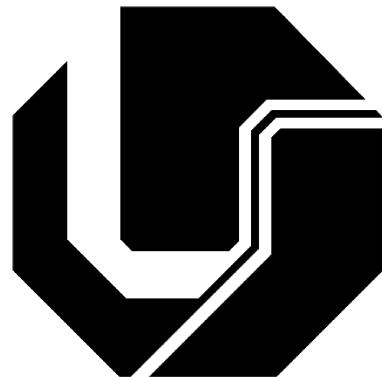


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



GUILHERME HENRIQUE ALVES

**UMA PROPOSTA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO
MICROCONTROLADO PARA GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS**

UBERLÂNDIA/MG
2016

GUILHERME HENRIQUE ALVES

UMA PROPOSTA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO MICROCONTROLADO PARA GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, área de concentração: Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Luciano Martins Neto, Dr. (Orientador)
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Geraldo Caixeta Guimarães, Ph.D.
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Gustavo Finholdt, Dr.
Instituto Federal do Triângulo Mineiro

UBERLÂNDIA/MG
2016

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

A474p Alves, Guilherme Henrique, 1989-
2016 Proposta de regulador automático de tensão microcontrolado para
geradores síncronos isolados / Guilherme Henrique Alves. - 2016.
153 f. : il.

Orientador: Luciano Martins Neto.
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Dínamos - Corrente alternada -
Teses. 3. Microcontroladores - Teses. I. Martins Neto, Luciano, 1948- II.
Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.3

GUILHERME HENRIQUE ALVES

UMA PROPOSTA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO MICROCONTROLADO PARA GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS

Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Ciências, área de concentração: Engenharia Elétrica.

Aprovado em: 16/09/2016

Prof. Luciano Martins Neto, Dr.
Orientador
Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Darizon Alves de Andrade, Ph.D.
Coordenador do curso de pós-graduação
Universidade Federal de Uberlândia

**UBERLÂNDIA/MG
2016**

Dedico este trabalho à minha família, por
todo apoio e amor em todos momentos da minha
vida.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por estar ao meu lado nas minhas quedas, momentos de fraquezas, nas lutas e controvérsias, vitórias, derrotas e por todas oportunidade que tive em minha vida.

Aos meus pais, Veronice e Sergio que me deram a vida e me ensinou a vivê-la com dignidade. Que compartilharam os meus ideais e os alimentaram, incentivando-me a prosseguir na jornada, seja quais fossem os obstáculos.

À minha irmã Amanda, que esteve sempre a me ouvir quando eu mais necessitava e pronta a me oferecer suas palavras de apoio e carinho.

À minha avó Maria por me ensinar que vale a pena viver com dignidade respeitando a todos com humildade e honestidade.

Aos meus outros avós que neste momento de conquista não estão presentes para comemorar comigo, e hoje não tenho os seus abraços forte e carinhosos, mas guardo os ensinamentos que deixaram muito importante para mim.

Ao meu orientador Luciano Martins, pela orientação, dedicação, paciência e principalmente pela amizade durante todo o processo.

Aos professores do curso de pós graduação ensinamentos em sala de aula durante o processo de ensino.

A todos os amigos do núcleo de Máquinas e Aterramentos Elétricos, em especial ao Thiago e Fernando.

Ao meu amigo de graduação Lúcio por toda ajuda neste projeto com seu conhecimento teórico e prático na elaboração e fabricação dos circuitos eletrônicos.

À Cinara pela prestação de serviço junto a todos da secretaria de pós-graduação.

À CAPES, pelo suporte financeiro.

Aos demais amigos de Uberaba.

“Se as coisas são inatingíveis... ora!
Não é motivo para não querê-las...
Que tristes os caminhos, se não fora
A presença distante das estrelas!”

Mário Quintana – Poema: Das Utopias, 2005.

RESUMO

UMA PROPOSTA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO MICROCONTROLADO PARA GERADORES SÍNCRONOS ISOLADOS

Os sistemas de controle de excitação em máquinas síncronas devem detectar com bastante rapidez as mudanças causadas pela entrada de carga no gerador isolado e atuar no sistema de excitação de forma rápida e eficiente, para manter a tensão terminal em níveis desejados. Ao contrário de outros trabalhos realizados nesta área com circuitos eletrônicos analógicos, em muitos casos, este controlador pode ser construído utilizando tecnologia microcontrolada por possuir alto nível de eficiência no controle, circuito com flexibilidade para implementação de diferentes estratégias de controle e baixo custo para produção.

A abordagem deste trabalho consiste em uma proposta para aplicação de um controle de excitação automático utilizando uma malha PID, com opções de controle manual, monitoramento de tensão terminal e temperatura de estator da máquina, utilizando um microcontrolador PIC16F877A da empresa Microchip Technology.

Os resultados obtidos a partir de ensaios práticos em laboratório com partidas diretas de motores de indução (1 e 2 cv) com um gerador de 2 kVA mostra que a atuação do controlador recuperou a tensão terminal em pouco tempo, para o setpoint adotado.

E por fim, os resultados obtidos foram comparados com os tempos de resposta de outro conhecido regulador automático de tensão encontrado no mercado, para comprovar o bom desempenho de controle deste projeto.

Palavras-chave: Gerador Síncrono Isolado; Regulador Automático de Tensão; Microcontrolador PIC; Sistema de Excitação.

ABSTRACT

A PROPOSAL OF AN AUTOMATIC MICROCONTROLLED VOLTAGE REGULATOR FOR ISOLATED SYNCHRONOUS GENERATORS

The excitation control systems in synchronous machines must very quickly detect changes caused by load increase on the isolated generator and act on the excitation system in a rapid and efficient way in order to maintain terminal voltage at optimal desired levels. Unlike other works related with this area which used analog-based electronic circuits, this controller can in many case be built utilizing microcontrolled technology which is more efficient and flexible to implement different control strategies, as well as having a low cost of production.

The approach of this research consists in a proposal to apply an automatic excitation controller, utilizing a PID control loop, including manual adjustments and monitorings of terminal voltage and stator temperature of the machine. It employs a PIC16F877A microcontroller from the Microchip Technology Company.

The results obtained through practical tests in laboratory with a direct online start of induction motors (1 and 2 HP) on a 2 kVA generator show that the controller acts to recover the terminal voltage to the adopted setpoint in a reduced time.

Finally, the results were also compared to the time of response provided from another well-known automatic voltage regulator found in the market, in order to prove the good control performance of this project.

Keywords: Isolated Synchronous Generator, Automatic Voltage Regulator; PIC Microcontroler; Excitation System.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 -	Subsistemas de um sistema de potência associado aos controles	32
Figura 2.2 -	Diagrama esquemático de um problema de estabilidade	33
Figura 2.3 -	Modelo simplificado de uma máquina síncrona	35
Figura 2.4 -	<i>Capability chart</i> de uma máquina síncrona	37
Figura 2.5 -	Círculo equivalente de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito	39
Figura 2.6 -	Diagrama fasorial da condição inicial de operação do sistema da figura 2.5	39
Figura 2.7 -	Diagrama fasorial mostrando as restrições de controle do sistema da figura 2.5	40
Figura 2.8 -	Diagrama fasorial mostrando os efeitos de um aumento na tensão de excitação mantendo constantes a potência ativa (P) e a tensão (V)	40
Figura 2.9 -	Configuração típica de um sistema de excitação	41
Figura 2.10 -	Diagrama simplificado do sistema de excitação <i>boost-buck</i>	44
Figura 2.11 -	Conexões entre os Transformadores de Potencial e os retificadores do sistema <i>boost-buck</i>	45
Figura 2.12 -	Amplificadores operacionais como um comparador: (a) conexão do circuito, (b) diagrama de blocos	45
Figura 2.13 -	Diagrama de blocos do amplificador	46
Figura 2.14 -	Curva de saturação da excitatriz de corrente contínua	47
Figura 2.15 -	Diagrama de blocos do sistema de controle da excitação tipo <i>boost-buck</i>	49
Figura 3.1 -	Regulador de esferas de Watt	50
Figura 3.2 -	Diagrama de blocos – Sistema de controle industrial	52

Figura 3.3 -	(a) Diagrama de blocos de um controlador liga/desliga; (b) Diagrama de blocos de um controlador liga/desliga com intervalo diferencial	53
Figura 3.4 -	(a) Sistema de controle de nível de líquido; (b) Válvula eletromagnética	53
Figura 3.5 -	Curva do nível $h(t)$ versus tempo, relativo ao sistema da figura 4(a)	54
Figura 3.6 -	Diagrama de blocos de um controlador proporcional	55
Figura 3.7 -	Diagrama de blocos de um controlador integral	56
Figura 3.8 -	(a) Diagrama de blocos de um controlador proporcional integral; (b) e (c) diagramas esboçando um degrau unitário de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador	57
Figura 3.9 -	(a) Diagrama de blocos de um controlador PD; (b) e (c) diagramas esboçando uma rampa unitária de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador	58
Figura 3.10 -	(a) Diagrama de blocos de um controlador PID; (b) e (c) diagramas esboçando uma rampa unitária de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador	59
Figura 4.1 -	Sistema com oscilação estável.	63
Figura 4.2 -	Sistema com erro de regime permanente.	64
Figura 4.3 -	<i>Overshoot</i> causado pelo alto ganho integral.	64
Figura 4.4 -	PID analógico série	65
Figura 4.5 -	PID analógico paralelo	66
Figura 4.6 -	Sistema de controle digital	67
Figura 4.7 -	Discretizador típico de um conversor A/D	70
Figura 5.1 -	Logotipo da empresa <i>Microchip</i> ®	75
Figura 5.2 -	Circuito integrado PIC16F877A	75
Figura 5.3 -	Diagrama de blocos do PIC 16F877A	77
Figura 5.4 -	Esquema dos ciclos de máquina	78
Figura 5.5 -	Mapa de memória e pilha do PIC16F877A	80
Figura 5.6 -	Bancos de memória PIC16F877A	81
Figura 5.7 -	O PIC16F877A	84
Figura 5.8 -	O cristal com oscilador externo	87

Figura 5.9 -	O oscilador com malha RC	87
Figura 5.10 -	O oscilador com fonte de <i>clock</i> externa utilizando CI555	87
Figura 6.1 -	PCI do drive de acionamento, <i>software</i> Proteus 8.0	91
Figura 6.2 -	Circuito drive em funcionamento	91
Figura 6.3 -	PCI do sistema de controle, <i>software</i> Proteus 8.0	92
Figura 6.4 -	Circuito de controle em funcionamento	92
Figura 6.5 -	Teclado alfanumérico 3x4	93
Figura 6.6 -	Tela de menu, para inserir o valor de <i>Set Point</i> , ganhos kp, ki, kd e seleção de ajuste manual ou automático	94
Figura 6.7 -	Tela de monitoria do <i>Set Point</i> , MV, PV e temperatura do estator da máquina síncrona	94
Figura 6.8 -	<i>Buzzer</i> 5V utilizado no projeto	95
Figura 6.9 -	Valor do tempo de controle pelo ajuste do potenciômetro	97
Figura 6.10 -	Curva para ajuste da proteção V/Hz	98
Figura 7.1 -	Bancada de testes utilizada para os testes experimentais	100
Figura 7.2 -	VT02 Termômetro IR <i>Visual Fluke</i>	101
Figura 7.3 -	Mapas de aquecimento infravermelho do gerador síncrono 2kVA, com duas mesclas de imagens	102
Figura 7.4 -	Mapas de aquecimento infravermelho do drive de acionamento construído, com duas mesclas de imagens	103
Figura 7.5 -	Mapas de aquecimento infravermelho do circuito controlador, com duas mesclas de imagens	104
Figura 7.6 -	Ganhos kp =1 e ki = 1 (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no <i>software Matlab</i>	105
Figura 7.7 -	Leitura de tensão entre linhas utilizando multímetro digital	105
Figura 7.8 -	Ganhos kp = 3,2 e ki = 2,3 (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no <i>software Matlab</i>	106
Figura 7.9 -	(a) Motor de indução 1 cv; (b) Dados de placa, motor de indução 1cv	107
Figura 7.10 -	Ganhos kp =4,1 e ki = 3,4 (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no <i>software Matlab</i>	108
Figura 7.11 -	(a) Motor de indução 2 cv; (b) Dados de placa, motor de indução 2cv	109

Figura 7.12 - Ganhos $k_p = 1,55$ e $k_i = 1,1$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; 110
(b) Plotagem dos pontos exportados no *software Matlab*

Figura 7.13 - Ganhos $k_p = 4,6$ e $k_i = 3,6$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; 111
(b) Plotagem dos pontos exportados no *software Matlab*

LISTA DE TABELAS

Tabela 6.1 - Subsistemas de um sistema de potência associado aos controles	96
Tabela 7.1 - Comparaçao entre o AVR desenvolvido e o MA330	113

LISTA DE UNIDADES

1. SÍMBOLOS UTILIZADOS EM EXPRESSÕES MATEMÁTICAS

Símbolo	Significado	Unidade
K_p	Ganho proporcional	-
K_i	Ganho integral	-
K_d	Ganho derivativo	-
$f_{sampling}$	Frequência de amostragem	Hz
f_{signal}	Frequência do sinal	Hz
X_s	Reatância Síncrona	Ω
V_t	Tensão Terminal	Volt (V)
δ	Ângulo de carga	Graus ($^{\circ}$)
P_{max}	Potência máxima	Watt (W)
θ	Ângulos do fator de potência	Graus ($^{\circ}$)
E_g	Tensão interna do gerador	Volt (V)
V_{dc}	Tensão contínua	Volt (V)
τ	Constante de tempo	Segundos (s)
V_{REF}	Tensão de referência	Volt (V)
V_F	Tensão de excitação	Volt (V)

2. SIGLAS E ABREVIATURAS

Símbolo	Significado
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PV	<i>Process Variable</i>
MV	<i>Manipulated Variable</i>
SP	<i>Setpoint</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
AVR	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
<i>rms</i>	<i>Root Mean Square</i>
DIP	<i>Dual in Line Package</i>

SUMÁRIO

1.	CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	29
1.1.	APRESENTAÇÃO	29
2.	CAPÍTULO II - SISTEMAS DE CONTROLE DA EXCITAÇÃO	31
2.1.	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	31
2.2.	SISTEMAS DE EXCITAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA	34
2.3.	JUSTIFICATIVAS PARA O USO DO REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO	34
2.4.	MANUTENÇÃO DE TENSÃO CONSTANTE SOB CARGA	35
2.5.	PREVENÇÃO DE SOBRETENSÃO APÓS REJEIÇÃO DE CARGA	36
2.6.	MELHORAMENTO DE ESTABILIDADE SOB CARGA	37
2.7.	MECANISMO DE ATUAÇÃO DE UM SISTEMA DE EXCITAÇÃO	38
2.8.	ASPECTOS SIMPLIFICADOS DO CONTROLE DE EXCITAÇÃO	41
2.9.	TIPOS DE SISTEMAS DE EXCITAÇÃO	42
2.9.1.	SISTEMAS DE EXCITAÇÃO ESTÁTICO	42
2.10.	RECENTES DESENVOLVIMENTOS NOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO	43
2.11.	SISTEMAS CONTÍNUOS DE REGULAÇÃO	43
2.11.1.	TRANSFORMADOR POTENCIAL E RETIFICADORES	44
2.11.2.	REGULADOR DE TENSÃO E REFERÊNCIA (COMPARADOR)	45

2.11.3. O AMPLIFICADOR	46
2.11.4. A EXCITATRIZ	46
2.11.5. O GERADOR	48
3. CAPÍTULO III - TEORIA DE CONTROLE DA EXCITAÇÃO	50
3.1. INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONTROLE	50
3.2. AÇÕES BÁSICAS DE CONTROLE	51
3.2.1. CONTROLADORES DE DUAS POSIÇÕES OU LIGA DESLIGA	52
3.2.2. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL	54
3.2.3. AÇÃO DE CONTROLE INTEGRAL	55
3.2.4. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL E INTEGRAL (PI)	56
3.2.5. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL E DERIVATIVA (PD)	57
3.2.6. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVA (PID)	58
4. CAPÍTULO IV - PROGRAMAÇÃO EM MICROCONTROLADORES	60
4.1. INTRODUÇÃO – UM POUCO DE HISTÓRIA	60
4.2. PROGRAMAÇÃO DE PIC'S EM C	61
4.3. PROGRAMAÇÃO EM SISTEMAS EMBARCADOS	62
4.3.1. IMPLEMENTANDO CONTROLE PID DIGITAL EM SISTEMAS EMBARCADOS	62
4.3.2. O COMPENSADOR PID ANALÓGICO	62
4.3.3. O COMPENSADOR PID EM SISTEMAS EMBARCADOS	67
4.3.4. O ESTÁGIO DE DISCRETIZAÇÃO	69
4.4. ALGORITMO BASEADO EM ACUMULAÇÃO	71
5. CAPÍTULO V - ELETRÔNICA DIGITAL EM MICROCONTROLADORES	74

5.1. INTRODUÇÃO	74
5.2. O MICROCONTROLADOR	74
5.3. MICROCHIP TECHNOLOGY	75
5.4. MICROCONTROLADORES PIC	75
5.4.1. ARQUITETURAS HAVARD E RISC	76
5.4.2. ESTRUTURAÇÃO INTERNA	76
5.4.3. CICLOS DE MÁQUINA	78
5.5. INTRODUÇÃO AS MEMÓRIAS	79
5.5.1. A MEMÓRIA DE PROGRAMA	79
5.5.2. VETOR DE RESET	79
5.5.3. VETOR DE INTERRUPÇÃO	79
5.5.4. PILHA (STACK)	80
5.5.5. MEMÓRIA DE DADOS	80
5.5.6. REGISTRADORES ESPECIAIS	82
5.5.7. REGISTRADORES DE USO GERAL	82
5.5.8. EEPROM	82
5.6. INTRODUÇÃO ÀS INTERRUPÇÕES	82
5.6.1. TIMER 0	83
5.6.2. TIMER 1	83
5.6.3. TIMER 2	83
5.6.4. INTERRUPÇÃO EXTERNA	84
5.7. O MICROCONTROLADOR PIC16F877A	84
5.7.1. OS TIPOS DE CLOCK	86
5.7.2. TIPOS DE OSCILADORES	86

5.7.3.	WATCH DOG TIMER (WDT)	88
5.7.4.	POWER UP TIMER	88
5.7.5.	BROWN OUT DETECT CIRCUIT	88
5.7.6.	MASTER CLEAR ENABLE	88
5.7.7.	CÓDIGO DE PROTEÇÃO	89
6.	CAPÍTULO VI - MATERIAIS E MÉTODOS	90
6.1.	RESUMO	90
6.2.	CONTROLE DA EXCITAÇÃO	90
6.2.1.	DRIVE DE ACIONAMENTO	91
6.2.2.	MEDIÇÃO E CONTROLE	92
6.2.3.	MICROCONTROLADOR PIC 16F877A	93
6.2.4.	MENU INICIAL E TELA DE MONITORAMENTO	93
6.2.5.	MEDIÇÃO DE TEMPERATURA, SENSOR LM35	94
6.3.	O ALGORITMO DE CONTROLE PID UTILIZADO NO PROJETO	95
6.4.	DESCRICOES GERAIS MA330 AVR	95
6.4.1.	AJUSTES DE ESTABILIDADE	96
6.4.2.	AJUSTE DA RAMPA	97
6.4.3.	PROTEÇÃO CONTRA SUB-FREQUÊNCIA	97
6.4.4.	PROTEÇÃO CONTRA SOBRE-EXCITAÇÃO	98
7.	CAPÍTULO VIII - TESTES EXPERIMENTAIS	99
7.1.	TESTES EM LABORATÓRIO – INTRODUÇÃO	99
7.2.	BANCADA DE TESTES: CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO E MOTOR	
CC	99	
7.3.	MONITORAÇÃO E LEITURA DE TEMPERATURA	100

7.4. TEMPERATURA DO GERADOR SÍNCRONO	101
7.5. TEMPERATURA DO CIRCUITO DRIVE	102
7.6. CIRCUITO DE CONTROLE	103
7.7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	104
7.7.1. 1º ENSAIO: GERADOR À VAZIO	104
7.7.2. 2º ENSAIO: GERADOR PARTINDO MOTOR DE INDUÇÃO 1CV	107
7.7.3. 3º ENSAIO: GERADOR PARTINDO MOTOR DE INDUÇÃO 2CV	109
7.8. COMPARAÇÃO DO AVR DESENVOLVIDO E O MA330 AVR DA AvK	
112	
7.8.1. ALIMENTAÇÃO DE ENTRADA E CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA	
112	
7.8.2. CONTROLE E RESPOSTA DOS SISTEMAS	112
7.8.3. DIFERENTES CARACTERÍSTICAS E FUNÇÕES DO MA330 AVR	
113	
8. CAPÍTULO IX – CONCLUSÕES	114

ANEXO I – DIAGRAMA ELETRÔNICO

ANEXO II – ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS: MA330 AVR - AVK

ANEXO III – ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS: PIC16F877A

ANEXO IV – FOLHA DE DADOS BC337

ANEXO V – FOLHA DE DADOS BC327

ANEXO VI – CÓDIGO PIC16F877A

CAPÍTULO

INTRODUÇÃO

1

1.1. APRESENTAÇÃO

O regulador automático de tensão é um sistema inteligente de controle da saída de uma excitatriz, de modo a gerar mudanças na tensão terminal e energia reativa na forma desejada em um gerador síncrono. Antigamente, a excitatriz da maioria dos sistemas era constituída por um gerador de corrente contínua, montada no eixo da própria máquina síncrona [1]. Já os sistemas de regulação de tensão eram completamente manuais. Assim, o operador monitorava, por meio de um voltímetro, o nível da tensão terminal e ajustava o reostato de campo (o regulador de tensão) até observar a condição de saída pretendida (valor desejado) [2].

Na maioria dos sistemas modernos, o regulador automático de tensão é um controlador que detecta a tensão de saída do gerador; em seguida, inicia a ação corretiva, alterando as ações do controle de excitação no valor desejado. Com a constante evolução dos sistemas microcontrolados, uma alternativa bastante eficaz foi a utilização de ferramentas com controle digital e *drives* com dispositivos semicondutores de potência.

Atualmente, empresas líderes em tecnologias de automação – tais como: SIEMENS, WEG, ABB, dentre outras – oferecem reguladores automáticos de tensão microcontrolados para aplicações em geradores síncronos isolados ou conectados à rede, com sistemas supervisórios e protocolos de comunicações industriais, para melhoria da confiabilidade.

No entanto, os sistemas de controle de excitação devem detectar com bastante rapidez as mudanças causadas pela entrada de carga e atuar no sistema de excitação com eficiência, para retornar as condições normais de funcionamento do gerador síncrono. Embora seja frequentemente adotado situações normais de funcionamento, como o estado estacionário da máquina, em muitos sistemas elétricos, este estado não existe no verdadeiro sentido, devido às mudanças aleatórias de cargas na rede durante o dia [1].

Um bom projeto de AVR, associado a ajustes adequados de seus controles, é fator indispensável para manter a tensão terminal do gerador em níveis desejados. É importante destacar que muitos equipamentos elétricos são projetados para operarem com alta eficiência, quando submetidos a uma faixa de alimentação. Níveis de tensão fora dessa faixa, por muito tempo, conduzirão a um baixo desempenho de tais equipamentos.

Nessa linha de pensamento, vários autores contribuíram com pesquisas relacionadas a controle e manutenção de níveis de tensão em valores desejados de geradores isolados. Entre os trabalhos relacionados a reguladores automáticos de tensão, pode-se citar: utilização de banco de capacitores para atenuação do afundamento de tensão em períodos transitórios [3], circuitos *self-starting* para alimentar de forma suave o enrolamento de campo da máquina nos instantes iniciais da partida do gerador [4]. Portanto, devido à flexibilidade das tecnologias digitais atuais, o controle, monitoração e proteção do sistema, com a utilização de *displays*, teclados alfanuméricos e avisos sonoros, aos quais são utilizados circuitos microcontrolados, podem ser mais versáteis em comparação aos controladores analógicos.

Esta dissertação propõe a construção de um regulador automático de tensão de baixo custo, ampla disponibilidade de componentes para reparo, eficiente para pequenas potências, reduzido tempo de resposta para partidas de motores de indução, com todo sistema de controle realizado por um microcontrolador *mid-range* (PIC16) de 8 bits. Há uma interface amigável entre usuário e máquina, composto por um conjunto *display* de cristal líquido 16x2 e teclado alfanumérico 3x4, para alterações dos ganhos do controlador PID e monitoração do nível de tensão terminal e temperatura do estator. E, por fim, um sistema de alarme e interrupção de controle foi implementado, para atuar em possíveis aquecimentos excessivos no estator da máquina.

Alguns experimentos práticos de controle de tensão de um gerador síncrono de 2kVA, com partidas de motores de indução de 1 e 2 cv, foram realizados neste projeto. Ao final é feita uma comparação dos resultados práticos obtidos com a folha de dados de um regulador automático de tensão comercial do fabricante AvK, para comprovar a eficiência deste estudo.

CAPÍTULO

SISTEMAS DE CONTROLE DA EXCITAÇÃO

2

2.1. CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A função principal de um sistema elétrico de potência é converter um tipo de energia em outro, avaliando as formas para o transporte da energia elétrica para os pontos de consumo. O consumo de energia ocorre das formas mais variadas: calor, luz e energia mecânica. A vantagem de trabalhar com a energia na forma elétrica é que esta pode ser transportada e controlada com relativa facilidade, além do alto grau de eficiência e confiabilidade. Segundo [5], para a boa operação de um sistema elétrico de potência, alguns requisitos devem ser atendidos, tais como:

1. O sistema deve atender continuamente mudanças de carregamento de demandas de potências ativas e reativas. Diferentemente de outros tipos de energia, a elétrica não pode ser armazenada em quantidades suficientes. Portanto, reservas de potências ativas e reativas devem ser controladas de forma apropriada o tempo todo.
2. O sistema deve suprir energia com um mínimo custo e impacto ambiental.
3. A qualidade do suprimento de potência deve reunir certos padrões, tais como:
 - Frequência constante;
 - Tensão constante;
 - Nível de confiabilidade aceitável.

Para isso, são necessários vários níveis de controle do sistema, tornando-se um complexo arranjo de dispositivos para reunir todos os padrões aceitáveis das variáveis citadas acima. Esse tipo sistema pode ser melhor retratado na figura 2.1, onde observa-se os vários subsistemas de controle para o sistema de potência.

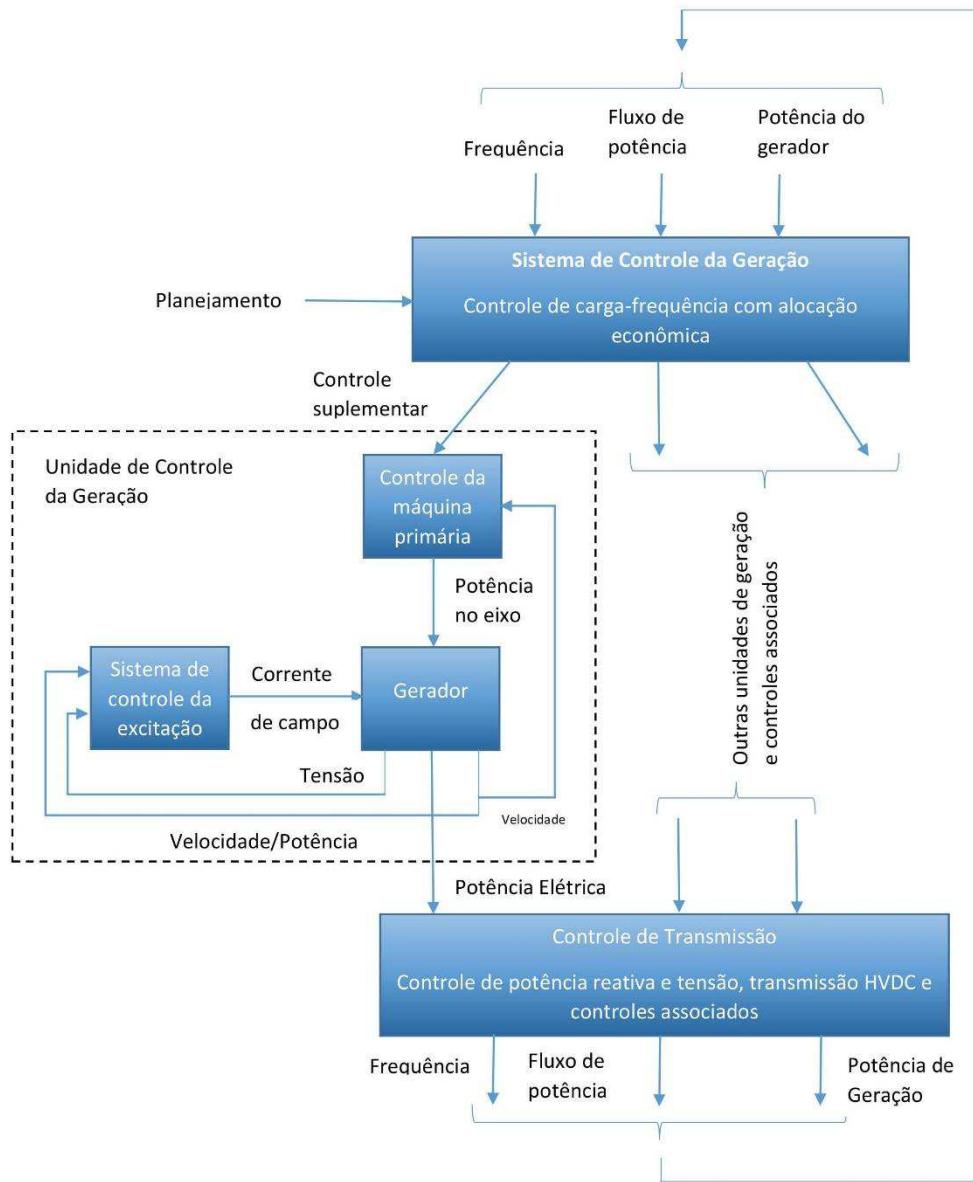


Figura 2.1 - Subsistemas de um sistema de potência associado aos controles [5].

Geralmente, os sistemas de potência são controlados diretamente nas unidades de geração, que possuem dois controles principais: controle da máquina primária e controle de excitação [5] [6].

O controle de velocidade da máquina primária está ligado ao regulador de velocidade e ao controle de suprimento de energia. Já o controle de excitação tem a função de regular a tensão terminal do gerador e a potência reativa de saída. [7].

O primeiro objetivo do controle do sistema de geração é realizar o balanço total deste em relação ao sistema carga e perdas, em níveis desejados de frequência, mantendo o intercâmbio de potência com sistemas vizinhos.

Segundo [5], os sistemas de controle de transmissão incluem o controle de potências reativas e tensões, tais como: compensadores VAR's estáticos, compensadores síncronos, chaveamento de capacitores e reatores, mudança de *tap* de transformadores e controles de transmissão em HVDC (alta tensão em corrente contínua).

Esses controles contribuem satisfatoriamente para a operação do sistema de potência, mantendo o nível de tensão e frequência, e outras variáveis do sistema, dentro de limites aceitáveis. Eles também atuam para melhoria na performance dinâmica do sistema de potência em lidar com distúrbios.

Os objetivos dos controles dependem do estado de operação e da potência do sistema. Sob condições normais, o objetivo dos controles é operar com maior eficiência com níveis de tensões e frequência mais perto dos valores nominais. Quando uma condição anormal se desenvolve, novos objetivos devem ser tomados para restaurar o sistema à sua operação normal. Conforme ensina [7], o ajuste do sistema à nova condição de operação é chamado de período transitório. O comportamento do sistema durante este tempo é chamado de desempenho dinâmico, o qual auxilia a estabilidade do sistema. A figura 2.2, apresenta este comportamento.



Figura 2.2 - Diagrama esquemático de um problema de estabilidade [7].

Grandes falhas em sistemas de potência são raras, causadas por um único distúrbio catastrófico, gerando colapso de um sistema aparentemente seguro. Tais falhas são, geralmente, trazidas sob uma combinação de circunstâncias ocorridas que estressam a rede além de sua capacidade [7].

Grandes distúrbios naturais (como, por exemplo, tornados, fortes tempestades ou chuva gélida), mau funcionamento de equipamentos, erro humano e inadequado projeto combinam para causar enfraquecimento no sistema de potência e, eventualmente, levando-o ao colapso. Isso pode resultar interrupções em cascata, que devem ser contidas dentro de uma pequena parte do sistema, prevenindo-se, então, um *blackout* [5].

2.2. SISTEMAS DE EXCITAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA

Uma das funções básicas de um sistema de excitação é alimentar diretamente o enrolamento de campo da máquina síncrona. Além disso, o comportamento do controle de sistema de excitação e funções de proteção são essenciais para uma performance satisfatória do sistema de potência, pelo controle da tensão de campo e, consequentemente, a corrente de campo.

As funções desse equipamento incluem os controles de tensão terminal, fluxo de potência e melhorias da estabilidade do sistema. Outra característica importante desse sistema é garantir as funções de proteção, ou seja, os limites de capacitação da máquina, do sistema de excitação e de outros equipamentos.

Este capítulo descreve as características e modelamento do sistema de excitação do gerador síncrono.

2.3. JUSTIFICATIVAS PARA O USO DO REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO

Conforme [7], existem quatro razões básicas que podem justificar a necessidade de se controlar a tensão terminal de um gerador síncrono, e, portanto, a existência de um AVR. São elas:

- 1º. Manutenção de tensão constante sob carga;
- 2º. Prevenção de sobre tensão após a rejeição de carga;
- 3º. Melhoramento da estabilidade sob carga;
- 4º. Melhoramento da estabilidade transitória do sistema elétrico.

Cada um desses motivos será, a seguir, analisado separadamente.

2.4. MANUTENÇÃO DE TENSÃO CONSTANTE SOB CARGA

Primeiramente examina-se o modelo mais simples de um gerador síncrono operando em regime permanente, conforme figura 2.3, a qual corresponde à representação por tensão constante (E), atrás de uma reatância síncrona (X_s). Neste exemplo, o gerador está isolado de qualquer sistema de potência e alimenta uma carga local por meio de uma tensão terminal (V_t). Na situação de circuito aberto e na condição de excitação fixada em 1,0 pu, tem-se $V_t = E = 1,0$ pu. Geralmente, o valor da reatância X_s do gerador situa-se no intervalo entre 1,5 e 2,0 pu (turbina térmica). Portanto, quando for solicitada maior demanda no gerador, sua corrente (I) fornecida à carga fará com que a tensão terminal (V_t) diminua, obedecendo à seguinte equação [2] [7]:

$$\dot{V}_t = \dot{E} - jX_s \cdot \dot{I} = \dot{E} - \Delta \dot{V} \quad (1)$$

(Em circuito aberto $\dot{V}_t = \dot{E}$, pois, $\dot{I} = 0$)

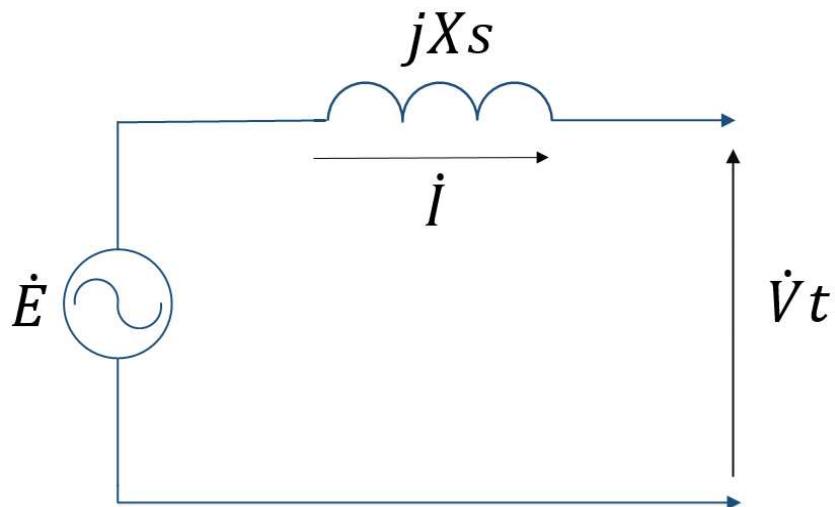


Figura 2.3 – Modelo simplificado de uma máquina síncrona [7].

Ao medir a tensão de saída (V_t) com um voltímetro, observa-se a queda (ΔV), a qual será uma quantidade escalar, isto é, ângulos de fase não serão importantes. Explicando melhor: a queda de tensão escalar (ΔV) na carga para uma reatância síncrona $X_s = 1,5$ pu e uma corrente I qualquer será dada por $\Delta V = 1,5 \cdot I$ pu, de modo que, para uma corrente de 0,67 pu, a tensão terminal da máquina terá caído para zero ($V_t = 0$ pu). Isso significa que este gerador nunca poderá suprir sua corrente nominal (1,0 pu) à carga passiva (considerando a excitação constante

de 1,0 pu). Para atingir esse objetivo, é necessário prover algum meio de elevar a tensão de excitação da máquina à medida que a carga aumenta [7].

Portanto, é necessário que haja algum mecanismo para o controle da tensão terminal do gerador, para compensar as mudanças de carga do sistema elétrico.

2.5. PREVENÇÃO DE SOBRETENSÃO APÓS REJEIÇÃO DE CARGA

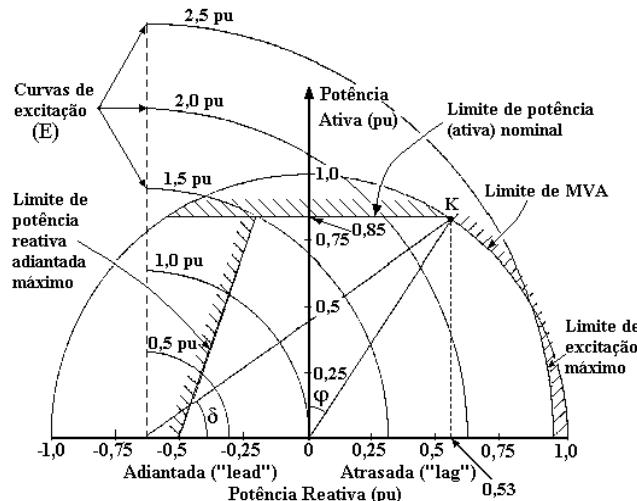
Para a presente análise, assume-se que o gerador esteja operando de forma estável, com a carga nominal, tendo sido ajustada adequadamente a sua excitação para retornar a tensão terminal ao seu valor de circuito aberto (1,0 pu). Em geral, os geradores possuem uma potência nominal em algum fator de potência atrasado (indutivo), em torno de 0,85. Sendo este valor adotado, a sua *capability chart* será, como mostrado na figura 2.4, com uma excitação requerida de cerca de 2,26 pu.

Suponha-se que, num dado instante, a carga é desconectada subitamente ($I = 0$), com a excitação permanecendo a mesma. Desprezando os efeitos de saturação, a tensão terminal da máquina irá aumentar para 2,26 pu. Mesmo que a saturação seja considerada, a tensão terminal pode subir cerca de 130 a 140% do normal, podendo causar danos internos ao gerador ou ao transformador do seu barramento [8].

Portanto, sob essas condições, a tensão terminal deve ser controlada pelo ajuste rápido da excitação. A regulação de tensão de uma máquina síncrona pode ser definida (em pu) como sendo:

$$\text{Reg} = \frac{E - V_t}{E} \quad (2)$$

Onde “E” é a tensão terminal sem carga (tensão em vazio = tensão de excitação) e V_t é a tensão terminal com carga sob excitação constante.

Figura 2.4 - *Capability chart* de uma máquina síncrona [10].

2.6. MELHORAMENTO DE ESTABILIDADE SOB CARGA

Referindo-se novamente à figura 2.4, se a máquina for sincronizada sem carga com uma tensão de excitação fixada em 1,0 pu e seu carregamento em MW for aumentado, o fator de potência do gerador irá se tornar adiantado, e, assim que a potência de saída for aumentada, o limite de estabilidade de potência reativa adiantada poderá ser violado antes que a potência de saída nominal tenha sido alcançada. Aumentando a excitação, isto é, alterando a tensão interna da máquina, será possível operar a máquina na sua potência nominal com uma grande margem de estabilidade em regime permanente.

Observando a figura 2.3, verifica-se a quantidade de potência ativa (P) fornecida pelo gerador síncrono (de rotor cilíndrico) à carga em seus terminais, em regime permanente, pode ser expressa como (3) [9]:

$$P = \frac{EV_t}{X_s} \sin \delta = P_{\max} \sin \delta \quad (3)$$

Sendo δ o ângulo de torque ou de carga da máquina.

No momento que acontece uma falta no sistema (curto circuito), a tensão terminal (V_T) cairá e a máquina síncrona ficará desprovida de AVR; a potência máxima, bem como o torque máximo, cairá. Para contrabalancear, o gerador tenderá a aumentar seu ângulo de torque, ficando mais vulnerável à perda de sincronismo. Por outro lado, caso o AVR esteja presente, ele atuará no enrolamento de campo com o objetivo de aumentar a excitação da máquina no

sentido de compensar a queda detectada nos seus terminais. Naturalmente, sua ação praticamente não afetará a tensão terminal, mas sim a tensão interna (E), que será aumentada como um resultado direto do aumento da corrente de excitação de campo no gerador [7].

Sendo assim, a máxima potência de saída do gerador (P_{max}) durante a falta é também aumentada. Em decorrência disso, a estabilidade transitória do gerador é, então, melhorada.

As quatro razões citadas anteriormente ilustram a necessidade de ajuste, de preferência, por meio automático (por meio de um AVR), da excitação de um gerador, e, portanto, da tensão.

2.7. MECANISMO DE ATUAÇÃO DE UM SISTEMA DE EXCITAÇÃO

Do ponto de vista do sistema de potência, a principal função de um regulador automático de tensão (AVR) é controlar a tensão terminal do gerador síncrono pelo ajuste de sua excitação de campo [5] [8]. Ou seja, o AVR deve acompanhar a tensão do gerador durante todo o tempo e, em qualquer condição de carga, agir no sentido de manter essa tensão dentro de limites predefinidos. Em consequência disso, pode-se dizer que o AVR também controla a potência reativa gerada e o fator de potência da máquina, uma vez que esses fatores são dependentes do nível de excitação do gerador.

As ações do AVR não fornecem apenas um perfil de tensão constante durante a operação em regime permanente, como também auxiliam a minimizar as oscilações de tensão durante períodos transitórios, melhorando a estabilidade global do sistema.

Para ilustrar o mecanismo de atuação do AVR, considere o gerador síncrono, mostrado na figura 2.5, operando inicialmente com um fator de potência ($\cos \theta$) atrasado, corrente I , tensão interna E_g e tensão terminal V mantida constante (barramento infinito) por outras máquinas funcionando em paralelo a ele.

Esta condição inicial de operação é ilustrada pelo diagrama fasorial da figura 2.6.

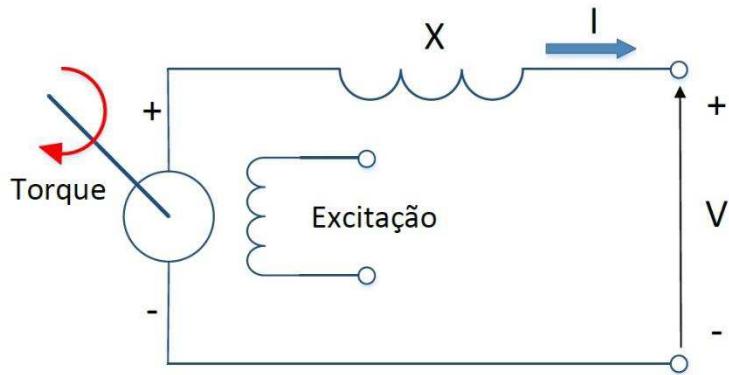


Figura 2.5 - Circuito equivalente de uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito [7].

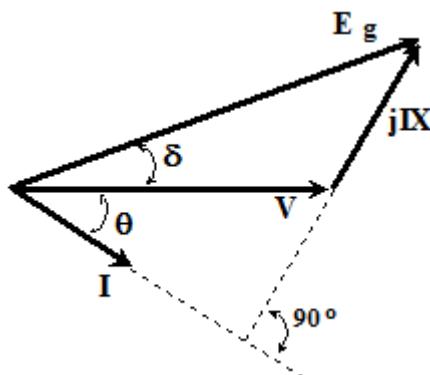


Figura 2.6 - Diagrama fasorial da condição inicial de operação do sistema da figura 2.5 [7].

Assumindo que a potência mecânica de entrada seja mantida constante pelo regulador de velocidade e que a tensão de excitação seja aumentada para um novo valor E'_g , determinam-se os novos valores relativos para a corrente I' , fator de potência $\cos \theta'$ e ângulo de torque δ' .

Sob as condições de operação especificadas, a potência de saída por fase pode ser expressa de duas maneiras [9]:

- Em termos das condições terminais do gerador;

$$P = VI \cos \theta \quad (4)$$

- Em termos do ângulo de potência, com os efeitos de saliência e resistência do estator desprezados;

$$P = \frac{E_g V}{X} \sin \delta \quad (5)$$

Supondo que P e V estejam constantes nessa condição, pode-se reescrever as expressões (4) e (5), respectivamente como (6) e (7).

$$I \cos \theta = k_1 \quad (6)$$

$$E_g \sin \delta = k_2 \quad (7)$$

Sendo k_1 e k_2 constantes.

A figura 2.7 mostra o diagrama fasorial da figura 2.5, porém, agora incluindo as constantes k_1 e k_2 . Assim, à medida que a excitação do campo for aumentada, a ponta do fasor E_g é forçada a seguir a linha horizontal tracejada, enquanto que a ponta do fasor I é similarmente obrigada a seguir a linha vertical.

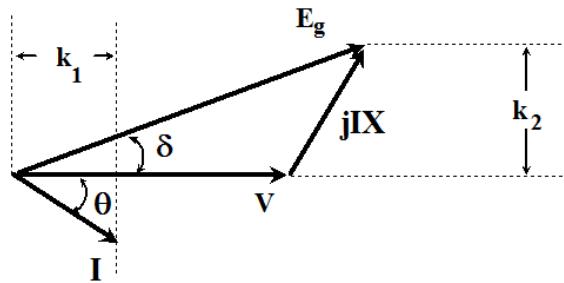


Figura 2.7 - Diagrama fasorial mostrando as restrições de controle do sistema da figura 2.5 [7].

Levando em consideração que o fasor IX se mantenha sempre perpendicular ao fasor I , pode-se construir um novo diagrama fasorial (figura 2.8), que mostra as situações final e inicial, após o acréscimo de E_g . Nesta figura, observa-se que a nova condição de equilíbrio, com P e V mantidos constantes, exigiu que [7]:

- i. O ângulo de torque fosse diminuído (de δ para δ');
- ii. A corrente fosse aumentada (de I para I');
- iii. O fator de potência se atrasasse mais (de $\cos \theta$ para $\cos \theta'$).

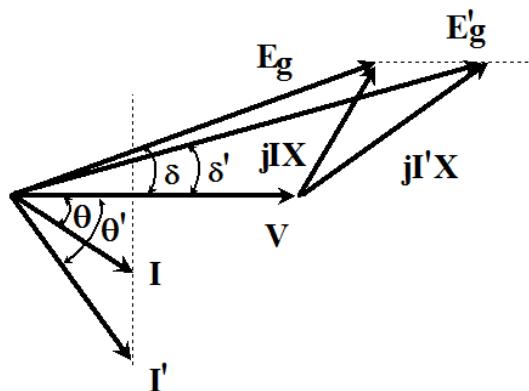


Figura 2.8 - Diagrama fasorial mostrando os efeitos de um aumento na tensão de excitação mantendo constantes a potência ativa (P) e a tensão (V) [7].

Conclui-se que um aumento na tensão de excitação resulta num acréscimo da potência reativa gerada, dada por (8) [9]:

$$Q' = VI' \sin \theta' \quad (8)$$

Pois: $I' \sin \theta' > I \sin \theta$

2.8. ASPECTOS SIMPLIFICADOS DO CONTROLE DE EXCITAÇÃO

Como mostra o diagrama em blocos da figura 2.9, apresenta-se o sistema físico de geração e as configurações de um sistema típico de excitação.

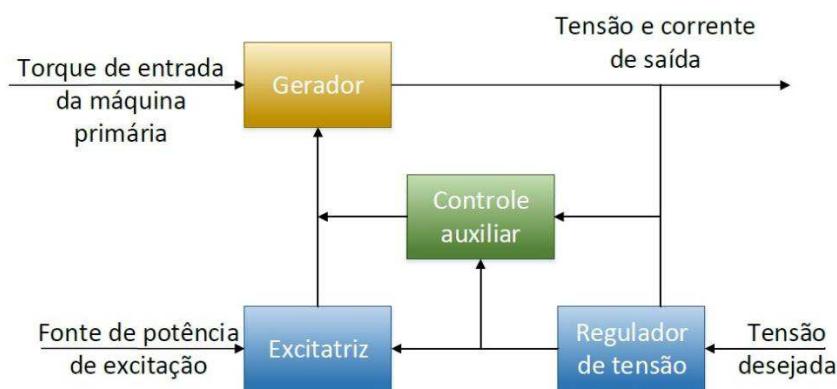


Figura 2.9 – Configuração típica de um sistema de excitação [7].

Em muitas situações, a excitatriz é um gerador CC acionado por uma turbina a vapor ou um motor de indução. O regulador de tensão (AVR) é o bloco responsável pela inteligência e controle do sistema, controlando a níveis desejados de tensão e potência reativa gerada pela máquina [10].

Em sistemas antigos, a regulagem de tensão era feita manualmente: o operador verificava o nível de tensão de saída e o ajustava mediante um circuito simples utilizando reostato ligado em série ao campo da máquina. Hoje em dia, os modernos sistemas de controle utilizam uma malha de controle, onde o sinal de saída é captado por meio de sensores e realimentados na entrada. O erro entre o sinal desejado e o de saída são controlados através de ganhos aplicados na entrada do sistema pelos controladores [6].

A velocidade do dispositivo é de extrema importância para o estudo de estabilidade. Isso porque o enrolamento de campo da máquina tem alto nível de indutância, dificultando rápidas mudanças da corrente de campo. Esse atraso (*lag*) no controle é um dos maiores desafios ao desenvolver sistemas de controle [7] [8].

O controle auxiliar, mostrado na figura 2.9, é responsável por várias características do controlador. Por exemplo, o amortecimento, que pode ser adicionado para evitar ou diminuir o nível de *overshoot* da saída.

Um comparador pode ser usado para definir e limitar níveis de excitação, principalmente para fatores de potência adiantado, podendo prevenir a instabilidade devido a baixos níveis de acoplamento pelo entreferro. Cita-se como outros controles auxiliares, muitas vezes desejados em geradores síncronos: velocidade, frequência, aceleração e outros [6].

2.9. TIPOS DE SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

A máquina síncrona possui um enrolamento induzido, também chamado de armadura no estator, sendo este normalmente polifásico, onde circulam correntes alternadas. O enrolamento de excitação ou campo (indutor) está localizado no rotor e é alimentado por corrente contínua. A potência CC requerida pelo sistema de excitação aproxima-se de 1% da potência nominal de uma máquina síncrona [7].

Ao longo dos anos, os sistemas de excitação têm evoluído, tomando várias formas. Segundo [5], a fonte de potência (excitatriz) utilizada, pode ser classificada em três tipos:

- I. Sistemas de excitação CC (“DC excitation systems”);
- II. Sistemas de excitação CA (“AC excitation systems”);
- III. Sistemas de excitação estáticos (“Static excitation systems”).

As potências elétricas requeridas pelos dois primeiros sistemas de excitação são derivadas de máquinas girantes, sendo usado o gerador CC com comutador (e escovas) para tipo I, e o gerador CA com retificador para tipo II [7].

Já os sistemas de excitação do tipo III são estáticos ou estacionários e, por não empregar máquinas rotativas, representam configurações mais modernas e atrativas. Por esse motivo, o sistema de excitação estático, com devidas implementações digitais, foi escolhido para realização deste projeto.

2.9.1. SISTEMAS DE EXCITAÇÃO ESTÁTICO

Todos os componentes nesses sistemas são estáticos ou estacionários. São utilizados transformadores associados com conversores CA/CC, ou não, para fornecer a corrente contínua

requerida pelo campo do gerador por meio de anéis deslizantes. O suprimento de potência para os retificadores estáticos provém do gerador principal (ou um barramento auxiliar da estação) mediante um transformador (que abaixa a tensão para um nível apropriado), ou provém, em alguns casos, de enrolamentos auxiliares no gerador. Como o sistema de excitação estático não possui partes girantes, sua resposta é mais rápida do que a dos outros dois tipos, contribuindo para a melhoria da estabilidade transitória do gerador síncrono [8].

2.10. RECENTES DESENVOLVIMENTOS NOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

Segundo [7], os avanços nos sistemas de controle da excitação nos últimos 25 anos foram influenciados pelos desenvolvimentos nos dispositivos eletrônicos. Desenvolvimentos nos circuitos analógicos integrados têm possibilitando a implementação de estratégicas de controle complexas.

Os últimos desenvolvimentos nos sistemas de excitação foram a introdução da tecnologia digital. Os tiristores ou transistores continuam a ser usados no estágio de potência. As funções de controle, de proteção e lógicas têm sido implementadas digitalmente, preferencialmente, em um microcontrolador, duplicando as funções previamente proporcionadas pelo circuito analógico.

Os controles digitais atualmente são bastante utilizados, pois fornecem uma alternativa mais barata, confiável e flexível que os controles analógicos. Esta última característica facilita a implementação de estratégias de controle mais complexas na malha, e permite a realização de interface com outras funções de controle e proteção do gerador [8].

2.11. SISTEMAS CONTÍNUOS DE REGULAÇÃO

O sistema contínuo de regulação de excitatriz cc é apresentado neste tópico com objetivo puramente didático, com objetivo de apresentar os blocos principais de um sistema de controle contínuo de excitação.

Para se ter uma ação contínua e proporcional, o sinal de controle está sempre presente e exerce uma ação proporcional ao erro do sistema. Muitos dos sistemas de controle de excitação, utilizados hoje em dia, são desse tipo [5].

Considerando o sistema *boost-buck*, mostrado na figura 2.10, observa-se que o sinal de realimentação é aplicado nos amplificadores rotativos e, depois, enviado ao circuito de campo da máquina.

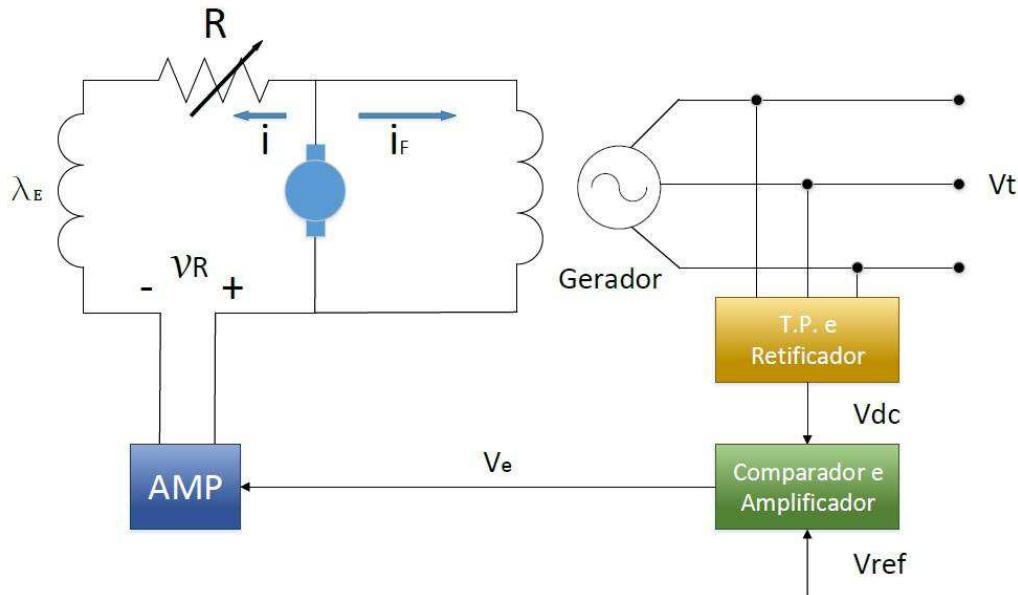


Figura 2.10 - Diagrama simplificado do sistema de excitação *boost-buck* [7].

2.11.1. TRANSFORMADOR POTENCIAL E RETIFICADORES

Uma possível conexão para este bloco é a mostrada na figura 2.11, onde os secundários dos transformadores são conectados para as pontes retificadoras em séries. Assim, a saída de tensão V_{dc} é proporcional à soma ou média dos valores *rms* das três tensões de cada fase. Pode-se escrever as equações no domínio do tempo e da frequência como (9) e (10) [6] [7] [8]:

$$\dot{V}_{dc} + \frac{1}{\tau_R} V_{dc} = \frac{k_R}{\tau_R} V_t \quad (9)$$

$$V_{dc}(s) = \frac{k_R}{1 + \tau_R s} V_t(s) \quad (10)$$

Onde k_R é uma constante proporcional e τ_R é um tempo constante devido à filtragem do conjunto transformadores/retificadores. Nestes sistemas, o atraso é considerado pequeno, podendo assumir em torno de $0 < \tau_R < 0,06$ s [6].

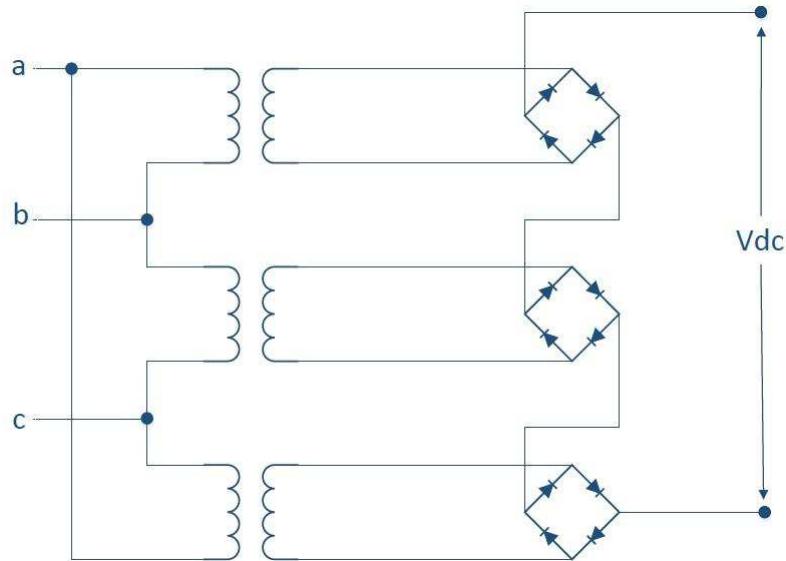


Figura 2.11 - Conexões entre os Transformadores de Potencial e os retificadores do sistema *boost-buck* [6].

2.11.2. REGULADOR DE TENSÃO E REFERÊNCIA (COMPARADOR)

O segundo bloco compara a tensão V_{dc} em relação a um valor fixo de referência gerando um valor de saída V_e , chamado de erro de tensão, que é proporcional à diferença como mostra a figura 2.10(a).

$$V_e = k(V_{REF} - V_{dc}) \quad (11)$$

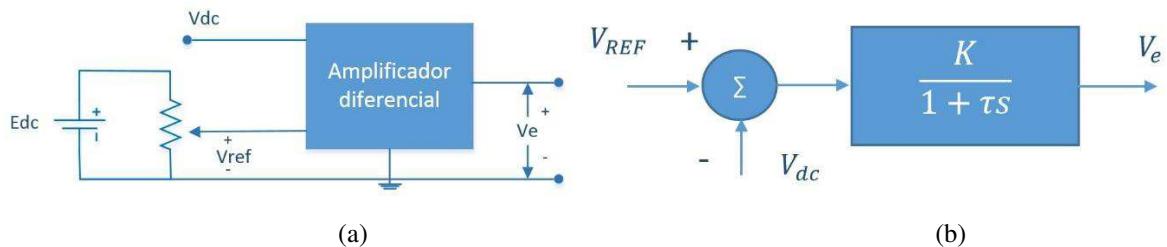


Figura 2.12 - Amplificadores operacionais como um comparador: (a) conexão do circuito, (b) diagrama de blocos [6].

Uma maneira é providenciar um bloco do amplificador diferencial como mostrado na figura 2.12 (b), onde a constante de tempo é geralmente negligenciada, comparadas com as outras constantes de tempo do sistema [6].

2.11.3. O AMPLIFICADOR

A parcela que corresponde à amplificação do sistema de excitação pode ser um amplificador rotativo, um amplificador magnético ou um amplificador eletrônico. Em qualquer caso assume-se a tensão linear amplificada por K_A com uma constante de tempo $\tau_A s$ (12) [6].

$$V_R = \frac{K_A V_e}{(1 + \tau_A s)} \quad (12)$$

Como qualquer amplificador, um valor de saturação deve ser especificado com (13)

$$V_{Rmin} < V_R < V_{Rmax} \quad (13)$$

Ambas as condições são mostradas no diagrama de bloco da figura 2.13.

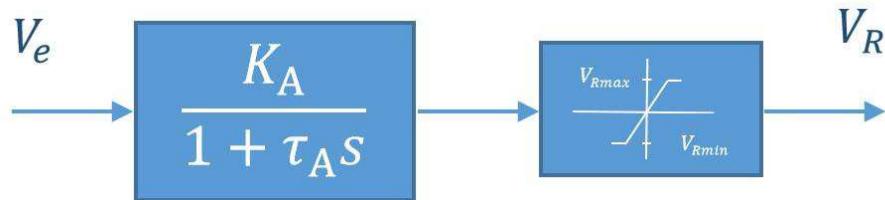


Figura 2.13 – Diagrama de blocos do amplificador [6].

2.11.4. A EXCITATRIZ

A tensão de saída da excitatriz é em função da tensão do regulador. Então, a curva de saturação da excitatriz, mostrada na figura 2.14, relaciona a tensão de excitação (V_F) com a corrente de excitação i .

Definindo a função de saturação S_E como sendo (14) [7]:

$$S_E = \frac{I_A - I_B}{I_B} = \frac{E_A - E_B}{E_B} \quad (14)$$

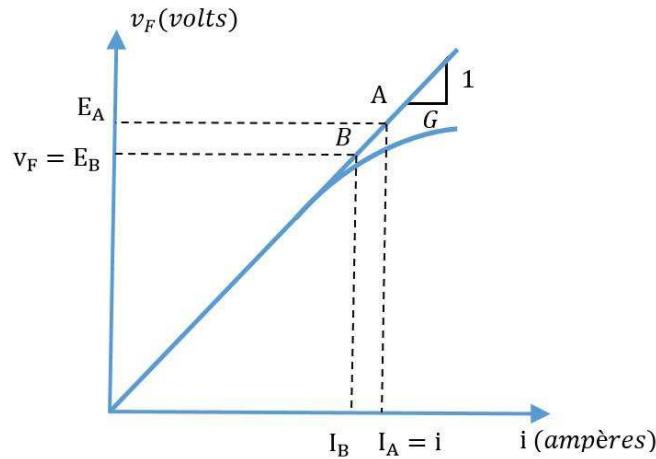


Figura 2.14 - Curva de saturação da excitatriz de corrente contínua [7].

Observando a figura 2.14, tem-se a seguinte relação de proporcionalidade (15) e (16):

$$\frac{E_A}{I} = \frac{I_A}{G} \therefore i = GE_A \quad (15)$$

De (13):

$$E_B S_E = E_A - E_B \therefore E_A = (S_E + 1)E_B \quad (16)$$

Comparando (14) e (15), sendo $E_B = v_F$, obtém-se (17):

$$i = G(S_E + 1)v_F \quad (17)$$

Para um sistema *boost-buck* tem-se (18):

$$\tau_E \dot{V}_F = V_F + V_R - Ri \quad (18)$$

Substituindo (17) em (18):

$$\tau_E \dot{V}_F = V_F + V_R - RG(S_E + 1)V_F \quad (19)$$

No domínio da frequência s obtém-se (20):

$$V_F(s) = \frac{V_F(s) - S_E V_F(s)}{K_E + s\tau_E} \quad (20)$$

Sendo (21):

$$K_E = RG - 1 \quad (21)$$

Normalizando a equação (20), sendo que a tensão base corresponde àquela tensão de entreferro nominal, isto é, a tensão de excitação que produz tensão terminal nominal, vazio, e sem saturação, tem-se $V_F(s) \cong E_{FD}(s)$, ($E_{FD} = 1,0 \text{ pu} \leftrightarrow V_{to} = 1,0 \text{ pu}$). Daí, chega-se à expressão (22) [7]:

$$E_{FD}(s) = \frac{V_R(s) - S_E E_{FD}(s)}{K_E + s\tau_E} \quad (22)$$

2.11.5. O GERADOR

Segundo [7], a resposta de tensão do gerador a uma mudança em V_F pode ser analisada de maneira heurística. É esperado que o gerador responda aproximadamente como um amplificador linear com constante de tempo τ'_{do} , quando sem carga ou em vazio, e τ'_{do} , quando curto circuitado. Assim, sua constante de tempo real τ_G é dependente da carga e varia entre esses dois extremos. Denominando por k_G , o ganho do gerador, pode-se escrever a seguinte equação (23), desprezando-se a saturação:

$$V_t = \frac{k_G}{1 + \tau_G s} E_{FD} \quad (23)$$

Finalmente, o diagrama de blocos do sistema de controle de excitação pode ser construído agrupando as equações desenvolvidas anteriormente, (10), (11), (12), (13), (22) e (23). Como mostra a figura 2.15.

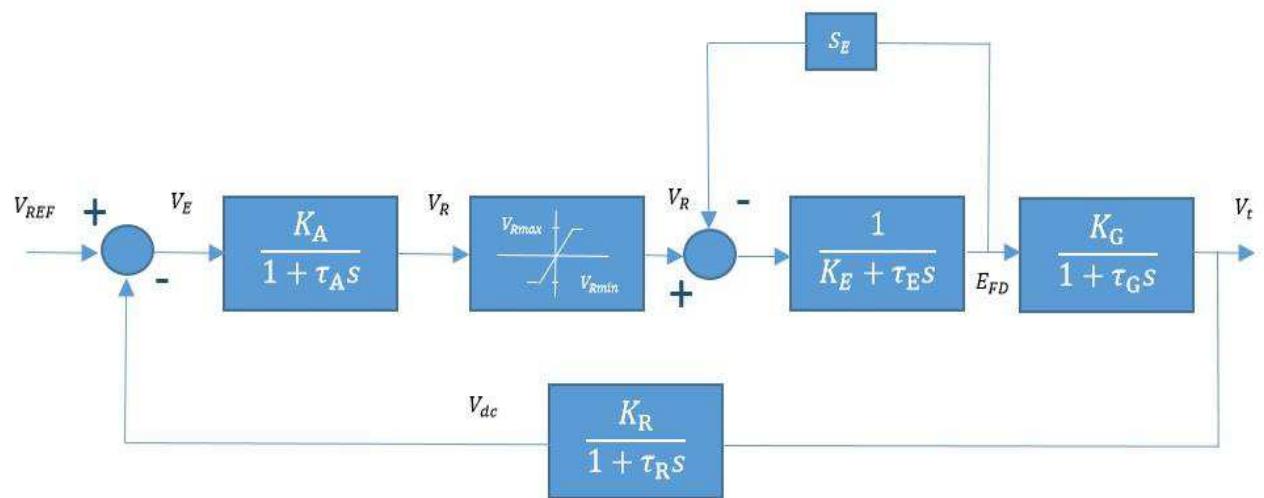


Figura 2.15 - Diagrama de blocos do sistema de controle da excitação tipo *boost-buck* [7].

CAPÍTULO

TEORIA DE CONTROLE DA EXCITAÇÃO

3

3.1. INTRODUÇÃO AOS SISTEMAS DE CONTROLE

Alguns princípios da teoria de realimentação à análise de sistemas lineares são a base da engenharia de controle. Pelo fato de existir inúmeros sistemas que podem ser controlados, a engenharia de controle não está limitada em nenhum ramo específico da engenharia, mas pode ser aplicada em diversas áreas como: química, civil, elétrica/eletrônica, mecânica e térmica. E podem atingir até áreas isoladas do ambiente industrial como: sistemas econômicos, sociais e políticos.

O primeiro controlador automático com realimentação usado em um processo industrial, foi chamado de **regulador de esferas** de *James Watt*, desenvolvido em 1769, para controlar a velocidade de um motor a vapor. O dispositivo inteiramente mecânico, mostrado na figura 3.1, media a velocidade do eixo de saída e utilizava o movimento das esferas para controlar a válvula de vapor, nesse modo, regulando assim a quantidade de vapor que entra no motor. Como retratado na figura 3.1, o eixo do regulador é conectado por meio de ligações mecânicas e engrenagens cônicas ao eixo de saída do motor a vapor. À medida que a velocidade do eixo de saída do motor a vapor aumenta, os pesos esféricos se elevam e se afastam do eixo do regulador e, por meio de ligações mecânicas a válvulas de vapor, se fecha e o motor desacelera [11].

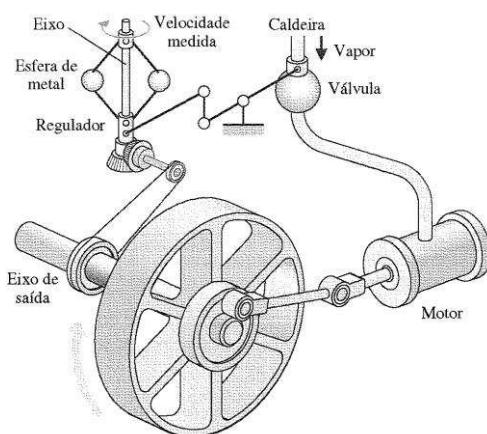


Figura 3.1 - Regulador de esferas de Watt [12].

3.2. AÇÕES BÁSICAS DE CONTROLE

Um controlador automático compara o valor real da grandeza de saída do processo com a grandeza de referência (valor desejado ou *Set Point*), determina o desvio e produz um sinal de controle que reduzirá o desvio a zero ou a um valor pequeno. A maneira pela qual o controlador automático produz o sinal de controle é chamada **ação de controle** [12].

Existem diversos tipos de controladores industriais como: hidráulicos, pneumáticos, eletrônicos, podendo ser uma combinação deles.

Segundo [12] “os controladores analógicos industriais podem ser classificados, de acordo com a ação de controle”, como:

1. Controladores de duas posições ou liga-desliga (ON-OFF);
2. Controladores proporcionais;
3. Controladores do tipo integral;
4. Controladores do tipo proporcional e integral;
5. Controladores do tipo proporcional e derivativo;
6. Controladores do tipo proporcional, integral e derivativo.

Ademais, também podem ser classificados de acordo com o tipo de fonte de energia que emprega seu funcionamento, como: controladores pneumáticos, controladores hidráulicos ou eletrônicos. A escolha do tipo de controlador a ser utilizado deve ser conforme a característica do processo e as condições de operação, incluindo segurança, custo, disponibilidade, confiabilidade, precisão, peso e dimensões.

A figura 3.2 mostra em diagrama de blocos a composição de um sistema em malha fechada de controle industrial, composto por: controlador automático, atuador, um processo a controlar e sensor.

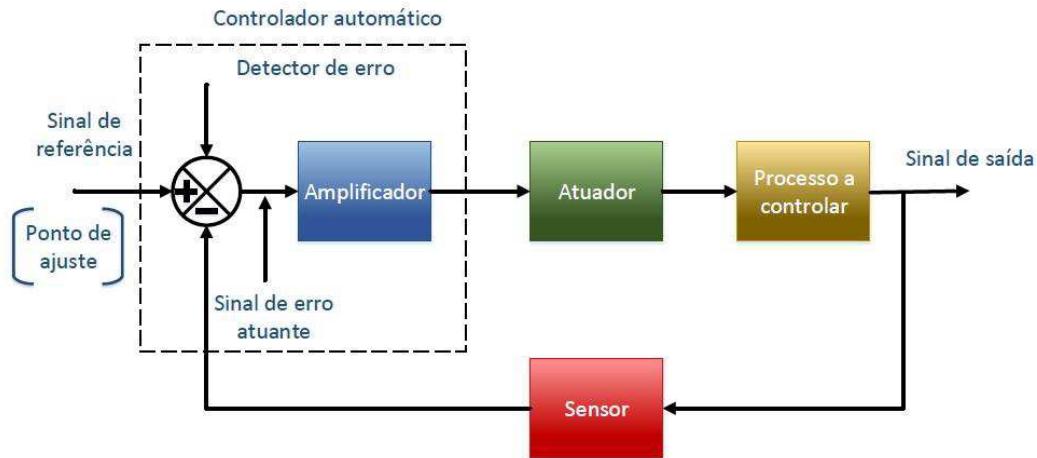


Figura 3.2 - Diagrama de blocos – Sistema de controle industrial [12]. (Adaptado)

O elemento sensor realiza a medição do sinal de saída (variável de processo, PV), e a converte em outra adequada ao sistema de controle, que, por fim, é subtraída do valor de referência (*Set Point*), para gerar o valor de erro. O sensor tem a função de realimentar o sistema de controle. O sinal de referência deve ter a mesma unidade do sinal de retroação do elemento de medição.

Simultaneamente o controlador recebe o sinal de erro atual e amplifica até um nível suficientemente alto. Então o controlador envia este sinal até um atuador, que pode ser uma válvula pneumática, um motor elétrico ou hidráulico. Logo, o atuador (ou elemento final de controle) é um dispositivo destinado a agir no processo de tal forma a levar o sinal de saída do processo ao valor desejado.

3.2.1. CONTROLADORES DE DUAS POSIÇÕES OU LIGA DESLIGA

Nos sistemas de controle de duas posições, o atuador do sistema possui apenas duas posições, que na maioria dos casos, são: posição ligado e desligado (ON/OFF). Esse controle tem por características principais ser bastante barato e de funcionamento simples. É muito utilizado em alguns controles de sistemas industriais e domésticos.

Se considerar $u(t)$ o sinal de saída do controlador e $e(t)$ o sinal de erro, o valor $u(t)$, pode assumir um valor máximo ou mínimo, conforme o valor resultante $e(t)$:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_1, && \text{para } e(t) > 0 \\ u(t) &= U_2, && \text{para } e(t) < 0 \end{aligned}$$

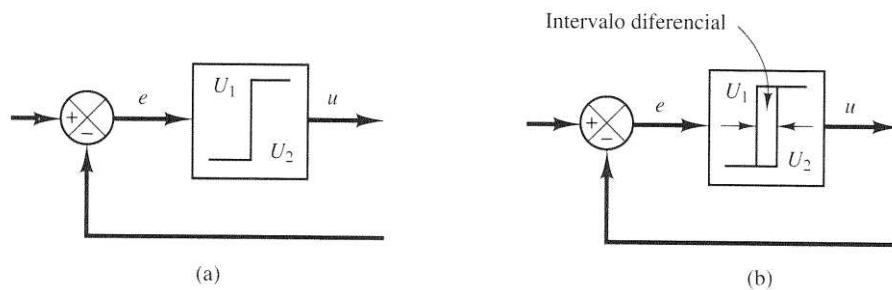


Figura 3.3 - (a) Diagrama de blocos de um controlador liga/desliga; (b) Diagrama de blocos de um controlador liga/desliga com intervalo diferencial [12].

Onde os valores U_1 e U_2 são constantes.

Válvulas de atuação por solenoide elétrico são muito utilizadas para este tipo de controlador. A figura 3.3 (a) mostra o diagrama de blocos deste tipo de controle. Na figura 3.3 (b) tem-se o mesmo controlador com o intervalo diferencial. Este último faz com que a saída $u(t)$ mantenha-se fixa até que o sinal de $e(t)$ atinja um certo valor. Segundo [12], “em alguns casos, o intervalo diferencial é o resultado de atrito e de perda de movimento introduzidos de forma não intencional no sistema”. Entretanto, quase sempre são intencionalmente inseridos no controle, de modo a impedir uma operação excessiva do mecanismo de comutação. A figura 3.4 (a) apresenta um sistema de controle de nível, e na figura 3.4(b) é mostrada em detalhes uma válvula eletromagnética por solenoide para este tipo de controle.

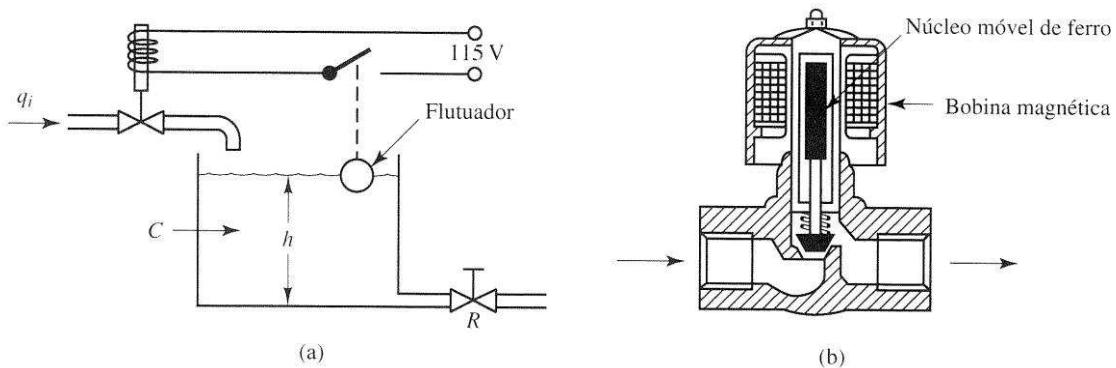


Figura 3.4 - (a) Sistema de controle de nível de líquido; (b) Válvula eletromagnética [12].

A única condição para esta válvula é aberta ou fechada, ou seja, a vazão será máxima ou nula. Conforme mostrado na figura 3.5, o sinal de saída move-se continuamente entre os dois limites requeridos para ocasionar o movimento do elemento atuante de uma posição fixa para outra. Note-se que os valores do sinal de saída seguem uma de duas curvas, uma correspondente à ação de encher e outra à ação de esvaziar. Esta oscilação na saída é característica de um sistema de duas posições.

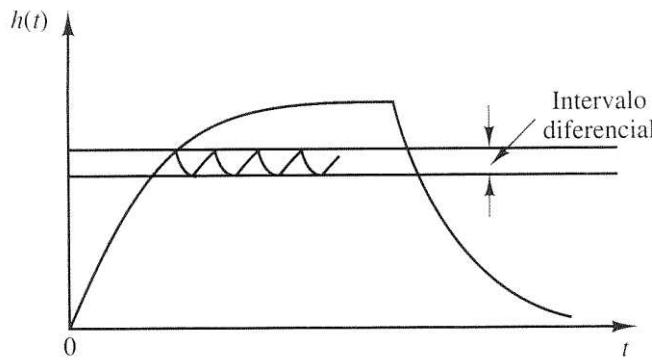


Figura 3.5 - Curva do nível $h(t)$ versus tempo, relativo ao sistema da figura 4(a) [12].

A amplitude do intervalo diferencial mostrado na figura 3.5 pode ser diminuída, porém pode aumentar o número de comutações por minuto do elemento atuador, reduzindo a vida útil desta chave.

3.2.2. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL

No controlador com ação de controle proporcional, a relação entre o sinal de saída do controlador $u(t)$ e o sinal de erro atuante $e(t)$ é:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (3.1)$$

Ou, no domínio de transformada de Laplace,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad (3.2)$$

Onde K_p é denominado ganho proporcional.

Um controlador proporcional é essencialmente um amplificador com o ganho ajustável, como mostra o diagrama de blocos da figura 3.6. Uma característica interessante deste controle é que, ao inserir altos valores de ganhos K_p , pode atuar como um controlador de duas posições.

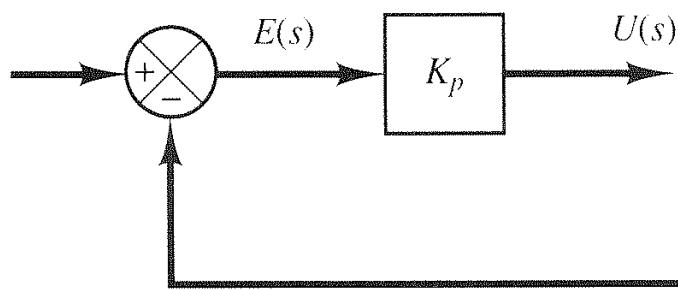


Figura 3.6 - Diagrama de blocos de um controlador proporcional [12].

3.2.3. AÇÃO DE CONTROLE INTEGRAL

Para [12], “um controlador com a ação de controle integral, o valor da saída do controlador $u(t)$ é variado segundo uma taxa proporcional ao sinal de erro $e(t)$ ”. Isto é,

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t) \quad (3.3)$$

Ou

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.4)$$

Onde a constante K_i é ajustável. A função de transferência deste controlador integral é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (3.5)$$

Observa-se que ao dobrar $e(t)$, o valor de $u(t)$ irá variar duas vezes mais rápido. Porém, se o valor de erro for zero, o valor de $u(t)$ será estacionário. Verifica-se na equação 3.5 que a atuação da integral tende a eliminar o valor de erro. A figura 3.7, mostra um diagrama de blocos desse tipo de controlador.

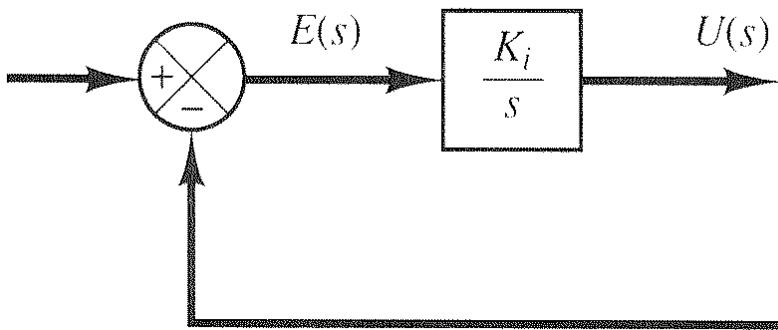


Figura 3.7 - Diagrama de blocos de um controlador integral [12].

3.2.4. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL E INTEGRAL (PI)

Esta ação, conhecida como **controlador PI**, une os dois controles citados anteriormente.

É definida como:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (3.6)$$

Onde a função de transferência do controlador é

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.7)$$

Onde K_p já foi definido anteriormente como ganho proporcional, T_i é o *tempo integral*.

Em controladores os valores de K_p e T_i são ganhos ajustáveis. É interessante notar que o ganho proporcional K_p afeta a parte proporcional e a integral, simultaneamente. O inverso do tempo integral T_i também é chamado de **taxa de restabelecimento** e é medido em termos de repetições por minuto. A figura 3.8(a) apresenta um diagrama de blocos para este controlador PI. Se o sinal de erro atuante $e(t)$ for uma função em degrau unitário, como mostra a figura 3.8(b), então a saída do controlador $u(t)$ é a indicada na figura 3.8(c).

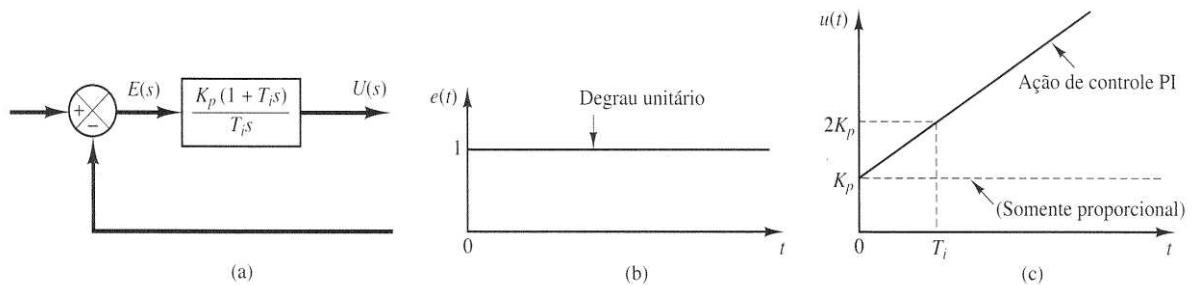


Figura 3.8 - (a) Diagrama de blocos de um controlador proporcional integral; (b) e (c) diagramas esboçando um degrau unitário de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador [12].

3.2.5. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL E DERIVATIVA (PD)

A equação 3.8 define o controle PD:

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Para a função de transferência temos:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p(1 + T_d s) \quad (3.9)$$

Onde o K_p é o ganho proporcional e a constante T_d , em muitos controladores, é chamada de tempo derivativo. Os dois termos são ajustáveis.

A figura 3.9(a) mostra o diagrama de blocos do sistema. A figura 3.9(c) apresenta a resposta do sistema ao erro em forma de uma rampa (figura 3.9(b)), como pode ser visto, a ação do controle derivativo tem característica antecipatória.

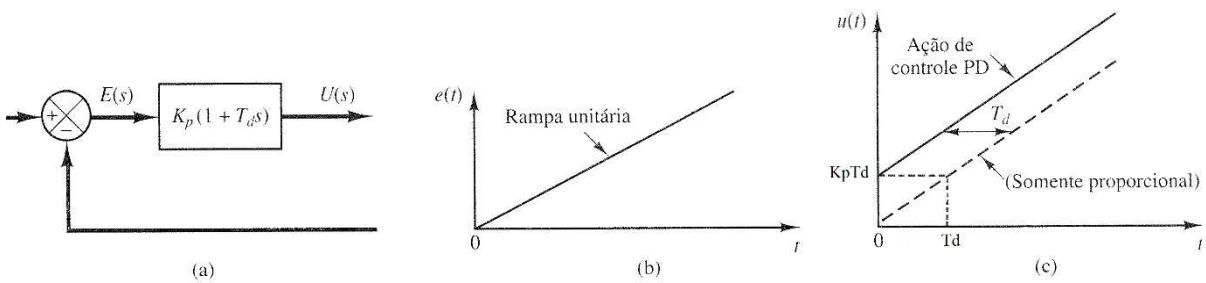


Figura 3.9 - (a) Diagrama de blocos de um controlador PD; (b) e (c) diagramas esboçando uma rampa unitária de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador [12].

Nota-se que a ação derivativa nunca poderá antecipar uma ação que ainda não tenha ocorrido no sistema. Então, um controlador com apenas ação derivativa não tem efetividade, pois, atuará apenas em períodos transitórios.

3.2.6. AÇÃO DE CONTROLE PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVA (PID)

A combinação das três ações de controle – proporcional, integral e derivativa – simultânea é conhecida como controle PID. Este tipo de ação combina as três características anteriormente citadas. A equação do controlador é mostrada em 3.10:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.10)$$

Para a equação 3.10, tem-se função de transferência:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (3.11)$$

Onde \$K_p\$ representa o ganho proporcional, \$T_d\$ o tempo derivativo e \$T_i\$ o tempo integral do controlador.

Pode-se ver na figura 3.10(a) o diagrama de blocos do controlador PID. Na figura 3.10(b), há um erro \$e(t)\$ em forma de rampa unitária, e na figura 3.10(c) há a resposta do controlador para este dado erro.

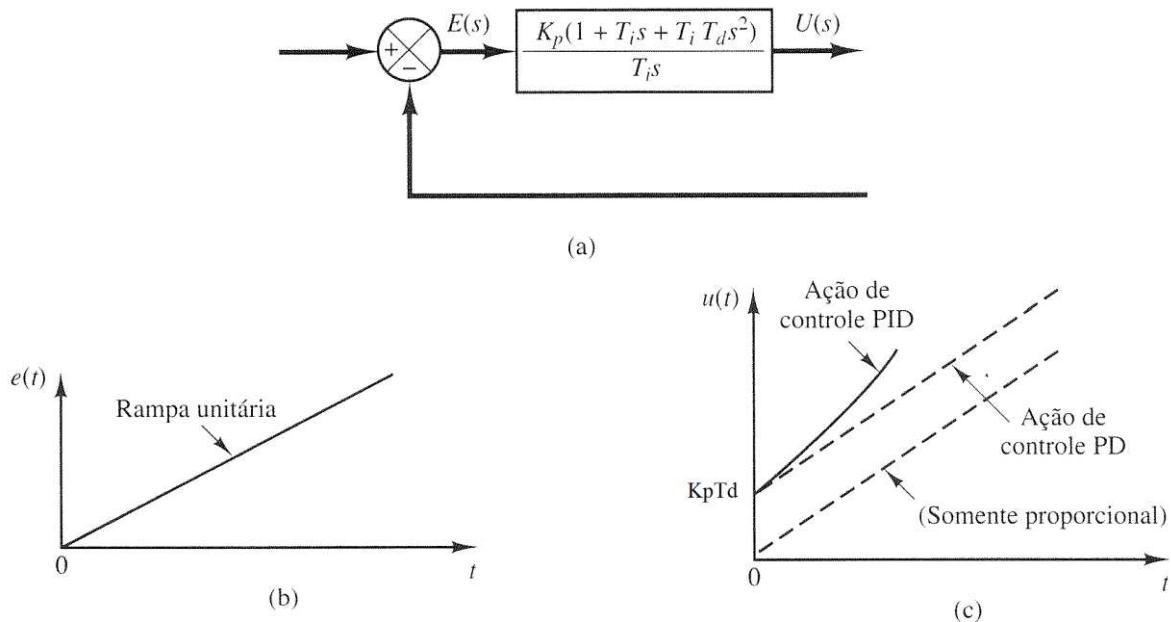


Figura 3.10 - (a) Diagrama de blocos de um controlador PID; (b) e (c) diagramas esboçando uma rampa unitária de entrada e o correspondente sinal de saída do controlador [12].

CAPÍTULO

PROGRAMAÇÃO EM MICROCONTROLADORES

4

4.1. INTRODUÇÃO – UM POUCO DE HISTÓRIA

A criação de códigos para microcontroladores pode ser um desafio desgastante à medida que aumenta o nível de complexidade do sistema a ser controlado.

Os primeiros dispositivos programáveis tinham seus programas escritos com códigos chamados “código de máquina”, que consistiam, normalmente, em dígitos binários que eram inseridos por meio de um dispositivo de entrada de dados (teclado, leitora de cartões, fitas perfuradas ou discos magnéticos), para então serem executados pela máquina [13].

Diante da necessidade crescente de programação de sistemas, foi natural o surgimento de uma nova forma de programação de sistemas. Esta foi a origem da linguagem *Assembly*.

Segundo [13], *Assembly* consiste em uma forma alternativa de representação dos códigos de máquina usando mnemônicos, ou seja, abreviações de termos usuais que descrevem a operação efetuada pelo comando em código de máquina.

Assim, ao invés de escrever o comando em código de máquina 0011000010001100, o programador pode simplesmente utilizar o comando MOVLW 0x8C para realizar a mesma tarefa.

Sem dúvida, a representação em *Assembly* da instrução é muito mais simples do que aquela utilizando código de máquina. No entanto, a utilização do *Assembly* não resolveu todos os problemas dos programadores.

A linguagem *Assembly* é de baixo nível, ou seja, não possui nenhum comando, instrução ou função, além daqueles definidos no conjunto de instruções do processador utilizado. Isso implica em um trabalho extra do programador para desenvolver rotinas e operações que não fazem parte do conjunto de instruções do processador, vindo a produzir programas muito extensos e complexos [13]

Foram criadas, então, as linguagens de alto nível, para permitir a programação, utilizando-se comandos de alto nível e que são posteriormente traduzidos para a linguagem de baixo nível do processador utilizado.

Porém, as linguagens de baixo nível, surgidas praticamente junto com a era dos computadores digitais, possuem diversos aspectos negativos, como a complexidade, falta de compatibilidade entre diferentes sistemas, pouca legibilidade [14].

A necessidade de uma abordagem mais concisa e simplificada para comandar os computadores surgiu naturalmente com a evolução e utilização dos computadores digitais. Segundo [13], essa abordagem simplificada, mais próxima da forma humana de pensamento, é chamada de linguagem de alto nível.

A linguagem C foi criada em 1972, por *Dennis Ritchie*, da *Bell Laboratories*, e consiste, na realidade, em uma linguagem de nível intermediário entre o *Assembly* e as linguagens de alto nível [15].

Assim como outras linguagens de alto nível, C utiliza a filosofia de programação estruturada, ou seja, os programas são divididos em módulos ou estruturas (funções) independentes entre si e com o objetivo de realizar determinada tarefa.

Desta forma, a programação estruturada permite uma construção mais simples e clara do *software* de aplicação, o que permite a criação de programas de maior complexidade [15].

4.2. PROGRAMAÇÃO DE PIC'S EM C

Atualmente, a maioria dos microcontroladores disponíveis no mercado contam com compiladores de linguagem C para o desenvolvimento de *software*.

O uso de C permite a construção de programas e aplicações muito mais complexas do que seria viável utilizando apenas o *Assembly*.

Além disso, o desenvolvimento em C permite uma grande velocidade na criação de novos projetos, devido às facilidades de programação oferecidas pela linguagem e também à sua portabilidade, o que permite adaptar programas de um sistema para outro com um mínimo de esforço.

Outro aspecto favorável da utilização da linguagem C é a sua eficiência. Para [13], eficiência em compiladores é a medida do grau de inteligência com que o compilador traduz

um programa em C para o código de máquina. Quanto menor e mais rápido o código gerado, maior será a eficiência da linguagem e do compilador.

Portanto, a linguagem C é muito eficiente, devido a sua proximidade com o *hardware* e o *Assembly*.

4.3. PROGRAMAÇÃO EM SISTEMAS EMBARCADOS

4.3.1. IMPLEMENTANDO CONTROLE PID DIGITAL EM SISTEMAS EMBARCADOS

O objetivo desta seção é mostrar quais são os requisitos necessários e os procedimentos para implementação de um algoritmo PID, para ser utilizado em sistemas microcontrolados.

Antes de iniciar, é de extrema importância mostrar como é feito a implementação de um compensador PID analógico, utilizando amplificadores operacionais, suas vantagens e desvantagens. E, por fim, serão comparados com os atuais controladores PID microcontrolados.

4.3.2. O COMPENSADOR PID ANALÓGICO

Conforme visto na seção 3.2, de forma resumida, pode-se dizer que o conceito de compensadores é basicamente: obter o sinal da variável manipulada na planta através de um elemento sensor, comparar com o valor desejado ajustado e gerar um valor de erro enviado ao compensador, que processará um segundo sinal mais desejado para o atuador do sistema a ser controlado.

O controlador PID é matematicamente definido pela seguinte equação, 4.1, no domínio de *Laplace*:

$$G(s) = K_p + \frac{Ki}{s} + s.Kd \quad (4.1)$$

Quando se fala em sistemas de controle de domínio contínuo, é possível modificar respostas de um sistema controlado apenas modificando a posição dos polos e zeros, então, os

ganhos K_p , K_i e K_d funcionam como parâmetros para movimentar os polos e zeros do compensador PID de forma a melhorar a resposta do sistema a ser controlado.

Esse tipo de controlador também possui um diferencial (conforme mostrado na seção 3.2.6), ele não obriga o operador a utilizar as três ações. Dependendo muito do sistema a ser controlado, e de cada ação que não se deseja utilizar, basta zerar os coeficientes correspondentes que não são necessários para a determinada aplicação.

É notável lembrar que cada coeficiente deste controlador, isoladamente, tem um tipo de ação em frente ao erro do sistema. O ideal é combinar uma ou mais ações para que se tenha uma resposta satisfatória do sistema. Em resumo, o ganho proporcional, de modo geral, tem a função de acelerar a resposta, tendendo o sistema a buscar o valor de *setpoint* de forma mais rápida.

Contudo, existe um grande problema nessa ação: se o ganho proporcional for muito alto, ou dependendo do modelo matemático do sistema a ser controlado, a resposta do sistema pode se tornar tão agressiva, que a taxa de crescimento se torna grande a ponto de ultrapassar o valor desejado; em alguns casos, tende a uma oscilação estável, como mostra a figura 4.1.

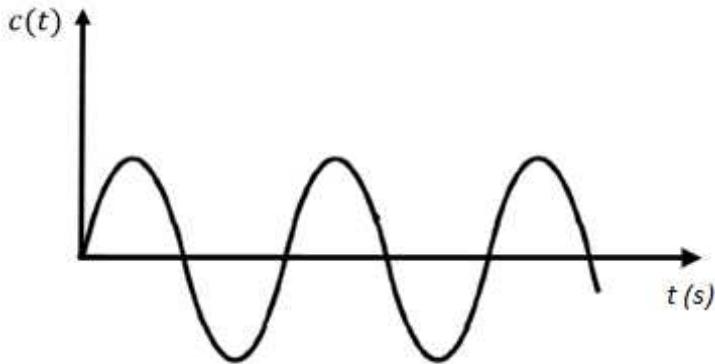


Figura 4.1 - Sistema com oscilação estável.

Outro problema inerente a esta ação é um ajuste de ganho proporcional muito pequeno. A resposta do sistema pode até ficar adequada, porém, atingirá o estado estacionário abaixo do valor de *setpoint* ajustado, também chamado de **erro de estado estacionário** (figura 4.2).

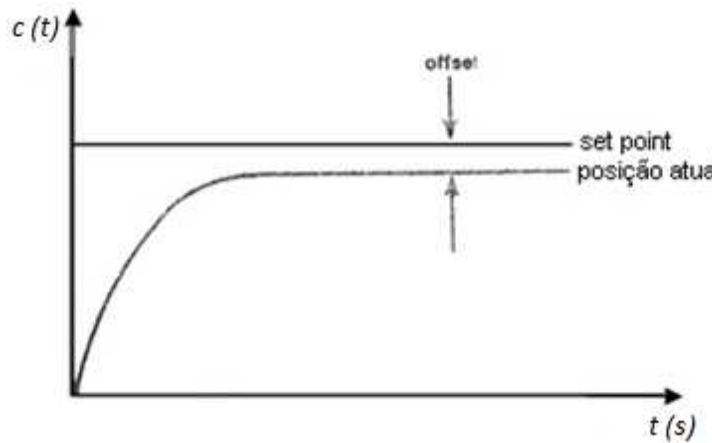


Figura 4.2 - Sistema com erro de regime permanente.

Conforme descrito na seção 3.2.3, o coeficiente do ganho integral pode ser adicionado no controlador para elevar a intensidade da ação integral do controlador PID, que tem a função de zerar o somatório dos erros anteriores do sistema, tendendo a eliminar o erro de estado estacionário. Mas um ganho integral mal dimensionado, pode fazer com que o crescimento do acúmulo de erro fique tão grande, de forma a levar o sistema a ter um *overshoot* (figura 4.3) ou se tornar oscilatório estável.

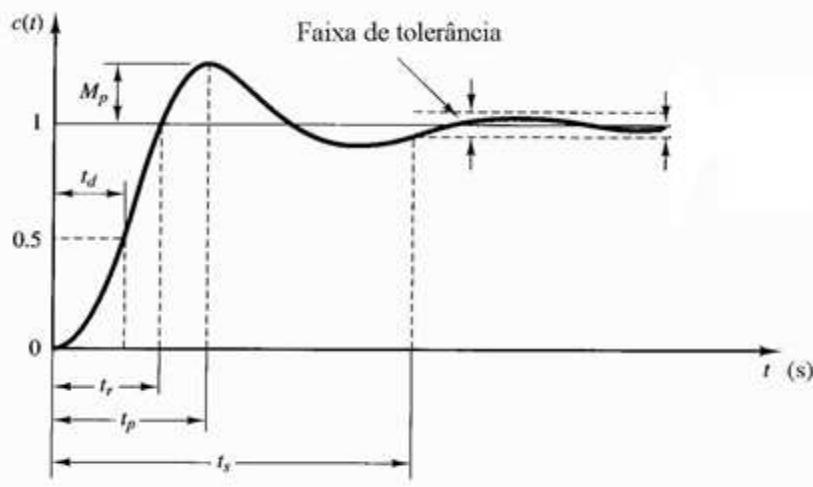


Figura 4.3 - - *Overshoot* causado pelo alto ganho integral.

O coeficiente de ganho derivativo tem como função estimar a variação do erro, e, com base nesse efeito, esta ação consegue diminuir os problemas com *overshoot* do sistema. Por outro lado, a utilização de um valor derivativo muito elevado pode levar ao amortecimento muito grande na resposta do sistema, ou seja, o tempo de subida pode ficar bem lento.

É importante aliar as três ações no sistema, de forma que a sintonia dos ganhos seja feita para obter a melhor resposta do sistema a ser controlado. Um controlador PID, utilizando

amplificadores operacionais, é mostrado na figura 4.4. Esse circuito é conhecido por controlador PID analógico tipo série.

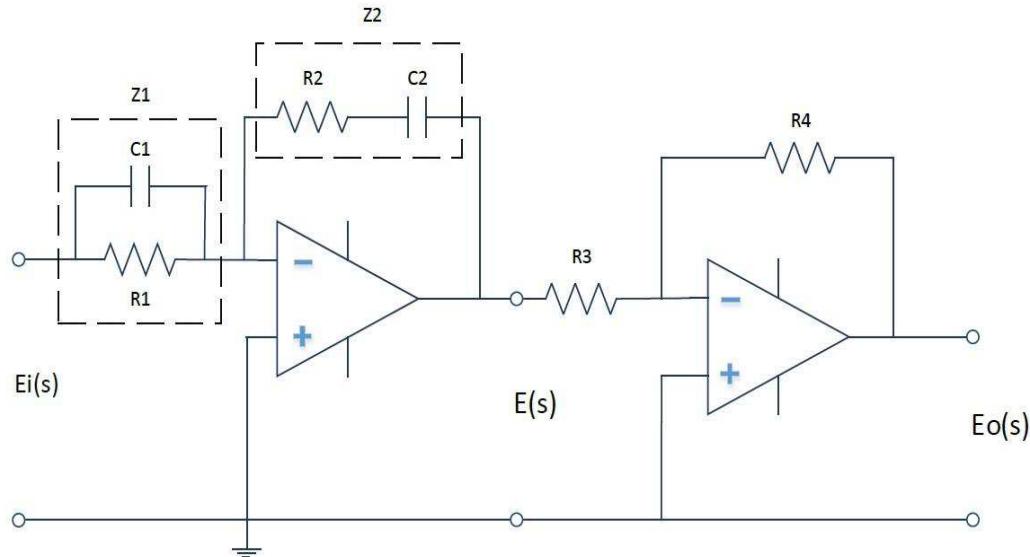


Figura 4.4 - PID analógico série [16]. (Adaptado)

Observa-se que esse circuito é formado por um filtro passa faixa, onde as impedâncias Z_1 e Z_2 , basicamente, formam as ações integral e derivativa, ou seja, os valores selecionados para os valores dessas duas impedâncias é o que vão gerar a intensidade da ação integral e derivativa. Em seguida, há um último bloco formado por um ganho através dos resistores R_3 e R_4 , que tem a função de ajustar o ganho proporcional.

Essa não é a única forma para implementar um PID analógico. Existe outro circuito utilizando amplificadores em paralelos (figura 4.5), no qual se utiliza três amplificadores operacionais, onde cada impedância de ganho é conectada a um amplificador separadamente. Em seguida, os três sinais resultantes são somados, gerando um sinal de controle para o atuador do sistema.

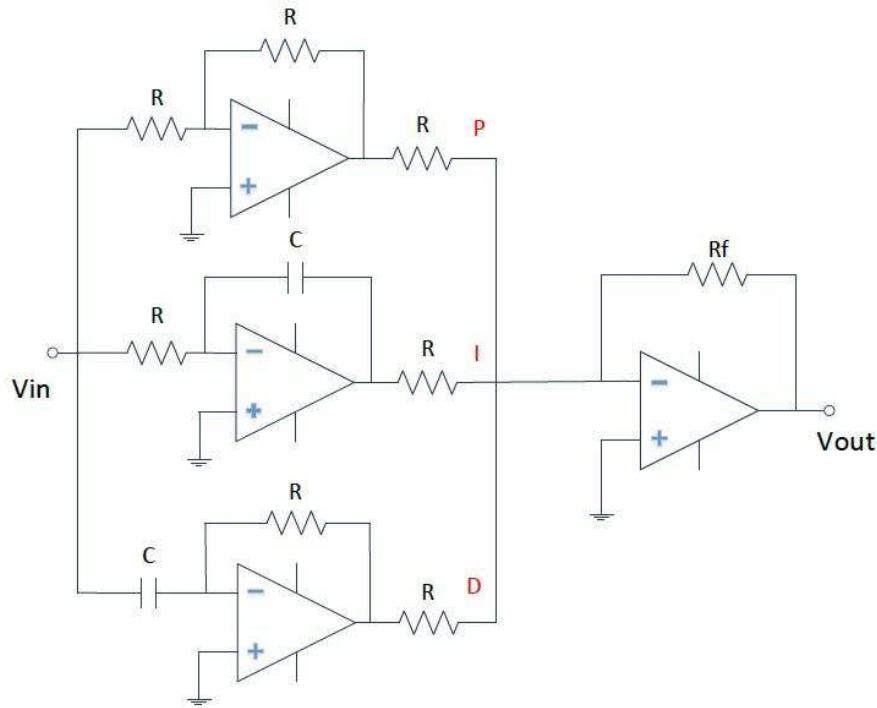


Figura 4.5 - PID analógico paralelo [17]. (Adaptado)

A vantagem de um compensador PID tipo paralelo, é a facilidade em perceber a ação dos três ganhos e seus pontos de ajuste.

Conforme [18], as principais características de um compensador PID analógico, são:

- Possui elevada largura de banda, que depende apenas das tolerâncias dos componentes;
- Circuitos bem simples e de baixo custo, uma vez que só é utilizado componentes passivos e o amplificador operacional;
- A estabilidade depende da tolerância dos componentes;
- Sensível a variação de temperatura sobre os componentes;
- Pouco flexível, para alguns tipos de modificações de ganhos.

As diferenças entre o circuito compensador série em relação ao de configuração paralela são:

- O circuito série tem um tempo maior de propagação do sinal do resultado na saída do que a configuração em paralelo;
- O circuito de compensação paralela envolve a utilização de mais dois amplificadores operacionais, de forma que aumentará o custo do projeto.

4.3.3. O COMPENSADOR PID EM SISTEMAS EMBARCADOS

O circuito de controle PID implementado em forma digital com o uso de **processadores de uso geral** pode trazer alguns benefícios comparados com o mesmo sistema analógico. Esse compensador é definido de forma matemática (equação 4.1), onde o processador de uso geral pode realizar esses tipos de cálculos, desde que tenha como converter os sinais de domínio contínuo (os sinais analógicos), de referência e realimentação para o formato digital e, a partir do resultado do cálculo, convertê-lo de volta para analógico, para que ele possa atuar sobre a planta.

Assim, a implementação do compensador fica de forma numérica. Isso inclui, inclusive, os parâmetros de ganhos K_p , K_i e K_d . Com isso, o sistema ganha em flexibilidade, ou seja, se houver a necessidade de alguma alteração dos ganhos de controle, basta que se modifique esses valores no próprio código armazenado na memória do microprocessador. Segundo [19]:

- A implementação do compensador é feita de forma numérica;
- O mesmo ocorre com os parâmetros relativos à compensação (ex: K_p , K_i , K_d são constantes armazenadas em memória);
- Os sinais de *set point* e *feedback* são discretizados através de um conversor de dados (ex: A/D);
- O processo inverso ocorre com sinal da variável manipulada, que é trazida para o domínio analógico (ex D/A, PWM).
- O diagrama de blocos em malha fechada para um sistema de controle digital microprocessado é mostrado na figura abaixo.

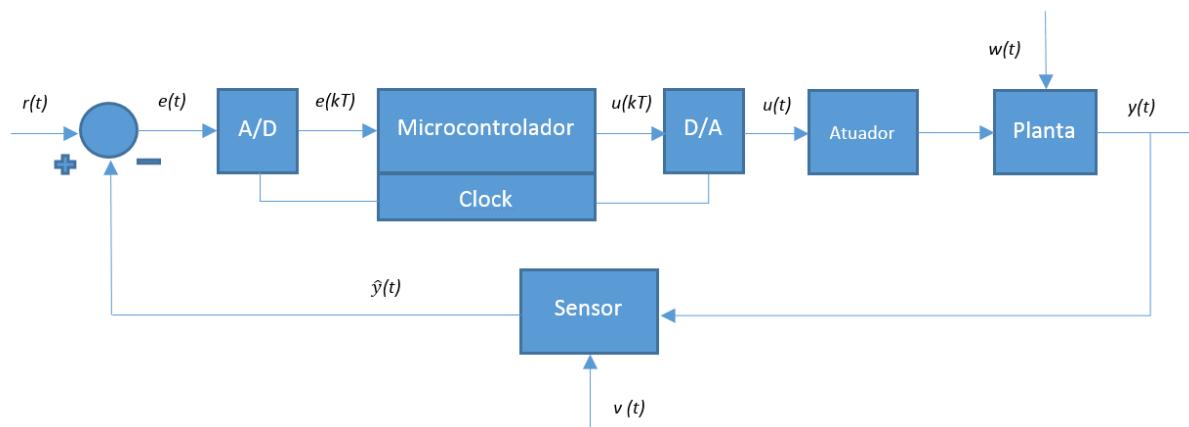


Figura 4.6 - Sistema de controle digital [20].

Onde:

- r = valor desejado ou *setpoint*;
- u = entrada para atuador;
- y = variável de processo;
- \hat{y} = variável medida;
- e = $r - \hat{y}$ = sinal de erro;
- v = sinal de ruído;
- A/D = conversor analógico digital;
- D/A = conversor digital analógico.

O diagrama de blocos da figura 4.6 pode ser definido como um sistema em malha fechada de domínio discreto. Pode-se notar que esse diagrama é muito similar ao da figura 3.2, onde o bloco controlador foi suprimido e foram colocados os três blocos adicionais, sendo que o bloco central simboliza o microprocessador, e os outros dois blocos realizam a discretização do conversor analógico para digital e do conversor digital para analógico.

O restante é semelhante ao diagrama de blocos do sistema analógico. Há a planta a ser controlada, o sinal de realimentação e o sinal de referência em conjunto com o comparador. Um detalhe importante é que este diagrama é apenas uma das formas de representar. Quando já se tem definido o microprocessador, pode-se alterar o valor do *set point* acessando uma porta serial. O conversor A/D é necessário mandatoriamente apenas para o sinal do sensor, uma vez que até o cálculo de comparação do valor de erro pode ser realizado dentro do programa do próprio microprocessador.

Em resumo, o controle PID digital microcontrolado possui três grandes blocos:

Sistema de discretização → também chamado de conversor analógico para digital, tem por função capturar os dados do mundo real em um vetor numérico para o programa de controle.

Microcontrolador → cuja a função é realizar os cálculos matemáticos que envolvam a função de transferência tipo PID.

Conversor digital para analógico (ou PWM) → que tem a função de pegar o vetor de dados numéricos obtidos com o cálculo do controle PID, e disponibilizar na saída a largura de pulso do PWM adequada para controle da planta.

Segundo [19], o grande desafio dos três tópicos apresentados anteriormente [que também se torna uma desvantagem em relação ao sistema de controle contínuo com amplificadores operacionais] é a largura de banda finita dos microcontroladores digital. Essa

banda é limitada pela frequência de *clock* do processador, e pela carga de armazenamento da CPU. Ou seja, quando a frequência de amostragem do conversor A/D não suporta um determinado sinal, há a necessidade de trocar a frequência de *clock* do processador para um valor maior, ou trocar a CPU para uma com velocidade de *clock* maior, ou ainda rever a aplicação e o projeto.

Então, além da frequência de *clock* do processador, a largura de banda é limitada à carga que tenha disponível para colocar dentro do *firmware*. Sendo assim, sabe-se que, no domínio real (sinais contínuos), só é possível capturar sinais de uma determinada frequência; acima disso, tem-se um fenômeno muito conhecido em processamento digital de sinais, que é o fenômeno *aliasing*. Tal pode ser relacionado, de forma simplista como: quando não se tem um valor de taxa de amostragem adequado para a captura de um determinado sinal em uma dada frequência, o sinal de amostrado capturado será de uma forma completamente diferente da realmente desejada. Portanto, [19] afirma que:

- O grande desafio de um sistema de controle discreto é sua largura de banda finita (limitada a frequência de *clock* do processador);
- Assim, os sinais de *feedback* e (ou) *set point* precisam ter sua banda limitada (eliminar o efeito “*aliasing*”);

4.3.4. O ESTÁGIO DE DISCRETIZAÇÃO

A figura 4.7 mostra um circuito analógico digital, onde ele recebe um sinal de domínio contínuo, e converte em amplitudes espaçadas (sinal com aspecto de escada), que irá formar o vetor de dados. Além do problema *aliasing*, há outro aspecto que deve ser considerado quando da projeção de um sistema com controle PID digital, que é o erro de quantização. Nesse erro, tomando-se como base a forma de onda na parte de cima, com aspecto de degrau, observa-se que existe sob a curva de domínio real até a curva em forma de degrau, uma área que não consegue ser capturada, devido a condições construtivas do discretizador. Esse erro é chamado de **erro de discretização**. De forma que, “se ele for muito grande, ele pode gerar alguns erros de *offset* de saída indesejáveis”. [19]

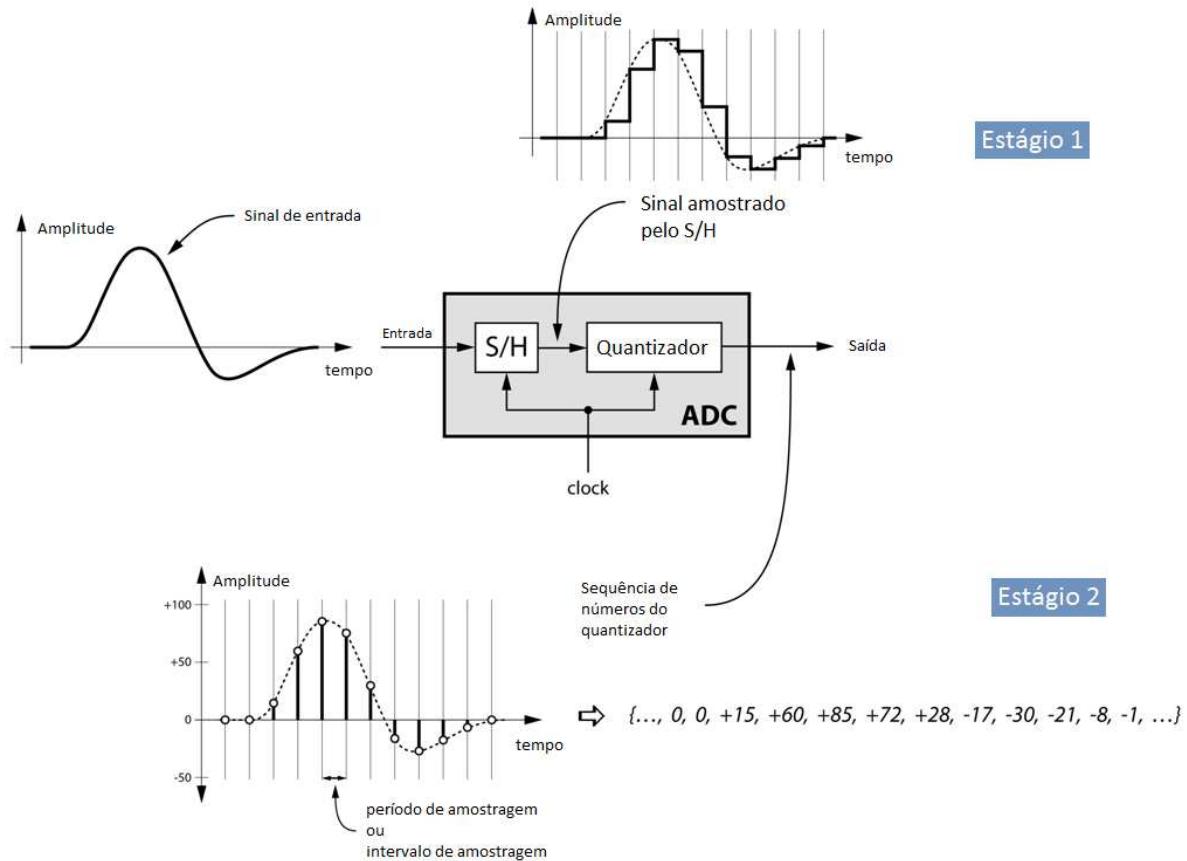


Figura 4.7 - Discretizador típico de um conversor A/D [21].

Para este tipo de projeto, a seleção do conversor analógico digital deve ter como escolha a tensão de referência, ou seja, a tensão máxima que se pode trabalhar, de forma que o erro de quantização fique desprezível. Um bom exemplo é quando mede-se uma tensão de 0 a 20V. Essa tensão é passada por um divisor de tensão, e irá fornecer um sinal resultante de 0 a 3V. Se trabalhado com uma tensão de referência de 3V, tem-se um valor mínimo de largura de tensão por bit de alguns milivolts; porém, se durante o projeto for reprojeto esse sensoriamento para que trabalhe com valores de 0 a 1V, o *step* de tensão, ficará ainda menor, de forma que o erro de quantização fique tão pequeno que será absorvido pelos cálculos realizados, com variáveis em ponto fixo ou flutuante. É interessante, então, utilizar o maior valor possível da resolução AD, e utilizar uma tensão de referência mais baixa possível. De acordo com [19]:

- Uma vez discretizada a informação, alguns tempos precisam ser respeitados;
- Critério de Nyquist-Shannon: $f_{sampling} \geq 2 \cdot f_{signal}$;
- Execução da ação de compensação deve ser periódica (tempo real, determinístico);
- Considerar atraso entre aquisição e disponibilização do sinal manipulado na saída dos sistemas.

4.4. ALGORITMO BASEADO EM ACUMULAÇÃO

Esta seção mostra como se realiza um *firmware* para o sistema de controle PID implementável em um microprocessador.

Basicamente, o processo consiste na aproximação de uma função de transferência do controlador no domínio contínuo num equivalente numérico que possa ser implementado em uma linguagem de programação apropriada para o microprocessador a ser utilizado. Então, utiliza-se diversas técnicas de cálculos numéricos para realizar essa tarefa.

Recapitulando: a função de transferência de um controle PID genérico é dada pela função 3.11. Pode-se reescrever no domínio do tempo, em função do sinal de erro como em 3.10.

De porte da equação no domínio do tempo, é possível utilizar as técnicas numéricas para criar o controlador PID na forma digital.

Um ponto importante da equação 3.10 no domínio do tempo é suas parcelas de cálculo integrativo e derivativo. Já que a equação 3.10 se encontra no domínio do tempo, pode-se utilizar técnicas de integração e derivação de tempo discreto para aproximar as ações integrais e derivativas em um equivalente discreto, como mostrado a seguir. Já a ação proporcional se trata de uma simples multiplicação do erro atual calculado, vezes o ganho K_p .

Numericamente, uma integral pode ser realizada executando a seguinte operação:

$$\int_a^b e(t) dt \cong \sum_{t=a}^b e[t]. dt \quad (4.2)$$

De forma numérica (uma das formas baseadas na acumulação, que dará o nome a este algoritmo), a integral, basicamente, é uma acumulação infinita de um somatório. Então, se ignorar o valor de tempo tendendo a zero entre dois intervalos, e adotar esse tempo sendo fixo (taxa de amostragem), a integral tomará a forma de um somatório discreto, onde a ideia principal é pegar o erro atual e adicionar ao valor acumulado anterior [19].

Para a operação de derivada, faz-se o inverso. A derivada por definição é a taxa de variação do erro decorrente, ou seja, a variação do erro em um intervalo de tempo tendendo a zero. Já a sua forma discreta pode ser aproximada conforme a equação 4.3, onde o valor de dt

é igual a taxa de amostragem. A ação derivativa passa a ser uma subtração do erro corrente e do anterior dividido pela taxa de amostragem.

$$\frac{de(t)}{dt} \cong \frac{e[t + dt] - e[t]}{dt} \quad (4.3)$$

Pode-se substituir dt como sendo o intervalo entre as amostras ts , obtendo a operação de integração e derivadas discretas, conforme as equações 4.4 e 4.5 abaixo:

$$\int_a^b e(t)dt \cong \sum_{t=0}^n e[n].ts \quad (4.4)$$

$$\frac{de(t)}{dt} \cong \frac{e[n] - e[n - 1]}{ts} \quad (4.5)$$

Onde n representa a posição de uma dada amostra corrente, e ts é o tempo da taxa de amostragem.

Por fim, inserindo os valores dos ganhos das ações, pode-se obter a seguinte equação 4.6 discretizada de um compensador tipo PID:

$$u[n] = Kp \cdot e[n] + Ki \cdot \sum_{k=0}^n e[k] + Kd \cdot (e[n] - e[n - 1]) \quad (4.6)$$

Nota:

- Nota-se que o termo ts , por ser um valor constante; foi abstraído da equação e inserido “dentro” dos coeficientes Ki e Kd ;
- O termo integral se traduz em acumular as amostras, e o termo derivativo em subtrair o valor corrente do anterior.

A simplicidade desta equação pode ser implementada em uma *firmware*, e obter ótimos resultados em controles. Esse algoritmo tem o nome de “algoritmo baseado em acumulação”, justamente por causa da forma de implementação da integral.

As características vantajosas desse algoritmo são:

- Destaca-se pela sua simplicidade;

- Ocupa pouca memória de programa e dados, pois é necessário armazenar apenas a variável de erro anterior e o valor de acumulação da integral;
- Velocidade de execução rápida, apenas algumas instruções aritméticas (apenas três multiplicações, sendo o cálculo mais complexo, e quatro somatórios);
- Pode ser implementado facilmente em microcontroladores de 8 bits.

Desvantagens:

- A aproximação usada para a integral (ou aproximação por dois pontos) demora para convergir no início do controle;
- A saturação do atuador pelo *Wind-Up* da integral, se o ganho K_i for muito alto, e consequentemente o estouro (*overflow*) da variável do integrador.

CAPÍTULO

MICROCONTROLADORES

5

5.1. INTRODUÇÃO

Atualmente, muito projetos são realizados utilizando apenas um microcontrolador. Há alguns anos, eram elaborados utilizando uma gama de componentes. Tal dispositivo – microcontrolador – é bastante versátil e flexível, pois nele podem ser programadas determinadas tarefas a serem executadas. Segundo [22], “por esses motivos os microcontroladores atraem a atenção dos projetistas modernos e mesmo os mais veteranos”.

Neste capítulo, será apresentado um breve resumo sobre a teoria de microcontroladores e algumas características do PIC16F877A, utilizado neste projeto.

5.2. O MICROCONTROLADOR

Microcontrolador é um “pequeno computador” num único circuito integrado contendo um núcleo de processador, memória de dados, memória de programa, pinos de entradas/saídas (I/O) programáveis, contadores *timers*, comunicação serial, conversores analógico-digitais integrados, PWMs, etc. “Esta é uma das características fundamentais que diferencia os microcontroladores dos microprocessadores, pois os últimos, apesar de possuírem uma ULA (Unidade Lógica Aritmética), não possuem todos esses recursos em uma única pastilha.” [24].

Portanto, toda a lógica de operação é estruturada na forma de um programa e gravado dentro do componente. Depois disso, toda vez que o microcontrolador for alimentado, o programa interno será executado. A “inteligência” do componente pode ser associada à sua ULA, pois é nessa unidade que todas as operações matemáticas e lógicas são executadas.

Quanto mais poderosa a ULA do componente, maior sua capacidade de processar informações [24].

5.3. MICROCHIP TECHNOLOGY

A *Microchip Technology* (figura 5.1) é uma empresa norte americana fornecedora de componentes semicondutores analógicos e microcontroladores, líder em desenvolvimento de componentes em baixo custo e qualidade, com diversos clientes em todo o mundo. Sua sede fica em Chandler, no Estado do Arizona. Sua linha de microcontroladores PIC foi utilizada neste projeto.



Figura 5.1- Logotipo da empresa Microchip® [25].

5.4. MICROCONTROLADORES PIC

A Microchip possui os microcontroladores PIC baseados em 8, 16 e 32 bits, adaptáveis a cada necessidade de aplicação. Neste trabalho foi utilizado um microcontrolador de 8 bits, da família *mid-range* 16, o usual PIC16F877A (figura 5.2).



Figura 5.2 - Circuito integrado PIC16F877A [25].

5.4.1. ARQUITETURAS HAVARD E RISC

Os microcontroladores PIC apresentam uma estrutura de máquina interna do tipo *Harvard*, enquanto grande parte dos tradicionais apresentam uma arquitetura tipo *Von-Neumann*. A diferença está na forma como os dados e o programa são processados.

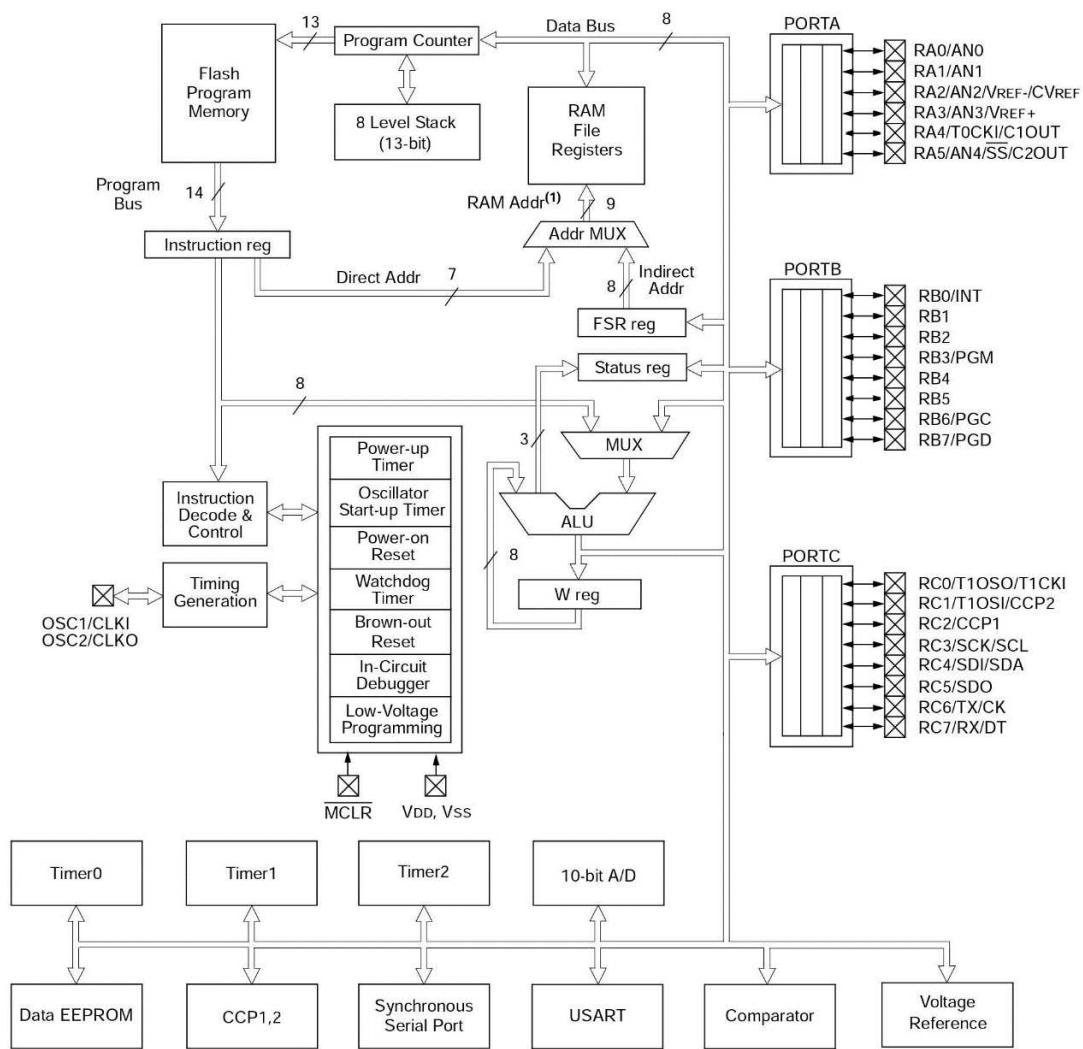
Na arquitetura tradicional, tipo *Von-Neumann*, existe apenas um barramento (*bus*) interno (geralmente de 8 *bits*), por onde passam as instruções e os dados. Já na arquitetura tipo *Harvard* existem dois barramentos internos, sendo um de dados e outro de instruções [26]. No caso dos microcontroladores PIC, o barramento de dados é sempre de 8 *bits* e o de instruções pode ser de 12, 14 ou 16 *bits*, dependendo do microcontrolador. Esse tipo de arquitetura permite que, enquanto uma instrução é executada, outra seja “buscada” da memória, o que torna o processamento mais rápido. Além disso, como o barramento de instruções é maior do que 8 *bits*, o *OPCODE* da instrução já inclui o dado e o local onde ela vai operar, o que significa que apenas uma posição de memória é utilizada por instrução, economizando, assim, muita memória de programa [24].

Desta forma, pode-se observar que dentro da palavra do *OPCODE*, que pode ser de 12, 14 ou 16 *bits*, não sobra muito espaço para o código da instrução propriamente dito. Por isso, os PICs utilizam uma tecnologia chamada RISC (*Reduced Instruction Set Computer* - Computador com Conjunto de Instruções Reduzido). “Desta forma, os PICs possuem cerca de 35 instruções, muito menos que os microcontroladores convencionais CISC, que chegam a possuir mais de cem instruções” [24]. Essa característica da tecnologia RISC facilita o aprendizado do programado, e o torna mais dinâmico para realizar seus códigos. Porém, implica que várias funções devem ser criadas, exigindo uma maior habilidade lógica do programador.

5.4.2. ESTRUTURAÇÃO INTERNA

No diagrama de blocos da figura 5.3, retirado do manual do componente [27], visualiza-se as diversas partes que compõem o microcontrolador PIC16F877A utilizado neste projeto. Observe-se que a ULA é diretamente ligada ao registrador W (*Work reg*). No canto superior esquerdo, tem-se a memória de programa, e, saindo deste bloco, há um barramento de 14 *bits*. Ao lado direito está a memória de dados (RAM), que possui um barramento de 8 *bits*, conforme a arquitetura *Harvard*. Do lado direito, visualiza-se as portas com todos os pinos de I/O. Na

parte inferior, encontram-se os periféricos, tais como a EEPROM (memória de dados não volátil), os *timers* (Timer0, Timer1 e Timer 2), o comparador interno, o módulo CCP (*Capture*, *Compare* e PWM) e a porta serial (USART). No centro, tem-se o registrador de *status* (*STATUS reg*). Algumas informações importantes sobre as operações aritméticas da ULA ficam armazenadas nesse registrador. Na parte superior ainda há o contador de linhas de programa (*Program Counter*) e a pilha de 8 níveis (*Stack*). Entre todos os periféricos, a comunicação é feita por meio de um barramento de oito vias. Tem-se, ainda, os circuitos internos de *reset*, osciladores, *Watchdog Timer* (WDT), *Power-up* e *Brown-out* internos.



Device	Program Flash	Data Memory	Data EEPROM
PIC16F873A	4K words	192 Bytes	128 Bytes
PIC16F876A	8K words	368 Bytes	256 Bytes

Note 1: Higher order bits are from the Status register.

Figura 5.3 - Diagrama de blocos do PIC 16F877A [27].

5.4.3. CICLOS DE MÁQUINA

Nos microcontroladores PIC, o sinal de *clock* é internamente dividido por quatro. Portanto, para um *clock* externo de 4 MHz, há um *clock* interno de 1 MHz e, consequentemente, cada ciclo de máquina dura $1\mu s$.

A divisão do *clock* por quatro formam as fases Q1, Q2, Q3 e Q4. O *program counter* é incrementado automaticamente na fase Q1 do ciclo de máquina e a instrução seguinte é buscada da memória de programa e armazenada no registrador de instruções no ciclo Q4. Ela é decodificada e executada no próximo ciclo, no intervalo de Q1 até Q4 [27].

O ato de buscar a informação num ciclo de máquina e executá-la no próximo é conhecido como *pipeline*. Ele permite que quase todas as instruções sejam executadas em apenas um ciclo, gastando, assim, $1\mu s$ (para um *clock* de 4 MHz), tornando o sistema muito mais rápido. As únicas exceções referem-se às instruções que geram “saltos” no *program counter*, como chamadas de rotinas e retornos. Ao executar essas instruções, o *pipeline* deve ser, primeiramente, limpo, para depois poder ser carregado novamente com o endereço correto. Isso consome dois ciclos de máquinas. Esse *pipeline* é facilmente implementado devido à arquitetura *Harvard* [24].

O diagrama seguinte foi retirado do manual do componente [27] e demonstra claramente as divisões do ciclo nas quatro fases (Q1 a Q4) e o conceito de *pipeline*.

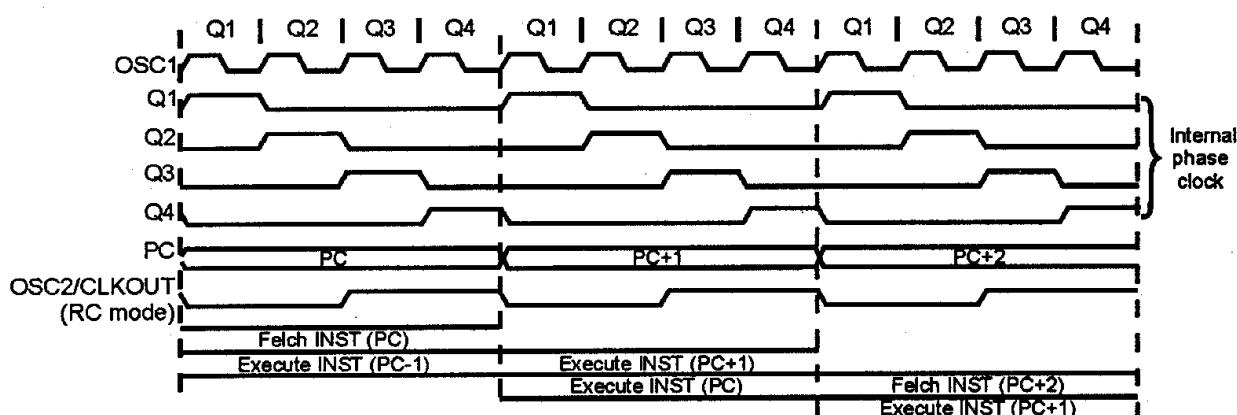


Figura 5.4 - Esquema dos ciclos de máquina [27].

5.5. INTRODUÇÃO AS MEMÓRIAS

Como já mencionado anteriormente, o PIC possui barramentos diferenciados para as memórias de programa e de dados. Dessa forma, conclui-se que as memórias são totalmente separadas. No caso do PIC 16F877A, componente estudado neste trabalho, existe ainda uma terceira memória: a memória não-volátil EEPROM.

5.5.1. A MEMÓRIA DE PROGRAMA

Devido à estruturação Harvard, a memória do PIC pode ser de 12, 14 ou 16 *bits*. O tamanho dessa memória também varia muito nos diferentes modelos. Na maioria deles, é do tipo EPROM, que só pode ser gravada uma vez para PICs mais simples, ou gravada várias vezes no caso de PICs janelados (que podem ser apagados por meio de luz ultravioleta). Existem ainda modelos que possuem a memória de programa tipo *flash*, que pode ser gravada diversas vezes sem a necessidade de apagar a gravação anterior.

5.5.2. VETOR DE RESET

O vetor de reset é localizado no primeiro endereço da memória de programa, e é executado toda vez que o PIC é iniciado ou após algum comando de *reset*. Ao executar um comando do tipo *reset*, a execução do código é apontada para o endereço 0x00, porém, existem alguns modelos antigos que apontam para o último endereço da memória.

5.5.3. VETOR DE INTERRUPÇÃO

As interrupções são armazenadas juntamente com o restante do código de programação. No entanto, é destinado um endereço para alocar todas interrupções (nos microcontroladores PICs que possuem esse recurso). Esse endereço é chamado de vetor interrupção e encontra-se na posição 0x04.

5.5.4. PILHA (STACK)

A pilha é um local totalmente separado da memória de programação, onde serão armazenados os endereços de retorno quando utilizadas instruções de chamadas de rotinas. Quando o programa é desviado para o começo de uma rotina por meio da instrução correta, o endereço seguinte ao ponto que estava sendo rodado é armazenado na pilha para que, ao fim da rotina, o programa possa retornar.

O tamanho da pilha também varia de acordo com o modelo de PIC, e isso determina a quantidade de rotinas que podem ser chamadas ao mesmo tempo. Caso se tente chamar um número de rotinas maior que o tamanho da pilha, o endereço de retorno mais antigo será perdido [28]. A figura 5.5 mostra o mapa de memória com pilha de oito posições do PIC16F877A.

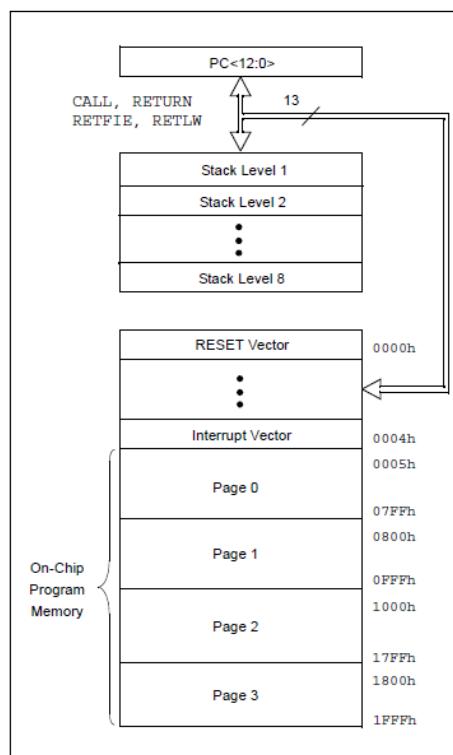


Figura 5.5 - Mapa de memória e pilha do PIC16F877A [27].

5.5.5. MEMÓRIA DE DADOS

Conforme [24], “a memória de dados do sistema é a RAM, que é utilizada para guardar todas as variáveis e registradores utilizados pelo programa. Essa memória armazena dados de

8 bits e é volátil, ou seja, quando o PIC é desligado, ela é automaticamente perdida". Esta pode ser dividida em dois grupos que serão apresentados a seguir: Registradores especiais e Registradores de uso geral.

A memória de dados, muitas vezes, também é dividida em mais de um banco, possibilitando o acesso aos endereços. Há chaves programáveis que fazem a seleção do banco a ser utilizado no determinado momento. No microcontrolador utilizado neste projeto, o PIC16F877A, a memória de dados é dividida em quatro bancos, como mostra a figura 5.6.

File Address	File Address	File Address	File Address	
Indirect addr.(*)	00h	Indirect addr.(*)	80h	
TMR0	01h	OPTION_REG	81h	
PCL	02h	PCL	82h	
STATUS	03h	STATUS	83h	
FSR	04h	FSR	84h	
PORTA	05h	TRISA	85h	
PORTB	06h	TRISB	86h	
PORTC	07h	TRISC	87h	
PORTD ⁽¹⁾	08h	TRISD ⁽¹⁾	88h	
PORTE ⁽¹⁾	09h	TRISE ⁽¹⁾	89h	
PCLATH	0Ah	PCLATH	8Ah	
INTCON	0Bh	INTCON	8Bh	
PIR1	0Ch	PIE1	8Ch	
PIR2	0Dh	PIE2	8Dh	
TMR1L	0Eh	PCON	8Eh	
TMR1H	0Fh		8Fh	
T1CON	10h		90h	
TMR2	11h	SSPCON2	91h	
T2CON	12h	PR2	92h	
SSPBUF	13h	SSPADD	93h	
SSPCON	14h	SSPSTAT	94h	
CCPR1L	15h		95h	
CCPR1H	16h		96h	
CCP1ICON	17h		97h	
RCSTA	18h	TXSTA	98h	
TXREG	19h	SPBRG	99h	
RCREG	1Ah		9Ah	
CCPR2L	1Bh		9Bh	
CCPR2H	1Ch	CMCON	9Ch	
CCP2CON	1Dh	CVRCON	9Dh	
ADRESH	1Eh	ADRESL	9Eh	
ADCON0	1Fh	ADCON1	9Fh	
General Purpose Register 96 Bytes	20h	General Purpose Register 80 Bytes	A0h	
			EFh	
accesses 70h-7Fh		F0h	FFh	
Bank 0		Bank 1	Bank 2	
Bank 3				
180h				
181h				
182h				
183h				
184h				
185h				
186h				
187h				
188h				
189h				
18Ah				
18Bh				
18Ch				
18Dh				
18Eh				
18Fh				
190h				
191h				
192h				
193h				
194h				
195h				
196h				
197h				
198h				
199h				
19Ah				
19Bh				
19Ch				
19Dh				
19Eh				
19Fh				
1A0h				
General Purpose Register 80 Bytes				
1EFh				
1F0h				
1FFh				

■ Unimplemented data memory locations, read as '0'.

- * Not a physical register.

Note 1: These registers are not implemented on the PIC16F876A.

- 1: These registers are not implemented on the PIC16F876A.
- 2: These registers are reserved; maintain these registers clear.

Figura 5.6 - Bancos de memória PIC16F877A [27].

5.5.6. REGISTRADORES ESPECIAIS

Os registradores especiais (SFR) encontram-se na memória RAM do sistema para execução do programa e processamento da ULA. “Esses registradores ocupam espaço na RAM e podem ser acessados da mesma maneira que as variáveis do sistema, com mudança somente no endereço de acesso” [28]. Eles podem ser escritos/lidos tanto pelo usuário quanto pelo hardware.

Segundo [24] “a quantidade de SFRs depende do modelo do PIC, mas eles sempre são armazenados na parte baixa da memória (início dos endereços) e às vezes podem estar espalhadas em mais de um banco de memória”.

5.5.7. REGISTRADORES DE USO GERAL

Essa área destina-se ao armazenamento das variáveis que são definidas pelo programador, para serem lidas ou escritas nas rotinas do código. Assim como a SFR, o tamanho dessa memória varia de acordo com o modelo de PIC, podendo exigir mais de um banco.

5.5.8. EEPROM

Outro tipo de memória que pode existir em alguns modelos PIC, é a EEPROM. É um tipo de memória não volátil bastante utilizada em microcontroladores e outros dispositivos eletrônicos para armazenar quantidades relativamente pequenas de dados. Nos modelos PIC em que não existem este tipo de memória, pode-se inserir externamente através de I/Os e códigos de escrita e leitura.

5.6. INTRODUÇÃO ÀS INTERRUPÇÕES

A rotina de interrupção em um microcontrolador serve para interromper o programa imediatamente. Dessa maneira, pode-se tomar atitudes instantâneas. As interrupções são ações tratadas diretamente pelo *hardware*, o que as tornam muito rápidas e disponíveis em qualquer ponto do sistema. Assim sendo, quando uma interrupção acontece, o programa é paralisado,

uma função específica (definida pelo programador) é executada e depois o programa continua a ser executado no mesmo ponto em que estava [29].

5.6.1. TIMER 0

Conforme [30], “o temporizador TMR0 permite uma grande variedade de aplicações práticas. É bastante conveniente e simples de usar para: gerar pulsos de duração arbitrária, medição do tempo ou para contar pulsos externos”.

O TMR0 é um temporizador/contador de 8 *bits*, com as seguintes funcionalidades:

- i. Temporizador/contador de 8 *bits*;
- ii. Divisor de 8 *bits*, partilhado com o “cão de guarda” (*Watchdog*);
- iii. Fonte de oscilação (*clock*) interna ou externa (programável);
- iv. Gerador de interrupções por fim de contagem (255 para 0);
- v. Seleção de borda (subida ou descida) do *clock* externo.

5.6.2. TIMER 1

O módulo TMR1 é um temporizador/contador de 16 *bits*. Possui dois registros: TMR1L e TMR1H. Pode contar até 65535 pulsos num só ciclo, antes do contador retornar a zero, devido ao extravasamento (*overflow*) [30]. Similarmente ao TMR0, tais registros podem ser lidos/escritos a qualquer momento e, em caso de *overflow*, uma interrupção é gerada. O TMR1 também pode funcionar de dois modos básicos distintos: temporizador ou contador.

5.6.3. TIMER 2

Assim como o *timer 0*, o *timer 2* é um registrador de 8 *bits* do microcontrolador que pode ser incrementado pelo ciclo de instrução. Diferente do *timer 1*, que por sua vez, pode ser incrementado por um *clock* externo.

5.6.4. INTERRUPÇÃO EXTERNA

A interrupção externa pode ser configurada, sendo chamada no programa quando for identificado um pulso de sinal externo na porta RB0 do PIC16F877A. Dessa maneira, pode-se identificar e executar uma resposta ao sinal externo.

5.7. O MICROCONTROLADOR PIC16F877A

Para atender as condições do projeto, houve a necessidade de escolher um microcontrolador versátil, compacto e poderoso para o controle e monitoramento da tensão terminal de um gerador síncrono de 2 kVA. O PIC16F877A foi o escolhido devido às suas características, como mostra seus dados retirados do *datasheet* [27] do componente:

- Microcontrolador de 40 pinos, o que possibilita a montagem de um *hardware* complexo; é capaz de interagir com diversos recursos e funções ao mesmo tempo.
- Arquitetura da CPU tipo RISC;
- Apenas 35 instruções;
- Todas as instruções de ciclo único, exceto para o ramos do programa, que são de dois ciclos;
- Frequência de operação de DC a 20 MHz e 200 ns para os ciclos de instruções;
- Até 8K x 14 palavras de programação para memória *flash*;
- Até 368 x 8 *bytes* de dados para memória (RAM);
- Até 256 x 8 *bytes* de dados para EEPROM;

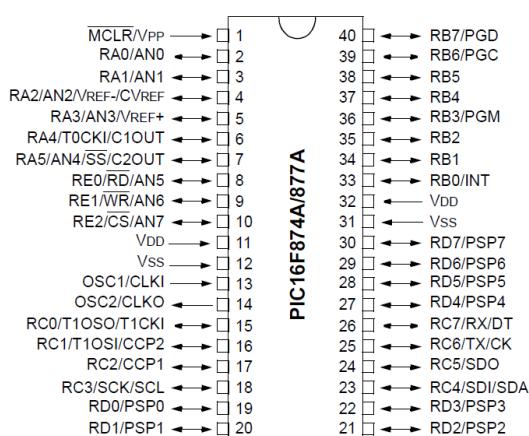


Figura 5.7 - O PIC16F877A [27].

Características periféricas:

- Timer 0: Timer/contador de 8 *bits prescaler*;
- Timer 1: Timer/contador de 16 *bits* com *prescaler*, que pode ser incrementado durante o estado *Sleep*, via cristal externo;
- Timer 2: Timer/contador com 8 *bits* com registrador de período, *prescaler* e *postscaler*;
- Módulo CCP (Comparador, captura e PWM):
 - Captura com 16 *bits* e resolução máxima de 12.5 ns.
 - Comparador com 16 *bits* e resolução máxima de 200ns.
 - PWM com resolução máxima de 10 *bits*.
- Porta serial síncrona (SSP) com SPI (*Master mode*) e I²CTM (*Master/Slave*);
- Universal síncrono/assíncrono receptor/transmissor (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter* – USART/SCI) com 9 *bits* de detecção de endereço;
- Porta paralela escrava (*Parallel Slave Port* - PSP) – largura de 8 *bits* com controles externos \overline{RD} , \overline{WR} e \overline{CS} ;
- Circuito de detecção por Brown-out para *Brown-out Reset* (BOR);

Características analógicas:

- Canal de conversão analógico para digital (A/D) de 8 até 10 *bits* de resolução;
- *Brown-out Reset* (BOT);
- Módulo comparador analógico, com:
 - Dois comparadores analógicos;
 - *Programmable on-chip voltage reference (Vref) module*;
 - Entrada multiplexada programável a partir de entradas e tensão interna de referência;
 - Saídas de comparação são acessíveis externamente;

Características especiais dos microcontroladores:

- Memória flash melhorada típica de 100.000 ciclos de apagar/escrever;
- Memória EEPROM típica de 1.00000 ciclos de apagar/escrever;
- Retenção dos dados da EEPROM maior que 40 anos;
- Auto-programação sob controle de software;
- *In-Circuit Serial ProgrammingTM* (ICSPTM) via dois pinos;

- Alimentação única 5V;
- *Watchdog Timer* (WDT) com oscilador interno RC no próprio chip para operações confiáveis;
- Código de proteção programável;
- Modo *sleep* para poupar energia;
- Opções para selecionar osciladores;
- *In-Circuit Debug* (ICD) via dois pinos;

Tecnologia CMOS:

- Baixo consumo de potência, tecnologia de alta velocidade *Flash/EEPROM*;
- Design totalmente estático;
- Ampla faixa de tensão de operação (2.0 até 5V);
- Faixas de temperatura comercial e industrial;

5.7.1. OS TIPOS DE CLOCK

Nesta seção, serão vistos os tipos de *clock* (ou relógio) que podem ser aplicados em um microcontrolador PIC.

Por meio de um circuito oscilador, um *clock* é inserido no circuito, sendo necessário para executar o programa interno da máquina.

5.7.2. TIPOS DE OSCILADORES

O microcontrolador PIC16F877A pode trabalhar com quatro configurações de osciladores diferentes. São elas: cristal com oscilador externo (figura 5.8), cristal com oscilador interno, oscilador externo com malha RC (figura 5.9), oscilador com fonte de *clock* externa (figura 5.10).

O *clock* é responsável pela temporização que ocorre no microcontrolador, por esse motivo deve-se buscar a melhor precisão para determinados casos e aplicações. Em alguns casos não há necessidade de uma grande precisão nos códigos; em outros, a frequência do *clock* é algo crítico para a aplicação. Portanto, pode-se considerar que fatores de projeto definem a melhor fonte de *clock* a ser utilizada.

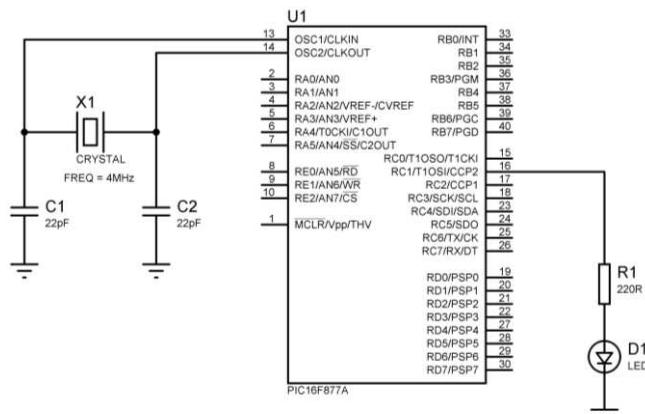


Figura 5.8 - O cristal com oscilador externo. Fonte: Autor.

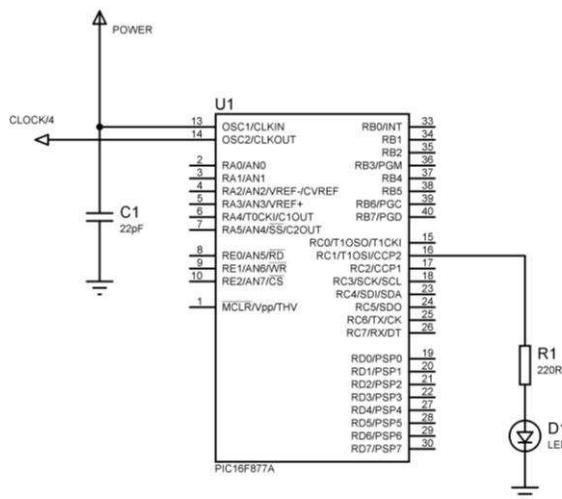
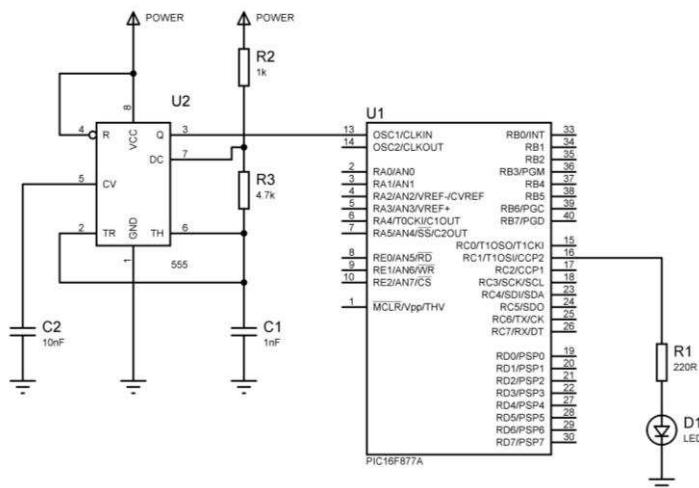


Figura 5.9 - O oscilador com malha RC. Fonte: Autor.

Figura 5.10 - O oscilador com fonte de *clock* externa utilizando CI555. Fonte: Autor.

5.7.3. WATCH DOG TIMER (WDT)

O *Watch Dog Timer* (WDT), em uma tradução livre, pode ser definido como o temporizador do cão de guarda do microcontrolador. Ele é bastante útil quando necessária maior confiança no sistema embarcado. Se o WDT perceber algum tipo de instabilidade no circuito do PIC, o temporizador realiza um *reset* no sistema, e, de certa forma, protege os demais periféricos que o microcontrolador esteja controlando.

5.7.4. POWER UP TIMER

De acordo com o manual [27], o PIC16F877A possui o *Power Up Timer* interno, que pode ser habilitado ou não na hora da gravação. Essa opção irá fazer com que o PIC só comece a operar cerca de 72 ms após o pino MCLR ser colocado em nível alto. Essa função é interessante para garantir que o circuito inicie suas rotinas depois que todo o circuito esteja eletricamente estabilizado.

5.7.5. BROWN OUT DETECT CIRCUIT

Trata-se de um sistema de detecção automática de baixa tensão, capaz de resetar o PIC. Isso significa que: se a tensão de alimentação (V_{DD}) for menor que 4V por mais de $100\ \mu s$, o sistema será reiniciado.

5.7.6. MASTER CLEAR ENABLE

Essa opção define o uso do pino 1, que pode ser configurado como *Master Clear* externo (\overline{MCLR}). Ao habilitar esta opção, alimentando o pino 1 com tensão de 0V, o microcontrolador será reiniciado.

5.7.7. CÓDIGO DE PROTEÇÃO

Os códigos podem ser protegidos no momento do envio para o microcontrolador, desde que essa opção esteja ativada no compilador. Com isso pode-se evitar que o código seja lido e copiado por outra pessoa não autorizada.

CAPÍTULO

MATERIAIS E MÉTODOS

6

6.1. RESUMO

Este capítulo aborda alguns detalhes sobre as principais partes do circuito regulador automático de tensão proposto neste trabalho.

Para melhor organização, o projeto foi dividido em dois circuitos: o primeiro circuito, composto principalmente pelo drive de acionamento; e o segundo circuito, composto pelo sistema eletrônico de controle.

6.2. CONTROLE DA EXCITAÇÃO

Os sistemas de controle de excitação devem detectar com bastante rapidez as mudanças causadas pela entrada de carga e atuar no sistema de excitação com eficiência, para retornar as condições normais de funcionamento da máquina. Uma alternativa bastante eficaz para resolver esta situação é a utilização de ferramentas com controle digital e *drives* com dispositivos semicondutores de potência.

Neste trabalho foi utilizado para estas tarefas um microcontrolador *mid range* PIC 16F877A da empresa *Microchip* para medição e controle. No acionamento, o transistor MOSFET IRFP264 ficou com a função de principal componente do *drive* de acionamento do campo da máquina.

6.2.1. DRIVE DE ACIONAMENTO

O circuito drive de acionamento (figura 6.1) é composto por uma fonte CC de +180V/6A – para alimentação do indutor de campo do gerador síncrono; duas fontes menores de níveis +12V/100mA e -5V/100mA – para alimentação restante do circuito; e um circuito oscilador PWM com ajuste manual, composto por um CI 555 na configuração estável; uma chave seletora para controle manual ou automático; e um módulo drive de acionamento utilizando como principal componente o MOSFET IRFP264 de alta velocidade e capacidade de corrente de dreno contínua de até 38A¹. A figura 6.2 mostra o circuito em funcionamento para o controle.

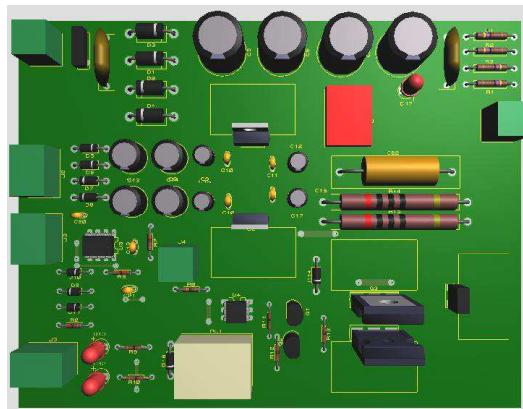


Figura 6.1 - PCI do drive de acionamento, *software* Proteus 8.0. Fonte: Autor.

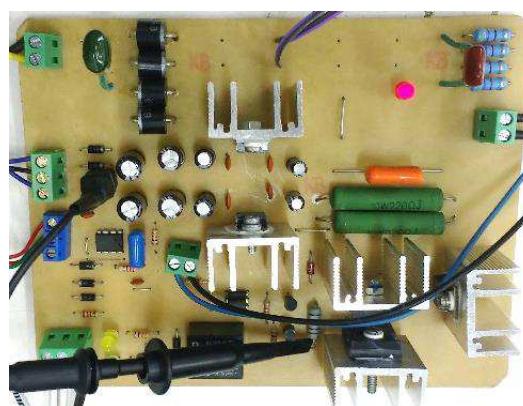


Figura 6.2 - Circuito drive em funcionamento. Fonte: Autor.

O esquema elétrico completo do drive pode ser visto na figura 1, Anexo I.

¹ A capacidade de corrente nominal do MOSFET IRFP264 está superdimensionado em relação a corrente nominal da fonte de alimentação do campo, pois neste projeto piloto utilizou-se alguns componentes sobressalentes de outros projetos passados, com o objetivo de evitar gastos desnecessários.

6.2.2. MEDAÇÃO E CONTROLE

O circuito de medição e controle (figuras 6.3 e 6.4) é composto por um circuito de aquisição, atenuação e retificação do valor da tensão entre linhas dos terminais da máquina síncrona. Um transformador abaixador 220/12V mostra o sinal, retificado e enviado para um comparador composto por Amplificadores Operacionais LM324, que ajustam o valor medido entre 0 a 5V e envia para a porta analógica RA0 do microcontrolador PIC 16F877A.

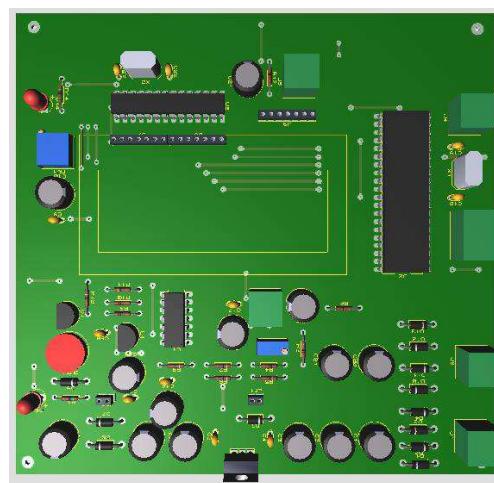


Figura 6.3 - PCI do sistema de controle, software Proteus 8.0. Fonte: Autor.

Outro bloco do circuito realiza a tarefa de medição e amplificação do sinal de temperatura do estator através do sensor LM35 e dois Amplificadores Operacionais LM324 com ganho igual a cinco.

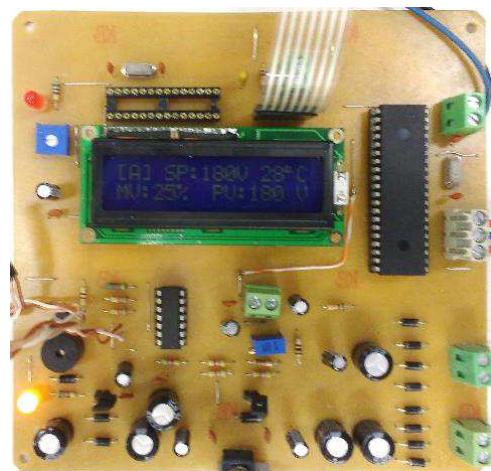


Figura 6.4 - Circuito de controle em funcionamento. Fonte: Autor.

Uma fonte de +6V alimenta todo o circuito de controle e amplificação. O conjunto teclado alfanuméricico 3x4 (figura 6.5) e *display* de cristal líquido 16x2 realizam a interface entre o usuário e a máquina, para ajustes dos ganhos PID, monitoração de tensão e temperatura do sistema.



Figura 6.5 - Teclado alfanuméricico 3x4 [33].

Nas opções do menu do *display* de cristal líquido, existe a possibilidade de configuração do sinal de controle PWM em malha fechada ou aberta, conforme a necessidade do operador.

O esquema elétrico completo do circuito de controle pode ser visto na figura 2, Anexo I.

6.2.3. MICROCONTROLADOR PIC 16F877A

Para todo mecanismo de controle foi utilizado um microcontrolador PIC 16F877A, invólucro DIP (*Dual in Line Package*) com 40 pinos. Suas principais características foram abordadas na seção 5.4.

6.2.4. MENU INICIAL E TELA DE MONITORAMENTO

O circuito de controle possui um *display* de cristal líquido 16x2 com a função principal de realizar a interface entre o operador e a máquina.

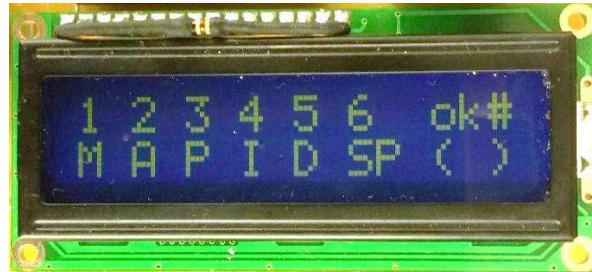


Figura 6.6 - Tela de menu, para inserir o valor de *Set Point*, ganhos kp, ki, kd e seleção de ajuste manual ou automático. Fonte: Autor.

Com um menu inicial de fácil operação, figura 6.6, realiza-se todas configurações em relação ao controle, como: ajustes de ganhos do PID, *Set Point* e seleção para inicialização do sistema em manual ou automático, conforme a necessidade do operador.

Uma das características da rotina de ajuste é: ao pressionar algum botão no teclado alfanumérico, um sinal sonoro será ativado para facilitar a rotina de ajuste pelo operador local do sistema.

Toda vez que o controlador for ajustado para iniciar o controle, manual ou automático, uma tela de monitoração será apresentada no menu, para informar ao operador os valores atualizados do *Set Point* (SP), PWM (MV), V_l (PV) e temperatura do estator da máquina, conforme mostra a figura 6.7.

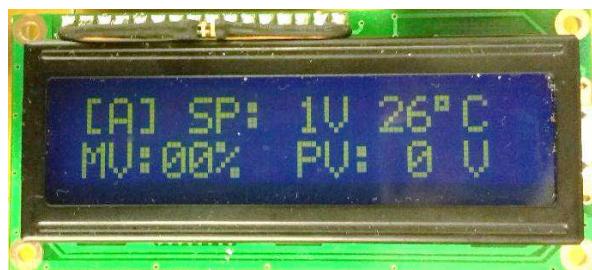


Figura 6.7 - Tela de monitoria do *Set Point*, MV, PV e temperatura do estator da máquina síncrona. Fonte: Autor.

6.2.5. MEDIÇÃO DE TEMPERATURA, SENSOR LM35

Uma das funções do regulador automático de tensão elaborado neste projeto é o monitoramento de temperatura. A leitura analógica é realizada pelo sensor de temperatura LM35, logo após convertido para valores digitais, através do conversor analógico digital do

próprio PIC16F877A, processado e, por fim, enviado ao *display* de cristal líquido, como mostra a leitura de temperatura (26 °C) da figura 6.7.

Outra função implementada no projeto é o alarme de alta temperatura do estator. O usuário pode ajustar no próprio controlador o valor em °C para o acionamento do alarme de segurança, para alertar o operador do sistema quando a máquina atingir altos níveis de temperatura. A figura 6.8 mostra o *buzzer* utilizado para sinais sonoros.



Figura 6.8 - Buzzer 5V utilizado no projeto. Fonte: Autor.

6.3. O ALGORITMO DE CONTROLE PID UTILIZADO NO PROJETO

O código de controle deste projeto utilizou de um algoritmo baseado em acumulação, como foi apresentado na equação 4.6, no capítulo 4. A simplicidade deste algoritmo justifica sua implementação neste controlador, que utiliza um microcontrolador de 8 bits, com recursos limitados em relação a outros microcontroladores de maior capacidade existente no mercado.

6.4. DESCRIÇÕES GERAIS MA330 AVR

O *MA330 AVR* é um regulador automático de tensão estático, para sistemas de excitação de geradores trifásicos tipo *brushless*, muito utilizado em grupos geradores diesel.

A tensão para controle (PV) é amostrada diretamente por meio de transformadores. Esse sinal é usado para que o controle mantenha a tensão terminal do gerador dentro de limites especificados, compensando as variações de carga, velocidade, temperatura e fator de potência.

O controle em malha aberta pode ser ajustado através de um potenciômetro externo ligado em uma das portas do controlador.

O sistema de controle em malha fechada do equipamento se baseia em um circuito para ajuste de tensão terminal através de uma rampa de tensão, a fim de eliminar o valor de erro calculado.

O controlador contém um circuito de proteção contra eventos de sobre-tensão terminal e de excitação, causados por mau funcionamento ou carregamento excessivo do gerador síncrono. Ambas as condições têm a função de desligar a máquina geradora.

O limite de excitação pode ser ajustado a fim de limitar a corrente em períodos de sobrecarga no sistema.

6.4.1. AJUSTES DE ESTABILIDADE

No *MA330 AVR* há um circuito de estabilidade baseado em uma resposta em rampa. Para garantir um bom regime permanente da tensão terminal, uma chave seletora ajusta o valor de potência do gerador a ser utilizado no sistema. A tabela 6.1 mostra as posições chave de estabilidade.

Tabela 6.2 - Posições da chave de estabilidade para geradores de diferentes potências [32].

Tabela de estabilidade	
Posição da chave:	
0 = abaixo de 100 kW	5 = 2500 ... 3200 kW
1 = 100 ... 500 kW	6 = 3200 ... 4000 kW
2 = 500 ... 1000 kW	7 = 4000 ... 4800 kW
3 = 1000 ... 1800 kW	8 = Não utilizado
4 = 1800 ... 2500 kW	9 = Não utilizado

6.4.2. AJUSTE DA RAMPA

O *MA330 AVR* inclui um circuito *soft start* para controle da taxa de aumento da tensão terminal quando o gerador está em partida. Esse valor é configurado pelo fabricante em torno de 3 segundos.

Tal tempo de controle do sistema em regime de velocidade normal é em torno de 5 segundos, e também é feito em rampa. Porém, pode ser ajustado a inclinação da resposta em valores diferentes (figura 6.9) por um potenciômetro de controle.

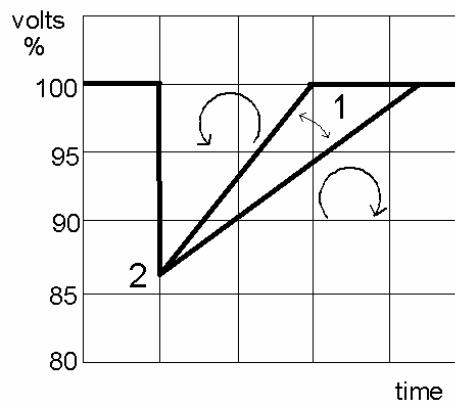


Figura 6.9 - Valor do tempo de controle pelo ajuste do potenciômetro [32].

O controle de rampa pode ser ajustado pelo potenciômetro em no mínimo de 0,5 segundos girando totalmente anti-horário e, aproximadamente, 4 segundos girando totalmente horário.

6.4.3. PROTEÇÃO CONTRA SUB-FREQUÊNCIA

O regulador *MA330 AVR* tem incorporado um circuito de proteção ‘Volts por Hetz’, caso a velocidade do gerador caia de um valor limiar de joelho pré-ajustável. É necessária a seleção da frequência correta de trabalho através de um seletor tipo *jumper*. Um diodo LED vermelho indica se o circuito está operando em sub-frequência.

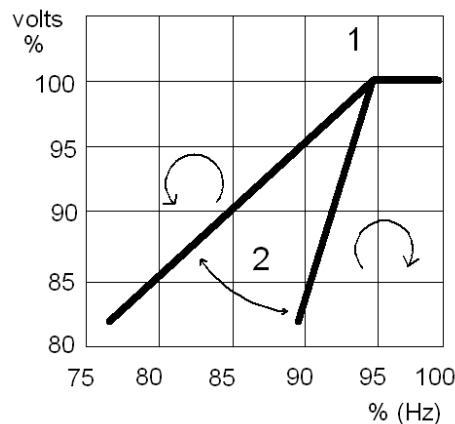


Figura 6.10 - Curva para ajuste da proteção V/Hz [32].

6.4.4. PROTEÇÃO CONTRA SOBRE-EXCITAÇÃO

O *MA330 AVR* inclui um circuito de proteção para remover o gerador em casos de sobre-excitação, causadas por um mau funcionamento do sistema de controle. Dois terminais do circuito de controle são dedicados para enviar um sinal para ação de desligamento do AVR para qualquer dispositivo relé externo. Esse recurso também pode ser ajustado por meio de um potenciômetro externo.

CAPÍTULO

TESTES EXPERIMENTAIS

7

7.1. TESTES EM LABORATÓRIO – INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o monitoramento de temperatura dos equipamentos utilizados no projeto e vários experimentos práticos realizados com o regulador desenvolvido. Para demonstrar o seu funcionamento de controle, utilizou-se um gerador síncrono de 2 kVA.

7.2. BANCADA DE TESTES: CONJUNTO GERADOR SÍNCRONO E MOTOR CC

A figura 8.1 apresenta a bancada utilizada para testes experimentais do regulador de tensão desenvolvido. Os testes foram realizados na máquina síncrona de pequeno porte com potência de 2 kVA², acoplada em um motor de corrente contínua, como fonte de energia primária do sistema.

² Foi escolhido a máquina pequena de 2kVA para os testes experimentais, por se tratar de um projeto piloto do regulador de tensão.



Figura 7.1 - Bancada de testes utilizada para os testes experimentais. Fonte: Autor.

7.3. MONITORAÇÃO E LEITURA DE TEMPERATURA

Nesta seção apresenta-se o acompanhamento da temperatura realizado durante os ensaios experimentais. As imagens foram obtidas por meio de um termovisor VT02 da empresa Fluke (figura 7.1), que combina um termômetro infravermelho com uma câmara termográfica, com objetivo de detectar problemas relacionados com aquecimento, através de um mapa de calor infravermelho gerado pelo aparelho.



Figura 7.2 - VT02 Termômetro IR Visual Fluke [33].

7.4. TEMPERATURA DO GERADOR SÍNCRONO

Mapas de aquecimento infravermelho são úteis para identificação de pontos de maior aquecimento do equipamento monitorado e identificação de defeitos causados por aquecimento excessivo.

No presente projeto foi utilizada essa tecnologia para acompanhamento da temperatura do estator em conjunto com o sensor LM35, do próprio regulador automático de tensão. A figura 7.2 mostra o gerador síncrono, utilizado nos ensaios depois de um longo tempo ligado. Quatro porcentagens de mesclas³ de imagens foram utilizadas para melhor compreensão dos resultados.

³ Mesclar: adicionar; incorporar, misturar (coisas distintas). Neste caso, a imagem real foi misturada com o mapa de temperaturas.

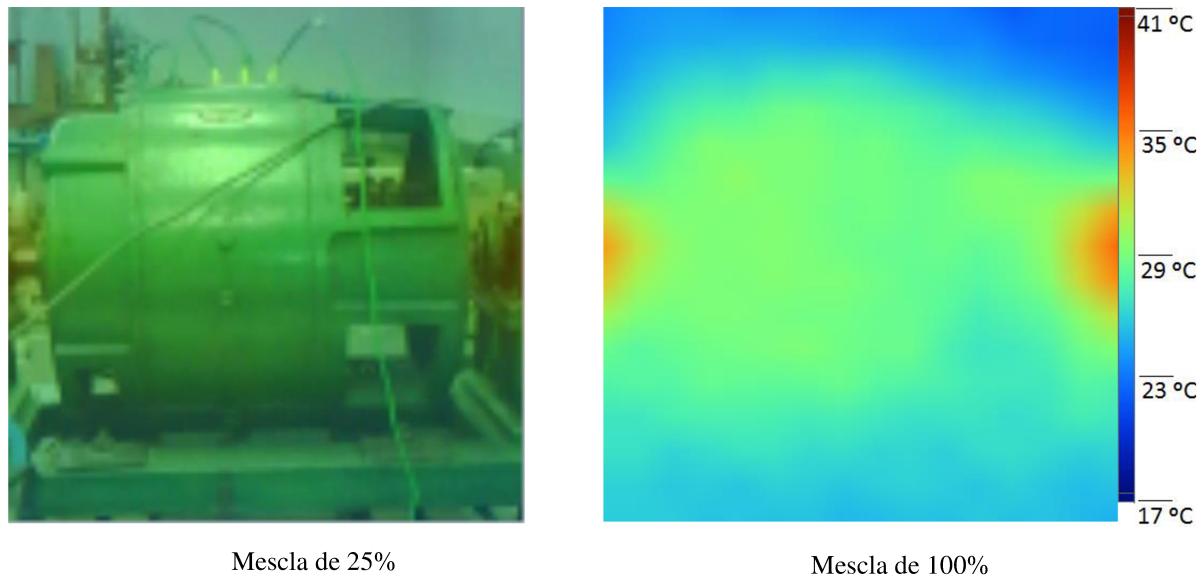


Figura 7.3 - Mapas de aquecimento infravermelho do gerador síncrono 2kVA, com duas mesclas de imagens.

Fonte: Autor

Observa-se que os pontos de maior aquecimento, em torno de 40°C, ocorreram exatamente nos rolamentos da máquina. O estator ficou em torno de 32°C. Os resultados de monitoramento de temperatura foram satisfatórios e os valores observados pelo mapa de aquecimento ficaram bem próximos aos valores monitorados pelo *display* do regulador projetado.

7.5. TEMPERATURA DO CIRCUITO DRIVE

O monitoramento de temperatura do circuito *drive* foi importante para saber se os componentes utilizados no circuito de acionamento trabalhavam em níveis de temperatura aceitáveis, conforme as informações técnicas do *datasheet* do próprio fabricante.

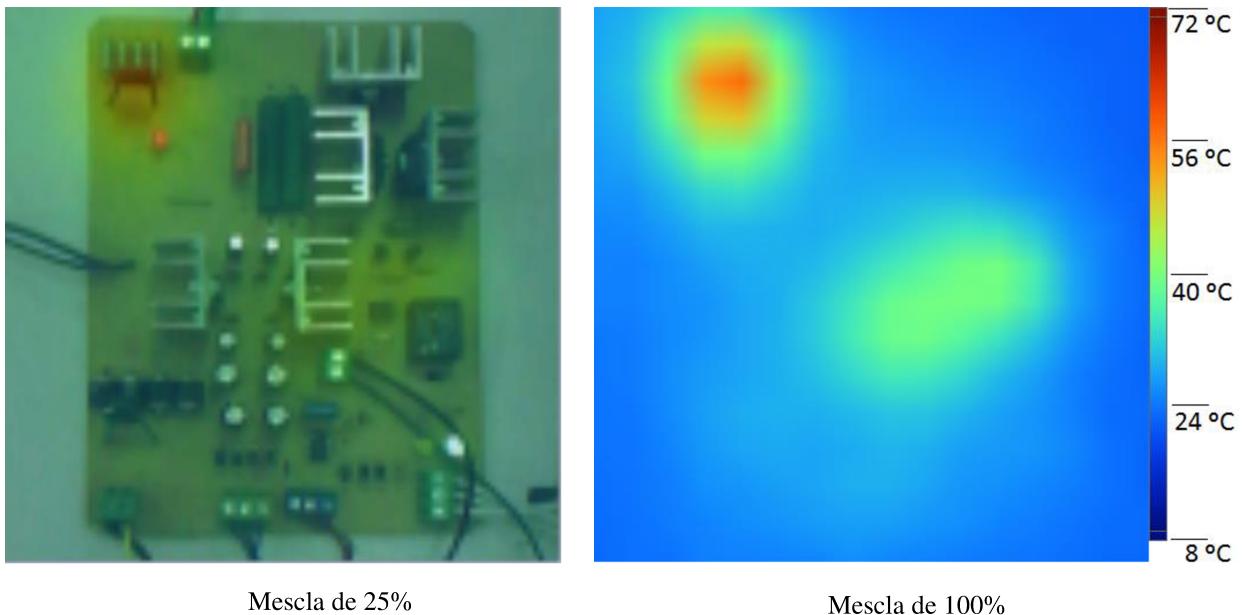


Figura 7.4 - Mapas de aquecimento infravermelho do drive de acionamento construído, com duas mesclas de imagens. Fonte: Autor.

A figura 7.3 apresenta o mapa de aquecimento infravermelho do circuito de acionamento. Foram utilizadas quatro diferentes mesclas de imagens para facilitar o entendimento do mapa de aquecimento. Na mescla de 100%, observa-se que o regulador de tensão LM7905 e os transistores chaveadores BC337 e BC327 funcionaram com temperatura em torno de 44°C (região da cor verde). Observa-se no *datasheet* desses componentes (anexos IV e V) que tal nível de temperatura é normal para o seu funcionamento adequado. A região em vermelho ficou em torno de 56°C, que representou a energia dissipada por alguns resistores.

7.6. CIRCUITO DE CONTROLE

O mapa de aquecimento do circuito de controle é mostrado na figura 7.4. Conforme observa-se na mescla de 100%, o microcontrolador não ultrapassou a temperatura de 27°C, temperatura normal de funcionamento, segundo o *datasheet* do componente. O restante do circuito não ultrapassou os 31°C, justificando, por mera análise da figura, o funcionamento normal do controlador.

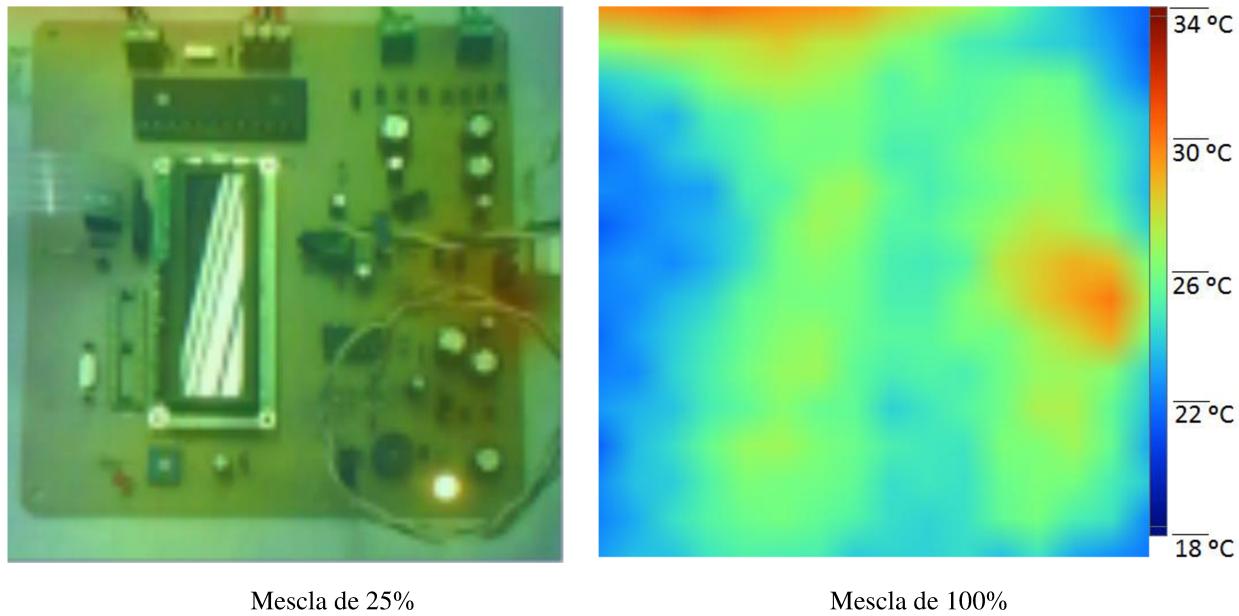
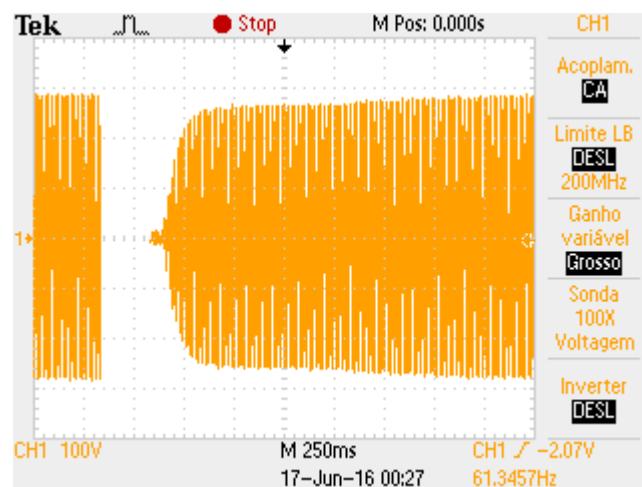


Figura 7.5 - Mapas de aquecimento infravermelho do circuito controlador, com duas mesclas de imagens. Fonte: Autor.

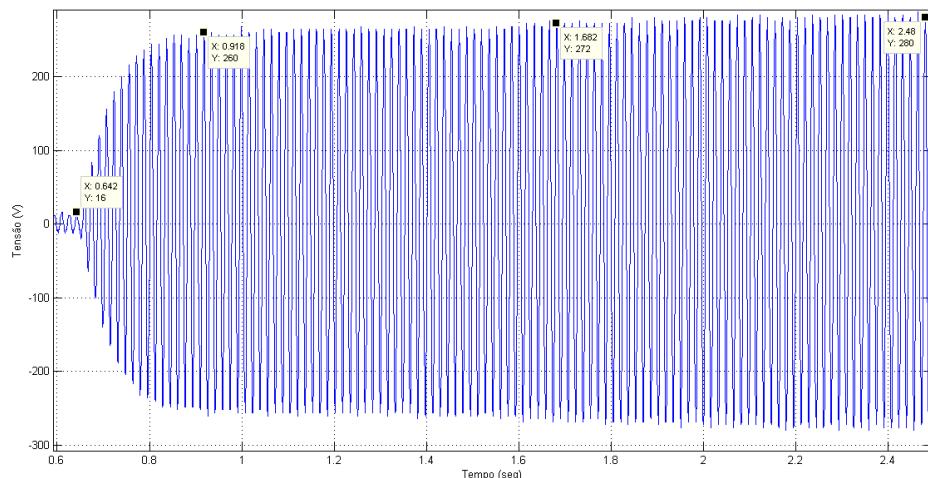
7.7. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.7.1. 1º ENSAIO: GERADOR À VAZIO

No primeiro ensaio, ajustou-se a velocidade do eixo gerador em 1800 RPM para obter uma onda senoidal de frequência 60 Hz nos terminais da máquina síncrona de 4 polos. Em seguida foi ajustado o *set-point* da tensão entre linhas em 220 Vrms e os ganhos proporcional e integral do PID em uma unidade. Como se observa da figura 8.2 (b), o gerador levou mais que 2,4 segundos para atingir o valor de tensão desejado, pelo fato da utilização de baixos valores de ganhos no controlador. A figura 8.3 mostra o valor de tensão *rms* aferido pelo multímetro digital utilizado.



(a)



(b)

Figura 7.6 – Ganhos $k_p = 1$ e $k_i = 1$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no software Matlab. Fonte: Autor.



Figura 7.7 - Leitura de tensão entre linhas utilizando multímetro digital. Fonte: Autor.

Em seguida, foi desligado o sistema e reajustado o controlador para o mesmo *set-point* (220Vrms), porém, com valores maiores de ganhos proporcional e integral a 3,2 e 2,3, respectivamente, como mostra a figura 8.4 (b).

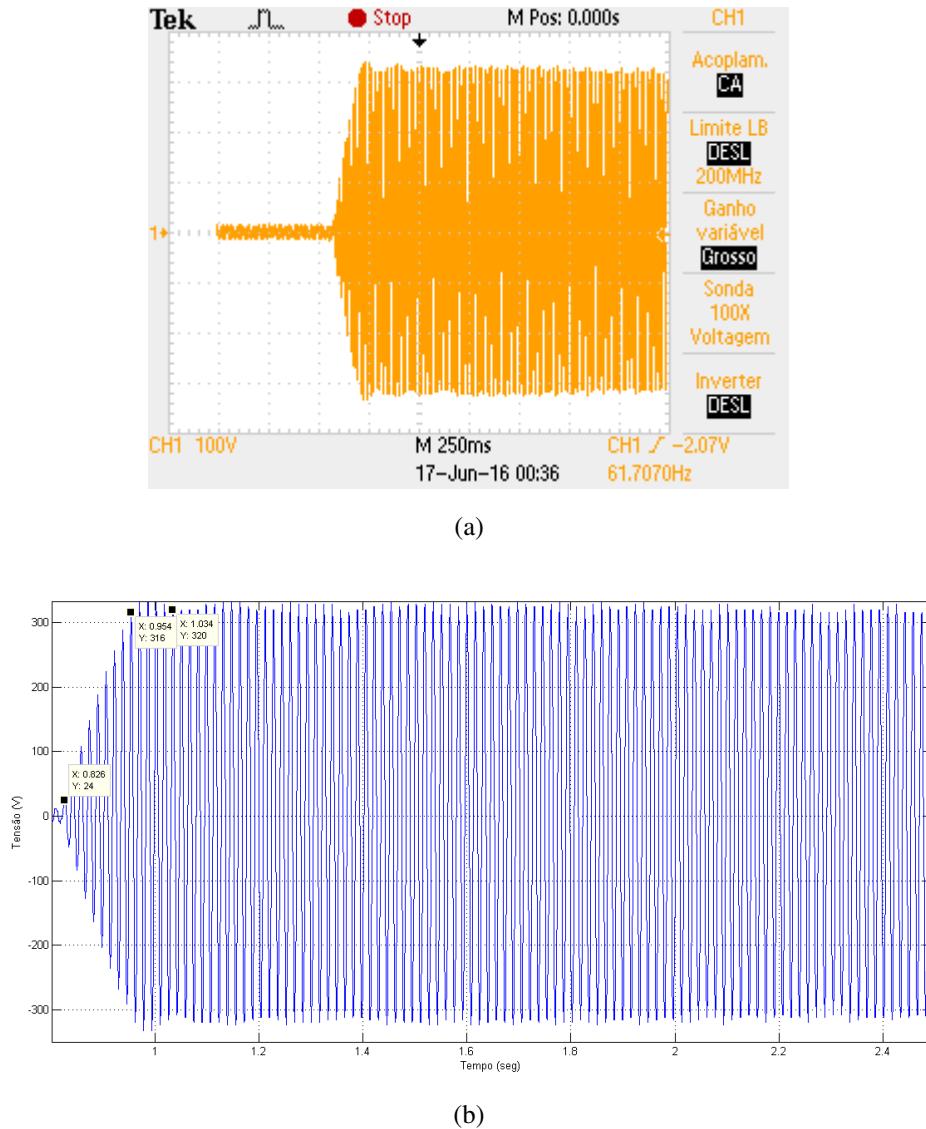


Figura 7.8 –Ganhos $k_p = 3,2$ e $k_i = 2,3$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no software Matlab. Fonte: Autor.

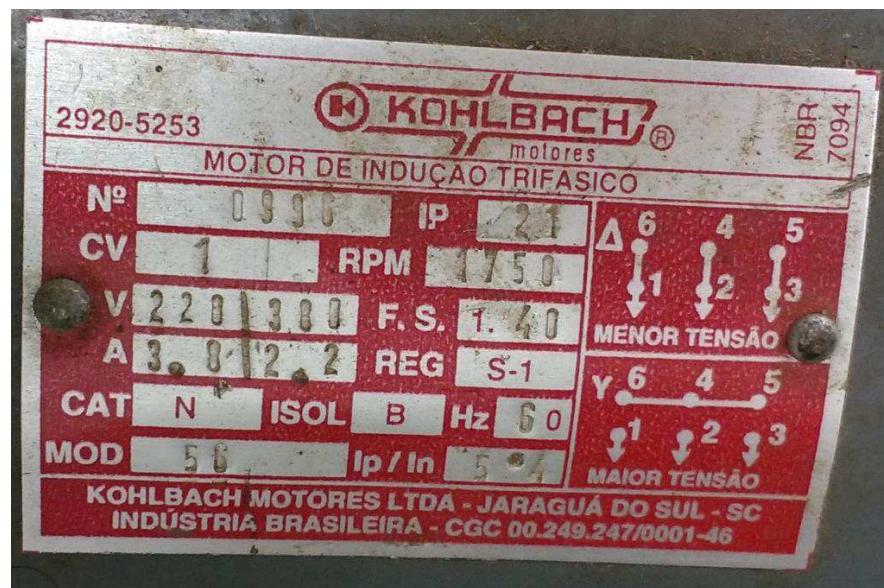
Observa-se que o tempo de ajuste do afundamento do gerador à vazio foi de apenas 128 ms, com o aumento dos ganhos do controlador PI.

7.7.2. 2º ENSAIO: GERADOR PARTINDO MOTOR DE INDUÇÃO 1CV

Neste segundo ensaio, realizou-se uma partida direta do motor de indução trifásico de potência 1cv, mostrado na figura 8.5 (a).



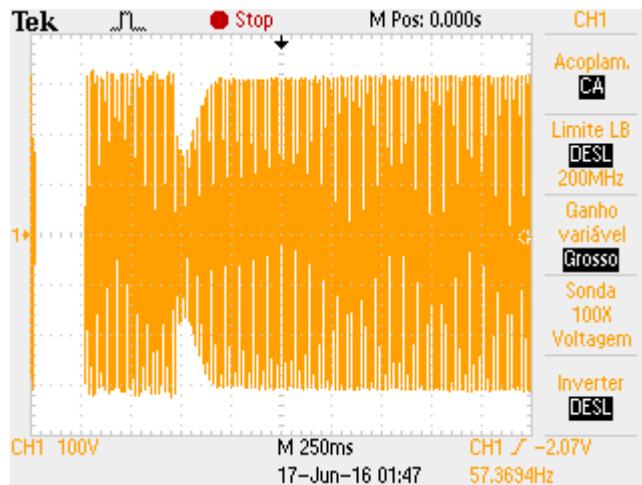
(a)



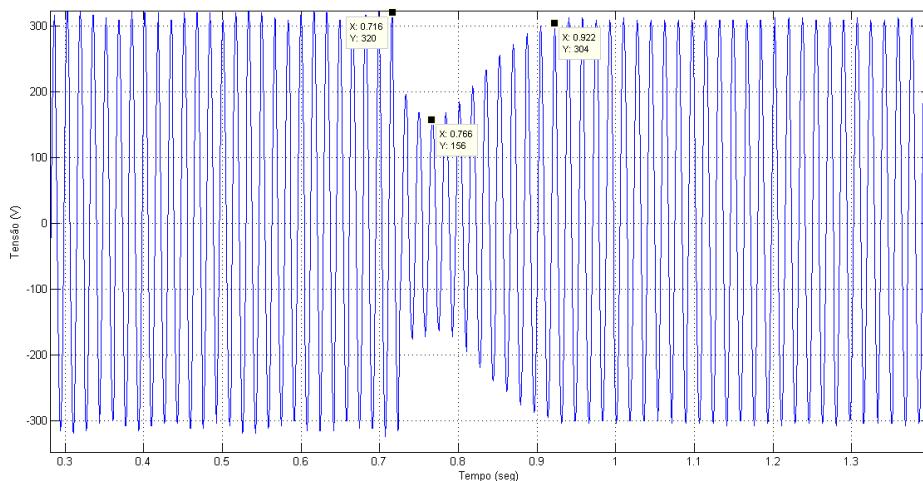
(b)

Figura 7.9 – (a) Motor de indução 1 cv; (b) Dados de placa, motor de indução 1cv. Fonte: Autor.

Foi ajustado o *set-point* em 220 Vrms, com ganhos do proporcional e integral iguais a 4,1 e 3,4, respectivamente. O registro do osciloscópio, figura 8.6 (a), mostra o afundamento de tensão nos terminais do gerador síncrono, causado pela partida direta de um motor de indução de 1 cv. Nota-se que o nível de tensão de pico caiu de 320V para 156V no instante após a partida. O controle do sistema levou em torno de 206 ms para retornar ao valor de tensão de pico terminal da máquina para próximo do valor de *set-point* ajustado.



(a)



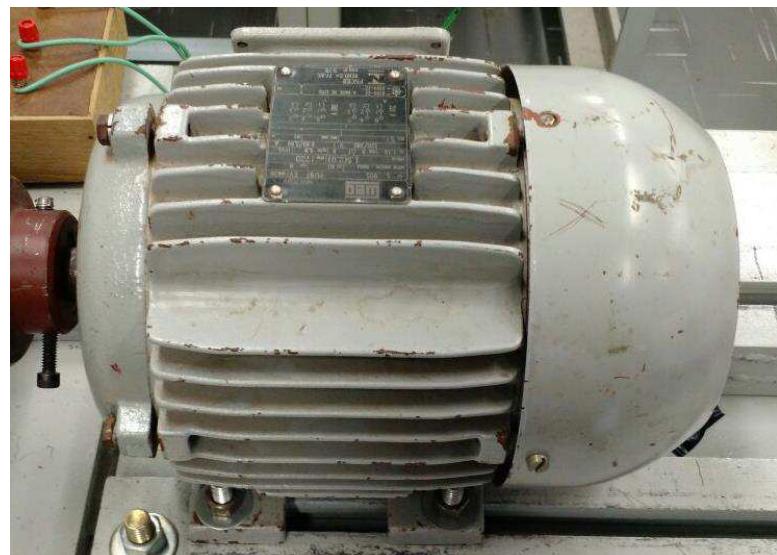
(b)

Figura 7.10 - Ganhos $k_p = 4,1$ e $k_i = 3,4$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados

no software Matlab. Fonte: Autor.

7.7.3. 3º ENSAIO: GERADOR PARTINDO MOTOR DE INDUÇÃO 2CV

No terceiro e último ensaio, realizou-se a partida direta de um motor de indução com potência nominal de 2 cv, figura 8.7 (a).



(a)



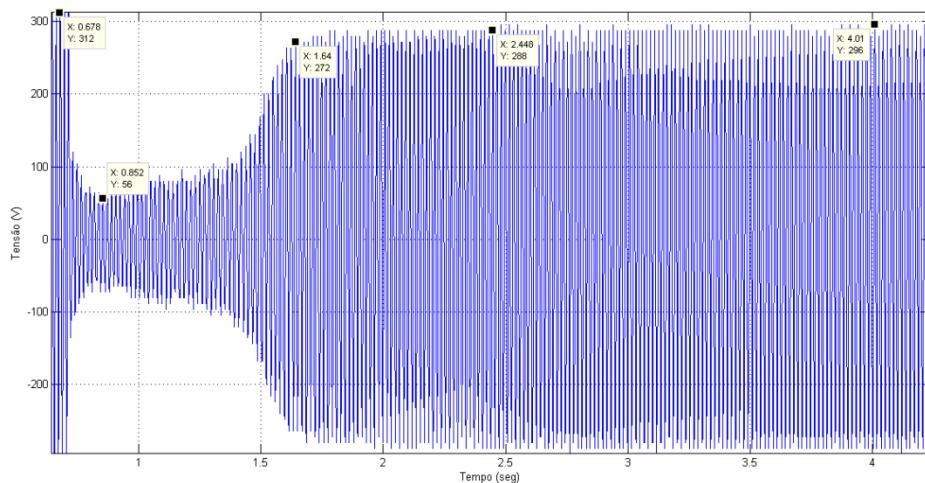
(b)

Figura 7.11 – (a) Motor de indução 2 cv; (b) Dados de placa, motor de indução 2cv. Fonte: Autor.

No primeiro momento, inseriu-se o *set-point* em 220 Vrms no controlador, e foram configurados os ganhos proporcional e integral do controlador em 1.55 e 1.1, respectivamente. Como mostrado nas figuras 8.8 (a) e (b), o nível de tensão levou mais que 4 segundos para atingir o valor de pico desejado e o afundamento máximo da tensão de pico foi de aproximadamente 56 V.



(a)

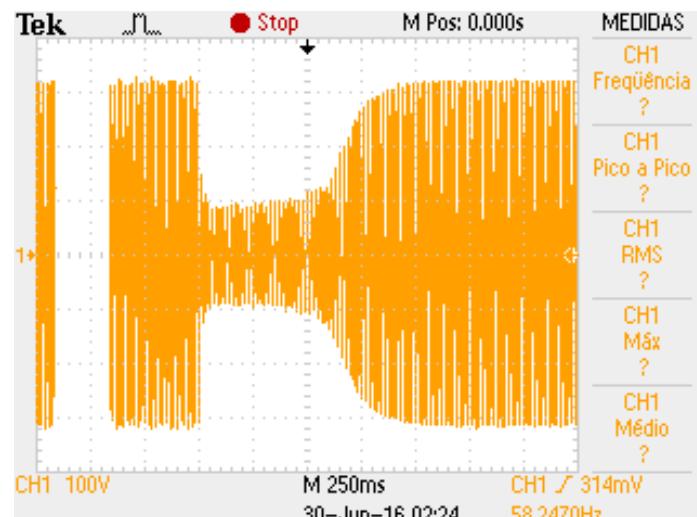


(b)

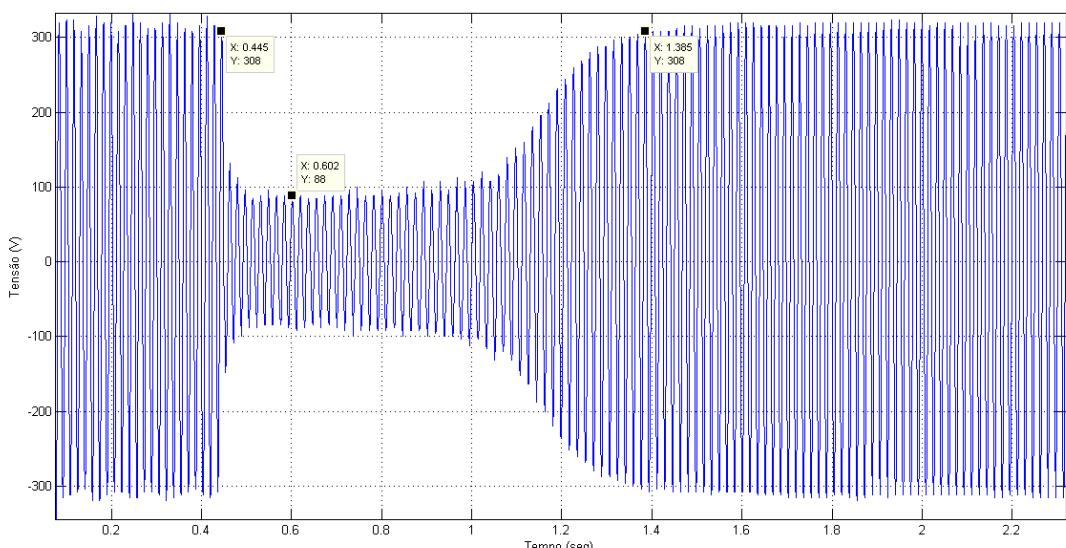
Figura 7.12 - Ganhos $k_p = 1,55$ e $k_i = 1,1$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no software Matlab. Fonte: Autor.

No segundo momento, foi mantido o valor de *set-point* anterior, porém substituídos os valores de ganhos proporcional e integral para 4.6 e 3.6, respectivamente. Como mostram as figuras 8.9 (a) e (b), o controlador retornou o valor de tensão de pico desejado em,

aproximadamente, 940 ms, e a tensão caiu para 88V no momento do afundamento, causado pela partida direta do motor de indução de 2 cv.



(a)



(b)

Figura 7.13 - Ganhos $k_p = 4,6$ e $k_i = 3,6$ (a) Medição feita pelo osciloscópio; (b) Plotagem dos pontos exportados no software Matlab. Fonte: Autor.

7.8. COMPARAÇÃO DO AVR DESENVOLVIDO E O MA330 AVR DA AvK

Nesta seção apresenta-se uma comparação das características do projeto desenvolvido com o regulador automático de tensão estático MA330 AVR, da empresa AvK, muito encontrado no mercado. O objetivo é apresentar as vantagens e desvantagens do equipamento proposto neste trabalho em relação ao regulador comercial.

7.8.1. ALIMENTAÇÃO DE ENTRADA E CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA

A alimentação de entrada do equipamento proposto neste projeto é de 127Vrms. Já a tensão de alimentação do circuito MA330 AVR, conforme o manual apresentado no anexo II, é de 170 até 250 Vrms, ajustável por meio de uma chave seletora. Ambos os circuitos são projetados para trabalhar em frequência 60 Hz senoidal.

Para os valores de tensão e corrente de saída, tem-se, para o controlador desenvolvido neste trabalho, um nível de tensão contínua de 180V, corrente máxima de 6A para alimentação do campo da máquina. Já o MA330 AVR conta com níveis de tensão e corrente máxima contínua semelhantes, 180V e 6A.

7.8.2. CONTROLE E RESPOSTA DOS SISTEMAS

As características de tempo de resposta do gerador a uma perturbação do sistema é um parâmetro de extrema importância a ser avaliado nos sistemas eletrônicos para controle de excitação existentes. O MA330 AVR conta com uma resposta típica de 300ms para ajustar o nível de tensão terminal de um gerador síncrono à vazio até, aproximadamente, 97% do seu valor de nominal. Já o controlador construído neste trabalho utiliza um controle PID implementado de forma digital.

No sistema proposto, os ganhos podem ser inseridos conforme a necessidade do usuário do sistema. Neste capítulo são apresentados os testes experimentais realizados com um gerador de 2kVA à vazio. Conforme os resultados apresentados, uma resposta para *setpoint* ajustado em 220V levou em torno de 130ms. Isso mostra a grande flexibilidade do controlador utilizando uma malha PID para controle de um sistema de geração, em relação ao MA330 AVR, onde a velocidade de atuação do controlador é pré-definida de fábrica e não pode ser alterada.

Para o controle manual, os dois sistemas podem ser operados em malha aberta, por meio de um potenciômetro de $5\text{k}\Omega$ / 1 Watt, ajustável pelo próprio operador.

7.8.3. DIFERENTES CARACTERÍSTICAS E FUNÇÕES DO MA330 AVR

Conforme o manual do equipamento MA330AVR, algumas características técnicas – como proteção eletromagnética para aplicações industriais⁴ e funções de proteção contra: sobre-excitación do campo, sobre-tensão terminal e sub-frequência do gerador – apresentam alguns pontos fortes deste equipamento para aplicações industriais, em relação ao proposto neste trabalho. Entretanto, essas funções podem ser facilmente implementadas no microcontrolador PIC16F877A para trabalhos futuros. A tabela 7.1 apresenta um resumo comparativo entre o sistema desenvolvido e o MA330 da empresa AvK.

Tabela 7.3 –Comparação entre o AVR desenvolvido e o MA330.

	MA330 AVR	AVR Desenvolvido
Tempo de resposta para ajuste da tensão terminal a vazio	300ms	130ms
Controle manual	sim	sim
Proteção contra altas temperaturas	não	sim

⁴ EN 61000-6-2; 2001: Compatibilidade Eletromagnética (EMC). Normas genéricas. Imunidade para ambientes industriais.

CAPÍTULO

CONCLUSÕES

8

A proposta deste estudo se baseou na construção de um controlador digital utilizando microcontrolador PIC16F877A, com objetivo de garantir a manutenção da tensão terminal do geradores síncronos isolados. Foi utilizada a técnica de chaveamento em PWM para acionamento do MOSFET IRFP264 de alimentação do campo da máquina síncrona.

Para comprovar a eficácia do sistema de controle, foram sintonizados os ganhos do controlador para manter a tensão terminal do gerador no valor desejado em três situações transitórias: Gerador à vazio, partida direta de motores de indução com potências de 1 e 2 cvs.

O código de controle PID implementado no microcontrolador foi o algoritmo baseado em acumulação numérica do termo integral. Este algoritmo de controle possui uma sequência de cálculos matemáticos bastante simples, como mostram as equações 4.6 da seção 4.4. Por isso, foi considerado ideal para ser utilizado em um microcontrolador *mid-range* (PIC16) de 8 bits.

A *interface* entre operador e controlador foi elaborada com um conjunto *display* de cristal líquido 16x2 e teclado alfanumérico 3x4, para tornar fácil a tarefa de ajustes dos ganhos do controlador, monitoração em tempo real das mudanças de tensão terminal e temperatura do estator.

Nos testes experimentais realizados, os resultados do controle de tensão entre linhas foram considerados bons e atenderam às expectativas para testes com o gerador síncrono de

2kVA em todos os casos. Os níveis de tensão eficaz mostrados no *display* ficaram bem próximos aos valores medidos com o osciloscópio digital.

O regulador se mostrou bastante eficaz em partidas de motores de indução trifásico, com tempos de recuperação do nível de tensão terminal de aproximadamente 206 e 940 ms para máquinas de 1 e 2 cv respectivamente, conforme mostrado no capítulo 7.

De posse dos resultados dos testes experimentais, os valores de tempo de recuperação do controlador foram comparados com os dados técnicos de outro regulador automático de tensão, da empresa AvK, encontrado no mercado. Assim, foi possível verificar que os resultados foram satisfatórios, validando a proposta deste trabalho na construção de reguladores de tensão com microcontroladores de baixo custo para atuarem em geradores síncronos isolados.

Em relação à relevância do trabalho, é interessante citar que vários desenvolvimentos recentes nos sistemas de excitação têm sido elaborados com a introdução da tecnologia digital nos equipamentos. Os controladores líderes de mercado possuem funções de controle, proteção e lógica implementadas digitalmente. Algumas empresas que fabricam estes reguladores de tensão para geradores síncronos de grande porte implementam protocolos de comunicação em seus dispositivos para melhorar as funções de monitoramento das variáveis de processo, com funções extras de armazenamento do histórico de dados de falhas. Isso facilita os planejamentos de controle e manutenção da máquina geradora.

Além disso, circuitos microcontrolados possuem a vantagem de serem mais flexíveis para os ajustes dos ganhos do controlador, facilitando a implementação de um leque de opções para definição estratégica do operador, com o intuito de controlar outras variáveis da máquina, como o fator de potência, o que permite a interação com outras funções de proteção do gerador.

Finalmente, o trabalho envolveu várias áreas de conhecimento, tais como geradores síncronos isolados, teorias básicas de controle utilizando algoritmo PID, eletrônica analógica, circuitos microcontrolados e instrumentos de medidas.

De acordo com os resultados apresentados no capítulo 7, conclui-se que a proposta deste projeto pode ser implementada facilmente em grupos geradores síncronos isolados da rede.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho não se complementa por si, e não é o suficiente para eliminar grande parte dos desafios relacionados ao controle, monitoração e proteção de geradores síncronos isolados.

Alguns assuntos, que aqui não foram tratados por questão de tempo e investimentos financeiros para compra de componente, são necessários para as considerações finais do projeto, podendo, ainda, servir de orientações para outras pesquisas neste ramo. Diante disso, cabe, neste momento, fazer algumas sugestões de possíveis trabalhos futuros que poderão desdobrar-se desta obra:

Implementação de outros modos de controle como: controle de corrente do campo e estator, controle de fator de potência, controle de potência reativa (para sistemas interligados à rede);

Funções de ajustes para limitar a: sobrecorrente de excitação, a subcorrente de excitação pela curva PxQ e a sobrecorrente terminal;

Sistema de proteção para desligar o equipamento ou alternar para o modo manual em casos de: Subfrequência, perda de realimentação do sinal da PV, sobretemperatura no módulo de potência, proteção de sobrecorrente de excitação.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CAPÍTULO I

- [1] ANDERSON, P., & FOUAD, A. Power System Control and Stability. Piscataway, N.J.: IEEE Press; Wiley-Interscience, 2003.
- [2] GUIMARÃES, G. C. Apostila do Curso de Dinâmica de Sistemas Elétricos, Parte I. Modelagem de uma Máquina Síncrona e seus Controles para Estudo de Estabilidade Transitória. UFU, Uberlândia, MG, 2008.
- [3] SILVA, F. B. Atenuação do Afundamento de Tensão em Geradores Síncronos Isolados quando Submetidos a Partida Direta de Motores de Indução. 2015. Dissertação de Mestrado. Universidade Federal de Uberlândia.
- [4] LEE, D. H; KIM, T, H; AHN, J, W. Control of Digital AVR in Stand Alone Generator for Improved Dynamic Characteristics. 2008. Kyungsung University. Dept of Electrical and Mechatronics Engineering. Busan, Coreia do Sul.

CAPÍTULO II

- [5] KUNDUR, P. Power System Stability and Control, EPRI, Power System Engineering Series, McGraw-Hill, 1994.
- [6] ANDERSON, P., & FOUAD, A. Power System Control and Stability. Piscataway, N.J.: IEEE Press; Wiley-Interscience, 2003.

- [7] GUIMARÃES, G. C. Apostila do Curso de Dinâmica de Sistemas Elétricos, Parte I. Modelagem de uma Máquina Síncrona e seus Controles para Estudo de Estabilidade Transitória. UFU, Uberlândia, MG, 2008.
- [8] RIBEIRO, V. P. Análise Computacional da Dinâmica de Estabilizadores de Sistemas de Potência tipos Convencional e Fuzzy. UFU, Uberlândia, MG, 2004.
- [9] STEVERSON, W. D. J. Elementos de Análise de Sistemas de Potência. São Paulo, SP, McGraw-Hill do Brasil, 1986.
- [10] GUIMARÃES, G. C. Apostila do Curso de Dinâmica de Sistemas Elétricos, Parte II. Modelagem de uma Máquina Síncrona e seus Controles para Estudo de Estabilidade Transitória. UFU, Uberlândia, MG, 2008.

CAPÍTULO III

- [11] DORF, R. C., & BISHOP, R. H. Sistemas de Controle Modernos. Rio de Janeiro, RJ, Prentice Hall, 2009.
- [12] OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 2011.

CAPÍTULO IV

- [13] PEREIRA, F. Microcontroladores PIC Programação em C. São Paulo, SP: Editora Érica, 2003.
- [14] MIYADAIRA, A. N. Microcontroladores PIC18, Aprenda e Programe em Linguagem C. São Paulo, SP: Editora Érica, 2009.
- [15] ASCENCIO, A. F. G., & CAMPOS, E. A. V. Fundamentos da Programação de Computadores, Algoritmos, Pascal, C/C++ e Java. Rio de Janeiro, RJ: Prentice Hall, 2002.
- [16] OGATA, K. Engenharia de Controle Moderno. Rio de Janeiro: Prentice Hall, 2011.

- [17] MALVINO, A. P. Eletrônica – Volume II. São Paulo: Person Education, 2008.
- [18] NEVES, F. “Controlador PID digital: Uma modelagem prática para microcontroladores – Parte 1”. FONTE: EMBARCADOS. <Disponível em: <http://www.embarcados.com.br/controlador-pid-digital-uma-modelagem-pratica-para-microcontroladores-parte-1/>>. Acessado em: 05 Janeiro 2016.
- [19] NEVES, F. “Controlador PID digital: Uma modelagem prática para microcontroladores – Parte 2”. FONTE: EMBARCADOS. <<http://www.embarcados.com.br/controlador-pid-digital-uma-modelagem-pratica-para-microcontroladores-parte-ii/>>. Acessado em: 06 Janeiro 2016.
- [20] STARR, G. P. Introduction to Applied Digital Control. Department of Mechanical Engineering The University of New Mexico, Novembro de 2006.
- [21] NUTAQ. From Analog to Digital – Part 2: The Conversion Process. Fonte: Nutaq. Disponível em: <<http://www.nutaq.com/blog/analog-digital---part-2-conversion-process>>. Acessado em 15 Fevereiro 2016.

CAPÍTULO V

- [22] BRAGA, N. C., Conheça os microcontroladores PIC – parte 1 (MIC001). Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/microcontroladores/141-microchip-pic/1243-mic001>>. Acessado em: 16 Janeiro de 2016.
- [23] BRAGA, N. C., Conheça os microcontroladores PIC – parte 2 (MIC002). Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/microcontroladores/141-microchip-pic/1244-mic0002>>. Acessado em: 17 Janeiro de 2016.
- [24] SOUZA, D. J., 1971. Desbravando o PIC: ampliado e atualizado para PIC 16F628A/ David José de Souza. --11. Ed.--São Paulo: Érica 2007.
- [25] MICROCHIP. Corporate Overview. Fonte: Microchip Technology Inc. Disponível em: <<http://www.microchip.com/about-us/company-information/about>>. Acesso em: 20 Janeiro de 2016.

- [26] MACÊDO, D., Arquitetura: Von Neumann vs Harvard. Disponível em: <<http://www.diegomacedo.com.br/arquitetura-von-neumann-vs-harvard/>>. Acessado em: 25 Janeiro de 2016.
- [27] MICROCHIP. Products. Fonte: Microchip Technology Inc. Disponível em: <<http://www.microchip.com/wwwproducts/en/PIC16F877A>>. Acessado em: 26 Janeiro de 2016.
- [28] AGUIAR, W. Apostila 16F628. Disponível em: <<https://pt.scribd.com/doc/40629315/Apostila-PIC-16F628-Prof-Wagner-de-Aguiar-IfSP>>. Acessado em 15 Março de 2016.
- [29] SILVA, R. A. Programando Microcontroladores PIC – Linguagem C. São Paulo, SP, Editora Ensino Profissional. 2006.
- [30] SANTOS, P. V. F. Desenvolvimento de uma Bancada de Testes para Motores de Aeromodelos. 2011. Universidade Federal de Viçosa.

CAPÍTULO VI

- [31] BRAGA, N. C., Conheça os microcontroladores PIC – parte 1 (MIC001). Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/microcontroladores/141-microchip-pic/1243-mic001>>. Acessado em: 16 Janeiro de 2016.
- [32] STAMFORD. Products. Fonte: Stamford Power Generation. Disponível em: <http://www.dieselgeneratorsmiami.com/recursos_tecnicos/STAMFORD-MA330-VOLTAGE%20REGULATOR.PDF>. Acessado em: 25 Março de 2016.
- [33] HETPRO. Products. Fonte:Herramientas Tecnológicas Profesionales. Disponível em: <<http://hetpro-store.com/teclado-alfanumerico-de-membrana-3x4/>>. Acessado em: 01 Julho de 2016.

CAPÍTULO VII

- [34] FLUKE. Products. Fonte: Fluke Corporation. Disponível em:< <https://zilocchi-loja.com.br/promocoes/fluke-vte02.html>>. Acessado em 01 Junho de 2016.

ANEXO

DIAGRAMA ELETRÔNICO

I

CIRCUITO DE ACIONAMENTO DO CAMPO

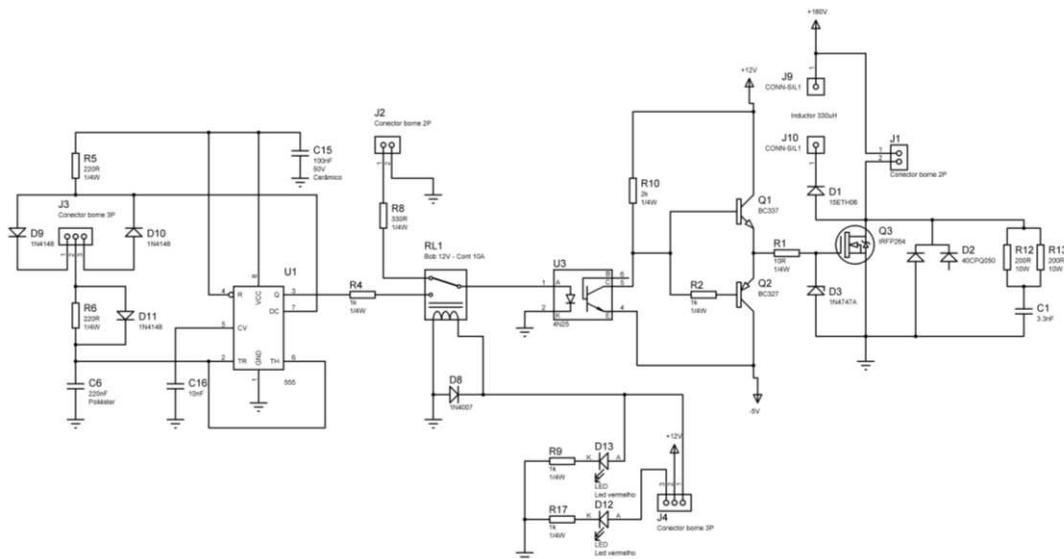


Figura 1 – Circuito drive de acionamento indutor do campo do gerador síncrono, com oscilador manual utilizando CI 555.

CIRCUITO DE CONTROLE

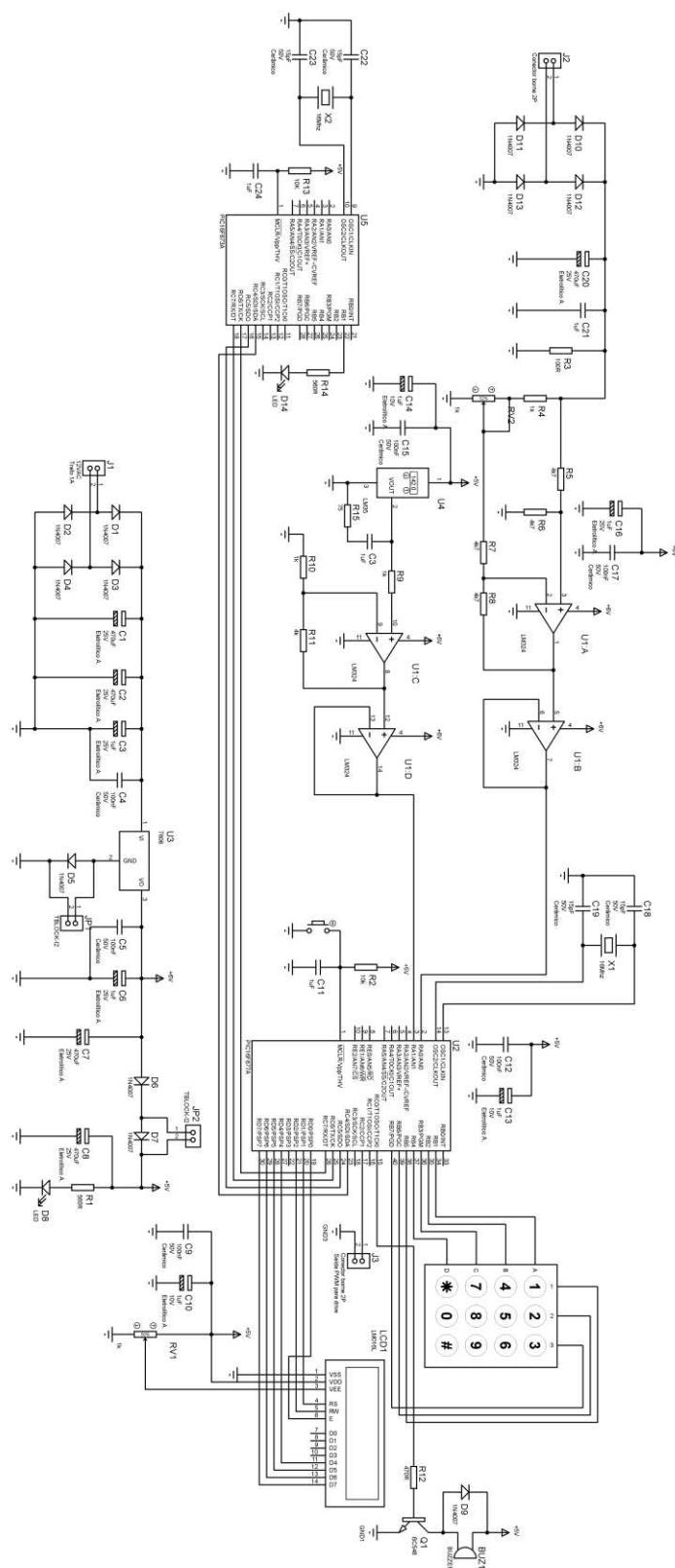


Figura 2 – Circuito de controle microcontrolado.

ANEXO
ESPECIFICAÇÕES
TÉCNICAS: MA330 AVR -
AVK

II

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Entrada:	Tensão 170 ... 250 Vac max
	Frequência 50 ... 60 Hz nominal
	Fases 1 or 3
Saída:	Tensão 180 V dc (max @ 1800 rpm)
	Corrente contínua 6 A e intermitente 12 A for 10s
	Resistencia mínima de 15Ω
Regulação:	+/- 0.5% RMS (inclusive de 4% do governador do motor)
Derivação térmica:	0.015%V por °C
Tempo de rampa da <i>Soft Start</i> :	0.5 ... 4segundos
Resposta típica do sistema sem carga:	(AVR e gerador) Corrente de excitação até 97% em 300 ms
Ajuste de tensão externa:	+/-10% com potenciômetro de 5kΩ/1 Watt
Proteção contra Sub-frequência:	<p><i>Set point</i> 95% Hz</p> <p>Declive 100 ... 300% até os 25 Hz</p> <p>Max. recuperação 10 % Volts/s</p>
Potência de dissipação:	30 Watts max
Acessórios de entrada:	<p>Máximo +/- 5Vdc</p> <p>+/-1 tensão de entrada = +/- 5% tensão do gerador</p>
Sensibilidade inclinação de quadratura:	0.04 Ampère para 5% inclinação @ fator de potência zero
Limite de excitação:	Range de configuração 50 ... 100%
Proteção contra sobre excitação:	Range de configuração 60 ... 90 V dc (definido de fábrica = 75V)
	Tempo de atraso >125 % configurado = 10seg max

	Desligamento do circuito de tensão da bobina externa 10 ... 60 V dc
Proteção contra sobre tensão:	Range de configuração 250 ...350 volts (configuração de fábrica = 300V)
	Tempo de atraso fixado em 1segundo
	Desligamento do circuito de tensão da bobina externa 10 ... 60 V dc
Ambiente de trabalho:	Vibração 5...10Hz 1mm de pico 10...100Hz 50mm/s
	RMS 100Hz...300Hz 4.4g pico
	Humidade relativa 0-70°C 95%
	Temperatura de operação -40 ... +70°C
	Temperatura de armazenamento -55 ... +80°C
EMC:	EN 61000-6-2; 2001 (Emissões industriais)
	EN 61000-6-4; 2001 (Imunidade industrial)
Acessórios compatíveis:	Controlador de fator de potência
	Diodo detector de falha
	Interface remota de controle

DIAGRAMA DE BLOCOS

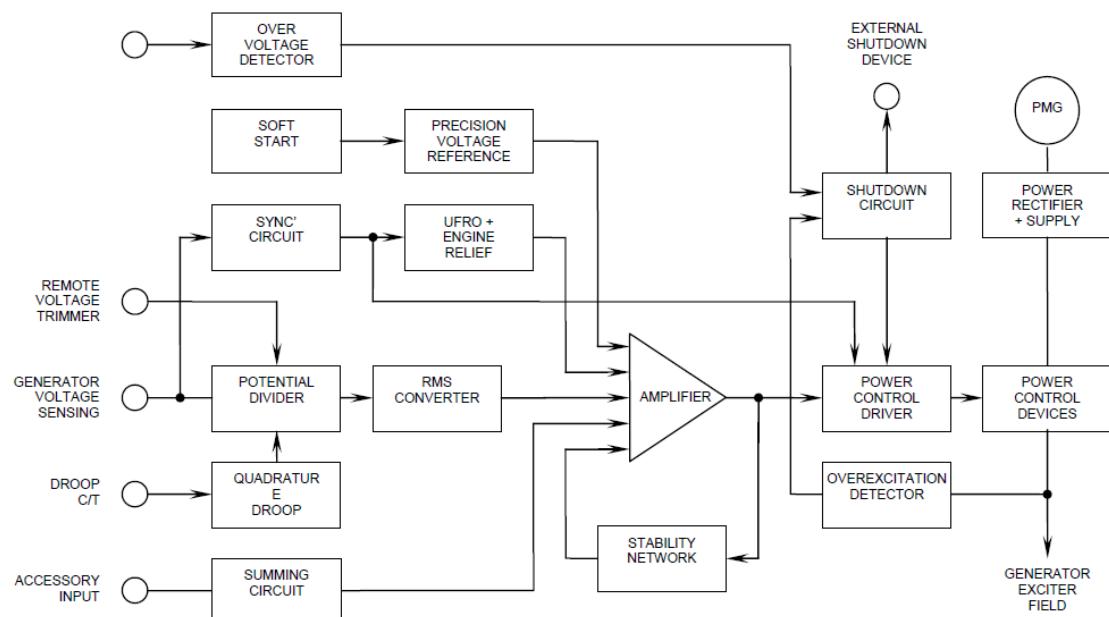


Figura 3 – Diagrama de blocos MA330

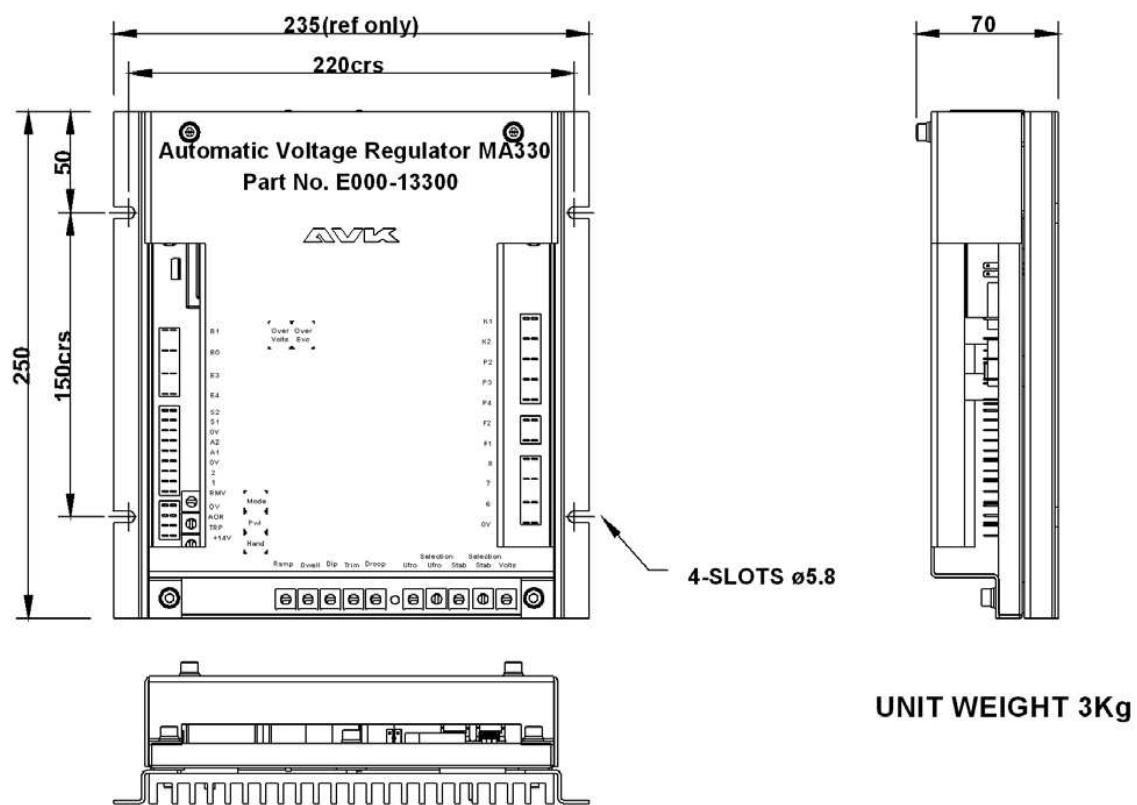
DESENHO PROJETIVO

Figura 4 – Vistas regulador de tensão MA330 AVR

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS: PIC 16F877A

ANEXO

III

AS NOMENCLATURAS UTILIZADAS

O PIC16F877A possui um total de 40 I/Os separados em 5 grupos denominados PORTAS. Desta forma, tem-se as Portas: A, B, C, D e E. É usual, para facilitar o entendimento, usar os termos provenientes do inglês: PORTA (port A) e PORTB (port B).

A tabela abaixo mostra, com detalhes, o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos do microcontrolador utilizado.

Nome do Pino	Nº Pino	I/O/P	Tipo	Descrição
OSC1/CLKIN	13	I	ST/CMOS	Entrada para cristal. Osciladores externos(RC)
OSC2/CLKOUT	14	O	-	Saída para cristal. Os cristais ou ressonadores devem ser ligados aos pinos OSC1 e OSC2. Saída com onda quadrada em ¼ da frequência imposta em OSC1 quando em modo RC. Essa frequência equivale aos ciclos de máquina internos.
MCLR/Vpp	1	I/P	ST	Master Clear (reset) externo. O uC só funciona quando este pino encontra-se em nível alto. Entrada para tensão de programação 13V.
Vss	12/31	P	-	GND
Vdd	11/32	P	-	Alimentação positiva

				PORTA (I/O digitais bidirecionais e sistema analógico)
RA0/AN0	2	I/O	TTL	RA0: I/O digital ou entrada analógica AN0
RA1/AN1	3	I/O	TTL	RA1: I/O digital ou entrada analógica AN1
RA2/AN2/VREF-/CVREF	4	I/O	TTL	RA2: I/O digital ou entrada analógica AN2 ou tensão negativa de referência analógica.
/VREF+	-	-	-	
RA3/AN3	5	I/O	TTL	RA3: I/O digital ou entrada analógica AN3 ou tensão positiva de referência analógica.
/C10OUT	-	-	-	
RA4/TOCKI	6	I/O	ST	RA4: I/O digital (open drain), ou entrada externa do contador TMR0 ou saída do comparador 1.
RA5/SS/AN4	7	I/O	TTL	RA5: I/O digital ou entrada analógica AN4 ou habilitação externa (slave select) para comunicação SPI ou saída do comparador 2.
/C2OUT				
				PORTB: (I/Os digitais bidirecionais). Todos os pinos deste PORT possuem pull-up que podem ser ligado ou desligados pelo software:
RB0/INT	33	I/O	TTL/ST(1)	RB0: I/O digital com interrupção externa.
RB1	34	I/O	TTL	RB1: I/O digital.
RB2	35	I/O	TTL	RB2: I/O digital.
RB3/PGM	36		TTL	RB3: I/O digital ou entrada para programação em baixa tensão (5v).
RB4	37		TTL	RB4: I/O digital com interrupção por mudança de estado
RB5	38		TTL	RB5: I/O digital com interrupção por mudança de estado
RB6/PGC	39		TTL/ST(2)	RB6: I/O digital com interrupção por mudança de estado ou clock da programação serial ou pino de in-circuit
RB7/PGD	40	I/O	TTL/ST(2)	RB7: I/O digital com interrupção por mudança de estado ou data da programação serial ou pino de in-circuit debugger.
				PORTC (I/Os digitais bidirecionais):

RC0/T1OSO /TICK1	15	I/O	ST	RC0: I/O digital ou saída do oscilador externo para TMR1 ou entrada de incremento para TMR1.
RC1/T1OSI /CCPS	16	I/O	ST	RC1: I/O digital ou saída do oscilador externo para TMR1 ou entrada de Capture2 ou saídas para Compare2/PWM2.
RC2/CCP1	17	I/O	ST	RC2: I/O digital ou entrada do Capture1 ou saídas para Compare1/PWM1.
RC3/SCK/SCL	18	I/O	ST	RC3: I/O digital ou entrada/saída de clock para comunicação serial SPI/I ² C.
RC4/SDI/DAS	23	I/O	ST	RC4: I/O digital ou entrada de dados para SPI ou via de dados (entrada/saída) para I ² C.
RC5/DDO	24	I/O	ST	RC5: I/O digital ou saída de dados para SPI.
RC6/TX/CK	25	I/O	ST	RC6: I/O digital ou TX (transmissão) para comunicação USART assíncrona ou data para comunicação síncrona.
RC7/RX/DT	26	I/O	ST	RC7: I/O digital ou RX (recepção) para comunicação USART assíncrona ou data para comunicação síncrona.
<hr/>				
RD0/PSP0	19	I/O	TTL/ST(3)	PORTD (I/Os digitais bidirecionais) ou porta de comunicação paralela: RD0: I/O digital ou dado 0 (comunicação paralela).
RD1/PSP1	20	I/O	TTL/ST(3)	RD1: I/O digital ou dado 1 (comunicação paralela).
RD2/PSP2	21	I/O	TTL/ST(3)	RD2: I/O digital ou dado 2 (comunicação paralela).
RD3/PSP3	22	I/O	TTL/ST(3)	RD3: I/O digital ou dado 3 (comunicação paralela).

RD4/PSP4	27	I/O	TTL/ST(3)	RD4: I/O digital ou dado 4 (comunicação paralela). RD5: I/O digital ou dado 5 (comunicação paralela).
RD5/PSP5	28	I/O	TTL/ST(3)	RD6: I/O digital ou dado 6 (comunicação paralela).
RD6/PSP6	29	I/O	TTL/ST(3)	RD7: I/O digital ou dado 7 (comunicação paralela).
RD7/PSP7	30	I/O	TTL/ST(3)	
RE0/RD/AN5	8	I/O	TTL/ST(3)	PORTE (I/Os digitais bidirecionais e sistema analógico): RE0: I/O digital ou controle de leitura da porta paralela ou entrada analógica AN5.
RE0/RD/AN6	9	I/O	TTL/ST(3)	RE1: I/O digital ou controle de leitura da porta paralela ou entrada analógica AN6.
RE0/RD/AN7	10	I/O	TTL/ST(3)	RE2: I/O digital ou controle de leitura da porta paralela ou entrada analógica AN7.

Legenda:

I =Input (entrada) O = Output(saída)

I/O = Input/OutPut (entrada ou saída) P = Power(Alimentação)

- = não utilizado TTL = Entrada tipo TTL

ST = Entrada tipo Schmitt trigger

Notas:

- (1): Esta entrada é do tipo ST, somente quando configurado como interrupção externa.
- (2): Esta entrada é do tipo ST, somente durante o modo de programação serial.
- (3): Esta entrada é do tipo ST, quando configurado como I/O de uso geral, e TTL, quando usado em modo de porta paralela.
- (4): Esta entrada é ST, quando em modo RC, e CMOS, nos demais casos.

CARACTERÍSTICAS DE TEMPERATURA E ELÉTRICAS

Os dados abaixo são referentes às características elétricas e de temperatura, retiradas do *datasheet* (MICROCHIP,) do componente.

Temperatura de trabalho.....	-55 até +125°C
Temperatura de armazenamento.....	-65 até +150°C
Tensão sobre qualquer pino em relação ao V_{SS} (exceto V_{DD} , \overline{MCLR} e RA4)	-0.3 até (V_{DD} +0.3 V)
Tensão sobre V_{DD} em relação a V_{SS}	-0.3 até +7.5 V
Tensão sobre \overline{MCLR} em relação a V_{SS}	0 até +14 V
Tensão sobre RA4 em relação a V_{SS}	0 até +8.5 V
Potência total de dissipação.....	1 W
Corrente máxima de saída no pino V_{SS}	300 mA
Corrente máxima de entrada no pino V_{DD}	250 mA
Corrente máxima de entrada em qualquer pino I/O.....	25 mA
Corrente máxima de saída em qualquer pino I/O.....	25 mA
Corrente máxima de entrada pela PORTA, PORTB e PORTE (combinados)	200mA
Corrente máxima de saída pela PORTA, PORTB e PORTE (combinados)	200mA
Corrente máxima de entrada pela PORTC e PORTD (combinados)....	200mA
Corrente máxima de saída pela PORTC e PORTD (combinados).....	200mA

ANEXO

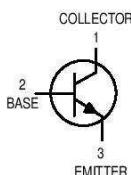
FOLHA DE DADOS BC337

IV

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC337/D

Amplifier Transistors NPN Silicon



BC337,-16,-25,-40
BC338,-16,-25,-40



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC337	BC338	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	45	25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	50	30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5.0		Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	800		mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0		mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12		Watt mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	45 25	—	—	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 100 \mu\text{A}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CES}$	50 30	—	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	5.0	—	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0$) ($V_{CB} = 20 \text{ V}, I_E = 0$)	I_{CBO}	—	—	100 100	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 45 \text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{BE} = 0$)	I_{CES}	—	—	100 100	nAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = 4.0 \text{ V}, I_C = 0$)	I_{EBO}	—	—	100	nAdc

BC337,-16,-25,-40 BC338,-16,-25,-40ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = 100 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$) ($I_C = 300 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$)	β_{FE}	100 100 160 250 60	— — — — —	630 250 400 630 —	—
Base-Emitter On Voltage ($I_C = 300 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	—	—	1.2	Vdc
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 500 \text{ mA}, I_B = 50 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	0.7	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{ob}	—	15	—	pF
Current-Gain — Bandwidth Product ($I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}, f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	—	210	—	MHz

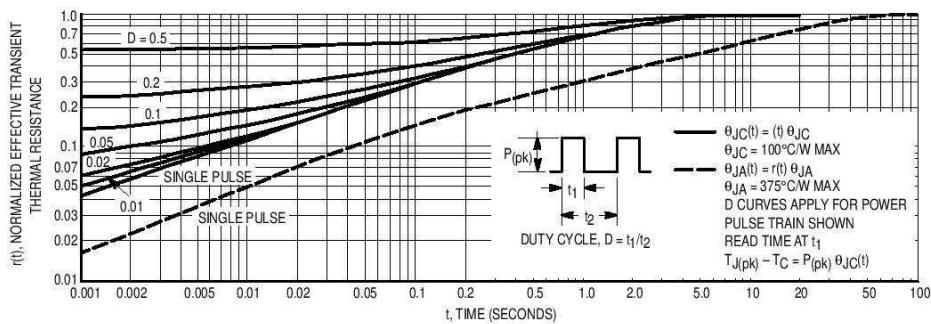


Figure 1. Thermal Response

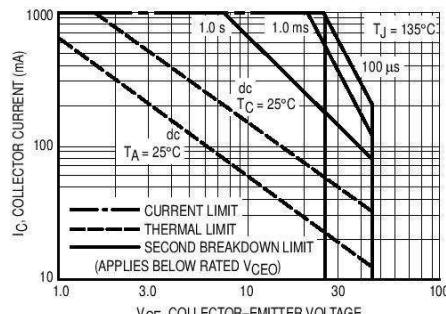


Figure 2. Active Region — Safe Operating Area

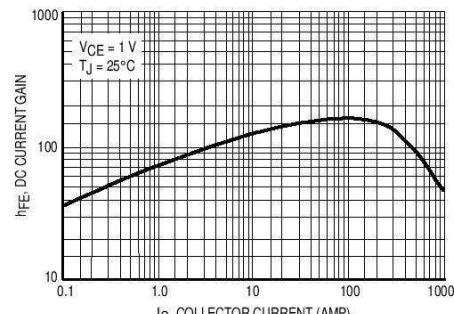


Figure 3. DC Current Gain

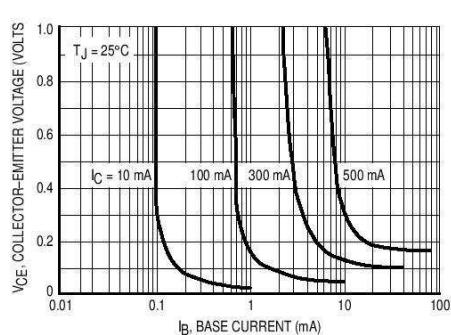


Figure 4. Saturation Region

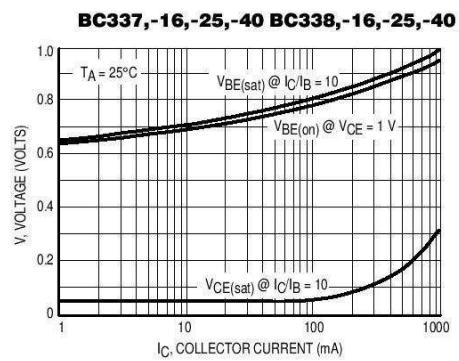


Figure 5. "On" Voltages

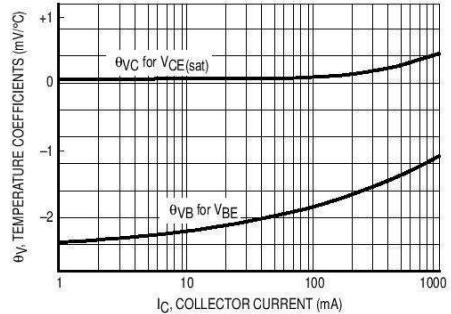


Figure 6. Temperature Coefficients

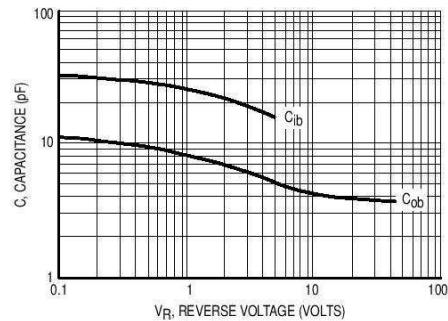
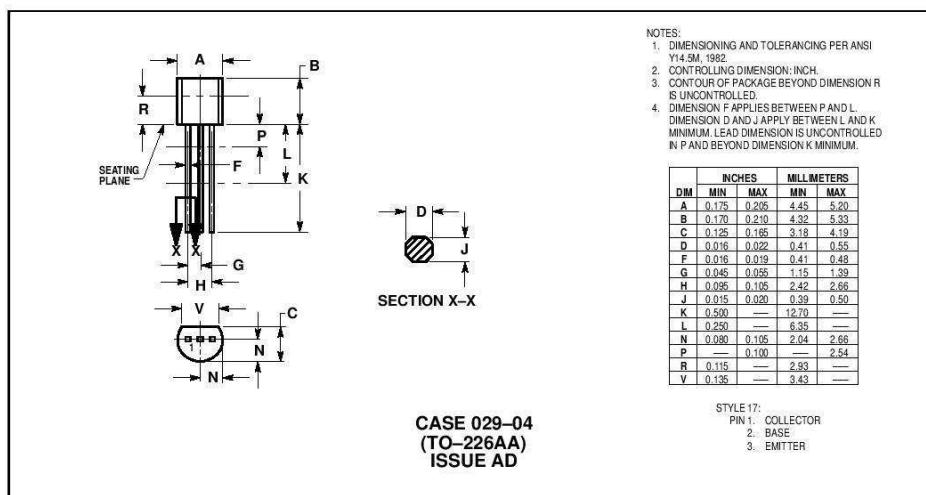


Figure 7. Capacitances

BC337,-16,-25,-40 BC338,-16,-25,-40**PACKAGE DIMENSIONS**

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – **TOUCHTONE** (602) 244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



BC337/D



ANEXO

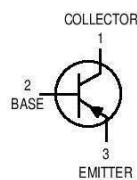
FOLHA DE DADOS BC327

V

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by BC327/D

Amplifier Transistors PNP Silicon



**BC327,-16,-25
BC328,-16,-25**



CASE 29-04, STYLE 17
TO-92 (TO-226AA)

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BC327	BC328	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-45	-25	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	-50	-30	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	-5.0	-	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	-800	-	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	625 5.0	-	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	1.5 12	-	Watt mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	-	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C/W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -10 \text{ mA}, I_B = 0$)	$V_{(BR)CEO}$	-45 -25	-	-	Vdc
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = -100 \mu\text{A}, I_E = 0$)	$V_{(BR)CES}$	-50 -30	-	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = -10 \mu\text{A}, I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	-5.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = -30 \text{ V}, I_E = 0$) ($V_{CB} = -20 \text{ V}, I_E = 0$)	I_{CBO}	-	-	-100 -100	nAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = -45 \text{ V}, V_{BE} = 0$) ($V_{CE} = -25 \text{ V}, V_{BE} = 0$)	I_{CES}	-	-	-100 -100	nAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{EB} = -4.0 \text{ V}, I_C = 0$)	I_{EBO}	-	-	-100	nAdc

BC327,-16,-25 BC328,-16,-25ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ON CHARACTERISTICS					
DC Current Gain ($I_C = -100 \text{ mA}$, $V_{CE} = -1.0 \text{ V}$)	β_{FE}	100	—	630	—
BC327/BC328		100	—	250	—
BC327-16/BC328-16		160	—	400	—
BC327-25/BC328-25		40	—	—	—
($I_C = -300 \text{ mA}$, $V_{CE} = -1.0 \text{ V}$)					
Base-Emitter On Voltage ($I_C = -300 \text{ mA}$, $V_{CE} = -1.0 \text{ V}$)	$V_{BE(on)}$	—	—	-1.2	Vdc
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = -500 \text{ mA}$, $I_B = -50 \text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	—	-0.7	Vdc
SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS					
Output Capacitance ($V_{CB} = -10 \text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1.0 \text{ MHz}$)	C_{ob}	—	11	—	pF
Current-Gain-Bandwidth Product ($I_C = -10 \text{ mA}$, $V_{CE} = -5.0 \text{ V}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	—	260	—	MHz

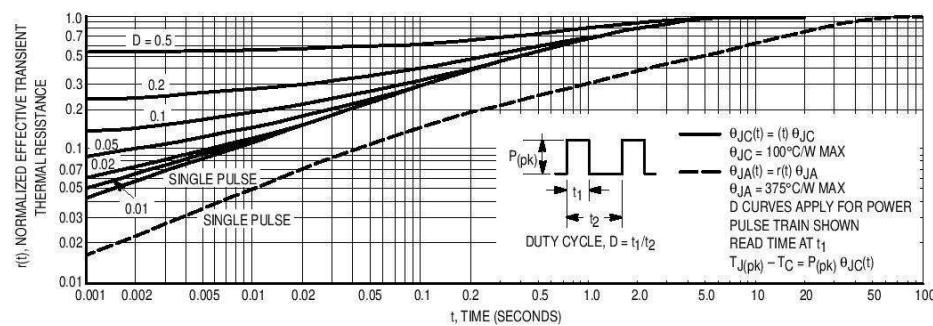


Figure 1. Thermal Response

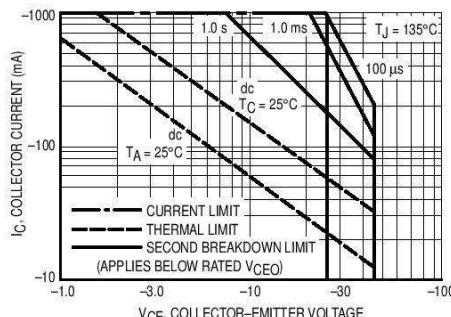


Figure 2. Active Region — Safe Operating Area

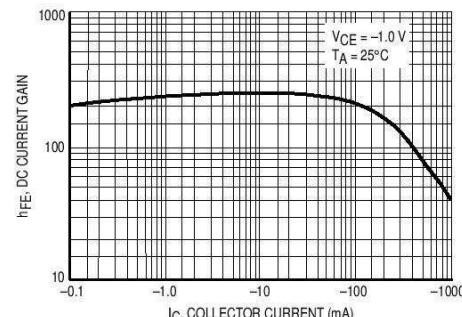


Figure 3. DC Current Gain

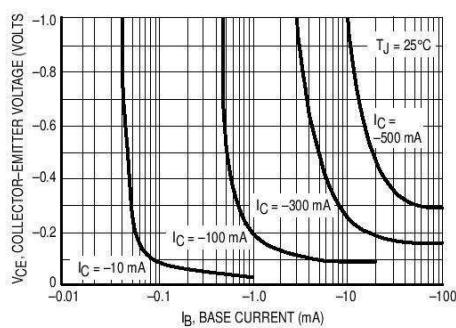


Figure 4. Saturation Region

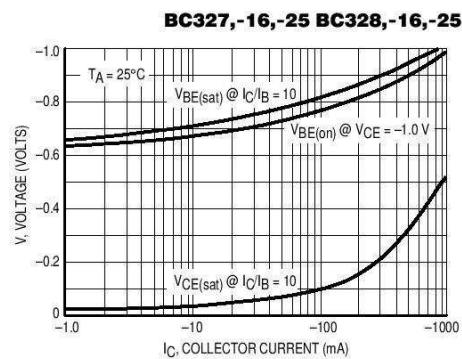


Figure 5. "On" Voltages

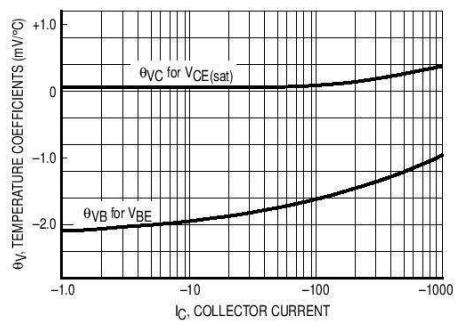


Figure 6. Temperature Coefficients

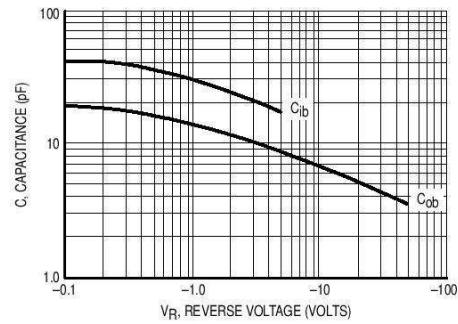
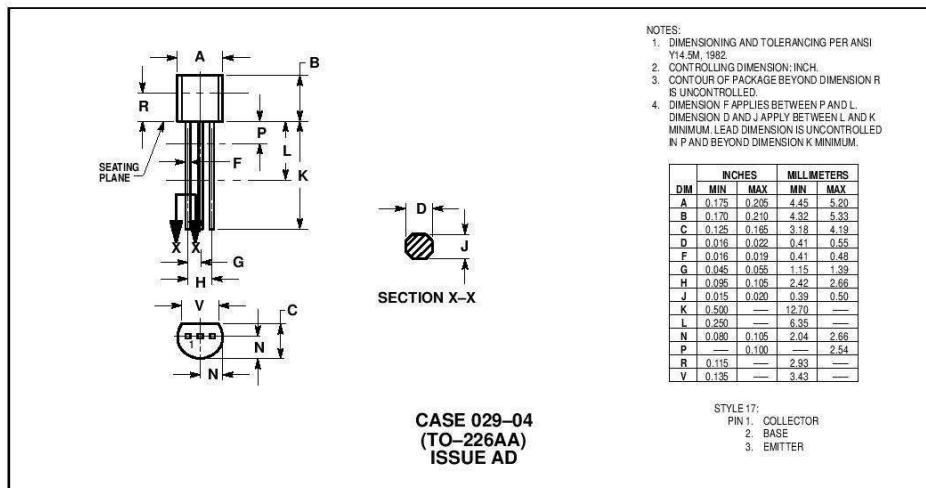


Figure 7. Capacitances

BC327,-16,-25 BC328,-16,-25**PACKAGE DIMENSIONS**

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters can and do vary in different applications. All operating parameters, including "Typicals," must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, Toshikatsu Otsuki,
6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-3521-8315

MIFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com — **TOUCHTONE** (602) 244-6609
INTERNET: <http://Design-NET.com>

HONG KONG: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



BC327/D



ANEXO

CÓDIGO PIC16F877A

VI

```
*****  
*      PROJET - AUTOMATIC VOLTAGE REGULATOR (AVR)      *  
*  
* Version: 1.0                                         *  
* Date: 15-05-2016                                     *  
* Autor: Guilherme Henrique Alves                      *  
* Professor: Luciano, Dr                               *  
* Master Degree in Electrical Engineering - Electricals Machines    *  
* Education Institution: Universidade Federal de Uberlândia - UFU    *  
* Type of Control: Popotional, Integral and Derivative (PID)          *  
* Description: This program control the output voltage of a           *  
*              synchronous generator using PID control                  *  
*****/
```

```
//  
//Declaração de Diretivas do Compilador  
#include "pid.h"      //Inclusão do Arquivo Cabeçalho do Programa Principal  
#include "lcd.c"       //Inclusão da biblioteca de manipulação do Display LCD  
#include "kbd.c"       //Inclusão da biblioteca de varredura do teclado Alfan.  
#include <stdlib.h> //Contem funcao atof(string)que converte texto em número real  
//
```

```
//  
//Declaração de Variaveis Globais  
//-----  
//Variavel que armazena digitado no teclado  
char      tecla;  
//-----  
  
//-----  
//Variavel auxiliar para condicionais  
char      aux_tecla;  
//-----
```

```
//-----  
//Armazena valor de Kp, Ki, Kd e SP em Vetor  
char      numero[6] = {0,0,0,0,0,0};  
//-----
```

```
//-----  
//Flag p/configurar o Tipo de Sintonia  
short     conf_sint = 0;  
//-----
```

```
//-----
//Flag de tempo de 5ms - Calculo do PID
short      fim_5ms;
//-----

//-----
//Flag de tempo de 500ms - Retorno ao Menu
short      fim_500ms = 0;
//-----

//-----
//Calculo de tempo - Leitura do Sensor de T
short      fim_1s = 0;
//-----

//-----
//Modo de operação - Controle Manual ou Auto
short      modo_operacao = 0;
//-----

//-----
//Armazena valor lido de AN0 - Vout Gerador
signed long  adc_PV;
//-----

//-----
//Armazena valor lido de AN2 - MV em Manual
signed long  adc_MV;
//-----

//-----
//Armazena valor lido de AN1 - Tem do Mosfet
signed long  adc_TE;
//-----

//-----
//Armazen a o Valor da Ação Proporcinal
float      P = 0;
//-----

//-----
//Armazena o valor da Ação Integral
float      I = 0;
//-----

//-----
//Armazena o valor da Ação Derivativa
float      D = 0;
//-----

//-----
//Armazena o valor de 0 a 100% do PWM
float      MV = 0;
//-----

//-----
//Armazena o valor de 0 a 100% do PWM
float      MV_INV = 0;
```

```
//-----  
  
//-----  
//Valor da Tensão da Saída do Gerador (Vout)  
float PV;  
  
//-----  
//Armazena o valor do SetPoint desejado(Vrms)  
float SP = 0;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor da Temperatura do Mosfet  
float TE;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor do Erro Atual  
float Erro_atual = 0;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor do Erro Anterior  
float Erro_anterior = 0;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor do Ganho Proporcional  
float Kp = 0.0;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor do Ganho Integral  
float Ki = 0.0;  
//-----  
  
//-----  
//Armazena o valor do Ganho Derivativo  
float Kd = 0.0;  
//-----  
  
//-----  
//Utilizada para condicionais  
int estagio = 0;  
//-----  
  
//-----  
//Indexador do vetor numero[indice]  
int indice;  
//-----  
  
//-----  
//Utilizada para selec. atualização de telas  
int telas = 0;  
//-----  
  
//-----  
//Variável auxiliar de tempo - 100 ms  
int aux_tempo_100m = 20;  
//-----
```

```
//-----
//Variavel auxiliar de tempo - 500 mili seg.
int      aux_tempo_500m = 5;
//-----

//-----
//Variavel auxiliar de tempo - 1 segundo
int      aux_tempo_1s = 2;
//-----


//-----
//Define o tipo de sintonia PID A(1) ou M(2)
int      sintonia = 0;
//-----


//-----
//Variavel que habilita as interrupções G T
int      enable_int = 0;
//-----


//-----
//Variavel para efeito sonoro ao press tecl.
short    fim_100ms = 0;
//-----


//_____
//Definição da Constantes - Paramentros do PID
#define TA 0.005 // Tempo de Amostragem para base de calculo de Ki e Kd
//_____


//_____
//Declaração das Funções
void analisa_tecla();
void inicializa_vetor();
//_____


//_____
//Bloco de Comando executado com interrupção Timer1
#define TIMER1 // Entra na interrupção a cada 5 ms (1u * 5000)
void TIMER1_isr(void)
{
    set_timer1(get_timer1() + 605535);
    fim_5ms = 1;
    aux_tempo_100m--;
    if (aux_tempo_100m == 0) //Entra a cada 100 mili segundo
    {
        aux_tempo_100m = 20;
        fim_100ms = 1;
        aux_tempo_500m--;
        output_low(PIN_C0); //Desliga o Bip
        if (aux_tempo_500m == 0) //Entra a cada 500 mili segundo
        {
            aux_tempo_500m = 5;
            fim_500ms = 1;
            aux_tempo_1s--;
        }
    }
}
```

```

if (aux_tempo_1s == 0) //Entra a cada 1 segundo
{
    aux_tempo_1s = 2;
    fim_1s = 1;
}
}

//_____
//Função que realiza a limpeza dos caracteres do LCD
int limpa_lcd()
{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"          "); // Escreve no LCD
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"          "); // Escreve no LCD
}
//_____

//_____
//Função de Apresentação - Inicio do Programa
void start_show()
{
    int a = 0;
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"AVR Synchronous "); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc," Generator "); // Escreve no LCD
    delay_ms(2000); //Temporiza 2 segundos
    //-----
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc," Master D. UFU "); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"By: Guilherme H."); // Escreve no LCD
    delay_ms(2000); //Temporiza 2 segundos
    //-----
    limpa_lcd();
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc," Loading System "); // Escreve no LCD
    //-----
    //Laço que cria efeito de ponto se delocando no LCD
    for (a=1; a<=16 ; a++)
    {
        lcd_gotoxy(a,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        printf(lcd_putc,"."); // Escreve no LCD
        delay_ms(100); //Temporiza 100 ms
    }
}
//_____
//Função que realiza a escrita no LCD do Menu - Tela Inicial
void tela_conf()
{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"1 2 3 4 5 6 ok#"); // Escreve no LCD
}

```

```

//-----
lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
printf(lcd_putc,"M A P I D S P ( )"); // Escreve no LCD
//-----
}
//_

```

```

//_
//Função que realiza a escrita no LCD da Tela Manual - Tela do Controlador em M
void tela_manual()
{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"[M] SP:%2.0f\ V %2.0f\xDFC",SP,TE); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"MV:%02d%% PV:%2.0f\ V", (int)(99.0 * MV),PV); // Escreve no LCD
    //-----
    if(PV <= 100)
    {
        lcd_gotoxy(16,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        printf(lcd_putc," "); // Escreve no LCD
    }
}
//_

```

```

//_
//Função que realiza a escrita no LCD da Tela Auto - Tela do Controlador em A
void tela_auto()
{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"[A] SP:%2.0f\ V %2.0f\xDFC",SP,TE); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"MV:%02d%% PV:%2.0f\ V", (int)(99.0 * MV),PV); // Escreve no LCD
    //-----
    if(PV <= 100)
    {
        lcd_gotoxy(16,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        printf(lcd_putc," "); // Escreve no LCD
    }
}
//_

```

```

//_
//Função que realiza escrita no LCD da Seleção do tipo de Sintonia (PID)
void tela_sintonia()
{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc," PID Tuning "); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"A(1) M(2) ( )"); // Escreve no LCD
    //-----
}
//_

```

```

//_
//Função que realiza escrita no LCD da Sintonia Automatica do PID
void tela_sint_auto()

```

```

{
    lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc," Auto Tuning "); // Escreve no LCD
    //-----
    lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
    printf(lcd_putc,"      "); // Escreve no LCD
    //-----
}

//_____
//Função que calcula o PID e atualiza o valor da MV (PWM) na saída
void cal_atu_PID()
{
    set_adc_channel(0); //Seleciona o canal AN0 que será lido
    delay_us(20); //Temporiza 20us
    adc_PV = read_adc(); //Lê o canal AN0 e guarda a leitura em adc_PV
    PV = ((adc_PV / 1023.0) * 240); //Calculo de conversão de escala da PV
    if(!modo_operacao) //Esta em manual
    {
        set_adc_channel(2); //Seleciona o canal AN2 que será lido
        delay_us(20); //Temporiza 20us
        adc_MV = read_adc(); //Lê o canal AN2 e guarda a leitura em adc_MV
        MV = (adc_MV / 1023.0); //Calculo de conversão da MV para Percentual (0 -> 0% a 1 -> 100%)
    }
    else //Esta em Automático
    {
        if (SP == 0) SP = 1;
        Erro_atual = (SP - PV)/SP; //Modo de Controle
        P = Erro_atual * Kp;
        I += ((Erro_anterior * TA) + (((Erro_atual - Erro_anterior) * TA))/2) * Ki;
        if (I < -1.0) I = -1.0;
        else if (I > 1.0) I = 1.0;
        D = ((Erro_atual - Erro_anterior) / TA) * Kd;
        MV = (P + I + D);
        if (MV < 0.0) MV = 0.0;
        else if (MV > 1.0) MV = 1.0;
        Erro_anterior = Erro_atual;
    }
    MV_INV = 1 - MV;
    set_pwm1_duty((int16)(999.0 * MV_INV));
    //set_pwm1_duty(value)
    //duty cycle = value / [ 4 * (PR2 +1 ) ]
    //PR2 = Período do Timer2
}
//_____
//Função Principal do Programa
void main()
{
    //-----
    //Habilita os Resistores Pull UP PORTB
    port_b_pullups(TRUE);
    //-----
    //Habilita RA0 RA1 e RA2 para ADC
    setup_adc_ports(AN0_AN1_AN3);
    //-----
    //Determina clock interno para o ADC
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);
    //-----
    //Configura Div. por 2 clock Interno ADC
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
    //-----
}

```

```

//Desabilita a comunicação serial SPI
setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
//-----
//Habilita e conf. temporizador TIMER_0
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
//-----
//Habilita e conf. temporizador TIMER_1
setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
//-----
//Habilita e conf. temporizador TIMER_2
setup_timer_2(T2_DIV_BY_16,249,1);
//-----
//Habilita a saída PWM_2 - MV da malha
setup_ccp1(CCP_PWM);
//-----
//Inicializa c/ zero de Largura de Pulso
set_pwm1_duty(0);
//-----
//Desabilita utilização de Comparadores
setup_comparator(NC_NC_NC_NC);
//-----
//Inicializa a biblioteca do Teclado Alf
kbd_init();
//-----
//Inicializa a biblioteca do Display CL
lcd_init();
//-----
//Chama a tela de apresentação inicial
start_show();
//-----
//Chama a tela de Sel. Sintonia inicial
tela_sintonia();
//-----
//Desabilita a entrada de Tensão de Ref.
setup_vref(FALSE);
//-----
while(true) //Laço Sem Fim
{
    if (conf_sint == 0) //Verifica se a Configuração do Tipo de Sintonia já foi realizada
    {
        tecla = kbd_getc(); //Lê do teclado Alfanumérico
        if ((tecla == 0x31) || (tecla == 0x32)) //As teclas digitadas foram 1 ou 2 ?
        {
            conf_sint = 1;
            lcd_gotoxy(15,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
            printf(lcd_putc,"%c\b",tecla); // Escreve no LCD
            delay_ms(500); //Temporiza 500ms
            if (tecla == 0x31) //o numero digitado foi 1 (A) ?
            {
                sintonia = 1; //Seleciona Sintonia Automatica
            }
            else //o numero digitado foi 2 (M) ?
            {
                sintonia = 2; //Seleciona Sintonia Manual
                tela_conf();
            }
        }
    }
    else //Se a escolha do tipo de Sintonia já foi realizada
    {
        if(enable_int == 0)
        {
            //Habilita a interrupção por Timer_1
            enable_interrupts(INT_TIMER1);
            //-----
            //Habilita as interrupções Globais
            enable_interrupts(GLOBAL);
            //-----
            enable_int = 1;
        }
        if (fim_1s == 1) // Atualização de Leitura do Sensor de Temperatura do Mosfet (1 em 1 s)
    }
}

```

```

{
    fim_1s = 0;
    set_adc_channel(1);
    delay_us(20);
    adc_TE = read_adc();
    TE = ((adc_TE / 1023.0) * 100);
}
if (sintonia == 1) //Sintonia Automática (Algoritmo Genético)
{
    tela_sint_auto(); //Imprime no LCD a tela de processamento da Sintonia Automatica
}
else //Sintonia Manual
{
    if(fim_5ms)
    {
        fim_5ms = 0; // Reseta o Flag de tempo que estoura com 5ms (TA)
        cal_atu_PID(); //Lê a PV, calcula o PID e atualiza valor de MV na saída PWM
    }
    tecla = kbd_getc(); //Lê do teclado Alfanumérico
    if ((tecla != '\0') || (estagio == 2)) // Verifica se alguma tecla foi apertado ou estagio == 2
    {
        if (tecla != '\0')
        {
            output_high(PIN_C0); //Gera efeito sonoro ao pressionar uma tecla do teclado
        }
        if (estagio == 0)
        {
            if ((tecla >= 0x31) && (tecla <= 0x36)) // Verifica se a tecla digitada esta entre 1 e 6
            {
                lcd_gotoxy(15,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                printf(lcd_putc,"%c\b",tecla); // Escreve no LCD
                aux_tecla = tecla;
            }
        }
        else
        {
            if(tecla == '#') // Verifica se a tecla # foi digitada para confirmar (ok)
            {
                lcd_gotoxy(15,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                printf(lcd_putc," \b"); // Escreve no LCD
                if (aux_tecla == '1')
                {
                    limpa_lcd();
                    telas = 1;
                    modo_operacao= 0;
                    estagio = 2;
                }
                else
                {
                    if (aux_tecla == '2')
                    {
                        limpa_lcd();
                        telas = 2;
                        modo_operacao= 1;
                        estagio = 2;
                    }
                    else
                    {
                        if (aux_tecla == '3')
                        {
                            limpa_lcd();
                            lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                            printf(lcd_putc,"ProportionalGain"); // Escreve no LCD
                            lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                            printf(lcd_putc,"Kp ="); // Escreve no LCD
                            lcd_gotoxy(6,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                            estagio = 3;
                            indice = 0;
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
}

```

```

    {
        limpa_lcd();
        lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        printf(lcd_putc," Integral Gain "); // Escreve no LCD
        lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        printf(lcd_putc,"Ki ="); // Escreve no LCD
        lcd_gotoxy(6,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
        estagio = 4;
        indice = 0;
    }
    else
    {
        if (aux_tecla == '5')
        {
            limpa_lcd();
            lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
            printf(lcd_putc," Derivative Gain"); // Escreve no LCD
            lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
            printf(lcd_putc,"Kd ="); // Escreve no LCD
            lcd_gotoxy(6,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
            estagio = 5;
            indice = 0;
        }
        else
        {
            if (aux_tecla == '6')
            {
                limpa_lcd();
                lcd_gotoxy(1,1); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                printf(lcd_putc,"Voltage SetPoint"); // Escreve no LCD
                lcd_gotoxy(1,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                printf(lcd_putc,"SP = Volts"); // Escreve no LCD
                lcd_gotoxy(6,2); //Posiciona cursor de escrita do LCD (Col e Lin)
                estagio = 6;
                indice = 0;
            }
        }
    }
}
else
{
    if (estagio == 2)
    {
        if(tecla == '*')
        {
            limpa_lcd();
            tela_conf();
            estagio = 0;
            telas = 0;
        }
    }
    else
    {
        if (fim_500ms == 1)
        {
            fim_500ms = 0;
            if (telas == 1)
            {
                tela_manual();
            }
            else
            {
                if (telas == 2)
                {
                    tela_auto();
                }
            }
        }
    }
}
}

```

```
//  
//Função que armazena o número (P, I, D, SP) digitado em um veotr tipo Char  
void analisa_tecla()  
{
```

```
if(tecla == '*')
{
    if ((indice != 0) && (indice != 4))
    {
        numero[indice] = '.';
        lcd_putc('.');
        indice++;
    }
}
else
{
    if ((tecla >= 0x30) && (tecla <= 0x39))
    {
        numero[indice] = tecla;
        lcd_putc(tecla);
        indice++;
    }
}
//_____
```

```
//_____
//Função que limpa as posições do Vetor numero[X]
void inicializa_vetor()
{
    for (indice = 0; indice < 6; indice++)
    {
        numero[indice] = 0;
    }
    limpa_lcd();
    tela_conf();
    estagio = 0;
}
//_____
```