

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

DIONATAN ÁVILA RANGEL

**MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS
APLICADO A VEÍCULOS ELÉTRICOS**

**Alegrete
2015**

DIONATAN ÁVILA RANGEL

**MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS
APLICADO A VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Felipe Bovolini Grigoletto

**Alegrete
2015**

**Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo autor através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais).**

R592m Rangel, Dionatan Ávila

MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC SEM
ESCOVAS APLICADO A VEÍCULOS ELÉTRICOS / Dionatan Ávila Rangel.

91 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) -- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2015.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Máquinas Elétricas. 2. Sistemas de Controle . 3. Eletrônica de Potência.

DIONATAN AVILA RANGEL

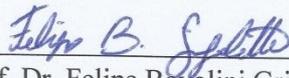
**MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DO MOTOR CC SEM ESCOVAS
APLICADO A VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Engenharia Elétrica da Universidade
Federal do Pampa, como requisito parcial para
obtenção do título de Bacharel em Engenharia
Elétrica.

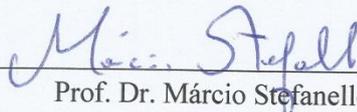
Área de Concentração: Controle/Máquinas
Elétricas

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 9 de julho de 2015.

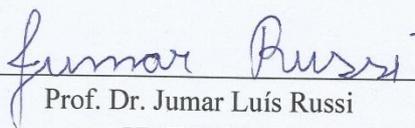
Banca examinadora:



Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto
Orientador



Prof. Dr. Márcio Stefanello
UNIPAMPA



Prof. Dr. Jumar Luís Russi
UNIPAMPA

Dedicatória

“Dedico este trabalho aos meus amados pais Olmiro e Maria Helena, a minha amada esposa Carolina, ao nosso tesouro Bernardo e ao irmão Jean.”

AGRADECIMENTO

Ao Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto meu orientador de TCC e professor das minhas matérias básicas de máquinas elétricas. Obrigado pela dedicação e apoio em todos os momentos. Aos professores Márcio Stefanello e Jumar Luís Russi. Agradeço ao professor Dr. José Wagner pela oportunidade de poder ter feito parte e colaborado com o seu grupo de pesquisa EIRE.

“Na natureza nada se cria, nada se perde,
tudo se transforma”.

Antoine Lavoisier

RESUMO

No presente trabalho é apresentado o método de controle de velocidade de motor *Brushless* através de controle vetorial e uma breve demonstração do controle de velocidade usando o controle por *Histerese*. É apresentada a topologia do driver inversor trifásico eletrônico aplicável ao motor *Brushless* DC (*BLDC*). Motores *Brushless* são largamente empregados em veículos elétricos e se destacam pelo seu elevado rendimento e reduzida manutenção, tornando-se a melhor opção para essa aplicação.

É apresentada a modelagem matemática do motor *Brushless* ideal, além das principais configurações de ligações e estratégias de controles eletrônicos. A modelagem é obtida a partir das curvas características teóricas de torque versus velocidade e eficiência versus torque de um protótipo já existente.

Palavras-Chave: Motor *Brushless*, Comutador eletrônico, Veículo elétrico, Eficiência energética, Ímã permanentes.

ABSTRACT

In this paper we present the motor speed control method Brushless through vector control and a brief demonstration of the speed control using the control by hysteresis. The topology of the electronic three-phase inverter driver applicable to motor Brushless DC (BLDC) is displayed. Brushless motors are widely used in electric vehicles and stand out for their high performance and low maintenance, making it the best choice for this application.

A mathematical modeling of ideal Brushless motor besides the main connection settings and electronic control strategy. Modeling is obtained from the theoretical characteristic curve of torque X speed and efficiency X torque of an existing prototype.

Keywords: Brushless Motor, Electronic Switch, Electric vehicle, Energy Efficient, permanent magnets.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Protótipo de carro elétrico RENAULT.....	17
Figura 2: Motor <i>Brushless</i> ensaiado.....	18
Figura 3: Esquemático do motor <i>Brushless</i>	19
Figura 4: Ímãs de Superfície.	23
Figura 5: Ímãs Inseridos na Superfície.....	24
Figura 6: Ímãs Internos no Rotor.....	25
Figura 7: Circuito equivalente de armadura do motor CC.	33
Figura 8:Forças Contra-Eletromotrizes geradas em cada fase do motor BLDC.	33
Figura 9: Diagrama representativo do Circuito Trifásico Simétrico.....	37
Figura 10: Diagrama representativo do Circuito Bifásico Simétrico.....	38
Figura 11: Diagrama representativo da Decomposição vetorial em $S\alpha$	38
Figura 12: Diagrama representativo da Decomposição vetorial em $S\beta$	39
Figura 13: Diagrama representativo dos Sistemas de eixos $\alpha\beta$	40
Figura 14: Transformada de Park aplicado ao Sistema de eixos.	41
Figura 15: Componentes $\alpha\beta$ antes da decomposição em eixos estacionários.....	42
Figura 16: Máquina representada em eixos estacionários dq	42
Figura 17: Ligação do instrumento para a medição de resistência.	44
Figura 18: Ligação do circuito para a obtenção da impedância.	45
Figura 19: Tempo de resposta da corrente de magnetização.	46
Figura 20: Circuito para a obtenção da indutância dos enrolamentos.....	46
Figura 21: Corrente de magnetização dos enrolamentos do motor <i>Brushless</i>	47
Figura 23: Forças Contra Eletromotriz Senoidal.....	49
Figura 24: Controle a seis chaves por Histerese.....	53
Figura 25: Comutação com o motor a 1100RPM.	54
Figura 26: Correntes Rotóricas o motor a 1100RPM.	54
Figura 27: Velocidade de referência e velocidade rotórica a 1200RPM.....	55
Figura 28: Corrente com o motor a 600RPM.....	55
Figura 29: Tensão rotórica com o motor a 600RPM.....	56
Figura 30: Velocidade de Ref. e velocidade rotórica 600RPM.	56
Figura 31: Tensão e corrente do motor para a velocidade nominal.	57
Figura 32: Tensão e corrente do motor para 70% da velocidade nominal.	57
Figura 33: Diagrama de blocos da função de transferência do motor <i>Brushless</i> DC.....	61
Figura 34: Resposta ao degrau para a malha de corrente.	64
Figura 35: Resposta ao degrau para a malha mecânica.	65
Figura 36: Circuito em malha aberta do motor <i>Brushless</i> DC.	65
Figura 37: Tensão trapezoidal aplicada ao motor <i>BLDC</i>	66
Figura 38: Correntes rotóricas do motor <i>BLDC</i>	66
Figura 39: FCEM do motor <i>BLDC</i>	67
Figura 40: Correntes $\alpha\beta$ no motor <i>BLDC</i>	67
Figura 41: Correntes dq no motor <i>BLDC</i>	68

Figura 42: Rotação em RPM no motor <i>BLDC</i> .	68
Figura 43: Amplitude angular θ em rad/s.	69
Figura 44: Circuito de controle do motor Brushless DC.	70
Figura 45: Tensões de fase aplicadas ao motor <i>Brushless</i> DC.	70
Figura 46: Correntes rotóricas do motor <i>Brushless</i> DC.	71
Figura 47: Velocidade rotórica do motor Brushless DC, sem carga com velocidade de referência de 200 RPM.	71
Figura 48: Forças Contra-Eletromotrizas geradas pelo motor <i>Brushless</i> .	72
Figura 49: Correntes nos eixos $\alpha\beta$.	72
Figura 50: Correntes nos eixos dq.	73
Figura 51: Torque conjugado.	73
Figura 52: Torque aplicado.	74
Figura 53: Velocidade de referência e velocidade rotórica.	74
Figura 54: Tensões de entrada aplicadas ao motor <i>Brushless</i> .	75
Figura 55: Correntes rotóricas.	76
Figura 56: Correntes $\alpha\beta$.	76
Figura 57: Correntes dq.	77
Figura 58: Forças Contra Eletromotrizas no motor Brushless.	77
Figura 59: Torque conjugado do motor Brushless.	78
Figura 60: Velocidade Rotórica.	78
Figura 61: Tensão nos terminais do motor.	79
Figura 62: Correntes rotóricas.	79
Figura 63: Correntes nas fases com o driver inversor.	80
Figura 64: Tensão aplicada pelo driver Inversor.	80
Figura 65: Correntes nas fases com o driver inversor para 200RPM.	81
Figura 66: Tensão aplicada pelo driver inversor para 200RPM.	81
Figura 67: Circuito de um inversor trifásico em ponte.	82
Figura 68: Comparativo entre semicondutores.	84
Figura 69: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor Brushless.	86
Figura 70: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor <i>Brushless</i> rodando a 75 RPM.	87
Figura 71: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor Brushless rodando a 440 RPM.	87
Figura 72: Sensores Hall do motor <i>Brushless</i> comercial.	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: FCEM gerada pelo motor	50
Tabela 2: Parâmetro do motor <i>Brushless</i>	51
Tabela 3: Etapas de comutação e sequência de acionamento.	52
Tabela 4: Comparativo de capacidade de chaveamento potência das chaves	83
Tabela 5: Sequência de comutação	86

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Coeficiente de atrito viscoso (Nms)
ea	Força Contra-Eletromotriz da Fase a (V)
eb	Força Contra-Eletromotriz da Fase b (V)
ec	Força Contra-Eletromotriz da Fase c (V)
F	Força Magnetomotriz
f	Frequência do sistema (Hz)
$Gc(s)$	Função de transferência
$Gcmec(s)$	Função de transferência da velocidade
$Gp(s)$	Função de transferência da planta
ia	Corrente de Fase a (A)
ib	Corrente de Fase b (A)
ic	Corrente de Fase c (A)
is	Corrente Estatórica (A)
ir	Corrente Rotórica (A)
id	Corrente do eixo Direto (A)
iq	Corrente do eixo de Quadratura (A)
isd	Corrente estatórica do eixo Direto (A)
J	Constante de Inércia (kgm^2)
KP	Ganho Proporcional
KI	Ganho Integral
KD	Ganho Derivativo
Kt	Constante de Torque
$L - M, LM$	Indutância equivalente (H)
La	Indutância própria da Fase (H)
Lb	Indutância própria da Fase (H)
Lc	Indutância própria da Fase (H)
M	Indutância Mútua (H)
P	Transformada de <i>Park</i>
p	Número de pares de Pólos
Ra	Resistência do enrolamento do estator da Fase (Ω)
Rb	Resistência do enrolamento do estator da Fase (Ω)

R_c	Resistência do enrolamento do estator da Fase (Ω)
T_c	Torque de Carga ($N.m$)
T_e	Torque eletromagnético ($N.m$)
T_{mec}	Torque Mecânico ($N.m$)
$T_{SIS}(s)$	Torque Mecânico ($N.m$)
$T_{\alpha\beta}$	Transformada $\alpha\beta 0$
$u(t)$	Sinal de controle
v_a	Tensão da Fase a (V)
v_b	Tensão da Fase b (V)
v_c	Tensão da Fase c (V)
V_{dc}	Tensão de Corrente Contínua (V)
x	Vetor de Estados
Y	Conexão em Estrela
θ	Posição angular do Rotor (rad)
λ_{af}	Fluxo Mútuo Concatenado (Wb)
μ	Coefficiente de Variação Angular (rad)
ζ	Coefficiente de Amortecimento
ω_b	Largura de banda (dB)
ω_m	Velocidade angular de rotação (rad/s)
ω_n	Velocidade natural de resposta (rad/s)
Δ	Conexão em Delta

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO.....	16
1.1 Motivação.....	19
1.2 Estrutura do trabalho	20
2 REVISÃO DA LITERATURA	21
2.1 Tipos de motores elétricos de corrente contínua	21
2.2 Características construtivas.....	21
2.3 Tipos De Controladores	26
2.3.1 Controlador Proporcional, P	27
2.3.2 Controlador Integral, I.....	27
2.3.3 Controlador Proporcional Integral, PI	28
2.3.4 Controlador, D.....	29
2.3.5 Controlador, PD.....	29
2.3.6 Controlador, PID.....	30
3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR <i>BRUSHLESS</i> DC	31
3.1 Transformação do modelo de uma Máquina Simétrica Trifásica para $\alpha\beta 0$	36
3.2 Transformada de <i>Park</i>	41
4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO MOTOR <i>BLDC</i>	43
4.1 Obtenção dos parâmetros elétricos do motor <i>BLDC</i> para validação do modelo computacional.....	43
4.2 Parâmetros da máquina a ser simulada	51
5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	52
5.1 Função de transferência da Máquina <i>BLDC</i>	58
5.2 Projeto dos controladores PI.....	61
5.3 Simulação em malha aberta do motor <i>BLDC</i> com os parâmetros obtidos.....	65
5.4 Projeto dos ganhos dos controladores PI das malhas elétrica e mecânica	69
6 ACIONAMENTO DO MOTOR <i>BRUSHLESS</i> DC	82
6.1 Comutação eletrônica das chaves	82
7 CONSIDERAÇÕES FINAIS	88
REFERÊNCIAS.....	89

1. INTRODUÇÃO

Os veículos convencionais movidos a motores de combustão interna, geram altos níveis de gases poluentes no ar como o dióxido de carbono, hidro-carbonetos e óxidos. Esses gases também são considerados como os principais contribuintes do aquecimento global (MOMOH e OMOIGUI, 2009).

Existem tecnologias que podem ser empregadas para tentar reduzir a emissão dos gases emitidos por veículos que provocam o efeito estufa. Atualmente, inúmeros projetos estão sendo desenvolvidos para tentar remover ou minimizar o uso dos combustíveis fósseis usados em automóveis e caminhões. Está cada vez mais claro que utilizar fontes alternativas de energia que poluam menos, ou tenham emissão zero de gases poluentes, é uma parte da solução para esse problema.

Já existe a produção de alguns carros elétricos movidos somente a baterias. Um exemplo desse tipo de protótipo é o que Itaipu em parceria com a montadora KWO, FIAT e recentemente com a montadora RENAULT, desenvolve e testa em solo nacional e pode ser facilmente encontrado rodando dentro da usina. Durante vários anos esse tipo de veículo foi considerado como a grande solução para substituição dos atuais veículos de combustão interna e redução do nível de poluição emitida. Porém, a utilização de veículos elétricos fica limitada pela autonomia de energia que pode ser extraída das baterias. As utilizadas atualmente possuem autonomia média menor que 120km (CHELI, MAPELLI, 2008). Outro grande problema das baterias, é o tempo requisitado para carregá-las até o estado de carga total, geralmente 8 horas. Tempo muito elevado quando comparado aos 20 minutos necessários, em média, para encher o tanque de combustível de um veículo comum (MOMOH e OMOIGUI, 2009).

Uma das soluções encontradas, que une a redução da emissão dos poluentes e a utilização de fontes alternativas de energia, é a utilização dos veículos híbridos.

Esses veículos funcionam com um motor à combustão interna alimentado por combustíveis renováveis como o álcool da cana de açúcar, por exemplo, e com um motor elétrico alimentado por baterias. A tecnologia híbrida empregada em veículos urbanos, combina a autonomia de um motor à combustão com a redução de emissão de poluentes alcançada, quando se faz o uso de um motor elétrico.

Este trabalho aborda os tipos de controle e o conversor eletrônico trifásico em ponte completa aplicada a motores *Brushless DC* sem escovas. Esses motores

comercialmente são chamados de motor *Brushless DC (BLDC)*. Motores *Brushless* são largamente empregados em veículos elétricos e se destacam pelo seu elevado rendimento e reduzida manutenção, tornando-se a melhor opção para essa aplicação. O motor *Brushless* apresenta melhor desempenho, eficiência elevada, alta densidade de potência (devido aos seus ímãs de neodímio), além de possibilitarem a sua aplicação através de fontes de tensão CC como baterias, o que possibilita a aplicação em locais remotos ou embarcados em veículos. São apresentados os principais equacionamentos matemáticos do motor *Brushless* ideal, além das principais configurações de ligação e estratégias de controles eletrônicos, a qual realiza o controle de velocidade e de rotação do motor.



Figura 1: Protótipo de carro elétrico RENAULT.

Fonte: <http://info.abril.com.br/noticias/bitnocarro/2013/10/itaipu-e-renault-vaodesenvolver-carros-eletricos-no-brasil.shtml>

A metodologia para a representação matemática do motor *Brushless* será feita da seguinte forma: inicialmente será feito um estudo da construção física, princípio de funcionamento e das principais características de um motor *Brushless*. Este estudo tem por objetivo conhecer o sistema que será modelado. A construção da representação matemática deste motor é baseada nas equações do motor *Brushless* e será comparada aos ensaios práticos em um motor utilizado em *Scooter*

Elétrica. O motor ensaiado tem dados de placa de 350W e 48V. Portanto, é feita uma revisão da modelagem matemática do *Brushless* proposta por outros autores e o ensaio prático para obter os parâmetros do motor.



Figura 2: Motor *Brushless* ensaiado.

Fonte própria

A partir dessa revisão e entendido o princípio de funcionamento do motor *Brushless*, é dado início à construção da representação em modelo matemático e em modelo computacional que permitam a simulação do comportamento do motor.

Os dados do ensaio do motor serão utilizados para a identificação paramétrica do motor que será utilizado no teste prático. Esses parâmetros também serão utilizados a fim de comparação com as simulações de análise do modelo.

Utilizar-se-ão as transformações de referencial elétrico para simplificar as equações finais do modelo. Primeiramente é feita a transformação do referencial trifásico abc do estator, para o referencial bifásico. Posteriormente este referencial é transformado para a mesma referência direta e em quadratura do motor (dq).

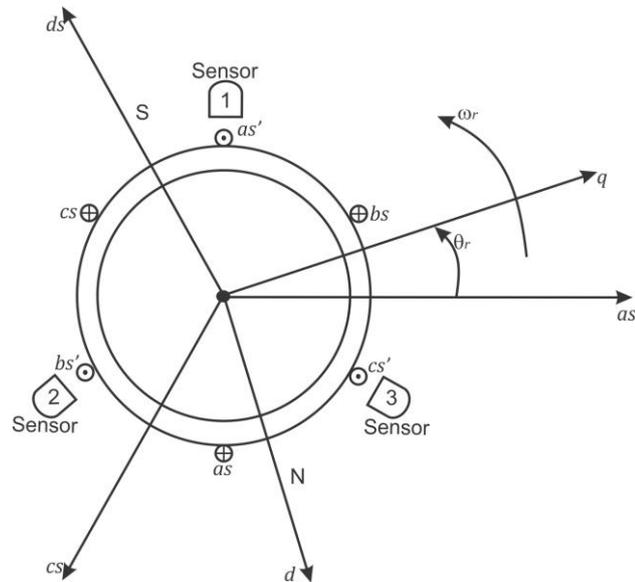


Figura 3: Esquemático do motor *Brushless*.

Fonte: (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002)

1.1 Motivação

A escolha do estudo dos motores *BLDC* e seus respectivos controladores eletrônicos se dá devido ao avanço nos materiais empregados em sua construção e também, aos potentes ímãs permanentes que apresentam uma densidade de energia que os torna particularmente ímpares para utilização em máquinas elétricas. Assim como na construção de máquinas mais compactas, confiáveis e com melhor desempenho e eficiência.

Todavia, a evolução dos dispositivos semicondutores de potência tornaram possíveis o desenvolvimento de conversores eletrônicos de potência. Sejam eles de pequena dimensão física e elevada eficiência, a conversores industriais com aplicação em elevadas potências.

As questões da diminuição do tamanho físico e da elevada eficiência energética são cada vez mais importantes nos sistemas de engenharia embarcada, tornando a integração de subsistemas uma necessidade.

Hoje, devido aos processadores com grande capacidade de processamento de dados, é possível a implementação de algoritmos de controle complexos, com processamento de grande volume de dados adquiridos. Com o uso destes

processadores, é possível o controle de máquinas elétricas com sistemas de conversão e algoritmos de controle complexos.

1.2 Estrutura do trabalho

CAPÍTULO 2: Apresentação da revisão bibliográfica. Inicia-se com uma breve introdução aos tipos de motores existentes. É feita uma abordagem das suas características elétricas e mecânicas.

CAPÍTULO 3: Apresentação da modelagem matemática do motor *BLDC* referente às equações básicas.

CAPÍTULO 4: Apresentação do sistema de controle vetorial utilizado neste trabalho. O projeto dos controladores *PI* também é demonstrado neste capítulo.

CAPÍTULO 5: Apresentação da obtenção dos parâmetros elétricos do motor *BLDC* disponível para estudo (motor da *Scooter*). É apresentada a simulação do sistema em malhas aberta e fechada e seus respectivos resultados e análises.

CAPÍTULO 6: Estudo da comutação eletrônica das chaves que acionam o motor *BLDC*. A topologia de acionamento estudada é a de seis chaves, as quais possuem frequências e tempos de comutações controladas a fim de que seja obtida na saída do comutador uma tensão trapezoidal.

CAPÍTULO 7: Conclusões e reflexões de todo o trabalho que foi elaborado ao longo de todo o estudo. São também mencionados possíveis trabalhos futuros.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 Tipos de motores elétricos de corrente contínua

São dois os principais tipos de máquinas de corrente contínua mais utilizadas atualmente. Elas são divididas em máquinas de ímãs permanentes (sem escovas) e máquinas convencionais com escovas. As máquinas de ímãs permanentes apresentam alta eficiência e relação de potência e volume elevado, pois a presença de ímãs e ausência de cobre no enrolamento do rotor, reduzem significativamente seu peso.

Motores de corrente contínua convencionais (motores CC) possuem os enrolamentos de armadura nos rotores. Os ímãs, que agem como enrolamentos de campo, ficam posicionados no estator. O enrolamento de armadura é alimentado por uma fonte de corrente contínua que, ao passar por um comutador mecânico, forma um campo magnético alternado, responsável por gerar o torque eletromecânico do motor (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

O motor de corrente contínua sem escovas, comumente chamado de motor *BRUSHLESS (BLDC – BRUSHLESS DC Motor)* pode ser interpretado como o motor CC invertido, ou seja, os enrolamentos de armadura estão posicionados no estator e os ímãs de campo estão posicionados no rotor. (VAZ, DHAMI e TRIVEDI, 2009). Para operar este motor é necessário um inversor de frequência que converte a tensão em corrente contínua, para tensão em corrente alternada trifásica com frequência proporcional à velocidade instantânea do motor. (KRAUSE, WASYNCZUK e SUDHOFF, 2002).

2.2 Características construtivas

Os motores de ímãs permanentes têm se destacado por possuírem uma elevada eficiência e alta densidade de potência. Por esse motivo esse tipo de motor é largamente utilizado em veículos elétricos. Esse tipo de motor é classificado em duas categorias principais, sendo que a principal diferenciação está relacionada com as suas formas de onda da Força Contra-Eletromotriz. Os motores Síncronos que

apresentam Força Contra-Eletromotriz senoidal recebem o nome de Motor Síncrono ou *PMSM* (Permanent Magnet Synchronous Motor) e os motores com Força Contra-Eletromotriz Trapezoidal, recebem o nome de motor *Brushless DC* ou *BLDC* (*BRUSHLESS* Direct Current) (SU & MCKEEVER, 2002).

Ímãs Permanentes

As principais vantagens do uso de ímãs permanentes em motores elétricos estão relacionadas na melhoria de sua eficiência devido à redução das perdas por excitação, principalmente quando se compara a excitação do motor *BLDC*, que é feita magneticamente, à excitação do motor *CC* com escovas, que como o próprio nome já diz, faz o uso de escovas para realizar a comutação, o aumento de sua densidade de energia devido à redução de seu volume e por possuir uma simples construção e manutenção.

Os principais materiais ferromagnéticos que são aplicados em máquinas elétricas com ímã permanentes são:

- Alnico-5;
- Ferrite;
- Samarium-Cobalto
- Neodymium-Bor-Ferro

Alguns destes materiais são compostos, ou ligas que normalmente são compostas por cobalto, ferro e níquel, onde apresentam propriedades características devido à sua composição e ao tratamento de sua fabricação. Materiais magnéticos produzidos a partir de terras raras como o samário-cobalto possuem excelentes propriedades magnéticas tais como elevada densidade de fluxo residual. Com o desenvolvimento de novos materiais o processo produtivo vem melhorando a qualidade dos ímãs permanentes e com o aumento da produção é natural uma redução do custo final e a popularização do seu uso. Os ímãs permanentes podem ser construídos em qualquer forma e tamanho, para se obter um fluxo magnético adequado para determinado projeto. O que determina a escolha do formato do ímã é a configuração do rotor a ser utilizado. Podem ser por ímãs na superfície, inseridos ou internos (BARATIERI, 2011).

Rotor

A escolha do tipo de rotor pode ser determinada através de qual ímã permanente será colocado no rotor, desde que o princípio de operação não se altere nas diferentes configurações existentes. Dependendo de sua construção, haverá diferenças entre a indutância do eixo de quadratura e do eixo direto (BARATIERI, 2011).

Rotor com Ímãs de Superfície

Os ímãs são fixados na superfície por meio de uma resina epóxi, com este tipo de fixação pode-se comprometer a robustez mecânica da máquina, impossibilitando a operação da mesma em altas rotações. A colocação dos ímãs permanentes fornece alta densidade de fluxo magnético no entreferro, proporcionando assim, uma redução na variação da relutância. Com esta redução, pode-se dizer que a diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e eixo direto podem ser desprezíveis para este caso. A Figura 4 mostra a posição no rotor dos ímãs de superfície (BARATIERI, 2011).

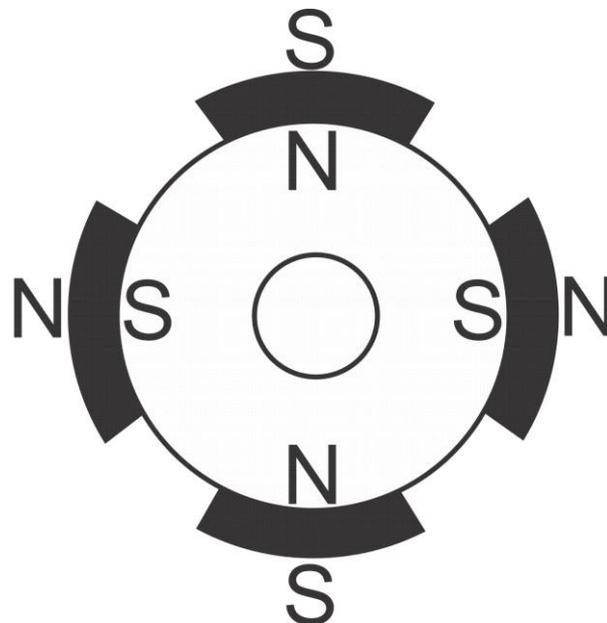


Figura 4: Ímãs de Superfície.

Rotor com Ímãs Inseridos na Superfície

Neste tipo de construção os ímãs são inseridos em cavidades na superfície do rotor, de modo a melhorar a robustez mecânica. Com esse tipo de distribuição é possível levar a máquina a altas rotações. A inserção dos ímãs proporciona um aumento na relutância e uma diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e de eixo direto. A Figura 5 ilustra a alocação dos ímãs de inserção na superfície do rotor (BARATIERI, 2011).

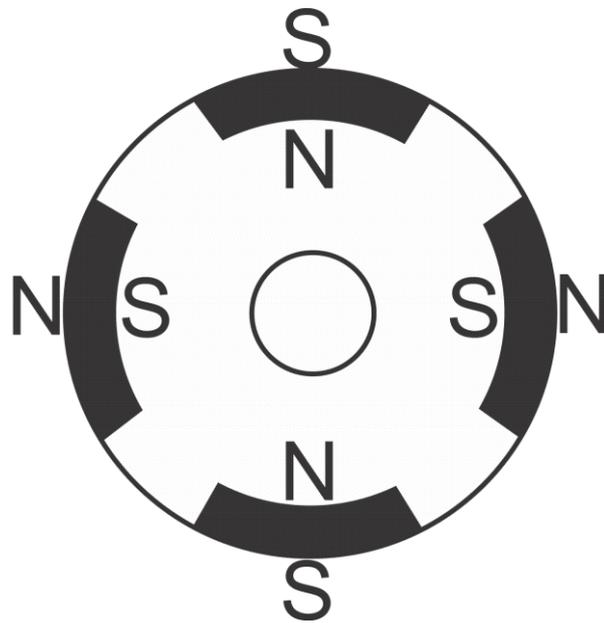


Figura 5: Ímãs Inseridos na Superfície.

Rotor com Ímãs Internos

Os ímãs são inseridos no interior do rotor, assim apresenta uma maior robustez mecânica comparada aos outros tipos, sendo aplicado onde exigem altas velocidades de rotação. Com a inserção dos ímãs, ocorre um aumento na relutância e diferença entre as indutâncias de eixo de quadratura e eixo direto, assim tem-se um conjugado de relutância considerável que aumentará a eficiência do motor. Este tipo de rotor é bem complexo, não sendo viável para algumas aplicações. A Figura 6 demonstra a alocação dos ímãs no rotor (BARATIERI, 2011).

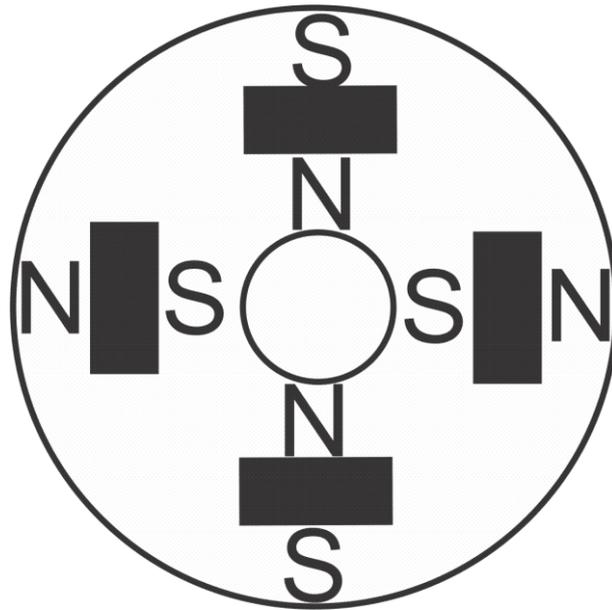


Figura 6: Ímãs Internos no Rotor.

Estator

O estator do motor *Brushless* é construído por lâminas sobrepostas com as bobinas alocadas em ranhuras axialmente cortadas ao longo da circunferência interna. A Força Contra-Eletromotriz trapezoidal do motor *Brushless* é obtida no estator, seu enrolamento que é projetado para uma Força Magnetomotriz retangular, onde seu enrolamento estatórico é concentrado com camadas podendo ser composto por camadas simples, duplas ou multicamadas que podem ser distribuídas ou modulares. Possuindo mais de uma bobina, a sua conexão é feita em série, assim apresentando um baixo custo de fabricação devido à sua simplicidade de construção, podendo muitas vezes ser bobinado manualmente. Cada um dos enrolamentos é distribuído na circunferência do estator para formar o número de pares de pólos.

O uso do enrolamento estatórico concentrado no motor *Brushless* reduz a utilização de cobre, tamanho axial e sua simplicidade construtiva.

Em uma máquina de ímãs permanentes, o seu enrolamento de campo de corrente contínua é substituído por ímãs de alta magnetização, assim a maior vantagem desta substituição é a eliminação de perdas no cobre, proporcionando uma maior densidade de potência e menor inércia do rotor, apresentando uma construção mais robusta. A desvantagem destas máquinas é a perda de flexi-

bilidade de controle de fluxo e possível efeito de desmagnetização de campo. Comparando a máquina síncrona de ímãs permanentes com uma máquina de indução, tem-se uma eficiência elevada, mas seu custo é relativamente alto.

Um dos principais problemas de implementação para a máquina que possui as formas de onda da Força Contra-Eletromotriz não senoidal, trapezoidal, está relacionado ao modo de obter esta forma de onda. Desta forma é proposto utilizar uma tabela de consulta ao invés de utilizar uma função para obter esta Força Contra-Eletromotriz, assim o módulo de seu torque é obtido da mesma forma. Com isto os erros causados pelos zeros no denominador podem ser evitados, sendo um método bem benéfico (XIN, 2011). Uma estratégia de controle utilizada por vários trabalhos para os motores que possuem a sua Força Contra-Eletromotriz trapezoidal é o controle de velocidade, *PI*, sendo uma estratégia de controle bem eficiente (ELNADY & LIU, 2007), (DARYABEIGI et al., 2010), (LU et al., 2005).

Outra proposta é desenvolvida a partir de equações da tensão instantânea do motor *BRUSHLESS*, onde se estima uma vez a posição do rotor e então a velocidade do motor pode ser calculada, assim, o motor pode ser excitado sem as posições dos sensores de velocidade, sendo proposto um algoritmo de implementação (MATSUI, 1992).

Além disso, algumas pesquisas recentes tem direcionado seus esforços nas técnicas de controle de velocidade utilizando *Sensorless*, um exemplo desta estrutura é demonstrada na Figura 7. (YEO, 1997), (KIM et al., 2005), (MATSUI, 1992).

2.3 Tipos De Controladores

Em algumas aplicações os controladores devem estar na saída do sistema implementado, devido a alterações no valor da referência ou estado. Para que o sistema funcione conforme esperado é utilizado um algoritmo de controle para gerar a resposta necessária. Os controladores podem ser aplicados em motores elétricos, controle de temperatura, pressão, taxa de fluxo de força variável entre outras aplicações (ASTROM & HAGGLUND, 1995).

Podemos citar como exemplo os controladores *PID* pode-se controlar qualquer variável que se possa obter uma “medição” ou resposta, desde que esta variável seja afetada por alguma manipulação das variáveis do processo de

execução do algoritmo. Os controladores *PID* são os controladores mais utilizados na indústria, devido a sua simplicidade, custo relativamente baixo, facilidade em alterar sua capacidade comportamental e garantia de um bom controle (PEREIRA &HAFFNER, 2008), (ASTROM & HAGGLUND, 1995).

2.3.1 Controlador Proporcional, P

Como o nome já diz, o controlador proporcional realiza a comparação entre a entrada e a saída e gera um sinal de erro que é aplicado à malha de controle. É um controlador onde a saída é proporcional à entrada.

$$u(t) = K_P e(t) \quad (2.1)$$

$$G_s(s) = K_P \quad (2.2)$$

Se aumentarmos o ganho Proporcional, estaremos aumentando a velocidade de resposta do sistema de controle, e conseqüentemente diminuindo seu erro consideravelmente. No entanto há um limite de valor para esse ganho, caso não o limitarmos, o sistema passa a oscilar, tornando-se instável (SANTOS, 2007).

2.3.2 Controlador Integral, I

Um controlador Integral é onde a saída é proporcional à integral do erro no tempo. É determinado pela expressão:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.3)$$

Sendo que K_i é o ganho Integral. A integral do erro depende diretamente de seu tempo, sendo uma integral definida, onde determinará a área sob a curva que ocorre o erro. Sua função de transferência é dada por:

$$G_c(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.4)$$

A saturação da ação de integral é um fenômeno que ocorre quando o erro na entrada persiste, neste momento a ação integral se torna muito grande saturando a

saída. Quando o erro muda de sinal a ação integral diminui, no entanto a saturação não é extinta imediatamente, impedindo a correção do erro. Controladores comerciais têm dispositivos de antisaturação (Antireset-Windup), que quando saturado cessa a ação integral.

2.3.3 Controlador Proporcional Integral, PI

O controlador Proporcional Integral apresenta as mesmas características individuais de cada controlador citado anteriormente. No entanto a redução da estabilidade causada pela ação integral é compensada pela ação proporcional. O sinal de controle é determinado pela seguinte equação.

$$u(t) = K_e(t) + K_c \int_0^t e(t)dt \quad (2.5)$$

Este controlador é empregado usualmente para controle de velocidade em máquinas elétricas. A função de transferência é descrita pela seguinte expressão (PATANÉ, 2008).

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.6)$$

Como citado anteriormente, o controlador *PI* é uma combinação da ação proporcional com uma ação de integração. O integrador, dentre suas propriedades, permite que o erro em regime do caso anterior seja zerado. Isto ocorre porque embora o erro possa ser pequeno, o integrador vai somando ao longo do tempo e a sua saída vai aumentando até que seja capaz de acionar o atuador.

Conforme o sistema vai chegando perto do objetivo (referência), o erro vai diminuindo e assim a resposta do proporcional vai ficando cada vez mais fraca. A partir deste ponto o domínio passa a ser do integrador.

Dessa forma o bloco integrador é usado frequentemente quando precisamos de uma convergência precisa do valor, com erro muito pequeno. Da mesma forma que existe um ganho *K* para o proporcional existe também um ganho *KI* para o integrador. Quanto maior o valor de *KI*, maior a resposta de um elemento integrador.

Entretanto, o ajuste do ganho de *KI* não deve ser indiscriminado, pois ele pode levar o sistema a se tornar muito lento ou até mesmo levar o sistema a instabilidade.

2.3.4 Controlador, D

O controlador Derivativo é diretamente relacionado com a derivada de seu erro em função do tempo. O sinal de controle é descrito por.

$$u(t) = K_D \frac{d_e(t)}{dt} \quad (2.7)$$

Sendo K_D o ganho Derivativo. A saída do controlador Derivativo é proporcional à taxa de variação do sinal de erro, e não exatamente ao erro, podendo assim fornecer uma ação corretiva antes que o sinal de erro ocorra.

A função de transferência que descreve o controlador Derivativo é descrito pela seguinte equação.

$$G_c(s) = K_D s \quad (2.8)$$

O controlador Derivativo não será sensível aos erros constantes ou com variações lentas, desse modo esse controlador não é usado sozinho, mas sim combinado com outros tipos de controladores. O ganho Derivativo deve ser muito pequeno na prática, pois a resposta da derivada é muito sensível a ruídos do sinal, onde se quer obter uma respectiva resposta (SANTOS, 2007).

2.3.5 Controlador, PD

O sinal de controle do controlador Proporcional Derivativo depende das características individuais destes controladores. O sinal do controlador é determinado pelo seguinte expressão.

$$u(t) = (K_P + K_D)e(t) \quad (2.9)$$

Sendo a função de transferência do controlador determinada por (SRIDOKBUAP,2007).

$$G_c(s) = K_P + K_D(s) \quad (2.10)$$

Na prática a utilização do controlador Derivativo não pode ser aplicada sozinha, assim sendo o controlador Proporcional é o mais usual para ser empregado com o controle Derivativo (PATANÉ, 2008).

2.3.6 Controlador, PID

O controlador Proporcional Integral Derivativo apresenta as características individuais de cada controlador citado nos itens 2.5, 2.6 e 2.7. A função de transferência que representa a forma básica do controlador *PID* é descrita pela seguinte expressão.

$$G_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (2.11)$$

A variável de controle $u(t)$ do controlador da planta é igual ao ganho Proporcional, vezes a magnitude do seu erro, mais a soma do ganho Integral, vezes a integral do erro, mais o ganho Derivativo, vezes a derivada do erro, resultando na seguinte equação.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t) dt + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.12)$$

Este tipo de controlador é mais utilizado em processos industriais de sistemas de malha fechada (ARULMOZHIALI & KANDIBAN, 2012).

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR *BRUSHLESS* DC

A utilização da modelagem matemática tem como principal finalidade saber o comportamento das grandezas internas do motor elétrico (VIEIRA, 2008). Sabe-se que a distribuição do fluxo nos motores *Brushless* DC de ímãs permanentes é trapezoidal, assim os eixos direto e de quadratura do rotor do modelo matemático desenvolvido para o motor Síncrono de ímãs permanentes não é aplicado neste tipo de motor. Para a distribuição de fluxo não senoidal, pode-se conduzir um modelo em variáveis de fase, sendo baseado na suposição em que as correntes induzidas do rotor e as harmônicas de campo do estator vão ser desprezadas (BARATIERI, 2011), (CAI,2010).

A fim de simplificar o modelo de análise, fazem-se três suposições para obter a modelagem matemática:

- Será ignorado o circuito magnético de saturação, assim excluindo as correntes parasitas e as perdas por histerese.
- Será considerado um enrolamento do estator trifásico, simétrico e concentrado.
- Não será considerada a reação de armadura, sendo a distribuição do campo magnético uma onda trapezoidal.

Sendo a modelagem matemática do motor *Brushless* DC bem definida, será considerado o modelo matemático de um motor com três fases, mas este mesmo procedimento serve para qualquer número de fases do motor (KRISHNAN, 2001).

A Força Contra-Eletromotriz para a fase a é determinada pela Lei de *Faraday*, dado pela equação (3.1), sendo esta expressão a mesma para as demais fases do motor (BARATIERI, 2011), (KRISHNAN,2001).

$$e_{a(\theta_r)} = \frac{d}{dt} \lambda_{af}(\theta_r) \quad (3.1)$$

Sendo que $\lambda_{af}(\theta_r)$ é o fluxo mútuo concatenado onde θ_r é o ângulo mecânico do rotor.

A equação resultante que determina a Força Contra-Eletromotriz ou simplesmente a *FEM* da fase a é dada por:

$\lambda_{af}(\theta_r)$ É o fluxo mútuo concatenado, um valor constante e θ_r é o ângulo mecânico do rotor. O fluxo magnético de cada fase do estator é determinado pela seguinte equação matricial.

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{af}(\theta_r) \\ \lambda_{bf}(\theta_r) \\ \lambda_{cf}(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Considerando que as indutâncias próprias de cada fase sejam L_a, L_b e L_c onde M é a impedância mútua i_a, i_b e i_c são as correntes de fase da máquina.

As resistências dos enrolamentos do estator são R_a, R_b e R_c e as tensões de fase v_a, v_b e v_c são expressas pela seguinte equação.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Como o motor *Brushless* DC possui seu enrolamento de fase simétrico, pode-se adotar que $L_a = L_b = L_c = L$ e $R_a = R_b = R_c = R$. As correntes de fase do motor são balanceadas, sendo assim $i_a = i_b = i_c = 0$. Assim a expressão matricial é escrita na seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L - M) & 0 & 0 \\ 0 & (L - M) & 0 \\ 0 & 0 & (L - M) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Pode-se determinar a FEM na fase a, aplicando:

$$e_a = \begin{cases} -K_e \omega_r, & \frac{\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{2} \\ -K_e \left(\frac{6}{\pi} \theta_r + 2 \right) \omega_r, & -\frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq -\frac{\pi}{6} \\ K_e \omega_r, & \frac{5\pi}{6} \leq \theta_r \leq \frac{\pi}{2} \\ K_e \left(\frac{6}{\pi} (\theta_r - \pi) + 2 \right) \omega_r, & \frac{\pi}{2} \leq \theta_r \leq \frac{5\pi}{6} \end{cases} \quad (3.5)$$

Onde $K_e = 2R_r B_r l N_e$ é a constante elétrica do *BLDC*.

Dada a simetria considerada, $e_b(\theta_r) = e_a(\theta_r - \frac{2\pi}{3})$ e $e_c(\theta_r) = e_a(\theta_r - \frac{4\pi}{3})$

É apresentada a estrutura do motor CC e os seus parâmetros a fim de comparação com o motor *Brushless DC*.

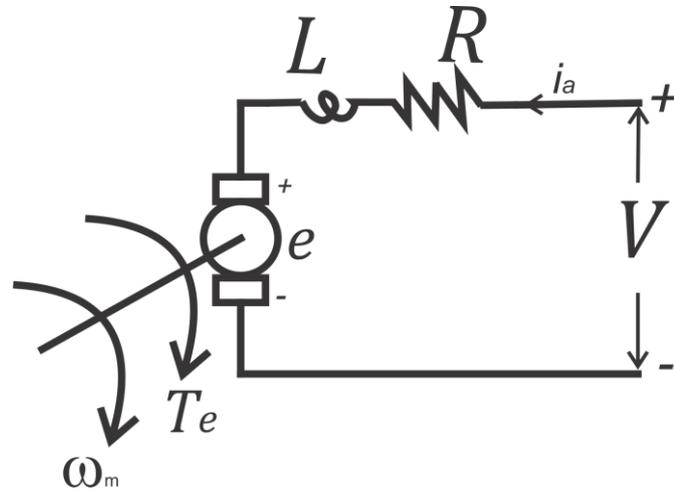


Figura 7: Circuito equivalente de armadura do motor CC.

Fonte: Krishnan.R Electric Motor Drivers Modeling Analysis and Control 2001

Onde:

T_e =Torque eletro mecânico

ω_m =Velocidade rotórica

R =Resistencia

L =Indutância

A Figura 8 ilustra o modelo equivalente obtido pela (3.4).

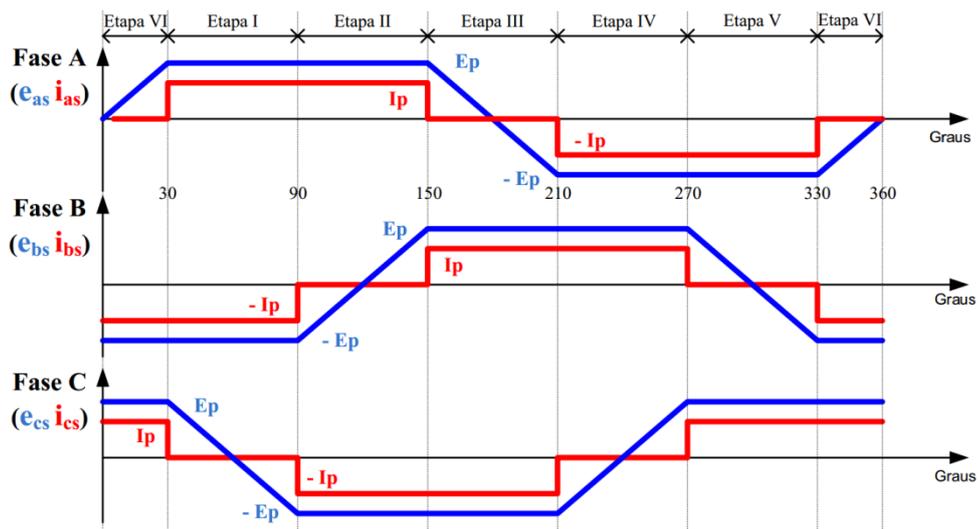


Figura 8:Forças Contra-Eletromotrizes geradas em cada fase do motor BLDC.

O torque eletromagnético do motor *Brushless* DC é determinado pela seguinte equação (KRISHNAN, 2001).

$$T_e = [e_a(\theta_r)i_a + e_b(\theta_r)i_b + e_c(\theta_r)i_c] \frac{1}{\omega_m} (N.m), \quad (3.5)$$

Sendo ω_m a velocidade angular de rotação. A equação diferencial que demonstra o comportamento mecânico do motor é dada por.

$$J \frac{d}{dt} \omega_m + B\omega_m = (T_e - T_c), \quad (3.6)$$

Sendo J a constante de inércia do motor *Brushless* DC. Reescrevendo a expressão em função da velocidade angular, tem-se a seguinte equação.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{T_e - T_c}{J} - \frac{B\omega_m}{J} \quad (3.7)$$

A velocidade do rotor e a posição angular podem ser determinadas pela seguinte expressão.

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{p}{2} \omega_m \quad (3.8)$$

Onde B é o coeficiente de atrito viscoso, T_c é o torque de carga e p é o número de pares de pólos do motor.

Através da combinação das equações (3.4), (3.7) e (3.8) pode-se expressar a equação em espaço de estados (BARATIERI, 2011).

$$\frac{d}{dt} x = Ax + Bu \quad (3.9)$$

Através da equação matricial pode-se determinar a expressão de espaço de estados característica de cada corrente de fase.

$$\frac{d}{dt} i_a = \frac{v_a}{(L_a - M)} - \frac{R_a i_a}{(L_a - M)} - \frac{e_a(\theta_r)}{(L_a - M)} \quad (3.10)$$

Reescrevendo a expressão anterior na forma de espaço de estados, tem-se a equação (3.11).

$$\frac{d}{dt} i_a = \frac{1}{(L_a - M)} + \frac{R_a i_a}{(L_a - M)} - (v_a - e_a(\theta_r)) \quad (3.11)$$

Para a corrente i_b tem-se a seguinte equação.

$$\frac{d}{dt} i_b = \frac{v_b}{(L_b - M)} + \frac{R_b}{(L_b - M)} - \frac{e_b(\theta_r)}{(L_b - M)} \quad (3.12)$$

Reescrevendo a expressão anterior em espaço de estados, tem-se.

$$\frac{d}{dt} i_b = \frac{1}{(L_b - M)} + \frac{R_b i_b}{(L_b - M)} - (v_b - e_b(\theta_r)) \quad (3.13)$$

Assim, a corrente i_c terá a seguinte equação.

$$\frac{d}{dt} i_c = \frac{v_c}{(L_c - M)} + \frac{R_c}{(L_c - M)} - \frac{e_c(\theta_r)}{(L_c - M)} \quad (3.14)$$

Reescrevendo a expressão anterior, tem-se em espaço de estados.

$$\frac{d}{dt} i_c = \frac{1}{(L_c - M)} + \frac{R_c i_c}{(L_c - M)} - (v_c - e_c(\theta_r)) \quad (3.15)$$

Sabendo as equações das correntes de fase, velocidade angular e o ângulo mecânico do rotor, a equação do vetor de estados é representada pela seguinte equação.

$$x = [i_a \ i_b \ i_c \ \omega_m \ \theta_r]^T \quad (3.16)$$

O valor de entrada é determinado pela seguinte equação:

$$u = [e_a(\theta_r) \ e_b(\theta_r) \ e_c(\theta_r) \ T_c]^T \quad (3.17)$$

A matriz de estados e a matriz de entrada terão seus parâmetros por fase, é dada pela seguinte expressão (KRISHNAN, 2001), (BARATIERI, 2011):

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{(L_a-M)} & 0 & 0 & -\frac{e_a(\theta_r)}{(L_a-M)\omega_m} & 0 \\ 0 & -\frac{R_b}{(L_b-M)} & 0 & -\frac{e_b(\theta_r)}{(L_b-M)\omega_m} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_c}{(L_c-M)} & -\frac{e_c(\theta_r)}{(L_c-M)\omega_m} & 0 \\ \frac{e_a(\theta_r)}{\omega_m} & \frac{e_b(\theta_r)}{\omega_m} & \frac{e_c(\theta_r)}{\omega_m} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{p}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

A matriz de entrada é dada pela seguinte expressão:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{(L_a-M)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(L_b-M)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(L_c-M)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

3.1 Transformação do modelo de uma Máquina Simétrica Trifásica para $\alpha\beta 0$

Esta transformação é mais conhecida usualmente por transformar um sistema trifásico em uma sistema bifásico, dita transformação $\alpha\beta 0$. A mesma é feita através da diagonalização das matrizes circulares simétricas que aparecem na formulação do modelo da máquina, com as respectivas características de potência mecânica, torque, velocidade e número de pares pólos. A transformação se baseia na decomposição das variáveis do sistema original em um novo sistema composto por dois eixos em quadratura. Esta decomposição pode ser realizada sem a presença do neutro do sistema trifásico das máquinas. Para ocorrer a transformação $\alpha\beta 0$, a máquina pode ser alimentada com uma fonte não-senoidal e não simétrica, mas a máquina sendo simétrica, a transformação é válida.

As estruturas simétricas das máquinas trifásicas e bifásicas podem ser representadas como demonstra a Figura 9, onde os enrolamentos que formam a estrutura trifásica possuem n_3 espiras e os enrolamentos que formam a estrutura bifásica possuem n_2 espiras. Sendo assim, cada enrolamento pode ser percorrido por uma corrente que produzirá uma Força Magnetomotriz chamada de F (BARBI, 2013). A partir da Figura 10, pode-se estabelecer uma transformação para encontrar F_α e F_β em função de F_1 , F_2 e F_3 , assim a estrutura bifásica produzirá uma Força Magnetomotriz resultante com efeito semelhante da estrutura trifásica.

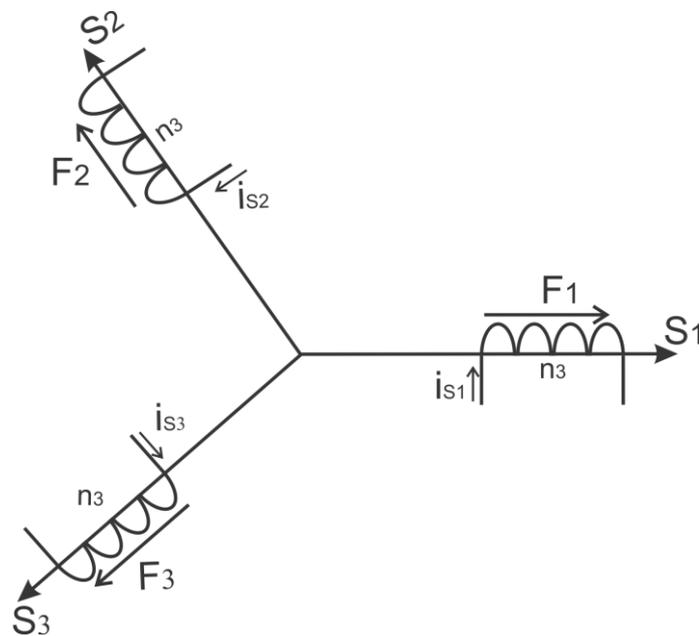


Figura 9: Diagrama representativo do Circuito Trifásico Simétrico.

Fonte: BARBI, Estudo Da Transformação $\alpha\beta$, Cap3.

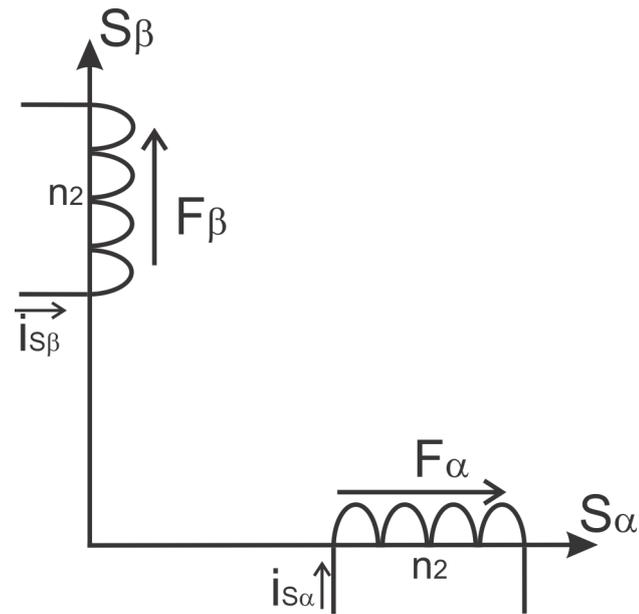


Figura 10: Diagrama representativo do Circuito Bifásico Simétrico.

Fonte: BARBI, Estudo Da Transformação $\alpha\beta$, Cap3.

Decompondo sobre o eixo S_α , na Figura 10, e sobre o eixo S_β , na Figura 11, tem-se.

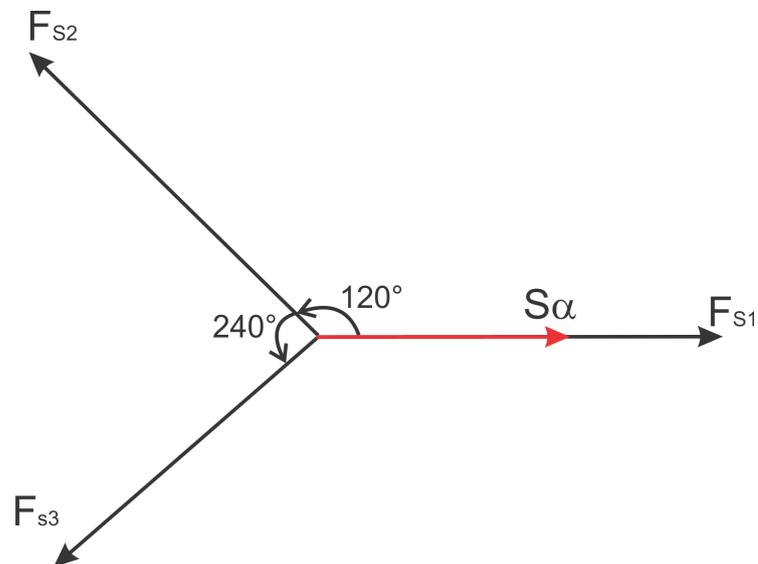


Figura 11: Diagrama representativo da Decomposição vetorial em S_α .

Fonte: BARBI, Estudo Da Transformação $\alpha\beta$, Cap3.

Expressão resultante através da decomposição do eixo S_α .

$$F_{S\alpha} = F_{S1} + F_{S2} \cos(120^\circ) + F_{S3} \cos(240^\circ) \quad (3.20)$$

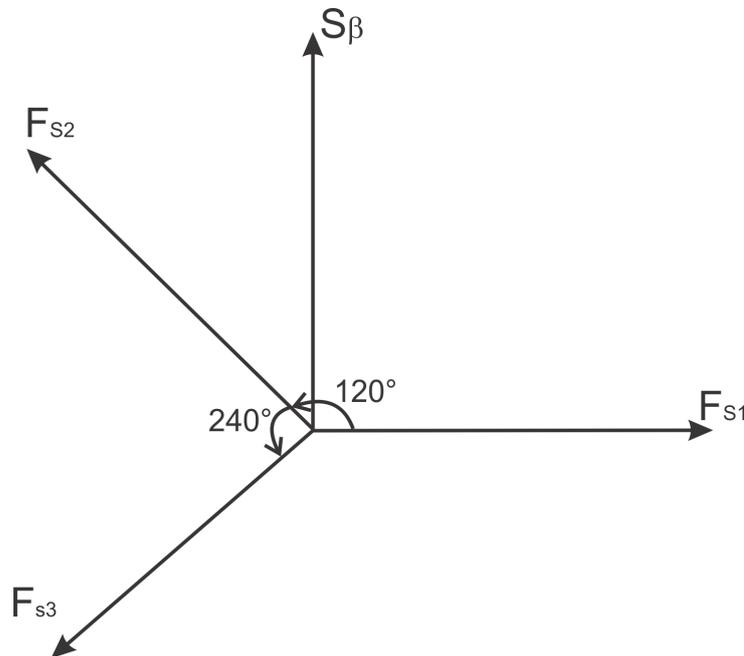


Figura 12: Diagrama representativo da Decomposição vetorial em S_β .

Fonte: BARBI, Estudo Da Transformação $\alpha\beta$, Cap3.

Expressão resultante através da decomposição do eixo S_β .

$$F_{S\beta} = 0 + F_{S2} \sin(120^\circ) + F_{S3} \sin(240^\circ) \quad (3.21)$$

A partir destas duas expressões, podemos reescrever em forma de matriz como demonstra a equação a seguir.

$$\begin{bmatrix} F_{S\alpha} \\ F_{S\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{S1} \\ F_{S2} \\ F_{S3} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Como citado anteriormente, as máquinas bifásicas possuem os enrolamentos com n_2 espiras sobre os eixos S_α e S_β , logo para os enrolamentos trifásicos que possuem n_3 espiras sobre os eixos S_α e S_β , decompostas. Esta relação sobre a Força Magnetomotriz resulta na seguinte expressão (BARBI, 2013).

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{n_3}{n_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Assim, a expressão geral que descreve a transformação de uma máquina simétrica trifásica em uma máquina simétrica bifásica, chamada transformação $\alpha\beta 0$, é dada pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} i_{S0} \\ i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Qualquer máquina elétrica pode ser descrita em diferentes sistemas de coordenadas. Na Figura 13 representa-se o sistema de eixos trifásico, normal ao plano das correspondentes fases F_{S1}, F_{S2}, F_{S3} , defasados de 120° , e o sistema de eixos bifásico de coordenadas α e β , orientado com o campo do estator.

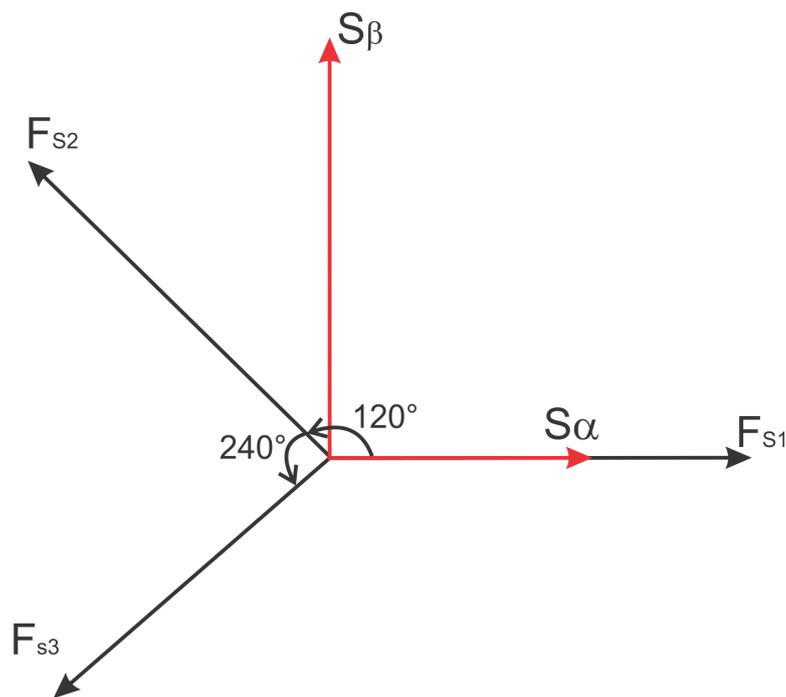


Figura 13: Diagrama representativo dos Sistemas de eixos $\alpha\beta$.

Fonte: BARBI, Estudo Da Transformação $\alpha\beta$, Cap3.

3.2 Transformada de *Park*

As componentes α e β calculadas com a transformação de *Clark* estão referenciadas ao estator e são duas grandezas em quadratura. Mas é importante que os modelos das máquinas rotativas tenham todas as grandezas com uma referência comum e usualmente escolhe-se o referencial do rotor. Para obter a transformação de *Park*, deve-se considerar o sistema de eixos representado na Figura 14.

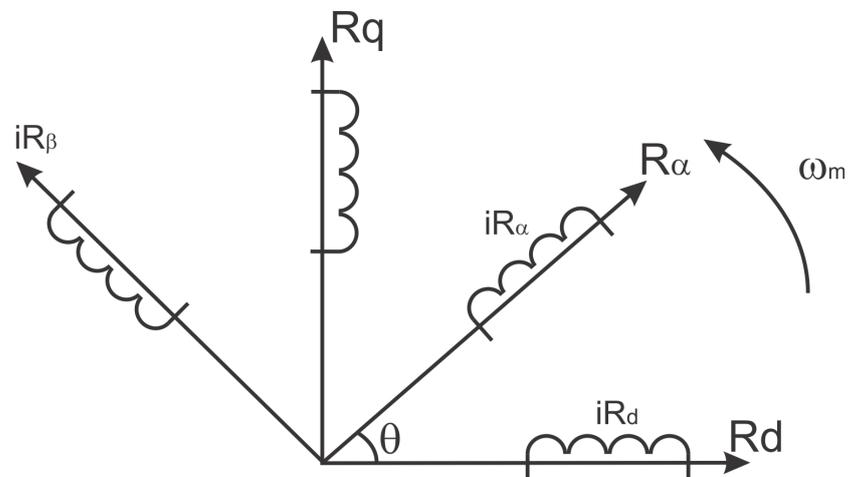


Figura 14: Transformada de Park aplicado ao Sistema de eixos.

Fonte: BARBI. Teoria Fundamental Do Motor De Indução Cap:4

O sentido de rotação dos eixos R_α e R_β é no sentido anti-horário com velocidade angular ω_m , sendo que os eixos R_d e R_q estão em estado estacionário. Assim, teremos dois enrolamentos girantes com correntes i_{R_α} e i_{R_β} e dois enrolamentos estacionários com correntes i_{R_d} e i_{R_q} , sendo todos os enrolamentos idênticos.

Segundo (BARBI, 2013), a expressão que se obtém a partir da forma matricial, que é a transformação de *Park* é a seguinte:

$$\begin{bmatrix} i_{R_d} \\ i_{R_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{R_\alpha} \\ i_{R_\beta} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

A transformação de *Park* permite converter um conjunto de enrolamentos girantes num conjunto de enrolamentos fixos, produzindo os mesmos efeitos. As correntes dos enrolamentos fixos terão frequências diferentes das correntes dos

enrolamentos girantes. A transformação da máquina pode ser representada pela equação (3.25), sendo demonstrada a máquina original na Figura 15 e a máquina transformada na Figura 16.

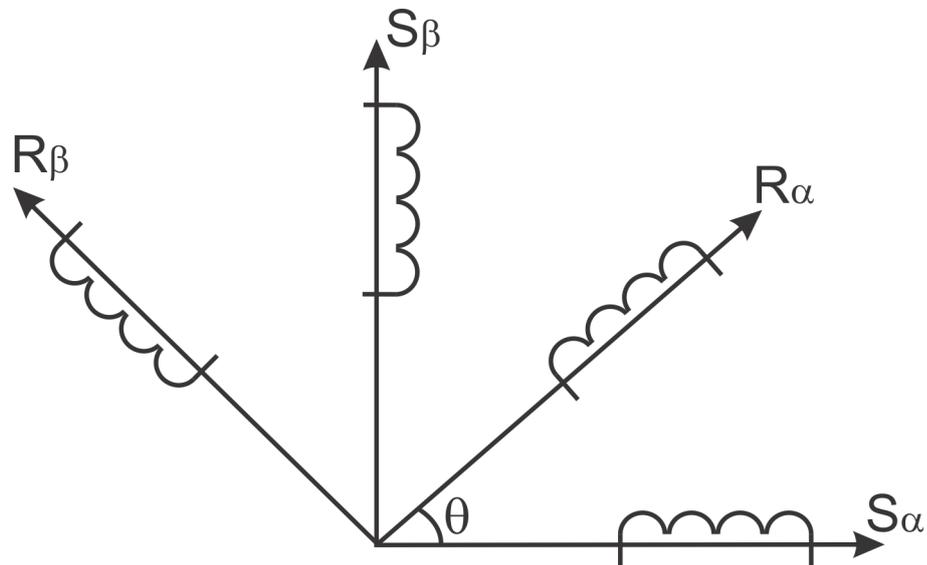


Figura 15: Componentes $\alpha\beta$ antes da decomposição em eixos estacionários.

Fonte: BARBI. Teoria Fundamental Do Motor De Indução Cap:4

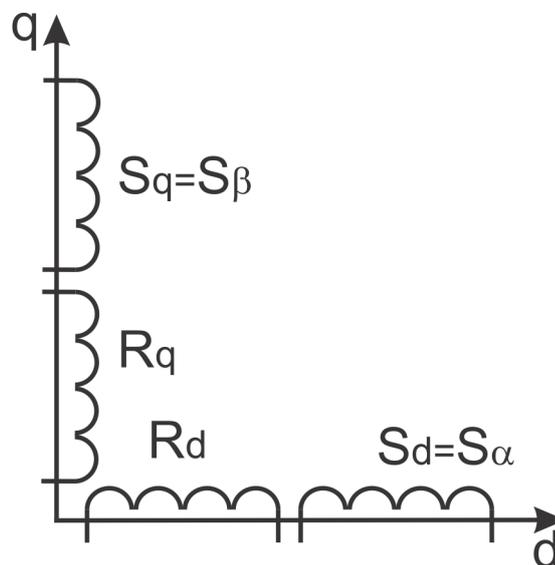


Figura 16: Máquina representada em eixos estacionários dq .

Fonte: BARBI. Teoria Fundamental Do Motor De Indução Cap:4

4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO MOTOR *BLDC*

Não será prototipado o circuito de controle, mas uma das maneiras de reduzir os custos de prototipação de um motor *BLDC* ou de qualquer outro circuito é a simulação computacional. A simulação permite, com facilidade, ajustes rápidos quanto aos parâmetros do projeto e facilita a visualização do comportamento da máquina. As simulações podem reduzir o tempo/custos de um projeto e melhorar a construção de protótipos, além de facilitar o emprego de componentes especificadamente para um determinado projeto, sem que haja sub ou sobre dimensionamento dos componentes.

Para demonstrar o acionamentos do motor *BLDC* foi utilizado o programa matemático *MATLAB/SIMULINK®* e sua biblioteca *SimPowerSystems*.

4.1 Obtenção dos parâmetros elétricos do motor *BLDC* para validação do modelo computacional

Ensaio

Nesta seção são descritos os ensaios realizados e apresentados os resultados obtidos a partir do protótipo disponível que é usado em Scooter elétrica. A configuração deste motor é tal que o seu rotor é interno, com quatro ímãs de ferrite em forma de arco e seu estator possui três fases.

Para utilizar o modelo descrito anteriormente para estudar este motor, é necessário identificar alguns parâmetros básicos do motor. Estes parâmetros são: Resistência do Enrolamento (R_s), Indutância por fase (L_s), Constante de tensão do motor (K_e), Inércia rotacional (J).

Resistência Elétrica

A resistência elétrica dos enrolamentos é obtida utilizando um medidor de resistência elétrica. Neste caso foi utilizado um multímetro digital de bancada. Os motores *Brushless* possuem a ligação entre os três enrolamentos em forma de estrela sem neutro acessível, ou seja, as três fases do motor são conectadas internamente ao motor (conforme mostrado na Figura 17). Desta forma, para medição da resistência de cada fase é necessário medir a resistência entre duas

fases e dividir este valor por dois. Para que esta divisão seja válida, deve-se assumir que as três fases do motor sejam idênticas.

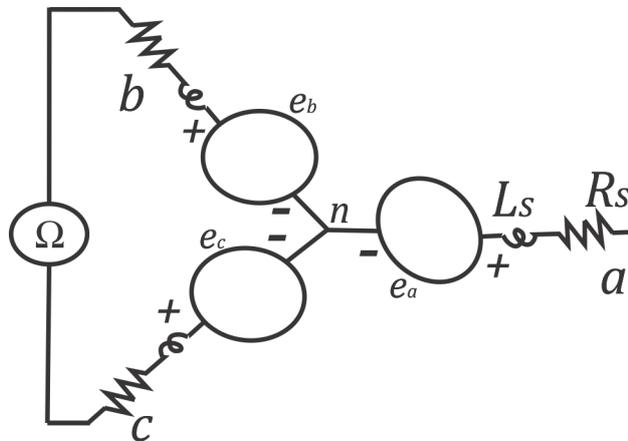


Figura 17: Ligação do instrumento para a medição de resistência.

A medição é feita sempre entre duas fases. Deve-se usar a média das resistências entre as fases para se obter o valor final.

A resistência média é:

$$R_m = 0.31\Omega$$

Adota-se que a resistência por fase é igual à metade dos valores medidos.

$$R_s = 0.155\Omega$$

Indutância

Método 1: A medição da indutância é feita de forma indireta, ela é calculada a partir do conceito de impedância reativa (Z). Para isto é necessário aplicar uma onda senoidal de tensão e frequência conhecida e medir a tensão RMS e Corrente RMS em cada fase. Devido à conexão interna do motor, somente é possível aplicar tensão a dois enrolamentos ao mesmo tempo, portanto, a tensão RMS medida deve ser dividida por dois para obter o valor da indutância por fase. O circuito descrito acima para medição da indutância é apresentado na Figura 18.

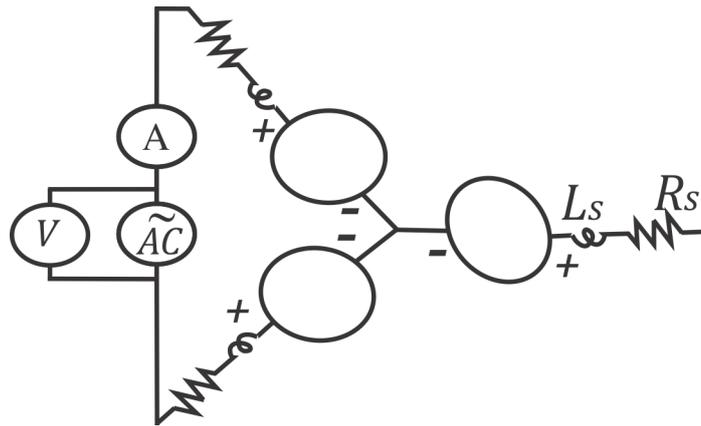


Figura 18: Ligação do circuito para a obtenção da impedância.

Com esses dados é possível determinar o valor da indutância utilizando as seguintes equações:

$$Z = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \quad (4.1)$$

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R_s^2} \quad (4.2)$$

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (4.3)$$

Método: As medições são realizadas em amplitudes de tensão que podem variar de (1-7V) e frequência constante. No ensaio usou-se uma bateria de 12V como fonte de tensão. A indutância L e $\psi(i)$ características são determinadas a partir da variável τ da corrente, observando o tempo de resposta. A tensão aplicada e a corrente correspondente devem atingir seus valores nominais e estabilizar. Com o valor de R conhecido fica simples obter o valor da indutância, basta resolver as equações apresentadas a seguir.

$$\tau = \frac{L}{R} \rightarrow L = R\tau, \psi(i) = Li \quad (4.4)$$

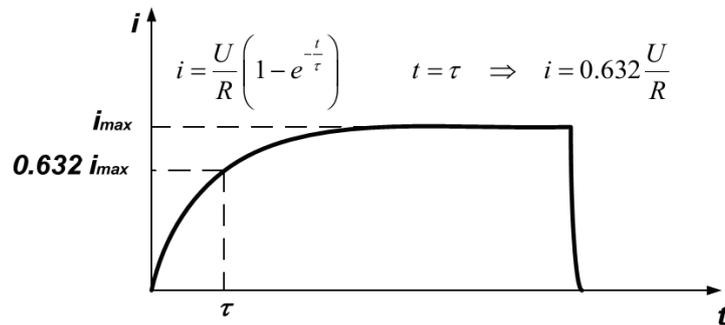


Figura 19: Tempo de resposta da corrente de magnetização.

Durante os ensaios para a obtenção dos valores da indutância, usou-se uma bateria de 12V 8Ah como fonte de corrente. Os resultados das medições se tornaram confiáveis devido à estabilização da tensão. A seguir é mostrado o circuito para a obtenção da indutância dos enrolamentos, a tensão aplicada é de 12Vcc e o valor da resistência inserida em série com o enrolamento é de 15Ω.

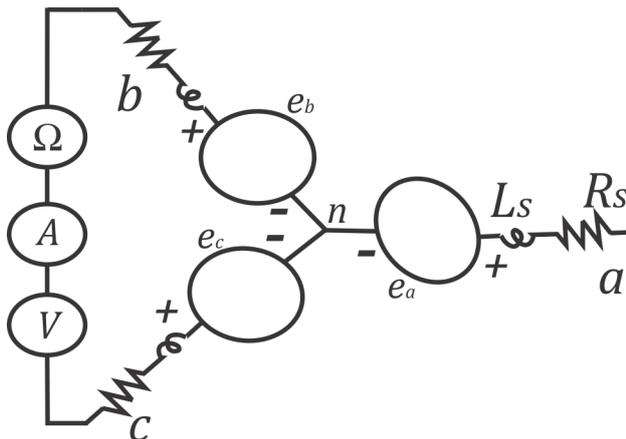


Figura 20: Circuito para a obtenção da indutância dos enrolamentos.

Sabendo os valores de tensão e resistência inserida ao circuito, passamos para o ensaio do motor com o objetivo de obter o valor da indutância L por fase. Para encontrar o valor de τ , se faz necessário observar o tempo de magnetização do enrolamento e substituí-lo na equação (4.5). O valor de τ obtido a partir do tempo de magnetização dos enrolamentos do motor é demonstrado Figura 21.

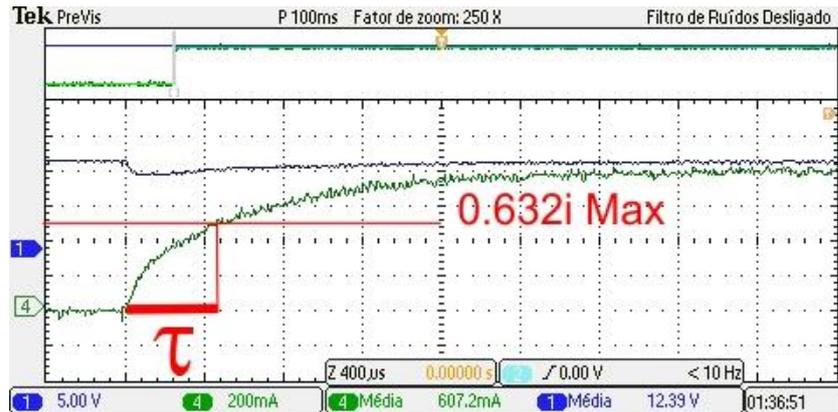


Figura 21: Corrente de magnetização dos enrolamentos do motor *Brushless*.

$$\tau = \frac{L}{R} \rightarrow L = R\tau, \psi(i) = Li \quad (4.5)$$

$$\tau = 480\mu\text{s}$$

$$R = 15 + 0,31\Omega$$

Substituindo os valores obtidos com o ensaio em (4.5) obtemos o valor de L correspondente a dois enrolamentos ligados em série conforme a Figura 21:

$$L_s = 7,348\text{mH}$$

Indutância de uma bobina:

$$\frac{L_s}{2} = 3.6744\text{mH}$$

Corrente circulando nos enrolamentos:

$$i = 0,632 \frac{U}{R}$$

$$i = 0,632 \frac{12,39}{15,32} = 0,511\text{mA}$$

Este valor de indutância é muito condizente com os valores padrões para este tipo de motor. Segundo Krause (2002), é esperado para este tipo de motor, indutância na ordem de grandeza na faixa de miliHenry. Nos trabalhos utilizados como referência nesta seção, a ordem de grandeza da indutância também se manteve na faixa apontada por Krause.

Tensão induzida pelos Ímãs permanentes

Em função da movimentação dos ímãs no eixo do motor, existe uma tensão induzida nos enrolamentos do motor (*FCEM*). Como já dito nas seções anteriores, esta tensão induzida possui forma não senoidal, para máquinas com poucos polos. A mesma é proporcional à velocidade de rotação dos ímãs localizados no rotor. Portanto, é possível encontrar uma constante que relaciona a tensão induzida pelos ímãs à velocidade de rotação. Esta constante é conhecida como constante elétrica do motor (K_e).

A Figura 22 mostra as formas de onda da Força Contra-Eletromotriz por fase para o motor *Brushless DC* e a Figura 23 mostra a tensão Senoidal gerada por um motor síncrono, a fim de comparação com o motor *Brushless* (YEDAMALE, 2003)

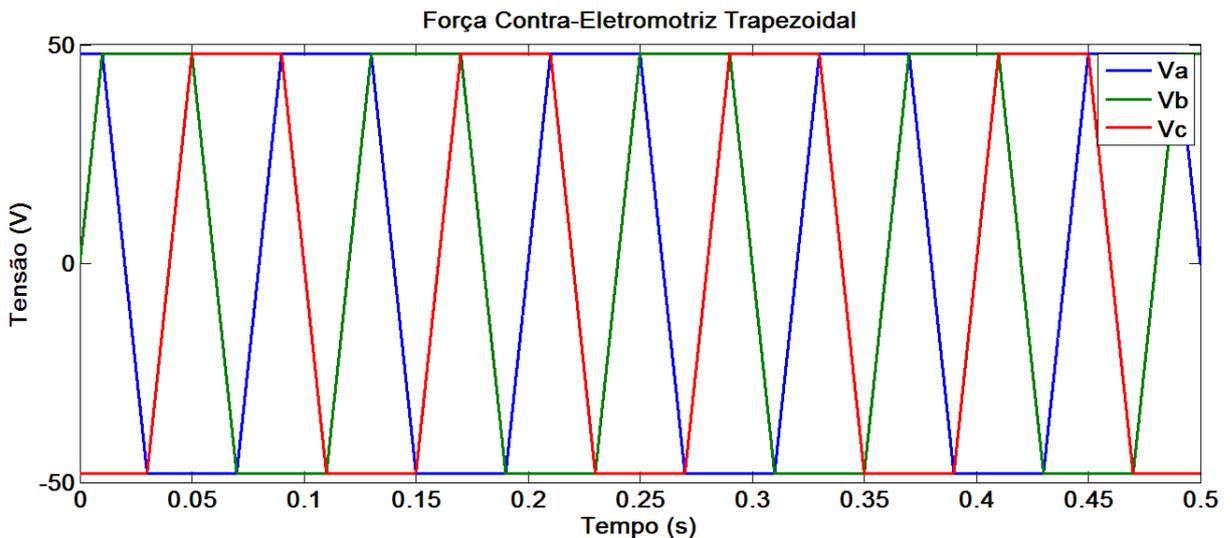


Figura 22: Forças Contra-Eletromotriz do motor *Brushless*.

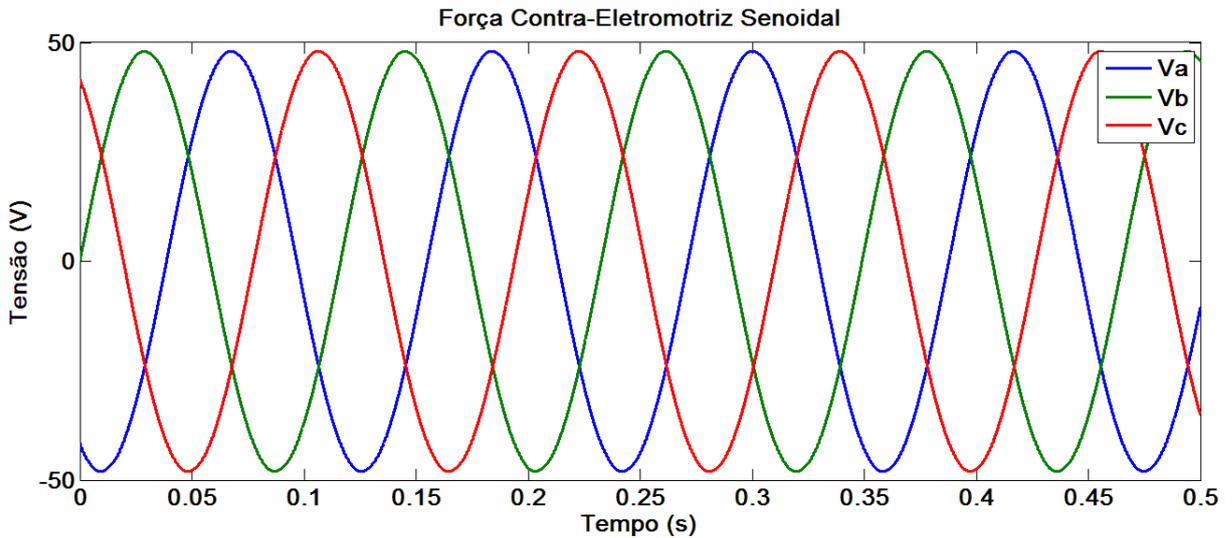


Figura 22: Forças Contra Eletromotriz Senoidal

Para obter esta constante é necessário forçar a movimentação do motor e medir a tensão induzida nos terminais das fases do motor (para isto os terminais devem estar desconectados do inversor). A constante K_e é então calculada por:

$$K_e = \frac{V_{ab}}{\omega_m} \left[\frac{V}{\frac{\text{rad}}{s}} \right] \quad (4.6)$$

Onde:

V_{ab} é a tensão induzida nos terminais da máquina.

ω_m é a velocidade rotórica.

Realizaram-se sete séries de medições. Todos os ensaios foram realizados submetendo o motor a velocidades de rotações diferentes até chegar ao valor nominal, visando não ocasionar possíveis danos ao mesmo.

Na primeira série, a máquina secundária, forneceu uma rotação de *220 RPM*. Nas séries seguintes foram aplicadas as rotações de *440*, *660*, *880*, *1100*, *1500* e *2600RPM*, respectivamente. Na Tabela 1 são apresentados os valores obtidos.

Velocidade RPM	Velocidade	Tensão	$K_e(V/\text{rad/s})$
----------------	------------	--------	-----------------------

Máquina secundária	Motor	em rad/s do motor	induzida (V)	
220	29,33	3,07	4,6	1,49
440	58,66	6,14	9,36	1,52
660	88	9,22	14,2	1,54
880	117,33	12,3	19,4	1,57
1100	146,66	15,4	25,4	1,65
1500	200	20,9	37,2	1,77
2600	346,66	36,3	51	1,84

Tabela 1:FCEM gerada pelo motor.

Para cada patamar de velocidade foi calculado um valor para a constante K_e , sendo que este valor calculado foi o utilizado para a simulação do motor *Brushless*. Portanto:

$$K_e = 1,56 \frac{V}{\frac{rad}{s}}$$

Momento de Inércia

Para estimar o momento de inércia do motor assume-se que a massa de toda a roda está concentrada na região central do motor. Portanto podemos representar todo o conjunto como um cilindro com distribuição de massa uniforme.

O momento de inércia deste cilindro é calculado a partir de:

$$J = \frac{1}{2}MR \quad (4.7)$$

A massa medida para o motor é de $7,9 \text{ kg}$ e o raio do cilindro é 12 cm . Portanto o momento de inércia aproximado deste motor é: $0,474 \text{ Kg.m}^2$

4.2 Parâmetros da máquina a ser simulada

PARÂMETROS DO MOTOR <i>BLDC</i>	
R	0,1555Ω
L	3,062 mH
J	0,474 kg.m ²
B	2 mNms
Ke	1,56 V/rad/s
Vab	48 V
L-M	1,7496 mH

Tabela 2:Parâmetro do motor Brushless.

5 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

Controle de corrente por Histerese: Pode-se controlar o motor *Brushless* com o uso de controlador por Histerese, ou PWM. O controle por esses meios necessita de sensores de posição que fornecem a informação ao sistema da posição instantânea do rotor. Esse sistema calcula a velocidade real do motor e a compara com uma velocidade de referência imposta pelo usuário, no nosso caso, sendo que a diferença destas velocidades é amplificada a fim de se calcular a referência de conjugado, e conseqüentemente a corrente necessária para atingir a velocidade solicitada.

Essa referência de corrente pode ser amplificada com o uso de inversor e posteriormente aplicá-la ao motor. Normalmente os inversores utilizados são de seis chaves como demonstrado na Figura 65.

Nesta figura, a seqüência de chaveamento é feita sempre de duas em duas chaves. Isso significa que uma destas sempre ficará fechada durante toda a etapa ao passo que as outras serão responsáveis por garantir o controle de velocidade da máquina. Este método de controle pode ser melhor entendido observando as etapas de controle da Tabela 3:

ETAPA	POSIÇÃO	FASE ATIVA	FASE PASSIVA	ACIONAMENTO A SEIS CHAVES	
				Chave aberta	Chave fechada
I	$30 < \theta < 90$	AB	C	S_1	S_4
II	$90 < \theta < 150$	AC	B	S_1	S_6
III	$150 < \theta < 210$	BC	A	S_3	S_6
IV	$210 < \theta < 270$	BA	C	S_3	S_2
V	$270 < \theta < 330$	CA	B	S_5	S_2
VI	$-30 < \theta < 30$	CB	A	S_5	S_4

Tabela 3 Etapas de comutação e seqüência de acionamento.

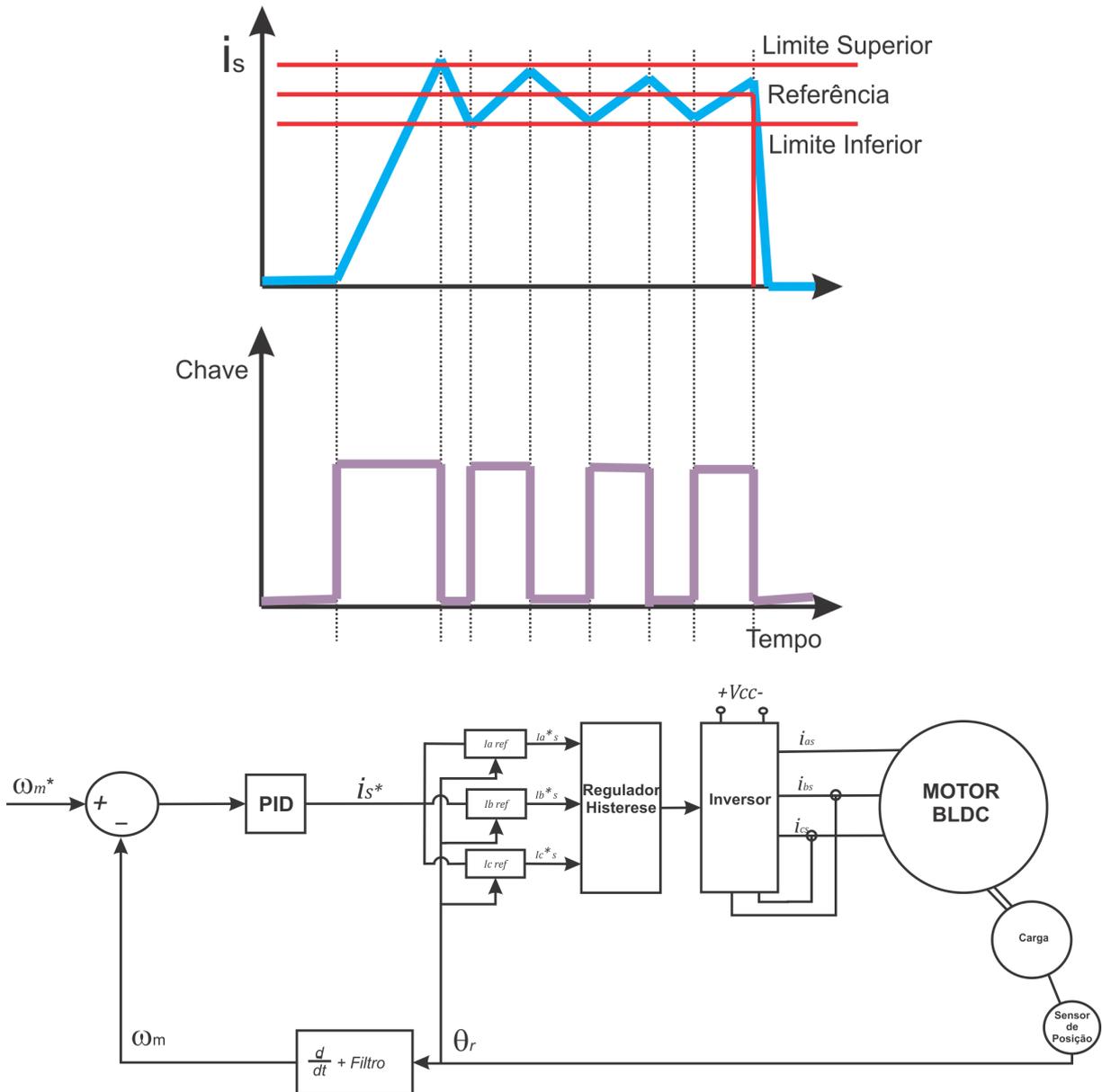


Figura 23: Controle a seis chaves por Histerese.

O controle por Histerese faz o controle direto da corrente de referência aonde a corrente encontra-se em torno dos limites definidos pelo projeto, limite inferior e limite superior. Quando a corrente estiver abaixo do limite inferior aciona-se a chave superior, e quando a corrente estiver acima do limite aciona-se a chave inferior, assim é possível controlar a corrente e conseqüentemente a potência aplicada ao motor (BOSE, 2002).

Obteve-se o seguinte resultado com a simulação do controlador por Histerese, simulado no PSIM com o motor operando com a velocidade de *1200RPM*.

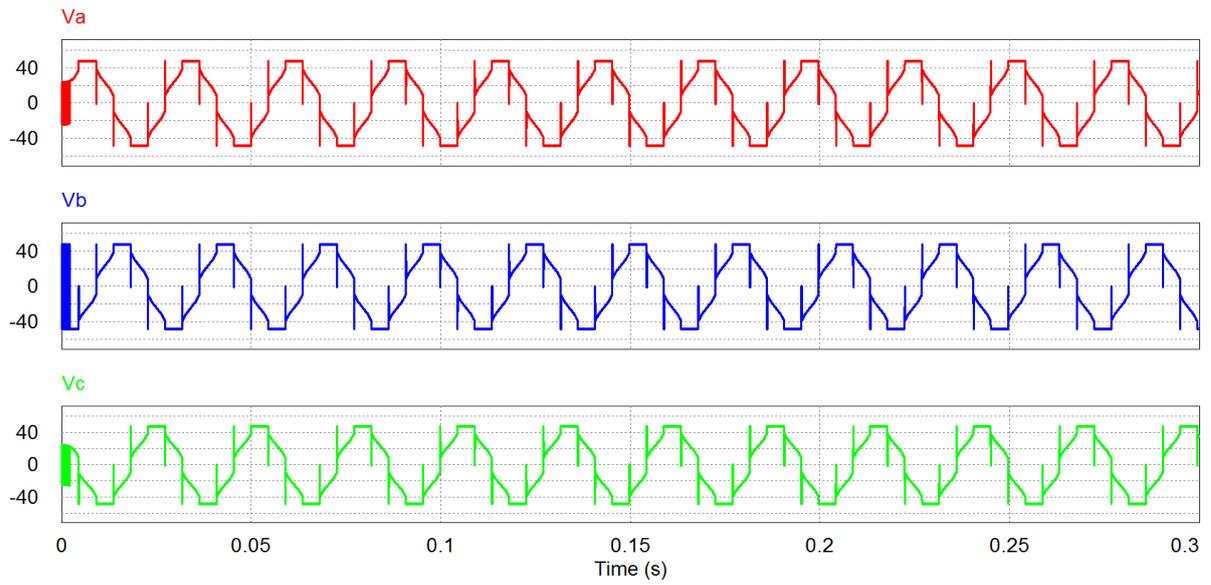


Figura 24: Comutação com o motor a 1100RPM.

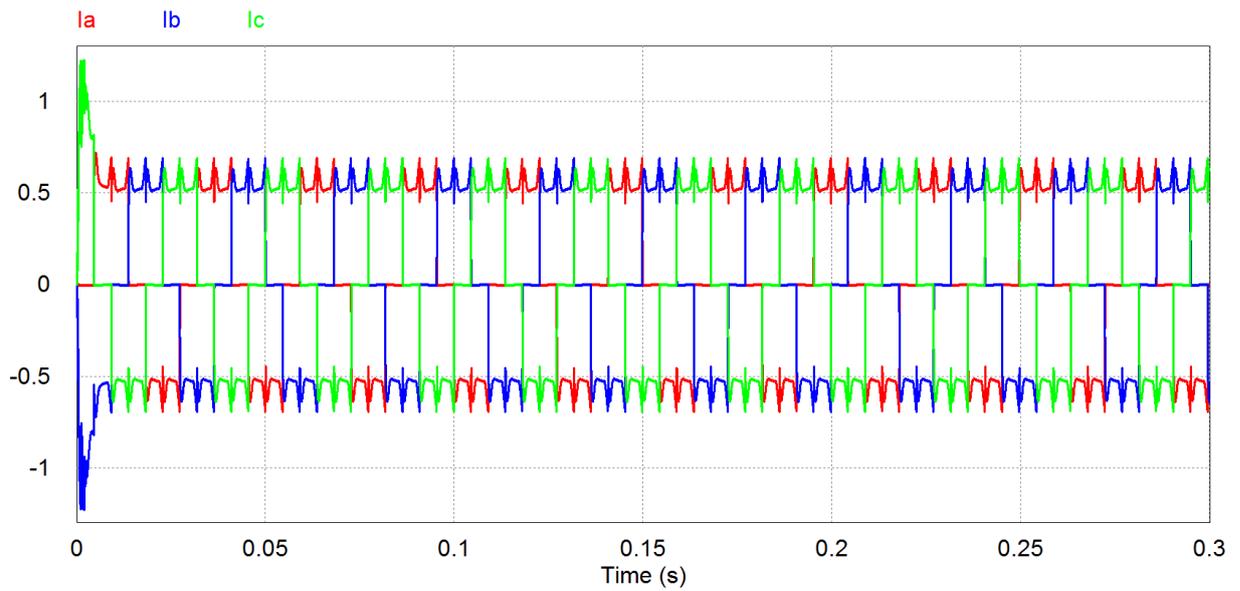


Figura 25: Correntes Rotóricas o motor a 1100RPM.

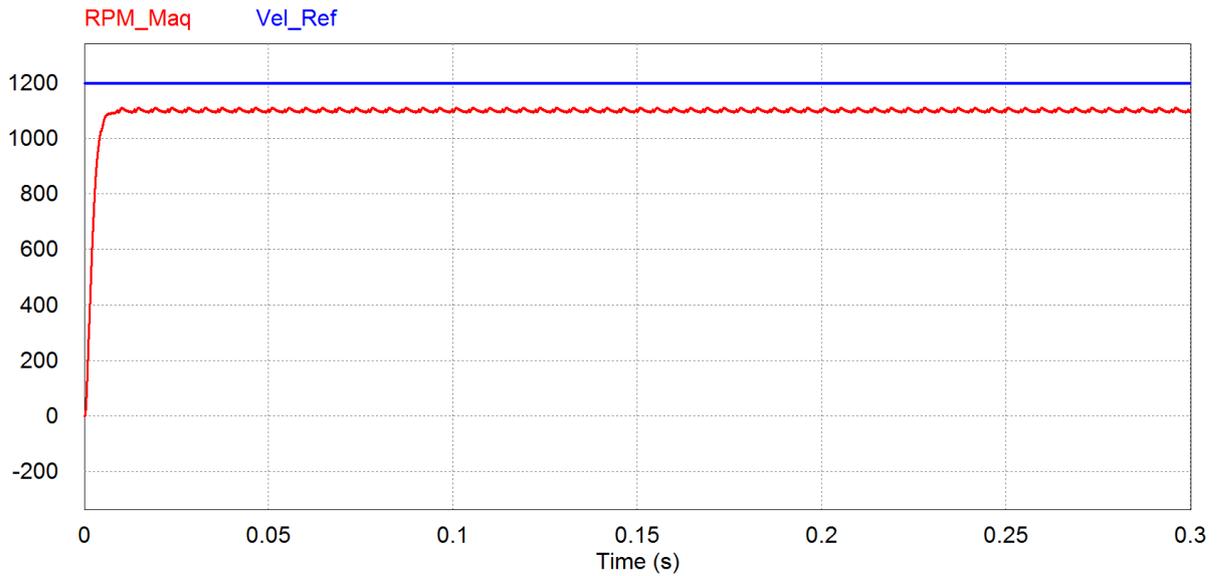


Figura 26: Velocidade de referência e velocidade rotórica a 1200RPM.

Simularam-se também as tensões e correntes do motor Brushless operando o controlador por Histerese. Nesta simulação usou-se a velocidade de referência em 600RPM.

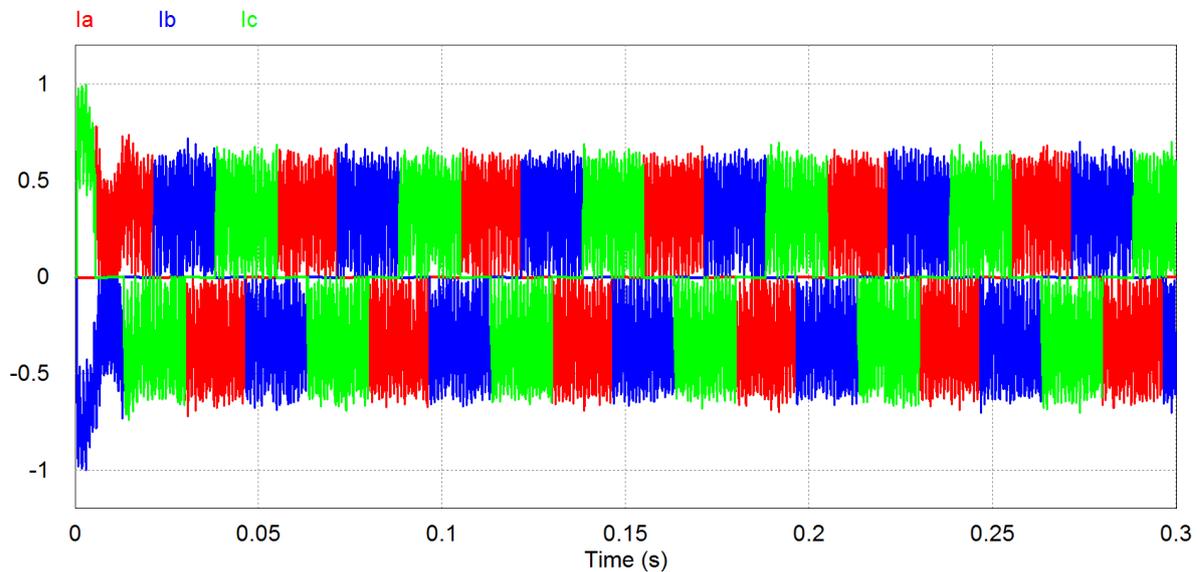


Figura 27: Corrente com o motor a 600RPM.

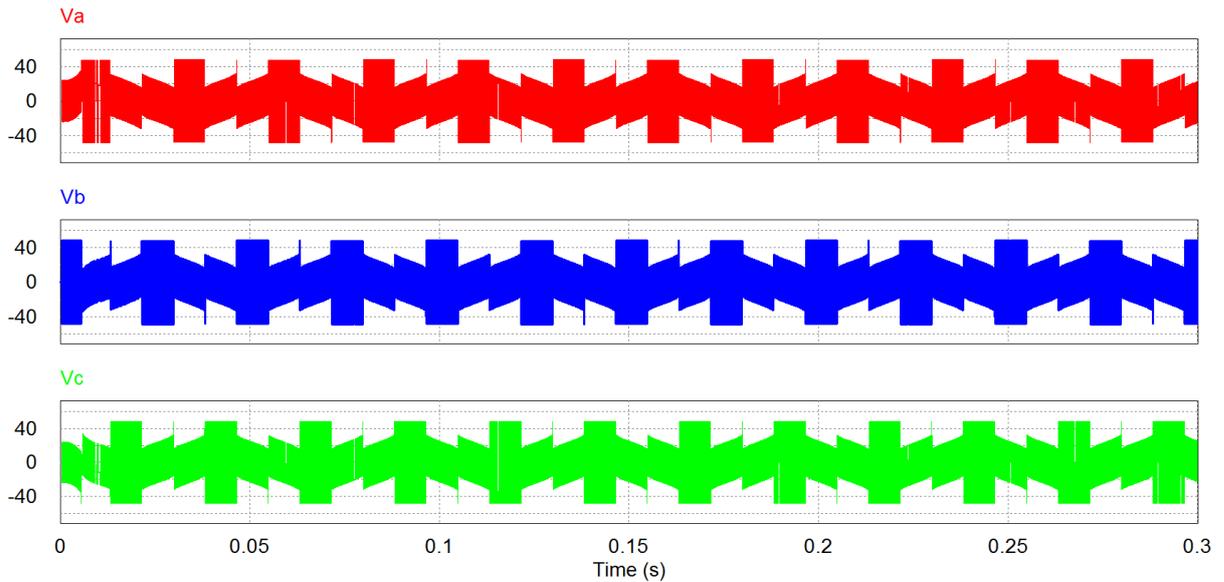


Figura 28: Tensão rotórica com o motor a 600RPM.

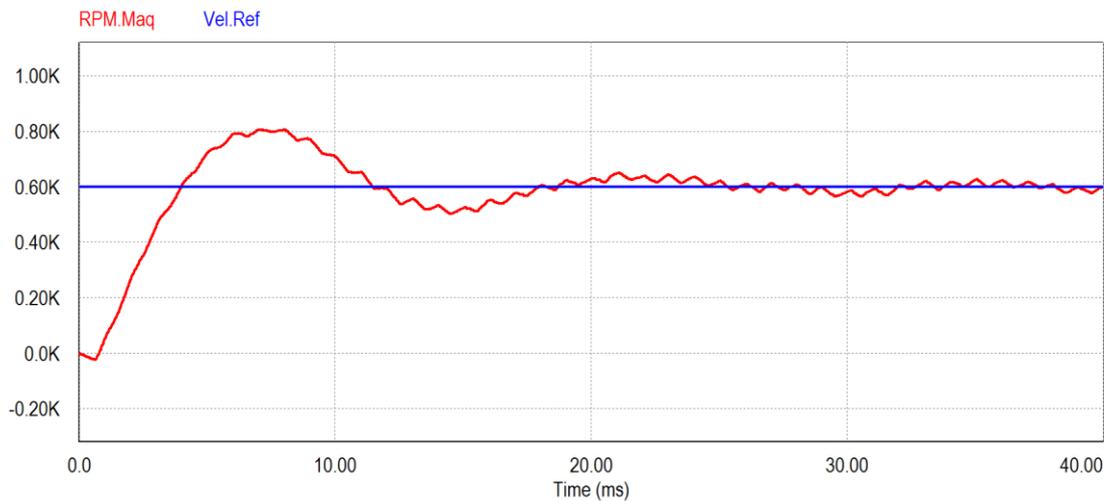


Figura 29: Velocidade de Ref. e velocidade rotórica 600RPM.

As próximas figuras demonstram a tensão e a corrente obtidas no ensaio do motor da Scooter elétrica. As figuras representam as características da tensão e corrente para rotação máxima e 70% da rotação máxima do motor, respectivamente.

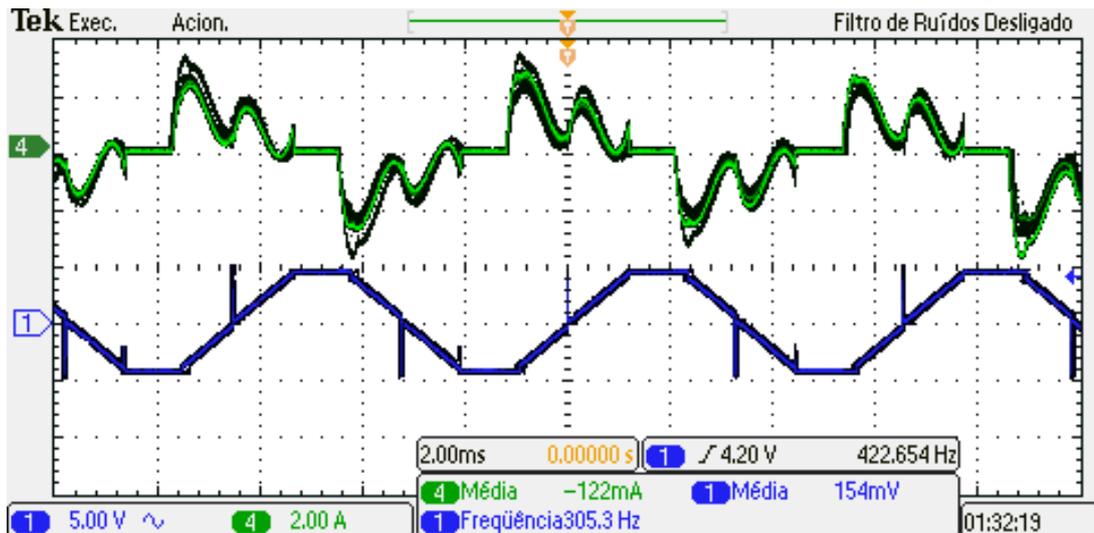


Figura 30: Tensão e corrente do motor para a velocidade nominal.

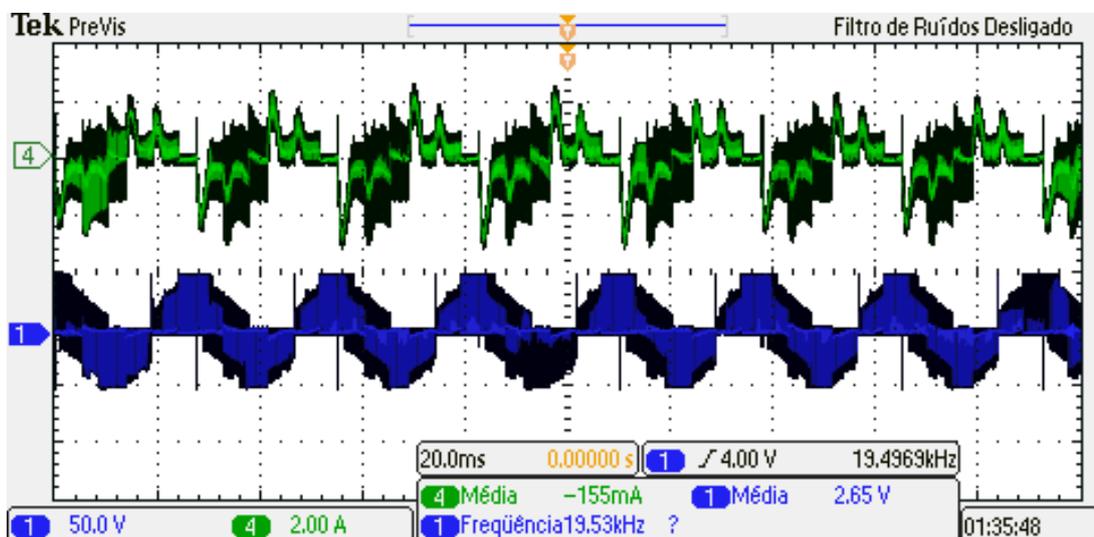


Figura 31: Tensão e corrente do motor para 70% da velocidade nominal.

Controle Vetorial: Usaremos o controle vetorial para controlar a velocidade de rotação da máquina. Para isso, faz-se necessário realizar as transformações das correntes $i_a i_b i_c$ para as coordenada $\alpha\beta$ e posteriormente para as coordenada de eixo direto e quadratura, dq . Faremos a partir das transformadas das correntes o controle em malha fechada com o uso de PI de corrente e de malha mecânica. Podemos ter o controle aplicado de inúmeras formas, no caso do controlador de velocidade estipulou-se o controle Proporcional Integral devido à quantidade de variáveis a controlar e a velocidade de resposta do sistema. Um bom desempenho de uma malha de controle esta ligada a seleção correta do controlador e a determinação da velocidade da resposta. Uma exemplificação do controle vetorial

pode ser vista na Figura 44, a qual demonstra o circuito de controle do motor *Brushless DC*

5.1 Função de transferência da Máquina *BLDC*

Usa-se a equação matricial da máquina *BLDC* encontrada anteriormente (3.4) para fazer o equacionamento da função de transferência da máquina *Brushless* usando o referencial síncrono.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L - M) & 0 & 0 \\ 0 & (L - M) & 0 \\ 0 & 0 & (L - M) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Determina-se que os termos matriciais da equação são:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$LM = \begin{bmatrix} (L - M) & 0 & 0 \\ 0 & (L - M) & 0 \\ 0 & 0 & (L - M) \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

$$e_{abc}(\theta_r) = \begin{bmatrix} e_a(\theta_r) \\ e_b(\theta_r) \\ e_c(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Reescrevendo a equação (3.4) temos a seguinte equação:

$$v_{abc} = LM \frac{d}{dt} i_{abc} + R i_{abc} + e_{abc}(\theta_r) \quad (5.7)$$

Se deixarmos a derivada das correntes em evidência, obtemos a expressão:

$$LM \frac{d}{dt} i_{abc} = v_{abc} - Ri_{abc} + e_{abc}(\theta_r) \quad (5.8)$$

Se multiplicarmos ambos os lados da expressão por LM^{-1} com o objetivo de simplificar a constante LM da derivada das correntes, teremos:

$$LM^{-1}LM \frac{d}{dt} i_{abc} = LM^{-1}v_{abc} - LM^{-1}Ri_{abc} - LM^{-1}e_{abc}(\theta_r) \quad (5.9)$$

$$\frac{d}{dt} i_{abc} = LM^{-1}v_{abc} - LM^{-1}Ri_{abc} - LM^{-1}e_{abc}(\theta_r) \quad (5.10)$$

Usaremos a expressão para obter um sistema bifásico de um sistema trifásico, podemos transformar a expressão anterior em uma nova equação em função das variáveis bifásicas.

$$\begin{bmatrix} n_0 \\ n_\alpha \\ n_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_a \\ n_b \\ n_c \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Sendo que n representa corrente, tensão e Força Contra-Eletromotriz. Deve-se desconsiderar a componente de sequência zero para facilitar os cálculos, sendo que a expressão (5.11) fica sendo:

$$n_{abc} = T_{\alpha\beta}^{-1} n_{\alpha\beta} \quad (5.12)$$

Substituindo a expressão (5.12) na equação (5.10), obtém-se:

$$T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} = LM^{-1}T_{\alpha\beta}^{-1}v_{\alpha\beta} - LM^{-1}RT_{\alpha\beta}^{-1}i_{\alpha\beta} - LM^{-1}T_{\alpha\beta}^{-1}e_{\alpha\beta}(\theta_r) \quad (5.13)$$

Se multiplicarmos os dois lados da equação por $T_{\alpha\beta}$ teremos:

$$T_{\alpha\beta}T_{\alpha\beta}^{-1} \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta}LM^{-1}T_{\alpha\beta}^{-1}v_{\alpha\beta} - T_{\alpha\beta}LM^{-1}RT_{\alpha\beta}^{-1}i_{\alpha\beta} - T_{\alpha\beta}LM^{-1}T_{\alpha\beta}^{-1}e_{\alpha\beta}(\theta_r) \quad (5.14)$$

$$\frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} = LM^{-1}v_{\alpha\beta} - LM^{-1}Ri_{\alpha\beta} - LM^{-1}e_{\alpha\beta}(\theta_r) \quad (5.15)$$

Na forma matricial, depois de fazermos as multiplicações das matrizes, obtivemos a seguinte expressão:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_\alpha(\theta_r) \\ e_\beta(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Usa-se a equação do referencial na forma matricial para transformar um sistema bifásico em um sistema com referencial em eixo direto e de quadratura que também pode ser chamada de transformação de Park, onde temos a seguinte expressão para tal:

$$\begin{bmatrix} n_d \\ n_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n_\alpha \\ n_\beta \end{bmatrix}, \quad (5.17)$$

Sendo que essa equação ainda pode ser reescrita da seguinte forma:

$$n_{\alpha\beta} = P^{-1}n_{dq} \quad (5.18)$$

Fazendo as substituições necessárias nas expressões (5.18) e na equação (5.15), obteremos:

$$P^{-1} \frac{d}{dt} i_{dq} = LM^{-1}P^{-1}v_{dq} - LM^{-1}RP^{-1}i_{dq} - LM^{-1}P^{-1}e_{dq}(\theta_r) \quad (5.19)$$

Multiplicando os dois lados por P teremos:

$$\frac{d}{dt} i_{dq} = LM^{-1}v_{dq} - LM^{-1}Ri_{dq} - LM^{-1}e_{dq}(\theta_r) \quad (5.20)$$

Deste modo podemos reescrever a expressão (5.20) na forma matricial obtendo a seguinte equação:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} LM & 0 \\ 0 & LM \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_d(\theta_r) \\ e_q(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Deste modo podemos obter as correntes de eixo direto e de quadratura, sendo que a corrente de eixo direto é dada pela seguinte equação:

$$\frac{d}{dt} i_d = LM^{-1}v_d - LM^{-1}Ri_d - LM^{-1}e_d \quad (5.22)$$

Aplicando a transformada de Laplace e reorganizando a expressão tem-se a seguinte expressão:

$$i_d(s)(s + LM^{-1}R) = LM^{-1}(v_d(s) - e_d(s)) \quad (5.23)$$

Ainda podemos reescrever a expressão com uma relação de corrente sobre a tensão menos a Força Contra-Eletromotriz, sendo que ficaríamos com uma expressão do tipo:

$$\frac{i_d(s)}{(v_d(s) - e_d(s))} = \frac{LM^{-1}}{(s + LM^{-1}R)} \quad (5.24)$$

Podemos deixar os termos da expressão (5.24) em evidência com o objetivo de simplificá-la, teremos então a equação da função de transferência da planta da máquina *Brushless DC* no referencial síncrono (5.25), sendo que será usada tanto para o referencial de eixo direto quanto do eixo de quadratura.

$$G_p(s) = \frac{1}{sLM + R} \quad (5.25)$$

Na Figura 33 temos a representação em diagrama de blocos da função de transferência da máquina *Brushless DC*:

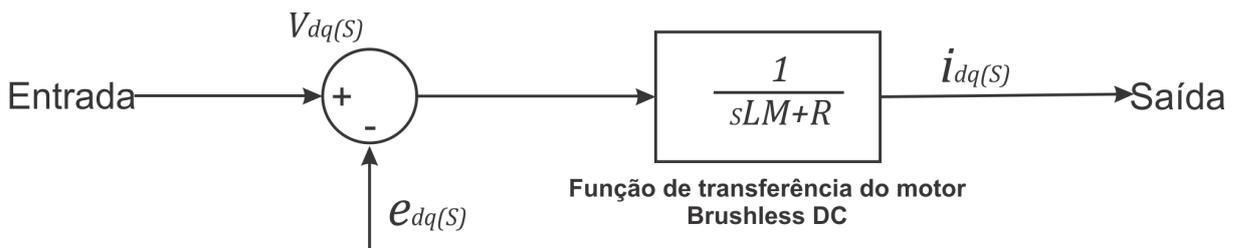


Figura 32: Diagrama de blocos da função de transferência do motor *Brushless DC*.

5.2 Projeto dos controladores PI

Após sabermos a função de transferência da planta da máquina *BLDC* no referencial síncrono, podemos começar a projetar os controladores *PI*'s de corrente. Podemos fazer a representação do controlador *PI* em uma única função de transferência do sistema, essa função é demonstrada pela seguinte equação.

$$T_{SIS}(s) = G_p(s)G_c(s) \quad (5.26)$$

$$T_{SIS}(s) = \frac{sK_P + K_I}{s(sLM + R)} \quad (5.27)$$

Reescrevendo as expressões anteriores em malha fechada obtemos:

$$T(s) = \frac{\frac{sK_P + K_I}{s(sLM + R)}}{1 + \frac{sK_P + K_I}{s(sLM + R)}} \quad (5.28)$$

Podemos reescrever a expressão anterior, considerando uma realimentação com um valor unitário e substituímos os termos de forma a simplificar a equação:

$$T(s) = \frac{\frac{sK_P + K_I}{LM + LM}}{s^2 + \frac{(K_P + R)s}{LM} + \frac{K_I}{LM}} \quad (5.29)$$

A resistência de fase do motor *BLDC* possui um valor muito pequeno comparado com os ganhos Proporcional e Integral do controlador. Assim, podemos desprezar esse valor. Reescrevendo a equação anterior sem o valor de *R*:

$$T(s) = \frac{\frac{sK_P + K_I}{LM + LM}}{s^2 + \frac{(K_P)s}{LM} + \frac{K_I}{LM}} \quad (5.30)$$

Um sistema de segunda ordem no domínio da frequência é dito idêntico à equação anterior. Assim a expressão de segunda ordem é escrita por:

$$T_{ref}(s) = \frac{\omega(j\omega b)}{\omega_{ref}} = \frac{2\zeta\omega_n(j\omega b) + \omega_n^2}{(j\omega b)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega b) + \omega_n^2} \quad (5.31)$$

Sabendo que *s* representa *jωb*, onde *ωb* é a largura de banda, *ζ* é o coeficiente de amortecimento e *ω_n* é a velocidade natural da resposta do sistema, dada em rad/s.

$$20 \log \left(\frac{I(j\omega b)}{I_{ref}(j\omega b)} \right) = -3db \quad (5.32)$$

Usa-se a largura de banda definida quando o módulo do sinal de saída atinge uma amplitude de 0,707pu, assim no lugar de 3db usa-se 3,01db. A equação a seguir demonstra o resultado do ganho de 0,707 no módulo da equação.

Pode-se definir a largura de banda por:

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{(2\zeta^2 + 1) + \sqrt{(-2\zeta^2 - 1)^2 + 1}} \quad (5.33)$$

Sendo *ω_n* definido por:

$$\omega_n = \frac{R}{L-M} \quad (5.34)$$

Usando os valores medidos obtidos através do ensaio do motor podemos substituir R e $L - M$ para calcular o valor de ω_n , $\omega_n = 88,877 \text{ rad/s}$. Multiplicando o valor de ω_n por um ganho de 3 vezes teremos:

$$\omega_n = 266,631 \text{ rad/s} \quad (5.35)$$

Podemos deixar esse valor mais prático:

$$\omega_n = 270 \text{ rad/s} \quad (5.36)$$

Após determinar a largura de banda, os ganhos de compensação do controlador Proporcional Integral para as malhas de controle da corrente podem ser calculados usando a seguinte equação:

$$K_P = \frac{2\zeta\omega_b LM}{\sqrt{(2\zeta^2+1)+\sqrt{(-2\zeta^2-1)^2+1}}} \quad (5.37)$$

Temos como resultado de $K_P = 0,669458$ para uma largura de banda igual a $\omega_b = 560$.

O ganho do controlador PI é dado por

$$\omega_n^2 = \frac{K_I}{LM} \quad (5.38)$$

Reescrevendo a equação de modo a evidenciar o termo ω_n resulta o ganho integral do projeto do controlador de corrente (VIEIRA, 2008)

$$K_I = \frac{\omega_b^2 LM}{(2\zeta^2+1)+\sqrt{(-2\zeta^2-1)^2+1}} \quad (5.39)$$

O valor do ganho K_I foi calculado levando em consideração os valores apresentados anteriormente aplicados à (5.39) e obteve-se o seguinte valor para o ganho K_I :

$$K_I = 130,69289$$

Podemos simular a resposta em Degrau do controlador da malha de corrente projetado até aqui, para isso precisamos adotar a equação (5.40), obtida através da equação do controlador Proporcional Integral multiplicando a função de transferência da máquina em malha fechada.

$$T_{FT} = \frac{K_P s + K_I}{L M s^2 + (R + K_P) s + K_I} \quad (5.40)$$

A Figura 34 demonstra a resposta ao degrau para a malha de corrente.

$$K_P = 0.669458$$

$$K_I = 130,69289$$

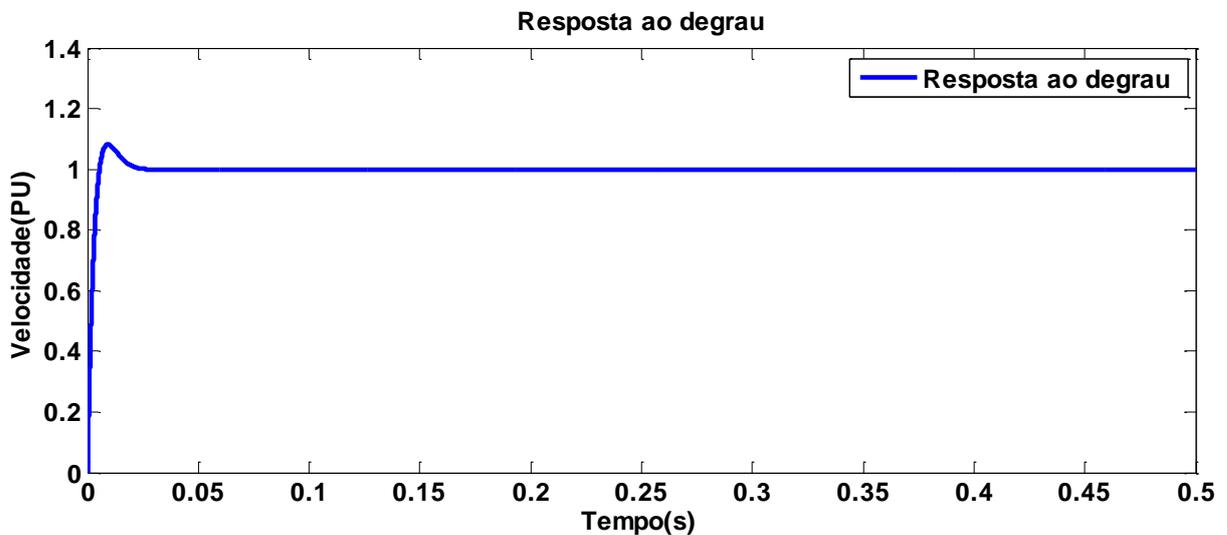


Figura 33: Resposta ao degrau para a malha de corrente.

A simulação da resposta do *PI* de velocidade, ou *PI* mecânico, foi plotado adotando-se a equação (5.41) juntamente com a função de transferência da malha mecânica e a constante de torque em uma única função em malha fechada com amortecimento igual a $\zeta = 0.8$ e largura de banda de $\omega_b = 27.6449$.

$$T_{SIS} = \frac{(K_t K_P) s + (K_t K_I)}{J s^2 + (B + K_t K_P) s + (K_t K_I)} \quad (5.41)$$

A Figura 35 mostra a resposta ao degrau para a malha mecânica.

$$K_P = 0,08$$

$$K_I = 0,6329$$

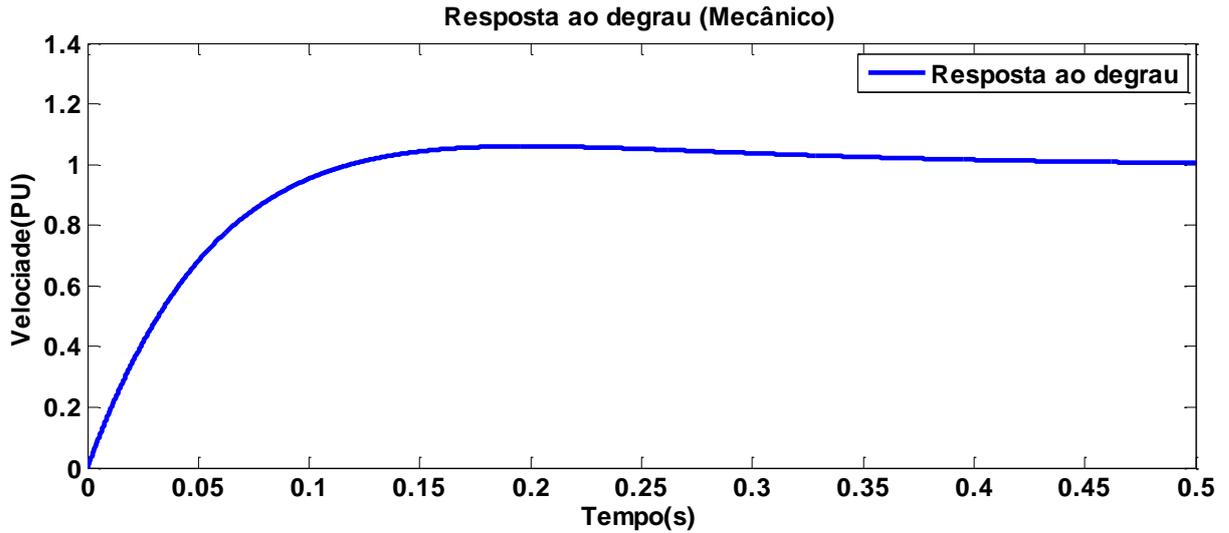


Figura 34: Resposta ao degrau para a malha mecânica.

5.3 Simulação em malha aberta do motor *BLDC* com os parâmetros obtidos

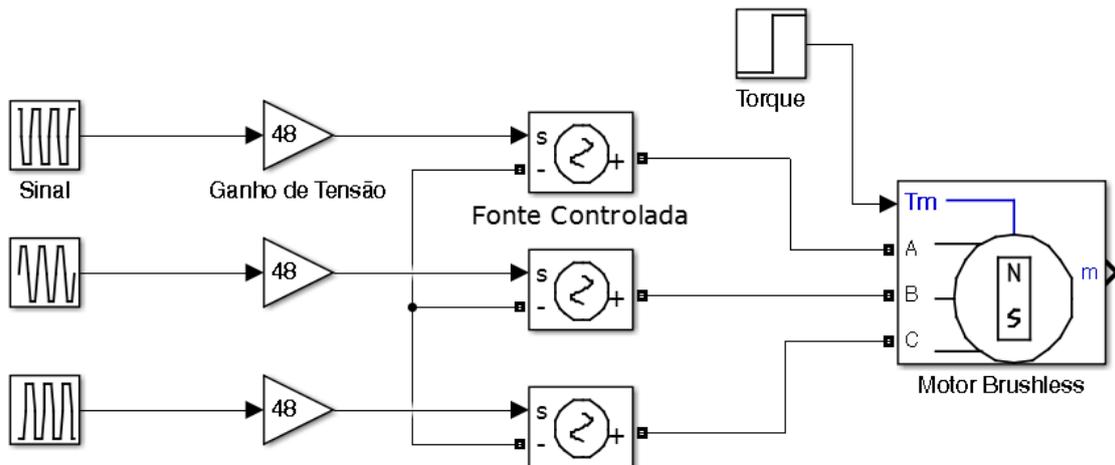


Figura 35: Circuito em malha aberta do motor Brushless DC.

As tensões de cada fase da máquina foram simuladas usando três fontes de sinal repetitivo, gerando um sinal periódico trapezoidal com defasagem de 120° elétricos como mostrado na Figura 37.

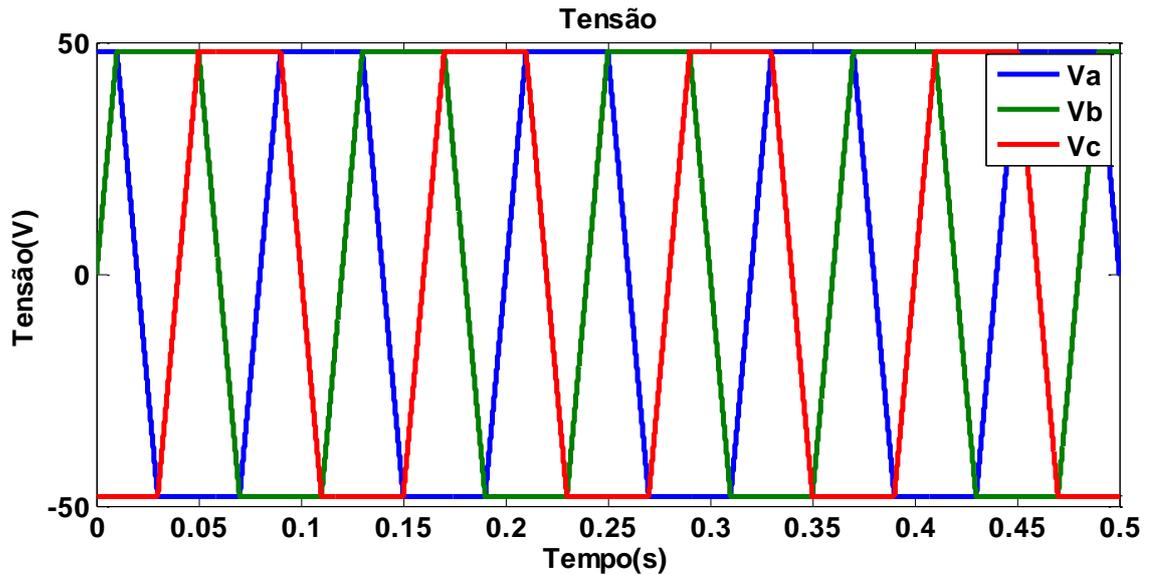


Figura 36: Tensão trapezoidal aplicada ao motor *BLDC*.

As correntes nas fases podem ser observadas na Figura 38. Pode-se observar também que as correntes não são exatamente trapezoidais devido a não utilização do driver inversor.

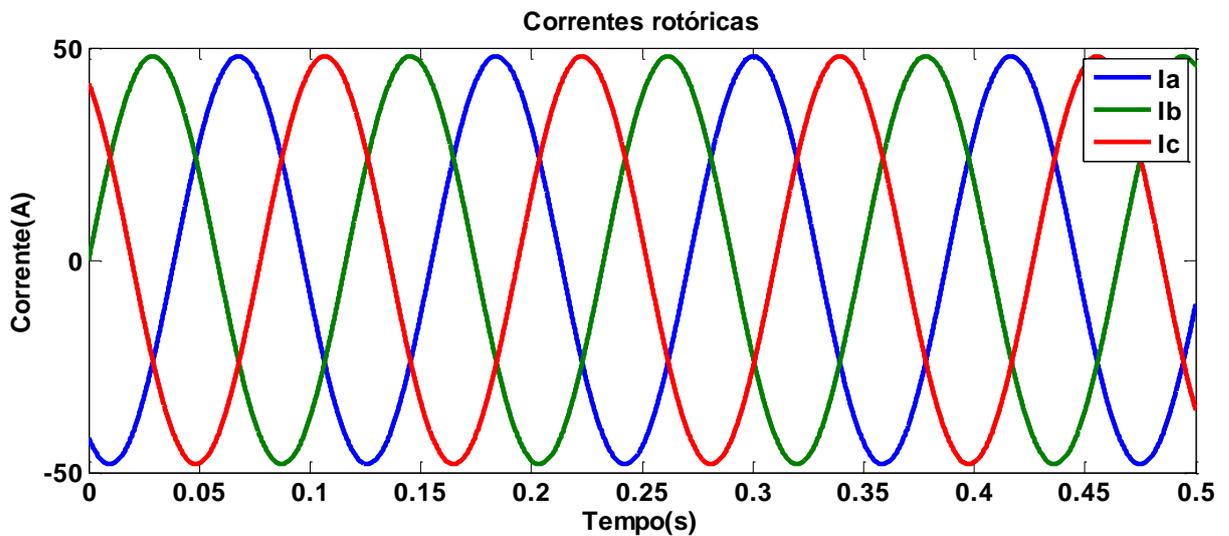


Figura 37: Correntes rotóricas do motor *BLDC*.

A Figura 39 demonstra as tensões internas geradas pelo motor *BLDC* durante o seu funcionamento.

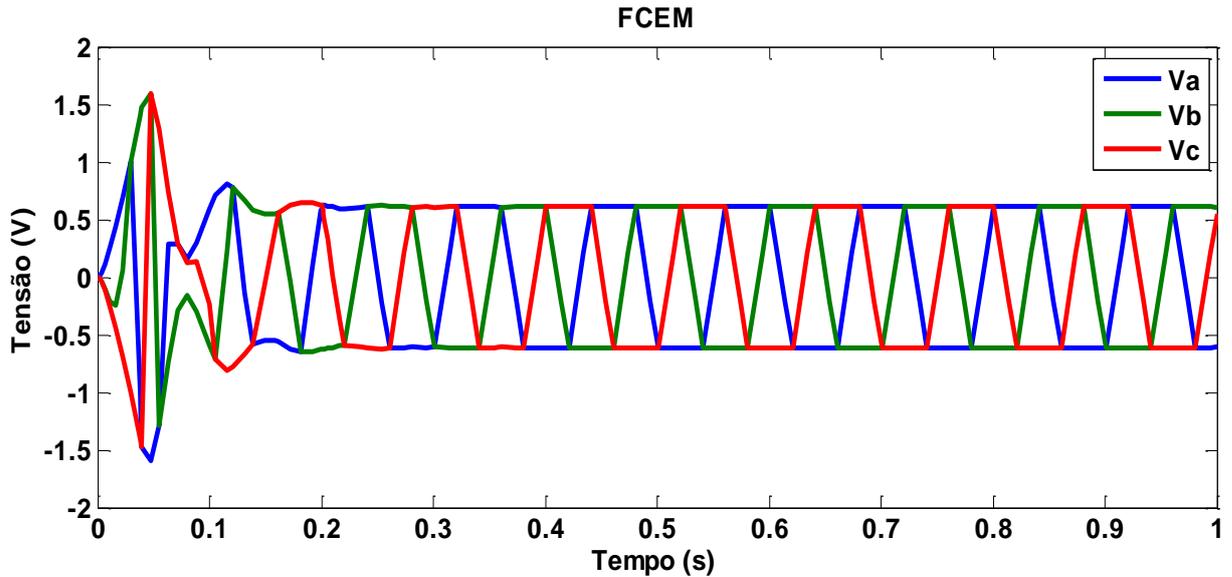


Figura 38: FCEM do motor BLDC.

A Figura 40 demonstra as correntes $\alpha\beta$ geradas pelo motor *BLDC* durante o seu funcionamento.

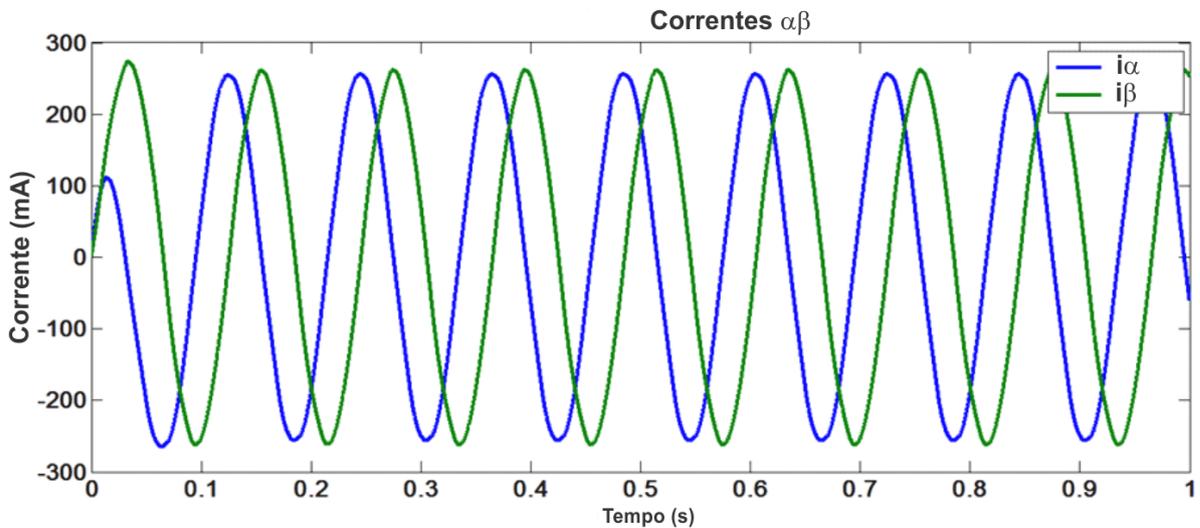


Figura 39: Correntes $\alpha\beta$ no motor *BLDC*.

A Figura 41 demonstra as correntes no eixo direto e quadratura geradas pelo motor *BLDC* durante o seu funcionamento.

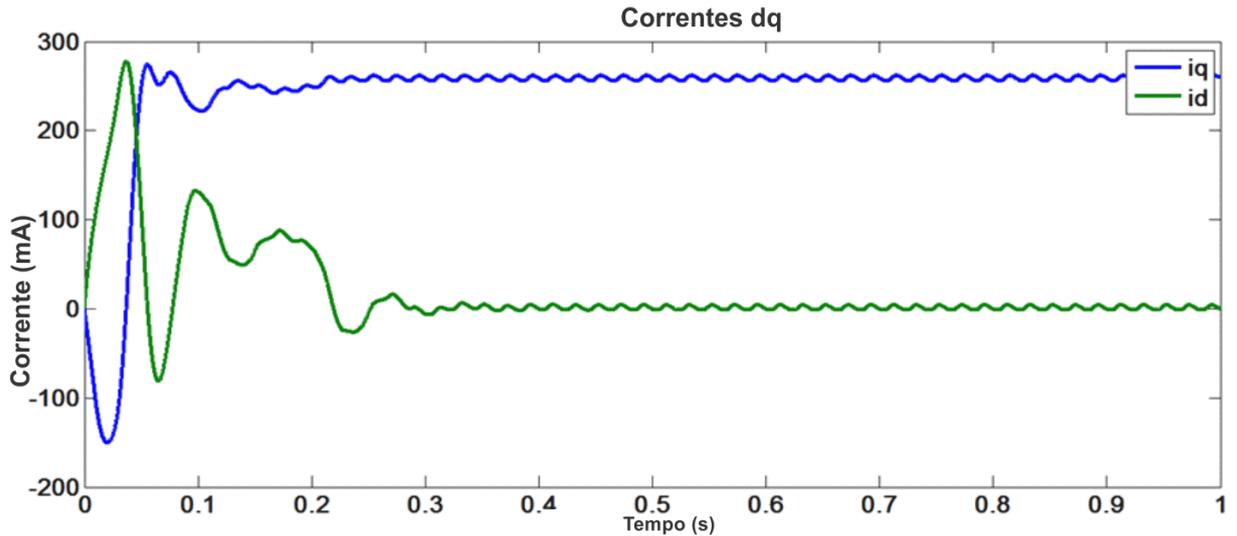


Figura 40: Correntes dq no motor *BLDC*.

A Figura 42 mostra a aceleração do motor até a estabilização da velocidade em malha aberta.

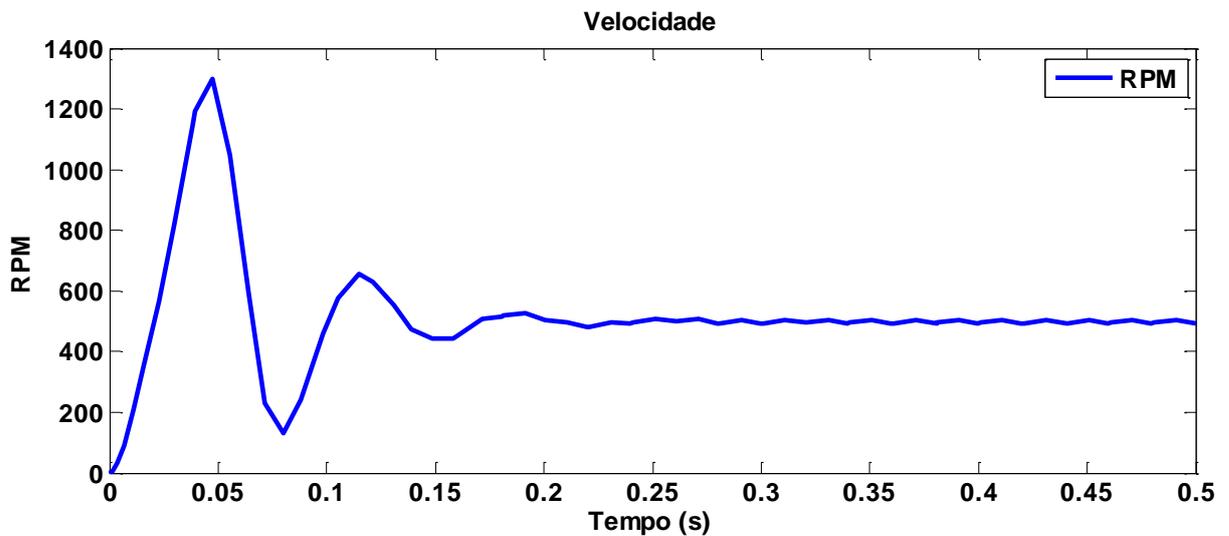


Figura 41: Rotação em RPM no motor *BLDC*.

A amplitude angular θ do motor *Brushless* é demonstrada na Figura 43. Observa-se que durante a partida há uma pequena oscilação, mas após a 0,1 segundo ocorre a estabilização da rotação e conseqüentemente a amplitude angular assume valor crescente.

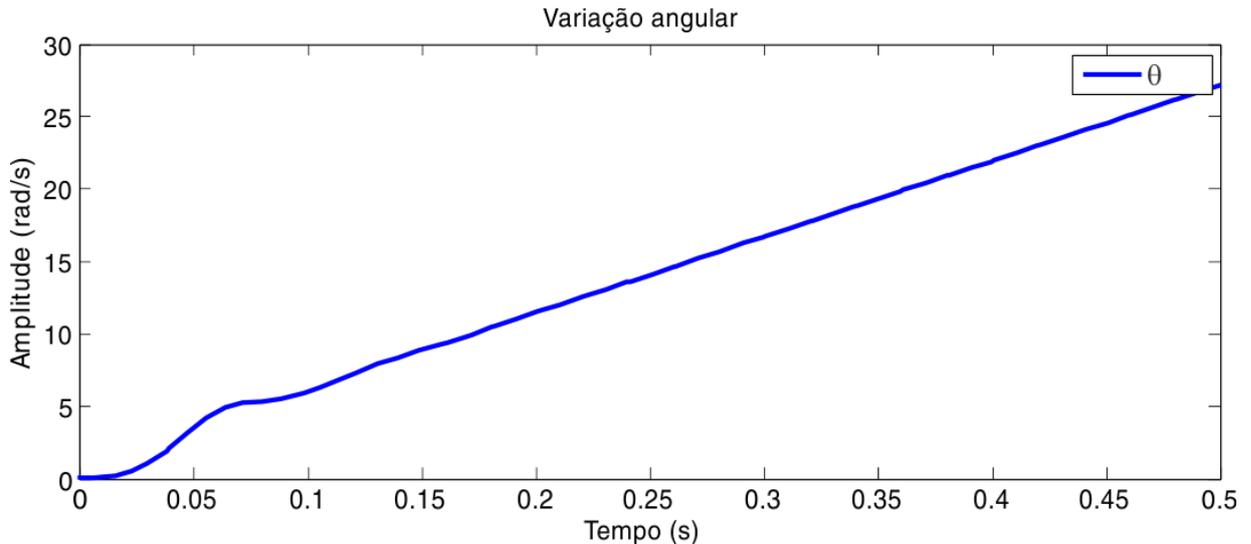


Figura 42: Amplitude angular θ em rad/s.

As imagens anteriores foram obtidas aplicando uma tensão trapezoidal de 48V de amplitude com frequência de 9Hz com o motor operando em malha aberta, sem realimentação. Essa simulação teve como objetivo verificar as formas de tensão e correntes geradas pelo motor *Brushless* durante o seu funcionamento. Os parâmetros de Resistência rotórica por fase e Indutância aplicadas ao motor para a simulação foram aqueles obtidos dos parâmetros da máquina conforme a Tabela 2.

5.4 Projeto dos ganhos dos controladores PI das malhas elétrica e mecânica

Para simular o circuito completo de acionamento e controle do motor *BLDC* foi usado o software Simulink para verificar e demonstrar a atuação dos controladores.

Os controladores têm por finalidade receber um sinal de erro e realizar a quantidade de cálculos necessária para alterar sua saída, reduzindo seu erro e atingindo o valor desejado. O sistema de controle apresentado para máquina *Brushless DC*, será desenvolvido em um sistema de malha fechada, bem como é demonstrado na Figura 44.

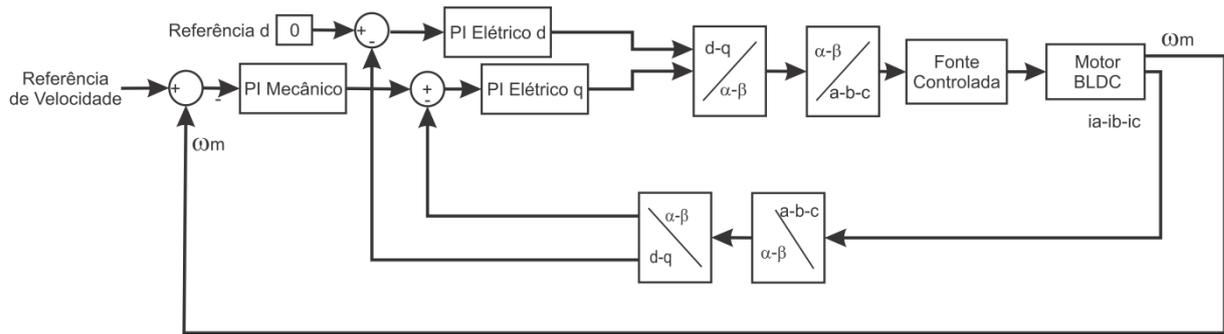


Figura 43: Circuito de controle do motor Brushless DC.

Podemos a partir de agora iniciar a verificação da resposta da velocidade do motor *Brushless* controlado pelos *PI's* de malha mecânica e elétrica. A referência de velocidade da malha mecânica é obtida da velocidade desejada pelo condutor do veículo, espera-se que a velocidade do motor seja a mesma velocidade da referência. Neste momento podemos dar início à verificação da estabilidade e do desempenho do sistema de controle projetado a fim de que não haja distúrbios muito significativos durante a aceleração e desaceleração do motor (veículo).

As próximas Figuras demonstram o comportamento do motor em malha fechada com atuação dos controladores *PI's*, com referência de velocidade de 200 *RPM* e o motor operando sem carga.

As tensões aplicadas ao motor *Brushless* são apresentadas na Figura 45.

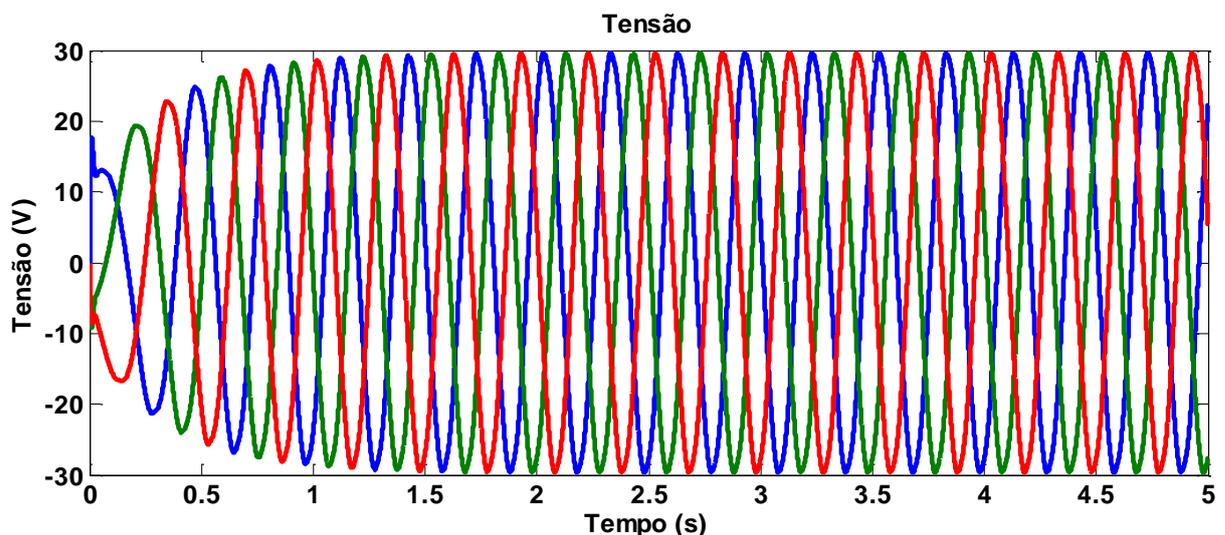


Figura 44: Tensões de fase aplicadas ao motor *Brushless* DC.

As correntes rotóricas do motor operando a vazio são apresentadas na Figura 46.

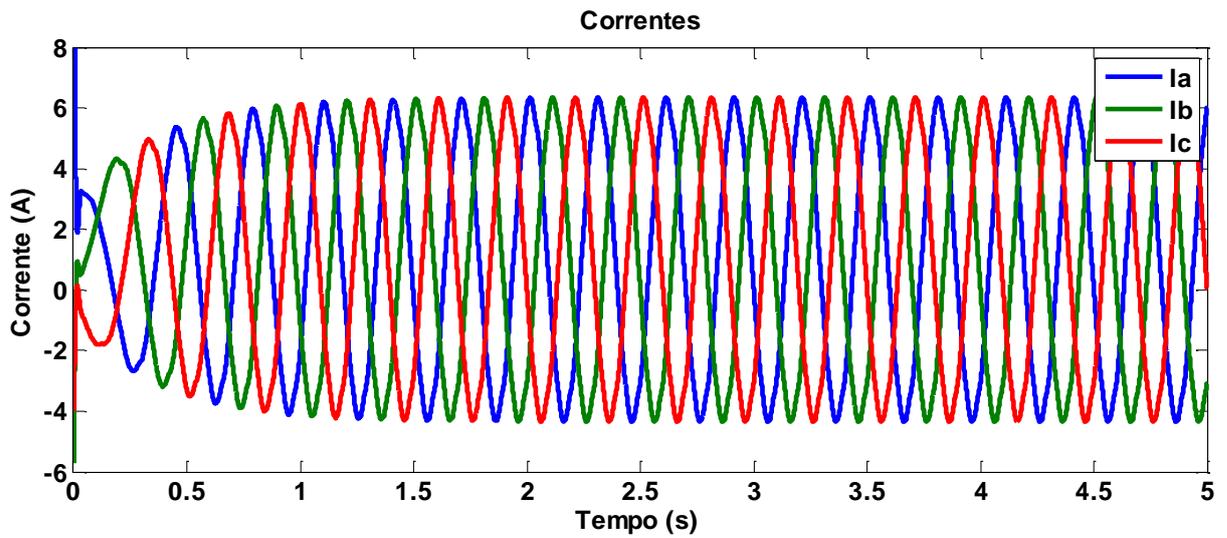


Figura 45: Correntes rotóricas do motor *Brushless* DC.

A rotação em *RPM* do motor *BLDC* é apresentada na Figura 47.

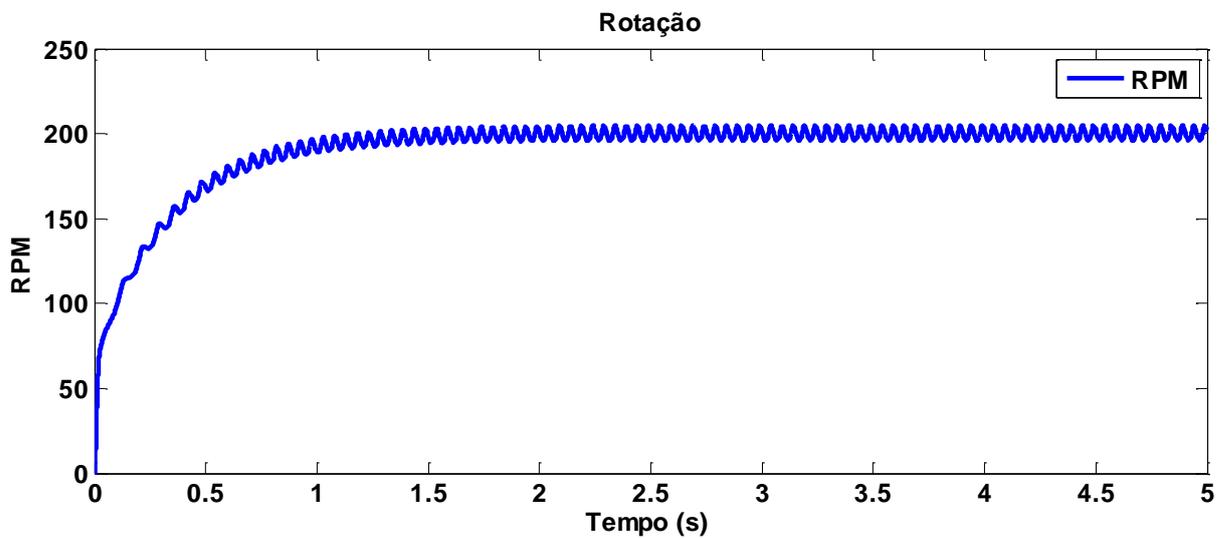


Figura 46: Velocidade rotóricas do motor *Brushless* DC, sem carga com velocidade de referência de 200 RPM.

As tensões internas (*FCEM*) do motor *BLDC* são apresentadas Figura 48.

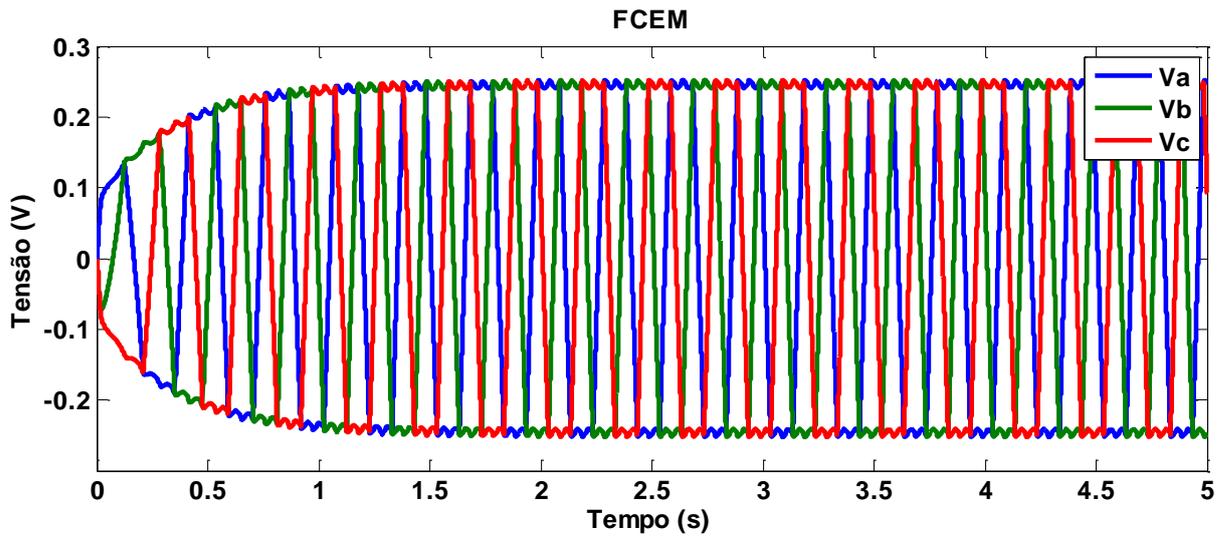


Figura 47: Forças Contra-Eletromotrizs geradas pelo motor *Brushless*.

Após todas as transformações de referencial, obtemos as correntes de *Clark* no referencial $\alpha, \beta, 0$.

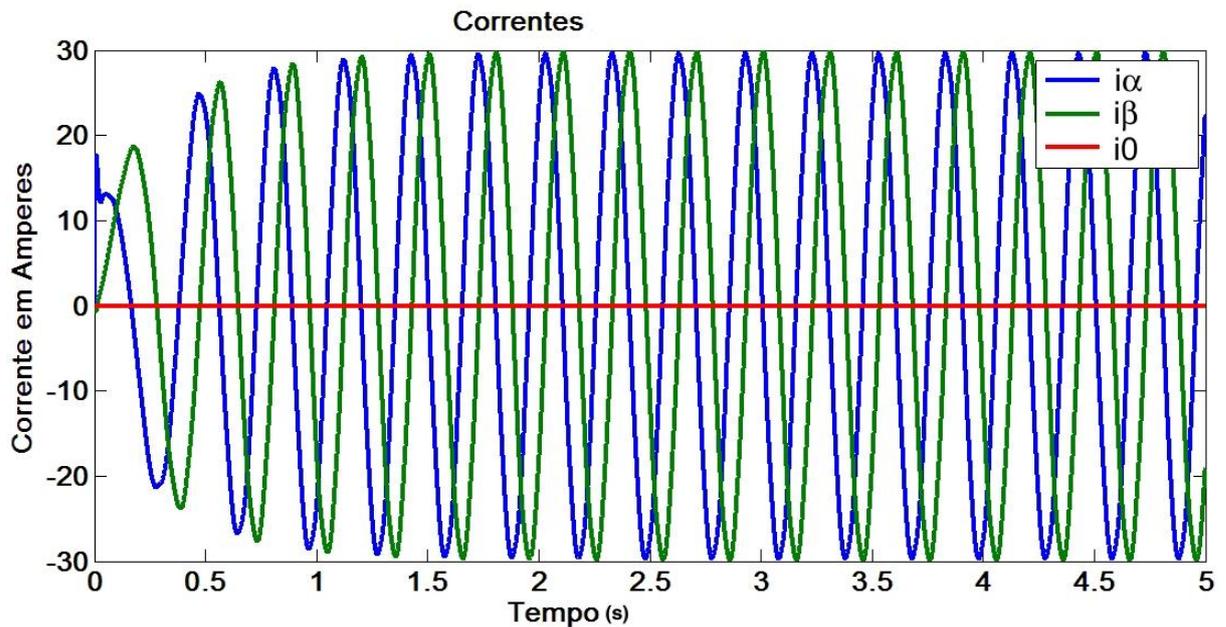


Figura 48: Correntes nos eixos $\alpha\beta 0$.

Fazendo o uso das transformadas de *Clark*, é possível obter as transformadas de *Park* para o referencial de eixo direto e de eixo de quadratura como demonstradas na Figura 50:

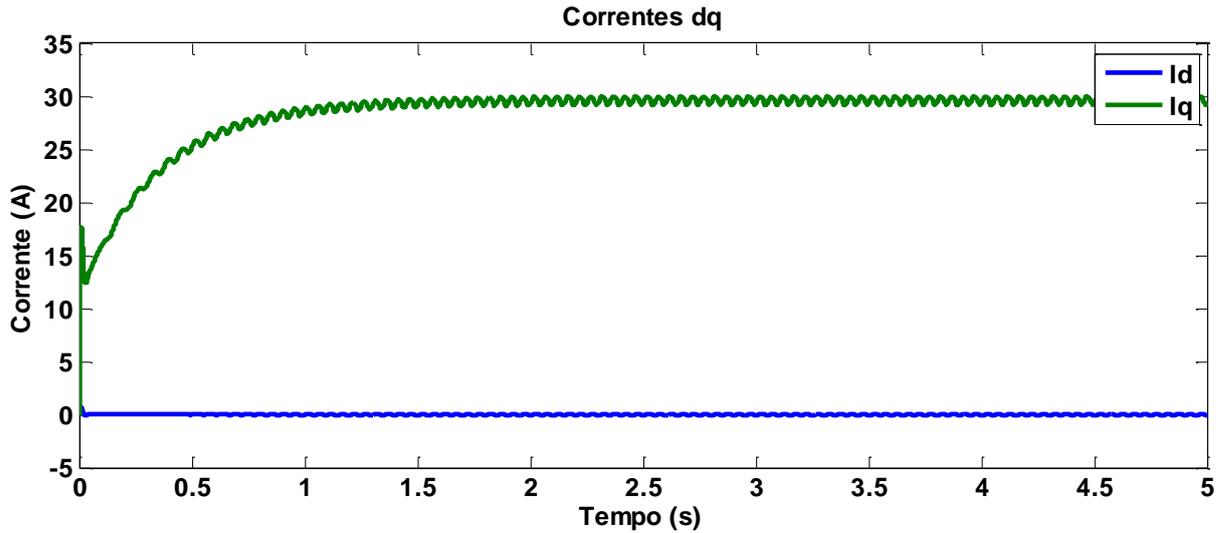


Figura 49: Correntes nos eixos dq.

Observa-se que, como a máquina está operando sem carga, o único torque gerado pela máquina é para manter a sua rotação vencendo a sua própria inércia e o seu coeficiente de atrito.

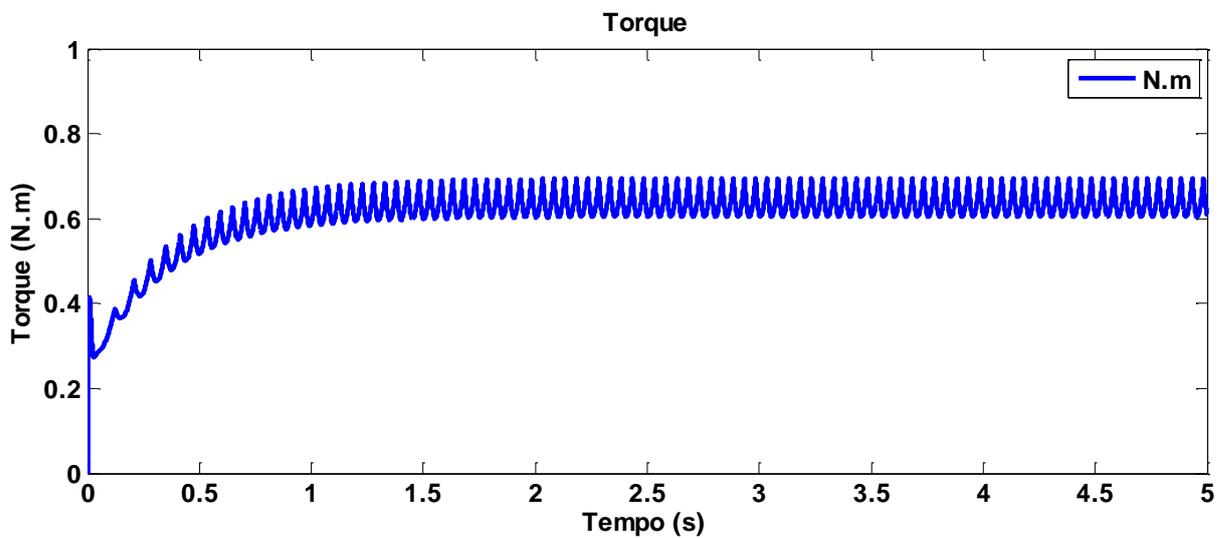


Figura 50: Torque conjugado.

As próximas Figuras demonstram a simulação do motor *BLDC* em malha fechada com um torque de carga:

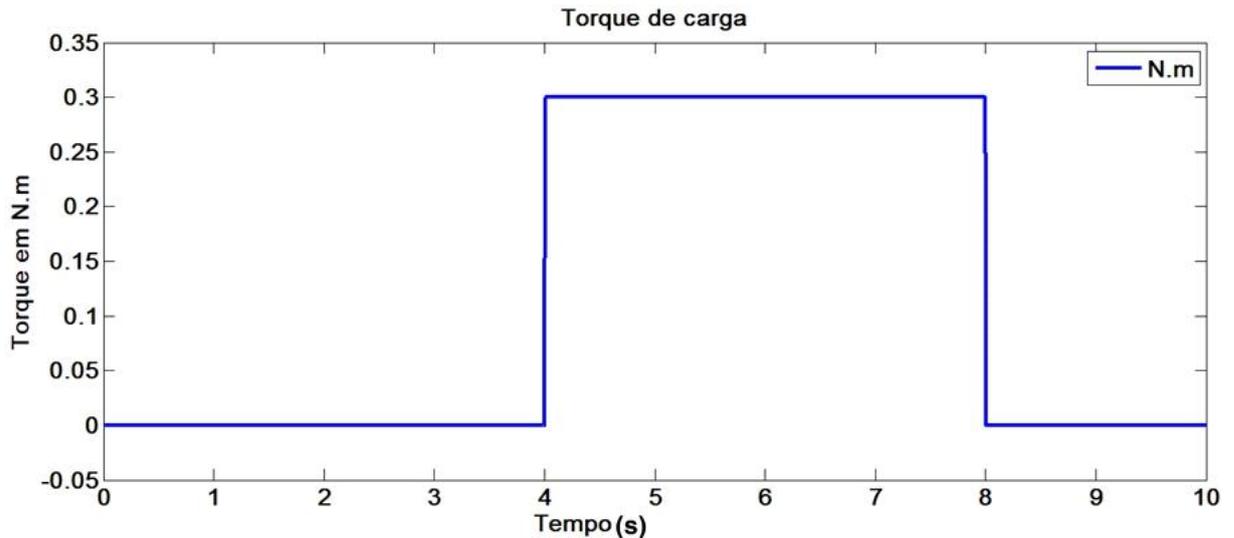


Figura 51: Torque aplicado.

Para um torque com essa característica, o comportamento do motor é demonstrado simulando as correntes rotóricas (i_a, i_b e i_c), tensão interna da máquina ($FCEM$), tensões de entrada (V_a, V_b e V_c) aplicadas ao motor e velocidade rotórica em RPM .

Para uma carga com o comportamento da Figura 53 e com uma velocidade de referência de $200 RPM$, o comportamento da velocidade rotórica é o seguinte:

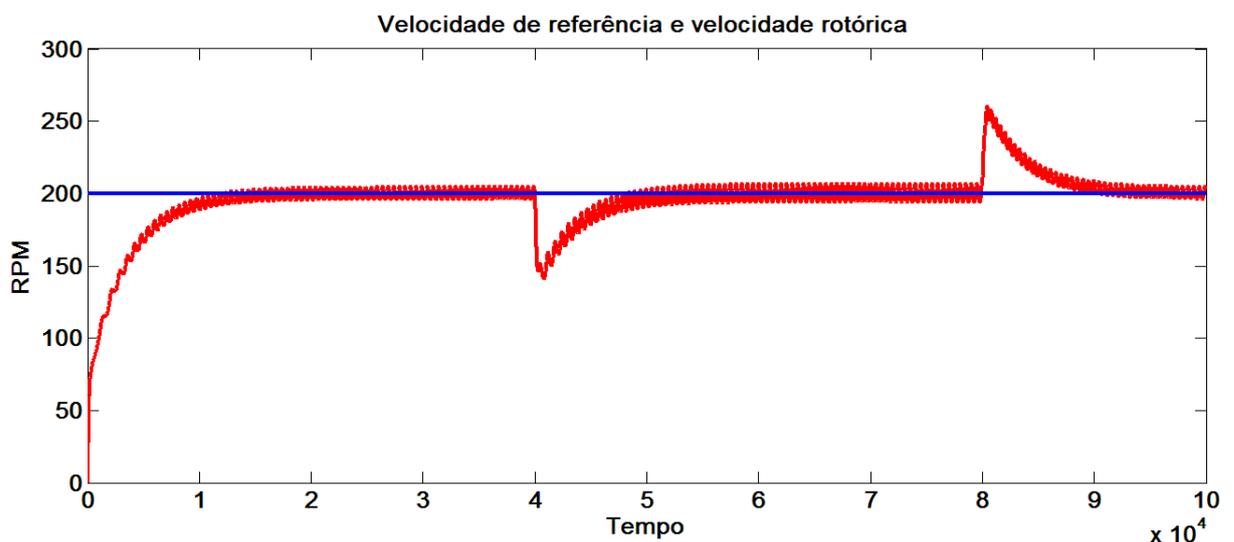


Figura 52: Velocidade de referência e velocidade rotórica.

Observe-se que com uma referência de velocidade estabelecida em $200 RPM$, no momento em que se aplica o torque de carga ao motor, ocorre uma desaceleração. A função dos controladores é justamente compensar essa carga com um incremento na tensão nos terminais da máquina tentando reestabilizar a velocidade, acelerando a máquina até a velocidade de referência. No momento em

que ocorre a retirada do torque, o motor tende a acelerar, mas novamente os controladores PI's atuam controlando a tensão da máquina através das correntes de eixo direto e quadratura a fim de estabilizar a rotação na velocidade estipulada pelo condutor.

Conseqüentemente teremos valores de tensão e correntes proporcionais à rotação do motor.

As tensões nos terminais de entrada da máquina podem ser observadas na Figura 54.

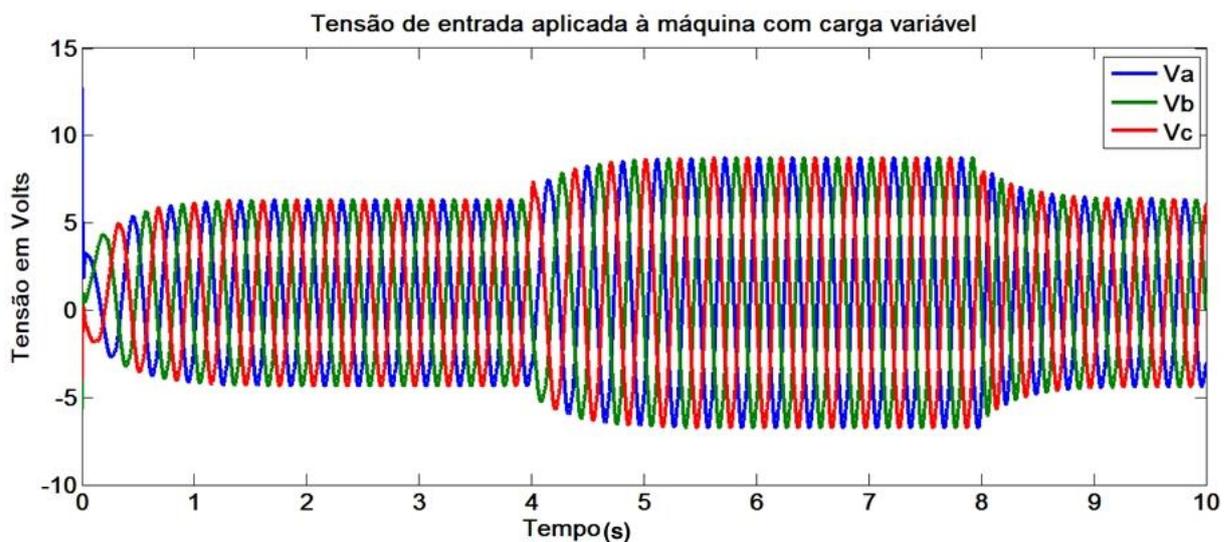


Figura 53: Tensões de entrada aplicadas ao motor *Brushless*.

Nota-se que para manter a velocidade rotórica em *200 RPM* é necessário aumentarmos a tensão nos terminais da máquina, a fim de compensar o torque aplicado.

As correntes rotóricas também sofrem um incremento quando a máquina é submetida a uma carga, como é demonstrado na Figura 55:

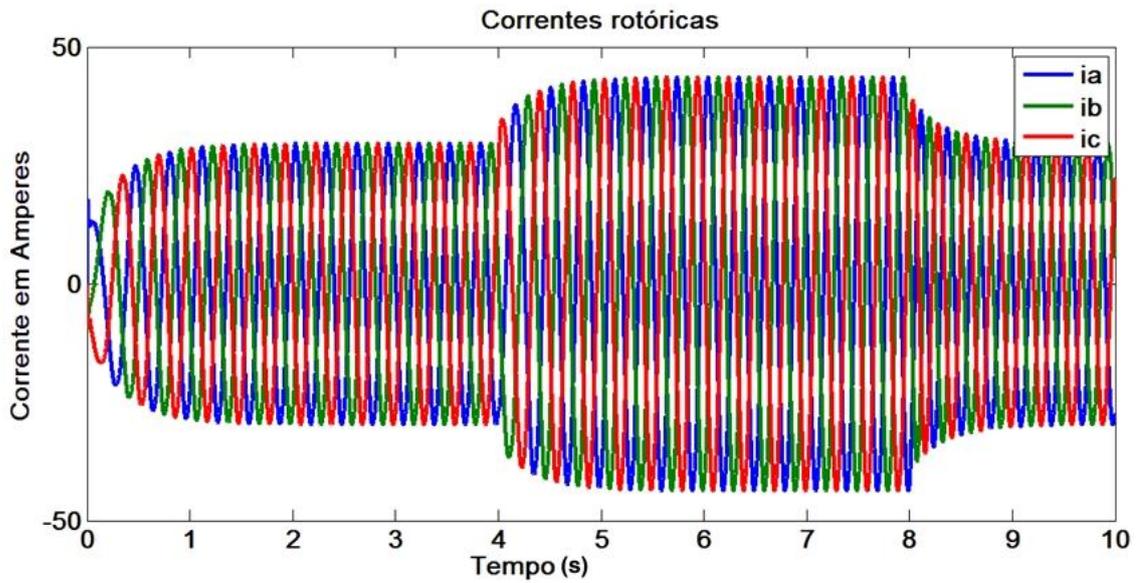


Figura 54: Correntes rotóricas.

Aplicando a transformada de *Clark* a fim de obter as correntes nos referenciais $\alpha\beta$ obtemos as seguintes correntes:

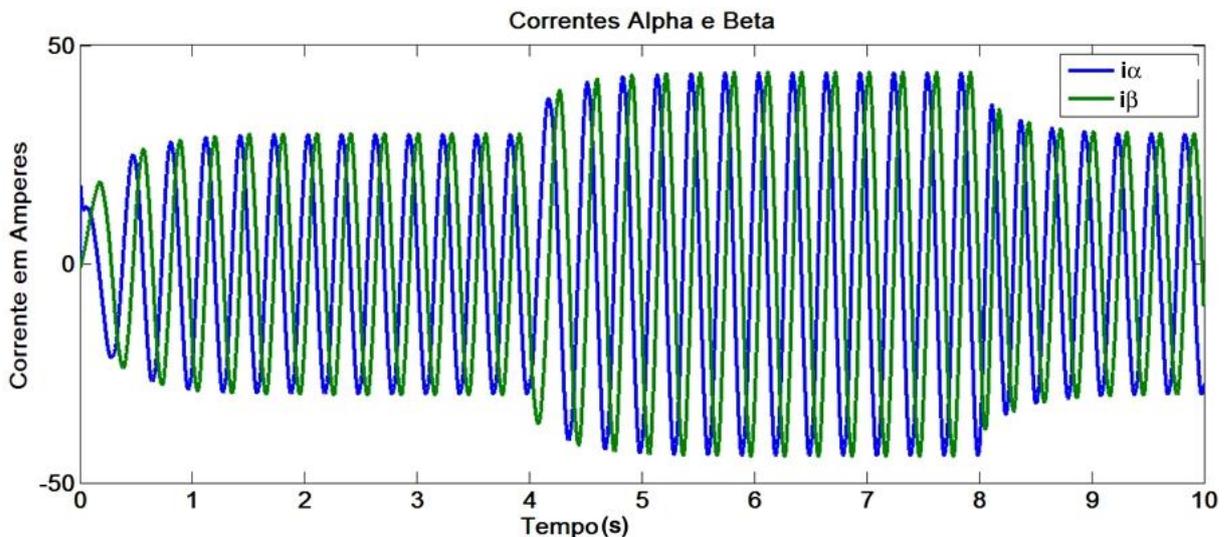


Figura 55: Correntes $\alpha\beta$.

No referencial em eixo direto e quadratura essas correntes terão o seguinte comportamento, sendo que são essas correntes que devem ser aplicadas aos controladores a fim de obter a resposta de tensão proporcional à velocidade de referência.

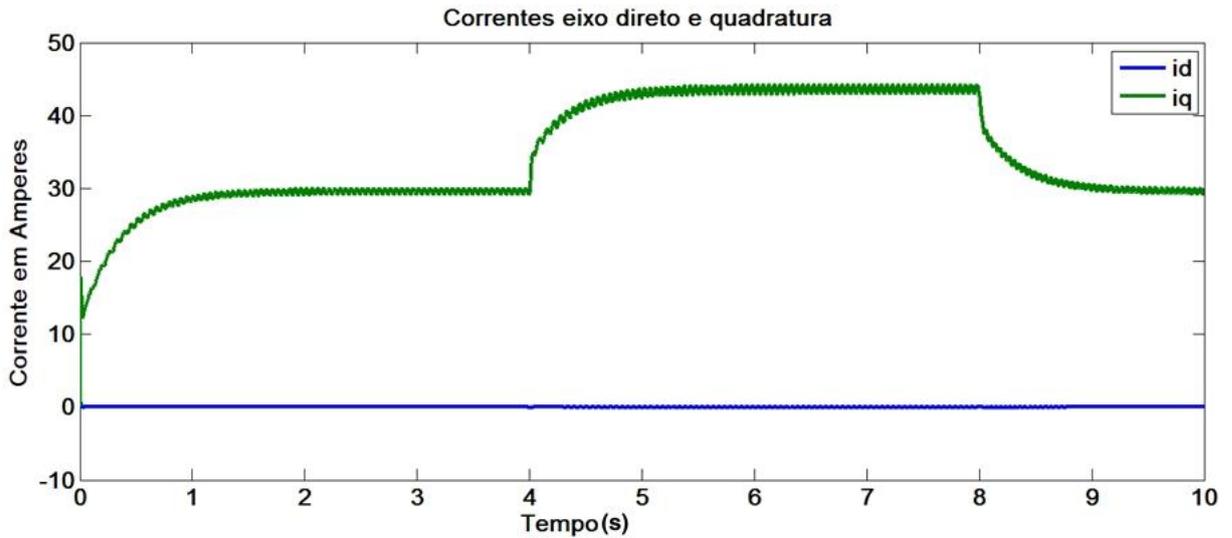


Figura 56: Correntes dq .

A $FCEM$ do motor é demonstrada na Figura 58:

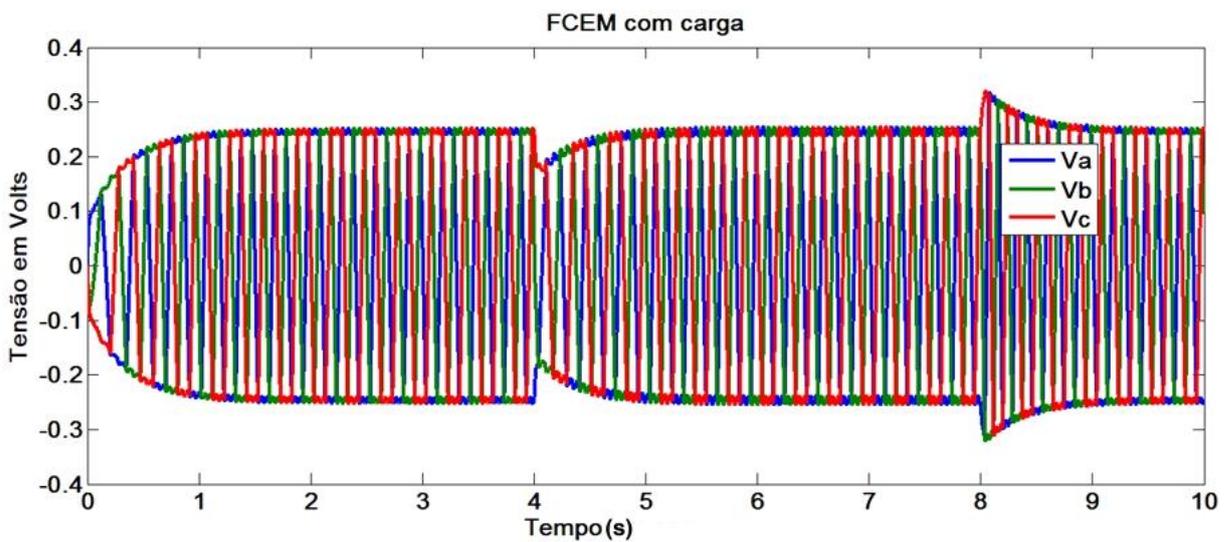


Figura 57: Forças Contra Eletromotrizes no motor Brushless.

O torque gerado pelo motor é apresentado na Figura 59. Observa-se que há uma proporcionalidade entre o torque de carga, com o torque conjugado.

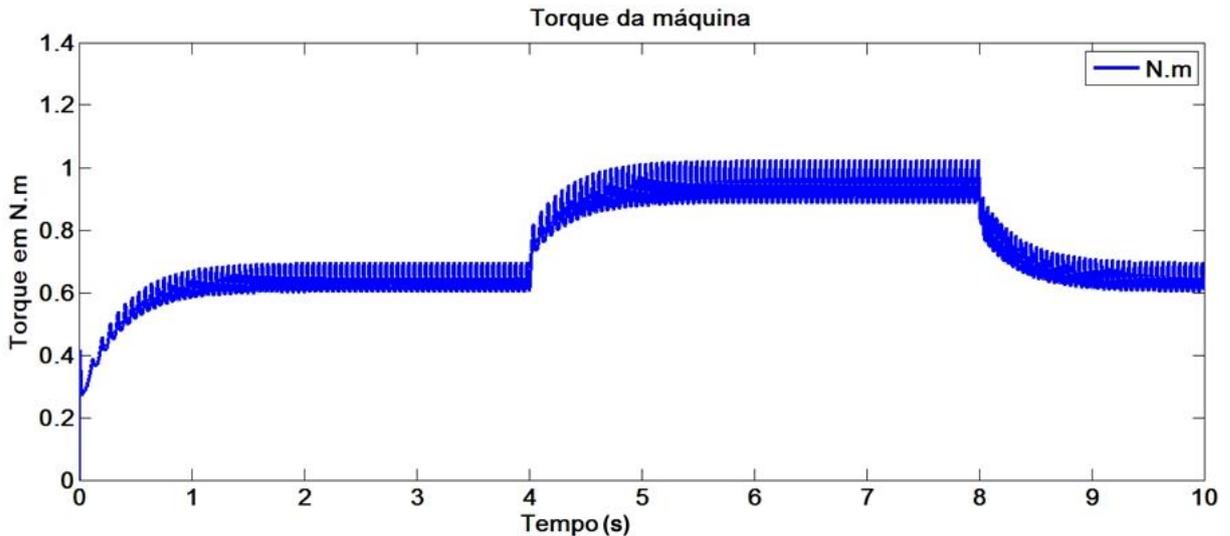


Figura 58: Torque conjugado do motor Brushless.

Observa-se que os controladores estão atuando perfeitamente e corrigem os erros de velocidade causados pela variação de carga aplicada ao motor, como era esperado. Os controladores tem um fator de amortecimento relativamente baixo, essa característica fica claramente retratada no tempo até a estabilização da velocidade rotórica.

As próximas imagens demonstram o motor operando com um conjugado de carga de 2 N.m e velocidade de referência igual a 600 RPM . Observa-se que para esses valores as tensões fornecidas à máquina ficam muito próximas de 48 V que é a tensão nominal do barramento CC de alimentação do driver.

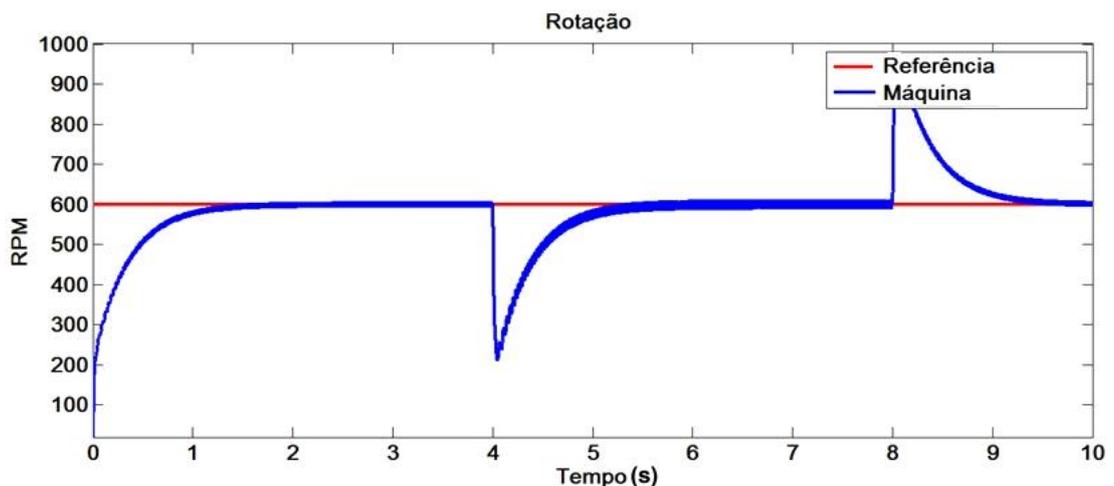


Figura 59: Velocidade Rotórica.

Observa-se que há uma redução drástica na velocidade rotórica da máquina em virtude do alto torque solicitado pela carga, os controladores atuam diretamente no incremento da tensão para tentar manter a velocidade em 600 RPM

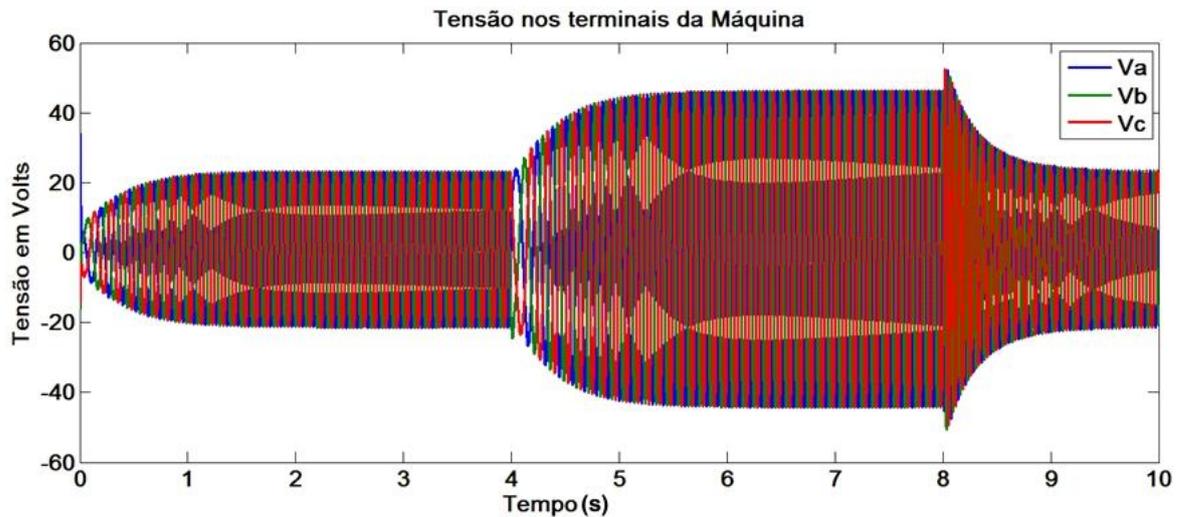


Figura 60: Tensão nos terminais do motor.

Para que fosse possível manter a máquina na velocidade de referência se fez necessário um incremento na tensão de fase da máquina, essa tensão é fornecida normalmente pelo banco de baterias que é limitada em tensão e corrente. Por esse motivo devemos observar cuidadosamente se o nosso sistema é capaz de fornecer ou não energia suficiente ao motor.

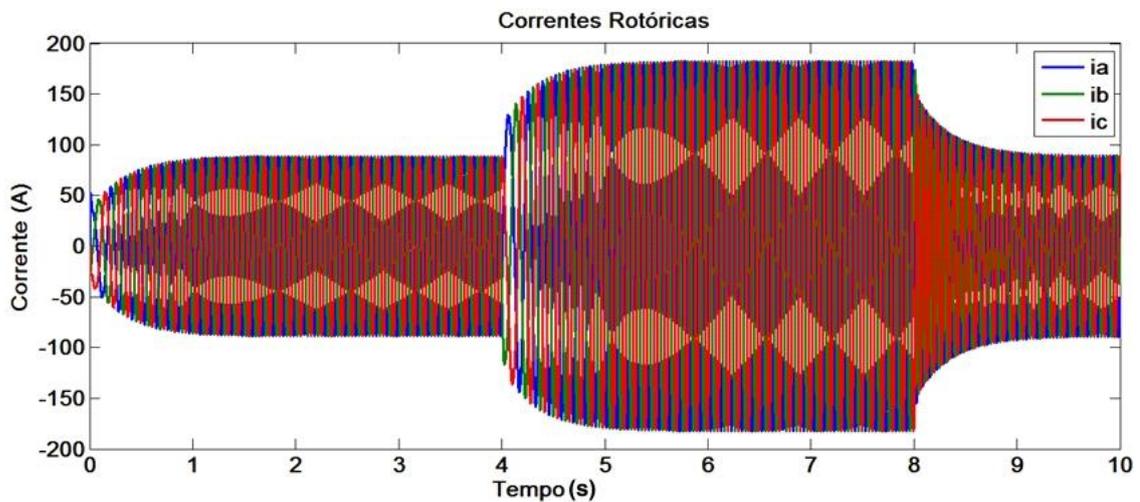


Figura 61: Correntes rotóricas.

Durante as simulações observou-se que as correntes rotóricas não eram propriamente trapezoidais, essa observação abriu um precedente para que buscássemos a resposta do porque de uma corrente senoidal, ao passo que era aplicada uma tensão trapezoidal nos terminais da máquina.

A resposta para nossa pergunta respondida na dissertação de Mestrado de Marc Iamas Fernandes da Faculdade de Engenharia da Universidade de Porto, no qual ele define que:

A forma da força contra eletromotriz é definida por propriedades do motor e não pelo drive implementado. O drive apenas irá interferir na forma da corrente e não nas propriedades do motor, ou seja, é possível obter combinações de correntes e forças contra eletromotrizes produzidas, como por exemplo, sistemas com correntes senoidais e força contra eletromotriz trapezoidal e vice-versa (MARC LAMAS FERNANDES, 2013, p18).

Para comprovar que o driver pode alterar a forma de onda da corrente simulou-se o controlador não utilizando os referenciais $\alpha\beta \rightarrow a, b$ e c mas sim o eixo de quadratura (q) como referencial ao driver inversor. Obtiveram-se os seguintes resultados para velocidade de referência de 600 RPM e 200 RPM respectivamente.

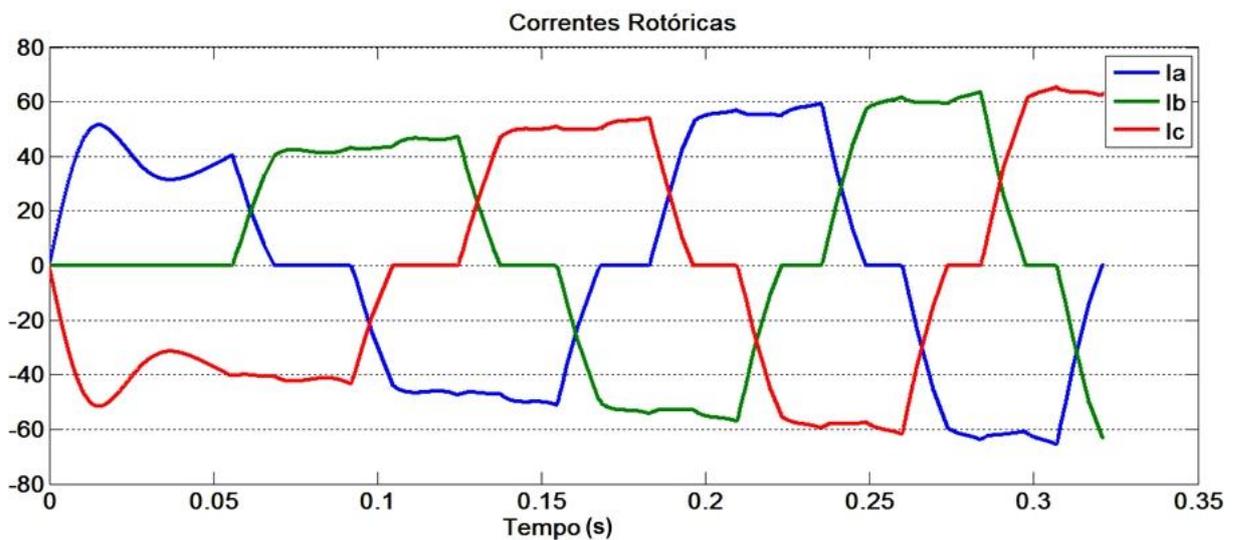


Figura 62: Correntes nas fases com o driver inversor.

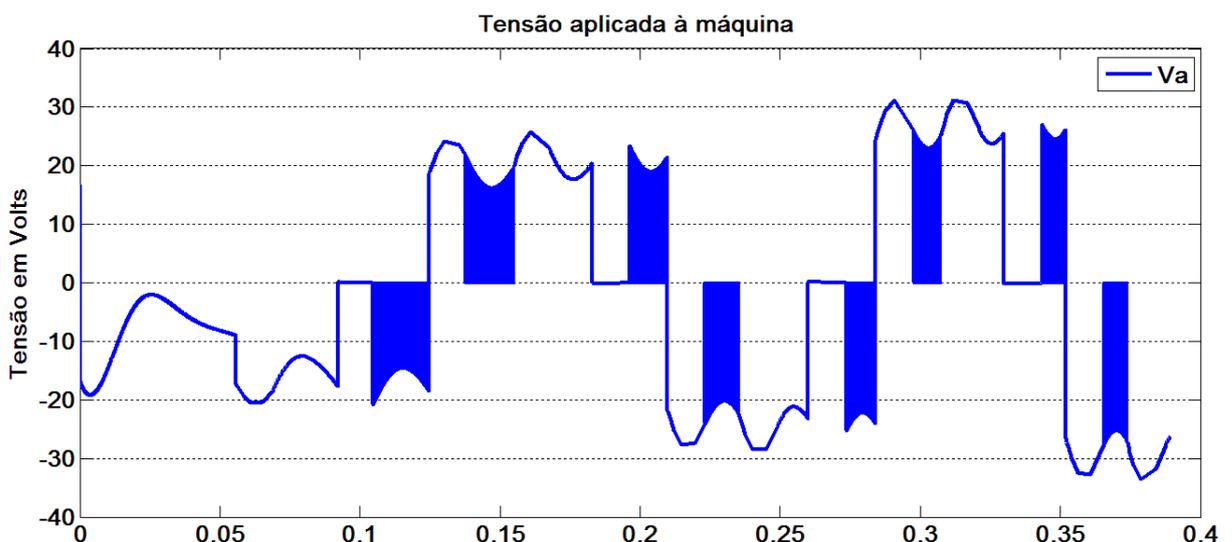


Figura 64: Tensão aplicada pelo driver Inversor.

Figura 63: Tensão aplicada pelo driver Inversor.

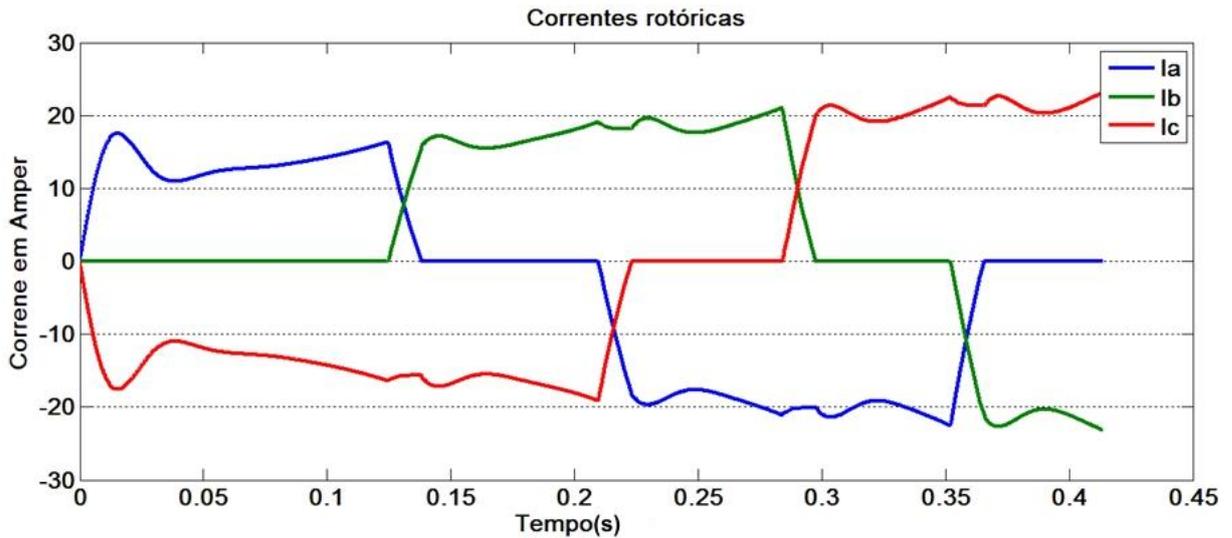


Figura 64: Correntes nas fases com o driver inversor para 200RPM.

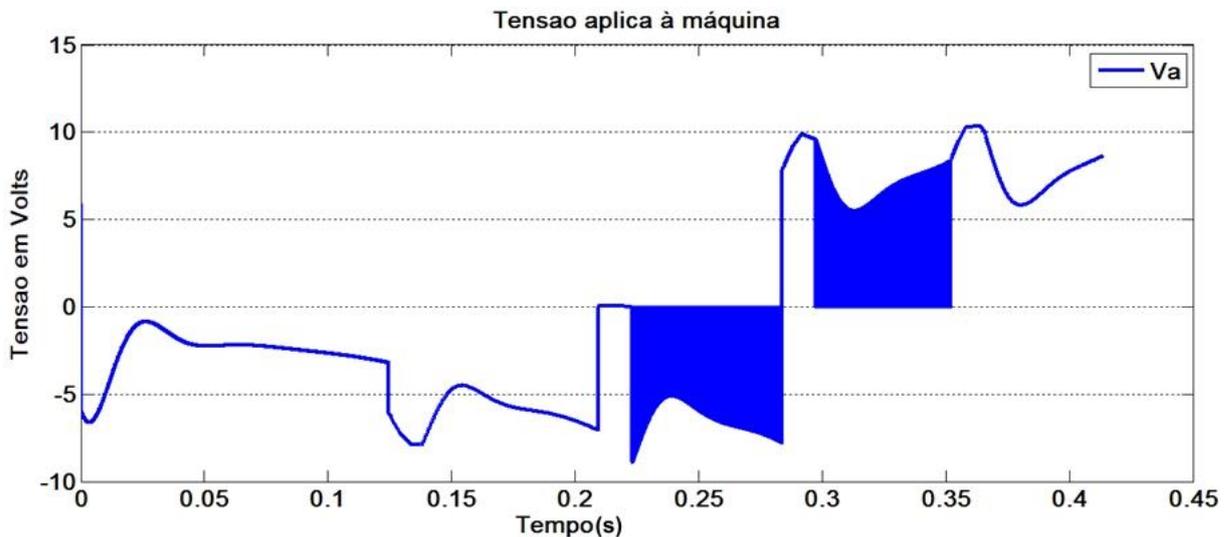


Figura 65: Tensão aplicada pelo driver inversor para 200RPM.

Observa-se que a tensão aplicada ao motor é proporcional à referência da velocidade desejada, e com o uso do inversor é possível se obter uma tensão de característica trapezoidal e conseqüentemente uma corrente trapezoidal também.

6 ACIONAMENTO DO MOTOR *BRUSHLESS DC*

6.1 Comutação eletrônica das chaves

O motor Síncrono é excitado por correntes trifásicas senoidais, já os motores *Brushless DC* são alimentados por um conjunto de correntes trifásicas com uma forma trapezoidal. Esta alimentação é realizada por um conjunto de inversores de tensão de ponte completa, apresentando um acionamento com baixo custo e simplicidade de controle de corrente por meio de sensores de posição do rotor, conhecidos como sensores *Hall*.

Inversor

Inversores de tensão são dispositivos que convertem a tensão contínua em tensão alternada de frequência variável e magnitude. Eles são usados em unidades de velocidade ajustável e caracterizam-se por formas de onda de tensão de comutação bem definidas nos terminais. A Figura 66 mostra um inversor de tensão. A frequência da tensão alternada pode ser variável ou constante, dependendo da aplicação.

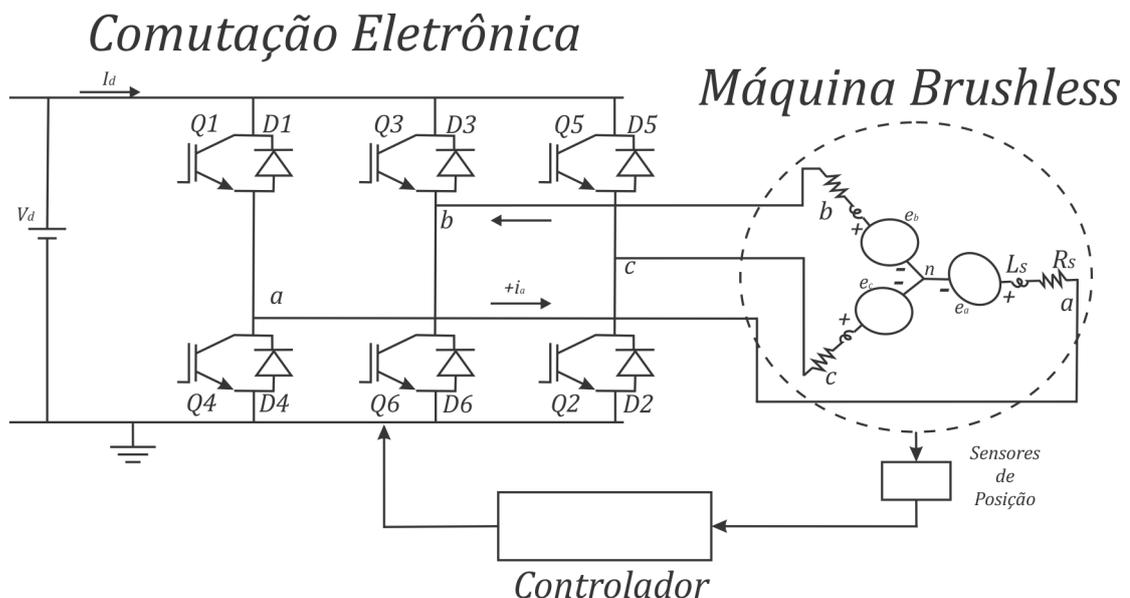


Figura 66: Circuito de um inversor trifásico em ponte.

Fonte: BOSE, B.K. Modern Power Electronics And AC Drives. Prentice Hall ,2002.

Alguns motores de ímãs permanentes necessitam de um sensor de posição do rotor. Para ocorrer a comutação da fase, esse sensor de posição não é empregado em motores com potência inferior a 1 W devido às perdas. Já para os motores *Brushless* DC de alta potência, utiliza-se de seis instantes de comutação de fase por ciclo elétrico. Para fazer esta comutação com baixo custo normalmente se utiliza sensores de efeito Hall distribuídos 120° angulares em relação um ao outro, como é demonstrado na Figura 3 do Capítulo 1.

Para que tenhamos três conversores de fase, são necessários seis interruptores ligados a uma fonte de tensão *DC*, como mostrado na Figura 68. Os interruptores do conversor devem ser cuidadosamente selecionados com base nos requisitos de operação, classificações e da aplicação. Existem vários dispositivos disponíveis hoje em dia, pode-se citar por exemplo: Os tiristores, transistores de junção bipolar (*BJTs*), *MOS* transistores de efeito de campo (*MOSFETs*), transistores bipolares isolados (*IGBTs*) e tiristores (*GTOs*). A lista dos dispositivos com suas respectivas capacidades de comutação de potência são mostrados na Tabela 4, *MOSFETs* e *IGBTs* são preferidos pela indústria, pois permitem ganho de alta potência e são vantajosos em relação ao seu controle, enquanto o *MOSFET* é considerado um dispositivo de alimentação universal para baixo consumo de energia e aplicações em baixa tensão. O *IGBT* tem ampla aceitação para acionamentos de motores e outras aplicações na faixa de baixa e média potência. Os dispositivos de potência, quando utilizados em acionamentos de motores, requerem um caminho de corrente do motor indutivo fornecido por diodos anti-paralelos quando o interruptor estiver desligado.

Dispositivo	Capacidade de Potência	Frequência de chaveamento
BJT	Média	Média
GTO	Alta	Baixa
IGBT	Média	Média
MOSFET	Baixa	Alta
TIRISTOR	Alta	Baixa

Tabela 4: Comparativo de capacidade de chaveamento potência das chaves

IGBT

Os *IGBTs* tem por característica uma alta impedância de entrada e são usados para aplicações de alta tensão. A alta impedância de entrada permite que o dispositivo comece a comutar com uma pequena quantidade de energia. Reunindo as características de comutação dos transistores bipolares de potência à elevada impedância de entrada dos *MOSFET's*, o *IGBT* se torna cada vez mais popular nos circuitos de controle de potência de uso industrial e até mesmo em eletrônica de consumo e embarcada.

Os *IGBT's* possuem uma capacidade de suportar maiores tensões e podem operar em mais altas frequências que os transistores bipolares de potência e podem suportar maiores tensões e correntes que os *MOSFET's* de potência. Como podemos notar a partir deste gráfico:

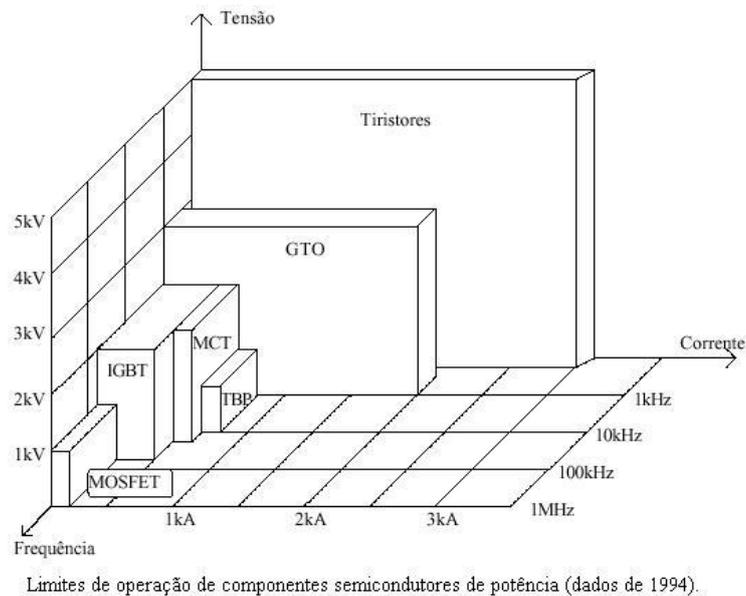


Figura 67: Comparativo entre semicondutores.

Fonte: http://www.gta.ufrj.br/grad/01_1/igbt/Pagina_IGBT_arquivos/image005.jpg

A região de operação segura do *IGBT* é maior que as regiões reservadas ao *MOSFET* e ao transistor *TBP*, o que era desejado.

No caso de sistemas embarcados em veículos elétricos com apenas dois tripulantes, os valores de tensão e corrente são relativamente baixos, na ordem de 72V e 30A, operando nesta faixa de valores ainda não se faz necessário o uso de

chaves comutadoras com características dos *IGBTs*, pois nessas faixas de operação os transistores *MOSFETs* atendem às necessidades do sistema de potência.

Sensores Hall

A comutação de um motor *Brushless DC* é controlada eletronicamente. Para acionar este motor, os enrolamentos do estator devem ser energizados de acordo com a posição angular do rotor, seguindo uma sequência. É importante saber a posição do rotor a fim de compreender quais enrolamentos serão energizados, seguindo uma sequência de energização. A posição do rotor é determinada através de sensores de efeito *Hall* que são incorporados no estator do motor. Em geral, os motores *Brushless DC* possuem três sensores *Hall*. Assim, quando um pólo magnético passar perto de um sensor *Hall*, ele fornecerá um sinal digital alto ou baixo (0V ou 5V), indicando que o pólo magnético norte ou sul está passando pelo sensor. Através da combinação dos sinais dos três sensores *Hall* a comutação pode ser determinada (MOURA, 2010), (YEDAMALE, 2003).

Baseados na posição física dos sensores *Hall*, como demonstrada na Figura 3, existem duas possibilidades de defasagem angular das fases entre si em sua saída, podendo ser a 60° elétricos ou 120° elétricos. Com base nisto o fabricante da máquina define a sequência de comutação que deve ser seguida para controlar o motor (YEDAMALE, 2003). Na Tabela 5 é apresentada a sequência de comutação dos transistores controlados pelos sensores *Hall*.

Intervalo de ângulo	Sequência de comutação	Posição do Sensor			Chave fechada		Corrente na fase		
		H1	H2	H3			A	B	C
0°-60°	0	1	0	0	Q1	Q4	+	-	off

60°-120°	1	1	1	0	Q1	Q6	+	off	-
120°-180°	2	0	1	0	Q3	Q6	off	+	-
180°-240°	3	0	1	1	Q3	Q2	-	+	off
240°-300°	4	0	0	1	Q5	Q2	-	off	+
300°-360°	5	1	0	1	Q5	Q4	off	-	+

Tabela 5: Sequência de comutação

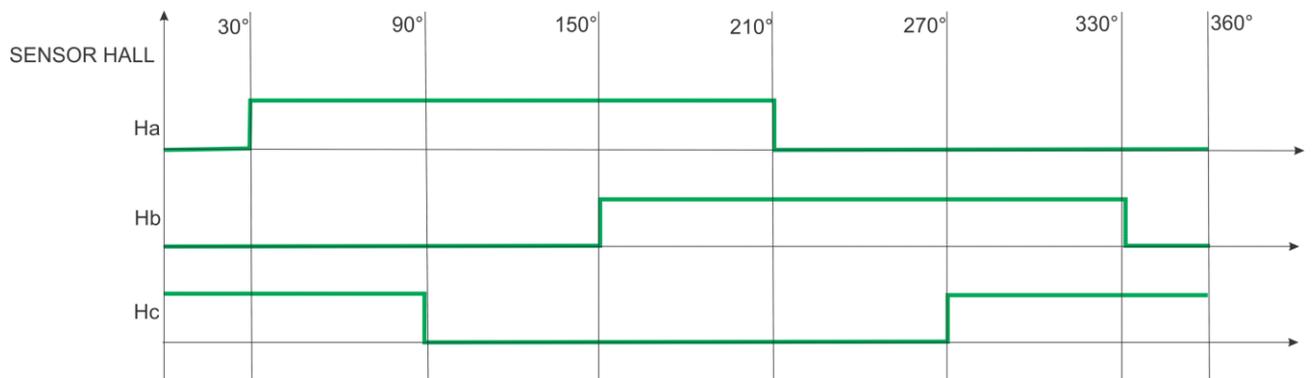


Figura 68: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor Brushless.

Durante o ensaio do motor disponibilizado para o estudo, foi possível obter exatamente a sequência de acionamento dos sensores *Hall* do protótipo. Observou-se que mesmo em alta rotação (*440 RPM*), os sensores mantiveram fielmente a forma de onda resultante esperada para esse motor pode ser observada nas Figuras 70 e 71, nas quais o motor está com rotações de *75 RPM* e *440 RPM* respectivamente.

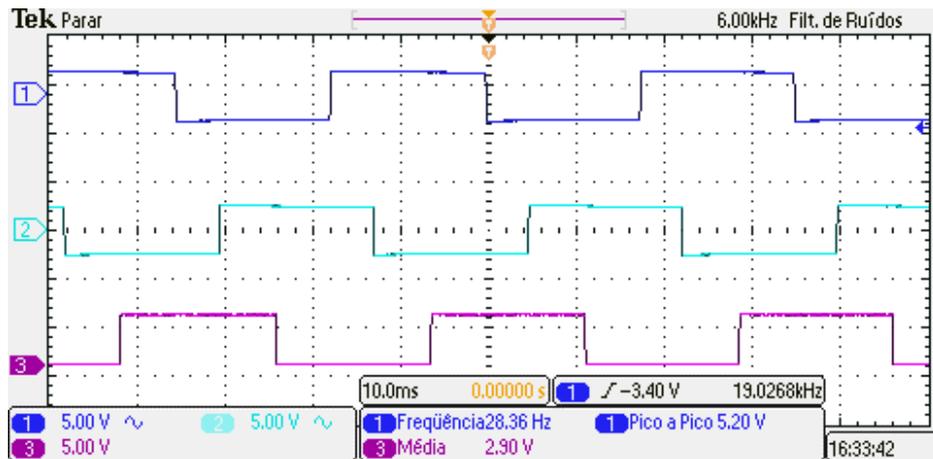


Figura 69: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor *Brushless* rodando a 75 RPM.

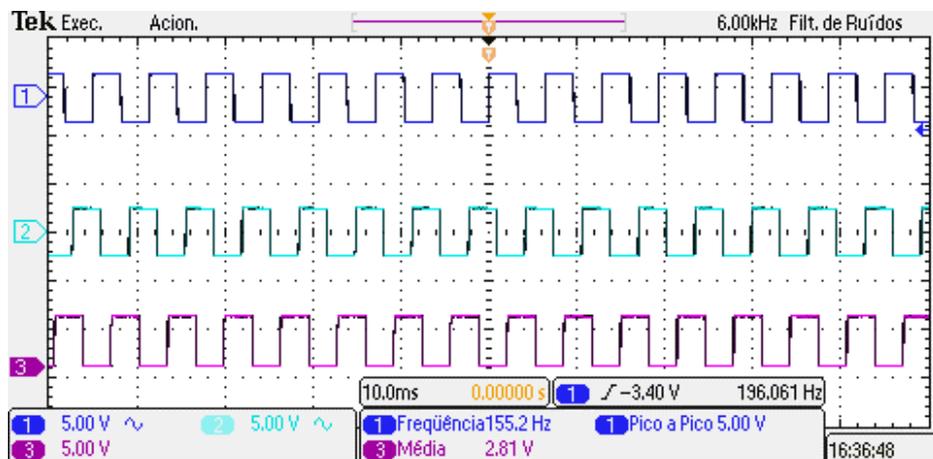


Figura 70: Sequência de acionamento dos sensores Hall do motor *Brushless* rodando a 440 RPM.

A seguir é apresentada uma imagem de um sensor *Hall* usado em motor *Brushless* para controlar a sequência de acionamento dos transistores.



Figura 71: Sensores Hall do motor *Brushless* comercial.

Fonte: <http://letsmakerobots.com/content/ugn3503ua-hall-effect-sensor>

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho de conclusão de curso abordou o motor que mais se usa em veículos elétricos e como controlá-lo usando como referência uma velocidade qualquer estipulada pelo condutor. Para fazer o controle usaram-se controladores do tipo *PI* com coeficientes de amortecimento relativamente baixos a fim de garantir estabilidade ao sistema. Utilizou-se para o controle os referenciais de eixo direto e quadratura da máquina *Brushless*. Fez-se também o ensaio de um motor comercial usado em *Scooters* Elétricas a fim de observar o seu comportamento quando submetido a um torque de carga muito próximo ao seu limite máximo.

Usou-se o software *Simulink* para realizar as simulações e apresentar os resultados obtidos. O uso de software é de fundamental importância para que não haja investimentos em prototipação sem que sejam esgotadas todas as chances de erros e falhas do sistema simulado. Com isso reduz-se as chances de um projeto com falhas ser comercializado e evitam-se possíveis riscos de acidentes.

Os resultados obtidos com o controle vetorial do motor *Brushless* foram condizentes com os esperados, possibilitando a prototipação do sistema de controle e acionamento do motor a fim de aplicá-lo na prática no motor ensaiado.

Com o estudo dos motores *Brushless* pode-se determinar para trabalhos futuros a implementação do driver de potência, a programação do hardware de controle do acionamento das chaves e o desenvolvimento de sistema regenerativo de energia para ser aplicado em veículos elétricos, haja vista que a principal limitação para o seu uso é a baixa durabilidade da carga das baterias.

REFERÊNCIAS

ASTROM, K.J.; HAGGLUND, T. Discrete PID controller, 1995.

BOSE, B.K. Modern Power Electronics And AC Drives. Prentice Hall ,2002.

BARATIERI, C.L. Controle de Velocidade Sensorless de Motores BRUSHLESS DC Submetidos a Variações Periódicas de Carga. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2011.

BARBI, I. A transformação de Park e a máquina simétrica. <<http://www.ivobarbi.com>>. Acesso em: 23 de abril de 2015.

BARBI, I. Estudo da Transformação $\alpha\beta 0$. <<http://www.ivobarbi.com>>. Acesso em: 23 de abril de 2015

CAI, C. Modeling and Simulation of BLDC motor in Electric Power Steering. Asia Pacific Power and Energy Engineering Conference, IEEE, 2010.

CARUSO, J., M. Controle de Velocidade de um MIT Tracionando um Veículo Elétrico. Dissertação de Obtenção de Grau em Engenharia Mecânica, Universidade de Taubaté, 2007.

DARYABEIGI, E. et al., Speed Control of *BRUSHLESS* DC Motors Using Emotional Intelligent Controller. IEEE, 2010.

ELNADY, A.; LIU, Y.F. A Simple and Effective Speed Control Strategy for the *BRUSHLESS* DC Motor. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2007.

FERNANDES, M. LAMAS Modelação e Controlo de Motores DC Brushless. Dissertação de Mestrado, Faculdade De Engenharia Da Universidade Do Porto, 2013.

GRENIER, D.; LOUIS, J.P. Modeling for control of non-sinewave permanentmagnet synchronous drives by extending Park's transformation., IEEE, 1995.

GRENIER, D.; LOUIS, J.P. Use of an Extension of thePark's Transformation to determine Control Laws Applied to a Non-Sinusoidal Permanent Magnet Synchronous Motor. IE-EE, pp.32-37, 1993.

HAFFNER, J.F. Implementação de Controladores PID. Projetos de Sistemas de Controle, Pontifca Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Departamento de Engenharia Elétrica, 2009.

KRAUSE, P.C.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S.D. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE, 2002.

KRISHNAN, R. *Electric Motor Drives - Modeling, Analysis and Control*, Ed. Prentice Hall, 2001.

KRISHNAN, R. *Permanent Magnet Synchronous and BRUSHLESS DC Motor Driver*, Ed. CRC Press of Taylor e Francis Group, 2010.

LEE, D.; AHN, J. A Wide Range Speed Control Method of Compact High Speed BLDCM using PLL Approach. IEEE, 2001.

LEE, D.; AHN, J. A Wide Range Speed Control Method of Compact High Speed BLDCM using PLL Approach. IEEE, 2008.

LU, J.; LIANG, D.; FENG, X. Simulation of Linear BRUSHLESS DC Motor Speed controlled System Based on MATLAB/SIMULINK. IEEE, pp.696-698, 2005.

MATSUI, N.. BRUSHLESS DC Motor Control without Position and Speed Sensors. IEEE, 1992

MOURA, R.L. O uso de Microcontroladores no Acionamento e Controle de Motores BRUSHLESS DC. São Paulo: Universidade de São Paulo, 2010.

PATENÉ, E.J. Implementação de Controle de Velocidade em Malha Fechada para Motores de Corrente Contínua utilizando Sistema de Aquisição de Dados. Mauá: Escola de Engenharia de Mauá do Centro Universitário do Instituto Mauá de Tecnologia, 2008.

PEREIRA, L.F.A.; HAFFNER, J.F. Controladores do tipo Proporcional, Integral e Diferencial. Porto Alegre: Projeto de Sistemas de Controle Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, pp.1-15, 2008.

SRIDOKBUAP, W. I-PD and PD controllers designed by CRA for overhead crane system. International Conference on Control, Automation and Systems, 2007.

SANTOS, A. de O. Desenvolvimento do Time de Futebol de Robôs da categoria Small Size da Fei - ROBOFEI. São Bernardo do Campo: Centro Universitário da FEI, 2007.

VIEIRA, R.P. Servo controle de velocidade aplicado a motores de indução monofásicos sem sensores mecânicos. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.

XIN, X. A new method of BRUSHLESS DC motor control system simulation. IEEE, 2011.

YEDAMALE, P. T.M. BRUSHLESS DC (BLDC) Motor Fundamentals. Microchip Technology, pp.1-20, 2003.

YEO, H. Sensorless Drive for Interior Permanent Magnet *BRUSHLESS* DC motors. IEEE, 1997.