

SISTEMA DE POWERTRAIN DE UM VEÍCULO ELÉTRICO

João Pedro de Sá Florentino¹
Prof. Dr. João Paulo Ramos Agra Mélo²

RESUMO

O mercado de veículos automotivos vive hoje um avanço do desenvolvimento de veículos elétricos, uma tendência de mercado impulsionada pelo avanço tecnológico deste setor e por uma necessidade de redução da poluição causada pelos veículos automotivos. Desta forma, se faz necessário o desenvolvimento de um modelo matemático e de simulação que seja capaz de realizar previsões sobre o comportamento do veículo para situações específicas. Neste trabalho, foi desenvolvido um modelo para o sistema de *powertrain* aplicável para veículos elétricos, com modelos matemáticos de dinâmica veicular, motores elétricos e malha de controle de fluxo magnético e velocidade. Para tal, foi realizada uma revisão bibliográfica a respeito de tais pontos. Os modelos matemáticos desenvolvidos foram utilizados em ambientes de simulação para verificar o comportamento do sistema de controle desenvolvido, bem como a reação do sistema de *powertrain* a situações específicas comuns ao uso de veículos elétricos. Os resultados mostram que os modelos matemáticos desenvolvidos representam de forma realista o comportamento dinâmico de máquinas elétricas, bem como o comportamento dinâmico de veículos e respostas satisfatórias da malha de controle. Assim, pode-se concluir que os modelos desenvolvidos atendem aos requisitos propostos no começo do trabalho.

Palavras-chave: veículo; *powertrain*; motor elétrico; controle; dinâmica.

ABSTRACT

The automotive vehicle market is currently experiencing an advance in the development of electric vehicles, a market trend driven by the technological advancement of this sector and by a need to reduce pollution caused by automotive vehicles. In this way, it is necessary to develop a mathematical and simulation model that is capable of making predictions about the behavior of the vehicle for specific situations. In this work, a model for the powertrain system applicable to electric vehicles was developed, with mathematical models of vehicle dynamics, electric motors and magnetic flux and speed control loop. To this end, a literature review was carried out on such points. The mathematical models developed were used in simulation environments to verify the behavior of the developed control system, as well as the reaction of the powertrain system to specific situations common to the use of electric vehicles. The results show that the mathematical models developed realistically represent the dynamic behavior of electrical machines, as well as the dynamic behavior of vehicles and satisfactory responses of the control loop. Thus, it can be concluded that the models developed meet the requirements proposed at the beginning of the work.

Keywords: vehicle; powertrain; electric motor; control; dynamics.

¹ Bacharelado em Engenharia Elétrica – Universidade Federal Rural de Pernambuco – Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho. 2022

² Doutor em Engenharia Elétrica – Universidade Federal Rural de Pernambuco – Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho. 2022

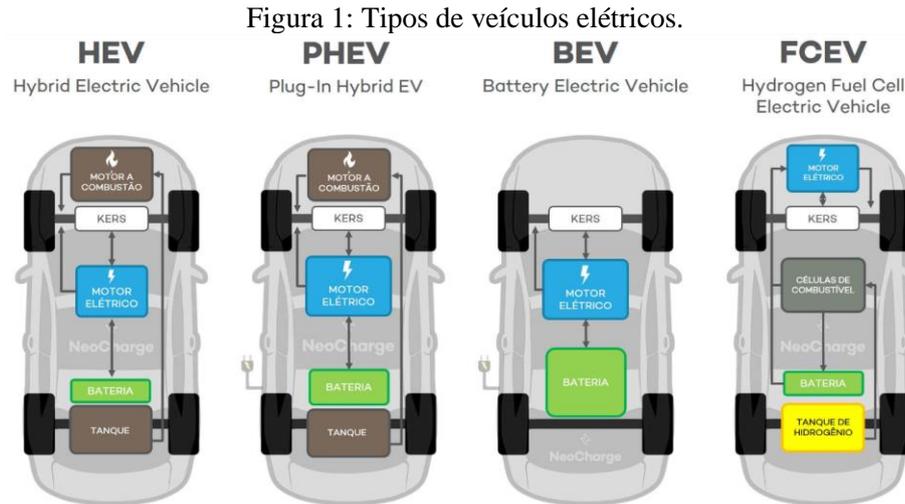
INTRODUÇÃO

Atualmente o mercado de veículos elétricos (VEs) apresenta um estado de desenvolvimento constante, pois apesar de representarem um grande avanço em termos de tecnologia e pesquisa no mercado automotivo, ainda apresenta um campo vasto de inovações, tais como veículos autônomos, baterias que atuam como fornecedores de energia para imóveis e carregamento por indução magnética das estradas (VENDITTI, 2021). Além dos avanços tecnológicos, outro fator que impulsiona o mercado de VEs é a necessidade de diminuição de emissão de poluentes pelos automóveis à combustão. A Comissão Europeia propôs que a partir de 2035 veículos que emitam dióxido de carbono (CO₂) não possam ser vendidos (MIGUEL, PELLICER e PLANELLES, 2021), abrindo um grande caminho para os VEs. Da perspectiva do mercado brasileiro, a frota de veículos elétricos apresentou um total de 3.954 carros até abril de 2022 (NEOCHARGE, 2022), no qual veículos elétricos e híbridos representaram 2,2% das vendas de carros em janeiro de 2022, ante 1,8% e 1% das vendas no mesmo mês nos anos 2021 e 2020, respectivamente (CESAR, 2022).

Os veículos elétricos podem ser classificados de acordo com seu sistema de *powertrain* (ou tem de força), que consiste no sistema de propulsão do veículo, sendo composto basicamente pela fonte de energia, um conversor de energia, um motor elétrico e um conjunto de transmissão. Hoje, existem três tipos básicos de veículos elétricos: híbridos, híbridos plug-in e totalmente elétricos (grupo que pode ser dividido em veículos elétricos à bateria e à célula de combustível) (NEOCHARGE, c2021), como apresentado na Figura 1. Os Veículos Elétricos Híbridos (*Hybrid Electric Vehicle* – HEV) apresentam em seu sistema de *powertrain* tanto um motor a combustão que utiliza gasolina/diesel quanto um motor elétrico alimentado por um banco de baterias (que podem ser carregadas através

de freios regenerativos, os “*kers*”). Os Veículos Elétricos Híbridos Plug-in (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle* – PHEV) possuem arquitetura semelhante aos HEV’s convencionais, com um adicional que suas baterias podem ser carregadas também via plugue por um carregador de carro elétrico. Os Veículos Elétricos a Bateria (*Battery Electric Vehicle* – BEV) por sua vez não apresentam motor de combustão, contendo um sistema de *powertrain* composto essencialmente pelo motor elétrico e pelo banco de baterias, podendo conter *kers* para carregar as baterias durante as frenagens. Por último, os Veículos Elétricos a Célula de Combustível (*Hydrogen Fuel Cell Electric Vehicle* – FCEV) utilizam hidrogênio e oxigênio para produzir eletricidade, que é utilizada para alimentar o motor elétrico e carregar o banco de baterias.

A respeito dos tipos de motores elétricos utilizados em VE’s, segundo (NEOCHARGE, c2021), os tipos de motores elétricos mais utilizados são: Motores de Indução (Assíncronos); Motores Síncronos de Ímã Permanente (Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM); Motores de Relutância. Para (NEOCHARGE, c2021), o uso de motores de indução tem como vantagem a simplicidade de sua estrutura e sistema de controle, mas em contrapartida são pesados e as correntes induzidas causam perdas no sistema. Ainda por (NEOCHARGE, c2021), os PMSM’s têm como vantagem serem leves e silenciosos, apresentando boa eficiência e torque alto em baixa velocidade, porém o custo dos ímãs, mecanismo de partida e perdas em alta velocidade são desvantagens deste tipo de motor. Também por (NEOCHARGE, c2021), o motor de relutância apresenta como vantagens seu baixo custo, robustez e bom desempenho em velocidade alta, porém, tem como desvantagem a menor eficiência em velocidade baixa e complexidade no sistema de controle. Com os motores de corrente alternada sendo mais presentes em aplicações de veículos



elétricos, tem-se o uso de duas principais técnicas de controle: Controle por Orientação de Campo (*Field Oriented Control* – FOC) e Controle Direto de Torque (*Direct Torque Control* – DTC). O método FOC consiste no controle da amplitude e da fase das tensões e correntes aplicadas ao estator do motor, sendo fundamentado no modelo dinâmico equivalente do motor de indução no sistema referencial síncrono de coordenadas dq e em um sistema de controle em malha fechada, podendo tomar como referência quaisquer dos fluxos presentes na máquina, controlando as componentes ortogonais das correntes que descrevem o vetor espacial da corrente do estator, que são relacionadas ao fluxo magnético e ao torque do motor, de forma independente, controlando assim o torque e o fluxo de forma desacoplada (FILADELFO, 2017). Já no método DTC, os valores de fluxo no estator e torque são calculados a partir dos valores medidos das correntes no estator da máquina e do valor de tensão CC fornecido para a entrada do inversor, sendo então comparados com valores de referência e fornecem sinais de controle para controladores por histerese de torque e fluxo (FILADELFO, 2017).

Apresentadas as características dos veículos elétricos, tem-se que o avanço do uso de VEs traz consigo a necessidade de se obter modelos matemáticos que durante a etapa de projeto possam representar fielmente seu

comportamento. Porém, tais modelos são diversas vezes complexos ou exigem um trabalho hercúleo para sua elaboração. Segundo (JACOBINA, c2005), “a resolução analítica dos sistemas de equações referentes aos circuitos elétricos acoplados magneticamente é penosa, mesmo se essas equações são a coeficientes constantes”, sendo impraticáveis para o caso de máquinas girantes, que possuem coeficientes variantes com o tempo. Para (TANAKA, 2013), a representação dinâmica de um veículo em uma determinada direção deve ser realizada pela representação das forças atuantes no veículo nessa direção.

Diante do exposto, há duas frentes para analisar o problema: o modelo do motor elétrico deve ser simples de forma que seu sistema de controle não necessite ser muito robusto; o modelo dinâmico do veículo deve compreender um número de forças atuantes sobre ele de forma que a representação seja realista. Para solucionar a questão do modelo do motor elétrico e seu sistema de controle, (JACOBINA, c2005) sugere o uso do Modelo de Máquina Primitiva odq que, através das Transformadas de Clarke e Park, tornam o modelo de máquina elétrica mais simples que o modelo trifásico primitivo. Já no caso do modelo dinâmico do veículo, (TANAKA, 2013) sugere que a força propulsora deva superar as seguintes

componentes: resistência ao rolamento, aerodinâmica, aclone e aceleração.

Desta forma, com base no que foi apresentado, este trabalho tem por objetivo desenvolver um sistema de *powertrain* aplicável a veículos elétricos, com modelos matemáticos de motores elétricos e dinâmica veicular realistas, uma malha de controle com resposta satisfatória para o veículo e um modelo de simulação simples e eficiente, capaz de realizar previsões sobre o comportamento do veículo elétrico para situações específicas.

METODOLOGIA

As atividades desenvolvidas para realização do trabalho são divididas em quatro etapas: Revisão Bibliográfica; Desenvolvimento dos modelos matemáticos; Simulações; Documentação do Trabalho. Cada etapa do projeto é descrita a seguir.

Etapa 1: Revisão bibliográfica

Nesta etapa, o estado da arte do tema do projeto é avaliado de modo a definir características pertinentes para o desenvolvimento dos modelos, primitivo e transformado, do motor elétrico, bem como do modelo da malha de controle e da dinâmica do veículo.

Etapa 2: Desenvolvimento dos modelos matemáticos

Nesta etapa, os modelos são desenvolvidos a partir das equações diferenciais que representam o comportamento dinâmico do conjugado eletromagnético, dos fluxos magnéticos e das tensões nas bobinas do estator e rotor. Os ganhos dos controladores das malhas de controle de fluxo magnético e velocidade são determinados utilizando o método da resposta em frequência, realizando, se necessário, ajustes finos para otimização da estabilidade.

Etapa 3: Simulações

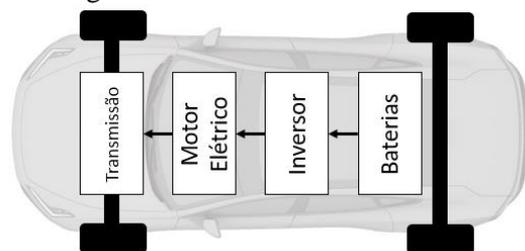
Nesta etapa, simulações são desenvolvidas e realizadas em *softwares* de simulação matemática (ex., Matlab e PSIM) ou ambientes de desenvolvimento integrado

(ex., Dev-C++) para validar os modelos desenvolvidos e implementar a malha de controle. Com a validação dos modelos desenvolvidos e a implementação da malha de controle, são realizadas simulações de situações específicas comuns ao uso de veículos elétricos, como rampas de aceleração e alteração de carga. Para verificação dos resultados, são medidos os valores de corrente, tensão fluxo magnético e velocidade, e comparados com os valores de referência utilizados na malha de controle.

PROJETO DO SISTEMA DE POWERTRAIN

Para o projeto do sistema de *powertrain* de um veículo elétrico existem três pontos básicos a serem observados: como dinâmica do veículo afeta o motor elétrico; como o motor elétrico pode ser modelado; e como controlar a velocidade ou torque do motor elétrico. Desenvolvendo o sistema de *powertrain* do modelo mais básico de um veículo puramente elétrico (BEV), será apresentado o desenvolvimento dos pontos citados anteriormente, considerando o modelo de veículo elétrico apresentado na Figura 2.

Figura 2: Modelo de veículo elétrico.



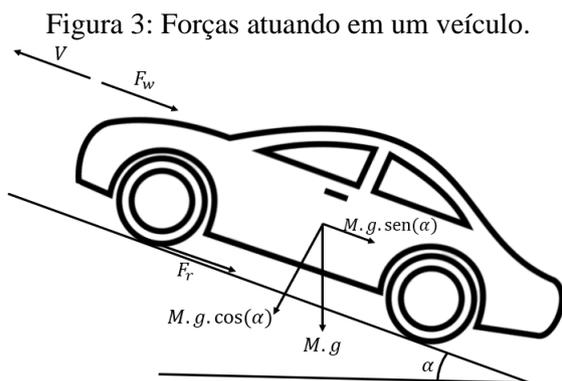
Fonte: O autor, 2022.

O modelo dinâmico do veículo será um modelo que apresenta composição de forças em duas dimensões, devido a sua simplicidade e bom grau de realismo da dinâmica veicular, apresentando uma boa gama de aplicações. A modelagem do motor elétrico será feita com base no modelo transformado bifásico dq , que traz uma grande simplificação do sistema de

equações que demonstram o comportamento de máquinas elétricas, quando comparado ao modelo trifásico. O sistema de controle adotado utilizará o método FOC, tendo como referencial o fluxo rotórico, devido a ser um método amplamente utilizado no controle de máquinas elétricas de forma geral e um dos mais utilizados para o caso de EV's. Para realizar o controle do fluxo rotórico e da velocidade, optou-se por utilizar controladores do tipo PI (Proporcional-Integral), por serem uma tecnologia consolidada e a mais utilizada para sistemas de controle.

a) Modelo Dinâmico do Veículo

Para o desenvolvimento do sistema de *powertrain* de um veículo, primeiro é necessário compreender as forças que atuam no comportamento dinâmico do veículo (Figura 3), pois essas terão influência direta no torque aplicado ao eixo do motor. Segundo (TANAKA, 2013), a força propulsora que traciona o veículo deve: superar a resistência ao rolamento; superar a resistência aerodinâmica; superar o aclave; acelerar o veículo para atingir a velocidade desejada.



Fonte: O autor, 2022.

A resistência ao rolamento é dada pela Eq. (1). Os valores comuns para f_r podem ser obtidos na bibliografia do assunto, como em (EHSANI, GAO, *et al.*, 2004) e (NAM, 2010), e são apresentados na Tabela 1.

$$F_r = f_r M g \cos(\alpha) \quad (1)$$

f_r : coeficiente de resistência ao rolamento;
 M : massa do veículo [kg];
 g : aceleração da gravidade [m/s^2];
 α : inclinação do terreno [$^\circ$].

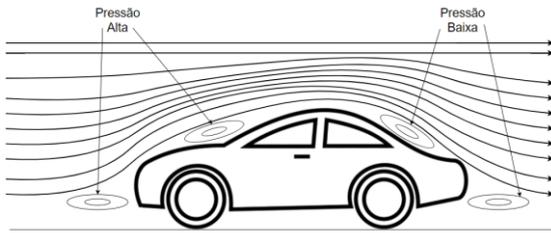
Tabela 1: Coeficiente de resistência ao rolamento

Condições	Coeficiente de resistência ao rolamento
Pneus de carro numa via de asfalto ou concreto	0,013
Pneus de carro numa via de cascalhos	0,020
Via de macadame	0,025
Via sem pavimento	0,050
Campo	0,10 – 0,35
Pneus de caminhão numa via de asfalto ou concreto	0,006 – 0,010
Roda sobre trilho	0,001 – 0,002

Fonte: (EHSANI, GAO, *et al.*, 2004)

A resistência aerodinâmica é uma força de resistência do ar ao movimento de um veículo a uma velocidade específica. Também chamada de arrasto aerodinâmico, segundo (TANAKA, 2013), resulta principalmente a partir de duas componentes. A primeira é a forma do veículo (arrasto de forma), na qual o movimento do veículo empurra o ar em sua frente, ocasionando não só uma zona de alta pressão do ar na frente do veículo, devido ao ar não poder sair instantaneamente do caminho, como uma zona de baixa pressão atrás dele, uma vez que o ar atrás do veículo não pode instantaneamente preencher o espaço deixado pelo movimento para frente, como apresentado na Figura 4. A outra componente é fricção superficial, resultado da diferença de velocidade entre duas moléculas de ar, pois o ar próximo da superfície do veículo se move quase à mesma velocidade dele enquanto o ar afastado do veículo permanece parado, de forma que as moléculas de ar no meio são friccionadas pela variação de velocidade.

Figura 4: Arrasto aerodinâmico.



Fonte: O autor, 2022.

O arrasto aerodinâmico é dado pela Eq. (2). Apesar de a densidade do ar variar com a temperatura, altitude e umidade, segundo (TANAKA, 2013), um valor de $1,25 \text{ kg/m}^3$ é considerado um valor razoável para usar na maioria dos casos. Alguns valores de coeficientes de arrasto para diferentes formas de veículos são apresentados na Tabela 2.

$$F_w = \frac{1}{2} \rho_a A_f C_D (V - V_w)^2 \quad (2)$$

ρ_a : densidade do ar [kg/m^3];

A_f : área frontal do veículo (projeção em plano perpendicular ao movimento) [m^2];

C_D : coeficiente de arrasto aerodinâmico;

V : velocidade do veículo [m/s];

V_w : componente da velocidade do vento na direção do movimento (positiva no mesmo sentido do veículo) [m/s].

Tabela 2: Coeficientes de arrasto em função da forma do veículo.

Tipo de Veículo	Coefficiente de arrasto aerodinâmico
Conversível aberto	0,5 – 0,7
Van	0,5 – 0,7
Sedan	0,4 – 0,55
Formato de cunha	0,3 – 0,4
Formato de cunha com carenagem envolvente	0,2 – 0,25
Hatchback	0,23
Design simplificado	0,15 – 0,2
Caminhões	0,8 – 1,5
Ônibus	0,6 – 0,7
Motocicletas	0,6 – 0,7

Fonte: Adaptado de (LACERDA, 2016) e (TANAKA, 2013).

A força de resistência ao aclive é a componente do peso do veículo no sentido da decida, se opondo ao movimento do veículo em aclives e contribuindo em declives.

$$F_g = Mg \text{ sen}(\alpha) \quad (3)$$

Para acelerar o veículo é necessário a adição de uma força de aceleração linear do veículo, bem como de uma força de aceleração angular de suas partes rotativas, em relação às forças resistivas (F_r, F_w, F_g) (TANAKA, 2013). A força de aceleração linear é dada pela Eq. (4) enquanto a força de aceleração angular é dada pela Eq. (5).

$$F_{la} = M \frac{dV(t)}{dt} \quad (4)$$

$$F_{wa} = \frac{(i_g^2 + I_w)}{r_d^2} \frac{dV(t)}{dt} \quad (5)$$

i_g : relação do sistema de transmissão;

I_w : momento de inércia das rodas/pneus [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$];

r_d : raio efetivo do pneu [m].

A equação da Força de Tração (F_t) é dada pelo somatório das componentes de força apresentadas até então, conforme (6).

$$F_t = F_r + F_w + F_g + F_{la} + F_{wa} \quad (6)$$

O torque de tração nas rodas é dado pelo produto entre a força de tração e o raio efetivo do pneu, Eq. (7).

$$T_t = F_t r_d \quad (7)$$

Para obtenção do torque no motor, aplica-se o efeito da transmissão do veículo à Eq. (7), na qual η_t é o rendimento da transmissão total.

$$T_m = \frac{1}{\eta_t i_g} \cdot T_t \quad (8)$$

Desenvolvendo a Eq. (8), chega-se à seguinte equação que representa o comportamento dinâmico do veículo visto pelo motor.

$$T_m = \frac{r_d}{\eta_t i_g} [f_r M g \cos(\alpha) + \frac{1}{2} \rho_a A_f C_D (V - V_w)^2 + M g \sin(\alpha) + M \frac{dV(t)}{dt} + \frac{(i_g^2 + I_w) dV(t)}{r_d^2 dt}] \quad (9)$$

b) Modelo Matemático do Motor Elétrico

Para compreensão do motor elétrico e desenvolvimento da malha de controle utilizados no sistema de *powertrain*, utiliza-se o modelo dinâmico de máquina elétrica. Porém, segundo (JACOBINA, c2005), para o modelo utilizado, é necessário fazer as seguintes considerações:

- Máquina simétrica trifásica: três fases idênticas no estator (índices $s1, s2$ e $s3$) e três fases idênticas no rotor (índices $r1, r2$ e $r3$);
- Máquina não saturada;
- Distribuição senoidal do fluxo magnético;
- Ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor igual a $2\pi/3$ radianos elétricos;
- Entreferro constante, cujo o comprimento do circuito magnético serve para o cálculo da indutância e é independente do ângulo mecânico θ_m (máquina de polos lisos);
- Correntes “positivas” criam fluxos positivos no sentido do eixo;
- Convenção receptor.

A partir destas suposições, tem-se o modelo simplificado de máquina elétrica e as convenções utilizadas (Figura 5), das quais são obtidas as equações que representam o comportamento das máquinas trifásicas.

As equações a seguir foram obtidas do trabalho de (JACOBINA, c2005). As seguintes notações são utilizadas:

- $v_{sx}^s, v_{rx}^r, i_{sx}^s, i_{rx}^r, \lambda_{sx}^s, \lambda_{rx}^r$: tensões correntes e fluxos nas bobinas do estator e do rotor, respectivamente, na qual $x = 1, 2$ ou 3 indica a qual fase pertence a variável (expoente s : referencial do estator; expoente r : referencial do rotor).
- R_s, R_r : resistências das bobinas do estator e do rotor, respectivamente.
- L_s, L_r : indutâncias próprias das bobinas do estator e do rotor, respectivamente.
- M_s, M_r : indutâncias mútuas entre duas bobinas do estator e entre duas bobinas do rotor, respectivamente.
- $M_{sr} \cos(\theta_i)$: indutância mútua entre uma bobina do estator e uma do rotor separadas por um ângulo θ_i .

Para simplificação do desenvolvimento, será adotada a representação matricial $x_{123} = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$, na qual x representa uma variável elétrica (tensão (v), corrente (i) ou fluxo (λ)), do estator (índice s) ou do rotor (índice r).

Para as considerações feitas, os fluxos do estator (λ_{s123}^s) e do rotor (λ_{r123}^r) são expressos matricialmente por

$$\lambda_{s123}^s = \bar{L}_{ss} i_{s123}^s + \bar{L}_{sr} i_{r123}^r \quad (10)$$

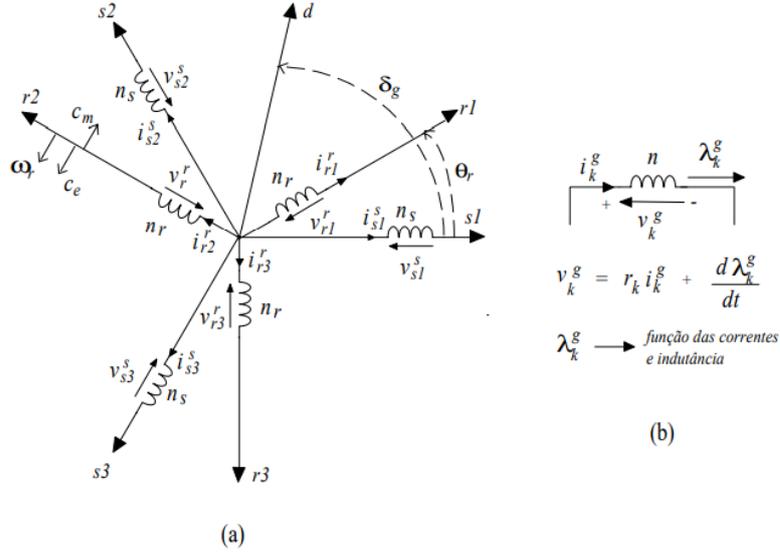
$$\lambda_{r123}^r = \bar{L}_{rs} i_{s123}^s + \bar{L}_{rr} i_{r123}^r \quad (11)$$

Além disso, as matrizes de indutâncias L_{ss}, L_{rr}, L_{sr} e L_{rs} são expressas por

$$\bar{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\bar{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (13)$$

Figura 5: Máquina simétrica trifásica (a) e convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina (b).



Fonte: (JACOBINA, c2005).

$$\bar{L}_{Sr} = M_{Sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\bar{L}_{rs} = M_{rs} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Devido a escolha da convenção receptor, tem-se que a tensão na bobina é dada por

$$v = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (16)$$

Assim, a partir das equações matriciais dos fluxos, as tensões nas bobinas do estator e do rotor são, respectivamente

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \bar{L}_{ss} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (17)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \bar{L}_{rr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \bar{L}_{rs} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (18)$$

na qual $\omega_r = d\theta_r/dt$.

A expressão geral da energia é dada por

$$W = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (19)$$

na qual $\bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix}$ e $\bar{i} = [i_{s123} \quad i_{r123}]^T$. Sendo o conjugado obtido diferenciando-se essa expressão em relação ao ângulo mecânico θ_m , a expressão do conjugado é

$$c_e = \frac{1}{2} \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_m} \right] \bar{i} = \frac{P}{2} \bar{i}^T \left[\frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \right] \bar{i} \quad (20)$$

em que P é o número de pares de polos da máquina.

Porém, apesar de essas equações representarem de forma fiel o comportamento de máquinas elétricas, a resolução desse sistema de equações é um

trabalho complexo, mesmo com as equações a coeficientes constantes, tornando-se impraticável com coeficientes variantes em função do tempo, como no caso de máquinas girantes (JACOBINA, c2005). Nesse caso, utiliza-se uma matriz de transformação para criar um modelo de máquina mais simples que o modelo trifásico primitivo. Para isso, define-se

$$x_{123} = \bar{P}x_{odq} \quad (21)$$

na qual x_{123} é a variável antiga no sistema trifásico a ser transformada, x_{odq} é a nova variável no sistema odq e \bar{P} é a matriz de transformação e deve ser regular (ou seja, $\bar{P}^{-1} \exists$). Dessa forma, introduz-se as matrizes \bar{P}_s e \bar{P}_r para obtenção de um sistema de equações mais simples que representem o comportamento da máquina trifásica, sendo \bar{P}_s a matriz para as variáveis do estator e \bar{P}_r a matriz para as do rotor.

$$\bar{P}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\bar{P}_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(\delta_g - \theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (23)$$

em que δ_g é o ângulo do referencial (estator, rotor ou campo girante).

Uma das simplificações desse método de análise é que, como demonstrado por (JACOBINA, c2005), a componente homopolar das correntes não cria indução no entreferro da máquina, não interferindo no conjugado eletromagnético. Enquanto as componentes dq caracterizam a máquina ativa, as componentes homopolares representam os desequilíbrios de sequência zero da máquina, de forma que, para a análise que foi proposta, podem ser retiradas, reduzindo a análise a um modelo bifásico dq da máquina elétrica. Dessa forma, aplicando as matrizes de

transformação ao modelo primitivo e desconsiderando as componentes homopolares, chega-se as seguintes equações que representam a máquina trifásica em seu modelo bifásico dq , nas quais foram adotadas a representação matricial $x_{dq} = [x_d \ x_q]^T$, sendo que x representa uma variável elétrica (tensão (v), corrente (i) ou fluxo (λ)), do estator (índice s) ou do rotor (índice r).

$$v_{sdq}^g = r_s i_{sdq}^g + \frac{d\lambda_{sdq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{sdq}^g \quad (24)$$

$$v_{rdq}^g = r_r i_{rdq}^g + \frac{d\lambda_{rdq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{rdq}^g \quad (25)$$

$$\lambda_{sdq}^g = l_s i_{sdq}^g + l_m i_{rdq}^g \quad (26)$$

$$\lambda_{rdq}^g = l_r i_{rdq}^g + l_m i_{sdq}^g \quad (27)$$

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g + i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (28)$$

em que $l_s = L_s - M_s$, $l_r = L_r - M_r$ e $l_m = (3/2)M_{sr}$.

Como agora a máquina é representada pelo modelo bifásico, pode-se representá-la por um sistema de equações vetoriais, nas quais as variáveis são representadas no plano dq , onde as partes real e imaginária correspondem às suas coordenadas cartesianas ($d = x$ e $q = y$). Para isso, utiliza-se a seguinte definição

$$x^g = \frac{1}{\sqrt{2}} (x_d^g + jx_q^g) \quad (29)$$

na qual x representa uma variável elétrica (tensão (v), corrente (i) ou fluxo (λ)), do estator (índice s) ou do rotor (índice r) no referencial genérico (índice g).

Aplicando (29) às equações de (24) a (28), obtêm-se uma representação vetorial da máquina trifásica. Considerando que a tensão rotórica da máquina de indução é

zero, chega-se ao seguinte sistema de equações vetoriais para representar o motor de indução utilizado no sistema de *powertrain*.

$$\mathbf{v}_s^g = r_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_s \lambda_s^g \quad (30)$$

$$0 = r_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (31)$$

$$\lambda_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (32)$$

$$\lambda_r^g = l_r \mathbf{i}_r^g + l_m \mathbf{i}_s^g \quad (33)$$

$$c_e = 2l_m \text{Im} \left(\mathbf{i}_s^g \overline{\mathbf{i}_r^g} \right) \quad (34)$$

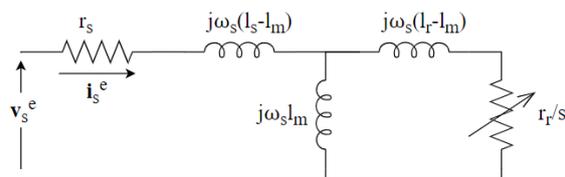
Utilizando o referencial estático, indicado pelo expoente e , em que o referencial dq gira com frequência ω_s e $\delta_g = \omega_s t + \delta_0$, sendo δ_0 uma condição inicial constante, para o caso particular de regime permanente, a entrada constante do sistema resulta em $d\lambda_s^e/dt = 0$ e $d\lambda_r^e/dt = 0$, simplificando o sistema para

$$\mathbf{v}_s^e = r_s \mathbf{i}_s^e + j\omega_s (l_s \mathbf{i}_s^e + l_m \mathbf{i}_r^e) \quad (35)$$

$$0 = \frac{r_r}{s} \mathbf{i}_r^e + \frac{j(\omega_s - \omega_r)}{s} (l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e) \quad (36)$$

As equações (35) e (36) correspondem ao circuito apresentado na Figura 6, na qual $s = (\omega_s - \omega_r)/\omega_s$ é o escorregamento da máquina.

Figura 6: Circuito equivalente de uma máquina de indução em regime permanente.



Fonte: O autor, 2022.

c) Modelo Matemático do Sistema de Controle

A partir do sistema de equações obtido para representar o comportamento dinâmico da

máquina de indução, pode-se desenvolver uma estratégia de controle utilizando o método do Controle de Campo Orientado (*Field Oriented Control* – FOC). O modelo de controle apresentado a seguir é baseado no modelo de máquina assíncrona adotando o referencial do fluxo rotórico, utilizando a medição de velocidade para estimar o ângulo do referencial rotórico ($\delta_g = \delta_b$). Por simplicidade de notação, a partir desse momento não será mais utilizado o expoente para indicar o referencial adotado, estando subentendido que o referencial adotado é o referencial do fluxo rotórico ($\omega_g = \omega_b$).

A partir das equações (31) e (33), agora no referencial rotórico, obtém-se a seguinte relação entre fluxo rotórico e corrente estatórica

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_s = \frac{1}{\tau_r} \lambda_r + \frac{d\lambda_r}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \lambda_r \quad (37)$$

em que $\tau_r = l_r / r_r$ é a constante de tempo rotórica. Sob a condição do eixo d alinhado com o vetor do fluxo rotórico λ_r ($\lambda_{rd} = \lambda_r$, $\lambda_{rq} = 0$ e $\omega_g = \omega_b$), o modelo dinâmico pode ser expresso por

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sd} = \frac{\lambda_r}{\tau_r} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (38)$$

$$\frac{l_m}{\tau_r} i_{sq} = \omega_{br} \lambda_r \quad (39)$$

em que $\omega_{br} = \omega_b - \omega_r$ é a frequência de escorregamento do vetor fluxo rotórico. Nessas condições, o conjugado eletromagnético pode ser expresso por

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} \lambda_r i_{sq} \quad (40)$$

A partir de (38), pode-se obter o valor estimado para o fluxo rotórico, sendo expresso no domínio da frequência por

$$\lambda_r = \frac{l_m}{1 + \tau_r s} I_{sd} \quad (41)$$

De (39) pode ser obtido a expressão para o escorregamento do fluxo rotórico.

$$\omega_{br} = \frac{l_m I_{sq}}{\tau_r \lambda_r} \quad (42)$$

O ângulo do fluxo rotórico é dado pela integral da soma entre a frequência de rotação do rotor e a frequência de escorregamento do fluxo rotórico.

$$\delta_b = \int_0^t [\omega_r(\tau) + \omega_{br}(\tau)] d\tau \quad (43)$$

Da equação (40), obtém-se a expressão para a referência da corrente de quadratura.

$$I_{sq}^* = \frac{l_r c_e^*}{Pl_m \lambda_r^*} \quad (44)$$

na qual c_e^* é o conjugado eletromagnético de referência, λ_r^* é o fluxo de referência e I_{sq}^* é a corrente de eixo q de referência.

A referência para corrente de eixo d pode ser obtida por

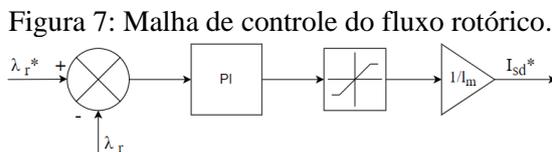
$$I_{sd}^* = \frac{\lambda_r^*}{l_m} \quad (45)$$

A equação (45) mostra que a referência da corrente de eixo d pode ser controlada pela referência do fluxo rotórico. Dessa forma, pode-se utilizar um controlador PI, cuja função de transferência é expressa por (46), para controlar o fluxo rotórico e, por consequência, a referência da corrente de eixo d (Figura 7).

$$G(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (46)$$

k_p : ganho proporcional;

k_i : ganho integral do controlador.



Fonte: O autor, 2022.

O fluxo de referência deve ser obtido levando em consideração a região de enfraquecimento de fluxo, podendo ser expresso por

$$\lambda_r^* = \begin{cases} \lambda_{r,nom}, & 0 \leq \omega_m \leq \omega_{base} \\ \frac{\omega_s}{\omega_m} \lambda_{r,nom}, & \omega_m \geq \omega_{base} \end{cases} \quad (47)$$

em que $\lambda_{r,nom}$ é o fluxo rotórico sob condições nominais de operação e ω_{base} é o valor de base para entrada na região de enfraquecimento do fluxo.

A malha de controle de velocidade e conjugado pode ser obtida a partir de

$$c_e - c_m = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + F_m \omega_m \quad (48)$$

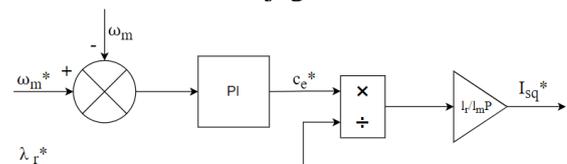
em que c_m é o conjugado de carga, J_m é o momento de inércia e F_m é o coeficiente de atrito.

A equação (48) descreve o comportamento dinâmico da máquina em termos das componentes mecânicas. Substituindo (40) em (48) e utilizando o domínio da frequência, obtêm-se

$$I_{sq}^* = \frac{l_r}{l_m P \lambda_r^*} [(sJ_m + F_m)\omega_m + c_m] \quad (49)$$

Dessa forma, tem-se a malha de controle de velocidade e conjugado apresentada na Figura 8, na qual o termo c_m pode ser considerado um distúrbio a ser compensado pelo sistema de controle e o termo $sJ_m + F_m$ é incorporado ao cálculo do ganho do controlador.

Figura 8: Malha de controle de velocidade e conjugado.



Fonte: O autor, 2022.

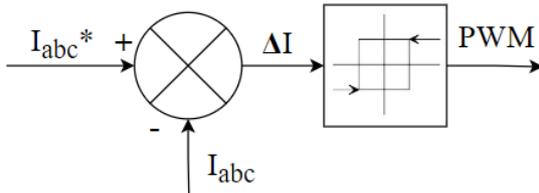
Para o comando do chaveamento do inversor, optou-se por utilizar um

controlador de corrente por histerese (Figura 9) devido a sua simplicidade. Segundo (JACOBINA, c2005), o controle com histerese pode ser entendido como um controle do tipo modos deslizantes, pois impõe que a variável corrente da máquina siga uma trajetória especificada. Para seu funcionamento, quando a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida for maior do que a largura da histerese o sinal para o chaveamento tem nível “Alto”, descrito pela equação (50)

$$\Delta I > \Delta h \rightarrow q = \text{"on"} \quad (50)$$

em que $\Delta I = I^* - I$ é a diferença entre a corrente de referência e a corrente medida, Δh é a largura da histerese e q é o sinal de chaveamento.

Figura 9: Controle de corrente por histerese.



Fonte: O autor, 2022.

Utilizando as malhas de controle apresentadas, o sistema de controle completo é apresentado na Figura 10.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Para verificar a funcionalidade do modelo de *powertrain* proposto foi realizada uma simulação no *software* Simulink considerando o seguinte cenário:

- Tempo de simulação de 6s com passo de 2×10^{-6} s;
- Rampa de aceleração de 0 a 2500 rpm no tempo de 1 a 2 s;
- Rampa de desaceleração de 2500 rpm para 2000 rpm no tempo de 3 a 4 s;

- Alteração da inclinação do terreno de 0° para 20° em 5 s.

Os parâmetros utilizados para o modelo de dinâmica veicular são apresentados na Tabela 3 enquanto os parâmetros do motor de indução são apresentados na Tabela 4.

Tabela 3: Parâmetros da dinâmica veicular.

Parâmetro	Valor
Massa (M)	600 kg
Coefficiente de resistência ao rolamento (f_r)	0,013
Coefficiente de arrasto aerodinâmico (C_D)	0,80
Área frontal do veículo (A_f)	2,31 m ²
Momento de inércia da transmissão (I)	0,06 kg.m ²
Momento de inércia das rodas/pneus (I_w)	1,33 kg.m ²
Relação da transmissão (i_g)	12,55
Raio efetivo do pneu (r_d)	0,22 m
Aceleração da gravidade (g)	9,81 m/s ²
Densidade do ar (ρ_a)	1,25 kg/m ³
Rendimento da transmissão total (n_t)	0,93

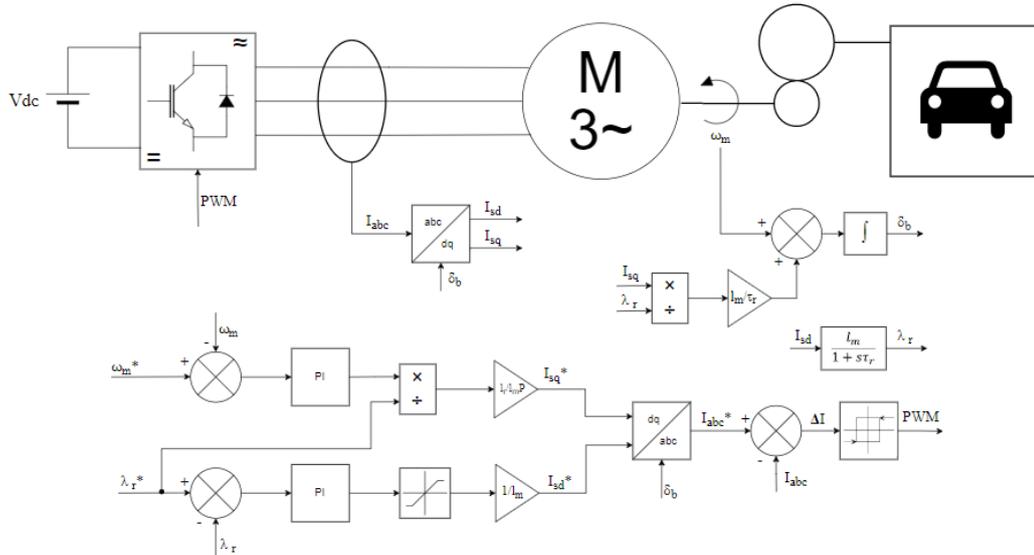
Fonte: (TANAKA, 2013)

Tabela 4: Parâmetros do motor de indução.

Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_n)	149,2 kW
Tensão (V_n)	460 V
Frequência nominal (F_n)	60 Hz
Par de polos (P)	2
Momento de inércia (J_m)	3,1 kg/m ²
Coefficiente de atrito (F_m)	0,08 N.m.s
Resistência do estator (r_s)	14,85 mΩ
Indutância de dispersão do estator (l_s)	0,3027 mH
Resistência do rotor (r_r)	9,295 mΩ
Indutância de dispersão do rotor (l_r)	0,3027 mH
Indutância mútua (l_m)	10,46 mH

Fonte: (BLANCHETTE e DESSAINT, 2019)

Figura 10: Sistema de controle do veículo elétrico.



Fonte: O autor, 2022.

Os parâmetros utilizados para o sistema de controle são apresentados no Quadro 1. Os ganhos dos controladores foram obtidos através da função *tune* do Simulink, baseado no método da resposta em frequência, com ajuste fino manual. Tal método é utilizado para plantas que podem ser não-linearizáveis. O valor para largura de histerese, também apresentado no Quadro 1, foi determinado empiricamente, verificando se o valor escolhido causa instabilidade no sistema e avaliando a deformação harmônica no sinal de corrente do estator.

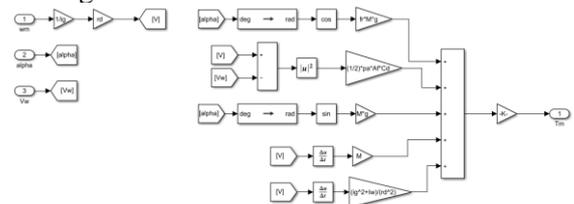
A partir das equações apresentadas anteriormente foi desenvolvido no software Simulink um modelo de simulação do sistema de *powertrain*. Na Figura 11 é apresentado o modelo dinâmico do veículo, na Figura 12 é apresentado o sistema de controle e na Figura 13 é apresentado o modelo do sistema de *powertrain*.

Quadro 1: Parâmetros do sistema de controle.

Parâmetro	Valor
Ganho proporcional de velocidade (kp_{ω})	300
Ganho integral de velocidade (ki_{ω})	2000
Ganho proporcional do fluxo (kp_{λ})	100
Ganho integral do fluxo (ki_{λ})	30
Largura de histerese (Δh)	10

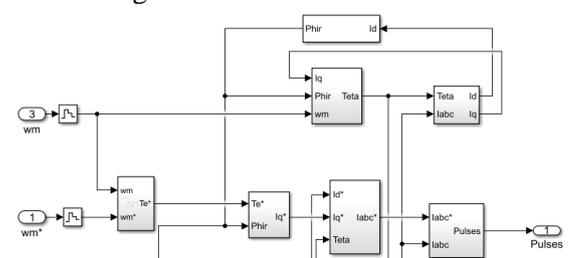
Fonte: O autor, 2022.

Figura 11: Modelo dinâmico do veículo.



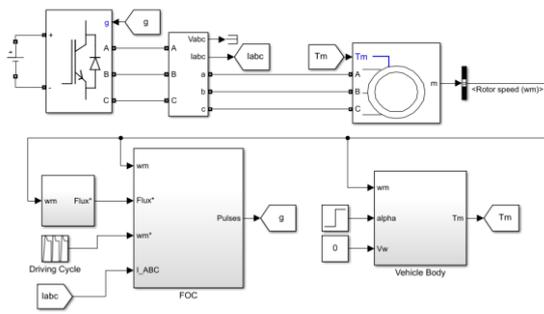
Fonte: O autor, 2022.

Figura 12: Sistema de controle.



Fonte: O autor, 2022.

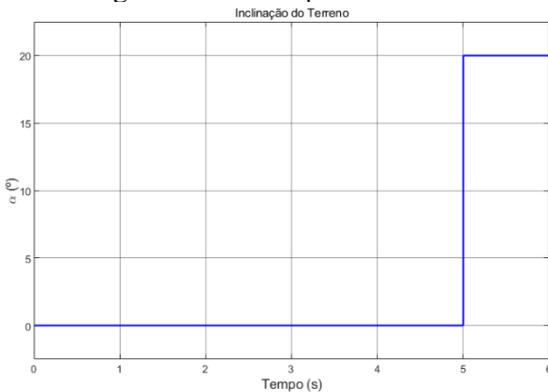
Figura 13: Sistema de powertrain do EV.



Fonte: O autor, 2022.

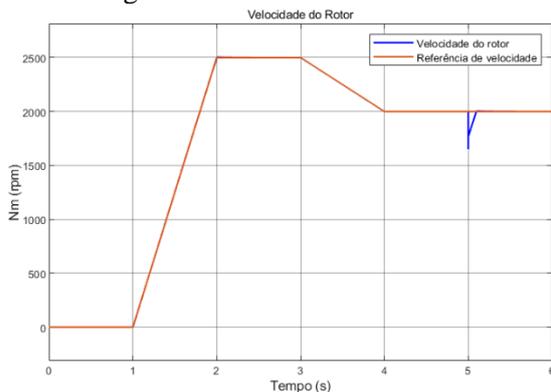
Na Figura 14 é apresentado um sinal do tipo degrau para simular o cenário de inclinação do terreno, enquanto na Figura 15 são mostradas a referência de velocidade e resposta da velocidade do rotor. Percebe-se que a velocidade do rotor acompanha a referência de velocidade até o momento em que a inclinação do terreno sofre uma alteração. Nesse momento, a velocidade do rotor sofre uma desaceleração de 17,5%, porém a ação dos controladores faz com que ela retorne à referência com tempo de 0,1s.

Figura 14: Inclinação do terreno.



Fonte: O autor, 2022.

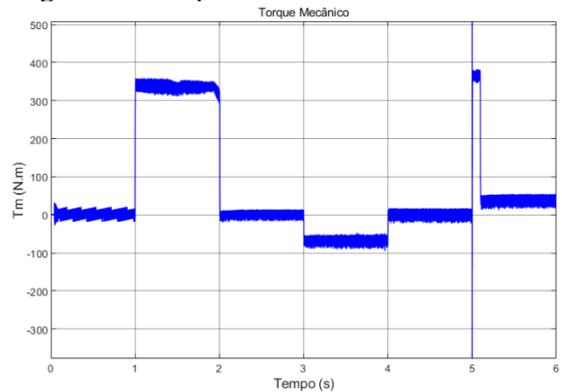
Figura 15: Velocidade do rotor.



Fonte: O autor, 2022.

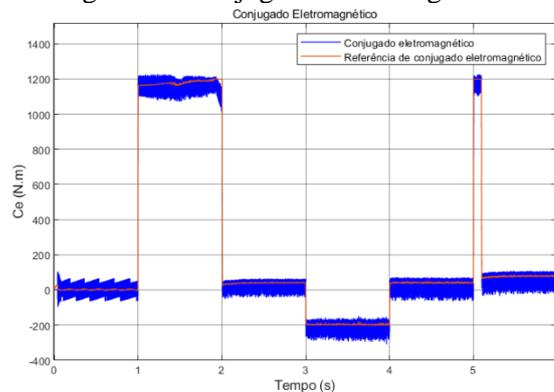
Na Figura 16, mostra-se o resultado do torque desenvolvido pela dinâmica veicular enquanto na Figura 17 é apresentado o conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor e sua referência. Percebe-se que durante os momentos de aceleração e desaceleração a resposta da dinâmica veicular tem resultado compatível, apresentando um aumento no módulo do torque, sendo o torque positivo para aceleração e negativo para desaceleração. Outro momento em que se percebe aumento no torque é no período em que o terreno apresenta inclinação de 20°, apresentando um módulo mais elevado durante a recuperação da velocidade. Por outro lado, percebe-se que o conjugado eletromagnético acompanha a dinâmica do torque mecânico, como esperado.

Figura 16: Torque devido a dinâmica veicular.



Fonte: O autor, 2022.

Figura 17: Conjugado eletromagnético.

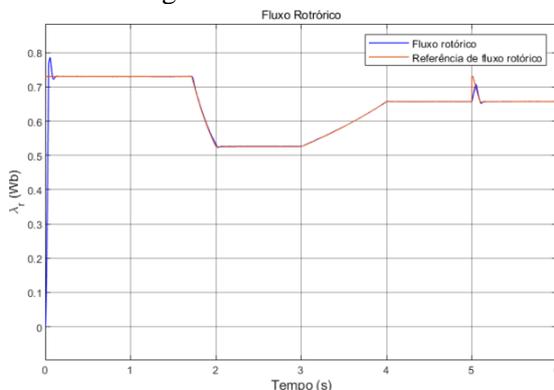


Fonte: O autor, 2022.

Na Figura 18 é apresentado o fluxo rotórico e sua referência. Tal referência foi obtida levando em consideração a região de

enfraquecimento do fluxo. Percebe-se uma resposta satisfatória pela ação do controlador. No começo da simulação, percebe-se um sobressinal do fluxo rotórico em relação à referência de 7%, com tempo de assentamento de 0,12s. Também pode-se verificar a operação do motor na região de enfraquecimento do fluxo para velocidades superiores a 1800 rpm, na qual o valor do fluxo é proporcional à razão entre a frequência elétrica e a frequência mecânica do motor de indução. Outro ponto a se observar é que no momento de transição do terreno sem inclinação para o terreno com inclinação de 20°, como resposta ao conjugado eletromagnético, a referência de fluxo rotórico apresenta um pico de 11%, enquanto o sinal de fluxo rotórico apresenta um subsinal de 3% em relação a referência, com tempo de assentamento de 0,1s. Por último, pode-se verificar um erro de regime permanente nulo, tal como também acontece na Figura 15.

Figura 18: Fluxo rotórico.



Fonte: O autor, 2022.

CONCLUSÃO

O presente trabalho apresenta pontos fundamentais para o desenvolvimento de um sistema de *powertrain* aplicável a veículos elétricos. Foram apresentados os modelos matemáticos dinâmicos do veículo e do motor elétrico, bem como a malha de controle desenvolvida.

O modelo desenvolvido para dinâmica do veículo considera a ação de forças em duas direções, podendo ser utilizado para a análise da maioria das aplicações de

veículos de forma geral. O modelo transformado da máquina elétrica apresenta consideráveis simplificações para o estudo de máquinas elétricas em relação ao modelo primitivo, mantendo a fidelidade ao comportamento das máquinas elétricas. O sistema de controle utilizando o método FOC tendo como referência o fluxo rotórico é um sistema simples sendo necessário a obtenção dos ganhos para apenas dois controladores, sendo as demais referências das malhas de controle obtidas por simples relações matemáticas.

Os resultados obtidos através de simulação mostram que os modelos matemáticos desenvolvidos representam de forma realista o comportamento dinâmico de máquinas elétricas, bem como o comportamento dinâmico de veículos e respostas satisfatória da malha de controle. Assim, pode-se concluir que os modelos desenvolvidos atendem aos requisitos propostos no começo do trabalho.

Para oportunidades de futuros trabalhos, pode-se pensar no desenvolvimento de um algoritmo para o cálculo dos ganhos dos controladores, dispensando a ação de ferramentas como o Matlab para sua obtenção.

REFERÊNCIAS

CESAR, Julio. **Mais de 60% dos brasileiros querem carro elétrico, diz pesquisa.** [SI]: INSIDEEVs, 2022. Disponível em: [https://insideevs.uol.com.br/news/568740/pesquisa-brasileiros-querem-carro-eletrico/#:~:text=J%C3%A1%20as%20ven](https://insideevs.uol.com.br/news/568740/pesquisa-brasileiros-querem-carro-eletrico/#:~:text=J%C3%A1%20as%20ventas%20dos%20ve%C3%ADculos,segundo%20os%20dados%20da%20Anfavea) das%20dos%20ve%C3%ADculos,segundo 16 %20os%20dados%20da%20Anfavea. Acesso em: 18 abril 2022.

EHSANI, Mehrdad et al. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell.** New York: CRC Press, 2004.

FILADELFO, Fernando R. **Modelagem de controle vetorial orientado pelo fluxo do estator de motor de indução trifásico**

aplicado em um sistema de propulsão veicular. Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) - Universidade Estadual Paulista. Guaratinguetá, p. 152. 2017. Disponível em: <https://repositorio.unesp.br/handle/11449/148748>. Acesso em: 29 jul 2022.

JACOBINA, Cursino B. **Sistema de Acionamento Estático de Máquina Elétrica.** Campina Grande. c2005.

LACERDA, Kallil R. **Crítérios de escolha e dimensionamento para o sistema motriz de um veículo tipo fórmula SAE elétrico.** Monografia (Bacharelado em Engenharia Automotiva) - Universidade de Brasília. Brasília. 2016. Disponível em: https://fga.unb.br/articles/0001/4782/10_45946_Kallil_Rocha_Lacerda_TCC2.pdf. Acesso em: 29 jul 2022.

MIGUEL, Bernardo D.; PELLICER, Lluís; PLANELLES, Manuel. Europa propõe para 2035 o fim da venda de carros a combustão. **El País**, Madrid, 14 jul 2021. Disponível em: <https://brasil.elpais.com/economia/2021-07-15/europa-propoe-para-2035-o-fim-da-venda-de-carros-a-combustao.html>. Acesso em 29 jul 2022.

NAM, Kwang H. **AC Motor Control and Electric Vehicle Applications.** Boca Raton: CRC Press. 2010.

NEOCHARGE. **COMO FUNCIONA O MOTOR DE UM CARRO ELÉTRICO.** São Paulo, c2021. Disponível em: <https://www.neocharge.com.br/tudo-sobre/carro-eletrico/motor-como-funciona#:~:text=Dois%20tipos%20de%20motores%20s%C3%A3o,mente%20sobre%20os%20carros%20el%C3%A9tricos>. Acesso em: 29 jul 2022.

NEOCHARGE. **CONHEÇA OS TIPOS DE CARROS ELÉTRICOS.** São Paulo, c2021. Disponível em:

<https://www.neocharge.com.br/tudo-sobre/carro-eletrico/tipos-veiculos-eletricos>. Acesso em: 29 jul 2022

NEOCHARGE. **NÚMERO DE CARROS ELÉTRICOS NO BRASIL.** São Paulo, 2022. Disponível em: <https://www.neocharge.com.br/carros-eletricos-brasil>. Acesso em: 18 abril 2022.

TANAKA, Carlos N. **Metodologia de dimensionamento do sistema de tração para veículos elétricos.** Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência) - Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo. 2013. Disponível em: https://teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-26072013-120442/publico/Dissertacao_CNTanaka_unprotected.pdf. Acesso em: 06 set 2022.

VENDITTI, Mário S. Tecnologias do futuro que estarão nos carros elétricos. **Estadão**, São Paulo, 10 jul 2021. Disponível em: <https://mobilidade.estadao.com.br/inovacao/tecnologias-do-futuro-que-estarao-nos-carros-eletricos/>. Acesso em: 29 jul 2022.