

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**MARCELO AUGUSTO HERBERTS**

**PROJETO DE DIPLOMAÇÃO**  
**ACIONAMENTO DE UM ROBÔ ANTIBOMBAS**

Porto Alegre

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

## **ACIONAMENTO DE UM ROBÔ ANTIBOMBAS**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

**ORIENTADOR: Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth**

Porto Alegre

2011

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCELO AUGUSTO HERBERTS

## **ACIONAMENTO DE UM ROBÔ ANTIBOMBAS**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina –  
Florianópolis, Brasil.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Renato Ventura Bayan Henriques, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Minas Gerais – Belo Horizonte, Brasil

MSc. Miguel Ignácio Serrano, INSTOR

Mestre pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre,  
Brasil

Prof. Dr. Yeddo Braga Blauth, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal de Santa Catarina – Florianópolis, Brasil

Porto Alegre, dezembro de 2011.

## **DEDICATÓRIA**

Dedico este trabalho à minha família, em especial a meus pais e minha namorada por acreditarem em meu potencial e sempre me apoiarem.

## AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Jairo e Carla e irmãos Guilherme e Thaís por sempre me incentivarem na busca ao conhecimento.

À minha namorada Alana pela compreensão nos momentos em que não pude estar presente.

Aos colegas de graduação por todo o companheirismo demonstrado durante o curso.

À Casa do Estudante Santa-Cruzense por ter me abrigado durante o período da graduação.

À empresa INSTOR, em especial ao Miguel Serrano pela oportunidade de estágio e apoio dado a este projeto.

Ao Professor Yeddo Braga Blauth pela orientação prestada no desenvolvimento deste projeto.

## RESUMO

Este trabalho descreve o projeto e a implementação do acionamento dos motores responsáveis pelo deslocamento de um robô antibombas. Os motores são de corrente contínua e são acionados e controlados separadamente. O acionamento é feito através de conversores estáticos de potência do tipo *chopper* de quatro quadrantes. O sistema de controle é composto por dois controladores do tipo proporcional-integral, sendo um para o controle da corrente e outro para o controle da velocidade. A medição de corrente se dá através de sensores ACS756-050 que são baseados no efeito hall. Para a medição da velocidade são utilizados *encoders* rotacionais incrementais. As leis de controle foram implementadas através do software LabVIEW, sendo os sinais dos sensores lidos e as saídas para o *chopper* geradas através da placa de controle NI sbRIO-9642XT da National Instruments. Para a interface-homem-máquina utiliza-se também o software LabVIEW e um computador pessoal.

**Palavras-chaves:** Controle de Motor CC. Acionamento por Conversor Chopper.

**Modelagem de Motores CC.**

## ABSTRACT

The present work presents the project and implementation of both motor drivers responsible for an antibomb robot's displacement. These are CC's motors and are separately driven and controlled. The driver system is composed by a four quadrant chopper-type static power converter. The control system is composed by two proportional-integral controllers, one to speed control and the other to current control. The current is measured by an ACS756-056 sensor, which works under the hall effect principle. To measure speed, incremental rotational encoders are used. The control laws were implemented through LabVIEW software and both the sensor's signals input and the generated outputs to the choppers are processed using NI sbRIO-9642XT from National Instruments. The human-machine interface is also created through LabVIEW software and a personal computer.

**Keywords: Control of DC motor. Chopper converter. Modeling of DC motor.**

## SUMÁRIO

1	Introdução .....	15
2	Definições Iniciais: .....	16
3	Projetos e Dimensionamentos: .....	22
3.1	Motor CC .....	22
3.2	<i>Encoder</i> : .....	24
3.3	Sensor de Corrente: .....	26
3.4	<i>Chopper</i> : .....	28
3.5	Alimentação do Sistema: .....	33
4	Modelo linear do sistema: .....	35
4.1	Motor CC à imãs permanentes: .....	35
4.1.1	Ensaio com Rotor Bloqueado: .....	38
4.1.2	Ensaio do Motor CC a Vazio: .....	39
4.1.3	Ensaio da Constante de Tempo do Motor à Vazio.....	41
4.2	Ganho do <i>Chopper</i> : .....	43
4.3	Ganho dos Sensores de Velocidade e de Corrente: .....	44
4.4	Regulador de Corrente: .....	44
4.5	Regulador de Velocidade .....	45
5	Resultados Alcançados: .....	48
6	Conclusões .....	54
7	Referências .....	55

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Imagem de Projeto do Robô Antibombas .....	16
Figura 2 - Circuito típico de um <i>chopper</i> quatro quadrantes.....	18
Figura 3 - Sinais de tensões e corrente na carga para (a) dois níveis e (b) três níveis.....	18
Figura 4 - Placa de Controle NI 9642XT.....	19
Figura 5 - Diagrama de Blocos da Ligação entre Placa de Controle e o Sistema .....	20
Figura 6 - Acoplamento entre <i>encoder</i> e motor.....	21
Figura 7 - Sensor de Corrente ACS756-050.....	21
Figura 8 - Gráfico das saídas do <i>encoder</i> em função do sentido de rotação. ....	25
Figura 9 - Esquemático do Circuito do Sensor de Corrente .....	27
Figura 10 - Placa de Circuito Impresso do Sensor de Corrente.....	27
Figura 11 - Sinal de PWM gerado para a condição de motor parado.....	29
Figura 12 - Circuito dos Optoacopladores.....	30
Figura 13 - Circuito dos <i>Drivers</i> para os <i>Mosfets</i> .....	31
Figura 14 - Esquemático dos Mosfets responsáveis pelo Acionamento de um dos Motores.....	32
Figura 15 - Montagem dos mosfets do <i>chopper</i> 4Q .....	33
Figura 16 - Esquemático dos reguladores de tensão.....	34
Figura 17 - Diagrama de blocos completo de um acionamento com motor CC. 35	
Figura 18 - Modelo eletromecânico do motor CC de ímãs permanentes. ....	35
Figura 19 - Diagrama de blocos referente ao motor CC.....	37
Figura 20 - Diagrama de blocos simplificado do motor CC.....	38
Figura 21 - Gráfico para Obtenção da Inércia J.....	42

Figura 22 - Diagrama de Blocos Simplificado do Motor CC com Valores Numéricos.....	43
Figura 23 - Diagrama de Blocos do controle da Corrente de Armadura.....	44
Figura 24 - Diagrama de Blocos Simplificado do controle de Corrente de Armadura.....	45
Figura 25 - Diagrama de Blocos do Controle de Velocidade.....	45
Figura 26 - Sinal de PWM para uma Referência de 1000 RPM.....	48
Figura 27 - Sinal de PWM para uma Referência de 3000 RPM.....	49
Figura 28 - <i>Ripple</i> na Corrente de Armadura do Motor CC parado.....	49
Figura 29 - <i>Ripple</i> na Corrente de Armadura do Motor CC para 1000 RPM.....	50
Figura 30 - <i>Ripple</i> na Corrente de Armadura do Motor CC para 3000 RPM.....	50
Figura 31 - Resposta do Sistema 1 .....	51
Figura 32 - Resposta do Sistema 2 .....	52
Figura 33 - Resposta do Sistema 3 .....	53
Figura 34 - Montagem da Bancada de Testes.....	56
Figura 35 - Interface-Homem-Máquina.....	57

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Características principais do motor. ....	24
Tabela 2 - Níveis de tensão e aplicações .....	34
Tabela 3 - Obtenção da Resistência de Armadura.....	39
Tabela 4 - Obtenção do Coeficiente de Atrito .....	40
Tabela 5 - Obtenção da Constante de Torque.....	41

## LISTA DE ABREVIATURAS

$\theta$ : Maior ângulo de subida do motor

$\eta$ : Eficiência final da transmissão

$\xi$ : coeficiente de amortecimento

$\omega$ : Velocidade angular do rotor do motor CC.

$\omega_e$ : Velocidade angular nominal da engrenagem de movimentação das esteiras

$\omega_m$ : Velocidade de trabalho dos motores

$\tau_m$ : Constante de tempo mecânica do motor

2N: Dois Níveis

3N: Três Níveis

4Q: Quatro Quadrantes

A1: Saída do *encoder*

B1: Saída defasada do *encoder*

B: Coeficiente de atrito do motor CC e da carga;

CC: Corrente Contínua

CH1, CH2, CH3, CH4: Elementos Chaveadores do *chopper* 4Q

D: Diâmetro da engrenagem de movimentação das esteiras

Ea: Tensão induzida no enrolamento de armadura;

FPGA: Field-Programmable Gate Arrays

g: Aceleração da gravidade

Ft: Força tangencial máxima

Ia: Corrente que circula na armadura

Ias: Corrente de armadura medida pelo sensor

IP: Internet Protocol

J: Momentos de inércia do motor CC e da carga

K: Constante de torque

Kc: Ganho do chopper

Kp: Ganho proporcional do regulador de corrente

Kpw: Ganho proporcional do regulador de velocidade

La: Indutância do enrolamento de armadura

M: Massa total do sistema (robô + possíveis cargas)

N: número de posições discretas que tem o PWM.

Nmáx: Referência máxima fornecida ao gerador de PWM.

NE: Numero de eventos nas saídas do *encoder* no período Per

P: Potência no eixo de cada um dos motores

Pe: Potência no eixo da engrenagem de movimentação de uma das esteiras

Per: Período constante para leitura de eventos nas saídas do *encoder*

PI: Proporcional-Integral

PWM: Pulse Width Modulation

Ra: Resistência do enrolamento de armadura

Res: Resolução final do *encoder*

ta: tempo de atualização das saídas digitais da placa 9642XT

TCP: Transmission Control Protocol

Te: Torque exigido no eixo da engrenagem de movimentação de uma das esteiras

Ti: Tempo integral do regulador de corrente.

Tpwm: Período do PWM

Tr: Torque resistente da carga

ts: Tempo de acomodação do sistema

tw: Tempo integral do regulador de velocidade

V: Velocidade nominal do robô

Va: Tensão de armadura do motor CC

$V_{a_{máx}}$ : Tensão máxima fornecida aos motores;

Vi: Saída do sensor de corrente

Vs: Tensão das Baterias

wn: frequência natural de oscilação do sistema

# 1 Introdução

Nos últimos anos, atentados a bombas são cada vez mais rotineiros e causam danos muitas vezes irreparáveis à sociedade. Tais atentados, por vezes, podem ser evitados ou minimizados com a ação de grupos especializados da polícia. Porém, na maioria das cidades brasileiras, os agentes policiais precisam colocar em risco sua integridade física e até mesmo sua vida, já que entram em contato direto com artefatos suspeitos que muitas vezes tem grande poder destrutivo.

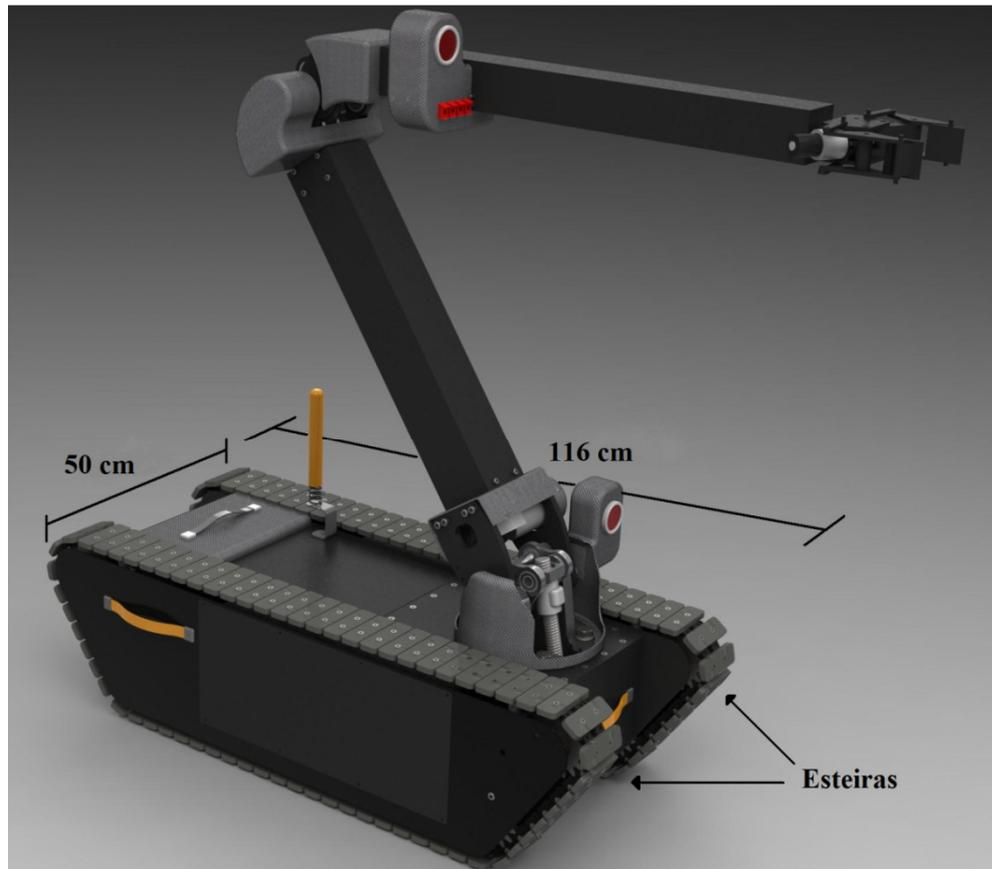
Com o intuito de auxiliar na segurança pública e na prevenção de tais atentados, a empresa de sistemas de robótica INSTOR vem desenvolvendo uma série de robôs móveis controlados à distância para vigilância, inspeção e manipulação de artefatos suspeitos, sendo estes conhecidos popularmente como Robôs Antibombas.

O relatório a seguir descreverá as fases do projeto elétrico responsável pelo deslocamento de um Robô Antibombas. Entre estas fases pode-se citar o dimensionamento do motor, a escolha dos transdutores de corrente e de velocidade, da definição do método responsável pelo acionamento dos motores, além da identificação dos parâmetros do motor e da implementação de um controlador.

No capítulo 2 são feitas as definições iniciais do projeto, onde os interesses da empresa são apresentados. No capítulo 3 é demonstrado o dimensionamento dos componentes e o projeto do hardware. A modelagem do sistema, os cálculos e a implementação do controlador podem ser vistos no capítulo 4. Por fim, o capítulo 5 destina-se a apresentação dos resultados obtidos.

## 2 Definições Iniciais:

Para poder se mover em diversos tipos de terrenos, o Robô Antibombas foi projetado com duas esteiras, conforme pode ser visto na figura 1.



**Figura 1 - Imagem de Projeto do Robô Antibombas**

Cada esteira será acionada independentemente por um conjunto motorreductor de forma a facilitar a realização de curvas. Como a idéia é ter um sistema móvel, sem fios e com controle remoto, o mesmo será alimentado por duas baterias de 24 volts, sendo uma para a alimentação dos circuitos de comunicação e controle, e outra para alimentação dos circuitos de potência. Sendo assim optou-se por utilizar motores de corrente contínua (CC) na movimentação do robô, pois estes têm um acionamento mais simples neste caso, em comparação a outros motores.

O robô será controlado por *joysticks* e o operador terá disponível a imagem de 4 câmeras para auxiliar no controle remoto, além da opção de diferentes referências de velocidade. Apesar dessa realimentação visual, como os motores serão acionados separadamente, será exigido que eles sejam capazes de seguir as referências de velocidade de forma igual, para conseguir se movimentar em linha reta. Para que isto seja possível é fundamental um bom sistema de controle, o qual exige inicialmente a identificação dos parâmetros da função de transferência dos motores.

O acionamento dos motores será através de *choppers*. *Chopper*, também conhecido como pulsador, é um conversor estático responsável por transformar o sinal de controle em alimentação para o motor, através de chaveamento de transistores por modulação da largura de pulso ou *PWM*.

Um *chopper* pode ser classificado em cinco classes diferentes [2], conforme o sentido de fluxo de corrente e tensão que ele permite ser aplicado na carga. Neste projeto será utilizado um *chopper* classe E ou quatro quadrantes (4Q), o qual permite que a corrente e a tensão no motor possam ser positivas ou negativas, o que significa dizer que o motor poderá acelerar ou frear nos dois sentidos de rotação.

Na figura abaixo é visto o circuito típico de um *chopper* 4Q, onde as chaves CH1, CH2, CH3 e CH4 representam os elementos chaveadores. Neste projeto serão utilizados *mosfets* por trabalharem em frequências maiores que os transistores bipolares e terem baixas perdas em condução.

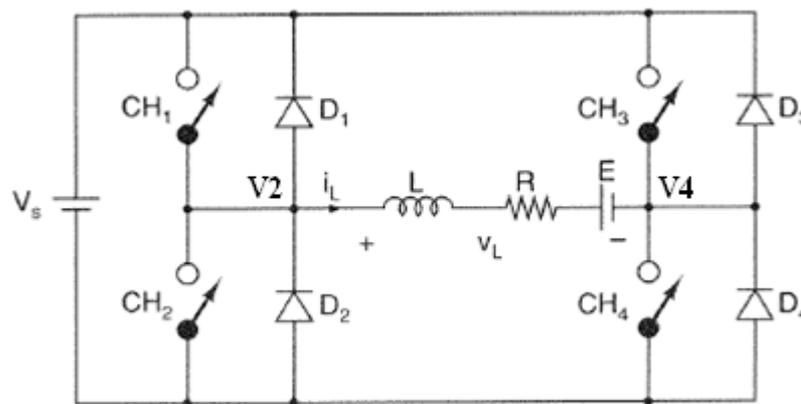


Figura 2 - Circuito típico de um *chopper* quatro quadrantes.

O *chopper* 4Q ainda pode ser classificado em dois tipos, conforme a técnica de modulação que aciona os transistores. A técnica de modulação pode ser de dois níveis (2N) ou três níveis (3N) [1], conforme mostra a figura 3.

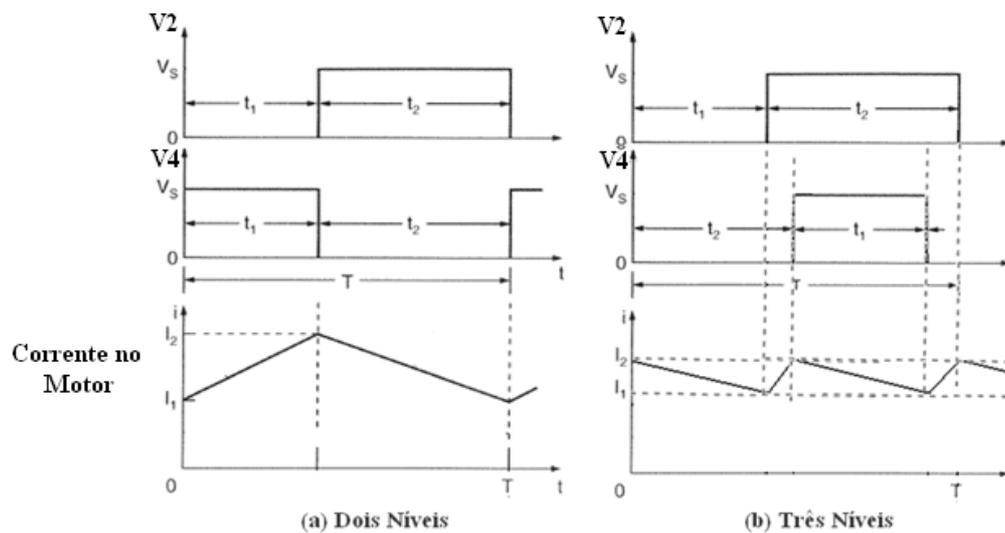
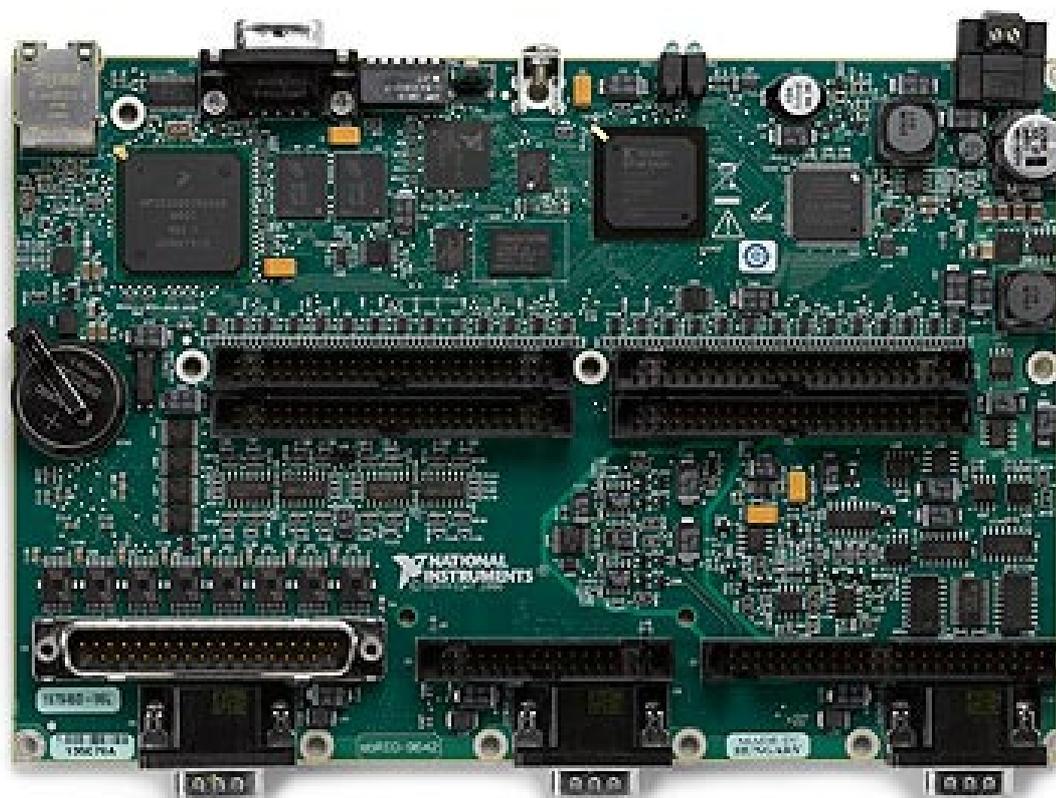


Figura 3 - Sinais de tensões e corrente na carga para (a) dois níveis e (b) três níveis.

Neste projeto optou-se pela técnica 2N por ser mais simples, já que é necessário gerar apenas um sinal PWM, sendo o segundo apenas o inverso do primeiro com um pequeno tempo morto, enquanto na técnica 3N devem-se gerar dois sinais PWM, onde o

segundo é deslocado no tempo em relação ao 1º em metade do período. A desvantagem do *chopper* dois níveis é a maior oscilação da corrente na carga, o que não deve influenciar no projeto, já que a corrente média deverá ser alta e a frequência do PWM deverá ficar acima das frequências audíveis, ou seja, maior que 20KHz.

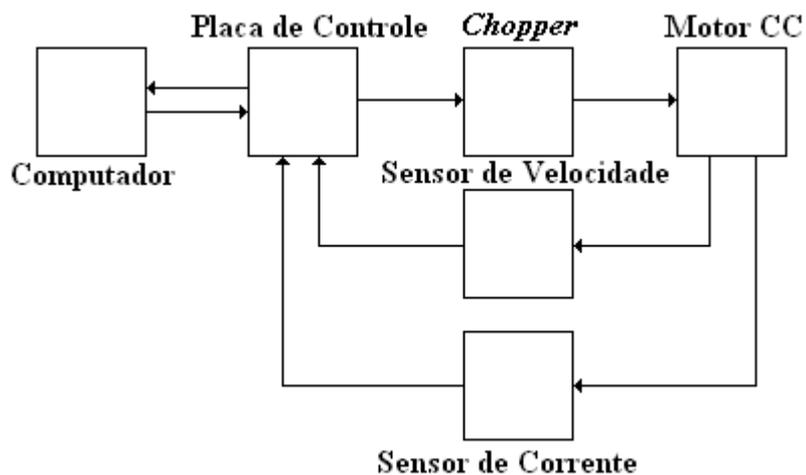
O sinal PWM será gerado digitalmente em uma placa para controle de sistemas embarcados 9642XT da *National Instruments* que pode ser vista na figura 4.



**Figura 4 - Placa de Controle NI 9642XT**

Tal placa será programada através do software de mesmo fabricante, *LabView* e também será responsável por receber e interpretar os sinais medidos pelos transdutores de velocidade e de corrente. A interface-homem-máquina será realizada através de um computador pessoal que se comunicará com a placa de controle por TCP/IP. Na figura 5

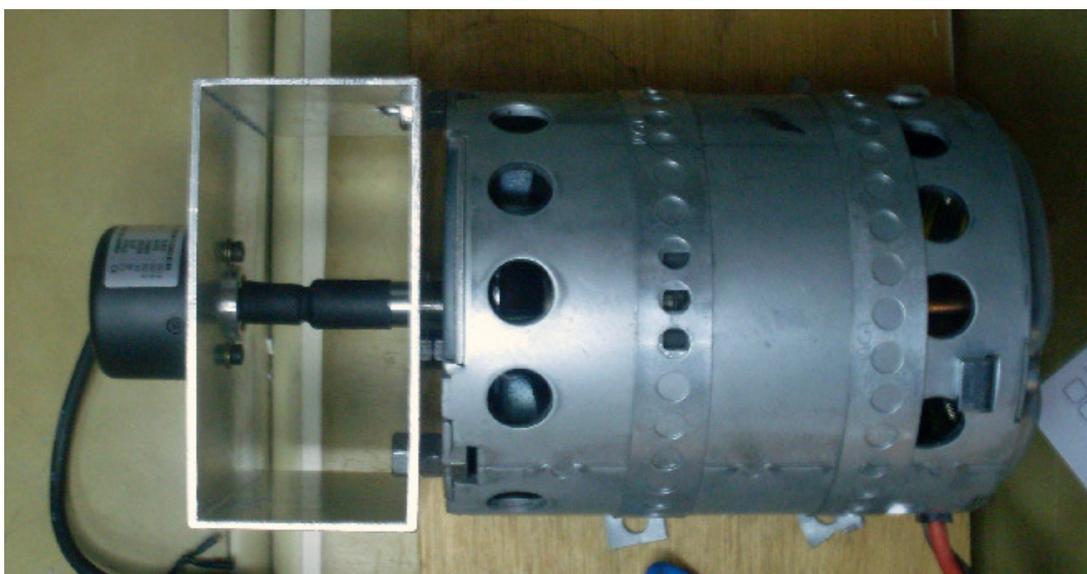
é possível verificar o diagrama de blocos da ligação entre a placa de controle e o sistema.



**Figura 5 - Diagrama de Blocos da Ligação entre Placa de Controle e o Sistema**

Esta placa foi escolhida por conter entradas analógicas e digitais para a leitura dos sensores, saídas digitais para gerar o PWM e ser fácil de programar em LabVIEW. Ela ainda dispõe de dois processadores internos, sendo um de FPGA e outro de tempo real, o que permite deixar a placa embarcada e só enviar referências para ela.

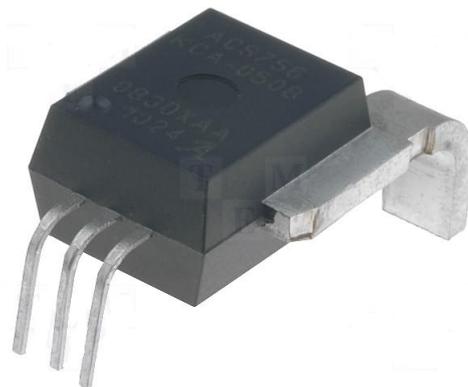
A velocidade de cada motor será medida por um *encoder*, o qual será acoplado diretamente no eixo do motor como mostra a figura 6.



O *encoder* utilizado é do modelo E40S6 da Autonics. Ele tem 60 ranhuras por volta e duas saídas (A1 e B1) defasadas 90° elétrico entre si. A resolução do *encoder* pode ser quadruplicada, levando em conta que se podem medir as bordas de subida e descida de cada saída do *encoder*.

A corrente de armadura de cada motor será medida por um sensor ACS756-050 da Allegro. Ele é baseado no efeito Hall e pode ser visto na figura 7.

**Figura 6 - Acoplamento entre *encoder* e motor.**



**Figura 7 - Sensor de Corrente ACS756-050**

Tal sensor gera em seus pinos de saída uma tensão proporcional à corrente que passa em seus pinos de entrada, que estão em série com o enrolamento de armadura do motor. Sua resistência de entrada é na faixa de  $\mu\Omega$  e pode ser desconsiderada. Ele é capaz de medir correntes positivas e negativas de até 50 Amperes e tem como principais vantagens a sua alta linearidade e o fato de possuir isolamento entre seus pinos de entrada e saída. No capítulo 3.3 será discutido o esquemático do sensor com maiores informações.

### 3 Projetos e Dimensionamentos:

#### 3.1 Motor CC

A primeira característica elétrica especificada no projeto é a tensão das baterias,  $V_s = 24V$ .

As especificações mecânicas utilizadas no dimensionamento dos motores foram as seguintes:

- Massa total do sistema (robô + possíveis cargas),  $M = 160 \text{ Kg}$ ;
- Maior ângulo de subida,  $\theta = 35^\circ$ ;
- Diâmetro da engrenagem responsável pela locomoção da esteira,  $D = 0,15\text{m}$ ;
- Eficiência da transmissão,  $\eta = 74\%$ ;
- Velocidade nominal do robô,  $V = 0,833\text{m/s}$ ;

A partir destes dados é possível calcular a potência mecânica que cada motor deverá ter condições de fornecer e, conseqüentemente, dimensionar os motores. Este equacionamento inicia com o cálculo da Força tangencial máxima ( $F_t$ ) que os motores precisarão fazer, de acordo com (1).

$$F_t = M * g * \text{sen}(\theta) \quad (1)$$

$$F_t = 160 * 9,81 * \text{sen}(35)$$

$$\cong 900 \text{ N}$$

Onde:  $g$  é a aceleração da gravidade.

O torque  $T_e$  exigido no eixo de cada engrenagem responsável pela locomoção da esteira é dado por:

$$T_e = \frac{Ft}{2 \text{ motores}} * \frac{D}{2} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{900}{2} * \frac{0,15}{2}$$

$$\cong 33,75 \text{ N.m}$$

A velocidade angular nominal  $\omega_e$  do eixo das engrenagens será dada por:

$$\omega_e = \frac{vt}{\frac{D}{2}} \quad (3)$$

$$\omega_e = \frac{0,833}{\frac{0,15}{2}}$$

$$\cong 11,1 \text{ rad/s}$$

Sendo assim, a potência  $P_e$  no eixo da engrenagem responsável pela locomoção das esteiras do robô é dada por:

$$P_e = T_e * \omega_e \quad (4)$$

$$P_e = 33,75 * 11,1$$

$$\cong 375 \text{ W}$$

Considerando as perdas na transmissão mecânica, a potência  $P$  no eixo de cada motor será:

$$P = \frac{P_e}{\eta} \quad (5)$$

$$P = \frac{375}{0,74}$$

$$\cong 506,75 \text{ W}$$

Para ter-se uma margem de segurança, foi escolhido o motor GPA F 006 B10 274 de 550 watts da Bosch. A marca Bosch foi escolhida por ser uma marca

reconhecida e de fácil acesso em Porto Alegre. Na tabela abaixo pode ser visto as principais características do motor escolhido.

**Tabela 1 - Características principais do motor.**

<b>Tensão Nominal</b>	<b>24 V</b>
<b>Potência Nominal</b>	<b>550 W</b>
<b>Velocidade Nominal</b>	<b>3250 RPM</b>
<b>Corrente Nominal</b>	<b>35 A</b>
<b>Torque Máximo</b>	<b>10,85 N.m</b>

O acoplamento entre motor e esteira será através de um redutor do tipo sem-fim coroa do modelo GSA 41 da Geremia Redutores com redução de 15:1, seguido por mais uma redução por corrente de rolos com redução de 1,8:1. Com isso a redução total (Red) fica em 27:1 e a velocidade de trabalho dos motores  $\omega_m$  será um pouco abaixo da nominal como pode ser visto em (6).

$$\omega_m = \omega_e * Red * \frac{60}{2\pi} \quad (6)$$

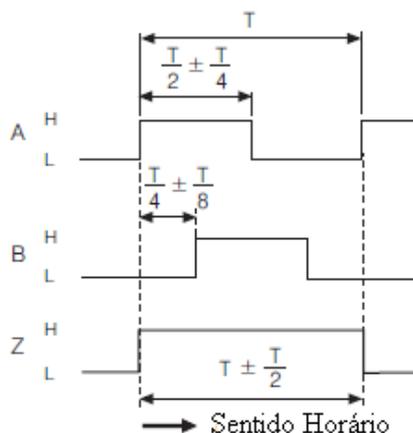
$$\omega_m = 11,1 * 27 * \frac{60}{2 * 3,14}$$

$$\cong 2863 \text{ RPM}$$

### **3.2 Encoder:**

Como foi dito anteriormente, os *encoders* serão acoplados diretamente nos eixos dos motores. Sendo assim ele irão girar na mesma velocidade dos motores e como não haverá grandes acelerações por parte dos motores e nem irão trabalhar em velocidades muito baixas, não será necessário que o *encoder* tenha uma grande resolução. Porém, como o motor irá girar para os dois sentidos, é necessário que o *encoder* possa identificar qual é o sentido de rotação dos motores.

O sentido de rotação do motor será identificado sabendo qual dos pulsos de saída do *encoder* ocorreu primeiro, A1 ou B1. Na figura 8 é possível verificar o gráfico das saídas do *encoder* escolhido em função do sentido de rotação.



**Figura 8 - Gráfico das saídas do *encoder* em função do sentido de rotação.**

As saídas A1 e B1 do *encoder* são ligadas em pinos da porta digital da placa de controle. Tal placa de controle dispõe da tecnologia FPGA (*field-programmable gate arrays*), com processador de 40 MHz, o que permite que as portas digitais sejam lidas a cada 25ns.

Para a identificação do sentido de rotação, o nível lógico de A1 e B1 atual e o valor dos mesmos antes de ter acontecido o ultimo evento (borda de subida ou descida em A1 ou B1) são armazenadas em variáveis. Cada vez que ocorre um evento são atualizadas as variáveis, e a variável “valor atual” passa para a variável “valor passado” e a variável “valor atual” recebe o novo valor. Então é comparado o valor atual da saída B1 com o valor passado de A1, se são iguais o motor está girando no sentido horário, se são diferentes o motor está girando no sentido anti-horário.

Para a medição de velocidade é determinado um período constante e lê-se quantos eventos ocorreram neste determinado período. Para este projeto o período (Per)

utilizado foi de 25ms. O cálculo da velocidade do motor em função do número de eventos (NE) pode ser visto em (7).

$$Vm = \frac{NE * 60}{Res * Per} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{Vm}{NE} &= \frac{60}{4 * 60} \\ &= 10 \frac{RPM}{n^\circ de eventos} \end{aligned}$$

Onde: Res é a resolução do *encoder*.

Como pode ser visto em (7) a resolução de velocidade ficou em 10 RPM e a tempo de atualização da velocidade em 25ms. Tais valores são satisfatórios para este projeto.

### 3.3 Sensor de Corrente:

Como foi visto anteriormente, os motores CC dificilmente irão operar com sobrecarga e não necessitarão de grandes acelerações. Sendo assim, o sensor de corrente foi escolhido de modo que fosse possível medir correntes de aproximadamente uma vez e meia a corrente nominal do motor. Sendo 35A a corrente nominal do motor, o sensor escolhido foi o ACS756-050, com faixa de medições de -50A a 50A.

Sua saída  $V_i$  é dada em volts e é ligada em uma entrada analógica da placa de controle. Este sinal de tensão é adquirido a cada 10ms. O sensor tem sensibilidade de 40 mV/A e sua saída um *offset* de aproximadamente 2,5V para que seja sempre positiva. Como queremos que o sinal seja de corrente, no software o sinal terá que ser tratado.

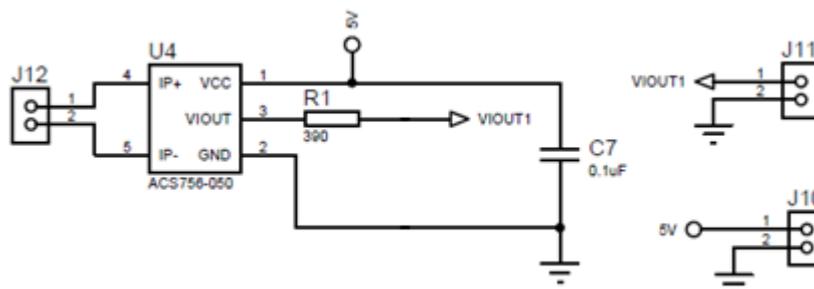
A seguir encontra-se a equação utilizada no software para transformar o sinal de tensão em Volts para corrente em Amperes.

$$I_{as} = \frac{V_i - 2,5}{0,04} \quad (8)$$

Onde:  $I_{as}$  é a corrente de armadura medida pelo sensor;

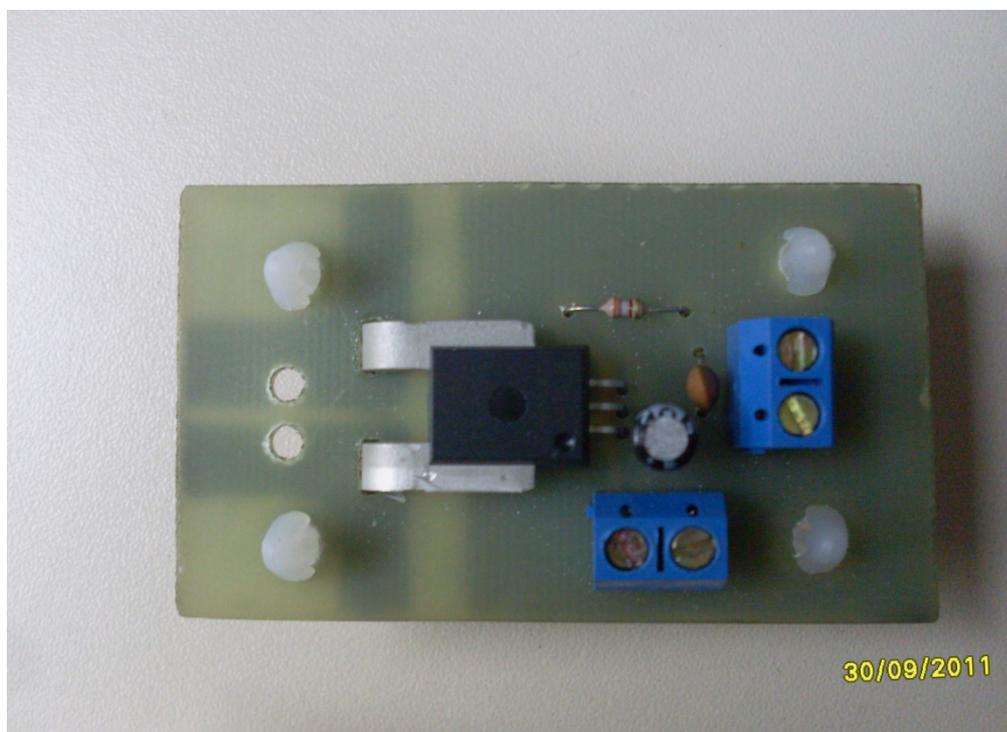
O sinal de corrente obtido ainda passou por um filtro passa-baixa butterworth de 4º ordem com frequência de corte de 5 Hz implementado no software.

Na figura 9 é possível ver o esquemático do circuito condicionador para o sensor de corrente de um dos motores, sendo o outro igual.



**Figura 9 - Esquemático do Circuito do Sensor de Corrente**

Na figura 10 pode-se ver a placa de circuito impresso do sensor de corrente de um dos motores montada.



**Figura 10 - Placa de Circuito Impresso do Sensor de Corrente.**

### 3.4 Chopper:

Com a definição das características principais do sistema, foi possível projetar o *chopper* e o seu circuito de comando.

Os sinais PWM são gerados por software na placa de controle. Sendo o tempo de atualização ( $t_a$ ) das saídas digitais da placa de controle igual ao tempo de 1 ciclo de clock do processador da FPGA, temos que este tempo é igual a 25ns. Com isto, a largura do pulso do sinal PWM será discreto, e será um múltiplo inteiro de 25ns. Como a frequência do sinal PWM foi arbitrada como 20KHz, temos que seu período  $T_{pwm}$  é igual a 50us. Com isto podemos calcular o número (N) de posições que pode ter a largura do pulso, conforme mostra (9).

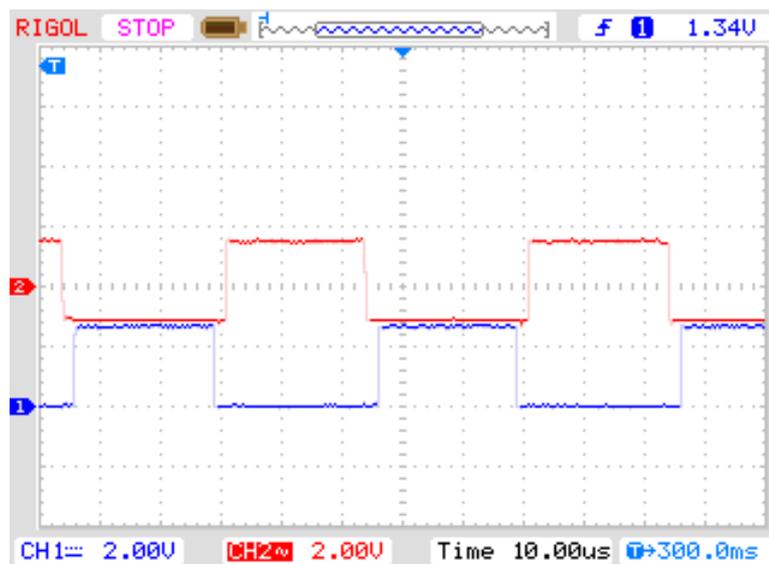
$$N = \frac{T_{pwm}}{t_a} \quad (9)$$

$$N = \frac{50us}{25ns} = 2000$$

Para gerar o sinal PWM foi implementado um contador de pulsos de clock do processador da FPGA. Este contador conta de 0 até 2000, chegando a 2000 ele zera e começa a contar novamente. Então o valor deste contador é comparado com o valor da referência de largura de pulso, que está contido entre 0 e 2000. Sendo o valor do contador menor que a referência, a saída para os gates dos mosfets que são representados por CH1 e CH4 fica em nível lógico alto, sendo maior a saída vai para nível lógico baixo. O segundo sinal PWM é gerado ao contrário. Se o contador for menor que a referência, a saída para os gates dos mosfets representados por CH2 e CH3 fica em nível lógico baixo, se for maior a saída fica em nível lógico alto.

Na geração dos sinais de PWM ainda se teve o cuidado de que houvesse um tempo morto entre a descida de nível lógico de um sinal PWM até a subida de nível

lógico do outro sinal de PWM. O tempo morto foi arbitrado empiricamente e o valor escolhido foi de 1,5 us, ou 60 pulsos de clock do processador FPGA. Sendo assim, ainda foi colocado a condição de o sinal PWM só subir 60 pulsos de clock após o outro sinal de PWM ter descido. Na figura 11 podem-se ver os dois sinais de PWM gerados para a condição de motor parado.



**Figura 11 - Sinal de PWM gerado para a condição de motor parado**

A porta digital na qual estes sinais de PWM são gerados tem em nível lógico alto 3,3V. Como os *drivers* para acionar os *mosfets* precisam de um nível de tensão de aproximadamente 15 V, e os circuitos de potência e controle devem ser isolados, utilizou-se optoacopladores entre as saídas digitais da placa de controle e as entradas dos *drivers* dos *mosfets*. O esquemático do circuito dos optoacopladores para um dos motores pode ser visto na figura 12.

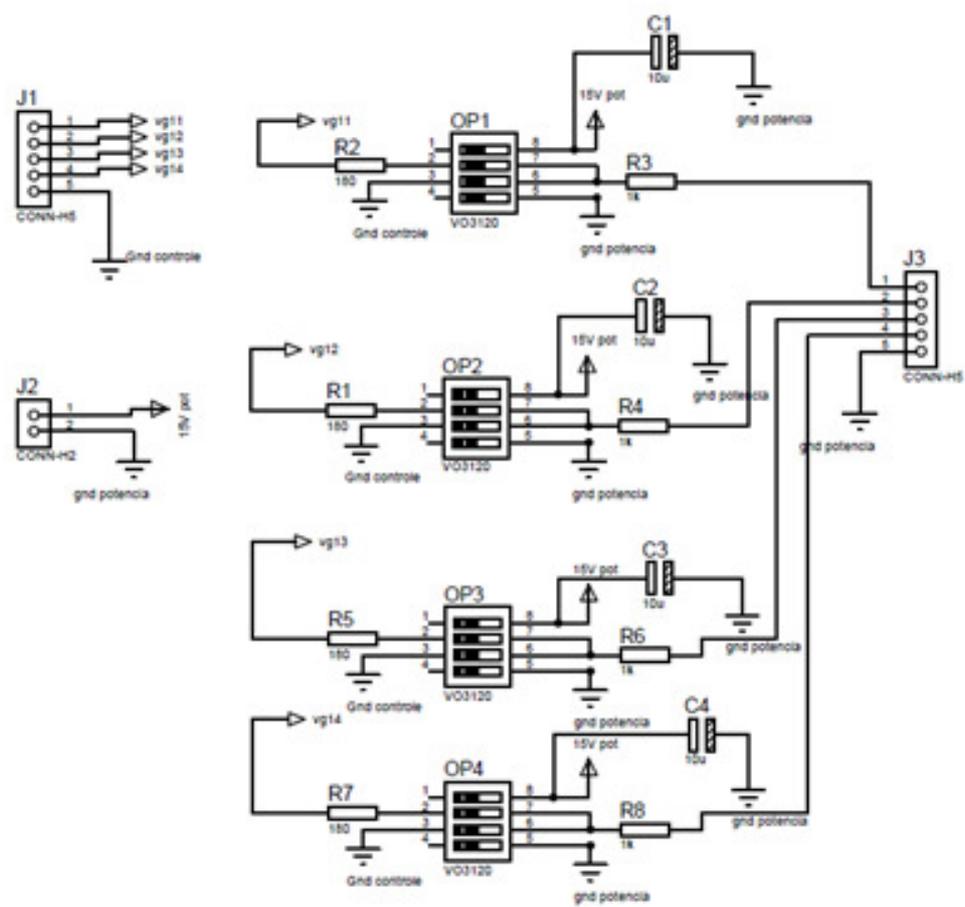


Figura 12 - Circuito dos Optocopladores.

Como *driver* para os *mosfets* utilizou-se o circuito integrado IR2110, o qual tem a capacidade de acionar os *mosfets* do lado alto e lado baixo do *chopper*, devido a um canal flutuante. Tal circuito integrado é capaz de fornecer 2A e tem as saídas em fase com as entradas. Na figura 13 é possível verificar o esquemático do circuito de comando dos *mosfets* responsáveis pelo acionamento de um dos motores.

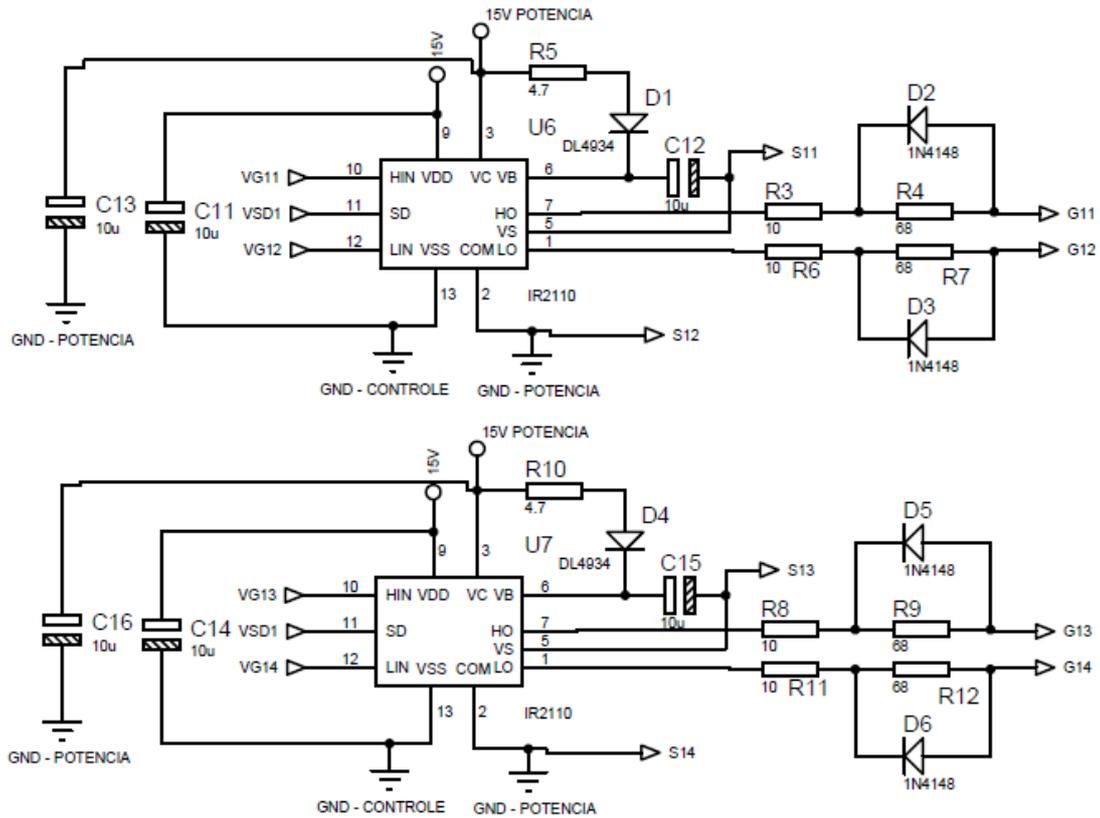
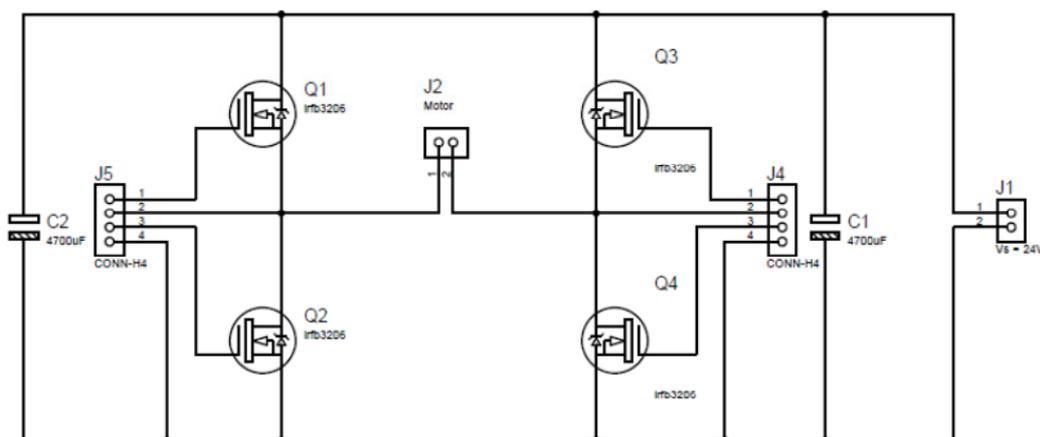


Figura 13 - Circuito dos *Drivers* para os *Mosfets*

Os tempos de carga e descarga dos *gates* dos *mosfets* são diferentes, logo necessita-ser ter os resistores de *gate* diferentes também. No momento em que o *gate* está carregando, os pares de resistores R3 e R4, R6 e R7, R8 e R9, R11 e R12 estão em série, o que limita a corrente a corrente a um valor menor. Já para descarregar o *gate*, os diodos D2, D3, D5 e D6 conduzem e o circuito equivalente é como se os resistores R4, R7, R9 e R12 estivessem em curto, ou seja, o resistor de *gate* dos *mosfets* ficam sendo só R3, R6, R8 e R11, o que permite uma corrente de descarga muito mais elevada.

Os dispositivos chaveadores escolhidos foram os *mosfets* de potência irfb3206, da *international rectifier*. Tais transistores são capazes de drenar 120A contínuos e suportam tensões entre dreno e fonte de até 60V. Porém, a característica principal que levou a sua escolha foi a baixa resistência entre dreno e fonte quando ele está em condução, o que diminui as perdas por efeito joule. Esta resistência é de aproximadamente 3mΩ.

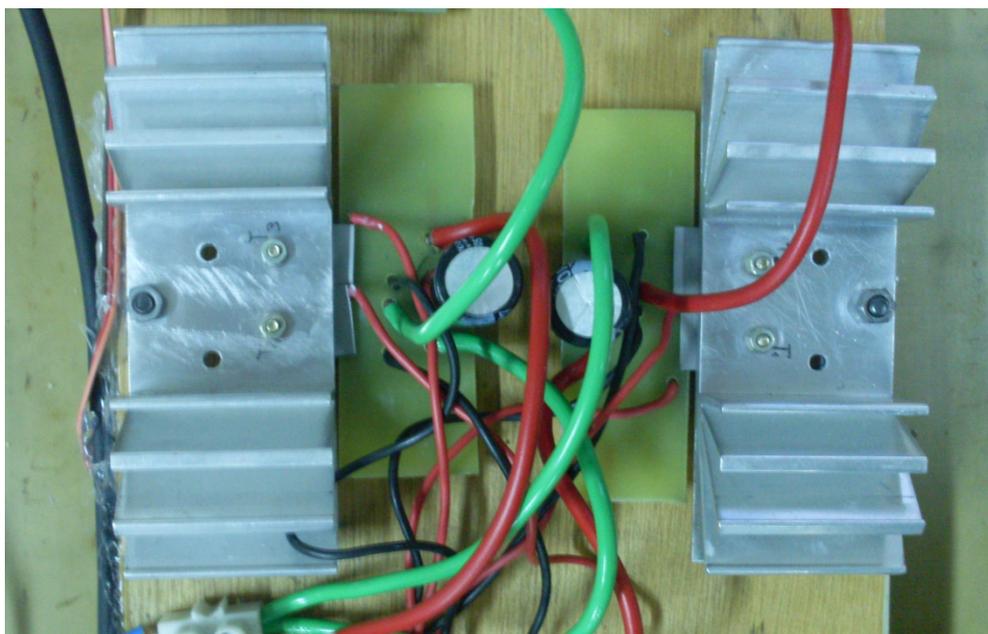
Na figura 14 pode-se ver o esquemático de montagem dos *mosfets* responsáveis pelo acionamento de um dos motores.



**Figura 14 - Esquemático dos Mosfets responsáveis pelo Acionamento de um dos Motores.**

Os mosfets Q1, Q2, Q3 e Q4 são acionados pelas saídas da placa de comando G11 e S11, G12 e S12, G13 e S13 e, G14 e S14, respectivamente.

Para diminuir as indutâncias parasitas na alimentação do circuito, foram adicionados dois capacitores de alta carga, um em cada braço do chopper. Na montagem, teve-se o cuidado de colocar os mesmos bem próximos aos mosfets, para que a indutância parasita fosse a menor possível, como mostra a figura 15.



**Figura 15 - Montagem dos mosfets do chopper 4Q**

### **3.5 Alimentação do Sistema:**

O sistema será energizado por duas fontes de alimentação independentes de 24V, sendo uma bateria para os circuitos de controle e outra para os circuitos de potência.

Este método de alimentação evita que a flutuação na tensão da bateria de potência, decorrentes de picos na demanda de corrente, influencie nas medidas dos sensores ou na placa de controle. Além disso, este tipo de alimentação permite

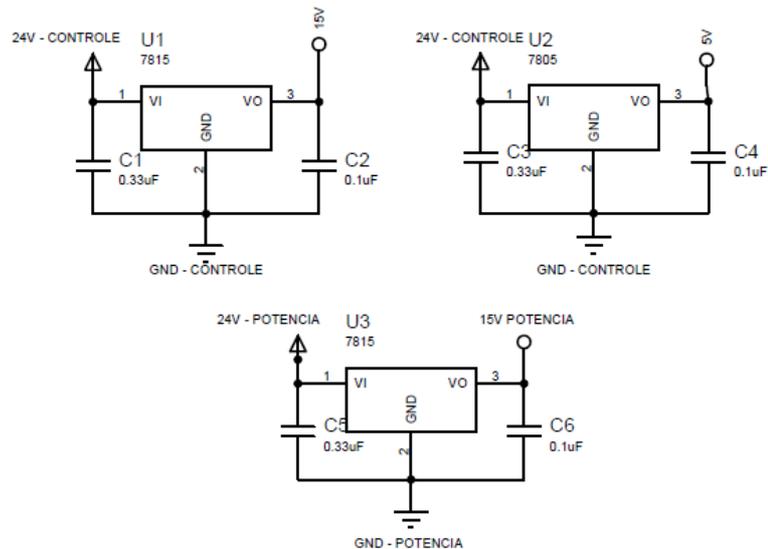
desacoplar o circuito de potência e o de controle, evitando propagação de ruído pelo GND das baterias.

Como os circuitos integrados, sensores e placa de controle operam com diferentes níveis de tensão, foi necessário a implementação de reguladores de tensão. Na tabela abaixo é possível observar os diferentes níveis de tensões reguladas e onde foram aplicadas.

**Tabela 2 - Níveis de tensão e aplicações**

Nível de Tensão	Aplicação
5V - Controle	Sensor de corrente
15V - Controle	Sensor de velocidade
24V - Controle	Placa de controle
15V - Potência	<i>Drivers dos mosfets e optoacopladores</i>
24V - Potência	Alimentação dos motores

Na figura 16 encontra-se o esquemático dos reguladores de tensão utilizados.



**Figura 16 - Esquemático dos reguladores de tensão.**

## 4 Modelo linear do sistema:

Segundo [1], na maioria dos acionamentos industriais, o controle do motor CC é realizado de acordo com o diagrama de blocos mostrado na figura 17, onde a função de transferência do motor CC está dividida em duas partes, para que também se possa ter a corrente de armadura como variável.

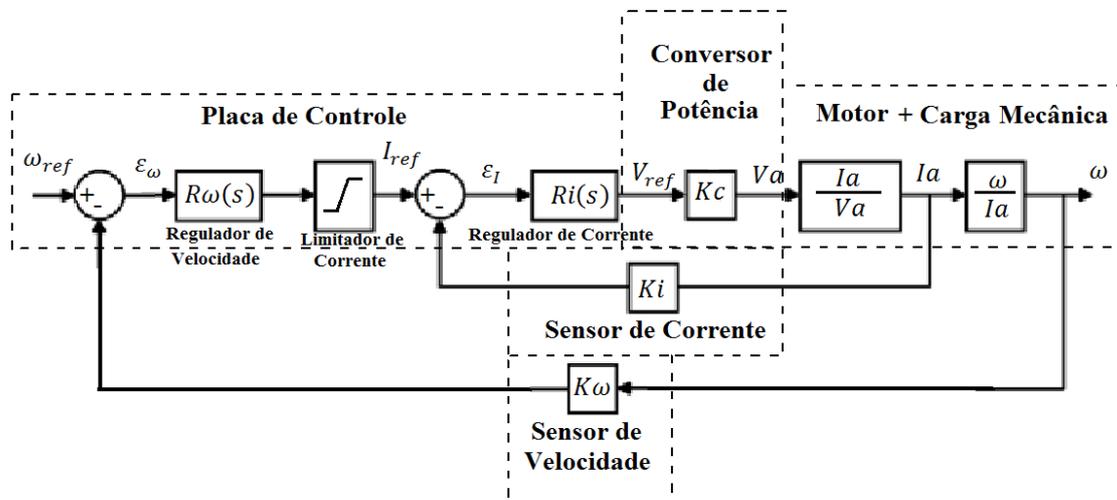


Figura 17 - Diagrama de blocos completo de um acionamento com motor CC

### 4.1 Motor CC à imãs permanentes:

O modelo eletromecânico de um motor CC de imãs permanentes é mostrado na figura 18.

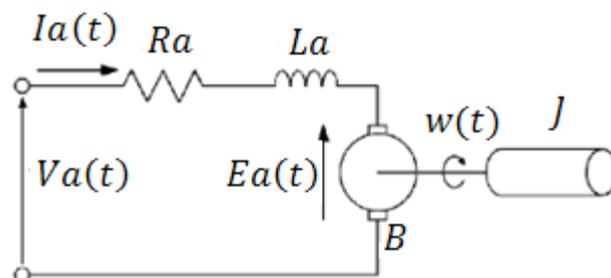


Figura 18 - Modelo eletromecânico do motor CC de imãs permanentes.

As equações diferenciais referente à figura 18 podem ser escritas por:

$$V_a(t) = R_a \cdot I_a(t) + L_a \cdot \frac{dI_a(t)}{dt} + E_a(t) \quad (10)$$

$$T(t) = T_r(t) + J \cdot \frac{d\omega(t)}{dt} + B \cdot \omega(t) \quad (11)$$

Onde:  $V_a$  é a tensão de armadura, ou seja, é o valor médio da tensão de saída do conversor;

$R_a$  é a resistência do enrolamento de armadura;

$L_a$  é a indutância do enrolamento de armadura;

$I_a$  é a corrente que circula na armadura;

$E_a$  é a tensão induzida no enrolamento de armadura;

$B$  é a soma dos coeficientes de atrito do motor CC e da carga;

$J$  é a soma dos momentos de inércia do motor CC e da carga;

$T_r$  é o torque resistente da carga, considerado constante;

$\omega$  é a velocidade angular do rotor do motor CC.

A equação (10) se refere a parte elétrica do motor e a equação (11) se refere a parte mecânica. As duas equações se relacionam através da tensão induzida  $E_a$  e o torque  $T$  produzido pelo motor CC, já que a tensão induzida depende de um parâmetro mecânico e o torque produzido de um parâmetro elétrico. A tensão induzida é dada por (12) e o torque por (13).

$$E_a(t) = K \cdot \omega(t) \quad (12)$$

$$T(t) = K \cdot I_a(t) \quad (13)$$

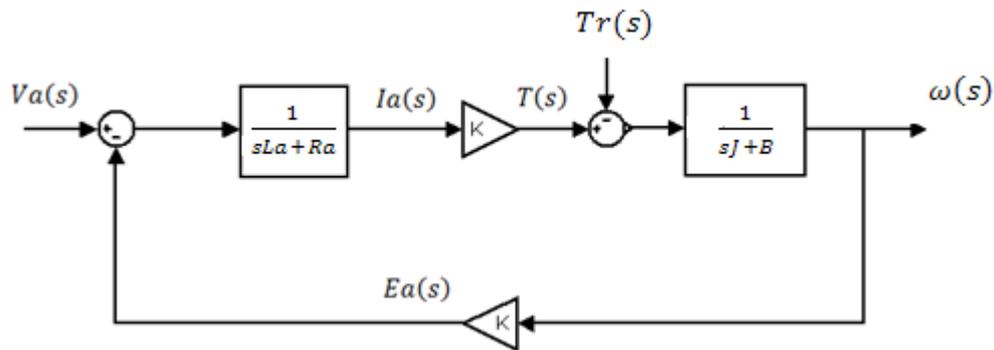
Onde  $K$  é a constante de torque.

Como se pretende saber a resposta do motor no que se diz respeito à velocidade do rotor e corrente de armadura, pode-se substituir (12) em (10) e (13) em (11), aplicar a transformada de *Laplace* e então isolar  $I_a$  e  $\omega$ .

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K \cdot \omega(s)}{R_a + L_a \cdot s} \quad (14)$$

$$\omega(s) = \frac{K \cdot I_a(s) - T_r(s)}{B + J \cdot s} \quad (15)$$

A partir das equações acima se pode desenhar o diagrama de blocos correspondente ao motor CC, mostrado na figura 19.



**Figura 19 - Diagrama de blocos referente ao motor CC.**

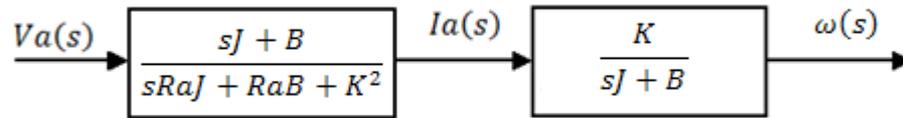
A partir do diagrama de blocos da figura 18, e aplicando o método da superposição de fontes para desconsiderar os efeitos de  $T_r$ , podemos encontrar as funções de transferência das saídas  $I_a$  e  $\omega$  em relação à entrada  $V_a$ .

$$\frac{\omega}{V_a} = \frac{K}{s^2 L_a J + s(L_a B + R_a J) + R_a B + K^2} \quad (16)$$

$$\frac{I_a}{V_a} = \frac{sJ + B}{s^2 L_a J + s(L_a B + R_a J) + R_a B + K^2} \quad (17)$$

A partir das equações (16) e (17) pode-se redesenhar o diagrama de blocos da figura 19. Ainda pode-se simplificar as funções de transferência considerando  $L_a \cong 0$ . Na figura 20 pode-se ver o diagrama de blocos redesenhado. Tal maneira de redesenhar

o diagrama de blocos é muito conveniente, pois mostra explicitamente a corrente de armadura  $I_a$ .



**Figura 20 - Diagrama de blocos simplificado do motor CC.**

Os valores aproximados dos parâmetros  $K$ ,  $R_a$ ,  $J$  e  $B$  podem ser encontrados através de uma série de ensaios, os quais serão descritos a seguir.

#### **4.1.1 Ensaio com Rotor Bloqueado:**

Este ensaio é baseado nas equações (10) e (12). Se o rotor for bloqueado,  $E_a$  será 0. Sendo aplicada uma tensão contínua, após o transitório não haverá variação de corrente e o termo  $L_a \cdot \frac{dI_a(t)}{dt}$  também será 0. Assim o valor da resistência  $R_a$  se dará pela lei de ohm, conforme mostra a equação (18).

$$R_a = \frac{V_a}{I_a} \quad (18)$$

Durante o ensaio, o rotor do motor CC é bloqueado e a tensão de armadura é elevada até que a corrente de armadura fique próxima da corrente nominal. Porém, por não ter meios de bloquear o rotor até os 35A esperados, o ensaio foi realizado com a corrente de aproximadamente 5,5 A.

O ensaio foi repetido com o rotor em 5 posições diferentes, já que a resistência de armadura varia de acordo com a posição entre as escovas e o anel comutador. A resistência de armadura considerada foi a média das resistências de armadura para as 5 posições avaliadas. Na tabela 3 pode-se ver os valores de tensão, corrente e resistência para cada posição e a média das resistências encontradas.

**Tabela 3 - Obtenção da Resistência de Armadura**

Obtenção da Resistência de Armadura			
	Tensão (V)	Corrente (A)	Resistência ( $\Omega$ )
Posição 1	0,46	5,49	0,083788707
Posição 2	0,48	5,48	0,087591241
Posição 3	0,63	5,48	0,114963504
Posição 4	0,64	5,47	0,117001828
Posição 5	0,57	5,47	0,104204753
		<b>Média</b>	<b>0,101510007</b>

#### 4.1.2 Ensaio do Motor CC a Vazio:

Com o ensaio a motor vazio podemos encontrar os parâmetros B e K.

Quando o motor CC é acionado sem carga, podemos considerar que a potência consumida por ele será igual às perdas por efeito joule no enrolamento de armadura e pelo atrito do rotor. Então temos que:

$$V_a * I_a = R_a * I_a^2 + B * \omega^2 \quad (19)$$

Isolando o coeficiente de atrito temos:

$$B = \frac{V_a * I_a - R_a * I_a^2}{\omega^2} \quad (20)$$

Com a resistência de armadura  $R_a$  já conhecida, a partir do ensaio de rotor bloqueado, se a tensão de armadura  $V_a$ , corrente de armadura  $I_a$  e velocidade angular  $\omega$  do motor forem medidas durante o ensaio, podemos encontrar o coeficiente de atrito B. Este ensaio foi realizado para diferentes tensões de armadura e o coeficiente de atrito B considerado para o modelo é a média dos coeficientes de atrito encontrados. Na tabela 4 podem-se ver os valores medidos durante o ensaio.

**Tabela 4 - Obtenção do Coeficiente de Atrito**

Obtenção do coeficiente de Atrito			
Tensão (V)	Corrente (A)	Velocidade (RPM)	Atrito (W.s <sup>2</sup> )
2	1,35	300	0,002548226
5	1,55	785	0,0011110757
10	1,75	1600	0,000612289
15	2,05	2330	0,000516327
20	2,3	3125	0,000429411
24	2,45	3800	0,000371227
		<b>Média</b>	<b>0,000482314</b>

A obtenção do parâmetro K se baseia nas equações (10) e (12). Quando o motor é alimentado com uma tensão contínua, podemos considerar que a corrente será praticamente constante e o termo  $La \cdot \frac{di_a(t)}{dt}$  será praticamente 0. Sendo assim se medirmos  $V_a$ ,  $I_a$  e  $\omega$ , e tendo encontrado o valor de  $R_a$ , pode-se calcular o valor de K por:

$$K = \frac{V_a - R_a \cdot I_a}{\omega} \quad (21)$$

Na tabela 5 pode-se verificar o valor da constante K calculado para diferentes situações de alimentação do motor. O valor de K utilizado no modelo foi a média dos valores calculados.

**Tabela 5 - Obtenção da Constante de Torque**

Obtenção da Constante de Torque			
Tensão (V)	Corrente (A)	Velocidade (RPM)	Constante K (Nm/A)
2	1,35	300	0,059299906
5	1,55	785	0,058909544
10	1,75	1600	0,058622878
15	2,05	2330	0,060623297
20	2,3	3125	0,060402057
24	2,45	3800	0,059686372
		<b>Média</b>	<b>0,059590676</b>

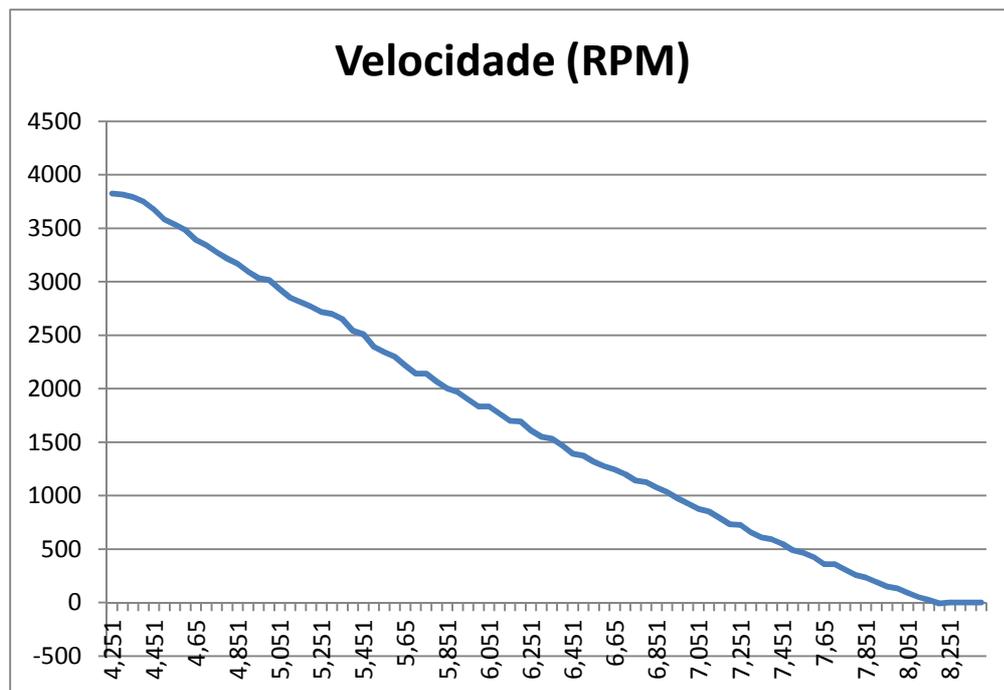
#### 4.1.3 Ensaio da Constante de Tempo do Motor à Vazio.

Para a determinação do momento de inércia J utiliza-se do conceito de constante de tempo. A constante de tempo é definida como sendo o tempo que se leva para um processo alcançar 63,2% de resposta estabilizada correspondente ao estímulo de uma referência do tipo degrau. A constante de tempo mecânica  $\tau_m$  do motor é dada por (22).

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (22)$$

Sendo assim podemos encontrar a inércia J do motor medindo o tempo que o motor leva para atingir 63,2% do seu valor em regime permanente. Para este projeto o motor foi acelerado até entrar em regime permanente, então foi medido o tempo entre desligar a alimentação e o motor diminuir sua velocidade em 63,2%.

A figura 21 mostra o gráfico de tal ensaio.



**Figura 21 - Gráfico para Obtenção da Inércia J**

A partir do gráfico foi possível medir o valor da constante de tempo do motor. Sendo a velocidade do motor em regime permanente igual a 3800 RPM, a velocidade após uma constante de tempo é igual a 1398 RPM. A chave é aberta no instante de tempo 4,251 s, e a velocidade chegou ao valor de 1398 RPM no instante de tempo 6,451 s. Sendo assim a constante de tempo  $\tau_m$  do motor é 2,2 segundos. Com isso –se determinar a inércia do rotor do motor, como mostra (22).

$$J = B * \tau_m \quad (22)$$

$$J = 0,000482314 * 2,2$$

$$J = 0,00106109 \text{ Kg.m}^2$$

Com os parâmetros do motor identificados, o diagrama de blocos da figura 20 pode ser reescrito, já com valores numéricos. O novo diagrama de blocos encontra-se na figura 22.

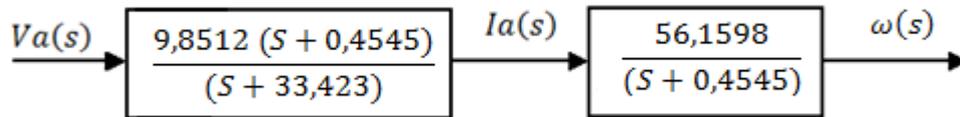


Figura 22 - Diagrama de Blocos Simplificado do Motor CC com Valores Numéricos

## 4.2 Ganho do *Chopper*:

Pela técnica de geração do PWM na placa de controle, a tensão de armadura média no motor pode ser obtida através de:

$$\overline{V_a} = \frac{24}{2000} * N - \frac{24}{2000} * (2000 - N); \quad 0 \leq N \leq 2000 \quad (23)$$

Pela equação (23) pode-se verificar que a tensão de armadura média será 0 V quando a referência N for 1000. A tensão de armadura será 24 V quando N for 2000 e -24 V quando N for igual a 0. Porém é interessante que para tensões de armadura negativas, a referência também seja negativa. Por isso, optou-se por variar a referência de -1000 à 1000, seguidos de um offset de 1000. Assim quando a referência é -1000, soma-se o offset e ela se torna 0, o que dá -24V na tensão de armadura.

O ganho  $K_c$  do *chopper* é encontrado através da equação (24) dada abaixo.

$$K_c = \frac{V_{a_{m\acute{a}x}}}{N_{m\acute{a}x}} \quad (24)$$

$$K_c = \frac{24}{1000}$$

$$K_c = 0,024$$

Onde:  $V_{a_{m\acute{a}x}}$  é a tensão máxima fornecida aos motores;

$N_{m\acute{a}x}$  é a referência máxima fornecida ao gerador de PWM.

### 4.3 Ganho dos Sensores de Velocidade e de Corrente:

Como visto anteriormente, o *encoder* e o sensor de corrente, após o tratamento dos sinais na placa de controle, fornecem, respectivamente, a velocidade e a corrente diretamente. Sendo assim, pode-se considerar o ganho dos sensores de corrente e velocidade como unitários, para o cálculo dos reguladores de corrente e velocidade.

### 4.4 Regulador de Corrente:

Para o regulador de corrente optou-se por um do tipo proporcional-integral (PI). A função de transferência padrão de um regulador PI pode ser visto em (25).

$$FT_{pi} = K_p \frac{(s + \frac{1}{T_i})}{s} \quad (25)$$

Onde:  $K_p$  é o ganho proporcional,

$T_i$  é o tempo integral.

O diagrama de blocos correspondente ao controle da corrente de armadura pode ser visto na figura 23.

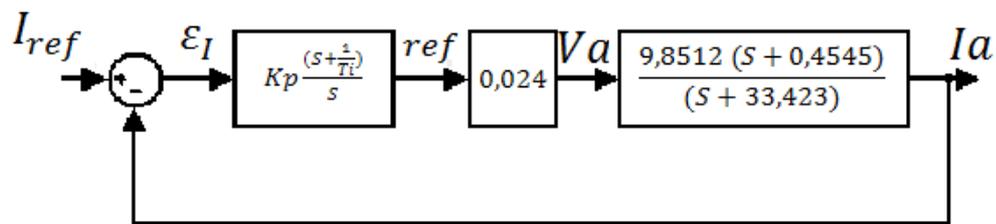


Figura 23 - Diagrama de Blocos do controle da Corrente de Armadura

Segundo a referência [1], para o projeto do regulador de corrente a técnica mais comumente empregada é a do cancelamento entre o zero do regulador e o pólo do motor CC. Assim chega-se ao valor de  $T_i$  conforme a equação (26).

$$T_i = \frac{1}{33,423} = 0,02992 \text{ s} \quad (26)$$

Ainda segundo a referência [1], o ganho  $K_p$  deve ser tal que, o ripple de corrente presente na saída do PI deve ser muito menor do que a referência que gera o sinal PWM. Sendo assim o  $K_p$  escolhido foi de 0,5.

Após o projeto do regulador de corrente, o diagrama de blocos da figura 23 pode ser simplificado, e chega-se ao diagrama de blocos da figura 24.

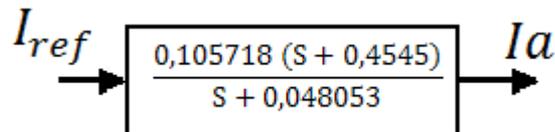


Figura 24 - Diagrama de Blocos Simplificado do controle de Corrente de Armadura

## 4.5 Regulador de Velocidade

Para o regulador de velocidade também foi utilizado um regulador PI. O diagrama de blocos do controle de velocidade pode ser visto na figura 25.

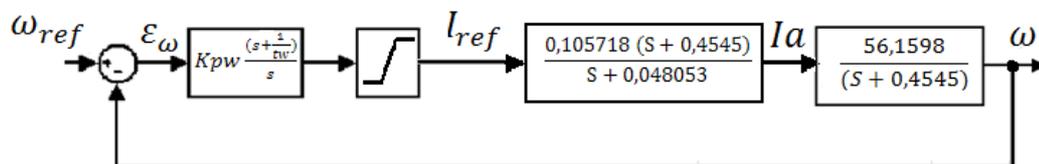


Figura 25 - Diagrama de Blocos do Controle de Velocidade

O termo  $(S + 0,4545)$  presente em dois blocos pode ser simplificado, e a função de transferência do diagrama de blocos da figura 25 em função dos parâmetros  $K_{pw}$  e  $t_w$  do regulador de velocidade é mostrada na equação (27).

$$\frac{\omega}{\omega_{REF}} = \frac{5,9371 * K_{pw} * \left(s + \frac{1}{t_w}\right)}{s^2 + (0,048053 + 5,9371 * K_{pw})s + \frac{5,9371 * K_{pw}}{t_w}} \quad (27)$$

Os parâmetros do regulador de velocidade podem ser encontrados comparando-se o denominador da função de transferência com a tradicional equação de 2º grau mostrada em (28).

$$S^2 + 2 * \xi * wn * S + wn^2 \quad (28)$$

Onde:  $\xi$  é o coeficiente de amortecimento;

$wn$  é a frequência natural de oscilação.

Segundo a referência [3], o tempo de acomodação  $t_s$ , que é o tempo necessário para que a resposta entre e permaneça dentro de certa faixa percentual, pode ser encontrado em função do coeficiente de amortecimento e a frequência natural de oscilação conforme mostra a equação (29).

$$t_s \approx \frac{5}{\xi * wn} \quad (29)$$

A equação (29) é válida para o caso em que o sistema é criticamente amortecido, ou seja,  $\xi = 1$ . Este coeficiente de amortecimento foi escolhido para que o motor não tenha sobre passo.

Como o robô não necessita de grande aceleração, o tempo de acomodação arbitrado foi de 2 segundos. Com isso pode-se encontrar o valor de  $wn$  como mostra (30).

$$wn \approx \frac{5}{\xi * t_s} \quad (30)$$

$$wn \approx \frac{5}{1 * 2}$$

$$wn \approx 2,5 \frac{rad}{s}$$

Comparando o denominador de (27) com (28) podemos encontrar os parâmetros do controlador.  $K_{pw}$  pode ser encontrado como mostra (31).

$$(0,048053 + 5,9371 * K_{pw}) = 2 * \xi * wn \quad (31)$$

$$K_{pw} = \frac{2 * 1 * 2,5 - 0,048053}{5,9371}$$

$$Kpw = 0,841246$$

Obtido o valor de Kpw, o valor de tw pode ser encontrado como mostra (32).

$$\frac{5,9371 * Kpw}{tw} = wn^2 \quad (32)$$

$$tw = \frac{5,9371 * 0,841246}{2,5^2}$$

$$tw = 0,799129$$

Na saída do controle de velocidade ainda foi implementado um limitador de corrente, para que a referência de velocidade não ultrapasse o valor de +/- 50A.

Os reguladores de corrente e velocidade foram implementados no *LabVIEW* utilizando blocos prontos, onde se deve apenas colocar os parâmetros do regulador.

## 5 Resultados Alcançados:

Os testes práticos foram realizados somente em um motor e sem carga, pois a construção mecânica do robô foi adiada pela empresa. Através dos testes práticos foi possível observar que o conversor de potência *chopper* foi capaz de acionar o motor CC, variando sua velocidade e sem que houvesse aquecimento dos *mosfets*. O sinal PWM variou de acordo com a referência aplicada sempre mantendo o tempo morto.

Nas figuras 26 e 27 podemos ver o sinal de PWM para 1000 e 3000 RPM, respectivamente.

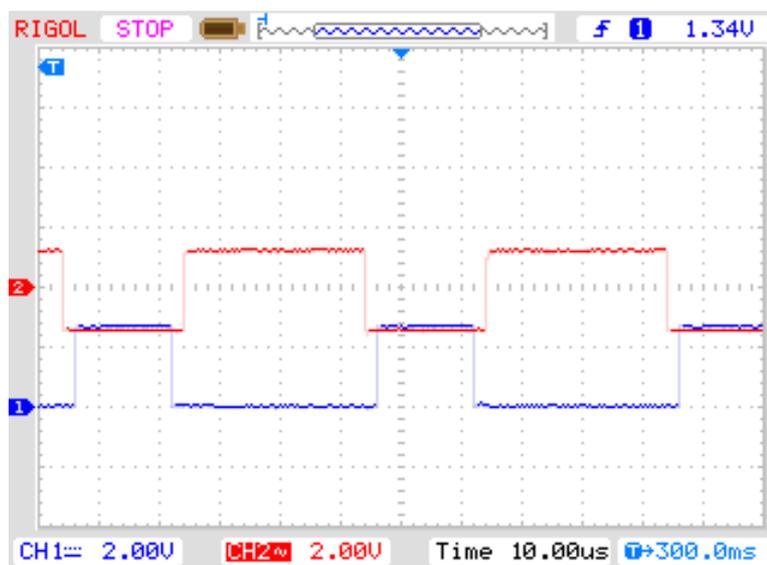


Figura 26 - Sinal de PWM para uma Referência de 1000 RPM

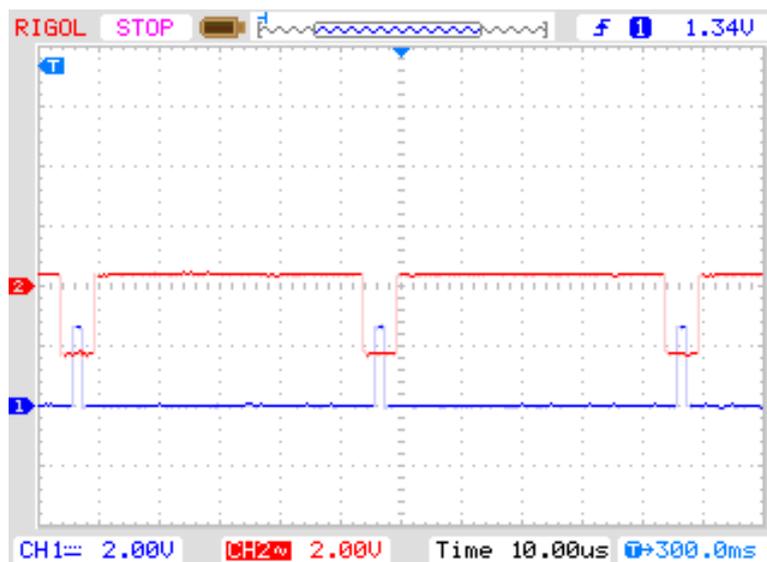


Figura 27 – Sinal de PWM para uma Referência de 3000 RPM

É possível observar nas figuras acima a variação dos sinais de PWM e a manutenção do tempo morto. Isso é muito importante para que não haja danos aos *mosfets* responsáveis pelo chaveamento do motor.

Nas figuras 28, 29 e 30 é possível verificar o *ripple* na corrente de armadura do motor para 0, 1000 e 3000 RPM. Este *ripple* foi medido com um osciloscópio na saída do próprio sensor de corrente.

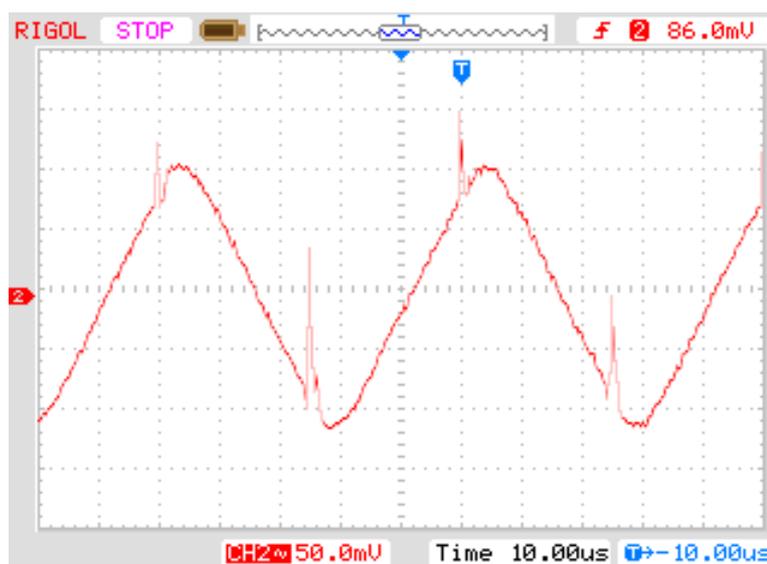


Figura 28 - Ripple na Corrente de Armadura do Motor CC parado.



Figura 29 - *Ripple* na Corrente de Armadura do Motor CC para 1000 RPM.

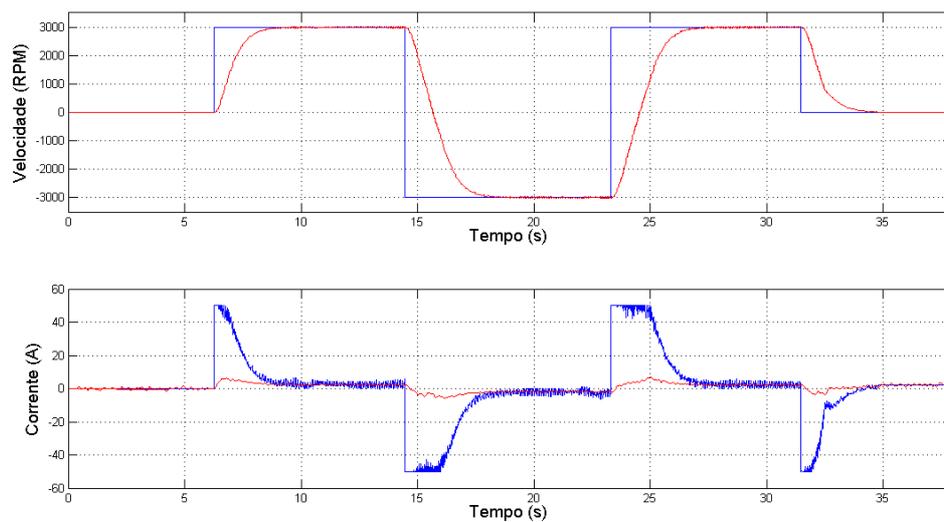


Figura 30 - *Ripple* na Corrente de Armadura do Motor CC para 3000 RPM.

É possível verificar que o maior *ripple* de corrente ocorre na condição de motor parado. O valor é de aproximadamente 5,5 A de pico a pico e a corrente média é 0 A. Para a situação em que o rotor está girando à 1000 RPM o *ripple* de corrente é de aproximadamente 4,8 A de pico a pico e a corrente média é de 1,6 A. Para a situação

em que o rotor está girando à 3000 RPM o *ripple* de corrente é de aproximadamente 2 A de pico a pico e a corrente média é de 2,3 A.

O motor foi capaz de seguir referências do tipo salto, com um tempo de acomodação um pouco superior ao calculado e sem sobre passo, como esperado. Nas figuras 31, 32 e 33 pode ser verificado isto.



**Figura 31 - Resposta do Sistema 1**

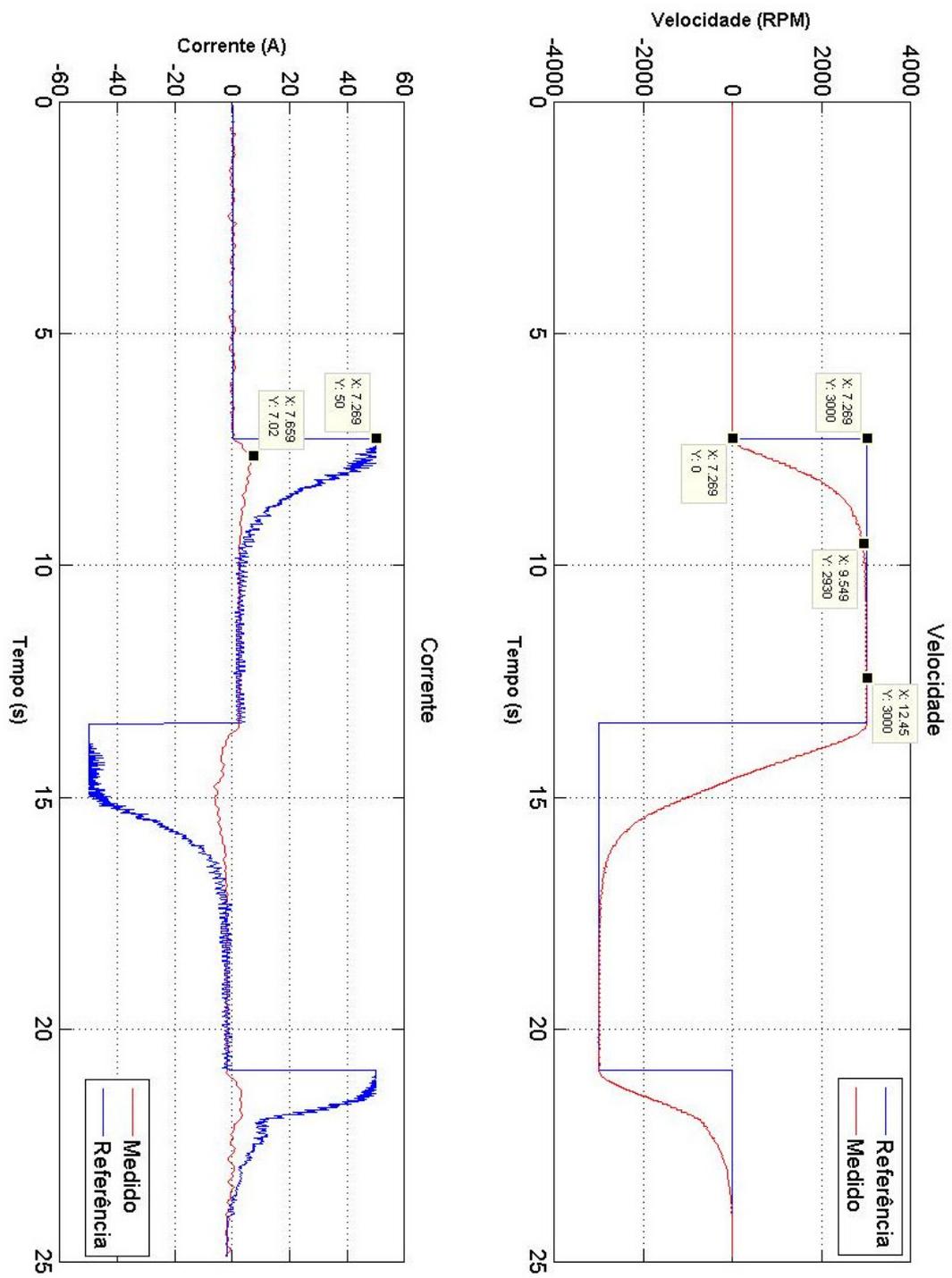
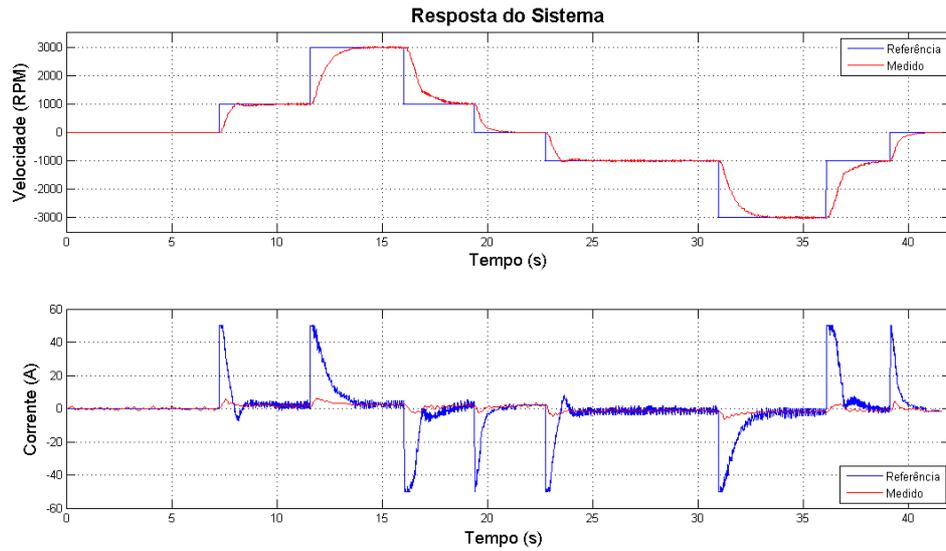


Figura 32 - Resposta do Sistema 2



**Figura 33 - Resposta do Sistema 3**

Nas figuras 31, 32 e 33 também é possível de observar que apesar de o motor estar seguindo a referência de velocidade, o mesmo não ocorre com a referência de corrente.

## 6 Conclusões

O sistema como um todo funcionou bem, já que atingiu o objetivo principal, que é seguir referências de velocidade com um tempo de acomodação próximo a 2 segundos e sem que houvesse sobre passo. Apesar de ter sido testado em apenas um motor, os resultados podem ser considerados válidos para os dois, já que o segundo é similar ao primeiro.

O conversor *chopper* foi capaz de acionar os motores com velocidades variáveis. Os sinais de PWM gerados na placa de controle variaram corretamente, sempre mantendo o tempo morto entre eles, evitando assim que os *mosfets* pudessem queimar. Os *mosfets*, mesmo trabalhando por alguns minutos, não aqueceram nada, porém estavam trabalhando com o motor a vazio.

Os sensores funcionaram satisfatoriamente. O tempo de resposta e a resolução dos *encoders* foram suficientes. Porém para o futuro pode-se aumentar o número de ranhuras do *encoder* para que a resolução seja melhorada. O sensor de corrente funciona bem, mas, a aquisição na placa de controle deve ser melhorada. A frequência de aquisição está muito baixa e a corrente é medida em pontos aleatórios, quando o melhor seria medir sempre a corrente média, para que o *ripple* não interfira.

A modelagem do motor e a posterior análise dos reguladores responsáveis pelo controle do motor foram muito trabalhosas, porém foram satisfatórias, já que o motor foi capaz de seguir as referências de velocidade.

A implantação do sistema de controle em uma placa micro-processada foi um grande desafio, já que foi necessário mesclar o mundo analógico ao digital. Tal desafio enalteceu muito o conhecimento adquirido durante este projeto.

## **7 Referências**

- [1] BLAUTH, Y. B. **Apostila de Acionamentos de Máquinas Elétricas.**
- [2] RASHID, M. H. **Eletrônica de Potência: circuitos, dispositivos e aplicações.**
- [3] BAZANELLA, A. S. **Sistemas de Controle: princípios e métodos de projeto.**

## Anexos

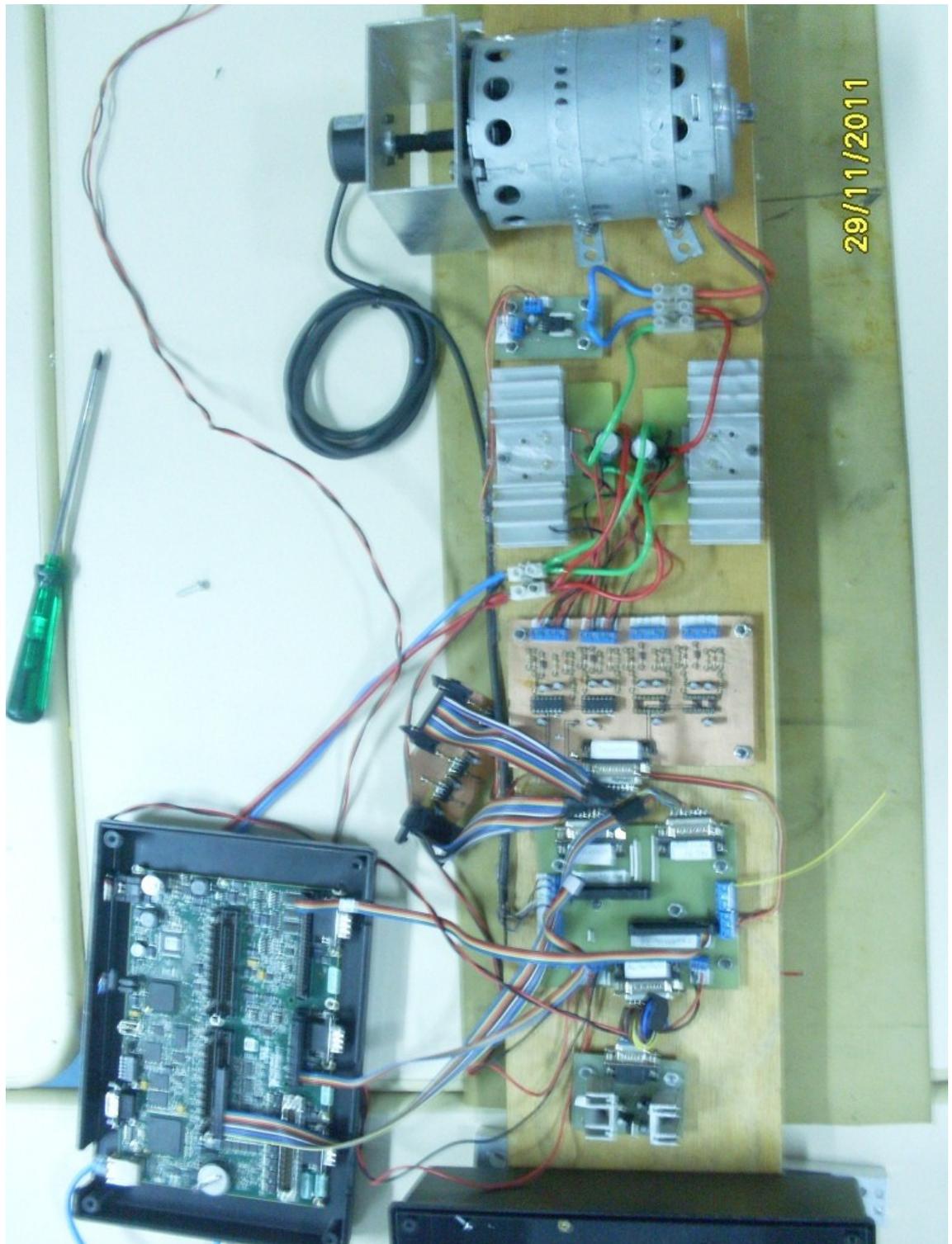


Figura 34 - Montagem da Bancada de Testes

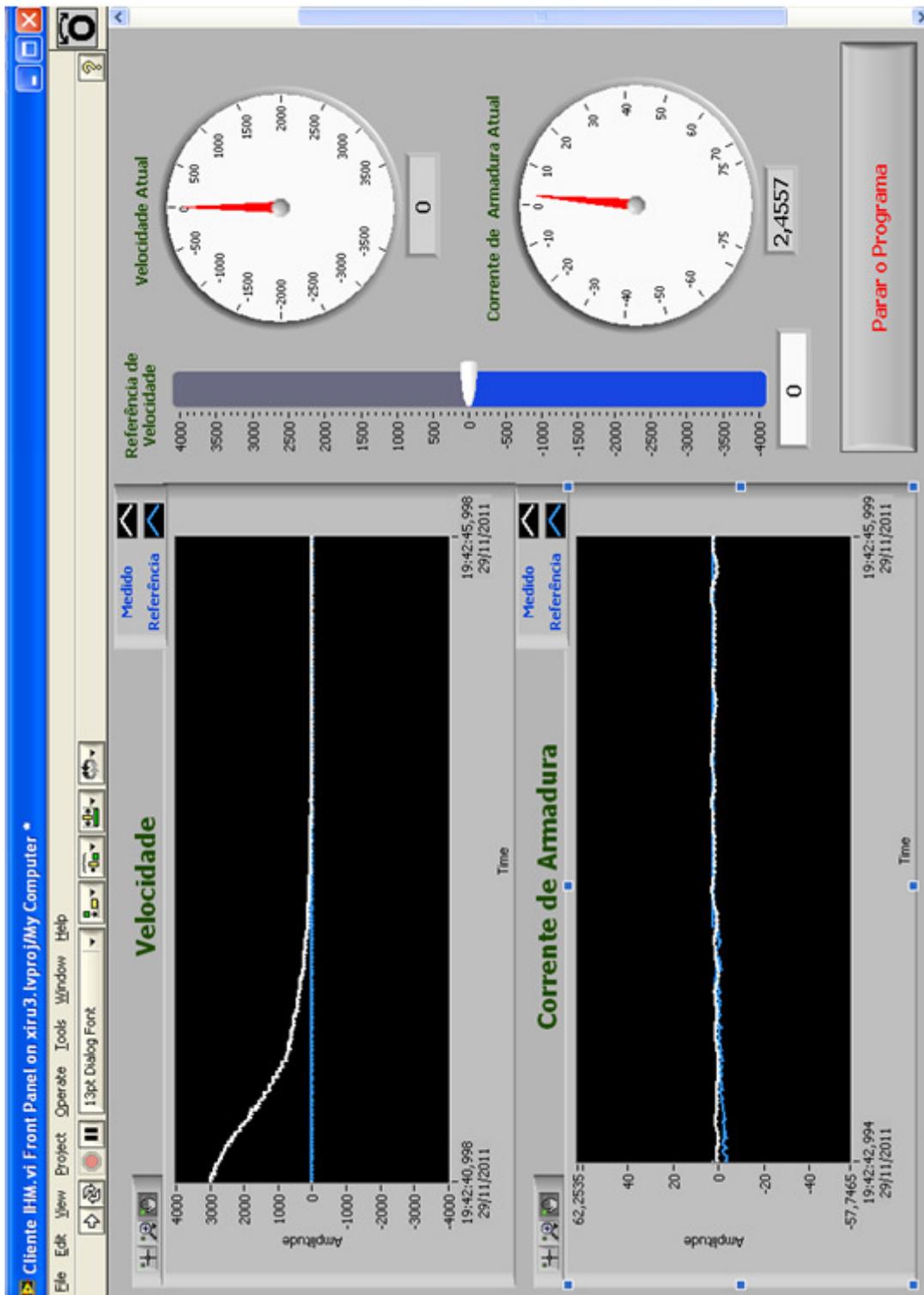


Figura 35 – Interface-Homem-Máquina