

**IFSP – INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA
DE SÃO PAULO**

**CONTROLADOR DE CORRENTE EM MALHA FECHADA COM CIRCUITO EM
PONTE H PARA MANCAL MAGNÉTICO**

RADAMÉS TOTH GARCIA

Dissertação de Mestrado apresentada ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo - IFSP como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Automação e Controle de Processos.

Orientador:

Prof. Dr. Eduardo Alves da Costa

Co-Orientador:

Prof. Dr. Alexandre Brincalepe Campo

**São Paulo
2014**

G211c Garcia, Radamés Toth.

Controlador de corrente em malha fechada com circuito em ponte h para mancal magnético / Radamés Toth Garcia. São Paulo: [s.n.], 2014.

75 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Eduardo Alves Costa

Co-orientador: Prof. Dr. Alexandre Brincalepe Campo

Dissertação (Mestrado Profissional em Automação e Controle de Processos) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de São Paulo, IFSP, 2014.

1. Controle de corrente 2. Driver de corrente 3. Mancais magnéticos
ativo I. Garcia, Radamés Toth. II. Instituto Federal de Educação,
Ciência e Tecnologia de São Paulo. III. Título

CDU 681.0



INSTITUTO FEDERAL
SÃO PAULO
Campus São Paulo

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SÃO PAULO
CAMPUS SÃO PAULO
DIRETORIA GERAL DO CAMPUS SÃO PAULO
Coordenadoria de Registros Escolares de Pós-Graduação

ATA DE EXAME DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO

Nome do Programa: **Mestrado Profissional em Automação e Controle de Processos**

Nome do(a) Aluno(a): **Radamés Toth Garcia**

Nome do Orientador: **Prof. Dr. Eduardo Alves da Costa**

Nome do Co-orientador: **Prof. Dr. Alexandre Brincalpe Campo**

Título do Trabalho: **"Controlador de corrente em malha fechada com circuito em ponte H para mancal magnético"**

Abaixo o resultado de cada participante da Banca Examinadora

Nome completo dos Participantes Titulares da Banca	Sigla da Instituição	Aprovado / Não Aprovado
Prof. Dr. Eduardo Alves da Costa – Orientador	IFSP – SPO	APROVADO
Prof. Dr. Alexandre Simião Caporali – Membro Interno	IFSP – SPO	NÃO APROVADO
Prof. Dr. Thomas Edson Filgueiras Filho – Membro Externo	IFSP – SPO	APROVADO
Nome completo dos Participantes Suplentes da Banca	Sigla da Instituição	Aprovado / Não Aprovado
Prof. Dr. Carlos Frajuca – Membro Interno	IFSP – SPO	
Prof. Dra. Jussara Pimenta Matos – Membro Externo	IFSP – GRU	

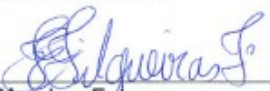
Considerando-o: ☒ APROVADO
☐ NÃO APROVADO

Assinaturas

São Paulo, 25 de abril de 2017


Presidente da Banca


Membro Interno


Membro Externo

Observações:

Tem um prazo de um mês para apresentar novo texto com as sugestões da banca.

AGRADECIMENTOS

À DEUS.

Aos professores que ministraram as aulas do curso de Mestrado Profissional no IFSP. Os ensinamentos e orientações durante o curso agregaram conhecimentos tanto na vida acadêmica quanto na profissional e pessoal.

Em especial aos professores Alexandre Brincalepe Campo, Eduardo Alves da Costa, Alexandre Simião Caporali pelo apoio no desenvolvimento da pesquisa.

A minha Mãe Aurea Toth, às minhas Irmãs Georgia Toth Garcia e Thais Toth Garcia pelo apoio aos estudos.

Aos Familiares: Maria do Carmo, Osvaldo Rogério, Guilherme, Sâmea, Fernanda, João e Maria Aparecida que souberam apoiar e compreender a ausência durante a execução deste trabalho.

Aos Amigos: Felipe, José Roberto, Renato Falango, Samuel, Reginaldo, Julio Lucchi, Flavio, Paulo, Fabio, Maria Fernanda, Henrique, Éverton, Ana Paula Andreassi e Vanda, que dedicaram sua atenção, além do conhecimento e contribuíram para momentos essenciais de descontração durante a elaboração deste trabalho.

Aos amigos da Universidade São Judas Tadeu (USJT), pelo apoio e contribuição em momentos essenciais durante a execução deste trabalho.

À todos os colegas da turma do mestrado de 2011, pela união e tranquilidade durante o cumprimento dos créditos necessários para este título.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnológica de São Paulo (IFSP), que acreditou e proporcionou a execução deste trabalho.

À todos que participaram diretamente e indiretamente na execução deste trabalho.

*“Se enxerguei mais longe é porque
me apoiei em ombros de gigantes.”*

Sir. Issac Newton

RESUMO

Os mancais magnéticos ativos poderão ser empregados em sistemas onde não é desejado o contato mecânico entre eixo e base. Para realizar a centralização entre eixo e base, evitando o atrito entre as partes, para que isto ocorra é necessário que um controlador de posição verifique o estado atual, este por sua vez aciona a bobina através de um controlador de corrente que irá magnetizar a bobina com a corrente necessária e centralizar o eixo em relação a base.

O controle de corrente de um mancal magnético ativo precisa ser executado por um sistema em malha fechada que pertence a uma configuração em cascata, sendo que a variável secundária a ser controlada é a corrente do driver do mancal e a variável principal é a posição do entreferro. As especificações de projeto da malha de corrente são impostas de modo a considerar as perturbações presentes na malha externa. Este trabalho descreve a utilização de um microcontrolador (ATMEL) na malha de controle de corrente do sistema, permitindo a atuação e compensação em tempo real, controlando um circuito chaveado na configuração ponte H através de um controlador digital.

Palavras chaves: driver de corrente, driver de corrente para mancal magnético, mancal magnetico ativo, controle de corrente.

ABSTRACT

The active magnetic bearings can be used in systems where it is not desired mechanical contact between shaft and base. To accomplish the centralization between shaft and base, avoiding friction between the parties, for this to occur is necessary for a controller position, check the current state, this in turn triggers the coil by a current controller which will magnetize the coil with the necessary current and center the axle in relation to the base.

The current control of an active magnetic bearing must be performed by a closed loop system in a cascade configuration, and where the secondary variable to be controlled is the current driver of the bearing and the main variable is the gap. The design specifications of the current loop are imposed in order to consider the disturbances present in the outer loop. This work describes the use of a microprocessor (ATMEL) in the loop current control system, allowing the performance and compensation in real time by controlling a circuit switched configuration H bridge through a digital controller.

Key-words: current driver, active magnetic bearing power drive, magnetic bearing, current control.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS

LISTA DE TABELAS

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

LISTA DE SÍMBOLOS

1. INTRODUÇÃO.....	13
1.1 MANCAIS MAGNÉTICOS	14
1.2 TIPOS DE MANCAIS MAGNÉTICOS	15
1.3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA.....	16
1.4 JUSTIFICATIVA	17
1.5 OBJETIVO	17
1.5.1 <i>Objetivo</i>	17
1.5.2 <i>Objetivos específicos</i>	18
1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO	18
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
3. MATERIAIS E MÉTODOS.....	21
3.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	21
3.2 MÉTODOS.....	21
3.3 METODOLOGIA.....	21
4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA.....	23
5. O CONTROLE.....	25
5.1 <i>A modulação por largura de pulso</i>	25
6. PROJETO DO DRIVER PROPOSTO	27
6.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS.....	27
6.2 ESTRUTURA DO CONTROLADOR PROPOSTO	27
6.2.1 <i>O circuito</i>	27
6.2.2 <i>Dimensionamento do shunt</i>	28
6.2.3 <i>Calculando a potência dissipada</i>	29
6.2.4 <i>Dimensionamento do Amplificador Diferencial</i>	31
6.2.5 <i>Dimensionamento do Transistor</i>	32
6.2.6 <i>Dimensionamento do dissipador de calor</i>	35
6.2.7 <i>Especificação do driver</i>	36

6.2.8	<i>Dimensionamento do microcontrolador</i>	38
6.2.9	<i>Determinação da função de transferência da planta</i>	40
6.2.9.1	<i>Controlador PI</i>	42
6.3	PLACA DE CONTROLE	44
6.3.1	<i>Montagem da placa de controle</i>	44
6.3.2	<i>Descrição do acionamento da ponte H</i>	45
6.4	DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO DO PROGRAMA.....	46
6.4.1	<i>Desenvolvimento do software de controle do sistema</i>	48
7.	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	49
7.1	SIMULAÇÃO NO PROTEUS.....	49
7.2	SIMULAÇÃO NO MATLAB-SIMULINK®.....	51
7.3	TESTE NA BANCADA.....	52
7.4	RESULTADOS	56
8.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	58
9.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	60
	APÊNDICE A: ESQUEMA ELÉTRICO	63
	APÊNDICE B: APROXIMAÇÃO CONTÍNUO/DIGITAL.....	64
	APÊNDICE C: DESENHO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	65
	APÊNDICE D: CÓDIGO FONTE	66
	ANEXO I: FOLHA DE DADOS DO MOSFET	69
	ANEXO II: FOLHA DE DADOS DO DISSIPADOR.....	70
	ANEXO III: FOLHA DE DADOS DO DRIVER IR2110	71
	ANEXO IV: DESCRIÇÃO DOS PINOS DO DRIVER IR2110	72
	ANEXO V: DADOS DO DRIVER IR2110.....	73
	ANEXO VI: DADOS DO MICROCONTROLADOR.....	74
	ANEXO VII: DADOS DA BOBINA.....	75

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Mancal mecânico	13
Figura 2: Mancal magnético	13
Figura 3: Motor mancal magnético	15
Figura 4: Motor com mancal magnético.....	16
Figura 5: Diagrama de forças de um mancal	16
Figura 6: Diagrama em blocos de um mancal magnético completo.....	23
Figura 7: PWM (<i>Pulse-Width Modulation</i>)	26
Figura 8: Circuito de potência acoplado ao shunt e amplificador	28
Figura 9: Circuito equivalente elétrico para circuito térmico.....	33
Figura 10: Ligações entre o driver IR2110 e um conversor.	37
Figura 11: Diagrama interno do <i>driver</i>	38
Figura 12: Pinos do microcontrolador	39
Figura 13: Microcontrolador e periféricos.....	39
Figura 14 : Modelo físico da bobina.....	40
Figura 15: Representação da função de transferência	41
Figura 16: Sistema completo	42
Figura 17: Resposta ao degrau em malha aberta	43
Figura 18: Placa montada	45
Figura 19: Acionamento da ponte H	46
Figura 20: Fluxograma	47
Figura 21: PWM atuando no nível mínimo Canal A e Canal B	49
Figura 22: PWM atuando no nível máximo Canal A e Canal B	49
Figura 23: Simulação do microcontrolador	50
Figura 24: Diagrama em blocos do sistema em malha aberta	51
Figura 25: Simulação no Simulink em malha aberta.....	51
Figura 26: Diagrama em blocos do sistema em malha fechada	52
Figura 27: Simulação no Simulink em malha fechada	52
Figura 28: Simulação em malha aberta	53
Figura 29: Simulação em malha fechada.....	53
Figura 30: Sistema em regime em 1A e degrau de 0,8A em malha fechada.....	54
Figura 31: Sinal com frequência de 1Hz	54

Figura 32: Sinal com frequência de 10Hz	55
Figura 33: Sinal com frequência de 15Hz	55
Figura 34: Sinal com frequência de 100Hz	56
Figura 35: Diagrama de bode	56
Figura 36: Esquema Elétrico	63
Figura 37: Desenho da placa de circuito impresso	65
Figura 38: Folha de dados do MOSFET	69
Figura 39: Folha de dados do dissipador	70
Figura 40: Folha de dados do driver IR2110	71
Figura 41: Dados do microcontrolador	74
Figura 42: Dados da bobina	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Parâmetros da bobina.....	40
Tabela 2: Controladores.....	43
Tabela 3: Descrição dos pinos do driver IR2110	72
Tabela 4: Dados do driver IR2110	73

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de Efeito de Campo Metal Óxido Semicondutor
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> – modulação por largura de pulso
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
Driver	Circuito de comando
dV/dt	Derivada da tensão em relação ao tempo
Off-set	Compensação
TURN-ON TIME	Tempo Ligado
TURN-OFF TIME	Tempo Desligado
THD	Total Harmonic Distortion – Distorção Harmônica Total
Set Point	Ponto ajustado, Valor de referência
LCD	Liquid Crystal Display – tela de cristal líquido
AD/DA	Analógico Digital/Digital Analógico
FPGA	Arranjo de portas programável em campo

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampère
V	Volt
L	Indutância
R	Resistência
V_{dc}	Volt Contínuo
F_r	Força Radial
F_a	Força Axial
M_b	Momento Fletor

1. INTRODUÇÃO

Mancais magnéticos operam sem contato mecânico entre os componentes que possuem movimento relativo, o rotor e o estator. Seu princípio de funcionamento baseia-se em forças de campo magnético que controladas em malha fechada, fazem levitar o rotor no centro do estator. Estes mancais permitem operação com velocidades de rotação de 10.000 à 100.000rpm, uma vez que não apresentam perdas por atrito. Devido a uma folga maior entre as partes, comparada à folga dos mancais de filme fluido, os mancais magnéticos podem ser utilizados em máquinas para a usinagem com velocidades de corte de 100.000rpm (STOETERAU, 1999).

Na Figura 1 é apresentado um mancal mecânico convencional, composto de base e rolamento.



Figura 1: Mancal mecânico

Os mancais mecânicos apresentam limitação de velocidade e potência devido suas características construtivas (CHIBA *et al*, 1994).

Na figura 2 é apresentado um mancal magnético composto por uma base externa, cinco bobinas e uma base central para ser fixada ao eixo do motor.

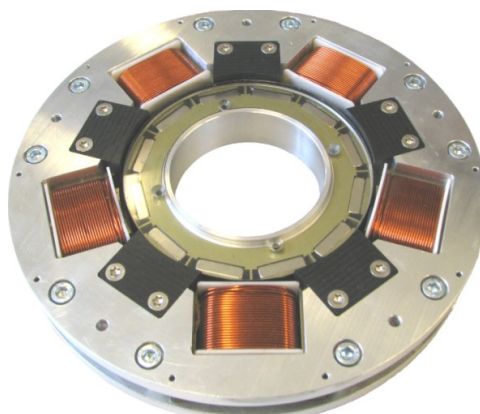


Figura 2: Mancal magnético

O acionamento e controle da corrente nesses mancais podem ser realizados por meio de controladores analógicos ou controladores digitais, sendo que neste trabalho utilizou-se um controlador digital que aciona uma ponte H através da modulação por largura de pulso PWM (*Pulse Width Modulation*), desta forma a corrente de pico nas bobinas de indução serão menores pois a corrente será controlada de acordo com o necessário para centralizar o eixo na posição desejada.

Este trabalho apresenta a implementação de um sistema de controle de corrente em ponte H utilizando um microcontrolador com saídas PWM e um controlador PI embarcado que realiza o controle de corrente.

1.1 MANCAIS MAGNÉTICOS

O mancal magnético é um dispositivo que mantém a base (estator) equidistante do rotor evitando contato entre os mesmos de forma a permitir a rotação de um eixo (rotor) sem nenhum contato mecânico com qualquer outra peça fixa (estator). Sua principal aplicação é na substituição dos mancais mecânicos onde se necessitam rotações acima de 10.000rpm.

Os mancais magnéticos são constituídos por dois componentes básicos, o mancal como componente eletromecânico e o sistema de controle. Na operação do mancal os sensores de posição medem e monitoram a distância entre o rotor e o estator. Quando é detectada uma variação nesta distância, o sistema de controle gera um sinal correspondente a esta variação, que alterará as forças eletromagnéticas sobre o rotor de modo a colocá-lo novamente na posição de equilíbrio no centro do mancal. Este monitoramento acontece tanto na direção radial quanto na direção axial do cabeçote (STOETERAU, 1999).

Esta configuração permite a operação do rotor em altas velocidades de rotação e em locais que não admitem o emprego de lubrificantes. Os mancais magnéticos podem ser empregados nas seguintes áreas:

- **INDUSTRIAL:** Motores de alta rotação, motores com manutenção restrita nos mancais mecânicos;
- **BIOENGENHARIA:** Bombas de sangue, corações artificiais;
- **AEROESPACIAL:** Giroscópios de satélites artificiais;

- **CENTRÍFUGAS:** Centrais Elétricas Nucleares;
- **SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO CINÉTICO DE ENERGIA:** Fly-wheel.

1.2 TIPOS DE MANCAIS MAGNÉTICOS

Os mancais magnéticos podem ser classificados em dois tipos principais: mancais passivos e mancais ativamente controlados (GOMES, 2007).

Os mancais passivos se subdividem em duas classes principais: os que empregam ímãs permanentes, no qual as forças geradas de posicionamento não podem estabilizar o rotor em todos os graus de liberdade e os que utilizam a propriedade diamagnética dos materiais supercondutores, que possuem a vantagem de serem intrinsecamente estáveis (GOMES, 2007).

Os mancais ativamente controlados necessitam de algum tipo de realimentação de sinais eletrônicos para operar. Sensores de posição obtêm a posição atual do rotor, que é comparado com um valor de referência com relação ao entreferro. O processamento do sinal de erro irá ajustar a intensidade da corrente fluindo no enrolamento de um eletroímã de posicionamento. A Figura 3 mostra um motor mancal magnético acoplado em corte (GOMES, 2007).

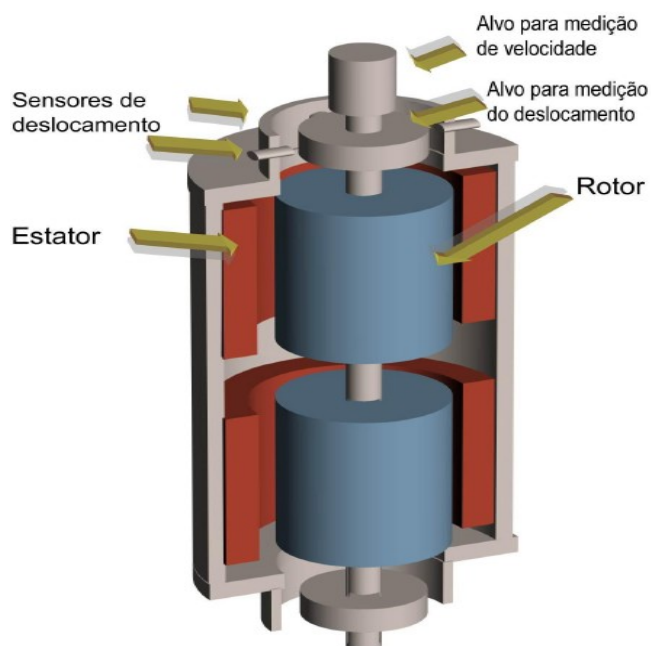


Figura 3: Motor mancal magnético

Pode-se encontrar um motor com mancal magnético, o mesmo diferencia-se de um motor mancal pois o mancal não está acoplado a base do motor, para o motor com mancal são utilizadas duas bases para mancal uma para cada extremidade do eixo conforme ilustrado na figura 4.

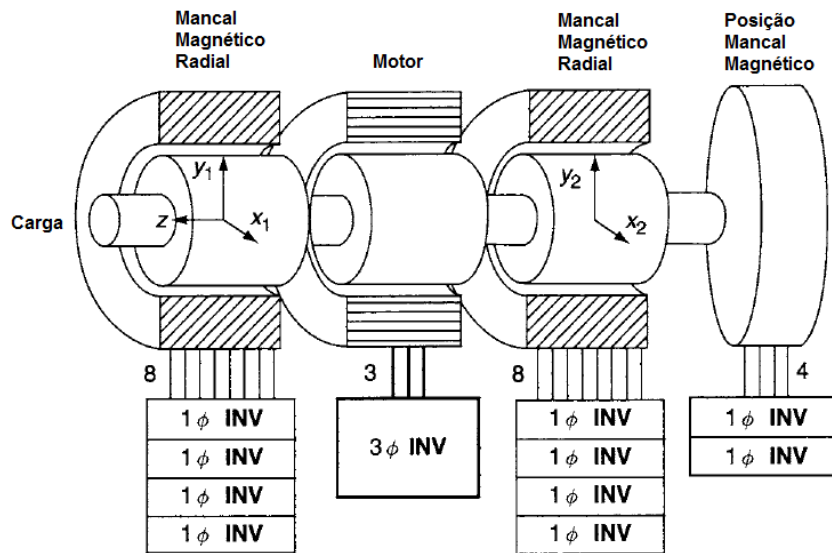


Figura 4: Motor com mancal magnético

1.3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

A Figura 5 expressa o diagrama de forças e momentos à que um mancal está submetido, sendo: forças radiais F_r , a forças axiais F_a e momentos fletores M_b (FERREIRA, 2006).

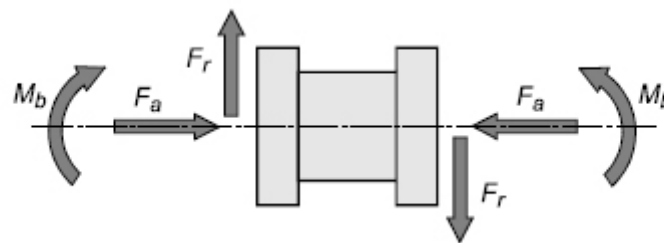


Figura 5: Diagrama de forças de um mancal

O mancal exposto na Figura 5 detalha as forças Axiais e Radiais em um mancal, porém, para o sistema proposto será necessário apenas o controle das forças radiais do

sistema. Para obter o controle das forças axiais seria necessário inserir mais um circuito de controle e um conjunto de bobinas para realizar o controle de forças axiais.

O controlador de corrente em conjunto com o controlador de posição, são os responsáveis por centralizar o eixo do motor fazendo-o levitar de forma a não gerar contatos mecânicos com o mancal (GARCIA *et al*, 2012).

1.4 JUSTIFICATIVA

O projeto consiste no desenvolvimento de um sistema de controle de corrente em ponte H, para aplicação em diversos tipos de sistemas de controle de posicionamento em circuitos eletromagnéticos onde seja necessário controlar a variável corrente.

Atualmente não existem *driver's* de corrente prontos. Desta forma, todo trabalho que necessita a utilização de um sistema de controle de corrente em ponte H, obriga ao desenvolvedor do projeto dispende horas desenvolvendo um sistema de controle de corrente. Com o *driver* aqui desenvolvido será possível facilitar os estudos e desenvolvimentos de trabalhos que utilizam-se de mancais magnéticos, pois o usuário será capaz de obter um foco maior na sua pesquisa que na maioria das vezes não é o driver de corrente.

A ideia de desenvolver um driver de corrente surgiu com a apresentação de um mancal onde era necessário aplicar um driver com tensão em torno de 170Vdc, porém, com os circuitos integrados disponíveis no mercado, não era possível operar com tensões superiores à 60Vdc. Com este driver de corrente será possível trabalhar com tensões acima de 60Vdc, reduzindo assim altas correntes para atuar no driver e aumentando o tempo de resposta do sistema.

1.5 OBJETIVO

1.5.1 *Objetivo*

Desenvolver um driver de corrente para mancais magnéticos baseado em um sistema de controle de corrente utilizando ponte H.

1.5.2 *Objetivos específicos*

Objetivo deste trabalho é o estudo dos aspectos teóricos e práticos da aplicação da teoria de controle, em um sistema de controle de corrente destinado a controlar mancais magnéticos.

Objetivo deste trabalho é o estudo dos aspectos teóricos e práticos da aplicação da teoria de controle, em um sistema de controle de corrente destinado a controlar mancais magnéticos.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho apresenta a implementação do sistema de controle de corrente em ponte H, utilizando a modulação por largura de pulso PWM onde, com variação da largura de pulso, controla-se a corrente do *driver* por um algoritmo de controle PI implementado num microcontrolador. O *driver* para mancal apresentado neste trabalho foi desenvolvido para controlar mancais magnéticos ativos.

No capítulo 3 apresenta-se os materiais, métodos e a metodologia utilizada no trabalho. O capítulo 4 apresenta a descrição do sistema e uma breve explanação sobre os graus de liberdade, microcontrolador, driver e controlador. O capítulo 5 apresenta a importância do controle PI e a modulação PWM. O capítulo 6 aborda os princípios envolvidos na concepção do projeto, dimensionamento do sistema de controle, transistor, *shunt*, dissipador, *driver* e microcontrolador. No capítulo 7 são apresentados os resultados de simulações no Proteus® com a implementação virtual do sistema de controle utilizando o microcontrolador, simulações com MATLAB-SIMULINK® e testes em bancada. O capítulo 8 apresenta a conclusão e sugestões para trabalhos futuros.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta as referências utilizadas no desenvolvimento deste trabalho, métodos e fatores relevantes.

KEITH *et al* (1990) apresenta algumas limitações e configurações de amplificadores de potência utilizados em mancais magnéticos.

Salazar (1994) apresentou um sistema de controle analógico para a estabilização da posição radial e velocidade de um motor-mancal, esta técnica utiliza controladores PI onde não existe um algoritmo de controle para tomadas de decisões dinâmicas. Os resultados de simulação do protótipo atenderam às expectativas.

Santisteban (2000) implementou um sistema de controle digital utilizando um microcomputador de uso pessoal. No trabalho, apresentado por David (2000), são utilizados os métodos de levitação do rotor por motores-mancais radiais magnéticos e mancal axial supercondutor.

Gomes (2007) apresentou um motor mancal com dois controladores PID, que são utilizados para a estabilização em cada extremidade do rotor, sendo um para cada eixo ortogonal de controle. Elaborou-se um modelo matemático e com base neste, estudou-se o comportamento dinâmico através de simulações para diversas velocidades de operação do rotor. Observou-se que para cada velocidade se faz necessário o ajuste dos valores do controlador PID, aplicou-se também um controle adaptativo programado para melhor desempenho.

Costa (2009) apresenta o controle da levitação do mancal magnético, realizado por meio de um controlador digital PID com placas conversoras AD/DA e algoritmo de controle implementado em hardware FPGA. Utilizando-se de um modelo do sistema os controladores são sintonizados de forma a atender os requisitos de estabilidade e rejeição de perturbações. Os resultados experimentais com o protótipo mostram que o sistema em malha fechada é estável e apresenta uma resposta transitória satisfatória.

Tambara (2010) apresentou um inversor de tensão em ponte completa monofásico, composto por interruptores eletrônicos, utilizado para o acionamento de plantas elétricas e eletromecânicas. Um processador digital de sinais é utilizado para controle e geração de sinais com modulação por largura de pulso sendo capaz de gerar formas de ondas senoidais com frequência máxima de 2 KHz, com potência nominal de 1KVA, este inversor opera em uma frequência de comutação de 50KHz. Para o controle

foi utilizado um controlador adaptativo robusto por modelo de referência projetado e implementado para ajuste da tensão de saída do inversor.

Mello (2011) implementou o controle de um mancal magnético utilizando um controlador PID com apenas um grau de liberdade, com um circuito magnético híbrido do tipo atração e o algoritmo de controle de potência nula (ZPC – “*Zero Power Control*”), proporcionando assim um código simples e pequeno, sem comprometer a robustez do sistema de controle.

Oliveira *et al* (2012) apresentaram o projeto de um mancal magnético, utilizando para o desenvolvimento dos eletro-imãs o método dos elementos finitos, e implementaram um controlador liga desliga para realizar o controle de corrente e um controlador PD para realizar o controle de posição.

Ren & Fang (2012) apresentaram um sistema de medição de corrente, utilizando um resistor em série com a carga de um driver de corrente em ponte H, para o ensaio foi utilizado um mancal magnético, este sistema de medição de corrente proporciona baixo custo de implementação, aumenta a precisão, reduz o ruído, aumenta o desempenho para a medição de corrente e facilita a implementação do programa em um microprocessador.

CHEN & HOFFMAN (2012) utilizaram um controlador PI para realizar o controle da corrente e um controlador PID para realizar o controle de posição no mancal magnético desenvolvido.

Outras referências de grande importância utilizadas no desenvolvimento desta dissertação estão contidas em (CHIBA *et al*, 2005 e SCHWEITZER & MASLEN, 2009), estes apresentam técnicas de controle de mancais magnéticos *bearingless*, sistemas de modelagem, sistemas de controle, aplicações em motores de indução, de relutância, de imãs permanentes e de pólo consequente.

3. MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentadas as ferramentas que serão utilizadas no experimento prático, para realizar o teste do algoritmo com o controle PI implementado no protótipo. Para isto, será utilizado o osciloscópio e um gerador de sinais.

3.1 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Para realizar o registro de dados testados em bancadas utiliza-se um osciloscópio Fluke MODELO 199B, este possui 200MHz, dois canais, comunicação via interface óptica e para simular a entrada senoidal utiliza-se um gerador de funções Tektronix modelo CFG253, este permite o ajuste de amplitude, forma de onda e frequência necessária para a realização dos testes no protótipo.

3.2 MÉTODO

Para capturar os sinais do protótipo o osciloscópio foi ajustado com escala de tempo em 20ms/div e escala de tensão 1/div, com este ajuste foi possível observar verificar os sinais com amostragem adequada.

Para aplicar o sinal senoidal o gerador de funções foi ajustado com frequência de 1Hz e 1volt de amplitude, após este ensaio o gerador foi ajustado para as demais frequências 10Hz, 15Hz e 100Hz, sempre mantendo a amplitude de saída em 1volt.

3.3 METODOLOGIA

Utiliza-se um controlador PI em malha fechada para realizar o controle do sistema. O controle foi desenvolvido em uma placa de controle onde é possível ajustar, os ganhos do controlador de acordo com a necessidade do sistema a ser controlado no algoritmo de controle. Como o projeto trata de um *driver* que poderá ser utilizado para diversas aplicações, os valores atribuídos aos ganhos do controlador PI, funciona adequadamente para o mancal citado neste trabalho, para a utilização deste *driver* em outro tipo de mancal onde seja necessário realizar alguma modificação nos parâmetros do controlador, isto o tornará muito flexível para ajustes, desta forma será possível que o projetista ajuste os ganhos do controlador para um outro mancal via software, melhorando o desempenho do *driver* para o mancal escolhido.

Utilizando um controlador para cada eixo, será mais prático analisar e ajustar os parâmetros e melhorar as características da resposta, desta forma o sistema será totalmente independente para cada eixo e a performance de um eixo não dependerá do outro.

4. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O sistema, onde o *driver* pode ser utilizado para controlar a corrente, pode apresentar um grau de liberdade, dois graus de liberdade ou três graus de liberdade, portanto a planta a ser controlada torna-se mais complexa. Visualizando a Figura 6 é possível compreender melhor um sistema de controle de mancal magnético com dois graus de liberdade, controle de corrente, controle de posição e assim verificar as dificuldades de controle. Para facilitar o desenvolvimento, o sistema foi desmembrado em blocos e desta forma o microcontrolador trabalha com uma performance melhor, pois o mesmo irá gerar os sinais PWM, realizar leituras de corrente e, ao mesmo tempo, executar o algoritmo de controle de corrente do eixo.

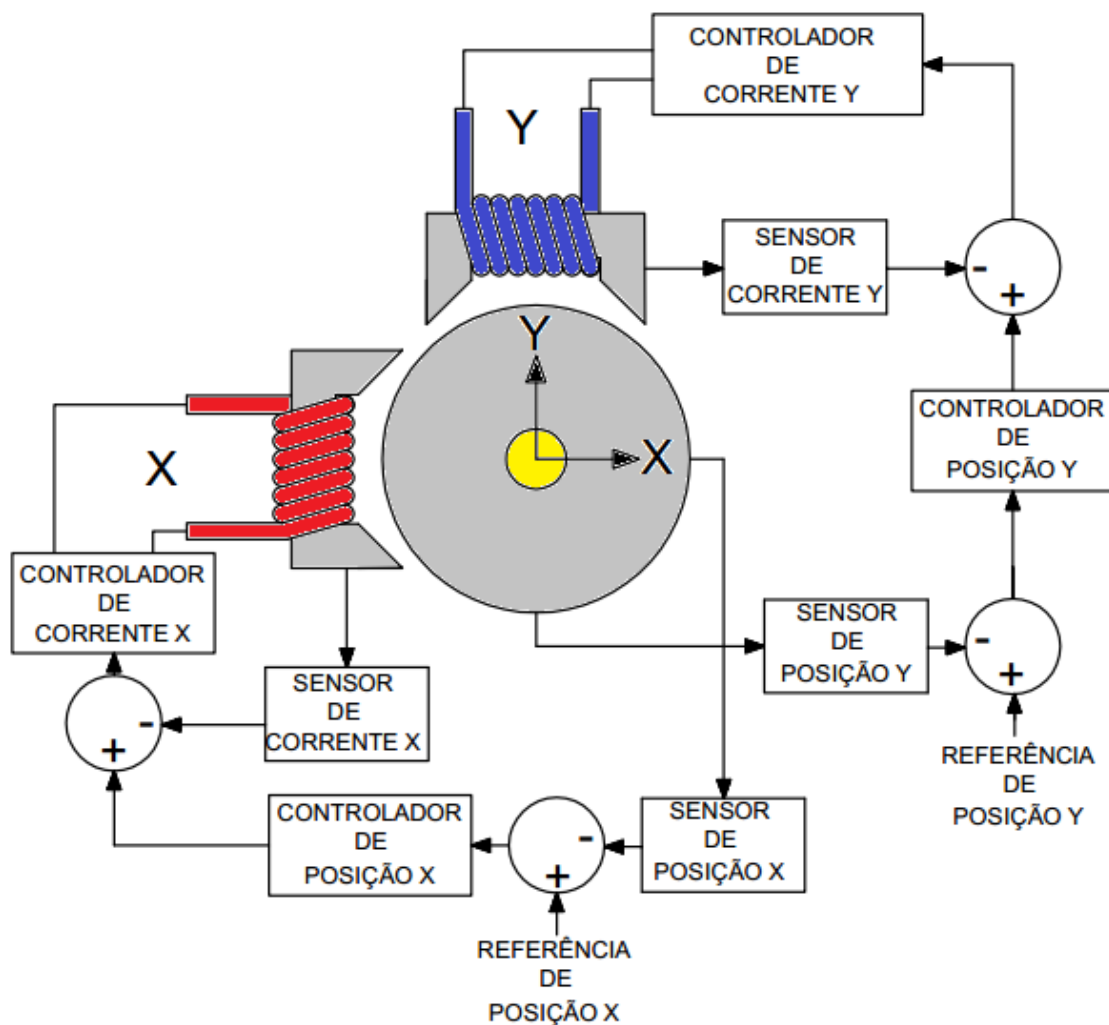


Figura 6: Diagrama em blocos de um mancal magnético completo

Com o sistema desmembrado em dois blocos, será necessário utilizar um *driver* de corrente para cada eixo, desta forma o controle total do sistema fica mais simples de administrar e reduzir a possibilidade de erros por falta de velocidade de processamento ou por alguma interrupção gerada indevidamente por falta de desempenho, além de colaborar com futuros trabalhos onde seja necessário utilizar um *driver* simples para controlar apenas um eixo ou onde for necessário incrementar um 3º eixo.

5. O CONTROLE

A utilidade dos controles reside na sua aplicabilidade geral a muitos dos sistemas. Para este sistema utiliza-se o controlador PI com ganhos fixos de acordo com o modelo de carga proposto. O sistema de controle é implementado de forma digital, o que possibilita o ajuste dos ganhos conforme a necessidade.

O projeto do controlador se baseou no modelo de carga proposto por Oliveira *et al* (2012) desenvolvido a partir da modelagem matemática da dinâmica do circuito elétrico RL (eletroímãs). Para esta simulação foi utilizado o software MATLAB onde se obteve a resposta transitória e de regime do sistema.

O controle de corrente do sistema é realizado utilizando-se um *driver* para cada eixo ortogonal de controle. Com esta forma mais simplificada de controle de corrente despreza-se o acoplamento entre os dois sistemas e considera-se a atuação de um controle de corrente em cada eixo ortogonal como sendo independente.

Quando se tem um modelo matemático do processo, é possível aplicar várias técnicas visando à determinação dos parâmetros do controlador que atendam às especificações de regime transitório e estacionário do sistema em malha fechada.

5.1 A modulação por largura de pulso

O PWM (**P**ulse-**W**idth **M**odulation) Modulação por largura de pulso de um sinal ou em fontes de alimentação envolve a modulação de sua razão cíclica $T=(t_{on}+t_{off})$ para transportar qualquer informação sobre um canal de comunicação ou controlar o valor da alimentação entregue a carga. Visualizando a Figura 7 facilita o entendimento de um sinal *PWM*.

Os tiristores ou transistores de potência são ligados ou bloqueados de modo a obter na saída o valor de tensão desejada. Como fazer para aplicar uma tensão de 50% do valor de entrada ser aplicado à carga? Uma ideia é fazer com que a chave seja aberta e fechada rapidamente de modo a ficar 50% do tempo aberta (t_{off}) e 50% do tempo fechada (t_{on}). Isso significa que a carga estará 50% do tempo com corrente e 50% do tempo sem corrente (BARBI, 2001).

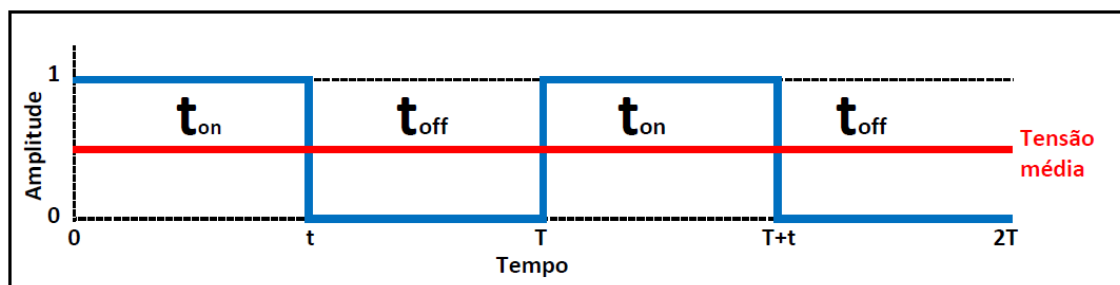


Figura 7: PWM (*Pulse-Width Modulation*)

Portanto neste caso a carga recebe 50% da tensão de entrada ou a tensão média. Observe que o t_{on} define uma largura de pulso pelo tempo em que ele fica nesta condição e um intervalo entre pulsos pelo tempo em que ele fica aberto t_{off} . Os dois tempos juntos definem o período e, portanto, uma frequência de controle. A relação entre o tempo em que temos o pulso e a duração de um ciclo completo de operação do interruptor define ainda o ciclo de trabalho.

Variando-se a largura do pulso e também o intervalo de modo a termos ciclos ativos diferentes, podemos controlar a potência média aplicada a uma carga. Assim, quando a largura do pulso varia de zero até o máximo, a potência também varia na mesma proporção.

Este princípio é usado justamente no controle PWM: modula-se (varia-se) a largura do pulso de modo a controlar o ciclo ativo do sinal aplicado a uma carga e, com isso, a potência aplicada a ela (BARBI, 2001).

6. PROJETO DO DRIVER PROPOSTO

6.1 CONSIDERAÇÕES GERAIS

Este capítulo descreve o projeto do hardware de potência e controle, onde será apresentado o projeto e análise dos elementos que compõem o controlador tais como: dimensionamento do *shunt* para medir corrente, dimensionamento do circuito amplificador, dimensionamento dos transistores para a ponte H, dimensionamento de dissipador de calor, especificação do *driver* para os transistores da ponte H. Também é abordado o microcontrolador ATMEL que realizará a medição de corrente e atuação nos transistores da ponte H.

6.2 ESTRUTURA DO CONTROLADOR PROPOSTO

O apêndice A apresenta o diagrama esquemático do hardware de potência e controle projetado, o circuito é formado por um microcontrolador onde foi programado e desenvolvido o controle PI, um driver condicionador de sinais, um driver de potência, a Ponte H, um circuito *shunt* para medir corrente e um circuito de amplificação de corrente.

6.2.1 O circuito

Visualiza-se na Figura 8 o circuito ponte H integrado com o shunt para medição de corrente e incluindo o Amplificador diferencial clássico para realizar a amplificação do sinal gerado sobre o *shunt* resistivo.

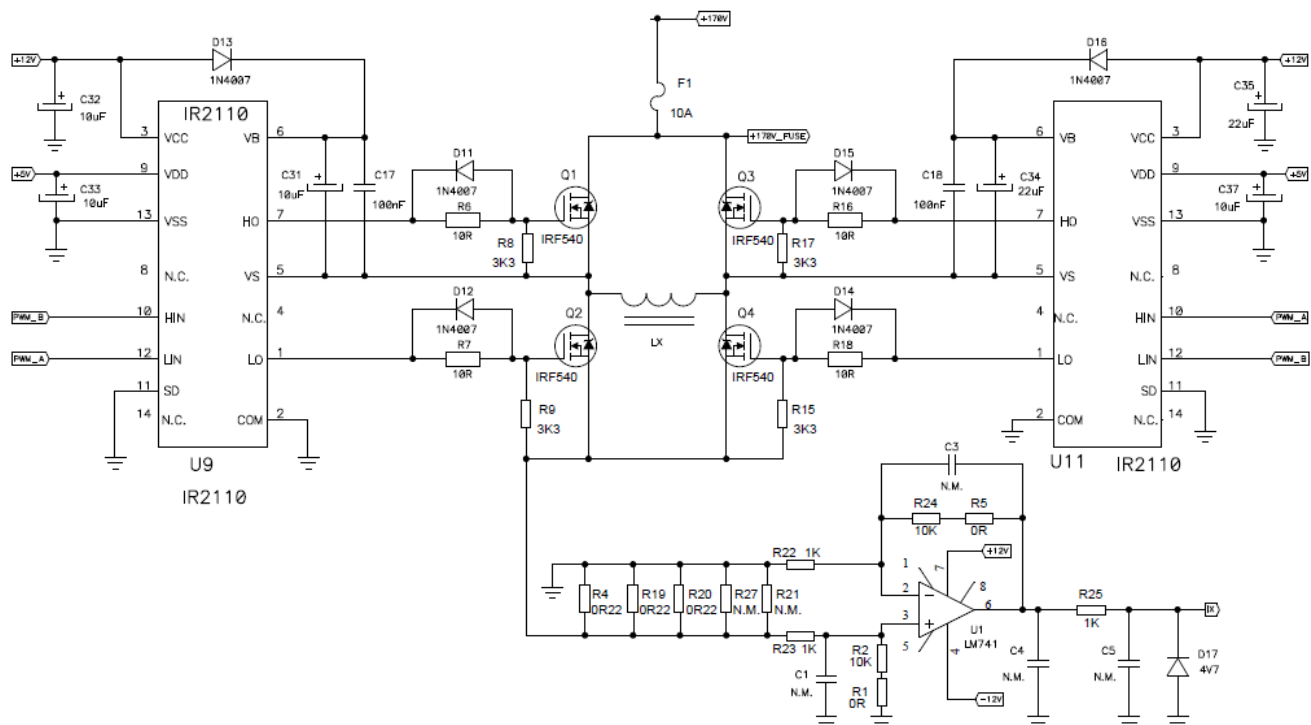


Figura 8: Circuito de potência acoplado ao shunt e amplificador

O circuito possui quatro transistores de potência sendo Q1, Q2, Q3, Q4, dois driver's IR2110 para acionar os transistores, três resistores de shunt sendo R4, R19 e R20 e um amplificador operacional U1.

6.2.2 Dimensionamento do Shunt

Como foram determinados os parâmetros de corrente máxima na bobina no dimensionamento do mancral proposto por (OLIVEIRA *et al*, 2012), sendo $I_{\text{máx}} = 5 \text{ A}$, adota-se para o cálculo um $I_{\text{máx}} = 7 \text{ A}$ para obter uma tolerância em caso de sobrecorrente. Como a corrente que atravessa o Shunt será amplificada pelo amplificador diferencial e enviada à entrada do microcontrolador, que possui limitação de tensão de entrada em 5V, desta forma adota-se como tensão máxima na saída do amplificador operacional 5V, obtendo este fator limitante e ajustando o ganho do amplificador operacional para dez vezes o valor de entrada, é necessário então considerar uma tensão de 0,5V sobre os resistores de shunt, reduzindo assim o tamanho

dos resistores de shunt devido a baixa dissipação de potência, permitindo a utilização de resistores com menor tolerâncias.

Calculando a resistência do shunt: Utilizando a 1ª Lei de OHM R_{shunt} = resistência do shunt, V_{shunt} = tensão gerada com a passagem da corrente e I_{shunt} = corrente a ser medida. Calculando a equação (1) :

$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{I_{shunt}} \quad (1)$$

Substituindo os valores que necessitam ser dimensionados na equação (1), obtém-se:

$$R_{shunt} = \frac{0,5V}{7A}$$

$$R_{shunt} = 0,071\Omega$$

Para adequar o resistor dentro de valores comerciais de mercado, utilizam-se três resistores de $0,22\Omega$ em paralelo, o que resulta em uma nova resistência de shunt:

$$R_{shunt} = \frac{0,22}{3} \quad (2)$$

Calculando a equação (2) obtém-se:

$$R_{shunt} = 0,0733\Omega$$

6.2.3 *Calculando a potência dissipada:*

Sabendo que:

$$P=V.I \quad (3)$$

e sabendo que:

$$V=R.I, \quad (4)$$

a resistência e corrente é sabida então substitui-se a equação (4) na equação (3) e obtém-se:

$$P=(R.I).I \quad (5)$$

Simplificando obtém-se:

$$P=R.I^2$$

Desta forma P_{shunt} = Potência do Shunt. Substituindo os valores na equação (5):

$$P_{shunt} = 0,0733.7^2$$

Calculando a equação (5) obtém-se:

$$P_{shunt} = 3,59W$$

O sistema é composto por 3 resistores de $0,22\Omega$ logo a potência de cada resistor é dada por:

$$P_{shunt_{r1}} = \frac{P_{shunt}}{3} \quad (6)$$

substituindo o valor da equação (5) na equação (6):

$$P_{shunt_{r1}} = \frac{3,59W}{3}$$

Calculando a potência dissipada obtém-se :

$$P_{shunt_{r1}} = 1,19W$$

6.2.4 *Dimensionamento do Amplificador Diferencial*

Para dimensionar o amplificador diferencial foi utilizada a equação abaixo para determinação do ganho do amplificador diferencial (SEDRA, 2000).

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} \cdot (V_2 - V_1) \quad (7)$$

Sendo a tensão $V_2 = V_{\text{shunt}}$, $V_1 = 0$ e $V_s = 5\text{V}$, substituindo os valores na equação (7):

$$5 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (0,5 - 0)$$

Calculando:

$$\frac{R_2}{R_1} = 10$$

Logo:

$$R_2 = 10 \cdot R_1 \quad (8)$$

Para evitar circulação de alta corrente pela malha de realimentação utiliza-se $R_1 = 1\text{K}\Omega$.

Substituindo o valor de R_1 na equação (8) obtém-se:

$$R_2 = 10 \cdot 1000$$

Portanto:

$$R_2 = 10K\Omega$$

(9)

Substituindo os valores de R_2 , R_1 e V_2 na equação (7):

$$V_s = \frac{10000}{1000} \cdot (0,5 - 0)$$

Logo:

$$V_s = 5V$$

Neste ponto foi determinado apenas a amplificação do sinal, pois a filtragem será prevista no software do sistema.

6.2.5 Dimensionamento do Transistor

Para o dimensionamento do transistor MOSFET é necessário realizar algumas considerações tais como corrente máxima prevista no sistema $I_{M\acute{A}X} = 7 \text{ A}$ (SEDRA, 2000).

$$P_{dissipada} = I^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (10)$$

Substituindo os valores da corrente e do $R_{DS(on)}$ na equação (10):

$$P_{dissipada} = 7^2 \cdot 0,044$$

Resultando em :

$$P_{dissipada} = 2,156W$$

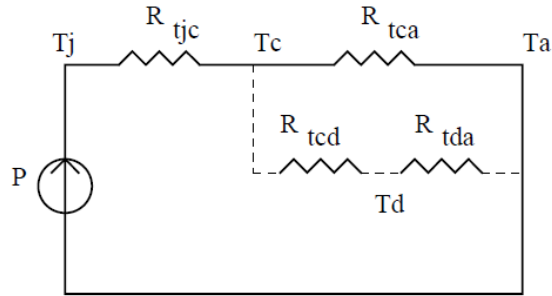


Figura 9: Circuito equivalente elétrico para circuito térmico

Os dados do Transistor MOSFET podem ser visualizados no Anexo I.

Calculando os dados térmicos do transistor MOSFET:

- R_{thJC} : Resistência térmica junção cápsula;
- R_{tca} : Resistência térmica cápsula ambiente;
- $P_{dissipada}$: Potência dissipada pelo transistor;
- $T.R_{thJC}$: Temperatura junção cápsula;
- $T.R_{thJA}$: Temperatura junção ambiente;
- T_j : Temperatura de Junção;
- $T_{j_{máx}}$: Temperatura de Junção máxima;
- $T_{j_{máx30}}$: Temperatura de Junção 30% menor.

Utilizando a equação:

$$T.R_{thJC} = R_{thJC} \cdot P_{dissipada} \quad (11)$$

Substituindo os valores na equação (11) obtém-se:

$$T.R_{thJC} = 1,15 \frac{^{\circ}C}{W} \cdot 2,156 W$$

Portanto:

$$T.R_{thJC} = 2,479 ^{\circ}C$$

Utilizando a equação:

$$T \cdot R_{thJA} = R_{thJA} \cdot P_{dissipada} \quad (12)$$

Substituindo os valores na equação (13) obtém-se:

$$T \cdot R_{thJA} = 62 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \cdot 2,156 \text{W}$$

Portanto:

$$T \cdot R_{thJA} = 133,672^{\circ}\text{C}$$

Observando a folha de dados obtém-se: $TJ_{máx} = 175^{\circ}\text{C}$;

Utilizando a equação:

$$TJ_{calc} = Ta + T \cdot R_{thJA} + T \cdot R_{thJC} \quad (13)$$

Substituindo os valores resultante das equação (11) e equação (12) na equação (13):

$$TJ_{calc} = 25 + 2,479 + 133,672$$

Logo :

$$TJ_{calc} = 161,151^{\circ}\text{C}$$

Subtraindo:

$$TJ_{max} = 175^{\circ}\text{C} - TJ_{calc} \quad (14)$$

Substituindo o valor da equação (13) na equação (14):

$$TJ_{max} = 175^{\circ}\text{C} - 161,151^{\circ}\text{C}$$

obtem-se:

$$TJ_{max} = 13,84^{\circ}\text{C}$$

Será necessário dissipar calor para não comprometer o transistor MOSFET, portanto será necessário colocar um dissipador de calor para cada transistor MOSFET da Ponte H. Porém para uma margem de segurança adota-se TJ 30% menor, conforme manual do fabricante, logo:

$$TJ_{max30} = 122,000^{\circ}\text{C}$$

(15)

6.2.6 *Dimensionamento do dissipador de calor*

O dissipador de calor foi dimensionado para ajudar na dissipação de calor do transistor, aumentando desta forma sua durabilidade.

Dimensionamento do dissipador:

$$Ta = 25^{\circ}\text{C};$$

$$Pt = 2,156\text{W};$$

$$Tj = 40^{\circ}\text{C};$$

$$Rjc = 1,15[^{\circ}\text{C}/\text{W}];$$

$$Rch = 0,5[^{\circ}\text{C}/\text{W}];$$

$$Rha = [(Tj - Ta) / Pt] - (Rjc + Rch) [^{\circ}\text{C}/\text{W}];$$

$$RHA = 5,31[^{\circ}\text{C}/\text{W}].$$

Pdissipada: Potência a ser dissipada pelo transistor [W];

Tjdesejada: Temperatura na Junção [°C];

Rthjc: Resistência térmica na junção [°C/W];

Rch:	Resistência térmica Carcaça-Dissipador [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$];
RHA:	Resistência térmica do dissipador [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$];
Ta:	Temperatura Ambiente [$^{\circ}\text{C}$];

Após consultar o sítio do fabricante de dissipadores, foi selecionado o modelo que pode ser visto no ANEXO II.

6.2.7 *Especificação do driver*

Os elementos responsáveis pela comutação dos interruptores eletrônicos são os *drivers*. Estes circuitos são responsáveis pela adequação do nível de tensão do comando do microcontrolador (tipicamente de 3 à 5V) para um nível que torne possível a comutação dos transistores normalmente de 10 à 20V. Deseja-se também, que este dispositivo tenha um tempo morto para evitar a sobreposição dos sinais gerados relativamente pequeno, mas que não seja menor que os tempos de fechamento (*turn-on time*) e de abertura (*turn-off time*) do transistor. Deve-se observar a capacitância de gate do transistor MOSFET, pois isto influenciará diretamente no acionamento do mesmo. Um tempo morto pequeno é necessário para diminuir a distorção harmônica total (THD- *Total Harmonic Distortion*) das formas de onda de saída em baixas amplitudes e altas frequências.

Obedecendo a todos esses critérios, foi selecionado o *driver* IR2110 que é um dispositivo que pode ser comutado em alta velocidade 90KHz, o que permite um pulso com duração mínima de 5,5 μs quando aplicado ao acionamento de transistores MOSFET de alta potência com níveis altos e baixos de saída independentes. Este dispositivo é do fabricante IRF (*International Rectifier*). As entradas lógicas são compatíveis com níveis de tensão de 5V, típico do microcontrolador escolhido.

O *driver* selecionado não apresenta tempo-morto, portanto a lógica de tempo morto precisa ser programada através do microcontrolador. Assim, este pode gerar um tempo morto mínimo, que atenda às especificações de atrasos dos interruptores e que minimize as distorções da tensão de saída, no cruzamento por zero. Os canais de saídas podem acionar Transistores Mosfet's com tensões de bloqueio de até 500V. No Anexo III encontra-se a folha de dados do driver IR2110.

Estão listadas abaixo as principais características do *driver* IR2110PbF:

- Opera com barramento de até 500V;
- Tolerante com transiente de tensão negativa, imune a dV/dt ;
- Tensão de *gate* com faixa de 10V à 20V;
- Compatível com lógica de tensão de 5V;
- Variação de $\pm 5V$ no *off-set* para o terra de alimentação e terra lógico;
- Saídas em fase com a entrada.

O Anexo IV apresenta a descrição de cada pino do *driver* selecionado.

A Figura 10 apresenta um diagrama esquemático ilustrativo com as ligações entre o *driver* e um conversor (obtida do *datasheet* do dispositivo).

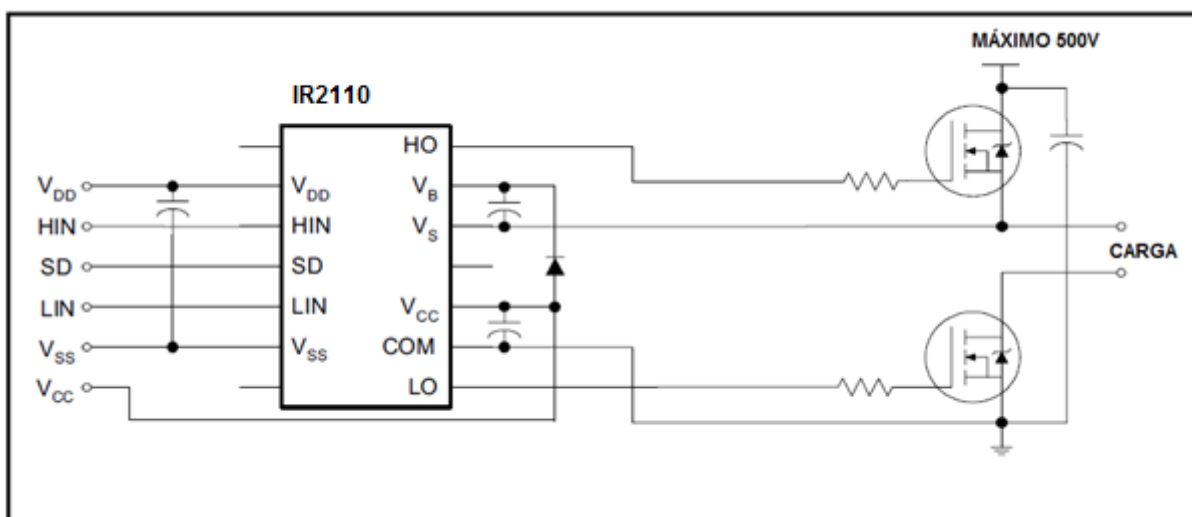


Figura 10: Ligações entre o driver IR2110 e um conversor.

A Tabela 2 apresenta os níveis de tensão utilizados no circuito do *driver* com base em um barramento de 180V. Os valores apresentados no Anexo V foram definidos de forma a se adequar aos níveis de tensão de comando de +5Vdc (gerados através do microcontrolador).

A Figura 11 apresenta um diagrama de blocos funcional do driver IR2110. O *driver* apresenta isolamento entre entrada e saída por alta impedância. O *driver* não apresenta um sistema de proteção especial contra sobrecorrente, mas possui um pino de entrada SD (*Shutdown*) que pode controlar o dispositivo para desabilitar as saídas do

driver caso ocorra alguma falha no sistema, tal como uma sobrecorrente. O controle de sobrecorrente será realizado pelo microcontrolador.

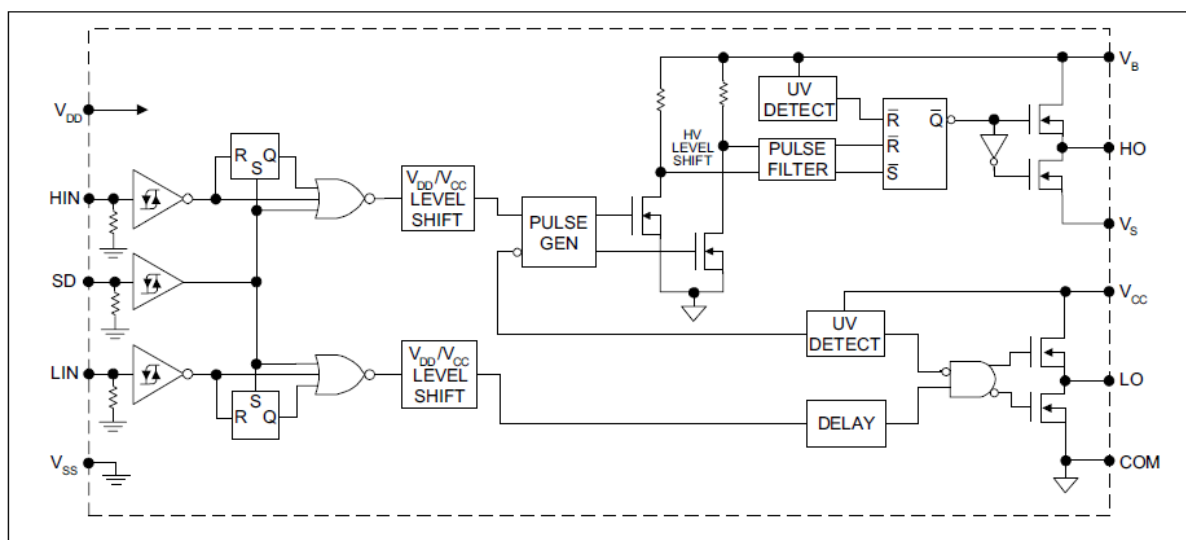


Figura 11: Diagrama interno do *driver*

O módulo *driver* IR2110 permite acionar apenas dois transistores de modo independente. Para acionar um sistema em ponte H, que possui quatro transistores, é necessária a utilização de dois módulos *driver* IR2110.

Analisando as Figuras 10 e 11, nota-se que os pinos HO e LO são responsáveis pela comutação do transistor MOSFET superior e inferior, respectivamente. A tensão que permite o acionamento do transistor inferior, de um braço do inversor, é a própria tensão de alimentação do *driver* (VCC). Para o acionamento do transistor superior, utiliza-se a tensão armazenada em um capacitor de *bootstrap* que está conectada entre os pinos V_B e V_S , para elevar a tensão no transistor superior de forma a acioná-lo. Este capacitor é carregado no momento em que o transistor inferior está em condução. Deste modo, consegue-se a isolamento elétrica entre o comando do transistor superior e inferior.

6.2.8 Dimensionamento do microcontrolador

Para definir o microcontrolador foi determinado que será necessário uma entrada analógica para o ajuste de corrente (valor de referência), uma entrada analógica para monitorar o barramento DC, uma entrada analógica para medir a corrente gerada pelo circuito de potência, duas saídas digitais para o *driver* e seis saídas digitais para o display. Deste modo, foi selecionado o ATMEL ATMEGA16 por conseguir suportar a

aplicação proposta. Informações sobre o microcontrolador podem ser vistas no anexo VI. Pode ser visualizado na Figura 12 os pinos do microcontrolador. A frequência máxima de operação para cada linha do software é de 8MHz, o conversor AD possui uma velocidade de 13 à 260 μ s e uma resolução máxima de 10 bits com máxima taxa de aquisição de 15 mil amostras por segundo (KS/s) multiplexadas por 8 canais AD.

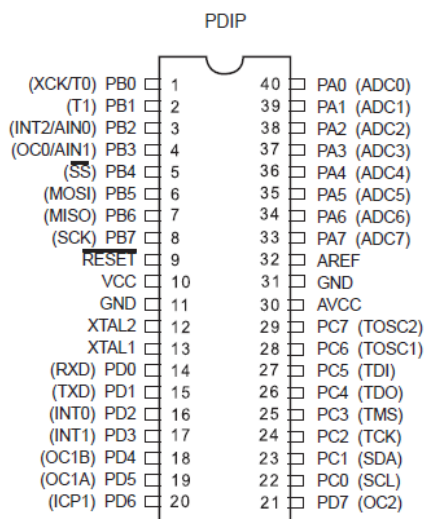


Figura 12: Pinos do microcontrolador

Na figura 13 é mostrado a conexão entre microcontrolador e alguns periféricos:

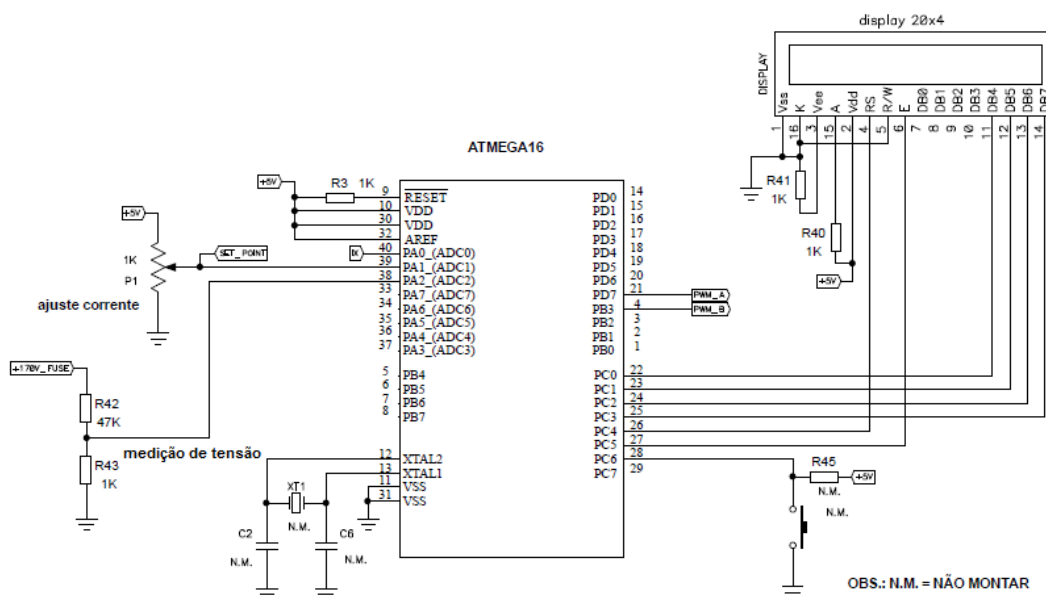


Figura 13: Microcontrolador e periféricos

Na figura 13 foram identificadas as entradas analógicas sendo PA0 a entrada que recebe o valor atual da corrente amplificada pelo amplificador operacional, a entrada PA1 entrada para o ajuste do valor desejado de corrente, PA2 entrada de tensão do barramento DC, PC0 à PC5 saídas que comandam o display, PD7 e PB3 saídas PWM que acionam os *drivers* IR2110.

6.2.9 Determinação da função de transferência da planta

O teste e simulação do sistema foi realizado considerando-se como mancal magnético a bobina apresentada e dimensionada por (OLIVEIRA *et al*, 2012). A Figura 14 apresenta o modelo físico da bobina e na Tabela 1 têm-se os valores de R e L do sistema.

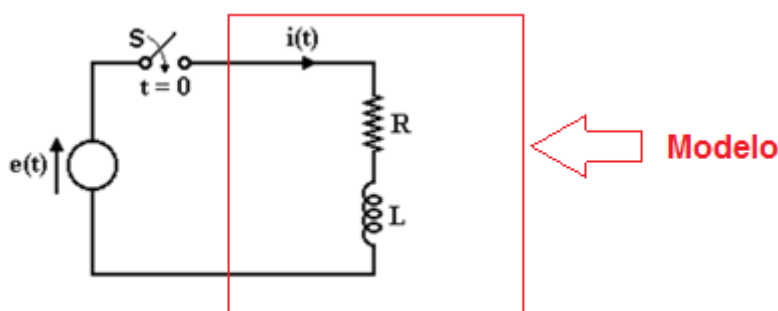


Figura 14 : Modelo físico da bobina

Tabela 1: Parâmetros da bobina

Parâmetros	Valores
Resistência da bobina	2 Ohms
Indutância da bobina	9 mH / 17KHz
Corrente Contínua	$\leq 4A$

A Tabela 1 foi utilizada como referência de parâmetros para o dimensionamento da bobina e para teste do circuito *driver* de corrente. A bobina pode ser visualizada no anexo VII. O intuito em utilizar esta referência é aproveitar dados obtidos no projeto e dimensionamento do mancal magnético onde este *driver* de corrente poderá ser utilizado futuramente.

Verificando o modelo na figura 14, a resistência e a indutância estão em série, desta forma pode ser equacionado o modelo matemático da bobina como:

$$e(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (17)$$

Utilizando-se do equacionamento por Laplace tem-se:

$$E(s) = R.I(s) + Ls.I(s) \quad (18)$$

Simplificando tem-se a função de transferência dada pela equação (19):

$$\frac{I(s)}{E(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (19)$$

Pode ser visualizado na figura 15 a representação da função de transferência proposta pela equação (19).

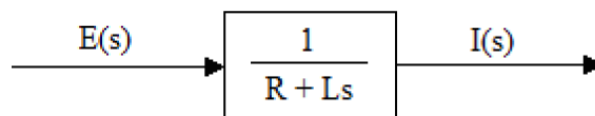


Figura 15: Representação da função de transferência

Substituindo os valores da tabela 1 na equação (19) obtém-se a função de transferência que foi utilizado na simulação com o MATLAB-Simulink®:

$$\frac{I(s)}{E(s)} = \frac{1}{2 + 0,009s}$$

6.2.9.1 Controlador PI

Visto que a planta a ser controlada é um sistema de primeira ordem, escolheu-se um controlador do tipo PI. Os ganhos do controlador foram definidos utilizando-se o primeiro método de Ziegler-Nichols, onde obtém-se experimentalmente a resposta da planta a uma entrada degrau unitário em malha aberta, que pode ser visualizado na figura 17. Para obter os valores das constantes do controlador é necessário traçar graficamente uma reta tangente ao ponto de inflexão da curva, após este procedimento é possível verificar os valores das duas constantes, o atraso L e a constante de tempo T .

Na figura 16, onde tem-se o sistema completo em malha fechada, observa-se os pontos do sistema onde foram realizadas as medições mostradas na figura 17, sendo a entrada (sinal B) o sinal de referência e a saída (sinal A) a saída do conversor. Vale ressaltar que, para o teste foi colocado o sistema em malha aberta e o controlador de corrente em valor unitário.

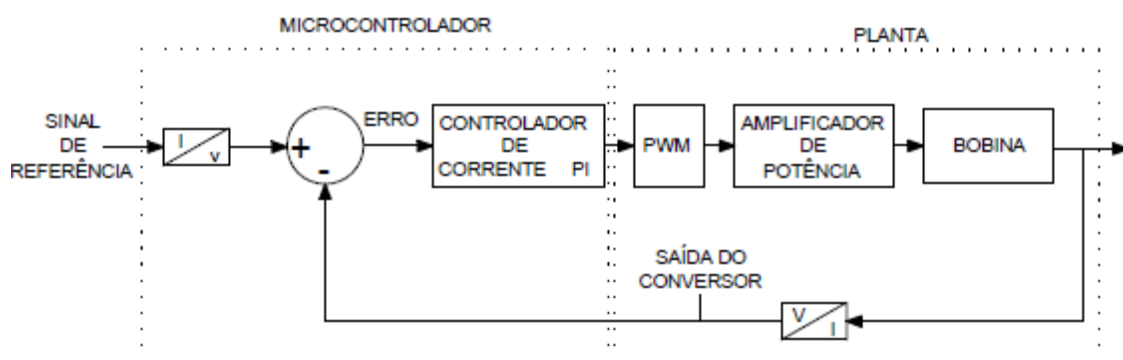


Figura 16: Sistema completo

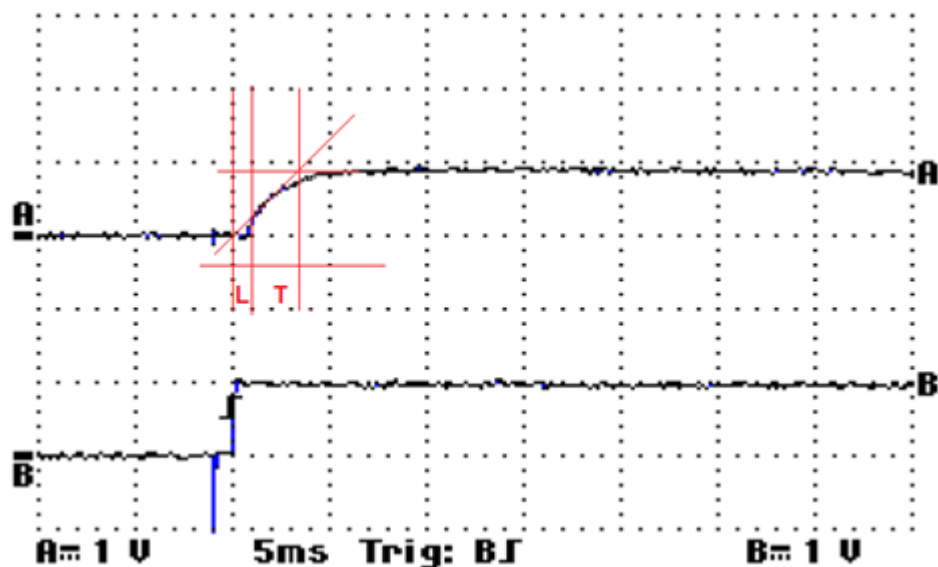


Figura 17: Resposta ao degrau em malha aberta

Graficamente obtém-se que $L = 0,001\text{ms}$ e $T = 0,0023\text{ms}$. Ziegler-Nichols sugeriram para fixar os valores de K_P e T_i de acordo com a fórmula mostrada na tabela 2 (OGATA, 2003), o controlador PI sintonizado pelo primeiro método das regras de Ziegler-Nichols fornece:

$$G_C(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_{is}} \right) \quad (20)$$

Tabela 2: Controladores

TIPO DE CONTROLADOR	K_P	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0,9T/L$	$L/0,3$	0
PID	$1,2T/L$	$2L$	$0,5L$

Substituindo as variáveis do controlador PI contidos na tabela 2 na equação (20):

$$G_C(s) = 0,9 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{0,3}{Ls} \right)$$

Substituindo os valores de T e L, obtidos graficamente através da simulação da figura 16 nos valores de K_p e T_i contidos na tabela 2, tem-se que os parâmetros para o controlador PI são:

$$K_p = 2,07 \quad T_i = 0,00333$$

Substituindo os valores de K_p e T_i na equação (20):

$$G_C(s) = 2,07 \left(1 + \frac{300}{s} \right) = 2,07 \left(\frac{s + 300}{s} \right)$$

Desta forma, o controlador PI proposto apresenta um polo na origem e um zero no Semi Plano Esquerdo (SPE) de valor -300.

O controlador foi discretizado utilizando-se da aproximação por Tustin. Conforme apresentado no Apêndice B. A equação de diferenças do controlador, implementada no algoritmo de controle no microcontrolador, é dada pela equação (21), a seguir:

$$\text{alg_ctrl} = 2,381e(k) - 1,759e(k - 1) + \text{PWM}(k - 1) \quad (21)$$

6.3 PLACA DE CONTROLE

A placa de controle foi desenhada com o auxílio do software P-CAD®, a mesma pode ser visualizada no apêndice C.

6.3.1 Montagem da placa de controle

A conclusão da montagem da placa de controle pode ser visualizada na figura 18, não foi necessário realizar retrabalhos na placa para realizar a montagem, pois devido a possibilidade de simular o circuito no Proteus®, foi minimizada a chance de falhas no projeto da placa de circuito impresso.

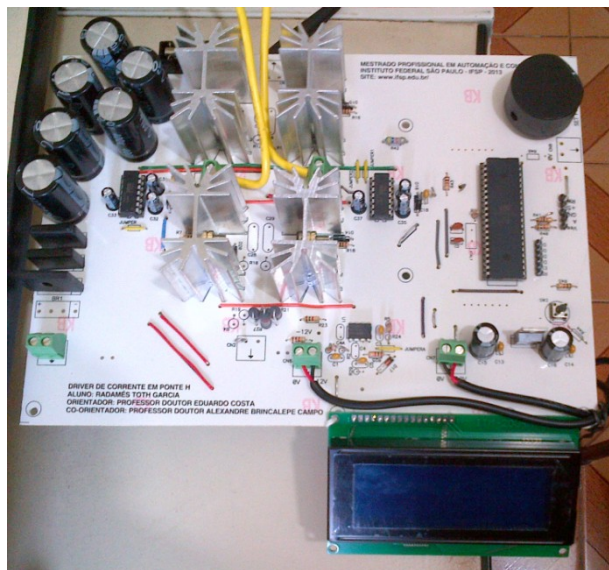


Figura 18: Placa montada

Após a montagem da placa a mesma foi devidamente revisada para iniciar a etapa de testes.

6.3.2 *Descrição do acionamento da ponte H*

Para acionar a ponte H foi utilizado o *driver* IR2110 que recebe os sinais do microcontrolador, e realiza a conversão dos sinais para o acionamento dos quatro transistores. O programa contido no microcontrolador é responsável pelos sinais que realizam o acionamento dos transistores da ponte H. Para fornecer corrente para a bobina é necessário acionar os transistores Q_1 e Q_4 e alterando a sequência de acionamento para Q_2 e Q_3 . O acionamento de Q_1 e Q_2 ou Q_3 e Q_4 não é permitido pois causaria um curto circuito no sistema.

Para o circuito funcionar adequadamente basta acionar um par de transistores por vez, sendo Q_1 e Q_4 ou Q_2 e Q_3 , o par Q_1 e Q_4 faz a corrente fluir do pólo positivo para o negativo atravessando a bobina, desligando as chaves Q_1 e Q_4 e acionando as chaves Q_2 e Q_3 inverte o sentido de atração do eixo desta forma a corrente segue na direção oposta. Visualiza-se na figura 19 a sequência de acionamento da ponte H.

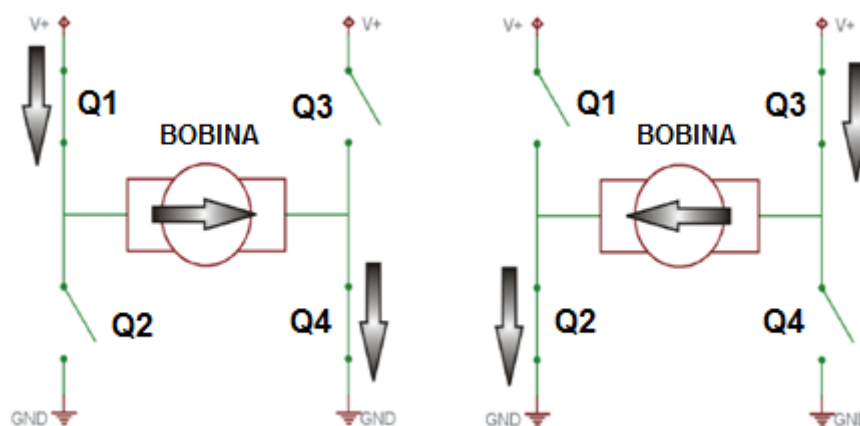


Figura 19: Acionamento da ponte H

O circuito possui um potenciômetro que possibilita o ajuste da corrente e o controle PI ajusta a largura de pulso, desta forma ajusta o valor da corrente na bobina. Com o potenciômetro ajustado 0% até 100% a corrente varia de 0 à 5A.

6.4 DESCRIÇÃO DE FUNCIONAMENTO DO PROGRAMA

O algoritmo completo do sistema de controle, que inclui o controlador de corrente apresenta os seguintes passos:

- *Passo 1:* Verifica-se a tensão CC do barramento;
- *Passo 2:* Recebe o valor de referência de corrente (inseridos pelo usuário ou fornecido pelo controlador de posição) ;
- *Passo 2:* Recebe o valor da corrente de saída;
- *Passo 3:* Atualiza display LCD
- *Passo 4:* Calculam-se os valores da corrente atual do processo e corrente ajustada;
- *Passo 5:* Cálculo do erro. Tem-se agora a verificação do erro que deve ser corrigido através do controlador PI realizando a subtração da corrente inserida no valor de referência e o valor atual do processo;
- *Passo 6:* Correção através do controlador PI. Caso exista erro na comparação é realizado o cálculo com as variáveis do controlador PI para enviar ao próximo passo o valor de correção a ser realizado;

- *Passo 7: Controle PWM.* Com o resultado do cálculo do controlador PI, o bloco PWM recebe esse valor e fornece como saída para o drive de potência a largura do pulso necessária para realizar a correção do valor do processo.

Para a compreensão do controlador pode ser visualizado na figura 20 o fluxograma do sistema.

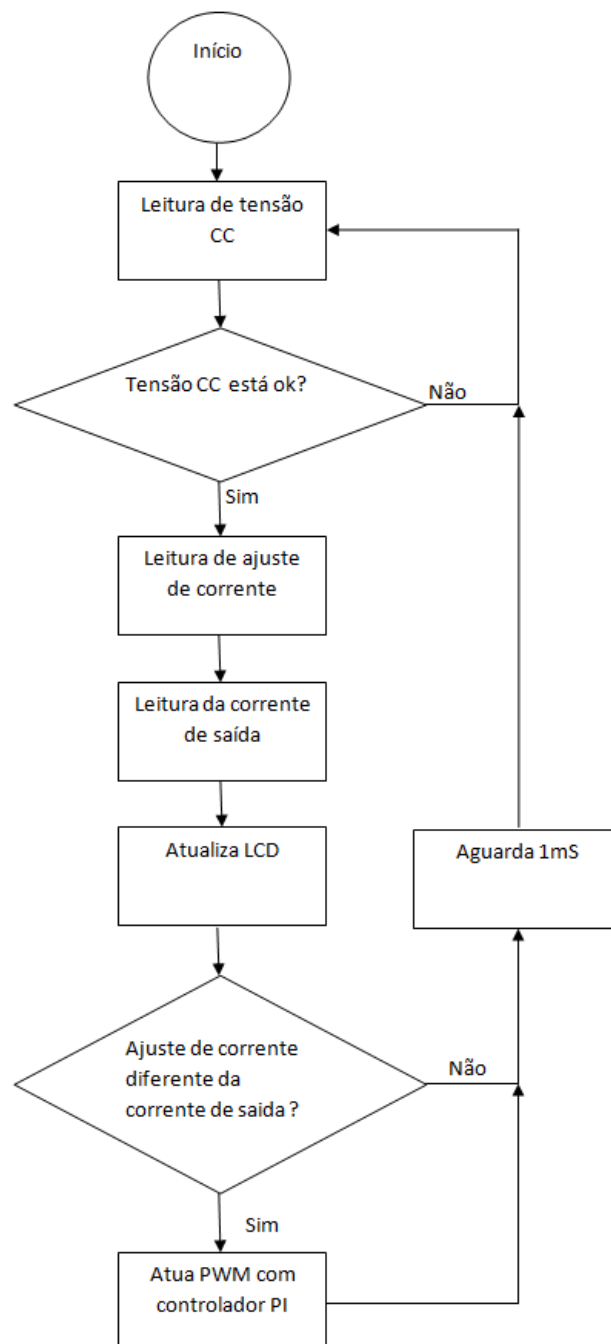


Figura 20: Fluxograma

6.4.1 Desenvolvimento do Software de Controle do Sistema

O algoritmo de controle do sistema está implementado na linguagem C utilizando a plataforma de programação MIKROC PRO para AVR. O código fonte do algoritmo de controle está disponível neste documento no apêndice D.

7. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

7.1 SIMULAÇÃO NO PROTEUS

O sistema foi simulado no software Proteus® antes mesmo de desenhar a placa de circuito impresso. Nas figuras 21 e 22 é possível visualizar o ajuste de variação de largura de pulso dos canais PWM do microcontrolador, o canal A representa uma saída PWM e o canal B a outra saída PWM, observa-se que os sinais não estão sobrepostos.

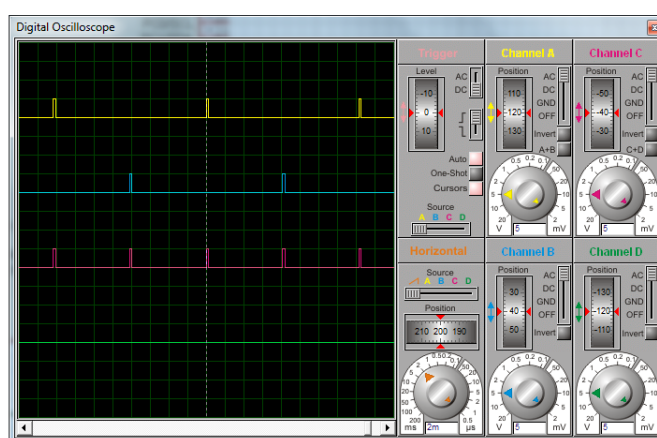


Figura 21: PWM atuando no nível mínimo Canal A e Canal B

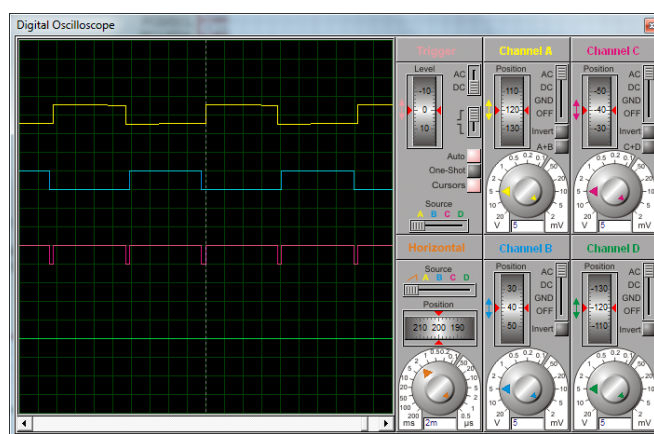


Figura 22: PWM atuando no nível máximo Canal A e Canal B

Na figura 23 pode ser visualizado o funcionamento do display e os pontos de ajuste de corrente, medição de tensão dc e medição de corrente, que foram simulados utilizando o Proteus®.

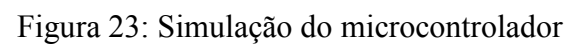


Figura 23: Simulação do microcontrolador

7.2 SIMULAÇÃO NO MATLAB-Simulink®

As simulações e a implementação dos modelos e dos controladores foram desenvolvidas utilizando-se o software MATLAB-Simulink®. A Figura 24 representa do diagrama de blocos do sistema utilizado para a simulação do controle de corrente em malha aberta.

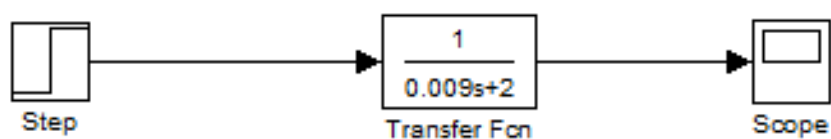


Figura 24: Diagrama em blocos do sistema em malha aberta

A figura 25 apresenta a simulação do sistema em malha aberta, observa-se que na simulação a saída do sistema não atinge o valor do degrau unitário 1 que foi aplicado na entrada, devido ao erro estacionário.

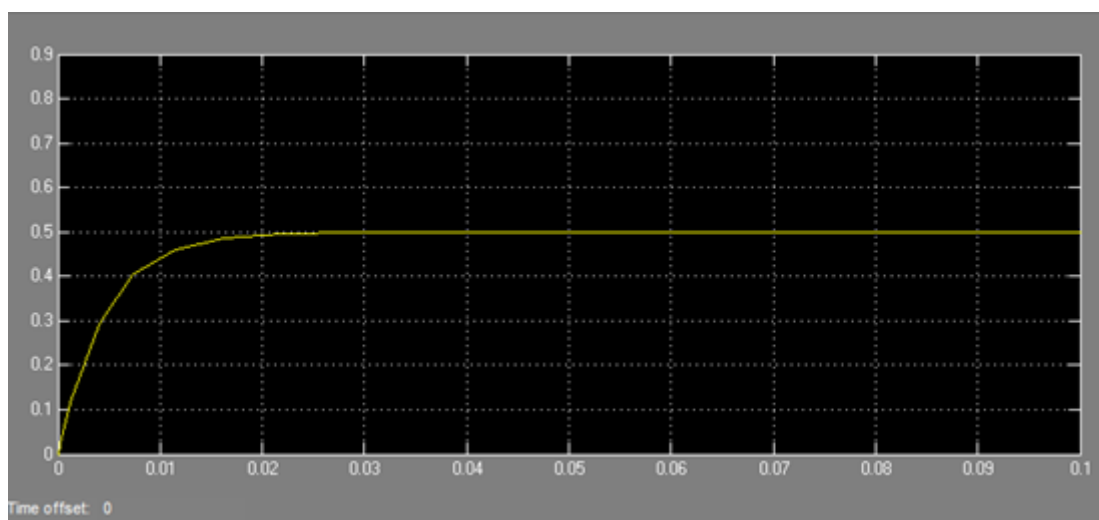


Figura 25: Simulação no Simulink em malha aberta

A Figura 27 apresenta o diagrama de blocos, simplificado, do sistema utilizado para a simulação do controle de corrente em malha fechada no software Matlab-Simulink®. Foram utilizados os ganhos de K_p e T_i sintonizados no capítulo 6.2.9.1.

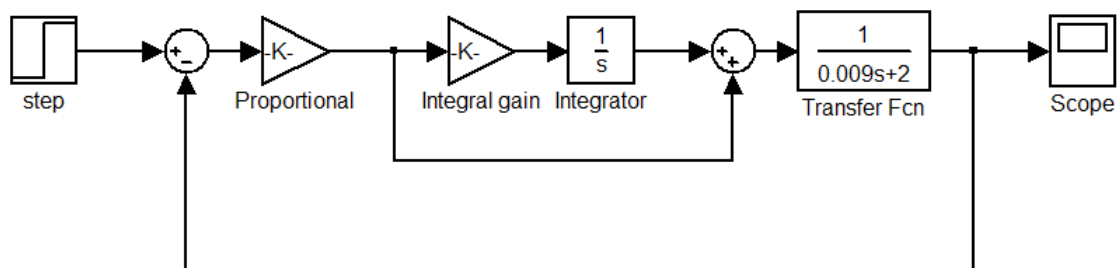


Figura 26: Diagrama em blocos do sistema em malha fechada

A figura 27 apresenta a simulação do sistema em malha fechada aplicando-se uma entrada de valor unitário. Observa-se que o sinal de saída tem um valor de regime unitário, porém apresenta um sobre sinal de 7% , um tempo de subida de 5ms e um tempo de acomodação de 25ms.

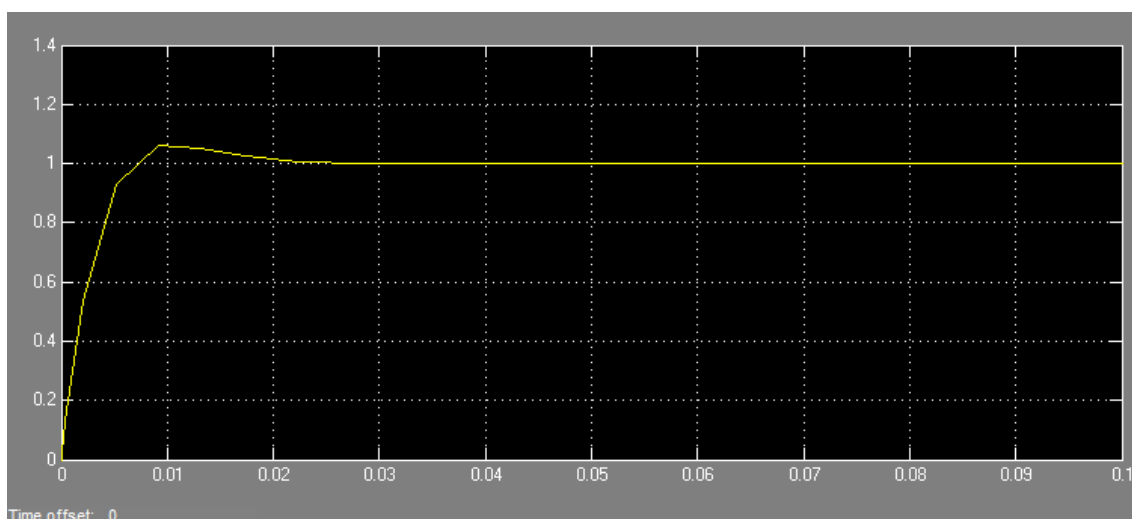


Figura 27: Simulação no Simulink em malha fechada

7.3 TESTE NA BANCADA

Após a montagem do sistema, o mesmo foi configurado e testado na bancada. Para o teste foi utilizada uma bobina como carga para o sistema e um potenciômetro de ajuste de corrente. Para facilitar a análise de dados, o sistema foi equacionado para que a entrada de ajuste de corrente receba 1V e o algoritmo do microcontrolador compreenda como 1A.

A figura 28 apresenta o gráfico da resposta do sistema em malha aberta. O sinal B representa o degrau unitário (1V) aplicado na entrada do sistema e o sinal A a resposta. É possível observar que a saída do sistema não consegue atingir o valor ajustado na entrada B. Para que isto ocorra é necessário que o sistema esteja em malha fechada, desta forma a saída será compensada de acordo com o sinal de entrada.

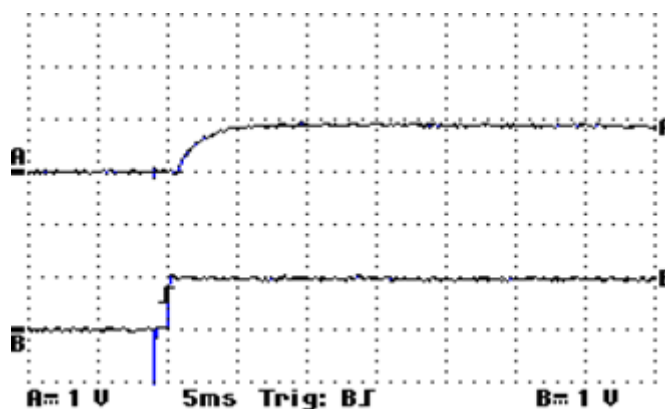


Figura 28: Simulação em malha aberta

Após a elaboração do algoritmo de controle, o mesmo foi implementado e testado no sistema. A figura 29 apresenta a resposta do sistema (sinal A) em malha fechada com a aplicação de um degrau unitário na entrada (sinal B). Observa-se que o sinal de saída, ajustado via algoritmo de controle, atinge o valor de referência após 30ms.

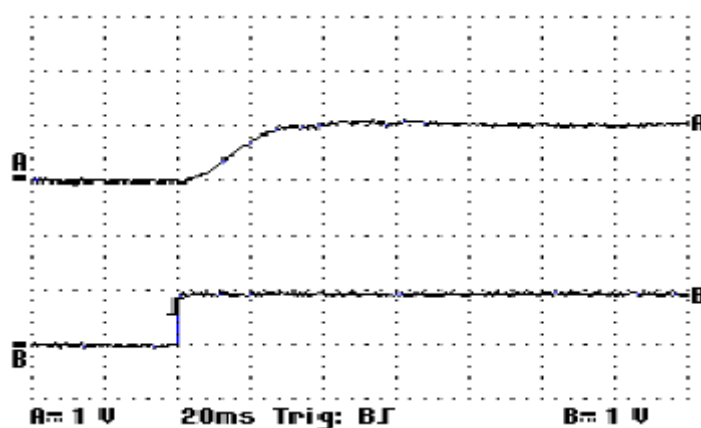


Figura 29: Simulação em malha fechada

Para verificar a malha de controle do sistema, foi ajustado na entrada de referência o valor de 1 Ampère e mantido o sistema em regime, após 200ms foi aplicado

um degrau de 0,8 Ampère na entrada para verificar a eficácia de controle do sistema. Esta simulação está representada na figura 30.

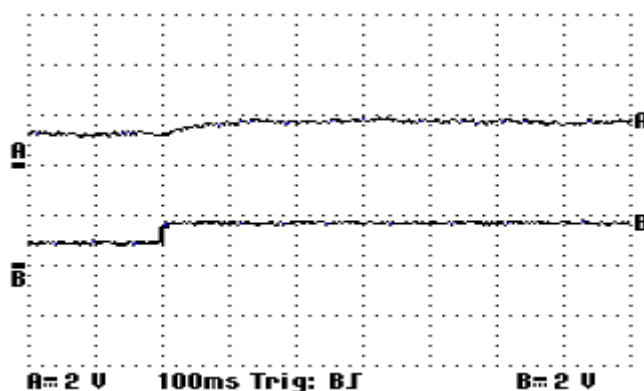


Figura 30: Sistema em regime em 1A e degrau de 0,8A em malha fechada

Para verificar o tempo de resposta da malha de controle, aplicou-se uma entrada senoidal no ajuste de referência de corrente e mediu-se a resposta do sistema, desta forma é possível avaliar qual a máxima frequência de resposta do sistema.

Foi aplicado um sinal de referência de 1Hz e foi medida a saída do sistema, figura 31. Observa-se que o sinal de saída (A) representa o sinal de entrada (B), com um atraso em relação ao sinal de entrada e com alguns ruídos presentes.

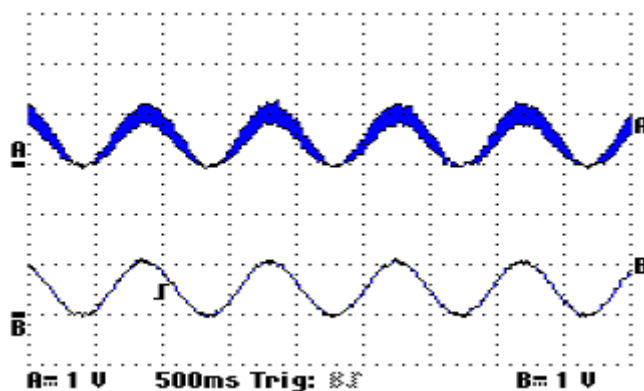


Figura 31: Sinal com frequência de 1Hz

Foi aplicado um sinal de referência de 10Hz e foi medida a saída do sistema, figura 32. Observa-se que o sinal de saída representa o sinal de entrada, com um atraso em relação ao sinal de entrada, sem atenuação do sinal e com alguns ruídos presentes.

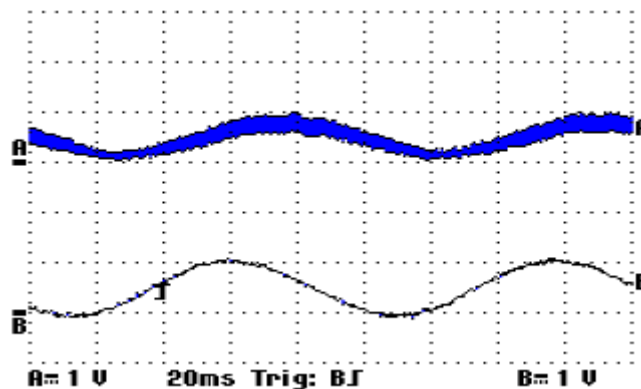


Figura 32: Sinal com frequência de 10Hz

Foi aplicado um sinal de referência de 15Hz e foi medida a saída do sistema, figura 33. Observa-se que o sinal de saída representa o sinal de entrada, com um atraso em relação ao sinal de entrada, alguns ruídos presentes e com uma atenuação do sinal em torno de 100mV.

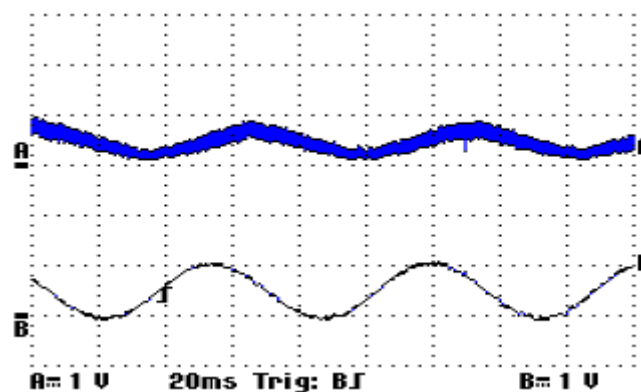


Figura 33: Sinal com frequência de 15Hz

Foi aplicado um sinal de referência de 100Hz e foi medida a saída do sistema, figura 34. Observa-se que o sinal de saída não representa o sinal de entrada, aparece apenas um sinal totalmente atenuado na saída do sistema.

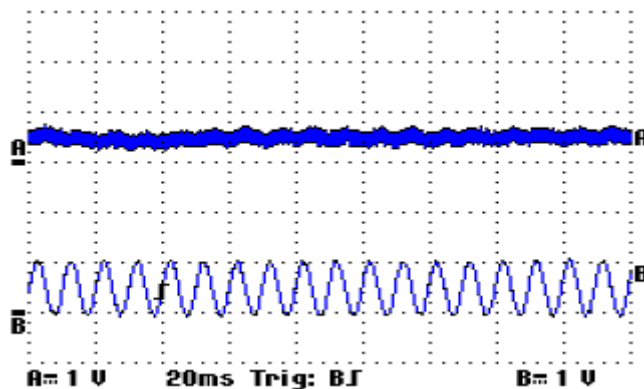


Figura 34: Sinal com frequência de 100Hz

O diagrama de Bode apresentado na Figura 35 foi obtido através de um conjunto de medidas realizadas nas frequências de 1, 10 e 100 Hz.

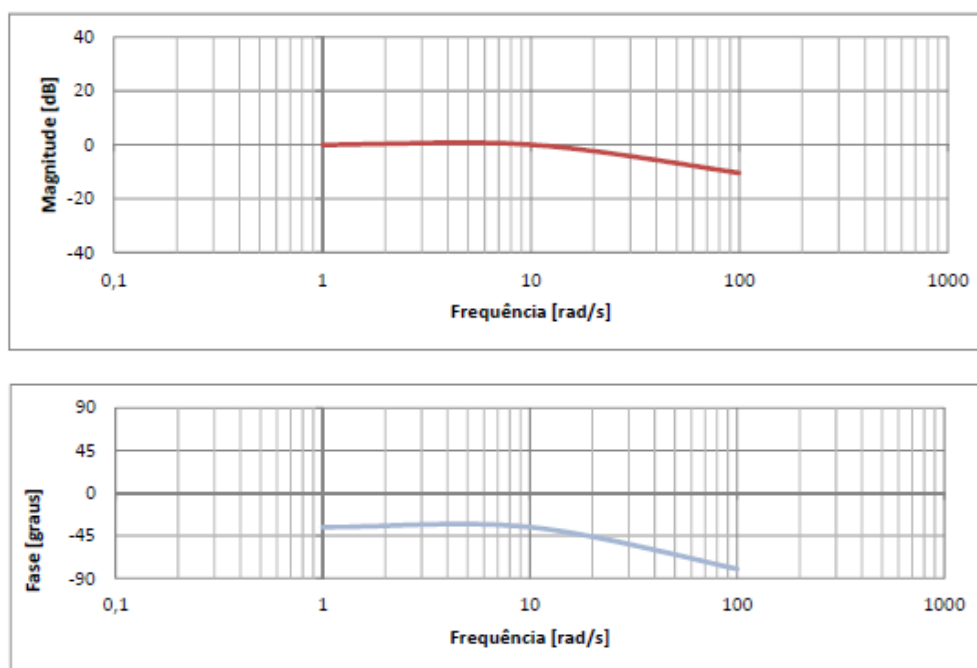


Figura 35: Diagrama de bode

7.4 RESULTADOS

Após as simulações realizadas tanto em bancada como no MATLAB-Simulink®, foi possível observar que existem diferenças entre a planta real e a planta simulada no computador.

Na simulação degrau unitário realizada no MATLAB-Simulink®, observa-se que em malha aberta o sistema atingiu o valor de regime 0,5 em 25ms. Foi imposto o degrau unitário no sistema real, e observou-se que o sistema atingiu o valor de 0,8 em 7ms, portanto neste caso percebe-se uma maior velocidade no sistema real com relação ao sistema simulado.

Na simulação realizada no MATLAB-Simulink®, observa-se que em malha fechada o sistema apresentou um sobre sinal e logo após entrou em regime em torno de 25ms. Quando a mesma condição foi imposta no sistema real, o sistema não apresentou o mesmo sobre sinal e entrou em regime em torno de 30ms, esta diferença se deve ao fato do controlador PI realizar o processamento do algoritmo de controle e realizar a compensação no circuito amplificador de potência.

Foram simuladas em bancadas as seguintes entradas no sistema, 1Hz, 5Hz, 10Hz, 15Hz, 30Hz e 100Hz. O controlador PI projetado respondeu a uma frequência máxima de 10Hz sem atenuar o sinal de saída conforme apresentado no diagrama de bode, desta forma pode-se concluir que o sistema não possui uma resposta adequada para sinais acima desta frequência.

8. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Foi desenvolvido um *driver* de corrente para mancal magnético neste trabalho.

Os objetivos específicos em estudar os aspectos teóricos e práticos da aplicação da teoria de controle, em um sistema de controle de corrente destinado a controlar mancais magnéticos foram cumpridos, apesar do modelo de bobina utilizado neste trabalho ser uma aproximação de um mancal magnético, o sistema apresentou resultado satisfatório entre o simulado no MATLAB e as simulações realizadas em bancada.

Observou-se divergências de valores entre os testes simulados no MATLAB-Simulink® e simulados na bancada, estas divergências são aceitáveis, pois no trabalho não estava prevista a modelagem matemática do amplificador de potência e do conversor corrente/tensão contido no modelo simulado na bancada.

Em relação ao controlador PI, conclui-se que este controlador é uma ferramenta importante para o controle de processos. Considerando os modelos, parâmetros simulados e testados neste trabalho, o controlador PI apresentou um desempenho satisfatório. Através do primeiro método de Ziegler-Nichols foi possível ajustar o controlador experimentalmente, apenas com a função de transferência do sistema em malha aberta.

Os resultados obtidos no protótipo foram possíveis devido a grande ajuda dos softwares de simulações Proteus e MATLAB-Simulink. Os mesmos proporcionaram correções de algoritmo e configurações do microcontrolador quando algo não estava de forma satisfatória. Qualquer falha nestes itens, quando realizado os testes na prática, pode causar danos graves no protótipo, o que muitas das vezes impedem o andamento do trabalho, com a ajuda destes softwares estas falhas foram minimizadas.

Com a simulação em bancada, condicionando uma entrada senoidal no valor de referência, foi possível verificar que o sistema responde na frequência máxima de 10Hz. Para uma frequência acima desta o sinal será atenuado e o sistema não responderá de forma satisfatória.

Para uma melhor análise do controlador seria ideal a implementação de um software supervisor ou sistema de aquisição de dados para análise dos resultados.

Como trabalhos futuros, sugerem-se a montagem de dois driver's de corrente e a aplicação real em um mancal magnético com a malha de controle de posição, fechando assim o sistema de controle do mancal magnético.

Outro possível trabalho seria a implementação de outros controladores para que seja gerado um comparativo, desta forma será possível verificar as vantagens e desvantagens dos controladores.

9. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, IVO. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: Ed. Do Autor, 2001.
- CAMPO, A. B. Controle de propulsão e levitação de um MAGLEV eletrodinâmico. 2001. 131p. Tese (Doutorado) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2001.
- COSTA, Eduardo Alves da; Mancal magnético ativo aplicado a um motor de indução linear tubular / E.A. da Costa. – ed.rev. – São Paulo, 2009. 115 p. Tese (Doutorado) – Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Telecomunicações e Controle.
- CHEN, LI.; HOFFMAN. W. Speed regulation technique of one bearingless 8/6 switched reluctance motor with simpler single winding structure. IEEE Transactions on industrial electronics, v.59, n.6, pp. 2592-2600 June, 2012.
- CHIBA, A ., Deido, T., Fukao, T., Rahman, M.A., “An analysis of bearingless AC motors”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No.1, pp. 61-68, Mar. 1994.
- CHIBA, A.; FUKAO, T.; ICHIKAWA, O.; OSHIMA, M.; TAKEMOTO, M.; DORRELL, D. G. Magnetic bearings and bearingless drives. London: Elsevier/Newnes, 2005.
- DAVID, Domingos F. B. Levitação de Rotor por Mancais-Motores Radiais Magnéticos e Mancal Axial Supercondutor Auto-Estável, D. Sc., tesis, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2000.
- FERREIRA, Jossana Maria de Souza. Modelagem de máquina de indução trifásica sem mancais com bobinado dividido / Jossana Maria de Souza Ferreira. – Natal, RN, 2006. 140 f. : il.

- GARCIA, R. T.; CAMPO, A. B.; COSTA, E. A.. Controlador de corrente em malha fechada com circuito em ponte H para mancal magnético. 3o. Congresso Científico da Semana Nacional de Ciência e Tecnologia do IFSP, 2012, Bragança Paulista.
- GOMES, RAFAEL RAMOS. Motor Mancal com Controle Implementado em um DSP [Rio de Janeiro] 2007 XIV, 130 p.29,7cm (COPPE/UFRJ, M.Sc, Engenharia Elétrica, 2007) Dissertação – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE
- KEITH, F.J.; MASLEN, E.H.; HUMPHRIS, R.R.; WILLIAMS, R.D.. Switching amplifier design for active magnetic bearing. Proceedings 2nd International symposium on magnetic bearings.Tokyo, Japan, July, 1990, p. 211-218.
- MELLO, Orlando Homem de. Estudo do controle uni-axial do mancal de levitação magnética do tipo atração para potência nula (ZPC, zero power control) / O. H. de Mello. -- ed. rev. -- São Paulo,2011. 96 p.
- OGATA, Katsuhiko, Engenharia de Controle Moderno / Katsuhiko Ogata; tradução Paulo Alvaro Maya; revisão técnica Fabrizio Leonardi..[et al.], 4º ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003.
- OLIVEIRA, Cesar Lopes; *et al.* Projeto e construção de mancais magnéticos ativos/Cesar L. Oliveira; Eduardo H. Gomes; Jean M. A. Freitas; Paulo H.O. Menezes; Wallace D. A. Cesar – São Paulo, 2012.122f., 30cm
- REN, Y.; FANG, J. Current-sensing resistor design to include current derivative in PWM H-bridge unipolar switching power amplifiers for magnetic bearings. IEEE Transactions on Industrial Electronics. v.59, n.12, pp. 4590-4600, December, 2012.
- SALAZAR, A. O. Uma proposta de motor elétrico sem mancal mecânico. Tese de D.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 1994.

SEDRA, Adel S.; Smith, Kenneth, C. Microeletrônica. São Paulo: Pearson Makron books, 2000.

STOETERAU, R. L. Desenvolvimento de um Torno CNC de Ultraprecisão para usinagem com Ferramentas de Gume Único, Tese de Doutorado, UFSC, 1999.

SCHWEITZER, G.; MASLEN, E.H. Magnetic Bearings: theory, design, and application to rotating machinery. London – New York: Springer Verlag, 2009.

TAMBARA, Rodrigo Varella Desenvolvimento de uma fonte de potência CA para geração de formas de onda até 2KHz / por Rodrigo Varella Tambara.- 2010.

APÊNDICE A: ESQUEMA ELÉTRICO

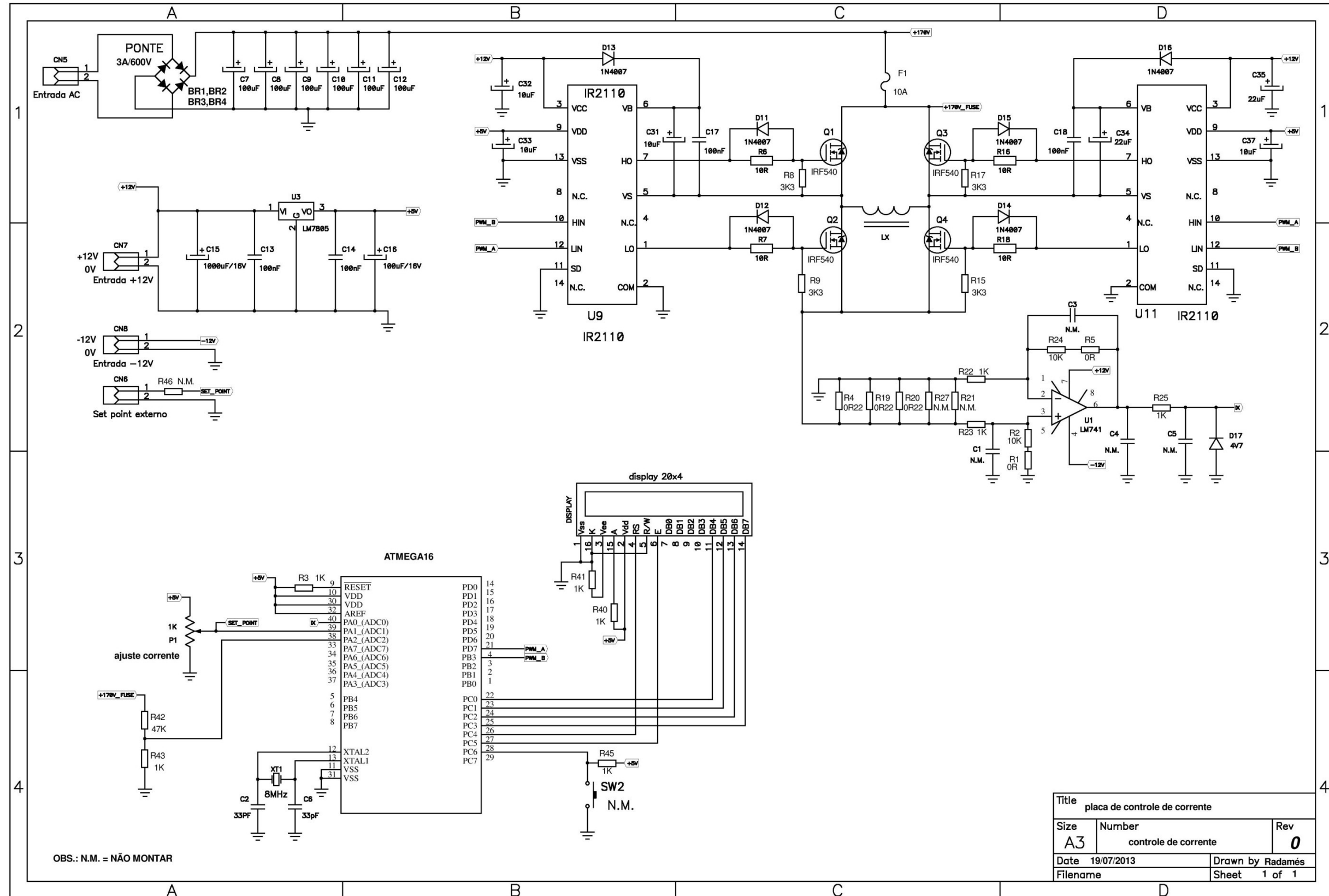


Figura 36: Esquema Elétrico

APÊNDICE B: APROXIMAÇÃO CONTÍNUO/DIGITAL

```
% Aproximação Contínuo/Digital - Tustin
T=0.001;% Período de Amostragem do microcontrolador
% Definindo
s=tf('s');
% A representação discreta de um controlador PI seria:
Kp=2.07;    %Ganho Proporcional
Ti=0.00333; %Ganho Integral
s=tf('s');
F=Kp*(1+(1/(Ti*s)));
Fz = c2d(F,T,'tustin')
```

Transfer function:

$$\frac{2.381 z - 1.759}{z - 1}$$

Sampling time: 0.001

APÊNDICE C: DESENHO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

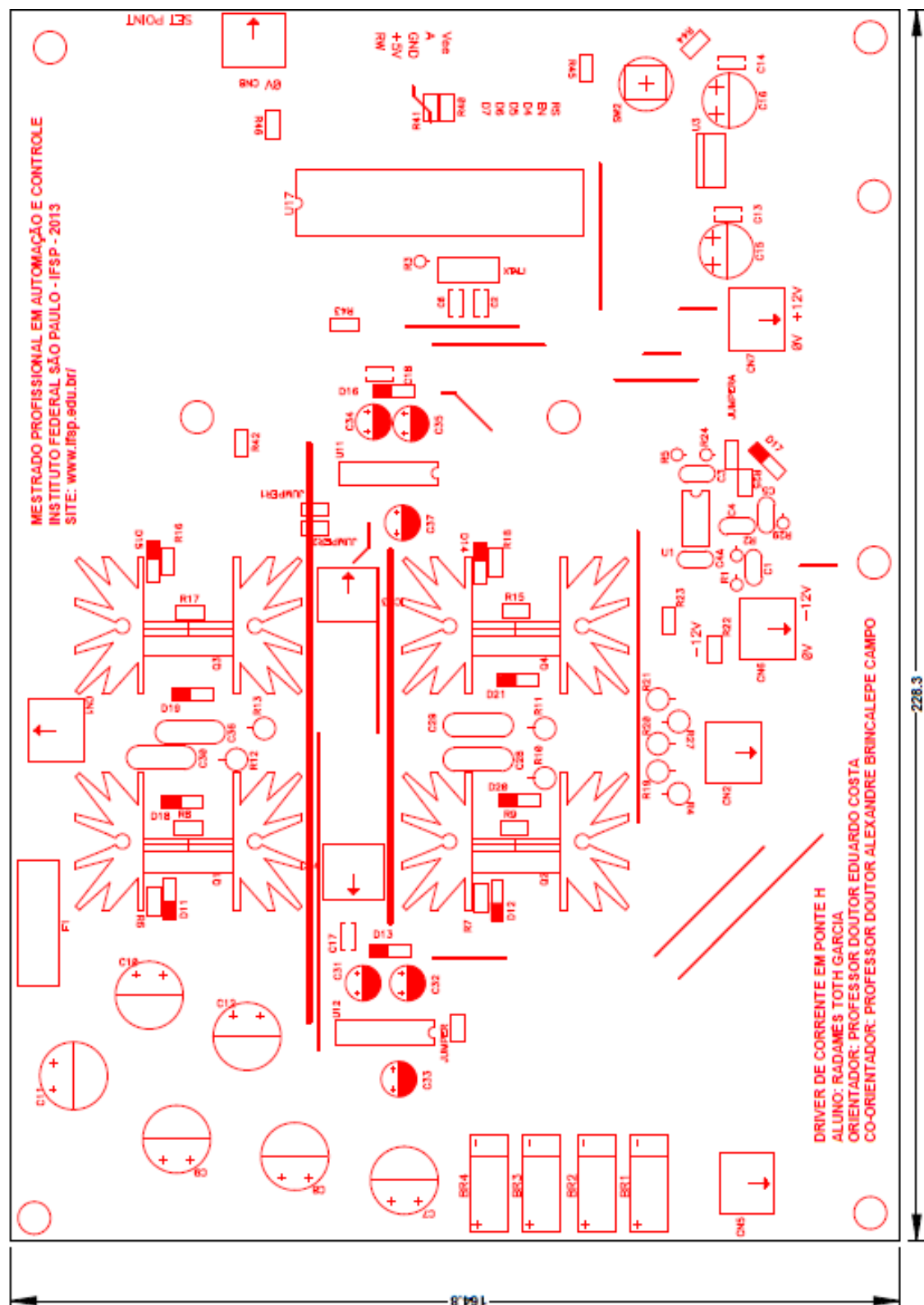


Figura 37: Desenho da placa de circuito impresso

APÊNDICE D: CÓDIGO FONTE

```

char current_duty;
char current_duty1;
int d1;d2;d3;d4;d11;d21;d31;d41;d111;d211;d311;d411;
unsigned long adc_rd;
unsigned long adc_value;
unsigned long adc_value1;
unsigned long adc_value2;
unsigned long IREAD;
unsigned long IREAD1;
unsigned long IR;
unsigned long PWM11;
unsigned long PWM;
unsigned long alg_ctrl;
unsigned long VR1; // variável 2 e(k)
unsigned long VR2; // variável 2 e(k-1)
unsigned long VR3; // variável PWM(k-1)

// alg_ctrl = (2*VR1)-(2*VR2)+VR3
// alg_ctrl = 2 e(k) - 2e(k-1) + PWM(k-1)
// conexões do LCD
sbit LCD_RS at PORTC0_bit;
sbit LCD_EN at PORTC1_bit;
sbit LCD_D4 at PORTC2_bit;
sbit LCD_D5 at PORTC3_bit;
sbit LCD_D6 at PORTC4_bit;
sbit LCD_D7 at PORTC5_bit;

sbit LCD_RS_Direction at DDC0_bit;
sbit LCD_EN_Direction at DDC1_bit;
sbit LCD_D4_Direction at DDC2_bit;
sbit LCD_D5_Direction at DDC3_bit;
sbit LCD_D6_Direction at DDC4_bit;
sbit LCD_D7_Direction at DDC5_bit;
// termino dasconexões do LCD
// 1234567890123456
char txt1[] = "RADAMES GARCIA ";
char txt2[] = " MESTRADO IFSP ";
char txt3[] = "setpoint";
char txt4[] = "medido";

#####
//          CONVERSÃO DE TENSÃO E CORRENTE NO DISPLAY
#####

#define calcV    d1=adc_value/1000;          d2=(adc_value%1000)/100;  \

```

```

d3=((adc_Value%1000)%100)/10; d4=((adc_value%1000)%100)%10;

#define printV    lcd_chr(3,8,48+d1);  \
                  lcd_chr_cp(d2+48); lcd_chr_cp(48+d3); \
                  lcd_chr_cp(48+d4);   lcd_chr_cp('A');

#define calcA     d11=adc_value1/1000;      d21=(adc_value1%1000)/100;  \
                  d31=((adc_Value1%1000)%100)/10; d41=((adc_value1%1000)%100)%10;

#define printA    lcd_chr(3,1,48+d11);  \
                  lcd_chr_cp(d21+48); lcd_chr_cp(48+d31); \
                  lcd_chr_cp(48+d41);   lcd_chr_cp('A');

#define calcV1    d111=adc_value2/1000;      d211=(adc_value2%1000)/100;  \
                  d311=((adc_Value2%1000)%100)/10; \
d411=((adc_value2%1000)%100)%10;

#define printV1    lcd_chr(3,15,48+d111);  \
                  lcd_chr_cp(d211+48); lcd_chr_cp(48+d311); \
                  lcd_chr_cp(48+d411);   lcd_chr_cp('V');

//#####
//
//#####
void main(){
    ADC_Init(); // Inicializa canais ADC

    DDA0_bit = 0 ;
    DDB0_bit = 0;          // configura PORTB pino 0 como entrada
    DDB1_bit = 0;          // configura PORTB pino 1 como entrada
    DDC0_bit = 0;          // configura PORTC pino 0 como entrada
    DDC1_bit = 0;          // configura PORTC pino 1 como entrada

    current_duty = 0;      // valor do duty cycle
    current_duty1 = 0;     // valor do duty cycle
    DDB3_bit = 1;          // configura PORTB pino 3 como PWM
    DDD7_bit = 1;          // configura PORTD pino 7 como PWM

    PWM1_Init(_PWM1_PHASE_CORRECT_MODE,_PWM1_PRESCALER_1,
    _PWM1_NON_INVERTED, current_duty); // prescaler 1 freq= 8MHZ/510*1 =
15.610Hz
    PWM2_Init(_PWM2_PHASE_CORRECT_MODE,_PWM2_PRESCALER_1,
    _PWM2_INVERTED, current_duty1);

    Lcd_Init();            // Inicializa LCD
    Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR);   // limpa display
    Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF); // desliga o Cursor

    Lcd_Out(1,1,txt1);     // escreve txt1 na primeira linha e primeira coluna

```

```

Lcd_Out(2,1,txt2);          // escreve txt2 na segunda linha e primeira coluna

do {

    ADC_Read(2);             // realiza leitura do canal ADC 2
    adc_value2 = ADC_Read(2);
    adc_value2 = adc_value2*2.26;
    calcV1
    printV1

    if(adc_value2>1500&& adc_value2<1900)
    {
        ADC_Read(0);
        adc_value = ADC_Read(0); // realiza leitura do canal ADC 0
        adc_rd= adc_value;
        adc_rd= adc_rd/8.5;
        IR = adc_rd;
        adc_value= adc_rd;
        calcV
        printV

        ADC_Read(1);
        adc_value1 = ADC_Read(1); // realiza leitura do canal ADC 1
        adc_value1 = adc_value1/8.5;
        IREAD = adc_value1 ;
        calcA
        printA

        VR1=IREAD;//e(k)
        VR2=IREAD1;//e(k-1)
        VR3=PWM11; //PWM(k-1);
        Alg_ctrl= (2,381*VR1)-(1,759*VR2)+VR3
        //alg_ctrl= 2,381 e(k) - 1,759e(k-1) + PWM(k-1)
        PWM11=alg_ctrl;
        current_duty=PWM11;           // atualiza duty
        PWM1_Set_Duty(current_duty);  // envia duty

        current_duty1=255-PWM11;      // atualiza duty
        PWM2_Set_Duty(current_duty1); // envia duty
        IREAD1=IREAD;
    }
    delay_ms(1); // aguarda 1ms

} while(1);          // final do laço

}

```

ANEXO I: FOLHA DE DADOS DO MOSFET

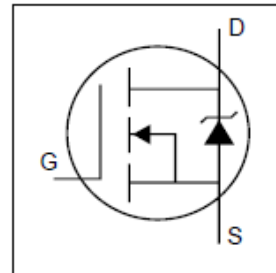
International
IR Rectifier

PD - 91341B

IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



$$V_{DSS} = 100V$$

$$R_{DS(on)} = 44m\Omega$$

$$I_D = 33A$$

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	33	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1

Figura 38: Folha de dados do MOSFET

ANEXO II: FOLHA DE DADOS DO DISSIPADOR

HS4225

Resistência térmica: **5,26 °C/W/4"**

Dimensões aproximadas: 42x25mm

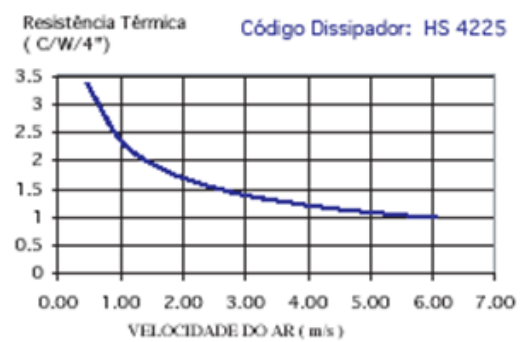
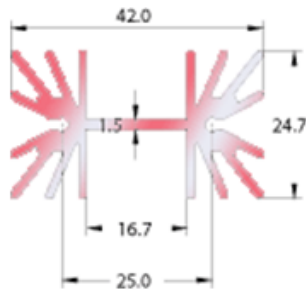


Figura 39:Folha de dados do dissipador

ANEXO III: FOLHA DE DADOS DO DRIVER IR2110

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147 rev.U

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

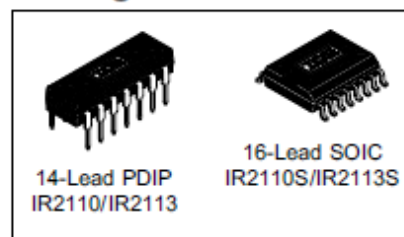
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

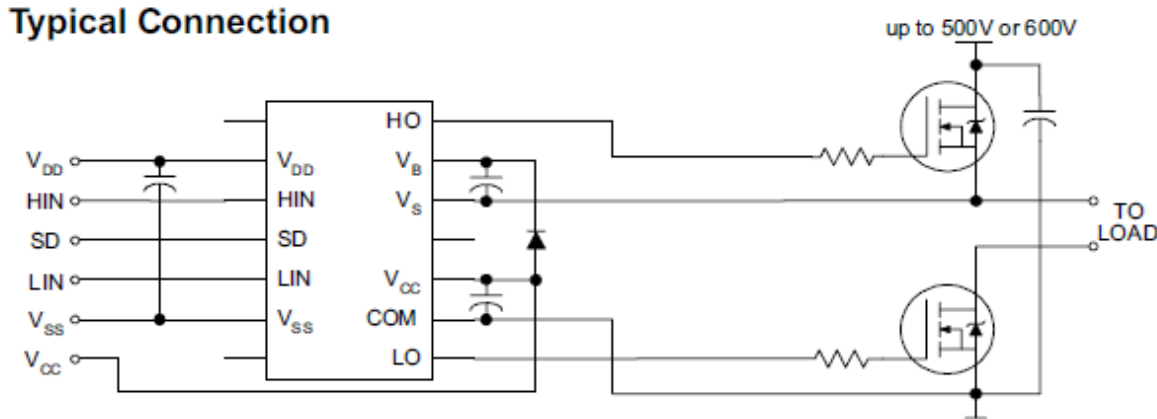
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

Figura 40: Folha de dados do driver IR2110

ANEXO IV: DESCRIÇÃO DOS PINOS DO DRIVER IR2110

Símbolo	Descrição
V_{DD}	Alimentação lógica
HIN	Entrada Lógica para acionamento do interruptor superior, em fase com HO
SD	Entrada lógica para Shutdown
LIN	Entrada Lógica para acionamento do interruptor inferior, em fase com LO
V_{SS}	Terra lógico
V_B	Alimentação flutuante para acionamento do interruptor superior
HO	Saída para acionamento do interruptor superior
V_S	Retorno da alimentação flutuante (V_B)
V_{CC}	Alimentação para acionamento do interruptor inferior
LO	Saída para acionamento do interruptor inferior
COM	Retorno da alimentação V_{CC}

Tabela 3: Descrição dos pinos do driver IR2110

ANEXO V: DADOS DO DRIVER IR2110

Símbolo	Definição	Valor	Unidade
VB	Tensão Absoluta da fonte flutuante em nível alto	195	V
VS	Tensão de <i>offset</i> da fonte flutuante em nível alto	180	
VHO	Tensão de saída da fonte flutuante em nível alto	195	
Vcc	Tensão de alimentação	15	
VLO	Tensão de saída em nível baixo	0	
VDD	Tensão de alimentação lógica	5	
VSS	Tensão de <i>offset</i> da alimentação lógica	0	
HIN	Tensão de entrada lógica (HIN, LIN e SD)	5	
TA	Temperatura Ambiente	25	°C

Tabela 4: Dados do driver IR2110

ANEXO VI: DADOS DO MICROCONTROLADOR

Features

- High-performance, Low-power Atmel® AVR® 8-bit Microcontroller
- Advanced RISC Architecture
 - 131 Powerful Instructions – Most Single-clock Cycle Execution
 - 32 x 8 General Purpose Working Registers
 - Fully Static Operation
 - Up to 16 MIPS Throughput at 16 MHz
 - On-chip 2-cycle Multiplier
- High Endurance Non-volatile Memory segments
 - 16 Kbytes of In-System Self-programmable Flash program memory
 - 512 Bytes EEPROM
 - 1 Kbyte Internal SRAM
 - Write/Erase Cycles: 10,000 Flash/100,000 EEPROM
 - Data retention: 20 years at 85°C/100 years at 25°C⁽¹⁾
 - Optional Boot Code Section with Independent Lock Bits
 - In-System Programming by On-chip Boot Program
 - True Read-While-Write Operation
 - Programming Lock for Software Security
- JTAG (IEEE std. 1149.1 Compliant) Interface
 - Boundary-scan Capabilities According to the JTAG Standard
 - Extensive On-chip Debug Support
 - Programming of Flash, EEPROM, Fuses, and Lock Bits through the JTAG Interface
- Peripheral Features
 - Two 8-bit Timer/Counters with Separate Prescalers and Compare Modes
 - One 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare Mode, and Capture Mode
 - Real Time Counter with Separate Oscillator
 - Four PWM Channels
 - 8-channel, 10-bit ADC
 - 8 Single-ended Channels
 - 7 Differential Channels in TQFP Package Only
 - 2 Differential Channels with Programmable Gain at 1x, 10x, or 200x
 - Byte-oriented Two-wire Serial Interface
 - Programmable Serial USART
 - Master/Slave SPI Serial Interface
 - Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Oscillator
 - On-chip Analog Comparator
- Special Microcontroller Features
 - Power-on Reset and Programmable Brown-out Detection
 - Internal Calibrated RC Oscillator
 - External and Internal Interrupt Sources
 - Six Sleep Modes: Idle, ADC Noise Reduction, Power-save, Power-down, Standby and Extended Standby
- I/O and Packages
 - 32 Programmable I/O Lines
 - 40-pin PDIP, 44-lead TQFP, and 44-pad QFN/MLF
- Operating Voltages
 - 2.7V - 5.5V for ATmega16L
 - 4.5V - 5.5V for ATmega16
- Speed Grades
 - 0 - 8 MHz for ATmega16L
 - 0 - 16 MHz for ATmega16
- Power Consumption @ 1 MHz, 3V, and 25°C for ATmega16L
 - Active: 1.1 mA
 - Idle Mode: 0.35 mA
 - Power-down Mode: < 1 µA



8-bit AVR[®]
Microcontroller
with 16K Bytes
In-System
Programmable
Flash

ATmega16
ATmega16L

Rev. 2466T-AVR-07/10



Figura 41: Dados do microcontrolador

ANEXO VII: DADOS DA BOBINA

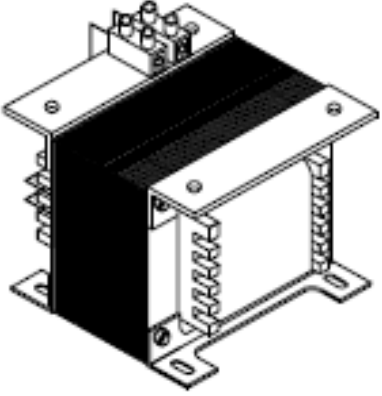
 470 ESPIRAS 2 x #21 AWG	Indutância $L_p = 9,0 \text{ mH}$ Resistência $R_p = 2 \text{ Ohms}$								
<table border="1" style="margin: auto;"> <tr> <td style="padding: 2px;">CARRETIL: 50X50</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">CHAPA: 50 GNO</td> </tr> </table>	CARRETIL: 50X50	CHAPA: 50 GNO							
CARRETIL: 50X50									
CHAPA: 50 GNO									
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 10%; text-align: center;">0</td> <td style="width: 30%; text-align: center;">13/07/2013</td> <td style="width: 60%; text-align: center;">Liberação</td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">Rev.</td> <td style="text-align: center;">Data</td> <td style="text-align: center;">Descrição de Revisão</td> </tr> </table>		0	13/07/2013	Liberação	Rev.	Data	Descrição de Revisão		
0	13/07/2013	Liberação							
Rev.	Data	Descrição de Revisão							
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 40%; text-align: center; vertical-align: middle;"> MESTRADO </td> <td style="width: 60%;"> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td colspan="2" style="text-align: center;">Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS</td> </tr> <tr> <td style="width: 60%;">Desenho nº: 1</td> <td style="width: 40%;"> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table> </td> </tr> </table> </td> </tr> </table>		MESTRADO	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td colspan="2" style="text-align: center;">Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS</td> </tr> <tr> <td style="width: 60%;">Desenho nº: 1</td> <td style="width: 40%;"> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table> </td> </tr> </table>	Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS		Desenho nº: 1	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table>	Folha: 1 de 1	Escala: S/E
MESTRADO	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td colspan="2" style="text-align: center;">Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS</td> </tr> <tr> <td style="width: 60%;">Desenho nº: 1</td> <td style="width: 40%;"> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table> </td> </tr> </table>	Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS		Desenho nº: 1	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table>	Folha: 1 de 1	Escala: S/E		
Título: INDUTOR 9mH 2 OHMS									
Desenho nº: 1	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Folha: 1 de 1</td> <td style="width: 70%;">Escala: S/E</td> </tr> </table>	Folha: 1 de 1	Escala: S/E						
Folha: 1 de 1	Escala: S/E								
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 33%; text-align: center;">Assinatura: </td> <td style="width: 33%; text-align: center;">Assinatura: </td> <td style="width: 33%; text-align: center;">Assinatura: </td> </tr> <tr> <td style="text-align: center;">Desenhado por: Isabela</td> <td style="text-align: center;">Revisado por: A. Tull</td> <td style="text-align: center;">Aprovado por: Tull</td> </tr> </table>		Assinatura: 	Assinatura: 	Assinatura: 	Desenhado por: Isabela	Revisado por: A. Tull	Aprovado por: Tull		
Assinatura: 	Assinatura: 	Assinatura: 							
Desenhado por: Isabela	Revisado por: A. Tull	Aprovado por: Tull							
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 33%;">Formato A4 (210 x 297mm)</td> <td style="width: 33%;"></td> <td style="width: 33%;"></td> </tr> </table>		Formato A4 (210 x 297mm)							
Formato A4 (210 x 297mm)									

Figura 42: Dados da bobina