

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

DIEGO MOLTER FERREIRA

PROJETO DE DIPLOMAÇÃO

**DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE
UMA MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES E
FLUXO AXIAL**

Porto Alegre

2010

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

**DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE
UMA MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES E
FLUXO AXIAL**

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: Dr. Ály Ferreira Flores Filho

Porto Alegre

2010

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

DIEGO MOLTER FERREIRA

**DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO DE
UMA MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES E
FLUXO AXIAL**

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: Dr. Ály Ferreira Flores Filho

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

University Of Wales College Of Cardiff, Cardiff, País de Gales

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Ály Ferreira Flores Filho, UFRGS

Doutor pela University Of Wales College Of Cardiff, Cardiff, País de Gales

Prof. Dr. Marcelo Götz, UFRGS

Doutor pela Universität Paderborn, Paderborn, Alemanha

Tecg°. Jonas Obert Martins Osório, UFRGS

Tecnólogo pela UFRGS, Novo Hamburgo, Brasil

Porto Alegre, dezembro de 2010.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos difíceis.

AGRADECIMENTOS

Aos pais, que me auxiliaram durante toda a minha carreira acadêmica e pessoal, ensinando os valores mais importantes para a vida.

Aos colegas de trabalho, pelo seu auxílio nas tarefas desenvolvidas durante o curso e apoio na concepção, realização, e revisão deste trabalho.

Ao Laboratório de Máquinas Elétricas, Acionamentos e Energia e a todos os seus funcionários pelo suporte no desenvolvimento deste projeto.

RESUMO

A demanda por meios de transporte mais eficientes e com menor impacto ambiental motivou o desenvolvimento do projeto Torus, uma máquina elétrica síncrona de ímãs permanentes que tem o potencial de ser utilizada em veículos elétricos. Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento do sistema de controle da máquina Torus.

A fim de atingir o objetivo desse trabalho, determinou-se a função de transferência do sistema a ser controlado, as variáveis a serem controladas e os seus respectivos parâmetros de desempenho. Em seguida, elaborou-se um controlador microprocessado e foram efetuados simulações com o Matlab Simulink para verificar se as exigências do projeto foram satisfeitas.

Finalmente testou-se o controlador elaborado em conjunto com o protótipo da máquina e verificou-se as exigências de desempenho do projeto.

Palavras-chaves: Engenharia Elétrica. Processamento Digital de Sinais. Automação e Controle. Máquina síncronas de fluxo axial e ímãs permanentes.

ABSTRACT

The demand for more efficient transportation modes and ways to conserve natural resources is the main motivation for the Torus project development, which is an axial flux permanent magnet synchronous machine. The main purpose of this work is to develop the control system of the Torus machine.

In order to develop this control system, the following procedure was followed: firstly we determined the transfer function of the system to be controlled, as well the variables to be controlled and their corresponding performance exigencies. Then a digital controller was elaborated and simulated on Matlab Simulink to verify if the performance parameters were satisfied.

Finally the designed controller was tested with the machine prototype to verify the performance parameters.

Keywords: Electrical Engineering. Digital Signal Processing. Automation and Control. Electronic. Axial flux permanent magnet synchronous machine.

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO	12
2.	CONTEXTO DO PROJETO	13
2.1.	A máquina Torus	14
2.2.	Aplicação primária da máquina.....	16
3.	ANÁLISE DE ALTERNATIVAS	17
3.1	Controle Orientado por campo	17
3.2	Controlador com comutação eletrônica	19
4.	ELABORAÇÃO DO CONTROLADOR	27
4.1.	Determinação dos parâmetros da máquina	27
4.2.	Determinação das equações de transferência do sistema	29
5.	SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR	35
5.1.	Subsistema <i>inverter_and_machine</i>	35
5.2.	Subsistema <i>Torus_Speed_Controller</i>	36
6.	IMPLEMETAÇÃO DO CONTROLADOR	41
6.1.	Implementação da Parte Controle	41
6.2.	Implementação da parte operativa	47
6.3.	Sistemas de condicionamento	48
6.4.	Módulos de potência	49
7.	TESTES E RESULTADOS ALCANÇADOS	51
7.1.	Resultados das simulações	51
7.2.	Resultados experimentais	52
	CONCLUSÃO.....	55
	BIBLIOGRAFIA	56
	ANEXO A	58
	ANEXO B	59
	ANEXO C	60
	ANEXO D	62
	ANEXO E	64
	ANEXO F	65
	ANEXO G	67
	ANEXO H	71
	ANEXO I	72
	ANEXO J	73

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Dimensões máquina Torus.	15
Figura 2 - Máquina Torus, vista lateral	15
Figura 3 - Protótipo montado.....	16
Figura 4 - Controlador orientado por campo	18
Figura 5 - FEM de uma bobina a 450 RPM	20
Figura 6 - Período de condução de uma fase da máquina (extraído de ⁷ , página 215).....	21
Figura 7 - Tensões aplicadas nas bobinas da máquina	21
Figura 8 - Ativação de um par de bobinas (extraído de ⁷ , página 218)	22
Figura 9 - Diagrama de blocos de um controlador de corrente de uma máquina AFPM com único sensor (extraído de ⁷ , página 221).....	23
Figura 10 - Formas de onda da tensão e da corrente de um uma máquina AFPM de fluxo trapezoidal e alimentada por um conversor. (a) Modo Motor, (b) modo gerador. (Extraído de ⁷ , página 220).....	24
Figura 11 - Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente sem o efeito da força contra eletromotriz induzida. (Extraído de ⁷ , página 222).....	25
Figura 12 - Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade	26
Figura 13 - Resposta a um degrau unitário, subsistema elétrico em laço fechado	31
Figura 14 - Diagrama de Bode, subsistema elétrico.....	32
Figura 15 - Resposta do sistema a um degrau unitário em laço fechado	33
Figura 16 - Diagrama de Bode do sistema	33
Figura 17 - Janela principal do simulador	35
Figura 18 - Arquitetura do subsistema <i>Inverter_and_machine</i>	36
Figura 19 - Arquitetura do subsistema <i>Torus_Speed_Controller</i>	37
Figura 20 - Arquitetura do subsistema <i>Torus_PO</i>	38
Figura 21 - Pulsos de acionamento dos transistores da ponte inversora	39
Figura 22 - Arquitetura do subsistema <i>Torus_PC</i>	40
Figura 23 - I/O PIC18F2455.....	42
Figura 24 - Arquitetura do <i>toolbox Real-time embedded workshop</i>	43
Figura 25 - Configuração do toolbox Real-time Embedded Workshop (1)	43
Figura 26 - Configuração do toolbox Real-time Embedded Workshop (2)	44
Figura 27 - Configuração do toolbox Real-time Embedded Workshop (3)	44
Figura 28 - Configuração do compilador MPLAB C18.....	45
Figura 29 - Supervisor Torus - Labview (interface).....	46
Figura 30 - Estrutura de interfaces do sistema	46
Figura 31 - I/O PIC18F2431.....	48
Figura 32 - Resposta do sistema a uma referência de -50 rad/s, com $V_d=30V$	51
Figura 33 - Resposta do sistema a uma referência de -50 rad/s, com $V_d=60V$	51
Figura 34 - Resposta do sistema a uma referência de -40 rad/s, perturbação de 0,5 Nm (resistivo), $V_d=60V$	52
Figura 35 - Foto dos circuitos construídos	53
Figura 36 - <i>Debugger</i> da parte operativa (interface)	53

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Estrutura do projeto.	12
Tabela 2 - Características da Máquina Torus.	15
Tabela 3 - Parâmetros de desempenho do controlador de velocidade.....	16
Tabela 4 - Parâmetros de desempenho do controlador de corrente.....	30
Tabela 5 - Descrição das entradas e saídas, subsistema inverter_and_machine	36
Tabela 6 - Descrição das entradas e saídas, subsistema Torus_Speed_Controller.....	37
Tabela 7 - Descrição das entradas e saídas, subsistema Torus_PO.....	38
Tabela 8 - Descrição das entradas e saídas, subsistema Torus_PC	40
Tabela 9 - Lista dos códigos que são enviados entre o computador e a parte de controle	47
Tabela 10 - Lista dos códigos que são enviados entre a parte de controle e a parte operativa.	47
Tabela 11 - Dados do circuito de acionamento	50

LISTA DE ABREVIATURAS

D.C.: *direct current*, corrente contínua

AFPM: *Axial Flux Permanent Magnet (machine)*, (máquina) de fluxo axial e ímãs permanentes.

DELET: Departamento de Engenharia Elétrica

UFRGS: Universidade Federal do Rio Grande do Sul

FOC: *Field Oriented Control*, Controle orientado por campo

DSP: *Digital Signal Processor*, Processador Digital de Sinais

PWM: *Pulse Width Modulation*, Modulação por largura de pulso

1. INTRODUÇÃO

O projeto Torus tem como objetivo principal o desenvolvimento de uma máquina síncrona de comprimento axial restrito, cuja principal aplicação reside no desenvolvimento de veículos elétricos.

O trabalho desenvolvido neste projeto consiste na avaliação do sistema a ser acionado, na análise dos parâmetros de desempenho desejados, e na elaboração, implementação e teste do sistema de acionamento dessa máquina.

A fim de validar o controlador desenvolvido, foram realizadas simulações computacionais do sistema, assim como testes com o protótipo da máquina. A Tabela 1 apresenta os capítulos que compõem este documento

Tabela 1 - Estrutura do projeto.

Capítulo	Conteúdo
1. Introdução	Necessidades que levaram ao desenvolvimento do projeto e apresentação do trabalho a ser feito.
2. Contexto do Projeto	Informações necessárias para definir o escopo do projeto; Especificações do projeto, avaliação dos parâmetros de desempenho
3. Análise de alternativas:	Avaliação das alternativas técnicas para implementação do projeto dentro das especificações apresentadas no capítulo anterior; pesquisa bibliográfica, justificativa técnico econômica da alternativa escolhida
4. Elaboração do controlador	Apresentação da arquitetura do controlador, determinação das funções de transferência do sistema e do controlador
5. Simulações do controlador	Análise do desempenho do sistema realimentado utilizando o controlador.
6. Implementação do controlador digital	Apresentação do projeto propriamente dito. Fluxogramas, memoriais de cálculo, circuitos, desenhos, diagramas, etc.
7. Testes e resultados alcançados	Descrição dos testes e resultados alcançados
8. Conclusão	Conclusões sobre o projeto realizado

2. CONTEXTO DO PROJETO

A queda no preço dos materiais necessários para se fabricar ímãs permanentes de alto produto energético e o progresso da eletrônica de potência tem sido muito importante no desenvolvimento de máquinas elétricas de ímãs permanentes sem escovas nas últimas três décadas. Esse tipo de máquina atingiu recentemente certo grau de maturidade, e a sua alta eficiência, densidade de potência e confiabilidade vem permitindo que máquinas D.C. com comutador tradicional e máquinas de indução sejam substituídas por máquinas desse tipo.

A máquina sem escovas de ímãs permanentes e fluxo axial (AFPM), também conhecida como máquina tipo disco, é uma alternativa atrativa quando comparada com a sua contraparte de fluxo radial devido ao seu formato de panqueca, construção compacta e alta densidade de conjugado. Motores AFPM são particularmente adequados para veículos elétricos, bombas, controle de válvulas, centrifugas, ventiladores, guindastes, robôs, e no processo produtivo em geral. Esse tipo de máquina vem sendo utilizada largamente em atividades que necessitam de baixo conjugado e em sistemas de controle de posição e/ou velocidade. A aplicação de máquinas AFPM como geradores é justificável em turbinas aero geradoras, geradores compactos portáteis e em veículos terrestres. A faixa de potência das máquinas AFPM varia de frações de Watt até o sub MW.

Rotores do tipo disco podem ser embarcados em componentes de transmissão de potência ou em polias para otimizar o volume, massa, número de partes, transferência de potência e tempo de montagem. Para veículos elétricos com motores embutidos em rodas a vantagem principal é a simplificação do sistema de transmissão de potência, a alta eficiência e o baixo custo. Máquinas de função dupla também podem aparecer em bombas, elevadores, armazenadores de energia e em outras máquinas, adicionando valor agregado a estes produtos e elevando os seus níveis de desempenho.

O projeto Torus tem por objetivo o desenvolvimento de uma máquina de fluxo axial de ímãs permanentes. Este projeto, desenvolvido durante a tese de doutorado do professor Luiz Tiarajú¹, encontra-se em estado de maturidade elevado do ponto de vista do estudo dos efeitos magnéticos que ocorrem na máquina, contudo ainda há estudos sendo realizados para melhorar o desempenho da máquina (utilização de ímãs permanentes de Neodímio Ferro Boro de formato setorial², ao invés de se utilizar ímãs de formato quadrado como foi feito durante a tese inicial). Do ponto de vista do sistema de controle da máquina, ele foi desenvolvido em um primeiro momento³, de maneira simplificada, utilizando um microcontrolador para gerar os pulsos de acionamento das bobinas do motor. Esse acionamento é feito sem a realimentação da informação da posição angular e da velocidade da máquina, o que limita o seu campo de aplicações, pois se há variações de conjugado no eixo da máquina, não há compensação por parte do sistema de controle desse efeito; o que pode ocasionar perda de sincronismo e travamento do rotor. A fim de se melhorar o controle da máquina e minimizar a probabilidade de que esse travamento do rotor ocorra, um novo sistema de controle é necessário, e este é o objetivo deste projeto de diplomação: o desenvolvimento de um sistema de controle realimentado que permita um controle mais refinado da velocidade da máquina.

Antes de se estabelecer os parâmetros de desempenho esperados desse novo controlador, é importante apresentar de maneira mais aprofundada a máquina que se deseja controlar e a aplicação primária da máquina.

2.1. A máquina Torus

A máquina Torus é um dispositivo de conversão eletromecânica de energia síncrono, que utiliza ímãs permanentes de NdFeB (Neodímio Ferro Boro) de elevada densidade de campo magnético, o que permite que essa máquina tenha comprimento axial reduzido e uma relação conjugado x massa atraente (em outras palavras, ela é uma máquina de pequenas

dimensões mas com conjugado elevado). As características básicas da máquina estão descritas na tabela 1 (dados extraídos da página 23 de ¹), e as suas dimensões podem ser visualizadas nas figuras 1 e 2.

Tabela 2 - Características da Máquina Torus.

Rotação Nominal	450 RPM	Nº de polos	6
Conjugado máximo	3 Nm	Nº de fases	3
Diâmetro externo	160 mm	Nº de bobinas	18
Comprimento axial	54,5 mm		

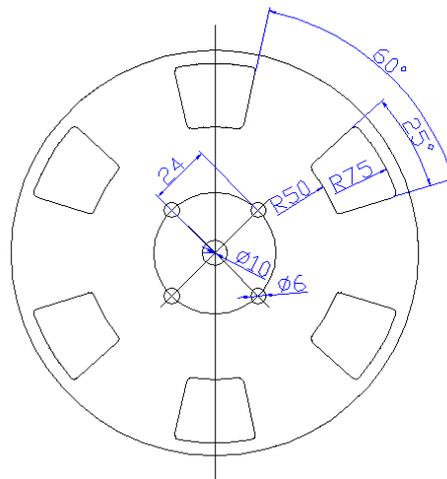


Figura 1 - Dimensões máquina Torus.

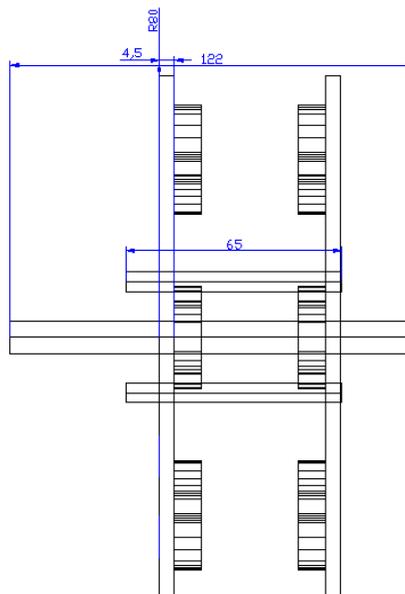


Figura 2 - Máquina Torus, vista lateral

As informações acima foram extraídas da tese de doutorado do professor Luiz Tiarajú¹, e elas foram obtidas a partir dos ensaios com a máquina utilizando ímãs permanentes de formato retangular.

Na figura 3 podemos observar o protótipo montado.

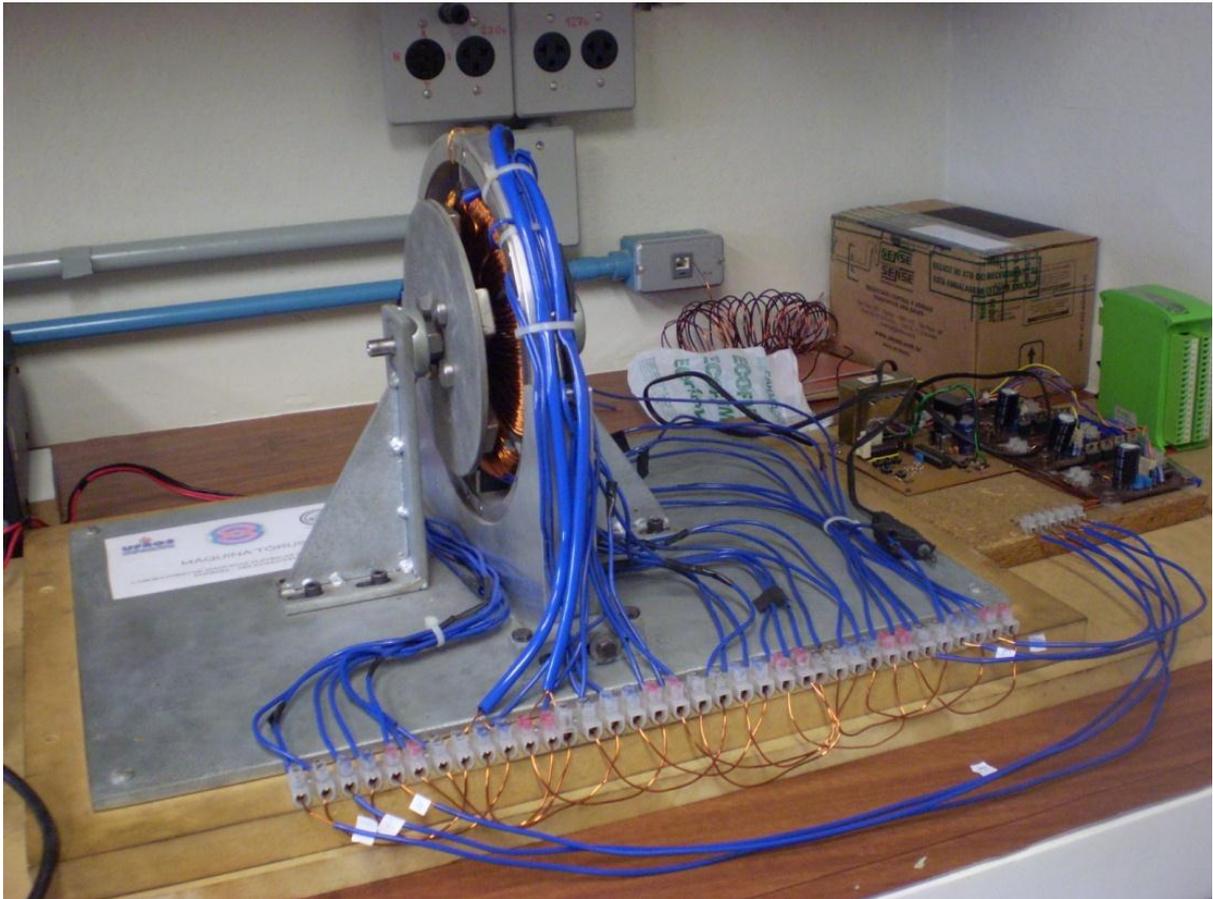


Figura 3 - Protótipo montado

2.2. Aplicação primária da máquina

A utilização dessa máquina no setor automotivo é a aplicação primária dessa máquina. A partir dessa aplicação primária buscou-se estabelecer os parâmetros de desempenho da máquina e conseqüentemente do sistema de controle que estão descritos na tabela 2.

Tabela 3 - Parâmetros de desempenho do controlador de velocidade.

Resposta a uma referencia de velocidade tipo degrau		
Parâmetro	Valor	Comentário
Erro em regime permanente	Inferior a 3%	As variações de conjugado da máquina impossibilitam um erro em R.P. menor
Tempo de acomodação	8 s	Tempo de aceleração de um veículo
Tempo de subida (85%)	5 s	-
Sobrepasso	5% no máximo	-
Rejeição à perturbação		
Rejeição a uma perturbação do tipo degrau	Tempo de acomodação de 5 s para perturbações de +/-20 % do conjugado máximo (ou seja, +/- 0,4 Nm)	
Rejeição a uma perturbação do tipo rampa	Rejeição de perturbações de +/-50 % do conjugado máximo (ou seja, +/- 1 Nm) com uma derivada de +/- 1 Nm/s	

3. ANÁLISE DE ALTERNATIVAS

Para atingir o objetivo deste projeto, buscou-se alternativas técnicas já existentes no mercado, como por exemplo a aquisição de algum módulo inversor de frequência para o controle da velocidade da máquina. Contudo, devido às características elétricas da máquina que exigem uma tensão de operação relativamente baixa (da ordem de 30 V), não encontramos nenhum inversor no mercado que atendesse as exigências do projeto. Outro fator considerado foi o custo: a aquisição de um módulo inversor para embarcar em um veículo iria encarecer demais o produto final. Logo se partiu na busca por uma alternativa para controlar-se a máquina utilizando algum controlador desenvolvido pela equipe do laboratório.

Primeiramente, buscou-se na literatura^{4,5,6,7,8,9} quais as técnicas mais comumente utilizadas no controle de máquinas síncronas de ímãs permanentes, e em seguida avaliou-se qual das técnicas é a mais adequada para o projeto. Essas técnicas são, basicamente, o controle orientado por campo (FOC), e as técnicas de controle de máquinas D.C. tradicionais, mas com comutação eletrônica neste caso.

3.1 Controle Orientado por campo

O controle orientado por campo^{7,8,9} consiste no controle das correntes do estator representadas por um vetor. Este controle é baseado em projeções as quais transformam um sistema trifásico dependente da velocidade e da posição em um sistema invariante no tempo e em função de duas coordenadas (coordenadas d e q). Essas projeções levam a uma estrutura similar a do controle tradicional de uma máquina D.C.. Máquinas controladas por campo precisam de duas constantes como referências de entrada: a componente de conjugado (alinhada com a coordenada q) e a componente de fluxo (alinhada com a coordenada d). Como o controle orientado por campo é simplesmente baseado em projeções, a estrutura de controle é capaz de determinar as grandezas elétricas do sistema. Isto torna o controle preciso

em qualquer condição de operação (regime permanente e transitório) e independente da largura de banda limitada do modelo matemático. Desta forma o controle orientado por campo resolve os problemas clássicos dos métodos tradicionais (atingir um sobrepasso pequeno a uma referência do tipo degrau, tempo de acomodação pequeno, erro em regime permanente zero, etc.) da seguinte maneira:

- A facilidade em atingir uma referencia constante (componente de conjugado e componente de fluxo da corrente do estator)
- A facilidade em se aplicar o controle direto de conjugado, pois no sistema de coordenadas d.q. a expressão de conjugado é dada pela equação (1):

$$m \propto \psi_R i_{sq} \quad (1)$$

onde

ψ_R é amplitude do fluxo do rotor e

i_{sq} é componente da corrente do estator alinhada com o eixo q

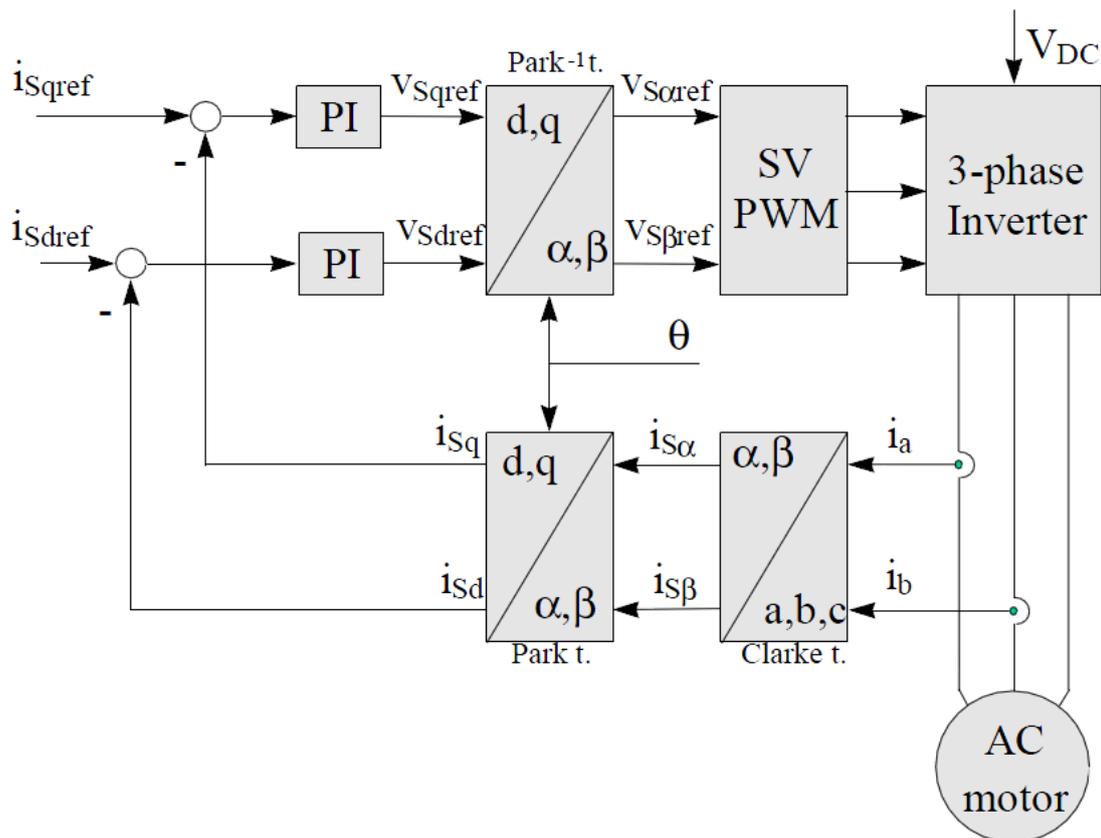


Figura 4 - Controlador orientado por campo

Ao se manter a amplitude do fluxo do rotor (ψ_R) em um valor fixo, nós temos uma relação linear entre o conjugado e a componente de corrente (i_{sq}). Nós podemos então controlar o conjugado através do controle da componente i_{sq} da corrente de estator. Na figura 4 é possível observarmos o formato deste controlador orientado por campo; onde a transformação de Clarke transforma o sistema trifásico em um sistema de coordenadas ortogonais (duas variáveis) que varia no tempo; e a transformação de Park transforma o sistema de coordenadas ortogonais variante no tempo em um invariante no tempo. Maiores informações sobre essas transformações espaciais podem ser encontradas no apêndice C do livro "Máquina Elétricas" do autor A.E, Fitzgerald⁹.

Este tipo de controlador oferece um nível de controle elevado sobre a máquina, no entanto, ele é mais indicado quando há uma distribuição de fluxo magnético senoidal ao longo do estator da máquina, o que não é o caso da máquina Torus, que possui uma distribuição de fluxo magnético trapezoidal¹. Outra desvantagem desta técnica é o número elevado de operações matemáticas necessárias para encontrarmos as correntes direta e em quadratura utilizando as transformações espaciais descritas, além dos cálculos dos controladores das correntes i_d e i_q , do controlador de velocidade, e por fim as transformações inversas para obtermos os valores desejados de corrente. Tal quantidade de cálculos exige o uso de algum DSP, e como se deseja construir um controlador de baixo custo, buscou-se uma alternativa mais simples para solucionarmos o problema.

3.2 Controlador com comutação eletrônica

Como a máquina que se deseja controlar possui uma distribuição de fluxo trapezoidal, é possível adotarmos um sistema de controle que se aproveite desse fato para realizar a comutação das bobinas do estator em momentos apropriados. É possível observar na figura 5 o formato da força eletromotriz induzida em uma bobina do motor, quando ele gira a

uma velocidade de 450 RPM. Vale lembrar que cada fase é composta de seis bobinas, logo a FEM resultante é seis vezes aquela mostrada na figura 5.

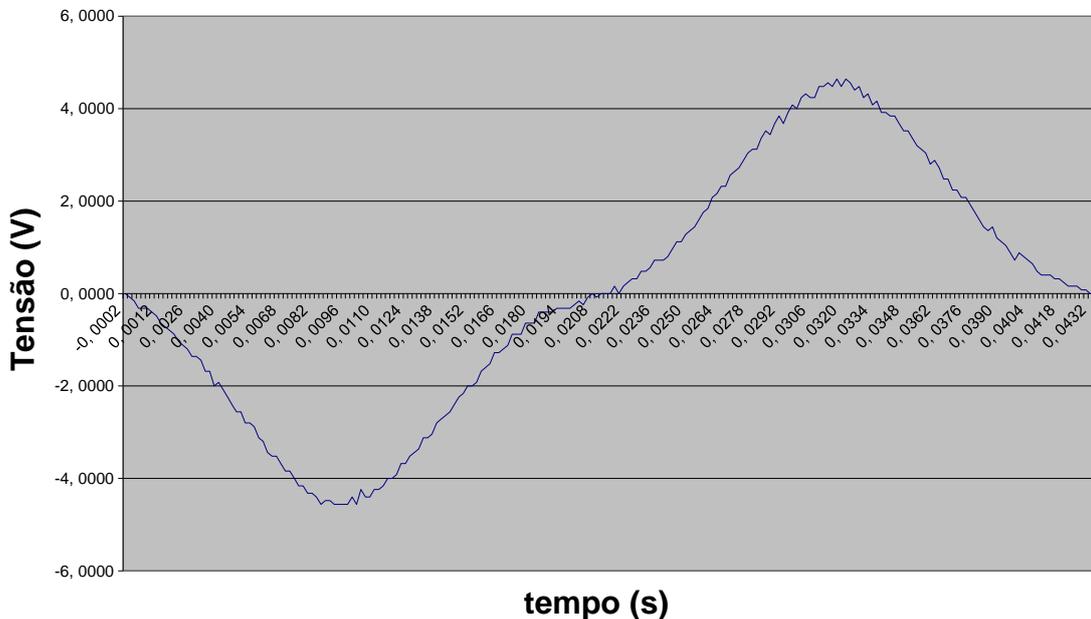


Figura 5 - FEM de uma bobina a 450 RPM

Cada bobina da máquina é composta por 78 espiras espalhadas sobre um setor de 20° do toróide que compõe o estator, e a tensão induzida obtida na figura 5 é a soma das contribuições de cada espira que compõe a bobina. Como as espiras estão deslocadas no espaço umas das outras, a FEM resultante tem um formato senoidal. Esse efeito é considerado no desenvolvimento das equações que descrevem o funcionamento da máquina, contudo considerou-se que a FEM durante o período de condução permaneceu constante (realizou-se a média da tensão induzida durante o período de condução como sendo o valor da FEM do topo do trapézio). O período de condução é definido como o intervalo de tempo quando a FEM permanece constante, e é durante este intervalo que a fase é excitada pelo conversor de estado sólido (ver figura 6).

Durante o período de condução podemos considerar que a tensão de fase da força contra eletromotriz induzida é uma tensão D.C. devido ao formato achatado da forma de onda

de tensão. Com em uma máquina trifásica as tensões de fase estão defasadas 120° umas das outras, isso implica que os períodos de condução de duas fases estão sempre se sobrepondo, e que duas fases estão sempre ativas (conforme podemos observar na figura 7).

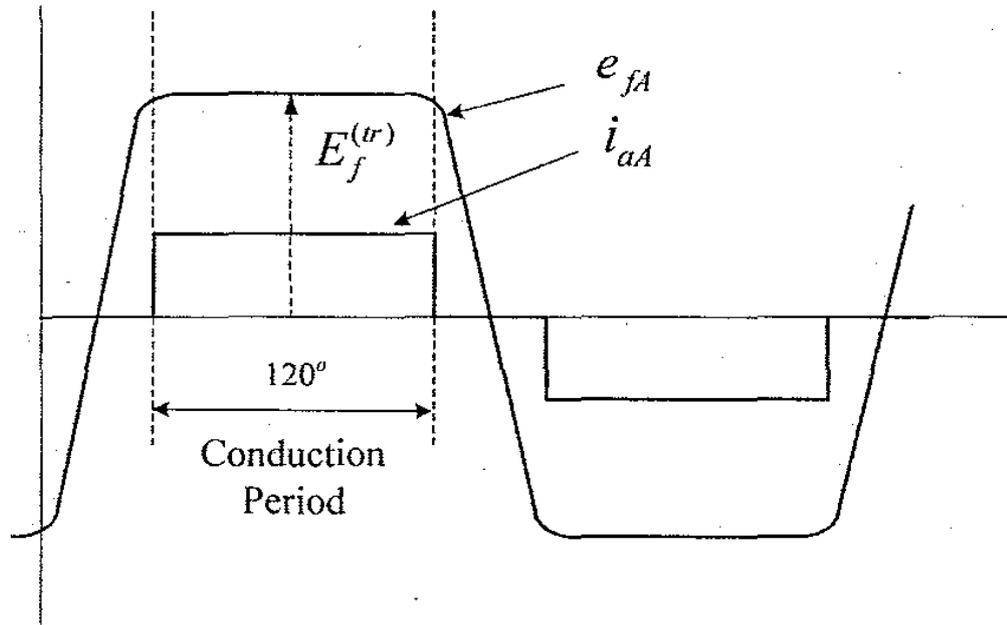


Figura 6 - Período de condução de uma fase da máquina (extraído de ⁷, página 215)

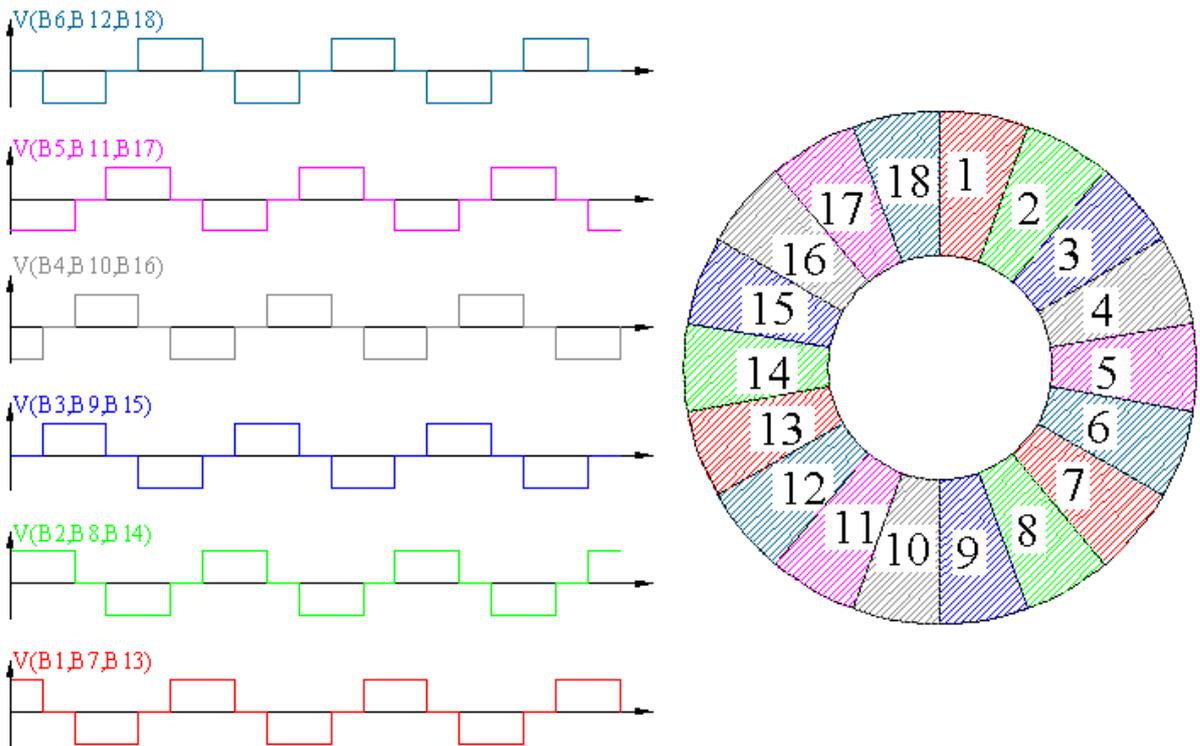


Figura 7 - Tensões aplicadas nas bobinas da máquina

É importante destacar que o conjunto de bobinas B1,B7,B13 está em contra fase com o conjunto B4,B10,B16 (o mesmo se aplica aos outros conjuntos), conseqüentemente eles podem ser acionados pelo mesmo par de transistores do conversor de estado sólido.

Como se deseja controlar a velocidade da máquina, como a velocidade é proporcional ao conjugado e como o conjugado é proporcional à corrente, basta controlarmos a corrente média da máquina para controlarmos a sua velocidade. As deduções matemáticas dessas afirmações podem ser encontradas em ⁷, capítulo 2.

3.1.1. Controlador de corrente

A arquitetura de controle proposta por Gieras⁷ para controlar-se a velocidade da máquina é a seguinte: primeiramente, utiliza-se um laço de controle de corrente através da modulação PWM da tensão de alimentação de um par de bobinas do motor. Como podemos observar na figura 8, a corrente i_a flui do inversor para o circuito elétrico composto pela resistência de armadura, pela indutância própria, e pela tensão induzida no bobinado de uma fase.

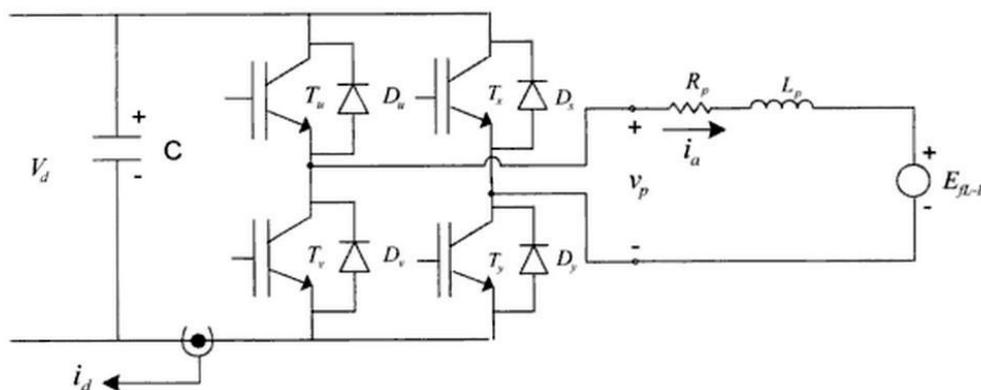


Figura 8 - Ativação de um par de bobinas (extraído de ⁷, página 218)

O controle de corrente da máquina é necessário para podermos controlar o conjugado médio da máquina, pois o conjugado é proporcional a corrente nessa máquina. Como podemos observar na figura 8, a corrente i_d (corrente da fonte D.C) é igual a i_a durante o

período de ativação de uma fase; isso torna possível o controle da corrente média da máquina utilizando-se apenas um circuito de aquisição de corrente. A desvantagem de se utilizar essa técnica é se a máquina girar no sentido horário ou anti-horário a corrente medida será positiva. Isso cria um problema do ponto de vista do controle, contudo isso é facilmente contornável através da multiplicação do valor da corrente medida pelo sinal da referência de tensão média que deve ser aplicada no motor ($V_{P(AVG)}^*$).

O controlador de corrente gera um comando de tensão que deve ser aplicada nas bobinas do motor, e esse comando é utilizado pelo modulador PWM para calcular o período de trabalho (*duty cycle*) do sinal modulado. Essa informação, juntamente com a informação do sinal de comando $V_{P(AVG)}^*$ e informação da posição angular do rotor são utilizadas por um dispositivo lógico programável (PLD) que decide qual par de transistores deve ser acionados no inversor de estado sólido. O esquemático desse controlador de corrente pode ser visto na figura 9.

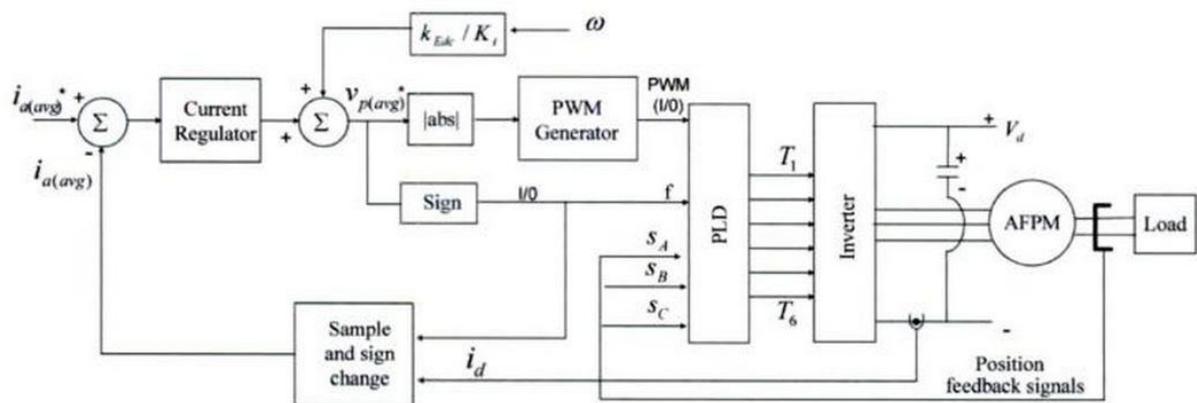


Figura 9 - Diagrama de blocos de um controlador de corrente de uma máquina AFPM com único sensor (extraído de ⁷, página 221)

Dois aspectos precisam ser destacados no controlador da figura 9: a compensação da tensão induzida do bobinado e a amostragem da corrente. Para determinarem-se os parâmetros do controlador, a função de transferência do sistema de controle de corrente

precisa ser obtido. A partir da figura 8 é possível escrevermos a equação dinâmica de tensão do circuito (equação 2).

$$v_{p(avg)} = R_p i_{a(avg)} + L_p \frac{d}{dt} i_{a(avg)} + E_{fL-L} \quad (2)$$

Tomando-se a transformada de Laplace de (2) obtém-se a equação 3.

$$v_{p(avg)}(s) = (R_p + L_p s) i_{a(avg)}(s) + E_{fL-L}(s) \quad (3)$$

Como a magnitude da tensão induzida no bobinado da máquina é função da velocidade do rotor, é interessante nós adicionarmos essa tensão ao comando de tensão do controlador de corrente; dessa forma nós eliminamos essa parcela da equação 3. O fator K_{EDC}/K_i que aparece na figura 9 cumpre essa função, onde K_{EDC} é o fator de proporcionalidade que relaciona a velocidade do rotor e a tensão induzida no bobinado do motor, e o fator K_i é o ganho do inversor.

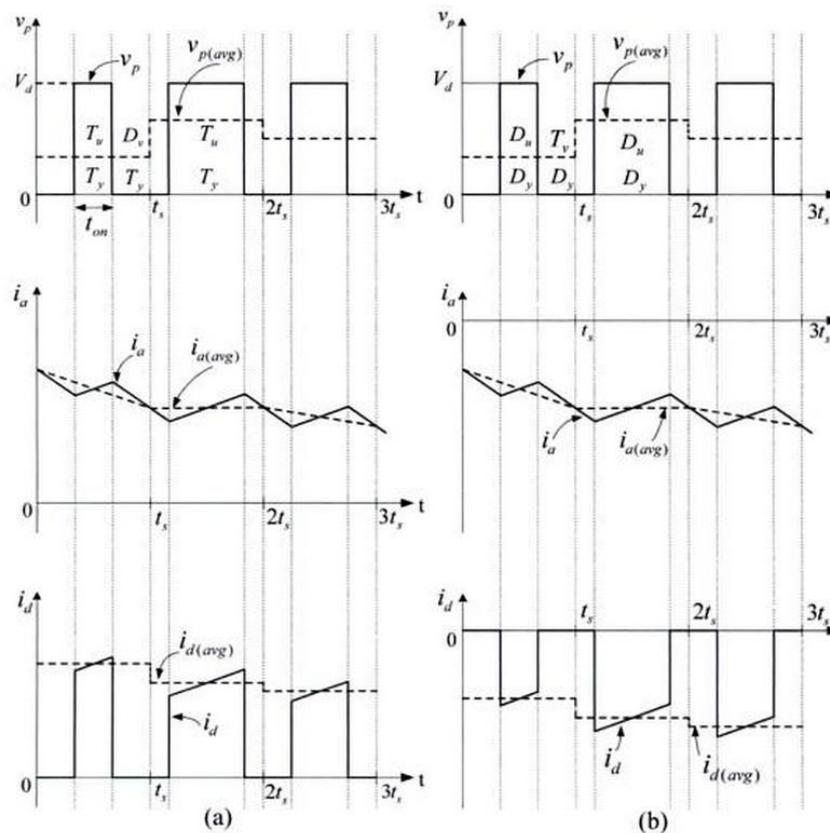


Figura 10 - Formas de onda da tensão e da corrente de um uma máquina AFPM de fluxo trapezoidal e alimentada por um conversor. (a) Modo Motor, (b) modo gerador. (Extraído de ⁷, página 220).

O último aspecto que precisa ser comentado é a amostragem da corrente média da máquina. Como descrito anteriormente, a corrente média de uma das bobinas da máquina pode ser obtida através da amostragem da corrente que alimenta o inversor, desde que ela seja amostrada no instante correto (ver figura 10).

A partir das considerações feitas, é possível representarmos o sistema de controle de maneira mais simplificada, como descrito na figura 11. Nesse diagrama, o bloco de controle pode ser um ganho ou um controlador PI, e os seus parâmetros podem ser facilmente determinados utilizando-se as técnicas de controle tradicionais.

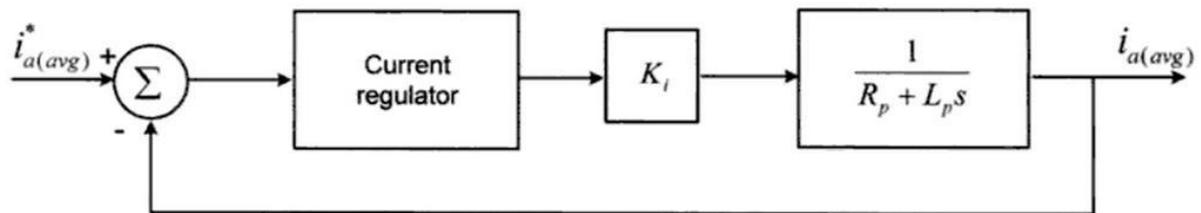


Figura 11 - Diagrama de blocos do sistema de controle de corrente sem o efeito da força contra eletromotriz induzida. (Extraído de ⁷, página 222)

3.1.2. Controlador de velocidade

Com o sistema de controle de corrente definido, um sistema de controle de velocidade realimentado pode ser aplicado ao redor do laço de controle de corrente. A partir das equações de equilíbrio dos conjugados elétrico e mecânico do sistema (equações 4 e 5), é possível se determinar a função de transferência do sistema de mecânico da máquina e conseqüentemente se determinar os parâmetros do controlador de velocidade da máquina.

$$T_{d(avg)}(s) = K_{Tdc} i_{a(avg)}(s) \quad (4)$$

$$T_{d(avg)}(s) - T_L(s) = (B + Js)\omega(s) \quad (5)$$

O parâmetro K_{Tdc} é o fator de proporcionalidade que relaciona o conjugado com a corrente da máquina, B é coeficiente de atrito, J é o momento de inércia total do sistema (momento de inércia da máquina mais o da carga), T_L é o conjugado resistivo da carga, e ω é

a velocidade de rotação da máquina em rad/s. O sistema de controle de velocidade está descrito na figura 12.

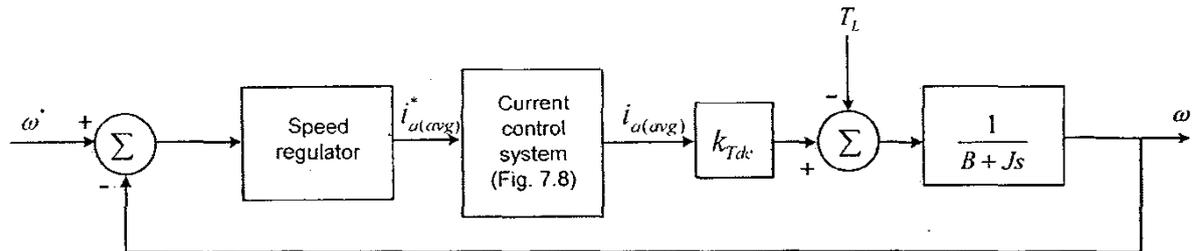


Figura 12 - Diagrama de blocos do sistema de controle de velocidade

4. ELABORAÇÃO DO CONTROLADOR

O primeiro passo na elaboração do controlador é a determinação ou estimação dos parâmetros do sistema a ser controlado. No caso da máquina que o objeto de estudo deste projeto, esses parâmetros são basicamente a indutância (L) e resistência de armadura (R_a), o momento de inércia da máquina (J) e a constante de atrito (ou de amortecimento) do sistema mecânico (B), o ganho do inversor (K_i), o fator de proporcionalidade que relaciona a velocidade da máquina e a tensão de linha induzida (K_{EDC}) e o fator de proporcionalidade que relaciona a corrente e conjugado da máquina (K_{Tdc}).

De posse dos parâmetros do sistema, determinou-se as funções de transferência no domínio S e Z , e finalmente calculou-se os controladores PI, tanto para a corrente quanto para a velocidade da máquina.

4.1. Determinação dos parâmetros da máquina

A resistência de armadura foi o parâmetro de mais fácil determinação, onde se empregou um multímetro digital de $5\frac{1}{2}$ dígitos. Utilizando a medida de resistência a quatro fios, mediu-se a resistência de armadura de cada fase, e encontrou-se um valor médio de $1,27 \Omega$.

A indutância de armadura foi medida utilizando um medidor de indutância, cujo princípio de funcionamento se baseia em um circuito ressonante. Esse tipo de medida não leva em consideração a saturação do material magnético, contudo essa medida será utilizada para estimar a indutância de uma fase da máquina. Utilizando essa técnica se encontrou uma indutância de armadura média de $3,3 \text{ mH}$.

O momento de inércia da máquina foi calculado a partir das equações do momento de inércia de discos cujo eixo de rotação coincide com o centro geométrico da peça. Além da determinação algébrica do momento de inércia, também se construiu um modelo da máquina

no software *SolidWorks*, o qual permite que o momento de inércia seja calculado numericamente. Ambos os métodos resultaram em um momento de inércia de aproximadamente $6,6 \cdot 10^{-3} \text{ Kg.m}^2$.

O fator de amortecimento da máquina não foi determinado empiricamente, contudo encontrou-se na literatura ¹⁰ que esse fator varia de 0,01 a 0,03 para pequenos motores de indução; logo para efeito de cálculo utilizou-se um fator de amortecimento de 0,01.

Os últimos parâmetros a serem determinados são os ganhos do inversor (K_{inv}), o fator de proporcionalidade que relaciona a velocidade angular da máquina (em rotações por segundo) e a tensão de linha induzida (K_{EDC}) e o fator de proporcionalidade que relaciona a corrente e conjugado da máquina (K_{Tdc}). K_{inv} foi calculado através da equação (6):

$$K_{inv} = \frac{V_{dlink}}{V_{aplicado\ na\ maquina}} \cong 1 \left[\frac{V}{V} \right] \quad (6)$$

Onde V_d é a tensão de alimentação do inversor (*Vdc link*).

K_{EDC} foi calculado da seguinte forma: primeiramente ela foi posta a girar com uma velocidade de 450 RPM através de uma máquina primária. Em seguida se mediu a tensão induzida (em circuito aberto) em uma das bobinas da máquina. Em seguida determinou-se a média da tensão induzida nesta bobina, quando um ímã preso ao rotor está sobre a bobina a qual se está monitorando a tensão induzida. Para calcular essa média, utilizou-se os dados referentes à figura 5, onde se selecionou a tensão induzida ao redor do ponto de máximo local do gráfico. O intervalo utilizado foi de $\pm 10^\circ$ mecânicos; frequência elétrica e mecânica da máquina estão relacionadas através da equação 7, onde n é a velocidade em RPM da máquina.

$$\begin{cases} T_{Elec} = \frac{1}{f_{elec}} \\ f_{elec} = \left(\frac{\text{polos}}{2} \right) \frac{n}{60} \end{cases} \quad (7)$$

O período elétrico encontrado foi de 0,044 s, logo 10° mecânicos correspondem à 30° elétricos, ou um intervalo de tempo de $1,23 \cdot 10^{-3}$ s. Executando-se a média da tensão induzida

na região selecionada, encontrou-se um valor de 4,04 V. Considera-se que a tensão gerada pelas 6 bobinas que compõem uma fase da máquina é de $6 \times 4,04 \text{ V} = 24,25 \text{ V}$. Como a constante em questão refere-se à tensão de linha, esta será de $2 \times 24,25 \text{ V} = 48,5 \text{ V}$. Logo K_{EDC} é calculado com os dados experimentais através da equação 8:

$$K_{EDC} = \frac{V_{\text{médio}}}{\text{velocidade mecânica (em Rps)}} = \frac{48,5}{7,5} = 6,47 \text{ [V.s]} \quad (8)$$

Para efeito de comparação, efetuou-se o cálculo desta constante utilizando-se as equações presentes no capítulo 2 de ⁷, página 62; O desenvolvimento dessas equações está descrito em detalhes no anexo A, e o valor encontrado foi de 5,92, o que corrobora o valor de 6,47 V.s encontrado empiricamente. A partir das deduções presentes no capítulo 2 de ⁷, é possível relacionar K_{Tdc} e K_{EDC} através da equação 9:

$$K_{Tdc} = \frac{K_{EDC}}{2\pi} \text{ [V.s]} \quad (9)$$

Desta forma se determinou que $K_{Tdc} = 1,03 \text{ V.s}$.

4.2. Determinação das equações de transferência do sistema

A partir dos parâmetros da máquina, calculou-se as equações de transferência do sistema a ser controlado. Separou-se esse sistema em duas partes, um subsistema elétrico, e um subsistema mecânico (conforme as figuras 11 e 12). Desta forma efetuou-se o cálculo do controlador de corrente primeiramente, e em seguida, o cálculo do controlador de velocidade da máquina.

4.2.1. Design do controlador de corrente

A partir da equação 3, obtém-se a equação de transferência do subsistema elétrico (equações 10 e 11).

$$H_{\text{elec}}(s) = K_{\text{inv}} \frac{1}{2Ls + 2Ra} \quad (10)$$

$$\mathbf{H}_{\text{elec}}(s) = \frac{1}{0,0066s+2,54} \quad (11)$$

A função de transferência do sistema H_{elec} no domínio Z , com um período de amostragem de 25 ms e forma de discretização um bloqueador de ordem zero (*Zero Order Hold*) está descrita na equação 12.

$$\mathbf{H}_{\text{elec}}(z) = \frac{0,3937}{z - 6,631 \cdot 10^{-5}} \quad (12)$$

A partir da equação 12, projetou-se um controlador PI digital que atendesse aos parâmetros de desempenho descritos na tabela 4.

Tabela 4 - Parâmetros de desempenho do controlador de corrente

Resposta a uma referência de velocidade tipo degrau	
Parâmetro	Valor
Erro em regime permanente	Inferior a 2%
Tempo de acomodação	3 s
Tempo de subida (85%)	1 s
Sobrepasso máximo (%)	10%

Com o auxílio da ferramenta *SISO Tool* do *Control System Toolbox* do software Matlab, projetou-se um controlador de corrente que atendesse a esses parâmetros. Utilizou-se o método de design “*Optimization Based Tuning*”, onde é possível descrever a resposta desejada do sistema a uma entrada do tipo degrau unitário, a uma perturbação do tipo degrau, etc. Utilizando esse método de otimização, encontrou-se o controlador descrito na equação 13.

$$\mathbf{C}_{\text{elec}}(z) = \frac{1,6(z-0,91)}{z-1} \quad (13)$$

Isolando os ganhos proporcional (Kp_{current}) e integral (Ki_{current}) da equação 13, obtém-se $Kp_{\text{current}} = 1,6$ [V/V] e integral $Ki_{\text{current}} = 1,456$ [1/s].

A figura 13 mostra a resposta do sistema realimentado com o controlador da equação 13 (parte superior da figura) e a resposta desejada para o sistema, considerando as restrições de desempenho da tabela 4 (na parte inferior da figura 13 as barras horizontais indicam as restrições de desempenho que o sistema em laço fechado deve atender); ambas as respostas aplicam-se a uma referência do tipo degrau unitário. A figura 14 mostra o diagrama de bode

do sistema em laço aberto, onde podemos observar que a margem de fase do sistema é de 123° , e a margem de ganho é de 4,42 dB.

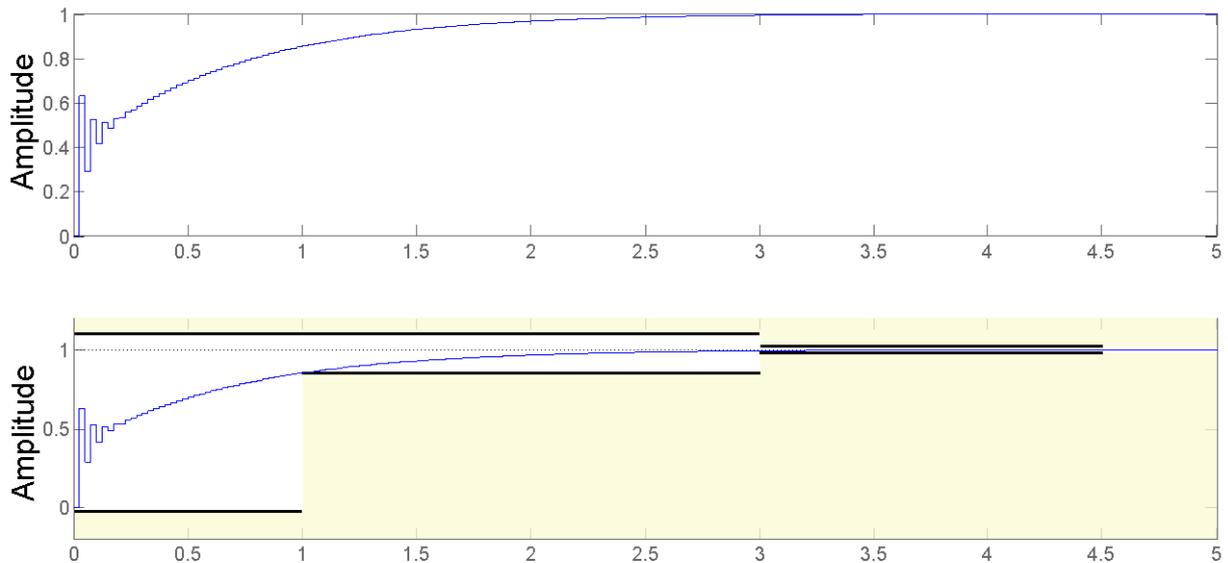


Figura 13 - Resposta a um degrau unitário, subsistema elétrico em laço fechado

4.2.2. Design do controlador de velocidade

A partir da equação 5, obtém-se a equação de transferência do subsistema mecânico da máquina (equações 14 e 15), considerando-se que o conjugado de carga (T_L) é nulo.

$$H_{\text{mec}}(s) = K_{Tdc} \frac{1}{Js+B} \quad (14)$$

$$H_{\text{mec}}(s) = 1,03 \frac{1}{0,006547.s+0,01} \quad (15)$$

A partir da equação 15, calculou-se a equação de transferência do subsistema mecânico no domínio Z, com um período de amostragem de 25 ms e utilizando um bloqueador de ordem zero, obtendo-se dessa forma a equação 16.

$$H_{\text{mec}}(z) = \frac{3,858}{z-0,9625} \quad (16)$$

Como podemos observar na figura 12, para efetuarmos o design do controlador de velocidade, é preciso calcular a equação de transferência em laço fechado do subsistema

elétrico da máquina, no domínio Z (equação 17). A partir dessas considerações, obtém-se a equação de transferência do sistema que se deseja controlar (equação 18).

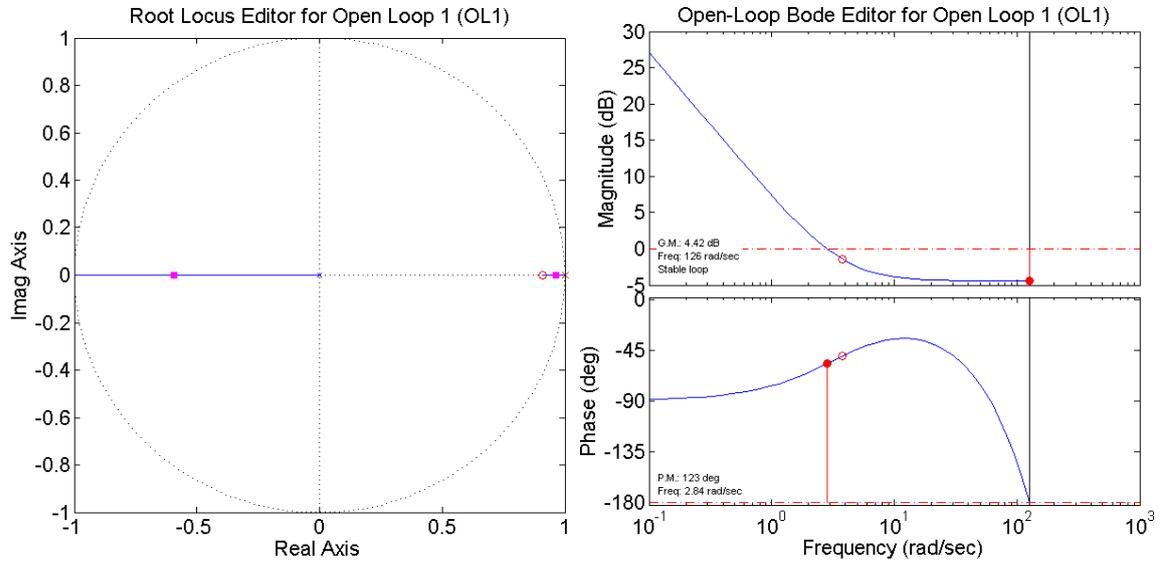


Figura 14 - Diagrama de Bode, subsistema elétrico.

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{\text{elecFB}}(\mathbf{z}) = \frac{0,6299 \cdot \mathbf{z} - 0,5732}{\mathbf{z}^2 - 0,3702 \cdot \mathbf{z} - 0,5731} \\ \mathbf{T}_s = 25 \cdot 10^{-3} \text{ s} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{\text{Torus}}(\mathbf{z}) = \mathbf{H}_{\text{elecFB}}(\mathbf{z}) * \mathbf{H}_{\text{elecFB}}(\mathbf{z}) \\ \mathbf{H}_{\text{Torus}}(\mathbf{z}) = \frac{2,43 \cdot \mathbf{z} - 2,211}{\mathbf{z}^3 - 1,333 \cdot \mathbf{z}^2 - 0,2168 \cdot \mathbf{z} - 0,5517} \\ \mathbf{T}_s = 10 \cdot 10^{-3} \text{ s} \end{cases} \quad (18)$$

De maneira análoga ao que foi feito durante o *design* do controlador de corrente, utilizou-se a ferramenta *SISO Tool* do *Control System Toolbox* do software Matlab para se projetar o controlador de velocidade que atendesse aos parâmetros de desempenho descritos na tabela 3. Utilizou-se o método de design “*Optimization Based Tuning*”, onde é possível descrever a resposta desejada do sistema, a uma entrada do tipo degrau unitário, a uma perturbação do tipo degrau, etc. Utilizando esse método de otimização, encontrou-se o controlador descrito na equação 19.

$$\mathbf{C}_{\text{elec}}(\mathbf{z}) = \frac{0,18918(\mathbf{z} - 0,9868)}{\mathbf{z} - 1} \quad (19)$$

Isolando os ganhos proporcional (Kp_speed) e integral (Ki_speed) da equação 20, obtém-se $Kp_speed = 0,18918$ [V/V] e integral $Ki_speed = 0,1867$ [1/s].

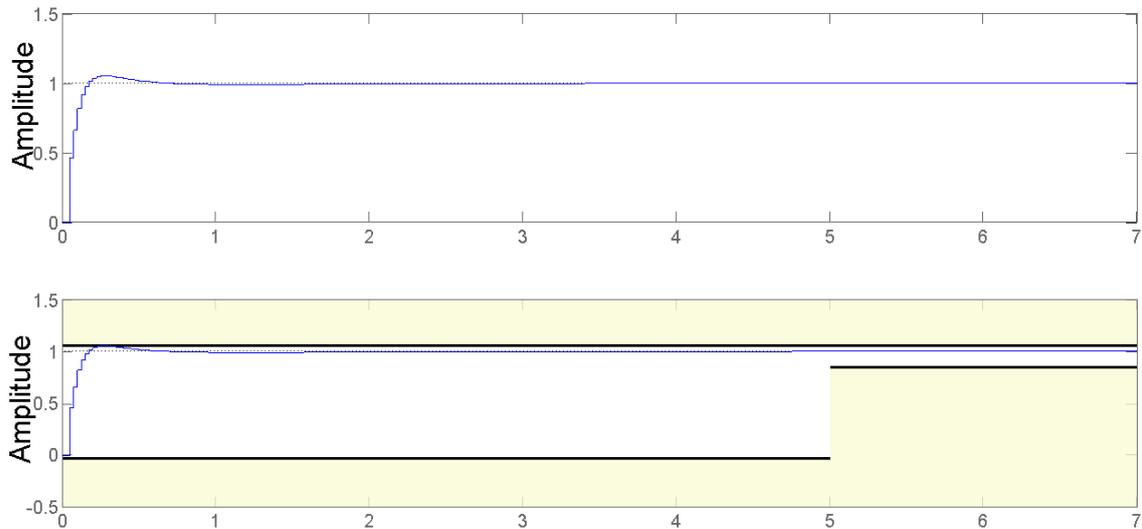


Figura 15 – Resposta do sistema a um degrau unitário em laço fechado

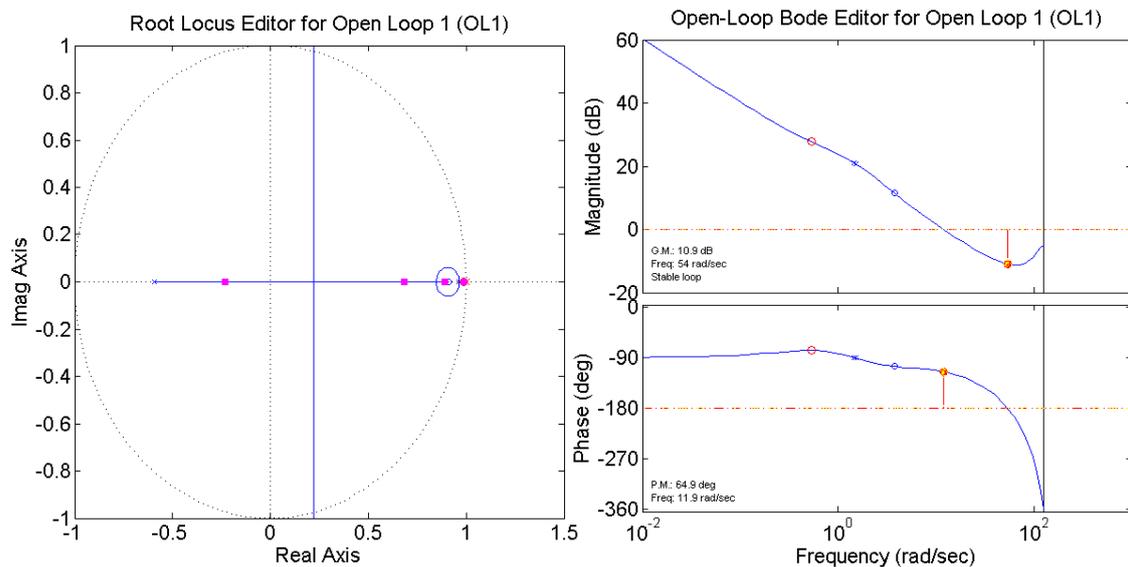


Figura 16 - Diagrama de Bode do sistema

A figura 15 mostra a resposta do sistema realimentado com o controlador da equação 19 (parte superior da figura) e a resposta desejada para o sistema, considerando as restrições de desempenho da tabela 3 (parte inferior da figura); ambas as respostas aplicam-se a uma referência do tipo degrau unitário. A figura 16 mostra o diagrama de bode do sistema em laço

aberto, onde podemos observar que a margem de fase do sistema é de $64,9^\circ$, e a margem de ganho é de 10,9 dB.

5. SIMULAÇÕES DO CONTROLADOR

A fim de se validar os controladores desenvolvidos, desenvolveu-se um modelo *Simulink* no software Matlab capaz de simular o comportamento da máquina. Utilizou-se o modelo de uma máquina síncrona de ímãs permanentes do toolbox *SimPowerSystems*, com distribuição de fluxo trapezoidal, e se inseriu nesse modelo os parâmetros da máquina, determinados no capítulo 4.1. A figura 17 mostra a interface principal do simulador.

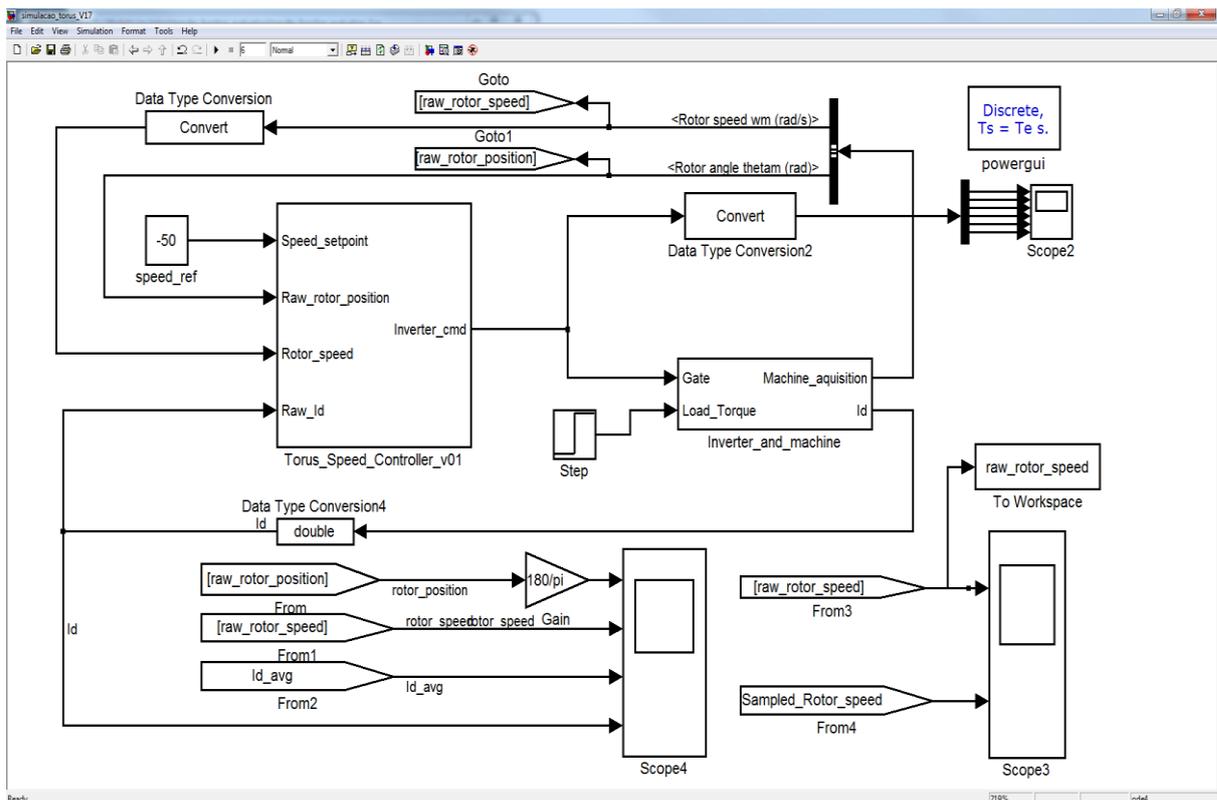


Figura 17 - Janela principal do simulador

O simulador é dividido em dois subsistemas: o controlador (*Torus_Speed_Controller*) e o conjunto máquina síncrona mais inversor (*Inverter_and_machine*).

5.1. Subsistema *inverter_and_machine*

Neste subsistema encontram-se os modelos da máquina síncrona (*Permanent Magnet Synchronous Machine*), a ponte inversora (*Universal Bridge*, composta por seis transistores MOSFET), a fonte de alimentação (*Vdc_link*), um banco capacitivo (*RC_Branch*) e do

amperímetro que mede a corrente que circula entre a alimentação e a máquina (todos os blocos estão presentes no *Toolbox simPowerSystems*). A tabela 5 indica as entradas e saídas desse subsistema, e a figura 18 mostra a arquitetura do modelo.

Tabela 5 - Descrição das entradas e saídas, subsistema *inverter_and_machine*

Entradas	Descrição
Gate	Vetor de seis elementos que indica quais transistores estão conduzindo (nível lógico 1) ou em corte (nível lógico 0)
Load_Torque	Carga mecânica (em Nm) aplicada no eixo da máquina
Saídas	Descrição
Id	Corrente que circula entre a alimentação e a máquina
Machine_data	Vetor com diversas grandezas físicas e elétricas referentes à máquina: - Correntes de estator (fases a,b,c) [A] - Força contra eletromotriz induzida (fases a,b,c) [V] - Sinal do sensor de efeito Hall (a,b,c) - Velocidade do rotor [rad/s] - Ângulo do rotor [rad/s] - Conjugado eletromecânico [Nm]

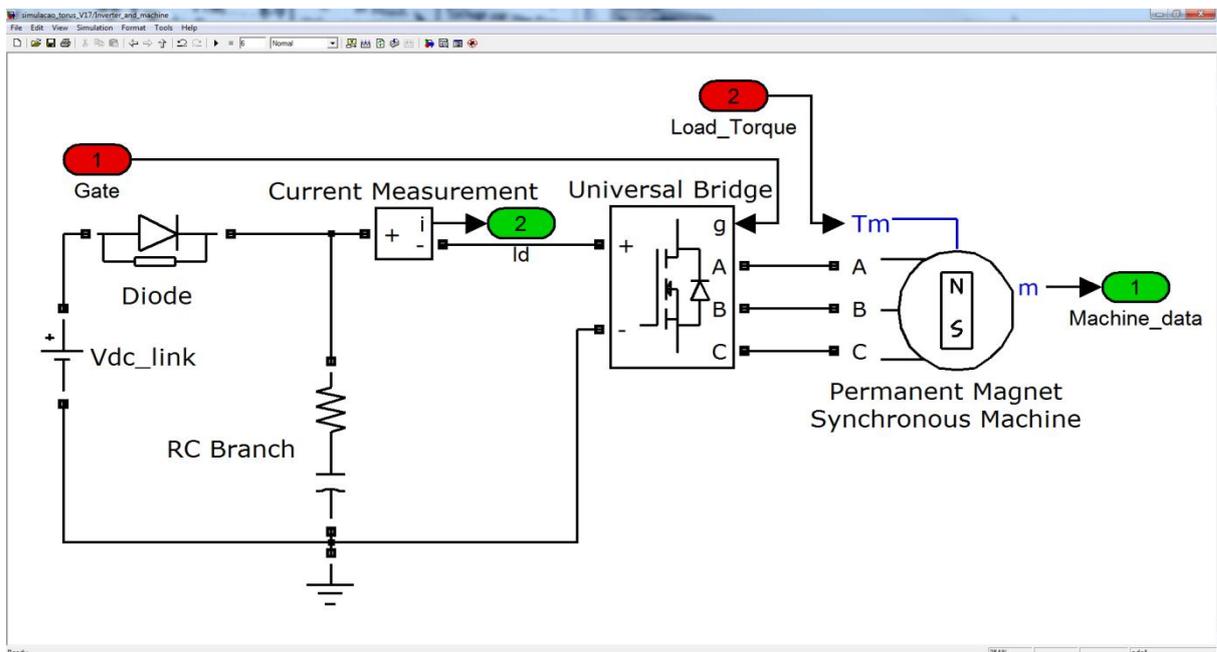


Figura 18 - Arquitetura do subsistema *Inverter_and_machine*

5.2. Subsistema *Torus_Speed_Controller*

O subsistema *Torus_Speed_Controller* é responsável por calcular o comando de tensão que deve ser aplicado na máquina, para que esta atinja uma determinada referência de

velocidade. Depois de calculado esse comando de tensão, o subsistema determina quais transistores de ponte inversora devem ser acionados, e por quanto tempo. O controle de tensão média aplicada na máquina é feita através de uma modulação PWM.

O subsistema é subdividido em dois subsistemas: *Torus_PO* (parte operativa) e *Torus_PC* (parte controle), conforme a figura 19. A tabela 6 descreve as entradas e saídas desse subsistema.

Tabela 6 - Descrição das entradas e saídas, subsistema *Torus_Speed_Controller*

Entradas	Descrição
Speed_setpoint	Referencia de velocidade que a máquina deve atingir [rad/s]
Raw_rotor_position	Posição do rotor da máquina [rad]
Rotor_speed	Velocidade da máquina medida [rad/s]
Raw_Id	Corrente instantânea entre a alimentação e a máquina [A]
Saídas	Descrição
Inverter_cmd	Vetor de acionamento dos transistores MOSFET da ponte inversora

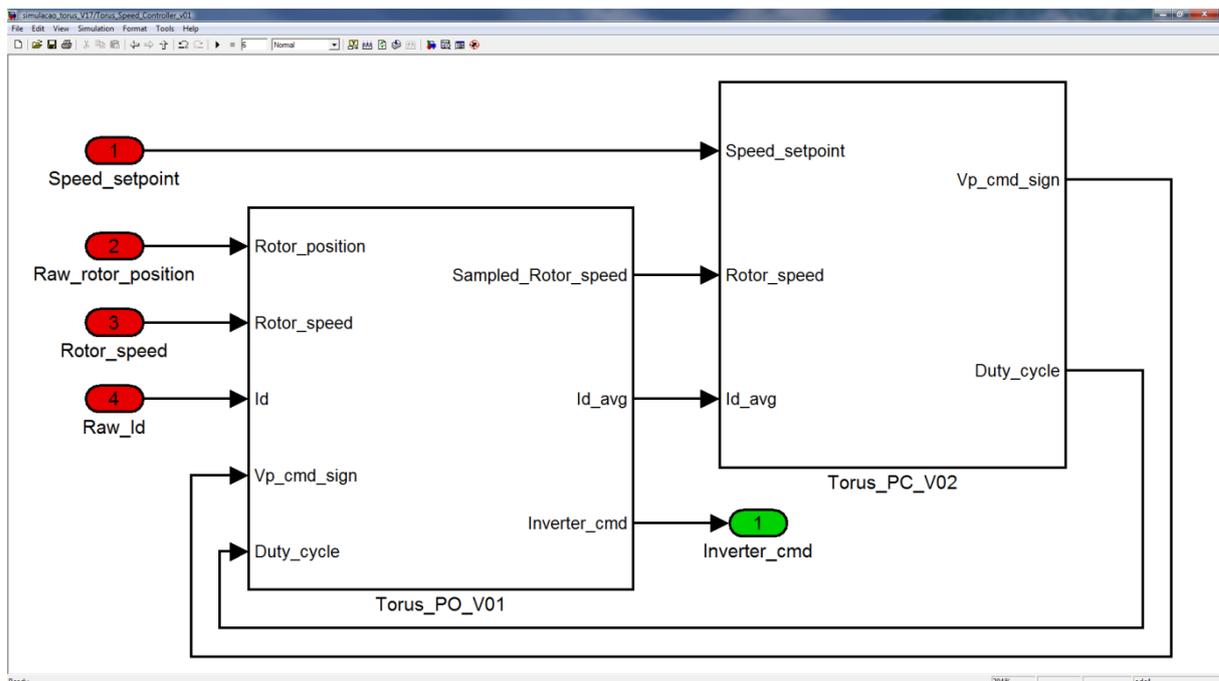


Figura 19 – Arquitetura do subsistema *Torus_Speed_Controller*

5.2.1. Subsistema *Torus_PO*

Esse subsistema é responsável pelas seguintes operações:

- Realizar a comutação das bobinas de acordo com a posição angular do rotor;
- Realizar a média da corrente I_d , e amostrar esse valor com a taxa de amostragem do controlador de corrente (25 ms);
- Amostrar a velocidade da máquina com a taxa de amostragem do controlador de velocidade (25 ms);
- Efetuar a modulação PWM do bobinado, para controlar a tensão média aplicada na máquina.

A figura 20 mostra a arquitetura desse subsistema, e a tabela 7, as entradas e saídas.

Tabela 7 - Descrição das entradas e saídas, subsistema Torus_PO

Entradas	Descrição
Rotor_speed	Velocidade da máquina medida [rad/s]
Rotor_position	Posição do rotor da máquina [rad]
Id	Corrente instantânea entre a alimentação e a máquina [A]
Vp_cmd_sign	Sinal da tensão que deve ser aplicada na máquina
Duty_cycle	Parcela do período da modulação PWM que deve estar ativa
Saídas	Descrição
Id_avg	Corrente média entre a alimentação e a máquina [A]
Sampled_rotor_speed	Velocidade da máquina amostrada a 10 ms [rad/s]
Inverter_cmd	Vetor de acionamento dos transistores MOSFET da ponte inversora

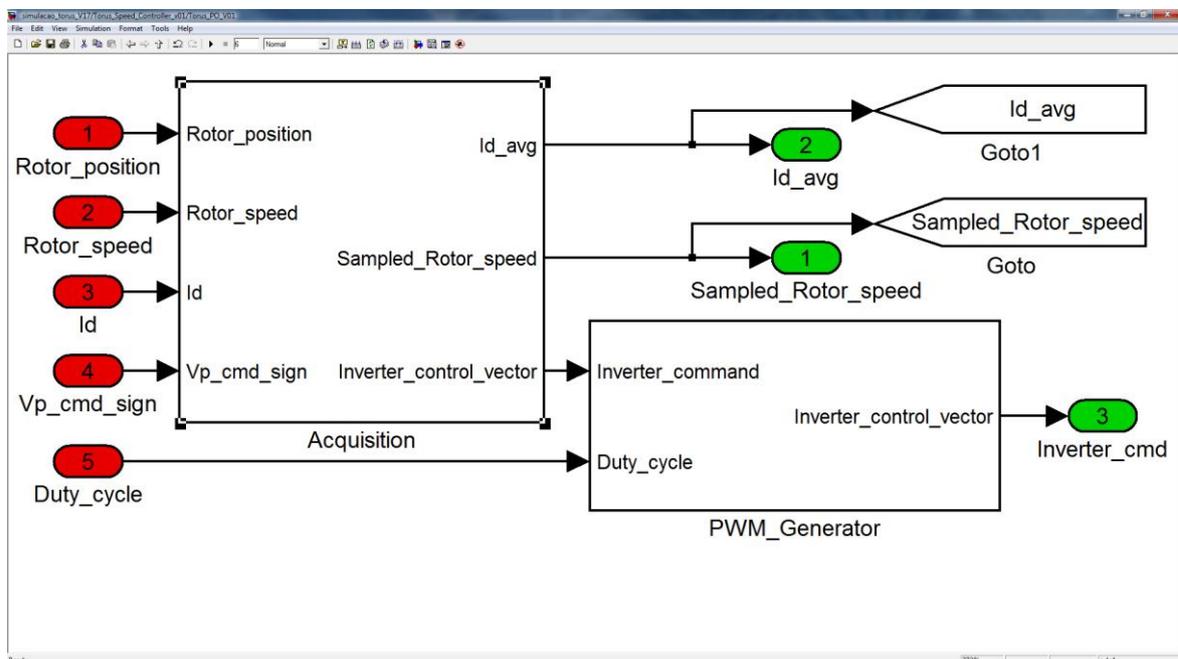


Figura 20 – Arquitetura do subsistema Torus_PO

A figura 7 (capítulo 3) mostra quais bobinas devem ser ligadas, para cada faixa de ângulos do rotor. A cada 20° de deslocamento mecânico do rotor, um novo conjunto de bobinas deve ser acionado. Quando uma dada bobina deve ser ligada, esta não fica o tempo todo ligada; é durante este período de condução que a modulação PWM é feita. A figura 21 ajuda a compreender como é feito o acionamento da máquina.

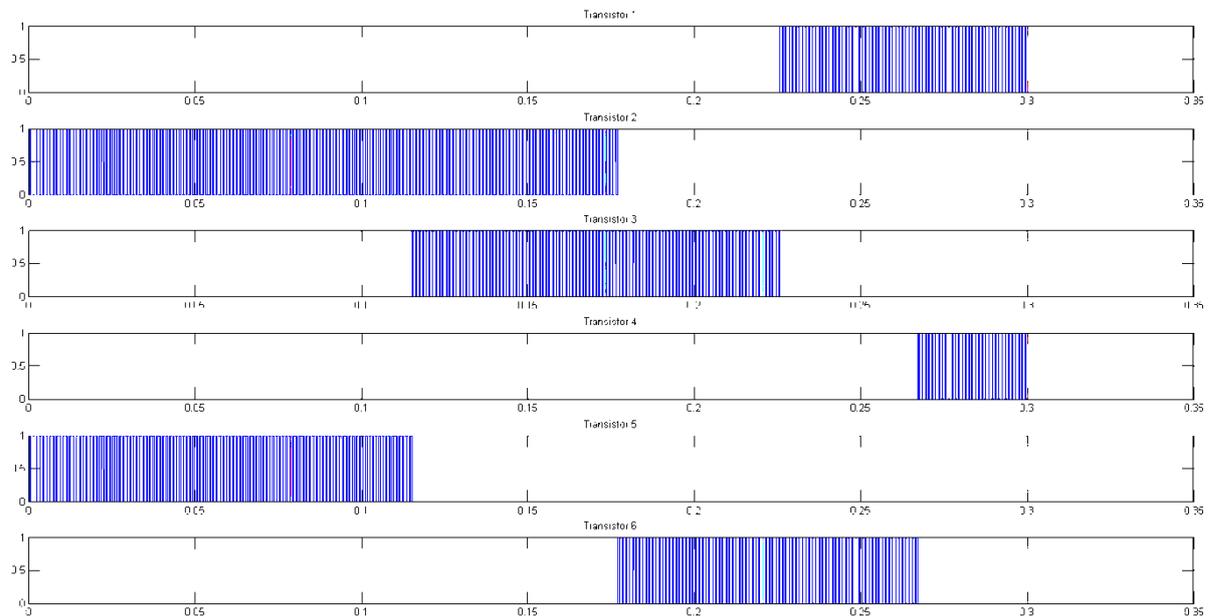


Figura 21 - Pulsos de acionamento dos transistores da ponte inversora

No caso descrito na figura 21, podemos observar que em um primeiro instante os transistores T2 e T5 estão conduzindo, contudo a modulação PWM liga e desliga esses transistores de forma a controlar a tensão média aplicada na máquina. Em um segundo instante, os transistores T2 e T3 estão ligados, e assim por diante.

5.2.2. Subsistema *Torus_PC*

Esse subsistema é responsável pelas seguintes operações:

- Calcular o comando de conjugado que deve ser aplicado na máquina;
- Calcular o comando de corrente que deve ser aplicado na máquina;
- Calcular a tensão média que deve ser aplicada na máquina;

- Calcular o *duty cycle* da modulação PWM

A figura 22 mostra a arquitetura desse subsistema, e a tabela 8 descreve as entradas e saídas. Os subsistemas *Speed_controller* e *Current_Controller* são basicamente os controladores PI calculados no capítulo 4.

Tabela 8 - Descrição das entradas e saídas, subsistema Torus_PC

Entradas	Descrição
Speed_setpoint	Referência de velocidade que a máquina deve atingir [rad/s]
Rotor_speed	Velocidade da máquina medida [rad/s]
Id_avg	Corrente média entre a alimentação e a máquina [A]
Saídas	Descrição
Duty_cycle	Parcela do período da modulação PWM que deve estar ativa
Vp_cmd_sign	Sinal da tensão que deve ser aplicada na máquina

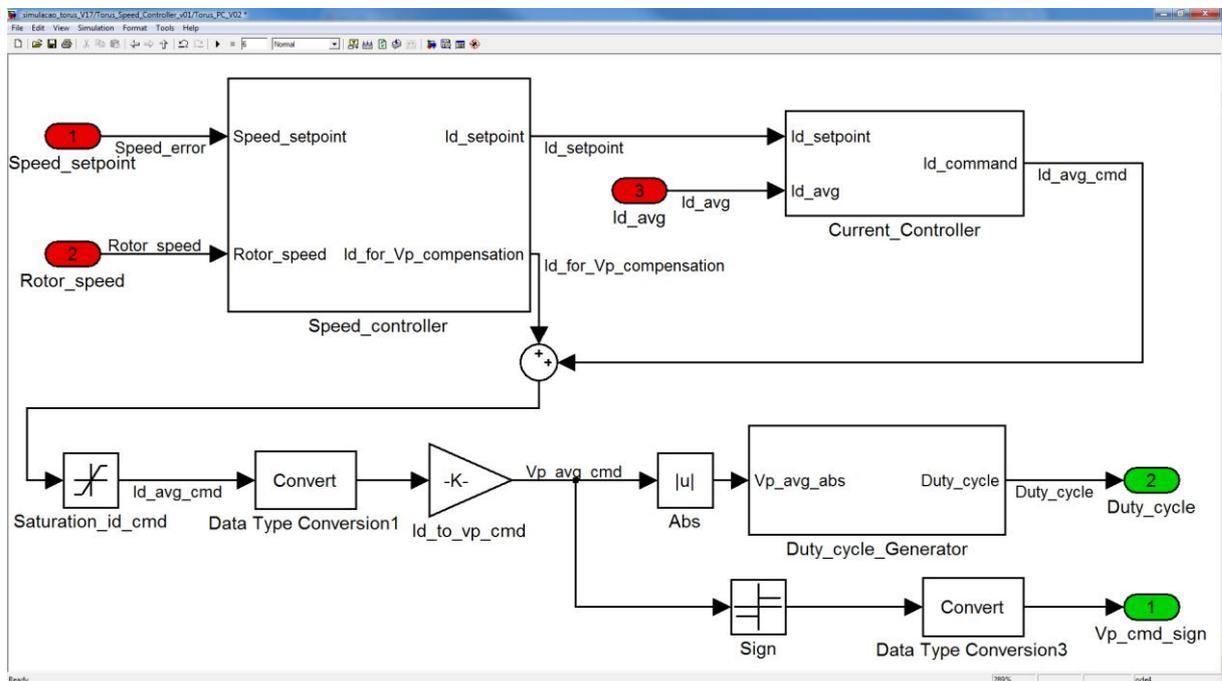


Figura 22 - Arquitetura do subsistema Torus_PC

6. IMPLIMENTAÇÃO DO CONTROLADOR

Desenvolveu-se um controlador microprocessado com uma arquitetura análoga ao modelo Simulink simulado, ou seja, utilizou-se um microcontrolador para executar a parte operativa, e outro para executar a parte de controle do sistema de controle. Além disso, desenvolveu-se um circuito condicionador de sinais para isolar eletricamente o circuito de potência do sistema de aquisição de dados (conversor A/D), além de executar a média da corrente da máquina. Além disso, o condicionador também converte os sinais diferenciais do encoder em quadratura Renco (500 pulsos por revolução) para sinais não diferenciais.

6.1. Implementação da Parte Controle

Utilizou-se o microcontrolador PIC18F2455 para executar a parte de controle, pois esse micro controlador fabricado pela *Microchip Semiconductors* possui um alto grau de versatilidade e baixo custo, além de ter uma grande gama de diferentes periféricos inclusos no próprio chip. As principais características desse micro controlador estão abaixo:

- Suporte à transmissão pelo padrão USB:
 - Compatível com a versão 2.0.
 - Suporte a transmissão em 1,5 Mb/s e em 12 Mb/s.
 - Transmissor e o receptor USB estão integrados no chip, assim como regulador da tensão USB.
- Diferentes modos de gerenciamento de energia:
 - *Run* (CPU ativado, periféricos ativados).
 - *Idle* (CPU ativado, periféricos desligados).
 - *Sleep* (CPU desligado, periféricos desligados).
- Estrutura de osciladores flexível:
 - Quatro modos utilizando cristal, incluindo um PLL de alta precisão para a USB.
 - Dois modos usando *clock* externo de até 48 MHz, 8 modos de oscilador interno de 31 KHz a 8 MHz.
 - Clock USB independente do *clock* principal do micro controlador.
- Monitor contra falha de clock, permite o desligamento seguro do dispositivo caso o clock pare.
- Principais periféricos:
 - Alta corrente que pode ser fornecida/drenada por pino (25 mA/25 mA).
 - Três interrupções externas, quatro módulos de *timers*; dois módulos captura/comparação/PWM (CCP) de 16 bits/16 bits/10 bits respectivamente.
 - Módulo USART.

- Suporte ao Bus LIN.
- Módulo de porta serial síncrona em modo mestre (*Master Synchronous Serial Port - MSSP*) com suporte à configuração *SPI (Serial Peripheral Interface)* de três fios (todos os quatro modos) e *I2C™*.
- Conversor A/D de 13 canais 10 bits com tempo de aquisição programável.
- Duplo Comparador analógico com multiplexação de entrada.
- Características especiais do micro controlador:
 - Arquitetura otimizada para compilador C, com conjunto de instruções estendido opcional.
- 100.000 de ciclos de escrita/leitura da memória *Flash*.
- 1.000.000 de ciclos de escrita/leitura da memória de dados EEPROM.
- Tempo de retenção da memória *Flash* e da memória de dados EEPROM > 40 anos.
- Diferentes níveis de prioridade para interrupções.
- Grande faixa de tensões de operação (2,0 V a 5,5 V).

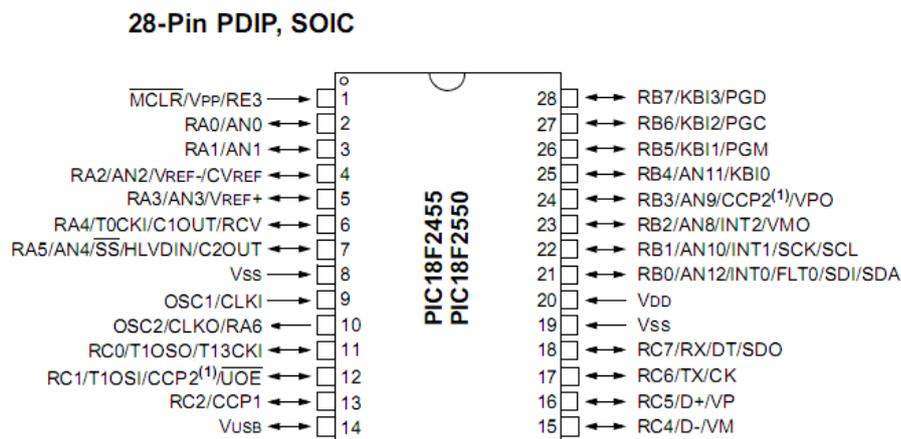


Figura 23 - I/O PIC18F2455

A figura 23 mostra as entradas e saídas deste chip. Informações completas do micro controlador usado podem ser encontradas no seu respectivo *datasheet*¹¹. O preço estimado deste chip é de \$4,00 (lote de 1 a 25 unidades).

O algoritmo que é executado na parte de controle é essencialmente o mesmo que foi simulado no *Matlab Simulink*. Foi possível exportar o modelo *Simulink* para a linguagem C embarcado (*embedded C*) através da utilização dos *toolboxes Real Time Embedded Workshop* e *Fixed-point*.

O toolbox *Fixed-point* permite que as variáveis internas do controlador sejam convertidas de *float* ou *double* para ponto fixo, dessa forma é possível obter um ganho de desempenho bastante sensível, pois o processador utilizado não possui uma unidade aritmética de ponto flutuante.

O *toolbox Real-Time Workshop Embedded Coder* permite que o modelo *Simulink* desenvolvido seja exportado para a linguagem ANSI C; dessa forma é possível executar o algoritmo desenvolvido em diferentes plataformas de *Hardware*. Essa flexibilidade facilita a execução do algoritmo desenvolvido em outros chips, além de diminuir sensivelmente o tempo de desenvolvimento do controlador. A figura 24 ilustra a arquitetura desse *toolbox*.

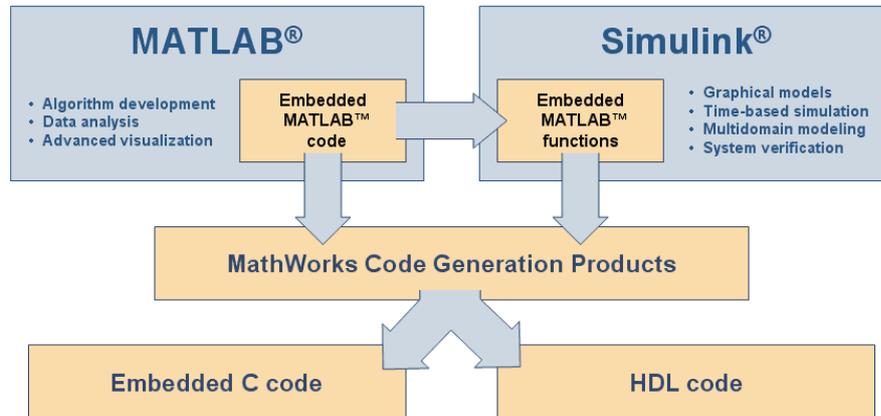


Figura 24 - Arquitetura do *toolbox Real-time embedded workshop*

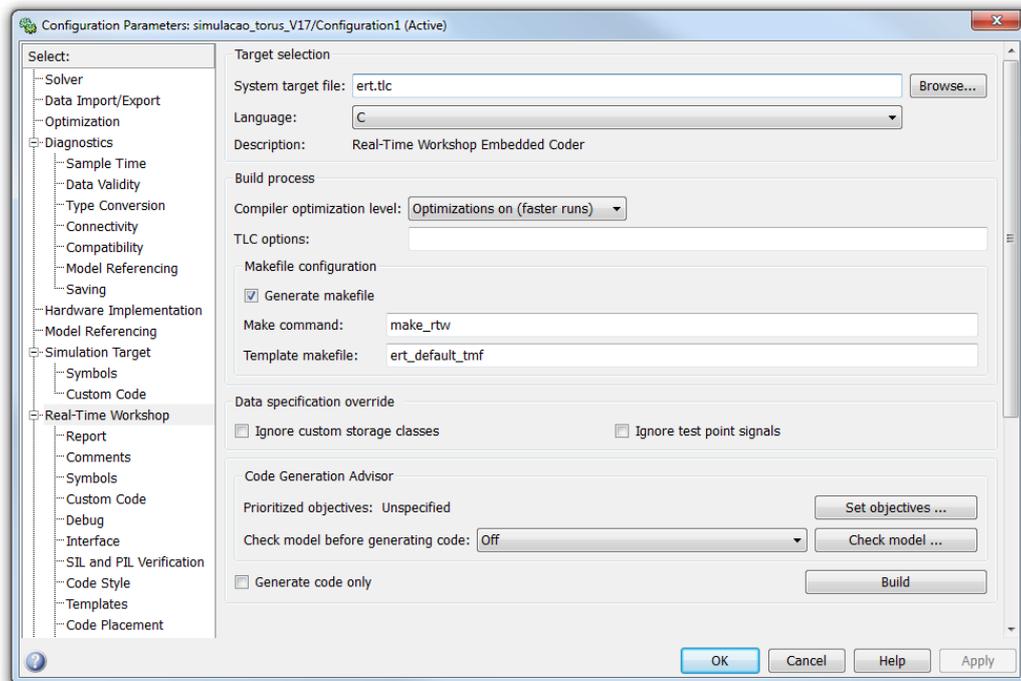


Figura 25 - Configuração do *toolbox Real-time Embedded Workshop* (1)

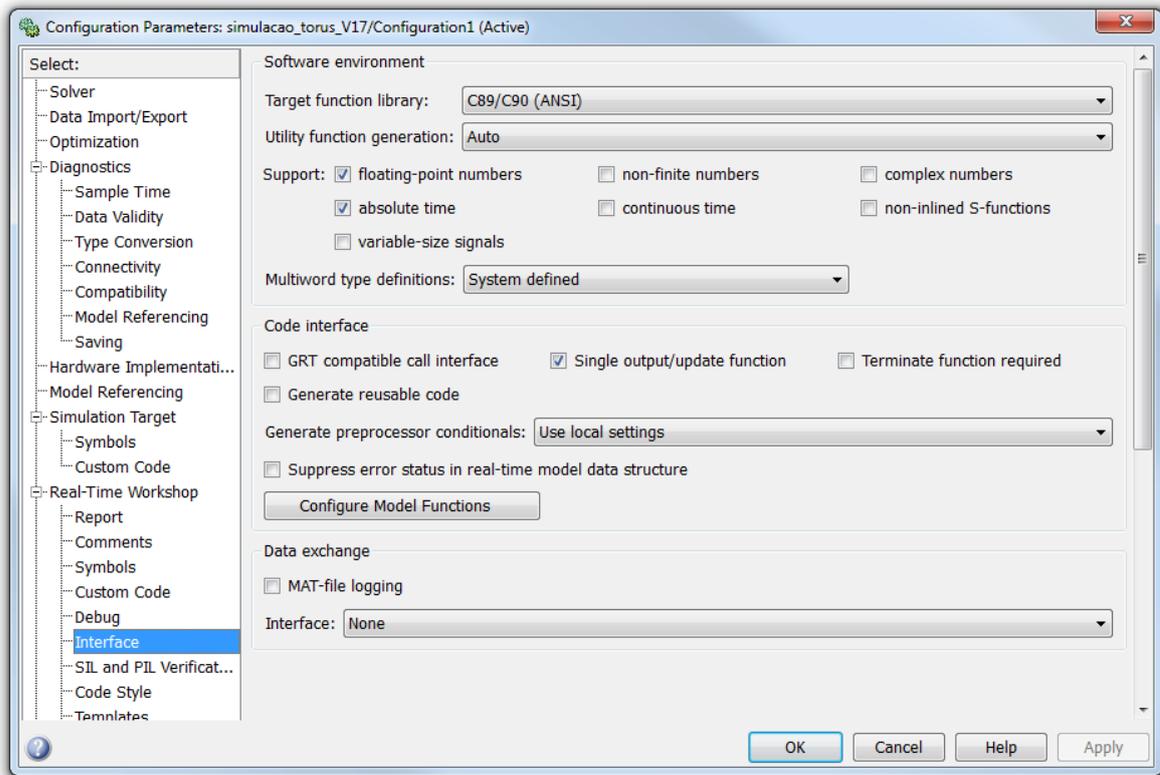


Figura 26 - Configuração do toolbox Real-time Embedded Workshop (2)

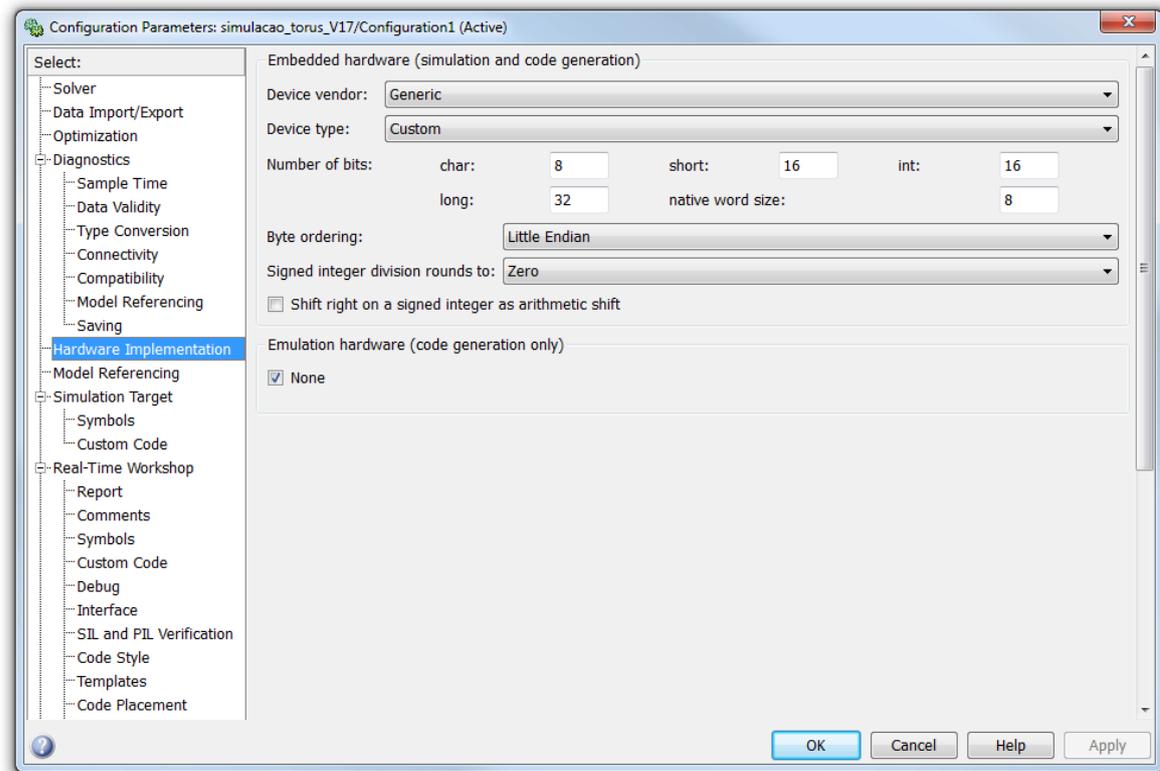


Figura 27 - Configuração do toolbox Real-time Embedded Workshop (3)

A configuração do *toolbox* foi feita conforme as figura 25, 26 e 27. Maiores informações sobre esse *toolbox* podem ser encontradas na documentação do software.

Foi utilizado o compilador C Microchip C18 e o software MPLAB IDE para programar o microcontrolador e compilar o código em C exportado do *Matlab* para ser executado pelo microcontrolador. Para a correta execução do código exportado, o compilador deve estar configurado para executar as instruções conforme o ANSI C 89/90 (figura 28).

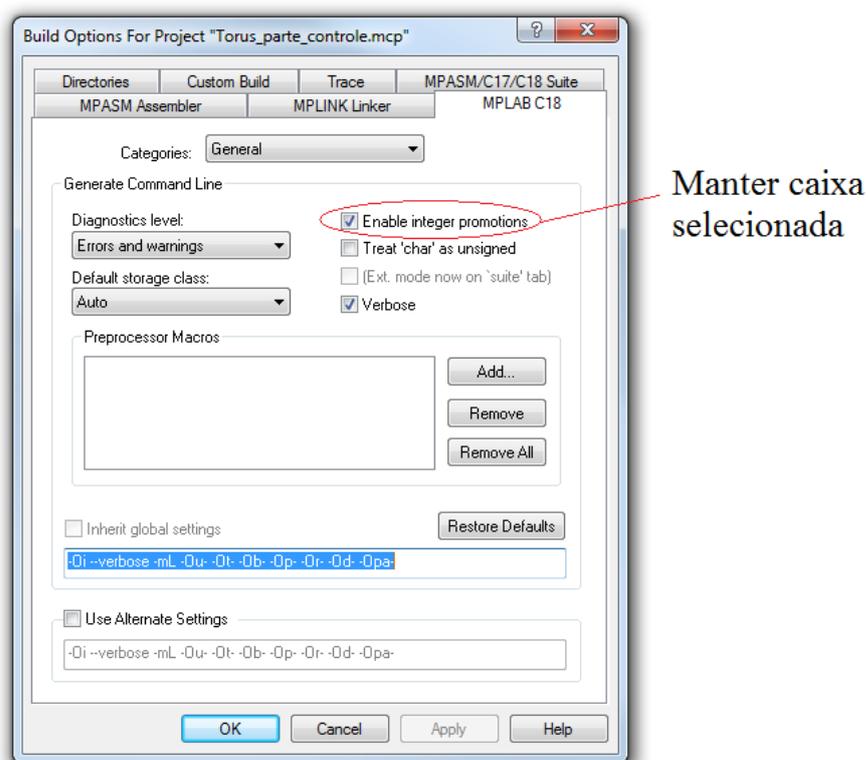


Figura 28 - Configuração do compilador MPLAB C18

Em nível de interfaces, utilizou-se o módulo USB desse microcontrolador para emular uma porta serial, quando conectado a um computador executando *Windows XP*®, ou mais recente. Dessa forma a referência de velocidade pode ser configurada no computador, além de ser possível monitorar o funcionamento da máquina no computador. Um software supervisor foi desenvolvido na plataforma *Labview* a fim de se executar essas tarefas (figura 29, interface e Anexo B, código fonte). O módulo de transmissão serial do microcontrolador foi utilizado para realizar a comunicação com a parte operativa do sistema (figura 30).

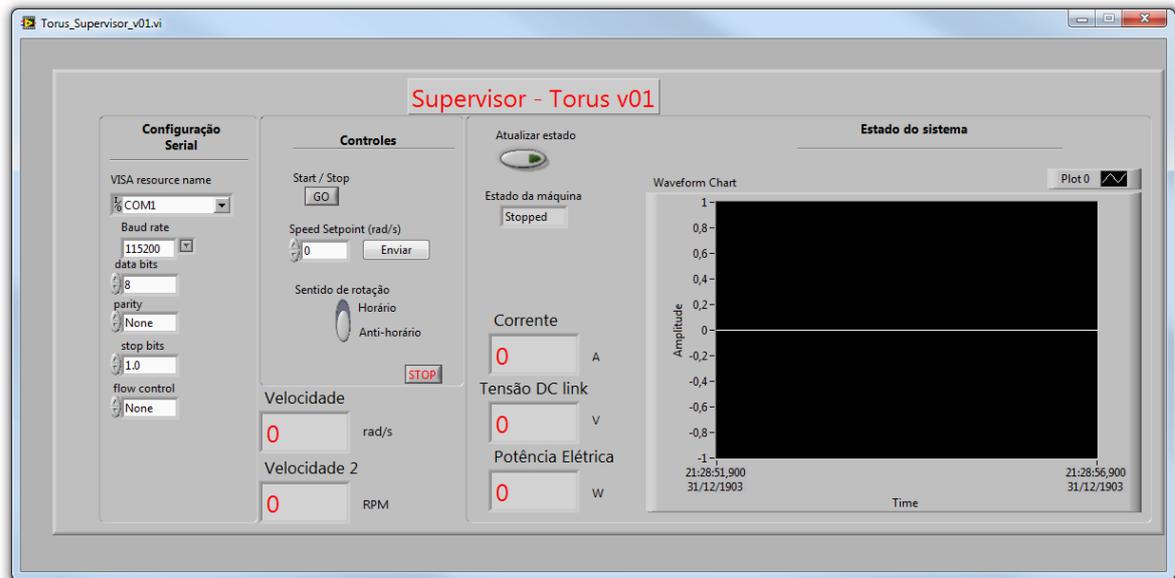


Figura 29 - Supervisor Torus - Labview (interface)

O algoritmo da parte controle do controlador está estruturado nos fluxogramas do anexo C. Basicamente se associou a execução do algoritmo de controle a cada estouro do Timer 0 (o que ocorre a cada 25 ms). Quando isso ocorre, uma nova interação do solver do algoritmo é executada, além de se ativar um *flag* para solicitar uma atualização dos dados a serem enviados pela parte operativa. A tabela 9 mostra os códigos dos comandos que são trocados entre a parte de controle e a parte operativa, e a tabela 10 mostra os códigos dos comandos que são trocados entre a parte de controle e o computador.

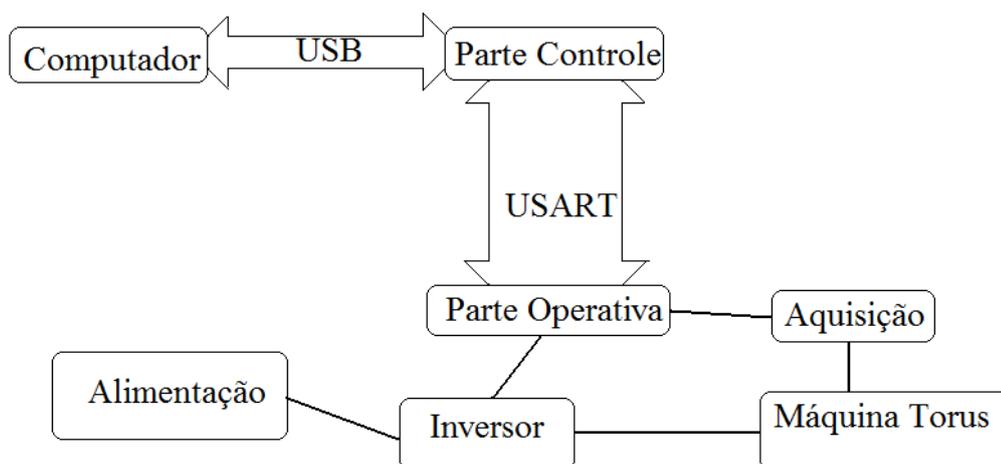


Figura 30 - Estrutura de interfaces do sistema

Tabela 9 - Lista dos códigos que são enviados entre o computador e a parte de controle

Comando (computador -> PC)	número do comando enviado (hexadecimal)	Argumento (opcional)
Iniciar a máquina	0x11	N/A
Parar a máquina	0x12	N/A
Modificar <i>Speed Setpoint</i>	0x23	mais 1 byte é enviado (valor do parâmetro a ser alterado)
Atualizar valores	0x15	Envia ao computador: 1º -> O valor de velocidade da máquina (1 byte) 2º -> O valor da corrente média que circula na máquina (1 byte) 3º -> O valor de tensão do DC link (1 byte) 4º -> Estado de funcionamento da máquina

Tabela 10 - Lista dos códigos que são enviados entre a parte de controle e a parte operativa

Comando (PC -> PO)	número do comando enviado (hexadecimal)	Argumento (opcional)
Iniciar a máquina	0x11	N/A
Parar a máquina	0x12	N/A
Modificar duty cycle	0x23	mais 1 byte é enviado (valor do parâmetro a ser alterado)
Modificar <i>Vd sign</i>	0x24	mais 1 byte é enviado (valor do parâmetro a ser alterado)
Atualizar valores lidos	0x15	Solicita atualização dos valores das variáveis de estado do sistema: O valor de velocidade da máquina (1 byte) O valor da corrente média que circula na máquina (1 byte) O valor de tensão do DC link (1 byte)

O esquema elétrico da parte de controle do controlador, assim como o *design* do lado cobreado do circuito estão no anexo D.

6.2. Implementação da parte operativa

A parte operativa foi desenvolvida utilizando o microcontrolador PIC18F2431, que possui características elétricas e técnicas bastante similares aos do PIC18F2455 utilizado na parte de controle; as diferenças básicas são as seguintes:

- Clock máximo de 40 MHz (utilizando PLL interno e cristal externo).
- Não possui interface USB.
- Possui interface para leitura de sinais de encoder.
- Possui seis saídas PWM que facilitam o acionamento de pontes inversoras.

- Possui um conversor A/D de 10 bits alta velocidade (200 K samples/s), capaz de amostrar dois canais simultaneamente.

A figura 36 mostra as interfaces do microcontrolador maiores informações sobre as funcionalidades deste chip podem ser encontradas no *datasheet* do componente ¹². As funções da parte operativa programada neste chip são basicamente as mesmas que foram executadas pelo subsistema *Torus_PO* nas simulações feitas no *Matlab Simulink*.

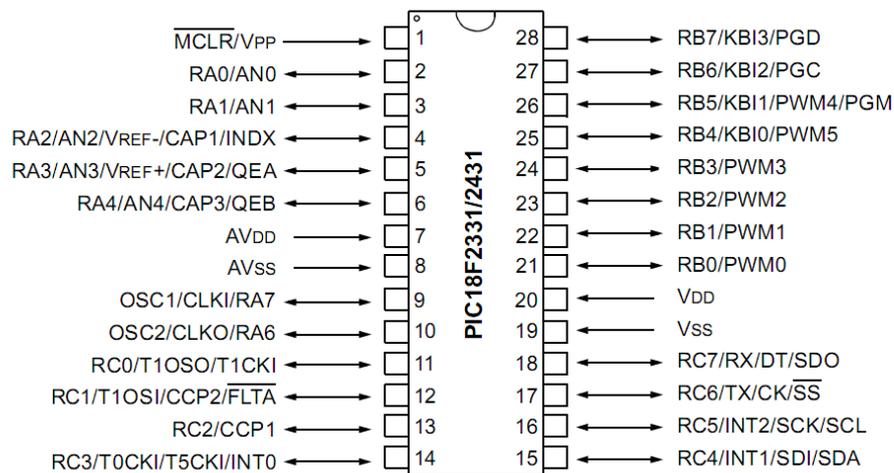


Figura 31 - I/O PIC18F2431

O protocolo de comunicação com a parte de controle está descrito na tabela 9. O fluxograma do algoritmo que este microcontrolador executa pode ser visto no anexo E. O esquema elétrico da parte operativa e o design em lado cobreado podem ser visto no anexo F.

6.3. Sistemas de condicionamento

O subsistema de condicionamento de sinal tem por objetivo isolar eletricamente o resistor shunt, que está ligado em série com a máquina, do circuito de aquisição (parte operativa), além de amplificar o sinal de tensão para que este tenha uma faixa de variação de 0 a 5V, quando a corrente da máquina varia de -10 a 10 A. Outra tarefa desse circuito é transformar os sinais diferenciais do encoder em sinais referenciados ao circuito da parte operativa do sistema de controle.

O circuito foi simulado no software *Microcap*, e desenvolvido no software *CadEagle*. O condicionamento do sinal de corrente é feito da seguinte maneira: primeiramente um amplificador de instrumentação (ina101) amplifica o sinal de tensão amostrado do sensor (neste caso, um resistor shunt de $0,05 \Omega$), de forma a obtermos uma tensão de 1 V quando há 10 A circulando na máquina. Em seguida utilizou-se um somador inversor para adicionar um sinal DC de 1,5 V ao sinal amplificado; desta forma, nunca aplicamos uma tensão negativa no opto acoplador linear IL300 (assim evita-se que o IL300 corte). Em seguida retira-se 0,5 V do nível DC adicionado anteriormente (de forma que quando há -10 A circulando na máquina, a tensão na saída do circuito é de 0 V), e finalmente se amplifica o sinal com um ganho de 1,5, para que o range de variação de tensão na saída do circuito seja de 0 a 5 V. O esquema elétrico do circuito e o *design* lado cobreado do circuito estão no anexo G.

Para converter os sinais diferenciais do encoder (A+, A-, B+, B-, I+, I-) em sinais referenciados ao circuito da parte operativa, utilizaram-se diversos amplificadores operacionais em modo comparador. Esta função está integrada no circuito de condicionamento de corrente da máquina.

Além da aquisição da corrente, é preciso realizar a aquisição da tensão *Vdc_link*, pois será ligado ao circuito um banco capacitivo. É preciso monitorar a tensão *Vdc_link* de modo que esta tensão não ultrapasse o valor máximo do banco capacitivo, evitando assim que ele seja danificado. A aquisição dessa corrente foi feita com um circuito análogo ao da aquisição de corrente, como podemos observar no anexo G.

6.4. Módulos de potência

Os módulos de potência são compostos por três pontes H, cada uma delas acionada por quatro transistores MOSFET. Esses módulos já tinham sido construídos anteriormente para acionar a máquina com o sistema de controle em laço aberto. As figuras contidas no

anexo H mostram como esses módulos de potência estão construídos, e a tabela 11 mostra alguns dados do acionamento. Maiores informações podem ser encontradas no manual de operação da máquina.

Tabela 11 - Dados do circuito de acionamento

Dados do Acionamento	Valor máximo
Tensão (V)	100
Corrente (A)	56
Frequência (MHz)	3,2

7. TESTES E RESULTADOS ALCANÇADOS

7.1. Resultados das simulações

Observou-se um resultado insatisfatório ao se executar as simulações com os controladores calculados, em virtude principalmente da baixa tensão de alimentação que se esperava utilizar (30 V). A figura 32 mostra a resposta do sistema a uma referência de -50 rad/s, quando se utilizou uma tensão V_d de 30V. Já na figura 33 pode-se observar que a referência de -50 rad/s é atingida plenamente, quando se utilizou uma tensão V_d de 60V.

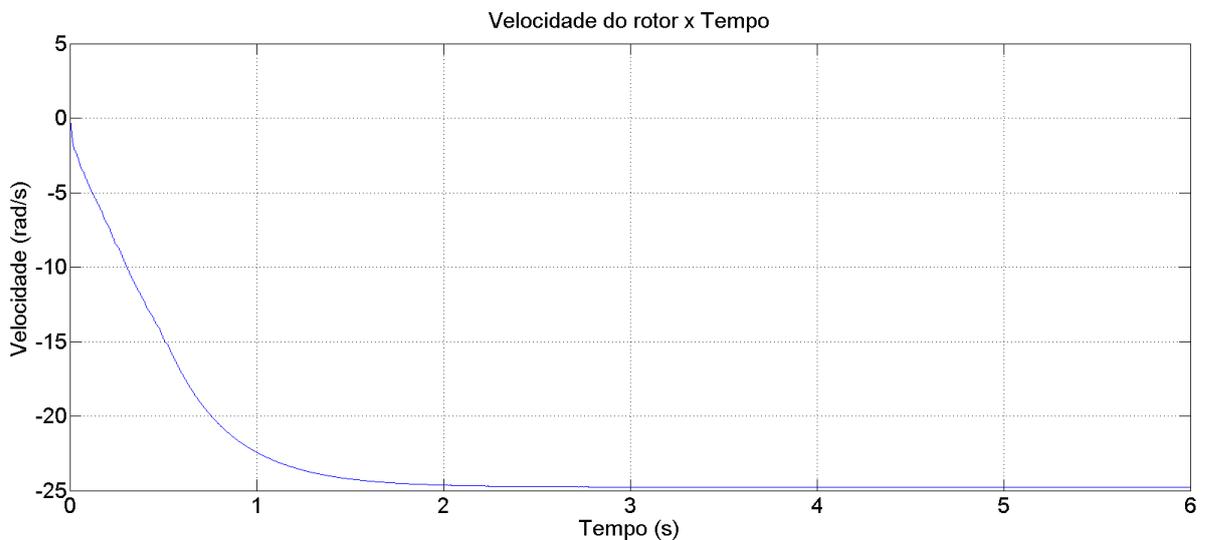


Figura 32 - Resposta do sistema a uma referência de -50 rad/s, com $V_d=30V$

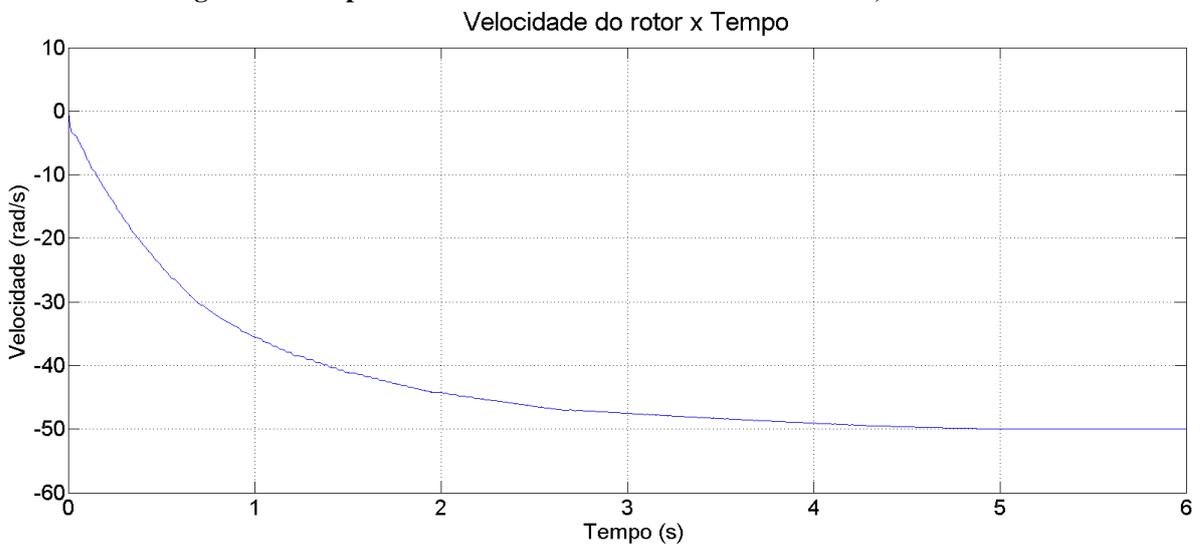


Figura 33 - Resposta do sistema a uma referência de -50 rad/s, com $V_d=60V$

Na figura 34 pode-se observar a resposta do sistema a uma referência de -40 rad/s , com uma perturbação do tipo degrau de $0,5 \text{ Nm}$ resistivo no eixo da máquina. Pode-se observar que o erro é não nulo em regime permanente, logo é preciso rever o projeto do controlador para que este atinja os parâmetros de desempenho desejados.

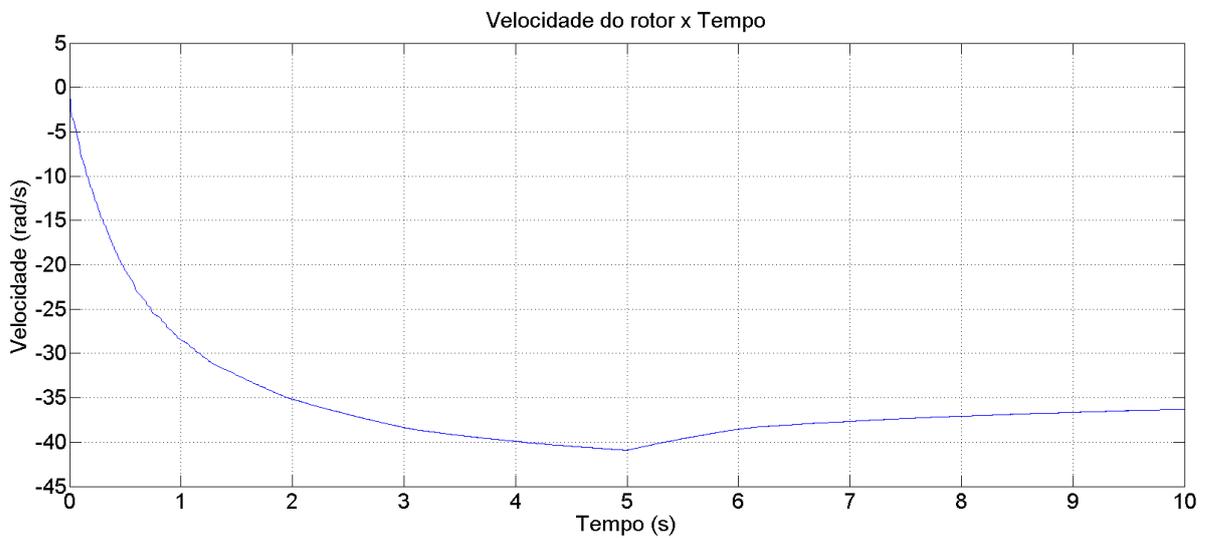


Figura 34 - Resposta do sistema a uma referência de -40 rad/s , perturbação de $0,5 \text{ Nm}$ (resistivo), $V_d=60\text{V}$

7.2. Resultados experimentais

Todos os circuitos descritos neste relatório foram construídos e estão operacionais (figura 35, sistema montado encontra-se no anexo I), com exceção do circuito de condicionamento de aquisição de tensão do inversor que alimenta a máquina (houve dificuldade em se adquirir o opto acoplador linear IL3000). Houve problemas para fazer a parte operativa se comunicar com a parte de controle (e vice-versa), devido aos erros de transmissão inerentes à transmissão assíncrona (*baud rate* 115200 Kbits , 8 bits de dados, sem paridade). Um sistema de *time-out* de 50 ms foi implementado (se ao final de 50 ms não houver uma comunicação entre os módulos, o módulo EUSART dos microcontroladores é reiniciado), o que solucionou o problema.

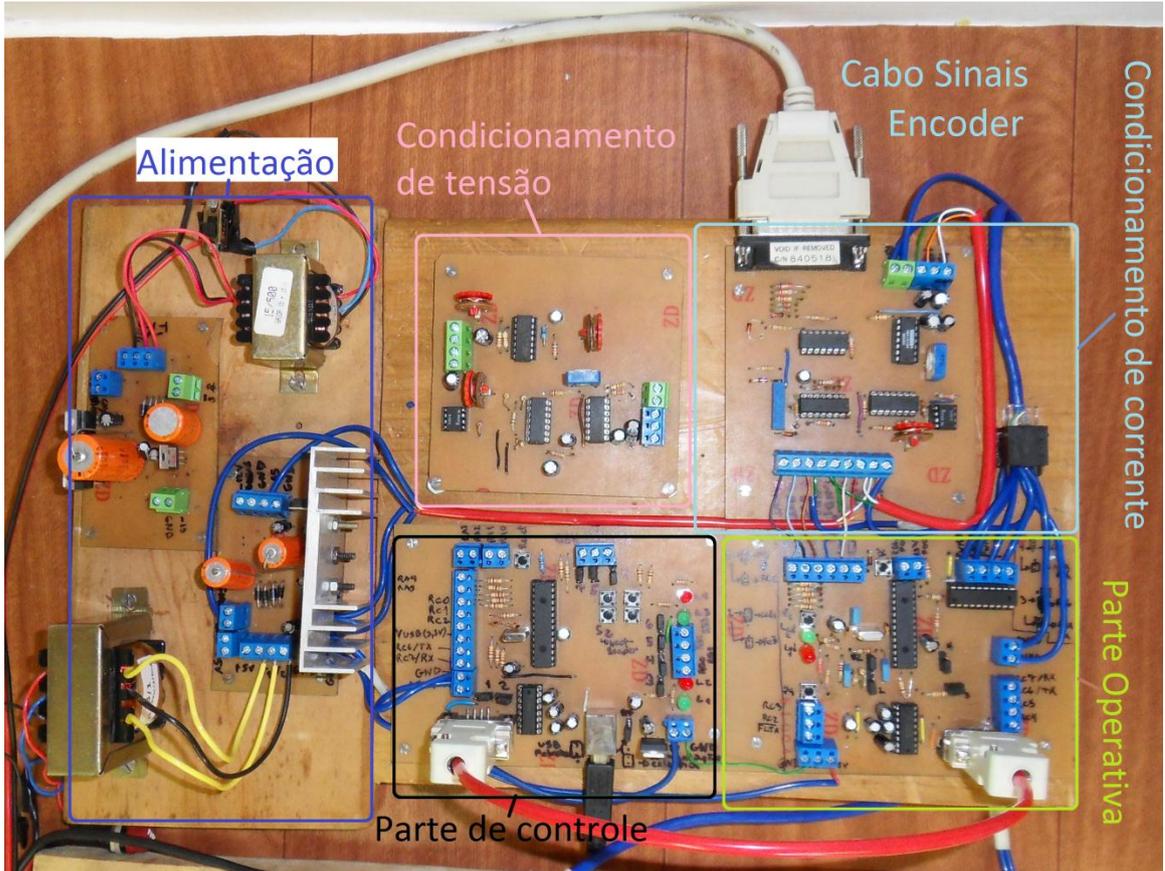


Figura 35 - Foto dos circuitos construídos

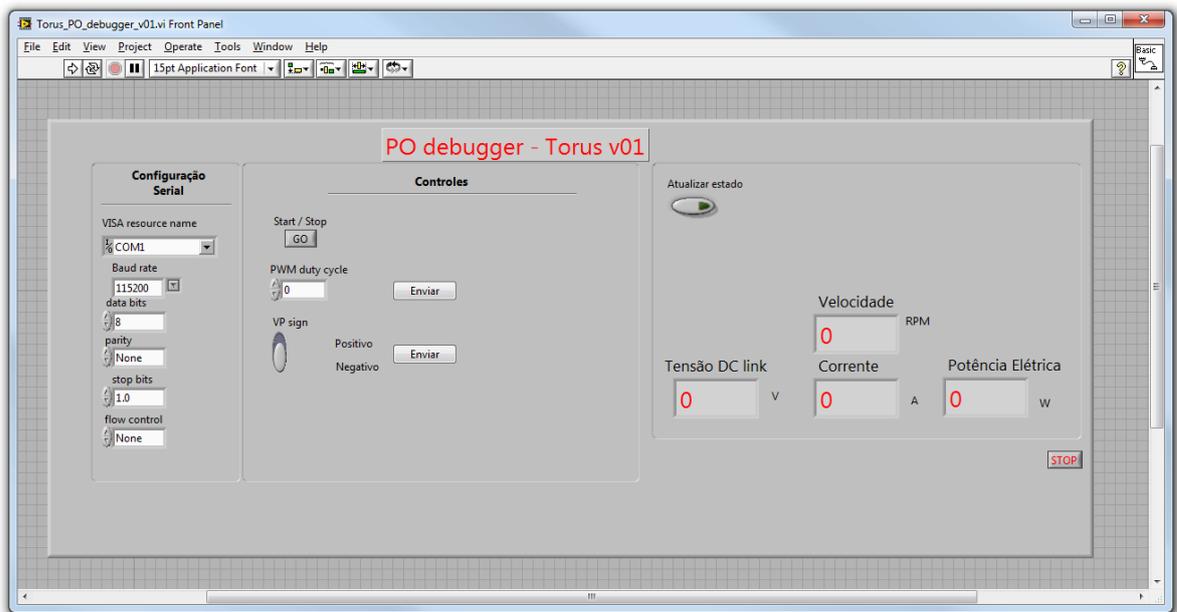


Figura 36 - Debugger da parte operativa (interface)

O circuito de condicionamento funcionou conforme as simulações do Microcap, e a parte operativa funcionou conforme as simulações do Matlab. Para testar a parte operativa,

desenvolveu-se um software de *debugging* no ambiente *Labview*, conforme podemos observar na figura 36 (código fonte do programa está no anexo J). Com esse software foi possível constatar que a parte operativa é capaz de realizar a comutação das bobinas da máquina conforme a posição angular do rotor, e que o período da modulação PWM é controlado corretamente.

CONCLUSÃO

O desenvolvimento de sistemas de controle com as últimas ferramentas computacionais disponíveis no mercado diminuiu de maneira sensível o tempo necessário para se construir um controlador.

As simulações realizadas do sistema de controle mostram que o controlador atende parcialmente aos critérios de desempenho desejados, tendo em vista que o erro em regime permanente foi superior ao especificado, quando há uma perturbação de 0,5 Nm no eixo da máquina. Além disso, é preciso que a tensão de alimentação da máquina seja de 60 V (e não 30 V, como inicialmente previsto) para que ela atinja a referência de velocidade de maneira satisfatória (quando ligada em estrela).

Para realizarmos os ensaios experimentais, é preciso utilizar uma fonte de tensão com maior capacidade de tensão, e conectar a máquina em estrela, para que se possam comparar de forma correta os resultados das simulações com os resultados experimentais.

É preciso melhorar o sistema de comunicação entre a parte operativa e a parte de controle para diminuir a influência dos erros de transmissão no funcionamento do sistema de controle.

Uma alternativa para melhorar o sistema de controle é utilizar-se um microcontrolador de maior capacidade de cálculo (i.e. DSP), dessa forma elimina-se a necessidade de se utilizar dois microcontroladores e os problemas de comunicação entre os módulos.

BIBLIOGRAFIA

- [1] LOUREIRO, Luiz Tiarajú dos Reis; **Um Estudo sobre a Máquina Torus**, Dissertação de Doutorado. UFRGS, Porto Alegre, Brasil, abril de 2008.
- [2] OSÓRIO, J. O. M. ; FLORES FILHO, A. F. ; TAVARES, A. M. ; Loureiro LTR . **Analysis of a Torus Machine with Different Formats of Permanent Magnets**. XIX International Conference on Electrical Machines ICEM 2010, 2010, Roma. Proceedings of the ICEM 2010, 2010.
- [3] FERREIRA, Diego Molter; SAUER, Henrique; NETO, João C. K.; **Manual de Operação do Motor de Fluxo Axial Torus**. Laboratório de máquinas elétricas, acionamentos e energia, 2006.
- [4] WALLMARK, Oskar; **Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Non-Sinusoidal Flux Density Distribution**, Thesis for master of science degree. Chalmers University of Technology, Göteborg, Suécia, 2001.
- [5] SONG, Ke; LIU, Weiguo; LUO, Guangzhao; **Permanent Magnet Synchronous Motor Field Oriented Control and HIL Simulation**. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [6] BALDA, Juan C.; PILLAY, Pragasen; **Speed Controller design for a vector-controlled permanent magnet synchronous motor drive with parameter**. University of Arkansas, Fayetteville, EUA, e University of Newcastle England, 1990.
- [7] GIERAS, Jacek F.; WAN, Rong-Jie; KAMPER, Marten J.; **Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines**. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Holanda, 2004.
- [8] *Autor desconhecido*, **Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors**. Literature Number BPRA073, Texas Instruments Europe, Fevereiro 1998.
- [9] FITZGERALD, A.E. Fitzgerald; KINGSLEY JR., Charles; UMAS, Stephens D.; **Electric Machinery Sixth Edition**. Mc. Graw Hill, 2003.
- [10] TOLIYAT, Hamid A.; KLIMAN, Gerald B.; **Handbook of Electric Motors**, Second Edition. CRC Press; Abril de 2004.
- [11] *Autor desconhecido*, **PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet**. Document number DS39632C, fonte: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632b.pdf> acessado dia 29 de novembro de 2010.

- [12] *Autor desconhecido*, **PIC18F2331/2431/4331/4431 Data Sheet**. Document number DS39616D, fonte: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39616b.pdf> acessado dia 29 de novembro de 2010.

ANEXO A

Determinação dos parâmetro K_{Edc} e K_{Tdc} .

Esse parâmetro relaciona a velocidade angular da máquina (em rotações por segundo) com a tensão de linha E_{fL-L} . De acordo com ⁷, página 62, A tensão E_{fL-L} é determinada pela equação 2.118, de onde se obtém a constante K_{Edc} (equação 2.119).

$$E_{fL-L} = 8pN_1k_{\omega 1}\Phi_f^{(sq)}n [V] \quad (2.118)$$

$$K_{Edc} = 8pN_1k_{\omega 1}\Phi_f^{(sq)} \quad (2.119)$$

Onde:

p é o número de polos da máquina

N_1k_{ω} é o número de espiras que compõem uma bobina da máquina

$\Phi_f^{(sq)}$ é o fluxo magnético de excitação.

O conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina é descrito pela equação 2.120.

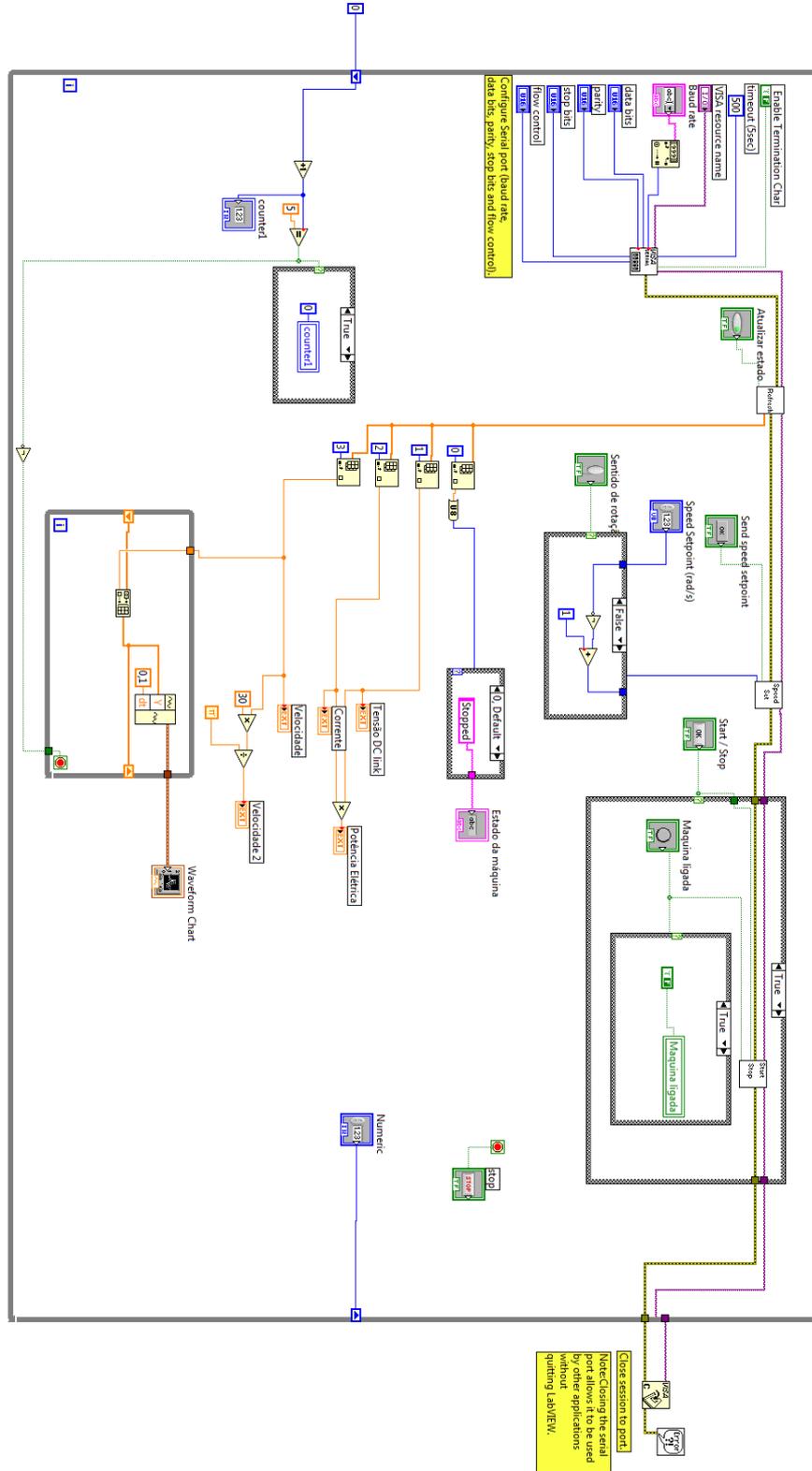
$$\begin{aligned} Td &= \frac{P_{elm}}{2\pi n} = \frac{E_{fL-L}I_a^{(sq)}}{2\pi n} \\ &= \frac{4}{\pi}pN_1k_{\omega 1}\Phi_f^{(sq)}I_a^{(sq)} = K_{Tdc}I_a^{(sq)} \quad (2.120) \end{aligned}$$

A constante de conjugado para uma máquina com fluxo trapezoidal é obtida a partir da equação 2.120, obtendo-se a equação 2.121.

$$K_{Tdc} = \frac{K_{Edc}}{2\pi} = \frac{4}{\pi}pN_1k_{\omega 1}\Phi_f^{(sq)} \quad (2.121)$$

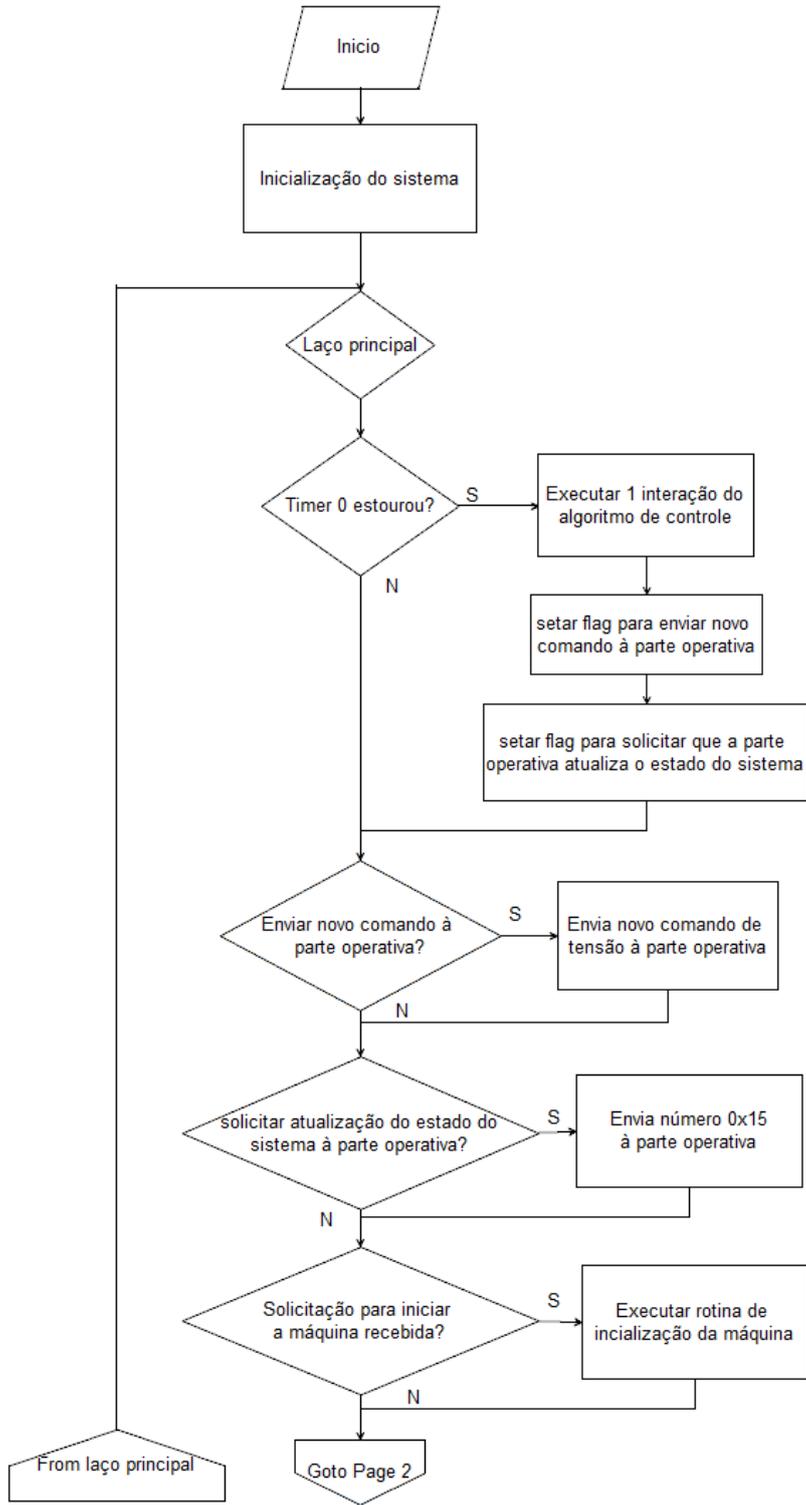
ANEXO B

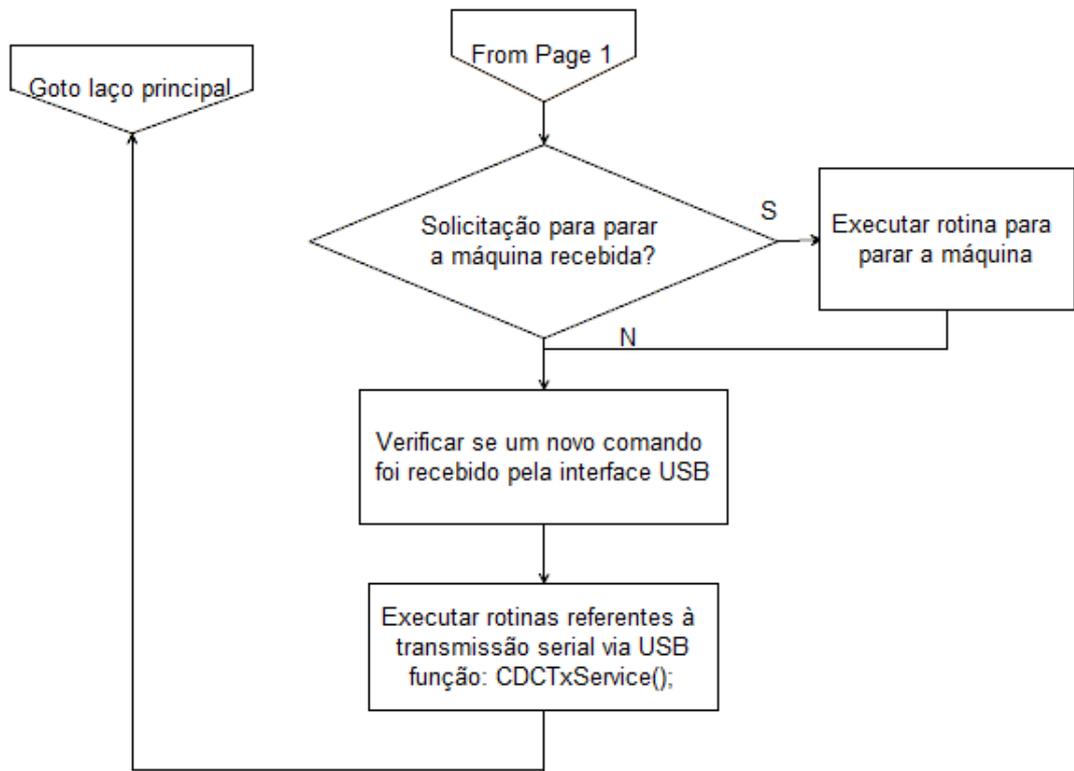
Supervisor Torus - LabView (source)



ANEXO C

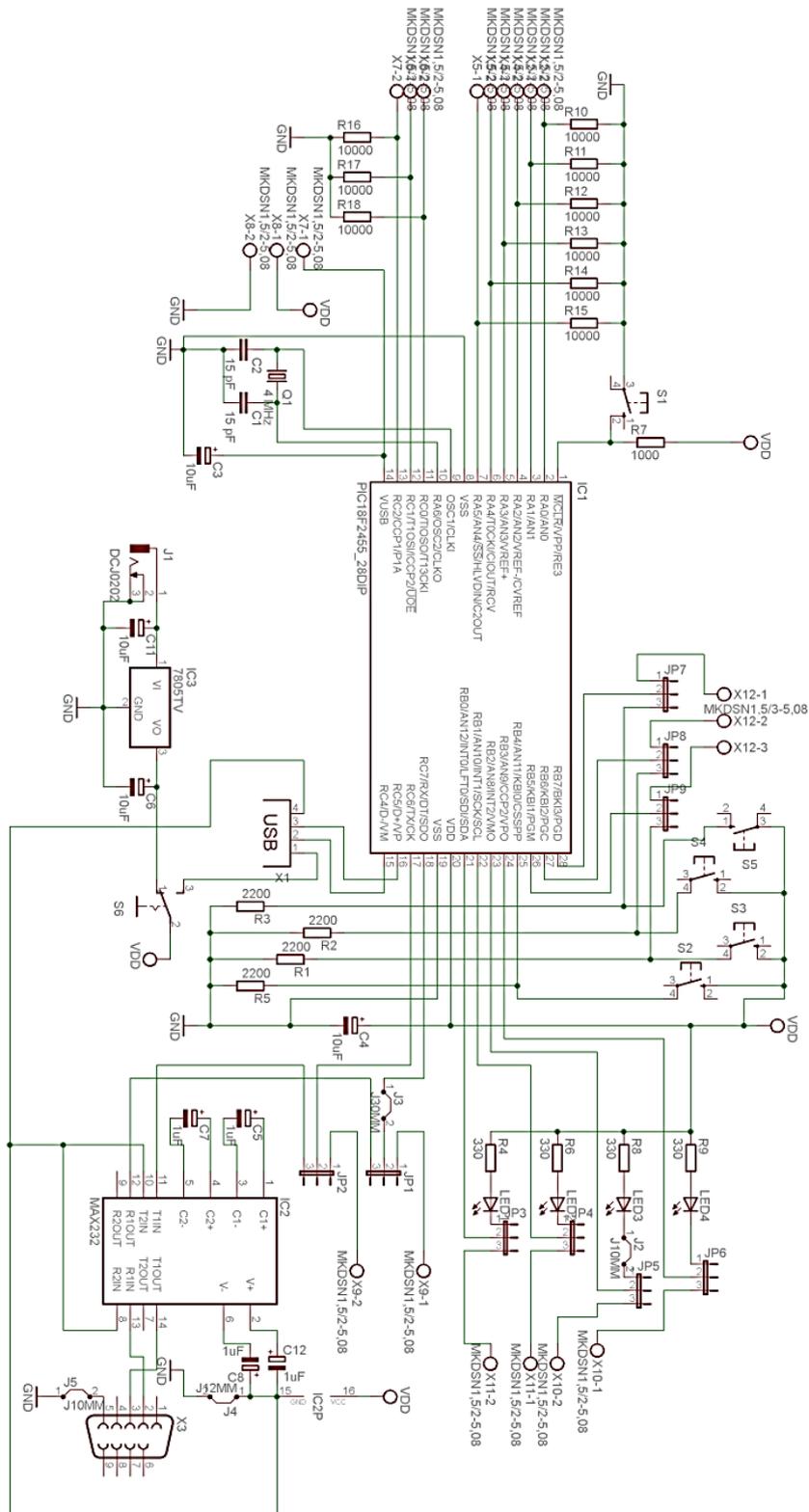
Fluxograma do programa do microcontrolador da parte de controle do sistema de acionamento.



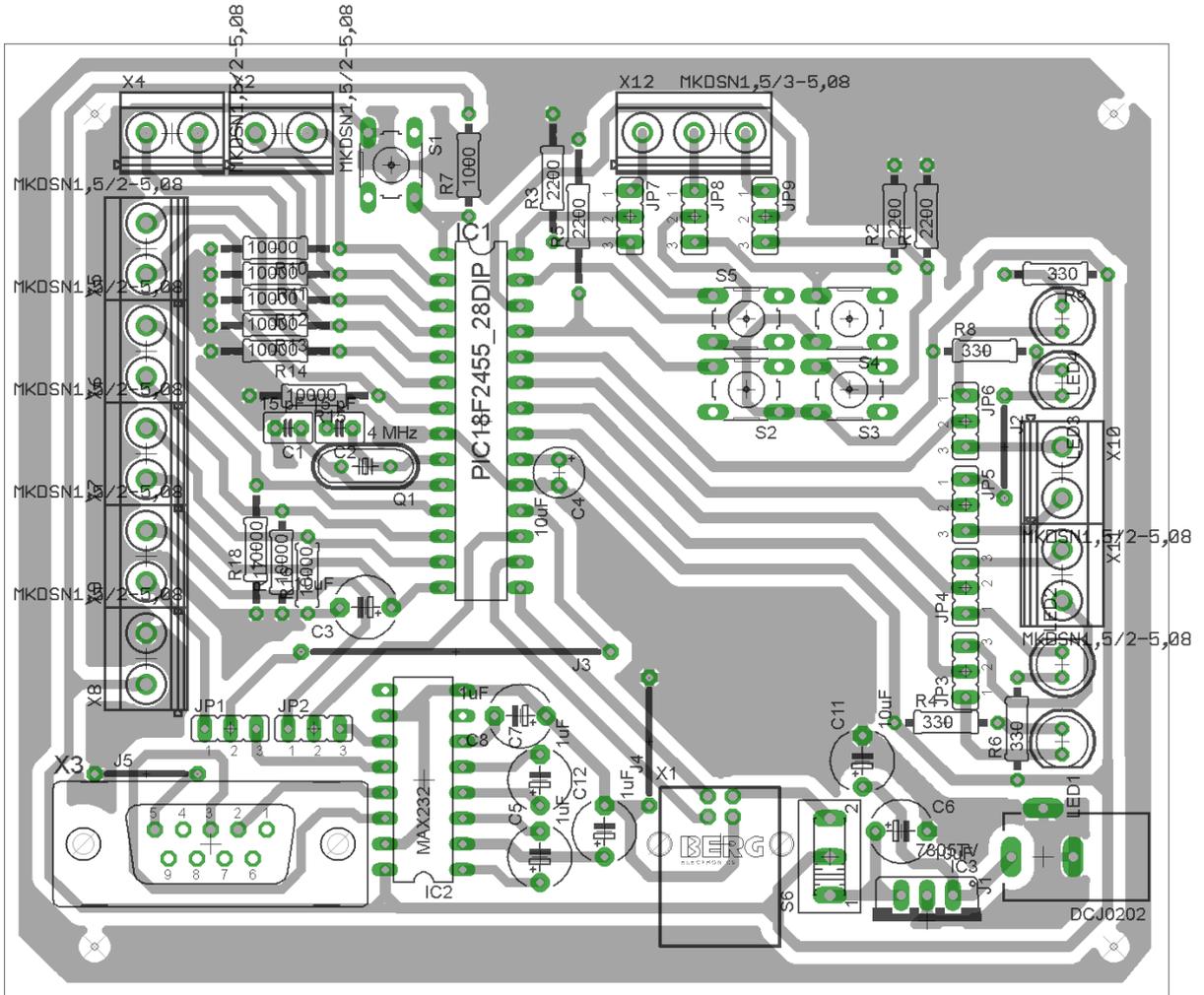


ANEXO D

Esquema elétrico da parte de controle do sistema de acionamento.

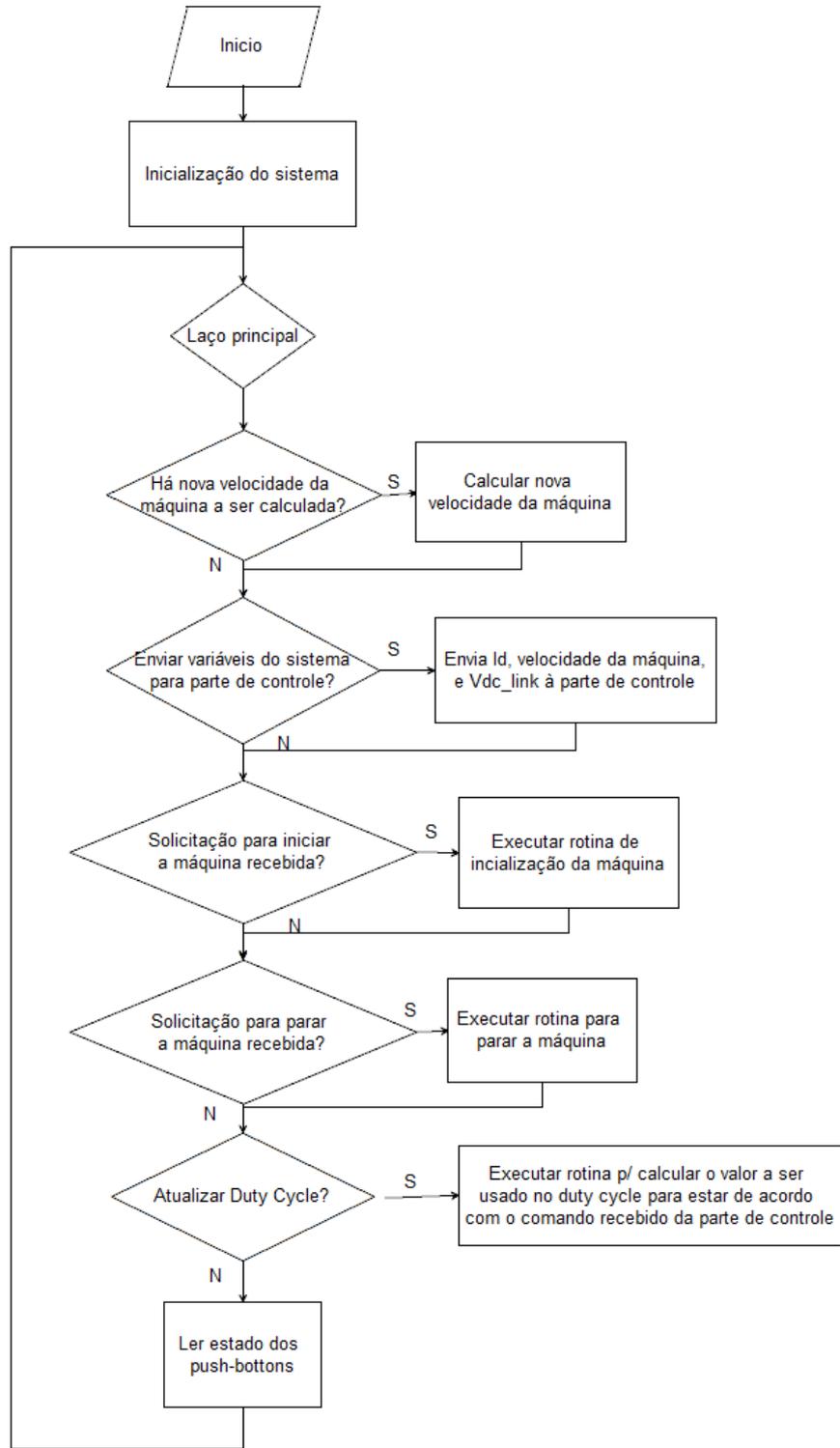


Lado cobreado da parte de controle do sistema de acionamento.



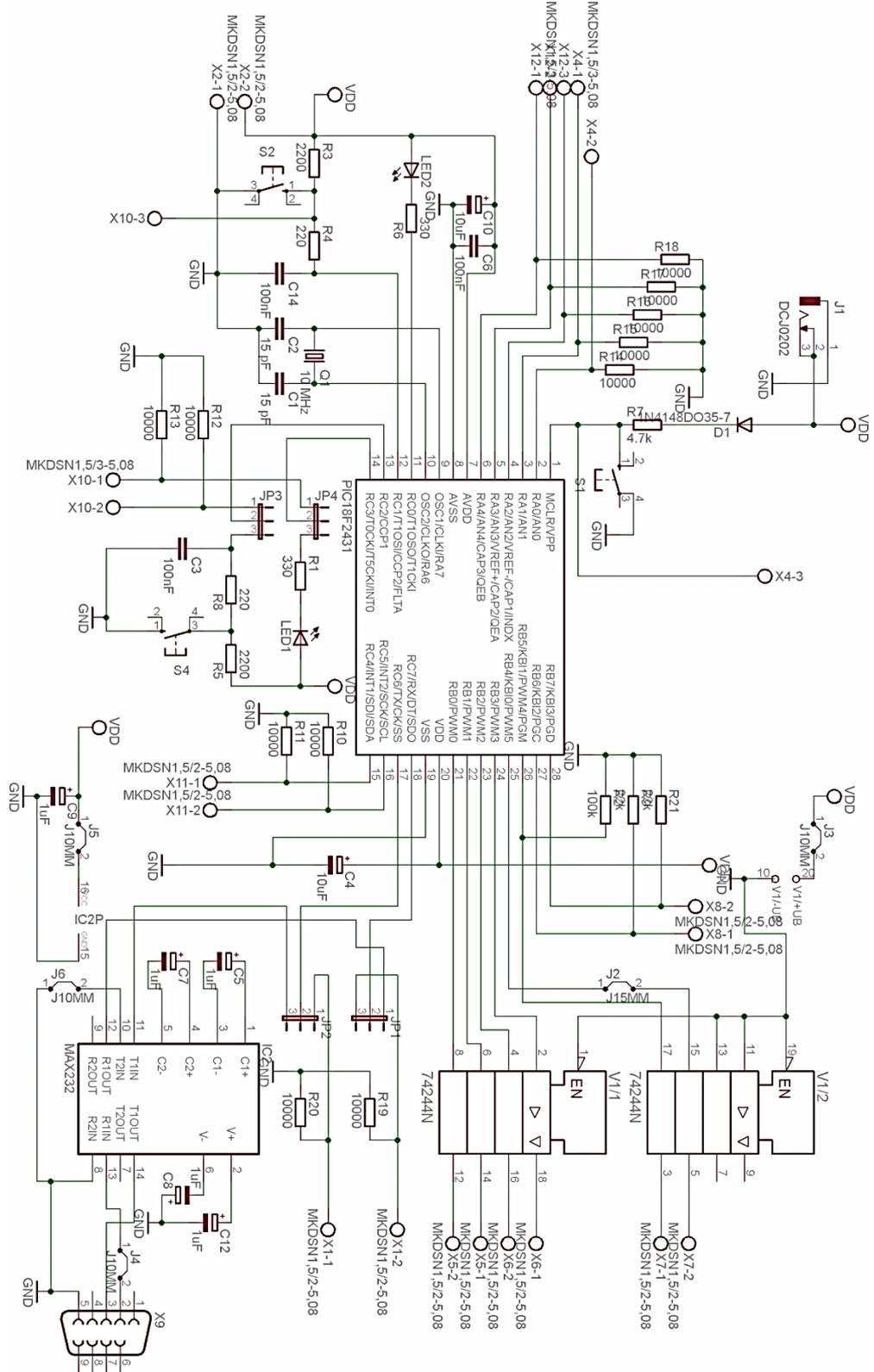
ANEXO E

Fluxograma do programa do microcontrolador da parte operativa do sistema de acionamento.



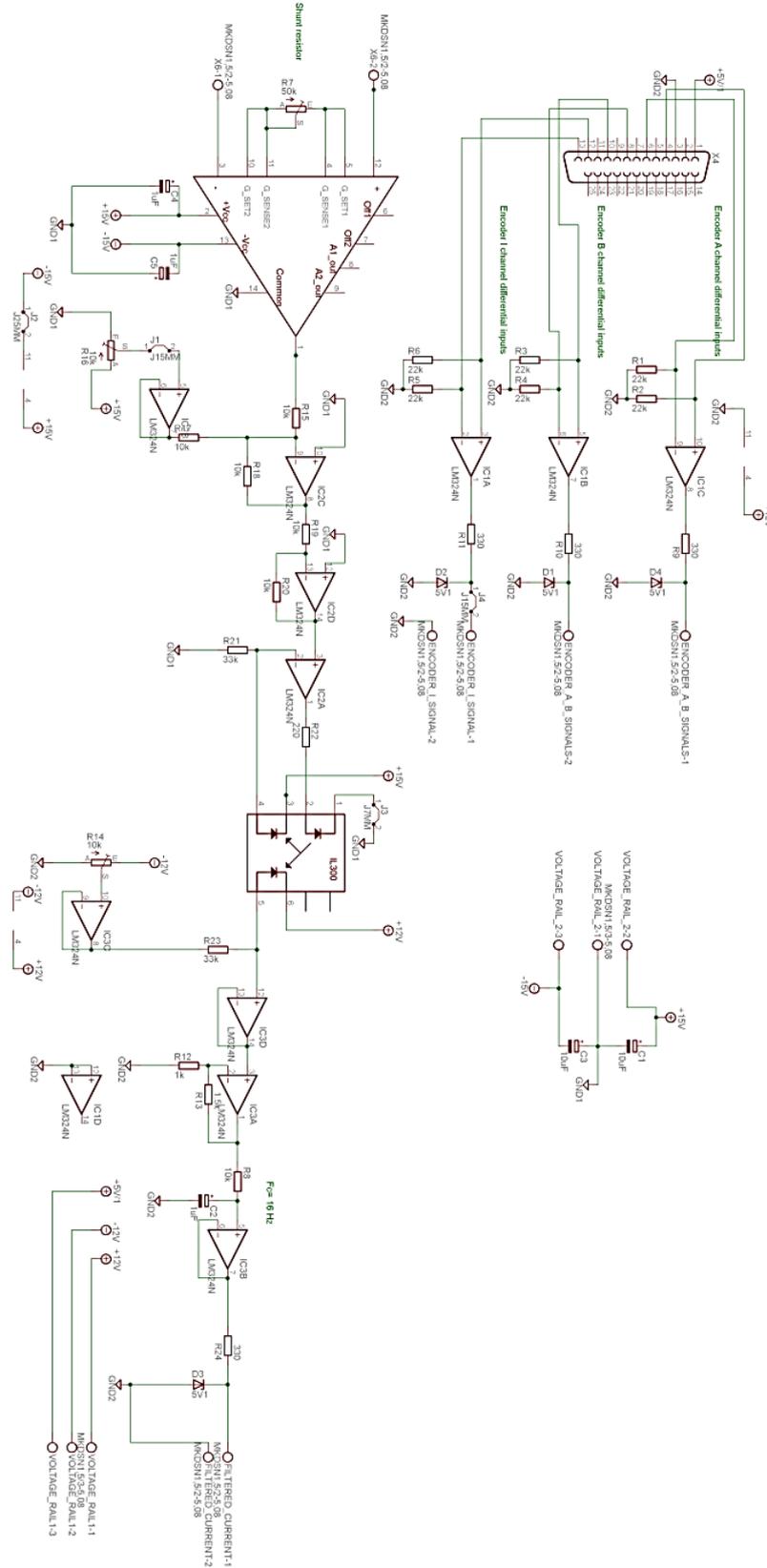
ANEXO F

Esquema elétrico da parte operativa do controlador.

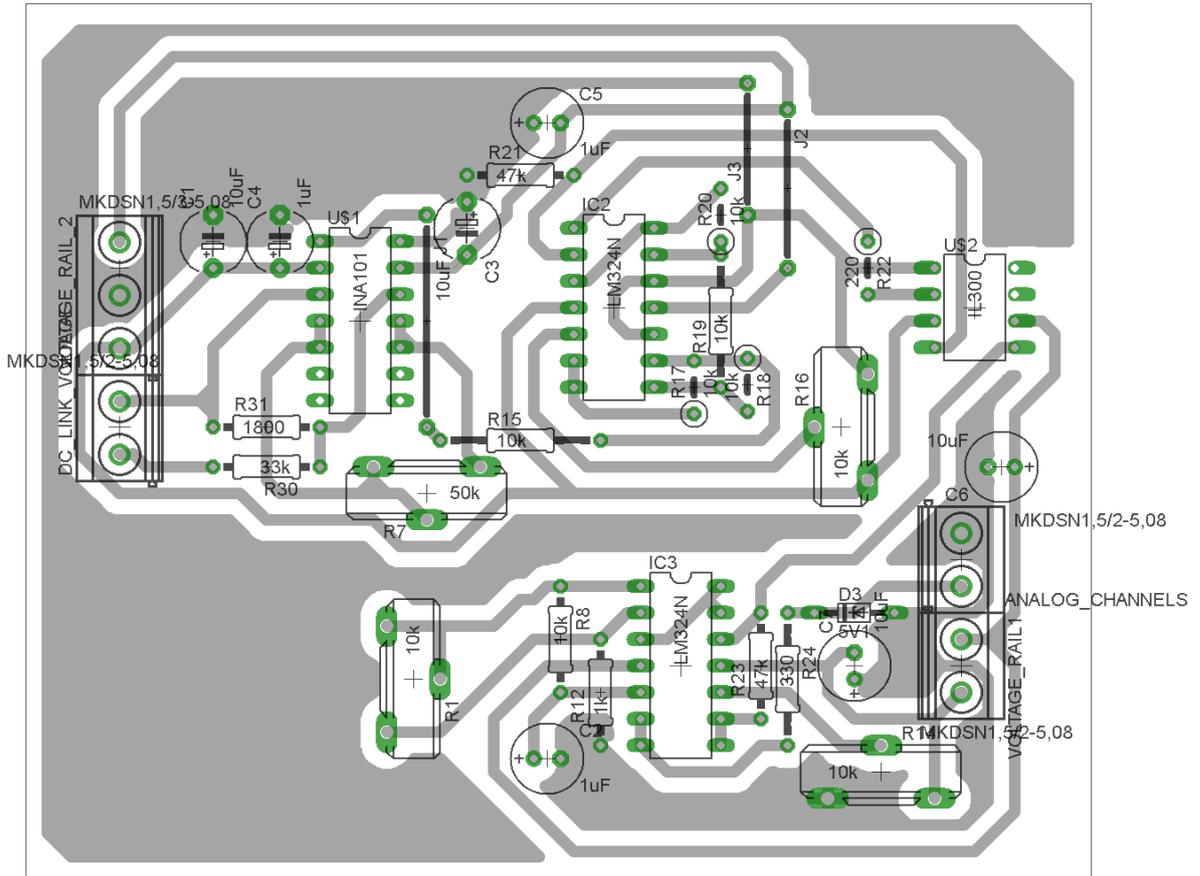


ANEXO G

Esquema elétrico do circuito de condicionamento de corrente da máquina.

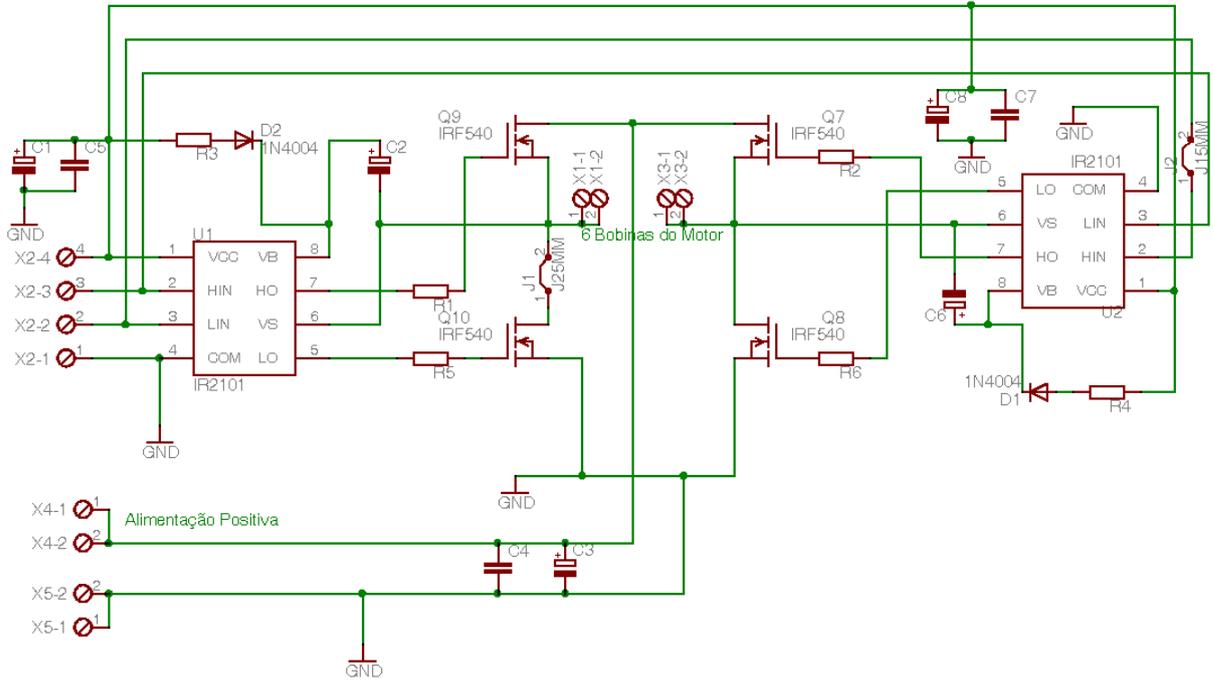


Esquema elétrico do circuito de condicionamento de tensão de alimentação do inversor.

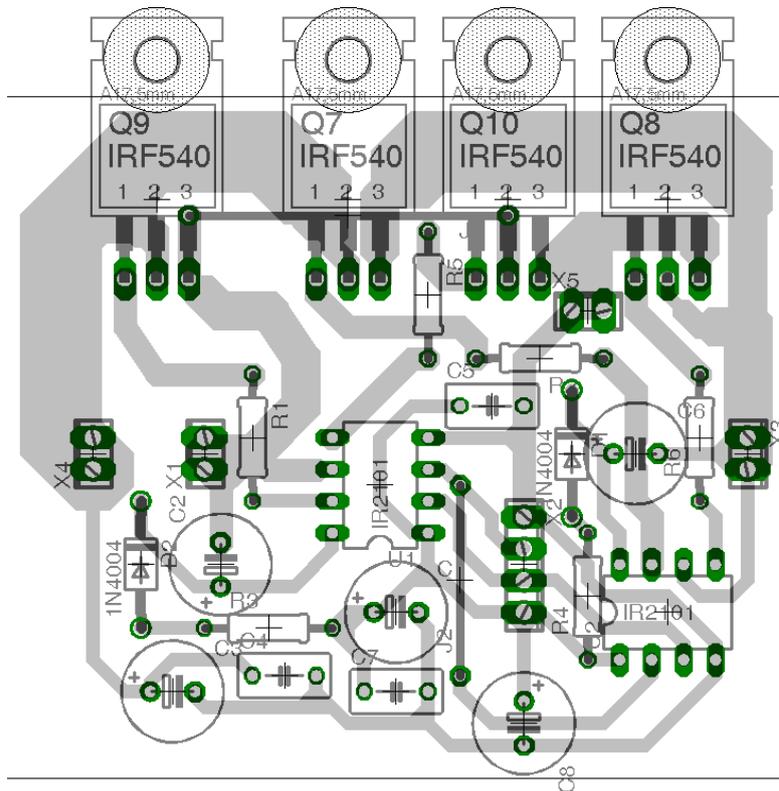


ANEXO H

Esquema elétrico do circuito de acionamento.

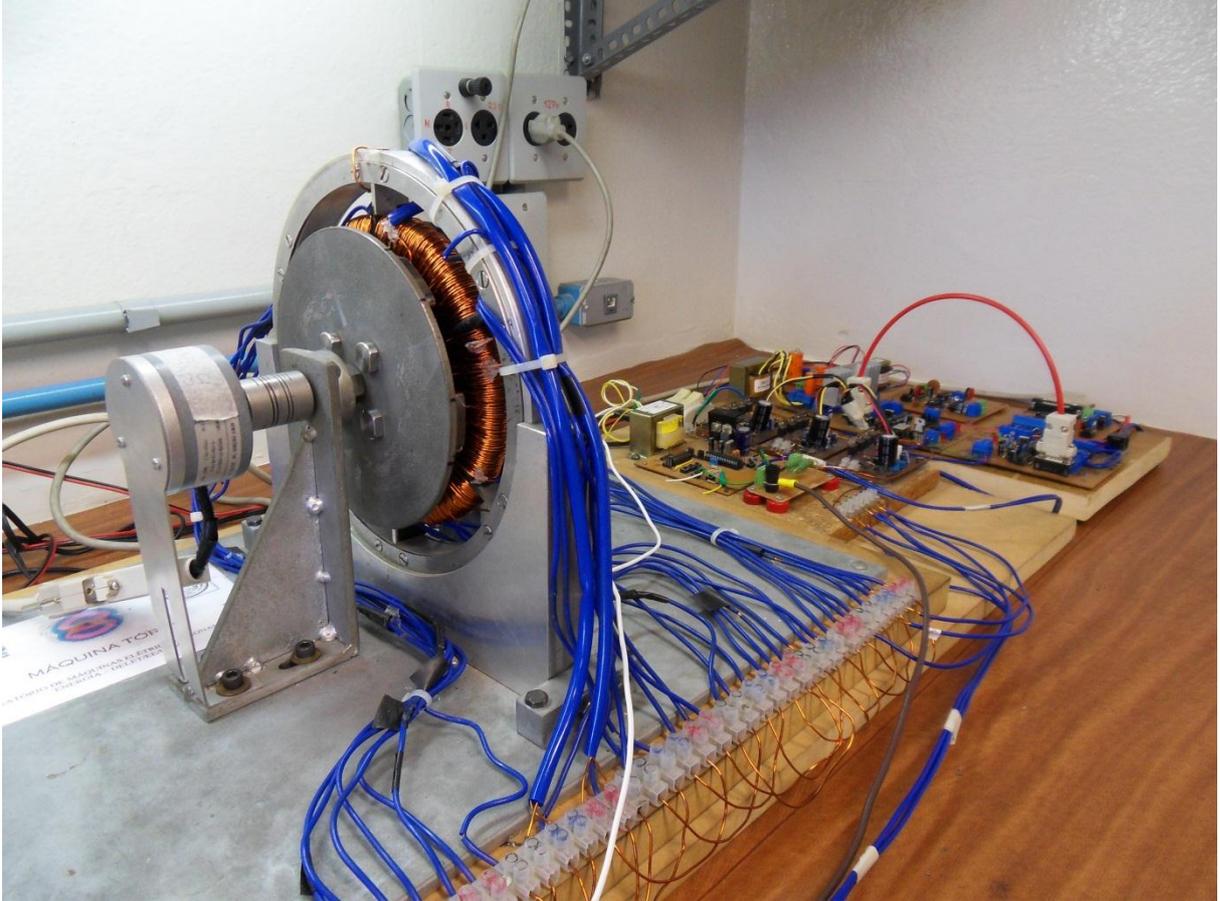


Lado cobreado do circuito de acionamento.



ANEXO I

Máquina montada com o encoder e com os circuitos desenvolvidos.



ANEXO J

Código fonte do programa de *Debugger* da parte operativa.

