



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI
Departamento de Engenharia Elétrica

CONTROLE DE UM MOTOR CC UTILIZANDO UM
MICROCONTROLADOR PIC

PROFESSOR ORIENTADOR: Dr. Alexandre Cunha Oliveira

ALUNO: Diego Pereira Rodrigues

EMPRESA: Universidade Federal de Campina Grande

SETOR: Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas -
LEIAM

PERÍODO DE REALIZAÇÃO: Ago 09 – Jan 10

DIEGO PEREIRA RODRIGUES

CONTROLE DE UM MOTOR CC UTILIZANDO UM
MICROCONTROLADOR PIC

Relatório de TCC apresentado como
requisito à obtenção do grau de Engenheiro
Eletricista, no Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande.

ORIENTADOR: PROF. DR. ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA

CAMPINA GRANDE-PB

2010

R696c Rodrigues, Diego Pereira.
Controle de um motor CC utilizando um
microcontrolador PIC. / Diego Pereira Rodrigues. -
Campina Grande - PB: [s.n], 2010.

70f.

Orientador: Professor Dr. Alexandre Cunha Oliveira.

Trabalho de Conclusão de Curso - Monografia; (Curso
de Bacharelado em Engenharia Elétrica) - Universidade
Federal de Campina Grande; Centro de Engenharia Elétrica
e Informática.

1. Motor de Corrente Contínua. 2. Controle de
corrente. 3. Microcontrolador PIC. 4. Controle de motores
CC. 5. Técnicas de mínimos quadrados. 6. Mínimos
quadrados recursivos. 7. Transformada Z. 8. Pulse Width
Modulation. 9. Estratégia PWM. 10. Inversores em ponte
H. I. Oliveira, Alexandre Cunha. II. Título.

CDU:621.3(043.1)

Elaboração da Ficha Catalográfica:

Johnny Rodrigues Barbosa
Bibliotecário-Documentalista
CRB-15/626



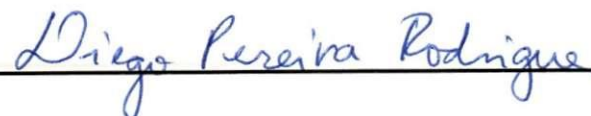
DIEGO PEREIRA RODRIGUES

CONTROLE DE UM MOTOR CC UTILIZANDO UM
MICROCONTROLADOR PIC

Aprovado em ____ de Fevereiro de 2010



ORIENTADOR: Dr. Alexandre Cunha Oliveira



ALUNO: Diego Pereira Rodrigues

Campina Grande, 24/02/2010

À Deus, por eu ter chegado até aqui.
Às pessoas que estiveram mais presentes
ao longo desses cinco anos e que me deram
forças para seguir em frente quando eu mais
precisei: Minha irmã Larissa, minha mãe
Roseclé e meu pai Félix. E ainda a Emília por
por ter me ajudado tanto nos meses finais
da minha graduação.

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador Dr. Alexandre Cunha Oliveira por tornar este TCC possível. Agradeço ainda a minha família pela compreensão durante todo o curso.

RESUMO

Este trabalho trata da implementação da malha de controle e do circuito necessário para o controle de corrente de um motor CC, utilizando para isso um microcontrolador PIC. Todas as técnicas e circuitos usados neste propósito são descritos a seguir.

Palavras-Chave: Motor CC. Controle de Corrente. PIC.

ABSTRACT

This report deals with the implementation of the control loop and the circuit required to set a current control of a DC machine, using a PIC microcontroller. All the techniques and circuits used for this purpose are described here.

Keywords: DC Machine. Current Control. PIC.

Sumário

1	Introdução	11
1.1	Objetivos Gerais	11
1.2	Objetivos Específicos	12
2	Ambiente do TCC	13
2.1	Etapas do Trabalho Proposto	13
2.2	Cronograma	14
2.3	Infraestrutura de Hardware e Software	14
3	Máquina CC	16
3.1	Partes Constituintes da Máquina CC	16
3.2	Operando como Motor de Corrente Contínua	16
3.3	Controle de Motores CC	18
3.4	Princípio de Funcionamento e Modelo da Máquina CC	19
4	Identificação de Sistemas	23
4.1	Descrição da Técnica de Mínimos Quadrados	23
4.2	Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo	25
4.3	Ensaio na Máquina CC	28
4.3.1	Ensaio a rotor bloqueado	28
4.3.2	Ensaio a vazio	29
5	PIC	31
5.1	Estrutura do PIC 16F877A	31
5.2	PWM (<i>Pulse Width Modulation</i>)	32
5.3	Conversor A/D	32
6	Controle do Motor CC	34
6.1	Controle de Velocidade	34
6.2	Controlador Proporcional Integral (PI)	35
6.3	Controlador de Corrente	37
7	Controle por Computador	40
7.1	Propriedades do Sistema Dinâmico a Tempo Discreto	40
7.2	Transformada Z	41
7.3	Sistemas Amostrados	41
7.3.1	Amostragem	41
7.3.2	Método de Euler	42
7.3.3	Controlador PI	42

8 Inversores em Ponte H	44
8.1 Princípio de Funcionamento	44
8.2 Estratégia PWM (<i>Pulse Width Modulation</i>)	45
9 Montagem	48
9.1 PIC	48
9.2 OPTO	50
9.3 Inversor	51
9.4 Sensor de Corrente	53
10 Conclusão	57
References	58
A Apêndice	60
A.1 Diagrama Lógico do Circuito com Inversor e Opto Acopladores	60
A.2 Diagrama Elétrico do Circuito com Inversor e Opto Acopladores	61
A.3 Circuito Inversor	62
A.4 Circuito Sensor de Corrente	63
A.5 Algoritmo do PIC	63
B Anexo	67
B.1 Dispositivos utilizados	67
B.1.1 Motor CC - Antriebstechnik Gefen	67
B.1.2 Opto Acoplador - 6N136[17]	67
B.1.3 Inversor 74LS04[16]	69
B.1.4 PIC 16F877A	70

Lista de Abreviaturas

CEEI Centro de Engenharia Elétrica e Informática

FT Função de Transferência

LEIAM Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas

PI Proporcional Integral

TCC Trabalho de Conclusão de Curso

UFCG Universidade Federal de Campina Grande

UFPB Universidade Federal da Paraíba

Lista de Figuras

1	Sistema comutador-escova[19]	17
2	Corrente em função do torque[1]	18
3	Sistema de proteção para o comutador[1]	19
4	Motor de corrente Contínua	20
5	Circuito Elétrico Equivalente	21
6	PIC 16F877A	32
7	Circuito elétrico equivalente para controle[19]	34
8	Sistema de controle de malha fechada	35
9	Diagrama de blocos do controlador PI	36
10	Diagrama de blocos do controle de corrente do motor CC[13]	38
11	Diagrama de blocos de um controle por computador[18]	40
12	Diagrama para amostragem de um sistema[18]	41
13	Fonte de tensão chaveada a quatro chaves[10]	44
14	Comparação da onda triangular (trig) com as tensões de referência $v_{i10(ca)}$ e $v_{i20(ca)}$, tensões v_{i10} e v_{i20} e tensão de entrada do filtro v_i [10]	47
15	Circuito utilizado para o controle do motor CC	48
16	Sinais PWM's	49
17	PIC 16F877A	50
18	Sinais na saída do circuito OPTO	51
19	Sinais C1 e D	52
20	Sinal C1 - D	52
21	Placa com ponte inversora H	53
22	Tensão de saída do LEM	54
23	Corrente de saída do LEM	55
24	Corrente do motor CC	55
25	Circuito do Sensor de Corrente	56
26	Diagrama lógico do circuito com inversor e opto acopladores	60
27	Diagrama elétrico do circuito com inversor e opto acopladores	61
28	Diagrama elétrico do circuito com com a ponte inversora H	62
29	Diagrama elétrico do circuito do sensor de corrente	63
30	Motor CC	67
31	Diagrama lógico do opto acoplador 6N136	67
32	Esquemático	68
33	Características do componente	68
34	Diagrama lógico do inversor 74LS04	69
35	Características do dispositivo 74LS04	69
36	PIC 16F877A	70

Lista de Tabelas

1	Cronograma de atividades	14
2	Tabela com valores obtidos nos ensaios	28

1 Introdução

Com um plano de disciplinas bastante abrangente, o curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - UFCG tem ao fim de seu currículo a disciplina TCC (Trabalho de Conclusão de Curso), que deve ser cumprida obrigatoriamente. Este relatório descreve o trabalho realizado pelo aluno em questão em seu TCC.

A oportunidade de realizar o projeto final do curso é fundamental para a fomentação da base do futuro formando. O TCC pode ser considerado como a máxima expressão da perícia conceitual absorvida durante os longos anos de aprendizado no curso universitário, uma vez que este espera formar profissionais que além de conhecimento específico, possam apresentar autonomia, senso investigativo, flexibilidade, dentre outras qualidades. À medida que o graduando tem contato com suas tarefas, começa então a assimilar todo o conteúdo pragmático visto no decorrer da vida acadêmica e até facilita o aprendizado do que há de ser estudado no futuro([3]).

Pedagogicamente, o aprendizado proveniente da experiência adquirida em situações problemáticas, ou baseadas nas atividades diárias ou repetidas com uma alta frequência, é muito mais eficiente e muito mais provável que seja retido pelo cérebro do que aquele aprendizado que se deve aos livros, aulas ou relativo a exames. Além disso, torna-se possível identificar deficiências e falhas de base, e auferir a qualidade do ensino que foi dado.

No caso do TCC, feito dentro da instituição de ensino, têm-se a oportunidade de iniciar-se em pesquisas acadêmicas, desenvolvendo as habilidades críticas e heurísticas.

Neste relatório, é descrito o trabalho realizado no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - LEIAM, na UFCG. Os experimentos, discussões, pesquisas e cálculos foram realizados no laboratório supracitado. O trabalho durou 6 meses, entre Agosto de 2009 e Janeiro de 2010.

1.1 Objetivos Gerais

Neste trabalho, nos propomos a criar um sistema de controle de um motor de corrente contínua utilizando um microcontrolador PIC. Com isso, será possível coletar amostras do motor de forma a traçar suas características, obtendo parâmetros importantes para realizar o controle de forma eficiente. Além disso, o próprio PIC será responsável pelo funcionamento dos circuitos responsáveis por esse controle.

1.2 Objetivos Específicos

O microcontrolador PIC coletará os dados da máquina e, utilizando de mecanismos de controle de corrente e velocidade, exercerá sobre ela o controle devido. A parte de potência do sistema, que inclui um inversor em ponte H, será dividida da parte de controle por meio de opto-acopladores.

Dentre os objetivos específicos desta etapa, enumeramos:

- Estudo do controle de corrente em cascata do motor CC.
- Levantamento dos parâmetros do motor CC.
- Implementação de um inversor em ponte H.
- Implementação do circuito entre a parte de controle e potência (Opto acopladores).
- Simulação das rotinas em C de controle do motor.
- Implementação em ponto fixo da estratégia de controle de corrente do motor CC usando microcontrolador PIC.
- Implementação Experimental.
- Formalização e defesa do projeto.

2 Ambiente do TCC

O trabalho em questão foi feito nas dependências do laboratório LEIAM, pertencente ao Centro de Engenharia Elétrica e Informática - CEEI na UFCG.

A UFCG é uma universidade gratuita (Pública Federal) fundada no dia 9 de Abril de 2002, dia em que se separou oficialmente da UFPB. Ainda como UFPB, obteve posição de destaque no cenário nacional pela excelente qualidade de seu ensino e pelos serviços prestados à sociedade. A universidade é composta por 7 campus, além de Campina Grande, existem campus nas cidades de Pombal, Patos, Sousa, Cajazeiras, Cuité, e Sumé, na região do cariri paraibano.

O CEEI da UFCG teve sua criação recente, em junho de 2005. Originando do Centro de Ciências e Tecnologia da UFCG é formado por duas Unidades Acadêmicas: Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) e Departamento de Sistemas e Computação (DSC). O CEEI tem como meta principal, criar novos cursos e manter os excelentes índices de desempenho dos cursos atuais[2].

As pesquisas no LEIAM foram iniciadas em 1974 e, nesta mesma época, foi iniciado um programa de capacitação docente executado através do Projeto Eletrônica Industrial n. 1/79, dentro do Acordo CAPES/COFECUB, entre o DEE/UFCG e o Laboratório de Eletrotécnica e de Eletrônica Industrial – LEEI da École Nationale Supérieure d'Electrotechnique e Electronique Industrielle, Informatique et Hydraulique de Toulouse - ENSEEIHT. Nele, são desenvolvidas atividades de pesquisa nas seguintes áreas:

- Acionamento de máquinas elétricas
- Estruturas de conversores estáticos
- Estruturas eletromagnéticas e máquinas elétricas
- Sistemas de energia alternativa baseados em células fotovoltaicas
- Qualidade de energia [14]

2.1 Etapas do Trabalho Proposto

- A. Estudo do controle de corrente em cascata do motor CC.
- B. Levantamento dos parâmetros do motor CC.
- C. Implementação de um inversor em ponte H.

- D. Implementação do circuito entre a parte de controle e potência (Opto acopladores).
- E. Simulação das rotinas em C de controle do motor.
- F. Implementação em ponto fixo da estratégia de controle de corrente e velocidade do motor CC usando microcontrolador PIC.
- G. Implementação Experimental.
- H. Formalização e defesa do projeto.

2.2 Cronograma

Tabela 1: Cronograma de atividades

ETAPAS	Agosto	Setembro	Outubro	Novembro	Dezembro	Janeiro
A	X	X				
B		X	X			
C		X	X	X		
D		X	X	X		
E		X	X	X		
F				X	X	
G				X	X	
H					X	X

2.3 Infraestrutura de Hardware e Software

Lista de Softwares

- MatLab
- Orcad
- WinPic800
- Pic C Compiler
- Visio
- Altium Designer

Lista de Hardwares

- Placa de Opto acopladores 6N136
- Microprocessador PIC 16F877A
- Inversor 74LS04 e 74LS14
- Amp op TL084
- Buffer SN74LS07
- Driver IR2110
- Transistor G4BC30UD
- LEM LA25-NP

3 Máquina CC

A energia elétrica utilizada na distribuição e transporte se encontra disposta em sinais alternados, porém os motores de corrente contínua têm tradicionalmente grandes aplicações nas indústrias, permitindo variação de velocidade em uma esteira ou de um comboio; ou ainda na mecatrônica, tais como robôs, braços mecânicos, automatismos, sistemas de abertura e fechamento de portas etc. Ao lado da variedade de tipos de motores possíveis para realizar estas aplicações, ampla é a gama de circuitos que podem ser empregados para seu controle. Neste texto abordamos uma das configurações simples que podem ser utilizadas no controle de motores de corrente contínua de baixa tensão([21]).

3.1 Partes Constituintes da Máquina CC

O motor de Corrente Contínua é composto pelas seguintes partes:

- Rotor (armadura): Parte girante da máquina, o rotor é montado sobre o eixo da mesma e é construído de um material ferromagnético envolto em um enrolamento, chamado enrolamento de armadura.
- Anel Comutador: Responsável por realizar a inversão adequada do sentido das correntes que circulam no enrolamento de armadura, constituído de um anel de material condutor, segmentado por um material isolante de forma a fechar o circuito entre cada uma das bobinas do enrolamento de armadura e as escovas no momento adequado.
- Estator (Campo ou excitação): Parte estática da máquina, montada em volta do rotor, de forma que o mesmo possa girar internamente.
- Escovas: Peças de carvão responsáveis por conduzir a energia para o circuito do rotor ([21]).

3.2 Operando como Motor de Corrente Contínua

No caso de motores, a energia elétrica é fornecida aos condutores do enrolamento da armadura pela aplicação de uma tensão elétrica em seus terminais através do anel comutador(coletor), fazendo com que se circule uma corrente elétrica nesse enrolamento, produzindo um campo magnético no enrolamento da armadura. Como o corpo do estator é constituído de materiais ferromagnéticos, ao aplicarmos uma tensão nos terminais do enrolamento de campo

da máquina temos a intensificação do campo magnético do mesmo e, portanto, a produção de pólos magnéticos (Norte e Sul) espalhados por toda a extensão do estator.

Quando aplicamos uma tensão no anel comutador, com a máquina parada, a tensão é transferida ao enrolamento da armadura fazendo com que circule uma corrente no mesmo, o que gera um campo magnético e outros pares de pólos no enrolamento da armadura. A orientação desse campo, ou seja, a posição do pólo norte e sul, permanece fixa. Simultaneamente, temos uma tensão elétrica aplicada no enrolamento de campo no estator, assim, ao termos a interação entre os campos magnéticos da armadura no rotor e do campo no estator, os mesmos tentarão se alinhar, ou seja, o pólo norte de um dos campos tentará se aproximar do pólo sul do outro. Como o eixo da máquina é livre para girar, caso os campos da armadura e do estator não estejam alinhados, surgirá um binário de forças que produzirá um torque no eixo, fazendo o mesmo rotacionar. Neste instante, o eixo gira o anel comutador, mudando o sentido de aplicação da tensão e fazendo com que a corrente circule no sentido contrário, o que também altera o sentido do campo magnético produzido. Além disso, a posição dos pólos magnéticos norte e sul do campo da armadura também são modificados. Como o campo produzido pelo enrolamento de campo no estator fica fixo, temos novamente a produção do binário de forças que mantém a troca dos pólos e conseqüentemente o movimento do eixo da máquina.

Sistema Comutador-Escova

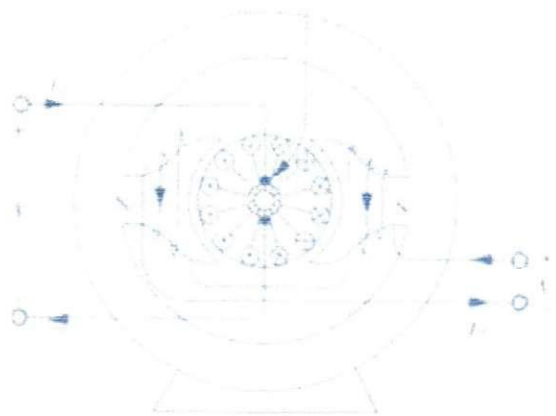


Figura 1: Sistema comutador-escova[19]

3.3 Controle de Motores CC

O controle de motores de corrente contínua não é tão simples de ser implementado pois as características elétricas destes dispositivos não são lineares, o que pode acarretar num mal ou não ideal funcionamento dos circuitos utilizados. Além de fortemente indutivos e apresentando sistemas de comutação que geram pulsos de transientes de alta tensão, a corrente drenada por um motor varia com a carga, ou seja, com a força que eles estão exercendo em um determinado momento, conforme mostra o gráfico da Figura 2([1]).

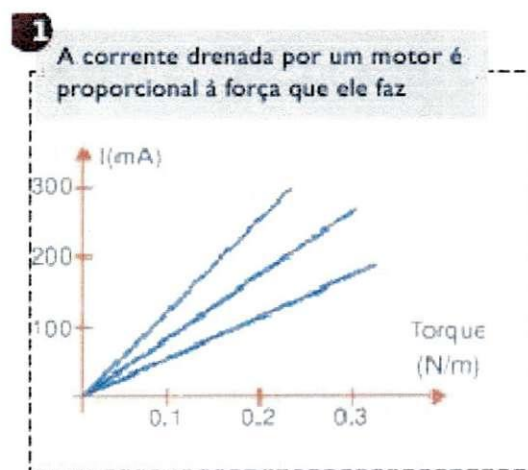


Figura 2: Corrente em função do torque[1]

Desta forma, quando usamos dispositivos semicondutores no controle de motores de corrente contínua, não devemos apenas observar se eles são capazes de suportar as correntes exigidas pelo motor, mas também as tensões inversas geradas na comutação, agregando eventualmente um elemento de proteção. A proteção mais comum é a que faz uso de um diodo ligado em paralelo, embora possamos empregar um capacitor de valor apropriado, veja a Figura 3.

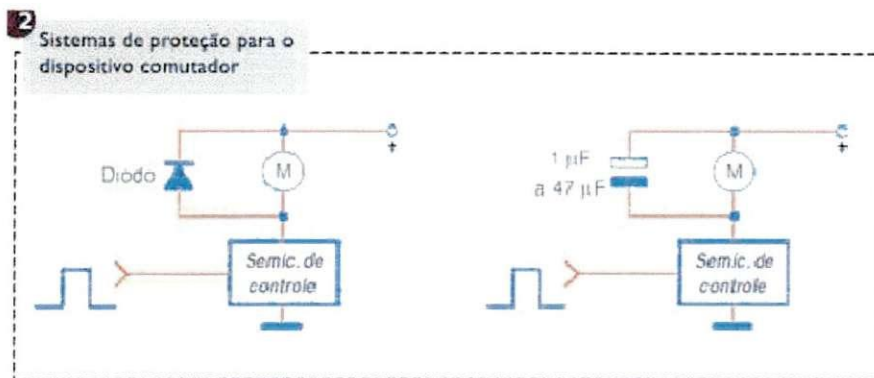


Figura 3: Sistema de proteção para o comutador[1]

3.4 Princípio de Funcionamento e Modelo da Máquina CC

A máquina de corrente contínua é constituída por dois circuitos magnéticos (Figura 4): um circuito magnético estacionário (estator) de excitação magnética, dito de campo ou excitação, alimentado por uma fonte de tensão contínua de baixa potência; e um circuito magnético rotativo (rotor), dito de armadura, alimentado por uma fonte de tensão contínua, correspondente ao estágio de maior potência.

Uma corrente (i_e) passa pela bobina de campo criando um fluxo denominado aqui de λ_e , onde $\lambda_e = l_e i_e$, e com sentido indicado na Figura 4. Mesmo com a rotação do motor, a bobina de armadura também cria um fluxo unidirecional $\lambda_a = l_a i_a$, decorrente da ação do comutador mecânico, que como descrito na seção 3.1, comuta as correntes entre as espiras da bobina e mantém o eixo magnético sempre na mesma direção. Destacando que ambos os fluxos dependem apenas de suas próprias correntes e que, devido a posição relativa das bobinas de campo e de armadura que se encontram defasadas fisicamente de $\frac{\pi}{2}$ rad, o fluxo mútuo entre as mesmas é nulo.

Radianos ou radianos elétricos

Apesar do fluxo da bobina de campo que chega à bobina de armadura na sua posição vertical ser nulo, suas espiras giram imersas no campo λ_e , e portanto elas recebem um campo variável $\lambda'_a = k_e \lambda_e \cos(\theta)$ (onde k_e é uma constante de acoplamento), portanto uma tensão e_a é induzida nestas bobinas devido a rotação (força contra-eletromotriz de rotação, f_{cem}) que pode ser calculada pela lei de *Faraday* ou *Lenz* ([11]).

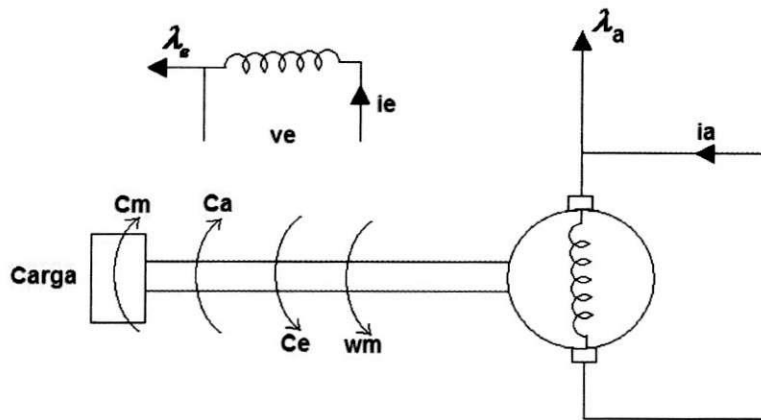


Figura 4: Motor de corrente Contínua

a) Circuito elétrico equivalente

O modelo elétrico para a bobina de armadura é dada por

$$v_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (1)$$

onde $r_a i_a$ é a queda de tensão ôhmica na resistência da bobina, $\lambda_a = l_a i_a$ é o fluxo na bobina, $l_a \frac{di_a}{dt}$ é a tensão transformação da bobina devido à variação da sua corrente e e_a é dada por:

$$e_a = k_e \lambda_e \omega_r \quad (2)$$

onde $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$ é a velocidade do rotor em rad/s.

O modelo elétrico para a bobina de campo é dado por

$$v_e = r_e i_e + l_e \frac{di_e}{dt} \quad (3)$$

onde $r_e i_e$ é a queda ôhmica na resistência da bobina e $l_e \frac{di_e}{dt}$ é a tensão induzida própria da bobina devido a variação de sua corrente. Baseado nas equações supracitadas, pode-se montar circuitos elétricos equivalentes a estas para a armadura e o campo da máquina em questão. A Figura 5 ilustra estes circuitos.

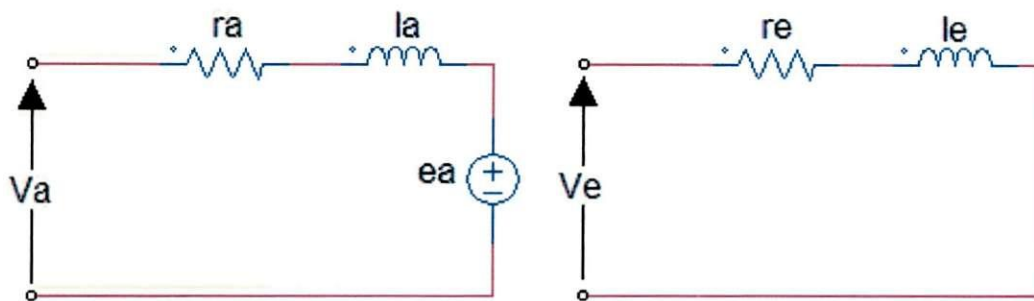


Figura 5: Circuito Elétrico Equivalente

b) Modelo mecânico de movimento

O conjugado eletromecânico é uma grandeza de grande importância para a boa operação e qualidade de funcionamento. Este conjugado é criado pela tendência do fluxo se alinhar com o fluxo estatórico, é proporcional ao módulo vetorial entre o fluxo estatórico e rotórico, e é entendido matematicamente como abaixo:

$$c_e = k'_c \lambda_a \lambda_e \quad (4)$$

Substituindo $\lambda_a = l_a i_a$ e introduzindo uma nova constante $k_c = l_a k'_c$, construímos outra expressão para o conjugado:

$$c_e = k_c \lambda_e i_a \quad (5)$$

A carga mecânica ou fonte de energia mecânica acoplada deve ser considerada e gera um conjugado mecânico resistente c_m . Observando a figura 1 e aplicando a 2ª lei de Newton no eixo da máquina, pode-se escrever a seguinte relação:

$$c_e - c_m - F_m \omega_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (6)$$

onde $F_m \omega_m$ é o conjugado de atrito (c_a - visto na Figura 4), que pela sua característica intrínseca se opõe ao movimento, e J_m é o momento de inércia da máquina.

As variáveis e parâmetros mostrados nas equações até aqui são esclarecidas abaixo:

i_a : corrente de armadura [A], v_a : tensão de armadura [V];

e_a : força contra-eletromotriz [V], i_e : corrente de campo [A];
 v_e : tensão de excitação [V], λ_e : fluxo de excitação [Wb];
 c_e : conjugado eletromagnético [Nm], c_m : conjugado de carga [Nm];
 ω_r : velocidade angular do eixo [rad/s], r_a : resistência da armadura [Ω];
 r_e : resistência de excitação [Ω], l_a : indutância de armadura [H];
 l_e : indutância de excitação [H], k_e : constante da máquina [MKS];
 F_m : coeficiente de atrito [MKS], J_m : momento de inércia da máquina [MKS];

c) Modelo de estado para excitação constante

Quando se considera a tensão v_e constante, a corrente i_e e o fluxo λ_e se estabelecem e permanecem constantes. O modelo dinâmico da máquina se simplifica, sendo representado apenas pelas equações (1) e (6). Neste caso, a representação do modelo dinâmico da máquina de corrente contínua na forma de equações de variáveis de estado dá-se como seguinte:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_a}{l_a} & \frac{-k_e \lambda_e}{l_a} \\ \frac{k_e \lambda_e}{J_m} & \frac{-F_m}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{l_a} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ c_m \end{bmatrix} \quad (7)$$

Quando a velocidade angular é a variável de saída, se escreve:

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (8)$$

4 Identificação de Sistemas

Após descrever a técnica de controle e detalhar o algoritmo de projeto do controlador a ser utilizado, nos deparamos com mais um desafio, identificar o sistema a ser controlado, no nosso caso, o motor CC (visto na Figura 8 como $G(s)$).

O problema da identificação de sistemas é muito importante para o projeto de controladores. Normalmente, em um sistema de controle, alguns parâmetros do modelo do sistema a ser controlado não são conhecidos e precisam ser estimados. Em outros casos, não se tem informação nenhuma do modelo do sistema, seja por não se conhecer as propriedades físicas do mesmo, ou pelo fato de se ter um modelo muito complexo.

Em todas estas situações e muitas outras, a identificação de sistemas surge como uma ferramenta muito importante para o projetista do sistema de controle. A técnica mais conhecida para obtenção de modelos lineares a partir de experimentos é a de Mínimos Quadrados, que será utilizada como base para este trabalho.

4.1 Descrição da Técnica de Mínimos Quadrados

A técnica dos mínimos quadrados recursivos torna possível que os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático possam ser determinados de tal forma que a soma dos quadrados da diferença entre os valores medidos e os valores calculados, multiplicados por números que medem o grau de precisão, seja mínima.

O método dos mínimos quadrados pode ser aplicado a uma grande variedade de problemas. O modelo pode ser expresso da seguinte maneira([7]):

$$\hat{y}(t|\theta) = \varphi^T(t)\theta + \mu(t) \quad (9)$$

onde θ é o parâmetro do sistema, φ é um vetor de regressão e μ é conhecido como vetor de dados dependente, que aqui será considerado $\mu(t) = 0$.

Da estrutura ARX, temos

$$\varphi(t) = [-y(t-1) - y(t-2) \cdots - y(t-n_a) \ u(t-1) \cdots u(t-n_b)] \quad (10)$$

Critério dos Mínimos Quadrados

Sendo o erro de predição

$$\epsilon(t, \theta) = y(t) - \varphi^T(t)\theta$$

o critério dos mínimos quadrados para a regressão linear (9) será

$$V_N(\theta, Z^N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \frac{1}{2} [y(t) - \varphi^T(t)\theta]^2 \quad (11)$$

Minimizando analiticamente a função (11) obtemos os parâmetros mínimos quadrados estimados (*LSE*), como a seguir

$$\hat{\theta}_N^{LS} = \arg \min V_N(\theta, Z^N) = \left[\frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) y(t) \quad (12)$$

Onde

$$R(N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) \varphi^T(t) \quad (13)$$

é uma matriz $d \times d$ e

$$f(N) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) y(t) \quad (14)$$

é um vetor coluna de dimensão d .

No caso da estrutura ARX, onde as entradas estão em atraso e as saídas são variáveis, $R(N)$ estará na forma

$$[R(N)]_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N y(t-i) y(t-j), \quad 1 \leq i, j \leq n_a \quad (15)$$

podendo o somatório ser função de $u(t-r) \cdot u(t-s)$, ou $u(t-r) \cdot y(t-s)$ para outras entradas de $R(N)$. Ou seja, consistirá das estimativas da função de covariância de $\{y(t)\}$ e $\{u(t)\}$.

Propriedades do Método dos Mínimos Quadrados

Suponha que em um certo momento os dados observados sejam gerados pela função

$$y(t) = \varphi^T(t)\theta_0 + v_o(t) \quad (16)$$

para uma sequência qualquer $[v_o(t)]$. O valor θ_0 é o parâmetro real da função.

Do limite

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \hat{\theta}_N^{LS} - \theta_0 = \lim_{N \rightarrow \infty} R^{-1}(N) \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varphi(t) v_o(t) = (R^*)^{-1} f^*, \quad (17)$$

$$R^* = \overleftarrow{E} \varphi(t) \varphi^T(t), \quad f^* = \overleftarrow{E} \varphi(t) v_0(t) \quad (18)$$

Para que $\hat{\theta}_N^{LS}$ convirja para θ_0 , duas condições devem ser atendidas:

1. R^* ser não singular;
2. $f^* = 0$. Que será o caso de, ou:
 - $\{v_0(t)\}$ ser uma sequência de variáveis aleatórias independentes com média zero (ruído branco). Assim $v_0(t)$ não dependerá do instante após $t - 1$ e então $E\varphi(t) v_0(t) = 0$; ←
 - A sequência de entrada $\{u(t)\}$ ser independente da sequência de média zero $\{v_0(t)\}$ e $n_a = 0$ em (10). Então $\varphi(t)$ conterá apenas u -termos e assim $E\varphi(t) v_0(t) = 0$.

4.2 Estimador de Mínimos Quadrados Recursivo

A obtenção do estimador de mínimos quadrados recursivo segue o desenvolvimento apresentado abaixo. Para o estimador com t amostras tem-se a estimativa dada por (19)[8].

$$\theta(t) = [\Phi^T \Phi]^{-1} \Phi^T Y \quad (19)$$

onde

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \varphi^T(1) \\ \varphi^T(2) \\ \vdots \\ \varphi^T(t) \end{bmatrix} \quad e \quad Y = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(t) \end{bmatrix}$$

Supondo-se que no instante $(t + 1)$ obtém-se nova medida do sistema, então os vetores de medida e saída são reescritos como

$$\Phi(t+1) = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \varphi(2) \\ \vdots \\ \varphi(t) \\ \varphi(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi(t) \\ \varphi^T(t+1) \end{bmatrix}$$

e

$$Y(t+1) = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix}$$

As estimativas no instante de tempo t são

$$\hat{\theta}(t) = [\Phi^T(t)\Phi(t)]^{-1} \Phi^T(t)Y(t)$$

enquanto que no instante $(t+1)$, são dadas por

$$\hat{\theta}(t+1) = [\Phi^T(t+1)\Phi(t+1)]^{-1} \Phi^T(t+1)Y(t+1) \quad (20)$$

onde

$$\Phi^T(t+1)\Phi(t+1) = \begin{bmatrix} \Phi^T(t) & \varphi(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi(t) \\ \varphi^T(t+1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\Phi^T(t+1)\Phi(t+1) = \Phi^T(t)\Phi(t) + \varphi(t+1)\varphi^T(t+1)$$

Uma vez conhecido $\varphi(t+1)$ pode-se atualizar a matriz anterior das correlações $\Phi^T(t)\Phi(t)$ para obter a matriz atual $\Phi^T(t+1)\Phi(t+1)$. Entretanto, é necessário encontrar uma maneira de atualizar a inversa $[\Phi^T(t)\Phi(t)]^{-1}$ sem calcular a matriz inversa em cada instante de tempo.

Adicionalmente, necessita-se atualizar o termo $\Phi^T(t+1)Y(t+1)$, isto é,

$$\begin{aligned} \Phi^T(t+1)Y(t+1) &= \begin{bmatrix} \Phi^T(t) & \varphi(t+1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \\ \Phi^T(t+1)Y(t+1) &= \Phi^T(t)Y(t) + \varphi(t+1)y(t+1) \end{aligned} \quad (22)$$

Sejam as seguintes definições:

$$R(t) = [\Phi^T(t)\Phi(t)]^{-1} \quad (23)$$

$$f(t) = \Phi(t)Y(t) \quad (24)$$

Substituindo-se as equações (23) e (24) na equação (20) obtém-se

$$\hat{\theta}(t+1) = R(t+1)f(t+1)$$

ou então

$$\hat{\theta}(t) = R(t)f(t) \quad (25)$$

enquanto que, das equações (21) e (22), encontram-se

$$R^{-1}(t+1) = R^{-1}(t) + \varphi(t+1)\varphi^T(t+1) \quad (26)$$

e

$$f(t+1) = f(t) + \varphi(t+1)y(t+1) \quad (27)$$

A equação (27) fornece uma atualização direta de $f(t)$ para $f(t+1)$. A atualização de $R(t)$ para $f(t+1)$ pode ser obtida pela equação (26) aplicando-se a seguinte identidade:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (28)$$

Comparando-se o termo do lado direito da equação (26) com a equação (28), obtém-se

$$R(t+1) = R(t) - \frac{R(t)\varphi(t+1)\varphi^T(t+1)R(t)}{1 + \varphi^T(t+1)R(t)\varphi(t+1)} \quad (29)$$

De acordo com a equação do erro de previsão

$$e(t+1) = y(t+1) - \varphi^T(t+1)\hat{\theta}(t) \quad (30)$$

Substituindo-se a equação (30) em (27), tem-se

$$f(t+1) = f(t) + \varphi(t+1) + e(t+1) + \varphi(t+1)\varphi^T(t+1)\hat{\theta}(t) \quad (31)$$

Substituindo-se as equações (21) e (25) na equação (31), resulta

$$R^{-1}(t+1)\hat{\theta}(t+1) = R^{-1}(t)\hat{\theta}(t) + \varphi(t+1)e(t+1) + \{R^{-1}(t+1) - R^{-1}(t)\}\hat{\theta}(t)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + R(t+1)\varphi(t+1)e(t+1)$$

O termo $R(t+1)\varphi(t+1)$ é um vetor coluna e é denominado ganho do estimador, ou seja,

$$K(t+1) = R(t+1)\varphi(t+1) = \frac{R(t)\varphi(t+1)}{1 + \varphi^T(t+1)R(t)\varphi(t+1)}$$

O vetor de parâmetros estimados é calculado por

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + K(t+1)e(t+1)$$

Combinando-se as equações (29),(30),(31) e sendo $k = t + 1$, obtém-se a forma recursiva de $\hat{\theta}(k)$ dada por

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{R(k-1)\varphi(k)}{1 + \varphi^T(k)R(k-1)\varphi(k)} \left\{ y(k) - \varphi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \right\}$$

$$R(k) = R(k-1) - \frac{R(k-1)\varphi(k)\varphi^T(k)R(k-1)}{1 + \varphi^T(k)R(k-1)\varphi(k)}$$

4.3 Ensaio na Máquina CC

Pode-se determinar as características fundamentais de uma máquina por meios de ensaios. No caso deste projeto, foram realizados os ensaios de operação a vazio e operação com rotor bloqueado, e ambos são descritos abaixo.

Os valores obtidos nos ensaios são mostrados na tabela X,

Table 2: Tabela com valores obtidos nos ensaios

Ensaio	A vazio	Rotor bloqueado
V_a	12V	5.2V
i_a	0.28A	3A

4.3.1 Ensaio a rotor bloqueado

Neste teste, o rotor é bloqueado de modo que não pode girar. Sendo a velocidade angular nula $\omega_r = 0$, a tensão induzida nos enrolamentos da armadura $e_a = k_e \lambda_e \omega_r = 0$. Desta maneira, a equação que descreve o circuito elétrico da armadura, que pode ser visto na Figura 5 da página 21

$$V_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (32)$$

pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$V_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} \quad (33)$$

Procedimento: O ensaio é realizado alimentando o motor com tensão de valor que leve a que o mesmo absorva a corrente nominal. A frequência também deve ser nominal. Como precaução, deverá elevar-se, gradualmente a tensão de alimentação até ao necessário. Para que os valores dos parâmetros calculados com base no ensaio com rotor bloqueado

não venham falseados, deverá garantir-se um ensaio rápido, para que a temperatura no interior do motor possa ser conhecida com exactidão.

Como a tensão aplicada aos terminais da armadura é constante ($V_a = 12V$), a corrente que circula pelo circuito de armadura também o constante. Conclui-se então que a taxa de variação da corrente no tempo é nula $\frac{di_a}{dt} = 0$. Substituindo-se os valores obtidos no ensaio, tem-se:

$$r_a = \frac{V_a}{i_a} = \frac{5.2}{3}$$

$$r_a = 1.7334\Omega$$

O valor da indutância não foi calculada pois para a estratégia de controle à qual este projeto se propõe, apenas o valor da resistência é pertinente[9].

4.3.2 Ensaio a vazio

Quando se realiza o ensaio de operação em vazio, o enrolamento da armadura da máquina fica em circuito aberto, e a tensão de terminal será igual à tensão gerada V_a . Assim, a característica de circuito aberto é uma medida da relação entre a corrente de campo i_f e a tensão gerada V_a .

Procedimento: No ensaio a vazio, aplica-se tensão nominal aos terminais de armadura e verifica-se a corrente que circula por este circuito. Esta corrente é a corrente de excitação mínima da máquina, isto é, é o valor que faz com que o conjugado eletromagnético se iguale ao conjugado mecânico colocando a máquina na eminência de rotação.

Entretanto, a máquina na qual os ensaios foram feitos apresenta um retificador acoplado ao seu eixo e portanto, não foi possível perceber esta característica no ensaio. Ainda assim, pôde-se calcular a tensão induzida na armadura devido à velocidade do rotor como se segue:

A partir do circuito equivalente da armadura, tem-se:

Aplicando a tensão nominal da máquina ($V_a = 12V$), obteve-se o valor de corrente $i_a = 0.2799A$. Como a tensão aplicada aos terminais da armadura foi constante e a corrente gerada também é constante, a derivada desta no tempo é nulo $\frac{di_a}{dt} = 0$, o que leva à equação 29.

$$V_a = r_a i_a + e_a \quad (34)$$

Como todas os parâmetros são conhecidos, o valor de tensão induzida pode ser facilmente calculada:

$$e_a = V_a - r_a i_a = 12 - (1.7334)(0.2799)$$

$$e_a = 11.5148V$$

Este resultado pode ser usado em detrimento de uma outra estratégia de controle, mas não é o caso da estratégia realizada aqui[9].

5 PIC

Os PIC (PICmicro): são uma família de microcontroladores fabricados pela Microchip Technology, que processam dados de 8 bits e de 16 bits, mais recentemente 32, com extensa variedade de modelos e periféricos internos, com arquitetura Harvard e conjunto de instruções RISC (conjuntos de 35 instruções e de 76 instruções), com recursos de programação por Memória flash, EEPROM e OTP. Os microcontroladores PIC têm famílias com núcleos de processamento de 12 bits, 14 bits e 16 bits e trabalham em velocidades de 0kHz (ou DC) a 48MHz, usando ciclo de instrução mínimo de 4 períodos de clock, o que permite uma velocidade de no máximo 10 MIPS. Há o reconhecimento de interrupções tanto externas como de periféricos internos. Funcionam com tensões de alimentação de 2 a 6V e os modelos possuem encapsulamento de 6 a 100 pinos em diversos formatos (SOT23, DIP, SOIC, TQFP, etc)[20].

5.1 Estrutura do PIC 16F877A

Memória flash para instruções (program memory) com 14 bits/palavra (cada instrução do PIC16F8X tem 14 bits!)[4];

- 8K x 14 bits de memória flash;
- 368 x 8 bits de memória RAM;
- 256 x 8 bits de memória EEPROM;
- Pilha implementada por hardware com 8 níveis (até 8 chamadas de rotinas aninhadas)
- 5 Portas de E/S;
- 14 fontes de interrupção (internas e externas);
- Dois módulos de Captura/Comparação/PWM;
- Conversor A/D de 10 bits com entradas multiplexadas;
- Porta serial síncrona com SPI (master mode) e I2C (master/slave);
- USART/SCI;
- Porta paralela com 8 bits de dados e sinais de controle externos (RD, WR e CS);

- Timer/Counter programável e um Watchdog Timer embutidos, este com seu próprio oscilador, para aplicações de Tempo Real críticas;
- Recursos de hardware para proteção de código, modo de operação com baixo consumo de energia (sleep), programação "in-circuit", alta corrente de saída para LEDs (25 mA), power-on-reset, power-up timer, etc.

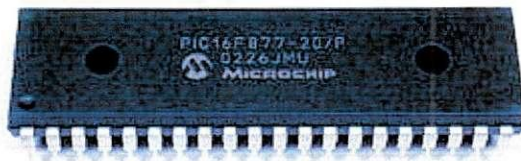


Figure 6: PIC 16F877A

5.2 PWM (*Pulse Width Modulation*)

No modo PWM o pino CCPx produz um sinal de PWM com uma resolução de até 10 bits[5].

Um sinal PWM é caracterizado pelo seu período e um o “duty cycle”, que corresponde ao tempo em que o sinal permanece em nível alto. O período do sinal PWM é especificado pelo registrador PR2, sendo calculando segundo a fórmula:

$$PeriodoPWM = [(PR2) + 1] * 4 * tosc * (TMR2prescalevalue) \quad (35)$$

O duty cycle do PWM é definido escrevendo para o registrador CCP1L e para os bits 5 e 4 do registrador CCP1CON, onde os 8 bits do registrador CCP1L representa os 8 bits mais significativos e os bits 5 e 4 de CCP1CON, representam os dois bits menos significativos. A partir da equação abaixo é possível determinar o duty cycle em termos de tempo:

$$DutyCyclePWM = (CCP1L : CCP1CON < 5 : 4 >) * Tosc * (TMR2prescalevalue) \quad (36)$$

5.3 Conversor A/D

O módulo do conversor A/D possui 8 entradas analógicas, que possuem um capacitor de sample-and-hold. A saída do sample-and-hold é conectada a

entrada do conversor A/D a partir de um multiplex 8 x 1. O conversor A/D gera uma palavra binária de 10 bits para representar o valor de tensão na entrada analógica selecionada. O módulo A/D tem duas entradas de tensão de referência (alta e baixa), que são selecionadas por software, entre algumas opções de combinação pré-estabelecidas. Uma característica apenas presente no módulo conversor A/D é que o mesmo pode operar mesmo o PIC estando no modo SLEEP. Para operar neste modo o sinal de clock do conversor A/D (CAD) deve ser derivado do oscilador RC interno do PIC[6].

O conversor A/D necessita de no mínimo 12 TAD para realizar uma conversão de 10 bits.

6 Controle do Motor CC

6.1 Controle de Velocidade

O controle da velocidade, até a velocidade nominal, é feito através da variação da tensão de armadura do motor, mantendo-se o fluxo constante. Velocidades superiores à nominal podem ser conseguidas pela diminuição do fluxo, mantendo-se a tensão de armadura constante.

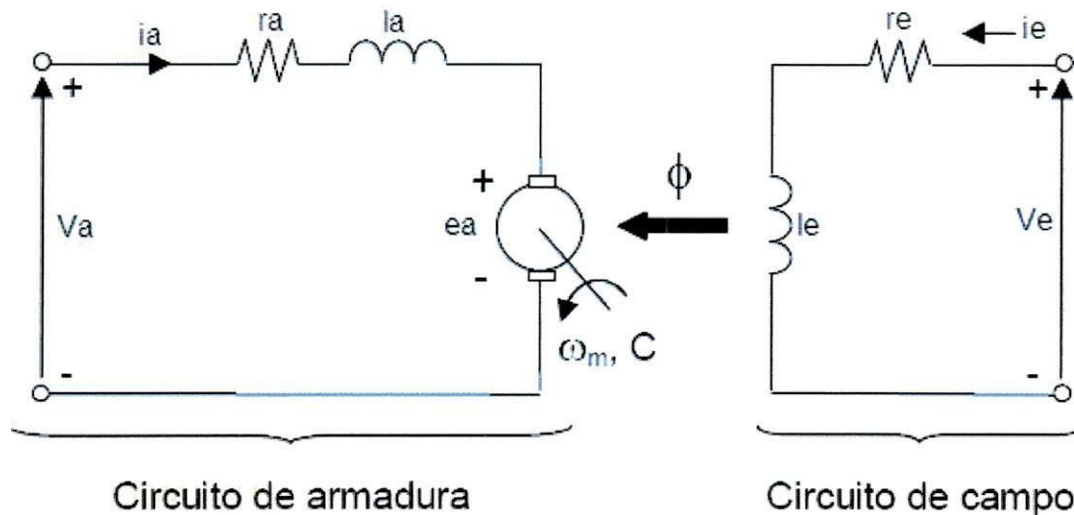


Figure 7: Circuito elétrico equivalente para controle[19]

onde a legenda das grandezas se encontra na seção 3.4.

O controle de velocidade é feito através da variação da tensão da armadura, mantendo-se o fluxo constante. Dessa forma, a corrente de armadura se eleva transitoriamente, de forma apreciável, de modo a produzir o conjugado total requerido pela carga, mais o conjugado necessário para a aceleração. O conjugado acelerador incrementa a velocidade da máquina e a força eletromotriz induzida no motor também aumenta. Assim, a corrente transitória cai até um ponto de equilíbrio, que corresponde à manutenção do torque exigido pela carga. Esse ponto de equilíbrio é definido pelo valor da tensão de armadura aplicado e pela queda de tensão na resistência de armadura. Se o conjugado requerido pela carga for constante, o motor tenderá a supri-lo, sempre absorvendo uma corrente de armadura também praticamente constante. Somente durante as acelerações provocadas pelo aumento da tensão a corrente se eleva para provocar a aceleração da máquina, retornando após isso ao seu valor original. Portanto, em regime permanente, o motor CC opera à corrente de armadura essencialmente constante. O nível

dessa corrente é determinado pela carga no eixo, assim, no modo de variação pela tensão de armadura, até a rotação nominal, o motor tem a disponibilidade de acionar a carga exercendo um torque constante em qualquer rotação de regime estabelecida, que representa as curvas características dos motores CC. Esse torque pode ser qualquer, até o limite do valor nominal, que corresponde a uma corrente de armadura nominal definida por aspectos térmicos de dimensionamento do motor. Existem várias maneiras de se projetar controladores para uma máquina de corrente contínua, como controladores em malha aberta, proporcional, proporcional mais malha aberta, proporcional integral derivativo dentre outros, contudo, empregaremos neste trabalho o controle utilizando um controlador Proporcional Integral. Para tanto, é descrito abaixo o procedimento para a correta escolha dos parâmetros do controlador[19].

6.2 Controlador Proporcional Integral (PI)

A resposta dinâmica do sistema é avaliada tendo tanto a variável de referência (ω_r^*) como o conjugado da carga (c_m) variando em função de um degrau.

O diagrama de blocos de um sistema de controle genérico para o caso proposto é ilustrado na Figura 8.



Figure 8: Sistema de controle de malha fechada

Para assegurar um erro estacionário efetivamente nulo é necessário que ao menos uma das funções de transferência do diagrama da Figura 8 possua um pólo em $s = 0$ (parte integradora do controlador). Pode-se constatar isto a partir da equação de malha fechada do sistema e utilizando-se do teorema do valor final. Caso a função $G(s)$ não possua pólo em $s = 0$, será necessário que a função de transferência do controlador, $D(s)$, possua ao menos um integrador ($D(s) = K_i/s$).

Fazendo $D(s) = K_p + (K_i/s)$ obtemos o controlador proporcional integral (PI) que o projeto em questão usa como forma de controle, onde K_p é o ganho

proporcional e o K_i é o ganho integral. A Figura 9 ilustra o sistema de controle de malha fechada baseada nestes ganhos e no distúrbio gerado pela adição de um conjugado de carga (c_m). Da forma como foi apresentado, o controlador possui um pólo em $s = 0$, que assegura um erro estacionário nulo, e um zero em $s = -K_i/K_p$. No que diz respeito às técnicas de projeto de controladores, aquela que acarreta um procedimento mais simples consiste em escolher o zero do controlador $D(s)$ de forma a cancelar com o pólo dominante (mais lento) do sistema e ajustar o ganho proporcional para alocar os pólos da equação característica segundo o comportamento dinâmico especificado[12].

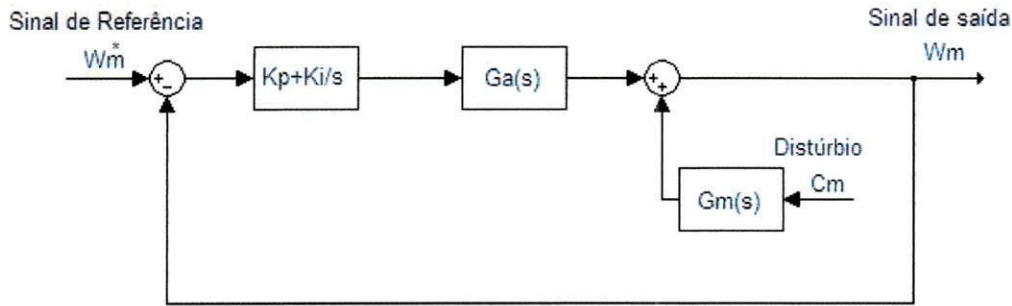


Figure 9: Diagrama de blocos do controlador PI

A função de transferência $G_a(s)$, que compactua velocidade e tensão, é definida como:

$$G_a(s) = \frac{K_a}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (37)$$

E a função que trata do distúrbio do conjugado da carga (c_m) é:

$$G_m(s) = -\frac{K_m(T_a s + 1)}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (38)$$

de forma que $K_a = \frac{k_e \lambda_e}{k_e^2 \lambda_e^2 r_a F_m}$ e $T_1 = -1/s_1$ e $T_2 = -1/s_2$ são constantes de tempo do motor relacionados com os pólos s_1 e s_2 , que são obtidos como descrito na equação (39).

$$s_{1,2} = \frac{(s_a + s_m) \pm \sqrt{(s_a - s_m)^2 + 4k_1 k_2}}{2} \quad (39)$$

Com

$$\begin{aligned} s_a &= -r_a/l_a \\ s_m &= -F_m/J_m \\ k_1 &= k_e \lambda_e/l_a \\ k_2 &= -k_e \lambda_e/J_m \end{aligned} \quad (40)$$

Desta forma, a função de transferência do controlador PI pode ser escrita como segue:

$$D(s) = \frac{K_i(\frac{K_p}{K_i}s + 1)}{s} \quad (41)$$

Manipulando matematicamente para que $K_p/K_i = T_2$, a função de transferência de malha aberta (FTMA) é:

$$G_{oa} = G_a(s)D(s) = \frac{K_{ia}}{s(T_1s + 1)} \quad (42)$$

com $K_{ia} = K_i K_a$ e $K_p = T_2 K_i$. Lembrando que T_2 é o pólo mais lento do motor e que foi compensado pelo zero do controlador. É importante dizer que, dependendo do projeto de controle empregado pelo projetista, pode ser necessário o cancelamento do pólo mais rápido, ou seja, fazer $K_p/K_i = T_1$

Por fim, a função de transferência de malha fechada velocidade/velocidade de referência é dada por:

$$G_{fa} = \frac{K_{ia}}{s(T_1s + 1) + K_{ia}} \quad (43)$$

6.3 Controlador de Corrente

É possível controlar o motor CC a partir da corrente de armadura i_a . Uma das vantagens que esta estratégia de controle apresenta é permitir uma proteção de sobre-corrente mais efetiva da máquina.

Uma vez que ela é proporcional ao conjugado eletromagnético c_e , pode-se estabelecer inclusive o controle de velocidade externo à malha de corrente. Este método em que se controla uma variável interna e a partir desta a variável de saída, objetivo final do controle, é denominado de controle em cascata, mas não entra na discussão do trabalho[13].

O controlador utilizado na estratégia de controle é do tipo PI (Controlador Proporcional Integral) e a entrada do sistema é dado pelo erro entre a corrente de referência (i_a^*) e a corrente atual (i_a).

$$e = i_a^* - i_a \quad (44)$$

A Figura 10 apresenta o diagrama referente ao controle da corrente de armadura. A equação elétrica do motor CC é dada por

$$v_a = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (45)$$

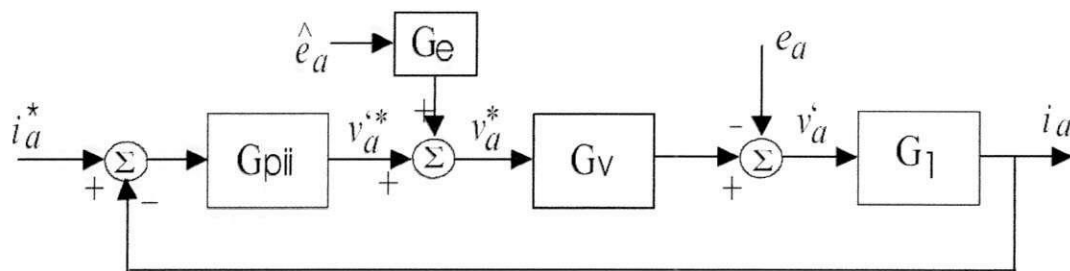


Figure 10: Diagrama de blocos do controle de corrente do motor CC[13]

O termo de f.c. $e_a = k_e \lambda_e \omega_m$ depende da velocidade e será considerado como uma perturbação para permitir um cálculo simples do controlador, ou seja, utilizando um modelo de primeira ordem para a máquina. Isto é possível porque a velocidade, e portanto e_a , evolui mais lentamente que a corrente. Definindo-se a tensão $v_a' = v_a - e_a$, pode-se escrever a equação (45) como

$$v_a' = r_a i_a + l_a \frac{di_a}{dt} \quad (46)$$

Aplicando a Transformada de Laplace a equação (49), obtém-se a função de transferência de primeira ordem para o controle da corrente.

$$I_a(s) = \frac{1/r_a}{T_a s + 1} V_a'(s) = G_1(s) V_a'(s) \quad (47)$$

No cálculo dos controladores da seção anterior se considerou que a fonte de tensão que alimenta o motor era ideal. Entretanto na prática ela possui pelo menos um pequeno atraso, traduzido por uma constante de tempo T_v . Um modelo simples para esta fonte é dado por

$$V_a(s) = \frac{1}{T_v s + 1} V_a^*(s) = G_v(s) V_a^* \quad (48)$$

Como $v_a' = v_a - e_a$ e de acordo com a Figura 10, tem-se

$$V_a'(s) = V_a^*(s) G_v(s) - E_a(s) \quad (49)$$

Substituindo-se $V_a^*(s) = V_a'(s) + E_a(s) G_e(s)$ (conforme Figura 10) em (49) obtém-se:

$$V_a'(s) = V_a'(s) G_v(s) + E_a^*(s) G_e(s) G_v(s) - E_a(s) \quad (50)$$

Para que a compensação de e_a seja perfeita, $G_e(s) = 1/G_v(s)$ e $E_a^*(s) = E_a(s)$, neste caso a equação (50) torna-se:

$$V_a'(s) = V_a'^*(s)G_v(s) \quad (51)$$

Substituindo-se $V_a'(s)$, dado em (51), na equação (47), obtém-se a função de transferência corrente-tensão de referência:

$$I_a(s) = \frac{1/ra}{(T_a s + 1)(T_v s + 1)} V_a'^*(s) = G_i(s)V_a'^*(s) \quad (52)$$

A constante de tempo T_v é muito pequena e não deve ser compensada. Assim, pode-se utilizar preferencialmente um controlador PI.

A função de transferência que representa o controlador PI de corrente é dada por:

$$G_{pii}(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} = \frac{k_{ii}(sk_{pi}/k_{ii} + 1)}{s} \quad (53)$$

7 Controle por Computador

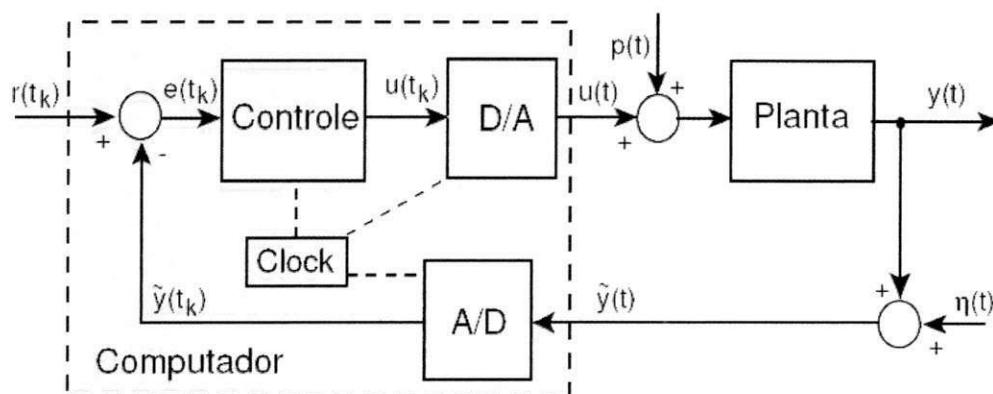


Figure 11: Diagrama de blocos de um controle por computador[18]

A entrada e a saída de um sistema discreto no tempo podem ser considerados como tendo o mesmo período de amostragem T_a , tal que $u(k) \triangleq u(kT_a)$, onde k é um inteiro variando de $-\infty$ a $+\infty$.

Os conversores A/D (Analogico para Digital) e D/A (Digital para Analogico) mostrados na Figura 11 convertem as grandezas de domínio contínuo para discreto e vice-versa de forma que as interações sejam feitas com todos os sinais sempre no mesmo domínio. Quando o controle é feito em computadores, em microcontroladores, ou outro dispositivo com o mesmo propósito, as informações devem ser discretizadas antes de serem utilizadas, pois os processadores, por mais rápido que sejam, não têm capacidade de reagir a impulsos no domínio contínuo, havendo sempre um tempo de amostragem. Após realizar as tarefas no interior do computador, a informação deve ser convertida para o domínio contínuo novamente caso a aplicação do sinal de saída comporte este domínio.

7.1 Propriedades do Sistema Dinâmico a Tempo Discreto

- Causalidade: a saída corrente depende das entradas correntes e passadas;
- Linearidade: Somando-se as entradas \rightarrow somam-se as saídas. Multiplicando-se a entrada por um escalar \rightarrow multiplica-se a saída por um escalar;
- Invariância no tempo: um deslocamento de tempo na entrada u resulta apenas no deslocamento de tempo na saída y [18].

7.2 Transformada Z

A Transformada Z, de grande importância na análise de sinais digitais, se aplica para sinais discretos tais como aqueles advindos da conversão analógico-digital. A Transformada Z é utilizada no projeto de filtros e sistemas de controle digitais[22].

Definição da transformada Z:

$$Y(z) \triangleq Z y(k) \triangleq \sum_{k=0}^{\infty} y(k) z^{-k} \quad (54)$$

Substituindo a resposta ao pulso $y(k)$ obtém-se

$$Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \left(\sum_{m=0}^{\infty} g(k-m) u(m) \right) z^{-(k-m+m)} \quad (55)$$

Como, por hipótese, o sistema é causal então pode-se considerar $m = \infty$ [18]:

$$Y(z) = \sum_{m=0}^{\infty} \left(\sum_{k=0}^{\infty} g(k-m) z^{-(k-m)} \right) u(m) z^{-(-m)} \quad (56)$$

7.3 Sistemas Amostrados

Sistemas dinâmicos são usualmente contínuos no tempo. Para que possam ser controlados por um computador é necessário amostrá-los.

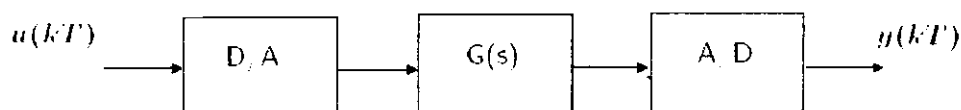


Figure 12: Diagrama para amostragem de um sistema[18]

Deseja-se determinar a FT entre $u(kT_a)$ e $y(kT_a)$, por exemplo, $G(z)$.

7.3.1 Amostragem

Amostragem pode ser definida como o processo de medição instantânea de valores de um sinal analógico em intervalos regulares. O intervalo entre as amostras é determinado por um pulso de sincronismo e a sua frequência é chamada de taxa de amostragem[15].

- Assume-se que o conversor D/A utiliza um segurador de ordem zero (SOZ): a amostra $u(kT_a)$ recebida em $t = kT_a$ é segurada até o instante $t = (k + 1)T_a$
- Se $u(kT_a) = 1$ para $k = 0$ e $u(kT_a) = 0$ para $k \neq 0$, a saída do conversor seria um degrau unitário entre $k = 0$ e $k = 1$

7.3.2 Método de Euler

Este método propõe a aproximação de uma solução real no tempo para equações diferenciais

$$\dot{x} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta x}{\Delta t} \quad (57)$$

onde Δx é a variação de x em um intervalo Δt . Mesmo se t não é exatamente nulo, esta relação pode ser aproximada por (Versão retangular de avanço)

$$\dot{x} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_a}$$

onde $T_a = t_{k+1} - t_k$ (período de amostragem), ou ainda (Versão retangular de atraso)[18]

$$\dot{x} \approx \frac{x(k) - x(k-1)}{T_a}$$

7.3.3 Controlador PI

Os controladores Proporcional e Integral podem ser descritos, no domínio do tempo, por:

- Proporcional: $u(t) = Ke(t)$
- Integral: $u(t) = \frac{K}{T_I} \int_0^t e(\eta) d\eta$

Aproximando pelo método de Euler, temos:

- proporcional: $u(k) = Ke(k)$
- integral: $\frac{u(k) - u(k-1)}{T_I} = \frac{K}{T_I} e(k) \Rightarrow u(k) = u(k-1) + \frac{KT_a}{T_I} e(k)$

Considerando-se a transformada-Z, obtém-se para os controladores:

- proporcional: $U(z) = KE(z)$
- integral: $U(z) = z^{-1}U(z) + \frac{KT_a}{T_I}E(z) = \frac{z}{z-1} \frac{KT_a}{T_I}E(z)$

Associando-se os três termos obtém-se a FT discreta do PI:

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K \left(1 + \frac{T_a}{T_I} \frac{z}{z-1} \right)$$

Como

$$(1 - z^{-1})U(z) = K(1 - z^{-1})E(z) + \frac{KT_a}{T_I}E(z)$$

aplicamos a transformada inversa e obtemos:

$$u(k) = u(k-1) + K \left[\left(1 + \frac{T_a}{T_I} \right) e(k) \right] \quad (58)$$

A equação 58 mostra a relação da entrada $u(k)$ com o controlador PI no domínio Z , ambos discretizados[18].

8 Inversores em Ponte H

Os inversores são equipamentos cuja finalidade é converter uma grandeza constante (corrente) em um agrandeza alternada. Dentre as diversas utilidades para estes dispositivos, podemos citar sistemas com placas solares, sistemas eólicos, filtros ativos, carros, barcos, sistemas de transmissão flexíveis, compensadores de voltagem dentre outros.

Dependendo do sinal de saída desejado, várias topologias podem ser consideradas e estas estruturas recebem o nome de Fontes Chaveadas de Tensão. Afim de se obter saídas senoidais, a magnitude, frequência e fase precisam ser controladas.

Este tipo de estrutura é amplamente usada nas indústrias, e uma das razões pra tal é seu funcionamento natural como fonte de tensão.

8.1 Princípio de Funcionamento

Será discutido neste seção o princípio de funcionamento do inversor em ponte H com dois braços, o qual pode ser visto na Figura 13.

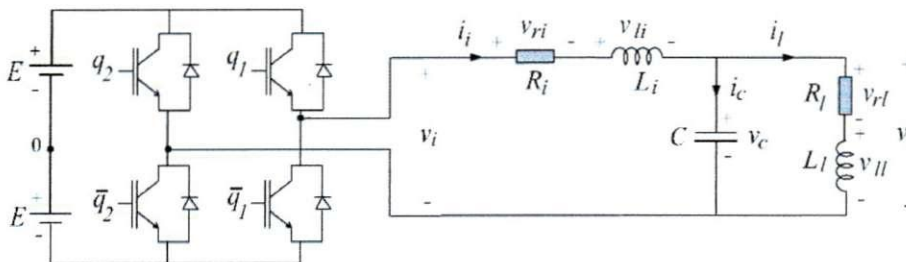


Figure 13: Fonte de tensão chaveada a quatro chaves[10]

O circuito da Figura 13 alimenta uma carga RL com uma tensão ca (positiva ou negativa) de baixa frequência a partir de fontes de tensão cc ($\pm E$). Ele gera uma tensão chaveada na entrada do circuito (v_i), que é filtrada após passar pelo filtro RLC (R_i , L_i e C) antes de alimentar a carga R_l e L_l .

Podemos dividir seu funcionamento em duas etapas:

- 1) Chaveamento: (obtenção de tensões chaveadas v_{i10} e v_{i20} na entrada do circuito):
 - Fecha a chave q_1 e abre \bar{q}_1 ($q_1 = 1$ e $\bar{q}_1 = 0$) obtendo uma tensão $v_{i10} = E$; Abre a chave q_1 e fecha \bar{q}_1 ($q_1 = 0$ e $\bar{q}_1 = 1$) obtendo uma tensão $v_{i10} = -E$.

- Fecha a chave q_2 e abre \bar{q}_2 ($q_2 = 1$ e $\bar{q}_2 = 0$) obtendo uma tensão $v_{i20} = E$; Abre a chave q_2 e fecha \bar{q}_2 ($q_2 = 0$ e $\bar{q}_2 = 1$) obtendo uma tensão $v_{i20} = -E$.

Sendo a tensão v_i a diferença entre v_{i10} e v_{i20} , tem-se que:

$$v_i = v_{i10} - v_{i20} = (q_1 E - \bar{q}_1 E) - (q_2 E - \bar{q}_2 E) \quad (59)$$

Como $\bar{q}_1 = 1 - q_1$ e $\bar{q}_2 = 1 - q_2$ pode-se simplificar a equação 59 para:

$$v_i = [(2q_1 - 1) - (2q_2 - 1)]E \quad (60)$$

- 2) Filtragem: Decompondo v_i segundo a Série de Fourier, obtém-se:

$$v_i = v_{i(ca)} + \sum_{j=1}^{\infty} (V_j \cos(j\omega + \phi_j)) \quad (61)$$

onde $v_{i(ca)}$ é a tensão ca de baixa frequência desejada. O circuito RLC filtra as componentes senoidais de alta frequência, alimentando a carga RL com a tensão ca de baixa frequência $v_{i(ca)}$ desejada, ou seja, $v_l = v_{i(ca)}$ [10].

8.2 Estratégia PWM (*Pulse Width Modulation*)

Sendo a tensão de referência dada pela relação $v_{i(ca)} = v_{i10(ca)} - v_{i20(ca)}$, deve-se calcular inicialmente os valores de referência para $v_{i10(ca)}$ e $v_{i20(ca)}$. Por exemplo,

$$\begin{aligned} v_{i10(ca)} &= \frac{v_{i(ca)}}{2} \\ v_{i20(ca)} &= \frac{v_{i(ca)}}{2} \end{aligned} \quad (62)$$

As larguras de pulso do sinal de cada um dos braços (τ_1 e τ_2) devem ser calculadas de forma que o valor médio das tensões v_{i10} e v_{i20} sejam iguais a $v_{i10(ca)}$ e $v_{i20(ca)}$, respectivamente. Assim, como

$$\begin{aligned} v_{i10(ca)} &= \frac{1}{T} [E\tau_1 - E(T - \tau_1)] \\ v_{i20(ca)} &= \frac{1}{T} [E\tau_2 - E(T - \tau_2)] \end{aligned} \quad (63)$$

com

$$\begin{aligned} \tau_1 &= \left(1 + \frac{v_{i10(ca)}}{E}\right) \frac{T}{2} \\ \tau_2 &= \left(1 + \frac{v_{i20(ca)}}{E}\right) \frac{T}{2} \end{aligned}$$

É prática comum utilizar um sinal triangular para se obter o estado das chaves $q_1 - \bar{q}_1$ e $(q_2 - \bar{q}_2)$:

$$trig = \frac{E}{T}t \quad (64)$$

com as tensões de referência $v_{i10(ca)}$ e $v_{i20(ca)}$.

O controle das chaves $q_1 - \bar{q}_1$ e $(q_2 - \bar{q}_2)$ e a definição da tensão são realizados com se segue:

$$\begin{aligned} if(v_{i10(ca)} \geq trig) &\implies q_1 = 1 \\ if(v_{i10(ca)} \leq trig) &\implies q_1 = 0 \\ if(v_{i20(ca)} \geq trig) &\implies q_2 = 1 \\ if(v_{i20(ca)} \leq trig) &\implies q_2 = 0 \\ v_i &= [(2q_1 - 1) - (2q_2 - 1)]E \end{aligned} \quad (65)$$

A partir do gráfico da Figura 14, pode-se entender perfeitamente toda a estratégia desempenhada afim de obter a tensão v_i conforme desejado[10].

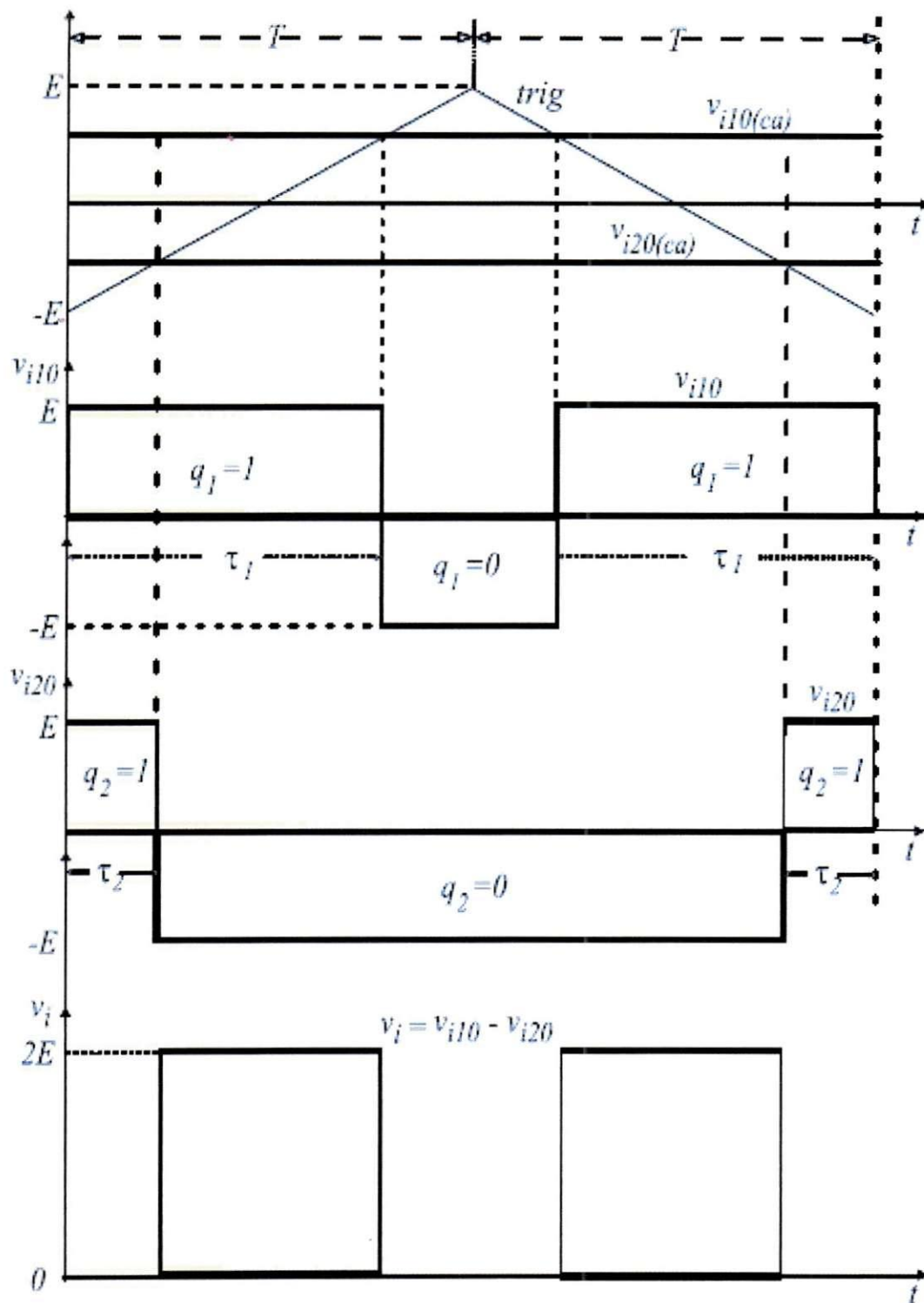


Figure 14: Comparação da onda triangular ($trig$) com as tensões de referência $v_{i10(ca)}$ e $v_{i20(ca)}$, tensões v_{i10} e v_{i20} e tensão de entrada do filtro $v_i[10]$

9 Montagem

O circuito necessário para fazer o controle da máquina utilizada no trabalho, que pode ser vista na Figura 30 da página 67, pode ser visto na Figura 15.

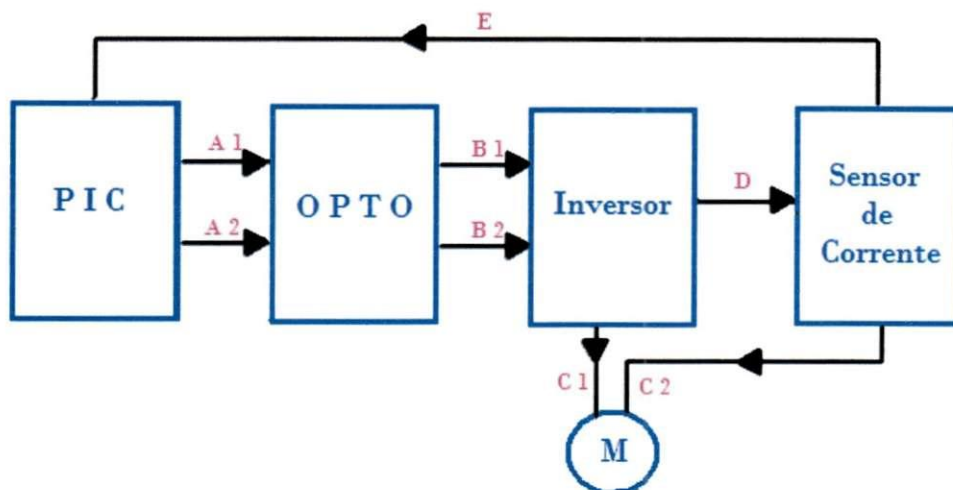


Figure 15: Circuito utilizado para o controle do motor CC

Como é visto na Figura acima, o circuito é dividido em 4 menores, compostos de:

- PIC - PIC 16F877A;
- OPTO - Circuito com opto acopladores;
- Inversor - Circuito com a ponte inversora H e drivers;
- Sensor de Corrente - Circuito com LEM e malha para manipulação do sinal;
- M - Motor CC.

As letras usadas na Figura 15 servem para o detalhamento do mesmo, e serão igualmente referenciadas nos diagramas de cada parte constituinte.

9.1 PIC

O PIC é responsável pelo fornecimento dos sinais PWM que vão ativar os *gates* dos transistores na ponte H (circuito Inversor). Para a geração destes,

o PIC recebe um valor de tensão proveniente do circuito Sensor de Corrente, sinal E. Este sinal E será convertido em um valor digital após passar pelo conversor A/D do PIC, e corresponderá ao valor de corrente do motor por uma relação pré estabelecida. Após a obtenção do valor correspondente da corrente, esta é comparada à corrente de referência, e o erro entre elas é a entrada do controlador PI. Lembrando que o controlador PI realizado pelo algoritmo proposto na seção A.5 é o controlador proposto pelo método de Euler, enunciado na seção 7.3. A saída desse controlador é a tensão que deve ser aplicada à máquina a fim de que a corrente tenda ao valor de referência. Este valor de tensão é comparado com um sinal triangular, ou no caso deste trabalho, usado como parâmetro em equações que simulam a comparação por um sinal triangular. Desta forma, é possível calcular os valores necessários das larguras de pulso (τ_1 e τ_2) dos dois sinais PWM's.

O próximo passo é o cálculo dos valores corretos a serem passados como parâmetro para a função de PWM do PIC , *set_pwmx_duty(value)* (ver subseção 5.2 na página 32). Então, finalmente, os dois sinais PWM's (representados por A1 e A2 na Figura 15) são colocados nas portas CCP1 e CCP2 à disposição do circuito seguinte.

Os sinais PWM podem ser observados na Figura 16:



Figure 16: Sinais PWM's

Na Figura 17 pode se ver o PIC utilizado.

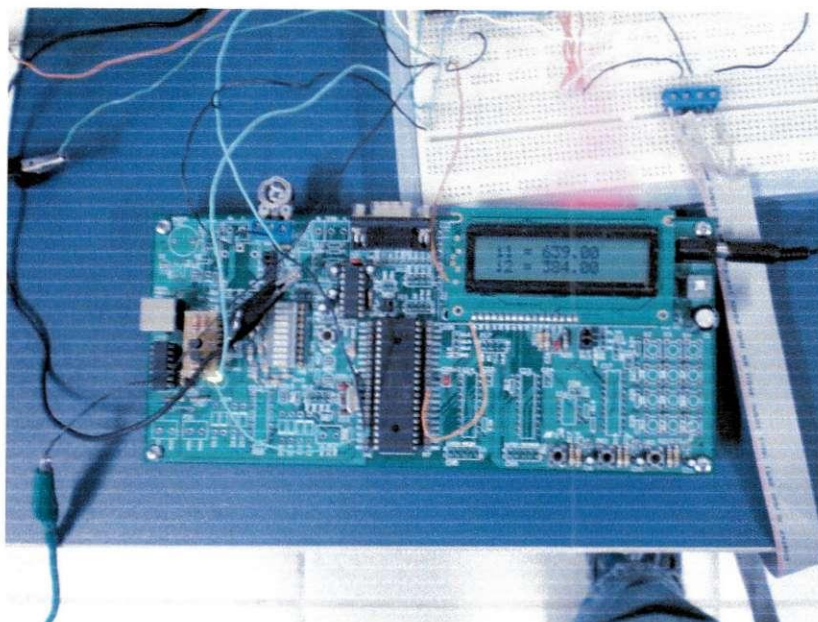


Figure 17: PIC 16F877A

9.2 OPTO

O segundo circuito é composto pelos opto acopladores. A função deste circuito é desacoplar o circuito maior entre parte de controle e parte de potência. Este circuito obtém em sua entrada os PWM's provenientes do PIC (A1 e A2) e coloca à disposição do circuito seguinte os sinais B1 e B2, que o mesmo comportamento dos sinais em sua entrada.

O diagrama elétrico deste circuito encontra-se na seção A.2, página 61. Observe que ele apresenta dois inversores em sua entrada e 4 saídas. Poderíamos ter usado estas 4 saídas para realizar o chaveamento no circuito Inversor, porém este último já apresenta um inversor em sua entrada, o que nos levou a usar apenas duas saídas como mostrada na Figura 15.

Os sinais B1 e B2 podem ser observados na Figura 18.



Figure 18: Sinais na saída do circuito OPTO

Pode-se observar que, como foi dito anteriormente, o comportamento dos sinais A1, A2, B1 e B2 são semelhantes. O circuito não muda o sinal da entrada, apenas o desacopla.

9.3 Inversor

O circuito inversor é composto por um CI inversor, para gerar 4 sinais PWM a partir dos dois sinais de entrada, B1 e B2. Em seguida, os sinais passam por um buffer para que o sinal seja colocado em nível nominal. Em seguida, os 4 sinais são dispostos nos *gates* da ponte H de transistores. Estes sinais vão fazer os transistores chavear conforme a largura de pulso destes.

O diagrama elétrico deste circuito pode ser encontrado na Figura 28, da página 62.

A saída representada pela letra D fornece ao circuito seguinte a corrente que passa pelo motor, a fim de que esta possa ser adquirida por ele. A saída C1 alimenta um dos terminais do motor CC. A outra entrada do motor, C2 é sinal de saída do circuito Sensor de Corrente.

Os sinais C1 e D podem ser observados na Figura 19.



Figure 19: Sinais C1 e D

Estes são os sinais dos terminais do motor em relação ao terra, de forma que a tensão entre eles é vista na Figura 20.



Figure 20: Sinal C1 - D

Na Figura 21 pode se ver a placa que contém a ponte H.

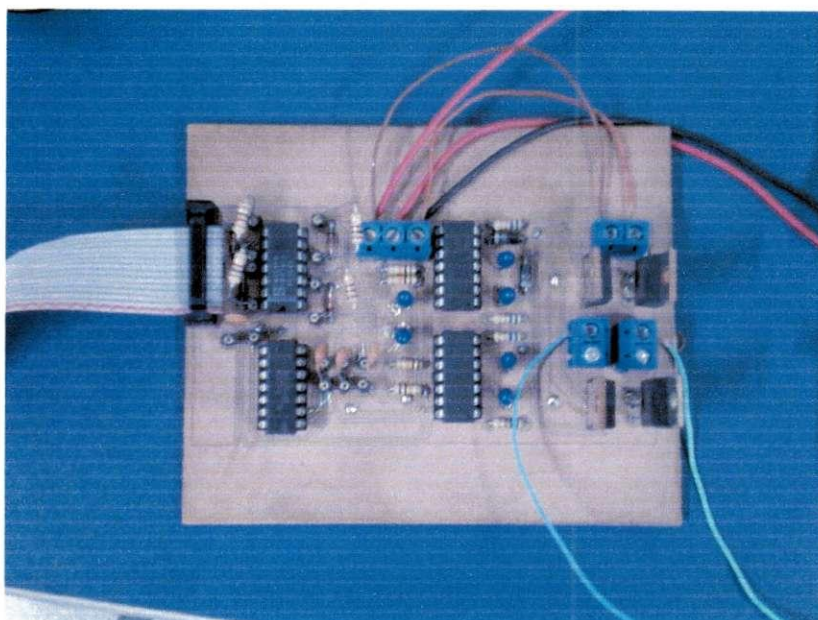


Figure 21: Placa com ponte inversora H

9.4 Sensor de Corrente

O circuito de Sensor de Corrente pode ser encontrado na Figura 29, na página 63. Este circuito é composto por um LEM, dispositivo transformador de corrente, capaz de gerar uma corrente em sua saída proporcional à corrente de entrada. O sinal de entrada deste circuito é D, que representa a corrente no motor. Esta corrente passa pelos enrolamentos do LEM e gera uma pequena corrente na saída deste dispositivo. Colocamos então um resistor nessa saída para que possamos medir a tensão gerada por essa corrente de saída. De acordo com as características do LEM, o sinal de tensão variaria entre $-5A$ e $5A$. Entretanto, o PIC não lê sinais analógicos abaixo de zero, tornando necessário o circuito proposto após o LEM. Este circuito faz com que a tensão varie de $0V$ a $5V$.

Na Figura 29, temos a saída C2 que nada mais é que o sinal D que passa pelo LEM para que a corrente seja lida. Esta saída alimenta o motor.

O circuito entre o LEM e D1 é o circuito seguidor de tensão. Sua função é agir como elemento "casador" de impedância e como interface entre circuitos que consomem corrente e circuito que não dispõe de capacidade de corrente. O circuito entre D1 e D2 é um somador. Faz com que a tensão de saída do LEM tenha um pequeno ganho e aplica a ele um *offset* de $2.5V$. Estes $2.5V$ são dados devido à fonte de $5V$ no circuito. A tensão em D2 é dada por:

$$D2 = -(5D1 + \frac{1}{2}5) \quad (66)$$

Por fim, o circuito entre D2 e E é um inversor de ganho unitário, responsável por tornar D2 um sinal positivo entre 0V e 5V. Assim, entendemos que

$$E = -D2 \quad (67)$$

E é um sinal de tensão que representa a corrente no motor, e serve de entrada no circuito do PIC.

A tensão de saída do LEM, a corrente de saída assim como a corrente no motor podem ser observadas respectivamente nas Figuras 22, 23 e 24.

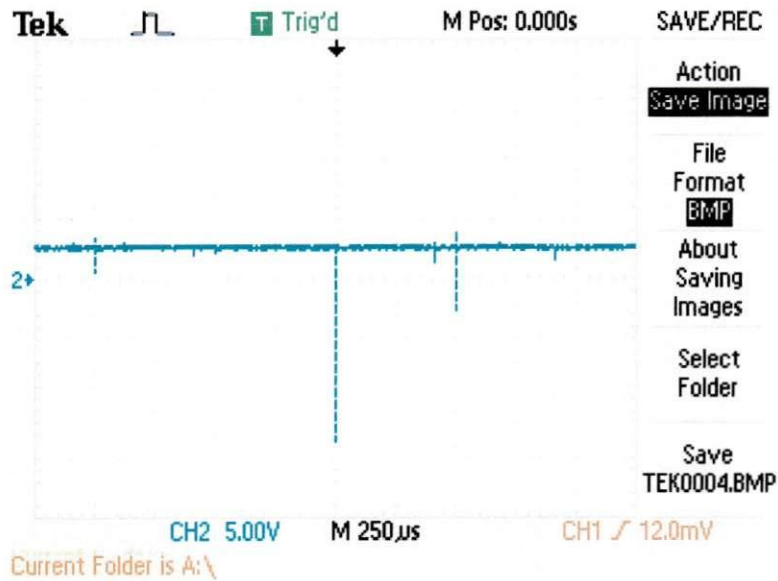


Figure 22: Tensão de saída do LEM

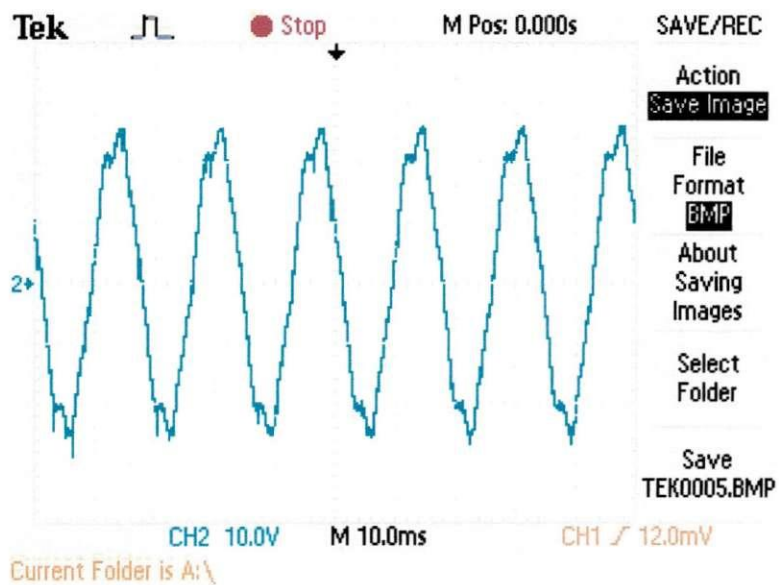


Figure 23: Corrente de saída do LEM



Figure 24: Corrente do motor CC

Na Figura X pode se ver o circuito de Sensor de Corrente.

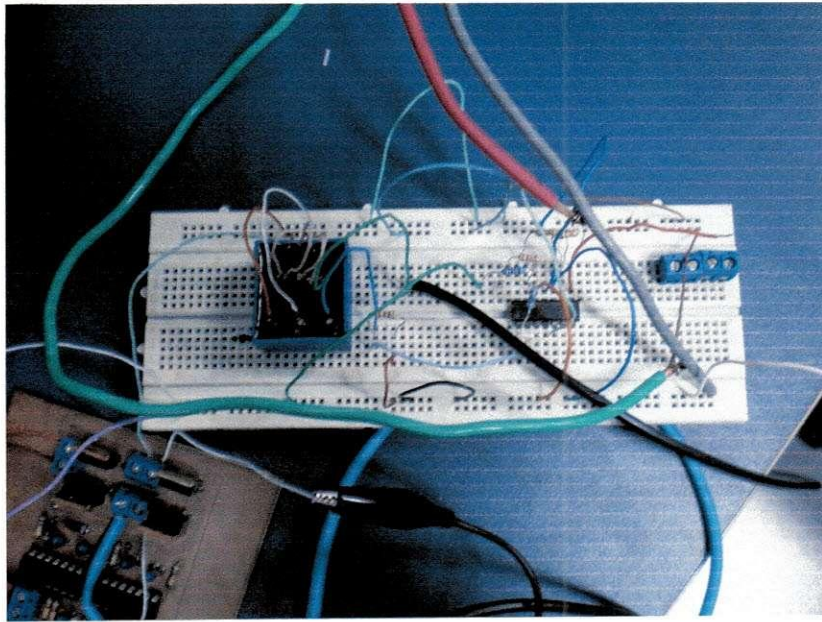


Figure 25: Circuito do Sensor de Corrente

10 Conclusão

Neste trabalho propomos uma maneira razoavelmente detalhada de se fazer o controle de uma máquina CC. Além disso, é proposto o circuito necessário para a variação da tensão de alimentação do motor, assim como o circuito de leitura do parâmetro a ser controlado, no caso, a corrente. Os resultados obtidos a partir dos circuitos apresentados foram satisfatórios, o que valida o trabalho feito a partir deles. Entretanto, a corrente do motor usado no trabalho se comportou de forma incomum, tornando a leitura dela um pouco mais trabalhosa. Além deste problema, a variação de sua intensidade é quase imperceptível, o que torna a leitura pelo PIC inviável. Desta forma, não foi possível executar o controle de corrente deste motor, da mesma forma que não pode ser implementado o algoritmo de identificação utilizando o método dos mínimos quadrados.

Por fim, a realização do TCC foi comprovadamente importante para o aluno em questão, já que os conhecimentos teóricos adquiridos ao longo do curso puderam ser postos em prática e com isso perceber como esses conhecimentos podem ser usados em aplicações do cotidiano profissional.

References

- [1] N. C. BRAGA. Controle de motores cc. <http://www.mecatronicaatual.com.br/secoes/leitura/239>.
- [2] CEEI. Ceei. <http://www.ceei.ufcg.edu.br/>.
- [3] Equipe Super Click. A importância de um tcc. <http://www.superclickmonografias.com/importanciadotcc.html>.
- [4] Laboratório de Arquitetura de Sistemas Digitais. *Introdução ao micro-controlador PIC: Portas de E/S*. UFCG.
- [5] Laboratório de Arquitetura de Sistemas Digitais. *PIC: Blocos Timer, Capture/Compare/PWM e Interrupção*. UFCG.
- [6] Laboratório de Arquitetura de Sistemas Digitais. *PIC: Conversor A/D e LCD*. UFCG.
- [7] Laboratório de Controle Digital. *Guia Identificação de Sistemas*. UFCG.
- [8] S. M. FERRARI. Identificação on-line de motores de indução através de modelo discreto para sinais senoidais. Technical report, UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA, UDESC, 2006.
- [9] MÁQUINAS ELÉCTRICAS I. *Motor de Indução Trifásico*. FEUP - DEEC - LEEC.
- [10] C. B. JACOBINA. Fonte de tensão chaveada com quatro chaves para geração de tensão alternada. Technical report, UFCG.
- [11] C. B. JACOBINA. Laboratório de controle analógico, experimento 1. Technical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [12] C. B. JACOBINA. Laboratório de controle analógico, experimento 3. Technical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 1993.
- [13] C. B. JACOBINA. Sistemas de acionamento estático de máquina elétrica. Technical report, UFCG/CEEI/DEE/LEIAM, 2005.
- [14] LEIAM. Leiam. <http://www.dee.ufcg.edu.br/leiam/>.
- [15] UFSC EEL SISTEMAS LINEARES. Sistemas amostrados. <http://www.labspot.ufsc.br/moreto/arquivos/eel7052/lab7.pdf>.
- [16] MOTOROLA. *HEX INVERTER*. MOTOROLA.

- [17] OPTOELETRONICS. *HIGH SPEED TRANSISTOR OPTOCOUPERS*. OPTOELETRONICS.
- [18] Reinaldo M. Palhares. *Sistemas a Tempo Discreto*. UFMG.
- [19] Siemens. *MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA*. Unidade Automação e Controle, Acionamentos e Motores Elétricos.
- [20] Wikipedia. Microcontrolador pic. <http://pt.wikipedia.org/wiki/MicrocontroladorPIC>.
- [21] Wikipedia. Máquina de corrente contínua. <http://pt.wikipedia.org/wiki/M>
- [22] Wikipedia. Transformada z. <http://pt.wikipedia.org/wiki/TransformadaZ>.

A Apêndice

A.1 Diagrama Lógico do Circuito com Inversor e Opto Acopladores

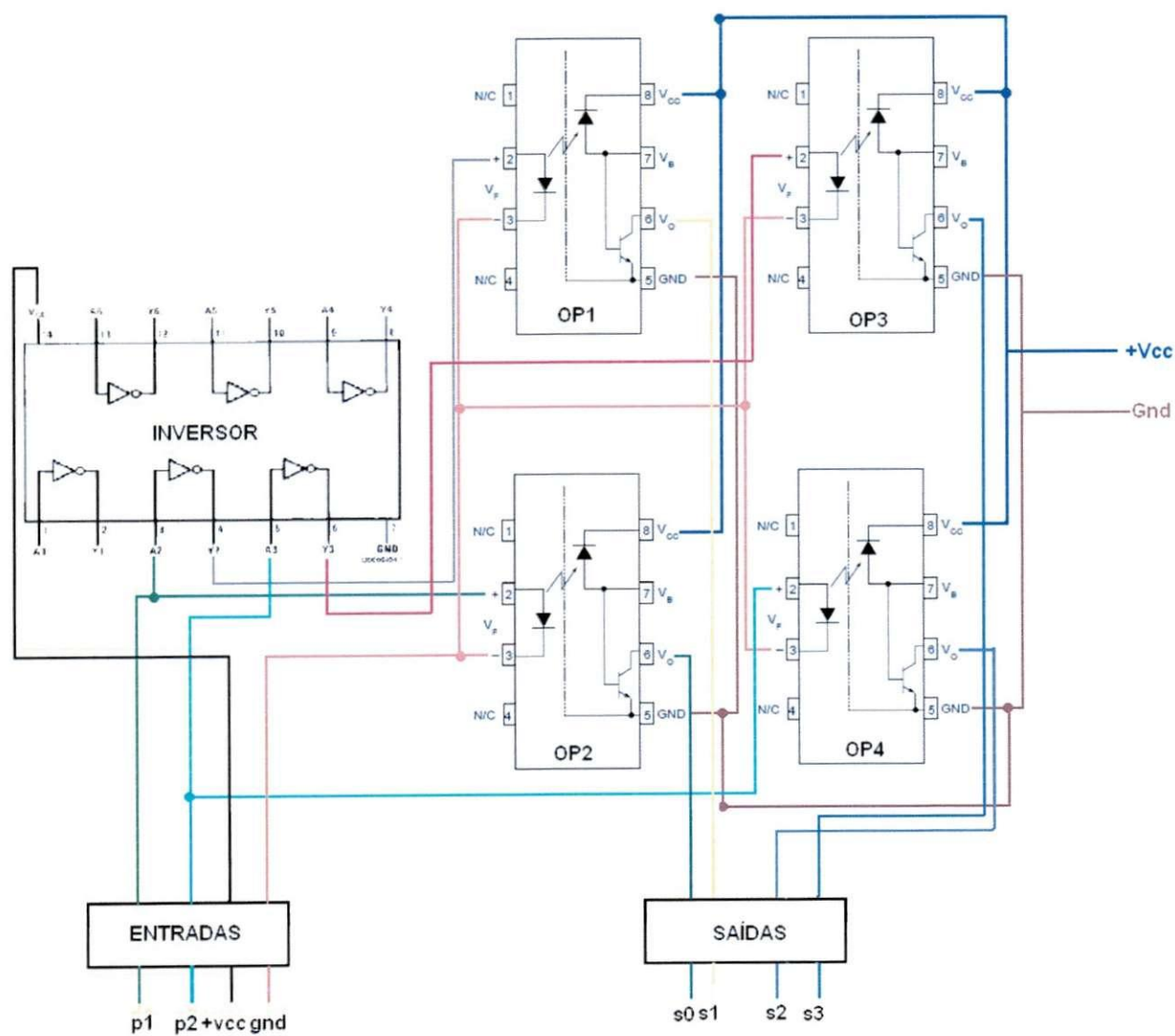


Figure 26: Diagrama lógico do circuito com inversor e opto acopladores

A.2 Diagrama Elétrico do Circuito com Inversor e Opto Acopladores

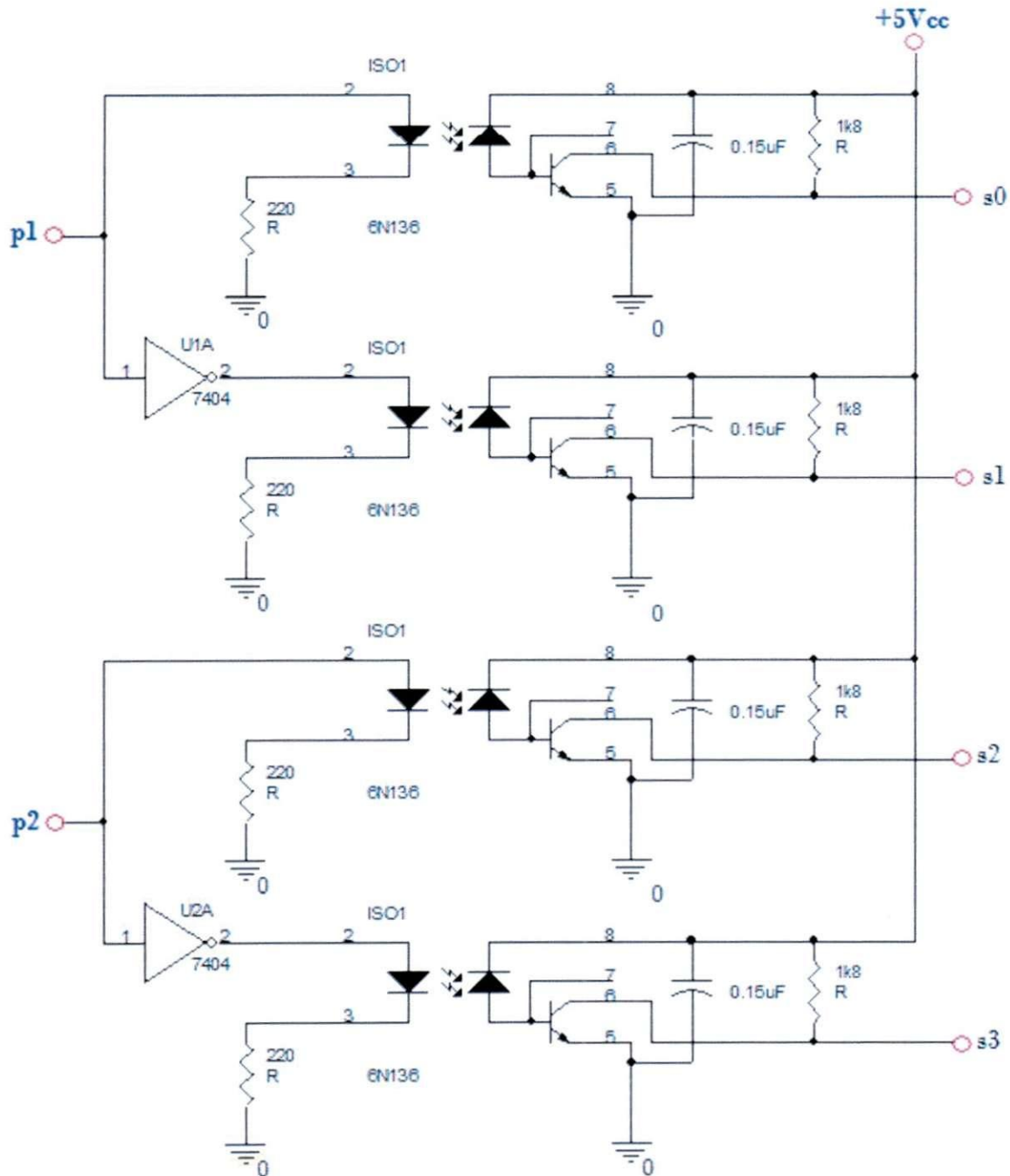


Figure 27: Diagrama elétrico do circuito com inversor e opto acopladores

A.3 Circuito Inversor

Este circuito foi desenvolvido por: Roger, Bruno e Nustenil.

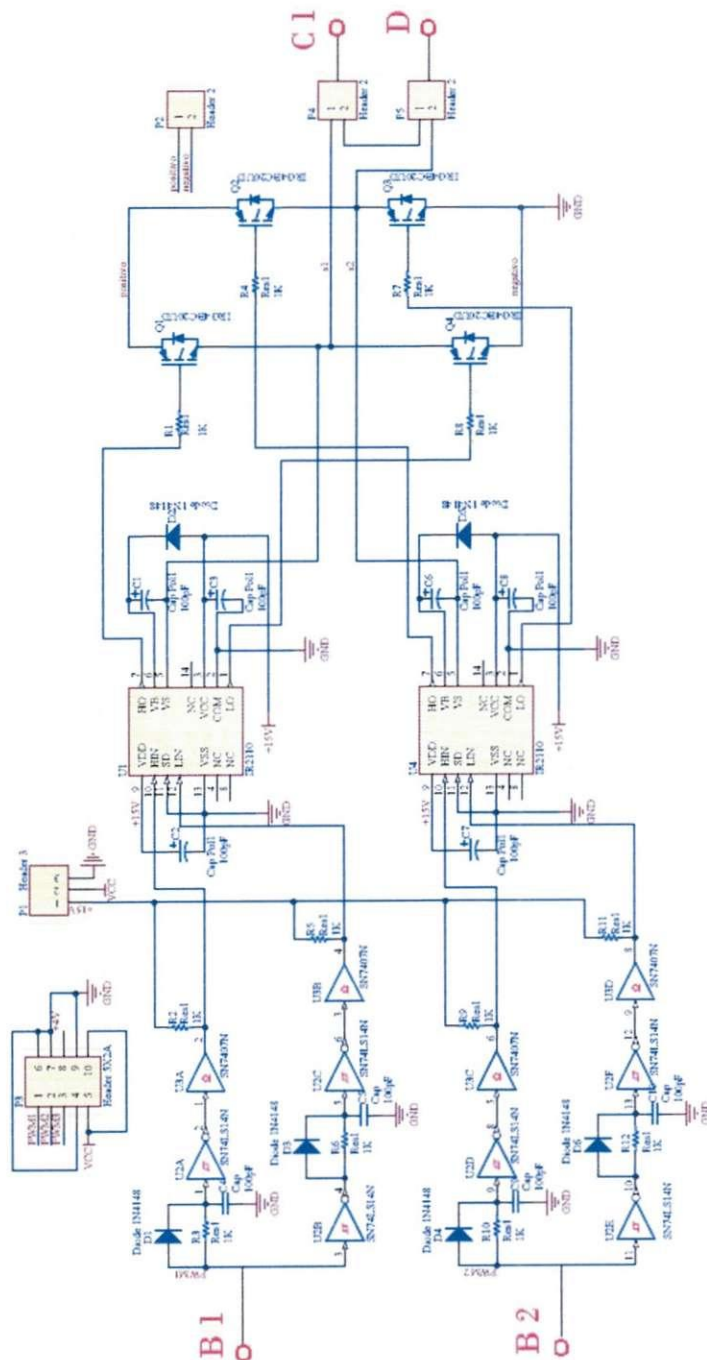


Figure 28: Diagrama elétrico do circuito com com a ponte inversora H

A.4 Circuito Sensor de Corrente

Este circuito foi desenvolvido por: Ítalo Roger

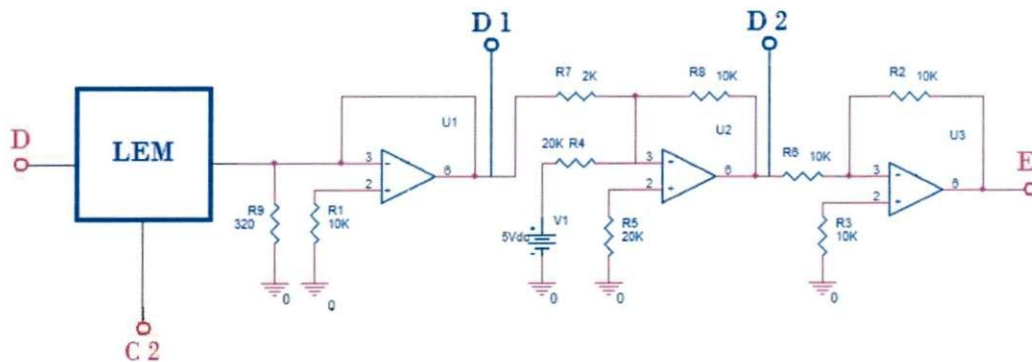


Figure 29: Diagrama elétrico do circuito do sensor de corrente

A.5 Algoritmo do PIC

```
#include <16F877A.h>
#DEVICE adc=10
#FUSES NOWDT //No Watch Dog Timer
#FUSES XT //Crystal osc <= 4mhz for PCM/PCH , 3mhz to 10 mhz
for PCD
#FUSES NOPUT //No Power Up Timer
#FUSES NOPROTECT //Code not protected from reading
#FUSES NODEBUG //No Debug mode for ICD
#FUSES BROWNOUT //Reset when brownout detected
#FUSES NOLVP //No low voltage prgming, B3(PIC16) or B5(PIC18)
used for I/O
#FUSES NOCPD //No EE protection
#FUSES NOWRT //Program memory not write protected
#FUSES RESERVED //Used to set the reserved FUSE bits
#use delay(clock=4000000)
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <REGS_16F87x.h> // Inclusão de Registradores Especiais.
#include <LCD_16x2_Lib.c> // Biblioteca de manipulação de LCD
16x2.
```

```

void main() {
// lcd_init();
int i=0, f=0;
int value1=0, value2=0, Vi;
float tau1=0, tau2=0, Vo=0, ia2=0;
float T=0, Tv=0, Ta=0, Va_1_antigo=0, Va_1_ast=0;
float kpi=0, kii=0, Ti=0, erro=0, ia=0, iaf=0.15, ra=1.7334;
setup_adc_ports(AN0);
setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);
setup_psp(PSP_DISABLED);
setup_spi(SPI_SS_DISABLED);
setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_1);
setup_timer_1(T1_DISABLED);
setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,124,1);
setup_ccp1(CCP_PWM);
setup_ccp2(CCP_PWM);
set_pwm1_duty(512);
set_pwm2_duty(512);
setup_comparator(NC_NC_NC_NC);
setup_vref(FALSE);
ini_lcd_16x2(); // Inicializa o LCD.
/***** INICIO DO LCD *****/
printf(exibe_lcd, "\f**** T C C *****\n*****");
delay_ms(3000);
printf(exibe_lcd, "\f");
delay_ms(500);
printf(exibe_lcd, "\f** Diego P. **\n** Rodrigues **");
delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f");
delay_ms(500);
printf(exibe_lcd, "\f Controle de \n um Motor CC ");
delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f");
delay_ms(500);
printf(exibe_lcd, "\fIniciando...\n");
delay_ms(1000);
printf(exibe_lcd, "\f");
delay_ms(500);
printf(exibe_lcd, "\f Definicao do \n programa: ");
delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f O programa \n mostra na tela \n");

```

```

delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f o valor de ia \n para o controle");
delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f da corrente de\n armadura.");
delay_ms(2000);
printf(exibe_lcd, "\f");
delay_ms(500);
/***** FIM DO LCD *****/
//Parâmetros Elétricos
f = 2000; //Frequência
T = 1/f; //Período
Vi = 12; //Tensão de entrada
Vo = 0; //Tensão de saída
Ta = 1/f; //Período de amostragem
Tv = 10*Ta;
kii = ra/(4*Tv);
kpi = Ta*kii;
Ti = kpi/kii;
while(TRUE) {
/***** INICIO DA OBTENÇÃO DE IA *****/
ia = read_adc();
delay_ms(500);
printf(exibe_lcd, "\f Corrente de\narmadura = %f", ia);
delay_ms(50);
/***** INÍCIO MALHA CONTROLE *****/
//Erro (com iaf = 0,15A)
erro = iaf - ia;
//Controlador PI
Va_1_ast = Va_1_antigo + kpi*((1+(Ta/Ti))*erro);
//Se Gv = 0 = Ge
Vo = Va_1_ast;
Va = (Tv/Ta)*Va_1_ast;
Va_1_antigo = Va_1_ast;
/***** FIM MALHA CONTROLE *****/
if(Vo > 12)
{
Vo = 12;
}
/*Simulando geração de PWM's Partinfo de ia, obteremos VO da seguinte
forma: Vo = ia*(12/1023) */
Vo=ia*(12/1023);

```

```

/***** INÍCIO LARGURA DE PULSO *****/
//Cálculo das larguras de pulso (tau1 e tau2) //
tau1 = (Vo+Vi)/(2*Vi*f);
tau2 = (Vi-Vo)/(2*Vi*f);
/***** INÍCIO PWM *****/
//Value1 e Value2 //
value1 = (tau1/T)*1024;
value2 = (tau2/T)*1024;
//Setando novo Duty Cycle //
set_pwm1_duty(value1);
set_pwm2_duty(value2);
}
}

```

B Anexo

B.1 Dispositivos utilizados

B.1.1 Motor CC - Antriebstechnik Gefen

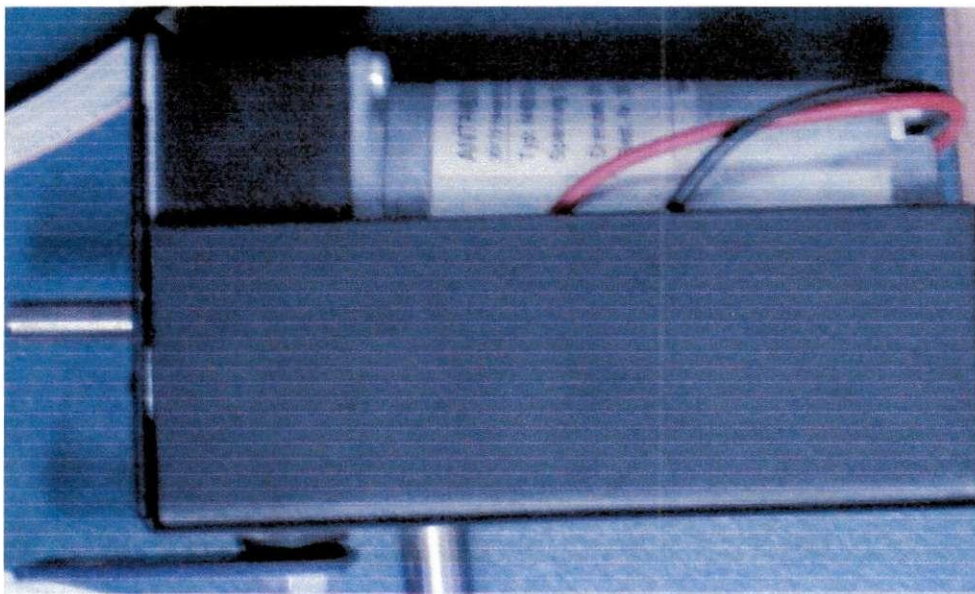


Figure 30: Motor CC

B.1.2 Opto Acoplador - 6N136[17]

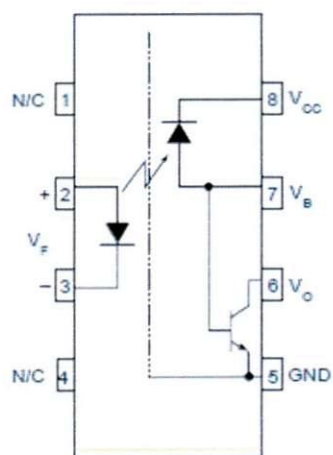


Figure 31: Diagrama lógico do opto acoplador 6N136

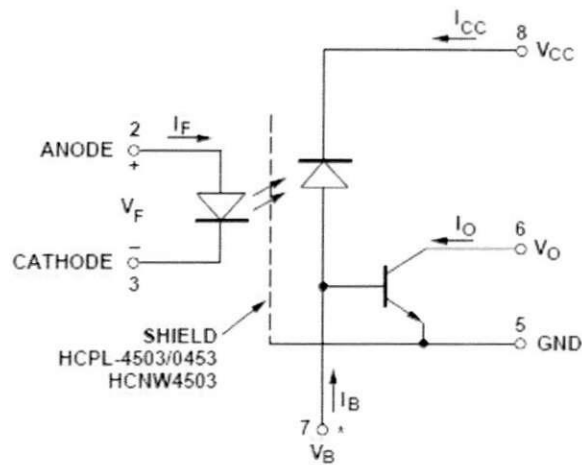


Figure 32: Esquemático

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)				
Parameter	Symbol	Value	Units	
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$	
Operating Temperature	T_{OPR}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$	
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$	
EMITTER				
DC/Average Forward Input Current	Each Channel (Note 1)	I_F (avg)	25	mA
Peak Forward Input Current (50% duty cycle, 1 ms P.W.)	Each Channel (Note 2)	I_F (pk)	50	mA
Peak Transient Input Current - ($\leq 1 \mu\text{s}$ P.W., 300 pps)	Each Channel	I_F (trans)	1.0	A
Reverse Input Voltage	Each Channel	V_R	5	V
Input Power Dissipation	(6N135/6N136 and HCPL-2503/4502) (HCPL-2530/2531) Each Channel (Note 3)	P_D	100 45	mW
DETECTOR				
Average Output Current	Each Channel	I_O (avg)	8	mA
Peak Output Current	Each Channel	I_O (pk)	16	mA
Emitter-Base Reverse Voltage	(6N135, 6N136 and HCPL-2503 only)	V_{EBR}	5	V
Supply Voltage		V_{CC}	-0.5 to 30	V
Output Voltage		V_O	-0.5 to 20	V
Base Current	(6N135, 6N136 and HCPL-2503 only)	I_B	5	mA
Output power dissipation	(6N135, 6N136, HCPL-2503, HCPL-4502) (Note 4) (HCPL-2530, HCPL-2531) Each Channel	P_D	100 35	mW

Figure 33: Características do componente

B.1.3 Inversor 74LS04[16]

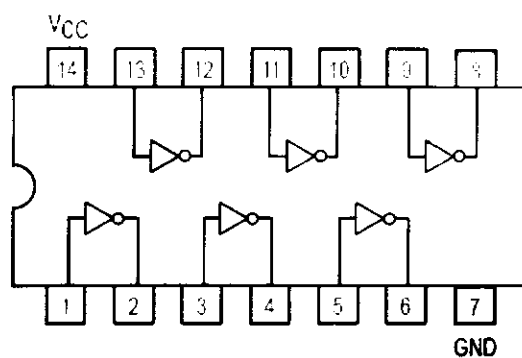


Figure 34: Diagrama lógico do inversor 74LS04

GUARANTEED OPERATING RANGES

Symbol	Parameter		Min	Typ	Max	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	54 74	4.5 4.75	5.0 5.0	5.5 5.25	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{DH}	Output Current — High	54 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54 74			4.0 8.0	mA

Figure 35: Características do dispositivo 74LS04

B.1.4 PIC 16F877A

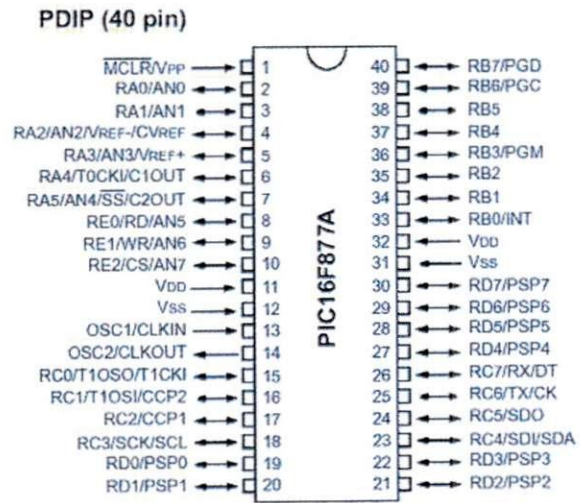


Figure 36: PIC 16F877A