



**UNIVERSIDADE LUTERANA DO BRASIL**  
**PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**



**DAIANA WICHMANN DA SILVA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE PARA  
UM MOTOR *BRUSHLESS* DC UTILIZANDO A *FCEM* INDUZIDA**

Canoas, Julho de 2009



## **DAIANA WICHMANN DA SILVA**

# **DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE CONTROLE PARA UM MOTOR *BRUSHLESS* DC UTILIZANDO A *FCEM* INDUZIDA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da ULBRA como um dos requisitos obrigatórios para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

### **Departamento:**

Engenharia Elétrica

### **Área de Concentração**

Sistema de Controle

### **Professor Orientador:**

Dra. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira CREA-RS: RS050909-D

Canoas

2009



## FOLHA DE APROVAÇÃO

**Nome do Autor:** Daiana Wichmann da Silva

**Matrícula:** 062008020-5

**Título:** Desenvolvimento de um Sistema de Controle para um motor Brushless DC utilizando a FCEM induzida

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da ULBRA como um dos requisitos obrigatórios para a obtenção do grau de Engenheiro Eletricista

**Professor Orientador:**

Dra. Eng. Eletr. Marília Amaral da Silveira

CREA-RS: RS050909-D

**Banca Avaliadora:**

MSc. Eng. Eletr. Augusto Alexandre Durgante de Mattos

CREA-RS: RS088003-D

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

MSc. Eng. Eletr. André Luis Bianchi

CREA-RS: RS 89.197

Conceito Atribuído (A-B-C-D):

**Assinaturas:**

---

Autor  
Daiana Wichmann da Silva

---

Orientador  
Marília Amaral da Silveira

---

Avaliador  
Augusto Alexandre Durgante de Mattos

---

Avaliador  
André Luis Bianchi

Relatório Aprovado em:



## DEDICATÓRIA

Dedico aos meus pais Ana e Darli.



## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a professora orientadora Marília Amaral da Silveira, pelo apoio e encorajamento contínuos no trabalho.

Aos Professores Augusto Alexandre Durgante de Mattos e André Luis Bianchi, pelos conhecimentos transmitidos.

Aos colegas Marcos Ribacki, Clairton Gadonski, João Daniel, Arly Correa, Diego Fraga, Cláudio Ribeiro, Fábio Fonseca, Fábio Fischer, Gilnei Santos, Flávio Giordani pelas sugestões e observações valiosas.

A toda minha família que, com muito carinho e apoio, não mediram esforços para que eu chegasse até esta etapa de minha vida.



## EPÍGRAFE

"A mente que se abre a uma nova idéia  
jamais volta ao seu tamanho original."  
(Albert Einstein)



## RESUMO

SILVA, Daiana Wichmann. **Desenvolvimento de um Sistema de Controle para um Motor Brushless DC utilizando FCEM**. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Departamento de Engenharia Elétrica. Universidade Luterana do Brasil. Canoas, RS. 2009.

As aplicações de motores Brushless DC nas indústrias e no setor automotivo têm crescido significativamente nos últimos anos, sendo imprescindível que ocorram avanços no desenvolvimento de sistemas de controle para este tipo de motor. O presente projeto teve por objetivo principal o desenvolvimento de um sistema para o controle de velocidade de motores Brushless DC (BLDC) sem a necessidade de sensores no interior do motor. O sistema Sensorless substitui o sensoramento de posição, pois a posição do rotor é obtida através da análise da Força contra eletromotriz (FCEM) induzida pelo ímã permanente nos enrolamentos dos estator. O trabalho envolve a elaboração de um software, utilizando linguagem C, implementado em um microcontrolador dsPIC30F e o projeto de um hardware para controle do Motor Brushless DC. O sistema permite o controle de velocidade de motores Brushless sem a utilização de sensores. Além disso, será mais compacto, com menor custo, com baixa manutenção.

**Palavras chave:** Brushless DC. Sistema de Controle. Controle de velocidade. FCEM induzida. Sensorless.



## ABSTRACT

SILVA, Daiana Wichmann da. **Development of Control System for a Brushless DC Motor using BEMF**. Work of Conclusion of Course in Electrical Engineering - Electrical Engineering Department. Lutheran University of Brazil. Canoas, RS. 2009.

The engine applications Brushless DC in the industries and the automotive sector have grown significantly in recent years and are essential occur advances in the development of control systems for this type of engine. This project had the main objective to develop a system to control engine speed Brushless DC (BLDC) without the need for sensors inside the engine. The system replaces the Sensorless sensing of position, because the position of the rotor is obtained by analyzing the Back Electro Magnetic Force (Back EMF) induced by the permanent magnet in the stator windings. The project involves the development of software, using C language, implemented in a microcontroller dsPIC30F and designs hardware to control the Brushless DC Motor. The system will control the speed of brushless motors without sensors. Moreover, it will be more compact, less cost, low maintenance.

**Keywords:** Brushless DC. System control. Speed. Back EMF. Sensorless.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 - Rotor circular de um motor Brushless de quatro pólos.....	17
Figura 2-2 - Representações de motor Brushless DC.....	17
Figura 2-3 - Sequência de acionamento das fases de um motor Brushless DC .....	18
Figura 2-4 - Circuito Equivalente de um Motor Brushless DC Trifásico conectado em Y .....	19
Figura 2-5- Saídas de três sensores e a correspondente FCEM induzida .....	20
Figura 2-6- BEMF Zero Crossing nas fases do motor.....	23
Figura 2-7 - Forma de onda da FCEM induzida idealizada e das correspondentes tensões de acionamento nas fases de um Motor Trifásico BLDC .....	24
Figura 2-8 - Topologia típica de um circuito de acionamento de Motores BLDC.....	27
Figura 2-9 - Diagrama de acionamento das fases de um motor BLDC de 0 a 360 graus.....	27
Figura 2-10 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação PID. ....	29
Figura 2-11 - Diagrama em blocos do controlador digital.....	29
Figura 3-1- Diagrama simplificado do Sistema Implementado .....	31
Figura 3-2- Motor Brushless DC Trifásico utilizado na implementação do projeto.....	32
Figura 3-3- Visão geral da estrutura do motor.....	32
Figura 3-4- Circuito para medição da indutância das bobinas.....	33
Figura 3-5 - Visão geral do ensaio para medida da indutância das bobinas.....	34
Figura 3-6- Tensão aplicada às fases B-C no ensaio para medida da indutância das bobinas .....	34
Figura 3-7- Valor da corrente obtido no ensaio para medida da indutância das bobinas.....	35
Figura 3-8- Imagem do Hardware desenvolvido.....	36
Figura 3-9- Diagrama de Blocos do driver L6234.....	37
Figura 3-10- Sequência de acionamento dos pinos do Módulo L6234 e a forma de onda da corrente correspondente .....	38
Figura 3-11- Esquema de ligação da Etapa de Potência.....	39
Figura 3-12- Diagrama de Pinos do DSPIC30F3010.....	40
Figura 3-13- Esquema do circuito de controle .....	41
Figura 3-14- Esquema de ligação dos optos-acopladores.....	42
Figura 3-15- Esquema de ligação da comunicação serial.....	42
Figura 3-16- Ambiente de desenvolvimento do Mplab 8.3 .....	43
Figura 3-17- Gravador MicroICD da Microgenios.....	44
Figura 3-18- Fluxograma da Rotina de inicialização .....	45
Figura 3-19- Fluxograma da Rotina de Repetição .....	46
Figura 3-20- Fluxograma da Interrupção do Timer 2 (Parte 1) .....	47
Figura 3-21- Fluxograma da Interrupção do Timer 2 (Parte 2) .....	48
Figura 3-22- Fluxograma da Interrupção do ADC.....	49
Figura 3-23- Imagem da Placa de Aquisição de Dados DAQCard – 6062E.....	50
Figura 3-24- Diagrama de blocos do software de aquisição no LabView 8.0 .....	50
Figura 3-25- Painel frontal do software de aquisição de dados no LabView 8.0 .....	51
Figura 4-1- Sinal gerado na saída PWM para o canal PWM0 do dsPIC.....	52
Figura 4-2- Forma de onda das três tensões na saída do circuito de potência.....	53
Figura 4-3- Etapas de acionamento implementadas nos canais PWM.....	54
Figura 4-4- Comportamento das tensões em cada um das fases com o motor ligado.....	54
Figura 4-5- Forma de onda da Tensão na Fase A.....	55
Figura 4-6- Forma de onda da corrente na Fase A.....	56
Figura 4-7- Forma de onda idealizada da corrente para sequencia de duas fases ON.....	56
Figura 4-8- Variação da FCEM induzida com a Frequência do Sistema.....	57
Figura 4-9- Imagem do Hyperterminal do Firmware.....	59
Figura 4-10- Forma de onda da tensão de energização do motor na Fase A . <b>Erro! Indicador não definido.</b>	



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Excitação das Fases para rotação no sentido horário.....	26
---	----



## **LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

BEMF: Back Electro Magnetic Force

DSP: Digital Signal Processor

DSC: Digital Signal Controller

PWM: Pulse Width Modulation

FCEM: Força contra-eletromotriz

BLDC: Brushless Direct Current

DSPIC: Digital Signal Programmable Interface Controller

DC: Direct Current

MCU: Microcontroller

BLDCSL: Brushless Direct Current Sensorless

fmm: Força magnetomotriz



## LISTA DE SÍMBOLOS

- n- Velocidade de rotação
- p- Número de pólos
- f- Freqüência
- $L_a$ - Indutância da bobina (Fase A)
- $E_a$ - Força contra eletromotriz (Fase A)
- $R_a$ - Resistência da bobina (Fase A)
- $V_a$ - Tensão Fase A-neutro
- $\mathfrak{R}$ - Relutância
  - Força magnetomotriz
- $\Phi$ - Fluxo magnético
- $K_p$ - Ganho proporcional
- $T_i$ - Tempo integrativo
- $T_d$ - Tempo derivativo



## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO.....</b>	<b>14</b>
<b>2. REFERENCIAL TEÓRICO.....</b>	<b>16</b>
2.1. Motor Síncrono .....	16
2.2. Motor Brushless DC .....	17
2.2.1. Circuito equivalente do motor Brushless DC Trifásico .....	19
2.3. Técnicas Sensorless para Motores Brushless .....	20
2.3.1. Método de Variação da Relutância .....	21
2.3.2. Métodos de FCEM induzida.....	22
2.3.3. Método de Cruzamento por zero.....	22
2.4. Método de Detecção da FCEM utilizado .....	23
2.5. Circuitos de Acionamento de um Motor Brushless .....	26
2.6. Variação da velocidade através da frequência .....	28
2.7. Controle proporcional-integral-derivativo .....	28
2.6. Controle Digital.....	29
<b>3. MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>31</b>
3.1. Descrição Geral do Sistema.....	31
3.2. Caracterização do Motor Brushless DC.....	31
3.2.1. Levantamento dos parâmetros do Motor.....	32
3.2.2. Resistência das bobinas do estator .....	33
3.2.3. Indutância do motor.....	33
3.3. Hardware.....	36
3.4. Etapa de Potência .....	37
3.4.1. Driver Trifásico L6234 .....	37
3.4.2. Esquema Elétrico da Etapa de Potência.....	38
3.5. Etapa de Controle do Motor.....	39
3.5.1. Família dsPIC30F da Microchip .....	39
3.5.2. Microcontrolador dsPIC30F3010 .....	40
3.5.3. Esquema elétrico da Etapa de Controle .....	40
3.6. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais .....	43
3.6.1. Ambiente de Desenvolvimento.....	43
3.6.2. MPLAB IDE.....	43
3.6.3. Gravador MicroICD.....	44
3.6.4. Firmware.....	44
3.6. Descrição dos Sistemas de Aquisição de Dados .....	49
<b>4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS.....</b>	<b>52</b>



4.1.	Sinais nos canais PWM.....	52
4.2.	Tensões de Fase do Motor.....	53
4.3.	FCEM induzida no motor.....	53
4.4.	Comparativo de Tensão x Corrente na Fase A.....	55
4.5.	Varição da FCEM induzida com a Frequência.....	57
4.6.	Varição da FCEM induzida com a Velocidade.....	58
4.7.	Leituras do sistema visualizadas no Hyperteminal.....	59
<b>5.</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>60</b>
5.1	Sugestões para Trabalhos Futuros.....	60
<b>6.</b>	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>62</b>
	<b>OBRAS CONSULTADAS.....</b>	<b>63</b>
	<b>APÊNDICE A – FIRMWARE.....</b>	<b>64</b>
	<b>APÊNDICE B – DIAGRAMA ELÉTRICO.....</b>	<b>71</b>
	<b>ANEXO A – DATASHEET DSPIC30F3010.....</b>	<b>74</b>
	<b>ANEXO B – DATASHEET L6234.....</b>	<b>77</b>



## 1. INTRODUÇÃO

As aplicações de motores *Brushless* DC nas indústrias e no setor automotivo têm crescido significativamente nos últimos anos, sendo imprescindível que ocorram avanços no desenvolvimento de sistemas de controle para este tipo de motor.

Atualmente, a maioria dos motores *Brushless* DC são controlados com o auxílio de sensores de posição, geralmente sensores do tipo Hall, colocados no estator do motor para detectar a posição do rotor durante o funcionamento do mesmo. Como esses sensores são geralmente montados em placas de circuito impresso colocados no interior do motor, existem alguns problemas na utilização desses sensores: o custo suplementar para aquisição dos motores devido aos sensores inclusos; redução do espaço físico no interior do motor e a possibilidade de danos nos sensores eletrônicos caso ocorra uma sobrecarga ou uma sobre temperatura no motor.

O Controle *Sensorless* para motores *Brushless* elimina os problemas acima enunciados, pois através deste controle não há necessidade de sensores Hall para detectar a posição do rotor.

O sensoriamento da velocidade do rotor é feito por meio da análise da força contra eletromotriz induzida (*Back Electro Magnetic Force – BEMF*) pelo ímã permanente do rotor nos enrolamentos dos estator.

O trabalho envolveu a elaboração de um software, utilizando linguagem C, implementado em um microcontrolador dsPIC30F e o projeto de um *hardware* para controle do Motor *Brushless* DC utilizado.

O trabalho teve por objetivo estudar e controlar a velocidade de Motores *Brushless* DC, sem a utilização de sensores, baseado na medida da tensão induzida (*FCEM*) nos enrolamentos do estator.



O trabalho teve como objetivos específicos implementar um hardware capaz controlar a velocidade de um motor *Brushless* DC através da Força contra eletromotriz induzida. Desenvolver o controle de velocidade do motor e o tratamento da FCEM utilizando o controlador *dsPIC*. Analisar o comportamento do motor *Brushless* em relação ao acionamento, e verificar o comportamento da FCEM induzida em suas fases.

A solução de utilizar um motor BLDC no sistema de controle de velocidade é vantajosa pela eficiência deste tipo de motores. Além disso, o mesmo não possui escovas, este fato minimiza a necessidade de manutenção. O motor BLDC é mais eficiente e confiável, tem ruído elétrico menor e baixa necessidade de manutenção.

Como o sistema não possui sensores colocados no interior do motor, o custo dos motores é menor, o espaço físico no interior do motor fica otimizado e os problemas causados por um aumento na temperatura interna do motor não acarretam danos ao sistema. Estes fatores mostram que o custo global para o desenvolvimento do projeto é relativamente baixo.

O Controle de um motor *Brushless Sensorless* usando um microcontrolador *dsPIC30F* (MICROCHIP) mostra-se um sistema de controle compacto e eficiente. O protótipo resultante pode ser utilizado com facilidade e confiabilidade no controle de motores BLDC, sem a necessidade de sensores de posição.

O Capítulo dois apresenta uma revisão bibliográfica dos conceitos básicos sobre os Motores *Brushless* e seu controle *Sensorless*, para estabelecer os princípios seguidos no decorrer do trabalho. O Capítulo três traz uma descrição detalhada do sistema e dos procedimentos utilizados na execução do projeto.

O Capítulo quatro apresenta os resultados obtidos no desenvolvimento do sistema, juntamente com a análise dos mesmos. Finalmente, o Capítulo cinco traz as conclusões finais do trabalho baseado nos resultados obtidos e na fundamentação teórica e as sugestões para trabalhos futuros.





## 2. REFERENCIAL TEÓRICO

### 2.1. *Motor Síncrono*

O motor síncrono é uma máquina CA, cuja velocidade em regime permanente é proporcional à frequência da corrente da armadura. À velocidade síncrona, o campo magnético girante criado pelas correntes da armadura caminha à mesma velocidade que o campo magnético criado pelo circuito de campo, o que resulta em um conjugado constante.

O motor síncrono possui o estator idêntico ao do motor de indução trifásico, que ao ser alimentado por tensão alternada trifásica produz o campo girante constante, girando na velocidade síncrona. Existe outro campo no rotor, criado pela alimentação das bobinas das sapatas polares por tensão contínua através dos anéis coletores, ou dos ímãs permanentes. O Motor Síncrono por si só não tem torque de partida, devendo ser acelerado por algum meio auxiliar. Uma maneira é utilizar o enrolamento amortecedor ou de compensação ou ainda em gaiola de esquilo para a partida [FITZGERALD, 2006]. Outra solução empregada em pequenas máquinas é ter um entreferro excêntrico.

Para uma máquina síncrona de  $P$  pólos, a velocidade de rotação  $n$  em rotações por minuto a uma frequência  $f$  em Hertz é dada pela Equação 1.

$$[ \quad ] = (120 \quad ) / \quad \quad \quad \text{(Equação 1)}$$

A relação entre o ângulo mecânico ( $\theta_m$ ) e o ângulo elétrico ( $\theta_e$ ) da máquina síncrona depende do número de pares de pólos ( $N_R$ ) da máquina conforme a equação 2.

$$= \quad \quad \quad \text{(Equação 2)}$$

## 2.2. Motor Brushless DC

O motor *brushless DC* é um tipo de motor síncrono de ímã permanente. Neste motor, os enrolamentos de armadura são parte do estator e o rotor é composto de ímãs permanentes de dois a oito pares de pólos.

A Figura 2-1 ilustra as seções do rotor de um motor brushless DC de quatro pólos com ímãs na periferia.



Figura 2-1 - Rotor circular de um motor Brushless de quatro pólos  
Fonte: AN855 Microchip (2003)

O estator é composto de chapas laminadas dotadas de ranhuras axiais onde são alojados os enrolamentos da armadura. A Figura 2-2 mostra o estator trifásico de um motor brushless DC com um rotor de dois pólos e um diagrama simplificado dos três enrolamentos do motor.

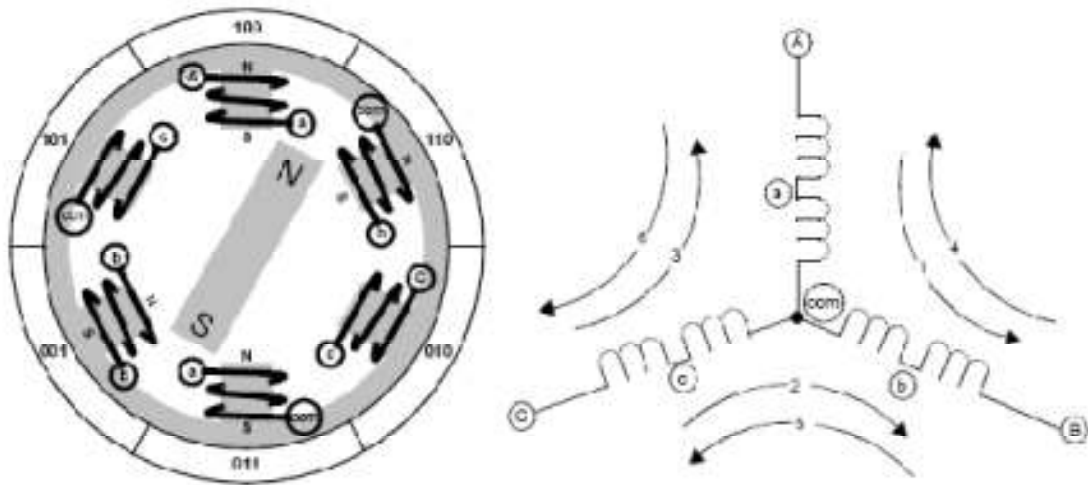


Figura 2-2 - Representações de motor Brushless DC  
Fonte: AN857 Microchip (2005)

Os motores Brushless DC podem ser monofásicos, bifásicos ou trifásicos e podem ser conectados em Delta ou Estrela. O motor Brushless DC mais comum é o que possui enrolamentos trifásicos conectados em Estrela.

O motor trifásico do tipo Brushless DC tipicamente é acionado com seis passos a cada ciclo, cada passo de 60 graus. Somente duas das três fases conduzem corrente a cada passo. Por exemplo, quando a fase A e a B conduzem corrente, a fase C está flutuando. A transição de um passo a outro é chamada comutação.

A Figura 2-3 ilustra a sequência dos seis passos de acionamento dos enrolamentos do estator em um ciclo.

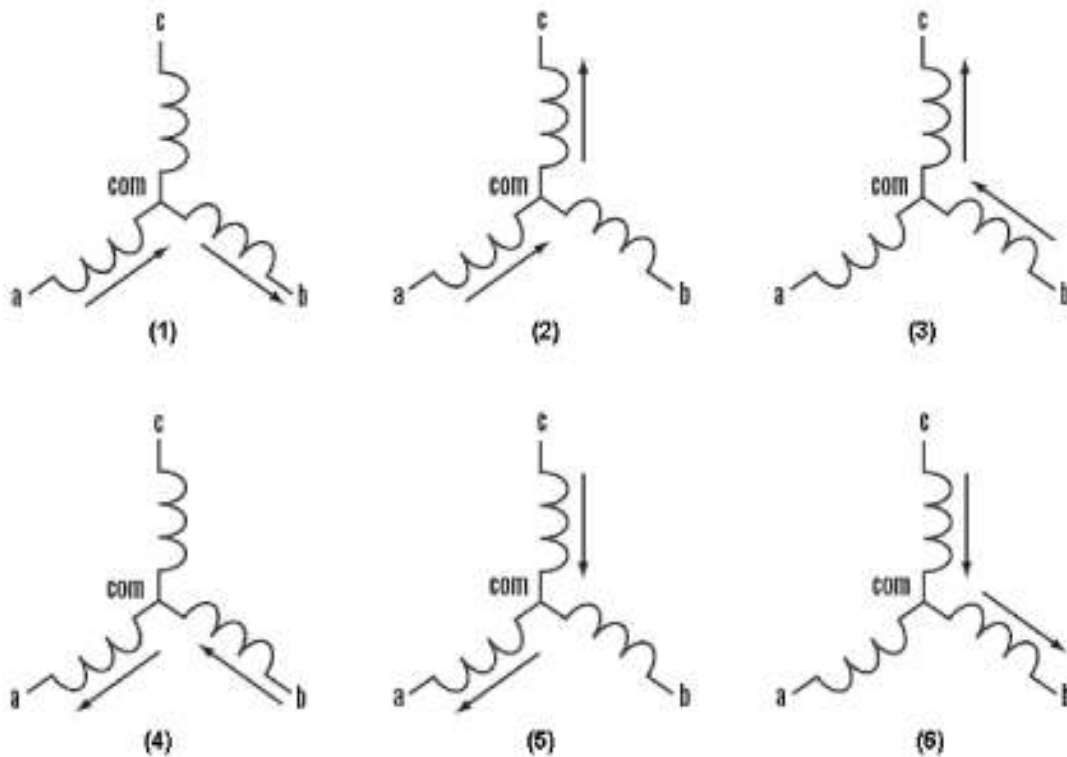


Figura 2-3 - Sequência de acionamento das fases de um motor Brushless DC  
Fonte: AN855 Microchip (2003)

Esse método é fácil de implementar, mas para evitar que o rotor de ímã permanente fique bloqueado com o estator, a excitação do estator deve ser chaveada de uma maneira específica na posição exata do rotor. [AN855, 2002]

A informação de posição pode ser obtida por um encoder acoplado ao eixo do motor, por sensores de efeito Hall que detectam a posição do rotor ou ainda através da FCEM induzida.

O motor BLDC é geralmente operado com um ou mais sensores de posição uma vez que a excitação elétrica deve ser sincronizada com a posição do rotor. Por razões de custo, confiabilidade, embalagem mecânica e especialmente se o rotor trabalha imerso em fluido, é desejável usar o motor sem sensores de posição – chamado assim de operação *Sensorless*. [AN857, 2002]

### 2.2.1. Circuito equivalente do motor Brushless DC Trifásico

O circuito equivalente de um motor Brushless Trifásico pode ser visualizado na Figura 2-4.

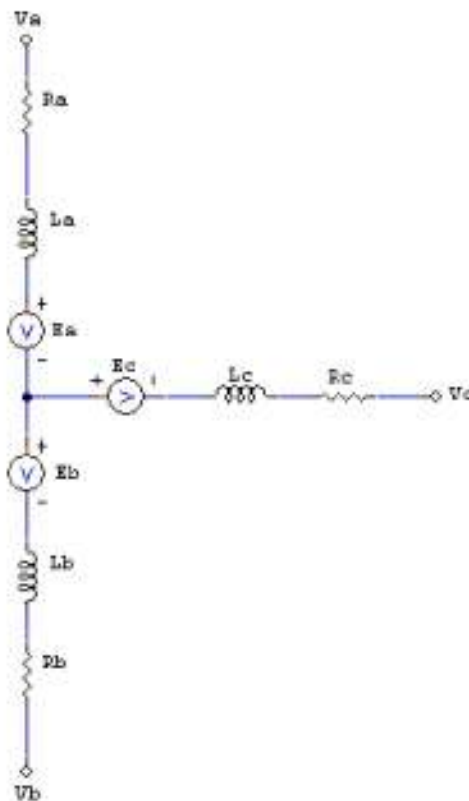


Figura 2-4 - Circuito Equivalente de um Motor Brushless DC Trifásico conectado em Y

Para cada bobina,  $L$  corresponde à indutância da bobina de uma fase,  $E$  a força contra eletromotriz e  $R$  a resistência desta bobina. A tensão da força contra

eletromotriz é proporcional à variação do fluxo em função do tempo. Estes valores são importantes para a caracterização do motor. Fazendo a análise do circuito acima para fase-neutro do ramo Va, encontra-se:

(Equação 3)

### 2.3. Técnicas Sensorless para Motores Brushless

O sistema desenvolvido é baseado no Application Note 901 da MICROCHIP, cujo artigo encontra-se disponível para download no site [www.microchip.com](http://www.microchip.com). Os métodos *Sensorless* discutidos neste artigo são aplicáveis apenas para motores Brushless Trifásicos que utilizam a sequência de energização, em que existem períodos de tempo que a tensão em uma das fases é zero. A comutação em intervalos periódicos deve ser realizada para o motor funcionar.

A energização é realizada através de seis comutações igualmente espaçadas por ciclo elétrico. O controle contínuo da posição não é exigido, apenas é necessária a detecção dos instantes de comutação.

A Figura 2-5 mostra as saídas de três sensores HALL juntamente com a FCEM induzida da tensão para cada fase como comparativo.

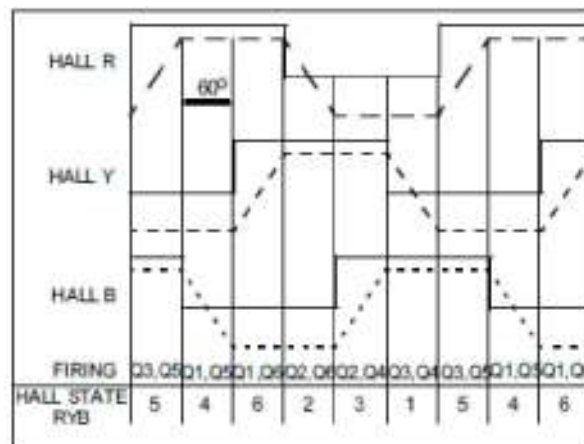


Figura 2-5- Saídas de três sensores e a correspondente FCEM induzida  
Fonte: [AN901, MICROCHIP, 2004]

Para detectar a posição do rotor através do acompanhamento da situação de uma grandeza do motor, a mesma deve variar com a posição. Além disso, é desejável que a grandeza estabeleça um único módulo dentro de um ciclo elétrico, isto acrescenta precisão à técnica *Sensorless*.



A variação no fluxo magnético com a posição do rotor produz o torque, este efeito pode ser dividido nas componentes: Relutância e FCEM, os quais podem variar com a corrente, bem como com posição. A FCEM varia linearmente com a velocidade.

A variação da relutância ou da FCEM pode ser monitorada diretamente ou os seus efeitos secundários podem ser utilizados. [AN901, 2004]

### 2.3.1. Método de Variação da Relutância

A Relutância magnética é a equivalente magnética da resistência elétrica como determinado pela Equação 4:

$$\mathfrak{R} = \frac{F}{\Phi} \quad (\text{Equação 4})$$

Nesta equação  $\mathfrak{R}$  é a Relutância em Ampère-espira por Weber,  $F$  é a força magnetomotriz em Ampère-espira e  $\Phi$  é o Fluxo magnético em Weber.

A Relutância representa a oposição ao estabelecimento do fluxo magnético oferecida pelo circuito magnético formado pelo aço, entreferro e ímãs permanentes. Os ímãs formam um fluxo elevado e são equivalentes a uma fonte de corrente. Os enrolamentos de fase produzem uma alta fmm e são equivalentes a fontes de tensão. Sob baixos níveis de carregamento magnético, o aço tem uma baixa relutância e não satura. Sob elevados níveis de carregamento magnético (> 1,5 T tipicamente), a relutância do aço começa a aumentar rapidamente e a saturar. O ar tem uma grande relutância, independentemente do carregamento magnético.

Como a relutância varia com a posição do rotor, a mesma pode ser utilizada como base para o controle Sensorless. Em todos os BLDC motores, haverá alguma variação na relutância com ângulo. A partir dos terminais da máquina, a variação da relutância será expressa como uma variação na indutância. Esta variação é vantajosa porque é detectável até em velocidade zero. No entanto, é necessário o conhecimento prévio da indutância  $L(i, \theta)$  característica do motor a ser controlado.

Infelizmente, a variação da relutância com a posição é muito pequena para ser medida com confiabilidade para a maioria dos motores BLDC. Principalmente no caso de motores com ímãs montados na superfície porque a diferença no entreferro é grande. Como resultado, a parte dominante da relutância magnética é constante, tornando assim, qualquer variação com a posição difícil de medir.



A variação da relutância também tende a ser baixa em motores que foram projetados especificamente para baixo ripple no torque produzido porque variando relutância dá-se origem a um componente de torque adicional. Motores com os ímãs no interior do rotor geralmente têm uma variação significativa da relutância com o ângulo, mas eles tendem a ser energizados com tensões senoidais e, portanto, não serão considerados. [AN901, 2004]

### 2.3.2. Métodos de FCEM induzida

O primeiro passo no desenvolvimento de um controle sem qualquer sensor de posição é a detecção e a análise do FCEM induzida nos enrolamentos do motor. O motor é alimentado de duas em duas fases, com comutação 60 ° períodos, e detecção da FCEM induzida é realizada na fase não alimentada.

Neste método a comutação é feita através do monitoramento do sinal da FCEM ao invés dos sinais do sensor Hall, os sinais dos sensores de Efeito Hall mudam de estado quando a polaridade da tensão passa de positiva para negativa ou de negativa para positiva. Esta condição é equivalente quando a FCEM passa por zero.

A forma de onda da FCEM varia tanto com a posição quanto com a velocidade do rotor. A detecção da posição utilizando a FCEM em velocidades muito baixas não é possível. No entanto, existem muitas aplicações, por exemplo, ventiladores e bombas, que não requerem posicionamento ou controle em malha fechada em baixas velocidades. [AN901, 2004]

### 2.3.3. Método de Cruzamento por zero

Este método consiste em detectar os instantes em que a FCEM na fase desenergizada é zero. O método da FCEM de Cruzamento por zero possui as seguintes vantagens:

- É apropriado para uso em uma ampla gama de motores.
- Pode ser usado tanto para conexão em Y quanto em  $\Delta$ .
- Não requer nenhum conhecimento detalhado do motor propriedades.
- Pode trabalhar para qualquer tensão ou corrente de controle.

Para velocidades superiores a zero, há apenas duas posições por ciclo elétrico em que a FCEM na fase é igual a zero, e estas posições podem ser distinguidas pela inclinação da FCEM através do cruzamento zero como mostrado na Figura 2-6.

As comutações devem ocorrer no limite de cada um dos seis setores de acionamento do motor. Portanto, são os setores limites que precisam ser detectados. Existe  $30^\circ$  offset entre a FCEM e comutação posições, que deve ser compensada para assegurar a eficácia e o bom funcionamento do motor.

Pode ser implementado através do controle das três tensões de fase e VCC, da detecção dos pontos em que a FCEM passa por  $\frac{1}{2}$  VCC, da medida do tempo de  $60^\circ$  e do tempo entre os cruzamentos por zero. E dividindo este valor por dois. [AN901, 2004]

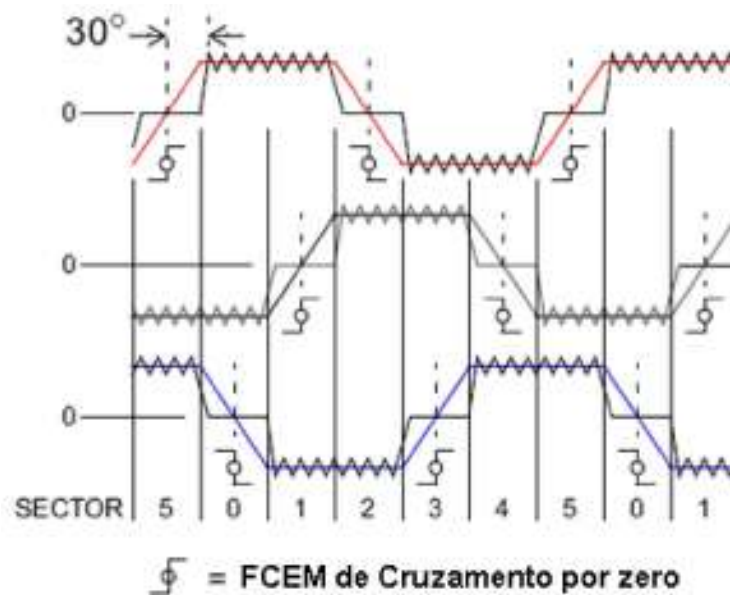


Figura 2-6- FCEM de Cruzamento por zero nas fases do motor  
Fonte: AN901 (2004)

#### 2.4. Método de Detecção da FCEM utilizado

Conforme explicado no item 2.2, o acionamento deste tipo de motor é realizado através de seis etapas. Em cada etapa comutação, uma fase enrolamento está ligada à tensão de alimentação positiva, uma fase enrolamento está ligada à tensão negativa de alimentação e uma fase está flutuante. Quando o sinal da força contra eletromotriz passa de um valor positivo para negativo ou de negativo para positivo, a FCEM na fase flutuante resulta em um cruzamento por zero na metade das tensões positivas e negativas.

A forma de onda idealizada da FCEM com característica trapezoidal e as correspondentes das tensões de condução de um motor Trifásico BLDC são



mostradas na Figura 2-7. Os cruzamentos por zero são marcados como ZC. Como pode ser observado, o cruzamento por zero ocorre no meio da comutação.

Em velocidade constante, ou lentamente variando a velocidade, o período de um cruzamento por zero e o período de passagem por zero para a próxima comutação são iguais. Este é utilizado como base para esta implementação de um Controle *Sensorless*.

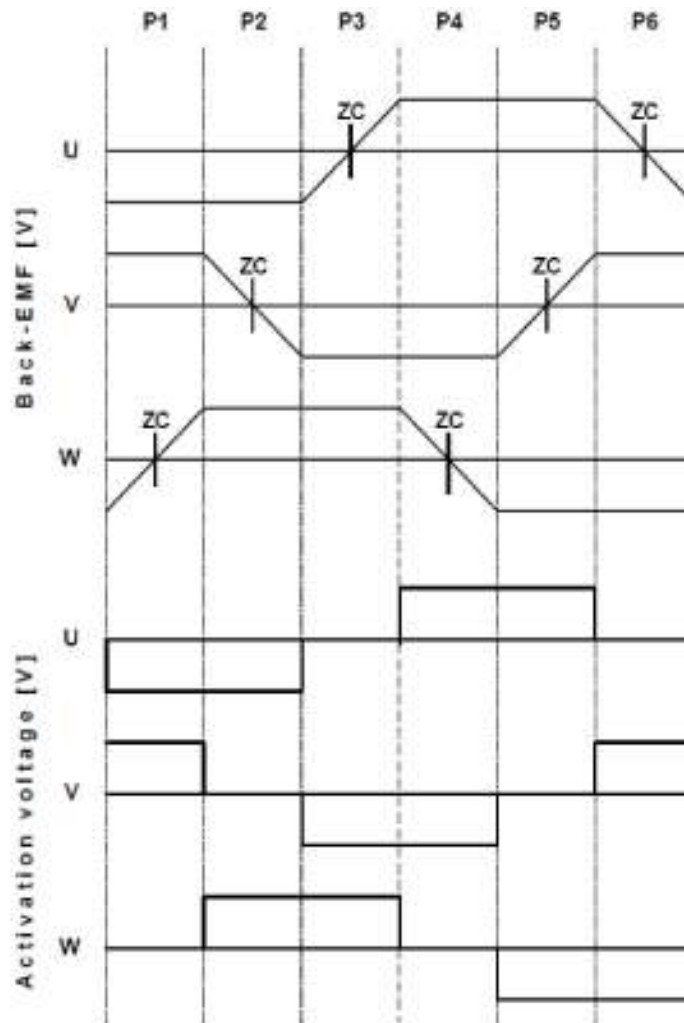


Figura 2-7 - Forma de onda da FCEM induzida idealizada e das correspondentes tensões de acionamento nas fases de um Motor Trifásico BLDC  
Fonte: ATMEL Sensorless control of 3-phasebrushless DC motors (2005)

Esta passagem pelo zero é uma informação utilizada pelo conversor para estimar a velocidade do rotor. Na prática, devido às características indutivas da bobina há um atraso no instante que tensão passa pelo zero, mas isto pode ser compensado pelo circuito eletrônico que controla o chaveamento do motor. Já em



operações com velocidade muito baixa, esta detecção sem sensor pode ser prejudicada pelo baixo valor de tensão gerado, para a partida destes motores, não é feita a verificação da tensão gerada na bobina, ou seja, não há realimentação para o conversor até uma velocidade pré determinada. A partir desta velocidade, a qual foi gerada uma tensão suficiente para a detecção da passagem pelo zero, então o controlador passa a receber o sinal da força contra eletromotriz e assim detectar o posicionamento do rotor para o chaveamento das bobinas.

A vantagem deste tipo de acionamento é a diminuição dos custos do motor pela eliminação dos sensores do tipo Hall, facilitando também a construção do motor. Além disso, os motores podem ser aplicados em ambientes com muita sujeira ou óleo sem prejudicar as leituras dos sensores. Atualmente, os diversos controladores de motores dos mais diversos fabricantes são projetados para acionar motores tanto no modo sem sensor quanto com a presença de sensores Hall. [AN857, 2002]

Pela lei de Faraday-Lenz, a tensão induzida na bobina do estator é obtida pela Equação 5, onde  $\lambda$  é o fluxo concatenado com a bobina do estator. [FITZGERALD, 2006]

$$= - \lambda / \quad \text{(Equação 5)}$$

O sistema impletamentado no presente trabalho utilizada ondas retangulares. Porém, no funcionamento normal em regime permanente da maioria das máquinas elétricas rotativas considerando sinais senoidais, a amplitude da onda de fluxo do entreferro é constante e a tensão induzida é simplesmente a tensão de velocidade, conforme Equação 6. Sendo  $\Phi$ , o fluxo no entreferro por pólo; N o número de espiras da bobina e  $\omega$  a velocidade angular elétrica, pode-se expressar a tensão induzida instantânea por:

$$= \omega \Phi \quad \omega \quad \text{(Equação 6)}$$

A expressão do torque depende das características construtivas da máquina, do tipo de rotor ser cilíndrico ou com pólos salientes. O motor utilizado no projeto possui rotor de pólos salientes.



## 2.5. Circuitos de Acionamento de um Motor Brushless

A ponte H é um dos circuitos mais importantes na elaboração de sistemas automatizados. Trata-se de um circuito utilizado para controlar um motor DC a partir de sinais gerados por um microcontrolador.

Devido à disposição dos seus componentes, torna-se extremamente fácil selecionar o sentido da rotação de um motor, apenas invertendo a polaridade sobre seus terminais. Também é importante para a utilização com circuitos digitais, pois como os sinais de saída dos microcontroladores não suportam a corrente necessária e nem possuem a tensão adequada para acionar um motor, é necessária uma unidade de potência que possa alimentá-lo convenientemente.

A Figura 2-8 mostra a topologia típica do circuito de acionamento dos enrolamentos de um motor Brushless DC. Nesta topologia a corrente flui somente através dos enrolamentos de duas fases a cada vez.

Considerando o intervalo de  $0 \leq \theta_e \leq 60$  graus quando SW1 e SW5 estão ativas. A corrente da linha entra no terminal A e circula através dos enrolamentos A e B, saindo pelo terminal de SW5.

Para o intervalo  $60 \leq \theta_e \leq 120$  graus, SW1 e SW6 estão ativas, logo a corrente de linha entra pelo terminal A e circula através dos terminais A e C, saindo pelo terminal de SW6. Com a utilização desta topologia para o circuito de acionamento é possível energizar os enrolamentos do motor de diversas formas. A sequência de acionamento depende de cada aplicação. A Figura 2-9 ilustra o diagrama típico de acionamento das fases do motor Brushless DC em função do tempo de 0 à 360 graus elétricos. [CHAI, 1998]

A Tabela 1 ilustra a sequência de acionamento das fases do motor para rotação no sentido horário.

Tabela 1 - Excitação das Fases para rotação no sentido horário

	Step 1	Step 2	Step 3	Step 4	Step 5	Step 6
Fase Energizada	AB	AC	BC	BA	CA	CB

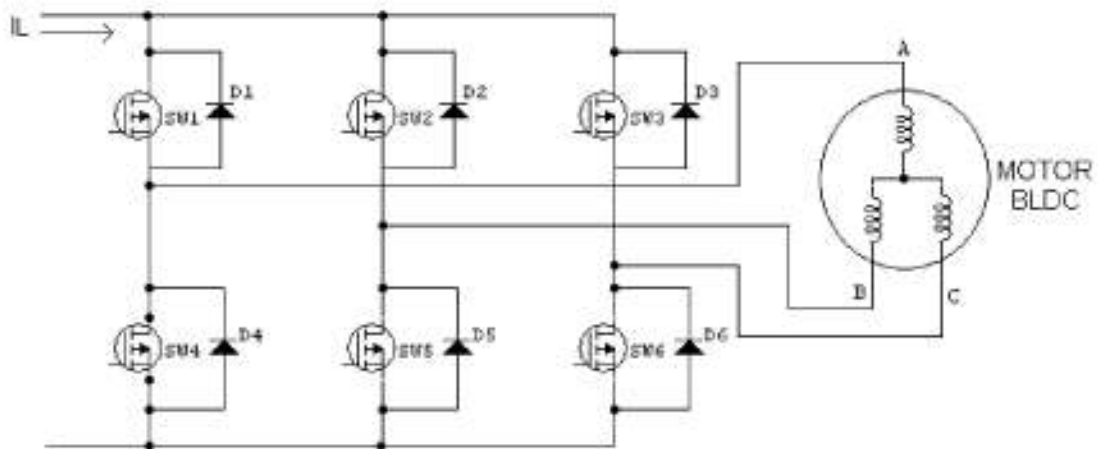


Figura 2-8 - Topologia típica de um circuito de acionamento de Motores BLDC  
Fonte: CHAI, 1998

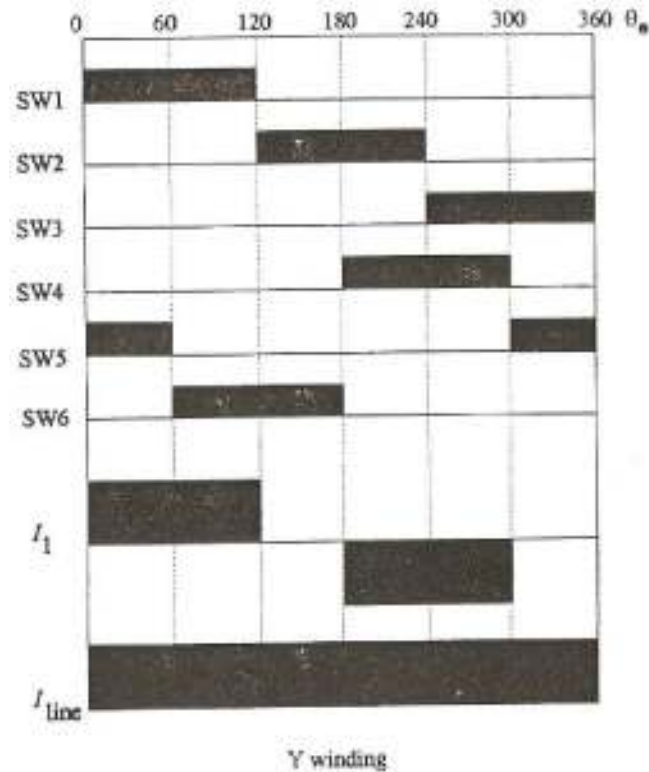


Figura 2-9 - Diagrama de acionamento das fases de um motor BLDC de 0 a 360 graus  
Fonte: CHAI, 1998



## 2.6. *Variação da velocidade através da frequência*

A frequência de uma onda pode ser definida como o número de ciclos por unidade de tempo. O tempo decorrido para um ciclo é definido como período. O *Duty Cycle* define a duração do sinal em nível lógico alto em um ciclo. Assim, quando se tem um *Duty Cycle* de 100%, tem-se nível lógico alto por todo o período e quando se tem 0%, tem-se nível lógico baixo por todo o período. Um *Duty Cycle* de 50% define a metade do período em nível lógico alto e a outra metade em nível lógico baixo, dando uma tensão média [Oliveira, 2006].

Conforme detalhado no item 2.1, o motor utilizado trata-se de um motor do tipo síncrono de ímãs permanentes e sua velocidade é proporcional à frequência da corrente na armadura e inversamente proporcional ao número de pólos, segundo a Equação 1.

O sistema implementado gera frequências trifásicas ajustáveis aplicadas aos enrolamentos da armadura do motor BLDC, com a finalidade de alterar a velocidade do mesmo. A saída gerada é uma onda retangular, com a frequência variável com um *Duty Cycle* fixo de 50%.

## 2.7. *Controle proporcional-integral-derivativo*

A combinação das ações de controle proporcional, de controle integral e de controle derivativa é denominada ação de controle proporcional-integral-derivativa. Essa ação combinada tem as vantagens individuais de cada uma das três ações de controle, conforme pode ser visto na Figura 2-10. A equação de um controlador com essas equações combinadas é dada por: [K. Ogata, 2005]

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{Equação 7})$$

e a função de transferência é:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (\text{Equação 8})$$

Onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $T_i$  é o tempo integrativo e  $T_d$  é o tempo derivativo.

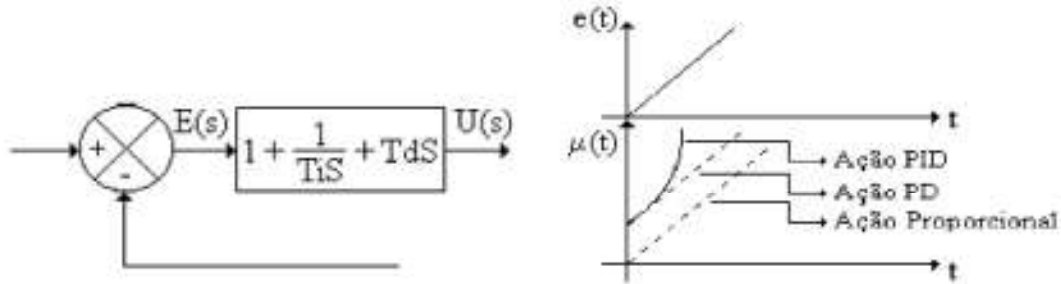


Figura 2-10 - Diagrama em blocos e gráfico da atuação da ação PID.  
Fonte: HEY, 1997.

## 2.6. Controle Digital

O controle digital caracteriza-se pelo uso de um computador, microcontrolador, ou microprocessador, que gera a lei de controle e exerce a função de controlador, conforme pode ser visto na figura 2-11. Controladores digitais são flexíveis e as funções de controle podem ser facilmente modificadas. Leis de controle mais complexas também podem ser implementadas sem dificuldade.



Figura 2-11 - Diagrama em blocos do controlador digital.  
Fonte: NISE, 2002.

Em um controle digital o sinal de saída é amostrado e convertido em uma seqüência de pulsos expressos em um código numérico (código binário, por exemplo). A função de transferência do controlador é convertida em uma equação diferença implementada como um programa no computador. A saída do computador por sua vez que é expressa também no mesmo código binário, é convertida para um sinal contínuo. Esta saída é o sinal de atuação.

A implementação do controlador PID pode ser implementada com aproximações numéricas das derivadas e da integral que aparecem na lei de controle. Desta forma, é possível descrever cada uma das ações por uma equação de recorrência. As equações de recorrência descrevem as operações matemáticas a



serem programadas no microcontrolador ou no microcomputador onde será implementado o PID digital. [J. M. G. Silva, 2000].

Sistemas de controle digital são utilizados quando um elevado grau de precisão é requerido. As vantagens com relação ao controle analógico são:

[NISE, 2002].

- Redução de custos.
- Flexibilidade para realizar mudanças no projeto.
- Imunidade a ruídos.

Por outro lado algumas desvantagens também se apresentam:

- Erros são introduzidos pelos processos de amostragem e quantização, e podem degradar o desempenho do sistema.

- O projeto pode se tornar mais complexo para compensar esta degradação.

### 3. MATERIAIS E MÉTODOS

#### 3.1. Descrição Geral do Sistema

O projeto desenvolvido consiste em gerar um sinal PWM, para controlar a variação de velocidade de um motor Brushless DC. A FCEM induzida em cada uma das três fases do motor é realimentada no canal analógico/digital de um microcontrolador dsPIC30F. Esta tensão é proporcional à velocidade e é utilizada no controle do motor.

A figura 3-1 mostra um diagrama simplificado do sistema implementado.

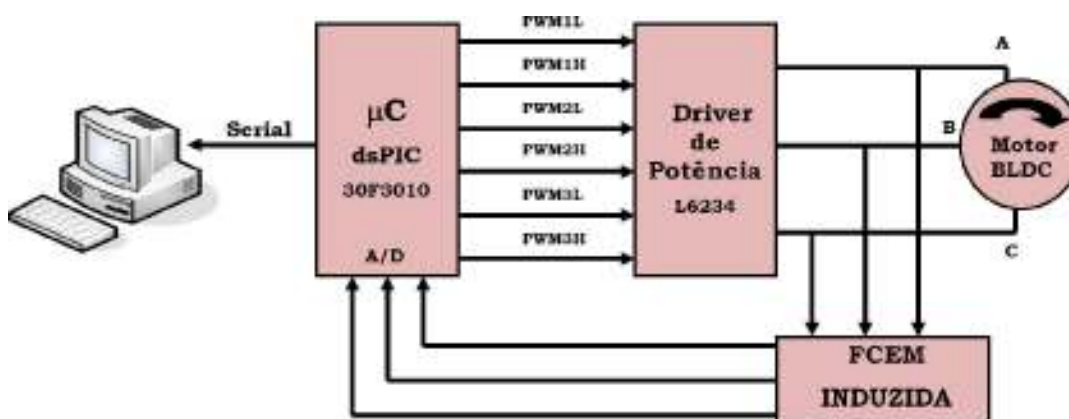


Figura 3-1- Diagrama simplificado do Sistema Implementado

#### 3.2. Caracterização do Motor Brushless DC

A máquina usada no projeto é um motor Brushless DC Trifásico fabricado pela Kinex GmbH. O motor utilizado na implementação do sistema é mostrado na Figura 3-2.

O rotor de pólos salientes do motor possui ímãs permanentes e é constituído de quatro pólos, o diâmetro do rotor é de 10 mm. O rotor deste motor é do tipo interior, ou seja, o rotor é interno com relação à montagem com o estator. É



uma configuração muito comum para servo sistema, devido à baixa inércia do rotor, o que possibilita altas velocidades em pequeno intervalo de tempo. [MILLER, 1994]

O estator do motor possui um diâmetro externo de 34 mm e consiste em um estator com 12 ranhuras e bobinado trifásico, sem acesso ao neutro. A Figura 3-3 ilustra cada uma das partes do motor.



Figura 3-2- Motor Brushless DC Trifásico utilizado na implementação do projeto



Figura 3-3- Visão geral da estrutura do motor

### 3.2.1. Levantamento dos parâmetros do Motor

No projeto do circuito de acionamento do motor é importante o conhecimento de alguns parâmetros do motor, tais como: a Resistência das bobinas do estator e a Indutância do motor.

### 3.2.2. Resistência das bobinas do estator

O valor encontrado para as resistências das bobinas foi:

$$R_{AB} = 6,71 \text{ ohms } R_{BC}=6,76 \text{ ohms } R_{CA}=6,86 \text{ ohms}$$

Estes valores foram medidos após o motor estar aquecido.

### 3.2.3. Indutância do motor

Para a medição da indutância de uma bobina foi aplicado em duas fases do motor uma tensão senoidal, lendo-se o valor da corrente obtido, sendo a outra fase desconectada, conforme esquema da Figura 3-4. A Figura 3-5 mostra o ensaio realizado.

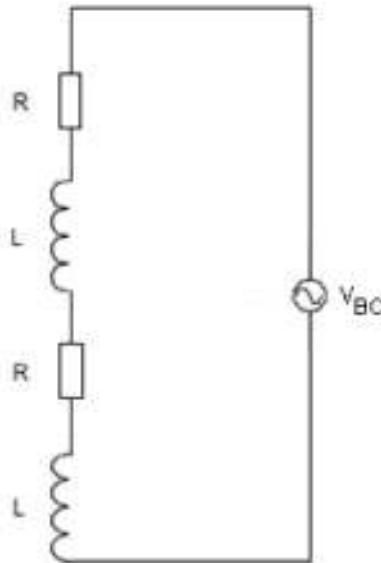


Figura 3-4- Circuito para medição da indutância total das bobinas

Como o ensaio não foi realizado com o rotor bloqueado, o valor da indutância obtido trata-se da indutância total, ou seja, uma composição da indutância mútua com a indutância própria.

Este ensaio foi realizado apenas para obter a impedância total em cada uma das fases do motor e adequar o sistema de acionamento do mesmo.



Figura 3-5 - Visão geral do ensaio para medida da indutância das bobinas

A Figura 3-6 ilustra o valor da tensão aplicado às fases B-C. A tensão das fases B-C foi de 3,5080 V com uma frequência de 60 Hz.



Figura 3-6- Tensão aplicada às fases B-C no ensaio para medida da indutância total das bobinas



A corrente medida durante o ensaio foi de 0,4893 A, conforme ilustrado na Figura 3-7.



Figura 3-7- Valor da corrente obtido no ensaio para medida da indutância total das bobinas

Considerando-se a resistência total como  $R_{total}$ , onde na Figura 3-4, corresponde à soma das resistências de cada bobina, temos que a impedância total será:

— — (Equação 9)

————— ————— (Equação 10)

A reatância indutiva obtida  $X_{Ltotal}$  corresponde a duas bobinas e, portanto, teremos o valor de 1,2j ohms para uma bobina somente. Assim, como a frequência da tensão aplicada é 60Hz, obtemos o valor da indutância total (L) de uma bobina através da equação:

— — (Equação 11)

### 3.3. Hardware

O hardware do sistema é mostrado na Figura 3-8. Esse sistema é composto de quatro partes principais: o circuito de controle, o circuito de potência, o circuito com opto-acopladores e o circuito de proteção.

Na Figura 3-8 mostra-se uma foto do projeto desenvolvido, na sequência é detalhada cada etapa do projeto do hardware.

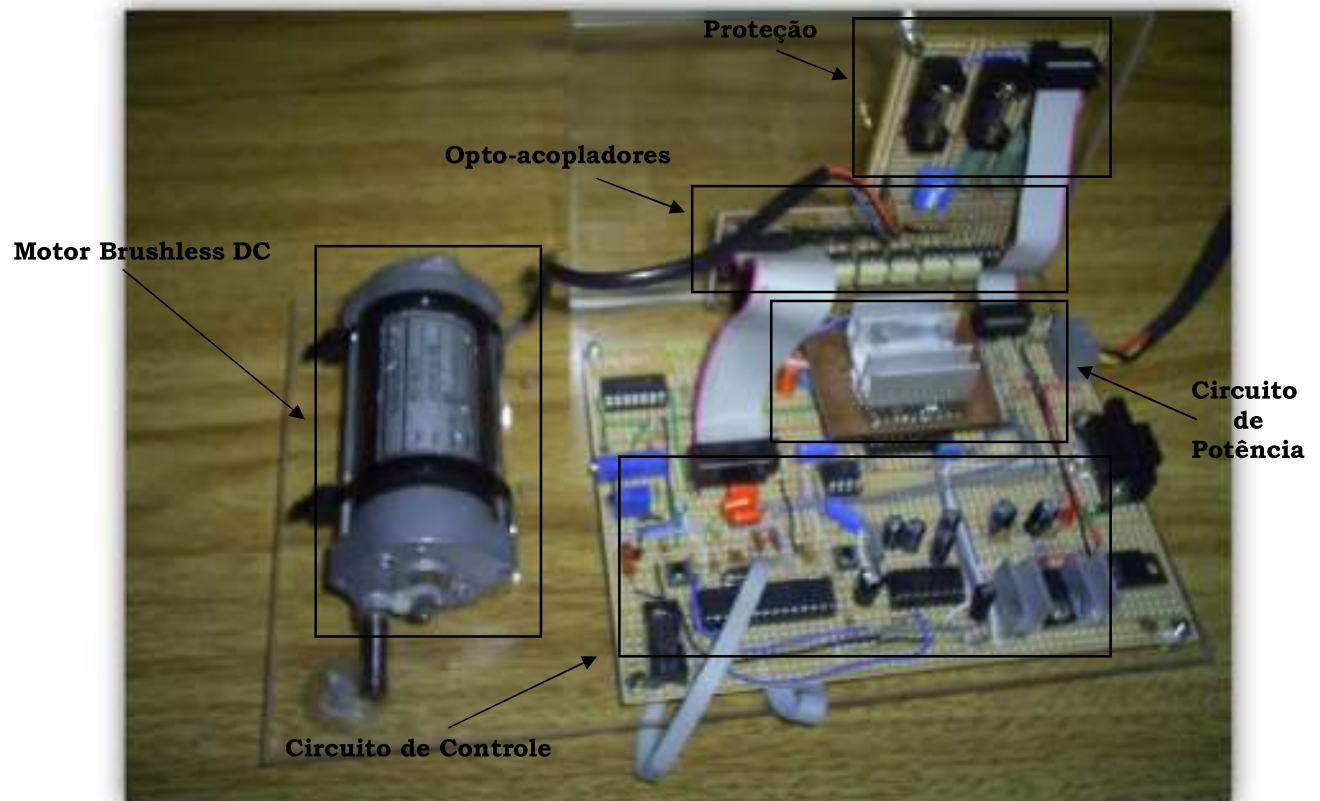


Figura 3-8- Imagem do Hardware desenvolvido

### 3.4. Etapa de Potência

#### 3.4.1. Driver Trifásico L6234

A etapa de potência se dá através de um driver específico para o acionamento de Motores Brushless fabricado pela STMicroelectronics. Este driver, consiste de três meias ponte H, com uma lógica digital na entrada para isolar eletricamente o microcontrolador da etapa de potência e evitar que um comando incorreto do microcontrolador provoque curto-circuito na alimentação do motor.

O driver L6234 utilizado para o acionamento do motor possui o encapsulamento PowerSO2. Sua estrutura consiste em saídas com transistores DMOS, possibilitando uma alta corrente, e duas portas lógicas para controle individual de cada canal.

O diagrama de blocos interno do driver pode ser visto na Figura 3-9.

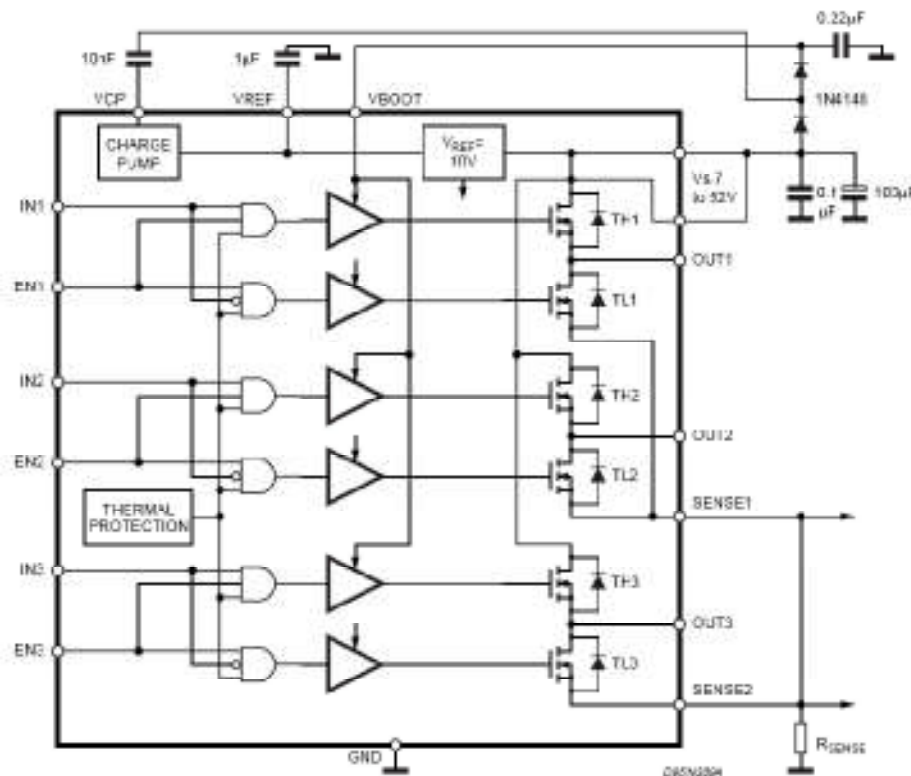


Figura 3-9- Diagrama de Blocos do driver L6234

A Figura 3-10 mostra a sequência de ativação dos pinos do módulo de potência L6234. Os pinos de ENABLE (EN1, EN2 e EN3), um para cada meia ponte

H habilitam as mesma quando em nível lógico alto. Os pinos de ENABLE do módulo L6234 são ligados aos pinos de saída PWM0, PWM2, PWM4 do dsPIC30F3010. Os pinos IN1, IN2 e IN3 são conectados às saídas PWM1, PWM3 e PWM5 do dsPIC, respectivamente.

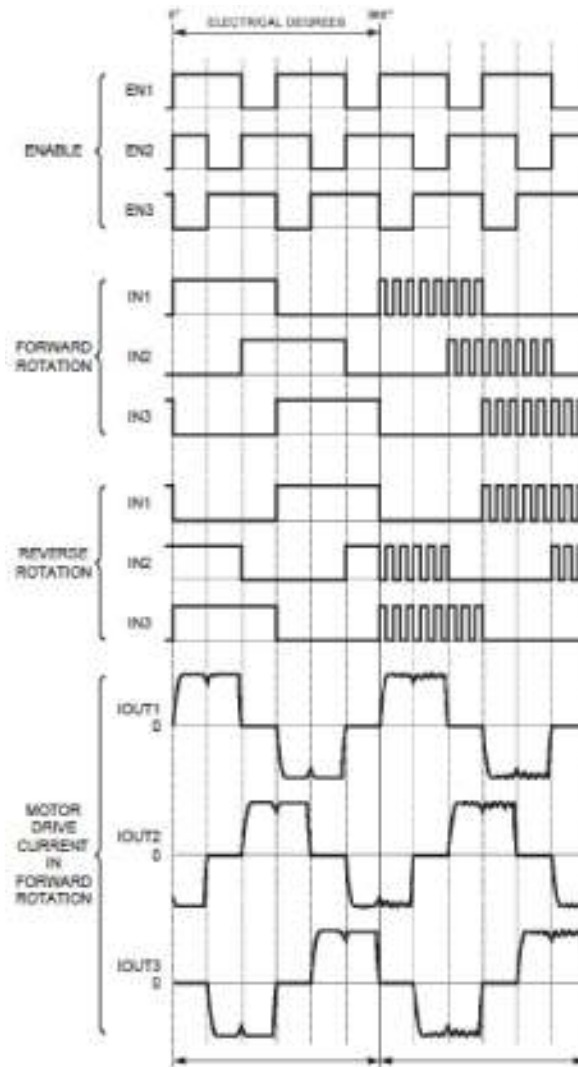


Figura 3-10- Sequência de acionamento dos pinos do Módulo L6234 e a forma de onda da corrente correspondente

### 3.4.2. Esquema Elétrico da Etapa de Potência

A Figura 3-11 ilustra o esquema de ligação do módulo L6234. O conector de seis pinos (CONECTOR 3) recebe os sinais PWM da saída dos optos-acopladores. A saídas OUT1, OUT2 e OUT3, do circuito integrado L6234 (CONECTOR 4), são ligadas diretamente às fases de alimentação do motor.

Como pode ser visto no esquema da Figura 3-11, a tensão em cada uma das fases do motor passa por divisores de tensão antes de ser realimentada nos pinos RB3, RB4 e RB5 do conversor ADC do dsPIC30F3010.

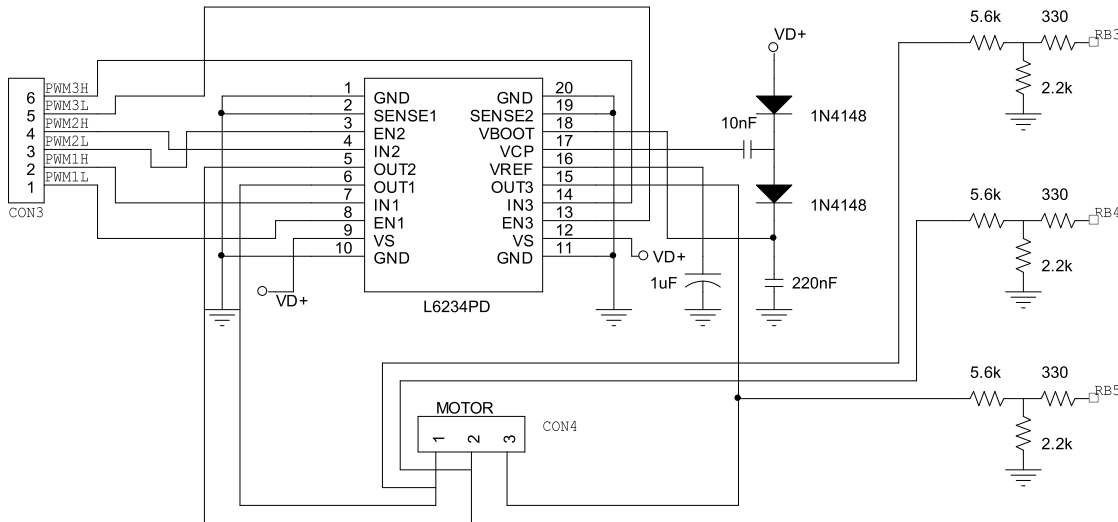


Figura 3-11- Esquema de ligação da Etapa de Potência

### 3.5. Etapa de Controle do Motor

#### 3.5.1. Família dsPIC30F da Microchip

A linha dsPIC da Microchip de Controladores de Sinais Digitais (DSC) da família 30F, possui a intenção de unir as melhores características dos microcontroladores com o ótimo desempenho dos Processadores de Sinais Digitais (DSP) obtendo-se assim uma solução completa para aplicações como controle de motores e processamento de áudio.

O dsPIC possui as seguintes características: oscilador on-chip elimina a exigência de cristais, reduzindo assim o custo do projeto; a temperatura máxima de operação é de 125°C, o que o torna ideal para aplicações em ambientes extremos como os encontrados nas aplicações industriais e automotivas; os pinos I/O podem excitar cargas de até 25 mA, o que significa a possibilidade de acionamento direta de LEDs, ou ainda a eliminação de MOSFETs externos como comutadores; o monitor de clock é on-chip, o que agrega confiabilidade ao circuito; o power-on Reset on-chip elimina a necessidade de circuito externo para essa finalidade. [OLIVEIRA, 2006]



### 3.5.2. Microcontrolador dsPIC30F3010

Na etapa de Controle foi utilizado o microcontrolador dsPIC da família 30F, o dsPIC30F3010. sua explicação detalhada consta no Datasheet do componente no ANEXO B.

O diagrama de pinos do microcontrolador pode ser visto na Figura 3-12.



Figura 3-12- Diagrama de Pinos do DSPIC30F3010  
Fonte: Datasheet do componente dsPIC30F3010 (2005)

### 3.5.3. Esquema elétrico da Etapa de Controle

A Figura 3-13 ilustra o esquema de ligação do dsPIC30F3010. Os pinos RB0, RB1, RB2, RB3 e RB4 do dsPIC, são as entradas do conversor ADC. O pino RB2 recebe o setpoint de velocidade através de um Trimpot.

Os dados adquiridos pelo módulo ADC são armazenados em um Buffer, o valor do ADC varia de 0 à 1024. A resolução em V dos sinais de entrada do ADC é ilustrado na Equação 12.

(Equação 12)

O valor máximo do ADC no pino RB2 (Trimptot) é de 4,99 V e o valor mínimo é de 330 mV, portanto a resolução segundo a Equação 12 será de 4,55 mV.

Os pinos RB3, RB4 e RB5 recebem as tensões nas três fases do motor, proveniente da Etapa de Potência, conforme já mostrado no esquema de ligação da Figura 3-11. O conector 2, de seis pinos, está ligado às saídas PWM do dsPIC. O conector 1, do tipo Header, é utilizado para gravação do dsPIC.

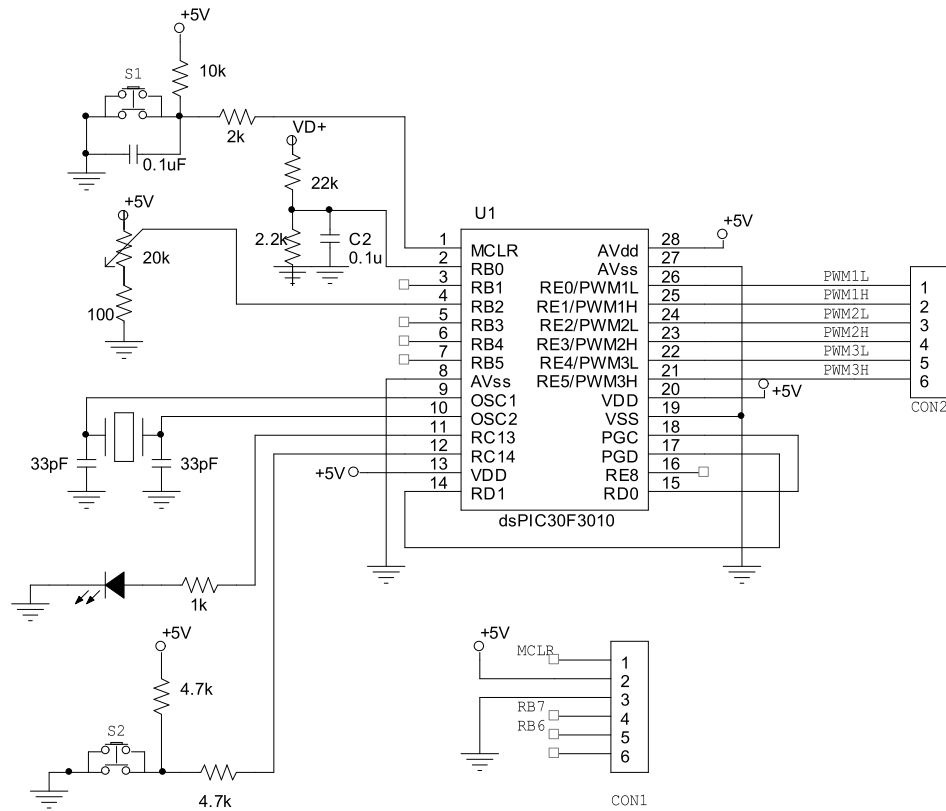


Figura 3-13- Esquema do circuito de controle

Cada uma das seis saídas PWM do Conector 2 são conectadas à opto acopladores com o intuito de isolar o dsPIC da Etapa de Potência. Após passarem pelo circuito dos optos acopladores, as saídas PWM entram no driver de potência (Conector 3) conforme Figura 3-14.

A utilização de um circuito com optos acopladores, entre o microcontrolador e o driver de potência, foi necessária devido à um dos pinos de saída PWM do dsPIC estar danificado e o nível de tensão na sua saída ficar sempre em torno de 2 V ao invés de 5 V.

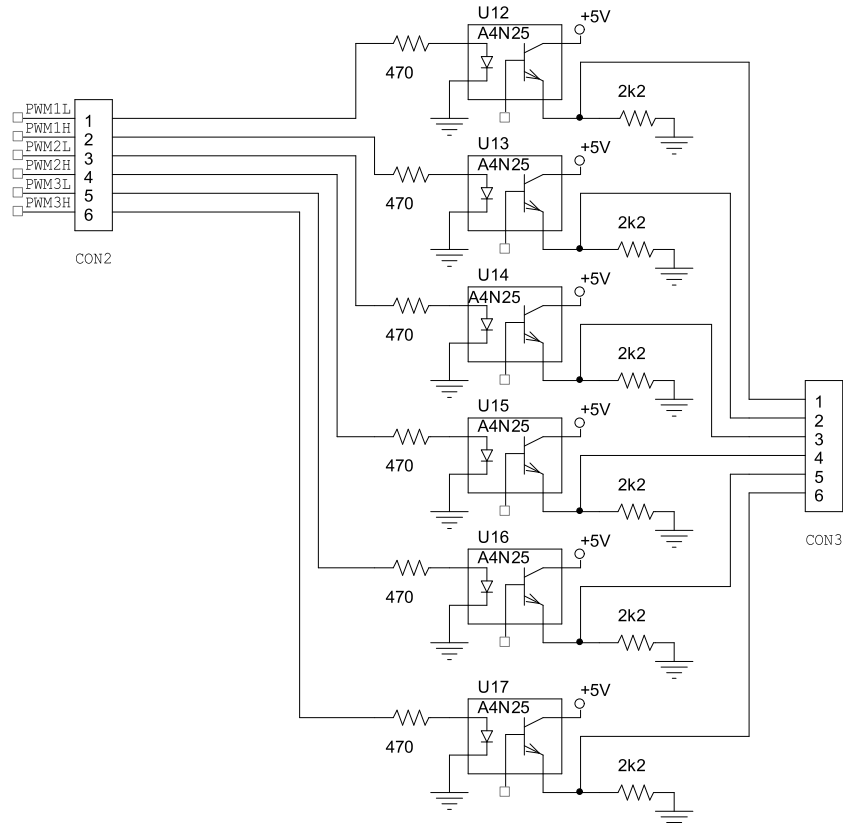


Figura 3-14- Esquema de ligação dos optos-acopladores

Para comunicação serial do circuito de controle com o computador utiliza-se o MAX232, o esquema de ligação do mesmo é ilustrado na Figura 3-15.

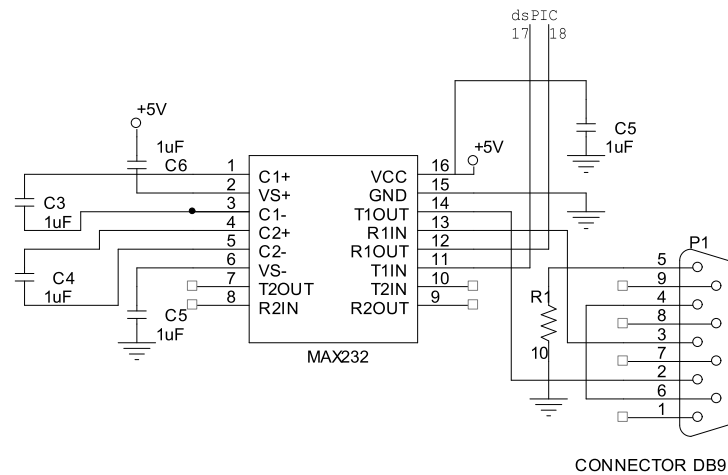


Figura 3-15- Esquema de ligação da comunicação serial



### *3.6. Descrição dos Sistemas Informáticos e Computacionais*

#### **3.6.1. Ambiente de Desenvolvimento**

O desenvolvimento do Firmware para microcontrolador dsPIC30F3010 foi realizado utilizando-se as ferramentas de desenvolvimento da Microchip, MPLAB IDE v8.30 e o compilador C30. O ambiente de desenvolvimento MPLAB IDE 8.30 está disponível para download no site [www.microchip.com](http://www.microchip.com). Para gravação do dsPIC30f3010 utilizou-se o kit gravador MicroICD via USB da Microgenios.

#### **3.6.2. MPLAB IDE**

O software de desenvolvimento MPLAB IDE 8.30 da Microchip é uma excelente ferramenta para desenvolvimento de projetos com os microcontroladores PIC e dsPIC. Oferece a possibilidade de desenvolvimento de programas em linguagem C, disponibilizando os compiladores C18 e C30 para download no site, na versão teste com funcionalidade disponível por 30 dias, ou ainda adquirindo a licença para uso dos mesmos.

A figura 3-16 apresenta a tela inicial do Mplab 8.30.

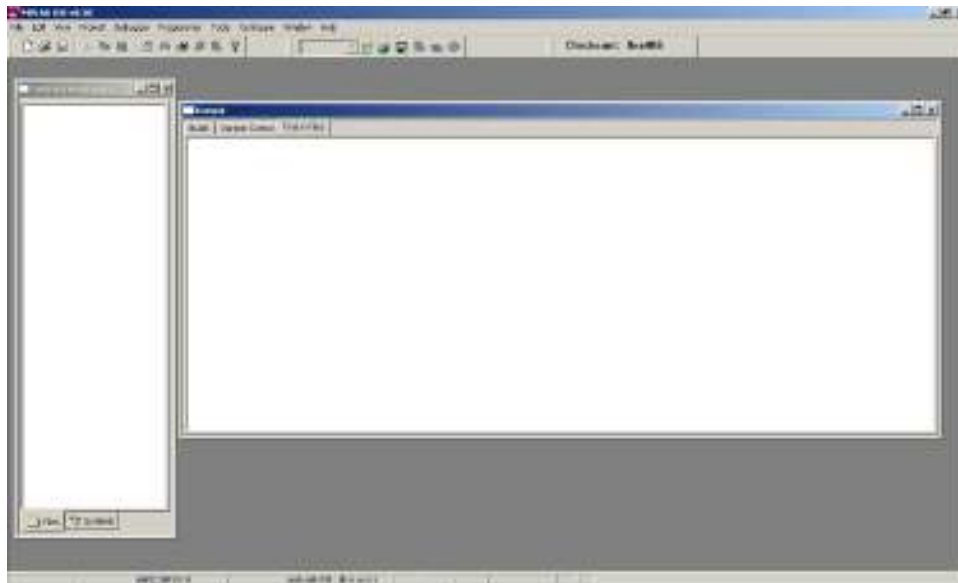


Figura 3-16- Ambiente de desenvolvimento do Mplab 8.3

### 3.6.3. Gravador MicroICD

O gravador MicroICD da Microgenios possibilita a gravação de microcontroladores das famílias PIC10F, PIC16F, PIC18F e dsPIC30F, com 8, 18, 28 e 40 pinos diretamente no soquete de gravação do mesmo, não necessitando de fonte de alimentação externa.

A figura 3-17 apresenta o gravador MicroICD utilizado no projeto e a identificação dos seus conectores.



Figura 3-17- Gravador MicroICD da Microgenios

### 3.6.4. Firmware

A monitoração das variáveis envolvidas no sistema de controle é contínua, portanto foi habilitada a interrupção de leitura dos canais analógicos, (ADCInterrupt). A leitura dos canais analógicos é armazenada nos registradores, o canal AN2, que faz a leitura do setpoint de velocidade, utiliza o registrador ADCBUF2; os canais AN3, AN4 e AN5, que fazem a leitura da tensão nas fases, utilizam os registradores ADCBUF2, ADCBUF3, ADCBUF4, respectivamente.

O fluxograma da Figura 3-18 descreve a rotina de inicialização do microcontrolador. E a rotina de laço infinito é descrita no fluxograma das Figuras 3-19 e 3-20.



Figura 3-18- Fluxograma da Rotina de inicialização

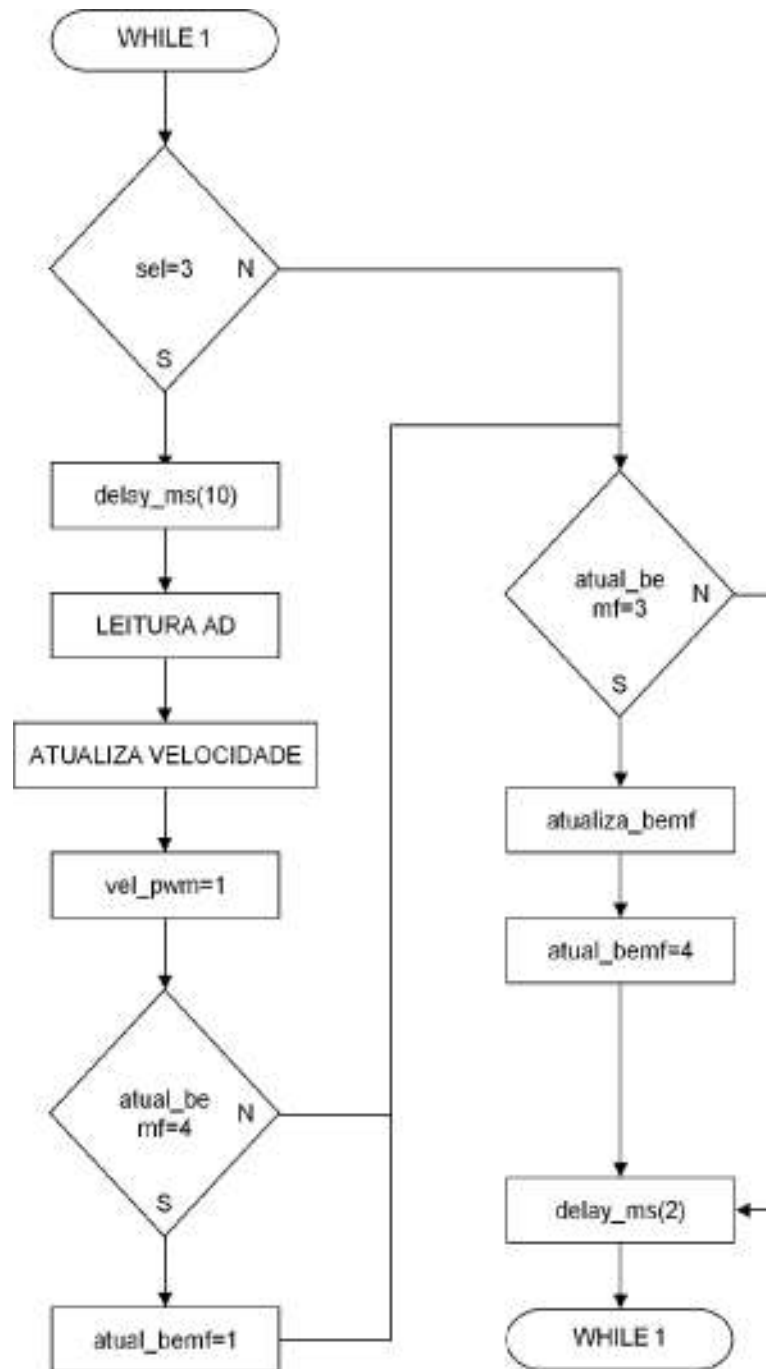


Figura 3-19- Fluxograma da Rotina de Repetição

O Timer 2 foi utilizado na implementação do PWM do motor, a rotina de interrupção do Timer 2 é ilustrada nos fluxogramas das Figura 3-20 e 3-21.

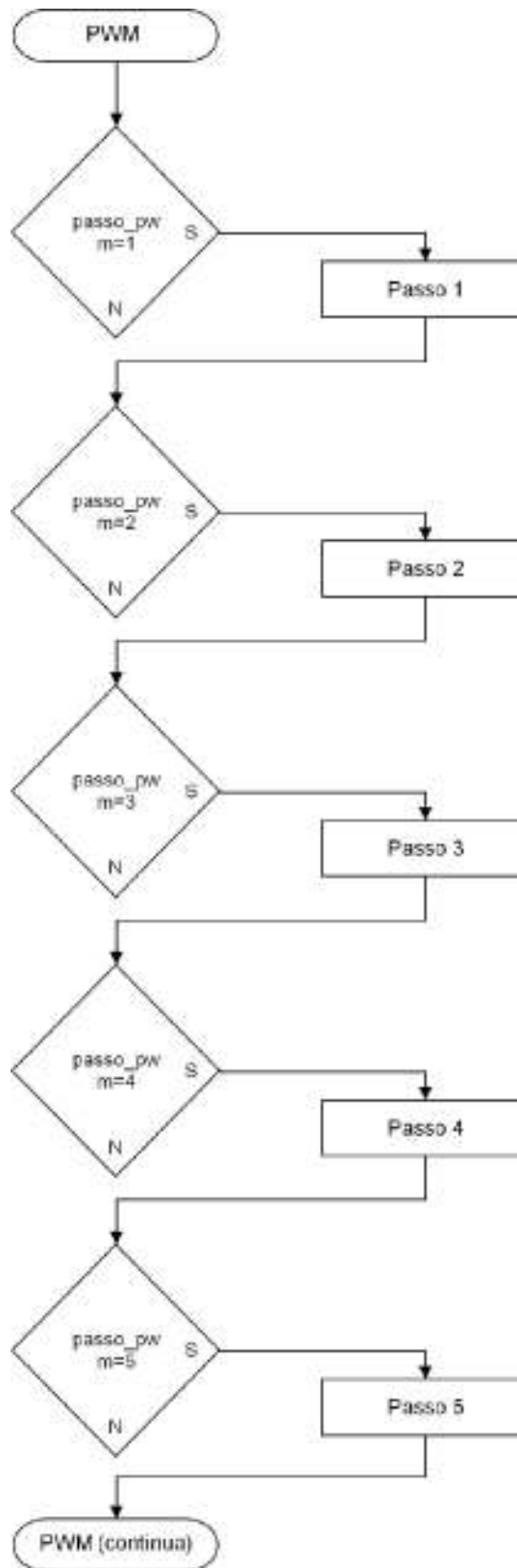


Figura 3-20- Fluxograma da Interrupção do Timer 2 (Parte 1)



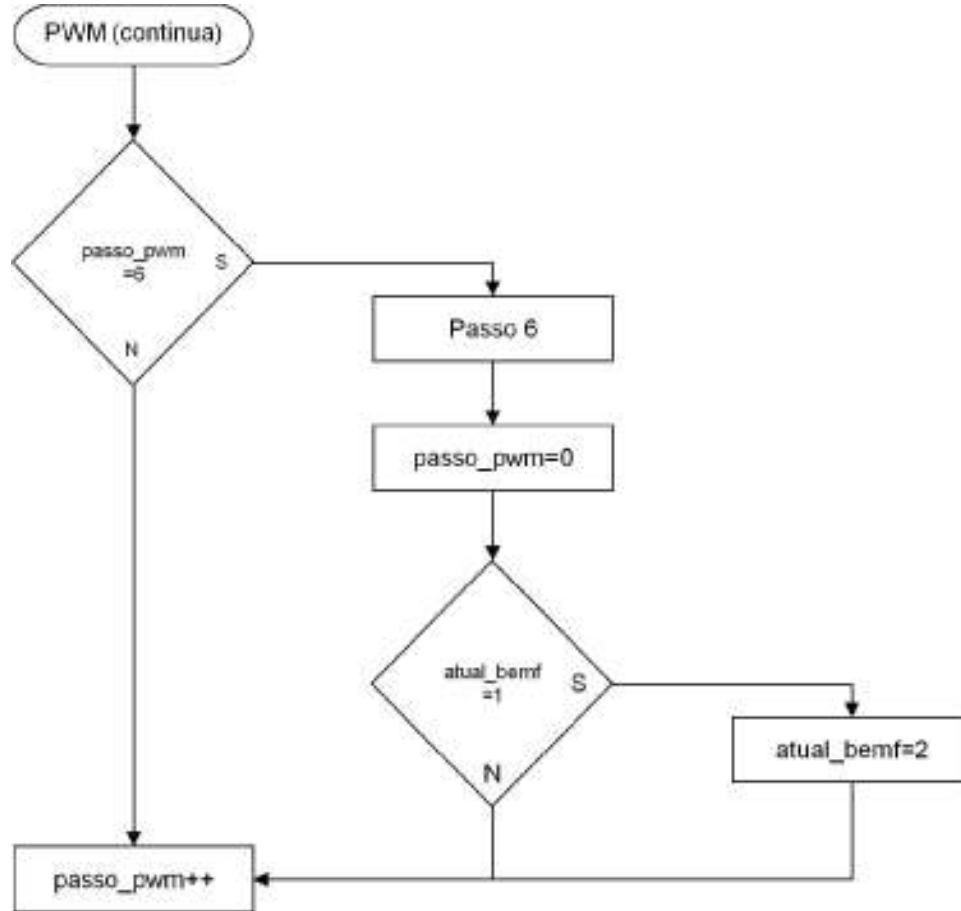


Figura 3-21- Fluxograma da Interrupção do Timer 2 (Parte 2)

A rotina de interrupção do AD para leitura do setpoint de velocidade e da FCEM induzida é mostrada no Fluxograma da Figura 3-22.

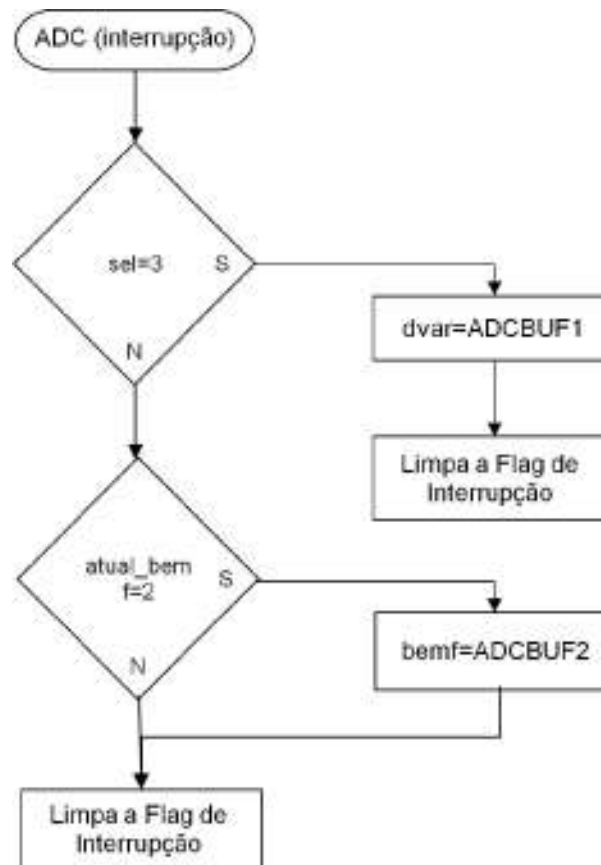


Figura 3-22- Fluxograma da Interrupção do ADC

### 3.6. Descrição dos Sistemas de Aquisição de Dados

Os sinais das tensões em cada uma das fases foram conduzidos até a placa de aquisição de dados, DAQCard – 6062E, inserida em um computador portátil.

A Figura 3-23 mostra a placa de aquisição de dados utilizada no desenvolvimento do projeto, a mesma é fabricada pela *National Instruments*.

A aquisição dos dados foi realizada através do uso do Labview 8.0. Os programas feitos em LabVIEW são visuais e são denominados Instrumentos Virtuais. Os programas visuais podem ser considerados como diagramas de blocos que representam o algoritmo que deve ser executado.



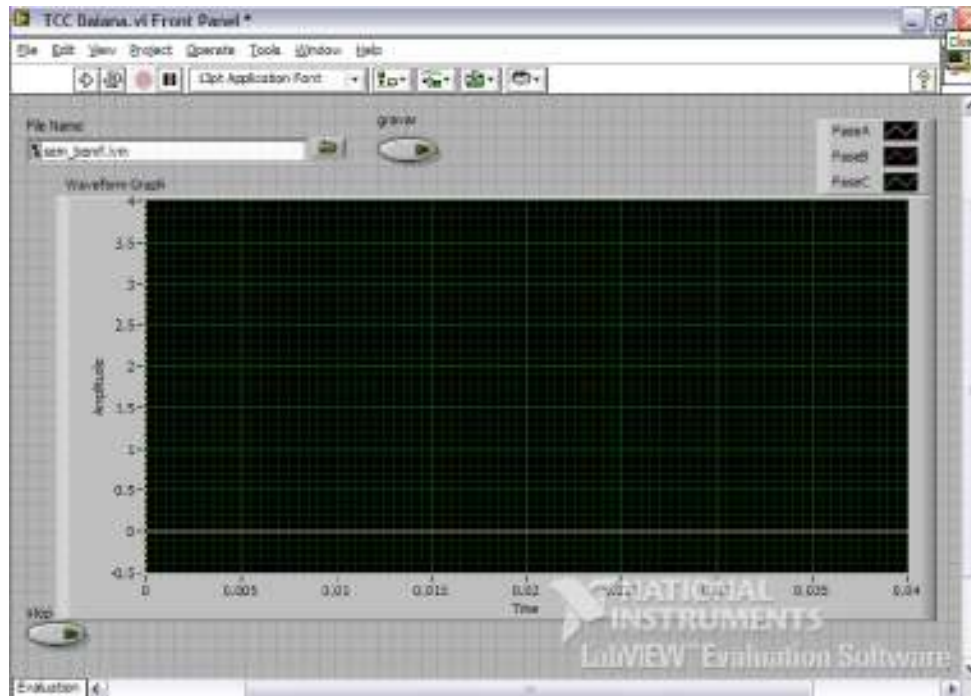


Figura 3-25- Painel frontal do software de aquisição de dados no LabView 8.0

## 4. APRESENTAÇÃO E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

### 4.1. Sinais nos canais PWM

Após a montagem do protótipo e o desenvolvimento do Firmware para acionamento do motor, foram realizados alguns testes para verificação dos sinais PWM gerados pelo microcontrolador, os quais serão descritos a seguir.

Os sinais dos canais PWM funcionam em modo independente. A figura 4-1 mostra o sinal gerado na saída PWM no canal PWM0 do microcontrolador, para uma frequência de 52,97 Hz. Para a realização das medições foi utilizado um osciloscópio digital Tektronix modelo TDS 210. O sinal ilustrado na Figura 4-1 foi medido na saída do driver de potência para as fases do motor.

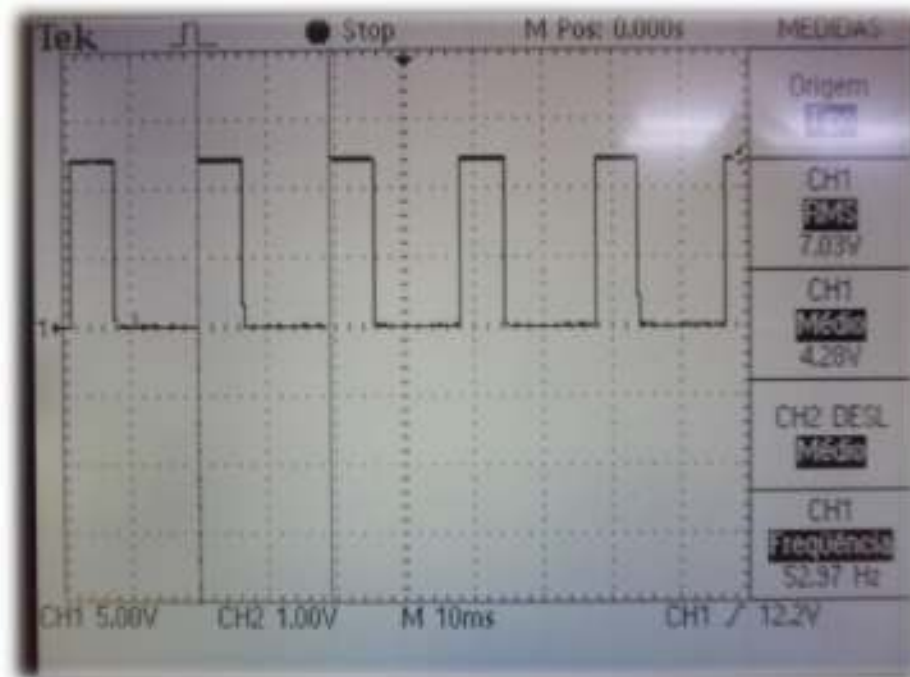


Figura 4-1- Sinal gerado na saída PWM para o canal PWM0 do dsPIC

## 4.2. Tensões de Fase do Motor

Após a realização dos testes com o osciloscópio nas saídas PWM, os quais confirmaram a geração dos sinais, o circuito de controle foi acoplado ao circuito de potência.

Antes de se conectar o motor a etapa de potência foi realizado alguns testes do circuito de potência com tensão de 12 V, ligando-se uma carga resistiva na saída. Para verificação da defasagem nas tensões de saída do módulo utilizou-se a placa de aquisição de dados NI-6260 em conjunto com o LabView 8.0, os sinais na saída do driver de acionamento do motor das três tensões defasadas 120 graus é ilustrado na Figura 4-2. As tensões ilustradas na Figura 4-2 foram obtidas após o divisor resistivo usado para adequar os níveis de tensão.

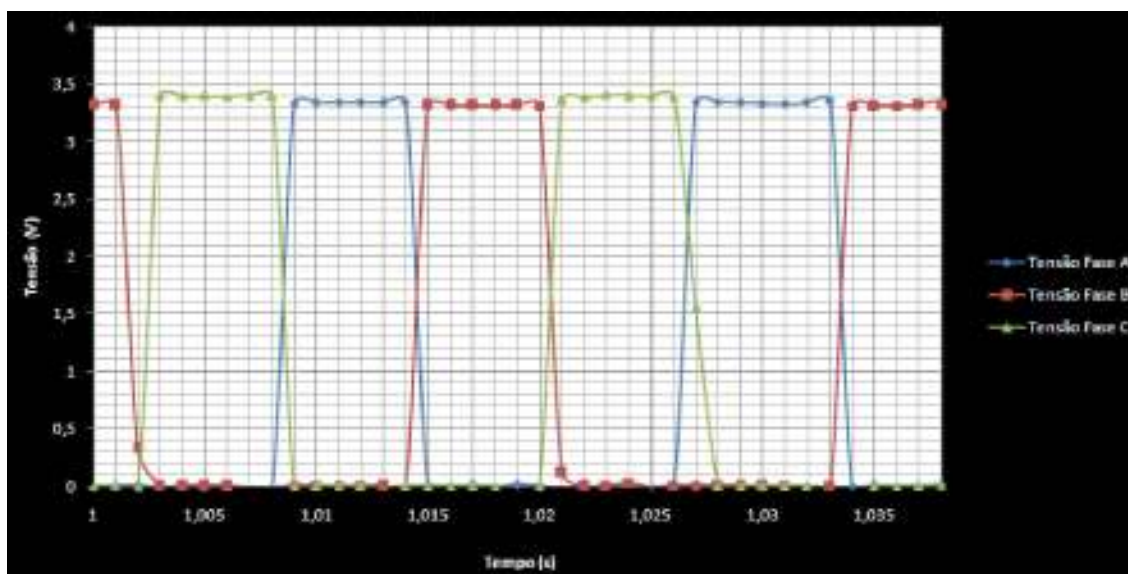


Figura 4-2- Forma de onda das três tensões na saída do circuito de potência

## 4.3. FCEM induzida no motor

Após a constatação de que o PWM programado resultava na saída do módulo de potência em três tensões defasadas 120 graus e acionadas na sequência descrita na Tabela 1, o motor foi ligado. A Figura 4-3 mostra graficamente as etapas implementadas no acionamento do motor.

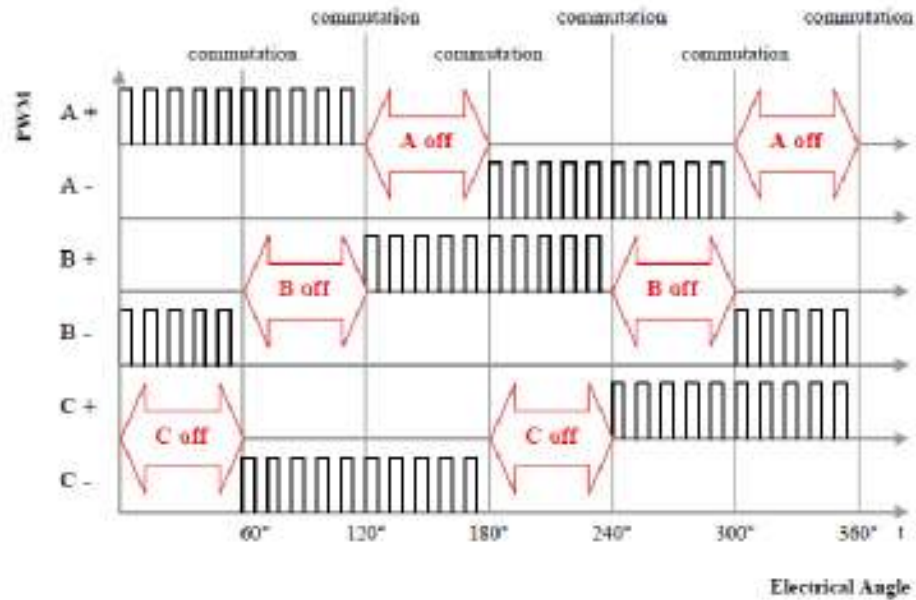


Figura 4-3- Etapas de acionamento implementadas nos canais PWM

Na Figura 4-4 mostra o comportamento das tensões nas fases do motor com o mesmo ligado. Observa-se, pela figura, os instantes em que a FCEM induzida na fase desenergizada foi medida. As tensões nas fases mostradas na Figura 4-4 foram obtidas após o divisor resistivo usado para adequar os níveis de tensão.

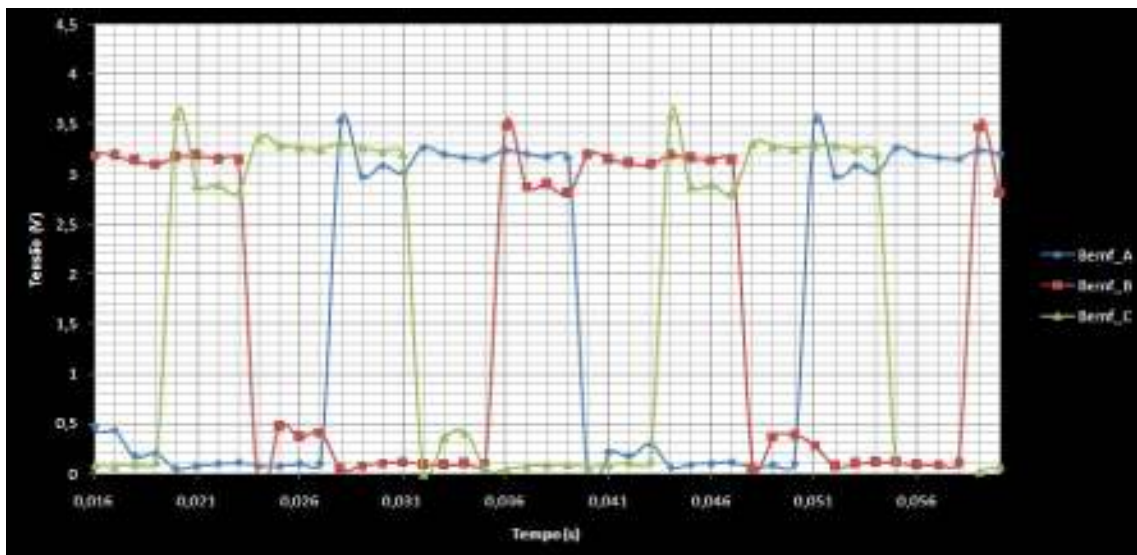


Figura 4-4- Comportamento das tensões em cada um das fases com o motor ligado

#### 4.4. Comparativo de Tensão x Corrente na Fase A

As Figura 4-5 e 4-6, mostram o comportamento da tensão e da corrente de alimentação, respectivamente, na fase A do motor com o mesmo em funcionamento. Observa-se, pelas figuras, a característica da FCEM induzida na fase que está desenergizada.

Os picos visualizados na forma da Tensão ilustrada na Figura 4-5 se devem a componente de tensão de reação da armadura. Estes picos ocorrem nos instantes em que a taxa de variação da corrente no enrolamento do motor é máxima, conforme forma de onda da corrente na Figura 4-6.

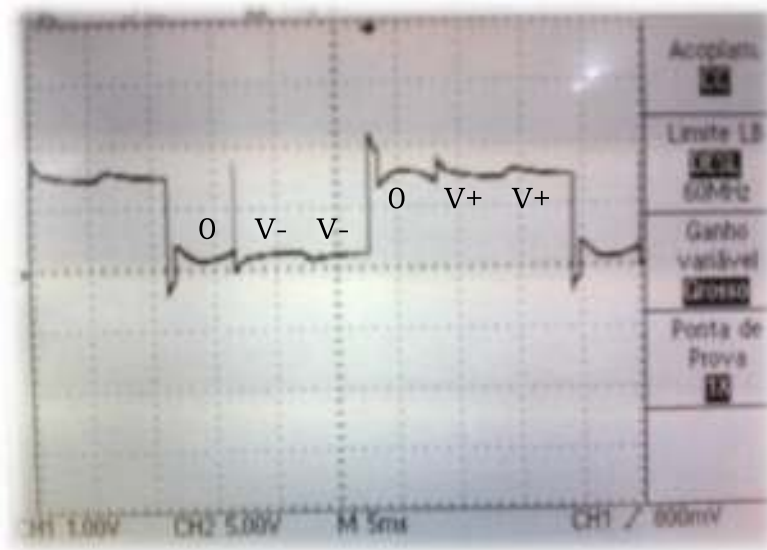


Figura 4-5- Forma de onda da Tensão na Fase A



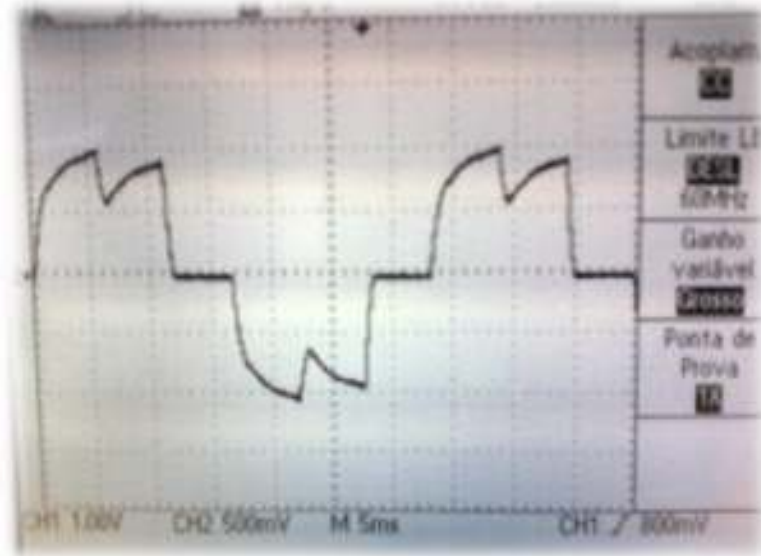
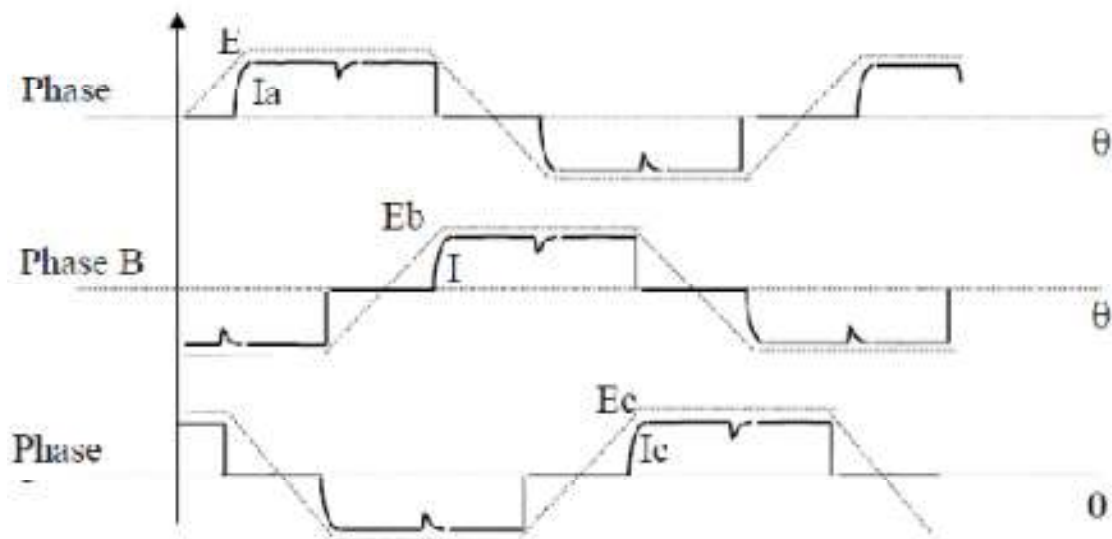


Figura 4-6- Forma de onda da corrente na Fase A

A Figura 4-7 ilustra o resultado esperado para a forma de onda da corrente do motor Brushless com acionamento de seis passos. Ao comparar as Figuras 4-6 e 4-7 percebe-se que a resposta da formas de onda foi análoga.

Figura 4-7- Forma de onda idealizada da corrente para seqüência de duas fases ON  
Fonte: TEXAS, 1997

#### 4.5. *Variação da FCEM induzida com a Frequência*

Foram adquiridos os dados da variação da FCEM induzida com a frequência do motor nas três fases. Como pode ser visualizado no gráfico da Figura 4-8, o comportamento da FCEM induzida a medida que a velocidade do motor é modificada não é completamente linear. Existem instantes em que a leitura da FCEM, ao invés de crescer em função da velocidade, se mantém constante ou até mesmo mostra um valor levemente menor que o anterior.

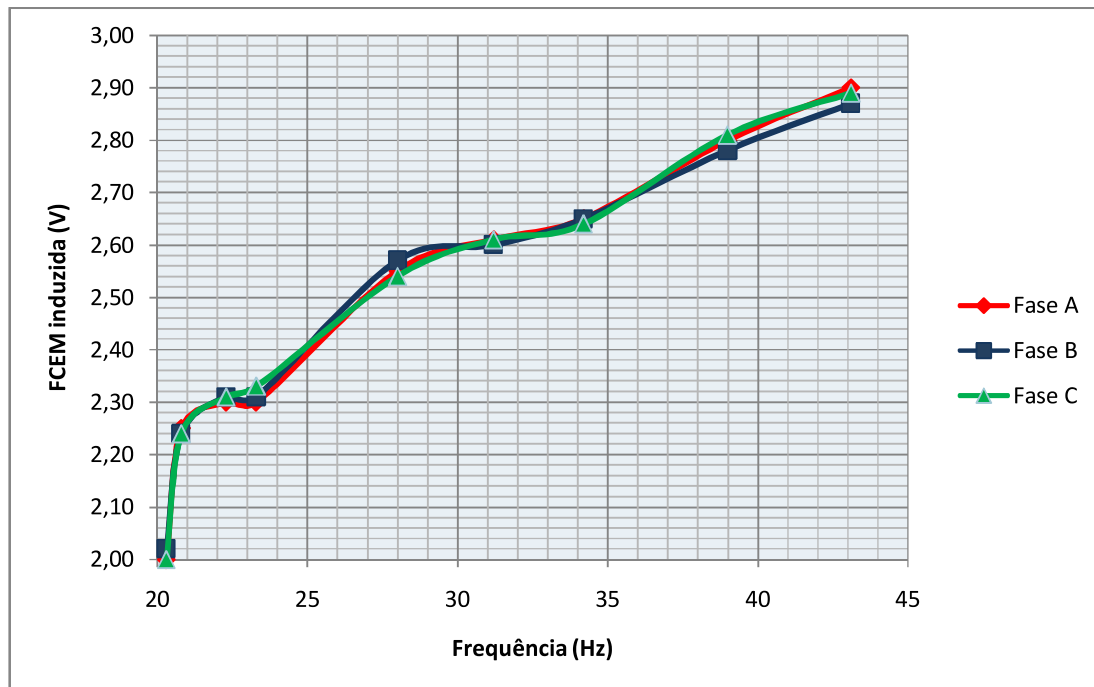


Figura 4-8- Variação da FCEM induzida com a Frequência do Sistema

Existem instantes em que a leitura da FCEM, ao invés de crescer em função da velocidade, se mantém constante ou até mesmo mostra um valor levemente menor que o anterior.

Conforme visto no item 2.3 do Referencial Teórico, para ser realizado o Controle sem sensores a grandeza utilizada no Controle, neste caso a FCEM induzida, além de variar com a posição é desejável que a mesma estabeleça um único módulo dentro de um ciclo elétrico.



#### 4.6. *Variação da FCEM induzida com a Velocidade*

Foram adquiridos os dados da variação da FCEM induzida com a velocidade do motor em rotações por minuto. As leituras dos valores da FCEM conforme a variação da velocidade do motor é visualizada nas Figuras 4-9, 4-10 e 4-11. Estas medidas foram realizadas após o divisor resistivo usado para adequar os níveis de tensão das fases.

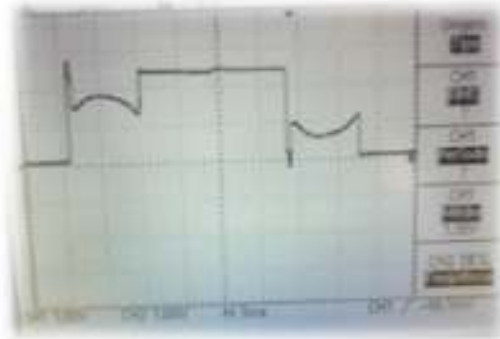


Figura 4-9- Tensão

n e FCEM de 1,7 V

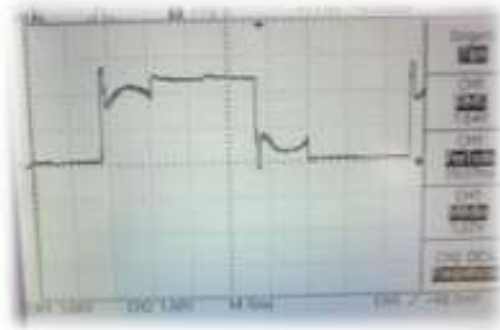


Figura 4-10- Tensã

pm e FCEM de 2 V

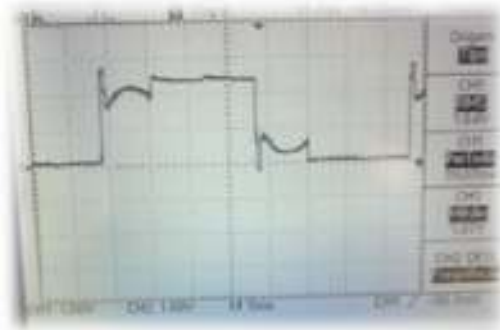
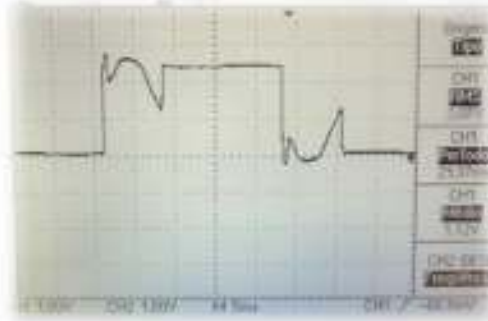


Figura 4-11- Tensão na Fase A para uma velocidade de 1110 rpm e FCEM de 2,2 V



A instabilidade no módulo da FCEM nas fases do motor foi na faixa de 600 à 700 rpm. A Figura 4-12 ilustra a forma de onda da FCEM em um dos instantes de instabilidade com o motor girando à 660 rpm.



pe

m

sis

/  
lá

o  
10

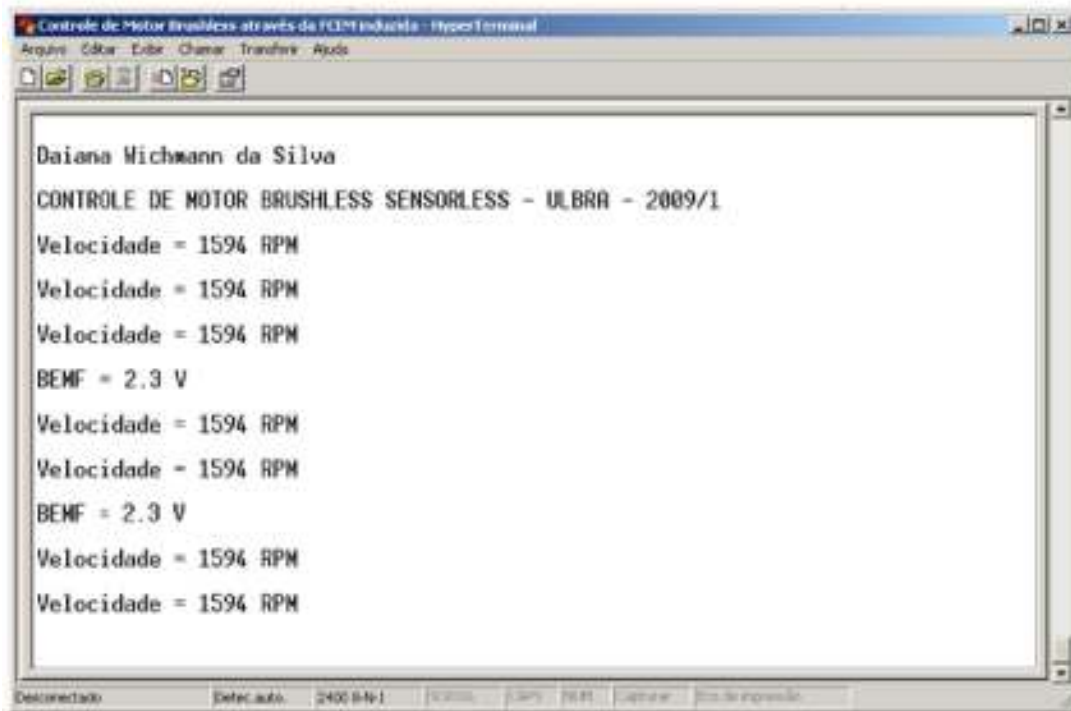


Figura 4-13- Imagem do Hyperterminal do Firmware



## 5. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Em relação aos objetivos propostos, foi realizado o Controle PWM no acionamento do motor e a medida da FCEM utilizando o controlador dsPIC. Porém, a implementação do controle de velocidade do motor Brushless DC através da FCEM induzida não foi finalizado.

Portanto, os objetivos propostos no projeto foram atingidos parcialmente devido ao comportamento da FCEM induzida com a velocidade. A FCEM não manteve um único valor em função da velocidade, fato que impossibilitou a realização de um controle em malha fechada confiável.

O sistema implementado realiza o acionamento do motor para velocidades de 570 à 1550 RPM. O acionamento se mostrou satisfatório, o nível de ruído do motor é mínimo e o mesmo não perde o sincronismo quando submetido à cargas compatíveis com sua potência.

Realizou-se a leitura da FCEM nos enrolamentos do motor e foi possível visualizar seu crescimento na medida em que a velocidade do motor aumentava. Porém, em algumas faixas de velocidade a FCEM se tornou instável e não foi possível definir com confiabilidade sua amplitude.

### *5.1 Sugestões para Trabalhos Futuros*

É importante um estudo do Sistema de Controle utilizando a FCEM induzida aplicada a um motor Brushless com rotor cilíndrico, pois o motor utilizado no projeto possui rotor de pólos salientes.

Como a FCEM induzida no enrolamento da armadura pelo fluxo magnético dos ímãs do rotor foi a grandeza utilizada para controle do motor neste trabalho. É importante realizar o estudo mais detalhado do comportamento da tensão total induzida no enrolamento da armadura. A tensão total induzida no enrolamento da



armadura é resultado da composição fasorial da FCEM induzida pela variação do fluxo magnético produzido pelos ímãs permanentes do rotor, e pela variação da corrente no enrolamento da armadura e a tensão de reação da armadura.

Em relação à instabilidade verificada na amplitude da FCEM induzida, pode-se realizar o estudo das tensões analiticamente para determinar o exato ponto da comutação.

Como trabalhos futuros, sugere-se a caracterização da curva de torque e rotação do motor utilizado em função da carga no seu eixo e da frequência das correntes pulsadas no enrolamento do estator, além do estudo da expressão analítica do torque do motor *Brushless*.

Seria interessante realizar um levantamento mais detalhado das amplitudes da FCEM em uma ampla faixa de frequência para verificar se existe alguma faixa em que a resposta dos valores da FCEM induzida seja mais estável e seja possível realizar assim, o controle do motor *Brushless* através da FCEM induzida nos seus enrolamentos.



## 6. REFERÊNCIAS

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, JR.; UMANS, STEPHEN – **Máquinas Elétricas** – 6a. edição – Editora Bookman – RS – Ano 2006.

OLIVEIRA, ANDRÉ S. DE; ANDRADE, FERNANDO S. DE – **Sistemas Embarcados** – 1a. Ed. – Editora Érica – 2006.

ELLIOT, CHARLIE – **AN901** - Using the dsPIC30F for Sensorless BLDC Control – Microchip Technology, 2002.

OGATA, KATSUHIKO – **Engenharia de Controle Moderno** – 4<sup>a</sup>. Ed. – São Paulo: Editora Prentice Hall do Brasil, 2005.

PADMARAIA, Y., **Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals**, Microchip Technology Inc., USA, 2003.

MILLER, T. J. E. & HENDERSHOT Jr., J. R., **Design of Brushless Permanent-Magnet Motors**, Magna Physics Publishing and Clarendon Press-Oxford, UK, 1994.

TEXAS, **DSP Solutions for BLDC Motors**, Texas Instruments Europe, 1997.

HEY, Hélio Leães. - **Caderno Didático de Sistemas de Controle I** – Disponível em: <<http://www.ufsm.br/gepoc/renes/Templates/web/elc418.htm>.> Acesso junho de 2009.

NISE, Norman S. – **Engenharia de Sistemas de Controle** - 3<sup>a</sup>. Ed. – Rio de Janeiro: Editora LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2002.

BROWN, WARD – **AN857 - Brushless DC Motor Control Made Easy** – Microchip Technology, 2002.

ATMEL - **Sensorless control of 3-phase brushless DC Motors**. ATMEL, 2005

CHAI, Hi-Dong. **Eletromechanical motion devices**. Prentice Hall. 1998



## OBRAS CONSULTADAS

SOUZA, STAN D' - **Sensored BLDC Motor Control Using dsPIC30F2010** – Microchip Technology, 2004.

LEPKOWSKI, JIM – **Motor Control Sensor Feedback Circuits** – Microchip Technology, 2003.

MITRA, SUMIT – **When MCUs and DSPs Collide: Digital Signal Controllers** – Microchip Technology, 2005.

ELECTRO-CRAFT CORPORATION – **DC Motors Speed Controls Servo Systems** - 4<sup>a</sup>. Ed. 1978.





## **APÊNDICE A – FIRMWARE**



```
#include <p30f3010.h>
#include <timer.h>
#include <adc10.h>
#include <pwm.h>
#include <uart.h>
#include <math.h>

int passo_pwm=1;
unsigned int timer_value;

//*****Variáveis Globais*****
int dvar;
int pot;
char sbuf1[100],sbuf2[100];
char mensagem[]="\r\nCONTROLE DE MOTOR BRUSHLESS SENSORLESS - ULBRA - 2009/1\r\n";
char Txdata[] = "\r\nDaiana Wichmann da Silva\r\n";
int sel=3;
int bemf_A=2;
int bemf_B, bemf_C, vbus;
int cont=0;
int vel_pwm=1;
int atual_pwm=0;
int atual_bemf=4;
int delay_bemf;
int sim=0;
typedef unsigned int WORD;

//*****Configure Bits*****
_FOSC( CSW_FSCM_OFF & XT ) ; // external high speed crystal
_FWDT( WDT_OFF ) ; // no watchdog timer
_FBORPOR( PBOR_OFF & // brown out off
          MCLR_EN & // enable MCLR
          PWRT_OFF ) //POR Timer Value OFF
_FGS( CODE_PROT_OFF ) ; // no protection
//*****

int main()
```



```
{
    TRISE=0x0000;
    InitADC10();
    TRISCbits.TRISC13=0;
    inicia_UART();
    putsUART1 ((unsigned int *)Txdata); //Envia a mensagem inicial para UART
    //delay_ms(2000);
    putsUART1 ((unsigned int *)mensagem); //Envia a mensagem inicial
    while(BusyUART1()); //Aguarda até desocupar a UART
    putsUART1((unsigned int *) "\r\n"); //Pula uma linha
    while(BusyUART1()); //Aguarda até que a operação seja concluída com sucesso
    IFS0bits.ADIF = 1; // Interrupção ADC
    inicia_Timer2();
    atualiza_vel();

    while(1)
    {
        if(sel==3)
        {
            delay_ms(10);
            IFS0bits.ADIF = 1; // Interrupção ADC
            atualiza_vel();
            vel_pwm=1;
            if(atual_bemf==4)
            {
                atual_bemf=1;
            }
        }
        if(atual_bemf==3)
        {
            atualiza_bemf();
            atual_bemf=4;
        }
        delay_ms(2);
    }
}

void inicia_Timer2() //Enable Timer2 Interrupt and Priority to "1"
{
    ConfigIntTimer2(T2_INT_PRIOR_1 & T2_INT_ON);
}
```



```
    pot=dvar;
    pot=pot*6.5+3000;
    WriteTimer2(0);
    OpenTimer2(T2_ON & T2_GATE_OFF & T2_IDLE_STOP & T2_PS_1_1 &
T2_SOURCE_INT, pot);
}

void atualiza_vel()
{
    pot=dvar;
    //Para 58 Hz
    //Para 18 Hz
    pot=pot*6.5+3000;
    putsUART1((unsigned int *) "Velocidade = ");
    sprintf(sbuf1, "%i\r\n", pot);
    putsUART1((unsigned int *)sbuf1);
}

void atualiza_bemf()
{
    putsUART1((unsigned int *) "BEMF = ");
    sprintf(sbuf2, "%i\r\n", bemf_A);
    putsUART1((unsigned int *)sbuf2);
/* putsUART1((unsigned int *) "BEMF_B = ");
    sprintf(sbuf2, "%i\r\n", bemf_B);
    putsUART1((unsigned int *)sbuf2);
    putsUART1((unsigned int *) "BEMF_C = ");
    sprintf(sbuf2, "%i\r\n", bemf_C);
    putsUART1((unsigned int *)sbuf2);*/
}

void __attribute__((__interrupt__)) _T2Interrupt(void)
{
    IFS0bits.T2IF = 1;
    if(passo_pwm==1) //Passo 1
    {
        PORTE=0x0007;
    }
    if(passo_pwm==2) //Passo 2
    {
```



```
        PORTE=0x0013;
    }
    if(passo_pwm==3) //Passo 3
    {
        PORTE=0x001E;
    }
    if(passo_pwm==4) //Passo 4
    {
        PORTE=0x002D;
    }
    if(passo_pwm==5) //Passo 5
    {
        PORTE=0x0039;
    }
    if(passo_pwm==6) //Passo 6
    {
        PORTE=0x0034;
        passo_pwm=0;
        if (atual_bemf==1)
        {
            atual_bemf=2;
        }
    }
    passo_pwm++;
    sim=1;
    if(atual_bemf==2)
    {
        delay_bemf=dvar;
        delay_bemf=delay_bemf*1.6;
        delay_ms(delay_bemf);
        PORTCbits.RC13=1;
        IFS0bits.ADIF = 1; // Interrupção ADC
        atual_bemf=3;
        PORTCbits.RC13=0;
        sim=0;
    }
    if((vel_pwm==1)&&(sim==1)) //atualiza período do PWM
    {
        WriteTimer2(0);
    }
}
```



```
    OpenTimer2(T2_ON & T2_GATE_OFF & T2_IDLE_STOP & T2_PS_1_1 &
T2_SOURCE_INT, pot);
    vel_pwm=0;
}
IFS0bits.T2IF = 0; /* Clear Timer interrupt flag */
}
```

```
void inicia_UART() //Inicializa a UART
{
    unsigned int config1;
    unsigned int config2;
    unsigned int ubrg;
    CloseUART1(); //Desabilita a UART
    ubrg =26; //Taxa de transmissão 9600 bps
    ConfigIntUART1(UART_RX_INT_DIS & //Habilita a interrupção
    UART_RX_INT_PR6 & //Define a prioridade da interrupção
    UART_TX_INT_DIS & //Habilita a interrupção da transmissão da UART
    UART_TX_INT_PR6); //Define a prioridade da interrupção
    config1= UART_EN & //Habilita a UART1
    UART_IDLE_CON & //UART1 funciona no modo IDLE
    UART_RX_TX & //Configura a operação nos pinos padrões TX e RX
    UART_DIS_WAKE & //Desabilita "wake-up"
    UART_DIS_LOOPBACK & //Desabilita o modo loop back
    UART_DIS_ABAUD & //Desabilita o modo Auto Baud
    UART_NO_PAR_8BIT & //Define o dado com 8 bits e sem paridade
    UART_1STOPBIT; //Define o stop bit como 1
    config2= UART_INT_TX_BUF_EMPTY &
    UART_TX_PIN_NORMAL & //Define o bit TX break como normal
    UART_TX_ENABLE & //Habilita a transmissão da UART
    UART_INT_RX_3_4_FUL &
    UART_ADR_DETECT_DIS & //Desabilita o modo de address detect
    UART_RX_OVERRUN_CLEAR; //Limpa a flag de overrun
    OpenUART1(config1,config2,ubrg); //Configura a UART
    //U1BRG = ((4190000/16)/9600) - 1;
}
```

```
void InitADC10(void)
{
    ADPCFGbits.PCFG0 = 0; // AN0 - VBUS
    ADPCFGbits.PCFG2 = 0; // AN2 - POTENCIÔMETRO
}
```



```
ADPCFGbits.PCFG3 = 0;    // AN3 - BEMF FASE A
ADPCFGbits.PCFG4 = 0;    // AN4 - BEMF FASE B
ADPCFGbits.PCFG5 = 0;    // AN5 - BEMF FASE C
ADCON1 = 0x00E4;
ADCON2 = 0x0410;
ADCON3 = 0x0C09;
ADCSSL = 0x003D;        // escaneia 5 canais
ADCHS = 0x0000;
IFS0bits.ADIF = 0;
IEC0bits.ADIE = 1;
ADCON1bits.ADON = 1;
}
```

```
void _ISR_ADCInterrupt(void)
{
    if(sel==3)
    {
        // vbus = ADCBUF0;    //AN0
        dvar = ADCBUF1;    //AN2
        IFS0bits.ADIF = 0;
    }
    if(atual_bemf==2)
    {
        bemf_A = ADCBUF2;    //AN3
        // bemf_B = ADCBUF3;    //AN4
        // bemf_C = ADCBUF4;    //AN5
        IFS0bits.ADIF = 0;
    }
    IFS0bits.ADIF = 0;
}
```

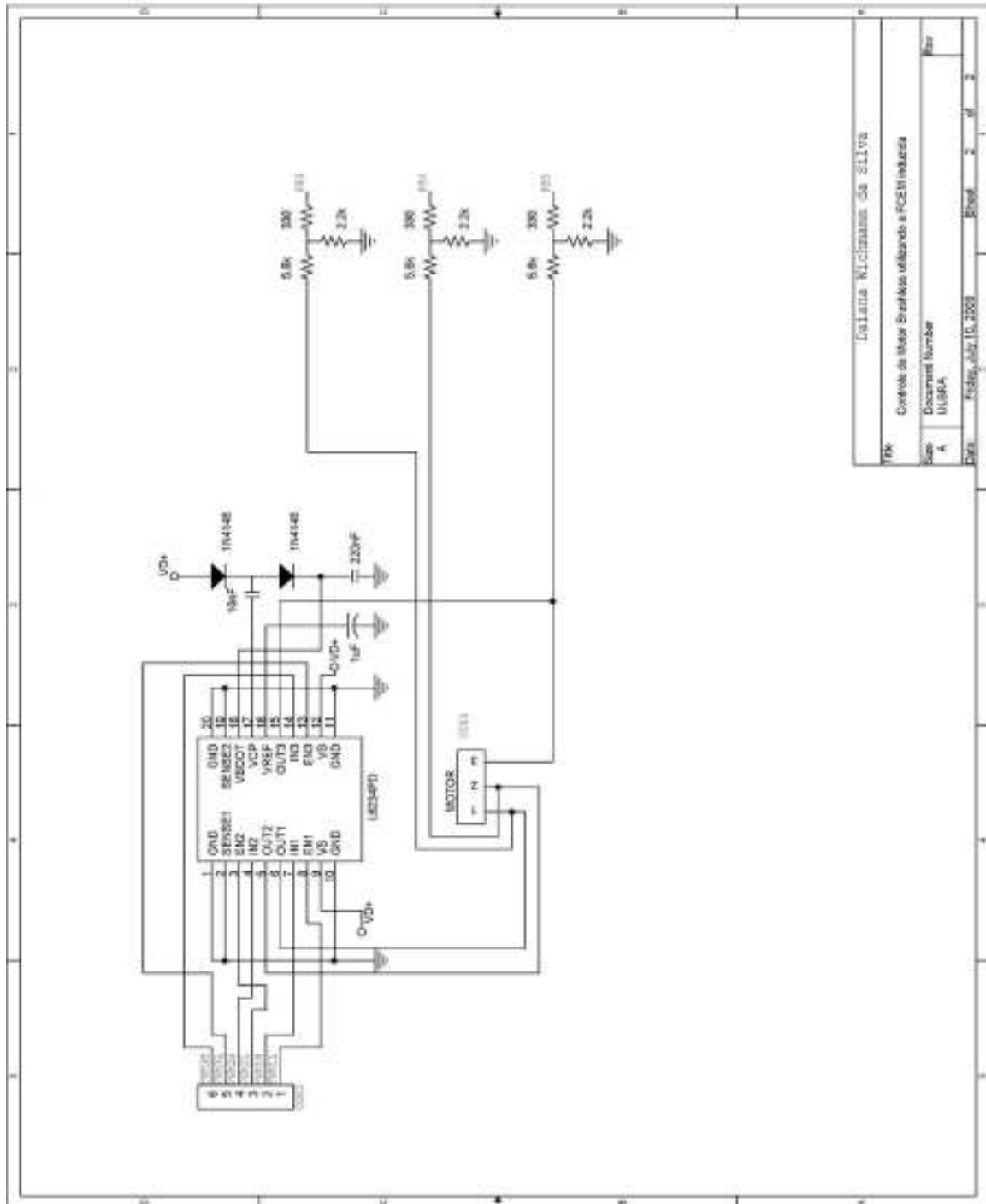
```
void delay_ms(WORD t)
{
    WORD i;
    for(i=0; i<t; i++);
}
```



## **APÊNDICE B – DIAGRAMA ELÉTRICO**









## **ANEXO A – DATASHEET DSPIC30F3010**



**MICROCHIP** **dsPIC30F3010/3011**

---

**dsPIC30F3010/3011 Enhanced Flash  
16-bit Digital Signal Controller**

---

Note: This data sheet summarizes features of this group of dsPIC30F devices and is not intended to be a complete reference source. For more information on the CPU, peripherals, register descriptions and general device functionality, refer to the dsPIC30F Family Reference Manual (DS7094E). For more information on the device instruction set and programming, refer to the dsPIC30F Programmer's Reference Manual (DS7099C).

**High Performance Modified RISC CPU:**

- Modified Harvard architecture
- C compiler optimized instruction set architecture with flexible addressing modes
- 84 base instructions
- 24-bit wide instructions, 16-bit wide data path
- 24 Kbytes on-chip Flash program space (8K instruction words)
- 1 Kbytes of on-chip data RAM
- 1 Kbytes of non-volatile data EEPROM
- 16 x 16-bit working register array
- Up to 20 MIPs operation:
  - DC to 40 MHz external clock input
  - 4 MHz-10 MHz oscillator input with PLL active (4x, 8x, 16x)
- 28 interrupt sources
  - 2 external interrupt sources
  - 8 user-selectable priority levels for each interrupt source
  - 4 processor trap sources

**DSP Engine Features:**

- Dual data path
- Accumulator write back for DSP operations
- Modulo and 88-Reversed Addressing modes
- Two, 40-bit wide accumulators with optional saturation logic
- 17-bit x 17-bit single cycle hardware fractional integer multiplier
- All DSP instructions single cycle
- $\pm$  16-bit single cycle shift

**Peripheral Features:**

- High current sink/source I/O pins: 25 mA/25 mA
- Timer module with programmable prescaler
  - Five 16-bit timers/counters; optionally pair 16-bit timers into 32-bit timer modules
- 16-bit Capture Input functions
- 16-bit Compare/PWM output functions
- 3-bit SPPV modules (supports 4 Frame modes)
- I<sup>2</sup>C™ module supports Multi-Master/Slave mode and 7-bit/10-bit addressing
- 2 UART modules with FIFO Buffers

**Motor Control PWM Module Features:**

- 6 PWM output channels
  - Complementary or Independent Output modes
  - Edge and Center-Aligned modes
- 3 duty cycle generators
- Dedicated time base
- Programmable output polarity
- Dead-time control for Complementary mode
- Manual output control
- Trigger for A/D conversions

**Quadrature Encoder Interface Module Features:**

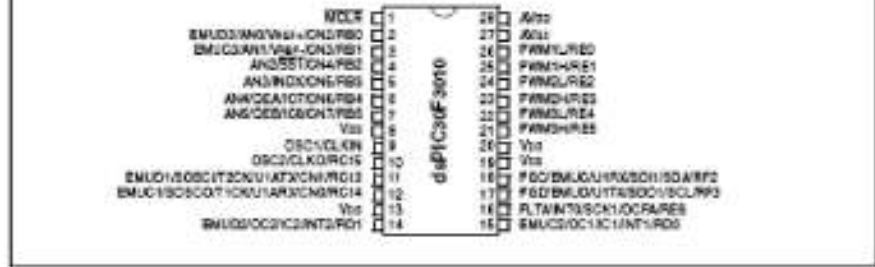
- Phase A, Phase B and Index Pulse Input
- 16-bit up/down position counter
- Count direction status
- Position Measurement (x2 and x4) mode
- Programmable digital noise filters on inputs
- Alternate 16-bit Timer/Counter mode
- Interrupt on position counter rollover/underflow



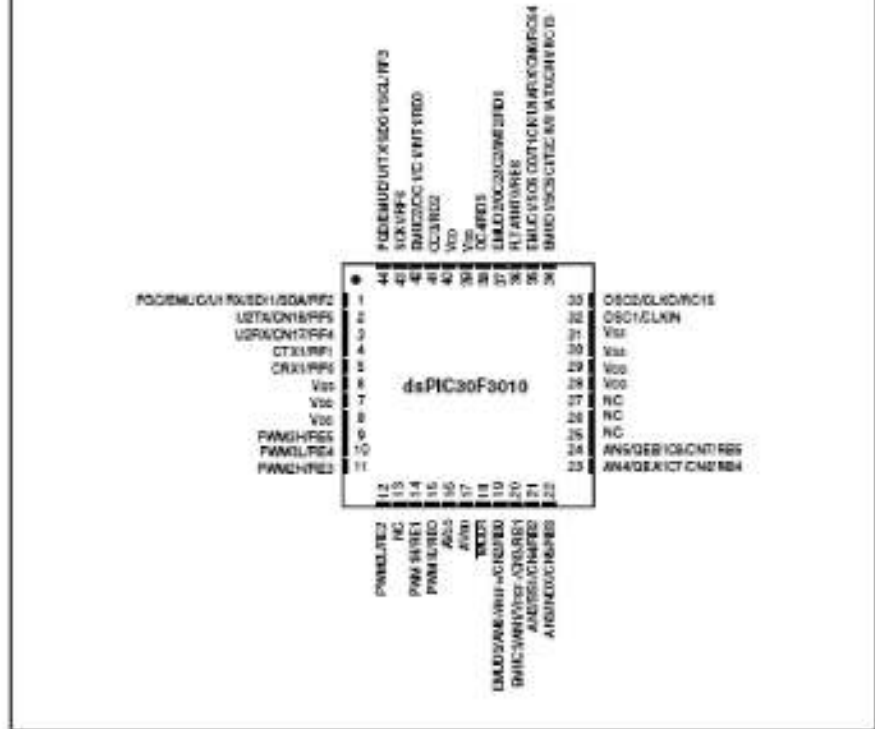
# dsPIC30F3010/3011

## Pin Diagrams (Continued)

28-Pin SPDIP  
28-Pin SOIC



44-Pin QFN





## **ANEXO B – DATASHEET L6234**



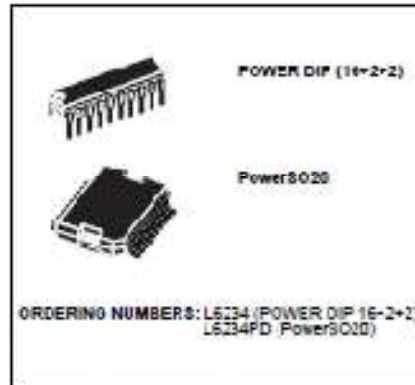
L6234

### THREE PHASE MOTOR DRIVER

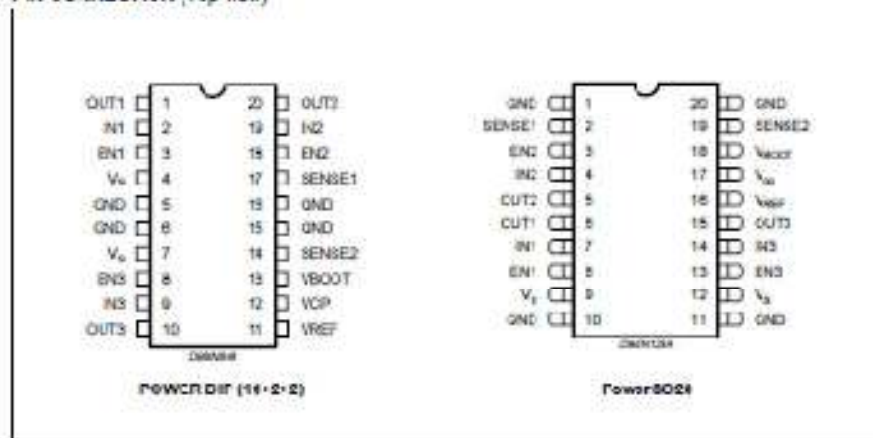
- SUPPLY VOLTAGE FROM 7 TO 57V
- 5A PEAK CURRENT
- $R_{DS(on)}$  0.3Ω TYP. VALUE AT 25°C
- CROSS CONDUCTION PROTECTION
- TTL COMPATIBLE DRIVER
- OPERATING FREQUENCY TO 50KHz
- THERMAL SHUTDOWN
- INTRINSIC FAST FREE WHEELING DIODES
- INPUT AND ENABLE FUNCTION FOR EVERY HALF BRIDGE
- 10V EXTERNAL REFERENCE AVAILABLE

#### DESCRIPTION

The L6234 is a triple half bridge to drive a brushless motor. It is realized in Multipower BCD technology which combines isolated DMOS power transistors with CMOS and Bipolar circuits on the same chip. By using mixed technology it has been possible to optimize the logic circuitry and the power stage to achieve the best possible performance. The output DMOS transistors can sustain a very high current due to the fact that the DMOS structure is not affected by the second breakdown effect, the RMS maximum current is practically limited by the dissipation capability of the package. All the logic inputs are TTL, CMOS and  $\mu P$  compatible. Each channel is controlled by two separate logic inputs. L6234 is available in 20 pin POWER DIP package (10+2+2) and in POWERSO20.



#### PIN CONNECTION (Top view)



MARCH 1998

1/10





L6234

**THERMAL DATA**

Symbol	Parameter	DIP16-2x2	PowerSO20	Unit
$R_{th(j-c)}$	Thermal Resistance, Junction to Pin	12	-	°C/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (see Thermal Characteristics)	48	-	°C/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient (see Thermal Characteristics)	68	-	°C/W
$R_{th(j-c)}$	Thermal Resistance Junction-case	-	1.6	°C/W

**THERMAL CHARACTERISTICS**

$R_{th(j-c)}$

DIP16-2x2. The thermal resistance is referred to the thermal path from the dissipating region on the top surface of the silicon chip, to the points along the four central pins of the package, at a distance of 1.5 mm away from the stand-offs.

$R_{th(j-a)}$

If a dissipating surface, thick at least 35  $\mu$ m, and with a surface similar or bigger than the one shown, is created making use of the printed circuit.

Such heatsinking surface is considered on the bottom side of an horizontal PCB (worst case).

$R_{th(j-a)}$

If the power dissipating pins (the four central

ones), as well as the others, have a minimum thermal connection with the external world (very thin strips only) so that the dissipation takes place through still air and through the PCB itself.

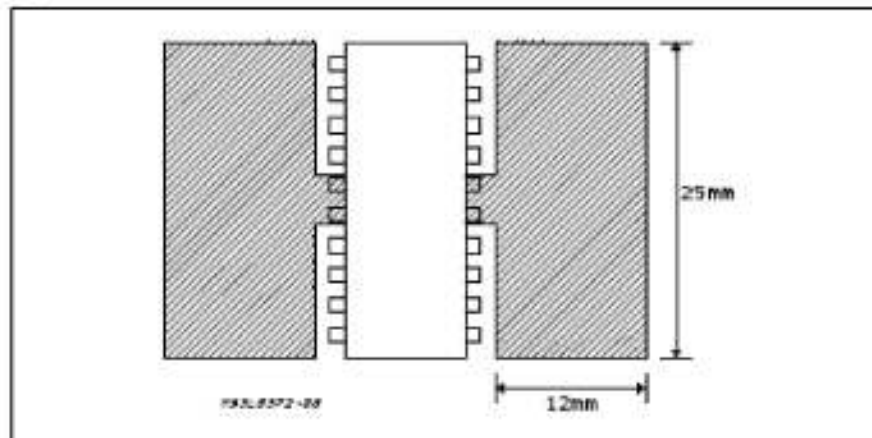
It is the same situation of point above, without any heatsinking surface created on purpose on the board.

Additional data on the PowerDip and the PowerSO20 package can be found in:

Application Note AN457:  
 Thermal Characteristics of the PowerDip 20,24 Packages Soldered on 1,2,3 oz. Copper PCB

Application Note AN668:  
 A New High Power IC Surface Mount Package: PowerSO20 Power IC Packaging from Insertion to Surface Mounting.

Figure 1: Printed Heatsink.



**L6234****ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DD}$	Power Supply Voltage	52	V
$V_{IN}, V_{EN}$	Input Enable Voltage	-0.3 to 7	V
$i_{peak}$	Pulsed Output Current (soft 1)	5	A
$V_{SENSE}$	Sensing Voltage (DC Voltage)	-1 to 4	V
$V_b$	Bootstrap Peak Voltage	62	V
$V_{OUT}$	Differential Output Voltage (between any of the 3 OUT pins)	60	V
$f_o$	Commutation Frequency	40	KHz
$V_{REF}$	Reference Voltage	17	V
$P_{tot}$	Total Power Dissipation L6234* $T_{amb} = 70^{\circ}C$	2.3	W
$P_{tot}$	Total Power Dissipation L6234 $T_{amb} = 70^{\circ}C$	1.0 (*)	W
$T_{stg}, T_j$	Storage and Junction Temperature Range	-40 to 150	$^{\circ}C$

Note 1: Pulsewidth limited only by junction temperature and the thermal impedance.  
(\*) Mounted on board with minimized copper area.

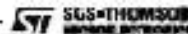
**RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{DD}$	Supply Voltage	7 to 12	V
$V_{OUT}$	Peak to Peak Differential Voltage (between any of the 3 OUT pins)	52	V
$i_{out}$	DC Output Current Power: GO20 ( $T_{amb} = 25^{\circ}C$ )	4	A
	DC Output Current Power: DIP ( $T_{amb} = 25^{\circ}C$ ) with infinite heatsink	2.8	A
$V_{SENSE}$	sensing voltage (pulsed by < 100ns)	-4 to 4	V
	Sensing Voltage (DC)	-1 to 1	V
$T_j$	Junction Temperature Range	-40 to 125	$^{\circ}C$

**PIN FUNCTIONS**

Power Dip	Power GO20	Name	Function
1 20 10	5 6 5	OUT 1 OUT 2 OUT 3	Output of the channels 1/2/3.
2 19 9	7 4 4	IN 1 IN 2 IN 3	Logic Input of channels 1/2/3. A logic HIGH level (when the corresponding EN pin is HIGH) switches ON the upper DMOS Power Transistor, while a logic LOW switches ON the corresponding low side DMOS Power.
3 18 8	8 3 3	EN 1 EN 2 EN 3	Enable of the channels 1/2/3. A logic LOW level on this pin switches off both power DMOS of the related channel.
4,7	0, 12	V <sub>DD</sub>	Power Supply Voltage.
14	19	SENSE2	A resistance R <sub>sense</sub> connected to this pin provides feedback for motor current control for the bridge 2.
17	2	SENSE1	A resistance R <sub>sense</sub> connected to this pin provides feedback for motor current control for the bridges 1 and 3.
11	16	V <sub>REF</sub>	Internal Voltage Reference. A capacitor connected from this pin to GND increases the stability of the Power DMOS drive circuit.
13	17	V <sub>BOOT</sub>	Bootstrap Oscillate Oscillator output for the external charge pump.
12	16	V <sub>BOOT</sub>	Overvoltage input to drive the upper DMOS.
5,6 15, 16	1, 10 11, 20	GND	Common Ground Terminal. In Power Dip and SO packages these pins are used to dissipate the heat forward the PCR.

410





## L6234

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 42V$ ;  $T_J = 25^\circ C$  unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_S$	Supply Voltage		7		52	V
$V_{REF}$	Reference Voltage			10		V
$I_S$	Quiescent Supply Current			6.5		mA
$T_S$	Thermal Shutdown		100			$^\circ C$
$I_{SD}$	Load Line Protection			200		mA

## OUTPUT DMOS TRANSISTOR

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{DSS}$	Leakage Current				1	mA
$R_{DS(ON)}$	ON Resistance			0.3		$\Omega$

## SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{SD}$	Forward ON Voltage	$I_{SD} = 1A$ ; EN = LOW		1.3		V
$T_{RR}$	Reverse Recovery Time	$I_F = 4A$		500		ns
$t_{FR}$	Forward Recovery Time			200		ns

## LOGIC LEVELS

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{IL1}, V_{IL2}, V_{IL3}$	Input LOW Voltage		0.3		0.8	V
$V_{IH1}, V_{IH2}, V_{IH3}$	Input HIGH Voltage		2		V	V
$I_{IL1}, I_{IL2}, I_{IL3}$	Input LOW Current	$V_{IH}, V_{OH} = L$			-10	$\mu A$
$I_{IH1}, I_{IH2}, I_{IH3}$	Input HIGH Current	$V_{IL}, V_{OL} = H$		30		$\mu A$

## CIRCUIT DESCRIPTION

L6234 is a triple half bridge designed to drive brushless DC motors.

Each half bridge has 2 power DMOS transistors with  $R_{DS(ON)} = 0.30$ . The 3 half bridges can be controlled independently by means of the 3 inputs IN1, IN2, IN3 and the 3 inputs EN1, EN2, and

EN3. An external connection to the 3 common low side DMOS sources is provided to connect a sensing resistor for constant current chopping application.

The driving stage and the logic stage are designed to work from 7V to 52V.





16234

Figure 1. Quiescent Current vs. supply voltage.

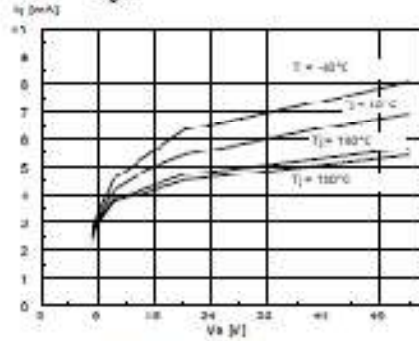


Figure 2. Normalized quiescent current vs. switching frequency.

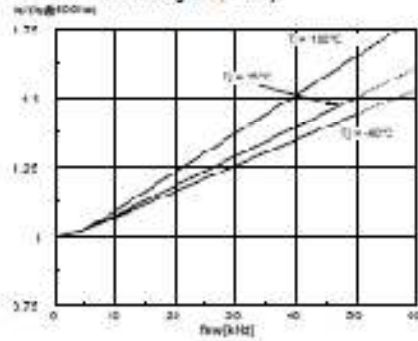


Figure 3. Typical RDS (ON) vs. Supply Voltage.

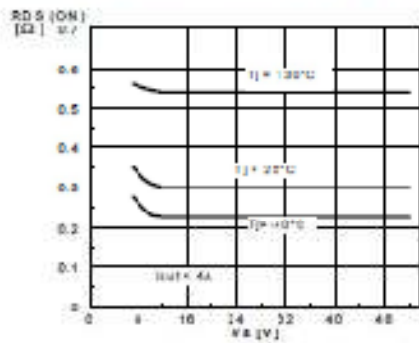


Figure 4. Source Drain Forward ON voltage vs. Junction Temperature

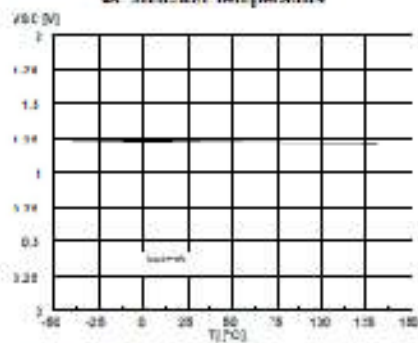


Figure 5. Typical Diode Forward ON characteristics

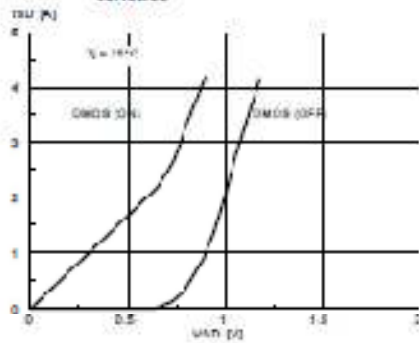
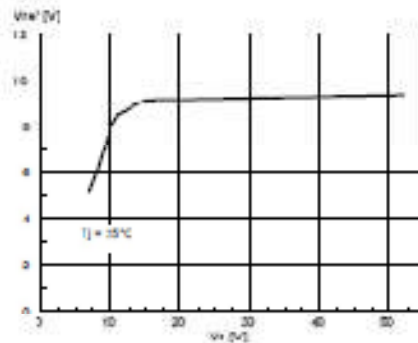


Figure 6. Reference Voltage vs. Supply voltage.



6/10





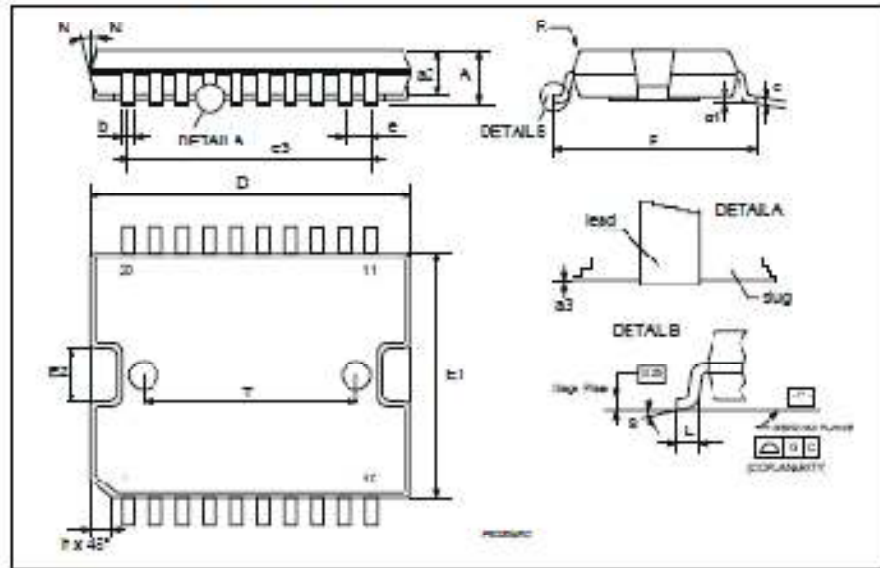


I 673d

PowerSO-26 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			INCH		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			3.4			0.142
a1	0.1		0.3	0.004		0.012
a2			3.5			0.138
a3	0		0.1	0.000		0.004
B	0.4		0.65	0.016		0.027
c	0.23		0.31	0.009		0.013
D(1)	16.8		18	0.622		0.700
D1	9.4		9.5	0.370		0.388
E	13.9		14.5	0.547		0.570
e		1.27			0.060	
e3		1.43			0.060	
E (1)	10.9		11.1	0.429		0.437
E2			3.4			0.134
F2	5.1		5.5	0.198		0.214
G	0		0.1	0.000		0.004
H	15.5		16.3	0.610		0.628
h			1.1			0.043
L	0.3		1.1	0.021		0.043
N	14° (max.)					
R	R° (max.)					
T	10			0.394		

(1) "D" and "F" do not include mold flash or protrusions  
 - Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm (0.006").  
 - Critical dimensions: "C", "G" and "a3"

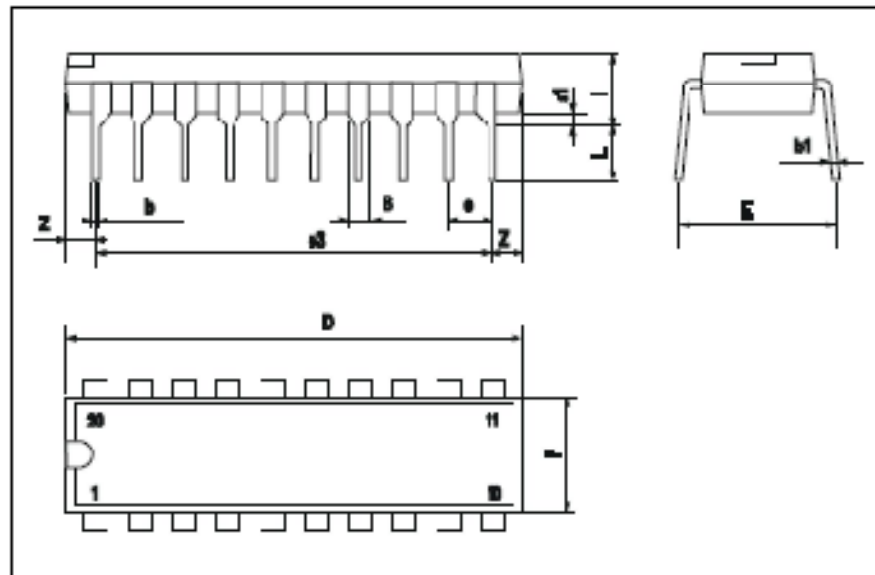




L6Z34

POWERDIP 20 PACKAGE MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.61			0.024		
B	0.85		1.40	0.033		0.055
b		3.69			0.145	
b1	0.38		0.60	0.016		0.024
D			24.80			0.978
e		5.89			0.232	
e		2.54			0.100	
e1		12.86			0.506	
F			7.10			0.280
l			4.10			0.161
L		3.30			0.130	
z			1.27			0.050



2/10