

**Universidade de São Paulo
Escola Politécnica**

**Sistema Automático de
Regulagem da Altura do
Facho de Faróis de
Automóveis**

Autores:

Edson Koji Nishikito

Rodrigo Verna Fiocco

Orientador:

Prof. Edilson H. Tamai

FEVEREIRO / 97

ÍNDICE

LISTA DE FIGURAS.....	3
LISTA DE TABELAS.....	6
LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS.....	7
RESUMO.....	9
ABSTRACT.....	10
1.INTRODUÇÃO.....	11
1.1. Estabelecimento da necessidade.....	11
1.2. Objetivos.....	12
2. REVISÃO DA LITERATURA.....	12
3. MODELAGEM DO SISTEMA.....	13
4. SISTEMA DE CONTROLE.....	16
4.1. Requisitos.....	16
4.2. Proposta de Projeto.....	17
4.2.1. Detalhamento dos Componentes.....	17
5. DETALHAMENTO DO SISTEMA PROPOSTO.....	19
5.1. Sistema de Sensoreamento.....	20
5.2. Atuador.....	33
5.3. Mecanismo de Transmissão.....	59
5.4. Sistema de Realização do Controle.....	62
6. PROJETO DO SOFTWARE.....	75
6.1. Filtragem de Sinais.....	75
6.2. Lógica de Controle.....	81

7. SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO.....	87
8. CONCLUSÕES.....	97
8.1. Objetivos Alcançados.....	97
8.2. Dificuldades.....	98
8.3. O Futuro.....	99

ANEXOS

BIBLIOGRAFIA

APÊNDICES

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Representação esquemática do Sistema existente.....	13
Figura 2. Modelo em duas dimensões admitido para o sistema (carro + farol).....	14
Figura 3. Esquema do posicionamento do farol de acordo com a Norma EG 76/756.....	15
Figura 4. Diagrama de blocos do sistema de controle (geral).....	17
Figura 5. Diagrama de blocos do sistema de controle (detalhes).....	19
Figura 6. Esquema geral de montagem do protótipo.....	20
Figura 7. Circuito de leitura para LVDT's.....	25
Figura 8. Saída do transdutor.....	25
Figura 9. Circuito de leitura para LVDT's.....	26
Figura 10. Representação do Potenciômetro.....	27
Figura 11. Montagem dos ensaios.....	31
Figura 12. Curvas de calibração dos potenciômetros.....	32
Figura 13. Motor de Passo.....	33
Figura 14. Curva característica T/ θ do M.P.....	39
Figura 15. Curva característica T/I do M.P.....	40
Figura 16. Características dinâmicas do M.P.....	42
Figura 17. Seção transversal de um M.P. de relutância variável de três fases.....	42
Figura 18. Seção transversal de um M.P. de relutância variável com ângulo de passo de 15°.....	43
Figura 19. Seção transversal de um M.P. de relutância variável de quatro fases.....	44
Figura 20. Motor elementar de magneto permanente.....	44
Figura 21. M.P. linear.....	46

Figura 22. Diferença na resposta de passo simples entre as excitações <i>single-phase</i> e <i>two-phase</i>	47
Figura 23. Amortecimento nas oscilações na excitação <i>two-phase</i>	48
Figura 24. Comparação entre os acionamentos <i>single-phase</i> , <i>two-phase</i> e <i>half step</i>	50
Figura 25. Diagrama de blocos do <i>drive system</i> de um M.P.....	50
Figura 26. Exemplos de conexão entre um sequeciador e um <i>driver</i>	52
Figura 27. Circuito equivalente a uma bobina de um M.P.....	53
Figura 28. Circuitos Supressivos.....	53
Figura 29. Circuito de potência (para uma fase).....	56
Figura 30. Mecanismo parafuso-sem-fim / coroa.....	60
Figura 31. Vista em corte do modelo para determinação do torque estático.....	61
Figura 32. Tipos de sinais.....	64
Figura 33. Diagrama de blocos de um sistema de controle digital.....	66
Figura 34. Sinal contínuo.....	68
Figura 35. Espectro de frequência.....	69
Figura 36. A operação de quantização.....	71
Figura 37. Digitalização de um sinal analógico.....	72
Figura 38. (a) Diagrama de Bode de um filtro passa-baixa real ; (b)Diagrama de Bode de um filtro passa-baixa ideal.....	76
Figura 39. O erro no posicionamento do farol.....	83
Figura 40. Fluxograma de aquisição de dados de entrada.....	84
Figura 41. Fluxograma de realização do controle.....	85
Figura 42. Diagramas de Bode do filtro de primeira ordem ($G(s)$).....	88

Figura 43. Diagramas de Bode do filtro digital de primeira ordem ($G(z)$).....	88
Figura 44. Diagramas de Bode do filtro de segunda ordem ($G(s)$).....	89
Figura 45. Diagramas de Bode do filtro digital de segunda ordem ($G(z)$).....	89
Figura 46. Diagrama de blocos para simulação.....	91
Figura 47. Entrada degrau unitário e resposta do sistema de primeira ordem.....	92
Figura 48. Entrada onda quadrada e resposta do sistema de primeira ordem.....	93
Figura 49. Entrada onda aleatória e resposta do sistema de primeira ordem.....	93
Figura 50. Entrada onda senoidal e resposta do sistema de primeira ordem.....	94
Figura 51. Resposta do sistema de segunda ordem a entrada degrau.....	94
Figura 52. Resposta do sistema de segunda ordem a entrada onda quadrada.....	95
Figura 53. Resposta do sistema de segunda ordem a entrada onda aleatória.....	95
Figura 54. Resposta do sistema de segunda ordem a entrada senoidal.....	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Características de potenciômetros.....	30
Tabela 2. Testes de potenciômetros.....	32
Tabela 3. Sequência de excitação no modo <i>single-phase</i>	46
Tabela 4. Sequência de excitação no modo <i>two-phase</i>	47
Tabela 5. Sequência de excitação no modo <i>half-step</i>	49
Tabela 6. Dados de transistores de potência TIP 122.....	57

LISTAS DE SIGLAS E ABREVIATURAS

N:	número de passos do motor
θ :	ângulo de correção
α :	sobra do ângulo de correção
L:	distância “entre- eixos” do veículo
h_1 :	deslocamento vertical da suspensão traseira
h_2 :	deslocamento vertical da suspensão dianteira
S:	passos por revolução do M.P.
θ_s :	<i>step angle</i>
m:	número de fases do M.P.
Nr:	número de dentes do rotor do M.P.
ω_a :	frequência de amostragem
ω_o :	maior frequência de um sinal
T:	período de amostragem
ϕ_n :	ângulo de pressão
λ :	ângulo de <i>lead</i> do sem-fim
f :	coeficiente de atrito
T_c :	torque no eixo da coroa
r_c :	raio da coroa
T_{mp} :	torque no eixo do M.P.
r_{sf} :	raio do parafuso sem-fim
F_{wt} :	força tangencial no sem-fim
F_{ga} :	força axial na coroa

F_n : força normal no dente

F_{gt} : força tangencial na coroa

F_{wa} : força axial no sem-fim.

AGRADECIMENTOS

Agradecemos o valioso apoio e compreensão, durante as diversas etapas da realização deste trabalho, das seguintes pessoas:

Prof. Edilson H. Tamai, que dispôs de seu tempo para nos dar direcionamento e apoiar nossos esforços ao longo do ano. Sem sua inestimável contribuição, o sucesso deste trabalho certamente estaria comprometido;

Fernando, por seus esclarecimentos técnicos e paciência em nos atender em todos os instantes de dificuldade;

Prof. Tarcísio H. Coelho, que também foi responsável por vários esclarecimentos fundamentais para a base de desenvolvimento do trabalho;

Engenheiros do Departamento de Engenharia de Produtos de Veículos de Passeio / Elétrica da General Motors do Brasil.

Além disso, não podemos nos esquecer do apoio prestado por: Prof. Gilberto, Prof. Oswaldo Horikawa, Prof. Marcelo Godoy, Prof. José Reynaldo, Prof. Fábio Takase, Profa. Cristina Motohasi, Cássio e nossos estimados colegas, que sempre acreditaram em nós.

RESUMO

O presente trabalho propõe um sistema automático de regulagem da altura do facho dos faróis de um automóvel, como melhoria evolutiva dos sistemas atualmente encontrados em alguns veículos do mercado nacional. É apresentado um estudo detalhado dos diversos sub-sistemas envolvidos, tais como: sensores, atuadores e sistema de realização do controle. Este estudo é dirigido à construção de um protótipo, embora sejam analisadas informações que podem ser utilizadas na eventual implementação do projeto de um produto comercializável.

ABSTRACT

This job is a proposal for an automatic headlamp leveling system of an automobile, as an improvement for the current systems found in some of the vehicles available at our domestic market. It presents a detailed study on the several subsystems involved, such as: sensors, actuators and . This study is focused on a prototype building, although it analyses some information which can be used in an eventual implementation of a marketable product project.

1. INTRODUÇÃO

1.1. Estabelecimento da Necessidade

É sabido que diferentes condições de carga aplicadas sobre um automóvel provocam uma inclinação de sua carroceria. Dependendo da magnitude da carga, essa inclinação gera uma desregulagem na altura do facho de luz dos faróis do veículo, que acompanham o movimento da carroceria. Esta condição de desregulagem gera não só um desconforto como também uma situação de perigo para os outros veículos que trafegam tanto à sua frente, na mesma mão de direção, quanto no sentido contrário. Além disso, existe uma norma a ser seguida, que passa a ser desrespeitada quando ocorre a desregulagem do farol.

Daí surge a necessidade de se desenvolver um sistema que permita a regulagem do facho de luz.

O sistema de regulagem já existente e utilizado em determinados tipos de veículos tem um controle manual. Assim, existem 4 posições fixas pré-estabelecidas que o motorista, como usuário, pode escolher. Nota-se, nesse projeto, que a decisão quanto ao grau de desregulagem do facho do farol, bem como a escolha da posição desejada depende da avaliação subjetiva do motorista.

É nesse contexto que se insere a proposta do projeto de um sistema de regulagem automático. A inclinação da carroceria devida à carga deve ser sentida pelo sistema que automaticamente deve posicionar os faróis em sua posição correta. Percebe-se que, neste caso, é possível, a princípio, obter qualquer posicionamento (intervalo contínuo), que é

proporcional ao nível de inclinação da carroceria. Logo, os faróis estarão sempre na *posição correta*, dentro de uma faixa limitante imposta por normas.

1.2. Objetivos

O principal objetivo deste trabalho é descrever em detalhes os diversos componentes do sistema de regulagem de faróis, como proposta para a construção de um protótipo que tem a intenção de representar funcionalmente um sistema genérico de posicionamento, sem se preocupar com determinados requisitos de projeto de um automóvel, que a princípio deveriam ser também levados em consideração no projeto em questão.

2. REVISÃO DA LITERATURA

O sistema de regulagem já desenvolvido está disponível no mercado nacional nos veículos Monza, Omega e Vectra, da General Motors do Brasil, a partir de 1992. As informações foram obtidas de material de projeto de caráter Confidencial, de uso interno da Companhia, tal como desenhos, relatórios e esquemas além das informações verbais fornecidas pelos Engenheiros do Departamento de Engenharia de Produtos de Veículos de Passeio/ Elétrica da General Motors do Brasil. O sistema é caracterizado por:

- **Acionamento Manual:** através de um botão existente no painel do veículo;
- **4 Posições fixas pré-estabelecidas:** essas 4 posições foram determinadas, no projeto, a partir de considerações relativas à condição de carga sobre o veículo, ou seja, supondo o fecho de luz ligado no nível baixo, tem-se:

- *posição 0*: assento do motorista ocupado;
- *posição 1*: todos os assentos ocupados;
- *posição 2*: todos os assentos ocupados e carga no compartimento de bagagem
- *posição 3*: assento do motorista ocupado com carga no compartimento de bagagem.

A figura a seguir ilustra esquematicamente o princípio do sistema:

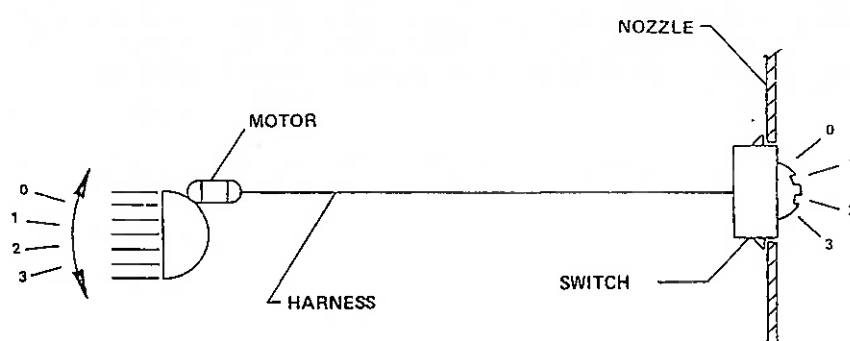


Figura 1. Representação Esquemática do Sistema Existente

- **Atuador:** Motor de Passo;
- **Tempo de Resposta do Sistema:** 2 a 3 segundos (tempo necessário para que o farol seja regulado na posição desejada após o acionamento do botão).

3. MODELAGEM DO SISTEMA

Atualmente a maioria dos carros tem suspensão do tipo independente para as quatro rodas. Sendo assim, o modelo correto para a movimentação da carroceria do carro seria um plano com dois graus de liberdade. Entretanto, para efeito de projeto do protótipo

considera-se o sistema como possuindo apenas um grau de liberdade (rotação em torno de um eixo paralelo aos eixos da suspensão do carro). Isto significa que o controle de posicionamento a ser feito para os dois faróis é o mesmo.

A Figura 2 representa esquematicamente o modelo adotado para o sistema carro.

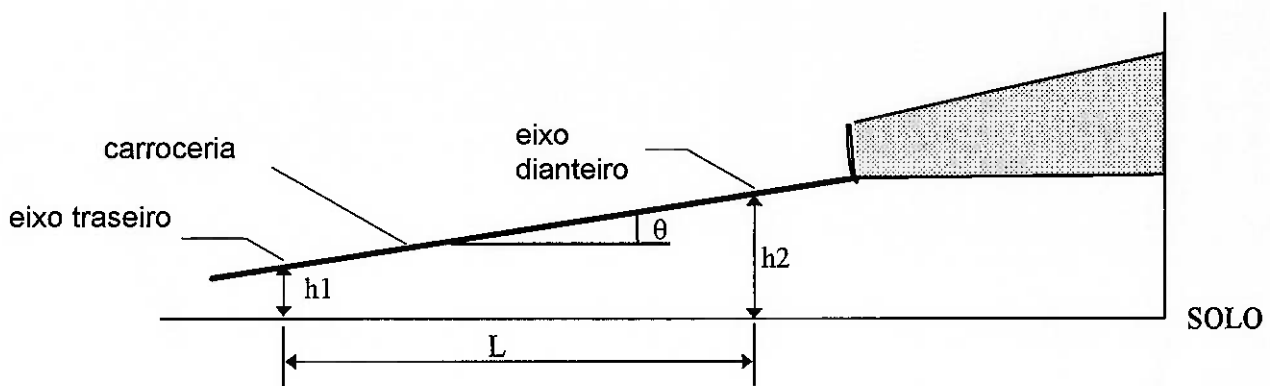


Figura 2. Modelo em duas dimensões admitido para o sistema (carro + farol)

De acordo com o modelo adotado acima, obtêm-se as seguintes equações que relacionam o deslocamento linear das suspensões dianteira e traseira com o ângulo de inclinação assumido pela carroceria e conseqüentemente pelo farol. Assim sendo, o ângulo de correção a ser calculado pelo sistema de realização do controle deve ser igual a tal ângulo em módulo, porém com sentido oposto de rotação:

$$\tan \theta = \frac{h_2 - h_1}{L}$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{h_2 - h_1}{L}\right)$$

Outra consideração a ser feita diz respeito à Norma Interna GMB EG 76/756..... . De acordo com ela, não importam os valores absolutos de h_1 e h_2 , mas sim a diferença entre eles. Observando-se a Figura 3 percebe-se que ela utiliza valores de y/x , sendo que o “x” é um valor de referência e o “y” não varia com a pura translação vertical da carroceria do carro.

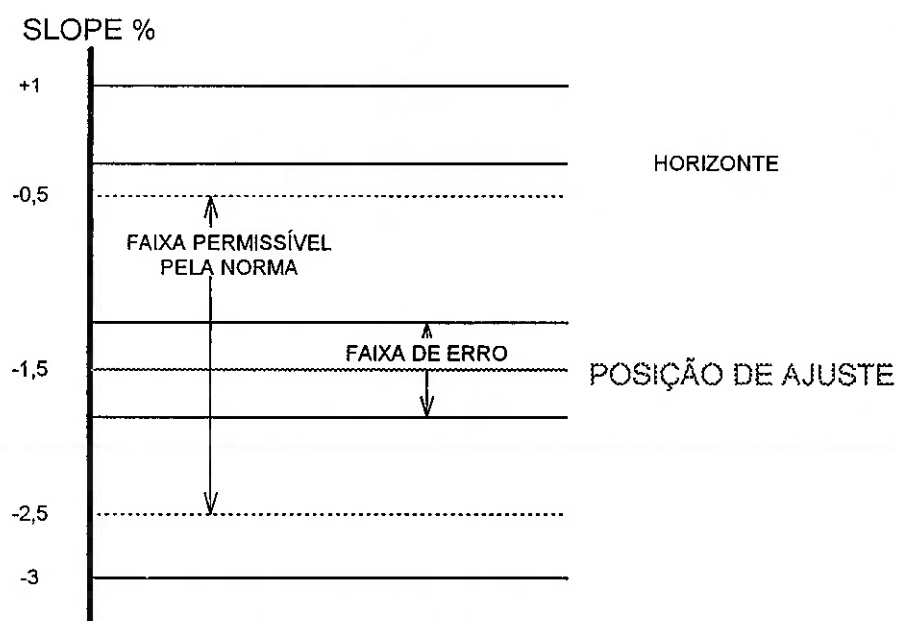
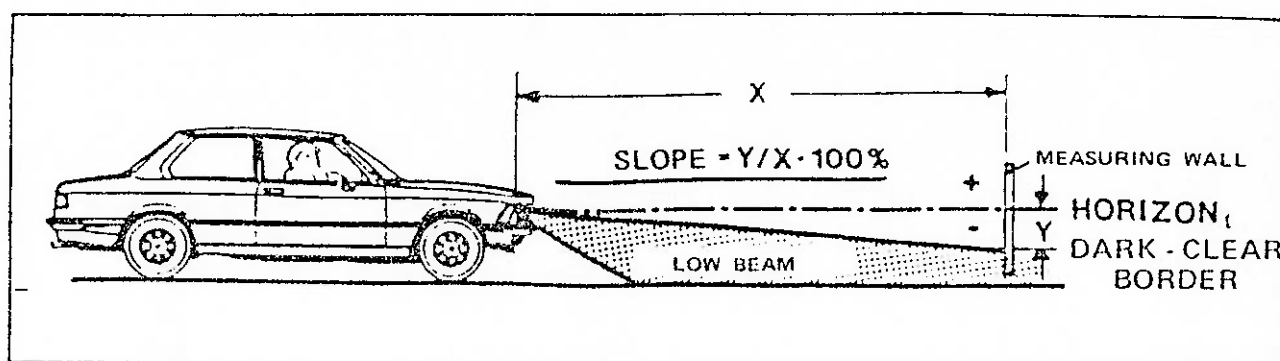


Figura 3. Esquema do posicionamento do farol de acordo com a Norma

4. SISTEMA DE CONTROLE

4.1. Requisitos

A proposta do projeto de um sistema de regulagem automático mantém algumas das características do sistema manual, procurando melhorar outros aspectos.

Tem-se, portanto, para o protótipo:

- O **Sistema automático** *não se propõe a responder às ondulações decorrentes do perfil irregular da estrada* na qual o veículo se locomove; como o sistema manual, pretende atender às *variações da condição de carga estática* ou *sinais de baixíssima frequência*, como declives.

- O **Tempo de Resposta** será dado por:

- tempo de resposta do sistema anterior + tempo para processamento de sinais

Convém ressaltar que o tempo de resposta *não é requisito fundamental* do projeto, tendo em vista as variações que ele pretende atender.

- O **Posicionamento** será feito dentro de uma faixa delimitada pela norma EG76/756, que estabelece a condição ideal do fecho de luz para cargas variadas. A Figura 3 ilustra essa condição. No Anexo, segue a norma.

- As restrições de **Espaço, Peso e Compatibilidade** com o Sistema Carro + Farol não são levadas em consideração para o protótipo, porém vale destacar que estes seriam requisitos fundamentais para o projeto do sistema do produto comercializável.

4.2. Proposta de Projeto

O diagrama de blocos em termos gerais pode ser representado como abaixo:

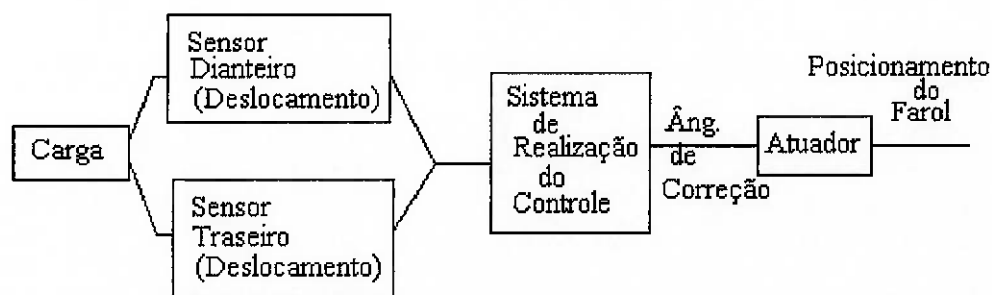


Figura 4. Diagrama de blocos do sistema de controle (geral)

4.2.1. Detalhamento dos Componentes

A proposta inicial para os componentes do sistema de regulagem como visto anteriormente é:

• Sensores de deslocamento:

- L.V.D.T. (Linear Variable Differential Transformers)

A principal razão para a escolha de um L.V.D.T. como sensor de deslocamento foi a sua *faixa de medição*; segundo bibliografia consultada existem L.V.D.T's que permitem uma faixa de *até 600mm*. O projeto, por sua vez, necessita de sensores com capacidade para registrar deslocamentos de cerca de *300mm*.

Além disso, cabe ressaltar que sensores desse tipo são extensamente utilizados em aplicações como *testes de vibração*, ou em situações onde se exige resistência a *oscilações constantes*. Devido a sua característica de não-fricção, o L.V.D.T. tem uma *vida mecânica* teoricamente *infinita*. Outro aspecto a ser ressaltado é que sua sensibilidade em direções não-paralelas ao seu eixo é muito pequena; daí sua utilidade quando se pretende ler posição de movimentos que não são totalmente lineares.

• Sistema de Realização do Controle

A realização do controle será implementada através da utilização de um PC e de placa digitalizadora. Evidentemente, não se concebe a utilização de um PC para o controle de um sistema de regulagem de faróis quando se pensa em termos práticos; além de inviável, ele não é necessário. O ideal seria a utilização de um circuito dedicado, com um chip programado para a tarefa. Para fins de implementação de um protótipo, entretanto, o uso do PC possibilitará a avaliação adequada do sistema.

É necessário, portanto, o desenvolvimento de um software responsável pelo controle, que será dividido em duas etapas:

- *Filtragem do sinal dos sensores*: para eliminar componentes de alta frequência e limitar o sistema a entradas quase estáticas;
- *Ação de Controle*: programa principal, que se responsabilizará pelo posicionamento correto do atuador, segundo uma determinada entrada.

• Atuador:

- Motor de Passo

A escolha de um motor de passo como atuador do sistema levou em consideração seu uso prévio no projeto já existente (manual) além do fato de que, para condições de *malha aberta* - como é o caso neste projeto, o motor de passo possibilita alta precisão de posicionamento, conforme referência [3].

Por outro lado, faz-se necessário o desenvolvimento de um mecanismo que possibilite o acoplamento entre o motor de passo e o farol, propriamente dito.

Assim, obtém-se o seguinte diagrama de blocos:

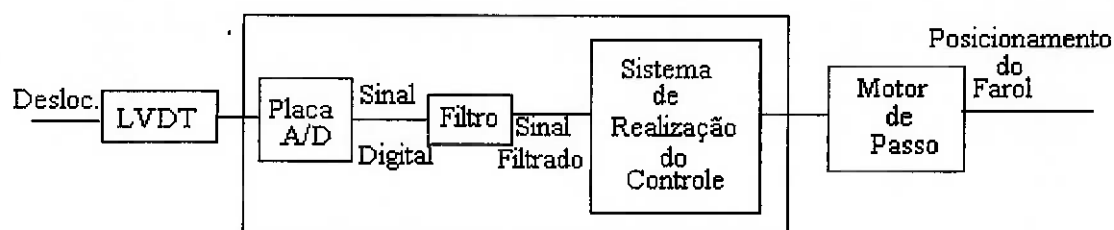


Figura 5. Diagrama de blocos do sistema de controle (Detalhes)

5. DETALHAMENTO DO SISTEMA PROPOSTO

A Figura 5 apresenta um esquema das ligações entre os diversos sub-sistemas propostos no Capítulo anterior. Ao mesmo tempo, ela representa a montagem idealizada do sistema como um todo. Assim, o conjunto do farol+mecanismo de transmissão+atuador seria fixado sobre uma base que faz o papel da carroceria do carro. Esta, por sua vez, possui um eixo de rotação apoiado sobre mancais fixos. A esta base fixam-se as partes móveis dos

potenciômetros, sendo que seus corpos estão montados na mesma estrutura que suporta os mancais do eixo da carroceria.

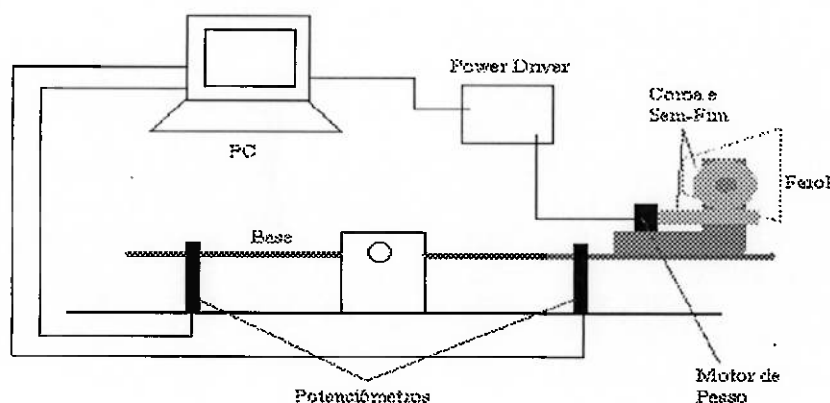


Figura 6. Esquema Geral da Montagem do Protótipo

Após ter-se elaborado o projeto em linhas gerais, é necessário detalhá-lo em todas as suas partes (ou sub-sistemas). O detalhamento implica na análise teórica dos conceitos envolvidos em cada um desses sub-sistemas, bem como os cálculos necessários para que se possa materializá-los em projetos exequíveis e físicos.

5.1. Sistema de Sensoriamento

Na análise do sistema de sensoriamento a ser utilizado para o projeto, as seguintes características foram levadas em consideração:

- medição de deslocamentos lineares de até 30 cm;
- tensão de saída compatível com a entrada do sistema de realização do controle, no caso, o microcomputador;

- a dinâmica do movimento relativo entre a carroceria do carro e o solo favorece o desgaste mecânico de um possível sensor a ser instalado em sua suspensão; isso não pode comprometer a vida útil dos sensores.

Tendo em vista tais características, duas propostas de sensores foram levantadas, a saber:

- **LVDT (Linear Variable Differential Transformers)**
- **Potenciômetros Resistivos**

As informações que se seguem foram retiradas da referência [13].

I. LVDT

Características Básicas

O LVDT, ou Linear Variable Differential Transformer, é um transdutor linear de posição, cuja saída (elétrica, sob a forma de tensão) é *proporcional à posição de um núcleo magnético móvel*.

Este núcleo move-se linearmente dentro de um transformador, que consiste de um enrolamento central primário e dois outros enrolamentos secundários externos. O enrolamento primário é energizado por uma fonte de tensão AC, de forma a induzir tensões secundárias que variam conforme a posição do núcleo.

Quando o núcleo está centralizado, as tensões induzidas nos enrolamentos secundários são iguais. Quando o núcleo é deslocado de sua posição central, a voltagem no enrolamento secundário em cuja direção o núcleo se moveu aumenta, enquanto que no enrolamento

oposto, a tensão diminui. O resultado deste processo é uma *tensão diferencial* que, se o LVDT for propriamente projetado, será *linearmente variável* com a posição do núcleo.

A fase da tensão diferencial muda de 180° quando o núcleo passa pela posição nula (**null position**).

Entre as vantagens do LVDT, destacam-se:

a. Boa acurácia, sensibilidade e linearidade

Apesar de basicamente ser um instrumento simples, o LVDT pode, surpreendentemente, atingir acurácias de 0.5% ou mais. A performance real do sensor irá depender não somente do tipo de instrumento utilizado e do deslocamento do núcleo, mas também da aplicação e do *circuito acoplado* a ele.

b. Operação sem fricção

Talvez uma das características mais relevantes deste tipo de sensor para o projeto em questão, porque geralmente não há necessidade de contato entre o núcleo móvel e o transformador.

Assim, o LVDT torna-se o sensor ideal para aplicações que não permitem fricção, como testes de vibração, ou testes de tensão em materiais delicados ou altamente elásticos. Dessa forma, essa operação sem fricção dá ao LVDT uma vida mecânica teoricamente infinita, característica essa de vital importância quando se fala em testes de vibração ou de resistência à fadiga, onde o núcleo está em constante movimento.

c. Rejeição de movimentos perpendiculares ao eixo

O LVDT responde primariamente ao movimento do núcleo ao longo de seu eixo: movimentos laterais ou em direções transversais produzem apenas variações mínimas na saída. Esta característica é importante quando se mede o deslocamento em um sensor cujo movimento não é perfeitamente linear, que é o caso do movimento da carroceria de um carro.

d. Robustez

LVDTs podem ser extremamente robustos; os enrolamentos são capazes de suportar grandes solicitações mecânicas, enquanto que o núcleo magnético é mecanicamente muito resistente, teoricamente indestrutível.

Por outro lado, os LVDTs também apresentam algumas desvantagens:

a. Tamanho físico

Este aspecto é crítico somente em determinadas aplicações; entretanto, a inércia do núcleo e dos mecanismos associados pode limitar a velocidade ou frequência de resposta, quando se medem choque e aceleração.

b. Suscetibilidade a campos magnéticos externos

Campos magnéticos AC externos podem induzir tensões indesejáveis nas bobinas secundárias do sensor. Dessa forma, torna-se necessário manter distantes fontes de fortes campos magnéticos a fim de evitar a ocorrência de erros.

c. Necessidade de circuitos extras

Para que se obtenha a melhor acurácia possível, é necessário utilizar-se um circuito acoplado à saída do LVDT; em muitos casos, um circuito simples poderá dar conta do recado, mas, em determinadas aplicações de maior precisão, exige-se a utilização de técnicas muito mais sofisticadas.

Especificações Típicas

Os LVDTs são oferecidos no mercado em uma extensa gama de tamanhos e características. Algumas das especificações possíveis são listadas a seguir:

Linear range: ± 0.005 até ± 25 in. (Faixa linear)

Tensão de Entrada: 1 a 10 volts rms

Excitation Power: geralmente, abaixo de 1 volt-amp.

Frequência de Operação: tipicamente, de 50Hz a 10kHz, 400Hz a 20kHz, 1kHz a 10kHz e 2.5kHz a 20kHz

Sensibilidade da Saída: Para faixas abaixo de ± 0.25 in., 1 a 8mV/V/0.001in. Para faixas ± 1 in., 0.4 a 2 mV/V/0.001 in. Para faixas de ± 5 in., 0.05 a 0.15 mV/V/0.001 in.

Sensibilidade à Temperatura: $\pm 0.005\%$ a $\pm 0.03\%$ / °C

Circuitos para LVDTs

O conceito de circuitos de leitura para LVDTs é bem simples: aplica-se uma tensão primária AC constante e lê-se a diferença entre as duas saídas secundárias. A figura seguinte ilustra este conceito, e, na maioria dos casos, é adequada para grande parte das aplicações:

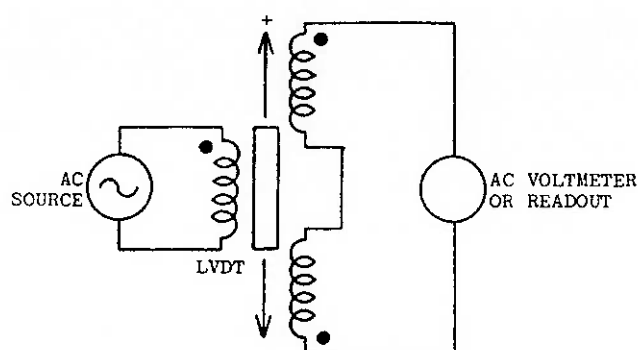


Figura 7. Circuito de leitura para LVDTs

Assumindo que a fonte é bem regulada, a única falha nesse sistema ocorre quando o núcleo passa de um lado a outro da posição nula (null position). Quando o núcleo se move do lado positivo para o lado negativo, relativamente ao null, a saída se eleva, mas com uma defasagem de 180° .

O sistema simples apresentado anteriormente não é capaz de distinguir a fase e, portanto, não informa de que lado do null o núcleo está. Por outro lado, a tensão diferencial no null *never reaches zero* mas, ao contrário, passa por um valor mínimo, muda sua fase de zero para 180° e aumenta. Isso pode ser visualizado nas figuras a seguir:

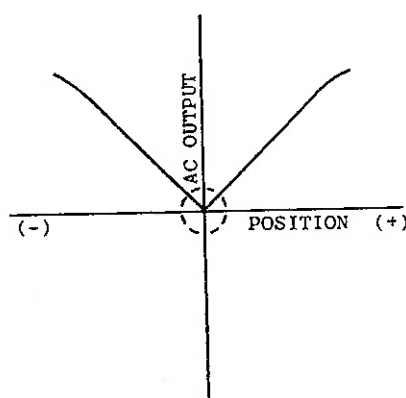


Figura 8. Saída do transdutor

Dessa forma, o circuito apresentado anteriormente só funciona adequadamente para aplicações em que são feitas medidas apenas em um dos lados do null.

A figura seguinte, entretanto, apresenta dois circuitos que solucionam o problema. Nos dois circuitos, as saídas das bobinas secundárias são retificadas, filtradas e subtraídas uma da outra. A saída será positiva quando o núcleo se desloca para a direção positiva e negativa, caso contrário. No null, embora possa haver uma diferença de fase, as amplitudes das duas tensões secundárias serão iguais, que, subtraídas, resultam numa saída nula.

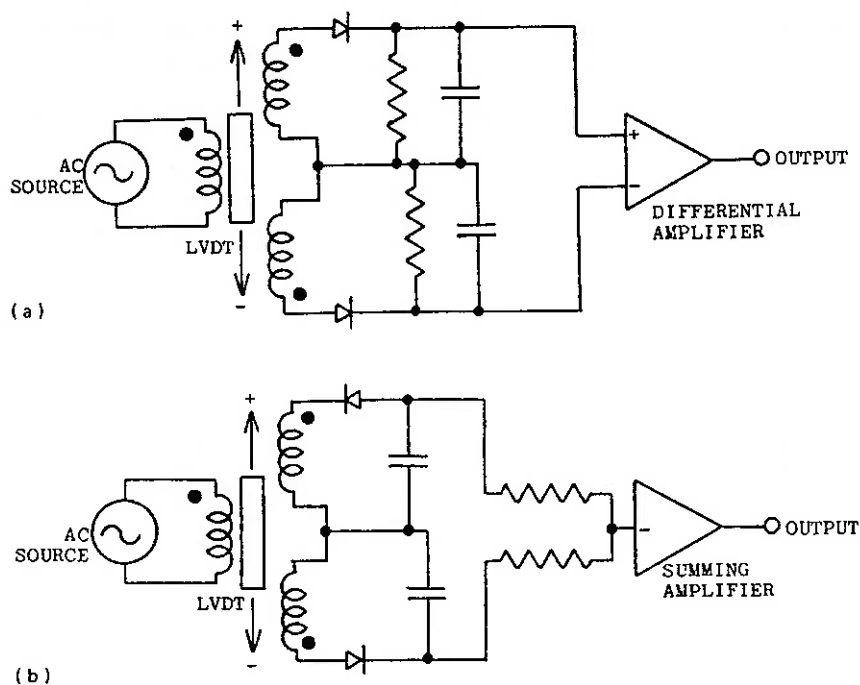


Figura 9. Circuito de leitura para LVDTs

Maiores detalhes referentes a LVDTs podem ser encontrados em [3].

5.1.2. Potenciômetros Resistivos

Características Básicas

Um potenciômetro converte uma entrada mecânica, especificamente a posição física do seu terminal de contato, num sinal elétrico pelo princípio de divisão de tensão, como pode ser visto na figura abaixo:

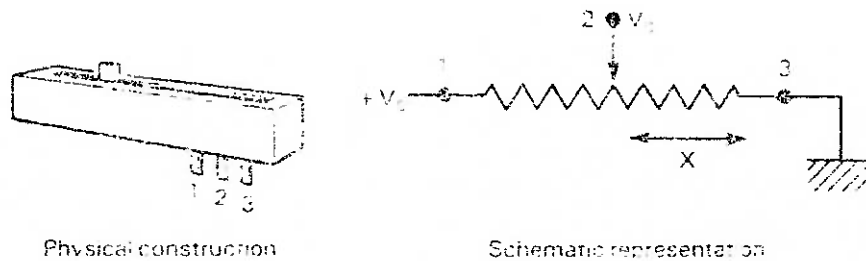


Figura 10. Representação do potenciômetro

A seguinte equação ilustra o princípio:

$$V_o = V_s \cdot \frac{R_x}{R_{tot}} = V_s \cdot \frac{X}{X_{tot}} = K \cdot X$$

onde: \$V_s\$ - tensão da fonte

\$R_{tot}\$ - valor total da resistência

\$X_{tot}\$ - deslocamento linear total

As maiores vantagens dos potenciômetros como transdutores de deslocamento são:

- a. Baixo custo / disponibilidade comercial
- b. Pequenas dimensões
- c. Versatilidade de operação

Com o potenciômetro é fácil obter-se funções quadráticas ou logarítmicas, por exemplo.

Entre as suas desvantagens, destacam-se:

a. Necessidade de hardware adicional

Por ser um dispositivo inerentemente analógico, o potenciômetro exige o uso de hardware adicional, geralmente um *conversor analógico/digital* para servir de interface com um computador, por exemplo.

b. Desgaste mecânico

O princípio de funcionamento de um potenciômetro resistivo exige que o terminal de contato deslize sobre o meio resistivo, o que ocasiona o desgaste e tende a limitar a vida operacional do mesmo. Por outro lado, caso o potenciômetro seja constituído por enrolamentos, tende-se a perder na resolução, uma vez que o terminal se move em passos de anel a anel do enrolamento, limitando sua capacidade de resolução e ainda produzindo ruído quando do movimento.

Classificação

A seguinte classificação dos potenciômetros é baseada no material do elemento resistivo que constitui o trilho por onde se desloca o terminal. Tem-se:

1. Filme de Carbono

Reduz o custo

2. Cermet (Filme metálico com material cerâmico condutor)

O Cermet consiste de um filme de metal depositado sobre um substrato cerâmico. O coeficiente de temperatura do elemento é semelhante ao de potenciômetros de filmes metálicos. Com esse tipo de material é possível aumentar-se a resolução e reduzir eventuais ruídos, obtendo-se saídas suaves e sem sobressaltos. Ainda possibilita uma grande dissipação de potência.

3. Enrolamento metálico

Oferece o melhor coeficiente de temperatura dentre todos os filmes desenvolvidos, além de melhor estabilidade. Entretanto, não apresenta a melhor resolução e tem vida mais limitada.

4. Plástico Condutor

Este tipo de material é fabricado utilizando-se plásticos com enchimento de materiais condutivos. Dessa forma, pode-se obter uma grande variedade de formas para o elemento, como lineares, circulares, etc. Com ele, consegue-se resoluções teoricamente infinitas e uma longa vida operacional. O plástico condutor resiste melhor ao desgaste que o Cermet.

5. Híbrido

É uma mistura de enrolamento metálico com plástico condutor, de forma a combinar a resolução e a resistência ao desgaste deste, com os coeficientes de temperatura e estabilidade daquele.

A tabela abaixo lista as principais características de cada um dos materiais expostos acima:

Potentiometer element	Resistances available	Resistance tolerance	Linearity	Resolution	Temperature coefficient	Rotational life
Wirewound	50 ohms to 250K ohms	5% to 1%	1% to 0.1%	0.25 to 0.03% (best at higher resistances)	± 20 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	2,000,000 revolutions
Cermet	250 ohms to 1 megohm	5% to 1%	0.5% to 0.15%	Essentially infinite	± 100 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	10,000,000 revolutions
Conductive plastic	250 ohms to 250K ohms	10% to 2%	0.5% to 0.05%	Essentially infinite	± 300 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	25,000,000 revolutions
Hybrid (plastic plus wire)	500 ohms to 30K ohms	10% to 5%	0.5% to 0.1%	Essentially infinite	± 70 to ± 150 ppm/ $^{\circ}\text{C}$	10,000,000 revolutions

Tabela 1. Características de potenciômetros

* O curso dos poteciômetros pode variar desde 0.47 cm até 121 cm.

5.1.3. Escolha do Sistema de Sensoreamento

Tendo em vista os aspectos acima relacionados, considerando os dois tipos de sensores propostos e suas características, fez-se a escolha pelo **potenciômetro resistivo** para a *construção do protótipo*.

Pesou nesta escolha principalmente o **fator custo**, de forma a tornar a construção do protótipo exequível. LVDTs são sabidamente caros, enquanto que potenciômetros resistivos

lineares de curso pequeno (dada a escala do protótipo) são facilmente encontrados ao custo de R\$1,00 a unidade.

Outro aspecto levado em consideração para a escolha foi a facilidade de interface entre o potenciômetro e o sistema de realização do controle, no caso, o computador. Essa facilidade foi obtida graças à prévia existência de *uma placa de aquisição de dados*, ou conversor A/D, no computador do Laboratório de Automação do Departamento de Engenharia Mecânica.

Assim, o único cuidado a ser tomado seria alimentar o potenciômetro com uma tensão adequada, de forma a não superar os limites da placa conversora, que são de ± 5 volts.

Efetuuou-se, então, a compra de dois potenciômetros resistivos, de resistência total nominal de $470\ \Omega$. Com estes potenciômetros, executaram-se testes a fim de levantar suas curvas de calibração. Tais testes foram realizados no Laboratório de Eletrônica do Departamento de Engenharia Mecânica e seus resultados são exibidos abaixo, bem como o esquema da instalação para a realização dos testes:

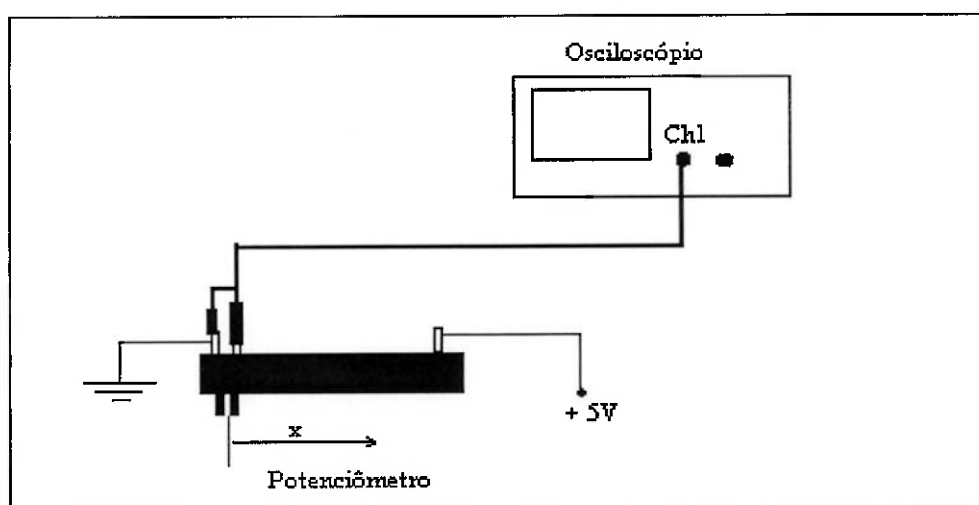


Figura 11. Montagem dos Ensaios

Pontos	Potenciômetro 1		Potenciômetro 2	
	X (cm)	V (volts)	X(cm)	V(volts)
1	0	0	0	0
2	1	1,0	1	1,15
3	2	2,5	2	2,35
4	3	4,0	3	4,0
5	4	5,0	4	5,0

Tabela 2. - Testes de potenciômetros

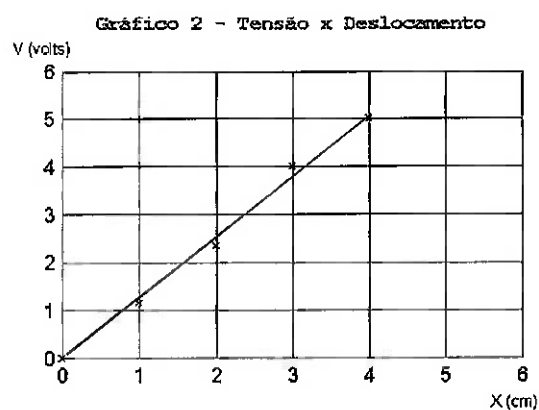
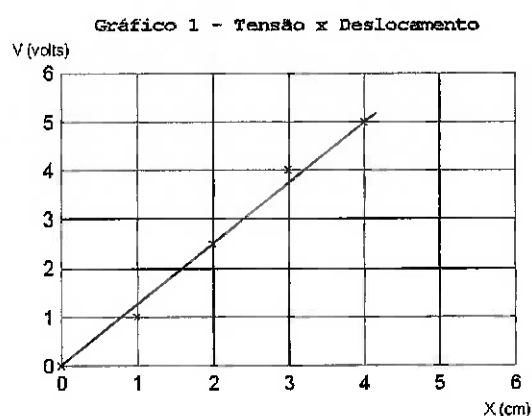


Figura 12. Curvas de calibração dos potenciômetros

* A alimentação dos potenciômetros foi de 5 volts.

** A medição do deslocamento foi feita de centro a centro do terminal de contato.

5.2. Atuador

Como já foi previamente introduzido, optou-se pela utilização de um motor de passo para servir de atuador no projeto, tanto pelo fato de já o ser utilizado no sistema existente (manual), como pela sua precisão no posicionamento.

A seguir serão detalhadas as características básicas teóricas de um motor de passo, desde sua arquitetura até seu funcionamento em sistemas de *controle de malha aberta*. Estas informações baseiam-se na referência [3]. Em seguida, serão especificados os detalhes relevantes à construção do protótipo.

Características Básicas

I. Funcionamento

A figura abaixo representa um corte na seção transversal de um típico motor de passo moderno:

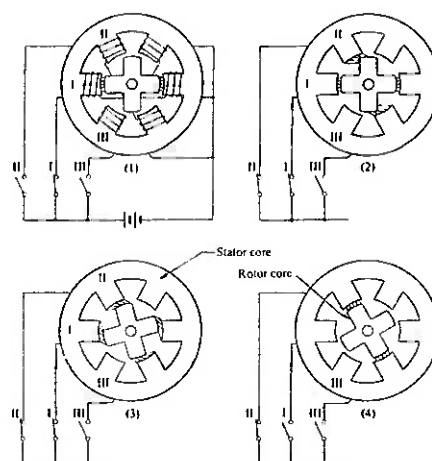


Figura 13. Motor de Passo

Como pode ser observado, o **estator** tem seis *polos ou dentes* salientes, enquanto o **rotor** tem quatro. Três conjuntos de *enrolamentos* são arranjados conforme a figura. Cada conjunto tem duas bobinas conectadas em série. Um conjunto de enrolamentos é chamado de **fase**; consequentemente, este é um motor de *três fases*.

Corrente é fornecida por uma fonte de tensão DC para os enrolamentos via as chaves I, II e III. No estado (1), a Fase I é *excitada*, ou seja, corrente é fornecida ao enrolamento da Fase I através da chave I. O fluxo magnético que ocorre na fenda de ar (**air-gap**) em decorrência dessa excitação está indicado por flechas. Nesse estado, os polos da Fase I do estator estão alinhados com dois dos quatro dentes do rotor. Este é um estado de equilíbrio em termos dinâmicos. Quando a chave II é fechada para excitar a Fase II, em conjunto com a Fase I, surge um fluxo magnético nos polos da Fase II do estator conforme mostrado no estado (2). Surge, assim, um torque no sentido anti-horário e o rotor irá, eventualmente, atingir o estado (3).

Nesse caso, o rotor roda segundo um ângulo fixo, que é chamado de **step angle**, de 15°, a cada operação de chaveamento. Se agora a chave I é aberta para desenergizar a Fase I, o rotor vai deslocar-se outros 15° para atingir o estado (4). A posição angular do rotor, portanto, pode ser controlada em unidades do **step angle** através de um processo de chaveamento. Se esse processo se dá em sequência, o *rotor se move em passos*; a velocidade média também pode ser controlada desta maneira.

São necessários, por outro lado, *circuitos transistorizados* que funcionem como chaves eletrônicas e *circuitos integrados ou microprocessadores* para gerarem os sinais de chaveamento.

Assim, um motor de passo é *um motor elétrico que converte um sinal digital de entrada em movimento mecânico*. Comparado a outros dispositivos que têm função igual ou similar, um sistema de controle que faz uso de um motor de passo tem várias vantagens, como as seguintes:

1. Geralmente, não há necessidade de feedback para controlar a posição ou velocidade (funciona bem em malha aberta).
2. O erro de posicionamento é não-cumulativo.
3. Os motores de passo são compatíveis com modernos equipamentos digitais.

II. Características do ponto de vista da aplicação

Aqui serão estudadas algumas características do motor de passo e introduzidos alguns termos técnicos.

II.1. Ângulo de Passo

Um motor de passo move-se segundo um ângulo fixo para cada pulso. Como já dito anteriormente, esse valor é conhecido como **step angle**, e é expresso em graus. A diminuição do step angle aumenta a resolução do posicionamento. Uma das vantagens do motor de passo é sua capacidade de deslocar-se de pequenos step angles.

O número de passos por revolução, S , e o ângulo de passo θ_s estão relacionados da seguinte forma:

$$\theta_s = 360 / S$$

S , por sua vez, está relacionado com o número de dentes do rotor (N_r) e o número de fases m através de:

$$S = m N_r$$

(Para motores híbridos e com magneto permanente, o valor de S é o dobro)

Números típicos de fases de motores são 3, 4 e 5. O número de passos por revolução é extremamente variado, podendo ser de 96, 200, 500, 1000, etc. O step angle, por sua vez, pode ser de 1.8° , 7.5° , 15° , etc, e até mesmo de 180° .

II.2. Torques

Motores de passo são desenvolvidos de forma a gerar altos torques estáticos. Isso permite que o motor parta e pare rapidamente, além de exibir um forte torque de restauração quando ocorre um deslocamento da posição de equilíbrio em que se encontra, devido a uma carga externa. É possível definir dois torques, quando se fala em termos de torque estático:

1. Holding Torque

Definido como o máximo torque estático que pode ser aplicado ao eixo de um motor excitado em um modo específico (energizado) sem causar rotação contínua.

2. Detent Torque

Definido como o máximo torque estático que pode ser aplicado ao eixo de um motor sem excitação (desenergizado) sem causar rotação contínua.

Em geral, quanto maior o *holding torque*, menor o erro de posicionamento devido à carga. Idealmente, o holding torque é independente de qual(is) fase(s) está(ão) excitada(s). Quando existem variações perceptíveis, o holding torque de um motor é definido como sendo o mínimo dos mínimos torques estáticos medidos em todos os casos possíveis, por exemplo, três casos em um motor de três fases.

O detent torque aparece apenas em um motor que possui um magneto permanente.

II.3. Erro de Posicionamento

Um fator importante na qualidade de um motor de passo é sua acurácia no posicionamento. Os motores de passo são desenvolvidos de forma a rodar segundo um ângulo pré-determinado em resposta a um sinal de pulsos e parar em uma posição precisa. Como a acurácia em condições de não-carga depende da acurácia física do rotor e estator, o *erro de posicionamento não é cumulativo*.

Com relação às posições em que o rotor pára de se mover, existem dois conceitos:

Posição de equilíbrio

Definida como a posição em que um motor energizado pára em condição de carga nula.

Detent Position

Definida como a posição em que um motor que possui um magneto permanente em seu rotor pára, estando deserneizado e sem carga.

II.4. Comportamento Dinâmico

É desejável que um motor de passo se mova o mais rápido possível em resposta a um sinal de entrada do tipo pulso (ou trem de pulsos); não somente uma partida rápida, mas também uma parada rápida. Se o sinal de entrada é interrompido enquanto o motor gira, este deve ser capaz de parar na posição especificada pelo último pulso do sinal. Esta excelente característica dinâmica dos motores de passos deve-se à elevada relação entre torque e inércia do rotor, quando comparada ao de motores AC convencionais. A velocidade de rotação de um motor de passo é dada em termos de número de passos por segundo. Como na maioria dos casos o número de pulsos aplicados ao sequenciador lógico é igual ao número de passos, pode-se expressar a velocidade em termos de frequência de pulsos. Assim, é possível utilizar-se a unidade hertz (Hz) para expressar essa velocidade.

Na maioria dos casos, como o movimento do motor é convertido através de engrenagens ou correias, a velocidade absoluta não é característica essencial. É mais importante saber quão rápido o motor é capaz de obedecer ao comando de movimento.

III. Especificações

Nesta seção, explicam-se alguns termos técnicos usados na especificação de características de um motor de passo.

III.1. Características Estáticas

São as características referentes aos motores estacionários. São elas:

1) Característica T/θ

Primeiramente, coloca-se o motor de passo em estado estacionário em uma posição de equilíbrio, fornecendo-se a ele corrente num modo específico de excitação (single-phase ou two-phase). Se um torque externo é aplicado ao seu eixo, ocorre um deslocamento angular. A relação entre o torque externo e o deslocamento pode ser plotado em um gráfico:

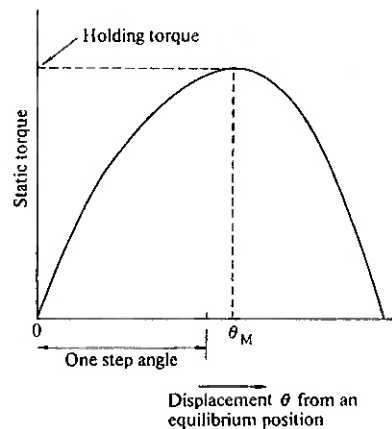


Figura 14. Curva característica T/θ do M.P.

Esta curva é convencionalmente chamada de Curva Característica T/θ , e o torque estático máximo é o *holding torque*, que ocorre quando $\theta = \theta_M$ na figura. Quando os deslocamentos são maiores que θ_M , o torque estático não age na direção da posição de equilíbrio original, mas no sentido oposto, na direção da próxima posição de equilíbrio.

2) Característica T/I

O holding torque aumenta com a corrente e essa relação é normalmente conhecida como a Característica T/I . A figura seguinte compara essa característica de um típico motor

híbrido com um motor VR, os dois tendo um step angle de 1.8° . O máximo torque estático do motor híbrido desenergizado é o *detent torque*.

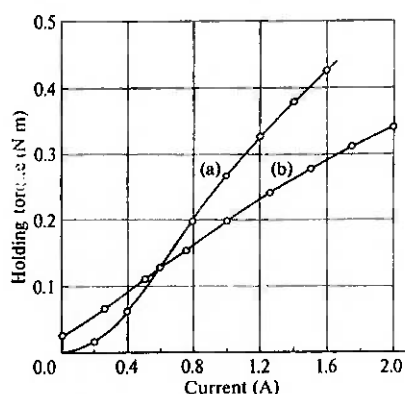


Figura 15. Curva característica T/I do M.P.

III.2. Características Dinâmicas

São as características referentes a motores em movimento ou prestes a se mover.

1) Pull-in torque

Conhece-se também como características de partida e se referem à variação no torque friccional na qual o motor pode partir e parar sem perder passos para frequências variadas do trem de pulsos. Não se usa a palavra 'máxima' aqui, e sim 'variação', porque o motor não consegue partir e manter uma rotação normal para cargas friccionais pequenas em certas frequências, como se observa na figura mais adiante.

2) Pull-out torque

Depois que o motor partiu, a frequência do pulso é gradualmente elevada; o motor eventualmente perde sincronismo. A relação entre o torque friccional e a frequência de pulso máxima com a qual o motor consegue sincronizar é o que se conhece como característica de Pull-out torque.

3) Frequência máxima de partida

É a máxima frequência de controle na qual o motor descarregado pode partir e parar sem perder passos.

4) Maximum pull-out rate

É a máxima frequência na qual o motor descarregado pode girar sem perder passos.

5) Torque máximo de partida

É o torque friccional máximo no qual o motor pode partir e sincronizar com um trem de pulsos de frequência tão baixa quanto 10Hz.

A figura abaixo ilustra estes conceitos. Observar que a característica de Pull-out torque é também conhecida como Slewing characteristic; o Maximum Pull-out rate, como Maximum Slewing Frequency e o Torque máximo de partida, como Maximum Pull-in torque.

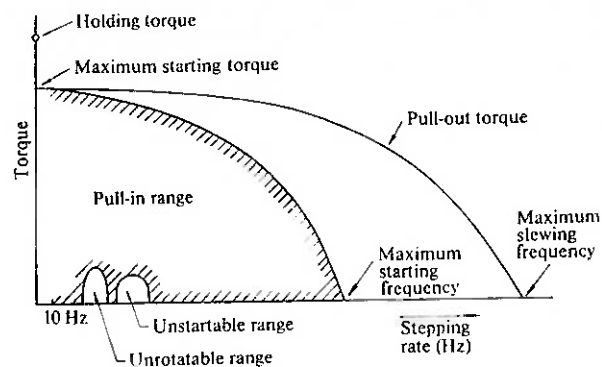


Figura 16. Características dinâmicas do M.P.

Classificação

Os motores de passo podem ser classificados de acordo com a estrutura da máquina e o princípio de operação.

a. Motor VR

O motor VR (variable-reluctance) é o tipo mais básico existente. A estrutura interna de um motor deste tipo é ilustrada na figura abaixo:

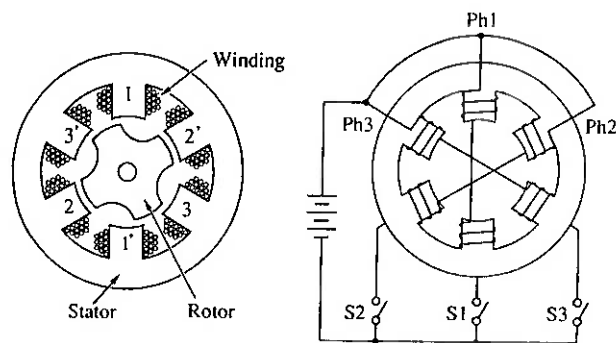


Figura 17. Seção transversal de um M.P. de relutância variável de três fases

O motor da figura é de três fases e tem seis dentes no estator. Cada conjunto de dois dentes opostos do estator, que estão a 180° um do outro, é uma fase; ou seja, os enrolamentos nos dentes opostos estão conectados em série ou paralelo (no caso, estão conectados em série). O rotor, por seu lado, tem quatro dentes. O material que constitui tanto o rotor como estator deve ter alta permeabilidade e permitir que um alto fluxo magnético passe por eles mesmo quando uma baixa *força magnetomotriz* é aplicada.

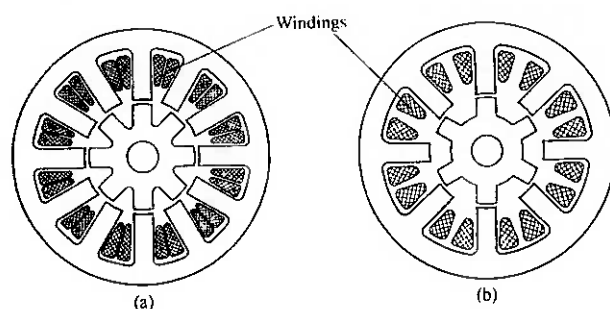


Figura 18. Seção transversal de um M.P. de relutância variável com ângulo de passo de 15°

Uma das características peculiares do motor de passo é sua capacidade de realizar um pequeno step angle. O step angle de 30° realizado pela estrutura da Figura 17 não é pequeno. A Figura 18(a) mostra um motor de três fases com 12 dentes no estator e oito dentes no rotor; isso é duas vezes mais que a estrutura anterior. A Figura 18(b) apresenta um motor de quatro fases com 8 dentes no estator e 6 no rotor. O step angle das duas estruturas é de 15° . A figura 19 mostra um motor de quatro fases com 50 dentes no rotor; o step angle, nesse caso, é de 1.8° e o número de passos por revolução é 200.

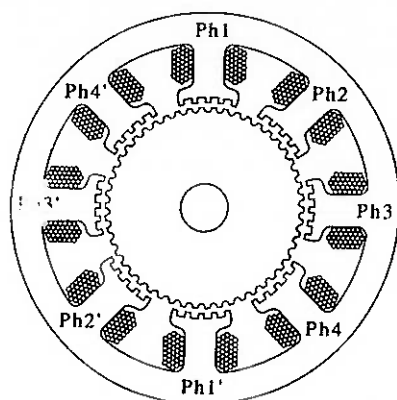


Figura 19. Seção transversal de um M.P. de relutância variável de quatro fases

De maneira geral, conclui-se que, para reduzir o step angle θ_s , o número de dentes do rotor N_r deve ser aumentado.

b. Motor com Magneto Permanente

Esse tipo de motor é conhecido como motor PM (permanent magnet). Um tipo elementar desse motor pode ser visto a seguir:

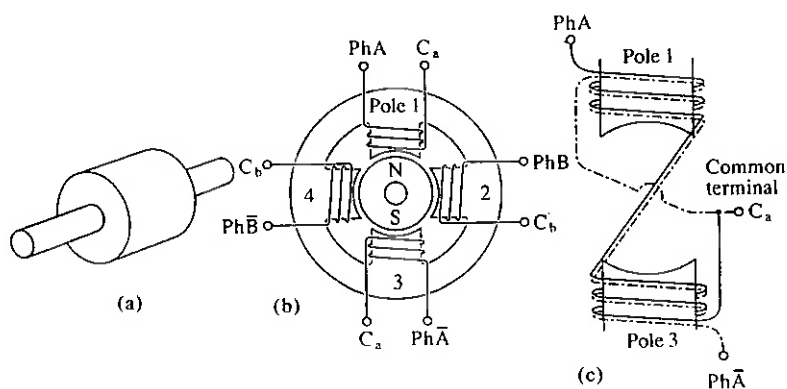


Figura 20. Motor elementar de magneto permanente

Nesse caso, tem-se um magneto permanente cilíndrico como rotor, e o estator tem quatro dentes ou polos. A Figura 20(c) apresenta o arranjo dos enrolamentos, num esquema conhecido como 'bifilar'. O step angle é de 90° . Se o número de dentes do estator e polos magnéticos do rotor são dobrados, então ter-se-á um motor de duas fases com um step angle de 45° .

Um motor PM possibilita um torque maior para um tamanho de motor menor, se comparado a um motor VR do mesmo tamanho.

c. Motores Híbridos

Este tipo de motor também tem um magneto permanente em seu rotor; o termo *híbrido* deriva do fato de que o motor é operado combinando-se os princípios dos motores PM e VR, de forma a se obter um pequeno step angle e um alto torque a partir de uma máquina de tamanho reduzido.

d. Motores Lineares

Todos os motores descritos até o presente momento são máquinas rotativas, desenvolvidas de modo a fazer o rotor girar no sentido horário ou anti-horário em relação ao estator. Existem motores de passo, entretanto, feitos para produzir movimentos lineares.

Estes motores de passo também podem ser classificados em VR, PM e híbridos.

A Figura 21 apresenta um motor de passo linear do tipo PM.

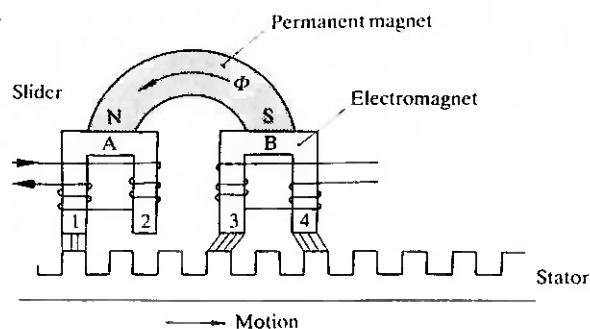


Figura 21. M.P. linear

Modos de Excitação

Até o momento, o princípio de funcionamento do motor de passo foi explicado em termos de excitação de fase única (single-phase). Entretanto, existem outros métodos de excitação, que aqui serão brevemente expostos para um motor de passo VR.

a. Single-Phase

A Tabela 3 mostra o modo de excitação single-phase para motores VR de três e quatro fases. Os quadrados sombreados representam o estado excitado e os brancos, as fases desenergizadas.

(1) Three-phase VR motor

Clock state	R	1	2	3	4	5	6	7	8
Phase 1									
Phase 2									
Phase 3									

(2) Four-phase VR motor

Clock state	R	1	2	3	4	5	6	7	8
Phase 1									
Phase 2									
Phase 3									
Phase 4									

Pulses

Note: Symbol R indicates 'reset'.

Tabela 3. Sequência de excitação no modo *single-phase*

b. Two-Phase

Nesse caso, duas fases sempre estão excitadas. A sequência de excitação pode ser vista na Tabela 4; desta tabela, depreende-se que, quando a corrente de excitação passa de uma fase a outra (por exemplo, como indicada pela seta na tabela 2.2(1), quando a fase 2 é desligada e a fase 1 é energizada), a Fase 3 (Ph3) permanece energizada.

(1) Three-phase VR motor

Clock state	R	1	2	3	4	5	6	7	8
Phase 1				→					
Phase 2			→						
Phase 3									

(2) Four-phase VR motor

Clock state	R	1	2	3	4	5	6	7	8
Phase 1									
Phase 2									
Phase 3									
Phase 4									

Tabela 4. Sequência de excitação no modo *two-phase*

Uma diferença importante entre este modo de excitação e o primeiro modo apresentado (*single-phase*) aparece na resposta transiente, como pode ser observado na figura abaixo:

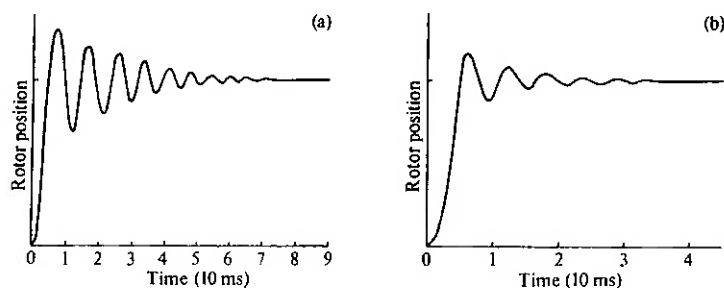


Figura 22. Diferença na resposta de passo simples entre as excitações *single-phase* e *two-phase*

No modo **two-phase**, a *oscilação amortece mais rapidamente* que no caso da excitação **single-phase**. Qualitativamente, isso pode ser explicado pelas figuras seguintes:

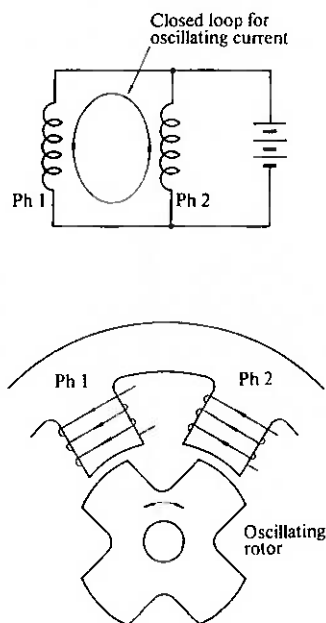


Figura 23. Amortecimento nas oscilações na excitação *two-phase*

Como duas fases estão sempre excitadas nesse caso, o circuito de duas fases forma uma malha fechada devido à indução eletromagnética quando a oscilação ocorre. Isso se aplica à componente oscilatória da corrente, mas não à componente estacionária que gera o *holding torque*. Assim, o movimento oscilatório do rotor resulta numa corrente oscilatória superposta à corrente estacionária em cada fase. Note-se que as fases da componente oscilatória da corrente são opostas nas Fases 1 e 2. Como o torque gerado pela componente oscilatória da corrente age na direção oposta ao movimento oscilatório, essa oscilação é amortecida e desaparece. Pode-se considerar, por outro lado, que a energia cinética associada à oscilação do rotor é convertida em energia térmica através do processo.

c. Half-Step

Clock state(A)	R	1	2	3	4	5
Clock state(B)	R	1	2	3	4	5
Phase 1						
Phase 2						
Phase 3						

Na Figura 24 observa-se a comparação entre os três modos de excitação expostos para um motor de três fases:

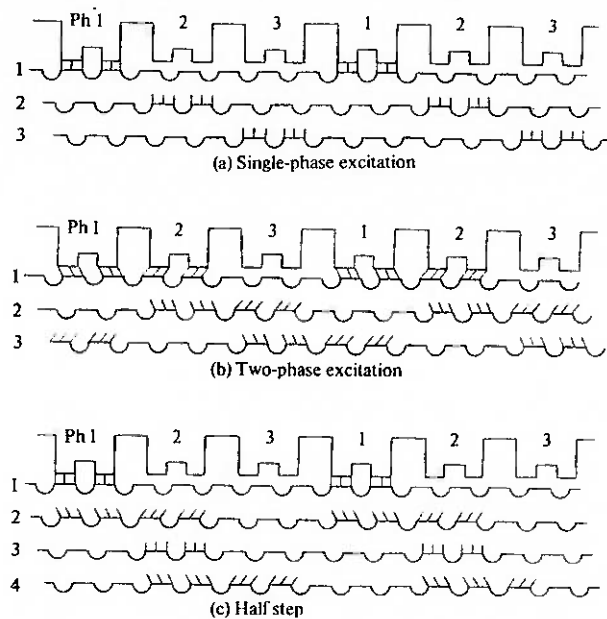


Figura 24. Comparação entre os acionamentos *single-phase*, *two-phase* e *half-step*

Drive System e Circuitos

Um *drive system* simples pode ser visto no diagrama de blocos abaixo, para um motor de quatro fases. Esse diagrama é dividido em duas partes:

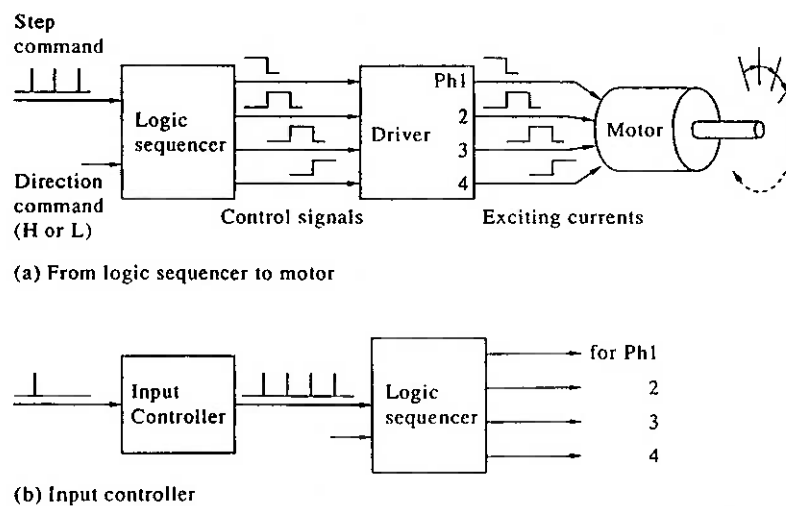


Figura 25. Diagrama de blocos do drive system de um M.P.

A Figura 25(a) representa a parte do sequenciador lógico para o motor. Quando um sinal de comando (step command) é aplicado ao sequenciador lógico, os estados dos terminais de saída mudam de forma a controlar o driver do motor, para movê-lo de um determinado ângulo e num determinado sentido.

Quando um incremento no movimento decorre de um único passo, a Figura 25(a) representa todo o sistema. Entretanto, quando o incremento é produzido por dois ou mais passos, é necessário mais um estágio, antes do sequenciador lógico, para produzir o trem de pulsos adequado. A Figura 25(b) apresenta este circuito lógico, muitas vezes conhecido como *input controller*.

Geralmente, o input controller é um microprocessador que gera um trem de pulsos para rotacionar, acelerar ou desacelerar o motor da maneira mais confiável e eficiente.

A seguir, serão feitas breves descrições dos sequenciadores lógicos e dos drivers do motor (motor driver ou power driver).

1. Sequenciadores Lógicos

O sequenciador lógico é um circuito lógico que controla a excitação dos enrolamentos sequencialmente, em resposta a um sinal de comando (step-command pulse). Esse tipo de circuito normalmente é constituído por registradores e portas lógicas, como NANDs, NORs, etc. Ele também pode ser obtido por uma combinação adequada de flip-flops do tipo J-K, chips CI e chips de portas lógicas.

A sequência de excitação pode ser totalmente gerada por software, caso se utilize um microprocessador. Como exemplo, cita-se o processador Z80. Nesse sistema, instruções referentes à direção e ao número de passos do movimento são armazenadas no programa.

Uma porta de saída, cujo endereço é 0FDH, é utilizada para enviar os sinais de chaveamento. Este endereço é especificado no registrador C do processador.

Um algoritmo simples e maiores detalhes a respeito do uso deste tipo de processador para o controle da sequência pode ser visto no Apêndice.

II. Motor Driver (Power Driver)

Sinais de saída do sequenciador lógico são enviados aos terminais de entrada do *power driver*, através do qual a energização e desenergização dos enrolamentos do motor é feita.

O método mais simples de conexão é a conexão direta, como mostrada na Figura 26. Porém, se as correntes de saída do sequenciador não são suficientes para ativar os transistores de potência, é necessária a utilização de um buffer para amplificação da corrente entre os dois estágios.

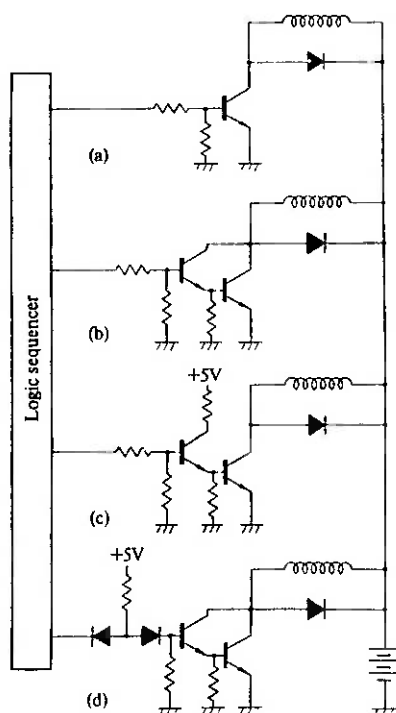


Figura 26. Exemplos de conexão entre um sequenciador e um driver

II.1. Problemas com Drivers

Um enrolamento de um motor de passo é indutivo e pode ser representado como uma combinação de indutância com resistência em série. Adicionalmente, quando o motor gira, uma força contra-eletromotriz é produzida nesse enrolamento. O circuito equivalente é mostrado abaixo:

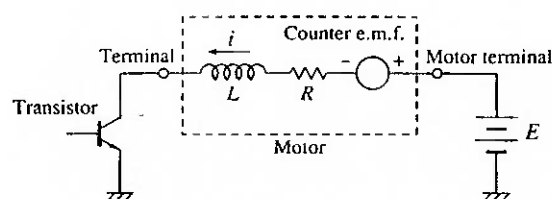


Figura 27. Circuito equivalente a uma bobina de um M.P.

Ao se projetar power drivers é preciso considerar os piores casos no que se refere ao motor de passo, transistores de potência e fontes de tensão. Além disso, observando a figura anterior, percebe-se que, quando o transistor é cortado, surge uma alta tensão devido ao $L(di/dt)$ e essa tensão pode danificar o transistor. Para evitar essa tensão de pico, é necessário utilizar-se algum dispositivo adicional.

A seguir, ilustram-se dois dos métodos mais simples, de acordo com a Figura 28:

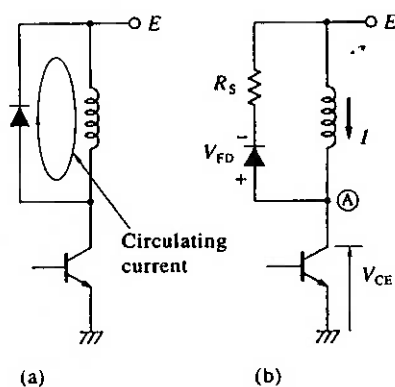


Figura 28. Circuitos supressivos

1. Diodo

Se um diodo é colocado em paralelo com o enrolamento na posição ilustrada na Figura 28, ter-se-á uma corrente circulando após o corte do transistor, e essa corrente decairá com o tempo.

Neste esquema, não há grandes mudanças na corrente no momento do corte do transistor, e a tensão no coletor é a tensão da fonte E mais o potencial do diodo. Este método apresenta o problema de que a corrente circulante demora a se dissipar, gerando um torque de freio.

2. Diodo + Resistor

Neste esquema, insere-se um resistor em série com o diodo, conforme a Figura 28(b) para rapidamente dissipar a corrente circulante. A tensão VCE aplicada ao coletor quando se corta o transistor é:

$$V_{CE} = E + I R_s + V_D$$

onde E = tensão da fonte

I = corrente no instante anterior ao corte

R_s = resistência

V_D = potencial do diodo

Para se obter um decaimento rápido da corrente, é necessário uma alta resistência R_s , o que resulta numa tensão de coletor VCE mais alta; logo, um transistor com maior tensão máxima é exigido.

Existem outros métodos mais sofisticados de confecção do power driver, que aqui não serão tratados. Para maiores detalhes, indica-se a referência [3].

Detalhes do Protótipo

Os conceitos anteriormente expostos foram cuidadosamente estudados para auxiliar na construção do protótipo. A princípio havia dúvidas quanto à utilização do motor de passo e do power driver, que foram sanadas, em sua maioria, com os conceitos exibidos e através de intenso questionamento aos professores e técnicos disponíveis no Departamento de Engenharia Mecânica.

Assim, procedeu-se à compra de um motor de passo com as seguintes características:

- Fabricante: Minebea Co. Ltda.
- 12 Volts/ Fase
- 0.6 A/ Fase
- 20 Ohm/ Fase
- 1.8° / Passo

Para viabilizar a construção do protótipo e dados os recursos disponíveis, optou-se pela compra do motor em uma loja de sucatas, ou seja, de componentes extraídos de outros produtos, tais como aparelhos de CD, video-cassete, impressoras, etc. Desta forma, informações mais acuradas sobre o motor de passo, tais como referentes ao torque, ou não estavam disponíveis ou foram superficialmente fornecidas pelo vendedor, dificultando o trabalho dos componentes do grupo, que se viu obrigado a comprar o motor que apresentava o maior número de dados disponíveis.

Por outro lado, cabe lembrar que era necessário um motor de passo com step angle reduzido, como será explicado posteriormente.

No que diz respeito ao power driver, efetuou-se um estudo adicional, examinando o circuito disponível no Laboratório de Microprocessadores do Departamento de Engenharia Mecânica. O circuito do Laboratório foi construído com intuítos didáticos e utilizado para mover um pequeno motor de passo, através de um programa de controle em Assembler, digitado em um microprocessador 8085 (Kit Didático).

A análise desse circuito esclareceu as ligações básicas de um power driver simples; dessa forma, este circuito foi utilizado como base para o desenvolvimento do driver do protótipo. Assim, para cada uma das fases do motor tem-se o seguinte circuito acoplado:

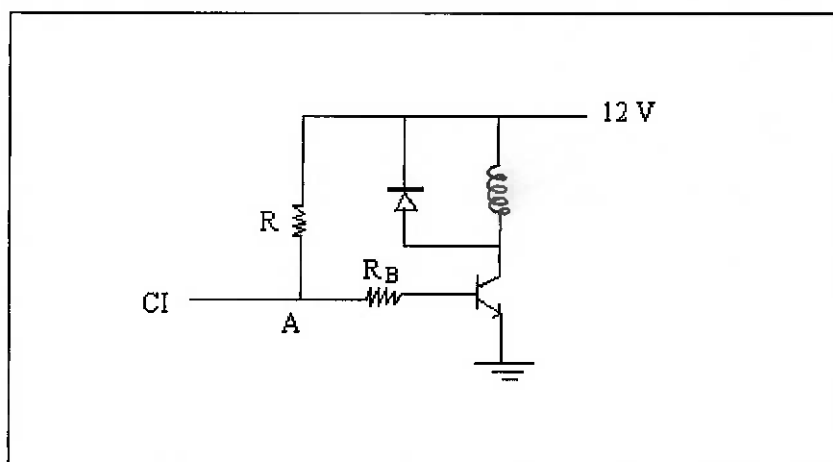


Figura 29. Circuito de Potência (para uma fase)

O estudo desse circuito e conversas com técnicos em Eletrônica do Departamento levou às seguintes considerações:

1. CI

Como já foi exposto, faz-se necessária a introdução de um CI entre o sequenciador lógico e os transistores de potência. Esse CI tem basicamente duas funções:

- Proteção do sistema, em particular do processador em uso, caso haja sobrecarga no sistema;
- Amplificação da corrente que sai do sequenciador (no caso, o microcomputador), que além de pequena, sofre atenuação ao longo do cabo de ligação até o circuito de potência.

O CI utilizado seria o SN 7407N, um Hex Buffer com Saída Open-Collector. O Data Sheet desse chip segue no Apêndice. Entretanto, devido à disponibilidade no mercado, efetuou-se a compra de um similar, o SD 7407E.

2. Transistores de Potência

Os transistores de potência a serem utilizados são TIP 122, que, segundo informações do Data Sheet da Motorola, tem as seguintes características:

I_C (A) max	V_{CEO} Min	h_{FE} Min	f_T (Mhz) Min	P_D (W)
5	100	1 K	4	75

Tabela 6. Dados de transistores de potência TIP 122

3. Resistores e Diodos

Os diodos escolhidos para utilização no circuito deveriam ter uma tensão reversa de ruptura capaz de suportar um pico de tensão dos enrolamentos do motor. Considerando o circuito já existente e os diodos disponíveis no mercado no momento da compra dos componentes, optou-se pelo mesmo tipo de diodo, com tensão de 50V para 1 A.

Para o dimensionamento dos resistores, procedeu-se como se segue:

$$I_{\text{motor}}/\beta = I_B \Rightarrow 12 \text{ V} - 0.6 \text{ V} / I_B = R_B$$

$$R_B \approx 19 \text{ k}\Omega$$

Dados os resistores comercialmente disponíveis, optou-se por $R_B = 22 \text{ k}\Omega$

$$R = 12 \text{ V} / I$$

onde $I = 30 \text{ mA}$, máxima corrente no CI

$$R = 400\Omega$$

Para garantir a segurança e considerando valores típicos de resistência em circuitos de potência, optou-se por $R = 560\Omega$.

Com esses componentes, procedeu-se à montagem do circuito no Protoboard do Laboratório de Eletrônica do Departamento de Engenharia Mecânica. Este circuito foi testado com o uso do motor de passo disponível nesse mesmo laboratório. O sinal de comando do circuito foi fornecido por um programa em Assembler, de energização single-phase, implementando no Kit Didático do Laboratório de Microprocessadores. A saída é enviada para um dos ports paralelos do Kit, alimentando o circuito. Tal programa já havia sido previamente desenvolvido na disciplina PMC-492 - Laboratório de Microprocessadores.

5.3. Mecanismo de Transmissão

Os requisitos para o projeto do sistema Mecanismo de Transmissão são:

- transformar o torque fornecido pelo eixo do motor de passo de modo a vencer o torque resistente fornecido pelo farol em rotação;
- permitir um ângulo de rotação do farol reduzido em relação ao *step angle* do motor de passo (entrada), para que se tenham mais posições para o giro do farol de modo a aproximá-lo de um movimento contínuo;
- impedir a rotação do farol no caso do motor de passo estar desenergizado, ou, no caso de que uma movimentação brusca do carro promova forças de inércia que poderiam tentar desposicionar o farol, anular tal efeito (travamento);

Baseando-se nos requisitos apresentados, a proposta para o mecanismo de transmissão é um **Parafuso-sem-fim / Coroa**, já que ele permite grandes reduções para rotação, amplificação para o torque e proporciona travamento, segundo referência [2]. Além disso, o Parafuso-sem-fim / Coroa é compacto, o que, no caso do projeto do sistema comercializável é requisito fundamental.

A Figura 30 mostra um mecanismo do tipo Parafuso-sem-fim / Coroa, onde se observam os esforços envolvidos.

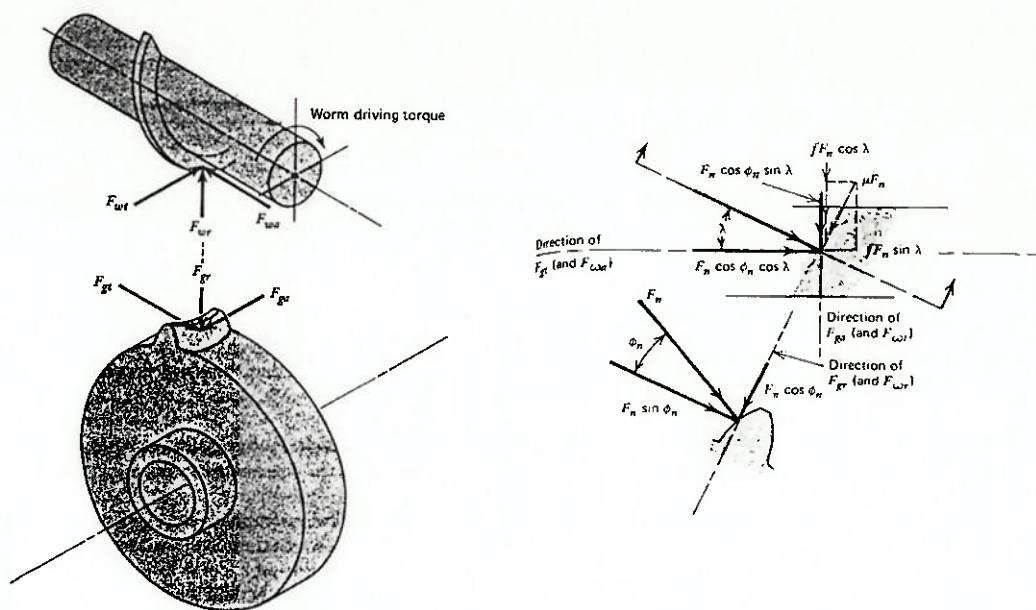


Figura 30. Mecanismo parafuso-sem-fim / coroa

Sendo o torque do motor e o raio do sem-fim conhecidos, pode-se obter F_{wt} :

$$F_{wt} = \frac{T}{r_{sf}}$$

F_{wt} , por sua vez, é dada por:

$$F_{wt} = F_{ga} = F_n \cos \phi_n \cdot \sin \lambda + f \cdot F_n \cdot \cos \lambda$$

Conhecendo-se os valores de ϕ_n , λ e f , pode-se obter F_n .

Para obter o torque no eixo da Coroa, precisa-se de F_{gt} , pois T_c é dado por:

$$T_c = F_{gt} \cdot R_c$$

Por outro lado, F_{gt} é dado por:

$$F_{gt} = F_{wa} = F_n \cos \phi_n \cdot \cos \lambda - f \cdot F_n \cdot \sin \lambda$$

Como têm-se ϕ_n , λ , f e F_n , ficam consequentemente determinados F_{gt} e T_c (Torque no eixo da Coroa, que é de interesse para se calcular a relação de multiplicação de torques do mecanismo).

No desenvolvimento do protótipo, o farol a ser utilizado foi obtido numa loja de sucatas. Fixou-se ao farol um eixo, em torno do qual se dará a rotação. A partir disto, precisava-se avaliar o torque necessário para movimentar o conjunto do farol. No caso mais geral, os esforços envolvidos seriam: torque estático devido ao peso do farol, torque das forças de inércia e torque das forças de atrito. Para o nosso caso, segundo a Tese de Doutorado do Prof. Tarcísio H. Coelho (ainda em desenvolvimento em 1997), os torques de inércia e de atrito podem ser desprezados, em se tratando de baixas velocidades angulares.

Assim, a única questão a ser resolvida é a avaliação experimental do torque estático envolvido. Para tanto considerou-se a pior hipótese, garantindo-se assim que a solução adotada atenderia o caso real, ou seja, considerou-se o farol como um bloco prismático com centro de massa concentrado numa extremidade e o eixo de rotação alocado na outra extremidade.

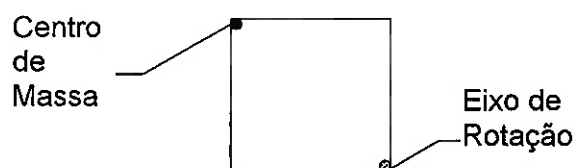


Figura 31. Vista em corte do Modelo do farol para determinação do Torque Estático

A massa do conjunto farol + eixo medida foi de 1150 g. A distância entre o centro de massa e o eixo de rotação adotada foi de 100 mm. O valor do Torque Estático obtido foi, portanto, 1,13 N.m. Esta informação foi utilizada na compra do Motor de Passo.

Procedu-se também a compra de um mecanismo sem-fim / Coroa proveniente de sucata de um Vídeo Cassete. A redução para o ângulo de rotação medida foi de 1:52.

Uma observação a ser feita é que de acordo com as informações acima, garante-se, teoricamente que o motor acoplado à transmissão movimentará adequadamente o farol, porém pequenos erros construtivos ou mesmo de montagem, podem fazer com que as forças de atrito entre o Parafuso-sem-fim e a Coroa fiquem maiores do que previstas na teoria acima apresentada. Isto, por sua vez, só pode ser avaliado nos testes do protótipo.

5.4. Sistema de Realização do Controle

Na primeira parte do trabalho, descreveu-se o sistema de realização do controle em linhas gerais. Esse controle é realizado por um microcomputador (PC) já equipado com uma placa de conversão A/D e disponível no Laboratório de Automação do Departamento de Engenharia Mecânica.

A lógica de controle é implementada por um algoritmo em linguagem Pascal e compreende três rotinas principais:

1. Aquisição de dados

É uma rotina previamente desenvolvida no Laboratório de Automação, responsável pela aquisição dos sinais de entrada oriundos do sistema de sensoramento.

2. Filtragem

A implementação de um *filtro digital passa-baixa* tem por finalidade eliminar sinais de alta frequência da entrada, porque, como já exposto anteriormente, o projeto do sistema de regulagem automático se propõe a atender variações de baixíssimas frequências na inclinação da carroceria, tais como cargas estáticas aplicadas ao veículo. Esse filtro é implementado através de sua *transformada Z* e sua *equação de diferenças*.

3. Controle do Motor de Passo

Essa rotina é a responsável pelo controle, propriamente dito. A partir dos dados de entrada ela calcula o movimento necessário do motor de passo (em número de passos) e envia os pulsos adequados, em sequência, para efetivamente mover o atuador. Essa rotina faz o papel do controlador digital e do sequenciador lógico (drive system do motor de passo).

Esse capítulo pretende estudar rapidamente conceitos envolvidos na amostragem e tratamento de sinais contínuos para que possam ser utilizados por sistemas digitais de controle; pretende também apresentar breves descrições dos circuitos envolvidos (samplers, holders e conversores D/A) e, finalmente, descrever as etapas seguidas pelos componentes do grupo para desenvolver o software de controle e determinados detalhes relevantes para a elaboração do projeto do protótipo. As considerações teóricas baseiam-se nas referências [1], [7] e [10].

Tipos de Sinais

Um sinal em tempo contínuo é um sinal definido sobre uma faixa contínua de tempo. A amplitude pode assumir uma faixa contínua de valores ou assumir apenas um número finito de valores distintos. O processo de representação de uma variável através de um conjunto de valores distintos é chamado de *quantização*.

Um *sinal analógico* é aquele definido sobre uma faixa contínua de tempo, cuja amplitude pode assumir qualquer valor dentro de uma faixa contínua. A Figura 32(a) mostra um sinal analógico em tempo contínuo, e a Figura 32(b), um sinal quantizado em tempo contínuo (quantizado apenas na amplitude). Nota-se que o sinal analógico é um caso especial de sinais em tempo contínuo.

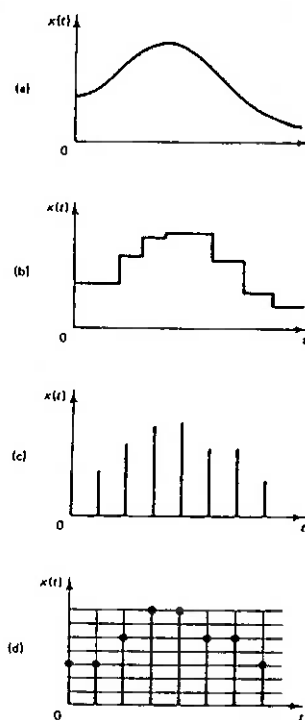


Figura 32. Tipos de sinais

Um sinal em *tempo discreto* é aquele definido apenas em instantes discretos de tempo (ou seja, a *variável independente* t é quantizada). Se a amplitude desse sinal assume valores

A Figura 33 apresenta um diagrama de blocos de um sistema de controle digital. Os elementos básicos do sistema são representados pelos blocos. A operação do controlador é controlada pelo clock. Nesse tipo de sistema de controle, alguns pontos do sistema passam sinais tanto em tempo contínuo como em tempo discreto, enquanto outros pontos passam sinais em código numérico.

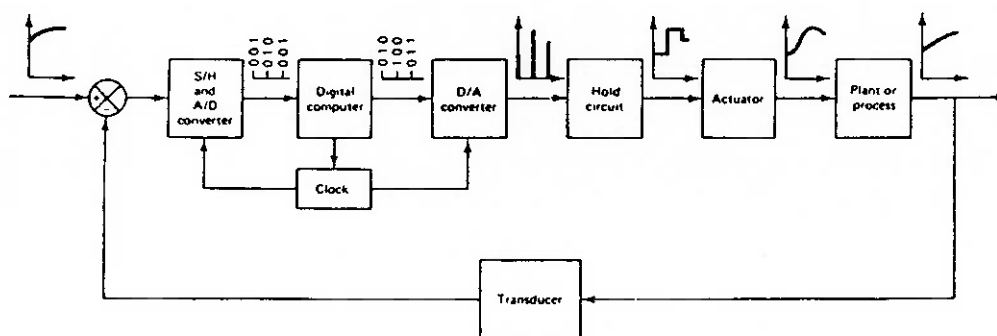


Figura 33. Diagrama de blocos de um sistema de controle digital

A saída da planta é um sinal em tempo contínuo. O sinal de erro é convertido para uma forma digital pelo *circuito de sample-and-hold* e o *conversor analógico-digital*. A conversão é feita no *período de amostragem*. O computador digital processa a sequência de números através de um algoritmo e produz novas sequências. A cada instante de amostragem um número codificado (geralmente um número binário de oito ou mais bits) precisa ser convertido em um sinal de controle físico, normalmente na forma analógica.

Isso é feito pelo *conversor digital-analógico* e pelo *circuito de hold*. O clock de tempo real do computador sincroniza os eventos. A saída do circuito de hold, um sinal em tempo contínuo, alimenta a planta, diretamente ou através de um atuador, para controlar sua dinâmica.

O *circuito de sample-and-hold (S/H)* e o *conversor analógico-digital (A/D)* convertem o sinal em tempo contínuo em uma sequência de números binários codificados. Essa conversão A/D é conhecida como *codificação (coding ou encoding)*.

Em outras palavras, pode-se dizer que o processo total de conversão de um sinal analógico em um sinal digital envolve uma sequência de quatro processos individuais, a saber: *amostragem, holding, quantização e encoding*. Esses processos não são necessariamente executados em operações separadas. Os dois primeiros processos, de forma geral, são executados pelo *circuito S/H* e os dois últimos, pelo *conversor A/D*.

1. Sample-and-Hold (S/H)

1.1. Amostragem

A amostragem de um sinal em tempo contínuo substitui o sinal original por uma sequência de valores em instantes discretos de tempo. Um processo de amostragem é utilizado sempre que o sistema de controle envolve um controlador digital, já que esse mesmo processo e uma operação de quantização são necessários para entrar com os dados nesse controlador. Ao mesmo tempo, a amostragem ocorre também quando medidas necessárias para o controle são feitas de maneira intermitente, como por exemplo, num sistema de localização de radar, onde informações sobre o azimuth e a elevação são obtidas uma vez a cada revolução da antena.

Em outras palavras, a amostragem de um sinal contínuo consiste em simplesmente trocar os valores do sinal por um conjunto discreto de pontos. Assim, sendo Z o conjunto dos inteiros positivos e negativos, $Z = \{\dots, -1, 0, 1, \dots\}$, e seja $\{t_k: k \in Z\}$ um conjunto de

números reais, chamado de instantes de amostragem, os elementos do sinal amostrado é a sequência f , $\{f(t_k) : k \in \mathbb{Z}\}$. Usualmente, os instantes de amostragem são igualmente espaçados, i.e., $t_k = k \cdot h$. Este é o caso da *amostragem uniforme periódica* e h é o período de amostragem. A frequência $f_a = 1/h$ (Hz) é a frequência de amostragem.

1.2. Teorema da Amostragem

Caso os instantes de amostragem sejam muito “próximos” entre si, muito pouca informação é perdida pela amostragem de um sinal contínuo. Entretanto, se os instantes estiverem “distantes”, então muita informação pode ser perdida. A figura seguinte ilustra este fato:

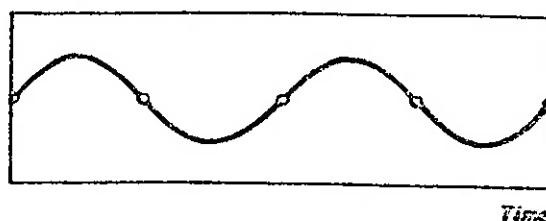


Figura 34. Sinal contínuo

Através da figura, percebe-se que a função seno amostrada não pode ser distinguida da função zero se a frequência da função é a metade da frequência de amostragem.

Torna-se necessário, portanto, saber precisamente quais as condições para que um sinal contínuo seja unicamente dado pela sua versão amostrada. O seguinte teorema apresenta quais são essas condições para a amostragem periódica.

Teorema de Shannon: Um sinal contínuo com a transformada de Fourier nula fora do intervalo $(-\omega_a, \omega_a)$ é dado unicamente pelo seus valores em pontos equidistantes se a

frequência de amostragem é maior que $2\omega_0$, onde ω_a é frequência de amostragem em rad/s e ω_0 é a componente de maior frequência presente no sinal contínuo.

Portanto, se

$$\omega_a > 2\omega_0$$

então, a partir dos dados amostrados é possível reconstruir exatamente o sinal contínuo.

Assim, um sinal contínuo $x(t)$ amostrado com a frequência acima tem o espectro de frequência: conforme a Figura 35(a)

Caso a condição não seja obedecida, tem-se o espectro de frequência da Figura 35(b), que mostra a existência de superposição de sinais em algumas faixas de frequência (*aliasing*).

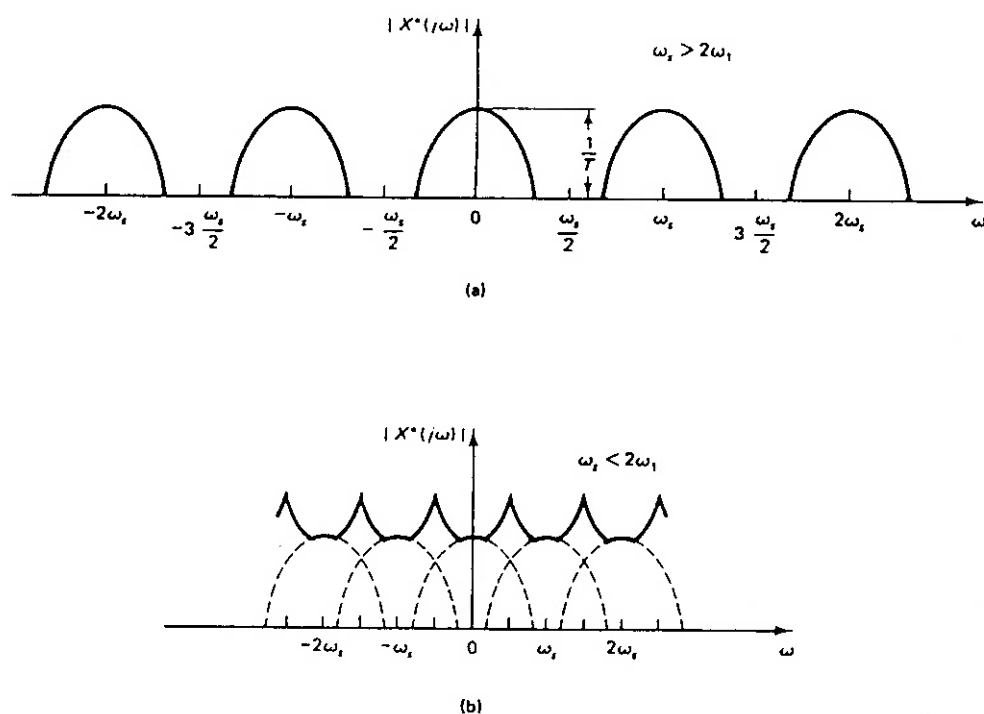


Figura 35. Espectros de Frequência

1s, e a representação tem apenas um número finito de dígitos; dessa forma, a conversão A/D é, na verdade, uma *aproximação*, já que o sinal analógico pode tomar um número infinito de valores.

Geralmente, um circuito de sample-and-hold é parte integrante de conversores A/D disponíveis comercialmente. Assim, o conversor executa as seguintes operações: sample-and-hold, quantização e encoding.

II.1. Quantização/Encoding

A operação de quantização é ilustrada na figura seguinte:

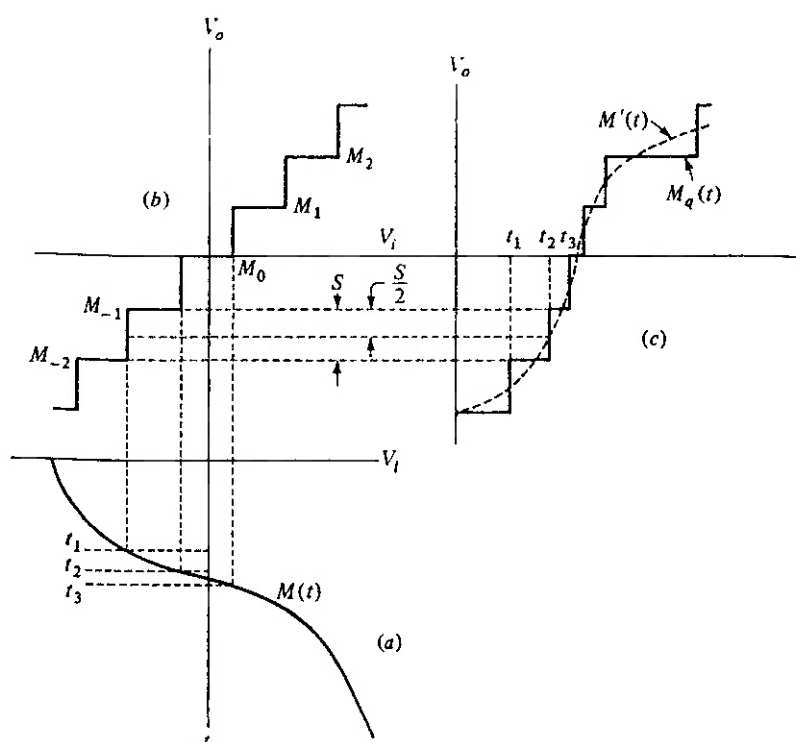


Figura 36. A operação de quantização

Um sinal $M(t)$ é mostrado na Figura 36(a). Este sinal é a forma de onda V_i aplicada à entrada do quantizador. A saída dele é chamada de V_o . O quantizador tem a qualidade essencial de que sua característica de entrada-saída tem a forma de escada da Figura 36(b). Como consequência, a saída V_o , vista na Figura 36(c), é a forma de onda quantizada $M_q(t)$. Observa-se que, enquanto a entrada $V_i = M(t)$ varia suavemente ao longo de sua faixa, o sinal quantizado $V_o = M_q(t)$ fica em um ou outro nível de um número fixo de níveis.... M_2 , M_1 , M_0 , M_1 , M_2 ,Logo, o sinal $M_q(t)$ ou não varia ou muda abruptamente por um salto quantizado S , chamado de passo (step size).

Assim, o sinal quantizado é uma aproximação do sinal original. A qualidade da aproximação pode ser melhorada com a redução do tamanho dos passos, aumentando, dessa forma, o número de níveis permissíveis. Para se ter uma idéia do número de níveis de quantização requerido num sistema prático, basta notar que 512 níveis podem ser usados para se obter a qualidade de uma TV a cores, enquanto 64 níveis permitem apenas performance aceitável de TV a cores. (dados de 1977, extraídos da referência [10]).

O processo completo de digitalização de um sinal analógico é ilustrado na figura seguinte:

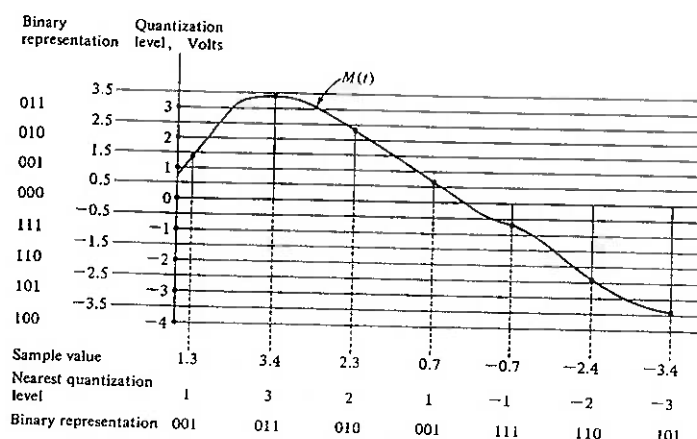


Figura 37. Digitalização de um sinal analógico

O sinal $M(t)$ é regularmente amostrado nos instantes indicados pelos pontos na forma de onda. A tensão pico-a-pico é de 7 V, indo de -3.5 a +3.5 V. Foram estabelecidos oito níveis de quantização, localizados de modo que o máximo erro instantâneo possível de quantização é 0.5 V. Segundo a prática usual, cada nível é associado a um conjunto de dígitos binários, usando a representação de complemento de dois (como são oito níveis, são necessários 3 bits).

Os dígitos binários podem agora ser transmitidos ou processados em série ou paralelo.

Considerações Experimentais

O sistema de realização do controle baseou-se na utilização de um microcomputador (PC) disponível no Laboratório de Automação do Departamento de Engenharia Mecânica. Esse micro já dispunha previamente de uma placa de conversão A/D, bem como um programa em Pascal de aquisição de dados.

A primeira etapa experimental realizada, objetivando-se a construção do protótipo, foi avaliar o funcionamento desse programa de aquisição de dados, em conjunto com o Conversor A/D. Assim, utilizando-se as entradas e saídas analógicas disponíveis (Entradas 0 e 1, Saída 0), um gerador de funções e um osciloscópio, foi possível estudar o comportamento desse sub-sistema. Aplicando-se diferentes sinais de entrada analógicos, como funções senoidais de variadas frequências e funções quadradas, leu-se o sinal amostrado na tela do osciloscópio, sempre tendo em mente o teorema da amostragem. Ao mesmo tempo, alguns destes valores de entrada e saída foram devidamente gravados em arquivos e depois analisados. Como esperado, concluiu-se que as tensões de entrada

variando entre ± 5 V, são amostrados e transformados em valores inteiros entre 0 e 255 (byte).

Dessa forma, foi possível compreender o funcionamento do programa PLACA.PAS de aquisição de dados, bem como das fórmulas de conversão ali presentes e que posteriormente foram utilizadas para o software de controle.

Cabe ressaltar aqui um aspecto importante desse programa de aquisição. Da maneira como ele é implementado, existe uma dificuldade adicional no que diz respeito ao período de amostragem: caso o código do programa seja muito longo (incluindo filtros, controladores, etc), o período de amostragem não se mantém constante. Isso ocorre em função do comando **delay (T)**. Para evitar esse tipo de problema, seria necessário calibrar-se este delay, ou então, utilizar uma interrupção direta no DOS.

No que diz respeito ao Conversor A/D, especificamente, não foi possível obter-se um manual de seu funcionamento, visto que a placa foi desenvolvida na própria Universidade. A única informação disponível, que exibia detalhes da mesma, era um diagrama elétrico.

As etapas seguintes envolviam o desenvolvimento do software de controle e a filtragem do sinal. Tais etapas são devidamente explicadas no Capítulo 6.

Outro detalhe relevante no que diz respeito à utilização do micro como controlador é sua interface com o circuito de potência e o motor de passo. Consultas com professores e colegas indicaram a utilização da saída paralela (impressora) do microcomputador para alimentar o circuito de potência com o sinal de controle. Era necessário, portanto, descobrir como enviar o sinal para esta saída. Segundo a referência [12], obteve-se o endereço do port paralelo (378) e escreveu-se este endereço no programa de aquisição de dados. Os resultados obtidos, entretanto, foram inconclusivos. Posteriormente, sugeriu-se a utilização

de um drive adicional, que se encarregaria de pegar uma palavra (byte) através da saída serial e “montá-la”, para então enviá-la, através de comunicação paralela, para o circuito de potência. Empecilhos de tempo e recursos, entretanto, impediram o prosseguimento desta linha de raciocínio.

6. PROJETO DO SOFTWARE

6.1. Filtragem de Sinais

De acordo com a referência [5], os sinais dinâmicos são constituídos por várias frequências, além de serem frequentemente perturbados pelo que se denomina de ruído, resultando em distorções e mascaramento do sinal real. Assim, são necessários circuitos apropriados para se eliminar componentes de frequência ou ruídos indesejáveis; esses circuitos são os *filtros*.

Filtragem, portanto, é o processo de atenuar as componentes de frequência indesejáveis e manter inalteradas as componentes de frequências necessárias à análise.

Pode-se imaginar um filtro ideal como aquele que eliminaria totalmente as frequências indesejáveis e manteria intacta todas as demais, como se fosse uma janela retangular do espectro de frequência. Entretanto, isso não ocorre em filtros reais, pois as frequências indesejáveis não são totalmente eliminadas, mas apenas atenuadas com um grau de atenuação que depende da distância da frequência em relação à frequência de corte. Assim, é possível que mesmo depois de filtrado, o sinal ainda apresente influência das frequências

indesejáveis, porém, com menor intensidade. Da mesma forma, as frequências desejáveis são afetadas pelo filtro, que atenua também uma parte das frequências mais próximas da frequência de corte, além de alterar sua fase.

Entre os diversos tipos de filtros disponíveis, aquele que se adequa às condições do projeto em questão é o *filtro passa-baixa*, que atenua componentes com frequência inferior a um determinado limite (frequência de corte). A figura seguinte ilustra o comportamento de um filtro desse tipo.

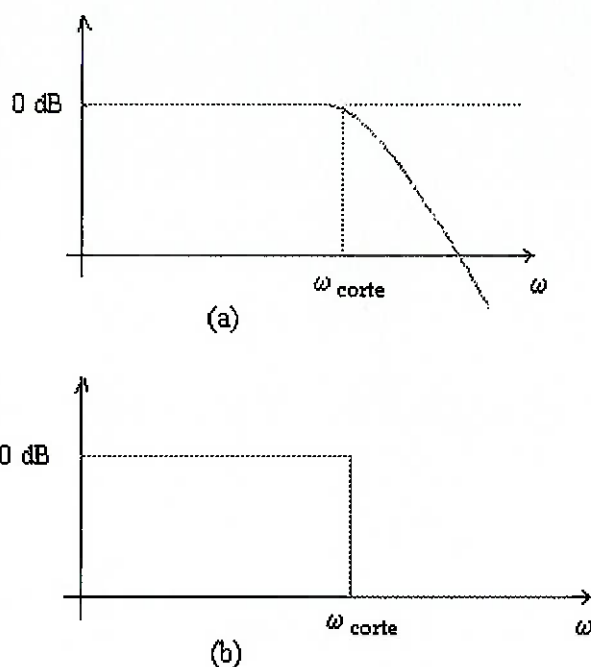


Figura 38. (a) Diagrama de Bode de um filtro passa-baixa real
(b) Diagrama de Bode de um filtro passa-baixa ideal

Dessa forma, a utilização de um filtro passa-baixa elimina as componentes indesejáveis para o controle, como ondulações e buracos da estrada sobre a qual o veículo se move, restringindo a entrada aos sinais estáticos ou de baixíssima frequência.

O filtro passa-baixa mais simples (primeira ordem) tem a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$$

onde $\tau = \frac{1}{2\pi f_c}$, f_c - frequência de corte

Entretanto, como o filtro a ser implementado deve ser digital, é preciso realizar uma discretização dessa equação, passando do domínio em tempo contínuo (s) para o domínio em tempo discreto (z).

Utilizando o método da transformação bilinear dada por:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

onde T é o período de amostragem, pode-se obter a equação correspondente ao filtro digital.

A escolha dos valores de T e f_c adequados depende da análise do sinal correspondente ao perfil da estrada, com suas ondulações típicas. Entretanto, uma vez que não se dispunha desse dado, com todos os seus detalhes de frequências envolvidas, admitiu-se um valor alto para a frequência de amostragem e baixo para a frequência de corte, por motivos previamente expostos. A validade desses valores só pode ser comprovada com a realização efetiva dos testes do protótipo.

Assim, optou-se por:

fa - frequência de amostragem = 3000Hz $\Rightarrow T=0.0003s$

fc = 0.1 Hz $\Rightarrow \tau = 1.6s$

De posse desses dados, obteve-se o filtro digital correspondente:

$$G(z) = \frac{0.0003 + 0.0003z^{-1}}{3.2003 - 3.1997z^{-1}}$$

Com isso, executou-se o traçado dos diagramas de Bode (Ganho e Fase) para os filtros, tanto no domínio de s como em z. As simulações em detalhes podem ser apreciadas no Capítulo 7.

Por outro lado, cabe lembrar que a atenuação de um filtro passa-baixa de primeira ordem é de 20dB/década. Portanto, existe a possibilidade de que essa atenuação não seja o suficiente para eliminar as componentes de frequência indesejáveis num intervalo de tempo recomendável. Nessas condições, propôs-se o estudo de um filtro passa-baixa de segunda ordem, com a qual é possível obter uma atenuação de 40dB/década.

Para definir um filtro desse tipo, que é um sistema de segunda ordem, são necessários dois parâmetros:

ζ - amortecimento

ω_n - frequência natural

A obtenção da frequência natural se faz da seguinte maneira:

$$\omega_n = \omega_{\text{corte}} = 2\pi f_c$$

Para a determinação do amortecimento, por outro lado, deve-se considerar que, adotando-se uma atenuação de 3dB na frequência de corte, segundo Marra (1993:44), tem-se:

$$\text{Ganho(dB, } \omega = \omega_n) = \frac{1}{2\zeta}$$

$$20 \log \frac{1}{2\zeta} = -3 \text{dB}$$

Obtém-se, assim:

$$\zeta = 0.706$$

No domínio de tempo contínuo, um sistema de segunda ordem tem a seguinte função de transferência:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Com os valores obtidos, tem-se:

$$G(s) = \frac{0.397}{s^2 + 0.89s + 0.397}$$

Aplicando-se novamente a transformação bilinear para se obter o equivalente discreto desse filtro, chega-se a:

$$G(z) = \frac{0.000000035 + 0.000000071z^{-1} + 0.000000035z^{-2}}{4 - 7.99z^{-1} + 3.99z^{-2}}$$

Para este filtro, traçaram-se também os diagramas de Bode correspondentes (contínuo e discreto). Estes diagramas encontram-se no Capítulo 7.

Uma última observação refere-se à implementação deste filtro. Ela é feita através de uma equação recursiva em Pascal, conhecida como equação de diferenças, que equivale, no caso contínuo, à equação diferencial. Para o filtro passa-baixa de primeira ordem, ela é obtida da seguinte maneira:

$$G(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = \frac{T + Tz^{-1}}{2\tau + T - (2\tau - T)z^{-1}}$$

$G(z)$ - função de transferência discreta do filtro passa-baixa de primeira ordem

Rearranjando esta equação, obtém-se:

$$y(z) = \frac{1}{T + 2\tau} \cdot [T \cdot u(z) + T \cdot u(z)z^{-1} + (2\tau - T) \cdot y(z)z^{-1}]$$

Segundo a referência [1], analogamente ao fato de que no plano s (domínio de tempo contínuo), a variável s^n multiplicando uma variável $y(s)$, por exemplo, significa no tempo a derivada n -ésima de $y(t)$, tem-se que, no plano z (domínio de tempo discreto), a variável z^{-n} multiplicando a variável $y(z)$, significa no tempo a variável z atrasada de nT segundos.

Logo, a equação de diferenças obtida é:

$$y(kT) = \frac{1}{2\tau + T} \cdot [T \cdot u(kT) + T \cdot u(kT - T) + (2\tau - T) \cdot y(kT - T)]$$

Nota-se que esta equação representa uma fórmula de recorrência, onde conhecendo-se os valores passados de $y(kT)$ e os valores da entrada $u(kT)$, pode-se avançar no tempo com um processo marchante. É esta equação que é efetivamente implementada no microcomputador.

A listagem contendo o filtro digital e software de controle encontra-se no Anexo.

6.2. Lógica de Controle

Aquisição de dados

A entrada para o sistema de realização de controle (Micro PC), e conseqüentemente para o Software de controle é feita pela placa conversora A/D (analógica/digital). A placa recebe dois sinais de tensão, sendo estes advindos de cada um dos transdutores de deslocamento (potenciômetros). Estes dois sinais são convertidos pela placa A/D em duas variáveis do tipo *byte* (valores inteiros variando de 0 a 255). A partir daí, os sinais já podem ser tratados pelo Software de controle.

O Software de controle é composto basicamente de duas partes: a parte de filtragem digital dos sinais e a parte de realização do controle propriamente dita.

As duas variáveis do tipo *byte* devem passar pelo filtro digital antes de serem tratadas pelo software de realização do controle, isto porque o sistema proposto deve responder somente a sinais de baixa frequência, ou seja, variações estáticas de carga, e não àquelas variações causadas pela ondulação ou buracos existentes no perfil da estrada. Sendo assim, o filtro digital deve ser do tipo Passa-Baixa com uma frequência de corte próxima de zero.

Após filtrados, os valores dos dois sinais precisam ser transformados em valores de tensão, utilizando-se para isso da fórmula de conversão, isto porque, no caso do protótipo em questão, os valores das constantes de calibração dos transdutores de deslocamento são diferentes entre si e, como o software de controle precisa do valor do deslocamento relativo entre os dois sensores (diferença entre os dois valores), precisa-se dividir o valor de tensão de cada um dos transdutores pela constante de calibração, separadamente, para poder-se

obter os dois valores de deslocamento e depois então subtrai-los e obter assim o valor do deslocamento relativo. Esta idéia pode ser melhor observada no fluxograma 1.

Tratamento do erro

Da maneira como nosso sistema de controle foi concebido, existem duas questões a serem discutidas quanto à acuracidade do sistema de posicionamento da lente do farol:

A primeira é se o fato de não haver realimentação para a posição angular do farol pode ou não constituir uma fonte de erro para o posicionamento. Esta questão se responde em duas partes: uma relativa ao motor de passo e outra relativa ao mecanismo de transmissão da rotação do motor ao eixo do farol (coroa e parafuso sem fim). A parte do motor de passo já foi respondida no item **5.2. Atuadores** e está amparada na referência [3] que diz que o motor de passo é um sistema confiável em termos de posicionamento e não necessita, como subsistema isolado, de realimentação. Já a parte relativa ao mecanismo só pode ser respondida, no caso do protótipo, uma vez concluídos os testes de funcionamento do sistema, ou seja, se a montagem do mecanismo proporcionará folga mecânica ou mesmo perda de passo por parte do motor de passo, de modo a afetar o posicionamento final da lente do farol.

A outra questão está no fato do motor de passo andar em passos de valor angular fixo (*step angle*, ou ângulo de passo), o que torna seu movimento discretizado. No caso do protótipo em questão, o ângulo de passo é $1,8^\circ$, porém o mecanismo de transmissão (coroa e parafuso sem fim) proporciona uma redução de 1:52, o que faz com que o menor valor de rotação para o eixo do farol seja $1,8 \div 52 = 0,0346^\circ$. Assim sendo, quando o *Software* de controle decidir que o motor deverá girar um ângulo “ θ ”, o motor efetivamente girará, de

acordo com a lógica do programa, um valor inteiro de passos, ou seja $N \times 0,0346^\circ$, porém, no caso geral ficará faltando um valor de ângulo " α " (entre 0 e $0,0346^\circ$) que é o resto da divisão de " θ " por 0,0346.

A lógica do programa resolve este problema da seguinte forma: este valor " α " é sempre guardado a cada cálculo de ângulo " θ " e é somado ao próximo valor de " θ " calculado com base na entrada de dados da amostragem seguinte. Ou seja, a cada período de amostragem, o máximo desvio de posicionamento do eixo de rotação do farol é " α " (em valores absolutos). O programa devará calcular o ângulo de correção de modo que o farol, volte à posição central da faixa de inclinações fornecida pela Norma. Esta faixa, por sua vez, tem uma extensão de $41,6^\circ$ ($\arctang(2,5) - \arctang(0,5) = 68,2^\circ - 26,6^\circ$, conforme **Capítulo 3. Modelagem** Desta forma garante-se que o sistema atende à Norma, já que o erro estará sempre na faixa de $-0,0346^\circ$ a $+0,0346^\circ$ em torno da posição de ajuste.

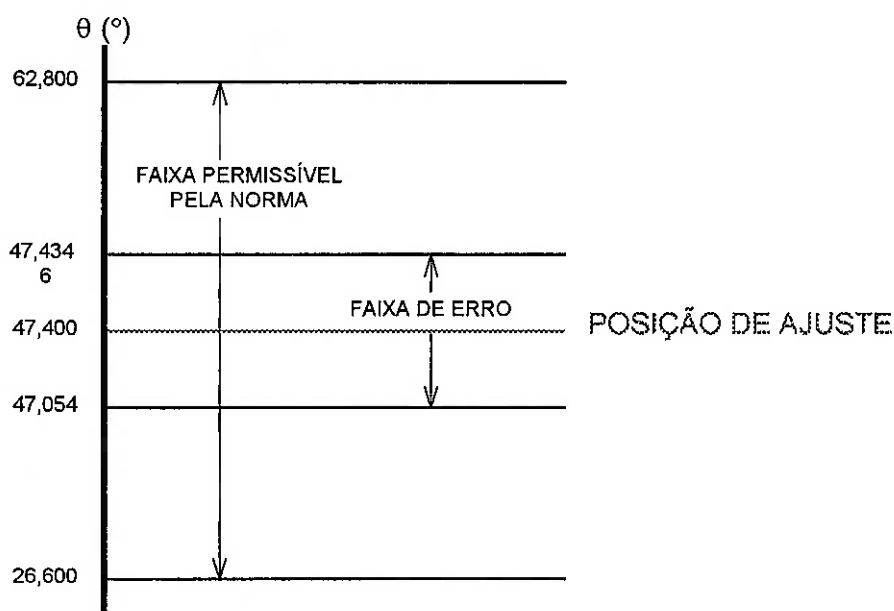


Figura 39. O erro no posicionamento do farol

FLUXOGRAMA 1

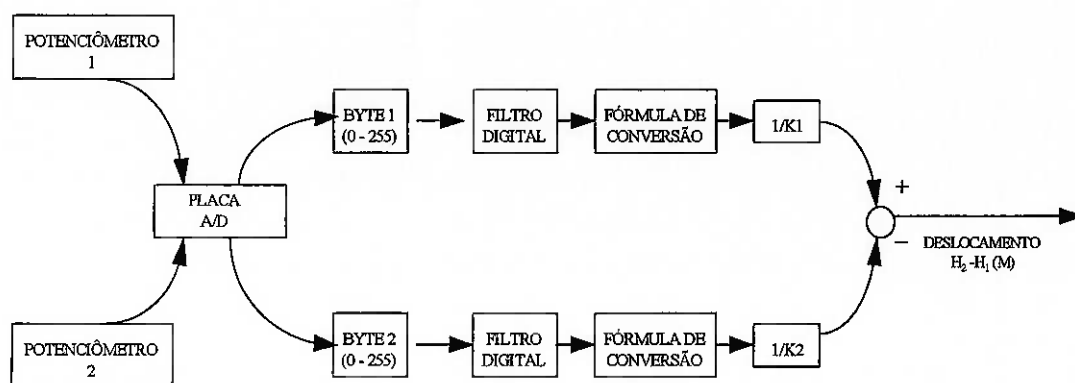
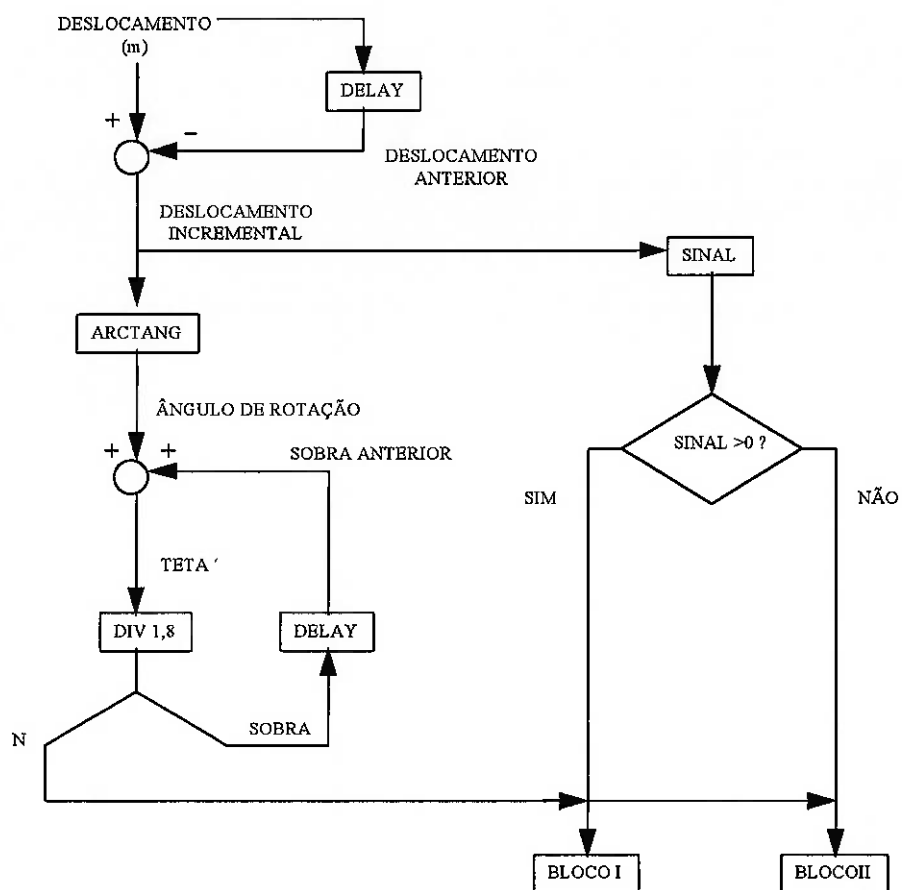


Figura 40. Fluxograma de aquisição de dados de entrada

FLUXOGRAMA 2



BLOCO I

PARA i DE 1 A N FAÇA	
	PONTEIRO :=PONTEIRO^.PROX;
	ACIONA (PONTEIRO^.FASE,SAÍDA)

BLOCO II

PARA i DE 1 A N FAÇA	
	PONTEIRO :=PONTEIRO^.ANT;
	ACIONA (PONTEIRO^.FASE,SAÍDA)

PROCEDIMENTO “ACIONA”

CASO FASES SEJA				
	'A'	'B'	'C'	'D'
	SAÍDA:=1	SAÍDA:=2	SAÍDA:=4	SAÍDA:=8
PORTSAIDA:= SAÍDA				

Figura 41. Fluxograma de realização do controle

7. SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

Algumas simulações foram realizadas no sentido de estudar o comportamento do sistema proposto e a coerência das soluções adotadas. No caso da filtragem do sinal de entrada, por exemplo, era necessário definir qual tipo de filtro seria efetivamente implementado no computador (primeira ou segunda ordem). Ainda, cabia à simulação verificar se a proposta de sistema de controle atendia aos requisitos estabelecidos no início do projeto.

Duas etapas de simulações foram então realizadas, utilizando-se o MATLAB e o SIMULINK.

Usando a biblioteca de funções do MATLAB, foram executados programas de traçamento dos Diagramas de Bode para os dois tipos de filtros definidos, tanto no domínio de tempo contínuo (s) como no domínio de tempo discreto (z), ou do filtro digital.

O uso do SIMULINK permitiu simular o comportamento do sistema filtro+ação de controle (cálculo do ângulo de correção), no sentido de verificar se ele comportava-se como esperado quando submetido a diversas entradas e de frequências distintas.

I. Diagramas de Bode

A resposta em frequência dos filtros (ganho e fase) pode ser visualizada a partir dos Diagramas de Bode abaixo:

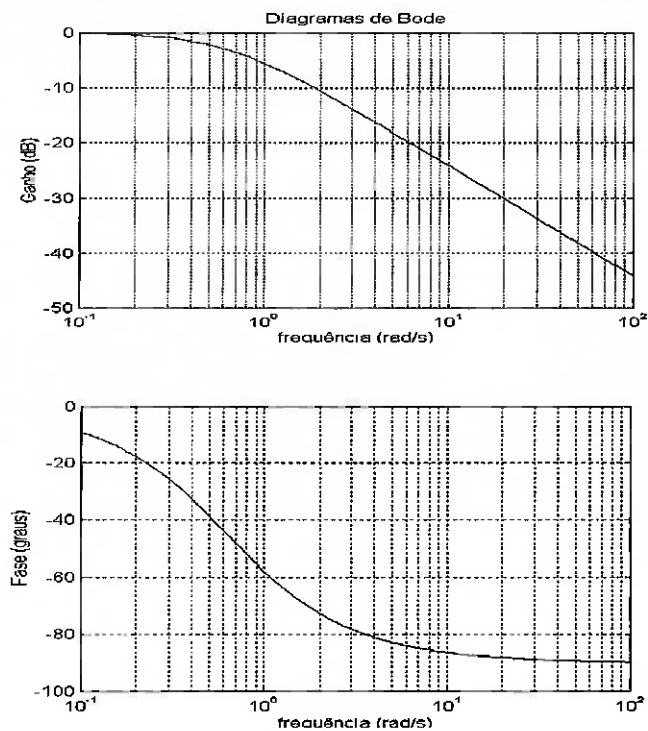


Figura 42. Diagramas de Bode do filtro de primeira ordem ($G(s)$)

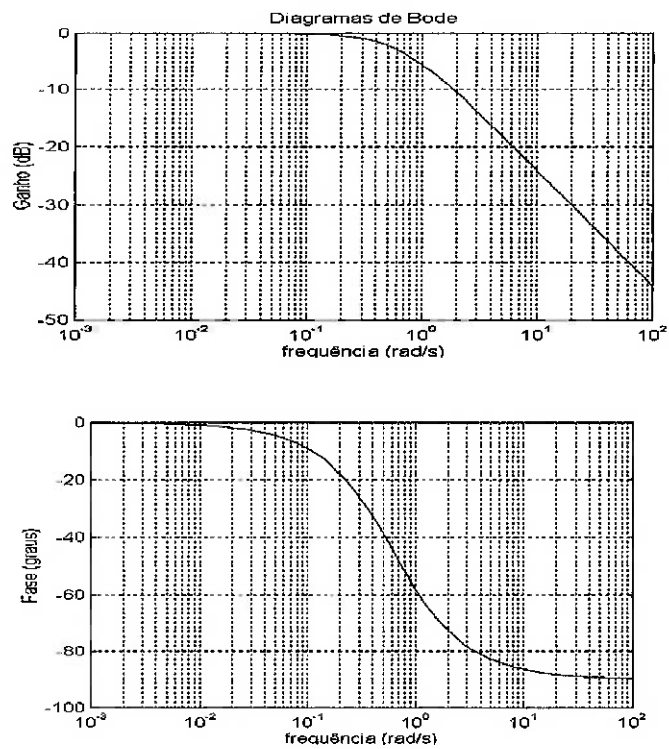
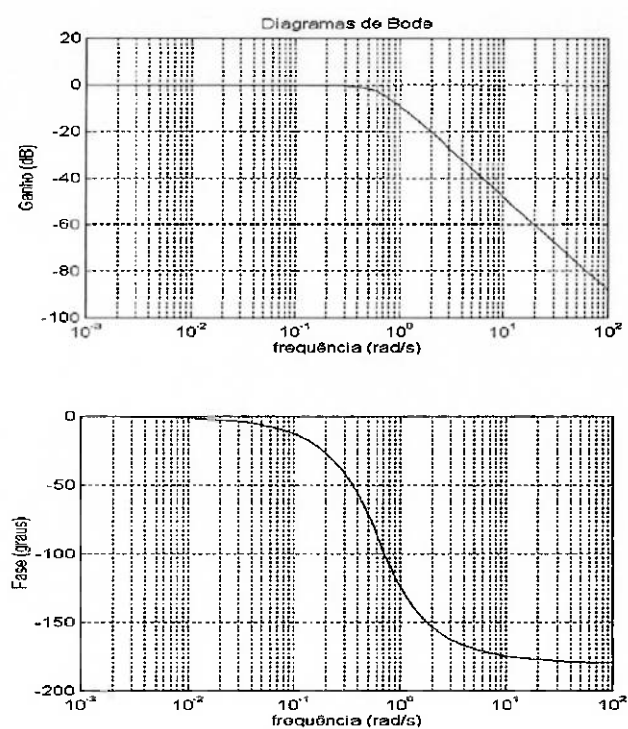
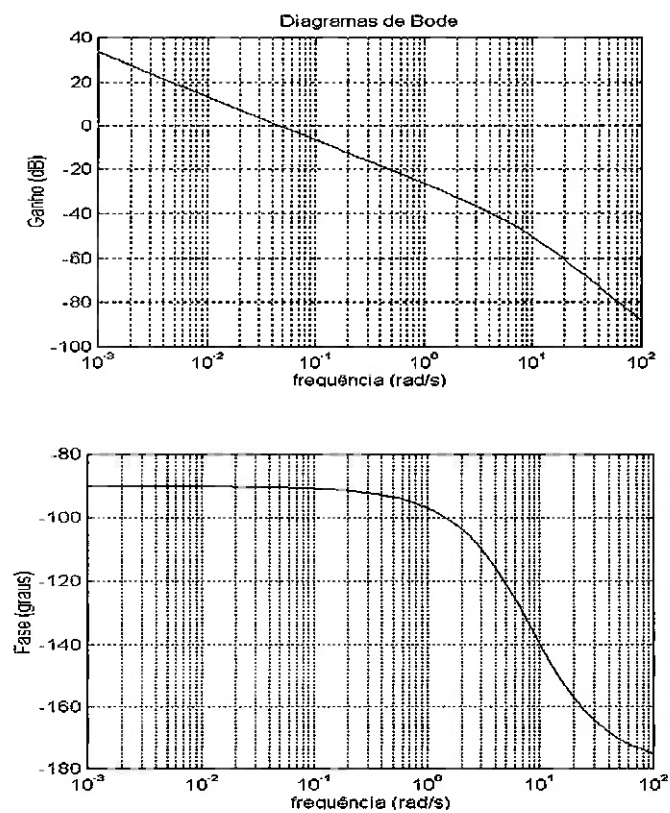


Figura 43. Diagramas de Bode do filtro digital de primeira ordem ($G(z)$)

Figura 44. Diagramas de Bode do filtro de segunda ordem ($G(s)$)Figura 45. Diagramas de Bode do filtro digital de segunda ordem ($G(z)$)

O diagrama da Figuras 42 exibe a resposta em frequência de um filtro de primeira ordem descrito no plano s . Assim, percebe-se que na frequência angular próxima de 0.628 rad/s (correspondente à frequência de corte de 0.1 Hz) começa a ocorrer a atenuação do sinal, com um decaimento de 20 dB/década, como esperado. A Figura 43, do filtro digital em z , mostra que a transformação bilinear preservou as características de resposta em frequência.

A Figura 44 mostra o comportamento de um filtro de segunda ordem descrito no plano s . O decaimento, ocorrido novamente a partir de uma frequência próxima de 0.628 rad/s é, entretanto, mais acentuado (ou mais precisamente de 40 dB/década). Já a Figura 45, do filtro digital de segunda ordem, mostra que a passagem do domínio de tempo contínuo para o domínio de tempo discreto alterou as características do filtro, desviando seu comportamento do esperado. Percebe-se que o ganho em dB para frequências inferiores à frequência de corte é maior que zero, ao contrário do filtro original.

II. Simulação do Sistema

O seguinte diagrama de blocos foi montado no SIMULINK, para testar o comportamento do sistema em resposta a entradas variadas:

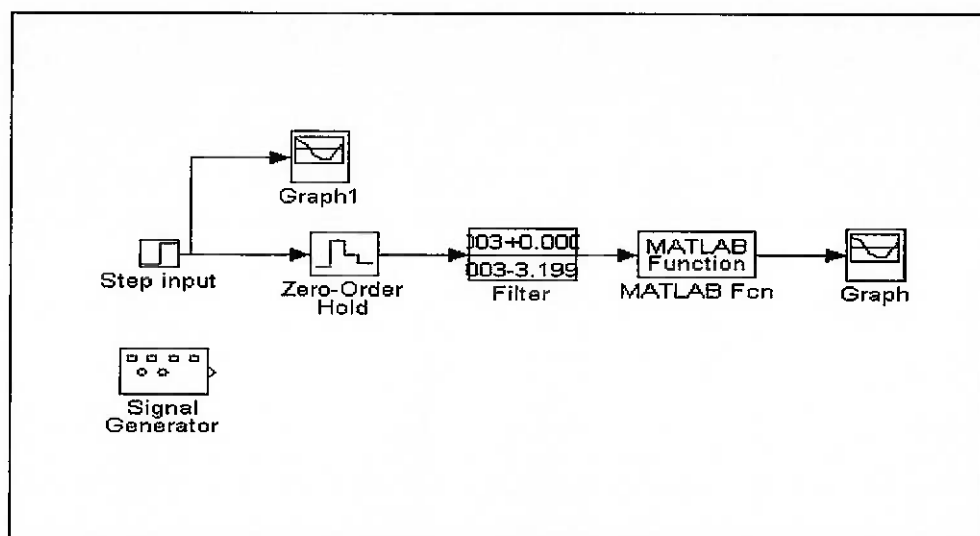


Figura 46. Diagrama de Blocos para Simulação

Na Figura 46 é possível notar os principais componentes do sistema proposto:

1. Entradas: entrada degrau e um gerador de funções
2. Zero-order Hold
3. Filtro
4. A função arctan, que calcula o ângulo de correção necessário. (MATLAB fcn)

Além disso, dois blocos representam os traçadores dos gráficos correspondentes à entrada sendo aplicada ao filtro e à saída do sistema.

As simulações foram executadas para os filtros digitais, tanto de primeira como de segunda ordem. As entradas aplicadas foram:

- Entrada degrau unitário
- Onda quadrada de $f = 20\text{Hz}$
- Onda aleatória de $f = 60\text{Hz}$
- Onda senoidal de $f = 0.05\text{Hz}$

Os resultados obtidos são mostrados a seguir:

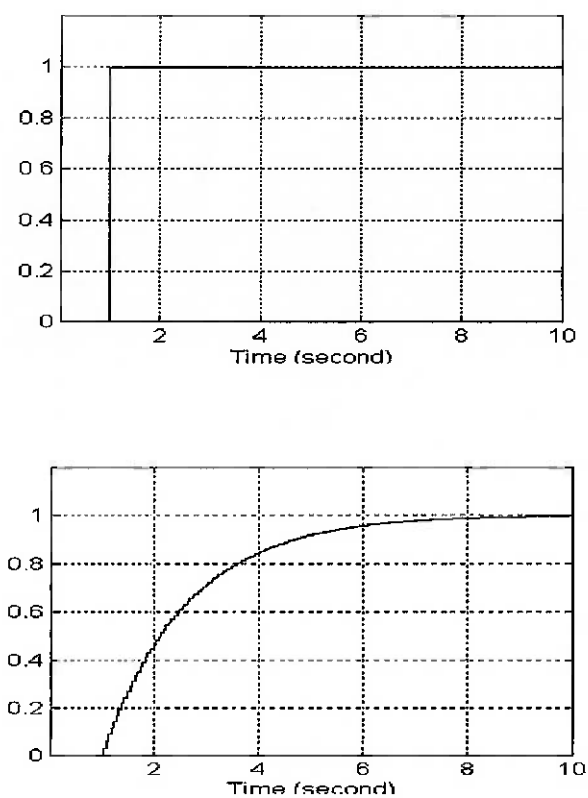


Figura 47. Entrada degrau unitário e resposta do sistema de primeira ordem

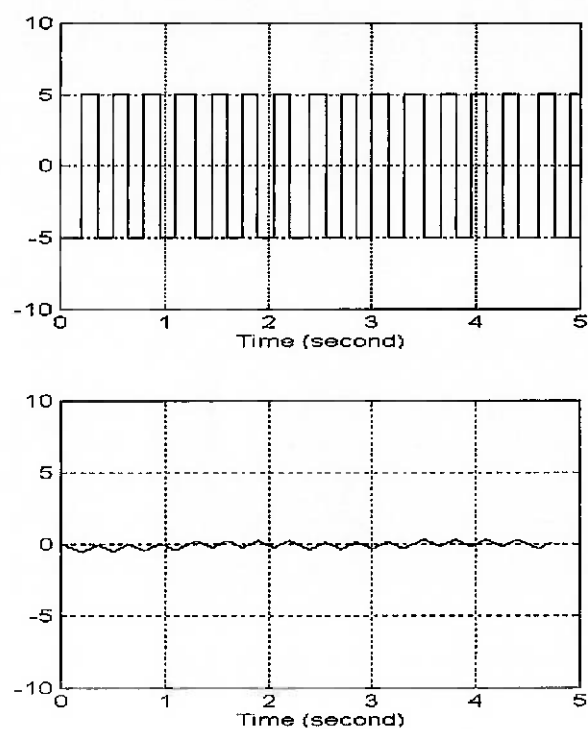


Figura 48. Entrada Onda Quadrada e resposta do sistema de primeira ordem

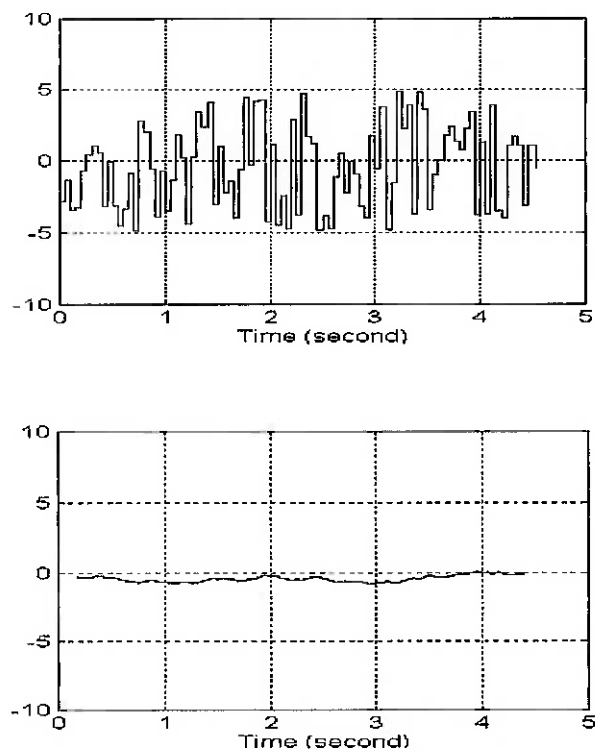


Figura 49. Entrada Onda Aleatória e resposta do sistema de primeira ordem

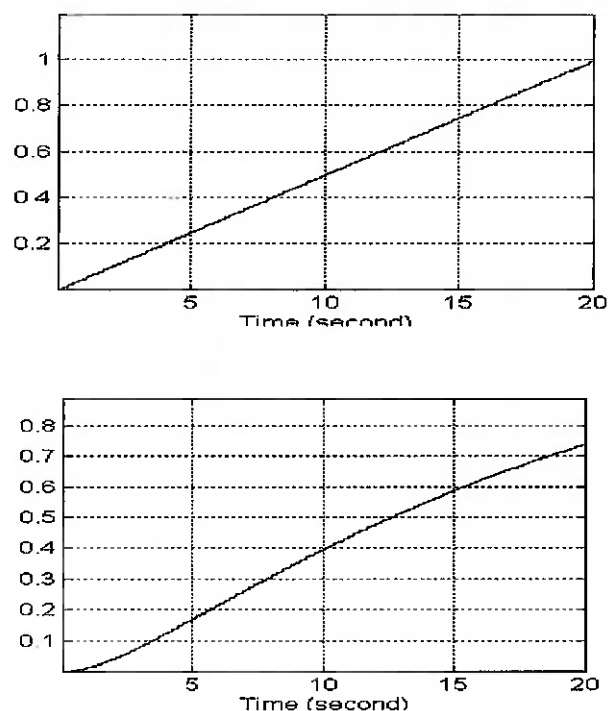


Figura 50. Entrada Onda Senoidal e resposta do sistema de primeira ordem

Para o filtro digital de segunda ordem, o Diagrama de Blocos no SIMULINK é semelhante ao da Figura 46, substituindo-se apenas a função de transferência no bloco referente ao filtro. Para as mesmas entradas aplicadas ao sistema de primeira ordem, as respostas obtidas pelo sistema de segunda ordem foram:

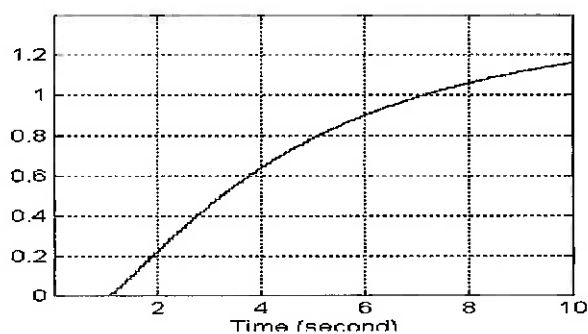


Figura 51. Resposta do sistema de segunda ordem à Entrada Degrau

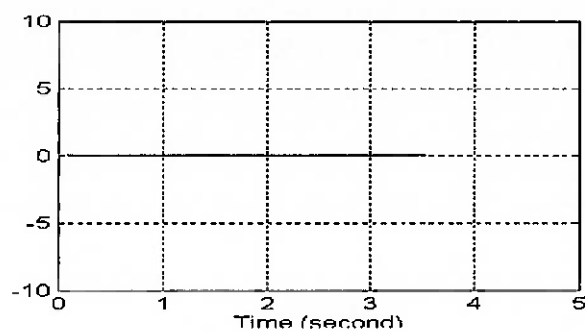


Figura 52. Resposta do sistema de segunda ordem à Entrada Onda Quadrada

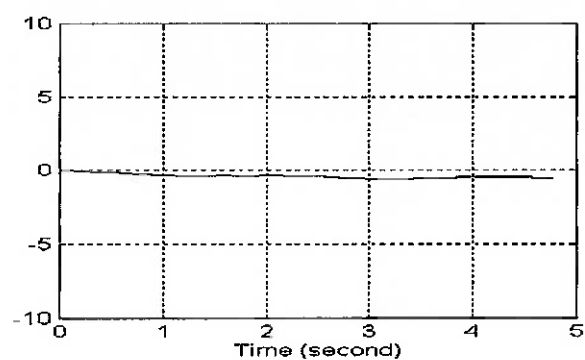


Figura 53. Resposta do sistema de segunda ordem à Entrada Onda Aleatória

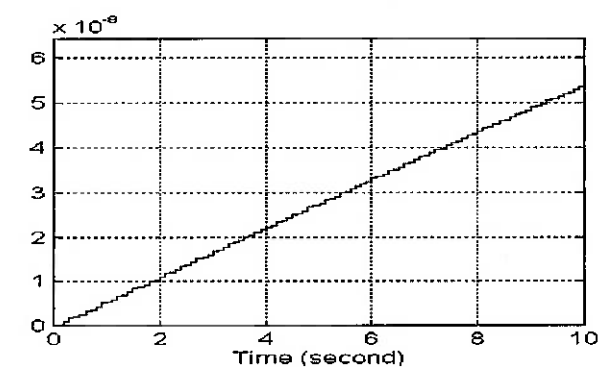


Figura 54. Resposta do sistema de segunda ordem à Entrada Senoidal

A comparação da Figura 47 e a Figura 51 mostra que o sistema de primeira ordem é mais rápido para atingir o valor final da entrada do que o de segunda ordem, quando as

frequências são baixas. Percebe-se, ainda, pela Figura 51 que o sistema de segunda ordem apresenta um sobressinal em relação à entrada.

As Figuras 48 e 52 indicam que a atenuação do sistema de segunda ordem é bem mais acentuada que a do sistema de primeira ordem, onde se percebe o efeito de integração ocorrido, para frequências maiores que a de corte. Essa atenuação maior também é perceptível na Figura 53 em relação à Figura 49.

Entretanto, observando-se a Figura 54, verifica-se que quando se aplica uma Entrada senoidal de baixa frequência ($f = 0.05\text{Hz}$) ao sistema de segunda ordem, ocorre também uma atenuação desse sinal, quando isso não estava previsto, já que o filtro utilizado é do tipo passa-baixa. Já a Figura 50 demonstra que o filtro de primeira ordem utilizado corresponde mais fielmente ao comportamento esperado, acompanhando com uma pequena distorção o valor da entrada.

Do exposto acima, optou-se pela implementação do sistema que utiliza um filtro de primeira ordem, por atender às necessidades do projeto.

A implementação desse filtro, entretanto, através de sua equação de diferenças apresentou defeitos e a resposta obtida para o sinal filtrado não correspondeu ao esperado das simulações. Destaque-se aqui, novamente, a influência do delay (T) no programa de aquisição de dados, que torna o período de amostragem inconstante; isso tem influência decisiva no desenvolvimento do filtro digital, que pressupõe um período de amostragem fixo.

8. CONCLUSÕES

8.1. Objetivos alcançados

A proposta inicial de se construir um protótipo não foi concretizada.

Apesar disso, muito se evoluiu no projeto dos sub-sistemas. O levantamento bibliográfico dos conceitos envolvidos foi efetivamente concretizado e o resultado é um extenso material de informação selecionada, abrangendo diferentes aspectos da elaboração de um projeto de Engenharia.

O circuito de potência do motor de passo foi efetivamente projetado, implementado e testado, atendendo às necessidades.

O filtro digital e o software de controle também foram desenvolvidos e implementados em Pascal, embora seus testes não tenham sido conclusivos. A simulação do filtro, entretanto, utilizando o SIMULINK e o MATLAB, indicou que o caminho adotado estava correto.

Vários testes foram realizados com a placa de aquisição de dados e a saída paralela do computador, na tentativa de possibilitar o interfaceamento entre o sistema de realização de controle, o sistema de sensoriamento e o de atuação, buscando a integração de todos os sub-sistemas.

Um objetivo que a princípio não estava previsto, mas que certamente faz parte do escopo da disciplina de PMC-581, e que sem dúvida foi atingido, está no contato estabelecido entre aluno e a realidade da Engenharia, onde somente a teoria não garante o sucesso de um empreendimento.

8.2. Dificuldades

Ao longo do desenvolvimento deste projeto, numerosas e variadas dificuldades foram encontradas.

Grande parte dessas dificuldades foi decorrência da falta de disponibilidade de informações pelos mais diversos motivos. Não foi possível, por exemplo, obter material de informação técnica comercial, como catálogos de motores de passo e LVDTs, que seria imprescindível como complemento à teoria encontrada nas referências bibliográficas. Outro material indisponível foi um manual da placa de aquisição de dados instalada nos computadores do Laboratório de Automação do Departamento de Engenharia Mecânica, que simplesmente não existe. Um terceiro fator que dificultou a obtenção de informações foi referente ao sistema de regulagem existente atualmente no mercado: o acesso ao material do projeto desenvolvido pela General Motors do Brasil é restrito, por razões óbvias (caráter confidencial).

Na tentativa de implementação da construção do protótipo, foi perdido tempo considerável na definição de como seriam obtidos os componentes do mecanismo de transmissão (se se optaria pela usinagem do conjunto coroa e parafuso sem fim, ou se se compraria algo pronto que atendesse às necessidades). Houve também uma tentativa frustrada de projeto e montagem de um suporte para o farol (já obtido, a esta altura) que garantisse movimentação adequada do mesmo, a partir da transmissão.

Adicionalmente, uma série de imprevistos ocorreu, prejudicando ainda mais o desenvolvimento do projeto. Foram eles: estado precário do Laboratório de Automação (computadores desmontados ou com mal funcionamento); problemas com o programa

PLACA.PAS no que diz respeito ao seu método de amostragem (o delay (T) faz com que, dependendo do tamanho do código, o período de amostragem não seja fixo).

Por outro lado, a compra de componentes em lojas de “sucatas eletrônicas”, a fim de manter os gastos dentro de níveis aceitáveis, aliada à já citada falta de catálogos, fez com que problemas surgissem no funcionamento dos mesmos. Por exemplo, o motor de passo adquirido não funcionou como esperado, apesar das informações obtidas a seu respeito serem, teoricamente, suficientes.

8.3. O Futuro

Os avanços efetuados ao longo do desenvolvimento do projeto, embora não tenham sido suficientes para a concretização do protótipo, servem como base e guia para uma eventual continuidade do trabalho.

Acredita-se que os principais aspectos conceituais tenham sido levantados e estudados, da mesma forma que as diretrizes básicas tenham sido definidas. Em outras palavras, é da opinião destes autores, que, de acordo com os resultados parciais obtidos pelos testes e simulações, a maneira como o projeto foi concebido é consistente.

Somente a implementação física do protótipo e a consequente realização de testes forneceriam dados suficientes a serem utilizados como *feedback* para a comprovação dos pressupostos assumidos ao longo do projeto.

ANEXOS

```

Program Placa;
{*****}
{*   CONTROLE AUTOMÁTICO DA ALTURA DO FACHO DE FARÓIS   *}
{*               DE AUTOMÓVEIS                           *}
{*   -----                                             *}
{*   TRABALHO DE FORMATURA (PMC-580/581)                 *}
{*   -----                                             *}
{*   ----- FEVEREIRO / 97 -----                       *}
{*   -----                                             *}
{* Este programa tem por finalidade a leitura\escrita de *}
{* sinais analogicos amostrados pela placa de aquisição *}
{* de dados. Além disso, filtra o sinal amostrado e      *}
{* determina a ação de controle necessária para modificar *}
{* a posição do farol através dos pulsos de entrada no   *}
{* motor de passo                                       *}
{*****}

Uses crt,dos;

type apont=^reg_lista;
    reg_lista=record
        fase: char;
        prox: apont;
        ant:  apont
    end;

var entrada,  { endereço do primeiro canal analógico }
    saida,    { endereço do canal digital             }
    conversao : word; {endereço de controle da placa }
    nl,i      : integer;
    valor     : real;
    f_a       : real; { frequência de amostragem }
    T         : word; { delay de controle         }
    ent       : array [0..1] of real;
    yk, yk_1,
    uk, uk_1  : array [0..1] of real;
    ponteiro  : apont;
    lista     : reg_lista;
    N, saida1 : integer;
    b1,b2     : byte;
    V1,V2,
    h1,h2,
    desloc,
    deslocincr,
    deslocant,
    teta1,teta2,
    sobra     : real;

    const  k1=1.3;      { * constantes de calibração dos   *}
           k2=1.2;      { * potenciômetros                 *}

{* O Procedimento seguinte é responsável pelo acionamento *}
{* do motor de passo                                       *}

procedure aciona (fases:char; var saida1:integer);
begin
    case (fases) of
        'A': saida1:=1;
        'B': saida1:=2;
        'C': saida1:=4;
    end;
end;

```

```

'D': saida1:=8;
end;
port[saida]:=saida1;
end;

begin
{$I+}
n1 := 0;

(* definir a frequência de amostragem em Hz*)

f_a := 0;

while (f_a = 0) do
begin
clrscr;
gotoxy(1,1);
write(' Qual a frequencia de amostragem em Hz ? ');
read (f_a);
end;

(* Calcula o periodo de amostragem em ms*)
T := round(1000.0 / f_a) ;

(* definir os enderecos de entrada e saida analogico *)
entrada := $308; (* primeira entrada analogica *)
saida := $378; (* saida paralela da impressora *)
conversao := $309; (* palavra de controle da conversao *)
(* A/D *)

for i:=0 to 1 do
begin
yk[i] := 0;
uk[i] := 0;
end;

(* Loop de amostragem *)
repeat

(* Cria-se um atraso igual a T para que seja obedecida a *)
(* frequencia de amostragem *)

delay(T);

(* Define-se a porta de entrada : *)
(* Entrada_Analogica_1 = 0 , *)
(* Entrada_Analogica_2 = 1 , ..., *)

for i:=$0 to $1 do
begin
port[entrada]:=i; (* define a entrada e dispara a *)
(* conversão *)
port[entrada]:=i; (* para garantir setup time do mux *)
(* analógico, força outro disparo *)
(* do ADC *)

```

```

(* Loop que espera a conversão A/D ser feita *)
repeat
  until ((port[conversao] and $80) <> 0);
  ent[i] := port[entrada];
end;

(* Filtragem do sinal *)
for i:=0 to 1 do
  begin
    uk_1[i] := uk[i];
    uk[i] := ent[i];
    yk_1[i] := yk[i];
    yk[i] := (1/(3200+T)) * (T*uk[i] + T*uk_1[i] - (T-3200)*yk_1[i]);
  end;

(* Para transformar o sinal digital em um valor analogico *)
(* deve-se usar os comandos abaixo. A conversao sera de *)
(* [0 255] (byte) para [-5 5] V. *)
(valor := 5+(auxiliar*9.96/255 - 9.96);) (* converte byte em *)
(* valor real *)

(* Main - Programa de controle do motor de passo *)
sobra:=0;
V1:=5+(yk[0]*9.96/255-9.96);
V2:=5+(yk[1]*9.96/255-9.96);
h1:=V1/k1;
h2:=V2/k2;
desloc:=h2-h1;
deslocincr:=desloc-deslocant;
deslocant:=desloc;
tetal:=arctan(deslocincr);
teta2:=tetal+sobra;
N:=tetal div 0.0346;
sobra:=teta2 mod 0.0346;

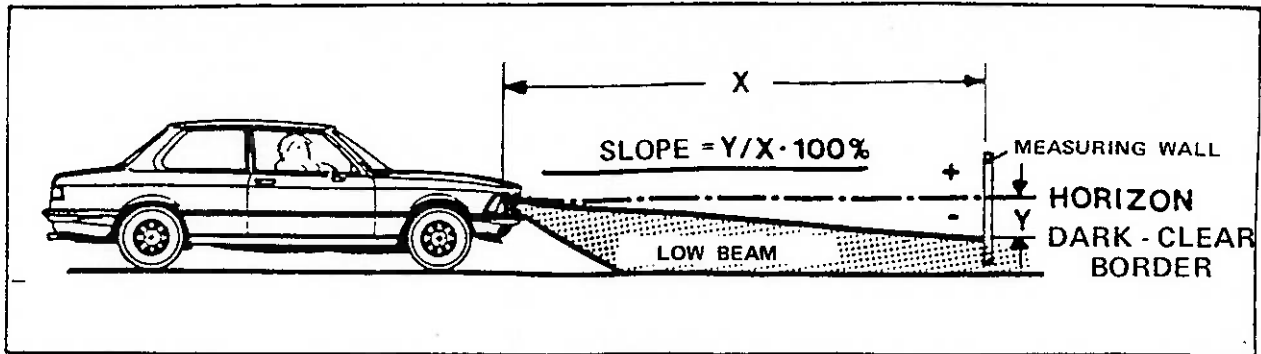
(* Determina o sentido de rotaçao do motor de passo e *)
(* aciona as fases na ordem correta *)
if deslocincr>0
  then
    begin
      for i:=1 to N do
        begin
          ponteiro:=ponteiro^.prox;
          aciona(ponteiro^.fase, saidal);
        end;
      end
    else
      begin
        for i:=1 to N do
          begin
            ponteiro:=ponteiro^.ant;
            aciona(ponteiro^.fase, saidal);
          end;
        end;
      end;

until (keypressed);
writeln('Fim');

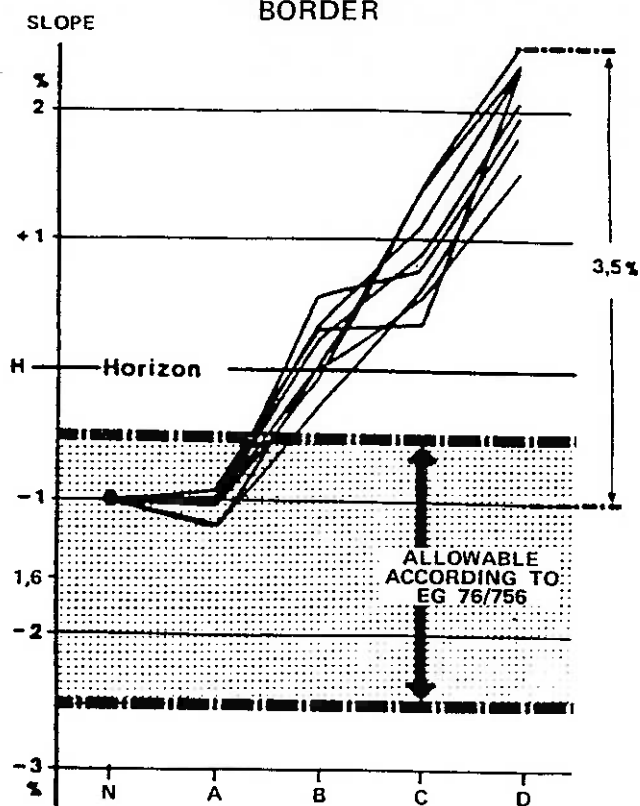
end.

```

HEADLAMP LEVELING SYSTEM



DARK - CLEAR BORDER



- N: W/ DRIVER
- A: DRIVER - 1 PERSON
- B: 5 PERSONS
- C: 5 PERSONS - LOAD
- D: DRIVER - LOAD

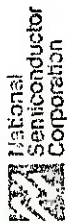
BIBLIOGRAFIA

- [1] CABRAL, E.L., LIMA, A.C. (1996). *PMC-503: Laboratório de Automação - Apostilas*. São Paulo, Escola Politécnica.
- [2] JUVINALL, R.C. (1983). *Fundamentals of Machine Component Design*. New York, John Wiley and Sons.
- [3] KENJO, T., SUGAWARA, A. (1994). *Stepping Motors and their Microprocessor Controls*. Oxford, Clarendon Press.
- [4] MALVINO, A.P. (1987). *Eletrônica*. São Paulo, McGraw-Hill, vol. 1.
- [5] MARRA, J.L. (1993). *Curso: Sensores e Instrumentação*. AEA, Escola Politécnica, EMBRAER.
- [6] NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. (1987). *LS/S/TTL Logic Data Book*, USA.
- [7] OGATA, K. (1987). *Discrete-Time Control Systems*. Prentice-Hall.
- [8] RUOCCO, S.R. (1987). *Robot Sensors and Transducers*. Inglaterra, Open University Press.
- [9] SHIGLEY, J.E. (1984). *Elementos de Máquinas*. Rio de Janeiro, LTC, vol. 2.
- [10] TAUB, H., SCHILLING, D. (1982). *Eletrônica Digital*. São Paulo, McGraw-Hill.
- [11] TEXAS INSTRUMENTS. (1988). *TTL Logic Data Book*. USA.
- [12] TOMPKINS, W.J., WEBSTER, J.G. (1988). *Interfacing Sensors to the IBM PC*. USA, PTR Prentice Hall, Inc.

[13] TRIETLEY, H. L. (1986). *Transducers in Mechanical and Electronic Design*.

USA, Marcel Dekker, Inc.

APÊNDICES



DM7407/DM7407 Hex Buffers with High Voltage Open-Collector Outputs

General Description

This device contains six independent gates each of which perform a buffer function. The open-collector outputs require external pull-up resistors for proper logical operation.

Pull-Up Resistor Equations

$$R_{MAX} = \frac{V_{OH}(MIN) - V_{OL}}{I_{OL}(MAX) - I_{OH}(MIN)}$$

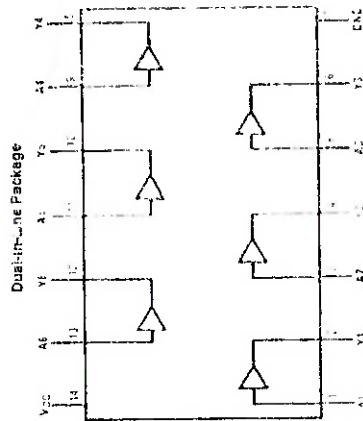
$$R_{MIN} = \frac{V_{OH}(MAX) - V_{OL}}{I_{OL}(MAX) - I_{OH}(MIN)}$$

Where: $I_{OH}(MIN)$ = total maximum output high current for all outputs tied to pull-up resistor

$I_{OL}(MAX)$ = total maximum input high current for all inputs tied to pull-up resistor

$I_{OH}(MIN)$ = total maximum input low current for all inputs tied to pull-up resistor

Connection Diagram



Order Number DM7407, DM7407M or DM7407N
See NS Package Number J14A, M14A or N14A

Function Table

Y = A	
Input	Output
1	1
0	0

Absolute Maximum Ratings (Note)

Conditions for Military/Aerospace products are not included in this datasheet. Refer to the associated military specifications document.

V_{CC} Voltage 7V

V_{OL} Voltage 5.5V

V_{OH} Voltage 30V

Working Free Air Temperature Range -55°C to +125°C

Storage Temperature Range -55°C to +175°C

Lead Temperature Range -55°C to +175°C

Note: The "Absolute Maximum Ratings" are those beyond which the safety of the device cannot be inferred. The device may not be operated at these limits. The values shown in the "Electrical Characteristics" table are not guaranteed at the absolute maximum conditions. The "Recommended Operating Conditions" table shows the conditions for actual device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	DM7407			DM7407		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25
	High Level Input Voltage	2			2		
V _{OL}	Low Level Input Voltage			0.8			0.8
	High Level Output Voltage			30			30
I _{OL}	Low Level Output Current			30			40
	Free Air Operating Temperature	-55		125	0		70

Electrical Characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ (Note 1)	Max
V _{CC}	Input Clamp Voltage	V _{CC} = Min, I _i = -12 mA			-1.5
	High Level Output Current	V _{CC} = Min, V _O = 30V			250
V _{OL}	Low Level Output Voltage	V _{CC} = Min, I _{OL} = Max			0.7
	Low Level Input Voltage	V _{CC} = Min, V _I = Max			0.4
I _{OL}	Input Current @ Max Input Voltage	V _{CC} = Max, V _I = 5.5V			1
	High Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 2.4V			40
V _{OH}	Low Level Input Current	V _{CC} = Max, V _I = 0.4V			-1.6
	Supply Current with Outputs High	V _{CC} = Max		29	41
I _{CC}	Supply Current with Outputs Low	V _{CC} = Max		21	30

Switching Characteristics at V_{CC} = 5V and T_A = 25°C (See Section 12, Test Waveforms and Out

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max
t _{PLH}	Propagation Delay Time Low to High Level Output	C _L = 15 pF, R _L = 100Ω		10
	Propagation Delay Time High to Low Level Output	C _L = 15 pF, R _L = 100Ω		30

Register B. This is used to store the present excitation state of the four windings or phases.

Registers C and E. Register C is used first for counting the completed steps, while register E is for counting the number of remaining steps in a motion. When a motion instruction of p steps is given, the number p is loaded in E, and C is cleared to zero. After a step command is executed, the content of C is incremented and that of E is decremented by one. An example of the relation between pulse intervals and the changes of the contents of C and E is shown in Fig. 5.36 for several cases of steps. The command speed vs. time profiles are illustrated in Fig. 5.37; the motor is instructed to start at a stepping rate of f_0 , accelerate linearly up to a slewing rate of f_s , and run at this constant rate. To stop, the motor is gradually decelerated to a speed at which it can stop without overshooting the target position.

Register D. This is used to store the code which governs the direction of rotation or the end-of-motion instruction as follows:

$D = 0$ for CCW direction $\rightarrow$ LEFT routine

$D = 1$ for CW direction $\rightarrow$ RIGHT routine

$D = 2$ for end-of-motion instruction $\rightarrow$ STOP routine

Register pair BC and DE. A register can be used for two or more purposes by using PUSH and POP commands. In this program, another usage of BC and DE is as a means to supplement index register IX in the computation of the addresses of memories storing the data from which proper pulse timing is produced. BC is used in the ACCEL and SLEW routines and DE is used in the DECEL routine.

Index registers IX and IY. In the Z80 processor, index registers IX and IY are often used to specify the memory address from (or to) which a datum is transferred to (or from) a register. In this program, while IX is used for defining the memory addresses storing the pulse interval data, IY is used to specify those storing the motion instruction and step data.

When retrieving direction/step data from the memory, the IY register is used. As shown in Fig. 5.38 the first datum, which is the direction command of the first motion, is stored in the memory address specified by label STEPDA, which is actually 9000H, an even number. Here the symbol H indicates that the preceding number is hexadecimal. This datum is retrieved and loaded in register D to check the direction or if it is the stop command.

Similarly, register E is loaded with the datum in memory address 9001H, an odd number. The processor will go through this LOOP1 many times until it loads a 2 into register D. Owing to the increment command, i.e. IY + 2 in the NEXT routine, it will load in register D the direction code 0, 1, or end-of-motion code 2 from every consecutive even numbered

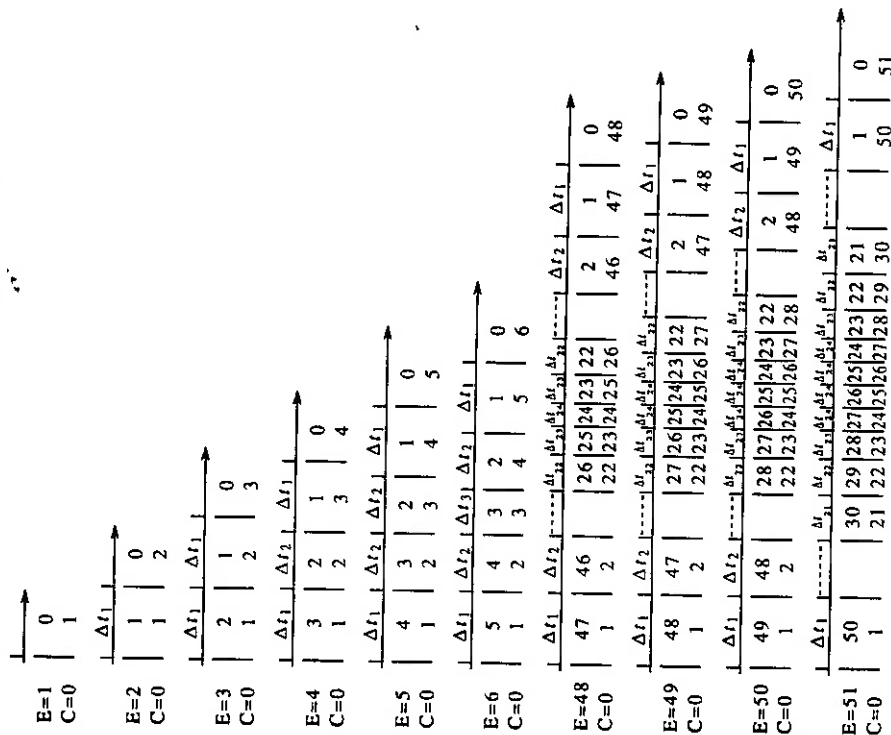


Fig. 5.36. Relation between pulse intervals and changes of data in registers E and C when 24 steps are used for acceleration before slew.

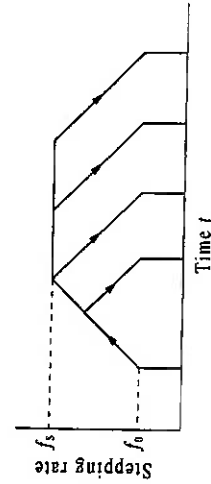


Fig. 5.37. Commanded speed vs. time profile relation.

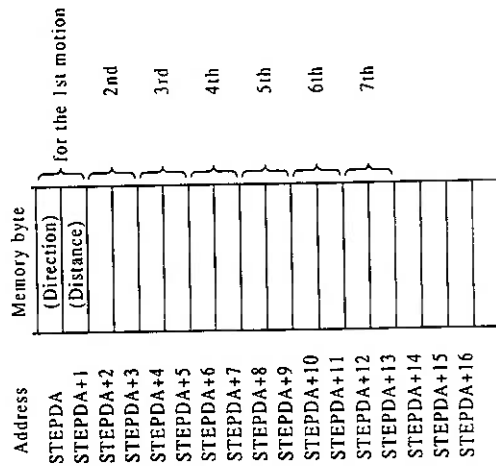


FIG. 5.38. Memory area for direction and number of steps for rotation.

memory address starting from label STEPDA, and in register E the number of steps in each motion from every consecutive odd memory address. Note that the direction code 2 shall be stored in the last even memory address of the motion data area (starting from label STEPDA).

As shown in Fig. 5.39, another label TIMEDA is introduced at the first address for the memory area storing pulse interval data ($Q_1, Q_2, Q_3, \dots, Q_m, \dots, Q_n$). Thus one Q_m is stored in two bytes. (Refer to Table 6.3 (p. 196) for the examples of Q_m used in this software.) When a pulse interval data is taken into the processor, the IX register is used to specify its address. For this purpose, IX is initialized to TIMEDA - 1. The pulse interval data is used in the WAIT routine. However, as shown in Fig. 5.44, before that, the IX register is loaded with TIMEDA - 1 + 2E - 1 in the DECEL routine or TIMEDA - 1 + 2C - 1 in the ACCEL routine. Here E and C denote the contents in registers E and C respectively.

We shall consider the ACCEL routine first. The value of C is 1 after the first step command is executed. Now, TIMEDA - 1 + 2C - 1 = TIMEDA, which is 9100H in this case, will be set in IX. The datum in 9100H/9101H is 1656, and this will be loaded into register pair HL referring to IX in the WAIT routine.

Next comes C as 2 after the first pulse (step) interval is produced. IX will then bear TIMEDA - 1 + 2 × 2 - 1 or 9102H so that the datum 1420 in this address is loaded in HL in the WAIT routine. When C is 3, IX will carry address TIMEDA + 4 or 9104H, and HL will take the value of 1263. Thus the pulse interval data is taken in sequence to produce pulse intervals.

The real pulse interval Δt_m is computed from the datum Q_m and the number of states in execution of some part of the program, and is given by

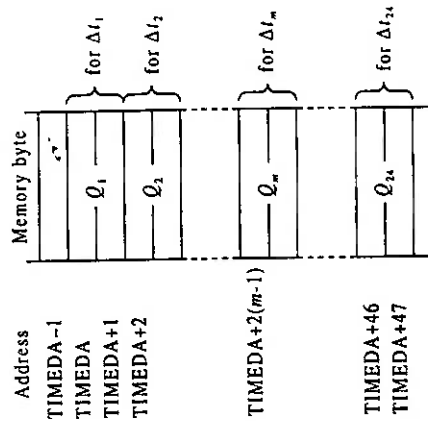


FIG. 5.39. Memory area for pulse interval data.

$$\Delta t_m = (aQ_m + b)t_c \quad (5.3)$$

where a and b are constants determined by the software, and t_c is the period for one clock state. ($1/t_c$ is the clock frequency to drive the microprocessor: 4 MHz in the example presented here.)

Register pair HL. In this program, the HL register pair is used for producing the waiting time in both the ACCOM and WAIT routines. The usage in the WAIT routine is as follows. First, H and L registers are loaded separately with the data in the memory area, then together as a 16-bit register pair. By going around LOOP4 shown in the flow-chart in Fig. 5.45 (p. 168), the content in pair register HL is decremented until it is zero. To judge when the content in HL is zero, the OR operation for each corresponding bit in H and L is used. If the result is zero, this means that each bit in registers H and L is zero, namely HL = 0.

5.5.2 Flowchart and program

The method of evaluating a and b in eqn (5.3) and counting the number of states of the Z80 program will be dealt with in Section 5.5.3. Before that, look at Fig. 5.40, the flow-chart of the whole program. The explanation of the details and program will be given part by part as follows:

(1) *START to the end of LOOP1.* The detailed flow-chart and program are shown in Fig. 5.41

Program starts from address 8000H in this example.

Register B is initialized and the excitation state is reset. This stage is composed of three sub-stages:

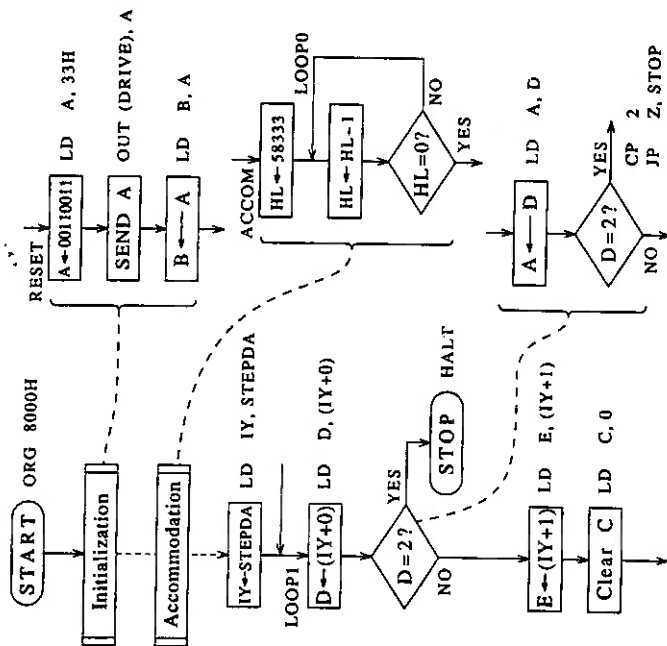


FIG. 5.40. Overall flow-chart of the program.

- (1) A $\leftarrow$ 33H. Register A is loaded with 33H to drive a motor in two-phase-on mode.
- (2) SEND A. This code is sent out to the driver through an output port as shown in Fig. 5.9(a). The windings of PhA and PhB are excited, since a positive potential of 5 V is applied to the base circuits for PhA and PhB.
- (3) B $\leftarrow$ A. The datum in register A is transferred into and stored in register B.

The ACCOM routine in Fig. 5.41 is for accommodating the motor at the initial position spending a certain time using the following procedures:

1. $HL \leftarrow 58\ 333$. Register pair HL is loaded with 58 333.
2. $HL \leftarrow HL-1$. When the datum in HL is decremented in each repetition of LOOP0, it will be taking the value of 58 332, 58 331, 58 330, and so on.
3. $\text{HORI} = 0?$ The datum in HL will be decremented until it becomes zero. Since the eight-bit register A is to be utilized for logic operations,

the 16-bit register pair HL is separated into its two eight-bit components, namely registers H and L, and the OR operation is used to judge whether they are zero. A time of 3.5 s will be expended if the clock frequency is 4 MHz.

Register IV is loaded with some number that is specified by the label STEPDA, which is stated to be 9000H by another instruction. As shown in Fig. 5.38, one motion is instructed by two bytes; the first byte is for direction or end-of-motion code and the second for the number of steps in one motion.

Register D is loaded with the datum in memory address specified by register IY. The initial value is STEPDA, or 9000H, storing the direction of the first movement. [Note that in the area 9000H onwards the code on direction/end-of-motion is in the address (IY + 0) and the datum for the number of steps is in (IY + 1). Here 'IY' in expression (IY + n) denotes the datum in register IY, and () implies the address.]

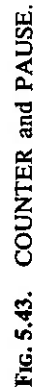
If the datum is 2, the program will branch off to STOP, which is instructed by the mnemonic code HALT to bring the program to a stop. To check the datum in register D, it is once transferred to register A to be compared with 2.

FIG. 5.41. Detailed flow-chart from START to CLEAR C.



The change of datum in register B is illustrated in Fig. 5.10(a) as 0001100011, the binary expression of 33H. The logic sequencer function is implemented by taking the lower four bits out of eight-bit signal on the output port. Figure 5.10(b) is for single-phase excitation; the lower four bits are taken too, but the initial data for register B is 00010001. Figure 5.10(c) is the case for half-step-drive; the initial datum for B is 00000111 and the four even-numbered bits are used for excitation signals.

As register C is used for the number of finished steps, its datum is increased by one after every output. Register E is used to record the number



If the datum in E equals zero, a desired motion is fully completed. Hence, the program will branch off to PAUSE and take a break before the content in register IY is incremented twice in NEXT. After the program returns to LOOP1, a new set of motion instruction data and pulse interval data will be read referring to the new contents of IY and IX, in order to cause the motor to carry out new motion.

(4) *PAUSE routine.* This is the routine which provides a waiting time interval before a new motion is performed. The details are as follows:

Register A is loaded with the value of FF in hexadecimal (or 255 in decimal form, or 11111111 in the binary form).

So far register **B** is used to store the excitation state information. In order to use this register for other purpose here, the present content is pushed and stored in the memory address specified by the stack pointer. In Z80 microprocessor, **PUSH BC** pushes the content of the register pair **BC**.

Register B is loaded with FF.
The content of B is repeatedly decremented until it becomes zero.

The purpose for four continuous NOP commands (number of state = 4) is to increase the total number of states of the LOOP5 routine, which will then be $4 + 10 + (4 \times 4) = 30$ instead of just $4 + 10 = 14$. Since 30 is nearly twice of 14, the time spent during $255(=OFFH)$ repetitions of LOOP5 will be doubled.

After decrementing B to zero, the content of register A is decremented.

If A is not equal to zero, the program returns to LOOP6, reloads FF on register B and starts decrementing to zero again. The complete process takes a comparatively long time.

After using register B for the execution of PAUSE routine, we must restore the previous memories, namely, excitation state in register B and number of steps in register C.

PAUSE routine goes through $1956133 (= 7 + 11 + (21 + 30 \times 255) \times 255 + 10)$ states. Hence, if the time spent in one state is $0.25 \mu\text{s}$, the total time used in the routine is about 0.49 s . By loading register B with a smaller number instead of $0\text{FFH} = 255$, the total PAUSE time will be shorter.

(5) *Determine memory address for pulse interval datum.* If the content of register E is not zero, the program proceeds to the next stage, the DETERM routine. In this routine, the memory address storing the datum to produce the proper wait interval before the next switching signal will be computed from the values of registers C and E. The details of this routine are shown in Fig. 5.44.

Register IX is first initialized with $\text{TIMEDA} - 1$, where TIMEDA is the first address of the memory area containing data for producing pulse intervals (see Fig. 5.39). The memory address can be specified by adding a number to the initial value (i.e. $\text{TIMEDA} - 1$). This number is selected from 1 to n , where n is the number of steps for acceleration or deceleration. Here, we assume n to be 24, i.e. the motor will take 24 steps to accelerate or decelerate. The number between 1 and 24 to be added is computed based on the following principles:

- (i) First, as in DETERM routine, we must see whether the motion is more than half-completed. If $E > C$, the motion is in the first half, or if $C \geq E$, it is in the second half.
- (ii) In the case of the first half motion (i.e. CSUBN routine), we must see whether C is larger than or equal to 24. It is seen in Fig. 3c that if $C < 24$

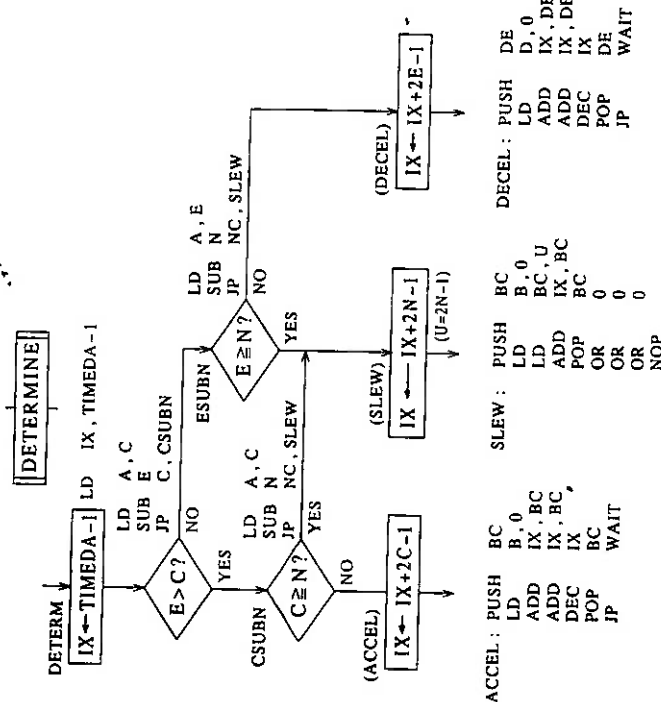


FIG. 5.44. DETERMINE routine.

the motion is accelerating (i.e. ACCEL routine) and the subscript m for $\Delta t'_m$ is equal to C . Thus, the number to be added to TIMEDA - 1 is $2C$.

(iii) In the case of the second half motion (i.e. ESUBN routine), we must check whether E is larger than or equal to 24. Again from Fig. 5.36, if $E < 24$, the motion is decelerating (i.e. DECEL routine) and the subscript m (for Δt_m) equals E . So, the number to be added to TIMEDA - 1 is $2E$.

(iv) For the case in which $C \geq 24$ in the first half motion, or $E \geq 24$ in the second half, the motion is slewing (i.e. SLEW routine). As a result, we add to TIMEDA - 1 the number $U = 2N - 1$. In this program, we denote n by N . We can set any number from 1 to 128 for N in this program, and we select $N = 24$ here. Hence $U = 2 \times 24 - 1 = 47$. Note that N can be increased (or decreased) when we decide that more (or fewer) pulses should be used during acceleration (or deceleration).

(6) *WAIT routine.* The next stage is the routine to produce the pulse interval or the interval between the previous and next switching signals. As shown in Fig. 5.39, the memory area from TIMEDA + 1 to TIMEDA + 24 is used for storing the pulse interval data. By using the flow-chart in

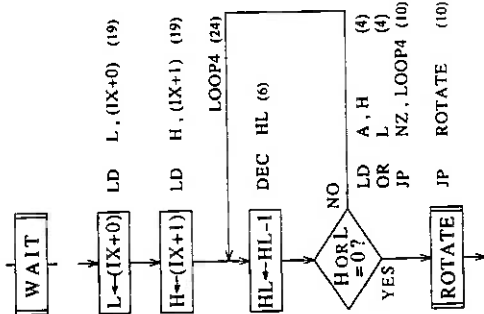


Fig. 5.45. WAIT routine.

The datum stored in the memory address $IX + 0$ is transferred to the register L.

The datum in the next memory address, i.e. $IX + 1$, is transferred to the register H.

Together the register pair HL as a whole (register H as the higher byte and register L as the lower byte) is decremented repeatedly until both H and L become zero. When both H and L become zero, this routine ends and the program will return to the ROTATE routine to send out the next switching signal to rotate the motor through another step angle.

5.5.3 Calculation of numbers for producing pulse intervals

We shall learn how to calculate and prepare the data to be stored in the memory area starting from TIMEDA in this section. The number in parentheses next to each Z80 command in, for example, Fig. 5.45 is particular to that command. This number is what we call 'number of states' and it shows the amount of time taken by the microprocessor to execute the command. One state-number is equivalent to one clock interval which is $0.25 \mu s$ in the present case. As a case-study, we shall consider the command LD B, 0 (i.e. load register B with zero). It has state-number 7. This means that the microprocessor takes $7 \times 0.25 \mu s = 1.75 \mu s$ to carry out this command.

Let us add up all the number of states for the WAIT routine. If Q_m is the datum transferred from two consecutive bytes in the memory area starting with IMTEDA to register pair HL, the total number of states is $38 + 24Q_m + 10 = 24Q_m + 48$.

Table 5.3. Overall program in the Z80 assembly language for acceleration/deceleration drive

Label	Op-code	Operand	Comments
DRIVE	ORG	8000H	; Start from address 8000H
	EQU	0FEH	; Output port 0FEH is used for motor driver
RESET:	LD	A, 33H	; Register A is loaded with 00110011
	OUT	(DRIVE), A	; Datum in register A is sent out
	LD	B, A	; Datum in A is loaded into B
ACCOM:	LD	HL, 58333	
LOOP0:	DEC	HL	; A time of about 0.35 s is spent to accommodate motor at the initial position
	LD	A, H	
	OR	L	
	JP	NZ, LOOP0	
	LD	IX, STEPDA	; Index register IX is loaded with address STEPDA
LOOP1:	LD	D, (IX + 0)	; Datum in address STEPDA + 0 is loaded into D
	LD	A, D	; Datum in D is loaded into A
	CP	2	; A - 2
	JP	Z, STOP	; If A = 2, jump to STOP
	LD	E, (IX + 1)	; Datum in STEPDA + 1 is loaded into E
	LD	C, 0	; Register C is cleared
ROTATE:	CP	0	; A - 0
	JP	Z, LEFT	; If A = 0, jump to LEFT
RIGHT:	LD	A, B	; Datum in B is loaded into A
	RRC	A	; A is rotated right
LEFT:	JP	STEP	; Jump to address STEP
	LD	A, B	; A is loaded with the datum in B
	RLC	A	; A is rotated left
	JP	STEP	; Jump to address STEP
STEP:	OUT	(DRIVE), A	; A is sent out
	LD	B, A	; B is loaded with datum in A
COUNT:	INC	C	; Datum in C is increased by 1
	DEC	E	; Datum in E is decreased by 1
	JP	Z, PAUSE	; If E = 0, jump to address PAUSE
DETERM:	LD	IX, TIMEDA - 1	; Index register IX is loaded with TIMEDA - 1
	LD	A, C	
	SUB	E	; C - E
	JP	C, CSUBN	; If E > C, jump to CSUBN
ESUBN:	LD	A, E	
	SUB	N	; E - N
	JP	NC, SLEW	; If E ≥ N, jump to SLEW

Table 5.3. (Cont)

Label	Op-code	Operand	Comments
DECEL:	PUSH	DE	; $IX \leftarrow IX + 2E - 1$
	LD	D,0	
	ADD	IX,DE	
	ADD	IX,DE	
	DEC	IX	
	POP	DE	; Jump to WAIT
CSUBN:	JP	WAIT	
	LD	A,C	; C - N
	SUB	N	
	JP	NC,SLEW	; If $C \geq N$, jump to SLEW
ACCEL:	PUSH	BC	
	LD	B,0	; $IX \leftarrow IX + 2C - 1$
	ADD	IX,BC	
	ADD	IX,BC	
	DEC	IX	
	POP	BC	
	JP	WAIT	; $IX \leftarrow IX + 2N - 1$
SLEW:	PUSH	BC	
	LD	B,0	
	LD	BC,U	
	ADD	IX,BC	
	POP	BC	; OR 0 is used to balance the number of states
	OR	0	
	OR	0	
	OR	0	
	NOP		; No operation for adjustment of number of states
WAIT:	LD	L,(IX + 0)	
	LD	H,(IX + 1)	; Datum in TIMEDA - 1 is loaded into L
LOOP4:	DEC	HL	
	LD	A,H	; Datum in TIMEDA - 1 + 1 = TIMEDA is loaded into H
	OR	L	
			; Datum in register pair HL is decreased by 1
			; A is loaded with datum in H
			; Each bit of H undergoes OR operation with the corresponding bit in L
	JP	NZ,LOOP4	; If any bit of H and L is not zero, jump to LOOP4
PAUSE:	JP	ROTATE	; Jump to ROTATE
	LD	A,OFFH	
			; A is loaded with 11111111

Table 5.3. (Cont)

Label	Op-code	Operand	Comments
LOOP6:	PUSH	BC	; BC is pushed for another usage
	LD	B,OFFH	
LOOP5:	DEC	B	; B is loaded with 11111111
	NOP		
			; Datum in B is decreased by 1
			; No operation for adjustment for number of states
	NOP		; ;
	NOP		
	NOP		; ;
	NOP		
	JP	NZ,LOOP5	; If B $\neq 0$, jump to LOOP5
	DEC	A	
	JP	NZ,LOOP6	; Datum in A is decreased by 1
	POP	BC	
NEXT:	INC	IX	; If A $\neq 0$, jump to LOOP6
	INC	IX	
			; End of PAUSE routine
			; } $IX \leftarrow IX + 2$
	JP	LOOP1	; Jump to LOOP1
STOP:	HALT		
N	EQU	24	; N is set to 24
U	EQU	47	
			; $U = 2N - 1 = 47$ when $N = 24$
	ORG	9000H	; Motion data is stored from address 9000H
STEPDA:	DB	0, 96	; 1st motion (CW 96 steps)
	DB	1, 84	
	DB	0, 36	; 2nd motion (CCW 84 steps)
	DB	1, 96	
	DB	2	; 3rd motion (CW 36 steps)
	DB		
	ORG	9100H	; 4th motion (CCW 96 steps)
			; End of data
			; Time interval data is stored from address 9100H
TIMEDA:	DW	1656, 1420, 1263, 1148	
	DW	1060, 989, 931, 881	
	DW	839, 803, 770, 741	
	DW	716, 692, 671, 652	
	DW	634, 617, 602, 588	
	DW	575, 562, 551, 545	
	END		

The number of states in the ROTATE routine is 72 and that in the DETERM routine is 131. Note that in the SLEW routine, we have 'OR 0' appearing three times and one NOP. This is to increase the total number of states for the SLEW routine in order to equal the number of states for all the three paths of choice, namely, SLEW, ACCEL, and DECEL routines. Consequently, the total number of states S_m required for a pulse interval between two consecutive steps (i.e. the time taken for the program from ROTATE, through DETERM and ending at WAIT) is $72 + 24Q_m + 48 + 131$, which is

$$S_m = 24Q_m + 251 \quad (5.4)$$

As one state spends $t_c = 0.25 \mu s$ here, the pulse interval is given by

$$\Delta t_m = (24Q_m + 251) \times 0.25 \times 10^{-6} \text{ (s)} \quad (5.5)$$

By comparing eqn (5.3) with eqn (5.5), we can see that $a = 24$ and $b = 251$.

Table 5.3 is a complete program in the Z80 assembly language, constructed on the basis of above principles. A theory to determine the pulse intervals Δt_m from the starting rate, slew rate and number of steps for acceleration will be presented in Section 6.4. A sample program to compute the pulse interval data Q_m is given in Table 6.2 and the sample data used in the software of Table 5.3 are in Table 6.3 also in the next chapter.

Reference [6] carries another sample, which uses two bytes for the number of steps for each movement.

References for Chapter 5

- [1] Maginot, J. and Oliver, W. (1974). Step motor drive circuitry and open loop control. *Proc. Third Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*. Department of Electrical Engineering, University of Illinois, pp. B1-39.
- [2] Kenjo, T. and Nimura, Y. (1979). *Fundamentals and Applications of Stepping Motors*. (In Japanese.) p. 157. Sogo Electronics Publishing Co., Tokyo.
- [3] Pawletko, J. P. and Chai, H. D. (1976). Three-phase variable-reluctance step motor with bifilar winding. *Proc. Fifth Annual Symposium on Incremental Motor Control Systems and Devices*. Department of Electrical Engineering, University of Illinois, pp. F1-8.
- [4] Nimura, Y. (1974). Outer-rotor-type stepping motor. *Proc. Third Annual Symposium on Incremental Motor Control Systems and Devices*. Department of Electrical Engineering, University of Illinois, pp. H1-10.
- [5] Kenjo, T. (1990). *Power Electronics for the Microprocessor Age*, Chapter 2. Oxford University Press.
- [6] Ibid, Chapter 6.

6. Torque characteristics and pulse intervals—measurement and use in system design

In this chapter, methods of measuring the torque characteristic curves of a stepping motor will first be given, then follows a discussion on the relation between the torque curves, dynamic equation, and acceleration. Lastly, several theories for determining pulse intervals for acceleration and deceleration are developed for use in system design.

6.1 Measurement of static characteristics

6.1.1 T/θ characteristics and holding torque

The test motor is kept stationary by supplying rated current in a specified excitation scheme, say, one-phase or two-phase excitation. One of the three or four phases shall be arbitrarily chosen to be supplied the current in the case of one-phase-on scheme. The rotor position at no load is defined as the 'equilibrium' or 'rest position'. We are now going to measure the relationship between the torque applied to the shaft and displacement from the equilibrium position. As illustrated in Fig. 6.1 external torques are provided by means of a pulley, a string, and a weight. When the weight is zero, the rotor is at rest at the equilibrium position, and as the weight is increased

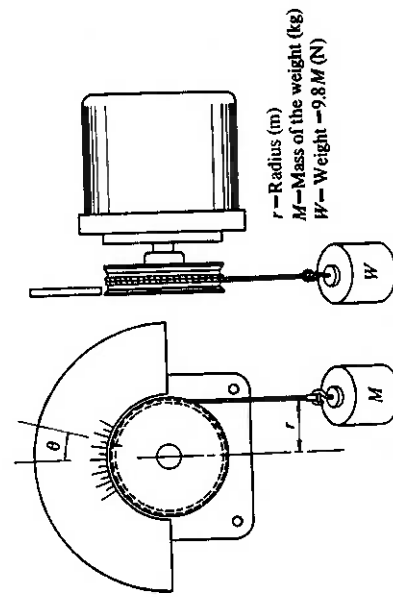


Fig. 6.1. Arrangement to measure T/θ characteristics.