

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

**Renata Camponogara**

**ACIONAMENTO DE MÁQUINA BLDC ATRÁVES DA  
ESTRATÉGIA SIX-STEP 120° COM CONTROLE DE  
VELOCIDADE UTILIZANDO COMO REFERÊNCIA O  
CICLO DE CONDUÇÃO NEDC**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2023**

Renata Camponogara

**ACIONAMENTO DE MÁQUINA BLDC ATRÁVES DA ESTRATÉGIA  
SIX-STEP 120° COM CONTROLE DE VELOCIDADE UTILIZANDO  
COMO REFERÊNCIA O CICLO DE CONDUÇÃO NEDC**

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 Padilha Vieira**

Santa Maria, RS, Brasil  
2023

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

Camponogara, Renata

Acionamento de máquina BLDC através da estratégia Six-Step 120° com controle de velocidade utilizando como referência o Ciclo de Condução NEDC / Renata Camponogara - 2023

52 p.; 30 cm

Orientador: Rodrigo Padilha Vieira

TCC (graduado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Engenharia Elétrica 2. Motor Síncrono de Ímãs Permanentes 3. Acionamento Six-Step 4. Controle de Máquinas 5. Ciclos de Condução para Veículos Elétricos I. Vieira, Rodrigo Padilha. III. Acionamento de máquina BLDC através da estratégia Six-Step 120° com controle de velocidade utilizando como referência o Ciclo de Condução NEDC.

---

© 2023

Todos os direitos autorais reservados a Renata Camponogara. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 999542997;

Endereço Eletrônico: renatacamponogara@gmail.com

---

Renata Camponogara

**ACIONAMENTO DE MÁQUINA BLDC ATRÁVES DA ESTRATÉGIA  
SIX-STEP 120° COM CONTROLE DE VELOCIDADE UTILIZANDO  
COMO REFERÊNCIA O CICLO DE CONDUÇÃO NEDC**

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 02 de Março de 2023:**

---

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

---

**Lucas Rossato Rocha, M.e. (UFSM)**

---

**Paulo Henrique Alves, M.e. (UFSM)**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2023**

## DEDICATÓRIA

À todas as mulheres cientistas e professoras. Em especial, à minha avó Terezinha que foi professora e uma mulher a frente da sua geração.

## AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao Professor Rodrigo Padilha Vieira por sua orientação, compartilhamento de conhecimentos e experiências, e pela compreensão.

À professor Fernanda de Moraes Carnielli, que foi minha primeira orientadora no GEPOC, agradeço pelo compartilhamento de ideias, conhecimento e pela contribuição na minha formação profissional.

Gostaria de agradecer a todos os professores e professoras que passaram pela minha formação. De forma especial, gostaria de agradecer aqueles que entendem a importância de passar o conhecimento adiante sem esquecer-se de que somos todos, primeiramente, humanos.

Agradeço à Universidade Federal de Santa Maria, pela oportunidade de fazer um curso de graduação de qualidade, pela oportunidade de aprender com professores qualificados e por toda a estrutura que colaborou para que esse trabalho fosse feito. Ao Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, que se tornou minha segunda casa, por fornecer um ambiente de troca de conhecimentos e experiências. Aos professores do GEPOC, pelos conhecimentos compartilhados e trocas de experiências.

Aos colegas do GEPOC, obrigada pela parceria nesses anos de graduação, pelos conhecimentos compartilhados, pelas dúvidas tiradas, pelos conselhos dados, e pelos cafés coletivos e cheios de risadas.

À minhas grandes amigas e colegas Ana Flávia Bacca e Thieli Smith Gabbi agradeço pela parceria, compreensão, risadas e apoio durante toda essa trajetória de graduação, pelos abraços nos momentos felizes e nos de desespero e por serem uma grande inspiração pra mim.

A todos os membros da minha família, em especial aos meus avós, Terezinha Nair Fontana Batista e Luís Salles Batista, obrigada por todo apoio que vocês me deram. A minha mãe, Marigésus Aparecida Batista, obrigada por todas as vezes que você atravessou a cidade pra que eu pudesse ter uma educação de qualidade, obrigada pela compreensão e apoio. Ao meu pai, Edemor Camponogara, obrigada pelo suporte e compreensão.

Por fim, e não menos importante, obrigada a mim mesma por nunca ter desistido de mim.

“You cannot hope to build a better world without improving the individuals. To that end each of us must work for his own improvement, and at the same time share a general responsibility for all humanity.  
**Marie Curie**”

## RESUMO

# ACIONAMENTO DE MÁQUINA BLDC ATRÁVES DA ESTRATÉGIA SIX-STEP 120° COM CONTROLE DE VELOCIDADE UTILIZANDO COMO REFERÊNCIA O CICLO DE CONDUÇÃO NEDC

AUTOR: RENATA CAMPONOGARA  
ORIENTADOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

Com a previsão do aumento de veículos elétricos para os próximos anos, e a necessidade de soluções mais sustentáveis e eficientes no setor de transportes torna-se necessário o estudo, análise e implementação das tecnologias que envolvem os sistemas de veículos elétricos. Um dos principais sistemas de um veículo elétrico (*Electric Vehicle - EV*) é o sistema de propulsão elétrica, que engloba a máquina elétrica e o inversor de acionamento e controle desta. Ainda, devido as características de alta densidade de potência e alta eficiência, as máquinas síncronas de ímãs permanentes (PMSM) têm sido uma das máquinas de maior destaque para esta aplicação. Assim, este trabalho de conclusão de curso apresenta uma análise das técnicas de acionamento *Six-Step* e controles de velocidade e corrente para uma máquina BLDC acionada por um inversor trifásico. No Capítulo 1, apresenta-se uma revisão da história e conceitos de veículos elétricos e conceitos e exemplos de ciclos de condução. No Capítulo 2, as características das máquinas PMSM são discutidas assim como a modelagem elétrica e mecânica da máquina. No Capítulo 3, a modelagem para a implementação do acionamento *Six-Step* e projetos dos controladores são apresentados. Por fim, o Capítulo 4 apresenta os resultados encontrados ao implementar-se o sistema proposto no *software* de simulação em tempo real *Typhoon HIL*. Nesse trabalho, o ciclo de condução NEDC é usado como referência para análise da performance do controle aplicado.

**Palavras-chave:** Máquinas de Ímãs Permanentes, Six-Step, Veículos Elétricos, Ciclo de Condução NEDC, Simulação em tempo real.



## ABSTRACT

# DRIVING A BLDC MACHINE USING THE SIX-STEP 120° STRATEGY WITH SPEED CONTROL USING THE NEDC DUTY CYCLE AS REFERENCE

AUTHOR: RENATA CAMPONOGARA  
ADVISOR: RODRIGO PADILHA VIEIRA

With the expected increase of electric vehicles for the coming years, and the need for more sustainable and efficient solutions in the transportation sector, it becomes necessary to investigate, analyze and implement the technologies that involve the electric vehicle systems. One of the main systems of an electric vehicle (EV) is the electric propulsion system, which includes the electric machine and the drive system. Also, due to the characteristics of high power density and high efficiency, permanent magnet synchronous machines (PMSM) have been one of the most distinguish machines for this application. Therefore, this final graduation paper presents an analysis of *Six-Step* drive techniques and speed and current controls for a BLDC machine driven by a three-phase inverter. Chapter 1 presents a review of the history and concepts of electric vehicles and concepts and examples of drive cycles. In Chapter 2, the characteristics of PMSM machines are discussed as well as the electrical and mechanical modeling of the machine. In Chapter 3, the modeling for the implementation of the drive *Six-Step* and controller designs are presented. Finally, Chapter 4 presents the results achieved by implementing the proposed system in the *software* real-time simulation *Typhoon HIL*. In this study, the NEDC driving cycle is used as a reference to analyze the performance of the applied control.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Machine, Six-Step, Electric Vehicles, Driving Cycle NEDC, Real-time Simulation.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	–	Previsão do aumento de EVs até 2030 pela IEA .....	18
Figura 1.2	–	ECE 15.....	21
Figura 1.3	–	Ciclo de Condução EUDC .....	22
Figura 1.4	–	Ciclo de Condução NEDC .....	23
Figura 1.5	–	Ciclo de Condução WLTP para veículos da Classe 1 - Fase Low.....	24
Figura 1.6	–	Ciclo de Condução WLTP para veículos da Classe 1 - Fase Medium	24
Figura 2.1	–	Tipos de Rotores: (a)Rotor com ímãs de superfície; (b)Rotor com ímãs inseridos na superfície; (c) Rotor com ímãs internos.....	27
Figura 2.2	–	Tipos de FCEM: (a)PMSM; (b)BLDC.....	28
Figura 2.3	–	Circuito Equivalente da BLDC em coordenadas abc. ....	29
Figura 3.1	–	Formas de onda de FCEM e de Corrente no <i>Six-Step</i> de 120° .....	32
Figura 3.2	–	Formas de onda de FCEM e de Corrente no <i>Six-Step</i> de 180° .....	33
Figura 3.3	–	Formas de onda de FCEM e de Corrente no <i>Six-Step</i> de 180°.....	34
Figura 3.4	–	Esquema do Controle da BLDC .....	35
Figura 3.5	–	Circuito equivalente no acionamento <i>Six-Step</i> 120° .....	35
Figura 4.1	–	Circuito de Acionamento BLDC.....	41
Figura 4.2	–	Sinais dos Sensores de Efeito Hall e Forças Contra Eletromotriz.....	42
Figura 4.3	–	Sinais para degraus positivos na velocidade de referência.....	43
Figura 4.4	–	Sinais para degraus negativos na velocidade de referência. ....	44
Figura 4.5	–	Velocidade para degraus de carga de (a)10Nm; (b)20Nm e (c)30Nm.	45
Figura 4.6	–	Velocidade para variações dinâmicas da referência conforme o ciclo de condução NEDC.....	48

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1	–	Dados Gerais do Ciclo de Condução ECE 15 .....	21
Tabela 1.2	–	Dados Gerais do Ciclo de Condução EUDC .....	22
Tabela 1.3	–	Dados Gerais do Ciclo de Condução NEDC .....	23
Tabela 1.4	–	Dados Gerais do Ciclo de Condução WLTP Classe 1 .....	25
Tabela 1.5	–	Classes do Ciclo de Condução WLTP e os ciclos completos de ensaio.	25
Tabela 3.1	–	Sequência das chaves para Acionamento Six-Step 120° .....	34
Tabela 4.1	–	Parâmetros da BLDC.....	40
Tabela 4.2	–	Ganhos dos Controladores de Corrente e Velocidade .....	40
Tabela 4.3	–	Dados do ciclo de condução ECE 15.....	47

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>IEA</i>	<i>International Energy Agency</i>
<i>PMSM</i>	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
<i>BLDC</i>	<i>Brushless DC Motor</i>
<i>ICE</i>	<i>Internal Combustion Engine</i>
<i>EV</i>	<i>Electric Vehicles</i>
<i>HEV</i>	<i>Hybrid Electric Vehicles</i>
<i>PEV</i>	<i>Pure Electric Vehicles</i>
<i>FEV</i>	<i>Fully Electric Vehicles</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>ECE15</i>	<i>Elementar Driving Cycle</i>
<i>EUDC</i>	<i>Extra Urban Driving Cycle</i>
<i>NEDC</i>	<i>New European Driving Cycle</i>
<i>WLTP</i>	<i>Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure</i>
<i>PI</i>	<i>Proporcional-Integral</i>
<i>FCEM</i>	<i>Força Contra Eletromotriz</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$k_{iv}$	ganho integral do controlador
$v_a$	Tensão estatórica da fase a
$v_b$	Tensão estatórica da fase b
$v_c$	Tensão estatórica da fase c
$R_a$	Resistência estatórica da fase a
$R_b$	Resistência estatórica da fase b
$R_c$	Resistência estatórica da fase c
$R_s$	Resistência estatórica por definição
$i_a$	Corrente estatórica da fase a
$i_b$	Corrente estatórica da fase b
$i_c$	Corrente estatórica da fase c
$L_a$	Indutância própria da fase a
$L_b$	Indutância própria da fase b
$L_c$	Indutância própria da fase c
$M$	Indutância mútua dos enrolamentos
$L_s$	Indutância estatórica por definição
$e_a$	Força contra-eletromotriz da fase a
$e_b$	Força contra-eletromotriz da fase b
$e_c$	Força contra-eletromotriz da fase c
$T_e$	Torque eletromagnético
$T_L$	Torque de carga
$\omega_r$	Velocidade rotórica
$\omega_e$	Velocidade elétrica
$\theta_r$	Posição mecânica do rotor
$\theta_e$	Posição elétrica
$B$	Densidade de fluxo magnético
$J$	Momento de inércia
$P$	Número de polos
$V_{cc}$	Tensão do barramento de corrente contínua
$i_{cc}$	Corrente do barramento de corrente contínua
$G_{P_{elétrico}}$	Função de transferência da planta elétrica
$G_{P_{mecânica}}$	Função de transferência da planta mecânica
$G_{PI}$	Função de transferência do controlador PI
$G_{PI}$	Função de transferência de malha fechada
$k_p$	Ganho do controlador proporcional
$k_i$	Ganho do controlador integral
$e_I$	Erro da malha de controle de corrente
$I^*_{cc}$	Referência da corrente do barramento de corrente contínua
$u$	Sinal de controle do sistema proposto
$PI_I$	Controlador PI de corrente

$e_{Icc}$	Erro do controle de corrente
$k_{pIcc}$	Ganho do controlador proporcional no controle de corrente
$k_{iIcc}$	Ganho do controlador integral no controle de corrente
$PI_{\omega}$	Controlador PI de velocidade
$e_{\omega}$	Erro do controle de velocidade
$k_{p\omega}$	Ganho do controlador proporcional no controle de corrente
$k_{i\omega}$	Ganho do controlador integral no controle de corrente
$k$	Amostra no tempo discreto
$T_S$	Período de amostragem
$\omega_n$	Frequência natural de ressonância não amortecida
$H_a$	Sinal do sensor de efeito hall a
$H_b$	Sinal do sensor de efeito hall b
$H_c$	Sinal do sensor de efeito hall c

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	15
1.1 MOTIVAÇÃO .....	15
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	15
1.2.1 Veículos Elétricos .....	15
1.2.2 Motores Síncronos de Ímas Permanentes (PMSM) .....	18
1.2.2.1 Acionamento e Controle de PMSM .....	19
1.2.3 Ciclos de Condução para Veículos Elétricos .....	20
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO .....	25
<b>2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES</b> .....	26
2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS .....	26
2.1.1 Ímãs Permanentes .....	26
2.1.2 Posicionamento dos Ímãs .....	27
2.1.3 Força Contra-Eletromotriz .....	28
2.2 MODELO ELÉTRICO DA BLDC .....	28
2.3 MODELO MECÂNICO DA BLDC .....	30
<b>3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE</b> .....	32
3.1 ESTRATEGIA DE ACIONAMENTO .....	32
3.1.1 Sensores de Efeito Hall .....	33
3.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE .....	34
3.2.1 Projeto do Controlador de Corrente .....	35
3.2.2 Discretização do Controlador de Corrente .....	37
3.2.3 Projeto do Controlador de Velocidade .....	38
3.2.4 Discretização do Controlador de Velocidade .....	38
<b>4 RESULTADOS</b> .....	39
4.1 PARÂMETROS DO SISTEMA .....	39
4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO .....	40
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	49
5.1 TRABALHOS FUTUROS .....	50
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	51

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Segundo a Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency - IEA*), a demanda global de energia elétrica aumentará de 25% a 30% até 2030 devido ao aumento de motores elétricos, Veículos Elétricos (EVs), bombas de calor e hidrogênio (IEA, 2022). Além disso, a IEA também afirma que as energias renováveis devem dominar a produção global de energia, correspondendo 75 – 80% de toda a nova capacidade até 2050, em que as fontes de energias fotovoltaica e eólica devem prevalecer (IEA, 2022).

Assim, o aumento da inserção de veículos elétricos no mercado aliado ao aumento da produção de energia por fontes renováveis desenha um cenário em que os veículos elétricos serão carregados com a energia elétrica proveniente dessas fontes renováveis. Desta forma, o setor de transporte está passando por um período de transição, em direção a um cenário mais sustentável.

Os EVs estão de tornando cada vez mais populares devido à sua eficiência energética, menor emissão de poluentes e menor ruído. No entanto, o desenvolvimento de VEs ainda enfrenta desafios significativos, incluindo a duração da vida útil da bateria, a disponibilidade de estações de recarga e a limitação da autonomia do veículo.

Dentre os sistemas do veículo elétrico, um dos mais significativos é o sistema de propulsão elétrica, que envolve o motor elétrico e o inversor que aciona esse motor. Ainda, dentre os motores usados na composição desse sistema de propulsão elétrica, o Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (PMSM) se destaca principalmente pelas características de alta densidade de potência e torque magnético e alta eficiência de operação.

Assim, torna-se necessário a pesquisa de técnicas, assim como o desenvolvimento de novos métodos, de acionamento e controle de PMSM com o foco na aplicação de veículos elétricos.

## 1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

### 1.2.1 Veículos Elétricos

Os veículos elétricos possuem um histórico de mais de 150 anos. Em 1850, máquinas elétricas começaram a ser experimentalmente colocadas em trens, navios e veículos terrestres. Esses experimentos geraram uma série de modelos de veículos elétricos e muitos deles dominariam o mercado do setor de transportes até a primeira guerra mundial



---

## 1 INTRODUÇÃO

(EMADI, 2015).

Foi Thomas Davenport quem construiu o primeiro veículo elétrico prático para uma pessoa em 1834, seguido pela construção de um veículo para duas pessoas em 1847. O primeiro veículo semelhante a um carro surgiu em 1851 e sua velocidade chegava a 32 km/h (EMADI, 2015).

Décadas mais tarde, os primeiros carros elétricos fabricados em série chegaram ao mercado com o desenvolvimento da Edison Cell, uma bateria de níquel-ferro que permitiu o que já era um mercado em expansão. A *Edison Cell* tinha uma maior capacidade de armazenamento do que as baterias utilizadas nos primeiros EVs e protótipos. Elas também eram recarregáveis, permitindo aos designers de automóveis produzir veículos que eram convenientes para consumidores de classe média que poderiam recarregar os seus automóveis em estações de recarga públicas ou privadas (muitos dos quais foram instalados ao longo das ruas da cidade ou em casas com tarifas preferenciais de electricidade). Nos anos 1900, os EVs tinham capturado uma parte notável do mercado de carros de lazer. Entre os 4200 automóveis vendidos nos Estados Unidos em 1900, 38% eram elétricos e apenas 22% eram gasolina, enquanto outros 40% ainda eram movidos a vapor (EMADI, 2015) (CHAU, 2015).

No entanto, apesar da popularidade dos veículos elétricos, esses veículos eram caros e possuíam uma potência limitada. Em contraste, veículos de combustão interna surgiram na Primeira Guerra Mundial como veículos mais baratos e mais potentes (EMADI, 2015).

Entre 1830 e 1914, os engenheiros e fabricantes alemães e americanos desviaram o interesse dos EVs e dos motores a vapor para os motores de IC, motores térmicos que podiam alimentar navios, trens, veículos e diversas aplicações industriais e de manufatura. Em 1872, o inventor americano, George Brayton, fabricou o *Brayton's Ready Motor*, utilizando combustão a pressão constante e combustível líquido para produzir o que seria o primeiro motor de combustão interna (*Internal Combustion Engine - ICE*). Gottlieb Daimler e o seu parceiro, Wilhelm Maybach, lançaram o primeiro veículo com motor de combustão do mundo na década de 1880, quando patentearam um carro movido a gasolina que utilizava uma versão do *Atmospheric Engine* de Nicolaus Otto (EMADI, 2015).

Na década de 1890, Rudolf Diesel reconheceu o potencial para um motor de combustão que não necessitava de um sistema de ignição externa. Ele obteve uma patente para a construção de um motor de ignição por compressão no qual o combustível era injetado no final do ciclo de compressão. O combustível era inflamado pelas altas temperaturas resultantes da compressão(EMADI, 2015). O motor Diesel foi comercializado como um motor de alta pressão e alta eficiência suficientemente durável para locomotivas ferroviárias, grandes caminhões, navios, e automóveis. Posteriormente, o fabricante alemão Karl Benz desenvolveu inovações tais como o carburador, um sistema de ignição eléctrica, sistemas de arrefecimento de água, e melhor direção, e no início do século XIX, Benz tinha comercializado amplamente os ICEs como "confiáveis, rápidos, duráveis,

---

## 1 INTRODUÇÃO

elegantes"(EMADI, 2015).

Foi no contexto dessas tecnologias emergentes de ICE que o empresário americano e inventor Henry Ford lançou um processo de fabricação em linha de montagem para fabricação em massa do modelo *T Fords*, que usava essencialmente ICEs para força motriz. Em 1908, esses carros de baixo custo foram vendidos por menos de um quarto do preço de um EV da época.

A crescente proeminência dos ICEs ao longo do século XX criou o que Emadi chama de Modelo de Transporte 1.0. Os sistemas de transporte no centro desse modelo operavam com base nos insumos provenientes dos combustíveis fósseis, que eram vistos como baratos e ilimitados na época. Apenas a partir da década de 1990 que uma combinação dos fatores ambientais, preocupações políticas e sociais levou os governos da América do Norte e Europa a mudarem a maneira como entendiam e fabricavam automóveis, já que o Modelo de Transporte 1.0 começou a ser visto como sujo, inseguro e prejudicial a saúde coletiva devido a poluição urbana e à degradação ambiental(EMADI, 2015).

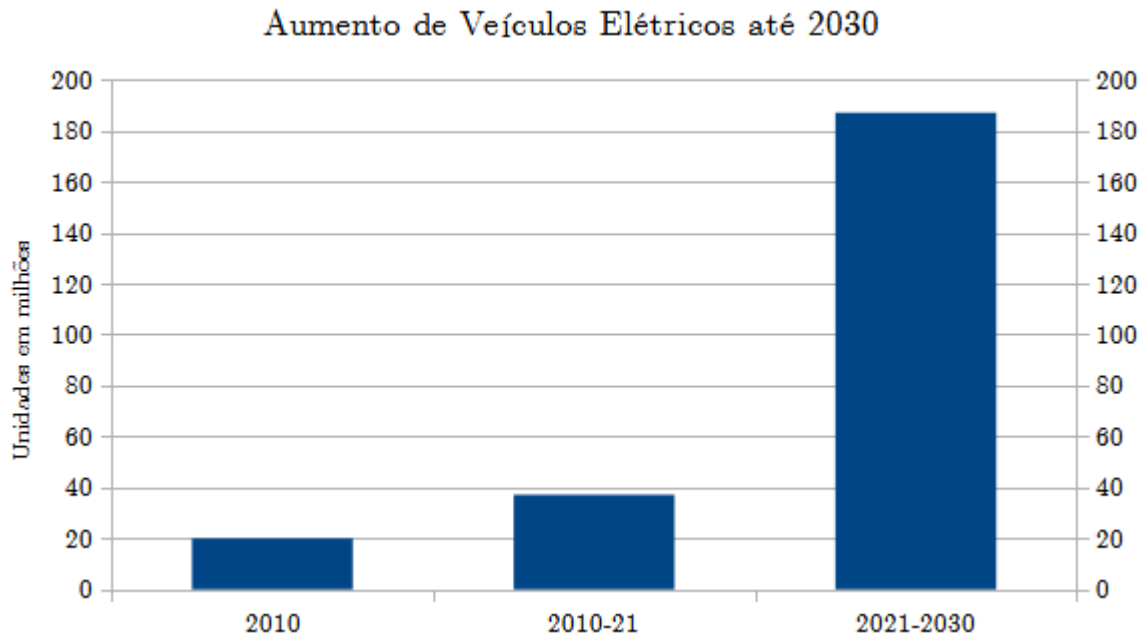
Em Emadi, 2015, também é apresentado o conceito de Modelo de Transporte 2.0, que visualiza um mundo que viaja usando opções de mobilidade limpas, eficientes, seguras, confiáveis, potentes e inteligentes. Isso será possível devido a eletrificação dos transportes e permitirão aos consumidores, fabricantes e governos a alcançarem a mobilidade sustentável ao longo do próximo século.

Assim, podemos dizer que o setor de transportes está passando por uma transição em busca de meios de transporte mais sustentáveis, e que possuam uma maior versatilidade e economia quanto ao combustível utilizado. Nesse sentido, veículos elétricos (*EVs*) e veículos elétricos híbridos (*HEVs*) têm ganhado a atenção e o investimento de indústrias e governos (CHAU; CHAN; LIU, 2008).

Segundo a IEA, em 2010 haviam 20.000 veículos elétricos em circulação e, de 2010 para 2021 houve um aumento de 17.000 veículos. As projeções mais conservadoras da IEA preveem um aumento de 214.000 EVs de 2021 para 2030 (IEA, 2022), o que indica que estamos caminhando para o Modelo de Transporte 2.0. A Figura 1.1 ilustra esse cenário.

## 1 INTRODUÇÃO

Figura 1.1 – Previsão do aumento de EVs até 2030 pela IEA



Fonte: Adaptado de (IEA, 2022)

Em geral, os EVs são classificados como os tipos PEV, HEV E FEV com base nas suas fontes de energia e nos dispositivos de propulsão. O PEV é puramente alimentado por eletricidade, e o seu sistema de propulsão é unicamente acionado por um motor elétrico; o HEV é alimentado tanto por eletricidade como por gasolina/diesel, já que o sistema de propulsão envolve tanto o motor elétrico quanto o motor a combustão interna; enquanto o FEV é alimentado diretamente ou indiretamente por hidrogênio, e o sistema de propulsão é composto apenas pelo motor elétrico (CHAU, 2015).

### 1.2.2 Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (PMSM)

A máquina PMSM tem sido amplamente empregada na academia e indústria devido às suas características como alta densidade de potência e torque magnético, e elevada eficiência de operação. Devido a presença de ímãs permanentes na estrutura das máquinas PMSM, essas máquinas são uma das mais promissoras para a utilização em EVs e HEVs, por proporcionarem as seguintes vantagens (CHAU; CHAN; LIU, 2008):

- alto torque e alta densidade de potência;
- ampla faixa de velocidades de operação;
- alta eficiência em ampla faixa de torque e velocidade;

## 1 INTRODUÇÃO

- alta confiabilidade e robustez;
- custo razoável;
- baixo ruído acústico;

### 1.2.2.1 Acionamento e Controle de PMSM

Para o acionamento do sistema de propulsão de um veículo elétrico é necessário que o motor desse sistema seja acionado por um inversor, que transforma a tensão DC proveniente das baterias para uma corrente de frequência alternada. Assim, devido a alta eficiência e baixo custo, a maioria dos EVs produzidos hoje em dia utilizam como o inversor trifásico composto por IGBTs como fonte de tensão para acionar o motor (REIMERS et al., 2019).

As formas mais consolidadas de acionar a máquina é através das técnicas de Controle Vetorial e *Six-Step*. Alguns trabalhos na literatura, como em (LAZZARI, 2020) e (ROCHA, 2021) utilizam a técnica de Controle Vetorial, que decompõe o modelo da máquina em dois eixos distintos e independentes, sistema de eixos dq, para o acionamento e controle da máquina. Por outro lado, outros trabalhos utilizam da técnica de *Six-step*, como em (SCHER, 2021), em que sensores de efeito Hall presentes no estator da máquina informam a posição rotórica e, a partir desta informação, é possível acionar as chaves de forma a garantir a rotação do eixo. Enquanto o controle vetorial apresenta maior confiabilidade, a técnica *Six-Step* apresenta uma maior simplicidade de implementação (ROCHA et al., 2021).

Devido a existência da indutância dos enrolamentos, a variação das correntes de fase durante as trocas de setores no acionamento Six-Step não é instantânea, e a corrente da fase que não conduz flutua durante esse tempo, tornando a forma de onda da corrente de fase real diferente do seu formado ideal quadrado (*square-wave*). Essa variação da corrente de fase gera uma oscilação indesejada no torque, que pode chegar a mais de 50% do valor do torque médio, causando diminuição da performance do motor, ruídos e vibrações mecânicas (XUN; LIU, 2018). Assim, alguns trabalhos abordam técnicas para a minização dessas oscilações de torque. Em (XUN; LIU, 2018) uma impedância é aplicada entre a fonte de tensão CC e o inversor de forma a modelar uma fonte de corrente que compensa as oscilações da corrente de fase. Com a implementação dessa técnica, reduziu-se o *ripple* de torque de 47,65% para 6,2%.

Devido a limitação da tensão CC e a alta  $f_{cem}$  em regiões de alta velocidade, controladores de corrente possuem uma performance limitada no rastreamento da referência, o que pode levar a oscilações de corrente e, conseqüentemente, oscilações de torque (HUANG; CHEN; CHEN, 2015). Com o objetivo de contornar esse problema, alguns trabalhos

## 1 INTRODUÇÃO

utilizam a estratégia de enfraquecimento de campo para aumentar a faixa de velocidade e atingir velocidades mais elevadas. A estratégia de enfraquecimento de campo convencional e mais empregada consiste em variar o fluxo do rotor inversamente proporcional à velocidade do rotor, reduzindo a corrente do eixo d, como realizado em (JAHNS, 1987). Ainda, alguns trabalhos utilizam a técnica *Voltage Phase Compensator* (VPC), como em (HUANG; CHEN; CHEN, 2015), em que é proposto o acionamento *Six-Step* com controle das tensões de fase utilizando Série de Fourier. Neste trabalho, o torque eletromagnético é expresso em função da tensão DC e do ângulo entre a tensão e a  $f_{cem}$  de cada fase. A eficiência do sistema proposto em (HUANG; CHEN; CHEN, 2015) utilizando o controle *Six-Step* e controle de tensão é 5% maior do que com a técnica *Sinusoidal PWM* (SPWM), uma vez que não há chaveamento dos semicondutores.

### 1.2.3 Ciclos de Condução para Veículos Elétricos

Na União Europeia, é exigido que os novos modelos de veículos de passageiros ("Light Duty Vehicles") sejam submetidos à testes para avaliação do consumo de combustível e da emissão de gases poluentes. Assim, esses veículos passam por uma etapa de aprovação, em que é avaliado se estes estão de acordo com as diretrizes das normas vigentes. Nesse sentido, os ciclos de condução para veículos elétricos são utilizados para padronizar esses testes (BARLOW; LATHAM; AL., 2009).

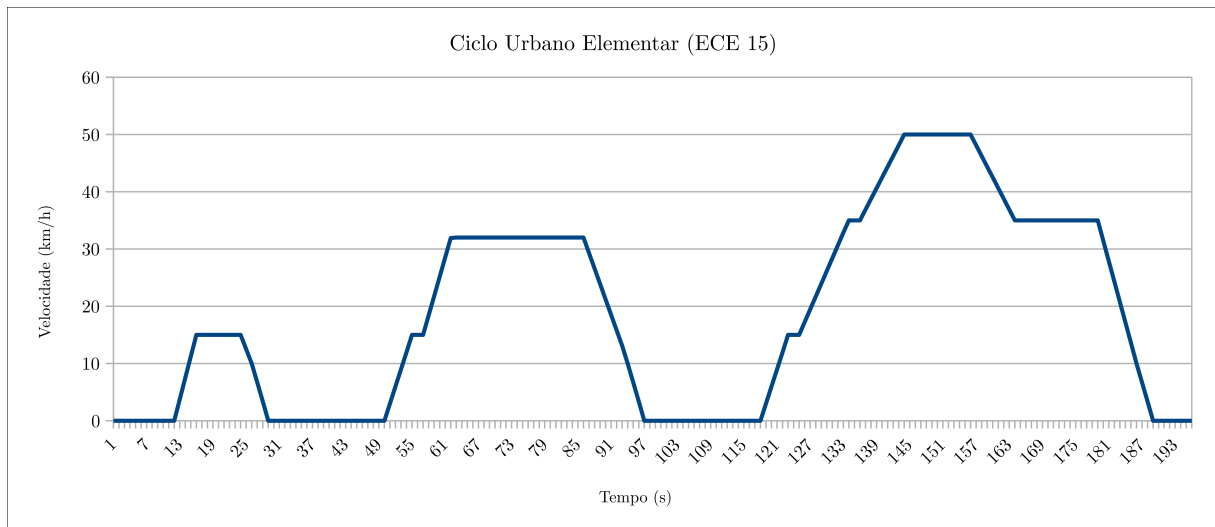
Ainda, na literatura, os ciclos de condução são utilizados para analisar a eficiência e performance do acionamento e controle do sistema de propulsão de um veículo elétrico, como visto em (SHIM et al., 2014).

- Elementary ECE 15 Cycle

O ciclo de condução ECE 15 representa condições de condução urbana, sendo assim caracterizado por uma baixa velocidade. A Figura 1.2 apresenta o ciclo de condução ECE 15 e a Tabela 1.1 apresenta os dados gerais desse ciclo.

## 1 INTRODUÇÃO

Figura 1.2 – ECE 15



Fonte: Adaptado de (European Parliament; Council of the European Union, 2006)

Tabela 1.1 – Dados Gerais do Ciclo de Condução ECE 15

Fonte: Adaptado de (BARLOW; LATHAM; AL., 2009)

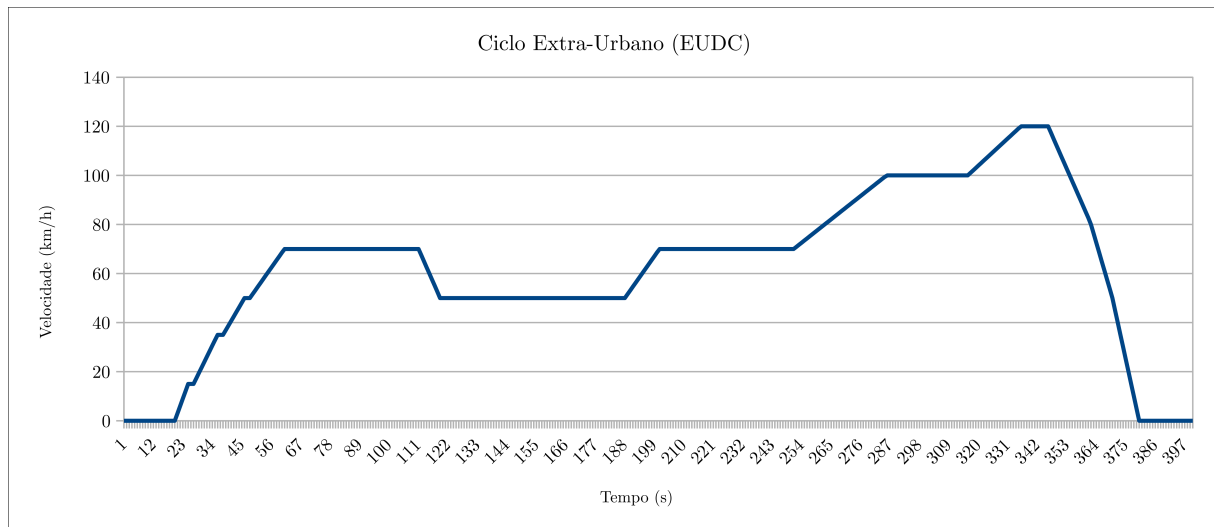
Dados Gerais do Ciclo de Condução ECE 15	
Distância total	994,6 m
Tempo total	195 s
Velocidade média	18,4 km/h
Velocidade máxima	50,07 km/h

- Extra Urban Driving Cycle (EUDC)

O ciclo de condução EUDC representa condições de condução mais agressivas e de alta velocidade, simulando a operação de um veículo em rodovias. A Figura 1.3 apresenta o ciclo de condução EUDC e a Tabela 1.2 apresenta os dados gerais deste ciclo.

## 1 INTRODUÇÃO

Figura 1.3 – Ciclo de Condução EUDC



Fonte: Adaptado de (European Parliament; Council of the European Union, 2006)

Tabela 1.2 – Dados Gerais do Ciclo de Condução EUDC

Fonte: Adaptado de (BARLOW; LATHAM; AL., 2009)

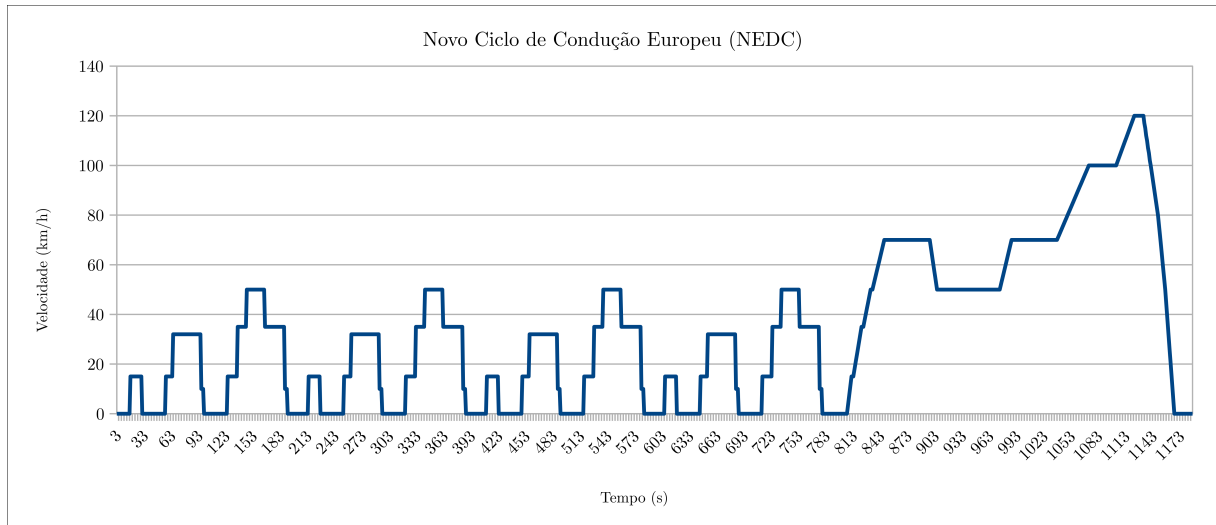
Dados Gerais do Ciclo de Condução EUDC	
Distância total	6955,07 m
Tempo total	400 s
Velocidade média	62, 6 km/h
Velocidade máxima	120, 09 km/h

- New European Driving Cycle (NEDC)

O ciclo de condução NEDC consiste em quatro repetições do ciclo de condução ECE 15, seguido por um ciclo de condução do EUDC. O ciclo de condução NEDC era usado para a aprovação de modelos de veículos ligeiros (*light-duty vehicles*), aqueles usados para o transporte de passageiros, na União Europeia até o ano de 2019. Esse ciclo é altamente estabilizado, uma vez que é constituído de períodos de acelerações, desacelerações e velocidades constantes (BARLOW; LATHAM; AL., 2009). A Figura 1.4 apresenta o ciclo de condução NEDC e a Tabela 1.3 apresenta os dados gerais desse ciclo.

## 1 INTRODUÇÃO

Figura 1.4 – Ciclo de Condução NEDC



Fonte: Adaptado de (European Parliament; Council of the European Union, 2006)

Tabela 1.3 – Dados Gerais do Ciclo de Condução NEDC

Fonte: Adaptado de (BARLOW; LATHAM; AL., 2009)

Dados Gerais do Ciclo de Condução NEDC	
Distância total	11 km
Tempo total	20 min
Velocidade média	34 km/h
Velocidade máxima	120 km/h

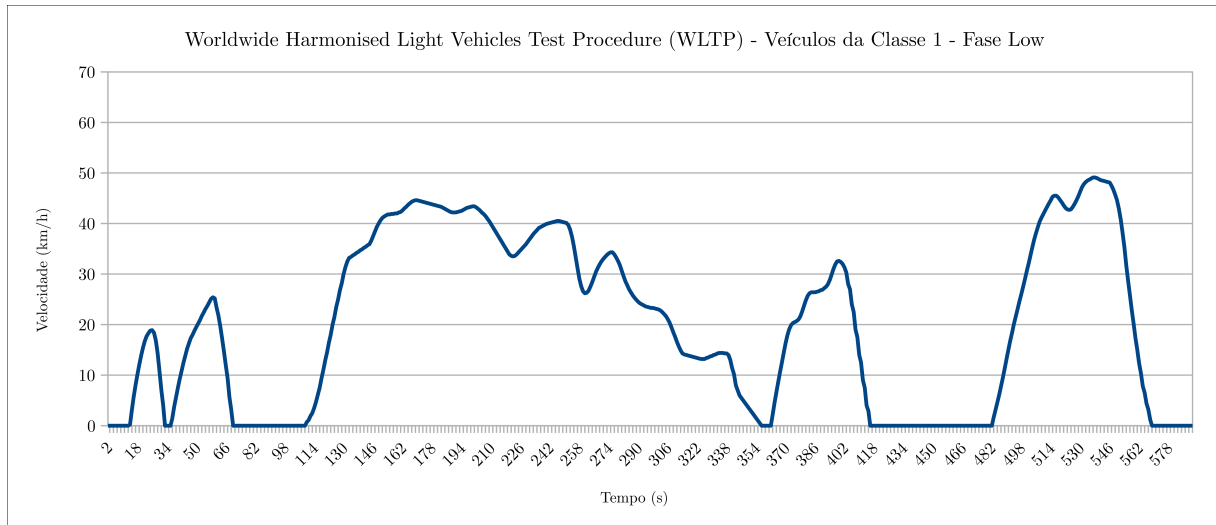
- Worldwide Harmonised Light Vehicles Test Procedure (WLTP)

O ciclo de condução WLTP representa condições mais realistas do tráfego de veículos, uma vez que o teste possui maiores velocidade média e máxima e uma distância mais longa. Por isso, em 2017, o ciclo de condução WLTP começou a substituir o NEDC nos testes de veículos leves nos países da Europa (WLTP Facts, 2019). Esse ciclo de condução pode ter até quatro tipos de fase: Low, Medium, High e Extra-High. Em cada uma dessas fases existe uma variedade diferente de acelerações, paradas e frenagem. Ainda, o ciclo completo a ser aplicado varia conforme a relação *potência/massa* do veículo elétrico a ser testado. A Tabela 1.5 apresenta os ciclos completos de ensaio para as Classes 1, 2, e 3 de veículos. Ainda, as Figuras 1.5 e 1.6 apresentam as Fases Low e Medium para veículos da Classe 1 e a Tabela 1.4 apresenta os dados gerais do ciclo de condução aplicável para veículos da classe 1.



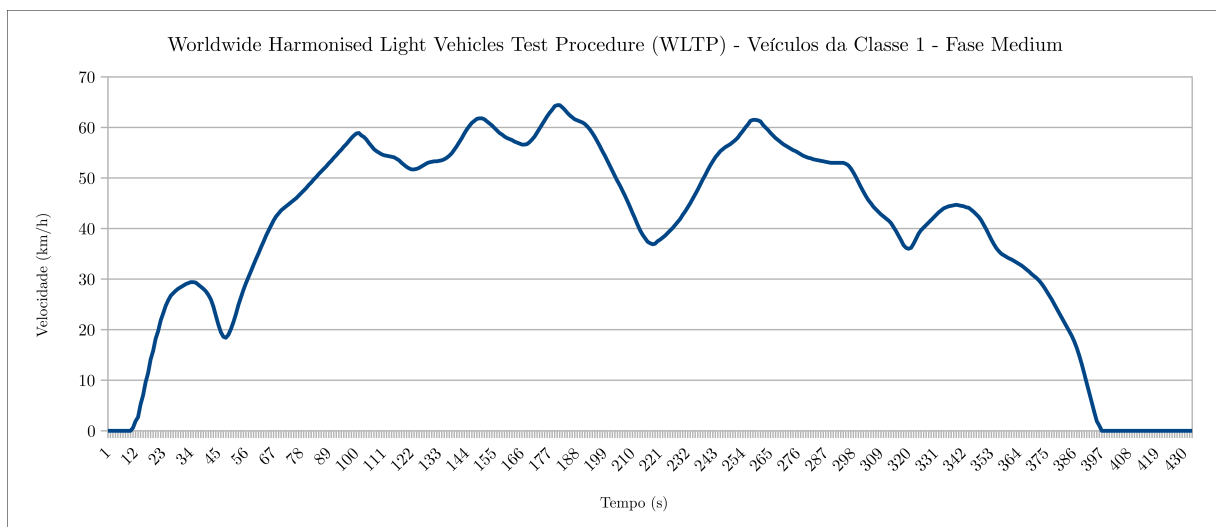
## 1 INTRODUÇÃO

Figura 1.5 – Ciclo de Condução WLTP para veículos da Classe 1 - Fase Low



Fonte: Adaptado de (European Union, 2017)

Figura 1.6 – Ciclo de Condução WLTP para veículos da Classe 1 - Fase Medium



Fonte: Adaptado de (European Union, 2017).

## 1 INTRODUÇÃO

Tabela 1.4 – Dados Gerais do Ciclo de Condução WLTP Classe 1

Fonte: Adaptado de (European Union, 2017).

Dados Gerais do Ciclo de Condução WLTP Classe 1	
Distância total	23,25 km
Tempo total	30 min
Velocidade média	46,5 km/h
Velocidade máxima	131 km/h

Tabela 1.5 – Classes do Ciclo de Condução WLTP e os ciclos completos de ensaio.

Fonte: Adaptado de (European Union, 2017)

	Potência/Massa [W/kg]	V <sub>máx</sub>	Ciclo completo de ensaio
Classe 1	$P/m < ou = 22$		Low <sub>1</sub> + Medium <sub>1</sub> + Low <sub>1</sub>
Classe 2	$22 > P/m \leq 34$		Low <sub>2</sub> + Medium <sub>2</sub> + High <sub>2</sub> + Extra-High <sub>2</sub>
Classe 3	$P/m > 34$	$V_{máx} < 120km/h$	Low <sub>3</sub> + Medium <sub>3-1</sub> + High <sub>3-1</sub> + Extra-High <sub>3</sub>
		$V_{máx} \geq 120km/h$	Low <sub>3</sub> + Medium <sub>3-2</sub> + High <sub>3-2</sub> + Extra-High <sub>3</sub>

### 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Esse trabalho faz a avaliação de um sistema de acionamento *Six-Step* e o controle de velocidade para uma máquina BLDC, o qual é testado através de uma referência de velocidade proveniente do ciclo de condução para veículos elétricos NEDC. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Implementação em HIL do acionamento *Six-Step 120°* para máquina BLDC;
- Implementação de controladores proporcional-integral(PI) para controle de velocidade e corrente do barramento DC;
- Implementação de referência de velocidade dinâmica baseada no ciclo de condução NEDC;

Nesse trabalho, o ciclo de condução NEDC é usado como referência de velocidade para teste e análise da performance do acionamento e controle aplicado à máquina BLDC.

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES

Dentre os possíveis tipos de motores, o motor síncrono de ímãs permanentes é o mais atrativo para compor o sistema de propulsão de um veículo elétrico. Isso ocorre devido as suas características de alta densidade potência e alta eficiência, que provém da utilização de ímãs permanentes na construção da máquina (CHAU, 2015).

### 2.1 CARACTERÍSTICAS CONSTRUTIVAS

As máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas quanto ao formato da Força Contra-Eletromotriz e quanto ao posicionamento dos ímãs no rotor.

#### 2.1.1 Ímãs Permanentes

A utilização de ímãs permanentes em máquinas elétricas apresenta diversas vantagens (GIERAS, 2010):

- Aumento na eficiência do motor devido à redução das perdas de excitação;
- Aumento da densidade de energia, redução de volume físico e melhor resposta dinâmica em comparação com as máquinas com excitação eletromagnética;
- Simplificação de construção e manutenção.

Os materiais que apresentam característica ferromagnética na temperatura ambiente são o cobalto, ferro e níquel. Desta forma, as ligas que podem ser aplicadas nas máquinas elétricas são compostas por esses materiais. Ainda, as propriedades de cada uma das ligas dependerá da composição e do tratamento que esses materiais receberão durante o processo de fabricação (BARATIERI, 2011).

- Alnico

As principais vantagens do Alnico são a alta densidade de fluxo remanescente e baixos coeficientes de temperatura. Isso permite uma alta densidade de fluxo magnético do entreferro em altas temperaturas de operação. No entanto, a força coerciva é muito baixa e a curva de desmagnetização é extremamente não-linear. Desta forma, é fácil magnetizar e desmagnetizar esse material. (GIERAS, 2010)

- Ferrite

O Ferrite possui uma maior força coerciva que o Alnico, mas possui uma baixa densidade de fluxo remanescente. As principais vantagens dos ferrites são o baixo

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES

custo e a resistência elétrica elevada, o que significa que não há correntes parasitas no PM. (GIERAS, 2010)

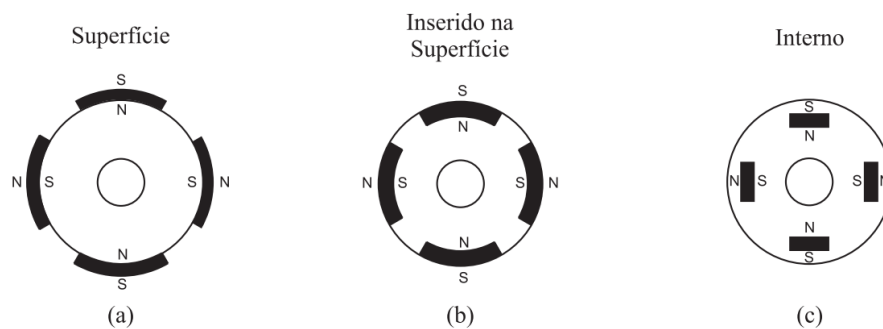
- **Ligas de Terras-Raras**

Os materiais de Terras-Raras são encontrados misturados com outros minerais na natureza, portanto, se faz necessário o refinamento de outros metais para a produção de um mineral de Terras-raras. Esses materiais possuem alta densidade de produto de energia (BH), alta força coerciva, curvas de desmagnetização lineares e baixos coeficientes de temperatura. (GIERAS, 2010) Os ímãs de Terras-Raras mais desenvolvidos são o Samário-Cobalto (SmCo) e o Neodímio-Ferro-Boro (NdFeB). (GABBI, 2015)

### 2.1.2 Posicionamento dos Ímãs

As máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas quanto ao posicionamento dos ímãs, que podem ser alocados na superfície do rotor, inseridos na superfície do rotor ou internos ao rotor.

Figura 2.1 – Tipos de Rotores: (a) Rotor com ímãs de superfície; (b) Rotor com ímãs inseridos na superfície; (c) Rotor com ímãs internos



Fonte: (BARATIERI, 2011)

- **Ímãs alocados na superfície do rotor**

No rotor com ímãs de superfície, conforme Figura 2.1 (a), os ímãs são fixados na parte externa do rotor, geralmente por meio de resinas epoxi ou Kavilor Tape (KRISHNAN, 2010). Nesta configuração, a robustez mecânica fica comprometida, impossibilitando a operação do motor em altas velocidades de rotação. Nessa configuração, uma alta densidade de fluxo magnético é fornecida no entreferro da máquina, o que proporciona a redução na variação de relutância.

- **Ímãs inseridos na superfície do rotor**

No rotor com ímãs inseridos na superfície, conforme Figura 2.1 (b), possui uma maior

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES

robustez mecânica quando comparado à configuração anterior, o que possibilita a operação em maiores velocidades de rotação. Nessa configuração, há variação de relutância devido ao posicionamento dos ímãs.

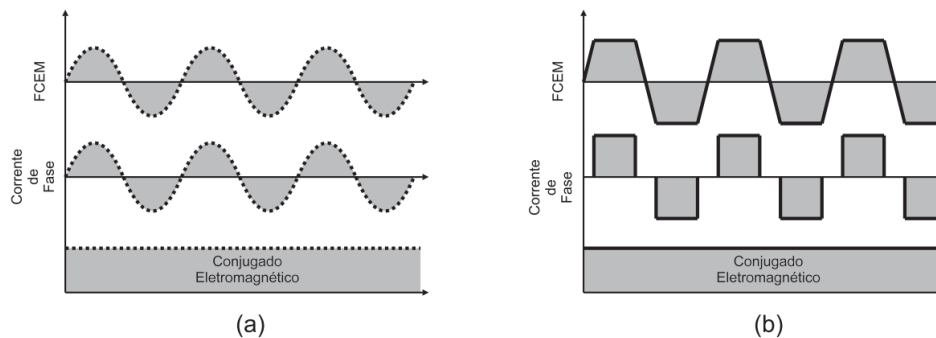
- **Ímãs internos no rotor**

No rotor com ímãs internos, conforme Figura 2.1 (c), os ímãs são inseridos no interior do rotor. Nessa configuração, o rotor apresenta maior robustez mecânica do que os demais tipos de rotor, e com aplicação direta em sistemas que demandam alta velocidade de rotação. No entanto, há um aumento na variação de relutância e, portanto, um aumento no conjugado de relutância (BARATIERI, 2011).

### 2.1.3 Força Contra-Eletromotriz

São os fatores construtivos e relativos ao posicionamento e magnetização dos ímãs permanentes que determinam o formado da força contra-eletromotriz ( $f_{cem}$ ). Nesse sentido, os dois principais motores de ímãs permanentes são o PMSM, que possui uma força contra-eletromotriz senoidal, e o BLDC, que possui uma força contra-eletromotriz trapezoidal. Ambos possuem ímãs permanentes no rotor, e ambos demandam uma corrente estatórica alternada para um torque constante (CHAU, 2015).

Figura 2.2 – Tipos de FCEM: (a)PMSM; (b)BLDC.



Fonte: (BARATIERI, 2011)

## 2.2 MODELO ELÉTRICO DA BLDC

A representação dinâmica da BLDC através de um modelo matemático adequado é fundamental para a análise, simulação e projeto do controlador. Nesse trabalho, esse modelo será apresentado apenas no referencial abc.

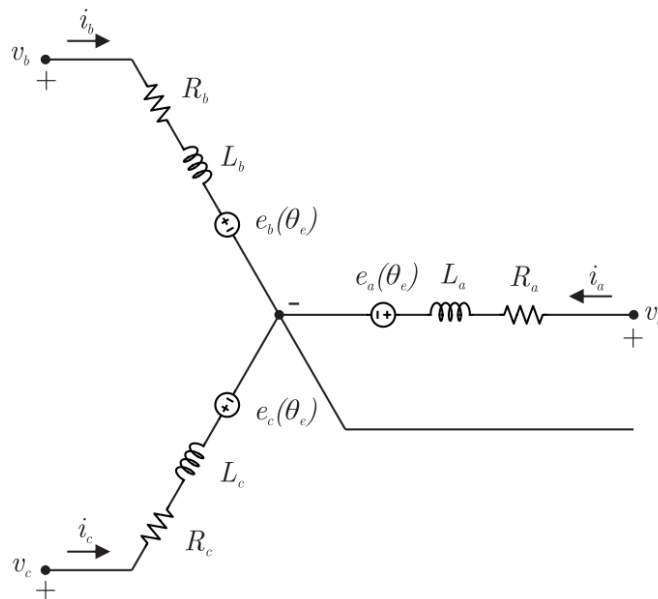
Inicialmente, para a obtenção do modelo dinâmico da BLDC, serão feitas as seguintes considerações:

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES

- Motor síncrono de ímãs permanentes sem escovas;
- Estator com enrolamentos concentrados, simétricos, defasados entre si de  $120^\circ$  e conectados em Y;
- Perdas no ferro e a saturação do circuito magnético são negligenciadas;
- Variação da relutância ao longo do entreferro é desprezada;
- Fluxo radial, com rotor externo e ímãs permanentes de superfície.

Conforme mencionado anteriormente nesse capítulo, a BLDC caracteriza-se por apresentar ímãs permanentes no rotor, ao invés de enrolamentos como é o caso em motores síncronos convencionais. No entanto, estas máquinas podem ser representadas pelo mesmo circuito elétrico estático, conforme é representado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Circuito Equivalente da BLDC em coordenadas abc.



Fonte: (ROCHA, 2021)

Aplicando as Leis de Kirchhoff no circuito da Figura 2.3 obtêm-se o modelo elétrico da máquina em coordenadas abc (2.1).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & M & M \\ M & L_b & M \\ M & M & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_e) \\ e_b(\theta_e) \\ e_c(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

em que  $v_a, v_b, v_c$  são as tensões de fase,  $R_a, R_b, R_c$  são as resistências estáticas,  $i_a, i_b, i_c$  são as correntes estáticas das fases,  $L_a, L_b, L_c$  são as indutâncias próprias

## 2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES

dos enrolamentos,  $M$  é a indutância mútua,  $e_a(\theta_e), e_b(\theta_e), e_c(\theta_e)$  são as forças contraeletromotrizes das fases, e  $\theta_e$  é a posição elétrica da máquina.

Devido à simetria dos enrolamentos, define-se  $R_a = R_b = R_c \triangleq R_s$  e  $L_a = L_b = L_c$  (KRISHNAN, 2001) e às correntes serem balanceadas (Baratieri, 2011) podemos reescrever (2.1) como (2.2).

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a - M & 0 & 0 \\ 0 & L_b - M & 0 \\ 0 & 0 & L_c - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(\theta_e) \\ e_b(\theta_e) \\ e_c(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Ainda, considerando a indutância estatórica como  $L_s = (L_a - M) = (L_b - M) = (L_c - M)$  pode-se reescrever a equação (2.2) como (2.3).

$$\mathbf{v}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} L_s \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{e}_{abc}(\theta_e) \quad (2.3)$$

em que  $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ ,  $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  e  $\mathbf{e}_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c]^T$ .

O torque eletromagnético produzido pela máquina pode ser expresso pela equação (2.4).

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} [e_a(\theta_r) i_a + e_b(\theta_r) i_b + e_c(\theta_r) i_c] \quad (2.4)$$

### 2.3 MODELO MECÂNICO DA BLDC

A dinâmica do funcionamento mecânico da BLDC é definido pela equação (2.5)

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (2.5)$$

em que  $B$  é o coeficiente de atrito,  $J$  é o momento de inércia e  $T_L$  é o torque de carga.

A velocidade elétrica é definida como a variação da posição elétrica, conforme a equação (2.6). A relação entre a velocidade elétrica e a velocidade rotórica é dada por (2.7).

Assim como a relação entre a posição elétrica e a posição elétrica é dada por (2.8).

$$\omega_e = \frac{d}{dt} \theta_e \quad (2.6)$$

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_r \quad (2.7)$$

---

*2 MOTOR SÍNCRONO DE ÍMAS PERMANENTES*

$$\theta_e = \frac{P}{2}\theta_r \quad (2.8)$$



### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

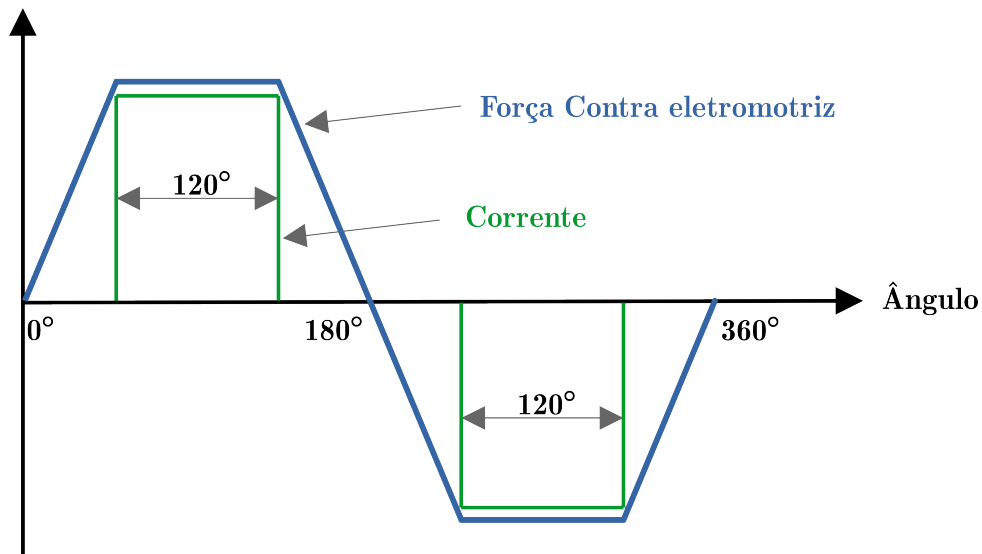
#### 3.1 ESTRATEGIA DE ACIONAMENTO

Dentre as possíveis técnicas de acionamento da máquina BLDC, o acionamento *Six-Step* se destaca pela simplicidade de implementação. Nesse sentido, segundo (CHAU, 2015), as técnicas de *Six-Step* podem ser classificadas como:

- Condução Simultânea bifásica,  $120^\circ$
- Condução Simultânea trifásica,  $180^\circ$

Na condução de  $120^\circ$ , apenas duas fases estarão conduzindo em qualquer instante de operação e a forma de onda da corrente de fase é retangular, conforme Figura 3.1. Já na condução de  $180^\circ$ , as três fases estão conduzindo em qualquer instante de operação e a corrente de fase possui um formato "*quasi-square*", conforme Figura 3.2 (CHAU, 2015).

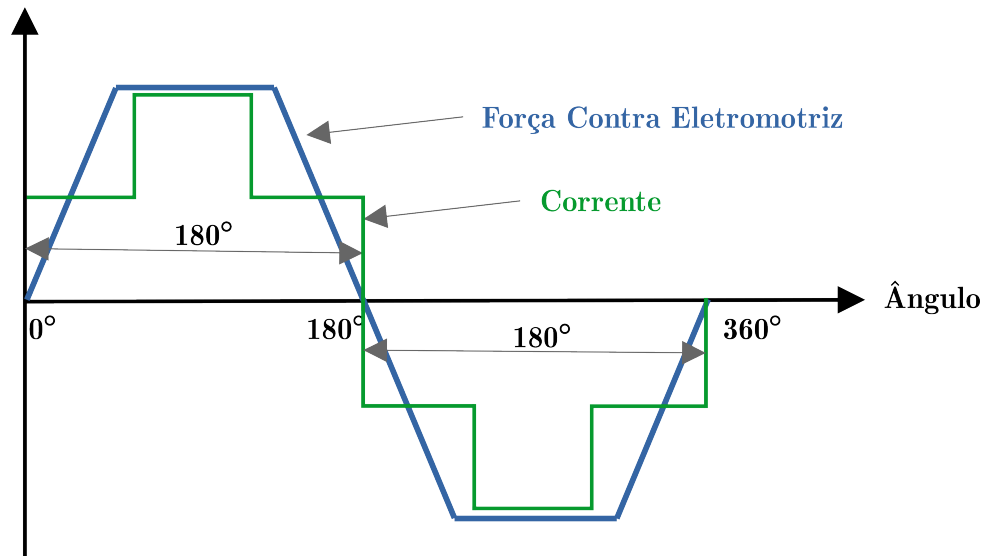
Figura 3.1 – Formas de onda de FCEM e de Corrente no *Six-Step* de  $120^\circ$



Fonte: Adaptado de (CHAU, 2015).

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Figura 3.2 – Formas de onda de FCEM e de Corrente no *Six-Step* de 180°



Fonte: Adaptado de (CHAU, 2015).

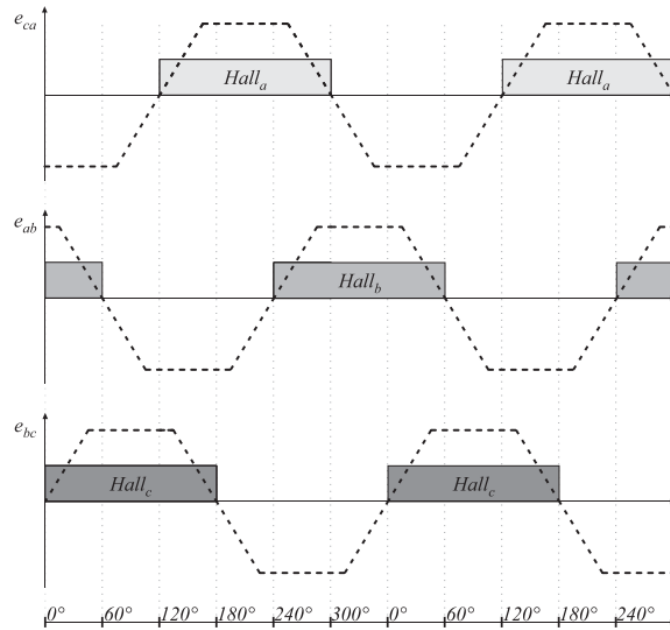
O método de 120° possui uma maior capacidade de torque para a mesma corrente de fase, quando comparado com o método de 180°, o que possibilita as vantagens de um maior torque desenvolvido e uma maior eficiência. Por outro lado, o método de 180° possui como vantagem um menor número de comutações nas trocas de setores, o que possibilita menos perdas por comutação e um menor risco de curto-circuito. Ainda, durante o método de 180° há alguns intervalos em que há corrente de fase e a *f<sub>cem</sub>* não é constante, o que resulta em um maior *ripple* de torque. Portanto, normalmente a Condução Simultânea bifásica de 120° é preferível. (CHAU, 2015)

#### 3.1.1 Sensores de Efeito Hall

Os sensores de Efeito Hall podem ser utilizados para a obtenção da posição do rotor da BLDC. No caso de sensores de efeito Hall de linha, a resposta de cada sensor pode ser sinal alto ou sinal baixo. Desta forma, a partir de três sensores de efeito Hall posicionados em torno do rotor da máquina e defasados 120° entre si, podemos obter 6 combinações diferentes. Assim, como uma volta completa do rotor tem 360°, teremos 6 setores com resolução de 60°. Portanto, a partir do circuito de acionamento e dos sinais dos sensores de efeito Hall, pode-se implementar a estratégia de acionamento *Six-Step* através da sequência de comutação das chaves do inversor de frequência conforme a Tabela 3.1.

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Figura 3.3 – Formas de onda de FCEM e de Corrente no *Six-Step* de 180°



Fonte: (LAZZARI, 2020)

Tabela 3.1 – Sequência das chaves para Acionamento Six-Step 120°

Setor	Intervalo	Chaves Conduzindo	Fases A, B, C
1	0° – 60°	$S_1, S_6$	+, 0, –
2	60° – 120°	$S_3, S_6$	0, +, –
3	120° – 180°	$S_2, S_3$	–, 0, +
4	180° – 240°	$S_2, S_5$	–, 0, +
5	240° – 300°	$S_4, S_5$	0, –, +
6	300° – 360°	$S_1, S_4$	+, –, 0

Fonte: Adaptado de (CHAU, 2015).

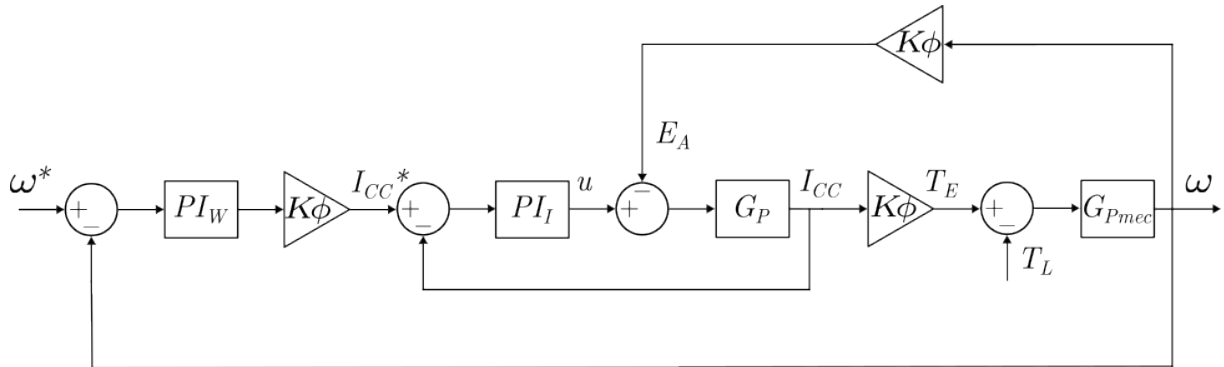
## 3.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Implementou-se uma ação proporcional-integral (PI) para a malha de corrente, e outra ação PI para a malha de velocidade. A malha interna de corrente é projetada para uma dinâmica rápida e a malha externa de velocidade é projetada para uma dinâmica mais lenta. O sinal de controle resultante dessas duas malhas de corrente segue para o PWM que irá comandar as seis chaves do inversor trifásico. A Figura 3.4 apresenta de forma mais detalhada o esquema de controle desenvolvido neste trabalho, em que  $\omega$  é a velocidade real do rotor,  $\omega^*$  é a velocidade de referência,  $PI_W$  é o controlador de velocidade,  $PI_I$  é o

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

controlador de corrente,  $G_P$  é a planta elétrica da BLDC,  $G_{Pmec}$  é a planta mecânica da BLDC,  $u$  é o sinal de controle resultante,  $T_E$  é o torque eletromagnético,  $T_L$  é o torque de carga,  $I_{CC}$  é a corrente do barramento CC,  $I_{CC}^*$  é a referência da corrente do barramento CC,  $E_a$  é a força contra eletromotriz da fase a,  $K$  é a constante da máquina e  $\phi$  o fluxo magnético.

Figura 3.4 – Esquema do Controle da BLDC

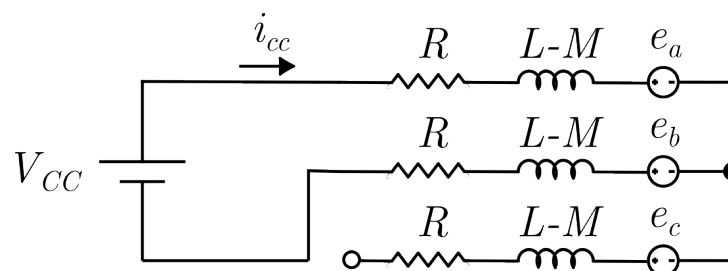


Fonte: Autora.

#### 3.2.1 Projeto do Controlador de Corrente

Neste trabalho, foi utilizado o *Six-Step* de  $120^\circ$  para o acionamento da BLDC. Nesse acionamento, em um ciclo de condução temos 6 intervalos de  $60^\circ$  elétricos que são definidos de acordo com as comutações de fase. O Setor 1 é definido na comutação da fase A. Nesse acionamento, cada fase permanece conduzindo em dois intervalos de  $120^\circ$  elétricos e a posição do rotor, informada pelos sensores de efeito Hall, que define os setores, ou seja, a comutação entre as fases e quais chaves do inversor serão acionadas. Nesse sentido, a Figura 3.5 apresenta o circuito equivalente nesse acionamento. Assim, após encontrarmos as equações que expressam o comportamento desse circuito, o projeto do controlador de corrente será feito de forma a cancelar o polo da planta obtida.

Figura 3.5 – Circuito equivalente no acionamento *Six-Step*  $120^\circ$



Fonte: Autora.

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

Aplicando as Leis de Kirchhoff no circuito da Figura 3.5 obtêm-se a expressão (3.1).

$$V_{cc} - I_{cc} \cdot 2R - 2L_s \frac{dI_{cc}(t)}{dt} - e_a + e_b = 0 \quad (3.1)$$

Aplicando Laplace em (3.1), obtemos (3.2):

$$V_{cc} - I_{cc} \cdot 2R - 2L_s I_{cc} s - e_a + e_b = 0 \quad (3.2)$$

Após algumas operações, obtemos a função de transferência (3.4), em que o  $I_{cc}$  é a saída e  $V_{cc} - e_a + e_b$  é a entrada.

$$V_{cc} - e_a + e_b = I_{cc}(2R + 2L_s s) \quad (3.3)$$

$$\frac{I_{cc}}{V_{cc} - e_a + e_b} = \frac{1}{2R + 2L_s s} \quad (3.4)$$

Dividindo tudo por  $2L_s$  temos 3.5.

$$\frac{I_{cc}}{V_{cc} - e_a + e_b} = \frac{\frac{1}{2L_s}}{\frac{R}{L_s} + s} \quad (3.5)$$

Assim, a função de transferência que iremos utilizar para o projeto do sistema de controle, é expressa em (3.6).

$$G_{P_{elétrica}} = \frac{\frac{1}{2L_s}}{\frac{R}{L_s} + s} \quad (3.6)$$

Sendo a equação do controlador PI definida por 3.7,

$$C_{ICC} = k_p I_{cc} + \frac{1}{s} k_i I_{cc} \quad (3.7)$$

em que  $k_p$  é o ganho proporcional e  $k_i$  é o ganho integral do controlador de corrente. Portanto, de forma a obtermos o cancelamento do polo da planta com o zero do controlador e, conseqüentemente, uma planta de primeiro grau, a equação do controle integral-proporcional pode ser reescrita conforme (3.8).

$$C_{ICC} = \frac{k_p I_{cc} s + k_i I_{cc}}{s} = \frac{K(s + Z_0)}{s} \quad (3.8)$$

em que,  $Z_0 = k_i I_{cc}/k_p I_{cc}$  e  $k = k_i I_{cc}$

Ainda, em (3.9) temos a equação de malha fechada.

$$G_{MF} = \frac{G_{P_{elétrica}}(s) \cdot C_{ICC}(s)}{1 + G_{P_{elétrica}}(s) \cdot C_{ICC}(s)} \quad (3.9)$$

Para cancelar o polo da planta, define-se  $Z_0 = R/L_s$ . Com isso, a equação de malha fechada é dada por (3.11).

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

$$G_{MF} = \frac{\frac{\frac{1}{2L_S} \cdot \frac{K(s+Z_0)}{s}}{s + \frac{R}{L_S}}}{1 + \frac{\frac{1}{2L_S} \cdot \frac{K(s+Z_0)}{s}}{s + \frac{R}{L_S}}} \quad (3.10)$$

$$G_{MF} = \frac{\frac{K}{2L_S}}{S + \frac{K}{2L_S}} \quad (3.11)$$

Ao compararmos (3.11) com a equação de um sistema de primeira ordem e substituindo pelas variáveis de interesse obtemos o ganho proporcional (3.12) e o ganho integral (3.13) da malha de controle de corrente.

$$k_{pI_{cc}} = \omega_n \cdot 2L_S \quad (3.12)$$

$$k_{iI_{cc}} = \omega_n \cdot 2R \quad (3.13)$$

#### 3.2.2 Discretização do Controlador de Corrente

Inicialmente, o erro proveniente da realimentação da corrente é definido por (3.14).

$$e_I = I_{cc}^* - I_{cc} \quad (3.14)$$

A malha de controle da corrente fornece o sinal de controle  $u$ , um sinal proporcional a tensão aplicada nas chaves do inversor, definido por (3.15).

$$u = PI_I \cdot e_{I_{cc}} = \left( k_{pI_{cc}} + \frac{k_{iI_{cc}}}{s} \right) \cdot e_{I_{cc}} \quad (3.15)$$

Utilizando o Método Tustin 3.16 para discretizar a equação (3.15), obtêm-se a equação discretizada do controlador PI de corrente (3.17) que será implementada no Bloco C da simulação.

$$s = \frac{2}{T_s} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) \quad (3.16)$$

$$I_{cc}[k] = \left( k_{pI_{cc}} + \frac{k_{iI_{cc}} T_s}{2} \right) e_{I_{cc}}[k] + \left( -k_{pI_{cc}} + \frac{k_{iI_{cc}} T_s}{2} \right) e_{I_{cc}}[k-1] + I_{cc}[k-1] \quad (3.17)$$

### 3 ESTRATÉGIA DE ACIONAMENTO E CONTROLE

#### 3.2.3 Projeto do Controlador de Velocidade

O controlador de velocidade é projetado a partir da função de transferência do modelo mecânico da máquina, conforme (3.18)

$$G_{P_{mecânica}} = \frac{\omega_r}{T_e} \quad (3.18)$$

Assim como no controle corrente, um controlador proporcional integral será utilizado para a malha de velocidade, conforme (3.19)

$$C_\omega = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (3.19)$$

em que  $k_{p\omega}$  é o ganho proporcional do controlador, e  $k_{i\omega}$  é o ganho integral do controlador. Dessa forma, o projeto dos ganhos é realizado de forma semelhante ao projeto do controlador de corrente, e resulta nos ganhos a seguir:

$$k_{p\omega} = \omega_\omega J \quad (3.20)$$

$$k_{i\omega} = \omega_\omega B \quad (3.21)$$

em que  $\omega_\omega$  é a largura de banda do controlador de velocidade.

#### 3.2.4 Discretização do Controlador de Velocidade

Inicialmente, o erro proveniente da realimentação da malha de velocidade é definido por (3.22).

$$e_\omega = \omega^* - \omega \quad (3.22)$$

A malha de velocidade fornece a referência da corrente do barramento CC  $I_{CC}$ , e é definida por (3.23).

$$I_{cc}^* = PI_\omega \cdot e_\omega = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \right) \cdot e_\omega \quad (3.23)$$

Utilizando o Método Tustin (3.16) para discretizar a equação (3.23), obtém-se a equação do controle de velocidade discretizada (3.24), que será implementada no Bloco C da simulação.

$$I_{cc}^*[k] = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}T_s}{2} \right) e_\omega[k] + \left( -k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}T_s}{2} \right) e_\omega[k-1] + I_{cc}^*[k-1] \quad (3.24)$$

## 4 RESULTADOS

Com o objetivo de validar as estratégias de acionamento e controle apresentadas anteriormente, torna-se necessário implementar essas técnicas através de uma simulação computacional. Nesse trabalho, essa validação por meio de simulação foi realizada no software Typhoon HIL.

No software *Typhoon HIL*, os ambientes *Schematic Editor* e *HIL Scada* foram utilizados. O ambiente *Schematic Editor* é onde os circuitos e lógicas de controle são implementados através da utilização de componentes presentes na biblioteca do *software*. Após a montagem do esquemático, a simulação é compilada e o ambiente *HIL Scada* é carregado. Nesse segundo ambiente, pode-se alterar parâmetros, criar procedimentos de teste por botões programáveis em *Python* e criar diferentes interfaces para modificar e visualizar os resultados em tempo real.

Neste capítulo, serão apresentados os resultados de simulação do sistema de acionamento Six-Step e controle de velocidade propostos.

### 4.1 PARÂMETROS DO SISTEMA

As informações referente aos parâmetros elétricos do motor elétrico são essenciais para uma simulação adequada do comportamento do sistema. Nesse trabalho, os parâmetros utilizados para representar as características da tração elétrica são referentes ao modelo 260 *Single Shaft Electric Car Hub Motor* (45H) 5000W v3 Type, da empresa *QS Motor Limited*. Assim, os parâmetros utilizados estão representados na Tabela 4.1. Os parâmetros de resistência e indutância do estator, constante de FCEM, momento de inércia e coeficiente de atrito viscoso foram obtidos por meio de Ensaio Paramétricos realizados em (LAZZARI, 2020).

Como critério de projeto, a frequência de comutação das chaves do inversor foi definida em  $20kHz$  e a frequência de amostragem em  $20kHz$ .

O código referente ao acionamento Six-Step e o controle de velocidade foram implementados em um bloco C na simulação, a fim de simular um DSP. O sinal de controle  $u$ , definido em 3.15 no Capítulo 3, é comparado com uma onda triangular de  $20kHz$ , que define a frequência de chaveamento do inversor, gerando o PWM que aciona as chaves do inversor trifásico.



#### 4 RESULTADOS

Tabela 4.1 – Parâmetros da BLDC.

Parâmetros	Símbolos	Valores
Número de Polos	$P$	32
Potência Nominal	$P_{nom}$	5 kW
Tensão	$V_{cc}$	72 V
Corrente Nominal	$I_{nom}$	70 A
Velocidade Nominal	$\omega_{nom}$	500 RPM
Indutância do estator	$L_S$	88,6156 $\mu H$
Resistência do estator	$R_S$	78,1712 $m\Omega$
Constante da FCEM	$k_e$	0,5366 $\frac{V \cdot s}{rad}$
Momento de Inércia	$J$	0,0226 $kg \cdot m^2$
Coefficiente de Atrito	$B$	0,0097 $Nms$

Fonte: Autora.

#### 4.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os resultados de simulação foram obtidos por meio da implementação do circuito da Figura 4.1 no *software Typhoon Virtual HIL*, juntamente com a implementação das técnicas de acionamento e controle, apresentadas anteriormente, por meio de um Bloco C. Nesse sentido, com o objetivo de validar as técnicas propostas nesse trabalho, é necessário definir os ganhos dos controladores PIs para as malhas de corrente e velocidade. Primeiramente, definiu-se a frequência de corte da malha de corrente como sendo 500 Hz. Na prática, é usual que o limite superior da frequência da malha de controle mais rápida esteja uma década abaixo da frequência de chaveamento. Nesse caso, com uma frequência de comutação de 20 kHz, abaixo desse limite, evita-se qualquer problema na leitura dos sinais amostrados. A partir dessa primeira definição, a frequência de corte da malha de velocidade deve ser projetada para estar pelo menos uma década abaixo da frequência de corte da malha de corrente, a fim de obtermos o desacoplamento entre as malhas de velocidade e corrente. Nesse trabalho, a frequência de corte da malha de velocidade será 10 Hz. Por fim, a Tabela 4.2 apresenta os ganhos discretos dos controladores PI.

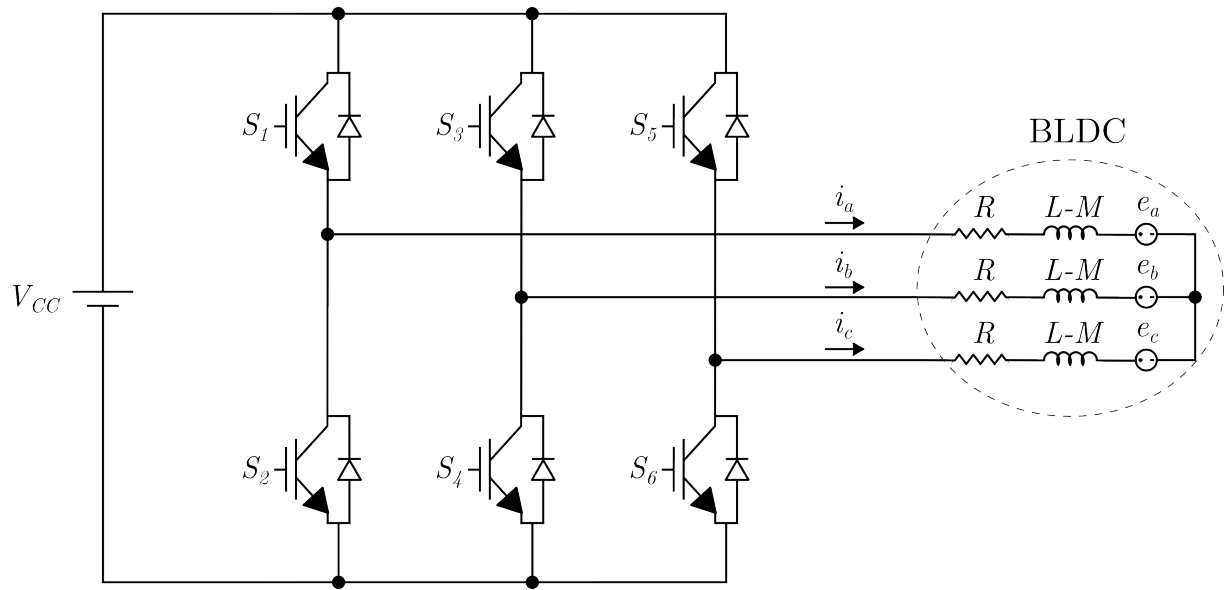
Tabela 4.2 – Ganhos dos Controladores de Corrente e Velocidade

Controlador de Corrente		Controlador de Velocidade	
$kp_{Icc}$	0,5567882	$Kp_{\omega}$	0,6094690
$ki_{Icc}$	491,16288	$Ki_{\omega}$	1,4199999

Fonte: Autora.

## 4 RESULTADOS

Figura 4.1 – Circuito de Acionamento BLDC

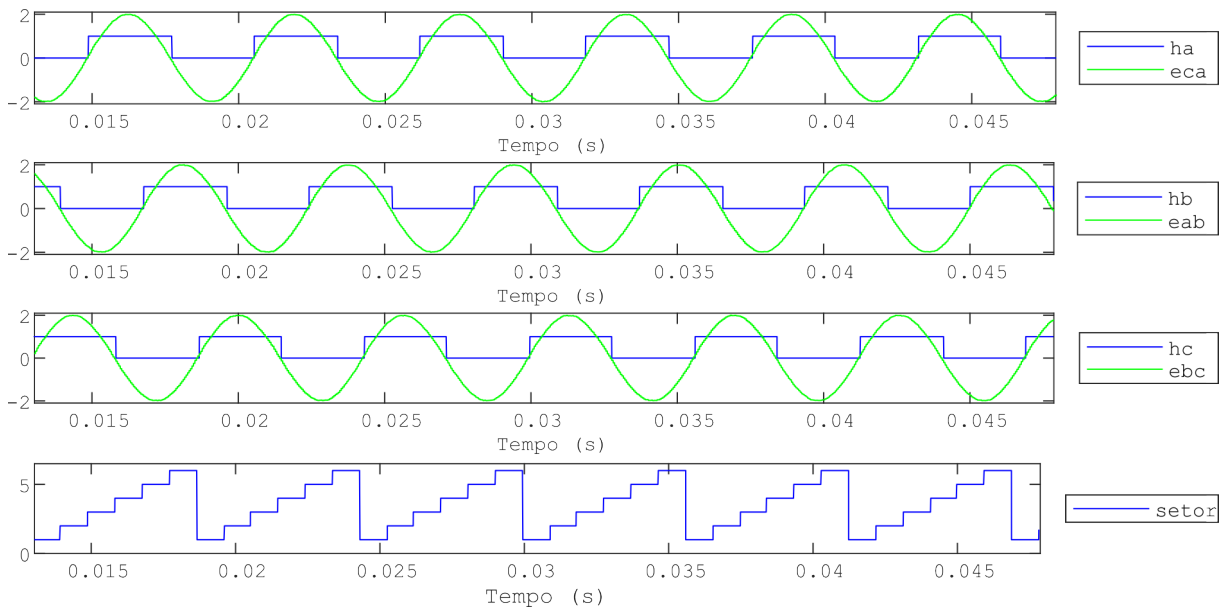


Fonte: Autora.

Na Figura 4.2, pode-se observar os sinais dos sensores de efeito Hall  $H_a$ ,  $H_b$  e  $H_c$  alinhados com as tensões de linha  $e_{ca}$ ,  $e_{ab}$  e  $e_{bc}$ . Ainda, pode-se observar a variável setor, que representa os seis possíveis valores informados pelos sensores de Efeito Hall que são referentes a posição do rotor da máquina. Nesse sentido, o Setor 1 é referente a posição  $0^\circ$ , o Setor 2 é referente a posição  $60^\circ$  e assim por diante, conforme apresentado na Tabela 3.1 do Capítulo 3.

#### 4 RESULTADOS

Figura 4.2 – Sinais dos Sensores de Efeito Hall e Forças Contra Eletromotriz



Fonte: Autora.

Inicialmente, uma primeira análise pode ser feita ao manter a carga constante e variar a referência de velocidade. Na Figura 4.3, pode-se observar a velocidade real  $\omega$ , a velocidade de referência  $\omega_{ref}$ , a corrente do barramento CC  $I_{cc}$ , a corrente do barramento CC de referência  $I_{ref}$  e o torque eletromagnético  $T_e$ . Inicialmente, a velocidade de referência é  $0\text{ rad/s}$ . Logo nos primeiros instantes, tem-se um degrau de  $5\text{ rad/s}$  na velocidade de referência, alterando a referência para  $5\text{ rad/s}$ . Em seguida, após 1 segundo do primeiro degrau, tem-se um segundo degrau de  $5\text{ rad/s}$  na referência de velocidade, alterando a referência para  $10\text{ rad/s}$ . Com a aplicação desses degraus positivos de velocidade, observa-se que velocidade real da máquina, em azul, consegue seguir de maneira satisfatória a velocidade de referência, em vermelho. No entanto, pode-se observar que existe um erro entre a velocidade real e a velocidade de referência, isso gera uma maior oscilação na corrente do barramento CC e, conseqüentemente, no Torque eletromagnético da máquina. Ainda, pode-se observar que a corrente aumenta nos instantes em que os degraus são aplicados e, após um determinado tempo, a corrente se estabiliza e volta para seu valor inicial. Nesses instantes, podemos observar a atuação da malha de controle, que ao observar um erro de velocidade, aumenta a corrente para estabilizar o sistema.

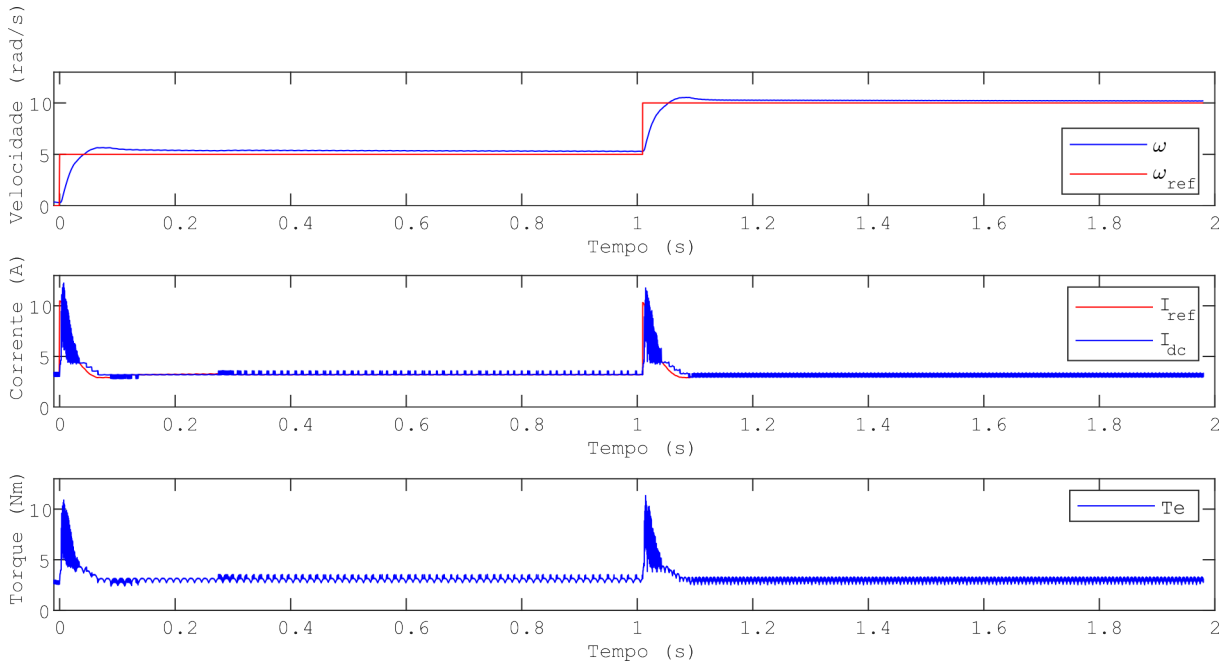
Na Figura 4.4, pode-se observar a velocidade real  $\omega$ , a velocidade de referência  $\omega_{ref}$ , a corrente do barramento CC  $I_{cc}$ , a corrente do barramento CC de referência  $I_{ref}$  e o torque eletromagnético  $T_e$ . Inicialmente, a velocidade de referência é  $10\text{ rad/s}$ . Inicialmente, a velocidade de referência é  $10\text{ rad/s}$ . Logo nos primeiros instantes, tem-se um degrau de  $-5\text{ rad/s}$  na velocidade de referência, alterando a referência para  $5\text{ rad/s}$ . Em seguida, após 1 segundo do primeiro degrau, tem-se um segundo degrau de  $-4\text{ rad/s}$

#### 4 RESULTADOS

na referência de velocidade, alterando a referência para  $1 \text{ rad/s}$ . Com a aplicação desses degraus negativos de velocidade, observa-se que velocidade real da máquina, em azul, consegue seguir de maneira satisfatória a velocidade de referência, em vermelho.

Para os resultados de degrau positivo, Figura 4.3, e degrau negativo, Figura 4.4, uma carga de  $3 \text{ Nm}$  foi aplicada no sistema.

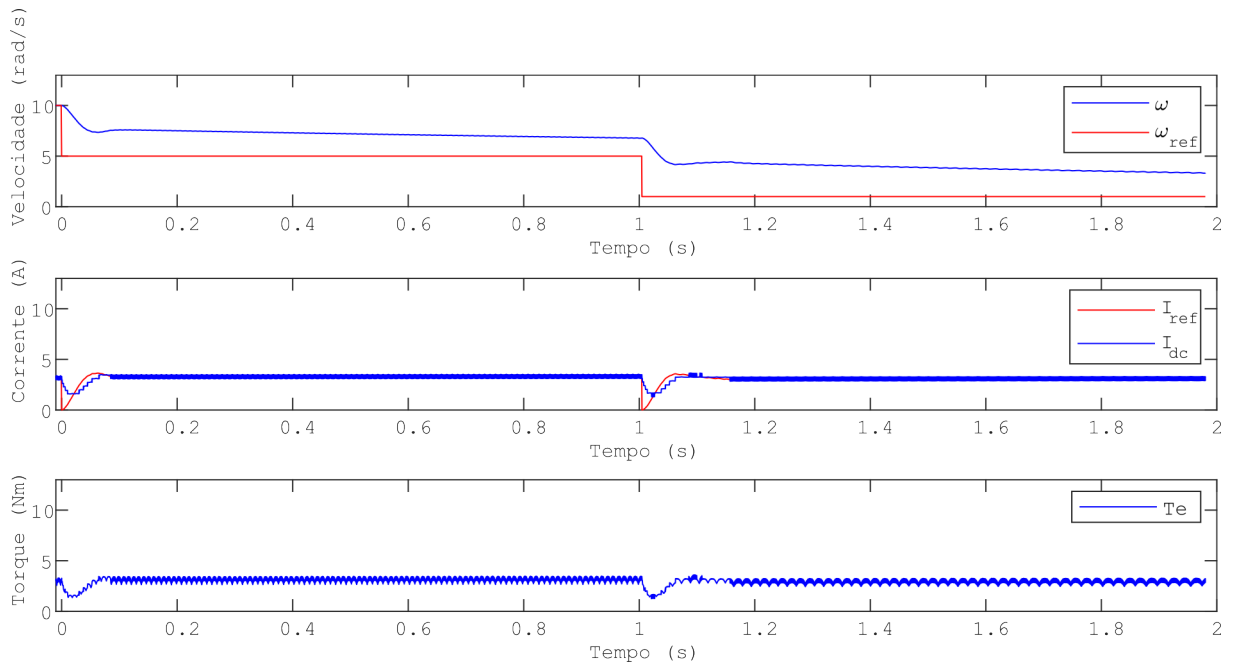
Figura 4.3 – Sinais para degraus positivos na velocidade de referência



Fonte: Autora.

#### 4 RESULTADOS

Figura 4.4 – Sinais para degraus negativos na velocidade de referência.

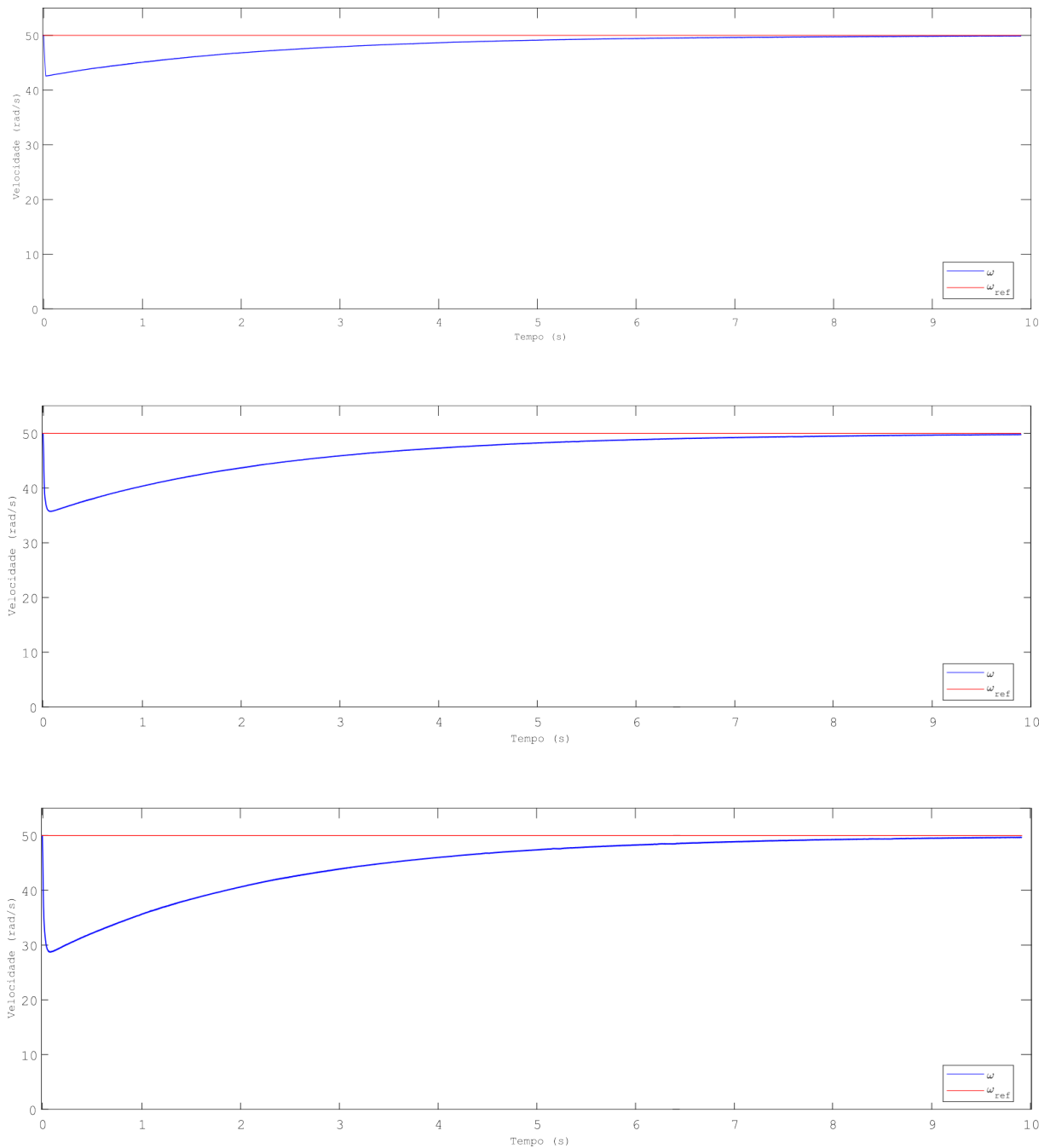


Fonte: Autora.

Uma segunda análise pode ser realizada mantendo a referência de velocidade constante e realizando variações na carga. Nesse sentido, a Figura 4.5 apresenta a velocidade real e a velocidade de referência em degraus de (a) 10 Nm, (b) 20 Nm e (c) 30 Nm, todos iniciando em 0 segundos. Nesse cenário, podemos observar que a velocidade apresenta uma queda no instante em que o degrau de carga é realizado. Mas, após essa queda inicial, em todos os casos a velocidade volta para a referência após 10 segundos.

#### 4 RESULTADOS

Figura 4.5 – Velocidade para degraus de carga de (a)10Nm; (b)20Nm e (c)30Nm.



Fonte: Autora.

Por fim, implementou-se a primeira etapa do ciclo de condução NEDC, composta por 4 ciclos ECE 15, como velocidade de referência. Assim, a Tabela 4.3 apresenta as variações de velocidade e acelerações em cada instante de operação do ciclo ECE 15. Em termos de simulação, esses sinais foram inseridos no *Typhoon HIL* por meio de uma *Lookup-Table*, em que foi possível colocar os valores de referência e automatizar a variação do sinal de referência. Assim, a Figura 4.6 apresenta a velocidade de referência  $\omega_{ref}$  e

#### 4 RESULTADOS

a velocidade real  $\omega$  durante os 4 ciclos ECE 15. Nesse sentido, podemos observar que a velocidade real, em azul, segue a velocidade de referência, em vermelho, de maneira satisfatória.

Com o objetivo de aplicar o ciclo de condução em questão, foi necessário converter os dados de  $km/h$  para  $rad/s$ , antes de inseri-los na simulação. Desta forma, considerou-se que o veículo elétrico utiliza o pneu 175/70 R13. Este modelo de pneu possui um aro interno com 13 polegadas de diâmetro, uma largura de pneu 175mm e a altura do pneu será 70% da largura. Assim, conforme demonstrado nas equações a seguir, considerou-se um raio de 226,35mm para essa conversão.

$$Diâmetro\ total = Diâmetro\ interno + Altura\ do\ pneu \quad (4.1)$$

$$Diâmetro\ total = Diâmetro\ interno + 70\%Largura\ do\ pneu \quad (4.2)$$

$$Diâmetro\ total = 330,2mm + 70\%175mm \quad (4.3)$$

$$Diâmetro\ total = 452,70mm \quad (4.4)$$

$$Raio = 226,35mm \quad (4.5)$$

$$\omega[rad/s] = v[km/h] \cdot \frac{1}{raio[m]} \cdot \frac{1000[m]}{1[km]} \cdot \frac{1[h]}{3600[s]} \quad (4.6)$$

## 4 RESULTADOS

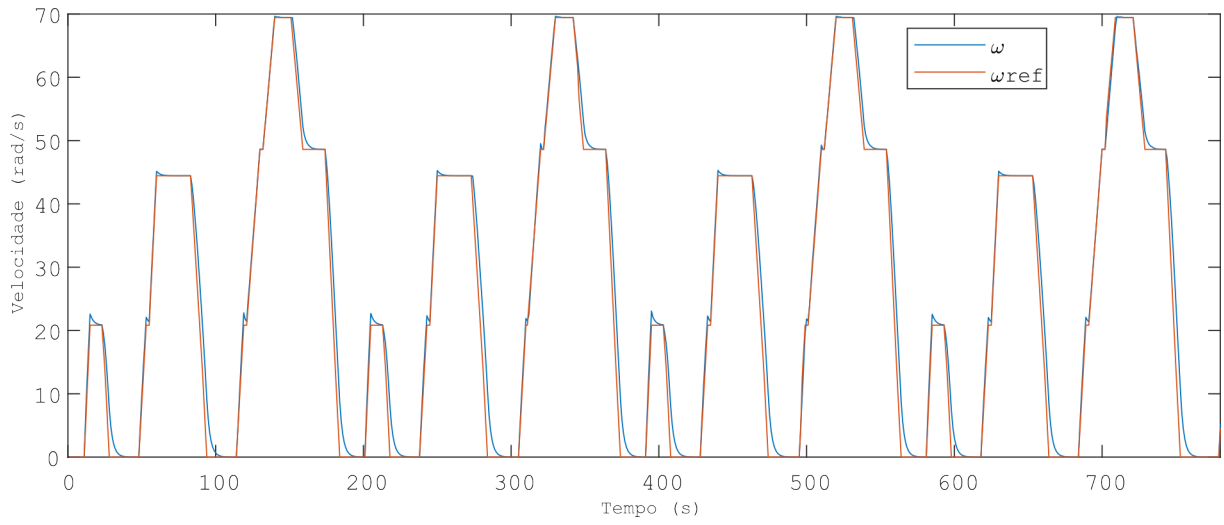
Tabela 4.3 – Dados do ciclo de condução ECE 15.

Ciclo de ensaio urbano elementar				
Nº da Operação	Operação	Aceleração ( $m/s^2$ )	Velocidade ( $km/h$ )	Tempo cumulativo (s)
1	Marcha lenta	0,00	0	11
2	Aceleração	1,04	0 - 15	15
3	Velocidade estabilizada	0,00	15	23
4	Desaceleração	-0,69	15-10	25
5	Desaceleração	-0,92	10 - 0	28
6	Marcha lenta	0,00	0	49
7	Aceleração	0,83	0 - 15	54
8	Mudança de velocidade	0,00	15	56
9	Aceleração	0,94	12 - 32	61
10	Velocidade estabilizada	0,00	32	85
11	Desaceleração	-0,75	32 - 10	93
12	Desaceleração	-0,92	10 - 0	96
13	Marcha lenta	0,83	0 - 15	117
14	Aceleração	0,00	15	122
15	Mudança de velocidade	0,00	15	124
16	Aceleração	0,62	15 - 35	133
17	Mudança de Velocidade	0,00	35	135
18	Aceleração	0,52	35 - 50	143
19	Velocidade Estabilizada	0,00	35	155
20	Desaceleração	-0,52	50 - 35	163
21	Velocidade estabilizada	0,00	35	176
22	Mudança de velocidade	0,00	35	178
23	Desaceleração	-0,99	35 - 10	185
24	Desaceleração	-0,92	10 - 0	188
25	Marcha lenta	0,00	0	195



#### 4 RESULTADOS

Figura 4.6 – Velocidade para variações dinâmicas da referência conforme o ciclo de condução NEDC.



Fonte: Autora.

## 5 CONCLUSÃO

Inicialmente, o acionamento *Six-Step* foi implementado na máquina BLDC utilizando o *software Typhoon HIL*. Assim, através dos sinais provenientes dos sensores de efeito Hall, implementou-se um código para o acionamento utilizando um Bloco C. Em seguida, implementou-se os controladores PI de corrente e velocidade. Ainda, a saída do controlador de velocidade passa por um circuito comparador, onde é gerado o PWM que aciona as chaves do inversor.

No Capítulo 1, foi apresentada a motivação por trás deste trabalho e uma revisão bibliográfica sobre alguns conceitos-chaves que envolvem veículos elétricos e máquinas PMSM, ciclos de condução para veículos elétricos.

No Capítulo 2, foram apresentadas algumas características construtivas da máquina PMSM, como as propriedades dos materiais que podem compor os ímãs permanentes, a influência do posicionamento dos ímãs e a classificação quanto à fcm. Ainda, também foi apresentada a modelagem da planta elétrica e da planta mecânica de um motor BLDC em coordenadas abc.

No Capítulo 3, foi apresentada a técnica de acionamento Six-Step, a modelagem da máquina para esse acionamento considerando que apenas duas fases estão sendo acionadas durante todo o período de operação. Além disso, apresenta-se o projeto dos controladores de corrente e velocidade, em que o controle de corrente pertence à uma malha interna com frequência mais rápida e o controle de velocidade pertence à uma malha externa com frequência mais lenta de operação.

Por fim, no Capítulo 4, os resultados encontrados com o desenvolvimento deste trabalho foram apresentados. Os resultados encontrados na implementação do acionamento *Six-Step* juntamente com os controladores PI de corrente e velocidade estão de acordo com os conceitos teóricos discutidos na literatura e apresentados neste trabalho. Ao realizarmos degraus de velocidade positivos e negativos, podemos observar que a velocidade segue de forma satisfatória a referência. Da mesma forma, ao aplicarmos degraus de carga, podemos observar que a velocidade segue de forma satisfatória a referência. Por fim, a primeira etapa do ciclo de condução NEDC foi implementada, de forma a comprovar a eficácia do sistema de acionamento e controle implementados.

É importante salientar que esse trabalho não contempla a total realidade do funcionamento de um veículo elétrico. Para isso, seria necessário um trabalho mais complexo, envolvendo a modelagem da dinâmica do veículo como carga, a inclusão do sistema de alimentação com a modelagem de baterias, e a simulação dos sistemas secundários de um veículo elétrico. Além disso, é importante salientar que o ciclo de condução implementado não reproduz a realidade da operação de um veículo. Nesse sentido, existem ciclos de condução mais dinâmicos, como o WLTP, que são mais adequados para testar esses sistemas na prática.

---

## 5 CONCLUSÃO

Desta forma, este trabalho atingiu os objetivos dentro daquilo que foi estipulado, implementando com sucesso a técnica de acionamento e controle para a máquina BLDC e realizando a análise desse sistema através da implementação do ciclo de condução NEDC.

Por fim, esse trabalho contribui com a área de acionamentos de veículos elétricos trazendo uma análise da técnica *Six-Step* aplicada em uma máquina BLDC, e analisa os resultados obtidos através da implementação do ciclo de condução NEDC simulando a operação urbana de um veículo elétrico.

### 5.1 TRABALHOS FUTUROS

De forma a dar um prosseguimento ao estudo realizado para o desenvolvimento deste trabalho, sugere-se os seguintes trabalhos:

1. Implementação do acionamento e controle, aqui teoricamente desenvolvidos, na bancada experimental, como forma adicional de validação de resultados;
2. Inclusão de técnicas para a redução das ondulações de torque, para melhorar a eficiência e performance do sistema;
3. Estudo e implementação de técnicas para operação na região de enfraquecimento de campo (*Flux Weakening*), de modo a ampliar a faixa de operação do motor.
4. Comparação entre as técnicas *Six-Step* e Controle Vetorial para a aplicação de Veículos Elétricos.

## REFERÊNCIAS

BARATIERI, C. L. **Controle de Velocidade Sensorless de Motores Brushless DC Submetidos a Variações Periódicas de Carga**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2011.

BARLOW, T. J.; LATHAM, S.; AL. et. **A Reference Book of Driving Cycles for Use in the Measurement of Road Vehicle Emissions**. [S.l.]: TRL Report, 2009.

CHAU, K. T. **Electric vehicle machines and drives: Design, analysis and application**. [S.l.]: Wiley-IEEE Press, 2015. ISBN 9781118752616.

CHAU, K. T.; CHAN, C. C.; LIU, C. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, p. 2246–2257, 2008.

EMADI, A. **Advanced Electric Drive Vehicles**. 1. ed. [S.l.]: CRC Press, 2015. ISBN 978-1-4665-9770-9.

European Parliament; Council of the European Union. **Directive 2006/122/EC of the European Parliament and of the Council of 12 December 2006 on the Working Conditions of Mobile Workers engaged in International Road Transport**. 2006. Official Journal of the European Union. Acesso em: 22 Feb. 2023. Disponível em: <<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/?uri=CELEX:02006L0122-20180813>>.

European Union. **Regulation (EU) 2017/1151 of the European Parliament and of the Council of 14 June 2017 on promoting the free movement of citizens by simplifying the requirements for presenting certain public documents in the European Union and amending Regulation (EU) No 1024/2012**. 2017. <<https://eur-lex.europa.eu/legal-content/EN/TXT/?uri=CELEX%3A02017R1151-20200125>>. Acesso em: 22 Feb. 2023.

GABBI, T. S. **Controle por Modos Deslizantes e Observador de Distúrbios aplicados ao Motor Síncrono de Ímãs Permanentes**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GIERAS, J. F. **Permanent magnet motor technology: design and applications**. [S.l.]: CRC Press, 2010. ISBN 978-1-4200-6440-7.

HUANG, M.-S.; CHEN, K.-C.; CHEN, C.-H. Modeling and analysis of ipm synchronous motor under six step voltage control by fourier series. In: **IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 002451–002455.

IEA, I. E. A. **World Energy Outlook 2022**. Paris: IEA, 2022. Acesso em: 22 Feb. 2023. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2022>>.

---

*REFERÊNCIAS*

- JAHNS, T. M. Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-23, n. 4, p. 681–689, 1987.
- KRISHNAN, R. **Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives**. [S.l.]: CRC Press, 2010. ISBN 978-0-8247-5384-9.
- 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.
- REIMERS, J. et al. Automotive traction inverters: Current status and future trends. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 4, p. 3337–3350, 2019.
- ROCHA, L. R. **Projeto e Análise de Observadores para o Controle *Sensorless* de Máquinas BLDC Aplicadas na Tração de Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2021.
- ROCHA, L. R. et al. Estudo e comparação de algoritmos para a redução do ripple de torque de uma máquina bldc. **13th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC 2021)**, 2021. Acesso em: 05 mar. 2023. Disponível em: <<https://repositorio.ufsm.br/handle/1/21751>>.
- SCHER, L. H. O.  
**Sistema de Controle para Motores BLDC Utilizando Técnica Six Step com Controle de Velocidade visando Tração Veicular** — Universidade Federal de Santa Maria, 2021.
- SHIM, B.-J. et al. Work and speed based engine operation condition analysis for new european driving cycle (nedc). **Journal of Mechanical Science and Technology**, v. 28, p. 755–761, 02 2014.
- WLTP Facts. **WLTP Facts: When will WLTP changes take place?** 2019. <<https://www.wltpfacts.eu/when-will-wltp-changes-take-place/>>. [Accessed 22 February 2023].
- XUN, Q.; LIU, Y. Commutation torque-ripple minimization for brushless dc motor based on quasi-z-source inverter. In: **2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1439–1445.