



PUC

Marcelo Neves Barreto

Pesquisa e Desenvolvimento de um Acionamento para Motor de Passo Operando em Baixa Tensão

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica da PUC-Rio como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Orientador: Prof. Dr. Mauro Speranza Neto
Co-Orientador: Prof. Dr. Solly Andy Segenreich

Rio de Janeiro
Março de 2005

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.



Marcelo Neves Barreto

**Pesquisa e Desenvolvimento de um
Acionamento para Motor de Passo
operando em Baixa Tensão**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Mecânica do Departamento de Engenharia Mecânica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Mauro Speranza Neto

Orientador

Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Prof. Solly Andy Segenreich

Co-Orientador

Segen Moda 01 Ltda

Prof. Marcelo de Oliveira Souza

Universidade Estadual do Norte Fluminense

Prof. Lúcio José Terra Petrucci

Universidade Estadual do Norte Fluminense

Prof. José Eugenio Leal

Coordenador Setorial do Centro

Técnico Científico – PUC-Rio

Rio de Janeiro, 22 de março de 2005.

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Marcelo Neves Barreto

Graduou-se em Engenharia Metalúrgica e de Materiais pela UENF (Universidade Estadual do Norte Fluminense) em 2001. Kursou também Licenciatura em Ciências, com habilitação em Física, pela UNIVERSO (Universidade Salgado de Oliveira), formando-se em 2002. Atualmente é professor e coordenador do curso de Gestão para a Indústria de Petróleo e Gás, da Universidade Estácio de Sá, em Campos dos Goytacazes/RJ, professor do curso de Engenharia de Produção e Matemática da UNIVERSO e professor e coordenador de Informática pela FAETEC (Fundação de Apoio a Escola Técnica do Estado do Rio de Janeiro).

Ficha Catalográfica

Barreto, Marcelo Neves

Pesquisa e desenvolvimento de um acionamento para motor de passo operando em baixa tensão / Marcelo Neves Barreto ; orientador: Mauro Speranza Neto ; co-orientador: Solly Andy Segenreich. – Rio de Janeiro : PUC, Departamento de Engenharia Mecânica, 2005.

80 f. ; 30 cm

Dissertação (mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Mecânica.

Inclui referências bibliográficas.

1. Engenharia mecânica – Teses. 2. Acionamento. 3. Motores de passo. 4. Atuadores. I. Speranza Neto, Mauro. II. Segenreich, Solly Andy. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Mecânica. IV. Título.

CDD: 621

À minha mãe Olinda, à minha querida esposa Fernanda e à minha linda filha
Nicoli.

Agradecimentos:

- Ao professor Solly Andy Segenreich, por seu constante apoio, orientação, amizade, confiança depositada e a tranquilidade transmitida.
- Ao professor Mauro Speranza, pela compreensão e confiança depositadas.
- Ao Departamento de Engenharia Mecânica, pelo apoio oferecido por todos os professores e funcionários.
- Aos colegas, principalmente ao Aldenir e ao Rodolfo, pela amizade e apoio durante a agradável convivência nestes dois anos.
- Ao Sérgio e aos outros amigos do apartamento que gentilmente me concederam um local para morar durante este período.
- Ao Laboratório de Ciências Físicas da UENF, pelo apoio dado em alguns experimentos, em especial ao técnico Luis e o professor Helion Vargas.
- Ao técnico Brito e a todos os funcionários da SEGEN, pelo apoio dado.
- A FAETEC e a E.T.E. João Barcelos Martins, pelo apoio dado com a liberação de carga horária.
- À professora Maria Geny que gentilmente colaborou com a revisão deste trabalho.
- Ao meu sogro Ernani Escocard pela ajuda dada na confecção de algumas bases de madeira que serviram de suporte em experiências práticas.
- À minha esposa que soube compreender os momentos de ausência e de extremo estresse.
- A CAPES, pela ajuda financeira.

Resumo

Barreto, Marcelo Neves; Neto, Mauro Speranza. **Pesquisa e desenvolvimento de um acionamento para motor de passo operando em baixa tensão.** Rio de Janeiro, 2005. 80 p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Mecânica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

A pesquisa e desenvolvimento de um acionamento para motor de passo operando em baixa tensão apresenta o desenvolvimento de um mecanismo de acionamento para motores de passo de 2 fases, destinado a operar na faixa de 12 a 18 V, tornando-se muito útil para automações em veículos, embarcações ou robôs que operam com baterias. O acionamento desenvolvido implementa o controle da corrente via “*chopper*”, como é usual nos acionamentos de motores de passo. Mas, ao contrário do usual, o tempo do ciclo ativo da onda responsável por ativar a corrente nas fases é pré-programado em microcontroladores, evitando-se a instabilidade e criticalidade típica dos circuitos responsáveis pelo sensoramento da corrente e sua realimentação para controle do ciclo ativo. Outro aspecto inovador do trabalho foi a utilização do integrado TD340 da ST Microelectronics, desenvolvido para utilização no controle de motores de corrente contínua, e que está sendo empregado com motores de passo. Os resultados experimentais apresentados no trabalho confirmam a adequação e utilidade do acionamento desenvolvido, tornando-o compacto e robusto.

Palavras-chave:

Acionamentos – Motores de passo – Atuadores

Abstract

Barreto, Marcelo Neves; Neto, Mauro Speranza. **The research and development of an driver for step motor operating in low tension.** Rio de Janeiro, 2005. 80 p. MSc. Dissertation – Departamento de Engenharia Mecânica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The research and development of an driver for step motor operating in low tension presents the development of a chopper driver intended to drive 2- phase step motors. The driver was designed to operate between 12 and 18 V which makes it very attractive for automations in vehicles and robots which carry their own batteries. Contrary to the usual design, where the duty cycle of phase current is controlled by sensing this current and feed backing its value to the chopper, the present driver uses fixed value duty cycle, which varies step by step according to a table stored in the memory of a microcontroller. In so doing, we avoid most of the troubles due to noise and voltage fluctuation in the feedback line, typical of usual drivers. Another innovation presented in this work, is to use the H-Bridge MOSFET driver TD340 in driving step motors. This component, manufactured by ST Microelectronics, was originally designed for driving CC motors. Experimental results presented in this work show that the driver developed in this research has performed successfully according with the intended goal.

Keywords:

Step motor drivers – Step motors - Actuators

Sumário

1.	Introdução	13
1.1	Antecedentes	13
1.2	Objetivo	15
1.3	Organização do trabalho	15
2.	Desenvolvimento funcional do acionamento	16
2.1	Acionamento em meio passo	16
2.2	Acionamento em micropasso	17
2.3	<i>Lay-Out</i> básico do acionamento	17
2.4	A Função do componente TD 340	20
3.	Programação dos microcontroladores	21
3.1	Programação dos microcontroladores de entrada MIC 1 e MIC 3	21
3.2	Cálculo de t_{alta}	24
3.3	Programação dos microcontroladores de saída MIC 2 e MIC 4	26
4.	Desenvolvimento e montagem dos testes experimentais	27
4.1	Montagem experimental	28
4.2	Avaliação do torque	30
5.	Resultados experimentais	35
5.1	Tabelas	36
5.2	Gráficos	46

6. Conclusões 47

7. Referências 48

Apêndice

Apêndice A

Apêndice B

Apêndice C

Apêndice D

Apêndice E

Lista de figuras

Figura 2.1	Diagrama de corrente nas fases para acionamento em meio passo	16
Figura 2.2	Diagrama de corrente nas fases defasadas em 90°	17
Figura 2.3	Diagrama completo do circuito de acionamento utilizado	18
Figura 2.4	Esquema representando o T_{alta} e o T_{total}	19
Figura 3.1	Leitura do sinal na memória do PIC	21
Figura 3.2	Fluxograma dos microcontroladores de entrada	22
Figura 3.3	Fluxograma dos microcontroladores de saída	26
Figura 4.1	Fotografias <i>a</i> e <i>b</i> ilustrando a montagem do motor carregando uma massa antes do início de uma corrida. Em <i>c</i> as massas utilizadas nos ensaios	28
Figura 4.2	(<i>a</i>), (<i>b</i>) e (<i>c</i>) ilustrando as vistas de frente, planta e perfil respectivamente da placa de acionamento	29
Figura 4.3	Diagrama de aplicação de peso para a geração do Torque resistente	31
Figura 4.4	Vista do mostrador	32
Figura 4.5	Fotografia ilustrando a montagem do motor carregando uma massa antes do início de uma corrida	33
Figura 4.6	Árvore mostrando seqüência de experimentos realizados para 12 V, 15 V e 18 V	34
Figura 5.1	Curvas para tensão de 12 V, em meio passo e micropasso	46
Figura 5.2	Curvas para tensão de 15 V, em meio passo e micropasso	46
Figura 5.3	Curvas para tensão de 18 V, em meio passo e micropasso	46
Figura A.1	Curva típica torque X velocidade	51

Figura A.2	Curva torque X posição angular do rotor para um MP energizado para uma mesma posição	52
Figura A.3	Curva das duas fases e da resultante	53
Figura A.4	Curva de resposta para um único passo	54
Figura B.1	Diagrama dos enrolamentos bipolares de um motor de passo	55
Figura B.2	Diagrama de blocos do sistema de acionamento	56
Figura B.3	Controle de corrente PWM único passo	57
Figura E.1	Pinagem do PIC 16F628A	77
Figura E.2	Tabela (1ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas	78
Figura E.3	Tabela (2ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas	79
Figura E.4	Características específicas do PIC 16F628A	80
Figura E.5	Diagrama interno do PIC 16F628A	80

Lista de tabelas

Tabela 3.1	Tabela com os valores utilizados na programação <i>assembler</i> do PIC	23
Tabela 3.2	Continuação da tabela com os valores utilizados na programação <i>assembler</i> do PIC	24
Tabela 5.1	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 12 V em meio passo, ciclo ativo 60 %)	36
Tabela 5.2	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 15 V em meio passo em meio passo, ciclo ativo 60 %)	37
Tabela 5.3	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 18 V em meio passo em meio passo, ciclo ativo 60 %)	38
Tabela 5.4	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 12 V em micropasso em meio passo, ciclo ativo 60 %)	39
Tabela 5.5	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 15 V em micropasso em meio passo, ciclo ativo 60 %)	40
Tabela 5.6	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 18 V em micropasso em meio passo, ciclo ativo 60 %)	41
Tabela 5.7	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 12 V em micropasso, ciclo ativo 39 %)	42
Tabela 5.8	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 15 V em micropasso, ciclo ativo 39 %)	43
Tabela 5.9	Torque, corrente e tempo de corrida (para uma tensão constante de 18 V em micropasso, ciclo ativo 39 %)	44
Tabela 5.10	Tabela mostrando carga e corrente no teste de carga estática para ciclo ativo de 39 % e 60 %	45

1

INTRODUÇÃO

1.1

Antecedentes

Nos últimos anos a automação dos processos de fabricação tem recebido um grande impulso com o desenvolvimento da microeletrônica digital e com a aplicação dessa tecnologia no controle de acionadores. A automação é hoje, mais que uma ferramenta de apoio, fator indispensável para a qualidade da operação industrial e comercial.

Existe, particularmente, uma classe de motores elétricos muito utilizados em automação, pois permite controle de posição e de velocidade com certa facilidade. Esses motores são denominados motores de passo. O motor de passo é um dispositivo atuador incremental que realiza movimentos angulares discretos. Dessa forma, é razoável tratá-los como atuadores digitais, cujo movimento é resposta a um pulso de entrada. Deve-se lembrar que, da mesma forma que um motor elétrico convencional, o motor de passo também é um atuador eletromagnético que converte energia eletromagnética em trabalho mecânico. Assim, a cada pulso recebido pela unidade de controle o eixo do motor gira um determinado ângulo, denominado ângulo de passo do motor.

O fato da magnitude do ângulo de passo ser constante faz com que o motor seja de grande utilidade em aplicações relacionadas a posicionamento, uma vez que, caso a operação se dê dentro dos limites de trabalho do motor, não é necessário monitorar a posição do seu eixo a cada instante, o que caracteriza o seu controle como sendo de malha aberta.

Além do motor de passo em si, é necessário para a sua operação um dispositivo eletrônico denominado acionamento, que controla o chaveamento da corrente, que pode chegar a vários ampères, a partir de sinais lógicos (pulsos) recebidos como entrada.

Por ser matéria de amplo conhecimento [BART 96], [FERR94], [LIMA97] e [SAX95], não será abordado no presente trabalho a tecnologia básica destes dois

temas, ficando para os Apêndices A e B uma apresentação resumida destinada ao leitor pouco familiarizado com o assunto.

Um dos principais inconvenientes da atuação por motor de passo é a trepidação característica que ocorre em algumas velocidades. Essa trepidação deve-se ao fato do motor de passo ser um atuador discreto, o que torna o torque em seu eixo pulsante com a frequência do trem de passos. No caso dessa frequência aproximar-se de uma das frequências naturais de vibração do conjunto, haverá sua excitação e surge a conhecida trepidação.

Várias formas de atenuar esta trepidação têm sido reportadas na literatura incluindo-se amortecimento mecânico, amortecimento eletrônico, utilização de micropassos, etc. [SEGE97] e [GOUV91]. Deve-se registrar que, em geral, os resultados são apenas razoáveis, exceção feita, segundo a experiência do co-orientador desta pesquisa, em relação ao acionamento da Parker-Hannifin cuja patente é relatada em [USPO98]. Como toda patente de primeira linha o documento é confuso e não desvenda os detalhes da inovação.

Na busca de um tema atual e empolgante para este trabalho, teve-se conhecimento do circuito integrado TD 340 da STMicroelectronics [ST2003], que apesar de ser direcionado para motores de corrente contínua operando na faixa de 12 V a 18 V poderia ser, com certa engenhosidade, utilizado em motores de passo. Outro assunto a ser agregado à pesquisa, seria o tema que começou a ser explorado anteriormente [VARG00], de se construir o circuito PWM, necessário para o correto controle da corrente, utilizando a idéia de ciclo ativo (*duty cycle*) de largura pré-determinada, evitando-se o projeto clássico [ST2003] que utiliza um resistor para o monitoramento da corrente de fase com todos os inconvenientes conhecidos.

Portanto, o presente trabalho explora dois assuntos muito palpantes, a saber: a utilização de motores de passos de elevado torque, em baixa tensão, permitindo seu uso com baterias e a utilização do ciclo ativo pré-programado, simplificando a construção e operação do acionamento.

1.2

Objetivo

Esta pesquisa teve por objetivo desenvolver uma placa de acionamento funcionando em meio passo ou em micropasso, que seja capaz de operar em baixas tensões, utilizando um mínimo de componentes discretos. A placa irá implementar o conceito de ciclo ativo pré-programado, que será devidamente explicado neste trabalho.

1.3.

Organização do Trabalho

O trabalho se divide em seis capítulos, incluindo esta introdução. O Capítulo 2 descreve o *lay-out* do acionamento e discute em detalhes sua operação. O Capítulo 3 apresenta a programação dos microcontroladores. No Capítulo 4 encontram-se a montagem dos experimentos, e a apresentação ilustrada do circuito implementado com fotografias da montagem para os testes de torque. Esses resultados obtidos são mostrados no Capítulo 5 através de tabelas e gráficos característicos. No Capítulo 6 são comentados os resultados obtidos e apresentadas algumas propostas de trabalho futuro para melhorias, que ainda podem ser efetuadas, e as considerações finais do trabalho.

Embora a compreensão do trabalho não exija um conhecimento prévio mais profundo de eletrônica, foi incluída no Apêndice uma breve descrição dos componentes eletrônicos utilizados além de alguns dados técnicos sobre eles, a fim de facilitar a compreensão do funcionamento dos circuitos desenvolvidos para leitores pouco familiarizados com a eletrônica. Isso foi feito para promover maior interdisciplinaridade entre mecânica e eletrônica.

2

DESENVOLVIMENTO FUNCIONAL DO ACIONAMENTO

2.1

Acionamento em Meio-passo

No presente trabalho, o funcionamento do motor em meio-passo será implementado energizando as fases segundo o diagrama mostrado na figura 2.1.

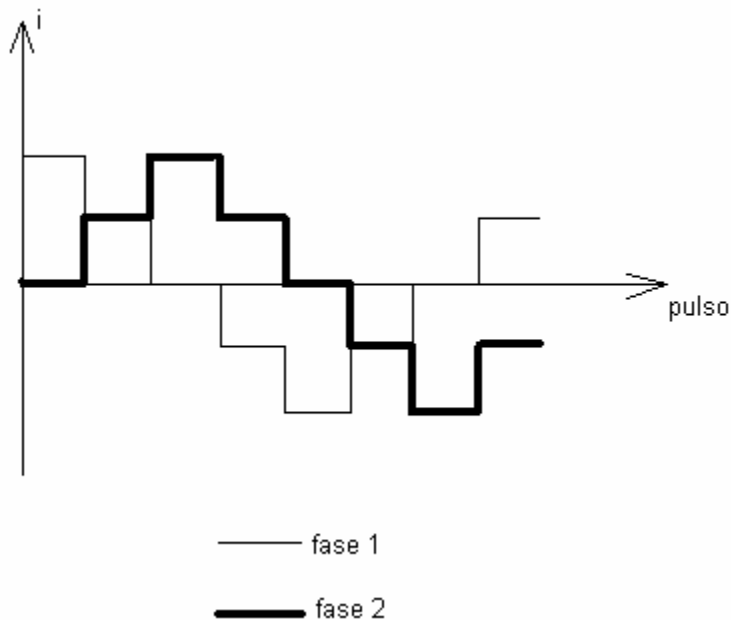


Figura 2.1: Diagrama de corrente nas fases para acionamento em meio passo

No gráfico, podemos verificar que as fases 1 e 2 do motor possuem defasagem de 90° , ou seja, enquanto uma está com a corrente no valor mínimo, a outra está com a corrente no valor máximo, desta forma permite-se que uma das fases sempre fique energizada, criando-se uma defasagem de campos magnéticos que fará o motor girar.

Esta forma de energização tem a vantagem de ter a corrente média nas duas fases mais ou menos constante e, assim, produzir um torque aproximadamente sem variações. Vale lembrar que existem outras formas de acionar em meio passo, porém tornam o torque mais oscilante.

2.2

Acionamento em Micropasso

No presente trabalho escolheu-se a resolução de 3200 passos por volta, pois a esta resolução o motor trabalha com menor índice de trepidação. A utilização de resoluções mais elevadas pouco acrescentaria ao escopo da pesquisa, requerendo, por outro lado, componentes mais específicos e caros.

No caso da resolução de 3200 passos por volta o perfil de corrente se repete a cada 64 pulsos. O gráfico da figura 2.2 mostra o perfil de corrente está apresentado abaixo:

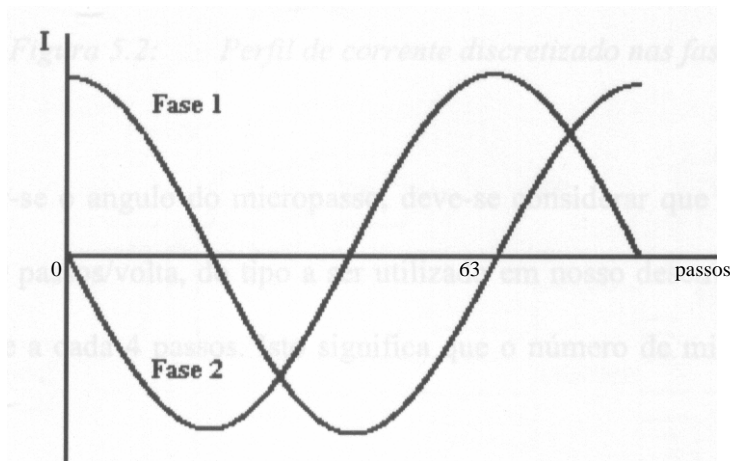


Figura 2.2: Diagrama de corrente nas fases defasadas em 90°

2.3

Lay-Out Básico do Acionamento

Como foi comentado na Introdução, um dos pontos centrais do presente tipo de acionamento é a chopperização com ciclo ativo pré-determinado, dispensando o monitoramento da corrente nas fases e as instabilidades conseqüentes.

Para a implementação deste conceito, foi elaborado um circuito cujo diagrama de blocos é apresentado na figura 2.3.

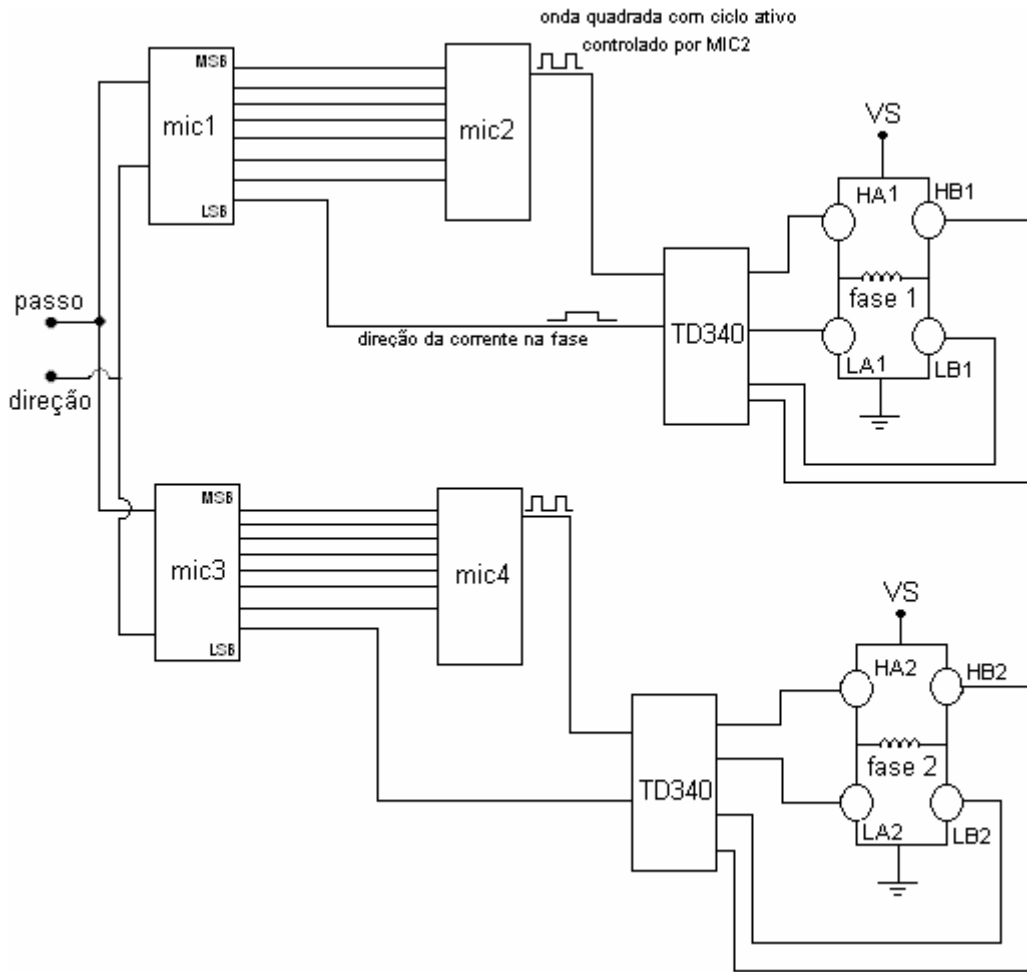


Figura 2.3: Diagrama completo do circuito de acionamento utilizado, onde HA1, HB1, LA1, LB1, Ha2, HB2, LA2, LB2 são transistores MOSFET IR540

A entrada do acionamento é constituída por dois sinais. O primeiro é *passo* (a cada subida de pulso é executado um passo) e o segundo é o *sentido* de rotação (horário ou anti-horário).

Estes dois sinais são introduzidos em paralelo nos microcontroladores mic1 e mic3. Cada um dos microcontroladores possui, em sua memória interna, as tabelas de tempo de alta da onda quadrada, ou seja, o tempo que os MOSFETs ficarão ligados. No caso de resolução em meio passo, cada tabela tem oito itens. Já no caso de micropasso, cada tabela tem 64 itens. Importante notar que as duas tabelas têm os mesmos valores, porém defasados de 3 ou 15 linhas,

respectivamente. O percurso do ponteiro pela tabela irá para frente ou para trás conforme o sinal de sentido na entrada.

Os microcontroladores mic2 e mic4 têm programação idêntica. Servem para gerar uma onda quadrada de frequência fixa, com o tempo de alta controlado pelo valor introduzido na porta de entrada e um sinal de sentido de corrente na fase. Os detalhes sobre a programação dos microcontroladores serão vistos no Capítulo 3.

As ondas quadradas de *chopper* (figura 2.4) e o sinal de direção da corrente na fase são introduzidos nos integrados TD340 que têm por missão ativar os MOSFETs, conforme desejado. A figura abaixo mostra o sinal do chopper. Foi definida uma frequência fixa de 16 KHz.

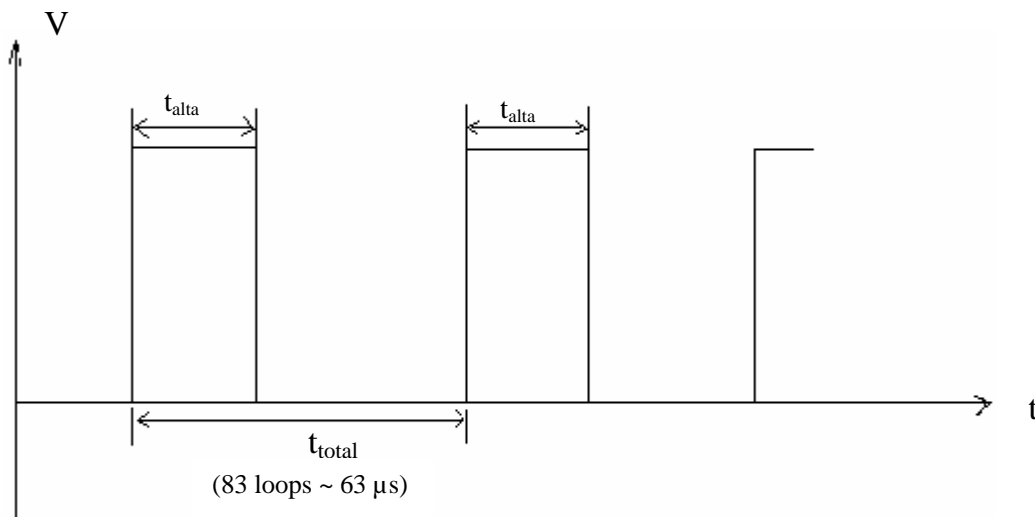


Figura 2.4: Esquema representando o t_{alta} e o t_{total}

2.4

A Função do Componente TD340

Como se sabe [LIMA97], os transistores MOSFET de potência, utilizados tipicamente para o controle de corrente em motores de corrente contínua ou motores de passo, só conduzem de forma ideal (resistência interna praticamente nula) quando a tensão de grade é de 10 a 20 volts superior à tensão do pino fonte.

No caso dos 4 MOSFETs que integram a ponte em H, controlar a corrente dos dois MOSFETs que estão na parte inferior não é problema, pois os pinos fonte estão aterrados.

Já o controle dos dois MOSFETs superiores é problemático pois os pinos fonte têm tensão flutuante, podendo chegar ao próprio valor da tensão de alimentação (V_s). Conseqüentemente, deve-se utilizar componentes denominados “MOSFET driver”, cujo circuito interno é bastante elaborado, fugindo sua discussão ao escopo deste trabalho, e que garantem a correta ativação dos MOSFETs superiores.

O componente TD340 pertence a classe dos MOSFET driver e possui internamente dois drivers, além de um regulador de tensão gerando 5 Volts para os circuitos lógicos, tornando-o extremamente atraente para este trabalho. No Apêndice D são dadas maiores informações sobre este componente.

3

PROGRAMAÇÃO DOS MICROCONTROLADORES

Os microcontroladores selecionados para o presente trabalho foram os PICs 16F628-A da Microchip. Estes microcontroladores têm as vantagens de serem facilmente encontrados no mercado, apresentarem baixo custo, reprogramáveis com facilidade, podendo ser operados internamente com 20 MHz. O Apêndice E traz maiores detalhes sobre esta família de microcontrolador.

3.1

Programação dos Microcontroladores de Entrada MIC1 e MIC3

Estes microcontroladores servem para informar aos MIC2 e MIC4 o tempo de alta da onda quadrada por eles produzidos. Ambos têm esses tempos armazenados numa tabela interna. Cada item é dado por um byte com a estrutura mostrada na figura 3.1.

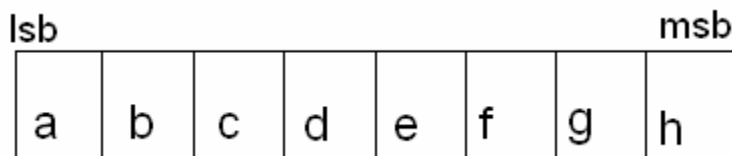


Figura 3.1: Leitura do sinal na memória do PIC

Onde:

a – informação do sentido da corrente;

b,c,d,e,f,g,h – tempo de alta

O PIC é programado para gerar uma interrupção a cada subida de pulso no pino de entrada de pulsos (pino 6). A partir da interrupção, o contador da tabela avançará ou recuará de 1 conforme o sinal de sentido aplicado no pino de entrada

(pino 1) correspondente. Feita a leitura da tabela, o byte é colocado nos oito pinos da porta de saída.

O fluxograma desta programação é mostrado abaixo.

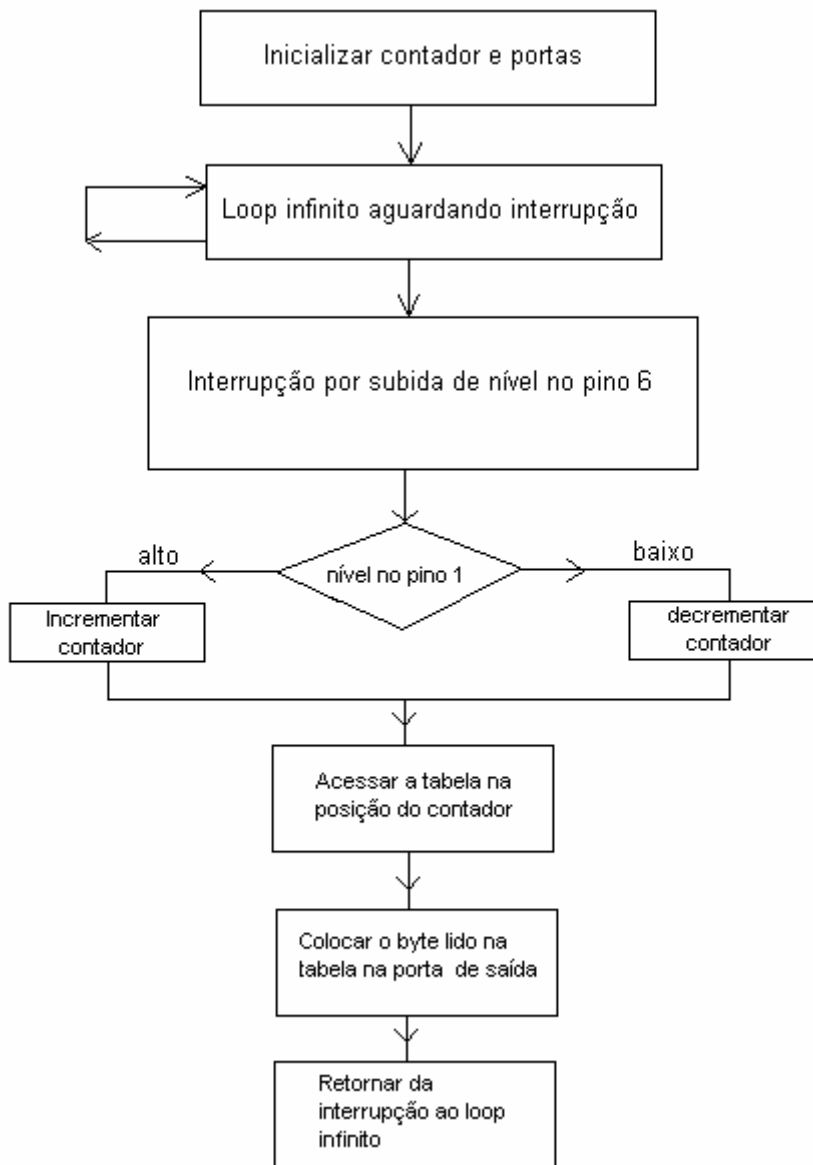


Figura 3.2: Fluxograma dos microcontroladores de entrada

A única diferença entre a programação de MIC1 e MIC3 é que na segunda o ponto inicial da tabela está defasado de 2 ou 15, conforme a programação em meio-passo ou micropasso.

Os valores utilizados para compor o programa em linguagem *assembler* são mostrados nas Tabelas abaixo.

Tabela 3.1

Micropasso - 39 %	Micropasso - 60 %	Meio-Passo - 60 %
.68	.106	.106
.66	.104	.74
.64	.102	.1
.62	.98	.75
.60	.94	.107
.56	.88	.75
.52	.82	.0
.48	.74	.74
.44	.64	
.38	.58	
.32	.50	
.26	.40	
.20	.30	
.14	.20	
.8	.10	
.1	.1	
.9	.11	
.15	.21	
.21	.31	
.27	.41	
.33	.51	
.39	.59	
.45	.65	
.49	.75	
.53	.83	
.57	.89	
.61	.95	
.63	.99	
.65	.103	
.67	.105	
.69	.107	
.69	.107	
.69	.107	
.67	.105	
.65	.103	
.63	.99	
.61	.95	

Tabela 3.1: Tabela com os valores utilizados na programação assembler do PIC

Continuação da Tabela 3.1

Micropasso - 39 %	Micropasso - 60 %	Meio-Passo - 60 %
.57	.89	
.53	.83	
.49	.75	
.45	.65	
.39	.59	
.33	.51	
.27	.41	
.21	.31	
.15	.21	
.9	.11	
.0	.0	
.8	.10	
.14	.20	
.20	.30	
.26	.40	
.32	.50	
.38	.58	
.44	.64	
.48	.74	
.52	.82	
.56	.88	
.60	.94	
.62	.98	
.64	.102	
.66	.104	
.68	.106	
.68	.106	

Tabela 3.2: Continuação da tabela com os valores utilizados na programação assembler do PIC

A obtenção destes valores é discutida em seguida, no item 3.2.

3.2

Cálculo de t_{alta} :

Cada ciclo do microcontrolador é efetuado em quatro ciclos de clock. Assim, utilizando o clock de 20 MHz, cada ciclo tem 200 ns.

Para se obter uma frequência de chopper na faixa de 16 KHz, tem-se:

$$t_{total} \cong \frac{1}{16 \times 10^3}$$

$$t_{total} \cong 63 \mu s$$

O t_{alta} é determinado em função do percentual de ciclo ativo desejado.

$$\eta_{ativo} = \frac{t_{alta}}{t_{total}}$$

No presente trabalho foram utilizados $\eta_{ativo} = 0,39$ e $\eta_{ativo} = 0,60$, valores limítrofes inferior e superior, respectivamente, fornecido no datasheet do fabricante, visto no Apêndice D.

Assim,

Para $\eta_{ativo} = 0,39$

$$t_{alta} = 0,39 \times 63 = 24,57 \mu s$$

E para $\eta_{ativo} = 0,60$

$$t_{alta} = 0,60 \times 63 = 37,8 \mu s$$

Em número de ciclos de máquina,

$$l_{0,39} = \frac{24,57}{0,2} \cong 123$$

$$l_{0,60} = \frac{37,8}{0,2} \cong 189$$

onde l representa o número de ciclos.

Para a confecção da tabela de t_{alta} é mais conveniente guardar esta informação em termos de número de *loops* que deverão ser executados para consumir este tempo. Como cada *loop* consome aproximadamente 3,6 ciclos de máquina, foi definida uma nova variável T_{alta} representando o número de *loops* a serem executados.

Assim,

$$(T_{alta})_{0,39} = 34$$

$$(T_{alta})_{0,60} = 53$$

Para finalizar, o bit inicial (LSB) guarda o sentido da corrente na fase. Assim, T_{alta} , é armazenado a partir do segundo bit, o que vale dizer que deve ser multiplicado por 2.

3.3

Programação dos Microcontroladores de Saída MIC2 e MIC4

Estes dois microcontroladores têm exatamente a mesma programação. Ambos geram uma onda quadrada de frequência fixa (~16 KHz) com o tempo de alta lido na porta de entrada. O fluxograma de sua programação é mostrado a seguir na figura 3.3.

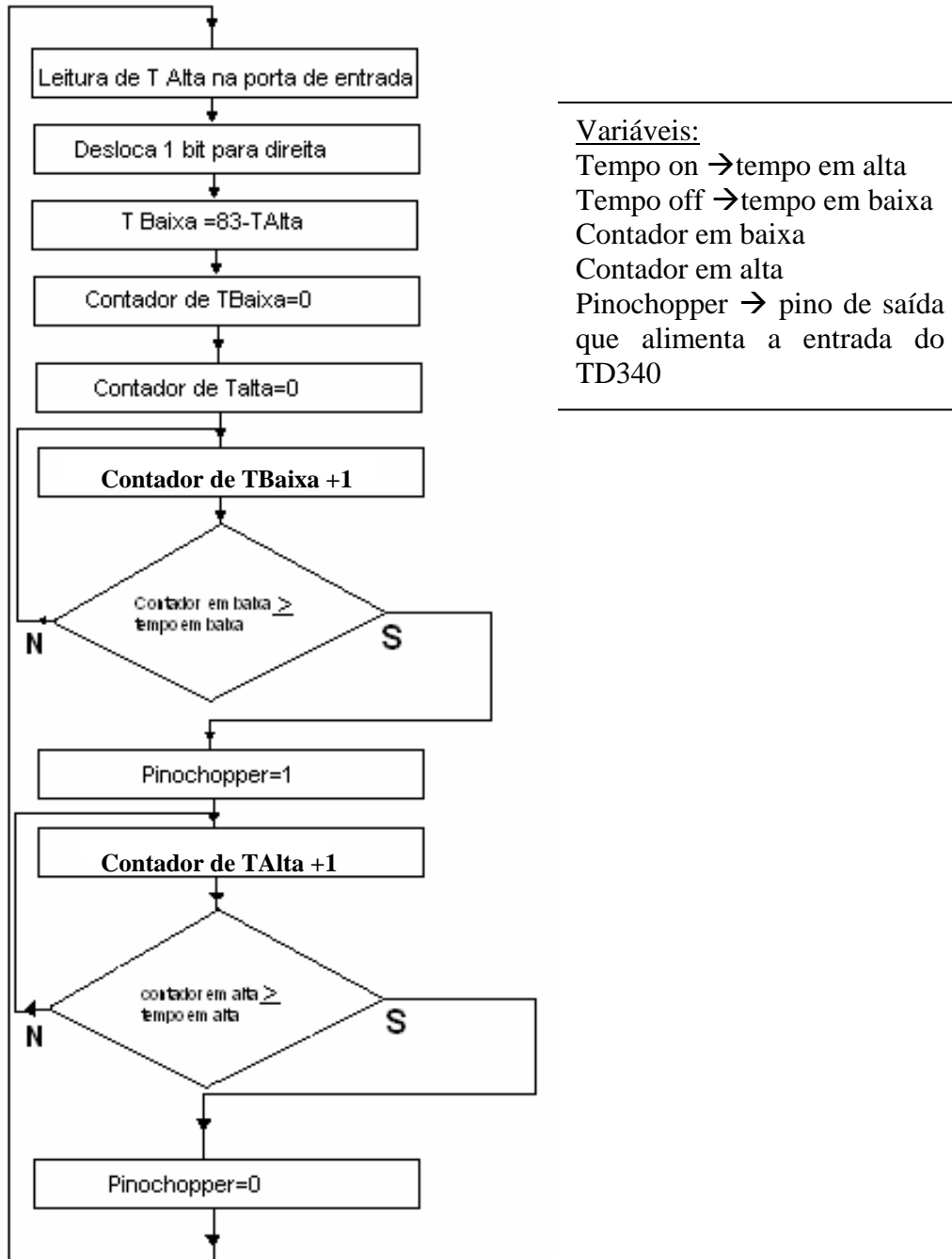


Figura 3.3: Fluxograma dos microcontroladores de saída

4

DESENVOLVIMENTO E MONTAGEM DOS TESTES EXPERIMENTAIS

Neste capítulo será discutida a montagem do experimento destinada ao levantamento das curvas torque x velocidade angular.

Os testes realizados visaram, primariamente, à avaliação da capacidade de geração de torque pelo conjunto acionamento-motor para diversas velocidades angulares. Como é sabido [LIMA97], esta informação é fundamental para o dimensionamento de qualquer projeto de automação que envolve motores de passo. Dessa forma, obteve-se uma avaliação experimental do acionamento desenvolvido verificando-se seus melhores e piores pontos. Além do levantamento das curvas de torque, buscou-se uma avaliação qualitativa da suavidade de rotação.

Os experimentos foram realizados em uma bancada e o material utilizado constou de:

- Motor de passo modelo 103-807-6341 da Sanyo Denk, bifásico;
- Protótipo do circuito eletrônico;
- Fonte estabilizada MPS 3006 da MINIPA, com saída variável;
- Osciloscópio MO-1250S da MINIPA;
- Multímetro;
- Notebook PC K6-2 com frequência de 550 MHz e 128 Mbytes de memória RAM.

A seguir, serão apresentadas a montagem das experiências e a descrição de cada um dos testes, na ordem em que foram realizados. Informações sobre os componentes utilizados na montagem das experiências encontram-se em anexo no Apêndice D e E.

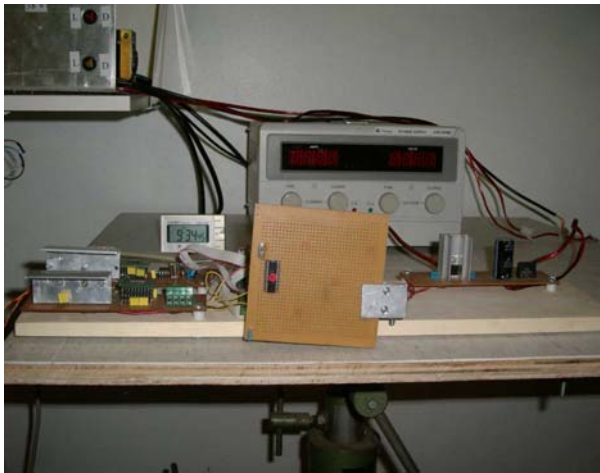
4.1

Montagem Experimental:

O motor de passo utilizado nos testes foi montado com eixo na horizontal. Uma polia com 4 cm de raio foi acoplada ao eixo para a produção do torque resistente mediante uma corda sustentando uma massa em sua ponta. As seqüências das figuras 4.1 e 4.2 mostram o arranjo experimental utilizado.



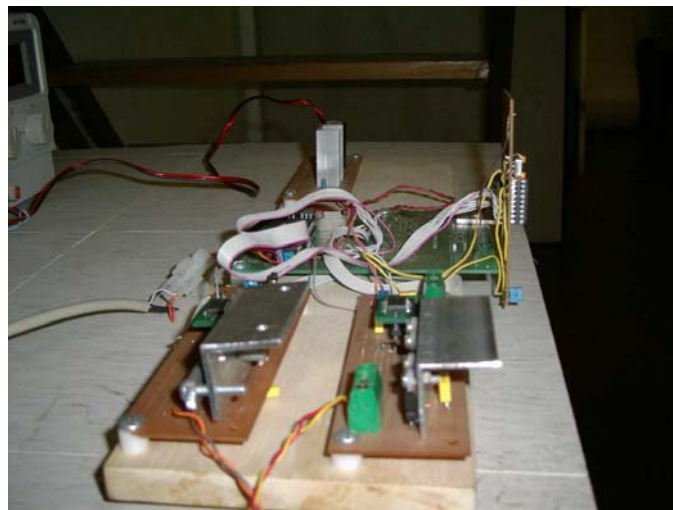
Figura 4.1: Fotografias (a) e (b) ilustrando a montagem do motor carregando uma massa antes do início de uma corrida. Em (c) são mostradas as massas utilizadas nos ensaios.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.2: (a), (b) e (c) ilustrando as vistas de frente, planta e perfil respectivamente da placa de acionamento

Em todas as experiências, a entrada foi programada para gerar 2,29 rotações, o que resulta num deslocamento linear ao longo do percurso. O valor d calculado abaixo indica a distância total percorrida.

$$d = 2 \times \pi \times NV \times r, \quad (4.1)$$

onde:

NV – número de voltas

r - raio da polia

Assim,

$$d = 2 \times \pi \times 2,29 \times 4 = 57,55 \text{ cm} \quad (4.2)$$

Para ter-se uma maior precisão na determinação da velocidade angular, o programa executa um movimento de vai-e-vem de 6 percursos para cima e para baixo. Assim, a distância angular total percorrida é:

$$\theta_{\text{total}} = 12 \times 2,29 = 27,48 \text{ revoluções} \quad (4.3)$$

A velocidade angular média $\bar{\omega}$, em rps, é dada por:

$$\bar{\omega} = \frac{\theta_{\text{total}}}{T} \quad (4.4)$$

onde:

T – é o tempo total do percurso

4.2

Avaliação do Torque

O torque resistente é dado de acordo com a figura 4.1 por:

$$\tau = r \cdot p \quad (4.5)$$

onde:

τ – torque resistente

r – raio da polia

p – força na corda

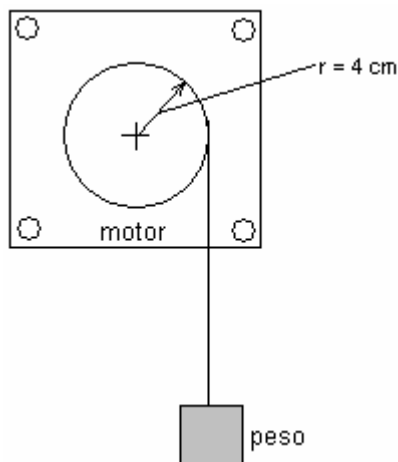


Figura 4.3: Diagrama de aplicação de peso para a geração do torque resistente

O cálculo de p é dado por:

$$p = m(g + a) \quad (4.6)$$

onde:

m – massa na ponta da corda

g – aceleração da gravidade

a – aceleração média durante a rampa de aceleração devido a inversão da velocidade

A aceleração média a é obtida conforme a demonstração seguinte:

$$a = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (4.7)$$

onde:

ΔV – variação da velocidade linear

Δt – tempo de duração da rampa de aceleração

Por outro lado,

$$\Delta V = V_{\text{subida}} - V_{\text{descida}} \quad (4.8)$$

$$V_{\text{subida}} = \pi \times \bar{\omega} \times r$$

$$V_{descida} = - \pi \times \bar{\omega} \times r$$

$$\Delta V = 2 \bar{\omega} \pi r \quad (4.9)$$

Substituindo (4.9) em (4.6), tem-se:

$$p = m \left(g + \frac{2 \bar{\omega} \pi r}{\Delta t} \right) \quad (4.10)$$

Considerando $\Delta t \approx 0,3$ segundos e $g = 9,8 \text{ m/s}^2$, tem-se, finalmente:

$$\tau = rm \left(g + \frac{2 \bar{\omega} r \pi}{\Delta t} \right) \quad (4.11)$$

$$\tau = n \cdot 4(9,8 + 0,27\pi \bar{\omega}) \quad (4.12)$$

onde:

τ – torque resistente em N.cm

m – massa em Kg

$\bar{\omega}$ - velocidade angular média em rps

Como mostrador para detectar a perda de passo, foi feito um traço na polia com continuidade na base do motor, conforme figura 4.4.

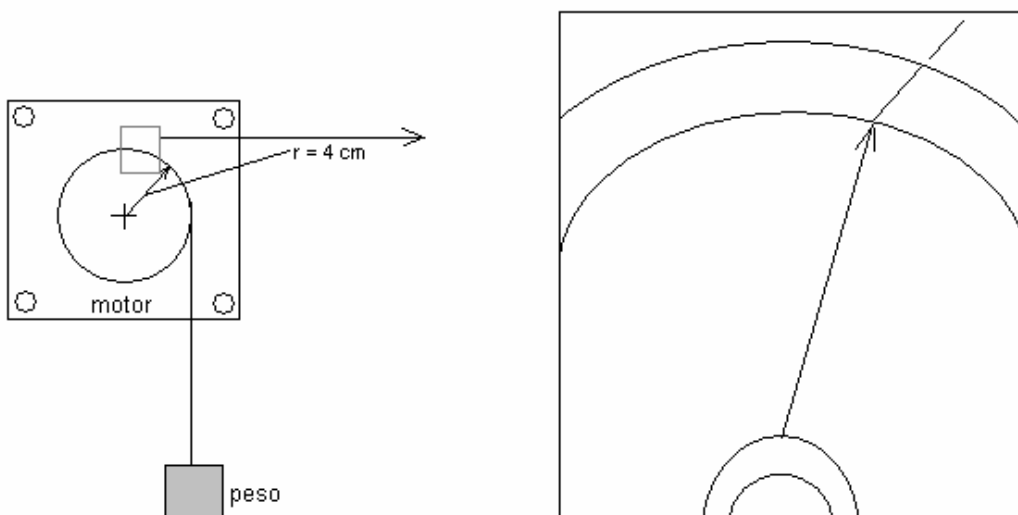


Figura 4.4: Vista do mostrador



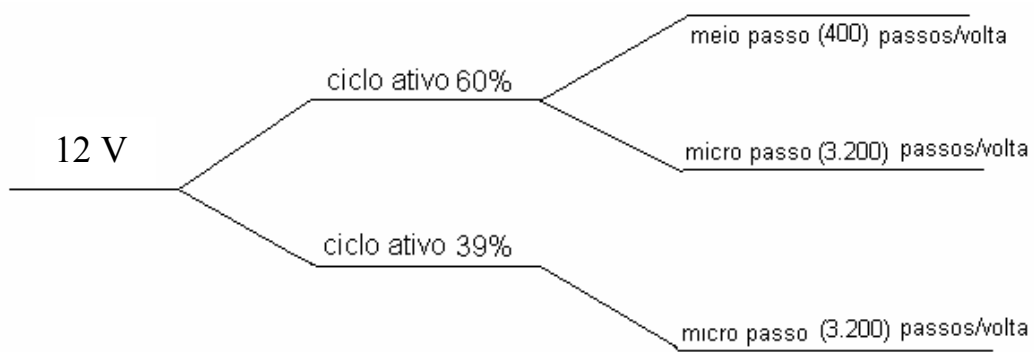
Figura 4.5: Fotografia ilustrando a montagem do motor carregando uma massa antes do início de uma corrida

Os testes foram executados de acordo com o seguinte procedimento: para cada carga, iniciava-se uma seqüência de corridas, elevando-se a velocidade de corrida para corrida. O teste era finalizado quando verificava-se a perda de passos. A seguir, iniciava-se um novo teste com nova carga, e assim por diante. Esse procedimento foi executado com o acionamento programado em meio passo e micropasso.

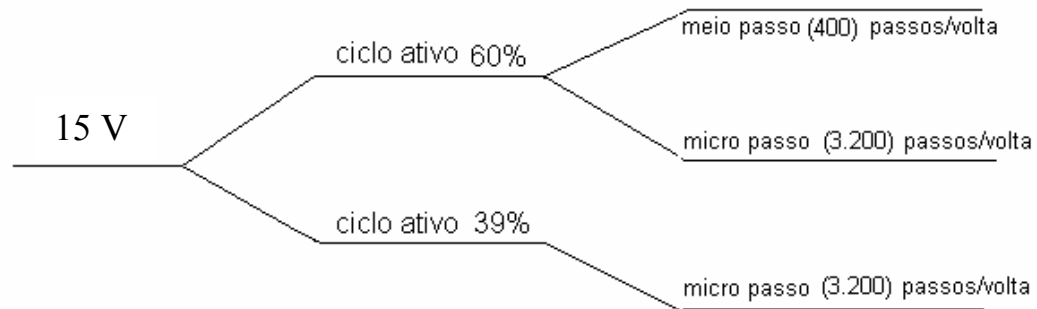
Cada corrida foi executada imprimindo-se 6 percursos alternados no sentido horário e sentido anti-horário. O tempo total de corrida era cronometrado para o cálculo da velocidade angular média de acordo com 4.4. Realizaram-se testes para dois níveis de ciclo ativo de 39% e 60%.

Abaixo é apresentado o mapa sintético de todas as experiências realizadas.

a) Testes com tensão de 12 V



b) Testes com tensão de 15 V



c) Testes com tensão de 18 V

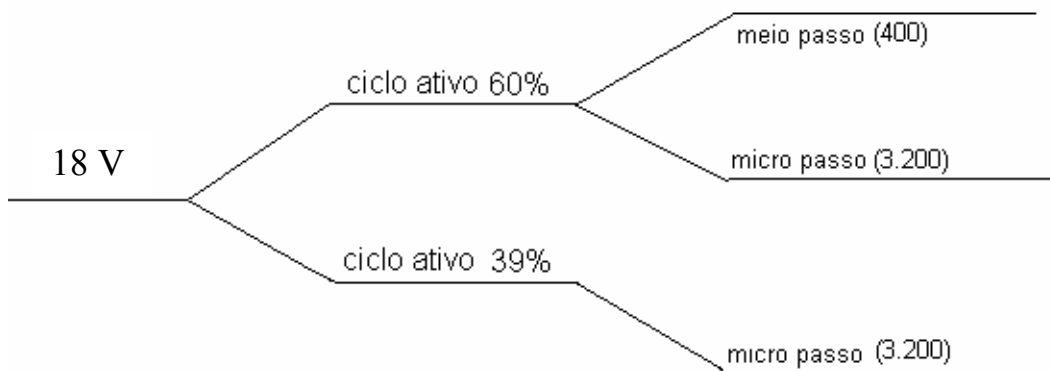


Figura 4.6: Árvore mostrando seqüência de experimentos realizados para 12 V, 15 V e 18 V

5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados dos diversos testes que serviram de base para a obtenção das curvas torque x velocidade angular.

A corrente elétrica média nas fases também foi medida e registrada utilizando o amperímetro da própria fonte.

O torque apresentado nas tabelas foi calculado segundo a expressão 4.12.

A partir da página seguinte encontram-se as tabelas que registraram os experimentos realizados. Os resultados das tabelas estão indicados nos gráficos.

Nas tabelas estão registrados os valores obtidos dos experimentos até o instante anterior a perda de passo. Os espaços na tabela que aparecem com um traço representam a falta de dados devido a perda de passo.

Quanto à análise dos gráficos, duas observações podem ser extraídas: a primeira informação é a de que os torques mais elevados são observados em ciclos ativos mais altos; a segunda é que os maiores torques ocorrem a velocidades menores.

O fato de haver menos torque em maiores velocidades é explicado pela corrente menor que passa a circular no motor, conforme observado nas tabelas, que mostra, experimentalmente, à medida que aumenta a velocidade o decréscimo da corrente média nas fases. O campo magnético induzido criado e aumentado pela maior velocidade de giro do rotor bloqueia essa corrente média nas fases.

À medida que se aumenta a tensão pouco se altera em relação ao torque e a velocidade angular. O aumento da tensão aplicada, até o limite de 18 Volts, dado em função do componente TD340, serve apenas para prolongar o limite final da velocidade angular.

5.1

Tabelas:

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rpm
0,275	10,99	OK	0,8	123	0,22
0,55	21,97	OK			
0,82	32,76	OK			
1,086	43,38	OK			
1,354	54,09	OK			
1,622	64,79	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rpm
0,275	11,01	OK	0,8	120	0,25
0,55	22,03	OK			
0,82	32,84	OK			
1,086	43,49	OK			
1,354	54,23	OK			
1,622	64,96	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rpm
0,275	11,03	OK	0,7	100	0,27
0,55	22,06	OK			
0,82	32,90	OK			
1,086	43,57	OK			
1,354	54,32	OK			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rpm
0,275	11,27	OK	0,27	52	0,53
0,55	22,55	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rpm
0,275	11,67	OK	0,1	29	0,95
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.1: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 12 V em meio passo, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,03	OK	0,7	76	0,27
0,55	22,06	OK			
0,82	32,90	OK			
1,086	43,57	OK			
1,354	54,32	OK			
1,622	65,07	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,27	OK	0,27	52	0,53
0,55	22,55	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,67	OK	0,18	29	0,95
0,55	23,33	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,89	OK	0,15	23	1,19
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.2: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 15 V em meio passo, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,27	OK	0,58	52	0,53
0,55	22,55	OK			
0,82	33,62	OK			
1,086	44,52	OK			
1,354	55,51	OK			
1,622	66,50	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,67	OK	0,25	29	0,95
0,55	23,33	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de Corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	rps
0,275	11,89	OK	0,23	23	1,19
0,55	23,78	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.3: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 18 V em meio passo, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	10,99	OK	1	123	0,22
0,55	21,97	OK			
0,82	32,76	OK			
1,086	43,38	OK			
1,354	54,09	OK			
1,622	64,79	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,01	OK	0,88	109	0,25
0,55	22,03	OK			
0,82	32,84	OK			
1,086	43,49	OK			
1,354	54,23	OK			
1,622	64,96	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	0,48	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	33,42	OK			
1,086	44,27	OK			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,33	47	0,58
0,55	22,64	OK			
0,82	33,76	OK			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,58	OK	0,19	32	0,86
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.4: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 12 V em micropasso, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	0,67	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	33,42	OK			
1,086	44,27	OK			
1,354	55,19	OK			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,49	47	0,58
0,55	22,64	OK			
0,82	33,76	OK			
1,086	44,71	OK			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,61	OK	0,27	31	0,89
0,55	23,22	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,85	OK	0,18	24	1,15
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.5: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 15 V em micropasso, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	0,9	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	33,42	OK			
1,086	44,27	OK			
1,354	55,19	OK			
1,622	66,11	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,65	47	0,58
0,55	22,64	OK			
0,82	33,76	OK			
1,086	44,71	OK			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,61	OK	0,37	31	0,89
0,55	23,22	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,85	OK	0,25	24	1,15
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.6: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 18 V em micropasso, ciclo ativo 60%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	10,99	OK	0,37	124	0,22
0,55	21,97	OK			
0,82	32,76	OK			
1,086	43,38	OK			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,02	OK	0,34	105	0,26
0,55	22,05	OK			
0,82	32,87	OK			
1,086	43,53	OK			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	0,17	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,12	47	0,58
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	--	--			
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.7: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 12 V em micropasso, ciclo ativo 39%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	10,99	OK	0,5	124	0,22
0,55	21,97	OK			
0,82	32,76	OK			
1,086	43,38	OK			
1,354	54,09	OK			
1,622	64,79	OK			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,02	OK	0,45	105	0,26
0,55	22,05	OK			
0,82	32,87	OK			
1,086	43,53	OK			
1,354	54,27	OK			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	0,23	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	33,42	OK			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,18	47	0,58
0,55	22,64	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,61	OK	0,1	31	0,89
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.8: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 15 V em micropasso, ciclo ativo 39%)

Carga	Torque	Status	Corrente	Tempo de corrida	ω
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,02	OK	0,45	105	0,26
0,55	22,05	OK			
0,82	32,87	OK			
1,086	43,53	OK			
1,354	54,27	OK			
1,622	--	--			
Carga Torque Status Corrente Tempo de corrida ω					
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,21	OK	25	60	0,46
0,55	22,42	OK			
0,82	33,42	OK			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga Torque Status Corrente Tempo de corrida ω					
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,32	OK	0,18	47	0,58
0,55	22,64	OK			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			
Carga Torque Status Corrente Tempo de corrida ω					
(Quilogramas)	(N.cm)		(Ampères)	(segundos)	(rps)
0,275	11,61	OK	0,1	31	0,89
0,55	--	--			
0,82	--	--			
1,086	--	--			
1,354	--	--			
1,622	--	--			

Tabela 5.9: Torque, Corrente e Tempo de Corrida (para uma tensão constante de 18 V em micropasso, ciclo ativo 39%)

Teste de Carga Estática – Ciclo Ativo de 39 %					
12 Volts		15 Volts		18 volts	
Carga	Corrente	Carga	Corrente	Carga	Corrente
1,60 Kg	0,58 A	1,87 Kg	0,73 A	2,14 Kg	0,86 A
Teste de Carga Estática – Ciclo Ativo de 60 %					
12 Volts		15 Volts		18 volts	
Carga	Corrente	Carga	Corrente	Carga	Corrente
3,18 Kg	1,35 A	3,70 Kg	1,76 A	3,97 Kg	2,17 A

Tabela 5.10: Tabela mostrando carga e corrente no teste de carga estática para ciclo ativo de 39 % e 60 %

5.2

Gráficos

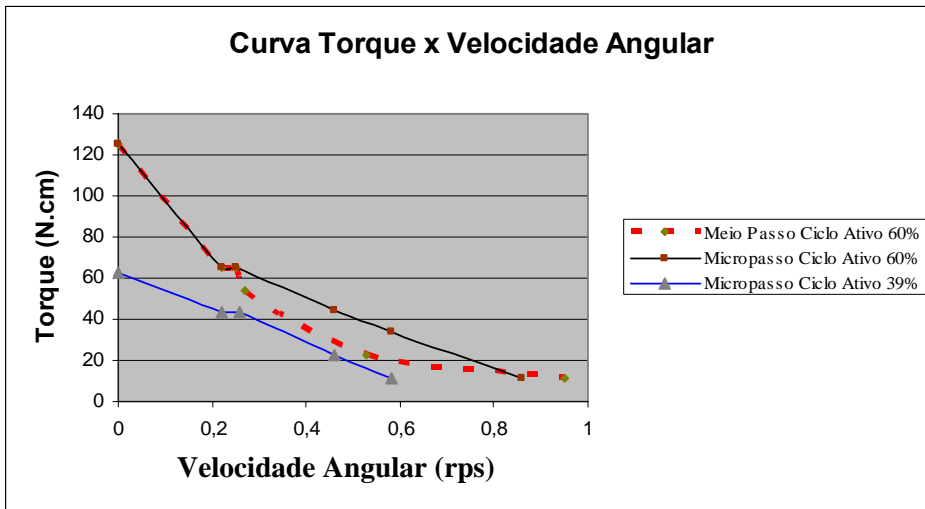


Figura 5.1: Curvas para tensão de 12 Volts, em meio passo e em micropasso

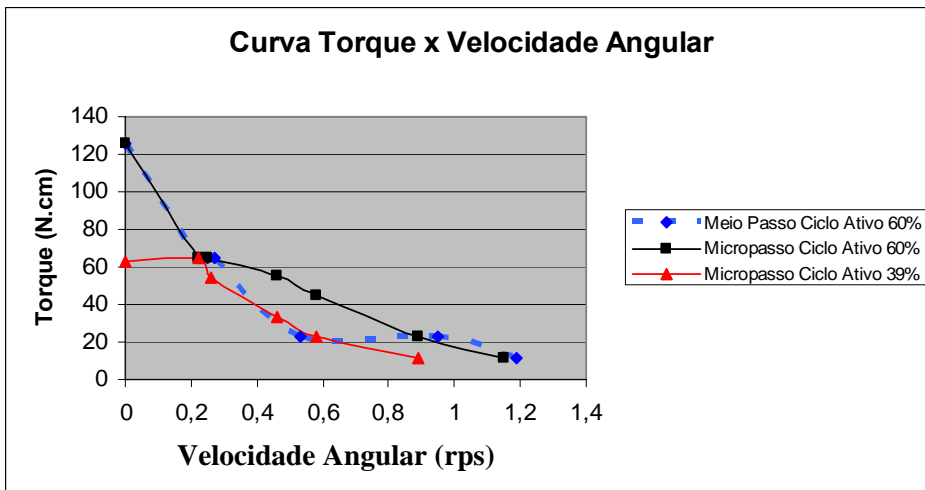


Figura 5.2: Curvas para tensão de 15 Volts, em meio passo e em micropasso

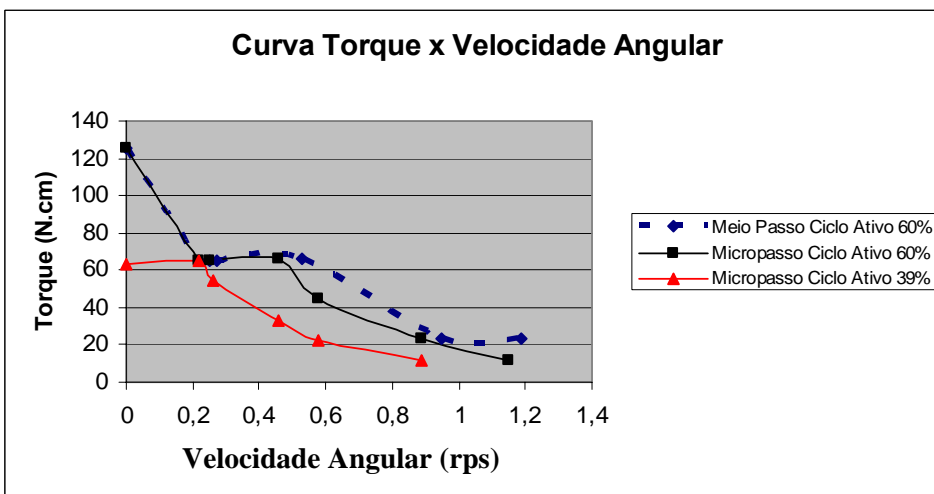


Figura 5.3: Curvas para tensão de 18 Volts, em meio passo e em micropasso

CONCLUSÕES

Uma análise dos resultados apresentados nos diversos testes mostra o bom desempenho da placa de acionamento para os valores de tensão compreendidos entre 12 V e 18 V, que usa a tecnologia do componente TD 340. Para aplicações que não requeiram altos valores de torque em altas velocidades de rotação, esses resultados indicam que os níveis atingidos são alentadores. Mesmo não sendo o trabalho orientado à atenuação da trepidação, os testes executados mostraram que a trepidação era baixa e não foi incrementada nessa nova concepção de acionamento. Aplicações típicas estariam relacionadas com automóveis, embarcações e robôs, podendo ser usado com sucesso em qualquer tipo de mecanismo, sob condição de carga dentro dos limites das curvas obtidas.

A frequência de *chopper* imposta na programação dos microcontroladores foi ajustada na faixa de 16 KHz, valores normalmente utilizados nesse tipo de acionamento [ST2003], pois produzem nível de ruído sonoro quase imperceptível.

A respeito dos resultados obtidos utilizando a nova tecnologia, pode-se notar que os níveis de torque são praticamente comparáveis com as curvas apresentadas nos catálogos dos motores de passo utilizando o acionamento de tecnologia convencional.

Cabe ressaltar que o acionamento desenvolvido resultou em menos componentes e uma construção bem mais compacta.

Entre as sugestões para pesquisas futuras, destacamos:

- a) Redução do ciclo ativo quando detectado que o motor está parado. Isto evitaria o aquecimento excessivo do mesmo numa situação em que não haja necessidade de torque muito elevado;
- b) Retomada da pesquisa no sentido da atenuação eletrônica da trepidação;
- c) Utilização do conceito de ciclo ativo prefixado com tensões mais elevadas. Nesse caso, os drivers de MOSFET TD340 deverão ser substituídos, pois estes têm sua operação limitada a 19 V.

A construção mais simples e o domínio dessa nova tecnologia abrem caminho para diminuir a tão ruim dependência tecnológica nessa área de automação industrial, que foi um de nossos principais objetivos desde o início deste trabalho.

Referências Bibliográficas

- [AMS2000] Advanced Micro Systems, INC, “**Stepper Motor System Basics**”, web site: <http://www.ams.com>. Acesso em 28 de março de 2004.
- [BART96] Bartels, Mel, “**Step Motors**”, <http://zebu.uoregon.edu/~mbartels/altaz.htm1#MOTORS> 1996.
- [FERR94] Ferreira, Cesar Gomes, Segenreich S.A., “**Motores de Passo: Técnica Anti-Ressonância**”, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, COPPE/UFRJ, Junho, 1994.
- [GOUV91] Gouvinhas, R. P., “**Desenvolvimento e Testes de Amortecedores para Motores de Passo**”, Tese de Mestrado, PUC/MEC, 1991.
- [IRF2000] International Rectifier, “**Half Bridge Driver**”, web site: <http://www.irf.com>. Acesso em 12 de abril de 2004.
- [LIMA97] Lima, R. V., “**Análise e Desenvolvimento Experimental de uma Placa de Acionamento em Micropasso**”, Tese de Mestrado, Programa de Engenharia Mecânica, Março de 1997.
- [SAX95] Sax h., “**Stepper Motors Driving**”, Applications Notes AN235/0788, SGS-Thompson, web site: www.sgs.com. Acesso em 15 de maio de 2004.
- [SEGE97] Segenreich, S.A., Lima, R.V., “**Análise e Desenvolvimento Experimental de um Acionamento em Micropasso**”, COBEM97, 1997, Bauru, SP, 8-12 de Dezembro.
- [SOUZ03] Souza, D. J., “**Desbravando o PIC**”, Editora Érica, 7^a edição, 2003.
- [ST2001] STMicroelectronics, “**H-Bridge Quad Power Mosfet Driver for DC Motor Control**”, web site: <http://www.st.com>. Acesso em 21 de julho de 2004.
- [ST2003] STMicroelectronics, “**DMOS Full Bridge Driver**”, web site: <http://www.st.com>. Acesso em 21 de julho de 2004.
- [VARG00] Vargas, J.M.P., “**Desenvolvimento e Testes de um Acionamento em Micropasso Utilizando Duas Tecnologias Distintas**”, Tese de Mestrado, DEM/PUC, 2000.

[USPO98] Nordquist et al, **“U.S. Patent Office”**, Patent number 5.847.535, December 8, 1998.

APÊNDICE

Os apêndices que se seguem se destinam a ajudar a compreensão dos circuitos eletrônicos, programas e experimentos implementados ao longo do trabalho, incluindo breve descrição do funcionamento dos dispositivos eletrônicos utilizados e folhas de dados (*datasheets*) dos dispositivos empregados.

O Apêndice A faz uma descrição dos motores de passo enquanto no Apêndice B temos informações de acionamentos do tipo “*chopper*”. O Apêndice C resume uma descrição técnica do motor Sanyo-Denk (modelo 103-807-6341) e o Apêndice D traz a descrição e especificações do CI TD 340. O Apêndice E encerra com a descrição e as especificações do microcontrolador PIC 16F628A.

Apêndice A - Motores de Passo

Apresenta-se, a seguir, uma típica curva torque x velocidade de um motor de passo. O cuidadoso exame da curva torque x velocidade angular é a chave para uma boa seleção de um motor de passo e do tipo de acionamento para uma aplicação específica. Aqui é importante salientar que essas características são fortemente dependentes do tipo de motor, do modo de excitação e do tipo de acionamento usado.

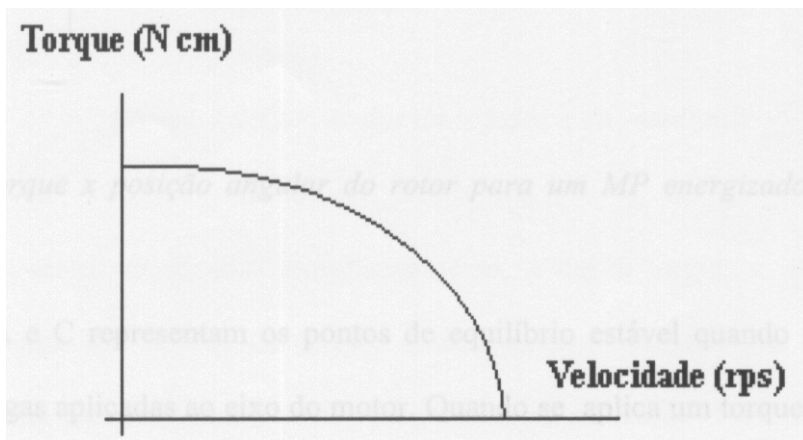


Figura A.1: Curva típica Torque X Velocidade

Estática e Dinâmica dos Motores de Passo

- Torque estático (*Holding Torque*): é o torque necessário para deslocar o rotor para uma nova posição de equilíbrio estável, quando o motor se encontra em repouso e com as fases energizadas. Esse torque mantém o eixo do motor na posição de detenção, segurando estaticamente a carga na posição desejada. Por isso, esse é um dos parâmetros mais importantes a ser quantizado.

Para um motor com resolução de θ graus por passo, o gráfico torque x deslocamento angular do rotor em relação a uma posição de equilíbrio estável, pode ser aproximado por uma senóide [ACAR85]. A forma real da curva depende da geometria dos pólos do rotor e estator e do tipo de acionamento

usado e é obtida experimentalmente. Para a maioria dos motores uma curva aproximada é mostrada abaixo.

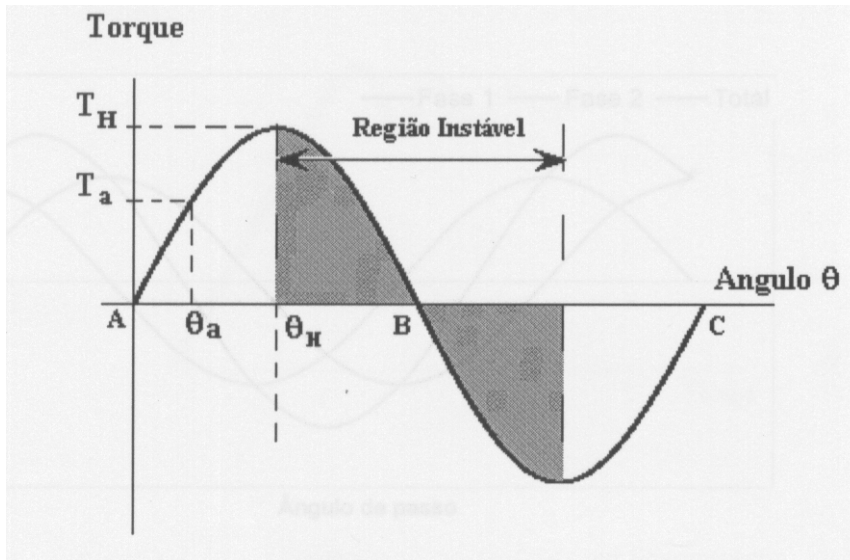


Figura A.2: Curva torque X posição angular do rotor para um MP energizado para uma mesma posição

As posições A e C representam os pontos de equilíbrio estável quando não se têm forças externas ou cargas aplicadas ao eixo do motor. Quando se aplica um torque externo T_a ao eixo do motor, este desloca-se até uma nova posição de equilíbrio θ_a . O ângulo θ_a representa um erro estático de posicionamento. Enquanto θ_a permanecer abaixo de θ_H o equilíbrio será estável. Na zona sombreada, encontram-se posições de equilíbrio instáveis que são proibidas para um funcionamento apropriado do motor, pois geram perda de passo.

Quando T_H é excedido, o motor entra na região instável, o ângulo do motor irá incrementar mesmo com o torque caindo, não mais recuperando a posição de equilíbrio original.

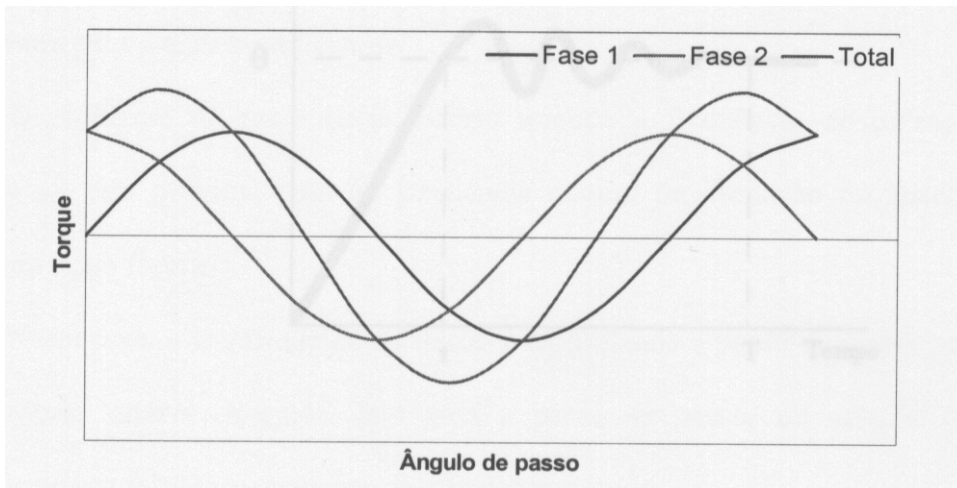


Figura A.3: curva das duas fases e da resultante

Se duas fases são energizadas simultaneamente, a curva torque x deslocamento angular equivale à soma das curvas de torque x deslocamento angular das duas fases, assumindo que nenhuma parte do circuito magnético entra em saturação. Para um motor de passo, as curvas são defasadas de θ graus e, se as correntes nas duas fases forem iguais, a amplitude da curva será igual a 1,414 vezes a amplitude das curvas componentes, como apresentado na figura A.3.

- Torque Dinâmico (Pull-Out Torque): é o torque disponível após o motor ter sido acelerado. Este torque é gerado em consequência de correntes induzidas nas fases devido ao movimento do rotor.

Idealmente, cada vez que o motor gira um passo, a nova posição de equilíbrio deveria ser alcançada instantaneamente sem erro ou oscilação. Na prática, entretanto, isto não ocorre devido a vários fatores como: inércia do rotor e da carga, constantes de tempo de magnetização, correntes autoinduzidas, etc.

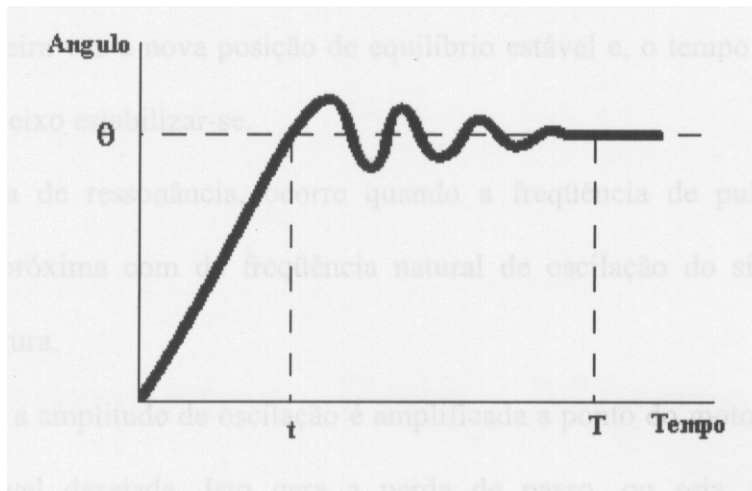


Figura A.4: Curva de resposta para um único passo

Assim, é improvável que o rotor estacione sem ultrapassar a nova posição de equilíbrio estável, havendo uma ultrapassagem ou “overshoot”. Quando isto ocorre, um torque restaurador tende a recuperar a posição de equilíbrio estável. Isso fará com que o rotor apresente um movimento oscilatório típico apresentado na figura A.4.

APÊNDICE B - Acionamentos do Tipo “Chopper”

Tipos de Acionamentos Utilizados

a) Acionamento em Meio Passo:

No acionamento em meio passo, o estator é energizado de acordo com a seqüência:

$1a2a \rightarrow 1a \rightarrow 2b1b \rightarrow 2b \rightarrow 1b2b \rightarrow 1b \rightarrow 1b2a \rightarrow 2a$, e o rotor passa de posição como segue: $1 \rightarrow 2 \rightarrow 3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow 6 \rightarrow 7 \rightarrow 8$. Como pode se observar, cada vez que uma fase é ligada ou desligada na seqüência correta, o motor se desloca até a metade do caminho para a posição de equilíbrio seguinte, por efeito do campo magnético resultante. Se ao mesmo tempo em que uma fase for desligada a outra fase for ligada, o motor percorrerá a outra metade do caminho, completando o passo inteiro. Dessa forma, o meio passo pode ser visto como a resolução mínima do motor em operação convencional.

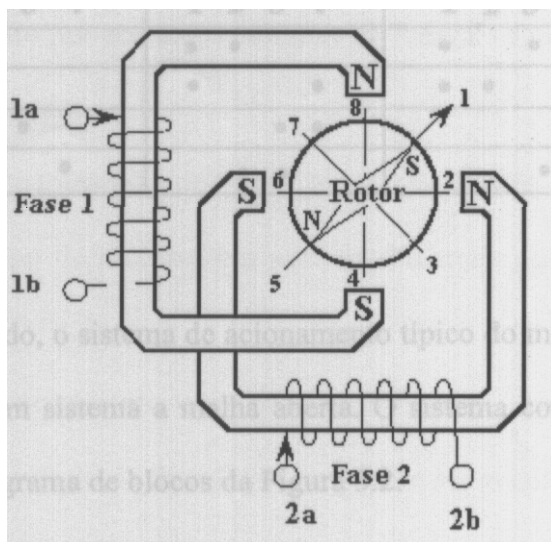


Figura B.1: Diagrama dos enrolamentos bipolares de um MP

A adoção do acionamento em meio passo tem como vantagem a possibilidade de se dobrar a resolução do motor. O fato de o motor estar girando

em passos menores também ajuda a reduzir o problema de vibrações, tornando o movimento mais suave.

Conforme foi explicado, o sistema de acionamento típico do motor de passo tem como característica principal de um sistema a malha aberta. O sistema completo é mostrado segundo o diagrama de blocos da figura B.2.

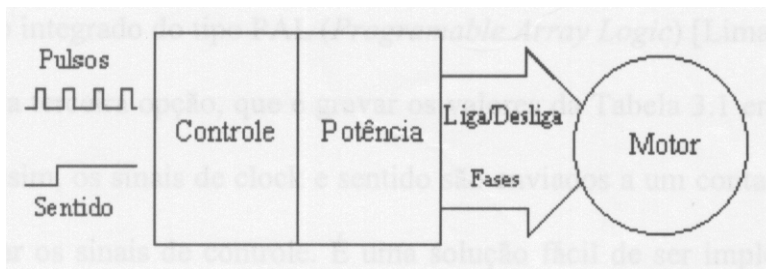


Figura B.2: Diagrama de blocos do sistema de acionamento

Como se pode observar na figura B.2, os sinais de entrada oriundos do microcomputador entram no microcontrolador (PIC) do circuito de acionamento através do PIC. O microcomputador e o PIC são os responsáveis por gerar os dois sinais para o motor, tanto o sinal de pulsos de posição quanto o de sentido de rotação. O primeiro resulta na execução de um passo a cada subida (ou descida) do pulso. O segundo informa o sentido de rotação desse passo, horário ou anti-horário, em função do nível lógico desse sinal. O circuito de acionamento consiste basicamente de dois microcontroladores PIC, um mosfet acionador TD 340 para controle de motor CC.

Em alguns circuitos a tensão é religada após certo intervalo de tempo. Nesse método, podem-se usar tensões de alimentação muito maiores que a tensão nominal do motor sem, no entanto, deixar que a corrente suba acima do limite desejado. Em [FERR94] tem-se uma boa introdução sobre circuitos chopperizados.

Para qualquer chopper ou largura de pulso, pode-se ter o ciclo de trabalho (Duty Cycle) η como a fração de cada ciclo em que a tensão fica ligada:

$$\eta = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}$$

Onde:

t_{off} : tempo em que o microcontrolador interrompe o ciclo;

t_{on} : tempo em que o microcontrolador mantém o ciclo ativo;

O valor de η dá uma boa medida da intensidade média da corrente do motor.

Uso de Modulação de Largura de Pulso (PWM)

A utilização de um circuito de limitação de corrente, que liga e desliga as tensões nas fases, é conhecida por *pulse width modulation* ou modulação de largura de pulso (PWM), que faz a corrente flutuar em torno do valor nominal desejado. A ação de ligar e desligar a tensão é conhecida como *chopping*. Convém mencionar que este tipo de controle de corrente tem sido usado tradicionalmente em motores de corrente contínua, sendo a sua utilização em motores de passo bem mais recente.

Basicamente, este circuito mantém ligada a tensão até a corrente ultrapassar seu valor nominal mais algum valor pré-fixado. Neste instante, a tensão é desligada fazendo cair a corrente. Quando a corrente cai abaixo do valor nominal, menos um outro valor pré-fixado, a tensão é religada, e novamente o processo se repete como mostra a figura B.3.

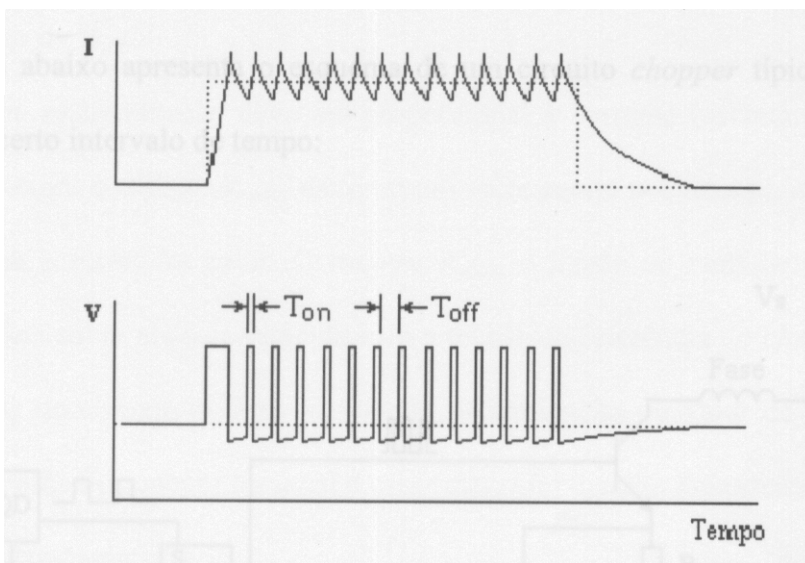
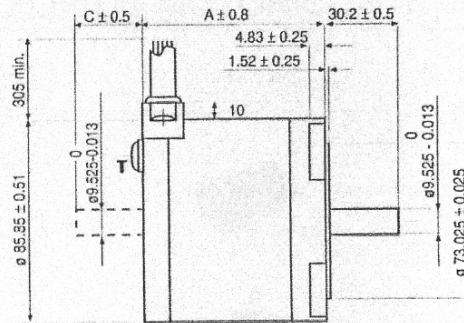
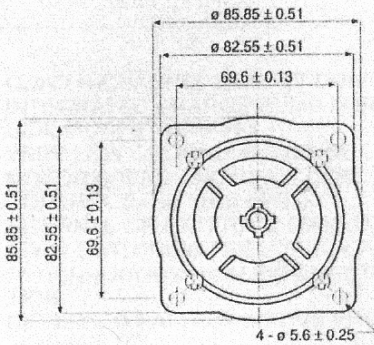


Figura B.3: Controle de corrente PWM

Apêndice C - Descrição Técnica do Motor Sanyo-Denk (modelo 103-807-6341)

SANYO DENKI
Step-Syn

103 - 807 SERIES



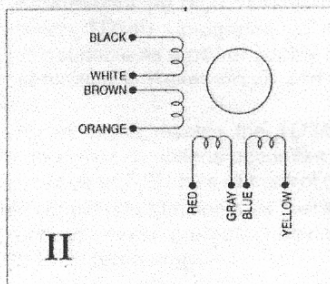
WIRES ARE HOUSED IN A VINYL TUBE.
T IS THE EARTH TERMINAL

MODEL	A	C
103 - 807 - 6241	61	
103 - 807 - 6341	61	
103 - 807 - 6311	61	28.5

CHARACTERISTICS

MODEL	103 - 807 - 6241	103 - 807 - 6341 (103 - 807 - 6311)
BASIC STEP ANGLE	1.8° ± 0.09°	1.8° ± 0.09°
BIPOLAR PARALLEL CURRENT (Amp)	2.7	4.3
UNIPOLAR CURRENT (Amp)	1.9	3.05
RESISTANCE (Ohm)	2.65	0.95
INDUCTANCE (mH)	8.2	3.8
BIPOLAR HOLDING TORQUE (Ncm)	170	170
UNIPOLAR HOLDING TORQUE (Ncm)	135	135
ROTOR INERTIA (Kgm ² × 10 ⁻⁷)	560	560
THEORETICAL ACCELERATION (rad × sec. ⁻²)	30000	30000
BACK E.M.F. (V/Krpm)	53	33
MASS (Kg)	1.4	1.4
PROTECTION DEGREE	IP43	IP43
LEADS CODE	II	II

Codes between brackets refer to double shaft model.



II

© RTA srl PAVIA - MC -05 - 01

Apêndice D - DESCRIÇÃO E ESPECIFICAÇÕES DO CI TD340



TD340

H-BRIDGE QUAD POWER MOSFET DRIVER FOR DC MOTOR CONTROL

- QUAD N-CHANNEL MOSFET DRIVE
- INTEGRATED CHARGE PUMP FOR HIGH SIDE MOSFET DRIVING
- VERY LOW GROUND EMI NOISE
- MOTOR SPEED AND DIRECTION CONTROL (LOW SIDE PWM)
- INTERNAL OR EXTERNAL PWM SOURCE
- 25kHz SWITCHING FREQUENCY ABILITY
- SYNCHRONOUS HIGH SIDE RECTIFICATION
- REVERSED BATTERY ACTIVE PROTECTION ABILITY
- INTEGRATED 5V POWER SUPPLY FOR MICROCONTROLLER
- INTEGRATED SECURITY CIRCUITS: UVLO, OVLO, WATCHDOG
- 60V MAX RATING

DESCRIPTION

The TD340 integrated circuit allows N-Channel Power Mosfets driving in a full H-bridge configuration and is best suited for DC Motor Control Applications. The four drivers outputs are designed to allow 25kHz MOSFET switching.

The speed and direction of the motor are to be set by two pins. Voltage across the motor is controlled by low side Pulse Width Modulation (PWM). This PWM feature can be made internally when the input pin is connected to an analog signal, or it can be given directly from a digital source.

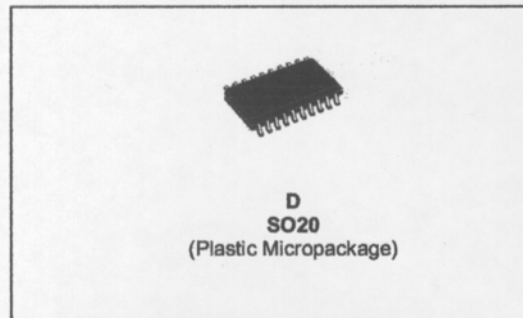
An internal charge pump allows proper upper MOS driving for full static operation (100% PWM). TD340 achieves very low EMI noise thanks to its balanced charge pump structure and its drivers moderate slew rate.

To avoid excessive heating due to free wheeling, appropriate synchronous rectification is achieved on the corresponding High Side MOSFET.

Moreover, TD340 integrates a 5V voltage regulator suitable as a power supply output for the microcontroller, a Reset circuit and a Watchdog circuit.

Security functions disable the TD340 (MOS off) when abnormal conditions occur like overvoltage, undervoltage or CPU loss of control (watchdog).

TD340 withstands transients as met in automotive field without special protection devices thanks to its 60V BCD technology.

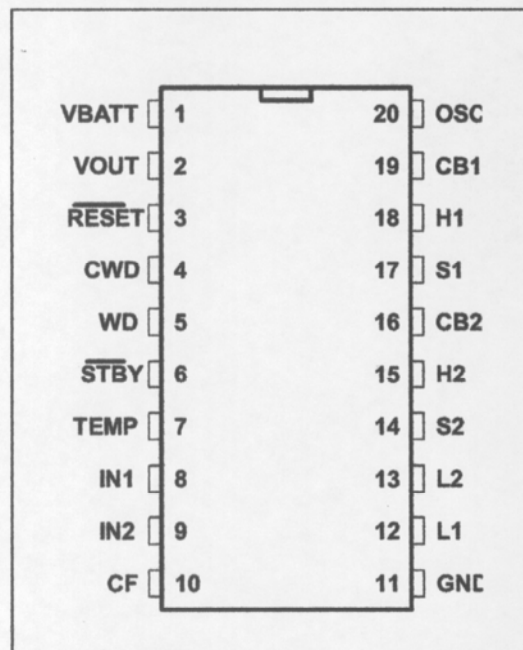


ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package
		D
TD340I	-40°C, +125°C	•

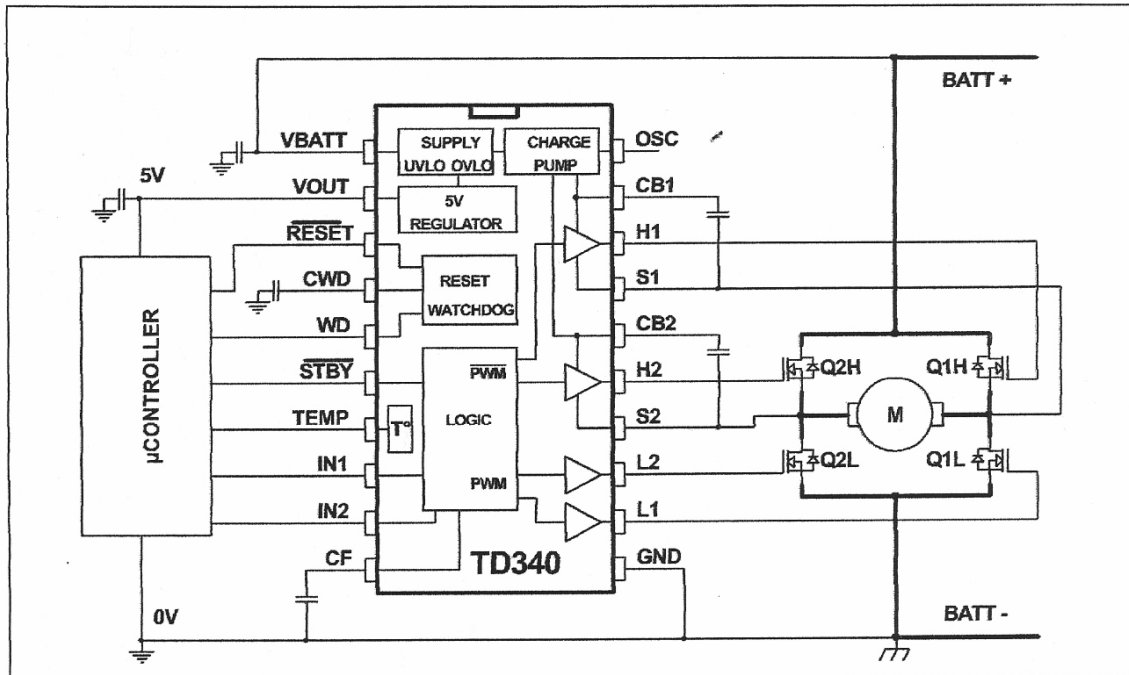
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)



TD340

SYSTEM AND INTERNAL BLOCK DIAGRAM



PIN DESCRIPTION

Name	Pin	Type	Function
VBATT	1	Power Input	Power Supply
GND	11	Ground	Ground
L1	12	Push Pull Output	Low Side Drive - Gate 1
L2	13	Push Pull Output	Low Side Drive - Gate 2
H1	18	Push Pull Output	High Side Drive - Gate 1
H2	15	Push Pull Output	High Side Drive - Gate 2
S1	17	Analog Input	High Side Drive - Source 1
S2	17	Analog Input	High Side Drive - Source 2
CB1	19	Analog Input	High Side Drive - Bootstrap Capacitor 1
CB2	16	Analog Input	High Side Drive - Bootstrap Capacitor 2
CF	10	Analog Input	External Capacitor to set the PWM Switching Frequency
IN1	8	Analog or Digital Input	Analog Level of PWM (0 to 100%) if CF connected to a capacitor, or PWM Signal if CF connected to ground
IN2	9	Digital Input	Direction to the Motor's Rotation
STBY	6	Digital Input	Standby Mode
TEMP	7	Analog Output	Analog Indicator of Temperature
VOUT	2	Power Output	Regulated Power Supply Output for the Microcontroller - 5V
RESET	3	Open Drain Output	Reset Signal for the Microcontroller
WD	5	Digital Input	Watchdog Signal from the Microcontroller
CWD	4	Analog Input	External Capacitor to set Watchdog Timeout
OSC	20	Digital Output	Oscillator Output

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{Batt}	Positive Supply Voltage - Note 1	60	V
P_d	Power Dissipation	500	mW
T_{stg}	Storage Temperature	-55 to +150	°C
ESD	Electrostatic Discharge	2	kV
$V_{digital}$	Voltage on pins: IN1, IN2, STBY, WD, CWD, CF, TEMP, VOUT, RESET	-0.3 to 7	V
$V_{lowgate}$	Voltage on pins: L1, L2	-0.3 to 15	V
V_{power}	Voltage on pins: H1, H2, S1, S2, CB1, CB2 - Note 2	-0.3 to 60	V
V_{osc}	Voltage on pin OSC	$V_{batt}-6.5$ to V_{batt}	V
T_j	Maximum Junction Temperature	150	°C
R_{thja}	Thermal Resistance Junction-Ambient	85	°C/W

Notes:

1. The duration of the 60V voltage must be limited to 1 second if current is drained from the Vout regulator. Supply voltage in steady state must be limited to ensure that dissipation rating is not exceeded.
2. The magnitude of input and output voltages must never exceed $V_{batt}+0.3V$ or 60V, whichever is less, except for H1 and H2: $V_{batt}+15V$ or 60V, whichever is less.

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{batt}	Positive Supply Voltage	6.5 to 18.5	V
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	-40 to +125	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICSV_{batt}= 12V, T_{amb}=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
I _{CC}	Total Supply Current	T=25°C -40°C < T < 125°C		4.5 5	7 10	mA mA
I _{stby}	Supply Current in Standby Mode	T=25°C -40°C < T < 125°C		340	500 550	μA μA
Standby _H	STDBY Pin Voltage for Standby OFF		0.8			V
Standby _L	STDBY Pin Voltage for Standby ON				2	V
UVLO	Under Voltage Lockout - when V _{batt} <UVLO all buffer outputs are low	V _{batt} decreasing Hyst. = 100mV typ.	5.8	6.2	6.5	V
OVLO	Under Voltage Lockout - when V _{batt} >OVLO all buffer outputs are low	V _{batt} decreasing Hyst. = 300mV	18.5	20	21.5	V
DRIVERS - Cbootstrap=47nF						
V _{gs}	Static Gate-Source High Side Mosfet Voltage (charge pump)	No Bootstrap Cap	8	11	15	V
V _{gsd}	Dynamic Gate-Source High Side Mosfet Voltage (bootstrap)			9		V
Freq	Switching Frequency of PWM	C _f = 270pF	20	25	30	kHz
t _d	Dead Time for secure Synchronous Rectification	C _f =270pF, IN1=2.4V No Load Cload=4nF	2.1	2.8 1.5	3.5	μs μs
I _{outl}	Output Current Capability - Low Side Source	T=25°C -40°C < T < 125°C	30 25	50 50	100 100	mA mA
	Sink	T=25°C -40°C < T < 125°C	60 50	100 100	150 150	mA mA
I _{outh}	Output Current Capability - High Side Source	T=25°C -40°C < T < 125°C	30 25	50 50	100 100	mA mA
	Sink	T=25°C -40°C < T < 125°C	60 50	100 100	150 150	mA mA
OSCILLATOR - R_{osc}=5.6k - Note 1						
F _{osc}	Frequency of internal Step up converter Oscillator	T=25°C -40°C < T < 125°C	0.6 0.5	1 1	1.4 1.5	MHz MHz
V _{osc}	Oscillator Swing	V _{batt} = 12V	6.25		12	V
		V _{batt} = 9V	6.25		12	V
		V _{batt} > UVLO	5.1		12.5	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)V_{batt}= 12V, T_{amb}=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
VOLTAGE REGULATOR - Co=220nF - note 2						
V _{out}	Output Voltage	I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C	4.6	5	5.4	V
			4.5	5	5.5	V
Line Reg	Line Regulation	6V < V _{batt} < 16V, I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			85 130	mV mV
Load Reg	Load Regulation	0 ≤ I _o ≤ 20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			40 60	mV mV
I _o	Maximum Output Current	V _{batt} = 12V, T=25°C 6V < V _{batt} < 16V, -40°C < T < 125°C	20	40		mA mA
I _{os}	Output Current Short Circuit	V _{out} =0		100	200	mA
RESET SUPERVISORY CIRCUIT - note 3						
V _{thi}	Threshold Voltage V _{out} Increasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	4.0	4.3	4.5	V
			3.9		4.6	V
V _{thd}	Threshold Voltage V _{out} Decreasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	3.9	4.2	4.4	V
			3.8		4.5	V
k _i	Linearity coefficient (V _{thi} = k _i V _{out})			0.86		
k _d	Linearity coefficient (V _{thd} = k _d V _{out})			0.84		
V _{hys}	Hysteresis Threshold Voltage		50	100	200	mV
t _{phl}	Response Time High to Low			5		μs
WATCHDOG CIRCUIT						
t _{wd}	Watchdog Time Out Period	No ext. capacitor C _{wd} = 47nF - note 4	0.5	1	2	ms
			0.7	1	1.5	s
t _{ipw}	Watchdog Input Pulse Width for Proper Retrigger		0.1			μs
t _{ipr}	Watchdog Input Rise Time for Proper Retrigger				0.1	μs
t _{reset}	Reset Pulse Width		10	20	40	μs
TEMPERATURE OUTPUT						
V _T	Output Voltage	T= 25°C	2.58	2.68	2.78	V
ΔV _T	Output Temperature Drift		-7	-7.5	-7.8	mV/°C

Notes :

- For proper operation, a 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND.
- 220nF is the optimized value for the voltage regulator
- The reset thresholds (V_{out} increasing and decreasing) are proportional to V_{out}, (coefficients k_i and k_d). k_i and k_d vary in the same direction with temperature.
- Watchdog capacitor C_{wd} should be placed as close as possible to CWD pin.

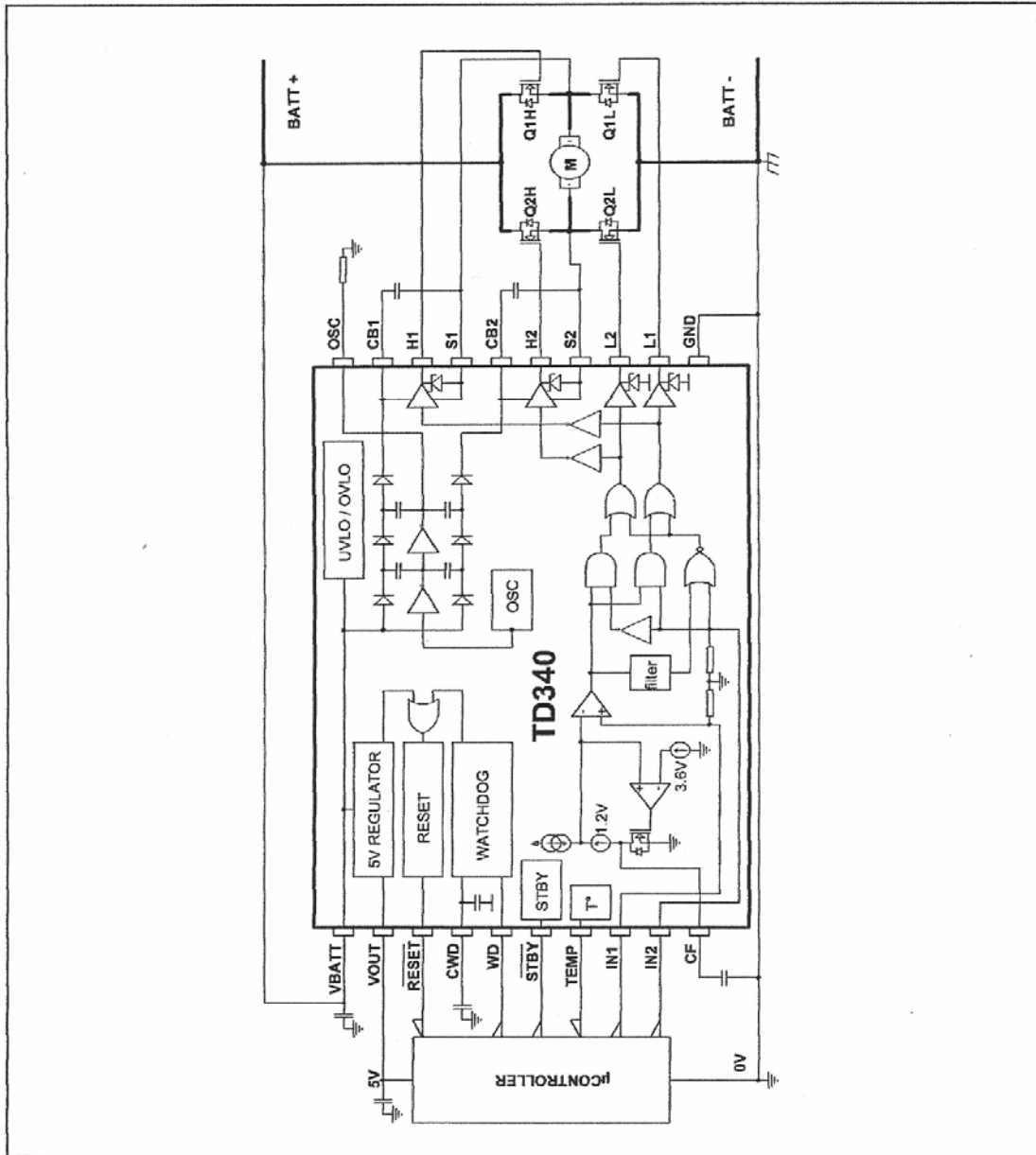
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)V_{batt}= 12V, T_{amb}=-40°C to 125°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
VOLTAGE REGULATOR - Co=220nF - note 2						
V _{out}	Output Voltage	I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C	4.6 4.5	5 5	5.4 5.5	V V
Line Reg	Line Regulation	6V < V _{batt} < 16V, I _o =20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			85 130	mV mV
Load Reg	Load Regulation	0 ≤ I _o ≤ 20mA T=25°C -40°C < T < 125°C			40 60	mV mV
I _o	Maximum Output Current	V _{batt} = 12V, T=25°C 6V < V _{batt} < 16V, -40°C < T < 125°C	20	40		mA mA
I _{os}	Output Current Short Circuit	V _{out} =0		100	200	mA
RESET SUPERVISORY CIRCUIT - note 3						
V _{thi}	Threshold Voltage V _{out} Increasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	4.0 3.9	4.3	4.5 4.6	V V
V _{thd}	Threshold Voltage V _{out} Decreasing	T=25°C -40°C < T < 125°C	3.9 3.8	4.2	4.4 4.5	V V
k _i	Linearity coefficient (V _{thi} = k _i V _{out})			0.86		
k _d	Linearity coefficient (V _{thd} = k _d V _{out})			0.84		
V _{hys}	Hysteresis Threshold Voltage		50	100	200	mV
t _{phl}	Response Time High to Low			5		μs
WATCHDOG CIRCUIT						
t _{wd}	Watchdog Time Out Period	No ext. capacitor C _{wd} = 47nF - note 4	0.5 0.7	1 1	2 1.5	ms s
t _{ipw}	Watchdog Input Pulse Width for Proper Retrigger		0.1			μs
t _{ipr}	Watchdog Input Rise Time for Proper Retrigger				0.1	μs
t _{reset}	Reset Pulse Width		10	20	40	μs
TEMPERATURE OUTPUT						
V _T	Output Voltage	T= 25°C	2.58	2.68	2.78	V
ΔV _T	Output Temperature Drift		-7	-7.5	-7.8	mV/°C

Notes :

- For proper operation, a 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND.
- 220nF is the optimized value for the voltage regulator
- The reset thresholds (V_{out} increasing and decreasing) are proportional to V_{out}, (coefficients k_i and k_d). k_i and k_d vary in the same direction with temperature.
- Watchdog capacitor C_{wd} should be placed as close as possible to CWD pin.

INTERNAL ELECTRICAL SCHEMATIC AND APPLICATION ENVIRONMENT



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Speed and Direction Control:

The TD340 IC provides the necessary interface between an H-Bridge DC-Motor Control configuration and a micro controller. The speed and direction are given by two input signals coming from the microprocessor.

Speed Control:

Speed control is achieved by Pulse Width Modulation (PWM).

The TD340 provides an internal PWM generator, but can accept an external PWM waveform.

IN1 can accept two different types of inputs:

- an analog input between 0 and 5V (CF must be connected to set the PWM frequency) gives an analog value of the Internal PWM duty cycle

- a digital input (CF must be grounded) gives directly the PWM

Figure 1 represents the Duty Cycle curve versus the IN1 analog voltage.

Figure 2 shows how to use the TD340 with an analog input or a digital input.

The speed control (or duty cycle) is achieved by the Low Side Drivers which impose the PWM function while the cross-corresponding High Side MOSFETS is kept fully ON.

Direction Control:

IN2 accepts a digital value of the rotation direction.

Brake mode:

Brake mode is achieved by a zero level on the IN1 input.

The IN2 input selects low side or high side braking.

Brake mode is activated when the IN1 is at zero volt level for more than 200 us.

Figure 1 : Duty Cycle versus IN1 voltage

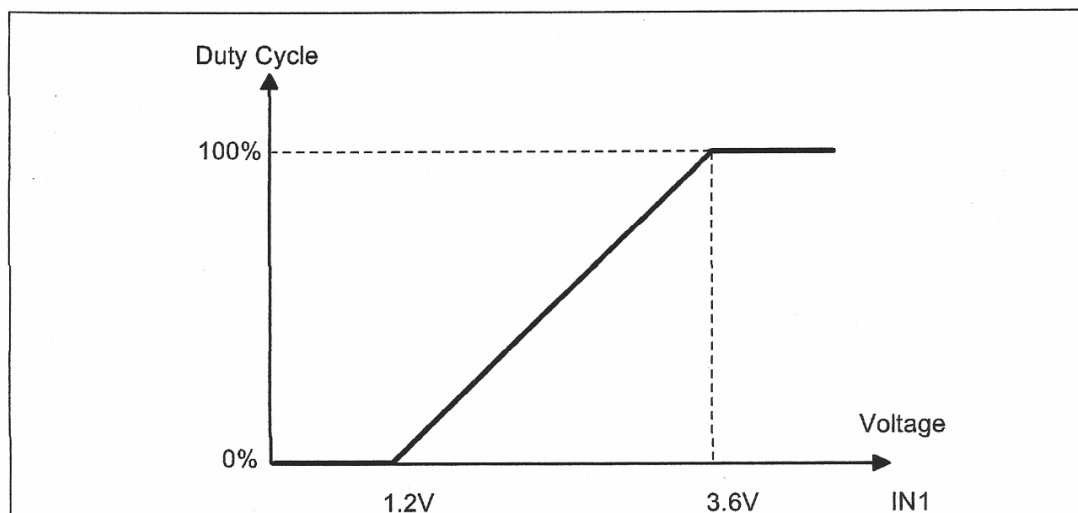
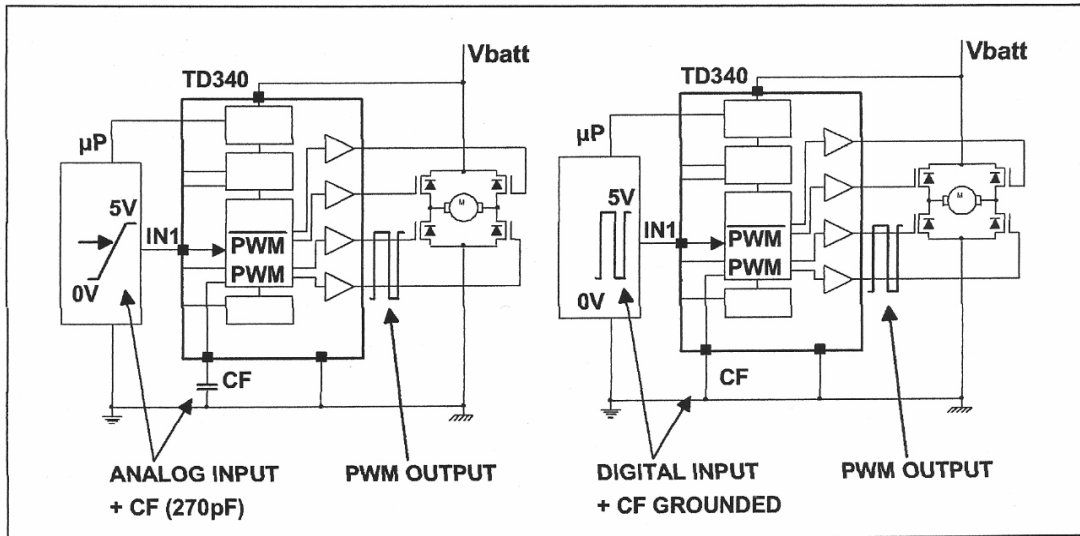


Figure 2 : PWM Analog and Digital Modes



Active (synchronous) rectification for free-wheel current

A motor is an inductive load. When driven in PWM mode, motor current is switched on and off at the 25kHz frequency. When the MOS is switched off, current can not instantaneously drop to zero, a so-called "free-wheel" current arises in the same direction than the power current. A path for this current must be provided, otherwise high voltage could arise and destroy the component. The classical way to handle this situation is to connect a diode in an anti-parallel configuration regarding to the MOS, so that current can continue to flow through this diode, and finally vanishes by the means of ohmic dissipation, mainly in the diode due to its 0.8V direct voltage. For high currents, dissipation can be an important issue (eg: $10A \times 0.8V$ makes 8 W!). Furthermore, high speed diodes have to be used, and are expensive.

A more efficient way to handle this problem is to use the high side MOS as a synchronous rectifier. In this mode, the upper MOS is switched ON when the lower one is switched OFF, and carries the free-wheel current with much lower ohmic dissipation. Advantages are : one expensive component less (the fast power diode), and more reliability due to the lower dissipation level.

However, we have to take care not to drive the two MOS simultaneously. To avoid transient problems when the MOS are switched, a deadtime is inserted between the opening of one MOS, and the closing of the other one. In the TD340 device, the deadtime is fixed to about 2.5 microseconds. This value is the time between the commands of the gate drivers, not the deadtime between the actual MOS states because of the rising and falling times of the gate voltages (due to capacitance), and the MOS characteristics. The actual value of the deadtime for a typical configuration is about 1.5 microseconds.

Figure 3 shows the synchronous rectification principle

Table 1 summarizes the status of the Mosfets (and the speed and direction of the motor) according to the Inputs (IN1 and IN2) status in analog and logic modes.

Figure 3 : Synchronous Rectification Principle

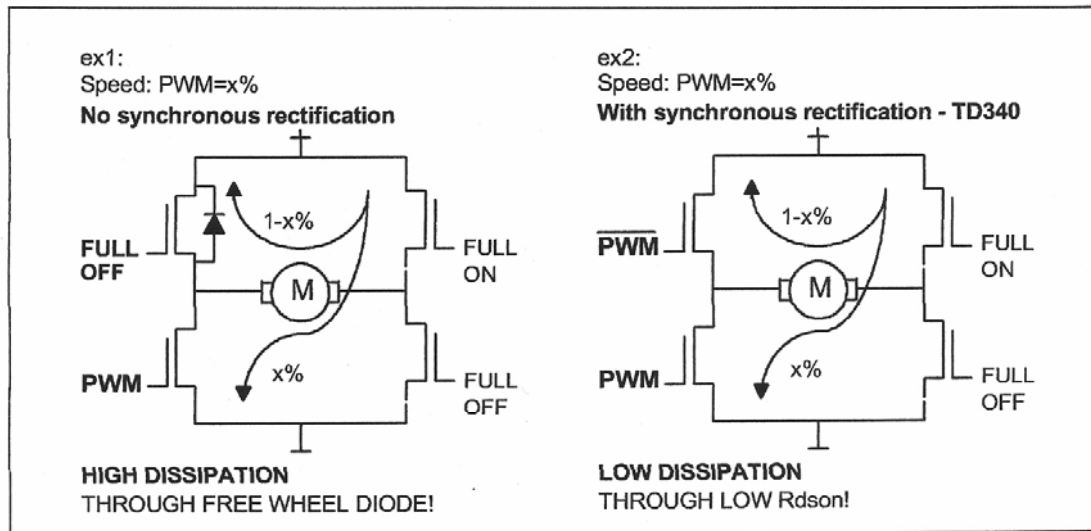


Table 1 : Function Table in Digital and Analog Modes

Stby State	Disable State	IN1 (V)		IN2 (V)	Mofets Status				Comments
		digital	analog		Q1L	Q1H	Q2L	Q2H	
1	X	X	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF	Motor Off in Standby Mode
X	1	X	X	X	OFF	OFF	OFF	OFF	Motor Off in Disable Mode
0	0	0 idle	0 to 1.2	0	ON	OFF	ON	OFF	Motor Brake Low
0	0	0 idle	0 to 1.2	5	OFF	ON	OFF	ON	Motor Brake High
0	0	PWM	1.2 to 3.6	0	OFF	ON	PWM	!PWM	Motor x% Forward
0	0	PWM	1.2 to 3.6	5	PWM	!PWM	OFF	ON	Motor x% Backward
0	0	5 idle	3.6 to 5	0	OFF	ON	ON	OFF	Motor 100% Forward
0	0	5 idle	3.6 to 5	5	ON	OFF	OFF	ON	Motor 100% Backward

Notes:

- Standby state is active when STBY pin is pulled low
- Disable state is active when one of the following conditions is met: UVLO, OVLO, Reset, Watchdog Timeout.

MOS drivers

Output drivers are designed to drive MOS with gate capacitance of up to 4 nF. A small resistor in serial with gate input is recommended to prevent spurious oscillations due to parasitic inductance in conjunction with gate capacitance. Typical value of these resistors are from 10 to 100 ohms, depending on the MOS characteristics.

Charge pump

To drive the high side MOS, the TD340 has to provide a voltage of about 10V higher than the power supply voltage. The TD340 provides an internal charge pump which acts as a voltage tripling generator clamped to 12V and allows the output of correct gate voltage with power voltage level as low as 6.5V. Its double balanced structure ensures low EMI Ground Noise. The internal charge pump is used to achieve correct voltage level at startup or static states.

An 5.6k resistor needs to be connected between OSC and GND for proper operation.

Bootstrap capacitors

To achieve dynamic driving up to 25kHz, it is necessary to support the internal charge pump with bootstrap capacitors.

Bootstrap capacitors are charged from Vbat when the lower MOS is ON. When the lower MOS is switched off and the upper one is switched ON, the bootstrap capacitor provides the necessary current to the driver in order to charge the gate capacitor to the right voltage level.

A design rule to select the bootstrap capacitor value is to choose ten times the gate capacitance.

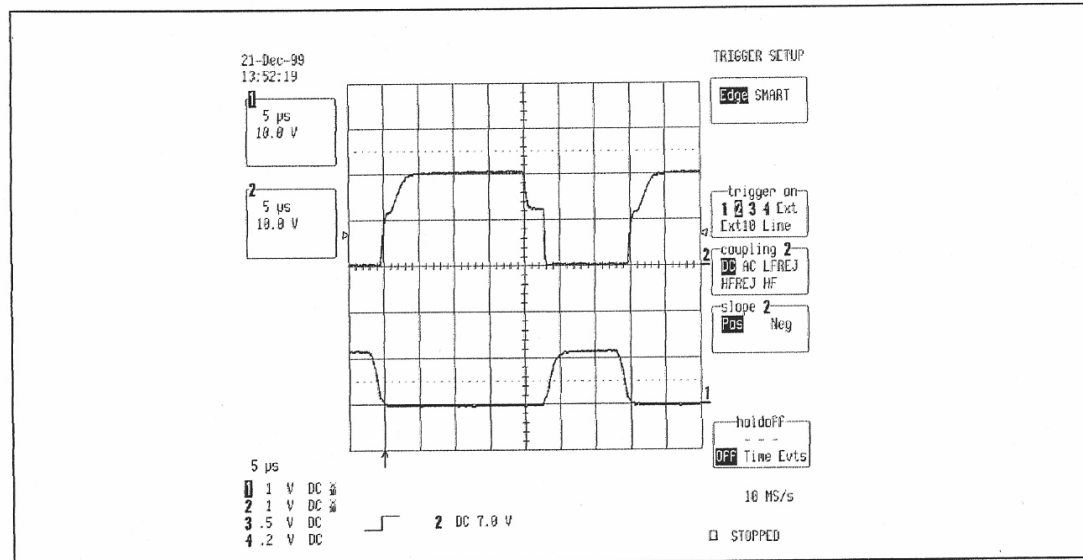
For example, MOS with 4 nF gate capacitance will require bootstrap capacitors of about 47nF.

MOS gate discharge

The high side MOS are switched off with internal Gate to Source discharge (not Gate to Ground discharge) to prevent the Gates from negative transient voltages.

Figure 4 : Typical waveforms on low and high side MOS gates.

Upper trace : High side MOS gate
Lower trace : Low side MOS gate



Reversed battery active protection

In full H-bridge configuration, there is a risk in case of power voltage reversal due to the intrinsic diodes inside the MOS. A passive protection solution is to wire a diode between the H-bridge and the power supply. Disadvantages are voltage drop and power dissipation.

The TD340 provides support for reversed battery active protection.

An oscillator OSC output is available to allow proper command of a 5th MOS connected upside down.

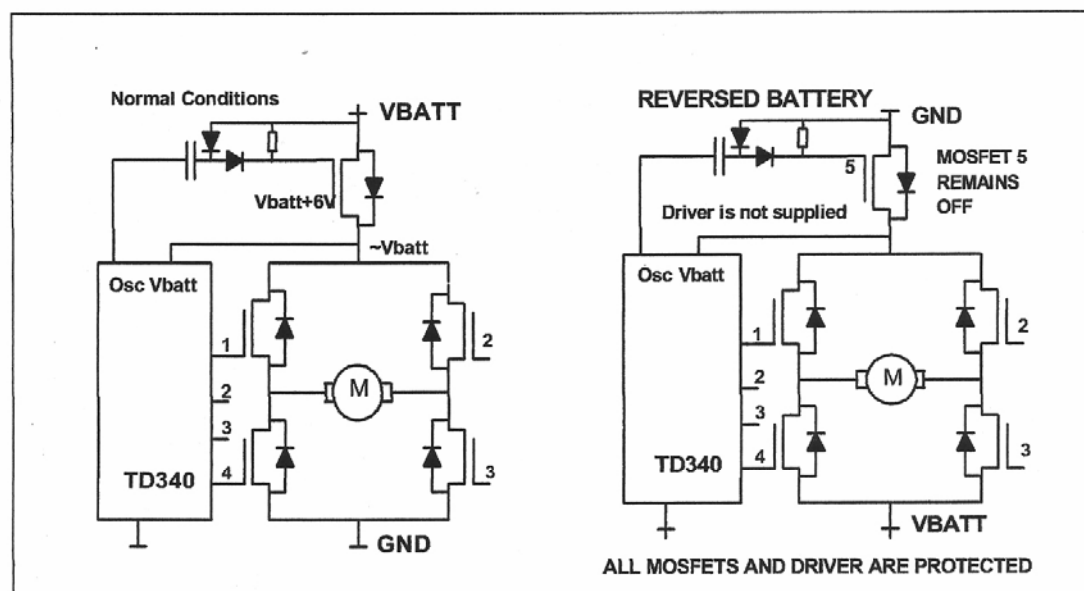
The MOS must have low threshold voltage because the oscillator output swing is about 6.5V.

In normal conditions, the MOS intrinsic diode supplies power to the driver at startup. When the TD340 is started, the OSC output enables the MOS to switch on, providing lower voltage drop and lower power dissipation.

In case of reversed battery, the 5th MOS remains off, and no dangerous voltages can reach the driver nor the power MOS.

The OSC oscillator can only supply a few mA. It must be loaded with a large impedance, typically 100pF and 680k.

Figure 5 : Reversed Battery Active Protection Principle



UVLO and OVLO protections

The TD340 includes protections against overvoltage and undervoltage conditions.

Overvoltage is dangerous for the MOS and for the load due to possible excessive currents and power dissipation.

Undervoltage is dangerous because MOS driving is no more reliable. MOS could be in linear mode with high ohmic dissipation.

TD340 Under Voltage LockOut and Over Voltage LockOut features protect the system from no operational power voltage. UVLO and OVLO thresholds are 6.2V and 20V. Hysteresis provides reliable behavior near the thresholds.

During UVLO and OVLO, MOS are switched off (TD340 in disable state).

TD340

Microcontroller support

For easy system integration, the TD340 provides the following functions:

- 5V regulator,
- reset circuit,
- watchdog circuit,
- standby mode,
- temperature indicator.

5V regulator

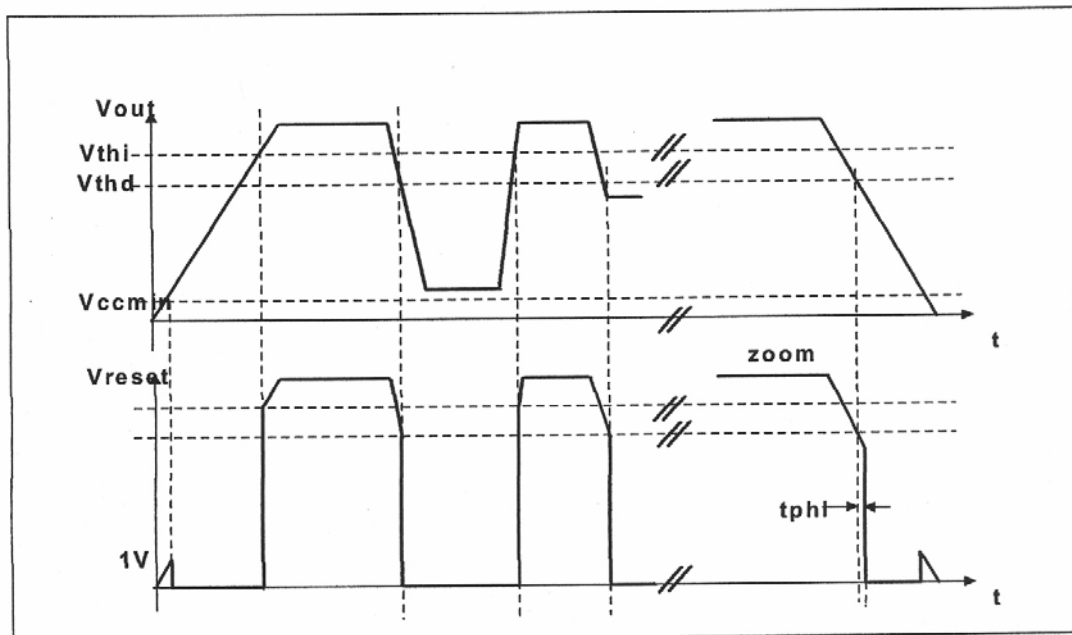
The TD340 provides a 5V regulated voltage at VOUT pin with a maximum current of 20mA over the whole Vbatt range (6.5 to 16V). Current can be up to 40 mA with nominal 12V Vbatt.

It is mandatory to connect a 220nF capacitor to the 5V output, even if the 5V output is not used, because the 5V is internally used by the device. 220nF is the optimized value for the voltage regulator.

Reset circuit

The integrated supervisor circuit resets the micro controller as soon as the voltage of the Micro Controller decreases below 4.2V, and until the voltage of the micro controller has not passed above 4.3V. RESET output is active low. It features an open drain with a internal 75k pull up resistor to internal 5V which allows hardwired OR configuration.

Figure 6 : Reset Waveforms



Standby mode

The TD340 can be put in standby mode under software control. When the STBY pin is driven low, the MOS drivers are switched off and internal charge pump oscillator is stopped. The 5V regulator, the watchdog and reset circuits are still active.

There is no pull up/down resistor on the STBY pin. STBY must not be left open.

Power consumption (not including the current drained from the 5V regulator) is reduced to about 200uA. To achieve this standby current, the 5.6k resistor on the OSC pin has to be disconnected with an external low power MOS controlled by the STBY signal (see figure 10 for an application example)

Standby mode should be only activated when IN1=IN2=0V and after that the motor is actually stopped because the four MOS are switched off. On exit from the standby mode, a delay of up to 20ms (depending upon the bootstrap capacitor value) must be given before applying signals to the IN1 and IN2 inputs to allow proper startup of the charge pump (it is also true for power-up). Figure 8 shows the voltage across the Cb bootstrap capacitor at powerup or at standby exit as a function of time.

Figure 8 : Charge pump voltage at startup

Fig. 8a : Cb = 10nF

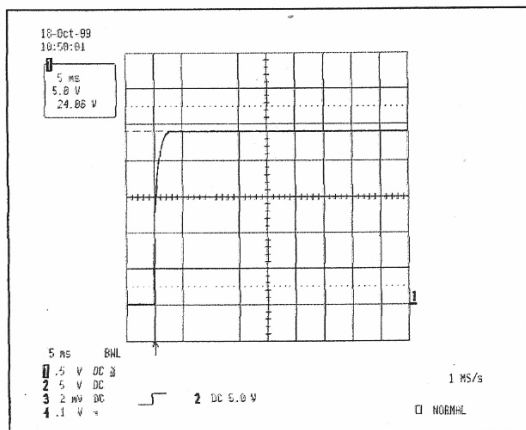


Fig. 8b : Cb = 47nF

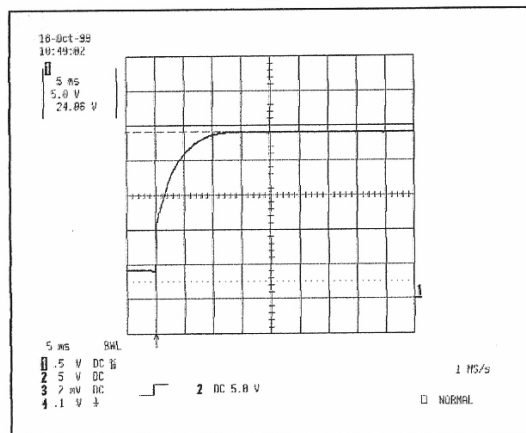
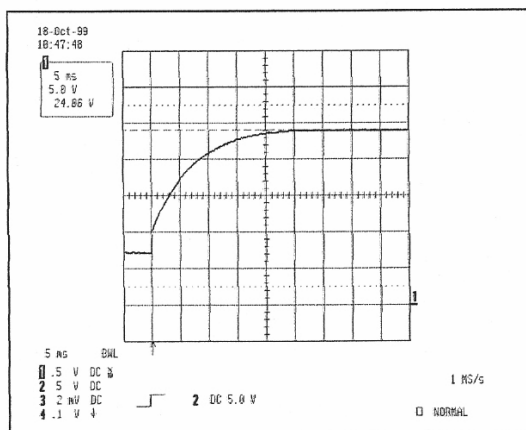


Fig. 8c : Cb = 100nF



APPLICATION CIRCUIT DIAGRAMS

The following schematics show typical application circuits. The first one is a simple, standalone system, while the other one is μC driven and includes advanced features like standby mode and reversed battery active protection.

Simple standalone system

Figure 9 shows a basic use of the TD340. The speed is controlled with a simple adjustable resistor. Direction is controlled with a switch.

Internal PWM generator is used, frequency is set by the capacitor C3.

Note that the C2 capacitor (220nF) is included because it is needed by the internal TD340 circuit.

Interface lines for microcontroller are not used:

Standby is tied to 5V (Vout),

WD and CWD are tied to ground,

Reset and Temperature outputs are left unconnected.

Reversed battery protection is provided by the means of the diode D2.

Transistors Q1H, Q1L, Q2H, Q2L are to be chosen depending on the motor characteristics.

For example, STP30NE03L are 30V, 30A devices with gate capacitance of about 1nF. For these MOS, 22nF bootstrap capacitors are adequate.

Resistors R1 to R4 are used to control the rise and fall times on the MOS gates, and are also useful to avoid oscillation of the gate voltage due to the parasitic inductance of lines in conjunction with the gate capacitance. Typical values for resistors R1 to R4 are from 10 to 100 ohms.

Capacitor C6 is used to store energy and to filter the voltage across the bridge.

Applications:

Small domestic motorized equipments, battery-powered electrical tools, ...

Complete, μC driven system

The next schematic (figure 10) shows a complete system driven by a μC .

The auto-reload timer feature of ST6 μC family is used to easily generate the PWM command signal (TD340 internal generator is not used, CF pin is connected to ground).

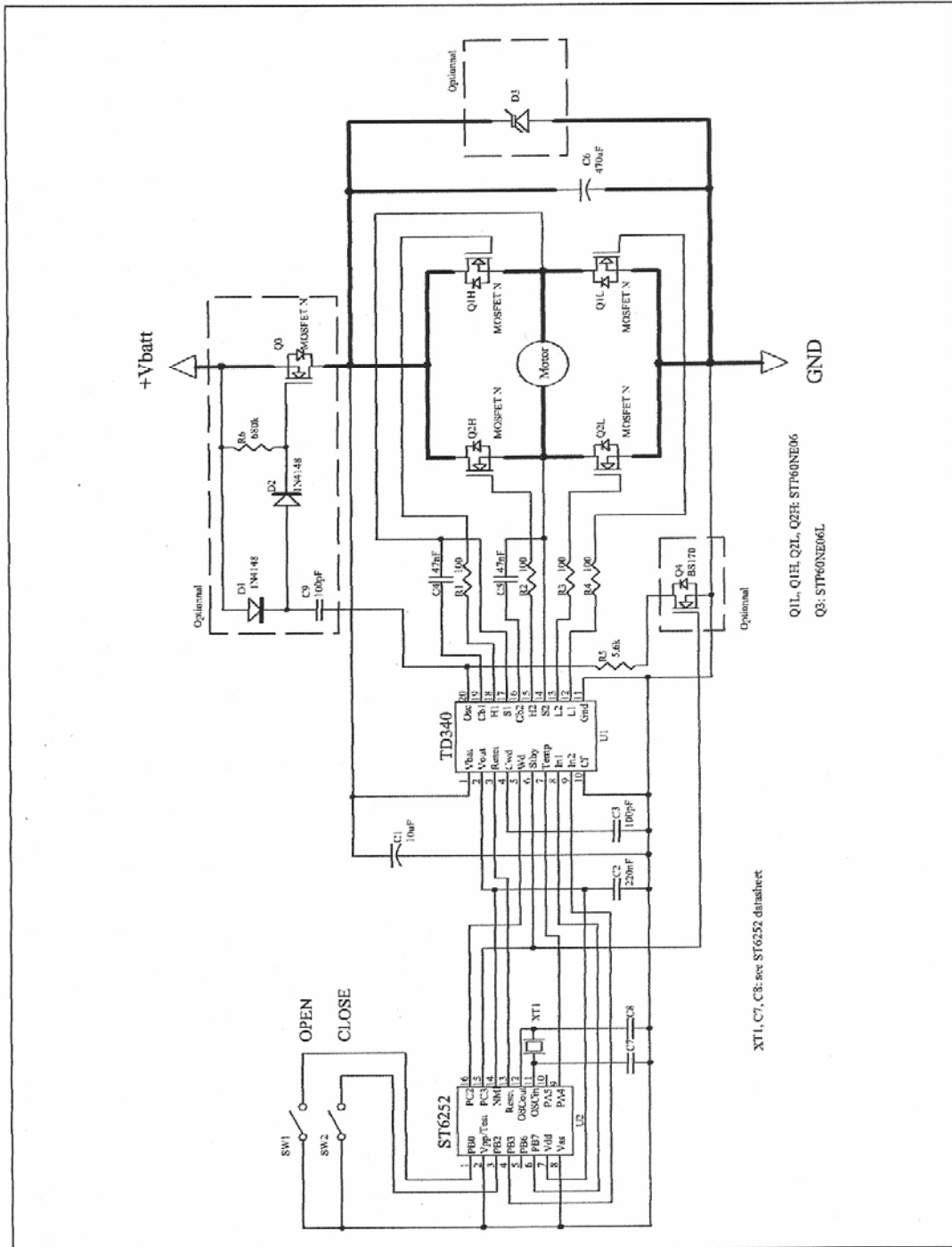
Transil diode D3 can be added as a security to avoid overvoltage transients if the MOS are all driven off when the motor is running. For example, it can happen if TD340 is put in standby or disable state while motor is running.

Applications:

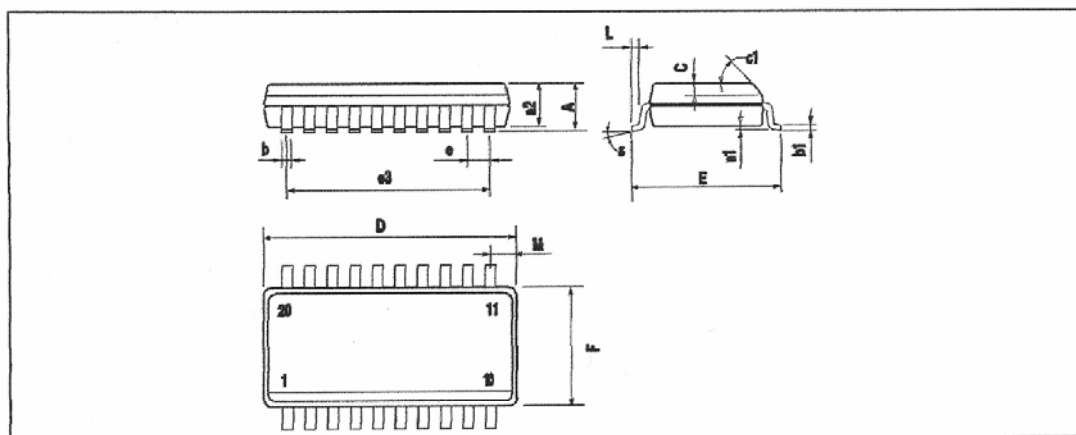
- Automotive: advanced window lift systems, wiper systems, ...

- Industrial: battery-powered motor systems, electric door opening, ...

Figure 10: Complete, μ C Driven System



PACKAGE MECHANICAL DATA
20 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			2.65			0.104
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			2.45			0.096
b	0.35		0.49	0.014		0.019
b1	0.23		0.32	0.009		0.013
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	12.6		13.0	0.496		0.512
E	10		10.65	0.394		0.419
e		1.27			0.050	
e3		11.43			0.450	
F	7.4		7.6	0.291		0.299
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.75			0.030
S	8° (max.)					

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2001 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia
Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States

© <http://www.st.com>



APÊNDICE E - DESCRIÇÃO E ESPECIFICAÇÕES DO MICROCONTROLADOR PIC 16F628A

A descrição de microcontrolador (visto abaixo), encontrada no livro “Desbravando o PIC”, de David José dos Santos resume bem o que é e para que serve este componente:

“Em poucas palavras, poderíamos definir o microcontrolador como um “pequeno” componente eletrônico, dotado de uma “inteligência” programável, utilizado no controle de processos lógicos. Para entendermos melhor esta definição, vamos analisá-la por partes:

O controle de processos deve ser entendido como o controle de periféricos, tais como: LED's, botões, displays de segmentos, displays de cristal líquido (LCD), resistências, relês, sensores diversos (pressão, temperatura, etc.) e muitos outros. São chamados de controles lógicos, pois a operação do sistema baseia-se nas ações lógicas que devem ser executadas, dependendo do estado dos periféricos de entrada e/ou saída.

O microcontrolador é programável, pois toda a lógica de operação de que acabamos de falar é estruturada na forma de um programa e gravada dentro do componente, em linguagem *assembler*. Depois disso, toda vez que o microcontrolador for alimentado, o programa interno será executado. Quanto à “inteligência” do componente, podemos associá-la à Unidade Lógica Aritmética (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.

Na nossa definição, ganhou ainda o adjetivo “pequeno”, pois em uma única pastilha de silício encapsulada (popularmente chamada de CI ou CHIP), temos todos os componentes necessários ao controle de um processo, ou seja, o microcontrolador está provido internamente de memória de programa, memória de dados, portas de entrada e/ou saída paralela, timers, contadores, comunicação serial, PWMs, conversores analógicos-digitais, etc. Esta é uma das características fundamentais que diferencia os microcontroladores dos microprocessadores, pois os últimos, apesar de possuírem uma ULA muito mais poderosa, não possuem todos esses recursos em uma única pastilha.

Atualmente, muitos equipamentos de uso diário, tais como: eletrodomésticos, videocassetes, alarmes, celulares e brinquedos, entre outros, utilizam microcontroladores para execução de suas funções básicas. Portanto, pode ser que você nem sabia, mas esses componentes já fazem parte da sua vida há um bom tempo.”

Nas figuras que se seguem encontramos algumas características e especificações do microcontrolador utilizado, o PIC 16F628A.

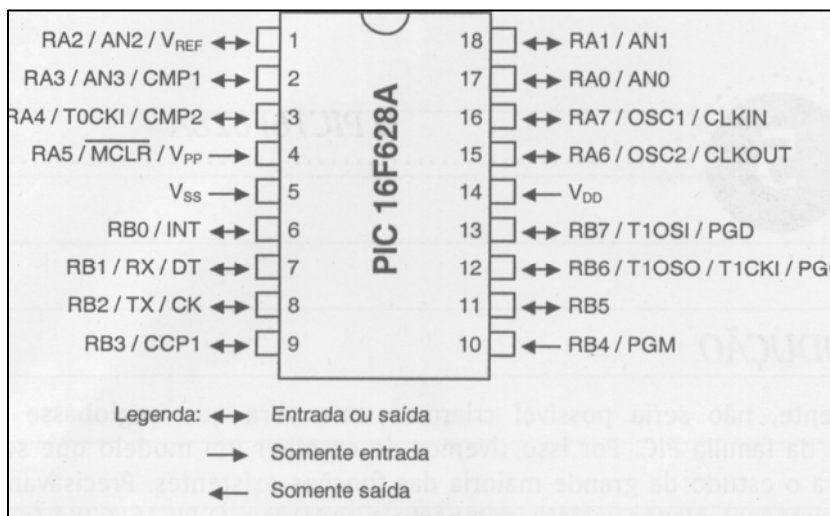


Figura E.1: Pinagem do PIC 16F628A

Número do Pino	Função	Tipo Entrada	Tipo Saída	Descrição
17	RA0	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN0	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
18	RA1	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN1	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
1	RA2	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN2	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
	V _{REF}	-	AN	Saída da tensão de referência programável.
2	RA3	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	AN3	AN	-	Entrada analógica para os comparadores.
	CMP1	-	CMOS	Saída do comparador 1.
3	RA4	ST	OD	I/O digital bidirecional.
	T0CKI	ST	-	Entrada externa do contador TMRO.
	CMP2	-	OD	Saída do comparador 2.
4	RA5	ST	-	Entrada digital.
	MCLR	ST	-	Master Clear (reset) externo. O PIC só funciona quando este pino encontra-se em nível alto.
	V _{PP}	-	-	Entrada para tensão de programação (13V).
15	RA6	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	OSC2	-	XTAL	Saída para cristal externo.
	CLKOUT	-	CMOS	Saída com onda quadrada em ¼ da frequência imposta em OSC1 quando em modo RC. Essa frequência equivale aos ciclos de máquina internos.

Figura E.2: Tabela (1ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas

Número do Pino	Função	Tipo Entrada	Tipo Saída	Descrição
16	RA7	ST	CMOS	I/O digital bidirecional.
	OSC1	XTAL	-	Entrada para cristal externo.
	CLKIN	ST	-	Entrada para osciladores externos (híbridos ou RC).
6	RB0	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	INT	ST	-	Entrada para interrupção externa.
7	RB1	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	RX	ST	-	Recepção para comunicação USART assíncrona.
	DT	ST	CMOS	Via de dados para comunicação USART síncrona.
8	RB2	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	TX	-	CMOS	Transmissão para comunicação USART assíncrona.
	CK	ST	CMOS	Via de clock para comunicação USART síncrona.
9	RB3	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno.
	CCP1	ST	CMOS	I/O para o Capture, Compare e PWM.
10	RB4	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	PGM	ST	-	Entrada para programação em baixa tensão (5V).
11	RB5	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
12	RB6	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	T1OSO	-	XTAL	Saída para cristal externo para TMR1.
	T1CKI	ST	-	Entrada externa do contador TMR1.
	PGC	ST	-	Clock da programação serial (ICSP).
13	RB7	TTL	CMOS	I/O digital bidirecional com pull-up interno. Interrupção por mudança de estado.
	T1OSI	XTAL	-	Entrada para cristal externo para TMR1.
	PGD	ST	CMOS	Data da programação serial (ICSP).
5	V _{SS}	P	-	GND.
14	V _{DD}	P	-	Alimentação positiva.

Legenda:

- P = Power (alimentação)
- = Não-utilizado
- TTL = Entrada tipo TTL
- ST = Entrada tipo *Schmitt Trigger*
- CMOS = Saída do tipo CMOS
- OD = Saída tipo Dreno Aberto (Open Drain)
- NA = Entrada/Saída analógica

Figura E.3: Tabela(2ª parte) indicando o significado das nomenclaturas utilizadas na identificação dos pinos, descrevendo os detalhes de cada uma delas

CARACTERÍSTICAS ELÉTRICAS E OUTRAS

Temperatura de trabalho	-40°C até + 125°C
Temperatura de armazenamento	-65°C até + 150°C
Tensão de trabalho	3.0V a +5.5V
Voltagem máxima no pino V_{DD} (em relação ao V_{SS})	-0.3V até +6.5V
Voltagem máxima no pino MCLR (em relação ao V_{SS})	-0.3V até +14V
Voltagem máxima nos demais pinos (em relação ao V_{SS})	-0.3V até ($V_{DD} + 0.3V$)
Dissipação máxima de energia	800 mW
Corrente máxima de saída no pino V_{SS}	300 mA
Corrente máxima de entrada no pino V_{DD}	250 mA
Corrente máxima de entrada de um pino (quando em V_{SS})	25 mA
Corrente máxima de saída de um pino (quando em V_{DD})	25 mA
Corrente máxima de entrada em PORTA + PORTB	200 mA
Corrente máxima de saída em PORTA + PORTB	200 mA

Figura E.4: Características específicas do PIC 16F628A

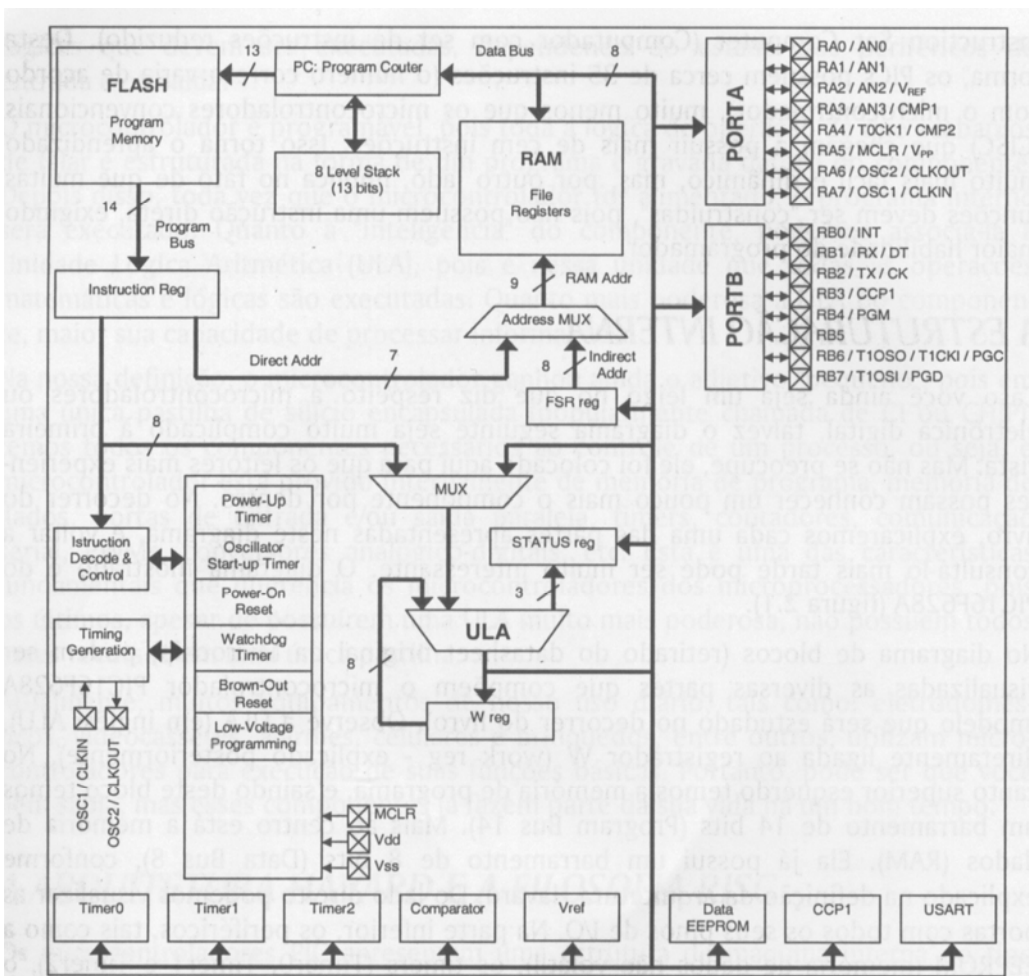


Figura E.5: Diagrama interno do PIC 16F628A

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)