



Ministério da  
**Ciência, Tecnologia  
e Inovação**



sid.inpe.br/mtc-mxx/aaaa/00.00.00.00-XXX

## **ESTUDO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO POR ESPAÇO VETORIAL PARA COMUTAÇÃO DE MOTORES SEM ESCOVAS APLICADOS A ROTORES DE INÉRCIA**

Diego Camilo Fernandes

Dissertação de Mestrado do Curso de  
Pós-Graduação em Engenharia e  
Tecnologia Espaciais / Mecânica  
Espacial e Controle, orientada pelo(a)  
Dr. Valdemir Carrara.

URL do documento original:

<<http://urlib.net/xx/yy>>

INPE  
São José dos Campos  
2014

## Ficha será revisada pelo SID.

### Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

---

Cutter      Sobrenome, Prenome(s) Completos do(s) Autor(es).  
                 Título da publicação / Nome Completo do Autor(es). - São José  
                 dos Campos: INPE, ano da publicação.

                 Grau(Mestrado ou Doutorado em Nome do Curso) - Instituto  
                 Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, ano de  
                 defesa.

                 Orientador: Nome completo do orientador(es).

                 1. Assunto. 2. Assunto. 3. Assunto. 4. Assunto. 5. Assunto.  
I. Título

CDU

---

Copyright AAAA do MCT/INPE. Nenhuma parte desta publicação pode ser reproduzida, armazenada em um sistema de recuperação, ou transmitida sob qualquer forma ou por qualquer meio, eletrônico, mecânico, fotográfico, reprográfico, de microfilmagem ou outros, sem a permissão escrita do INPE, com exceção de qualquer material fornecido especificamente no propósito de ser entrado e executado num sistema computacional, para o uso exclusivo do leitor da obra.

Copyright AAAA by MCT/INPE. No part of this publication may be reproduced, stored in a retrieval system, or transmitted in any form or by any means, electronic, mechanical, photocopying, recording, microfilming or otherwise, without written permission from the INPE, with the exception of any material supplied specifically for the purpose of being entered and executed on a computer system, for exclusive use of the reader of the work.

**FOLHA DE APROVAÇÃO**

**CONFECCIONADA PELO SPG E INCLUÍDA PELO SID.**



*“Nós somos aquilo que fazemos repetidamente. Excelência, então, não é um modo de agir, mas um hábito.”*

*Aristóteles*



*A minha querida mãe, Percinéa, e minha afável esposa, Ludmila.*





## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Pai Celestial por sua palavra ser a lâmpada que ilumina meus passos e a luz que clareia meu caminho.

Aos Mestres José Carlos (IMT), Rodrigo Alvite (IMT) e Nicolas Lavínia (Mosaico) por serem prógonos em meu incitamento ao Mestrado.

Ao Mestre Valdemir Carrara por contemplar-me com vossa orientação *sui generis* e inelidível paciência.

Aos colegas desta jornada no INPE, notadamente: Adolfo, Alain, Alessandra, Alexandre, Bruna, Danilo, Erberson, Fernando, Jairo, Liana, Rafael e Sherfis.

Ao Engenheiro Rubens Borloni (CMSP) por assegurar minhas horas para conclusão deste trabalho em concílio as obrigações empregatícias.

Aos membros da equipe de trabalho na CMSP: Fabio, Lucas, Mário G., Mário M., Natanael e Ruiz.



## RESUMO

Embora a concepção e o funcionamento de rodas de reação **para uso espacial** sejam de simples compreensão, seu projeto, desenvolvimento, qualificação, produção e testes seguem padrões da área espacial, exigindo requisitos de alta confiabilidade do sistema e tornando bastante complexo seu projeto. Tendo em vista a alta exigência dos padrões aeroespaciais justifica-se um estudo mais aprofundado de técnicas que propiciem a otimização das características convencionais de circuitos comutadores para motores, em especial aqueles cuja topologia aplicam-se a motores sem escovas. Deste modo, o estudo da técnica de modulação por espaço vetorial (SVM) aplicada como estratégia de comutação de motores sem escovas (BLDC), apresentada neste trabalho, objetiva compreender as principais características desta técnica digital e simultaneamente avaliar sua aplicabilidade na mitigação de uma das fontes contribuintes no efeito da ondulação do torque comandado, quando, sob condições de baixa velocidade, uma roda de reação equipada com um motor BLDC estará submetida. Utilizando **a** plataforma de desenvolvimento de mercado, **DRV8301-LS31**, dotada da eletrônica embarcada necessária para análise proposta, foi implementada uma variante desta técnica de modulação cujo resultado obtido, após avaliação das curvas de respostas do sistema mediante ao regime de operação em baixas rotações, demonstra eficiência em reduzir oscilações no eixo motor provenientes do circuito comutador e boa estabilidade no controle de velocidades próximas a 10 rpm.



# **STUDY OF THE SPACE VECTOR MODULATION METHOD FOR SWITCHING OF THE BRUSHLESS MOTORS (BLDC) APPLIED TO ROTOR OF INERTIA**

## **ABSTRACT**

Although the design and operation of reaction wheels patterns of aerospace field are easily understood , its design , development , qualification , production and tests follow, requiring high reliability requirements of the system and becoming quite complex your project. Given the high demand of aerospace standards justified further study of techniques that facilitate the optimization of the characteristics of conventional circuit switches for motors, particularly those whose topology apply to brushless motors. Thus, the study of the space vector modulation (SVM) method applied as of brushless motors (BLDC) commutation strategy presented in this work aims to understand the main characteristics of digital technology and evaluate its effectiveness both in the mitigation of the contributing sources in the effect of the commanded torque ripple when, under low speed operation, reaction wheel equipped with a BLDC motor will be subjected.

Using a platform of market development, named DRV8301-LS31, endowed with the onboard electronics required for the proposed analysis, we implemented a variant of this modulation technique whose results obtained after evaluation of the response curves of the system by the operating regime at low speeds, demonstrates efficiency in reducing fluctuations in the drive shaft from the switch circuit and good stability in control of speeds close to 10 rpm.



## LISTA DE FIGURAS

	<u>Pág.</u>
Figura 2.1 - Roda de reação a bordo de uma espaçonave.....	7
Figura 2.2 – Esquema de um satélite com rodas de reação. ....	8
Figura 2.3 - Rotor de um motor DC sem escovas com 4 (a) e 8 (b) polos .....	12
Figura 2.4 - Estator de um motor DC sem escovas .....	13
Figura 2.5 – Tipos de motores elétricos .....	13
Figura 2.6 - Representação do comutador e enrolamento do motor DC submetidos às linhas de campo magnético .....	14
Figura 2.7 - Imãs na superfície - estator convencional.....	20
Figura 2.8 - Imãs na superfície - espaçamento de ar entre estator e enrolamento.....	22
Figura 2.9 - Imãs internos - concentração de fluxo. ....	23
Figura 2.10 – Motor BLDC trifásico com 2 dois pares de pólos magnéticos. ....	25
Figura 2.11 – Características do torque em função da velocidade. ....	29
Figura 2.12 – Curva da rotação do motor em função do número de pares de polos. ....	30
Figura 2.13 – Componentes do torque instantâneo de um BLDC.....	32
Figura 3.1 – Representação gráfica da transformação $\alpha\beta$ ou de Clarke .....	36
Figura 3.2 – Representação gráfica da transformação $dq$ ou de Park.....	40
Figura 3.3 – Representação trifásica das correntes do estator e sua resultante $i_s$ .....	42
Figura 3.4 – Representação do vetor resultante $i_s$ no sistema de referência $(\alpha, \beta)$ .....	43
Figura 3.5 – Representação do vetor resultante $i_s$ no sistema de referência $(d,q)$ .....	44
Figura 3.6 – Diagrama em blocos da plataforma de desenvolvimento .....	47

Figura 3.7 – Diagrama em blocos do controlador para motor BLDC .....	48
Figura 3.8 (a) – Fluxograma dos módulos da aplicação contidos na rotina principal....	53
Figura 3.8 (b) – Fluxograma dos módulos da aplicação contidos na rotina de tratamento de interrupção .....	54
Figura 3.9 – Esquema elétrico do circuito de sensoriamento de corrente da fase a. ....	56
Figura 3.10 – Ponte de acionamento trifásico. ....	63
Figura 3.11 – Diagrama de chaveamento de uma ponte trifásica.....	63
Figura 3.12 – Diagrama simplificado de um motor BLDC.....	65
Figura 3.13 – Modelo do inversor trifásico considerado.....	67
Figura 3.14 – Representação gráfica dos estados de comutação do inversor e do vetor de tensão resultante no sistema de referência ( $\alpha, \beta$ ).....	69
Figura 3.15 – Projeção do vetor tensão de referência no sistema de referência ( $\alpha, \beta$ )...	70
Figura 3.16 – Representação gráfica da relação entre as saídas do microcontrolador e a variação dos registros de acionamento PWM durante o acionamento do inversor no setor 1 .....	75
Figura 3.17 – Formas de onda PWM gerada nas saídas PWM1 e PWM3 do microcontrolador durante o acionamento do inversor para o controle de velocidade ajustado em 50 rpm.....	76
Figura 4.1 – Resposta do sistema na condição de malha aberta à entrada de sinal na forma senoidal .....	78
Figura 4.2 – Resposta do sistema na condição de malha aberta à entrada de sinal na forma degrau .....	79
Figura 4.3 – Resposta do sistema à entrada de sinal na forma senoidal após a sintonia dos controladores.....	82
Figura 4.4 – Resposta do sistema à entrada de sinal na forma degrau após a sintonia dos controladores .....	82



Figura 4.5 – Resposta do sistema em malha fechada operando em regime de baixas rotações.....	83
Figura 4.6 – Resposta do sistema em malha fechada operando em regime de baixas rotações com rotina de estimação de velocidade reestruturada.....	85
Figura 4.7 – Resposta do sistema em malha fechada em função da variação do parâmetro de referência $i_{sdref}$ .....	86
Figura B1 – Catálogo do motor da plataforma de desenvolvimento.....	99
Figura B2 – Folha de dados do motor da plataforma de desenvolvimento .....	100
Figura C1 – Plataforma de desenvolvimento DRV8301-LS31.....	101
Figura C2 – Detalhe do cartão controlador. ....	101



## LISTA DE TABELAS

	<b><u>Pág.</u></b>
Tabela 2.1 - Conjunto das principais características especificáveis para uma roda de reação .....	11
Tabela 2.2 – Dados de rendimento e rotação de um motor BLDC em função do seu número de pares de polos. ....	30
<b>Tabela 3.1 – Tabela comparativa entre técnicas de comutação aplicadas a motores BLDC.</b> ....	61
Tabela 3.2 – Tensões de saída $V_{ao}$ , $V_{bo}$ e $V_{co}$ do inversor trifásico. ....	68
Tabela 3.3 – Tabela de estados de comutação em relação as tensões fase neutro. ....	68
Tabela 3.4 – Tabela de estados de comutação projetada no sistema $(\alpha, \beta)$ . ....	69
Tabela 3.5 – Tabela de acionamento em função dos setores do espaço vetorial. ....	74

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

		<b><u>Pág.</u></b>
AC	Alternating Current	31
A/D	Analogic to Digital converter	54
BEMF	Back ElectroMotive Force	16
BLDC	Brushless Direct Current	2
CC	Corrente Contínua	34
CCS	Code Composer Studio	54
CM	Centro de Massa	1
DC	Direct Current	13
DMA	Direct Memory Access	
EMI	EletroMagnetic Interference	2
FCEM	Força Contra-EletroMotriz	29
FEM	Força EletroMotriz	37
FOC	Field Orientation Control	32
FPGA	Field-Programmable Gate Array	39
IDE	Integrated Development Enviroment	54
IEC	International Electrotechnical Commission	14
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	34
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais	2
JTAG	Joint Test Action Group	52

MATLAB	Matrix Laboratory	54
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor	34
PC	Personal Computer	58
PID	Proporcional-Integral-Derivativo	58
PI	Proporcional-Integral	58
PM	Permanent Magnet	23
PMBLDC	Permanent Magnet Brushless DC Motor	15
PWM	Pulse-Width Modulation	45
RJ	Recommended Jack	51
SCA	Sistema Controlador de Atitude	6
SID	Serviço de Informação e Documentação	iii
SPG	Serviço de Pós-Graduação	iii
SPI	Serial Peripheral Interface	52
SVM	Space Vector Modulation	32
THD	Total Harmonic Distortion	43
TI	Texas Instruments	51
VSI	Voltage Source Inverter	43
USB	Universal Serial Bus	54



## LISTA DE SÍMBOLOS

		<u>Pág.</u>
$\vec{B}$	Vetor campo magnético	15
$B_r$	Densidade de fluxo magnético retentivo	25
$^{\circ}C$	Temperatura em graus Celsius	24
$\vec{E}$	Vetor tensão resultante induzida no motor	33
$e$	Força contra eletromotriz	16
$e_{as}, e_{bs}, e_{cs}$	Tensões contra eletromotriz geradas nas fases $a, b$ e $c$ do motor	17
$E_p$	Tensão contra eletromotriz de pico	17
$^{\circ}F$	Temperatura em graus Fahrenheit	26
$\vec{F}_L$	Vetor força de Lorentz	15
$f_{PWM}$	Frequência de chaveamento do circuito inversor	45
$H_B$	Momento angular do satélite	5
$H_c$	Intensidade de campo magnético coercitivo	25
$\vec{I}$	Vetor corrente elétrica	15
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	Correntes elétricas das fases $a, b$ e $c$ do estator do motor	17
$i_{ds}$	Corrente elétrica do estator do motor em relação ao eixo $d$ do sistema de referência bifásico $dq$	33
$i_{qs}$	Corrente elétrica do estator do motor em relação ao eixo $q$ do sistema de referência bifásico $dq$	33
$J_B$	Momento de inércia do satélite	5

$J_{wi}$	Momento de inércia da $i$ -ésima roda de reação	5
$K$	Constante de proporcionalidade do motor	16
$l$	Comprimento do condutor	15
$L$	Auto indutância mútua do motor	17
$\vec{M}$	Vetor torque resultante do sistema	8
$m$	Índice de modulação	48
$m_{\text{máx}}$	Índice de modulação máximo	49
$M$	Indutância mútua do motor	18
$N$	Número de condutores de uma fase do motor	18
$p$	Número de pares de polos do motor	33
$P_e$	Potência elétrica do motor	18
$r$	Raio do diâmetro do rotor	17
$R_s$	Resistência série do estator para cada fase do motor	17
$\vec{T}$	Vetor torque do motor	8
$t_s$	Intervalo de amostragem	45
$T_e$	Torque eletromagnético do motor	18
$T_s$	Intervalo de tempo em que se observa a passagem de corrente elétrica no estator	33
$\vec{V}$	Vetor tensão resultante no motor	33
$v$	Velocidade linear do rotor	17
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	Tensões sobre o estator impostas através das fases $a$ , $b$ e $c$ do motor	17
$V_{DC}$	Tensão contínua máxima do barramento de alimentação do circuito inversor	43
$\vec{V}_s$	Vetor resultante das tensões trifásicas do motor	43



$W$	Watts	25
$Q_0 \dots Q_7$	Estados de condução das chaves de comutação do circuito inversor	44
$\vec{V}_0 \dots \vec{V}_7$	Vetores de tensão resultante para os estados de chaveamento do circuito inversor	45
$V_{RN}, V_{YN}, V_{BN}$	Tensões trifásicas de um motor em relação ao sistema R, Y e B	43
$T_0 \dots T_1$	Intervalos de acionamento das chaves de comutação do circuito inversor	45
$\vec{\lambda}_s$	Vetor fluxo magnético resultante do estator do motor	33
$\lambda_{ds}$	Fluxo magnético do estator do motor em relação ao eixo $d$ do sistema de referência bifásico $dq$	33
$\lambda_p$	Produto do fluxo motor com o número de condutores de uma fase	18
$\lambda_{qs}$	Fluxo magnético do estator do motor em relação ao eixo $q$ do sistema de referência bifásico $dq$	33
$\emptyset$	Fluxo magnético submetido a um polo do motor	16
$\omega_B$	Velocidade angular do satélite	5
$\omega_m$	Velocidade angular do motor	16
$\omega_{wi}$	Velocidade angular da $i$ -ésima roda de reação	5
$\psi, \theta, \phi$	Ângulos de Euler	7



## SUMÁRIO

	<b><u>Pág.</u></b>
1	INTRODUÇÃO ..... 1
1.1.	Revisão bibliográfica..... 3
1.2.	Objetivos ..... 4
1.3.	Conteúdo do trabalho ..... 4
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA ..... 6
2.1.	Rodas de reação..... 6
2.1.1.	Aplicação em controle de atitude ..... 6
2.1.2.	Características construtivas ..... 9
2.1.3.	Considerações para especificação ..... 11
2.2.	Motores BLDC ..... 12
2.2.1.	Princípio de funcionamento ..... 14
2.2.2.	Imãs permanentes ..... 16
2.2.2.1.	Imãs montados na superfície - estator convencional..... 20
2.2.2.2.	Imãs montados na superfície - espaçamento de ar entre estator e enrolamento ..... 22
2.2.2.3.	Imãs internos - concentração de fluxo..... 23
2.3.	Modelagem..... 24
2.3.1.	Equações mecânicas ..... 24
2.3.2.	Posição e velocidade ..... 24
2.3.3.	Equações elétricas ..... 25

2.3.4.	Curva de torque em função da velocidade .....	28
2.3.5.	Fontes de oscilação no torque .....	31
2.4.	Exigências para missões aeroespaciais .....	32
3	DESENVOLVIMENTO .....	34
3.1.	A transformação $\alpha\beta$ ou de Clarke .....	34
3.2.	A transformação $dq$ ou de Park .....	40
3.3.	Equações elétricas do motor nos sistemas $\alpha\beta$ e $dq$ .....	42
3.4.	Descrição funcional do controlador e ferramenta de desenvolvimento ....	45
3.5.	Algoritmo SVM.....	60
3.5.1.	Princípio de acionamento do motor BLDC .....	62
3.5.2.	Modelo do inversor trifásico .....	65
3.5.3.	Implementação .....	68
4	RESULTADOS .....	77
5	CONCLUSÃO .....	88
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	91
	APÊNDICE A – ARITMÉTICA DE PONTO FIXO.....	96
	APÊNDICE B – CATÀLOGO DO MOTOR BLDC.....	99
	APÊNDICE C – FERRAMENTA DE DESENVOLVIMENTO.....	101
	<b>APÊNDICE D – PROGRAMA DE CONTROLE .....</b>	<b>102</b>



## 1 INTRODUÇÃO

A dinâmica de uma espaçonave é dada pelo movimento translacional do centro de massa (CM) da espaçonave e o movimento de rotação da espaçonave em torno de seu CM. Chama-se de atitude de uma espaçonave sua orientação no espaço relativo ao seu CM. A atitude pode ser afetada por torques ambientais, como o torque aerodinâmico (produzido pela interação da superfície da espaçonave com a atmosfera superior), torque de gradiente de gravidade (causado em objetos não simétricos devido à variação da força gravitacional em diferentes partes do satélite), torque magnético (resultado da interação de campos magnéticos residuais da espaçonave com o campo magnético terrestre) e torque de radiação solar (devido à radiação solar que incide na superfície da espaçonave). Estes torques podem tanto perturbar a atitude de um satélite, quanto ser utilizado para controlar sua atitude. Quando um satélite encontra-se em órbita é comum que este sofra a ação destes torques ambientais que, muitas vezes, modificam a atitude do satélite de forma indesejada criando a necessidade de uma correção; esta pode ser feita de várias maneiras e é basicamente constituída de um atuador controlado por uma eletrônica de controle. Entre os diversos tipos de atuadores disponíveis em satélites, os mais utilizados são as rodas de reação ou volantes de inércia, que operam segundo o princípio da conservação do momento angular total de um corpo, que estabelece que o momento angular num sistema livre de torques externos seja conservado. As rodas de reação são constituídas de um volante de grande inércia acionados por motores DC. Quando o motor imprime velocidade de rotação no volante, o satélite, que é solidário à roda, tende a girar em sentido oposto; dessa forma é possível corrigir a atitude do satélite.

Os motores utilizados atualmente em rodas de reação são os motores do tipo sem escovas (brushless). Tais motores oferecem várias vantagens sobre os motores com escova DC, incluindo mais torque por unidade de peso, mais torque por unidade de potência (maior eficiência), aumento da confiabilidade, redução de ruído, vida mais longa (sem desgaste do comutador), eliminação de faíscas de ionização do comutador e redução global de interferência eletromagnética (EMI) (NASA-PD-ED-1229, 1998). Sem enrolamentos do rotor, eles não estão sujeitos a forças centrífugas e, porque os enrolamentos são suportados pelo alojamento, que pode ser arrefecido por condução,

não exigem o fluxo de ar para dentro do motor para arrefecimento (NASA-PD-ED-1229, 1998).

Embora a concepção e o funcionamento de rodas de reação sejam de simples compreensão, seu projeto, desenvolvimento, qualificação, produção e testes seguem padrões da área espacial (NASA-PD-ED-1229, 1998), exigindo os requisitos de alta confiabilidade do sistema, aliado a baixa massa, baixo consumo e pequeno volume apresentarem grande impacto no custo e sobretudo no projeto, tornando-o bastante complexo; características que limitam o mercado de satélites a um conjunto de indústrias capacitadas no desenvolvimento de rodas qualificadas para voo.

Tentativas do desenvolvimento de uma roda de reação no país, mais precisamente no INPE, até o momento não encaminharam o projeto a um modelo de prova de conceito ou um modelo de engenharia. Entretanto, parte do projeto mecânico dos mancais já foi detalhado (SOUZA, 1986), assim como parte do controle (TRIVELATO, 1988), porém não de forma integrada, corroborando a busca do conhecimento ao atendimento das futuras missões em desenvolvimento no INPE.

Pelas justificativas expostas, este trabalho foca o estudo da técnica de modulação por espaço vetorial (SVM) para comutação de motores sem escovas (BLDC), agrega os conhecimentos já adquiridos dos projetos mecânico e de controle. O trabalho irá incorporar novos estudos a serem desenvolvidos no sentido de propor uma técnicas adequada que minimize os efeitos de ondulação de torque sob condições de baixa velocidade na qual esse tipo de dispositivo está sujeito quando aplicado a uma roda de reação.

Compreende-se que o grande problema relacionado às técnicas de comutação de motores BLDC são a pluralidade de suas realizações, o que torna pertinente uma avaliação minuciosa de suas fundamentações teóricas, aplicabilidade e formas de implementação a fim de se justificar a técnica mais apropriada para acionamento e controle de rotores de inércia.

## 1.1. Revisão bibliográfica

Apresentam-se nesta seção os principais tópicos bibliográficos adotados durante o desenvolvimento do trabalho.

No livro: *Digital Control in Power Electronics*, de Buso, S. e Matavelli (2006), é apresentada a introdução ao controle vetorial e **maneiras para** implementação do algoritmo SVM aplicado a inversores de circuitos motores.

No livro: *Fundamentos de máquinas elétricas*, de Del Toro, V. (1999), em seus capítulos 7 e 9 são apresentados conceitos de motores elétricos sem escovas.

No livro: *The control techniques drives and controls handbook*, de IEEE (2001), apresenta como tema central do capítulo 2 os aspectos construtivos de motores sem escova. Uma breve introdução sobre as transformações de Clark e Park é apresentada no capítulo 7.

No livro: *Permanent magnet synchronous and brushless dc motor drives*, de Krishnan (2012), apresenta em seu capítulo 9 o detalhado modelamento de um motor sem escovas.

No artigo: *Space vector modulation – an introduction*, de Neacsu, D.O. (2001), uma introdução da técnica SVM é apresentada no contexto amplo dos circuitos de potência.

No artigo: *An overview of electric motors for space applications*, de Murugesan (1981), é discutido as principais características de desempenho de motores concebidos para aplicações aeroespaciais.

No artigo: *VF control of 3-phase induction motor using space vector modulation*, de Parekh, R. (2005), a visão completa da técnica SVM do conceito a aplicação embarcada incluindo circuito de comutação e características dos principais sinais de acionamento são apresentados.



No artigo: *Robust current and torque controls for PMSM driven satellite reaction wheel*, de Chou (2011), é apresentado o detalhe de um sistema de controle para o motor de uma roda de reação cuja técnica de comutação baseia-se no SVM.

Na tese: *Análise, projeto, construção e testes de um modelo de roda de reação para aplicações espaciais*, de Souza (1986), nos capítulos 1 e 2 são tratados aspectos construtivos gerais e tópicos de controle da roda de reação.

No trabalho: *Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications*, de Trounce, J.C. (2001), é apresentada uma malha de controle de torque de um motor baseado no método de comutação SVM.

## **1.2. Objetivos**

Fundamentado na revisão bibliográfica apresentada e utilizando os recursos disponibilizados na plataforma de desenvolvimento adotada, este trabalho possui como objetivos:

- a) Apresentar o problema de controle associado a rotores de inércia
- b) Apresentar os aspectos construtivos que definem um motor e conjunto de comutação aplicáveis a rotores de inércia.
- c) Apresentar os dispositivos de comutação para motores BLDC contextualizados ao problema de controle.
- d) Apresentar a técnica de modulação por espaço vetorial
- e) Implementar algoritmo de modulação por espaço vetorial.
- f) Analisar os resultados da implementação

## **1.3. Conteúdo do trabalho**

Capítulo 2: Apresentação da roda de reação no controle da estabilização da atitude de satélites e breve descrição de suas principais características especificáveis em projeto e

breve revisão teórica focada nas principais características de motores BLDC: princípio de funcionamento, modelamento, características construtivas, curva característica e exigências para missões aeroespaciais.

Capítulo 3: Apresenta a motivação para o estudo da técnica de modulação por espaço vetorial em vista do controle de **velocidade** da roda. A análise do método é contextualizada nos princípios de acionamento de motores BLDC incluindo seus circuitos acionadores e elementos de acionamento e na implementação de um algoritmo embarcado.

Capítulo 4: Apresentação dos resultados coletados na plataforma de desenvolvimento obtidos por meio do algoritmo embarcado discutido no Capítulo 4.

Capítulo 5: Conclusões

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1. Rodas de reação

#### 2.1.1. Aplicação em controle de atitude

Em uma espaçonave cuja missão exija precisão de apontamento, faz-se necessário a adoção de um sistema para controle de sua atitude (MA et al., 2003).

Existem dois tipos básicos de controle de estabilização da atitude de uma espaçonave (DODDS; VITTEK, 1998): a) estabilização por rotação, onde sua rigidez giroscópica à perturbação de torques externos é obtida impingindo-se uma velocidade angular em toda ou numa parte da espaçonave e b) estabilidade em três eixos, em que todos os três graus de liberdade rotacionais são controlados.

Rodas de reação são normalmente adotadas como a primeira opção de atuador em sistemas de controle de atitude de satélites estabilizados em 3 eixos (CHEON et al., 1999). Constituem uma classe de atuadores elétricos para satélites que não necessitam de propulsores. A roda de reação é composta por uma massa ou volante de alta inércia que é posto a girar por meio de um motor elétrico. Considerando que uma roda de reação possui um rotor que gira independente da rotação imposta ao satélite, o conjunto satélite e rodas de reação devem obedecer juntos à lei de conservação do momento angular, dada pela relação:

$$H_B = J_B \omega_B + \sum_{i=1}^n J_{wi} \omega_{wi} \quad (2.1)$$

sendo  $i$  o número de rodas de reação presentes no sistema, e tal que  $H_B$  fornece o momento angular total do sistema,  $J_B$  é a inércia do satélite,  $\omega_B$  é a velocidade angular do satélite,  $J_{wi}$  é o momento de inércia da  $i$ -ésima roda de reação em relação ao seu eixo de rotação, e  $\omega_{wi}$  é a velocidade angular da  $i$ -ésima roda de reação.

Quando o motor gera um torque, este produz uma aceleração angular no volante em relação ao **corpo do satélite**. Um igual e oposto torque, de acordo com o princípio da ação e reação, age sobre o corpo da espaçonave, conferindo-lhe uma aceleração angular em relação ao espaço inercial, como mostrado esquematicamente na Figura 3.1. Este fenômeno pode ser controlado para atingir a atitude desejada do veículo espacial. A velocidade angular relativa entre o rotor da roda de reação e o corpo da espaçonave pode ser utilizada para alterar o momento angular individual.

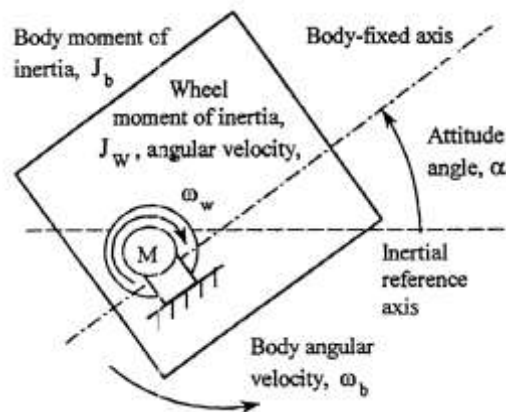


Figura 2.1 - Roda de reação a bordo de uma espaçonave

Fonte: adaptada de DODDS e VITTEK. (1998)

A geração dos torques de controle por meio de rodas de reação são derivados de meios inerciais, e, por conseguinte, independentes da localização do veículo. Não exigem interação com efeitos gerados por campos ambientais, como o gradiente de gravidade (campo gravitacional) ou o torque magnético (campo geomagnético), que variam com a altitude e posição do veículo espacial. O comportamento deste sistema de controle na presença de um torque de perturbação constante é uma aceleração constante na roda de reação. Na ausência de perturbações, uma velocidade angular constante será mantida na roda (FROELICH; PATAPOFF, 2001).

Desta forma, de modo a executar as manobras para controle de atitude do satélite, a geração de torque ou o controle da velocidade na roda de reação deve ser preciso. Portanto, são necessários a medição e o controle da velocidade ou do torque do rotor. As medidas da velocidade angular, do torque ou da corrente do motor devem ser disponibilizados para o sistema controlador de atitude (SCA). A velocidade angular

pode, por exemplo, ser obtida contando-se o número de pulsos digitais gerados durante o período de revolução do rotor (CHEON et al., 2011).

As equações governantes da atitude do satélite são expressas por equações da cinemática e da dinâmica. As equações da dinâmica (ou equações de Euler) expressam a taxa de variação das velocidades angulares, devido a torques ou distúrbios externos. As equações cinemáticas determinam o comportamento entre a velocidade angular do satélite e a sua orientação no espaço.

Sejam os componentes da velocidade angular no sistema XYZ fixado ao corpo do satélite dados por  $(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ , como ilustrado na Figura 2.2. Utilizando os ângulos de Euler para especificar a cinemática angular, o modelo do movimento de atitude do satélite é determinado por:

$$\dot{\psi} = \omega_2 \text{sen} \phi + \omega_3 \cos \phi \text{sec} \theta \quad (2.2)$$

$$\dot{\theta} = \omega_2 \cos \phi + \omega_3 \text{sen} \phi \quad (2.3)$$

$$\dot{\phi} = \omega_1 + \dot{\psi} \text{sen} \theta \quad (2.4)$$

onde  $(\psi, \theta, \phi)$  são os ângulos de Euler que determinam a posição relativa do satélite no sistema de referência escolhido.

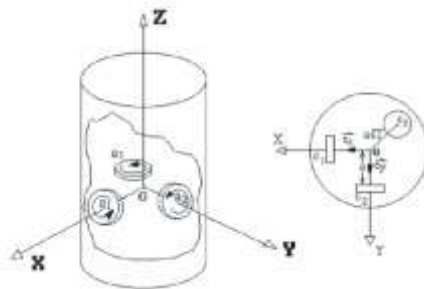


Figura 2.2 – Esquema de um satélite com rodas de reação.

Fonte: adaptado de FAROOQ. (2008)

As equações dinâmicas consistem nas equações do sistema espaçonave com rodas de reação e as equações dos atuadores (rodas de reação) da espaçonave, expressas como:

$$\vec{M} = \dot{\vec{H}}_B \quad (2.5)$$

$$\vec{T} = \dot{\vec{H}}_w \quad (2.6)$$

onde  $\dot{\vec{H}}_B$  descreve o momento angular total do sistema (espaçonave e rodas de reação) em relação ao centro de massa da espaçonave e  $\dot{\vec{H}}_w$  representa o momento angular das rodas de reação relativo ao corpo da espaçonave. O termo  $\dot{\vec{H}}_w$  é uma composição dos  $\vec{M}$  torques externos de perturbação e aqueles causados pelo sistema de controle na espaçonave e  $\vec{T}$  é o torque do motor atuando nas rodas de reação.

### 2.1.2. Características construtivas

As rodas de reação são constituídas, basicamente, por um motor elétrico que aciona um volante, ambos apoiados em mancais e colocados dentro de uma caixa, formando um conjunto compacto e de fácil fixação em qualquer ponto da estrutura do satélite. Os mancais podem ser de rolamentos ou magnéticos.

As rodas de reação contam com sensores (SOUZA, 1986) para medir a velocidade angular do rotor, e com uma eletrônica de controle do motor, capaz de controlar a velocidade angular ou o torque. Essa eletrônica deve ser posteriormente conectada ao SCA do satélite.

As exigências fundamentais no projeto de uma roda de reação são, em sua maioria, as mesmas do projeto de qualquer elemento integrante de um satélite, tais como (SOUZA, 1986): volume e massa mínimos, alta confiabilidade, baixo consumo de energia e conceito modular. Além disso, é necessário que a roda esteja bem caracterizada, ou seja, devem ser bem conhecidas as características do motor e o atrito da roda não deve sofrer grandes alterações ao longo de sua vida.

Os requisitos mínimos para o projeto do volante (massa de inércia) são (MIT, 2003):

- Armazenar o momento angular necessário para efetuar uma manobra a partir de um estado estacionário;
- Não ser produzido a partir de um material electricamente condutor. O campo electromagnético no qual o ambiente de operação da roda está submetido induz correntes de Foucault no material condutor. As correntes de Foucault agiriam como uma força retardadora contra o movimento da roda prejudicando o desempenho do conjunto;
- Dimensionar o diâmetro máximo em função do tamanho total disponível para seu alojamento;
- O material do volante deve possuir características que o capacitem armazenar o momento angular necessário durante operação.

O requisito mínimo para o projeto de um motor é fornecer torque suficiente para acelerar o volante em qualquer direção (MIT, 2003). Rodas de reação típicas, oferecem torques de 0,2Nm, enquanto em versões de alto torque podem alcançar até 0,4Nm (VAN DER HEIDE, 2011).

Em OLAND e SCHLANBUSCH (2011), o projeto da massa solidária ao rotor de uma roda de reação para um satélite CubeSat é apresentado. Observa-se que o modelo de projeto considera as massas dos anéis periféricos aos mancais e a geometria do disco pois essas características determinam a inércia do rotor e a capacidade de atuação do conjunto.

A tendência ao aumento de missões espaciais de maiores durações irão impor uma nova geração de rodas de reação mais confiáveis e capazes de gerar distúrbios menores ao longo de sua via útil; em determinadas condições a principal fonte de distúrbios na atitude de satélites são esses atuadores devido ao natural desalinhamento em relação ao eixo de atuação e a micros desbalanceamentos devido a desgastes mecânicos (TANIWAKI; OHKAMI, 2003).

### 2.1.3. Considerações para especificação

O conjunto das principais características especificáveis para uma roda de reação estão listadas na Tabela 3.1 (VAN DER HEIDE, 2011).

<b>Especificação</b>	<b>Unidade</b>
Armazenamento de momento em rotação nominal	Nms
Velocidade máxima operacional	RPM
Torque bruto máximo	Nm
Torque máximo em rotação nominal	Nm
Torque típico de perdas em rotação nominal	Nm
Massa da roda de reação	kg
Massa do volante	kg
Inércia da parte móvel	Kg m <sup>2</sup>
Potência máxima consumida em torque e velocidade máximas	W
Potência máxima consumida em torque e velocidade nulos	W
Número de enrolamentos	-
Número de pares de polos	-
Número de ranhuras no núcleo	-
Faixa de tensão de alimentação	V
Interface de comando e telemetria	-
Temperatura de operação	°C
Temperatura máxima	°C

Tabela 2.1 - Conjunto das principais características especificáveis para uma roda de reação

O projetista do sistema também deve levar em conta as questões relacionadas a consumo e eficiência energéticas durante a fase de especificação da roda de reação e que sejam adequadas ao projeto.

De acordo com MA et al. (2003) a descoberta de supercondutores cerâmicos de alta temperatura permitem criar ímãs supercondutores que mantêm o espaço constante entre o rotor e estator dentro do motor, e desta forma, eliminam atritos entre essas peças em movimento, mantendo a dissipação de energia a um nível quase imperceptível. Este fato destaca a importância da substituição da especificação do mancal por rolamento ou pivô pelo mancal magnético, de forma a garantir um motor que não exija manutenção e possua um ciclo de vida longo, além de mitigar os efeitos de atrito no mancal.



## 2.2. Motores BLDC

Na natureza a energia é encontrada na forma de energia mecânica, térmica, luminosa e outras formas; no entanto a energia mecânica é a mais conhecida forma de energia e na qual o homem tem mais domínio (DEL TORO, 1999).

A energia mecânica, tal como ela está disponível na natureza, é de difícil utilização prática, além de ser uma energia variável no tempo (DEL TORO, 1999). Então, converte-se a energia mecânica em energia elétrica por meio das máquinas elétricas conhecidas como geradores. A energia elétrica possui as vantagens de ser uma energia limpa, de fácil transporte e de fácil manuseio, podendo ser reconvertida em energia térmica, luminosa, eletromagnética, e também em energia mecânica. Quem efetua esta última transformação são as máquinas elétricas conhecidas como motores. Portanto, o motor é um elemento de trabalho que converte energia elétrica em energia mecânica de rotação. Já o gerador é uma máquina que converte energia mecânica de rotação em energia elétrica.

Num motor elétrico, distinguem-se essencialmente duas peças: o rotor, Figura 2.3, conjunto de elementos fixados em torno do eixo e o estator, Figura 2.4, conjunto de elementos fixados à carcaça da máquina. Os principais tipos de motores elétricos são apresentados na Figura 2.5.

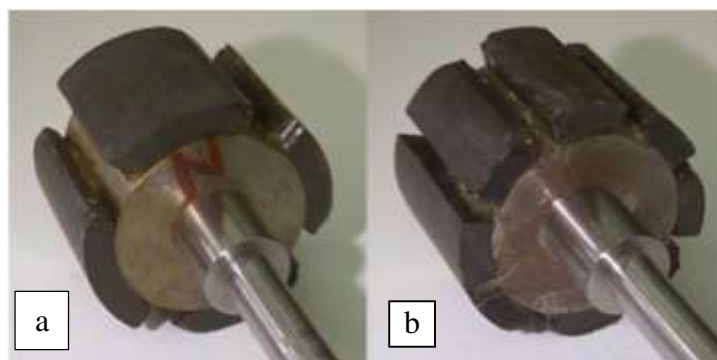


Figura 2.3 - Rotor de um motor DC sem escovas com 4 (a) e 8 (b) polos

De modo geral, um circuito que alimenta um motor deve **cumprir** as regras estabelecidas no padrão IEC 947-4-1, destacando-se: coordenação dos componentes do circuito do motor, classes de desligamento, categorias de utilização de chaves eletroeletrônicas e grau de isolamento.



Figura 2.4 - Estator de um motor DC sem escovas

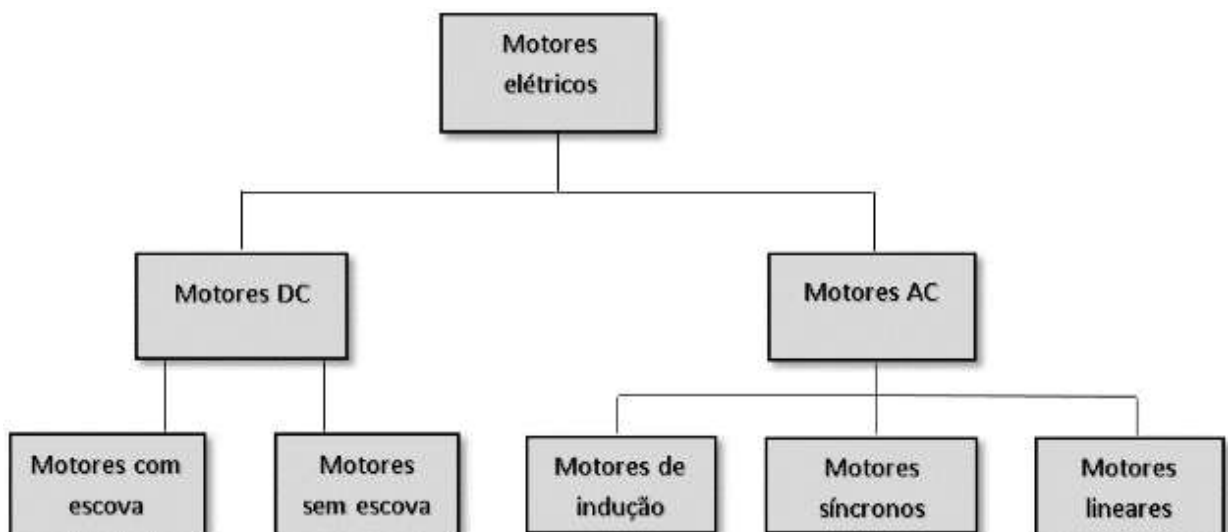


Figura 2.5 – Tipos de motores elétricos

Fonte: adaptado de IEE. (2001)

### 2.2.1. Princípio de funcionamento

Em um típico motor DC, o estator é um ímã permanente e o rotor possui enrolamentos, que serão excitados por uma corrente. À medida em que a corrente é imposta através de um contato gerado pelo comutador, o rotor cria o movimento ou rotação por meio da interação com o campo magnético. Por outro lado, em um motor BLDC os enrolamentos estão no estator e o rotor é um ímã permanente.

Muitos tipos de motores podem ser considerado brushless, incluindo os motores de passo e os motores de indução AC, porém, o termo "sem escovas" é conferido ao grupo de motores que possuem os mesmos princípios de funcionamento dos motores de corrente contínua com escova sem as limitações de um comutador físico (IEE, 2001).

A classe de máquinas elétricas síncronas dotadas de ímãs permanentes (PM) que apresentam uma força contra eletromotriz induzida na forma trapezoidal são chamadas de PMBLDC (Permanent Magnet Brushless DC Motor) (KRISHNAN, 2012).

Nos motores, a transformação da energia elétrica para mecânica é realizada por meio da interação magnética. Um único condutor de corrente submetido a um campo magnético uniforme, conforme ilustra a Figura 2.6, e sofrendo influências de uma força atuante, denominada força de Lorentz, é modelado conforme a relação:

$$\vec{F}_L = \vec{I}l \times \vec{B} \quad (2.7)$$

onde  $\vec{I}$  e  $l$  são respectivamente a corrente que flui e o comprimento do condutor e  $\vec{B}$  é o campo magnético.

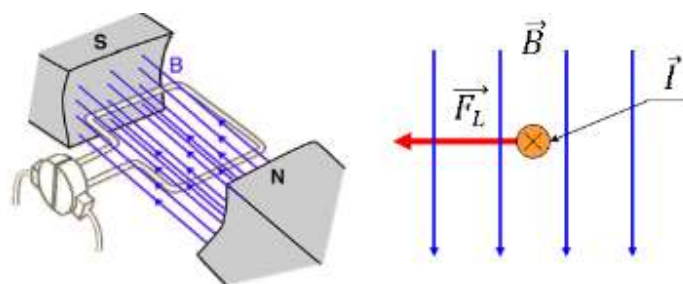


Figura 2.6 - Representação do comutador e enrolamento do motor DC submetidos às linhas de campo magnético

Fonte: adaptado de SREEKALA e JOSE. (2012)

A força contra eletromotriz (BEMF) num motor ocorre quando um circuito fechado condutor portador de uma corrente constante movimenta-se através de um campo magnético variante, ou uma corrente variante é submersa a um campo magnético constante. A partir da lei de Faraday, desenvolvendo-se a equação para um motor com condutores de comprimento  $l$ , têm-se (KRISHNAN, 2012):

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -k \phi \omega_m \quad (2.8)$$

onde  $e$  é força contra eletromotriz,  $\phi$  o fluxo magnético submetido a um polo do motor e  $k$  e  $\omega_m$  são respectivamente a constante de proporcionalidade e a velocidade angular do motor.

Conforme apresenta Krishinan (2012) a forma como os enrolamentos dos motores BLDC são montados determinam diretamente a característica do sinal contra-eletromotriz fruto de seu acionamento. O modo como é concebida a distribuição e a interligação dos enrolamentos no interior dos motores define sua classificação segundo suas características de sinal contra eletromotriz como trapezoidal ou sinusoidal. Um enrolamento que provê características de contra eletromotriz trapezoidal é obtido concentrando grande parte das derivações dos enrolamentos em poucas ranhuras do motor. Um motor com características de contra eletromotriz senoidal é obtido quando ao contrário de aumentar a concentração de enrolamento em poucas ranhuras os enrolamentos são uniformemente distribuídos entre um número maior de ranhuras adjacentes. A principal característica entre as duas forças contra eletromotrices reside no fato de que a senoidal possui uma transição mais suave de sinal e portanto contribui no sentido de atenuar as oscilações no torque de controle inseridas durante a comutação do motor, sobretudo em baixas rotações.

### 2.2.2. Imãs permanentes

O uso de ímãs permanentes na construção de máquinas elétricas traz os seguintes benefícios: nenhuma energia elétrica é absorvida pelo sistema de excitação de campo e, assim, não há perdas de excitação, o que significa aumento substancial na eficiência; maior torque ou potência por volume do que quando se utiliza excitação eletromagnética, melhor desempenho dinâmico do que os motores com excitação eletromagnética (maior densidade de fluxo magnético no entreferro), simplificação da construção e manutenção e redução de preços para alguns tipos de máquinas (GIERAS; WING, 2002). Os primeiros sistemas de excitação com ímãs permanentes, PM, foram aplicados em máquinas elétricas no século 19 por J. Henry (1831), R. Pixii (1832), W. Ritchie (1833), F. Yatkis (1835), T. Davenport (1837) e M.R. Jacobi (1839). A utilização de materiais de baixa qualidade (aço ou aço de tungstênio), materiais magnéticos duros, rapidamente desencorajaram o uso de ímãs permanentes favorecendo a adoção da excitação eletromagnética. O desenvolvimento do Alnico em 1932 reviveu a excitação através de PM em máquinas elétricas, no entanto, a sua aplicação foi limitada a sistemas menores e de baixa potência.

O mais antigo registro científico a respeito de ímãs foi o trabalho de W. Gilbert em 1600. Gilbert descreveu como manipular pedras-ímãs com polos do tipo ferro macio aumentando a força atrativa no contato e como magnetizar peças de ferro e aço. O próximo grande avanço foi a invenção do eletro-ímã por Sturgeon em 1825.

Em 1867, os alemães registraram em seus manuais que ligas ferromagnéticas podiam ser feitas a partir de materiais não ferromagnéticos e ligas não ferromagnéticas a partir de materiais ferromagnéticos, principalmente o ferro. Em 1901, por exemplo, a liga *Heusler*, que possuía excelentes propriedades comparada aos ímãs antecessores, apresentava uma composição de 10% a 30% de manganês, 15% a 19% alumínio e o restante em cobre.

Nos anos de 1917 foi desenvolvido a liga de cobalto aço e em 1931 o Alnico foi descoberto no Japão. Em 1938, também no Japão, foram feitos ímãs de óxido pulverizado, o precursor do ferrite.

Um nova geração de imãs contendo terras-raras foi anunciada em 1983 durante o *29th Annual Conference of Magnetism and Magnetic Materials*, realizado na cidade de Pittsburgh – Pennsylvania - Estados Unidos, e denominado imã neodímio-ferro-boro (NdFeB).

Existem três classes de imãs permanentes atualmente utilizados na construção de motores elétricos (IEE, 2001):

- Alnicos (Al, Ni, Co, Fe)
- Cerâmicos (ferrites), exemplo ferrite de bário  $BaOx6Fe_2O_3$  e ferrite de estrôncio  $SrOx6Fe_2+O_3$ .
- Materiais terra-rara, exemplo samário-cobalto SmCo e neodímio-ferro-boro NdFeB.

As principais vantagens do Alnico estão em seu alto fluxo magnético residual e baixo coeficiente de temperatura. O coeficiente de temperatura é 0,02%/ °C e a temperatura máxima de trabalho é de 520°. Essas vantagens permitem um considerável aumento na densidade de fluxo no entreferro e na temperatura de operação, entretanto, sua força coercitiva é muito baixa e a curva de desmagnetização extremamente não linear.

A força coercitiva refere-se a intensidade do campo magnético necessário aplicar ao material para que a densidade de fluxo magnético remanescente seja cancelada quando o campo magnético excitante for diminuído a zero. Esse fenômeno ocorre devido a tendência do material em conservar suas propriedades na ausência do campo magnético de excitação.

Portanto, é muito simples não somente magnetizar, mas também desmagnetizar o Alnico. Recentemente tem sido aplicado em discos de motores DC com entreferros relativamente altos. Isso resulta em uma irrelevante reação de fluxo da armadura atuando no PM. Algumas vezes, PM's de Alnico são protegidos do fluxo provenientes da armadura dos motores, e conseqüente desmagnetização, utilizando-se polos adicionais de ferro macio. Ferrites de bário e estrôncio foram inventados na década de 1950. Um ferrite possui uma força coercitiva maior do que o Alnico, mas ao mesmo

tempo tem um fluxo magnético residual menor. Os coeficientes de temperatura são relativamente altos, por exemplo, o coeficiente de  $B_r$  é  $0,20\%/^{\circ}\text{C}$  e o coeficiente do  $H_c$  é  $0.27\%/^{\circ}\text{C}$ .

A temperatura máxima de trabalho é  $400^{\circ}\text{C}$ . As principais vantagens do ferrite residem em seu baixo custo e resistência elétrica muito alta, o que significa perdas por corrente de Foucault praticamente nulas em seu volume.

Ímãs de ferrite são mais econômicos por apresentarem uma taxa de custo por unidades de potência menor que em relação ao Alnico alcançando o valor de  $7,5\text{kW}$  a mais por unidade de custo.

Ímãs permanentes de ferrite de bário são mais comuns em aplicações com motores DC comutados menores como os brinquedos eletrônicos; os de ferrite de estrôncio possuem uma força coercitiva maior que o ferrite de bário. Ímãs de ferrite estão disponíveis nas categorias isotrópica e anisotrópica; isotropia é uma característica das substâncias que possuem as mesmas propriedades físicas independentemente da direção considerada.

Os elementos de terras-raras, de modo geral, apresentam-se em minérios naturais compostos. Durante as duas últimas décadas grandes progressos relativos a densidade de energia disponível tem sido alcançada com o desenvolvimento deste tipo de PM.

Para produzir um metal particular composto por terras-raras, diversos outros, para os quais não existem aplicações comerciais, devem ser refinados no processo. Isso limita a disponibilidade desses metais.

A primeira geração dessa nova liga baseia-se na composição de  $\text{SmCo}_5$ , foi descoberta na década de 1960 e tem sido comercialmente produzida desde 1970. O  $\text{SmCo}_5$  possui alto fluxo residual, alta força coercitiva, alta energia, boa curva de desmagnetização e baixo coeficiente de temperatura.

Materiais com características de ímãs permanentes mais comumente utilizados na construção de motores têm os limites máximos de temperatura muito abaixo de  $538^{\circ}\text{C}$  ( $1000^{\circ}\text{F}$ ): neodímio-ferro-boro, temperatura máxima típica de  $149^{\circ}\text{C}$  ( $300^{\circ}\text{F}$ ) e samário-cobalto, temperatura máxima típica de  $316^{\circ}\text{C}$  ( $600^{\circ}\text{F}$ ). Estas classificações de

temperatura evitam qualquer um desses dois materiais magnéticos de alta energia ser adotados em aplicações de alta temperatura. Atualmente, existe apenas um tipo de material capaz de operar a uma temperatura de 538°C. Entretanto, este material em particular, Alnico, é aproximadamente 3 a 4 vezes menos potente, em termos de energia magnética, implicando significativamente no tamanho do dispositivo para manter o mesmo desempenho de um dispositivo projetado com os ímãs citados anteriormente (MOSER, 2003).

Uma roda de reação típica, projetada com motor brushless utilizando ímãs permanentes, é especificada a uma temperatura máxima interna de 85°C (185°F) (SUNSPACE, 2005).

Motores de ímã permanente apresentam muitas variações construtivas, entretanto, uma vez compreendidos os tipos construtivos elementares, as avaliações dos outros arranjos serão simplificadas (KIRTLEY, 2011).

Os três arranjos geométricos construtivos, básicos, para motores de ímã permanente são (KIRTLEY, 2011):

- Ímãs montados na superfície, com estator convencional.
- Ímãs montados na superfície, com espaçamento de ar entre estator e enrolamento.
- Ímãs internos, com concentração de fluxo.



### 2.2.2.1. Imãs montados na superfície - estator convencional

A Figura 2.7 esboça os aspectos construtivos de um motor com imãs montados na superfície do rotor e um estator de enrolamento convencional. Este esboço não mostra alguns dos aspectos mecânicos importantes da máquina, tais como os meios para a fixação dos ímãs permanentes no rotor.

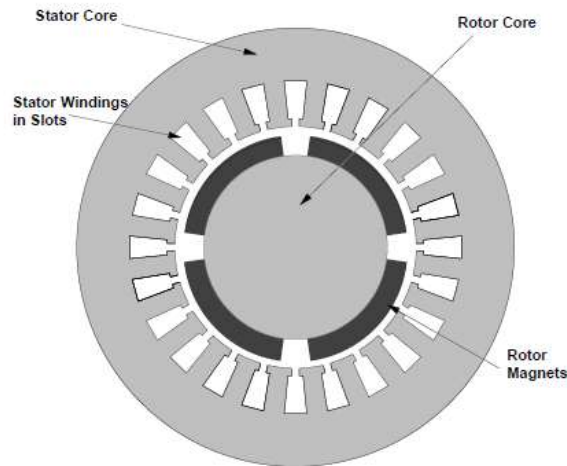


Figura 2.7 - Imãs na superfície - estator convencional.

Fonte: KIRTLEY. (2011)

A Figura 2.7 apresenta uma seção axial de quatro pólos (pares de polo igual a 2). Os quatro ímãs estão montados em um núcleo de rotor cilíndrico, ou eixo, constituído de material ferromagnético; em aplicações de baixo rendimento, o eixo pode ser de aço.

O enrolamento do estator da máquina é muito parecido com a de um motor de indução, consistindo de fios de cobre localizados em ranhuras na superfície do núcleo do estator.

O núcleo do estator é produzido a partir de um material laminado ferromagnético, normalmente chapas de ferro de silício. A natureza e a espessura destas folhas laminadas são determinadas pelos requisitos de frequência de funcionamento e de eficiência a que se destina o motor. A razão das folhas serem laminadas se deve ao fato de estarem submetidas a campos magnéticos alternados produtores de correntes de Foucault.

Apesar deste tipo de máquina possuir uma construção simplificada, é importante observar que a densidade do fluxo magnético no entreferro é quase a mesma que a provida pelos ímãs e, por essa razão, esse tipo de máquina não pode ter densidades de fluxo no entreferro maior do que a densidade de fluxo remanescente dos ímãs. Se forem usados ímãs de baixa qualidade isso acarretará numa baixa indução e conseqüente baixa eficiência devido a sua baixa densidade de potência (MIT, 2003).

Nos motores de alta performance aplicam-se materiais no ímã permanente cuja densidade de fluxo remanescente pode ser da ordem de 1,2 T (IEE, 2001). Os ímãs nesse tipo de projeto estão posicionados no entreferro da máquina e, portanto, expostos o tempo inteiro às harmônicas magneto-motrizas dos enrolamentos. Essa condição pode oferecer correntes de Foucault indesejadas em situações de acionamento assíncrono do motor e conseqüentes perdas caso os ímãs possuam características de condutividade elétrica, como no caso dos ímãs de alta performance.

### 2.2.2.2. Imãs montados na superfície - espaçamento de ar entre estator e enrolamento

Máquinas concebidas neste modo construtivo, com imãs montados na superfície do motor, ganham vantagem devido ao fato dos modernos materiais adotados para imãs permanentes apresentarem permeabilidade muito baixa tornando o campo magnético produzido insensível ao tamanho do entreferro; é possível eliminar os dentes do estator e dedicar toda a periferia do espaço do entreferro para os enrolamentos.

A estrutura do enrolamento da armadura, não detalhado na Figura 2.8, torna-se simplificada nesse tipo construtivo. A possibilidade de implementação de um enrolamento no entreferro apresenta reduções no custo produtivo, propicia novas formas de enrolamento tal como a helicoidal e minimiza ondulações no torque produzido (KRISHNAN, 2012).

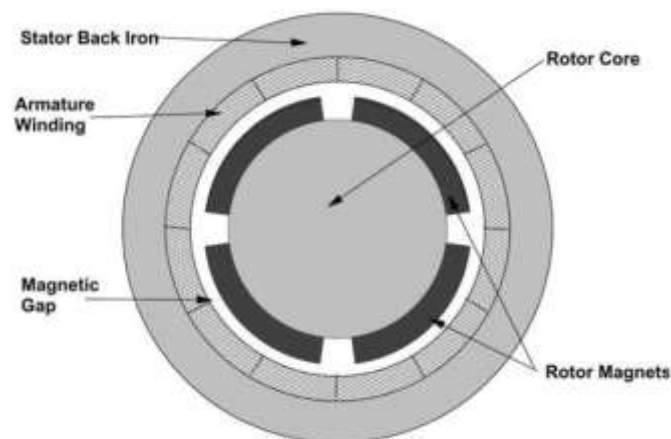


Figura 2.8 - Imãs na superfície - espaçamento de ar entre estator e enrolamento

Fonte: adaptado de MIT. (2003)

### 2.2.2.3. Ímãs internos - concentração de fluxo

Nos motores com ímãs permanentes internos, Figura 2.9, estes são orientados de modo que a magnetização produzida seja azimutal. Estão localizados entre as cunhas de material magnético (as regiões polares) do rotor. O fluxo atravessa estas cunhas alcançando radialmente o entreferro, então atravessando azimutalmente os ímãs. O núcleo central do rotor deve ser não-magnético, afim de evitar o curto circuitamento destas linhas de campo; essas exigências tornam esse tipo de rotor um desafio estrutural.

As principais características deste projeto construtivo em relação aos projetos de montagem dos ímãs em superfície são (DEL TORO, 1999):

- O projeto de concentração de fluxo permite uma densidade de fluxo no entreferro maior do que a densidade de fluxo dos próprios ímãs.
- Nesse tipo de projeto o grau de blindagem dos ímãs é maior contra a influência das harmônicas magneto motrizes dos pólos.
- O enfraquecimento de fluxo em condições de alta rotação, possui uma analogia bastante direta com controle de velocidade aplicado em máquinas de corrente contínua com escovas.

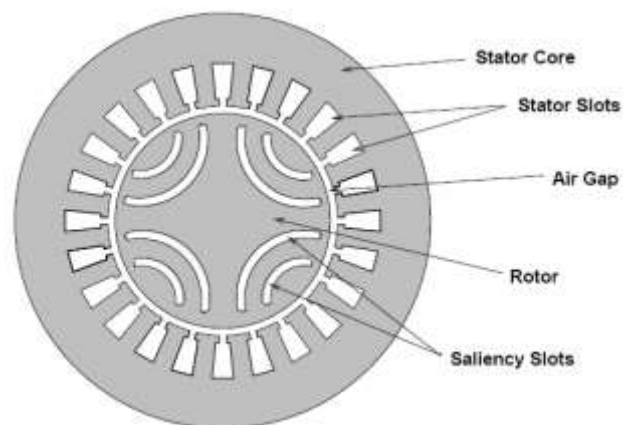


Figura 2.9 - Ímãs internos - concentração de fluxo.

Fonte: adaptado de MIT. (2003)

## 2.3. Modelagem

### 2.3.1. Equações mecânicas

O torque criado por meio do processo de conversão de energia do BLDC será utilizado no acionamento de cargas mecânicas. A sua expressão está relacionada com os parâmetros mecânicos através da lei fundamental da dinâmica:

$$\sum T = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.9)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + k_d \omega_m + T_l = T_e \quad (2.10)$$

onde  $J$  é o momento de inércia do rotor,  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica do rotor,  $k_d$  o coeficiente de atrito viscoso linear do motor,  $T_l$  o torque da carga e  $T_e$  o torque elétrico do rotor.

De acordo com KRISHNAN (2012) o torque desenvolvido na carga é composto de parâmetros temporais e elétricos e seu controle eficiente e preciso não é simples de se alcançar com sistemas controladores com triviais.

### 2.3.2. Posição e velocidade

Para o estudo de motores elétricos, duas medidas de posição e velocidade são definidas: a mecânica e a elétrica. (DEL TORO, 1999)

A posição mecânica está relacionada com a rotação do eixo do rotor. Quando o eixo do rotor completa uma rotação equivalente a 360 graus mecânicos podemos dizer que ele retornou para a mesma posição espacial de onde partiu ao iniciar o seu movimento. A posição elétrica do rotor está relacionada à rotação do campo magnético do rotor, como apresentado na Figura 2.10 onde estão dispostos 4 polos magnéticos denominados A, B, C e D. Verifica-se que o rotor ao movimentar-se entre os dois pólos A equivalerá a um deslocamento de 180 graus mecânicos e uma configuração magnética idêntica àquela obtida quando iniciado o movimento do rotor. Portanto, a posição elétrica do rotor está relacionada ao número de pares de pólos magnéticos do motor.

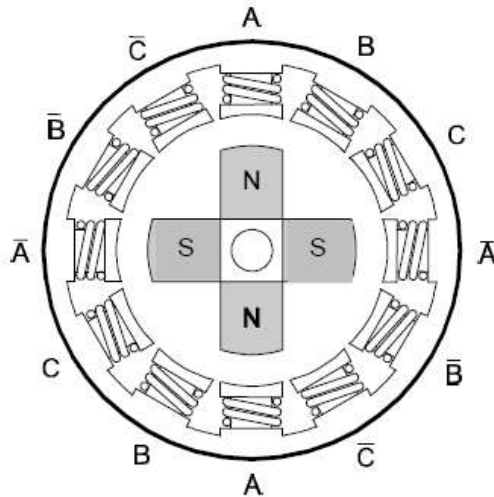


Figura 2.10 – Motor BLDC trifásico com 2 dois pares de pólos magnéticos.

Fonte: adaptado de DEL TORO. (1999)

As posições elétrica e mecânica do rotor estão acopladas por meio da relação:

$$\theta_e = \theta_m p \quad (2.11)$$

onde  $p$  é o número de pares de pólos magnéticos do motor,  $\theta_e$  a posição elétrica do rotor e  $\theta_m$  a posição mecânica do rotor.

Como a velocidade está acoplada à posição através de uma derivada, uma relação similar é estabelecida entre as velocidades elétrica e mecânica do rotor:

$$\omega_e = \omega_m p \quad (2.12)$$

onde  $\omega_e$  é a velocidade angular elétrica do rotor e  $\omega_m$  a velocidade angular mecânica do rotor.

### 2.3.3. Equações elétricas

O modelo apresentado nesta seção baseia-se na consideração de que as correntes no rotor devido aos campos harmônicos do estator são desprezíveis e que as perdas e dispersões no núcleo magnético são mínimas. O motor considerado está configurado numa conexão estrela trifásica embora o desenvolvimento apresentado seja idêntico para um motor com um número de fases qualquer.

As equações acopladas dos circuitos dos enrolamentos do estator em termos das constantes elétricas do motor são DEL TORO (1999):

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

sendo  $n$  o  $n$ -ésimo circuito do enrolamento, ou fase,  $a$ ,  $b$  e  $c$  e a indutância mútua  $L$ ,  $R_s$  é a resistência do estator para cada fase, assumindo que seja igual para todas as fases (rede em equilíbrio) e  $V_{ns}$  é a tensão sobre o estator imposta pela fase  $n$ .

O produto do fluxo com o número de condutores em série possui dimensão equivalente às linhas de fluxo e será representado pela variável  $\lambda_s$ .

Como neste modelo não está considerada a existência de saliências no rotor a alteração de sua relutância em função do ângulo de movimentação não será representativa nos resultados e portanto a seguinte simplificação é permitida:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \text{ e } L_{ab} = L_{ba} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (2.14)$$

Substituindo as equações anteriores obtém-se o modelo:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} p \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Considerando as correntes de fase do estator balanceadas,  $i_a + i_b + i_c = 0$ , torna-se possível simplificar a matriz de indutância do modelo:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L-M) & 0 & 0 \\ 0 & (L-M) & 0 \\ 0 & 0 & (L-M) \end{bmatrix} p \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{as} \\ e_{bs} \\ e_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

O torque eletro-magnético,  $T_e$ , é obtido do equacionamento da potência elétrica  $P_e$ :

$$P_e = \omega_m T_e \quad (2.17)$$

$$- \quad e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs} = \omega_m T_e \quad (2.18)$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (e_{as} i_{as} + e_{bs} i_{bs} + e_{cs} i_{cs}) \quad (2.19)$$

Analisando as Equações 2.13 e 2.14, verifica-se que a resultante das linhas de fluxo no estator pode ser definida como:

$$\lambda_s = (V_s - R_s I_s) dt \quad (2.20)$$

De acordo com TROUNCE et al.(2001) a velocidade angular desenvolvida pelo motor é definida em função da resultante das linhas de fluxo do estator:

$$\omega_m = \frac{\vec{\lambda}_s \times (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s)}{|\vec{\lambda}_s|^2} \quad (2.21)$$

Manipulando as Equações 2.16 e 2.17 a Equação 2.20 pode então ser reescrita em função das resultantes das linhas de fluxo e da corrente no estator e do número de pares de pólos magnéticos do motor:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\vec{\lambda}_s \otimes \vec{I}_s) \quad (2.22)$$



As Equações 2.19 e 2.22 são normalmente adotadas nas técnicas de controle de torque em motores BLDC denominadas controle de orientação de campo (FOC). Tais técnicas envolvem a transformação das correntes medidas do estator em um sistema de referência  $dq$ , ou espaço de fases, síncrono rotativo, que está alinhado em relação às linhas de campo magnético do rotor (TROUNCE et al. 2001).

As ferramentas matemáticas que possibilitam a mudança da representação das correntes obtidas nos sistemas trifásicos para o sistema  $dq$  são as transformações de Clarke e Park (IEE, 2001). Estas transformadas migram as variáveis do estator e do rotor de seus respectivos eixos para um novo eixo imaginário que gira no mesmo sentido das linhas de campo magnético do rotor possibilitando que do ponto de vista do estator todas as variáveis eletromagnéticas sejam consideradas constantes.

Como será visto durante o desenvolvimento do trabalho, as estratégias do tipo FOC as realimentações diretas ou indiretas das correntes de cada fase do estator do motor são intrínsecas à malha de controle (HABETLER et al., 1992).

#### 2.3.4. Curva de torque em função da velocidade

Dois parâmetros devem ser determinados para obtenção da curva característica do torque em função da velocidade angular de um motor BLDC: o torque de partida e o torque nominal de trabalho.

Substituindo a Equação 2.16 na Equação 2.19 determina-se a equação característica do torque desenvolvido em função da velocidade angular do motor:

$$\omega_m = \omega_{m0} \left( 1 - \frac{T_e}{T_{e0}} \right) \quad (2.23)$$

$$T_e = T_{e0} \left( 1 - \frac{\omega_m}{\omega_{m0}} \right) \quad (2.24)$$

onde  $T_{e0}$  é o torque de partida e  $\omega_{m0}$  a velocidade angular do motor sem carga acoplada ao eixo (em vazio).

O torque de partida é obtido substituindo a Equação 2.8 na Equação 2.19:

$$T_{e0} = k \phi I_0 \quad (2.25)$$

A corrente de partida é determinada aplicando-se na Equação 2.16 a condição de tensão induzida nula devido a partida:

$$I_0 = \frac{V_s}{R_s} \quad (2.26)$$

A Figura 2.11 apresenta a curva característica do torque desenvolvido em função da velocidade angular de um motor BLDC modelado pelas equações 2.25 e 2.26.

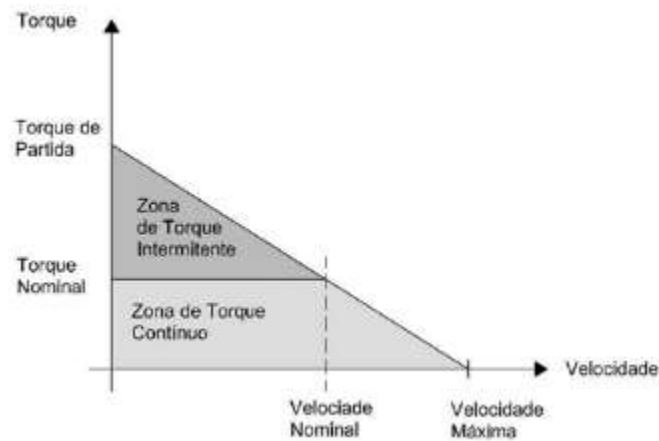


Figura 2.11 – Características do torque em função da velocidade.

Fonte: adaptado de SOUZA. (1986)

Durante o estado de regime permanente, o motor pode ser carregado até o valor de torque nominal, e ele permanecerá constante em uma faixa de velocidade até a velocidade nominal. O motor pode operar em velocidades acima da nominal, até aproximadamente 150% do seu valor, mas haverá uma queda no torque.

Aplicações que exigem frequentes partidas e paradas, ou reversão da rotação com carga no motor, demandam mais torque do que o torque nominal. Isto ocorre por um breve período, especialmente quando se parte do repouso ou durante a aceleração. Durante este período, um torque extra é necessário para vencer a inércia da carga e do próprio rotor. O motor pode suprir este torque maior até um valor máximo, denominado torque de partida ou torque máximo, como mostrado na curva da Figura 2.11.

É necessário esclarecer nesse ponto que a curva de torque apresentada representa o torque bruto, ou seja, a diminuição do torque devido a FCEM é o produto da velocidade angular desenvolvida pelo coeficiente de amortecimento do motor não incluindo suas perdas rotacionais que dissipam energia (SOUZA, 1986).

Outro conjunto de curvas, as curvas de características construtivas, são úteis para avaliação da eficiência do motor em função da velocidade. As mais conhecidas são aquelas que apresentam as características relacionadas ao estator e rotor como por exemplo a rotação do rotor em função do número de pares de pólos magnéticos, Figura 2.12.

Tabela 2.2 – Dados de rendimento e rotação de um motor BLDC em função do seu número de pares de polos.

Fonte: adaptado de JAVIER e CASTANO. (2012)

Estator de 2 polos		Estator de 4 polos		Estator de 5 polos	
$\eta$ (%)	$n$ (rpm)	$\eta$ (%)	$n$ (rpm)	$\eta$ (%)	$n$ (rpm)
51,91	1861,65	62,04	1963,34	63,04	2211,32
54,74	1764,02	62,83	1800,64	62,22	2041,54
56,66	1665,22	62,91	1655,86	64,74	1888,01

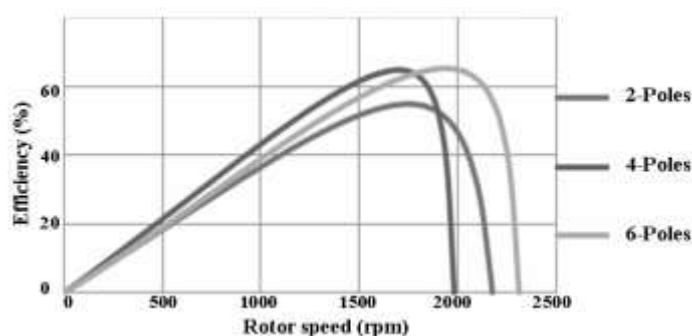


Figura 2.12 – Curva da rotação do motor em função do número de pares de polos.

Fonte: JAVIER e CASTANO. (2012)

### 2.3.5. Fontes de oscilação no torque

Existem três fontes relacionadas às características construtivas do motor BLDC que contribuem na geração de oscilação durante o desenvolvimento do torque (KRISHNAN, 2012):

- Efeito *cogging* (efeito de borda), isto é, a interação entre as linhas de campo magnético e a variação da permeabilidade magnética do entreferro devido à geometria das ranhuras do estator;
- Distorção da distribuição trapezoidal da densidade de fluxo magnético no entreferro;
- Diferenças entre a permeabilidade magnética do entreferro em relação ao estator e rotor

Oscilações podem ser provocadas por meio de fatores externos ao motor, como por exemplo, a alimentação dos circuitos inversores, comutação das fases ou instabilidade do controlador.

O modelo para o torque instantâneo de um motor BLDC é representado da seguinte forma (DEL TORO, 1999):

$$T(t) = T_c + T_r(t) \quad (2.27)$$

onde  $T_r(t)$  representa uma função torque periódica sobreposta ao torque médio constante  $T_c$  desenvolvido pelo motor. A componente periódica  $T_r(t)$  provoca uma pulsação no torque denominada oscilação ou *torque ripple*. A modelagem da oscilação do torque apresenta elevada complexidade entretanto uma representação mais simples encontra-se na forma (GIERAS; WING, 2002):

$$T_r = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} \quad (2.28)$$

onde  $T_{\max}$  corresponde ao valor máximo atingido pelo torque instantâneo e  $T_{\min}$  é o seu valor mínimo.

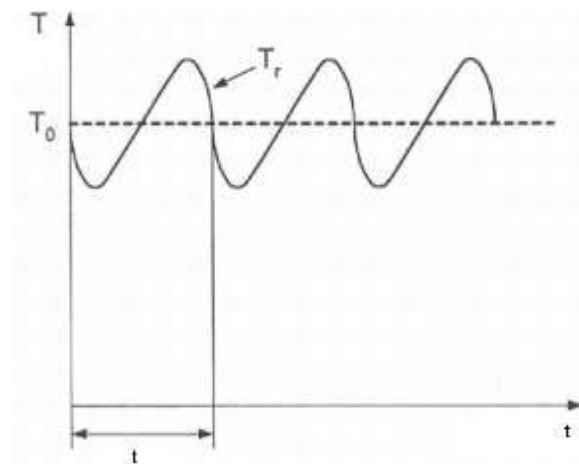


Figura 2.13 – Componentes do torque instantâneo de um BLDC

Fonte: adaptado de GIERAS e WING. (2002)

As oscilações no torque podem ser mitigadas durante o projeto de desenvolvimento do motor ou por meio de técnicas de controle. As medidas que mitigam as oscilações referentes ao projeto incluem laminações e geometria especial das ranhuras do estator, seleção do número de ranhuras do estator em função do número de pólos, adoção de ímãs excêntricos e correta magnetização dos ímãs permanentes.

#### 2.4. Exigências para missões aeroespaciais

Além de atender aos requisitos de desempenho geral, tais como o torque de saída, velocidade, resposta dinâmica e eficiência, motores utilizados para aplicações espaciais têm de cumprir certas necessidades especiais, tais como alta confiabilidade, longa vida operacional (cerca de sete a dez anos) de autonomia sob vácuo, operar em amplo intervalo de temperatura, capacidade de resistir à radiação espacial durante a vida operacional, suportar vibração e choque durante o lançamento e não liberar gases a partir dos materiais utilizados. Além disso, eles devem ter um menor consumo de energia e, obviamente, o peso e volume mínimos.

Estes requisitos impõem restrições sobre lubrificação, rolamentos e materiais utilizados, e portanto, é necessário um projeto de um motor minimizando atritos (MURUGESAN, 1981).

Apesar de vários tipos de motores **estarem** disponíveis, nem todos eles são adequados para aplicações espaciais. Motores DC têm as características desejadas, mas sua escova

e comutador representam problemas de vida útil limitada, geração de rádio interferência e limitações de velocidade e confiabilidade. Em um sistema totalmente sem contato, como os motores BLDC e motores de passo com mancais magnéticos, a vida útil e confiabilidade será uma função apenas dos componentes elétrico eletrônicos, onde a redundância, a qualificação e os programas de garantia de qualidade podem ser aplicados de forma a garantir a confiabilidade e vida útil especificadas.

As ondulações de torque do motor devido a flutuação do torque eletromagnético ao interagir com os PM's e a corrente de armadura induzem vibração na carga; um efeito indesejado para uma aplicação em rodas de reação (HWANG; LIEU, 1995). Portanto, deve ser preferido um motor com características de ondulação de torque próximas de zero.

Estudos mais específicos sobre a interação dos PM's com o rotor e estator bem como a mitigação das ondulações de torque são apresentados respectivamente em JANG et al. (2010), JANG et al. (2011) e CONGWEI et al. (2004).

Em WANG e LING (2009) é apresentado um projeto de motor BLDC montando diversos segmentos de ímã permanente para cada pólo magnético de acordo com o número de correntes de fase; os resultados de simulação apontaram uma sensível melhoria na ondulação de torque, capacitando o protótipo a trabalhar em sistemas servo de alta exigência. Motores aeroespaciais estão sendo continuamente aperfeiçoados por novos modelos, materiais e métodos de construção , no alcance do estado da arte em desempenho e confiabilidade (MURUGESAN, 1981).

### 3 DESENVOLVIMENTO

A meta proposta para esta implementação do algoritmo SVM será otimizar a execução do controle de torque em tempo real por meio da melhoria da estabilização da velocidade angular mecânica do rotor e a regulação das correntes de fase, suavizando suas oscilações provenientes das transições das fases de comutação em regime de baixa velocidade do motor.

Para alcançar este objetivo, primeiramente, as equações elétricas do motor deverão ser projetadas de um sistema trifásico fixo para um novo sistema de referência com representação bifásica rotacional. Esta projeção será executada através das transformações matemáticas de Clarke e Park que se encarregarão de eliminar as dependências temporais e de posição provenientes da representação das correntes de fase do motor no sistema trifásico (DUESTERHOEFT; SCHULZ; CLARKE, 1951).

#### 3.1. A transformação $\alpha\beta$ ou de Clarke

Um sistema elétrico trifásico pode ser apropriadamente descrito por meio de um conjunto de equações tridimensionais que forneçam a descrição matemática concisa de sua dinâmica em cada uma de suas fases. A utilidade da transformação  $\alpha\beta$  ou de Clarke como ferramenta de análise e modelagem nestes sistemas elétricos é obter, por meio da sua aplicação, a redução da dimensão de representação do sistema sem detrimento da sua informação, mesmo em sistemas que representam modelos matemáticos de alta ordem ou com existência de vínculos físicos que tornam suas equações dependentes entre si.

O conceito desta transformação é melhor compreendido adotando como exemplo um vetor tridimensional  $\vec{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$  que represente uma tripla qualquer de variáveis, tensões ou correntes, de um sistema elétrico. Considere a transformação linear,  $T_{\alpha\beta\gamma}$ ,

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$



que, em termos geométricos, representa a mudança de um conjunto de eixos de referência denominados  $abc$  para um novo conjunto equivalente de eixos denominados como  $\alpha\beta\gamma$ . Esta mudança nos eixos de referência acontece devido a base ortonormal padrão do  $R^3$ ,  $B_{abc}$ , (BUSO; MATAVELLI, 2006)

$$B_{abc} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T \right\}, \quad (3.2)$$

ser substituída pela nova base  $B_{\alpha\beta\gamma}$ ,

$$B_{\alpha\beta\gamma} = \frac{\sqrt{2}}{3} \left\{ \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}^T \right\} \quad (3.3)$$

A base  $B_{\alpha\beta\gamma}$  é também ortonormal, cada vetor possui norma unitária e são ortogonais uns aos outros devido a presença do coeficiente  $\sqrt{2}/3$ , apresentado na Equação 3.1. Este coeficiente é algumas vezes omitido quando a manutenção da ortonormalidade da base não é considerada essencial, entretanto, uma vez considerada, a ortonormalidade implica que a inversa da transformação  $T_{\alpha\beta\gamma}$  seja igual a matriz transposta,  $T_{\alpha\beta\gamma}^{-1} = T_{\alpha\beta\gamma}^T$ , e o cálculo das potências elétricas sejam independentes das coordenadas de transformação,  $\langle \vec{e}_{abc}, \vec{i}_{abc} \rangle = \langle \vec{e}_{\alpha\beta\gamma}, \vec{i}_{\alpha\beta\gamma} \rangle$ , onde o operador  $\langle \rangle$  representa o produto escalar entre os vetores,  $\vec{e}$  é o vetor tensão e  $\vec{i}$  o vetor corrente. A interpretação geométrica da Equação 4.1 está apresentada na Figura 3.1.

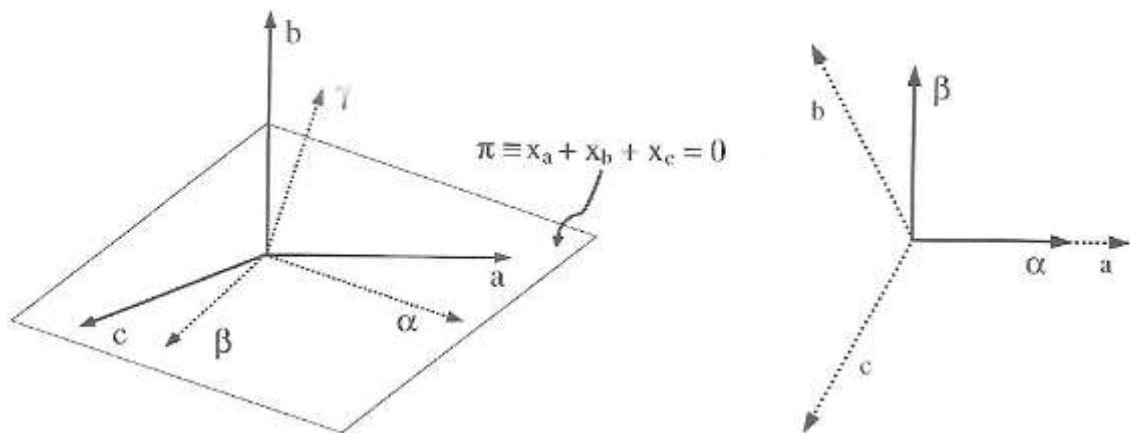


Figura 3.1 – Representação gráfica da transformação  $\alpha\beta$  ou de Clarke

A transformação  $\alpha\beta$  apresenta outra propriedade consequente da premissa que o sistema elétrico está interligado a uma carga puramente resistiva e equilibrada. Esta premissa pode ser descrita por meio da relação, (BUSO; MATAVELLI, 2006)

$$x_a + x_b + x_c = 0, \quad (3.4)$$

que implica na condição,

$$x_\gamma = 0 \quad (3.5)$$

A interpretação geométrica das Equações 3.4 e 3.5 limitam a região do espaço tridimensional ao plano  $\pi$ , conforme Figura 3.1, e examinando as duas primeiras componentes da base  $B_{\alpha\beta\gamma}$  verifica-se a respectiva projeção ao plano  $\pi$ . Isto significa que as duas primeiras componentes representam uma base ortonormal para o plano  $\pi$  enquanto a terceira componente não apresenta nenhuma projeção. Esta observação é fundamental para a conclusão de que a transformação de coordenadas  $T_{\alpha\beta\gamma}$  permite descrever o mesmo sistema em um sistema bidimensional sem a perda de qualquer informação. A informação é mantida pois qualquer vetor que obedeça à Equação 3.4 estará efetivamente contido no plano  $\pi$  e, como tal, pode ser expresso como uma combinação linear dos vetores constituintes da base definida para o plano.

As matrizes de transformação direta e inversa de Clarke ou  $\alpha\beta$ , são respectivamente definidas como:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta}^T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Em termos geométricos a Equação 3.6 determina a projeção de qualquer vetor  $\bar{x}_{abc} = [x_a \ x_b \ x_c]^T$  no plano  $\pi$  ; a Equação 3.7 é obtida a partir da condição de ortonormalidade de base e aplicando uma operação de transposição matricial na Equação 3.6.

Uma consideração com relação à componente  $\gamma$ , que representa a média aritmética dos três valores dos componentes vetoriais, também conhecido como componente do vetor de modo comum, deve ser feita quando este componente não é zero, pois neste caso a aplicação da transformação de Clarke ou  $\alpha\beta$  implicará em perda de informação.

A demonstração para a obtenção da matriz de transformação apresentada na Equação 3.5 será iniciada assumindo a condição de conservação das potências elétricas entre sistemas de coordenadas. Examinando a Figura 3.1 é possível projetar dois vetores em termos da representação bifásica e obter suas relações:

$$i_\alpha = k_1(i_a - i_b \cos 60 - i_c \text{sen}60) = k_1(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c), \quad (3.8)$$

$$i_\beta = k_1(i_b \text{sen}60 - i_c \text{sen}60) = k_1(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c), \quad (3.9)$$

Onde  $k_1$  é o primeiro coeficiente de balanceamento a ser determinado para conservação da potência entre sistemas de coordenadas. Outra relação é obtida de maneira imediata por meio da condição de equilíbrio de carga determinada pelo vetor de modo comum  $i_0$  (BUSO; MATAVELLI, 2006):

$$i_0 = k_1 k_2 (i_a + i_b + i_c), \quad (3.10)$$

Onde  $k_2$  é o segundo coeficiente de balanceamento a ser determinado para conservação da potência entre sistemas de coordenadas. A matriz de transformação direta, em termos dos coeficientes a determinar, pode ser definida substituindo as Equações 3.8, 3.9 e 3.10 na Equação 3.1:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$M = k_1 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

onde  $M$  é a matriz de transformação direta em função dos coeficientes de balanceamento a serem determinados. A matriz de transformação inversa é obtida por meio da Equação 3.12 como consequência da ortonormalidade entre sistemas de coordenadas:

$$M^T = M^{-1} = k_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & k_2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & k_2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Os coeficientes de balanceamento são determinados resolvendo a igualdade matricial entre o produto das matrizes inversa e normal e a matriz identidade:

$$M^{-1}M = I \quad (3.14)$$

$$k_1^2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & k_2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & k_2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ k_2 & k_2 & k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$k_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{e} \quad k_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.16)$$

Substituindo os valores determinados para os coeficientes  $k_1$  e  $k_2$  em suas respectivas matrizes de transformação, são obtidos os mesmos resultados apresentados nas Equações 3.6, 3.7 e 3.1 respectivamente:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta\gamma} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (3.19)$$

### 3.2. A transformação $dq$ ou de Park

A transformação  $dq$  ou de Park possui a propriedade de definir um novo conjunto de eixos de referências, denominados  $d$  e  $q$ , que rotacionam em torno do eixo de referência estático  $\alpha\beta$  a uma frequência angular constante  $\omega$ . Como explicado na seção 3.1, a aplicação da transformação  $\alpha\beta$  para uma tripla de sinais, por exemplo senoidais, transforma-os em um par de sinais também senoidais deslocados em  $90^\circ$ , cuja interpretação geométrica é representada na Figura 3.2 por meio do vetor  $\vec{V}$  (BUSO; MATAVELLI, 2006).

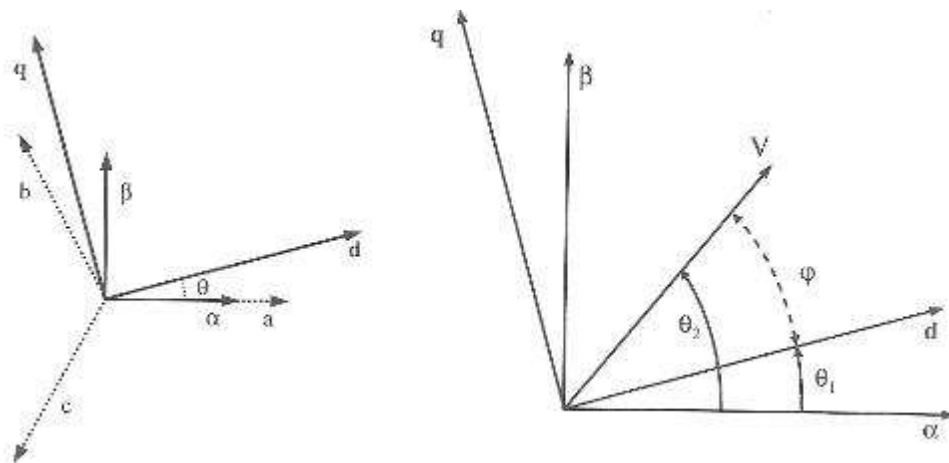


Figura 3.2 – Representação gráfica da transformação  $dq$  ou de Park

Nesta transformação, a velocidade angular do vetor  $\vec{V}$  deve ser idêntica à velocidade angular da tripla de sinais oriundos do sistema  $abc$ ; em sistemas elétricos trifásicos esta frequência é denominada como frequência fundamental do sistema. Conforme a velocidade angular do vetor  $\vec{V}$  iguala-se a  $\omega$ , no sistema de referência  $dq$  os ângulos  $\theta_1$

e  $\theta_2$  aumentarão proporcionalmente, conseqüentemente, o surgimento do ângulo  $\varphi$  proporcionará projeções do vetor  $\vec{V}$  na direção dos eixos  $d$  e  $q$  simultaneamente e mantido constante quando o vetor  $\vec{V}$  igualar-se a velocidade  $\omega$ . A utilidade desta transformação está no fato de que todos os sinais portadores da velocidade  $\omega$  serão transformados em sinais de velocidade constante no eixo de referência  $dq$ . Esta consequência será explorada nos controladores digitais embarcados PI uma vez que este tipo de controlador tende naturalmente a zerar o erro entre a referência e o sinal de controle ao longo do tempo desde que os sinais sejam estacionários e o controlador também projetado para trabalhar no sistema de referência  $dq$ .

Analisando a Figura 3.2 é possível estabelecer a relação matricial:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{dq} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \text{sen} \theta \\ -\text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

onde  $\theta = \omega t$ . Utilizando vetores complexos, é possível estabelecer a relação:

$$\vec{x}_{dq} = x_d + jx_q = (x_\alpha + jx_\beta) (\cos \theta - j\text{sen} \theta) = \vec{x}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (3.21)$$

A matriz de transformação  $T_{dq}$  está associada com outra base ortonormal do espaço  $R^2$ , logo, sua inversa é determinada de forma imediata:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_{dq}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta \\ \text{sen} \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Em termos de notação com vetores complexos, é possível estabelecer a relação:

$$\vec{x}_{\alpha\beta} = \vec{x}_{dq} e^{+j\theta} \quad (3.23)$$

As Equações 3.20 e 3.22 representam respectivamente as matrizes de transformação direta e inversa de Park entre os sistemas  $\alpha\beta$  e  $dq$ . Utilizando as Equações 3.20, 3.22 e analogamente à demonstração da seção 3.1, são determinadas respectivamente as matrizes de transformação direta e inversa de Park entre os sistemas  $abc$  e  $dq$ :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = T_{dqabc} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{dqabc}^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & \sqrt{2}/2 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & \sqrt{2}/2 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde o parâmetro  $2\pi/3$  é a defasagem entre os sinais representados no sistema elétrico trifásico  $abc$  e os valores dos coeficientes  $\sqrt{2/3}$  e  $\sqrt{2}/2$  determinados de modo a conservar, entre as operações de transformação, a potência elétrica do sistema.

### 3.3. Equações elétricas do motor nos sistemas $\alpha\beta$ e $dq$

As três correntes criadas no estator para acionamento do rotor estão deslocadas de 120 graus elétricos entre si, conforme Figura 3.3, e podem ser representadas no sistema de referência trifásico  $abc$  por meio de um vetor resultante  $i_s$  mantendo-se a seguinte relação:

$$i_s = i_a + e^{j2\pi/3} i_b + e^{j4\pi/3} i_c \quad (3.26)$$

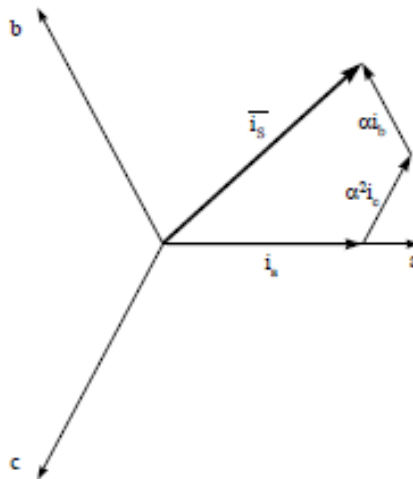


Figura 3.3 – Representação trifásica das correntes do estator e sua resultante  $i_s$ .

O objetivo da transformação de Clarke é que o vetor girante resultante da soma das correntes do estator seja, a partir do sistema de referência trifásico, representado no sistema de referência bifásico  $\alpha$  e  $\beta$ , conforme representado na Figura 3.4.

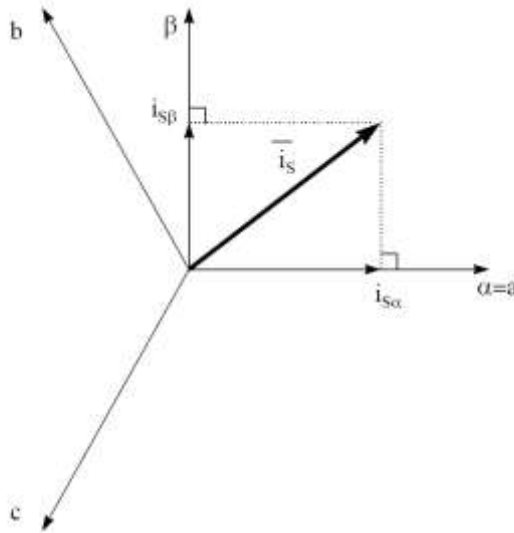


Figura 3.4 – Representação do vetor resultante  $i_s$  no sistema de referência  $(\alpha, \beta)$ .

A projeção do vetor corrente do estator no sistema  $(\alpha, \beta)$  partindo-se do sistema  $(a, b, c)$  é obtido por meio das relações que conservam a potência elétrica do sistema:

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (3.27)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \quad (3.28)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.29)$$

A expressão do torque elétrico apresentada na Equação 3.22 mantém dependência com o fluxo do rotor tornando difícil a solução da equação diferencial elétrica. Com o objetivo de eliminar este vínculo, as equações das correntes elétricas devem ser projetadas num sistema de referência  $(d, q)$  bifásico girante, cuja rotação seja equivalente à frequência elétrica do rotor e seu eixo  $d$  esteja alinhado com o fluxo magnético sobre o rotor. Portanto, neste novo sistema de referência, a expressão do torque independerá de  $\theta_e$ , a posição elétrica do rotor.



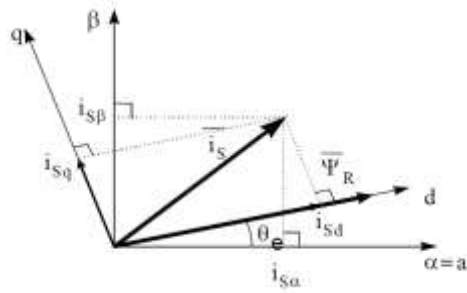


Figura 3.5 – Representação do vetor resultante  $i_s$  no sistema de referência  $(d,q)$ .

Adaptada de BUSO e MATAVELLI (2006)

Analisando a Figura 3.5, as seguintes relações de transformação podem ser estabelecidas:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\theta_e) + i_{s\beta} \text{sen}(\theta_e) \quad (3.30)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \text{sen}(\theta_e) + i_{s\beta} \cos(\theta_e) \quad (3.31)$$

onde  $i_{sx}$  é a projeção do vetor corrente do estator no respectivo eixo  $x$  de referência e  $\theta_e$  a posição elétrica do rotor. As simplificações nas equações elétricas das tensões do estator, obtidas após a aplicação das transformações diretas de Clarke e Park, são verificadas por meio das novas expressões (BUSO; MATAVELLI, 2006):

$$V_{sd} = R_s i_d + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_e \varphi_{rq} \quad (3.32)$$

$$V_{sq} = R_s i_q + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_e \varphi_{rd} \quad (3.33)$$

E a expressão resultante do torque no sistema de referência  $(d,q)$  será:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (3.34)$$

Algumas simplificações ainda podem ser feitas na expressão do torque. No caso específico de motores síncronos sem polos salientes, a maior parte do fluxo magnético está orientado sobre o eixo  $d$  de modo que  $\psi_{rd} \gg \psi_{rq}$ . Além disso, a corrente do estator pode ser descrita como  $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$ . Com a finalidade de otimizar a produção de torque para um dado valor de  $i_s$ , o produto escalar deve atingir o seu máximo num

ângulo de 90 graus entre campo magnético e a corrente produzida, ou seja, a componente  $i_{sd}$  nessa condição deve ser nula.

Com as simplificações aplicadas, a expressão de torque pode ser reescrita:

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_{rd} i_{sq} \quad (3.35)$$

### 3.4. Descrição funcional do controlador e ferramenta de desenvolvimento

O objetivo desta seção é prover uma descrição funcional dos principais blocos do controlador e da ferramenta adotada neste trabalho, o aprofundamento e equacionamento detalhado destes blocos serão apresentados nas seções subsequentes.

Para o desenvolvimento da implementação da técnica de controle SVM, serão utilizados recursos de hardware providos pela plataforma de desenvolvimento DRV8301-LS31. **Imagens desta placa são apresentadas na seção Anexos deste trabalho.** Esta ferramenta é uma plataforma integrada para estudo do controle e acionamento de motores brushless desenvolvida pela empresa TI (Texas Instruments®) que possibilita os seguintes estudos:

- a) Analisar soluções com sensoramento e sem sensoramento para o circuito de comutação eletrônico
- b) Estudo da estimação da velocidade e aceleração angular
- c) Implementação de loops de controle baseados em corrente, velocidade e torque
- d) Desenvolvimento de software dedicado para controle da roda de reação

Suas principais características são:

- a) Circuito pré-driver com capacidade de 1.7A e shunt para medições de corrente
- b) Chaves eletrônicas com capacidade de 60A
- c) Entrada isolada para sinais de controle

- d) Interface de comunicação RJ45
- e) Motor de 6000 rpm, 7.1 A e encoder integrado; **vide catálogo na seção Anexos**
- f) Possibilita a utilização de diversos tipos de processadores, com interface isolada
- g) Conectores de interligação tipo Kelvin
- h) Gravador in-circuit para depuração e programação dos processadores da família safetyTI®

A Figura 3.6 apresenta o diagrama de blocos da ferramenta de desenvolvimento DRV8301-LS31. Seus principais subsistemas são:

- a) External control, conjunto de entradas e saídas digitais que permitem a interligação da ferramenta com outros sinais necessários conforme a aplicação
- b) SPI, (Serial Peripheral Interface) barramento para comunicação serial síncrona entre circuitos digitais disponíveis na ferramenta e outros circuitos necessários conforme a aplicação
- c) 5V Logic Out, saída regulada em 5 volts com capacidade de fornecimento de 25mA para sinalização de energização do cartão de controle da ferramenta para outros circuitos necessários conforme a aplicação
- d) JTAG, (Joint Test Action Group) interface para programação e depuração do microcontrolador disponível na ferramenta
- e) Control Card, cartão de controle da onde se localiza o microcontrolador da ferramenta, apresentado por meio da Figura A4 da seção Anexos
- f) Encoder/Hall Sensor, interfaces para interligação dos sensores de posicionamento do motor conforme aplicação
- g) DRV8301, circuito pré-driver para excitação do circuito de potência da ferramenta

- h) External current sense, circuito disponibilizado, conforme a aplicação, para medidas da corrente consumida nos enrolamentos do motor
- i) Power Switching MOSFETS, circuito de potência da ferramenta responsável pelo fornecimento da corrente de acionamento necessária para cada enrolamento do motor
- j) Main Power Input Terminals, terminais de alimentação da ferramenta
- k) Motor Phase Output Terminals, terminais de conexão entre a ferramenta e o motor

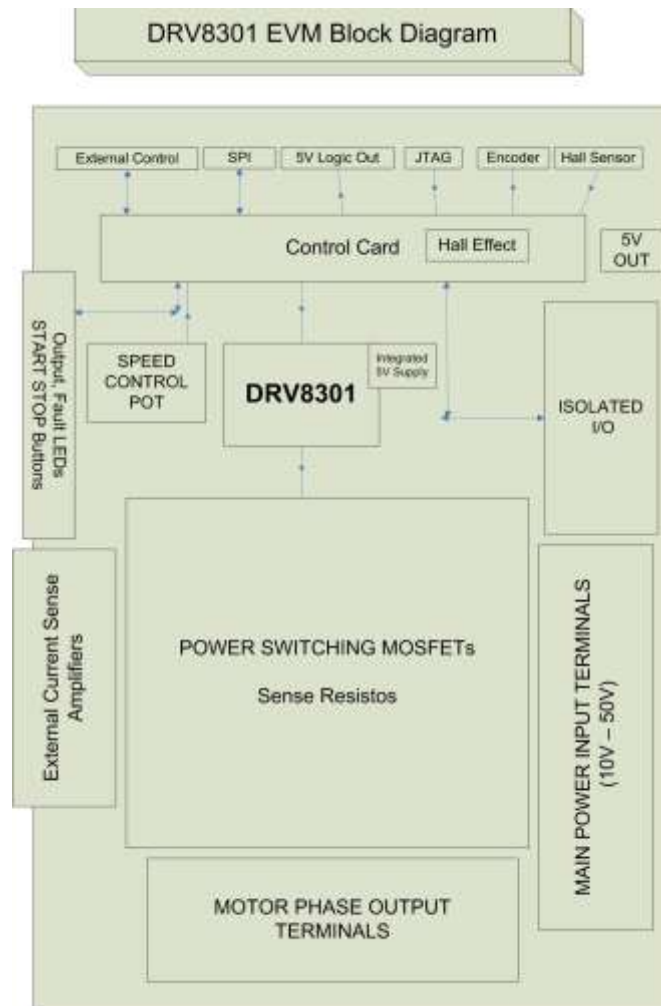


Figura 3.6 – Diagrama em blocos da plataforma de desenvolvimento

Fonte: Adaptada de Texas Instruments

(515502d\_drv\_830x\_feb15\_2012.pdf). (2012)

Para implementar o SVM no domínio digital serão utilizados os módulos de hardware PWM, conversor A/D e temporizador do microcontrolador TMS570LS313. As funções de transformação de Clark, Park e a anti transformada de Park não foram implementadas pois foram utilizadas a partir da biblioteca digital do fabricante da plataforma de desenvolvimento. O código implementado foi desenvolvido em linguagem de programação C com uso da IDE CCS e a gravação do código foi efetuada por meio do programador USB instalado na própria plataforma de desenvolvimento. Esta plataforma permite analisar e desenvolver soluções dedicadas de software de maneira rápida e eficiente. Uma série de informações podem ser armazenadas e analisadas posteriormente em softwares **de análise** como MATLAB®.

O diagrama principal do controlador proposto para este trabalho, baseado nos recursos disponibilizados por meio da ferramenta, está apresentado na Figura 3.7.

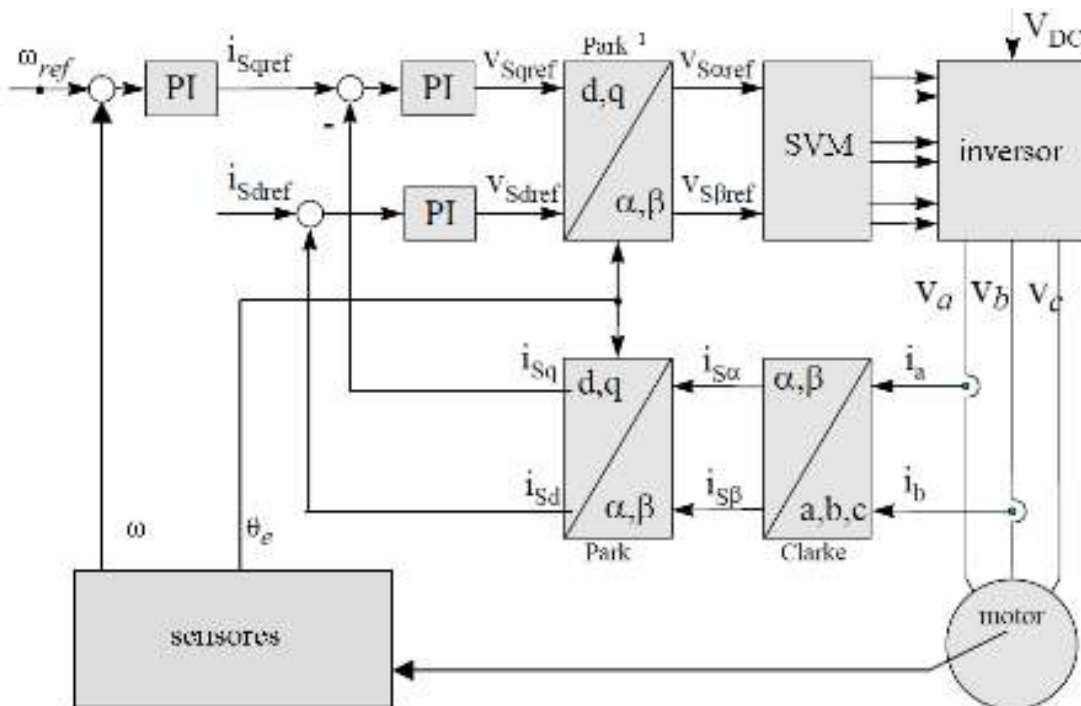


Figura 3.7 – Diagrama em blocos do controlador para motor BLDC

Analisando a Figura 3.7 é possível estabelecer as seguintes relações:

$$i_{sq\text{erro}} = i_{sq\text{ref}} - i_{sq} \quad (3.35)$$

$$i_{sd\text{erro}} = i_{sd\text{ref}} - i_{sd} \quad (3.36)$$

onde  $i_{sq\text{erro}}$  e  $i_{sd\text{erro}}$  representam os erros calculados entre as correntes de referência e as medidas reais,  $i_{sq\text{ref}}$  é a corrente de referência do estator representada no sistema de referência (d,q) proporcional ao esforço de controle da malha externa de velocidade,  $i_{sd\text{ref}}$  é a corrente de referência do estator representada no sistema de referência (d,q) inicialmente configurada na condição de torque máximo, valor nulo.

Na estrutura proposta as variáveis  $i_a$  e  $i_b$  representam as correntes de fase do motor BLDC. Uma transformação de Clarke é aplicada nestas medidas de corrente afim de determinar as projeções no sistema de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). Uma transformação de Park é então aplicada com a finalidade de obter as projeções equivalentes das correntes do estator no sistema girante ( $d$ ,  $q$ ).

Uma vez obtidas as referências de correntes no sistema ( $d$ ,  $q$ ), seus valores serão comparados com as referências  $i_{sqref}$  e  $i_{sdref}$ , configuradas com valor zero, e corrigidas por meio dos respectivos controladores de corrente PI.

As saídas dos controladores de corrente são submetidas à transformada inversa de Park e um novo valor resultante de tensão para o estator será obtido e imposto ao motor através do algoritmo SVM. A largura dos pulsos resultantes dos cálculos obtidos da aplicação do algoritmo SVM determinarão o período de comutação dos gates dos MOSFET's que compõem o inversor trifásico a qual o motor está conectado. A manutenção constante da velocidade angular do motor é alcançada por meio do laço de controle determinado pela referência de corrente  $i_{sqref}$ .

O motor representado no diagrama trata-se de um BLDC dotado de 12 pólos conectado ao inversor trifásico numa configuração estrela de 4 terminais. As principais características elétricas e mecânicas deste motor encontram-se no catálogo presente no Anexo A deste trabalho.

## Organização do software

Além do algoritmo SVM, desenvolvido neste trabalho, fez-se necessário o desenvolvimento de módulos de software adicionais para inicialização do sistema, configuração de periféricos e atendimento de interrupções dentro do sistema. Nesta seção, os módulos serão descritos de maneira a esclarecer os detalhes de cada implementação.

Após a energização ou reinicialização da ferramenta de desenvolvimento, o módulo de inicialização do sistema será executado. O módulo de inicialização do sistema executa as seguintes tarefas:

- Configuração do processador;
- Inicialização dos módulos do processador: watch-dog timer, oscilador interno para determinação da base de tempo da execução de instruções e manipulador de eventos (interrupções);
- Inicialização dos periféricos: conversor A/D, pinos de E/S, módulo de comunicação serial SCI e módulo Timer (temporizador), módulo PWM;
- Habilitação e seleção das fontes de interrupções para cada periférico;
- Inicialização das estruturas e variáveis do programa;
- Execução do loop principal do programa.

O oscilador interno da CPU foi configurado para uma frequência interna de 20 MHz; isto equivale a um período de execução de instrução de 50 ns. A frequência de operação dos módulos periféricos possui um barramento distinto; para este trabalho, este barramento foi configurado para operar numa frequência de 10 MHz.

Ao término da execução do módulo de inicialização, uma flag interna de software (variável de estado binário que representa o estado de execução de uma determinada função) denominada `init` é configurada em valor um e o loop principal do programa será executado. O loop principal está implementado de modo a aguardar o envio de set-

points de velocidade angular através da interface SPI ou um valor inicial de set-point na estrutura contendo as variáveis de controle do programa. Caso uma das condições ocorra, o processo de controle do motor será iniciado. Na condição de carregamento do valor inicial de set-point na estrutura de controle, nenhum outro valor de configuração será aceito após o programa alcançar a execução do loop principal.

O módulo de interrupção do programa é o responsável por manipular todos os estados do controlador de velocidade, dentre os quais encontra-se o estado onde serão computados os valores de comutação referentes aos intervalos de acionamento das portas dos MOSFET's, obtidos após a execução do algoritmo SVM.

Este módulo periodicamente computará o valor médio do pulso PWM. A escolha da frequência base do PWM foi feita de modo a mitigar o ruído audível amplificado pelo motor durante sua comutação. A frequência escolhida e configurada no módulo PWM é 16 KHz.

Além de atualizar o valor médio do pulso PWM, o módulo de interrupção está programado para acionar todas as sub-rotinas que irão computar o valor atualizado de tensão do estator e garantir a regulação das correntes do estator e a velocidade angular do motor. O módulo de interrupção é habilitado somente na situação em que valores de set-point sejam recebidos por meio da interface SPI ou um valor inicial prévio de set-point seja carregado na estrutura contendo as variáveis de controle do programa. Uma vez acionado este módulo, ele permanecerá executando suas funções mesmo na condição na qual o set-point de velocidade angular seja configurado em zero.

O próximo passo do software será determinar qual a localização do rotor no início da sua primeira movimentação uma vez que o encoder embarcado ao rotor não fornece uma informação de posição absoluta e somente uma posição relativa pode ser computada partindo-se de uma posição conhecida. Para execução desta tarefa um trecho de código foi escrito intertravando a indicação da variável `init` de maneira a posicionar o rotor e permitir o conhecimento de sua posição na condição de sua primeira movimentação.



O posicionamento do rotor numa posição conhecida é realizado por meio da aplicação de uma tensão constante ao estator. Uma tensão constante implica numa corrente constante fluindo nos enrolamentos do motor, que por sua vez cria um fluxo magnético também constante. Conseqüentemente, o fluxo do rotor se alinhará naturalmente ao fluxo do estator de modo a manter o rotor bloqueado nesta nova posição. Para criação deste efeito, a componente  $i_q$  do estator é configurada com um valor não nulo, denominado  $i_{qinit}$ , e a componente  $i_d$  é ajustada em zero.

Caso a primeira posição do rotor já esteja determinada no programa, cuja condição é estabelecida fazendo-se a variável `init` assumir o valor unitário, é possível afirmar que o ângulo elétrico está deslocado de  $90^\circ$  e, como consequência, os eixos  $d$  e  $q$  deslocados de  $90^\circ$ . Portanto, neste cenário, o eixo  $d$  corresponde agora à posição real do fluxo magnético e o eixo  $q$  corresponde à direção do vetor corrente do estator. A partir desta condição, quando o rotor começa a movimentar-se, as informações de deslocamento relativo são enviadas para o processador por meio do encoder e um novo vetor de tensão do estator é calculado a cada interrupção, a fim de manter os  $90$  graus elétricos constantes entre os dois fluxos, o do rotor (gerado pelo ímã permanente) e o do estator (criado por meio da corrente que flui pelos enrolamentos).

O fluxograma completo da organização e sequenciamento de execução dos módulos de software, **desenvolvidos e implementados neste trabalho**, está apresentado na Figura 3.8.

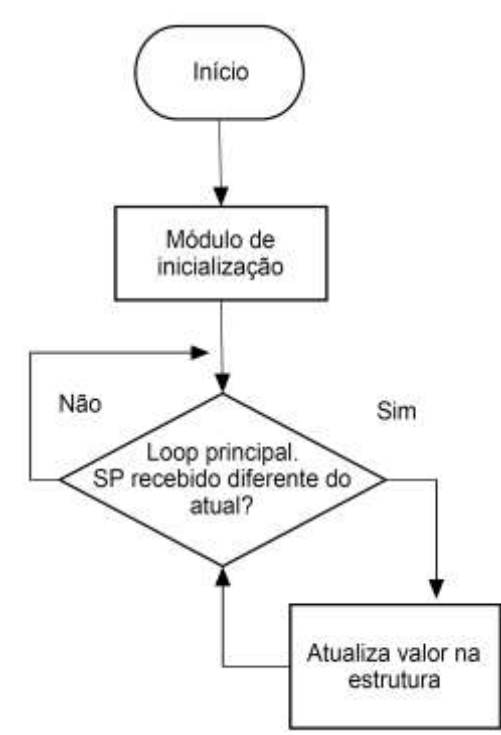


Figura 3.8 (a) – Fluxograma dos módulos da aplicação contidos na rotina principal

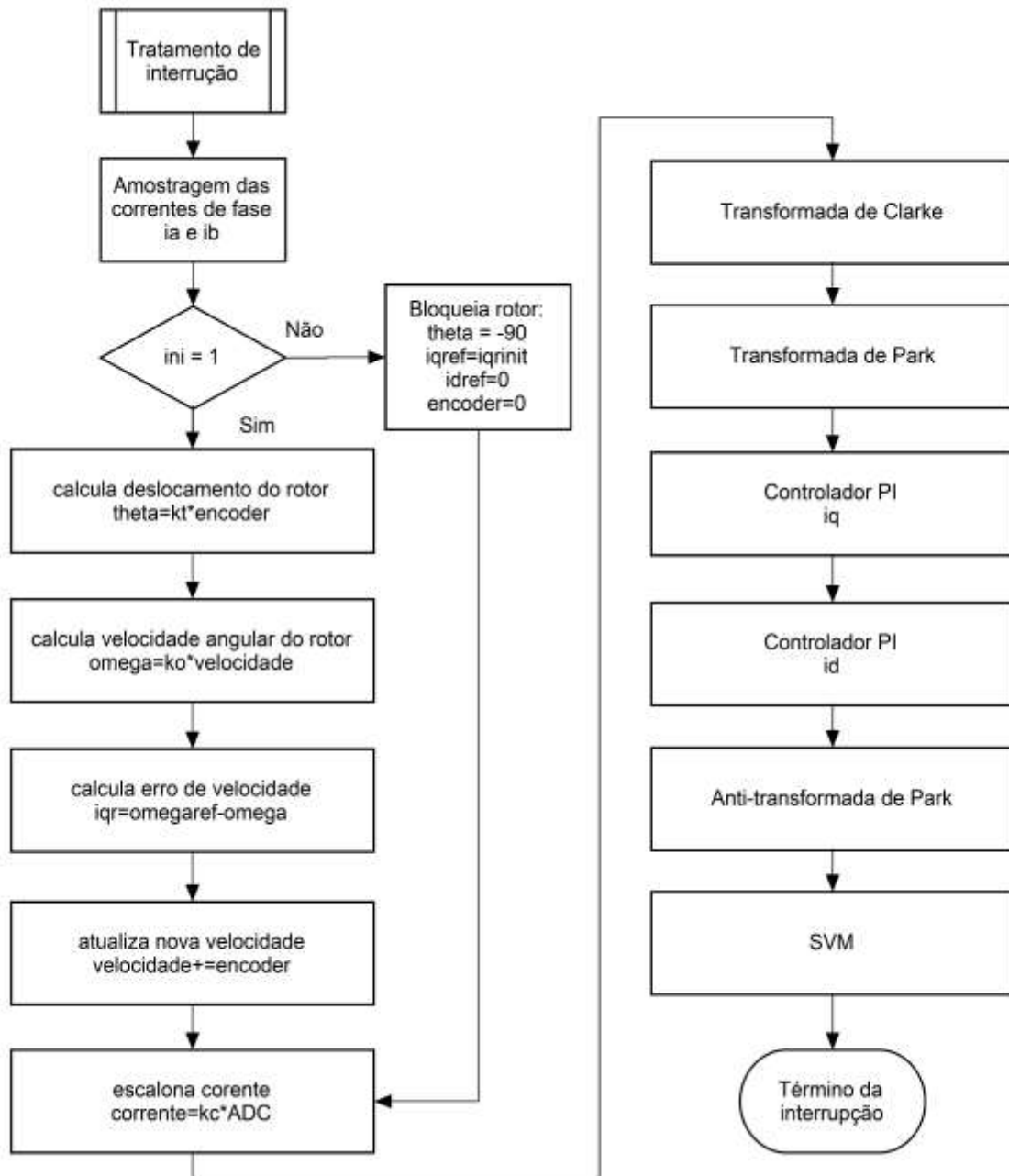


Figura 3.8 (b) – Fluxograma dos módulos da aplicação contidos na rotina de tratamento de interrupção

Todos os principais módulos, apresentados na Figura 3.8, especificamente desenvolvidos e implementados para este trabalho, com exceção dos itens 3 e 4 são:

1. Módulo de inicialização do sistema;
2. Controle de interrupção do sistema e execução dos módulos internos a este bloco;
3. Módulos de transformação dos sistemas de referência representados pelas transformações de Clarke, Park e anti-transformada de Park;
4. Controladores PI de corrente:  $i_d$  e  $i_q$ ;
5. Determinação da corrente de fase e escalonamento;
6. Determinação de velocidade angular e cálculo de erro;
7. Algoritmo SVM (incluindo acionamento dos MOSFET's do inversor trifásico);
8. Módulo de determinação da posição inicial do rotor.

Os módulos mencionados nos itens 3 e 4 são disponibilizados por meio de bibliotecas de funções criadas pelo fabricante da ferramenta de desenvolvimento. As bibliotecas disponibilizadas são otimizadas e portanto os valores de entrada e saída manipulados por meio dos protótipos das funções devem estar representados, para este processador, num formato de representação numérico de ponto fixo padrão Q15, portanto, todos os cálculos envolvendo tais bibliotecas devem ser convertidos em formatos numéricos compatíveis a este formato.

De forma a reduzir e normatizar o tamanho em bytes dos valores computados e aumentar a faixa dinâmica de representação numérica a fim de obter uma maior resolução da parte fracionária da representação Q15 (notação para representação de ponto fixo de 15 bits para a parte fracionária) foi adotado um modelo de representação PU (por unidade) para a manipulação de todos os valores referentes as grandezas físicas computadas dentro do programa.

O valor em PU de uma grandeza é definida por meio da razão entre o valor da grandeza pelo seu valor nominal de referência. A variável de programa  $PU$  armazenará o valor resultante do cálculo da razão entre grandezas onde o valor da grandeza refere-se ao valor obtido através de uma medição e, valor nominal da grandeza refere-se ao valor de referência adotado para normalização do cálculo de PU. Neste trabalho, os valores nominais adotados para corrente do estator, tensão do estator, velocidade angular e fluxo magnético do rotor estão baseados nos valores apresentados no catálogo do fabricante do motor, apresentada na seção Anexos, são respectivamente 4.1A, 90V, 3000rpm e 0.571Wb.

O módulo de detecção de corrente e escalonamento possui a função básica de manipular e converter as correntes trifásicas do estator em representações numéricas binárias. Em termos de hardware, esta tarefa é feita através da leitura da corrente de duas fases do motor por meio de circuitos amplificadores operacionais montados numa topologia conversor corrente-tensão também conhecida como configuração transdutora. Este circuito converte a informação de corrente numa escala equivalente de tensão. Essas tensões são amostradas e convertidas por meio de dois módulos periféricos A/D do processador e seus resultados armazenados nas variáveis de software  $i_a$  e  $i_b$ .

A ferramenta de desenvolvimento disponibiliza o circuito descrito no parágrafo anterior, Figura 3.9, e as interligações necessárias para o funcionamento dos pinos analógicos do processador, pino ADCIN0 para a fase a e pino ADCIN8 para a fase b. Durante o módulo de inicialização do sistema esses pinos são devidamente configurados como pinos exclusivos para utilização do módulo ADC.

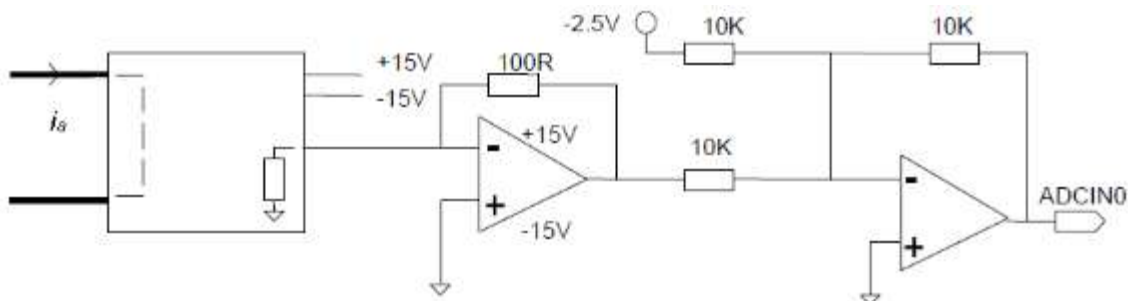


Figura 3.9 – Esquema elétrico do circuito de sensoriamento de corrente da fase a.

Conforme a especificação do fabricante, os sinais máximos da corrente suportada pelo circuito sensor estão numa faixa de +/-10A. O amplificador do primeiro estágio do circuito transdutor, conforme apresentado na Figura 3.9, primeiramente aplicará um ganho com a finalidade de adequar a tensão gerada na saída do sensor de corrente de +/-15V a um valor equivalente a uma faixa de +/-2.5V. O segundo estágio então acrescenta uma tensão de offset de 2,5V ao primeiro sinal e aplica um filtro passa baixa de primeira ordem configurado para uma frequência de corte de 220Hz.

Os módulos A/D do processador possuem a capacidade de converter as tensões de suas entradas e representá-las em palavras binárias de 10 bits. Após o término da amostragem e subseqüente conversão dos valores de ambas as fases seus resultados serão armazenados nas variáveis  $i_a$  e  $i_b$ . A correspondência entre as correntes de fase e suas representações binárias são para o limite superior 10 A igual a 1024 e no limite inferior -10 A igual a 0.

Para o cálculo do escalonamento da corrente de maneira a adequá-la à representação numérica das bibliotecas de transformação e controle PI, foi necessário a criação de um módulo adicional de software. A primeira tarefa deste módulo de software é subtrair um valor equivalente a 512 do valor convertido de corrente de maneira análoga a subtrair o valor de tensão de 2,5V acrescido pelo estágio de amplificação do circuito transdutor. A partir desta subtração o valor de 10A será igual a 512 e o valor de -10A igual a -512. Nesse momento, dada uma representação binária de corrente, a tarefa será encontrar o número real correspondente ao valor de PU da corrente. Em termos matemáticos, esta conversão equivale a calcular o valor da constante  $K_c$ :

$$K_c = \frac{i_{puQ15}}{i_{binario}} = \left( \frac{i_{max}}{i_{nominal}} 2^{15} \right) \frac{1}{i_{binario}} \quad (3.37)$$

Considerando então que  $i_{max} = 10$  A,  $i_{nominal} = 4.1$  A e que  $i_{binario} = 512$ , então resulta que  $K_c = 19.51$ . Uma vez determinada a constante  $K_c$  (variável  $K_c$  do programa), o escalonamento poderá ser obtido toda vez que o módulo de escalonamento multiplicar o valor de  $K_c$  ao valor medido das correntes das fases. Deste modo, os valores obtidos serão compatíveis aos demais módulos do programa que necessitem utilizar valores na representação numérica Q15.

O módulo de determinação de cálculo do posicionamento do motor foi idealizado para este trabalho para execução da tarefa de converter os números de pulsos detectados pelo encoder incremental, **interno** ao motor, em valores angulares absolutos do rotor. O valor referente ao cálculo da posição absoluta do rotor é armazenado na variável de programa `theta`. É possível a obtenção da posição mecânica absoluta do rotor a partir de um encoder incremental relativo desde que fisicamente se determine no instante inicial do primeiro movimento uma posição conhecida do rotor. Este procedimento é feito durante a inicialização do sistema conforme descrito no início desta seção.

Uma vez determinada uma posição conhecida do rotor, o número de pulsos de encoder detectados durante dois intervalos de interrupção do processador serão armazenados na variável de programa `encoder`. Essa variável será utilizada posteriormente para determinar a posição elétrica do rotor após ser submetido a um fator de escalonamento semelhante ao aplicado as correntes medidas no estator.

Interno ao motor existe um conjunto composto de dois foto-sensores que são ativados por meio de dois LED's infravermelhos. Quando a luz é obstruída pelo disco graduado solidário ao eixo do rotor, o sensor envia um valor de tensão igual a zero para um pino dedicado como entrada do processador mede uma tensão nula no sensor. Quando a luz do LED atravessa uma ranhura do disco graduado e atinge o foto-sensor um valor de tensão igual a 3,3V será medido por meio do conversor analógico-digital internamente conectado ao pino deste processador. O número de ranhuras presentes no disco graduado embarcado ao motor utilizado neste trabalho, também conhecido como encoder, é igual a 1024. Um módulo periférico do processador, denominado QEP, detecta as bordas de subida e descida de ambos os canais sensores, denominados canais A e B. A contagem do número de bordas detectadas é então armazenada por este periférico em seu registro interno denominado `T3CNT`. Este registro está ligado ao módulo temporizador do processador de maneira a permitir que os pulsos oriundos do temporizador sejam automaticamente contabilizados em conjunto as entradas dos sensores quando o periférico QEP está ativo.

O encoder do motor utilizado neste trabalho gera portanto 1024 pulsos a cada revolução mecânica do rotor, resultando numa resolução de aproximadamente 5 minutos de arco. Uma ranhura ou abertura do encoder gera quatro bordas distintas para o processador: uma borda de subida e uma borda de descida para ambos os canais A e B. Estas bordas detectadas pelo periférico QEP irão gerar o equivalente a 4096 bordas a cada revolução mecânica do rotor. O periférico QEP está programado de modo a possibilitar a determinação do sentido de rotação do rotor por meio da análise da sequência de bordas detectadas pelos foto-sensores; se o sinal de borda detectado no canal A está em avanço ou em atraso em relação ao canal B esta informação determinará o sentido de movimento do rotor. Como o número de bordas está armazenado no registro  $T3CNT$ , dependendo do sentido de revolução do rotor este registro deverá ser incrementado ou decrementado. O deslocamento angular mecânico é calculado entre dois períodos de interrupção conforme expresso na relação:

$$theta = \left( \frac{360^\circ}{\text{número máximo de pulsos}} \right) (T3CNT(t) - T3CNT(t - \Delta t)) \quad (3.38)$$

onde  $theta$  representa a variável do programa que receberá o cálculo do deslocamento angular mecânico,  $T3CNT(t)$  e  $T3CNT(t-\Delta)$  são respectivamente os valores contabilizados por meio do módulo periférico QEP nos instantes  $t$  e  $\Delta t$  correspondentes aos intervalos de tempo entre execuções consecutivas da rotina de tratamento de interrupção do processador e número máximo de pulsos (variável de programa `pulsos_encoder_max`) representa o número máximo de bordas acumuladas pelo periférico QEP ao término de uma revolução mecânica do rotor; para o motor adotado neste trabalho este valor equivale a 4096. A fração  $\frac{360^\circ}{\text{número máximo de pulsos}}$  no software está pré-computada e armazenada na constante de programa  $K_T$ , denominada constante de deslocamento angular mecânico.

A determinação da correspondência entre a posição mecânica relativa do motor,  $theta$ , e a posição elétrica do rotor  $\theta_e$  é imediata, conforme Equação 3.9, substituindo-se o parâmetro  $p$  (número de pares de polo) fornecido pelo fabricante do motor pela constante de programa  $K_{ENC}$ , denominada constante do encoder.



O último passo do software antes de executar as funções de controle PI de corrente e posição e algoritmo SVM será determinar a velocidade angular mecânica do rotor.

A velocidade angular é calculada periodicamente objetivando realimentar o controlador de velocidade. A atualização deste cálculo dentro do fluxo de programa não é tão crítica em termos de tempo quanto a exigência imposta pelos cálculos envolvendo as correntes de fase, pois, a constante de tempo de um sistema mecânico é normalmente menor do que a constante de tempo de um sistema elétrico implicando em exigências de tempos de resposta maiores para o controlador de corrente em comparação ao controlador de velocidade. Devido a esta característica um pre-escalador está programado na interrupção do processador de modo a atualizar o cálculo da velocidade angular no intervalo equivalente a cada quatro interrupções do sistema.

O cálculo da velocidade angular, definida pela variável de programa `omega`, então se resume a multiplicar a fração equivalente ao intervalo de tempo de quatro interrupções do processador, denominada no programa como constante `KO`, pelo número de pulsos de encoder acumulados dentro deste intervalo e armazenar o resultado na variável de programa `velocidade`. O valor determinado para a constante `KO` neste trabalho é 11.91 (formato Q15) e equivale ao inverso do intervalo de tempo de quatro interrupções do controlador.

### **3.5. Algoritmo SVM**

O objetivo do algoritmo SVM é calcular os tempos de comutação das chaves de potência que compõem um inversor trifásico com o intuito de gerar tensões e correntes pseudo-senoidais nas fases do estator do motor. As correntes pseudo-senoidais acrescentam melhorias na ondulação do torque desenvolvido e na precisão do posicionamento do rotor em situações de baixa velocidade. Entende-se como sinais pseudo-senoidais aqueles sinais que por meio da somatória espectral de seus componentes se assemelham ou aproximam as características de um sinal senoidal puro.

A tabela 3.1 apresenta o desempenho do algoritmo SVM comparado as demais técnicas análogas para comutação de motores BLDC em relação ao parâmetro THD do sinal de controle, em seu componente fundamental, gerado a partir de uma ponte inversora trifásica.

Algoritmo	THD	Tamanho em memória	Complexidade da implementação
Senoidal	29,89%	Médio	Baixa
Trapezoidal	27,66%	Baixa	Baixa
PWM Espaço	27,01%	Baixo	Média
PWM Rampa	26,07%	Média	Média
PWM com injeção de harmônica	24,52%	Média	Alta
SVM	23,20%	Baixa	Alta

Tabela 3.1 – Tabela comparativa entre técnicas de comutação aplicadas a motores BLDC.

Fonte: adaptada de REDDY, BABU e RAO (2010).

Com base nos resultados apresentados por Reddy et al. (2010) é possível verificar que o método SVM possui característica de baixa distorção harmônica do sinal sintetizado a partir de um mesmo circuito inversor trifásico um comportamento mais linear, com baixo consumo de memória de programa para implementação, quando comparado a todos os demais métodos. Em relação a complexidade de implementação este fato está ligado a arquitetura do processador e do formato de representação numérica adotado em cada projeto. Conforme será apresentado ao longo deste trabalho a diminuição da complexidade da implementação foi alcançada adotando um processador de arquitetura de ponto fixo e privilegiando o desenvolvimento das rotinas matemáticas em seu formato nativo de representação numérica, neste caso, o formato Q15.

Dentro do programa desenvolvido, o algoritmo de comutação SVM receberá valores equivalentes ao vetor tensão do estator transformado no sistema de referência  $(\alpha, \beta)$  e calculará a quantidade de tempo equivalente ao ciclo de comutação das chaves de potência (tempos de desligamento e ligamento). Com a finalidade de compreender as

premissas feitas neste trabalho para a implementação deste algoritmo, uma breve descrição do funcionamento e modelamento do inversor trifásico será agora introduzida.

### 3.5.1. Princípio de acionamento do motor BLDC

Para se realizar o acionamento do motor, cada fase é ligada a um braço da ponte trifásica formada por seis chaves controladas. Baseado na tensão de alimentação e nível de corrente necessários, adotam-se chaves do tipo MOSFET's (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor), IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou simples transistores bipolares. Controlando-se as chaves, pode-se ligar uma fase do motor ao terminal positivo, negativo, ou deixá-la desconectada.

Devido à natureza indutiva do motor, é necessária a adição de seis diodos na estrutura básica do inversor trifásico de acionamento. Os diodos são colocados em antiparalelo com cada chave comandada, gerando um interruptor bidirecional em corrente, que permite a circulação de corrente reversa durante a abertura das chaves. Esses diodos desempenham o papel de *free-wheeling* para a recirculação da corrente na carga.

A estrutura formada pelas chaves é denominada de ponte H. No caso de motores BLDC trifásicos, a estrutura será composta por três meias-ponte H, como pode ser visualizado na Figura 3.10. A cada 120° elétricos, as chaves são comutadas duas vezes. Há, portanto seis sequências de operação em um ciclo completo, que permitem gerar a forma de onda da tensão alternada de saída. Em cada passo da sequência, duas chaves controladas permanecem em condução, conectando dois dos terminais dos enrolamentos do estator aos terminais da fonte de alimentação CC, enquanto o terceiro permanece desligado. Por conseguinte, em qualquer instante de tempo, uma chave controlada do grupo positivo e uma do grupo negativo estão conduzindo. A cada intervalo de 60° uma chave controlada é colocada em condução, obedecendo a uma sequência apropriada a fim de gerar um sistema de tensões trifásicas balanceadas defasadas de 120°.

Verifica-se pelo diagrama de sequência de chaveamento, mostrado na Figura 3.11, que a possibilidade de curto-circuito neste modo de operação é remota, dado o fato que há um intervalo relativamente grande de um sexto do período, ou seja,  $60^\circ$  entre a ordem de bloqueio de uma chave e a ordem de entrada em condução de outra chave, ambas pertencentes ao mesmo braço inversor.

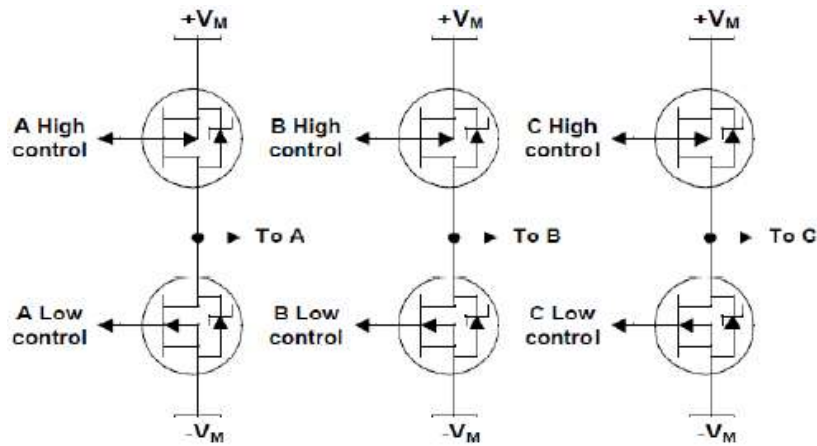


Figura 3.10 – Ponte de acionamento trifásico.

Fonte: adaptado de DEL TORO (1999).

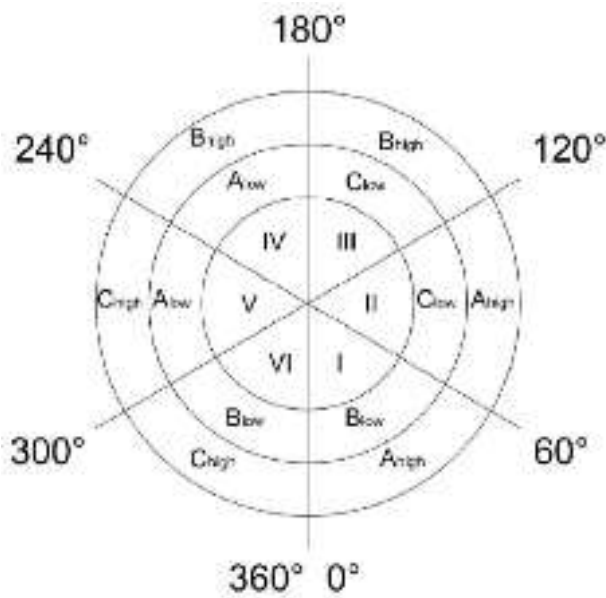


Figura 3.11 – Diagrama de chaveamento de uma ponte trifásica.

Fonte: adaptado de DEL TORO. (1999)

O controle das chaves semicondutoras pode ser feito por um dispositivo de controle digital que faz a leitura ou estimação da posição do rotor gerando os sinais de ligamento e desligamento das chaves do inversor de acordo com a sequência correta de comutação das fases.

A velocidade do motor é proporcional à corrente fornecida pelo circuito de chaveamento que por sua vez, é função da tensão DC média aplicada em sua entrada. Em suma, para variar a velocidade, utilizam-se pulsos com largura modulada para acionar as chaves. Desta forma, a diferença média de potencial aplicada sobre uma fase do motor será proporcional à tensão do barramento DC e ao ciclo de trabalho do pulso cuja largura está sendo modulada, ou seja, o dispositivo de controle digital controlará a corrente média aplicada ao estator.

Em cada comutação realizada, uma das três fases é conectada ao terminal positivo da fonte (corrente entrando no enrolamento), outra ao terminal negativo (corrente saindo do enrolamento), e a terceira fase encontrar-se-á em aberto ou em alta impedância (não circula corrente). Um torque é produzido devido à interação entre o campo magnético gerado nas bobinas do estator e o rotor de imã permanente. O torque é máximo quando os dois campos estão a  $90^\circ$  um do outro e, cai conforme os campos se alinham, até tornar-se nulo. Portanto, para o motor continuar em movimento, o campo magnético produzido no estator deve mudar de posição. Para efetuar a comutação, diversos tipos de sensores podem ser empregados, como codificadores óticos (encoders), sensores de efeito Hall, ou ainda foto-transistores. Estes sensores realimentam o sistema de comutação eletrônica, que realiza a energização das bobinas na sequência correta para o funcionamento contínuo do motor.

A cada  $60^\circ$  elétricos de rotação, um sensor de posicionamento do rotor muda de estado. Logo, são necessários seis passos para completar um ciclo elétrico. Em sincronia, a cada  $60^\circ$  elétricos, a sequência de energização das fases deve ser atualizada. No entanto, um ciclo elétrico pode não corresponder a um ciclo mecânico (rotação completa do rotor). O número de ciclos elétricos necessários para se completar uma rotação mecânica completa é determinado pelo número de ciclos por rotação, que é igual ao número de pares de pólos do motor.

É possível determinar o instante de comutação entre as fases do motor monitorando a FCEM (força contra eletromotriz) da fase que se encontra desconectada do barramento de alimentação a cada passo do ciclo. Esta estratégia de controle é denominada *sensorless*, pois não utiliza sensores de posição, embora seja necessário medir a FEM (força eletromotriz) no ramo não alimentado. A Figura 3.12 apresenta o diagrama de um motor BLDC de 3 fases e um par de pólos. A cada passo o rotor se desloca de 60°. Os enrolamentos apropriados do estator são energizados quando o rotor está a 120° do alinhamento com o correspondente campo magnético do estator e, são desativados quando o rotor está a 60° do alinhamento ao mesmo tempo em que o próximo circuito é ativado e, o processo se repete

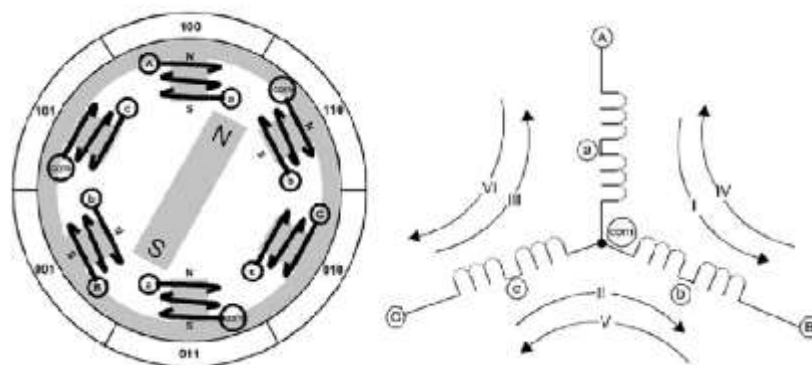


Figura 3.12 – Diagrama simplificado de um motor BLDC.

Fonte: adaptado de BROWN. (2010)

### 3.5.2. Modelo do inversor trifásico

Em sistemas sem a capacidade de processamento digital de sinais, o método mais comum para fornecer um campo magnético girante a um motor é utilizar três fontes de tensões senoidais distintas e defasadas entre si de 120° elétricos.

Neste tipo de sistema trifásico, três fontes de tensões distintas são aplicadas a cada fase do motor para gerar suas respectivas correntes senoidais. Estas tensões podem ser expressas como:

$$V_{oa} = V\sqrt{2} \cos(\omega_e t) \quad (3.39)$$

$$V_{ob} = V\sqrt{2} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.40)$$

$$V_{oc} = V\sqrt{2} \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (3.41)$$

onde  $V_{ox}$  equivale as tensões aplicadas entre a referência comum entre as fontes de tensão e uma fase  $x$  do motor,  $V$  é a tensão máxima aplicada sobre a fase do motor e  $\omega_e$  a velocidade angular máxima do sinal senoidal de tensão aplicado a fase do motor.

Com a finalidade de calcular as tensões entre as fases e o ponto neutro do motor, configurado numa topologia estrela, assume-se que as impedâncias vistas pelas fontes, de tensão, conforme Figura 3.13, aplicadas no estator em relação ao neutro são idênticas; neste caso denominadas em equilíbrio. Esta consideração permite determinar as seguintes relações:

$$V_{on} = V_{oa} + Z I_1 \quad (3.42)$$

$$V_{on} = V_{ob} + Z I_2 \quad (3.43)$$

$$V_{on} = V_{oc} + Z I_3 \quad (3.44)$$

$$3V_{on} = V_{oa} + V_{ob} + V_{oc} + Z (I_1 + I_2 + I_3) \quad (3.45)$$

onde  $Z$  equivale à impedância de uma fase do motor e  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  são as correntes de cada fase do motor. Como  $V_{on}$  é expresso por meio de uma combinação linear das três fontes de tensão, a tensão de fase em relação ao neutro pode ser determinada para uma fase a do motor por meio da expressão:

$$V_{an} = V_{on} - V_{oa} = \frac{1}{3} (V_{oa} + V_{ob} + V_{oc}) - V_{oa} = -\frac{2}{3}V_{oa} + \frac{1}{3}V_{ob} + \frac{1}{3}V_{oc} \quad (3.46)$$

Aplicando-se o mesmo cálculo para as três fases do sistema, obtém-se:

$$V_{an} = \frac{1}{3} (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \quad (3.47)$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3} (2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \quad (3.48)$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3} (2V_{co} - V_{ao} - V_{bo}) \quad (3.49)$$

No caso de um inversor estático controlado digitalmente, entende-se estático pois o circuito não fornece de forma autônoma uma tensão senoidal à carga à qual está conectado, tensões senoidais não são utilizadas. Nestes circuitos as chaves de comutação de potência atuam no desligamento e ligamento de uma tensão a carga proveniente de um barramento de alimentação contínuo  $V_{DC}$ .

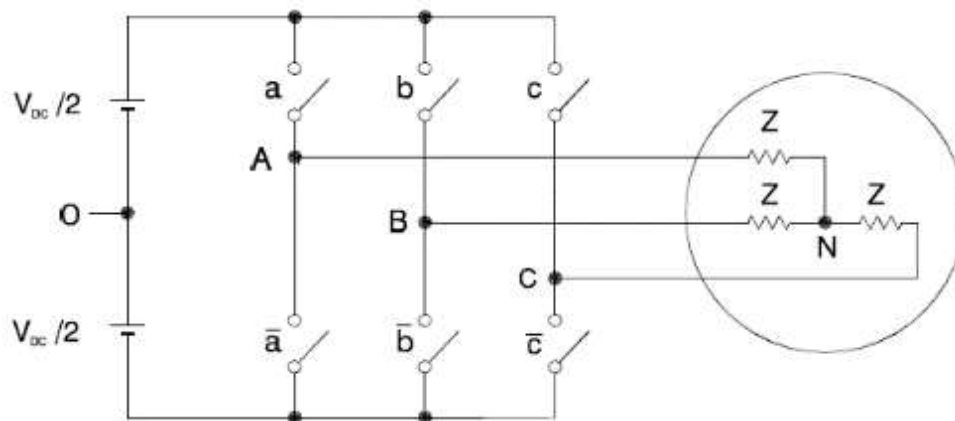


Figura 3.13 – Modelo do inversor trifásico considerado

Na Figura 3.13, as chaves de potência são ativadas pelos sinais  $a, b$  e  $c$  e seus valores complementares  $\bar{a}, \bar{b}$  e  $\bar{c}$ . Para um circuito inversor trifásico composto de seis chaves de comutação, somente oito possibilidades de comutação são possíveis, conforme apresentado na Tabela 3.2.



Ponto A (a, /a)	Ponto B (b, /b)	Ponto C (c, /c)	$V_{AO}$	$V_{BO}$	$V_{CO}$
0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
0	1	0	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
0	1	1	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
1	0	0	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	0	1	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$
1	1	0	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
1	1	1	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$	$+V_{DC}/2$

Tabela 3.2 – Tensões de saída  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  e  $V_{co}$  do inversor trifásico.

Considerando as Equações 3.46, 3.47 e 3.48 a Tabela 3.2 pode ser reescrita em função das tensões entre fase e neutro do motor, conforme apresentado na Tabela 3.3.

Ponto A (a, /a)	Ponto B (b, /b)	Ponto C (c, /c)	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$
0	0	0	0	0	0
0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$+2V_{DC}/3$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$+2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$+V_{DC}/3$	$+V_{DC}/3$
1	0	0	$+2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$
1	0	1	$+V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$+V_{DC}/3$
1	1	0	$+V_{DC}/3$	$+V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$
1	1	1	0	0	0

Tabela 3.3 – Tabela de estados de comutação em relação as tensões fase neutro.

### 3.5.3. Implementação

A implementação do algoritmo SVM objetiva converter os sinais de esforço de controle das saídas dos blocos PI, conforme diagrama apresentado na Figura 3.7, em valores de tensão apropriados que permitam comutar entre todos os estados do inversor. Uma vez que as variáveis de controle estejam representadas nos eixos de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) é necessário que o algoritmo além de determinar os estados de comutação, em função dos tempos corretos de acionamento das chaves do inversor, também realize a conversão dos sinais de controle do sistema de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) para o sistema de referência ( $a$ ,  $b$ ,  $c$ ).

Aplicando a Equação 3.17 aos valores de tensão de cada fase do inversor, Tabela 3.2, é possível determinar todos os estados de comutação do inversor em função dos sinais de tensão de controle no sistema de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ); conforme Tabela 3.3. Do ponto de vista gráfico, os estados do inversor podem ser representados conforme apresentado na Figura 3.14.

Ponto A (a, /a)	Ponto B (b, /b)	Ponto C (c, /c)	$V_{AN}$	$V_{BN}$	Vetor de tensão
0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_1$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$+V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_2$
0	1	1	$-2V_{DC}/3$	0	$\vec{V}_3$
1	0	0	$+2V_{DC}/3$	0	$\vec{V}_4$
1	0	1	$+V_{DC}/3$	$-V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_5$
1	1	0	$+V_{DC}/3$	$+V_{DC}/\sqrt{3}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	0	0	$\vec{V}_7$

Tabela 3.4 – Tabela de estados de comutação projetada no sistema ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

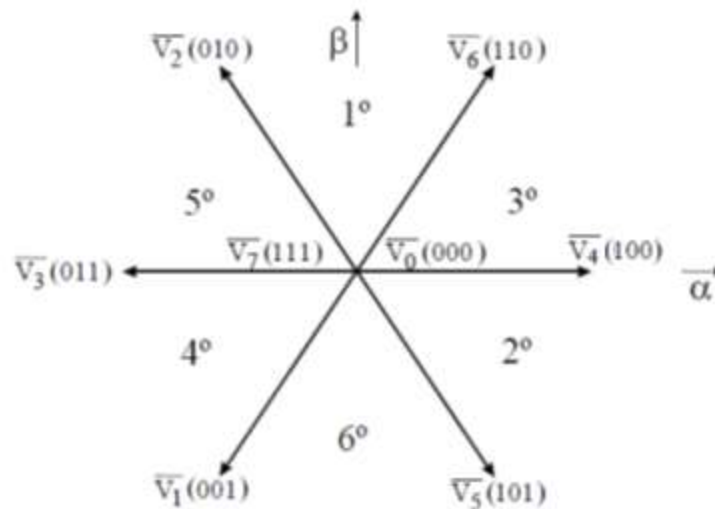


Figura 3.14 – Representação gráfica dos estados de comutação do inversor e do vetor de tensão resultante no sistema de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

O método adotado no algoritmo para aproximar o sinal de controle, ou tensão do estator, consiste em modular o tempo de condução correspondente a cada chave do inversor em função da projeção da tensão de referência do estator em relação a vetores de tensão adjacentes do espaço vetorial, determinados no instante de acionamento e que representam os estados fixos de comutação do inversor. Um exemplo do método adotado pode ser verificado analisando a Figura 3.15.

O vetor tensão de referência do estator  $V_{sref}$  está no terceiro setor e o tempo de condução associado a cada vetor adjacente é dado por:

$$T = T_4 + T_6 + T_0 \quad (3.50)$$

$$\vec{V}_{sref} = \frac{T_4}{T} \vec{V}_4 + \frac{T_6}{T} \vec{V}_6 \quad (3.51)$$

onde  $T$  representa o intervalo do período do módulo PWM configurado no algoritmo (20 KHz) e  $T_0$  o intervalo de tempo para acionamento das chaves correspondente ao estado zero do inversor.

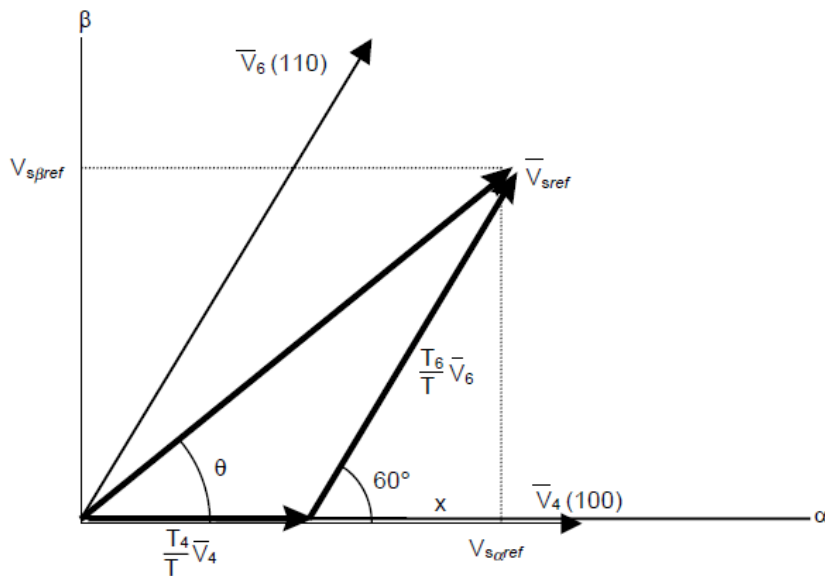


Figura 3.15 – Projeção do vetor tensão de referência no sistema de referência ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

Adaptada de BUSO e MATAVELLI (2006).

A determinação dos intervalos de tempo  $T_4$  e  $T_6$  será definida pelas projeções das tensões nos eixos  $\alpha$  e  $\beta$ , que são calculadas por meio de:

$$V_{s\beta ref} = \frac{T_6}{T} |\vec{V}_6| \cos 30^\circ \quad (3.52)$$

$$V_{s\alpha ref} = \frac{T_4}{T} |\vec{V}_4| + \frac{V_{s\beta ref}}{\operatorname{tg} 60^\circ} \quad (3.53)$$

onde  $|\vec{V}_4|$  e  $|\vec{V}_6|$  são os módulos dos valores do vetor tensão gerado nos respectivos estados de comutação do inversor, conforme apresentado na Tabela 3.4

Durante a execução do algoritmo o ângulo representado por  $\theta$  na Figura 3.15 será determinado por meio da Equação 3.37 e armazenado na variável de programa `theta`.

Utilizando a Tabela 3.4 é possível localizar e substituir os valores dos vetores de tensão fixos  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$  nas Equações 3.52 e 3.53 e determinar o período de tempo de acionamento em função das tensões de referência desejadas:

$$T_4 = \frac{T}{2V_{DC}} \left( 3V_{s\alpha ref} - \sqrt{3}V_{s\beta ref} \right) \quad (3.54)$$

$$T_6 = \sqrt{3} \frac{T}{V_{DC}} V_{s\beta ref} \quad (3.55)$$

Dentro do algoritmo SVM os valores para as oito combinações de estados da chave inversora, conforme apresentado na Tabela 3.4, são pré-computados e definidos como constantes de programa. Conforme execução da aplicação, uma tabela contendo estas constantes será indexada retornando os valores correspondentes a duas das oito tensões fixas de comutação em função do setor do espaço vetorial o qual o vetor de referência da tensão do estator se localizar no instante do acionamento.

Uma vez definidos os tempos de condução, neste caso  $T_4$  e  $T_6$ , o restante do período de condução destas chaves deverá ser completado adotando-se o valor equivalente ao vetor nulo, ou vetores  $\vec{V}_0$  e  $\vec{V}_7$ . Em termos de resultados, estes vetores se equivalem e, portanto, um critério para adoção de um deles deve ser definido. Nesta implementação será adotado o vetor  $\vec{V}_0$  pois este representa um estado **no qual** nenhuma chave do inversor conectada na tensão positiva do circuito se mantém energizada. Logo, será

mitigado o risco de condução indesejado associado a uma falha que ocasione um curto-circuito em qualquer uma das chaves eletrônicas. A determinação do setor na qual a tensão de referência localiza-se é realizada por meio do cálculo de sua projeção no sistema  $(a, b, c)$ . As expressões são obtidas por meio da Equação 3.18, aplicada às projeções das tensões de referência do estator ou sinal de controle:

$$V_a = V_{s\beta ref} \quad (3.56)$$

$$V_b = \frac{1}{2} \left( \sqrt{3} V_{s\alpha ref} - V_{s\beta ref} \right) \quad (3.57)$$

$$V_c = \frac{1}{2} \left( -\sqrt{3} V_{s\alpha ref} - V_{s\beta ref} \right) \quad (3.58)$$

As variáveis  $V_{DC}$  e  $T/(2V_{DC})$ , obtidas nas Equações 3.54 e 3.55, são pré-computadas e definidas como constantes no algoritmo. Estas constantes são armazenadas respectivamente nas variáveis de programa `VDC` e `VDCinvT` cujo valores convertidos em formato de máquina e expressos em PU valem respectivamente 4.12 e 348.

Portanto, para cada setor, um período de comutação pode ser determinado de forma genérica por meio das seguintes equações:

$$X = \sqrt{3} \frac{T}{2V_{DC}} V_{s\beta ref} \quad (3.59)$$

$$Y = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{2V_{DC}} V_{s\beta ref} + \frac{3}{2} \frac{T}{2V_{DC}} V_{s\alpha ref} \quad (3.60)$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T}{2V_{DC}} V_{s\beta ref} - \frac{3}{2} \frac{T}{2V_{DC}} V_{s\alpha ref} \quad (3.61)$$

Analogamente, utilizando os resultados das Equações 3.53 e 3.54 no exemplo apresentado na Figura 3.15, tem-se  $T_4$  equivalente a  $-Z$  e  $T_6$  equivalente a  $X$ .

As funções, escritas em linguagem de programação C para pesquisa do setor e determinação da expressão a adotar para o cálculo do período de tempo, foram implementadas do seguinte modo:

```

unsigned int find_sector( signed int *vref )
{
    unsigned int a, b, c, result;

    if ( *( vref + 1 ) > 0 ) a = 1; else a = 0;
    if ( *( vref + 2 ) > 0 ) b = 1; else b = 0;
    if ( *( vref + 3 ) > 0 ) c = 1; else c = 0;

    return ( a + 2*b + 4*c );
}

switch ( setor )
{
    case 1: t1= Z; t2= Y; break; case 2: t1= Y; t2=-X; break;
    case 3: t1=-Z; t2= X; break; case 4: t1=-X; t2= Z; break;
    case 5: t1= X; t2=-Y; break; case 6: t1=-Y; t2=-Z; break;
}

```

O último passo do algoritmo é atualizar o módulo periférico PWM levando em conta um tratamento de saturação do valor calculado do tempo caso este ultrapasse a faixa dinâmica de representação numérica no microcontrolador. As equações que definem o valor de saturação para a condição dos períodos genéricos  $t_1$  e  $t_2$ , caso a soma de ambos ultrapasse o limite de representação de 16 bits do registrador de período PWM são:

$$t_{1sat} = t_1 \frac{\text{período PWM}}{t_1 + t_2} \quad (3.62)$$

$$t_{2sat} = t_2 \frac{\text{período PWM}}{t_1 + t_2} \quad (3.63)$$

onde  $t_1$  e  $t_2$  ( variáveis de programa  $t_1$  e  $t_2$  ) representam os tempos calculados de condução para dois vetores de tensão do inversor e período PWM ( variável de programa  $PWM_{PRD}$  ) representa o registrador de configuração do período PWM cujo valor será equivalente a frequência fundamental do sinal PWM gerada neste periférico

do microcontrolador. Os valores de duty cycle de PWM para cada fase do motor são determinados pelas relações:

$$t_{aon} = \frac{(\text{período PWM}) - (t_1 + t_2)}{2} \quad (3.64)$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1 \quad (3.65)$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2 \quad (3.66)$$

O último passo consiste em carregar os valores calculados e convertidos em função do período do módulo PWM nos registros de acionamento do microcontrolador, denominados  $CMPR_x$ , onde  $x$  especifica o número do registro associado ao par de chaves que compõem uma das fases de acionamento do motor. A tabela 3.5 apresenta todas as combinações de registros de acionamento do microcontrolador em função dos setores do espaço vetorial.

<b>Fase\Setor</b>	<b>1</b>	<b>2</b>	<b>3</b>	<b>4</b>	<b>5</b>	<b>6</b>
CMPR1	tbon	taon	taon	tcon	Tcon	tbon
CMPR3	taon	tcon	tbon	tbon	Taon	tcon
CMPR5	tcon	tbon	tcon	taon	Tbon	taon

Tabela 3.5 – Tabela de acionamento em função dos setores do espaço vetorial

Portanto, por meio dos registros  $CMPR1$ ,  $CMPR3$  e  $CMPR5$  são determinados os níveis de tensão que acionam as portas dos MOSFET's do inversor. A variação do valor atribuído para cada um destes registros, partindo do seu valor mínimo até o seu valor máximo, permite que as chaves de potência transitem entre todos os estados de comutação determinados para o inversor no respectivo setor associado do espaço vetorial conforme apresentado na Figura 3.14. A variação do valor atribuído para cada registro de forma crescente ou decrescente implicará no sentido de transição de estados de comutação das chaves naquele setor, respectivamente, no sentido anti-horário e horário do hexágono do espaço vetorial.

Para o acionamento do inversor no espaço limitado para o setor 1, a Figura 3.16 exemplifica como a variação dos registros CMPR1, CMPR3 e CMPR5 está relacionada as saídas do microcontrolador (pinos PWM1, PWM3 e PWM5) que determinam os estados de comutação do inversor.

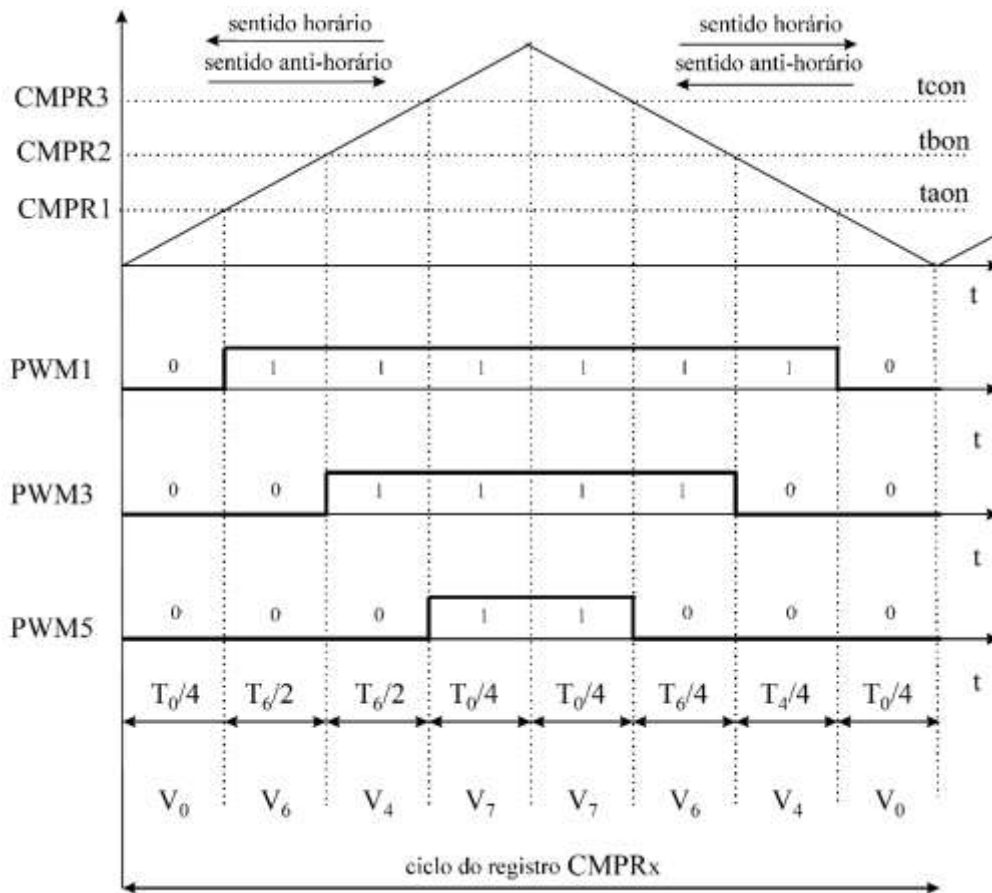


Figura 3.16 – Representação gráfica da relação entre as saídas do microcontrolador e a variação dos registros de acionamento PWM durante o acionamento do inversor no setor 1

Por meio da Figura 3.16 é possível observar o comportamento entre a variação completa dos valores (ciclo) de um registro CMPRx e os valores  $t_{aon}$ ,  $t_{bon}$  e  $t_{con}$ . Deste modo, é verificado graficamente como esses valores determinam os intervalos intermediários de condução das chaves para qualquer projeção do vetor de tensão de saída localizado no momento de acionamento entre os vértices (estados fixos de comutação do inversor) apresentados no hexágono da Figura 3.14.



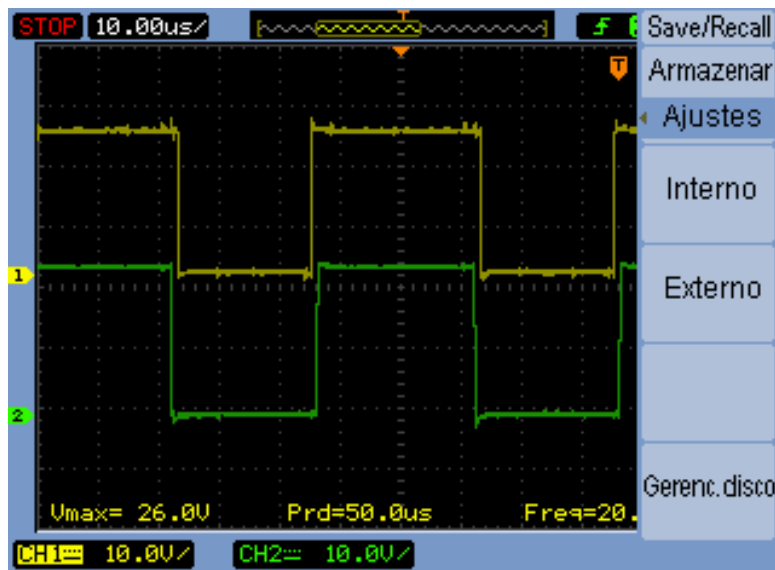


Figura 3.17 – Formas de onda PWM gerada nas saídas PWM1 e PWM3 do microcontrolador durante o acionamento do inversor para o controle de velocidade ajustado em 50 rpm

A Figura 3.17 apresenta o perfil prático dos sinais gerados nesta implementação do algoritmo SVM para duas saídas de sinal PWM do microcontrolador, PWM1 (canal 1 do osciloscópio) e PWM2 (canal 2 do osciloscópio). Nesta condição são apresentados os sinais de acionamento das portas MOSFET's de dois ramos de acionamento do circuito inversor na condição de velocidade comandada de 50 rpm. Nesta implementação devido a características do módulo PWM do microcontrolador adotado foi utilizado um sinal cujas bordas estão alinhadas centralmente dentro do período de sinal gerado. Como os periféricos trabalham automaticamente em modo complementar, ou seja aos pares, os canais PWM 2, 4 e 6 respectivamente associados aos canais PWM1, 3 e 5 do periférico. As questões relacionadas ao tempo de espera entre comutações das chaves complementares de cada fase não foram abordados nesta implementação; adotou-se a proteção denominada *dead-time* automático do próprio periférico PWM que defasa automaticamente em algumas dezenas de microssegundos os sinais de acionamento entre os canais complementares evitando curto-circuitos ou sobrecargas dinâmicas nos elementos acionadores.

## 4 RESULTADOS

Nesse capítulo serão apresentados os resultados obtidos durante o desenvolvimento do trabalho.

Para coleta de todos os sinais aqui apresentados, foi desenvolvida e implementada uma função, executada durante o acionamento e controle do motor BLDC, para amostragem e armazenamento de todos os sinais de velocidade (acionamento e resposta) por meio respectivamente da memória interna do microcontrolador e seu módulo conversor A/D.

No instante em que a quantidade de dados capturados atinge a metade do espaço máximo reservado em memória para seu armazenamento, inicia-se a transmissão dos dados por meio da interface USB para um computador PC, embora o acionamento e o controle do motor BLDC permaneçam operantes durante esta comunicação. O hardware e software de interface para comunicação faz parte da placa da ferramenta de desenvolvimento. Os dados recebidos no computador são manualmente importados para o ambiente de análise MATLAB<sup>®</sup> para manipulação matemática visando adequar os resultados numéricos da conversão analógica /digital para informações compatíveis com as grandezas físicas estudadas e obtenção das figuras apresentadas neste capítulo. Os fatores de escalonamento adotados durante o procedimento de adequação numérica foram calculados e apresentados no Capítulo 3 deste trabalho. Os sinais digitais utilizados como estímulo de acionamento durante o processo de identificação e análise da resposta do sistema foram convertidos em formatos numéricos compatíveis com a CPU do microcontrolador e armazenados numa região de memória na forma de variáveis.

Durante um período de identificação da resposta esta variável será lida na taxa de amostragem do sistema (~20 KHz) por um ponteiro de software cujo conteúdo indicará para o periférico D/A o respectivo endereço em memória onde está armazenado o valor numérico do sinal digital. Este valor será traduzido neste instante a um valor de tensão no pino do microcontrolador configurado para esta tarefa; a manutenção constante da latência de interrupção do sistema é obtida por meio das rotinas implementadas para gerenciamento de troca de dados entre os barramentos de comunicação internos à CPU

ao módulo DMA (controlador de acesso direto à memória) configurado pela rotina do programa principal no momento da inicialização do sistema.

O primeiro passo após a implementação e validação do algoritmo SVM na placa de desenvolvimento foi identificar e reconhecer as características do sistema. Para iniciar essa tarefa, foram selecionados dois sinais de referência de comando do motor: a forma de sinal apresentado por Fernandes et al. (2012) e um degrau. Os resultados obtidos inicialmente como resposta do sistema na condição de malha aberta para estas formas de sinais de estímulo estão apresentados na Figura 4.1 e Figura 4.2.

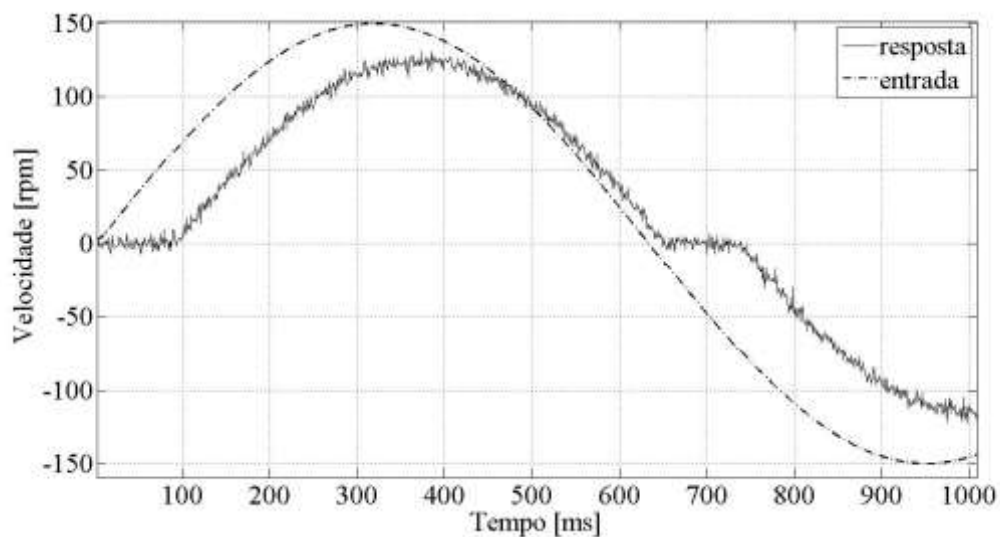


Figura 4.1 – Resposta do sistema na condição de malha aberta à entrada de sinal na forma senoidal

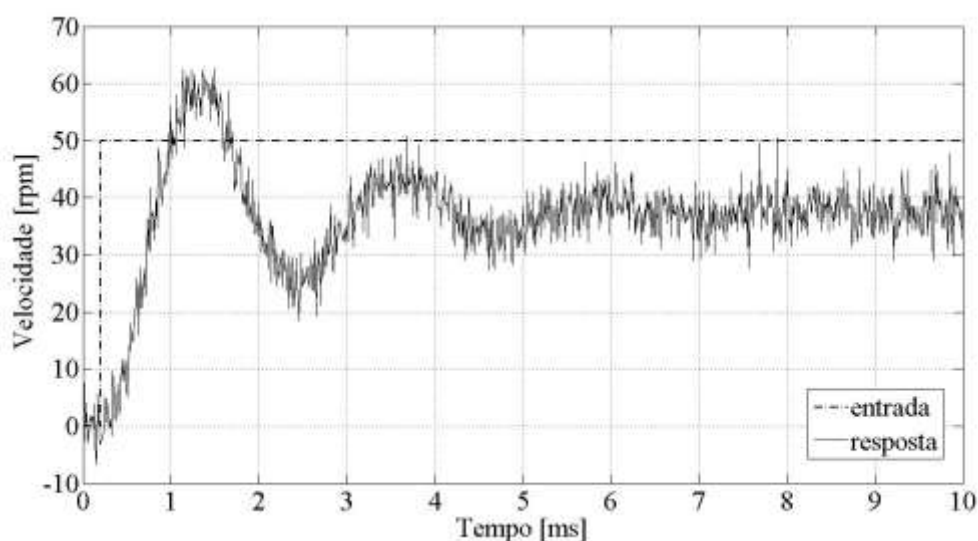


Figura 4.2 – Resposta do sistema na condição de malha aberta à entrada de sinal na forma degrau

Os sinais de entrada apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2 estão respectivamente configurados com os seguintes parâmetros: frequência igual a 1 Hz, amplitude de velocidade igual 150 rpm e fase zero, e amplitude de velocidade igual a 50 rpm. Durante o levantamento destes resultados, a malha de controle PID e o algoritmo SVM foram desabilitados em software por meio da utilização da diretiva `define` da linguagem C. Aplicando esta diretiva, os valores internos de entrada para a malha de controle foram automaticamente alocados na forma de parâmetros de entrada para as funções relacionadas às rotinas de acionamento da ponte inversora.

Por intermédio da Figura 4.1, observa-se a existência de um fenômeno não linear no sistema durante o intervalo de tempo onde o valor da velocidade comandada está compreendido entre os intervalos de 0 ms e 100ms e 650 ms e 750ms, aproximadamente. Neste cenário, apesar do sinal digital internamente gerado pelo software comandar uma velocidade de rotação máxima igual à 150 rpm, o sistema em malha aberta é somente capaz de responder com uma velocidade próxima dos 125 rpm e atrasado em relação ao instante em que o sinal de entrada comandado atingiu os 150 rpm. Na resposta apresentada na Figura 4.2, foi aplicado um sinal de entrada na forma degrau cuja amplitude era igual à 50 rpm. Este valor foi determinado durante a implementação e validação do algoritmo SVM, quando por inspeção, observou-se que o motor em malhaaberta acoplado ao sistema de acionamento e controle (placa de

desenvolvimento) não apresentava rotação a comandos de velocidade inferiores a 35 rpm. Conforme apresentado na Figura 4.2, o sistema transita numa região de acomodação caracterizada por um sobressinal de velocidade que atinge vinte por cento do valor de referência e pela resposta em forma de uma senóide amortecida durante um intervalo de 8 ms. A presença de erro estacionário constante de 10 rpm somado ao ruído com picos de 5 rpm caracterizam o período final da janela de amostragem total de 10 ms do sinal de resposta.

Após a análise das evidências obtidas por meio das respostas de ambos sinais de entrada (forma senoidal e forma degrau) é possível admitir que este sistema seja representado por um modelo que apresente uma função de transferência que seja de, pelo menos, segunda ordem. Reconhecida as características de resposta do sistema, o próximo passo é obter os parâmetros de sintonia para os controladores de corrente de quadratura e corrente direta do rotor.

O método de sintonia seguiu os passos do procedimento apresentado por Buso e Matavelli (2006) para sintonia de controladores digitais PI para motores; este é o procedimento mais adequado para sintonia de controladores submetidos a regimes onde o *set-point* (ponto de referência para trabalho) sofre alterações equivalentes a sinais na forma de degrau, e transitórios são produzidos durante toda operação do sistema de controle.

Inicialmente, garante-se que os ganhos integrais e derivativos de todos os controladores da malha de controle sejam configurados com valor nulo, então, gradativamente o ganho proporcional é ajustado de maneira que seja observado que a resposta do sistema ao degrau alcance um compromisso ótimo entre a tempo de reação (tempo de subida) em relação a variação da entrada e o máximo sobressinal apresentado na saída do sistema (sinal de resposta). Durante esta etapa foram coletados 30 sinais equivalentes às respostas do sistema para o sinal degrau configurado com amplitude de 50 rpm. A partir da vigésima segunda coleta houve a necessidade de aumentar o ganho integral com o intuito de otimizar o tempo de acomodação do sinal de resposta. Em contrapartida, este novo procedimento começou a contribuir para o acréscimo de sobressinal e oscilação

que foi minimizado somente pela aplicação de acréscimos ao valor do ganho proporcional até o momento em que as condições de resposta mais adequadas para o sistema foram restabelecidas.

É importante destacar que a corrente de quadratura ( $i_q$ ) é a parcela da corrente do estator que de fato produz torque sobre o eixo do motor. Neste trabalho, o controlador PI associado a esta parcela da corrente objetiva mantê-la constante de modo a garantir o desenvolvimento de uma velocidade constante. Por sua vez, a corrente direta do rotor é a parcela da corrente do estator que, se controlada, garante a condição de torque máximo, já que uma variação do seu valor, quando não nulo, equivale uma projeção não ortogonal do campo de magnetização do estator em relação ao campo produzido por meio do imã do rotor, uma condição sub ótima para produção do torque.

Neste trabalho, as parcelas derivativas dos controladores não foram implementadas. Devido ao nível do ruído de alta frequência observado na resposta do sinal, o ganho derivativo nessa condição certamente contribuiria para intensificação e transferência das características de instabilidade das correntes no cálculo do controle e conseqüentemente na resposta do motor. A implementação de filtros digitais para suavização do ruído de alta frequência dentro dos blocos controladores PID, Figura 3.7, a priori do cálculo da parcela derivativa é uma solução para esse tipo de cenário. Contudo as exigências em termos de estabilidade e sobretudo tempo de resposta dos controladores para motores elétricos, podem não admitir o atraso decorrente destes cálculos exercendo influência no tempo de resposta do controlador e tornando inevitável o comprometimento do seu desempenho.

Ao término do processo de sintonia os ganhos proporcionais e os ganhos integrais determinados empiricamente para os controladores de corrente foram, respectivamente, 0.60 e 0.03.

As Figuras 4.3 e 4.4 estabelecem as novas características de resposta do sistema após o processo de sintonia dos parâmetros de ganho proporcional e ganho integral de seus controladores.

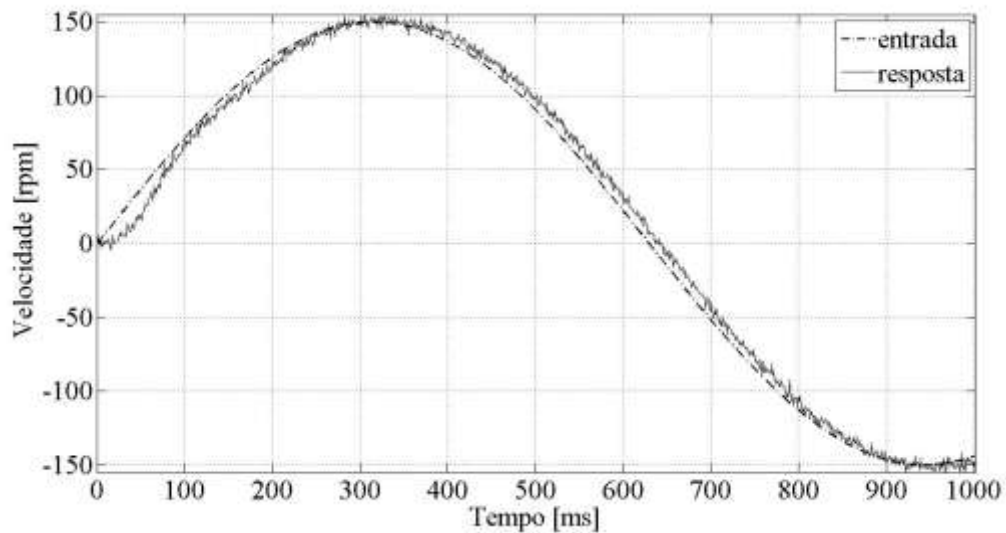


Figura 4.3 – Resposta do sistema à entrada de sinal na forma senoidal após a sintonia dos controladores

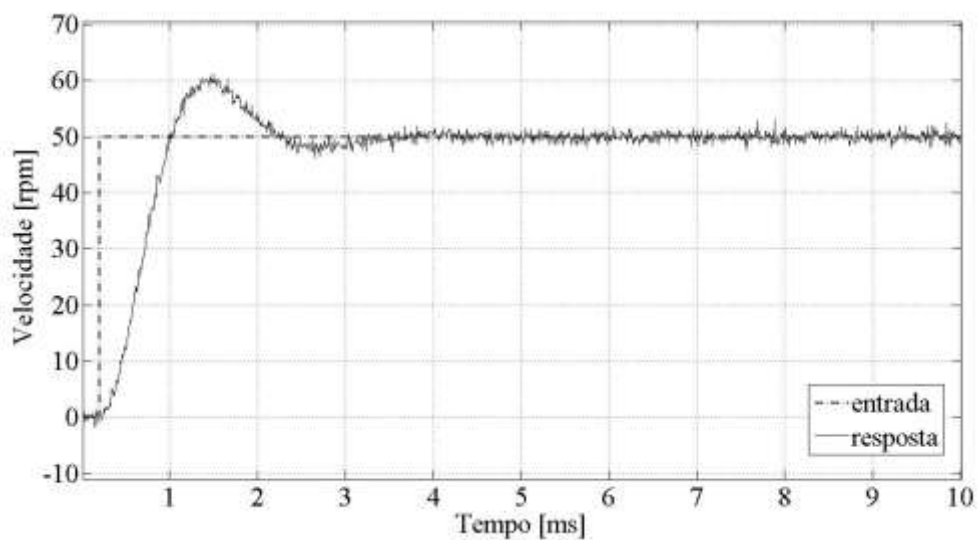


Figura 4.4 – Resposta do sistema à entrada de sinal na forma degrau após a sintonia dos controladores

Os sinais de entrada apresentados nas Figuras 4.3 e 4.4 estão configurados com parâmetros semelhantes aos adotados durante a obtenção das curvas de resposta do sistema. Observa-se na Figura 4.3 uma diminuição acentuada da característica de não linearidade do sinal de resposta em torno de sua passagem pela velocidade zero entretanto, permanece a existência de um erro observado entre os valores de velocidade de entrada e velocidade de saída sobretudo no intervalo de 0 rpm a 25 rpm. Nesta configuração de sintonia dos controladores, o atraso da resposta do sinal à variação do sinal de entrada está relevantemente atenuado em comparação ao apresentado na Figura 4.1. Um fator de desempenho não explícito na Figura 4.3 pode ser melhor avaliado por meio da Figura 4.4, na qual a diminuição do ruído do sinal após a habilitação e sintonia dos controladores é claramente observada. Ademais, na condição de controle imposta, o novo sinal de resposta da Figura 4.4 apresenta um erro não mensurável por meio da escala apresentada neste gráfico e, portanto, sob estas condições de leitura pode ser considerado praticamente nulo. Diante dos fatos apresentados, é possível considerar que o trabalho de obtenção das curvas de resposta do sistema e sintonia dos controladores atingiu seu objetivo inicial restando avaliar o desempenho do algoritmo SVM e da malha de controle na condição de operação em baixa rotação.

Para avaliação do desempenho do sistema em regime de baixa rotação, foi considerado para estudo o intervalo de velocidades compreendido entre 0 rpm e 50 rpm. A curva para avaliação do desempenho foi obtida a partir das condições estabelecidas para a coleta dos dados que originaram a Figura 4.3 porém considerando apenas os pontos contidos no intervalo mencionado acima, conforme é ilustrado na Figura 4.5.

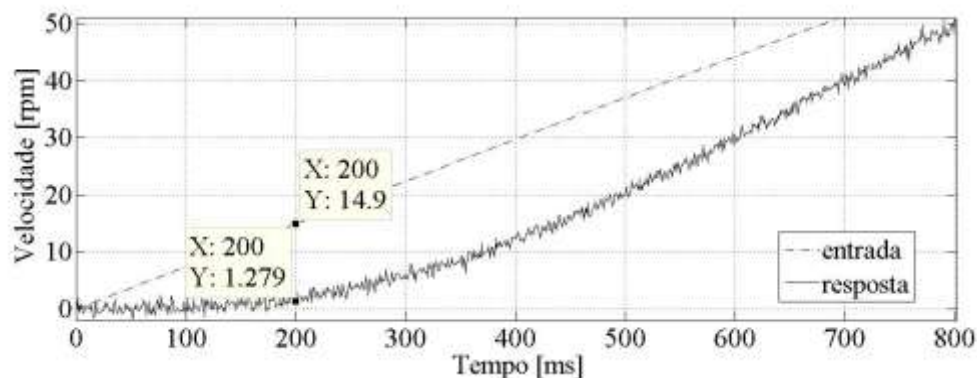


Figura 4.5 – Resposta do sistema em malha fechada operando em regime de baixas rotações



Nas condições apresentadas na Figura 4.5, evidencia-se a dificuldade do controlador em minimizar o erro de velocidade quando solicitado para operar em baixa rotação. O erro de velocidade é bastante elevado como demonstrado pela diferença de valor registrada para a velocidade comandada de 15 rpm no instante de tempo igual à 200 ms. Neste ponto, a diferença calculada ultrapassa dez vezes o valor da velocidade real desenvolvida pelo motor (valor de referência igual à 14,900 rpm e valor real igual à 1,279 rpm).

Nesta etapa do trabalho, como não haviam evidências claras de falha na implementação, foi necessário um estudo profundo baseado sobretudo em outros trabalhos, no intuito de efetuar a melhoria do projeto.

Após algumas semanas de estudo, diversos pontos foram reavaliados na tentativa de melhoria da implementação de software e hardware. Avaliando a arquitetura definida e as conclusões obtidas por CHOU et al. (2011) em seu trabalho, o emprego de um sensor Hall-trifásico, um encoder óptico de 1024 pulsos por revolução e um circuito integrado para aquisição das medidas das correntes trifásicas foram suficientes para garantia de que o controle do torque e corrente do motor BLDC da roda de reação composta de um motor BLDC alcançassem bons resultados. Logo, esta referência apontava que o hardware à disposição era suficiente. Além disso CHOU et al. (2011) definiram métodos para implementação de algoritmos de cálculo de velocidades em rodas de reação, a saber: método de conversão frequência-tensão, método T, método M e método das médias móveis. No método de conversão frequência-tensão a velocidade de rotação é obtida por meio da medição do sinal analógico gerado por um conversor frequência-tensão de montagem discreta ou em circuito integrado. Esse método pode atuar em uma grande faixa dinâmica de velocidade; em contrapartida, existe o erro de medição devido ao ruído e não-linearidade inerentes ao circuito. No método T, a velocidade de rotação é medida pela contagem do número de pulsos de referência gerado por um encoder que correspondem a um ciclo de rotação da roda de reação; isto implica que os pulsos de referência sejam gerados numa frequência maior do que a frequência de rotação da roda pois, caso contrário, não existirá resolução suficiente. Este algoritmo apresenta alta precisão em velocidades altas uma vez que um número muito alto de pulsos de referência será gerado dentro do ciclo de rotação.

No método M, a velocidade é calculada pela média da largura do sinal dos pulsos gerados por um encoder, que são gerados pela roda de reação dentro do intervalo de amostragem do sinal de referência, ou janela de tempo de observação. Em contraste com o método T, o número de pulsos de referência serão menores. O algoritmo apresenta, bom desempenho em baixas velocidades, mas grande dificuldade de implementação em altas velocidades devido a limitações (tempo de resposta e resolução) do hardware para processar o sinal num intervalo reduzido de tempo; além de apresentar uma sensibilidade maior a ruídos do sinal. Uma alternativa para o baixo desempenho do método M em altas velocidades pode ser melhorado por meio da adaptação do algoritmo com a média do número de pulsos. O método de média móvel está baseado no mesmo princípio do método M, porém, reutiliza a média acumulada dos pulsos nos intervalos subsequentes de amostragem.

Portanto, após o estudo e as considerações transcritas nos parágrafos anteriores, foi decidido reestruturar a rotina de estimação de velocidade do motor conforme as premissas definidas pelo método T porém medindo o intervalo de tempo entre as larguras dos pulsos em baixa rotação, abaixo de 50 rpm, e mantendo a implementação da variante a este método, contagem de pulsos, para frequências maiores ou iguais a 50 rpm. A Figura 4.6 apresenta o resultado final alcançado após a reestruturação da rotina de estimação de velocidade do motor.

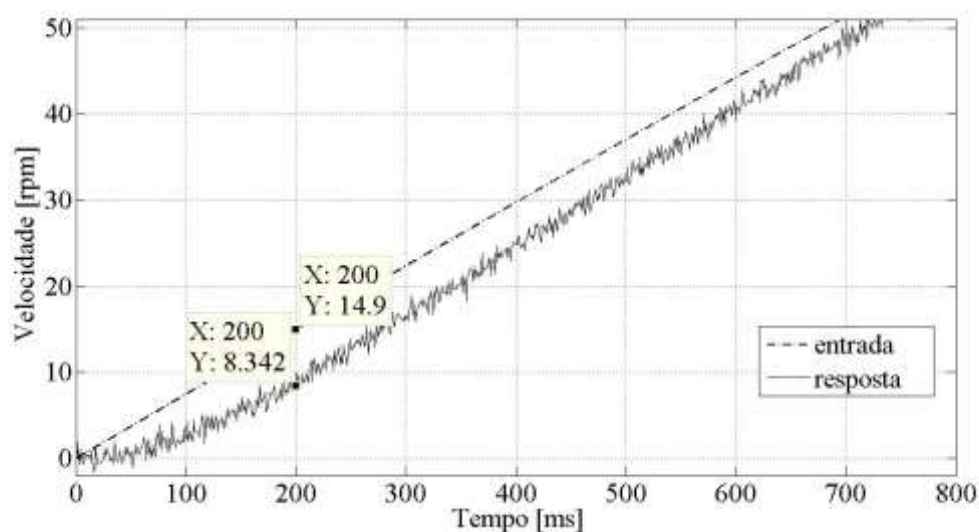


Figura 4.6 – Resposta do sistema em malha fechada operando em regime de baixas rotações com rotina de estimação de velocidade reestruturada

Nesta nova configuração, a Figura 4.6 indica que o sistema de controle foi capaz de reduzir as diferenças de valores entre a velocidade comandada e a velocidade real. A exemplo de comparação com a Figura 4.5 onde a diferença para a referência de 15 rpm foi calculada em 13 rpm nesta nova configuração a diferença caiu para 6 rpm, o que representa uma queda de cinquenta por cento do erro original.

O último ponto considerado no trabalho foi a análise da resposta do sistema às variações da corrente de referência para controle da corrente direta do rotor, definida no programa pela variável *isdref*. Por definição, esta corrente de referência é mantida nula objetivando o fornecimento máximo de torque em qualquer condição de operação do motor.

Para a avaliação do comportamento da resposta do sistema em função das variações deste parâmetro de referência, foram realizadas 4 coletas de dados cujos resultados estão representados por meio das curvas contidas na Figura 4.7.

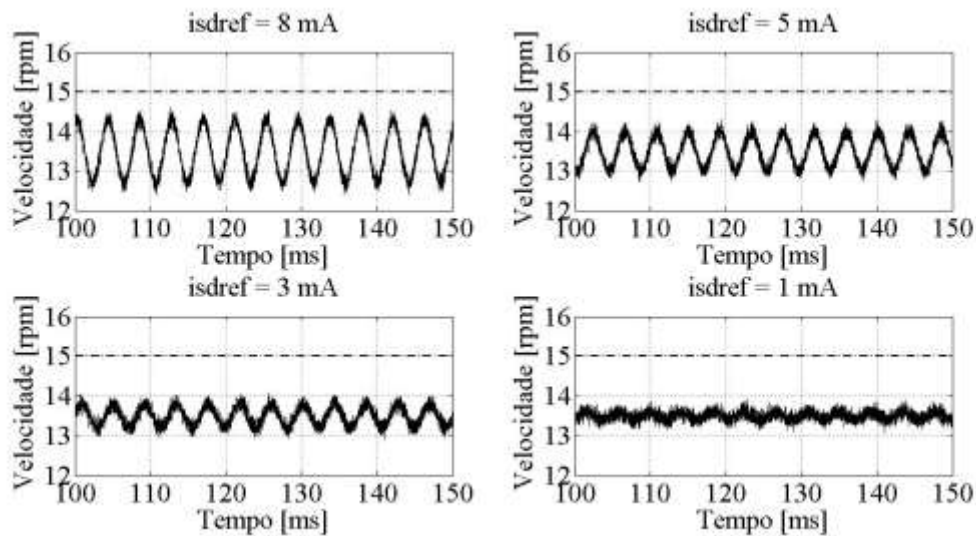


Figura 4.7 – Resposta do sistema em malha fechada em função da variação do parâmetro de referência *isdref*

Estes resultados foram obtidos individualmente alterando-se o valor de referência do parâmetro *isdref* para valores numéricos de software equivalentes às intensidades de corrente de 8 mA, 5 mA, 3 mA e 1 mA e estimulando o sistema com um sinal de

entrada de mesma configuração da forma de sinal de degrau utilizado no processo de obtenção das curvas de resposta do sistema porém agora configurado para um valor de velocidade máxima de 15 rpm. Este valor foi selecionado como critério da análise pois durante a avaliação do desempenho do motor em baixa rotação o valor de 15 rpm apresentou um erro significativo em relação a velocidade real, conforme apresentado na Figura 4.5.

Por meio das respostas apresentadas neste conjunto de curvas é verificado que o sistema atingiu a máxima oscilação em torno do ponto de operação, de 2 rpm pico a pico, na condição em que parâmetro de configuração foi atribuído com o valor de 8 mA. Os resultados mostraram que, para correntes menores que 1 mA o efeito na contribuição da diminuição do erro estacionário em relação à velocidade de referência não é significativo apesar de não favorecer ao acréscimo da oscilação junto ao sinal de saída. Portanto, após a análise deste conjunto de resultados, o valor de 1 mA foi adotado como nova constante para o parâmetro de referência da corrente o que permitiu diminuir para apenas 1,5 rpm, sob condições de baixa rotação, o valor da diferença entre a velocidade comandada e a velocidade real desenvolvida pelo motor.

## 5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados o estudo, uma forma para implementação e a avaliação dos resultados alcançados por meio da aplicação da técnica de modulação por espaço vetorial (SVM) na comutação de motores sem escovas (BLDC). As principais contribuições deste trabalho são:

- 1) Definir a arquitetura do hardware base para uma plataforma de desenvolvimento e avaliação de trabalhos envolvendo controladores de rodas de reação. A proposta apresentada neste trabalho possui características muito semelhantes a arquitetura apresentada no trabalho de Chou et al. (2011) cuja contribuição propiciou a posteriori, a elaboração do projeto completo de uma roda de reação e resultou no início da sua fabricação em escala industrial. Deste modo, a adoção do conjunto de sensores hall e do encoder incremental de 1024 pulsos neste trabalho podem ser consideradas decisões suficientes no ponto de vista da obtenção das medidas de posição do motor neste trabalho, tendo em vista as evidências dos resultados de Chou et al. (2011) e do desempenho final do controlador desenvolvido, apresentado no Capítulo 4.
- 2) Apresentar, desenvolver e avaliar o desempenho da implementação do controlador baseado na técnica de modulação SVM durante o controle do motor BLDC. O controlador desenvolvido e proposto durante este trabalho foi fruto do resultado de pesquisa e análise de diversos trabalhos acadêmicos que conduziram a definição e implementação da arquitetura apresentada na Figura 3.7. Os resultados de desempenho do controlador conservaram as boas características de operação apresentadas no Capítulo 4 até velocidades próximas a 10 rpm, destacando-se a diminuição da ripple na velocidade desenvolvida pelo motor em toda sua faixa de operação e a diminuição do erro estacionário em baixas velocidades. Arquiteturas semelhantes são apresentadas nos trabalhos de Chou et al. (2011), Trounce (2011), IEE (2001) e Krishnan (2012) e são base para todas as implementações de sistemas de controle baseado no controle de torque de motores.

- 3) Analisar e apresentar técnicas de estimação de velocidade em controladores de motores que operam em regime de baixas rotações. Os argumentos e resultados necessários que justificaram a adoção da técnica de estimação híbrida, envolvendo a contagem de pulsos

e a medição de intervalos entre pulsos oriundos de um único encoder, foram apresentados e os resultados obtidos pela sua implementação de software verificados. Além disso, foi observada uma melhora significativa de desempenho em relação ao erro de velocidade em baixas velocidades de cerca de 50% menor, para um *set point* ajustado em 15 rpm, quando comparado ao desempenho da implementação apresentada na figura 4.15.

Decorrente dos resultados apresentados a partir deste trabalho considera-se como pontos de melhoria ou aperfeiçoamento as seguintes propostas:

- 1) Investigação do motivo do erro integral não estar crescendo na resposta ao degrau. O erro de 1.5 rpm apresentado na Figura 4.7 deveria, a princípio, ser minimizado ao longo do tempo pelo controlador PI adotado neste trabalho.
- 2) Incorporação de um modelo compensatório ao controlador baseado na resposta observada por meio das medidas incertas da velocidade angular do motor em sua região não linear de operação. Os resultados apresentados em Fernandes et al. (2012) indicam que um modelo deste tipo ajusta-se bem ao comportamento da roda de reação. Os parâmetros para este modelo podem ser determinados a partir da estimativa dos atritos agentes em uma roda de reação por meio da aplicação do Filtro de Kalman. Esta medida de aperfeiçoamento certamente produziria resultados melhores em termos de controle de velocidade do motor em rotações inferiores às alcançadas neste trabalho e atualmente limitadas a 8 rpm.
- 3) Desenvolvimento e incorporação do controle de torque na malha do controlador baseado em estimativas da velocidade angular observada. Este ponto de melhoria proposto ao trabalho pode ser mais facilmente alcançado em relação ao ponto abordado no parágrafo anterior. Como a arquitetura proposta para o controlador apresentado neste trabalho baseia-se nos fundamentos dos

controladores voltados ao controle de torque a implementação deste aperfeiçoamento necessita apenas do estudo dos modos de obtenção da medida de aceleração angular que propiciem uma informação precisa para a efetiva ação de controle.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALAEINOVIN, P.; JATSKEVICH J. **Filtering of hall-sensor signals for improved operation of brushless dc motors.** IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 27, no. 2, June 2012.

BUSO, S.; MATAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics.** 1. ed. USA: Morgan & Caypool, 2006.

CARRE, D. J.; BERTRAND, P.A. **Analysis of Hubble Space Telescope Reaction Wheel Lubricant.** Journal of Spacecraft and Rockets, vol.36, No.1, 1999, pp 109-113.

CHEON, D.; KIM, J.; CHOI I.; CHOI D.; OH H. **An Averaging Algorithm for Speed Measurement of SCL/KAU Reaction Wheel.** IEEE: SI International, 2011.

CHOU, M.C.; LIAW, C. M.; CHIEN, S.B.; SHIEH, F.H.; TSAI, J.R.; CHANG, H.C. **Robust current and torque controls for pmsm driven satellite reaction wheel.** IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 47, no. 1, January 2011.

CONGWEI, L.; XUDONG S.; JIANYUN, C.; FAHAI, L.; RUHONG, X. **A new ripple-free torque brushless dc motor without requirement for square-shape magnet flux distribution.** Tsinghua University. Beijing, China, 2004.

DEL TORO, V. **Fundamentos de máquinas elétricas.** 1. ed. Rio de Janeiro: LTC, 1999.

DUESTERHOEFT, W. C.; SCHULZ, M. W. ; CLARKE, E. **Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components.** Transactions of the American Institute of Electrical Engineers 70 (2): 1248–1255, July 1951.

DODDS, S.J.; VITTEK, J. **Spacecraft attitude control using an induction motor actuated reaction wheel with sensorless forced dynamic drive.** University of East London. UK. 1998.

FANG, W.; SHANMING, W.; SHENGHUA, H.; YONGJUN, C. **Study on speed detection and control method of pmsm under ultra-low speed.** Huazhong University of Science and Technology, China, 2008.

FAROOQ, U.; NUDEHI, S.S.; ALASTY, A.; ISSA, J. **Satellite attitude control using three reaction wheels.** 2008 American Control Conference. Westin Seattle Hotel, Seattle, Washington, USA. June 11-13, 2008.



- FROELICH R.W.; PATAPOFF H. **Reaction wheel attitude control for space vehicles**. Space Technology Laboratories, Inc. Los Angeles, California, 2001.
- GIERAS, J.F.; WING, M. **Permanent magnet motor technology: design and applications**, 2. Ed. New York: Marcel Decker, Inc., 2002.
- HABETLER, T.G.; PROFUMO, F.; PASTORELLI, M.; TOLBERT, L.M. **Direct torque control of induction machines using space vector modulation**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, September/October 1992.
- HWANG, S.M.; LIEU, D.K. **Reduction of torque ripple in brushless dc motors**. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 31, no. 6, November 1995.
- IEE, I.E.E. **The control techniques drives and controls handbook**. IEEE Power Series n°35. London: The Institution of Electrical Engineers, 2001.
- JANG, G.H.; SUNG, S. J.; PARK, S. J. **Cogging torque of brushless dc motors due to the interaction between unevenly magnetized permanent magnet and teeth chamfering**. IEEE Invited paper, 2010.
- JANG, G.H.; SUNG, S. J.; PARK, S. J. **Cogging torque of brushless dc motors due to the interaction between the uneven magnetization of a permanent magnet and teeth curvature**. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 7, July 2011.
- JAVIER, A.M.; CASTANO, S.M. **Design of a brushless dc motor for an automotive application: a comparative evaluation with a commercial model**. Department (DEEEA) Universidad Rovira i Virgili Tarragona, Spain, 2012.
- KIM, N.; HYUN, D. **Very low speed control of induction machine by instantaneous speed and inertia estimation**. Department of Electrical Engineering. Hanyang University, Seoul, 2004.
- KIRTLEY, J.L.J. **Class notes chapter 12 permanent magnet “brushless dc” motors**. Massachusetts Institute of Technology, Department of Electrical Engineering and Computer Science. 6.061 Introduction to Power Systems, Spring 2011.
- KRISHNAN, R. **Permanent magnet synchronous and brushless dc motor drives**. 1. ed. Florida: CRC Press Taylor & Francis Group, 2012.
- KUNDU A.; MATHEW, D. **12 bit 1 msps single supply dual channel data acquisition system for optical encoders in motor control application**. TI Precision Designs, 2013.
- LEE, H.; PARK, D. **Fast capture algorithm of initial attitude for spacecraft using reaction wheels**. IEICE Transactions Fundamentals, Vol. E85-A, N°10, Outubro 2012.

LEON, J.I.; VAZQUEZ, S.; PORTILLO, R.; FRANQUELO, L.G.; CARRASCO, J.M.; WHEELER, P.W.; WATSON, A.J. **Three-dimensional feedforward space vector modulation applied to multilevel diode-clamped converters.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, January 2009.

LI, H.; XIE, H.; YI, X.; ZHENG, Y. **Research on low speed control of permanent magnet synchronous motor based on state observer.** 4th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics, 2011.

MA, K.B.; ZHANG, Y.; POSTREKHIN, Y.; CHU, W. **Hts bearings for space applications: reaction wheel with low power consumption for mini-satellites.** IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 13, no. 2, June 2003.

MIT, M.I.T. **Emfforce ops manual.** Department of Aeronautics and Astronautics, Space Systems Product Development, Spring 2003.

MOSER, J. **Electromagnetic devices for operation in high temperature ambient of 1000°F (500°C).** Firstmark Aerospace, 2003.

MURUGESAN, S. **An overview of electric motors for space applications.** IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. ieci-28, no. 4, November 1981.

NASA, N.A.S.A. **NASA-PD-ED-1229** Selection of electric motors for aerospace applications, 1998.

NEACSU, D.O. **Space vector modulation – an introduction.** IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001.

OLAND, E.; SCHLANBUSCH, R. **Reaction wheel design for cubesats.** Department of Scientific Computing, Electrical Engineering and Space Technology. Narvik University College, Narvik, Norway, 2011.

PALANIAPPAN, S. **Commutation of a bldc motor with various pole-pairs can be simplified by using absolute encoder feedback.** AVAGO Technologies, White paper, 2010.

PAREKH, R. **VF control of 3-phase induction motor using space vector modulation.** Microchip Technology, Inc., AN955, 2005.

PERALES, M.A.; PRATS, M.M.; PORTILLO, R.; MORA, J.L.; LEÓN, J.I.; FRANQUELO, L.G. **Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters.** IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 4, December 2003.

REDDY, V. N. B.; BABU, C. S.; RAO, S. N. **Comparison of modulation techniques for multilevel fed PMSM motor.** International Journal of Engineering Science and Technology Vol. 2(10), 2010.

SAMOYLENKO, N.; HAN, Q.; JATSKEVICH, J. **Improving dynamic performance of low-precision brushless dc motors with unbalanced hall sensors.** Ano: 2007.

SOUZA, P.N. **Análise, projeto, construção e testes de um modelo de roda de reação para aplicações espaciais.** 1987. 185 p. (INPE-4358-TDL/299). Dissertação (Mestrado em Ciência Espacial/Mecânica Orbital) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 1986.

SREEKALA, P.; JOSE, V. **Application of neural network in speed control of brushless dc motor using soft switching inverter.** Department of Electrical and Electronics Engineering, Amaljyothi College of Engineering. Kanjirapally, 2012.

SUNSPACE **Sun space user`s manual.** Reaction Wheels SSIS, 2005.

TANIWAKI, S.; OHKAMI, Y. **Experimental and numerical analysis of reaction wheel disturbances.** JMSE International Journal, series C, vol 46, nº 2, 2003.

**The basics of rotary encoders.** Disponível em: < <http://www.baumer.com/us-en/products/>>. Acesso em: 11 de Outubro de 2013.

TRIVELATO, G. DA C. **Controle de rodas de reação através de técnicas digitais usando modelos de referência.** 1988. 209 p. (INPE-4618-TDL/335). Dissertação (Mestrado em Ciência Espacial/Mecânica Orbital) – Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 1988.

TROUNCE, J.C.; ROUND, S.D.; DUKE, R.M. **Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications.** University of Canterbury. New Zealand, 2001.

**Tutorial of Basic Theory of Direct Torque Control and Direct Torque Control of Induction Motor using Space Vector Modulation.** Disponível em: < [www.isep.pw.edu.pl/icg/pdf/phd/marcin\\_zelechowski.pdf](http://www.isep.pw.edu.pl/icg/pdf/phd/marcin_zelechowski.pdf)>. Acesso em: 03 de Janeiro de 2013.

VAN DER BROECK, H.W.; SKUDELNY, H.C.; STANKE, G.V. **Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors.** *ibid.*, 1988, IA-24, (I), pp. 142-150.

VAN DER HEIDE, E.J.; FERREIRA, R.; VAN PUT, P.; LE, P. **Reaction wheels at bradford engineering.** 8<sup>th</sup> International ESA Conference on Guidance, Navigation & Control Systems. Karlovy Vary, Czech Republic, 5-10 June, 2011.

WANG, A.; LING, Z. **Improved design for reduction of torque ripple of brushless dc motor.** International Conference on Industrial and Information Systems, 2009.

WANG, G.; XU, D.; YU, Y.; YANG, M. **Low speed control of permanent magnet synchronous motor based on instantaneous speed estimation.** Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, June 21 - 23, 2006, Dalian, China.

YAO, W.; HU, H.; LU, Z. **Comparisons of space-vector modulation and carrier-based modulation of multilevel inverter.** IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, January 2008.

ZHANG, R.; BOROYEVICH, D.; PRASAD, V.H.; MAO, H.; LEE, F.C.; DUBOVSKY, S. **A three-phase inverter with a neutral leg with space vector modulation.** Virginia Power Electronics Center, The Bradley Department of Electrical Engineering. Virginia Polytechnic Institute and State University Blacksburg, Virginia, 2004.

## APÊNDICE A – ARITMÉTICA DE PONTO FIXO

No formato de representação numérica binário, um número pode ser representado com sua magnitude sinalizada, ou seja, o bit (dígito binário) mais significativo a esquerda neste formato represente a informação do sinal e o restante dos bits representem a magnitude do valor. Por exemplo:

+6 (decimal) é representado como  $10110_2$  (binário), a conversão equivale a  $1(0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0)$ ;

-6 (decimal) é representado como  $10110_2$  (binário), a conversão equivale a  $-1(0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0)$ ;

A representação binária em complemento de dois é uma forma alternativa de representação utilizada na maioria dos processadores, incluindo o adotado neste trabalho. A representação de um número positivo é a mesma no formato complemento de dois e no formato de magnitude sinalizada. Entretanto, a representação de um número negativo é diferente, conforme apresentado a seguir:

-6 (decimal) é representado como  $11010_2$  (comp-2), a conversão equivale a  $-1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$ ;

Verifica-se que a palavra acima é representada somente com 5 bits embora o formato nativo para representação numérica binária no processador adotado neste trabalho suporte 16bits.

Para representação de número reais, admitindo-se uma arquitetura de ponto fixo, um formato  $Q_k$ , onde  $k$  representa a quantidade de bits fracionários, pode ser escolhido. Números representados neste formato de representação real são representados por meio da equação (MALVINO, 1975):

$$Z = -b_{15-k} 2^{15-k} + b_{14-k} 2^{14-k} + \dots + b_0 + b_{-1} 2^{-1} + b_{-2} 2^{-2} + \dots + b_{-k} 2^{-k} \quad (\text{A.1})$$

onde  $Z$  representa o número real,  $b$  o valor do dígito binário que pode assumir valores 1 ou 0 e  $k$  o número de bits que serão utilizados para representar a parte fracionária do número real no formato de binário de ponto fixo. Um ponto separa a parte inteira da parte fracionária do número  $Q_k$ . O número real  $\pi$  (3.1415159) pode ser representado, por exemplo, no formato de representação de ponto fixo  $Q_{13}$  com precisão finita da seguinte forma:

$$011.0\ 0100\ 1000\ 0111_2 = 0\ 2^2 + 1\ 2^1 + 1\ 2^0 + 0\ 2^{-1} + 0\ 2^{-2} + 1\ 2^{-3} + 0\ 2^{-4} + 0\ 2^{-5} + 1\ 2^{-6} + 0\ 2^{-7} + 0\ 2^{-8} + 0\ 2^{-9} + 0\ 2^{-10} + 1\ 2^{-11} + 1\ 2^{-12} + 1\ 2^{-13} \quad (\text{A.2})$$

O número de bits destinados a parte fracionária afeta a precisão do resultado enquanto o número de bits da parte inteira afeta a faixa dinâmica dos valores que podem ser representados. Portanto, o formato  $Q_{15}$  adotado neste trabalho oferece precisão melhor mas limitado a números compreendidos entre -1 e +1.

Será demonstrado como dois números reais representados no formato  $Q_k$  são multiplicados. Sejam  $X$  e  $Y$  dois números reais representados no formato  $Q_{12}$  (MALVINO, 1975):

$$X = -1.125_{10} = 1110.1110\ 0000\ 0000_2 (Q_{12}) \quad (\text{A.3})$$

$$Y = +1.375_{10} = 0001.0110\ 0000\ 0000_2 (Q_{12}) \quad (\text{A.4})$$

O produto da operação de multiplicação entre estes números será obtido por meio do algoritmo (MALVINO, 1975):

$$\begin{array}{r}
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ (0\ 0000\ 0000)\ (+1.375) \\
 \phantom{000}1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 1\ (0\ 0000\ 0000)\ (-1.125) \\
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1 \\
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1 \\
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ \dots \\
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ \dots \\
 \phantom{000}0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ \dots \\
 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1 \\
 \hline
 z = 111110.011101(00\dots00)\ (18\ \text{zeros}) = -1.546875
 \end{array} \quad (\text{A.6})$$

A multiplicação de um número no formato  $Q_k (2^k)$  por outro número no formato  $Q_p (2^p)$  resulta em um produto cujo resultado será um número  $Q_{k+p} (2^{k+p})$ . No caso do exemplo apresentado o ponto virtual é deslocado e os 24 bits menos significativos do acumulador de 32-bit representa a parte fracional do produto ( $Q_{12} Q_{12} = Q_{24}$ ). O algoritmo apenas aplica o complemento de dois as duas parcelas da operação, efetuando uma soma bit a bit e deslocando seu resultado à esquerda em cada iteração até o bit menos significativo da palavra ser alcançado.

Agora, será demonstrado como dois números reais representados no formato  $Q_k$  são somados. Sejam X e Y dois números reais representados no formato Q12 (MALVINO, 1975):

$$X = -1.125_{10} = 1110.1110\ 0000\ 0000_2 (Q_{12}) \quad (A.7)$$

$$Y = +1.375_{10} = 0001.0110\ 0000\ 0000_2 (Q_{12}) \quad (A.8)$$

O produto da operação de adição entre estes números será obtido por meio do algoritmo (MALVINO, 1975):

$$\begin{array}{r} 0\ 0\ 0\ 1.\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ (Q_{12}) = +1.375 \\ 0\ 0\ 0\ 1.\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ (Q_{12}) = -1.125 \\ \hline 0\ 0\ 1\ 0.\ 1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ = Z = 2.5_{10} \end{array} \quad (A.9)$$

O algoritmo apenas aplica o complemento de dois a primeira parcela da operação, efetuando uma soma bit a bit até o bit menos significativo da palavra ser alcançado. Este tipo de operação pode ser efetuado em apenas um ciclo de máquina do processador adotado neste trabalho.

## APÊNDICE B – CATÁLOGO DO MOTOR BLDC



### Industrial-Grade NEMA 23 Motors Brushless, Permanent Magnet, Rotary Motors

Teknic's industrial-grade NEMA 23 servo motors are brushless, rotary motors engineered specifically for OEM manufacturers of automated machinery. They provide excellent value, rugged design, and high power-density.

The combination of fully sintered, rare earth, high temperature Neodymium-Iron-Boron magnets with an optimized stator design results in motors that are more powerful than similarly sized motors. This means that you can match your current performance with smaller (and less expensive) motors or get more power in the same envelope.

In challenging environments (packaging, grinding, routing, plasma cutting, etc.), the industrial-grade motor family is an exceptional value. For example, this motor's windings have been designed to meet class H standards; the bearings are oversized and the entire line has been carefully refined to provide outstanding field reliability.



#### PERFORMANCE FEATURES

- A super-hard grade of rare-earth, Neodymium-Iron-Boron magnets provide high power-density and fade-free performance at elevated temperatures, assuring full torque output even when the motor is driven hard.
- Carefully engineered thermal design of both the stator and housing yields high continuous motor torque in a small envelope.
- 180°C rated windings improve thermal overload capability allowing high peak torques to be used for aggressive accelerations and decelerations (thereby decreasing machine index times and increasing throughput).
- Innovative stator design incorporates low-inductance windings with a fast electrical time constant. This provides the OEM with faster motor response and overall higher power (eliminates the torque "droop" at higher speeds commonly found in higher inductance motors).
- Carefully skewed, sinewave stator/rotor design produces a smooth, uniform, sinusoidal torque constant with low harmonic content. This ensures linear, ripple-free torque response and minimum detent torque resulting in smoother motion, faster settling times and reduced motor hunting.
- High torque to rotor inertia enables rapid acceleration.
- Precision, maintenance-free oversized bearings reduce viscous friction and motor noise while smoothing motion and improving motor radial-loading capability.
- Finite element analysis and precision machining yield high-strength shafts to improve load capacity.
- As opposed to many brushless servo motors, that have a separate board for the encoder signals and commutation sensors, Teknic has increased reliability by reducing the internal motor parts count. The fully integrated encoder and commutation sensor design provides accurate and repeatable commutation signals for 6-step drives or the precise start-up position for vector alignment with AC-sinewave servo drives.

#### LOW COST OF OWNERSHIP

Although the prices of the industrial-grade motor family are attractive, price is not the only factor that determines true motor cost. These motors are built and engineered to be inexpensive to operate and engineer into automated machinery.

#### Supply Chain Advantages

Because of Teknic's highly-tooled JIT production process, these motors (and the OEMs that use them) realize many advantages:

- Shaft sealing and connector options are applied during normal manufacturing processes. In fact, no option requires special builds. So, you can count on reliable lead-times regardless of motor configuration.
- These motors are made in the USA, ensuring long-term price stability because production costs are not linked to currency exchange rates.
- Lifelong product tracking via unique product ID.

#### Motor Testing

To ensure out-of-the-box reliability, each motor is thoroughly tested before shipment. The tests include:

- 100% HASS testing
- Mechanical compliance test.
- Encoder integrity test.
- Commutation sensor accuracy test.
- Full electrical compliance test.
- Extended functional test on a vector torque fixture.

#### Delivery

The entire family industrial-grade of servo motors is manufactured in high volume using standardized methods. These methods provide repeatable build quality, dependable motor performance and reliable lead-times. These methods also include tight controls over the source of materials and other issues that affect long-term availability. Teknic works exclusively with OEM machine designers, so we understand the value of ensured availability over the entire life of a machine.

Figura B1 – Catálogo do motor da plataforma de desenvolvimento



## DURABLE DESIGN

The combination of high temperature construction, multiple sealing options and oversized bearings results in a motor family suited for a wide variety of environmental conditions.

In addition to the winding insulation system, other areas of the motor's construction were designed to allow high temperature operation without loss of power.

## MANY ENCODER OPTIONS

The industrial-grade motor's encoder system provides a multitude of resolution and signaling options. A total of 10 different encoder options are available for motors in the NEMA 23 family. Resolutions as high as 16,000 counts per revolution (post-quadrature) can be selected for applications requiring the highest positioning accuracy. Depending on the application requirements, two signaling options are available: line-driven single-ended or differential quadrature signals.

Use the single-ended encoder option in moderate noise environments when low cost is the most important consideration and where cable runs are shorter.

For a nominal cost increase, the differential encoder signals provide noise immunity and long transmission range. In many cases, it is well worth the incremental cost for the improved engineering margin provided by this option.

## SPECIFICATIONS

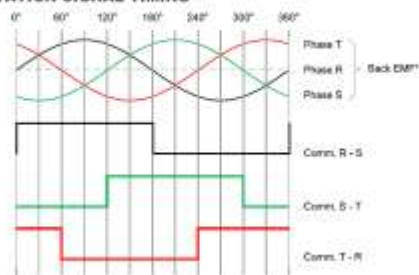
<b>GENERAL</b>	Insulation Rating:	Class H, 180°C
	Motor Poles:	8
	Standard Shaft Diameter:	0.375 in., 9.5 mm
	Motor Flange Type:	Space saving, single-exit, DualShield™
	Motor Flange Length:	1.6 in ± 1 in., 41.8 mm ± 25.4 mm.
<b>ENVIRONMENTAL</b>	Shock:	2.0 G
	Vibration:	0.5 G
	Max. External Deceleration:	250,000 rad/s <sup>2</sup>
	Max. Case Temperature:	85°C
	Max. Winding Temperature:	155°C
	Storage Temperature:	-20 to 85°C
	Humidity, non-condensing:	0-95%
	Operating Conditions:	No direct fluid wash-down or submerged use
<b>ENCODER</b>	Type:	Floating optical disk; single-ended or differential signals
	Resolution(s):	2000, 4000, 8000, 16000 counts/rev (post-quadr)
	Index Pulse Repeatability:	± 1 count for resolutions ≥ 4,000 counts/rev <sup>1</sup>
	Current Draw, Loaded:	180mA @ 5VDC, all signals loaded with 200Ω load
	Current Draw, Unloaded:	125mA @ 5VDC
<b>COMMUTATION</b>	Commutation Type:	Angle-adjustable ball tracks, 120° spacing
<b>MECHANICAL LOADING</b>	Bearing Type:	Oversized, single-row, deep-groove, radial with non-contacting lubrication seals.
	Bearing Life vs. Load:	Depending on the specific motor model, typical bearing life is approximately 3.2 x 10 <sup>6</sup> to 5.0 x 10 <sup>6</sup> revolutions (based on 5 lb axial and 25 lb radial loads, centered 1.0 inch from front bearing surface). For more detailed loading information, contact Teknic.
<b>WARRANTY</b>	36 months + 6 months. Warranty covers 36 months of field duty, and OEMs are allowed up to 6 additional months (FOB Teknic) for machine installation time.	

## INDIVIDUAL SPECIFICATIONS

Model	2310	2310	2311	2311	2321	2321	2331	2331	2341	2341
Electrical Interface Option	S/E/W	P/C/Y	S/E/W	P/C/Y	S/E/W	P/C/Y	S/E/W	P/C/Y	S/E/W	P/C/Y
Resistance, phase to phase, [Ω]	2.87	0.72	2.76	0.690	2.46	0.62	2.42	0.60	2.98	0.75
Inductance, phase to phase, [mH]	1.61	0.40	2.95	0.733	3.66	0.92	3.55	0.89	4.39	1.15
Electrical Time Constant, [μs]	0.56	0.56	1.06	1.06	1.49	1.49	1.47	1.47	1.54	1.54
Back EMF (K <sub>e</sub> ), [Vpeak/kRPM]	9.28	4.64	13.27	6.64	23.29	11.65	27.51	13.65	36.40	18.20
Continuous Torque [oz-in] <sup>2</sup>	30	30	60	60	136	136	145	145	180	180
Length [in, mm]		2.73, 69.23			3.47, 88.23		4.22, 107.23		4.97, 126.23	
Weight [oz, g]		22.1, 626			32.8, 929		44.2, 1252		54.1, 1535	

- 1: Typical, varies by application - contact your sales engineer for application specific rating.
- 2: The G, P or S electrical interface option (Mini-Fit Jr. connectors) limits the continuous current capacity to 10 amps RMS, which, at min, limits continuous torque capacity. For more continuous torque use the Y, C or E electrical interface option (Twin-Ton connectors).
- 3: 1.5 counts for 2,000 counts/rev resolution (unidirectional).

## COMMUTATION SIGNAL TIMING



\* For counter-clockwise motor rotation as shown

Figura B2 – Folha de dados do motor da plataforma de desenvolvimento

## APÊNDICE C – FERRAMENTA DE DESENVOLVIMENTO



Figura C1 – Plataforma de desenvolvimento DRV8301-LS31.

Fonte: Adaptada de Texas Instruments(drv830x\_hwguide.pdf). (2013)

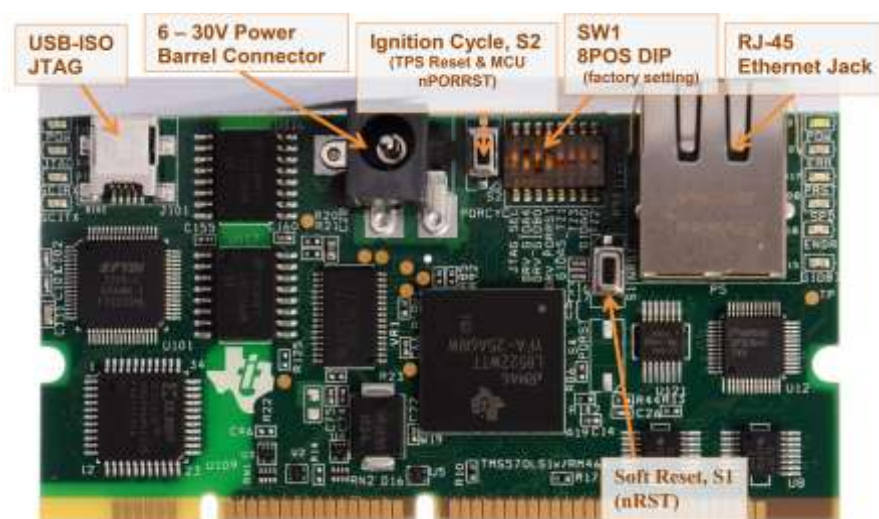


Figura C2 – Detalhe do cartão controlador.

Fonte: adaptada de Texas Instruments  
RM46\_controlCARD\_RevB\_User\_Guide.pdf). (2013)

## APÊNDICE D – PROGRAMA DE CONTROLE

Neste apêndice é apresentado o programa desenvolvido em linguagem C para acionamento e controle do motor brushless.

```
void main(void)
{
    _mpuInit_();
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEA38))=0x83E70B13;
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEA3C))=0x95A4F1E0;
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEB84))=0x01000101;//GIOB2 Errata
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEB88))=0x00000002;//ADC
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEA38))=0x0;
    (*(volatile unsigned int *) (0xFFFFEA3C))=0x0;

    // inicializa o driver
    drvHandle = DRV_init(&drv, sizeof(drv), T, vCNT_SCALE,
ENCODER_COMMUTATION_MODE);

    // Comandos SPI para DRV8301
    hetRAM1->Instruction[2U].Data = 0x200;
    if((hetREG1->GCR & 1)==0) hetREG1->GCR = 0x00030001U;
    while(DRV_get_Enable(drvHandle) != 1){
        GUI_run((GUI_Handle)&gGUIObj, drvHandle, graphHandle);
    }

    // PWM mode
    hetRAM1->Instruction[0U].Data = 1;
    // PWM base periodo
    hetRAM1->Instruction[26U].Control = T*vCNT_SCALE;
    // ADC trigger
    hetRAM1->Instruction[35U].Data = ((T*vCNT_SCALE+1)/2)*128;

    // Inicia PWMs e Interrupção
    DRV_FOC_inicio(drvHandle);

    // loop principal
    while(1)
    {
    }
}

SPEED_EST_Handle SPEED_EST_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    SPEED_EST_Handle Speed_estHandle;

    if(numBytes < sizeof(SPEED_EST_Obj))
        return ( (SPEED_EST_Handle) NULL);

    Speed_estHandle = (SPEED_EST_Handle)pMemory;

    return (Speed_estHandle);
}
```

```

SPEED_FR_Handle SPEED_FR_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    SPEED_FR_Handle Speed_frHandle;

    if(numBytes < sizeof(SPEED_FR_Obj))
        return( (SPEED_FR_Handle) NULL);

    Speed_frHandle = (SPEED_FR_Handle)pMemory;

    return(Speed_frHandle);
}

SVGEN_Handle SVGEN_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    unsigned int a, b, c, t1, t2, t3, X, Y, Z;

    SVGEN_Handle svgenHandle;

    if(numBytes < sizeof(SVGEN_Obj))
        return((SVGEN_Handle) NULL);

    svgenHandle = (SVGEN_Handle)pMemory;

    unsigned int find_sector( signed int *vref )
    {
        unsigned int a, b, c, result;

        if ( *( vref + 1 ) > 0 ) a = 1; else a = 0;
        if ( *( vref + 2 ) > 0 ) b = 1; else b = 0;
        if ( *( vref + 3 ) > 0 ) c = 1; else c = 0;

        return ( a + 2*b + 4*c );
    }

    switch ( setor )
    {
        case 1: t1= Z; t2= Y; break; case 2: t1= Y; t2=-X; break;
        case 3: t1=-Z; t2= X; break; case 4: t1=-X; t2= Z; break;
        case 5: t1= X; t2=-Y; break; case 6: t1=-Y; t2=-Z; break;
    }

    return(svgenHandle);
}

IPARK_Handle IPARK_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    IPARK_Handle iparkHandle;

    if(numBytes < sizeof(IPARK_Obj))
        return((IPARK_Handle) NULL);

    iparkHandle = (IPARK_Handle)pMemory;

    return(iparkHandle);
}

PARK_Handle PARK_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    PARK_Handle parkHandle;

```

```
    if(numBytes < sizeof(PARK_Obj))
        return ((PARK_Handle)NULL);

    parkHandle = (PARK_Handle)pMemory;

    return (parkHandle);
}

CLARKE_Handle CLARKE_init(void *pMemory, const size_t numBytes)
{
    CLARKE_Handle clarkeHandle;

    if(numBytes < sizeof(CLARKE_Obj))
        return((CLARKE_Handle)NULL);

    clarkeHandle = (CLARKE_Handle)pMemory;
    return(clarkeHandle);
}
```

```

void CTRL_setup( CTRL_Handle handle, const float32_t period)
{
    CTRL_Obj *ctrl = (CTRL_Obj *) handle;

    CTRL_setPeriod(handle, period );

    // Configura o módulo de CLARKE
    CLARKE_setNumSensors(ctrl->clarkeHandle, 2 );
    CLARKE_setScaleFactors(ctrl->clarkeHandle, (1.0), (1.0) );

    // Configura o modulo de PARK
    PARK_setup(ctrl->parkHandle, (0.0) );

    // Configura o controlador PID de Id
    CTRL_setPID_Id_param(handle, (0.08982), (1800), (0.0) );
    PID_setMinMax( ctrl->pidHandle_Id, -0.30, 0.30);

    // Configura o controlador PID de Iq
    CTRL_setPID_Iq_param(handle, (0.08982), (1800), (0.0) );
    PID_setMinMax(ctrl->pidHandle_Iq, -0.95, 0.95);

    // Configura o PID de velocidade
    CTRL_setSpdPrescalarMax( handle, 10);
    CTRL_setPID_spd_param(handle, (2.23), (0.1), (0.0) );
    PID_setMinMax( ctrl->pidHandle_spd, -0.71, 0.71);

    // Configura o modulo de IPARK
    IPARK_setup( ctrl->iparkHandle, (0.0) );
}

CTRL_Handle CTRL_init( void *pMemory, const size_t numBytes, const
float32_t period)
{
    CTRL_Handle ctrlHandle;

    if(numBytes < sizeof(CTRL_Obj))
        return((CTRL_Handle)NULL);

    // assign the handle
    ctrlHandle = (CTRL_Handle)pMemory;

    CTRL_Obj *ctrl = (CTRL_Obj *) ctrlHandle;

    ctrl->clarkeHandle = CLARKE_init( (void*) &(ctrl->clarke),
sizeof(ctrl->clarke) );

    ctrl->parkHandle = PARK_init( (void*) &ctrl->park, sizeof(ctrl-
>park) );

    ctrl->pidHandle_Id = PID_init( (void*) &ctrl->pid_Id,
sizeof(ctrl->pid_Id) );

    ctrl->pidHandle_Iq = PID_init( (void*) &ctrl->pid_Iq,
sizeof(ctrl->pid_Iq) );

    ctrl->rmpCntlHandle = RMPCNTL_init((void*) &ctrl->rmpCntl,
sizeof(ctrl->rmpCntl) );
}

```

```

    ctrl->pidHandle_spd = PID_init( (void*) &ctrl->pid_spd,
sizeof(ctrl->pid_spd) );

    ctrl->iparkHandle = IPARK_init( (void*) &ctrl->ipark,
sizeof(ctrl->ipark) );

    ctrl->svgenHandle = SVGEN_init( (void*) &ctrl->svgen,
sizeof(ctrl->svgen) );

CTRL_setup(ctrlHandle, period);

return(ctrlHandle);
}

DRV_Handle DRV_init(void *pMemory, const size_t numBytes, const
float32_t period, const int32_t het_vCNT_SCALE, Commutation_Mode_t
commMode)
{
    DRV_Handle drvHandle;
    DRV_Obj *drv;

    if(numBytes < sizeof(DRV_Obj))
return((DRV_Handle)NULL);

    drvHandle = (DRV_Handle)pMemory;

    drv = (DRV_Obj *)drvHandle;

    // Inicialização
gioInit(); //GIO
adcInit(); //ADC
rtiInit(); //RTI

    // initialize the HET
hetInit();

    // Configura IO para DRV8301
gioSetDirection(gioPORTA, 0x00000010U);
gioSetBit(gioPORTA, 4, 1);

    // Tempo de acomodação de 50ms para DRV8301
rtiResetCounter(rtiCOUNTER_BLOCK0);
rtiStartCounter(rtiCOUNTER_BLOCK0);
while(rtiGetCurrentTick(rtiCOMPARE0) < 50000);
rtiStopCounter(rtiCOUNTER_BLOCK0);

    drv->rampgenHandle = RAMPGEN_init(&drv->rampgen, sizeof(drv-
>rampgen));

    drv->qepHETHandle = QEP_HET_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[QEP_COUNT_HET_OFFSET]), sizeof(drv->qepHETObj));

    drv->qepIndexHandle = QEP_HET_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[QEP_INDEX_HET_OFFSET]), sizeof(drv->qepIndexObj));

    drv->qepHandle = QEP_init((void *) &drv->qepObj, sizeof(drv-
>qepObj), 1000, 4, 0, -1);

```

```

    drv->speed_frHandle = SPEED_FR_init( (void*) &drv->speed_fr,
sizeof(drv->speed_fr));

    drv->ctrlHandle = CTRL_init(&drv->ctrl, sizeof(drv->ctrl),
period);

    drv->speed_estHandle = SPEED_EST_init( (void*) &drv->speed_est,
sizeof(drv->speed_est));

    // Comunicação entre módulos CTRL e PWM
    drv->gPwmData.Tabc.value[0] = 0;
    drv->gPwmData.Tabc.value[1] = 0;
    drv->gPwmData.Tabc.value[2] = 0;

    // Módulo pwm
    drv->pwmHandle[0] = PWM_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[PWMA_HET_OFFSET]), sizeof(PWM_Obj));
    drv->pwmHandle[1] = PWM_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[PWMB_HET_OFFSET]), sizeof(PWM_Obj));
    drv->pwmHandle[2] = PWM_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[PWMC_HET_OFFSET]), sizeof(PWM_Obj));

    drv->pwmSyncHandle = PWM_SYNC_init((void *) &(hetRAM1-
>Instruction[PWM_SYNC_HET_OFFSET]), sizeof(PWM_SYNC_Obj));

    // Inicializa VOLT_CALC
    drv->voltCalcHandle = VOLT_CALC_init((void *) &drv->voltCalc ,
sizeof(drv->voltCalc));

    // Configura o objeto drv
    DRV_setup(drvHandle, commMode, period, het_vCNT_SCALE);

    return (drvHandle);
}

```