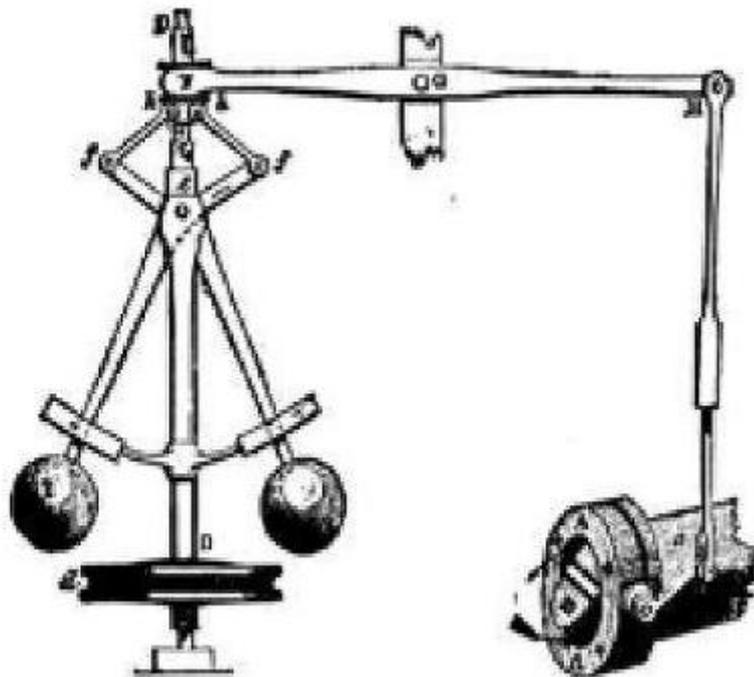


Figura 2.1: Pêndulo de Watt

Cuja serra era movida por uma turbina a vapor. A rotação da turbina e, conseqüentemente a da serra, era controlada pela abertura da válvula de admissão de vapor. Quando a serra estava cortando uma tora, a válvula tinha que ser aberta pelo jovem Watt, pois a tendência da serra era de frear. Assim que tora era cortada, o jovem Watt tinha que

fechar a válvula para a rotação da serra não disparar. Após cansar-se deste trabalho monótono, Watt desenvolveu o Pêndulo de Watt. para a regulação automática de rotação da serra de acordo com a figura 2.1 (wikipedia). O funcionamento da regulação da rotação é simplesmente genial. Assim que uma tora atinge a serra, a rotação da serra diminui, rotação esta transmitida à polia, as esferas voadoras do Pêndulo de Watt tendem a cair, impulsionando para cima a gangorra, que por sua vez através da alavanca abre a válvula, aumentando a admissão de vapor na turbina, por sua vez aumentando a rotação da serra. Assim que a tora é terminada de cortar. a serra dispara, fazendo com que as esferas voadoras subam, puxando assim a gangorra para baixo, e através da alavanca, a válvula para fechar, diminuindo assim a quantidade de vapor que entra na turbina, reduzindo então a rotação da serra. Estabelece-se assim o princípio elementar de controle automático.

2.2 Problema Carga versus Frequência

O problema anterior se repete em relação ao conjunto turbina-gerador elétrico de uma usina hidroelétrica. O conjunto turbina-gerador nada mais é que um conversor de energia em que a energia potencial da água do reservatório transforma-se em energia cinética da turbina e esta por sua vez em energia elétrica nos terminais do gerador. A frequência [7] f gerada pelo gerador síncrono (no caso do Brasil 60Hz) é uma função direta da rotação da turbina n , dada pela equação abaixo:

$$f = n \cdot \frac{p}{120} \quad (2.1)$$

Onde p é o número de polos do rotor do gerador. No caso de um gerador atendendo à uma carga isolada (uma cidade, por exemplo) supondo que instantaneamente uma fábrica seja conectada eletricamente, a tendência do grupo gerador-turbina é a da subvelocidade (diminuir a rotação em relação a rotação nominal e conseqüentemente a frequência) pois a abertura da turbina é insuficiente para fornecer a potência requisitada e assim o conversor gerador-turbina tentará transformar parte de sua energia cinética (armazenada em suas partes girantes como um volante) em energia elétrica diminuindo assim a rotação. Cabe ao regulador de velocidade sentir esta diminuição de frequência do gerador em relação à referência (60 Hz) e comandar automaticamente a abertura das palhetas do distribuidor da turbina. Contrariamente se uma carga elétrica for repentinamente desligada a tendência do gerador é a da sobrevelocidade pois havendo sobra de geração a tendência do

grupo turbina-gerador é dissipar esta energia transformando-a em cinética. Condição ao regulador de velocidade sentir esta aceleração e comandar automaticamente o fechamento parcial das palhetas do distribuidor da turbina, até que se alcance 60 Hz. O sistema de regulação de velocidade tem que ser bem projetado de tal forma que a transitoriedade da regulação seja estável e a mais rápida possível, sem incorrer em danos ao conduto forçado, caracol da turbina e sistema de controle hidráulico da turbina. Convém lembrar que se está lidando com peças de grandes proporções e de toneladas de peso, sujeitas a golpes de ariete (sobrepessões hidráulicas). Utiliza-se para este fim a Teoria de Controle [9]. Para o caso de um sistema elétrico interligado, o problema acima é conhecido como carga versus frequência, temos diversas máquinas (grupo turbina-gerador) operando simultaneamente, e partilhando entre si a carga. Mas há uma regra empírica dos profissionais especializados em reguladores, a saber:

"Um grupo de geradores estáveis isoladamente, opera em conjunto de forma estável."

As turbinas hidráulicas utilizadas no Brasil são em sua maioria do tipo Pelton, Kaplan e Francis. Já há casos de turbinas tipo Bulbo.

Com o intuito de se ter uma ideia da grande potência envolvida faz-se algumas comparações.

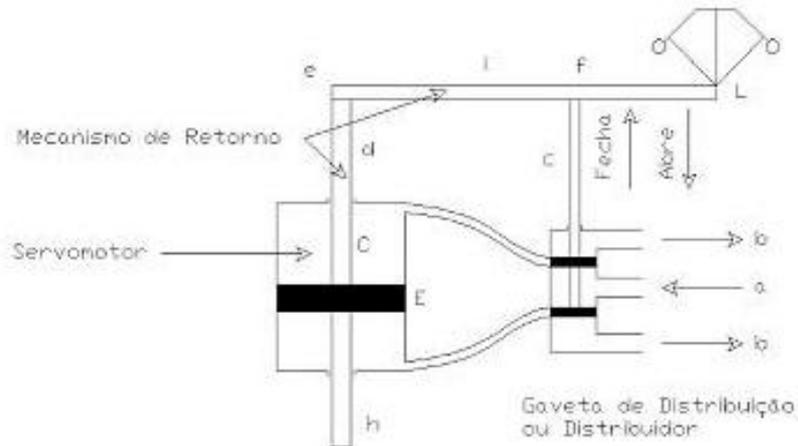


Figura 2.2: Regulador mecânico [10]

As turbinas de Itaipu são do tipo Francis mas de potência de aproximadamente 700 MW. portanto mais de 4 vezes a potência da turbina estudada neste trabalho. Um gerador de 170 MW é capaz de fornecer, por exemplo, potência equivalente a 80 locomotivas EMD SD 40-2 (diesel, 3000 HP, 2200 kW) fabricada pela General Motors, cada uma puxando pelo menos 20 vagões de carga. Os reguladores de velocidade eram inteiramente mecânicos como mostra a figura 2.2 [10]. Sendo que o circuito hidráulico necessário para amplificar a força permanece o mesmo, mostrado na figura 2.3 [22]. Onde a haste h da figura 2.2 continua na figura 2.3. Observe-se nas fig. 2.2 e 2.3 que o diâmetro dos pistões aumenta com o propósito de amplificarem-se as forças envolvidas. Com uma pequena força do Pêndulo de Watt movem-se as palhetas do distribuidor da turbina. O órgão responsável pela amplificação de força é o sistema ar-óleo pressurizado, como mostra a fig. 2.3.

O problema dos reguladores puramente mecânicos como o mostrado na fig. 2.2, é a necessidade de mecânica de precisão, onde autênticas engrenagens e hastes de relojoaria são necessárias. Estes equipamentos estão sujeitos a desgaste devido a atritos constantes. Sendo o seu reparo, quando não há sobressalentes difícil. O proprietário do equipamento fica muito dependente do fabricante. Algo diferente acontece quando o regulador é montado com componentes eletrônicos de uso geral. Pode-se encontrar os componentes no mercado a baixo custo.

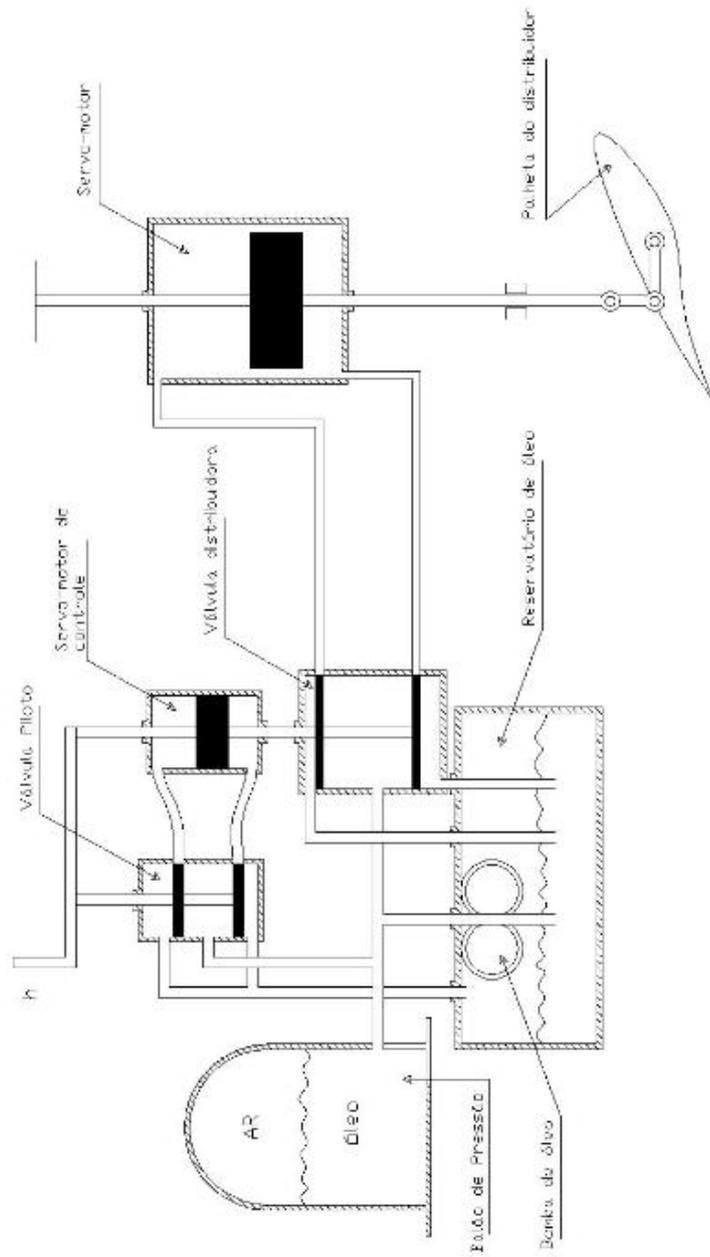


Figura 2.3: Circuito hidráulico do regulador de velocidade [22]

É mostrada na fig. 2.4 uma turbina Francis (wikipedia) acoplada a um gerador síncrono.

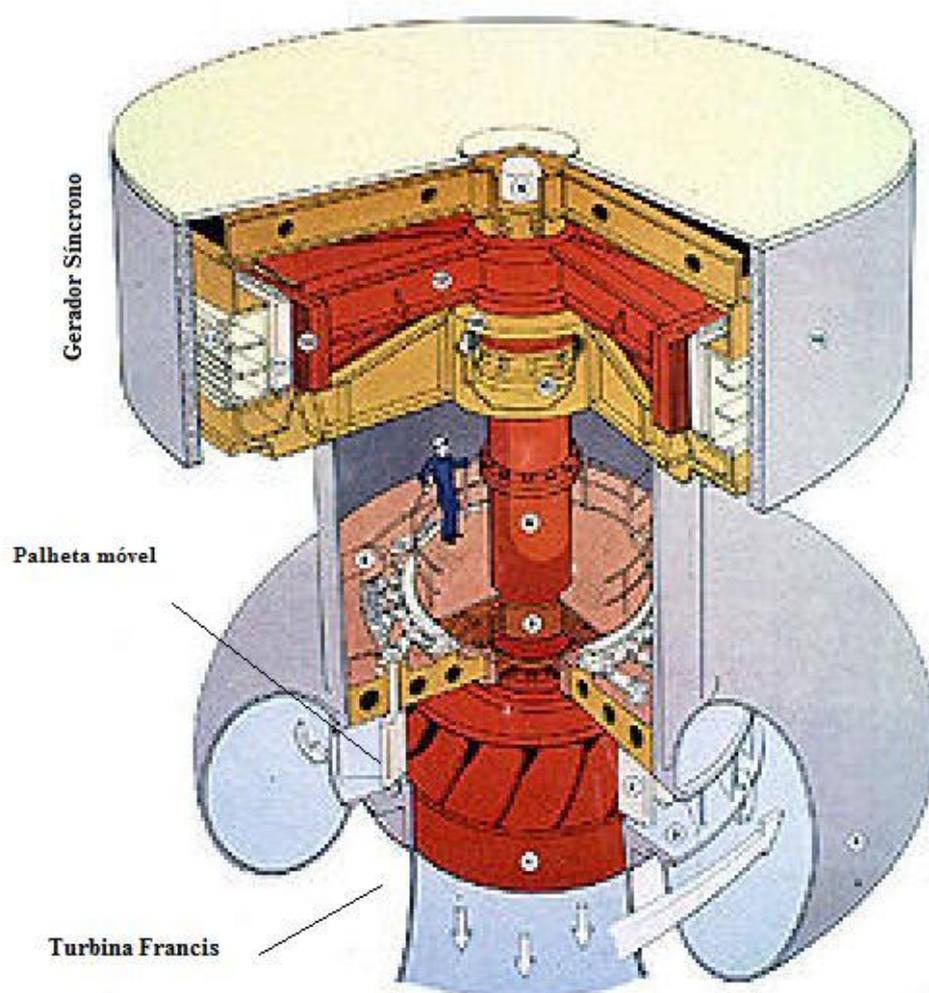


Figura 2.4: Turbina Francis acoplada a um gerador síncrono

A seguir serão vistas as ações básicas da Teoria de Controle.

2.3 Ações Básicas de Controle

Para que se possa analisar de uma forma quantitativa o desempenho dos reguladores, faz-se uma introdução à Teoria de Controle [9]. As ações básicas de controle são três: a proporcional (amplificação), a derivação, e a integração, que são apresentadas abaixo pelos diagramas em bloco.



Figura 2.5: Proporcional



Figura 2.6: Derivação



Figura 2.7: Integração

Observe-se que os diagramas em blocos representando as ações de controle são na verdade as respostas ao degrau unitário. Esta é uma forma mnemônica de gravá-los. Convém ressaltar que as três ações são encontradas em vários sistemas, quer sejam estes mecânicos, térmicos, eletroeletrônicos, etc.

Para entender fisicamente a ação dos blocos básicos, supõe-se que tem-se $x(t)$ igual ao degrau unitário (fig. 2.8), e que a amplificação tenha um ganho de 2.

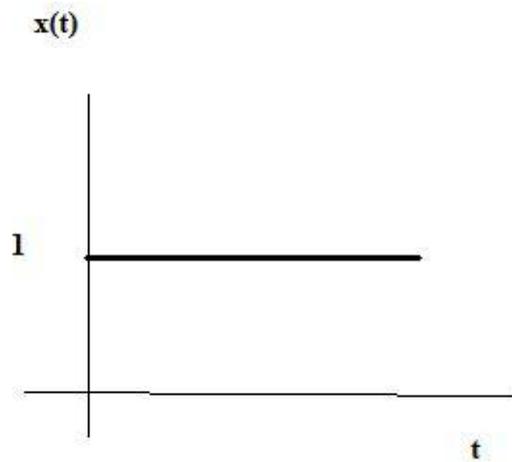


Figura 2.8: Degrau unitário

Logo a saída será:

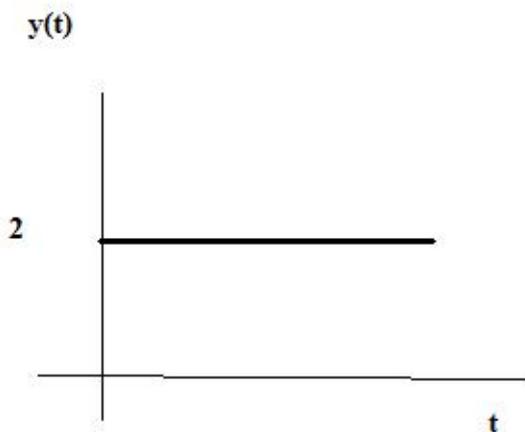


Figura 2.9: Resposta ao degrau

Deve-se mencionar que toda amplificação tem um limite prático, dado pelo dispositivo. Utilizando-se Amp Ops, por exemplo, o limite da saída será dado pela tensão máxima da fonte de alimentação CC. Caso introduz-se o degrau no circuito derivador, tem-se a saída abaixo.

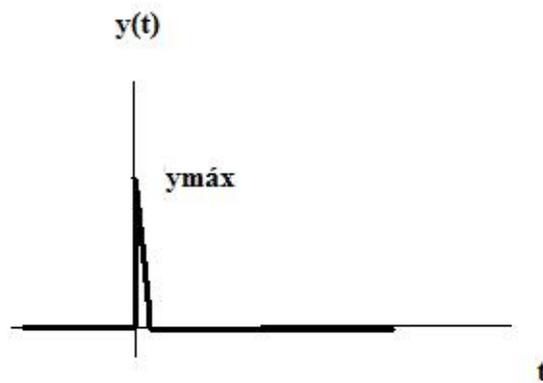


Figura 2.10: Resposta ao degrau

Onde y_{max} é o valor da saturação do dispositivo. Por último aplicando-se o degrau ao integrador tem-se:

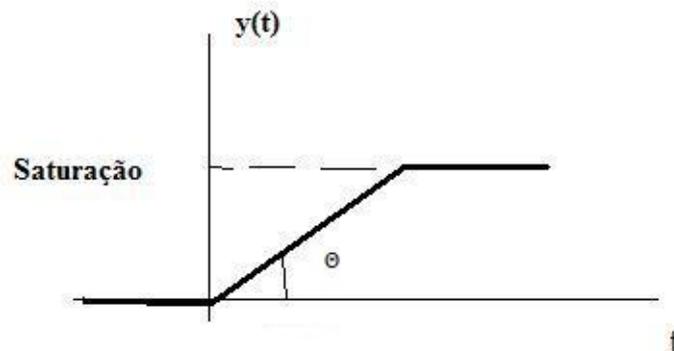


Figura 2.11: Resposta ao degrau

Sendo que a inclinação Θ , pode ser alterada conforme a taxa de integração. O integrador só terminará de integrar se a sua entrada se tornar zero. Assim se durante a integração a entrada ficar zero, a saída do integrador permanecerá estável e menor que o nível de saturação. Note se que da mesma forma que na matemática, na Teoria de Controle o integrador e o derivador possuem funções inversas. Assim o integrador com um degrau na entrada atua lentamente, já o derivador atua bruscamente. Por isto muitos reguladores de velocidade são PI (proporcional-integrador) ao invés de PID (proporcional-integrador-derivador) que possui por assim dizer um controle mais "nervoso" ou seja sujeito a instabilidades. Lembre-se que lida-se com o circuito hidráulico de peças de toneladas, sujeitos a golpes de ariete. Em razão disso no projeto de modernização respeitar-se-á as constantes de tempo do projeto original.

Capítulo 3

Reguladores Básicos

Tendo em mente a fig. 2.1 pode-se esquematizar o regulador pela fig. 3.1, esta representação é conhecida como canônica, pois em geral, qualquer regulador com uma entrada e uma saída, pode ser reduzido a ela [6].

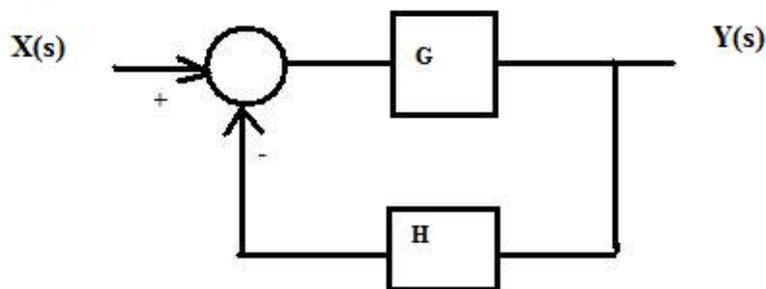


Figura 3.1: Forma canônica de um regulador

Tem-se que $Y(s)$ é a rotação que pretende-se controlar. Ela sofre a influência da carga, esse distúrbio de caráter aleatório, não está representado na fig. 3.1. Contudo deve-se ter sempre em mente que $Y(s)$ sofre surtos externos, imprevisíveis. $X(s)$ é a velocidade de ajuste da turbina desejada (referência). O ponto de soma é o comparador entre a referência $X(s)$ e a retroalimentação (feedback) $Y(s) \times H$, também conhecida no jargão dos reguladores de velocidade como restauração, e que será visto na seção intitulada Estatismo. Quem faz a comparação é o somador. A saída do somador é o sinal de erro, que

após ser amplificado aciona a alavanca para a correção para mais ou para menos. Com base no diagrama da figura 3.1, pode-se calcular a relação entre $Y(s)$ e $X(s)$. Tem-se no ponto de soma que:

$$\frac{Y}{G} = X - Y.H \quad (3.1)$$

$$Y.(1 + G.H) = G.X \quad (3.2)$$

Finalmente tem-se a equação canônica da Teoria de Controle, i.e.

$$Y/X = \frac{G}{1 + G.H} \quad (3.3)$$

A relação $\frac{Y}{X}$ é conhecida como função de transferência. Inicia-se agora o estudo dos reguladores puramente mecânicos através do regulador proporcional hidráulico, observe a fig. 3.2 [9], em que é representado o servomotor hidráulico, constituído de válvula distri-

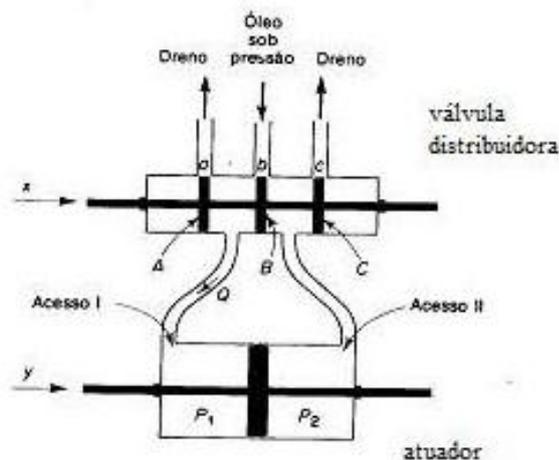


Figura 3.2: Servomotor hidráulico [9]

Em [9] é provado que:

$$y = k. \int dx \quad (3.4)$$

Lei da qual pode-se intuir, imagine-se que x se mova para a direita, então óleo sob pressão entrará pelo Acesso I, fazendo que P_1 pressurize, P_2 por sua vez estará ligado ao dreno, ocasionando com que o pistão do atuador se mova para a direita. Este movimento só terminará se x for para a posição neutra, e y ficará então parado pois P_1 será igual a P_2 . Constata-se que x foi integrado, resultando em y . Pode-se melhorar o servomotor introduzindo a realimentação, conforme a fig. 3.3 [9], em que há a junção das hastes da válvula distribuidora com o servomotor.

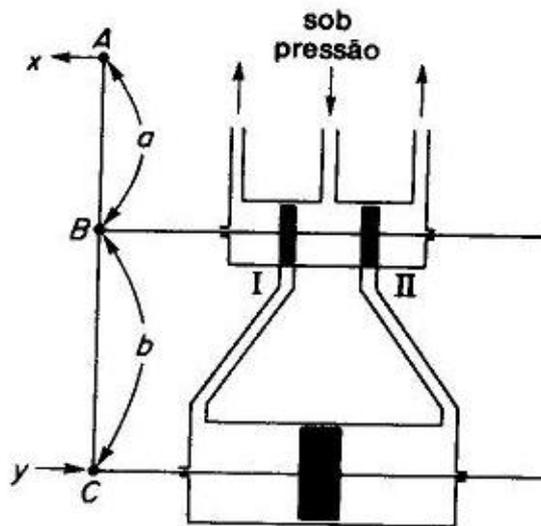


Figura 3.3: Servomotor [9]

O qual resultará no diagrama em blocos da fig. 3.4 [9].

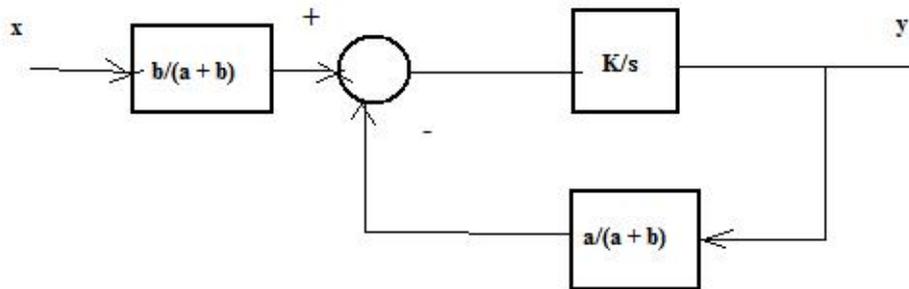


Figura 3.4: Diagrama em blocos equivalente

Para provar que o modelo da fig. 3.4 está correto, dividi-se o movimento do ponto B em dois, primeiro só y se move, e assim chama-se o deslocamento de B (fig. 3.3) de w_1 , logo tem-se a seguinte semelhança de triângulos dada pela fig. 3.5.

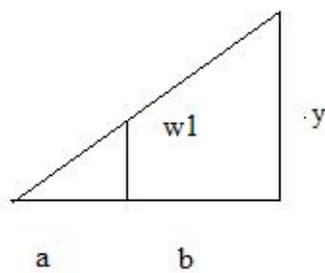


Figura 3.5: Movimento relativo das hastes

Tem-se então a seguinte equação:

$$\frac{w_1}{a} = \frac{y}{(a+b)} \quad (3.5)$$

Segundo, só se move x , novamente por semelhança de triângulos tem-se:

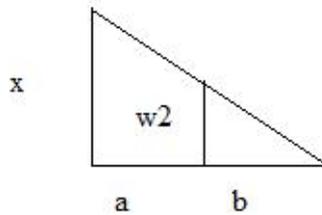


Figura 3.6: Movimento relativo das hastes

$$\frac{w_2}{b} = \frac{x}{(a+b)} \quad (3.6)$$

Como o movimento será a superposição: de w_1 e w_2 e eles são contrários, tem-se no ponto B :

$$w_2 - w_1 = \frac{(b.x - a.y)}{(a+b)} \quad (3.7)$$

Este tipo de regulador é conhecido como proporcional. Poderia-se perguntar, por quê só proporcional, se utiliza um integrador? Para responder a esta indagação calcula-se a relação: $\frac{Y}{X}$. Utilizando a expressão canônica da Teoria de Controle tem-se:

$$\frac{Y}{X} \cdot \frac{b}{(a+b)} = \frac{\frac{K}{s}}{1 + \frac{K.a}{s.(a+b)}} \quad (3.8)$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{b.K}{s.(a+b) + K.a} \quad (3.9)$$

Acontece que para circuitos hidráulicos $K.a \gg s.(a+b)$ pois trabalha-se com baixas frequências, logo:

$$\frac{Y}{X} = \frac{b}{a} \quad (3.10)$$

Portanto a relação entre Y e X é proporcional. Estuda-se agora o diagrama de um regulador PI, para tanto introduz-se um elemento conhecido como *dashpot* - amortecedor, que tem a função de derivar o sinal de entrada mostrado na fig. 3.7 [9]. Onde P_1 e P_2 são pressões, A é a área do pistão e k é a constante da mola.

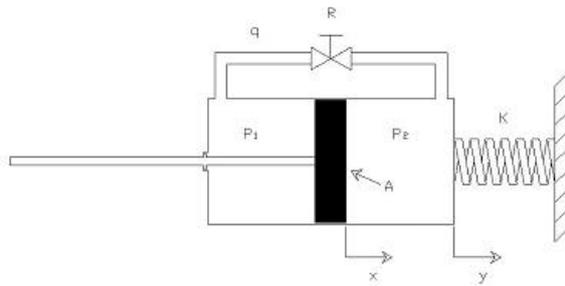


Figura 3.7: *Dashpot* - amortecedor

A derivação é conseguida através de um estrangulamento R da tubulação, a fig. 3.8 [9] mostra a forma de onda da entrada e da saída.

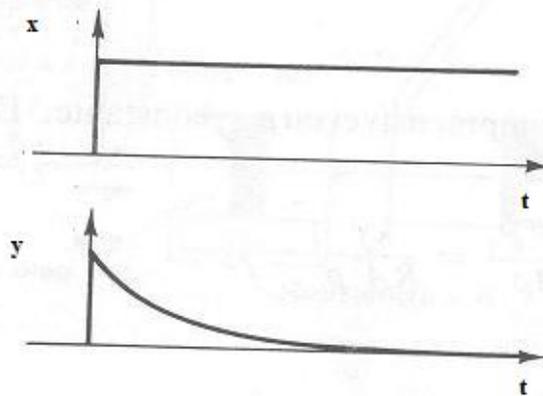


Figura 3.8: Entrada e resposta do *dashpot* - amortecedor

E a fig. 3.9 o modelo[9], onde ρ é a densidade do óleo.

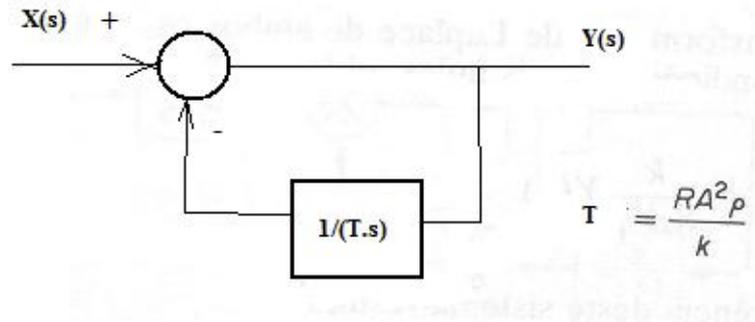


Figura 3.9: Modelo do *dashpot* - amortecedor

Ligando-se todos os componentes estudados tem-se o diagrama da fig.3.10 [9], que é um regulador PI.

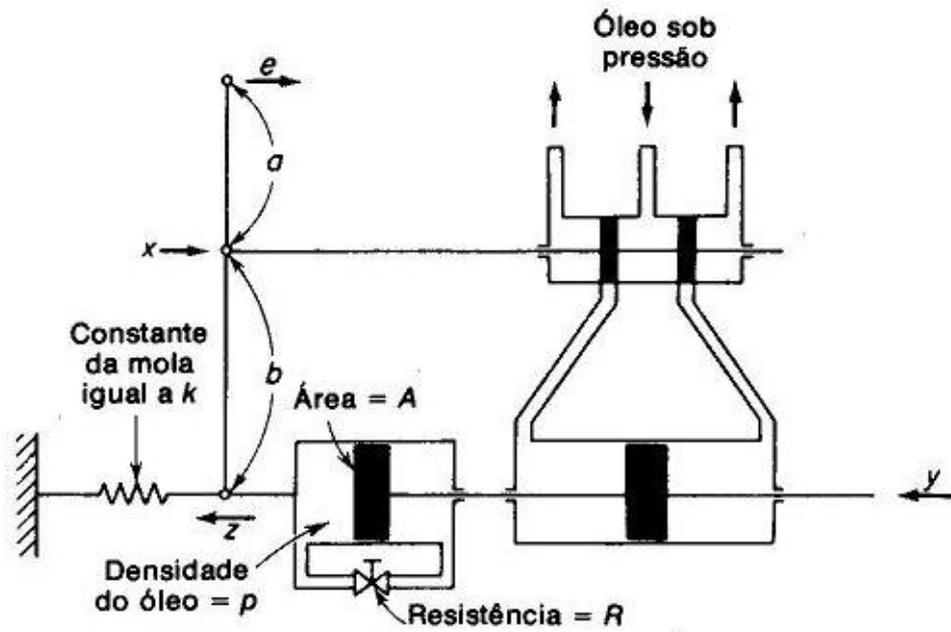


Figura 3.10: Regulador PI

O modelo é o apresentado na fig. 3.11 [9].

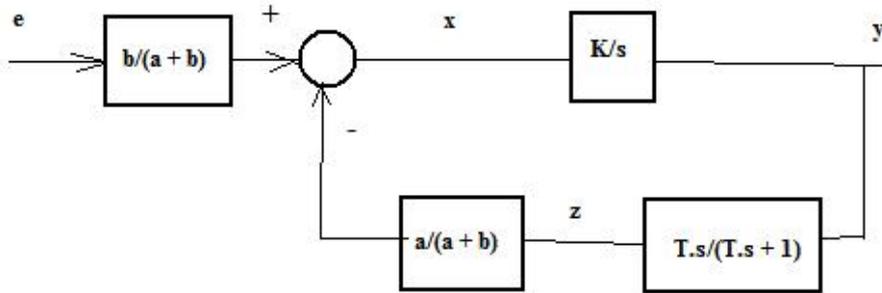


Figura 3.11: Modelo do regulador PI [9]

Será verificado que apesar da presença do *dashpot* o regulador é PI, a função de transferência pode ser escrita [9] :

$$\frac{Y}{E} = \frac{\frac{b.K}{s.(a+b)}}{1 + \frac{K.a.T}{(a+b).(T.s+1)}} \quad (3.11)$$

Entretanto sob operação normal ele é projetado de tal forma que: $K.a.T \gg (a+b).(T.s+1)$ assim a função de transferência resulta em:

$$\frac{Y}{E} = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_j \cdot s}\right) \quad (3.12)$$

Finalmente tem-se o seguinte esquema de regulação, fig. 3.12 [9], onde e representa o erro da velocidade.

Poderia-se perguntar, para que a inclusão do *dashpot*?

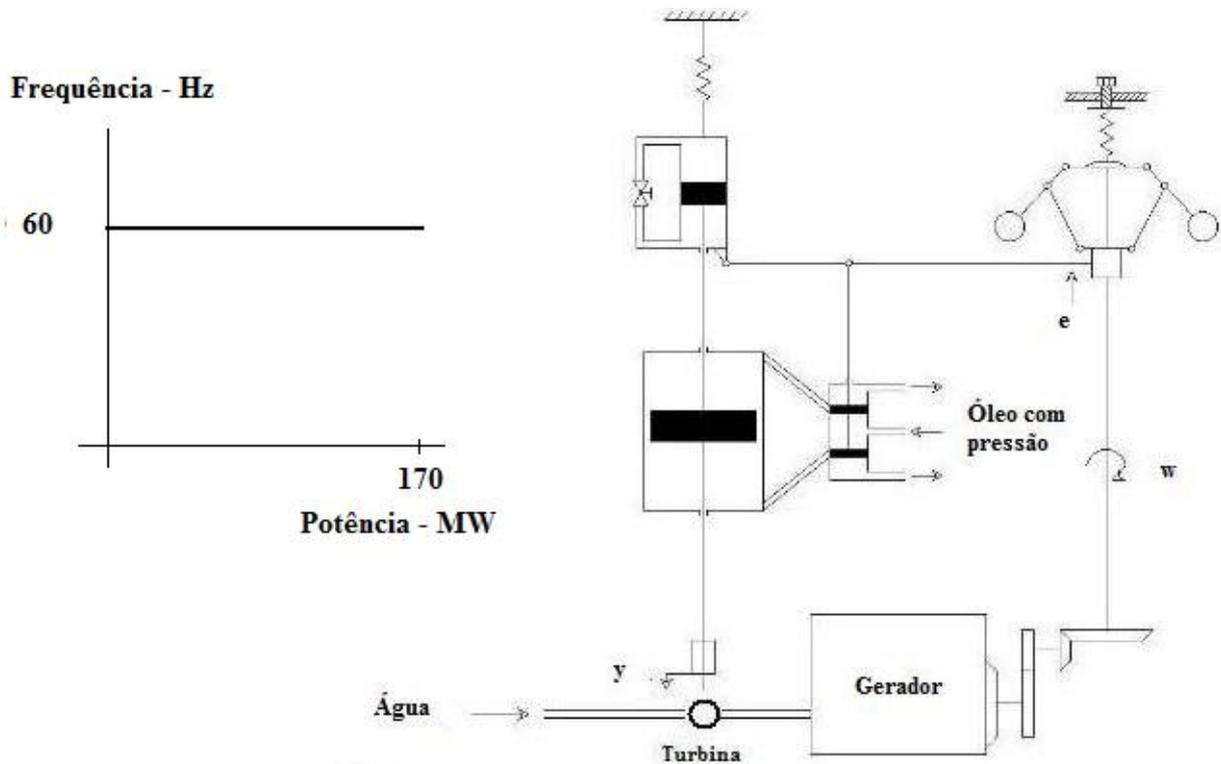


Figura 3.12: Regulador de velocidade isócrono

Para responder imagine-se que há uma brusca variação na velocidade w ocasionando um degrau no erro e , pior caso, com isto a válvula distribuidora recebe um solavanco, transmitido ao atuador, seja lembrado que quer-se evitar movimentos bruscos, o atuador principiando a mover-se ocasiona uma rápida saída no *dashpot*, que neutraliza momentaneamente o degrau em e no ponto de soma (vide fig. 3.11), amortecendo assim a entrada na válvula distribuidora. Como a atuação do *dashpot* é transitória, o regulador executa a correção devido ao degrau e de forma amortecida. Ao analisar-se este regulador como um todo, somente com este tipo de regulação, tem-se um problema grave, caso se queira que a máquina opere com uma determinada potência inicial, não se teria como introduzir na malha de controle o ajuste de potência desejado. O regulador acima estudado é isócrono (do grego: iso, igual; crono, tempo). Sua curva de operação carga-frequência é uma reta como mostra a fig. 3.13. Verifica-se que para toda a faixa de operação de potência a frequência é sempre constante. Para simultaneamente ajustar a potência e controlar a

frequência, tem-se que estudar o conceito de estatismo.

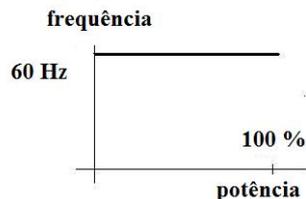


Figura 3.13: Regulador isócrono

3.1 Estatismo

Defini-se:

$$estatismo(\%) = \frac{\Delta f}{60} \cdot 100 \quad (3.13)$$

Inicia-se agora o tratamento dos sinais eletronicamente, a fig 3.14 inclui no regulador básico a malha de controle de abertura. A relação entre abertura das palhetas do distribuidor da turbina e a potência gerada pelo gerador, é quase linear. Existem reguladores com estatismo de potência real gerada, mas o presente regulador é de concepção mais antiga e por isso de abertura das palhetas, lembre-se que não se quer modificar as concepções originais do projeto. Há uma máxima entre os profissionais da manutenção que diz que, um projeto deve ser modificado só em caso de erro. Provavelmente porque os fabricantes em geral, não disponibilizam dados de projeto, principalmente de equipamentos já há muito tempo fora de linha. Olhando-se para a fig. 3.14 vê-se que a frequência de referência é de 60 Hz. Deve-se ressaltar que o Brasil adota o sistema norte-americano (EUA e Canadá) diferentemente do restante da América do Sul que usa 50 Hz (sistema europeu), tornando difícil para o Brasil a interligação elétrica com o resto do continente. Através de um conversor frequência-tensão CC compara-se a referência (60 Hz), com a frequência medida nos terminais do gerador, gerando-se o sinal de erro e . No intuito de controlar-se a potência do gerador (abertura do distribuidor), introduz-se mais um somador, que através de um potenciômetro alimentado pela fonte CC (+V) estabelece a potência que o operador da usina deseja no momento.

Com este desequilíbrio é necessário colocar a restauração que é feita pela atuação do amplificador, que multiplica a abertura das palhetas (medida por um transdutor de movimento) por 0,05 e que após a ação final do regulador através do movimento de abertura do distribuidor, cancela no somador o sinal de ajuste de potência desejado. O estatismo considerado é de 5% (0,05). Este é o estatismo utilizado no Brasil pelas empresas geradoras.

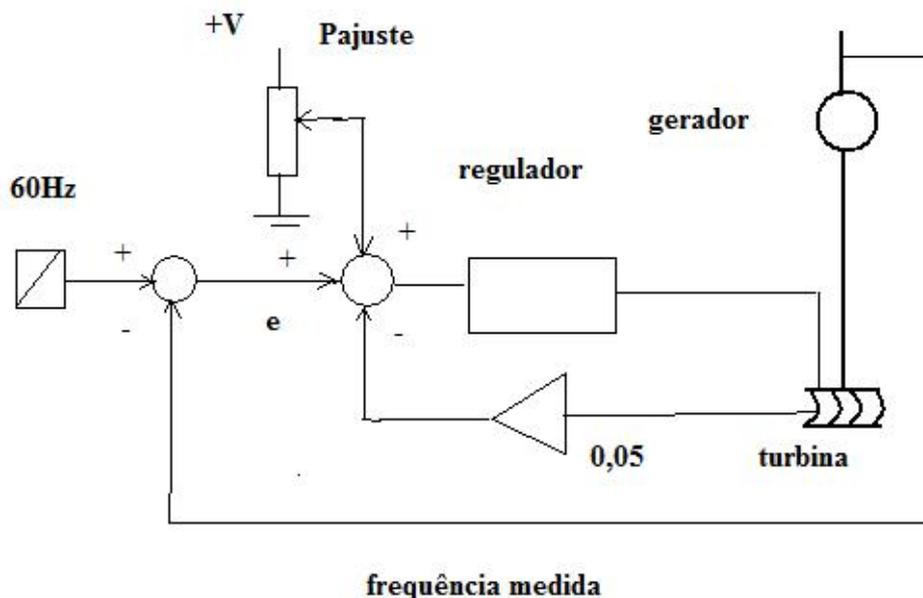


Figura 3.14: Regulador completo

Convém salientar que os circuitos eletrônicos de controle são todos em CC, existem circuitos CA mas são raros na aplicação do Controle.

É visto o que acontece com a curva carga-frequência (estatismo). Considere-se que para o circuito de controle, 100% de abertura do distribuidor corresponda, por exemplo, a 10 VCC (poderia ser 5 V, 12 V etc, dependendo da tecnologia eletrônica empregada e do projetista). Ou em um sistema **por unidade** 100% = 1 pu. Tem-se então que para a frequência de 60 Hz no gerador, $e = 0$ e um ajuste de 1 pu de abertura do distribuidor, o sinal de restauração do estatismo no somador será:

$$restaur = 1 \times 10 \times 0,05 = 0,5VCC \quad (3.14)$$

Tem-se que este será o valor da potência de ajuste para 1 pu, i.e. 0,5 VCC (fig. 3.15).

É importante ressaltar-se que a inclusão na malha do regulador, do ajuste de potência com a respectiva realimentação, provocará uma Δf de frequência, que mostrar-se-á a seguir.

Supondo-se que haja uma repentina rejeição de carga (a carga repentinamente se desconectou eletricamente do gerador), a turbina disparará devido ao desequilíbrio geração-carga, o presente regulador sentirá a sobrevelocidade e comandará o fechamento praticamente total das palhetas só deixando a abertura mínima em vazio, de tal forma que a restauração será praticamente zero, no final da regulação tem-se a seguinte situação (fig. 3.16) no somador.

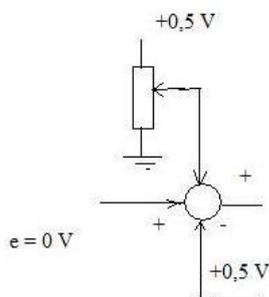


Figura 3.15: Somador

Ou seja o erro e será de $-0,5\text{ VCC}$, isto quer dizer que a frequência medida é maior do que 60 Hz fazendo com que o somador mais à esquerda gere $e = -0,5\text{ V}$, na realidade a sobrefrequência medida é de acordo eq. 3.13, $60 \times 0,05 = 3\text{ Hz}$ i.e. (63 Hz).

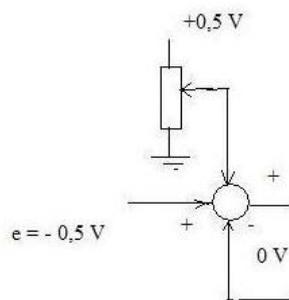


Figura 3.16: Somador

A curva de estatismo irá do ponto 1 para o ponto 2, como pode ser visto na fig. 3.17.

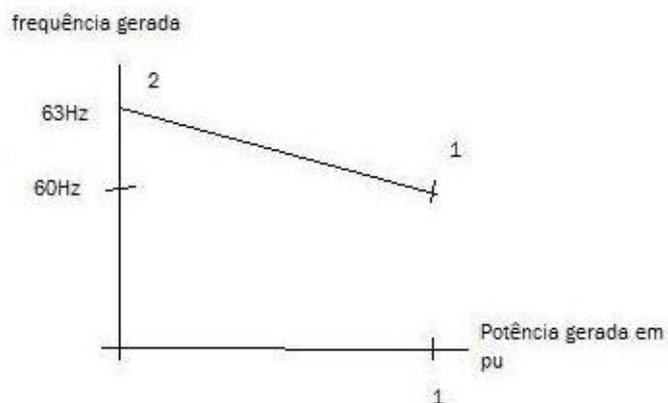


Figura 3.17: Curva de estatismo

Pode-se observar que a introdução da malha de controle de potência introduziu uma inclinação na curva de estatismo, que para nosso caso é de 5%

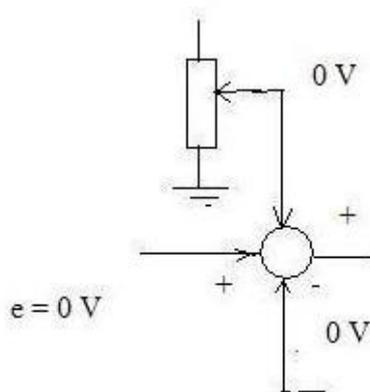


Figura 3.18: Somador

Supondo-se agora uma outra situação, a máquina está a vazio (sem carga elétrica) e a 60 Hz. Tem-se para o somador o indicado na fig. 3.18. Considere-se que repentinamente uma grande carga de exatamente 1 pu fosse conectada (uma cidade por exemplo), o gerador tenderia a subvelocidade, o regulador atuaria abrindo o distribuidor e teria-se a seguinte situação final (fig. 3.19).

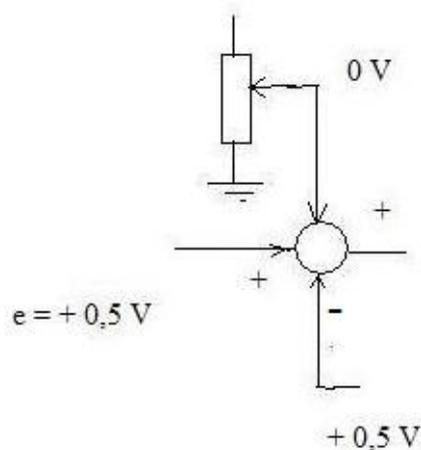


Figura 3.19: Somador

Verifica-se que $e = +0,5V$, ou seja, a referência (60 Hz) é maior que a medida de frequência nos terminais do gerador em 3 Hz, 5% de 60Hz, assim a frequência do gerador é de 57 Hz. A curva de estatismo vai do ponto 3 para o ponto 4 na fig 3.20. É necessário ressaltar que as considerações relatadas aqui sobre estatismo, são de cunho prático.

Desta forma o regulador tem a seguinte faixa de operação (fig 3.21)

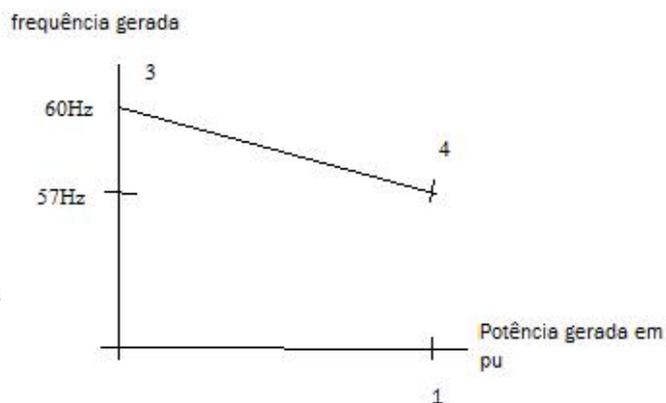


Figura 3.20: Curva de estatismo

Poderia-se questionar: mas assim não se estaria controlando a frequência em 60 Hz, há erro na regulação de frequência! O fato é que o regulador de velocidade constitui o Controle Primário da carga-frequência.

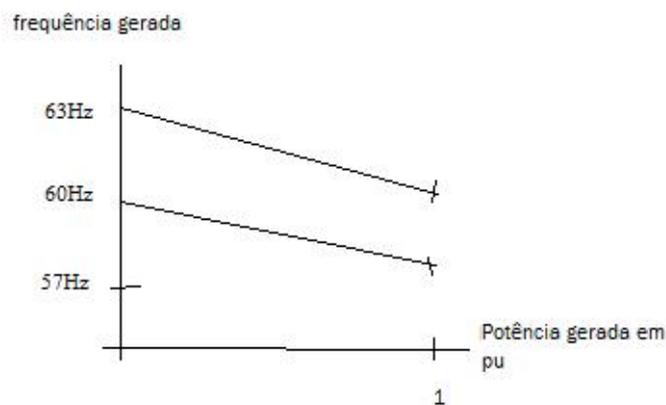


Figura 3.21: Curva de estatismo completa

Há um controle suplementar chamado de Controle Secundário, que injeta seu comando no regulador de velocidade e que traz todos os reguladores conectados no sistema para 60 Hz. É preciso ainda comentar que uma só máquina é incapaz de alterar significativamente a frequência da rede. Assim o Controle Secundário, que nada mais é que um regulador, detecta o desvio de 60 Hz e corrige referências de potência de todos os reguladores do sistema interligado. Esta ação é bem mais lenta que o Controle Primário. É necessário acrescentar ainda que há um outro regulador, chamado Controle Conjunto em que as máquinas selecionadas para esta operação, dividem igualmente entre si a carga e operam conjuntamente como se fossem uma só máquina. O Controle Conjunto atua também na referência de potência de cada regulador. O estatismo estudado é dito estatismo permanente, há também o estatismo transitório já estudado na figura do *dashpot* - amortecedor. O valor do estatismo transitório depende de cada fabricante e da forma de operação da máquina, em geral é de 60%, para máquina conectada em rede, sem estar em Controle Conjunto. Se a máquina está desconectada do sistema (mais "leve" portanto), geralmente o estatismo é menor, cerca de 15% para que a máquina responda prontamente aos comandos do operador. Com o estudo desenvolvido até aqui, fica completa a proposta de "dissecação" do regulador de velocidade, o próximo passo agora é estudar o sistema de controle de segunda ordem.

3.2 Sistema de Segunda Ordem

Estuda-se este sistema, pois sistemas de ordem superiores podem se reduzidos a um sistema de segunda ordem [9]. O sistema de segunda ordem é representado pela fig. 3.22 [9]. Onde ω_n é a frequência natural do sistema, e ζ o coeficiente de amortecimento.

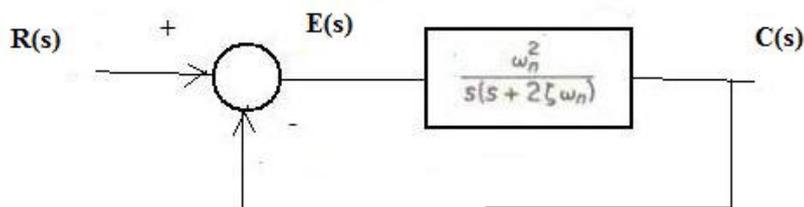


Figura 3.22: Sistema de segunda ordem

Cuja função de transferência fica:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.15)$$

Tendo-se na entrada $r(t) = 1(t)$ ou seja, o degrau unitário, a Transformada de Laplace será: $R(s) = 1/s$. Calculando-se a Transformada Inversa de Laplace de $C(s)$, obtêm-se, [9]:

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cdot \text{sen}(\omega_d t + \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}) \quad (3.16)$$

Onde

$$\omega_d = \omega_n \cdot \sqrt{1-\zeta^2} \quad (3.17)$$

Plotando-se o gráfico de $c(t)$ tem-se a fig. 3.23 abaixo:

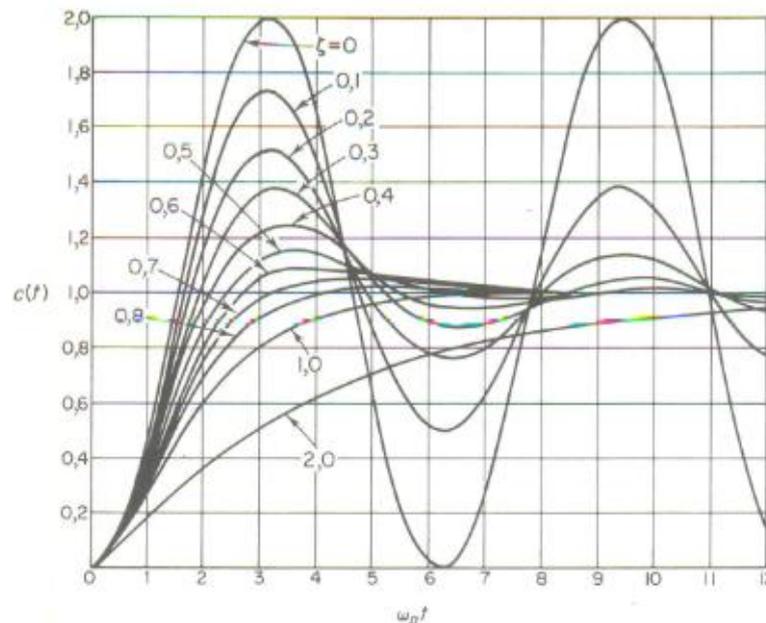


Figura 3.23: Resposta ao degrau de 100%

A fig. 3.24 mostra os vários requisitos de especificações de um sistema de segunda ordem.

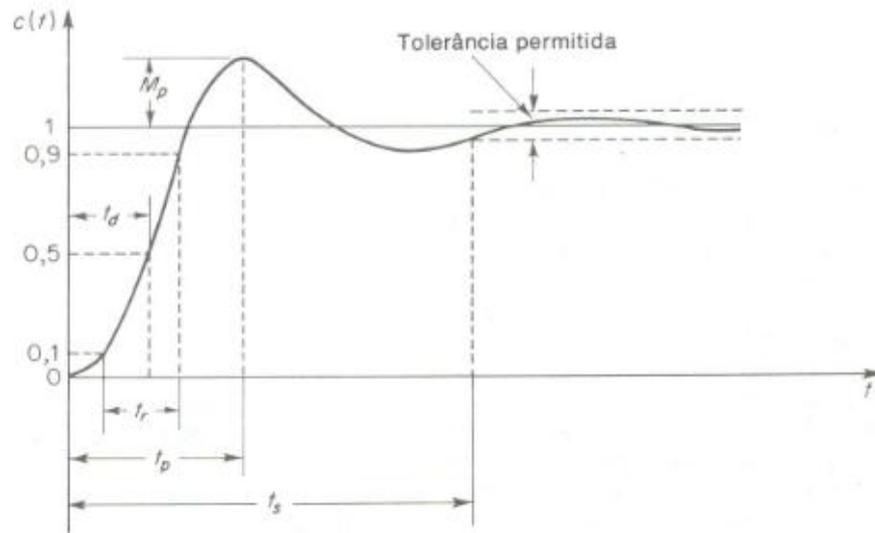


Figura 3.24: Especificações da resposta ao degrau de 100%

Atêm-se ao *overshoot*, (sobreelevação) M_p em %, que é dado aproximadamente [13] por:

$$M_p = \left(1 - \frac{\zeta}{0,6}\right) \cdot 100 \quad (3.18)$$

Tempo de subida, *rise time* t_r , tempo gasto entre 10% e 90% da resposta final, dado por:

$$t_r = \frac{1,8}{\omega_n} \quad (3.19)$$

Tempo de acomodação, *settling time*, tempo necessário para que a variação da resposta fique menor que 1% (tolerância) da resposta final, dado por:

$$t_s = \frac{4,6}{\zeta \cdot \omega_n} \quad (3.20)$$

Com estes parâmetros especificados, calculam-se ζ e ω_n , como será visto na seção 7.3 de Controle Digital mais adiante.

Capítulo 4

Modelo de Regulador para Modernização

Antes de apresentar-se o modelo a ser modernizado far-se-á a redução de uma função de transferência qualquer à integradores e amplificadores.

4.1 Computação Analógica de Funções de Transferência

Como exemplo supõe-se que se tenha a seguinte função de transferência $H(s)$ representada no bloco da fig. 4.1 abaixo

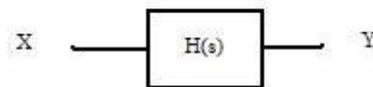


Figura 4.1: Função de Transferência

Onde:

$$H(s) = \frac{Y}{X} = \frac{5.s + 4}{s^3 + 2.s^2 - 3.s + 10} \quad (4.1)$$

Faz-se:

$$Y.(s^3 + 2.s^2 - 3.s + 10) = (5.s + 4).X \quad (4.2)$$

$$Y.s^3 = 5.X.s + 4.X - 2.Y.s^2 + 3.Y.s - 10.Y \quad (4.3)$$

$$Y = \frac{5.X}{s^2} + \frac{4.X}{s^3} - \frac{2.Y}{s} + \frac{3.Y}{s^2} - \frac{10.Y}{s^3} \quad (4.4)$$

$$Y = -\frac{2.Y}{s} + \frac{3.Y + 5.X}{s^2} + \frac{4.X - 10.Y}{s^3} \quad (4.5)$$

Que finalmente fica:

$$Y = \frac{1}{s} \cdot \left\{ -2.Y + \frac{1}{s} \cdot [(3.Y + 5.X) + \frac{1}{s} \cdot (4.X - 10.Y)] \right\} \quad (4.6)$$

Deve ser lembrado que $\frac{1}{s}$ significa integração, com base na última equação pode-se sintetizá-la com o diagrama em blocos constituídos de somadores amplificadores e integradores que vem a seguir, fig. 4.2.

Pode-se sintetizar esta função de transferência. Na verdade com a técnica descrita acima é possível sintetizar-se qualquer função de transferência [6].

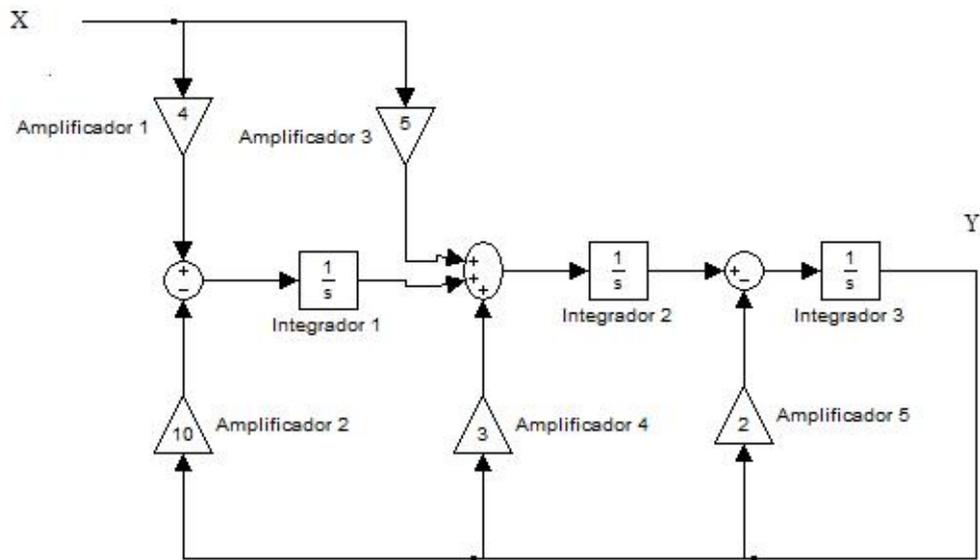


Figura 4.2: Diagrama em bloco equivalente

4.2 Modelo de Regulador para Modernização

A fig. 4.3 abaixo mostra o modelo do regulador que se propõe modernizar.

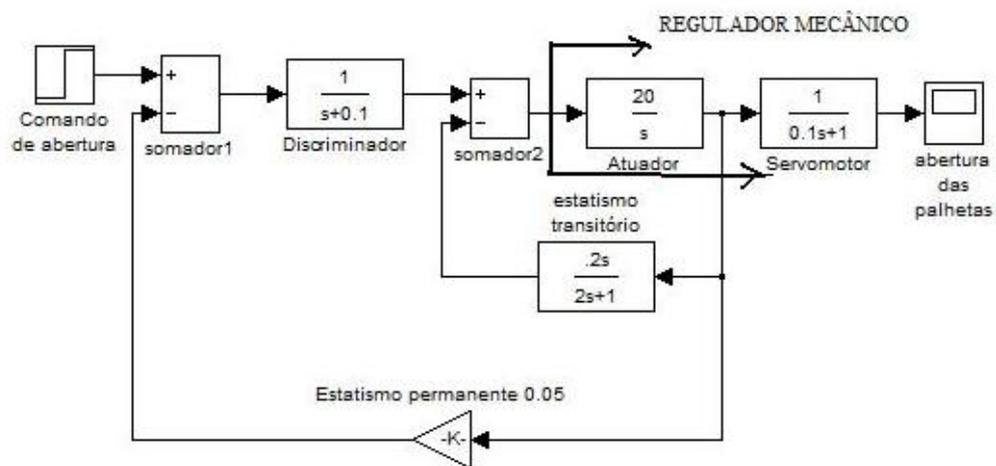


Figura 4.3: Modelo para modernização

O modelo apresentado é composto do regulador eletrônico e mecânico, este limitado pela região das setas (composto de atuador e servomotor). A tarefa principal é modernizar o regulador eletrônico. O modelo adotado é baseado (com modificações) no regulador de velocidade da turbina da Usina de Luiz Carlos Barreto que foi levantado com ensaios na usina em dois trabalhos [20], [19]. A usina pertence a Furnas Centrais Elétricas cuja *holding* é a Eletrobrás. Ela está localizada no Rio Grande (divisa dos estados de São Paulo com Minas Gerais) [21] a 70 km da cidade de Franca. A usina entrou em operação em 1969 com o nome de Estreito, posteriormente mudou para Luiz Carlos Barreto, a queda d'água é de aproximadamente 70m, a vazão da turbina pode chegar à $335 \frac{m^3}{s}$. Ela é composta de 6 unidades gerador-turbina, fornecendo um total de no máximo 1104 MW. As turbinas são do tipo Francis com rotação de 112,5 rpm, 6,2 m de diâmetro, pesando 88 toneladas, capaz de gerar 260000 HP, cujo fabricante é a companhia alemã Voith. O regulador de velocidade foi fabricado pela atual companhia sueca-suíça ABB (ASEA/Brown-Boveri). Ele é constituído de componentes discretos no lugar de CIs, o que demanda espaço físico, aproximadamente um armário, e que desejamos torna-lo do tamanho de uma caixa de sapatos, utilizando Amps. Ops. como primeira alternativa (modernização com tecnologia analógica). A redução se tornará maior ainda com a proposta de adoção do microcontrolador Arduino (tecnologia digital). O presente estudo de modernização levará em conta, o cérebro do regulador. Adota-se a opção conservativa do ajuste de máquina operando em vazio desconectada (pior situação por exigir a resposta mais rápida) para o estatismo transitório. Não se fará o estudo das interfaces do regulador, como o transdutor de abertura do distribuidor, circuito de potência para alimentar a válvula eletro-hidráulica, transdutor frequência-do-gerador/tensão CC. Inicialmente de posse do modelo, simular-se-á um degrau de 20 % (0,2 pu) no somador 1 (fig. 4.3), isto vai corresponder a um comando de abertura do distribuidor de 20 %. Far-se-á o degrau desta magnitude para evitarem-se os limitadores mecânicos e a falta de linearidade, o que aumentaria o grau de dificuldade da simulação eletrônica analógica. Na simulação da resposta do regulador de velocidade ao degrau será utilizado o Simulink-Matlab [14] e verificar-se-á a resposta com o algoritmo de Tustin [8] utilizando linguagem computacional C e também a do Matlab [15]. Para fazê-lo deve-se reduzir os blocos com funções de transferência em blocos mais simples com integradores e amplificadores que serão depois empregados na sintetização do modelo do regulador de velocidade com Amps. Ops..

Muito embora não se irá tocar no regulador mecânico, há a necessidade de sintetizá-lo com Amps. Ops. também, para que se possa ensaiar o conjunto eletronicamente na bancada. Inicia-se com a redução do regulador a amplificadores e integradores, analisando cada bloco separadamente, para depois uni-los. Começa-se com o discriminador (fig. 4.4).

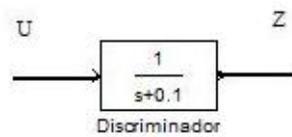


Figura 4.4: Diagrama em bloco do discriminador

As equações são:

$$\frac{Z}{U} = \frac{1}{s + 0,1} \quad (4.7)$$

$$Z.(s + 0,1) = U \quad (4.8)$$

$$s.Z = U - 0,1.Z \quad (4.9)$$

$$Z = \frac{1}{s}.(U - 0,1.Z) \quad (4.10)$$

O modelo do discriminador fica:

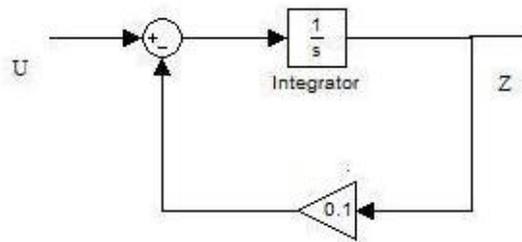


Figura 4.5: Modelo do discriminador

O bloco do estatismo transitório (fig. 4.6) é dado por

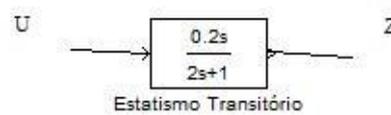


Figura 4.6: Diagrama em bloco

As equações são:

$$\frac{Z}{U} = \frac{0,2.s}{2.s + 1} \quad (4.11)$$

$$Z.(2.s + 1) = 0,2.s.U \quad (4.12)$$

$$2.s.Z = 0,2.s.U - Z \quad (4.13)$$

$$Z = 0,1.U - \frac{Z}{2.s} \quad (4.14)$$

O modelo do estatismo transitório é:

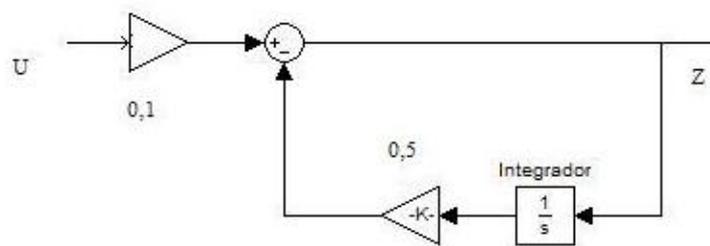


Figura 4.7: Modelo do estatismo transitório

Finalmente tem-se a função de transferência do servomotor do regulador mecânico, que quer-se sintetizar , fig. 4.8:

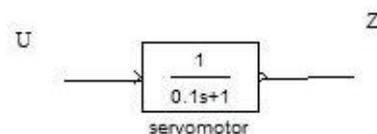


Figura 4.8: Função de transferência do servomotor

As equações ficam

$$\frac{Z}{U} = \frac{1}{0,1.s + 1} \quad (4.15)$$

$$0,1.s.Z = U - Z \quad (4.16)$$

$$Z = \frac{10}{s}.(U - Z) \quad (4.17)$$

O modelo fica:

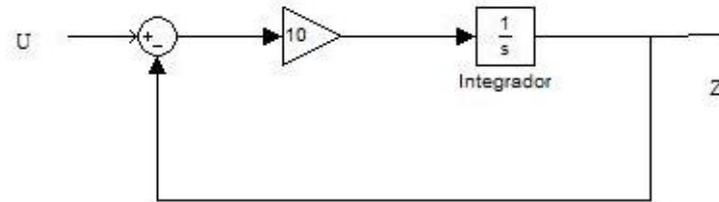


Figura 4.9: Modelo do servomotor

Reunindo todas as partes obtém-se o regulador de velocidade na fig. 4.10 que será simulado no próximo capítulo

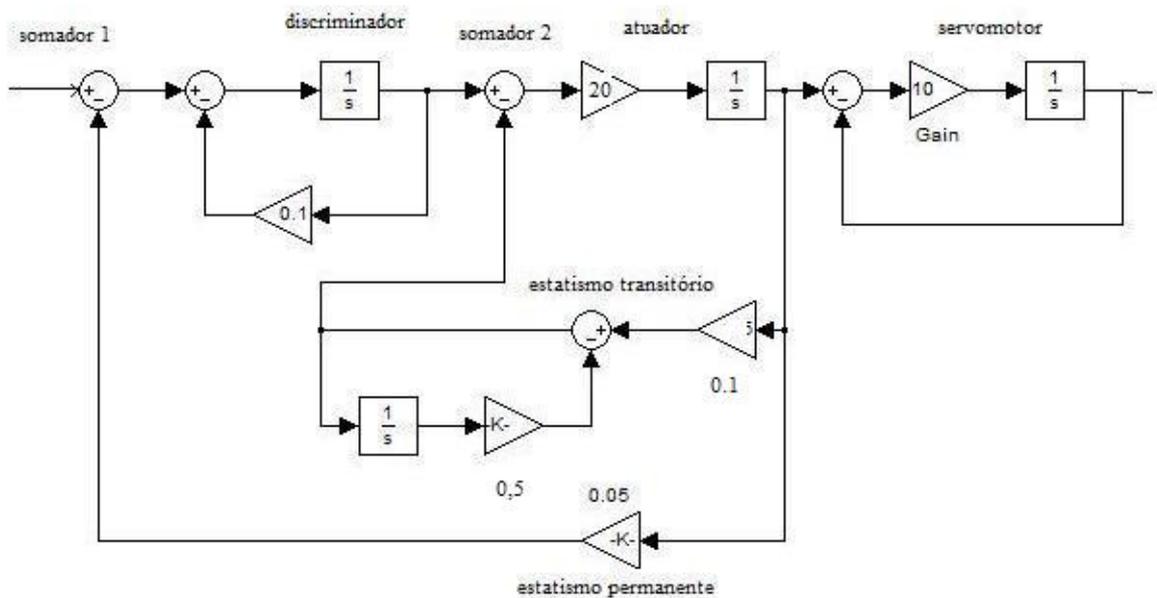


Figura 4.10: Diagrama equivalente do regulador

Para o processo de modernização este trabalho propõe, como metodologia, que o comportamento transitório do circuito com Amp. Op., montado em uma matriz de contatos, seja semelhante à simulação computacional do modelo do regulador de velocidade. Para o caso da digitalização (Arduino), o procedimento é fazer-se a simulação computacional do comportamento transitório de um regulador digitalizado, verificar-se se ela é estável e se tem um comportamento semelhante ao modelo analógico. Proceder-se á programação do Arduino e verificar-se se o comportamento corresponde à simulação computacional. Em resumo tanto a simulação computacional analógica, o comportamento do regulador analógico (matriz de contatos com Amp. Op.), quanto o regulador digital (placa com o Arduino), devem ter comportamentos similares, para que se possa propor uma modernização.

Capítulo 5

Simulação Computacional

Inicia-se com o Simulink um degrau de 20% na entrada. Adota-se este valor para evitarem-se limitadores e saturações do regulador, que dificultariam a modelagem eletrônica. Na prática os degraus com o regulador em serviço, são menores (da ordem de 2%), que dificultariam a medição. Para o degrau de 20% deve-se calcular o nível da tensão de entrada. Adota-se, observando-se a fig. 5.1, para a saída 10V de tensão, indicado pelo transdutor mecânico-elétrico de abertura do distribuidor, quando a abertura for 100%, logo a realimentação pelo estatismo permanente será de: $\text{realimentação} = 0,05 \cdot 10 = 0,5$ V. Portanto para se ter uma saída de 10V deveria-se ter no somador 1 (fig; 4.10) uma entrada de 0,5V, como deseja-se só 20%, tem-se: $\text{comando de abertura} = 0,5 \cdot 0,2 = 0,1$ V. É possível verificar-se, com base no estatismo permanente de 5%, o que isto representa em termos de frequência, tem-se: $\text{degrau de frequência de 100\%} = 0,05 \cdot 60 = 3$ Hz, e degrau de de frequência de 20% = $3 \cdot 0,2 = 0,6$ Hz Simulando-se portanto o degrau de 0,1V na entrada com o modelo do regulador da fig. 4.3 programado no Simulink, tem-se a fig. 5.1.

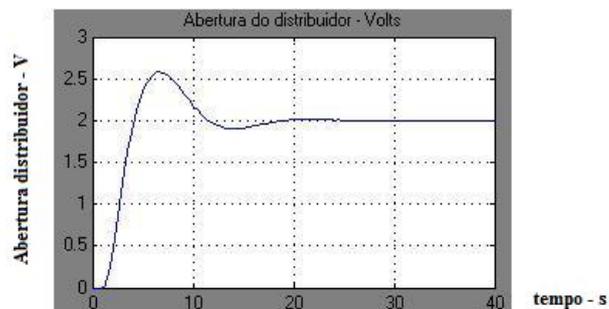


Figura 5.1: Degrau de 20% na entrada

A simulação computacional na linguagem C será realizada, porém antes ver-se-á o algoritmo de Tustin [8].

5.1 Algoritmo de Tustin

É necessário estudar-se a função impulso unitário $\delta(t)$. Ela é considerada idealmente de valor infinito durante um período T zero. É possível sintetizar esta função de acordo com o gráfico abaixo.

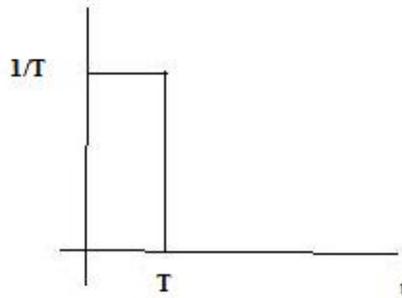


Figura 5.2: Impulso unitário

Onde T tende a zero. É possível verificar-se facilmente que a área sob o gráfico permanece 1 para qualquer T . Portanto para um impulso unitário como entrada, a saída de um integrador será o degrau unitário. Qualquer função temporal $x(t)$ pode ser aproximada por uma função $x^*(t)$ formada por um trem de funções impulsos unitários, deslocadas no tempo, como mostra a fig. 5.3 [9]. Onde:

$$x^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - k.T) \quad (5.1)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5.2)$$

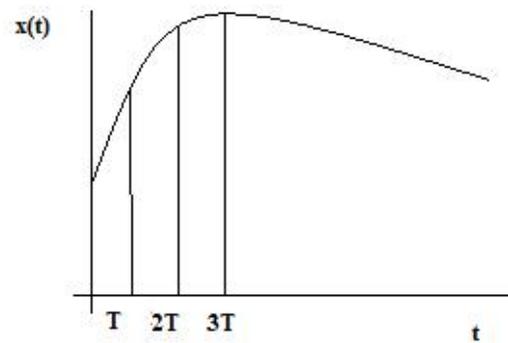


Figura 5.3: Discretização

Com o sinal de entrada decomposto em um trem de funções impulso, procura-se a simulação da resposta do integrador à uma entrada impulso unitário discretizado, i.e. aproximação discreta do impulso, conforme pode ser visto na figura a seguir (fig. 5.4), o qual sabemos ser o degrau unitário (fig. 5.5).

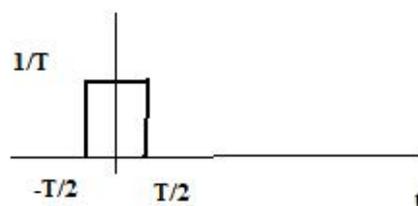


Figura 5.4: Impulso discretizado

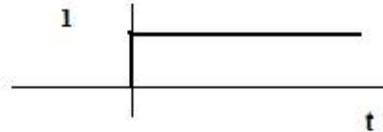


Figura 5.5: Resposta do integrador à função impulso

A série que aproxima a resposta do integrador contínuo é dada pela figura 5.6, isto é a sequência de números $1/2, 1, 1, 1, \dots$ em tempos $t=0, t=T, t=2T, \text{ etc.}$ Este é basicamente o algoritmo de Tustin para integração. Ressalta-se que para esta integração ideal, há uma saída instantânea de valor $1/2$ não-retardada no tempo zero.

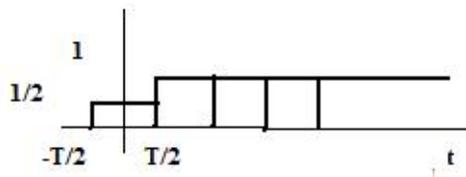


Figura 5.6: Resposta do integrador

Olhando-se para a fig. 4.10, verifica-se que a implementação deste tipo de algoritmo para os integradores, solicitaria iterações. Devido a simultaneidade da saída e entrada, esta não pode ser definida de forma independente da saída. Para contornar esta dificuldade, opta-se pelo retardamento da saída um intervalo de tempo, desfazendo a dependência simultânea entre entrada e saída. Realizando-se isto para conservar áreas, aplica-se $1/2$ para tempo igual a zero, sobre a saída, no próximo intervalo de tempo, mostrado na figura 5.7.

Um diagrama fechado deste algoritmo de integração computacional de passo simples está mostrado na fig. 5.8.

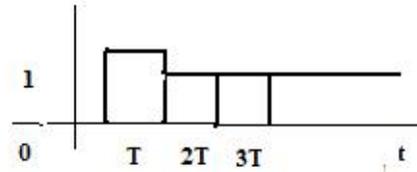


Figura 5.7: Resposta do integrador

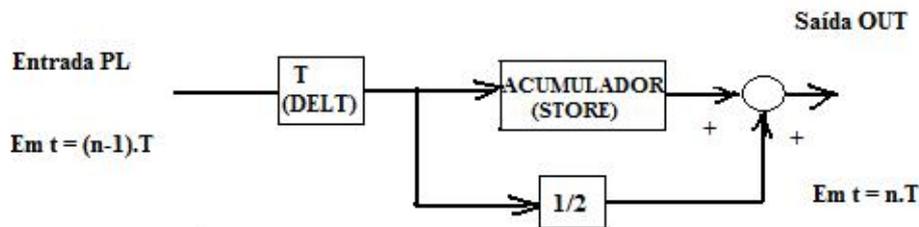


Figura 5.8: Diagrama do algoritmo de integração

Pode-se visualizar o processo de solução dos integradores por meios computacionais, como um processo recursivo de:

1. Definição de entradas dos integradores no tempo, t_n a partir das saídas destes integradores (supostas fixas) de outras entradas do sistema, no tempo t_n
2. Determinação das saídas dos integradores no tempo t_{n+1} , a partir das entradas no tempo t_n no passo (1) segundo o algoritmo simples da fig. 5.8

Inserido-se as variáveis computacionais na fig. 4.10 chega-se a fig. 5.9.

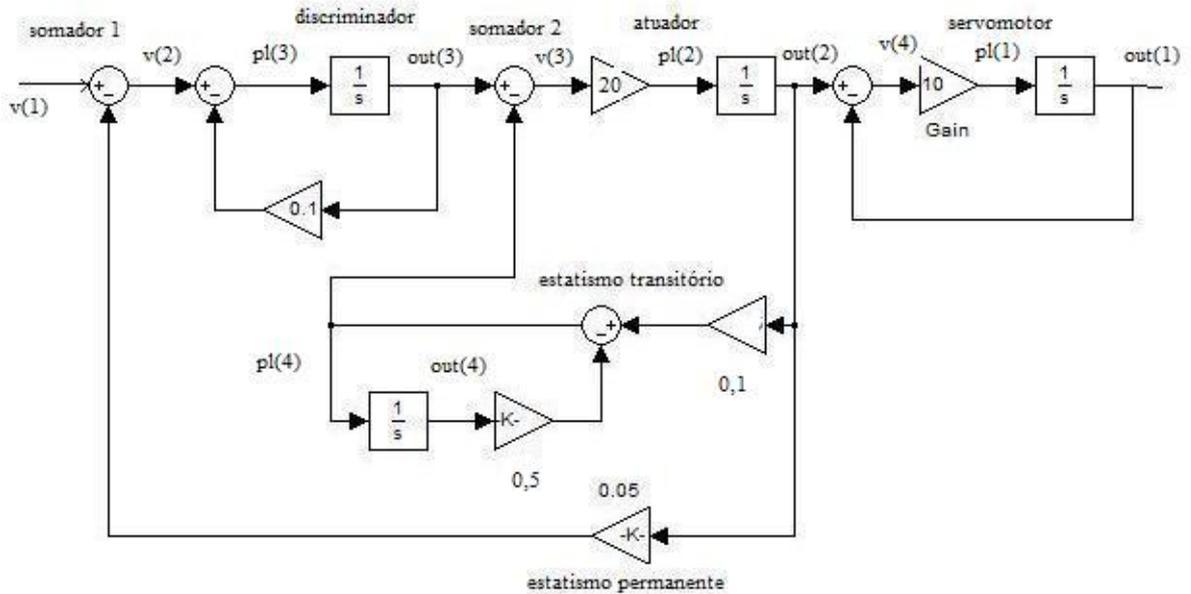


Figura 5.9: Diagrama do regulador com as variáveis computacionais inseridas

Deduz-se agora as equações que regem o modelo da fig. 5.9, para criar o algoritmo de Tustin. Sejam t o tempo de simulação pretendido em segundos e n o número de iterações, logo o incremento discreto de tempo $delt$ será:

$$delt = \frac{t}{n} \quad (5.3)$$

Como se deseja a resposta ao degrau de 20%, tem-se

$$v(1) = 0,1 \quad (5.4)$$

Para o somador 1 tem-se:

$$v(2) = v(1) - 0,05.out(2); \quad (5.5)$$

Desta forma criam-se as equações para $v(2)$, $v(3)$ e $v(4)$. Em seguida cria-se a equação para $pl(1)$ (servomotor)

$$pl(1) = 10.v(4) \quad (5.6)$$

A seguir para $pl(2)$, $pl(3)$ e $pl(4)$. Para o cálculo de cada integrador k tem-se 3 equações feitas de acordo com a fig. 5.8:

$$a = delt.pl(k) \quad (5.7)$$

$$store(k) = store(k) + a \quad (5.8)$$

$$out(k) = store(k) + 0,5.a \quad (5.9)$$

Com base nestas equações implementou-se o fluxograma e o algoritmo 1 em linguagem C [11], que se encontra no Apêndice. Das linhas 1 a 3 iniciam-se com as bibliotecas que dão acesso aos arquivos envolvidos no presente código computacional. Na linha 5 inicia-se o programa propriamente dito. Na linha 6 definem-se as variáveis computacionais do programa. A linha 7 tem o objetivo de calcular-se o tempo de programação. A linha 8 estabelece a magnitude do degrau da entrada que é de 20%. As linhas 9 à 13 servem para zerar os integradores. As linhas 14 e 15 fazem a leitura do tempo de simulação. A linha 17 e 18 leem o número de iterações desejado. Na linha 20 calcula-se o incremento de tempo discreto dos integradores. Na linha 21 começa-se a contar o tempo de programação. Na linha 22 começa-se o laço de repetição para o cálculo da resposta ao degrau. Na linha 23 é calculado o tempo de simulação para a rotina de impressão. Das linhas 24 á 30 são montadas as equações que descrevem o modelo da fig. 5.9. Na linha 31 o tempo de simulação em segundos e a abertura do distribuidor em Volts são apresentados. Das linhas 33 á 37 a saída dos 4 integradores são atualizadas. Na linha 38 termina-se o laço de repetição para o cálculo das variáveis computacionais. Nas linhas 39 à 41 calcula-se e apresenta-se o tempo de programação dispendido. As linhas 42 e 43 encerram o código computacional.

Para o algoritmo 2 gerou-se o código em linguagem Matlab [15], o qual se encontra também no Apêndice. O código computacional do Matlab possui a mesma filosofia do código em linguagem C [11], todavia mostrou-se menor e mais rápido conforme a tabela a seguir mostra, com a vantagem do Matlab mostrar graficamente os dados de forma simples. É importante frisar que o algoritmo de Tustin só converge para um incremento de tempo discreto, *delt*, suficientemente pequeno.

Resultado obtido pelo código Matlab mostrado na fig. 5.10.

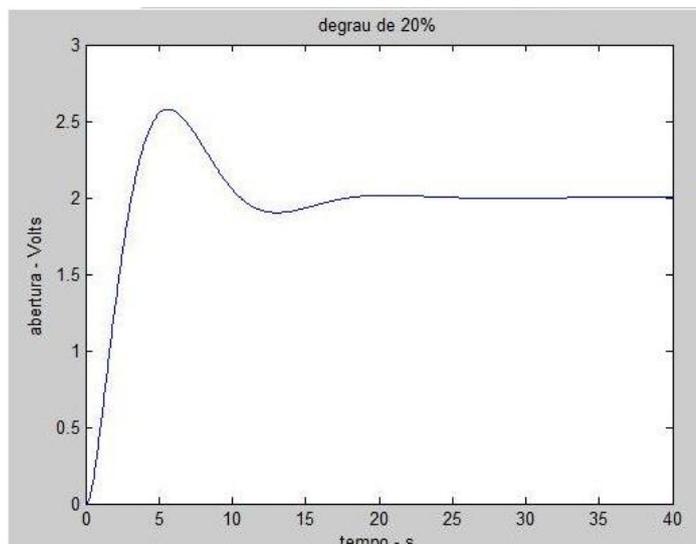


Figura 5.10: Simulação Matlab - degrau 20%

A figura 5.11 mostra a superposição da simulação do Simulink e linguagem Matlab.

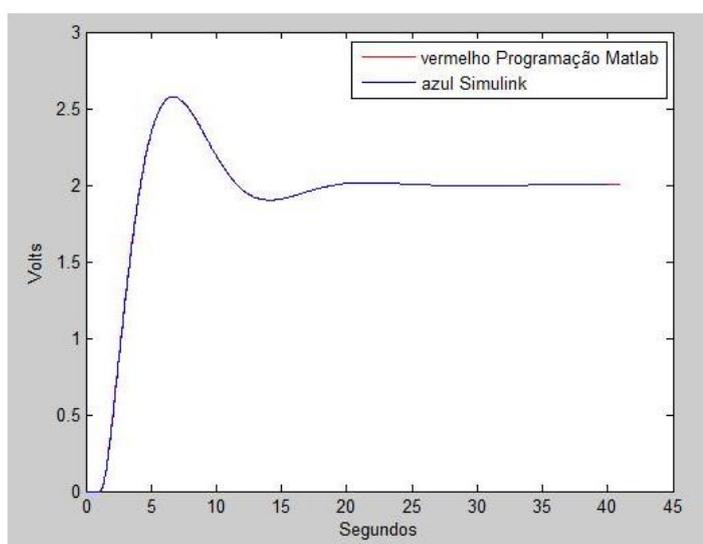


Figura 5.11: Superposição Matlab-Simulink - degrau 20%

Os resultados estão resumidos na tabela a seguir:

Programação	Tempo (s)	Número de Iterações	Abertura (V)	Tempo de Processamento (s)
C	40	1000	2,00	0,796
Matlab	40	1000	2,00	0,14

Capítulo 6

Simulação Eletrônica

Propõe-se a sintetização do circuito eletrônico, no entanto é necessário fazerem-se algumas considerações preliminares. Será utilizado um osciloscópio em que o tempo máximo de varredura é de 2 segundos. Mas deve-se registrar um tempo de 40 segundos (resposta ao degrau), para contornar esta dificuldade, usa-se a propriedade do escalonamento da Transformada de Laplace, [5] , para reduzir o evento para 2 segundos. A propriedade do escalonamento diz que:

$$\mathcal{L}\{f(at)\} = \frac{1}{a} \cdot F\left(\frac{s}{a}\right) \quad (6.1)$$

Pretende-se uma redução de:

$$a = \frac{40}{2} = 20 \quad (6.2)$$

Portanto é necessário substituir s por $\frac{s}{20}$ no modelo da fig. 4.3 que resulta no modelo da fig. 6.1.

Há mais a consideração da amplitude a serem feitas.

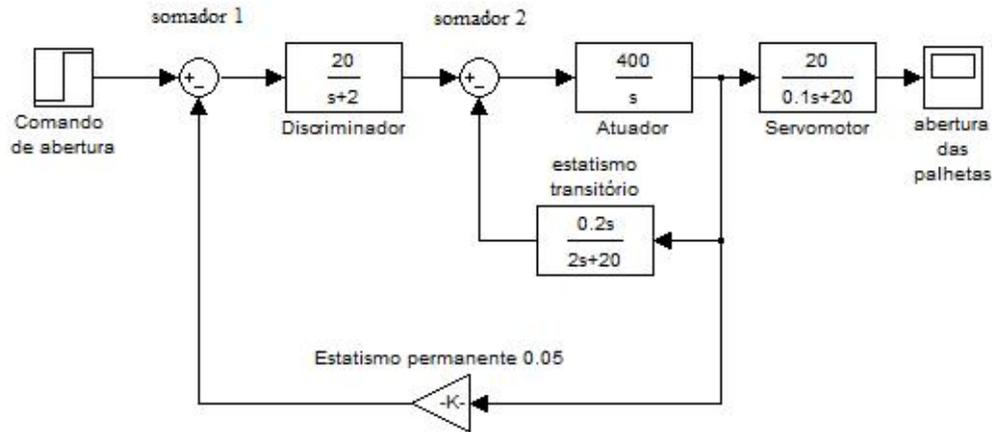


Figura 6.1: Modelo do regulador de velocidade escalonado

Supondo-se que $Y(s)$ seja a saída, e a entrada $X(s)$; seja um degrau de 20%, então:

$$X(s) = \frac{0,1}{s} \quad (6.3)$$

$$X\left(\frac{s}{20}\right) = \frac{0,1 \cdot 20}{s} \quad (6.4)$$

Mas devido ao escalonamento:

$$\frac{Y\left(\frac{s}{20}\right)}{X\left(\frac{s}{20}\right)} = \frac{F\left(\frac{s}{20}\right)}{20} \quad (6.5)$$

Onde F é a função de transferência do regulador. Substituindo-se o valor de $X(s)$ na equação anterior obtém-se:

$$Y\left(\frac{s}{20}\right) = \frac{0.1}{s} \cdot F\left(\frac{s}{20}\right) \quad (6.6)$$

Portanto não há variação da amplitude, simulando no Simulink o modelo da fig. 6.1, com um degrau de 20% na entrada. Obtém-se a abertura dada pela fig. 6.2, em função do tempo em segundos

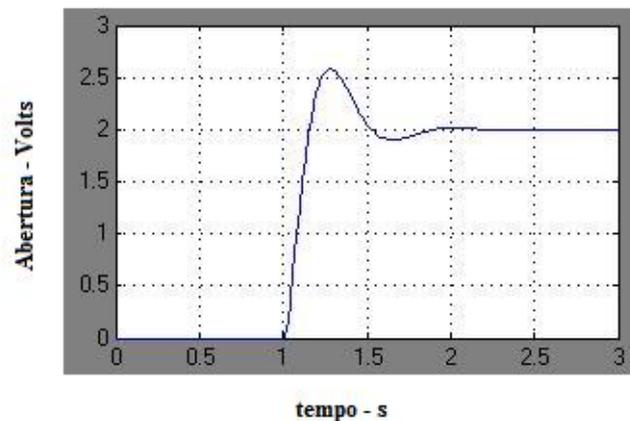


Figura 6.2: Abertura para degrau de 20%

Verifica-se que com efeito houve o escalonamento, deve-se ressaltar-se que o Simulink começa a simulação sempre com 1 segundo de atraso. Para simular o modelo da fig. 6.1 com Amp. Op. uma fonte de tensão simétrica de +15 VCC e de -15VCC regulada é necessária para alimentar os Amp. Op. A fig. 6.3 mostra o circuito da fonte usada [3] , [12], contendo dois transformadores para abaixar a tensão da rede para 16VCA (máximo de 1 Ampère), retificá-las por meio das pontes de diodos (1N4002) para transforma-las em tensão CC, filtrá-las através dos capacitores eletrolíticos de 1000 μF e alimentar (sem carga) os reguladores de tensão com +22,6VCC e -22,6VCC ($16 \times \sqrt{2}$) [3] , CIs 7815 e 7915.

Os reguladores de tensão têm em sua entrada e saída respectivamente capacitores eletrolíticos de $0,33 \mu\text{F}$ e $0,1 \mu\text{F}$ com o objetivo de filtragem de alta frequência. Capacitores eletrolíticos são polarizados. Possuem a característica de ter grande capacitância e ocupar pequeno volume, se sua polaridade não for respeitada podem ser destruídos. O diodo retificador 1N4002, de acordo com os *datasheets* dos fabricantes indicados no Google (palavra de busca, 1N4002), pode suportar uma tensão reversa de 100 V (maior do que o secundário do transformador da fonte) e uma corrente direta de 1 A, capaz de alimentar o 7815 e 7915. A forma de operação, a curva e a pinagem do 1N4002, podem ser vistas na seção 8.1. É preciso adiantar, que a fonte forneceu a alimentação necessária para o circuito sintetizado do regulador de velocidade, sem a utilização de dissipadores de calor, como pode ser observado na foto da fonte (fig. 6.4).

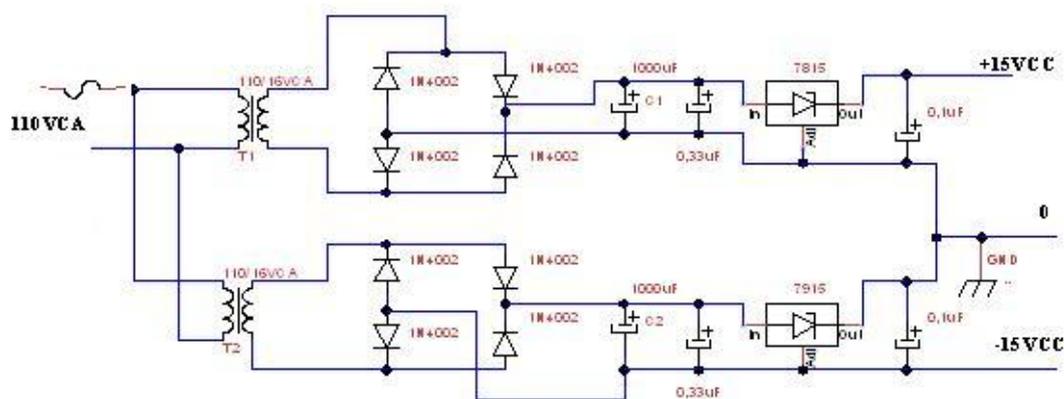


Figura 6.3: Circuito da fonte simétrica e regulada de 15VCC



Figura 6.4: Foto da fonte simétrica e regulada de 15VCC

A figura 6.5 mostra a pinagem do regulador positivo 7815 com encapsulamento TO-220[12]

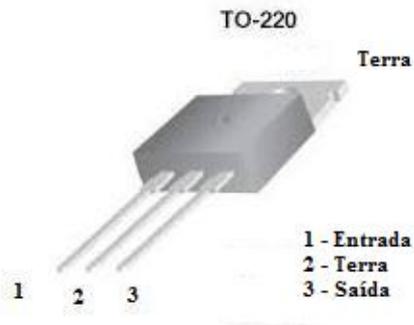


Figura 6.5: Regulador 7815

A figura 6.6 mostra a pinagem do regulador negativo 7915 com encapsulamento TO-220[12]



Figura 6.6: Regulador 7915

O cálculo do fusível que protege a fonte da fig. 6.3, é feito a seguir. Potência de saída da fonte a plena carga (1 A) é ($15 \times 1 + 15 \times 1 = 30W$). A potência de alimentação é ($110 \times I$), onde I é a corrente de entrada vinda da rede de 110VCA. Obtem-se I igual à 273mA, opta-se por um fusível comercial de 300mA. Comercialmente encontraram-se trafos de 32 VA de potência.

Como já foi feito no capítulo 4 para o modelo de regulador, a sua decomposição em somadores, amplificadores e integradores, deve-se fazer o mesmo para o modelo escalonado da fig. 6.1. Para o discriminador tem-se (fig. 6.7):

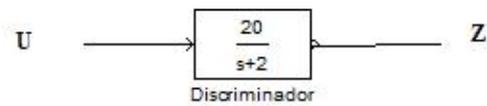


Figura 6.7: Modelo do discriminador escalonado

As equações ficam:

$$\frac{Z}{U} = \frac{20}{s+2} \quad (6.7)$$

$$Z.(s+2) = 20.U \quad (6.8)$$

$$s.Z = 20.U - 2.Z \quad (6.9)$$

$$Z = \frac{1}{s}.(20.U - 2.Z) \quad (6.10)$$

O modelo decomposto fica fig. 6.8.

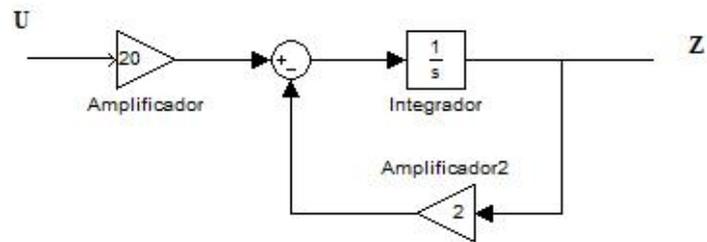


Figura 6.8: Modelo decomposto do discriminador

O modelo do estatismo transitório escalonado é mostrado na fig. 6.9

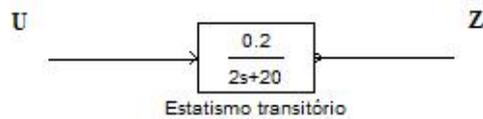


Figura 6.9: Estatismo transitório escalonado

As equações ficam:

$$\frac{Z}{U} = \frac{0,2 \cdot s}{2 \cdot s + 20} \quad (6.11)$$

$$Z.(2.s + 20) = 0,2.s.U \quad (6.12)$$

$$2.s.Z = 0,2.s.U - 20.Z \quad (6.13)$$

$$Z = 0,1.U - \frac{Z}{10.s} \quad (6.14)$$

O modelo do estatismo transitório escalonado decomposto fica:

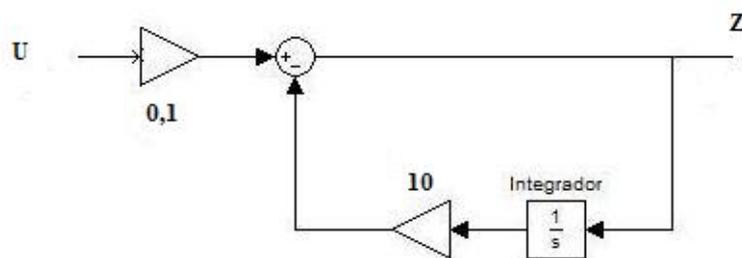


Figura 6.10: Estatismo transitório escalonado

Finalmente para o modelo do servomotor escalonado tem-se:

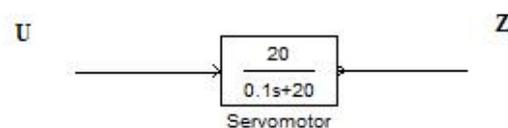


Figura 6.11: Modelo do servomotor escalonado

As equações ficam:

$$\frac{Z}{U} = \frac{20}{0,1.s + 20} \quad (6.15)$$

$$0,1.s.Z = 20.(U - Z) \quad (6.16)$$

$$Z = \frac{200}{s}.(U - Z) \quad (6.17)$$

O modelo escalonado decomposto fica:

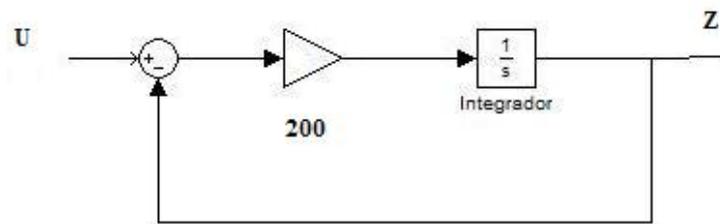


Figura 6.12: Modelo decomposto do servomotor escalonado

Ao juntarem-se os 3 modelos decompostos com o modelo do regulador escalonado (fig. 6.1) tem-se o modelo decomposto da fig. 6.13 que será sintetizado por meio de circuitos eletrônicos com Amp. Op.

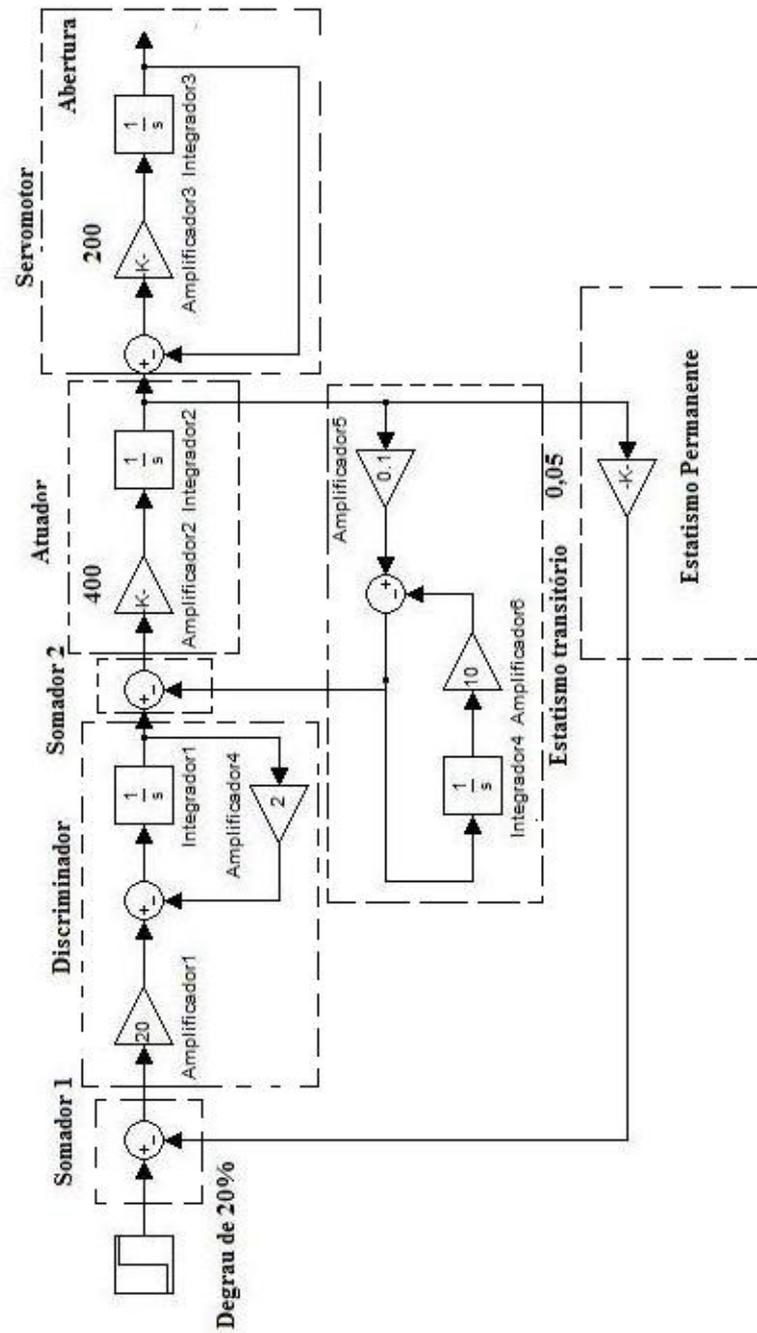


Figura 6.13: Modelo escalonado decomposto do regulador de velocidade

Começa-se por sintetizar-se o degrau de 20%, para isso alimenta-se com a tensão positiva da fonte (+15VCC) um resistor de $100k\Omega$ em série com uma trimpot (potênciometro multivolta) de $10k\Omega$. Uma chave liga-desliga (S) é conectada ao terra (0V) e ao trimpot, que é ajustado em 0,1V ou 100mV, conforme calculado anteriormente no capítulo 5. A fig. 6.14 mostra o circuito.

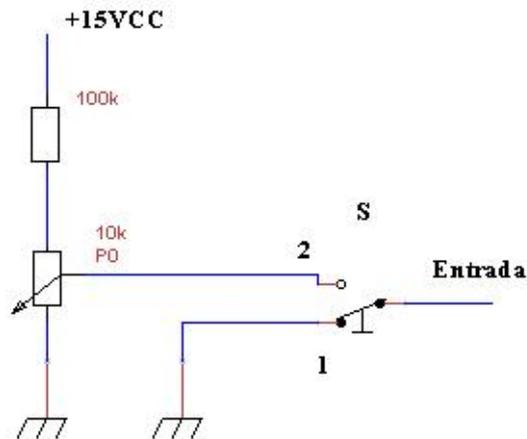


Figura 6.14: Circuito gerador do degrau de 20%

Coloca-se o resistor de $100K\Omega$ em série com o trimpot pois assim tem-se o divisor de tensão [5]. A tensão máxima no trimpot será de:

$$\frac{10}{100 + 10} \cdot 15 = 1,36V \quad (6.18)$$

Mais do que o suficiente, pois para ajuste de 100%, precisa-se de 0,5V, conforme já calculado. Usamos o trimpot para termos sensibilidade de ajuste. Para aplicar-se o degrau no regulador a chave S deverá ser comutada da posição 1 para a 2. O próximo circuito a ser sintetizado é na fig. 6.13 o somador1. Este baseia-se na configuração amplificador não-inversor [12] e [18], utilizando-se a equação do ganho e adotando-se R_f e R_1 iguais a $10k\Omega$, tem-se que o ganho será:

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{10}{10} = 2 \quad (6.19)$$

Entretanto se quer que o somador apenas subtraia a *entrada* do *estatismo_permanente*, para compensar-se o ganho de 2, coloca-se um divisor de tensão [5] de 1/2 para cada sinal, ou seja, devido ao teorema da superposição:

$$V_e = entrada \cdot \frac{10}{10 + 10} + estatismo_permanente \cdot \frac{10}{10 + 10} \quad (6.20)$$

Será visto mais tarde que o sinal do *estatismo_permanente* chegará negativo efetuando-se a subtração. A fig. 6.15 mostra o circuito, que gera o sinal *A*, que alimentará o discriminador.

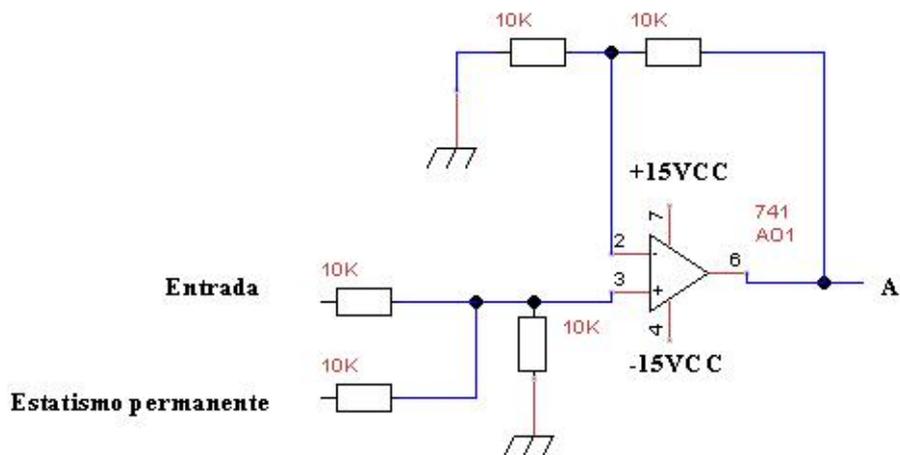


Figura 6.15: Circuito do somador 1

A fig. 6.13 mostra que o discriminador é composto de um somador, um integrador de constante de integração igual a 1 e dois amplificadores de ganho 20 e 2. Começa-se com a sintetização do integrador, que será a mesma para todos os integradores do regulador de velocidade.

O integrador é descrito em [12]. Deseja-se que a constante de integração seja:

$$R.C = 1 \quad (6.21)$$

Portanto fazendo-se:

$$R = 1.10^6 = 1M\Omega \quad (6.22)$$

C será de acordo com eq. 6.21:

$$C = 1.10^{-6} = 1\mu F \quad (6.23)$$

Note-se que a saída do integrador tem sinal contrário ao da entrada. O capacitor utilizado é de polyester. A fig. 6.16 sintetiza o discriminador, como será provado a seguir:

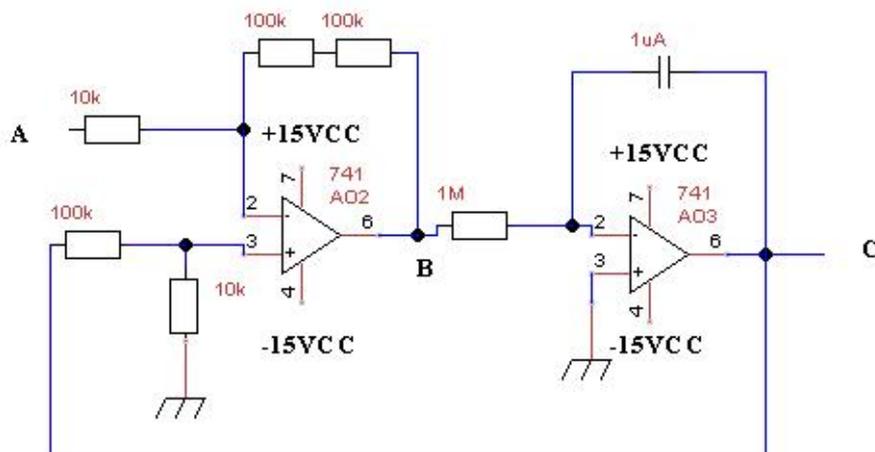


Figura 6.16: Circuito do discriminador

A entrada A para AO2 está na entrada inversora, portanto tem-se a configuração de amplificador inversor [12], Portanto a contribuição do sinal A para B será:

$$-\frac{100 + 100}{10} = -20 \quad (6.24)$$

O qual será integrado negativamente dando sua contribuição positiva para C . Olhando-se para a fig. 6.13 nota-se que o discriminador tem uma realimentação negativa com ganho 2. Como o sinal A que é positivo entrou na entrada inversora de AO2, o sinal C , que é positivo como o sinal A , deverá entrar na entrada não-inversora, para fazer-se assim uma subtração. Note-se que se acontecer de errar-se o sinal de uma realimentação, esta se tornaria aditiva levando a saturação do Amp. Op. Com a inversão do integrador recuperam-se os sinais. O ganho resultante da entrada não-inversora deve ser 2. O qual ver-se-á a seguir. De novo se fará o uso da superposição, para o sinal A igual a zero, tem-se que AO2 tem a configuração não-inversora [12], portanto o ganho será:

$$1 + \frac{100 + 100}{10} = 21 \quad (6.25)$$

Porém tem-se um divisor de tensão [5] na entrada não-inversora de A02, formado pelos resistores de $100k\Omega$ e $10k\Omega$, portanto o ganho resultante será:

$$21 \cdot \frac{10}{100 + 10} = 1,91 \quad (6.26)$$

Que para valores comerciais de resistores é uma boa aproximação de 2, com erro inferior a 5%.

O próximo circuito a ser sintetizado é o somador2 (fig. 6.17).

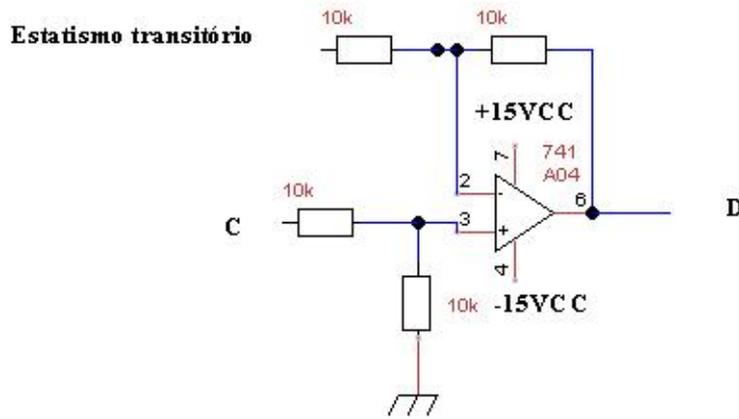


Figura 6.17: Somador2

O somador2 faz a diferença entre o sinal C com o *estatismo_transitorio*, o sinal C é positivo daí entrar na estrada não-inversora de AO4, ver-se-á mais adiante que o sinal do *estatismo_transitorio* é negativo. Portanto o sinal D será formado pela superposição dos dois sinais anteriores. O *estatismo_transitorio* será regido pela configuração inversora [12] e o sinal C pela configuração não-inversora [12] e divisor de tensão [5]. Assim tem-se:

$$D = \textit{estatismo_transitorio} \cdot \left(-\frac{10}{10}\right) + C \cdot \left(1 + \frac{10}{10}\right) \cdot \left(\frac{10}{10 + 10}\right) \quad (6.27)$$

ou,

$$D = C - \textit{estatismo_transitorio} \quad (6.28)$$

O próximo circuito a ser sintetizado é o do atuador, que conforme a fig. 4.3, trata-se do regulador mecânico. A fig. 6.18 sintetiza o circuito do atuador da fig. 6.13, formado de um amplificador de ganho 400 e de um integrador, como será mostrado a seguir.

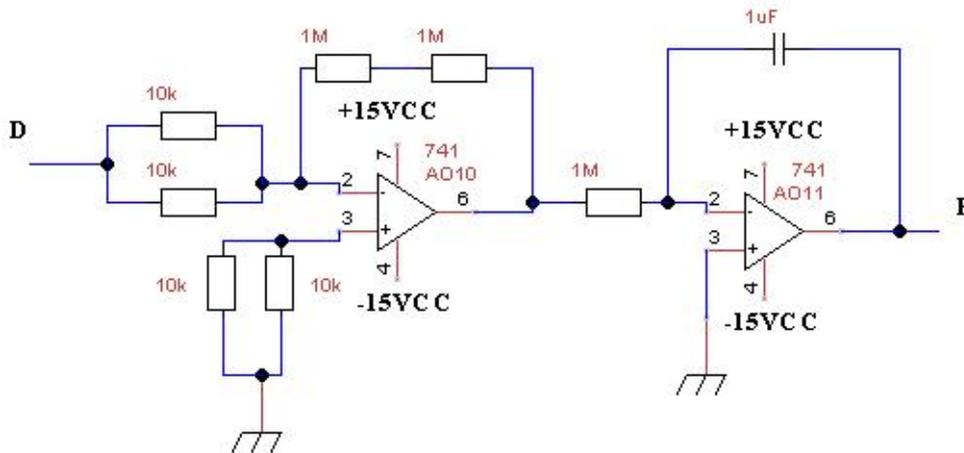


Figura 6.18: Circuito do atuador

Tem-se que a resistência equivalente [5], das duas resistências em paralelo de $10k\Omega$ na entrada inversora de AO10 é:

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} \quad (6.29)$$

ou,

$$R_{eq} = 5k\Omega \quad (6.30)$$

AO10 está na configuração amplificador inversor [12] seu ganho será:

$$-\frac{1000 + 1000}{5} = -400 \quad (6.31)$$

Como o integrador inverte o sinal tem-se o sinal D amplificado de 400 e integrado, resultando no sinal E . As duas resistências de $10k\Omega$, em paralelo, na entrada não-inversora de AO10 são para compensar a corrente de offset, elas são calculadas em AO10 conforme [12], i.e. as resistências em paralelo.

$$\frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{2000} \quad (6.32)$$

Como pode ser verificado a influência das duas resistências de $1M\Omega$ é desprezível. O próximo circuito a ser sintetizado é o do estatismo transitório do regulador eletrônico, conforme fig. 6.13. A fig. 6.19 mostra o circuito do estatismo transitório.

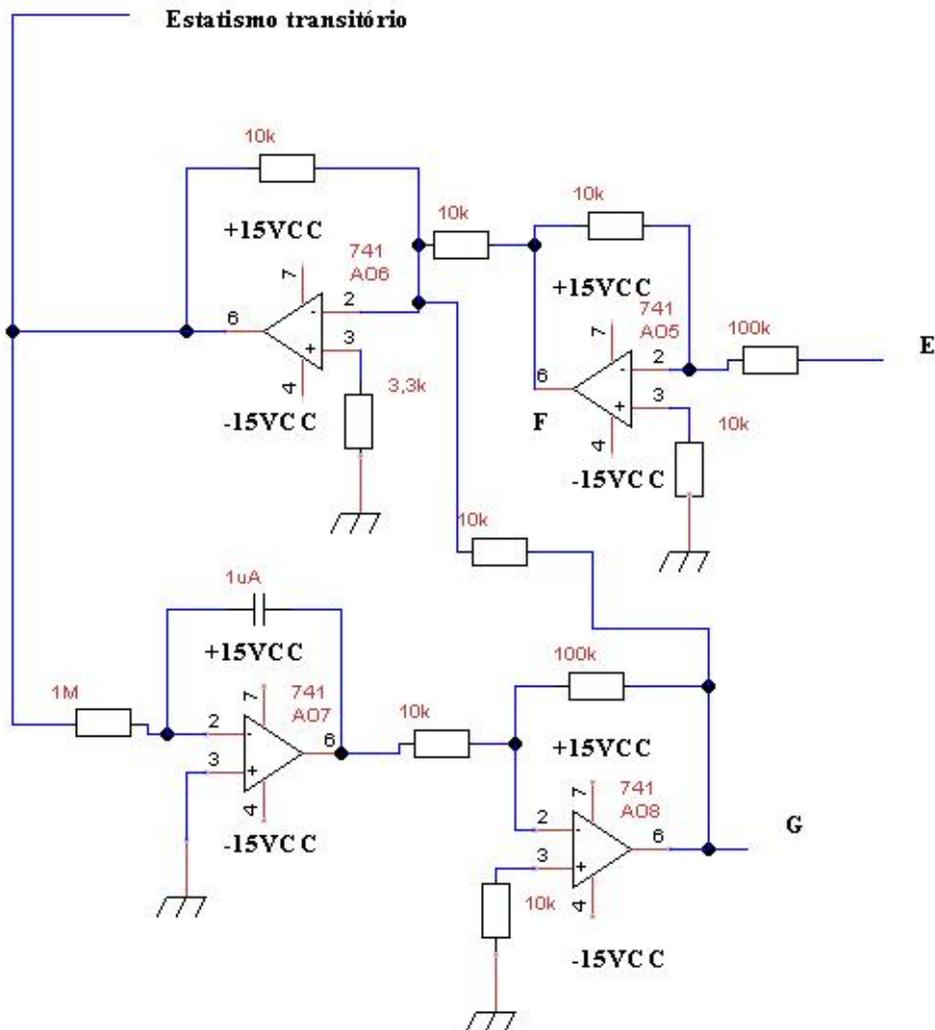


Figura 6.19: Circuito do estatismo transitório

Passa-se agora à análise do circuito para provar que ele executa a função descrita na fig. 6.13. Inicialmente, o sinal E (saída do atuador) possui o mesmo sinal (positivo) do sinal C (saída do discriminador). O sinal E é amplificado com ganho de -0,1 por AO5, gerando o sinal F , pois trata-se de uma configuração amplificador inversor, conforme cálculo a seguir:

$$F = -\frac{10}{100}.E = -0,1.E \quad (6.33)$$

Em seguida tem-se um somador-inversor [12], onde todas as resistências são $10k\Omega$, o sinal resultante é:

$$\textit{estatismo_transitorio} = -(-0,1.E + G) = 0,1.E - G \quad (6.34)$$

O sinal G é o resultante da integração com inversão do *estatismo_transitorio*, e em seguida amplificado com ganho -10, calculado abaixo:

$$-\frac{100}{10} = -10 \quad (6.35)$$

Ratifica-se o circuito, pelo fato de G ter o mesmo sinal (positivo) do *estatismo_transitorio* e somar com F (que é o negativo de E), portanto como resultado parcial subtraindo G de E , e em seguida invertendo, tendo como resultado final E subtraído de G . Justifica-se agora o circuito do somador2 (fig. 6.17), o sinal do *estatismo_transitorio* tem o mesmo sinal (positivo) de C , portanto para subtrair C deverá entrar na entrada inversora (pino 2) de AO4. Em AO5 coloca-se um resistor compensador [12] de $10k\Omega$, calculado a seguir:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10} + \frac{1}{100} \quad (6.36)$$

O resultado é de $9,1k\Omega$, que usando um resistor comercial, adota-se $10k\Omega$. Para o resistor compensador de AO6, tem-se 3 resistores em paralelo, portanto:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{10} \quad (6.37)$$

Adota-se assim $3,3k\Omega$. Para AO8 tem-se as mesmas resistências em paralelo de AO5. Com base na fig. 6.13 passa-se agora ao circuito do estatismo permanente, que é simples, a fig. 6.20 o mostra.

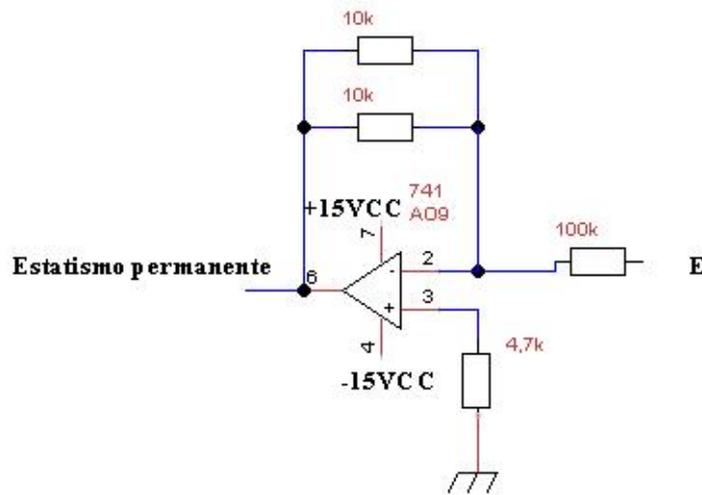


Figura 6.20: Circuito do estatismo permanente

Esta é uma configuração amplificador inversor. As duas resistências de $10k\Omega$ em paralelo forma uma resistência equivalente de $5k\Omega$, pois tem-se:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} \quad (6.38)$$

O ganho de AO9 é da configuração inversora:

$$-\frac{5}{100} = -0,05 \quad (6.39)$$

Assim tem-se:

$$\textit{estatismo_permanente} = -0,05.E \quad (6.40)$$

Já foi dito que o sinal E é positivo como o sinal C , que por sua vez copia o sinal A e *entrada*, no somador1, portanto para se ter a realimentação negativa devido ao sinal do *estatismo_permanente*, que é negativo, basta conectar-se o sinal *estatismo_permanente* a entrada do somador1 que fará a subtração dos dois sinais, como foi previamente suposto quando do projeto do somador1. Calcula-se agora o resistor R de compensação.

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{100} \quad (6.41)$$

Portanto $4,76k\Omega$, adota-se o valor comercial de $4,7k\Omega$. Com isto termina-se a sintetização do regulador eletrônico. O próximo e último circuito a ser sintetizado é o do servomotor, o qual faz parte do regulador mecânico. A fig. 6.21 sintetiza o servomotor, como será visto a seguir.

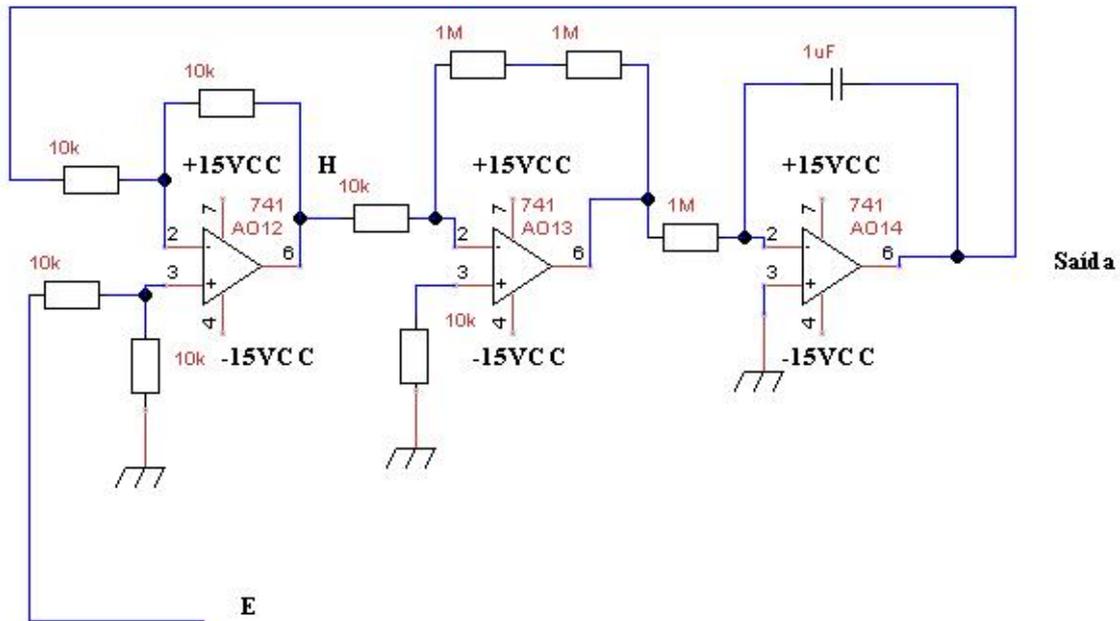


Figura 6.21: Circuito do servomotor

Inicia-se a fig. 6.21 com um somador na entrada, por nós já visto, assume-se preliminarmente que a *saida* como o sinal *E* tenham o sinal positivo. Portanto tem-se:

$$H = E - \text{saida} \quad (6.42)$$

Em seguida *H* é amplificado por AO13 que está na configuração amplificador inversor, o ganho será:

$$-\frac{1000 + 1000}{10} = -200 \quad (6.43)$$

O sinal em seguida é integrado e invertido gerando a *saida*, que como anteriormente visto tem o mesmo sinal de E , positivo. O resistor de compensação de AO13 é de $10k\Omega$, pois a contribuição é praticamente do resistor de $10k\Omega$, sendo desprezível a contribuição dos dois resistores de $1M\Omega$ em série. Calcula-se em seguida a potência das resistências, seleciona-se a menor do circuito, com a tensão de saturação do 741 [12], tem-se assim a máxima potência. A potência de dissipação, P , de um resistor, R [5], é dada por:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (6.44)$$

Onde V é a tensão nos terminais do resistor. Portanto tem-se:

$$P = \frac{15^2}{3300} = 0,068W \quad (6.45)$$

Adotam-se assim resistores comerciais de $\frac{1}{4}W$ com bastante folga. Em seguida conectando-se os circuitos do regulador eletrônico a saber: entrada, somador1, discriminador, somador2, tem-se o diagrama do protótipo do regulador analógico (parte I) da fig. 6.22.

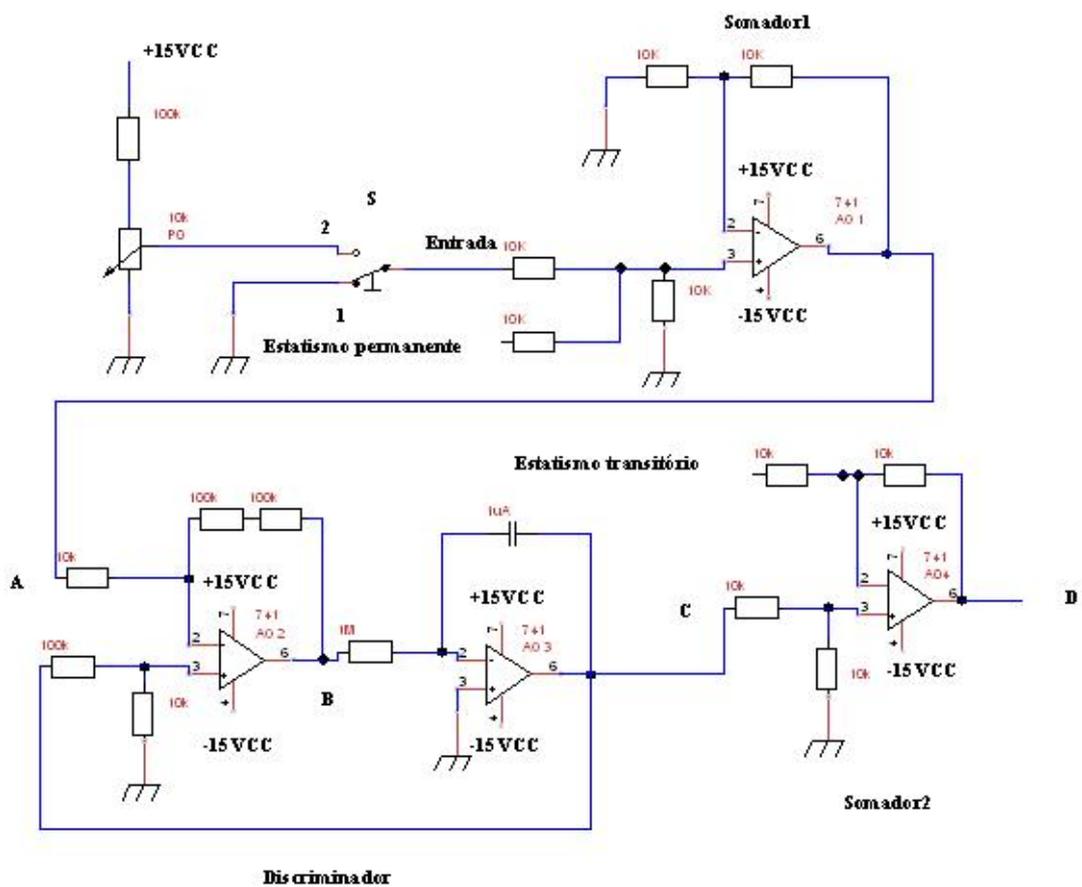


Figura 6.22: Circuito do protótipo do regulador eletrônico analógico -parte I

A fig. 6.23 mostra a conexão do estatismo transitório e estatismo permanente i.e. a parte II do protótipo analógico

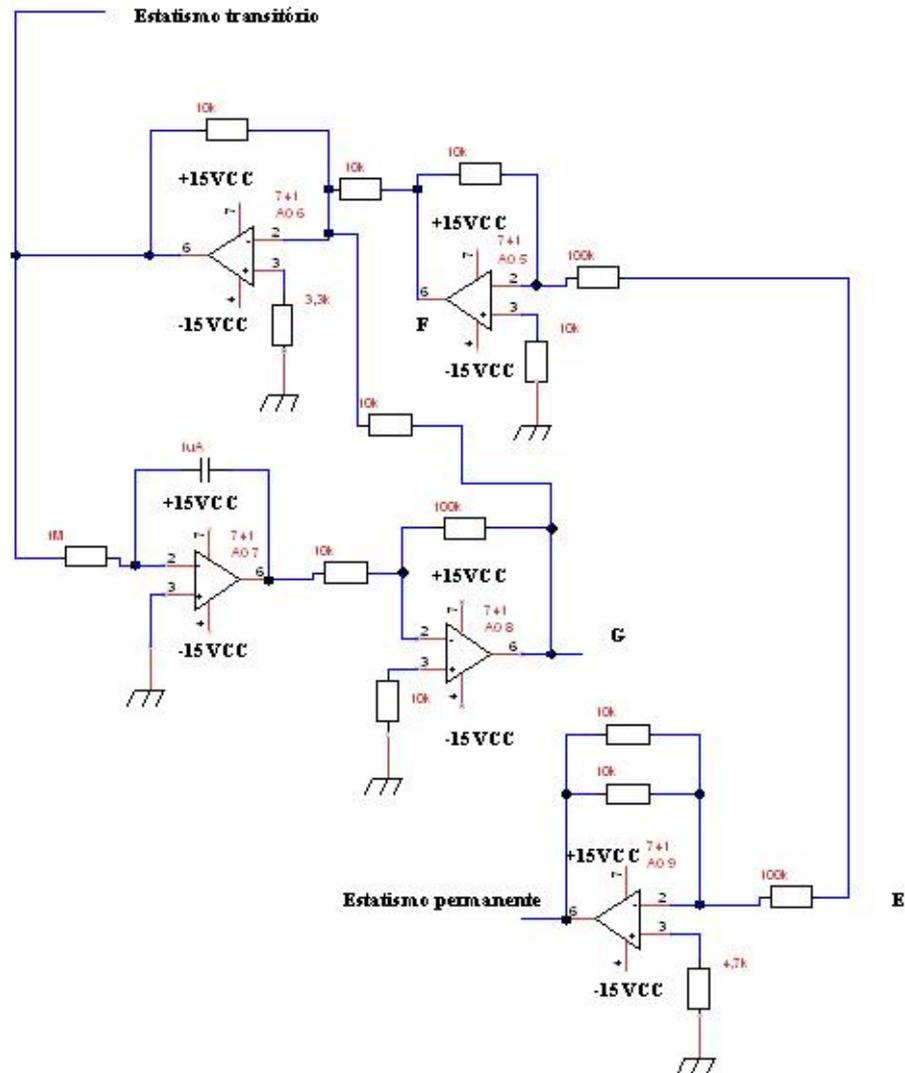


Figura 6.23: Circuito do protótipo do regulador eletrônico analógico -parte II

A fig 6.24 mostra a foto dos circuito completo (entrada, somador1, discriminador, somador2, estatismo transitório, estatismo permanente) do protótipo do regulador eletrônico analógico montado em uma matriz de contatos

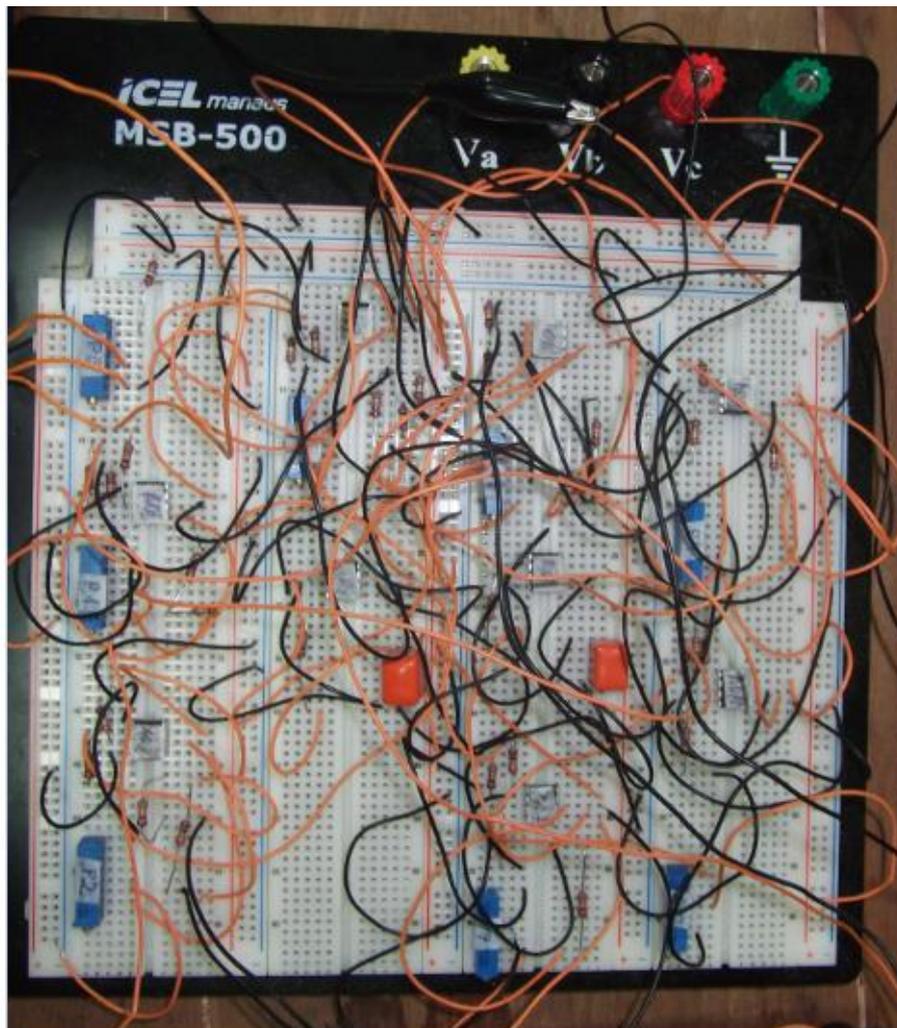


Figura 6.24: Circuito do protótipo do regulador eletrônico analógico

A fig. 6.25 mostra o circuito do regulador mecânico, constituído de atuador e servomotor.

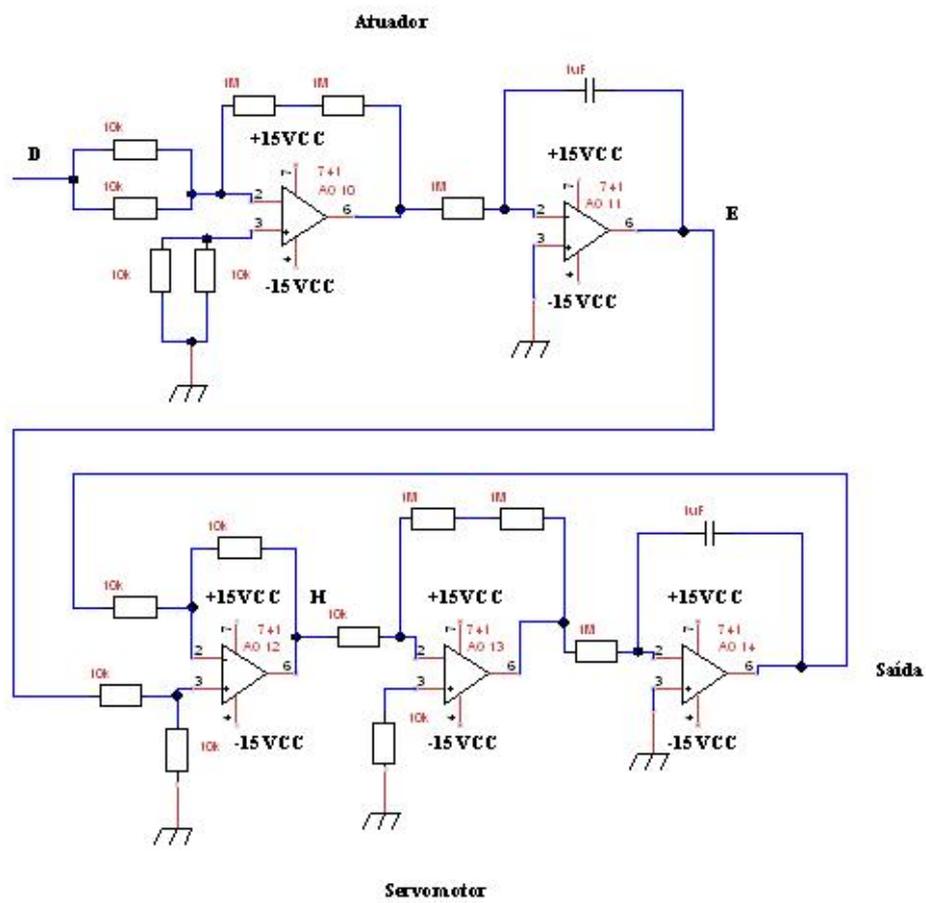


Figura 6.25: Circuito do regulador mecânico

A fig. 6.26 mostra o circuito do protótipo do regulador de velocidade analógico montado em uma matriz de contatos.

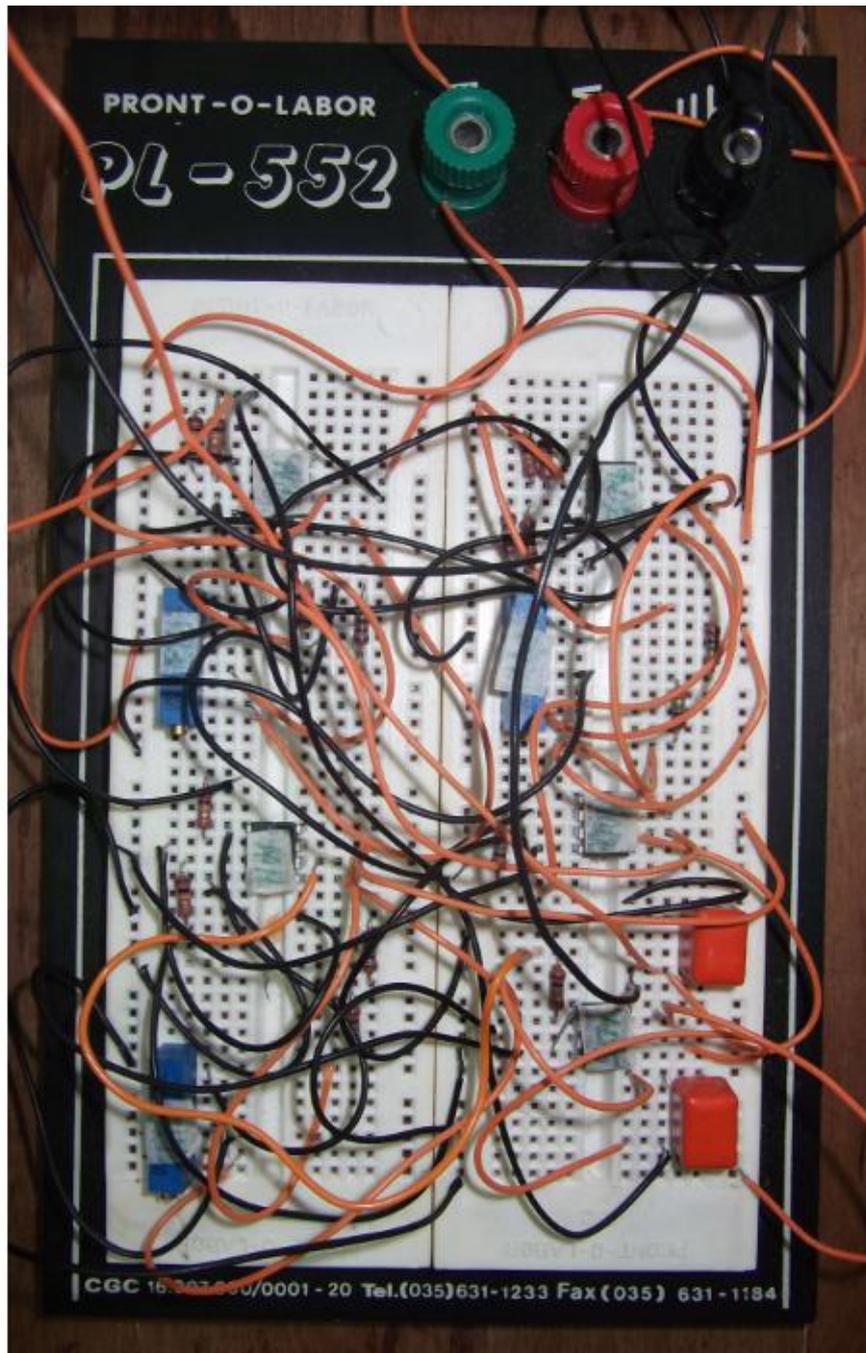


Figura 6.26: Circuito do regulador mecânico

6.1 Ensaio do Protótipo do Regulador de Velocidade Eletrônico Analógico

A fig. 6.27 mostra a fonte, as duas matrizes de contato, um osciloscópio digital ICEL modelo OS-2062CEL, 60MHz, 1GSa/s e um multímetro digital Minipa modelo ET-2082C na bancada do Laboratório de Engenharia Mecânica da EEIMVR da UFF, conectados para a realização dos ensaios. Este osciloscópio diversamente do primeiro é capaz de registrar tempos superiores a 1min.



Figura 6.27: Circuito de ensaio em bancada do protótipo do regulador eletrônico analógico

Entrada (mV)	Saída (V)
0	-0,05
49,5	0,936
100	1,940
200	3,95
300	5,99
400	7,94
500	9,97

Começa-se verificando se o circuito é linear, para isto foi montada a tabela acima, com a chave S na posição 2 do circuito do regulador eletrônico (fig. 6.22), variando-se a entrada (trimpot) e medindo-se a saída do regulador mecânico (saída do servomotor), fig. 6.25. Para a entrada de 500mV temos o comando de 100% de abertura do regulador.

Montou-se o gráfico da fig. 6.28, verifica-se que o circuito é linear.

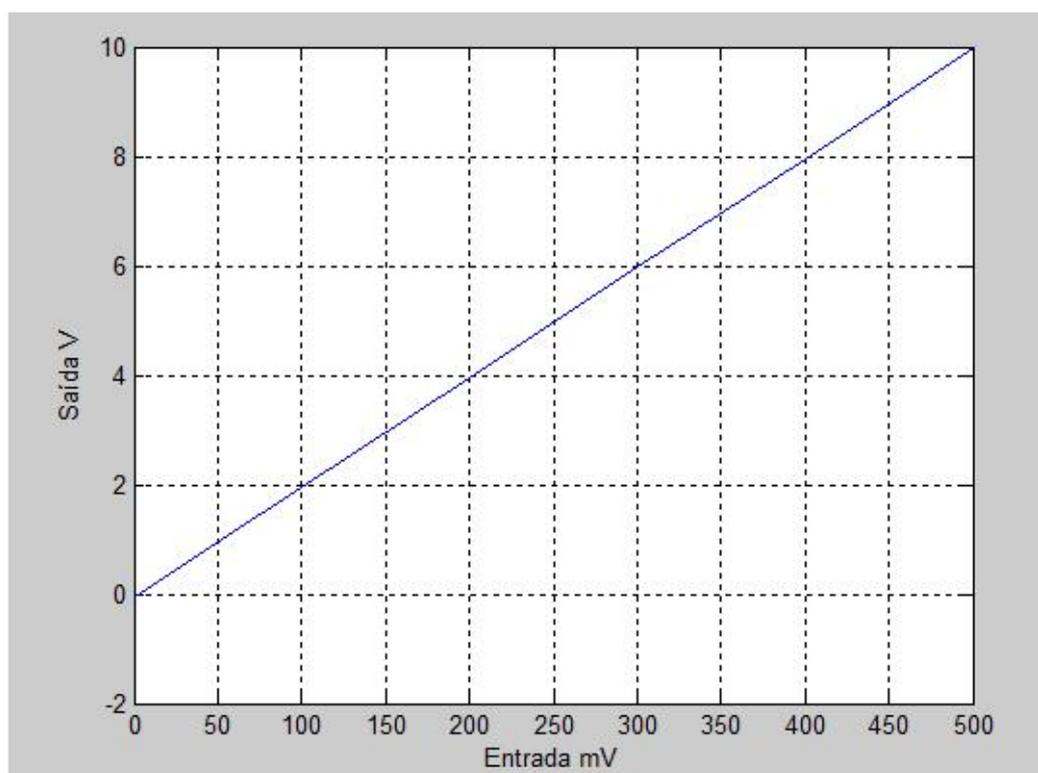


Figura 6.28: Linearidade do protótipo do regulador de velocidade eletrônico analógico

Efetuuou-se o degrau de 20% no circuito, por meio do ajuste do trimpot em 100mV e comutando-se a chave S (fig. 6.22) da posição 1 para a 2. A resposta foi registrada pelo osciloscópio digital e mostrada na fig. 6.29.

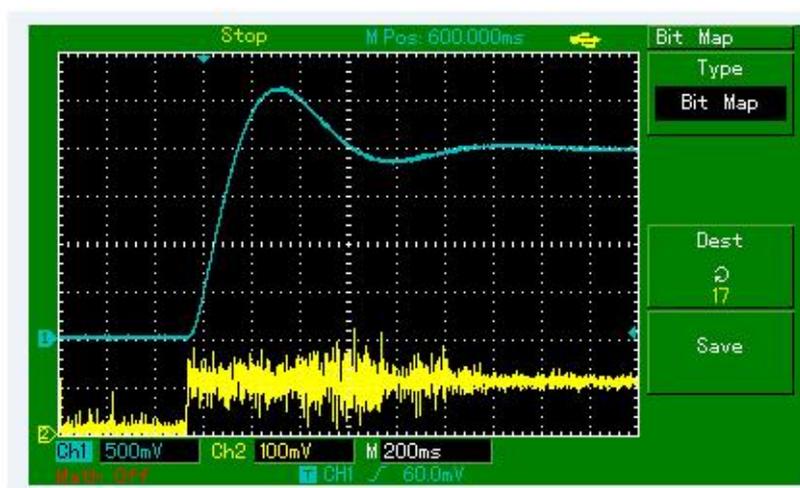


Figura 6.29: Registro do osciloscópio ao degrau 20%

No registro, o sinal azul é a saída com a escala horizontal de 500mV/divisão, o sinal amarelo é o degrau de 20 % na entrada com escala de 100mV/divisão. A base de tempo é de 200ms/divisão.

6.2 Discussão dos Resultados

Ao comparar-se a resposta do protótipo do regulador (fig. 6.29) com a simulação do Matlab (fig. 6.2) verifica-se que são muito semelhantes. O tempo de estabilização é de aproximadamente de 1s, o *overshoot* (sobreelevação) é de aproximadamente de 2,6V, o formato das duas respostas também são semelhantes. O circuito de Amp. Ops. também é linear. Conclui-se então que sendo a modernização analógica através de Amp. Ops. viável para o modelo escalonado, mais ainda o será para o modelo real, que é cerca de 20 vezes mais lento. Observa-se que para a implementação do circuito do regulador foram necessários 14 Amp. Ops; 9 para o protótipo do regulador de velocidade eletrônico analógico e 5 para simular o regulador mecânico, e que o espaço físico necessário é relativamente pequeno (uma caixa de sapatos).

Capítulo 7

Controle Digital de Sistemas Dinâmicos

A fig. 7.1 mostra o esquema básico de um sistema de controle digital [13].

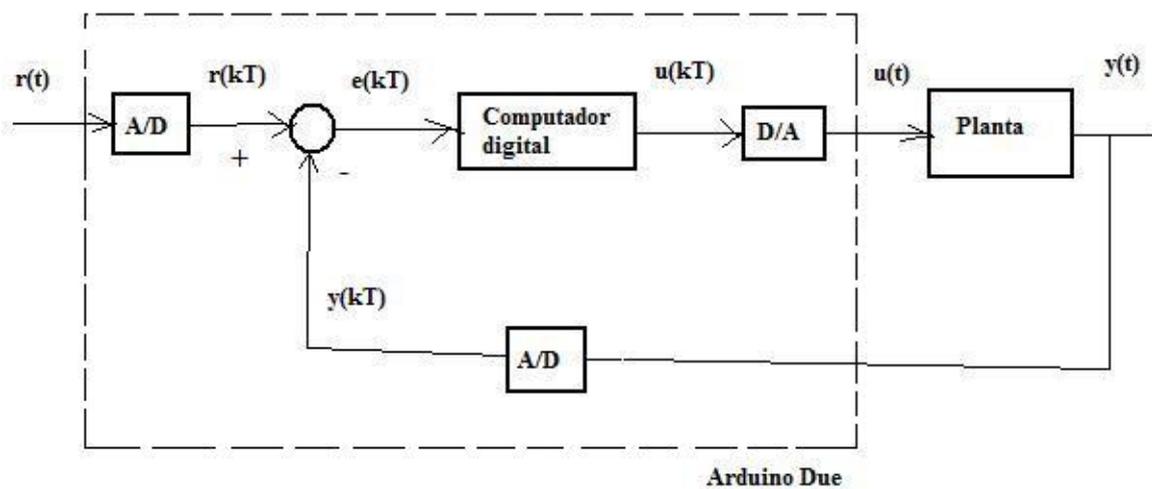


Figura 7.1: Esquema de controle digital

O bloco A/D [3] representa o conversor analógico-digital. Ele executa a conversão do sinal de entrada medido, que é uma tensão proporcional ao comando de abertura, e o transforma em um número binário (sequências de zeros e uns), que é a saída. O bloco D/A representa o conversor digital-analógico, faz exatamente o contrário do bloco A/D. O retângulo maior representa o microcontrolador Arduino Due [17] e [16].

Na figura $r(t)$ representa o sinal de referência no tempo, $r(kT)$ representa o sinal de amostragem, feito da referência no conversor analógico-digital, convertendo o sinal que é um nível de tensão CC para um número digital. Conforme mostra a fig. 7.2.

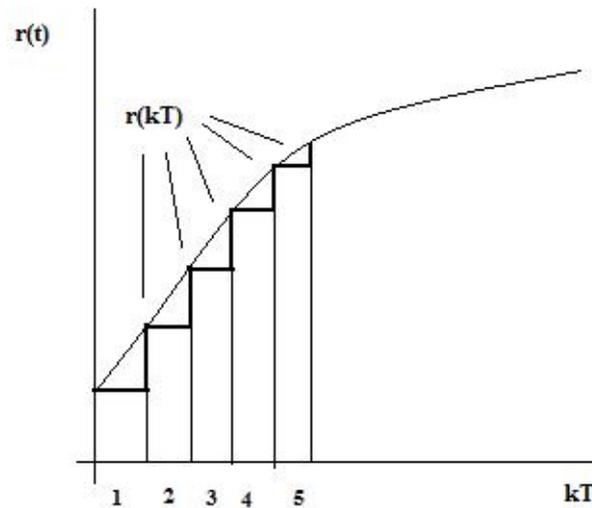


Figura 7.2: Discretização

Onde T é o tempo entre as conversões D/A do Arduino Due, isto é o Due faz a conversão A/D de $r(t)$ e $y(t)$ processa o sinal e faz a conversão D/A, gerando $u(t)$. Este sinal é "segurado" na saída, daí que introduz-se na simulação computacional no Simulink o bloco do Segurador de Ordem Zero - ZOH (*Zero Order Hold*). O ZOH segura o sinal por um intervalo de tempo T até que um novo ciclo seja repetido (conversão A/D de $r(t)$ e $y(t)$ e processamento). Há também seguradores cujos modelos são mais complexos como primeira ordem, segunda etc [13], mas neste trabalho o ZOH é suficiente.

A fig. 7.3 mostra um exemplo de saída de um ZOH.

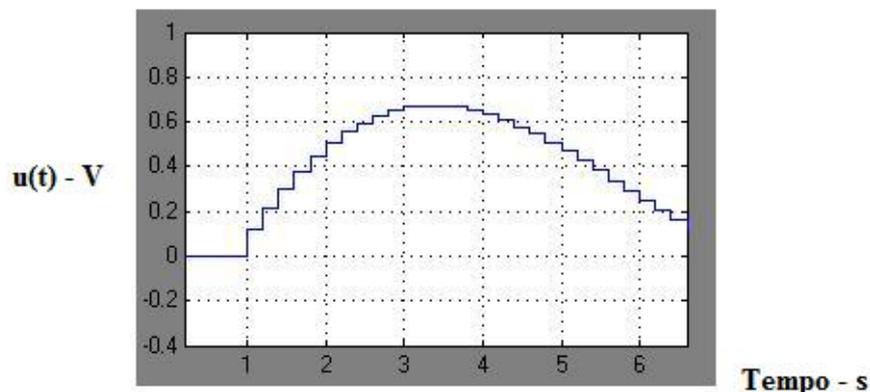


Figura 7.3: Saída típica de um Segurador de Ordem Zero - ZOH

O microcontrolador que sucessivamente repete o ciclo já designado está na categoria *embedded*, traduzido do inglês: fixo. No nosso caso o Arduino Due é programado para fazer a conversão para 12 bits em código binário [3], isto significa 2^{12} que representa 4096 níveis de tensão. As entradas analógicas do Arduino Due podem variar de 0 a 3,3V [17]. Com isto surge o primeiro problema pois o sinal pode alcançar em tese (-15 a +15 VCC) por causa do Amp. Op. 741. Na realidade 0 a 10VCC, pois 10VCC representa comando de abertura pleno. Necessita-se assim de um circuito de *interface* além de proteção das portas do Arduino Due para não queimá-lo, o qual será visto mais tarde. A sensibilidade máxima do Arduino programado com resolução de 12 bits é de $3,3/4096$ ou aproximadamente 0,8 mV. Ou seja uma boa sensibilidade. O mesmo acontece para os sinais $y(t)$ e $y(KT)$. Nos sinais $u(kT)$ e $u(t)$ faz-se a conversão D/A que no caso do Arduino Due representa um sinal analógico que vai de 0,55V a 2,75V [17]. Surgindo o segundo problema pois será visto na simulação com o Matlab que necessita-se na saída de um sinal simétrico de -3,3 a 3,3VCC. Isto exigirá um circuito que faça a polarização e adaptação, sendo visto mais tarde.

7.1 Por Quê Usar O Microcontrolador Arduino?

Poderia-se perguntar: -Por quê usar um microcontrolador ao invés de um microprocessador? A resposta é que o microcontrolador já embute os blocos A/D e D/A, tornando-o mais barato e funcional, coisa que o microprocessador não tem. Por quê escolher o microcontrolador Arduino ao invés por exemplo do 8051 da Intel ou de outros? O microcontrolador Arduino tem várias vantagens entre elas, as mais importantes são: aritmética de ponto flutuante, que por exemplo o 8051 não tem; baixo custo; linguagem de alto nível (C), o 8051, por exemplo, usa linguagem de baixo nível (Assembly); o Arduino também é *Open Source* obtendo-se todas as informações no site [17]. Por quê usar o Arduino Due? Na vasta família do Arduino, é o único que em sua saída tem um nível fixo de tensão CC, os outros possuem saída PWM (*Pulse-Width Modulation*), traduzido do inglês: Modulação de Largura de Pulso. Que tem um caráter ondulatório, o que demandaria o emprego de outra tecnologia no acionamento mecânico. O Arduino Due possui também uma frequência de clock interno de 84MHz, mais rápido portanto do que por exemplo o Arduino Mega 2560 (16MHz).

Observa-se que o sinal de erro $e(kT)$ (fig. 7.1) cai numa nova categoria de equações, chamadas **equações de diferenças lineares** [13] com aplicações também em Demografia e Economia.

7.2 Digitalização Modelo Original

Ver-se-á inicialmente se o regulador de velocidade pode ser digitalizado usando-se o modelo original da fig. 4.3. Para tanto entre vários métodos [13] para achar a função de tempo discreto equivalente da função contínua, utilizar-se-á o Método da Regra Trapezoidal, também conhecido como Método de Tustin. Em que se faz a seguinte substituição na função de transferência de tempo contínuo:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z - 1}{z + 1} \quad (7.1)$$

A fig. 7.4 é a repetição da fig. 4.3, modelo do regulador que queremos digitalizar.

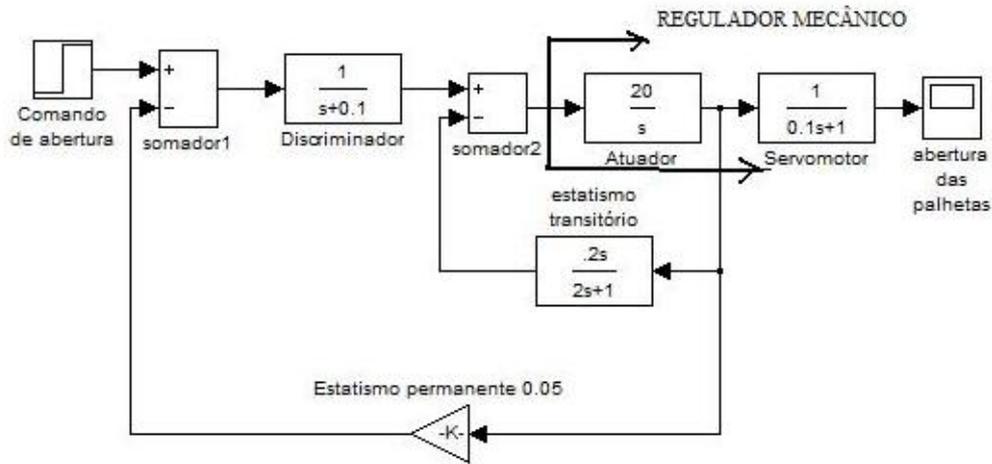


Figura 7.4: Modelo para modernização

Que após transformações resulta no diagrama equivalente abaixo (fig. 7.5), onde a bloco função de transferência é dada por:

$$\frac{2.s + 1}{2.s^2 + 5,2.s + 0,5} \quad (7.2)$$

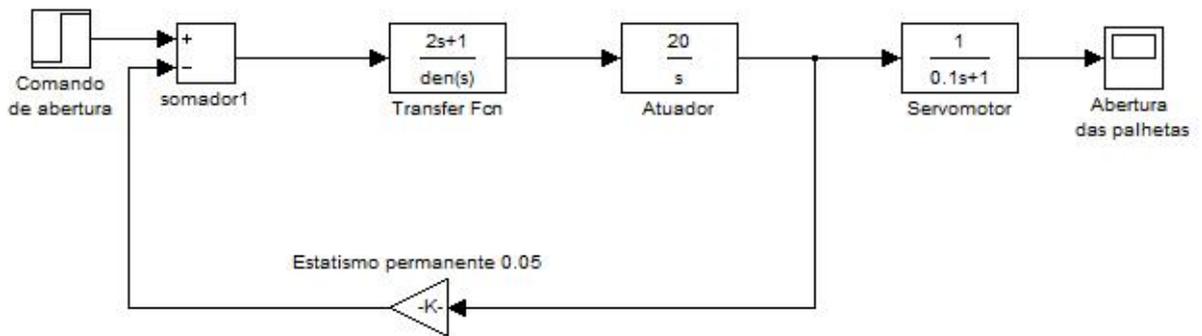


Figura 7.5: Diagrama em blocos equivalente

Utilizando-se a eq. 7.1 na eq. 7.2 tem-se que o modelo digitalizado fica:

$$\frac{\frac{4.(z-1)}{T.(z+1)} + 1}{\frac{8.(z-1)^2}{T^2.(z+1)^2} + \frac{10,4.(z-1)}{T.(z+1)} + 0,5} \quad (7.3)$$

Simplificando em função de T tem-se;

$$\frac{(T^2 + 4.T).z^2 + 2.T^2.z + T^2 - 4.T}{(8 + 10,4.T + 0,5.T^2).z^2 + (T^2 - 16).z + 8 - 10,4.T + 0,5.T^2} \quad (7.4)$$

Observe-se que este é um modelo de segundo grau (somente a parte digital, sendo o sistema como um todo de grau superior). Inspirado na bibliografia [13], utiliza-se um novo modelo digital de primeiro grau. Poderia-se questionar a validade desta simplificação em relação à estabilidade do modelo gerador-sistema de regulação de tensão e turbina-sistema de regulação de frequência. Entretanto Furnas Centrais Elétricas, em seus estudos de estabilidade, já utilizou modelos de reguladores simplificados de segundo grau como um todo, levantados pela resposta ao degrau em ensaios de campo.

7.3 Novo Modelo

Para projetar um modelo que mantenha razoavelmente as características transitórias do regulador, utiliza-se um sistema, como um todo, de segunda ordem. Introduce-se um bloco G para que o regulador original da fig. 7.4 fique de acordo com a fig. 3.22. Este novo arranjo é mostrado na fig. 7.6. Neste novo arranjo tem-se duas modificações, a realimentação vinda do atuador (fig. 7.4) virá da abertura do distribuidor, far-se-á também a redução do ganho do atuador para 1, exigindo-se um amplificador de ganho $1/20$ antes do atuador. Não representado na fig. 7.6, onde apenas se mostra o resultado. Faz-se agora o projeto do bloco G .

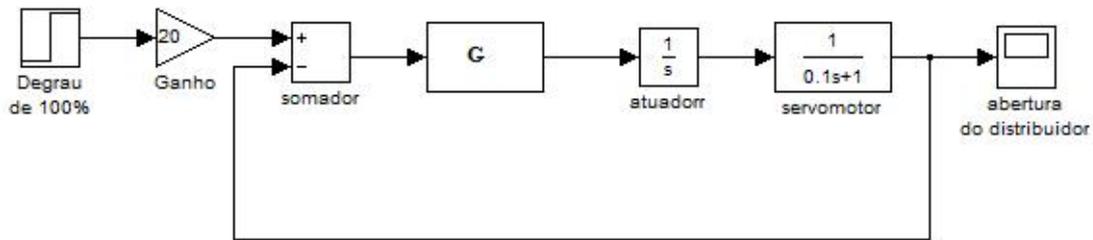


Figura 7.6: Diagrama básico do novo modelo

Simula-se um degrau de 100% no regulador original (fig. 7.4), no Simulink, obtendo-se a fig. 7.7.

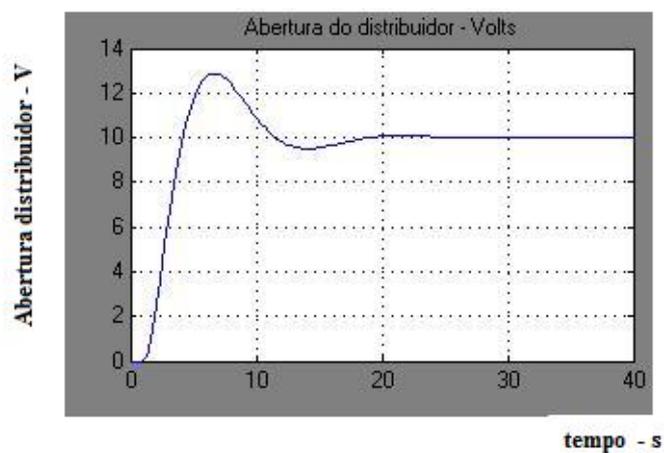


Figura 7.7: Degrau 100% na entrada do regulador original

Comparando-se a fig 3.23 com a fig. 7.7 encontra-se $\zeta = 0,35$ aproximadamente. De acordo com a eq. 3.20 e fig. 7.7, faz-se $t_s = 25s$. Portanto:

$$25 = \frac{4,6}{0,35 \cdot \omega_n} \quad (7.5)$$

Logo, $\omega_n = 0,52 \text{ rad/s}$, portanto de acordo com a fig. 3.22, G fica:

$$G = 0,52^2 \cdot \frac{0,1s + 1}{s + 0,36} = 0,27 \cdot \frac{0,1s + 1}{s + 0,36} \quad (7.6)$$

Conseqüentemente, tem-se que o modelo equivalente da fig. 7.6 fica (fig. 7.8):

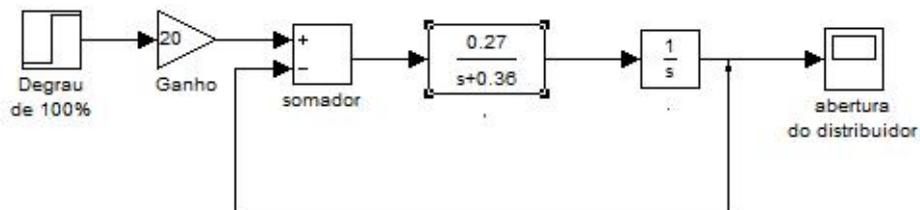


Figura 7.8: Sistema de segunda ordem equivalente

Comparando-se a fig. 3.22 com a fig. 7.8 tem-se que:

$$2 \cdot \zeta \cdot \omega_n = 2 \cdot 0,35 \cdot 0,52 = 0,36 \quad (7.7)$$

Como $\omega_n = 0,52 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$, e $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, tem-se que $f = 0,083 \text{ Hz}$. De acordo com [13], deve-se ter a frequência de amostragem (ω_s) pelo menos 20 vezes maior. O que resultaria $f_s = 1,65 \text{ Hz}$. Adota-se por segurança 5 Hz , resultando $T = \frac{1}{f_s} = 0,2 \text{ s}$.

7.4 Controlador Digital

A função G é que faz-se-á discreta, tornando-se o que é classificado de um Controlador Digital. De acordo com [13] o controlador digital D , equivalente de uma função do tipo de G , é dado por:

$$D(z) = k \cdot \frac{z - z_1}{z - z_2} \quad (7.8)$$

Esta técnica é conhecida como emulação [13]. Da eq. 7.6 tem-se que o zero de G é $s_1 = -10$. Como o próprio nome diz "zero" é um termo que especifica o valor da variável independente que torna o numerador da função zero. Da [13] tem-se que:

$$z_1 = e^{-10 \cdot 0,2} = 0,1353 \quad (7.9)$$

Da eq. 7.6 tem-se que o pólo $s_2 = -0,36$. "Pólo" é o termo que designa o valor da variável independente que torna o denominador zero, portanto tornando a função infinita. De [13] tem-se que:

$$z_2 = e^{-0,36 \cdot 0,2} = 0,9305 \quad (7.10)$$

Tem-se que da eq. 7.8:

$$D(z) = k \cdot \frac{z - 0,1353}{z - 0,9305} \quad (7.11)$$

Calcula-se agora o ganho k . As eq. 7.6 e 7.11 são equivalentes [13]. Portanto fazendo-se $s = 0$. Que equivale a $z = 1$ [13], tem-se:

$$k \cdot \frac{1 - 0,1353}{1 - 0,9305} = 0,27 \cdot \frac{0,10 + 1}{0 + 0,36} = 0,75 \quad (7.12)$$

Encontra-se $k = 0,06$ Então a eq. 7.11 torna-se:

$$D(z) = \frac{0,06z - 0,0082}{z - 0,9305} \quad (7.13)$$

Constrói-se o modelo da fig. 7.9 no Simulink [14]

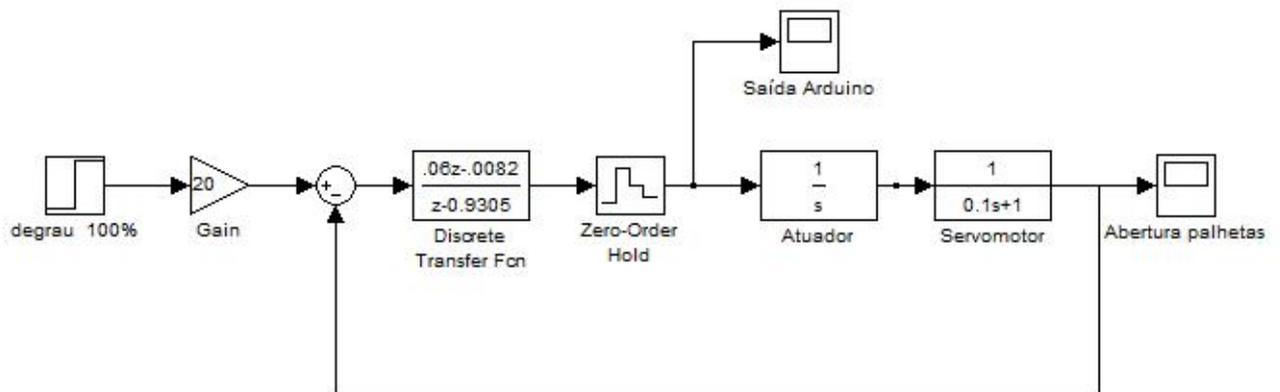


Figura 7.9: Modelo do regulador digitalizado

Cujos resultados são mostrados a seguir, simulando-se também a resposta do controlador digital:

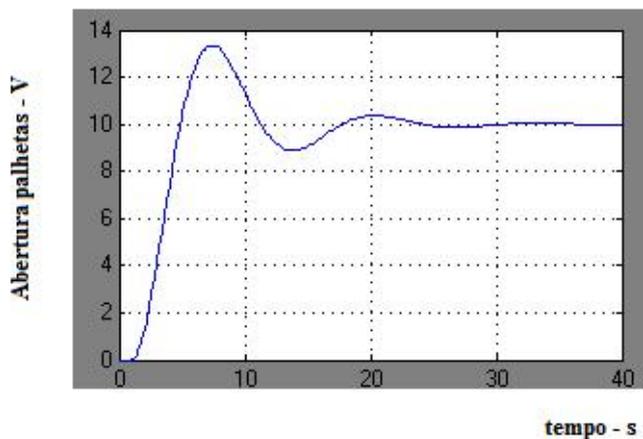


Figura 7.10: Resposta do regulador ao degrau de 100%

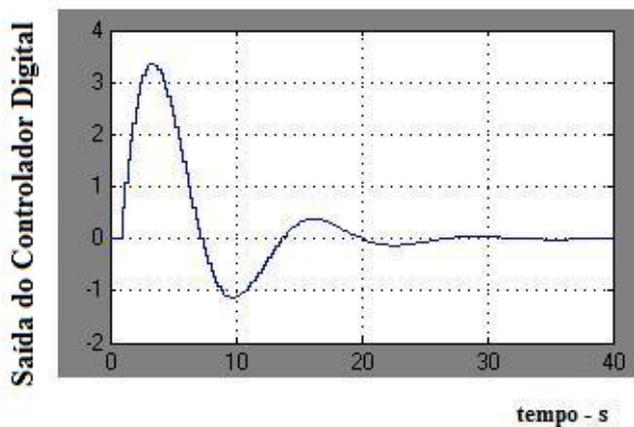


Figura 7.11: Saída do controlador digital ao degrau de 100%

Compara-se em seguida as fig. 7.10 e 7.7 observa-se que apesar dos sistemas serem de grau e tecnologia diferentes possuem uma relativa semelhança nas respostas. Simula-se em seguida um degrau de 20%, pois este será o padrão para o ensaio do circuito eletrônico do Arduino em bancada.

Registra-se também a resposta do controlador digital.

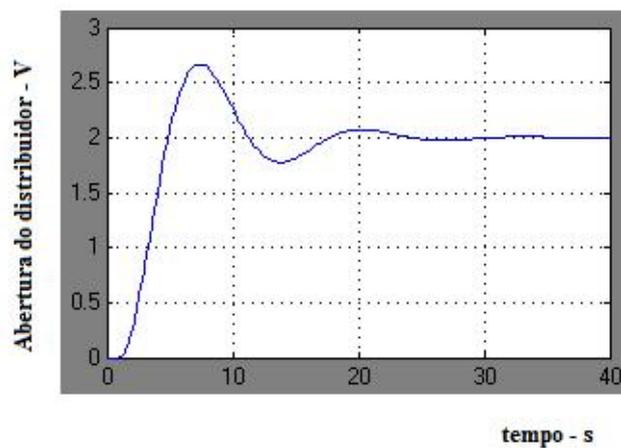


Figura 7.12: Resposta ao degrau de 20% do regulador

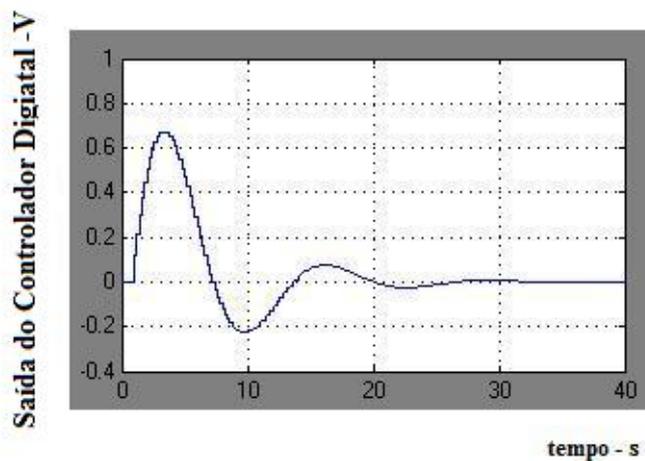


Figura 7.13: Resposta ao degrau de 20% do Controlador Digital

Note-se que "abertura das palhetas" e "abertura do distribuidor" são termos similares.

Passa-se agora para a programação do Arduino, para que ele execute a ação do controlador digital, $D(z)$. A fig. 7.14 mostra o diagrama esquemático do regulador.

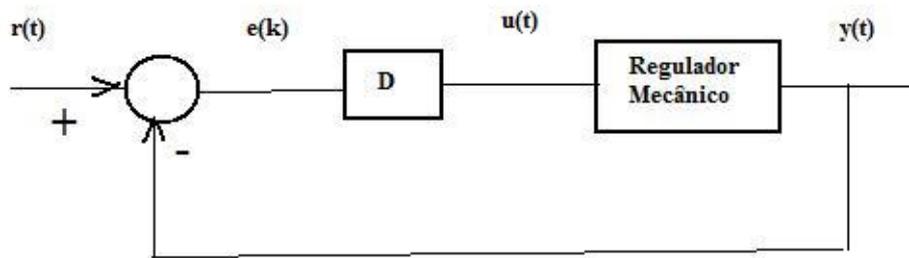


Figura 7.14: Diagrama do Regulador Digital

Na figura tem-se que $r(t)$ é o comando de abertura contínuo, $e(k)$ é o sinal de erro discreto, $u(t)$ é a saída do controlador digital e $y(t)$ é a abertura do distribuidor. Conforme calculado na seção anterior (eq. 7.13), tem-se para o controlador digital D:

$$D(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{0,06.z - 0,0082}{z - 0,9305} \quad (7.14)$$

Dividindo-se o numerador e o denominador por z tem-se:

$$D(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{0,06 - 0,0082.z^{-1}}{1 - 0,9305.z^{-1}} \quad (7.15)$$

Ou, de forma equivalente:

$$u(z).(1 - 0,9305.z^{-1}) = e(z).(0,06 - 0,0082.z^{-1}) \quad (7.16)$$

De [13] tem-se que:

$$\mathcal{Z}\{u(k-1)\} = z^{-1}.u(z) \quad (7.17)$$

Aplicando-se sucessivamente esta equação na eq. 7.16 e calculando-se a Transformada Inversa-z, obtém-se a seguinte equação de diferença.

$$u(k) = 0,9305.u(k-1) + 0,06.e(k) - 0,0082.e(k-1) \quad (7.18)$$

Para programar o controlador digital, deve-se desmenbrar esta equação em duas [13], a saber:

$$u = u' + 0,06.e \quad (7.19)$$

$$u' = 0,9305.u_{old} - 0,0082.e_{old} \quad (7.20)$$

O algoritmo 3 do controlador digital encontra-se no Apêndice.

Observe-se que há um erro no exemplo dado por [13]. Ao invés de fazer-se $e = r - y$, faz-se $e = y - r$.

Capítulo 8

Implementação do Circuito de Interface do Arduino

Na implementação do circuito eletrônico de *interface* dos Amp. Op. com o Arduino, tem-se alguns problemas para superar-se. O primeiro é a questão da proteção. Durante os ensaios com o Arduino, queimou-se três placas do Arduino Due. A alimentação do Arduino Due [17], deverá ser entre 7VCC e 12VCC, para isto usa-se o regulador 7808. Já usou-se o 7812, mas a tensão da rede estava muito alta e ao invés de 12V na saída teve-se 14VCC queimando-se o Due. Na fonte de alimentação descrita no cap. 6, os reguladores 7815 e 7915 têm de usar dissipadores de calor, o mesmo acontecendo com o 7808. Para conectar-se a tensão de alimentação da fonte de 8VCC para o Arduino, emprega-se o conector embutido na placa do Arduino. O circuito de alimentação do Arduino Due é mostado na fig. 8.1. A pinagem do 7808 é a mesma do 7815, mostrada na fig. 6.5.

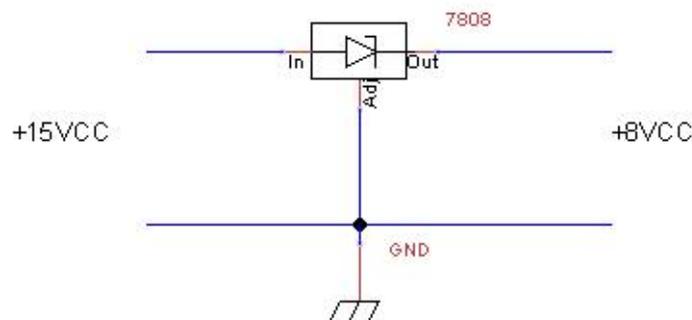


Figura 8.1: Regulador de tensão 7808

8.1 Proteção das Entradas Analógicas do Arduino Due

O próximo problema a ser vencido, é a leitura do sinal analógico de referência, $r(t)$, que será lido pela entrada analógica A0 do Arduino Due, e o sinal de realimentação $y(t)$ (abertura do distribuidor), que será lido pela entrada analógica A1 do Arduino Due, conforme fig. 7.14. Estes dois sinais são provenientes do Amp. Op. 741, e portanto podem potencialmente ter a tensão de saída variável de $-15VCC$ à $+15VCC$. As entradas analógicas da família do Arduino podem assumir valores de 0 à $5VCC$, exceto o Arduino Due que só pode variar de 0 à $3,3VCC$. Se este valor for ultrapassado o Due queimará [17]. Para evitar que a tensão de $+15VCC$ atinja A0 ou A1, utiliza-se na entrada de cada porta dois diodos Zener (1N746) inversamente polarizados, e um fusível de 100mA, conforme mostrado na fig. 8.2. Empregam-se dois 1N746 por tratarem-se de diodos Zener, que cada um suporta corrente de condução reversa de 120mA, e tensão Zener de $3,3VCC$, como pode ser visto nos *datasheets* dos fabricantes no Google usando a palavra de busca 1N746. Como o menor fusível encontrado foi de 100mA, tem-se que na queima do fusível a corrente que passará em cada Zener será de 50mA, menor do que 120mA, não danificando o Zener, e isolando assim a porta (A0 ou A1) sujeita à sobretensão, que o Zener manterá próximo de $3,3VCC$ até a queima do fusível.

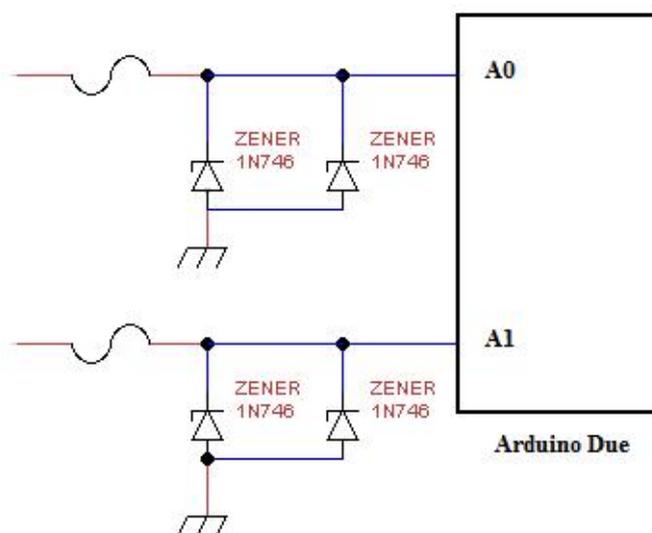


Figura 8.2: Proteção de sobretensão

A fig 8.3 mostra a curva de um diodo de Silício [3],

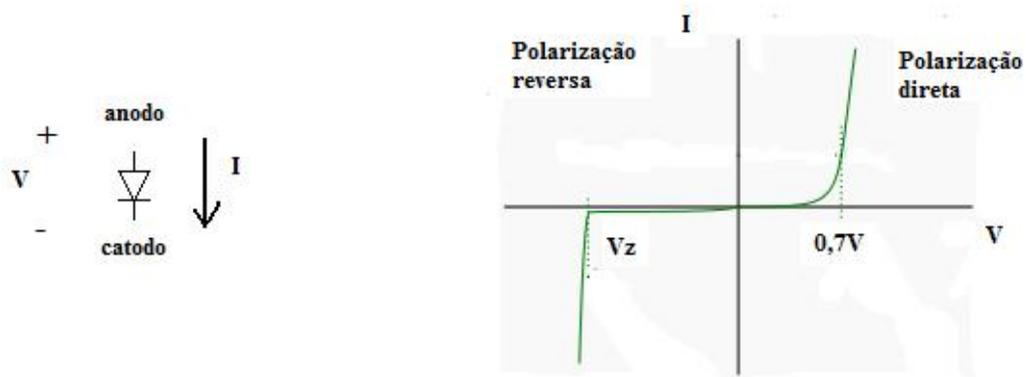


Figura 8.3: Curva $I \times V$ de um Diodo de Silício

Os diodos (entre eles o Zener) funcionam do seguinte modo (fig. 8.3). Quando se tem a tensão no terminal do anodo maior do que o catodo no diodo, (V positivo) dizemos que ele está diretamente polarizado e se esta tensão for maior do que $0,7V_{CC}$ no diodo de Silício, o diodo funciona como um curto-circuito. Ao inverter-se a tensão (V negativo) i.e. diodo inversamente polarizado, a corrente é praticamente nula, funcionando o diodo como um circuito aberto. Entretanto para os diodos comuns, a tensão inversa tem um limite (tensão de avalanche) a partir do qual o diodo conduz, danificando-o. O diodo Zener é projetado para trabalhar nesta região, dentro de um limite de corrente reversa, produzindo uma tensão constante, dita tensão Zener (V_z). Portanto na fig. 8.2 se A0 ou A1 assumirem valores positivos, os diodos Zener estarão inversamente polarizados, não interferindo no Due, desde que a tensão seja menor que a tensão Zener ($3,3V$, no caso do 1N746). Ao passar a tensão Zener eles começam a conduzir, e como não há nos circuito resistores externos para limitar a corrente, esta crescerá até a queima do fusível.

Se A0 ou A1 assumirem tensões negativas inferiores à $-0,7V$, os diodos Zener passam a estar diretamente polarizados transformando-se num curto circuito, fazendo com que a tensão nas portas A0 ou A1 sejam travadas em $-0,7V_{CC}$. Isso fará com que um terminal do fusível tenha-se a tensão negativa indesejada, e no terminal oposto do fusível $-0,7V_{CC}$, como a resistência do fusível é praticamente zero, teria-se uma corrente infinita no fusível, fundindo o fusível e isolando a porta do Due da tensão negativa indesejada, evitando-se assim a queima da porta analógica. A fig. 8.4 mostra a pinagem do diodo.

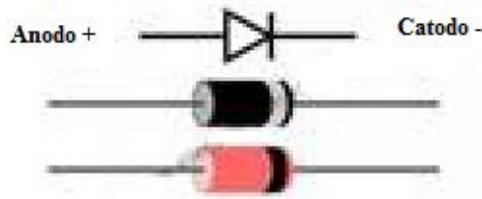


Figura 8.4: Pinagem do diodo

Assim empregando-se apenas o diodo Zener 1N746 e fusível, consegue-se simultaneamente a proteção de sobretensão e subtensão das entradas analógicas A0 e A1 do Arduino Due. Antes deste circuito, utilizou-se para proteção de sobretensão e subtensão de cada porta o circuito abaixo, que não teve um comportamento plenamente linear.

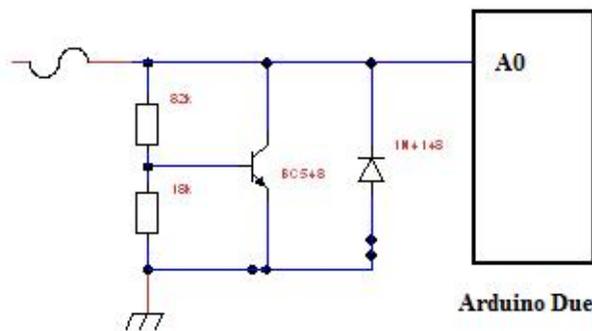


Figura 8.5: Proteção de sobretensão

8.2 Circuito de *Interface* das Entradas do Arduino Due

Projeta-se agora o circuito de comando de abertura do distribuidor, que de acordo com a fig. 7.14 é $r(t)$, i.e. a referência. Por tratar-se de um regulador digital, poderia-se fazer a referência também digital, usando as portas digitais do Arduino Due, contornando assim um problema de manutenção recorrente em reguladores analógicos, a saber: a geração de ruído nos potenciômetros de ajuste da referência, devido ao atrito e desgaste. Entretanto a título de comparação com o regulador analógico já estudado, manteremos a referência analógica. A fig. 8.6 mostra o circuito de referência, com as proteções, na entrada A0 do Due.

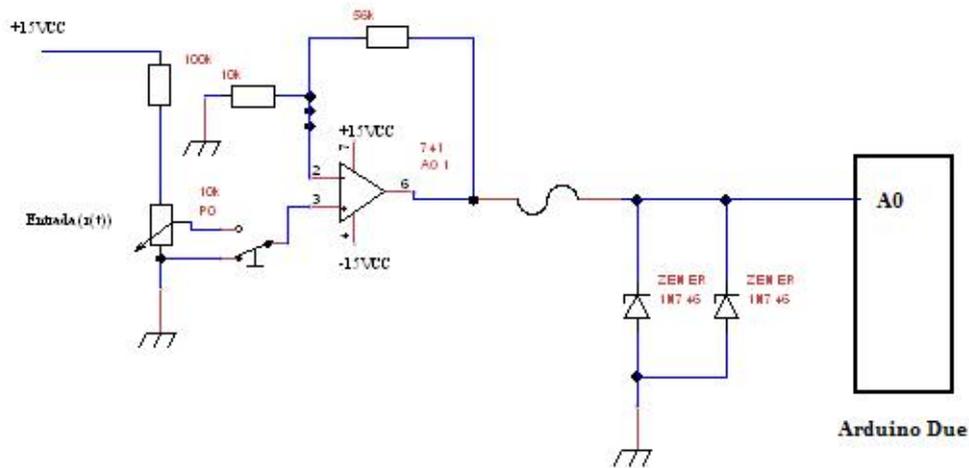


Figura 8.6: Circuito de interface de entrada

O circuito para gerar o degrau de 20% é o mesmo da fig. 6.14. Temos que a configuração do Amp. Op. AO1 é a de um amplificador não inversor [12], assim ao ter-se P0 ajustado em 0.5 VCC, ou comando de abertura de 100%, tem-se que A0 será:

$$\left(1 + \frac{56}{10}\right) \cdot 0,5 = 3,3VCC \quad (8.1)$$

Ou seja o valor máximo permitido para A0. Para a realimentação A1, que utiliza o sinal de realimentação de abertura do distribuidor $y(t)$, proveniente do regulador mecânico, conforme fig. 7.14, tem-se que para abertura de 100%, $y(t)$ assume 10VCC. A fig. 8.7 mostra o circuito com as proteções.

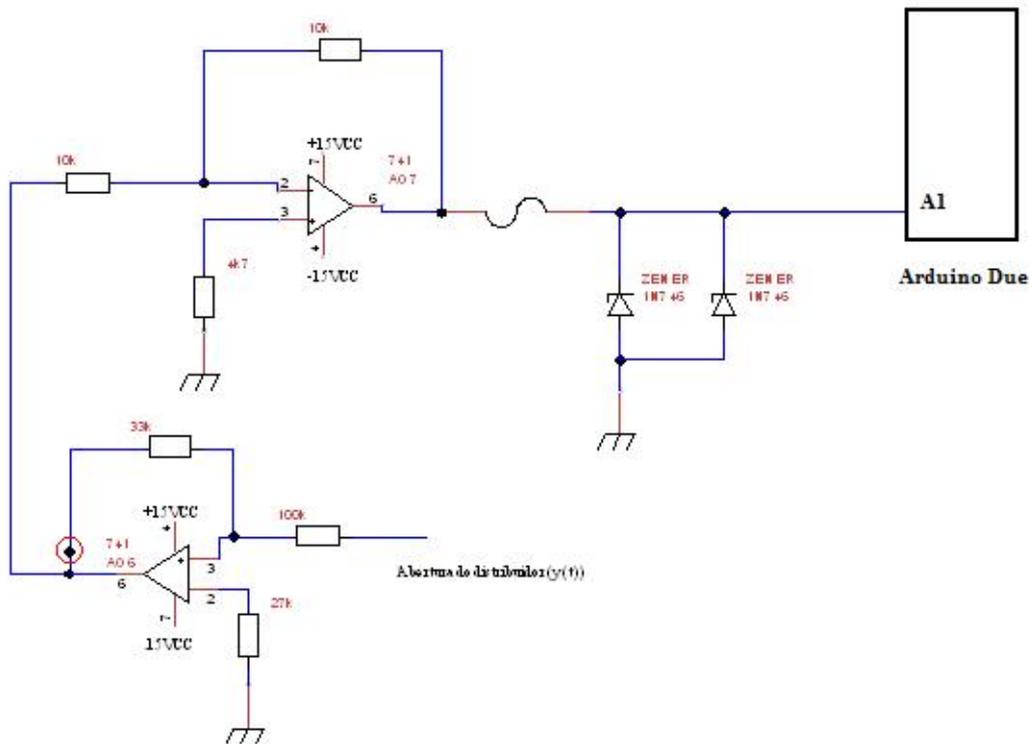


Figura 8.7: Circuito de proteção da realimentação

Calcula-se agora a tensão de A1 para $y(t)$ igual a 10VCC. Tem-se que o sinal $y(t)$ entra na entrada inversora de AO6 na fig. 8.7. AO6 está na configuração amplificador-inversor [12], a saída de AO6 será:

$$-\frac{33}{100} \cdot 10 = -3,3VCC \quad (8.2)$$

O resistor compensador [12] é assim calculado:

$$\frac{100.33}{100 + 33} = 24,8 \quad (8.3)$$

Utiliza-se um resistor comercial de $27k\Omega$. A saída de AO6, entra no amplificador inversor de ganho -1, portanto a entrada A1 do Arduino Due será de $3,3 VCC$. Calcula-se então o resistor compensador, chega-se a metade das duas resistências que são iguais, adotando-se o valor comercial de $4,7k\Omega$. Projeta-se em seguida o circuito de *interface* da saída do Arduino Due.

8.3 Circuito de *Interface* da Saída do Arduino Due

O Arduino Due tem duas saídas analógicas, DAC0 e DAC1, provavelmente é devido a isto que ele se denomine Due (dois em italiano). Como o Due foi originalmente projetado para aplicações de audio, tem-se a possibilidade de produzir-se som estéreo. Utiliza-se neste trabalho a saída DAC0. Para utilizar-se DAC0 há um problema. Conforme [17] o valor compreendido de tensão de DAC0 é entre $0,55V$ e $2,75V$. Mas conforme as figuras 7.10 e 7.11, para um degrau de 100% o sinal $u(t)$, que alimenta o primeiro bloco do regulador mecânico, mas precisamente o atuador, vide fig. 7.14, atinge um máximo de $3,4VCC$, e valores negativos. Tem-se que fazer então uma adaptação, que é proposta a seguir. O valor médio da saída de DAC0 é:

$$\frac{2,75 + 0,55}{2} = 1,65 \quad (8.4)$$

Subtraindo-se os dois valores da referência escolhida de $1,65VCC$.

$$2,75 - 1,65 = 1,1V \quad (8.5)$$

e

$$0,55 - 1,65 = -1,1V \quad (8.6)$$

Após isto será necessário fazer-se a amplificação para que ao invés de 1,1V tenha-se 3,4V na entrada do atuador, i.e. praticamente uma amplificação de 3 . A fig. 8.8 mostra esquematicamente o que se deve fazer.

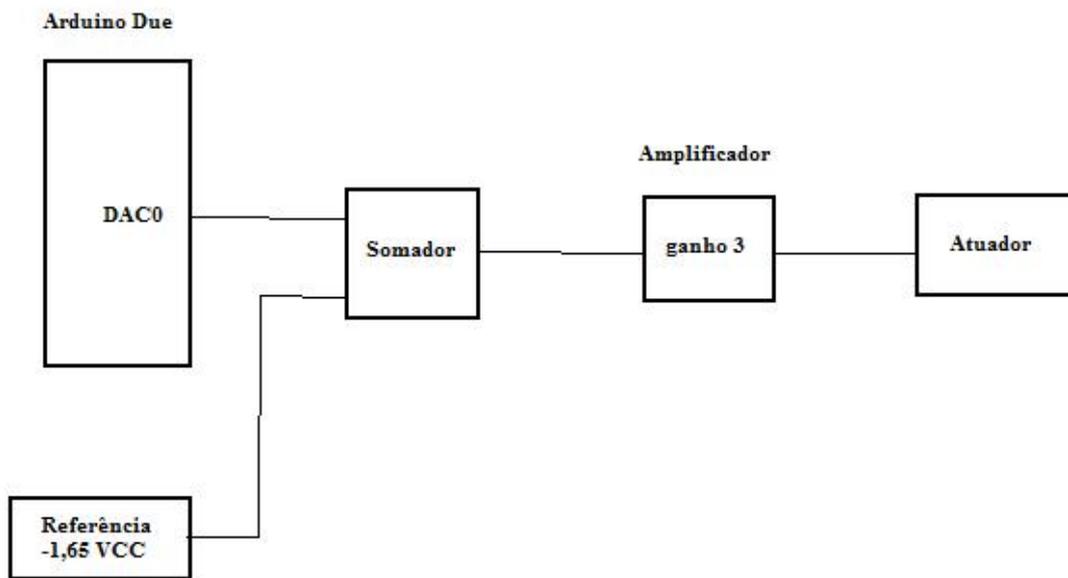


Figura 8.8: Diagrama esquemático da *interface* de saída

Emprega-se no circuito de referência um diodo 1N4148, poderia ser um diodo zener, usa-se a propriedade de que um diodo de Silício, quando diretamente polarizado, apresenta em seus terminais $0,7V_{CC}$ [3].

A fig. 8.9 mostra o circuito eletrônico da fig. 8.8.

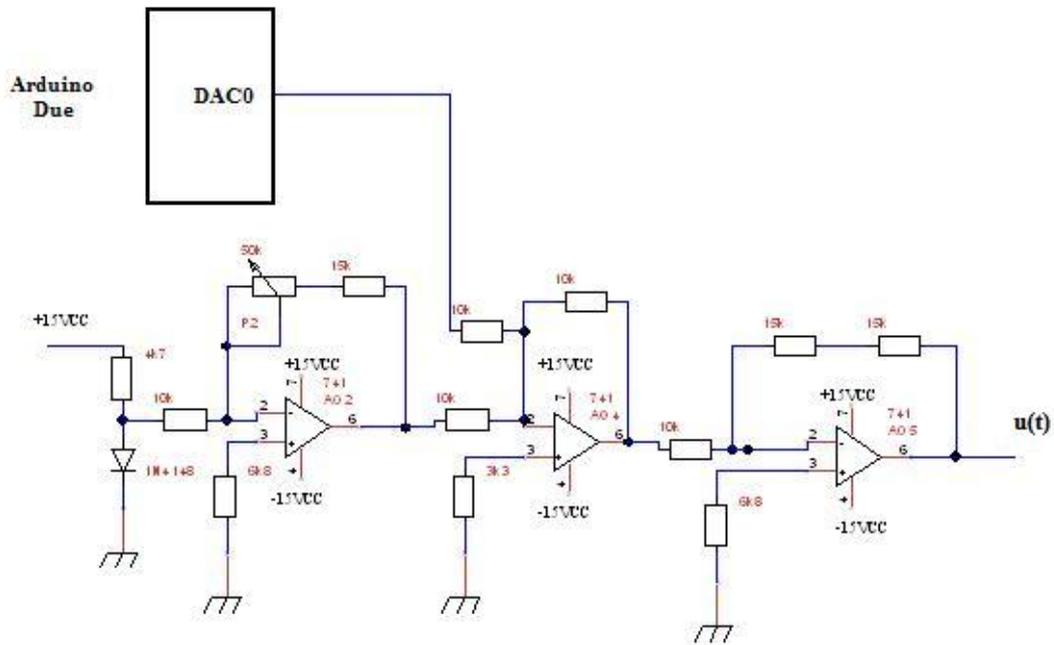


Figura 8.9: Circuito de *interface* de saída

A corrente que passa no resistor de $4,7k\Omega$, em série com o diodo 1N4148, é dada pela queda de tensão no resistor dividida pelo valor da resistência, ou seja:

$$\frac{15 - 0,7}{4700} = 3,04mA \quad (8.7)$$

Portanto esta corrente, que é a do 1N4148, está bem abaixo do valor da corrente de condução direta máxima do diodo (200 mA). O Amp. Op. AO2 na fig. 8.9 está na configuração amplificador inversor, Deseja-se que a saída seja de $-1,65VCC$, fazendo-se $R_1 = 10k\Omega$, calcula-se R_f .

$$-1,65 = 0,7 \cdot \left(-\frac{R_f}{10}\right) \quad (8.8)$$

Daí encontra-se $R_f = 23,6\Omega$, por isto optou-se por um potenciômetro (conhecido como trimpot em série com um resistor de $15k\Omega$. Com o circuito alimentado deve-se preliminarmente ajustar-se o trimpot P_2 , para que a saída do Amp. Op. AO2 seja $-1,65$ VCC. O resistor de compensação de AO2, é então calculado.

$$\frac{23,6 \cdot 10}{23,6 + 10} = 7,02 \quad (8.9)$$

Emprega-se o resistor comercial de $6,8k\Omega$. A saída do Amp. Op. AO2 vai para uma das entradas de AO4, a outra entrada é a saída DAC0 do Arduino Due. AO4 funciona como um somador com a saída com sinal invertido. Pode-se usar o Teorema da superposição em AO4. Fazendo-se DAC0 zero, tem-se que a referência ($-1,65$) o Amp. Op. AO4 está na configuração amplificador inversor. Portanto a saída de AO4 será:

$$-1,65 \cdot \left(-\frac{10}{10}\right) = 1,65 \quad (8.10)$$

Fazendo-se agora a referência igual a zero, teremos a mesma situação para DAC0.

$$DAC0 \cdot \left(-\frac{10}{10}\right) = -DAC0 \quad (8.11)$$

Portanto quando os dois sinais estão presentes, temos que a saída de AO4 será:

$$-(DAC0 - 1,65) \quad (8.12)$$

O resistor de compensação será:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{10} + \frac{1}{10} + \frac{1}{10} \quad (8.13)$$

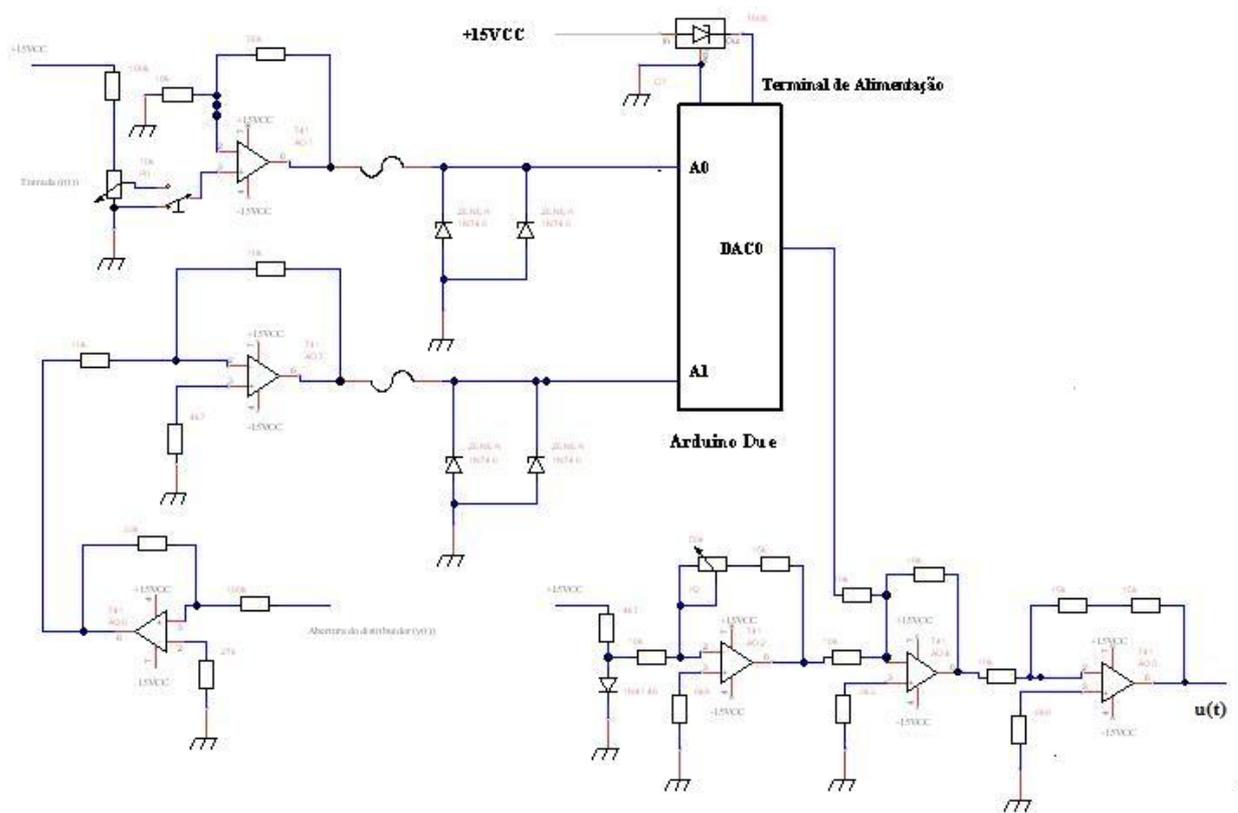
Isto é $R = 3,33k\Omega$, ou comercialmente $3,3k\Omega$. O sinal de saída do Amp. Op. AO4 vai para AO5 que está também na configuração amplificador inversor, tem-se que a saída de AO5, $u(t)$, será:

$$u(t) = -(DAC0 - 1,65) \cdot \left(-\frac{15 + 15}{10}\right) = 3 \cdot (DAC0 - 1,65) \quad (8.14)$$

Para o resistor de compensação, tem-se:

$$R = \frac{30 \cdot 10}{30 + 10} = 7,5 \quad (8.15)$$

Adota-se o valor comercial de $6,8k\Omega$. Em relação a porta DAC0, só falta um pormenor, os níveis de tensão compreendidos por DAC0 estão entre $0,55V_{CC}$ e $2,75V_{CC}$. DAC0 faz a conversão D/A no Arduino Due [17] através do comando `analogWrite(DAC0,)`, que será empregado no próximo capítulo. Adotando-se uma resolução de 12 bits para o conversor D/A (DAC0), tem-se $2^{12} = 4096$ níveis de tensão de saída [3], começando-se em zero e indo-se até 4095. Ora deseja-se que $u(t)$ assuma $0V_{CC}$ quando DAC0 estiver com $1,65 V_{CC}$ (ponto médio entre $0,55$ e $2,75$), ou seja este ponto é o ponto de polarização de DAC0. Quando não houver comando de regulação do Due, DAC0 deverá estar com $1,65V_{CC}$, para isto acontecer faz-se uma soma de $4095/2$, aproximadamente 2047, na saída de DAC0, no código computacional, antes do comando `analogWrite(DAC0,)` de conversão A/D. A fig 8.10 mostra o circuito completo de *interface* do Arduino Due.

Figura 8.10: Circuito de *Interface* do Arduino Due

A fig. 8.11 mostra a montagem do circuito de *interface* em uma matriz de contatos.

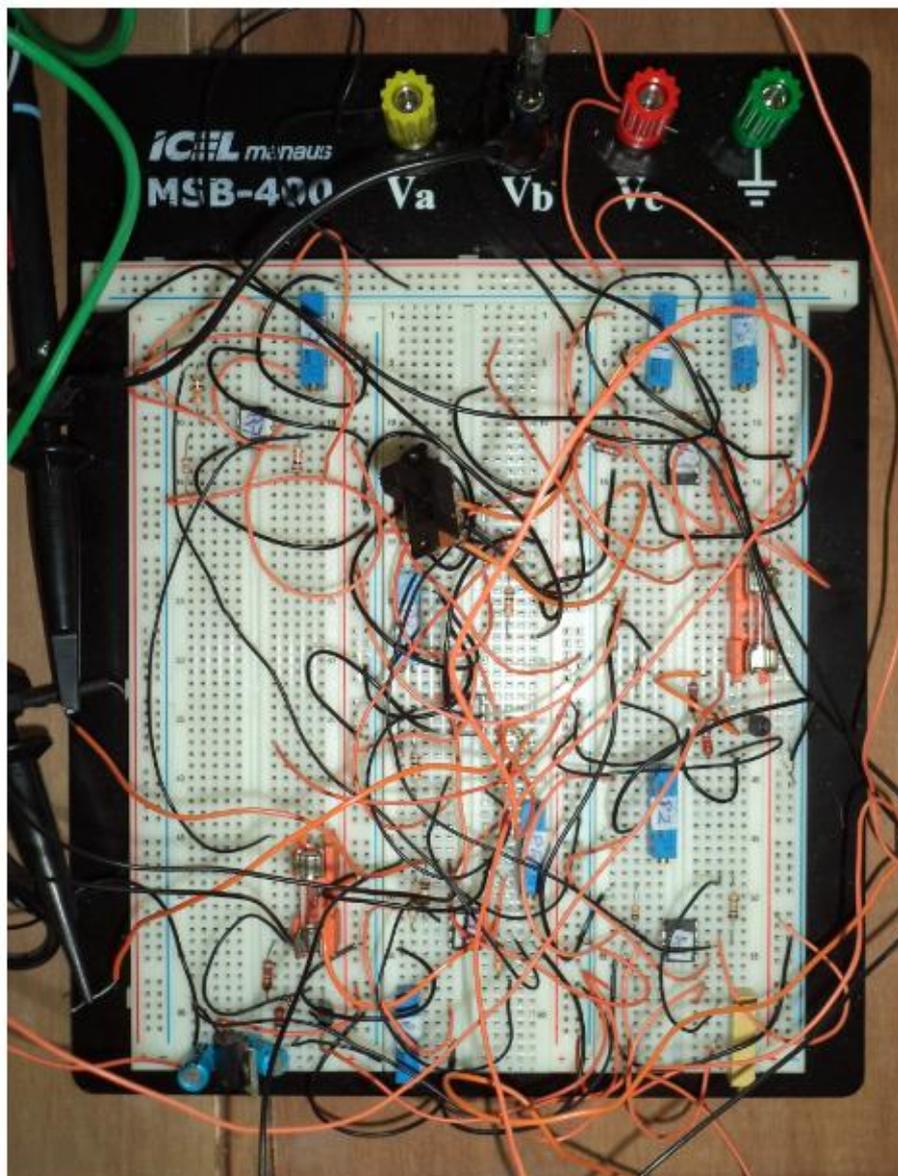


Figura 8.11: Circuito montado de *interface*

A fig. 8.12 mostra o Arduino Due.

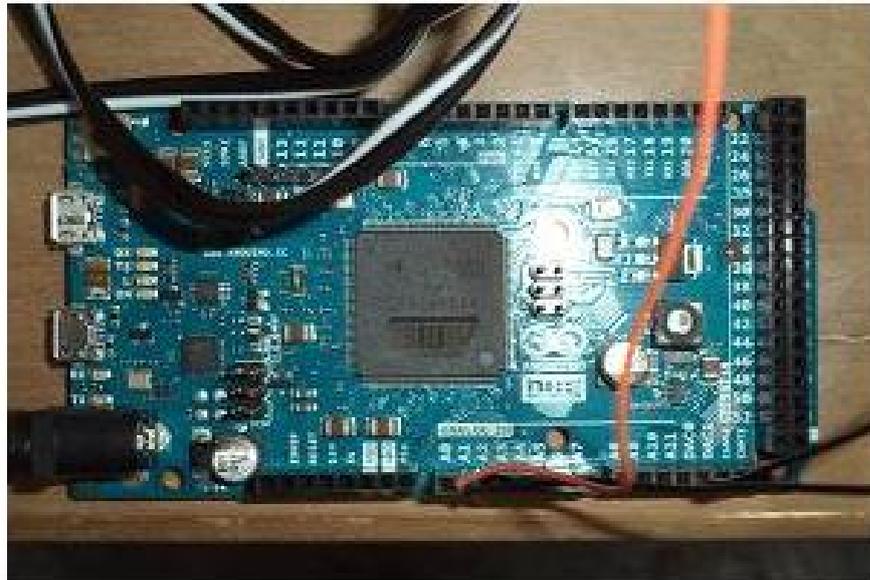


Figura 8.12: Placa do Arduino Due

8.4 Circuito do Regulador de Velocidade

Na fig. 4.10 tem-se incluído, o modelo do regulador mecânico, com o atuador e o servomotor. A diferença, do regulador mecânico, com a fig. 7.9 é que o atuador agora não tem mais o ganho de 20 e a realimentação é feita após o servomotor. O circuito da fig. 8.13 simula os modelos do atuador e o servomotor da fig. 7.9, provando-se a seguir.

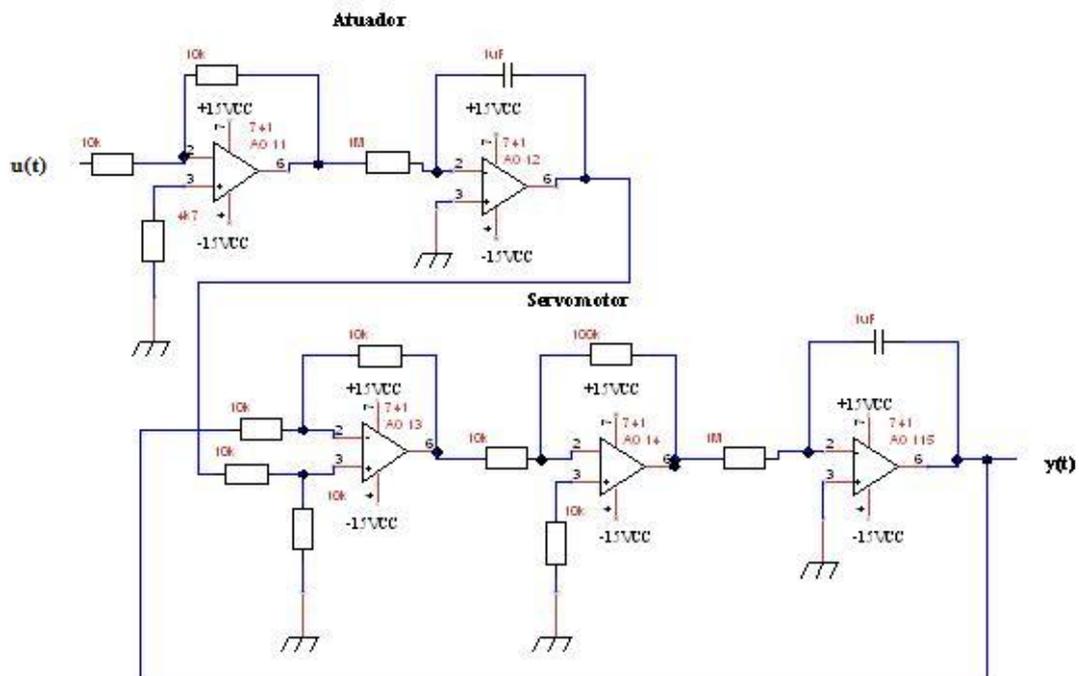


Figura 8.13: Regulador mecânico

Na fig. 8.13, $u(t)$ é proveniente da saída do circuito de *interface* do Due mostrado na fig. 8.10. O sinal $u(t)$ vai passar pelo atuador (fig. 8.13), primeiro através do Amp. Op. AO11, na configuração amplificador inversor de ganho -1, a mesma configuração de AO7 na seção 8.2. Em seguida o sinal é integrado e invertido pelo Amp. Op. AO12, já calculado em AO3 pelas equações 6.21, 6.22 e 6.23. Portanto, temos que o modelo do atuador em Transformada de Laplace é $1/s$. Em seguida o sinal vai para o servomotor (fig. 8.13), entrando no Amp. Op. AO13, que está configurado como somador, fazendo a subtração da saída de AO12 com o sinal $y(t)$, na mesma configuração do já calculado somador2 da fig. 6.17. A seguir o sinal entra em AO14, que está na configuração amplificador inversor, cujo ganho é:

$$-\frac{100}{10} = -10 \quad (8.16)$$

O valor do resistor compensador é dado por:

$$\frac{100 \cdot 10}{100 + 10} = 9,09k\Omega \quad (8.17)$$

Utiliza-se o valor comercial de $10k\Omega$. Em seguida o sinal é integrado e invertido pelo Amp. Op. AO15, o qual já foi visto. Desta forma executando o bloco da Transformada de Laplace do servomotor, indicado na fig. 7.9. A fig. 8.14 mostra a montagem do circuito de simulação eletrônica do regulador mecânico em uma matriz de contatos.

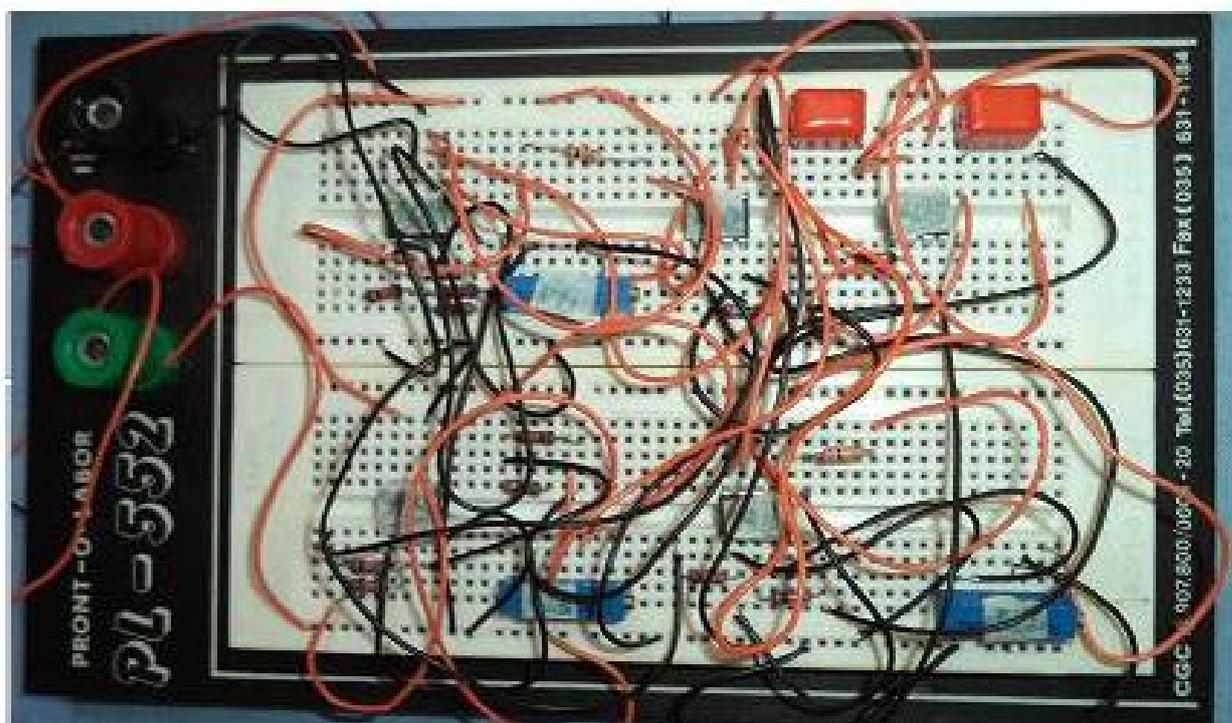


Figura 8.14: Circuito montado do regulador mecânico

Capítulo 9

Implementação de Código Computacional do Arduino Due

Estando o *hardware* preparado, passa-se agora ao *software*. O algoritmo 3, que se encontra no Apêndice, desenvolvido na seção 7.3, precisa ser escrito na linguagem computacional do Arduino Due. Inspirado no código do Arduino Due [17] para reguladores PID, todas as variáveis terão dupla precisão, exceto a que faz a conversão D/A que precisa ser inteira, caso contrário, será gerado ruído na saída. No algoritmo 4, que se encontra no Apêndice, inicializa-se todas as variáveis com zero. A seguir defini-se A0 como a entrada analógica no pino 0, o mesmo se dando para A1 no pino 1. Estabelece-se então que a leitura do conversor A/D (A0 e A1) será em 12 bits, a escrita do conversor D/A (DAC0) será também em 12 bits. A seguir o programa entra em um laço perpétuo, defini-se ri como a leitura da porta A0, entretanto na fig. 8.6 para um comando de 100% de abertura faz-se a leitura no potenciômetro de $0,5VCC$. Ora o ganho dado pela fig. 7.9 é de 20, portanto tem-se $0,5 \times 20 = 10VCC$, por outro lado tendo-se $0,5VCC$ no potenciômetro tem-se da seção 8.2 que $A0 = 3,3VCC$, devido a conversão A/D (comando `analogRead()`) que transforma para o número 4095, desta forma tem-se a relação linear da referência r (fig. 7.14) e ri . A variável r será usada no cálculo do controlador digital.

$$r = ri \cdot \frac{10}{4095} \quad (9.1)$$

Faz-se em seguida a leitura da abertura do distribuidor, yi (fig. 7.14) que para 100% de abertura é de $10VCC$. O circuito de interface de A1 (seção 8.2) transforma $10VCC$ para $3,3VCC$, que o conversor A/D (comando `analogRead()`) transforma para 4095, então a relação entre yi e y é:

$$y = yi \cdot \frac{10}{4095} \quad (9.2)$$

Transposta estas etapas o Due está pronto para agir como controlador digital, seguindo-se o cálculo de u pelo algoritmo 3. Introduce-se uma variável inteira, $uaux$. De acordo com a simulação no Simulink (fig. 7.11) o maior valor que u assume é 3,4V. Já foi visto na seção 8.3, que deve-se somar 2047 à porta DAC0, portanto tem-se que se u assumir 3,3V, $uaux$ assume 4095, assim a relação entre u e $uaux$, fazendo-se a conversão de variável double para int é:

$$uaux = int\left(\frac{2047}{3,4} \cdot u + 2047\right) \quad (9.3)$$

Em seguida faz-se a conversão D/A por meio do comando `analogWrite(DAC0, uaux)`, procede-se ao cálculo do controlador digital, aguarda-se 200 ms (especificado no algoritmo 3), repetindo-se o laço de programação. O algoritmo 4 encontra-se no Apêndice.

O ensaio será realizado na próxima seção.

9.1 Ensaio do Protótipo do Regulador Eletrônico Digital



Figura 9.1: Circuito de ensaio do protótipo do regulador eletrônico digital

Entrada (mV)	Saída (V)
0	0,78
100	2,53
200	4,35
300	6,31
400	8,46
500	10,47

A fig. 9.1 mostra o circuito de ensaio do protótipo do regulador eletrônico digital (*interface* e Arduino Due) conectado à fonte CC e o circuito do simulador do regulador mecânico, com o osciloscópio digital e multímetro digital. Os equipamentos de medição são os mesmos do cap. 6. Inicialmente levantou-se a linearidade entre a tensão de entrada, $r(t)$ e saída, $y(t)$ (fig. 7.14), mostrada na tabela acima. O gráfico da fig. 9.2 mostra uma boa linearidade. Como com as portas do Due A0 e A1 desconectadas (0V), a saída DAC0 apresentava tensão de 1,72VCC (ao invés de 1,65VCC). Ajustou-se na fig 8.9 o trimpot de $50k\Omega$ de AO2, para que a saída de AO2 fosse também 1,72VCC, levantando-se a tabela acima.

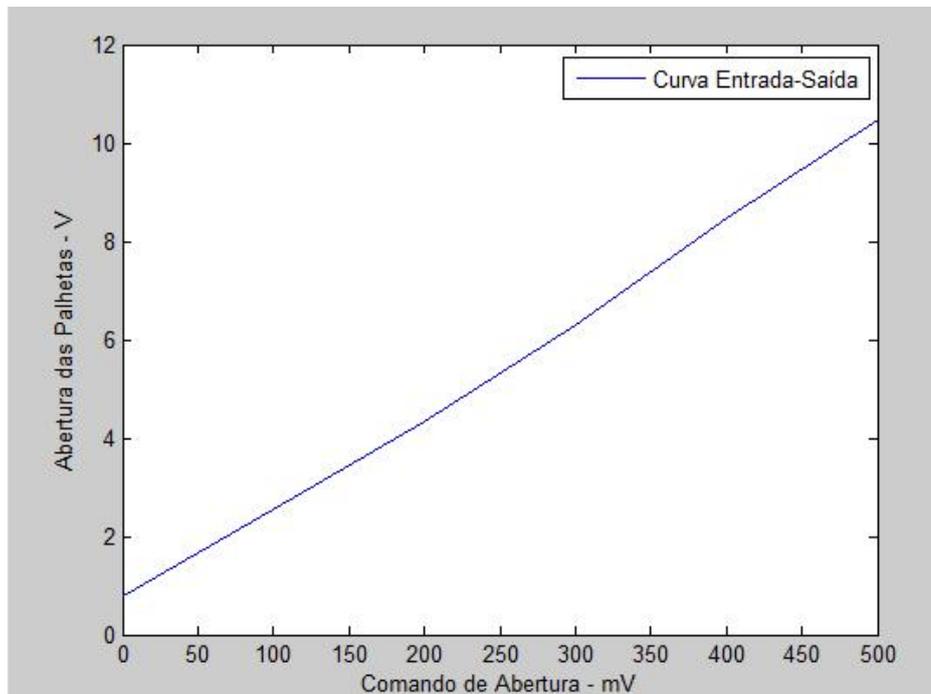


Figura 9.2: Linearidade do protótipo do regulador eletrônico digital

Deve-se observar que para a entrada em 0 V tem-se um nível de tensão de saída positivo. O que não é necessariamente indesejável, pois no caso de nenhum comando na entrada, deve-se ter uma abertura do distribuidor mínima, que chama-se abertura em vazio. A fig. 9.3 mostra o registro do osciloscópio para o degrau de 20%, sendo o sinal azul (escala vertical, 1 V por divisão) o sinal de abertura do distribuidor, $y(t)$; e o sinal amarelo (escala vertical, 0,5 V por divisão), $u(t)$; escala horizontal 5 segundos por divisão (vide fig. 7.14).

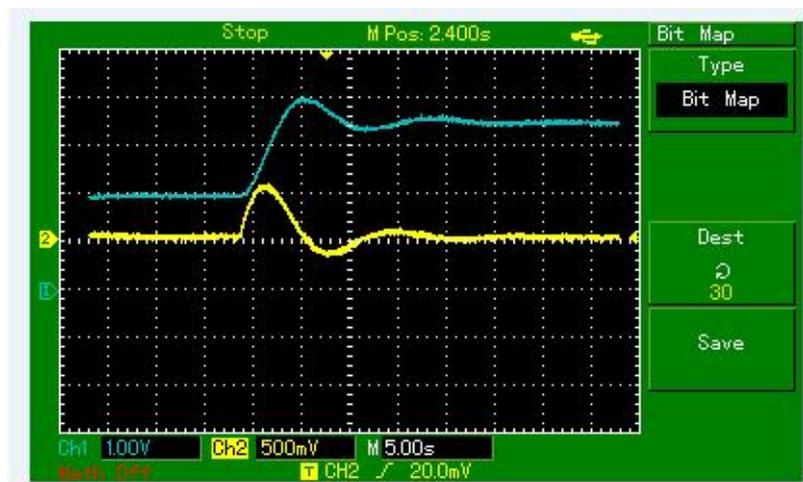


Figura 9.3: Resposta ao degrau de 20%

Comparando-se com a simulação do Simulink (fig. 7.12 e 7.13) conclui-se que são semelhantes. A título de comparação, repetiu-se o ensaio de degrau de 20%, agora com o tempo de aquisição, T , 20 vezes menor, ou seja 10ms. Procedeu-se ao cálculo do controlador digital, chegando-se à mesma resposta anterior.

9.2 Discussão dos Resultados

Os resultados da simulação do protótipo do regulador de velocidade eletrônico digital são próximos aos valores teóricos da simulação no Simulink, entretanto a simulação prévia no Simulink, não é só importante para verificar-se a estabilidade, como também para dimensionar-se o circuito de *interface* (vide cap. 8).

Capítulo 10

Conclusão

No âmbito da literatura especializada tem-se que é ora puramente teórica ou prática. Na categoria teórica tem-se os artigos do IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Na categoria prática tem-se os manuais dos fabricantes, frequentemente escritos no idioma nativo do país do fabricante, assim encontram-se manuais escritos em inglês, alemão, francês, sueco, italiano e até japonês, que dificultam a atividade dos profissionais de manutenção. Estes manuais, não raramente, omitem os diagramas dos circuitos eletrônicos das placas eletrônicas dos reguladores de velocidade. Em geral os fabricantes mantêm ciosamente o segredo dos itens de seus projetos de reguladores de velocidade, entre os objetivos, também de vendrem serviços de manutenção.

Na implementação do código computacional em linguagem C da simulação de degrau na entrada do regulador analógico, conseguiu-se, através do algoritmo de Tustin, um resultado idêntico ao Matlab-Simulink, exceto em relação ao tempo de computação maior, criando-se assim uma independência desse *software*.

Este trabalho alcançou o objetivo de modernizar um regulador de velocidade eletrônico de concepção antiga, propondo com êxito dois protótipos de reguladores de velocidade eletrônico, um analógico (com Amp. Op. 741) e um digital (Arduino Due) A vantagem do regulador digital, é que para alterarem-se os ajustes do regulador de velocidade, basta modificar-se a programação do Arduino Due, ao passo que o regulador analógico precisa ser modificado no *hardware*. Em contrapartida a implementação do regulador digital exigirá a alteração da realimentação do regulador e do ganho do atuador (seção 7.3). O regulador analógico tem a vantagem de ser mais barato e robusto que o digital e ser mais imune a interferência eletromagnética, que é abundante em una usina hidroelétrica. É importante realçar que a modernização foi efetuada com componentes comerciais de baixo custo.

10.1 Trabalhos Futuros

É necessário a inclusão de um transdutor (rotação/tensão) no eixo da turbina para alimentar com este sinal o cartão eletrônico do novo regulador de velocidade. Necessita-se no regulador digital de um código computacional de supervisão do Arduino Due para verificar se sua operação está correta, e transferir o regulador para manual, em caso contrário ou operação da proteção. Faz-se necessário também, da inclusão de um circuito de *follow-up* (seguidor) do regulador de velocidade manual na opção automática, para que no caso de transferência para regulador em manual, não haja degraus de comando significativos. Os vários valores de estatismo transitório (gerador desconectado, em carga, em controle individual, em controle conjunto) precisam ser implementados.

Capítulo 11

Apêndice - Fluxograma e Códigos Computacionais dos Algoritmos

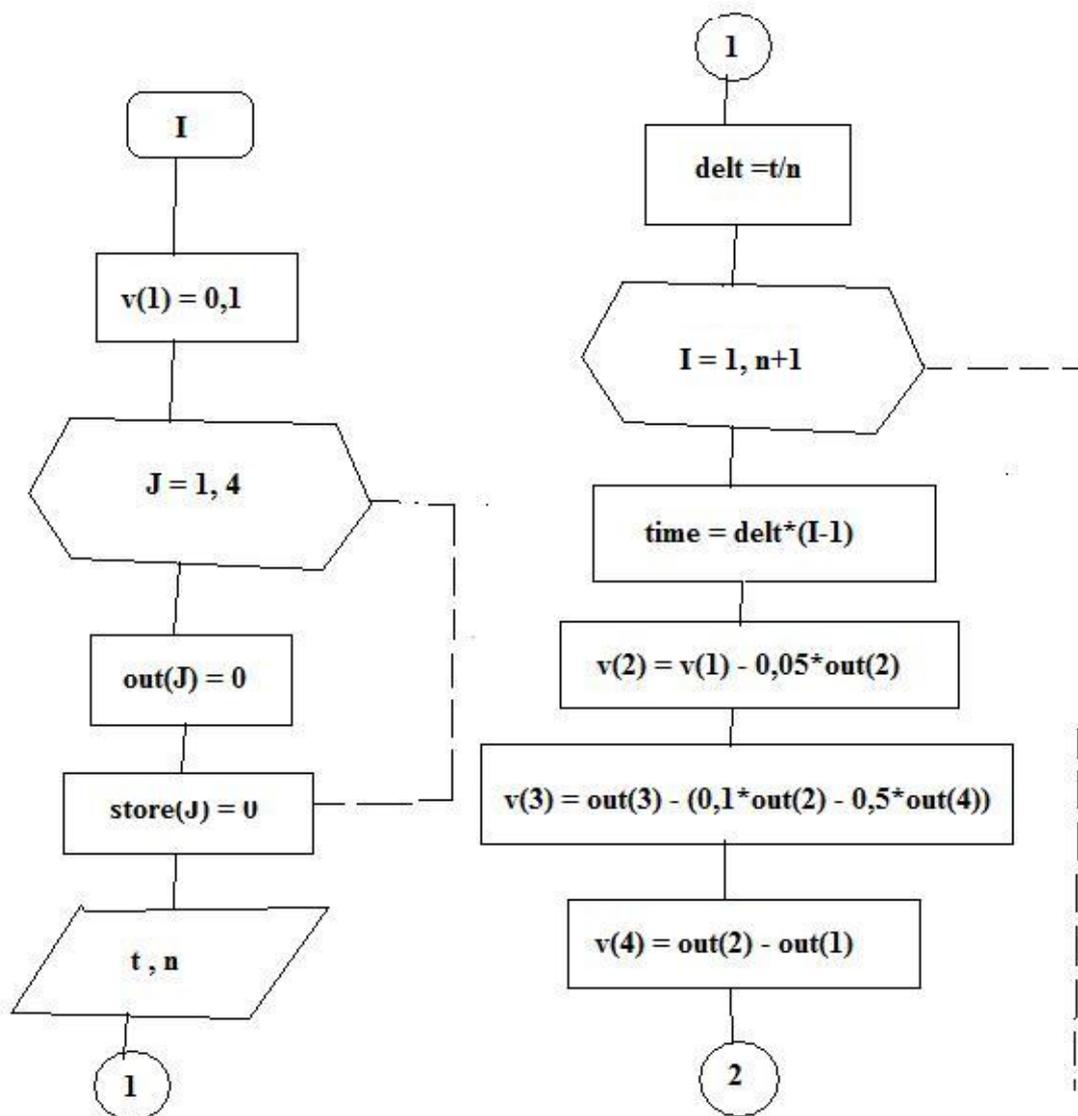


Figura 11.1: Fluxograma dos algoritmos 1 e 2 - parte I

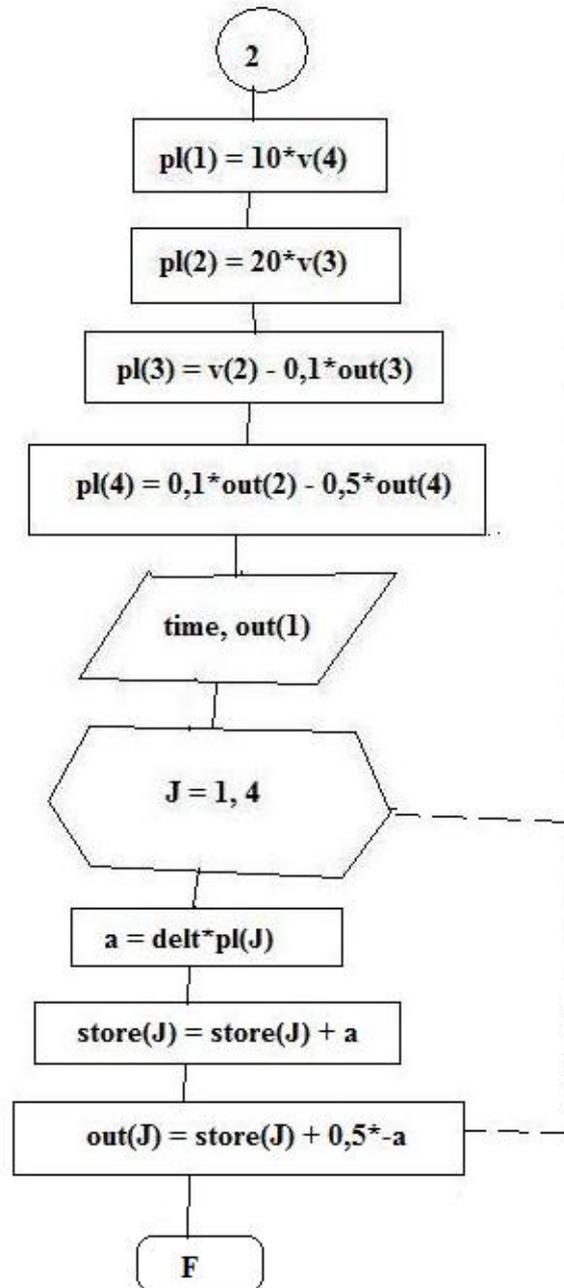


Figura 11.2: Fluxograma dos algoritmos 1 e 2 - parte II

Algoritmo 1 Código Computacional em linguagem C do Algoritmo de Tustin - Degrau de 20%

```
1: #include <stdio.h>
2: #include <stdlib.h>
3: #include <time.h>
4: //codigo computacional para calculo de degrau utilizando o algoritmo de Tustin
5: int main ( ) {
6: float t, delt, time, v[4], out[4], pl[4], store[4], a, tempo;
7: clock_t t2, t1;
8: v[1]=0.1; //degrau de 20 por cento
9: int n, i, j;
10: for (j=1; j<=4; j++) { //inicialização de variáveis
11: out[j]=0;
12: store[j]=0;
13: }
14: printf ("Entre com o tempo maximo em s ");
15: scanf ("%f",&t);
16: printf ("\n");
17: printf ("Entre com o numero de pontos ");
18: scanf ("%d",&n);
19: printf ("TEMPO ABERTURA");
20: delt=t/n;
21: t1 = clock ( );
22: for (i=1; i<=(n+1); i++) {
23: time = delt*(i-1);
24: v[2] = v[1] - 0.05*out[2];
25: v[3] = out[3] - (0.1*out[2] - 0.5*out[4]);
26: v[4] = out[2] - out[1];
27: pl[1] = 10*v[4];
28: pl[2] = 20*v[3];
29: pl[3] = v[2] - 0.1*out[3];
30: pl[4] = 0.1*out[2] - 0.5*out[4];
31: printf ("%f %f" time,out[1]);
32: //Cálculo dos integradores
33: for (j=1; j<=4; j++) {
34: a = delt*pl[j];
35: store[j] = store[j] + a;
36: out[j]= store[j] +0.5*a;
37: }
38: }
39: t2 = clock( );
40: tempo = (t2-t1)*1000/CLOCK_PER_SEC;
41: printf ("\n Tempo total %f mili segundos",tempo);
42: return 0;
43: }
```

Algoritmo 2 Código Computacional em linguagem Matlab do Algoritmo de Tustin - Degrau de 20%

```

function [tempo,abertura] = algtus (t,n)
2: v(1) = 0.1; %degrau de 20 por cento
   for j = 1:4 %zerar integradores
4: out(j) = 0;
   store(j) = 0;
6: end
   delt = t/n;
8: for i = 1:(n+1);
   tempo(i) = delt*(i-1);
10: v(2) = v(1) - 0.05*out(2);
    v(3) = out(3) - (0.1*out(2) - 0.5*out(4));
12: v(4) = out(2) - out(1);
    pl(1) = 10*v(4);
14: pl(2) = 20*v(3);
    pl(3) = v(2) - 0.1*out(3);
16: pl(4) = 0.1*out(2) - 0.5*out(4);
    abertura(1) = out(1);
18: for k= 1:4 %integração
    a = delt*pl(k);
20: store(k) = store(k) + a;
    out(k) = store(k) + 0.5*a;
22: end
    end
24: plot (tempo,abertura);
    xlabel ('tempo - s');
26: ylabel ('abertura - Volts');
    ('degrau de 20%');

```

Algoritmo 3 Programa do controlador digital

```

Inicializa
uold = 0
3: uli = 0
   eold = 0
   Inicia laço de controle
6: Faz-se amostragem do conversor A/D para obter-se y (=y(k))
   Faz-se amostragem do conversor A/D para obter-se r (=r(k))
   e = r - y
9: u = uli + 0,06.e
   Envie u para o conversor D/A
   uold = u
12: eold = e
    uli = 0,9305.uold - 0,0082.eold
    Espere até o fim do período T = 0,2s
15: GOTO 5

```

Algoritmo 4 Código Computacional do Controlador Digital Implementado com o Arduino Due $T = 0,2$ segundo

```

// Código Computacional do Controlador Digital do Regulador de Velocidade T=0.2
segundo
double uold = 0; //Inicialização das variáveis
double eold = 0;
4: double e = 0;
   double r = 0;
   double ri = 0;
   double y = 0;
8: double yi = 0;
   double u = 0;
   double uli = 0;
   int uaux = 0;
12: const int analogInPin0 = A0; //Pino da referência ri
    const int analogInPin1 = A1; //Pino de yi
    void setup ( )
    {
16: pinMode (analogInPin0,INPUT); //Portas de Entrada e Saída
    pinMode (analogInPin1,INPUT);
    pinMode (DAC0,OUTPUT);
    analogReadResolution(12);
20: analogWriteResolution(12);
    }
    void loop ( ) { // Começa o laço de controle
    ri = analogRead(analogInPin0);
24: r = ri*10/4095;
    yi = analogRead(analogInPin1);
    y = yi*10/4095;
    e = r - y;
28: u = uli + 0.06*e;
    uaux = int((2047/3.4)*u + 2047));
    analogWrite(DAC0,uaux); //Saída do controlador digital
    uold = u;
32: eold = e;
    uli = 0.9305*uold - 0.0082*eold;
    delay(200); //Espere 0,2 s
    }

```

Referências

- [1] *MATHCAD Programa computacional para cálculo de engenharia.* MATHCAD.
- [2] *MATLAB Programa da companhia MathWorks incluindo linguagem computacional e o Simulink, programa com interface gráfica para análise de sistemas dinâmicos.*
- [3] *JACOB MILLMAN e CHRISTOS C. HALKIAS Integrated Electronicis.* McGraw Hill, 1972.
- [4] *CÉSAR DACORSO NETTO Elementos de Cálculo Infinitesimal.* Companhia Editora Nacional, 1973.
- [5] *CHARLES M. CLOSE Circuitos Lineares.* Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 1975.
- [6] *JOHN J. D'AZZO E CONSTANTINE H. HOUPIS Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares.* Guanabara Dois, 1978.
- [7] *A. E. FITZGERALD , CHARLES KINGSLEY JR., ALEXANDER KUSKO Máquinas Elétricas.* Editora McGraw-Hill do Brasil, ltda, 1979.
- [8] *F. P. DE MELO - Dinâmica e Controle de Geração.* Eletrobrás, Universidade de Santa Maria, 1979.
- [9] *KATSUHICO OGATA Engenharia de Controle Moderno.* Prentice Hall do Brasil, 1982.
- [10] *ARCHIBALD JOSEPH MACINTYRE Máquinas Motrizes Hidráulicas.* Editora Guanabara Dois, 1983.
- [11] *BYRON S. GOTTFRIED Progrmando em C.* Editora McGraw-Hill, 1993.
- [12] *RAMAKANT A. GAYAKWAD Op-Amps and Linear Integrated Circuits.* Prentice Hall, 1993.
- [13] *GENE F. FRANKLIN, J. DAVID POWELL AND MICHAEL L. WORKMAN Digital Control of Dynamic Systems.* Addison Wesley, 1994.
- [14] *ÉLIA YATHIE MATSUMOTO Simulink 5 Fundamentos.* Editora Érica, 2003.
- [15] *ÉLIA YATHIE MATSUMOTO MATLAB6.5 Fundamentos de Programação.* Editora Érica, 2004.
- [16] *MICHAEL MARGOLIS Arduino Cookbook.* O'REILLY Media Inc., 2011.
- [17] *ARDUINO www.arduino.cc.* Arduino, 2013.

-
- [18] *TEXAS INSTRUMENT* *www.ti.com datasheet Op. Amp. 741*. Texas Instrument, 2013.
- [19] DEE.O. Nota técnica 007.95: Identificação do modelo do regulador de velocidade da usina Luiz Carlos Barreto de Carvalho. Relatório Técnico, Furnas Centrais Elétricas, 1995.
- [20] DER.O/LAME.O. Relatório: Ensaio de levantamento de parâmetros do regulador de velocidade da usina Luiz Carlos Barreto. Relatório Técnico, Furnas Centrais Elétricas, 1995.
- [21] ELETROBRÁS. Estreito. *Revista Energia Elétrica*, número 11 (1969).
- [22] SOARES, J. M. C. Identificação experimental, simulação e ajuste de reguladores de velocidade de usinas hidroelétricas com verificação em testes de campo. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, 1982.