



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL PARA
REGULAÇÃO DE VELOCIDADE E EMULAÇÃO DA DINÂMICA DE
TURBINAS HIDRÁULICAS, COM IMPLEMENTAÇÃO E TESTES
EXPERIMENTAIS EM UMA MICROMÁQUINA DE 10KVA**

PAULO SERGIO NASCIMENTO FILHO

BELÉM
ABRIL/2011

PAULO SERGIO NASCIMENTO FILHO

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL PARA
REGULAÇÃO DE VELOCIDADE E EMULAÇÃO DA DINÂMICA DE
TURBINAS HIDRÁULICAS, COM IMPLEMENTAÇÃO E TESTES
EXPERIMENTAIS EM UMA MICROMÁQUINA DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Walter Barra Junior.

Co-orientador: Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior.

BELÉM

ABRIL/2011

N244i

Nascimento Filho, Paulo Sergio

Investigação de estratégias de controle digital para regulação de velocidade e para emulação em tempo real da dinâmica de turbinas hidráulicas com implementação e testes experimentais em uma micromáquina síncrona de 10 kVA / Paulo Sergio Nascimento Filho; orientador, Walter Barra Junior.-2011.

Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Pará,
Instituto de Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia
Elétrica, Belém, 2011.

1. Sistemas de controle digital. 2. Turbinas hidráulicas – simulação por computador. 2. Sistemas de energia elétrica – automação. I. orientador. II. título.

CDD 22. ed. 629.895

PAULO SERGIO NASCIMENTO FILHO

**INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL PARA
REGULAÇÃO DE VELOCIDADE E EMULAÇÃO DA DINÂMICA DE
TURBINAS HIDRÁULICAS, COM IMPLEMENTAÇÃO E TESTES
EXPERIMENTAIS EM UMA MICROMÁQUINA DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovado em: _____.

Conceito: _____.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Walter Barra Junior. (Orientador/UFPA)

Prof. Dr. Carlos Tavares da Costa Júnior. (Co-orientador/UFPA)

Prof. Dr. Jorge Roberto Brito de Souza (Membro/UFPA)

Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes (Membro/UFPA)

Prof. Dr. João Antônio Correa Pinto (Membro/UFPA)

VISTO:

Prof. Dr. Marcus Vinícius Alves Nunes
(Coordenador. do PPGEE/UFPA)

Dedico este trabalho:

À minha família, pois foi ela quem me deu sustentação para que eu chegasse até aqui, e à Cristiane, a pessoa que dá cores e calor à minha vida.

Em especial, à minha avó Antônia (in memoriam), cuja fé era admirável e que certamente estaria muito orgulhosa de mim por mais esse mérito alcançado, com a graça de Deus.

A Engenharia não é apenas uma profissão aprendida, ela também é uma profissão de aprendizagem, na qual os praticantes se iniciam estudantes e nessa condição permanecem ao longo de sua carreira.

- William L. Everitt

Pesquisar é ver o que todo mundo já viu e pensar o que ninguém pensou.

- Albert Szent-Gyorgyi

Agradecimentos:

Agradeço, primeiramente, a Deus por tudo, pois se não fosse por Ele, eu se quer existiria.

Agradeço aos meus pais Paulo e Cátia Nascimento por todo amor e dedicação incondicionais. Sem eles, provavelmente, pouco teria conseguido na minha vida.

Agradeço especialmente ao meu amigo Anderson Roberto Barbosa de Moraes por toda ajuda e companheirismo, que possibilitou a realização desse trabalho, e aos meus amigos e colegas de laboratório Cleyson A. Costa e Márcio R. B. Sousa pela ajuda significativa e pelos momentos de diversão e descontração que tornaram o desenvolvimento deste trabalho mais prazeroso. Quero deixar claro que esse trabalho também é de vocês.

Agradeço também em especial ao meu orientador e Professor Dr. Walter Barra Júnior pela dedicação e orientação que foram muito importantes na realização deste trabalho. E aos meus colegas de laboratório Marcus e Fabrício pelas dicas que ajudaram na escrita deste trabalho bem como seu desenvolvimento.

Agradeço aos Professores Dr. Carlos T. Costa Jr., Dr. Marcus V. A. Nunes e Dr. José A. L. Barreiros pelas oportunidades nos projetos coordenados pelos mesmos, que financiaram de maneira direta ou indireta este trabalho.

Agradeço a equipe de manutenção eletrônica da Usina Hidrelétrica de Tucuruí, especialmente ao Especialista Jânio de Lana, por compartilhar o seu conhecimento e a sua experiência, os quais contribuíram na minha formação como engenheiro.

Agradeço também a todas as pessoas que me ajudaram, de maneira direta ou indireta, no decorrer deste trabalho.

RESUMO

Devido não ser comum o estudo de sistemas de potência em plantas reais como usinas hidrelétricas por causa dos riscos e custos que envolvem sua operação, dá-se preferência pela realização computacional de modelos matemáticos desse tipo de planta na resolução de problemas, desenvolvimento de novas tecnologias e formação de recursos humanos.

No entanto, modelos realizados computacionalmente não proveem a experiência, visual, auditiva e tátil que um modelo físico real pode oferecer. Portanto, neste trabalho, apresenta-se a descrição e a modelagem de um sistema de geração em escala reduzida de 10kVA, que é um sistema físico real, composto por um motor CC, um gerador síncrono e transformadores, chamado também de sistema micromáquina, o qual faz parte da infraestrutura do Laboratório de Engenharia Elétrica da UFPA.

Para este sistema, por intermédio deste trabalho de mestrado e do trabalho de mestrado de Moraes (2011), foram desenvolvido subsistemas eletrônicos e computacionais de acionamento, automação e controle para operá-lo de forma segura resultando em uma excelente plataforma didática para dar suporte às pesquisas em dinâmica e controle de sistemas de potência, bem como o desenvolvimento de trabalhos acadêmicos e de ensino.

Nesse mesmo contexto, é apresentada uma proposta de técnica de emulação de turbina hidráulica, tendo como base o controle de potência aplicado ao motor CC do sistema micromáquina. Tal técnica foi desenvolvida principalmente com o propósito de dar suporte ao estudo e desenvolvimento de técnicas de regulação de velocidade de turbinas hidráulicas.

Conseqüentemente, também é apresentada uma proposta de um regulador de velocidade digital para turbinas hidráulicas baseado na estrutura canônica RST de controle digital, cujos parâmetros são projetados por duas técnicas de projeto estudadas neste trabalho: o método de alocação polinomial de polos e o projeto de compensadores por atraso de fase pelo método de resposta em frequência para sistemas discretos.

Logo para comprovar a eficácia das ferramentas de hardware, software e teóricas desenvolvidas neste trabalho, resultados de experimentos realizados no sistema micromáquina são apresentados e analisados.

Palavras-chave: regulação de velocidade, controle digital, turbina hidráulica, micromáquina, motor CC.

ABSTRACT

Due to the study of power systems in real plants as a hydroelectric power plant it's not common because the risks and costs involving their operation, it is preferred to conduct computational mathematical models of this system solving problems and developing new technologies.

However, computer-realized models do not provide the visible, audible and tactile experience that a real physical model can offer. Therefore, in this work, it is presented a description and modeling of a micro-generation system of 10kVA, which is a real physical system, composed of a DC motor, a synchronous generator and transformers, also called micromachine system, which makes part of the infrastructure of the Laboratory of Electrical Engineering at UFPA.

For this system, through this work and the Moraes' work (2011), were developed electronic subsystems and computer drives, automation and control to operate it safely and to support research in control of power systems, as well as the development of academic work.

In this same context, it is proposed an emulation technique of the dynamic of a hydraulic turbine controlling by the power applied to DC motor micromachine system, which was developed mainly for the purpose of supporting the study and development of techniques of speed regulation for hydraulic turbines.

It also will present a proposal for a digital speed governor for hydraulic turbines based on the canonical structure RST digital control, whose parameters are designed by two techniques studied in this work.

And to prove the effectiveness of tools for hardware, software and theory developed in this work, results of experiments performed at the micromachine system will be presented and analyzed.

Keywords: speed control, digital control, hydraulic turbine, hybrid simulation, micromachine, DC motor.

SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES	14
Lista de Tabelas	18
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação	1
1.2 Proposta do Trabalho e Revisão Bibliográfica	1
1.3 Organização do Trabalho	4
2 Descrição dos elementos que compõe o sistema de geração em escala reduzida	6
2.1 Introdução	6
2.2 Descrição do Laboratório e de Seus Recursos	6
2.2.1 O sistema micromáquina de 10 kVA.....	7
2.2.2 Transformadores de 15KVA	9
2.2.3 O painel de instrumentação de automação, controle e acionamento do sistema micromáquina	10
2.2.4 A interface homem-máquina	13
2.2.5 A linha de transmissão.....	14
2.2.6 O banco de lâmpadas (cargas resistivas)	15
2.3 Automação do sistema de geração em escala reduzida 10kVA.....	17
2.4 Conclusão.....	21
3 funcionamento e modelagem dos principais componentes de uma unidade hidrogeradora enfatizando o sistema de regulação de velocidade	22
3.1 Introdução	22
3.2 Unidade Hidrogeradora.....	22
3.2.1 Modelagem das partes rotativas do conjunto turbina e gerador	23
3.3 Turbina Hidráulica	25
3.3.1 Modelagem da turbina hidráulica	26

3.4	Sistema de Acionamento Hidráulico	28
3.4.1	Modelagem do servoposicionador.....	30
3.5	O Sistema de Regulação de Velocidade	31
3.6	Conclusão.....	37
4	Estratégias de controle digital	38
4.1	Introdução	38
4.2	Discretização de modelos e Seleção de um Período de Amostragem para Sistemas de Controle Digital	38
4.3	Estrutura Canônica RST de Controle Digital	39
4.4	Projeto de Controlador Digital Baseado no Método Alocação Polinomial de Polo ..	41
4.4.1	Procedimento de projeto de controladores digitais pelo método de alocação polinomial de polos	44
4.5	Projeto de Controlador Digital Baseado no Método de Resposta em Frequência.....	45
4.5.1	Procedimento de projeto no plano W	46
4.6	O Compensador por Atraso de Fase no Domínio W	47
4.6.1	Procedimento de projeto do compensador por atraso de fase no Plano W.....	48
4.7	Conclusão.....	49
5	Proposta de um regulador de velocidade digital com estrutura RST	50
5.1	Introdução	50
5.2	A Estrutura do Regulador	51
5.2.1	Projeto do parâmetro s_p do polinômio S_p que implementa a característica de estatismo permanente no controlador RST com ação integral	53
5.2.2	Síntese de um controlador digital RST com ação integral e do parâmetro s_p , a partir de um controlador com ganho dB constante em baixas frequências	54
5.3	Conclusão.....	58
6	Fundamentos físicos e matemáticos da técnica de Emulação da dinâmica de Turbinas Hidráulicas por meio do controle de potência do Motor CC.....	59
6.1	Introdução	59

6.2	Modelagem do Motor CC	59
6.3	Modelagem em Valores por Unidade (pu) do Motor CC	62
6.4	Controle da Potência Mecânica Desenvolvida pelo Motor CC	65
6.5	Conclusão.....	69
7	Desenvolvimento dos ALGORITMOS de controle e implementação da dinâmica da turbina hidráulica e do servoposicionador.....	70
7.1	Introdução	70
7.2	A Rotina Principal do Firmware do Microcontrolador.....	71
7.2.1	Algoritmo da dinâmica do servoposicionador.....	74
7.2.2	Dinâmica da Turbina Hidráulica	76
7.2.3	A Malha de Controle de Potência do Motor CC	78
7.2.4	A malha de controle de velocidade.....	83
7.2.5	Sequência de Partida da Máquina.....	89
7.3	Sequência de Parada da máquina.....	90
7.4	Conclusão.....	92
8	Desenvolvimento do Sistema Eletrônico de Acionamento, Aquisição e Controle	93
8.1	Introdução	93
8.2	O dsPIC30F4011 e seus periféricos.....	94
8.2.1	Conversor A/D de 10 Bits	95
8.2.2	Módulo UART.....	95
8.2.3	O módulo de PWM.....	96
8.2.4	O módulo de <i>input capture</i>	96
8.2.5	Os <i>timers 2 e 3</i>	96
8.3	O Sistema de Medição de Corrente de Armadura	97
8.3.1	O filtro antialiasing.....	99
8.3.2	O circuito limitador do sistema de medição de corrente	102
8.3.3	Projeto e implementação do filtro digital de medição de corrente de armadura	

8.4	O Sistema de Medição de Velocidade de Rotação da Máquina	107
8.4.1	Circuito detector de passagem por zero.....	109
8.4.2	Algoritmo de medição de velocidade	121
8.4.3	Filtro digital para o sinal de medição de velocidade	126
8.5	Condicionamento para Os Sinais de Controle	128
8.5.1	O circuito de comando para o IGBT	129
8.5.2	O conversor estático de acionamento do motor CC	131
8.6	Conclusão.....	138
9	Resultados experimentais obtidos nos testes com o sistema de geração em escala reduzida	139
9.1	Introdução	139
9.2	Partida da máquina.....	139
9.3	Teste de Resposta ao degrau.....	140
9.4	Teste de Variação de Carga Isolada em Degrau	141
9.5	Teste de Tomada de Carga.....	143
9.6	Degrau na Referência de CF	144
10	Conclusão	145
	Referências Bibliográficas.....	147
	Apêndice.....	151

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1: Arquitetura do sistema de controle de velocidade do sistema de geração em escala reduzida, o sistema micromáquina.	4
Figura 2.1: Laboratório de Controle de Sistemas de Potência destacando o Sistema de Geração em Escala Reduzida.	7
Figura 2.2: Grupo gerador do sistema micromáquina de 10kVA.	8
Figura 2.3: Sistema de geração em escala reduzida destacando os transformadores de 15kVA.	9
Figura 2.4: Painel de instrumentação de automação, controle e acionamento da micromáquina.	10
Figura 2.5: Conjunto de instrumentos para sincronismo do gerador com a rede.	11
Figura 2.6: Esquema de Ligação do sincronoscópio microprocessado, (Sincronoscópio Digital ABB SD144, ficha técnica - N00144).	12
Figura 2.7: Sistemas eletrônicos de regulação de velocidade e tensão da micromáquina.....	13
Figura 2.8: Interface homem-máquina.	14
Figura 2.9: Painel dos circuitos indutivos que simulam a linha de transmissão.	15
Figura 2.10: Banco de lâmpadas.....	16
Figura 2.11: Esquema elétrico de uma fileira do banco de lâmpadas, (ARAUJO, 2001).	16
Figura 2.12: Circuito de comando do projeto de automação.....	19
Figura 2.13: Circuito de força do projeto de automação.	20
Figura 3.1: Vista em corte de uma unidade hidrogeradora de uma central hidroelétrica empregando Turbina Francis, adaptado de (Eletronorte, UHE de Tucuruí).	23
Figura 3.2: Diagrama simplificado do Conjunto Turbina e Gerador.	23
Figura 3.3: Desenho em corte de uma Turbina Francis com o sistema mecânico e hidráulico que movimentam as pás guias do distribuidor, adaptado de (PAES e DE NEGRI, 2002, p. 53)	25
Figura 3.4: Diagrama de Blocos de um modelo não linear de uma turbina hidráulica, adaptado de (KUNDUR, 1994, p. 391).....	27
Figura 3.5: Sistema Eletro-hidráulico de Atuação com o sistema de controle de posição (servoposicionador).	29

Figura 3.6: Modelo simplificado do servoposicionador, adaptado de (DI PAOLO, 2009, p. 73).....	31
Figura 3.7: Diagrama simplificado de um sistema de regulação de velocidade moderno de turbina hidráulica.	33
Figura 3.8: Resposta em frequência de um Regulador de Velocidade para turbina hidráulica.	34
Figura 3.9: Simplificação do diagrama de blocos do controlador PI com realimentação de estatismo permanente.	35
Figura 3.10: Repostas em Frequência do controlador PI sem a realimentação de estatismo permanente e com realimentação de estatismo permanente.	36
Figura 4.1: Arquitetura de um sistema de controle digital, adaptado de (LANDAU e ZITO, 2006, p. 26).....	38
Figura 4.2: Diagrama de Blocos do Sistema em Malha Fechada.....	39
Figura 4.3: Mapeamento entre os Planos S, Z e W, adaptado de (OGATA, 1987, p. 394).	46
Figura 4.4: Resposta em Frequência do Compensador por Atraso de Fase.	47
Figura 5.1: Regulador de velocidade digital com estrutura RST para turbinas hidráulicas.	51
Figura 5.2: Resposta em frequência do regulador de velocidade digital para diferentes valores de s_p	52
Figura 5.3: Resposta em frequência de um compensador por atraso de fase e de um controlador PI cuja ação integral foi recuperada por meio da técnica apresentada neste capítulo	57
Figura 6.1: Modelo físico simplificado do Motor CC com excitação independente, adaptado de (OGATA, 2003, p. 123) e (BIN, 2009, p. 231).	60
Figura 6.2: Diagrama de blocos da dinâmica do Motor CC.....	61
Figura 6.3: Diagrama de Blocos do modelo matemático do motor cc em pu.	64
Figura 6.4: Controle de Potência Mecânica desenvolvida pelo Motor CC.	65
Figura 6.5: Controle de potência do motor considerando a velocidade constante.	66
Figura 6.6: Diagrama de blocos utilizado para análise e projeto de sistema de controle de potência para o motor.	66
Figura 6.7: Dinâmica das massas girantes do conjunto motor e gerador quando o sistema de controle de potência entra em regime permanente.	68
Figura 6.8: Efeito da ação do controle de potência do motor CC simulando a turbina hidráulica.	68

Figura 7.1: Arquitetura do sistema de controle aplicado ao motor da micromáquina para simular um sistema de regulação de velocidade de uma unidade hidrogeradora.....	70
Figura 7.2: Fluxograma do algoritmo programa no firmware de controle do microcontrolador com as estratégias de controle, dinâmica do servoposicionador, dinâmica da turbina e sequências de partida e parada do motor.	73
Figura 7.3: Fluxograma do algoritmo da dinâmica do servoposicionador.	75
Figura 7.4: Fluxo grama da função que implementa a dinâmica da Turbina Hidráulica.	77
Figura 7.5: Diagrama de blocos de controle de potência do motor programado no microcontrolador.	79
Figura 7.6: Resposta em frequência do sistema de controle de potência.	80
Figura 7.7: Mapa de polos e zeros do sistema de controle de potência do motor em malha aberta e em malha fechada.....	81
Figura 7.8: Fluxograma da função que implementa o controlador de potência.	82
Figura 7.9: Esquema de implementação do regulador de velocidade no Firmware de controle programado no microcontrolador.	83
Figura 7.10: Fluxograma da função que implementa o RV no Firmware de controle.....	85
Figura 7.11: Resposta em frequência do sistema de controle de velocidade e do.....	87
Figura 7.12: Resposta em frequência do sistema de controle de velocidade e do.....	89
Figura 7.13: Fluxograma da sequência de partida da Turbina.	90
Figura 7.14: Fluxograma do algoritmo de parada.	91
Figura 8.1: Sistema eletrônico de aquisição e controle.	93
Figura 8.2: Sistema microprocessado de controle do sistema eletrônico de acionamento, aquisição e controle do motor da micromáquina.....	94
Figura 8.3 Sistema de condicionamento do sinal de corrente.	97
Figura 8.4: Circuito condicionador do sinal de medição de corrente de armadura.	98
Figura 8.5: Transdutor de corrente a efeito hall LA 55-P.	99
Figura 8.6: Filtro antialiasing.	99
Figura 8.7: Circuito limitador de precisão.....	103
Figura 8.8: Forma transposta de implementação do filtro digital: em (A), diagrama de blocos e, em (B), fluxograma.....	107
Figura 8.9: Sistema de condicionamento de sinais de medição de velocidade.	108
Figura 8.10: Circuito detector de passagem por zero.	109
Figura 8.11: Sinais observados no pontos B,C e D do circuito detector de passagem por zero.	110

Figura 8.12: Sinal observado na saída do retificador	111
Figura 8.13: Sinal observado na saída do circuito detector de passagem por zero.	111
Figura 8.14: Circuito do primeiro estágio do detector de passagem por zero.	112
Figura 8.15: Circuito comparador inversor com histerese.	113
Figura 8.16: Característica de transferência inversora do circuito comparador utilizado no segundo estágio do detector de passagem por zero.	114
Figura 8.17: Filtro passa-alta com seguidor de tensão na saída.	115
Figura 8.18: Sinais de entrada e saída e resposta em frequência do filtro passa-alta.	115
Figura 8.19: Circuito retificador de onda completa de precisão.	117
Figura 8.20: Característica de transferência do retificador de onda completa.	118
Figura 8.21: Circuito comparador não inversor com histerese.	119
Figura 8.22: Característica de transferência não inversora do circuito comparador utilizado no último estágio do detector de passagem por zero.	119
Figura 8.23: Duração dos pulsos do sinal de saída do circuito detector de passagem por zero.	120
Figura 8.24: Rotina de tratamento de interrupção do <i>Timer 2</i>	122
Figura 8.25: Rotina de tratamento de interrupção do <i>input capture 2</i>	123
Figura 8.26: Algoritmo de medição de velocidade em função da contagem do <i>Timer 2</i>	124
Figura 8.27: Contagem do <i>Timer 2</i> entre duas bordas de subida de um sinal pulsado.	126
Figura 8.28: Condicionamento dos sinais de controle de potência.	128
Figura 8.29: Circuito de <i>gate-drive</i>	129
Figura 8.30: Circuito de comando do IGBT.	130
Figura 8.31: O circuito de acionamento do motor CC.	131
Figura 8.32: Conversor estático de acionamento do motor.	132
Figura 8.33: Etapas de funcionamento do conversor CC-CC.	133
Figura 8.34: Formas de onda observadas no conversor CC-CC.	134
Figura 9.1: Partida da máquina.	140
Figura 9.2: Resposta ao degrau de 0.05pu na referência de velocidade.	141
Figura 9.3: Resposta do sistema a um teste de injeção de carga de 0.12pu na base do gerador.	142
Figura 9.4: Resposta do sistema a um teste de injeção de carga de 0.12pu na base do gerador	142
Figura 9.5: Teste de tomada de carga em rampa.	143
Figura 9.6: Degrau na referência de carga com a máquina sincronizada na rede.	144

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1: Dados de placa do motor e do gerador.	8
Tabela 2.2: Características dos transformadores	9
Tabela 6.1: Dados de Chapa do Motor CC.....	61
Tabela 6.2: Parâmetros do Motor CC.....	62
Tabela 6.3: Parâmetros do modelo matemático em pu do motor CC.....	65
Tabela 7.1: Parâmetros do modelo discreto do servoposicionador.	75
Tabela 7.2: Parâmetros do modelo discreto da turbina hidráulica.	78
Tabela 7.3: Parâmetros do controlador digital RST de potência.	79
Tabela 7.4: Parâmetros do controlador digital RST de velocidade.	86
Tabela 7.5: Margens de estabilidade do sistema de controle de velocidade.	87
Tabela 7.6: Parâmetros do controlador PI digital de velocidade.	88
Tabela 7.7: Margens de estabilidade do sistema de controle de velocidade.	88
Tabela 8.1: Valor dos componentes para o filtro antialiasing.	102
Tabela 8.2: Componentes adotados para o circuito limitador.	104
Tabela 8.3: Parâmetros do filtro digital em função dos parâmetros do filtro analógico.	106
Tabela 8.4: Parâmetros do Filtro digital de medição de corrente.	106
Tabela 8.5: Parâmetros do Filtro digital de medição de velocidade.....	127
Tabela 8.6: Componentes do conversor estático de acionamento do motor	138

1 INTRODUÇÃO

1.1 Motivação

O aumento da complexidade do sistema elétrico de potência, em função do crescimento do mercado consumidor de energia, faz surgir novos problemas de comportamento dinâmico que põem em risco a sua operação. Para resolver tais problemas, os equipamentos que compõem o sistema de energia estão continuamente absorvendo novas tecnologias, as quais consistem em avançadas técnicas de automação e controle que incorporam sofisticadas aplicações de hardware e software, o que necessita de formação de recursos humanos com mais qualificação.

Para desenvolver essas tecnologias e resolver os problemas que o sistema elétrico apresenta, é necessário ter um profundo entendimento de sua dinâmica, o que é obtido por meio de estudos teóricos a maioria das vezes, pois o acesso a uma unidade geradora de uma usina, para estudos experimentais, é muito restrito devido aos riscos e custos que envolvem o seu funcionamento. Portanto tais estudos utilizam técnicas de modelagem e simulação da dinâmica do sistema em computadores.

Existem diversos sistemas computacionais comerciais, que implementam essas técnicas de modelagem e simulação de sistemas dinâmicos que podem ser em tempo real e em malha fechada. Esses sistemas geram excelentes resultados em estudo de sistemas elétricos de potência, tanto em nível de pesquisa e desenvolvimento de novos equipamentos de regulação e proteção, quanto na qualificação de estudantes, engenheiros e técnicos, (CORSI, POZZI e TAGLIABUC, 1998).

No entanto, modelos realizados computacionalmente não proveem a experiência visual, auditiva e tátil que um modelo físico real pode oferecer. Além disso, um modelo físico geralmente exhibe um comportamento inesperado, no entanto real, que um modelo computacional não consegue apresentar, (SWIFT, 1993).

1.2 Proposta do Trabalho e Revisão Bibliográfica

Neste trabalho, é descrito e modelado um sistema de geração em escala reduzida de 10kVA, o qual faz parte da infraestrutura do Laboratório de Engenharia Elétrica da UFPA,

que é um sistema físico real didático composto por um motor CC, um gerador síncrono, um circuito indutivo para simular uma linha de transmissão e transformadores de isolamento, no entanto só o conjunto formado pelo motor e gerador é chamado micromáquina de 10kVA. Também faz parte desse sistema os subsistemas eletrônicos e computacionais de acionamento, automação e controle, os quais foram contribuições do desenvolvimento deste trabalho e do trabalho de (MORAES, 2011), pois o sistema micromáquina era quase desprovido de instrumentação e a pouca instrumentação que equipava o sistema estava obsoleta.

Tais trabalhos tiveram como referência os trabalhos antes realizados em nível de mestrado e graduação neste sistema, tais como: (ARAUJO, 2001), que mostra o desenvolvimento de um sistema eletrônico e computacional de regulação de velocidade para o motor CC e de regulação de tensão terminal para o gerador; (CAMPOS, 2003), que mostra o desenvolvimento de um sistema de controle nebuloso para regular a tensão terminal do gerador do sistema micromáquina; (RISUENHO, 2005), que mostra o desenvolvimento de um estabilizador de sistema de potência para uma das unidades de geração de Tucuruí com testes no sistema micromáquina; (MOUTINHO, 2007), o qual desenvolveu um regulador de velocidade e um regulador de tensão para o sistema micromáquina utilizando técnicas de controle digital e nebuloso bem como técnicas de identificação de sistemas; e (MORAES e DA SILVA, 2008), o qual mostra o desenvolvimento de um sistema de automação, acionamento e controle de velocidade e tensão para o grupo gerador de 10kVA, bem como o projeto das instalações elétricas que fazem parte hoje da infraestrutura construída para a micromáquina.

Também, deve-se ressaltar que parte do conhecimento utilizado neste trabalho pelo autor é resultado da experiência adquirida em campo, na Usina Hidroelétrica de Tucuruí (UHE de Tucuruí), participando dos projetos de pesquisa e desenvolvimento (P&D) da Eletronorte em parceria com a UFPA: “Implementação de um Regulador de Velocidade Digital Piloto, com Capacidade de Adaptação e Integração ao Sistema de Supervisão e Controle Digital do Centro de Operações da UHE de Tucuruí” e “Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com Capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí”.

Portanto, nesse contexto, é apresentada uma proposta de técnica de emulação de turbina hidráulica utilizando o sistema micromáquina, a qual é realizada através do controle de potência aplicado ao motor CC cuja referência de potência é gerada pelos modelos do servoposicionador e da turbina hidráulica programados em microcontrolador. Esta técnica é inspirada em três trabalhos: O primeiro é o de Swift (1993), que apresenta um microssistema

de geração de 120W, o qual é utilizado na universidade de Manitoba, no Canadá, para ensino e pesquisa. O segundo, o de Throckmorton e Wozniak (1994), que apresenta uma proposta de implementação dos modelos utilizados para estudo de controle de velocidade de hidrogeradores através da programação de DSP. E o último é o de Corsi, Pozzi e Tagliabuc (1998), que apresenta a arquitetura de hardware e software de um equipamento eletrônico dedicado desenvolvido pela Italiana “ENEL-R&D-Automatica Research Center” para simular em detalhes a dinâmica de um sistema de geração em tempo real.

A técnica, em questão, de emulação da dinâmica de turbinas hidráulicas por meio do controle de potência do motor CC foi desenvolvida com o propósito de dar suporte ao estudo e desenvolvimento de técnicas de regulação de velocidade de turbinas hidráulicas e formação de recursos humanos. Conseqüentemente, também é apresentada uma proposta de um regulador de velocidade digital para turbinas hidráulicas baseado na estrutura canônica RST de controle digital, cujos parâmetros são projetados por duas técnicas de projeto estudadas neste trabalho: o método de alocação polinomial de polos e o projeto de compensadores por atraso de fase pelo método de resposta em frequência para sistemas discretos.

Portanto o sistema de controle de velocidade desenvolvido para o motor CC do sistema micromáquina é composto pelo regulador de velocidade da turbina hidráulica, a qual tem seu modelo matemático programado como algoritmo no firmware do sistema eletrônico microprocessado de controle do motor. Este algoritmo gera o sinal de referência para o algoritmo de controle de potência do motor que controla a tensão e a corrente de armadura do motor por meio de um conversor CC-CC acionado por modulação PWM. A Figura 1.1 mostra a arquitetura desse sistema de controle desenvolvido para o motor da micromáquina.

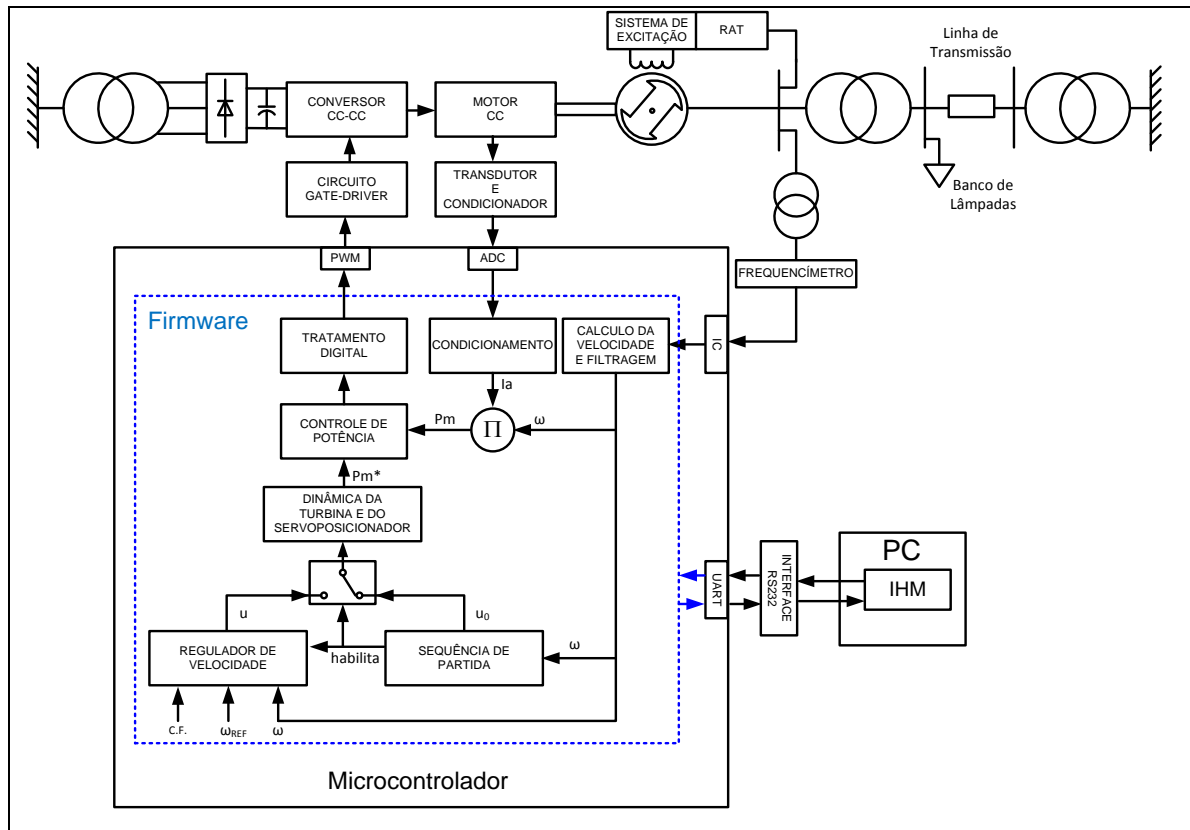


Figura 1.1: Arquitetura do sistema de controle de velocidade do sistema de geração em escala reduzida, o sistema micromáquina.

1.3 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado em nove capítulos, iniciando com a descrição da infraestrutura implementada pelo sistema micromáquina. Em seguida, apresenta-se a base conceitual necessária, seguida das ferramentas de trabalho desenvolvidas. Depois, apresentam-se os resultados de experimento realizados no sistema micromáquina bem como a análise desses resultados.

No Capítulo 1, foi apresentada a motivação do desenvolvimento deste trabalho, sua proposta e revisão bibliográfica.

No Capítulo 2, descrevem-se, detalhadamente, os componentes que formam o sistema elétrico de potência em escala reduzida do Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT- FEE - UFPA).

No Capítulo 3, é apresentada a descrição do funcionamento e a modelagem dos elementos que compõe uma unidade hidrogeradora enfatizando o sistema de regulação de velocidade, os quais são utilizados como base teórica para o desenvolvimento do trabalho.

No Capítulo 4, são apresentadas em detalhes as técnicas de controle digital utilizadas para desenvolver o sistema de controle de velocidade da micromáquina.

No Capítulo 5, é apresentada a proposta de um regulador de velocidade digital com estrutura RST para turbinas hidráulicas.

No Capítulo 6, são apresentados os fundamentos matemáticos da técnica de emulação de turbina hidráulica bem como sua implementação.

No Capítulo 7, são apresentadas as técnicas de desenvolvimento dos algoritmos de emulação das dinâmicas da turbina hidráulica e do servoposicionador bem como o projeto e a análise de controladores dos sistemas de controle de velocidade e potência da micromáquina.

No Capítulo 8, apresenta-se o desenvolvimento, em detalhes, dos sistemas de acionamento, aquisição e controle para a micromáquina que implementa as técnicas de controle e emulação da dinâmica de turbina desenvolvida neste trabalho.

No Capítulo 9, são apresentados os resultados de forma gráfica dos experimentos realizados com o sistema de geração em escala reduzida utilizando as técnicas de controle digital e de emulação das dinâmicas da turbina hidráulica e de seu servoposicionador.

No Capítulo 10, apresenta-se a conclusão do trabalho, fazendo as devidas considerações e apresentação de sugestões para trabalhos futuros.

2 DESCRIÇÃO DOS ELEMENTOS QUE COMPÕE O SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA

2.1 Introdução

Atualmente, a configuração oferecida pelo sistema de geração em escala reduzida destacando seus sistemas eletrônicos e computacionais de controle e automação, se constitui numa valiosa e importante plataforma para ensino e pesquisas na área de dinâmica e controle de sistemas de potência, pois oferece o suporte necessário à realização de testes experimentais avançados de forma segura para professores e estudantes. Tais testes são fundamentais na comprovação de resultados de pesquisas científicas e consolidação da formação de estudantes.

Portanto, neste Capítulo, são descritos os elementos que compõe o sistema de geração em escala reduzida e seu sistema de automação e controle que fazem parte do Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT).

2.2 Descrição do Laboratório e de Seus Recursos

O LACSPOT é uma das unidades de pesquisa e ensino que compõem o Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará (UFPA), o qual é constituído por duas plantas didáticas para o estudo de sistemas de geração, uma unidade de regulação de tensão doada pela Eletrobrás e máquinas elétricas como motores de indução e transformadores. Entre as plantas didáticas, encontra-se um sistema de geração em escala reduzida de 10kVA, que é constituído por um gerador síncrono de polos salientes, um motor CC, que simula uma fonte de energia primária, três transformadores trifásicos de 15kVA cada, um circuito indutivo para simular uma linha de transmissão, um sistema de automação e comando elétrico, um sistema automático de regulação de velocidade, um sistema automático regulação de tensão, conjunto para sincronismo constituído por um voltímetro duplo, um freqüencímetro duplo e um sincronoscópio microprocessado, para efetuar a interligação do gerador com a rede elétrica da concessionária local, banco de lâmpadas incandescentes para simular a injeção e rejeição de carga ativa, e uma interface homem-máquina (IHM)., através da qual é possível operar o sistema micromáquina.

Toda a instrumentação de acionamento, automação e controle do sistema micromáquina está instalada em um painel modular industrial que se comunica com o grupo gerador e com restante do laboratório por meio das instalações elétricas instaladas em calhas metálicas, como é ilustrado na Figura 2.1.



Figura 2.1: Laboratório de Controle de Sistemas de Potência destacando o Sistema de Geração em Escala Reduzida.

2.2.1 O sistema micromáquina de 10 kVA

A Micromáquina, mostrada na Figura 2.2, é composta por um motor CC de 9 kW, uma máquina síncrona de polos salientes de 10 kVA e um volante metálico de acoplamento entre gerador e motor para aumentar o momento de inércia das massas girantes do conjunto motor e gerador. Tal planta didática foi dimensionada de forma que seus parâmetros mecânicos e elétricos, em valores por unidade (pu), fossem equivalentes, o mais próximo possível, aos parâmetros de um sistema de geração de grande porte.

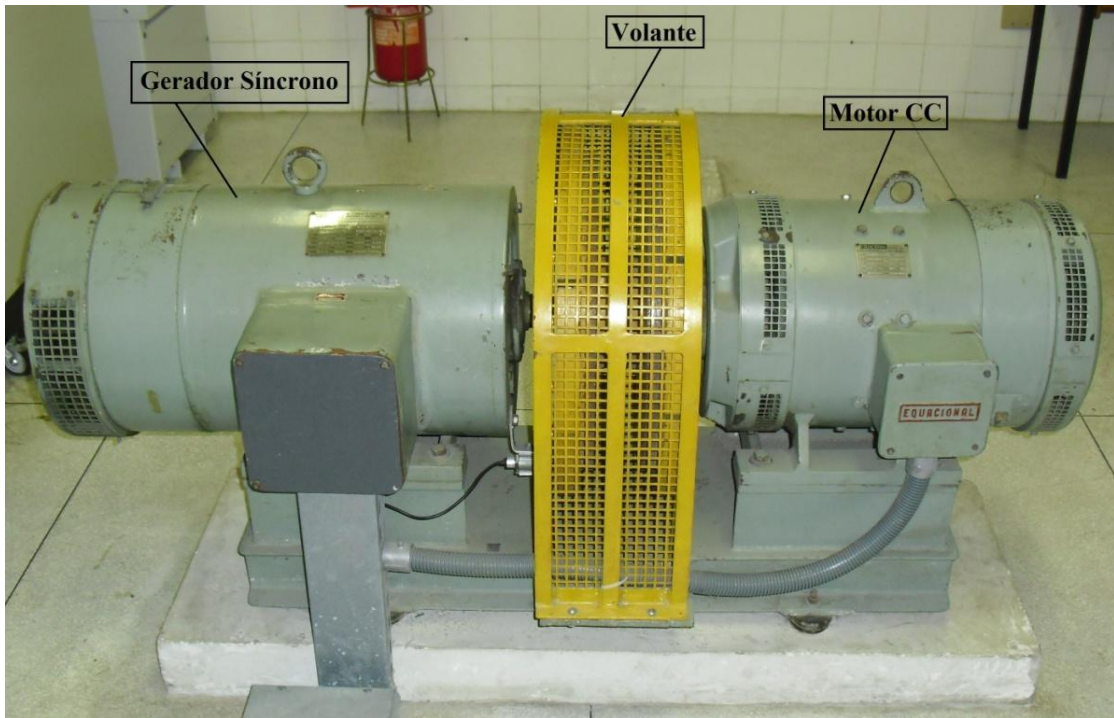


Figura 2.2: Grupo gerador do sistema micromáquina de 10kVA.

Os dados de placa deste grupo gerador estão organizados na Tabela 2.1, os quais são muito importantes para modelar matematicamente tanto o motor quanto o gerador bem como dimensionar os sistemas eletrônicos de potência que acionam o motor e o gerador deste sistema.

Tabela 2.1: Dados de placa do motor e do gerador.

Gerador Síncrono	Valores Nominais	Motor	Valores Nominais
Potência	10kVA	Potência	9kW
Frequência	60Hz	Velocidade	1200rpm
Tensão Terminal	220V	Rendimento	9/11
Corrente de Estator	22,1A	Tensão de Armadura	400V
Tensão de Campo	150V	Corrente de Armadura	27,5A
Corrente de Campo	3,8A	Tensão de Campo	300V
Número de Fases	3	Corrente de Campo	1,5A
Número de Polos	6		
Fator de Potência	0,8		
Momento de inércia total do conjunto motor, volante e gerador			3,861Kgm ²

2.2.2 Transformadores de 15KVA

Dentre os transformadores trifásicos existentes no laboratório, dois são utilizados como transformadores isoladores e o terceiro como transformador isolador e como elevador. Os dois primeiros são utilizados nas etapas de isolação galvânica, isto é, entre o gerador síncrono e o circuito indutivo, que simula a linha de transmissão, e entre a linha de transmissão simulada e o barramento da concessionária de energia local. O terceiro transformador é utilizado no sistema acionamento do motor CC, que compõe o sistema automático de regulação de velocidade, este transformador eleva a tensão disponível na rede elétrica do laboratório de 220V para uma tensão de 380V para alimentar o conversor estático de potência que aciona o motor CC. A Figura 2.3 mostra o sistema de geração em escala reduzida destacando os transformadores, cujas características estão organizadas na Tabela 2.2.



Figura 2.3: Sistema de geração em escala reduzida destacando os transformadores de 15kVA.

Tabela 2.2: Características dos transformadores

Características	Transformadores Isoladores	Transformador Elevador
Potência	15kVA	15kVA
Tensão no Primário	220V	220V
Tensão no Secundário	220V	380V
Configuração	$\Delta - Y_N$	$\Delta - Y_N$

2.2.3 O painel de instrumentação de automação, controle e acionamento do sistema micromáquina

Mostra-se, na Figura 2.4, o painel modular industrial utilizado para instalar os sistemas de acionamento, automação e controle do sistema micromáquina destacando suas principais partes, tais como: a instrumentação de medição de frequência, tensão, corrente e potência, indicadores de sincronismo, sistemas de acionamento e controle do motor e gerador.

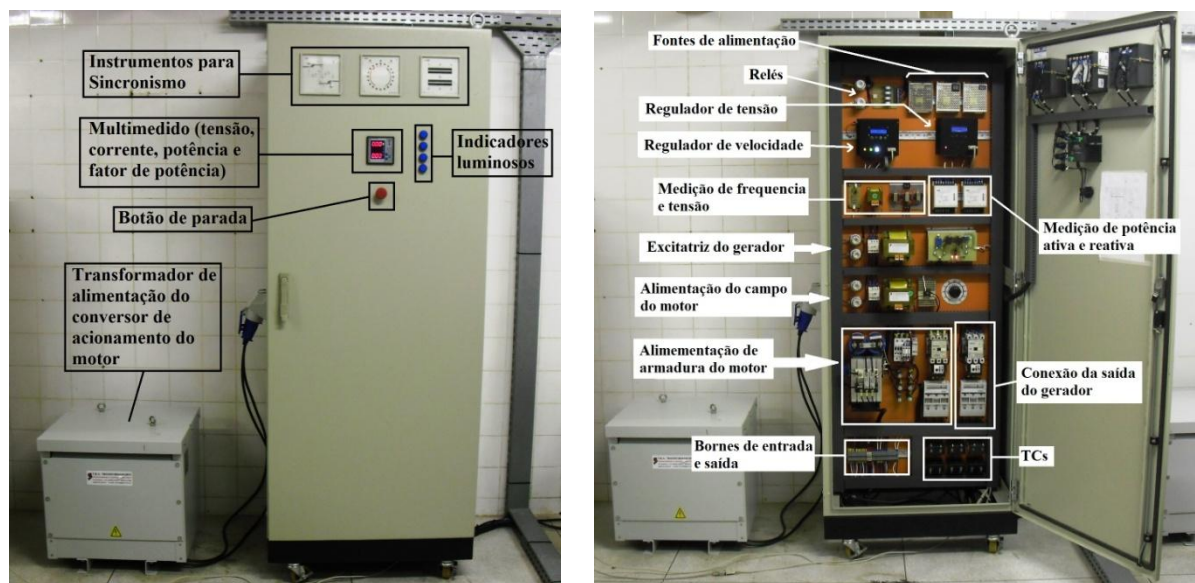


Figura 2.4: Painel de instrumentação de automação, controle e acionamento da micromáquina.

2.2.3.1 Instrumentação para sincronismo do gerador com a rede

O conjunto de instrumentos para realizar o sincronismo ou paralelismo do gerador com o barramento da concessionária de energia é constituído por um voltímetro duplo, um freqüencímetro duplo e um sincronoscópio microprocessado como pode ser visto na Figura 2.5. Estes equipamentos foram instalados na porta do painel modular do sistema de controle, automação e acionamento da micromáquina.

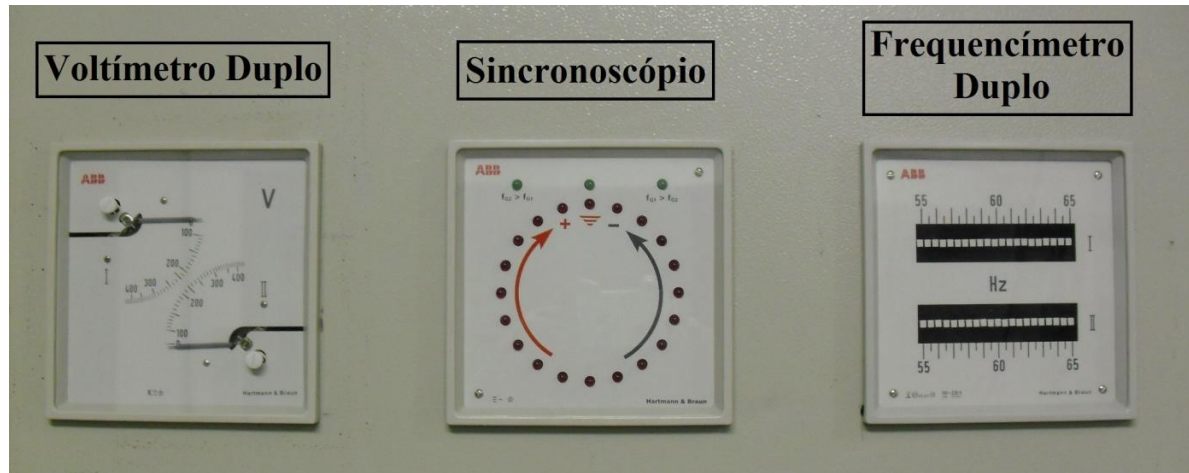


Figura 2.5: Conjunto de instrumentos para sincronismo do gerador com a rede.

O voltímetro duplo é formado por dois sistemas de Ferro Móvel, isolados eletricamente e fisicamente separados um do outro. As escalas estão situadas em posições opostas de tal forma que, a 45 graus no mesmo alinhamento, fica determinada a condição tensão de sincronismo ($V_{gerador\ 1} = V_{gerador\ 2}$).

O frequencímetro duplo é formado por dois sistemas com igual número de lâminas vibráveis, para indicação da frequência dos dois geradores. As lâminas de cada mecanismo vibram através da ação do campo magnético, oriundo das bobinas de tensão do mesmo. Quando estas lâminas vibram praticamente alinhadas indicando frequências bem próximas, fica também indicado mais uma condição de sincronismo ($f_{gerador\ 1} = f_{gerador\ 2}$).

Quanto ao sincronoscópio, trata-se de um instrumento microprocessado com componentes eletrônicos em SMD, que é utilizado tanto em 50Hz como 60Hz. A indicação é efetuada através de 20 LEDs vermelhos para a defasagem angular e 3 LEDs verdes para a diferença de frequência (escorregamento). Quando os LEDs vermelho e verde centrais estiverem acesos simultaneamente, significa que os dois geradores estão em sincronismo, ou seja, a diferença entre frequências dos dois geradores é menor ou igual a 0,50Hz e a defasagem angular entre os mesmos é igual a zero, (Catálogo de Produtos ABB - Instrumentação Elétrica).

Portanto quando os instrumentos de sincronismo indicam as condições favoráveis para realização do paralelismo de gerador com a rede, um comando e dado pelo operador via IHM para fechar o contactor de conexão do gerador com a rede por meio da linha de transmissão simulada por um circuito indutivo.

Na Figura 2.6 é ilustrado um esquema de ligação do sincronoscópio e as ligações do voltímetro duplo e do freqüencímetro duplo são bastante intuitivas e possuem indicações nos próprios instrumentos.

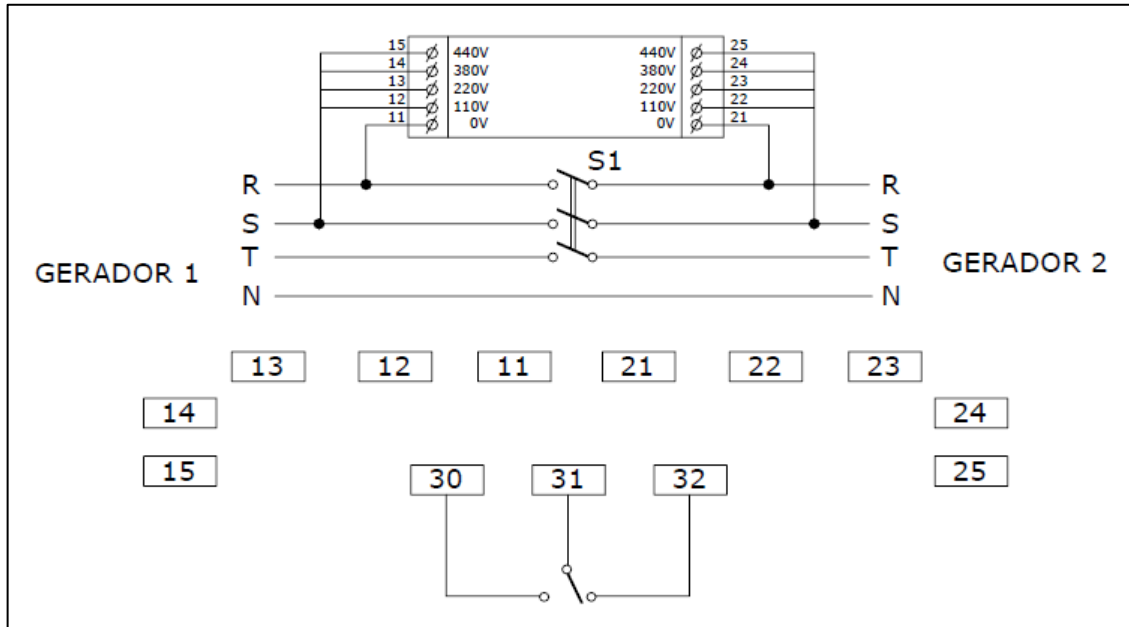


Figura 2.6: Esquema de Ligação do sincronoscópio microprocessado, (Sincronoscópio Digital ABB SD144, ficha técnica - N00144).

2.2.3.2 Os sistemas de regulação de velocidade e tensão da micromáquina

O sistema eletrônico de regulação de velocidade do grupo gerador, o qual foi desenvolvido neste trabalho, é constituído por um sistema eletrônico microprocessado de aquisição e controle que embarca os algoritmos de controle e operação do motor bem como os algoritmos de emulação das dinâmicas do servoposicionador e da turbina hidráulica.

Enquanto que o sistema de regulação de tensão terminal e excitação do gerador, o qual foi desenvolvido no trabalho de (MORAES, 2011), é constituído também por um sistema eletrônico microprocessado de aquisição e controle que embarca os algoritmos de controle e operação do gerador bem como uma rotina de controle amortecedor para aumentar a estabilidade do sistema de geração em escala reduzida chamada ESP digital. Tais sistemas eletrônicos de regulação estão ilustrados na Figura 2.7.

Deve-se ressaltar que, ambos os sistemas eletrônicos de regulação se comunicam com um computador de mesa via comunicação serial RS232, onde está instalada a interface homem-máquina que opera esses sistemas de regulação.



Figura 2.7: Sistemas eletrônicos de regulação de velocidade e tensão da micromáquina.

2.2.4 A interface homem-máquina

O sistema de geração em escala reduzida é operado pelos pesquisadores (alunos e professores) por meio de um software do tipo interface homem-máquina, que pode ser observada na Figura 2.8, o qual é programado no ambiente de desenvolvimento *LabView* e instalado em um computador de mesa que se comunica com o sistema controle e automação da micromáquina via comunicação serial RS232, conforme é mostrado na Figura 2.1.

Por meio desta IHM é possível dar comandos para acionar contactores via relés, comandos para partir e parar o sistema de geração em escala reduzida. Também é possível visualizar graficamente as variáveis do sistema de geração em escala reduzida tais como: velocidade, torque, potência e sinal de controle, os quais via comando pela IHM podem ser salvos em arquivos do tipo “txt” para, em seguida, serem analisados por softwares como o *MatLab*.

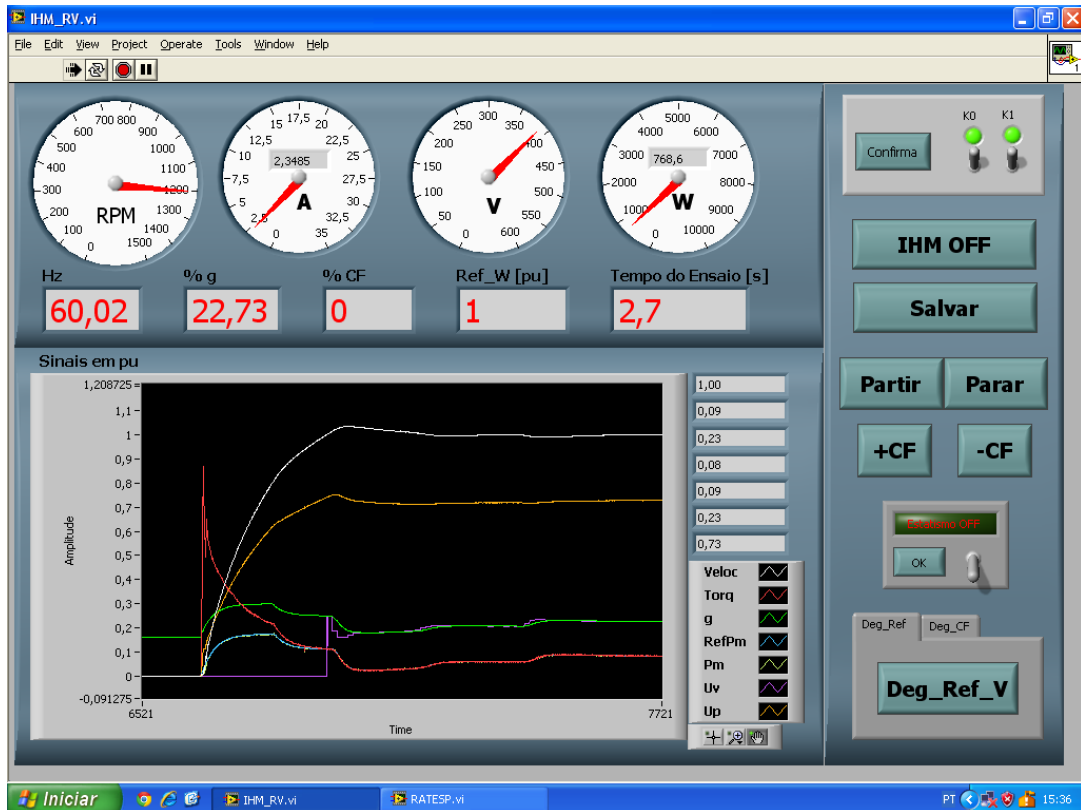


Figura 2.8: Interface homem-máquina.

2.2.5 A linha de transmissão

A linha de transmissão que faz parte do sistema de geração em escala reduzida é formada por dois circuitos indutivos trifásicos, onde cada circuito é constituído de 24 indutores de $1,0H$. Cada circuito indutivo forma uma linha de transmissão, ou seja, o conjunto total forma duas linhas trifásicas em paralelo como é ilustrado na Figura 2.9. Estes arranjos de indutores foram organizados de forma que a reconfiguração da linha fosse mais flexível, tornando possível realização de testes de queda linha e testes de curto circuito.



Figura 2.9: Painel dos circuitos indutivos que simulam a linha de transmissão.

2.2.6 O banco de lâmpadas (cargas resistivas)

O banco de lâmpadas, ilustrado na Figura 2.10, o qual é herança do trabalho de Araujo (2001), é formado por seis fileiras de lâmpadas incandescentes de 220V por 200W , onde cada coluna é constituída de seis lâmpadas. Desta forma, cada fileira deste banco de lâmpadas equivale a uma carga trifásica de 1200W e, no total, o banco tem uma carga de 7200W.



Figura 2.10: Banco de lâmpadas.

O acionamento das fileiras é feito através de seis chaves liga/desliga trifásicas localizadas na parte inferior do banco de lâmpadas. O acionamento de cada fileira de lâmpadas corresponde a um degrau de carga de 12% do valor nominal de potência do gerador.

Na Figura 2.11, é apresentado o esquema elétrico de uma fileira deste banco de lâmpadas conectada em delta.

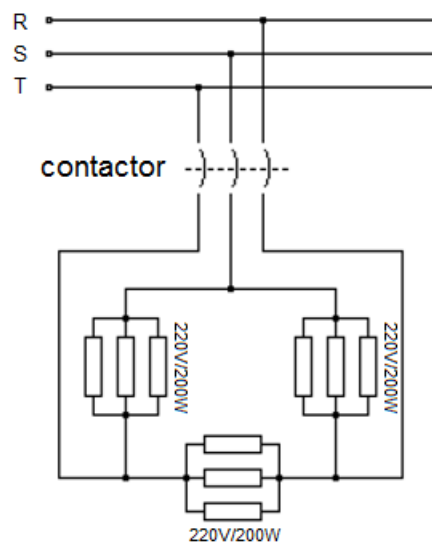


Figura 2.11: Esquema elétrico de uma fileira do banco de lâmpadas, (ARAUJO, 2001).

2.3 Automação do sistema de geração em escala reduzida 10kVA

O sistema de automação desenvolvido para o sistema micromáquina proporciona melhorias nas etapas de acionamento, desde o controle do tempo de cada etapa, até mesmo, a garantia de que as etapas sigam uma sequência pré-definida e segura, evitando alguns erros que poderiam ser cometidos por falha humana. Neste Sistema de automação são utilizados diversos dispositivos que, em conjunto, proporcionam uma lógica de funcionamento para executar as tarefas do sistema. Dentre estes dispositivos para a automação e proteção do grupo gerador foram utilizados chaves de acionamento, chaves contactoras, chaves temporizadoras, relés térmicos, fusíveis e disjuntores.

Para o acionamento do sistema micromáquina, desenvolveu-se um projeto de automação baseado em lógica de contatos obedecendo às regras de acionamento do grupo gerador fornecidas pelo fabricante. Este sistema de automação é dividido em duas partes: o circuito de comando e o circuito de força. Na primeira, é representado todo o conjunto de componentes que executa a lógica de acionamento dos contactores de comando e de acionamento de carga. Enquanto que na segunda parte, são representados os componentes de maior potência, acionados pelo circuito de comando.

A lógica de acionamento do circuito de comando tem como base os dados das máquinas utilizadas e as regras de acionamento do grupo gerador. Para este trabalho, são utilizadas duas máquinas elétricas rotativas. Cada uma destas apresenta dois enrolamentos acessíveis (enrolamento de campo e de armadura), totalizando em quatro ramos de acionamento elétrico. Em cada ramo foi empregada pelo menos uma chave contactora e outros dispositivos. De uma forma geral, as regras seguem uma sequência bem próxima da sequência de acionamento utilizada nas grandes usinas, salvo a grande complexidade destas. Sabe-se que, nas grandes usinas geradoras, inicialmente uma máquina primária (turbina) é colocada em operação para que, em seguida, o gerador também possa ser acionado e, assim, iniciar o processo de conversão de energia elétrica. Além disso, a etapa de interligação (ou de paralelismo) entre a unidade geradora e um sistema de energia elétrica só pode ser realizada após um processo de sincronização entre o gerador e o sistema de energia.

Desta forma, estabeleceu-se a seguinte sequência de acionamento:

Etapa 1 (Acionamento do Motor CC):

- Aciona-se o enrolamento de campo do Motor CC – este enrolamento, quando energizado por uma fonte independente e constante, estabelece um campo magnético constante no estator do motor;
- Aciona-se o enrolamento de armadura do Motor CC – para isto, é necessário que o enrolamento de campo esteja acionado e que o temporizador do circuito de pré-carga esteja finalizado. O circuito de pré-carga minimiza os efeitos das correntes de magnetização das bobinas do transformador e limita a corrente inicial do capacitor de filtro. Após a finalização do estágio de pré-carga, tem-se a condição necessária para o regulador de velocidade atuar no motor CC, através do conversor CC-CC, e controlar a velocidade de rotação do grupo gerador.

Etapa 2 (Acionamento do Gerador Síncrono)

- Aciona-se o enrolamento de campo do gerador síncrono – para este acionamento, faz-se necessária a conclusão da etapa descrita anteriormente e que a velocidade de rotação do eixo do grupo-gerador esteja em velocidade nominal. Após isso, o regulador de tensão pode atuar no enrolamento de campo de modo a controlar a tensão gerada nos terminais do enrolamento de armadura do gerador.
- Aciona-se o enrolamento de armadura do gerador síncrono – uma chave contactora conectada à saída do gerador permite a ligação de cargas locais e o transformador para o paralelismo do grupo gerador com a rede elétrica.

Etapa 3 (Paralelismo)

- Aciona-se a chave de paralelismo – a interligação entre o gerador e a rede elétrica depende do funcionamento do grupo-gerador e das condições básicas de paralelismo (mesma sequência de fase, mínima diferença de entre as fases e as tensões homólogas, ou seja, a cada fase do gerador com a fase correspondente da rede elétrica).

A Figura 2.12 ilustra o circuito de comando desenvolvido com base nas regras descritas.

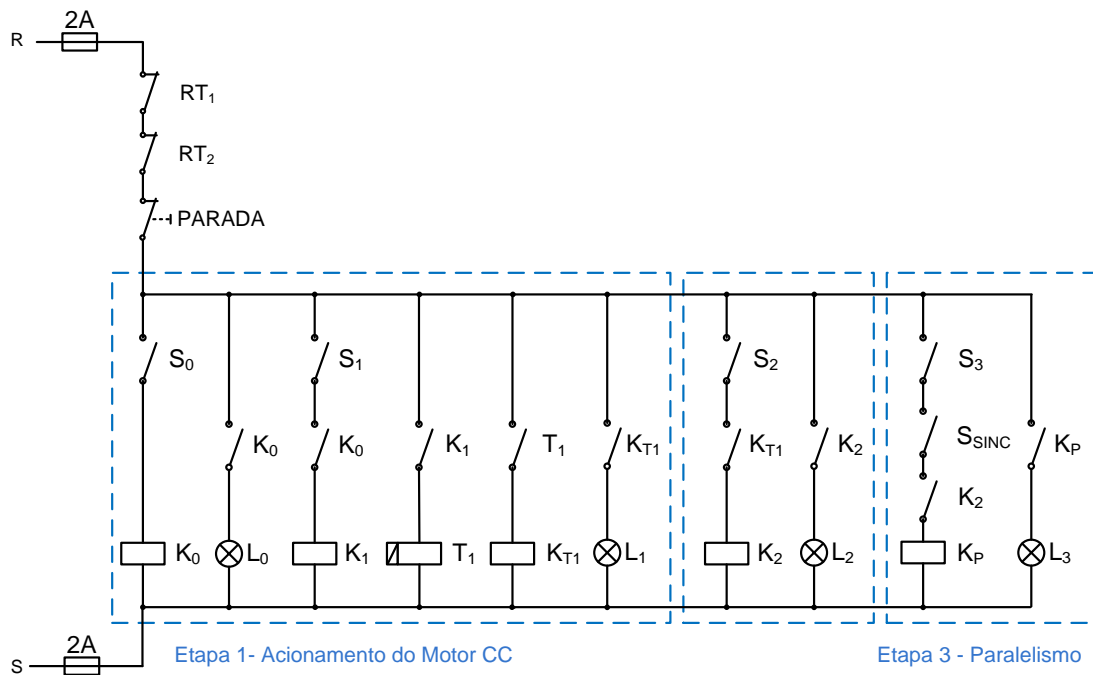


Figura 2.12: Circuito de comando do projeto de automação.

De acordo com a Figura 2.12, pode se notar que a estrutura do circuito de comando está dividida em quatro partes: Uma parte de proteção e parada, contendo fusível, relés térmicos (R_{T1} e R_{T2}) e uma chave de parada de emergência; e três partes de acionamento (Etapas 1, 2 e 3). A Etapa 1 representa a lógica de acionamento do motor CC e é formada por dois relés de acionamento pela IHM (S_0 e S_1), um contactor para o enrolamento de campo (K_0), três contactores (K_1 , K_{T1} e K_{T2}) e um temporizador (T_1) para o enrolamento de armadura. O circuito de pré-carga é formado por $K_{T1} + T_1$. A Etapa 2 representa a lógica de acionamento aplicado ao gerador síncrono, sendo formado por um relé de acionamento pela IHM (S_2) e uma chave para o enrolamento de campo (K_2). E finalizando, a Etapa 3, a qual representa a chave de paralelismo, formada por um relé de acionamento pela IHM (S_3), uma chave de intertravamento (K_2), um relé do sincronoscópio, que fecha na condição de paralelismo e um contactor (K_P) para o enrolamento de armadura e sincronismo.

As regras para a lógica do circuito de comando foram empregadas de modo que, além dos comandos pela IHM via os relés S_0 , S_1 , S_2 e S_3 , o acionamento das máquinas também dependesse de um intertravamento entre as chaves contactoras, por exemplo, o acionamento do enrolamento de armadura do motor CC (K_1) depende do acionamento do enrolamento de campo (K_0). O acionamento do enrolamento de campo do gerador (K_2) depende do término do tempo (T_1) do circuito de pré-carga (K_{T1}) e T_1 é iniciado juntamente com a chave K_1 . A

chave de paralelismo pode ser acionada por um comando pela IHM para S_3 , mas depende do acionamento da chave conectada ao enrolamento de armadura do gerador (K_3).

O circuito de força contendo os elementos de maior potência do circuito de acionamento é ilustrado na Figura 2.13.

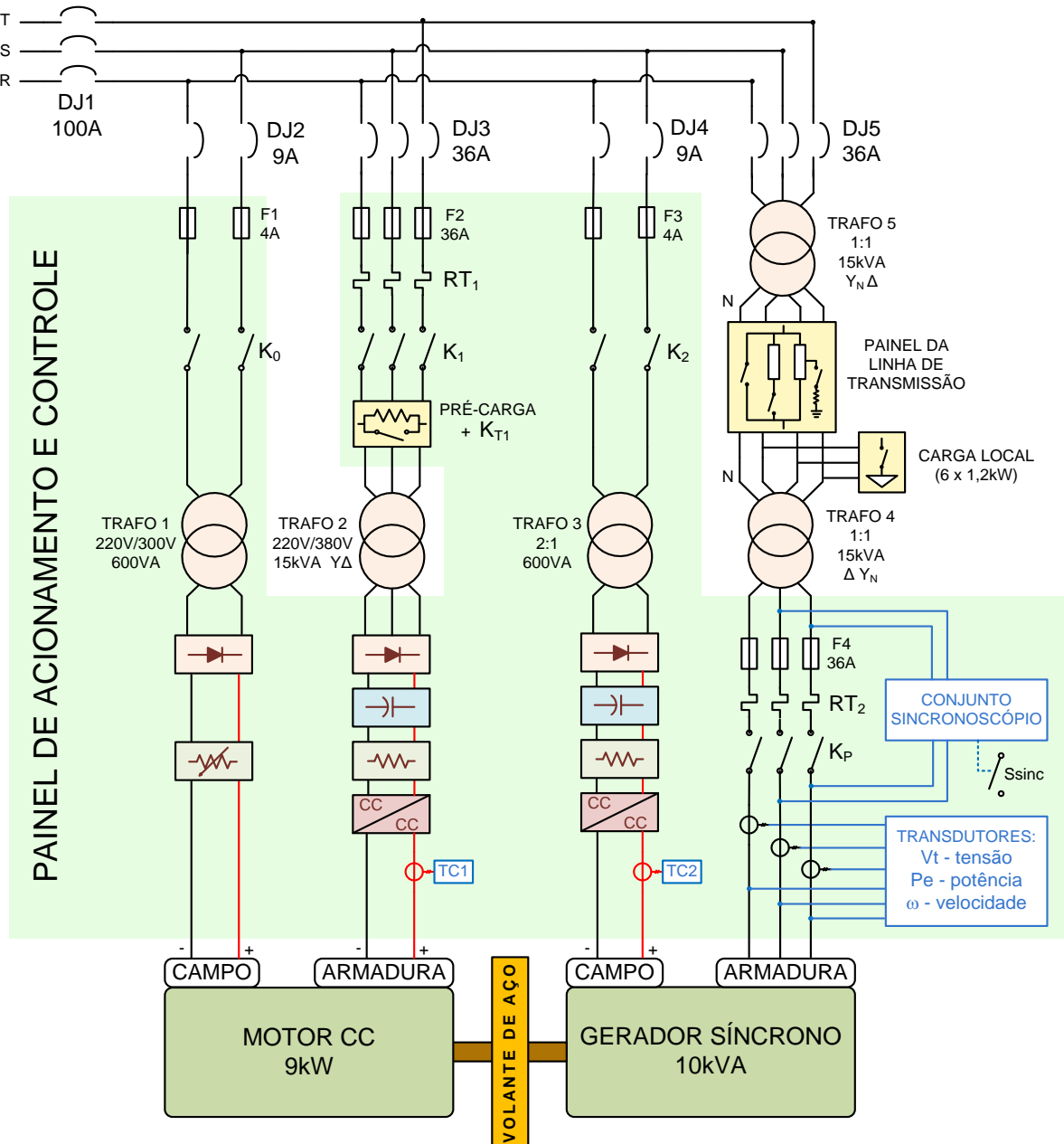


Figura 2.13: Circuito de força do projeto de automação.

De acordo com a Figura 2.13, pode-se observar que o circuito de força é formado por quatro circuitos principais, onde os dois primeiros circuitos alimentam os enrolamentos de campo e de armadura do motor CC, o terceiro alimenta o campo do gerador e o quarto

circuito representa a saída do gerador síncrono. Nota-se também a localização dos sensores de medição utilizados pelos sistemas de controle.

2.4 Conclusão

Neste Capítulo, foi apresentada a descrição das ferramentas desenvolvidas para equipar o Laboratório de Controle de Sistemas de Potência e dos elementos que o constituem enfatizando o sistema micromáquina, com o objetivo de apresentar o contexto de desenvolvimento deste trabalho e dos resultados transparentes para estudantes e professores que podem utilizar o sistema para fins didáticos e de pesquisa.

3 FUNCIONAMENTO E MODELAGEM DOS PRINCIPAIS COMPONENTES DE UMA UNIDADE HIDROGERADORA ENFATIZANDO O SISTEMA DE REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

3.1 Introdução

Para simular e projetar um sistema de controle é de fundamental importância conhecer o funcionamento e a modelagem matemática da planta ou processo que se pretende controlar e simular. Portanto, este Capítulo tem por objetivo apresentar o funcionamento e a modelagem dos principais elementos que compõe uma unidade hidrogeradora. Fato este que ajudará a fundamentar o desenvolvimento do estudo proposto neste trabalho.

Desta forma, será obtido o conjunto de equações diferenciais ou função de transferência do sistema em estudo de forma analítica em função do entendimento do funcionamento deste sistema e dos fenômenos físicos que o envolvem.

Porém, antes de se prosseguir com a descrição e a modelagem desses elementos, que também consiste em converter as equações reais dos modelos matemáticos para equações em valores por unidade (pu), deve-se deixar claro que as grandezas bases selecionadas são as grandezas nominais do sistema as quais são identificadas pelo subscrito “ b ” e as grandezas em pu, pelo sobrescrito “ $-$ ”.

3.2 Unidade Hidrogeradora

Uma unidade hidrogeradora de uma central hidroelétrica tem como função transformar energia potencial hidráulica em energia elétrica. Ela é composta principalmente por uma Turbina Hidráulica, que tem como função transforma energia cinética de movimento da água em energia mecânica; por um Gerador Síncrono, o qual, acoplado ao eixo da Turbina, transforma energia mecânica em Energia Elétrica e por um Sistema de Regulação de Velocidade, o qual mantém a velocidade angular do conjunto turbina e gerador dentro das condições normais de operação aumentando ou diminuindo a potência elétrica gerada em função da variação de carga do sistema elétrico (KUNDUR, 1994). Na Figura 3.1, é ilustrada uma vista em corte de uma unidade hidrogeradora.

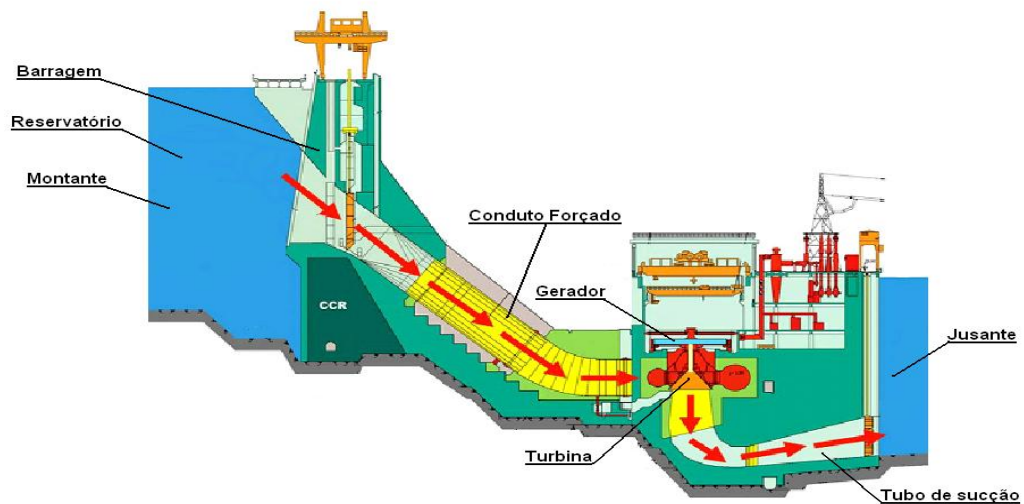


Figura 3.1: Vista em corte de uma unidade hidrogeradora de uma central hidroelétrica empregando Turbina Francis, adaptado de (Eletronorte, UHE de Tucuruí,).

3.2.1 Modelagem das partes rotativas do conjunto turbina e gerador

Numa unidade hidrogeradora, o torque acelerante é resultado da interação do torque mecânico desenvolvido pela turbina com o torque elétrico desenvolvido pelo gerador quando ocorre um desvio de carga na geração. Na figura 3.2, é ilustrado um diagrama simplificado da ação de torques nas partes girantes de uma unidade de geração.

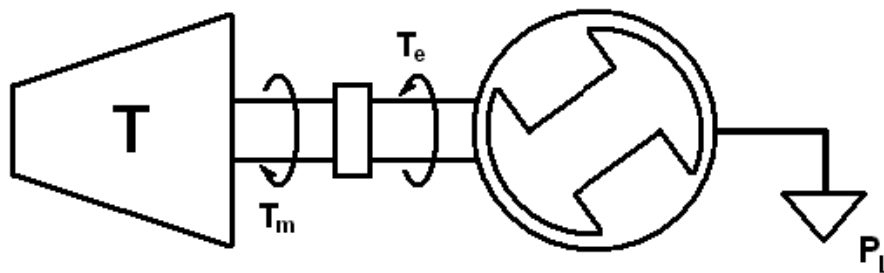


Figura 3.2: Diagrama simplificado do Conjunto Turbina e Gerador.

Portanto, de acordo com o exposto acima, o torque acelerante é dado por

$$T_a = T_m - T_e, \quad (3.1)$$

onde

T_a é o Torque Acelerante em [N.m];

T_m é o Torque Mecânico em [N.m] e

T_e é Torque Eletromagnético em [N.m].

Conseqüentemente, devido à segunda lei de Newton para corpos girantes, a equação (3.1) pode ser escrita como a seguir:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_a = T_m - T_e, \quad (3.2)$$

onde

J é o momento de inércia combinado das partes girantes da turbina e do gerador em [Kg.m²];

ω_m é a velocidade angular mecânica do rotor em [rad/s] e

t é o tempo em [s].

Definindo-se, então, a Constante de Inércia conforme (KUNDUR, 1994), como:

$$H = \frac{\text{Energia Cinética na velocidade nominal}}{\text{Potência Base}},$$

então obtém-se:

$$H = \frac{\frac{1}{2} J \omega_{m_o}^2}{S_b}, \quad (3.3)$$

onde ω_{m_o} é a velocidade mecânica nominal da turbina.

Dessa forma, selecionando a velocidade angular mecânica com uma grandeza base e isolando o momento de inércia na equação (3.3), tem-se

$$J = \frac{2HS_b}{\omega_b^2}. \quad (3.4)$$

Em seguida, substituindo-se a equação (3.4) na equação (3.2) e dividindo por $\frac{S_b}{\omega_b}$, conclui-se que

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_m}{\omega_b} \right) = \frac{T_m - T_l}{\frac{S_b}{\omega_b}} \Rightarrow 2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_m}{\omega_b} \right) = \frac{T_m}{T_b} - \frac{T_e}{T_b}.$$

Ou seja, a equação que descreve em valores por unidade (pu) a dinâmica das partes rotativas do conjunto turbina e gerador é dada por

$$2H \frac{d\bar{\omega}_r}{dt} = \bar{T}_m - \bar{T}_e, \quad (3.5)$$

onde $\bar{\omega}_r = \frac{\omega_m}{\omega_{m_o}} = \frac{\omega_r / P_f}{\omega_{m_o} / P_f} = \frac{\omega_r}{\omega_o}$ e P_f é o número de pares de polos do gerador e ω_r é a frequência angular elétrica do gerador.

3.3 Turbina Hidráulica

As turbinas hidráulicas empregadas nas unidades hidrogeradoras são classificadas como turbinas de ação ou de reação. As primeiras são turbinas cujo trabalho mecânico é obtido pela transformação da energia cinética da água em escoamento através do rotor. As turbinas Pelton são as que se enquadram como turbinas de ação. Nas turbinas de reação, a energia mecânica é obtida pela transformação das energias cinética e de pressão do fluxo de água. As turbinas Francis e Kaplan são as que se enquadram como turbinas de reação, (KUNDUR, 1994).

Apesar de ter sido comentado os principais tipos de turbinas hidráulicas, o estudo desenvolvido neste capítulo será direcionado as Turbinas Francis. A Figura 3.3 ilustra um exemplo de turbina Francis com o sistema mecânico e hidráulico que movimentam as pás ou lâminas guias do distribuidor.

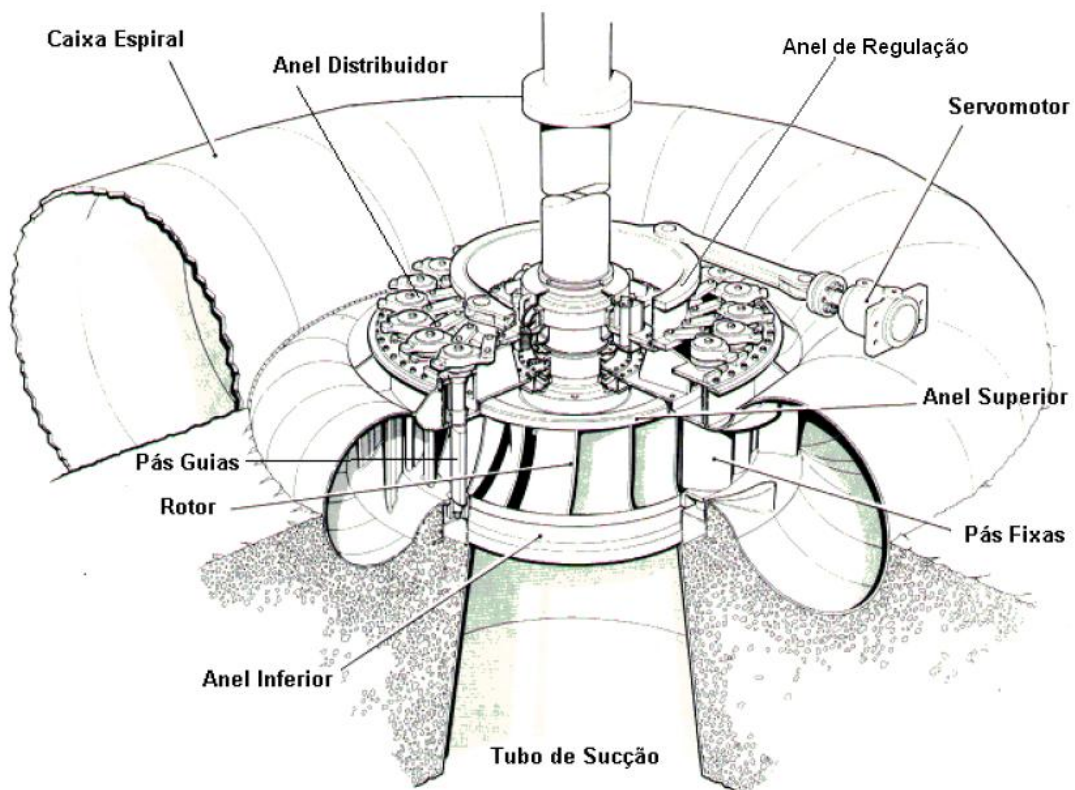


Figura 3.3: Desenho em corte de uma Turbina Francis com o sistema mecânico e hidráulico que movimentam as pás guias do distribuidor, adaptado de (PAES e DE NEGRI, 2002, p. 53)

As turbinas Francis recebem seu nome em homenagem ao engenheiro inglês James Bicheno Francis (1812-1892), que as idealizou em meados do século XIX. Atualmente esse tipo de turbina atinge seus melhores valores de rendimento para quedas que variam de 10 a 200 metros, sendo uma das principais utilizadas em hidrelétricas Brasileiras, (HIDALGO, 2010).

Como ilustrado na Figura 3.2, o caracol é uma das partes que compõe a Turbina Francis. Sua função é conduzir radialmente, para o interior da turbina, a água vinda do conduto forçado, sendo dimensionado de maneira que a maior parte da energia potencial devido à queda d'água seja transformada em energia mecânica. Na saída da turbina há o tubo de sucção, o qual é dimensionado para que a energia cinética da água na saída da turbina seja compatível com a velocidade da água do rio maximizando a eficiência da turbina.

Chama-se Sistema Distribuidor o conjunto composto pelas pás móveis direcionais em torno do rotor que formam o anel distribuidor e o servomotor com o circuito de controle de posição correspondente. A função das pás é direcionar a água que vem do caracol em direção às pás do rotor Francis, mudando o ângulo de entrada em relação às pás do rotor. Todas as pás possuem um eixo de rotação paralelo à turbina e, graças ao mecanismo constituído por um anel concêntrico ao distribuidor e ligado às pás por um sistema de bielas e manivelas, o anel de regulação, que é acionado pelos servomotores; essas pás podem girar simultaneamente com o mesmo deslocamento angular. Conseqüentemente, pode-se controlar a potência transferida da água ao rotor, controlando assim a potência mecânica desenvolvida pela turbina, (WIN, 2008) e (PAES e DE NEGRI, 2002).

O rotor Francis é o elemento central da turbina, o qual é responsável por transformar a energia hidráulica da água em energia mecânica de rotação. É constituído por pás fixas que possuem determinada curvatura cuja função é mudar a direção do fluxo da água maximizando as transformações de energia. Sua rotação e torque desenvolvidos são transmitidos ao Gerador Síncrono, o qual converte a energia mecânica da turbina em energia elétrica, (PAES e DE NEGRI, 2002).

3.3.1 Modelagem da turbina hidráulica

Segundo Kundur (1994), o modelo matemático para uma turbina hidráulica, considerando a água e as paredes do conduto forçado incompressíveis, é dado pelo sistema de

equações (3.6), o qual é utilizado em simulações e em estudos de estabilidade para grandes sinais.

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{G} = A_t \bar{g} \\ \bar{H} = \left(\frac{\bar{U}}{\bar{G}} \right)^2 \\ \bar{U} = \frac{1}{T_w s} (\bar{H}_o - \bar{H}) \\ \bar{P}_m = \bar{H} (\bar{U} - \bar{U}_{nl}) \\ \bar{T}_m = \bar{P}_r \frac{\bar{P}_m}{\bar{\omega}} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

A partir do sistema de equações (3.6), que representam de maneira simplificada a dinâmica não linear da turbina hidráulica, obtém-se o diagrama de blocos ilustrado na Figura 3.4, onde

\bar{g} é a abertura de fato do distribuidor;

\bar{G} é a abertura ideal do distribuído;

\bar{U} é a velocidade da água na turbina;

\bar{U}_{nl} é a velocidade da água com a turbina rodando sem carga;

\bar{H} é a queda hidráulica medida do nível da turbina até o nível do lago;

\bar{H}_o é a queda hidráulica inicial;

\bar{P}_m é a potência mecânica desenvolvida pela turbina;

$\bar{\omega}$ é velocidade do conjunto turbina-gerador;

\bar{T}_m é o torque mecânico desenvolvido pela turbina;

A_t é o ganho da turbina hidráulica;

T_w é o tempo de partida da água e

\bar{P}_r é uma mudança de base, a qual é dada pela equação seguinte:

$$\bar{P}_r = \frac{\text{Potência nominal da Turbina}}{\text{Potência base do sistema}} \quad (3.7)$$

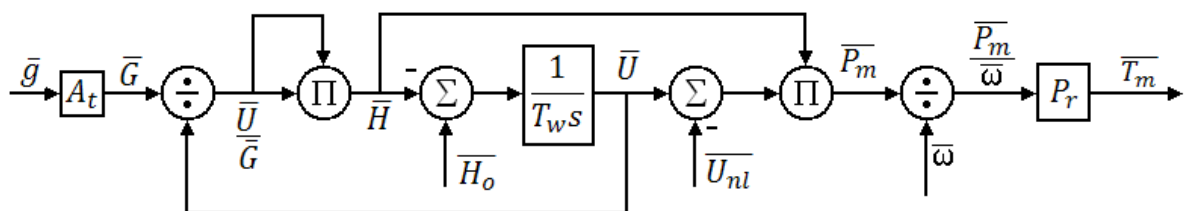


Figura 3.4: Diagrama de Blocos de um modelo não linear de uma turbina hidráulica, adaptado de (KUNDUR, 1994, p. 391).

Considerando a turbina na velocidade nominal e considerando a abertura do distribuidor ideal; a partir da linearização do sistema de equações (3.6), em torno do ponto de operação \bar{U}_o , \bar{G}_o , \bar{H}_o e \bar{P}_{m_o} , obtém-se a função de transferência da turbina hidráulica dada pela equação (3.7), a qual é utilizada em estudos de estabilidade em pequenos sinais e projeto de controladores, (KUNDUR, 1994) e (MACHOWSKI, BIALEK e BUMBY, 2008).

$$\frac{\bar{P}_m(s)}{\bar{G}(s)} = \frac{1 - T_\omega s}{1 + \frac{1}{2} T_\omega s}. \quad (3.7)$$

A constante de tempo T_ω da função de transferência dada na equação (3.7) é proporcional ao ponto de operação da turbina, (MELLO, 1979).

3.4 Sistema de Acionamento Hidráulico

Como dito antes, para controlar a potência mecânica desenvolvida pela turbina hidráulica é preciso movimentar as pás diretrizes do distribuidor para modificar a passagem de água pelo rotor, as quais são acopladas ao anel de regulação que permite deslocar as pás do distribuidor de um mesmo ângulo, (WIN, 2008).

Portanto, chama-se Servoposicionador o sistema eletro-hidráulico com controle de posição do servomotor principal, ilustrado de maneira simplificada na Figura 3.5 e citado na Seção 3.1, o qual é responsável pela movimentação do anel de regulação em função dos sinais de referência de abertura do distribuidor provenientes das leis de controle do regulador de velocidade. Cada abertura do distribuidor corresponde a uma dada potência gerada pela unidade hidrogeradora, (DOS SANTOS, 2006) e (HIDALGO, 2010).

Conforme ilustrado na Figura 3.5, um sinal de controle analógico ou modulado por PWM é gerado pelo sistema de controle de posição e, em seguida, é amplificado por um driver que, por sua vez, aciona o motor linear ou os solenoides da válvula piloto. A válvula distribuidora é acionada pela válvula piloto, a qual tem seu carretel movimentado por ação de seus solenoides proporcionais ou por um motor linear. Em seguida, o servomotor principal é comandado pela ação da válvula distribuidora, a qual, para a válvula piloto, comporta-se como um servomotor auxiliar, (HIDALGO, 2010).

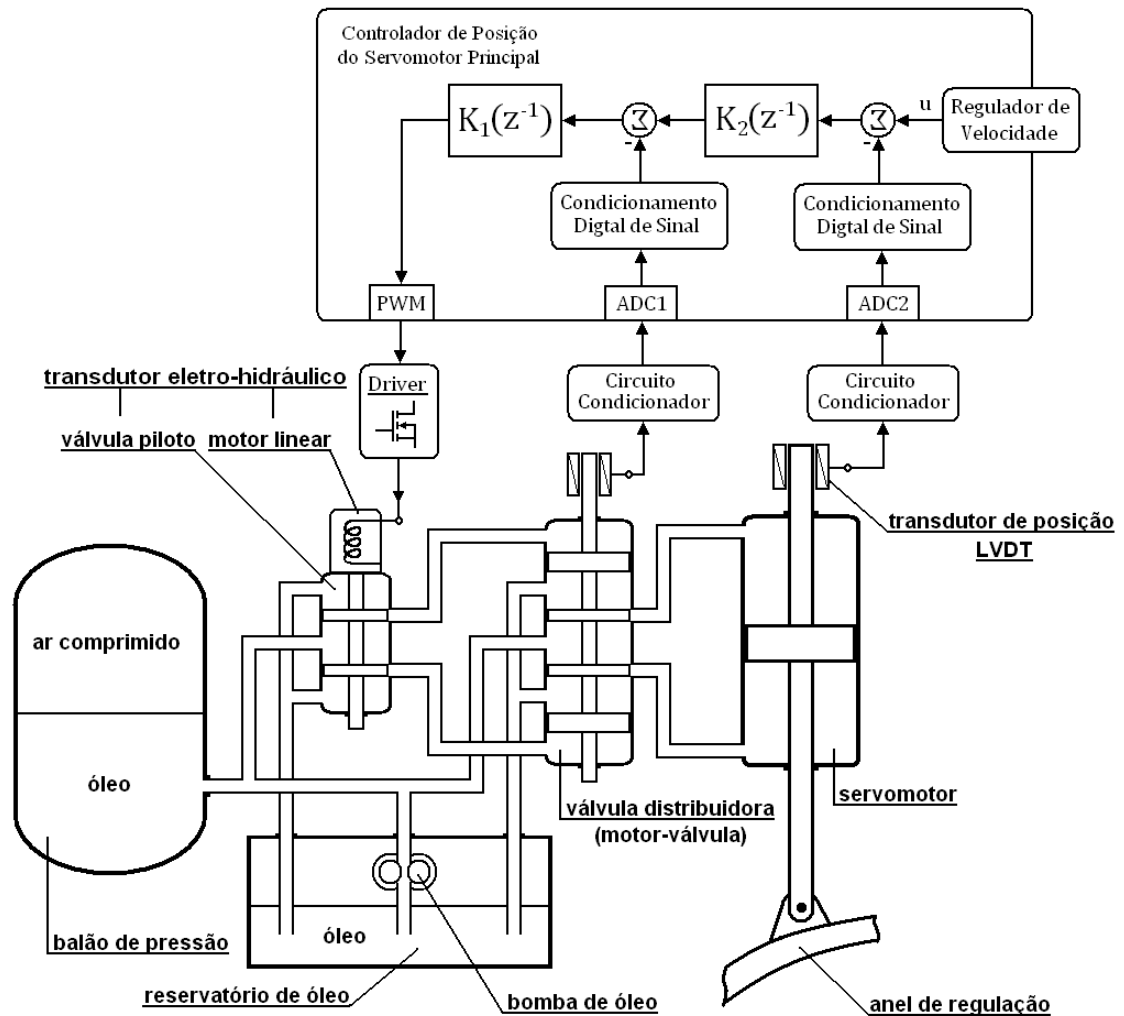


Figura 3.5: Sistema Eletro-hidráulico de Atuação com o sistema de controle de posição (servoposicionador).

Tipicamente, o sistema hidráulico de acionamento do servomotor principal é dividido em duas configurações: estágio simples e estágio duplo. A primeira configuração consiste em uma válvula piloto acionando diretamente o servomotor e normalmente é usada em pequenas centrais hidrelétricas. A segunda configuração, além da válvula piloto e do servomotor, possui uma válvula distribuidora como estágio intermediário de amplificação de potência para a válvula piloto acionar o servomotor. Essa última configuração é normalmente utilizada em grandes centrais hidrelétricas, conforme (DOS SANTOS, 2006).

O controlador de posição do servomotor principal do sistema de atuação eletro-hidráulico com estágio duplo, ilustrado na Figura 3.5, é composto por duas malhas de controle: uma para a posição da válvula distribuidora e outra para o servomotor principal. A malha de controle de posição da válvula distribuidora é interna a malha de controle do

servomotor, onde K_1 é controlador digital, geralmente do tipo proporcional, da malha interna de controle e K_2 é o controlador digital de posição do servomotor, que também geralmente é do tipo proporcional, conforme os trabalhos de (HORVAT, KULJACA e KULJACA, 2003), (STRAH, KULJACA e VUKIC, 2005) e (HIDALGO, 2010).

Os controladores K_1 e K_2 do sistema de controle de posição do servomotor principal são projetados de tal forma a reduzir os efeitos de não linearidades do sistema hidráulico, sensibilidade a variações de pressão e temperatura do óleo e a desgastes, conforme (SILVA e COSTA, 2000).

3.4.1 Modelagem do servoposicionador

Segundo Kundur (1994, p. 396) e Ogata (2003, p. 148), o modelo simplificado de um conjunto válvula e servomotor é dado pela função de transferência a seguir.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{s}, \quad (3.8)$$

onde

Y é o deslocamento do pistão do servomotor;

X é o deslocamento do carretel da válvula, que aciona o servomotor, e

K é o ganho do conjunto válvula e servomotor.

Portanto, como a válvula distribuidora tem incluso, na sua estrutura, um servomotor auxiliar, chamado servomotor piloto ou servomotor de controle, que é acionado pela válvula piloto, em função da equação (3.8), modela-se de forma simplificada o servoposicionador ilustrado na Figura 3.5 como ilustrado na Figura 3.6, (AGÜERO, ALMARZA, *et al.*, 2005) e (DI PAOLO, 2009), onde

x_g é a posição do servomotor em pu;

x_p é a posição da válvula distribuidora em pu;

v_e é o sinal de tensão aplicado na armadura do motor linear ou nos solenóides proporcionais em pu;

u é o sinal de controle do regulador de velocidade;

t_p é a constante de tempo resultante para o servomotor piloto, válvula piloto e o controlador proporcional K_1 ;

t_g é a constante de tempo resultante para o servomotor principal, válvula distribuidora e o controlador proporcional K_2 ;

g_{max} é o deslocamento máximo do servomotor e
 g_{min} é o deslocamento mínimo do servomotor.

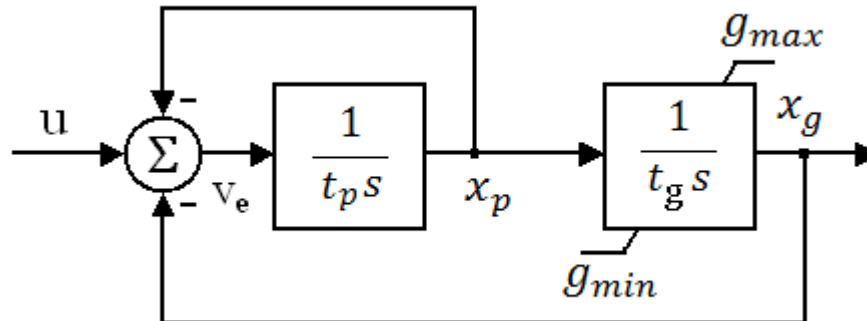


Figura 3.6: Modelo simplificado do servoposicionador, adaptado de (DI PAOLO, 2009, p. 73).

Dessa forma, a partir da figura 3.6, obtém-se o modelo em espaço de estados do servoposicionador.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{t_g} \\ -\frac{1}{t_p} & -\frac{1}{t_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{t_p} \end{bmatrix} u \\ g_{min} \leq x_1 \leq g_{max} \\ y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.9)$$

Segundo Strah et al (2005), o modelo matemático do servoposicionador ilustrado na Figura 3.6, pode ser simplificado para a função de transferência logo a seguir, $t_p \ll t_g$.

$$\frac{X_1(s)}{U(s)} = \frac{1}{t_g s + 1}. \quad (3.10)$$

3.5 O Sistema de Regulação de Velocidade

O regulador de velocidade é um dos subsistemas que compõe uma unidade hidrogeradora, o qual controla a velocidade de rotação da turbina e conseqüentemente a frequência da tensão terminal do gerador síncrono. Para que a frequência seja mantida no valor normal de operação, que no Brasil é de 60Hz, a potência gerada pelo conjunto turbina-gerador deve ser igual à consumida pela carga, (KUNDUR, 1994).

Em função da demanda de carga, o regulador de velocidade detecta os desvios de velocidade e gera os sinais de controle que atuam como sinais de referência para o sistema de

controle de posição do servomotor principal (o servoposicionador). Por sua vez, o servomotor, em função dos sinais de controle do regulador de velocidade, comanda a abertura do distribuidor por meio do anel de regulação, controlando assim a potência mecânica desenvolvida pela turbina. Isso faz com que a unidade hidrogeradora gere apenas a energia elétrica demandada pela carga, (HIDALGO, 2010).

Portanto, quando a unidade geradora não está sincronizada na rede, o ajuste de referência de velocidade ou de carga-frequência (CF) apenas muda a velocidade da unidade. Porém, uma vez sincronizado ao sistema de potência, uma variação numa dessas referências causa variações de potência gerada e, dependendo da capacidade de geração da unidade em relação à rede, causa somente efeitos mínimos na frequência, pois no caso geral de sistemas interconectados, o sistema externo de potência se comportará como um sistema de grande porte para a unidade em particular. Consequentemente, uma vez a unidade geradora sincronizada na rede, o ajuste na referência de (CF) é basicamente o comando de variação da potência gerada, (MELLO, 1979).

Na Figura 3.4, é ilustrada, de maneira simplificada, a arquitetura de um sistema de regulação de velocidade moderno para turbinas hidráulicas, onde

g é a posição do servomotor principal em pu;

x_p é a posição da válvula distribuidora em pu;

CF é a referência de carga do regulador de velocidade em pu;

ω_{ref} é o sinal de referência de velocidade em pu;

ω é o sinal de velocidade em pu;

u é o sinal de controle do regulador de velocidade em pu;

B_p é o parâmetro de estatismo permanente;

K_p é o ganho proporcional do controlador PI e

T_i é a constante de tempo de integração do controlador PI;

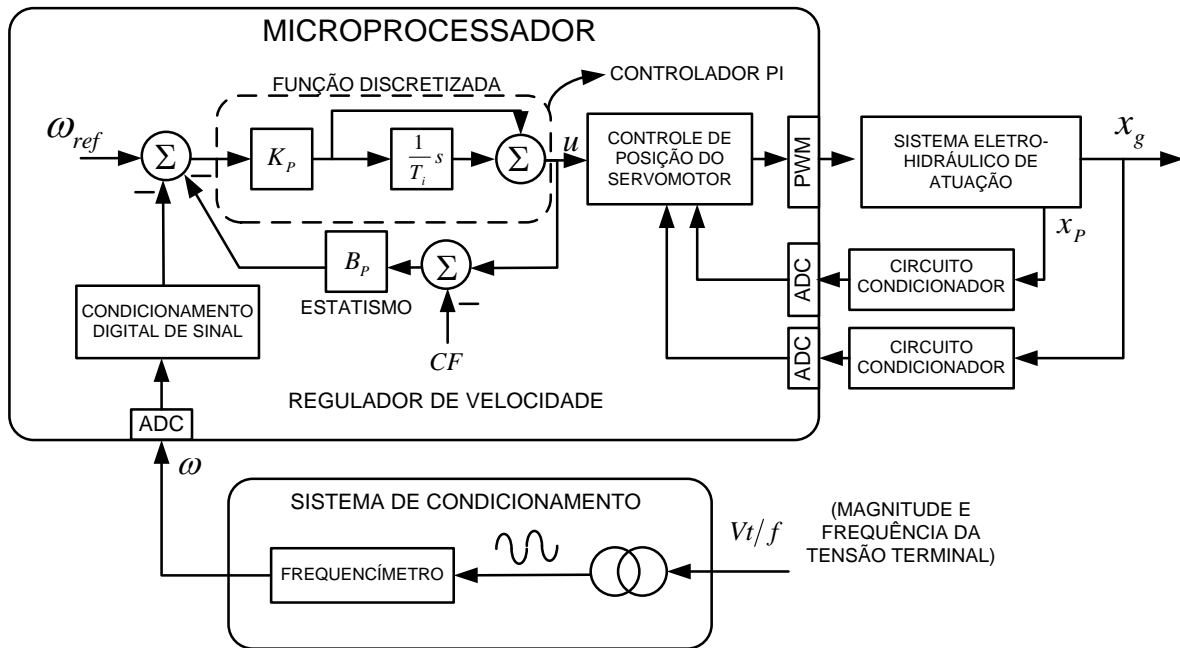


Figura 3.7: Diagrama simplificado de um sistema de regulação de velocidade moderno de turbina hidráulica.

Para que uma unidade hidrogeradora se conecte em paralelo com outra unidade de geração ou mesmo se sincronize esta unidade a rede, é fundamental que o regulador de velocidade apresente a característica de queda de velocidade, a qual é obtida por meio do estatismo permanente.

O estatismo causa um erro de regime permanente na saída do sistema de controle de velocidade da turbina hidráulica. Para que isso ocorra, é necessário que a característica de resposta do Regulador de Velocidade com ação integral, em baixas frequências, seja modificada para um ganho dB constante, o qual é função do valor do estatismo permanente. Conforme é ilustrado na Figura 3.7, o estatismo pode ser obtido por meio de uma realimentação não unitária, em torno de um controlador que possua ação integral, como é o caso deste regulador PI com realimentação de estatismo, onde B_p é o valor do estatismo permanente, (KUNDUR, 1994).

E, devido às características dinâmicas particulares da turbina hidráulica, que a caracterizam como sistema de fase não mínima, o regulador de velocidade deste tipo de turbina deve apresentar uma característica de compensação que atenua o ganho do sistema de controle em malha aberta nas altas frequências, enquanto que para baixas frequências, o ganho volta a assumir o valor ditado pelo estatismo, em regime permanente, (SILVA e COSTA, 2000).

A função de transferência de um controlador com essas características e desconsiderando a entrada de CF, segundo Costa e Silva (2000) e Kundur (1994), é dada por

$$\frac{U(s)}{\Delta\omega(s)} = \frac{1}{R_p} \frac{1 + T_r s}{1 + \frac{r_T}{R_p} T_r s}, \quad (3.11)$$

onde $r_T > R_p$, ou seja o ganho deste regulador em altas frequências é menor que seu ganho em baixas frequências.

Na função de transferência dada na equação (3.11), tem-se que

U é o sinal de controle;

$\Delta\omega$ é o desvio de velocidade;

R_p é estatismo permanente (baixas frequências);

r_T é o estatismo transitório (altas frequências) e

T_r é o tempo de reset.

Portanto o regulador de velocidade de uma turbina hidráulica pode ser realizado por meio de um compensador por atraso de fase cuja resposta em frequência é ilustrada na Figura 3.8.

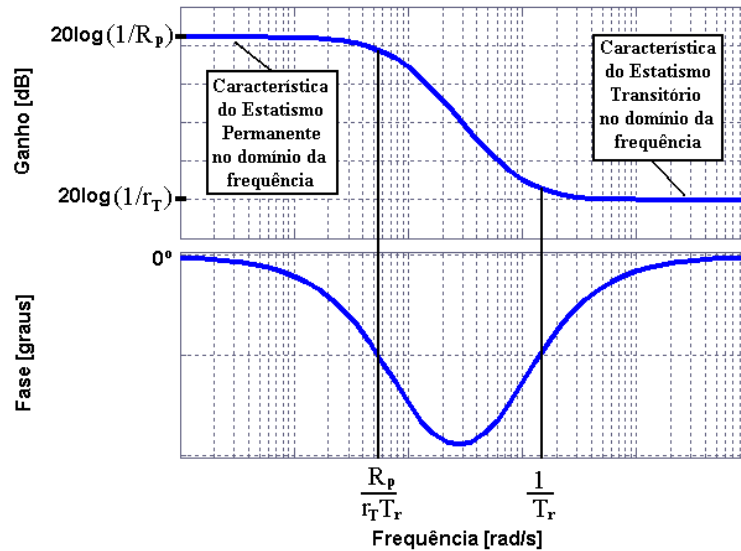


Figura 3.8: Resposta em frequência de um Regulador de Velocidade para turbina hidráulica.

Portanto, demonstra-se, a seguir, que a Função de Transferência do controlador PI com a realimentação de estatismo permanente, ilustrado na Figura 3.7, resulta na função de transferência do compensador por atraso de fase da equação (3.11).

Primeiramente, simplifica-se o diagrama de blocos do controlador PI com realimentação de estatismo permanente conforme é mostrado na Figura (3.9).

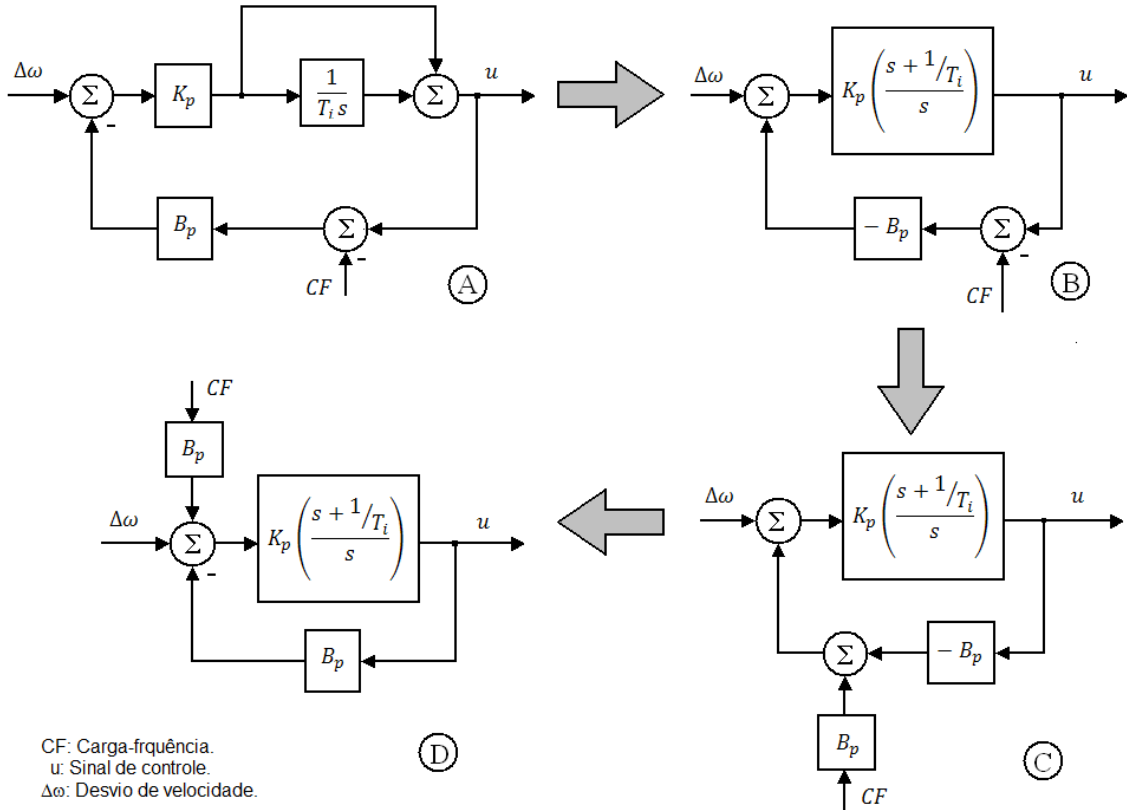


Figura 3.9: Simplificação do diagrama de blocos do controlador PI com realimentação de estatismo permanente.

Em seguida, a partir do diagrama de blocos D, resultado da simplificação mostrada na Figura 3.9, obtém-se, desconsiderando a entrada de CF, a função de transferência a seguir:

$$\frac{U(s)}{\Delta\omega(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{1}{T_i} \right)}{s + B_p K_p \left(s + \frac{1}{T_i} \right)}. \quad (3.12)$$

E multiplicando o numerador e o denominador da Função de transferência dada na equação (3.12) por $\frac{T_i}{B_p K_p}$ e fazendo as devidas simplificações, obtém-se a função de transferência a baixo:

$$\frac{U(s)}{\Delta\omega(s)} = \frac{1}{B_p} \frac{1 + sT_i}{1 + s \left(1 + \frac{1}{B_p K_p} \right) T_i}. \quad (3.13)$$

Logo, comparando a função de transferência dada na equação (3.13) com ilustrada na equação (3.11), conclui-se que:

$$R_p = B_p \text{ (estatismo permanente);}$$

$$T_r = T_i \text{ (o tempo de reset é dado pelo tempo de integração) e}$$

$$r_T = R_p + \frac{1}{K_p} \text{ (o estatismo transitório é função do ganho proporcional).}$$

Na Figura 3.11, são mostradas as repostas em frequência do controlador PI com a realimentação de estatismo permanente e do controlador PI sem esta realimentação. Nessa figura, observa-se que, em baixas frequências, a realimentação com ganho de estatismo em torno do controlador PI, causa uma dobra na resposta em frequência do PI formando um ganho dB constante. E nas altas frequências, como geralmente $\frac{1}{K_p} \gg R_p$, tem-se que $r_T \cong \frac{1}{K_p}$, conforme (KUNDUR, 1994). Logo, em altas frequências, a introdução do estatismo permanente não altera significativamente a resposta em frequência do controlador PI.

Portanto o controlador PI com estatismo permanente pode ser projetado por meio de um projeto de um compensador por atraso de fase dado na equação (3.11).

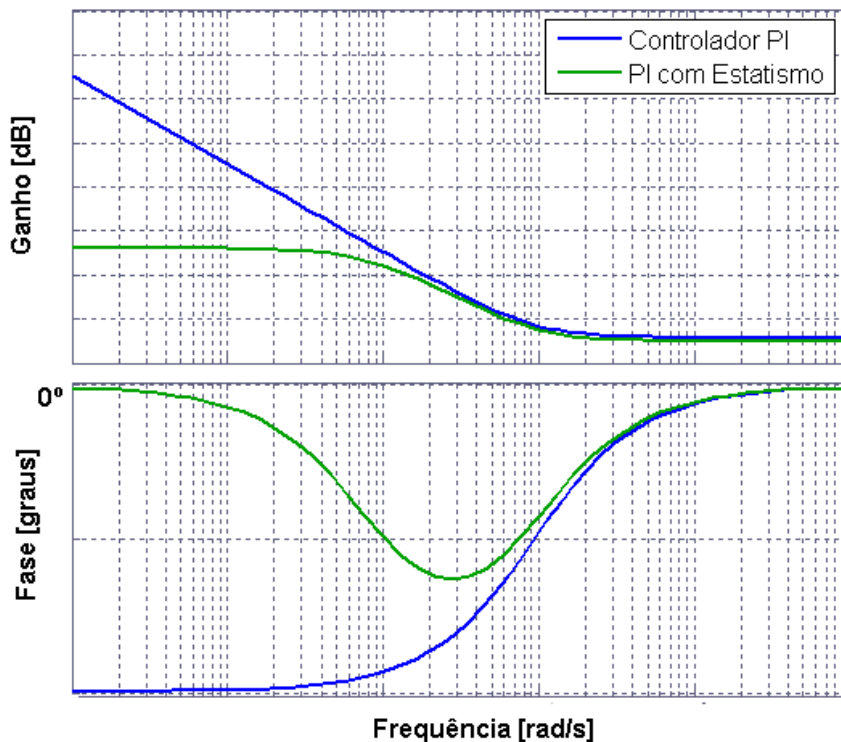


Figura 3.10: Repostas em Frequência do controlador PI sem a realimentação de estatismo permanente e com realimentação de estatismo permanente.

A partir do diagrama de blocos (D), ilustrado na Figura 3.9, o sinal de controle do regulador de velocidade PI é dado em regime permanente pela equação abaixo.

$$u = CF + \frac{1}{B_p} \Delta\omega. \quad (3.14)$$

Portanto a equação (3.14) mostra que quando uma unidade hidrogeradora interligada ao sistema de potência de grande porte, em regime permanente, a potência gerada pela unidade é função praticamente apenas do sinal de carga-frequência, pois estando a unidade hidrogeradora interligada em regime permanente, o desvio de velocidade $\Delta\omega$ é desprezível como comentado anteriormente.

3.6 Conclusão

Neste Capítulo, foi apresentada a fundamentação teórica que explica o funcionamento de sistemas de regulação de velocidade de unidades hidrogeradoras e sua modelagem, o que se constitui na base teórica essencial para o desenvolvimento da ferramenta didática proposta neste trabalho, a qual consiste na emulação de turbinas hidráulicas por meio do controle de potência do motor CC, e para a proposta de regulador de velocidade digital de turbina hidráulica.

4 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL

4.1 Introdução

Neste capítulo, apresentam-se os fundamentos das técnicas de projeto que serão aplicadas no desenvolvimento do sistema de controle para o motor CC que compõe o conjunto motor e gerador do sistema micromáquina. As técnicas em questão são a alocação polinomial de polos e a técnica de projeto de compensador por atraso de fase no domínio da frequência para sistemas discretos.

4.2 Discretização de modelos e Seleção de um Período de Amostragem para Sistemas de Controle Digital

Antes de se iniciar o projeto de um controlador, é necessário que se conheça o modelo matemático da planta que se pretende controlar, pois o projeto de um controlador bem sintonizado depende deste modelo. No caso particular de sistemas de controle digital, é fundamental que se obtenha esse modelo numa forma discretizada, selecionando-se adequadamente o período de amostragem para esse sistema de controle.

Portanto, segundo Landau e Zito (2006), para um sistema de controle que apresente a arquitetura ilustrada na Figura 4.1, onde a planta é precedida em cascata por um segurador de ordem zero, o método do “hold equivalente” é aplicado na discretização da planta. Ou seja:

$$H(z^{-1}) = (1 - z^{-1})Z\left(\frac{H(s)}{s}\right), \quad (4.1)$$

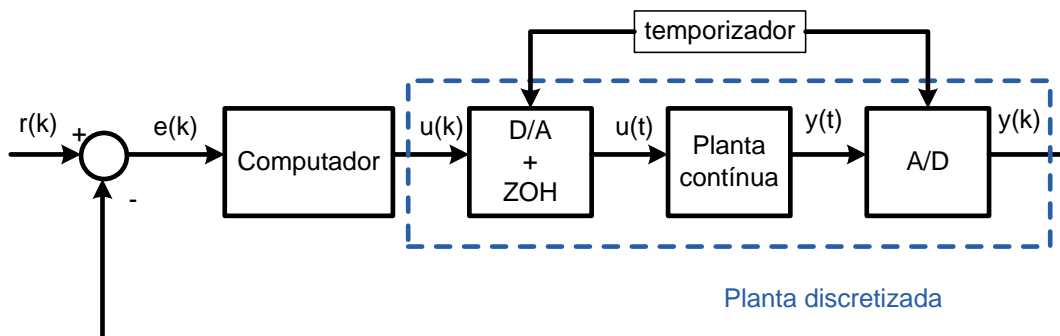


Figura 4.1: Arquitetura de um sistema de controle digital, adaptado de (LANDAU e ZITO, 2006, p. 26).

E segundo Landau e Zito (2006), a frequência de amostragem mais adequada para um sistema de controle digital é selecionada de acordo com a desigualdade a seguir, isto é:

$$6F_{BW}^{CL} \leq F_s \leq 25F_{BW}^{CL}, \quad (4.2)$$

onde F_{BW}^{CL} é a frequência de largura de banda do sistema de controle em malha fechada.

A frequência F_{BW}^{CL} , para um sistema padrão de segunda ordem, é calculada, conforme (OGATA, 2003), pela fórmula a seguir:

$$F_{BW}^{CL} = \frac{\omega_n}{2\pi} \sqrt{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2}}, \quad (4.3)$$

onde ω_n e ζ são a frequência angular natural e o amortecimento desejados para o sistema de controle em malha fechada, respectivamente; os quais podem ser obtidos em função das especificações de desempenho para o projeto do sistema de controle.

4.3 Estrutura Canônica RST de Controle Digital

O diagrama de blocos exibido, na Figura 4.2, ilustra a estrutura RST de controle digital, a qual pode dar suporte à implementação de diversas técnicas de projeto de controladores tanto para sistemas do tipo SISO quanto para sistemas multivariáveis. E em especial, a técnica de alocação polinomial de polos que usa diretamente esta estrutura no projeto de controladores. Tal estrutura permite o projeto de controladores com dois graus de liberdade, isto é, regulação e rastreamento com características diferentes, (ASTRÖN e WITTENMARK, 1997).

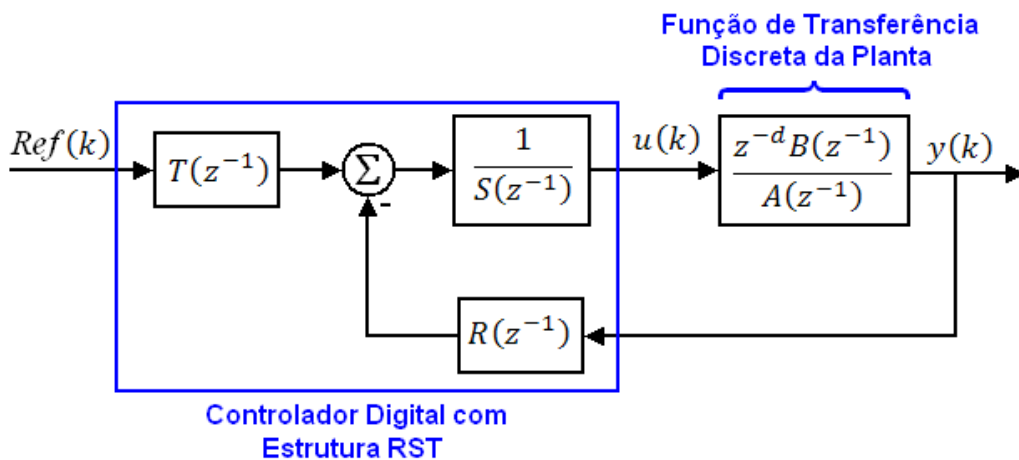


Figura 4.2: Diagrama de Blocos do Sistema em Malha Fechada.

Da análise do diagrama de blocos ilustrado na Figura 4.2, segue as definições que serão apresentadas a seguir, (ASTRÖN e WITTENMARK, 1997) e (LANDAU e ZITO, 2006):

A planta ou processo a ser controlado é representado pela função de transferência discreta a seguir.

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \quad (4.4)$$

onde d é o atraso de tempo medido em períodos de amostragem e os polinômios $A(z^{-1})$ de grau n_A e $B(z^{-1})$ de grau n_B devem obedecer as formas canônicas expressas nas equações abaixo.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_{n_A}z^{-n_A} \text{ e} \quad (4.5)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{n_B}z^{-n_B}. \quad (4.6)$$

Deve-se observar que a função de transferência (4.4) é obtida por meio da aplicação da transformação (4.1), na função de transferência da planta.

A função de transferência do controlador digital com estrutura RST é dada pela equação logo a seguir.

$$U(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1})}{S(z^{-1})}Ref(z^{-1}) - \frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}Y(z^{-1}), \quad (4.7)$$

onde os polinômios $R(z^{-1})$ de grau n_R e $S(z^{-1})$ de grau n_S devem obedecer as formas canônicas expressas nas equações abaixo.

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1z^{-1} + \dots + r_{n_R}z^{-n_R} \text{ e} \quad (4.8)$$

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1z^{-1} + \dots + s_{n_S}z^{-n_S}. \quad (4.9)$$

E o polinômio $T(z^{-1})$ pode ser selecionado como

$$T(z^{-1}) = R(1), \quad (4.10)$$

onde tal escolha garante o não acréscimo de zeros do regulador projetado ao sistema de controle em malha fechada próximo dos polos dominantes especificados, (LANDAU e ZITO, 2006).

A função de transferência de malha aberta é dada por

$$H_{ol}(z^{-1}) = \frac{R(z^{-1})z^{-d}B(z^{-1})}{S(z^{-1})A(z^{-1})}$$

e a função de transferência de malha fechada do sistema de controle, por

$$H_{cl}(z^{-1}) = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1})} = \frac{z^{-d}B(z^{-1})T(z^{-1})}{P(z^{-1})},$$

onde $P(z^{-1})$ é o polinômio característico de grau n_p , também denominado Equação de Bezout, a qual é escrita como a seguir.

$$\begin{aligned} P(z^{-1}) &= A(z^{-1})S(z^{-1}) + z^{-d}B(z^{-1})R(z^{-1}) \\ &= 1 + p_1z^{-1} + p_2z^{-2} + \dots + p_{n_p}z^{-n_p}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

cujas raízes são os polos de malha fechada do sistema.

O polinômio característico pode ser decomposto no produto de dois outros polinômios, isto é:

$$P(z^{-1}) = P_D(z^{-1})P_F(z^{-1}), \quad (4.12)$$

onde as raízes do polinômio $P_D(z^{-1})$ de grau n_D são os pólos dominantes e as raízes do polinômio $P_F(z^{-1})$ de grau n_F são os pólos auxiliares. Sendo assim, expressam-se estes polinômios da seguinte forma:

$$P_D(z^{-1}) = (1 - \delta_1z^{-1})(1 - \delta_2z^{-1}) \dots (1 - \delta_{n_D}z^{-1}) \quad (4.13)$$

$$P_F(z^{-1}) = (1 - \alpha_1z^{-1})(1 - \alpha_2z^{-1}) \dots (1 - \alpha_{n_F}z^{-1}), \quad (4.14)$$

onde δ_i e α_j são as raízes, respectivamente, dos polinômios $P_D(z^{-1})$ e $P_F(z^{-1})$, em que

$$n_F = n_p - n_D = n_p - 2. \quad (4.15)$$

4.4 Projeto de Controlador Digital Baseado no Método Alocação Polinomial de Polo

A Alocação Polinomial de Polos é uma técnica de projeto que permite projetar controladores digitais com estrutura RST para sistemas estáveis ou instáveis, de fase mínima ou não mínima, sem restrições quanto à ordem da planta e sem restrições em relação a atraso de tempo. A única restrição a esta estratégia é que o numerador e o denominador da função de transferência da planta não devem ter fatores primos em comum, ou seja, não devem ser coprimos. Portanto, antes da aplicação desta técnica de projeto é necessária a simplificação dos fatores primos comuns da função de transferência da planta, (LANDAU e ZITO, 2006).

O projeto de um controlador digital com estrutura RST pelo método da alocação polinomial de polos consiste em resolver a equação de Bezout para encontrar o valor dos parâmetros dos polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$. Para isso, os graus dos polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $P(z^{-1})$ devem obedecer às restrições abaixo.

$$\begin{cases} n_R = n_A - 1 \\ n_S = n_B + d - 1 \\ n_P \leq n_A + n_B + d - 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

E a equação (4.11) é posta na forma matricial, para melhor resolvê-la, isto é:

$$\mathbf{M}\mathbf{x} = \mathbf{p}, \quad (4.17)$$

em que

$$\mathbf{x} = [1 \quad s_1 \quad \dots \quad s_{n_s} \quad r_0 \quad r_1 \quad \dots \quad r_{n_r}]^T e$$

$$\mathbf{p} = [1 \quad p_1 \quad p_2 \quad \dots \quad p_{n_p} \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T.$$

Observação: Tanto o vetor \mathbf{x} quanto o vetor \mathbf{p} devem possuir “ $n_A + n_B + d$ ” elementos.

E a matriz \mathbf{M} , chamada Matriz de Sylvester, tem a forma abaixo.

$$\mathbf{M} = \left[\begin{array}{cccc|cccc} \hline & \overbrace{}^{n_B+d} & & & & \overbrace{}^{n_A} & & \\ & 1 & 0 & \dots & 0 & d \left\{ \begin{array}{l} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{array} \right. & 0 & 0 & \dots & 0 \\ & a_1 & 1 & & \vdots & & 0 & & & \vdots \\ & a_2 & a_1 & & 0 & & 0 & & & 0 \\ & a_3 & a_2 & & 1 & & b_0 & 0 & & \vdots \\ & \vdots & a_3 & & a_1 & & b_1 & b_0 & & 0 \\ & a_{n_A-1} & \vdots & & a_2 & & \vdots & b_1 & & b_0 \\ & a_{n_A} & a_{n_A-1} & & a_3 & & b_{n_B} & \vdots & & b_1 \\ & 0 & a_{n_A} & & \vdots & & 0 & b_{n_B} & & \vdots \\ & \vdots & \vdots & & a_{n_A-1} & & \vdots & \vdots & & b_{n_B-1} \\ & 0 & 0 & \dots & a_{n_A} & & 0 & 0 & \dots & b_{n_B} \\ \hline & \underbrace{\phantom{1 \ 0 \ \dots \ a_{n_A} \ 0 \ 0 \ \dots \ a_{n_A}}}_{n_A+n_B+d} & & & & & & & & \end{array} \right] \quad (4.18)$$

O vetor \mathbf{x} com os parâmetros do controlador é obtido pela solução da equação (4.17), que é obtido por meio da inversão da Matriz \mathbf{M} , ou seja:

$$\mathbf{x} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{p}. \quad (4.19)$$

A inversão da matriz \mathbf{M} só é possível se o seu determinante for diferente de zero, isto é, se \mathbf{M} for não singular; caso contrário a sua inversa não existe. A matriz \mathbf{M} é singular se, e somente se, os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ forem co-primos.

A fim de acrescentar características de desempenho e robustez ao sistema de controle, são acrescentadas partes fixas pré-especificadas aos polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$, tal como: erro de regime nulo para resposta ao degrau, que requer um integrador na Função de Transferência de malha aberta do sistema de controle. Isto equivale acrescentar o termo “ $1 - z^{-1}$ ” ao polinômio $S(z^{-1})$. Portanto, com o intuito de enfatizar as partes pré-especificadas dos polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$, estes podem ser fatorados da seguinte forma:

$$R(z^{-1}) = R'(z^{-1})H_R(z^{-1}) \quad e \quad (4.20)$$

$$S(z^{-1}) = S'(z^{-1})H_S(z^{-1}), \quad (4.21)$$

onde $H_R(z^{-1})$ e $H_S(z^{-1})$ são os polinômios pré-especificados e os polinômios $R'(z^{-1})$ de grau $n_{R'}$ e $S'(z^{-1})$ de grau $n_{S'}$ devem obedecer as formas canônicas expressas nas equações a seguir.

$$R'(z^{-1}) = r'_0 + r'_1 z^{-1} + \dots + r'_{n_{R'}} z^{-n_{R'}} \text{ e} \quad (4.22)$$

$$S'(z^{-1}) = 1 + s'_1 z^{-1} + \dots + s'_{n_{S'}} z^{-n_{S'}}. \quad (4.23)$$

Em função desta pré-especificação de polinômios, a função característica pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} P(z^{-1}) &= A(z^{-1}) \underbrace{S(z^{-1})}_{H_S(z^{-1})S'(z^{-1})} + z^{-d} B(z^{-1}) \underbrace{R(z^{-1})}_{H_R(z^{-1})R'(z^{-1})} \Rightarrow \\ P(z^{-1}) &= \overbrace{A(z^{-1})}^{A'(z^{-1})} \overbrace{H_S(z^{-1})}^{S'(z^{-1})} + z^{-d} \overbrace{B(z^{-1})}^{B'(z^{-1})} \overbrace{H_R(z^{-1})}^{R'(z^{-1})} \Rightarrow \\ P(z^{-1}) &= A'(z^{-1})S'(z^{-1}) + z^{-d} B'(z^{-1})R'(z^{-1}), \end{aligned} \quad (4.24)$$

onde

$$A'(z^{-1}) = A(z^{-1})H_S(z^{-1}) \text{ e} \quad (4.25)$$

$$B'(z^{-1}) = B(z^{-1})H_R(z^{-1}). \quad (4.26)$$

E recaímos, novamente, na forma da Equação de Bezout, Equação (4.11), onde o objetivo é projetar os parâmetros dos polinômios $R'(z^{-1})$ e $S'(z^{-1})$ por meio da solução da Equação (4.17).

A Equação (4.17) é resolvida por meio da Fórmula (4.19), onde o vetor \mathbf{x} é formado agora pelos parâmetros dos polinômios $R'(z^{-1})$ e $S'(z^{-1})$ e a Matriz \mathbf{M} , pelos parâmetros dos novos polinômios $A'(z^{-1})$ de grau $n_{A'}$ e $B'(z^{-1})$ de grau $n_{B'}$.

Para aplicar Formula (4.19) na solução da Equação (4.24), os graus dos polinômios $R'(z^{-1})$, $S'(z^{-1})$ e $P(z^{-1})$ devem obedecer às restrições abaixo.

$$\begin{cases} n_{R'} = n_{A'} - 1 \\ n_{S'} = n_{B'} + d - 1 \\ n_{P'} = n_{A'} + n_{B'} + d - 1 \end{cases} \quad (4.27)$$

Observação: “ $n_{A'} = n_A + n_{H_S}$ ” e “ $n_{B'} = n_B + n_{H_R}$ ”, onde n_{H_S} e n_{H_R} são os graus dos polinômios $S'(z^{-1})$ e $R'(z^{-1})$, respectivamente.

4.4.1 Procedimento de projeto de controladores digitais pelo método de alocação polinomial de polos

O procedimento para o projeto de um controlador pelo método de alocação polinomial de polos pode ser estabelecido como se segue:

Passo 1: Obtêm-se a função de transferência contínua $H(s)$ da planta.

Passo 2: Em função das especificações de desempenho, isto é, máximo sobressinal M_{ss} e tempo de acomodação t_s , calculam-se o amortecimento ζ e a frequência natural ω_n desejados para o sistema em malha fechada, ou seja:

$$\zeta = \frac{-\ln M_{ss}}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 M_{ss}}} \text{ e}$$

$$\omega_n = \frac{3}{\zeta t_s}.$$

Passo 3: Em função do amortecimento e da frequência natural calculados, encontra-se os pólos de malha fechada desejados no plano s , isto é:

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

Passo 4: Seleciona-se o período de amostragem conforme o a expressão a seguir, que está de acordo com o exposto na seção 4.1.

$$T_s \gtrsim \frac{2\pi}{25\omega_n\sqrt{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{4\zeta^4 - 4\zeta^2 + 2}}}.$$

Passo 5: Obtêm-se a função de transferência discreta $H(z^{-1})$, definida na equação (4.4), utilizando a transformação (4.1) na função de transferência contínua $H(s)$ da planta.

Passo 6: Obtêm-se os polos dominantes desejados no plano Z por meio da discretização dos polos dominantes contínuos utilizando a definição de variável Z , isto é:

$$\delta_{1,2} = e^{s_{1,2}T_s}.$$

Passo 7: A partir do Passo 6, encontra-se o polinômio $P_D(z^{-1})$ dado na equação (4.13).

Passo 8: Selecionam-se os polinômios $H_s(z^{-1})$ e $H_r(z^{-1})$ a fim de acrescentar características desejadas de desempenho e robustez ao sistema de controle.

Passo 9: A partir do passo 8, obtêm-se $A'(z^{-1})$ e $B'(z^{-1})$ conforme as equações (4.25) e (4.26); em seguida, encontra-se $n_{A'}$ e $n_{B'}$.

Passo 10: A partir do passo 9 e conforme as restrições (4.27), calculam-se os graus dos polinômios $R'(z^{-1})$, $S'(z^{-1})$ e $P(z^{-1})$, isto é: $n_{R'}$, $n_{S'}$ e n_P .

Passo 11: A partir do passo 10, calcula-se o número de polos auxiliares n_F necessários utilizando a equação (4.15).

Passo 12: A partir do passo 11, selecionam-se os polos auxiliares desejados α de tal forma a obter margens de ganho e fase adequadas e, em seguida, encontra-se $P_F(z^{-1})$ conforme a equação (4.14).

Passo 13: A partir dos passos 7 e 12, encontra-se o polinômio característico desejado $P(z^{-1})$ utilizando a equação (4.12); em seguida, constrói-se o vetor \mathbf{p} com os parâmetros de $P(z^{-1})$.

Passo 14: Monta-se a matriz \mathbf{M} utilizando os resultados do passo 9 conforme sua definição na equação (4.18).

Passo 15: Por meio da equação (4.19), calcula-se o vetor \mathbf{x} com os parâmetros dos polinômios $S'(z^{-1})$ e $R'(z^{-1})$.

Passo 16: A partir do passo 15 e das equações (4.22) e (4.23), obtém-se os polinômios $S'(z^{-1})$ e $R'(z^{-1})$.

Passo 17: A partir dos passos 8 e 16, encontram-se os polinômios $R(z^{-1})$ e $S(z^{-1})$ em função das equações (4.20) e (4.21).

Passo 18: A partir do passo 17 e da equação (4.10), obtém-se $T(z^{-1})$.

4.5 Projeto de Controlador Digital Baseado no Método de Resposta em Frequência

Tendo em vista que no Plano Z a frequência aparece na forma exponencial, isto é, $z = e^{j\omega T_s}$, a simplicidade do Diagrama de Bode, que é logarítmico, é perdida, pois as funções de transferência não assumem a forma de funções racionais. E como todo o semiplano da esquerda do plano S é mapeado no interior do círculo unitário, ou seja, a faixa primária e as secundárias, os métodos de resposta em frequência, que contemplam este semiplano inteiro, não se aplicam ao plano Z. Portanto, a fim de aplicar o método de resposta em frequência a sistemas de tempo discreto, é necessária uma transformação de variável, (OGATA, 1987).

A transformação em questão é conhecida como Transformação W ou Transformação Bilinear, a qual transforma uma função de transferência no Plano Z para uma função de transferência no Plano W e é dada por:

$$z = \frac{1 + wT_s/2}{1 - wT_s/2}, \quad (4.28)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Da equação acima temos imediatamente que

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}. \quad (4.29)$$

Através da transformada Z e da transformada W, a faixa primária do semiplano esquerdo do plano S é primeiramente mapeada dentro do círculo unitário no plano Z e posteriormente remapeada no semiplano esquerdo do plano W. Isso é mostrado na Figura 4.3.

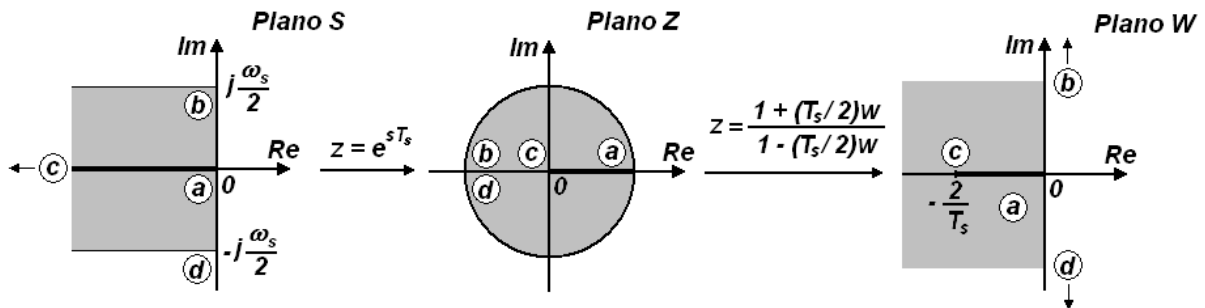


Figura 4.3: Mapeamento entre os Planos S, Z e W, adaptado de (OGATA, 1987, p. 394).

Embora o semiplano esquerdo do Plano W corresponda ao semiplano esquerdo do Plano S e o eixo imaginário do Plano W corresponda ao eixo imaginário no Plano S, onde tem-se

$$\lim_{w \rightarrow 0} G(w) = \lim_{s \rightarrow 0} G(s),$$

existem diferenças entre os dois planos. As frequências entre $-0.5\omega_s \leq \omega \leq 0.5\omega_s$ no Plano S mapeiam a região $-\infty < \nu < \infty$, sendo ν uma frequência fictícia no Plano W. Mesmo que o plano W reconstrua o plano S geometricamente, o eixo da frequência no plano W é distorcido. A frequência fictícia ν e a frequência atual ω são relacionadas como, (OGATA, 1987):

$$\nu = \frac{2}{T_s} \tan \frac{\omega T_s}{2}.$$

4.5.1 Procedimento de projeto no plano W

Segundo Ogata (1987), o procedimento de projeto no plano W é descrito como a seguir:

Passo 1: Obtém-se $G(z)$, a transformada Z da planta precedida de segurador de ordem zero (ZOH). Então, transforma-se $G(z)$ em $G(w)$ através da transformação bilinear dada na equação (4.28).

Passo 2: Substitui-se $w = j\nu$ em $G(w)$ e traça-se o diagrama de Bode para $G(j\nu)$.

Passo 3: Determinam-se os polos e zeros da função de transferência do controlador digital $G_D(z^{-1})$ usando as técnicas de projeto convencionais para sistemas de controle contínuo no tempo.

Passo 4: Transforma-se a função de transferência do controlador $G_D(w)$ em $G_D(z^{-1})$ por meio da transformação bilinear (4.29).

Passo 5: Implementa-se a função de transferência através de algoritmos computacionais.

4.6 O Compensador por Atraso de Fase no Domínio W

A principal função de um compensador por atraso de fase é produzir atenuação na faixa de alta frequência para fornecer ao sistema uma margem de fase suficiente, (OGATA, 2003).

Portanto, no Plano W, o compensador por atraso de tempo assume a forma dada a baixo.

$$G_D(w) = K_D \frac{1 + \tau w}{1 + \beta \tau w}, \quad (4.30)$$

onde $\beta > 1$.

Na Figura 4.4, é ilustrada a resposta em frequência do compensador por atraso de fase.

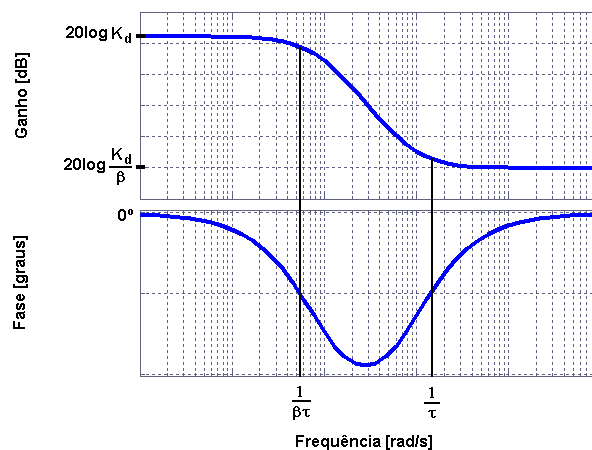


Figura 4.4: Resposta em Frequência do Compensador por Atraso de Fase.

4.6.1 Procedimento de projeto do compensador por atraso de fase no Plano W

O procedimento para o projeto de um compensador por atraso de fase com base na resposta em frequência pode ser estabelecido como se segue, (OGATA, 2003):

Passo 1: Determina-se o ganho K_D para atender a especificação a respeito da constante de erro estático de velocidade.

Observação: No caso de projeto de reguladores de velocidade de turbina hidráulica, $K_D = 1/R_p$, onde R_p é o estatismo permanente.

Passo 2: Se o sistema não compensado $K_D G(j\nu)$, com ganho ajustado, não satisfizer as especificações de margem de ganho e margem de fase, determina-se a frequência para a qual o ângulo de fase da função de transferência de malha aberta seja igual a “ -180° mais a margem de fase desejada”. A esta se deve somar de 5° a 12° para compensar a redução de fase do compensador. Seleciona-se, então, essa frequência como a nova frequência de cruzamento de ganho.

Passo 3: Para evitar prejuízos devidos ao atraso de fase do compensador, o polo e o zero do compensador devem ser colocados bem abaixo da nova frequência de cruzamento de ganho. Portanto, escolhe-se a frequência de canto $\nu = \frac{1}{\tau}$ (correspondendo ao zero do compensador por atraso de fase), de uma oitava a uma década abaixo da nova frequência de cruzamento de ganho.

Passo 4: Determina-se a atenuação necessária para trazer a curva de módulo abaixo de $0dB$ na nova frequência de cruzamento de ganho. Notando-se que esta atenuação é igual a $-20 \log \beta$, determina-se o valor de β . Então a outra frequência de canto, relacionada ao pólo do compensador, é determinada por $\nu = \frac{1}{\beta\tau}$.

Passo 5: Uma vez que o compensador é projetado no Plano W , ele deve ser transformado num compensador no Plano Z , $G_D(z)$ por meio da transformação (4.28). Nota-se que no Plano Z , o pólo e o zero do compensador estão próximos um do outro, e próximos de $z = 1$.

4.7 Conclusão

Neste Capítulo, foram apresentados os fundamentos teóricos das estratégias de controle digital, que fundamentam a aplicação de controle proposta para o projeto de reguladores de velocidade digitais de turbinas hidráulicas, como contra partida a metodologia de projeto de reguladores digitais que emulam a dinâmica de reguladores de velocidade contínuos, onde tais reguladores são primeiramente sintonizados no domínio contínuo para depois serem discretizados por aproximações no domínio discreto.

5 PROPOSTA DE UM REGULADOR DE VELOCIDADE DIGITAL COM ESTRUTURA RST

5.1 Introdução

Os reguladores de velocidade de unidade geradoras com estatismo permanente são controladores que apresentam ganho dB constante em baixas frequências, os quais podem ser obtidos por meio da inserção da realimentação de estatismo em controladores com ação integral, como é exposto no Capítulo 3.

No estudo de sistemas de controle, observa-se que há técnicas de projeto, como os métodos de resposta em frequência e lugar geométrico das raízes, que possibilitam o projeto de controladores, com ganho dB constante em baixas frequências previamente especificado, que no caso de reguladores de velocidade de unidades geradoras é função do estatismo. No entanto, também há técnicas de projeto de controladores que não facilitam o projeto de compensadores, com ganho de regime permanente previamente especificado, como é o caso das técnicas de alocação de polos, seja polinomial ou por realimentação de estados, pois o ganho dB do compensador projetado varia com a escolha dos polos de malha fechada.

No caso de controladores digitais, esta dificuldade de projetar compensadores, com ganho dB constante em baixas frequências, aumenta devido o ganho em regime permanente da função de transferência do controlador ser função dos parâmetros de seu numerador e de seu denominador.

Portanto, neste Capítulo, é apresentada uma proposta de um regulador de velocidade digital de estrutura RST, cuja topologia foi inspirada na topologia do regulador PI com realimentação de estatismo abordado no Capítulo 3, e cujos parâmetros são projetados pelas técnicas de projeto expostas no Capítulo 4. O diferencial da proposta deste regulador de velocidade é a estratégia de inserção da característica de estatismo sobre um controlador digital com ação integral como solução às dificuldades encontradas no projeto de compensadores digitais RST, com ganho dB constante em baixas frequências, pelo método de alocação polinomial de polos sem modificar as características deste controlador em frequências mais altas.

5.2 A Estrutura do Regulador

O regulador de velocidade proposto é constituído de um controlador com estrutura RST como mostrado na Figura 4.2, onde o polinômio $S(z^{-1})$ introduz a ação integral ao controlador, ou seja, este polinômio tem uma raiz em $z = 1$. No entanto, para acrescentar a característica de estatismo permanente nesta estrutura RST de controle digital, é feita uma realimentação da saída para a entrada da função $1/S(z^{-1})$ utilizando o monômio $S_p(z^{-1}) = \frac{s_p}{2}(1 + z^{-1})$, que modifica a característica de resposta em baixas frequências do controlador com ação integral para um ganho dB constante sem alterar significativamente a resposta do controlador em altas frequências. A estrutura do regulador de velocidade digital proposto é mostrado na Figura 5.1, onde se observa também a entrada de CF que foi acrescentada na saída da função $1/S(z^{-1})$ para que não seja influenciada pela dinâmica do regulador como ocorre com a entrada de CF do regulador de velocidade PI mostrado na Figura 3.9.

O polinômio $S_p(z^{-1})$ foi selecionado para acrescentar a característica de estatismo permanente ao controlador RST com ação integral, pois possui as características a seguir:

- Em regime permanente: $S_p(1) = s_p$, ou seja, o ganho dB constante em baixas frequências é função de s_p .
- Em regime transitório: $S_p(-1) = 0$, ou seja, em altas frequências, a resposta do regulador não é alterada significativamente.

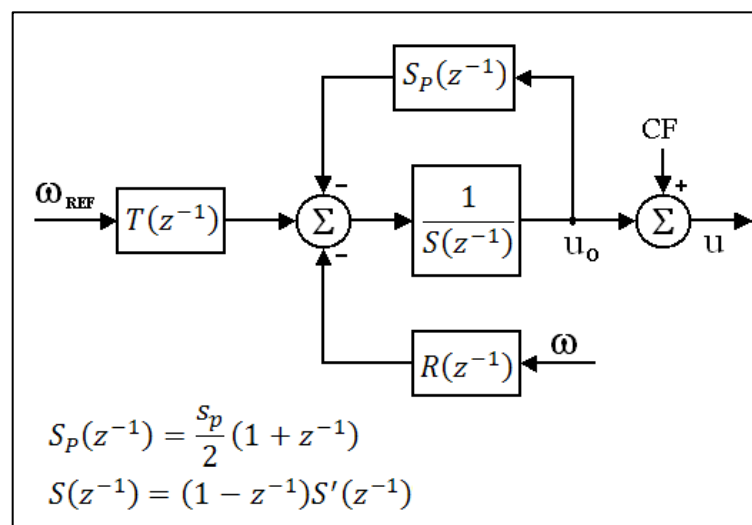


Figura 5.1: Regulador de velocidade digital com estrutura RST para turbinas hidráulicas.

Na Figura 5.2, é ilustrado o efeito do parâmetro s_p do polinômio $S_p(z^{-1})$ em baixas frequências sobre o controlador RST com ação integral, onde ocorre uma dobra da resposta em baixas frequências deste controlador formando um ganho dB constante que varia com o valor do parâmetro s_p . Também, nesta mesma Figura, observa-se que não há alterações significativas da resposta do controlador RST com ação integral em altas frequências, pois $S_p(-1) = 0$ para qualquer valor de s_p .

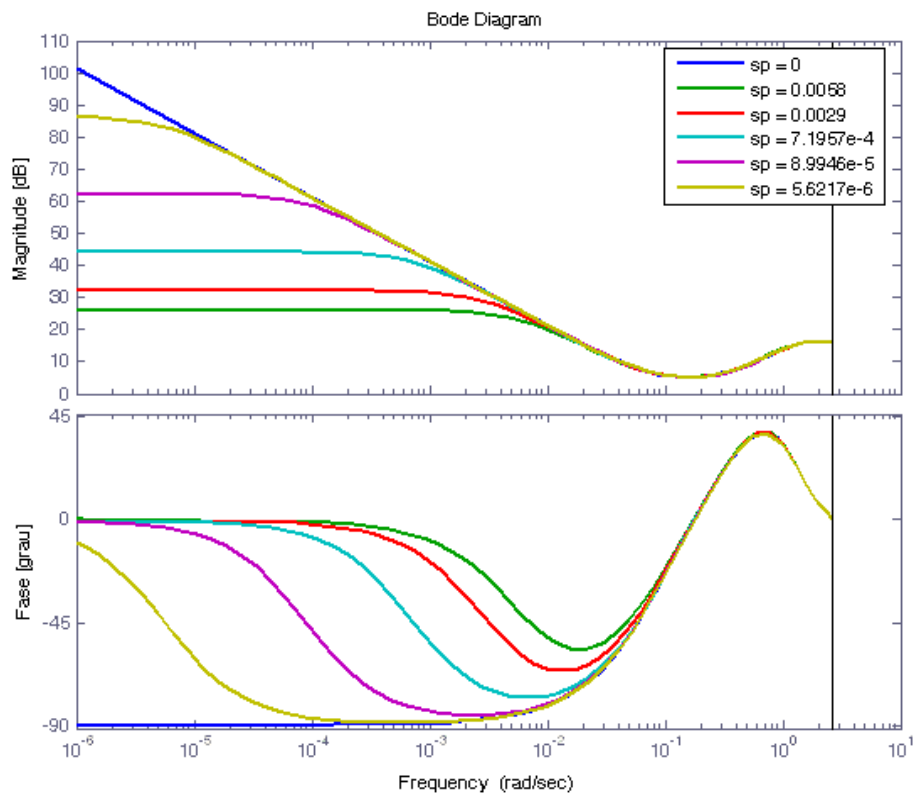


Figura 5.2: Resposta em frequência do regulador de velocidade digital para diferentes valores de s_p .

Observação: O controlador RST com ação integral utilizado para construir a Figura 5.2, cujo projeto será apresentado no capítulo seguinte, é dado pelos polinômios logo a seguir, cujo período de amostragem é $T_s = 1,2s$.

$$R(z^{-1}) = 4.6455 - 8.2247z^{-1} + 4.2682z^{-2} - 0.5739z^{-3},$$

$$S(z^{-1}) = 1 - 1.2994z^{-1} + 0.4307z^{-2} - 0.1313z^{-3} e$$

$$T(z^{-1}) = 0.1152.$$

5.2.1 Projeto do parâmetro s_p do polinômio S_p que implementa a característica de estatismo permanente no controlador RST com ação integral

Tendo-se projetado os polinômios $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$ e $T(z^{-1})$ pelo método de alocação polinomial de pólos abordada no Capítulo 4 ou por qualquer outra técnica de projeto, considerando que o polinômio $S(z^{-1})$ introduz ação integral no controlador, ou seja, possui uma raiz em $z = 1$, o procedimento de projeto do polinômio $S_p(z^{-1})$ é demonstrado a seguir:

A partir do diagrama de blocos ilustrado na Figura 5.1 e da equação (4.7), a função de transferência do regulador de velocidade proposto é dada logo abaixo.

$$U = CF + \frac{T(z^{-1})}{\frac{s_p}{2}(1+z^{-1}) + S(z^{-1})} \omega_{REF} - \frac{R(z^{-1})}{\frac{s_p}{2}(1+z^{-1}) + S(z^{-1})} \omega, \quad (5.1)$$

onde $T(z^{-1}) = R(1)$.

Portanto, em regime permanente, isto é, para $z = 1$, a função de transferência (5.1) se reduz a equação a seguir.

$$u = CF + \frac{R(1)}{s_p + S(1)} \Delta\omega, \quad (5.2)$$

onde $\Delta\omega = \omega_{REF} - \omega$.

Em seguida, a partir da equação (5.2), faz-se a igualdade abaixo.

$$\frac{R(1)}{s_p + S(1)} = \frac{1}{R_p}, \quad (5.3)$$

onde R_p é o estatismo permanente desejado.

Então isolando s_p na equação (5.3), tem-se que

$$s_p = R_p R(1) - S(1). \quad (5.4)$$

Como $S(1) = 0$, ou seja, $S(z^{-1})$ introduz ação integral, a equação (5.4) se reduz a fórmula a seguir, que é utilizada para projetar a ação de estatismo permanente no controlador RST com ação integral, isto é, ganho dB constante, em baixas frequências.

$$s_p = R_p R(1). \quad (5.5)$$

Logo, em regime permanente, tem-se que o sinal de controle do regulador de velocidade, aqui apresentado, é dado pela equação abaixo que é a mesma equação (3.13) dada em regime permanente pelo regulador PI realimentado pelo parâmetro de estatismo.

$$u = CF + \frac{1}{R_p} \Delta\omega. \quad (5.6)$$

5.2.2 Síntese de um controlador digital RST com ação integral e do parâmetro s_p , a partir de um controlador com ganho dB constante em baixas frequências

O caso exposto na seção 5.1.1, refere-se ao projeto do polinômio $S_p(z^{-1})$ que introduz a característica de estatismo permanente num controlador RST com ação integral sem alterar significativamente a resposta deste controlador em altas frequências. No entanto, como dito antes, há técnicas de projeto de controladores, como a do compensador por atraso de fase abordada na Seção 4.5 do Capítulo 4, que fornece facilmente um controlador com ganho dB constante desejado, em baixas frequências, caracterizando a ação de estatismo permanente. Então, para recuperar, nessa situação, o parâmetro s_p do polinômio $S_p(z^{-1})$ e os parâmetros do controlador RST com ação integral, da estrutura de regulador de velocidade ilustrada na Figura 5.1 a partir desse controlador com ganho dB constante em baixas frequências, deve-se considerar que a partir da equação (5.1), tem-se que

$$\begin{aligned}
 \frac{R(z^{-1})}{\frac{s_p}{2}(1+z^{-1})+S(z^{-1})} &= \frac{r_0+r_1z^{-1}+\dots+r_{n_R}z^{-n_R}}{\frac{s_p}{2}(1+z^{-1})+1+s_1z^{-1}+\dots+s_{n_S}z^{-n_S}} \\
 &= \frac{\left(\frac{r_0}{\frac{s_p}{2}+1}\right)+\left(\frac{r_1}{\frac{s_p}{2}+1}\right)z^{-1}+\dots+\left(\frac{r_{n_R}}{\frac{s_p}{2}+1}\right)z^{-n_R}}{1+\left(\frac{\frac{s_p}{2}+s_1}{\frac{s_p}{2}+1}\right)z^{-1}+\dots+\left(\frac{s_{n_S}}{\frac{s_p}{2}+1}\right)z^{-n_S}} \\
 &= \frac{\bar{r}_0+\bar{r}_1z^{-1}+\dots+\bar{r}_{n_R}z^{-n_R}}{1+\bar{s}_1z^{-1}+\dots+\bar{s}_{n_S}z^{-n_S}} = \frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}, \tag{5.7}
 \end{aligned}$$

onde o controlador $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$ é projetado com ganho dB constante desejado, em baixas frequências.

Ou seja, a partir do controlador $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$, busca-se sintetizar o controlador com ação integral $\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$.

Da equação (5.7), obtêm-se os sistemas de equações a seguir, que relacionam os parâmetros de $\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$ com os parâmetros de $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$ através de s_p .

$$\begin{cases} s_1 = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{s}_1 - \frac{s_p}{2} \\ s_2 = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{s}_2 \\ \vdots \\ s_{n_s} = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{s}_{n_s} \end{cases} \quad e \quad (5.8)$$

$$\begin{cases} r_0 = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{r}_0 \\ r_1 = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{r}_1 \\ \vdots \\ r_{n_R} = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{r}_{n_R} \end{cases} \quad . \quad (5.9)$$

Somando-se as equações em (5.9), conclui-se que

$$R(1) = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{R}(1). \quad (5.10)$$

Da equação (5.7), tem-se que, em regime permanente,

$$\bar{S}(1) = 1 + \frac{\frac{s_p}{2} + s_1}{\frac{s_p}{2} + 1} + \frac{s_2}{\frac{s_p}{2} + 1} + \dots + \frac{s_{n_s}}{\frac{s_p}{2} + 1}. \quad (5.11)$$

Portanto, multiplicando-se a equação (5.11) por $\left(\frac{s_p}{2} + 1\right)$, obtém-se a equação logo a seguir.

$$\left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{S}(1) = \frac{s_p}{2} + 1 + \frac{s_p}{2} + s_1 + s_2 + \dots + s_{n_s}.$$

Ou seja:

$$\left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{S}(1) = s_p + S(1). \quad (5.12)$$

Como se considera que o polinômio $S(z^{-1})$ tem um integrador, a equação (5.12) se reduz a equação abaixo.

$$(s_p + 1) \bar{S}(1) = 2s_p. \quad (5.13)$$

Logo, isolando s_p na equação (5.13), tem-se a fórmula logo a seguir, que é utilizada para se recuperar o valor do parâmetro s_p do polinômio $S_p(z^{-1})$ a partir de $\bar{S}(z^{-1})$.

$$s_p = \frac{2\bar{S}(1)}{2 - \bar{S}(1)}. \quad (5.14)$$

No entanto, com base no que já foi exposto neste Capítulo, surge a dúvida que se, em regime permanente, $\frac{\bar{R}(1)}{\bar{S}(1)} = \frac{1}{R_p}$ e a equação (5.14) é dada como verdadeira, o polinômio $S(z^{-1})$ deve ter uma raiz em $z = 1$.

Ou seja, isolando-se $S(1)$ na equação (5.3), obtém-se a equação a seguir.

$$S(1) = R(1)R_p - s_p. \quad (5.15)$$

Em seguida, substituindo-se as equações (5.10) e (5.14) na equação (5.15), tem-se que

$$S(1) = \left(\frac{s_p}{2} + 1\right) \bar{R}(1)R_p - \frac{2\bar{S}(1)}{2 - \bar{S}(1)} = \left(\frac{\bar{S}(1)}{2 - \bar{S}(1)} + 1\right) \bar{R}(1)R_p - \frac{2\bar{S}(1)}{2 - \bar{S}(1)},$$

isto é,

$$S(1) = \frac{2\bar{R}(1)R_p - 2\bar{S}(1)}{2 - \bar{S}(1)}. \quad (5.16)$$

Então, dividindo-se o numerador e o denominador da equação (5.16) por $\bar{S}(1)$, conclui-se que

$$S(1) = \frac{\frac{\bar{R}(1)}{\bar{S}(1)} R_p - 1}{\frac{1}{\bar{S}(1)} - \frac{1}{2}} = \frac{\frac{R_p}{\bar{R}_p} - 1}{\frac{1}{\bar{S}(1)} - \frac{1}{2}} = 0.$$

Ou seja, o polinômio $S(z^{-1})$, nessa situação, tem realmente uma raiz em $z = 1$.

Portanto, a partir de um controlador projetado inicialmente com ganho dB constante desejado, em baixas frequências, utilizando técnicas de projeto de controladores, como a exposta na Seção 4.5 do Capítulo 4, ou seja, $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$, é possível pôr este controlador na estrutura ilustrada na Figura 5.1, recuperando assim o controlador com ação integral $\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$ e o polinômio $S_p(z^{-1})$ que implementa o estatismo permanente.

Na Figura 5.3, é ilustrada a resposta em frequência, em azul, de um regulador de velocidade projetado por meio da técnica de resposta em frequência para sistemas discretos abordada na Seção 4.5 do Capítulo 4, ou seja, $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$ é um compensador por atraso de fase. E, em verde, o regulador PI com função de transferência $\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$, o qual foi sintetizado ou recuperado por meio das equações (5.8), (5.9) e (5.14). Observa-se, também, nesta mesma figura, que não há diferenças significativas entre os controladores $\frac{\bar{R}(z^{-1})}{\bar{S}(z^{-1})}$ e $\frac{R(z^{-1})}{S(z^{-1})}$ em altas frequências.

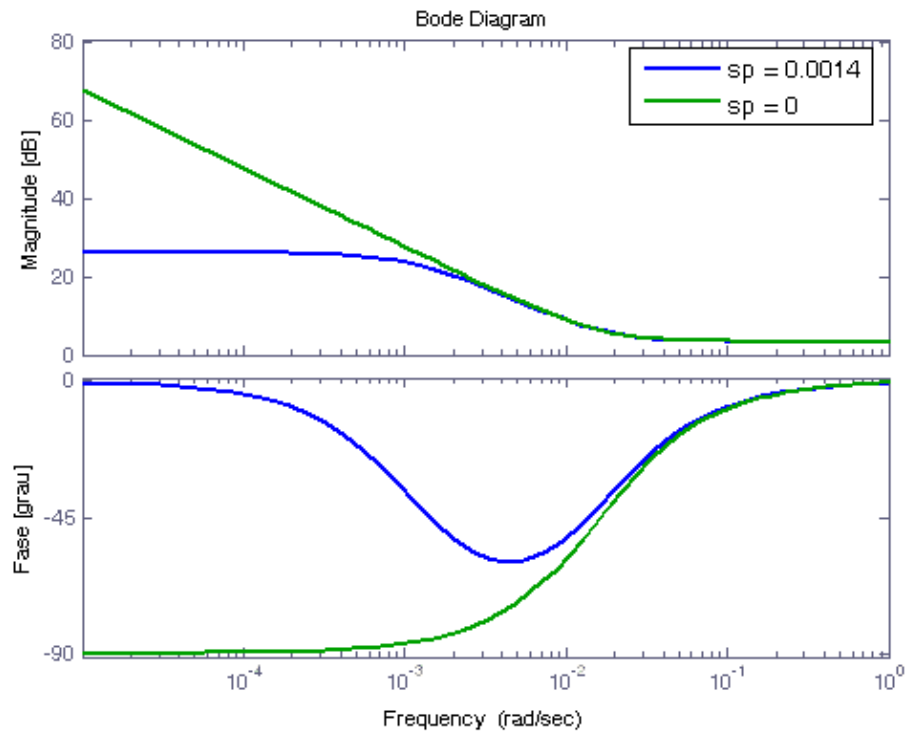


Figura 5.3: Resposta em frequência de um compensador por atraso de fase e de um controlador PI cuja ação integral foi recuperada por meio da técnica apresentada neste capítulo

Portanto, para o regulador de velocidade digital proposto neste Capítulo, quando se pretende fazer testes com o sistema de regulação de velocidade de uma unidade de geração com a máquina rodando a vazio ou alimentando carga isolada, basta zerar o estatismo, pois as características de desempenho do regulador de velocidade praticamente se manterão. No entanto, a máquina não apresentará erro de regime na velocidade, efeito característico do estatismo permanente.

Observação: O controlador que possui a resposta em frequência ilustrada na Figura 4.5 em cor azul é dado pelos polinômios a seguir.

$$\bar{R}(z^{-1}) = 1,4837 - 1,4549z^{-1}$$

$$\bar{S}(z^{-1}) = 1 - 0,9986z^{-1}.$$

Então, utilizando-se a equação (5.14), obtém-se $s_p = 0,0014$. E, em seguida, por meio das equações (5.8) e (5.9), obtém-se os correspondentes polinômios do controlador PI digital, cuja resposta em frequência é ilustrada na Figura 5.3 em verde.

$$R(z^{-1}) = 1,4837 - 1,4549z^{-1} e$$

$$S(z^{-1}) = 1 - z^{-1}.$$

5.3 Conclusão

Portanto, neste Capítulo, foi apresentada uma proposta para a forma da lei de controle de reguladores digitais de velocidade para turbina hidráulica, onde se destaca a facilidade em se acrescentar a característica de estatismo permanente, em controladores com ação integral sem alterar as características deste regulador em altas frequências, ou mesmo a facilidade em se recuperar o controlador com ação integral a partir da função de transferência discreta de um regulador digital de velocidade já com ganho dB constante em baixas frequências.

Deve-se observar que quando o estatismo permanente é acrescentado no regulador com ação integral sem modificar sua resposta em frequências mais altas, a resposta em altas frequências do sistema de controle em malha aberta também não é relevantemente modificada, ou seja, frequências de cruzamento de ganho e de fase não são praticamente modificadas, preservando, dessa forma, as margens de ganho e fase. Portanto, como desejado, o erro de regime permanente é a única característica visivelmente acrescentada ao sistema de controle de velocidade do conjunto turbina e gerador com o acréscimo do estatismo permanente, o qual é um elemento fundamento para que duas unidades geradoras sejam conectadas em paralelo.

6 FUNDAMENTOS FÍSICOS E MATEMÁTICOS DA TÉCNICA DE EMULAÇÃO DA DINÂMICA DE TURBINAS HIDRÁULICAS POR MEIO DO CONTROLE DE POTÊNCIA DO MOTOR CC

6.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os fundamentos matemáticos e o desenvolvimento de uma técnica de emulação de turbinas hidráulicas por meio do controle de potência aplicado ao motor CC, onde a simulação da dinâmica da turbina é realizada por elementos computacionais gravados em memória de microcontrolador e por elementos reais que compõem a micromáquina.

A técnica investigada consiste na programação dos modelos matemáticos da turbina hidráulica e do servossistema hidráulico no firmware de um microcontrolador, de modo a produzir sinais de referência para o controle em malha fechada da potência mecânica desenvolvida pela máquina, de forma que esta emule o comportamento dinâmico de uma turbina hidráulica.

Esta técnica se torna realizável devido ao fato da dinâmica de enrolamento de armadura do motor CC ser muito mais rápida que a dinâmica de suas massas girantes, as quais são acopladas as massas girantes do gerador do sistema de geração em escala reduzida. Ou seja, os transitórios na parte elétrica do motor CC cessam muito mais rapidamente que os transitórios da parte mecânica. Deve-se recordar, também, que as partes mecânicas de um motor elétrico são modeladas de forma similar as partes girantes de uma unidade hidrogeradora.

6.2 Modelagem do Motor CC

Um modelo físico simplificado para um motor CC com excitação independente, destacando-se suas partes elétricas e mecânicas, é ilustrado na Figura 6.1. Nela, destaca-se o enrolamento de armadura, o enrolamento de campo, a inércia total das massas girantes e ação do atrito viscoso contra a rotação das massas girantes.

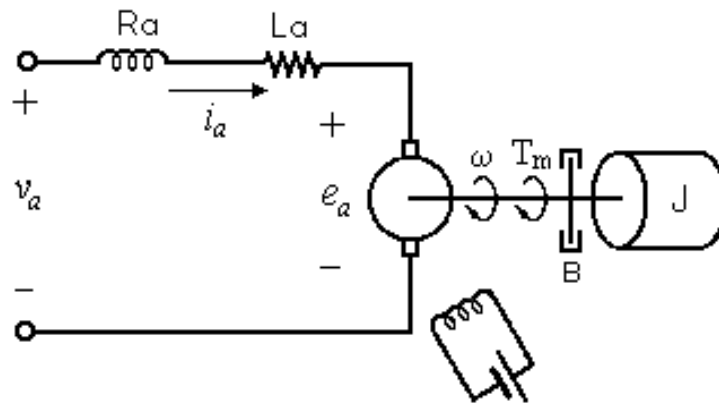


Figura 6.1: Modelo físico simplificado do Motor CC com excitação independente, adaptado de (OGATA, 2003, p. 123) e (BIN, 2009, p. 231).

Portanto, aplicando a segunda lei de Newton às massas girantes do motor e a lei das tensões de Kirchhoff ao enrolamento de armadura, obtêm-se as equações (6.1) e (6.2), que descrevem a dinâmica mecânica e elétrica do motor, respectivamente, (BIN, 2009).

$$J\dot{\omega} = T_m - B\omega - T_l \quad (6.1)$$

$$v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (6.2)$$

O acoplamento entre as dinâmicas elétrica e mecânica, considerando o motor CC com excitação independente e constante, é dado pelas equações (6.3) e (6.4), conforme (FITZGERALD, KINGSLAY JR. e UMANS, 2006).

$$T_m = K_T i_a \quad (6.3)$$

$$e_a = K_v \omega \quad (6.4)$$

Aplicado as transformadas de Laplace às equações (6.1) a (6.4) que descrevem a dinâmica do motor CC com excitação independente no domínio do tempo, obtêm-se o conjunto de equações a seguir, que descreve a dinâmica do motor no domínio da frequência.

$$(Js + B)\Omega(s) = T_m(s) - T_l(s) \quad (6.5)$$

$$(Ls + R)I_a(s) = V_a(s) - E_a(s) \quad (6.6)$$

$$T_m(s) = K_T I_a(s) \quad (6.7)$$

$$E_a(s) = K_v \Omega(s) \quad (6.8)$$

Com o auxílio das equações (6.5) a (6.8), obtêm-se o diagrama de blocos que descreve a dinâmica do motor CC, o qual é ilustrado na Figura 6.2.

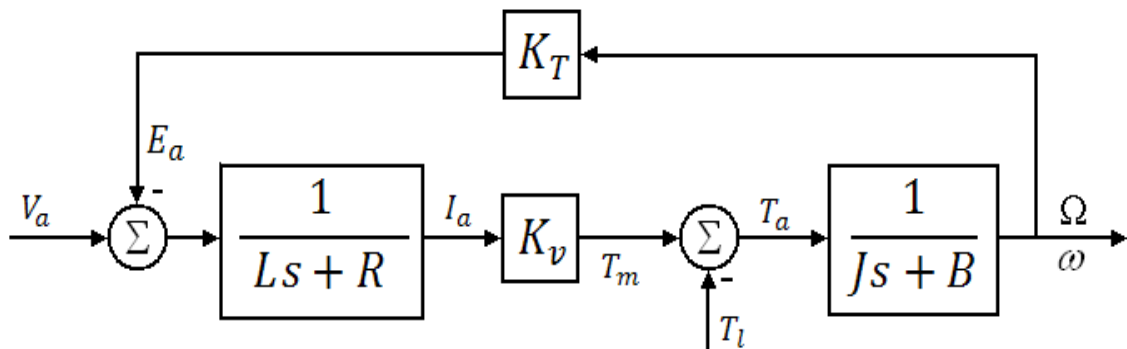


Figura 6.2: Diagrama de blocos da dinâmica do Motor CC.

Em função das informações de placa do motor CC dados na Tabela 6.1, as grandezas nominais do motor e os parâmetros do seu modelo matemático podem ser calculados, conforme mostrado a seguir, onde o subscrito “ n ” denota uma grandeza nominal:

Tabela 6.1: Dados de Chapa do Motor CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Momento de Inércia	J	$4,89\text{kgm}^2$
Potência Mecânica Nominal	P_{m_n}	9kW
Velocidade Angular Nominal	ω_n	$125,6637\text{rad/s}$
Corrente de Armadura Nominal	i_{a_n}	$27,5\text{A}$
Tensão de Armadura Nominal	v_{a_n}	400V
Corrente de Campo Nominal	i_{f_n}	$1,5\text{A}$
Tensão de Campo Nominal	v_{f_n}	300V

Considerando a máquina operando sob condições nominais e em regime permanente, deduz-se:

$$\text{Potência Elétrica Nominal: } P_{e_n} = v_{a_n} i_{a_n} = 11\text{kW}.$$

$$\text{Rendimento do Motor: } \eta = \frac{P_{m_n}}{P_{e_n}} = \frac{9}{11}.$$

$$\text{Torque mecânico Nominal: } T_{m_n} = \frac{P_{m_n}}{\omega_n} = 71,6197245\text{Nm}.$$

$$\text{Constante de Torque do Motor: } K_T = \frac{T_{m_n}}{i_{a_n}} = 2,60435362 \frac{\text{Nm}}{\text{A}}.$$

$$\text{Constante de Força Contraeletromotriz: } K_v = K_T = 2,60435362 \frac{\text{V}}{\text{rad/s}}.$$

Força Contraeletromotriz Nominal: $e_{a_n} = K_v \omega_n = 327,272727V$.

Resistência do Enrolamento de Armadura: $R = \frac{v_{a_n} - e_{a_n}}{i_{a_n}} = 2,6446281\Omega$.

Considerando a máquina operando sem carga, na velocidade nominal, e em regime permanente, deduz-se que o Torque desenvolvido pelo motor, a partir da equação (6.1), é dado pela equação a baixo.

$$T_{m_{nl}} = B \omega_n, \quad (6.9)$$

onde o subscrito “*nl*” representa condição a vazio ou sem carga (no load),

o que nos leva a concluir que substituindo a equação (6.3), tem-se

$$K_T i_{a_{nl}} = B \omega_n. \quad (6.10)$$

Logo, isolando B na equação (6.10), obtém-se o Amortecimento do motor devido à ação de atrito viscoso, ou seja:

$$B = \frac{K_T i_{a_{nl}}}{\omega_n} = 0,034817643 \frac{Nm}{rad/s},$$

onde a corrente de armadura do motor CC operando a vazio na velocidade nominal $i_{a_{nl}}$ é obtida por medição, isto é, $1,68A$.

A partir dos cálculos realizados anteriormente, resume-se os parâmetros do modelo matemático do motor CC na Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Parâmetros do Motor CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Constante de Torque	K_T	$2,6044 Nm/A$
Constante de Força Contraeletromotriz	K_v	$2,6044 V/rad/s$
Momento de Inércia	J	$4,89kgm^2$
Constante de Amortecimento	B	$0,03482 Nm/rad/s$
Resistência de Armadura	R	$2,6446\Omega$
Indutância de Armadura	L	$0,0282H$

6.3 Modelagem em Valores por Unidade (pu) do Motor CC

Antes de prosseguir com a modelagem em pu do motor CC, que consiste converter as equações reais do modelo matemático do motor para equações em pu. Deve-se deixar claro que as grandezas bases selecionadas são as grandezas nominais da máquina ou as derivadas

destas, onde estas grandezas são identificadas pelo subscrito “ b ” e as grandezas em pu, pelo sobrescrito “ $-$ ”.

Portanto, substituindo a equação (3.4) na equação (6.1) e dividindo o resultado por $\frac{S_b}{\omega_b}$, obtém-se:

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{\omega_b} \right) = \frac{T_m - B\omega - T_l}{\frac{S_b}{\omega_b}} \Rightarrow 2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{\omega_b} \right) = \frac{T_m}{T_b} - \frac{B\omega}{T_b} - \frac{T_l}{T_b}. \quad (6.11)$$

Em seguida, definindo o Torque Base como $T_b = K_T i_b = B_b \omega_b$ e substituindo na equação (6.11), obtém-se:

$$2H \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega}{\omega_b} \right) = \frac{T_m}{T_b} - \frac{B\omega}{B_b \omega_b} - \frac{T_l}{T_b} \Rightarrow 2H \frac{d\bar{\omega}}{dt} = \bar{T}_m - \bar{B}\bar{\omega} - \bar{T}_l. \quad (6.12)$$

E assim, obtém-se a equação em pu que descreve a dinâmica mecânica do Motor CC.

Definindo a potência elétrica base como

$$P_{e_b} = P_{d_b} + P_b = \frac{P_b}{\eta}, \quad (6.13)$$

onde P_{d_b} é a potência dissipada base e P_b é a potência mecânica base, e dividindo a equação (6.13) por P_{e_b} , conclui-se que

$$1 = \frac{P_{d_b}}{P_{e_b}} + \eta \Rightarrow P_{d_b} = (1 - \eta)P_{e_b}. \quad (6.14)$$

Definido-se a Potência Dissipada Base como $P_{d_b} = Ri_b^2$ e dividindo por i_b , obtém-se

$$Ri_b = \frac{P_{d_b}}{i_b}. \quad (6.15)$$

Em seguida, substituindo a equação (6.14) na equação (6.15), deduz-se que

$$Ri_b = \frac{(1 - \eta)P_{e_b}}{i_b} = \frac{(1 - \eta)v_b i_b}{i_b} = (1 - \eta)v_b. \quad (6.16)$$

E, substituindo a equação (6.13) na equação (6.16), pode-se deduzir também que

$$Ri_b = \frac{(1 - \eta)P_b}{\eta i_b} = \frac{(1 - \eta)T_b \omega_b}{\eta i_b} = \frac{(1 - \eta)K_T i_b \omega_b}{\eta i_b} = \frac{(1 - \eta)K_T \omega_b}{\eta}. \quad (6.17)$$

Portanto, dividindo a equação (6.2) por Ri_b , obtém-se a equação

$$\left(\frac{L}{R} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{i_a}{i_b} \right) = \frac{v_a}{Ri_b} - \frac{i_a}{i_b} - \frac{K_v \omega}{Ri_b}. \quad (6.18)$$

Em seguida, substituindo as expressões (6.16) e (6.17) na equação (6.18), chega-se a equação

$$\left(\frac{L}{R} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{i_a}{i_b} \right) = \frac{v_a}{(1 - \eta)v_b} - \frac{i_a}{i_b} - \frac{\eta K_v \omega}{(1 - \eta)K_T \omega_b},$$

por conseguinte, obtém-se a equação em pu

$$\left(\frac{L}{R}\right) \frac{d\bar{i}_a}{dt} = \left(\frac{1}{1-\eta}\right) \bar{v}_a - \bar{i}_a - \left(\frac{\eta}{1-\eta}\right) \bar{\omega}, \quad (6.19)$$

a qual descreve a dinâmica elétrica do motor CC do sistema micromáquina.

Deve-se observar que dividindo a equação (6.3) por T_b , isto é,

$$\frac{T_m}{T_b} = \frac{K_T i_a}{T_b} = \frac{K_T i_a}{K_T i_b},$$

obtém-se

$$\bar{T}_m = \bar{i}_a. \quad (6.20)$$

Logo, conclui-se que, em pu, a corrente do enrolamento de armadura do motor CC é igual ao torque mecânico desenvolvido pelo motor.

Então aplicado as transformadas de Laplace às equações (6.12), (6.19) e (6.20) que descrevem a dinâmica do motor CC em pu, no domínio do tempo, obtemos as equações em pu a seguir, que descreve a dinâmica do motor no domínio da frequência.

$$(2Hs + \bar{B})\bar{\Omega}(s) = \bar{T}_m(s) - \bar{T}_l(s) \quad (6.21)$$

$$\left(\frac{L}{R}s + 1\right)\bar{T}_m(s) = \left(\frac{1}{1-\eta}\right)[\bar{V}_a(s) - \eta\bar{\Omega}(s)] \quad (6.22)$$

Em função das equações (6.21) e (7.22), obtém-se o diagrama de blocos que descreve a dinâmica do motor CC em pu, o qual é ilustrado na Figura 6.3.

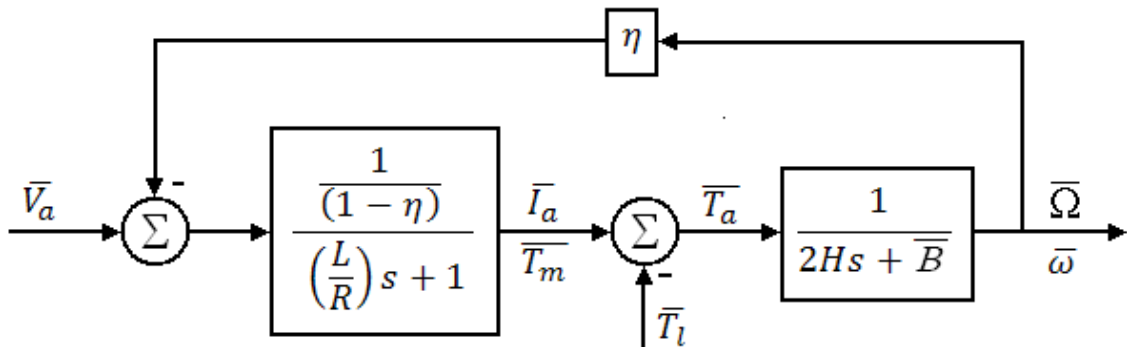


Figura 6.3: Diagrama de Blocos do modelo matemático do motor cc em pu.

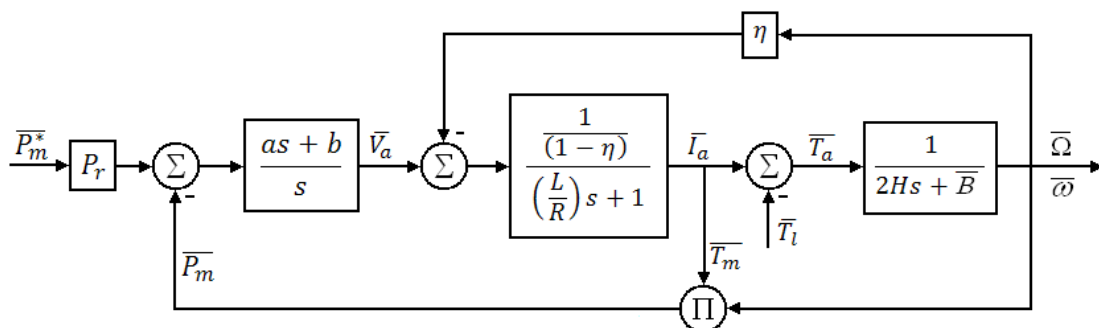
Em seguida, resumem-se na Tabela 6.3, os parâmetros do modelo matemático em pu do motor CC.

Tabela 6.3: Parâmetros do modelo matemático em pu do motor CC.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Rendimento do Motor	η	9/11
Constante de Inércia	H	4,29s
Constante de Amortecimento em pu	\bar{B}	0,06111pu
Indutância de Armadura	L	0,0282H
Resistência de Armadura	R	2,6446 Ω

6.4 Controle da Potência Mecânica Desenvolvida pelo Motor CC

O método de simulação de turbinas hidráulicas, desenvolvido para o sistema micromáquina, baseia-se em uma estratégia de controle de potência para o motor CC, pois o objetivo é fazer com que a potência mecânica, desenvolvida por esta máquina, siga um sinal de potência de referência gerado pelas equações do modelo matemático de turbina hidráulica. O esquema de controle de potência mecânica do motor CC com um controlador PI é ilustrado no diagrama de blocos da Figura 6.4.

**Figura 6.4: Controle de Potência Mecânica desenvolvida pelo Motor CC.**

Como a dinâmica elétrica do Motor CC entra em regime permanente muito mais rápido que a dinâmica da sua parte mecânica, ou seja, $\frac{L}{R} \ll \frac{2H}{B}$, observa-se que a velocidade angular ω é uma grandeza cujas variações são muito lentas, em torno da velocidade nominal, em comparação a dinâmica elétrica do Motor CC, tal que ω pode ser considerado aproximadamente constante. Portanto o diagrama de blocos da Figura 6.4 pode ser simplificado, obtendo-se, em seguida, o diagrama ilustrado na Figura 6.5.

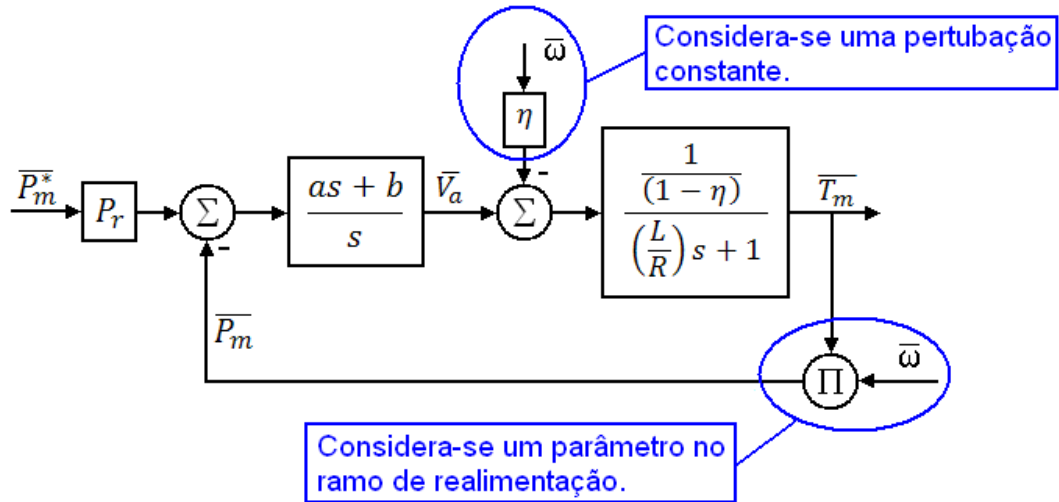


Figura 6.5: Controle de potência do motor considerando a velocidade constante.

Então considerando a ação da força contraeletromotriz uma perturbação e a velocidade como um parâmetro no ramo de alimentação que varia com tempo muito lentamente e com pequenos desvios, chega-se ao modelo ilustrada na Figura 6.6, o qual será utilizado para análise e projeto de sistema de controle de potência do motor.

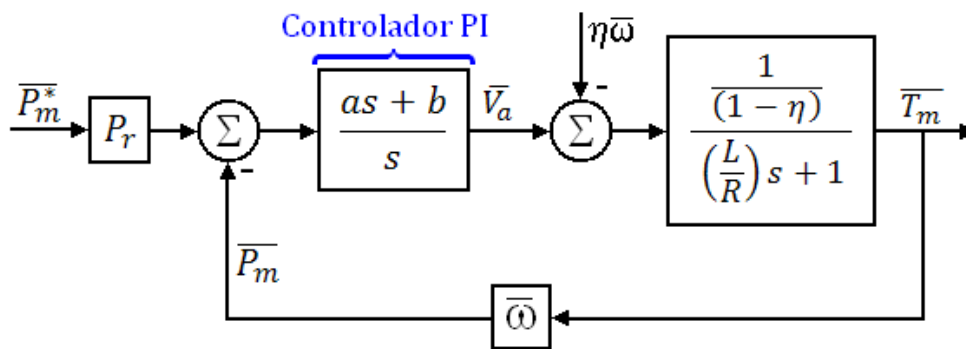


Figura 6.6: Diagrama de blocos utilizado para análise e projeto de sistema de controle de potência para o motor.

Então, utilizando o teorema da superposição, analisam-se os efeitos do sinal de referência e da perturbação sobre o sinal de saída do sistema de controle ilustrado na Figura 6.6, isto é:

$$\bar{T}_m = \bar{T}_{m_1}|_{\eta\bar{\omega}=0} + \bar{T}_{m_2}|_{\bar{P}_m^*=0} \quad (6.23)$$

Observa-se, portanto, na expressão (6.23) que o sinal de toque desenvolvido pelo motor é decomposto em duas parcelas: a primeira é efeito do sinal de potência de referência e a segunda é efeito da ação da força contraeletromotriz do motor.

Analisando, então, a primeira parcela da expressão (6.23) para $\eta\bar{\omega} = 0$, tem-se:

$$\overline{T_{m_1}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\left(\frac{as+b}{s}\right) \left[\frac{1/(1-\eta)}{\frac{L}{R}s+1}\right] \frac{\overline{P_m^* P_r}}{s}}{1 + \bar{\omega} \left(\frac{as+b}{s}\right) \left[\frac{1/(1-\eta)}{\frac{L}{R}s+1}\right]} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{as+b}{1-\eta} \overline{P_m^* P_r}}{s \left(\frac{L}{R}s+1\right) + \frac{\bar{\omega}}{1-\eta} (as+b)} \overline{P_m^* P_r}.$$

Logo quando o sistema, ilustrado na Figura 6.6, entra em regime permanente, deduz-se que

$$\frac{\overline{T_{m_1}}}{\overline{P_m^* P_r}} = \frac{b}{\bar{\omega} \frac{1-\eta}{b}} = \frac{1}{\bar{\omega}} \Rightarrow \overline{T_{m_1}} = P_r \cdot \frac{\overline{P_m^*}}{\bar{\omega}}. \quad (6.24)$$

Em seguida, analisando a segunda parcela da expressão (6.23) para $\overline{P_m^*} = 0$, tem-se:

$$\overline{T_{m_2}} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\frac{1/(1-\eta)}{\frac{L}{R}s+1} \frac{(-\eta\bar{\omega})}{s}}{1 + \bar{\omega} \left(\frac{as+b}{s}\right) \left[\frac{1/(1-\eta)}{\frac{L}{R}s+1}\right]} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\frac{s}{1-\eta} (-\eta\bar{\omega})}{s \left(\frac{L}{R}s+1\right) + \frac{\bar{\omega}}{1-\eta} (as+b)}.$$

Logo, quando o sistema entra em regime permanente, conclui-se que

$$\overline{T_{m_2}} = 0. \quad (6.25)$$

Ou seja, o controlador rejeita a ação da força contraeletromotriz que age como perturbação no sistema de controle de potência do motor.

Portanto, a partir das equações (6.23), (6.24) e (7.25), conclui-se que

$$\overline{T_m} = \overline{T_{m_1}} + \overline{T_{m_2}} \Rightarrow \overline{T_m} = P_r \cdot \frac{\overline{P_m^*}}{\bar{\omega}}. \quad (6.26)$$

Ou seja, quando a parte elétrica do Motor entra em regime permanente, a dinâmica em malha fechada do sistema de controle, ilustrada na Figura 6.6, reduz-se ao sistema ilustrado na Figura 6.7, que é devido ao fato das partes elétricas do motor entrarem em regime bem mais rápido que suas partes mecânicas.

Observa-se também que a equação (6.26) é a última equação do sistema de equações (3.6) que descreve a dinâmica da turbina hidráulica.

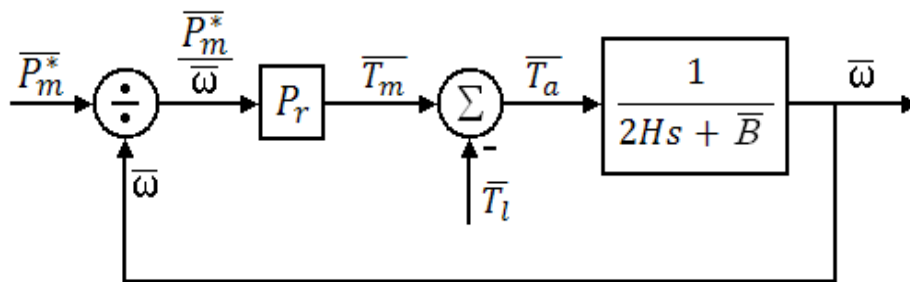


Figura 6.7: Dinâmica das massas girantes do conjunto motor e gerador quando o sistema de controle de potência entra em regime permanente.

Portanto, lembrando que o sinal de potência de referência é gerado pelas equações do modelo matemático da turbina hidráulica, obtém-se o diagrama de blocos ilustrado na Figura 6.8, onde a dinâmica da turbina é implementada em um microcontrolador por meio da programação das equações de seu modelo no firmware do microcontrolador, que implementa o algoritmo de controle do motor CC.

No entanto, deve-se deixar claro que a eficácia desta metodologia de simulação de turbina hidráulica por meio do controle de potência do motor CC depende também da ação do regulador de velocidade da turbina hidráulica simulada no microcontrolador. Este regulador controla a dinâmica simulada da turbina em conjunto com a dinâmica real da máquina CC. Portanto, levando-se em conta que a ação do controle de potência do motor é bem mais rápida que a ação de controle de velocidade, conclui-se que, com a estratégia de controle proposta, o motor se comportará como uma turbina hidráulica para o sistema de controle de velocidade.

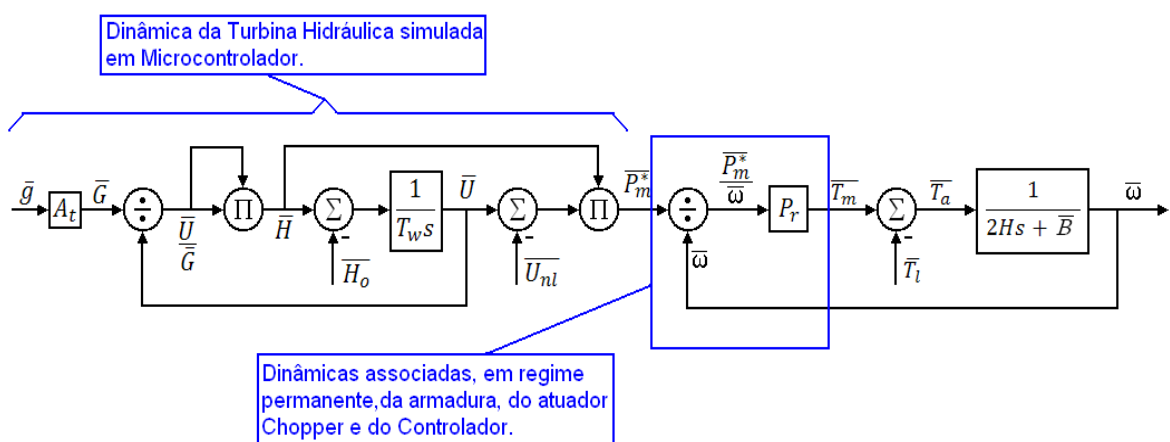


Figura 6.8: Efeito da ação do controle de potência do motor CC simulando a turbina hidráulica.

6.5 Conclusão

Neste Capítulo, foram apresentados os fundamentos matemáticos da metodologia proposta de emulação da dinâmica de turbinas hidráulicas por meio do controle de potência do motor CC, o qual garante que a potência desenvolvida pelo motor em regime permanente rastreia o sinal de potência gerado pelo modelo da turbina hidráulica.

No Capítulo de resultados, será mostrado, também, que essa técnica tem excelentes resultados também em regime transitório na emulação de turbinas hidráulicas, o que é devido também ao fato da dinâmica elétrica do motor ser bem mais rápida que a dinâmica da turbina simulada.

E analisando as deduções matemáticas expostas neste Capítulo, observa-se que a base da estratégia de emulação da dinâmica da turbina hidráulica desenvolvida neste trabalho pode ser adaptada para a emulação da dinâmica de outros tipos de turbina, tais como as turbinas eólicas e térmicas.

7 DESENVOLVIMENTO DOS ALGORITMOS DE CONTROLE E IMPLEMENTAÇÃO DA DINÂMICA DA TURBINA HIDRÁULICA E DO SERVOPOSICIONADOR

7.1 Introdução

Na Figura 7.1, mostra-se a arquitetura do sistema de controle desenvolvido para o motor CC da micromáquina com o objetivo de simular, no sistema de geração em escala reduzida, uma unidade hidrogeradora conectada ao barramento infinito, onde os fundamentos matemáticos para tal objetivo foram apresentados no Capítulo anterior.

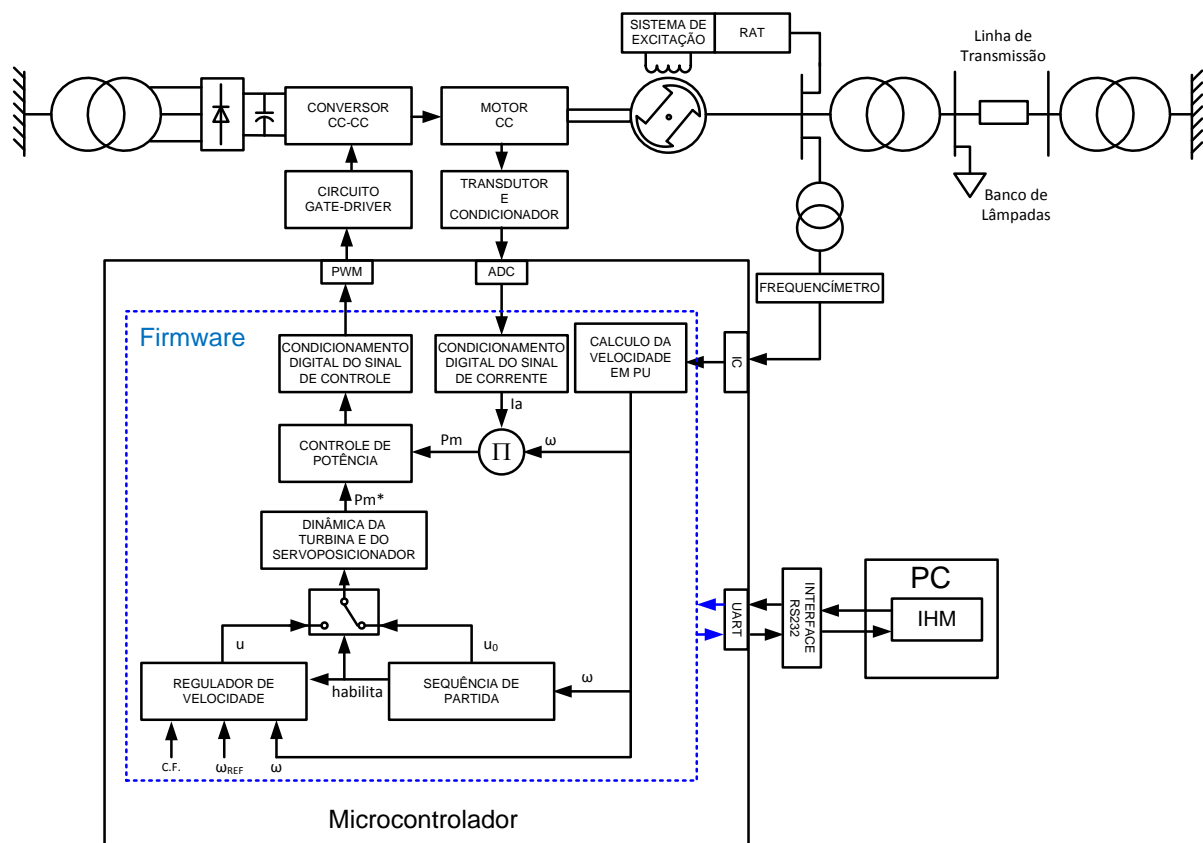


Figura 7.1: Arquitetura do sistema de controle aplicado ao motor da micromáquina para simular um sistema de regulação de velocidade de uma unidade hidrogeradora.

Neste sistema de controle, a dinâmica da turbina hidráulica e a dinâmica do servoposicionador são implementadas por meio da programação das equações de seus

modelos matemáticos apresentados no Capítulo 3, em forma de algoritmo, no firmware gravado na memória de programa do microcontrolador (dsPIC30F4011) do sistema eletrônico de aquisição e controle.

O sistema, como um todo, é composto de duas malhas principais de realimentação: uma malha mais interna que tem a função de emular a dinâmica da turbina e uma malha mais externa onde é implementada a lei de regulação de velocidade da turbina.

Os algoritmos, que implementam as dinâmicas do servoposicionador e da turbina, geram o sinal de referência de potência para o algoritmo de controle de potência do motor, garantindo que a potência desenvolvida por esta máquina, em operação normal, rastreie este sinal de referência. Dessa forma, este sistema em malha fechada emula o comportamento dinâmico de uma turbina hidráulica.

O regulador de velocidade programado no firmware do microcontrolador, o qual é consequentemente sintonizado para as dinâmicas da turbina, do servoposicionador e das partes rotativas da micromáquina, gerando o sinal de controle que é então processado pelo algoritmo do servoposicionador, que, por sua vez, gera o sinal de entrada para algoritmo que implementa a dinâmica da turbina hidráulica, isto é, o sinal de abertura do distribuidor.

Portanto, neste Capítulo, mostra-se o desenvolvimento e o funcionamento desses algoritmos de controle e simulação do servoposicionador e da turbina hidráulica, os quais fazem o sistema de geração em escala reduzida, por meio do sistema de controle da micromáquina, simular uma unidade hidrogeradora conectada ao barramento infinito.

7.2 A Rotina Principal do Firmware do Microcontrolador

Na Figura 7.2, mostra-se o algoritmo, em forma de fluxograma, da rotina mais importante do firmware programado no microcontrolador do sistema eletrônico de aquisição e controle do motor da micromáquina. Tal rotina é executada a cada interrupção do conversor analógico digital (A/D) do microcontrolador que ocorre a cada sequência de amostragem e conversão de um dado analógico para digital, ou seja, a rotina de tratamento de interrupção do conversor A/D do dsPIC (RTI_AD).

A rotina de tratamento de interrupção do conversor A/D é a mais importante de todo o programa escrito para o microcontrolador, pois implementa os algoritmos de simulação do servoposicionador, da turbina hidráulica, do regulador de velocidade projetado para a turbina,

o controlador de potência do motor que faz o motor desenvolver a potência descrita pelo modelo da turbina e as sequências de partida e parada da turbina hidráulica simulada.

No algoritmo representado pelo fluxograma ilustrado na Figura 7.2, primeiramente são lidos os sinais de Torque ($Torq$) e de velocidade (ω) do motor em pu, os quais, em seguida, são utilizados para obter o sinal de potência mecânica. Como esta rotina é executada a cada interrupção do conversor A/D, onde seu período de amostragem configurado é de $2,5ms$, foi implementada uma condição de seleção para executar o algoritmo do regulador de velocidade (RV) a cada 1,2 segundos, isto é, a cada 480 incrementos da variável “M”.

Portanto, essa estrutura de condição de seleção é utilizada para implementar a tática de escalonamento do período de amostragem (reamostragem), devido as dinâmicas do controle de potência, do servoposicionador e da turbina hidráulica serem predominantes em faixas de frequências diferentes da faixa de frequência onde a dinâmica do controle de velocidade é predominante.

Em seguida, são lidos os sinais de referência de velocidade (ω_{ref}) e de referência de carga-frequência (CF), então caso a variável “PARTIR” tenha valor lógico “1”, testa-se a variável “habilita_RV”, caso contrário, a rotina de parada entra em execução. Se a variável “habilita_RV” possuir valor lógico “0” a rotina de partida é executada até a rotina do regulador de velocidade ser habilitada quando velocidade nominal é alcançada. Mas quando a variável “habilita_RV” possuir o valor lógico “1”, a rotina do RV é executada a cada 480 incrementos da variável M, caso contrário, o valor inicial do sinal de controle (u) é 0,25.

Após a execução dos códigos do servoposicionador e da turbina, os resultados são processados pelo algoritmo de controle de potência que gera o comando de atualização do ciclo ativo do módulo de PWM do microcontrolador. Em seguida, as variáveis do sistema são escritas no buffer da UART e enviadas pelo canal de comunicação serial entre o microcontrolador e o computador, onde está instalada a interface homem máquina (IHM), através da qual o operador interage com o sistema de geração em escala reduzida.

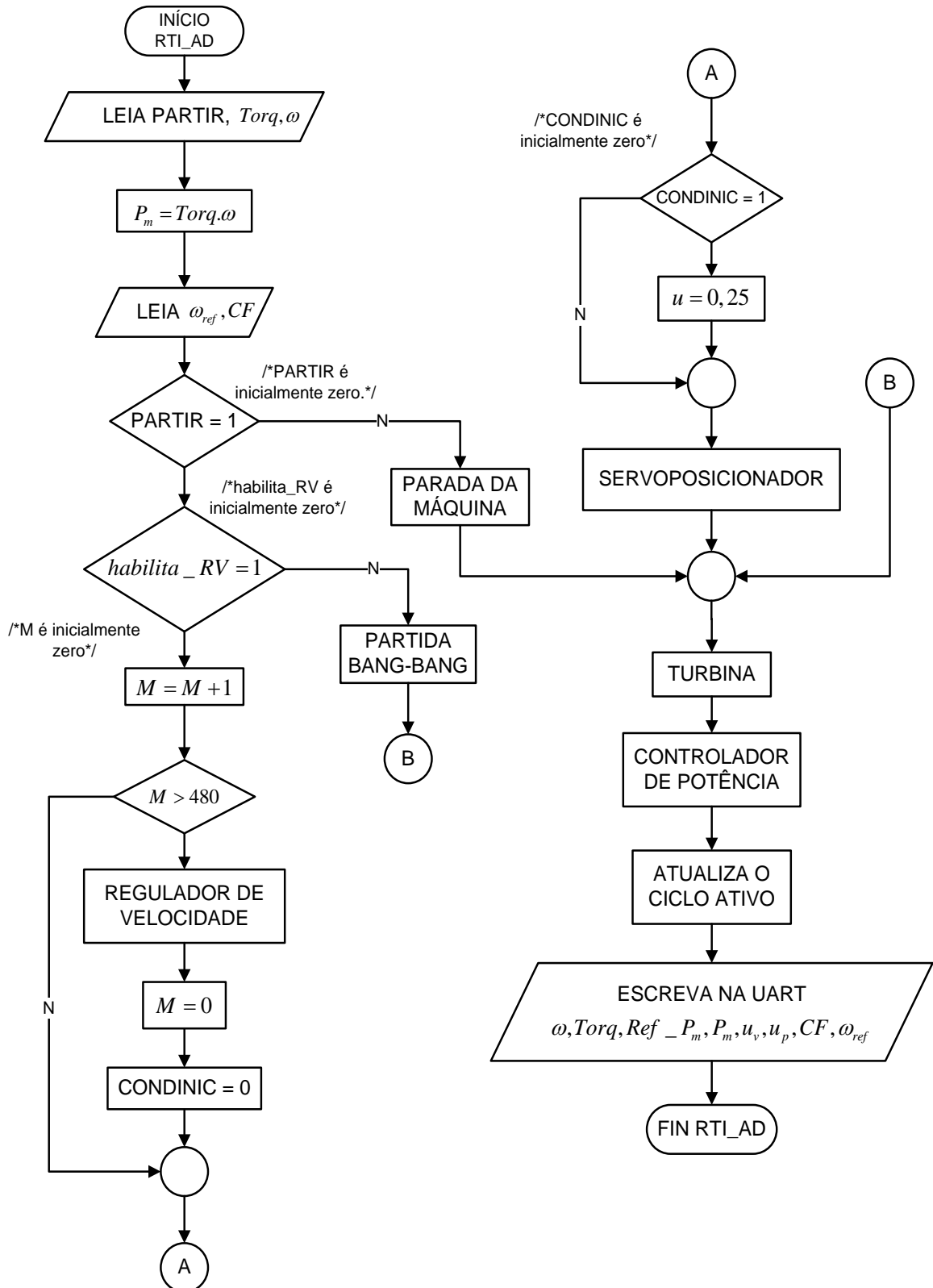


Figura 7.2: Fluxograma do algoritmo programa no firmware de controle do microcontrolador com as estratégias de controle, dinâmica do servoposicionador, dinâmica da turbina e seqüências de partida e parada do motor.

7.2.1 Algoritmo da dinâmica do servoposicionador

A dedução do algoritmo da dinâmica do servoposicionador parte do modelo matemático descrito pelo sistema de equações em espaço de estados (3.9), que é reorganizado no sistema de equações (7.1).

$$\begin{cases} \dot{x}_g = \left(\frac{1}{t_g}\right) x_p \\ \dot{x}_p = \left(\frac{1}{t_p}\right) (u - x_g - x_p) \end{cases} \quad (7.1)$$

Este modelo matemático contínuo do servoposicionado descrito pelo sistema de equações (7.1) é discretizado pelo método de Tustin, onde

$$s = \left(\frac{2}{T_s}\right) \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}},$$

que resulta, após algumas manipulações algébricas para isolar as variáveis de estados $x_g(n)$ e $x_p(n)$, no sistema de equações discretas (7.2).

$$\begin{cases} x_g(n) = x_g(n-1) + \left(\frac{T_s}{2t_g}\right) [x_p(n) + x_p(n-1)] \\ x_p(n) = \left(\frac{2t_p - T_s}{2t_p + T_s}\right) x_p(n-1) + \\ \left(\frac{T_s}{2t_p + T_s}\right) \{[u(n) - x_g(n)] + [u(n-1) - x_g(n-1)]\} \end{cases} \quad (7.2)$$

As equações (7.2) são os elementos fundamentais do algoritmo descrito pelo fluxograma ilustrado na Figura 7.3, que não apenas implementa as equações (7.2), mas como, também, o limite na variação da saída do modelo do servoposicionador como ilustrado no diagrama de blocos mostrado na Figura 3.6. Este fluxograma da Figura 7.3 representa o bloco servoposicionador no fluxograma ilustrado na Figuras 7.2.

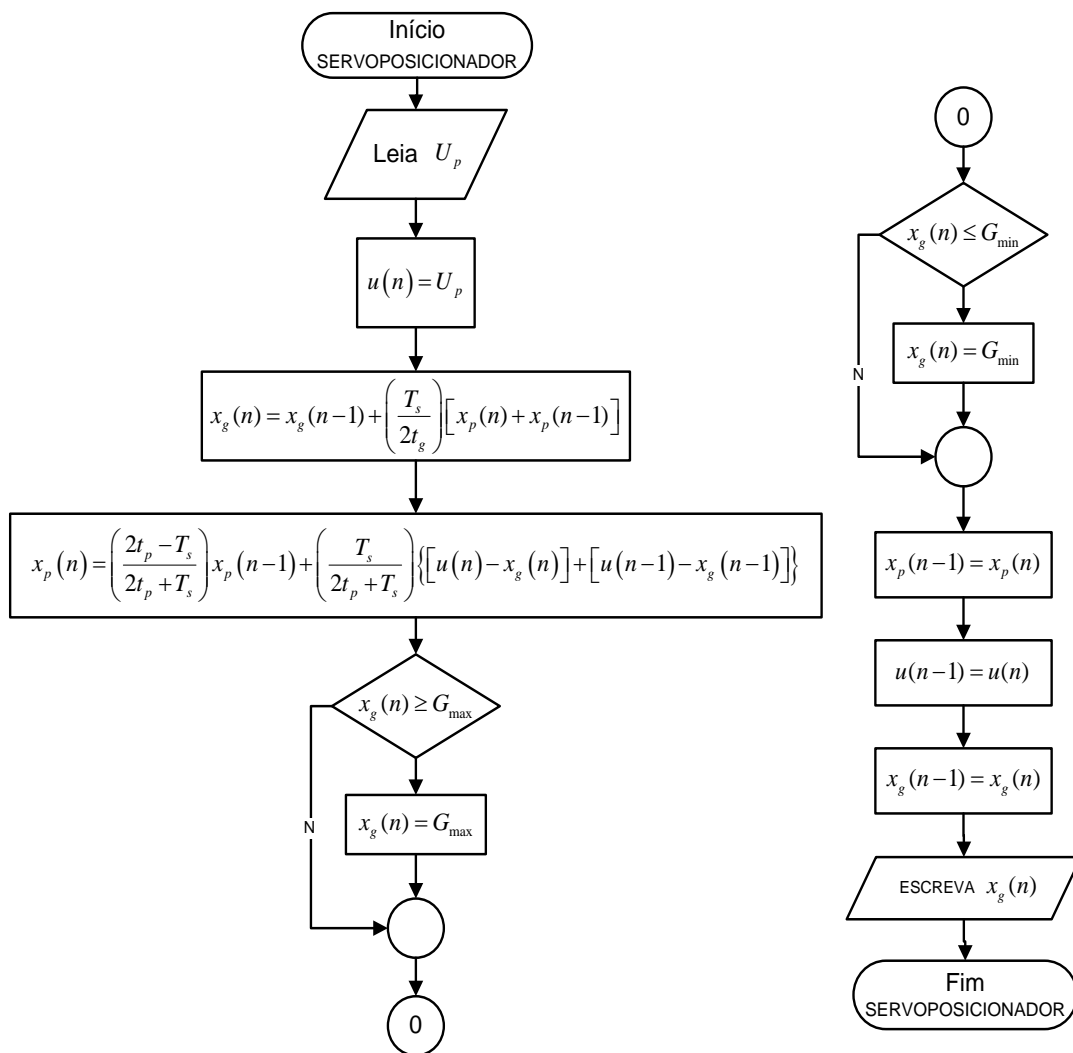


Figura 7.3: Fluxograma do algoritmo da dinâmica do servoposicionador.

São organizados, na Tabela 7.1, os valores adotados para os parâmetros das equações que descrevem a dinâmica do servoposicionador, os quais são extraídos dos trabalhos de Kundur (1994) e de Di Paolo (2009).

Tabela 7.1: Parâmetros do modelo discreto do servoposicionador.

Parâmetro	Símbolo	Valor adotado
Período de amostragem	T_s	0,1s
Constante de tempo entre as válvulas piloto e distribuidora	t_p	0,016s
Constante de tempo entre válvula distribuidora e servomotor	t_g	2,8s
Abertura máxima do distribuidor	G_{max}	0,96
Abertura mínima do distribuidor	G_{min}	0,16

7.2.2 Dinâmica da Turbina Hidráulica

A dedução do algoritmo da dinâmica da turbina hidráulica, como no caso do servoposicionador, parte de seu modelo matemático, que, no caso, é descrito pelo sistema de equações (3.6). Este modelo da turbina então é discretizado também pelo método de Tustin resultando no sistema de equações discretas (7.3).

$$\left\{ \begin{array}{l} G = A_t g \\ U = \left[\frac{U(n)}{G} \right]^2 \\ U(n) = U(n-1) + \left(\frac{T_s}{2T_w} \right) [\Delta H(n) + \Delta H(n-1)] \\ \Delta H(n) = H_o - H(n) \\ P_m = H[U(n) - U_{nl}] \end{array} \right. \quad (7.3)$$

O algoritmo representado pelo fluxograma mostrado na Figura 7.4 tem como elementos fundamentais as equações (7.3) que descrevem no domínio discreto a dinâmica não linear e de fase não mínima da turbina hidráulica.

Porém, por motivos de segurança e para aproximar mais da realidade o modelo utilizado, foram implementados, neste algoritmo da dinâmica da turbina, limitadores do sinal de entrada do modelo, isto é, o sinal de abertura do distribuidor é limitado entre a abertura correspondente à saída de potência nula da turbina e abertura correspondente à saída de potência à plena carga.

O algoritmo representado pelo fluxograma ilustrado na Figura 7.4 corresponde ao bloco Turbina do fluxograma mostrado na Figura (7.2).

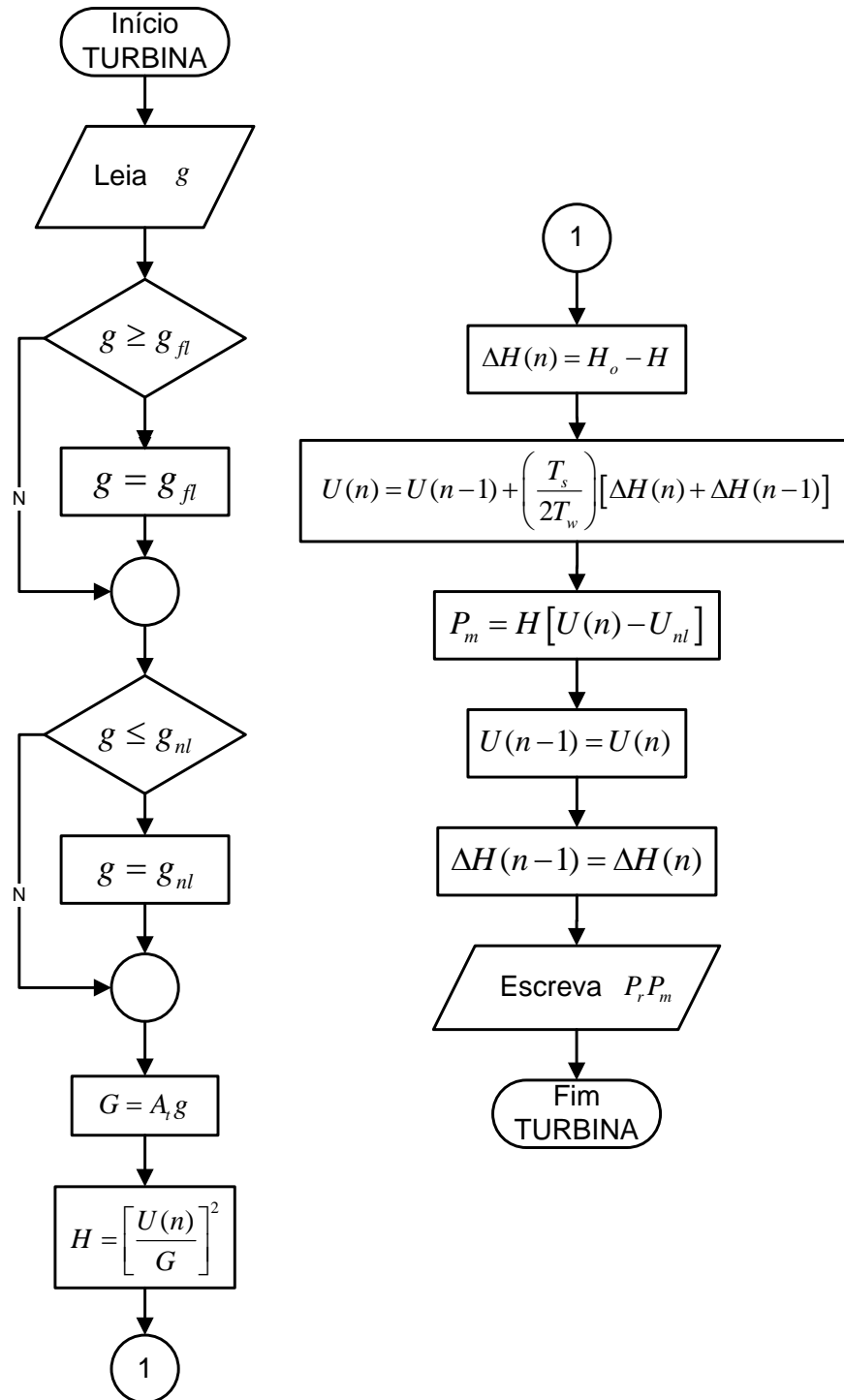


Figura 7.4: Fluxo grama da função que implementa a dinâmica da Turbina Hidráulica.

Na Tabela 7.2, são dados os parâmetros adotados para o modelo da turbina hidráulica utilizado no sistema micromáquina, os quais também são extraídos dos trabalhos de Kundur (1994) e de Di Paolo (2009).

Tabela 7.2: Parâmetros do modelo discreto da turbina hidráulica.

Parâmetro	Símbolo	Valor adotado
Período de amostragem	T_s	2,5ms
Ganho da turbina	A_t	1,25
Queda hidráulica nominal do lago	H_o	1,0
Tempo de partida da água	T_w	1,54s
Velocidade da água sem carga	U_{nl}	0,2
Mudança de base	P_r	1,0

7.2.3 A Malha de Controle de Potência do Motor CC

No projeto da malha de controle de potência do motor, considera-se que a máquina opera na velocidade nominal. Portanto, em pu, as leituras de potência mecânica são semelhantes às de torque. Dessa forma, é utilizado o modelo em pu do enrolamento de armadura para projetar o controlador que garante que a potência desenvolvida pelo motor CC rastreia o sinal de potência gerado pelas equações dinâmicas do modelo da turbina programado no firmware de controle da máquina.

Como a técnica de emulação da dinâmica de turbina hidráulica foi desenvolvida utilizando um controlador PI, para a malha de controle de potência do motor é utilizado um controlador digital do tipo PI, o qual é projetado pela técnica de alocação polinomial de polos descrita no Capítulo 4.

O modelo do enrolamento de armadura em pu é dado pela equação (6.22), onde se despreza o efeito da força contra eletromotriz, pois é considerada uma perturbação para o sistema de controle de potência, obtendo consequentemente a função de transferência a seguir.

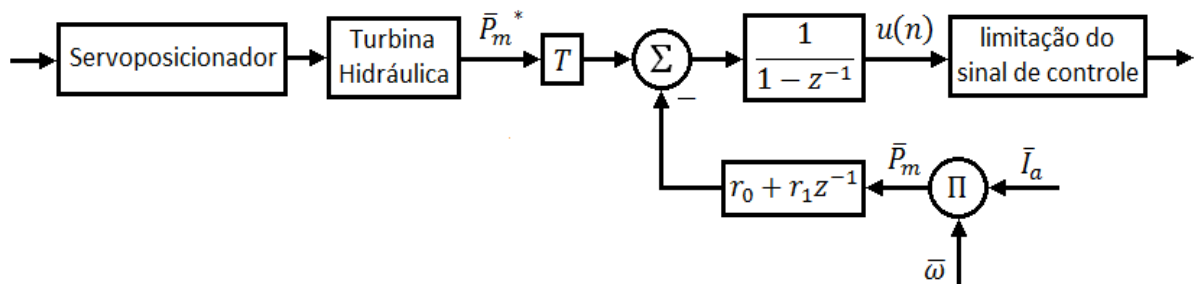
$$H_i(s) = \frac{T_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}{\left(\frac{L}{R}\right)s + 1} = \frac{5,5}{0,01066s + 1}.$$

Dessa forma, aplicando-se o procedimento de projeto da Seção 4.4.1, para um sobressinal máximo de 1,52% (que resulta em um amortecimento $\zeta = 0,8$) e um tempo de acomodação máximo de 0,03s, onde, a partir dos quais, seleciona-se o período de amostragem $T_s = 2,5ms$, e para garantir erro de regime nulo para uma perturbação tipo degrau, adota-se o polinômio $H_s(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$, obtém-se o controlador PI digital cujos parâmetros estão organizados na Tabela 7.3.

Tabela 7.3: Parâmetros do controlador digital RST de potência.

Parâmetro	Valor de sintonia
r_0	0,2267
r_1	-0,1604
s_1	-1
$T = R(1)$	0,0663

Na Figura 7.7, mostra-se o diagrama de blocos do controlador PI digital de potência mecânica, bem como a representação das dinâmicas do servoposicionador da turbina hidráulica, que geram o sinal de referência de potência, a leitura de potência, a qual é obtida pelo produto da velocidade com a corrente, em pu, e a representação de uma técnica de limitação do sinal de controle para a proteção da máquina e de seu conversor estático de acionamento.

**Figura 7.5: Diagrama de blocos de controle de potência do motor programado no microcontrolador.**

Em seguida, analisam-se as características do sistema de controle de potência no domínio da frequência. Na figura 7.5, é ilustrado o diagrama de bode do sistema de controle em malha aberta, onde se observa margem de ganho de 18,1dB e a margem de fase de 70,5°; o que representa excelentes margens de estabilidade, pois de acordo com Landau e Zito (2006) e Ogata (2003), um sistema de controle bem projetado deve possuir margens de ganho e fase iguais ou superiores a 6,0dB e 30,0°, respectivamente, e como, por efeito do integrador acrescentado pelo controlador PI digital, o ganho do sistema aumenta 20dB/década a medida que a frequência diminui, garante-se erro de regime nulo para entradas do tipo degrau.

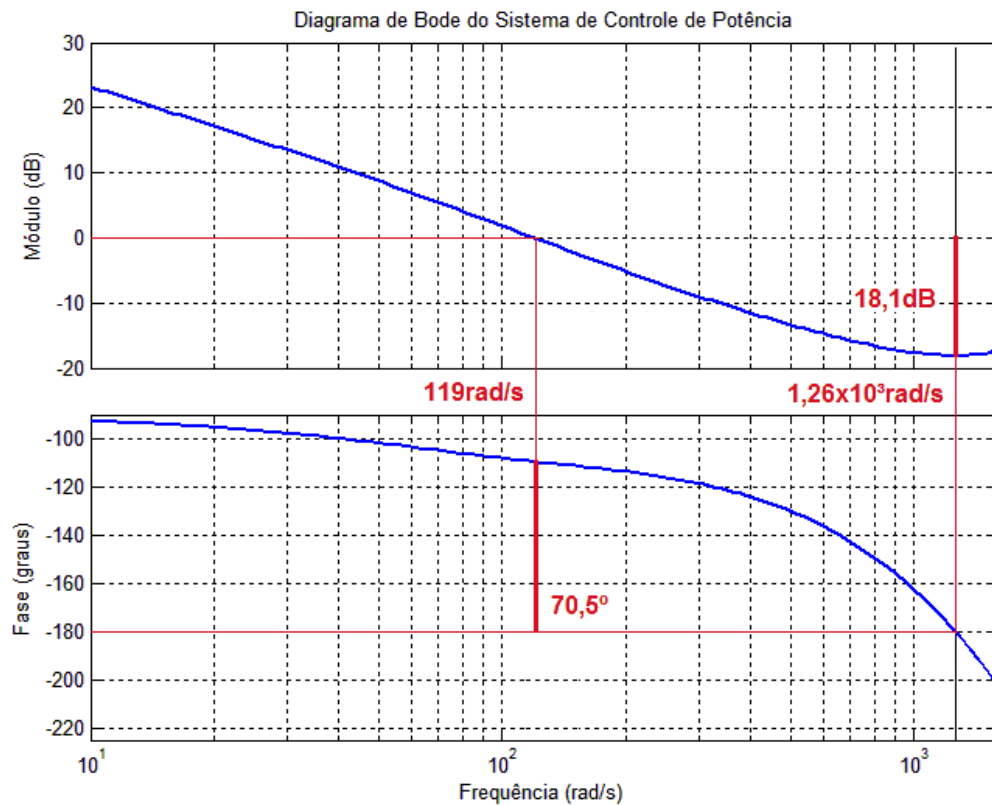


Figura 7.6: Resposta em frequência do sistema de controle de potência.

Mostra-se, na Figura 7.6, o mapa de polos e zeros do sistema de controle em malha aberta (em azul) e em malha fechada (em verde). Neste mapa, observa-se que o zero do controlador foi deslocado para a origem do plano Z (discreto) que corresponde ao infinito no plano S (contínuo), no entanto, as técnicas de alocação de polos não são capazes de alocar zeros, logo este zero de malha fechada deveria ser o mesmo de malha aberta. Tal resultado é obtido pela seleção do polinômio $T(z^{-1})$ do controlador RST como $T(z^{-1}) = R(1)$, conforme (LANDAU e ZITO, 2006), cujo efeito é não acrescentar o zero do controlador em malha fechada próximo dos polos dominantes; o que é um resultado desejado, pois um zero próximo dos polos de malha fechada anula as características destes polos quanto mais próximos estiverem. Logo, conclui-se que o sistema de controle de potência em malha fechada atende as especificações de projeto.

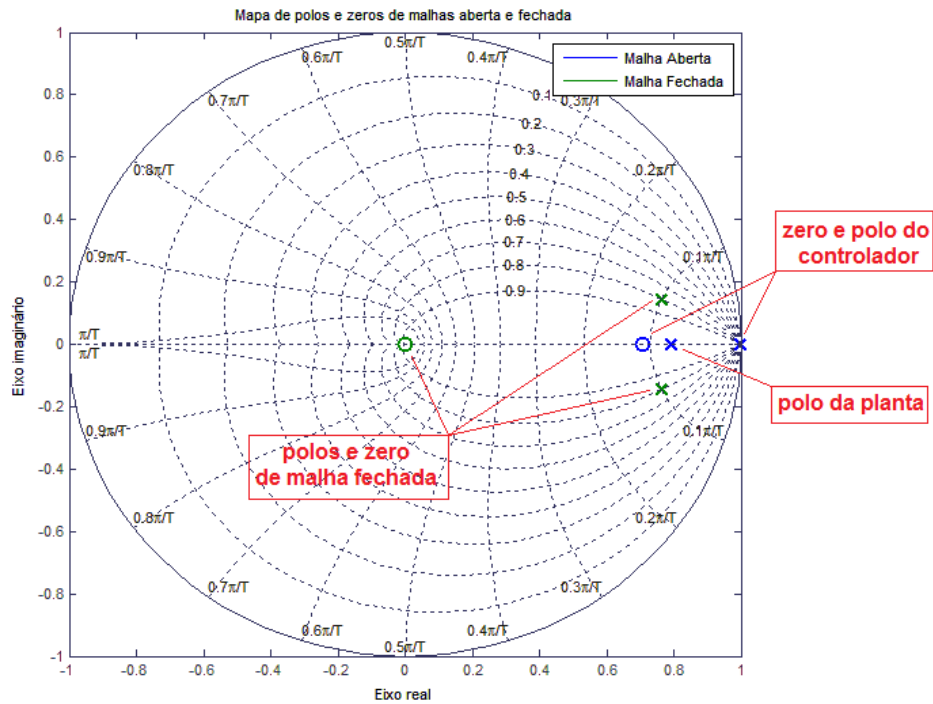


Figura 7.7: Mapa de polos e zeros do sistema de controle de potência do motor em malha aberta e em malha fechada.

7.2.3.1 Desenvolvimento do algoritmo de controle de potência

A partir do diagrama de blocos ilustrado na Figura 7.8 e fazendo $Ref = \bar{P}_m^*$ e $y(n) = \bar{P}_m$, deduz-se a função de transferência da lei de controle de potência do motor dada pela equação (7.8), lembrando que $s_1 = -1$.

$$U(z^{-1}) = \frac{1}{1 + s_1 z^{-1}} [T \cdot Ref(z^{-1}) - (r_0 + r_1 z^{-1})Y(z^{-1})] \quad (7.8)$$

Rearranjando algebricamente a equação (7.8), obtém-se a equação (7.9).

$$U(z^{-1}) + s_1 z^{-1} U(z^{-1}) = T \cdot Ref(z^{-1}) - [r_0 Y(z^{-1}) + r_1 z^{-1} Y(z^{-1})] \quad (7.9)$$

Em seguida, aplicando-se a transformada Z inversa à equação (7.9) e reorganizando o resultado para isolar o sinal de controle $u(n)$, obtém-se a equação de diferenças (7.10).

$$u(n) = T \cdot Ref - [r_0 y(n) + r_1 y(n-1)] - s_1 u(n-1) \quad (7.10)$$

Esta equação implementa a lei de controle de potência do motor CC da micromáquina e é a base do algoritmo de controle de potência descrito no fluxograma ilustrado na Figura 7.8. Neste algoritmo é implementada uma estratégia de limitação do sinal de controle de potência com dois objetivos: o primeiro é limitar excursão do sinal de controle entre 0 e 1.3pu, em operação normal do motor, e o segundo é limitar a corrente de pico de partida do

motor, onde o limite máximo do sinal de controle depende da leitura de velocidade. Ou seja, se a velocidade for inferior a 0,07pu, o sinal de controle é limitado, no máximo, em 0,15pu, caso contrário, o limite máximo do sinal de controle é 1.3pu.

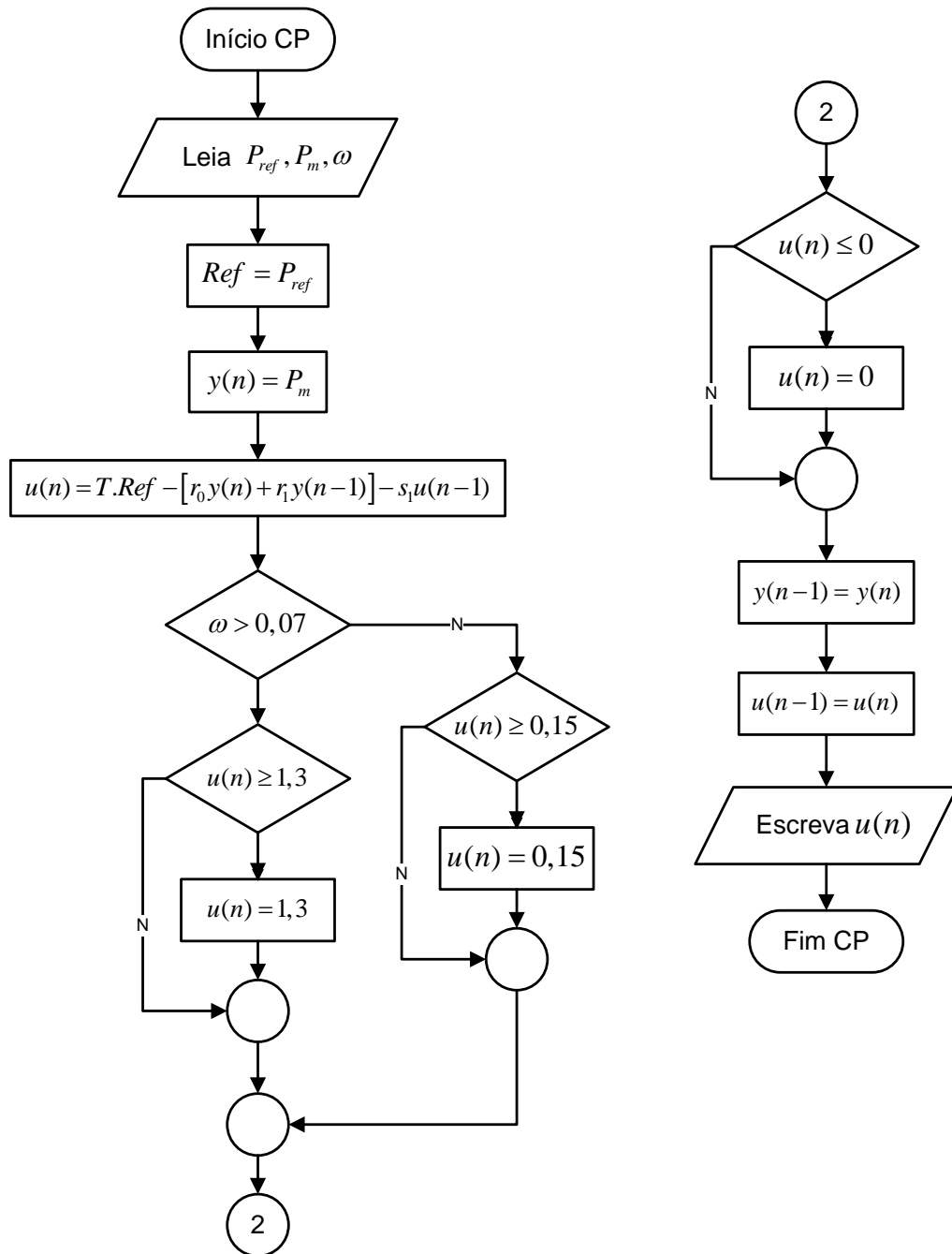


Figura 7.8: Fluxograma da função que implementa o controlador de potência.

7.2.4 A malha de controle de velocidade

A malha de controle de velocidade do sistema micromáquina é representada pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 7.9, onde se observa o bloco de sequência de partida do motor, que habilita o regulador de velocidade quando a máquina alcança a velocidade nominal, e o bloco da dinâmica do servoposicionador cujo sinal de entrada é gerado pelo sinal de saída do regulador de velocidade.

Neste diagrama de blocos, observa-se, de um ponto de vista diferente a do mostrado no fluxograma da Figura 7.2, como o regulador de velocidade trabalha com um período de amostragem diferente do período de amostragem do conversor A/D, o qual é adotado para a discretização dos modelos do servoposicionador, da turbina e para o projeto de controlador de potência. Isto é devido ao fato da dinâmica do regulador de velocidade ser bem mais lenta que a dinâmica da parte elétrica do motor que é desprezada na modelagem da micromáquina para projeto de controladores de velocidade.

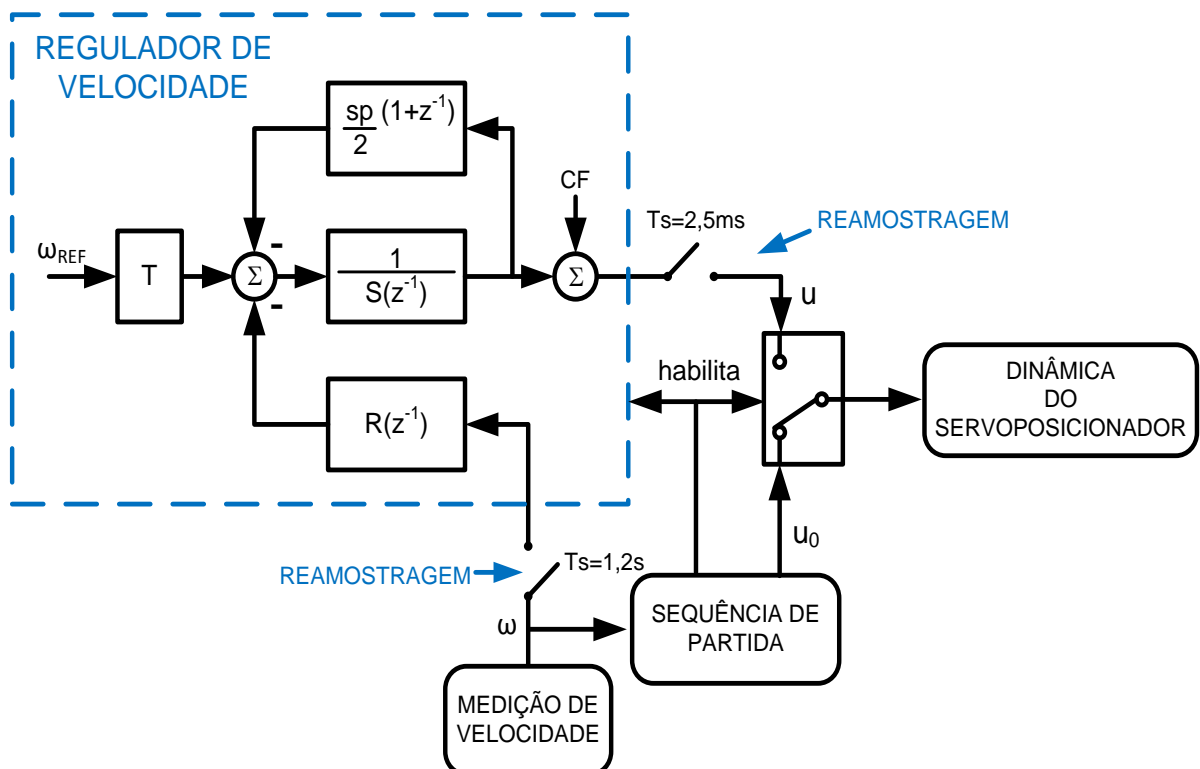


Figura 7.9: Esquema de implementação do regulador de velocidade no Firmware de controle programado no microcontrolador.

7.2.4.1 Desenvolvimento do algoritmo de controle de velocidade

A partir do diagrama de blocos ilustrado na Figura 7.9 e fazendo $Ref = \omega_{ref}$ e $y(n) = \omega$, deduz-se a função de transferência da lei de controle de velocidade do sistema micromáquina dada pela equação (7.11).

$$U(z^{-1}) = \frac{1}{S_p(z^{-1}) + S(z^{-1})} [T \cdot Ref(z^{-1}) - R(z^{-1})Y(z^{-1})], \quad (7.11)$$

onde

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + r_3 z^{-3}, \\ S(z^{-1}) &= 1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} + s_3 z^{-3} \text{ e} \\ S_p(z^{-1}) &= \frac{S_p}{2} (1 + z^{-1}) \end{aligned}$$

Rearranjando algebricamente a equação (7.11), obtém-se a equação (7.12).

$$\begin{aligned} U(z^{-1}) \left[\left(1 + \frac{S_p}{2}\right) + \left(s_1 + \frac{S_p}{2}\right) z^{-1} + r_2 z^{-2} + r_3 z^{-3} \right] = \\ = T \cdot Ref(z^{-1}) - (r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + r_3 z^{-3}) Y(z^{-1}) \end{aligned} \quad (7.12)$$

Em seguida, aplicando-se a transformada Z inversa à equação (7.12) e reorganizando o resultado para isolar o sinal de controle $u(n)$, obtém-se a equação de diferenças (7.13).

$$\begin{aligned} u(n) = \left(\frac{2}{2 + S_p} \right) \left\{ T \cdot Ref(n) - \left[\left(s_1 + \frac{S_p}{2} \right) u(n-1) + s_2 u(n-2) + s_3 u(n-3) \right] - \right. \\ \left. - [r_0 y(n) + r_1 y(n-1) + r_2 y(n-2) + r_3 y(n-3)] \right\} \end{aligned} \quad (7.13)$$

Esta equação implementa a lei de controle de velocidade da micromáquina e é a base do algoritmo de controle de velocidade descrito no fluxograma ilustrado na Figura 7.10. Neste algoritmo foi implementada uma estratégia de limitação do sinal de controle de velocidade entre -1 e 1 pu utilizando duas estruturas de seleção: uma para o limite inferior e outra para o limite superior.

Para representar a atualização das três amostras passadas das quais a lei de controle de velocidade também é função (memória do controlador), implementa-se uma estrutura de repetição no fluxograma. No entanto, a implementação, em código, da memória do controlador é realizada diretamente para cada amostra da memória.

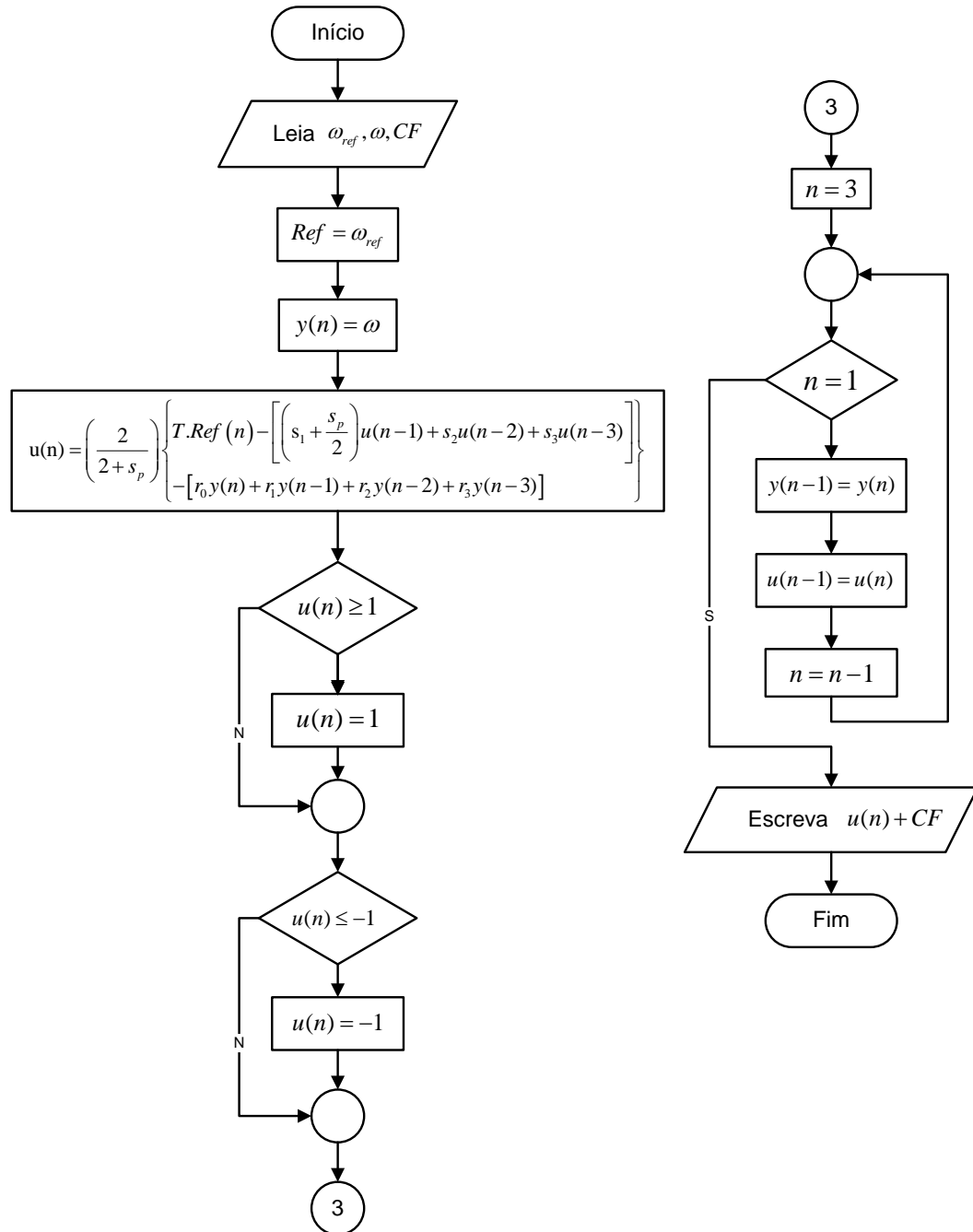


Figura 7.10: Fluxograma da função que implementa o RV no Firmware de controle.

7.2.4.2 Projeto do RV pelo método de alocação polinomial de polos

O modelo utilizado no projeto do regulador de velocidade pelo método de alocação de polos é obtido por meio da combinação das equações (6.21), (3.7) e (3.10), isto é, a função de transferência a seguir, onde se desprezam a dinâmica elétrica do motor e de seu circuito de acionamento por ser bem mais rápida que as dinâmicas do servoposicionador, turbina hidráulica e partes rotativas da micromáquina:

$$G(s) = \frac{\left(\frac{-1}{Ht_g}\right)\left(s - \frac{1}{t_w}\right)}{\left(s + \frac{1}{t_g}\right)\left(s + \frac{2}{t_w}\right)\left(s + \frac{B}{2H}\right)}$$

$$= \frac{-0.08325 s + 0.05406}{s^3 + 1.663 s^2 + 0.4751 s + 0.003146} \quad (6.27)$$

Dessa forma, aplicam-se os procedimentos de projeto da Seção 4.4.1 e da Seção 5.2.1, considerando-se um sobressinal máximo de 1,52% (que resulta em um amortecimento $\zeta = 0,8$) e um tempo de acomodação máximo de 15s, onde, a partir dos quais, seleciona-se o período de amostragem $T_s = 1,2ms$, adotando-se os polos auxiliares $\{0,67; 0,6; 0,2; 0,1\}$ e, a fim de garantir erro de regime nulo para uma perturbação tipo degrau, adota-se o polinômio $H_s(z^{-1}) = 1 - z^{-1}$, obtém-se o controlador digital de velocidade do sistema micromáquina, cujos parâmetros estão organizados na Tabela 7.4.

Tabela 7.4: Parâmetros do controlador digital RST de velocidade.

Parâmetro	Valor de Sintonia
r_0	4,6455
r_1	-8,2247
r_2	4,2682
r_3	-0,5739
s_1	-1,2994
s_2	0,4307
s_3	-0,1313
T	0,1152
s_p	0,0058

Na Figura 7.11, mostra-se os diagramas de Bode do sistema do controle de velocidade e de seu regulador projetado pelo método de alocação polinomial de polos. Em azul, mostra-se a resposta em frequência desse sistema de controle sem o estatismo e, em verde, a resposta do sistema com estatismo.

No primeiro caso, observa-se que o ganho do sistema aumenta com diminuição da frequência caracterizando a ação integral acrescentada pelo controlador, que garante erro de regime nulo para o sistema considerando sinal de entrada do tipo degrau. No entanto, no segundo caso, o ganho do sistema é constante em baixas frequências caracterizando a ação do estatismo permanente, o que causa erro de regime para o sistema de controle, em malha

fechada. Porém, observa-se que os dois diagramas de Bode, em azul e em verde, convergem em altas frequências como desejado, pois nesta aplicação é utilizada estrutura de controle digital proposta no Capítulo 5.

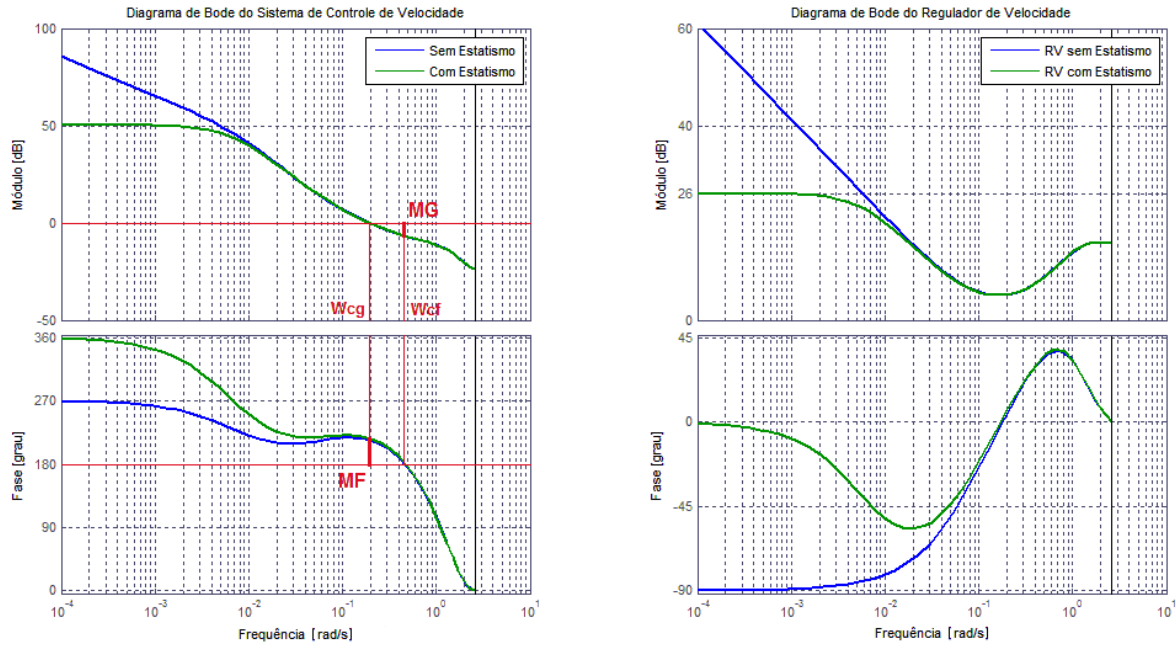


Figura 7.11: Resposta em frequência do sistema de controle de velocidade e do RV projetado pelo método de alocação polinomial de polos.

Como as respostas em frequência do sistema com e sem estatismo convergem em altas frequências, observa-se que as margens de estabilidade do sistema para as duas situações são próximas. Na Tabela 7.5, são organizadas as margens de ganho e de fase observadas na resposta em frequência do sistema de controle de velocidade para as duas situações descritas: o sistema com sem estatismo permanente e o sistema com estatismo.

Tabela 7.5: Margens de estabilidade do sistema de controle de velocidade.

	Sem Estatismo	Com Estatismo
Margem de Ganho (MG)	6,8dB	6,86dB
Margem de Fase (MF)	35,1°	36,8°
Freq. de cruzamento de ganho (Wcg)	0,193rad/s	0,193rad/s
Freq. de cruzamento de fase (Wcf)	0,466rad/s	0,471rad/s

7.2.4.3 Projeto do RV pelo método de resposta em frequência

Aplicando-se o procedimento de projeto da Seção 4.5.1 e o procedimento descrito na Seção 5.2.2 para projetar o regulador de velocidade para a função de transferência 6.27 discretizada com um período de amostragem de $T_s = 1.2s$, adotou-se como especificações de projeto: margem de ganho de 35° , ângulo de compensação de atraso de fase de 12° e se considerou que a frequência do zero do compensador é uma década menor que a nova frequência de cruzamento de ganho; o que resulta no controlador PI digital que com realimentação de estatismo se transforma num compensador por atraso de fase digital cujos parâmetros estão organizados na Tabela 7.6.

Tabela 7.6: Parâmetros do controlador PI digital de velocidade.

Parâmetro	Valor de Sintonia
r_0	1,4837
r_1	-1,4549
s_1	-1
T	0,0288
s_p	0,0014

A partir da análise das respostas em frequência deste sistema de controle de velocidade, considerando-o sem estatismo e com estatismo, obtêm-se suas margens de estabilidade, as quais estão organizadas na Tabela 7.7.

Tabela 7.7: Margens de estabilidade do sistema de controle de velocidade.

	Sem Estatismo	Com Estatismo
Margem de Ganho (MG)	6,63dB	6,66dB
Margem de Fase (MF)	$36,2^\circ$	$36,6^\circ$
Freq. de cruzamento de ganho (Wcg)	0,16rad/s	0,16rad/s
Freq. de cruzamento de fase (Wcf)	0,3rad/s	0,301rad/s

No entanto este sistema de controle de velocidade tem frequência de cruzamento de ganho menor que o sistema de controle de velocidade projetado pelo método de alocação polinomial de polos descrito anteriormente. Portanto este sistema é mais lento que o anterior.

Analisando-se o diagrama de Bode do regulador de velocidade projetado pelo método de alocação de polos com o projetado pelo método de resposta em frequência, nas frequências mais altas, observa-se que o primeiro regulador tem uma etapa de avanço de fase, o que o torna o sistema de controle com o primeiro regulador mais rápido que o sistema com o segundo regulador.

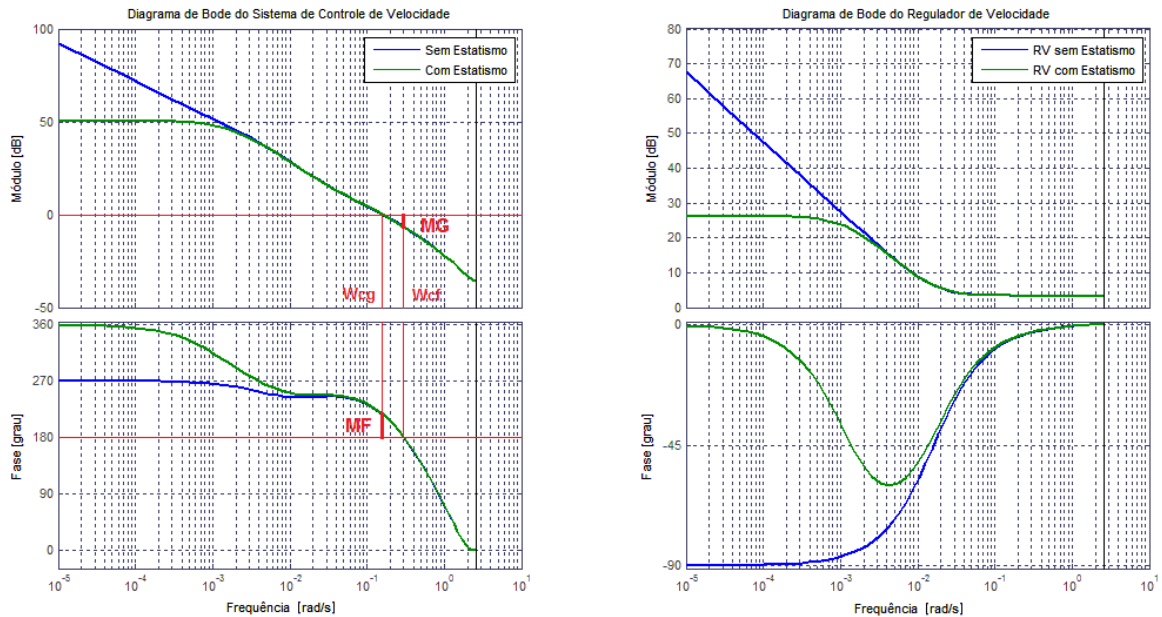


Figura 7.12: Resposta em frequência do sistema de controle de velocidade e do RV projetado pelo método de resposta em frequência.

7.2.5 Sequência de Partida da Máquina

A técnica de partida da máquina adotada é semelhante à utilizada em unidades hidrogeradoras de usinas hidroelétricas como a de Tucuruí. A técnica consiste em limitar a abertura do distribuidor em um primeiro patamar até a velocidade angular alcançar 80% do valor nominal. A partir desse momento, em que a velocidade superou os 80% da nominal, a abertura do distribuidor é limitada num patamar inferior ao primeiro até a máquina alcançar a velocidade nominal. É neste momento que o regulador é habilitado para regular a velocidade da máquina em torno da nominal.

No caso da micromáquina, os patamares adotados são de 30% e 25% de abertura do distribuído que são inseridos na entrada de referência do servoposicionador como ilustrado na Figura 7.13, onde é ilustrado o fluxograma que descreve o algoritmo de partida da máquina

programado no firmware do microcontrolador, o qual é acionado pelo sinal de partida gerado pela interface homem máquina comandada pelo operador.

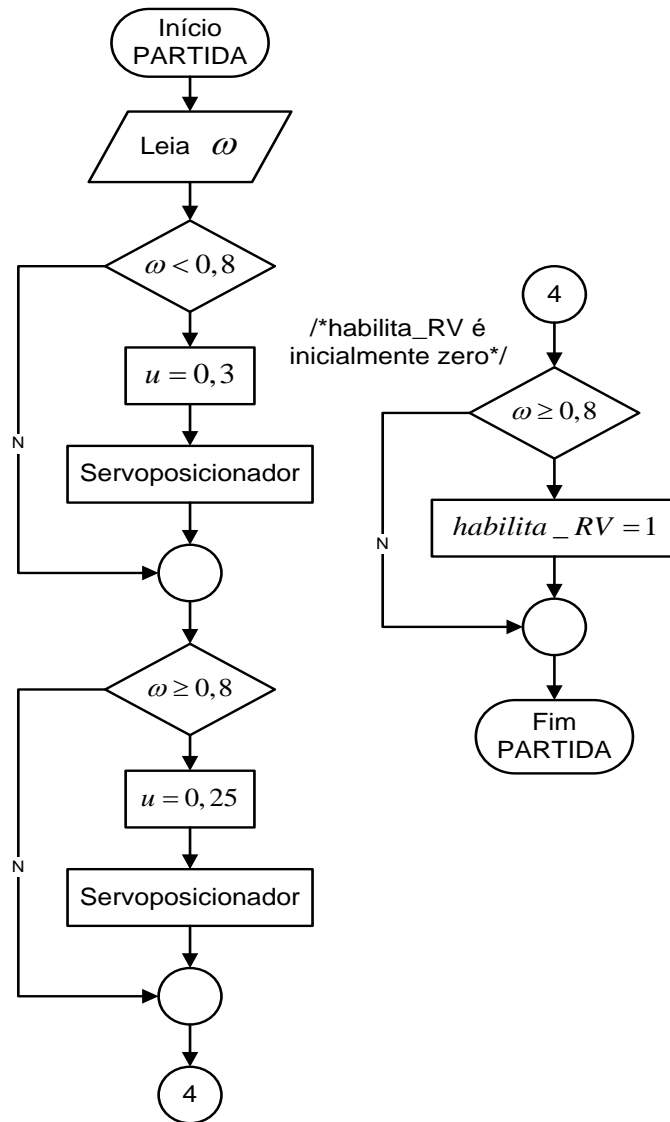


Figura 7.13: Fluxograma da sequência de partida da Turbina.

7.3 Sequência de Parada da máquina

O algoritmo de parada da máquina consiste em aplicar uma rampa decrescente como sinal de entrada para o servoposicionador. Na Figura 7.15, é mostrado o fluxograma que implementa tal algoritmo, que é acionado pela IHM via comandos do operador da mesma forma que a sequência de partida é acionada. Este comando é executado por um botão gráfico, que quando é acionado, envia uma mensagem do computador, onde está instalada a IHM, para

o microcontrolador via comunicação serial. Esta mensagem seta a variável “EST” a qual aciona a rampa de parada.

A rampa de parada começa a decrescer partindo do valor armazenado na variável “Val_Inic”, que captura o valor da entrada do servoposicionador quando o comando de parada é aplicado. Para garantir que o algoritmo de parada captura o valor na entrada do servoposicionador somente no momento que o comando de parada é aplicado, a variável “háb” é desabilitada.

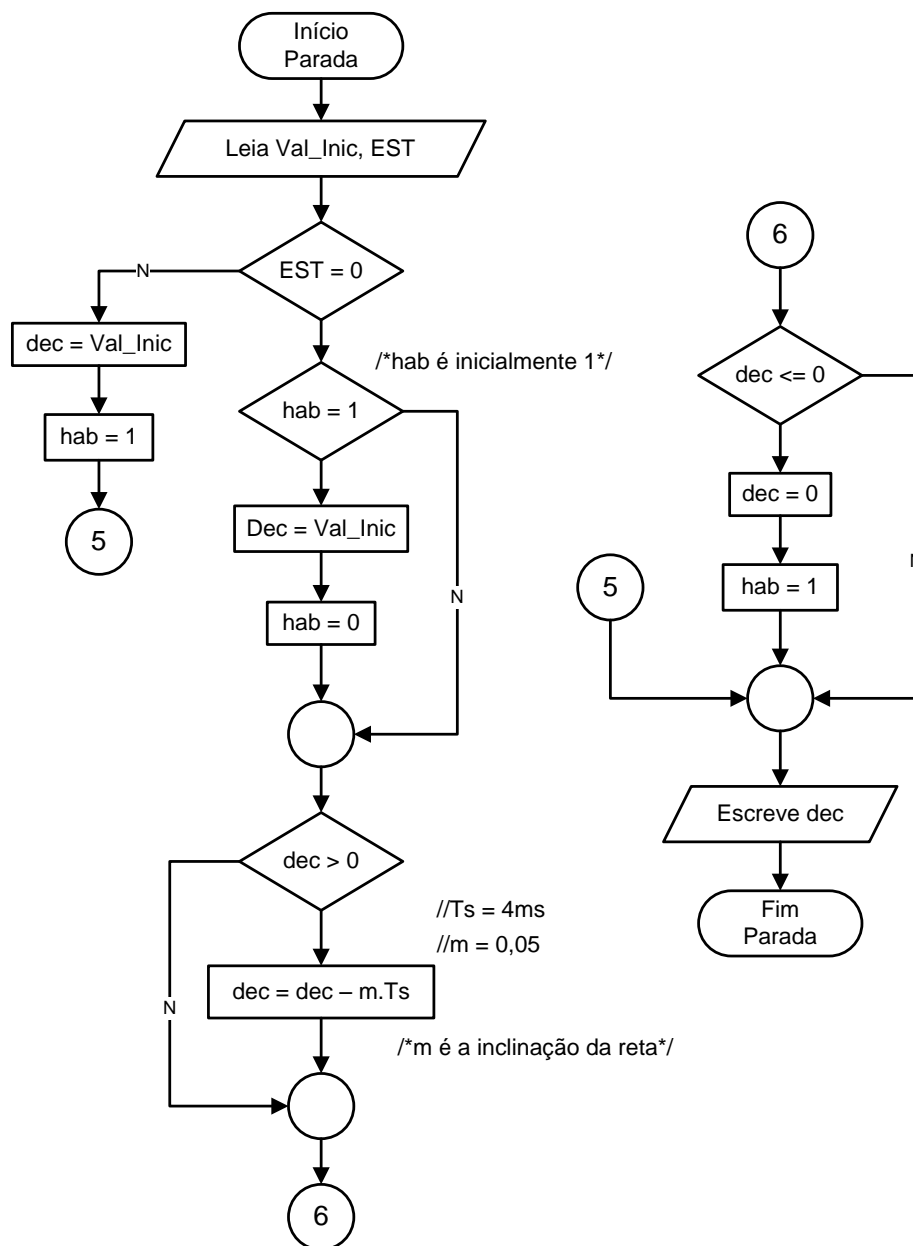


Figura 7.14: Fluxograma do algoritmo de parada.

7.4 Conclusão

Neste Capítulo, foi apresentado o desenvolvimento dos algoritmos de controle do sistema micromáquina e de implementação das dinâmicas do servoposicionado e da turbina hidráulica bem como a explicação de seu funcionamento. Para desenvolver tais algoritmos foram utilizadas as ferramentas teóricas descritas ou desenvolvidas nos capítulos anteriores.

Desta forma, deve-se observar que o controlador de velocidade projetado para a micromáquina não foi sintonizado para a dinâmica completa do motor, mas sim para a dinâmica conjunta do servoposicionador, turbina hidráulica e massas girantes do conjunto motor e gerador, a qual é semelhante à dinâmica de uma unidade hidrogeradora real cujos modelos foram apresentados no Capítulo 3.

Deve-se observar, também, que o conjunto formado pelo regulador de velocidade, controlador de potência do motor e as dinâmicas do servoposicionador e da turbina com a inclusão das realimentações de velocidade e potência mecânica formam algoritmo de controle de velocidade completo para o motor CC da micromáquina, o qual faz com que o sistema de geração em escala reduzida simule uma unidade hidrogeradora conectada ao barramento infinito, o que é comprovado por resultados experimentais descritos no Capítulo 9.

8 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA ELETRÔNICO DE ACIONAMENTO, AQUISIÇÃO E CONTROLE

8.1 Introdução

O Sistema Eletrônico de Aquisição, Controle e Acionamento, cuja arquitetura é exibida na Figura 8.1, foi desenvolvido com o propósito de implementar, via firmware, os algoritmos de regulação de velocidade, apresentado no Capítulo 7 da dissertação. O sistema eletrônico se integra ao sistema Micromáquina e fornece as interfaces entre o equipamento e os usuários de forma a facilitar a operação segura do sistema de geração.

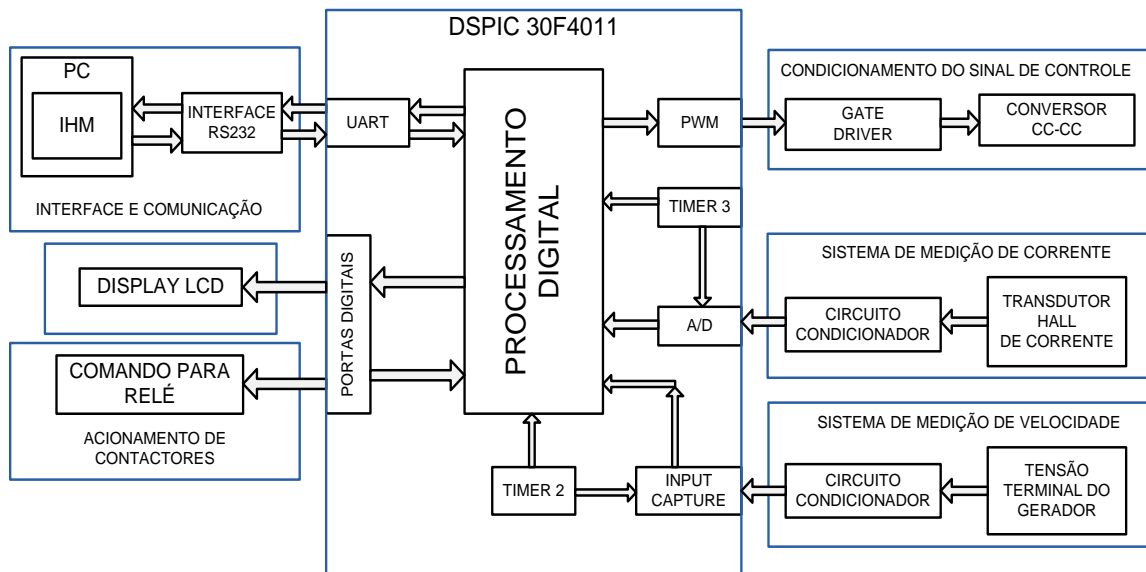


Figura 8.1: Sistema eletrônico de aquisição e controle.

Como pode ser observado na Figura 8.1, o sistema de aquisição e controle desenvolvido é composto por um microcontrolador, o dsPIC30F4011, que embarca o firmware com os algoritmos de configuração e operação do sistema; circuitos condicionadores responsáveis pelo tratamento adequado dos sinais de medição de velocidade e corrente do Motor CC; circuito de interface RS232 que comunica o sistema com a interface homem-máquina (IHM), a qual é implementada em um computador de mesa e saídas digitais para comando de relés que acionam os contactores dos circuitos de comando do sistema micromáquina bem como para comunicação com um display LCD.

Na Figura 8.2, ilustra-se o sistema eletrônico microprocessado que embarca os algoritmos de controle do motor bem como os algoritmos de emulação das dinâmicas do servoposicionador e da turbina hidráulica.

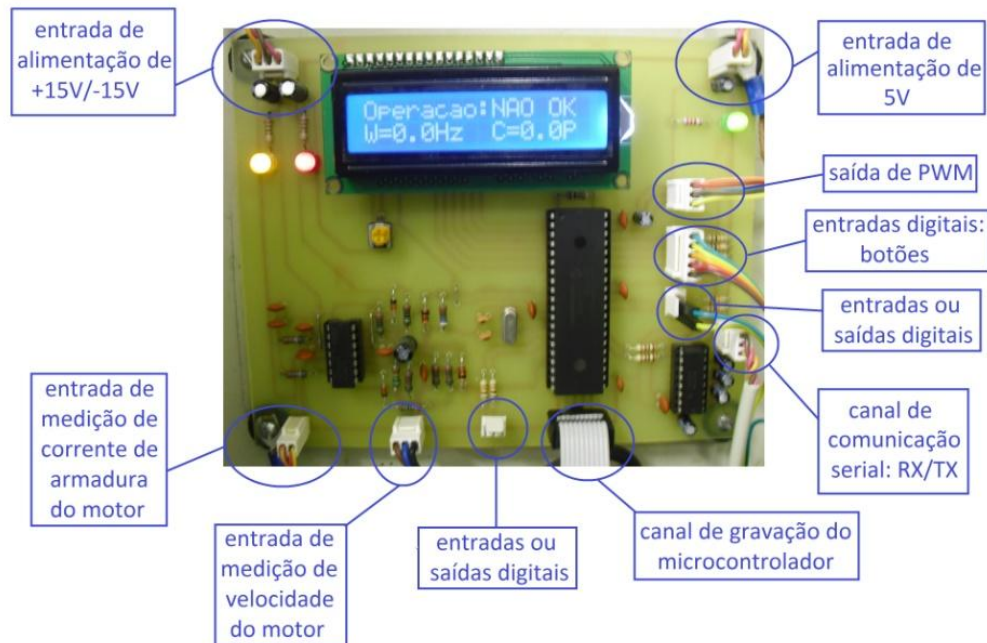


Figura 8.2: Sistema microprocessado de controle do sistema eletrônico de acionamento, aquisição e controle do motor da micromáquina.

8.2 O dsPIC30F4011 e seus periféricos

Os controladores de sinais digitais *dsPIC*, da *Microchip*, são dispositivos de ponto fixo que integram as principais características dos microcontroladores (baixo custo e variedade de periféricos internos), com a arquitetura voltada para o processamento em tempo real dos Processadores digitais de sinais. São dispositivos de alto desempenho, chegando a operar a 120 MHz. Neste trabalho, foi escolhido o dsPIC30F4011 por disponibilizar as ferramentas essenciais para as aplicações requeridas no desenvolvimento deste trabalho, ou seja: Conversores A/D, *Timers*, canal de comunicação serial assíncrona (UART), módulo de *PWM* e *Input Capture*.

Principais características de um dsPIC:

- Arquitetura Harvard modificada de alto desempenho.
- 33 fontes de interrupção.
- Instruções e registradores próprios para DSP.

- Pinos de I/O com alta corrente de dreno e fonte: 25mA.
- Conversor analógico-digital de 10 bits.
- Módulo PWM.
- Dois módulos UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*).
- Memória de programa *flash* de 48 Kbytes, 2048 bytes de SRAM e 1024 bytes de EEPROM.
- Programação serial In-circuit (ICSP™).
- Fabricado com tecnologia CMOS admitindo faixas de temperatura industriais.
- Cinco *timers*/contadores de 16 bits, podendo agrupar um par para gerar um módulo de *timer* de 32 bits.

8.2.1 Conversor A/D de 10 Bits

O conversor analógico-digital de 10 bits permite a conversão de sinais de entrada analógicos para um número digital com resolução de 10 bits, ou seja, 1024 níveis de representação. O módulo é baseado na arquitetura de aproximação sucessiva e permite uma taxa de amostragem máxima de 200 ksps.

Este periférico do microcontrolador é utilizado para realizar as medições de corrente a partir do sinal de tensão do sistema de medição de corrente.

8.2.2 Módulo UART

O módulo UART é um periférico que realiza a comunicação serial assíncrona nos controladores de sinais digitais dsPICs. É um método de comunicação full-duplex, ou seja, com dois canais de comunicação independentes que podem operar ao mesmo tempo, mas com a mesma taxa de transferência e tamanho de dados. O modo de comunicação é assíncrona, não existe a necessidade de sincronização entre os dispositivos, uma vez que os caracteres são transmitidos individualmente e não em blocos como na comunicação síncrona.

Este periférico do dsPIC é utilizado no sistema eletrônico de aquisição e controle para comunicar o microcontrolador com computador de mesa onde está instalada a IHM.

8.2.3 O módulo de PWM

O módulo PWM é um periférico que gera sinais pulsados de duração programada. Este módulo apresenta vários modos de operação e dependendo do tipo de aplicação, pode ser configurado adequadamente, podendo atingir uma resolução de até 16bits.

Este periférico é utilizado para modular o sinal de controle do motor via sinal de PWM, o qual aciona a chave estática do conversor CC-CC que aciona o motor da Micromáquina.

8.2.4 O módulo de *input capture*

O módulo *input capture* é um periférico utilizado para detecção das transições (subida/descida) de sinais nos terminais do microcontrolador. Este módulo é muito utilizado para medição de frequência, através da medição das larguras de pulso, e muitas outras aplicações. A detecção das bordas de subida ou de descida leva este módulo a gerar interrupções assim que estas ocorrem, permitindo assim criar um tratamento para estas ocorrências, e um registrador buffer que armazena a leitura do *timer 2* a cada detecção de uma borda de subida ou descida.

Este periférico é utilizado para implementar o sistema de medição de velocidade e frequência do sistema micromáquina, o qual é utilizado para fechar a malha de controle de velocidade do sistema de geração em escala reduzida.

8.2.5 Os *timers 2 e 3*

Os *timers 2 e 3* são contadores de 16 bits, que são utilizados respectivamente para dar a noção de tempo no funcionamento do *input capture* e do conversor A/D do dsPIC. Desta forma, o *timer 3* é utilizado para configurar o período de amostragem do conversor A/D que é utilizado no sistema de medição de corrente de armadura do motor. Enquanto que o *timer 2* é utilizado para calcular o tempo entre dois pulsos na entrada do *input capture*, que por sua vez é utilizado para fazer medições de frequência do sinais pulsados de entrada.

8.3 O Sistema de Medição de Corrente de Armadura

No sistema de medição de corrente de armadura, representado pelo diagrama de blocos da Figura 8.3, o processamento ou condicionamento do sinal de corrente é dividido em duas etapas: uma de tratamento analógico, para adequar o sinal analógico de medição de corrente para ser convertido em um sinal digital, e outra de processamento digital, para preparar o sinal digital de medição de corrente para ser utilizado na malha de controle de potência mecânica do motor.

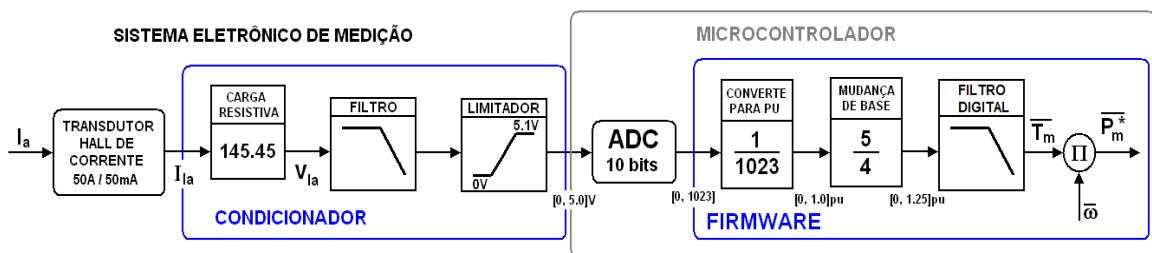


Figura 8.3 Sistema de condicionamento do sinal de corrente.

Na etapa analógica, o sinal é obtido através do emprego de um sensor de efeito hall da LEM, o “LA 55P”, o qual possui uma relação de transdução tal que para cada 1,0A de corrente de armadura medida, o sensor fornece um sinal de saída em corrente CC de 1,0mA. A corrente de saída do sensor, na faixa de mAs, é então convertido para tensão através de um resistor de carga, gerando um sinal de tensão proporcional a corrente de armadura do motor CC, onde se dimensiona o resistor de forma que 4V, medido sobre o resistor de carga, corresponda a 27,5A de corrente de armadura. Para limitar a largura de banda do sinal do sensor e, desta forma, minimizar o efeito aliasing e atenuar ruídos de medição de alta frequência, emprega-se um filtro passa-baixas, chamado filtro antialiasing. Em seguida, utiliza-se um circuito limitador, na saída do filtro, para garantir que o sinal de medição de corrente não ultrapasse a faixa de operação do conversor A/D do dsPIC evitando, conseqüentemente, que este periférico do microcontrolador seja danificado. O circuito de condicionamento analógico do sinal de medição de corrente de armadura é representado pelo seu esquemático na Figura 8.4

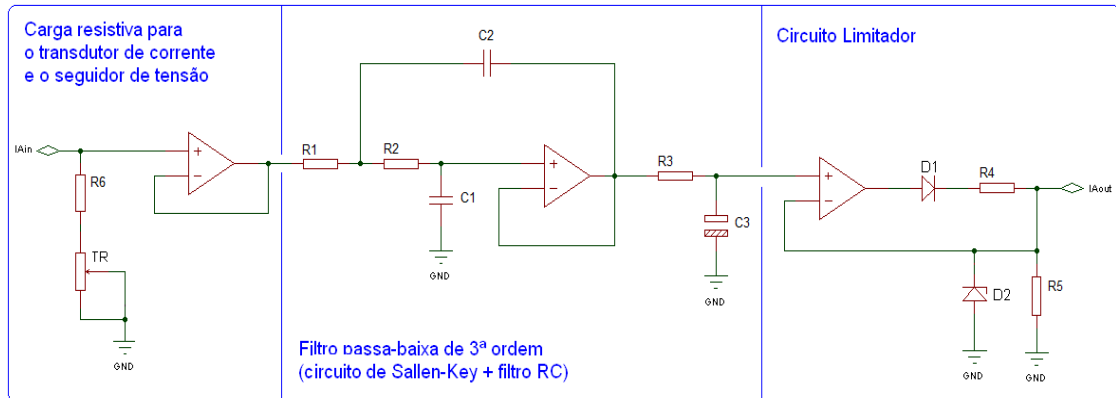


Figura 8.4: Circuito condicionador do sinal de medição de corrente de armadura.

Na etapa de processamento digital, após o sinal analógico, que está limitado entre 0 e 5,1V, ser convertido em digital, o mesmo passa a ser representado por números inteiros que variam de 0 a 1023, pois o conversor A/D do dsPIC é de 10bits. Como o sistema a ser controlado está representado por modelos matemáticos normalizados, divide-se o sinal resultante do processo de conversão de analógico para digital por 1023,0 (base adotada), logo, quando o sinal na entrada analógica do conversor A/D variar de 0 a 5V, o sinal resultante varia de 0 a 1,0pu. Então para ler 1,0pu de corrente de armadura, quando a máquina desenvolve uma corrente de 27,5A (corrente nominal do motor CC), é realizada uma mudança de base, multiplicando-se o sinal em pu, resultante da conversão de digital para analógico, pela razão 5/4, onde 5 corresponde a tensão máxima lida pelo conversor A/D e 4, a tensão que corresponde a corrente nominal de armadura, medida sobre o resistor de carga na saída do transdutor da LEM, conforme ilustrado na Figura 8.3.

O sinal de corrente em pu resultante, em seguida, é processado por um filtro digital com a finalidade de minimizar efeito de ruído, mas sem comprometer de maneira relevante a dinâmica projetada do sistema de controle de potência, selecionando-se uma frequência de corte superior a largura de banda do sistema de controle de potência em malha fechada, conforme (LANDAU e ZITO, 2006).

Posteriormente, como o sinal de corrente é igual ao de torque, em pu; multiplica-se este sinal de corrente com o sinal normalizado de velocidade para obter, em pu, o sinal de potência mecânica do motor.

Na Figura 8.5, mostra-se o transdutor de corrente a efeito hall LA55-P, que é utilizado para medir a corrente de armadura do motor CC.

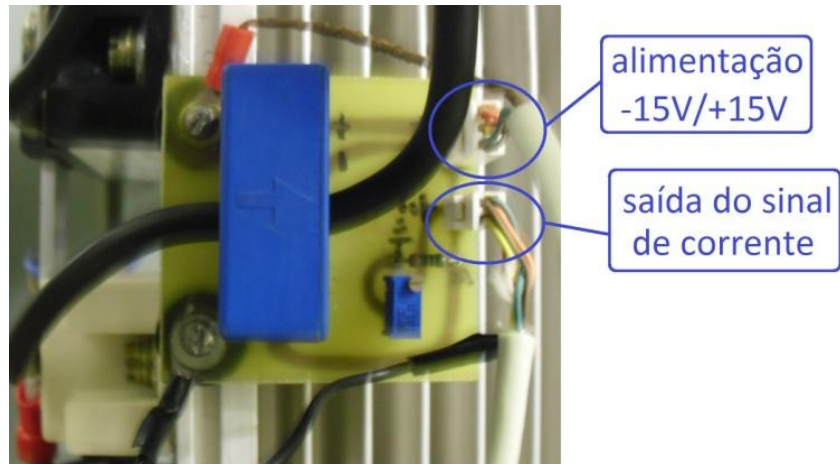


Figura 8.5: Transdutor de corrente a efeito hall LA 55-P.

8.3.1 O filtro antialiasing

De acordo com Landau e Zito (2006), um bom filtro antialiasing é formado por dois circuitos de segunda ordem em cascata formando um filtro de quarta ordem, porém, adotou-se uma topologia de terceira ordem para facilitar a implementação do filtro, cujo esquemático é mostrado na Figura 8.6. Este filtro passa-baixa é um circuito de dois estágios: um estágio formado pelo circuito de Sallen-Key e o outro formado por um circuito RC passa-baixa de primeira ordem.

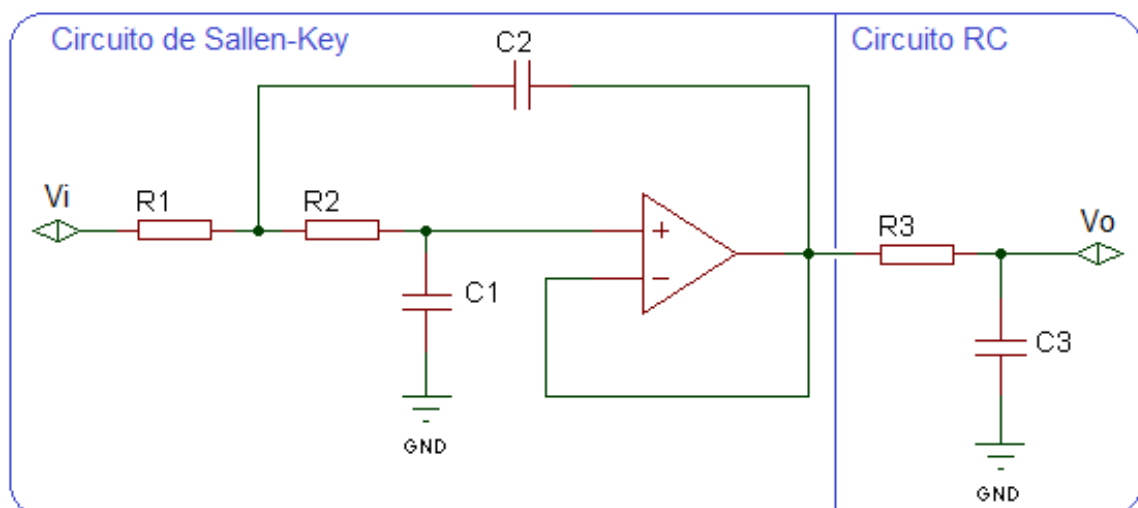


Figura 8.6: Filtro antialiasing.

A função de transferência do circuito de Sallen-Key, primeiro estágio do filtro passa-baixa ilustrado na Figura 8.5, conforme (SEDRA e SMITH, 2000), é dado por

$$H_1(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}, \quad (8.1)$$

onde

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ e} \quad (8.2)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_1 (R_1 + R_2)}. \quad (8.3)$$

Já a função de transferência do filtro RC de primeira ordem, segundo estágio do circuito da Figura 8.5, é dado por

$$H_2(s) = \frac{1}{T_F s + 1}, \quad (8.4)$$

onde

$$T_F = R_3 C_3. \quad (8.5)$$

Conseqüentemente, a função de transferência do filtro antialiasing de terceira ordem é dado pelas funções de transferências dos circuitos em cascata, que formam este filtro, isto é:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{(T_F s + 1) \left(s^2 + \frac{\omega_n}{Q} s + \omega_n^2 \right)}. \quad (8.6)$$

8.3.1.1 Projeto do filtro antialiasing

No projeto do controlador de potência do motor CC, especificou-se um máximo sobressinal de 1,52% e um tempo de acomodação de 0,03s, o que fornece a frequência natural não amortecida $\omega_n = 125 \text{ rad. s}^{-1}$. Aplicando estes parâmetros a Equação (4.3), obtém-se a frequência de largura de banda de malha fechada $F_{BW}^{CL} = 17,33 \text{ Hz}$, bem como, seleciona-se a frequência de amostragem $F_s = 400 \text{ Hz}$.

A frequência de corte do filtro antialiasing, conforme (LANDAU e ZITO, 2006), deve ser selecionada de acordo com a desigualdade $F_{BW}^{CL} < f_c < \frac{F_s}{2}$, onde f_c é a frequência de corte deste filtro. Portanto, define-se, para obedecer ao Teorema de Nyquist e a desigualdade acima, $F_s = 4f_c$. Logo, obtém-se $f_c = 100 \text{ Hz}$, que é aproximadamente 5,77 vezes a frequência de largura de banda.

Para dimensionar os componentes do filtro antialiasing da Figura 8.5, conforme a frequência de corte especificada, adota-se a função de transferência normalizada do Filtro de Butterworth de terceira ordem dada pela Equação (8.7).

$$H_3(s') = \frac{1}{(s' + 1)(s'^2 + s' + 1)}. \quad (8.7)$$

A frequência de corte do filtro normalizado pode ser modificada atreves de $s' \rightarrow s/\omega_c$, onde $\omega_c = 2\pi f_c$, conforme (DINIZ, DA SILVA e NETTO, 2004).

Logo, como a frequência de corte especificada é $\omega_c = 628,3 \text{ rad.s}^{-1}$, obtém-se a função de transferência de um filtro passa-baixa de terceira ordem com frequência de corte de $628,3 \text{ rad.s}^{-1}$, dada pela Equação (8.8).

$$H(s) = \frac{628,3^2}{(0,00159s + 1)(s^2 + 628,3s + 628,3^2)}. \quad (8.8)$$

Então comparando a função de transferência do filtro especificado, dada pela Equação (8.8) com a função de transferência do filtro antialiasing da Figura 8.6, dada pela equação (8.6), tem-se que

$$R_3 C_3 = 0,00159; \quad (8.9)$$

$$\omega_n = 628,3 \text{ e} \quad (8.10)$$

$$\frac{\omega_n}{Q} = 628,3. \quad (8.11)$$

Logo, substituindo a Equação (8.10) na Equação (8.11), conclui-se que $Q = 1$. Em seguida, substituindo-se este resultado na Equação (8.3), obtém-se

$$C_1(R_1 + R_2) = \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (8.12)$$

Então, elevando-se ao quadrado e depois dividindo por C_1 os dois lados da Equação (8.12), obtém-se

$$R_1 R_2 C_2 = C_1 (R_1^2 + 2R_1 R_2 + R_2^2). \quad (8.13)$$

Desta forma, fazendo-se $R_1 = R_2 = R$ na Equação (8.13), conclui-se que

$$C_2 = 4C_1. \quad (8.14)$$

Em seguida, substituindo-se a Equação (8.10) na Equação (8.2), obtém-se

$$\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0,00159. \quad (8.15)$$

Então, fazendo-se também $R_1 = R_2 = R$ e substituindo a Equação (8.14) na Equação (8.15), conclui-se que

$$RC_1 = 0,000795. \quad (8.16)$$

Desta forma, selecionando $C_1 = 50 \text{ nF}$ e $C_3 = 100 \text{ nF}$, obtém-se $R = 15,9 \text{ k}\Omega$ e $R_3 = 15,9 \text{ k}\Omega$. Logo, considerando os valores comerciais mais próximos para resistores de precisão e capacitores, dimensionam-se os componentes do filtro antialiasing como mostrado na Tabela 8.1.

Tabela 8.1: Valor dos componentes para o filtro antialiasing.

Componente	Valor Comercial
R_1	15k8
R_2	15k8
R_3	15k8
C_1	$2 \times 100nF$ - em série
C_2	$2 \times 100nF$ - em paralelo
C_3	100nF

8.3.2 O circuito limitador do sistema de medição de corrente

O circuito da Figura 8.7, é um circuito limitador de precisão desenvolvido, neste trabalho, para proteger a entrada analógica do microcontrolador sem distorcer o sinal de medição de corrente de armadura. Este circuito é obtido através do acréscimo de um diodo e um circuito limitador no caminho de realimentação negativa de um amplificador operacional, com R5 como resistor de carga, de forma semelhante ao realizado para obter o circuito retificador de meia onda de precisão, conforme (SEDRÁ e SMITH, 2000, p. 943).

Quando a entrada de tensão V_i do circuito da Figura 8.7 é positiva e menor que a tensão do zener D2, o diodo D1 entra em condução estabelecendo uma realimentação negativa fazendo o circuito funcionar como um seguidor de tensão, onde a entrada de tensão V_i deve superar a soma das quedas de tensão sobre o diodo D1 e o resistor R4 dividida pelo ganho do amplificador operacional para que o circuito entre em funcionamento, ou seja, para o circuito entrar em funcionamento V_i deve superar uma tensão desprezível. Porém, quando V_i é negativo, o diodo D1 é polarizado reversamente fazendo com que não passe corrente pelo resistor R5 e a tensão de saída V_o permaneça em 0V. Por outro lado, quando V_i é superior à tensão do zener, a tensão de saída V_o é ceifada na tensão do zener e o circuito passa a funcionar como comparador saturado positivamente, pois a tensão V_o é seu limiar.

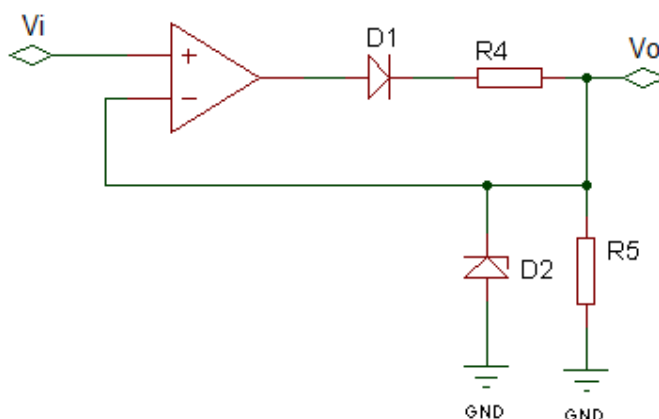


Figura 8.7: Circuito limitador de precisão.

8.3.2.1 Projeto do circuito limitador

As entradas analógicas do dsPIC suportam tensões de entrada de -0.3 até 5.5V sem ser danificada, conforme sua folha de dados, e o conversor A/D deste microcontrolador foi configurado para trabalhar utilizando as tensões de alimentação como referências, ou seja, 5V como referência de tensão superior e o terra como referência inferior.

Portanto, adotou-se o diodo zener 1N4733, pois sua tensão de regulação é $V_z = 5,1V$ e o diodo 1N4148, pois trabalha com sinais de chaveamento rápidos, queda direta de tensão máxima de 1V e máxima tensão reversa de 75V.

Em seguida, dimensionou-se R5 como $10k\Omega$ para que seja drenada uma corrente pequena do amplificador operacional, quando o diodo D1 do circuito da Figura 8.7 entrar em condução.

Como o circuito da Figura 8.7 funciona como um comparador em cascata com um regulador de tensão a zener (circuito formado por R4 e D2), dimensiona-se R4 de acordo com a Inequação (8.17), conforme (MARKUS, CIPELLI e SANDRINI, 2005) e (SEDRÁ e SMITH, 2000).

$$\frac{V_{smax} - V_z}{I_{zmax}} < R_4 < \frac{V_{smin} - V_z}{I_{zmin} + I_{Lmax}} \quad (8.17)$$

Desta forma, como a tensão sobre o resistor de carga na saída do transdutor de corrente da LEM, que corresponde à sua capacidade máxima de medição de corrente, isto é, 50A, é 7,27V, adota-se $V_{smax} = 7,27V$ (tensão máxima da fonte de sinal). Então, como a tensão máxima suportada pela entrada analógica do dsPIC é 5.5V, define-se $V_{smin} = 5,5V$ (tensão mínima da fonte de sinal).

Em seguida, de acordo com a folha de dados do diodo zener, define-se $I_{z_{min}}$ como a sua corrente de joelho (1mA) e $I_{z_{max}}$ como sua corrente máxima de regulação (178mA).

Como a corrente máxima drenada pela entrada analógica do conversor A/D do dsPIC, conforme sua folha de dados, é $300\mu A$ e a corrente no resistor R5 é $510\mu A$ quando a tensão de entrada V_i é maior que a tensão do zener, tem-se $I_{L_{max}} = 810\mu A$ como corrente máxima de carga para o circuito limitador.

Logo, obtém-se

$$12,19\Omega < R_4 < 220,99\Omega. \quad (8.18)$$

Conforme a faixa de valores possíveis para R4 expressa na desigualdade (8.18), seleciona-se $R_4 = 180\Omega$.

Desta forma, organizam-se na Tabela 8.2 os componentes dimensionados para o circuito limitador de precisão ilustrado na Figura 8.7.

Tabela 8.2: Componentes adotados para o circuito limitador.

Componente	Valor comercial
D1	1N4148
D2	1N4733
R4	180 Ω
R5	10k Ω

8.3.3 Projeto e implementação do filtro digital de medição de corrente de armadura

A frequência de corte do filtro digital, cuja função é atenuar efeitos de ruído sobre o sinal de medição, também deve ser maior que a frequência de largura de banda do sistema de controle em malha fechada, de forma que o sistema de controle não seja afetado relevantemente pela dinâmica deste filtro, conforme (LANDAU e ZITO, 2006). Portanto, seleciona-se a frequência de corte do filtro antialiasing como a frequência de corte para o filtro digital, porém essa frequência poderia ser menor que a do filtro antialiasing desde que a mesma seja consideravelmente maior que a largura de banda do sistema em malha fechada.

O filtro digital projetado é um filtro IIR, pois este tipo de filtro é o mais adequado para processamento de sinais em tempo real, conforme (DINIZ, DA SILVA e NETTO, 2004). Este filtro é projeto a partir da aproximação de Butterworth para filtros analógicos, o qual, em

seguida é discretizado pelo método de transformação bilinear, onde é utilizada a função de transferência normalizada de um filtro de Butterworth de segunda ordem, dada pela Equação (8.19).

$$H(s') = \frac{1}{s'^2 + \sqrt{2}s' + 1} \quad (8.19)$$

Como a transformação bilinear causa distorções na resposta em frequência do filtro analógico projetado à medida que a frequência aumenta (efeito de *warping*), a frequência de corte do filtro digital se torna diferente da especificada. Portanto é necessário realizar uma pré-distorção (ou o *prewarping*) na resposta em frequência do filtro analógico de forma que a frequência de corte do filtro digital coincida com a especificada.

Esta pré-distorção é realizada por meio da Equação (8.20), onde ω_d é a frequência de corte desejada para o filtro digital, após a discretização do analógico, e ω_c é a frequência de corte do filtro contínuo que é discretizado para se obter o filtro digital com a frequência de corte especificada, conforme (DINIZ, DA SILVA e NETTO, 2004).

$$\omega_c = \left(\frac{2}{T_s}\right) \tan\left(\frac{\omega_d T_s}{2}\right) \quad (8.20)$$

Portanto, como $\omega_d = 628,3 \text{ rad. s}^{-1}$ e $T_s = 2,5 \text{ ms}$, obtém-se $\omega_c = 800 \text{ rad. s}^{-1}$. Em seguida, aplicando a transformação $s' \rightarrow \frac{s}{\omega_c}$ na função de transferência dada na Equação (8.10), tem-se a função de transferência do filtro contínuo, que discretizado pelo método bilinear, resulta no filtro digital com a frequência de corte especificada, o qual é dado pela Equação (8.21).

$$H(s) = \frac{b}{s^2 + as + b} = \frac{800^2}{s^2 + \sqrt{2} \times 800s + 800^2} \quad (8.21)$$

Desta forma, aplicando-se a transformação bilinear, onde $s = \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$, na função de transferência da Equação (8.21), chega-se a função de transferência discretizada do filtro digital desejado, isto é:

$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (8.22)$$

onde os parâmetros do filtro digital cujos valores são funções dos parâmetros do filtro analógico e do período de amostragem estão organizados na Tabela 8.3

Tabela 8.3: Parâmetros do filtro digital em função dos parâmetros do filtro analógico.

Parâmetro	Função
b_0	$\frac{bT_s^2}{4 + 2aT_s + bT_s^2}$
b_1	$\frac{2bT_s^2}{4 + 2aT_s + bT_s^2}$
b_2	$\frac{bT_s^2}{4 + 2aT_s + bT_s^2}$
a_1	$\frac{2bT_s^2 - 8}{4 + 2aT_s + bT_s^2}$
a_2	$\frac{4 - 2aT_s + bT_s^2}{4 + 2aT_s + bT_s^2}$

Então, calculando-se os parâmetros do filtro digital em função dos parâmetros do filtro contínuo, cuja resposta em frequência é previamente distorcida para que a frequência de corte do filtro digital coincida com a especificada, obtêm-se os valores para estes parâmetros do filtro digital projetado, os quais estão organizados na Tabela 8.3.

Tabela 8.4: Parâmetros do Filtro digital de medição de corrente.

Parâmetro	Valor
b_0	0,2929
b_1	0,5858
b_2	0,2929
a_1	$4,218 \times 10^{-6}$
a_2	0,1716

O filtro digital projetado é então implementado na forma transposta de filtro digital cujo diagrama de blocos é representado na Figura 8.8.A, a partir do qual se deduz o algoritmo de implementação do filtro digital no firmware do dsPIC, o qual é representado pelo fluxograma mostrado na Figura 8.8.B.

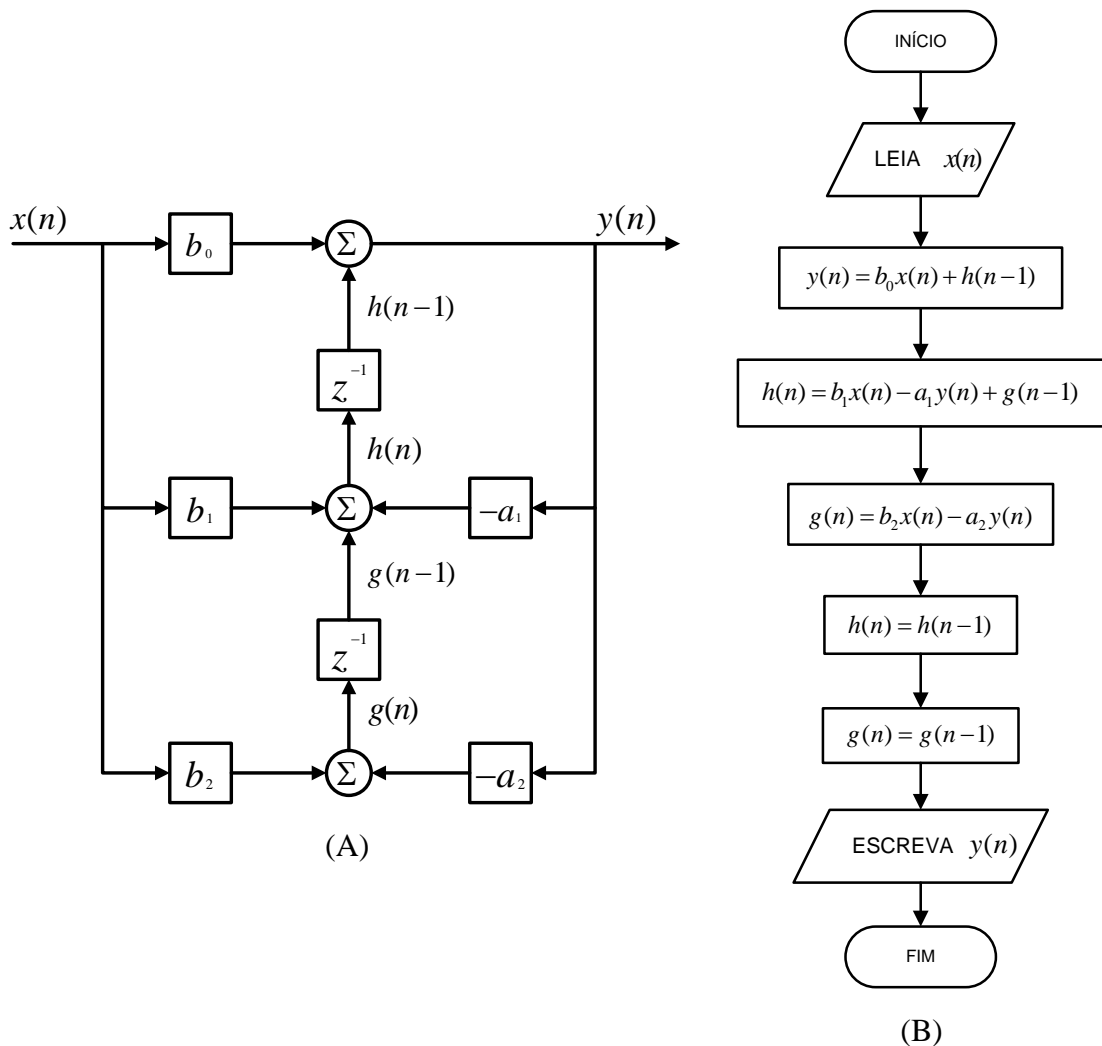


Figura 8.8: Forma transposta de implementação do filtro digital: em (A), diagrama de blocos e, em (B), fluxograma.

8.4 O Sistema de Medição de Velocidade de Rotação da Máquina

O sinal de velocidade utilizado na malha de controle de velocidade da micromáquina é obtido da tensão terminal do gerador, a qual é alternada, medindo-se o tempo entre dois cruzamentos por zero deste sinal de tensão, pois a frequência da tensão terminal de um gerador síncrono é proporcional à velocidade de rotação de seu rotor. Este sinal de tensão alternada pode ser observado nos terminais do gerador mesmo estando a máquina síncrona com excitação desligada, pois há uma magnetização remanente no ferro do rotor suficiente para gerar tensão nos terminais do gerador quando o rotor é acionado pelo motor, obtendo, desta forma, um sinal de tensão alternada que varia de poucos milivolts até alguns volts em função da rotação do rotor, o que é suficiente para controlar a velocidade de rotação da

máquina mesmo estando o gerador com excitação nula. Então com a micromáquina na velocidade nominal, o gerador é excitado até a tensão nominal do gerador de 220V.

Dessa forma, é desenvolvido um sistema eletrônico de condicionamento, baseado em hardware e firmware, para medir a velocidade de rotação da micromáquina, ou seja, um sistema frequencímetro, a partir da passagem por zero do sinal alternado de tensão, conforme o diagrama de blocos ilustrado na Figura 8.9.

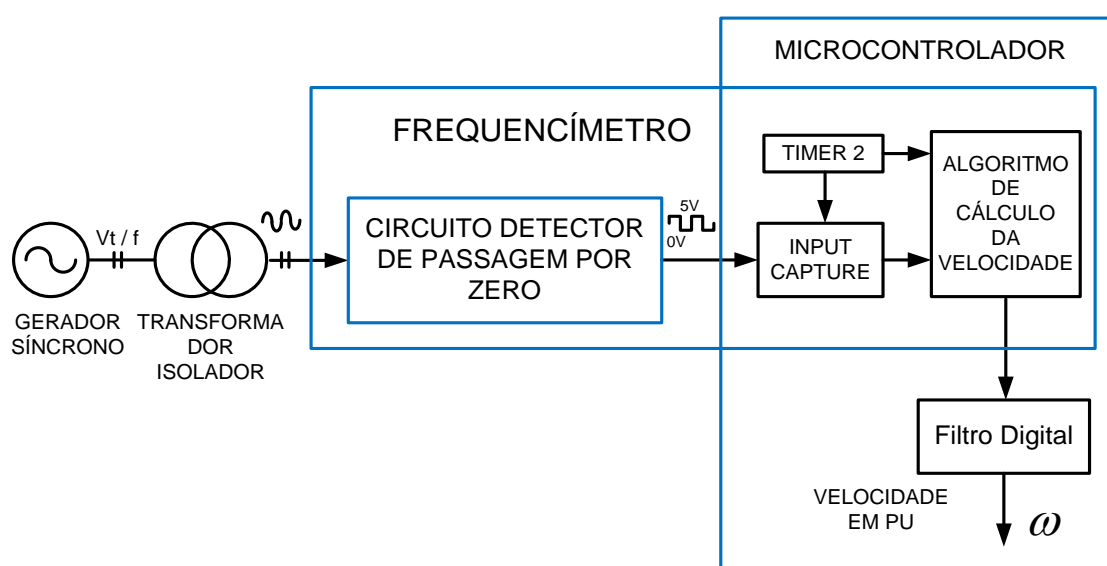


Figura 8.9: Sistema de condicionamento de sinais de medição de velocidade.

Neste sistema frequencímetro, o sinal de tensão terminal do gerador é processado por um circuito detector de passagem por zero, que fornece um sinal de pulso de tensão de curta duração para cada passagem por zero, formando um sinal pulsado com o dobro da frequência da tensão terminal do gerador. Este sinal resultante é processado pelo *input capture* do microcontrolador, que está configurado para detectar a borda de subida dos pulsos deste sinal e, em seguida, gerar uma interrupção. Então um algoritmo de processamento calcula o tempo entre dois pulsos gerados no input capture na base de tempo do *timer 2* do dsPIC, o qual é utilizado para calcular a velocidade em pu, que em seguida é processada pelo algoritmo de um filtro digital para reduzir efeitos de ruído que são comuns no sistema de geração em escala reduzida esporádicos quando ocorrem variações bruscas de carga.

8.4.1 Circuito detector de passagem por zero

O circuito detector de passagem por zero, mostrado na Figura 8.10, é um sistema de condicionamento de sinal dividido em cinco estágios, cujo objetivo é gerar um pulso de tensão de curta duração para cada passagem por zero do sinal alternado de entrada deste circuito condicionador.

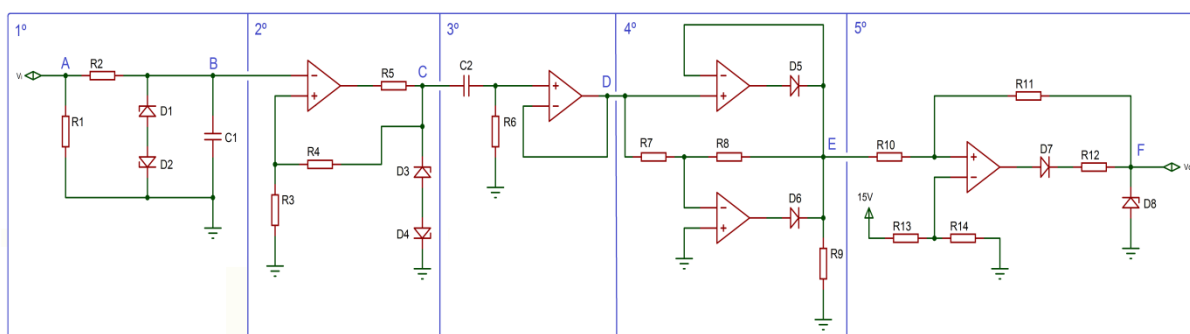


Figura 8.10: Circuito detector de passagem por zero.

O primeiro estágio do circuito detector de passagem por zero é um estágio de preparação ou adaptação para o sinal de tensão de entrada ser transmitido ao segundo estágio, o qual pode variar de alguns milivolts até 220V eficaz dependendo da velocidade de rotação e da excitação do gerador, pois o circuito que forma este primeiro estágio funciona como filtro, formado pelos componentes R2 e C1, para o sinal a baixa da tensão dos zeners D1 e D2 e como limitador, formado pelos componentes R2, D1 e D2, quando o sinal de entrada ultrapassar a tensão de regulação dos zeners. O resistor R1, neste primeiro estágio, é utilizado como resistor de carga no secundário do transformador de relação unitária de espiras, o qual é utilizado apenas para isolar o circuito detector de passagem por zero dos terminais de saída de tensão do gerador, como mostrado na Figura 8.10. Portanto o sinal alternado, observado no ponto B do circuito ilustrado na Figura 8.10, pode ser tanto senoidal quanto quadrado dependendo de sua amplitude.

Já no segundo estágio, há um circuito comparador inversor com histerese, equipado com um circuito limitador, em cascata com o amplificador operacional, formado por R5, D3 e D4. Este circuito gera um sinal alternado quadrado na sua saída (sinal observado em C) com mesma frequência do sinal de entrada, mesmo que o sinal de entrada seja senoidal ou quadrado, onde a histerese deste circuito é utilizada e dimensionada para tornar o detector de

passagem por zero mais imune a ruídos observados no sinal de tensão de entrada, de forma que o sistema frequencímetro não gere resultados falsos de medição de velocidade.

O terceiro estágio do detector de passagem por zero é um filtro passa-alta utilizado para indicar o momento em que o sinal de entrada passar por zero. O filtro passa-alta elimina a componente CC de cada pulso do sinal quadrado de entrada gerando um sinal pulsado conforme é mostrado na Figura 8.11, onde o sinal cinza é medido no ponto C e o sinal azul é medido no ponto D da Figura 8.10.

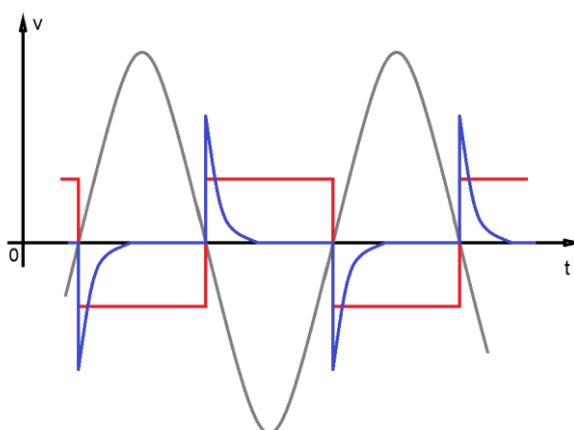


Figura 8.11: Sinais observados nos pontos B,C e D do circuito detector de passagem por zero.

No entanto, o resultado do processamento do filtro passa-alta, conforme é observado na Figura 8.11 no sinal pulsado azul, são pulsos tanto positivos como negativos, porém, devido às limitações da entrada do *input capture* do dsPIC que aceita apenas sinais positivos, este sinal ainda precisa de condicionamento.

Portanto o quarto estágio do detector de passagem por zero é um retificador de onda completa de precisão, conforme (SEDRÁ e SMITH, 2000, p. 947), utilizado para retificar o sinal resultante do filtro passa-alta resultando em um sinal formado por pulsos positivos apenas, onde cada pulso coincide com um cruzamento por zero do sinal de entrada do circuito detector de passagem por zero, conforme é mostrado na Figura 8.12, onde o sinal azul é observado no ponto E da Figura 8.10.

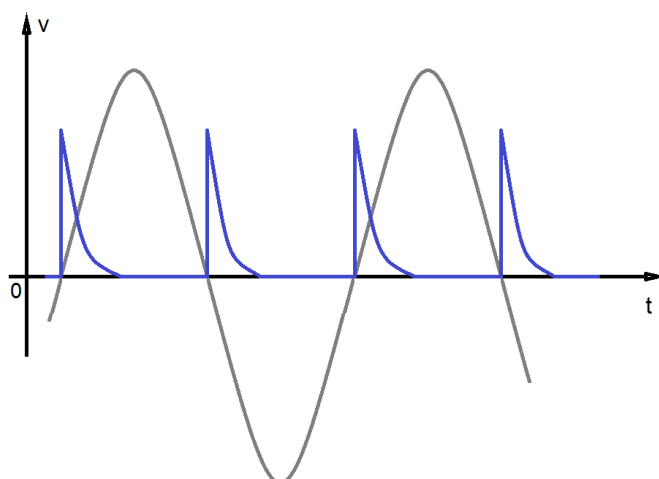


Figura 8.12: Sinal observado na saída do retificador

O último estágio do detector de passagem por zero é um comparador com histerese não inversor equipado com um circuito limitador, formado por D7, R12 e D8, o qual condiciona o sinal de saída do retificador de onda completa em um sinal mais adequado para ser processado pelo *input capture*, pois a saída deste último estágio é também um sinal pulsado formado, porém, por pulsos retangulares de curta duração com a amplitude limitada em torno de 5V, conforme está representado na Figura 8.13, onde o sinal azul é o observado no ponto E e o sinal vermelho é o observado no ponto F da Figura 8.10, o qual tem o dobro da frequência do sinal de entrada do circuito detector de cruzamento por zero.

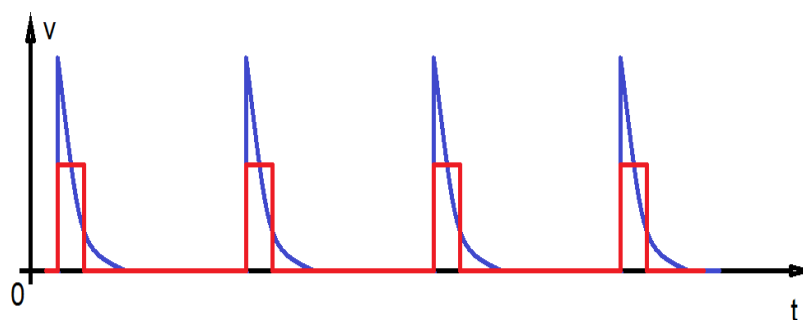


Figura 8.13: Sinal observado na saída do circuito detector de passagem por zero.

8.4.1.1 Projeto do primeiro estágio do circuito limitador de passagem por zero – o estágio de preparação

Como dito anteriormente, o sinal de entrada do circuito detector de passagem por zero varia de alguns milivolts até tensões superiores a 220V eficaz dependendo da velocidade de

rotação e da excitação do gerador. Portanto o primeiro estágio do circuito detector de passagem por zero, o qual está ilustrado na Figura 8.14, é um circuito limitador para tensões superiores as tensões de regulação dos zeners D1 e D2 e um filtro passa-baixa para tensões inferiores à desses zeners, de forma a garantir que a informação de cruzamento por zero chegue conservada, o máximo possível, aos estágios seguintes do detector de passagem por zero, apesar do sinal de entrada estar contaminado significativamente por ruído, em baixas amplitudes, ou limitado para garantir a operação segura dos estágios seguintes.

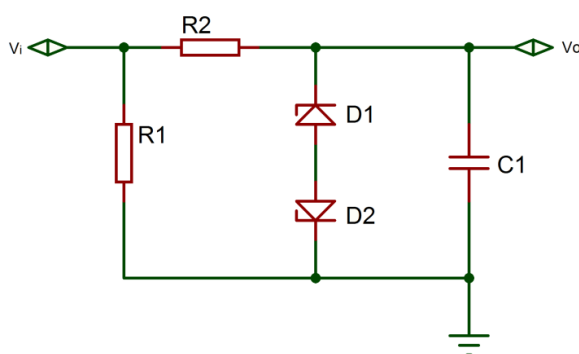


Figura 8.14: Circuito do primeiro estágio do detector de passagem por zero.

Dessa forma, seleciona-se $R_1 = 10k\Omega/5W$, pois, para esse valor de resistor, é drenada do secundário do transformador de isolação entre os terminais do gerador e a entrada do circuito detector de cruzamento por zero, uma corrente pequena de 22mA eficaz quando o gerador está com tensão terminal nominal de 220V eficaz; portanto R_1 consome 4,84W de potência.

Em seguida, para limita a tensão de entrada do segundo estágio do detector de passagem por zero em $\pm 10V$, seleciona-se, para os zener D1 e D2, o componente 1N4740, onde o resistor R_2 do circuito limitador é dimensionado por meio da Equação (8.17). Dessa forma, para $V_{s_{max}} = \sqrt{2} \times 220V$, $V_z = 10V$ e $I_{z_{maz}} = 91mA$ (corrente máxima de regulação do zener), obtém-se $R_2 > 3,3k\Omega$; então, seleciona-se $R_2 = 10k\Omega/5W$.

Quando o gerador está com tensão terminal de 220V; na saída do primeiro estágio do detector de passagem por zero, é observado na saída do circuito limitador um sinal quadrado alternado, cujo valor de tensão eficaz é dado pela sua própria amplitude. Portanto passa pelo resistor R_2 uma corrente eficaz dada por $I_{R2} = \frac{(220 - 10)}{R_2} = 21,684mA$. Logo o resistor

R_2 dissipa uma potência de 4,7W justificando, dessa forma, a especificação de resistência e potência para este componente.

Desse modo, para que o filtro RC do primeiro estágio do detector de cruzamento por zero tenha uma frequência de corte na faixa: $60Hz < F_c < F_{CH}$, onde F_c é a frequência de corte e F_{CH} é a frequência de 14kHz do sinal de PWM aplicado na chave do conversor Buck que aciona o motor, seleciona-se $C_1 = 22\eta F$. Logo $F_c = 723Hz$.

8.4.1.2 O projeto do segundo estágio do circuito detector de passagem por zero – o comparador inversor com histerese

Como comentado anteriormente, o circuito do segundo estágio do detector de passagem por zero é um comparador com histerese, o qual é equipado com um circuito limitador, como é mostrado na Figura 8.15, para tornar os níveis de tensão de saída deste comparador mais precisos que os níveis de tensão de saturação do amplificador operacional, conforme (SEDRA e SMITH, 2000, p. 926).

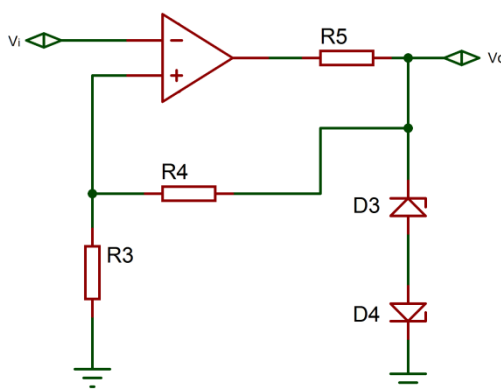


Figura 8.15: Circuito comparador inversor com histerese.

A característica de transferência inversora do circuito comparador ilustrado na Figura 8.15 é representada na Figura 8.16, onde se observa também os sinais de entrada e saída, em azul, deste circuito comparador. No sinal de saída, representado na Figura 8.16, observa-se como o estado de saída do comparador, o qual é um circuito biestável, só muda quando o nível do sinal de entrada ultrapassa os limiares de tensão representados em cor vermelha obedecendo a característica de transferência do circuito. Esta histerese, que caracteriza o circuito comparador representado na Figura 8.15, é muito útil para tornar o circuito detector

de passagem por zero mais imune a ruído, pois se no sinal de entrada deste circuito comparador estiver superposto uma interferência de maior frequência, seria observado, caso não houvesse histerese, uma leitura na saída do comparador que não corresponderia de fato à passagem por zero do sinal de entrada de interesse.

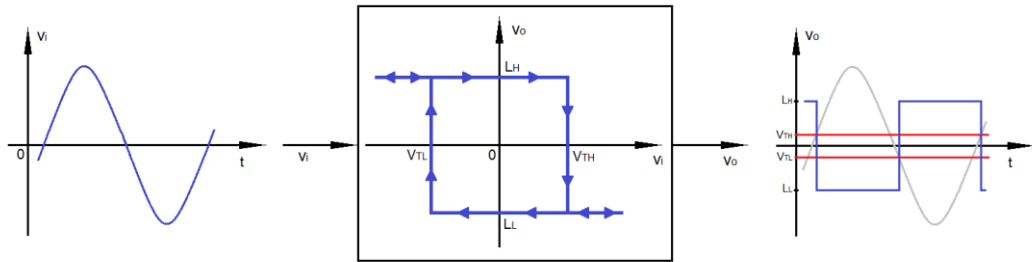


Figura 8.16: Característica de transferência inversora do circuito comparador utilizado no segundo estágio do detector de passagem por zero.

A característica de transferência do circuito comparador com histerese, representada na Figura 8.16, é projetada determinando os valores de limiar de tensão V_{TH} e V_{TL} , os quais são dados pelas Equações (8.23) e (8.24), logo a seguir, conforme (SEDRA e SMITH, 2000):

$$V_{TH} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) L_H \quad e \quad (8.23)$$

$$V_{TL} = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) L_L, \quad (8.24)$$

e determinado os níveis de saída L_H e L_L do circuito comparador ilustrado na Figura 8.12, os quais são determinador, respectivamente, pelas tensões dos zeners D3 e D4 do circuito limitador, cujo resistor R5 é dimensionado também pela Equação (8.17).

Portanto, define-se $V_{TH} = V_{TL} \cong 100mV$, $L_H = 5,1V$ e $L_L = -5,1V$. Em seguida, aplicando-se esses valores a Equação (8.23), obtém-se

$$R_4 = 50R_3. \quad (8.25)$$

Dessa forma, adotando-se $R_3 = 3k\Omega$ e substituído esse valor na Equação (8.25), obtém-se $R_4 = 150k\Omega$.

Em seguida, aplicando-se a Equação 8.17 para $V_{s_{max}} = V_{sat} = 14V$, onde V_{sat} é tensão de saturação do amplificador operacional, para $V_z = 5,1V$, onde V_z é a tensão de regulação do zene adotado, isto é, o 1N4733, e para $I_{z_{max}} = 178mA$ (dados obtidos da folha de dados do 1N4733), conclui-se que $R_5 > 50\Omega$. Dessa forma, adota-se $R_5 = 470\Omega$ para atende ao especificado e limitar a corrente pelo amplificador operacional.

8.4.1.3 O projeto do terceiro estágio do circuito detector de passagem por zero – o filtro passa-alta

O circuito ilustrado na Figura 8.17 é um filtro RC passa-alta em cascata com um seguidor de tensão. Este filtro, como dito anteriormente, é utilizado para detectar os cruzamentos por zero do sinal de entrada do circuito detector de passagem por zero gerando um pulso para cada cruzamento por zero do sinal de entrada.

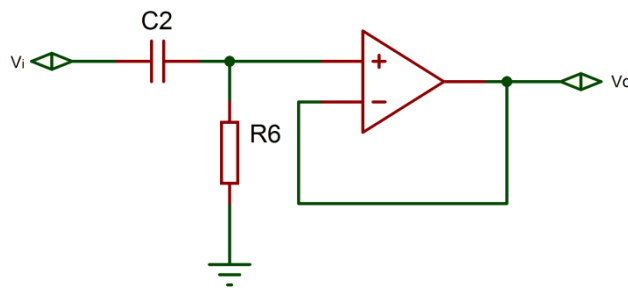


Figura 8.17: Filtro passa-alta com seguidor de tensão na saída.

Na Figura 8.18, está representado os sinais de entrada e saída, em azul, bem como a representação de resposta em frequência que caracteriza o circuito representado na Figura 8.17 como filtro passa alta.

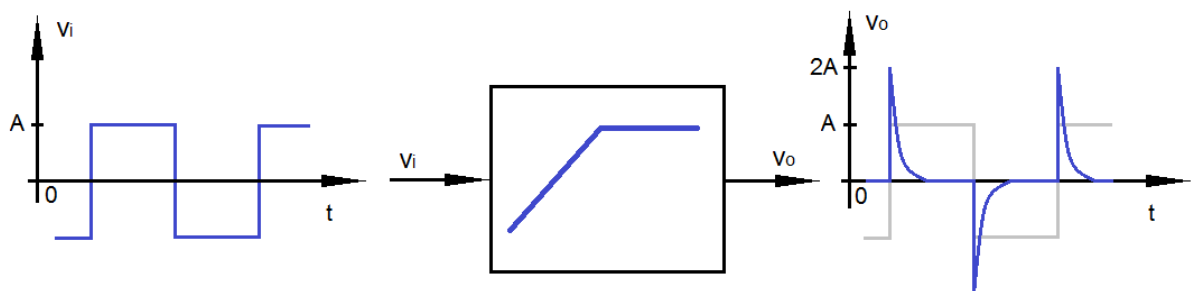


Figura 8.18: Sinais de entrada e saída e resposta em frequência do filtro passa-alta.

A resposta ao degrau do filtro passa-alta, representado na Figura 8.18, é dado pela Equação (8.26), isto é:

$$v_o(t) = A_v \cdot e^{-t/\tau} u(t), \quad (8.26)$$

onde

A_v é amplitude do sinal degrau de entrada;

$u(t)$ é o sinal degrau unitário e

τ é a constante de tempo do filtro passa-alta, o qual é dado por

$$\tau = R_6 C_2. \quad (8.27)$$

Portanto, o valor de saída do filtro passa-alta, no instante igual sua constante de tempo é dado por

$$v_o(\tau) \cong 0,37 \cdot A_v. \quad (8.28)$$

Dessa forma, admite-se que a resposta do filtro-passa alta, para uma entrada tipo degrau, alcança o regime permanente em cinco constantes de tempo do filtro.

Na Figura 8.110, observa-se que o sinal de saída possui a mesma frequência do sinal de entrada, porém possui o dobro da amplitude. Isso é devido o valor do sinal de entrada variar de $-A$ até A , ou seja, a amplitude do sinal degrau aplicado periodicamente a entrada do filtro é $2A$.

Portanto, no projeto do terceiro estágio do circuito detector de passagem por zero, sabe-se que o período do sinal de entrada, sinal observado no ponto C da Figura 8.10, quando a micromáquina está em velocidade nominal, é $1/60$ segundos, porém após o estágio de retificação a frequência do sinal observado no ponto E da mesma Figura é o dobro do sinal de entrada, ou seja, seu período é $1/120$ segundos.

Dessa forma, como o filtro passa-alta entra em regime permanente em 5τ aproximadamente, onde τ é a constante de tempo do filtro, define-se que o período do sinal observado no ponto E da Figura 8.10 é o dobro do tempo para o filtro passa-alta entrar em regime, isto é:

$$2 \times (5\tau) = \frac{1}{120}. \quad (8.29)$$

Logo, substituindo a Equação (8.27) na Equação (8.29), obtém-se

$$R_6 C_2 \cong 833 \mu s. \quad (8.30)$$

Então, adotando-se $C_2 = 10 \eta F$ e substituindo C_2 na Equação (8.30), tem-se $R_6 = 83,3 k\Omega$; portanto, considerando-se os valores mais próximos de resistores comerciais, adota-se $R_6 = 82 k\Omega$.

8.4.1.4 O projeto do quarto estágio do circuito detector de passagem por zero – o retificador de onda completa de precisão

O circuito retificador de onda completa de precisão utilizado no quarto estágio do detector de passagem por zero é formado por um super diodo em paralelo com um circuito amplificador inversor com um diodo em cascata com o amplificador operacional, o qual é ilustrado na Figura 8.19, conforme (SEBRA e SMITH, 2000, p. 947).

Dessa forma, quando o sinal de entrada é positivo, a saída do ampop A1 também é positiva fazendo com que D5 conduza através do resistor de carga R9, o que fecha a malha de realimentação em torno do ampop A1. Dessa forma, o sinal de saída do superdiodo é igual ao de entrada e, conseqüentemente, não haverá corrente pelos resistores R7 e R8. Logo, nesta condição, o ampop A2 funciona como comparador e como a tensão no terminal negativo do ampop A2 é positiva, o mesmo satura negativamente bloqueando o diodo D6.

No entanto, quando o sinal de entrada é negativo, a saída do ampop A1 é negativa bloqueando o diodo D5, porém a saída do ampop A2 é positiva fazendo com que o diodo D6 conduza pelo resistor R9, permitindo que a malha de realimentação em torno do ampop A2 seja fechada, o que faz o circuito em paralelo com o superdiodo funcionar como amplificador inversor.

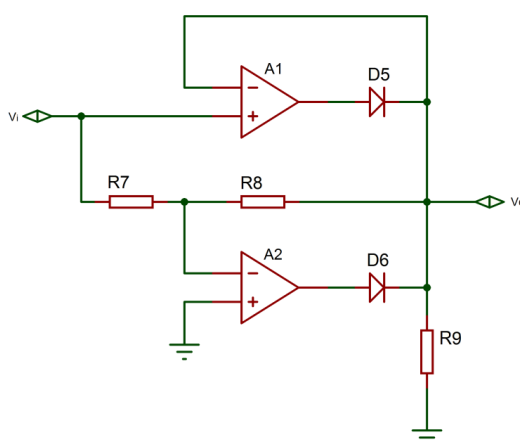


Figura 8.19: Circuito retificador de onda completa de precisão.

A característica de transferência do circuito retificador ilustrado na Figura 8.19, para $R_7 = R_8$, esta representada na Figura 8.20, onde se observa, a partir dos sinais de entrada e saída, a ação de retificação deste circuito gerando um sinal pulsado positivo com o dobro da frequência do sinal alternado de entrada.

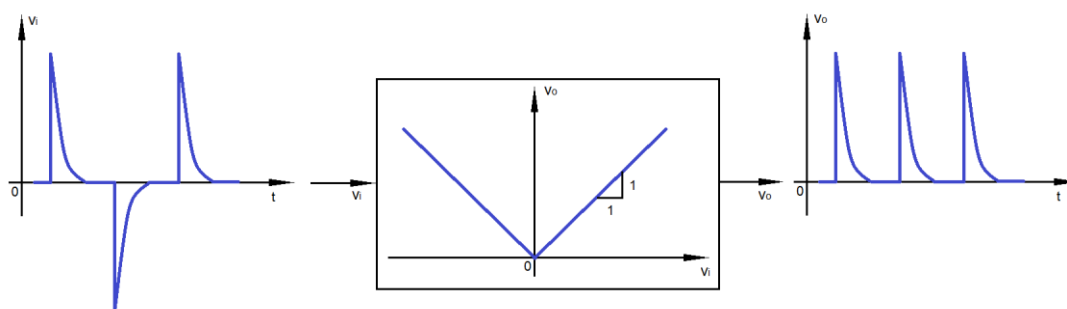


Figura 8.20: Característica de transferência do retificador de onda completa.

Portanto, no dimensionamento dos componentes do quarto estágio do circuito detector de passagem por zero, adota-se $R7 = R8 = 10k\Omega$, para que o circuito retificador da Figura 8.19 assumira a característica de transferência representada na Figura 8.18. Para os diodos D5 e D6, adota-se o componente 1N4148, o qual é um diodo de sinais de alta frequência, cujos limites de tensão e corrente são superiores aos valores de corrente e tensão observados neste estágio do circuito detector de passagem por zero. Seleciona-se, também, $R9 = 10k\Omega$, pois, desta forma, obtém-se um resistor de carga para o circuito retificado que puxa uma corrente suficiente para polarizar os diodos D5 e D6 sem danificar os amplificadores operacionais deste circuito.

8.4.1.5 O circuito comparador não inversor com histerese equipado com circuito limitador

O circuito comparador não inversor com histerese, mostrado na Figura 8.21, corresponde ao quinto e último estágio do circuito detector de passagem por zero ilustrado na Figura 8.10. Este circuito comparador é equipado com um circuito limitador, formado por D7, R12 e D8, em cascata com o amplificador operacional, ou seja, um diodo retificador em cascata com um regulador a zener.

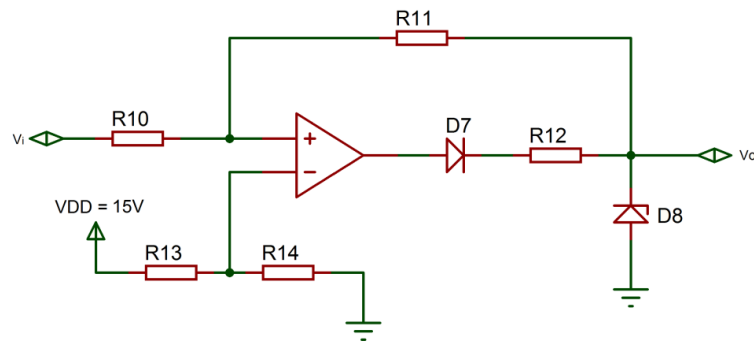


Figura 8.21: Circuito comparador não inversor com histerese.

A característica de transferência não inversora do circuito comparador ilustrado na Figura 8.21 é representada na Figura 8.22, onde se observa também os sinais de entrada e saída, em azul, deste circuito comparador. No sinal de saída, representado na Figura 8.22, observa-se como o estado de saída do comparador, o qual é um circuito biestável, só muda quando o nível do sinal de entrada ultrapassa os limiares de tensão representados em cor vermelha obedecendo a característica de transferência do circuito, semelhante ao circuito comparador abordado na Seção 8.4.1.2. O circuito comparador da Figura 8.21, cuja histerese está representada na Figura 8.22, é utilizada para gerar, a partir do sinal pulsado de saída do retificador de onda completa, um sinal formado por pulsos retangulares, cuja duração desses pulsos é determinada pelos valores das tensões de limiar V_{TH} e V_{TL} e a amplitude, pelo circuito limitador, o qual encerra a amplitude deste sinal para a faixa de tensão de operação da entrada do *input capture* do dsPIC.

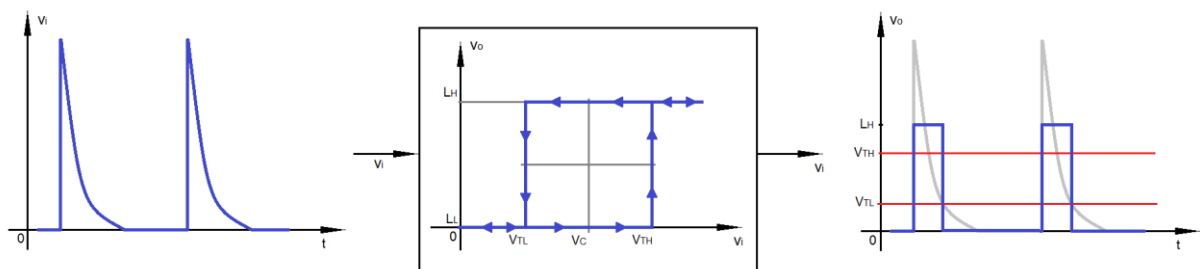


Figura 8.22: Característica de transferência não inversora do circuito comparador utilizado no último estágio do detector de passagem por zero.

A característica de transferência do circuito comparador com histerese, representada na Figura 8.22, é projetada determinando os valores de limiar de tensão V_{TH} , V_{TL} e V_C , os

quais são dados pelas Equações de (8.31) até (8.34), logo a seguir, conforme (SEDRA e SMITH, 2000):

$$V_{TH} = -\left(\frac{R_{10}}{R_{11}}\right)L_L + V_C, \quad (8.31)$$

$$V_{TL} = -\left(\frac{R_{10}}{R_{11}}\right)L_H + V_C, \quad (8.32)$$

$$V_C = \left(1 + \frac{R_{10}}{R_{11}}\right)V_{ref} \quad e \quad (8.33)$$

$$V_{ref} = \left(\frac{R_{14}}{R_{13} + R_{14}}\right)V_{DD}. \quad (8.34)$$

e determinado os níveis de saída L_H e L_L do circuito comparador ilustrado na Figura 8.21, os quais são determinados, respectivamente, pela tensão do zeners D8 e pelo diodo D7 do circuito limitador, cujo resistor R12 é dimensionado também pela Equação (8.17).

Portanto, para o diodo D7 do circuito ilustrado na Figura 8.21, adota-se o componente 1N4148 (diodo retificador de sinal de alta frequência) e para o diodo zener D8, o componente 1N4733, cuja tensão de regulação é 5.1V. Dessa forma, tem-se $L_H = 5,1V$ e $L_L = 0V$.

Em seguida, adota-se a constante de tempo do filtro passa-alta como a duração dos pulsos do sinal de saída deste circuito comparador, conforme está representado na Figura 8.23. Portanto, a partir da Equação (8.28), faz-se

$$V_{TL} = v_o(\tau) \cong 0,37A_v, \quad (8.35)$$

onde A_v é a amplitude do sinal de entrada deste circuito comparador, ou seja, $A_v = 10,2V$. Logo, substituindo A_v na Equação (8.35), tem-se que $V_{TL} = 3,8V$.

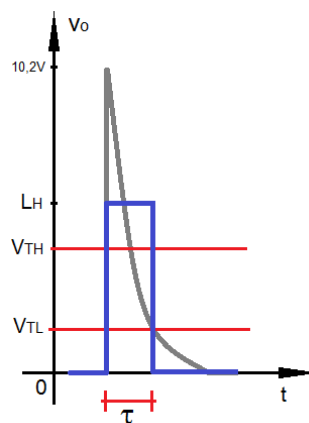


Figura 8.23: Duração dos pulsos do sinal de saída do circuito detector de passagem por zero.

Dessa forma, substituído o valor de L_L na Equação (8.31), conclui-se que, para o circuito ilustrado na Figura 8.18, $V_{TH} = V_c$. Em seguida, seleciona-se $V_{TH} = 5,0V$. Logo, substituindo os valores de V_{TL} , L_H e V_c na Equação (8.32), tem-se que

$$R_{11} = 4,25R_{10}. \quad (8.36)$$

Portanto, adotando-se $R_{10} = 1,1k\Omega$ e substituído esse valor na Equação (8.36), obtém-se $R_{11} \cong 4,7k\Omega$.

Em seguida, substituindo V_c , R_{10} e R_{11} na Equação (8.33), tem-se que $V_{ref} \cong 4,0V$. Portanto substituindo V_{ref} e $V_{DD} = 15V$ na Equação (8.34), conclui-se que

$$R_{13} = 2,75R_{14}. \quad (8.36)$$

Então, fazendo $R_{14} = 3,0k\Omega$ e substituído esse valor na Equação (8.36), conclui-se que $R_{13} = 8,2k\Omega$.

Já o resistor R_{12} do circuito da Figura 8.19, como no caso dos circuitos limitadores encontrados nos estágios anteriores do detector de passagem por zero, também, é dimensionado pela Equação (8.17), onde $V_{s_{max}} = 14V$, $V_z = 5,1V$ e $I_{z_{max}} = 178mA$; logo $R_{12} > 50\Omega$. Portanto, seleciona-se $R_{12} = 470\Omega$ como no caso do projeto do circuito comparador do segundo estágio do detector de passagem por zero.

8.4.2 Algoritmo de medição de velocidade

Como a frequência da tensão terminal do gerador síncrono é proporcional à velocidade de rotação de seu rotor, o qual é acionado pelo motor, e como a frequência do sinal pulsado de saída do circuito detector de passagem por zero é o dobro da frequência da tensão terminal do gerador, desenvolveu-se um algoritmo que mede a velocidade de rotação em pu da micromáquina em função da contagem do *Timer 2* do dsPIC, entre duas bordas de subida dos pulsos do sinal de saída do detector de passagem por zero.

Portanto, para esta finalidade, utilizou-se o *input capture* do microcontrolador, o qual é configurado para gerar uma interrupção a cada borda de subida de seu sinal pulsado de entrada gerado no detector de passagem por zero. Deve-se resaltar, também, que o *input capture* armazena em seu *buffer* uma leitura do *Timer 2* cada vez que uma borda de subida do sinal de entrada é detectada.

No entanto, como o *Timer 2* é um contador de 16 bits, ou seja, sua contagem é finita e varia de 0 à 65535, não é possível medir baixas velocidade de rotação da micromáquina, pois nessas condições, entre dois pulsos do sinal de entrada, o *Timer 2*, após sua contagem

máxima, volta ao seu estado inicial sucessivas vezes dependendo do quão baixa a velocidade esteja.

Desta forma, configurou-se o *Timer 2* para gerar uma interrupção, quando o mesmo chegar em sua contagem máxima de 65535. Em seguida, na sua rotina de tratamento de interrupção (RTI-T2), primeiramente é armazenada em uma variável (NIntT2) o número de interrupções deste contador entre dois pulsos, a qual é limitada 56 interrupções; em seguida, reinicia-se sua contagem e, concluindo, reinicia-se o *flag* de interrupção liberando o *Timer 2* para gerar uma nova interrupção, conforme é representado no fluxograma ilustrado na Figura 8.24.

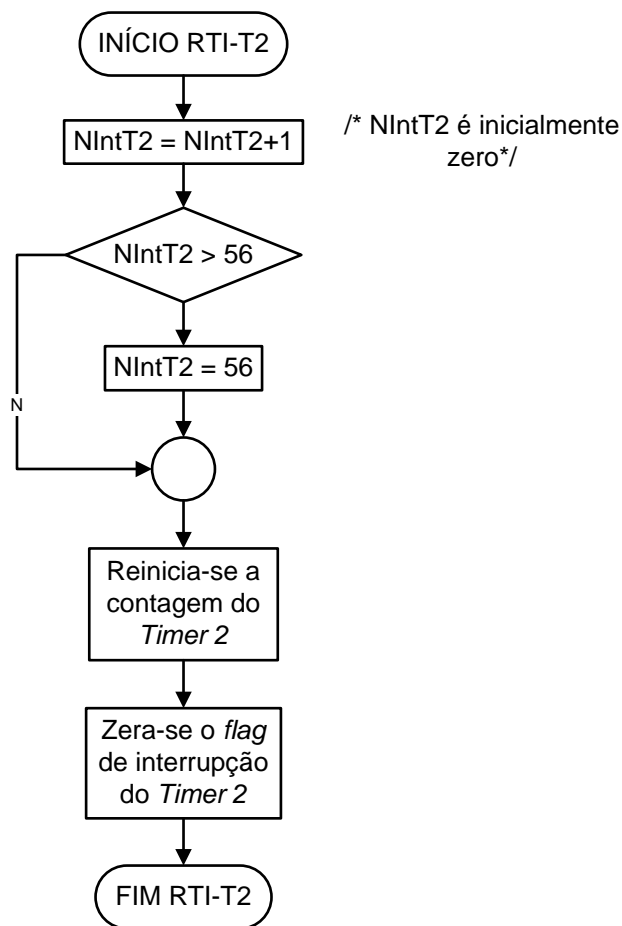


Figura 8.24: Rotina de tratamento de interrupção do *Timer 2*.

Já na rotina de tratamento de interrupção do *input capture 2* (RTI-IC2), primeiramente é lido do buffer do *input capture 2* a contagem do *Timer 2*. Em seguida, calcula-se a contagem total do *Timer* entre dois pulsos conforme a Equação (8.37) a seguir:

$$ContagemTotal = contTimer2 + 65535 \times NIntT2, \quad (8.37)$$

onde

“*ContagemTotal*” é a variável da contagem total do Timer entre dois pulsos;
 “*contTimer2*” é a variável que armazena a leitura do buffer do input capture e
 “*NIntT2*” é a contagem de interrupções do Timer 2.

Posteriormente, a variável “*ContagemTotal*” é limitada entre 1 e 3.686.400, bem como a variável que corresponde a contagem do número de interrupções do *Timer 2* é zerada, como também, é reiniciado a contagem do *Timer 2* e o *flag* de interrupção do input capture liberando o mesmo para gerar uma nova interrupção, conforme é representado no fluxograma ilustrado na Figura 8.25, onde se deve ressaltar que o limite superior de 3.686.400 para a variável “*ContagemTotal*” corresponde aproximadamente a medição de 0,5Hz de frequência da tensão terminal do gerador síncrono.

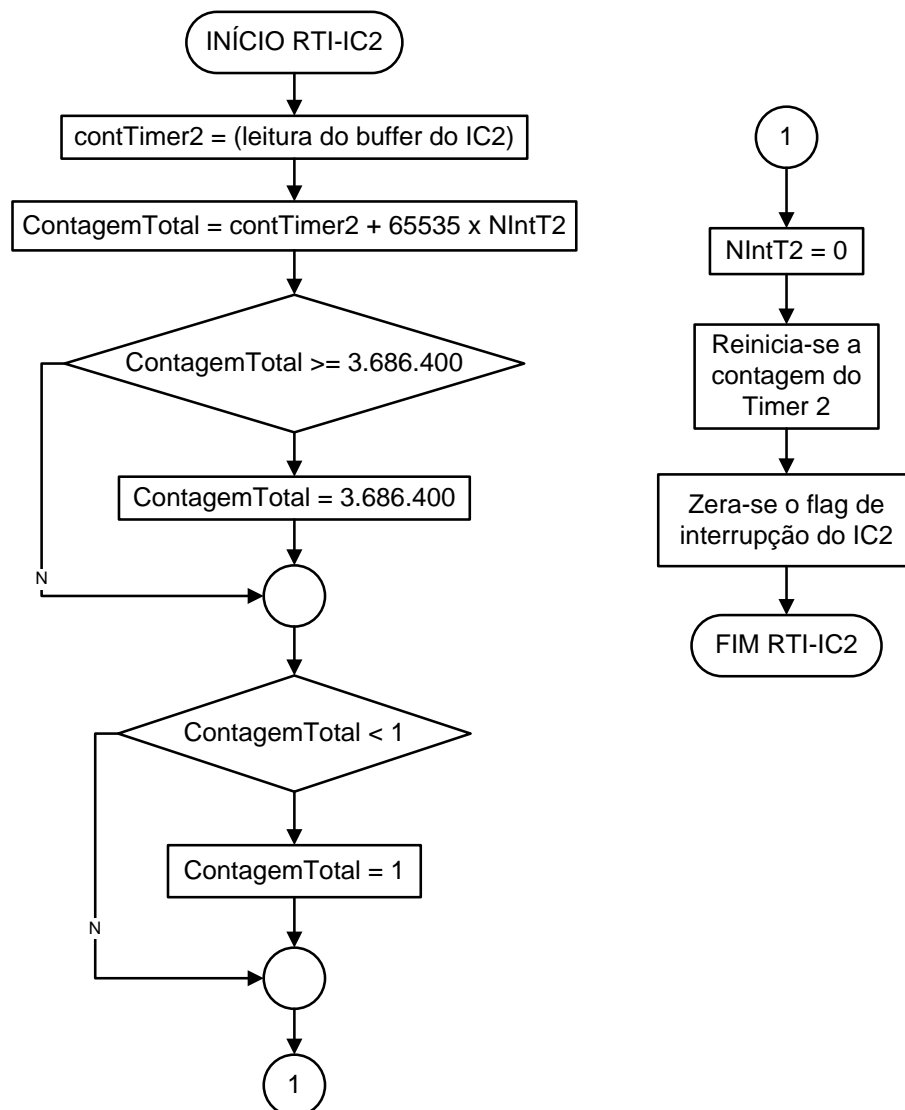


Figura 8.25: Rotina de tratamento de interrupção do *input capture 2*.

Portanto, em função da contagem total do Timer 2 entre duas bordas de subida do sinal pulsado de entrada do input capture, obtém-se a velocidade de rotação da micromáquina, em pu, na rotina de tratamento de interrupção do conversor AD do dsPIC conforme a Equação (8.38) a seguir:

$$\omega_{pu} = \frac{1,0}{(ContagemTotal/30720)}, \quad (8.38)$$

onde a constante “30720” da Equação (8.38) é um valor base que corresponde a contagem total do Timer quando a frequência do sinal de saída do circuito detector de passagem por zero é 120Hz, ou seja, quando a frequência da tensão terminal do gerador está em 60Hz. Logo, quando *ContagemTotal* é igual a “30720”, mede-se 1,0pu de velocidade correspondendo à velocidade ou frequência nominal da micromáquina, isto é, 1200rpm de rotação do motor ou 60Hz da tensão terminal do gerador, respectivamente. Na Figura 8.26, está representado o algoritmo em forma de fluxograma da função que implementa a leitura de velocidade na rotina de tratamento de interrupção do conversor AD do dsPIC.

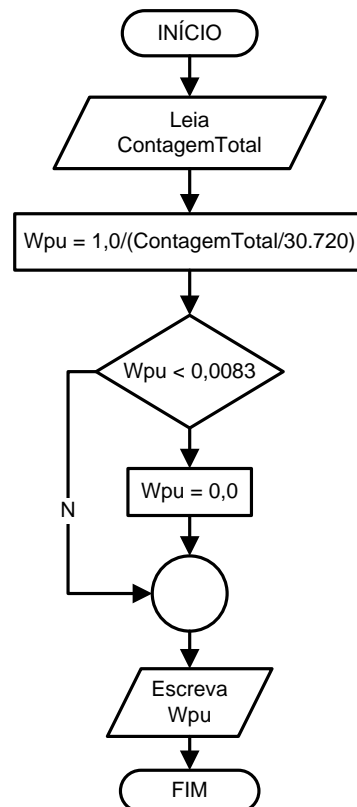


Figura 8.26: Algoritmo de medição de velocidade em função da contagem do *Timer 2*.

As constantes observadas nos algoritmos ilustrados nas Figuras de 8.24 até 8.26, tais como o valor base adotado para o cálculo de velocidade em função da contagem do Timer 2

(30.720), o qual corresponde a contagem total do Timer quando a micromáquina está na velocidade nominal, e os limites máximos para as variáveis “NIntT2” (56) e “ContagemTotal” (3.6864.00) são resultados do seguinte raciocínio:

Sabendo-se que a frequência $F_{crystal}$ do cristal ressonante que gera o sinal de clock de referência para o microcontrolador, o qual está configurado com PLL de 16, é 7,3728MHz, conclui-se que a frequência de trabalho do dsPIC é $F_{cy} = 29,4912MHz$, pois internamente o dsPIC divide o sinal de clock de referência por 4. Portanto, a frequência F_{cy} é dado pela Equação (8.39)

$$F_{cy} = \frac{F_{crystal} \times PLL}{4}. \quad (8.39)$$

Dessa forma, como o Timer 2 está configurado com prescaler de 8, a frequência do clock de referência para o Timer é $F_{Timer2} = F_{cy}/8$, ou seja, $F_{Timer2} = 3.686.400Hz$. Portanto, o tempo que o Timer leva para mudar de um estado para outro seguinte é $T_{timer2} = F_{Timer2}^{-1} = 271,267361\mu s$.

Logo, como o Timer 2 é um contador de 16 bits, o mesmo leva um tempo de $T_{T2max} = 65535 \times T_{timer2}$, ou seja, $T_{T2max} = 0,017777506s$ para alcançar sua contagem máxima de 65535.

Como o tempo entre duas bordas de subida do sinal pulsado de saída do circuito detector de passagem por zero, quando a micromáquina está em velocidade nominal, é 1/120 segundos, faz-se uma regra de três dada pela Equação (8.40) para encontrar a contagem do Timer 2, isto é, C_Timer2 que corresponde a velocidade nominal da micromáquina.

$$\frac{C_Timer2}{1/120} = \frac{65535}{T_{T2max}}. \quad (8.40)$$

Logo, a contagem do Timer, quando a máquina está na velocidade nominal, de acordo com a Equação (8.40), é $C_Timer2 = 30720$, cujo valor é utilizado como valor base para a medição da velocidade normalizada da micromáquina em função da contagem total do Timer.

Do mesmo modo, para calcular a contagem do Timer 2, que corresponde aproximadamente a frequência de 1,0Hz do sinal de saída do detector de passagem por zero, a qual é estabelecida como frequência mínima de medição, faz-se a seguinte regra de três dada pela Equação (8.41).

$$\frac{C_Timer2}{1} = \frac{65535}{T_{T2max}}. \quad (8.41)$$

Logo, a contagem total do Timer 2 que corresponde a uma frequência de aproximadamente 1,0Hz na entrada do input capture é dada, segunda a Equação (8.41), por $C_Timer2 = 3\ 686\ 400$.

Dessa forma, dividindo o valor de C_Timer2 , que corresponde a 1,0Hz, por 56, observa-se que

$$\overbrace{3.686.400}^{\text{dividendo}} = \overbrace{56}^{\text{quociente}} \times \overbrace{65535}^{\text{divisor}} + \overbrace{16440}^{\text{resto}}. \quad (8.42)$$

Portanto, a partir da Equação (8.42), deduz-se a Equação (8.43) logo a seguir, a qual é a base do algoritmo de medição de velocidade a partir da contagem do Timer:

$$\overbrace{\text{ContagemTotal}}^{\text{dividendo}} = \overbrace{NIntT2}^{\text{quociente}} \times \overbrace{65535}^{\text{divisor}} + \overbrace{\text{contTimer2}}^{\text{resto}}. \quad (8.43)$$

Portanto, comparando a Equação (8.42) com a Equação (8.43), estabelece-se 3.686.400 como o valor máximo para a variável “*ContagemTotal*” e 56 como valor máximo para a variável “*NIntT2*”.

Na Figura 8.25, observa-se um gráfico que ajuda entender como se procede a medição de velocidade em função da contagem do Timer 2, em azul, entre duas bordas de subida do sinal pulsado do circuito detector de passagem por zero, em cinza.

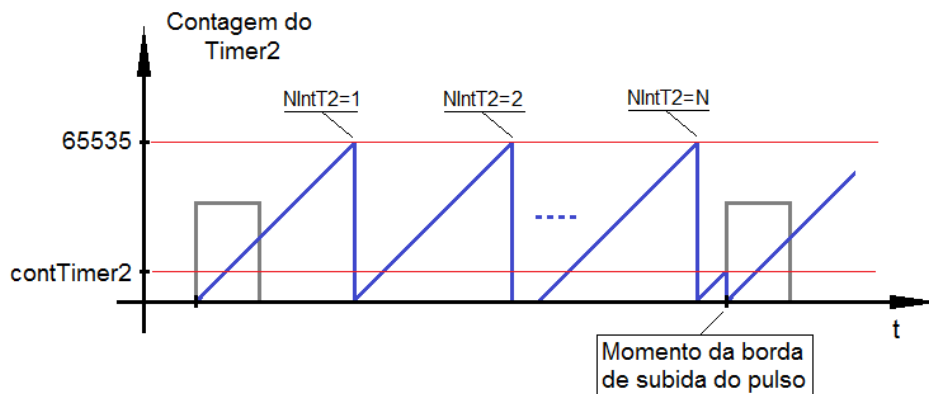


Figura 8.27: Contagem do Timer 2 entre duas bordas de subida de um sinal pulsado.

8.4.3 Filtro digital para o sinal de medição de velocidade

A frequência de corte do filtro digital do sistema de medição de velocidade, cuja função é atenuar efeitos de ruído esporádicos sobre o sinal de velocidade, que ocorrem com mais frequência quando há variações bruscas de carga, também, como explicado no projeto do filtro digital do sistema de medição de corrente, deve ser maior que a frequência de largura de

banda do sistema de controle em malha fechada para que o filtro não interfira significativamente na dinâmica do sistema de controle projetado. Portanto, seleciona-se a frequência de corte deste filtro como 40 vezes a largura de banda do sistema de controle de velocidade. Esta frequência de corte para o filtro digital foi selecionada, pois atenua, de fato, o efeito de ruídos e não causa picos de corrente de armadura excessivos, na partida da máquina nem em variações bruscas de carga.

O procedimento adotado para projetar o filtro digital do sistema de medição de velocidade é o mesmo adotado para o projeto do filtro digital de medição de corrente. No entanto, para a frequência de corte selecionada (8,71rad/s) e para o período de amostragem de 2,5ms, a frequência ω_c da Equação (8.11) tende a frequência de corte ω_d do filtro digital, ou seja, para este caso, é desnecessário fazer a pré-distorção no filtro analógico. Desta forma, obtém-se no projeto deste filtro digital, a função de transferência, dada na Equação (8.44), do filtro contínuo, isto é:

$$H(s) = \frac{8,71^2}{s^2 + \sqrt{2} \times 8,71s + 8,71^2}, \quad (8.44)$$

o qual é discretizado pelo método de Tustin resultando na função de transferência do filtro digital, a qual é dada pela Equação (8.45), logo a seguir:

$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}}, \quad (8.45)$$

cujos parâmetros estão organizados na Tabela 8.5. Estes parâmetros devem ser representados no código do microcontrolador com bastantes casas decimais como é mostrado na Tabela 8.5, pois com menos casas decimais, o resultado não é o filtro projetado e o resultado observado experimentalmente no sistema micromáquina é pode ser a instabilidade.

Tabela 8.5: Parâmetros do Filtro digital de medição de velocidade.

Parâmetro	Valor
b_0	0.00009860231
b_1	0,00019720462
b_2	0,00009860231
a_1	-1,97171757489
a_2	0,97211198414

Em seguida, o filtro digital projetado é então implementado na forma transposta de filtro digital, como no caso do filtro digital de medição de corrente, cujo diagrama de blocos,

da mesma forma, é representado na Figura 8.8.A, a partir do qual se deduz, também, o seu algoritmo de implementação, representado pelo fluxograma mostrado na Figura 8.8.B.

8.5 Condicionamento para Os Sinais de Controle

O sinal de controle de potência do motor CC é condicionado ou processado em duas etapas, conforme ilustrado na Figura 8.28: Uma etapa computacional e outra em hardware.

Na etapa computacional, o sinal de controle normalizado é limitado em 1.3 pu; em seguida, é realizada uma mudança de base multiplicando o sinal de controle por 400/530, pois a base para o sinal de controle é a tensão nominal de armadura do motor, ou seja, 400V, porém a tensão do link dc do conversor que aciona o motor é de 530V e como o módulo de PWM do dsPIC está configurado para gerar um sinal de PWM de 14kHz, o qual é função do sinal de relógio de referência do microcontrolador F_{cy} , resulta-se num sinal de PWM com resolução de 12bits. Portanto a etapa de condicionamento digital do sinal de controle finaliza, após a mudança de base, multiplicando o sinal normalizado por 4095 (12bits), pois o registrador do módulo de PWM que configura o ciclo ativo do sinal de PWM trabalha apenas com números inteiros.

Na etapa de hardware, os resultados de processamento digital atualizam o registrador de ciclo ativo do módulo de PWM, que gera sinais de PWM cujo ciclo ativo varia em função dos sinais de controle. Em seguida, este sinal de PWM, que modula o sinal de controle, é adequado pelo circuito de comando para acionar a chave estática (IGBT) do conversor estático de potência (conversor CC-CC) que amplifica o sinal de controle para, em seguida, acionar o motor.

Portanto, quando o sinal de controle alcança 1.3pu de amplitude, após a mudança de base, este sinal assume o valor de 0,98113pu aproximadamente, o que corresponde a um sinal médio de 520V na saída do conversor CC-CC.

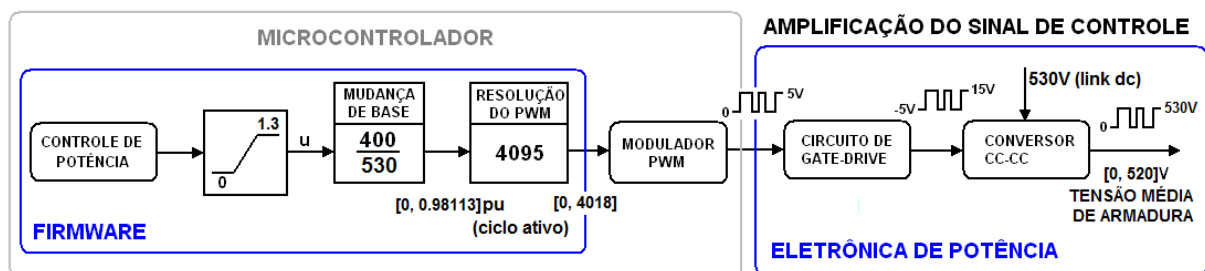


Figura 8.28: Condicionamento dos sinais de controle de potência.

8.5.1 O circuito de comando para o IGBT

O circuito de comando do IGBT, cujo esquemático é mostrado na Figura 8.29, transforma o sinal de PWM, o qual varia de 0 a 5V de amplitude, na saída do módulo de PWM do microcontrolador, em um sinal de PWM com a mesma frequência porém com amplitudes que variam de -5V até 15V distorcendo o mínimo possível o sinal. Este circuito fornece a energia necessária para o IGBT comutar e é formado por um opto-acoplador rápido (HCPL2211) para isolar os circuitos de potência dos circuitos de sinal do sistema eletrônico de controle e acionamento da micromáquina, um circuito integrado de *gate-drive* (IR2117), que é o elemento principal do circuito de comando, e um circuito de condicionamento na saída do *gate-drive* que transforma o sinal de saída do IR2117 que, neste circuito de comando, varia de 0 a 24V, em um sinal de mesma frequência, porém que varia de -5V a 15V. Desta forma, como o IR2117 é alimentado com tensão de 24V e o HCPL2211 com tensão de 15V, utiliza-se um regulador de tensão a zener formado por R2 e D2, conforme a Figura 8.29, para fornecer a tensão de alimentação de 15V para o opto-acoplador a partir do da alimentação de 24V do circuito de comando.

Deve-se ressaltar que, de acordo com Bacopé e Perin (1997), a utilização de tensão negativa entre o *gate* e o emissor garante que o IGBT não entra em condução durante a comutação devido a ruídos e derivadas de tensão entre o coletor e o emissor, evitando desta forma curtos-circuitos que podem danificar o componente.

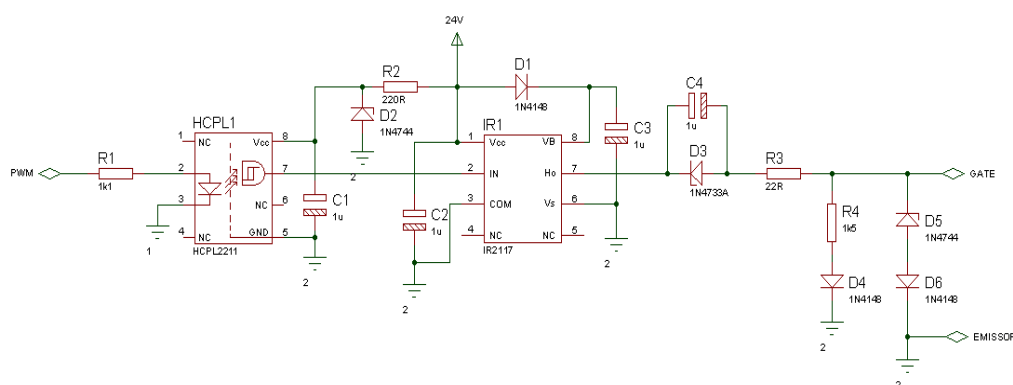


Figura 8.29: Circuito de *gate-drive*.

Desta forma, logo a seguir, descreve-se a função dos demais componentes do circuito de condicionamento na saída do *gate-drive* conforme (BASCOPE e PERIN, 1997):

Os valores dos componentes R1, C1, C2 são sugestões do fabricante observadas nas folhas de dados dos componentes.

O resistor R4 Permite a descarga da capacitância observada entre o *gate* e o emissor do IGBT, quando na ausência do sinal de comando. O valor desta resistência pode ser selecionado de 470Ω até $2k\Omega$.

Os componentes D5 e D6 são diodos zeners conectados entre o *gate* e o emissor, os quais são utilizados somente para proteger o *gate* para tensões acima de seu valor de operação do IGBT.

O diodo de sinal D4 colocado em série com o resistor R4 é utilizado para evitar perdas e descargas de energia do capacitor C4 durante o estado bloqueado do IGBT.

O capacitor C4 armazena energia durante a transmissão dos pulsos de tensão do sinal de PWM. A tensão sobre ele é grampeada no valor de tensão de regulação do zener D3. Sua energia deve ser suficiente para garantir a descarga da capacitância de entrada do IGBT. Este capacitor se comporta como uma fonte de tensão negativa durante o bloqueio do IGBT e deve possuir valores de capacitância a partir de $10\mu\text{F}$.

O resistor R3 é utilizado para controlar a derivada de corrente de coletor e a derivada de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT assim como os tempos de comutação da chave de potência. Tal componente também é utilizado para limitar a corrente fornecida pelo circuito de comando para o *gate* do IGBT. Seu valor de acordo com muitos fabricantes de IGBT deve ser selecionado a baixo de 50Ω para uma tensão 15V de amplitude do sinal de PWM.

Na Figura 8.30, mostra-se o circuito de comando do IGBT do conversor CC-CC que aciona o motor.

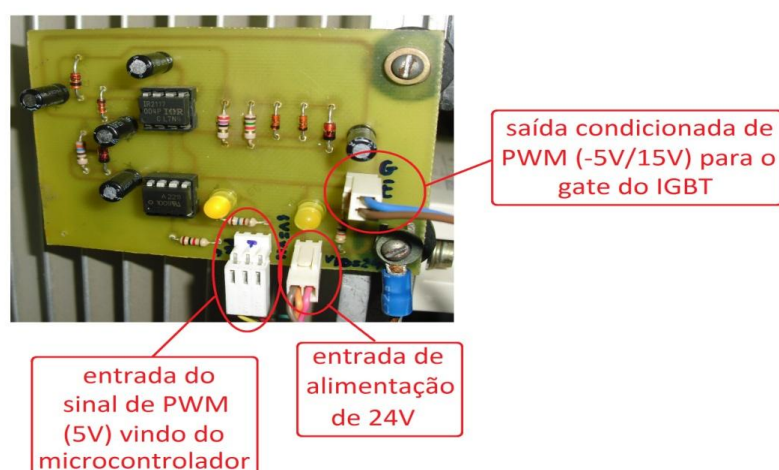


Figura 8.30: Circuito de comando do IGBT.

8.5.2 O conversor estático de acionamento do motor CC

O atuador do sistema de controle de velocidade da micromáquina, o qual é a última etapa de condicionamento do sinal de controle, é um conversor estático de potência formado por uma ponte retificadora trifásica (conversor CA-CC não controlado), um filtro capacitivo com resistores de carga e um conversor CC-CC implementado por um módulo de IGBT em meia ponte, onde a chave inferior do módulo é mantida bloqueada por meio de um curto entre o *gate* e o emissor deste IGBT, enquanto que a chave superior recebe o sinal de PWM do circuito de comando. Desta forma, como, em função deste arranjo, o diodo em antiparalelo com a chave superior do módulo de IGBT permanece polarizado reversamente e o diodo em antiparalelo com a chave inferior entra em condução, quando o IGBT superior é bloqueado pelo sinal de PWM, tem-se, portanto, um conversor CC-CC abaixador (*chopper buck*), conforme é ilustrado na Figura 8.31.

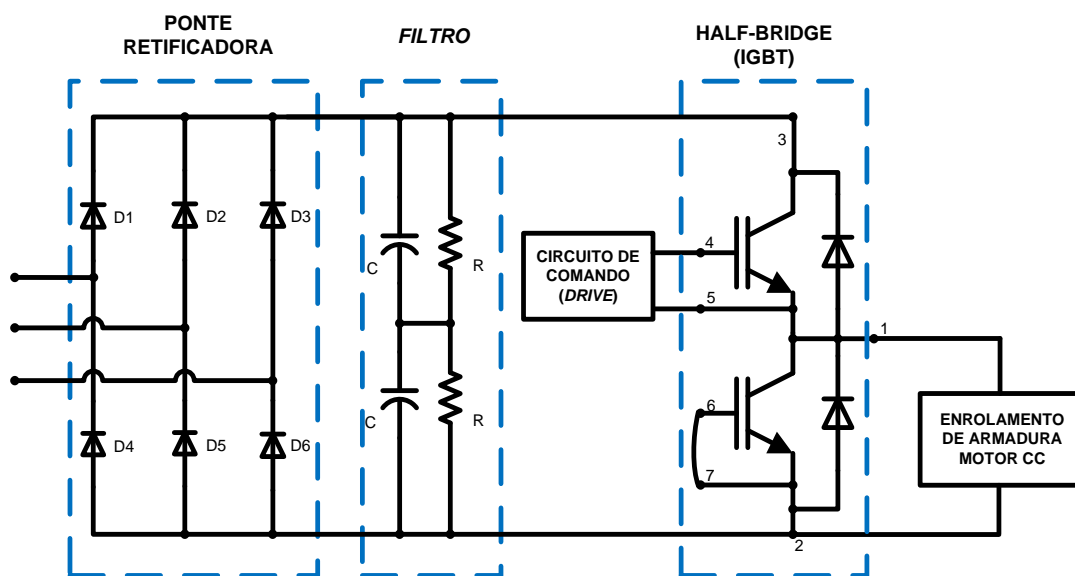


Figura 8.31: O circuito de acionamento do motor CC.

Desta forma, o retificador trifásico com filtro capacitivo de saída é a fonte de tensão CC para o *chopper buck* e o motor CC da micromáquina, a carga indutiva para este conversor, onde a fonte de tensão alternada para o conversor CA-CC é um transformador trifásico elevador de tensão.

Os resistores de carga, em paralelo com o filtro capacitivo, são utilizados para dissipar a energia acumulada no banco de capacitores quando o conversor é desligado e para fechar o

circuito na saída do retificador quando o IGBT estiver bloqueado, pois sem estes resistores, quando o IGBT estivesse bloqueado, os capacitores se carregariam até se tornarem um circuito aberto impondo tensões muito elevada na entrada do conversor CC-CC que podem danificá-lo. Na Figura 8.32, é ilustrado o conversor estático de acionamento do motor CC.

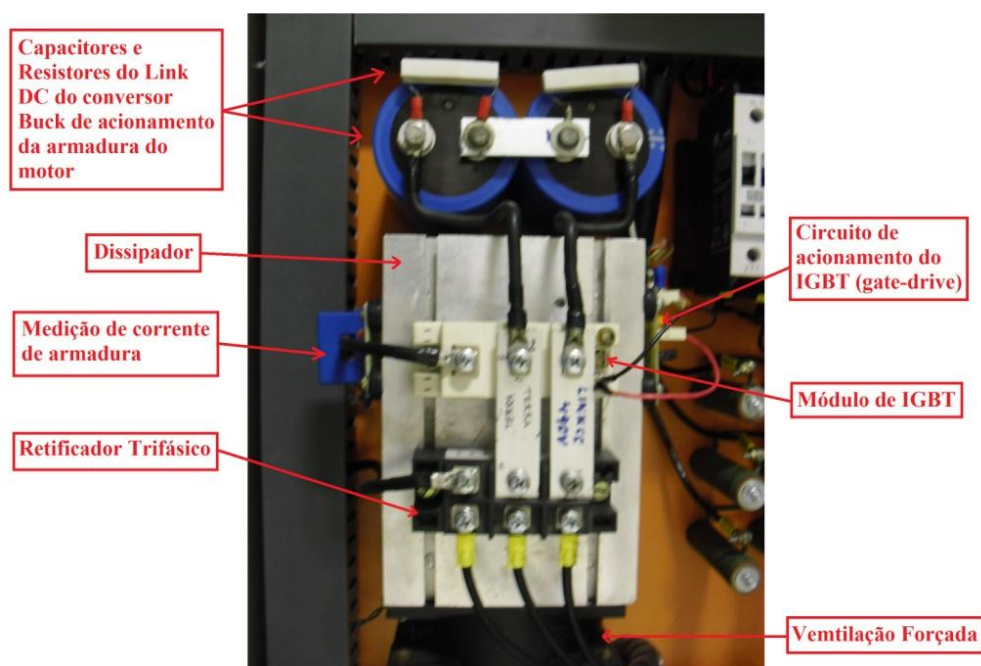


Figura 8.32: Conversor estático de acionamento do motor.

8.5.2.1 Funcionamento do conversor CC-CC

O funcionamento do conversor CC-CC, considerando o retificador trifásico em cascata com o banco de capacitores uma fonte de tensão contínua representada por V_{LDC} , é dividido em duas etapas conforme é ilustrado na Figura 8.33, onde R representa a resistência de armadura do motor, L representa a indutância do enrolamento de armadura e E_a representa a força contraeletromotriz do motor na velocidade nominal.

Na etapa de funcionamento (A), a chave de potência S recebe o comando do sinal de PWM do circuito de acionamento do IGBT para conduzir. Neste momento, o diodo D é polarizado inversamente e a fonte V_{LDC} é conectada a carga por meio da chave S . Desta forma, a corrente flui da fonte para a carga através da chave S .

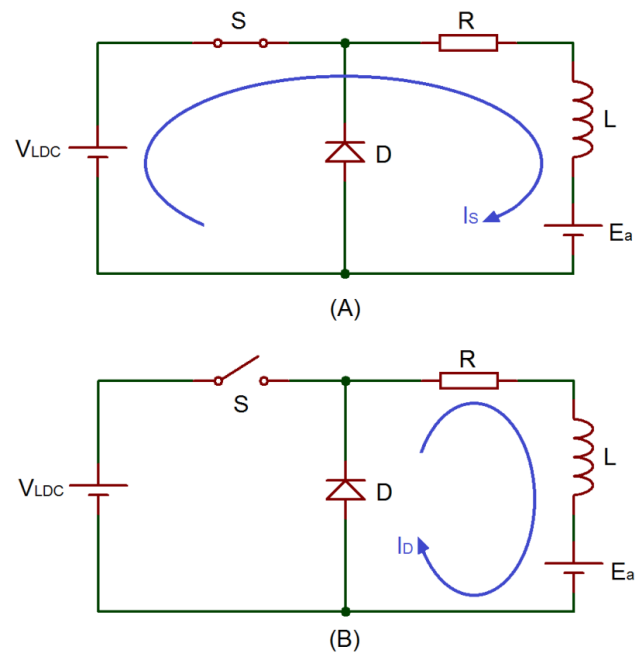


Figura 8.33: Etapas de funcionamento do conversor CC-CC.

Já na etapa (B), a chave de potência recebe do sinal de PWM o comando para abrir. Desta forma, devido à característica indutiva do enrolamento de armadura do motor que atua como fonte de corrente, a corrente de armadura do motor circula pelo enrolamento e pelo diodo de roda livre D. Portanto, quando a chave S está aberta, a tensão da fonte V_{LDC} aparece sobre a chave e a queda de tensão sobre o diodo é praticamente nula.

Desta forma, mostram-se na Figura 8.34 as formas de onda de tensão (V_a) e corrente (I_a) observadas na saída do conversor CC-CC e a forma de onda de tensão V_s sobre a chave de potência (IGBT), as quais são consequências do sinal de PWM aplicado entre o *gate* e o emissor do IGBT pelo circuito de comando desta chave de potência, onde I_M é o valor de corrente máximo, I_m é o valor de corrente mínima, T_{ch} é o período do sinal de PWM, t_{on} é o tempo em que a chave S conduz e t_{off} é o tempo em que a chave S não conduz, isto é, o tempo que o diodo D conduz.

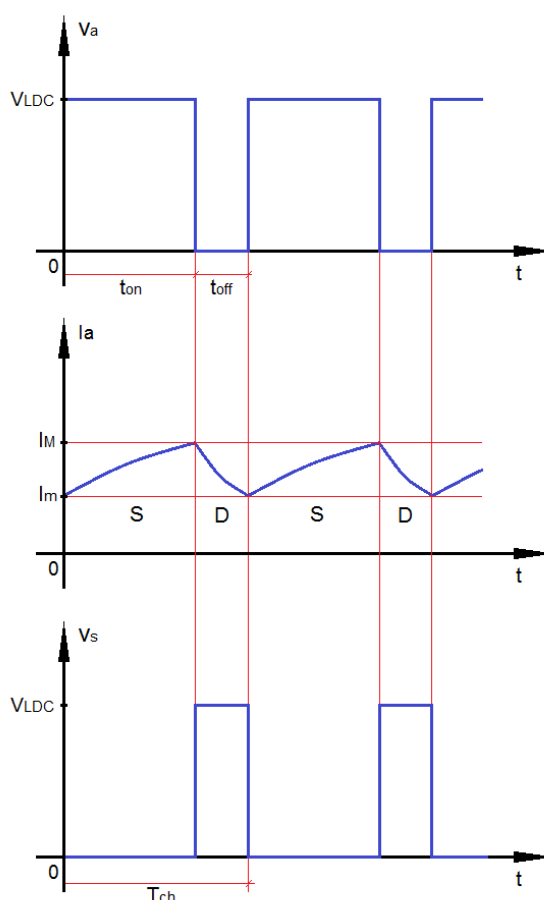


Figura 8.34: Formas de onda observadas no conversor CC-CC.

8.5.2.2 Dimensionamento dos elementos do conversor estático de acionamento do motor CC

No dimensionamento dos componentes do conversor estático de acionamento da micromáquina operando em condições nominais, define-se o ciclo ativo $D = 0,8$ para o sinal de PWM fornecer ao motor, por meio do conversor CC-CC, a tensão nominal de armadura da máquina.

Portanto, deduz-se que a tensão de Link dc V_{LDC} suficiente para tal finalidade é dada, segundo (MARTINS e BARBI, 2008), por

$$V_{LDC} = \frac{V_{a_n}}{D} = \frac{400}{0,8} = 500V,$$

onde V_{a_n} é a tensão nominal de armadura do motor.

Dessa forma, a tensão de fase V_{FS} do transformador, que alimenta o retificador trifásico, segundo (BARBI, 2006), é dada por

$$V_{FS} = \frac{V_{LDC}}{2,34} = \frac{500}{2,34} \cong 214V.$$

Logo, como a tensão de linha do transformador é definida como:

$$V_{LS} = 214 \times \sqrt{3} = 371V,$$

e como a potência aparente drenada do secundário deste transformador é, conforme (BARBI, 2006) dada por

$$S_2 = 1,05P_L = 1,05 \times 11k = 11,55kVA,$$

onde S_2 e P_L são as potências aparente fornecida pelo transformador e ativa consumida pela carga, respectivamente.

Portanto, seleciona-se o transformador de alimentação para o retificador do conversor conforme as restrições seguintes:

$$V_{LS} \geq 371V \Rightarrow V_{LS} = 380V$$

$$S_{trafo} \geq 11,55kVA \Rightarrow S_{trafo} = 15kVA$$

Logo, seleciona-se um transformador trifásico de 15kVA, com tensão de primário de 220V e de secundário, 380V.

Em seguida, dimensiona-se a ponte retificadora, onde a corrente de entrada do conversor CC-CC para $D = 0,8$ é, segundo (MARTINS e BARBI, 2008), definida por

$$I_{LDC} = DI_{a_n} = 22A.$$

onde I_{a_n} é a corrente nominal do motor da micromáquina.

Dessa forma, segundo (BARBI, 2006), a corrente média $I_{D_{med}}$ pelos diodos do retificador trifásico do conversor é dada por

$$I_{D_{med}} = \frac{I_{LDC}}{3} = 7,3A.$$

Portanto a corrente média direta que os diodos do retificador devem suportar deve obedecer a condição a seguir:

$$I_{D_{med}} \geq 7,3A.$$

Em seguida, como a tensão de fase de entrada do retificador, fornecida pelo transformador especificado, é $V_{FS} = 220V$, a tensão de pico inversa V_{D_p} sobre os diodos do retificador, segundo (BARBI, 2006), é dada por

$$V_{D_p} = \sqrt{6} \times V_{FS} \cong 539V.$$

Logo, a tensão de pico inversa que a ponte retificadora suporta deve obedecer a seguinte especificação:

$$V_{D_p} \geq 539V.$$

Em seguida, dimensiona-se o banco de capacitores do *link dc* para o filtro de saída do retificador trifásico por meio da Equação (8.46), conforme (BARBI, 2006), isto é:

$$C = \frac{P_{e_n}}{6f(V_{LP}^2 - V_{C_{min}}^2)}, \quad (8.46)$$

onde f é a frequência da tensão de entrada do retificador, ou seja, 60Hz; P_{e_n} é a potência fornecida ao circuito alimentado pelo retificador, a qual é selecionada como a potência elétrica nominal do motor, isto é, 11kW; V_{LP} é a tensão de pico sobre o banco de capacitores e como a tensão de linha de entrada do retificador é 380V, devido ao transformador especificado, a mesma é dada por

$$V_{LP} = 380 \times \sqrt{2} = 537V,$$

e $V_{C_{min}}$ é a tensão mínima sobre o banco de capacitores, a qual é dada por

$$V_{C_{min}} = 2,34V_{L_{mim}} \cong 515V.$$

Desta forma, em função dos valores especificados para V_{LP} e $V_{C_{min}}$, calcula-se por meio da Equação (8.46) a capacitância do banco de transformadores, ou seja:

$$C = \frac{11000}{6 \times 60 \times (537^2 - 515^2)} = 1320\mu F.$$

Portanto, o banco de capacitores do filtro de saída do retificador deve obedecer a seguinte especificação:

$$C \geq 1320\mu F.$$

Dessa forma, por meio de dois capacitores em série de $4800\mu F$, obteve-se para o banco de capacitores, a capacitância de $2400\mu F$ atendendo a especificação.

Para que o conversor CC-CC opere em condução contínua, a indutância da carga, ou seja, a indutância do enrolamento de armadura do motor L_a deve ser maior que a indutância crítica L_{CR} no pior caso de operação do conversor, isto é $L_a \gg L_{CR}$.

Portanto, como a indutância crítica, segundo (MARTINS e BARBI, 2008), é dada pela Equação (8.47), isto é:

$$L_{CR} = \frac{V_{LDC}}{8f_{ch}I_{a_n}}, \quad (8.47)$$

onde f_{ch} é a frequência de chaveamento do sinal de PWM aplicado ao IGBT pelo circuito de comando, ou seja, 14kHz; I_{a_n} é a corrente nominal de armadura do motor e V_{LDC} é a tensão média aproximada na entrada do conversor CC-CC, a qual é definida em função dos valores máximo e mínimo de tensão sobre o banco de capacitores do *link dc*, ou seja:

$$V_{LDC} = \frac{V_{LP} + V_{C_{min}}}{2} = 525.$$

Desta forma, em função dos valores especificados para f_{ch} , I_{a_n} e V_{LDC} , calcula-se a indutância crítica por meio da Equação (8.47), isto é:

$$L_{CR} = \frac{526}{8 \times 14 \times 10^3 \times 27,5} = 168,3\mu H.$$

Portanto, como $L_a = 28,2mH$ e $L_{CR} = 168,3\mu H$, garante-se plenamente a operação do conversor CC-CC em condução contínua para a frequência do PWM de 14kHz.

De acordo com Martins e Barbi (2008), o ciclo ativo D do sinal de PWM do conversor CC-CC deve obedecer fisicamente à restrição a seguir:

$$a < D < 1,$$

onde $a = \frac{E_{a_n}}{V_{LDC}}$ e E_{a_n} é a força contraeletromotriz do motor na velocidade nominal. Logo,

$a = 327/526 = 0,62$. Portanto a restrição para o ciclo ativo é obedecida.

Da mesma forma, a potência P_{e_n} fornecida pelo conversor CC-CC para a carga, isto é, o motor, deve obedecer à restrição a seguir:

$$0 < \frac{P_{e_n}}{V_{LDC} \cdot I} < 1 - a,$$

onde P_{e_n} é definida como a potência elétrica nominal do motor, ou seja, 11kW; V_{LDC} é a tensão do link dc, isto é, 525V e I é uma pseudocorrente, a qual é definida por $I = \frac{V_{LDC}}{R}$,

onde R é resistência do enrolamento de armadura do motor, ou seja, $R=2,6\Omega$. Logo, $I \cong 199A$. Dessa forma, como $\frac{P_{e_n}}{(V_{LDC} \cdot I)} = 0,105$ e $1 - a = 0,37$, a restrição para a potência

fornecida pelo conversor CC-CC para o motor é obedecida.

A corrente máxima I_M das formas de onda observadas no conversor CC-CC ilustradas na Figura 8.34 é dada pela Equação (8.48), isto é:

$$I_M = I \left[\frac{1 - e^{(-t_{on}/\tau)}}{1 - e^{(-T_{ch}/\tau)}} - a \right], \quad (8.48)$$

onde τ é a constante de tempo do enrolamento de armadura do motor CC da micromáquina, ou seja, $\tau = 10,66ms$; T_{ch} é o período do sinal de PWM, isto é, $71,429\mu s$; t_{on} é o tempo em que a chave S do conversor conduz e t_{off} é o tempo que a mesma não conduz. Como o ciclo ativo do sinal de PWM é $D = 0,8$, tem-se $t_{on} = 5,35\mu s$ e $t_{off} = 14,289\mu s$. Desta forma, por meio da Equação (8.48), calcula-se $I_M = 35,9A$.

Desta forma, o IGBT selecionado para o conversor CC deve obedecer às restrições: $I_C \geq 35,9A$ (para corrente de coletor) e $V_{CE} > 526V$ (para a tensão entre coletor e emissor do IGBT).

Na Tabela 8.6, estão organizados os componentes adotados para construir o conversor estático de acionamento do motor CC da micromáquina, os quais atendem todas as especificações dimensionadas para estes componentes.

Tabela 8.6: Componentes do conversor estático de acionamento do motor

Componente	Denominação comercial
Ponte retificadora	90MT80K
Módulo de IGBT	SKM50GB123D
Banco de capacitores do <i>link dc</i>	$2 \times 4800\mu F$ (em série)
Resistores de carga do <i>link dc</i>	$2 \times 10k\Omega$ (conforme a Figura 8.31)

8.6 Conclusão

Neste Capítulo, foi mostrado em detalhes o desenvolvimento e projeto dos principais circuitos que constituem o sistema eletrônico de acionamento, aquisição e controle da máquina primária do sistema de geração em escala reduzida, ou seja, do motor da micromáquina, revelando parte do esforço utilizado para implementar as técnicas de controle e de emulação das dinâmicas do servoposicionador e da turbina hidráulica para tornar o sistema de geração de escala reduzida uma ferramenta apropriada para ensino e pesquisa na área controle de sistemas de energia elétrica.

9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS OBTIDOS NOS TESTES COM O SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA

9.1 Introdução

Este capítulo tem o objetivo de descrever os experimentos realizados no sistema micromáquina com os subsistemas integrados de acionamento do motor e gerador, de regulação de tensão e regulação de velocidade. Nestes experimentos, foram adquiridas informações em forma de curvas de resposta, tais como: curvas de velocidade, potência, abertura do distribuído, etc. Estes resultados comprovam a eficácia das ferramentas desenvolvidas neste trabalho no que diz respeito aos sistemas de hardware e software, como também a técnica de emulação de turbina hidráulica e o regulador de velocidade proposto para tal turbina hidráulica.

Os testes realizados se resumem na partida da máquina, teste de resposta ao degrau, teste de variação de carga isolada em degrau, tomada de carga em rampa com a máquina sincronizada com rede e degrau na referência de carga do regulador de velocidade com a máquina também sincronizada na rede, onde todas as curvas levantadas estão medidas em valores pu.

9.2 Partida da máquina

Na Figura 9.1, é ilustrada a partida da máquina utilizando a técnica comumente usada em usinas hidrelétricas como a de Tucuruí, chamada partida “bang-bang”. Esta técnica consiste, neste caso, em limitar a abertura do distribuidor primeiramente em 30% até a velocidade de rotação de máquina alcançar 80% de seu valor nominal, a partir de então, o distribuidor é limitado em 25% até a velocidade alcançar o valor nominal. Neste momento, o regulador de velocidade é habilitado e o distribuído é liberado.

Nesta Figura, observa-se a eficácia da estratégia de emulação de turbinas hidráulicas proposta neste trabalho, pois, como se pode ver, a potência mecânica desenvolvida pelo motor, em cor lilás pontilhado, segue o sinal de potência de referência gerado pela dinâmica da turbina, em azul claro, programada no microcontrolador, graças à ação do controlador de potência. Dessa forma o regulador de velocidade da turbina hidráulica controla a velocidade

do motor, sinal em cor verde, como se estivesse aplicado a uma turbina hidráulica real, pois, a partir do momento que este regulador é habilitado pelo algoritmo de partida da máquina, ele gera um sinal de controle que atua no sentido de regular a velocidade em torno da nominal.

Nesta Ilustração, deve-se deixar claro que o sinal amarelo é o de controle, enquanto o verde é o sinal de torque, que coincide com o de potência quando a máquina alcança a velocidade nominal de 1pu. A curva verde é o sinal de abertura do distribuidor, que é resultado da emulação das dinâmicas da turbina e do servoposicionador. Em preto, tem-se o sinal de tensão de armadura aplicado ao motor, o qual é gerado pelo controle de potência da máquina.

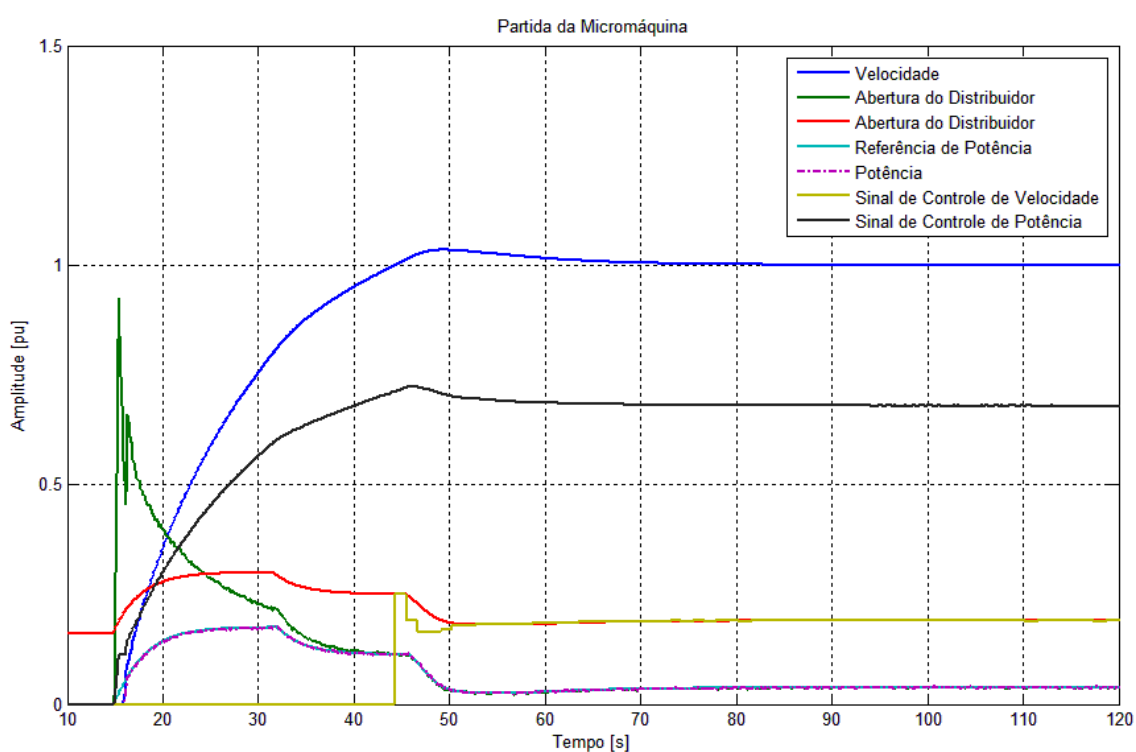


Figura 9.1: Partida da máquina.

9.3 Teste de Resposta ao degrau.

Na Figura 9.2, são mostradas as respostas ao degrau, na entrada de referência de velocidade, dos reguladores de velocidade, cujos projetos foram abordados na Seção 6.4 do Capítulo 6. Em tal Figura, observa-se que ambos os sinais apresentam um atraso de tempo, que, na realidade é um efeito devido à característica de fase não mínima da turbina hidráulica. No entanto, observa-se também que o regulador de velocidade projetado pelo método de

alocação polinomial de polos deixa o sistema mais rápido que o projetado pelo método de resposta em frequência para sistemas discretos do compensador por atraso de fase. Isso é devido ao fato do compensador por atraso de fase diminuir a frequência de cruzamento de ganho para aumentar as margens de estabilidade. Enquanto que o regulador projetado pelo método de alocação polinomial de polos, dependendo da escolha dos polos de malha fechada, pode deixar sistema de controle mais rápido ou mais lento conforme é analisado e demonstrado no Capítulo 7.

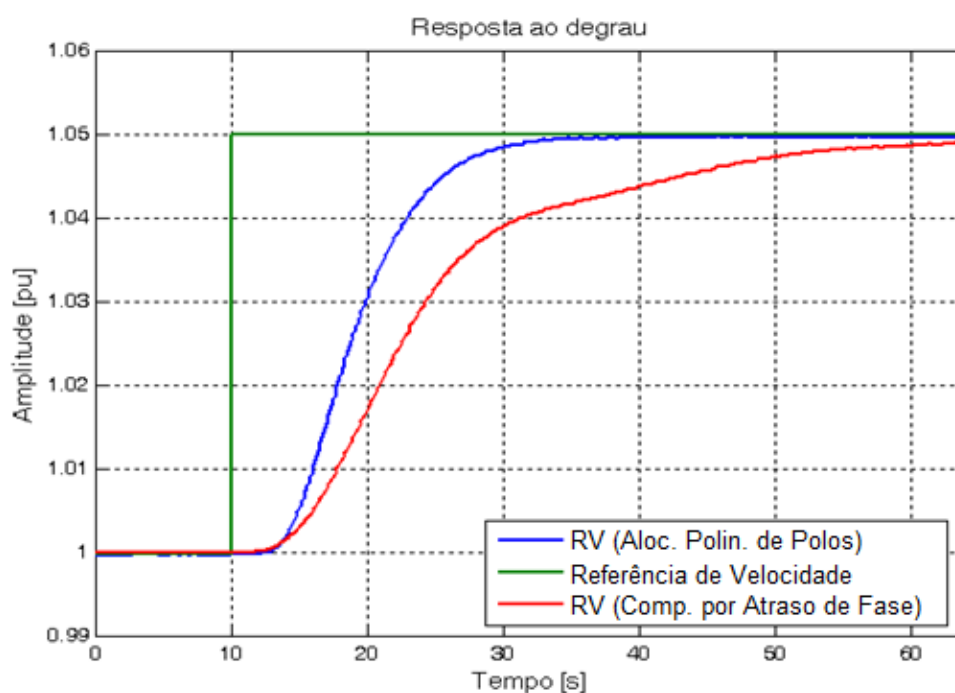


Figura 9.2: Resposta ao degrau de 0.05pu na referência de velocidade.

9.4 Teste de Variação de Carga Isolada em Degrá

Na Figura 9.3, é ilustrada a resposta do sistema de controle, projetado pela alocação polinomial de polos, a um degrau positivo de carga de 12% da potência nominal do gerador com a máquina inicialmente gerando um pouco mais de 0.4 pu de potência.

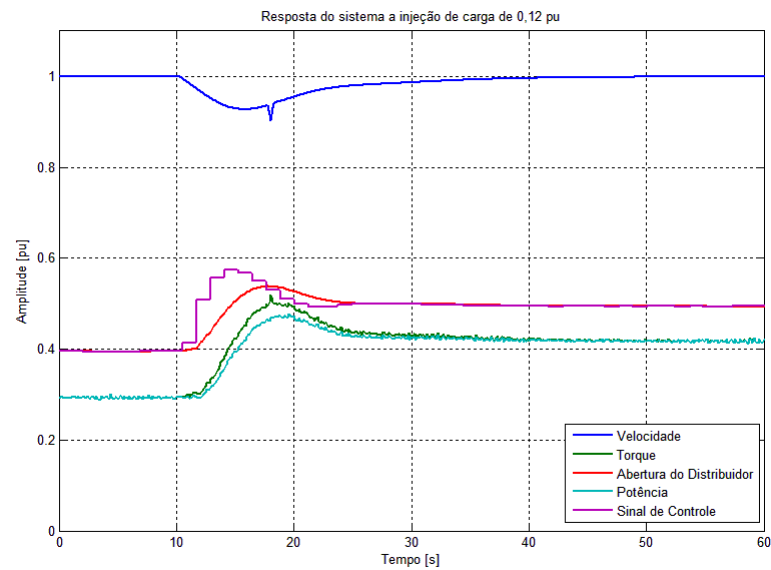


Figura 9.3: Resposta do sistema a um teste de injeção de carga de 0.12pu na base do gerador.

Na Figura 9.4, é ilustrada a resposta do sistema de controle, projetado pelo método de resposta em frequência utilizando o compensador por atraso de fase, a um degrau positivo de carga de 12% da potência nominal do gerador com a máquina inicialmente gerando um pouco mais de 0.3 pu de potência.

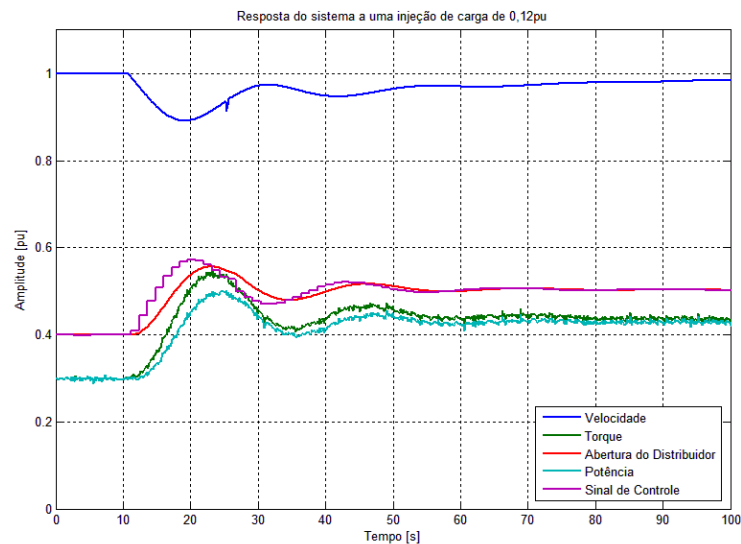


Figura 9.4: Resposta do sistema a um teste de injeção de carga de 0.12pu na base do gerador

Comparando as Figuras 9.3 e 9.4, observa-se que a resposta do primeiro sistema de controle é mais rápida e amortecida que do segundo sistema para uma perturbação na carga de 12%.

9.5 Teste de Tomada de Carga

Na Figura 9.5, é ilustrado o resultado do teste de tomada de carga com o sistema micromáquina interligado ao barramento da concessionária de energia local (Rede Celpa). Inicialmente o sistema estava gerando um pouco mais que 40% de sua capacidade nominal então por meio de um sinal de rampa aplicado a entrada de carga-frequência do regulador de velocidade, baixou-se a potência gerada até mesmos que 0.2pu de potência e, posteriormente, aplicando novamente um sinal de rampa na referência de carga do regulador de velocidade, elevou-se a potência gerada até quase 0,7pu de potência.

Apesar de o sistema micromáquina ter sido projetado de forma que seus parâmetros em pu correspondessem aos parâmetros de uma unidade hidrogeradora de grande porte, este sistema responde rapidamente ao sinal de carga-frequência, em comparação a um sistema real de grande porte que responde lentamente ao sinal de referência de carga. Isso é devido ao fato do sinal de referência de carga ser independente da dinâmica do regulador de velocidade proposto neste trabalho. Pois, quando a máquina está sincronizada na rede, o desvio de velocidade é praticamente nulo e a dinâmica do regulador pouco influencia na resposta da máquina a variações na referência de carga, que por sua vez, é dominada pela dinâmica do servoposicionador.

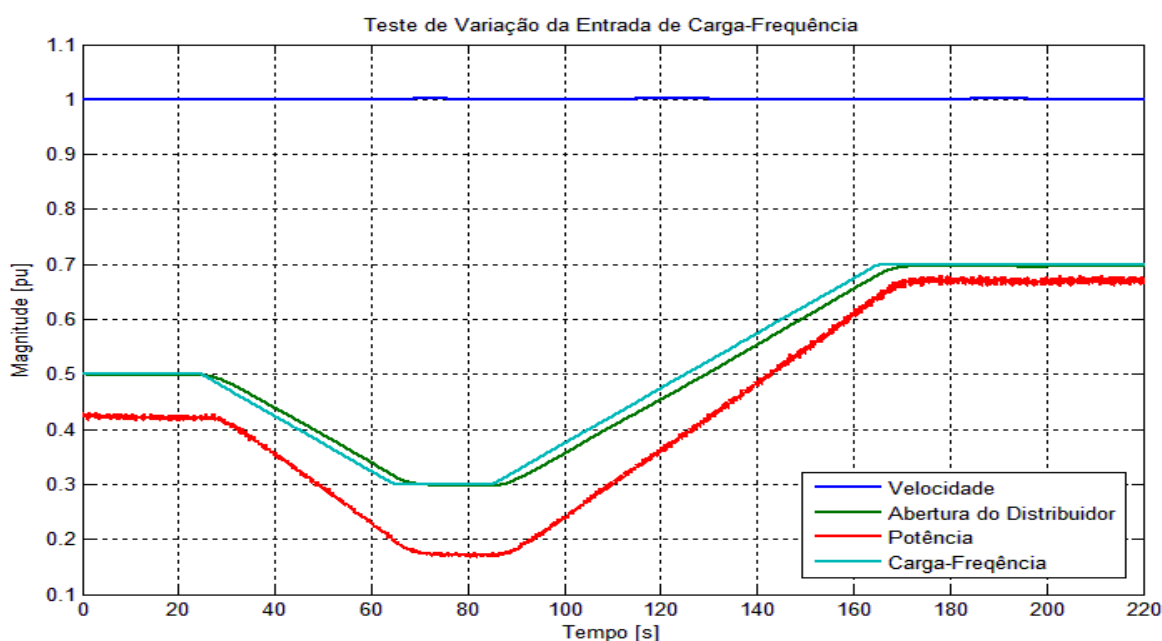


Figura 9.5: Teste de tomada de carga em rampa.

9.6 Degrau na Referência de CF

Na Figura 9.6, é ilustrada a resposta do sistema micromáquina, sincronizado na rede e gerando 60% da potência nominal, a um degrau positivo de 20%, na referência de carga do regulador de velocidade, e em seguida a um degrau negativo de 20%. Nesta ilustração, mais que nas anteriores, demonstra-se a eficácia da técnica de emulação de turbinas hidráulicas por meio do controle do motor, pois se observa a resposta inicialmente irregular a uma entrada tipo degrau em sistemas de fase não mínima, como é o caso de uma turbina hidráulica.

E, novamente, o sistema responde rapidamente ao degrau na referência de carga, devido ao fato da entrada de carga-frequência ser independente da dinâmica do regulador de velocidade proposto neste trabalho. No entanto, é comum em reguladores de velocidade, a entrada de carga-frequência depender da sua dinâmica, que é lenta, como é caso do regulador de velocidade do tipo PI ilustrado na figura 3.9, (OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO, 2006).

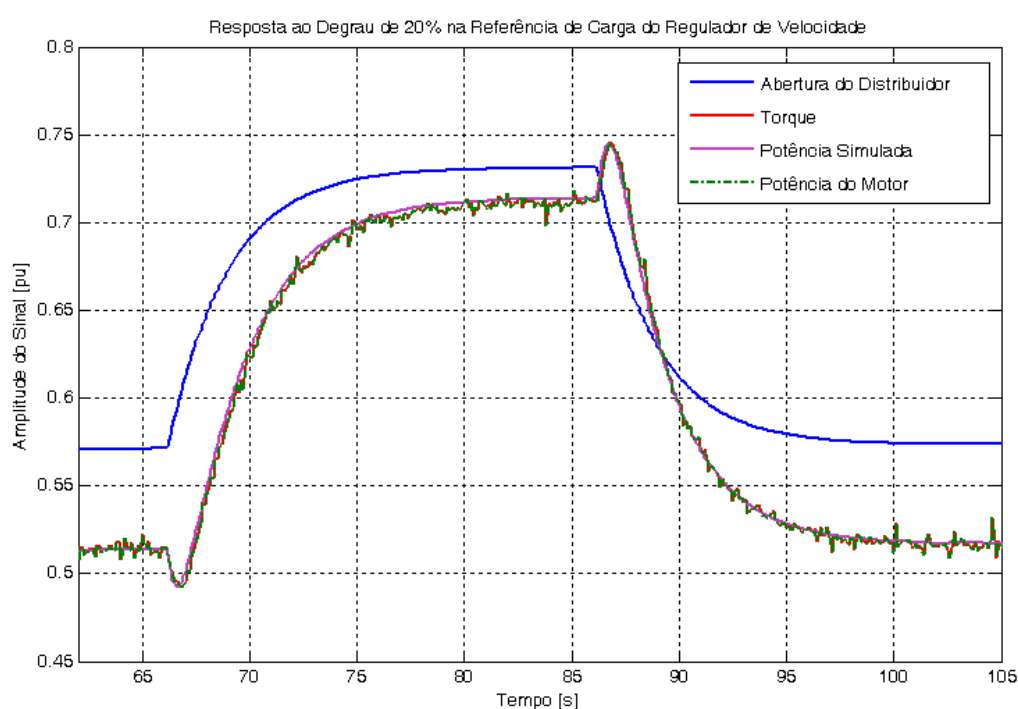


Figura 9.6: Degrau na referência de carga com a máquina sincronizada na rede.

10 CONCLUSÃO

Estudos de controle automático realizados apenas computacionalmente, sem testes em sistema reais, não oferecem uma formação completa a estudantes e pesquisadores de engenharia, que necessitam de vivência prática para obterem uma formação consolidada. Ou seja, precisam passar por experiências reais para terem seus conhecimentos consolidados a ponto de proporem soluções novas para problemas que aparecem no dia-a-dia, em campo.

Portanto, foi com esse propósito que se apresentou a descrição e a modelagem de um sistema físico real, em escala reduzida, para estudos de dinâmica e controle de sistemas elétricos de potência, o sistema micromáquina, bem como o desenvolvido do sistema de hardware e software que dá suporte aos sistemas de controle e acionamento que tornam sua operação mais segura e eficaz.

Os resultados alcançados até aqui dão o suporte necessário para a realização de pesquisas e trabalhos acadêmicos utilizando o sistema de geração em escala reduzida, como é o caso do desenvolvimento da pesquisa que culminou na realização desta dissertação, que certamente também servirá de referência para futuros trabalhos nesse mesmo sistema que já foi alvo de diversas pesquisas que resultaram em trabalhos de conclusão de curso, dissertações de mestrado e publicação de artigos.

No entanto, neste trabalho, procurou-se, diferente dos realizados anteriormente na micromáquina, gerar ferramentas que pudessem ser aproveitadas por outras pesquisas durante mais tempo, tendo um acabamento que se aproxime mais do industrial, substituindo assim ferramentas antigas e obsoletas, resultados de trabalhos anteriores, por ferramentas novas, baseadas em conceitos ainda não utilizados neste sistema.

Portanto, é neste contexto, que se apresentou uma proposta de técnica de emulação de turbina hidráulica, através do controle de potência aplicado ao motor CC do sistema micromáquina, a qual foi desenvolvida principalmente com o propósito de dar suporte ao estudo e desenvolvimento de técnicas de regulação de velocidade de turbinas hidráulicas com estratégias de controle clássico, robusto, adaptativo, etc.

O que levou, portanto, a apresentação de uma proposta de um regulador de velocidade digital para turbinas hidráulicas baseado na estrutura canônica RST de controle digital, na qual é apresentada uma técnica nova de inserção da característica de estatismo permanente em reguladores digitais com ação integral e com entrada de CF independente da dinâmica do

regulador de velocidade. Os parâmetros deste regulador são projetados pelas técnicas de projeto que foram estudadas neste trabalho e que dão suporte à proposta.

Então, dos resultados apresentados ao longo da descrição e desenvolvimento deste trabalho, comprova-se a eficácia das ferramentas aqui desenvolvidas, tanto em nível de hardware e software quanto a nível conceitual, tendo em vista que todas as ideias propostas foram comprovadas matematicamente ou experimentalmente por meio dos resultados teóricos deduzidos ou demonstrados e por meio dos resultados apresentados de forma experimental.

Portanto, para trabalhos futuros, propõe-se:

- Realizar um estudo das principais características dos componentes do sistema de potência em escala reduzida a fim de dimensionar um sistema de proteção baseado em relés específicos para essa função;
- Desenvolver um sistema de hardware e software mais robusto e sofisticado para o sistema micromáquina com acabamento industrial, de forma que leve muito mais tempo para ser substituído por resultado de outros trabalhos;
- Desenvolver um sistema supervisor para ser acrescentado ao sistema de controle e automação da micromáquina para aumentar a segurança e a flexibilidade de sua operação;
- Investigar técnicas avançadas de controle robusto e adaptativo aplicadas à melhoria do desempenho do regulador de velocidade frente a perturbações mais severas e a incertezas não modeladas e
- Estudar a dinâmica de outros tipos de turbina tendo como base a técnica de emulação desenvolvida neste trabalho por meio do controle de potência do motor, tais como: turbinas térmicas e turbinas eólicas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGÜERO, J. L. et al. Verification by Testes of Models Proposed for Synchronous Machines, Excitation Control Systems, Water Suply and Turbines and its Control Systems for Colbùn and Machicura Power Plants. **IEEE**, 2005.

ARAUJO, G. A. L. **Desenvolvimento e Implementação de Reguladores Digitais de Tensão e de Velocidade em Um Gerador Síncrono**. Universidade Federal do Pará. Belém. 2001.

ASTRÖN, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer Controled Systems-Theory and Desing**. 3ª. ed. Englewoard Cliffs: Prentice-Hall, 1997.

BARBI, I. **Elatrônica de Potência**. 6ª. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2006.

BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. **O Transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência**. Porto Alegre: Sagra Luzzato, 1997.

BIN, E. **Máquinas Elétricas e Acionamentos**. Rio de Janeiro: Elsevier, 2009.

CAMPOS, B. M. **Controles Digital e Fuzzy do Regulador de Tensão de um Sistema Micro-Gerador de Energia Elétrica**. Universidade Federal do Pará. Belém. 2003.

CORSI, S.; POZZI, M.; TAGLIABUC, G. A new Real-Time Digital Simulator of the Turbine-Alternator-Grid System (STAR) for Control Apparatus closed-loop tests. **IEEE Transaction on Energy Conversion**, v. 13, p. 282-291, September 1998.

DI PAOLO, Í. F. **Aplicação de Técnicas de Padrões de Projeto Orientados a Objeto na Construção de Framework para Modelagem e Simulação Dinâmica de Unidades Geradoras**. Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. Belém, p. 56-74. 2009.

DINIZ, P. S. R.; DA SILVA, E. A. B.; NETTO, S. L. **Processamento digital de sinais: projeto e análise de sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2004.

DOS SANTOS, E. Z. A. **Simulador em Tempo Real para Testes de Reguladores de Velocidade de Turbinas Hidráulicas**. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo. 2006.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLAY JR., C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas: Com introdução à eletrônica de potência**. Tradução de Anatólio Laschuk. 6ª. ed. Porto Alegre: Bookman, 2006. ISBN 85-60031-04-9.

HARTMANN; BRAUN. **Catálogo de Produtos ABB - Instrumentação Elétrica**. ABB. [S.l.]. 2002.

HARTMANN; BRAUN. **Sincronoscópio Digital ABB SD144, ficha técnica - N00144**. ABB. [S.l.]. 2002.

HIDALGO, E. M. P. **Modelo para Diagnose de Falhas em Regualdor de Velocidade de Turbina Hidráulica**. Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. São Paulo. 2010.

HORVAT, K.; KULJACA, O.; KULJACA, L. Nonlinear Resonance Jump in Turbine Governor Positioning System. **The 11th Mediterranean Conference on Control & Automation**, Greece, 18-20 June 2003.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. New York: McGraw-Hill, Inc, 1994. ISBN 0-07-035958-X.

LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**. Germany: Springer, 2006. ISBN 1846280559.

MACHOWSKI, J.; BIALEK, J. W.; BUMBY, J. R. **Power Systems Dinamics: Stability and Control**. 2ª. ed. United Kingdom: Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-72558-0.

MARKUS, O.; CIPELLI, V. A. M.; SANDRINI, W. J. **Teoria e Desenvolvimento de Projetos de Circuitos Eletrônicos**. 21ª Edição. ed. São Paulo: Érica, 2005.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC básicos não isolados**. 3ª. ed. Florianópolis: Edição dos autores, 2008.

MELLO, F. P. D. **Dinâmica e Controle da Geração**. Tradução de Almoraci S. Algarve e João M. Soares. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 1979.

MORAES, A. R. B. D. **DESENVOLVIMENTO E IMPLEMENTAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL PARA REGULAÇÃO DE TENSÃO E AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS EM UM GERADOR SÍNCRONO DE 10KVA**. Universidade Federal do Pará/ Faculdade de Engenharia Elétrica. Belém. 2011.

MORAES, A. R. B. D.; DA SILVA, E. N. V. **Modernização do Sistema de Regulação de Tensão e Velocidade de um Grupo Gerador de 10KVA**. Universidade Federal do Pará. Belém. 2008.

MOUTINHO, M. N. **Metodologias experimentais em identificação paramétrica, controle digital e fuzzy aplicadas a um gerador síncrono**. Universidade Federal do Pará. Belém. 2007.

OGATA, K. **Discrete-Time Controle Systems**. Rio de Janeiro: Prentice-Hall, Inc, 1987. ISBN 0-13-216227-X.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Tradução de Paulo Alvaro Maya. 4ª Edição. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003. ISBN 85-87918-23-0.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **Diretoria de Planejamento e Programação da Operação. Avaliação da Regulação de Velocidade da UHE de Tucuruí na Ocorrência do Dia 20/12/2005 às 12h40min**. ONS RE 3/043/2006. Rio de Janeiro. 2006.

PAES, F. H. S.; DE NEGRI, V. J. **Capacitação Industrial para Construção de Sistemas Hidráulicos de Controladores de Turbinas - Modelagem para Automação de Pequenas Centrais Hidrelétricas, PROJETO PADCT/REIVAX.** Universidade Federal de Santa Catarina/Centro Tecnológico. Florianópolis, p. 52-54. 2002.

RISUENHO, J. R. R. **Desenvolvimento de um Estabilizador Digital de Sistemas de Potência para Testes em Unidades Geradoras da UHE DE Tucuruí.** Universidade Federal do Pará. Belém. 2005.

SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica.** Tradução de Antônio Carlos Seabra; Márcio Lobo Netto, *et al.* 4ª. ed. São Paulo: Pearson Makron Books, 2000. ISBN 85-346-1044-4.

SILVA, A. S. E.; COSTA, A. J. A. S. **Aspectos Dinâmicos do Controle de Sistemas de Potência.** Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2000.

STRAH, B.; KULJACA, O.; VUKIC, Z. Speed and Active Power Control of Hydro Turbine Unit. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, p. 424-434, June 2005.

SWIFT, G. W. A Comprehensive Generator-Line-Infinite-Bus Micromachine Model. **IEEE Transaction on Power Systems**, v. 8, p. 1400-1406, November 1993.

THROCKMORTON, P. J.; WOZNIAK, L. A Generic DSP-Based Real-Time Simulator with Application to Hydrogenerator Speed Controller Development. **IEEE Transaction on Energy Conversion**, v. 9, p. 238-242, June 1994.

WIN, T. N. Hydraulic Governor Control System for Francis Turbine. **Internacional Conference on Sustainable Development: Issues and Prospects for the GMS**, 12-14 November 2008.

APÊNDICE

Código C do Firmware escrito para o dsPIC30f4011

Rotina principal:

/*

Firmware de Controle para emulação de Turbina Hidráulica
e Regulação de Velocidade do Motor da Micromáquina

*/

/*

Universidade Federal do Pará
Instituto de Tecnologia
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica

Dissertação de Mestrado

INVESTIGAÇÃO DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIGITAL
PARA REGULAÇÃO DE VELOCIDADE E EMULAÇÃO DA DINÂMICA
DE TURBINAS HIDRÁULICAS, COM IMPLEMENTAÇÃO E TESTES
EXPERIMENTAIS EM UMA MICROMÁQUINA DE 10KVA

Paulo Sergio Nascimento Filho (Autor)

Belém

Abril/2011

*/

```
#include <p30f4011.h>
```

```
#include <Timer.h>
```

```
#include <adc10.h>
```

```
#include <pwm.h>
```

```
#include <uart.h>
```

```
#include <incap.h>
```

```
#include <string.h>
```

```
#include <stdio.h>
```

```

#include "C:\Documents and Settings\uMAQUINA\Meus documentos\Firmware_RV\delay_RV.h"
#include "C:\Documents and Settings\uMAQUINA\Meus documentos\Firmware_RV\ConfigPerif.h"
#include "C:\Documents and Settings\uMAQUINA\Meus documentos\Firmware_RV\Display_LCD.h"
#include "C:\Documents and Settings\uMAQUINA\Meus documentos\Firmware_RV\funcs_RV.h"

//Fuses
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16);
_FWDT(WDT_OFF);
_FBORPOR(MCLR_EN & PBOR_OFF & PWRT_OFF);
_FGS(CODE_PROT_OFF);

#define Ts 0.0025

#define K0_RF0
#define K1_RF1

/*Declaração de variáveis globais*/
unsigned int NIntT2 = 562;
unsigned long int ContagemTotal = 3686400;

static unsigned int Parte_Maq = 0, Aum_CF = 0, Dim_CF = 0, Deg_CF = 0,
                Deg_Ref_V = 0, Estado_Estatismo = 1, Campo = 0, Armadura = 0;
/**/

/*Rotina de Medição de Velocidade*/
//Rotina de tratamento de Interrupção do IC2:
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _IC2Interrupt(void)
{
    unsigned int ContTimer2 = 0;

    ReadCapture2(&ContTimer2);
    ContagemTotal = ContTimer2 + 65535*NIntT2; //Número de contagens do Timer2 entre dois pulsos
    capturados.

    if(ContagemTotal >= 3686400) ContagemTotal = 3686400; //Limita a ContagemTotal.
    if(ContagemTotal <= 1) ContagemTotal = 1; //Limita a ContagemTotal.

    NIntT2 = 0; //Reinicia o número de contagens de Interrupções do Timer2.

    WriteTimer2(0); //Reinicia a contagem do Timer 2.

```

```

_IC2IF = 0; //Zera o FLAG de Interrupção do IC2.
} //Fim RTI IC2.

//Rotina de tratamento de Interrupção do Timer2
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _T2Interrupt(void)
{
    NIntT2++; //Número de Interrupções do Timer2 entre dois pulsos capturados.

    if(NIntT2 > 56) NIntT2 = 56; //Limita a contagem do número de interrupções.

    WriteTimer2(0); //Reinicia a contagem do Timer 2.

    _T2IF=0; //Zera o FLAG de Interrupção do Timer 2.
} // Fim RTI Timer2
/**/

//Rotina de tratamento de Interrupção de Recepção da UART.
void __attribute__((__interrupt__)) _U1RXInterrupt(void)
{
    static unsigned int i=0;
    unsigned char RecebeDados[2]="0";

    IFS0bits.U1RXIF=0;

    //ROTINA DE RECEPÇÃO DE DADOS PELA UART.
    while((!U1STAbits.RIDLE)&&U1STAbits.URXDA&&(!U1STAbits.OERR))
    {
        RecebeDados[i] = ReadUART1();
        if(RecebeDados[i]==10)
        {
            i=0;
            break;
        }
        else i++;
    }
    if(U1STAbits.OERR)U1STAbits.OERR = 0;

    switch(RecebeDados[0])
    {

```

```
case '1':
    Parte_Maq = 1;
    break;
case '2':
    Parte_Maq = 0;
    break;
case '3':
    Aum_CF = 1;
    break;
case '4':
    Dim_CF = 1;
    break;
case '5':
    Deg_CF = 1;
    break;
case '6':
    Deg_Ref_V = 1;
    break;
case '7':
    Estado_Estatismo = 1;
    break;
case '8':
    Estado_Estatismo = 0;
    break;
case 'A':
    Campo = 1;
    break;
case 'B':
    Campo = 0;
    break;
case 'C':
    Armadura = 1;
    break;
case 'D':
    Armadura = 0;
    break;
default:
    break;
}
```

```

} //Fim RTI UART.
////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////
//Rotina de tratamento de Interrupção do ADC10 (RTI_AD)
void __attribute__((__interrupt__, no_auto_psv)) _ADCInterrupt(void)
{
    WriteTimer3(0); //Limpa o contador do Timer 3
    _ADIF=0; //Limpa o flag de interrupção.

    static float Torq=0.0, Uv=0.0, Up=0.0;
    float W = 0.0, Wf = 0.0, Ref_Pm=0.0, Pm=0.0, go=0.16, CF=0.0, Ref=0.0;
    static unsigned int HABILITA_RV = 0;
    static unsigned int M = 0, N=0, CondInic = 1;

    if(Campo)K0 = 1;
    else K0 = 0;

    if(Armadura)K1 = 1;
    else K1 = 0;

    Torq = FiltroMC(le_entrada(0)); //Filtragem do sinal de corrente "= torque" (em pu).

    /* Medição de velocidade */
    W = LeiaVeloc(ContagemTotal); //Sinal de Saída (Velocidade em pu).

    Wf = FiltroMV(W);

    Pm = Torq*Wf; //Cálculo da potência mecânica.

    Ref = 1.0 + DegrauV(0.05, 100.0, Ts, Deg_Ref_V); //Sinal de Referência de Velocidade.

    CF = seta_CF(Aum_CF, Dim_CF) + DegrauCF(0.2, 50.0, Ts, Deg_CF); //Referência de carga.

    Aum_CF = 0;
    Dim_CF = 0;
    Deg_CF = 0;
    Deg_Ref_V = 0;

```

```

if(Parte_Maq)
{
  if(HABILITA_RV)
  {
    /* Regulador de Velocidade e reamostragem para Ts = 1.2s */
    M++;
    if(M > 479)
    {
      Uv = RegVeloc( Ref, Wf, CF, Estado_Estatismo); //Saída da lei de controle de velocidade.
      M = 0; //Reinicia a Contagem
      CondInic = 0;
    }
    /* */
    if(CondInic)Uv = 0.25;
    go = ServoPosic(Uv); //Sinal de saída do modelo do servoposicionador.
  }
  else
  {
    /* Partida Bang-Bang */
    if((Wf >= 0.0) && (Wf < 0.8))go = ServoPosic(0.3); //g = 0.3pu.
    if(Wf >= 0.8)go = ServoPosic(0.25); // g = 0.25pu.
    if(Wf >= 1.0)HABILITA_RV = 1; //Habilita o regulador de velocidade.
    /* */
  }
}
else
{
  /* Parada da Máquina */
  HABILITA_RV = 0; //Desabilita o regulador de velocidade.
  CondInic = 1;
  go = ServoPosic(Parar(Uv, Parte_Maq));
  Uv = 0.0;
  /* */
}

Ref_Pm = TurbinaH(go); //Sinal de potência vindo do modelo da turbina.

Up = ContPotencia(Ref_Pm, Pm, Wf)*(4.0/5.3); //Sinal de controle do Controlador de Potência.

Ciclo_Ativo(Up); //Atualiza o ciclo-ativo do PWM.

```

```

N++;
if(N > 39)
{
    UART_Transmite(Wf,Torq,go,Ref_Pm,Pm,Uv,Up,CF,Ref); //Transmite dados pela serial.
    N = 0;
}

} //Fim RTI ADC10.

////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////////

//Rotina Principal
int main(void)
{
    //unsigned int Permuta = 0;

    TRISB=0x0100;
    TRISE=0x00DE;
    TRISF=0x0000;

    inicia_LCD();
    limpa_LCD();

    goto_LCD(0);
    string_LCD((unsigned char *)" Reg. de Veloc. ");

    goto_LCD(64);
    string_LCD((unsigned char *)"Paulo Nascimento");

    controle_cursor_LCD(0x0C);

    inicia_TIMER2(); //Inicia o Timer2.
    inicia_IC2(); //Inicia o IC2.
    inicia_TIMER3(Ts); //Inicia o Timer3.
    inicia_ADC10(); //Inicia o ADC10.
    inicia_PWM(); //Inicia o módulo PWM.
    inicia_UART1(); //Inicia a UART1.

```

```

//Loop infinito.
while(1);

return 0;
} //Fim do main().

```

Biblioteca de funções especiais do RV:

```
//Funcionalidades para o Firmware do RV.
```

```

#include <Timer.h>
#include <adc10.h>
#include <pwm.h>
#include <uart.h>
#include <incap.h>

```

```

#include <stdio.h>
#include <math.h>

```

```

float le_entrada(unsigned int c)
{
    unsigned int canal=0;
    float x;

    canal = ReadADC10(c);

    //27.5A -> 27.5mA -> 4V -> 818.4 -> 1.0pu.
    x = (float)(canal/1023.0)*(5.0/4.0);
    return x;
}

```

```
// Medição de velocidade
```

```
float LeiaVeloc(ContTimer2)
```

```

{
    float Wpu = 0.0;

```

```
Wpu = 1.0/(ContTimer2/30720.0); //Sinal de Saída (Velocidade em pu).
```

```
if(Wpu < 0.01) Wpu = 0.00; //Limite mínimo de medição de velocidade (0.9878Hz).
```



```

    return Wpu;
}

void Ciclo_Ativo(float var1)
{
    unsigned int cicloativo1;

    //Resolution=log(2.FCY/FPWM)/log(2).
    //Resolution=log(2x29,48MHz/14kHz)/log(2) = 12 bits.

    unsigned a=4095; //2^12.

    //Traduz a amplitude do sinal de controle em ciclo-ativo do PWM.
    cicloativo1=(unsigned int)(a*var1);

    //Configura o Ciclo Ativo 1
    SetDCMCPWM(1,cicloativo1,0);
}

void UART_Transmite(double S1, double S2, double S3, double S4, double S5, double S6, double S7,
double S8, double S9)
{
    unsigned char DADO[60];

    sprintf(DADO,"% .4f % .4f % .4f % .4f % .4f % .4f % .4f % .4f % .4f\n",S1,S2,S3,S4,S5,S6,S7,S8,S9);

    putsUART1((unsigned int *)DADO);
    while(BusyUART1());
}

float DegrauCF(float Amp, float Duracao, float PerAmost, unsigned int AtivaDegrau)
{
    {
        static unsigned int HabDeg = 0;
        static float Deg = 0.0, Dur = 0.0;

        if(AtivaDegrau && !HabDeg)HabDeg = 1;

        if(HabDeg)
        {
            Deg = Amp;

```

```

Dur = Dur + PerAmost;
if(Duracao <= Dur)
{
    HabDeg = 0;
    Dur = 0.0;
}
}
else
{
    HabDeg = 0;
    Deg = 0.0;
}

return Deg;
}

```

```

float DegrauV(float AmpV, float DuracaoV, float PerAmostV, unsigned int AtivaDegrauV)
{
    static unsigned int HabDegV = 0;
    static float DegV = 0.0, DurV = 0.0;

    if(AtivaDegrauV && !HabDegV)HabDegV = 1;

    if(HabDegV)
    {
        DegV = AmpV;
        DurV = DurV + PerAmostV;
        if(DuracaoV <= DurV)
        {
            HabDegV = 0;
            DurV = 0.0;
        }
    }
    else
    {
        HabDegV = 0;
        DegV = 0.0;
    }

    return DegV;
}

```

```

}
```

```

//Rampa de Parada.
```

```

float Parar(float Val_Inic, unsigned int EST)
```

```

{
    static float dec;
    static unsigned int hab=1;
    float m_dec=0.05, Ts_dec=0.0025;

    if(!EST)
    {
        if(hab)
        {
            dec=Val_Inic;
            hab = 0;
        }

        if(dec > 0.0)dec=dec-m_dec*Ts_dec;
        if(dec <= 0.0)
        {
            dec = 0.0;
            hab = 1;
        }
    }
    else
    {
        dec = Val_Inic;
        hab = 1;
    }

    return dec;
}
```

```

float seta_CF(unsigned int Aumenta_CF, unsigned int Diminui_CF)
```

```

{
    static float CF=0.0; //CF=Carga Frequência.
    float m2=0.4, Ts2=0.0025;

    //Aumenta Carga Frequência.
    if((Aumenta_CF==1)&&(Diminui_CF==0))
```

```

{
  if(CF<0.8)CF=CF+m2*Ts2;
  if(CF>0.8)CF=0.8;
}

//Diminui Carga Frequência.
if((Diminui_CF==1)&&(Aumenta_CF==0))
{
  if(CF>0.0)CF=CF-m2*Ts2;
  if(CF<0.0)CF=0.0;
}

return CF;
}

//Função que implementa o Regulador de Velocidade da Turbina.
float RegVeloc(float Ref_Veloc, float Veloc, float Ref_Carga,unsigned int Hab_Estatismo)
{
  #define s1 -1.299389
  #define s2 0.430663
  #define s3 -0.131274

  #define r0 4.645504
  #define r1 -8.224658
  #define r2 4.268201
  #define r3 -0.573892

  #define T 0.115155

  static float uo[4]={0.25, 0.25, 0.25, 0.25};
  static float y[4]={1.0, 1.0, 1.0, 1.0};

  float Ref, u, sp;

  y[0] = Veloc;
  Ref = Ref_Veloc;

  if(Hab_Estatismo) sp = 0.00575775;
  else sp = 0.0;

```

```

    uo[0]=(2/(sp+2))*(T*Ref-(r0*y[0]+r1*y[1]+r2*y[2]+r3*y[3])-
    (sp/2+s1)*uo[1]+s2*uo[2]+s3*uo[3])); //Controlador RST.

```

```

    if(uo[0]>=1.0)uo[0]=1.0;
    if(uo[0]<=-1.0)uo[0]=-1.0;

```

```

    y[3]=y[2];
    y[2]=y[1];
    y[1]=y[0];

```

```

    uo[3]=uo[2];
    uo[2]=uo[1];
    uo[1]=uo[0];

```

```

    u = uo[0]+Ref_Carga;

```

```

    return u;
}

```

//Função que implementa o Controlador de Potência Mecânica do Motor.

```

float ContPotencia(float Ref_Potencia, float Potencia, float veloc)

```

```

{
    #define sp1 -1.0
    #define rp0 0.2267
    #define rp1 -0.1604
    #define Tp 0.0663

```

```

    static float V[2], P[2];
    float Ref_P;

```

```

    Ref_P = Ref_Potencia;
    P[0] = Potencia;

```

```

    V[0]=Tp*Ref_P-(rp0*P[0]+rp1*P[1])-(sp1*V[1]); //Controlador RST.

```

```

    /*Limita a tensão de armadura em função da velocidade*/

```

```

    if(veloc > 0.07)
    {
        if(V[0] >= 1.25)V[0]=1.25;
    }

```

```

    }
    else
    {
        if(V[0] >= 0.15)V[0]=0.15;
    }
    if(V[0] <= 0.0)V[0]=0.0;
/* */

```

```
P[1]=P[0];
```

```
V[1]=V[0];
```

```
return V[0];
```

```
}
```

```
//Filtro da medição de corrente (MC).
```

```
float FiltroMC(float Sinal_Ia)
```

```

{
    static float hc[2] = {0.0, 0.0}, gc[2] = {0.0, 0.0};
    float Xc = 0.0, Yc = 0.0;

```

```
#define bc0 0.2929
```

```
#define bc1 0.5858
```

```
#define bc2 0.2929
```

```
#define ac1 4.218e-6
```

```
#define ac2 0.1716
```

```
Xc=Sinal_Ia;
```

```
Yc = bc0*Xc + hc[1];
```

```
hc[0] = bc1*Xc - ac1*Yc + gc[1];
```

```
gc[0] = bc2*Xc - ac2*Yc;
```

```
hc[1] = hc[0];
```

```
gc[1] = gc[0];
```

```
return Yc;
```

```
}
```

```
//Filtro da medição de velocidade (MV).
```

```

float FiltroMV(float Sinal_W)
{
    static float hv[2] = {0.0, 0.0}, gv[2] = {0.0, 0.0};
    float Xv = 0.0, Yv = 0.0;

    #define bv0 0.00013651072209386
    #define bv1 0.00027302144418772
    #define bv2 0.00013651072209386

    #define av1 -1.96668138526348
    #define av2 0.96722742815186

    Xv=Sinal_W;
    Yv = bv0*Xv + hv[1];
    hv[0] = bv1*Xv - av1*Yv + gv[1];
    gv[0] = bv2*Xv - av2*Yv;

    hv[1] = hv[0];
    gv[1] = gv[0];

    return Yv;
}

//Função que implementa a Dinâmica de uma Turbina Hidráulica.
float TurbinaH(float g)
{
    #define At 1.25
    #define Ho 1.0
    #define Tw 1.54
    #define Unl 0.2
    #define Pr 1.0 //A potência base do sistema é a nominal do motor.
    #define gfl 0.96
    #define gnl 0.16
    #define Ta 0.0025 //Período de amostragem.

    float G, Pmo, H;
    static float U[2]={0.200,0.200};
    static float Delta_H[2]={0.0, 0.0};

    if(g >= gfl)g = gfl;

```

```

if(g <= gnl)g = gnl;

G = At*g;

H = (U[0]/G)*(U[0]/G);

Delta_H[0] = Ho-H;

U[0] = U[1] + (Ta/(2*Tw))*(Delta_H[0]+Delta_H[1]);

// if(U[0]>=1.2)U[0]=1.2;
// if(U[0]<=0.2)U[0]=0.2;

Pmo = H*(U[0]-Unl);

U[1] = U[0];
Delta_H[1] = Delta_H[0];

return Pmo*Pr;
}

```

//Função que implementa a Dinâmica de um Servoposicionador.

```

float ServoPosic(float Uc)
{
#define Gmax 0.96
#define Gmin 0.16
#define tg 2.8
#define tp 0.016
#define Pa 0.0025 //Período de Amostragem

static float xg[2]={0.16,0.16}, xp[2]={0.0,0.0}, uc[2]={0.16,0.16};

uc[0]=Uc;

xg[0] = xg[1]+(Pa/(2*tg))*(xp[0]+xp[1]);
xp[0] = ((2*tp-Pa)/(2*tp+Pa))*xp[1]+(Pa/(2*tp+Pa))*((uc[0]-xg[0])+(uc[1]-xg[1]));

if(xg[0] >= Gmax)xg[0]=Gmax;
if(xg[0] <= Gmin)xg[0]=Gmin;

```



```

    xg[1]=xg[0];
    xp[1]=xp[0];
    uc[1]=uc[0];

    return xg[0];
}

```

Biblioteca de configuração do dsPIC30F4011:

```
//Configuração dos Periféricos para o dsPIC30F4011.
```

```

#include <Timer.h>
#include <adc10.h>
#include <pwm.h>
#include <uart.h>
#include <incap.h>

```

```
//Inicialização do Timer1.
```

```
void inicia_TIMER1(float Ta1)
```

```
{
    unsigned int T1COM_Register, PR1_Register;
```

```
    CloseTimer1(); //Feixa o Timer1.
```

```
    WriteTimer1(0); //Zera a contagem do Timer1.
```

```
    ConfigIntTimer1(T1_INT_PRIOR_1 & //Configura a prioridade do Timer1 como 1.
                    T1_INT_ON); //Habilita a interrupção do timer 1.
```

```
    T1COM_Register = T1_ON & //Habilita o Timer.
```

```
                    T1_GATE_OFF & //Desabilita o gate pin para o Timer1.
```

```
                    T1_IDLE_CON & //Continua o Timer1 se o componente estiver no modo Idle.
```

```
                    T1_PS_1_256 & //Prescaler 1:256.
```

```
                    T1_SOURCE_INT; //Sinal de Clock interno para o Tcy.
```

```
    //PR_Register=Período*Fcy/(NCanais*Prescale).
```

```
    PR1_Register=(unsigned int)(Ta1*29.4912e6/(1.0*256.0)); //Define o Período de Amostragem.
```

```
    OpenTimer1(T1COM_Register, PR1_Register); //Inicia o Timer1.
```

```
} //Fim inicia_TIMER1.
```

```

//Inicialização do Timer2.
void inicia_TIMER2(void)
{
    unsigned int T2COM_Register, PR2_Register;

    CloseTimer2(); //Desliga o Timer2.

    WriteTimer2(0); //Zera a contagem do Timer2.

    ConfigIntTimer2(T2_INT_PRIOR_5 & //Configura a prioridade do Timer2 como 5.
        T2_INT_ON); //Habilita a interrupção do timer2.

    T2COM_Register = T2_ON & //Habilita o Timer2.
        T2_GATE_OFF & //Desabilita o gate pin do Timer2.
        T2_IDLE_CON & //Continua o Timer2 se o componente estiver no modo Idle.
        T2_PS_1_8 & //Prescaler 1:8.
        T2_SOURCE_INT & //Sinal de Clock interno para o Tcy.
        T2_32BIT_MODE_OFF; //Não aciona o timer 2 e o 3 para um timer de 32bits.

    PR2_Register = 65535; //Configuração da Contagem do Timer2.

    OpenTimer2(T2COM_Register,PR2_Register); //Inicia o Timer2.
} //Fim inicia_TIMER2.

//Inicialização do Timer3.
void inicia_TIMER3(float Ta3)
{
    unsigned int T3COM_Register, PR3_Register;

    CloseTimer3(); //Feixa o Timer3.

    WriteTimer3(0); //Zera a contagem do Timer3.

    ConfigIntTimer3(T3_INT_PRIOR_0 & //Configura a prioridade do Timer3 como 0.
        T3_INT_OFF); //Desabilita a interrupção do timer 3.

    T3COM_Register = T3_ON & //Habilita o Timer.
        T3_GATE_OFF & //Desabilita o gate pin para o Timer3.
        T3_IDLE_CON & //Continua o Timer3 se o componente estiver no modo Idle.

```

```

T3_PS_1_64 & //Prescaler 1:64.
T3_SOURCE_INT; //Sinal de Clock interno para o Tcy.

//PR_Register=Período*Fcy/(NCanais*Prescale).
PR3_Register=(unsigned int)(Ta3*29.4912e6/(1.0*64.0)); //Define o Período de Amostragem.

OpenTimer3(T3COM_Register, PR3_Register); //Inicia o Timer3.
} //Fim inicia_TIMER3.

//Inicialização do ADC10.
void inicia_ADC10(void)
{

    unsigned int config_1;
    unsigned int config_2;
    unsigned int config_3;
    unsigned int configport;
    unsigned int configscan;

    CloseADC10(); // Fecha o ADC10

    SetChanADC10(ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN8 &
        ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF);

    ConfigIntADC10( ADC_INT_ENABLE & // Habilita a interrupção do ADC10.
        ADC_INT_PRI_1); //Define prioridade 3.

    config_1 = ADC_MODULE_ON & //Habilita o ADC10
        ADC_IDLE_CONTINUE & //Define a operação em modo Idle.
        ADC_FORMAT_INTG & //Define o formato do resultado de conversão como inteiro.
        ADC_CLK_TMR & //Define a fonte de gatilho de conversão como estouro do timer.
        ADC_AUTO_SAMPLING_ON & //Define a amostragem automática.
        ADC_SAMPLE_INDIVIDUAL &
        ADC_SAMP_ON; //Habilita a amostragem.

    config_2 = ADC_VREF_AVDD_AVSS &
        ADC_SCAN_OFF &
        ADC_CONVERT_CH0 &
        ADC_SAMPLES_PER_INT_1 & //Define o número de amostras por interrupção como 1.
        ADC_ALT_BUF_OFF &

```

```

        ADC_ALT_INPUT_OFF;

    config_3 = ADC_SAMPLE_TIME_20 & //Define o tempo de amostragem como 4*Tad.
        ADC_CONV_CLK_SYSTEM & //Seleção da fonte de clock de converção (Tcy)
        ADC_CONV_CLK_20Tcy; //Define o Tad.

    configport = ENABLE_AN8_ANA; //Pino 10.

    configscan = SCAN_NONE;

    OpenADC10(config_1,config_2,config_3,configport,configscan); // Inicia ADC10

    }//Fim inicia_ADC10.

//Inicialização do PWM
void inicia_PWM(void)
{
    //unsigned int cicloativoreg=0;
    //unsigned int updatedisable=0;

    unsigned int periodo;
    unsigned int sptime;
    unsigned int config;
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;
    unsigned int config3;

    config =(PWM_INT_DIS & //Desabilita a Interrupção da PWM
        PWM_INT_PR0 & //Define prioridade 0
        PWM_FLTA_DIS_INT); //Desabilita a Interrupção do Fault A

    ConfigIntMCPWM(config); //Configura as Interrupções do módulo PWM

    SetDCMCPWM(1,0,0); //Configura o Ciclo Ativo 1

    //FCY=29,4921MHz.
    //PTPER=FCY/(FPWM.(PTMR Prescaler))-1 >>> Period calculation for Free Running Count Mode.

    periodo =2047; //Valor do Período (ou Frequência) do PWM

```

```

//PTPER=29.4912M/(14000*1)-1 = 2047 >>> Para o modo FREE RUNNIG
COUNT MODE.
sptime =0;

config1 = (
    PWM_EN &          //Habilita o módulo PWM
    PWM_IDLE_CON &    //Configura a aperção em modo Idle
    PWM_IPCLK_SCALE1 & //Define o prescaler como 1
    PWM_OP_SCALE6 &   //Define o postscaler como 6
    PWM_MOD_FREE);    //Define o modo FREE RUNNIG COUNT MODE

config2 = (
    PWM_MOD1_IND &    //Define o modo Individual para o PDC1
    PWM_PDIS1H &      //Desabilita PWM1L
    PWM_PEN1L &       //Habilita PWM1L
    PWM_PDIS2H &      //Desabilita PWM2H
    PWM_PDIS2L &      //Desabilita PWM2L
    PWM_PDIS3H &      //Desabilita PWM3H
    PWM_PDIS3L &      //Desabilita PWM3L
    );

config3 = (PWM_SEVOPS16 & PWM_OSYNC_PWM & PWM_UEN); //Habilita a atualização do
módulo PWM

OpenMCPWM(periodo,sptime,config1,config2,config3); //Inicia o módulo PWM
}

//Inicialização da UART1.
void inicia_UART1(void)
{
    unsigned int ubrg;
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;

    CloseUART1(); //Desabilita a UART1
    ubrg = 15;    //Taxa de transmissã 115200bps
                //ubrg=29.4912M/(16*115200)-1=15.

    ConfigIntUART1(UART_RX_INT_EN & //Desabilita a Interrupção de Recepção da UART.
        UART_RX_INT_PR3 & //Define a Prioridade da Interrupção de Recepção como 4.

```

```

UART_TX_INT_DIS & //Desabilita a Interrupção de Transmissão da UART.
UART_TX_INT_PR0); //Define a Prioridade da Interrupção de Transmissão como 0.

```

```

config1=

```

```

    UART_EN & //Habilita UART1.
    UART_IDLE_CON & //UART1 funciona no modo IDLE.
    UART_RX_TX & //Configura a operação nos pinos alternativos de TX e RX.
    UART_DIS_LOOPBACK & //Desabilita o modo Loop Back.
    UART_DIS_ABAUD & //Desabilita o modo autobaud.
    UART_NO_PAR_8BIT & //Define o dado com 8 bits e sem bit de paridade.
    UART_1STOPBIT; //Define o stop bit como 1

```

```

config2=

```

```

    UART_INT_TX_BUF_EMPTY & //Interrupção TX quando o buffer estiver vazio.
    UART_IrDA_POL_INV_ZERO &
    UART_SYNC_BREAK_DISABLED &
    UART_TX_ENABLE & //Habilita a transmissão da UART.
    UART_TX_BUF_NOT_FUL &
    UART_INT_RX_CHAR & //Define a Interrupção RX quando o buffer tiver 4 caracteres.
    UART_ADR_DETECT_DIS & //Desabilita o modo de address detect.
    UART_RX_OVERRUN_CLEAR; //Limpa o flag de overrun.

```

```

    OpenUART1(config1, config2, ubrg); //Configura a UART1.

```

```

    while(BusyUART1()); //Aguarda até desocupar a UART.

```

```

} //Fim inicia_UART1.

```

```

//Inicialização do IC2.

```

```

void inicia_IC2(void)

```

```

{
    CloseCapture2();

    ConfigIntCapture2(IC_INT_PRIOR_7 &
        IC_INT_ON);

    OpenCapture2(IC_IDLE_CON &
        IC_TIMER2_SRC &
        IC_INT_1CAPTURE &
        IC_EVERY_FALL_EDGE); //RISE ou FALL ou EDGE.

```

```
}//Fim inicia_IC2.
```

Biblioteca de funcionalidade do Display:

```
//Display_LCD.
```

```
#include "C:\Documents and Settings\uMAQUINA\Meus documentos\Firmware_RV\delay_RV.h"
```

```
#include <PORTS.h>
```

```
void escreve_LCD(unsigned char c, unsigned char C_C)
```

```
{
    unsigned char C[2];
    unsigned char X[8];

    X[0]=(c>>7)&0x1;
    X[1]=(c>>5)&0x2;
    X[2]=(c>>3)&0x4;
    X[3]=(c>>1)&0x8;
    X[4]=(c<<1)&0x10;
    X[5]=(c<<3)&0x20;
    X[6]=(c<<5)&0x40;
    X[7]=(c<<7)&0x80;

    C[0] = X[3]|X[2]|X[1]|X[0];
    PORTB = C[0]^C_C;
    Delay_Us(20e-6); //antes 40e-6.
    PORTB = C[0]^0x00; //Desabilita LCD.
    Delay_Us(20e-6); //antes 40e-6.
    C[1] = (X[7]|X[6]|X[5]|X[4])>>4;
    PORTB = C[1]^C_C;
    Delay_Us(20e-6);
    PORTB = C[1]^0x00; //Desabilita LCD.
    Delay_Us(20e-6); //antes 40e-6.
}
```

```
void limpa_LCD(void)
```

```
{
    escreve_LCD(0x01, 0x10);
    Delay_Ms(2e-3);
}
```

void string_LCD(unsigned char *STRING) //Na passagem de vetores para funções, passa-se apenas o endereço do primeiro elemento do vetor.

```
{
    static unsigned int Is = 0;
    while(STRING[Is]!='\0') //O último elemento de um esting é o caractere nulo '\0'.
    {
        escreve_LCD(STRING[Is], 0x30);
        Is++;
    }
    Is = 0;
}
```

void goto_LCD(unsigned char pos)

```
{
    escreve_LCD(0x80+pos, 0x10);
}
```

void controle_cursor_LCD(unsigned char est)

```
{
    escreve_LCD(est, 0x10);
    Delay_Ms(2e-3); //antes 1.6e-3
}
```

void inicia_LCD(void)

```
{
    Delay_Ms(20e-3);
    escreve_LCD(0x3,0x10); //instrução.
    Delay_Ms(5e-3);

    escreve_LCD(0x3,0x10); //instrução.
    Delay_Us(150e-6);

    escreve_LCD(0x3,0x10); //instrução.
    Delay_Us(50e-6);

    escreve_LCD(0x2,0x10); //instrução (set 4 bit mode).
    Delay_Us(40e-6);

    escreve_LCD(0x28,0x10); //Modo 4 bits, 2 linhas, fonte 5x8.
    Delay_Us(40e-6);
}
```



```

    escreve_LCD(0x08,0x10);    //Desliga o display.
    Delay_Us(40e-6);

    escreve_LCD(0x01,0x10);    //Limpa o LCD.
    Delay_Ms(2e-3);

    escreve_LCD(0x06,0x10);    //Entry mode.
    Delay_Us(40e-6);

    escreve_LCD(0x0E,0x10);    //Liga display.
    Delay_Ms(10e-3);
}

```

Biblioteca de funções de atraso:

```

#include "delay_RV.h"

unsigned int temp_count;

// numero de ciclos = delay_count * 3209 (+ 6 + 10)
void Delay_Ms(float Tempo_ms)
{
    unsigned int delay_count;
    delay_count = (unsigned int)(Fcy * Tempo_ms) / 3209;
    temp_count = delay_count + 1;
    asm volatile("outer: dec _temp_count");
    asm volatile("cp0 _temp_count");
    asm volatile("bra z, done");
    asm volatile("do #1600, inner" );
    asm volatile("nop");
//SRbits.IPL=3;
    asm volatile("inner: nop");
    asm volatile("bra outer");
    asm volatile("done:");
}

// numero de ciclos = delayUs_count * 209 (+ 6 + 10)
void Delay_Us(float Tempo_us)
{

```

```
unsigned int delayUs_count;
delayUs_count = (unsigned int)(Fcy * Tempo_us) / 209;
temp_count = delayUs_count + 1;
asm volatile("outer1: dec _temp_count");
asm volatile("cp0 _temp_count");
asm volatile("bra z, done1");
asm volatile("do #100, inner1");
asm volatile("nop");
// SRbits.IPL=3;
asm volatile("inner1: nop");
asm volatile("bra outer1");
asm volatile("done1:");

}
```