



UNIVERSIDADE DO ESTADO DO RIO DE JANEIRO
Faculdade de Engenharia
Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações

Projeto de Graduação

**SISTEMA DE LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICO CONTROLADO POR
COMPUTADOR**

André Luis Mattos da Silva
Marcelo da Silva Cutin
Silvio Guanaes Machado

Orientador: Prof. José Paulo Vilela Soares da Cunha
Coordenador da Disciplina: Prof. Paulo Sergio Rodrigues Alonso

Janeiro de 2001

UNIVERSIDADE DO ESTADO DO RIO DE JANEIRO

FACULDADE DE ENGENHARIA

Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações

Projeto de Graduação

SISTEMA DE LEVITAÇÃO ELETROMAGNÉTICO CONTROLADO POR
COMPUTADOR

André Luis Mattos da Silva
Marcelo da Silva Cutin
Silvio Guanaes Machado

Orientador: Prof. José Paulo Vilela Soares da Cunha

Coordenador: Prof. Paulo Sergio Rodrigues Alonso

Janeiro de 2001

CUTIN, Marcelo da Silva,
MACHADO, Silvio Guanaes,
da SILVA, André Luis Mattos

Sistema de Levitação Magnética
Controlado por Computador. Três
controladores monovariáveis individuais
atuando simultaneamente com a
finalidade de estabilizar uma placa
triangular com três pontos de atuação.

vii, 90 pp , 29,7 cm (UERJ, Engenharia
Eletrônica, 2001)

Projeto de Graduação – Universidade do
Estado do Rio de Janeiro.

1. Controle
2. Eletromagnetismo
3. Levitação Magnética

I. UERJ/FEN II. Título (série)

Agradecimentos

Se pudéssemos citar os nomes de todas as pessoas que, de alguma forma, nos ajudaram, precisaríamos dividir nossa monografia em dois volumes: um só de agradecimentos e outro com o nosso trabalho propriamente dito. Entretanto, algumas foram muito especiais e realmente nos apoiaram durante toda esta jornada.

Por isso é que agradecemos inicialmente a Deus e aos nossos Pais que, estando presentes entre nós ou não, sempre nos apoiaram e sempre nos apoiarão.

Agradecemos também às nossas noivas Luciana (Marcelo) e Carine (Silvio) pela paciência e pelos finais de semana de estudo; pelo companheirismo e pelo incentivo; pelo ombro amigo e pela compreensão.

Sem dúvida alguma que não teríamos dado nenhum passo sem nosso ilustre Orientador José Paulo Vilela Soares da Cunha, e sem todo o suporte do pessoal do Laboratório de Engenharia Elétrica: as idéias do Luiz (da flauta indiana ao fio de nylon), a boa vontade e a presença do André Vallim, os conselhos e as explicações do Professor Bernardo Severo e a colaboração do Jair, do Alberto, do Marcos, do João e do Paulo foram, indiscutivelmente, fundamentais.

Gostaríamos também de agradecer à Professora Márcia Begalli e ao Carlinhos, ambos do Instituto de Física, pela ajuda, pela simpatia e pela receptividade.

Não poderíamos jamais esquecer do nosso grande amigo Jorge Mário Meyer Bouças Jr., que nos deu uma ajuda de grande valor em um momento crítico de nosso trabalho, fazendo surgir novas possibilidades de desenvolvimento, e ao tio do Silvio, Engenheiro Frederico Ribeiro, que nos mostrou nosso próprio trabalho de uma forma que ainda não havíamos analisado.

Enfim, mesmo que as palavras “muito obrigado” pudessem expressar toda nossa gratidão a essas e outras pessoas que nos ajudaram, ainda não teríamos conseguido declará-la por completo.

André Luis Mattos da Silva

Marcelo da Silva Cutin

Silvio Guanaes Machado

Resumo

Desenvolve-se um sistema de levitação eletromagnético controlado por computador. O objetivo é manter levitando uma placa triangular com três pontos de atuação.

Os controladores possuem ação proporcional e derivativa. São independentes entre si, recebem os sinais de posição dos três pontos e enviam os comandos para os circuitos de potência, que acionam os eletroímãs do levitador. Os acionamentos usam modulação por largura de pulso. A aquisição de dados é feita por conversores A/D e D/A. Para medir a posição da placa levitada, foi utilizado um fototransistor e uma fonte de luz incandescente para cada um dos pontos controlados.

Abstract

A computer controlled electromagnetic levitation system is developed in this work. The control objective is to keep a triangular plate levitating. Three electromagnets are applied.

The controllers have proportional and derivative action. They are independent of each other, receive the three position signals and send commands to the power circuits that control the electromagnets. These power circuits use pulse width modulation. The data acquisition is made by A/D and D/A converters. Position measurement is carried out by phototransistors and incandescent light bulbs.

Índice

1. Introdução.....	1
1.1. Descrição Geral do Sistema.....	2
1.2. Objetivos.....	3
2. Projeto Eletromecânico do Levitador	4
2.1. Estrutura Mecânica.....	4
2.2. Recomendações na Construção da Estrutura Mecânica.....	5
2.3. Eletroímãs	6
3. Circuito de Acionamento dos Eletroímãs	8
3.1. Princípio de Funcionamento	8
3.2. Descrição Detalhada do Circuito Eletrônico	9
3.2.1. Divisão dos Estágios.....	9
3.2.2. Estágio Gerador de Pulsos	11
3.2.3. Estágio de Realimentação	12
3.2.4. Estágio de Saída.....	15
3.3. Fonte de Alimentação.....	16
3.4. Teste e Avaliação de Desempenho do Circuito de Acionamento	17
3.4.1. Teste do Circuito de Acionamento	17
3.4.2. Ajuste do Circuito de Acionamento	17
3.4.3. Desempenho do Circuito de Acionamento.....	18
4. Sensores de Posição	21
4.1. Seleção dos Sensores de Posição	21
4.1.1. Dispositivo de Carga Acoplada – CCD	22
4.1.2. Resistor Sensível a Luz – LDR	26
4.1.2.1. Determinação Experimental das Características do LDR.....	27
4.1.2.2. Resposta Dinâmica do LDR.....	30
4.1.3. Fototransistor	31
4.1.3.1. Determinação Experimental das Características do Fototransistor.....	33
4.1.3.2. Resposta Dinâmica do Fototransistor	34
4.2. Sensores Magnéticos de Posição	35

4.3. Conexão dos Sensores	37
5. Modelagem da Dinâmica	40
5.1. Modelagem do Eletroímã.....	40
5.2. Medição dos Parâmetros do Eletroímã	44
5.3. Modelagem da Dinâmica do Sistema Eletromecânico	47
6. Sistema de Controle	51
6.1. Controlador Contínuo	51
6.1.1. Compensação em Avanço de Fase	51
6.1.2. Malha PI Externa	53
6.2. Discretização do Controlador	54
6.2.1. Compensador em Avanço de Fase.....	55
6.2.2. Malha PI Externa	56
6.3. Resultados de Simulação.....	57
6.4. Implementação dos Algoritmos de Controle.....	58
7. Resultados Experimentais	60
7.1. Sintonia do Controlador.....	60
7.2. Verificação das Expectativas.....	64
8. Conclusão.....	67
8.1. Perspectivas de Continuidade Deste Trabalho.....	68
9. Bibliografia	70
Apêndice A Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade	72
A.1. Construção de um Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade	72
A.2. Resultados Experimentais com o Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade.....	74
Apêndice B Aquisição de Dados	76
B.1. Placa de Aquisição de Dados.....	76
B.1.1. Conversão Analógico para Digital.....	77
B.1.2. Saídas Analógicas	78
B.1.3. <i>Clocks</i>	78
B.2. Descrição do <i>Software</i> da Placa de Aquisição de Dados.....	78
B.2.1. Servidor <i>WinCon</i>	79
B.2.2. Cliente <i>WinCon</i>	79
B.2.3. Configurações.....	80

Apêndice C Projeto do Circuito de Acionamento.....	81
C.1. Projeto do Modulador de Largura de Pulso	81
C.1.1. Cálculo da Frequência de Oscilação do PWM.....	81
C.1.2. Projeto da Rede de Compensação	81
C.1.3. Projeto do Divisor de Tensão.....	82
C.2. Projeto do Circuito de Realimentação	84
C.3. Projeto do Filtro Passa-Baixas	87
C.4. Projeto da Configuração do Transistor de Potência	87
C.5. Componentes de Ajuste, Proteção e Desacoplamento	88
Apêndice D Cálculo do Capacitor de Filtragem da Fonte de Alimentação	90

1. Introdução

Os estudos na área da levitação eletromagnética têm se desenvolvido de forma acentuada ultimamente e mostrado sua aplicação em diversas áreas, como, por exemplo, mancais magnéticos e transporte de massa.

Algumas instituições acadêmicas já desenvolveram vários projetos na área da levitação magnética, sendo boa parte destes com a finalidade de demonstrar técnicas diferentes para controlar a levitação eletromagnética de um pequeno corpo, geralmente uma esfera devido à sua simetria.

Com base nestes experimentos, desenvolvemos um estudo em cima de um modelo mais complexo, que constitui-se de uma placa triangular com três pontos de atuação, com controladores independentes baseados no mesmo tipo de controlador utilizado para o sistema da esfera.

O controlador foi implementado utilizando-se o MATLAB 5.2 e o Simulink 2.2. Para aquisição de dados foi utilizada a placa desenvolvida pela *Quanser Consulting*, da qual utilizamos apenas entradas e saídas analógicas devido ao fato da mesma já possuir conversores A/D e D/A suficientemente velozes para este tipo de aplicação.

Foi desenvolvido um circuito de potência para tratar o sinal de controle que é enviado para a planta, bem como um circuito que é responsável pelo envio do sinal de posição para o computador.

A medição da posição é feita através de um sensor fotoelétrico. Nos baseamos no experimento efetuado por Pena *et alli* (1998), onde a posição é medida por meio de um foto-sensor e uma fonte de luz. A variação vertical de cada ponto de controle altera a quantidade de energia luminosa incidente no foto-sensor. A grandeza física de saída utilizada para efetuar o controle será função da quantidade de energia, o que resultará no controle da posição.

Devido à complexidade deste projeto, nosso estudo se baseou apenas na variação vertical da posição dos pontos de controle. Os movimentos de translação e rotação foram minimizados com a inclusão de um eixo vertical, de forma a não interferirem significativamente no trabalho.

1.1. Descrição Geral do Sistema

O sistema é composto basicamente por três eletroímãs, uma placa triangular de acrílico, três conjuntos de sensores, formados por uma lâmpada incandescente e um fototransistor, e vários circuitos eletrônicos que fazem a interface entre a saída e a entrada da placa de aquisição de dados.

A Figura 1.1 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle desenvolvido no projeto. Existem três fontes de corrente contínua, cada uma alimentando um eletroímã. Cada fonte fornece uma corrente contínua unipolar que gera o campo magnético em cada eletroímã. Utilizamos três controladores que atuam individualmente em três pontos distintos da placa triangular, onde há conjuntos de lâminas de ferro-silício utilizados como pontos de atração pelos eletroímãs. Os três conjuntos de lâminas de ferro silício estão localizados na placa a ser levitada, conforme na Figura 1.2. A posição da placa a ser levitada é medida pelos três conjuntos de sensores, medindo a posição da placa em cada um dos pontos de atuação. O sinal de cada sensor é enviado a uma entrada analógica da placa de aquisição de dados. O sinal de cada saída analógica da placa de aquisição de dados comanda o respectivo circuito de acionamento do eletroímã. A tensão de cada saída analógica comanda a corrente que o respectivo circuito de acionamento fornece à bobina do eletroímã.

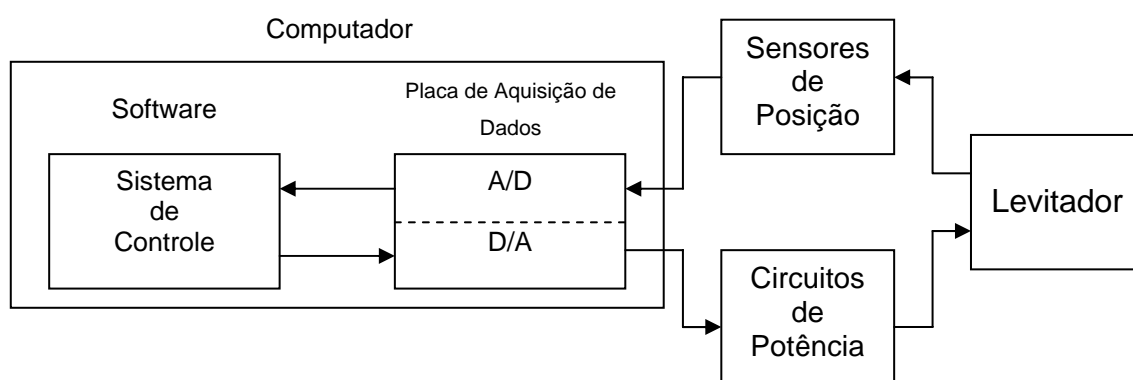


Figura 1.1 – Diagrama em blocos do sistema de levitação de três graus de liberdade.

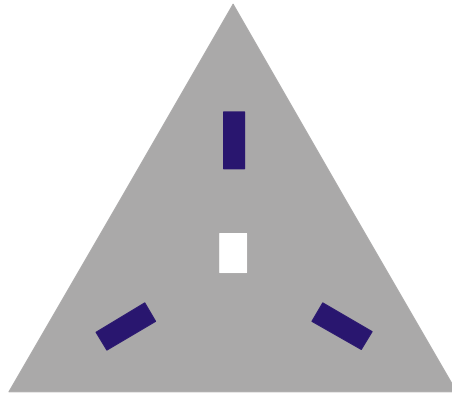


Figura 1.2 – Vista de topo da placa a ser levitada. Em azul, as lâminas de atração de ferro-silício. Ao centro, o rasgo retangular por onde passa o eixo vertical que minimiza a rotação e a translação da placa.

1.2. Objetivos

O objetivo é implementar três controladores monovariáveis para que o sistema de levitação multivariável equilibre a placa triangular, em uma posição especificada, compensando a ação do campo gravitacional através do controle da força magnética que atrai a placa em cada um dos pontos de atuação.

Estes controladores devem ser implementados no Simulink, controlando um protótipo construído conforme o descrito no item 2, incluindo o circuito de potência do item 3.

2. Projeto Eletromecânico do Levitador

2.1. Estrutura Mecânica

Na Figura 2.1, apresentamos o esquema da estrutura mecânica de nosso projeto.

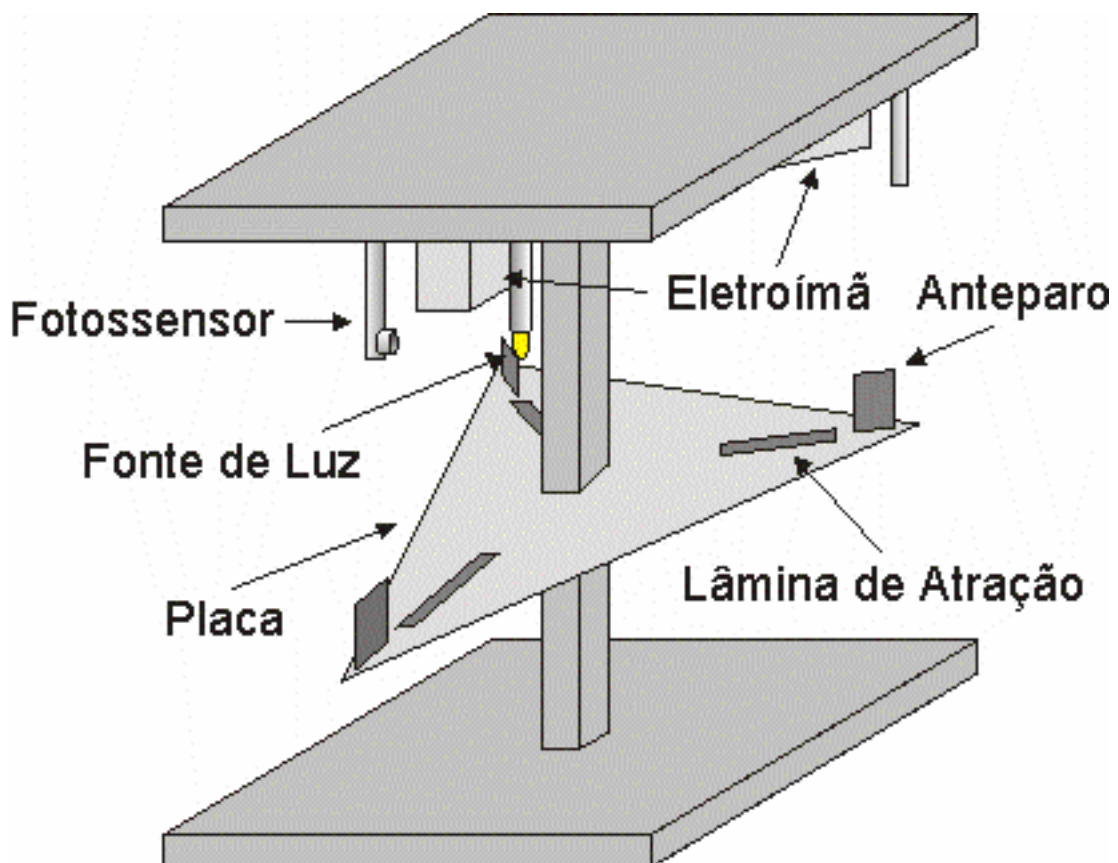


Figura 2.1 – Esquema simplificado da estrutura eletromecânica do levitador.

A estrutura mecânica de sustentação dos eletroímãs e sensores foi realizada utilizando-se madeira.

A placa a ser levitada foi feita utilizando-se acrílico cortado na forma de um triângulo equilátero, com lados de 300mm, e rasgo central retangular, com dimensões 28mm e 32mm (ver Figura 2.2). A função desse rasgo central é acoplar a placa ao eixo de madeira, evitando-se a rotação e a translação da placa.

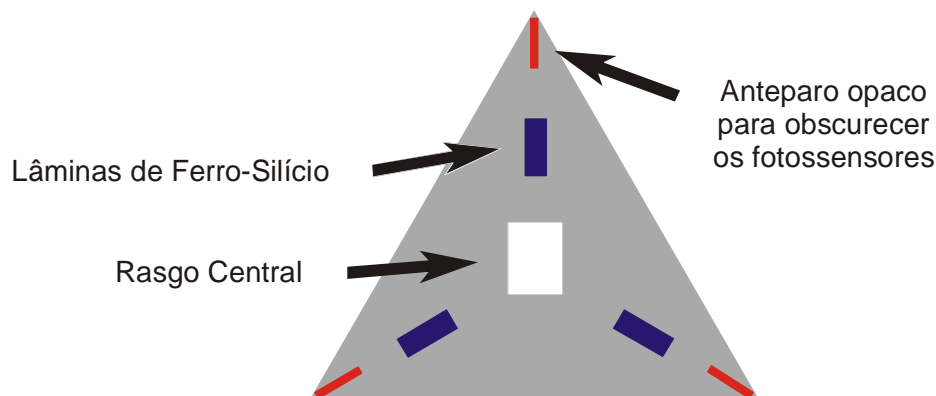


Figura 2.2 – Vista de topo da placa, destacando-se o rasgo central para passagem do eixo, as lâminas de atração de ferro-silício e os anteparos para obstrução da luz.

Próximo de cada vértice da placa foram fixadas lâminas de ferro-silício, de modo que esta possa interagir com o campo magnético do eletroímã, e anteparos opacos de acrílico, para que ocorra alteração do fluxo luminoso incidente nos fototransistores quando a posição da placa variar.

Para fixação da fiação na parte superior da estrutura de sustentação, foi utilizado um adesivo instantâneo.

O suporte das lâmpadas foi realizado utilizando-se tubos de caneta. Esses tubos foram cortados em tamanhos adequados e em seu interior foram introduzidos os fios de alimentação da lâmpada. Uma das extremidades do tubo foi fixada à estrutura de sustentação e na outra extremidade encaixamos a lâmpada.

Os foto-sensores foram obtidos já com seus respectivos suportes plásticos.

Realizamos a fixação dos eletroímãs com arame de aço flexível, por meio de furos na parte superior da plataforma.

2.2. Recomendações na Construção da Estrutura Mecânica

Na construção da estrutura mecânica de sustentação de madeira, evitamos a utilização de materiais ferromagnéticos, pois poderiam interferir no campo magnético gerado pelos eletroímãs.

A estrutura mecânica deve ser construída de modo que se consiga sustentar facilmente o peso de três eletroímãs. A parte lateral do núcleo ferromagnético do eletroímã, que está voltada para o sensor de posição, foi

coberta com papel camurça preto. Esse procedimento tornou-se necessário, pois como a luz é emitida pela lâmpada em todas as direções, mesmo com o anteparo de acrílico opaco fixado na placa a ser levitada, a luz refletia na lateral do núcleo do eletroímã e atingia o fototransistor, mantendo-o sempre saturado e interferindo na medição da posição. Assim, com a utilização do papel camurça, indicado na Figura 2.3, essas reflexões são eliminadas devido à opacidade do papel.

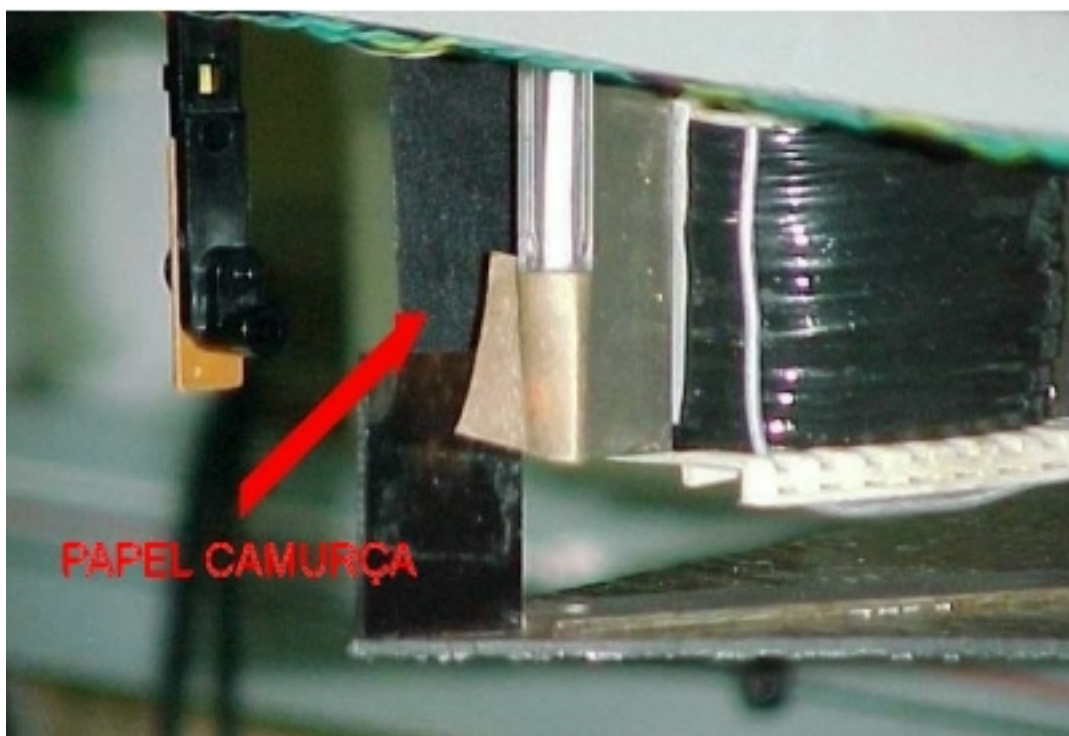


Figura 2.3 – Detalhe da posição de fixação do papel de camurça preto no eletroímã. Nota-se, também, abaixo do eletroímã, um dos três conjuntos de placas de ferro-silício fixados na placa de acrílico.

2.3. Eletroímãs

Na Figura 2.4, é mostrado o aspecto físico de um eletroímã. Cada eletroímã é formado por um núcleo de ferro silício laminado, com carretel de seção 25mmx32mm e 700 espiras de fio esmaltado número 22 (AWG).

Foram utilizadas apenas as lâminas de ferro silício em forma de “E”, pois desta forma conseguimos reduzir consideravelmente a relutância do circuito magnético em relação ao circuito em forma de “I” utilizado no protótipo de um grau de liberdade, descrito no Apêndice A.

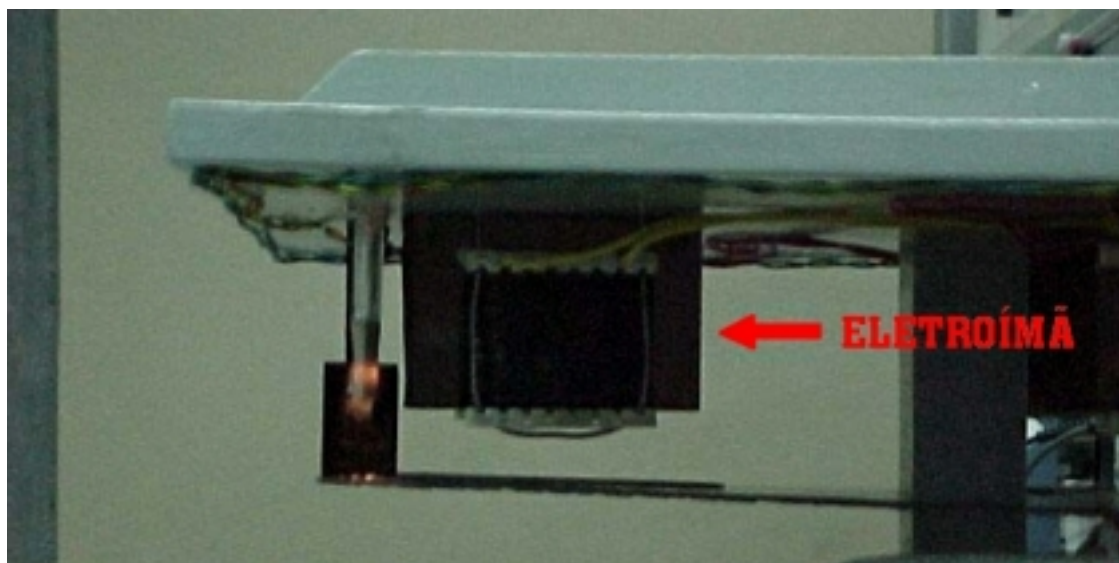


Figura 2.4 – Aspecto físico de um eletroímã.

3. Circuito de Acionamento dos Eletroímãs

3.1. Princípio de Funcionamento

O princípio de funcionamento do circuito de acionamento dos eletroímãs, cujo projeto está detalhado no Apêndice C, é a utilização de uma fonte de corrente contínua controlada. A fonte fornece uma corrente contínua, gerando um campo magnético no eletroímã, que atrai um conjunto de lâminas de ferro-silício, localizado na placa a ser levitada.

Os níveis de tensão fornecidos na saída da placa de aquisição de dados (ver Apêndice B) são aplicados ao circuito de acionamento dos eletroímãs, conforme pode ser observado pelo diagrama em blocos na Figura 3.1.

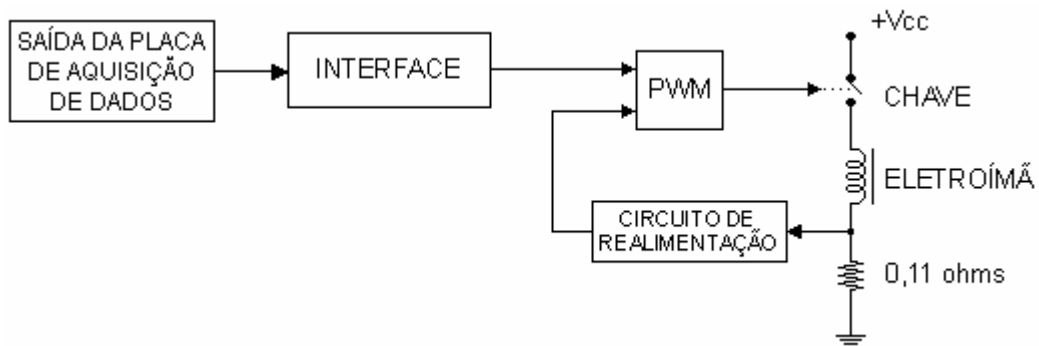


Figura 3.1 – Diagrama em blocos completo do circuito de acionamento dos eletroímãs.

O circuito de acionamento dos eletroímãs é formado basicamente por um PWM (*Pulse Width Modulator*). Vale ressaltar algumas vantagens em se utilizar um controle com esse dispositivo.

De acordo com Rashid (1999), a utilização de um PWM gera um elevado rendimento, i.é., pouca energia na forma de calor é perdida no estágio de saída. Isto se deve ao fato de que quando o PWM é utilizado no controle de um transistor, existem apenas duas condições possíveis para o transistor funcionar: saturado – quando conduz os pulsos – ou em corte – não conduzindo os pulsos. Sendo assim, como não existe estado intermediário, onde as perdas de potência no transistor são maiores, este dissipa uma potência muito baixa, o que não ocorre numa configuração tradicional, ou seja, com o transistor operando no modo

linear. Porém, na prática, existirá um pequeno intervalo de tempo onde o transistor estará operando na região linear, pois sabemos que o transistor não consegue mudar instantaneamente a sua condição de corte para saturação ou vice-versa. Mesmo assim, o circuito do PWM continua tendo um bom rendimento.

3.2. Descrição Detalhada do Circuito Eletrônico

3.2.1. Divisão dos Estágios

Na Figura 3.2, temos o diagrama completo do circuito eletrônico de acionamento dos eletroímãs.

Vale lembrar que são utilizados três circuitos eletrônicos idênticos – um para cada eletroímã – ao da Figura 3.2 e que a tensão de alimentação V_{cc} é de 18V.

O circuito eletrônico de acionamento pode ser dividido em vários estágios, cada qual desempenhando um papel importante no funcionamento do conjunto. Por conveniência, dividiremos o circuito em três estágios: estágio gerador de pulsos, estágio de realimentação e estágio de saída.

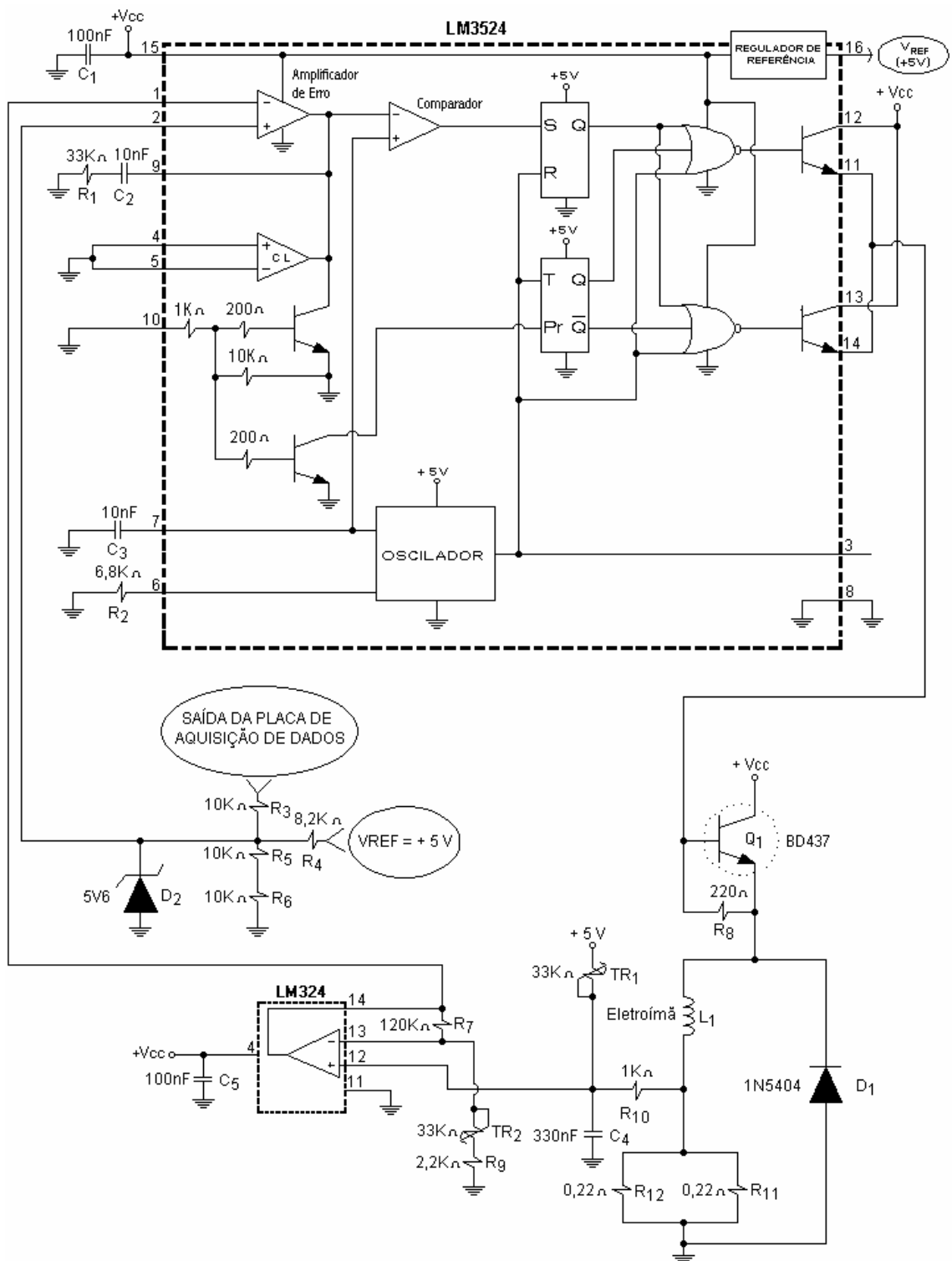


Figura 3.2 – Diagrama completo do circuito eletrônico de acionamento dos eletroímãs.

3.2.2. Estágio Gerador de Pulsos

A Figura 3.3 mostra o diagrama do circuito eletrônico desse estágio.

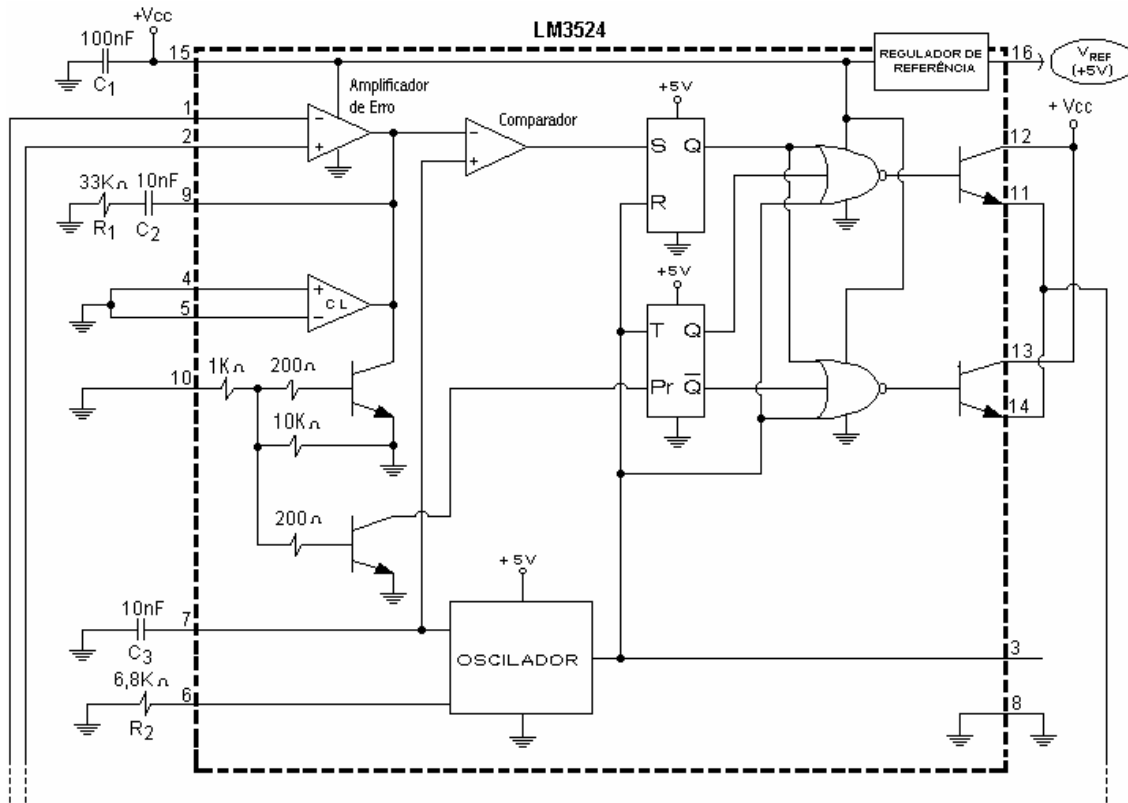


Figura 3.3 – Diagrama do circuito eletrônico do estágio gerador de pulsos.

O estágio gerador de pulsos é formado pelo circuito integrado LM3524 e componentes discretos adjacentes a ele.

O LM3524 é um circuito integrado dedicado, fabricado pela *National Semiconductor* que possui um oscilador, um regulador de tensão de 5V (tensão de referência), um *latch*, um *flip-flop*, amplificadores operacionais, portas lógicas e etc. Esse circuito integrado é geralmente utilizado em fontes chaveadas.

De acordo com Mello (1990), o oscilador interno do LM3524, tem a função de carregar e descarregar o capacitor C_3 entre dois níveis de tensão com frequência de repetição dada pelos valores de C_3 e R_2 .

Ainda, de acordo com Mello (1990), como a carga do capacitor C_3 é feita por corrente constante, a tensão no capacitor tem a forma de uma rampa. Durante a descarga do capacitor C_3 , o oscilador fornece um pulso positivo de curta

duração que ocasiona o *reset* do *latch*, muda a condição da saída do flip-flop e inibe as saídas, gerando um tempo morto. O *latch* é usado para armazenar o estado do comparador. Ao receber um pulso de *clock*, o *latch* vai para o estado zero até que a tensão de erro seja menor do que a tensão do capacitor C_3 , quando então passa para nível lógico “um” e, mesmo que a tensão de erro aumente de valor, ultrapassando o valor da tensão do capacitor C_3 , o estado “um” fica armazenado até receber o pulso de *clock*.

Esse circuito integrado possui duas saídas e o estado de cada uma delas é controlado pelo *flip-flop*. Assim, se garante que apenas uma saída fornecerá pulso. Colocamos os transistores de saída desse circuito integrado em paralelo para podermos obter uma variação da largura de pulso de 0 a 100%. Caso tivéssemos utilizado apenas uma saída, obteríamos no máximo 50% do ângulo de condução.

De acordo com o manual do LM3524, observamos que sua frequência de chaveamento é dada pelo resistor e capacitor ligados ao pino 6 e 7, respectivamente, e pode atingir 300 kHz. Possui baixa corrente de *standby* (no máximo 10mA) e sua tensão de referência varia apenas 1% com a temperatura. Sua tensão máxima de alimentação é de 40V.

3.2.3. Estágio de Realimentação

Na Figura 3.4 apresentamos o diagrama do circuito eletrônico do estágio de realimentação.

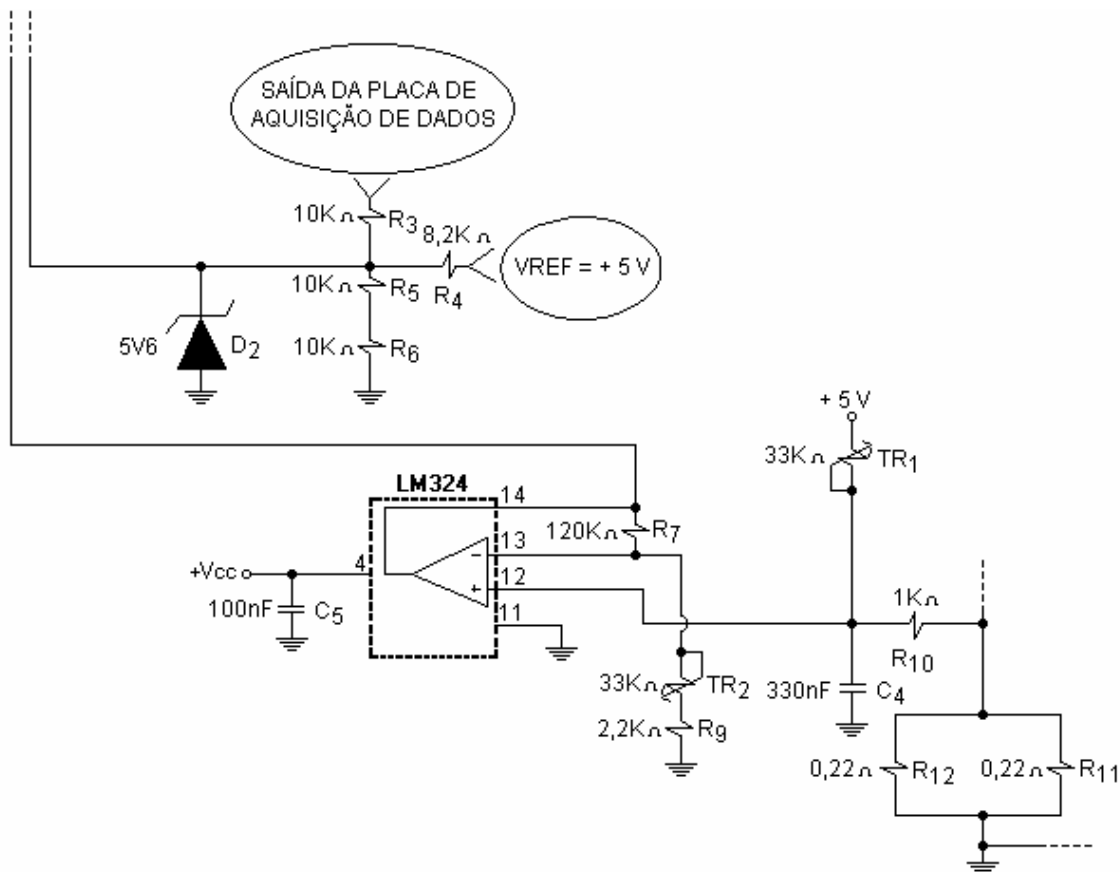


Figura 3.4 – Diagrama do circuito eletrônico do estágio de realimentação.

Esse estágio é responsável por manter um valor constante de corrente no eletroímã, em função da tensão de saída da placa de aquisição de dados, ou seja: para um determinado valor de tensão vindo do conversor D/A, teremos um valor de corrente no eletroímã correspondente a esse valor de tensão. Na teoria isso seria verdadeiro, porém, na prática, deve existir um circuito para monitorar constantemente a corrente no eletroímã, pois o eletroímã é um componente variante no tempo, i.é., pelo menos um de seus parâmetros elétricos pode variar. Eis a necessidade desse estágio de realimentação. Como variação de parâmetros elétricos, podemos citar o aumento da temperatura no enrolamento do eletroímã. Esse aumento de temperatura influi diretamente no valor da resistência elétrica do eletroímã, aumentando seu valor, já que o seu enrolamento é formado por fios de cobre. Esses fios têm um incremento não desprezível em sua resistividade quando estão sujeitos a um acréscimo de temperatura. Logo, a função desse estágio é a de verificar a corrente no eletroímã e corrigi-la, se for necessário.

Para que esse estágio funcione, é necessário um sensor. Tal sensor foi executado utilizando-se 2 resistores de $0,22\Omega$ colocados em paralelo, porém em série com o enrolamento do eletroímã, conforme pode ser observado na Figura 3.4. Pela Lei de Ohm, sabemos que a tensão é uma função do valor da corrente e do valor da resistência. O valor da resistência, em nosso caso, pode ser considerado constante, pois tivemos o cuidado de fixar o paralelo dos resistores de $0,22\Omega$ com os terminais bem curtos. Esse cuidado foi necessário para que não ocorressem problemas com a resistência dos próprios terminais dos resistores, que são feitos de cobre e influenciam significativamente no valor final do resistor com o aumento da temperatura ambiente, pois o resistor possui um valor muito baixo. Contudo, a queda de tensão sobre o resistor é função somente da corrente que flui sobre ele, pois, como havíamos dito antes, o valor ôhmico do resistor pode ser considerado invariante no tempo. Como exemplo, digamos que a corrente que passa pelo paralelo dos resistores de $0,22\Omega$ seja de 1A. Logo a tensão sobre esse paralelo será de 0,11V. Chegamos ao que queríamos: obter uma tensão em função da corrente que circula no eletroímã.

O valor da tensão que existe no “resistor-sensor” não pode ser aplicado diretamente na entrada inversora do amplificador de erro (pino 1) do LM3524. Esse nível de tensão é incompatível com a faixa de valores que o circuito integrado pode operar. Sendo assim, devemos amplificar esse nível de tensão convenientemente, de modo que os valores de tensão amplificados sejam compatíveis com os valores do circuito integrado. Utilizamos um amplificador operacional LM324 com ajuste externo de faixa por meio de TR_1 (ajuste de mínimo) e TR_2 (ajuste de máximo), para realizar essa operação. O ajuste de mínimo tem a função de ajustar o menor valor de tensão (tensão de 0V da saída da placa de aquisição de dados) e o de máximo tem a função de ajustar o maior valor de tensão (tensão de 5V da saída da placa de aquisição de dados) para a correta operação do amplificador de erro do CI LM3524.

Ainda nesse estágio, existe um divisor de tensão resistivo, formado pelos resistores R_3 , R_4 , R_5 e R_6 . Esse divisor tem a função de compatibilizar os valores de saída da placa de aquisição de dados com os valores de tensão reconhecidos pela entrada não inversora do amplificador de erro (pino 2) do LM3524. O

intervalo de valores reconhecidos pelo pino 2, em nosso caso, ficou entre 2 e 4 volts.

Há, ainda, um filtro passa-baixas na entrada não inversora do LM324. Tal filtro é formado por R_{10} e C_4 e tem a função de impedir que o chaveamento do PWM influa no correto funcionamento do amplificador operacional LM324. O filtro atenua o chaveamento e recupera o valor médio do sinal.

3.2.4. Estágio de Saída

Na Figura 3.5 temos o diagrama do circuito eletrônico desse estágio.

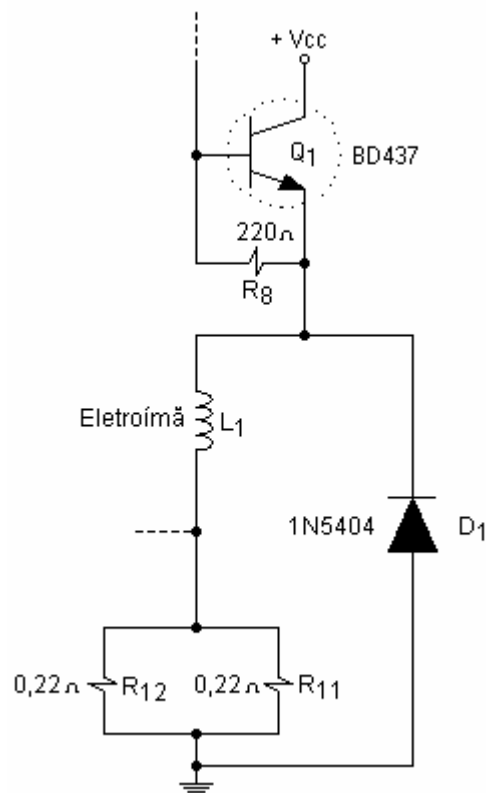


Figura 3.5 – Diagrama do circuito eletrônico do estágio de saída.

Esse estágio é formado pelo eletroímã L_1 , pelo diodo D_1 , pelos resistores R_8 , R_{11} e R_{12} , e pelo transistor de média potência Q_1 .

A função principal desse estágio é acoplar o eletroímã à etapa de baixa potência (ver item 3.2.2). O acoplamento é realizado pelo transistor Q_1 . Tal transistor deve ter como principais características: suportar a corrente máxima do

eletroímã e suportar a tensão máxima da fonte de alimentação (aproximadamente 30V de pico). Além disso, o seu ganho β deve ser suficientemente grande para que os transistores da etapa de saída do LM3524 consigam saturá-lo.

Entre a base e o emissor de Q_1 foi colocado o resistor R_8 , que possui a função de aumentar a velocidade de comutação do transistor.

Naturalmente, o transistor Q_1 deve ser dotado de um dissipador de calor de dimensões adequadas, para a sua correta operação.

Esse estágio de saída é similar a um conversor *Buck* chaveado operando no modo contínuo, pois a corrente que circula no eletroímã não chega a zero durante a condução do diodo D_1 .

De acordo com Rashid (1999), a corrente de saída (corrente no eletroímã), depende da amplitude e da largura dos pulsos aplicados na base do transistor Q_1 . Sendo assim, quando o transistor Q_1 está saturado (diodo D_1 em corte), transfere-se energia da fonte V_{cc} para o eletroímã. Porém, quando o transistor Q_1 está em corte, o diodo D_1 conduz, dando continuidade à corrente do eletroímã (indutor L_1) e evitando a geração de níveis elevados de tensões.

3.3. Fonte de Alimentação

A alimentação para o circuito de potência é constituída de três fontes, sendo que cada fonte (uma para cada eletroímã), é formada por um retificador de onda completa com tensão de 18V, não regulado, e corrente máxima de 3A. Na Figura 3.6 é mostrado o diagrama do circuito eletrônico de tal fonte.

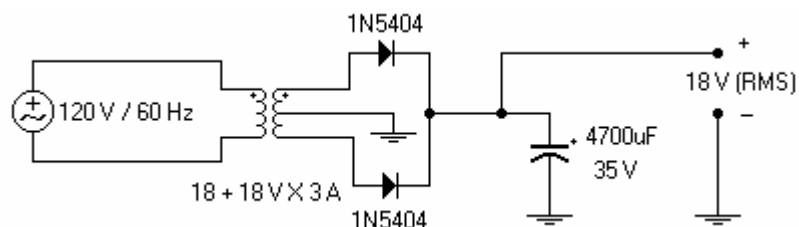


Figura 3.6 – Diagrama do circuito eletrônico da fonte de alimentação.

A decisão de utilizarmos três fontes separadas ao invés de uma, se deve a dificuldade em se encontrar um transformador de 18+18Vx9A em lojas

especializadas de componentes eletrônicos. O cálculo do capacitor de filtragem ($4700\mu\text{F}/35\text{V}$) é apresentado no Apêndice D.

3.4. Teste e Avaliação de Desempenho do Circuito de Acionamento

3.4.1. Teste do Circuito de Acionamento

Para realizarmos o teste de operação do circuito de acionamento, utilizamos uma fonte de tensão ajustável, de modo que pudéssemos simular a saída dos níveis de tensão entre 0V e 5V provenientes da placa de aquisição de dados. Esses níveis de tensão foram aplicados no resistor R_3 da Figura 3.2.

Verificamos que a variação de tensão de 0V a 5V, fornecida pela fonte de tensão ajustável, correspondeu a aproximadamente uma variação de corrente no eletroímã de 0A a 2,0A, respectivamente. Mas, para chegarmos a essa variação de corrente no eletroímã, foi necessário ajustar os trimpots TR_1 e TR_2 .

3.4.2. Ajuste do Circuito de Acionamento

Sabemos que o trimpot TR_1 corresponde ao ajuste de mínimo, i.é., tensão de 0V da saída da placa de aquisição de dados. Logo, para ajustarmos esse trimpot, devemos aplicar uma tensão de 0V com a fonte de tensão ajustável sobre o resistor R_3 e variarmos esse TR_1 de modo que o eletroímã conduza um pequeno valor de corrente, em torno de 0,1A. Em seguida, retrocedemos de um pequeno ângulo o cursor de TR_1 , de modo que a corrente no eletroímã seja de 0A. Para ajustarmos o trimpot TR_2 , que corresponde ao ajuste de máximo, ou seja, a tensão de 5V da saída da placa de aquisição de dados, fixamos uma tensão de 5V com a fonte de tensão ajustável sobre o resistor R_3 e variamos TR_2 de modo que o eletroímã conduza uma corrente de 2A. A ordem de ajuste dos trimpots influi no funcionamento do circuito de acionamento dos eletroímãs. Portanto, devemos sempre ajustar o trimpot TR_1 primeiro e depois o trimpot TR_2 , para conseguirmos, com maior facilidade, uma faixa de operação otimizada para o circuito de acionamento dos eletroímãs.

3.4.3. Desempenho do Circuito de Acionamento

Observamos que a relação entre a tensão aplicada pela saída da placa de aquisição de dados e a corrente obtida no eletroímã foi linear.

Na Figura 3.7, temos a foto dos circuitos de acionamento dos eletroímãs e suas fontes de alimentação.

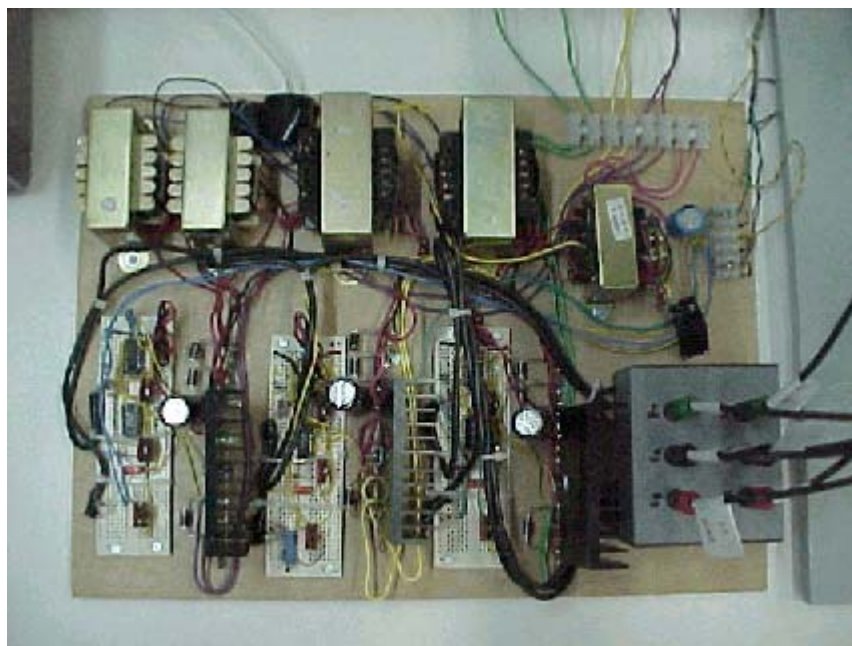


Figura 3.7 – Circuitos de acionamento dos eletroímãs e suas fontes de alimentação.

O tempo de resposta do circuito de acionamento dos eletroímãs foi suficiente para o correto funcionamento do levitador.

Na Figura 3.8 observa-se a corrente medida no eletroímã.

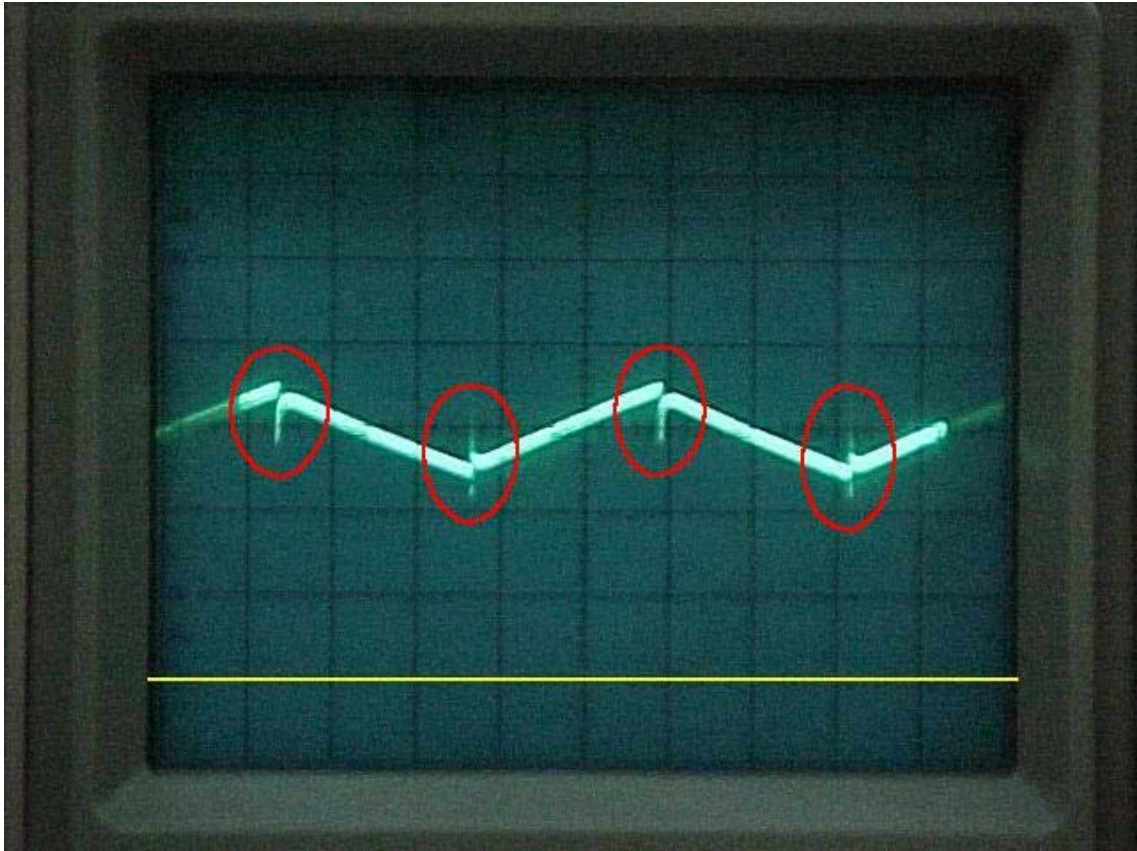


Figura 3.8 – Corrente medida no eletroímã quando se aplica, na entrada do circuito de acionamento, uma tensão quadrada com freqüência de 100Hz, amplitude 4Vpp e com valor médio de 2V. A origem das medidas é indicada pelo traço horizontal em amarelo. Os círculos vermelhos destacam pontos de descontinuidades causados pela inércia do diodo D_1 da Figura 6.2, o que significa que o diodo demora um certo tempo para mudar seu estado de condução para corte, e vice-versa. A escala horizontal é de 10ms/div, e a vertical é de 460mA/div.

Na Figura 3.9, temos a corrente obtida no eletroímã quando a placa está em equilíbrio.

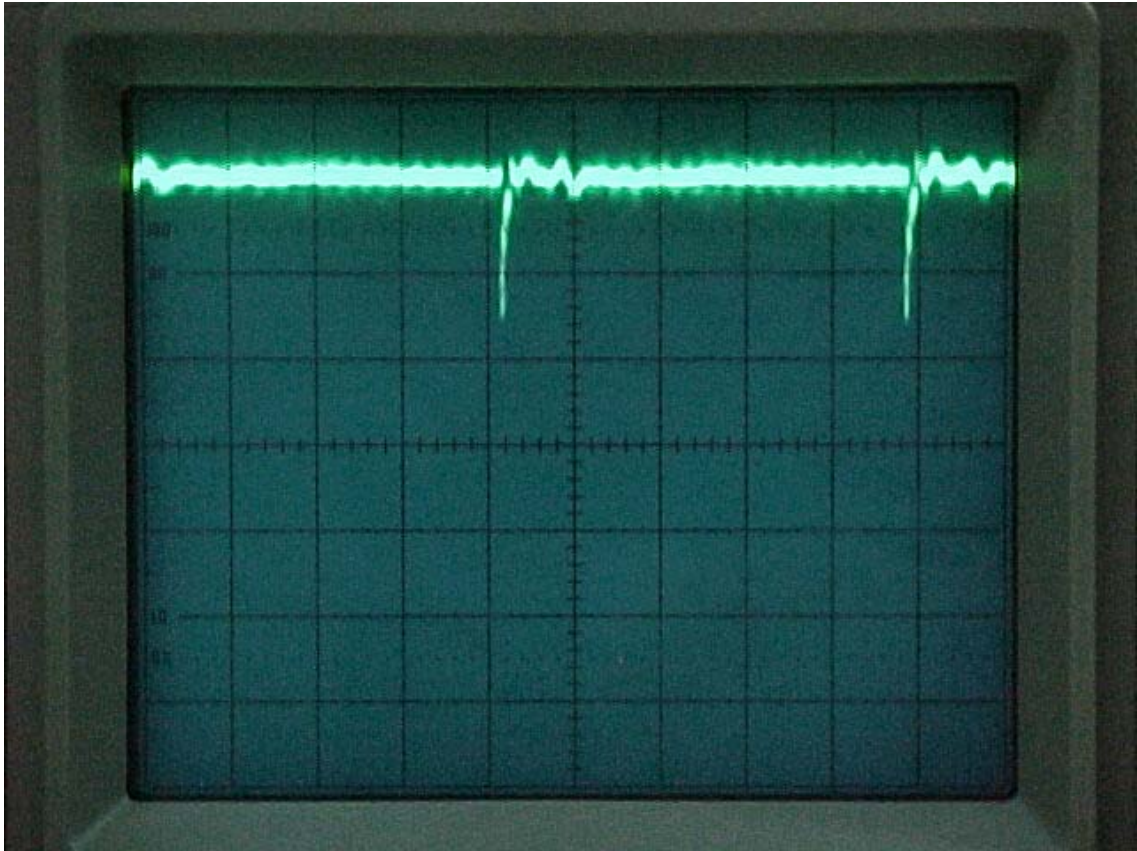


Figura 3.9 – Corrente medida no eletroímã, quando a placa está em equilíbrio. A escala horizontal é de 10ms/div, e a vertical é de 460mA/div. O centro da tela do osciloscópio é a referência (origem das medidas).

O sinal medido na Figura 3.9 é praticamente constante como era esperado, i.é., a corrente de equilíbrio é constante. Esta corrente está em torno de 1,38A. Porém, devido a problemas de comutação do circuito de potência, existem descontinuidades nesse sinal.

Apesar dos problemas supracitados, o desempenho obtido do circuito de acionamento foi satisfatório.

4. Sensores de Posição

4.1. Seleção dos Sensores de Posição

Nesta etapa do projeto, o objetivo é selecionar um sensor para medir o deslocamento do corpo a ser levitado. Esta etapa é importante para a manutenção do corpo na posição de equilíbrio. O sistema como um todo é instável, e mesmo uma perturbação mínima desloca o corpo de sua posição de equilíbrio. A solução adotada será implementada em três sistemas idênticos, um para cada ponto de controle deste projeto.

Aproveitando um planejamento bem elaborado por Pena *et alli* (1998), decidimos efetuar a leitura da posição do corpo com a utilização de um sensor de posição e uma fonte de luz. O sensor e a fonte são dispostos sobre uma reta imaginária paralela ao plano da Terra. A Figura 4.1 mostra a disposição esquemática simplificada dos componentes do controle.

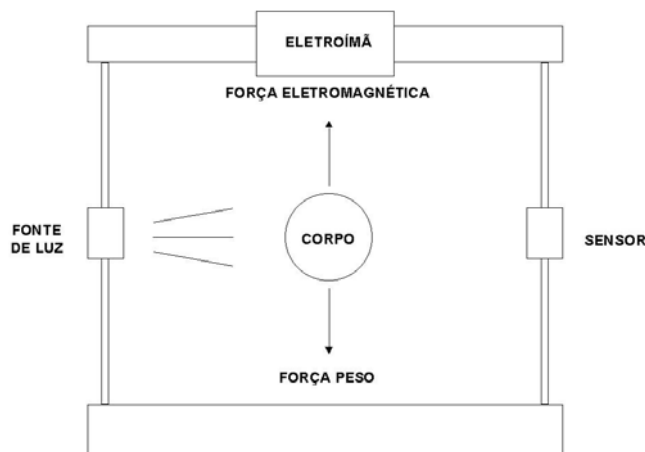


Figura 4.1 – Disposição esquemática dos componentes de controle, para cada ponto de atuação.

Nesta filosofia, o sensor recebe o fluxo luminoso da fonte de luz como informação. A posição do corpo em relação ao sensor define qual o fluxo luminoso incidente, pois o fluxo é função da área receptora do sensor. Por sua vez, a área receptora do sensor é função do deslocamento vertical do corpo. Os dados coletados são comparados com um valor de referência pelo controlador e uma ação de controle é efetuada, alterando o valor da corrente na bobina do

eletroímã e, conseqüentemente, alterando a intensidade da força eletromagnética gerada pelo eletroímã sobre o corpo, restabelecendo sua posição de equilíbrio.

O sistema de controle irá atuar continuamente sobre o corpo, buscando sempre mantê-lo em uma posição estável. É importante implementar um sistema de controle que permita apenas uma estreita faixa de oscilação em torno da posição de equilíbrio. O sensor deve ser capaz de fornecer informações ao controlador o mais rapidamente possível, permitindo que este exerça a ação de controle em tempo hábil. O sensor também deve operar em uma faixa que seja o mais linear possível, permitindo que variações iguais nas informações enviadas ao controlador resultem em variações iguais nas ações de controle necessárias.

O sistema de controle implementado se baseia em dispositivos optoeletrônicos. O sensor foi escolhido após estudo das características de um conjunto de possíveis alternativas. Basicamente, consideramos a utilização do CCD, do fototransistor e do LDR. Nos tópicos a seguir, o estudo realizado para cada componente considerado, analisando suas características e sua atuação como sensor neste trabalho.

4.1.1. Dispositivo de Carga Acoplada – CCD

O CCD, *Charged Coupled Device*, é um dispositivo utilizado em scanners e câmeras de vídeo, como elemento gerador do sinal de vídeo. É responsável pelo armazenamento da informação de imagem, segundo Sharupich e Tugov (1987).

Um CCD é um arranjo de estruturas MOS, *Metal Oxide Semiconductor*, interagindo entre si, construídas em um único substrato. A Figura 4.2 ilustra uma estrutura MOS, que consiste de um semicondutor (silício), um dielétrico (normalmente o dióxido de silício) e uma placa metálica.

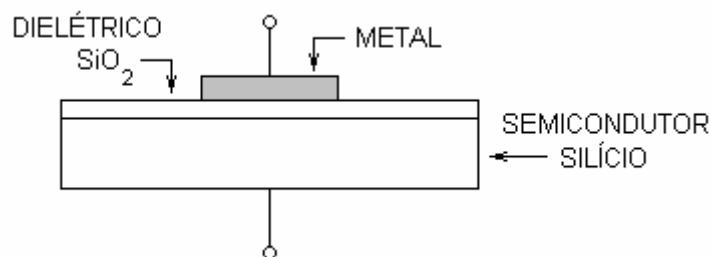


Figura 4.2 – Estrutura MOS.

Comparando a estrutura MOS com um capacitor convencional ilustrado na Figura 4.3, observamos que tal estrutura representa um dispositivo capacitivo, diferenciando-se do capacitor convencional por possuir uma placa inferior semicondutora ao invés de uma placa metálica.

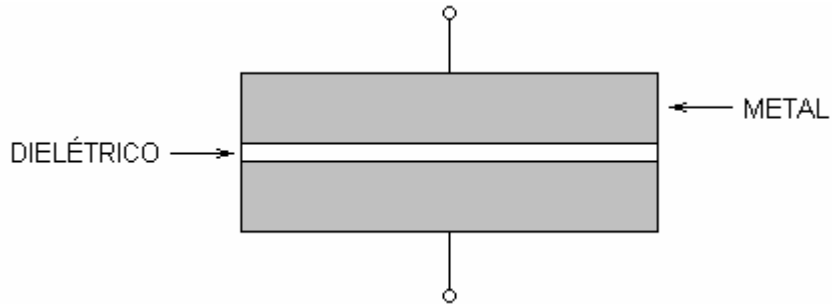


Figura 4.3 – Capacitor Convencional.

As características específicas do semicondutor diferem, a princípio, a estrutura MOS do capacitor convencional. Estas características surgem a partir do efeito de campo do semicondutor, que se manifesta como uma alteração na concentração de portadores de carga na superfície do semicondutor, em resposta a um campo elétrico. Uma tensão contínua aplicada à estrutura MOS induz cargas equivalentes em suas placas. Entretanto, a carga em um material semicondutor não se acumula na superfície como ocorre nos capacitores convencionais. Ela se difunde através de uma pequena espessura pelo interior do mesmo.

Em uma estrutura MOS com semicondutor de silício do tipo p, onde uma tensão negativa é aplicada à placa metálica (chamada de *gate*), as lacunas são induzidas na superfície do silício, que atua como placa metálica. Segundo Sharupich e Tugov (1987), a capacitância por unidade de área da estrutura MOS pode ser calculada pela expressão:

$$C_0 = \frac{\epsilon_d \cdot \epsilon_0}{d} \quad (4.1)$$

onde d é a espessura do dielétrico, ϵ_d é a permissividade relativa do dielétrico e ϵ_0 é permissividade elétrica no vácuo.

A aplicação de uma pequena tensão positiva ao *gate* induz o acúmulo de elétrons na superfície do semiconductor. A densidade de cargas negativas nesta camada livre de lacunas é calculada pela expressão:

$$\rho = q \cdot N_a \quad (4.2)$$

onde N_a é a concentração de átomos aceitadores nesta camada e q é a carga do elétron.

Nesta situação, a estrutura MOS está no estado de depleção, o modo de operação principal de um CCD ótico.

Em um semiconductor do tipo N, onde a todos os *gates* se aplica uma tensão V_1 negativa, como ilustrado na Figura 4.4, a região de depleção de espessura l_0 surge sob os *gates*. O campo elétrico penetra a mesma distância ao longo de toda a estrutura do semiconductor.

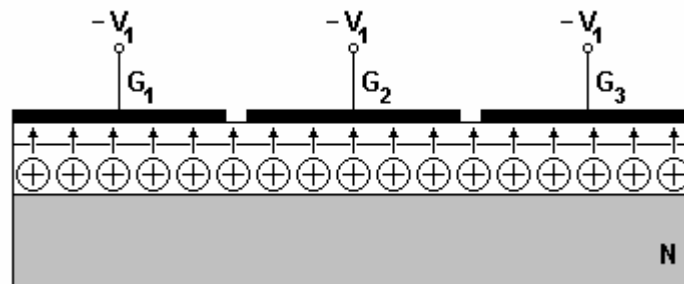


Figura 4.4 – CCD Operando no Modo Quiescente.

A Figura 4.5 ilustra a operação do CCD quando se aplica uma tensão V_2 ao *gate* G_2 menor (mais negativa) do que a tensão V_1 aplicada aos outros *gates* da estrutura. A tensão V_2 é maior do que V_1 em módulo, e a espessura da região de depleção sob os *gates* será maior abaixo do *gate* G_2 . Seja o semiconductor da estrutura MOS a qual pertence G_2 momentaneamente iluminado por um fluxo luminoso. Os portadores de carga, lacunas e elétrons, surgem no semiconductor, e são separados pelo campo elétrico. A ação da carga negativa do *gate* faz com que os elétrons do semiconductor se dirijam para o interior do mesmo, enquanto que as lacunas se acumulam na superfície. O aumento do fluxo faz crescer o número de lacunas na superfície do semiconductor, e esta característica é utilizada

como portadora de informação de imagem. Os portadores podem permanecer sob G_2 por um período de tempo relativamente longo, pois o campo elétrico que atua nos limites de G_2 retarda o movimento das lacunas para as regiões sob os outros *gates*. O *gate* G_2 está operando no chamado modo de armazenamento de informação.

A Figura 4.6 ilustra o CCD operando no chamado modo de transferência. A tensão V_3 aplicada ao *gate* G_3 é menor (mais negativa) do que a tensão V_2 . Um campo elétrico atua na junção entre G_2 e G_3 , acelerando as lacunas de G_2 em direção a G_3 .

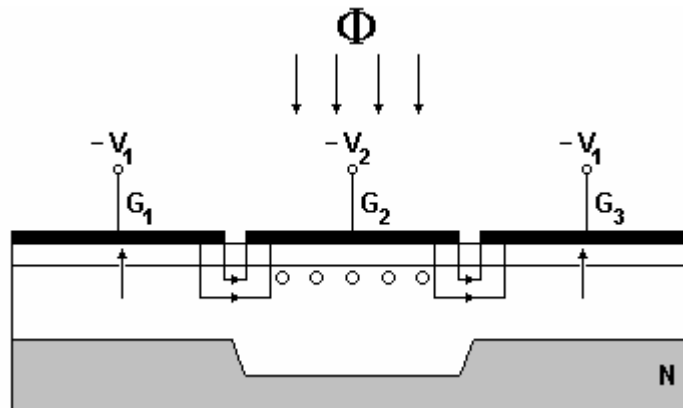


Figura 4.5 – CCD Operando no Modo de Armazenamento.

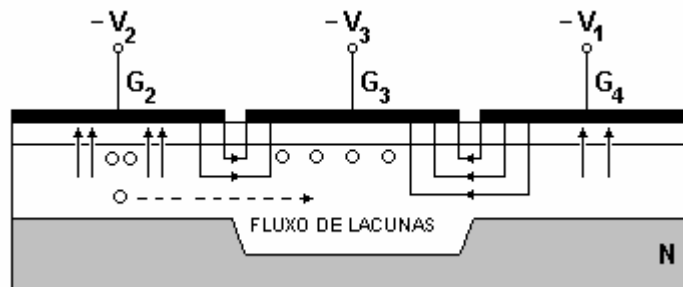


Figura 4.6 – CCD Operando no Modo de Transferência.

A carga positiva resultante sob um *gate* é função da tensão a ele aplicada, uma vez que:

$$Q = C \cdot V \quad (4.3)$$

Conseqüentemente, a formação do pacote de lacunas requer um decréscimo das cargas positivas dos doadores na camada de depleção. Com o balanceamento entre as lacunas e a carga dos doadores, os campos contrários atuantes nos limites entre os *gates* são anulados e as lacunas se difundem ao longo da superfície. Uma carga permissível máxima de lacunas é obtida a pela expressão:

$$Q_{\max} = (V_2 - V_1) \cdot C_0 \cdot (Z \cdot L) \quad (4.4)$$

onde C_0 é a capacitância por unidade de área definida pela expressão (4.1), e Z e L são a largura e o comprimento do *gate*, respectivamente. O parâmetro Q_{\max} define não apenas a habilidade de controle de um CCD, mas também a sua resolução quando atuando como um fotodetector.

O CCD linear foi utilizado por Pena et *alli* (1998) em seu experimento sobre levitação eletromagnética e mostrou desempenho satisfatório. Entretanto, por se tratar de um dispositivo fora de linha de produção e com baixa disponibilidade no mercado, descartamos sua utilização.

4.1.2. Resistor Sensível a Luz – LDR

Um LDR, *Light Dependent Resistor*, é um dispositivo optoeletrônico constituído de dois terminais externos e uma superfície fotossensível. Este dispositivo tem uma resistência interna variável em função do fluxo luminoso incidente em sua superfície. A Figura 4.7 ilustra a superfície fotossensível do LDR. A Figura 4.8 ilustra um corte lateral do LDR.

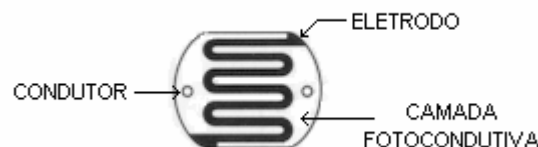


Figura 4.7 – Superfície Fotossensível de um LDR.

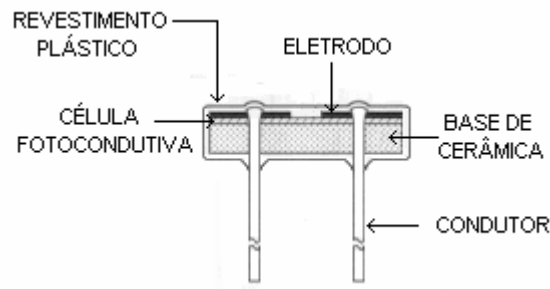


Figura 4.8 – Corte Lateral de um LDR.

Também chamado de fotorresistor ou célula fotocondutiva, segundo Dally, Riley e McConnell (1993), o LDR é fabricado a partir de materiais semicondutores, normalmente sulfeto de cádmio (CdS) ou seleneto de cádmio (CdSe), pois estes apresentam uma excelente resposta fotocondutora. Quando um fóton de luz colide com uma molécula de CdSe (ou CdS), um elétron recebe energia do fóton e evolui para a banda de condução da molécula, caso receba energia suficiente do fóton. Na banda de valência surge uma lacuna em razão da ausência do elétron. Tanto a lacuna quanto o elétron são portadores de carga, e o aumento do fluxo luminoso incidente no LDR aumenta os portadores de carga no semicondutor. Este processo aumenta a condutividade do dispositivo.

4.1.2.1. Determinação Experimental das Características do LDR

As características de uma célula fotocondutiva foram obtidas para dois dispositivos desta família, diferenciados unicamente pelas dimensões físicas, devido à falta de informações sobre estes dispositivos. O primeiro elemento, com uma superfície fotossensível aproximadamente circular de diâmetro 5,5mm, será referenciado posteriormente de LDR A. O segundo elemento, com uma superfície fotossensível aproximadamente circular de diâmetro 3,5mm, será referenciado posteriormente de LDR B. Sharupich e Tugov (1987) definiram o fluxo luminoso Φ através da expressão:

$$\Phi = N \cdot E_P \cdot S \quad (4.6)$$

onde N é o número de fótons de luz incidente, E_p é a energia de cada fóton e S é a área atravessada pelo fluxo luminoso em um segundo.

A Equação (4.6) define uma relação direta entre um fluxo luminoso e a área por ele atravessada. Podemos considerar que a obstrução da superfície fotossensível é equivalente a variação do fluxo luminoso incidente. Quanto maior a área obstruída, menor o fluxo e maior o valor da resistência do dispositivo.

O estudo do comportamento do LDR consiste em obter uma relação entre a resistência do dispositivo em função da sua área fotossensível, o que indiretamente ilustra o comportamento da resistência em função do fluxo luminoso, de acordo com a equação (4.6). A área fotossensível será dividida em circunferências concêntricas conforme a Figura 4.9, sendo que cada circunferência terá um diâmetro 0,5mm superior à anterior. Para cada circunferência tomada como área fotossensível, mediremos a resistência correspondente do LDR. O estudo foi realizado com a utilização de uma fonte de luz de 1W não variável, a uma distância fixa de 10 cm da superfície fotossensível.

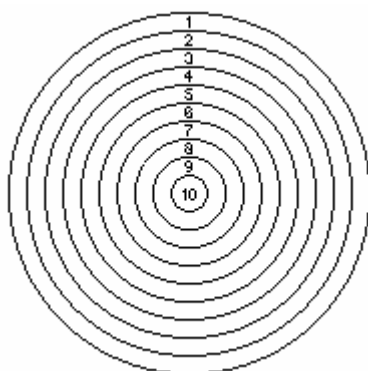


Figura 4.9 – Superfície Fotossensível do LDR dividida em circunferências concêntricas.

O comportamento de um LDR de sulfeto de cádmio, com um diâmetro aproximado de 1,4cm, com uma escala de iluminação logarítmica, é apresentado pela Figura 4.10, segundo Seymour (1988). A iluminação é medida em lux, e definida como o fluxo luminoso, em lúmens, por unidade de área, em m^2 .

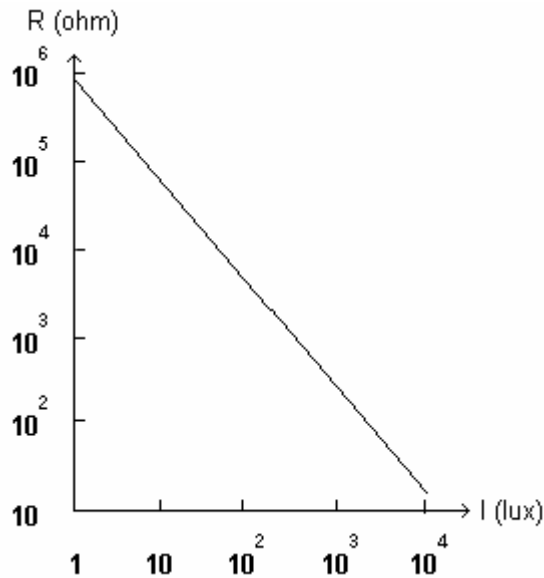


Figura 4.10 – Resistência do LDR em função da Iluminação.

A utilização de bibliografia inadequada impossibilitou a obtenção de uma expressão da curva Resistência x Fluxo Luminoso de um LDR. Segundo Sharupich e Tugov (1987), este comportamento é linear apenas para pequenos fluxos. Considerando a Equação (4.6), podemos obter uma relação direta entre a área iluminada e o fluxo luminoso, apenas para ilustração. A variação da área iluminada está diretamente relacionada ao fluxo luminoso incidente, como já comentado anteriormente. Considerando uma densidade homogênea de fótons de luz incidente, o fluxo torna-se diretamente proporcional à área iluminada.

A Figura 4.11 ilustra o comportamento do LDR A, com sua superfície fotossensível dividida em doze circunferências concêntricas. Na ausência de uma expressão matemática relacionando as grandezas resistência e fluxo, ilustramos apenas as medidas de resistência obtidas em função da área atravessada pelo fluxo. A Figura 4.12 ilustra o comportamento do LDR B, com sua superfície fotossensível dividida em oito circunferências concêntricas.

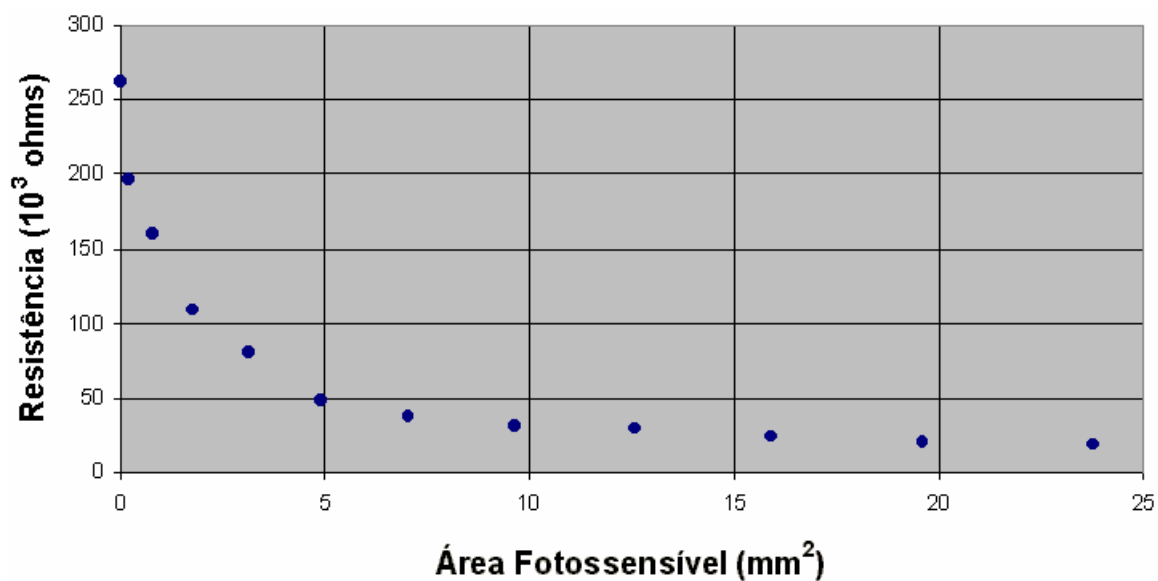


Figura 4.11 – Curva Resistência x Área Fotossensível do LDR A.

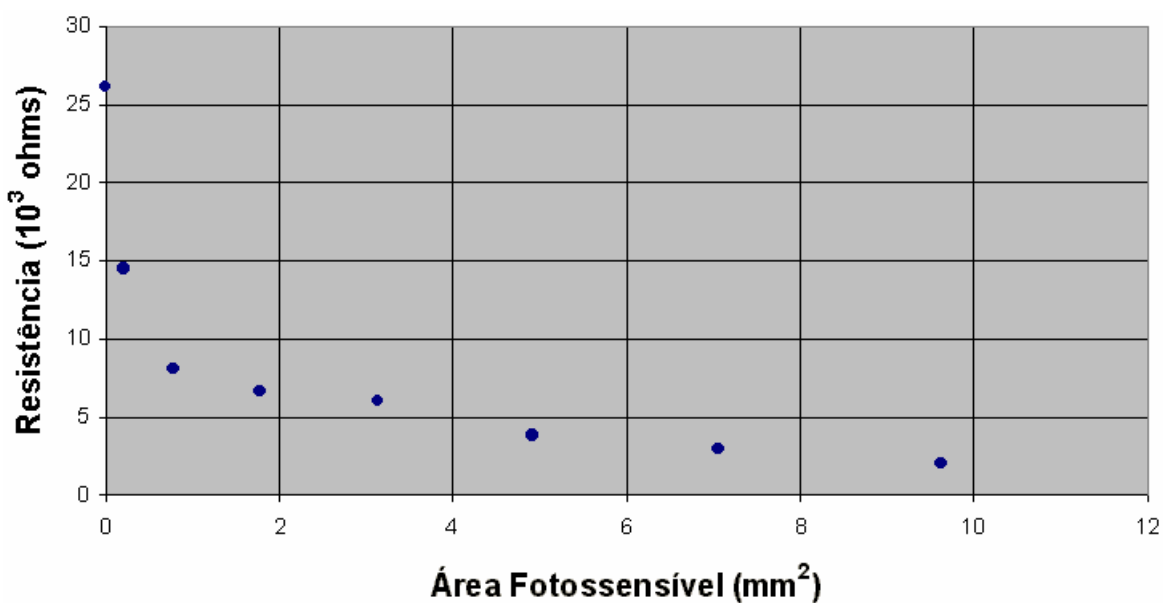


Figura 4.12 – Curva Resistência x Área Fotossensível do LDR B.

4.1.2.2. Resposta Dinâmica do LDR

Os fotocondutores são dispositivos com tempo de resposta lento, devido principalmente ao tempo de recombinação dos pares elétron/lacuna. De acordo com Seymour (1988), este tempo é de aproximadamente 100 ms. O sistema de controle neste projeto deve atuar com sensores rápidos, com tempos de resposta inferiores aos apresentados pelas células fotocondutoras. A baixa linearidade

apresentada também desabilita este dispositivo, pois os dados enviados ao controlador devem ser proporcionais às informações coletadas pelo sensor. Os fotocondutores são elementos descartados como sensores para este projeto.

4.1.3. Fototransistor

Os fototransistores são dispositivos com comportamento externo semelhante aos transistores bipolares. A diferença entre eles está na junção coletor-base. Em um fototransistor, esta junção é fotossensível, e não há terminal externo ligado a base. Este dispositivo de dois terminais possui uma corrente de base originada pela ação do fluxo luminoso incidente na junção. A Figura 4.13 ilustra a estrutura de um fototransistor NPN.

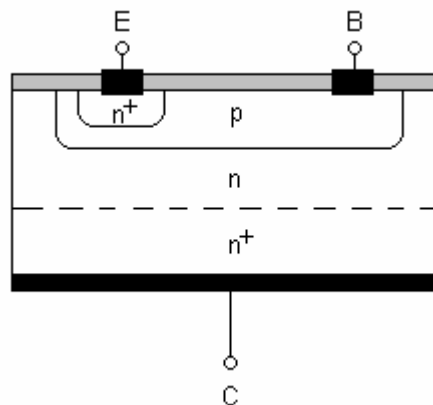


Figura 4.13 – Estrutura de um fototransistor NPN.

Um fototransistor é geralmente conectado a um circuito na configuração emissor comum. Na ausência de um fluxo luminoso incidente em sua junção fotossensível, apenas uma pequena corrente de saturação reversa do coletor I_{CO} é originada pela ação dos portadores de cargas minoritários gerados termicamente. Segundo Millman e Halkias (1981), a corrente de coletor de um fototransistor é obtida pela expressão:

$$I_C = (\beta + 1) \cdot I_{CO} + \beta \cdot I_B \quad (4.7)$$

onde β é o ganho do fototransistor e I_B é a corrente de base aplicada por meio de um terminal externo. Como não há terminal externo, $I_B=0$, logo:

$$I_C = (\beta + 1) \cdot I_{CO} \quad (4.8)$$

Um fluxo luminoso incidindo na junção fotossensível induz a geração de novos portadores de cargas minoritários, por fotogeração, que contribuirão para a corrente de saturação reversa, assim como as cargas minoritárias geradas termicamente. Sendo I_F a componente da corrente de saturação reversa originada pela ação do fluxo luminoso, a corrente de coletor será então:

$$I_C = (\beta + 1) \cdot (I_{CO} + I_F) \quad (4.9)$$

A corrente de saturação na base está diretamente relacionada ao fluxo luminoso incidente na junção fotossensível do fototransistor. A Figura 4.14 ilustra a relação entre a corrente de saturação gerada na base em função da densidade de fluxo luminoso, segundo Boylestad e Nashelsky (1996). É um comportamento exponencial muito próximo da linearidade.

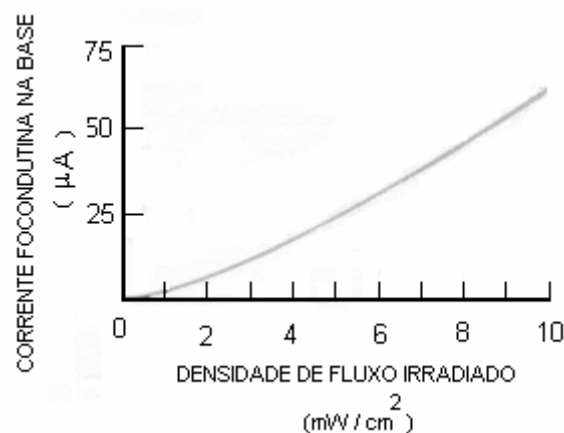


Figura 4.14 – Corrente da base em função do fluxo.

A Figura 4.15 ilustra a característica volt-ampére típica de um fototransistor planar NPN para diferentes densidades de fluxo. Esta curva característica foi obtida para o fototransistor MRD300 da Motorola, Inc.

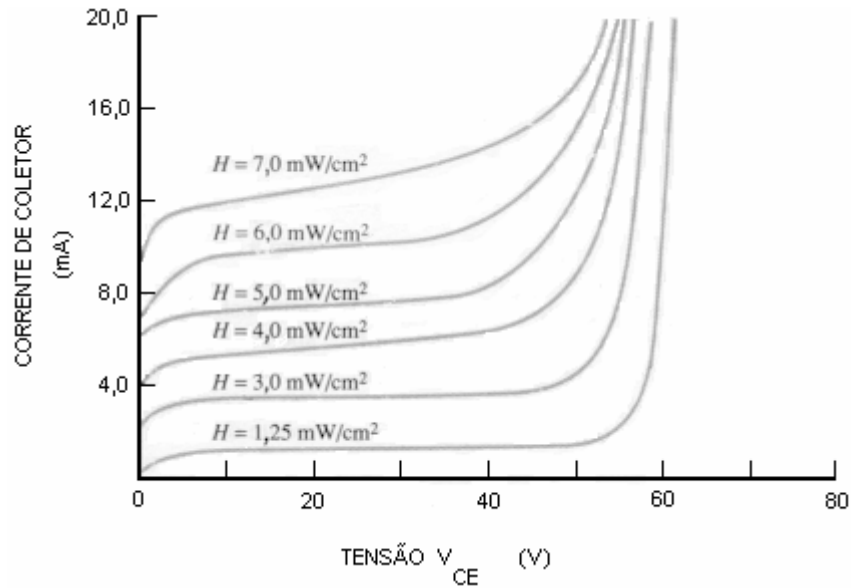


Figura 4.15 – Características de coletor do MDR300.

4.1.3.1. Determinação Experimental das Características do Fototransistor

Realizamos a análise experimental de um fototransistor utilizando um elemento similar ao modelo comercial TIL78. A utilização deste elemento se deve principalmente ao fato de o dele encontrar-se encapsulado de acordo com as necessidades do sistema de controle. Os procedimentos utilizados são análogos aos aplicados no item 4.1.2.1, no que diz respeito à obstrução da superfície fotossensível. A Figura 4.16 ilustra o circuito implementado para a medição da corrente de coletor em função da variação do fluxo luminoso na junção base-coletor.

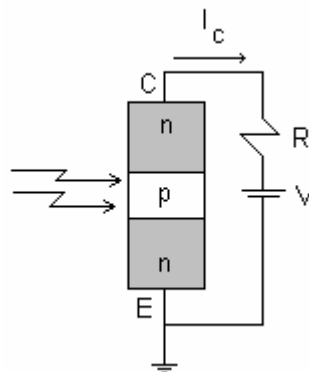


Figura 4.16 – Circuito implementado para obtenção da reta de carga do TIL78.

A variação do fluxo luminoso não será efetuada diretamente, mas a partir da variação da área da superfície atravessada pelo fluxo, aproveitando o mesmo procedimento descrito no item 4.1.2.1, a partir da Equação (4.6). A superfície fotossensível tem um diâmetro de 3,5mm. Para o circuito da Figura 4.16, é correto afirmar que:

$$I_C = \frac{V - V_{CE}}{R} \quad (4.10)$$

A Equação (4.10) fornece uma relação linear, denominada de reta de carga para um transistor bipolar, segundo Millman e Halkias (1981). A Figura 4.17 apresenta um gráfico com a reta de carga obtida para o fototransistor utilizado. Utilizamos uma fonte de luz de 1W a uma distância fixa de 10 cm do fototransistor. O circuito foi alimentado com uma fonte de tensão (V) de 5V e o resistor (R) utilizado era de 10kΩ. São apresentados a reta de carga obtida pela equação (4.10) e os valores de corrente medidos experimentalmente.

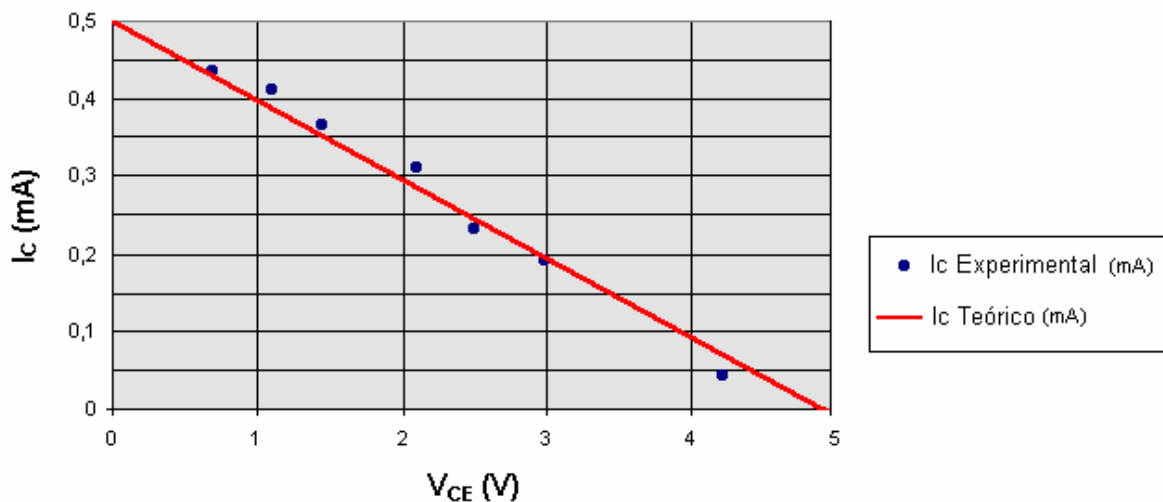


Figura 4.17 – Reta de carga do fototransistor.

4.1.3.2. Resposta Dinâmica do Fototransistor

Um fototransistor apresenta, segundo Seymour (1988), um tempo de resposta na ordem de 10^{-8} segundos, compatível com as necessidades deste sistema de controle. Ao ser implementado no protótipo inicial, este dispositivo teve

um desempenho satisfatório, apresentando sensibilidade a pequenas variações, além de um comportamento aproximadamente linear na sua faixa de operação. Além destas características essenciais de operação, o fototransistor utilizado encontra-se devidamente encapsulado, facilitando sua implementação. Por apresentar o melhor desempenho entre os dispositivos estudados, estando também compatível com as exigências apresentadas para este sistema, o fototransistor foi escolhido como o sensor de posição deste trabalho.

4.2. Sensores Magnéticos de Posição

Os sensores de posição não constituem a única opção para a implementação do sistema de controle. Outros dispositivos são capazes de efetuar a mesma função com desempenho semelhante, entre os quais os sensores magnéticos de posição. Podemos citar, entre estes sensores, o transformador diferencial variável linear (LVDT) e o transformador diferencial de corrente direta (DCDT), ambos medidores de deslocamento lineares. A Figura 4.20 ilustra um LVDT em corte lateral, com seus componentes.

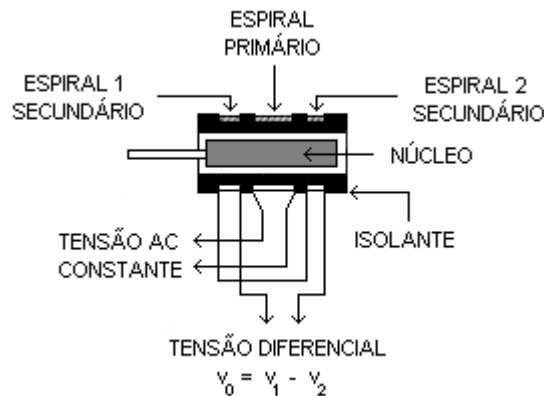


Figura 4.20 - Corte lateral do sensor magnético LVDT.

O LVDT é constituído de três espiras simetricamente espaçadas enroladas em uma bobina isolante. Um núcleo magnético se move através da bobina sem nenhum contato com ela, fornecendo um caminho para o acoplamento do fluxo magnético entre as espiras. A posição do núcleo magnético controla a indutância mútua entre a espira primária (central) e as espiras secundárias.

Quando uma excitação alternada é aplicada na espira primária, tensões são induzidas nas espiras secundárias. As espiras são conectadas conforme ilustrado na Figura 4.21.

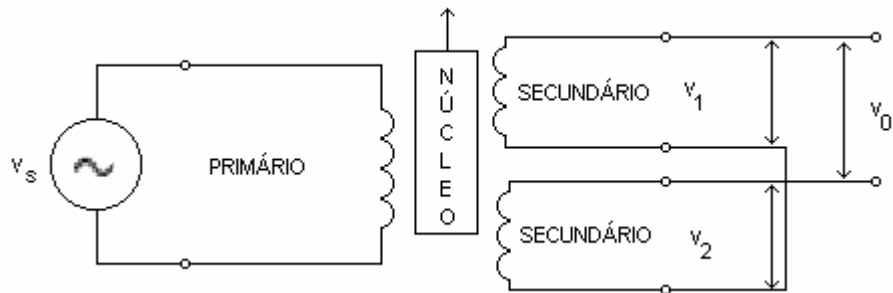


Figura 4.21 - Diagrama esquemático de circuito do LVDT.

Quando o núcleo está centralizado em relação às duas espiras secundárias, as tensões nelas induzidas são iguais, mas defasadas de 180° . A tensão V_0 resultante é nula. Com o movimento do núcleo, a tensão V_0 se torna igual a diferença entre as tensões das espiras, ou seja:

$$V_0 = V_2 - V_1 \quad (4.10)$$

A tensão V_0 é uma função linear da posição do núcleo. A sensibilidade do LVDT varia entre 0,02V a 0,2V por milímetro de deslocamento por volt de excitação aplicado à espira primária, segundo Dally, Riley e McConnell (1993).

Como um sensor passivo, o LVDT necessita de circuitos condicionadores de sinais para sua operação. Um típico condicionador de sinal, ilustrado na Figura 4.22, fornece fonte de potência, um gerador de frequência para guiar o LVDT, além de um demodulador ac-dc e um amplificador dc.

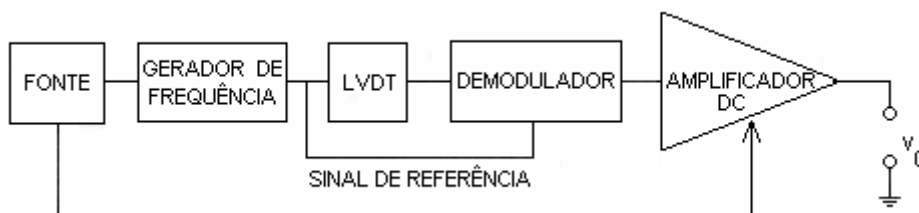


Figura 4.22 - Diagrama de blocos de um circuito condicionador de sinal de um LVDT.

O desenvolvimento da microeletrônica permitiu a miniaturização dos circuitos condicionadores de sinal e a sua produção em conjunto com o LVDT, gerando o DCDT, já mencionado anteriormente. Outro sensor magnético de posição, utilizado para medições de deslocamentos angulares, é o transformador diferencial variável angular (RVDT), ilustrado na Figura 4.23.

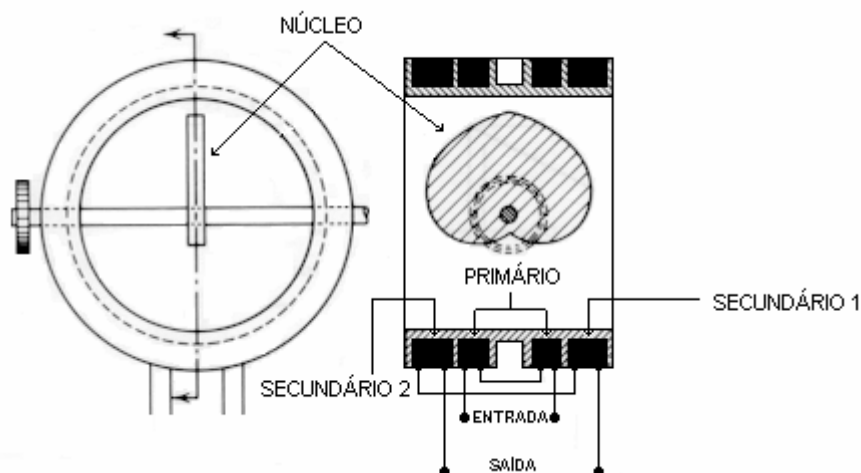


Figura 4.22 – Seção transversal simplificada de um RVDT.

Este dispositivo consiste de duas espiras primárias e duas secundárias enroladas simetricamente em uma bobina isolante de grande diâmetro. Um rotor de material magnético opera como o núcleo. A sua rotação varia a indutância mútua entre primário e secundário e produz a tensão de saída. A faixa linear de operação do RVDT se resume a uma pequena faixa de $\pm 40^\circ$, de acordo com Dally, Riley e McConnell (1993).

Os sensores magnéticos de posição medidores de deslocamento linear são soluções adequadas ao sistema de controle deste projeto. Porém, a possibilidade de interação entre os campos magnéticos destes com os campos gerados pelos eletroímãs existentes no projeto desestimularam sua utilização.

4.3. Conexão dos Sensores

O sistema de controle a ser implementado se baseia no utilizado por Pena *et alli* (1998) para a levitação de uma esfera por ação de força eletromagnética. Pelo comportamento apresentado, o fototransistor foi selecionado como o sensor

de posição do sistema, sendo inicialmente implementado com sucesso no protótipo com um grau de liberdade (ver Apêndice A).

A concepção utilizada para a levitação de uma placa triangular se baseou em três pontos de controle, sendo um em cada vértice da placa. Cada sensor é parte integrante de um sistema de controle independente, não havendo interação entre os três sistemas de controle, conforme a concepção adotada.

Cada sensor é conectado a uma entrada analógica da placa de aquisição de dados (ver Apêndice B), por intermédio de um circuito de interfaceamento, apresentado na Figura 4.23. A placa converte o sinal analógico, enviado pelo sensor, em sinal digital para ser tratado pelo computador. A informação de posição é fornecida através de um sinal de tensão.

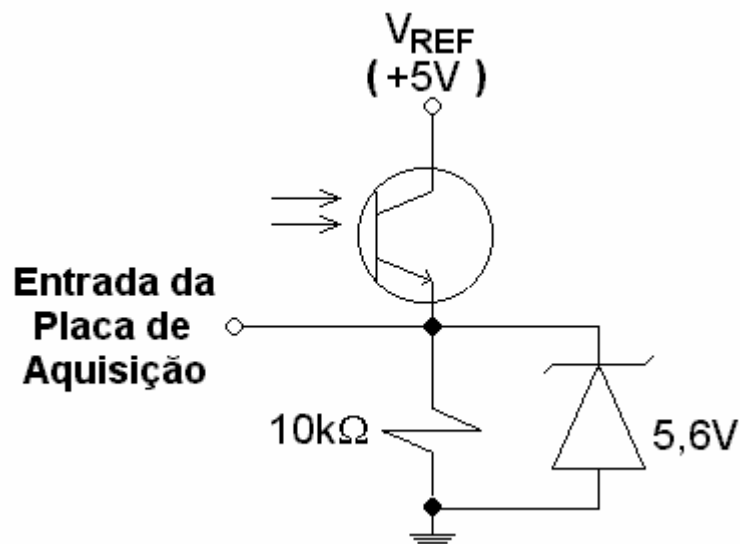


Figura 4.23 – Circuito de interfaceamento entre o sensor e a placa de aquisição.

O valor da tensão de referência aplicada ao coletor do fototransistor da Figura 4.23 é de 5V positivo. Um fluxo luminoso desprezível na junção base-coletor leva o fototransistor ao corte e uma tensão praticamente nula é aplicada a entrada da placa. Um fluxo luminoso máximo satura o fototransistor, permitindo que uma tensão de aproximadamente 4,2V (para este fototransistor) seja aplicada a entrada da placa de aquisição. O valor de tensão aplicada à entrada da placa de aquisição excursiona entre 0V e 4,2V em função do fluxo luminoso incidente, informando a posição do ponto de controle. Experimentalmente, o sensor utilizado

mostrou sensibilidade para variações da ordem de 1 μ m na posição do ponto de controle.

O circuito de interfaceamento tem a função de proteger a placa de aquisição de dados. O diodo zener, conectado conforme ilustra a Figura 4.6, limita o valor da tensão que pode ser aplicada a placa de aquisição. O valor máximo deve ser aproximadamente 5V, o que nos leva a utilizar um diodo zener com tensão reversa máxima de 5,6V. O resistor é utilizado para limitar a corrente do fototransistor. Como a corrente não flui através do diodo zener, conectado reversamente, nem através da placa de aquisição, toda corrente do fototransistor deve ser drenada pelo resistor. Como a corrente máxima no fototransistor deve ser de 0,5mA e a tensão máxima aplicada ao emissor é de 5V (fototransistor saturado), podemos dimensionar o resistor através da lei de ohm:

$$V = R \cdot I \quad (4.11)$$

A expressão (4.11) e os valores de corrente e tensão mencionados acima fixam o valor do resistor em 10k Ω .

5. Modelagem da Dinâmica

5.1. Modelagem do Eletroímã

De acordo com Quevedo (1982), é possível determinar a força de atração gerada por um circuito magnético. Sendo assim, conseguimos obter a força gerada por cada eletroímã em nosso projeto para auxiliar no desenvolvimento do modelo dinâmico do levitador.

Na Figura 5.1, temos o circuito magnético equivalente de um eletroímã e na Figura 5.2, a simplificação deste circuito.

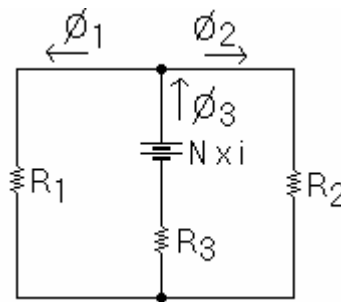


Figura 5.1 – Circuito magnético equivalente do eletroímã.

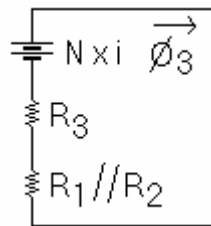


Figura 5.2 – Circuito magnético equivalente simplificado de um eletroímã.

Nos circuitos magnéticos equivalentes propostos, estamos desprezando a relutância do núcleo magnético. Tal aproximação pode ser feita, pois o valor da relutância do ar é muito maior comparado com a relutância do núcleo, pois o entreferro (*gap*), distância aproximada do eletroímã até a placa a ser levitada, gira em torno de 2cm.

Com o circuito magnético equivalente da Figura 5.2 e com o diagrama esquemático do eletroímã com a placa a ser levitada da Figura 5.3, calculamos o

fluxo magnético, que é um dado importante para a determinação da força de atração do eletroímã.

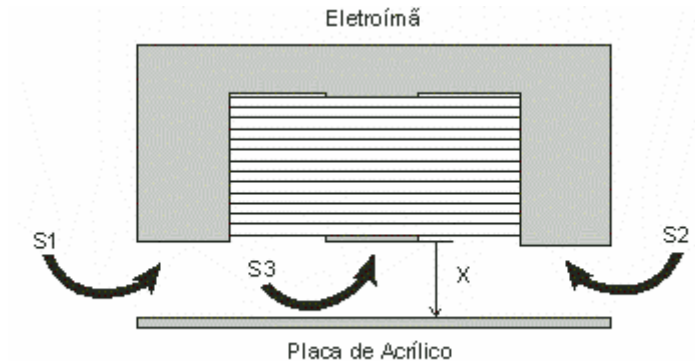


Figura 5.3 – Diagrama esquemático do conjunto eletroímã/placa de acrílico.

Como dados para esse cálculo, temos:

$S_1 = S_2 = 1,82 \cdot 10^{-4} m^2$, que são as áreas do *gap1* e do *gap2*, respectivamente;

$S_3 = 2 \cdot S_1 = 3,64 \cdot 10^{-4} m^2$, que é a área do *gap3*;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{T \cdot m}{A \cdot e}$, constante de proporcionalidade magnética no vácuo e

$N = 700$, que é o número de espiras do eletroímã.

Logo:

$$\mathfrak{R}_1 = \frac{g_1}{\mu_o \cdot S_1} \text{ e } \mathfrak{R}_2 = \frac{g_2}{\mu_o \cdot S_2}$$

$$\mathfrak{R}_3 = \frac{g_3}{\mu_o \cdot S_3} = \frac{x}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 3,64 \times 10^{-4}}$$

Como, $g_1 = g_2$ e $S_1 = S_2$, temos:

$$\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2 = \frac{g_2}{\mu_o \cdot S_2} = \frac{x}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,82 \cdot 10^{-4}}$$

Observando a Figura 5.3, verificamos que g_1 , g_2 e g_3 possuem o mesmo valor, indicado na figura por x .

Na Figura 5.2, observamos que a relutância equivalente do circuito magnético é dado pela expressão $\mathfrak{R}_{eq.} = \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_1 // \mathfrak{R}_2$, portanto temos que:

$$\mathfrak{R}_{eq.} = \frac{x}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 3,64 \times 10^{-4}} + \left(\frac{x}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,82 \cdot 10^{-4}} // \frac{x}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,82 \cdot 10^{-4}} \right)$$

$$\mathfrak{R}_{eq.} = \frac{x}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 1,82 \times 10^{-4}}$$

O fluxo magnético ϕ_3 da Figura 5.1 é determinado pela Equação 5.1.

$$\phi_3 = \frac{f_{mm}}{\mathfrak{R}_{eq.}} = \frac{N \cdot i}{\mathfrak{R}_{eq.}} = \frac{700 \cdot i}{x} \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,82 \cdot 10^{-4} = \frac{0,509 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot i}{x} \quad (5.1)$$

Baseados em Quevedo (1982), deduzimos a fórmula que rege a força de atração desenvolvida pelo eletroímã, em função da corrente aplicada e da distância da placa a ser levitada ao eletroímã.

Supondo a corrente constante no eletroímã, a energia entregue pela fonte durante um deslocamento dx da placa a ser levitada é:

$$dW_f = e \cdot idt = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \cdot idt = N \cdot id\phi$$

A energia armazenada no circuito

$$W = \frac{1}{2} \cdot N \cdot i \cdot \phi$$

sofre um acréscimo de

$$dW = \frac{1}{2} \cdot N \cdot i \cdot d\phi$$

Por conservação de energia, temos que:

$$dW_f = Fdx + dW$$

$$N \cdot i \cdot d\phi = F \cdot dx + \frac{1}{2} \cdot N \cdot i \cdot d\phi \text{ e } F \cdot dx = \frac{1}{2} \cdot N \cdot i \cdot d\phi = dW,$$

resultando

$$F = \frac{dW}{dx}, \text{ para } i \text{ constante.}$$

Assim, teremos:

$$F = \frac{d}{dx} \left(\frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \right), \text{ para } i \text{ constante.}$$

$$F = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{dx}$$

Mas

$$L = \frac{N \cdot \phi_3}{i} \tag{5.2}$$

Substituindo a Equação (5.1) na Equação (5.2), temos:

$$L = \frac{3,563\pi \times 10^{-5}}{x} \tag{5.3}$$

Calculando $\frac{dL}{dx}$ da Equação (5.3), obtemos:

$$\frac{dL}{dx} = -\frac{3,563 \cdot \pi \cdot 10^{-5}}{x^2} \tag{5.4}$$

Logo a força magnética é dada por:

$$F = -1,782 \cdot \pi \cdot 10^{-5} \cdot \frac{i^2}{x^2} \quad (5.5)$$

onde i é a corrente, em ampéres, x a distância, em metros e F a força, em newtons.

Utilizando a Equação (5.5), podemos determinar a força magnética existente no eletroímã em função da corrente que circula no mesmo e da distância do objeto a ser levantado.

5.2. Medição dos Parâmetros do Eletroímã

Fez-se necessária a realização de experimentos para a medição dos parâmetros do modelo matemático do sistema.

Tais medições consistem em se obter a força de atração magnética exercida pelo eletroímã sobre um corpo, conhecidas a distância do corpo ao núcleo do eletroímã e a corrente que passa pelo mesmo. Como a força de atração é inversamente proporcional ao quadrado da distância do corpo ao eletroímã, previu-se que as curvas deveriam ser semelhantes à da Figura 5.4.

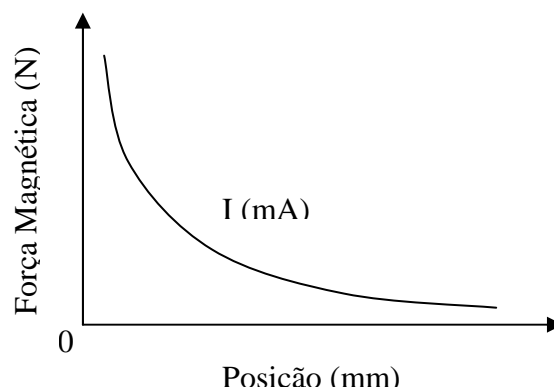


Figura 5.4 – Curva esperada para medidas em laboratório.

Para tanto, construímos o circuito esquematizado na Figura 5.5.

O Reostato R_1 foi utilizado pra se fazer o ajuste fino da corrente que passa pelo eletroímã, medida pelo amperímetro. Para as medições, foi feita a montagem representada na Figura 5.6.

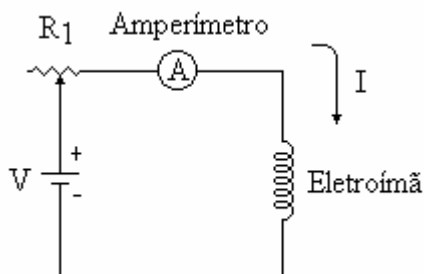


Figura 5.5 – Circuito utilizado na medição dos parâmetros do Eletroímã.

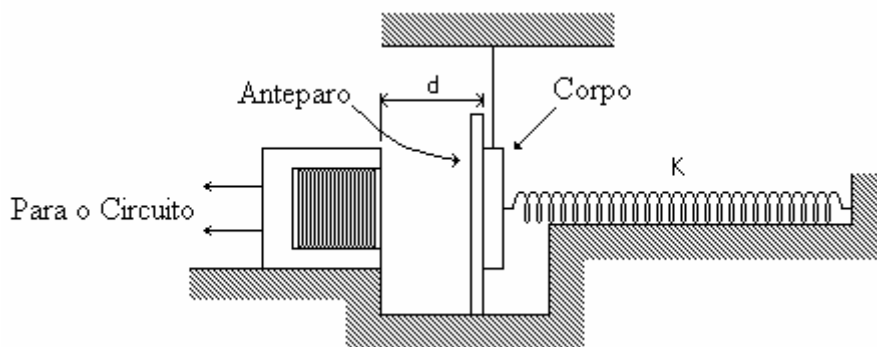


Figura 5.6 – Esquema para a medição dos parâmetros do eletroímã. A constante K da mola presa ao corpo foi calculada utilizando-se pesos de laboratório, de massa conhecida, e medindo-se a distensão que eles provocaram na mesma.

Quando o circuito da Figura 5.5 é ligado, o eletroímã exerce uma força de atração magnética sobre o corpo preso à mola (esse foi pendurado por fios para se evitar que o atrito atrapalhasse as medidas). A mola, por sua vez, ficou apoiada sobre uma superfície plana para que o seu peso não interferisse nas medições. Como a mola é muito leve, o atrito com a superfície pôde ser considerado desprezível. A constante K da mola foi calculada para que pudéssemos medir a força que a mola exerceria sobre o corpo quando ela distendesse e contrabalançasse a força magnética, situação em que o corpo não teria deslocamento lateral algum.

Tal constante K foi calculada com o auxílio de pesos de laboratório, de massa conhecida. Medimos as distensões que tais pesos provocaram na mola e,

sabendo o comprimento da mola relaxada, através da expressão $F=-k \cdot x$, pudemos calcular o valor da constante elástica K da mola.

Entretanto, devido à instabilidade do sistema, tornou-se praticamente impossível anular o deslocamento lateral do corpo. A solução para contornar este problema foi usar um anteparo entre o corpo e o eletroímã para que, ao ser atraído pela força magnética, o corpo “colasse” no anteparo, fixando sua posição. Deste modo, poderíamos distender a mola até o limiar de desprendimento do corpo, medindo a distensão total da mola e calculando a força naquele ponto de equilíbrio. Deslocando o anteparo para frente e para trás, pudemos realizar as medições em vários pontos de equilíbrio diferentes. Um detalhe importante é que o anteparo utilizado foi feito de madeira, material que não interfere nas linhas de fluxo do campo magnético (permeabilidade magnética aproximadamente igual à do vácuo).

Fizemos medições para três valores distintos de corrente: $i_1=1,00A$, $i_0=1,25A$ e $i_2=1,50A$. A partir dos valores medidos, chegamos às curvas da Figura 5.7, obtidas com aproximação de segunda ordem, que nos fornecerão dados importantes para a modelagem do sistema.

Sabemos que as especificações de corrente e distância para equilibrar um objeto com massa de 25g são $i=1,25A$ e $x=0,018m$. Usando a Equação (5.5), calculamos $F=-0,27N$. Este valor calculado se aproxima do valor medido, que é $|F|=0,025 \times 9,8=0,24N$, o que mostra a coerência do modelo estático do eletroímã com os resultados experimentais.

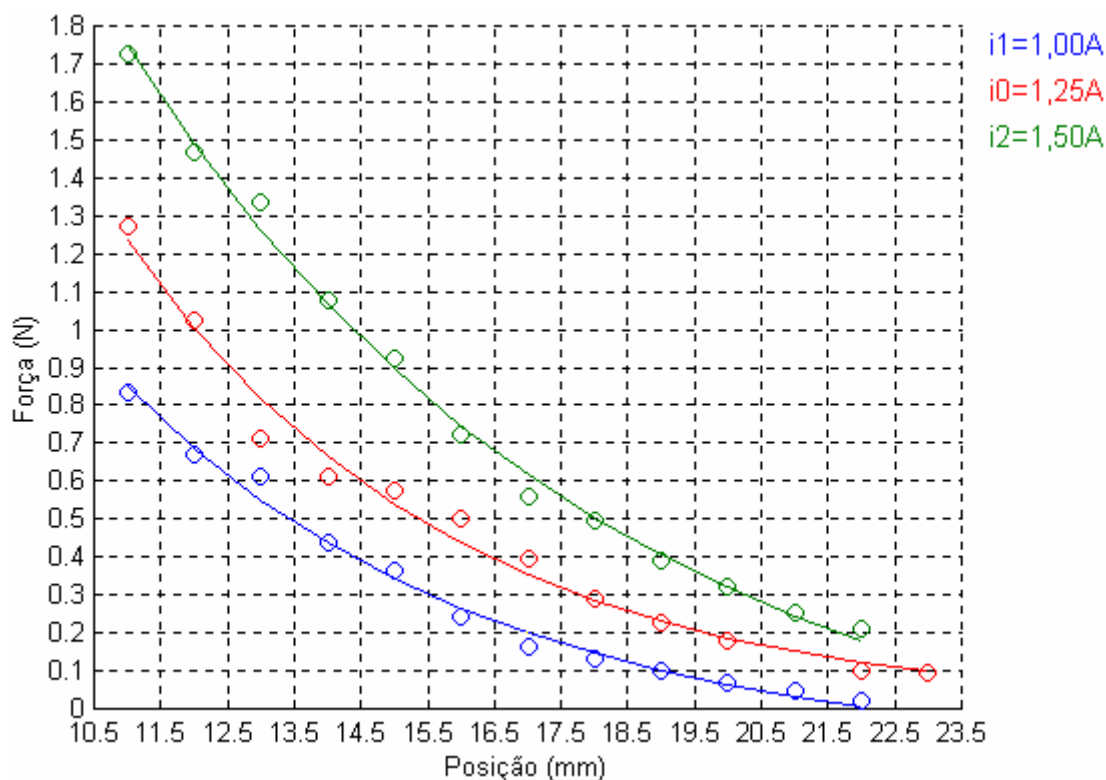


Figura 5.7 – Curvas características do eletroímã obtidas experimentalmente. Os círculos representam os valores medidos experimentalmente, conforme o esquema mostrado na Figura 5.6, para cada uma das curvas.

5.3. Modelagem da Dinâmica do Sistema Eletromecânico

O levitador usa três eletroímãs similares, cada um deles atuando sobre um ponto diferente de um objeto plano, cujas dimensões devem ser levadas em conta, já que com a esfera podíamos considerar a sua massa concentrada em um ponto. Com um objeto plano (uma placa, por exemplo), temos a massa do mesmo distribuída pelo seu corpo de tal forma que não podemos fazer a mesma aproximação. Contudo, podemos desenvolver o modelo do controlador do sistema para um único eletroímã e repeti-lo para os demais, ficando assim, com três controladores independentes. Obviamente, os três eletroímãs não são idênticos, mas possuem características semelhantes (dimensões dos núcleos, número de espiras, tipo de fio, etc). Esta semelhança nos permitirá usar o controlador projetado para um deles no controle da cada um dos demais, eventualmente com pequenos ajustes em alguns parâmetros (ganhos).

Na Figura 5.8 temos uma representação simplificada da parte eletromecânica do sistema com um grau de liberdade.

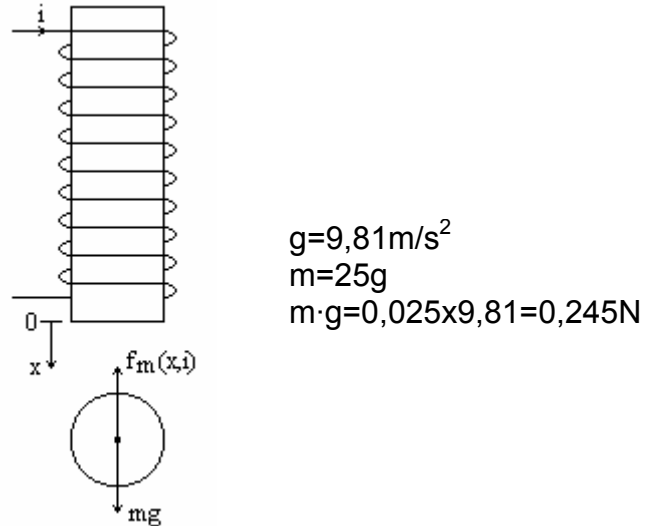


Figura 5.8 – Esquema da parte eletromecânica do sistema de levitação com um grau de liberdade.

Para se obter as equações dinâmicas do sistema da Figura 5.8, da Segunda Lei de Newton, temos:

$$\sum F = ma \quad (5.6)$$

$$m\ddot{x} = -f_m(x,i) + mg \quad (5.7)$$

Do gráfico de F x Posição, observamos que quando a corrente for igual a $i_0=1,25A$, a força magnética f_m que cancela a força gravitacional $mg=245 \times 10^{-3}N$ (para $g=9,81m/s^2$) ocorre na posição $x_0=18,5mm$. O ponto (x_0, i_0) representa o equilíbrio.

Para acharmos as equações de estado linearizadas em torno do ponto de equilíbrio que representam este sistema, começamos por escrever a força magnética na forma expandida em função incremental a partir do ponto de equilíbrio (x_0, i_0) :

$$f_m(x_0 + \delta x, i_0 + \delta i) \cong f_m(x_0, i_0) + k_x \delta x + k_i \delta i \quad (5.8)$$

onde δx e δi são pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio. O ganho linear k_x é a derivada parcial da força em relação a x ao longo da curva $i \equiv i_0$. Para $x=19\text{mm}$, com $i_0=1,25\text{A}$, a força vale $0,22\text{N}$, e em $x=18\text{mm}$, para o mesmo i_0 , a força é aproximadamente $0,28\text{N}$. k_i é a derivada parcial da força em relação à corrente para $x \equiv x_0$. Para $i_2=1,50\text{A}$ em $x \equiv x_0$, a força é aproximadamente $0,44\text{N}$, e em $i_1 = 1,00\text{A}$ em $x \equiv x_0$, ela vale $0,15\text{N}$. Assim,

$$k_x \cong \frac{0,22 - 0,28}{19 \cdot 10^{-3} - 18 \cdot 10^{-3}} = \frac{-0,06}{0,001} \cong -60\text{N/m} \quad (5.9a)$$

$$k_i \cong \frac{0,44 - 0,15}{1,50 - 1,00} = \frac{0,29}{0,5} \cong 0,58\text{N/A} \quad (5.9b)$$

Substituindo os valores encontrados em (5.8), temos a seguinte aproximação linear para a força magnética, na vizinhança do ponto de equilíbrio:

$$f_m \cong 0,245 - 60\delta x + 0,58\delta i \quad (5.10)$$

Assim, em (5.7):

$$0,025\ddot{x} = -0,245 + 60\delta x - 0,58\delta i + 0,245 \quad (5.11)$$

Como $x=x_1+\delta x$, então $\ddot{x} = \delta\ddot{x}$. A equação em termos de δx é, portanto:

$$\delta\ddot{x} = \ddot{x} = 2400\delta x - 23,2\delta i \quad (5.12)$$

que é a equação linearizada do movimento do objeto em torno do ponto de equilíbrio. O vetor de estado é:

$$X = \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta\dot{x} \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

que nos leva às matrizes:

$$\begin{bmatrix} \delta\ddot{x} \\ \delta\dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2400 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta\dot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -23,2 \end{bmatrix} \delta i \quad (5.14a)$$

$$y = [1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} \delta x \\ \delta\dot{x} \end{bmatrix} \quad (5.14b)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2400 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ -23,2 \end{bmatrix}, \quad C = [1 \quad 0] \text{ e } D=0$$

A partir delas, podemos chegar à função de transferência do sistema em malha aberta, pois sabemos que

$$G(s) = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B + D \quad (5.15)$$

$$G(s) = [1 \quad 0] \left\{ \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2400 & 0 \end{bmatrix} \right\}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -23,2 \end{bmatrix} = [1 \quad 0] \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} s & -1 \\ -2400 & s \end{bmatrix}^{-1}}_{(I)} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -23,2 \end{bmatrix}$$

$$(I) \frac{1}{s^2 - 2400} \cdot \begin{bmatrix} s & 1 \\ 2400 & s \end{bmatrix}$$

$$\frac{[1 \quad 0]}{s^2 - 2400} \cdot \begin{bmatrix} s & 1 \\ 2400 & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ -23,2 \end{bmatrix} = \frac{[1 \quad 0]}{s^2 - 2400} \cdot \begin{bmatrix} -23,2 \\ -23,2s \end{bmatrix}$$

$$G(s) = \frac{-23,2}{s^2 - 2400} \quad (5.16)$$

Logo, a Equação (5.16) representa a função de transferência do sistema eletromecânico, que possui pólos em $\pm 49\text{rad/s}$. Como se poderia concluir da observação do comportamento, o sistema é instável, pois possui um pólo no semiplano direito.

6. Sistema de Controle

6.1. Controlador Contínuo

6.1.1. Compensação em Avanço de Fase

Para estabilizarmos o sistema usaremos um compensador em avanço de fase, de modo que tenhamos os pólos da malha fechada no semiplano esquerdo.

Sabemos que um compensador em avanço de fase é representado pela função de transferência (6.1).

$$C(s) = K \cdot \frac{s+a}{s+b}, \quad a < b \quad (6.1)$$

O zero do compensador (6.1) em “-a” será posicionado para cancelar o pólo estável do levitador em -49 rad/s (vide eq. (5.11)). Como teremos dois pólos após a implementação do compensador, escolheremos o ponto -50 rad/s sobre o eixo real como sendo o ponto do diagrama do lugar das raízes onde os dois pólos se encontrarão. Para isto, teremos:

Distância entre o ponto de encontro e o pólo instável: $50+49=99$

$$s + b = -50 - 99 = -149 \therefore b = 149 \quad (6.2)$$

Assim, temos o compensador $C(s)$ em função de seu ganho K :

$$C(s) = K \cdot \frac{s+49}{s+149} \quad (6.3)$$

Vale observar que a escolha do zero em “-a” do compensador $C(s)$ coincidindo com o pólo estável da planta foi feita de modo a se anular a ação do mesmo, pois o pólo em “-b” inserido pelo compensador é mais rápido que o pólo estável da planta.

Para especificarmos a função de transferência em malha aberta resultante da inserção do compensador em avanço no sistema, multiplicamos (5.11) por (6.3):

$$\begin{aligned}
 H(s) &= C(s) \cdot G(s) = K \cdot \left(\frac{s+49}{s+149} \right) \cdot \left(\frac{-23,2}{s^2-2400} \right) \\
 H(s) &= K \cdot \left(\frac{s+49}{s+149} \right) \cdot \left[\frac{-23,2}{(s+49) \cdot (s-49)} \right] \\
 H(s) &= \frac{-23,2K}{(s+149) \cdot (s-49)} \tag{6.4}
 \end{aligned}$$

Aplicando realimentação unitária na função de transferência da malha direta (6.4), calculamos a função de transferência em malha fechada:

$$\begin{aligned}
 H_f(s) &= \frac{H(s)}{1+H(s)} = \frac{\frac{-23,2K}{(s+149) \cdot (s-49)}}{1 + \frac{-23,2K}{(s+149) \cdot (s-49)}} \\
 H_f(s) &= \frac{-23,2K}{s^2 + 100s - 7301 - 23,2K} \tag{6.5}
 \end{aligned}$$

Para calcularmos a faixa de valores de K para a qual $H_f(s)$ representa um sistema estável em malha fechada, utilizamos o Critério de Estabilidade de Routh-Hurwitz, que para sistemas de segunda ordem requer todos os coeficientes da equação característica positivos, ou seja:

$$-7301 - 23,2K > 0 \tag{6.6}$$

Para o sistema ser estável $(-730100-2320K)/100$ tem que ser positivo. Logo,

$$K < -314,7 \tag{6.7}$$

Com isso, podemos observar que o sistema está no limiar da estabilidade quando $K=-314,7$. O valor negativo de K nos mostra também que a planta possui ação reversa, i.é., ao variarmos o valor de K , o sistema responde de maneira contrária ao esperado (vide eq. (5.11)).

Porém, ainda temos um problema a resolver: por não haver ação integral no controlador, nos deparamos com um erro estacionário ao degrau. Podemos resolver este problema incluindo uma malha PI externa. Não devemos incluir ação derivativa, pois além dela já existir no compensador, ocorre demasiada amplificação dos ruídos embutidos na medição da posição, como observado por Åström e Wittenmark (1997) e Pena *et alli* (1998).

6.1.2. Malha PI Externa

A função de transferência de um controlador PI é:

$$C_{PI}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (6.9)$$

Temos que definir quais os melhores valores para K_p e T_i , de modo a eliminar o erro estacionário e fazer com que o sinal de saída rastreie o sinal de entrada, como desejado.

Para isso, consideraremos um *overshoot* máximo em torno de 20% e um tempo de assentamento da ordem de 300ms, valores que satisfazem as exigências de desempenho do sistema.

Tendo a Equação (6.9) expressa acima e as demais já calculadas, podemos representar, na Figura 6.1, o diagrama do controlador contínuo do sistema.

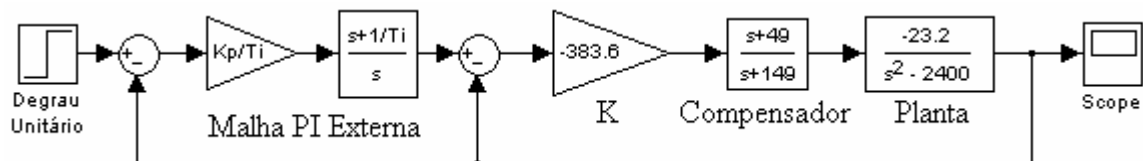


Figura 6.1 – Diagrama em blocos do controlador contínuo com uma malha PI externa.

Com base ainda na Equação (6.9), testamos diversos valores de K_p e T_i de modo a obter uma resposta cada vez mais satisfatória ao degrau unitário. Na Figura 6.2, mostramos a resposta ao degrau obtida para $K_p=0,095$ e $T_i=0,1s$, que satisfaz os limites estabelecidos acima para o *overshoot* e para o tempo de assentamento com uma folga de mais de 30% para o tempo de assentamento arbitrado e um *overshoot* de aproximadamente 10%.

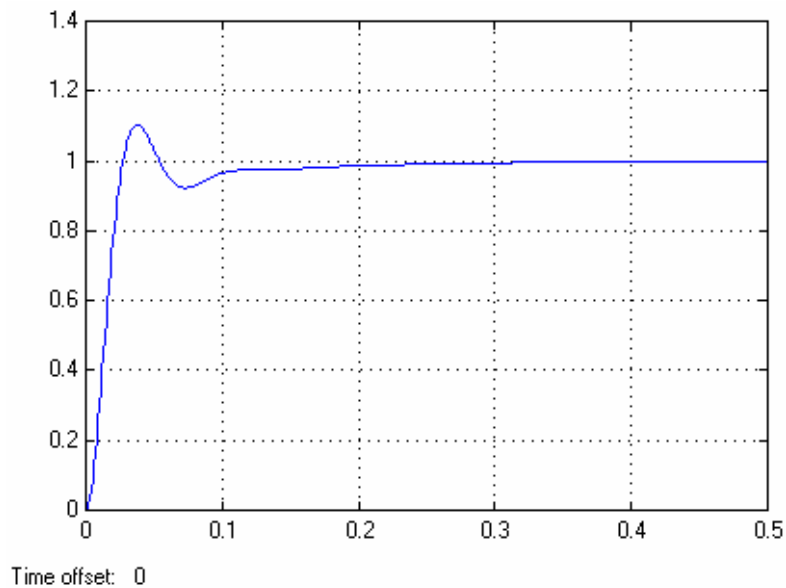


Figura 6.2 – Resposta ao degrau unitário do controlador contínuo da Figura 6.1.

6.2. Discretização do Controlador

Para obtermos um controlador em tempo discreto, podemos lançar mão de várias técnicas diferentes, as quais nos conduzirão a resultados variados. Porém, optamos por utilizar a aproximação *Tustin* (também conhecida como *bilinear*, pela sua forma matemática) por nos oferecer um resultado satisfatório e, ainda, por mapear a região estável do plano- s exatamente dentro da região estável do plano- z , apesar do eixo- $j\omega$ estar totalmente mapeado sobre o círculo unitário, segundo Franklin, Powell e Workman (1990).

Para tanto, devemos substituir s na função de transferência do controlador.

$$s = \frac{2}{h} \cdot \frac{z-1}{z+1}, \text{ onde } h \text{ é o intervalo de amostragem} \quad (6.10)$$

Como a planta é contínua no tempo, não iremos discretizar sua função de transferência. Portanto, iremos discretizar somente as funções de $C(s)$ e $C_{PI}(s)$, que representam o compensador em avanço de fase e a malha PI externa, respectivamente.

6.2.1. Compensador em Avanço de Fase

Na Equação (6.3), que representa o compensador, substituiremos “s” pela relação constante na Equação (6.10):

$$C(s) = K \cdot \frac{s + 49}{s + 149} = K \cdot \frac{\left(\frac{2}{h} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right) + 49}{\left(\frac{2}{h} \cdot \frac{z-1}{z+1}\right) + 149}$$

Com isso, temos:

$$C(s) = K \cdot \frac{z + C_1}{z + C_2} \quad (6.11)$$

$$\text{com } C_1 = \frac{49h - 2}{2 + 49h} \text{ e } C_2 = \frac{149h - 2}{2 + 149h}.$$

A Figura 6.3 mostra o diagrama do lugar das raízes para o sistema, sem a malha PI externa, no plano-z. Nota-se que o sistema fica muito próximo da instabilidade e que a faixa de ganho que o estabiliza sem torná-lo oscilatório é muito estreita, dificultando o ajuste do controlador. Foi traçado o diagrama do lugar das raízes para o sistema sem a malha PI externa, pois, na prática, como é exposto no Item 7, ela não foi de fato implementada devido à falta de robustez do controlador.

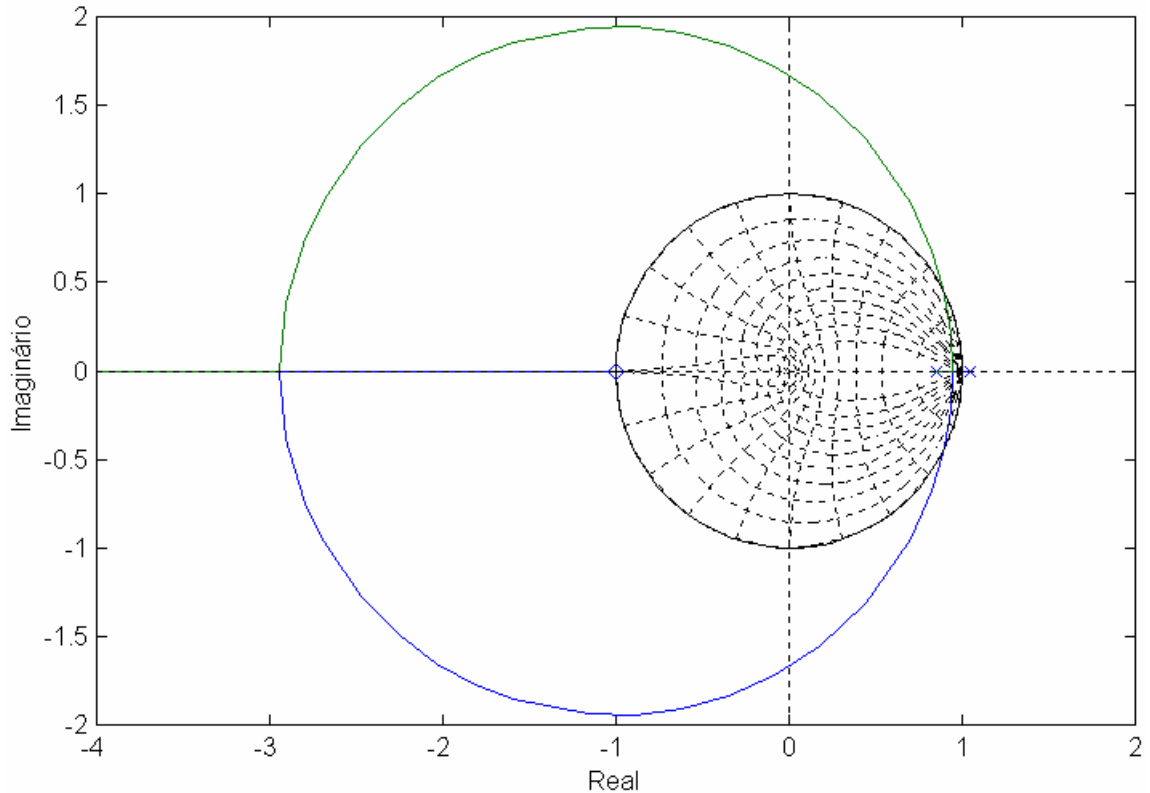


Figura 6.3 – Diagrama do lugar das raízes do sistema discretizado com compensador em avanço de fase. Nota-se a pequena região de estabilidade do sistema. Quando os pólos se encontram em aproximadamente 0,95, eles tornam-se oscilatórios, o que já não é desejável para um sistema de levitação.

6.2.2. Malha PI Externa

Para discretizarmos o controlador PI da malha externa, substituímos a relação (6.10) na Equação (6.9). Com isso, temos:

$$C_{PI}(z) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i \left(\frac{2}{h} \cdot \frac{z-1}{z+1} \right)} \right]$$

Logo, a malha PI discretizada é expressa por:

$$C_{PI}(z) = \frac{K_p}{T_i} \left[\frac{(2T_i + h)z + h - 2T_i}{2(z-1)} \right] \quad (6.12)$$

Com a malha PI e o compensador em avanço discretizados, apresentamos na Figura 6.4 o diagrama em blocos controlador da Figura 6.1, agora discretizado.

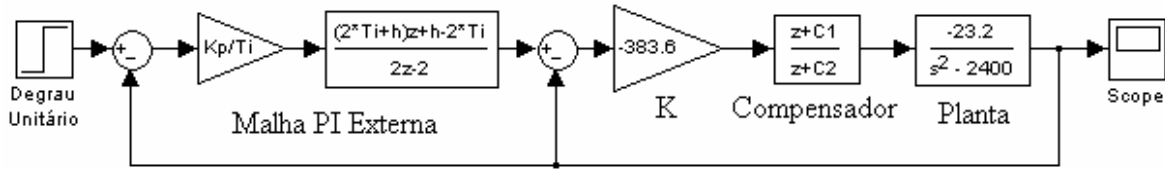


Figura 6.4 – Diagrama em blocos do controlador discretizado.

6.3. Resultados de Simulação

Simulamos o funcionamento do compensador em avanço de fase discretizado com um intervalo de amostragem $h=1\text{ms}$, utilizando dois tipos de sinais distintos, obtivemos as respostas das Figuras 6.5 e 6.6.

Na primeira, observamos como o controlador responde ao degrau unitário, obtendo um tempo de assentamento em torno de 250ms e um *overshoot* inferior a 10%.

Na Figura 6.6, fica bem destacado o tempo de resposta do controlador ao sinal de entrada, utilizando-se como tal a rampa unitária. Este tempo também está em torno de 250ms.

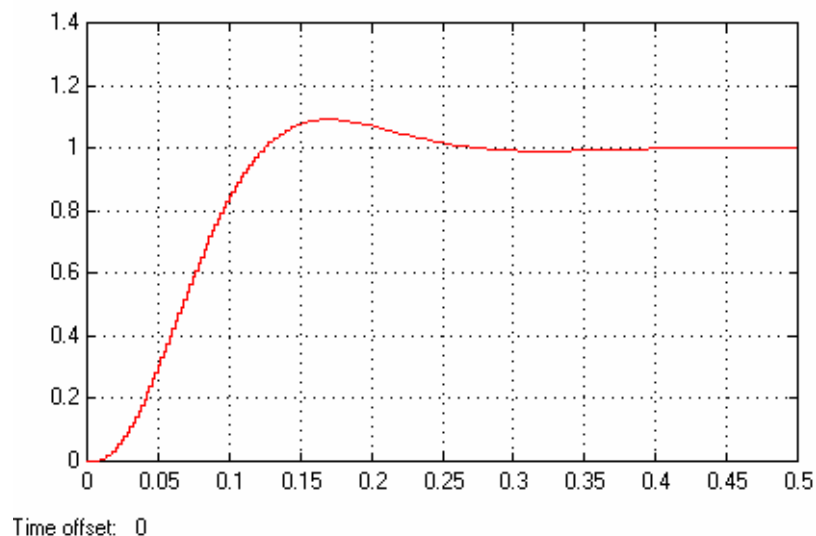


Figura 6.5 – Resposta do controlador discretizado, sem a malha PI, ao degrau unitário.

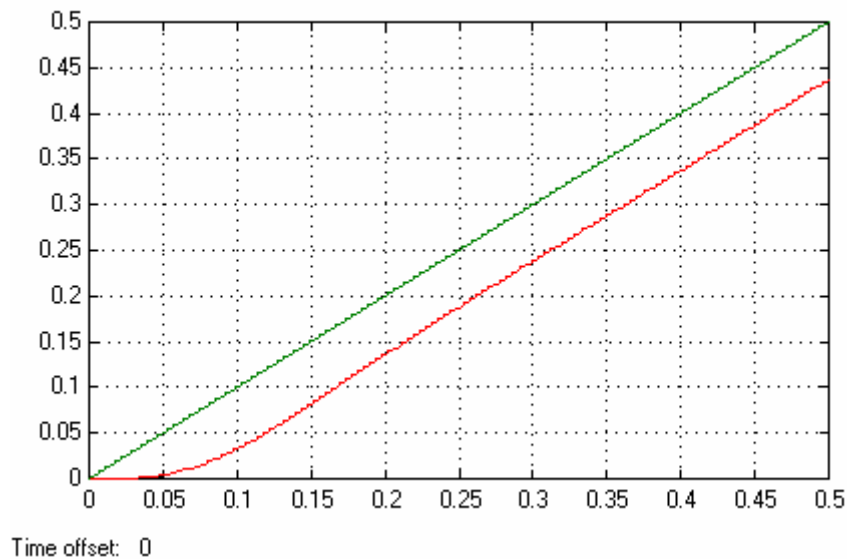


Figura 6.6 – Resposta do controlador discretizado, sem a malha PI, à rampa unitária.

6.4. Implementação dos Algoritmos de Controle

Para implementar o controlador discretizado, construímos a estrutura no *Simulink*, através de um diagrama em blocos representando as várias partes da malha de controle: malha PI externa, compensador em avanço de fase e as entradas e saídas analógicas da placa de aquisição de dados.

Para cada eletroímã usamos uma malha de controle similar à malha inicialmente implementada no *Simulink*, diferindo uma da outra apenas em alguns ajustes de ganho. Tais ajustes são necessários devido a diferenças físicas existentes entre os eletroímãs, entre os sensores de posição e à dinâmica do circuito de acionamento do eletroímã, que não foi modelada.

Estas malhas de controle serão executadas simultaneamente para que o controle possa ser feito e as posições serem corrigidas com sucesso.

Na Figura 6.7 podemos visualizar como o controlador foi implementado, incluindo os blocos da biblioteca da placa de aquisição que permitem acessar as entradas e saídas analógicas, conforme Apêndice B.

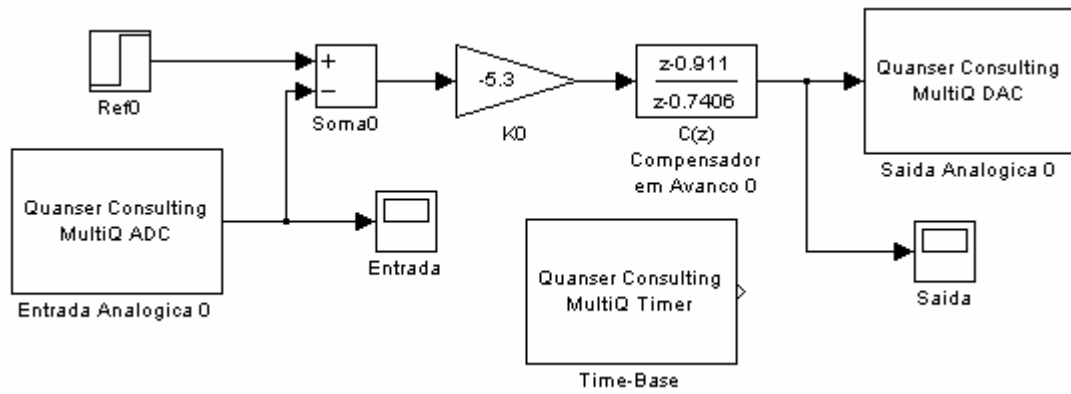


Figura 6.7 – Controlador discretizado implementado no Simulink/WinCon. A malha PI externa não foi implementada. Os blocos “Entrada Analógica 0” e “Saída Analógica 0” pertencem à biblioteca fornecida junto com a placa de aquisição de dados.

7. Resultados Experimentais

7.1. Sintonia do Controlador

Com o levitador já construído, o próximo passo foi o ajuste dos ganhos nos controladores para que o mesmo funcionasse de maneira satisfatória. Entretanto, após experimentarmos alguns valores, constatamos que, por tentativas sucessivas, seria muito difícil chegar a um ajuste que resultasse em estabilidade, mesmo porque a faixa de valores do ganho que estabilizam o sistema é muito estreita, como já foi observado no item 6.2.2.

Em um sistema instável, como é um levitador deste tipo, observamos que, estando o corpo na posição de equilíbrio, se aumentarmos gradativamente a tensão sobre o eletroímã, em um dado instante o corpo, partindo do repouso, tende a subir com sua posição variando exponencialmente. Ou seja:

$$X = C(e^{at} + e^{-at}) + X_0 \approx Ce^{at} + X_0 \quad (7.1)$$

onde X é a posição atual do corpo, X_0 a posição de equilíbrio, “ a ” é o pólo instável da planta, “ t ” o instante de tempo correspondente à posição X , e C é uma constante. Como e^{-at} tende a zero rapidamente, podemos desprezá-lo.

Para obtermos esta curva, executamos o sistema de aquisição da Figura 7.1 para monitorar a resposta natural do sistema, de modo que obtivemos a resposta natural da Figura 7.2 ao variarmos gradativamente a tensão sobre um dos eletroímãs. Utilizamos um intervalo de amostragem $h=1\text{ms}$.

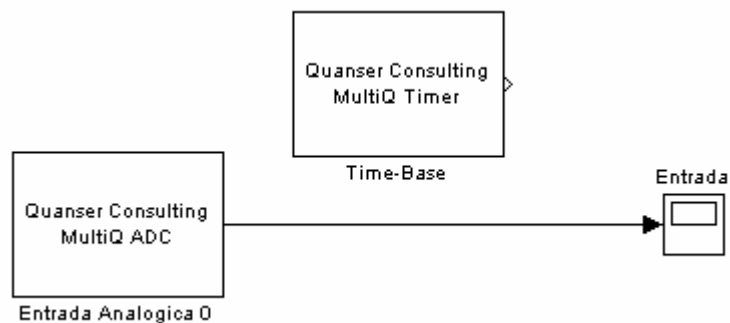


Figura 7.1 – Sistema de aquisição para obtenção da resposta natural do levitador em malha aberta.

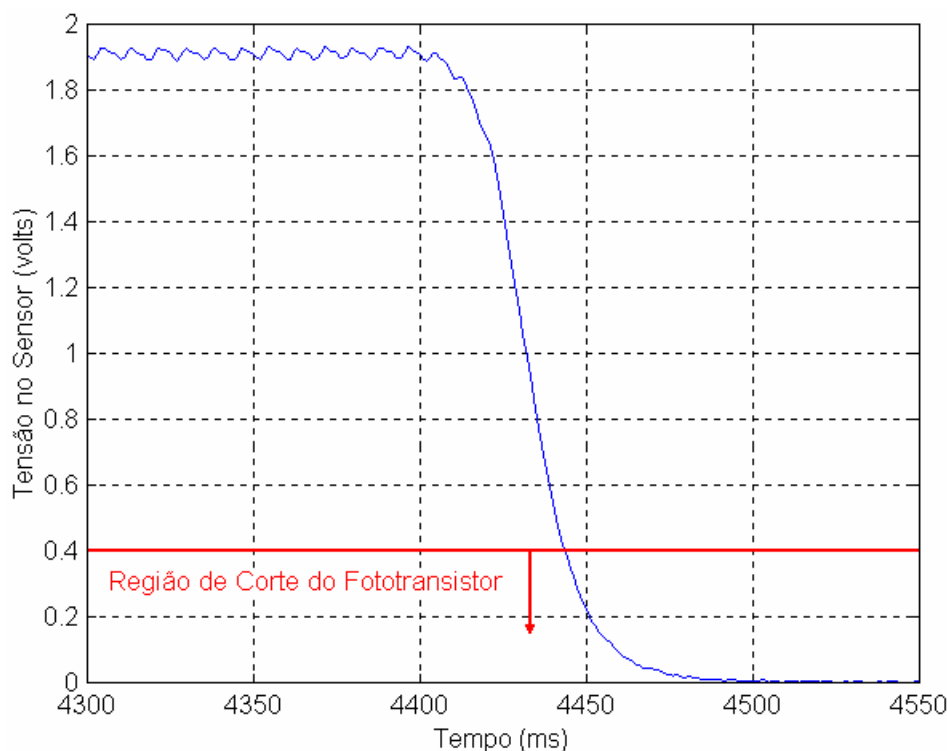


Figura 7.2 – Resposta natural do levitador em malha aberta, para o eletroímã amarelo. A tensão no sensor corresponde à posição medida. A região de corte do fototransistor deve ser desconsiderada devido ao comportamento não-linear desse foto-sensor.

Como o foto-sensor utilizado para obter a posição do corpo excursiona entre 0V entre 4,2V, para um intervalo de amostragem $h=1\text{ms}$ e levando-se em consideração as características do conversor A/D da placa de aquisição de dados expostas no Apêndice B, podemos concluir que o controlador é sensível a variações de posição da ordem de $1\mu\text{m}$.

Escolhemos a tensão de 2V como tensão no ponto de equilíbrio, por estar aproximadamente no meio da escala utilizada. Porém, como os eletroímãs se assemelham mas não são iguais, cada um terá um ponto de equilíbrio médio que pode ser calculado através das informações geradas pela leitura da resposta natural de cada um deles, identificados pela cor dos fios que os ligam aos seus respectivos circuitos de acionamento: amarelo, roxo e verde.

Observando a Figura 7.2 e consultando as variáveis que contém os valores dos gráficos gerados, temos que, para o eletroímã amarelo, a tensão no instante $t_1=4,42\text{s}$ é $V_1=1,59\text{V}$ e no instante $t_2=4,43\text{s}$ é $V_2=0,99\text{V}$. Com isso podemos escrever o sistema de equações (7.2) tendo o ponto de equilíbrio médio deste eletroímã igual a 1,91V.

$$1,59 = C \cdot e^{a \cdot 4,42} + 1,91 \quad (7.2a)$$

$$0,99 = C \cdot e^{a \cdot 4,43} + 1,91 \quad (7.2b)$$

Com isso, obtemos:

$$a \cong 105 \text{rad} / \text{s} \quad (7.3)$$

Da Equação (5.11), sabemos que a planta possui dois pólos simétricos. Logo, como “a” está em 105rad/s, o pólo estável “a” está em -105rad/s. Com isso, definimos a posição correta do zero do compensador para h=1ms:

$$z = e^{a \cdot h} \therefore z = e^{-105 \cdot 10^{-3}}$$

$$z_A = 0,90032 \quad (7.4)$$

O valor do pólo no plano-z ficou próximo ao indicado na seção 6.2.1, que foi z=0,9066. No entanto, no plano-s o pólo medido difere bastante do calculado na seção 5.2, que é s=49rad/s.

Analogamente, utilizando valores obtidos das respostas naturais dos demais eletroímãs, calculamos os outros dois pólos: z_R=0,85768 para o roxo e z_V=0,87392 para o verde.

Foi utilizado um intervalo de amostragem h=1ms após experimentarmos outros valores e observarmos a necessidade de um intervalo menor do que o inicialmente implementado, que foi h=5ms, com o qual observamos o aparecimento de um fenômeno conhecido como “fase não mínima”, eliminado com o aumento da freqüência de amostragem. Não conseguimos reduzir mais o intervalo de amostragem devido a dificuldades com as configurações da placa de aquisição de dados, não solucionadas pois a documentação do fabricante não é clara com relação a determinados ajustes. Entretanto, h=1ms foi satisfatório.

Para facilitar o ajuste, inicialmente, sintonizamos o controlador sem a malha PI externa, como indica a Figura 7.3. Entretanto, pudemos notar claramente o erro estacionário ao degrau já observado por Pena *et alli* (1998),

como podemos observar na Figura 7.4. Destaca-se, também, a amplificação do ruído no transitório devido à ação derivativa do compensador.

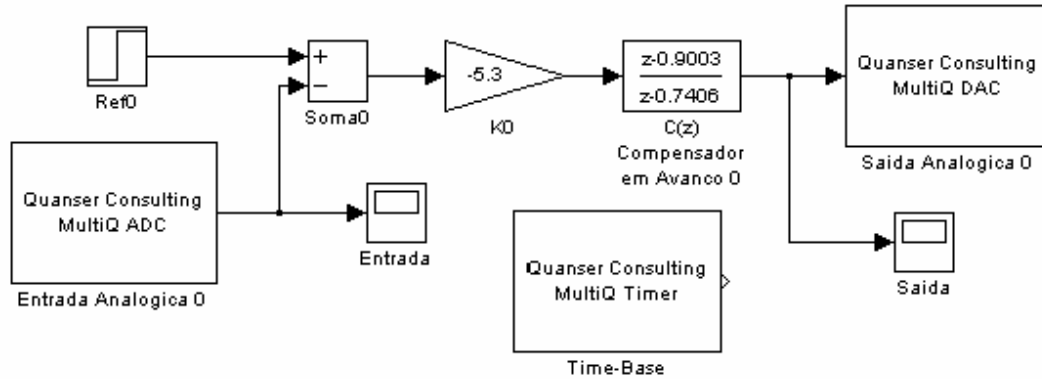


Figura 7.3 – Diagrama em blocos do controlador PD já sintonizado.

O ganho do compensador que estabiliza o sistema ficou muito menor do que o calculado anteriormente (ver item 6.1.1) para que os pólos se mantenham no interior do círculo unitário no plano-z e fora da região oscilatória, caso contrário o sistema torna-se instável, o que foi observado com ganhos um pouco diferentes do que o utilizado na Figura 7.3. Isto infelizmente revela a falta de robustez paramétrica deste controlador discretizado. Outro motivo relevante para a diferença entre o ganho calculado e o utilizado é o fato de não termos levado em consideração os ganhos do circuito de acionamento nem do foto-sensor.

Esta falta de robustez refletiu-se também nas várias tentativas de ajuste da malha PI externa dos itens 6.1.2 e 6.2.2, incluída com a intenção de eliminar o erro estacionário já observado por Pena *et alli* (1998). Entretanto, não conseguimos atingir a estabilidade após a inclusão da malha PI, retornando ao modelo do controlador sem ação integral.



Figura 7.4 – Transitório do sistema em malha fechada, em vermelho. Em azul, a referência somada a uma onda quadrada de amplitude 0,06V e período 1s. Podemos observar que a diferença de fase é muito pequena, destacando-se, também, o erro estacionário ao degrau de aproximadamente 2,2V. A tensão corresponde à posição da placa.

7.2. Verificação das Expectativas

Após ajustes, verificamos que os eletroímãs funcionam de forma individual. Entretanto, ao experimentarmos o equilíbrio com mais de um eletroímã simultaneamente, o sistema torna-se instável. Assim sendo, o objetivo de equilibrar a placa por meio de três controladores monovariáveis atuando simultaneamente para estabilizar um sistema multivariável não foi atingido, funcionando parcialmente. Isto deve-se a fatores que não foram levados em consideração no início do projeto

Um deles diz respeito à falta de robustez do controlador. Como podemos observar na Figura 6.4, ao aumentarmos o ganho K do controlador, os pólos tendem a se deslocar um na direção do outro. Um dos pólos inicialmente é instável, pois localiza-se fora do círculo unitário, e quando K é aproximadamente igual a -320 ele passa para a região estável. Aumentando-se mais ainda o ganho, ele se encontra com o outro pólo em $0,95$, quando K vale aproximadamente -425 . Neste ponto, os pólos deixam de ser reais puros e passam a ser complexos conjugados, tornando o sistema oscilatório, e muito próximos da instabilidade, pois estão situados perto do limite da região estável. Qualquer perturbação, por menor que seja, pode tornar o sistema instável.

Esta diferença existente entre o ganho utilizado e o ganho calculado se dá pelo fato de existir uma dinâmica não modelada do eletroímã. Outro fator que influenciou para o surgimento dessa discrepância foi o fato de não termos levado em consideração os ganhos dos foto-sensores e dos circuitos de acionamento dos eletroímãs.

Outro fator a se levar em consideração foi o material escolhido para se confeccionar a placa. A princípio, a placa deveria ser leve e, por isso, escolhemos o acrílico. Entretanto, o material em questão não demonstrou ser rígido o suficiente e, em situações de instabilidade, pudemos observar a placa flambando levemente, o que interfere no equilíbrio da mesma.

Finalmente, o que mais influenciou na instabilidade da placa foi o modelo físico adotado. Observamos que uma placa com três pontos de atuação não poderia ter sido considerada como três modelos independentes similares ao desenvolvido por Pena *et alli* (1998) e ao utilizado por Franklin e Powell (1991).

Nestes modelos, somente são consideradas a força de atração gravitacional e a força de atração magnética, como fizemos. Porém, para a placa em questão, pudemos observar, após a concepção mecânica do levitador e através de ajustes nos controladores, que quando um ponto se desloca, o controlador do ponto em questão atua. Contudo, este deslocamento provoca o surgimento de um torque nos pontos adjacentes, já que os pontos estão interconectados mecanicamente. Tal torque não foi previsto no projeto e atua como uma perturbação suficientemente grande para instabilizar o sistema.

O sensor de posição funcionou como esperado, apresentando alta sensibilidade, tempo de resposta baixo e operação linear, ou seja, fornecendo informações para o sistema de controle proporcionais às variações de posição da placa. Todavia, como uma fonte de luz incandescente irradia luminosidade igualmente para todas as direções, uma parcela desta luz não foi obstruída pelo anteparo, refletindo no núcleo de ferro do eletroímã e incidindo sobre o foto-sensor, interferindo, assim, na leitura da posição. Fixamos papel camurça preto na lateral do núcleo de ferro, tornando-o opaco, o que reduziu consideravelmente a incidência indevida de luz no foto-sensor. Para eliminar totalmente o problema, fixamos o mesmo papel camurça ao redor das lâmpadas, mantendo exposto somente o lado da lâmpada voltado para o anteparo.

8. Conclusão

O protótipo inicialmente construído (ver Apêndice A) mostrou-nos detalhes importantíssimos para o desenvolvimento deste trabalho. Houve a oportunidade de analisarmos o comportamento da esfera ao retirarmos o tubo de acrílico que limitava seu deslocamento lateral, bem como de observarmos o comportamento do sistema ao dobrarmos o valor da tensão que alimentava o eletroímã.

Pudemos constatar que o equilíbrio da esfera é, de fato, muito mais complexo do que realmente aparenta, pois a retirada do tubo de acrílico instabilizou o sistema de tal forma que a esfera saía da região de atração do eletroímã, deslocando-se lateralmente. Entretanto, o aumento da tensão de alimentação do eletroímã nos mostrou que conseguíamos estabilizar o sistema com mais facilidade, fazendo com que ele suportasse objetos até mais pesados.

Ao ajustarmos o sensor de posição, notamos a importância do alinhamento entre a fonte de luz e o foto-sensor, pois houve uma diferença significativa na leitura da posição do corpo. Isto também foi observado no levitador de três graus de liberdade.

Constatamos que o modelo físico adotado no início do desenvolvimento deste projeto não é o mais adequado para se atingir o objetivo proposto por não levar em consideração algumas forças que surgem devido ao acoplamento entre os pontos de atuação. Devido a isso, conseguimos atingir apenas parcialmente o objetivo inicialmente proposto, fazendo com que cada ponto de atuação funcionasse de forma individual, com os dois restantes apoiados e com os respectivos eletroímãs desligados, para que não interferissem no ponto de atuação operante. Para o projeto do controlador de três graus de liberdade é necessário que seja adotado um modelo físico que considere também a dinâmica do eletroímã e o acoplamento entre os pontos de atuação.

Observamos que durante o funcionamento do sistema ocorria o aquecimento dos enrolamentos dos eletroímãs, tornando necessária a alteração dos ganhos utilizados nos controladores. Isto se deve a fato do aumento de temperatura nos eletroímãs alterar a resistividade do cobre do enrolamento, provocando alterações nas correntes que passam por eles.

8.1. Perspectivas de Continuidade deste Trabalho

Como o objetivo principal não foi atingido plenamente, sugerimos alguns caminhos para que os problemas restantes possam ser resolvidos.

O eletroímã utilizado possui um núcleo de ferro laminado em forma de “E”. No experimento realizado por Pena *et alli* (1998), utilizou-se um eletroímã de forma cilíndrica, ainda sendo necessário um tubo de vidro para se evitar o deslocamento lateral da esfera, três vezes mais leve do que a utilizada no nosso protótipo de um grau de liberdade (ver Apêndice A).

Entretanto, o mais interessante foi realizado por Franklin e Powell (1991), onde foi utilizado um núcleo cilíndrico com sua extremidade inferior cônica, o que gera um campo eletromagnético mais previsível, dispensando-se, inclusive, qualquer tipo de anteparo que limite o movimento da esfera, permitindo que a mesma fique totalmente livre e, devido à forma do campo magnético, não se desloque lateralmente.

Levar em consideração um outro modelo físico mais complexo é fundamental para se obter uma função de transferência da planta mais adequada para a placa que se deseja levitar. Desta forma, o controlador será mais robusto do que o utilizado, proporcionando uma maior estabilidade e permitindo, inclusive, a inclusão da malha PI, que não foi utilizada, para eliminar o erro estacionário no ponto de equilíbrio.

O fenômeno causado pelo aumento de temperatura nos eletroímãs pode ser contornado implementando-se um ganho auto-ajustável, de acordo com valores medidos por sensores de temperatura que podem ser utilizados nos eletroímãs.

Durante a operação do circuito de acionamento da Figura 3.2, verificamos que existe um intervalo de tempo no qual o transistor Q_1 está cortado. Neste período, a energia armazenada no indutor é devolvida ao circuito em forma de corrente, que circula pelo diodo D_1 . Porém, verificamos que o período no qual o eletroímã se carrega é menor que o intervalo de tempo em que ele se descarrega. Sendo assim, uma ponte “H” poderia ser incluída, já que com ela conseguiria-se descarregar a energia do eletroímã mais rapidamente. Isto seria conseguido ao aplicar-se uma tensão negativa sobre o eletroímã.

O sinal medido da Figura 3.8 apresentou descontinuidades aparentemente causadas pelo grande tempo de retardo na condução do diodo D_1 . Logo, D_1 poderia ser substituído por um diodo com baixo tempo de retardo, por exemplo um diodo *Schotky*.

No sensor de posição, uma outra solução para direcionar a luz seria a utilização de uma lente difusa, para que os raios de luz se tornassem paralelos entre si, na direção do foto-sensor.

9. Bibliografia

- [1] Åström, K. J., Wittenmark, B., **Computer-Controlled Systems: Theory and Design**, Prentice-Hall, 3rd ed., 1997.
- [2] Bittar, A., Sales, R. M., **H₂ and H_∞ Control for MagLev Vehicles**, IEEE Control Systems, pp. 11-25, Agosto 1998.
- [3] Boylestad, R. L., Nashelsky, L., **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**, Prentice-Hall do Brasil, 6^a ed., 1996.
- [4] Dally, J. W., Rilley, W. F., McConnell, K. G., **Instrumentation for Engineering Measurements**, John Wiley & Sons, Inc., 2^a ed., 1993.
- [5] Franklin, G. F., Powell, J. D., **Feedback Control of Dynamic Systems**, Addison-Wesley, 2nd ed., pp. 62-65, 1991.
- [6] Franklin, G. F., Powell, J. D., Workman, M. L., **Digital Control of Dynamic Systems**, Addison-Wesley, 2nd ed., 1990.
- [7] Marques, B., **Máquina Anti-gravidade**, Revista Aprendendo e Praticando Eletrônica, n^o 44, pp. 46-51, Kaprom, 1993.
- [8] Mello, L. F. P., **Projeto de Fontes Chaveadas**, Érica, 3^a ed., 1990.
- [9] Millman, J., Halkias, C. C., **Eletrônica**, McGraw-Hill, vol. 1, 2^a ed., 1981.
- [10] Ogata, K., **Engenharia de Controle Moderno**, Prentice-Hall do Brasil, 3^a ed., 1998.
- [11] Oppenheim, A. V., Schafer, R. W., **Discrete-Time Signal Processing**, Prentice-Hall, 1989.
- [12] Pena, R. T., Cortizo, P. C., Caldeira, F. R., Pereira, L. E. C., **Controle de Levitação Eletromagnética de uma Esfera de Aço: um Experimento de Laboratório**, Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática, vol. II, pp. 425-430, Uberlândia, 1998.
- [13] Quanser Consulting Inc., **MultiQ-3 Programming Manual**.
- [14] Quanser Consulting Inc., **WinCon 3.0.2a – Realtime Digital Signal Processing and Control under Windows 95 using SIMULINK and TCP/IP Technology**.
- [15] Quevedo, C. P., **Eletromagnetismo**, McGraw-Hill do Brasil, 3^a ed., 1982.
- [16] Rashid, M. H., **Eletrônica de Potência**, Makron Books, 2^a ed., 1999.

[17] Seymour, J., ***Electronic Devices & Components***, Longman Scientific & Technical, 2nd ed., 1988.

[18] Sharupich, L., Tugov, N., ***Optoelectronics***, Mir Publishers, 1987.

Apêndice A

Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade

A.1. Construção de um Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade

Baseados em Marques (1992), montamos o sistema de levitação de um grau de liberdade. Esse sistema foi utilizado para nos familiarizarmos com os fenômenos físicos e aspectos teóricos primários da levitação magnética, para assim, orientar o projeto do nosso sistema de levitação com três graus de liberdade. Na Figura A.1 pode ser observado a foto do levitador magnético de um grau de liberdade.



Figura A.1 – Foto do levitador magnético de um grau de liberdade. No centro, o eletroímã levitando um apontador de lápis, na esquerda a lâmpada e na direita o fototransistor. Nota-se um tubo transparente, cuja finalidade é evitar o deslocamento horizontal do apontador. Ainda nas laterais, temos os trilhos, que servem de guia para o correto posicionamento da lâmpada e do fototransistor.

O circuito eletrônico proposto por Marques (1992), que aqui foi construído e testado, conforme Figura A.2, é descrito a seguir.

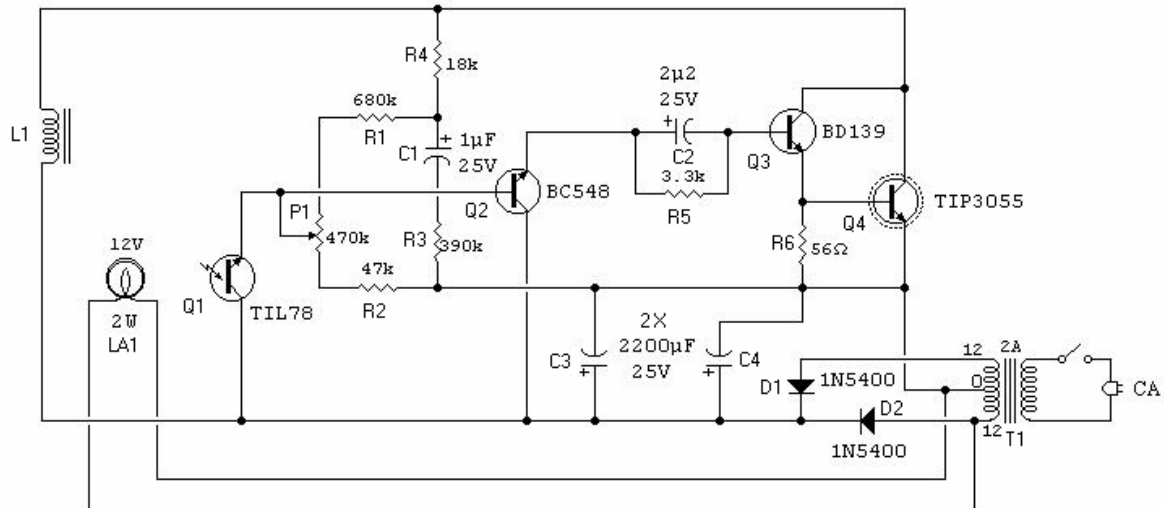


Figura A.2 – Diagrama do circuito eletrônico do sistema de levitação com um grau de liberdade. Resistores em ohms.

O sensor de posição é constituído por uma fonte de luz LA_1 que ilumina o fototransistor Q_1 . O corpo a ser suspenso, de material ferromagnético, é atraído para cima pelo eletroímã L_1 . Quando o corpo sobe e começa a obstruir a passagem da luz, a corrente que passa no eletroímã diminui, fazendo com que a força magnética também diminua e o corpo comece a cair, atraído pela gravidade. Entretanto, ao começar a cair, a base de Q_1 torna a ficar mais iluminada, aumentando a corrente no eletroímã e, assim, atraindo o corpo novamente. Se o sistema de levitação for corretamente ajustado o corpo estabilizará.

O fototransistor Q_1 é acoplado ao transistor Q_2 numa configuração *Darlington*, com possibilidade de ajuste fino na polarização e sensibilidade do conjunto. A malha formada pelos resistores R_1 , R_2 , R_3 , R_4 e pelo trimpot P_1 permite ajustar o ponto de operação deste módulo amplificador.

A corrente de emissor de Q_2 polariza a base do transistor Q_3 através da rede RC formada pelo resistor R_5 e pelo capacitor C_2 . O transistor Q_3 forma uma configuração *Darlington* com o transistor de potência Q_4 , com isso, temos um conjunto de alto ganho e grande potência na carga, que é o eletroímã. Também podemos dizer que o capacitor C_1 e o resistor R_5 formam uma rede em avanço de fase, necessária para estabilizar o levitador. De acordo com Ogata (1998), essa rede adiciona um zero estável à função de transferência em malha aberta, tendo como efeito deslocar o lugar das raízes para a esquerda, a fim de tornar o sistema estável. Fisicamente, a introdução de um zero na função de transferência do

percurso direto significa a adição da ação de controle derivativo ao sistema. Os efeitos de tal controle são a introdução de um certo grau de antecipação ao sistema e um aumento na rapidez da resposta transitória.

No coletor do transistor de potência Q_4 está o eletroímã, que possui aproximadamente 1100 espiras de fio de cobre esmaltado n°24 em um carretel plástico de dimensões compatíveis com o núcleo de ferro-silício laminado em “I” de aproximadamente 2,5cmx2,5cmx4,0cm. Cogitamos a possibilidade de se usar um núcleo em “E”, pois como sabemos esse núcleo possui uma menor relutância ao fluxo magnético em comparação com o utilizado. Logo, teríamos uma força magnética maior. Entretanto, por questões de praticidade e disponibilidade de material, utilizamos o núcleo em “I”.

A distância aproximada da fonte de luz ao fototransistor é de 10cm, e da base do núcleo do eletroímã à linha horizontal que vai do fototransistor à fonte de luz é de, no máximo, 1,5cm. A distância de 1,5cm representa o máximo valor no qual obtivemos um ponto de equilíbrio dinâmico estável em malha fechada.

A.2. Resultados Experimentais com o Sistema de Levitação de um Grau de Liberdade

Com o sistema de levitação de um grau de liberdade, conseguimos equilibrar uma esfera de aço de 36g por aproximadamente 2 minutos, enquanto que utilizando um apontador de lápis comum conseguimos equilibrar esse objeto por tempo indeterminado. A escolha do apontador e da esfera de aço deve-se a ambos serem opacos, possuírem material ferromagnético e serem de pequena massa. A pequena massa é uma restrição importante pois, sendo assim, não precisamos usar um eletroímã operando com correntes ou tensões grandes. Entretanto, ao aumentarmos a tensão de alimentação do circuito de 12V para 24V, conseguimos levar a esfera por um tempo consideravelmente maior. Porém, o transistor Q_2 da Figura A.2, não suportou o aumento de corrente durante muito tempo.

Verificamos que não devemos utilizar como fonte de luz um LED emissor de infravermelho, pois apesar do fototransistor TIL78 ser sensível ao espectro dessa radiação, o LED não produziu intensidade luminosa suficiente para excitar

adequadamente o fototransistor. Tal problema ocorre devido à distância entre o LED e o fototransistor, e também devido à simplicidade do circuito eletrônico (amplificação insuficiente do sinal proveniente do fototransistor quando o mesmo é iluminado por tal fonte de baixa intensidade luminosa de radiação).

Com o uso contínuo do protótipo observamos um aquecimento elevado no eletroímã, causado principalmente pela resistência elétrica do fio de cobre utilizado no enrolamento do mesmo.

Fizemos várias medições da corrente que circulava no eletroímã e verificamos que a corrente, quando o objeto estava em equilíbrio, era constante. Também fizemos várias medições na tensão aplicada sob o enrolamento do eletroímã e, para nossa surpresa, essa tensão variava com o passar do tempo. Sendo assim, podemos concluir que a resistência do eletroímã é variável e aumenta em função da temperatura do enrolamento do eletroímã.

Notamos um aquecimento excessivo no transistor de potência TIP3055, pois esse transistor opera na região linear, na qual a dissipação de potência no transistor é maior.

Apêndice B

Implementação do Controlador

B.1. Placa de Aquisição de Dados

A placa de aquisição de dados utilizada neste projeto é uma *MultiQ-3*, fabricada pela *Quanser Consulting*. Essa é uma placa de controle e aquisição de dados de uso geral que possui as seguintes características:

- 08 entradas analógicas simplesmente terminadas
- 08 saídas analógicas
- 16 bits de entrada digital
- 16 bits de saída digital
- 03 *timers* programáveis
- 08 entradas de *encoder* óptico decodificadas em quadratura

As interrupções podem ser geradas por um dos três *timers*, uma linha de entrada digital e o final da conversão do A/D.

O sistema é conectado ao barramento ISA do PC e é endereçável por 16 posições consecutivas de E/S mapeadas que são selecionadas por um *DIP switch* localizado na placa.

Para esta aplicação serão utilizadas somente uma entrada analógica e uma saída analógica por eletroímã (totalizando três entradas e três saídas). Estas entradas e saídas, assim como as entradas e saídas digitais e os filtros *anti-aliasing*, estão em uma placa separada, que funciona como uma interface da placa de aquisição em si. Esta interface é conectada à placa por meio de um cabo *flat*, como mostra a Figura B.1.

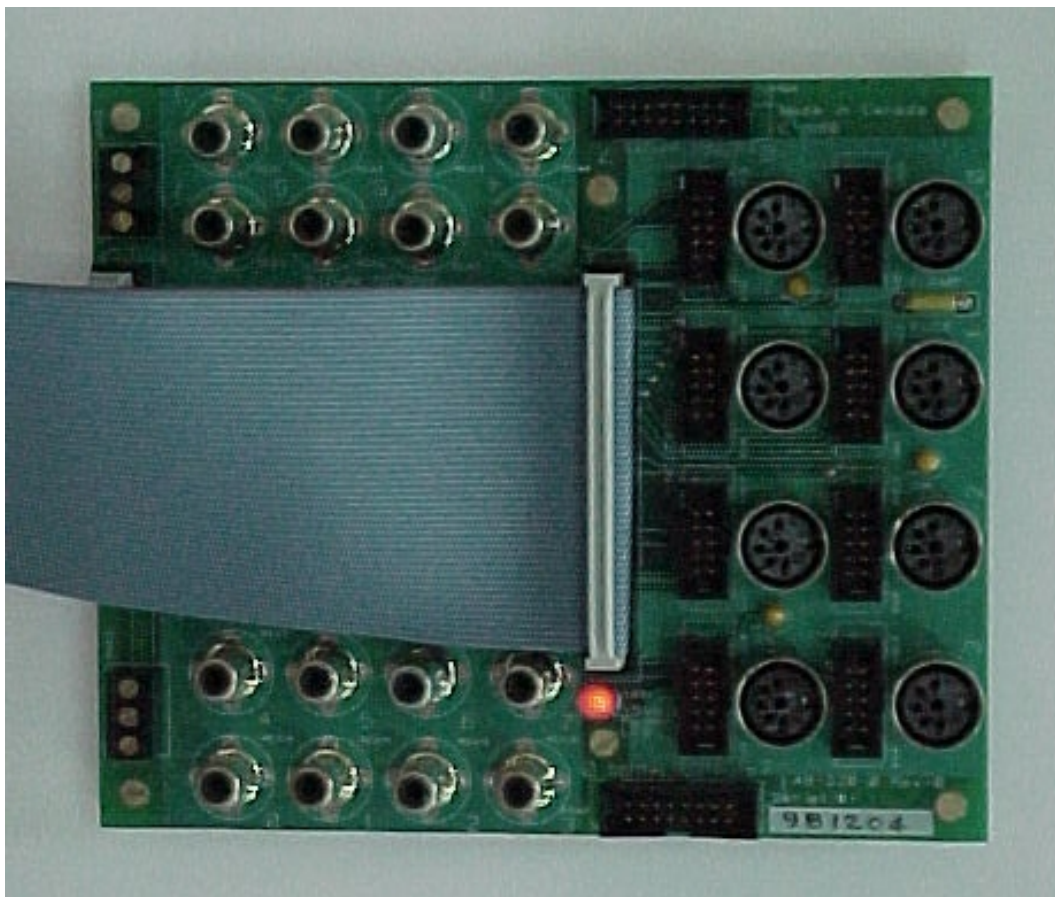


Figura B.1 – Interface da placa de aquisição de dados.

B.1.1. Conversão Analógico para Digital

O conversor A/D da placa MultiQ é do tipo binário bipolar simplesmente terminado de 13 bits sinalizado (12 bits mais o sinal). Podemos realizar a conversão em um dos oito canais selecionando o canal e iniciando a conversão. O bit EOC_I (*End Of Conversion Interrupt*) no registrador de estado (*Status Register*) indica que a informação está pronta e pode ser lida. A informação é lida realizando-se duas leituras consecutivas de 8 bits do registrador AD_DATA.

A informação é retornada como duas palavras de 8 bits que devem ser combinadas para resultar em uma palavra de 16 bits sinalizada. Uma entrada de +5 volts equivale a 0x0FFF enquanto 0 volts corresponde a 0x0000 e -5 volts a 0xFFFF.

B.1.2. Saídas Analógicas

Os conversores D/A (digital para analógico) recebem números binários sem sinal de 12 bits. Uma entrada em 0x000 resulta em -5 volts, 0x7FF equivale a 0 volts e 0xFFF corresponde a 5 volts. O programa deve escrever um número de 12 bits (0 a 4095) no registrador apropriado. As saídas analógicas mudam quando é completada a transferência dos 12 bits.

B.1.3. Clocks

A placa é equipada com três *timers* programáveis independentes. Cada *timer* pode ser programado para operar em uma frequência entre 30,52Hz e 2MHz. O princípio de operação baseia-se em escrever um divisor (N) no *clock* desejado e a frequência de saída será $(2.0/N)$ MHz. “N” é um valor inteiro de 16 bits entre 2 e 65535 (0xFFFF). A saída de qualquer um dos três *clocks* pode ser conectada a uma linha de interrupção usando-se um *jumper* na placa.

B.2. Descrição do Software da Placa de Aquisição de Dados

Para realizarmos a comunicação entre a placa de aquisição de dados e o controlador propriamente dito, utilizaremos um aplicativo fornecido pela própria *Quanser Consulting*, chamado *WinCon*.

Em sua versão 3.0.2a, o *WinCon* é um aplicativo de tempo real para ambiente Windows 95 cuja função é executar o código gerado no *Simulink* utilizando o pacote *Real-Time Workshop* (fornecido com o MATLAB) em um PC.

O *WinCon* constitui-se de um cliente (*WinCon W95Client*) e um servidor (*WinCon W95Server*), sendo que cada servidor é capaz de comunicar-se com vários clientes e cada cliente pode também comunicar-se com vários servidores. Um PC pode ter um cliente e um servidor sendo executado ao mesmo tempo.

B.2.1. Servidor *WinCon*

O servidor é responsável pelas seguintes tarefas:

- Converter um diagrama do *Simulink* em um *driver* de dispositivo virtual executável para PC usando o *Real-Time Workshop*.
- Compilar e *linkar* o código usando o Visual C++.
- Enviar o código executável para execução em um cliente *WinCon*.
- Iniciar e interromper a execução do cliente *WinCon*.
- Manter a comunicação via TCP/IP com o cliente *WinCon*.
- Manter a comunicação com o *Simulink* para realizar alterações em tempo real nos parâmetros do cliente *WinCon*, isto é, remeter ganhos novos do *Simulink* para o cliente *WinCon*.
- Plotar, em tempo real, informações obtidas de um cliente *WinCon* escolhido.
- Salvar informações em disco.

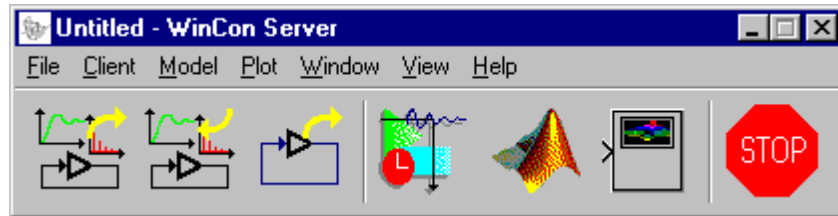


Figura B.2 – Janela do servidor *WinCon*.

B.2.2. Cliente *WinCon*

Este é o componente de tempo real que executa o código gerado a partir do diagrama do *Simulink* à taxa de amostragem especificada. É responsável por:

- Receber do servidor o código do controlador.
- Executar o código do controlador em tempo real.
- Manter a comunicação com um servidor *WinCon*.
- Fornecer informações em tempo real para o servidor que estiver requisitando.

B.2.3. Configurações

O *WinCon* pode operar com várias configurações diferentes: em um único PC (sem rede), em dois PCs (conexão direta ou Internet), com um servidor e vários clientes (Internet), ou ainda com vários servidores e vários clientes (Internet). Para este projeto, usaremos um único PC, rodando simultaneamente o servidor e o cliente, como na Figura B.3.

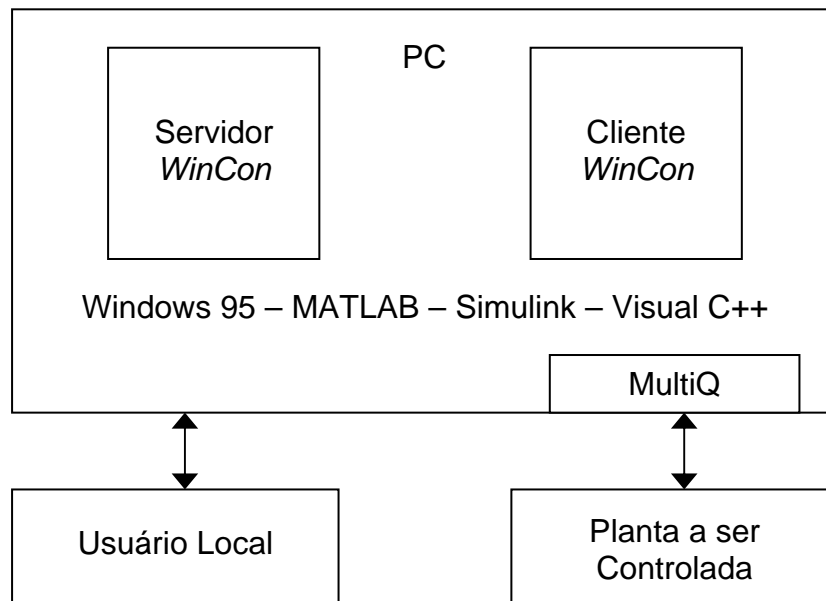


Figura B.3 - Configuração do *hardware* e *software* utilizada para este projeto.

Apêndice C

Projeto do Circuito de Acionamento

C.1. Projeto do Modulador de Largura de Pulso

C.1.1. Cálculo da Frequência de Oscilação do PWM

Especificação:

$$\begin{aligned} f_{osc.} &= 15kHz \\ f_{osc.} &\cong \frac{1}{R_t \cdot C_t} \cong \frac{1}{R_2 \cdot C_3} \Rightarrow R_2 \cdot C_3 \cong \frac{1}{f_{osc.}} \\ R_2 \cdot C_3 &\cong \frac{1}{15 \cdot 10^3} \end{aligned} \quad (C.1)$$

Logo:

$$R_2 = 6,8k\Omega$$

$$C_3 = 10nF$$

para que a Equação (C.1) seja verdadeira.

C.1.2. Projeto da Rede de Compensação

Utilizando os valores indicados no manual pelo fabricante, temos:

$$R_1 = 33k\Omega$$

$$C_2 = 10nF$$

O manual do circuito integrado indica somente o diagrama em blocos de cada etapa interna. Sendo assim, a rede de compensação não pode ser calculada, pois o circuito elétrico do circuito integrado não é fornecido.

C.1.3. Projeto do Divisor de Tensão

Inicialmente, consideremos o divisor de tensão da Figura C.1.

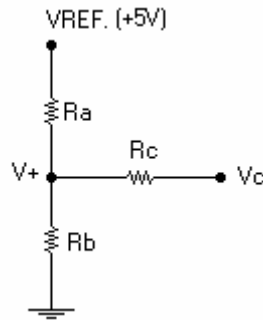


Figura C.1 – Diagrama do circuito eletrônico do divisor de tensão.

Onde V_c é a tensão de saída da placa de aquisição de dados, V_{REF} a tensão de referência de 5V, proveniente do PWM (pino16) e V_+ o valor da tensão da entrada não inversora do PWM (pino 2).

O divisor de tensão da Figura C.1 tem a função de fazer o interfaceamento da tensão proveniente da saída da placa de aquisição de dados com a entrada do amplificador operacional de erro do PWM (pino2). Isso significa que a faixa de variação da tensão V_c deve ser transformada em uma outra faixa de variação de tensão, na qual seja compatível para o amplificador operacional de erro do PWM. A tensão proveniente da saída da placa de aquisição de dados varia de 0V a 5V, ficando fora da faixa de operação do amplificador operacional de erro do circuito integrado (PWM). Consultando o manual do LM3524, concluímos que deveríamos utilizar uma faixa de variação de tensão de 2V a 4V, na qual o amplificador operacional de erro do PWM funciona adequadamente.

Devemos observar que existem duas situações extremas para os valores de tensões vindos da placa de aquisição de dados, os valores de 0V e de 5V. Sendo assim, o projeto do divisor de tensão será feito por meio de duas situações. Na primeira situação, assumimos que a tensão proveniente da saída da placa de aquisição de dados é de 0V. Já na segunda situação, essa mesma tensão é de 5V. Abaixo, analisamos essas duas situações separadamente, para o divisor de tensão mostrado na figura C.1.

1ª Situação:

Dados:

$$V_c=0V \quad V_+=2V$$

$$V_{REF.}=5V \quad R_c=10k\Omega$$

O valor de R_c foi calculado utilizando-se a equação abaixo:

$$V_{cm\acute{a}x.} = R_c \cdot I_{cm\acute{a}x.} \quad (C.2)$$

Onde $V_{cm\acute{a}x.}$ é a máxima tensão proveniente da saída da placa de aquisição de dados, R_c o valor do resistor de proteção para a saída da placa de aquisição de dados e $I_{cm\acute{a}x.}$ a corrente máxima de saída da placa de aquisição de dados.

Sabemos que $V_{cm\acute{a}x.}=5V$ e $I_{cm\acute{a}x.}=0,5mA$ (na verdade $I_{cm\acute{a}x.}=1mA$, mas, por motivos de segurança, utilizamos o valor indicado). Logo, utilizando a Equação (6.2), temos que $R_c=10K\Omega$.

Retornando ao projeto do divisor de tensão, temos a seguinte equação:

$$V_+ = \frac{R_c // R_b}{R_a + R_c // R_b} \cdot V_{REF.} \quad (C.3)$$

2ª Situação:

Dados:

$$R_c=10k\Omega \quad V_c=5V$$

$$V_+=4V \quad V_{REF.}=5V$$

O valor de R_c foi calculado na 1ª situação.

Para o divisor de tensão da 2ª situação, temos a equação abaixo:

$$V_+ = \frac{R_b}{R_c // R_a + R_b} \cdot V_{REF.} \quad (C.4)$$

Utilizando a Equação (C.3) e a Equação (C.4), temos:

$$R_a=7,5k\Omega \text{ (com valor comercial de } 8,2 k\Omega)$$

$$R_b= 20k\Omega$$

Para o projeto do divisor de tensão obtivemos os seguintes valores:

$$R_a=8,2K\Omega$$

$$R_b=20k\Omega$$

$$R_c=10k\Omega$$

Porém, o valor encontrado para R_b não é comercial. Obviamente, decidimos utilizar dois resistores de $10k\Omega$ conectados em série, de modo a obtermos o valor desejado.

Na Figura C.2, mostramos o divisor de tensão com os valores de projeto.

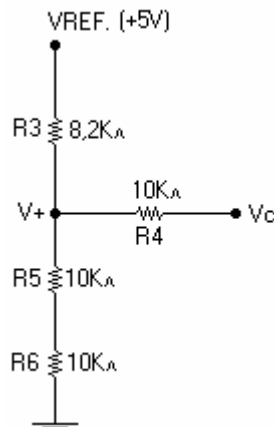


Figura C.2 – Diagrama do circuito eletrônico do divisor de tensão com valores de projeto.

C.2. Projeto do Circuito de Realimentação

O primeiro passo é descobrir qual o ganho necessário para o perfeito funcionamento do circuito de realimentação. Para encontrarmos esse ganho, fixaremos a corrente máxima que passa no eletroímã em 2A e consideraremos que essa corrente só é alcançada quando a tensão de saída da placa de aquisição de dados for de 5V.

A corrente que atravessa o eletroímã pode ser medida pela queda de tensão sobre os resistores R_{11} e R_{12} (vide Figura 3.2). Sendo assim, podemos determinar qual ddp existirá sobre essa associação de resistores quando a corrente no eletroímã for de 2A. Para isso, utilizamos a Equação (C.5).

$$V_{m\acute{a}x.} = R_{eq.} \cdot I_{Lm\acute{a}x.} \quad (C.5)$$

Onde $V_{m\acute{a}x.}$ é a tensão máxima sobre o paralelo de R_{11} com R_{12} , $R_{eq.}$ o resistor equivalente do paralelo de R_{11} com R_{12} e $I_{Lm\acute{a}x.}$ a corrente máxima que atravessa o eletroímã. Logo:

$$V_{m\acute{a}x.} = 0,11 \cdot 2 = 0,22 \text{ V}$$

Sendo assim, determinamos o ganho necessário que o amplificador operacional deve ter com a Equação (C.6).

$$a = \frac{V_{sm\acute{a}x.}}{V_{m\acute{a}x.}} \quad (C.6)$$

Onde a é o ganho do amplificador operacional $V_{sm\acute{a}x.}$ a tensão máxima de saída da placa de aquisição de dados e $V_{m\acute{a}x.}$ a tensão máxima sobre o paralelo de R_{11} com R_{12} . Logo:

$$a = \frac{5}{0,22} = 22,7 \cong 23$$

Para fins de projeto, decidimos escolher o ganho do amplificador operacional igual a 25, i.é., $a=25$.

Em nosso projeto usamos a configuração de amplificador não inversor para o amplificador operacional. Na Figura C.3 é mostrada essa configuração.

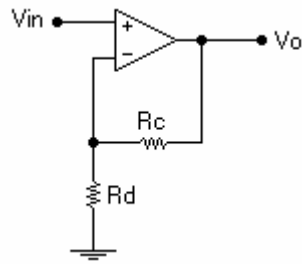


Figura C.3 – Configuração de amplificador não inversor.

A Equação (C.7) é a função de transferência do amplificador operacional da Figura C.3.

$$a = \frac{V_0}{V_{in}} = 1 + \frac{R_c}{R_d} \quad (C.7)$$

$$a = 1 + \frac{R_c}{R_d} = 25$$

Logo, fazemos:

$$R_c = 120\text{k}\Omega$$

$$R_d = 5\text{k}\Omega$$

Portanto:

$$R_7 = 120\text{k}\Omega$$

$$R_9 = 2,2\text{k}\Omega$$

$$TR_2 = 33\text{k}\Omega$$

Ao invés de fazermos $R_9 = R_d$, preferimos conectar o resistor R_9 em série com o trimpot TR_2 , de modo que possamos ajustar o ganho a para o correto funcionamento dessa configuração, independente das tolerâncias dos componentes.

C.3. Projeto do Filtro Passa-Baixas

A Figura C.4 mostra o filtro que desejamos projetar.

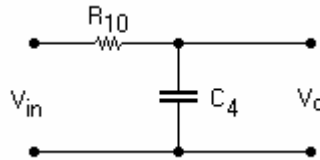


Figura C.4 – Filtro passa-baixas.

Para cancelarmos o zero existente na rede de compensação do PWM (resistor R_1 e capacitor C_2), usamos o pólo existente no filtro passa-baixas da Figura C.4. Portanto, realizamos o projeto desse filtro usando a Equação (C.8).

$$R_1 \cdot C_2 = R_{10} \cdot C_4 \quad (C.8)$$

Onde R_1 e C_2 são, respectivamente, o resistor da rede de compensação do PWM e o capacitor da mesma rede de compensação, R_{10} o resistor do filtro passa-baixas e C_4 o capacitor do mesmo filtro.

Como já conhecemos os valores de R_1 e C_2 , substituímos esses valores na Equação (C.8), obtendo:

$$R_{10} = 1\text{k}\Omega$$

$$C_4 = 330\text{nF}$$

C.4. Projeto da Configuração do Transistor de Potência

De modo a melhorarmos o desempenho do transistor Q_1 , aumentando sua velocidade de comutação, utilizamos o resistor R_8 entre a base e o emissor do mesmo. Tal resistor será projetado de modo que circule uma corrente de aproximadamente 10% da corrente de base I_B do transistor Q_1 . Na Figura C.5, é mostrada a configuração deste trecho do circuito.

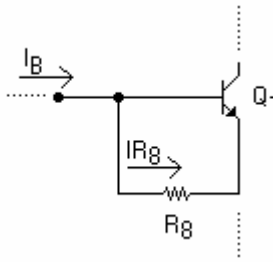


Figura C.5 – Diagrama parcial do estágio de potência.

Para determinação do valor do resistor R_8 , utilizamos as seguintes especificações:

$I_{b\text{máx.}}=30\text{mA}$ (valor medido)

$V_{BE}=0,7\text{V}$ (especificação do transistor Q_1)

Cálculo de R_8 :

$$R_8 = \frac{V_{BE}}{0,1 \cdot I_{B\text{máx.}}} = \frac{0,7}{0,1 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 233,33\Omega$$

Logo, $R_8=220\ \Omega$ (valor comercial).

C.5. Componentes de Ajuste, Proteção e Desacoplamento

Para evitarmos quedas de tensão acentuadas na alimentação, tanto do LM3524 quanto do LM324, devido a freqüência de operação do primeiro ser de aproximadamente 15kHz, colocamos um capacitor cerâmico de 100nFx50V no terminal de alimentação de cada circuito integrado.

Como o eletroímã é um indutor, tivemos a precaução de adicionarmos o diodo D_1 ao estágio de saída. Esse diodo tem a função de descarregar a energia armazenada no eletroímã quando o transistor estiver cortado. A especificação de corrente para esse diodo é de 3A. Desse modo, ele consegue conduzir o valor máximo da corrente do eletroímã, que é de 2,4A, sem se sobrecarregar. Para a especificação da tensão reversa de pico, teremos um valor máximo de 30V, que é

a tensão de pico máxima no estágio de saída. Sendo assim, podemos utilizar um diodo com tensão reversa de pico de 50V ou mais.

Para o trimpot TR_1 utilizamos o mesmo valor do trimpot TR_2 , que é de $33k\Omega$. A escolha desse valor para ambos trimpots se deveu a testes práticos com o circuito de acionamento dos eletroímãs. Nesses testes, verificamos que, com esse valor para os trimpots, encontramos a faixa de operação do eletroímã com maior facilidade.

O valor comercial do diodo zener D_2 foi escolhido de modo que ele não interferisse nas tensões geradas pelo circuito de acionamento dos eletroímãs e pela saída da placa de aquisição de dados. Entretanto, ele também deve evitar que tensões elevadas sejam aplicadas acidentalmente em uma das saídas da placa de aquisição. Sendo assim, escolhemos para esse diodo uma tensão zener de 5,6V, pois a máxima tensão de saída da placa de aquisição de dados é de 5V.

Apêndice D

Cálculo do Capacitor de Filtragem da Fonte de Alimentação

Escolhemos o valor para o capacitor de filtragem da fonte de $4700\mu\text{F}$. Para especificar esse valor, aceitamos um *ripple* de $4,5V_{pp}$ para a tensão de saída da fonte. Como o circuito de controle do eletroímã possui realimentação, o valor desse *ripple* não influirá de maneira significativa. A Equação (D.1) representa o pior caso para se calcular o valor do capacitor de filtragem dessa fonte.

$$\Delta v < \frac{I}{C} \cdot \Delta t \quad (\text{D.1})$$

Onde Δv represente o *ripple* de tensão da fonte (pico a pico), I a corrente máxima drenada da fonte, C o capacitor de filtragem da fonte e Δt o período do sinal retificado.

Como a frequência de rede elétrica é de 60Hz, sabemos que o retificador de onda completa possui o dobro desta frequência. Logo, temos que:

$$\Delta t = \frac{1}{f} = \frac{1}{120} \cong 8,33\text{ms}$$

Portanto, aplicando todos os valores conhecidos na Equação (D.1), temos:

$$4,5 = \frac{2,5}{C} \cdot 8,33 \cdot 10^{-3} \Rightarrow C \cong 4700\mu\text{F}$$