UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Luis Henrique Ost Scher

SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTORES BLDC UTILIZANDO TÉCNICA *SIX STEP* COM CONTROLE DE VELOCIDADE VISANDO TRAÇÃO VEICULAR

Santa Maria, RS, Brasil
2021

Luis Henrique Ost Scher

SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTORES BLDC UTILIZANDO TÉCNICA *SIX STEP* COM CONTROLE DE VELOCIDADE VISANDO TRAÇÃO VEICULAR

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Vieira Padilha

Santa Maria, RS, Brasil
2021

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática
da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Scher, Luis Henrique Ost
Sistema de controle para motores BLDC utilizando técnica *Six Step* com controle de velocidade visando tração veicular / Luis Henrique Ost Scher - 2021
83 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Vieira Padilha
TCC (graduado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2021

1.Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Imãs Permanentes 3. *Six Step* 4. Controle de Velocidade 5. BLDC 6. PMSM

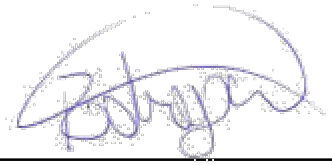
© 2021
Todos os direitos autorais reservados a Luis Henrique Ost Scher. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.
Endereço:
Fone: (51) 9 9635-0995;
Endereço Eletrônico: luishenriqueost@gmail.com

Luis Henrique Ost Scher

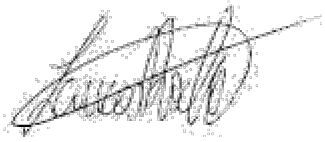
SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTORES BLDC UTILIZANDO TÉCNICA *SIX STEP* COM CONTROLE DE VELOCIDADE VISANDO TRAÇÃO VEICULAR

Trabalho de Conclusão de Curso Apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Aprovado em 10 de Fevereiro de 2021:



Rodrigo Vieira Padilha, Dr. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Lucas Rossato Rocha, Eng. (UFSM)

Marcelo Back de Araujo, Eng. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil
2021

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho à minha família.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Rodrigo Vieira Padilha por ter aceitado comigo este desafio, pelas oportunidades ofertadas, por toda a orientação e troca de conhecimentos durante meu trabalho de conclusão de curso e também como aluno de iniciação científica junto ao GEPOC.

À Universidade Federal de Santa Maria que me abriu diversas portas durante a gradução, à coordenação do curso de engenharia elétrica pelo auxílio quando necessário, à equipe do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) pelo suporte prestado e excelente ambiente de trabalho e também ao CNPq pelo apoio financeiro durante meu período atuando como aluno de iniciação científica.

Agradeço aos meus amigos que fizeram esses cinco anos mais leves, pelo companheirismo dentro e fora das salas de aula e pela mão estendida em momentos de dificuldade.

Ao Thiago Lazzari por todo o conhecimento, toda a orientação durante os quase dois anos de trabalho e bons momentos compartilhados.

Agradeço sobre tudo a minha família, minha mãe Darcila Inês Ost Scher pelo apoio e amor incondicional em todos os momentos, a minha irmã Patricia Scher por nunca ter medido esforços em me ajudar e ao meu pai Mateus João Scher que nunca deixou de me incentivar e dar carinho, agora de uma forma diferente. Meu amor eterno à vocês!

"*Que diremos, pois, diante dessas coisas? Se Deus é por nós, quem será contra nós?* **Romanos 8:31**"

RESUMO

SISTEMA DE CONTROLE PARA MOTORES BLDC UTILIZANDO TÉCNICA *SIX STEP* COM CONTROLE DE VELOCIDADE VISANDO TRAÇÃO VEICULAR

Autor: Luis Henrique Ost Scher
Orientador: Rodrigo Vieira Padilha

Alterações climáticas e o aumento do foco na utilização de recursos renováveis reacenderam o interesse da comunidade internacional pela tração elétrica em um contraponto aos populares sistemas de combustão interna. No passar das últimas duas décadas, diversas topologias foram implementadas fazendo uso de uma combinação entre motores elétricos e a combustão, denominados veículos híbridos, ou através do uso exclusivo da parcela elétrica, chamados veículos puramente elétricos. Nestes fez-se uso principalmente de motores indutivos, síncronos de imãs permanentes e relutância, com cada topologia apresentando vantagens em diferentes pontos. Dentre estes, motores *Brusless DC* mostram-se uma alternativa interessante devido a elevada densidade de potência e eficiência, além da facilidade e baixo custo atrelado ao seu controle, principalmente relacionado a ausência de enrolamentos de campo, onda trapezoidal apresentada por sua força contraeletromotriz e a possibilidade da utilização de sensores de efeito Hall para obtenção da posição rotórica, mostrando-se uma opção extremamente versátil. Desta forma, este trabalho de conclusão de curso apresentará o desenvolvimento e implementação de um sistema de controle para motor *Brushless DC* de rotor externo fazendo uso da técnica *Six Step* com e sem controle de velocidade em malha fechada. Serão discutidos os diferentes modos de implementação da técnica, com a operação utilizando principío de condução em 120º. Em complemento a técnica original, será desenvolvido um sistema de controle em laço fechado visando automatizar o processo de ajuste da velocidade do rotor conforme referências estipuladas, aumento assim a robustez do sistema. Por fim, serão apresentados resultados experimentais obtidos a partir de simulação, com objetivo de validar a teoria apresentada e comparação entre resultados obtidos com e sem uso de malha fechada.

Palavras-chave: 1.Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Imãs Permanentes 3. *Six Step* 4. Controle de Velocidade 5. BLDC 6. PMSM

ABSTRACT

BLDC MOTOR CONTROL SYSTEM USING SIX STEP TECHNIQUE WITH SPEED CONTROL FOR VEHICULAR TRACTION

Author: Luis Henrique Ost Scher
Advisor: Rodrigo Vieira Padilha

Climate changes and the increased focus on the use of renewable resources rekindled the internacional comunity's interest in electrical traction as a counterpoint to the popular internal combustion systems. Over the last two decades, several topologies have been implemented making use of a combination of electric and combustion motors, called hybrid vehicles, or through the exclusive use of the electrical portion, called purely electric vehicles. In these, inductive motors, synchronous permanent magnets and reluctance were used, with each topology presenting advantages at different points. Among these, Brusless DC motors are an interesting alternative due to their high power density and efficiency, in addition to the ease and low cost linked to their control, mainly related to the absence of field windings, trapezoidal wave presented by its counter electromotive force and the possibility of using Hall effect sensors to obtain the rotor position, proving to be an extremely versatile option. In this manner, this undergraduate thesis will present the development and implementation of a control system for external rotor Brushless DC motor using the Six Step technique with and without closed loop speed control. The different modes of implementation of the technique will be discussed, with operation using the 120º conduction principle. In addition to the original technique, a closed loop control system will be developed in order to automate the process of adjusting the rotor speed according to stipulated references, thus increasing the robustness of the system. Finally, experimental results obtained from simulation will be presented, in order to validate the theory and compare the results obtained with and without the use of closed loop.

Keywords: Electrical Engeneering, Permanent Magnet Synchronous Motor, Six Step, Speed Control, BLDC, PMSM

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Reconstrução do Flocken Elektrowagen, criado por Andreas Flocken 25
Figura 1.2 – Esquema de funcionamento do Toyota Prius 27
Figura 1.3 – Linha do tempo de lançamento de VE hibridos e elétricos 28
Figura 2.1 – Curva de rendimento para um motor BLDC 37
Figura 2.2 – Esquema de conexão entre inversor e máquina 38
Figura 2.3 – Formas de onda de corrente e tensão ideais 39
Figura 2.4 – Máquina referência utilizada para modelagem 39
Figura 2.5 – Bancada experimental 40
Figura 2.6 – Esquema de ligação e circuito monofásico equivalente 41
Figura 2.7 – Forma de onda da densidade de fluxo (B) e função da FCEM (f_A) .. 43
Figura 2.8 – Diagrama de blocos do motor modelado 47
Figura 3.1 – Modos de condução para *Six Step* 50
Figura 3.2 – Comparação de disponibilidade de torque para ambos modos de condução. 50
Figura 3.3 – Torque eletromecânico não ideal 51
Figura 3.4 – Topologia para chaveamento 52
Figura 3.5 – Resposta da planta ao degrau unitário 54
Figura 3.6 – Localização das raizes do sistema 54
Figura 3.7 – FCEM, tensão de linha e corrente esperados 55
Figura 3.8 – Esquema para controle de velocidade adotado 56
Figura 4.1 – Topologia do circuito principal da simulação 60
Figura 4.2 – Sinais provenientes dos sensores de efeito Hall e seus correspondentes setores. 61
Figura 4.3 – Comparação entre setor e posição elétrica estimada 61
Figura 4.4 – Modelagem de um sistema de controle para controle em malha aberta de um motor BLDC 62
Figura 4.5 – Correntes de fase normalizadas, em malha aberta (T_L = 100 N·m) . 63
Figura 4.6 – Comportamento da corrente e velocidade para diferentes valores de carga aplicada ao eixo 64
Figura 4.7 – Correntes de fase para operação em malha aberta 65
Figura 4.8 – Torque eletromagnético (T_e) 66
Figura 4.9 – Comparação entre forma de onda da P_{in} e T_e 67
Figura 4.10 – Tensão de linha V_{ab} simulada (Malha Aberta) 68
Figura 4.11 – Comportamento da corrente de fase e tensão de linha durante transiente de partida 69
Figura 4.12 – Modelagem do sistema utilizando controle em malha fechada 70
Figura 4.13 – Velocidade de referência *versus* velocidade do rotor 71
Figura 4.14 – Resposta ao degrau de carga e velocidade 72
Figura 4.15 – Corrente de fase A acompanha de ampliações demonstrando o *ripple* de corrente 73
Figura 4.16 – Comparação entre correntes de fase normalizadas operando em malha aberta e malha fechada 73
Figura 4.17 – Corrente em velocidade nominal 74
Figura 4.18 – Corrente de fase durante comutação 75
Figura 4.19 – Tensão de linha V_{ab} (malha fechada) 76

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Setores em função da resposta obtida a partir dos sensores de Efeito Hall 38
Tabela 3.1 – Lógica de chaveamento 52
Tabela 3.2 – Parâmetros da máquina 53
Tabela 4.1 – Tempos de chaveamento conforme Figura 4.11 69
Tabela 4.2 – Tabela de degraus na velocidade de referência 70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

VE	*Veículo Elétrico*
VEH	*Veículo Elétrico Híbrido*
MCI	*Motor de Combustão Interna*
ME	*Motor Elétrico*
PMSM	*Permanent-Magnet Synchronous Motor*
BLDC	*Brushless DC Motor*
IP	*Imã Permanente*
CC	*Corrente Contínua*
CA	*Corrente Alternada*
VETH	*Veículo elétrico Totalmente Híbridos*
VEHA	*Veículo elétrico Híbridos Assistido*
VELH	*Veículo elétrico Levemente Híbrido*
SPE	*Semiplano esquerdo*
PI	*Proporcional e Integral*
MA	*Malha aberta*
MF	*Malha fechada*
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*

LISTA DE SÍMBOLOS

B	*Densidade de fluxo magnético*
S	*Raio do rotor*
N	*Número de espiras do enrolamento*
I_d	*Corrente d-axis em regime permanente circulando para fem motora em referencial rotórico*
I_p	*Corrente de pico para fase do motor BLDC*
I_{ps}	*Corrente de picO para fase do motor PMSM*
I_{ps}	*Corrente RMS de* I_{sy}
P_{PMSM}	*Potência elétrica de um motor PMSM*
P_{BLDC}	*Potência elétrica de um motor BLDC*
E_m	*Amplitude da forma de onda da FCEM*
I_m	*Amplitude da forma de onda da corrente*
phi	*Diferença de fase entre a corrente e tensão*
I_d	*Corrente do eixo d em regime permanente para referência rotórica*
I_sy	*Corrente RMS de fase para uma máquina síncrona*
I_p	*Corrente de pico para motor BLDC*
I_{ps}	*Corrente de pico para motor PMSM*
ω_e	*Velocidade angular elétrica*
p	$d/dt - Derivadacomrelaçãoaotempo$
ω_n	*Frequência natural de ressonância não amortecida*
ζ	*Taxa de amortecimento de um sistema de* 2^a *ordem*
M_p	*Valor máximo de sobreelevação*
t_s	*Tempo de acomodação*
$\mathcal{E}$	*Erro emm relação ao valor em regime permanente*
ω_{ref}	*Velocidade de referência*
ω_r	*Velocidade do rotor*
θ_r	*Posição mecânica*
θ_e	*Posição elétrica*
R	*Resistência do estator*
L_s	*Indutância do estator*
P	*Número de polos*
ke_x	*Constante da FCEM*
ϕ_{pm}	*Fluxo magnético dos imãs permanentes*
B_{cav}	*Coeficiente de atrito viscoso*
J	*Momento de inércia*
τ	*Coeficiente de tempo*
θ_0	*Posição inicial*
T_L	*Torque de carga*
T_e	*Torque eletromagnético*
V_{triang}	*Amplitude de tensão da fonte com tensão triangular*

ω_{ref}	*Velocidade de referência*
I_{ripple}	*Corrente de Ripple*
T_C	*Período de condução*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 25
1.1 Motivação 25
1.2 Revisão Bibliográfica 27
1.3 Objetivos 33
2 MÁQUINAS DE IMÃS PERMANENTES 35
2.1 Máquina Síncrona de Imãs Permanentes e Brushless DC Motor 35
2.2 Modelagem Matemática 40
2.2.1 Função de Transferência 46
3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E ACIONAMENTO 49
3.1 Six Step 49
3.2 Controle Six Step em malha aberta 52
3.3 Controle Six Step em malha fechada 55
3.3.1 Projeto de Ganhos Para Lei de Controle 56
3.4 Estimação da posição rotórica 56
4 RESULTADOS 59
4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO 60
4.1.1 Posição 60
4.1.2 Operação em Malha Aberta 62
4.1.3 Operacão em Malha Fechada 69
5 CONCLUSÃO 77
5.1 Propostas Para Trabalhos Futuros 78
REFERÊNCIAS 79

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO

O interesse por veículos elétricos surgiu junto a expansão da disponibilidade de energia elétrica e avanços no desenvolvimento de baterias e máquinas elétricas. Os primeiros veículos com potencial prático surgiram em torno do final do século XIX. Na Europa, em 1888, o engenheiro alemão Andreas Flocken foi o responsável por introduzir um dos primeiros veículos com tração elétrica viável, apresentado na Figura 1.1 (MATULKA, 2014).

Figura 1.1 – Reconstrução do Flocken Elektrowagen, criado por Andreas Flocken

Fonte: (HENRYSIRHENRY, 2011)

Na América do Norte, o primeiro modelo de sucesso foi lançado no começo da década de 1890 pelo inventor e químico William Morrison. Era composto fundamentalmente por uma carruagem, um sistema de bateria e um motor elétrico responsável pela tração. A carruagem transportava até seis pessoas e atingia velocidade máxima de aproximadamente 22 km/h. (MATULKA, 2014).

Assim como o interesse por propulsão elétrica em automóveis, aplicações de motores elétricos em bicicletas e *scooters* tem seus primórdios entre o final do século XIX e começo do século XX. Em 1897, Ogden Bolton Jr. registrou patente (US552271A) (JR, 1897) de uma bicicleta elétrica em que detalhava seu funcionamento e construção, enquanto a primeira *scooter* elétrica entrou no mercado em 1918, quando a Eveready Battery Co. comprou a empresa Autoped Company – produtora de *scooters* movidas a combustão – e modificou o design introduzindo uma bateria e motor elétrico. Estas apresentavam uma alternativa interessante e revolucionária para a época, entretanto, um tanto custosa, não

foram capazes de cativar grandes massas a ponto de tornarem-se o sucesso prometido (MANSKY, 2019; JR, 1895; MEARTH, 2020).

No começo do século XX, veículos com motor de combustão interna (MCI) já haviam adentrado o mercado e ofereciam concorrência aos modelos que utilizavam motores elétricos. Entretanto, motores que faziam uso de combustíveis fósseis tinham suas desvantagens, como os gases emitidos pelo escapamento, barulho e dificuldades na partida, tornando-os menos atrativos para o mercado.

Esse cenário se manteve até meados de 1910, período em que carros como o *Model T* da fabricante Ford foram lançados, tornando os veículos a combustão interna amplamente acessíveis. Em pouco menos de cinco anos, carros a combustão chegavam a custar metade do preço quando comparado as opções com propulsão elétrica (LAZZARI, 2020) (Momoh; Omoigui, 2009). Isso somado a melhoria das estradas, responsáveis por facilitar longos deslocamentos (ponto fraco dos veículos elétricos (VE) devido a baixa concentração de energia na bateria), o barateamento da gasolina, invenções tais como a partida elétrica desenvolvida por Charles Kettering, e a rápida ampliação da rede de postos de combustíveis decretaram o fim da corrida entre VE e veículos a combustão no século XX (MATULKA, 2014).

Devido ao grande interesse em torno de veículos movidos por MCI e o foco das grandes montadoras, o rumo das pesquisas foi alterado, corrigindo muitas das falhas que o mecanismo apresentava, como a necessidade de partida manual e melhoria de rendimento.

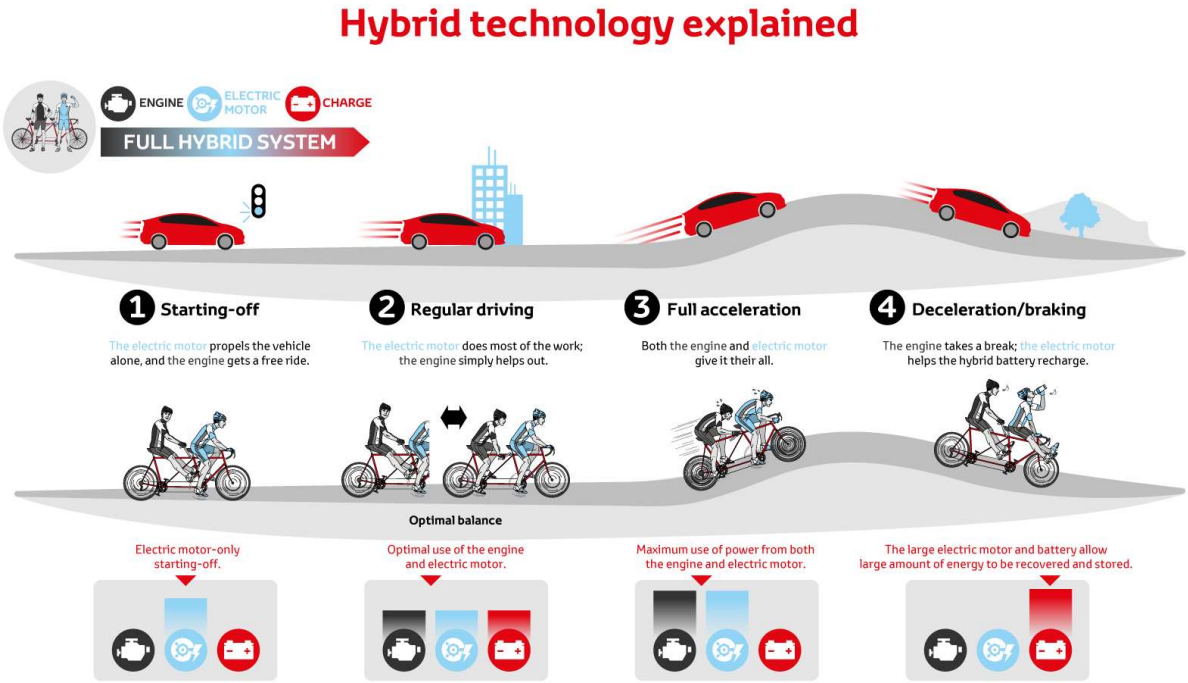
Novos combustíveis foram introduzidos no mercado, assim como diferentes modelos que abrangiam as mais diversas necessidades do consumidor. Somente no ano 2000, foram produzidos 41.215.653 carros de passeio (WORLDOMETER, 2020). Com o elevado número de veículos circulando nas ruas, preocupações ambientais foram levantadas.

Aproveitando o sentimento da comunidade internacional com relação à necessidade de um método de transporte que fosse amigável ao meio ambiente, grandes montadoras começaram a introduzir uma solução que atingia um meio termo entre o custo-benefício do motor a combustão e a alta eficiência e emissões nulas dos motores elétricos, os chamados veículos elétricos híbridos (VEH).

Quando introduzidos, essa classe de automóveis conseguiu unir a praticidade de atingir longas distâncias e rápido abastecimento fornecidos pelo motor a combustão e a economia e eficiência dos motores elétricos.

Um dos precursores e mais famoso veículo hibrido foi o *Toyota Prius*, introduzido pela primeira vez em 1997 este modelo não necessitava recarga da bateria por parte do usuário, com essa função sendo repassada ao motor de combustão e também ao sistema de frenagem regenerativa (TOYOTA, 2015). O funcionamento completo é apresentado na Figura 1.2.

Figura 1.2 – Esquema de funcionamento do Toyota Prius



Fonte: (TOYOTA, 2020)

A introdução de veículos híbridos estilo *plug-in* e não-*plug-in*, que podem ou não usar alimentação externa para recarga da bateria, respectivamente, avanços na tecnologia das baterias e aumentos históricos no preço do barril de petróleo tais como o de 1970 reacenderam o interesse por pesquisa e desenvolvimento de VE (LARMINIE; LOWRY, 2012).

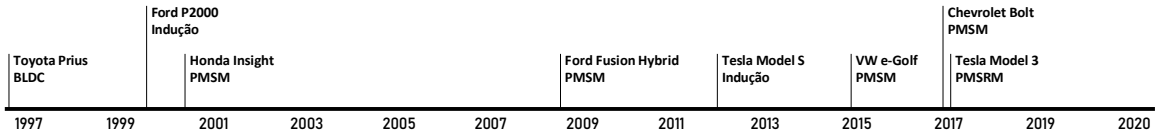
Fazendo uso de tecnologias modernas e eficientes, pioneiras tais como a Tesla, fundada em 2003, que em 2008 lançou seu primeiro veículo 100% elétrico de alta performance (utilizando motores de indução), provaram a viabilidade e praticidade de VE no século XXI (TESLA, 2020).

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

O desenvolvimento de veículos com tração eletrificada na história recente teve início junto a introdução de veículos elétricos híbridos (VEH), unindo a longa autonomia de MCI a economia proporcionada pela tração elétrica. O primeiro modelo com produção em massa introduzida no mercado foi o Toyota Prius, fazendo uso de um motor do tipo *Permanent-magnet Brushless DC*, também conhecido como BLDC, lançado em 1997. No ano 2000 a montadora Ford lançou o modelo P2000, que fazia uso de motor de indução trifásico, tendo como fonte de energia um sistema de célula combustível alimentada por

hidrogênio (Chan; Wong, 2004b). Uma linha de tempo é apresentada na Figura 1.3.

Figura 1.3 – Linha do tempo de lançamento de VE hibridos e elétricos



Fonte: (Chan; Wong, 2004b; TOYOTA, 2015; RIBEIRO, 2020; TESLA, 2012; HALVORSON, 2015; TRINDADE, 2016)

A aplicação de tração com base em motores elétricos (ME) apresenta vários níveis e formas construtivas. Automóveis podem depender de apenas fontes elétricas de tração, com um ou mais motores, ou atuar de forma híbrida, com a presença de MCI e ME atuando de forma conjunta e/ou isolada.

As duas principais formas construtivas utilizadas para VEH são conexão série e e paralela.

A. *Conexão Série:* Nesta implementação a tração não é realizada, em nenhum momento, pelo motor de combustão interna (Chan; Wong, 2004a). O combustível é consumido por um MCI, que acoplado a um gerador, é responsável por carregarr o sistema de baterias e fornecer energia para o motor elétrico, que por sua vez é responsável por tracionar o veículo. A vantagem deste sistema está na ausência de porções mecânicas outrora necessárias para conexão entre o motor a combustão e rodas, tornando o sistema mais confiável. No entanto, a combinação motor-gerador possui eficiência menor que um sistema convencional de transmissão, diminuindo os ganhos na eficientização total do sistema. Estes veículos se sobressaem em situações onde se faz necessário parar e acelerar o veículo diversas vezes, tais como ônibus e tráfego dentro de centros urbanos (Emadi; Lee; Rajashekara, 2008).

B. *Conexão Paralela:* Este modo de conexão combina de forma paralela, assim como o nome sugere, ambos os motores, com a potência podendo ser fornecida tanto pelo MCI quanto ME, unindo de forma eficiente os beneficios de cada um com a possibilidade de apresentar diferentes configurações de distribuição, dependendo da filosofia de projeto adotada. Os duas fontes podem ser utilizadas em conjunto ou individualmente, necessitando de um robusto sistema de controle. Toyota Prius e Honda Insight são dois exemplos de VEH que fazem uso deste modelo construtivo (Emadi; Lee; Rajashekara, 2008).

Além das duas formas mais populares citadas acima, a indústria automotiva também tem direcionado sua atenção a novas maneiras de conexão e integração. Um bom

exemplo disso é, segundo Emadi, Lee e Rajashekara (2008), *Crankshaft-Mounted ISG System*, que une em um mesmo eixo o MCI e ME conectados em série, com a máquina elétrica atuando como um motor de partida e gerador. Em aplicações usuais para veículos não elétricos existem um motor de partida responsável por oferecer o torque inicial necessário para que o MCI inicie sua rotação e, separadamente, um alternador com objetivo de carregar a bateria do veículo e fornecer potência para os demais componentes elétrico-eletrônicos do sistema.

Sistemas ISG, do inglês *Integrated Starter Generator*, tem como objetivo unir ambas funções em um único sistema, capaz de eficientizar situações de parada-partida (momento onde MCI apresentam consumo elevado) e capacidade de oferecer maior potência de saída quando comparado a alternadores usuais (Jain et al., 2006; Emadi; Lee; Rajashekara, 2008). Vishwakarma, Rao e Landge (2018), Xiaogang Wu et al. (2011) e Hu Zhong et al. (2008) apresentam estudos e resultados relacionados ao projeto mecânico e controle deste tipo de sistema.

Como comentado anteriormente, além das formas construtivas também existem classificações relacionadas aos níveis de hibridização, que, de acordo com Momoh e Omoigui (2009), são três: veículos elétricos totalmente híbridos, assistidos e levemente híbridos.

A. *Veículo Elétrico Totalmente Híbrido (VETH):* VEs enquadrados nesta categoria são os mais versáteis. Estes podem operar fazendo uso apenas do sistema movido a combustão interna, somente com o ME ou uma combinação de ambas. Estes automóveis possuem um conjunto mecânico diferencial responsável por controlar o acoplamento entre eles e a transferência de potência ao trêm de força. No entanto, é exigido um conjunto de baterias maior quando comparado aos demais graus de hibridização, visto a alta necessidade de potência exigida pelos ME, tornando-se mais custoso.

B. *Veículo Elétrico Híbrido Assistido (VEHA):* Para esta aplicação, diferente de VETH, o automóvel não pode ser movido apenas por tração eletrificada. Neste grau o motor elétrico serve como um adicional de potência ao MCI, tracionando as rodas de forma paralela. Seu acionamento pode se dar em situações em que é exigida alta potência por parte do usuário, situações de parada-partida ou momentos onde se deseja realizar economia de combustível. Devido a potência reduzida do ME, o sistema de baterias pode ser reduzido, cortanto custos e peso total.

C. *Veículo Elétrico Levemente Híbrido (VELH):* Uma simples, porém explicativa descrição deste sistema é dada por Momoh e Omoigui (2009) em seu trabalho, dizendo: "*Estes são veículos convencionais com motores de partida superdimensionados*". Este sistema permite que o MCI seja desligado em situações em que o automóvel esta freando ou parado e ainda assim oferece uma partida eficiente e rápida, além de poder ser usado para frenagem regenerativa. A descrição de sistemas

ISG se enquadra muito bem nesta classificação. Esta é uma categoria que promove discussões se realmente pode ser considerada híbrida, visto a extrema dependência do MCI.

Por fim, tem-se os veículos chamados puramente elétricos (VPE). Aqui o MCI é completamente descartado, tendo como única forma de tração motores que fazem uso de potentes bancos de baterias e/ou células combustível. As implementações são as mais diversas, podendo apresentar tração dianteira, traseira, integral (com um motor e transferência de torque para todas as rodas ou integral com dois ou mais motores espalhados pela estrutura).

Topologias incluem transmissão de potência através de conjuntos mecânicos ou implementação de motores do tipo *outter-rotor* (rotor externo, em tradução do inglês), onde são fixados junto as rodas, promovendo controle ótimo da distribuição de torque e minização de perdas associados a componentes mecânicos, no entanto, exigindo alta densidade de potência e formatos reduzidos.

Além do retorno da tendência de tração eletrificada em automóveis, aproveitou-se os avanços em eletrônica de potência, topologias de motores, baterias com maior densidade de potência e barateamento dos circuitos controladores para expandir as aplicações a diversas áreas ainda não exploradas – caso de drones – e também revisitar setores que antes se mostravam economicamente inviáveis, tais como bicletas elétricas e *scooters*.

Apesar de motores em corrente contínua (CC) terem sido a principal opção nos primórdios graças a facilidade de controle, atualmente perderam sua relevância devido a necessidade de manutenção e avanço da eletrônica de potência, responsável pelo barateamento e facilidade na aplicação de modernas técnicas de controle vetorial, altamente precisas, abrindo caminho para a utilização de topologias baseadas em corrente alternada (CA).

De acordo com Chan (1993), motores CA podem ser classificados em dois grandes grupos de acordo com a forma de onda da tensão de alimentação, sendo onda senoidal ou retangular. Motores de indução (MI) e motores síncronos são alimentados através de tensão senoidal simples, funcionando sem o auxilio de controladores. Tomando como base os motores síncronos e substituindo seus enrolamentos de campos por imãs permantentes (IP), tem-se os chamados motores síncronos de ímãs permanentes (MSIP) – em inglês, e no restante deste trabalho, chamados de *Permanent-Magnet Synchronous Motor* (PMSM). Estes são subdivididos em duas categorias, *surface-mounted*, onde os IP são fixados na superficie da estrutura magnética do rotor e *interior-mounted*, quando tem-se os IP inseridos dentro da estrutura do rotor. Conforme exposto por Chau (2015), para estruturas do tipo *interior-mounted* destacam-se:

- Em ranhuras: Ímãs são inseridos em ranhuras perfuradas na superficie do rotor, porém não totalmente inseridos na estrutura, em uma tradução livre descritos como

"superficie interna". Em análise no referêncial estacionário dq, a indutância no eixo q se torna maior que presente no eixo d, produzindo torque de relutância adicional. Como neste sistema os imãs estão inseridos na estrutura, sua integridade mecânica é considerada maior quando comparado ao montado sobre a superfície do rotor.

- Internos radiais: Completamente inseridos dentro do rotor, em um arranjo de magnetização radial, é uma opção interessante para aplicações em alta velocidade, visto que não existe a possibilidade dos ímãs desprenderem-se da estrutura. Ao contrário do formato utilizado para implementação em ranhuras, os ímãs apresentam construção linear, com produção e inserção facilitada e geração de torque de relutância adicional.

- Circunferencial interior: Completamente inseridos e com magnetização circunferencial, este tipo de construção tem como vantagem maior densidade de fluxo no entreferro, podendo também ser chamado de concentrador de fluxo. No entanto, apresenta como ponto negativo o alto fluxo de dispersão nas extremidades internas dos IP, necessitando materiais não magneticos para o eixo, podendo comprometer a capacidade mecânica para a situação de torção.

Para IP montados na superficie tem-se como vantagem a facilidade de instalação. Como a indutância nos enrolamentos para os eixos dq é muito próxima, o torque por relutância tende a zero. Esta implementação pode apresentar problemas mecânicos relacionados a altas velocidades em situações em que os IP não são devidamente fixadas, podendo desfixar-se em situações extremas (CHAU, 2015).

Dentre as opções presentes no mercado, para aplicações em VE se destacam os motores tipo *permanent-magnet synchronous* (PMSM), *switched reluctance* (motor de relutância), BLDC e indução.

Motores de indução são ótimos candidatos em função de sua alta confiabilidade, robustez e baixa manutenção, além de serem amplamente estudados. No entanto, a redução de eficiência e menor torque disponível na região de potência constante quando comparado a solução com base em ímãs permanentes são alguns dos pontos que o afetam negativamente em aplicações voltadas a VE (Hashemnia; Asaei, 2008).

Além de classificações relacionadas a fixação dos IP, motores síncronos de ímãs permanentes são usualmente divididos em duas categorias, de acordo com a distribuição do fluxo no entreferro e arranjo dos enrolamentos no estator. Quando utilizado arranjo distribuído para os enrolamentos e fluxo senoidal no entreferro a máquina opera como um motor síncrono de ímãs permanentes (*Permanent-magnet Synchronous Motor - PMSM*), adotando estratégia sofisticadas de controle tais como *Field-Oriented Control (FOC)* e controle direto de torque. Na configuração de enrolamentos concentrada e fluxo trapezoidal a máquina opera como um motor CC sem escovas, sendo classificado como *Brushless*

DC Motor - BLDC, podendo ser controlada utilizando técnicas mais eficientes e computacionalmente menos exigentes, como *Six Step* (CHAU, 2015).

Como discutido, motores BLDC são ótimos candidatos para implementações de alta velocidade graças a robusta construção apresentada pelo seu rotor (Sue et al., 2010), alta densidade de potência e torque de partida, fazendo deles uma ótima alternativa no desenvolvimento de *scooter*, bicletas elétricas (KUDELINA et al., 2020) e drones.

Diversos estudos foram desenvolvidos durante a útlima década focando na otimização do design, fluxo magnético do motor e controladores de alta performance aplicados a *scooters*, uma ótima alternativa de transporte em grandes centros, sendo uma opção que oferece baixo custo e tamanho reduzido (Markovic et al., 2010; Shenoy; Kumar, 2016; Bianchi; Bolognani; Zigliotto, 2001; Ravi; Ekram; Mahajan, 2006; YUNIARTO; RIJANTO; MUKHLISIN, 2019). Diversas empresas apostaram neste mercado, sendo exemplos a Lime, Bird e Uber, no sistema de aluguel, com seus patinetes espalhados por diversas cidades do Brasil e mundo.

Drones, veículos aéreos não tripulados, também se beneficiam das vantagens de torque, potência e tamanho reduzido apresentado pelos motores BLDC. No mercado, encontram-se desde aplicações voltadas a vídeo e fotografia ofertadas por empresas como a DJI (DJI, 2016), entrega de produtos como feito pela Amazon (JUNG; KIM, 2017), aplicação de pesticidas (Yallappa et al., 2017), entre outros.

Ainda na procura por eficiência, conforto e uma forma alternativa a transportes alimentados por combustíveis fósseis, o desenvolvimento de bicicletas elétricas voltou ao foco do mercado.

Este modelo de transporte apresenta características interessantes como o baixo custo de compra, desenvolvimento e formato compacto, atraindo a atenção de consumidores e Engenheiro que buscam entrar no mercado de tração elétrica, porém não podem e/ou não tem a intenção de realizar grandes investimentos (Dimitrov, 2018). Além de estudos focando na modelagem e design de motores BLDC para aplicação em bicicletas como o apresentado por Adnan e Ishak (2009), o controle destas se mostra muito bem estudado, fazendo uso de técnicas de lógica fuzzy, frenagem regenerativa e demais formas de controle adaptativo com base na carga (Rakhmawati; Irianto; Ruwano, 2019; Somchaiwong; Ponglangka, 2006; Kai; Dejun, 2017).

Tendo em mente os pontos apresentado, com foco voltado a eficiência, densidade de potência, formato, controlabilidade e objetivo de aplicação, para este trabalho, decidiu-se focar o estudo em motores BLDC.

Os níveis de complexidade no controle de motores *Brushless DC* variam de acordo com a necessidade da aplicação e sensibilidade a distúrbios, presentes principalmente no torque eletromagnético. A técnica *Six Step* é frequentemente utilizada devido a sua estrutura simplificada de implementação associada a baixa instrumentação necessária para realizar o controle. Rakhmawati, Dwi Murdianto e Wildan Alim (2018) apresentam o

desenvolvimento de um sistema que faz uso de um inversor trifásico controlado utilizando a técnica *Six Step*, com adição de um laço fechado e compensador proporcional integral de modo a realizar o controle de velocidade do motor, com apresentação de resultados que comprovam a eficácia da metodologia. No entanto, como será discutido em seguida, esta técnica apresenta elevado *ripple* de torque, impossibilitando sua utilização em operações sensíveis.

Com objetivo de resolver esta falha e melhorar a performance em geral, estudos como o apresentado por Xia et al. (2014) focam no melhor controle de corrente em fases não comutadas a fim de diminuir ondulação de torque. Já o trabalho desenvolvido por Lazor e Stulrajter (2014) tenta resolver o mesmo problema fazendo uso de controle de orientação de fluxo, reduzindo significativamente o *ripple* introduzido, enquanto metodologias recentes estão voltando sua atenção para utilização de controles neurais, como estudado por Xiao et al. (2012) e Utomo, Rizal e Gaffar (2017).

1.3 OBJETIVOS

Este trabalho objetiva desenvolver um sistema de controle para motores BLDC utilizando a técnica de controle *Six Step* com e sem adição de malha fechada para controle de velocidade, com aplicação voltada a tração elétrica de veículos.

De forma específica:

- Obter o modelo matemático que representa o motor a ser utilizado;
- Estudo e desenvolvimento da técnica de controle, com definição e projeto do controlador a ser utilizado;
- Desenvolver, em ambiente de simulação, a modelagem equivalente ao sistema necessário para acionamento e operação de um motor BLDC com aplicação de técnica Six Step;
- Estudo e aplicação de controle em malha fechada em concomitância a técnica *Six Step*;
- Extração de resultados através de simulação e posterior análise comparativa entre implementações, tomando como referência resultados presentes na literatura de modo a comprovar o correto funcionamento do sistema.

2 MÁQUINAS DE IMÃS PERMANENTES

Neste capítulo serão apresentadas as principais características e diferenças dos motores PMSM e BLDC, com posterior análise matemática para máquinas *Brushless DC*.

2.1 MÁQUINA SÍNCRONA DE IMÃS PERMANENTES E BRUSHLESS DC MOTOR

Segundo Krishnan (2010) e Chau (2015), graças a maior proporção entre o valor RMS e o valor de pico da densidade de fluxo, motores BLDC apresentam densidade de potência 15% a 33% maior quando comparados a PMSM, considerando perdas elétricas no cobre iguais em ambas as máquinas e correntes nominais de mesmo valor, respectivamente, demonstrado matematicamente através das Equações (2.3) e (2.8). Devido a sua forma de controle, o tempo de condução para uma fase em um motor BLDC é 2/3 relativo ao PMSM, com apenas dois transistores conduzindo ao oposto de três em todo instante, reduzindo perdas por chaveamento e melhorando a performance térmica visto que os dispositivos possuem tempo maior de resfriamento entre atuações. Para ambas as máquinas, a potência pode ser obtida através da soma-produto da corrente e tensão em cada fase. Desta forma, de acordo com Nam (2010), as Equações (2.1) e (2.2) apresentam a potência em ambas as máquinas.

$$P_{PMSM} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = \frac{3E_m I_m}{2} \cos\phi \tag{2.1}$$

$$P_{BLDC} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = 2E_m I_m \tag{2.2}$$

Em que:

- E_m: Amplitude da forma de onda da FCEM;
- I_m: Amplitude da forma de onda da corrente;
- ϕ: Diferença de fase entre a corrente e tensão.

Tomando como base valores nominais de corrente para ambas as máquinas, diz-se que as correntes serão iguais e denominadas por I_p (CHAU, 2015).

$$\text{Razão de Potência} = \frac{2E_m I_p}{(3/2)E_m I_p \cos\phi} = \frac{1.33}{\cos(\phi)} \tag{2.3}$$

Tomando como base perdas por condução iguais em ambas as máquinas, uma abordagem diferente é apresentada por Krishnan (2010). Sendo I_{sy}, I_d, I_{ps} e I_p corrente

RMS de fase para uma máquina síncrona, corrente do eixo d em regime permanente para referência rotórica, corrente de pico para o motor PMSM e BLDC, respectivamente, temos que:

$$I_{sy} = \frac{I_{ps}}{\sqrt{2}} \tag{2.4}$$

$$I_d = I_p\sqrt{\frac{2}{3}} \tag{2.5}$$

Igualando as perdas por condução

$$3I_{sy}^2 R_a = 3I_d^2 R_a \tag{2.6}$$

Substituindo (2.4) e (2.5) em (2.6), obtemos:

$$I_p = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{ps} \tag{2.7}$$

Reescrevendo novamente a razão de potência com base na Equação (2.7)

$$\text{Razão de Potência} = \frac{2E_m(\sqrt{3}/2)I_p}{(3/2)E_m I_p \cos\phi} = \frac{1.15}{\cos(\phi)} \tag{2.8}$$

Devido a técnicas de controle simplificadas, motores BLDC apresentam menor complexidade e custo de operação, lembrando também que graças a forma de onda retangular a síntese da corrente é facilitada, em oposição a senoidal exigida para PMSM. Não se faz necessário utilização de sensores de alta precisão, sendo possível operar o motor fazendo uso de sensores de Efeito Hall que apresentam maior facilidade na instalação quando comparado a instrumentação exigida por PMSM.

No entanto, características construtivas e de controle acabam introduzindo *ripple* de torque na operação, sendo superior ao encontrado em PMSM, principalmente devido a presença de variações abruptas de corrente que acabam por introduzir pulsos de tensão ao sistema devido a impossibilidade de sua variação instantânea. Em implementações de baixo nível este problema pode ser desconsiderado, porém em aplicações sofisticadas é considerado inviável. Este problema pode ser minimizado através do controle de corrente (KRISHNAN, 2010).

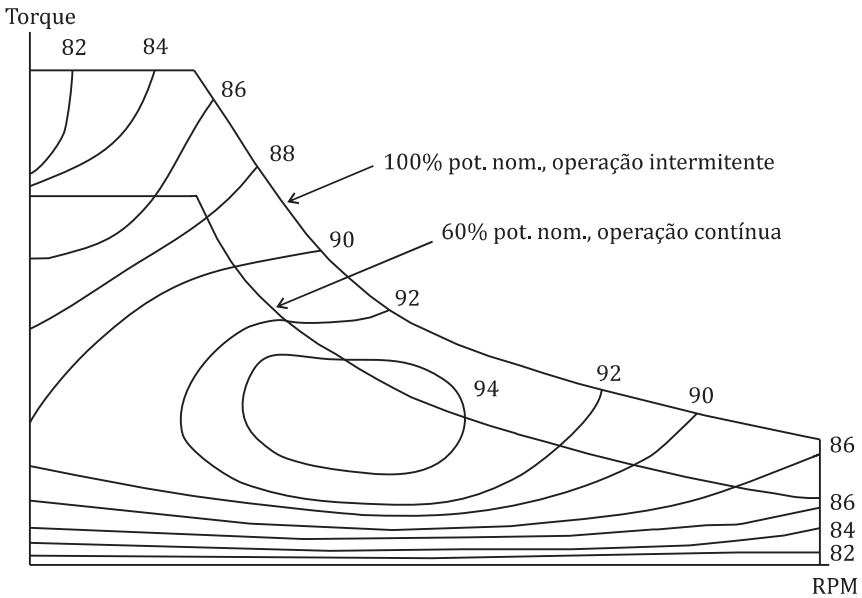
Ao utilizar ímãs permanentes (IP) como formadores do campo magnético faz-se possível reduzir as perdas por condução no cobre, a performance térmica é melhorada ainda mais, a confiabilidade do sistema é considerada maior, e quando feito uso de IP de alta densidade energética é possível diminuir o tamanho da máquinas aumentado a densidade de potência (CHAU, 2015).

Apesar de máquinas BLDC possuírem grandes qualidades, ainda sofrem de problemas relacionados ao alto custo associado aos IP de alta energia provenientes de terras-

raras, dificuldades mecânicas introduzidas em sistemas com imãs fixados na superfície do rotor, especialmente em altas velocidades, não-controlabilidade do fluxo magnético limitando a região de potência constante e desmagnetização associada a reações de armadura ou altas temperaturas, quando mal projetado.

A Figura 2.1, adaptada de Hashemnia e Asaei (2008), apresenta a curva de rendimento para um motor BLDC.

Figura 2.1 – Curva de rendimento para um motor BLDC



Fonte: Adaptado de (Hashemnia; Asaei, 2008)

Como dito anteriormente, uma das possíveis maneiras de controlar um motor BLDC se faz através do uso de sensores de Efeito Hall instalados junto ao estator, que serão utilizados para determinar o setor no qual o rotor se encontra. Para uma máquina trifásica é preciso três sensores defasados 120º, fornecendo resolução de 60º e seis posições absolutas (setores). A Tabela 2.1 apresenta os setores correspondentes aos sinais lidos.

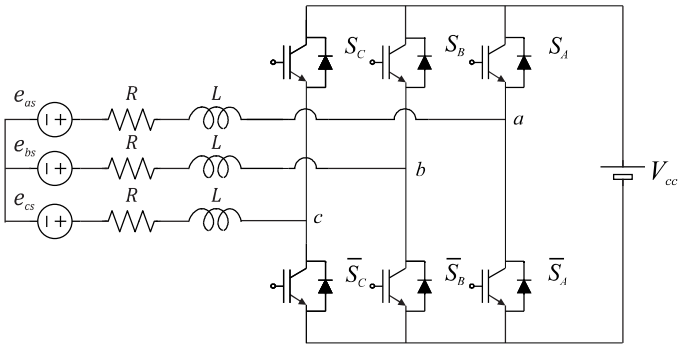
Tabela 2.1 – Setores em função da resposta obtida a partir dos sensores de Efeito Hall

Setor	θ	Saída Sensor Hall		
		H_a	H_b	H_c
1	0-60	0	1	1
2	60-120	0	0	1
3	120-180	1	0	1
4	180-240	1	0	0
5	240-300	1	1	0
6	300-360	0	1	0

Fonte: Autor.

Estes sinais serão então utilizados para realizar o chaveamento das fases conforme a posição θ. A Figura 2.2 apresenta a topologia de inversor utilizada junto a modelagem da máquina.

Figura 2.2 – Esquema de conexão entre inversor e máquina



Fonte: Autor.

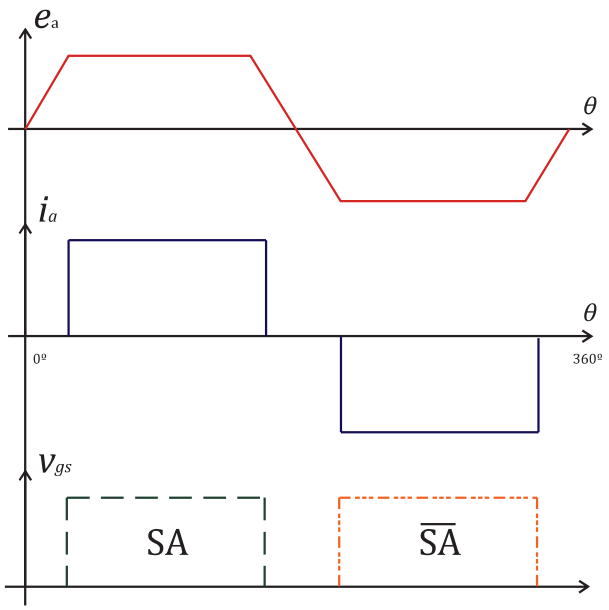
Como o fluxo magnético no entreferro apresenta característica trapezoidal, a tensão induzida nas fases seguirá este comportamento, que segundo Xia (2012), pode ser descrita conforme a Equação (2.9).

$$e_{\mathrm{A}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[NS\int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x)\mathrm{d}x\right] \tag{2.9}$$

Em que B representa a densidade de fluxo magnético em x, S o produto do raio do rotor e comprimento do condutor e N o número de espiras do enrolamento. A forma de onda ideal está apresentada na Figura 2.3, onde V_{gs} representa a tensão aplicada a base

do transistor.

Figura 2.3 – Formas de onda de corrente e tensão ideais

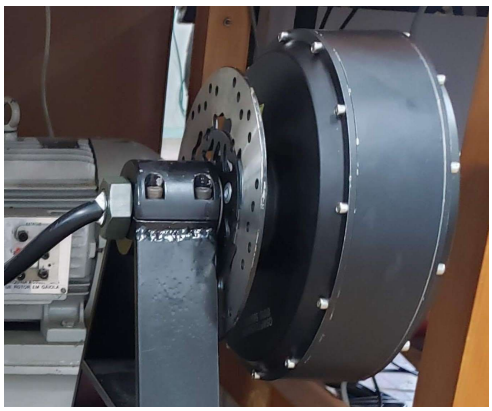


Fonte: Autor.

Com a implementação do controle descrito até agora não é possível realizar o controle de velocidade. Para isso, é necessário fechar a malha de velocidade como apresentado no Capítulo 3.

A máquina a ser modelada está disponível nos laboratórios do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC da Universidade Federal de Santa Maria – UFSM, apresentado na Figura 2.4, sendo do tipo *Outter Rotor*, i.e., ao contrário do convencional, o rotor corresponde a carcaça enquanto o eixo se mantém fixo. Esta implementação é voltada a aplicações que utilizam o motor fixado junto as rodas do veículo.

Figura 2.4 – Máquina referência utilizada para modelagem



Fonte: Autor.

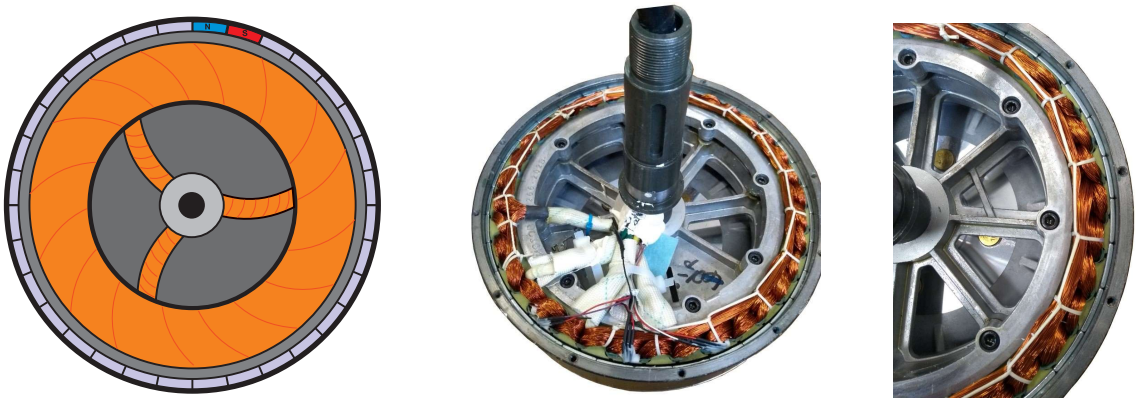
Aplicações que fazem uso de máquinas do tipo *Outter-Rotor* tem seus benefícios

tanto em veículo híbridos e puramente elétricos, com os motores podendo ser instalados nas rodas traseiras (tração traseira), rodas frontais (tração frontal) ou nas quatro rodas (tração integral). Isso permite controlar o torque e frenagem individualmente em cada roda de forma simplificada, sem necessidade de nenhum componentes mecânico adicional.

A não necessidade de eixo cardan, diferencial, caixa de embreagem e outros elementos mecânicos normalmente envolvidos na tração de um veículo movido a combustão interna permite reduzir as perdas mecânicas devido a conexões transversais e relações de engrenagens (Momoh; Omoigui, 2009).

O motor BLDC utilizado possui além de rotor externo, suporte para fixação junto as rodas e suporte para frenagem a disco. Os ímãs são do tipo *surface mounted*, montados na superfície interna da carcaça, enrolamentos trifásico e presença de três sensores de efeito Hall igualmente espaçados entre si. A Figura 2.5 apresenta a estrutura interna da máquina.

Figura 2.5 – Bancada experimental



(a) Ilustração esquemática (b) Motor real (c) Motor Real (ampliado)

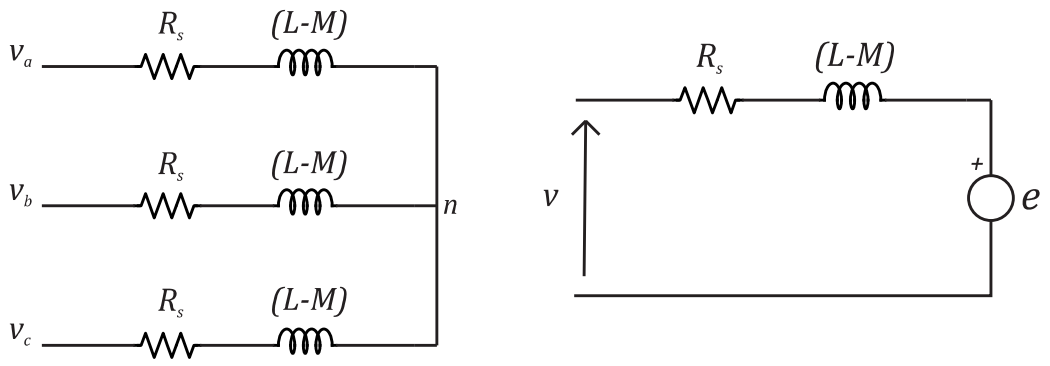
Fonte: Autor.

2.2 MODELAGEM MATEMÁTICA

Este capítulo tem como objetivo o equacionamento matemático da máquina tomada como base para este estudo, seguindo a modelagem proposta por Xia (2012).

Seguindo a estrutura real do motor utilizado, os enrolamentos serão tidos como conectados em Y, conforme apresentado na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Esquema de ligação e circuito monofásico equivalente



(a) Circuito Equivalente Trifásico (b) Circuito Equivalente Monofásico

Fonte: Autor.

Para esta modelagem, foram levadas em consideração as seguintes simplificações:

1. Não foi considerado efeito de saturação, correntes de Foucault (correntes parasitas) e histerese.
2. Não foi considerado nenhum efeito de armadura.
3. O fluxo magnético é assumido como idealmente trapezoidal.
4. As chaves e diodos de roda-livre do inversor apresentam características ideais.

A partir destas simplicações a tensão do circuito pode ser expressa confome a Equação (2.10)

$$v_x = R_x i_x + e_{\psi x} \tag{2.10}$$

Em que:

v – Tensão nos terminais;

e_ψ – Força contraeletromotriz;

x – Subíndice correspondente as fases A, B e C.

A amplitude da *FCEM* é proporcional a variação do fluxo eletromagnético em relação as bobinas. Desta forma, temos que:

$$e_{\psi x} = \frac{d\psi_x}{dt} \tag{2.11}$$

$$\psi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \psi_{pm}(\theta) \tag{2.12}$$

Em que:

L_x – Indutância própria;

M_{xy} – Indutância mútua;

ψ_x – Fluxo concatenado;

Além do fluxo eletromanético gerado pelas indutâncias, devemos considerar o efeito do fluxo magnético dos ímãs permanentes presentes no rotor da máquina. O mesmo tem característica trapezoidal e varia conforme a posição relativa (θ) do estator ao rotor. O fluxo gerado pelos imãs (ϕ_{pm}) vezes o número de espiras do enrolamento (N) fornecem o fluxo total concatenado (ψ_{pm}).

$$\psi_{pm} = N\phi_{pm}(\theta) \tag{2.13}$$

$$\phi_{pm} = NS \int B(\theta) d\theta \tag{2.14}$$

Em que:

S – Produto do raio do rotor e comprimento do condutor;

B(θ) – Densidade de fluxo no entreferro fornecido pelos imãs permanentes ao longo de θ.

Substituindo (2.11) e (2.12) em (2.10) para fase A, temos:

$$\begin{aligned} v_A &= R_A i_A + \frac{d}{dt}\left(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \psi_{pm}(\theta)\right) \\ &= R_A i_A + \frac{d}{dt}(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C) + \frac{d}{dt}\left[NS \int B(\theta) d(\theta)\right] \\ &= R_A i_A + \frac{d}{dt}\left(L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C\right) + e_A \end{aligned} \tag{2.15}$$

O motor em questão, assim como o usual para BLDC, possui imãs permanentes do tipo salientes montados na superfície do rotor. Este esquema de montagem faz com que as indutâncias permaneçam constantes independente da posição do eixo.

Devido a simetria das três fases, podemos considerar $R_A = R_B = R_C = R$, $L_A = L_B = L_C = L$ e $M_{AB} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CB} = M_{AC} = M_{CA} = M$. Assim

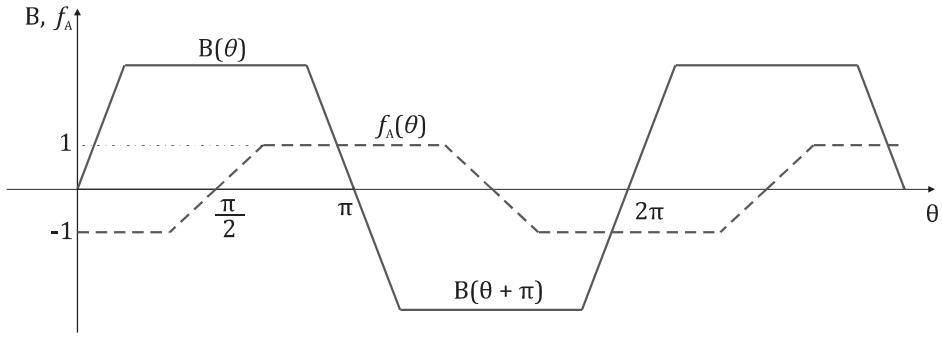
$$v_a = R i_A + \frac{d}{dt}\left(L i_A + M i_B + M i_C\right) + e_A \tag{2.16}$$

e

$$
\begin{aligned}
e_A &= \frac{d}{dt}\left[NS\int_{-\frac{\pi}{2}+\theta}^{\frac{\pi}{2}+\theta} B(x)\ d(x)\right] \\
&= NS\left[B\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right) - B\left(-\frac{\pi}{2}+\theta\right)\right]\frac{d}{d\theta}
\end{aligned}
\tag{2.17}
$$

Sabendo que $B(\theta)$ é periódico (Figura 2.7) e que

Figura 2.7 – Forma de onda da densidade de fluxo (B) e função da FCEM (f_A)



Fonte: Autor.

$$
\frac{d\theta}{dt} = \omega_e \tag{2.18}
$$

pode-se dizer que $B(\theta+\pi) = -B(\theta)$, desta forma, se somarmos $\pi - 2\pi$ e alterarmos $-\frac{\pi}{2}$ por $\frac{\pi}{2}$ temos, matematicamente, a mesma equação, visto que primeiro iremos deslocar o ângulo -180 e, depois, deslocar novamente mais 180º, resultando na mesma posição angular.

$$
\begin{aligned}
e_A &= NS\omega_e\left[B\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right) - B\left(\frac{\pi}{2}+\theta+\pi-2\pi\right)\right] \\
&= NS\omega_e\left[B\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right) - B\left(\frac{\pi}{2}+\theta-\pi\right)\right] \\
&= NS\omega_e\left[B\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right) + B\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right)\right]
\end{aligned}
\tag{2.19}
$$

Assim:

$$
e_A = 2NS\omega_e B_m\left[\frac{\pi}{2}+\theta\right] \tag{2.20}
$$

Onde B_m representa a máxima amplitude da densidade magnética no entreferro e ω_e a velocidade angular elétrica.

Da Equação (2.20) observa-se que a tensão induzida nos enrolamentos está 90º adiantada do fluxo magnético. Dessa forma, é possível escrever (2.20) em função de uma

variável que represente a forma de onda trapezoidal, com amplitude de ± 1, representada por $f_A(\theta)$, conforme apresentado na Figura 2.7. Reescrevendo (2.20):

$$\begin{aligned} e_A &= 2NS\omega B_m f_A(\theta) \\ &= \omega \psi_m f_A(\theta) \end{aligned} \tag{2.21}$$

O mesmo vale para as demais fases, com $f_B(\theta - \frac{2\pi}{3})$ e $f_C(\theta + \frac{2\pi}{3})$. Por fim, devido a simetria e conexão entre as fases, tem-se que

$$\begin{aligned} i_A + i_B + i_C &= 0 \\ i_B &= -i_A - i_C \end{aligned} \tag{2.22}$$

Extraindo uma parcela de (2.15) e substituindo (2.22)

$$\begin{aligned} &Mi_B + Mi_C = \\ &= -Mi_A - Mi_C + Mi_C \\ &= -Mi_A \end{aligned} \tag{2.23}$$

Substituindo (2.22) em (2.15) e definindo $d/dt = p$ obtemos a equação final para a tensão na fase A, B ou C:

$$v_x = Ri_x + p\,(L - M)\,i_x + e_x \tag{2.24}$$

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} (L-M) & 0 & 0 \\ 0 & (L-M) & 0 \\ 0 & 0 & (L-M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

Em função da conexão em Y dos enrolamentos, obter as tensões de fase pode se mostrar um grande desafio caso o acesso não tenha sido fornecido pelo fabricante. Com esse obstáculo em vista, é usual utilizar tensões de linha para analises de tensão.

$$\begin{bmatrix} v_{\mathrm{AB}} \\ v_{\mathrm{BC}} \\ v_{\mathrm{CA}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -R & 0 \\ 0 & R & -R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{A}} \\ i_{\mathrm{B}} \\ i_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L-M & M-L & 0 \\ 0 & L-M & M-L \\ M-L & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{A}} \\ i_{\mathrm{B}} \\ i_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{\mathrm{A}} - e_{\mathrm{B}} \\ e_{\mathrm{B}} - e_{\mathrm{C}} \\ e_{\mathrm{C}} - e_{\mathrm{A}} \end{bmatrix} \tag{2.26}$$

A análise de potência pode ser feita de forma semelhante a motores CC. Perdas elétricas são menos significativas em motores BLDC devido a ausência de enrolamentos no

rotor, com a maior parte da potência sendo transferida em forma de torque eletromecânico.

Da análise de potência ativa tem-se

$$P = V \cdot I \tag{2.27}$$

Aplicando (2.27) para a análise do circuito, obtemos uma potência igual a

$$\begin{aligned} P_e &= e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \\ P_e &= T_e \omega \end{aligned} \tag{2.28}$$

Ignorando perdas mecânicas e por dispersão, é possível considerar que toda potência eletromecânica é convertida em energia cinética.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega} = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega} \tag{2.29}$$

Substituindo (2.21) em (2.29)

$$T_e = pl[\psi_m f_A(\theta) i_A + \psi_m f_B(\theta) i_B + \psi_m f_C(\theta) i_C] \tag{2.30}$$

Em que pl equivale ao número de par de polos.

No modo de operação 120º apenas duas fases estarão em condução simultaneamente. Então, pode-se dizer que $-i_A = i_B$, $-f_A = f_B$ e $f_C(\theta) i_C = 0$, com torque eletromecânico máximo igual a:

$$T_e = 2pl\psi_m i_a = K_T i \tag{2.31}$$

Em que K_T ao coeficiente de torque e i equivale a corrente em regime permanente.

A equação completa do torque deve levar em consideração os efeitos mecânicos e de carga ao qual o motor será submetido, representado por:

$$T_e - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + B_v \omega \tag{2.32}$$

Em que:

T_L – Torque da carga;

J – Momento de inércia do rotor;

B_v Coeficiente de fricção viscosa.

2.2.1 Função de Transferência

Encontrar a função de transferência de um sistema a ser controlado é um passo importante da modelagem matemática. Apesar das diferenças de controle e funcionamento no geral, a tensão induzida nas fases e o torque eletromagnético se comportam da mesma forma que os sinais observados em motores CC com escova tradicional.

Supondo a operação de um inversor trifásico, com modo de condução 120º e fases A-B ativas, temos $i_B = -i_A = i$. Da matriz (2.26) pode-se obter

$$\begin{aligned} v_{AB} &= Ri_A + (L-M)\frac{di_A}{dt} + e_A - Ri_B - (L-M)\frac{di_B}{dt} - e_B \\ &= 2Ri + 2(L-M)\frac{di_A}{dt} + (e_A + e_B) \end{aligned} \tag{2.33}$$

Sabe-se também que e_A e e_B são iguais em amplitude e opostas em fase. Como uma fase estará conectada ao polo positivo e outra ao polo negativo do inversor, é possível assumir $v_{AB} = V_{CC}$.

$$V_{CC} = v_{AB} = 2Ri + 2(L-M)\frac{di}{dt} + 2e_A = r_a i + L_a\frac{di}{dt} + k_e\omega \tag{2.34}$$

Onde

V_{CC} – Tensão do barramento CC

r_a – Resistência do enrolamento de linha

L_a – Indutância equivalente de linha

k_e – Coeficiente de linha da FCEM, $k_e = 2pl\psi_m = 4plNSB_m$

Se for possível expressar a corrente em função da velocidade angular, a função de transferência pode ser encontrada através da relação entre a tensão do barramento e velocidade angular.

Tendo em vista que $T_e = K_T i$:

$$K_T i - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + B_V\omega \tag{2.35}$$

Isolando a corrente

$$i = \frac{J}{K_T}\frac{d\omega}{dt} + \frac{B_V\omega}{K_T} \tag{2.36}$$

Substituindo (2.36) em (2.34):

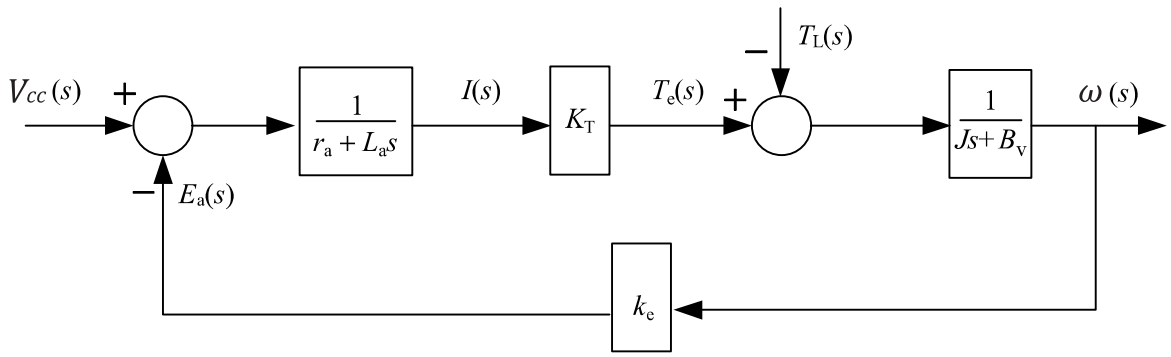
$$V_{CC} = r_a\left(\frac{J}{K_T}\frac{d\omega}{dt} + \frac{B_V}{K_T}\omega\right) + L_a\frac{d}{dt}\left(\frac{J}{K_T}\frac{d\omega}{dt} + \frac{B_V}{K_T}\omega\right) + k_e\omega \tag{2.37}$$

Aplicando a transformada de Laplace, é possível obter a função de transferência de um motor BLDC expressa com a entrada em tensão e saída em velocidade, na frequência.

$$G_u(S) = \frac{\omega(s)}{V_{CC}(s)} = \frac{K_T}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_V)s + (r_a B_V + k_e K_T)} \tag{2.38}$$

Desta forma, o sistema modelado pode ser expresso conforme apresentado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Diagrama de blocos do motor modelado



Fonte: Adaptado de Xia (2012).

3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE E ACIONAMENTO

Este capítulo tem como foco a discussão da técnica de controle implementada, descrevendo seus diferentes modos de operação e formas de implementação, comentando também sobre a modelagem, desenvolvimento do sistema de controle e seu projeto.

3.1 *SIX STEP*

Dentre as técnica de controle disponíveis para aplicação em motores BLDC, destaca-se a metodologia *Six Step*, principalmente devido a sua simplicidade e pouca instrumentação necessária para aplicação.

De acordo com Chau (2015), pode-se subdividir os modos de operação em dois subgrupos:

- Condução simultânea bifásica, 120º;
- Condução simultânea trifásica, 180º.

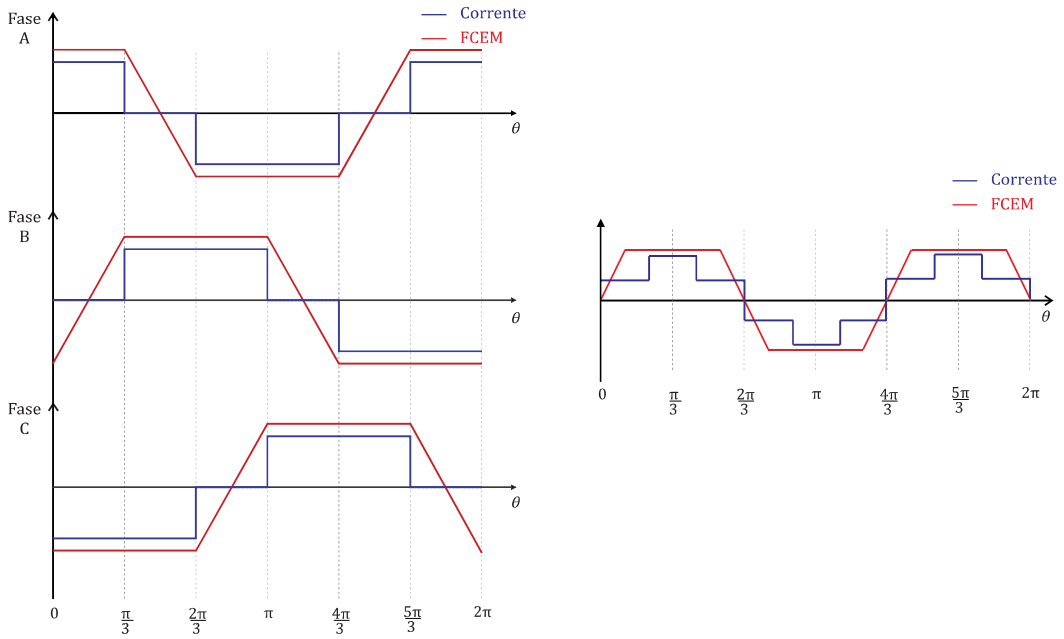
Indiferente do modo de condução, o motor é divido em seis setores de 60º cada, onde será atribuído um esquema de chaveamento de forma a promover o giro do rotor na direção desejada, evitando também problemas de partida.

Quando se diz que o controle opera com condução em 120º ou 180º, refere-se ao período de condução de cada fase do circuito quando acionada. Dentre ambos, o esquema popularmente aplicado se baseia na condução bifásica (apenas duas fases conduzindo em um dado momento). O funcionamento de cada metodologia é apresentado na Figura 3.1.

O esquema 120º tem como vantagem maior capacidade de torque para o mesmo valor máximo de corrente, possibilitando maior eficiência e torque desenvolvido, também, como apresentado na Figura 3.2, operando em 120º tem-se maior torque disponível para velocidades abaixo da velocidade base, enquanto o esquema 180º toma vantagem na região de potência constante para altas velocidades. Como o modo de condução em 180º fornece corrente em momentos onde a *fcem* não é constante, o *ripple* de torque acaba sofrendo um acréscimo em amplitude, porém tem como vantagem a necessidade de chavear apenas um dispositivo por sequência de operação, minimizando as perdas por chaveamento. De modo geral, é preferível adotar a metologia bifásica, utilizado neste estudo (CHAU, 2015).

Para o método de operação escolhido, o comportamento das fases pode ser divido em períodos de 180º. Dada uma polaridade inicial, a fase em questão se manterá ativa durante 120º sem alteração de polarização. Após, seguirá um período em que esta se manterá desativada durante 60º enquanto as demais estarão conduzindo, contemplando um intervalo de 180º, sendo que a partir deste ponto o processo se repetirá com a diferença que agora sua polaridade será oposta a assumida anteriormente.

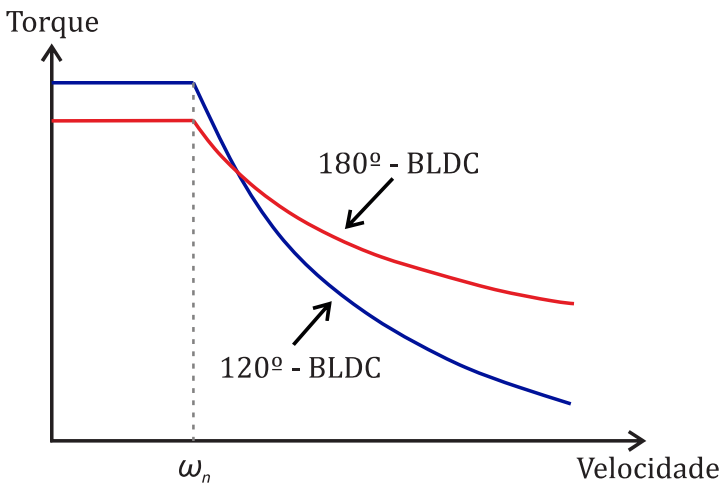
Figura 3.1 – Modos de condução para *Six Step*



(a) Modo de Condução 120º (b) Modo de Condução 180º

Fonte: Autor.

Figura 3.2 – Comparação de disponibilidade de torque para ambos modos de condução.



Fonte: Adaptado de (CHAU, 2015), Figura 4.26

Como apresentado no caso ideal da Figura 3.1, a teoria leva em consideração uma corrente com comportamento perfeitamente retangular, desconsiderando a presença de elementos indutivos e não-idealidade dos dispositivos de chaveamento, garantindo torque constante.

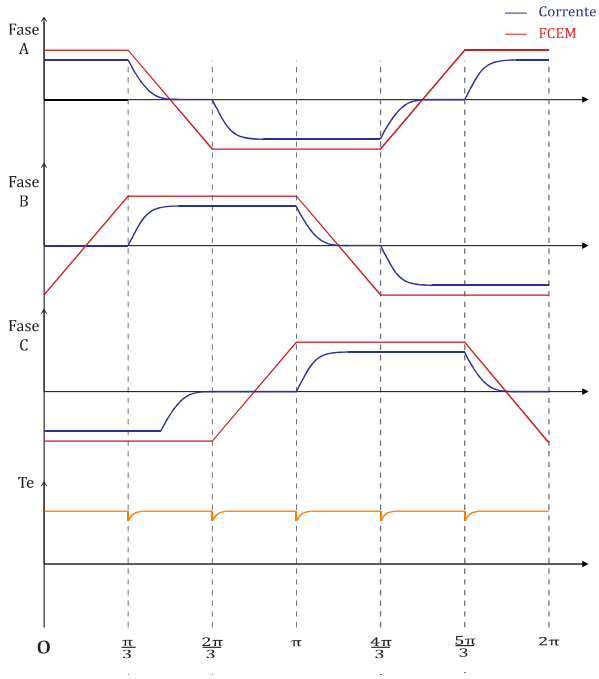
Das Equações (3.1) e (3.2), que representam a tensão e corrente em um circuito indutivo, pode-se concluir que não seria possível obter uma variação instantânea da cor-

rente no fechamento e nem na abertura da chave. No caso da abertura, uma variação instantânea de corrente acarretaria em um tensão com tendencia ao infinito, que acaba não acontecendo devido a presença de diodos de roda livre – *flyback diode*, responsáveis por fornecer um caminho alternativo para a circulação de corrente quando aplicada tensão suficientemente alta entre os terminais do transistor, colocando o diodo em polarização direta. Já no caso de fechamento, seria necessária alta tensão para induzir a variação necessária para atingir o caso ideal. Somando isso com o tempo necessário para o fechamento completo da chave IGBT, tem-se um atraso não considerado em modelos ideais. Este comportamento resulta, entre outros, em ondulações de torque indesejáveis, como apresentado na Figura 3.3

$$i_L = I_0 + \frac{1}{L} \cdot \int v_L(t)dt \tag{3.1}$$

$$v_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{3.2}$$

Figura 3.3 – Torque eletromecânico não ideal



Fonte: Autor.

Para a determinação da posição do rotor, faz-se uso de três sensores de Efeito Hall, igualmente espaçados e instalados no estator. Existem várias formas de implementação e possíveis respostas obtidas do sensor, porém este trabalho terá seu foco voltado a resposta obtida a partir do sensor presente no motor BLDC disponível nos laboratórios do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle – GEPOC, onde o trabalho foi desenvolvido. A resposta obtida através dos sensores de efeito Hall são conforme a Tabela 2.1.

Como visto, os sinais obtidos são binários e fornecidos em tensão, com amplitude de 5V quando em HIGH e 0V para LOW.

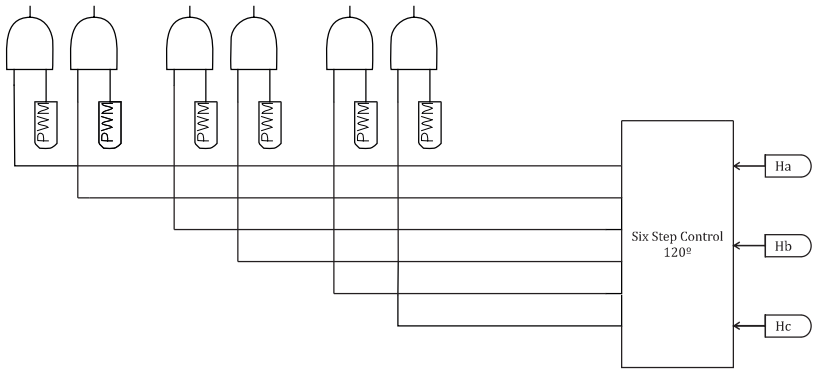
Estas saídas serão lidas e convertidas em sinais de chaveamento conforme lógica apresentada nas Tabelas 2.1, 3.1 e Figura 3.4

Tabela 3.1 – Lógica de chaveamento

Setor	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	1
3	0	1	1	0	0	0
4	0	1	0	0	1	0
5	0	0	0	1	1	0
6	1	0	0	1	0	0

Fonte: Autor.

Figura 3.4 – Topologia para chaveamento



Fonte: Autor.

Como será explicado adiante, a informação gerada é combinada com o sinal fornecido por um modulador PWM através de lógica AND, de modo a realizar controle de velocidade em malha fechada.

3.2 CONTROLE SIX STEP EM MALHA ABERTA

Nesta seção, diferente de anteriormente, os resultados esperados serão apresentados levando em conta não só as não-idealidades como também as características físicas do sistema controlado.

Primeiramente, é necessário saber se o sistema a ser estudado é estável e como se comporta quando submetido a estímulos externos. É possível encontrar estas característi-

cas através da função de transferência obtida na Equação (2.38) e os valores apresentados no Capítulo 4. Rearranjando de acordo com a Equação (3.3) , tem-se

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{3.3}$$

$$G_u(s) = \frac{\omega(s)}{V_{CC}(s)} = \frac{K_T}{r_a B_v + k_e K_T} \frac{\omega_n^2}{(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \tag{3.4}$$

sabendo que

$$\omega_n = \sqrt{\frac{r_a B_v + k_e K_T}{L_a J}} \tag{3.5}$$

e

$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \frac{r_a J + L_a B_v}{\sqrt{L_a J}\sqrt{r_a B_v + k_e K_T}} \tag{3.6}$$

Em que ω_n indica a frequência natural não amortecida e ζ a taxa de amortecimento do sistema de segunda ordem (XIA, 2012). Com base no valore de ζ é possível determinar qual o comportamento do sistema quando estimulado, podendo ser:

- Sistema subamortecido, $0 < \zeta < 1$;
- Sistema criticamente amortecido, $\zeta = 1$;
- Sistema superamortecido, $\zeta > 1$.

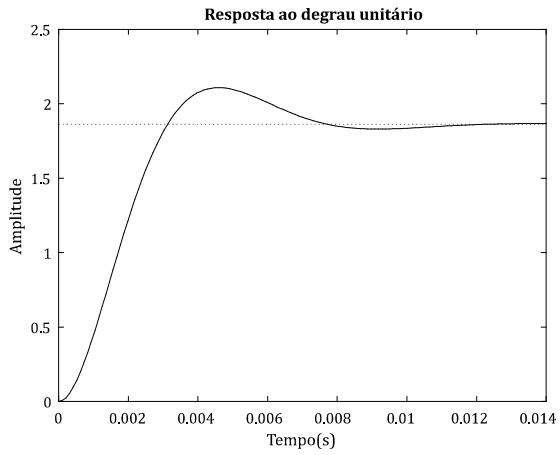
Substituindo os valores da Tabela 3.2 na Equação (3.6) obtemos $\zeta = 0.541735$ e $\omega_n = 814.5705$Hz. Essa informação nos diz que o sistema estudado é subamortecido, com a Figura 3.5 confirmando o resultado através da resposta ao degrau (OGATA, 2010).

Parâmetro	Valor
R	0.078171
Ls	0.0000886156
P	32
ke_x	0.53665531
ϕ_{pm}	0.038729760961318
B_{cav}	0.009682440240329
J	0.022636
τ	2.337840403674
θ_0	3.1415926535898

Tabela 3.2 – Parâmetros da máquina

Fonte: Autor.

Figura 3.5 – Resposta da planta ao degrau unitário



Fonte: Autor.

A análise do local das raízes é outro ponto característico que exige atenção. Substituindo os valores na Equação (2.38), é possível obter

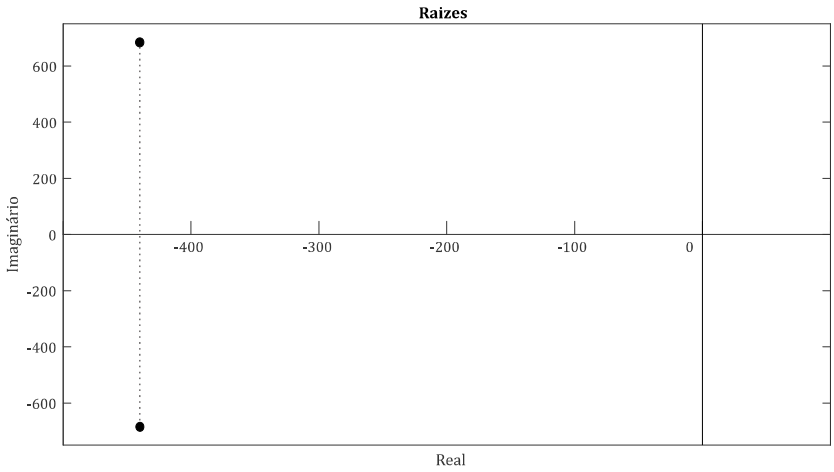
$$Gp = \frac{2.479}{2.006e - 6 \cdot s^2 + 0.00177 \cdot s + 1.331} \tag{3.7}$$

Da Equação (3.7) temos que os polos da planta estão localizados em:

$$-441.1765 - j684.7429, -441.1765 + j684.7429 \tag{3.8}$$

A Figura 3.6 apresenta graficamente o local das raízes encontrados.

Figura 3.6 – Localização das raizes do sistema

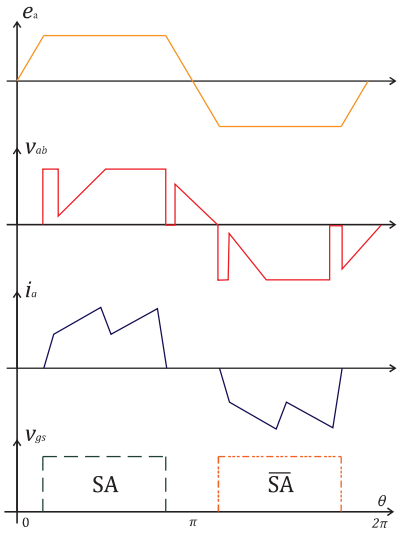


Fonte: Autor.

É possível verificar que ambos os polos complexos conjugados estão localizados no semiplano esquerdo (SPE), fato que garante a estabilidade do sistema (OGATA, 2010).

Agora, voltando a atenção para a resposta de corrente e tensão de fase, segundo Krishnan (2010), quando operando em malha aberta, os sinais de corrente e tensão induzida esperados são conforme apresentado na Figura 3.7.

Figura 3.7 – FCEM, tensão de linha e corrente esperados



Fonte: Adaptado de Krishnan (2010) e Xia (2012).

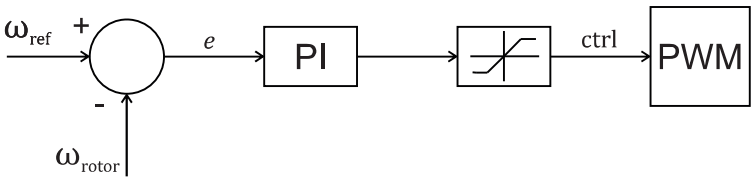
As inclinações na tensão de linha presentes na Figura 3.7 são causadas pela interação da FCEM induzida nos enrolamentos. Além desta deformação, estão presentes pulsos de tensão inversa a tendência de polaridade no período devido a condução dos diodos de roda-livre. A largura destes pulsos é igual ao período de comutação, aumentando conforme ocorre o incremento de amplitude da corrente, amplificando a distorção da tensão (XIA, 2012).

As deformações na forma de onda da corrente no início e fim do ciclo podem ser explicadas com a ajuda das Equações (3.1) e (3.2) além de demais fatores já discutidos na Seção 3.1. Já os vales introduzidos no centro da forma de onda tem relação com o processo de chaveamento nas demais fases do inversor.

3.3 CONTROLE SIX STEP EM MALHA FECHADA

De forma a manter a velocidade rotórica de acordo com a referência imposta, faz-se necessária a implementação de controle em malha fechada. Para este trabalho, o sistema terá como entradas a velocidade estimada e de referência. A Figura 3.8 apresenta o esquema completo.

Figura 3.8 – Esquema para controle de velocidade adotado



Fonte: Autor.

O erro gerado por essa comparação passará por um compensador PI, responsável por gerar uma resposta de controle adequada. Este sinal será enviado a um gerador PWM, responsável por comparar o sinal gerado a uma onda triangular, com saída sendo enviada ao sistema de chaveamento, conforme apresentado na Figura 3.4.

3.3.1 Projeto de Ganhos Para Lei de Controle

Este passo se faz necessário para obtenção de uma dinâmica de resposta a variações de referência coerente com o esperado para sistemas mecânicos e elétricos. Os objetivos desejados para a resposta foram:

- Modelar o ganho do sistema para que não haja sobreelevação ($M_p = 0\%$);
- Tempo de acomodação: $t_s < 2{,}5$s ($\mathcal{E} = 5\%$);
- Garantir estabilidade;
- Evitar surtos de corrente.

Para o projeto, utilizou-se como base a Equação (2.38). Fazendo uso do *software* Matlab, sua ferramenta SISOTOOL e os objetivos mencionados, foi possível obter o controlador apresentado na Equação (3.9).

$$G_c = \frac{1.63e - 13s + 9.313e - 10}{s} \tag{3.9}$$

3.4 ESTIMAÇÃO DA POSIÇÃO ROTÓRICA

Apesar da estimativa de posição baseada em setores já ser suficiente para o funcionamento do controle em malha aberta, é interessante – principalmente para conferência do correto funcionamento do sistema – ter informações precisas.

Conforme exposto na literatura por Krishnan (2010), pode-se obter a posição do rotor através da velocidade medida/estimada. Partindo do pressuposto que se tem a velocidade elétrica a disposição, sem necessidade de operações adicionais, a posição é dada conforme Equação (3.10).

$$\theta_e = \frac{P}{2} \int \omega_e \; dt \tag{3.10}$$

4 RESULTADOS

Para as simulações apresentadas a seguir utilizou-se o *software* PSIM, da desenvolvedora Powersim Inc., na versão 9.1.

De forma a organizar os vários componentes necessários, dividiu-se o circuito em duas partes consistes de:

1. Circuito Principal: Composto pelo sistema de controle e inversor;
2. Circuito Secundário/Subcircuito: Composto pela modelagem do motor.

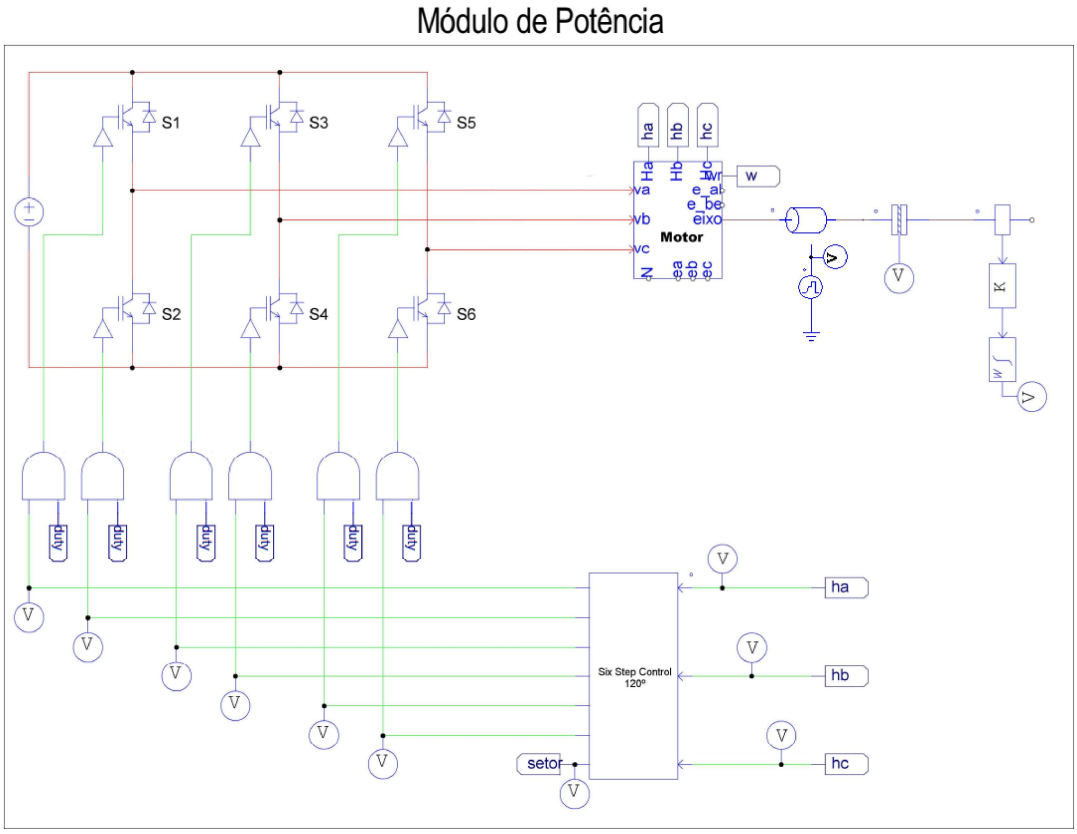
Para a modelagem foram utilizados os parâmetros obtidos do motor BLDC utilizado para os ensaios práticos.

- R = 0.078171;
- Ls = 0.0000886156;
- P = 32;
- $ke_x = 0.53665531$;
- $\phi_{pm} = 0.038729760961318$;
- $B_{cav} = 0.009682440240329$;
- J = 0.022636;
- $\tau = 2.337840403674$;
- $\theta_0 = 3.1415926535898$.

O circuito principal, sem os sistemas específicos para MA ou MF, tem topologia conforme apresentado na Figura 4.1.

No bloco nomeado 'Motor' tem-se como entrada as fases ABC e saídas correspondentes ao sinais de efeito Hall (Ha, Hb e Hc), velocidade do rotor modelada (ω_r), eixo para medição da posição do rotor (θ_r) e aplicação de carga mecânica.

Figura 4.1 – Topologia do circuito principal da simulação



Fonte: Autor.

4.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

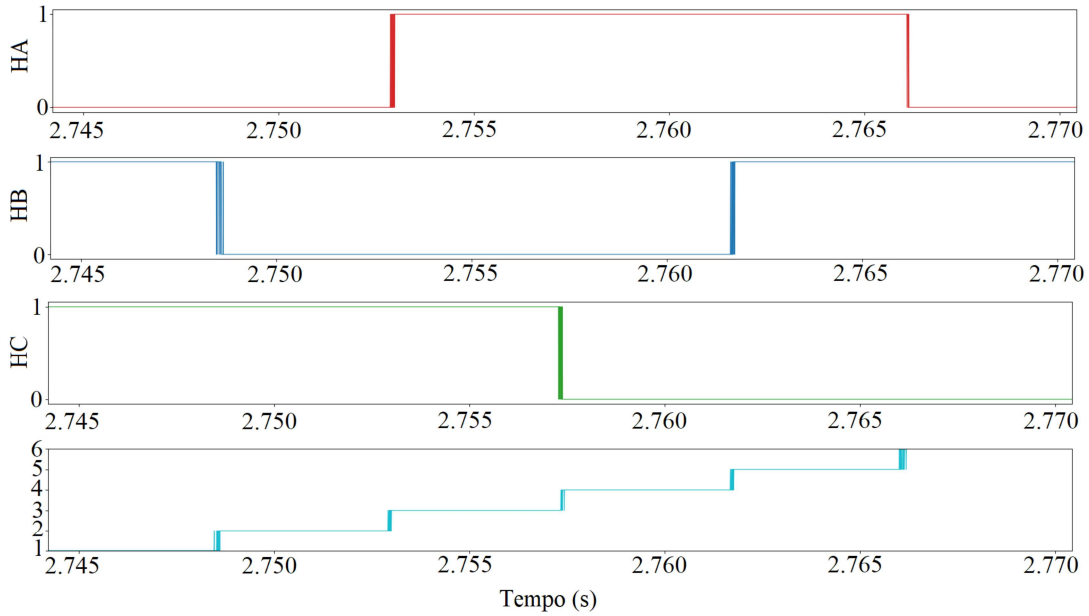
Para esta simulação, adotou-se passo de cálculo igual a $2{\cdot}10^{-6}$s e passo de gravação igual a 3, i.e., no resultado final serão apresentados um a cada três pontos calculados. Essa alteração se fez necessária devido à limitações físicas de memória do computador utilizado, visto que foi exigido um extenso período nas simulações em malha fechada, necessário para validar o comportamento e acomodar os período até o sistema entrar em regime permanente após os degraus de velocidade/carga aplicados.

4.1.1 Posição

Nesta seção serão verificados os resultados de posição obtidos por meio da comparação dos sensores de efeito Hall, estimação dos setores e posição elétrica da máquina.

Comparando a Tabela 2.1 com a Figura 4.2 é possível concluir que os sinais de posição estão sendo corretamente lidos e convertidos pelo sistema.

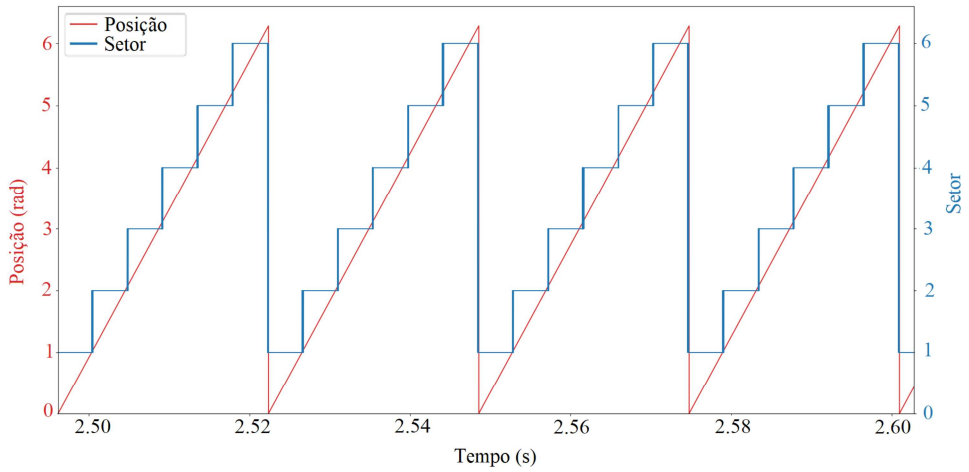
Figura 4.2 – Sinais provenientes dos sensores de efeito Hall e seus correspondentes setores.



Fonte: Autor.

Agora, de forma a validar a posição elétrica estimada, pode-se comparar a informação dos setores e posição elétrica (θ_e), conforme apresentado na Figura 4.3. Lembrando que θ_e (em vermelho) é obtido através da Equação (3.10).

Figura 4.3 – Comparação entre setor e posição elétrica estimada



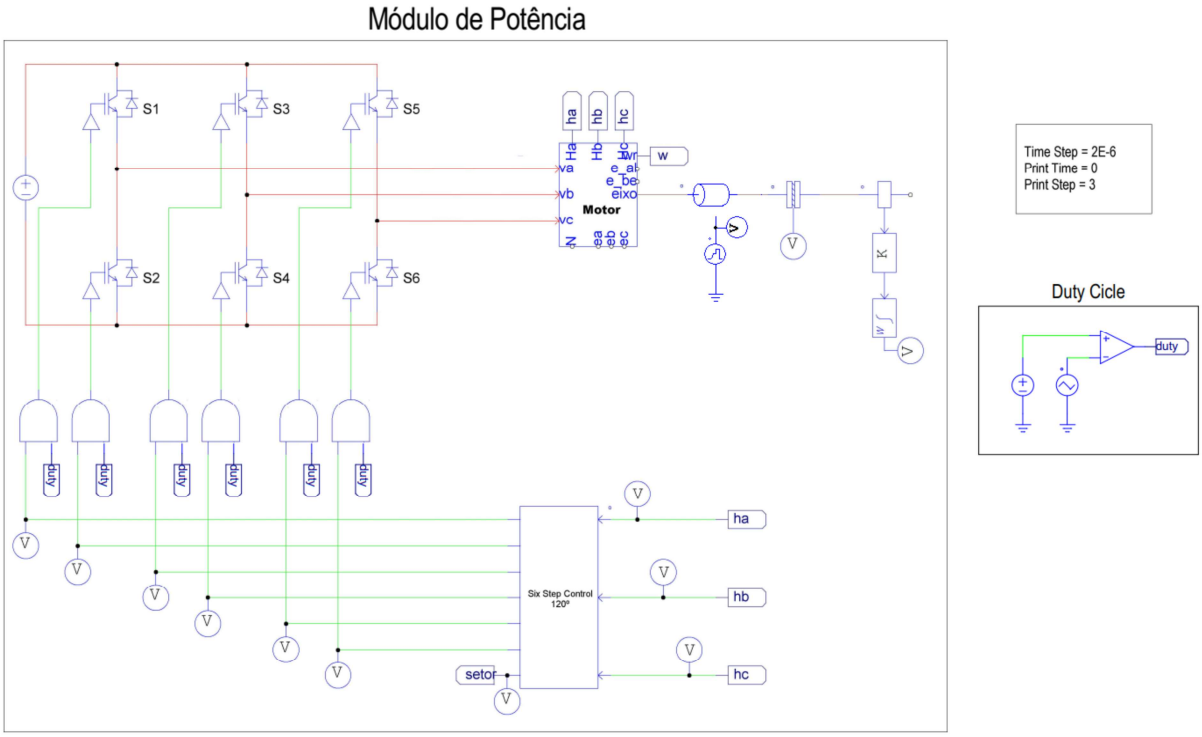
Fonte: Autor.

Desta forma é possível concluir que a estimativa da θ_e está de acordo com o esperado, confirmada pela informação dos setores, já que este não é estimado e sim medido.

4.1.2 Operação em Malha Aberta

De modo a confirmar o correto funcionamento do controle de velocidade em malha fechada, primeiro é necessário saber como serão os resultados da técnica *Six Step* em malha aberta. Com base no funcionamento do circuito descrito até este ponto, a modelagem utilizada está apresentada na Figura 4.4.

Figura 4.4 – Modelagem de um sistema de controle para controle em malha aberta de um motor BLDC



Fonte: Autor.

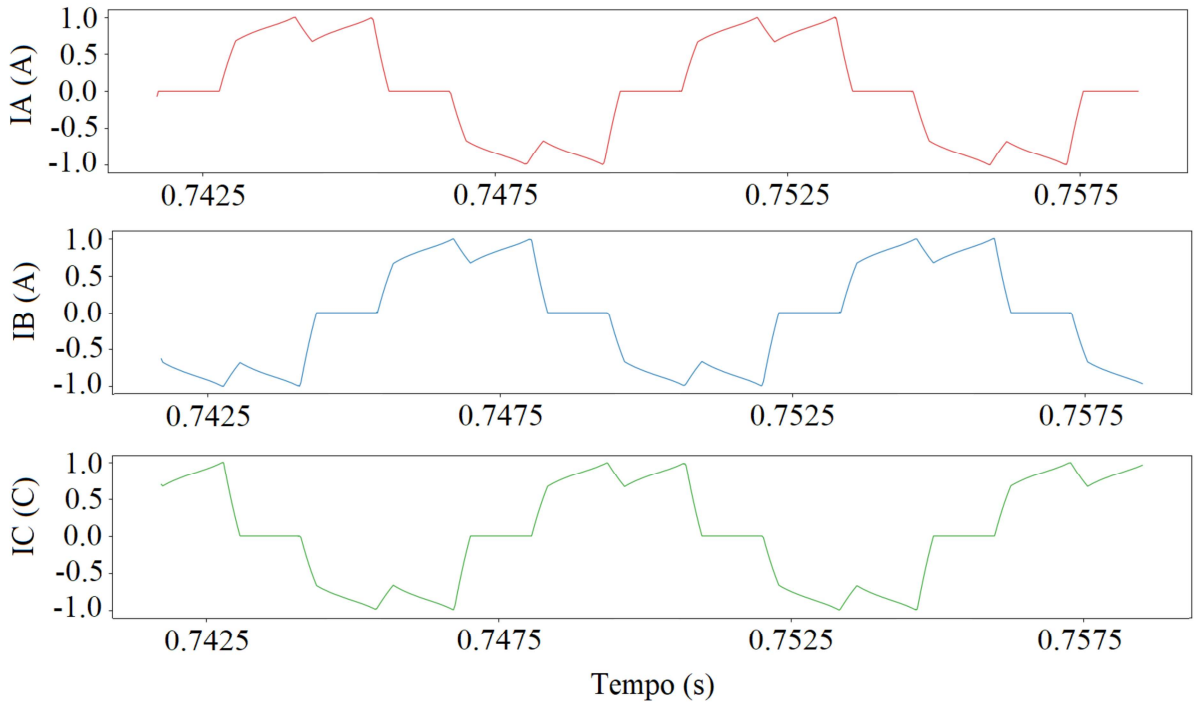
Em um primeiro momento, será feita a leitura dos sinais provenientes dos sensores de efeito Hall pelo bloco de programação em linguagem C++ denominado 'Six Step Control' que contém a lógica de controle para funcionamento em condução bifásica, 120º. Após comparar os sinais de entrada com uma tabela de valores idênticos aos apresentado pela Tabela 2.1, terá como saída sete sinais, sendo os seis primeiros correspondentes ao comando de chaveamento dos transistores IGBT com valor 0 indicando que a chave deve ser aberta (LOW), 1 comandando o fechamento (HIGH) e, por último, a saída indicativa do número correspondente ao atual setor, variando de 1 a 6.

O bloco denominado 'Duty Cicle' é responsável por, juntamente com os sinais de comutação, realizar controle em malha aberta da velocidade do motor. Este controle é realizado através da modificação do valor representado pela fonte CC, que será comparado

ao valor de uma onda triangular com frequência de 10kHz e $0 \leq V_{triang} \leq 1$. Para este estudo foi mantido o valor da fonte CC em 1 (máximo), variando a carga para uma partida livre, após com aplicação de 50 N·m e por fim 100 N·m.

Da Figura 3.7, Capítulo 3, sabemos a forma dos resultados esperados para corrente e tensão de fase. A Figura 4.5 apresenta as correntes de fase normalizadas obtidas para carga de 100 N·m.

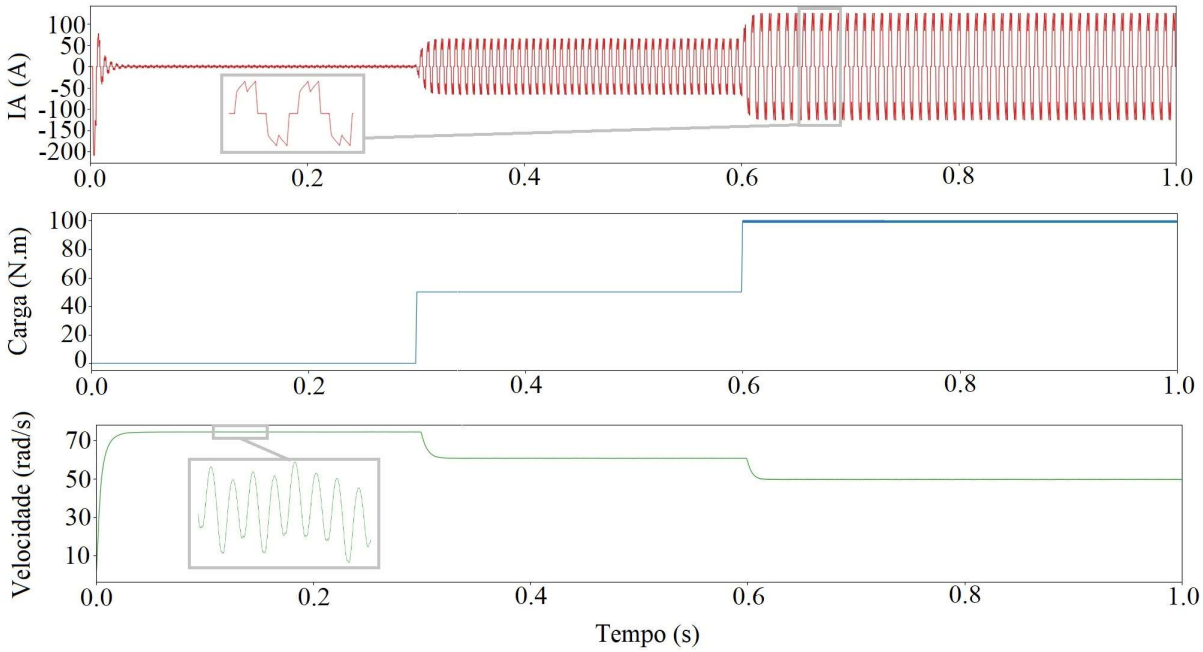
Figura 4.5 – Correntes de fase normalizadas, em malha aberta (T_L = 100 N·m)



Fonte: Autor.

É possível observar que o comportamento obtido para a corrente é idêntico ao descrito no Capítulo 3.2. Comparando este resultado com o obtido por Yong Wang et al. (2002) e Al-Fiky et al. (2019), observa-se que o comportamento da corrente simulada (e medida no caso de Yong Wang et al. (2002)) vai de encontro com o obtido neste trabalho. A Figura 4.6 apresenta o comportamento da corrente e velocidade para os diferentes valores de carga descritos anteriormente.

Figura 4.6 – Comportamento da corrente e velocidade para diferentes valores de carga aplicada ao eixo

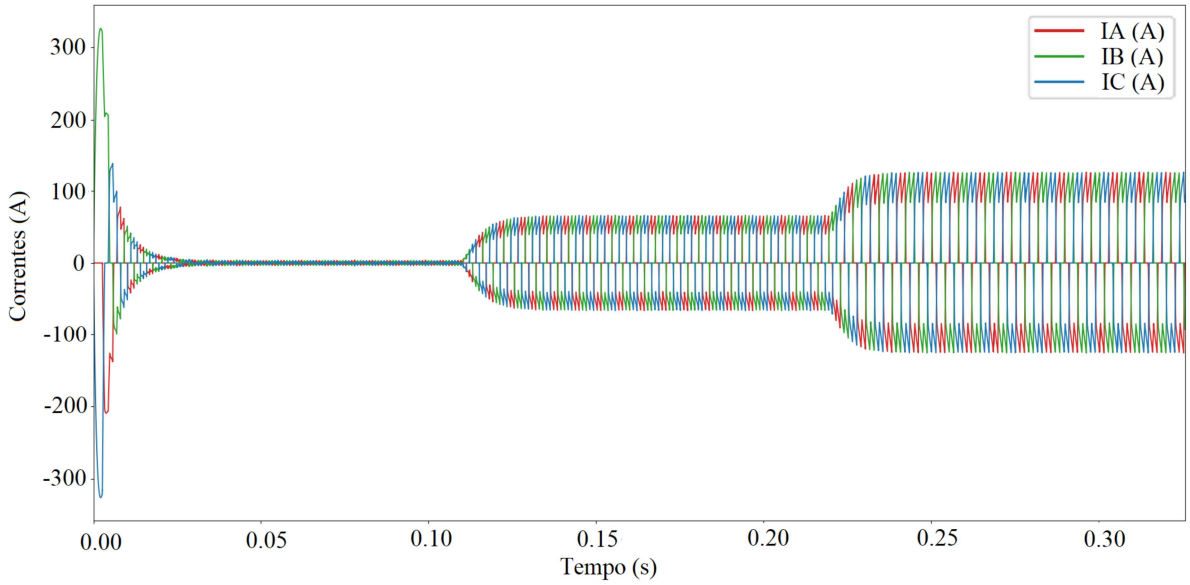


Fonte: Autor.

Verifica-se a presença de elevada corrente de partida, com valor 61 vezes maior que o assumido em regime permanente sem carga, com pico de -209.34683 (A). Este comportamento durante o acionamento é esperada para motores operando sem auxilio de métodos de acionamento.

Da Figura 4.7, analisando o instante 0,15s tem-se as seguintes amplitudes de corrente

Figura 4.7 – Correntes de fase para operação em malha aberta



Fonte: Autor.

$$i_a = 1,0697296 \quad (\mu A)$$
$$i_b = 108,34496 \quad (A)$$
$$i_c = -108,34496 \quad (A)$$

Devido ao esquema de ligação em Y, temos para um sistema equilibrado

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{4.1}$$

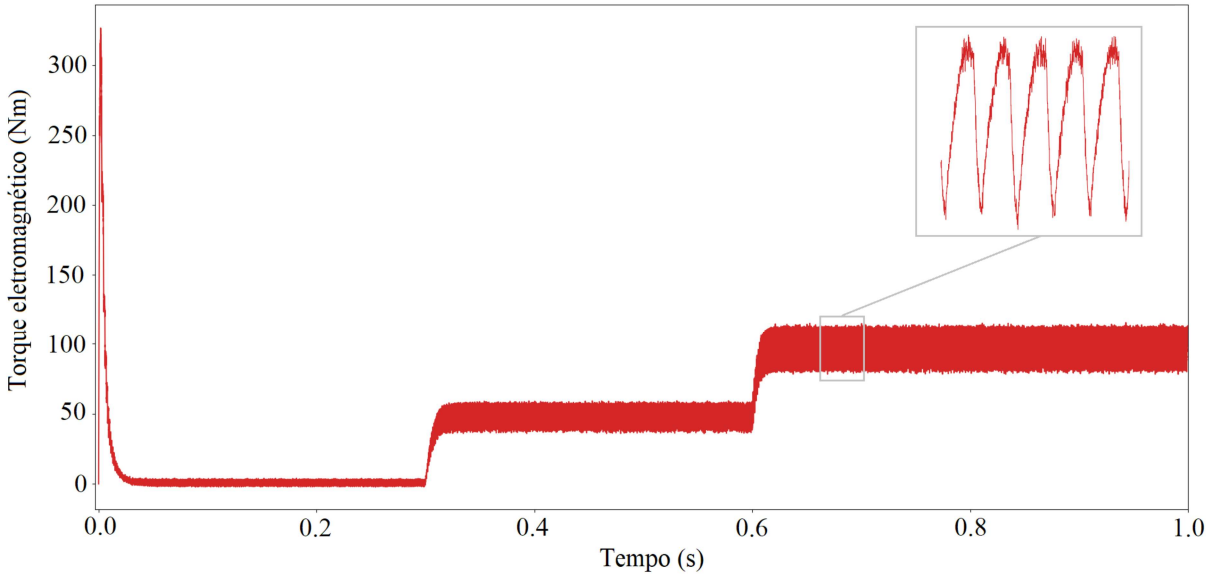
$$i_a = -(i_b + i_c) \tag{4.2}$$

$$i_b + i_c \approx 0 \quad (A) \tag{4.3}$$

Considerando a amplitude da corrente de desbalanço do sistema, pode-se dizer que este é, de fato, um sistema em Y operando em equilíbrio.

O resultado de simulação obtido para o torque eletromagnético (T_e) é apresentado na Figura 4.8, onde é possível observar a presença do *ripple* comentado anteriormente.

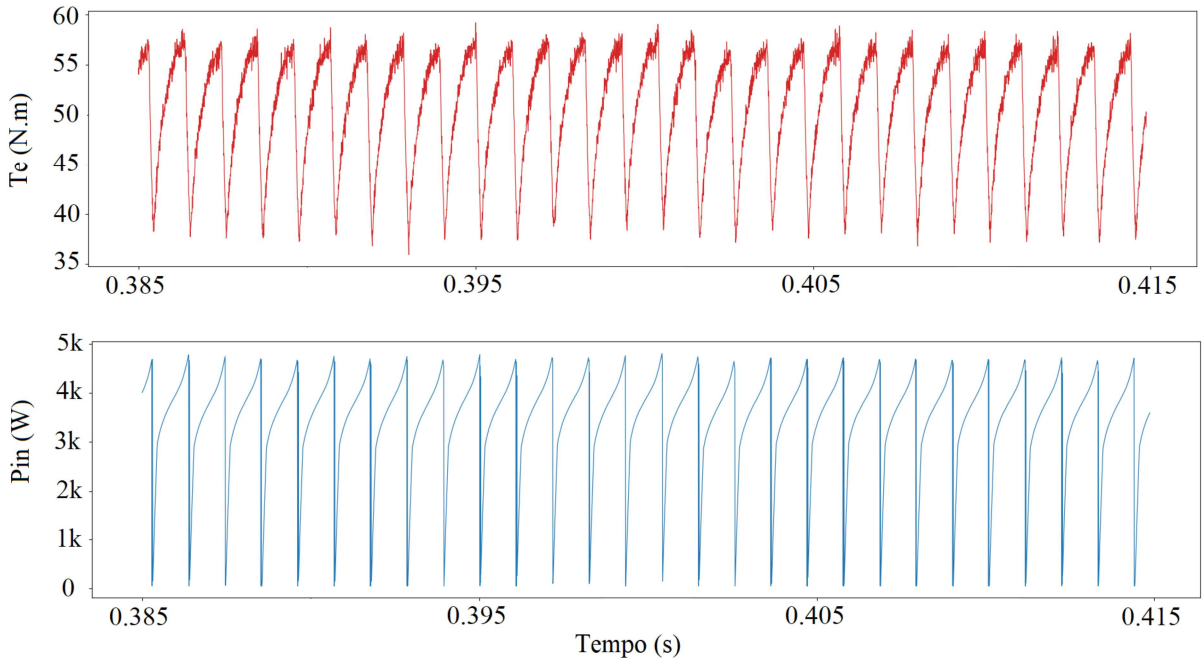
Figura 4.8 – Torque eletromagnético (T_e)



Fonte: Autor.

Isolando uma parcela do período em torno de 0.4 segundos e comparando a potência de entrada (P_{in}) e T_e (Figura 4.9), pode-se comprovar a interferência que a primeira tem sobre o segundo, com o T_e seguindo o comportamento da potência de entrada, conforme o esperado com base na Equação (2.29).

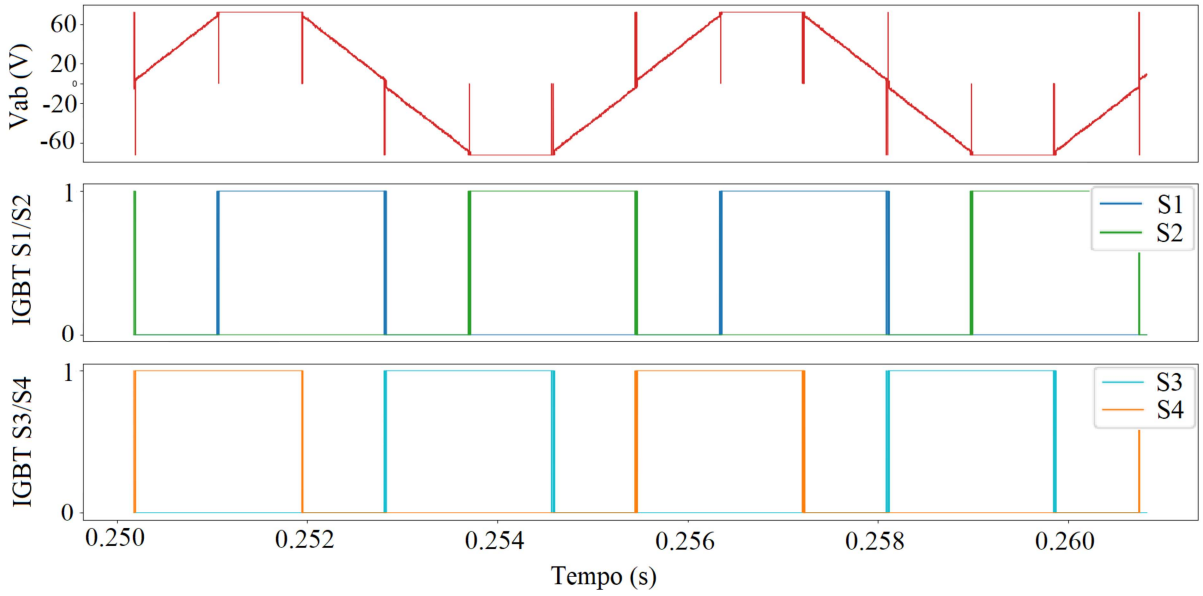
Figura 4.9 – Comparação entre forma de onda da P_{in} e T_e



Fonte: Autor.

Por fim, comparando a tensão de linha esperada apresentada na Figura 3.7 com a tensão de linha V_{ab} obtida na Figura 4.10, pode-se observar o comportamento conforme descrito, ressaltando a presença dos pulsos de tensão em momentos onde se tem chaveamento dos transistores IGBT de cada fase.

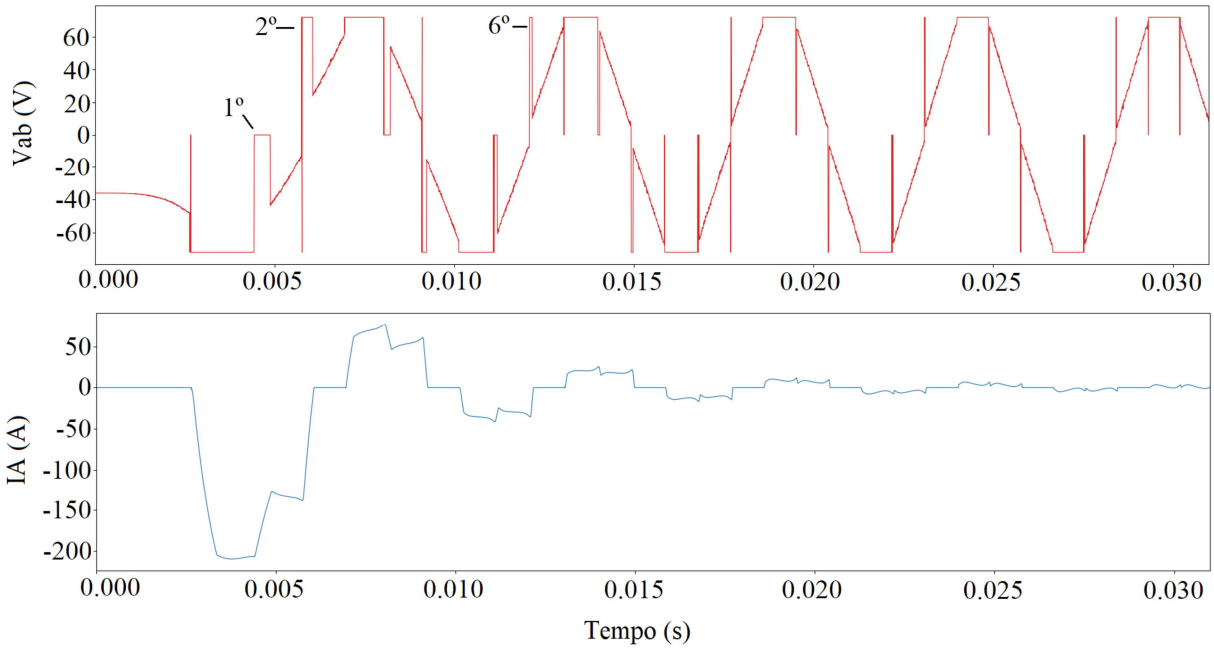
Figura 4.10 – Tensão de linha V_{ab} simulada (Malha Aberta)



Fonte: Autor.

Conforme discutido no Capítulo 3.2 e descrito por Xia (2012), a largura dos pulsos de tensão possuem relação diretamente proporcional a amplitude de corrente a ser chaveada, em que correntes maiores exigem tempo maior para conclusão do processo de extinção do fluxo. A Figura 4.11 apresenta claramente este fenômeno utilizando o transiente de partida da máquina, onde estão presentes correntes de amplitude elevada seguidas por um decréscimo acentuado. Este comportamento se mantém durante o restante do acionamento, com cada degrau de carga introduzindo um aumento de corrente e, consequentemente, tempo de chaveamento. A Tabela 4.1 apresenta os tempos de chaveamento medidos. Os pulsos correspondentes as medições estão identificados na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Comportamento da corrente de fase e tensão de linha durante transiente de partida



Fonte: Autor.

Tabela 4.1 – Tempos de chaveamento conforme Figura 4.11

Posição	Tempo (μs)
1º	456
2º	300
6º	90

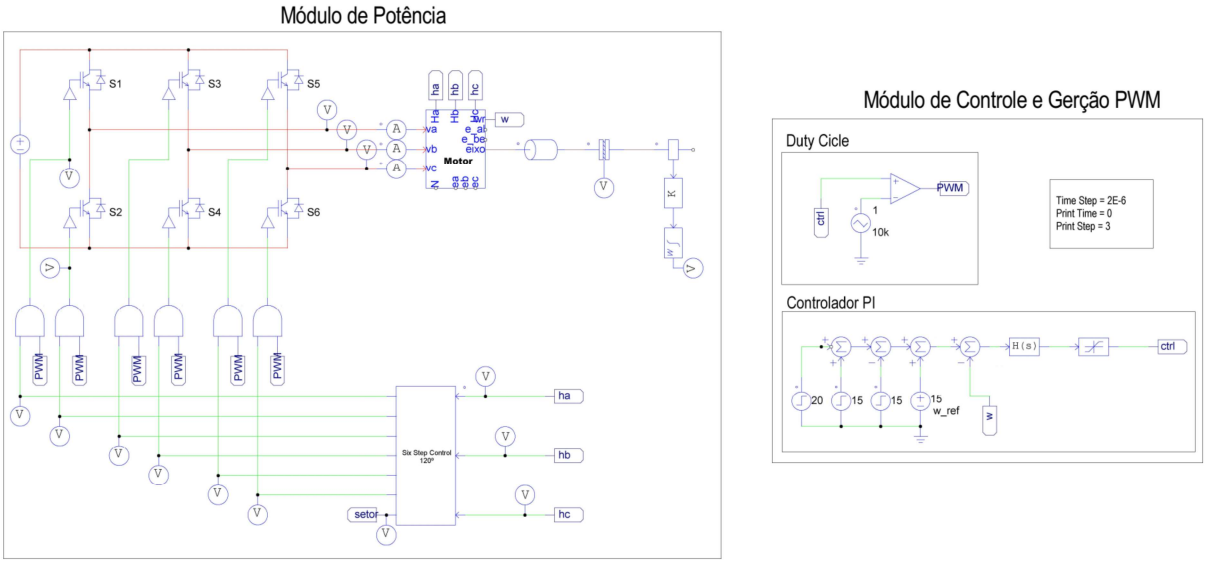
Fonte: Autor.

4.1.3 Operacão em Malha Fechada

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos para operação em malha fechada realizando controle de velocidade. Diferente do exposto anteriormente, neste caso será mantida carga constante variando apenas a referência de velocidade, com posterior análise da resposta ao degrau de carga. Esperam-se resultados semelhantes, porém não idênticos, aos já apresentados na Subseção 4.1.2, visto que o funcionamento fundamental do circuito se manteve, sendo alterado apenas a forma de controle dos pulsos comandantes do chaveamento.

A topologia utilizada para nesta modelagem está apresentada na Figura 4.12.

Figura 4.12 – Modelagem do sistema utilizando controle em malha fechada



Fonte: Autor.

O módulo bloco denominado 'Módulo de Potência' tem funcionamento idêntico ao explicado anteriormente, com a diferença estando presente no 'Módulo de Controle e Geração PWM'. Dentro deste bloco estão presentes dois sub-blocos: 'Duty Cicle' e 'Controlador PI'.

Voltando o foco ao Controlador PI, para ω_{ref} foram utilizados os degraus de velocidade conforme Tabela 4.2:

Tabela 4.2 – Tabela de degraus na velocidade de referência

Tempo (s)	w_{ref}
0	15
3	30
7	50
11	35

Fonte: Autor.

Partindo da comparação entre a Tabela 4.2 e ω_r será gerado o sinal de saída que então será tomado como informação de entrada para o sub-bloco 'Duty Cicle', com operação idêntica a discutida anteriormente.

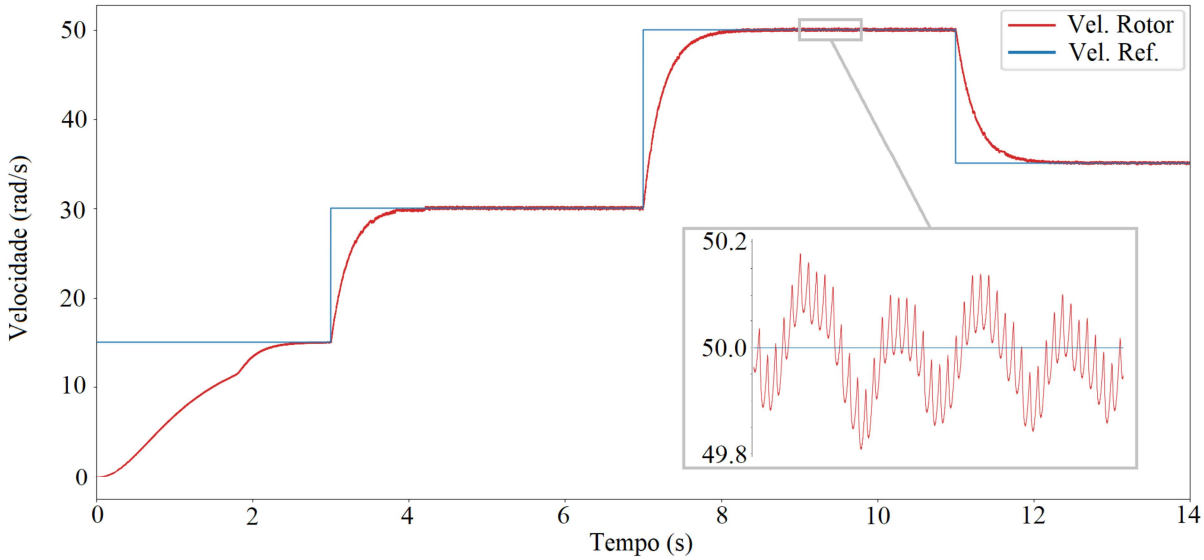
Os resultados esperados são similares porém não idênticos ao apresentado na Subseção 4.1.2. As diferenças devem estar relacionadas ao fato desta técnica incluir operações de chaveamento adicionais. Em pontos de corrente inferior e em torno de 1/3 do valor nominal são introduzidas distorções significativas, comprometendo a forma de onda de-

vido a presença de *ripple* de corrente. Por exemplo, para valor de pico igual a 24 (A) a amplitude do *ripple* de corrente se mantem em torno de 19 (A).

Este fenômeno perde intensidade conforme a corrente chega próxima a nominal, não somente pela menor significância em relação ao valor de pico, mas também em amplitude. Por exemplo, quando operando com velocidade nominal (50 rad/s) e corrente $Ia_{máx} = 51,4$ (A), tem-se ondulações com amplitude $I_{ripple} = 9$(A), como apresentado na Figura 4.15.

A Figura 4.13 apresenta o comportamento da ω_r em relação a ω_{ref}.

Figura 4.13 – Velocidade de referência *versus* velocidade do rotor

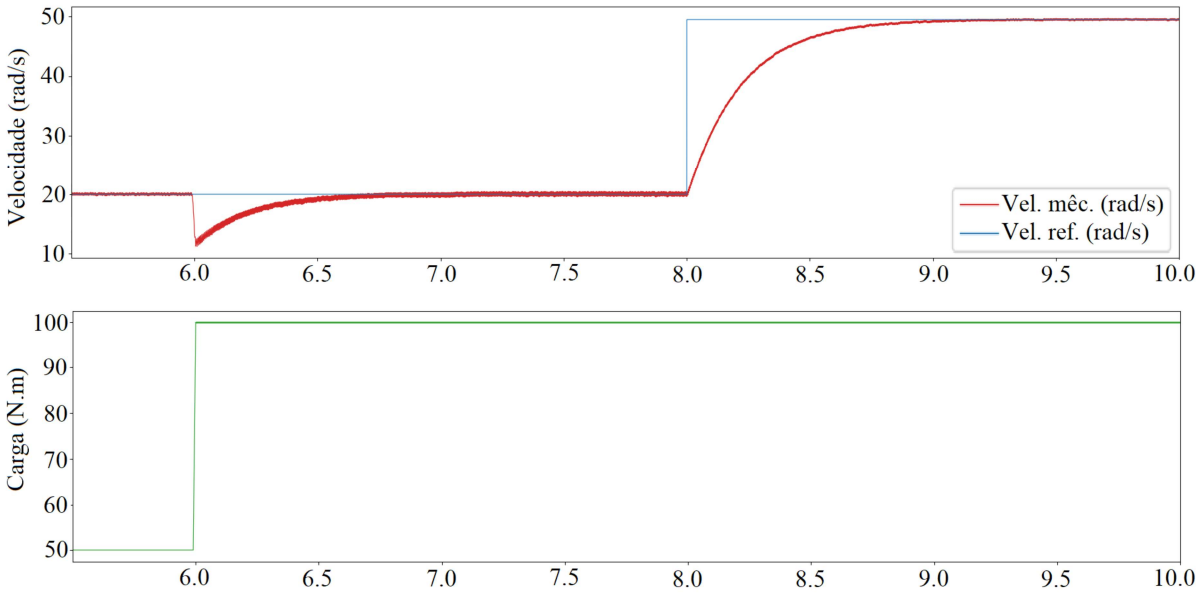


Fonte: Autor.

Verifica-se através da Figura 4.13 o correto funcionamento do sistema de controle de velocidade projetado, com tempos de acomodação igual 2,1s para situação de partida e 6,5ms para o pior caso quando já em movimento. Realizando comparação qualitativa com o resultado obtido em MA, além das ondulações encontradas anteriormente, agora existe a presença de ondulações adicionais de alta frequência em torno do 'envelope' da curva.

Com o motor em movimento, carga $L = 50$ (N· m) e $\omega_r = 50$ (rad/s), aplicou-se degrau $\Delta L = 50$ (N· m), totalizando $L = 100$ (N· m) aplicado ao eixo, com objetivo de verificar o comportamento do controle, apresentado na Figura 4.14.

Figura 4.14 – Resposta ao degrau de carga e velocidade



Fonte: Autor.

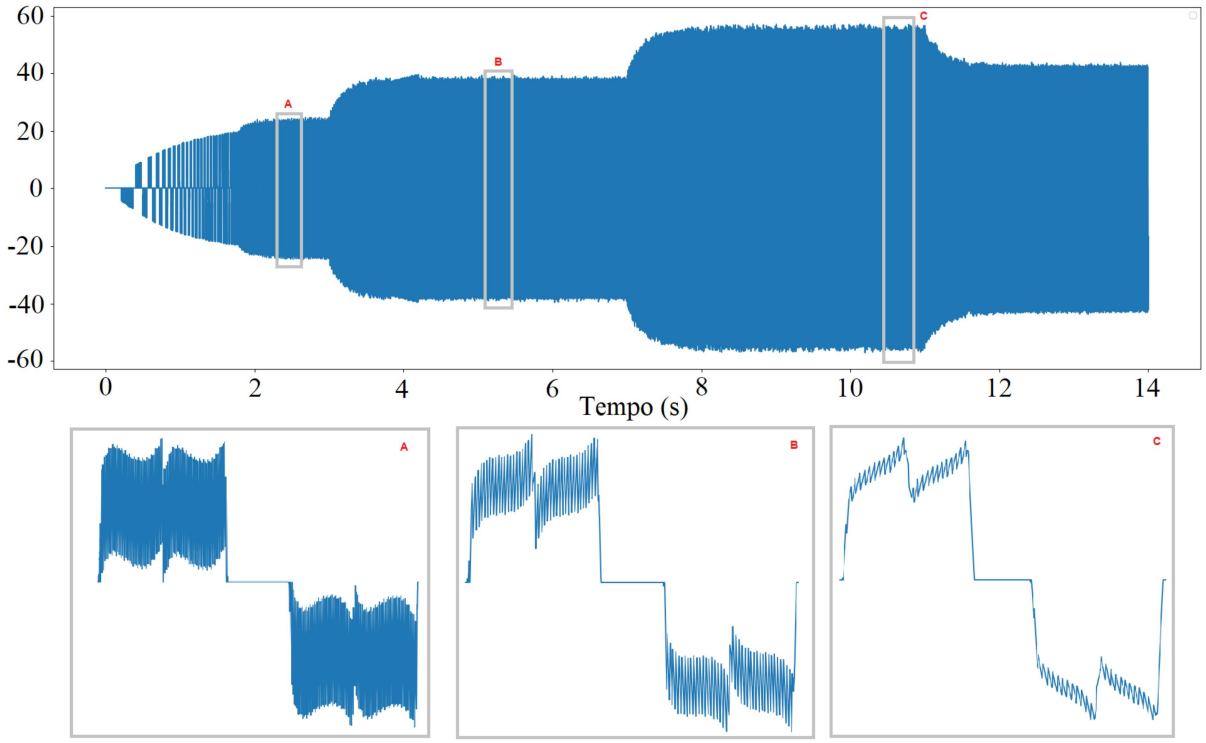
Introdução de carga oposta ao sentido de giro do eixo tem como efeito a redução da ω_r, comportamento encontrado para a resposta da máquina simulada, com ação de controle e tempo de acomodação similar ao encontrado para degraus de velocidade.

A Figura 4.15 apresenta o resultado de simulação para a corrente de fase A com ampliações que demonstram a ondulação comentada anteriormente.

Ao realizar controle de velocidade, por consequência também será controlada a amplitude da corrente necessária para geração do torque. Uma das vantagens desse processo tem relação com a corrente de partida.

Em comparação ao obtido em malha aberta, este sistema não apresenta surto de corrente durante o acionamento, com amplitude variando lentamente com o tempo e velocidade. Os benefícios vão desde eficiência até qualidade de energia do sistema, visto que picos elevados de corrente tendem a gerar queda de tensão na rede onde estão inseridos, com potencial interferência na operação dos demais equipamentos e, em casos extremos, danificação dos mesmos.

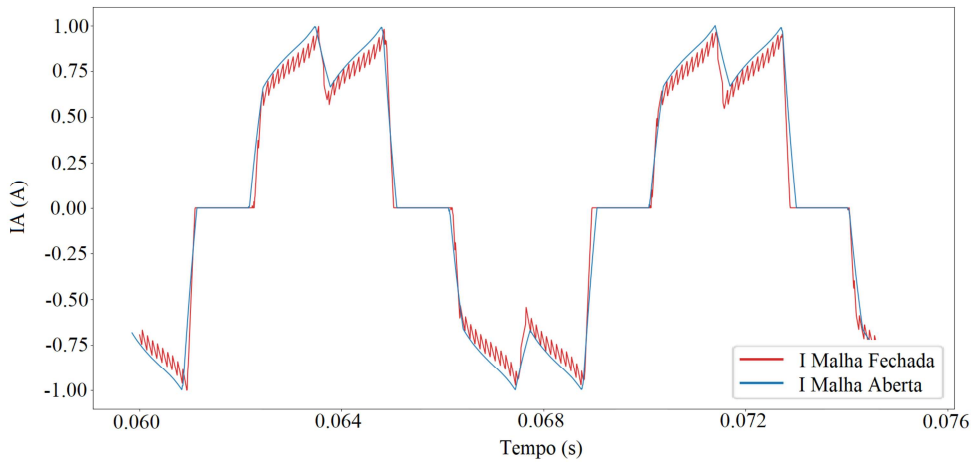
Figura 4.15 – Corrente de fase A acompanha de ampliações demonstrando o *ripple* de corrente



Fonte: Autor.

Com o intuito de comparar o comportamento da corrente com velocidade nominal, a Figura 4.16 apresenta a onda normalizada com operação em malha aberta e fechada, sobrepostas.

Figura 4.16 – Comparação entre correntes de fase normalizadas operando em malha aberta e malha fechada

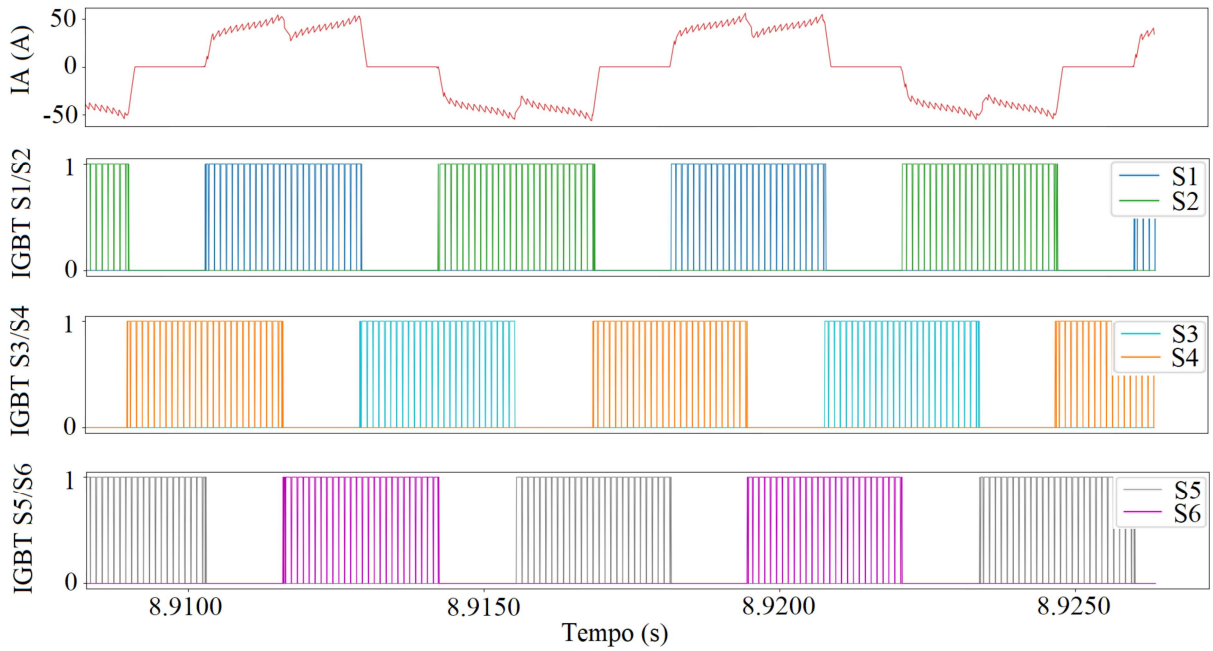


Fonte: Autor.

Apesar do maior número de chaveamentos, o funcionamento do sistema manteve o padrão quando comparamos as correntes, mantendo mesma forma de onda e comportamento característico da operação. Resultados obtidos por Xia (2012), Lei Hao e Toliyat (2003) e Topaloglu et al. (2013) vão de encontrado aos apresentados neste trabalho.

Comparando a Figura 4.10 com 4.17 é possível observar os sinais de chaveamento adicionais anteriormente comentados. Analisando atentamente a Figura 4.17, pode-se chegar a duas conclusões:

Figura 4.17 – Corrente em velocidade nominal



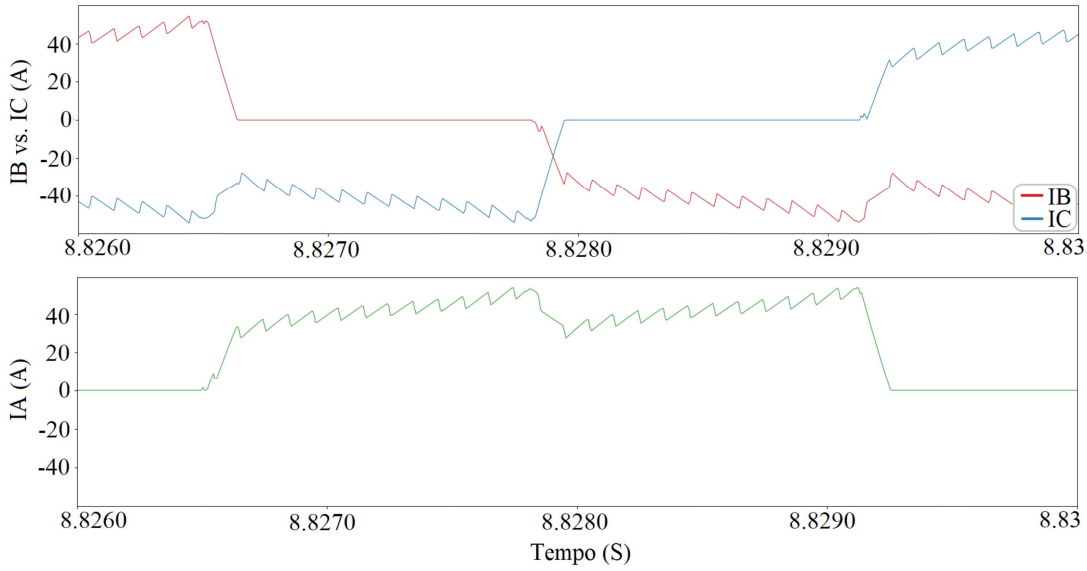
Fonte: Autor.

1º. Para cada comutação presente nos sinais enviados aos transistores existe uma pequena oscilação da corrente, também chamada neste trabalho de *ripple*. Esse fenômeno repercutirá num efeito cascata no comportamento do torque e, consequentemente, na curva de velocidade, como visto na Figura 4.13.

2º. Isolando o primeiro momento de condução positiva de corrente na Fase A, exatamente na metade do período de condução se tem um vale. Este vale foi observado e comentado anteriormente na operação em malha aberta e repete-se aqui. Para a primeira metade, os transistores em condução são S1 e S4 (Ver Fig. 4.12) com polaridade positiva, após 60º, S4 atinge seu período máximo de condução ($T_C = 120º$) e é comutado, enquanto S6 passa a ser responsável pela condução. Neste ponto de troca, teremos a sobreposição de duas curvas de corrente com amplitudes que variam de forma não instantânea (Ver Figura 4.18). Esse processo é o responsável pelo vale encontrado na curva, com amplitude se recuperando conforme o avanço

da operação, até o momento onde a fase A é retirada de condução. O processo de rampa descrito pode ser observado no início e fim de condução da fase, onde não existe uma variação instantânea, mas sim uma rampa.

Figura 4.18 – Corrente de fase durante comutação

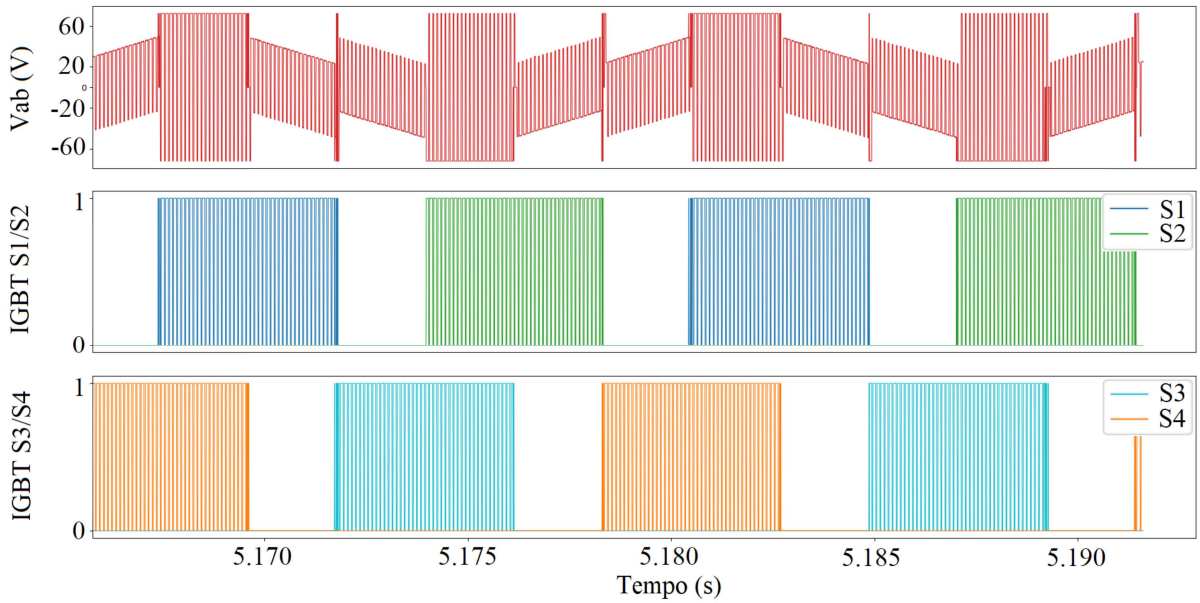


Fonte: Autor.

Por fim, será analisado o comportamento da tensão de linha V_{ab} aplicada ao circuito.

A Figura 4.19 apresenta a tensão de linha V_{ab} e seus respectivos sinais de chaveamento. Novamente, o comportamento se manteve semelhante ao encontrado para malha aberta (Ver Fig. 4.10), com adição dos sinais de chaveamento. Aqui, como comentado no Capítulo 3.2, nos momentos onde existe comutação das chaves em condução serão introduzidos picos de tensão com polarização inversa, com estes resultados indo ao encontro do obtido por Xia (2012).

Figura 4.19 – Tensão de linha V_{ab} (malha fechada)



Fonte: Autor.

Os resultados apresentados nesta seção mostram a eficácia do controlador em atender as demandas de controle conforme projetado. Além da clara vantagem em poder determinar qual será ω_r de forma simples e com a segurança de que a mesma será mantida independente da carga aplicada (desde que dentro dos limites nominais do motor), também é possível observar melhoria no comportamento da corrente, principalmente durante a partida, sem a presença de picos em nenhum momento da operação, com transições suaves.

Esta implementação não tem como objetivo reduzir ondulações de torque e, de forma pouco significativa, acaba por introduzir pequenas ondulações adicionais. Existem na literatura implementações muito bem estudadas (Shi et al., 2010; Lu; Zhang; Qu, 2008; Shi; Li, 2013; Kim; Park; Lee, 2018) que tem como foco solucionar este problema.

Da comparação entre ambas implementações surge a desvantagem referente a redução de eficiência ligada ao alto número de comutações necessárias para atingir, e manter, a velocidade sob determinados níveis.

5 CONCLUSÃO

Inicialmente, fez-se uso de técnica Six Step com funcionamento baseado na posição rotórica em relação a setores pré-determinados através de sinais provenientes de sensores Hall e acionamento realizado por código escrito e armazenado em Bloco Progamável C++. Após, foram introduzidos circuitos adicionais com objetivo de realizar o controle de velocidade através de compensador PI e circuito de comparação e geração de sinais PWM.

No Capítulo 1, foi realizada uma contextualização histórica sobre o desenvolvimento, marcos históricos, vantagens, ascenção e queda do interesse por VE. Posteriormente, no Capítulo 1.2, foi apresentada a revisão bibliográfica sobre as principais configurações e classificações de VEH, topologia de motores, suas vantagens, desvantagens e exemplos de aplicação.

Após, descreveu-se a operação detalhada da máquina, com comparação entre BLDC-- PMSM e dificuldades encontradas na sua utilização. Foi explicado o funcionamento e divisão de setores para o motor, topologia e funcionamento do inversor, formas de ondas ideias esperadas e construção, seguido pela definição dos objetivos.

No Capítulo 2.2.1 foi apresentada a modelagem matemática de um motor BLDC. Primeiro realizou-se estudo para equacionamento básico do circuito, seguido por definições de potência, torque e carga. Devido a necessidade do trabalho, foi descrita também a função de transferência, tomada como base para projeto de controle.

O Capítulo 3 discutiu sobre o funcionamento detalhado da técnica a ser utilizada, comentando sobre suas possibilidades de aplicação e vantagens de cada modo de operação. Neste capítulo também foram descritos os resultados esperados, características de controle e projeto da planta aplicada.

Por fim, o Capítulo 4 apresentou e discutiu os resultados encontrados através de simulações utilizando o *software* PSIM. Em um primeiro momento foram apresentados os resultados para implementação em malha aberta, ou seja, sem nenhuma modificação da técnica Six Step. Na sequência, apresentou-se os resultados encontrados para implementação de controle em malha fechada e também comparação com o obtido em malha aberta.

Os resultados encontrados para implementação em malha aberta foram de encontro ao discutido na literatura e neste trabalho. Como ponto negativo, foi possível observar o *ripple* de torque que, principalmente em longo prazo, pode acabar introduzindo problemas mecânicos tanto no sistema em que o motor está inserido quanto na própria máquina através de desgaste mecânico e/ou desfixação dos IP grudados na superfície do rotor.

A presença de elevada corrente de partida em todas as fases também se mostra um grave problema, visto que situações de parada-partida são comuns em veículo, gerando elevado estresse térmico e desgaste prematuro dos diversos componentes do circuito, caso

projetados não levando este efeito em conta, ou elevado custo de implementação quando considerado, produzindo como produto final um sistema superdimensionado para operações em regime permanente.

Em contraponto, ao implementar controle em malha fechada os resultados obtidos para corrente se mostraram satisfatórios, com variações suaves e de acordo com critérios estabelecidos.

O controlador de velocidade conseguiu desempenhar seu propósito mantendo erro nulo em regime permanente quando submetido a degraus de velocidade e carga, como apresentado nas Figuras 4.13 e 4.14.

De forma negativa, além de ondulações esperadas introduzidas por não idealidades do circuito é acresentado o *ripple* originado do chaveamento realizado pelo sistema PWM. Como discutido, este efeito se mostra significativo em baixas correntes, com sua interferência diminuindo conforme a corrente se aproxima da nominal. Através da Figura 4.16, é possível verificar claramente este efeito, mostrando também que o comportamento inicial é mantido mesmo com a adição do controle.

Desta forma, é possível afirmar que este trabalho atingiu os objetivos estipulados, implementando com sucesso o acionamento e controle de um motor BLDC com a premissa de tração veicular através da técnica Six Step tanto em malha aberta como malha fechada.

5.1 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

De forma a dar prosseguimento ao estudo realizado, sugere-se os seguintes trabalhos:

1. Implementação do controle, aqui teoricamente desenvolvido, em bancada, como forma adicional de validação dos resultados;

2. Inclusão de técnicas com foco na redução de ondulações de torque, melhorando a performance e aplicabilidade do sistema;

3. Estudo e implementação de técnicas com foco em enfraquecimento de campo, na literatura popularmente chamadas de *Flux Weakening*, de modo a expandir os limites de operação do motor;

4. Sugere-se também o estudo detalhado e implementação da técnica *Phase Advancing*.

REFERÊNCIAS

Adnan, A.; Ishak, D. Finite element modeling and analysis of external rotor brushless dc motor for electric bicycle. In: **2009 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD)**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 376–379.

Al-Fiky, H. T. et al. Speed control modeling for in-wheel permanent magnet brushless dc motors for electric vehicles. In: **2019 24th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 438–443.

Bianchi, N.; Bolognani, S.; Zigliotto, M. High-performance pm synchronous motor drive for an electrical scooter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 5, p. 1348–1355, 2001.

Chan, C. C. An overview of electric vehicle technology. **Proceedings of the IEEE**, v. 81, n. 9, p. 1202–1213, Sep. 1993. ISSN 1558-2256.

Chan, C. C.; Wong, Y. S. Electric vehicles charge forward. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 2, n. 6, p. 24–33, 2004.

_____. The state of the art of electric vehicles technology. In: **The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.** [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 46–57 Vol.1.

CHAU, K. T. **Electric Vehicle Machines And Drives: Design, Analysis And Application**. [S.l.]: Wiley, 2015.

Dimitrov, V. Overview of the ways to design an electric bicycle. In: **2018 IX National Conference with International Participation (ELECTRONICA)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–4.

DJI. **Inside a Drone - Brushless Motors**. 2016. Disponível em: <https://www.dji.com/newsroom/news/inside-a-drone-brushless-motors>. Acesso em: 24/01/2021 - 23:00.

Emadi, A.; Lee, Y. J.; Rajashekara, K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, p. 2237–2245, 2008.

HALVORSON, B. **2015 Volkswagen e-Golf: What We Like and Dont Like, After First Drive**. 2015. Disponível em: <https://www.greencarreports.com/news/1098680_2015-volkswagen-e-golf-what-we-like-dont-like-after-first-drive>. Acesso em: 13/02/2021 - 17:15.

Hashemnia, N.; Asaei, B. Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles. In: **2008 18th International Conference on Electrical Machines**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.

HENRYSIRHENRY. **Flocken Elektrowagen**. 2011. Disponível em: <https://commons.wikimedia.org/w/index.php?curid=16526202>. Acesso em: 14/10/2020 - 8:30.

Hu Zhong et al. Development and performance validation of an isg diesel hybrid powertrain for city buses - part ii: Control strategy and road test. In: **2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–6.

Jain, A. K. et al. Integrated starter generator for 42-v powernet using induction machine and direct torque control technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 21, n. 3, p. 701–710, 2006.

Ogden Bolton Jr. **Electrical bicycle**. 1895. US552271A. Disponível em: <https://patentimages.storage.googleapis.com/de/f7/f4/37a9e8ed9f4873/US552271.pdf>. Acesso em: 23/01/2021 - 16:00.

Ogden Bolton Jr. **Electrical bicycle**. 1897. US596272A. Disponível em: <https://patentimages.storage.googleapis.com/75/e7/86/9406fa2dc49e98/US596272.pdf>. Acesso em: 23/01/2021 - 16:00.

JUNG, S.; KIM, H. Analysis of amazon prime air uav delivery service. **Journal of Knowledge Information Technology and Systems**, v. 12, p. 253–266, 04 2017.

Kai, Z.; Dejun, Y. A control approach adaptive to load and road slope for electric power assisted bicycle. In: **2017 36th Chinese Control Conference (CCC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 3414–3418.

Kim, S.; Park, J.; Lee, D. Torque ripple reduction of the bldc motor using a modified 3-phase conduction method. In: **2018 International ECTI Northern Section Conference on Electrical, Electronics, Computer and Telecommunications Engineering (ECTI-NCON)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 34–39.

KRISHNAN, R. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives. In: _____. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. [S.l.]: CRC Press, 2010. cap. 1, 9, p. 81, 459. ISBN 9780824753849.

KUDELINA, K. et al. Bearing fault analysis of bldc motor for electric scooter application. **Designs**, v. 4, n. 4, 2020. ISSN 2411-9660. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2411-9660/4/4/42>.

LARMINIE, J.; LOWRY, J. **Electric vehicle technology explained**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012.

Lazor, M.; Stulrajter, M. Modified field oriented control for smooth torque operation of a bldc motor. In: **2014 ELEKTRO**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 180–185.

LAZZARI, T. **Desenvolvimento De Sistemas De Controle Para Motores De Ímãs Permanentes Para Tração De Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2020.

Lei Hao; Toliyat, H. A. Bldc motor full speed range operation including the flux-weakening region. In: **38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.** [S.l.: s.n.], 2003. v. 1, p. 618–624 vol.1.

Lu, H.; Zhang, L.; Qu, W. A new torque control method for torque ripple minimization of bldc motors with un-ideal back emf. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 950–958, 2008.

MANSKY, J. **The Motorized Scooter Boom That Hit a Century Before Dockless Scooters**. 2019. Disponível em: <https://www.smithsonianmag.com/history/motorized-scooter-boom-hit-century-dockless-scooters-180971989/#:~:text=Theconceptofthescooter,bicycles,tricyclesandkickscooters.> Acesso em: 23/01/2021 - 16:30.

Markovic, M. et al. Optimal design of an in-wheel bldc motor for a kick scooter. In: **2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 292–296.

MATULKA, R. **The History of the Electric Car**. [S.l.], 2014. Disponível em: <https://www.energy.gov/articles/history-electric-car#:~:text=Here%20in%20the%20U.S.%2C%20the,spark%20interest%20in%20electric%20vehicles.> Acesso em: 10/11/2020 - 11:30.

MEARTH. **How the Electric Scooter Took Over the World**. 2020. Disponível em: <https://www.mearth.com.au/how-the-electric-scooter-took-over-the-world/#:~:text=Eveready%20Battery%20Co%20bought%20the,a%20fixture%20in%20high%2Dsociety.> Acesso em: 23/01/2021 - 19:00.

Momoh, O. D.; Omoigui, M. O. An overview of hybrid electric vehicle technology. In: **2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1286–1292.

NAM, K. H. **AC Motor Control and Electrical Vehicle Applications**. [S.l.]: CRC Press, 2010.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. [S.l.]: Pearson, 2010.

Rakhmawati, R.; Dwi Murdianto, F.; Wildan Alim, M. Soft starting performance evaluation of pi speed controller for brushless dc motor using three phase six step inverter. In: **2018 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 121–126.

Rakhmawati, R.; Irianto; Ruwano, F. T. Implementation of fuzzy logic control for soft-starting method brushless dc motor at electric bicycle. In: **2019 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication (iSemantic)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 497–502.

Ravi, N.; Ekram, S.; Mahajan, D. Design and development of a in-wheel brushless d.c. motor drive for an electric scooter. In: **2006 International Conference on Power Electronic, Drives and Energy Systems**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–4.

RIBEIRO, R. **De pioneiro a esquecido, Ford Fusion sai de linha após 14 anos**. 2020. Disponível em: <https://autoesporte.globo.com/mercado/noticia/2020/05/de-pioneiro-carro-do-presidente-jair-bolsonaro-ford-fusion-sai-de-linha-apos-14-anos.ghtml>. Acesso em: 13/02/2021 - 15:45.

Shenoy, K. L.; Kumar, M. S. Design topology and electromagnetic field analysis of permanent magnet brushless dc motor for electric scooter application. In: **2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1541–1545.

Shi, J.; Li, T. New method to eliminate commutation torque ripple of brushless dc motor with minimum commutation time. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 6, p. 2139–2146, 2013.

Shi, T. et al. A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless dc motor based on dc?dc converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 10, p. 3483–3490, 2010.

Somchaiwong, N.; Ponglangka, W. Regenerative power control for electric bicycle. In: **2006 SICE-ICASE International Joint Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. p. 4362–4365.

Sue, S. et al. A bi-directional power flow ipm-bldc motor drive for electrical scooters. In: **2010 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1330–1334.

TESLA. **Tesla Motors to Begin Customer Deliveries of Model S on June 22nd**. 2012. Disponível em: <https://www.tesla.com/blog/tesla-motors-begin-customer-deliveries-model-s-june-22nd#:~:text=Tesla%20Motors%20(NASDAQ%3ATSLA),Tesla%20Factory%20in%20Fremont%2C%20California.> Acesso em: 13/02/2021 - 17:00.

_____. **About Tesla**. 2020. Disponível em: <https://www.tesla.com/about>. Acesso em: 13/12/2020 - 14:00.

TOPALOGLU, I. et al. Closed-loop speed control of pm-bldc motor fed by six step inverter and effects of inertia changes for desktop cnc machine. **Electronics and Electrical Engineering**, v. 19, 01 2013.

TOYOTA. **History of the Toyota Prius**. 2015. Disponível em: <https://blog.toyota.co.uk/history-toyota-prius#:~:text=The%20Toyota%20Prius%20was%20the,%2C%20low%2Demission%20family%20vehicle.> Acesso em: 23/01/2021 - 22:00.

_____. **The Success of Hybrid**. 2020. Disponível em: <https://www.toyota-europe.com/world-of-toyota/feel/environment/better-air/hybrid-vehicle>. Acesso em: 10/12/2020 - 15:00.

TRINDADE, F. **Elétrico "para as massas": Chevrolet Bolt 2017 é revelado por completo**. 2016. Disponível em: <https://motor1.uol.com.br/news/121757/eletrico-para-as-massas-chevrolet-bolt-2017-e-revelado-por-completo/>. Acesso em: 13/02/2021 - 14:25.

Utomo, D. S. B.; Rizal, A.; Gaffar, A. F. O. Model reference neural adaptive control based bldc motor speed control. In: **2017 5th International Conference on Electrical, Electronics and Information Engineering (ICEEIE)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 49–54.

Vishwakarma, V. K.; Rao, G.; Landge, B. Design of bldc based isg for aerial application: Effect of stator slot design parameters on the efficiency. In: **2018 International Conference On Advances in Communication and Computing Technology (ICACCT)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 23–28.

WORLDOMETER. **Produced Cars 2000**. 2020. Disponível em: <https://www.worldometers.info/cars/>. Acesso em: 10/11/2020 - 10:00.

Xia, C. et al. Torque ripple reduction in brushless dc drives based on reference current optimization using integral variable structure control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 738–752, 2014.

XIA, C.-L. **Permanent Magnet Brushless Dc Motor Drives And Controls**. [S.l.]: John Wiley E Sons Singapore Pte. Ltd., 2012. 45 p.

Xiao, J. et al. Bldc motor field orientation control system based on lpidbp neural network. In: **IET International Conference on Information Science and Control Engineering 2012 (ICISCE 2012)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4.

Xiaogang Wu et al. Design of vehicle controller for isg hybrid electric car based on fuzzy control. In: **Proceedings of 2011 6th International Forum on Strategic Technology**. [S.l.: s.n.], 2011. v. 1, p. 269–272.

Yallappa, D. et al. Development and evaluation of drone mounted sprayer for pesticide applications to crops. In: **2017 IEEE Global Humanitarian Technology Conference (GHTC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–7.

Yong Wang et al. Transient analysis of a new outer-rotor permanent-magnet brushless dc drive using circuit-field-torque coupled time-stepping finite-element method. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 38, n. 2, p. 1297–1300, 2002.

YUNIARTO, M. N.; RIJANTO, E.; MUKHLISIN, A. Design and performance analysis of brushless direct current (BLDC) motor controller for electric scooter. **IOP Conference Series: Materials Science and Engineering**, IOP Publishing, v. 694, p. 012004, nov 2019. Disponível em: <https://doi.org/10.1088/1757-899x/694/1/012004>.