

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE GRADUAÇÃO – ENGENHARIA ELÉTRICA

ALEXANDRE JENRICH RAMOS

**PROJETO DO CONTROLE DE UM SISTEMA DE TRAÇÃO DE UMA MÁQUINA
DE 6 FASES PARA APLICAÇÃO EM MOBILIDADE ELÉTRICA**

JOINVILLE

2024

ALEXANDRE JENRICH RAMOS

**PROJETO DO CONTROLE DE UM SISTEMA DE TRAÇÃO DE UMA MÁQUINA
DE 6 FASES PARA APLICAÇÃO EM MOBILIDADE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial para
obtenção do grau de Engenheiro Eletricista
pelo Centro de Ciências Tecnológicas –
CCT, da Universidade do Estado de Santa
Catarina – Udesc.
Orientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz
Batschauer.

JOINVILLE

2024

ALEXANDRE JENRICH RAMOS

**PROJETO DO CONTROLE DE UM SISTEMA DE TRAÇÃO DE UMA MÁQUINA
DE 6 FASES PARA APLICAÇÃO EM MOBILIDADE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado como requisito parcial para
obtenção do grau de Engenheiro Eletricista
pelo Centro de Ciências Tecnológicas –
CCT, da Universidade do Estado de Santa
Catarina – Udesc.

Orientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz
Batschauer.

BANCA EXAMINADORA

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membros:

Ademir Nied, Dr. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Henrique Fernandes de Souza, M. Eng.
Universidade do Estado de Santa Catarina

Joinville, dia 08 de julho de 2024.

Dedico este trabalho aos meus pais, Mauro
e Adriana.

AGRADECIMENTOS

Em especial, agradeço aos meus pais, Mauro e Adriana pelos ensinamentos, amor, suporte e incentivo ao longo da vida.

Ao meu irmão, Murilo pela amizade, amor e companheirismo.

À Universidade do Estado de Santa Catarina pelo ensino de qualidade nos últimos 5 anos.

Ao meu orientador, Alessandro Batschauer pela orientação de um ano nesse trabalho e iniciação científica.

Aos meus amigos, Arthur, Leonardo e Pedro pelos 5 anos de amizade que começou no início dessa jornada.

“Nada na vida deve ser temido, apenas compreendido. Agora é a hora de compreender mais, para que possamos temer menos”.

(Marie Curie)

RESUMO

A crescente demanda por veículos elétricos está impulsionando a adoção de máquinas multifásicas devido às suas vantagens em densidade de potência e confiabilidade. Este estudo explora a aplicação do motor síncrono de ímãs permanentes (PMSM) de seis fases no sistema de tração do veículo elétrico Renault Twizy através de simulações em ambiente computacional, utilizando controle orientado a campo (FOC) com controladores PI e modulação PWM por vetores espaciais. No trabalho é realizado projeto do sistema de tração, incluindo as especificações do veículo, do motor e do inversor. A simulação utilizou como referência um ciclo de condução adaptado para testar a qualidade e robustez do sistema de controle. Cálculos e simulação foram feitos nos *softwares* *Matlab* e *Psim*, respectivamente. Os resultados obtidos foram de velocidade, torque e corrente no tempo.

Palavras-chave: Máquinas Multifásicas; Veículos Elétricos; Controle Orientado a Campo; Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes de 6 Fases; Sistema de Tração.

ABSTRACT

The growing demand for electric vehicles (EVs) is driving the adoption of multiphase machines due to their advantages in power density and reliability. This paper explores the application of six-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) in the powertrain of the Renault Twizy through computational simulations, utilizing field-oriented control (FOC) with PI controllers and space vector PWM modulation. The work includes the design of the powertrain system, encompassing the specifications of the vehicle, motor, and inverter. Calculations and simulation were performed using Matlab and Psim software, respectively. The simulation used an adapted driving cycle as a reference to test the quality and robustness of the control system. The results obtained for speed, torque, and current over time.

Keywords: Multiphase Machines; Electric Vehicles; Field-Oriented Control; Six-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine; Powertrain.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Número de Veículos Elétricos por Ano (2010 - 2023).....	16
Figura 2 - Possíveis Falhas de Acionamento no Inversor e Máquina.....	20
Figura 3 - Tipos de motores na área de mobilidade elétrica (2008 - 2018).....	25
Figura 4 - PMSM de 6 fases, 4 polos e Configuração Assimétrica.....	26
Figura 5 - Construção do SPMSM e IPMSM.....	27
Figura 6 - Modelo de PMSM de 6 fases (Assimétrica) do PSIM.....	28
Figura 7 - Configurações de fase de máquinas hexafásicas.....	29
Figura 8 - Inversores de Meia Ponte (a) e Ponte Completa (b).....	30
Figura 9 - Inversor de 3 níveis do tipo NPC	30
Figura 10 - Topologia de Inversor Multifásico Modular.....	31
Figura 11 - Topologia de Inversor Hexafásico Independente da Fase A à Fase F....	32
Figura 12 - Topologias de Inversores modulares de seis e nove fases.....	33
Figura 13 - Sistema de Tração Elétrico para um Motor de 6 Fases	34
Figura 14 - Modelo Longitudinal de um Veículo Elétrico	35
Figura 15 – Transferência Mecânica do Eixo do Rotor à Roda do Veículo	37
Figura 16 - Ciclo de Condução LA - 4	38
Figura 17 – Transformadas de Clarke e Park.....	40
Figura 18 – Controle Orientado a Campo para uma Máquina Trifásica	42
Figura 19 – Chaveamento de 7 segmentos no Setor I	45
Figura 20 – Chaveamento de sequência AB para o setor IV.....	47
Figura 21 – Uso alternado das sequências A e B para os 6 setores.....	47
Figura 22 – Inversor com dois módulos de 3 fases	52
Figura 23 – Controle orientado a campo para uma máquina de 6 fases	53
Figura 24 – Funções de transferência das malhas de corrente.....	54
Figura 25 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de i_q	56
Figura 26 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de i_d	57
Figura 27 – Função de Velocidade da malha de velocidade	57
Figura 28 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de velocidade	59
Figura 29 - Ciclo LA - 4 adaptado.....	61
Figura 30 - Curva de Velocidade em referência ao eixo do veículo - carga de 50 N.m (Em azul a resposta da planta, em tracejado a referência).....	63

Figura 31 - Resposta da velocidade em detalhe - Carga de 50 N.m (Em azul a resposta da planta, em preto a referência).....	63
Figura 32 - Curva de Velocidade em referência ao eixo do veículo - carga de 20 N.m (Em azul a resposta da planta, em tracejado a referência).....	64
Figura 33 - Torque Eletromagnético no tempo – Carga de 50 N.m.....	64
Figura 34 - Correntes i_d e i_q para o conjunto de fase ABC, em azul a corrente i_q , em vermelho a corrente i_d	65
Figura 35 - Correntes i_d e i_q para o conjunto de fase XYZ, em azul a corrente i_q , em vermelho a corrente i_d	65
Figura 36 - Corrente da fase A no tempo	66
Figura 37 - Curvas de corrente de todas as fases para 33 km/h. Em vermelho, azul e verde para as fases ABC, respectivamente. Em rosa, ciano e amarelo para as fases XYZ, respectivamente.	66
Figura 38 - Conjunto Acionador / Malha de Controle do Inversor ABC	72
Figura 39 - Conjunto Acionador / Malha de Controle do Inversor XYZ.....	73
Figura 40 - Máquina Síncrona de Imãs Permanentes de 6 Fases e Malha de Controle de Velocidade	74

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Taxa de Falhas Elétricas e Eletrônicas Gerais no Acionamento de Máquinas Trifásicas	21
Tabela 2 – Vetores espaciais aplicados na modulação SVPWM	44
Tabela 3 – Sequência de Chaveamento do Tipo A para os 6 Setores	46
Tabela 4 – Parâmetros medidos do Renault Twizy	48
Tabela 5 – Parâmetros do IPMSM de 6 fases simulado	49
Tabela 6 - Ganhos dos Controladores de Corrente.....	56
Tabela 7 - Ganhos do controlador de velocidade.....	58
Tabela 9 - Ganhos dos controladores digitais	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PMSM	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
FOC	Controle Orientado a Campo
SVPWM	Modulação por Largura de Pulso no Espaço Vetorial
PI	Controlador com Ação Proporcional e Integral
IM	Máquina Assíncrona – Máquina de indução
NdFeB	Liga de Neodímio, Ferro e Boro
BEV	Veículo à Bateria
HEV	Veículo Híbrido
SynRM	Máquina Síncrona de Relutância
IPMSM	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes dentro do rotor
SPMSM	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes externos ao rotor
EPA	Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos
IEA	Agência Internacional de Energia
VE	Veículo Elétrico
FCEV	Veículo Elétrico de Célula a Combustível
THD	Distorção Harmônica Total
EMI	Interferências Eletromagnéticas
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria
PGMEC	Programa de Pós – Graduação em Engenharia Mecânica (UFSM)
UDESC	Universidade do Estado de Santa Catarina
CCT	Centro de Ciências Tecnológicas
DSP	Processador Digital de Sinais
RPM	Rotações por Minuto

LISTA DE SÍMBOLOS

$d1$	Eixo Direto para o conjunto de fases ABC
$d2$	Eixo Direto para o conjunto de fases XYZ
$q1$	Eixo de Quadratura para o conjunto de fases ABC
$q2$	Eixo de Quadratura para o conjunto de fases XYZ
λ_d	Fluxo Concatenado no Eixo Direto
λ_q	Fluxo Concatenado no Eixo de Quadratura
L_{d1}	Indutância de Eixo Direto para o conjunto de fases ABC
L_{d2}	Indutância de Eixo Direto para o conjunto de fases XYZ
L_{q1}	Indutância de Eixo de Quadratura para o conjunto de fases ABC
L_{q2}	Indutância de Eixo de Quadratura para o conjunto de fases XYZ
i_{d1}	Corrente de Eixo Direto para o conjunto de fases ABC
i_{d2}	Corrente de Eixo Direto para o conjunto de fases XYZ
i_{q1}	Corrente de Eixo de Quadratura para o conjunto de fases ABC
i_{q2}	Corrente de Eixo de Quadratura para o conjunto de fases XYZ
M_d	Indutância Mútua de Eixo Direto
M_q	Indutância Mútua de Eixo de Quadratura
λ_{PM}	Fluxo Concatenado do Estator da Máquina
J	Momento de Inércia do Eixo do Rotor
B_r	Coeficiente de Atrito Viscoso da Máquina
ω_m	Velocidade Angular do Rotor da Máquina
T_{em}	Torque Eletromagnético da Máquina
T_c	Torque da Carga
V_{pk}/k_{rpm}	Constante de Força Contra Eletromotriz
P	Número de Polos
f	Frequência Fundamental da Fonte de Alimentação
n	Velocidade de Rotação
m	Massa do Veículo
v	Velocidade Linear do Veículo
ϕ	Inclinação Longitudinal do Veículo
F_T	Força de Tração

F_{rr}	Força de Resistência ao Rolamento
F_{ad}	Arrasto Aerodinâmico
F_{hc}	Força de Subida
F_{al}	Força Necessária para proporcionar Aceleração Linear
$F_{a\omega}$	força Necessária para proporcionar Aceleração Angular ao Motor Rotativo
μ_{rr}	Coeficiente de Resistência ao Rolamento
g	Aceleração da Gravidade
A	Área Frontal do Veículo
C_d	Coeficiente de Arrasto
ρ	Densidade do Ar
G	Relação de Transmissão Mecânica
η_g	Eficiência do Sistema de Engrenagem
r	Raio da Roda
a	Aceleração do Veículo
T_T	Torque de Tração
T_m	Torque do Motor
ω_T	Velocidade Angular do Veículo
α	Coordenada Alpha de Park
β	Coordenada Beta de Park
θ_r	Posição do Rotor da Máquina
v_a	Tensão de Fase (Fase A)
v_b	Tensão de Fase (Fase B)
v_c	Tensão de Fase (Fase C)
v_x	Tensão de Fase (Fase X)
v_y	Tensão de Fase (Fase Y)
v_z	Tensão de Fase (Fase Z)
i_a	Corrente de Fase (Fase A)
i_b	Corrente de Fase (Fase B)
i_c	Corrente de Fase (Fase C)
i_x	Corrente de Fase (Fase X)
i_y	Corrente de Fase (Fase Y)

i_z	Corrente de Fase (Fase Z)
V_{dc}	Tensão de Barramento CC
T_s	Período de Amostragem
f_{sp}	Frequência de Amostragem
f_{sw}	Frequência de Comutação das Chaves
T_{sw}	Período de Comutação das Chaves
C_r	Coeficiente de Resistência
R_s	Resistência de Armadura
k_{pq}	Ganho Proporcional do PI para Corrente do Eixo q
k_{iq}	Ganho Integral do PI para Corrente do Eixo q
k_{pd}	Ganho Proporcional do PI para Corrente do Eixo d
k_{id}	Ganho Integral do PI para Corrente do Eixo d
$k_{p\omega}$	Ganho Proporcional do PI para Velocidade
$k_{i\omega}$	Ganho Integral do PI para Velocidade
ω_n	Frequência Natural Não Amortecida
ω_b	Frequência de Banda Passante
K_{pq}	Ganho Proporcional do PI Digital para Corrente do Eixo q
K_{iq}	Ganho Integral do PI Digital para Corrente do Eixo q
K_{pd}	Ganho Proporcional do PI Digital para Corrente do Eixo d
K_{id}	Ganho Integral do PI Digital para Corrente do Eixo d
$K_{p\omega}$	Ganho Proporcional do PI Digital para Velocidade
$K_{i\omega}$	Ganho Integral do PI Digital para Velocidade
ζ	Coeficiente de Amortecimento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	CONTEXTO	15
1.2	MOTIVAÇÃO	16
1.3	OBJETIVOS	17
1.4	DESCRIÇÃO DO TRABALHO.....	18
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	20
2.1	MÁQUINAS MULTIFÁSICAS.....	20
2.1.1	Vantagens das máquinas multifásicas.....	20
2.1.1.1	<i>Maior Tolerância a Falhas</i>	<i>20</i>
2.1.1.2	<i>Redução da Amplitude de Corrente por Fase</i>	<i>23</i>
2.1.1.3	<i>Maior Densidade de Energia</i>	<i>23</i>
2.1.2	PMSM de 6 fases	24
2.1.2.1	<i>Aspectos Gerais</i>	<i>24</i>
2.1.2.2	<i>PMSM em Veículos Elétricos</i>	<i>25</i>
2.1.2.3	<i>Modelo do PMSM com 6 Fases</i>	<i>26</i>
2.1.3	Acionamentos das Máquinas Multifásicas.....	29
2.1.3.1	<i>Topologias Básicas</i>	<i>29</i>
2.1.3.2	<i>Inversor Multifásico Independente.....</i>	<i>31</i>
2.1.3.3	<i>Inversor Multifásico Modular.....</i>	<i>32</i>
2.2	VEÍCULOS ELÉTRICOS	33
2.2.1	Aspectos Gerais	33
2.2.2	Sistema de Tração.....	34
2.2.3	Modelagem do Veículo.....	35
2.2.4	Ciclos de Condução	38
2.3	CONTROLE ORIENTADO A CAMPO (FOC).....	39
2.3.1	Transformadas de Clarke e Park.....	39
2.3.1.1	<i>Sistema Trifásico</i>	<i>39</i>
2.3.1.2	<i>Sistema com 6 Fases</i>	<i>40</i>
2.3.2	Aspectos Gerais do Controle Orientado a Campo	41
2.3.3	Modulação PWM por Vetores Espaciais.....	43
2.3.3.1	<i>Aspectos Gerais</i>	<i>43</i>
2.3.3.2	<i>Vetores Espaciais.....</i>	<i>43</i>

2.3.3.3	<i>Sequência de Comutação</i>	43
•	Chaveamento de 7 Segmentos Convencional.....	44
•	Sequência A-B (Redução de Harmônicos Pares)	46
3	PROJETO DO SISTEMA DE TRAÇÃO	48
3.1	VEÍCULO ELÉTRICO	48
3.1.1	Especificações	48
3.2	MOTOR	49
3.3	INVERSOR DE 6 FASES	51
3.4	CONTROLE	52
3.4.1	Projeto dos Controladores P.I	53
3.4.1.1	<i>Malha de Corrente</i>	53
3.4.1.2	<i>Malha de Velocidade</i>	57
3.4.2	PI Digital	59
4	SIMULAÇÃO	61
4.1	CURVA DE VELOCIDADE	63
4.2	CURVA DE TORQUE.....	64
4.3	CURVAS DE CORRENTE	65
5	CONCLUSÃO	67
	REFERÊNCIAS	69
	ANEXO A – ACIONAMENTO FASES ABC	72
	ANEXO B – ACIONAMENTO FASES XYZ	73
	ANEXO C – MÁQUINA E MALHA DE CONTROLE DE VELOCIDADE 74	

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo trazer o contexto de veículos elétricos do estudo de máquinas multifásicas, motivação, objetivos e uma breve descrição de todo o trabalho.

1.1 CONTEXTO

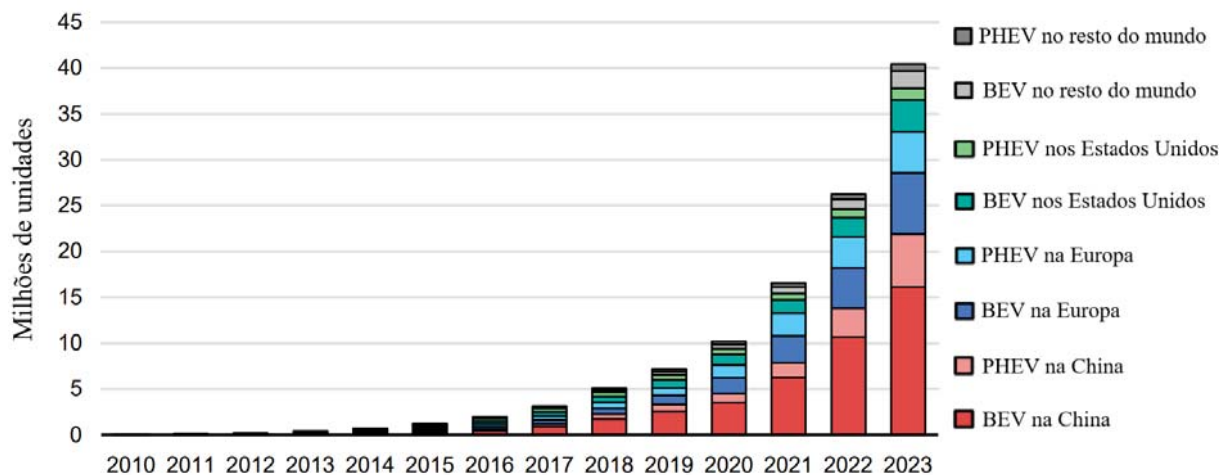
Nos últimos anos, a busca por soluções sustentáveis no setor de transporte tem impulsionado avanços tecnológicos significativos na área de mobilidade elétrica. Nesse cenário, as máquinas multifásicas emergem como uma tecnologia promissora, destacando-se por sua eficiência, alta densidade de potência e robustez [1]. Essas características são cruciais para enfrentar os desafios dos veículos elétricos modernos.

A transição para veículos elétricos é um componente essencial na redução das emissões de carbono do setor de transporte, que responde por mais de 15% das emissões globais relacionadas à energia segundo a Agência Internacional de Energia (*International Energy Agency* - IEA). Esta transição está sendo impulsionada por avanços tecnológicos, políticas governamentais favoráveis e a crescente conscientização sobre a sustentabilidade ambiental. A adoção de veículos elétricos é vital para a redução das emissões de CO₂. Em 2023, a frota global de veículos elétricos consumiu cerca de 130 TWh de eletricidade, representando aproximadamente 0,5% do consumo mundial de eletricidade. Esse uso substituiu cerca de 0,9 milhões de barris por dia de petróleo, evidenciando o impacto significativo dos veículos eletrificados na redução da dependência de combustíveis fósseis. Projeções indicam que, para se alinhar ao Cenário de Emissões Líquidas Zero até 2050, as vendas de VEs precisam crescer anualmente em média 23% de 2024 a 2030, alcançando 65% das vendas totais de veículos até 2030 [2].

O mercado global de veículos elétricos continua a expandir rapidamente. Em 2023, as vendas globais de VEs atingiram quase 14 milhões, representando 18% de todos os veículos vendidos, um aumento substancial em relação aos 14% de 2022 [2]. Este crescimento é impulsionado principalmente pela China, Europa e Estados Unidos, que juntos constituem a maioria das vendas globais. Projeta-se que, em 2024, as vendas de VEs possam alcançar 17 milhões, com uma participação de mercado

de até 45% na China, 25% na Europa e mais de 11% nos Estados Unidos [2]. A Figura 1 mostra o crescimento o número de veículos elétricos no mundo. Em que BEVs (do inglês, *Battery Electric Vehicles*) são veículos elétricos puros, e PHEVs (do inglês, *Plug-In Hybrid Electric Vehicles*) são veículos elétricos híbridos.

Figura 1 - Número de Veículos Elétricos por Ano (2010 - 2023)



FONTE: [2]

Contribuindo para essa expansão da frota de veículos elétricos ao redor do mundo, as máquinas com um número de fases superior a três surgem como alternativa em um setor onde densidade de energia e confiabilidade são considerações importantes. As máquinas multifásicas representam uma evolução das tradicionais máquinas trifásicas, caracterizadas por possuírem mais de três fases. As configurações mais comuns incluem máquinas hexafásicas (seis fases) e pentafásicas (cinco fases), embora existam variações com um número ainda maior de fases. A introdução de múltiplas fases permite uma operação com menores ondulações de torque e uma redução significativa de ruído [1]. Esses aspectos são altamente desejáveis nas aplicações de mobilidade elétrica, onde o conforto do usuário e a eficiência operacional são prioridades.

1.2 MOTIVAÇÃO

A motivação para o estudo de máquinas multifásicas em sistemas de tração de veículos elétricos, em comparação com máquinas convencionais trifásicas, está profundamente interligada nas necessidades de eficiência energética, maior

densidade de potência e robustez operacional, que são críticas para a evolução da mobilidade elétrica.

Primeiramente, a densidade de potência, comumente expressada em hp/Kg , é um fator crucial no desenvolvimento de veículos elétricos. Máquinas multifásicas oferecem a capacidade de converter mais potência em um espaço menor, permitindo um design de motor mais compacto e leve [1]. Isso é particularmente benéfico para a indústria automotiva, onde a otimização do espaço e a redução de peso são essenciais para melhorar a eficiência, autonomia e desempenho do veículo. A capacidade de integrar motores mais compactos sem sacrificar a potência é um diferencial significativo que pode resultar em veículos mais eficientes e com maior alcance.

Além disso, a eficiência energética é uma prioridade no desenvolvimento de veículos elétricos. Máquinas multifásicas podem operar com menores correntes por fase, o que reduz as perdas de energia associadas e melhora a eficiência geral do sistema [1]. Em um contexto em que a maximização da autonomia e a minimização do consumo de energia são vitais, a utilização de máquinas multifásicas se apresenta como uma solução viável e desejável.

Outro aspecto importante é a robustez e a tolerância a falhas. Em sistemas trifásicos convencionais, uma falha em uma das fases pode causar interrupções significativas no funcionamento do motor, resultando em ondulações de torque e vibrações indesejadas. Máquinas multifásicas, por outro lado, oferecem uma maior tolerância a falhas, permitindo que o motor continue operando de forma eficiente mesmo em caso de falha de uma das fases [3]. Essa característica é particularmente importante para veículos elétricos, onde a confiabilidade e a continuidade da operação são cruciais para a segurança e a satisfação do usuário. Além das aplicações automotivas, essa robustez torna as máquinas multifásicas atraentes para setores onde a operação contínua é indispensável, como a aviação em questão de segurança e o transporte naval, em que uma interrupção da atividade pode vir a acarretar grandes custos operacionais.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é explorar e desenvolver um sistema de tração para veículos elétricos utilizando máquinas multifásicas, especificamente motores

síncronos de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Machine* - PMSM) de seis fases, com foco na aplicação do Controle Orientado a Campo (*Field Oriented Control* - FOC). Este objetivo é dividido em múltiplas etapas específicas, visando a construção de uma base sólida de conhecimento teórico, que permite a implementação eficiente do sistema de tração proposto.

Os objetivos do trabalho são listados:

- Realizar uma revisão Bibliográfica sobre máquinas multifásicas e suas vantagens;
- Estudar motores síncronos de ímã permanentes de seis fases, construção e equacionamento, topologias de acionamentos multifásicos;
- Apresentar uma visão geral sobre o sistema de tração de veículo elétrico;
- Explicar a técnica de controle utilizada para acionamento da máquina;
- Projetar sistema de tração para veículo elétrico, especificando motor e inversor de seis fases;
- Implementar o controle de corrente e velocidade da máquina, ajustando para diferentes condições de operação;
- Validar o projeto com simulações no software PSIM, gerando e analisando curvas de velocidade, torque e corrente no tempo.

1.4 DESCRIÇÃO DO TRABALHO

Capítulo 2: O presente trabalho busca realizar uma revisão bibliográfica abrangente e uma fundamentação teórica detalhada sobre máquinas multifásicas. Este capítulo aborda os aspectos gerais das máquinas multifásicas, destacando suas vantagens significativas em relação às máquinas trifásicas tradicionais, tais como: maior tolerância a falhas, redução da ondulação de torque pulsante em caso de abertura de uma ou mais fases, redução da amplitude de corrente por fase e maior densidade de energia. Além disso, é feita uma análise aprofundada das características dos motores síncronos de ímã permanente de seis fases, incluindo seu modelo matemático e suas aplicações específicas em veículos elétricos. Também são exploradas as diferentes topologias de acionamentos para máquinas multifásicas,

com ênfase nos inversores multifásicos independentes e modulares. É apresentada uma visão geral sobre veículos elétricos, abordando o sistema de tração, a modelagem do veículo e os ciclos de condução. Outro objetivo essencial da revisão bibliográfica é explorar os fundamentos do Controle Orientado a Campo (ou Controle Vetorial), uma técnica avançada de controle de máquinas. São detalhadas as transformadas de Clarke e Park, tanto para sistemas trifásicos quanto para sistemas de seis fases, e é investigada a técnica de modulação por largura de pulso no espaço vetorial (*Space Vector Pulse Width Modulation* - SVPWM). Os focos são os vetores espaciais e nas sequências de comutação, como a sequência de comutação simples de 7 segmentos e a sequência AB, que visa a redução de harmônicos pares.

Capítulo 3: Com base na fundamentação teórica, é realizado o projeto simples de um sistema de tração para um veículo elétrico. Este projeto incluirá a especificação das características do motor e do inversor de seis fases, bem como o desenvolvimento de controladores PI (Controlador com proporcional e integral) para as malhas de corrente e velocidade. É dada atenção especial à implementação de um controlador PI digital. O projeto considerará também ajustes para diferentes condições de operação.

Capítulo 4: Para validar o projeto, são realizadas simulações do sistema de tração através do PSIM (*Software* de simulação eletrônica da *Powersim*), gerando e analisando curvas de velocidade, torque e corrente.

Capítulo 5: Neste capítulo são apresentados os principais resultados do trabalho, comparando os resultados obtidos com os objetivos traçados inicialmente e, também, são apresentadas as sugestões para trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo tem por objetivo apresentar uma revisão sobre as máquinas multifásicas, a indústria e modelagem de veículos elétricos e a estratégia de controle orientado a campo para máquinas elétricas.

2.1 MÁQUINAS MULTIFÁSICAS.

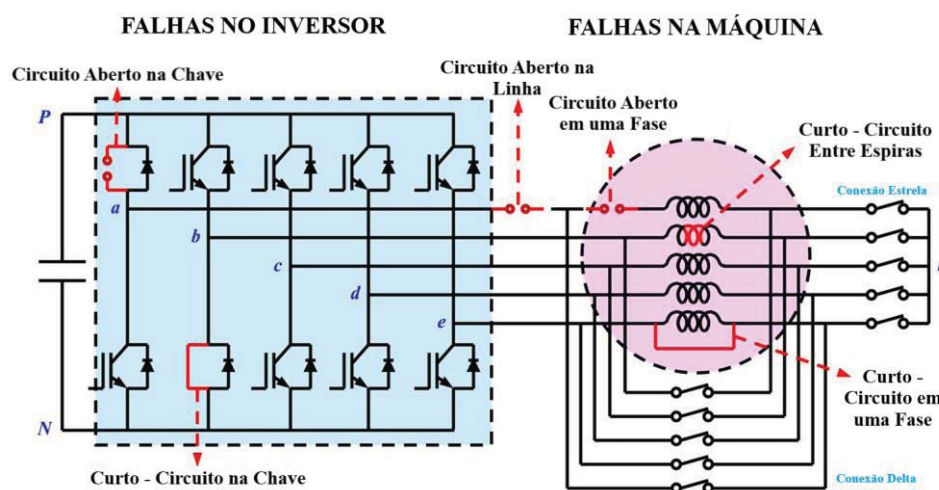
A presente seção tem por objetivo apresentar as vantagens das máquinas multifásicas sobre as máquinas trifásicas convencionais, trazer uma introdução sobre a máquina síncrona de ímãs permanentes de 6 fases que é o objeto de estudo deste trabalho e sobre topologias para acionamento de motores com maior número de fases.

2.1.1 Vantagens das máquinas multifásicas

2.1.1.1 Maior Tolerância a Falhas

O emprego de máquinas multifásicas em determinadas aplicações oferece inúmeras vantagens em relação à operação convencional com três fases. Dentre essas vantagens, destaca-se a maior tolerância a falhas operacionais sem a necessidade de adição de circuitos extras de proteção, o que representa um benefício significativo em sistemas com maior número de fases [3].

Figura 2 - Possíveis Falhas de Acionamento no Inversor e Máquina



Fonte: [3]

É fundamental compreender que em um sistema de acionamento, diversos tipos de falhas podem ocorrer, como: falhas nos semicondutores do circuito inversor, falhas nos conectores de linha entre o inversor e a máquina, e problemas de curto-circuito em uma das fases do motor [3], conforme ilustrado na Figura 2. Embora existam várias possibilidades de falhas no sistema de acionamento, os defeitos operacionais no sistema de potência e acionamento são mais frequentes que falhas elétricas nas máquinas. A Tabela 1 mostra o percentual de falhas elétricas e eletrônicas em acionamentos de máquinas trifásicas [4]. Como é possível ver na Tabela 1, as falhas operacionais em potência e acionamento são maiores do que falhas elétricas na máquina.

Tabela 1 – Taxa de Falhas Elétricas e Eletrônicas Gerais no Acionamento de Máquinas Trifásicas

Possíveis Falhas	Taxa de Falhas por fases (por hora)
Circuito Aberto nos Enrolamentos	$1,3 \times 10^{-5}$
Circuito Aberto em Conexões	1×10^{-6}
Circuito Aberto em Outros Componentes	$0,4 \times 10^{-6}$
Curto - Circuito entre Fases	$6,7 \times 10^{-6}$
Curto - Circuito em conexões	1×10^{-6}
Curto - Circuito em Outros Componentes	$0,4 \times 10^{-6}$
Falha Elétrica Total	$6,6 \times 10^{-5}$
Fonte de Alimentação	$5,4 \times 10^{-5}$
Controlador de Potência	$8,5 \times 10^{-5}$
Sinal de Controle	$1,3 \times 10^{-5}$
Falha no DSP	1×10^{-5}
Falha Eletrônica Total	$1,5 \times 10^{-4}$

FONTE: [4]

Para compreender a operação de uma máquina multifásica com um curto em uma das fases do motor, pode-se considerar um arranjo com n fases, onde n é um múltiplo inteiro de 3. Essas n fases são divididas em conjuntos de 3, totalizando k conjuntos. Quando ocorre um curto em uma fase de um desses conjuntos, o conjunto afetado é isolado do circuito de acionamento, resultando em $(n - 3)$ fases e $(k - 1)$ conjuntos. Por exemplo, em uma máquina de 6 fases, dividida em 2 conjuntos de 3 fases, a falha em qualquer conjunto resultaria na operação com 3 fases, transformando-se em um conjunto motor/inversor trifásico convencional [5]. É importante ressaltar que o desligamento desse grupo de fases deve ser realizado após a detecção do curto-circuito por meio de circuitos secundários. Essa técnica é válida somente para máquinas com um número de fases múltiplos de três, além de que é possível operar com 5 fases com a falha de uma fase com uma técnica de controle apropriada.

Outra possível falha de operação no circuito de acionamento multifásico é a falha de circuito aberto, sendo essa a mais comum e estudada [3]. Após a falha de uma das fases da máquina, é necessário estabelecer limites de amplitude de corrente por fase. Isso é necessário pois, com menos fases e o barramento de entrada constante, para manter o nível de torque anterior à falha, o módulo de corrente por fase aumentará, causando estresse térmico e potencial queima de semicondutores em outras fases. Por exemplo, em uma máquina de indução com 5 fases e alimentação senoidal, seria necessária uma corrente 1,38 vezes maior por fase para manter o torque [6]. Portanto, para não comprometer as outras fases do acionamento, é crucial estabelecer limites de corrente, resultando em um torque reduzido na máquina.

Em [7], a medição da tensão induzida nos terminais da máquina é utilizada para calcular o torque médio e pulsante. Após diversos ensaios operando com uma fase a menos, foi constatado que a componente fundamental e o 3º harmônico de corrente podem produzir maior torque de saída. Para controlar essas componentes, é necessário diminuir as perdas ôhmicas (estabelecendo referências de corrente máxima por fase – controle por corrente de histerese) na fase com maior corrente, o que resulta na redução do torque médio de saída, das correntes por fase e, consequentemente, das perdas ôhmicas nos semicondutores a níveis seguros de operação, evitando estresses térmicos.

As estratégias de controle em malha fechada para lidar com possíveis falhas no acionamento do motor consistem principalmente em fechar a malha utilizando dados de torque de saída e velocidade de rotação da máquina, gerando assim um torque de referência por meio de um controlador PI. Este torque de referência é então utilizado para gerar a corrente de referência para o controlador de corrente, sendo essa estratégia chamada de Controle Orientado a Campo.

O controlador de corrente pode ser implementado de diversas maneiras, incluindo controle de corrente por histerese, conforme discutido em [7], controle robusto, controle PI duplo em série ou controle preditivo [3]. Cada uma dessas abordagens apresenta vantagens específicas dependendo das características da aplicação e das exigências de desempenho do sistema.

2.1.1.2 Redução da Amplitude de Corrente por Fase

O aumento do número de fases no sistema reduz a potência processada por cada fase, tanto na máquina quanto no circuito de acionamento, mantendo a mesma tensão de barramento aplicada [8]. Isso beneficia a seleção dos semicondutores que compõem o circuito de acionamento do motor, permitindo a escolha de componentes com especificações para potências menores. Considerando que a principal causa de falhas nos circuitos de acionamento são defeitos nos semicondutores responsáveis pelo chaveamento do conversor, conforme discutido na subseção 2.1.1.1 [3], essa vantagem também aumenta a confiabilidade do sistema.

Ao operar com potências menores, não apenas reduz-se significativamente o custo dos componentes do circuito de drive, mas também é possível sobre dimensioná-los para evitar falhas potenciais. Este sobredimensionamento pode proporcionar uma margem de segurança adicional, aumentando a robustez e a durabilidade do sistema.

2.1.1.3 Maior Densidade de Energia

Quando se requer uma maior densidade de potência, a utilização de motores com mais fases é altamente benéfica. Essa configuração permite converter mais potência em um motor mais compacto, o que é particularmente vantajoso para

veículos. A otimização do espaço e a redução do peso são cruciais para aumentar a eficiência, autonomia e desempenho dos veículos.

Por exemplo, a potência de saída de um motor trifásico é 1,5 vezes maior do que a de um motor monofásico [8] em um motor com mesmo peso, tamanho e barramento de entrada. Portanto ao aumentar o número de fases, melhor distribui-se a corrente pelo motor, reduzindo o tamanho dos fios/barras condutores por fase, e consequentemente aumentando a densidade de energia oferecida pelo motor. Isso demonstra que a adoção de motores multifásicos pode oferecer vantagens significativas em aplicações onde o espaço e o peso são restrições críticas.

2.1.2 PMSM de 6 fases

2.1.2.1 Aspectos Gerais

Diferentemente das máquinas síncronas convencionais, os motores de ímã permanente não possuem fiação para a passagem de corrente pelo rotor, resultando em uma redução significativa nas perdas ôhmicas da máquina. Essa característica permite um maior processamento de energia para um menor volume de motor [9]. Em média, motores síncronos de ímã permanente apresentam uma eficiência 2 – 5 % maior em comparação com motores de indução (*Induction Machines* - IM), dependendo da potência e peso. Além disso, esses motores podem entregar uma densidade de potência até três vezes maior que a de motores assíncronos [9].

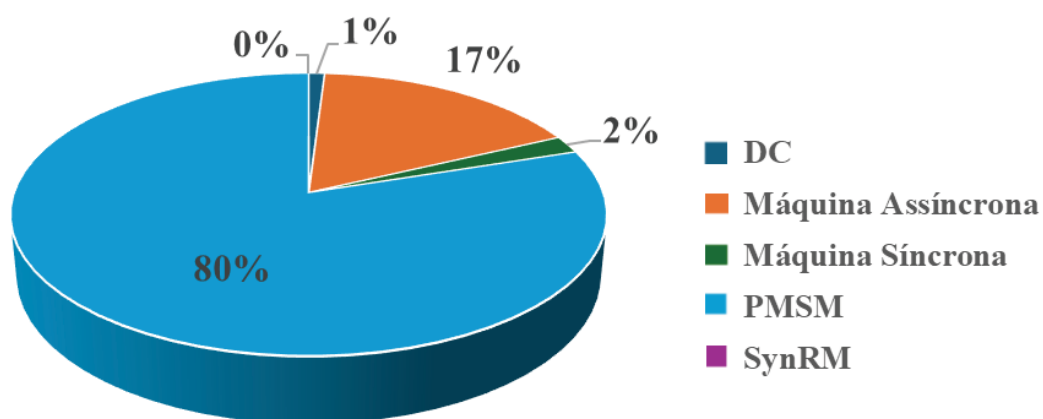
Embora o PMSM esteja amplamente disseminado na área de mobilidade elétrica, este ainda enfrenta desafios consideráveis. Um dos principais desafios é o alto custo do ímã permanente que compõe o rotor, devido ao uso de uma liga de neodímio, ferro e boro (NdFeB). Esses ímãs são feitos de elementos de terras raras, cuja extração e processamento são complexos e limitados, resultando em um aumento significativo nos preços globais [10]. Esses materiais são sensíveis a aumentos significativos de temperatura. Conforme a temperatura sobe, eles perdem magnetismo, o que afeta a eficiência do motor, esse fenômeno é conhecido como temperatura de Curie, a temperatura crítica em que certos materiais perdem suas propriedades magnéticas permanentes. Portanto, é extremamente importante o controle de temperatura em máquinas de ímã permanente, reduzindo ao mínimo as perdas e oferecendo um sistema de resfriamento adequado.

Outro desafio para a operação desses motores é a necessidade de uma forma de onda de tensão puramente senoidal, sem ondulação de torque no estator, para atingir as altas eficiências que esses motores podem alcançar. Isso demanda a utilização de controles mais sofisticados, como o Controle de FOC e o Enfraquecimento de Campo [9].

2.1.2.2 PMSM em Veículos Elétricos

A maioria dos veículos totalmente elétricos à bateria e híbridos utiliza predominantemente duas tecnologias de motores trifásicos: PMSMs e máquinas assíncronas. A Figura 3 ilustra a porcentagem dos tipos de motores usados em aplicações de mobilidade elétrica entre 2008 e 2018 [11], em que Máquina Síncrona se refere às síncronas com enrolamentos de armadura e SynRM são as Síncronas de Relutância.

Figura 3 - Tipos de motores na área de mobilidade elétrica (2008 - 2018)



FONTE: [11]

Devido ao domínio do PMSM nesse setor, o presente trabalho foca no projeto de um acionamento para esse tipo de motor, mas com um número de fases maior que três. A principal razão para a predominância da máquina de ímãs permanentes na indústria automobilística é a alta densidade de potência oferecida, além da significativa redução das perdas ôhmicas da máquina, resultando em maior eficiência [9]. Em comparação com seu principal concorrente, a máquina de indução, o PMSM apresenta uma eficiência 2 – 5 % superior, além de conseguir entregar uma densidade de potência até três vezes maior que uma IM [9].

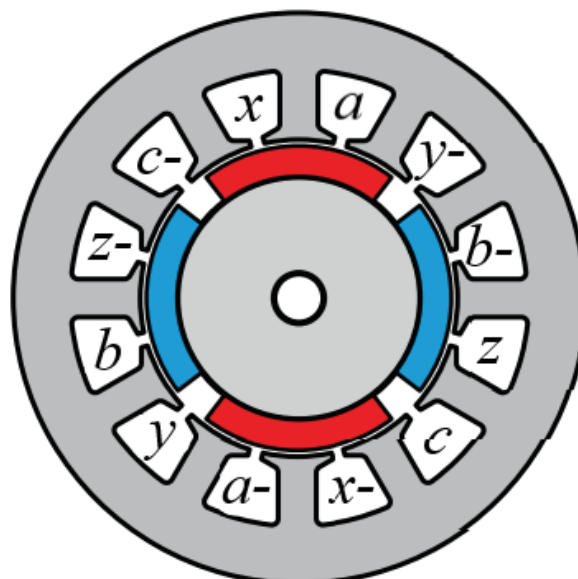
Além das vantagens já mencionadas, a pesquisa e desenvolvimento em torno dos motores PMSM têm demonstrado que são capazes de operar de maneira eficiente mesmo sob condições adversas, como variações de carga e temperaturas elevadas, desde que sejam implementados sistemas de controle térmico adequados. A utilização de ligas avançadas para ímãs permanentes, como neodímio, ferro e boro (NdFeB), embora aumente o custo, proporciona um desempenho superior em termos de densidade de potência e eficiência energética. No entanto, a operação eficiente dos PMSM requer formas de onda de tensão puramente senoidais, sem *ripple* (do inglês, ondulação) de torque no estator, para maximizar a eficiência. Isso implica na necessidade de controles avançados, como o FOC e o Enfraquecimento de Campo, que são essenciais para alcançar o desempenho otimizado desses motores [9].

Em resumo, o estudo e desenvolvimento de acionamentos para motores PMSM com um número maior de fases não só visa melhorar a eficiência e a densidade de potência, mas também preparar a tecnologia para enfrentar os desafios futuros da mobilidade elétrica.

2.1.2.3 Modelo do PMSM com 6 Fases

A Figura 4 mostra a construção de um PMSM de 6 fases com 4 polos no rotor, mesmo tipo de máquina usado na simulação.

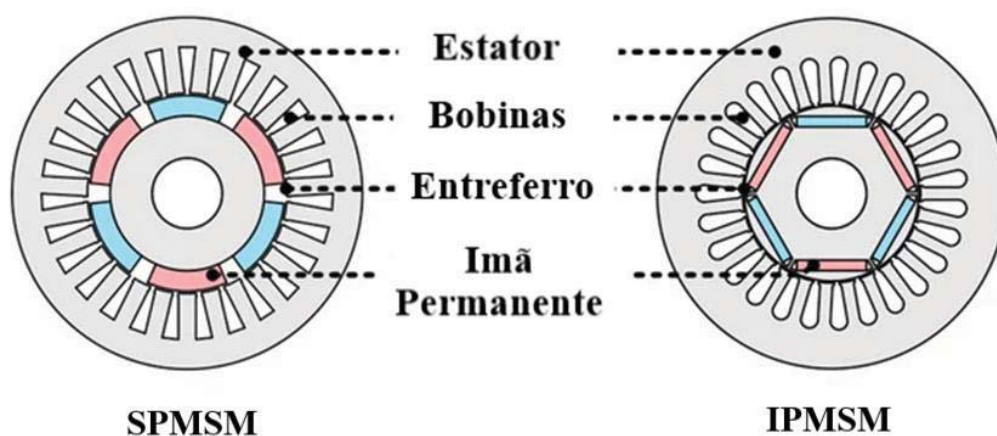
Figura 4 - PMSM de 6 fases, 4 polos e Configuração Assimétrica



FONTE: Adaptado de [35].

Os PMSMs são geralmente classificados em motores síncronos de ímã permanente com ímãs na superfície do rotor (*Surface Permanent Magnet Synchronous Machine* - SPMSM) e motores síncronos de ímã permanente com ímãs dentro do rotor (*Interior Permanent Magnet Synchronous Machine* - IPMSM) como é possível ver na Figura 5. Um SPMSM apresenta um design de circuito magnético simples, resposta rápida, características lineares de torque-corrente e velocidade-tensão, além de operação em velocidade constante. Os SPMSMs utilizam exclusivamente torque magnético; por outro lado, os IPMSMs possuem uma alta densidade de potência devido à capacidade de aproveitar o torque de relutância gerado pela diferença na indutância dos eixos direto e de quadratura [13], esses eixos são as componentes vetoriais que estão alinhadas com o campo magnético do rotor, de forma direta e perpendicular, respectivamente.

Figura 5 - Construção do SPMSM e IPMSM



FONTE: [13]

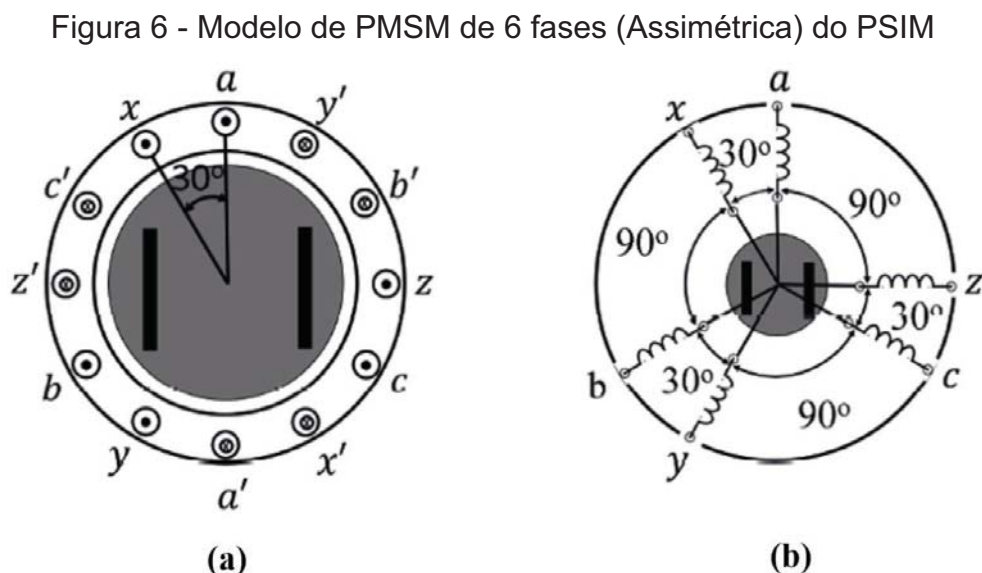
Os SPMSMs são amplamente valorizados pela sua simplicidade e eficiência em aplicações que exigem resposta rápida e controle preciso de velocidade. A linearidade entre o torque e a corrente facilita a modelagem e o controle do motor, tornando-os ideais para sistemas que requerem desempenho dinâmico elevado. Além disso, a operação em velocidade constante é uma característica desejável em muitas aplicações industriais [13].

Por outro lado, os IPMSMs se destacam em cenários onde a alta densidade de potência e a eficiência energética são cruciais. A capacidade de utilizar o torque de relutância, que surge devido à diferença de indutância entre os eixos direto e de quadratura (componentes vetoriais), permite que os IPMSMs alcancem maior

desempenho em termos de torque e potência [13]. Essa característica é particularmente vantajosa em aplicações de alta performance, como veículos elétricos e sistemas de geração de energia.

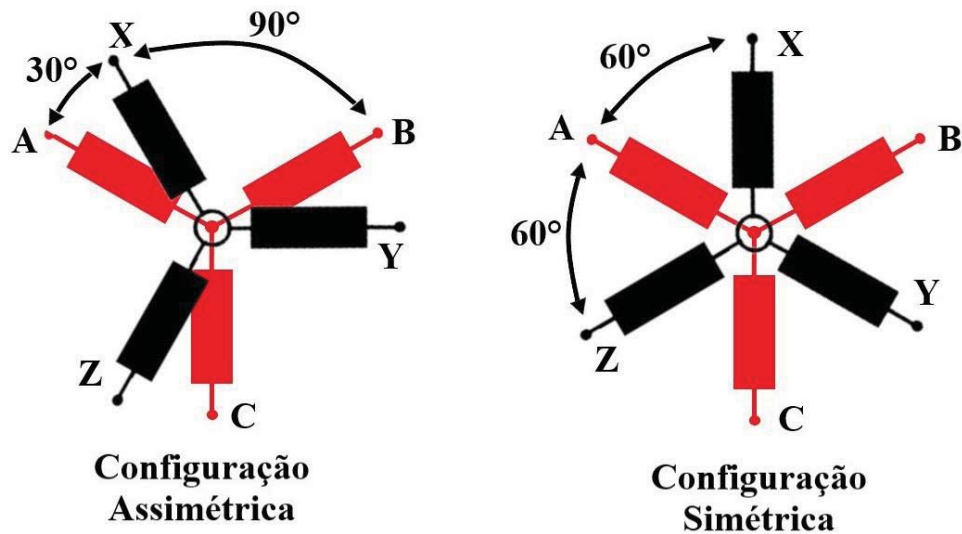
Na literatura, as máquinas hexafásicas podem adotar duas configurações distintas para os enrolamentos do estator, baseadas no desfasamento elétrico entre os dois conjuntos de enrolamentos. Quando o desfasamento é de 30° ou diferente de 60° , a configuração é chamada de assimétrica, já um desfasamento de 60° resulta em uma configuração simétrica conforme a Figura 7. Em máquinas síncronas de ímãs permanentes com 6 fases e com neutros isolados, a configuração assimétrica como mostra a Figura 6 é a mais comumente adotada na literatura [14]. A máquina disposta na Figura 4 tem configuração assimétrica, note que o espaçamento entre fases x e z é de 30° .

No modelo do motor PMSM de 6 fases do PSIM que neste trabalho é o usado para simulação, o enrolamento do estator é constituído por dois conjuntos trifásicos de enrolamentos, que estão deslocados espacialmente por 30° , conforme ilustrado na Figura 6. Cada conjunto de três fases dos enrolamentos do estator é configurado em estrela, o que facilita a distribuição equilibrada das correntes e a otimização do desempenho do motor [15].



FONTE: [15]

Figura 7 - Configurações de fase de máquinas hexafásicas



FONTE: Adaptado de [12].

Devido ao domínio da máquina síncrona de ímãs permanentes na indústria de veículos elétricos, e a disponibilidade do modelo hexafásico no software de simulação utilizado (PSIM), o PMSM é o foco de estudo e projeto deste trabalho.

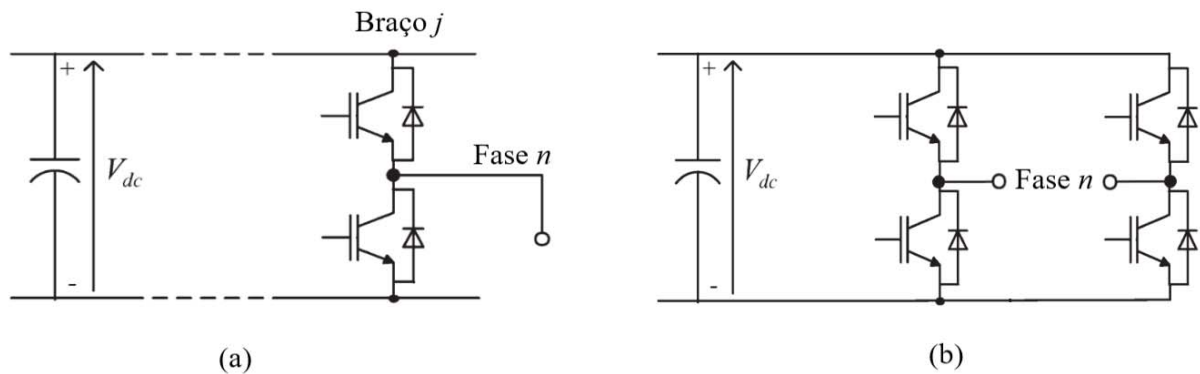
2.1.3 Acionamentos das Máquinas Multifásicas

2.1.3.1 Topologias Básicas

A Figura 8 ilustra diferentes tipos de inversores que podem ser aplicados a sistemas com n fases. A Figura 8.a apresenta uma configuração do tipo Meia Ponte (*Half-Bridge*), enquanto a Figura 8.b mostra a topologia Ponte Completa (*Full-Bridge*). Ambos são inversores, sendo que a configuração *Half-Bridge* é de dois níveis, ou seja, a tensão na fase possui apenas dois valores possíveis, enquanto a configuração *Full-Bridge* além de operar a dois níveis, pode operar a três níveis, permitindo três valores distintos de tensão na fase [16]. A principal vantagem de um inversor do tipo *Full-Bridge* sobre um *Half-Bridge* é a capacidade de fornecer o dobro de tensão em uma fase e, conseqüentemente, duas vezes mais potência para o mesmo valor de tensão de barramento. No entanto, isso requer o dobro de chaves. É importante dizer que o inversor Ponte Completa precisa ter as bobinas de cada fase isoladas para operações com múltiplas fases. As duas estruturas apresentadas na Seção 2.1.3.2, além de serem do tipo independentes, são inversores *Full-Bridge*. Já a estrutura apresentada

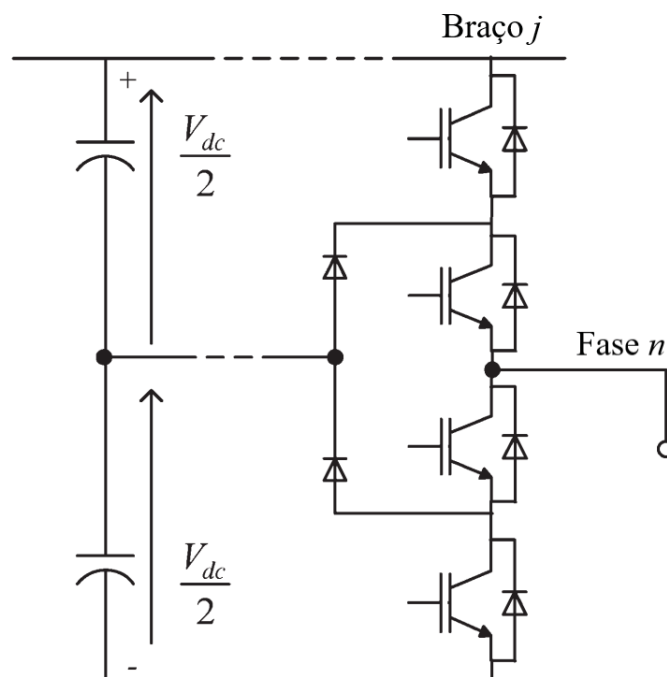
na Seção 2.1.3.3 é modular e do tipo *Half-Bridge*. Esta distinção é crucial para a escolha da topologia adequada, considerando os requisitos de potência e as limitações físicas dos componentes.

Figura 8 - Inversores de Meia Ponte (a) e Ponte Completa (b)



FONTE: [16]

Figura 9 - Inversor de 3 níveis do tipo NPC



FONTE: [16]

Inversores multiníveis têm se tornado cada vez mais comuns em aplicações que demandam altos níveis de potência e qualidade superior de forma de onda, como na geração de energia elétrica. Entre as características mais destacadas desses inversores estão a redução da distorção harmônica, a melhora na qualidade da forma

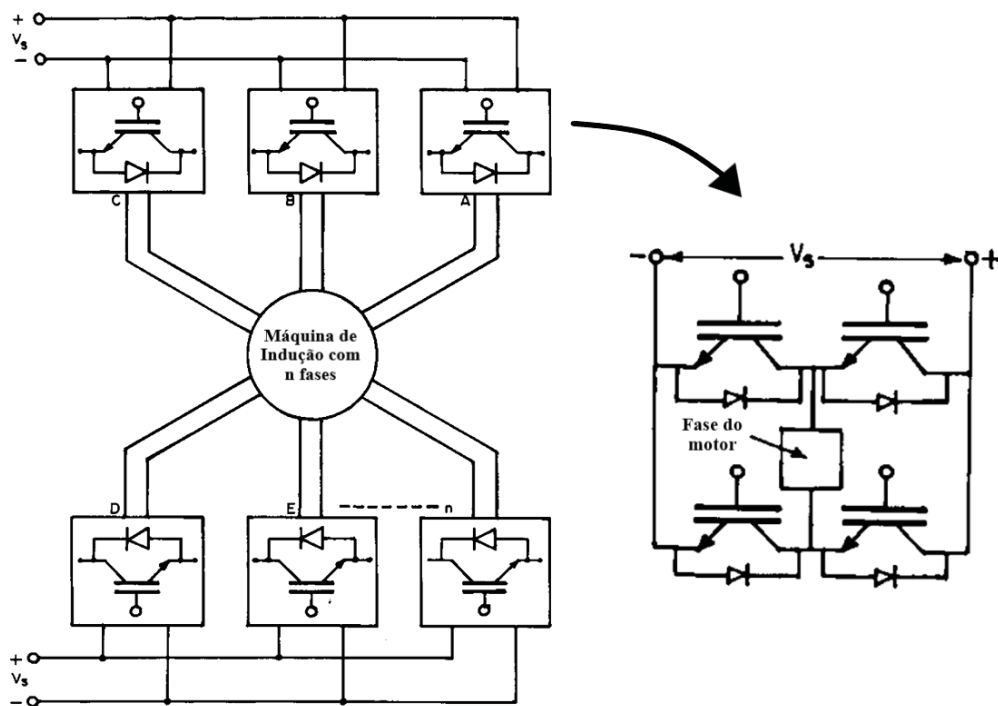
de onda, uma menor interferência eletromagnética e menores perdas de comutação [17]. A Figura 9 ilustra um inversor de três níveis com ponto neutro grampeado (*Neutral Point Clamped* - NPC) aplicado a uma fase.

Para acionamento de máquinas assíncronas com variação de velocidade, inversores multiníveis são uma boa solução como aplicações na área de propulsão marítima ou sistemas de tração de locomotivas de trem [16].

2.1.3.2 Inversor Multifásico Independente

A Figura 10 apresenta um drive para uma máquina com n fases, onde cada fase é controlada por um circuito inversor monofásico do tipo *Full-Bridge*. Esta abordagem de separação das fases de maneira individual proporciona uma robustez significativa ao sistema, uma vez que a falha física em uma fase não se propaga para as demais [18].

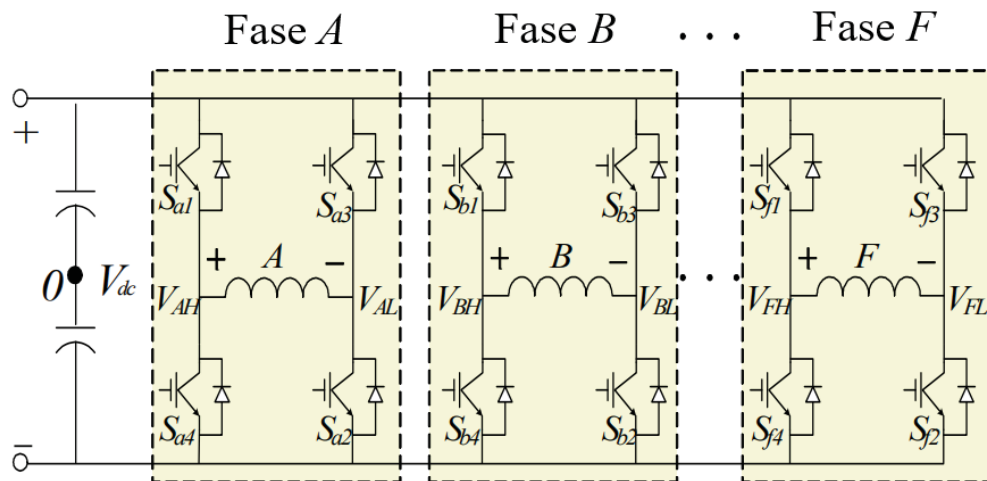
Figura 10 - Topologia de Inversor Multifásico Modular



FONTE: [18]

A Figura 11 mostra o mesmo tipo de topologia para 6 fases junto com os terminais do estator da máquina.

Figura 11 - Topologia de Inversor Hexafásico Independente da Fase A à Fase F



FONTE: [19]

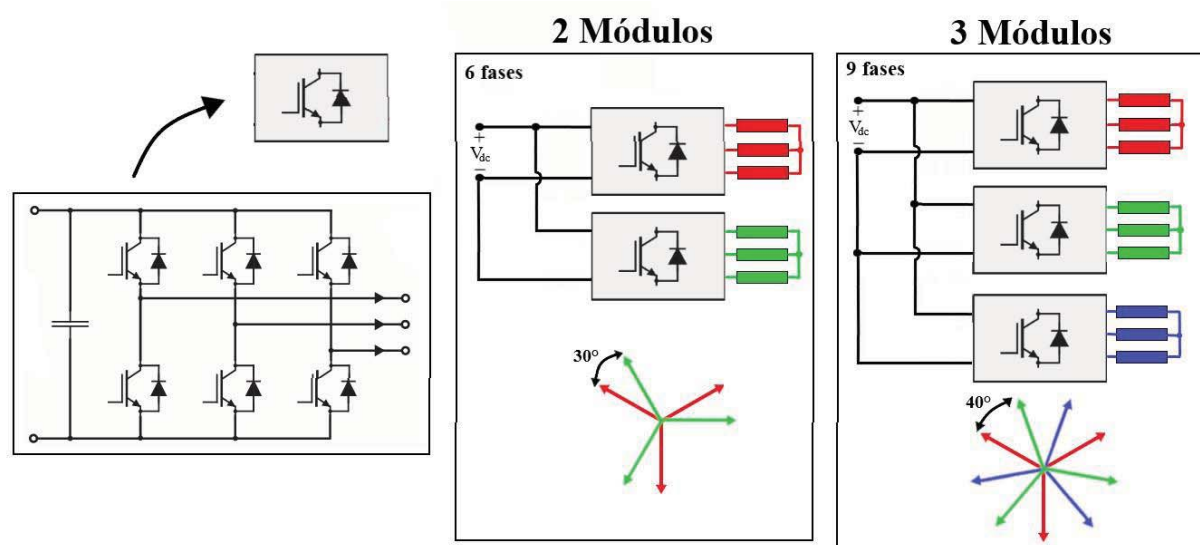
Apesar de ambas as figuras acima mostrarem apenas topologias com inversores *Full – Bridge*, é possível utilizar qualquer outra.

2.1.3.3 Inversor Multifásico Modular

A Figura 12 apresenta duas diferentes configurações de inversores multifásicos modulares com conexão em paralelo (módulos de inversores tem a mesma tensão de barramento), ilustrando seus diagramas com fases alinhadas (6 fases – 2 módulos de 3 fases) e não alinhadas (9 fases – 3 módulos de 3 fases). Esses inversores são estruturados em módulos de 3 fases. A implementação de um inversor multifásico modular em uma máquina com $3n$ fases oferece vantagens substanciais, incluindo a redução do número de cabos, diminuição do peso e menores interferências eletromagnéticas [21]. É importante salientar que a estrutura modular refere-se a divisão de conjuntos de 3 fases em uma máquina com $3n$ fases. O tipo de conexão de entrada, seja em cascata ou em paralelo não define a estrutura modular.

A redução de peso é particularmente destacada, uma variável de extrema importância em veículos, onde a eficiência e o desempenho são diretamente impactados. Este aprimoramento é fundamental para otimizar o desempenho e a eficiência do sistema, facilitando sua aplicação bem-sucedida em contextos em que a redução de peso e a mitigação de interferências eletromagnéticas são críticas.

Figura 12 - Topologias de Inversores modulares de seis e nove fases



FONTE: Adaptado de [20]

2.2 VEÍCULOS ELÉTRICOS

2.2.1 Aspectos Gerais

Os veículos elétricos têm uma longa história, com o primeiro carro elétrico prático desenvolvido em 1884. No século XXI, a pesquisa e o desenvolvimento de VEs foram revitalizados por preocupações ambientais. Governos e indústrias têm colaborado para melhorar a tecnologia e a infraestrutura dos VEs, resultando em um aumento significativo nas vendas globais. Com avanços tecnológicos e apoio governamental, os veículos elétricos estão preparados para transformar o setor automotivo e contribuir para um futuro sustentável e eficiente em termos energéticos [22].

Existem três tipos principais de VEs (Veículos Elétricos): veículos elétricos puros (BEVs), híbridos (HEVs) e de célula a combustível (*Fuel Cell Electric Vehicle* - FCVEs) [22]. Os BEVs funcionam exclusivamente com baterias. Os HEVs combinam motores de combustão interna com sistemas elétricos para maior eficiência de combustível. Os FCEVs usam células a combustível para gerar eletricidade, mas enfrentam desafios de custo e infraestrutura. Embora os HEVs sejam populares, ainda dependem de combustíveis fósseis. Em contraste, os BEVs são a melhor solução para

problemas ambientais e energéticos, pois não emitem poluentes em movimento e não consomem petróleo e outros combustíveis líquidos voláteis [22].

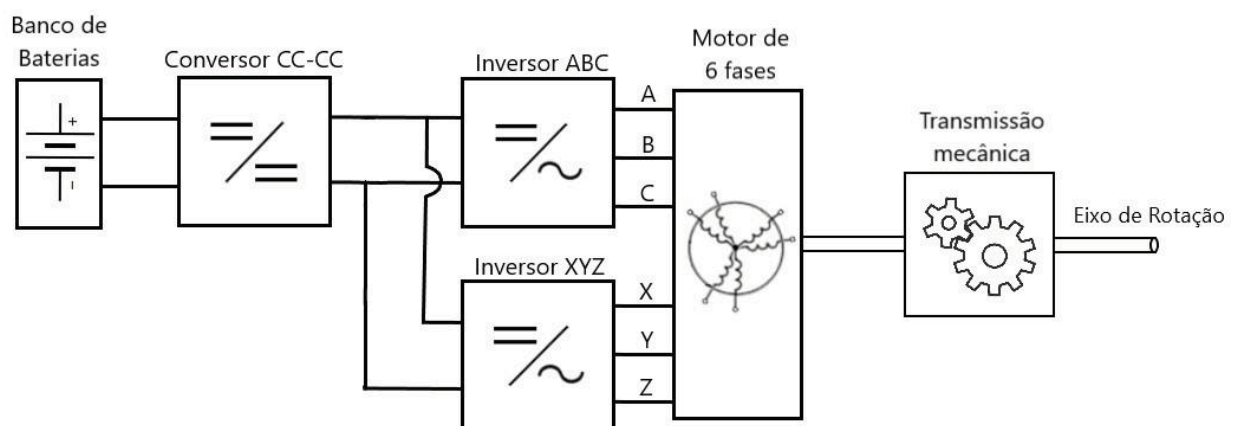
2.2.2 Sistema de Tração

O sistema de tração de um veículo elétrico converte a energia da bateria em movimento mecânico. Esse sistema é composto por bateria, conversor cc-cc, inversor, motor de tração, transmissão mecânica e eixo de rotação. A bateria armazena energia em corrente contínua (cc), determinando a autonomia e a potência do veículo. O conversor cc-cc ajusta a tensão cc para níveis adequados ao inversor, que então converte a tensão contínua em alternada para o motor de tração em aplicações com motores de corrente alternada. O inversor também controla a frequência e a amplitude da saída ca, regulando a velocidade e o torque do motor.

O motor de tração, nesse trabalho um motor síncrono de ímã permanente com ímãs dentro do rotor, transforma a energia elétrica em energia mecânica, gerando torque para mover o veículo. A transmissão mecânica ajusta esse torque e velocidade para as rodas através da relação de transmissão do veículo. Finalmente, o eixo de rotação transfere o torque da transmissão para as rodas, movimentando o veículo.

A Figura 13 mostra o sistema de tração de um veículo elétrico do tipo BEV, adaptado para um motor de 6 fases, acionado com um inversor de 2 módulos de 3 fases, conectados em paralelo e tendo inversores *Half-Bridge* como topologia de cada módulo, como especificado na subseção 2.1.3.3.

Figura 13 - Sistema de Tração Elétrico para um Motor de 6 Fases

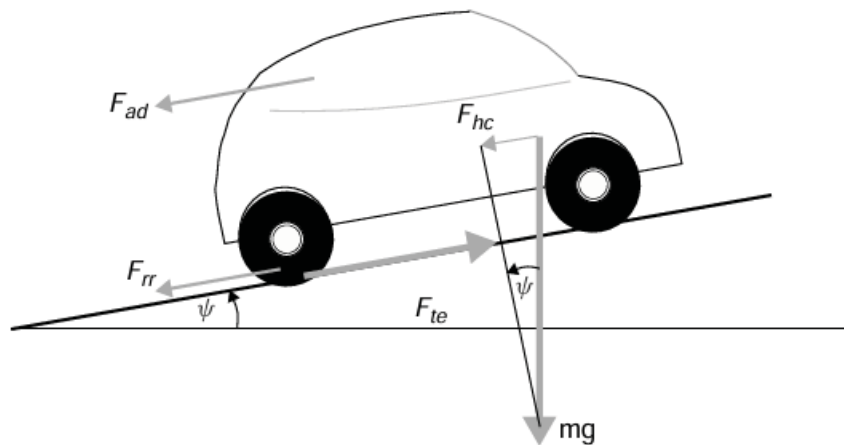


FONTE: Elaborado pelo Autor

2.2.3 Modelagem do Veículo

Para modelagem do veículo elétrico, é usado como base o modelo longitudinal de um Veículo Elétrico conforme apresentado [23] visto na Figura 14.

Figura 14 - Modelo Longitudinal de um Veículo Elétrico



FONTE: [23]

É necessário achar uma equação para o esforço de tração do veículo que possui massa m , velocidade linear v e uma inclinação ϕ . O esforço de tração total do veículo é dado pela equação (1) [23].

$$F_T = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{al} + F_{a\omega} \quad (1)$$

onde:

- F_{rr} é a força de resistência ao rolamento;
- F_{ad} é o arrasto aerodinâmico;
- F_{hc} é a força de subida;
- F_{al} é a força necessária para proporcionar aceleração linear;
- $F_{a\omega}$ é a força necessária para proporcionar aceleração angular ao motor rotativo.

A força de resistência ao rolamento é causada principalmente pelo atrito dos pneus na estrada, além do atrito nos rolamentos e no sistema de engrenagens. Ela é

aproximadamente constante e proporcional ao peso do veículo, independentemente da velocidade. A força de resistência ao enrolamento é calculada conforme a equação (2) [23].

$$F_{rr} = \mu_{rr}mg \quad (2)$$

A constante μ_{rr} é o coeficiente de resistência ao rolamento, influenciado pelo tipo e pela pressão dos pneus e g é a aceleração da gravidade.

A força de arrasto aerodinâmico é causada pelo atrito do veículo com o ar. Ela depende da área frontal A , formato e velocidade do veículo, bem como do coeficiente de arrasto (C_d). O cálculo é realizado como mostra a equação (3) [23]:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho A C_d v^2 \quad (3)$$

Onde ρ é a densidade do ar (geralmente 1,25 kg/m³).

A força de subida F_{hc} é a componente dada força do veículo que atua ao longo da inclinação. Essa componente é calculada como mostra a equação (4) [23].

$$F_{hc} = mg \sin(\phi) \quad (4)$$

Quando há aceleração, é necessário considerar as forças de aceleração linear e angular do veículo. A equação (5) [23] mostra a força de aceleração linear, em que a é a aceleração do carro.

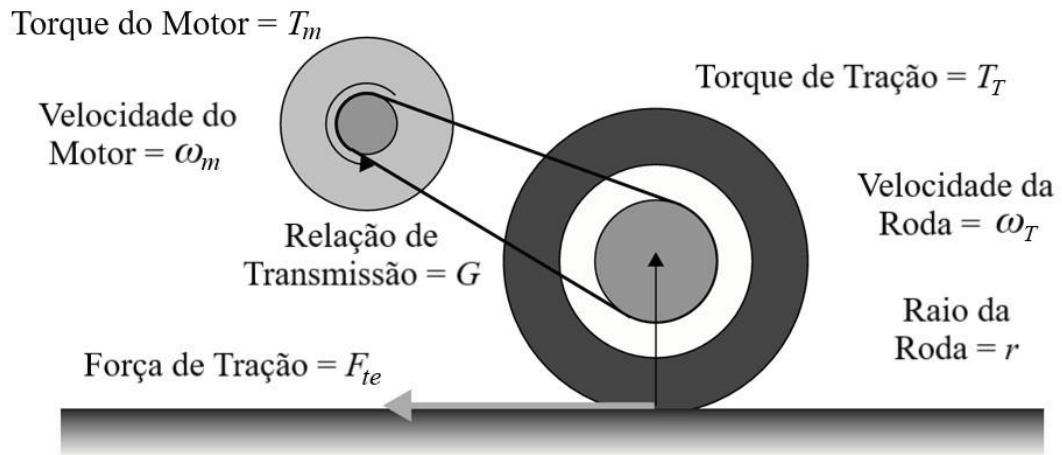
$$F_{al} = ma \quad (5)$$

A equação (6) [23] apresenta a força de aceleração angular. A variável G é a relação de transmissão mecânica que ajusta o torque e a velocidade da máquina elétrica para as rodas, r é o raio da roda, η_g é a eficiência do sistema de engrenagem e J é momento de inércia do rotor, que se não conhecido, pode-se ignorar a equação de aceleração angular e adicionar um percentual de 5% de massa na equação de aceleração angular do veículo [23].

$$F_{a\omega} = J \frac{G^2}{\eta_g r^2} a \quad (6)$$

A Figura 15 mostra um eixo de transmissão simplificado que conecta o rotor do motor de tração à roda do carro, funcionando como o sistema de transmissão mecânica.

Figura 15 – Transferência Mecânica do Eixo do Rotor à Roda do Veículo



FONTE: Adaptado de [23]

O Torque de Tração T_T é calculado como mostrado na equação (7) multiplicado o Raio das Rodas r pela força de tração encontrada através da equação (1) [23].

$$T_T = r F_T \quad (7)$$

O Torque do Motor T_m necessário para a tração é calculado através da relação de transmissão mecânica como mostra a equação (8) [23].

$$T_m = \frac{T_T}{G} \quad (8)$$

Pela conservação de potência mecânica, como há aumento do torque da máquina para a roda, deve haver redução de velocidade representada pela equação (9) [23].

$$\omega_T = \frac{\omega_m}{G} \quad (9)$$

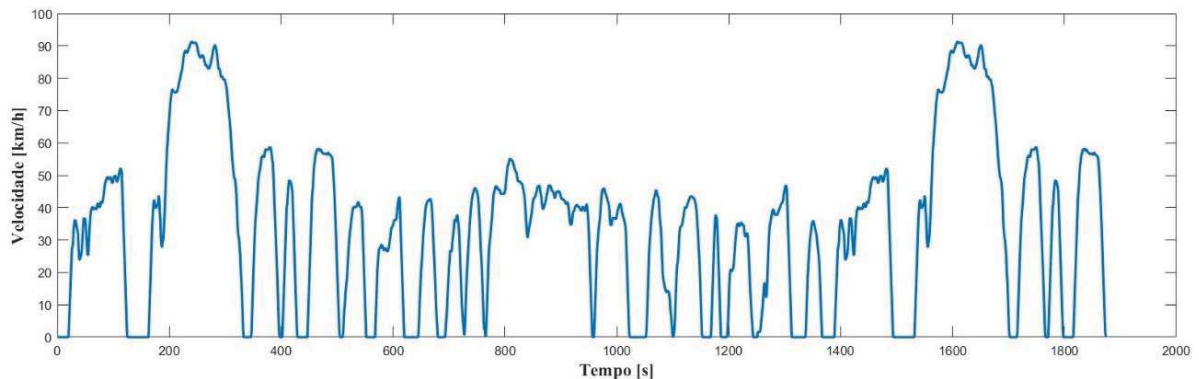
Sabendo que se pode relacionar a velocidade angular com a linear através do raio da roda, é possível escrever a equação (9) como:

$$v = r \frac{\omega_m}{G} \quad (10)$$

2.2.4 Ciclos de Condução

Como referência de velocidade, será usado o ciclo de condução LA – 4 da Agência de Proteção Ambiental dos Estados Unidos (*Environmental Protection Agency* – EPA) que pode ser visto na Figura 16.

Figura 16 - Ciclo de Condução LA - 4



FONTE: [24]

Esse ciclo de condução é usado para a realização de teste de veículos leves, representando condições de condução da cidade de Los Angeles [24]. Além do LA – 4 há outros ciclos de condução usados como referência como o Cronograma de condução para economia de combustível em Rodovias, que apresenta um esquema de velocidade mais linear abaixo de 96 km/h em rodovias, e o Ciclo de condução da cidade de Nova Iorque, com velocidades mais baixas e maiores variações de velocidade ao longo do tempo [24]. Ambos os testes são da EPA.

2.3 CONTROLE ORIENTADO A CAMPO (FOC)

2.3.1 Transformadas de Clarke e Park

2.3.1.1 Sistema Trifásico

Em 1938, em [25] Edith Clarke apresentou um sistema de transformação que converte três valores de tensão ou corrente em duas componentes ortogonais α e β . Essa Transformação é conhecida como Transformada de Clarke dada pela equação (11) [25].

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

Em 1929, Robert Park publicou um artigo introduzindo uma técnica que converte as componentes de tensão ou corrente trifásicas em coordenadas estacionárias (α e β) para um sistema de coordenadas rotativas (d e q). Essas novas coordenadas (d e q) giram sincronizadas com o campo magnético do motor, permitindo um controle mais direto e eficaz das variáveis de interesse, como torque e fluxo já que são componentes contínuas no tempo. A transformada de Park pode ser visualizada na equação (12) [26]. Tanto para Park, quanto para Clarke, a componente de sequência zero (f_0) indica a parte da corrente ou tensão que não contribui para a rotação do campo magnético e está presente em todas as fases igualmente.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 0 \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Onde θ_r é posição angular do rotor da máquina.

Multiplicando as matrizes de transformação de Clarke e Park, obtém-se na equação (13), as coordenadas rotativas (d e q) em termos do sistema de coordenadas

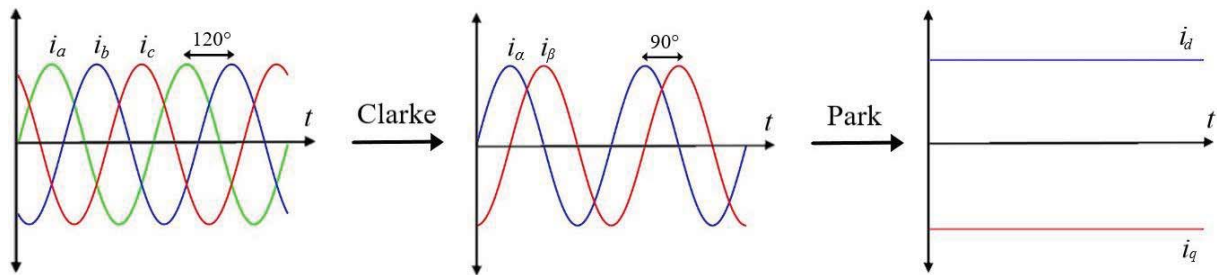
trifásicas. Onde a matriz de transformação é chamada de $T_{park}(\theta_r)$ é mostrada na equação (14).

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = T_{park}(\theta_r) \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$T_{park}(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

A ação das transformadas de Clarke e Park para um sistema trifásico é vista na Figura 17 e ajuda a visualizar a transformação de um sistema trifásico alternado e em duas componentes contínuas do tempo, i_d e i_q .

Figura 17 – Transformadas de Clarke e Park



FONTE: Elaborado pelo Autor

2.3.1.2 Sistema com 6 Fases

Para um sistema de 6 fases em um motor síncrono de ímãs permanentes é proposta uma matriz de transformação $d - q$ dupla como é mostrado na equação (15) [27].

$$T_{dq}(\theta_r) = \begin{bmatrix} T_{park}(\theta_r) & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & T_{park}(\theta_r - 30^\circ) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Onde θ_r é posição angular do rotor da máquina, e $0_{3 \times 3}$ é uma matriz 3×3 de valores nulos. Esta transformação dupla analisa de forma independente cada conjunto trifásico de enrolamentos do estator, mapeando as variáveis responsáveis pela produção de fluxo e torque em dois subespaços distintos. Para o primeiro conjunto de enrolamentos, as variáveis são mapeadas no subespaço $d_1 - q_1$, enquanto para o segundo conjunto de enrolamentos, as variáveis são mapeadas no subespaço $d_2 - q_2$ [27]. Considerando um vetor de 6 fases $f_{6ph} = [f_a \ f_b \ f_c \ f_y \ f_y \ f_z]^T$ que pode representar variáveis de tensão ou corrente nos conjuntos trifásicos ABC e XYZ, pode-se escrever as coordenadas rotativas ($d_1 - q_1$ e $d_2 - q_2$) em termo do sistema de coordenadas trifásicas de conjuntos separados conforme a equação (16).

$$[f_{d1} \ f_{q1} \ f_0 f_{d2} \ f_{q2} \ f_0]^T = T_{dq}(\theta_r)[f_a \ f_b \ f_c \ f_y \ f_y \ f_z]^T \quad (16)$$

Ressaltando que o deslocamento de fase de 30° para o conjunto de fase XYZ como está na equação (15) corrobora com a escolha da máquina de enrolamento assimétrico.

2.3.2 Aspectos Gerais do Controle Orientado a Campo

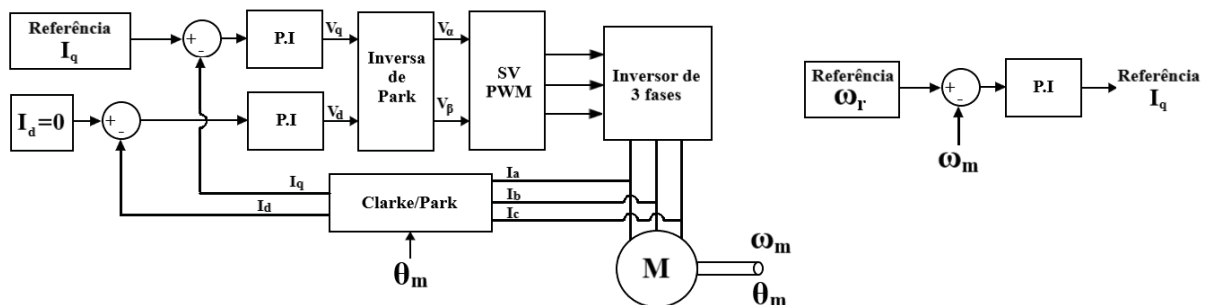
O torque que pode ser alcançado em uma máquina elétrica depende da fase entre o vetor de campo do estator e o vetor de campo do rotor. Quanto maior a fase, com um máximo de 90° , maior será o torque produzido e menor será a ondulação de torque pulsante [28]. Em uma máquina trifásica, o vetor de campo do estator apresenta uma fase variável em relação ao vetor de campo do rotor, oscilando entre 120° (máxima distância entre duas fases) e 60° (mínima distância entre duas fases). Para manter o torque máximo e constante, é essencial que esses vetores mantenham uma fase constante de 90° .

Para assegurar que a fase permaneça constante em 90° , é necessário decompor o vetor do estator em duas componentes: eixo direto (d) e eixo de quadratura (q). O objetivo é ajustar a componente do eixo direto, que está em fase com o vetor do rotor, para zero, e maximizar a componente do eixo de quadratura, que está a 90° do vetor do rotor. Dessa forma, o vetor do estator ficará defasado em 90° . Com a transformação do eixo de coordenadas ABC para o referencial

dq através de Park/Clarke como é mostrado na seção 2.3.1 é possível aplicar o controle orientado a campo como mostra a Figura 18.

A referência de corrente i_d^* é mantida em zero (0), porque o fluxo magnético do rotor é produzido pelos ímãs permanentes do motor. Isso significa que não é necessário fornecer corrente adicional para gerar o fluxo [29], pois os ímãs já garantem um fluxo constante. Ao definir i_d^* em zero, o controlador pode concentrar-se exclusivamente em ajustar i_q para controlar o torque do motor. A referência de corrente i_q é gerada através da malha de velocidade para que o torque produzido seja o necessário para a minimização do erro de velocidade [29].

Figura 18 – Controle Orientado a Campo para uma Máquina Trifásica



FONTE: Elaborado pelo Autor

O Controle Orientado por Campo permite o controle independente do fluxo magnético e do torque em motores elétricos. No FOC, a corrente no eixo direto i_d controla o fluxo magnético, enquanto a corrente no eixo de quadratura i_q controla o torque [29]. Com as correntes de eixo direto, de quadratura e a posição do rotor conhecidas, a transformada de Park determina i_d e i_q , que são realimentadas aos controladores para definir as tensões de referência v_d^* e v_q^* , que passam pela transformada inversa de Park e acabarão minimizando os erros através do modulador SVPWM.

Para a aplicação em um PMSM de 6 fases, com dois conjuntos independentes de 3 fases, é necessário acrescentar uma fase de 30° à posição do rotor para servir de referência as transformadas de Park que determinam i_{q2} e i_{d2} . Como são dois conjuntos de 3 fases, é criada uma segunda malha de controle idêntica à apresentada na Figura 18, a qual é responsável pelo controle do conjunto de fases XYZ. Esta configuração será explicada no capítulo seguinte.

2.3.3 Modulação PWM por Vetores Espaciais

2.3.3.1 Aspectos Gerais

A técnica de modulação de vetores espaciais é muito utilizada em estratégias de controle em malha fechada, por exemplo em FOC. Essa modulação que vai definir a sequência correta de chaveamento para deixar os vetores i_α e i_β ortogonais. É importante salientar que qualquer modulação poderia ser utilizada com o FOC, como a modulação PWM senoidal. A técnica SVPWM baseia-se na representação vetorial das tensões trifásicas em um plano bidimensional, utilizando um sistema de coordenadas estacionárias. Este método transforma as três tensões de fase v_a , v_b e v_c em dois componentes ortogonais v_α e v_β , por meio da transformada de Clarke. Esses componentes criam um vetor espacial que descreve o estado instantâneo das tensões no estator [30].

2.3.3.2 Vetores Espaciais

O plano bidimensional é dividido em seis setores e é mostrado na Figura 21, cada um associado a pares específicos de vetores de chaveamento. Esses vetores são cruciais para a modulação por vetores espaciais, pois determinam a sequência de chaveamento dos interruptores. Ao combinar adequadamente os estados de chaveamento, esses vetores geram a tensão de referência desejada no estator. Os 8 vetores para um inversor trifásico podem ser vistos na Tabela 2.

2.3.3.3 Sequência de Comutação

Cada setor cobre uma região angular de 60° , e os vetores de chaveamento vinculados a cada setor são utilizados para sintetizar a tensão resultante dentro desse intervalo. Em cada ciclo de comutação, a SVPWM seleciona dois vetores de estado ativo e um vetor de estado zero. Os vetores de estado ativo aplicam tensões não nulas aos enrolamentos do estator, enquanto o vetor de estado zero mantém as tensões em zero [30].

Tabela 2 – Vetores espaciais aplicados na modulação SVPWM

Vetor de Espaço		Estado das Chaves	Interruptores Comutados	Definição do Vetor
Vetor Nulo	$\vec{V}_0$	[PPP]	S_1, S_2, S_3	$\vec{V}_0 = 0$
		[OOO]	S_4, S_5, S_6	
Vetor Ativo	$\vec{V}_1$	[PPO]	S_1, S_5, S_6	$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j0}$
	$\vec{V}_2$	[PPO]	S_1, S_2, S_6	$\vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j\frac{\pi}{3}}$
	$\vec{V}_3$	[OPO]	S_2, S_4, S_6	$\vec{V}_3 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
	$\vec{V}_4$	[OPP]	S_2, S_3, S_4	$\vec{V}_4 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j\frac{3\pi}{3}}$
	$\vec{V}_5$	[OOP]	S_3, S_4, S_5	$\vec{V}_5 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j\frac{4\pi}{3}}$
	$\vec{V}_6$	[POP]	S_1, S_3, S_5	$\vec{V}_6 = \frac{2}{3} V_{cc} e^{-j\frac{5\pi}{3}}$

FONTE: [30]

- Chaveamento de 7 Segmentos Convencional

A técnica de chaveamento de 7 segmentos convencional na modulação por vetores espaciais é um método utilizado para gerar a tensão desejada no estator de motores elétricos. Essa técnica se baseia na segmentação do período de comutação da chave (T_s) em sete intervalos de tempo, utilizando três vetores principais: dois vetores de estado ativo e um vetor de estado zero. O objetivo do chaveamento de 7 segmentos é minimizar as perdas de comutação e a distorção harmônica. Como pode ser visto na Figura 19 para o Setor I, no início do período de amostragem, um vetor zero é aplicado para estabilizar o sistema. Em seguida, o primeiro vetor ativo é aplicado por um intervalo específico (T_a), direcionando a tensão para a componente desejada no plano espacial. Posteriormente, o segundo vetor ativo é aplicado por outro intervalo específico (T_b), ajustando a tensão mais precisamente ao vetor de referência. Após a aplicação dos vetores ativos, um vetor zero é novamente aplicado no meio do período de amostragem para equilibrar a sequência e reduzir as

A sequência de chaveamento de 7 segmentos oferece vários benefícios importantes, como a redução das perdas de comutação ao minimizar o número de comutações por período de amostragem, melhorando a eficiência do sistema. Além disso, essa técnica contribui para a redução da distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion* – THD) das formas de onda de tensão, resultando em um funcionamento mais suave e eficiente do motor. A aplicação dos vetores zero em momentos estratégicos do período de amostragem também melhora a compatibilidade eletromagnética, mitigando as interferências eletromagnéticas (*Electromagnetic Interference* – EMI). Cada interruptor do inversor comuta uma vez por período de amostragem, igualando a frequência de chaveamento f_{sw} à frequência de amostragem f_{sp} , ou seja, $f_{sw} = f_{sp} = 1/T_s$. As sequências de chaveamento para os 6 setores podem ser vistas na Tabela 3.

Tabela 3 – Sequência de Chaveamento do Tipo A para os 6 Setores

Setor	Sequência de Chaveamento						
	1	2	3	4	5	6	7
I	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$
II	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$
III	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_0$
IV	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$
V	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_0$
VI	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_0$

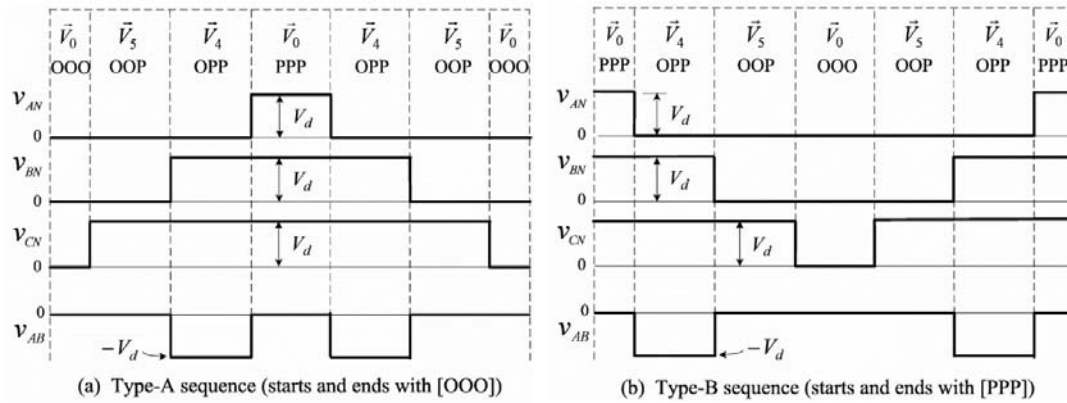
FONTE: [30]

- Sequência A-B (Redução de Harmônicos Pares)

A forma de onda da tensão de linha produzida pelo inversor com modulação por vetores espaciais contém harmônicos de ordem par se a sequência de chaveamento de 7 segmentos for utilizada, que podem não impactar significativamente acionamentos de média tensão, mas são críticos quando o conversor de dois níveis é usado como retificador [30]. A sequência de chaveamento AB na modulação SVPWM é uma técnica avançada usada para eliminar harmônicos

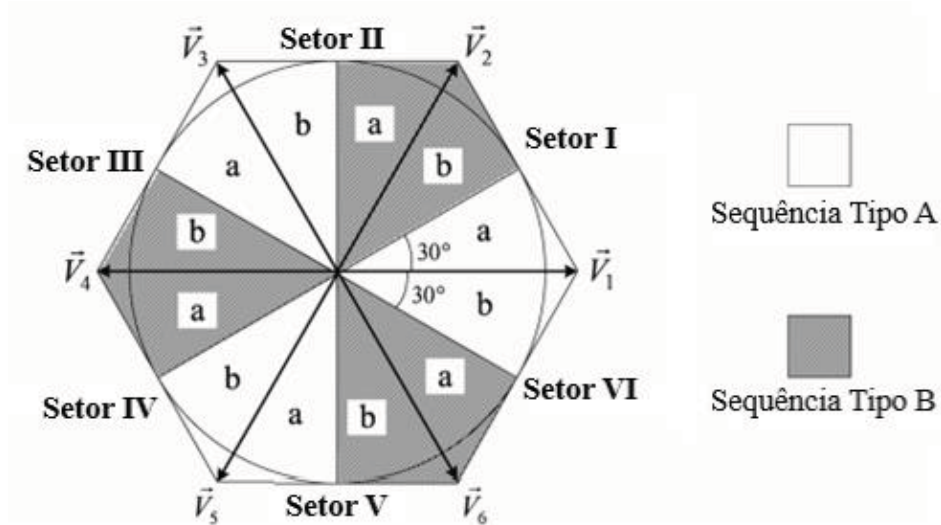
de ordem par, alternando entre as sequências A e B, mostradas na Figura 20 para o setor IV, durante o período de amostragem.

Figura 20 – Chaveamento de sequência AB para o setor IV



FONTE: [30]

Figura 21 – Uso alternado das sequências A e B para os 6 setores



FONTE: [30]

A sequência A aplica vetores de chaveamento de forma a minimizar os harmônicos de ordem par, utilizando uma combinação específica de vetores ativos e zero. A sequência B complementa a sequência A, ajustando a ordem dos vetores de chaveamento para garantir a supressão eficaz desses harmônicos [30]. A Figura 21 mostra o uso alternado das sequências A e B, dividindo os 6 setores em 12 subsectores (a e b), para as sequências A e B aparecem em todos os setores.

3 PROJETO DO SISTEMA DE TRAÇÃO

O presente capítulo tem por objetivo o desenvolvimento de um projeto do sistema de tração elétrica para o veículo. São abordadas as especificações do veículo, a modelagem da transmissão mecânica a fim de transferir os resultados da máquina para o eixo de rotação, as especificações do motor selecionado, da topologia de inversor cc/ca, e por fim trata-se da metodologia de controle.

3.1 VEÍCULO ELÉTRICO

3.1.1 Especificações

O *Power Train* (do inglês, trem de força ou sistema de tração) é projetado conforme as especificações do veículo. O modelo usado como base é o Renault Twizy, que em [31] foi usado para o projeto do sistema de tração trifásico. O Twizy é um veículo elétrico feito para uso em perímetro urbano [32]. A Tabela 4 mostra os parâmetros do VE, obtidos de forma experimental no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica (PGMEC) da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM).

Tabela 4 – Parâmetros medidos do Renault Twizy

Parâmetro	Valor
Eficiência de transmissão mecânica (μ_{rr})	0,9
Raio das rodas (r)	0,3043 m
Massa com Ocupantes (m)	750 Kg
Coeficiente de Resistência (C_r)	0,015
Coeficiente de arrasto aerodinâmico (C_d)	0,66
Área Frontal (A)	1,4 m ²
Relação de Transmissão (G)	8

FONTE: PGMEC (UFSM)

3.2 MOTOR

O Renault Twizy tem um motor elétrico de tração que possui uma potência nominal de 12,68 kW (17 hp) e um torque nominal de 57 N.m. O veículo atinge uma velocidade máxima de 80 km/h [32].

O motor selecionado no PSIM é o motor síncrono de ímãs permanentes dentro do rotor com 6 fases divididas em 3 conjuntos de fases na configuração assimétrica, diferença de fase de 30° entre os conjuntos. Os parâmetros foram ajustados conforme o modelo de máquina simulada em [31], que é um motor síncrono de ímãs permanentes internos trifásico. Os parâmetros da máquina simulada podem ser encontrados na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros do IPMSM de 6 fases simulado

Parâmetro	Valor
Número de Fases	6
Rotação Nominal	1800 <i>RPM</i>
Torque Máximo	57,2 N.m
Corrente Máxima (por Fase)	22,3 A
Resistência de Armadura (R_s)	0,029 Ω
Indutância de Eixo em Quadratura – Fases ABC (L_{q1})	5,77 mH
Indutância de Eixo Direto – Fases ABC (L_{d1})	3,36 mH
Indutância de Eixo em Quadratura – Fases XYZ (L_{q2})	5,77 mH
Indutância de Eixo Direto – Fases XYZ (L_{d2})	3,36 mH
Momento de Inércia do Rotor (J_m)	0,00179 Kg.m ²
Número de Polos (P)	4
Constante de Tempo de Eixo	100 s
Constante Contra-Eletromotriz (V_{pk}/k_{rpm})	98,67
Valor de pico de Fluxo dos ímãs (λ_m)	0,272 Wb

FONTE: Adaptado de [31].

As expressões de fluxo concatenado nos eixos direto e de quadratura podem ser observadas nas equações (20) a (23) [15]. Nessas equações, $d1$ refere-se às componentes do eixo d no conjunto de fases ABC, enquanto $d2$ refere-se às

componentes do eixo d no conjunto de fases XYZ. A mesma notação aplica-se para $q1$ e $q2$ no eixo q . Esta distinção é fundamental para a análise vetorial do motor, pois permite a decomposição das correntes e tensões em componentes que facilitam o controle preciso do motor.

$$\lambda_{d1} = L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + \lambda_{PM} \quad (20)$$

$$\lambda_{q1} = L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \quad (21)$$

$$\lambda_{d2} = L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + \lambda_{PM} \quad (22)$$

$$\lambda_{q2} = L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \quad (23)$$

Onde, L_d e L_q representam as indutâncias dos eixos direto e de quadratura, respectivamente, M_d e M_q correspondem às indutâncias mútuas nos eixos d e q . λ_{PM} é o fluxo concatenado do estator da máquina, enquanto i_{d1} e i_{q1} são as correntes nos eixos direto e de quadratura para os conjuntos de fases ABC, e i_{d2} e i_{q2} são as correntes nos eixos direto e de quadratura para os conjuntos de fases XYZ. A Constante de Tempo do Eixo pode ser calculada conforme indicado na equação (24) [15].

$$\text{Constante de Tempo do Eixo} = \frac{J}{B_r} \quad (24)$$

Onde J é o momento de inércia do eixo do rotor, e B_r é o coeficiente de atrito viscoso da máquina.

A equação da dinâmica rotacional da máquina pode ser vista na equação (25) [15].

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - B_r \cdot \omega_m - T_c \quad (25)$$

Onde, ω_m é a velocidade angular do rotor da máquina, T_{em} é o torque eletromagnético da máquina e T_c é torque da carga.

O valor de pico do fluxo concatenado do estator da máquina é calculado como mostra a equação (26) [15].

$$\lambda_{PM} = \frac{60 \cdot V_{pk} / k_{rpm}}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot P \cdot 1000} \quad (26)$$

Onde, V_{pk}/k_{rpm} é a constante de força contra eletromotriz e P é o número de polos da máquina, e A equação de Torque eletromagnético gerado pelo motor é vista em equação (27) [15].

$$T_{em} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot [\lambda_{PM}(i_{q1} + i_{q2}) + (L_d - L_q)(i_{d1}i_{q1} + i_{d2}i_{q2}) + (M_d - M_q)(i_{d1}i_{q2} + i_{d2}i_{q1})] \quad (27)$$

Em máquinas síncronas, velocidade de rotação do rotor em RPM é dada pela equação (28), em que f é a frequência fundamental da fonte de alimentação.

$$n = \frac{120 f}{P} \quad (28)$$

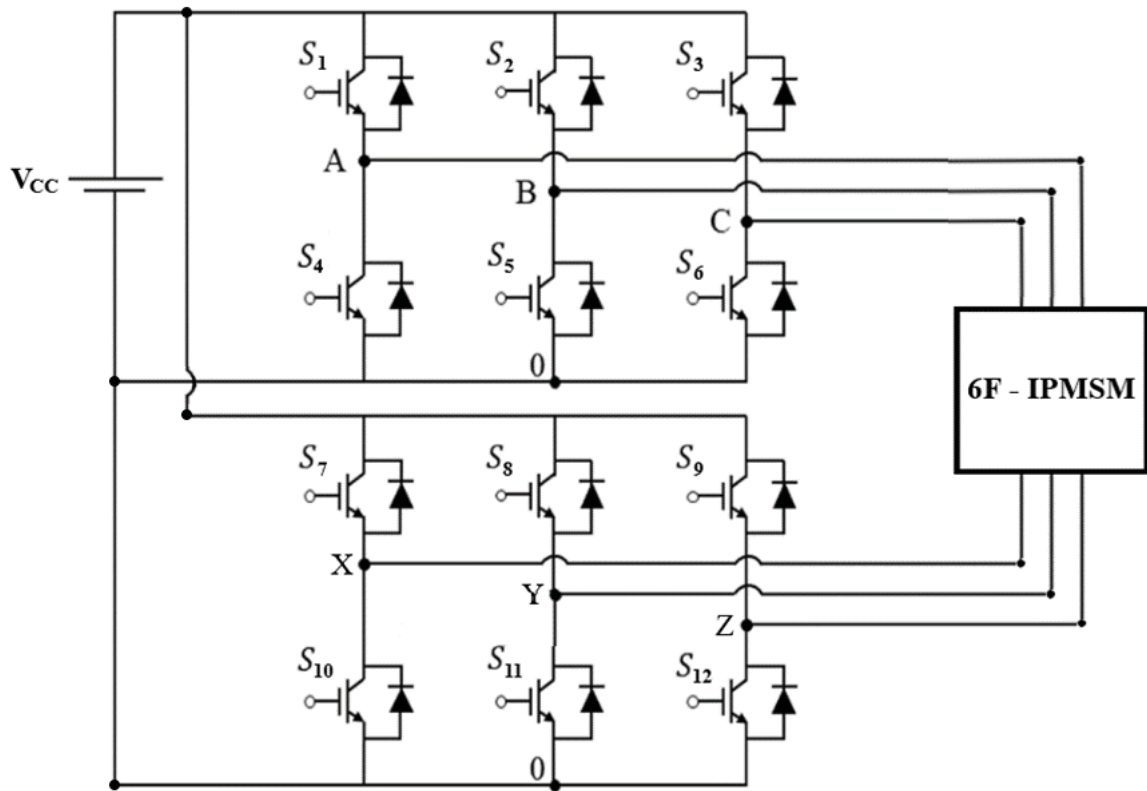
As equações mostradas nessa seção são as principais para modelagem do motor e por consequência desenvolvimento do controle do inversor responsável pelo acionamento.

3.3 INVERSOR DE 6 FASES

O inversor responsável pelo acionamento do motor de tração de 6 fases é o conjunto de dois inversores trifásicos de meia onda, que forma um inversor modular como mostra a Figura 22, o qual está apresentado na subseção 2.1.3.3. As duas estruturas compartilham o mesmo barramento de entrada e cada uma é responsável por um conjunto de fases independentes da máquina. Os dispositivos escolhidos que operam como chave são os transistores bipolares de porta isolada (*insulated gate bipolar transistor – IGBT*), na simulação optou-se pela escolha de componentes ideais, sem perdas de comutação. A técnica de modulação aplicada aos gates das chaves é

a modulação PWM por vetores especiais de chaveamento de 7 segmentos convencional, e a frequência de chaveamento escolhida é de $f_{sw} = 10$ kHz.

Figura 22 – Inversor com dois módulos de 3 fases

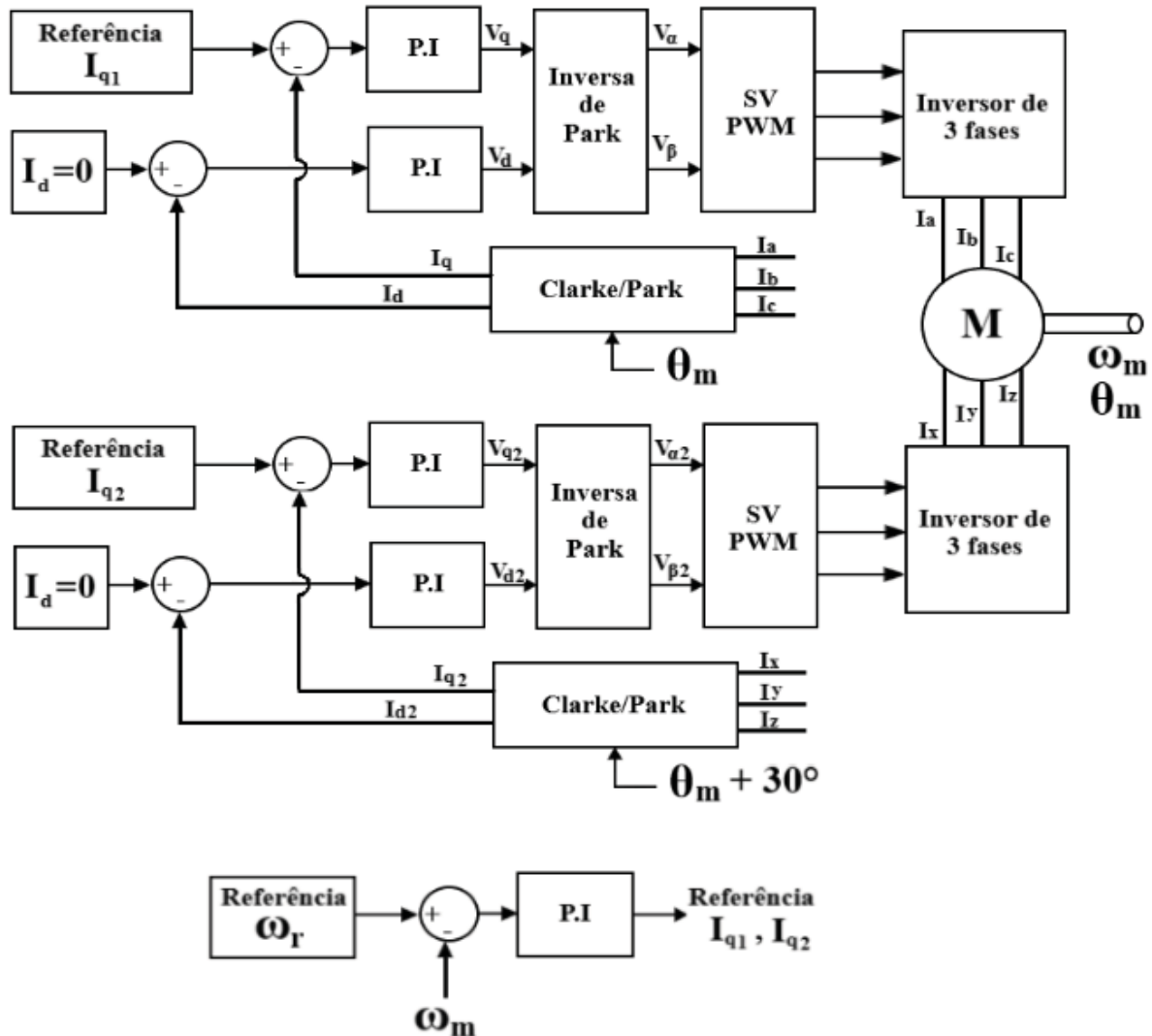


FONTE: Elaborado pelo Autor

3.4 CONTROLE

O controle da máquina usado é o controle orientado a campo. A malha de FOC consiste no controle de corrente interno ao controle de velocidade como discutido na seção de FOC. Para cada conjunto de fases há uma malha de controle de FOC, a diferença é a referência de posição para as transformadas de Park. A leitura de posição do eixo do rotor, que é usada para as transformadas de Park do conjunto de fases XYZ deve ter uma fase de 30° adicionada, respeitando a configuração assimétrica da máquina. A malha de controle para a máquina hexafásica pode ser visualizada na Figura 23.

Figura 23 – Controle orientado a campo para uma máquina de 6 fases



FONTE: Elaborado pelo Autor.

3.4.1 Projeto dos Controladores P.I

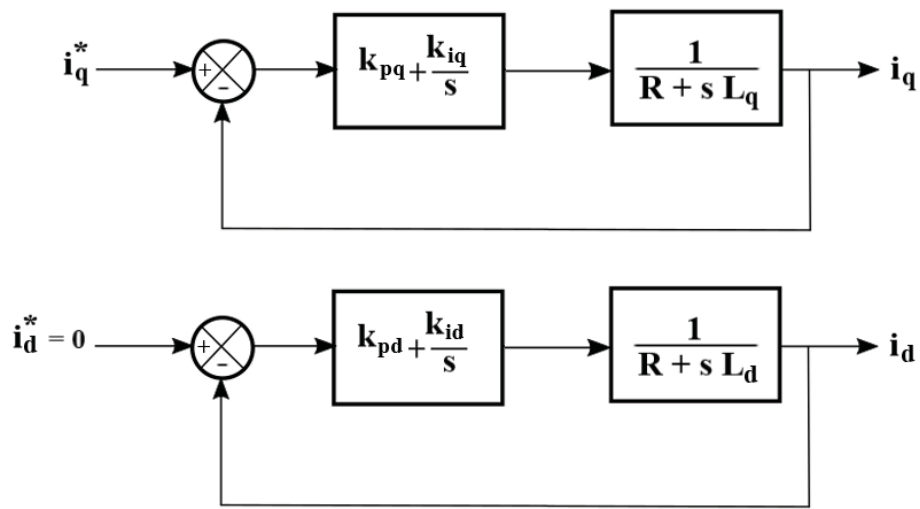
O controle das malhas de corrente e velocidade é feito com o controlador com ação proporcional e integral (PI).

3.4.1.1 Malha de Corrente

O controlador de corrente precisa ter uma banda passante maior que o controlador de velocidade para que o controlador de velocidade consiga seguir a referência com precisão. Além disso, é usual que a banda passante destas duas

malhas, a interna e a externa, tenham uma diferença de pelo menos uma década, visando o desacoplamento das dinâmicas das referidas malhas de controle [29]. Sendo assim, a frequência de banda passante para as malhas de corrente de eixo direto e de quadratura é adotada 10 vezes maior que a frequência escolhida para a malha de velocidade e, ambas as malhas, devem possuir uma frequência de cruzamento por zero bem menor que a frequência de comutação do inversor. A malha fechada do FOC para as correntes pode ser vista na Figura 24.

Figura 24 – Funções de transferência das malhas de corrente



FONTE: Adaptado de [29]

A função de transferência em malha fechada para a malha de corrente de eixo em quadratura pode ser escrita como mostra a equação (29) [29].

$$G_q(s) = \frac{\left(\frac{k_{pq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R + k_{pq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}} \quad (29)$$

Pode - se pressupor que a resistência do estator é muito menor que o ganho proporcional do controlador, logo é possível escrever equação (29) como mostra a equação (30).

$$G_q(s) = \frac{\left(\frac{k_{pq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{k_{pq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}} \quad (30)$$

Comparando a função em malha fechada com a F.T de um sistema de segunda ordem com um zero e dois polos disposta na equação (31) [33], é possível obter os valores de ganho proporcional e integral do controlador. Sabe-se que ω_n é a frequência natural não amortecida do sistema e pode ser escrita em termos da frequência de banda passante ω_b , como é mostrado na equação (34) [33].

$$G_q(s) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (31)$$

$$k_{pq} = 2\xi\omega_n L_q \quad (32)$$

$$k_{iq} = L_q \omega_n^2 \quad (33)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}}} \quad (34)$$

O mesmo equacionamento vale para a malha de corrente de eixo direto. As equações (35) e (36) mostram o cálculo para os ganhos proporcional e integral para I_d .

$$k_{pd} = 2\xi\omega_n L_d \quad (35)$$

$$k_{id} = L_d \omega_n^2 \quad (36)$$

Como requisito de projeto, utiliza-se coeficiente de amortecimento de $\xi = 1,3$ para um sistema superamortecido, buscando uma reposta sem oscilações, resultando em um tempo de estabilização mais elevado. A frequência natural não amortecida escolhida para a malha de corrente é de $\omega_n = 10,99$ rad/s (1,74 Hz), que para o coeficiente de amortecimento escolhido resulta em $\omega_b = 31,30$ rad/s, uma frequência muito menor que a de comutação de 10 kHz. Os ganhos proporcional e integral para

as malhas de i_q e i_d calculados através de equações (32), (33), (35) e (36) são encontrados na Tabela 6.

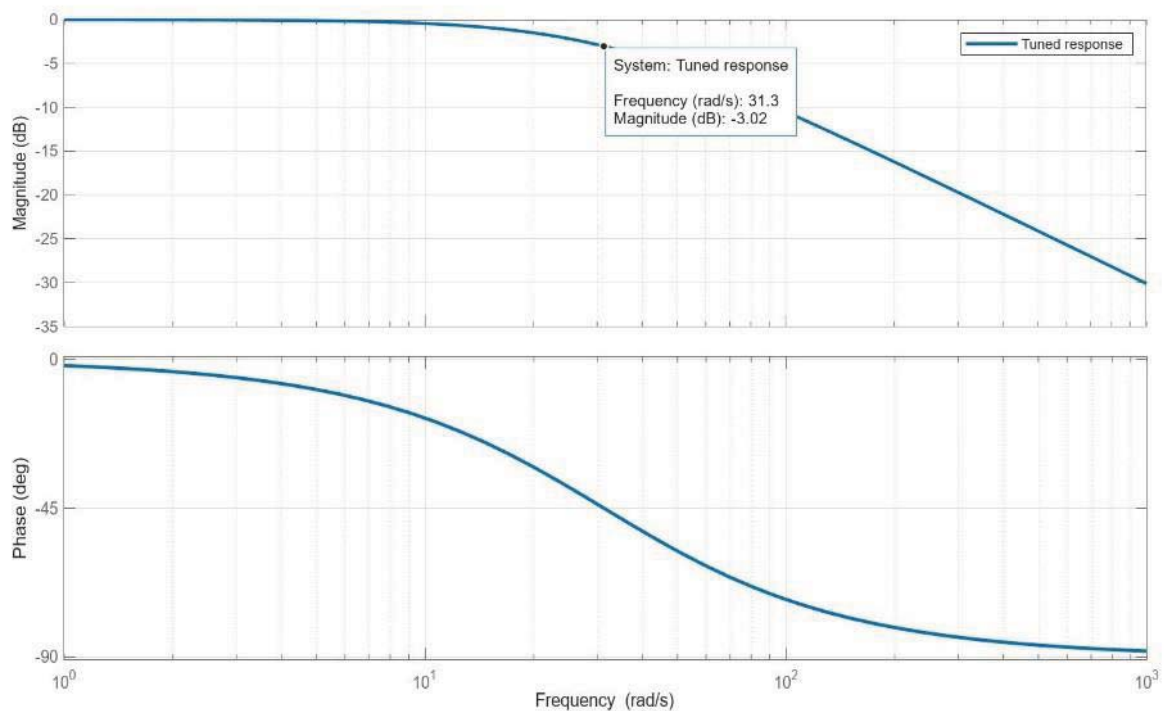
Tabela 6 - Ganhos dos Controladores de Corrente

k_{pq}	k_{iq}	k_{pd}	k_{id}
0,1649	0,6969	0,0960	0,4058

FONTE: Autor

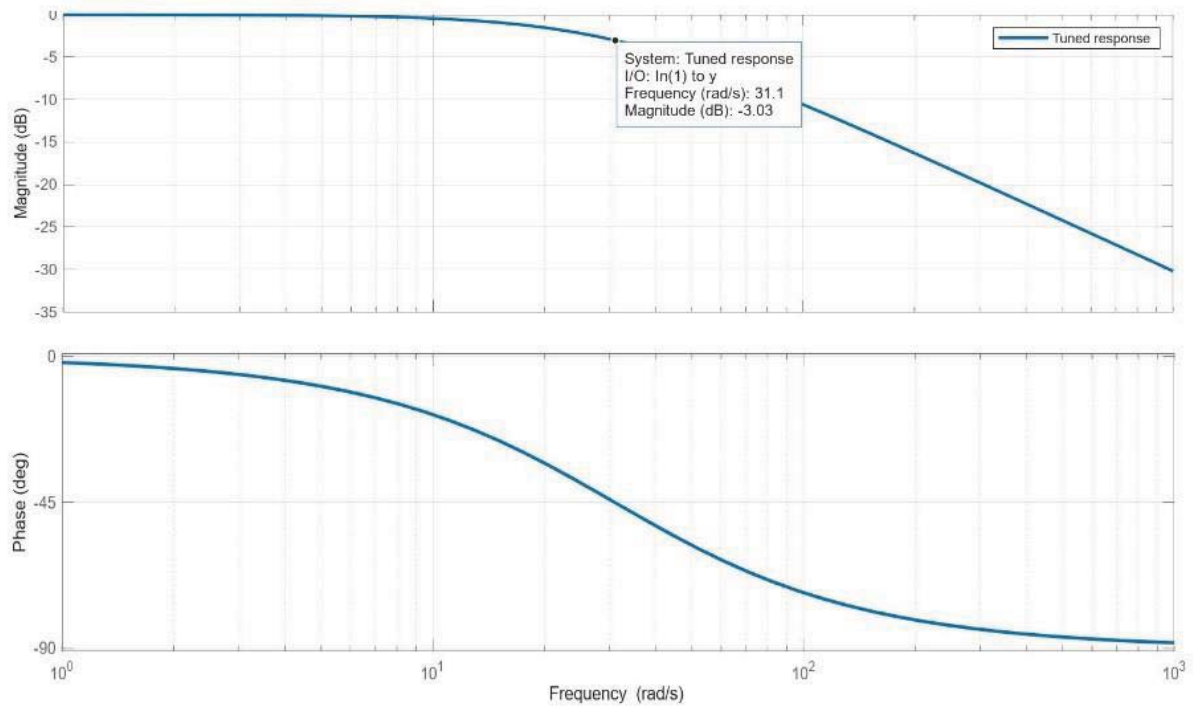
As Figuras 25 e 26 mostram os diagramas de Bode das funções de transferência em malha fechada das plantas de i_q e i_d , respectivamente. Note que para as duas plantas, a frequência de banda passante (frequência de 3 dB) é de $\omega_b = 31,30$ rad/s como projetado.

Figura 25 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de i_q



FONTE: Elaborado pelo Autor

Figura 26 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de i_d

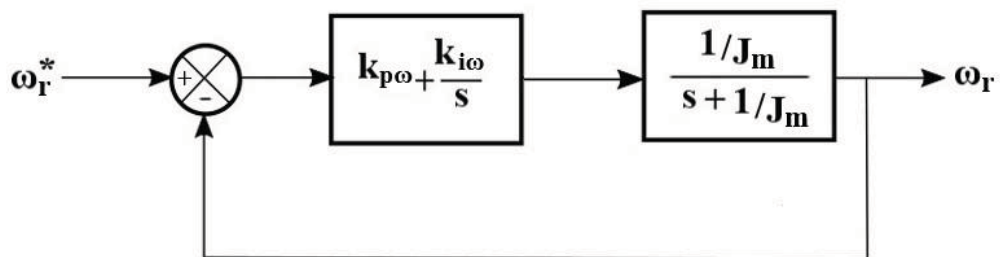


FONTE: Elaborado pelo Autor

3.4.1.2 Malha de Velocidade

A malha de velocidade gera a corrente de referência i_q^* para que o motor opere com a velocidade de referência desejada ω_r^* . A planta de velocidade da máquina síncrona pode ser representada conforme a Figura 27.

Figura 27 – Função de Velocidade da malha de velocidade



Fonte: Adaptado de [29]

A função de transferência em malha fechada para a malha de velocidade pode ser escrita como mostra a equação (37) [31].

$$G_{\omega}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p\omega}}{J_m}\right)s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}}{s^2 + \left(\frac{B_n + k_{p\omega}}{J_m}\right)s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}} \quad (37)$$

Pode - se pressupor que o coeficiente de amortecimento é muito menor que o ganho proporcional do controlador. Logo, é possível escrever a equação (37) como mostrado em (38).

$$G_{\omega}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p\omega}}{J_m}\right)s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}}{s^2 + \left(\frac{k_{p\omega}}{J_m}\right)s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}} \quad (38)$$

Assim, como para as malhas de corrente, é possível chegar nos valores de ganho proporcional e integral do controlador, comparando a função em malha fechada com a equação (31).

$$k_{p\omega} = 2\xi\omega_n J_m \quad (39)$$

$$k_{i\omega} = J_m \omega_n^2 \quad (40)$$

Como requisito de projeto, adota-se um coeficiente de amortecimento de $\xi = 1,3$ para a obtenção de um sistema superamortecido. A frequência natural não amortecida escolhida para a malha de velocidade é 10 vezes menor que a frequência da malha dos controladores de corrente, logo $\omega_n = 1,099 \text{ rad/s}$ (0,174 Hz), que para o coeficiente de amortecimento escolhido resulta em $\omega_b = 3,13 \text{ rad/s}$. Os ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade calculados através das equações (39) e (40) são encontrados na Tabela 7.

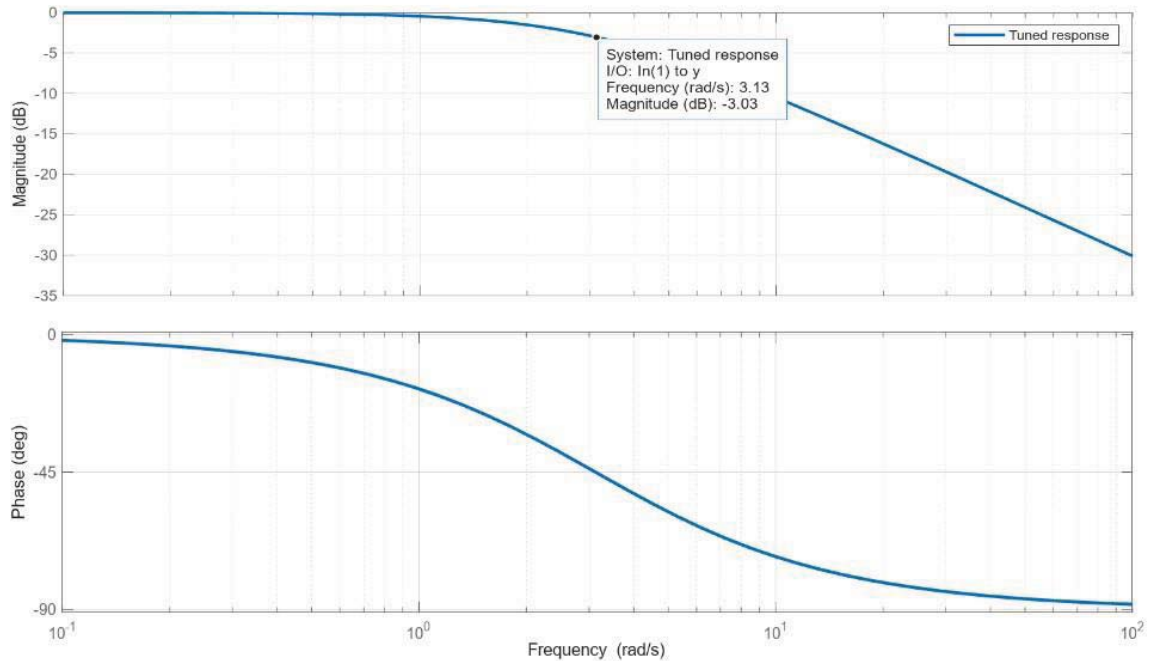
Tabela 7 - Ganhos do controlador de velocidade

$k_{p\omega}$	$k_{i\omega}$
5,1147	2,8106

FONTE: Autor

A Figura 28 mostra a resposta na frequência em malha fechada da planta de velocidade, a frequência de banda passante é $\omega_b = 3,13$ rad/s como projetada.

Figura 28 - Resposta na frequência de malha fechada da planta de velocidade



FONTE: Elaborado pelo Autor

A velocidade de rotação nominal passa do eixo de rotação da máquina para o eixo de tração proporcional a relação de transmissão e a inércia de tração é maior que a inércia da máquina. Visando um melhor desempenho do sistema de controle considera-se a inércia total do veículo de $J_s = 1,206 \text{ kg.m}^2$ calculada em [31] no cálculo do ganho proporcional. Isso garante uma resposta com menor erro em regime estacionário. O controlador proporcional fica $k_{i\omega} = 1884,17$.

3.4.2 PI Digital

Na simulação, o controlador é implementado de forma digital, visando uma futura implementação prática em um Processador Digital de Sinais (*Digital Signal Processor* - DSP). Para obter os 3 controladores em suas formas digitais, utiliza-se as equações (41) e (42) [34] para os cálculos dos ganhos proporcional e integral.

$$K_p = k_p - \frac{k_i T_s}{2} \quad (41)$$

$$K_i = k_i T_s \quad (42)$$

Onde, T_s é o período de amostragem do controle. A frequência de amostragem escolhida é de $f_{sp} = 20$ kHz, duas vezes maior que a frequência de comutação. Logo, tem-se que $T_s = 50 \mu s$. A Tabela 9 mostra os ganhos dos controladores digitais das malhas de corrente e velocidade.

Tabela 8 - Ganhos dos controladores digitais

K_{pq}	K_{iq}	K_{pd}	K_{id}	$K_{p\omega}$	$K_{i\omega}$
0,1649	$34,84 \times 10^{-6}$	0,0960	$20,29 \times 10^{-6}$	5,0676	0,0942

FONTE: Autor

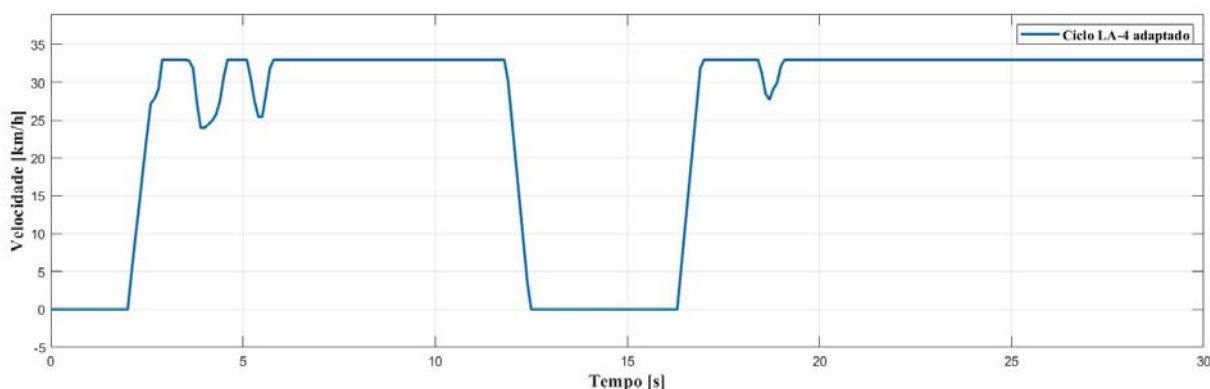
4 SIMULAÇÃO

A simulação do sistema de tração é realizada utilizando o software PSIM. A referência de velocidade a ser seguida é derivada do ciclo de condução LA-4. O propósito deste trabalho é avaliar a qualidade do controle projetado, em vez de realizar uma análise energética detalhada da bateria, como a avaliação da potência instantânea e do consumo de energia em kWh. Por essa razão, optou-se por replicar os primeiros 300 segundos do ciclo LA-4 em apenas 30 segundos de simulação.

Essa decisão é necessária devido à praticidade de análise: simular 300 segundos com um passo de simulação de 2 μ s gera uma quantidade excessiva de dados, tornando a análise impraticável devido ao seu volume. Ao reduzir o tempo total de simulação para 30 segundos, ainda é possível avaliar de maneira eficaz a qualidade do controle projetado. Além disso, a replicação dos primeiros 300 segundos do ciclo em um período mais curto resulta em variações de velocidade mais abruptas, o que é benéfico para testar a robustez e a resposta dinâmica do sistema de controle.

Essa abordagem permite uma avaliação mais eficiente e focada do desempenho do controle do sistema de tração, garantindo que o controlador possa lidar com mudanças rápidas e bruscas na velocidade.

Figura 29 - Ciclo LA - 4 adaptado



FONTE: Adaptado de [24]

Para o modelo de carga mecânica, é utilizada uma carga com torque constante de 50 N.m. A decisão de usar 50 N.m vem do torque nominal do motor do Renault Twizy de 57 N.m, aliado ao fato de que em [31], o máximo torque eletromagnético produzido pela máquina atingido foi de 54,78 N.m onde ocorre o maior valor de

aceleração do veículo (16 a 17 segundos para o ciclo de condução adaptado). Em [31], em períodos que a aceleração é baixa ou nula, o torque eletromagnético oscila entre 10 N.m a 20 N.m, para velocidades baixas e altas.

No ambiente computacional do PSIM não há ainda nenhuma carga que emule com precisão o comportamento mecânico da tração de um veículo elétrico e que esteja disponível para ser conectada ao eixo da máquina síncrona hexafásica. Em um veículo elétrico, o torque eletromagnético da máquina tende a atingir valores mais altos durante a aceleração. No entanto, a carga constante de 50 N.m utilizada no PSIM não consegue replicar adequadamente esse comportamento dinâmico.

A partir dos 3 segundos de simulação, foi imposto um limite de velocidade de 33 km/h. De acordo com a equação que relaciona RPM à velocidade linear, considerando os dados de transmissão mecânica e o raio das rodas, esse limite corresponde a uma rotação de 2298 RPM ou 240,60 rad/s. Com um torque constante de 50 N.m no eixo do rotor, a máquina não consegue operar a velocidades superiores a este valor. Isso ocorre porque, nesta situação, o motor não consegue fornecer o torque necessário devido à limitação da tensão disponível, que não é suficiente para manter a corrente requerida pela referência de controle.

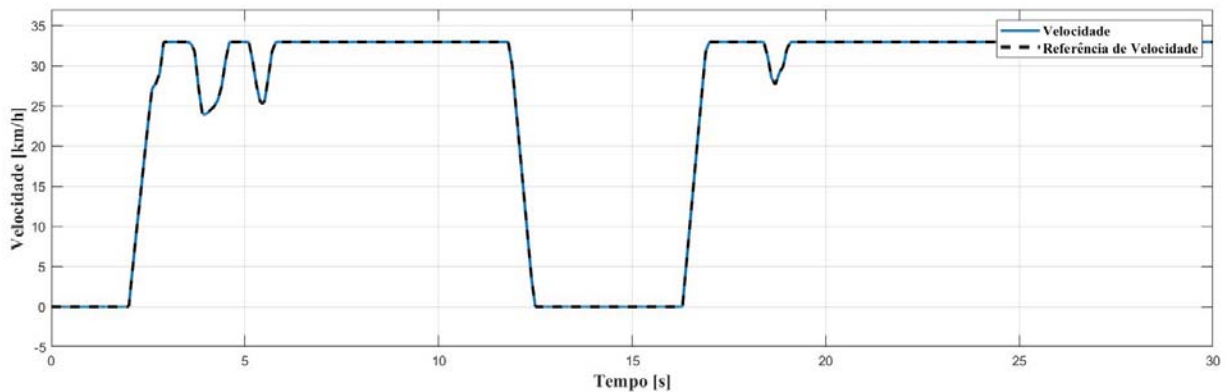
O limite de 33 km/h é aceitável já que a velocidade de rotação nominal da máquina é de 1800 RPM, com essa estratégia de controle e uma carga com torque constante de 50 N.m perto do valor máximo de torque, a máquina ultrapassa a velocidade nominal.

Como mostrado em [31], através de simulação de *Hardware in the loop* (HIL). Durante períodos em que a aceleração é baixa ou inexistente, o torque eletromagnético varia entre 10 N.m e 20 N.m, independentemente de a velocidade ser baixa ou alta. Logo é feita outra simulação com torque de carga constante de 20 N.m, adaptando o ciclo LA – 4 novamente, onde a nova velocidade máxima do ciclo é de 47 km/h. Esse limite corresponde a uma rotação de 3272 RPM ou 342,66 rad/s e é aceitável já que a máquina ultrapassa novamente o valor de rotação nominal de 1800 RPM. O arquivo de simulação usado no PSIM pode ser visto nos Anexos.

4.1 CURVA DE VELOCIDADE

A Figura 30 mostra a velocidade medida comparada com a referência do ciclo de condução LA-4 adaptado.

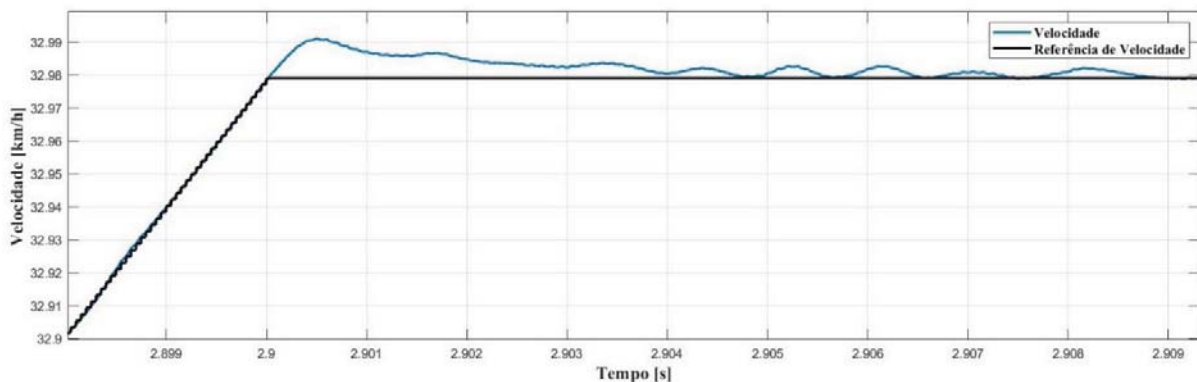
Figura 30 - Curva de Velocidade em referência ao eixo do veículo - carga de 50 N.m
(Em azul a resposta da planta, em tracejado a referência)



FONTE: Elaborado pelo Autor

A resposta do sistema segue a referência de forma ótima, demonstrando um controle que opera de forma robusta e dinâmica. Na Figura 31 é possível ver de forma mais detalhada a resposta do sistema à mudança mais brusca de velocidade do ciclo com 3 segundos de simulação.

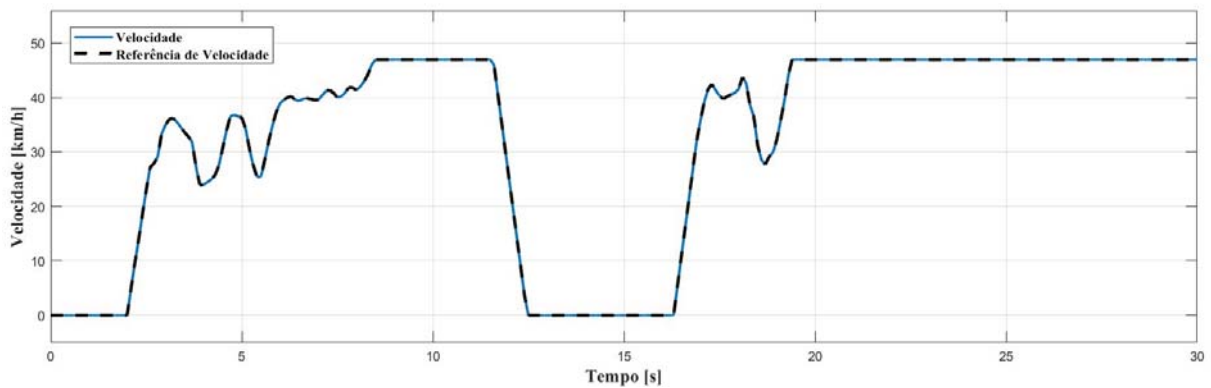
Figura 31 - Resposta da velocidade em detalhe - Carga de 50 N.m (Em azul a resposta da planta, em preto a referência)



FONTE: Elaborado pelo Autor

A Figura 32 mostra a velocidade medida comparada com a referência do ciclo de condução LA-4 com velocidade máxima de 47 km/h e torque constante de carga de 20 N.m.

Figura 32 - Curva de Velocidade em referência ao eixo do veículo - carga de 20 N.m
(Em azul a resposta da planta, em tracejado a referência)



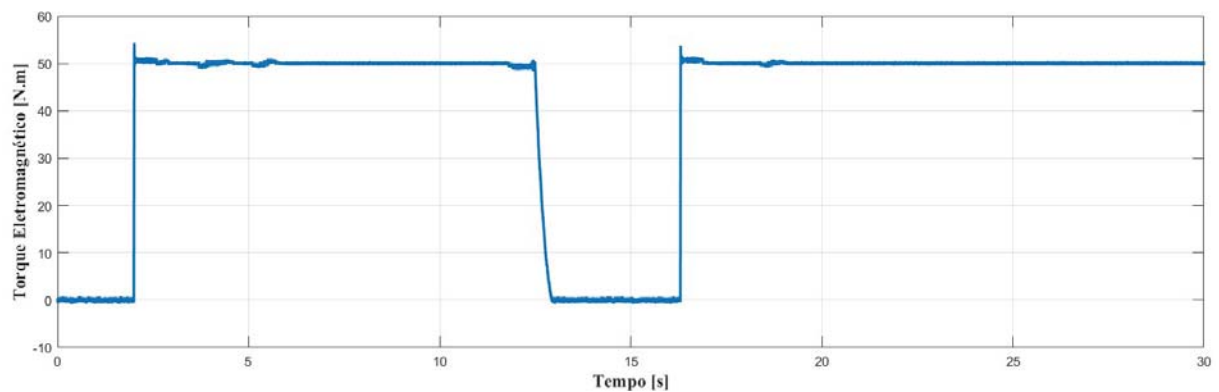
FONTE: Elaborado pelo Autor.

A resposta do sistema segue a referência de forma ótima assim como para o caso de carga com torque de 50 N.m.

4.2 CURVA DE TORQUE

A Figura 33 mostra o torque eletromagnético medido. Devido a carga escolhida, observa-se que o torque corresponde aos 50 N.m definidos durante os períodos de movimentação do veículo.

Figura 33 - Torque Eletromagnético no tempo – Carga de 50 N.m



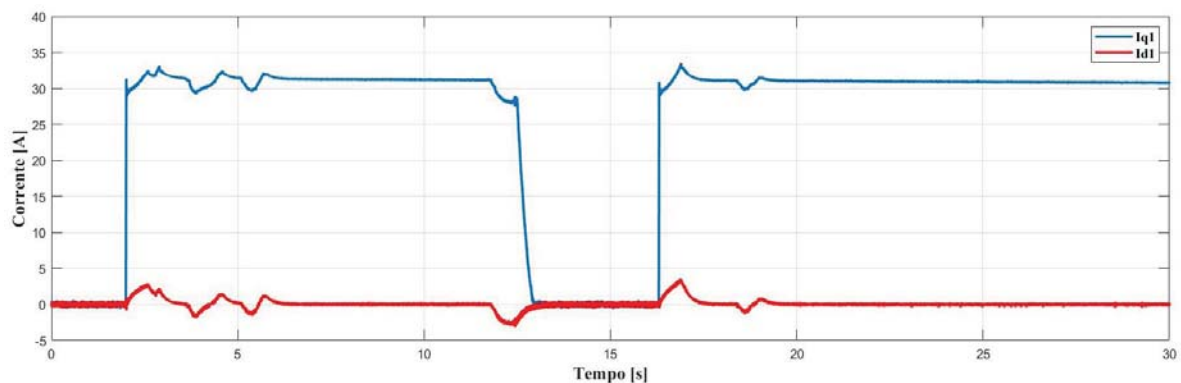
FONTE: Elaborado pelo Autor

O torque apresenta uma ondulação de aproximadamente 1,25% durante os períodos em que a aceleração é nula. Durante intervalos específicos, como entre 2 e 6 segundos, onde ocorre aceleração, observa-se um aumento adicional na ondulação do torque.

4.3 CURVAS DE CORRENTE

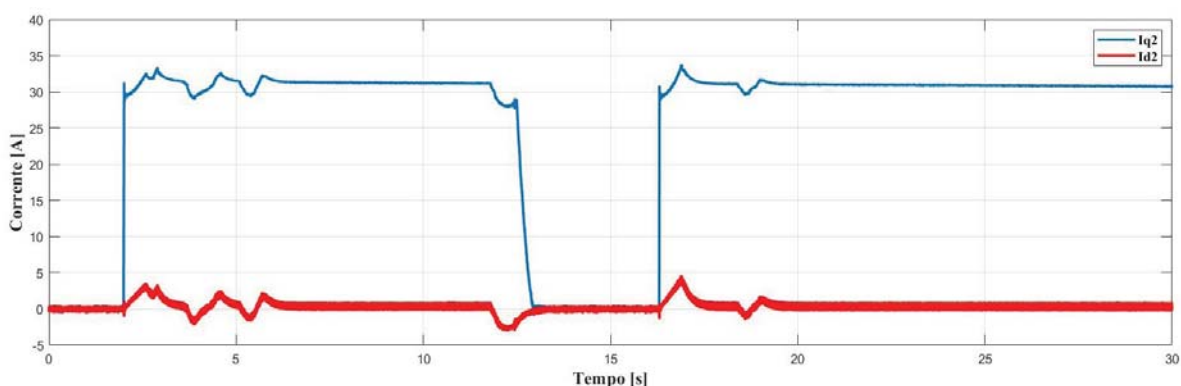
As Figuras 34 e 35 mostram as correntes de eixo direto e de quadratura para o conjunto de fases ABC e XYZ, respectivamente.

Figura 34 - Correntes i_d e i_q para o conjunto de fase ABC, em azul a corrente i_q , em vermelho a corrente i_d



FONTE: Elaborado pelo Autor

Figura 35 - Correntes i_d e i_q para o conjunto de fase XYZ, em azul a corrente i_q , em vermelho a corrente i_d

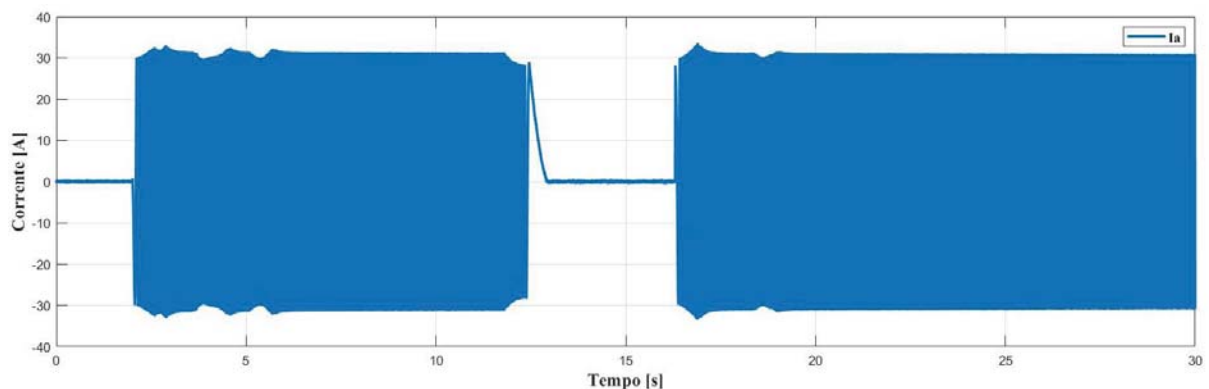


FONTE: Elaborado pelo Autor

É possível ver o esforço do controle da malha de corrente para manter a corrente i_d em zero, como especificado na referência. Já a corrente i_q é a envoltória

da corrente de fase i_a que pode ser vista na Figura 36. É possível verificar também que o torque é diretamente proporcional a corrente i_q que é a referência da malha de velocidade. Para a corrente de fase i_a , é interessante notar que quando a velocidade vai a 0 Km/h, a amplitude de i_a também vai rapidamente à 0 A. Isso mostra uma ação rápida dos controladores PI.

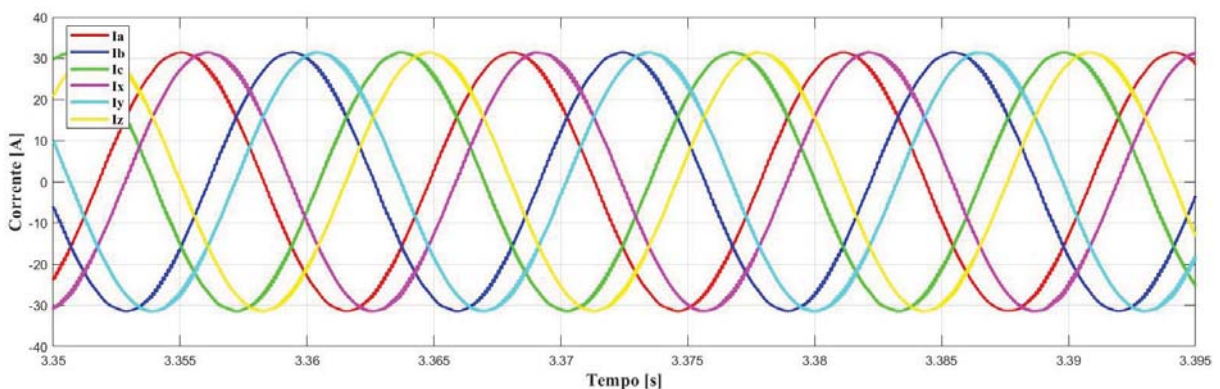
Figura 36 - Corrente da fase A no tempo



FONTE: Elaborado pelo Autor

Por fim, a Figura 37 mostra as 6 correntes de fase quando $v = 33$ km/h em uma faixa de tempo de 45 ms, 3 períodos inteiros para essa velocidade de 33 km/h (76,71 Hz / 13,04 ms). Note que as correntes de cada conjunto estão defasadas em 30° respeitando a configuração assimétrica da máquina.

Figura 37 - Curvas de corrente de todas as fases para 33 km/h. Em vermelho, azul e verde para as fases ABC, respectivamente. Em rosa, ciano e amarelo para as fases XYZ, respectivamente.



FONTE: Elaborado pelo Autor

5 CONCLUSÃO

A crescente demanda por veículos elétricos está impulsionando a adoção de máquinas multifásicas devido às suas vantagens de fornecer maior densidade de potência e confiabilidade em possíveis casos de falhas. Essas máquinas oferecem melhor desempenho em termos de controle de torque e redução de ondulações, tornando-se essenciais para atender às exigências dinâmicas dos VEs modernos.

O trabalho alcançou os objetivos almejados. Inicialmente foi feita uma revisão bibliográfica de máquinas multifásicas e suas vantagens, construção e modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes. Foi apresentada uma visão simples do sistema de tração de um veículo elétrico. A estrutura de controle foi explicada, projetada e aplicada em simulação para o sistema de acionamento do inversor de 6 fases do PMSM e foram analisadas as curvas de velocidade para dois torques constantes de carga diferentes.

A resposta do sistema seguiu a referência de velocidade com precisão, demonstrando um controle eficaz mesmo durante mudanças bruscas. Em particular, o torque apresentou uma baixa ondulação durante os períodos de aceleração nula, indicando um controle estável e eficiente nessas condições. A corrente de fase i_a diminuiu rapidamente para zero quando a velocidade do motor atingiu 0 km/h. Esse comportamento indica uma resposta rápida e precisa do controlador PI, capaz de ajustar as correntes de fase para manter a operação dentro dos parâmetros desejados. Além disso, as correntes de fase apresentaram estabilidade durante a operação na velocidade máxima do sistema de tração, que foi limitada a 33 km/h na simulação com carga de torque constante de 50 N.m.

Os limites de velocidade de 33 km/h (2228 RPM) e 47 km/h (3272 RPM) estão de acordo com os limites esperados considerando cargas de torque constante sem dinâmica alguma e a velocidade nominal da máquina de 1800 RPM. Para conseguir velocidades de rotação mais altas com barramento de entrada de 400 V é necessário aplicar outra estrutura de controle, chamada de Enfraquecimento de Campo (*Field – Weakening*), em que o torque é elevado para períodos de aceleração e é atenuado para períodos com aceleração nula ou baixa de forma a se conseguir maior velocidade de rotação.

Com esses resultados, conclui-se que o trabalho atingiu o objetivo principal de estudar e desenvolver um sistema de tração para veículos elétricos utilizando uma

máquina síncrona de ímãs permanentes de 6 fases e fazendo o controle em malha fechada, nesse processo foram utilizados vários conceitos como controle digital, transformadas de Clarke e Park, e modulação PWM por vetores espaciais.

Algumas sugestões de possíveis trabalhos futuros de forma complementar este:

- Levar o trabalho para uma plataforma de simulação que tenha uma carga com comportamento mecânico da tração de um veículo elétrico ou o próprio modelo de um VE;
- Aplicação da estratégia de controle *Field – Weakning* (Enfraquecimento de Campo) em paralelo à malha de FOC;
- Inserir um modelo de banco de baterias na simulação para trazer discussões de consumo de energia e autonomia do veículo;
- Projeto de um conversor cc-cc entre o banco de baterias e o inversor para fazer o controle de tensão em malha fechada, mantendo e alterando a tensão de entrada do inversor como requisitada nesse trabalho;
- Implementação de outro tipo de controlador, pelo fato de que o controle PI é feito a partir de parâmetros de uma planta única que não considera variações. Em caso de mudança de parâmetros do sistema, o controle pode ficar instável;
- Estudo e desenvolvimento de uma topologia de controle tolerante a falhas de condução em umas das fases;
- implementação prática do conversor, motor e controle, com 6 fases ou com outro número de fases maior que 3, síncrono ou não.

REFERÊNCIAS

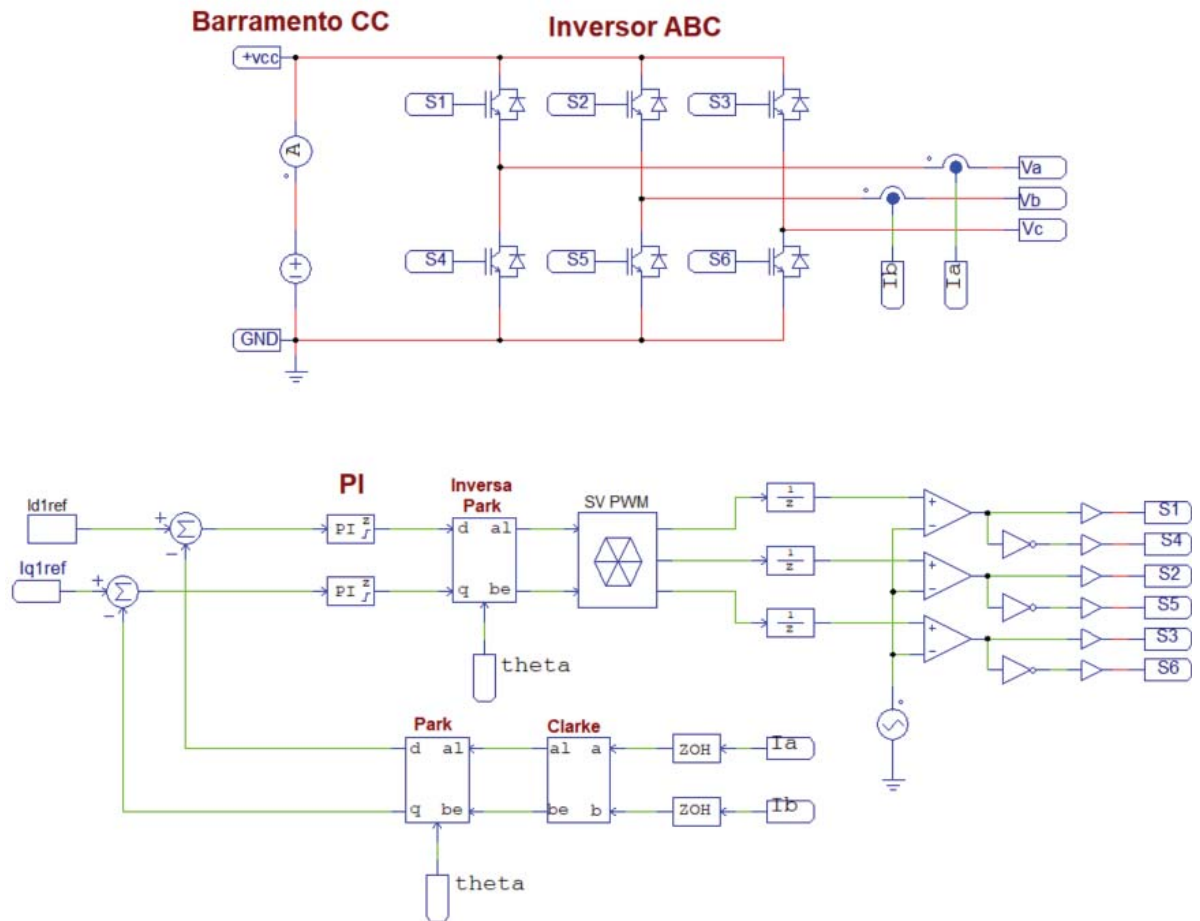
- [1] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [2] INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. Global EV Outlook 2024. Paris: IEA, 2024. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>. Acesso em: [data de acesso].
- [3] M. J. Duran and F. Barrero, "Recent Advances in the Design, Modeling, and Control of Multiphase Machines—Part II," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 1, pp. 459-468, Jan. 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [4] W. Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett and D. J. Atkinson, "Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA)," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, pp. 3523-3531, Sept. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2165453. keywords: {Induction motors;Reluctance motors;Aircraft;Permanent magnet motors;Brushless motors;Torque;Actuators;aerospace industry;brushless PM motors;fault tolerance;more electric aircraft;multiphase machines;reliability;safety-critical drives;variable speed drives}.
- [5] M. Barcaro, N. Bianchi and F. Magnussen, "Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3825-3832, Sept. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2087300.
- [6] A. S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A. A. Elserougi and A. M. Massoud, "Effect of Stator Winding Connection of Five-Phase Induction Machines on Torque Ripples Under Open Line Condition," in IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 20, no. 2, pp. 580-593, April 2015, doi: 10.1109/TMECH.2014.2303254.
- [7] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors With Trapezoidal Back EMF," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 2, pp. 476-485, Feb. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2045322.
- [8] George, K.; Gopinathan, S.; K.S., S. A Comparison of Three Phase and Five Phase BLDC Motor. International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEIE), Vol. 2, Special Issue 1, dezembro de 2013.
- [9] Moraes, C. F.; Tessaro, H. J. HIL Testing EV Drive Units with Permanent Magnet Synchronous Motors. Publicado em 1 de dezembro de 2022. Artigo online. Disponível em: <https://info.typhoon-hil.com/blog/hil-testing-ev-drive-pmsm>. Acesso em: 16 de outubro de 2023.
- [10] Elsevier Periods. REE. Simons.
- [11] A. M. Bazzi, Y. Liu and D. S. Fay, "Electric Machines and Energy Storage: Over a Century of Technologies in Electric and Hybrid Electric Vehicles," in IEEE Electrification Magazine, vol. 6, no. 3, pp. 49-53, Sept. 2018, doi: 10.1109/MELE.2018.2849900.

- [12] E. A. Klingshirn, «High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations», IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, n. 1, pp. 47–53, Jan. 1983, doi: 10.1109/TPAS.1983.317996.
- [13] Jung, Woo-Sung, Hoon-Ki Lee, Young-Keun Lee, Su-Min Kim, Jeong-In Lee, and Jang-Young Choi. 2023. "Analysis and Comparison of Permanent Magnet Synchronous Motors According to Rotor Type under the Same Design Specifications" *Energies* 16, no. 3: 1306. <https://doi.org/10.3390/en16031306>.
- [14] H. M. Eldeeb, A. S. Abdel-Khalik, e C. M. Hackl, «Dynamic Modeling of Dual Three Phase IPMSM Drives With Different Neutral Configurations», IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, n. 1, pp. 141–151, Jan. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2823684.
- [15] POWERSIM, "Machine Models: The Full List of Supported Machine Models in PSIM". Disponível em: Machine Models - Powersim, Inc (powersimtech.com). Acesso em: 22 de novembro de 2023.
- [16] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.918488.
- [17] A. Krishna R and L. P. Suresh, "A brief review on multi level inverter topologies," 2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Nagercoil, India, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCPCT.2016.7530373.
- [18] Singh, G.K, 2002/03/01, 139, 147 - Multi-phase induction machine drive research, A survey, doi: 10.1016/S0378-7796(02)00007-X, Electric Power Systems Research.
- [19] C. -B. Bae, Y. -G. Kim, J. -M. Kim and H. -C. Kim, "Vector control and harmonic ripple reduction with Independent Multi-phase PMSM," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 1056-1063, doi: 10.1109/IPEC.2010.5542092.
- [20] T. Bringezu and J. Biela, "Comparison of optimized motor-inverter systems using a Stacked Polyphase Bridge Converter combined with a 3-, 6-, 9-, or 12-phase PMSM," 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), Lyon, France, 2020, pp. P.1-P.11, doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215873.
- [21] S. Norrga, L. Jin, O. Wallmark, A. Mayer and K. Ilves, "A novel inverter topology for compact EV and HEV drive systems," IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria, 2013, pp. 6590-6595, doi: 10.1109/IECON.2013.6700222.
- [22] Sun, Xiaoli, Zhengguo Li, Xiaolin Wang, and Chengjiang Li. 2020. "Technology Development of Electric Vehicles: A Review" *Energies* 13, no. 1: 90. <https://doi.org/10.3390/en13010090>.
- [23] LARMINIE, J.; LOWRY, J. Electric Vehicle Technology Explained. John Wiley & Sons, 2003

- [24] EPA U.S. Environmental Protection Agency. (n.d.). Dynamometer drive schedules. Disponível em: <https://www.epa.gov/vehicle-and-fuel-emissions-testing/dynamometer-drive-schedules>. Acesso em: 14 jun. 2024.
- [25] E. Clarke, «Problems solved by modified symmetrical components», General Electric Review, vol. 41, n. 11 and 12, pp. 488–449, 1938.
- [26] R. H. Park, «Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I», Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, n. 3, pp. 716–727, July. 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [27] R. H. Nelson e P. C. Krause, «Induction Machine Analysis for Arbitrary Displacement Between Multiple Winding Sets», IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-93, 10.1109
- [30] WU, Bin. High-Power Converters and AC Drives. Hoboken: John Wiley & Sons, 2006.
- [31] VIANNA, Pedro da Silveira. Desenvolvimento de sistemas de tração para veículos elétricos urbanos utilizando simulação em tempo real. 2023. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2023.
- [32] RENAULT GROUP. Twizy. 1 de julho de 2020. Disponível em: [Twizy - Renault Group](#). Acesso em: 10 de junho de 2024.
- [33] CÂMARA, Helder Tavares. Uma contribuição ao controle de motores de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos. 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2007.
- [34] OGATA, K. Discrete-time control systems. 2ª edição. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.
- [35] GONÇALVES, Pedro; CRUZ, Sérgio; MENDES, André. Finite Control Set Model Predictive Control of Six-Phase Asymmetrical Machines—An Overview. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Coimbra, and Instituto de Telecomunicações, Pólo 2-Pinhal de Marrocos, P-3030-290 Coimbra, Portugal. Publicado: 10 de dezembro de 2019.

ANEXO A – ACIONAMENTO FASES ABC

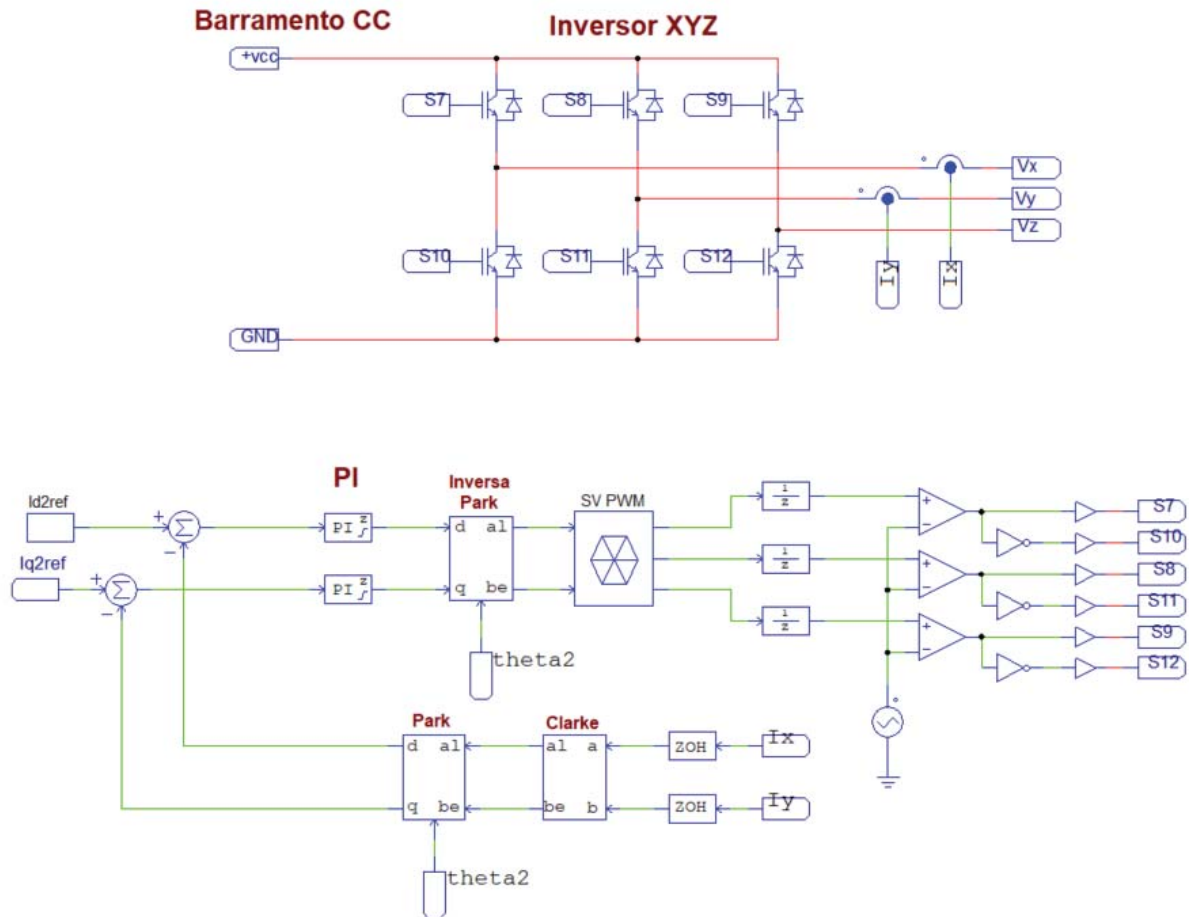
Figura 38 - Conjunto Acionador / Malha de Controle do Inversor ABC



FONTE: Elaborado pelo Autor

ANEXO B – ACIONAMENTO FASES XYZ

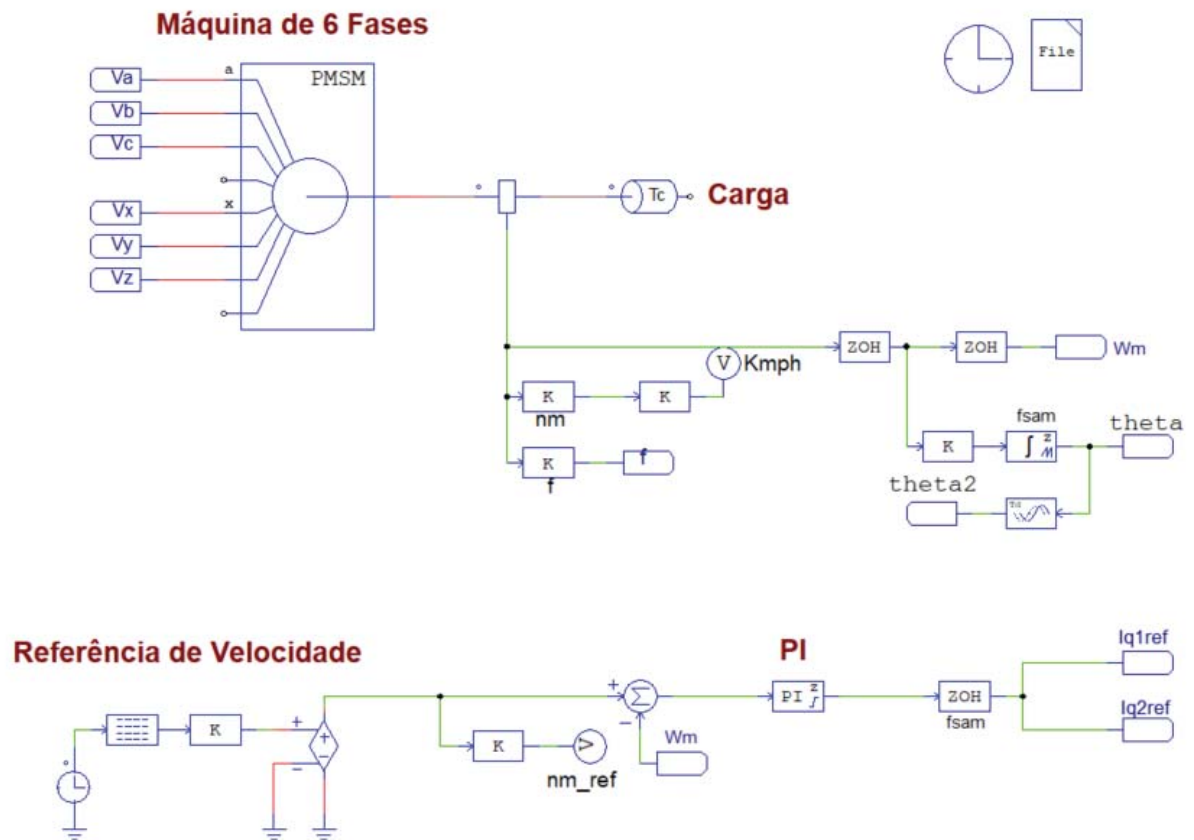
Figura 39 - Conjunto Acionador / Malha de Controle do Inversor XYZ



FONTE: Elaborado pelo Autor

ANEXO C – MÁQUINA E MALHA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

Figura 40 - Máquina Síncrona de Imãs Permanentes de 6 Fases e Malha de Controle de Velocidade



FONTE: Elaborado pelo Autor