

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

Pedro da Silveira Vianna

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS
ELÉTRICOS URBANOS UTILIZANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO
REAL**

Santa Maria, RS
2023

Pedro da Silveira Vianna

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS
ELÉTRICOS URBANOS UTILIZANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica – Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Cassiano Rech
Coorientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

Santa Maria, RS
2023

This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001

Vianna, Pedro da Silveira

Desenvolvimento de sistemas de tração para veículos elétricos urbanos utilizando simulação em tempo real / Pedro da Silveira Vianna.- 2023.

112 p.; 30 cm

Orientador: Cassiano Rech

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2023

1. Simulação em tempo real 2. Veículos elétricos 3. Sistemas de tração 4. Simulação controller hardware-in-the loop I. Rech, Cassiano II. Batschauer, Alessandro Luiz III. Título.

Sistema de geração automática de ficha catalográfica da UFSM. Dados fornecidos pelo autor(a). Sob supervisão da Direção da Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central. Bibliotecária responsável Paula Schoenfeldt Patta CRB 10/1728.

Declaro, PEDRO DA SILVEIRA VIANNA, para os devidos fins e sob as penas da lei, que a pesquisa constante neste trabalho de conclusão de curso (Dissertação) foi por mim elaborada e que as informações necessárias objeto de consulta em literatura e outras fontes estão devidamente referenciadas. Declaro, ainda, que este trabalho ou parte dele não foi apresentado anteriormente para obtenção de qualquer outro grau acadêmico, estando ciente de que a inveracidade da presente declaração poderá resultar na anulação da titulação pela Universidade, entre outras consequências legais.

Pedro da Silveira Vianna

**DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS
ELÉTRICOS URBANOS UTILIZANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica – Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica.**

Aprovado em 14 de fevereiro de 2023:

Cassiano Rech, Dr. (UFSM)
(Presidente/Orientador - videoconferência)

Alessandro Luiz Batschauer, Dr. (UDESC)
(Coorientador – videoconferência)

Rodrigo Padilha Vieira, Dr. (UFSM)
(videoconferência)

Nady Rocha, Dr. (UFPB)
(videoconferência)

Santa Maria, RS
2023

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais por todos os ensinamentos, incentivos e lições. A meus irmãos pela amizade e pelos bons momentos compartilhados.

Agradeço ao professor Cassiano Rech pela orientação de quatro anos na iniciação científica e ao longo da pesquisa de mestrado.

Agradeço aos colegas do Laboratório de Mobilidade Elétrica e do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle (GEPOC) pelos conhecimentos práticos compartilhados que permitiram a realização deste trabalho.

Agradeço ao Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD) e aos órgãos financiadores (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1) pelo apoio fornecido para esta pesquisa.

Por fim, agradeço à Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) pelo ensino público, gratuito e de ótima qualidade.

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE SISTEMAS DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS URBANOS UTILIZANDO SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

AUTOR: Pedro da Silveira Vianna
ORIENTADOR: Cassiano Rech
COORIENTADOR: Alessandro Luiz Batschauer

Esta dissertação apresenta o desenvolvimento de um sistema de tração eletrificado para veículos urbanos utilizando simulação *controller hardware-in-the-loop* (CHIL), com foco nos componentes da parte elétrica do sistema. A fim de obter um modelo de simulação, utiliza-se a metodologia *forward* para modelagem do sistema e o modelo longitudinal para estabelecer as relações de torque e velocidade do veículo. Como objeto de estudo, considera-se uma arquitetura com um único motor de tração central aplicado ao veículo elétrico leve Renault Twizy. O dimensionamento dos principais componentes do sistema é realizado conforme as tendências atuais da aplicação, com a alimentação definida em 400 V e a comutação do inversor em 10 kHz. A máquina de tração é um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) com potência nominal de 11 kW, similar à tração do veículo citado. A partir disso, propõe-se a utilização do controle por orientação de campo para o acionamento da máquina com comutação para uma técnica de enfraquecimento de fluxo quando o inversor não for capaz de fornecer potência ao motor, o que ocorre devido à limitação imposta pela tensão do barramento de alimentação do sistema. Para realizar as simulações em tempo real, emprega-se o simulador OP5700 da OPAL-RT Technologies, disponível nos laboratórios do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD), com auxílio de ferramentas que possibilitam a representação de eventos em alta frequência com maior exatidão. Além disso, uma placa de interface foi projetada para a operação desse equipamento em conjunto com um *Digital Signal Processor* (DSP), no qual é implementado o sistema de controle citado. Os resultados obtidos validam o projeto do sistema de tração e a proposta de simulação em tempo real da aplicação em estudo. Esse trabalho busca estabelecer uma base de conhecimento para posterior desenvolvimento de uma plataforma de simulação *power hardware-in-the-loop* (PHIL) de sistemas de tração para veículos elétricos, a qual seria uma alternativa à implementação desses sistemas utilizando somente componentes físicos.

Palavras-chave: Simulação em tempo real. Veículos elétricos. Sistemas de tração. Simulação *controller hardware-in-the-loop*.

ABSTRACT

DEVELOPMENT OF TRACTION SYSTEMS FOR URBAN ELECTRIC VEHICLES USING REAL-TIME SIMULATION

AUTHOR: Pedro da Silveira Vianna

ADVISOR: Cassiano Rech

COADVISOR: Alessandro Luiz Batschauer

This master's thesis presents the development of an electric traction system for urban vehicles using controller hardware-in-the-loop (CHIL) simulation and focusing on the electrical system components. For the purpose of obtaining a simulation model, the traction system is modeled following the forward facing methodology and the vehicle longitudinal model is used to represent the vehicle dynamics. The studied system comprises a single traction motor in a longitudinal architecture applied to the Renault Twizy vehicle, which is a passenger car. The main components of the traction system are designed following the latest trends, with a supply voltage of 400 V and the inverter switching at 10 kHz. The traction machine is a permanent magnet synchronous motor (PMSM) with a rated power of 11 kW, similar to the traction system of the previously mentioned vehicle model. Based on this, a field oriented control method is proposed to achieve speed regulation with a flux-weakening technique switching in when the demanded voltage is higher than the voltage supplied to the inverter. In order to develop real-time simulations, a OP5700 simulator manufactured by OPAL-RT Technologies is used, which is available at the Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD), benefiting from toolboxes that allow the representation of high frequency events with high accuracy. Moreover, an interface board was designed to connect the simulator to a digital signal processor (DSP) where the control system is programmed. The simulation results validate the designed traction system and the proposed real-time simulation approach. The presented work aims to establish a base of knowledge for the development of a power hardware-in-the-loop (PHIL) simulation platform of electric traction systems, which would be an alternative to implementing prototypes of these systems using only physical components.

Keywords: Real-time simulation. Electric vehicles. Traction systems. Controller hardware-in-the-loop simulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Frota global de veículos elétricos no período de 2016 a 2021.....	19
Figura 2.1 – Principais componentes dos sistemas de tração para veículos elétricos.....	26
Figura 2.2 – Arquitetura base do sistema de tração de veículos elétricos.....	27
Figura 2.3 – Arquitetura do sistema de tração com dois motores de tração centrais.....	28
Figura 2.4 – Arquitetura do sistema de tração com motores <i>in-wheel</i>	29
Figura 2.5 – Grandezas de interesse do modelo longitudinal considerando as dimensões do veículo.....	31
Figura 2.6 – Grandezas de interesse para o modelo lateral de (a) quatro rodas e (b) duas rodas.....	32
Figura 2.7 – Simulação: (a) <i>offline</i> mais rápida que em tempo real, (b) <i>offline</i> mais lenta que em tempo real e (c) em tempo real.....	35
Figura 2.8 – Representação do conceito de simulação CHIL.....	37
Figura 2.9 – Representação do conceito de <i>rapid control prototyping</i>	38
Figura 2.10 – Representação do conceito de simulação PHIL.....	39
Figura 2.11 – Representação gráfica de ciclo de condução (FTP).....	42
Figura 2.12 – Diagrama da metodologia <i>backward</i>	43
Figura 2.13 – Diagrama da metodologia <i>forward</i>	44
Figura 3.1 – Sistema de tração para estudo.....	47
Figura 3.2 – Renault Twizy.....	48
Figura 3.3 – Forças atuando sobre o veículo no modelo longitudinal.....	49
Figura 3.4 – Relação de torque e velocidade entre eixo de saída da máquina e eixo das rodas...51	
Figura 3.5 – Topologia do inversor trifásico de dois níveis.....	54
Figura 3.6 – Resultado de velocidade utilizado para projeto da relação de transmissão.....	56
Figura 3.7 – Estrutura do sistema de controle.....	57
Figura 3.8 – Diagrama da transição entre técnicas de controle.....	64
Figura 4.1 – Estrutura de <i>hardware</i> do OP5700.....	67
Figura 4.2 – Simulador OP5700 disponível no INCT-GD.....	67
Figura 4.3 – Painel posterior do OP5700.....	69
Figura 4.4 – Configuração padrão dos modelos de simulação.....	71
Figura 4.5 – Bloco eHS disponível nas bibliotecas do Simulink®.....	72
Figura 4.6 – Diagrama representativo da simulação CHIL do sistema de tração.....	75
Figura 4.7 – Modelo de simulação executado no FPGA do simulador OP5700.....	76

Figura 4.8 – Modelo de simulação executado na CPU do simulador OP5700.....	76
Figura 4.9 – Configuração dos sinais de controle das chaves simuladas no FPGA.....	77
Figura 4.10 – Placa de desenvolvimento do DSP TMS320F28379D.....	78
Figura 4.11 – Circuito de interface para as saídas analógicas do simulador OP5700.....	79
Figura 4.12 – Circuito de interface para as entradas analógicas do simulador OP5700.....	80
Figura 4.13 – Circuito de interface para as saídas digitais do simulador OP5700.....	80
Figura 4.14 – Circuito de interface para as entradas digitais do simulador OP5700.....	81
Figura 4.15 – Placa de interface projetada para simulação CHIL.....	81
Figura 5.1 – Ciclo de condução FTP-75 utilizado como referência de velocidade.....	83
Figura 5.2 – Subsistemas adicionados no modelo da CPU para simulação MIL.....	85
Figura 5.3 – Velocidade linear do veículo e de referência na simulação MIL.....	86
Figura 5.4 – Transitórios de velocidade na simulação MIL.....	86
Figura 5.5 – Torque eletromagnético e de carga do MSIP na simulação MIL.....	88
Figura 5.6 – Correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação MIL.....	88
Figura 5.7 – Detalhe das correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação MIL.....	89
Figura 5.8 – Correntes do MSIP no referencial síncrono na simulação MIL.....	89
Figura 5.9 – Comparação entre as velocidades na simulação MIL e <i>offline</i>	90
Figura 5.10 – Comparação entre as ondulações de corrente em alta frequência na simulação MIL e <i>offline</i>	91
Figura 5.11 – Implementação da simulação CHIL.....	92
Figura 5.12 – Velocidade linear do veículo e de referência na simulação CHIL.....	93
Figura 5.13 – Transitórios de velocidade na simulação CHIL.....	93
Figura 5.14 – Torque eletromagnético e de carga do MSIP na simulação CHIL.....	94
Figura 5.15 – Correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação CHIL.....	94
Figura 5.16 – Detalhe das correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação CHIL.....	95
Figura 5.17 – Correntes do MSIP no referencial síncrono na simulação CHIL.....	95
Figura A.1 – Circuito equivalente do MSIP trifásico.....	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros do Renault Twizy.....	48
Tabela 3.2 – Parâmetros independentes ao veículo.....	48
Tabela 3.3 – Parâmetros do MSIP dimensionado para o sistema de tração.....	53
Tabela 3.4 – Ganhos dos controladores PI em tempo contínuo.....	61
Tabela 3.5 – Ganhos dos controladores PI em tempo discreto.....	61
Tabela 4.1 – Configuração do OP5700 disponível no INCT-GD.....	68
Tabela 4.2 – Especificações das I/Os do OP5700.....	69
Tabela 4.3 – Principais características do eHS Gen 4 x128.....	73
Tabela 5.1 – Principais características do FTP-75.....	84
Tabela B.1 – Parâmetros para cálculo da inércia do veículo.....	112

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
AI	<i>Analog Input</i>
AO	<i>Analog Output</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CG	Centro de Gravidade
CHIL	<i>Controller Hardware-in-the-Loop</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DI	<i>Digital Input</i>
DO	<i>Digital Output</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
eHS	<i>Electric Hardware Solver</i>
EPA	<i>Environmental Protection Agency</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FTP	<i>Federal Test Procedure</i>
FW	<i>Flux-Weakening</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
HIL	<i>Hardware-in-the-Loop</i>
HuT	<i>Hardware-Under-Test</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INCT-GD	Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica
MIL	<i>Model-in-the-Loop</i>
MSIP	Motor Síncrono de Imãs Permanentes
MTPA	<i>Maximum Torque per Ampere</i>

PGMEC	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica
PHEV	<i>Plug-In Hybrid Electric Vehicle</i>
PHIL	<i>Power Hardware-in-the-Loop</i>
PI	Proporcional-Integral
PMSM	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RCP	<i>Rapid Control Prototyping</i>
RTE	<i>Real-Time Events</i>
SIL	<i>Software-in-the-Loop</i>
TCP/IP	<i>Transmission Control Protocol/Internet Protocol</i>
UFSM	Universidade Federal de Santa Maria
VE	Veículo Elétrico
WLTP	Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure
XHP	eXtreme High Performance

LISTA DE SÍMBOLOS

ns	Nanossegundos
T	Torque
ω	Velocidade angular
P	Potência mecânica
W/l	Watt por litro
Wh/l	Watt-hora por litro
v	Velocidade linear
h	Altura do centro de gravidade
θ	Ângulo de inclinação do plano
ω_d	Velocidade angular das rodas no eixo dianteiro
ω_t	Velocidade angular das rodas no eixo traseiro
F_{td}	Força de tração no eixo dianteiro
F_{tt}	Força de tração no eixo traseiro
l_d	Distância horizontal do eixo dianteiro para o centro de gravidade
l_t	Distância horizontal do eixo traseiro para o centro de gravidade
δ	Ângulo da roda com relação ao eixo longitudinal do movimento
x	Eixo longitudinal do movimento
y	Eixo lateral do movimento
v_x	Velocidade linear na direção longitudinal
v_y	Velocidade linear na direção lateral
F_{tij}	Força de tração no modelo lateral do veículo
i	Eixo dianteiro ou traseiro do veículo
j	Lado direito ou esquerdo do veículo
T_s	Passo de simulação
f	Cálculos do modelo de simulação
t	Tempo
km/h	Quilômetro por hora
km	Quilômetro
s	Segundo
V	Volt
η	Eficiência da transmissão mecânica
r	Raio das rodas
m	Metro
m	Massa
kg	Quilograma
C_r	Coefficiente de resistência ao rolamento
C_d	Coefficiente de arrasto aerodinâmico
A_f	Área frontal

m^2	Metro quadrado
g	Aceleração da gravidade
m/s^2	Metro por segundo ao quadrado
ρ_a	Densidade do ar
kg/m^3	Quilograma por metro cúbico
kW	Quilowatt
hp	<i>Horsepower</i>
$N.m$	Newton-metro
ω_r	Velocidade angular das rodas
F_t	Força de tração nas rodas
F_d	Força aerodinâmica
F_r	Força de resistência ao rolamento
F_p	Força peso
F_c	Força de rampa
F_L	Força de carga
v_w	Velocidade do vento
m/s	Metro por segundo
F_a	Força de aceleração
a	Aceleração linear
T_t	Torque de tração nas rodas
rad/s	Radianos por segundo
α_r	Aceleração angular das rodas
J	Inércia total do veículo referenciada para as rodas
ω_m	Velocidade angular no eixo de saída do motor de tração
T_s	Torque de saída do motor de tração
G_r	Relação de transmissão
α_m	Aceleração angular do eixo de saída do motor de tração
T_L	Torque de carga do motor de tração
J_s	Inércia total do veículo referenciada para o eixo de saída do motor de tração
P_m	Potência nominal
n_m	Rotação nominal
rpm	Rotações por minuto
T_m	Torque nominal
I_m	Corrente nominal
A	Ampère
R_s	Resistência do estator
Ω	Ohm
L_d	Indutância de eixo direto
H	Henry
L_q	Indutância de eixo em quadratura
λ_m	Constante de fluxo dos ímãs permanentes

Wb	Weber
P	Pares de polos
J_m	Inércia do eixo do motor de tração
kg.m ²	Quilograma metro quadrado
V_{CC}	Tensão do barramento CC
v_{A0}	Tensão de braço na fase A do inversor
v_{B0}	Tensão de braço na fase B do inversor
v_{C0}	Tensão de braço na fase C do inversor
kHz	Quilohertz
$dq0$	Referencial síncrono
d	Eixo direto do referencial síncrono
q	Eixo em quadratura do referencial síncrono
i_d	Corrente de eixo direto
i_q	Corrente de eixo em quadratura
v_d	Tensão de eixo direto
v_q	Tensão de eixo em quadratura
C_ω	Controlador de velocidade
C_q	Controlador de corrente de eixo em quadratura
C_d	Controlador de corrente de eixo direto
G_ω	Planta de velocidade
G_q	Planta de corrente eixo em quadratura
G_d	Planta de corrente de eixo direto
ω_m^*	Referência de velocidade angular
i_q^*	Referência de corrente de eixo em quadratura
i_d^*	Referência de corrente de eixo direto
k_{pi}	Ganho proporcional do controlador de corrente
k_{ii}	Ganho integral do controlador de corrente
C_i	Controlador de corrente
G_i	Planta de corrente
I	Corrente do estator
V	Tensão do estator
L	Indutância no referencial síncrono
G_{MFi}	Sistema de controle de corrente em malha fechada
ω_i	Frequência natural não amortecida do controle de corrente
ξ_i	Coefficiente de amortecimento do controle de corrente
$k_{p\omega}$	Ganho proporcional do controlador de velocidade
$k_{i\omega}$	Ganho integral do controlador de velocidade
T_e	Torque eletromagnético
B_n	Coefficiente de atrito viscoso
$G_{MF\omega}$	Sistema de controle de velocidade em malha fechada
ω_ω	Frequência natural não amortecida do controle de velocidade

ξ_ω	Coefficiente de amortecimento do controle de velocidade
k_{pid}	Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo direto
k_{iid}	Ganho integral do controlador de corrente de eixo direto
k_{piq}	Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo em quadratura
k_{iiq}	Ganho integral do controlador de corrente de eixo em quadratura
K_p	Ganho proporcional em tempo discreto
k_p	Ganho proporcional em tempo contínuo
k_i	Ganho integral em tempo contínuo
T_a	Período de amostragem
K_i	Ganho integral em tempo discreto
μs	Microsegundo
K_{pid}	Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo direto em tempo discreto
K_{iid}	Ganho integral do controlador de corrente de eixo direto em tempo discreto
K_{piq}	Ganho proporcional do controlador de corrente de eixo em quadratura em tempo discreto
K_{iiq}	Ganho integral do controlador de corrente de eixo em quadratura em tempo discreto
$K_{p\omega}$	Ganho proporcional do controlador de velocidade em tempo discreto
$K_{i\omega}$	Ganho integral do controlador de velocidade em tempo discreto
V_o	Tensão terminal do MSIP subtraída das perdas ôhmicas no estator
v_{do}	Tensão de eixo direto na técnica FW
v_{qo}	Tensão de eixo em quadratura na técnica FW
V_{om}	Limite máximo de V_o
ω_e	Velocidade elétrica
V_s	Tensão nos terminais do MSIP
I_s	Corrente no estator do MSIP
ω_{nom}	Velocidade nominal
ω_c	Velocidade limite de sobre-excitação
GHz	Giga-hertz
GB	Gigabytes
mA	Miliampere
kS/s	Mil amostras por segundo
MS/s	Mega amostras por segundo
v^*	Referência de velocidade linear
v_{abc}^*	Sinais modulantes
g	Sinais de controle
i_a	Corrente da fase A do MSIP
i_b	Corrente da fase B do MSIP
i_c	Corrente da fase C do MSIP
abc	Referencial trifásico
MHz	Mega-hertz

R	Resistor
C	Capacitor
D	Diodo
v_a	Tensão na fase A do MSIP
v_b	Tensão na fase B do MSIP
v_c	Tensão na fase C do MSIP
L_a	Indutância da fase A do MSIP
L_b	Indutância da fase B do MSIP
L_c	Indutância da fase C do MSIP
λ_a	Fluxo magnético na fase A do MSIP
λ_b	Fluxo magnético na fase B do MSIP
λ_c	Fluxo magnético na fase C do MSIP
M_{ab}	Indutância mútua entre as fases A e B
M_{bc}	Indutância mútua entre as fases B e C
M_{ac}	Indutância mútua entre as fases A e C
θ_e	Posição elétrica do rotor
T_{dq0}	Matriz de transformação de referencial
v_0	Tensão de eixo zero
i_0	Corrente de eixo zero
λ_d	Fluxo magnético de eixo direto
λ_q	Fluxo magnético de eixo em quadratura
λ_0	Fluxo magnético de eixo zero

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	18
1.2	MOTIVAÇÃO	20
1.3	OBJETIVOS	22
1.4	ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO	22
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	24
2.1	VEÍCULOS ELÉTRICOS	24
2.1.1	Componentes e arquiteturas do sistema de tração	25
2.1.2	Modelagem do veículo	30
2.2	SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL	32
2.2.1	Aspectos gerais	33
2.2.2	Estado da arte de simuladores em tempo real	35
2.2.3	Categorias de simulação em tempo real	36
2.3	SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL DE SISTEMAS DE TRAÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS	40
2.3.1	Ciclos de condução	41
2.3.2	Metodologias de modelagem do sistema de tração	42
2.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
3	MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA DE TRAÇÃO	46
3.1	DEFINIÇÕES GERAIS	46
3.1.1	Especificações do veículo elétrico	47
3.2	MODELO LONGITUDINAL DO VEÍCULO	49
3.3	DIMENSIONAMENTO DO MOTOR DE TRAÇÃO	52
3.4	INVERSOR DE ACIONAMENTO.....	53
3.5	TRANSMISSÃO MECÂNICA	54
3.5.1	Projeto da relação de transmissão	55
3.6	SISTEMA DE CONTROLE	56
3.6.1	Projeto dos controladores	58
3.6.2	Operação em altas velocidades	62
3.7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
4	SIMULAÇÃO CONTROLLER HARDWARE-IN-THE-LOOP	66
4.1	SIMULADOR OP5700	66

4.1.1 Entradas e saídas.....	68
4.1.2 Software RT-LAB.....	70
4.1.3 Electric Hardware Solver.....	71
4.2 MODELO DE SIMULAÇÃO.....	73
4.3 PROJETO DA PLACA DE INTERFACE	77
4.3.1 Hardware de controle.....	78
4.3.2 Circuitos de interface.....	79
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	81
5 RESULTADOS.....	83
5.1 REFERÊNCIA DE VELOCIDADE.....	83
5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO MIL	84
5.2.1 Comparação com resultados <i>offline</i>	89
5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO CHIL	91
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	96
6 CONCLUSÃO	97
6.1 TRABALHOS FUTUROS	99
6.2 ARTIGOS PUBLICADOS	100
REFERÊNCIAS	101
APÊNDICE A – MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES	106
APÊNDICE B – CÁLCULO DA INÉRCIA DO VEÍCULO	110

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

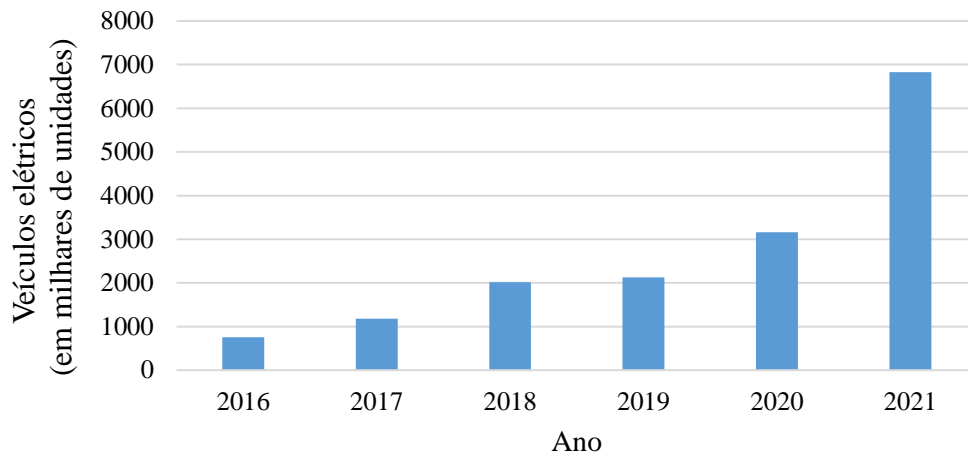
A utilização da propulsão elétrica na tração de veículos de transporte não é uma tecnologia recente, sendo que os primeiros modelos movidos por tração elétrica foram projetados e construídos ainda na segunda metade do século XIX. De acordo com Emadi (2015), o primeiro veículo elétrico (VE) que se assemelha aos comercializados atualmente foi apresentado ao público geral em 1851. Algumas décadas depois, surge o primeiro veículo elétrico fabricado em maior quantidade, visando o mercado automobilístico.

Dessa maneira, na década de 1890 os motores elétricos competiam com os motores de combustão interna pela utilização na tração de veículos de transporte. O posterior domínio dessa segunda tecnologia resultou de dois importantes avanços tecnológicos do início do século XX: redução no custo do petróleo e invenção da ignição elétrica (HAYES; GOODARZI, 2018). Com isso, os veículos elétricos perderam importância na indústria automotiva até as décadas de 1960 e 1970, quando preocupações com contaminação ambiental e o alto custo do petróleo fizeram com que essa tecnologia voltasse a ser estudada (DE SANTIAGO et al., 2012).

A contaminação ambiental causada pelos veículos convencionais, ou seja, com motores de combustão interna, está relacionada diretamente à utilização de combustíveis fósseis, como o petróleo e seus derivados. A queima desses combustíveis para gerar a propulsão do veículo acarreta na emissão de dióxido de carbono (CO_2), o qual é danoso ao ambiente e à saúde humana. Conforme relatório publicado pela Agência Internacional de Energia (em inglês, *International Energy Agency – IEA*) em 2022, tendo 2021 como ano base para o estudo, o setor de transportes é responsável por aproximadamente 40% das emissões globais por usuários finais. Além disso, 90% de toda a energia consumida pelo setor é oriunda do petróleo e seus derivados (IEA, 2022a). Dessa maneira, justifica-se a necessidade de encontrar soluções limpas, ou seja, com menor nível de emissões, para a tração de veículos de transporte. Ainda, de acordo com o relatório citado, os veículos elétricos são a tecnologia de melhor custo-benefício para redução de emissões a curto e longo prazo na área de transporte rodoviário.

A partir dessa necessidade de reduzir emissões, governos e instituições têm investido em subsídios e incentivos fiscais com o objetivo de facilitar a produção e comercialização dos veículos elétricos (IEA, 2022a). Como resultado, verifica-se um aumento considerável na frota global de veículos elétricos ao longo dos últimos anos, conforme indicado na Figura 1.1.

Figura 1.1 – Frota global de veículos elétricos no período de 2016 a 2021



Fonte: Adaptado de (IEA, 2022b).

Apesar do recente crescimento do mercado de veículos elétricos, as pesquisas atuais nesse tema abordam os mesmos tópicos que se apresentaram como limitações à popularização dos veículos elétricos na segunda metade do século XX (HESLA, 2009): (i) autonomia, que é a distância que o veículo percorre sem recarregar a bateria; (ii) densidade de potência, que está relacionada com máxima velocidade e aceleração do veículo; (iii) vida útil, que está relacionada à duração em anos ou quantidade de recargas da bateria; (iv) custo. A partir desses quatro pontos, pode-se concluir que existem duas áreas principais para a pesquisa em veículos elétricos: sistemas de tração e baterias, com a segunda podendo ser subdividida em tecnologias de baterias e carregadores de baterias. Ainda, Rajashekara (2013) afirma que a tração elétrica é o subsistema crítico para a operação dos VEs, pois proporciona o esforço que realmente movimenta o veículo.

No caso dos sistemas de tração para veículos elétricos, entre os temas comumente abordados pelos estudos pode-se citar a densidade de potência dos conversores estáticos utilizados, a operação das máquinas elétricas de tração e sistemas de controle veiculares *on-board* (ADIB et al., 2019) (BISWAS; EMADI, 2019). A principal dificuldade que costuma surgir no desenvolvimento desses estudos tem relação com a validação prática dos projetos, pois muitas vezes são necessários testes em condições de operação que podem causar danos aos equipamentos ou ainda testes que são muito complexos e custosos para serem implementados. Nessas condições, a simulação em tempo real apresenta-se como solução viável.

De maneira geral, simulação em tempo real pode ser definida como a representação de um sistema físico por um modelo matemático, executado em simulador com passo de simulação

fixo, em que as variáveis do sistema são atualizadas no mesmo intervalo de tempo que as grandezas do sistema físico levam para apresentar variações (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). Quando parte do sistema físico é implementado com componentes reais e conectado ao simulador em tempo real, configura-se a simulação *hardware-in-the-loop* (HIL). Esta subdivide-se em simulação *controller hardware-in-the-loop* (CHIL), caso em que o sistema de controle é implementado em *hardware* e não há transferência de potência, e simulação *power hardware-in-the-loop* (PHIL), na qual parte do estágio de potência é implementado e há transferência de potência entre equipamentos (FARUQUE et al., 2015). As diferentes categorias de simulação em tempo real costumam ser combinadas na realização de um produto ou projeto, resultando em benefícios como redução de tempo e custo de desenvolvimento, repetibilidade de testes e maior segurança dos equipamentos envolvidos (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). Ao mesmo tempo, não demandam a mesma complexidade de implementação que um protótipo equivalente ao modelo de simulação desenvolvido.

Pode-se verificar na literatura recente uma utilização cada vez maior de ferramentas de simulação em tempo real nas pesquisas sobre a tração de veículos elétricos. Em Abdelrahman, Algarny e Youssef (2018), utiliza-se simulação CHIL para emular o sistema de tração de um determinado veículo elétrico híbrido e, com isso, validar o modelo matemático desenvolvido para representar o sistema. De maneira similar, Zhang, Wang e Wang (2019) empregam simulação CHIL para testar um sistema de controle robusto aplicado a motores *in-wheel* utilizados na tração elétrica, com o objetivo de melhorar a estabilidade lateral de veículo.

Portanto, conclui-se que o uso de simulação em tempo real nos estudos sobre sistemas de tração para veículos elétricos caracteriza-se como uma importante área de pesquisa, pois aborda um tema relevante para a indústria e a sociedade nos dias atuais, a eletrificação de veículos de transporte, ao mesmo tempo em que utiliza equipamentos de simulação modernos que permitem antecipar condições reais de operação, trazendo diversos benefícios à pesquisa.

1.2 MOTIVAÇÃO

O trabalho exposto neste documento apresenta a utilização de simulação em tempo real como ferramenta para desenvolver e analisar sistemas de tração para veículos elétricos. Tendo em vista a discussão da subseção anterior, espera-se que pesquisas nesse tema auxiliem na inserção da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM) em uma área que é tendência nos estudos em engenharia e que também gera impacto em outros temas, como, por exemplo, na questão ambiental.

Para realizar as simulações em tempo real, utiliza-se o simulador OP5700 fabricado pela OPAL-RT Technologies, que é estado da arte de simuladores desenvolvidos pela empresa. Esse simulador em tempo real está disponível no Laboratório Multiusuário de Simulação Computacional do Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Geração Distribuída de Energia Elétrica (INCT-GD), o qual foi implantado a partir de projeto do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFSM.

O simulador OP5700 disponível na UFSM está equipado com uma unidade central de processamento (em inglês, *central processing unit* – CPU) de 8 núcleos e um arranjo de porta programável em campo (em inglês, *field-programmable gate array* – FPGA) para execução das simulações. O FPGA permite executar modelos em tempo real com passo de simulação em torno de 200 ns (OPAL-RT, 2016), o que auxilia na representação de sinais em alta frequência. Outra característica importante do equipamento é a possibilidade de modificar o modelo de simulação durante a execução em tempo real, o que garante grande flexibilidade nos cenários simulados. Além disso, o simulador possui um estágio de condicionamento de sinal que tem como finalidade a conexão do simulador com *hardware* externo (OPAL-RT, 2018a). Até o presente momento, os estudos realizados com auxílio do OP5700 na UFSM tiveram como foco sistemas elétricos de potência (WONTROBA, 2020) (SARTORI, 2021). Logo, esta é a primeira pesquisa que emprega o simulador no tema de eletrônica de potência e na aplicação de veículos elétricos, buscando beneficiar-se das características mencionadas neste parágrafo.

Ressalta-se que o trabalho relatado neste documento faz parte de um projeto mais amplo que visa a implementação de simulação PHIL de sistemas de tração para veículos elétricos, tendo como objetivo o dimensionamento dos componentes do sistema e a realização de testes para analisar o desempenho do veículo, com foco na eletrônica de potência envolvida. Para tanto, o simulador em tempo real deve emular, em conjunto com um amplificador de potência, a máquina de tração e as dinâmicas do veículo, enquanto o conversor de potência que aciona o motor elétrico é implementado com componentes físicos. Trabalhos similares podem ser encontrados na literatura, como em Amitkumar, Pillay e Bélanger (2021).

Dessa maneira, o trabalho apresentado nesta dissertação pode ser considerado como parte inicial do projeto citado, pois aborda a simulação CHIL de sistemas de tração de veículos elétricos. Ou seja, todo o estágio de potência é modelado em simulação e o sistema de controle é implementado em um processador conectado às I/Os (entradas e saídas) do simulador em tempo real. Com isso, espera-se estabelecer uma base de conhecimento que, posteriormente, auxilie no desenvolvimento de simulação PHIL no tema citado.

1.3 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver sistemas de tração para veículos elétricos urbanos utilizando simulação *controller hardware-in-the-loop*, com foco na parte elétrica do sistema. Nesse sentido, a simulação em tempo real é utilizada para validar o projeto dos componentes do sistema de tração a partir da análise do desempenho do sistema projetado quando aplicado a um veículo específico. Dessa maneira, espera-se contribuir para a realização na UFSM de simulação em tempo real nas áreas de eletrônica de potência e acionamento de máquinas. A partir disso e dos pontos discutidos nas subseções anteriores, pode-se citar como objetivos específicos:

- Desenvolver um modelo de simulação para o sistema de tração considerando uma arquitetura comum para veículos leves, a partir da qual pode-se obter arquiteturas mais complexas;
- Projetar, simular e validar os componentes do sistema de tração para um veículo elétrico específico;
- Desenvolver uma placa de interface para conexão entre simulador em tempo real e *hardware* de controle, garantindo a segurança dos equipamentos quando da execução de simulação CHIL.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO DOCUMENTO

A dissertação está organizada em seis capítulos.

O capítulo 2 apresenta uma revisão bibliográfica sobre os principais temas abordados por esta pesquisa, ou seja, veículos elétricos e simulação em tempo real, bem como da relação entre esses temas. Assim, busca-se estabelecer uma base para os tópicos abordados nos capítulos seguintes.

O capítulo 3 exhibe a modelagem matemática utilizada na simulação do sistema de tração, os parâmetros do veículo elétrico escolhido como objeto de estudo, o projeto dos componentes do sistema e, de maneira mais detalhada, o projeto do sistema de controle.

No capítulo 4 são apresentadas as principais características de *hardware* e *software* do simulador em tempo real OP5700, assim como o modelo de simulação do sistema de tração que é desenvolvido de acordo com algumas restrições impostas pelo simulador. Ao final, descreve-se a placa de interface projetada para simulação CHIL.

O capítulo 5 reúne resultados de simulação em tempo real que validam o projeto do sistema de tração e a proposta de simulação CHIL.

Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões resultantes da pesquisa realizada, além de oportunidades para trabalhos futuros e os artigos publicados com base nessa pesquisa.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta uma revisão do estado da arte de tópicos importantes para o trabalho nos temas de veículos elétricos e simulação em tempo real, respectivamente. Ao final, também são analisados pontos relevantes da relação entre esses dois temas.

2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS

Como relatado na seção introdutória, a tração elétrica tem sido utilizada em veículos de transporte há mais de 150 anos. Após um período de pouco interesse nessa tecnologia por parte da indústria automotiva, o veículo elétrico ressurgiu na segunda metade do século XX como solução à contaminação ambiental. Desde então, diversas pesquisas no tema buscam otimizar diferentes aspectos dos VEs de maneira a possibilitar a competição com veículos convencionais no mercado automobilístico (HAYES; GOODARZI, 2018), originando o cenário atual.

Ao longo do tempo, os estudos sobre tração elétrica produziram veículos com distintos níveis de eletrificação do sistema de tração com relação aos veículos convencionais. Os veículos elétricos híbridos (em inglês, *hybrid electric vehicle* – HEVs) podem ser caracterizados pela inserção de motores elétricos no sistema de tração de veículos convencionais com o objetivo de aumentar a eficiência da propulsão e reduzir as emissões (EMADI, 2015). Consequentemente, o HEV possui duas fontes de potência para a tração do veículo e duas fontes de energia. Ainda, conforme Emadi (2015), o banco de baterias para alimentação do motor elétrico pode ser recarregado por meio de freio regenerativo, caso em que a máquina elétrica opera como gerador, ou pelo motor de combustão interna por meio de um gerador adicional. Dependendo do modelo, o HEV pode ser utilizado somente com propulsão elétrica em curtas distâncias ou, mais comumente, pelo conjunto de ambas as máquinas de tração.

Os veículos elétricos híbridos *plug-in* (em inglês, *plug-in hybrid electric vehicle* – PHEVs) são considerados um importante avanço da tecnologia híbrida, pois empregam baterias com alta densidade de energia que podem ser recarregadas por fontes externas de energia. Portanto, esses veículos podem cobrir maiores distâncias operando somente com tração elétrica, ou seja, possuem maior autonomia (EMADI; LEE; RAJASHEKARA, 2008). Dessa maneira, os PHEVs combinam a eficiência do motor elétrico com a possibilidade de rodar por distâncias maiores devido ao motor de combustão interna (EMADI, 2015).

Contrastando com os casos anteriores, os veículos puramente elétricos utilizam somente motores elétricos para propulsão e baterias como fonte de energia. Por esse motivo, usualmente

são encontrados na literatura como *battery electric vehicles* (BEVs) (HAYES; GOODARZI, 2018). Como esses veículos são totalmente eletrificados, obrigatoriamente as baterias são recarregadas por fontes externas de energia elétrica. A principal vantagem dos BEVs está na eficiência do sistema de tração quando comparados aos veículos convencionais com motores de combustão interna. Conforme Emadi (2015), enquanto os motores elétricos podem operar com eficiência acima de 90%, os motores de combustão interna costumam operar abaixo de 30%. Outras vantagens relatadas em Emadi (2015) são o menor custo de manutenção e o fato de que os BEVs podem atingir nível de zero emissões se a energia elétrica para recarregar as baterias for proveniente de fontes renováveis. A grande desvantagem com relação aos veículos convencionais ainda está na autonomia do sistema, limitando a distância que pode ser percorrida sem recarregar o banco de baterias.

Neste trabalho, considera-se como objeto para estudo os veículos puramente elétricos, ou seja, que operam somente com sistemas de tração totalmente eletrificados.

Ehsani et al. (2021) afirmam que o desenvolvimento de sistemas de tração mais eficientes para veículos elétricos depende da otimização de todos os componentes, sistemas e controles envolvidos. Conforme os autores, os estudos sobre *software* devem englobar o gerenciamento das baterias com relação ao consumo de energia e desempenho do veículo. No caso de estudos em *hardware*, a otimização deve focar na arquitetura do sistema de tração, transmissão mecânica, conversores de potência e sistemas de armazenamento. Assim, verifica-se a importância do banco de baterias e da tecnologia de armazenamento de energia, aos quais costuma-se dedicar uma área específica no estudo de sistemas de tração eletrificados. Com relação aos outros componentes do sistema, as pesquisas devem analisar diferentes soluções para: os conversores de potência que acionam os motores de tração, a tecnologia de máquina elétrica empregada, o acoplamento mecânico entre motor de tração e rodas e, por fim, a arquitetura do sistema de tração.

2.1.1 Componentes e arquiteturas do sistema de tração

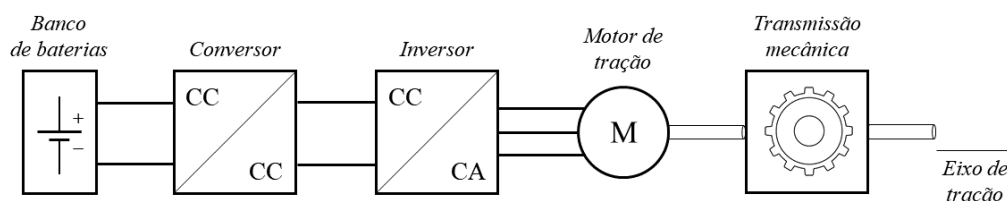
Conforme Rajashekara (2013), o sistema de propulsão típico para veículos elétricos consiste em um sistema de armazenamento de energia, o conversor de potência, o motor de tração e seu controle associado. Adicionalmente, o sistema de tração é também formado pelos componentes que transmitem a energia mecânica desde o eixo de saída do motor de tração até o eixo das rodas, ou seja, a transmissão mecânica (EMADI, 2015). Assim, pode-se identificar como principais componentes dos sistemas de tração para veículos elétricos:

- Sistema de armazenamento de energia para alimentação do sistema, sendo bateria a principal tecnologia utilizada (RAJASHEKARA, 2013);
- Conversor de potência para acionamento da máquina de tração, sendo usualmente utilizadas topologias básicas de inversores (SARLIOGLU et al., 2017);
- Motor elétrico de tração, sendo este comumente um motor de corrente alternada (SARLIOGLU et al., 2017);
- Transmissão mecânica para realizar o acoplamento do eixo de saída da máquina elétrica com o eixo das rodas do veículo.

Todos os componentes listados acima são necessários para a operação dos veículos elétricos. Logo, pode-se afirmar que são obrigatórios para qualquer sistema de tração eletrificado. Alguns componentes opcionais podem ser adicionados caso o projeto do sistema demande-os. Adib et al. (2019) citam a utilização de um conversor CC/CC para elevação da tensão entre o sistema de armazenamento de energia e o inversor como uma possibilidade de otimizar o banco de baterias. Essa solução é analisada na literatura e também foi incorporada em veículos comerciais (CHEN et al., 2017), apesar de resultar em redução da eficiência e aumento de volume do sistema.

A partir disso, a Figura 2.1 apresenta uma representação dos principais componentes empregados em sistemas de tração para veículos elétricos e suas conexões, onde considerou-se um motor de corrente alternada trifásico acionado por um inversor. Os componentes a partir do banco de baterias até os terminais de entrada do motor de tração processam energia elétrica, enquanto os componentes a partir do eixo de saída do motor até o eixo de tração das rodas processam energia mecânica. Dessa maneira, pode-se afirmar que os sistemas de tração eletrificados possuem uma parte elétrica e outra parte mecânica, configurando um sistema eletromecânico. Além disso, os componentes da transmissão mecânica variam de acordo com o modelo do veículo elétrico.

Figura 2.1 – Principais componentes dos sistemas de tração para veículos elétricos



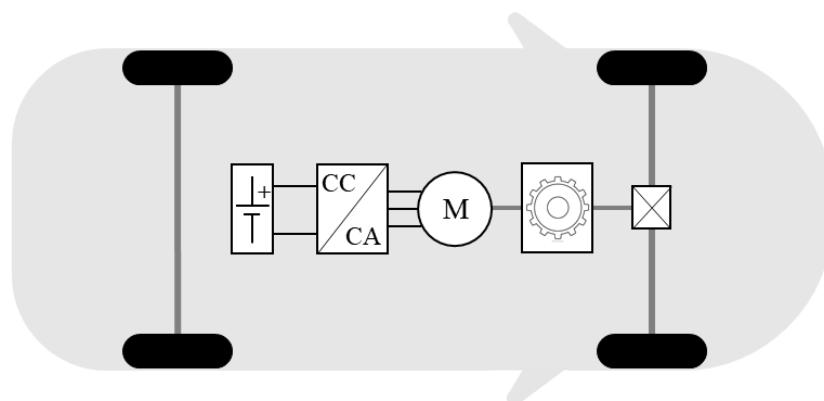
Fonte: Autor.

A transmissão mecânica, além de realizar o acoplamento mecânico, também garante a redução de velocidade entre o eixo de saída do motor de tração e o eixo das rodas, o que é necessário nos veículos elétricos em razão do elevado torque demandado em momentos de aceleração não nula e que comumente ultrapassa o torque nominal da máquina de tração. A potência mecânica, definida em (2.1) onde T representa torque e ω velocidade angular, é a mesma nos dois eixos citados se desconsideradas as perdas mecânicas. Logo, se a velocidade é reduzida do motor de tração para as rodas, obtém-se um aumento do torque aplicado no eixo de tração. Enquanto nos veículos elétricos pode-se utilizar uma redução única de velocidade, em veículos convencionais são necessárias múltiplas engrenagens para que o motor de combustão interna opere sempre na região ideal do perfil torque por velocidade (EHSANI et al., 2004). Com isso, pode-se reduzir peso e volume nos VEs, além de simplificar a operação e o controle.

$$P = T\omega \quad (2.1)$$

As principais arquiteturas utilizadas em sistemas de tração eletrificados podem ser desenvolvidas a partir da Figura 2.1. A arquitetura base do sistema de tração de veículos elétricos origina-se da adaptação direta do sistema de tração de veículos convencionais. Como mostrado em Chan, Bouscayrol e Chen (2010), substitui-se o motor de combustão interna por um motor elétrico e, como consequência, substitui-se o reservatório de combustível pelo banco de baterias e insere-se no sistema o conversor de potência que aciona o motor de tração. Além disso, como mencionado, pode-se substituir a caixa de redução de velocidade por redução única devido à maior eficiência das máquinas elétricas em toda a faixa de operação e também ao elevado torque de partida de algumas tecnologias de motores elétricos (WU; ZHANG; DONG, 2015). Assim, essa arquitetura básica possui a configuração representada na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Arquitetura base do sistema de tração de veículos elétricos



Fonte: Adaptado de (NEMETH et al., 2018).

Pela Figura 2.2, na qual novamente considerou-se um motor de corrente alternada trifásico, verifica-se que a arquitetura base utiliza somente um motor de tração que é central em relação à estrutura do veículo e é, portanto, um motor elétrico de construção convencional. Nesse caso, o veículo possui apenas um eixo de tração. Ainda, pode-se reduzir os componentes da transmissão mecânica nessa configuração ao posicionar a máquina elétrica diretamente no eixo de tração, como mostrado em Nemeth et al. (2018). O resultado é a redução de peso e volume do sistema de tração.

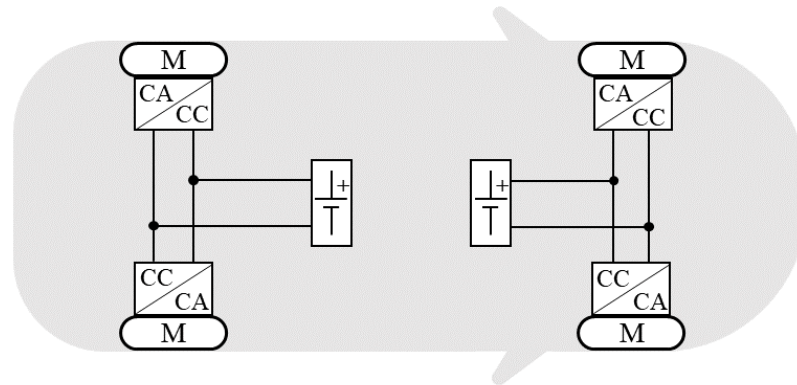
Outra arquitetura comum em veículos elétricos comerciais baseia-se na utilização de dois motores de tração centrais que tracionam de forma independente os dois eixos do veículo, configurando tração nas quatro rodas (NEMETH et al., 2018). A Figura 2.3 apresenta esse sistema de tração, na qual retirou-se o bloco da transmissão mecânica a fim de facilitar a representação. A tração independente nos dois eixos melhora a dirigibilidade para realização de manobras e permite melhor desempenho do veículo em aceleração (MUTOH; KAZAMA; TAKITA, 2006). Como desvantagem, o maior número de componentes aumenta o peso e volume do sistema de tração, além de aumentar o custo do produto final.

Figura 2.3 – Arquitetura do sistema de tração com dois motores de tração centrais



Fonte: Adaptado de (NEMETH et al., 2018).

Geng et al. (2009) apresentam um sistema de tração para veículos elétricos que tem sido amplamente analisado na literatura recente, o qual é composto por motores *in-wheel* nas quatro rodas do veículo conforme representado na Figura 2.4. A utilização dos motores *in-wheel* traz vantagens associadas ao controle do movimento dos veículos e à eficiência do sistema de tração.

Figura 2.4 – Arquitetura do sistema de tração com motores *in-wheel*

Fonte: Adaptado de (NEMETH et al., 2018).

Em Nam, Fujimoto e Hori (2012), o veículo experimental desenvolvido com quatro motores *in-wheel* permite controlar o torque aplicado em cada roda de maneira independente, possibilitando maior controle do movimento lateral do veículo. Ademais, os motores *in-wheel* podem ser projetados para operar sem redução de velocidade, conseqüentemente reduzindo os componentes da transmissão mecânica e evitando questões negativas ligadas a esses componentes, como o ruído, a baixa eficiência e a necessidade de lubrificação (CHAU et al., 2007). Apesar dessas vantagens, não estão difundidos em veículos comerciais no cenário atual, o que pode estar relacionado ao complexo controle de estabilidade nesse sistema de tração (NAM; FUJIMOTO; HORI, 2012).

Além das arquiteturas apresentadas, outras configurações experimentais são analisadas na literatura, bem como arquiteturas menos utilizadas em veículos comerciais que podem ser derivadas a partir da Figura 2.2 ou Figura 2.3. Como exemplo, Ivanov, Savitski e Shyrokau (2015) apresentam uma arquitetura com quatro máquinas de tração, sendo uma para cada roda do veículo, que em contraponto à Figura 2.4 utiliza motores elétricos de construção convencional. Essa arquitetura não se beneficia das vantagens associadas aos motores *in-wheel*, porém possibilita empregar sistemas de controle desenvolvidos para arquiteturas mais simples.

A partir desse levantamento, verifica-se que as arquiteturas dos sistemas de tração eletrificados podem ser classificadas conforme a quantidade e posição dos motores de tração com relação à estrutura do veículo. Os componentes restantes, conversores de potência e componentes da transmissão mecânica, variam de acordo com o número e posicionamento das máquinas elétricas. O único componente que pode apresentar variações independentemente dos outros é o banco de baterias. Como exemplo, Nemeth et al. (2018) analisa um sistema com dois

motores de tração centrais e um banco de baterias híbrido formado por algumas células com maior densidade de potência (W/l) e outras células com maior densidade de energia (Wh/l). Entre as vantagens que costumam ser associadas ao uso de sistemas de armazenamento híbridos, pode-se citar: redução de peso e volume, aumento da vida útil e melhor desempenho em condições transitórias (ADIB et al., 2019).

2.1.2 Modelagem do veículo

A obtenção de um modelo para o veículo baseia-se em descrever matematicamente o movimento do veículo utilizando-se de fundamentos da dinâmica, área da física que estuda o movimento dos corpos. Em vista disso, esses modelos são comumente encontrados na literatura com a denominação de dinâmicas do veículo (RAJAMANI, 2006).

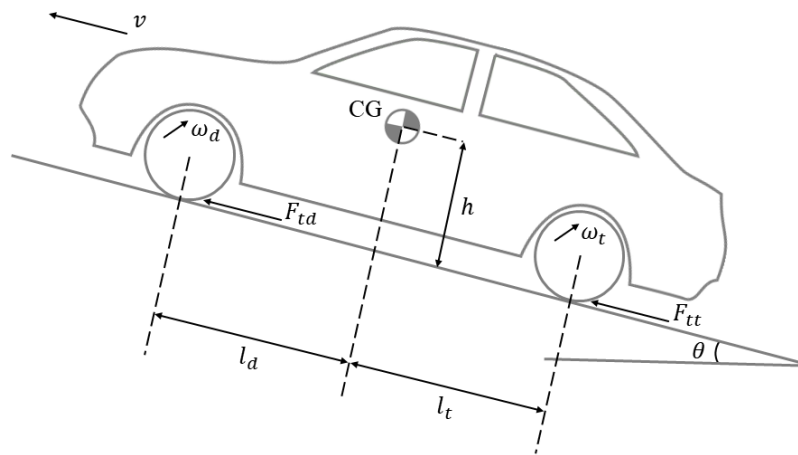
De maneira geral, os modelos são estruturados a partir das forças que influenciam no movimento do veículo. O resultado do somatório de forças permite calcular a aceleração e velocidade linear do veículo, as quais podem ser convertidas em velocidade angular e torque necessários no eixo de saída do motor de tração. A partir dessas grandezas, pode-se calcular demandas de potência e energia do sistema (HAYES; GOODARZI, 2018). Ademais, os modelos podem ser aplicados no estudo de qualquer veículo, seja convencional ou elétrico, pois os cálculos não dependem da tecnologia da máquina de tração.

Os diferentes modelos existentes podem ser classificados conforme a complexidade com que representam o movimento do veículo. O modelo mais simples que pode ser encontrado na literatura considera movimento bidimensional, com o veículo podendo mover-se somente em uma direção, no sentido positivo ou negativo, e com variação na inclinação do plano (EMADI, 2015). Por esse motivo é denominado modelo longitudinal. Ainda, conforme Hayes e Goodarzi (2018), o movimento em uma direção permite simplificar a representação matemática dos componentes da transmissão mecânica, pois um determinado valor de velocidade no eixo de saída do motor de tração necessariamente corresponde a um único valor de velocidade no eixo das rodas do veículo. Dessa maneira, a transmissão mecânica é modelada como um ganho que representa a redução de velocidade da máquina de tração para as rodas.

Além disso, o modelo longitudinal pode ser simplificado pela consideração de que a aplicação das forças ocorre em um mesmo ponto, tornando-o independente das dimensões do veículo, como realizado em Hayes e Goodarzi (2018). Em contraponto, Emadi (2015) decompõe a força de tração entre os dois eixos do veículo, dianteiro e traseiro. Com isso, as equações resultantes dependem da distância entre esses eixos e do centro de gravidade (CG) do

veículo, bem como da velocidade em cada um dos eixos. A Figura 2.5 apresenta as principais grandezas de interesse do modelo longitudinal de Emadi (2015) com relação à estrutura do veículo, onde v representa a velocidade linear, h representa a altura do centro de gravidade, θ representa o ângulo de inclinação do plano, ω_d e ω_t representam a velocidade angular das rodas no eixo dianteiro e traseiro, respectivamente, assim como F_{td} e F_{tt} representam as componentes da força de tração nos eixos dianteiro e traseiro, e l_d e l_t representam as distâncias horizontais dos eixos para o centro de gravidade do veículo.

Figura 2.5 – Grandezas de interesse do modelo longitudinal considerando as dimensões do veículo



Fonte: Adaptado de (EMADI, 2015).

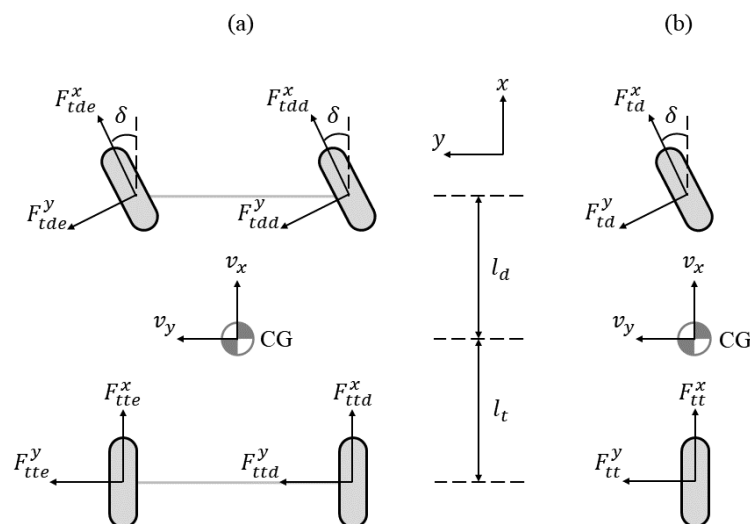
Apesar das simplificações realizadas para obter o modelo longitudinal do veículo, esse modelo está consolidado na literatura e é suficiente para analisar questões como desempenho em aceleração, esforços de torque e velocidade máxima que pode ser desenvolvida pelo veículo em estudo (RAJAMANI, 2006) (EMADI, 2015) (HAYES; GOODARZI, 2018).

Modelos que incluem as dinâmicas laterais dos veículos também são amplamente encontrados na literatura (RAJAMANI, 2006) (GENG et al., 2009), sendo inevitavelmente mais complexos que o modelo longitudinal por estarem compostos de uma maior quantidade de variáveis e analisarem o movimento em duas direções. Em geral, esses modelos são empregados com o objetivo de estudar a estabilidade lateral do veículo e, recentemente, têm sido utilizados em pesquisas que abordam projeto de sistemas de controle para veículos elétricos com motores *in-wheel*, nos quais é possível beneficiar-se do fato de que o torque produzido em cada máquina pode ser controlado de maneira independente (NAM; FUJIMOTO; HORI, 2012) (WANG et

al., 2022). Os modelos laterais também podem considerar o movimento apenas bidimensional, desde que a inclinação do plano seja constante. Caso contrário, o movimento do veículo ocorre em três dimensões, como no modelo desenvolvido em Imine, M'Sirdi e Delanne (2003).

Os modelos mais completos para o movimento lateral consideram componentes da força de tração aplicadas em cada roda do veículo. Porém, o projeto de controladores costuma considerar a força de tração decomposta em apenas duas componentes aplicadas aos eixos dianteiro e traseiro, simplificando a representação para apenas duas rodas e originando a denominação comumente encontrada na literatura de *bicycle model* (NAM; FUJIMOTO; HORI, 2012). Ambos os modelos, e as principais grandezas de interesse, estão representados na Figura 2.6, onde δ denota o ângulo da roda com relação ao eixo longitudinal x , assim como v_x e v_y representam as componentes de velocidade linear do veículo na direção longitudinal x e lateral y , respectivamente. Na Figura 2.6 (a), as forças de tração estão representadas por F_{tij} , com i correspondendo ao eixo dianteiro ($i = d$) ou traseiro ($i = t$) e j ao lado direito ($j = d$) ou esquerdo ($j = e$). Além disso, o sobrescrito nas forças de tração indica se a componente é lateral ou longitudinal.

Figura 2.6 – Grandezas de interesse para o modelo lateral de (a) quatro rodas e (b) duas rodas



Fonte: Adaptado de (NAM; FUJIMOTO; HORI, 2012).

2.2 SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL

Os primeiros simuladores, desenvolvidos nas décadas de 1960 e 1970, possuíam estrutura completamente analógica. Com os avanços tecnológicos em microprocessadores e

processadores digitais de sinais (em inglês, *digital signal processors* – DSPs) de ponto flutuante, nas décadas seguintes os simuladores físicos foram substituídos por simuladores em tempo real completamente digitais (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). O primeiro simulador digital comercializado foi lançado em 1991 pela RTDS Technologies e utilizava DSPs para execução dos modelos (FARUQUE et al., 2015). Ao final da mesma década, a OPAL-RT Technologies apresentou seu primeiro simulador em tempo real, o qual utilizava processadores de propósito geral e o *software* MATLAB®/Simulink® como ferramenta de interface para o usuário desenvolver modelos de simulação.

Nas últimas duas décadas, a literatura e a indústria exibem uma tendência na utilização de FPGAs para execução de simulações em tempo real. Nos simuladores com FPGAs, apesar de limitações no tamanho dos modelos, é possível gerar códigos para programação do dispositivo de forma automática, reduzir o tempo de execução em razão do processamento paralelo do FPGA e trabalhar com passo de simulação na ordem de centenas de nanossegundos (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010).

Com relação às aplicações em que a simulação em tempo real está inserida, pode-se citar, em primeiro lugar, sistemas elétricos de potência. Nessa área específica, utilizam-se as diferentes categorias de simulação em tempo real para estudar redes complexas, desenvolver sistemas de controle ou testar sistemas de proteção (GUILLAUD et al., 2015). Na área automotiva, o interesse pela simulação em tempo real é mais recente e direcionado para pesquisas com veículos elétricos, como em sistemas de gerenciamento de energia (BISWAS; EMADI, 2019), emulação do banco de baterias para testes (KÖNIG et al., 2014) e avaliação do desempenho de controladores projetados para o sistema de tração (ZHOU et al., 2018). Outra aplicação comum é o acionamento de motores elétricos, onde costuma-se implementar parte do sistema com componentes físicos e modelar a outra parte em um simulador, de maneira a analisar a operação de um componente específico (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010).

2.2.1 Aspectos gerais

Conforme definido no capítulo 1, simulação em tempo real é a representação de um sistema físico por um modelo matemático com as variáveis da simulação sendo atualizadas no mesmo intervalo de tempo que as grandezas físicas do sistema representado apresentam variações. De maneira similar, IEEE Technical Community on Real-Time Systems (2023) define um sistema em tempo real como um sistema de computador cuja operação depende não somente da obtenção dos resultados corretos, mas também do tempo com que os resultados são

gerados. Logo, na simulação em tempo real de circuitos elétricos, restrições relacionadas ao passo de simulação e tempo de execução garantem que as tensões e correntes simuladas apresentem dinâmica equivalente ao sistema físico representado (MOCCELINI, 2018).

De maneira geral, simulação é a solução de um modelo matemático que representa um determinado sistema físico. A execução do modelo pode empregar passo de simulação variável, caso em que a duração de tempo do passo diminui quando da representação de eventos em alta frequência, ou passo fixo. Nesse segundo caso configura-se uma simulação de tempo discreto, na qual o tempo avança em passos de igual duração. Nas simulações em tempo real, deve-se sempre trabalhar com passo de simulação fixo para que essas sejam simulações determinísticas (OPAL-RT, 2018b), ou seja, a duração de tempo de todos os passos de simulação deve ser conhecida previamente à sua realização.

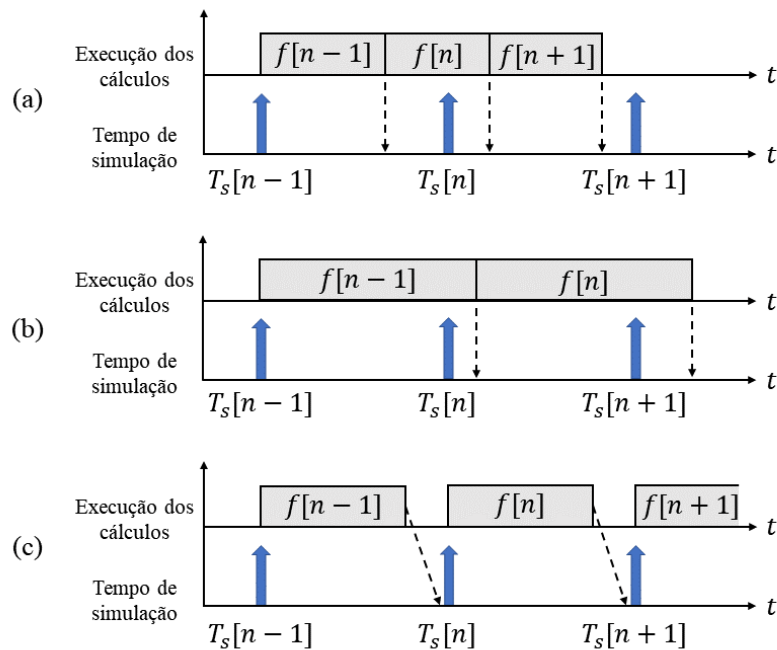
Em simulações de passo fixo, o tempo necessário para execução de todos os cálculos do modelo simulado a cada passo de simulação pode ser maior ou menor que a duração do próprio passo de simulação. Quando a execução do passo de simulação seguinte começa logo após o término do passo anterior, independentemente da duração do tempo de execução, configura-se simulação *offline* (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). Ambos os casos de simulação *offline* estão representados na Figura 2.7 (a) e (b), onde T_s representa o passo de simulação, f os cálculos executados e t o tempo decorrido.

Na Figura 2.7 (c) está representado o princípio cronológico da simulação em tempo real, também denominada simulação *online*, na qual o tempo de execução dos cálculos em cada passo de simulação é sempre menor que a duração de tempo do passo. A principal diferença para a simulação *offline* está no fato de que o começo do passo seguinte é sincronizado com o tempo real de ocorrência do passo de simulação (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). Ainda, caso o tempo de execução dos cálculos exceda a duração do passo de simulação, ocorre *overrun* e a simulação em tempo real deixa de ser válida.

Portanto, pode-se afirmar que a simulação em tempo real perde algumas vantagens da simulação *offline* para manter o sincronismo com o tempo real, mas possibilita um maior conjunto de testes e análises a partir das vantagens apresentadas ao longo desta seção, servindo em muitos casos como alternativa para validação experimental.

Outra fonte de erro na simulação em tempo real, que deriva do fato de ser uma simulação em tempo discreto, é a ocorrência de eventos entre passos de simulação. Por exemplo, no caso de um dispositivo semiconductor acionado por um evento periódico não há garantia de que o evento esteja sincronizado com o início do passo de simulação, resultando em distorções nas variáveis do modelo simulado. Conforme relatado em Bélanger, Venne e Paquin (2010), esse

Figura 2.7 – Simulação: (a) *offline* mais rápida que em tempo real, (b) *offline* mais lenta que em tempo real e (c) em tempo real



Fonte: Adaptado de (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010).

fenômeno é denominado *jitter* e torna-se crítico quando existem limitações no passo de simulação mínimo que pode ser utilizado.

2.2.2 Estado da arte de simuladores em tempo real

Faruque et al. (2015) apresentam como características de *hardware* comuns aos atuais simuladores em tempo real:

- Computador *target* formado por múltiplos processadores que podem operar em paralelo, onde é executada a simulação em tempo real;
- Computador *host* para desenvolver modelos de simulação e carregá-los no *target*, além de monitorar os resultados em tempo real;
- I/Os para conexão com *hardware* externo;
- Canal de comunicação para envio de dados entre *host* e *target*.

Com relação às características de *software*, os simuladores em tempo real costumam apresentar um sistema de operação e um *application software* (FARUQUE et al., 2015). A grande maioria dos simuladores comerciais opera com sistemas baseados em Linux ou Windows, enquanto os *application softwares* são plataformas, ou programas de computador,

usados para desenvolver os modelos de simulação. Em geral, são ambientes de simulação com uma interface gráfica de usuário (em inglês, *graphical user interface* – GUI) que possibilita desenvolver os modelos com blocos em vez de trabalhar diretamente na modelagem matemática dos componentes do sistema.

2.2.3 Categorias de simulação em tempo real

As diferentes abordagens existentes para realização de simulação em tempo real podem ser agrupadas em duas categorias: simulação em tempo real totalmente digital e simulação *hardware-in-the-loop* (FARUQUE et al., 2015). A simulação totalmente digital caracteriza-se por todos os componentes do sistema estudado estarem modelados no simulador e, conseqüentemente, não há conexão com *hardware* externo. Por outro lado, na simulação HIL parte do modelo é implementada com componentes físicos conectados às I/Os do simulador por meio de circuitos de interface. Na literatura é comum encontrar esses componentes físicos com a denominação *hardware-under-test* (HuT).

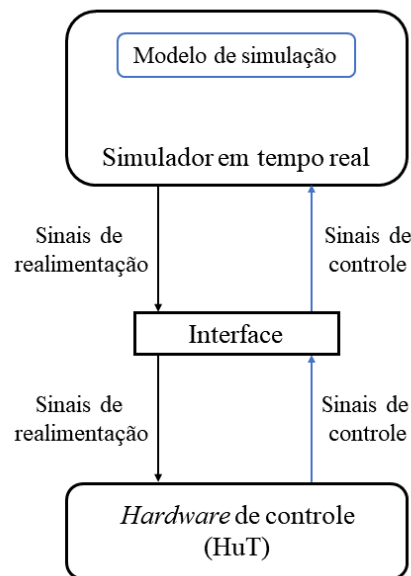
Conforme Faruque et al. (2015), o objetivo ao desenvolver simulação em tempo real totalmente digital é estudar o comportamento de sistemas frente à influência de dinâmicas internas ou externas, beneficiando-se da alta capacidade de processamento dos simuladores. A partir disso, tendo estabelecido uma base teórica, utiliza-se diferentes abordagens de simulação HIL com o objetivo de simplificar testes que seriam realizados com uso de protótipos do sistema, reduzindo custos e complexidade.

A solução mais simples para realização de simulação em tempo real denomina-se *model-in-the-loop* (MIL), caso em que todo o sistema é modelado e simulado utilizando-se de modelos matemáticos, incluindo controlador e planta (BISWAS; EMADI, 2019). Usualmente, a simulação MIL tem como objetivo avaliar a operação do sistema e estabelecer uma base para validação dos estágios seguintes. A partir da simulação MIL pode-se desenvolver a simulação *software-in-the-loop* (SIL), caso em que os controladores são convertidos em linhas de código com o objetivo de verificar em tempo real se o controle projetado é implementável. Ambas as abordagens MIL e SIL são simulações totalmente digitais e, caso o *application software* permita, podem ser executadas *offline* sem a necessidade de modificar os modelos.

Com relação à simulação HIL, a solução base amplamente abordada na literatura é a simulação *controller hardware-in-the-loop*. No CHIL, o sistema de controle é implementado em *hardware* externo e a planta, ou estágio de potência, é modelada no simulador em tempo real. Conseqüentemente, não há transferência de potência entre equipamentos e as I/Os do

simulador são utilizadas apenas para transferência de sinais de controle ou de realimentação (FARUQUE et al., 2015). A Figura 2.8 exibe uma representação generalizada do conceito de simulação CHIL, onde o bloco Interface simboliza circuitos de condicionamento de sinal comumente empregados para garantir a proteção dos equipamentos.

Figura 2.8 – Representação do conceito de simulação CHIL



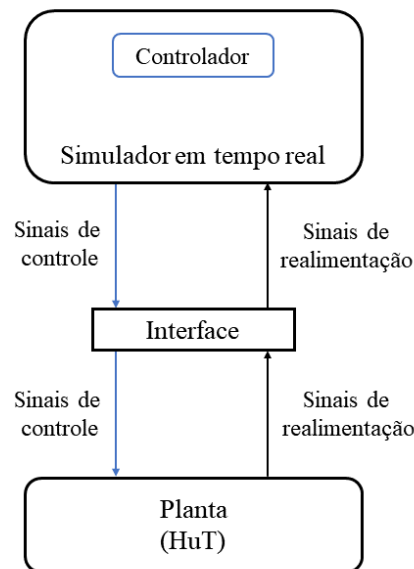
Fonte: Adaptado de (FARUQUE et al., 2015).

De acordo com Moccelini (2018), ao substituir a implementação pelo modelo digital dos componentes do estágio de potência, a simulação CHIL traz benefícios aos testes de sistemas de controle, tais como redução de custo, redução do tempo de desenvolvimento e redução do espaço físico ocupado, além de proteger os componentes físicos de falhas no projeto dos controladores. Ainda, Bélanger, Venne e Paquin (2010) associam outras vantagens à simulação CHIL, como maior facilidade na repetição de resultados e a possibilidade de testar os controladores sem a planta real estar disponível ou de realizar testes em condições extremas de operação que poderiam danificar os componentes físicos.

Outra estrutura similar de simulação HIL é o *rapid control prototyping* (RCP), representado na Figura 2.9, o qual é desenvolvido de forma oposta ao CHIL, ou seja, o sistema de controle é executado no simulador em tempo real e conectado a uma planta real (MOCCELINI, 2018). Enquanto a simulação CHIL é usualmente empregada para testes dos controladores, o RCP está relacionado aos estágios iniciais de projeto de sistemas de controle.

Os controladores simulados permitem maior flexibilidade na modificação dos parâmetros, além de que, em alguns casos, o *hardware* específico de controle pode não estar disponível. Logo, o RCP e a simulação CHIL podem ser combinados para projetar e avaliar o desempenho de controladores em diversas aplicações.

Figura 2.9 – Representação do conceito de *rapid control prototyping*



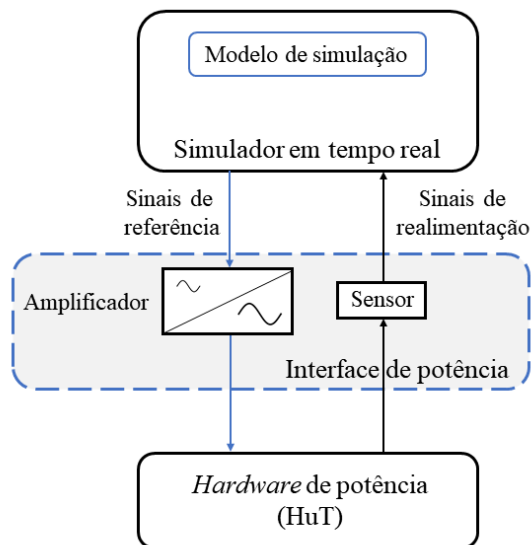
Fonte: Adaptado de (MOCCELINI, 2018).

Quando a simulação HIL envolve a implementação de parte do estágio de potência com componentes físicos conectados ao simulador em tempo real, configura-se a simulação *power hardware-in-the-loop*. Nesse caso, ocorre transferência de potência entre equipamentos e deve-se utilizar, entre simulador e *hardware* externo, um amplificador de potência controlado por sinais de referência gerados no simulador, os quais resultam da parte do sistema que é executada em tempo real (FARUQUE et al., 2015). Com isso, o *hardware* de potência opera com níveis reais de tensão e corrente. Ademais, é necessário utilizar sensores para realimentar sinais de interesse do HuT para o simulador, fechando a malha e garantindo dupla conexão entre *hardware* e simulador em tempo real, o que é uma característica fundamental da simulação PHIL (EDRINGTON et al., 2015).

A Figura 2.10 exibe uma representação do conceito de simulação PHIL apresentado no parágrafo anterior, onde verifica-se que o amplificador de potência e os sensores formam uma interface de potência. Comparada com as outras soluções de simulação HIL apresentadas, a

simulação PHIL é composta por um maior número de equipamentos e é, portanto, mais complexa. Essa maior quantidade de dispositivos insere atrasos de tempo e limitações de banda passante que não podem ser ignorados, tornando o estudo da estabilidade do sistema parte importante do desenvolvimento de plataformas de simulação PHIL (EDRINGTON et al., 2015) (POKHAREL; HO, 2022).

Figura 2.10 – Representação do conceito de simulação PHIL



Fonte: Adaptado de (FARUQUE et al., 2015).

Apesar da complexidade citada, a simulação PHIL permite testar componentes físicos operando em um nível de potência real antes de desenvolver o restante do sistema, como, por exemplo, inversores para acionamento de máquinas elétricas (AMITKUMAR; PILLAY; BÉLANGER, 2021). Portanto, a simulação PHIL apresenta algumas vantagens similares à simulação CHIL, tais como redução de custo nos testes e repetibilidade dos resultados, porém com mais efetividade para o produto final. Além disso, em Edrington et al. (2015) afirma-se que a simulação PHIL pode ser empregada para validar modelos e metodologias de modelagem para simulações em tempo real.

Em Bélanger, Venne e Paquin (2010) são apresentadas diversas vantagens que resultam da utilização conjunta das diferentes soluções expostas nesta subseção para realização de simulação em tempo real, podendo-se citar:

- Falhas de projeto podem ser descobertas em estágios iniciais da pesquisa, facilitando a solução e, conseqüentemente, reduzindo custos de desenvolvimento;

- Possibilidade de executar distintos estágios do trabalho em paralelo, reduzindo tempo de desenvolvimento da pesquisa;
- As plataformas HIL podem ser reconfiguradas para uso em múltiplas aplicações ou projetos, além de viabilizar testes que seriam custosos ou danosos aos equipamentos se implementados somente com componentes físicos.

2.3 SIMULAÇÃO EM TEMPO REAL DE SISTEMAS DE TRACÇÃO PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Como discutido na seção introdutória, a utilização de simulação em tempo real nos estudos sobre sistemas de tração para veículos elétricos tornou-se tendência na última década, o que se deve ao crescente interesse da sociedade e da indústria na substituição dos veículos convencionais por veículos eletrificados. Dessa maneira, as diferentes abordagens de simulação em tempo real são empregadas nas pesquisas com o objetivo de beneficiar-se das vantagens apresentadas na subseção 2.2.

Como exemplo, em Abdelrahman, Algarny e Youssef (2018) desenvolve-se um estudo de caso do veículo Chevrolet Volt, o qual é um modelo PHEV, utilizando simulação HIL como alternativa de verificação experimental em tempo real e validando a modelagem do sistema de tração híbrido. Seguindo o conceito de simulação CHIL, o estágio de potência é modelado em um simulador em tempo real, enquanto o sistema de controle projetado é implementado e testado com auxílio de um DSP. Nesse trabalho, o estágio de potência simulado consiste no banco de baterias, conversores de potência necessários, motor de tração e transmissão mecânica, com o desempenho do sistema de tração sendo avaliado para diferentes condições de carga. Ainda, afirma-se que o estudo de caso pode ser estendido para outros modelos de veículos elétricos, pois a plataforma HIL permite uma abordagem genérica do sistema.

De maneira similar, Herrera et al. (2015) utilizam simulação CHIL para validar modelos detalhados de motores de indução e conversores de potência empregados na tração de veículos elétricos. Os modelos desenvolvidos são executados no FPGA do simulador utilizado com o objetivo de reduzir o passo de simulação e, conseqüentemente, obter uma melhor representação dos eventos físicos modelados.

Sob outra perspectiva, em Zhou et al. (2018) utiliza-se simulação HIL para testar um sistema de controle projetado para atuar sobre o movimento longitudinal e lateral de um veículo elétrico, o qual foi desenvolvido com quatro motores de tração operando de forma independente em cada roda. O sistema de simulação utilizado pode ser considerado um RCP modificado, pois

os controladores são implementados em um simulador em tempo real, de maneira a facilitar modificações no projeto. Porém, em vez de implementar o sistema de tração do veículo com componentes físicos, as dinâmicas do veículo são inseridas em outro simulador e utiliza-se comunicação direta, ou ponto a ponto, entre as duas plataformas de simulação.

A simulação PHIL de sistemas de tração para veículos elétricos não está tão difundida na literatura, o que pode ser atribuído à complexidade no desenvolvimento dessa abordagem. Todavia, alguns exemplos podem ser encontrados, como em Kermani et al. (2011), onde uma estratégia de gerenciamento de energia em tempo real é desenvolvida para um veículo híbrido, utilizando-se de simulação PHIL para validar experimentalmente o método proposto. Nesse trabalho, a parte mecânica do sistema de tração híbrido e as dinâmicas do veículo são simuladas em tempo real, enquanto os componentes da parte elétrica e o motor de combustão interna são implementados com componentes físicos.

Amitkumar, Pillay e Bélanger (2021) apresentam a utilização de simulação PHIL no acionamento de máquinas elétricas, citando essa solução como uma metodologia de testes interessante para a indústria de transportes. O sistema desenvolvido emula o motor elétrico por meio de um amplificador de potência que é controlado a partir do modelo da máquina executado em um simulador em tempo real. Com isso, pode-se testar o inversor de acionamento, o qual é implementado com componentes físicos. Os resultados obtidos são validados a partir da comparação com o acionamento de um protótipo.

2.3.1 Ciclos de condução

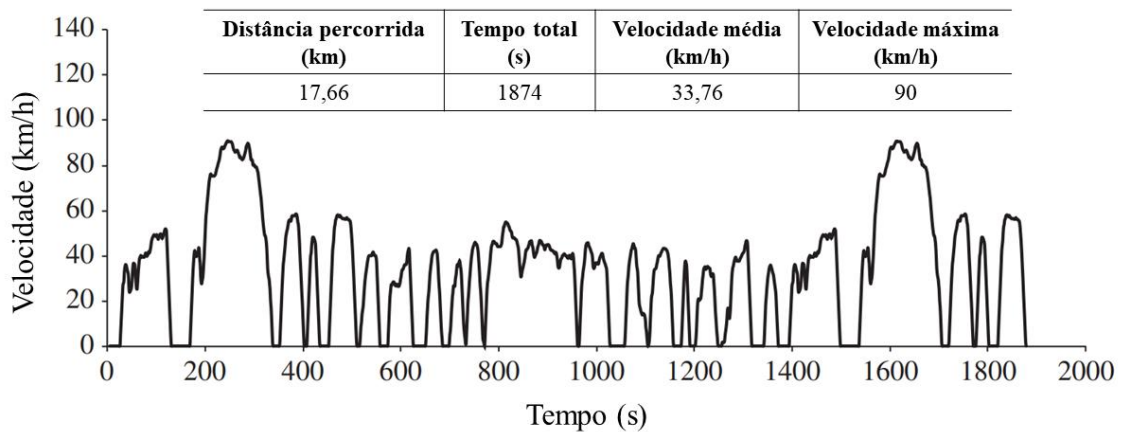
Independentemente da categoria de simulação em tempo real empregada, mas também em simulação *offline*, é comum a utilização de ciclos de condução para avaliar o desempenho de sistemas de tração eletrificados. Conforme Hayes e Goodarzi (2018), ciclos de condução são perfis padronizados de condução de veículos que, originalmente, eram utilizados para avaliar economia de combustível e níveis de emissões. Esses perfis, que representam condições reais de condução, são construídos como dados de velocidade ao longo de um intervalo de tempo.

Atualmente, existem diversos ciclos de condução utilizados em todo o mundo. O ciclo *Worldwide Harmonized Light Vehicles Test Procedure* (WLTP) é adotado em diferentes países, enquanto outros são considerados padrão em locais específicos, como o JC08 no Japão. Os ciclos de condução criados e gerenciados pela Agência de Proteção Ambiental (em inglês, *Environmental Protection Agency* – EPA) dos Estados Unidos são considerados como fiéis e

rigorosos às condições reais de condução (HAYES; GOODARZI, 2018), e, por esse motivo, comumente referenciados na literatura.

A Figura 2.11 exibe uma representação gráfica do ciclo de condução *Federal Test Procedure* (FTP), o qual está entre os cinco principais ciclos desenvolvidos pela EPA. Na figura também são apresentadas algumas das características desse ciclo que foi desenvolvido para representar a condução de veículos em meios urbanos. Por esse motivo, verificam-se constantes acelerações e frenagens.

Figura 2.11 – Representação gráfica de ciclo de condução (FTP)



Fonte: Adaptado de (HAYES; GOODARZI, 2018).

Nas simulações de veículos, os ciclos de condução são utilizados como a referência de velocidade que deve ser seguida. Dessa maneira, pode-se levantar informações como esforços de torque e consumo de energia necessários para rastrear a velocidade imposta pelo ciclo.

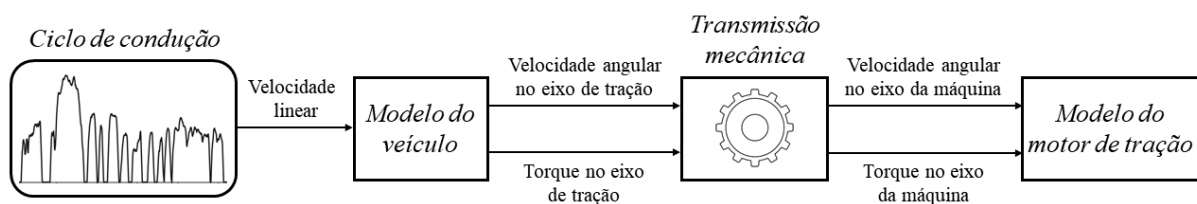
2.3.2 Metodologias de modelagem do sistema de tração

Existem duas metodologias básicas e consolidadas na literatura para modelar sistemas de tração em simulação a fim de avaliar o desempenho do veículo: *backward* e *forward* (OH, 2005). Essas metodologias têm relação com a organização dos componentes do sistema nos modelos de simulação e a opção de qual utilizar varia conforme os objetivos e características da simulação.

Na metodologia *backward*, assume-se que o veículo é capaz de seguir a referência de velocidade imposta pelo ciclo de condução. Logo, não é necessário inserir controladores no modelo. Com a velocidade linear estabelecida pelo ciclo de condução, utiliza-se o modelo do veículo, como aqueles descritos na subseção 2.1.2, para obter a velocidade angular e torque ou força de tração correspondentes nas rodas do veículo. A partir disso, calcula-se a velocidade angular e o torque necessários em cada componente do sistema de tração, sempre no sentido contrário ao fluxo de potência, ou seja, iniciando nas rodas e finalizando no motor de tração (OH, 2005). Ao final, pode-se computar o consumo de combustível ou energia elétrica, assim como outras variáveis de interesse da simulação.

A Figura 2.12 exibe uma representação em blocos dos modelos de simulação obtidos a partir da metodologia *backward*. Pode-se visualizar na figura que essa metodologia gera modelos simples com cálculos diretos e, por esse motivo, é usualmente empregada para desenvolver mapas de eficiência do sistema de tração (OH, 2005). Além disso, quando o objetivo é desenvolver esses mapas, costuma-se substituir o modelo matemático do motor elétrico de tração por tabelas de eficiência com relação ao ponto de operação, o que possibilita trabalhar com passo de simulação na ordem de milissegundos. Porém, como os dados de eficiência são obtidos por meio de testes da máquina operando em regime permanente, essa abordagem impede a realização de análises relacionadas ao desempenho do sistema de tração.

Figura 2.12 – Diagrama da metodologia *backward*



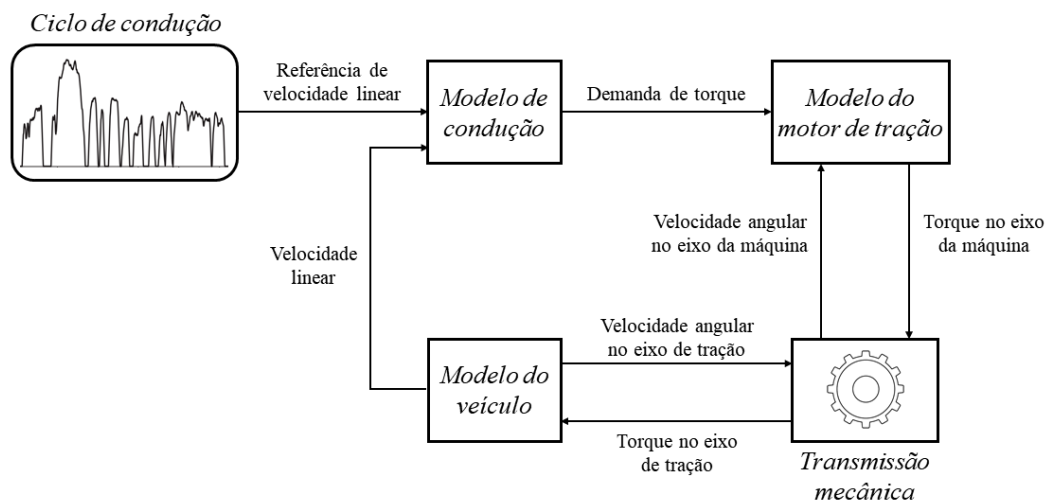
Fonte: Adaptado de (MOHAN; ASSADIAN; LONGO, 2013).

A metodologia *forward* também considera uma referência de velocidade imposta por um ciclo de condução, mas, nesse caso, utiliza-se um modelo de condução para calcular um valor de torque correspondente que deve ser gerado pelo motor de tração (OH, 2005). Esse modelo de direção é comumente um controlador que opera com base no erro de velocidade e representa, no veículo real, o próprio motorista. O torque do motor de tração é utilizado como entrada no modelo da transmissão mecânica, obtendo-se como saída o torque no eixo de tração.

A partir desse valor, o modelo do veículo é empregado para calcular a força de tração necessária nas rodas e a consequente velocidade linear do veículo. Dessa maneira, garante-se que a velocidade resultante considere o efeito de todos os componentes simulados. Além disso, a velocidade linear pode ser utilizada para calcular a velocidade angular no eixo das rodas do veículo e no eixo de saída do motor de tração.

Na Figura 2.13 está representada, em blocos, uma visão geral das simulações desenvolvidas com base na metodologia *forward*. Verifica-se que nesse caso calcula-se o torque em cada componente seguindo o mesmo sentido em que ocorre o fluxo de potência no sistema de tração. Conforme Oh (2005), essa metodologia é mais indicada para testar projetos de controladores para o sistema de tração, pois trabalha com grandezas que podem ser medidas no sistema físico e usualmente inclui modelos dinâmicos dos componentes. Em contrapartida, torna-se necessário executar a simulação com menor passo de simulação.

Figura 2.13 – Diagrama da metodologia *forward*



Fonte: Adaptado de (MOHAN; ASSADIAN; LONGO, 2013).

Nas simulações em tempo real, a metodologia *backward* é pouco utilizada devido ao fato de que a imposição de valores de torque e velocidade em um mesmo componente da simulação impede a utilização de modelos matemáticos detalhados. Além disso, como apresenta maior similaridade com o sistema real, a metodologia *forward* é amplamente utilizada nas simulações em tempo real dos sistemas de tração.

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A revisão bibliográfica no tema de veículos elétricos demonstra uma padronização de algumas das soluções empregadas na indústria ou em pesquisas acadêmicas. No caso dos sistemas de tração totalmente eletrificados, verifica-se que os principais componentes são o banco de baterias, a máquina de tração e o conversor de potência para seu acionamento, além da transmissão mecânica. Com esses componentes, pode-se derivar uma arquitetura base para o sistema de tração que se configura como uma adaptação direta da tração de veículos convencionais. A partir dessa arquitetura base, outras arquiteturas mais complexas são obtidas.

Outro ponto de interesse da literatura é a modelagem matemática do movimento do veículo, onde diversas soluções podem ser encontradas. O modelo longitudinal pode ser apresentado como o mais simples ao considerar movimento em apenas uma direção e permitir a representação matemática de todos os componentes da transmissão mecânica como um único ganho, onde esse ganho expressa a redução de velocidade do eixo da máquina elétrica para o eixo das rodas. Apesar dessas simplificações, o modelo longitudinal é suficiente para analisar o desempenho dos veículos em aceleração e esforços de torque do sistema de tração.

Por outro lado, a revisão bibliográfica no tema de simulação em tempo real é necessária para estabelecer conceitos gerais. Por exemplo, a simulação em tempo real configura-se por passo de simulação fixo e tempo de execução dos cálculos em cada passo sempre menor que a duração do próprio passo. Entre as diferentes categorias de simulação em tempo real, destaca-se que as simulações MIL e CHIL são as mais empregadas por não exigirem a implementação do estágio de potência. Apesar disso, podem ser utilizadas para analisar o funcionamento do sistema estudado, auxiliando na redução de custo e tempo de desenvolvimento de projetos, principalmente pela flexibilidade na modelagem dos cenários simulados.

Quando utilizada para pesquisas em sistemas de tração de veículos elétricos, a simulação em tempo real comumente emprega ciclos de condução como referências padronizadas de velocidade e, a partir disso, pode-se avaliar o veículo projetado em condições reais de operação.

3 MODELAGEM E PROJETO DO SISTEMA DE TRAÇÃO

Este capítulo detalha o dimensionamento de um sistema de tração eletrificado para veículos leves, o qual é posteriormente utilizado para desenvolver a simulação CHIL. Dessa maneira, são apresentadas definições gerais, o projeto de cada componente do sistema e o modelo do movimento do veículo. Em todas as etapas do projeto são consideradas condições e restrições relacionadas à simulação em tempo real.

3.1 DEFINIÇÕES GERAIS

Como discutido na subseção 1.3, o objetivo deste trabalho é desenvolver simulação CHIL de sistemas de tração para veículos elétricos utilizando-se de uma arquitetura comum para o sistema, de maneira a não envolver grande complexidade no projeto inicial dessa plataforma. A partir disso, considera-se uma arquitetura com um único motor de tração central, como aquela representada na Figura 2.2. Além de ser uma adaptação direta dos veículos convencionais com motores de combustão interna, essa arquitetura emprega uma quantidade reduzida de componentes e, a partir dela, pode-se desenvolver as outras arquiteturas de sistemas de tração para veículos totalmente eletrificados.

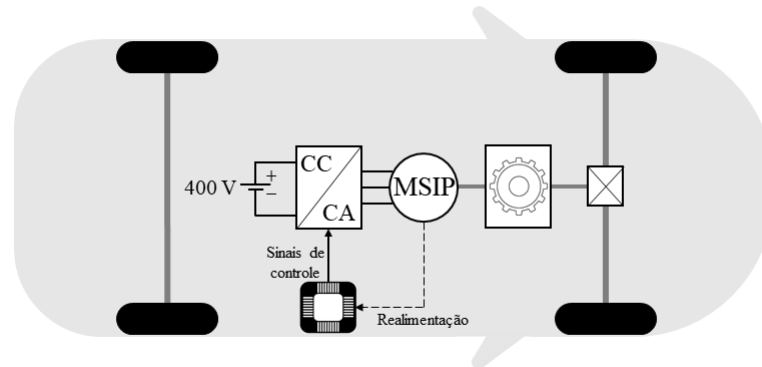
Com relação aos componentes, considera-se que o banco de baterias fornece a tensão necessária para alimentação do sistema, o que permite desconsiderar o conversor CC/CC para elevação da tensão. Ademais, o banco de baterias é representado de forma idealizada por um barramento de tensão CC que fornece uma tensão constante de 400 V, como uma fonte de tensão ideal. Apesar de existirem estudos para aumentar a tensão do banco de baterias, 400 V é o valor usual do barramento de alimentação nos sistemas de tração eletrificados de veículos leves comerciais (JUNG, 2017).

Além disso, opta-se por utilizar um motor síncrono de ímãs permanentes (MSIP) como motor de tração devido a essa tecnologia ser a solução empregada em aproximadamente 80% dos sistemas de tração veiculares desenvolvidos com algum nível de eletrificação ao longo da última década (BAZZI; LIU; FAY, 2018). Comparado com outras tecnologias, o MSIP apresenta elevada eficiência e densidade de potência, além de que no caso específico do MSIP com ímãs internos ao rotor pode-se obter elevada densidade de torque a partir da geração de torque de relutância (HAYES; GOODARZI, 2018).

A Figura 3.1 exibe o sistema de tração definido como objeto de estudo para a simulação CHIL, considerando todas as condições citadas acima, MSIP trifásico e também representando

o sistema de controle necessário para o acionamento dos dispositivos semicondutores do inversor e controle de velocidade do MSIP.

Figura 3.1 – Sistema de tração para estudo



Fonte: Adaptado de (NEMETH et al., 2018).

3.1.1 Especificações do veículo elétrico

O dimensionamento dos componentes do sistema de tração, em especial do motor de tração, depende do veículo no qual o sistema será aplicado. Neste trabalho, o sistema de tração é projetado para uso em veículos de passageiros, seguindo a classificação do Código de Trânsito Brasileiro. Além disso, considera-se a aplicação em veículos leves, os quais, conforme o Conselho Nacional de Trânsito, possuem massa total de até 3500 kg.

Tendo em vista as características definidas, opta-se por utilizar o modelo Twizy da fabricante Renault como referência para projetar o sistema de tração, o qual pode ser visualizado na Figura 3.2. Concomitantemente ao desenvolvimento desta pesquisa, esse veículo estava sendo estudado por pesquisadores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica (PGMEC) da UFSM, o que facilitou a troca de informações sobre o modelo. Ainda, conforme o fabricante, o Twizy é um veículo totalmente eletrificado e projetado para uso em ambientes urbanos (RENAULT GROUP, 2020).

A Tabela 3.1 exibe os principais parâmetros do Renault Twizy, os quais foram obtidos experimentalmente pelos pesquisadores do PGMEC e utilizados nas simulações em tempo real. Destaca-se que no projeto dos componentes e nas simulações considera-se a massa do veículo

Figura 3.2 – Renault Twizy



Fonte: (RENAULT GROUP, 2020).

totalmente ocupado, de forma a analisar o desempenho sistema projetado em condições extremas de operação. Ademais, a Tabela 3.2 apresenta dois parâmetros independentes ao veículo que são necessários no desenvolvimento do modelo de simulação. Para esses dois parâmetros, também são utilizados valores fornecidos pelo PGMEC a partir dos testes experimentais com o Renault Twizy.

Tabela 3.1 – Parâmetros do Renault Twizy

Parâmetro	Valor
Eficiência da transmissão mecânica (η)	0,9
Raio das rodas (r)	0,3043 m
Massa sem ocupantes (m)	550 kg
Massa totalmente ocupado (m)	750 kg
Coefficiente de resistência ao rolamento (C_r)	0,015
Coefficiente de arrasto aerodinâmico (C_d)	0,66
Área frontal (A_f)	1,4 m ²

Fonte: PGMEC.

Tabela 3.2 – Parâmetros independentes ao veículo

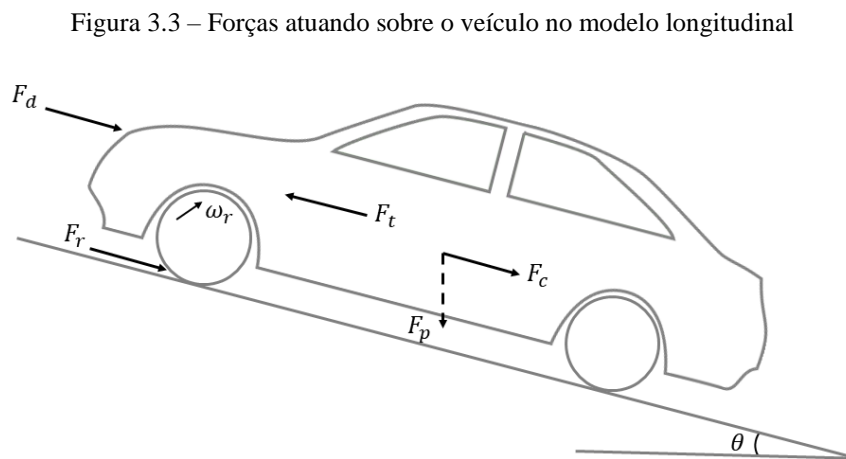
Parâmetro	Valor
Aceleração da gravidade (g)	9,81 m/s ²
Densidade do ar (ρ_a)	1,18 kg/m ³

Fonte: PGMEC.

Além dos parâmetros na Tabela 3.1, o Twizy é fabricado com um motor elétrico de tração com potência nominal de aproximadamente 12,68 kW, ou 17 hp, e torque nominal de 57 N.m, atingindo uma velocidade máxima de 80 km/h (RENAULT GROUP, 2020).

3.2 MODELO LONGITUDINAL DO VEÍCULO

A fim de modelar o movimento do veículo elétrico, utiliza-se como base o modelo longitudinal abordado em Hayes e Goodarzi (2018), ou seja, considera-se o deslocamento em apenas uma direção. A partir das características discutidas na subseção 2.1.2, verifica-se que esse modelo é adequado para os propósitos da pesquisa. Na Figura 3.3 estão representadas as forças que atuam sobre o veículo no modelo longitudinal, onde ω_r representa a velocidade angular das rodas em radianos por segundo, F_t representa a força de tração nas rodas, F_d representa a força aerodinâmica, F_r representa a força de resistência ao rolamento e F_p representa a força peso. Quando a inclinação do plano for diferente de zero, a força peso decompõe-se em duas componentes, das quais apenas uma atua na direção do movimento longitudinal, representada na figura por F_c e denominada força de rampa.



Fonte: Adaptado de (HAYES; GOODARZI, 2018).

Enquanto a força de tração é responsável pelo movimento do veículo, as forças aerodinâmica, de resistência ao rolamento e de rampa atuam contra o sentido positivo do movimento. Essas três componentes somadas resultam na força de carga, F_L , do veículo, como descrito em (3.1).

$$F_L = F_d + F_r + F_c \quad (3.1)$$

A força aerodinâmica é a resistência do ar ao movimento do veículo, podendo ser definida como:

$$F_d = \frac{1}{2} \rho_a C_d A_f (v + v_w)^2 \quad (3.2)$$

onde v representa a velocidade linear do veículo e v_w a velocidade do vento, ambas em m/s. Verifica-se que a força aerodinâmica aumenta com o quadrado da velocidade do veículo.

A força de resistência ao rolamento está relacionada ao atrito entre as rodas e a superfície da via, assim como ao atrito interno ao sistema de tração, podendo ser descrita como:

$$F_r = C_r mg \cos(\theta) \quad (3.3)$$

onde verifica-se que essa componente é constante. Apesar do coeficiente C_r apresentar variação em altas velocidades, essa variação pode ser desconsiderada, pois nessa faixa de velocidade a força aerodinâmica é responsável pela maior parte da carga do veículo.

A força de rampa, como exposto anteriormente, é uma componente da força peso, podendo ser escrita como apresentado em (3.4).

$$F_c = mg \sin(\theta) \quad (3.4)$$

A partir disso, confirma-se que essa força contribui para a carga do veículo somente quando há inclinação não nula.

Quando o veículo está acelerando, a força de tração necessária é a soma das forças de carga com a força para acelerar o veículo, F_a , podendo-se escrever:

$$F_t = F_a + F_L \quad (3.5)$$

onde, pela segunda lei de Newton para um sistema linear:

$$F_a = ma \quad (3.6)$$

com a representando a aceleração linear do veículo em m/s². Essa grandeza pode ser calculada substituindo (3.6) em (3.5) e rearranjando os termos:

$$a = \frac{F_t - F_L}{m} \quad (3.7)$$

Logo, a velocidade linear do veículo v pode ser obtida pela integração de (3.7).

A força de tração computada a partir de (3.5) representa a força necessária para o movimento linear do veículo. Porém, o movimento também pode ser analisado a partir do referencial rotacional, ou circular, calculando-se o torque de tração, T_t , no eixo das rodas pela multiplicação da força de tração com o raio das rodas do veículo, como exibido em (3.8).

$$T_t = r F_t \quad (3.8)$$

A expressão acima relaciona o movimento linear com o movimento rotacional das rodas do veículo. Além disso, pode-se relacionar a velocidade angular das rodas, ω_r , em rad/s, com a velocidade linear do veículo pelo raio das rodas, como realizado em (3.9).

$$v = r\omega_r \quad (3.9)$$

Derivando (3.9) com relação ao tempo, obtém-se uma relação entre a aceleração linear do veículo e a aceleração angular das rodas, representada por α_r e obtida em rad/s², em (3.10).

$$a = r\alpha_r \quad (3.10)$$

Dessa maneira, multiplicando ambos os lados de (3.5) pelo raio das rodas e substituindo (3.6) e (3.10), pode-se obter uma relação para calcular o torque de tração nas rodas:

$$T_t = r^2 m \alpha_r + r F_L \quad (3.11)$$

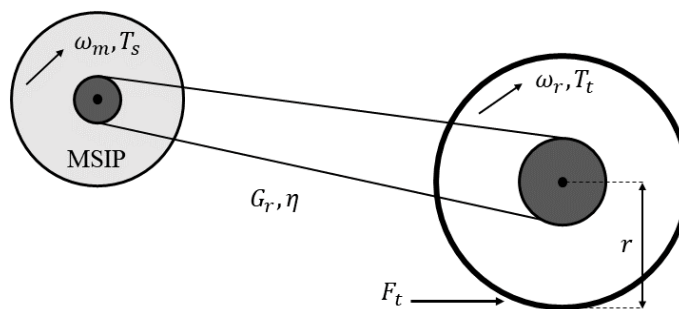
onde o termo $r^2 m$ equivale à inércia do veículo J (FAJRI; PRABHALA; FERDOWSI, 2016). Assim, (3.11) pode ser reorganizada para o cálculo da aceleração angular nas rodas:

$$\alpha_r = \frac{T_t - r F_L}{J} \quad (3.12)$$

e, integrando-se essa expressão, pode-se obter a velocidade angular nas rodas.

As grandezas discutidas até este ponto estão referenciadas para as rodas do veículo. Para referenciar essas grandezas para o eixo de saída do motor de tração, deve-se considerar o sistema de transmissão mecânica que acopla o eixo de saída da máquina ao eixo de tração das rodas e garante a redução de velocidade necessária. No modelo longitudinal, esse sistema é representado pela relação de transmissão entre os eixos. A Figura 3.4 exibe a correspondência entre essas grandezas, onde ω_m representa a velocidade angular do eixo da máquina de tração, ou velocidade mecânica do MSIP, T_s representa o torque de saída da máquina e G_r a relação de transmissão.

Figura 3.4 – Relação de torque e velocidade entre eixo de saída da máquina e eixo das rodas



Fonte: Adaptado de (DALMOLIN et al., 2017).

Como a transmissão mecânica insere uma redução de velocidade da máquina para as rodas, pode-se escrever:

$$\omega_r = \frac{\omega_m}{G_r} \quad (3.13)$$

e, a partir da conservação de potência mecânica:

$$T_t = \eta G_r T_s \quad (3.14)$$

onde considera-se também a eficiência da transmissão mecânica. Logo, relacionando (3.11), (3.14) e a derivada de (3.13), além de substituir $r^2 m$ pela inércia do veículo, é possível obter uma expressão para o torque que deve ser gerado no eixo de saída da máquina:

$$T_s = \frac{J}{\eta G_r} \frac{\alpha_m}{G_r} + \frac{r F_L}{\eta G_r} \quad (3.15)$$

onde α_m representa a aceleração do eixo de saída da máquina e o termo $J/(\eta G_r^2)$ representa a inércia do veículo referenciada para o eixo de saída da máquina.

A partir de (3.9) e (3.13), pode-se obter uma relação entre a velocidade linear do veículo e a velocidade angular no eixo do motor de tração:

$$v = \frac{r \omega_m}{G_r} \quad (3.16)$$

Além disso, o segundo termo após a igualdade em (3.15) representa o torque de carga, T_L , da máquina de tração, pois depende das forças de carga do veículo, podendo-se escrever:

$$T_L = \frac{r}{\eta G_r} \left(\frac{1}{2} \rho_a C_d A_f (v + v_w)^2 + C_r m g \cos(\theta) + m g \sin(\theta) \right) \quad (3.17)$$

Logo, obtém-se uma relação final para o eixo de saída da máquina:

$$T_s = J_s \alpha_m + T_L \quad (3.18)$$

onde J_s representa a inércia do veículo referenciada para o eixo de saída da máquina. A equação em (3.18) pode ser reorganizada para cálculo da aceleração α_m e integrando essa expressão obtém-se ω_m . A partir disso, utiliza-se (3.16) para obter a velocidade linear do veículo.

No desenvolvimento do modelo de simulação em tempo real, descrito na subseção 4.2, utilizam-se as relações (3.16), (3.17) e (3.18) para modelar o movimento do veículo elétrico.

3.3 DIMENSIONAMENTO DO MOTOR DE TRAÇÃO

Como discutido anteriormente, opta-se por considerar um MSIP como motor de tração devido à ampla utilização dessa tecnologia de máquina como solução na tração de veículos

elétricos. Adicionalmente, deve-se considerar a limitação imposta pela alimentação do sistema, ou seja, a máquina não pode demandar uma tensão maior do que os 400 V do barramento de tensão CC. Além disso, busca-se empregar um motor elétrico com parâmetros nominais similares aos apresentados pela tração do Renault Twizy.

Dessa maneira, opta-se por utilizar os dados de um MSIP trifásico disponível no ambiente de simulação MATLAB®/Simulink®. A Tabela 3.3 lista os principais parâmetros do MSIP dimensionado para o projeto do sistema de tração. A máquina selecionada é um motor síncrono de ímãs permanentes internos, como pode ser verificado pela diferença de indutância entre os eixos direto e em quadratura, a qual apresenta algumas vantagens, citadas anteriormente, com relação à construção com ímãs de superfície.

Tabela 3.3 – Parâmetros do MSIP dimensionado para o sistema de tração

Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_m)	11 kW
Rotação nominal (n_m)	1800 rpm
Torque nominal (T_m)	58,3 N.m
Corrente nominal (I_m)	21,7 A
Resistência do estator (R_s)	0,029 Ω
Indutância de eixo direto (L_d)	3,36 mH
Indutância de eixo em quadratura (L_q)	5,77 mH
Constante de fluxo dos ímãs permanentes (λ_m)	0,3249 Wb
Número de pares de polos (P)	4
Momento de inércia do eixo (J_m)	0,0247 kg.m ²

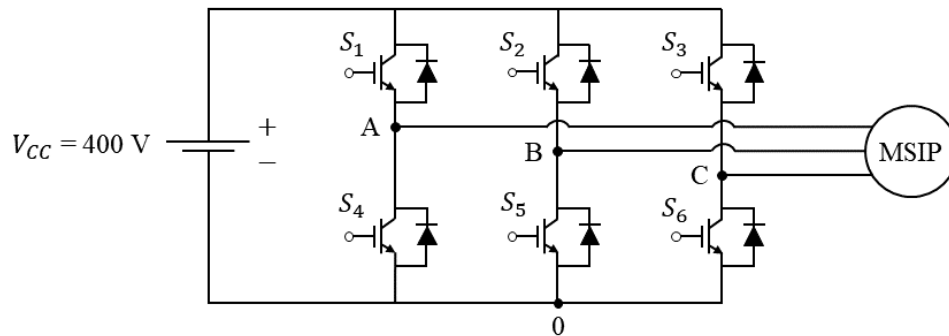
Fonte: MATLAB®/Simulink®.

3.4 INVERSOR DE ACIONAMENTO

Como o motor de tração dimensionado é um motor de corrente alternada trifásico, deve-se utilizar um inversor trifásico no acionamento para fornecer tensões de frequência variável à máquina. Para isso, opta-se pela topologia do inversor de dois níveis exibida na Figura 3.5, onde V_{CC} representa a tensão de barramento. As tensões de braço desse inversor, v_{A0} , v_{B0} e v_{C0} , podem assumir os níveis $+V_{CC}/2$ e $-V_{CC}/2$, que são aplicados às fases da máquina elétrica.

Destaca-se que, nessa topologia, quando uma determinada chave não está acionada, a tensão sobre esta é a tensão total do barramento CC.

Figura 3.5 – Topologia do inversor trifásico de dois níveis



Fonte: Autor.

Verifica-se na Figura 3.5 que são considerados transistores bipolares de porta isolada (em inglês, *insulated gate bipolar transistors* – IGBTs) como dispositivos semicondutores para implementação da topologia. Porém, nas simulações em tempo real, as perdas nas chaves não são modeladas. Dessa maneira, pode-se afirmar que nas simulações o inversor é realizado com dispositivos ideais.

Além disso, o acionamento das chaves do inversor é realizado com a estratégia de modulação por largura de pulso (em inglês, *pulse-width modulation* – PWM) senoidal, ou seja, os sinais de saída do controle são comparados com uma portadora triangular para geração dos sinais PWM de controle das chaves. A frequência de comutação do inversor é estabelecida em 10 kHz por ser uma faixa de frequência comum para acionamento de máquinas (WEG, 2021).

3.5 TRANSMISSÃO MECÂNICA

A definição e projeto dos componentes da transmissão mecânica do veículo foi realizada com auxílio de pesquisadores vinculados ao PGMEC da UFSM. Como a arquitetura com motor de tração central, representada na Figura 3.1, é uma adaptação direta do sistema de tração de veículos convencionais, todos os componentes da transmissão mecânica de um veículo convencional devem ser mantidos para operação adequada do veículo elétrico. Conforme Ehsani et al. (2004), a transmissão mecânica em veículos convencionais consiste de:

- Caixa de redução;

- Eixo de propulsão;
- Diferencial;
- Semieixos;
- Rodas.

Como discutido anteriormente, a caixa de redução, no caso do veículo elétrico, pode ser substituída por uma redução única de velocidade devido ao fato de os motores elétricos apresentarem elevado torque de partida e maior eficiência ao longo de toda faixa de velocidades. O eixo de propulsão acopla a redução ao diferencial e pode ser retirado se o motor for montado diretamente no eixo de tração. Por fim, o diferencial distribui o torque gerado na máquina de tração para os semieixos das rodas, permitindo, se necessário, que estas operem em velocidades distintas.

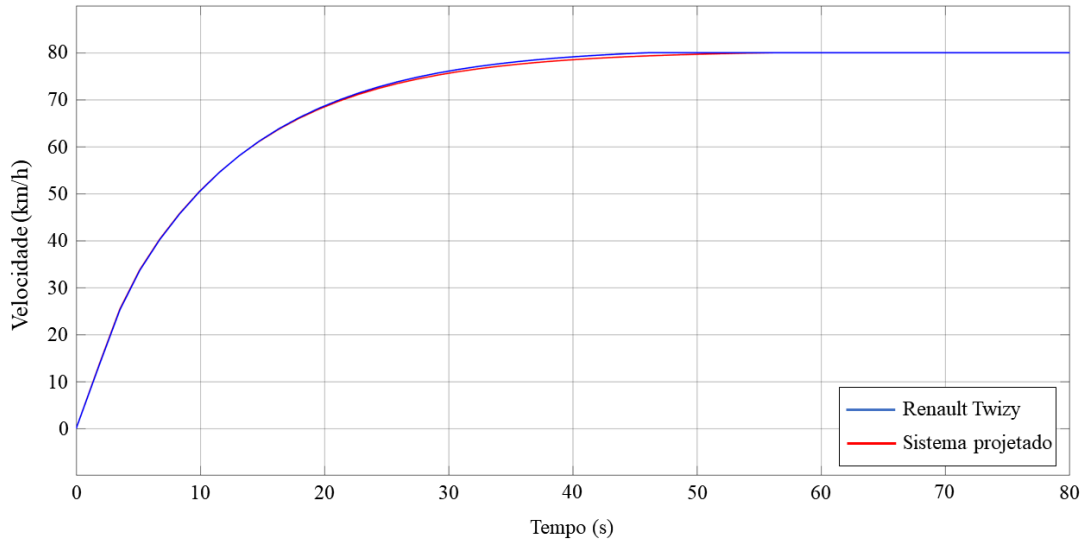
3.5.1 Projeto da relação de transmissão

Como explicado na subseção 2.1.2, no modelo longitudinal, o movimento em apenas uma direção possibilita modelar todos os componentes da transmissão mecânica como um único ganho. Esse ganho representa a redução de velocidade do eixo de saída do motor de tração para o eixo das rodas do veículo e é comumente denominado relação de transmissão.

Neste trabalho, a metodologia utilizada para projetar a relação de transmissão baseia-se na comparação do desempenho em aceleração do sistema de tração projetado com o sistema de tração real do veículo em estudo. Em resumo, acelera-se o veículo da velocidade nula até 80 km/h considerando que o motor de tração fornece o máximo torque em cada ponto de operação. Esse teste é realizado para diferentes relações de transmissão. A partir disso, comparam-se os resultados de aceleração com o desempenho do Renault Twizy e aproxima-se a relação de transmissão para o valor que gere resultados similares à tração do veículo real.

A metodologia de projeto relatada foi desenvolvida em simulação, no *software* Simulink[®], utilizando as relações (3.1), (3.7) e (3.8) e os parâmetros das Tabelas 3.1, 3.2 e 3.3. Como resultado, obtém-se uma relação de transmissão de $G_r = 8$ para o sistema projetado. A Figura 3.6 mostra a velocidade desenvolvida pelo veículo com o sistema de tração projetado e a velocidade desenvolvida pelo veículo real. Verifica-se um desempenho em aceleração similar entre os dois casos. Enquanto o Renault Twizy necessita de aproximadamente 46 segundos para acelerar até 80 km/h, o sistema projetado leva mais de 56 segundos.

Figura 3.6 – Resultado de velocidade utilizado para projeto da relação de transmissão



Fonte: Autor.

Destaca-se que a relação de transmissão modela todos os componentes da transmissão mecânica e não somente a redução única de velocidade.

3.6 SISTEMA DE CONTROLE

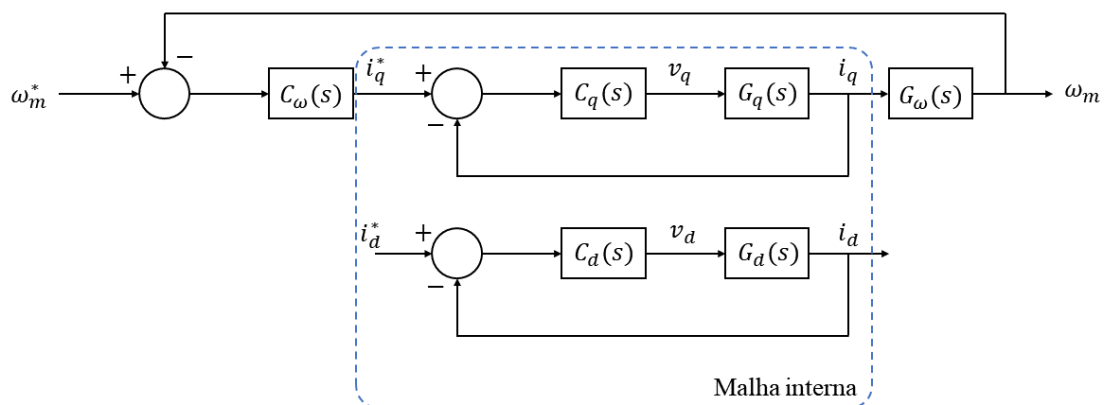
A técnica de controle empregada para regular a velocidade do MSIP, a partir do controle do acionamento das chaves do inversor, é baseada no controle por orientação de campo (em inglês, *Field Oriented Control* – FOC). Essa técnica foi proposta, inicialmente, para máquinas de indução no final da década de 1960 (KRISHNAN, 2010). O desenvolvimento posterior da técnica levou à aplicação em motores síncronos de ímãs permanentes (PILLAY; KRISHNAN, 1987). De maneira geral, considera-se o modelo da máquina no referencial síncrono $dq0$, apresentado no Apêndice A, e realiza-se o controle de velocidade a partir do controle desacoplado de fluxo magnético e torque eletromagnético, assim como em uma máquina de corrente contínua.

A estrutura convencional do FOC aplicado ao motor síncrono de ímãs permanentes possui duas malhas de controle. A malha externa controla a velocidade mecânica do MSIP enquanto na malha interna as grandezas controladas são as correntes do estator da máquina no referencial $dq0$. A corrente de eixo direto controla a produção de fluxo e a corrente de eixo em quadratura controla o torque gerado pelo motor (ONG, 1997). Como a velocidade angular do MSIP está relacionada ao torque produzido, conforme a equação dinâmica que modela o

comportamento mecânico da máquina apresentada em (A.13), a malha externa de velocidade gera uma referência de corrente de eixo em quadratura para a malha interna. Além disso, como demonstrado em Krishnan (2010), a transformação das grandezas da máquina para o referencial síncrono deve utilizar como ângulo de referência a posição elétrica do rotor, de forma a garantir o alinhamento do eixo de referência com o vetor de fluxo dos ímãs permanentes do MSIP.

A estrutura do sistema de controle descrito está representada na Figura 3.7 de maneira simplificada, com o traçado em azul delimitando a malha interna. Na figura, i_d representa a corrente de eixo direto do MSIP, assim como i_q representa a corrente de eixo em quadratura, enquanto v_d e v_q representam as tensões de eixo direto e em quadratura do estator da máquina, respectivamente. Os símbolos com sobrescrito * indicam valores de referência. Além disso, $C_\omega(s)$ representa o controlador de velocidade, $C_q(s)$ representa o controlador de corrente de eixo em quadratura e $C_d(s)$ o controlador de corrente de eixo direto. Ainda, $G_\omega(s)$ representa a planta de velocidade, $G_q(s)$ representa a planta de corrente de eixo em quadratura e $G_d(s)$ representa a planta de corrente de eixo direto.

Figura 3.7 – Estrutura do sistema de controle



Fonte: Autor.

Comparando com o veículo real, a malha externa de velocidade na Figura 3.7 representa o próprio motorista do veículo. Em resumo, o motorista define uma velocidade de referência e atua sobre os pedais do veículo para aumentar ou reduzir o torque gerado pelo sistema de tração (HAYES; GOODARZI, 2018). Conseqüentemente, pode-se afirmar que a malha externa é fechada no cérebro do motorista, pois este atua conforme o erro de velocidade. Dessa forma,

no veículo real seria implementada a malha interna de correntes, que impactaria na produção de fluxo e torque da máquina de maneira a atingir a velocidade desejada pelo motorista.

A referência de velocidade do sistema de controle pode variar entre zero e a velocidade nominal da máquina, a partir da qual, usualmente, torna-se impossível que o inversor forneça a potência necessária à máquina. Além disso, na faixa de velocidades entre zero e a velocidade nominal da máquina, mantém-se a referência de corrente de eixo direto em zero, pois os imãs permanentes geram o fluxo nominal da máquina.

3.6.1 Projeto dos controladores

Para os três compensadores do sistema de controle, opta-se pela utilização de controladores proporcional-integral (PI). Essa escolha se deve à característica linear desse controlador e também pelo fato de atender aos requisitos de desempenho do sistema de controle.

A metodologia de projeto dos controladores PI é desenvolvida a partir de Gabbi (2015) e consiste na comparação do comportamento do sistema de controle em malha fechada com um sistema típico de segunda ordem em malha fechada.

Inicialmente, definem-se as funções de transferência dos controladores e das plantas no domínio s . A função de transferência do controlador PI é considerada em sua forma convencional, como mostrado em (3.19) para qualquer das malhas de corrente, onde k_{pi} representa o ganho proporcional, k_{ii} o ganho integral para a malha em questão e $C_i(s)$ podendo representar $C_q(s)$ ou $C_d(s)$.

$$C_i(s) = k_{pi} + \frac{k_{ii}}{s} \quad (3.19)$$

A função de transferência da planta é obtida a partir das equações dinâmicas de tensão do MSIP no referencial síncrono, apresentadas em (A.4), considerando os termos de acoplamento entre eixos e os termos dependentes da velocidade como distúrbios. Pode-se generalizar a indutância do estator para que a planta seja válida tanto para eixo direto como para eixo em quadratura. Aplicando a transformada de Laplace na equação citada com condições iniciais nulas, obtém-se:

$$G_i(s) = \frac{I}{V} = \frac{1/L}{s + R_s/L} \quad (3.20)$$

onde V representa a tensão do estator, I representa a corrente do estator, L representa a indutância (considera-se $L_d = L_q$ para simplificar a apresentação do equacionamento) e $G_i(s)$ pode representar $G_q(s)$ ou $G_d(s)$. Os três parâmetros, V , I e L , devem ser especificados para

cada um dos eixos do referencial síncrono. O comportamento do sistema em malha fechada com realimentação unitária pode ser descrito por:

$$G_{MFi}(s) = \frac{C_i(s)G_i(s)}{1 + C_i(s)G_i(s)} \quad (3.21)$$

onde $G_{MFi}(s)$ representa a função de transferência do sistema em malha fechada. Substituindo (3.19) e (3.20) em (3.21) e equacionando, obtém-se:

$$G_{MFi}(s) = \frac{\frac{k_{pi}}{L}s + \frac{k_{ii}}{L}}{s^2 + \frac{k_{pi} + R_s}{L}s + \frac{k_{ii}}{L}} \quad (3.22)$$

Para fins de projeto, costuma-se considerar $L \gg k_{pi}$. Assim, o sistema de segunda ordem em (3.22) pode ser aproximado por um sistema típico de segunda ordem, como:

$$G_{MFi}(s) = \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (3.23)$$

Onde ξ_i representa o coeficiente de amortecimento e ω_i representa a frequência natural não amortecida do sistema. Ambos os parâmetros estão relacionados ao sistema de segunda ordem em malha fechada. Comparando (3.22) com (3.23), os ganhos dos controladores PI de corrente podem ser projetados por:

$$k_{pi} = 2\xi_i\omega_i L - R_s \quad (3.24)$$

$$k_{ii} = \omega_i^2 L \quad (3.25)$$

Verifica-se que os ganhos dos controladores de corrente dependem dos parâmetros do estator da máquina e das escolhas de projeto para o coeficiente de amortecimento e para a frequência natural não amortecida. Ainda, como a indutância L varia conforme o eixo do referencial síncrono, os ganhos do controlador de corrente de eixo direto são diferentes dos ganhos do controlador de corrente de eixo em quadratura.

O projeto do controlador de velocidade segue o mesmo padrão. A função de transferência do controlador PI de velocidade pode ser escrita como:

$$C_\omega(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \quad (3.26)$$

onde $k_{p\omega}$ representa o ganho proporcional e $k_{i\omega}$ o ganho integral do controlador. A função de transferência da planta de velocidade é obtida a partir da equação dinâmica que modela o comportamento mecânico do eixo de saída do MSIP com base no torque eletromagnético, apresentada em (A.13), e desconsiderando o torque de carga. Aplicando a transformada de Laplace com condições iniciais nulas, obtém-se:

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega_m}{T_e} = \frac{1/J_m}{s + B_n/J_m} \quad (3.27)$$

onde T_e representa o torque eletromagnético gerado pelo MSIP e B_n o coeficiente de atrito viscoso da máquina. Com o controlador de velocidade descrito por (3.26) e a planta por (3.27), a função de transferência do sistema em malha fechada com realimentação unitária, $G_{MF\omega}(s)$, pode ser obtida por analogia ao caso anterior:

$$G_{MF\omega}(s) = \frac{\frac{k_{p\omega}}{J_m}s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}}{s^2 + \frac{k_{p\omega} + B_n}{J_m}s + \frac{k_{i\omega}}{J_m}} \quad (3.28)$$

Considerando $J_m \gg k_{p\omega}$, o sistema de segunda ordem em (3.28) pode ser aproximado pelo sistema típico de segunda ordem:

$$G_{MF\omega}(s) = \frac{\omega_{\omega}^2}{s^2 + 2\xi_{\omega}\omega_{\omega}s + \omega_{\omega}^2} \quad (3.29)$$

onde ξ_{ω} representa o coeficiente de amortecimento e ω_{ω} representa a frequência natural não amortecida para o sistema em malha fechada. Assim, os ganhos do controlador são projetados em função desses parâmetros e dos parâmetros mecânicos do motor elétrico, como mostrado em (3.30) e (3.31).

$$k_{p\omega} = 2\xi_{\omega}\omega_{\omega}J_m - B_n \quad (3.30)$$

$$k_{i\omega} = \omega_{\omega}^2 J_m \quad (3.31)$$

Como pode ser visualizado nas relações de projeto obtidas, ambos os ganhos do controlador de velocidade dependem da inércia do eixo de saída do MSIP. Porém, deve-se considerar que a máquina está inserida no sistema de tração do veículo, o qual apresenta uma inércia maior. Portanto, de maneira a garantir desempenho satisfatório do controle, emprega-se a inércia total do veículo no projeto. O cálculo da inércia do veículo referenciada para o eixo de saída da máquina de tração está detalhado no Apêndice B, obtendo-se aproximadamente $J_s = 1,206 \text{ kg.m}^2$.

Com relação ao coeficiente de amortecimento, para os três controladores considera-se o valor de 1,3 ($\xi_i = \xi_{\omega} = 1,3$) com o objetivo de obter sistemas amortecidos. No caso das frequências naturais, para que o sistema de controle atue corretamente, deve-se garantir que a malha interna possua largura de banda menor que a frequência de comutação de 10 kHz do inversor, assim como a malha externa deve ser muito mais lenta que a malha interna. Dessa

maneira, trabalha-se com $\omega_i = 1243,78$ rad/s e $\omega_\omega = 9,5583$ rad/s. Essa relação também valida o projeto desacoplado das malhas de controle.

A partir das considerações realizadas no último parágrafo e dos parâmetros do sistema apresentados anteriormente, a Tabela 3.4 exibe os ganhos projetados pela metodologia exposta, onde os subscritos d e q indicam a qual controlador de corrente o ganho se refere.

Tabela 3.4 – Ganhos dos controladores PI em tempo contínuo

k_{pid}	k_{iid}	k_{piq}	k_{iiq}	$k_{p\omega}$	$k_{i\omega}$
10,8367	5197,88	18,6302	8926,12	29,9526	110,155

Fonte: Autor.

Ainda, considerando a implementação do sistema de controle em dispositivos como os DSPs, é necessário obter os controladores de forma implementável, ou seja, em tempo discreto. Para tanto, utiliza-se a metodologia de discretização dos ganhos apresentada em Ogata (1995) e reproduzida em (3.32) e (3.33) para os ganhos proporcional e integral, respectivamente.

$$K_p = k_p - \frac{k_i}{2} T_a \quad (3.32)$$

$$K_i = k_i T_a \quad (3.33)$$

Em (3.32) e (3.33), os ganhos K indicam os ganhos discretizados e k os ganhos em tempo contínuo apresentados na Tabela 3.4. Além disso, T_a representa o período de amostragem do controle. No desenvolvimento das simulações em tempo real, considera-se duas amostras por período de comutação, configurando uma frequência de amostragem de 20 kHz e, portanto, período de amostragem $T_a = 50 \mu\text{s}$. A partir disso, a Tabela 3.5 apresenta os ganhos dos controladores projetados em tempo discreto, onde o subscrito indica a qual dos controladores cada ganho se refere.

Tabela 3.5 – Ganhos dos controladores PI em tempo discreto

K_{pid}	K_{iid}	K_{piq}	K_{iiq}	$K_{p\omega}$	$K_{i\omega}$
10,706715	0,2598941	18,407034	0,4463062	29,949832	0,0055077

Fonte: Autor.

3.6.2 Operação em altas velocidades

Como afirmado anteriormente, a técnica FOC costuma ser empregada no controle de velocidade do MSIP entre a velocidade nula e a velocidade nominal da máquina. Considerando que o barramento de alimentação do inversor é usualmente projetado para possibilitar a aceleração do motor até a velocidade nominal, em torno dessa velocidade atinge-se um ponto em que o inversor deixa de fornecer a potência necessária ao MSIP. Isso se deve ao aumento da força contraeletromotriz, induzida pelos ímãs permanentes, que ocorre proporcionalmente ao aumento de velocidade.

O controle direto do fluxo dos ímãs permanentes não é possível no motor de ímãs. Porém, pode-se reduzir o fluxo de entreferro da máquina através da reação de armadura relacionada à corrente de eixo direto do estator (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1994). Essa componente de corrente impõe uma força magnetomotriz desmagnetizante que se opõe ao fluxo dos ímãs e possibilita aumentar a velocidade de operação sem a necessidade de uma maior tensão no barramento de alimentação. Dessa maneira, o MSIP opera na região de potência constante com velocidades acima da velocidade nominal da máquina. Essa técnica é encontrada na literatura como enfraquecimento de fluxo (em inglês, *flux-weakening* – FW).

Neste trabalho, opta-se por utilizar a técnica FW apresentada em Morimoto, Sanada e Takeda (1994), pois possibilita manter a estrutura do FOC mostrada na Figura 3.7, modificando apenas o cálculo da referência de corrente de eixo direto, i_d^* . Para estabelecer uma relação que permita obter essa referência, considera-se, inicialmente, o limite de tensão nos terminais da máquina:

$$V_o = \sqrt{v_{do}^2 + v_{qo}^2} \leq V_{om} \quad (3.34)$$

onde:

$$v_{do} = -\omega_e L_q i_q \quad (3.35)$$

$$v_{qo} = \omega_e \lambda_m + \omega_e L_d i_d \quad (3.36)$$

ou seja, com relação ao modelo da máquina desenvolvido no Apêndice A, v_{do} e v_{qo} são as tensões do estator no referencial síncrono desconsiderando os termos dependentes da componente de corrente do próprio eixo. Além disso, ω_e representa a velocidade elétrica da máquina obtida pela relação (A.5). A tensão V_o é a tensão terminal do MSIP subtraída das perdas ôhmicas no estator:

$$V_o = V_s - R_s I_s \quad (3.37)$$

onde V_s representa a tensão terminal e I_s a corrente no estator da máquina. A partir disso, V_{om} representa a condição máxima dessa grandeza que pode ser obtida a partir de (3.37) com V_s e I_s máximos. No caso da tensão terminal, o valor máximo consiste na tensão máxima que pode ser sintetizada pelo inversor de acionamento a partir do barramento de tensão CC. Similarmente, a máxima corrente do estator corresponde ao valor máximo para operação contínua ou à máxima corrente que pode ser drenada do inversor.

Substituindo (3.35) e (3.36) em (3.34), considerando $V_o = V_{om}$ e rearranjando os termos, obtém-se a relação para cálculo da referência de corrente de eixo direto na técnica FW apresentada em Morimoto, Sanada e Takeda (1994):

$$i_d^* = -\frac{\lambda_m}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{om}^2}{\omega_e^2} - (L_q i_q)^2} \quad (3.38)$$

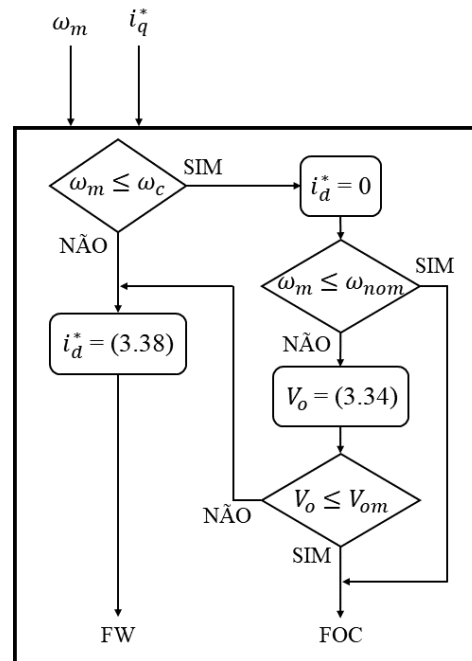
onde $|i_q| \leq V_{om}/(\omega_e L_q)$. Pela expressão em (3.38), verifica-se que com o aumento da velocidade a corrente de eixo direto torna-se mais negativa, ou seja, requer-se um efeito desmagnetizante cada vez maior para acelerar a máquina. Isso está de acordo com a teoria discutida anteriormente, pois a força contraeletromotriz segue aumentando com a velocidade.

A transição entre as técnicas FOC e FW ocorre de acordo com o diagrama representado na Figura 3.8, onde ω_{nom} representa a velocidade nominal do MSIP. Além disso, ω_c representa a velocidade limite de sobre-excitação da máquina, a partir da qual a força contraeletromotriz induzida pelos ímãs permanentes iguala a tensão máxima que pode ser sintetizada pelo inversor. Essa relação está mostrada em (3.39), a qual pode ser utilizada para determinar ω_c . A expressão em (3.39) também demonstra que a velocidade limite de sobre-excitação é uma velocidade mecânica que ocorre no eixo da máquina.

$$P\lambda_m\omega_c = V_{om} \quad (3.39)$$

Conforme o diagrama da Figura 3.8, acima do limite de sobre-excitação adota-se sempre a técnica FW, pois o inversor não é capaz de fornecer potência ao MSIP. Abaixo da velocidade nominal, utiliza-se sempre a técnica FOC. Entre as velocidades ω_c e ω_{nom} , a técnica a ser adotada depende da tensão V_o e a condição máxima V_{om} . Em resumo, a transição entre as técnicas FOC e FW ocorre conforme a tensão máxima sintetizada pelo inversor a partir do barramento de tensão que alimenta o sistema. Além disso, nas simulações em tempo real utiliza-se a referência de corrente de eixo em quadratura para solucionar (3.38), de maneira a empregar um valor atualizado dessa grandeza.

Figura 3.8 – Diagrama da transição entre técnicas de controle



Fonte: Adaptado de (MORIMOTO; SANADA; TAKEDA, 1994).

Quando o MSIP está operando na região de potência constante com a técnica FW, a corrente drenada pela máquina divide-se entre as componentes de eixo direto e de eixo em quadratura, pois i_d deixa de ser nula. Ademais, como citado anteriormente, o módulo da componente de corrente de eixo direto aumenta com a velocidade. Conseqüentemente, a parcela de corrente restante para a componente de eixo em quadratura, associada à produção de torque eletromagnético, diminui com o aumento da velocidade. Como resultado, o torque máximo que pode ser produzido pelo MSIP também é reduzido.

A relação entre as correntes descrita no parágrafo anterior também pode se tornar uma limitação para a velocidade máxima que pode ser alcançada com a técnica FW. Caso o perfil de velocidade ou de carga não demande a máxima potência ou máximo torque da máquina, a limitação imposta pela corrente nominal define a velocidade máxima, pois, com o aumento da velocidade, o módulo da corrente de eixo direto torna-se cada vez maior.

3.7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A determinação do sistema de tração a ser estudado baseia-se em definições gerais e no projeto individual de cada componente. Nesse sentido, trabalha-se com uma arquitetura comum para sistemas de tração eletrificados, na qual o banco de baterias é representado por um

barramento de tensão CC de 400 V. As especificações do modelo Twizy da fabricante Renault são utilizadas como referência para o projeto dos componentes do sistema e, posteriormente, para as simulações em tempo real. Além disso, opta-se por empregar o modelo longitudinal para modelar o movimento do veículo. Como motor de tração, considera-se um motor síncrono de ímãs permanentes de 11 kW acionado por um inversor trifásico de dois níveis. Por fim, para regular a velocidade da máquina, emprega-se a técnica de controle por orientação de campo com comutação para um método de enfraquecimento de fluxo em altas velocidades.

4 SIMULAÇÃO CONTROLLER HARDWARE-IN-THE-LOOP

Conforme estabelecido na seção introdutória, a categoria de simulação em tempo real utilizada para simular o sistema de tração projetado no capítulo anterior é a simulação *controller hardware-in-the-loop*. Neste capítulo, são apresentadas as principais características de *software* e *hardware* do simulador em tempo real empregado nas simulações, assim como o modelo de simulação desenvolvido a partir das restrições impostas pelo simulador. Ao final, descreve-se a placa de interface projetada para conexão de *hardware* externo ao simulador.

4.1 SIMULADOR OP5700

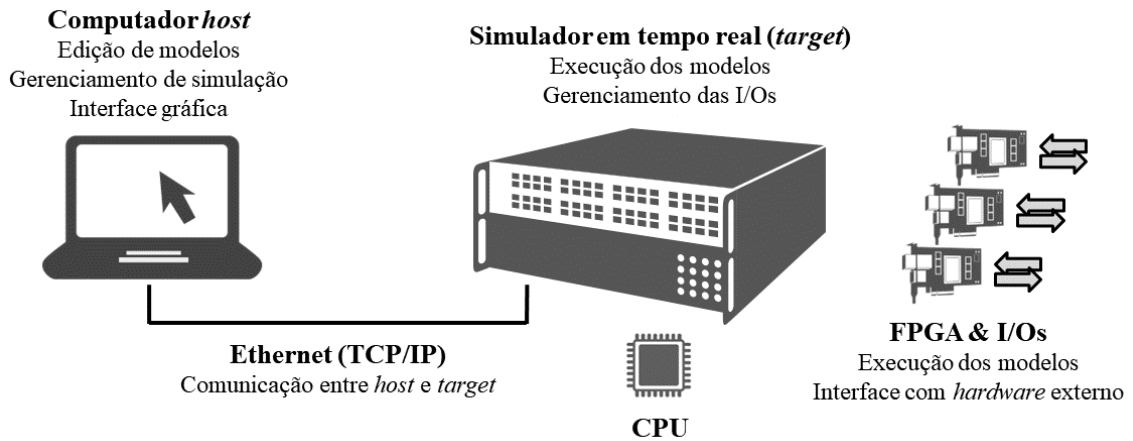
O simulador OP5700 é uma plataforma de simulação em tempo real desenvolvida pela OPAL-RT Technologies e representa o estado da arte de simuladores em tempo real. Esse equipamento de simulação possui alta capacidade de processamento, podendo apresentar duas CPUs Intel Xeon de 16 núcleos cada e um FPGA Xilinx Virtex 7 para execução dos modelos em tempo real. Além disso, emprega um sistema operacional baseado no Linux Redhat e disponibiliza I/Os analógicas e digitais para conexão com *hardware* externo (OPAL-RT, 2023).

A configuração de *hardware* do OP5700 segue o padrão apresentado na subseção 2.2.2. O simulador em tempo real é composto pelo computador *target*, este formado pelas CPUs e FPGA, além de um estágio de condicionamento de sinal para conexão segura de *hardware* externo com o *target* (OPAL-RT, 2018a). Também é necessário um computador *host* para ser utilizado como interface gráfica pelo usuário. A comunicação entre *target* e *host* é realizada por rede Ethernet ponto a ponto com protocolo de comunicação TCP/IP (*Transmission Control Protocol/Internet Protocol*) (OPAL-RT, 2018c).

A estrutura de *hardware* descrita está representada na Figura 4.1, onde são listadas as principais funções de cada componente do simulador. Destaca-se que as entradas e saídas estão indicadas junto ao FPGA devido ao fato de que, na construção interna do OP5700, os dados externos são transmitidos primeiramente para o FPGA e deste para os processadores.

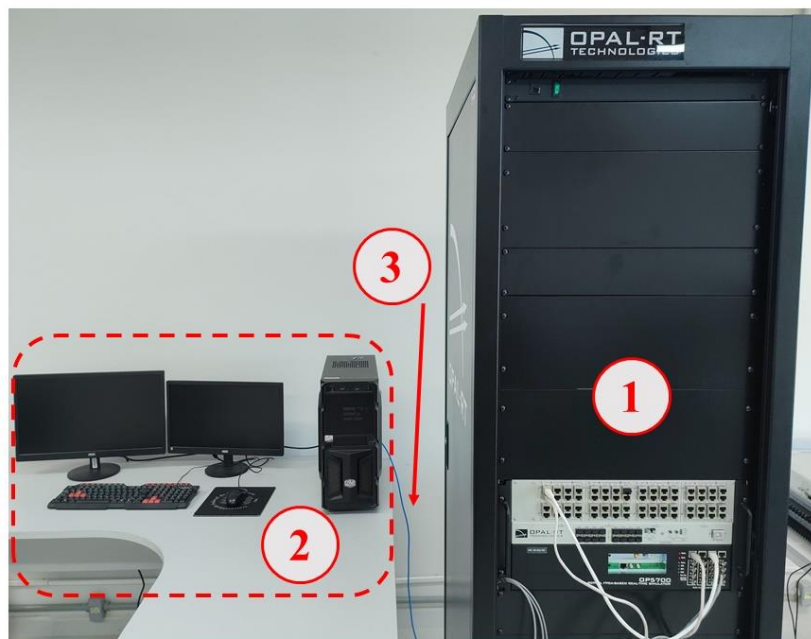
A Figura 4.2 exibe a versão do OP5700 disponível nos laboratórios do INCT-GD. O número **1** na figura indica o simulador tempo real onde estão o computador *target*, os estágios de condicionamento de sinal e as conexões de I/Os. O computador *host* está indicado pelo número **2**, assim como o cabo Ethernet para comunicação está indicado pelo número **3**.

Figura 4.1 – Estrutura de *hardware* do OP5700



Fonte: Adaptado de (OPAL-RT, 2018c).

Figura 4.2 – Simulador OP5700 disponível no INCT-GD



Fonte: Autor.

O painel frontal do simulador OP5700, mostrado na Figura 4.2, possui conectores para monitoramento das I/Os e outros como, por exemplo, de sincronização por fibra óptica. Por outro lado, o painel posterior do simulador em tempo real, que não está mostrado na figura, possui os conectores para conexão de *hardware* externo às I/Os do simulador, além da conexão do cabo de força e os conectores para estabelecimento da comunicação entre *target* e *host* por meio de rede Ethernet (OPAL-RT, 2018a).

Como mostrado em OPAL-RT (2023), o simulador em tempo real OP5700 é fabricado em diferentes configurações, apresentando variações na quantidade de CPUs e de núcleos ativos, quantidade de canais de I/Os disponíveis, capacidade de memória RAM (*random access memory*), entre outras características. A Tabela 4.1 resume a configuração da versão disponível no INCT-GD.

Tabela 4.1 – Configuração do OP5700 disponível no INCT-GD

Item	Descrição
Sistema operacional	Linux Redhat modificado
CPU	1x Intel Xeon E5, 3,2 GHz, com 8 núcleos
Memória RAM	2x 8 GB
FPGA	Xilinx Virtex 7
Placa mãe	X10DRL-I Supermicro

Fonte: (OPAL-RT, 2018a).

4.1.1 Entradas e saídas

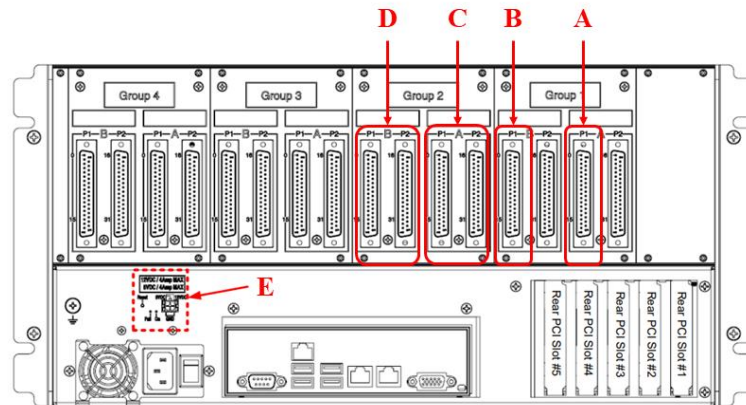
Como citado anteriormente, o OP5700 disponibiliza entradas analógicas e digitais, assim como saídas analógicas e digitais, que permitem conexão de *hardware* externo e operação deste em conjunto com a simulação em tempo real executada no simulador.

Na Figura 4.3 pode-se visualizar uma representação do painel posterior do simulador. As letras em vermelho mostram os conectores associados a cada I/O na configuração do OP5700 disponível no INCT-GD, onde: **A** indica o conector das saídas analógicas (em inglês, *analog outputs* – AOs); **B** indica o conector das entradas analógicas (em inglês, *analog inputs* – AIs); **C** indica o conector das entradas digitais (em inglês, *digital inputs* – DIs); **D** indica o conector das saídas digitais (em inglês, *digital outputs* – DOs). Todos os conectores para conexão das I/Os a *hardware* externo são conectores DB37. Nessa figura também pode-se visualizar, indicada por **E**, uma fonte de potência instalada com a finalidade de auxiliar nas simulações em tempo real que utilizam as entradas ou saídas. Essa fonte possui duas saídas de tensão contínua em 5 V e 12 V, ambas podendo fornecer uma corrente máxima de 4 A.

As principais especificações das I/Os do OP5700 estão listadas na Tabela 4.2. Assim como as outras características do simulador, existem diferentes versões fabricadas pela OPAL-RT Technologies, com a tabela citada listando aquelas do equipamento disponível no INCT-

GD. Destaca-se que as tensões das I/Os digitais especificam o nível de tensão que representa nível lógico alto, assim como as correntes das I/Os de saída são os valores máximos que podem ser fornecidos pelo simulador em tempo real.

Figura 4.3 – Painel posterior do OP5700



Fonte: Adaptado de (OPAL-RT, 2018a).

Tabela 4.2 – Especificações das I/Os do OP5700

	Entradas		Saídas	
	Analogica	Digital	Analogica	Digital
Número de canais	16	32	16	32
Tensão	± 20 V	4 V – 50 V	± 16 V	5 V – 30 V
Corrente	-	3,6 mA	15 mA	50 mA
Taxa de amostragem	400 kS/s	10 MS/s	1 MS/s	500 kHz

Fonte: (OPAL-RT, 2023).

A taxa de amostragem indicada na Tabela 4.2 é um parâmetro importante para reduzir a ocorrência de *jitter* nas simulações em tempo real. Como a amostragem é executada mais rapidamente do que o passo de simulação que pode ser utilizado nas simulações, as I/Os registram os eventos entre passos de simulação e também o tempo de ocorrência de cada evento, transmitindo ambas as informações para os modelos simulados (BÉLANGER; VENNE; PAQUIN, 2010). Esse é um efeito do qual as simulações HIL podem beneficiar-se com relação

às simulações totalmente digitais, especialmente em simulações que envolvem sinais com componentes em altas frequências.

Além disso, destaca-se que todas as variáveis associadas às saídas do simulador são externadas como tensões, independentemente do que representam no modelo de simulação.

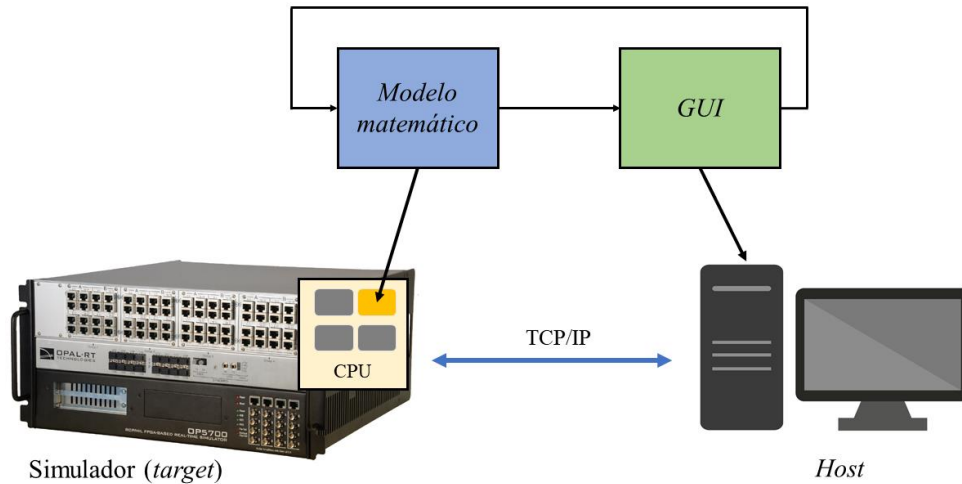
4.1.2 *Software RT-LAB*

O principal ambiente de simulação utilizado para desenvolver os modelos a serem executados em tempo real no OP5700 é o *software* MATLAB[®]/Simulink[®]. Adicionalmente, o *software* RT-LAB foi desenvolvido pela OPAL-RT Technologies para atuar como interface com o usuário, permitindo compilar modelos de simulação, carregar os modelos compilados para o *target*, monitorar parâmetros da simulação em tempo real, entre outras funções. Dessa maneira, pode-se afirmar que o MATLAB[®]/Simulink[®] aproxima-se da definição de *application software*, enquanto o RT-LAB funciona como um *software* de interface.

Todos os componentes das bibliotecas do Simulink[®] podem ser utilizados nos modelos de simulação executados na CPU do simulador. Porém, os modelos desenvolvidos para execução em tempo real no OP5700 devem ser divididos em dois subsistemas principais, como mostrado na Figura 4.4. O mais simples desses subsistemas reúne os elementos de interface com o usuário (GUI), não podendo estar composto de operações matemáticas, e é executado na CPU do computador *host*. O outro subsistema reúne todos os elementos da simulação que possuem modelos matemáticos, sendo carregado para execução em um dos núcleos da CPU do *target*. Somente o subsistema GUI pode ser acessado pelo usuário durante a execução da simulação, possibilitando a modificação de parâmetros em tempo real. Quando o modelo é compilado no RT-LAB, o *software* identifica cada subsistema e direciona-os automaticamente. A comunicação em tempo real entre os subsistemas é realizada por meio do protocolo de comunicação TCP/IP. Apesar de ambos subsistemas serem executados com passo de simulação fixo definido pelo usuário, a comunicação ocorre de forma assíncrona.

Quando um modelo do Simulink[®] com a configuração padrão da Figura 4.4 é compilado no RT-LAB, o modelo matemático é automaticamente associado a um dos núcleos do processador do OP5700 para execução em tempo real. Nessas simulações que utilizam somente a CPU do simulador, o passo de simulação mínimo é de aproximadamente 50 μ s. Ainda, pode-se reduzir o passo de simulação mínimo para 1 μ s configurando o núcleo em que está sendo executado o modelo para operar no modo *extreme high performance* (XHP). No modo XHP, as interrupções do núcleo específico são desativadas com a finalidade de reduzir latências.

Figura 4.4 – Configuração padrão dos modelos de simulação



Fonte: Adaptado de (OPAL-RT, 2018c).

Porém, mesmo no modo de operação XHP, o passo mínimo para simulações na CPU costuma ser da ordem de $5 \mu\text{s}$ devido ao tempo de execução inerente aos modelos de simulação.

4.1.3 *Electric Hardware Solver*

A OPAL-RT Technologies disponibiliza um pacote de ferramentas para o Simulink® denominado eFPGASIM, o qual é utilizado para desenvolver e configurar modelos de simulação para execução no FPGA do OP5700. A principal ferramenta do eFPGASIM é o *electric hardware solver* (eHS), responsável por gerar automaticamente o código de programação do FPGA a partir do modelo desenvolvido no Simulink®.

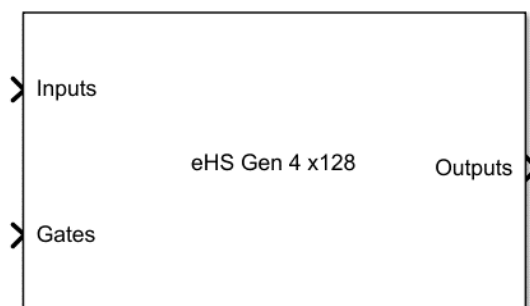
Conforme (OPAL-RT, 2016), o eHS pode ser definido como um *solver* de ponto flutuante desenvolvido pela OPAL-RT Technologies para simular circuitos elétricos em tempo real no FPGA de forma automática, sem a necessidade de escrever explicitamente o modelo matemático. O *solver* utiliza a análise nodal modificada como método de solução para os circuitos. A descrição detalhada desse método pode ser encontrada em Moccelini (2018).

O principal objetivo da empresa ao desenvolver o eHS para simulação em tempo real com o FPGA é possibilitar a simulação de conversores de potência operando em altas frequências com menor passo de simulação, beneficiando-se do passo mínimo em torno de 200 ns (OPAL-RT, 2016). Essa vantagem, associada à facilidade de utilizar o *software* Simulink® para desenvolver os modelos a serem executados no FPGA e também às

características das I/Os apresentadas na Tabela 4.2, permite desenvolver simulações HIL seguindo uma metodologia simples, direta e obtendo resultados que representam com exatidão os sistemas físicos.

Assim como no caso da simulação utilizando a CPU do simulador, o desenvolvimento de modelos de simulação para execução no FPGA segue um determinado padrão que garante a compilação correta no RT-LAB. Devem ser gerados dois modelos distintos no ambiente de simulação Simulink[®], um para ser executado na CPU, e configurado como mostrado na Figura 4.4, e outro para execução no FPGA com menor passo de simulação. Para associar o modelo do FPGA ao modelo da CPU, insere-se no modelo da CPU o bloco eHS exibido na Figura 4.5, que está disponível nas bibliotecas do Simulink[®]. O modelo do FPGA é carregado nesse bloco e este automaticamente atualiza-se com as entradas, saídas e terminais de acionamento (*gates*) das chaves semicondutoras que compõe o modelo, como pode ser visualizado na Figura 4.5. A comunicação entre os modelos utiliza barramentos internos ao simulador.

Figura 4.5 – Bloco eHS disponível nas bibliotecas do Simulink[®]



Fonte: Simulink[®].

Os sinais de controle para acionamento das chaves simuladas com auxílio do eHS podem ser gerados por um *hardware* externo conectado às entradas digitais do OP5700 ou podem ser produzidos no modelo da CPU. Para esse segundo caso, a OPAL-RT Technologies disponibiliza uma biblioteca denominada *Real-Time Events* (RTE) com blocos que podem gerar eventos entre os passos de simulação da CPU (MOCCELINI, 2018), os quais são úteis para simulação MIL. O número total de eventos é limitado conforme a complexidade do modelo.

Como citado na subseção anterior, todos os blocos das bibliotecas do Simulink[®] podem ser compilados e executados na CPU do simulador OP5700. Por outro lado, nem todos os blocos são compatíveis com a ferramenta eHS devido à dificuldade associada à solução matemática de

alguns blocos, o que gera limitações nos modelos que podem ser executados no FPGA. Ainda, existe um limite com relação ao número máximo de dispositivos semicondutores que podem ser inseridos em um mesmo modelo. Nesse sentido, a OPAL-RT Technologies desenvolveu diferentes versões do *solver*. A Tabela 4.3 apresenta as principais características da Geração 4 x128 do eHS, que é a versão atualmente disponível no OP5700 do INCT-GD. Destaca-se que os valores apresentados para entradas, saídas e dispositivos semicondutores representam a quantidade máxima por modelo de simulação.

Tabela 4.3 – Principais características do eHS Gen 4 x128

Item	eHS Gen4 x128
Entradas	128
Saídas	128
Dispositivos semicondutores	144
Resistores	Ilimitado
Tecnologias de dispositivos semicondutores compatíveis	IGBT, diodo, tiristor, chave ideal
Outros dispositivos compatíveis	Resistor, indutor, capacitor, transformador, medidores, fontes de tensão e corrente

Fonte: Adaptado de (OPAL-RT, 2016).

4.2 MODELO DE SIMULAÇÃO

A partir do projeto apresentado no capítulo 3, das restrições do simulador expostas na subseção anterior e dos objetivos do trabalho, o modelo para simulação CHIL do sistema de tração foi desenvolvido com base nas seguintes definições:

- O sistema de controle é implementado em *hardware* de controle e o estágio de potência, ou planta, modelado no simulador OP5700, configurando simulação CHIL;
- As entradas digitais do simulador são empregadas para leitura dos sinais de controle gerados no *hardware* externo, enquanto as saídas analógicas são empregadas para enviar os sinais de realimentação do controle;
- O FPGA do simulador deve ser utilizado para simular os componentes do sistema com dinâmicas de alta frequência;

- O inversor e o MSIP são simulados com blocos específicos do *software* Simulink®, de maneira a utilizar modelos padronizados que permitam uma análise mais detalhada dos componentes da parte elétrica do sistema;
- A referência de velocidade é obtida a partir de um ciclo de condução, de maneira a padronizar os resultados;
- O modelo longitudinal do veículo é simulado com blocos discretos;
- A conexão entre os blocos do modelo é estabelecida conforme a metodologia *forward*.

Nas simulações do modelo longitudinal do veículo, a velocidade linear pode ser obtida a partir das relações (3.7) ou (3.12), ou ainda de (3.18), desde que realizadas as transformações necessárias nas grandezas envolvidas. Analisando o modelo matemático do MSIP apresentado no Apêndice A, verifica-se que a expressão em (3.18) possui estrutura similar à equação dinâmica que modela o comportamento mecânico do eixo de saída da máquina, mostrada em (A.15). Isso se deve ao fato de que ambas relações, reproduzidas em (4.1) e (4.2) para fins de comparação, representam a soma de momentos aplicados a um determinado eixo em rotação.

$$T_s = J_s \alpha_m + T_L \quad (4.1)$$

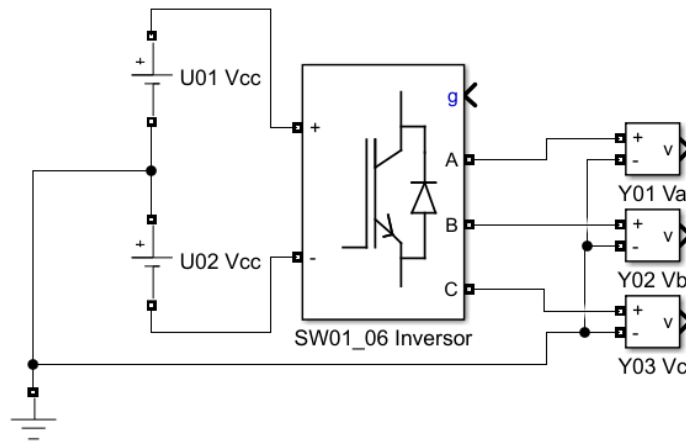
$$T_s = J_m \frac{d}{dt} \omega_m + T_L \quad (4.2)$$

Assim, pode-se utilizar o próprio modelo da máquina no Simulink® para representar os o movimento do veículo a partir da relação de torques no eixo do motor de tração, os quais são resultantes das forças que atuam sobre o veículo. Para tanto, o torque de carga da máquina, T_L , deve ser obtido a partir de (3.17) e no modelo deve-se substituir a inércia do eixo, J_m , pela inércia total do veículo referenciada para o eixo da máquina, J_s . Consequentemente, o cálculo da velocidade angular do MSIP, ω_m , que é uma variável de saída do modelo da máquina, considera o efeito de todos os componentes do sistema. Com ω_m calculada, a velocidade linear do veículo, em m/s, pode ser obtida por (3.16).

A partir das considerações apresentadas, o diagrama da Figura 4.6 exibe uma representação da simulação CHIL do sistema de tração projetado. Na figura, v^* representa a referência de velocidade linear gerada pelo ciclo de condução, que é transformada na referência de velocidade do sistema de controle por meio de (3.16). Além disso, v_{abc}^* representa os sinais modulantes obtidos a partir dos controladores de corrente, g representa os sinais de controle das chaves do inversor e i_a , i_b e i_c representam as correntes da máquina no referencial trifásico.

Como indicado na Figura 4.6, para a operação correta do sistema de controle deve-se realimentar, para o *hardware* de controle, a velocidade angular da máquina e as correntes trifásicas do estator. Além disso, a referência de velocidade também é definida no modelo de

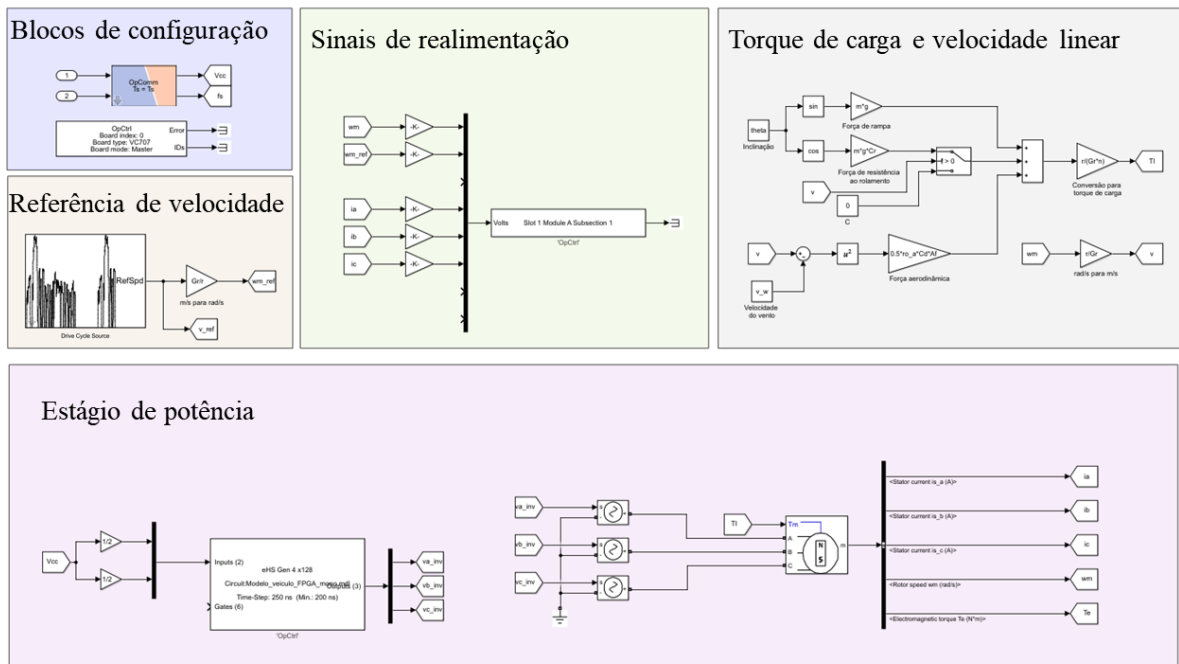
Figura 4.7 – Modelo de simulação executado no FPGA do simulador OP5700



Fonte: Autor.

está inserida a inércia do veículo. Como citado anteriormente, a relação em (3.17) é simulada de forma discreta e definida como torque de carga da máquina, garantindo que a velocidade desenvolvida pelo motor de tração considere a inércia total do sistema e as forças que atuam contra o movimento, ou seja, que atuam como carga do MSIP.

Figura 4.8 – Modelo de simulação executado na CPU do simulador OP5700

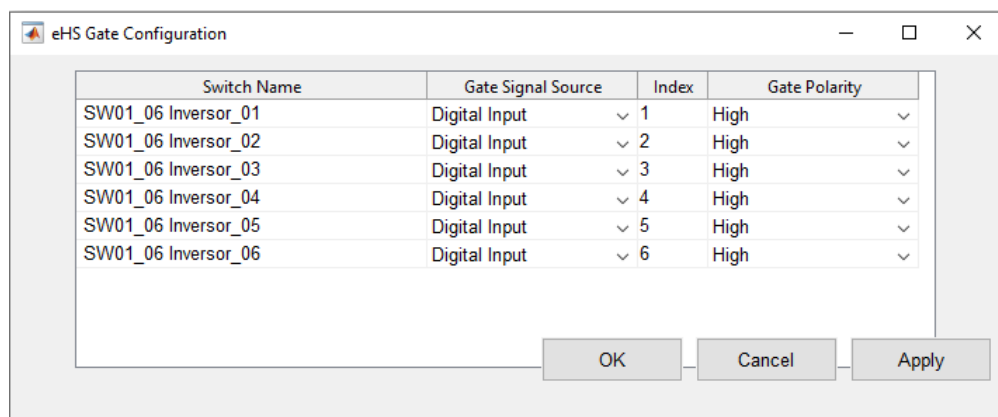


Fonte: Autor.

Na Figura 4.8 também se destaca a inserção de ganhos nas variáveis de realimentação. Esses ganhos realizam uma conversão de escala entre as variáveis da simulação e a tensão das saídas analógicas do simulador em tempo real. Como indicado na Tabela 4.2, as saídas analógicas operam com ± 16 V. Caso alguma das variáveis ultrapasse esse valor, o canal da saída analógica correspondente satura na tensão máxima.

O bloco eHS, além de funcionar como interface entre os modelos do FPGA e CPU, é utilizado para configurar os sinais de controle das chaves semicondutoras simuladas no FPGA. A Figura 4.9 mostra como é realizada essa configuração internamente ao bloco eHS para as seis chaves da topologia simulada. Para cada dispositivo é possível configurar a fonte do sinal de controle, que pode ser o modelo da CPU ou as entradas digitais, o canal associado ao sinal de controle e a polaridade que aciona a chave.

Figura 4.9 – Configuração dos sinais de controle das chaves simuladas no FPGA



Fonte: Autor.

No modelo executado na CPU do OP5700, o passo de simulação utilizado na simulação CHIL é de 6,25 μ s. Esse valor é o menor múltiplo do período correspondente à frequência de comutação de 10 kHz que não gera *overruns* no modelo. Além disso, todos os subsistemas exibidos na Figura 4.8 compõe o modelo matemático executado na CPU do simulador, sendo que o subsistema de interface com o usuário, apresentado na Figura 4.4, não é mostrado.

4.3 PROJETO DA PLACA DE INTERFACE

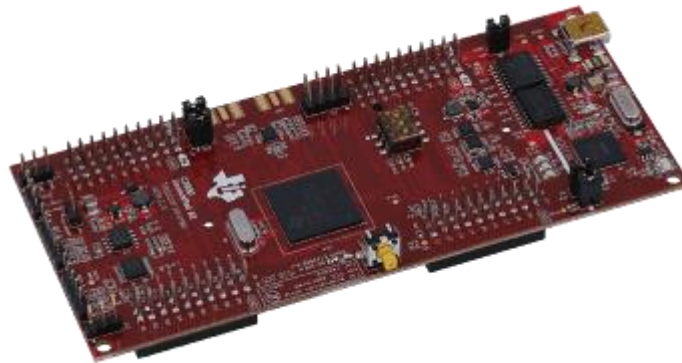
A representação do conceito de simulação CHIL apresentada na Figura 2.8 mostra que, em alguns casos, utilizam-se interfaces entre o simulador em tempo real e o *hardware* de

controle. Em geral, essas interfaces desempenham funções como adequação dos níveis de tensão, isolamento, limitação de corrente máxima, proteção contra sobretensão e compatibilização entre conectores (MOCCELINI, 2018). Dessa maneira, foi projetada uma placa de interface para ser utilizada nas simulações CHIL com o OP5700. O principal objetivo ao desenvolver essa interface é garantir a proteção dos equipamentos envolvidos nas simulações CHIL, projetando uma solução de uso geral.

4.3.1 *Hardware* de controle

Para implementar o sistema de controle projetado na subseção 3.6, utiliza-se a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D do DSP TMS320F28379D mostrada na Figura 4.10. Esse DSP fabricado pela Texas Instruments, que pode ser considerado estado da arte da tecnologia, possui 2 processadores e *clock* de 200 MHz, entre outras características úteis para simulação CHIL, como a disponibilidade de até 24 canais PWM (TI, 2023).

Figura 4.10 – Placa de desenvolvimento do DSP TMS320F28379D



Fonte: (TI, 2023).

Com relação às especificações consideradas no projeto da placa de interface, pode-se citar (TI, 2019):

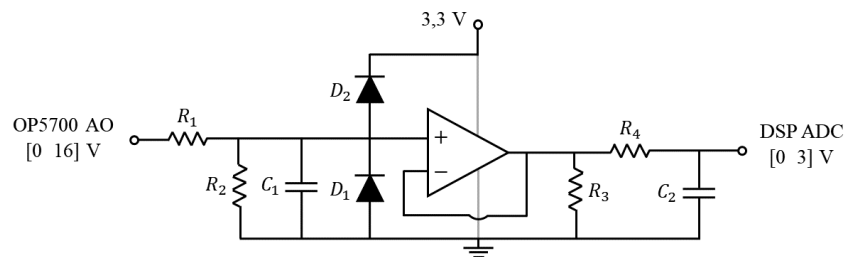
- Entradas e saídas analógicas operando na faixa de tensão de 0 V a 3 V;
- Nível lógico alto dos canais digitais de 3,3 V;
- Corrente máxima de 20 mA nos pinos de saída;
- Conversores ADC (*analog-to-digital converter*) com resolução de 12 *bits*.

4.3.2 Circuitos de interface

Como busca-se obter uma interface de uso geral para o OP5700, são projetados circuitos de interface para os quatro diferentes tipos de I/Os do simulador em tempo real. Para definir os componentes de cada circuito e projetar esses componentes, utiliza-se como base as especificações do DSP listadas na subseção anterior e as especificações das I/Os do simulador apresentadas na Tabela 4.2.

A Figura 4.11 mostra o circuito desenvolvido para as saídas analógicas do simulador. O divisor de tensão na entrada do circuito gera a adequação de tensão necessária para o nível de tensão dos ADCs do DSP. Na sequência, há um estágio de proteção com diodos e amplificador operacional na topologia seguidor de tensão com alimentação assimétrica. Por fim, um filtro passa-baixa garante a eliminação de ruídos em altas frequências. Como as saídas analógicas do OP5700 operam com tensão negativa, perde-se um *bit* de resolução com o circuito da Figura 4.11. Porém, não há perda de resolução geral devido ao fato de as saídas do simulador apresentarem resolução de 16 *bits* (OPAL-RT, 2023).

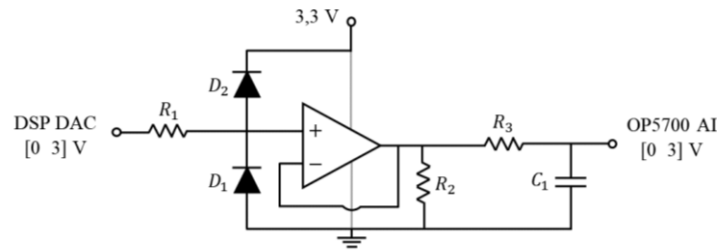
Figura 4.11 – Circuito de interface para as saídas analógicas do simulador OP5700



Fonte: Autor.

O circuito desenvolvido para as entradas analógicas do simulador está representado na Figura 4.12. A construção segue o padrão apresentado para o circuito das saídas analógicas, com exceção do divisor de tensão que deixa de ser necessário. A utilização das entradas analógicas do simulador operando entre 0 V e 3 V causa a perda de 4 *bits* com relação ao total de 16 *bits*. Porém, como os conversores DACs (*digital-to-analog converter*) possuem resolução de 12 bits, novamente não há perda de resolução total.

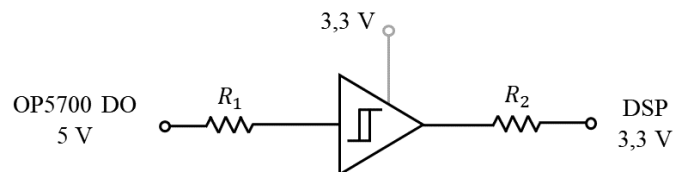
Figura 4.12 – Circuito de interface para as entradas analógicas do simulador OP5700



Fonte: Autor.

Para os canais digitais, as soluções projetadas empregam uma menor quantidade de componentes. Na Figura 4.13 pode-se visualizar o circuito desenvolvido para as saídas digitais do simulador. O nível lógico alto é definido em 5 V para as saídas do OP5700, podendo ser configurado qualquer valor no intervalo de 5 V a 30 V. Para proteção do DSP, utiliza-se um comparador com histerese realizado com amplificador operacional e alimentado na tensão de operação dos canais digitais do processador. Os resistores garantem limitação de corrente.

Figura 4.13 – Circuito de interface para as saídas digitais do simulador OP5700



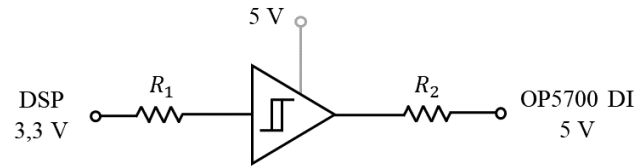
Fonte: Autor.

O circuito desenvolvido para as entradas digitais do simulador está representado na Figura 4.14. A estrutura é a mesma empregada para as saídas digitais. A diferença está na alimentação do comparador em 5 V, o que resulta em nível lógico alto de 5 V nas entradas digitais do simulador.

Conforme descrito anteriormente, a simulação CHIL do sistema de tração projetado para o veículo elétrico utiliza as entradas digitais e saídas analógicas do OP5700. Logo, os circuitos colocados em operação nesse caso são os das Figuras 4.11 e 4.14.

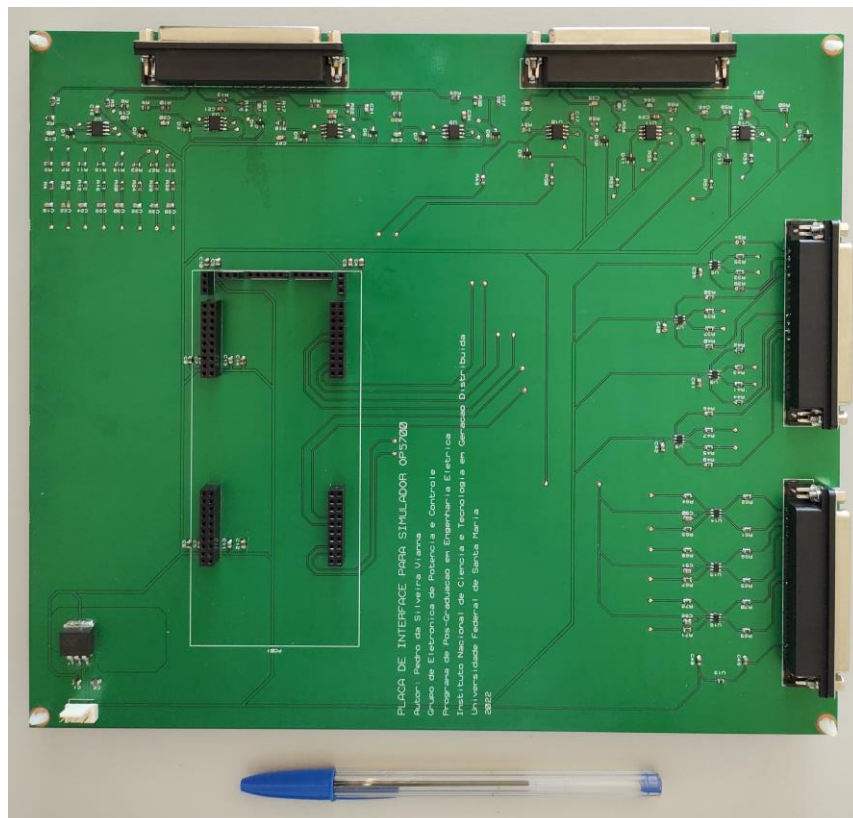
A placa de interface projetada com os circuitos de interface apresentados pode ser visualizada na Figura 4.15.

Figura 4.14 – Circuito de interface para as entradas digitais do simulador OP5700



Fonte: Autor.

Figura 4.15 – Placa de interface projetada para simulação CHIL



Fonte: Autor.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A apresentação das principais características de *software* e *hardware* do simulador OP5700 demonstra que esse equipamento representa o estado da arte de simuladores em tempo real. A existência do FPGA permite simular eventos em altas frequências, como no caso de aplicações de eletrônica de potência, e a grande quantidade de entradas e saídas garante flexibilidade na realização de simulação HIL.

O modelo de simulação do sistema de tração é desenvolvido com auxílio de algumas ferramentas do OP5700 disponibilizadas pela OPAL-RT Technologies, além de se basear em alguns dos conceitos verificados na revisão bibliográfica. Destaca-se que a substituição da inércia do MSIP (J_m) pela inércia total do veículo elétrico (J_s) no modelo da máquina simulada, o que é possível devido ao fato de que $J_s \gg J_m$, garante que seja gerado o torque necessário para acelerar o veículo.

5 RESULTADOS

Com o objetivo de validar o projeto do sistema de tração para o veículo elétrico Renault Twizy, neste capítulo são apresentados resultados de simulação em tempo real do sistema projetado. A partir desses resultados, também busca-se validar a proposta de simulação em tempo real do sistema de tração. Todos os resultados são obtidos de simulações executadas no simulador em tempo real OP5700, exceto onde comentado.

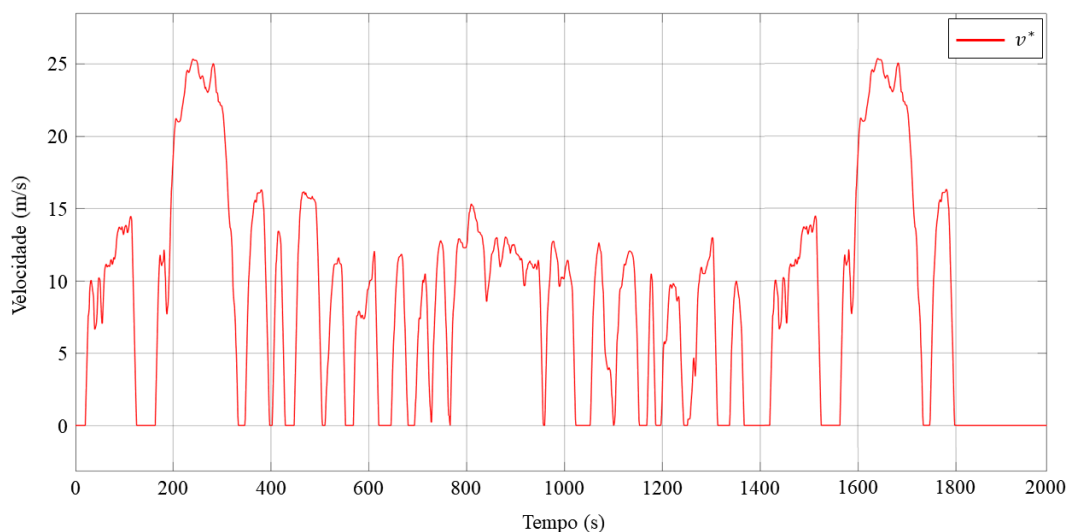
5.1 REFERÊNCIA DE VELOCIDADE

Como citado na subseção 4.2, emprega-se um ciclo de condução como referência de velocidade para o veículo elétrico com a finalidade de padronizar os resultados de simulação. Os ciclos de condução são gerados com base em testes experimentais com veículos e, portanto, representam condições reais de condução. Conseqüentemente, constituem-se como uma ferramenta importante para validação do projeto de sistemas de tração.

Neste trabalho, o ciclo de condução utilizado em todas as simulações é o FTP-75 da EPA, o qual é uma variação do ciclo apresentado na subseção 2.3.1. Esse ciclo de condução tem sua aplicação voltada especificamente para veículos leves em áreas urbanas. Logo, é adequado para testes com o Renault Twizy.

O FTP-75, conforme simulado no *software* Simulink[®], está exibido na Figura 5.1.

Figura 5.1 – Ciclo de condução FTP-75 utilizado como referência de velocidade



Fonte: Autor.

Na Tabela 5.1 são apresentadas as principais características do ciclo de condução. Verifica-se que a duração total do FTP-75 é de 1874 segundos ou 31,23 minutos. Porém, de forma a facilitar a análise das grandezas, os resultados apresentados neste capítulo consideram somente os 10 minutos iniciais do ciclo de condução. Por esse motivo, a terceira coluna da Tabela 5.1 exibe as características do ciclo para essa janela de tempo. Outras características complementares podem ser encontradas em Barlow et al. (2009).

Tabela 5.1 – Principais características do FTP-75

Parâmetro	Valor (total)	Valor (10 minutos)
Distância total	17786 m	6342 m
Tempo total	1874 s	600 s
Velocidade média	9,5 m/s (= 34,2 km/h)	10,57 m/s (= 38,05 km/h)
Velocidade máxima	25,35 m/s (= 91,26 km/h)	25,35 m/s (= 91,26 km/h)

Fonte: (BARLOW et al., 2009).

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO MIL

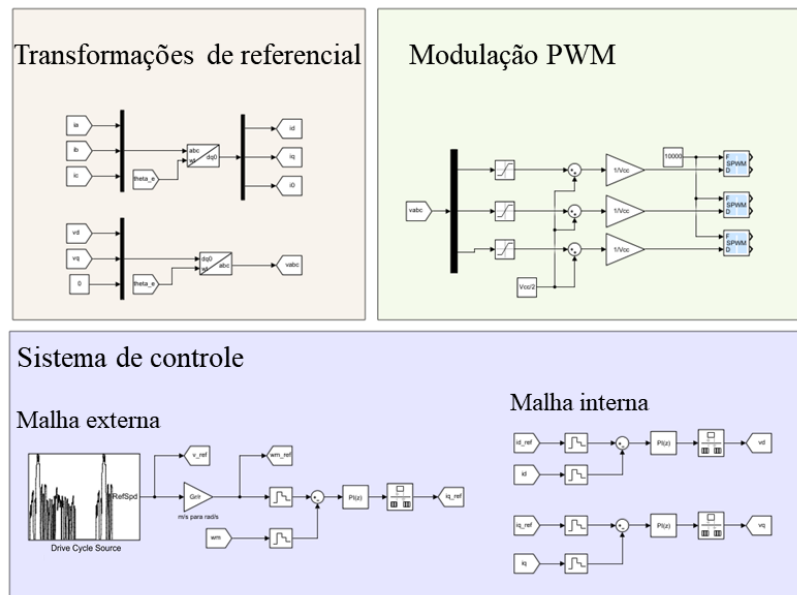
Previamente ao desenvolvimento da simulação CHIL do sistema de tração projetado, todos os componentes representados na Figura 4.6 são simulados em tempo real no OP5700, configurando simulação *model-in-the-loop*. O objetivo ao desenvolver a simulação MIL é estudar o comportamento das principais variáveis do sistema projetado e, a partir disso, estabelecer um padrão para analisar os resultados da simulação CHIL. Além disso, algumas das características e restrições do simulador em tempo real podem ser identificadas antes da realização de simulação HIL.

Para realizar a simulação MIL do sistema representado no diagrama da Figura 4.6, o sistema de controle, a modulação e as transformações de referencial necessárias devem ser inseridas no modelo de simulação executado na CPU do simulador, descrito na subseção 4.2.

A Figura 5.2 mostra os três subsistemas adicionados no modelo da CPU. Destaca-se que os controladores PI são implementados em tempo discreto para que os resultados obtidos possam ser comparados com a simulação CHIL, na qual o controle é implementado no DSP. Para obtenção dos sinais de controle, as tensões geradas pelos controladores de corrente são normalizadas, após a transformação de referencial, para que atuem como razão cíclica a cada

período de comutação. Os blocos finais da modulação, em azul, fazem parte da biblioteca RTE descrita anteriormente. A partir das entradas de razão cíclica e frequência de comutação, esses blocos geram os eventos de acionamento das chaves semicondutoras independentemente do passo de simulação da CPU. Ainda, os passos de simulação dos modelos executados no FPGA e na CPU do OP5700 são mantidos em 250 ns e 6,25 μ s, respectivamente.

Figura 5.2 – Subsistemas adicionados no modelo da CPU para simulação MIL



Fonte: Autor.

Na Figura 5.3 pode-se visualizar a velocidade linear desenvolvida pelo veículo na simulação MIL. Como a rotação nominal do MSIP é de 1800 rpm, a partir do raio das rodas e da relação de transmissão projetada verifica-se, por (3.16), que a técnica FOC sempre atua entre 0 e 7,17 m/s, ou seja, entre a velocidade nula e a velocidade nominal da máquina de tração. Com base na relação em (3.39), o limite de sobre-excitação é aproximadamente 11,71 m/s ($\omega_m = 307,7$ rad/s), a partir do qual a técnica FW obrigatoriamente entra em operação devido à limitação da tensão de alimentação. Entre essas duas velocidades, 7,17 m/s e 11,71 m/s, a técnica de controle utilizada varia conforme o algoritmo da Figura 3.8. Logo, pode-se afirmar que o controle projetado garante o rastreamento da referência de velocidade ao longo de toda a faixa de operação do sistema. Além disso, como a velocidade angular da máquina de tração é proporcional à velocidade linear, conclui-se que ambas as grandezas apresentam o mesmo comportamento mostrado na Figura 5.3.

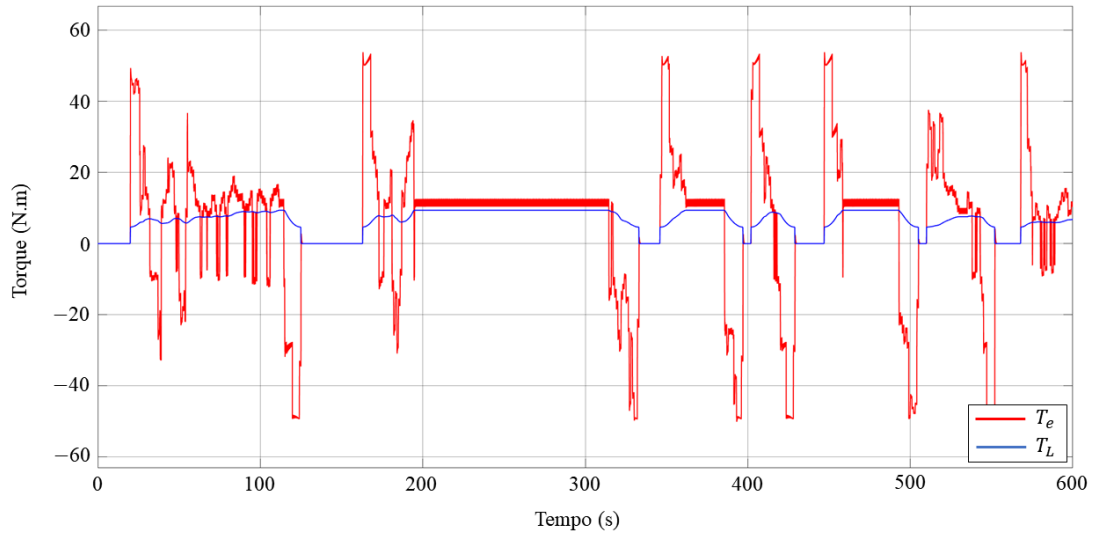
As figuras 5.3 e 5.4 mostram que a velocidade máxima do veículo elétrico com o sistema de tração projetado é de 14,3 m/s ou 51,48 km/h. Esse limite foi imposto em simulação devido ao fato de que, quando o veículo está acelerando além dessa velocidade, as correntes do estator da máquina ultrapassam o valor nominal de 21,7 A. Apesar disso, o torque máximo para esse ponto de operação não é atingido. Ou seja, o limite está relacionado com o aumento da corrente de eixo direto para desmagnetização da máquina somado à necessidade de um elevado valor de torque para aceleração. Ainda que essa velocidade máxima seja menor que a velocidade máxima do Renault Twizy comercial, é suficiente para ambientes urbanos e, em especial, para veículos leves.

Destaca-se que é possível determinar a velocidade máxima e impor a limitação à referência devido ao conhecimento prévio do perfil de velocidade do ciclo de condução. Em um veículo elétrico real, recomenda-se a inserção de um limitador de corrente na saída da malha externa de velocidade. Essa solução causa impacto no desempenho do veículo, especialmente quando é demandada uma aceleração elevada, mas ao mesmo tempo garante a operação segura do sistema de tração.

O torque eletromagnético e o torque de carga do motor de tração podem ser visualizados na Figura 5.5. Como indicado pela teoria, e conforme a relação mostrada por (A.13), o torque eletromagnético produzido pelo motor apresenta valores consideravelmente maiores quando o veículo está acelerando. Quando a velocidade se mantém constante, o torque gerado compensa apenas o atrito da própria máquina e o torque de carga. O torque de carga é obtido a partir das três forças que atuam contra o movimento do veículo na Figura 3.3, sendo calculado pela expressão em (3.17). Como considera-se inclinação nula do plano, apenas a força aerodinâmica e a força de resistência ao rolamento influenciam na carga da máquina. Na simulação MIL, o valor máximo de torque eletromagnético produzido pelo motor de tração é de 54,74 N.m em um momento de partida do veículo, o que demonstra que o MSIP dimensionado, associado à relação de transmissão projetada, é suficiente para a tração do Renault Twizy.

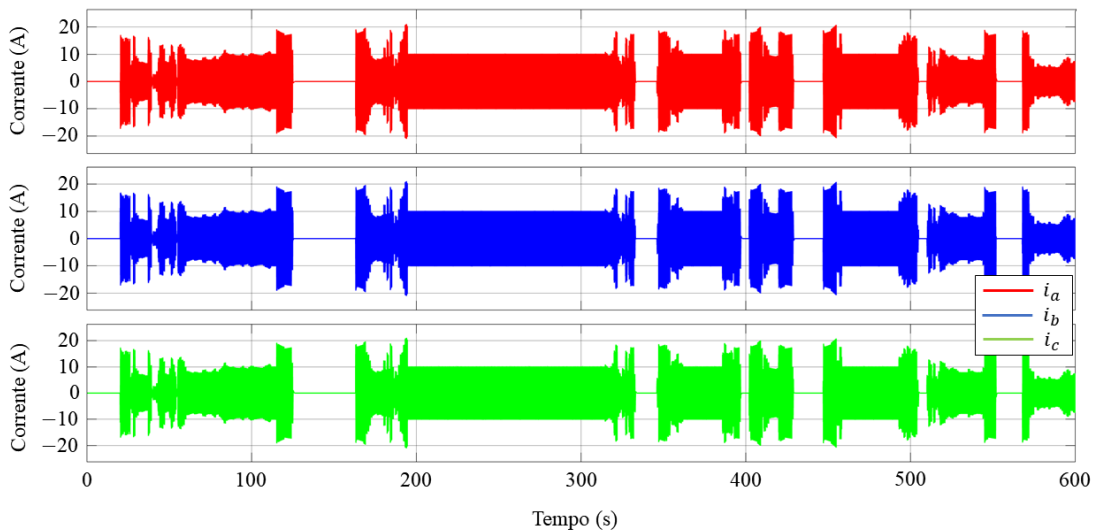
O comportamento geral das correntes trifásicas do estator na simulação MIL pode ser visualizado na Figura 5.6, constatando-se maior amplitude das correntes quando o veículo está acelerando, devido à necessidade de gerar um torque eletromagnético mais elevado, e valor nulo quando o veículo não está se deslocando. Além disso, a Figura 5.7 apresenta as correntes trifásicas em detalhe na situação limite citada anteriormente, ou seja, próximo ao valor nominal de 21,7 A, onde verifica-se a forma de onda senoidal e também a existência de ondulação em alta frequência nos sinais devido ao chaveamento do inversor.

Figura 5.5 – Torque eletromagnético e de carga do MSIP na simulação MIL



Fonte: Autor.

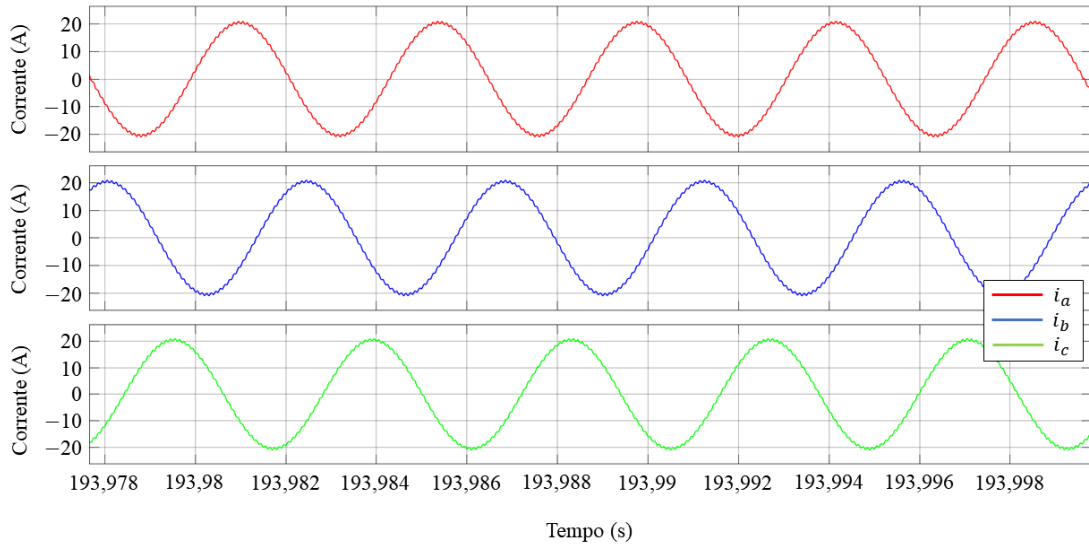
Figura 5.6 – Correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação MIL



Fonte: Autor.

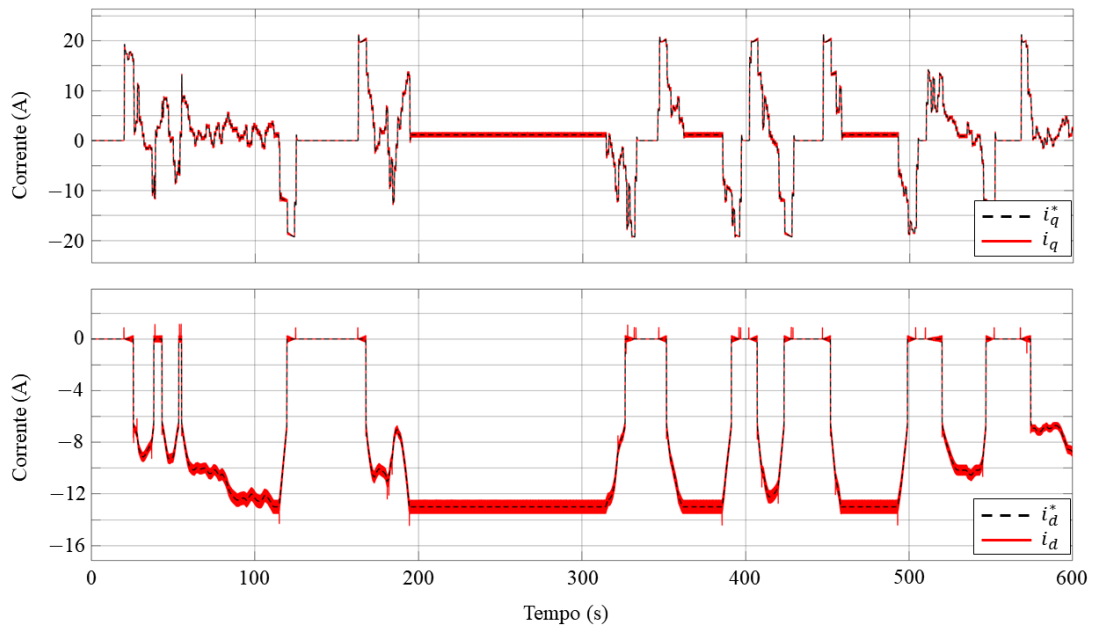
As correntes do estator no referencial síncrono são mostradas na Figura 5.8. Verifica-se que o sistema de controle projetado garante o rastreamento da referência para ambas as componentes, apesar dos efeitos não compensados de acoplamento entre eixos. Além disso, a corrente de eixo direto apresenta valor não nulo apenas em altas velocidades, quando a técnica FW está atuando, e a corrente de eixo em quadratura, por estar associada à produção de torque eletromagnético, apresenta valores mais elevados quando o veículo está acelerando.

Figura 5.7 – Detalhe das correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação MIL



Fonte: Autor.

Figura 5.8 – Correntes do MSIP no referencial síncrono na simulação MIL



Fonte: Autor.

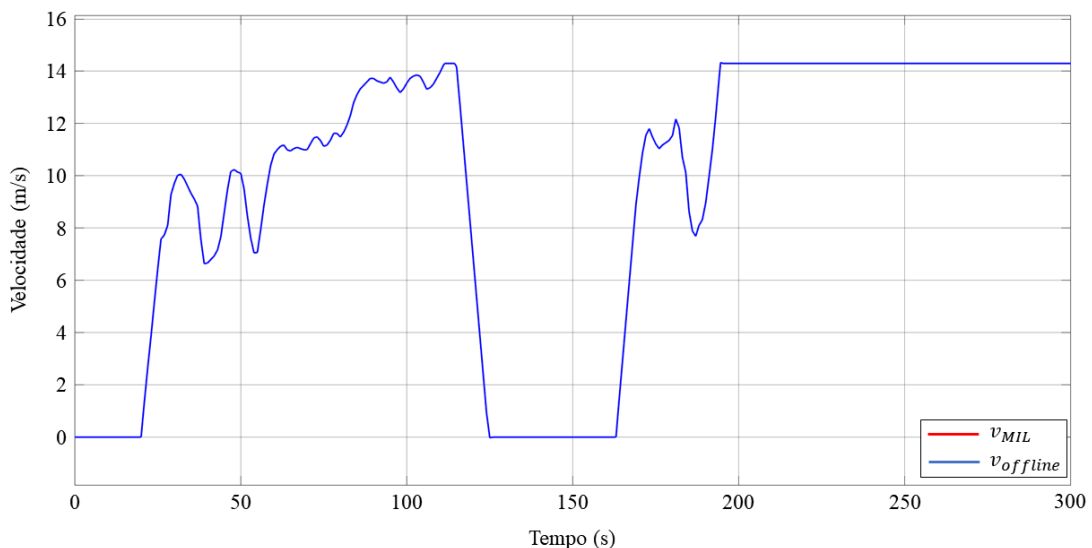
5.2.1 Comparação com resultados *offline*

Como discutido anteriormente, a simulação *model-in-the-loop* é uma simulação completamente digital. Dessa maneira, os modelos de simulação podem ser executados *offline*, caso o ambiente de simulação permita, sem a necessidade de realizar modificações.

Assim, o modelo de simulação do sistema de tração é simulado de forma *offline* no *software* Simulink® com a finalidade de validar os resultados da simulação MIL. Porém, torna-se necessário inserir todos os componentes simulados em um mesmo modelo. No caso da simulação descrita nesta subseção, isso significa simular em conjunto os modelos da CPU e do FPGA. Além disso, como os computadores convencionais possuem capacidade de processamento muito menor que a apresentada pelo simulador OP5700, são executados apenas os cinco minutos iniciais do ciclo de condução. O passo de simulação empregado é o mesmo do modelo executado em tempo real na CPU do simulador em tempo real: 6,25 μ s.

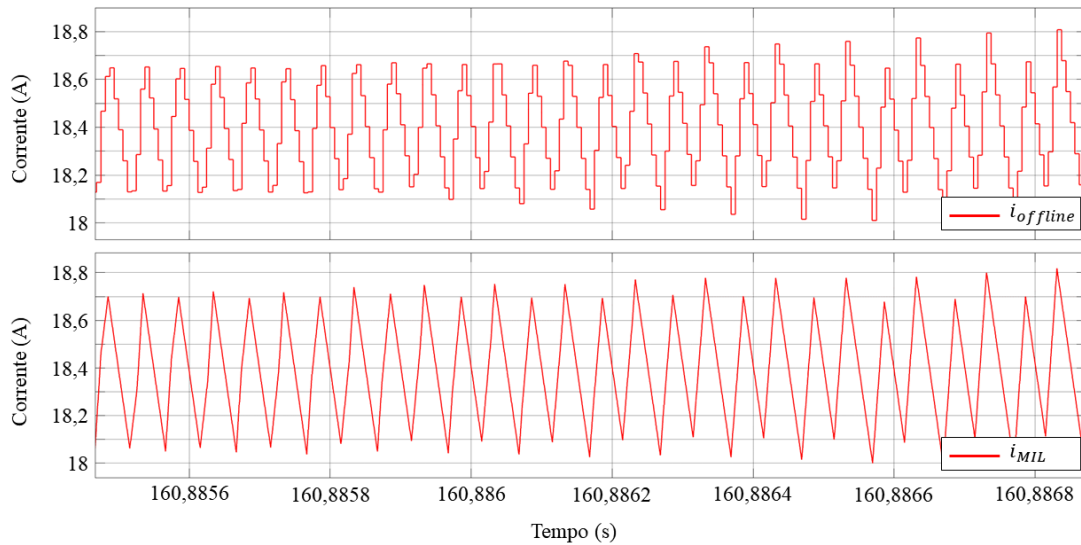
Para grandezas mecânicas, a execução *offline* não apresenta diferenças com relação à simulação MIL. Como mostrado na Figura 5.9 para a velocidade linear do veículo, quando comparadas as curvas das grandezas mecânicas ficam sobrepostas. No caso de grandezas elétricas, o comportamento geral segue o mesmo padrão de similaridade. Porém, na representação de eventos em alta frequência, é possível visualizar algumas diferenças que ocorrem devido à execução em tempo real de parte do modelo no FPGA com menor passo de simulação. A Figura 5.10 mostra em detalhe a ondulação de corrente em alta frequência na fase A do MSIP. Verifica-se que a simulação *offline* não apresenta o mesmo padrão de onda triangular devido ao passo de simulação ser de 6,25 μ s para todos os componentes do modelo.

Figura 5.9 – Comparação entre as velocidades na simulação MIL e *offline*



Fonte: Autor.

Figura 5.10 – Comparação entre as ondulações de corrente em alta frequência na simulação MIL e *offline*



Fonte: Autor.

Portanto, conclui-se que a simulação *offline* valida o desenvolvimento do modelo utilizado na simulação em tempo real devido à similaridade entre os resultados. Ademais, além das vantagens da simulação MIL citadas no início da subseção 5.2, nota-se que essa categoria de simulação em tempo real é uma ferramenta importante para execução de modelos complexos, ou que demandem grande esforço computacional, e também possibilita uma representação com maior exatidão de eventos em alta frequência, como, por exemplo, o chaveamento de dispositivos semicondutores em conversores de potência.

5.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO CHIL

Os resultados apresentados nesta subseção têm como objetivo validar a proposta de simulação CHIL do sistema de tração projetado. Para tanto, realiza-se o sistema como representado na Figura 4.6, implementado o sistema de controle no DSP e simulando o estágio de potência no OP5700, com o modelo do inversor executado no FPGA. A Figura 5.11 exibe a implementação da simulação CHIL, onde a conexão do DSP ao painel posterior do OP5700 é realizada por meio da placa de interface. Destaca-se que essa configuração de *hardware* é geral para o conceito de simulação CHIL, independentemente do modelo simulado.

A Figura 5.12 mostra que, assim como constatado na simulação MIL, garante-se o rastreamento da referência de velocidade ao longo de toda faixa de operação do sistema. Porém, analisando em detalhe, verificam-se algumas diferenças nas curvas. Na Figura 5.13 são exibidos

Figura 5.11 – Implementação da simulação CHIL

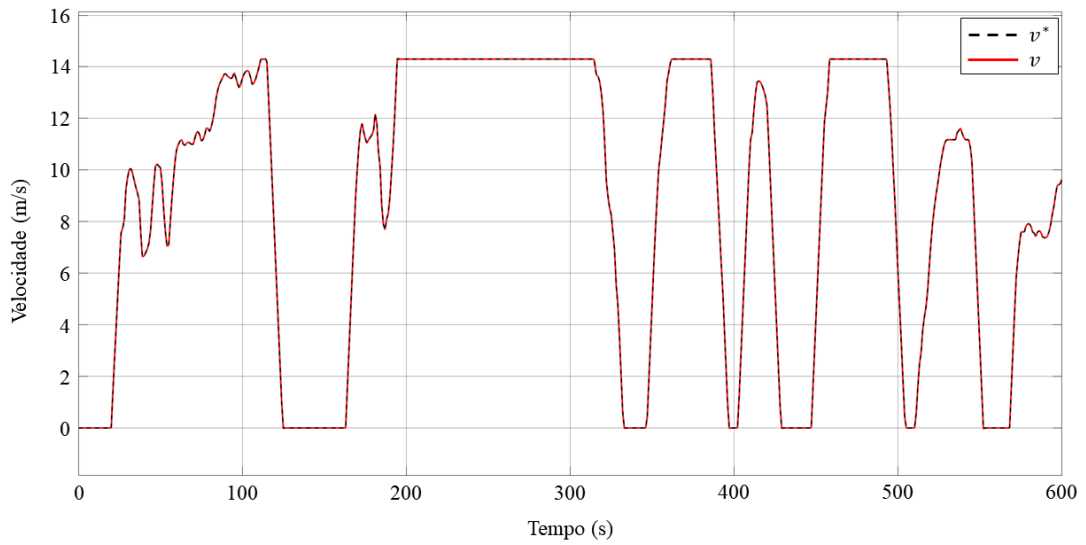


Fonte: Autor.

os mesmos transitórios de velocidade destacados anteriormente na Figura 5.4. Em ambos os casos, o controle leva em torno de 0,95 segundos para rastrear a referência com erro mínimo.

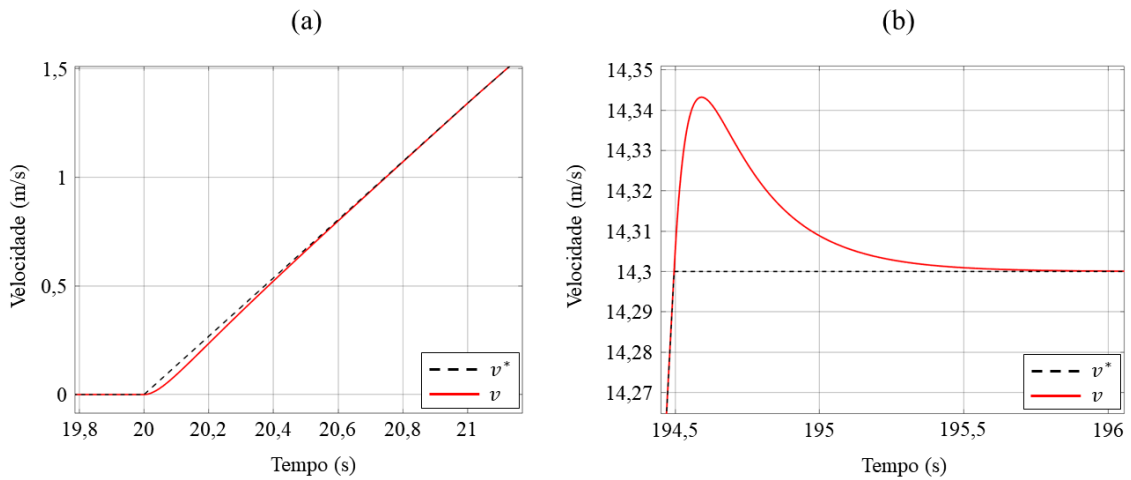
Como os controladores PI implementados no DSP são idênticos aos simulados, mostrados na Figura 5.2, e os parâmetros empregados no modelo de simulação também são mantidos, conclui-se que as variações nos transitórios estão relacionadas à implementação do sistema de controle em *hardware* específico e também à utilização das I/Os do simulador. A alta taxa de amostragem das entradas digitais do OP5700, apresentada na Tabela 4.2, garante a aquisição de todos os eventos existentes nos sinais de controle gerados pelo DSP. Assim, a simulação CHIL apresenta resultados mais exatos, com relação ao sistema real que é modelado em *software*, do que a simulação MIL, onde há limitação no passo de simulação e no número de eventos entre passos de simulação.

Figura 5.12 – Velocidade linear do veículo e de referência na simulação CHIL



Fonte: Autor.

Figura 5.13 – Transitórios de velocidade na simulação CHIL

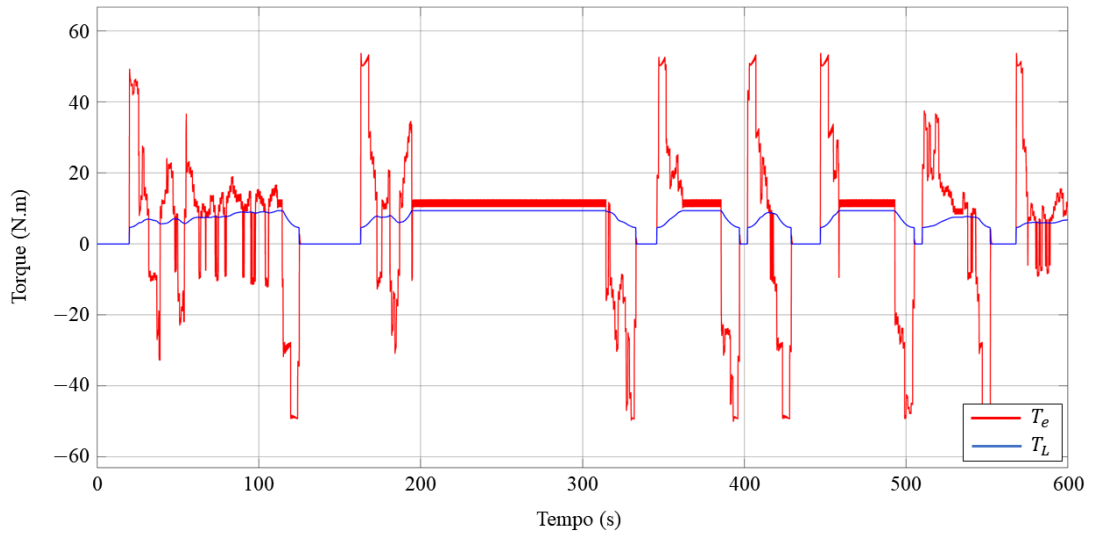


Fonte: Autor.

O torque eletromagnético e o torque de carga do motor de tração estão representados na Figura 5.14. Assim como no caso da velocidade, os torques apresentam um comportamento geral similar ao apresentado na simulação MIL. O torque eletromagnético produzido pela máquina atinge um máximo de 54,78 N.m, no mesmo instante de tempo em que é registrado o torque máximo na Figura 5.5. Além disso, não é considerada inclinação do plano.

A Figura 5.15 exibe as correntes trifásicas da máquina ao longo da simulação CHIL, verificando-se novamente um comportamento muito similar ao da simulação MIL. Analisando

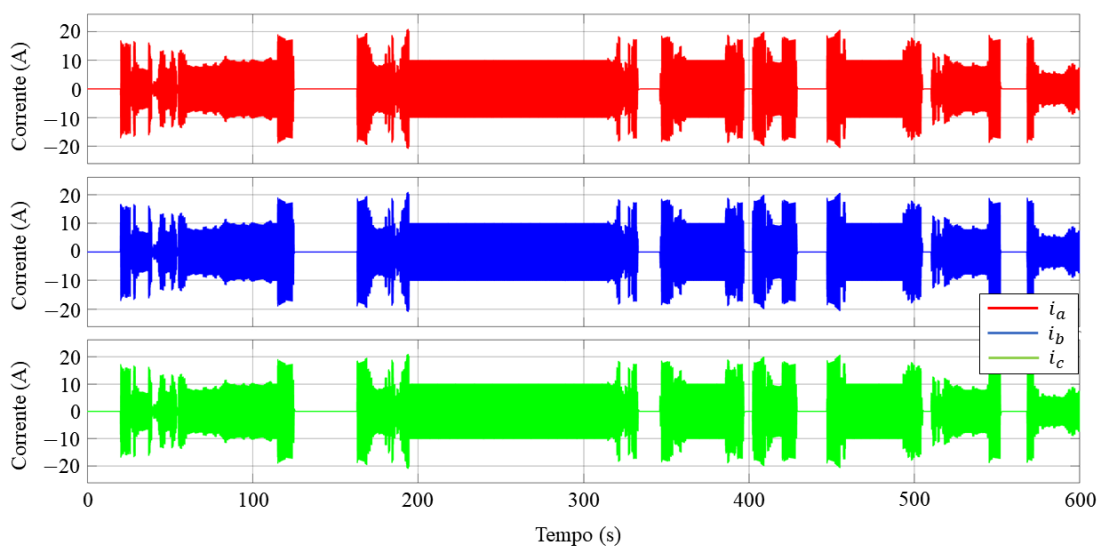
Figura 5.14 – Torque eletromagnético e de carga do MSIP na simulação CHIL



Fonte: Autor.

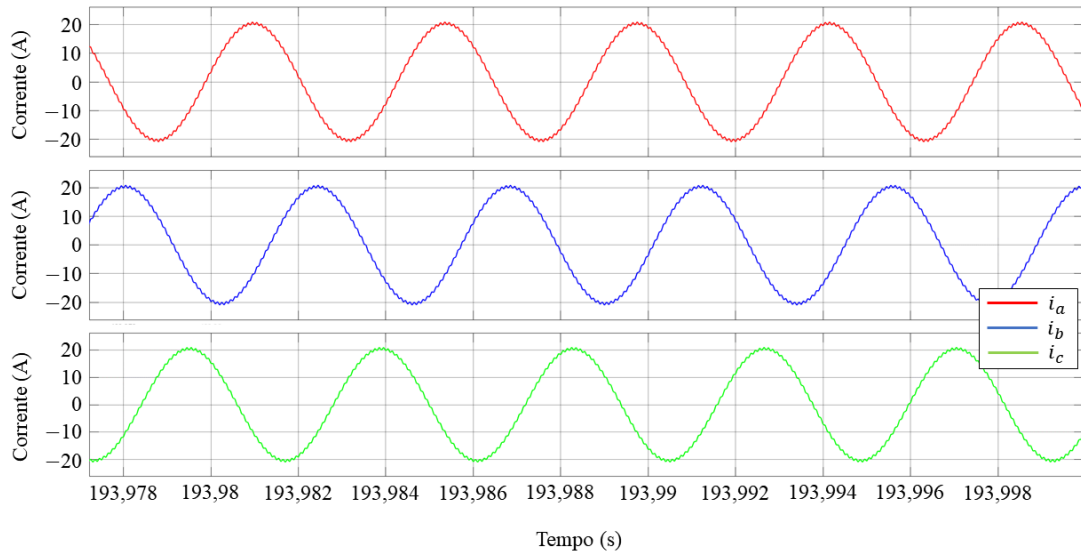
os sinais em detalhe, mostrados na Figura 5.16 para o momento em que o veículo está acelerando próximo à velocidade máxima de 14,3 m/s, pode-se identificar a forma de onda senoidal e a ondulação em alta frequência devido ao chaveamento do inversor. O valor máximo atingido pelas correntes é ligeiramente maior que o máximo na simulação MIL, mas mantém-se abaixo do valor nominal.

Figura 5.15 – Correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação CHIL



Fonte: Autor.

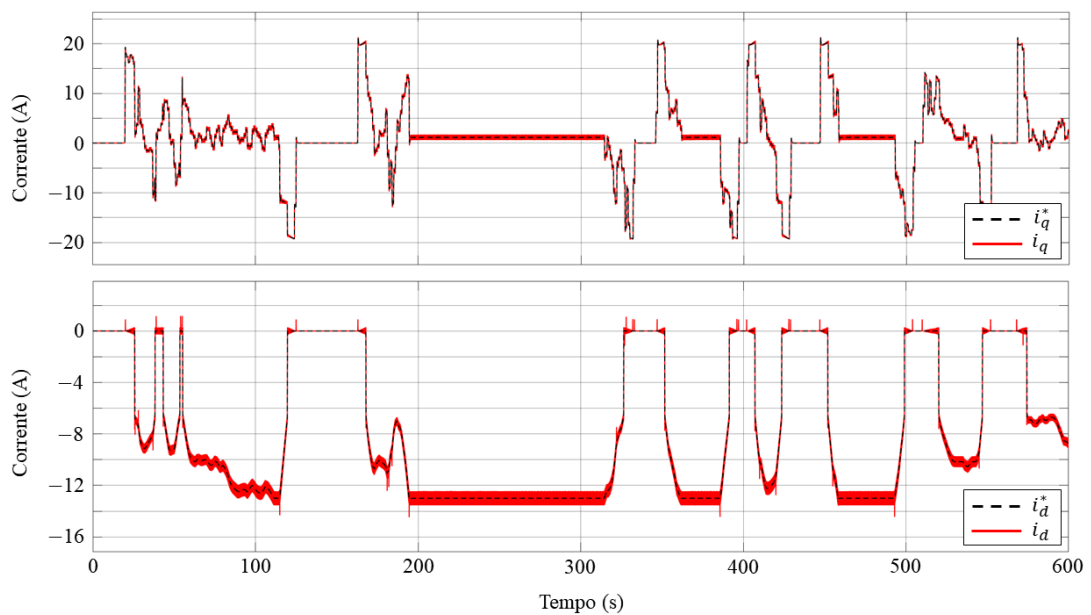
Figura 5.16 – Detalhe das correntes do MSIP no referencial trifásico na simulação CHIL



Fonte: Autor.

Por fim, as correntes do estator no referencial síncrono podem ser visualizadas na Figura 5.17. Novamente, verifica-se um resultado similar à simulação MIL, com pequenas variações nos transitórios do controle de corrente.

Figura 5.17 – Correntes do MSIP no referencial síncrono na simulação CHIL



Fonte: Autor.

Os resultados obtidos na simulação CHIL do sistema de tração são, de maneira geral, similares aos resultados da simulação MIL. Portanto, pode-se afirmar que esses resultados demonstram a viabilidade de implementação da simulação CHIL do sistema de tração projetado, utilizando o simulador em tempo real OP5700. Como principal benefício com relação à simulação MIL, verifica-se que a utilização das I/Os com altas taxas de amostragem possibilita representar eventos em alta frequência com maior exatidão, permitindo considerar a simulação CHIL como alternativa à implementação de protótipos de sistemas de tração para veículos elétricos.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

De maneira geral, a simulação MIL é uma ferramenta importante para analisar o sistema estudado. Essa simulação funciona como a simulação *offline*, ou seja, com todo o sistema simulado. Porém, é possível beneficiar-se de algumas das características dos simuladores em tempo real, como alta capacidade de processamento e representação de eventos em alta frequência com maior exatidão.

Após estabelecer um padrão para o comportamento das variáveis com base na simulação MIL, a simulação CHIL permite testar a operação do sistema de controle quando implementado em *hardware* específico. Dessa maneira, a simulação CHIL apresenta-se como solução à implementação do controle sem a necessidade de realizar fisicamente o estágio de potência e, ainda, com a possibilidade de testar distintos cenários no modelo simulado.

6 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de sistemas de tração para veículos elétricos utilizando simulação em tempo real como ferramenta de análise das variáveis do sistema e também para validação do projeto. Esse estudo forma parte inicial da realização de uma plataforma de simulação PHIL para sistemas de tração eletrificados.

As pesquisas no tema de veículos elétricos, apesar de não serem novidade, tornaram-se mais relevantes nos anos recentes devido ao fato de que essa tecnologia surge como solução ao uso de veículos convencionais no que diz respeito ao nível de emissões do setor de transportes. Entre os diferentes subsistemas que compõe um veículo elétrico, a tração pode ser considerada o subsistema crítico, pois garante a movimentação do veículo. As pesquisas acerca desse subsistema costumam abordar distintas soluções para cada componente do sistema de tração, analisando o impacto dessas soluções no desempenho da tração ou no consumo de energia das baterias. Nesse sentido, as categorias de simulação em tempo real apresentam-se como alternativa ao desenvolvimento de protótipos do sistema de tração, trazendo vantagens como redução no tempo de desenvolvimento do projeto ou redução de custos e complexidade dos testes práticos para validação experimental.

Com base na relevância do tema citado, decidiu-se utilizar o simulador em tempo real OP5700, disponível nos laboratórios do INCT-GD, para desenvolver simulação CHIL de sistemas de tração para veículos elétricos. Diferentemente da simulação *offline*, as simulações em tempo real representam as dinâmicas do sistema físico com a mesma duração de tempo em que estas ocorrem no sistema real. Apesar de, em alguns casos, isso resultar em simulações mais lentas, abre-se a possibilidade de realizar validação experimental do sistema estudado sem a necessidade de implementar todos os componentes fisicamente. A simulação CHIL, em específico, configura-se como a implementação do sistema de controle em *hardware* externo e a simulação do estágio de potência, sendo usualmente utilizada para teste de controladores.

A partir da revisão bibliográfica, definiu-se como objeto de estudo um sistema de tração com motor central em relação ao veículo, o que pode ser considerado uma adaptação direta de veículos convencionais. Ademais, considerou-se o sistema aplicado ao Renault Twizy, o qual é um veículo elétrico leve desenvolvido para ambientes urbanos. No dimensionamento do motor de tração, optou-se pela utilização de um motor síncrono de ímãs permanentes. Além disso, a máquina foi escolhida com base na potência do sistema de tração do Renault Twizy e na tensão do barramento CC de alimentação, definida em 400 V. Como o MSIP selecionado é trifásico, emprega-se um inversor trifásico de dois níveis no acionamento.

A fim de modelar o movimento do veículo elétrico, utilizou-se o modelo longitudinal, a partir do qual é possível estabelecer relações de forças ou torques que atuam sobre o sistema e, conseqüentemente, calcular aceleração e velocidade do veículo. O modelo longitudinal permite modelar a transmissão mecânica como um ganho que representa a redução de velocidade do eixo de saída do motor de tração para o eixo das rodas do veículo. Com isso, somente os componentes da parte elétrica do sistema de tração são simulados com modelos matemáticos detalhados, possibilitando um maior foco nesses componentes. O projeto da relação de transmissão para o sistema de tração foi realizado considerando o desempenho em aceleração do veículo com base na característica de torque por velocidade do MSIP dimensionado.

Nas simulações de veículos elétricos é comum empregar ciclos de condução como referência de velocidade, pois esses ciclos representam padrões reais de condução. Assim, de forma a rastrear a referência de velocidade, projetou-se um sistema de controle para o MSIP baseado na técnica FOC composto por uma malha externa de velocidade e uma malha interna de corrente. Optou-se pela utilização de controladores PI, que foram projetados pela comparação do sistema de controle em malha fechada com um sistema típico de segunda ordem em malha fechada. Além disso, como em altas velocidades o inversor não poderia fornecer a potência necessária ao motor devido a limitações de alimentação, utilizou-se uma técnica FW para acelerar a máquina além da velocidade nominal. A técnica utilizada permite manter a estrutura do sistema de controle e o projeto dos controladores, modificando apenas a referência de corrente de eixo direto de forma a reduzir o fluxo de entreferro.

Com o sistema de tração projetado, foi necessário definir como estruturar o modelo de simulação do veículo elétrico. O equipamento OP5700 utilizado no desenvolvimento das simulações em tempo real, estado da arte de simuladores em tempo real da OPAL-RT Technologies, disponibiliza ferramentas que auxiliam na construção do modelo. Além de empregar o ambiente MATLAB®/Simulink® como *software* para desenvolvimento dos modelos de simulação pelo usuário, o simulador possui um FPGA para simulação em tempo real de conversores de potência com passo de simulação mínimo em torno de 200 nanossegundos. Além disso, o *solver* eHS possibilita desenvolver os modelos no Simulink® e carregá-los no FPGA sem a necessidade de escrever linhas de código. Essa questão, somada à alta taxa de amostragem das I/Os do equipamento, permite desenvolver simulações HIL que representam com exatidão os sistemas físicos estudados.

A partir disso, e com base na metodologia *forward* de simulação dos sistemas de tração, desenvolveu-se o modelo de simulação CHIL do sistema de tração projetado. O sistema de controle foi implementado no DSP TMS320F28379D e o estágio de potência do sistema foi

modelado no Simulink® para ser executado no OP5700. O modelo do inversor trifásico foi executado no FPGA do simulador com passo de simulação de 250 ns, enquanto os componentes restantes do modelo foram executados na CPU com passo de 6,25 µs. Com a finalidade de simplificar a simulação, utilizou-se o próprio modelo da máquina elétrica para determinar a velocidade linear do veículo a partir da equação dinâmica que modela o comportamento mecânico do MSIP. Ainda, uma placa de interface, entre simulador e DSP, foi projetada para garantir a proteção dos equipamentos e facilitar a conexão das I/Os.

Previamente ao desenvolvimento da simulação CHIL, todo o sistema de tração foi modelado e simulado em tempo real no OP5700, configurando simulação MIL. Dessa maneira, foi possível estabelecer um padrão para as variáveis analisadas e validar o projeto do sistema. Devido ao limite de corrente da máquina, obteve-se uma velocidade máxima de 51,48 km/h para o veículo, a qual é considerada suficiente para veículos urbanos. Resultados de simulação *offline* garantiram a validade da simulação MIL e demonstraram as vantagens decorrentes da utilização do FPGA para simulação de conversores operando em altas frequências. Por fim, os resultados da simulação CHIL validaram a proposta de simular o sistema de tração utilizando essa categoria de simulação em tempo real, além de mostrarem maior exatidão na representação do sistema físico, quando comparado com simulações totalmente digitais, devido à implementação do controle em *hardware* específico e ao uso das I/Os do simulador.

Portanto, este trabalho demonstrou a possibilidade de desenvolver um modelo de simulação para sistemas de tração eletrificados aplicável em qualquer categoria de simulação e a partir do qual pode-se obter modelos de sistemas de tração com arquiteturas mais complexas. Além disso, foram exploradas distintas ferramentas relacionadas a simulação HIL que permitem simular conversores de potência operando em altas frequências, cumprindo com os objetivos estabelecidos.

6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como oportunidade para trabalhos futuros, pode-se citar:

- Utilizar o modelo de simulação desenvolvido para obter modelos de sistemas de tração com arquiteturas mais complexas;
- Estudar possíveis otimizações do modelo de simulação com auxílio de ferramentas da OPAL-RT Technologies, como, por exemplo, a execução do modelo do motor elétrico no FPGA do simulador em tempo real;

- Empregar uma estratégia de máximo torque por ampere (em inglês, *maximum torque per ampere* – MTPA) de forma a melhorar o desempenho do controle por orientação de campo;
- Aumentar a frequência de comutação do inversor trifásico, analisando o impacto na representação de sinais com componentes em alta frequência e determinando qual o limite para a frequência de operação dos conversores simulados;
- Inserir na simulação o modelo do banco de baterias e, a partir disso, realizar estudos de autonomia do veículo, consumo de energia e eficiência do sistema de tração, entre outros pontos relevantes para o tema em análise;
- Representar o motor de tração com um modelo que considere as variações paramétricas da máquina, aumentando a fidelidade da simulação em tempo real;
- Projetar uma segunda versão da placa de interface, integrando outras funcionalidades e generalizando a conexão ao *hardware* de controle;
- Desenvolver simulação PHIL de sistemas de tração para veículos elétricos.

6.2 ARTIGOS PUBLICADOS

- VIANNA, P. S.; VIEIRA, R. P.; BATSCHAUER, A. L.; RECH, C. Acionamento e controle do motor síncrono de ímãs permanentes para aplicação no sistema de tração de veículos elétricos. In: 13th Seminar on Power Electronics and Control, 2021, congresso virtual. **Anais do SEPOC**: 2021.

REFERÊNCIAS

- ABDELRAHMAN, A. S.; ALGARNY, K. S.; YOUSSEF, M. Z. A novel platform for powertrain modeling of electric cars with experimental validation using real-time hardware in the loop (HIL): a case study of GM second generation Chevrolet Volt. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 11, p. 9762–9771, 1 nov. 2018.
- ADIB, A. *et al.* E-mobility - advancements and challenges. **IEEE Access**, v. 7, p. 165226–165240, 2019.
- AMITKUMAR, K. S.; PILLAY, P.; BÉLANGER, J. An investigation of power-hardware-in-the-loop- based electric machine emulation for driving inverter open-circuit faults. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 7, n. 1, p. 170–182, 1 mar. 2021.
- BARLOW, T. J. *et al.* **A reference book of driving cycles for use in the measurement of road vehicle emissions**. 3. ed. [s.l.] TRL, 2009.
- BAZZI, A. M.; LIU, Y.; FAY, D. S. Electric machines and energy storage: over a century of technologies in electric and hybrid electric vehicles. **IEEE Electrification Magazine**, v. 6, n. 3, p. 49–53, 1 set. 2018.
- BÉLANGER, J.; VENNE, P.; PAQUIN, J.-N. The what, where and why of real-time simulation. In: Planet RT, 2010. **Anais [...]**: 2010.
- BISWAS, A.; EMADI, A. Energy management systems for electrified powertrains: state-of-the-art review and future trends. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 7, p. 6453–6467, 1 jul. 2019.
- CHAN, C. C.; BOUSCAYROL, A.; CHEN, K. Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: architectures and modeling. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 2, p. 589–598, fev. 2010.
- CHAU, K. T. *et al.* Design of a magnetic-g geared outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 43, n. 6, p. 2504–2506, 2007.
- CHEN, H. *et al.* Electrified automotive powertrain architecture using composite DC-DC converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 1, p. 98–116, 1 jan. 2017.
- DALMOLIN, G. *et al.* Modeling of an electrical axial flux motor applied to electric vehicles. In: 26th SAE BRASIL International Congress and Display, 2017. **Anais [...]**: 2017.
- DE SANTIAGO, J. *et al.* Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 2, p. 475–484, fev. 2012.
- EDRINGTON, C. S. *et al.* Role of power hardware in the loop in modeling and simulation for experimentation in power and energy systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 12, p. 2401–2409, 1 dez. 2015.

EHSANI, M. *et al.* **Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2004.

EHSANI, M. *et al.* State of the art and trends in electric and hybrid electric vehicles. **Proceedings of the IEEE**, v. 109, n. 6, p. 967–984, 1 jun. 2021.

EMADI, A. **Advanced electric drive vehicles**. 1. ed. Boca Raton: CRC Press, 2015.

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

FAJRI, P.; PRABHALA, V. A. K.; FERDOWSI, M. Emulating on-road operating conditions for electric-drive propulsion systems. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 31, n. 1, p. 1–11, 1 mar. 2016.

FARUQUE, M. O. *et al.* Real-time simulation technologies for power systems design, testing, and analysis. **IEEE Power and Energy Technology Systems Journal**, v. 2, n. 2, p. 63–73, 2015.

GABBI, T. S. **Controle por modos deslizantes e observador de distúrbios aplicados ao motor síncrono de ímãs permanentes**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2015.

GENG, C. *et al.* Direct yaw-moment control of an in-wheel-motored electric vehicle based on body slip angle fuzzy observer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1411–1419, 2009.

GUILLAUD, X. *et al.* Applications of real-time simulation technologies in power and energy systems. **IEEE Power and Energy Technology Systems Journal**, v. 2, n. 3, p. 103–115, 1 set. 2015.

HAYES, J. G.; GOODARZI, G. A. **Electric powertrain: energy systems, power electronics and drives for hybrid, electric and fuel cell vehicles**. 1. ed. Hoboken: Wiley, 2018.

HERRERA, L. *et al.* FPGA-based detailed real-time simulation of power converters and electric machines for EV HIL applications. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1702–1712, 1 mar. 2015.

HESLA, E. Electric propulsion [history]. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 15, n. 4, p. 10–13, 2009.

IEA. **World Energy Outlook 2022**. [s.l.: s.n.]. 2022a. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/world-energy-outlook-2022>>. Acesso em: 27 dez. 2022.

IEA. **Electric Vehicles**. [s.l.: s.n.]. 2022b. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/electric-vehicles>>. Acesso em: 27 dez. 2022.

IEEE TECHNICAL COMMUNITY ON REAL-TIME SYSTEMS. **Terminology and notation**. 2023. Disponível em: <<https://cmte.ieee.org/tcrts/education/terminology-and-notation/>>. Acesso em: 5 jan. 2023.

IMINE, H.; M'SIRDI, N. K.; DELANNE, Y. Adaptive observers and estimation of the road profile. In: SAE World Congress, 2003. **Anais [...]**: 2003.

IVANOV, V.; SAVITSKI, D.; SHYROKAU, B. A survey of traction control and antilock braking systems of full electric vehicles with individually controlled electric motors. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 64, n. 9, p. 3878–3896, 1 set. 2015.

JUNG, C. Power up with 800-V systems: the benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. **IEEE Electrification Magazine**, v. 5, n. 1, p. 53–58, 1 mar. 2017.

KERMANI, S. *et al.* PHIL implementation of energy management optimization for a parallel HEV on a predefined route. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 60, n. 3, p. 782–792, mar. 2011.

KÖNIG, O. *et al.* Battery emulation for power-HIL using local model networks and robust impedance control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 943–955, 2014.

KRAUSE, P. *et al.* **Analysis of electric machinery and drive systems**. 3. ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2013.

KRISHNAN, R. **Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives**. 1. ed. New York: CRC Press, 2010.

MOCCELINI, M. P. **Real-time simulation of power electronics systems and hardware-in-the-loop applications**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

MOHAN, G.; ASSADIAN, F.; LONGO, S. Comparative analysis of forward-facing models vs backward-facing models in powertrain component sizing. In: IEEE Hybrid and Electric Vehicles Conference (HEVC 2013), 2013, Londres. **Anais [...]**: 2013.

MORIMOTO, S.; SANADA, M.; TAKEDA, Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 30, n. 4, p. 920–926, 1994.

MUTOH, N.; KAZAMA, T.; TAKITA, K. Driving characteristics of an electric vehicle system with independently driven front and rear wheels. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 3, p. 803–813, jun. 2006.

NAM, K.; FUJIMOTO, H.; HORI, Y. Lateral stability control of in-wheel-motor-driven electric vehicles based on sideslip angle estimation using lateral tire force sensors. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 61, n. 5, p. 1972–1985, 2012.

NEMETH, T. *et al.* A simulation platform for optimization of electric vehicles with modular drivetrain topologies. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 4, n. 4, p. 888–900, 1 dez. 2018.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. 2. ed. New Jersey: Prentice-Hall, 1995.

OH, S. C. Evaluation of motor characteristics for hybrid electric vehicles using the hardware-in-the-loop concept. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 54, n. 3, p. 817–824, maio 2005.

ONG, C. M. **Dynamic Simulations of Electric Machinery - Chee Mun Ong**. 1. ed. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1997.

OPAL-RT. **eHS User Guide**. [s.l: s.n.]. 2016.

OPAL-RT. **System Description - Project: PF718-062**. Montreal: OPAL-RT Technologies, 2018a.

OPAL-RT. **Introduction: OPAL-RT and benefits of real-time simulation**. OPAL-RT Technologies, 2018b.

OPAL-RT. **Real-time simulation fundamentals with RT-LAB: software, models and hardware**. OPAL-RT Technologies, 2018c.

OPAL-RT. **OP5700 System Description**. 2023. Disponível em: <<https://wiki.opal-rt.com/display/HDGD/OP5700+System+Description>>. Acesso em: 9 jan. 2023.

PILLAY, P.; KRISHNAN, R. Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive. In: 1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1987. **Anais [...]**: 1987.

POKHAREL, M.; HO, C. N. M. Development of interface model and design of compensator to overcome delay response in a PHIL setup for evaluating a grid-connected power electronic DUT. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 58, n. 3, p. 4109–4121, 2022.

RAJAMANI, R. **Vehicle dynamics and control (Mechanical Engineering Series)**. 1. ed. New York: Springer, 2006.

RAJASHEKARA, K. Present status and future trends in electric vehicle propulsion technologies. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 1, p. 3–10, 2013.

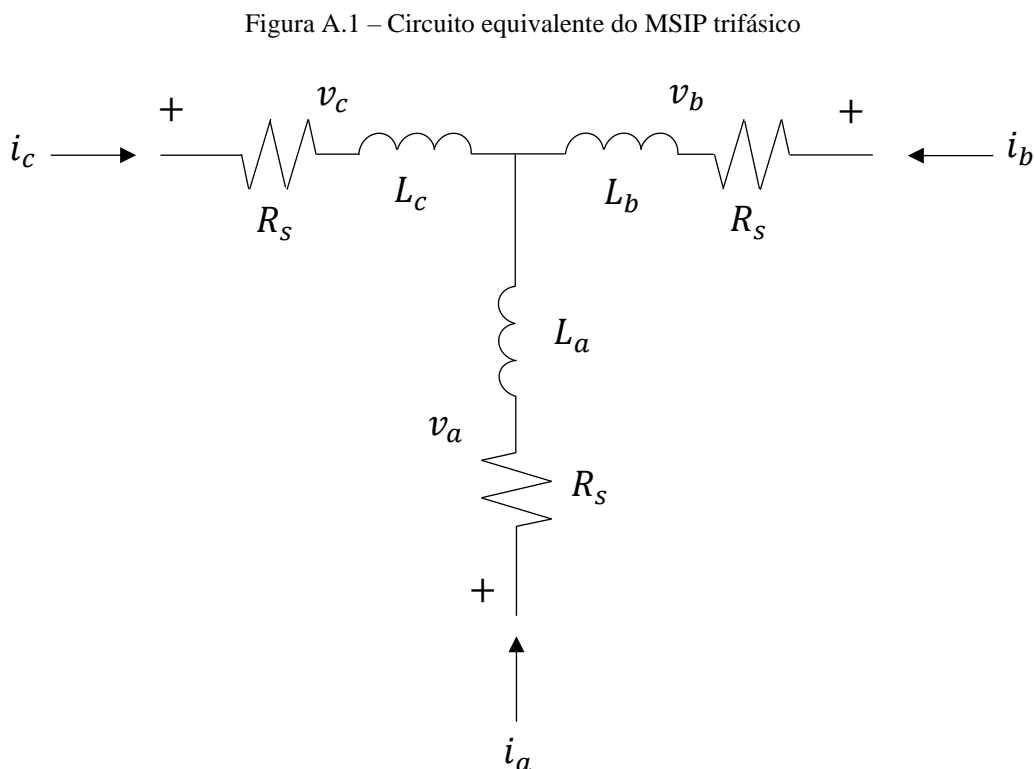
RENAULT GROUP. **Twizy**. 1 jul. 2020. Disponível em: <<https://www.renaultgroup.com/en/news-on-air/news/twizy-2/>>. Acesso em: 9 jan. 2023

SARLIOGLU, B. *et al.* Driving toward accessibility: a review of technological improvements for electric machines, power electronics, and batteries for electric and hybrid vehicles. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 23, n. 1, p. 14–25, 1 jan. 2017.

APÊNDICE A – MODELO MATEMÁTICO DO MOTOR SÍNCRONO DE IMÃS PERMANENTES

O modelo matemático do motor síncrono de imãs permanentes é utilizado no projeto dos controladores de corrente e velocidade na subseção 3.6.1, além de ser necessário para o desenvolvimento do modelo de simulação na subseção 4.2. As informações apresentadas neste apêndice são derivadas de Krause et al. (2013).

Para realizar a modelagem, considera-se um motor síncrono de imãs permanentes trifásico com polos salientes, enrolamentos do estator conectados em estrela e idênticos nas três fases. O circuito elétrico equivalente da máquina pode ser visualizado na Figura A.1, onde v_a , v_b e v_c representam as tensões de fase do estator, i_a , i_b e i_c representam as correntes de fase do estator, assim como L_a , L_b e L_c representam a indutância em cada fase.



Fonte: Adaptado de (KRAUSE et al., 2013).

A partir do circuito equivalente, pode-se obter as tensões do estator no referencial trifásico:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

onde λ_a , λ_b e λ_c representam os fluxos em cada fase do estator e podem ser descritos por (A.2).

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta_e) \\ \text{sen}\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Em (A.2), os elementos denotados por M referem-se às indutâncias mútuas entre as fases indicadas pelo subscrito, assim como θ_e representa a posição elétrica do rotor. O segundo termo após a igualdade representa o fluxo concatenado no estator devido ao campo magnético gerado pelos imãs permanentes.

A fim de obter o modelo da máquina no referencial síncrono $dq0$, aplica-se a transformação de referencial em (A.1) e (A.2) com o eixo de referência alinhado ao vetor de fluxo dos imãs permanentes, o que faz com que o ângulo de transformação seja a posição elétrica θ_e . Assim, a matriz de transformação, T_{dq0} , é apresentada em (A.3) e o resultado da transformação em (A.4), onde optou-se por não representar a componente de eixo 0, que é nula.

$$T_{dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos\left(\theta_e - \frac{2}{3}\right) & \cos\left(\theta_e + \frac{2}{3}\right) \\ -\text{sen}(\theta_e) & -\text{sen}\left(\theta_e - \frac{2}{3}\right) & -\text{sen}\left(\theta_e + \frac{2}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s + \frac{d}{dt} L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

Em (A.4), a velocidade elétrica da máquina, ω_e , pode ser obtida da velocidade mecânica, ω_m , pela relação:

$$\omega_e = P \omega_m \quad (\text{A.5})$$

onde P indica o número de pares de polos da máquina elétrica.

É possível obter uma equação para calcular o torque eletromagnético produzido pelo MSIP com base nas grandezas referenciadas para o referencial síncrono. Para tanto, a potência mecânica de saída é representada como o produto do torque eletromagnético pela velocidade mecânica e a potência elétrica de entrada é obtida pelo somatório do produto de tensão por corrente em cada eixo do referencial $dq0$. Considerando uma situação ideal, pode-se escrever:

$$T_e \omega_m = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_0 i_0) \quad (\text{A.6})$$

A substituição das equações de tensão do modelo, descritas em (A.5), permite obter:

$$\begin{aligned} T_e \omega_m = & \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2 + 2i_0^2) + \frac{3}{2} P \omega_m (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \\ & + \frac{3}{2} (i_d \frac{d}{dt} \lambda_d + i_q \frac{d}{dt} \lambda_q + 2i_0 \frac{d}{dt} \lambda_0) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

onde λ_d , λ_q e λ_0 representam o fluxo magnético em cada eixo do referencial síncrono. Como o referencial é alinhado com o vetor de fluxo dos imãs, obtém-se as seguintes relações para os eixos direto e em quadratura:

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (\text{A.8})$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (\text{A.9})$$

O primeiro termo no lado direito da igualdade em (A.7) representa as perdas ôhmicas nos enrolamentos do estator, enquanto o último termo deste mesmo lado da igualdade representa a variação de fluxo magnético. Equacionando (A.7) obtém-se a expressão em (A.10), que relaciona o torque eletromagnético com as grandezas do estator no referencial síncrono $dq0$.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (\text{A.10})$$

Substituindo (A.8) e (A.9) em (A.10), obtém-se:

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{A.11})$$

Na equação acima, o termo dependente do fluxo dos imãs permanentes é o principal componente do torque eletromagnético produzido pelo motor devido à relação com a excitação de campo. O termo dependente das indutâncias de eixo direto, L_d , e em quadratura, L_q , é denominado conjugado de relutância, presente apenas em máquinas com saliências no rotor ($L_d \neq L_q$), como no MSIP de imãs internos.

Por fim, pode-se obter uma relação entre o torque eletromagnético e a velocidade mecânica realizando o somatório dos momentos que atuam no eixo de saída da máquina:

$$T_e - J_m \frac{d}{dt} \omega_m - B_n \omega_m - T_L = 0 \quad (\text{A.12})$$

Assim, o torque eletromagnético produzido pelo MSIP varia conforme a carga, o atrito da máquina, a velocidade e aceleração do eixo de saída, como mostrado em (A.13).

$$T_e = J_m \frac{d}{dt} \omega_m + B_n \omega_m + T_L \quad (\text{A.13})$$

A relação em (A.13) modela o comportamento mecânico do eixo de saída do MSIP. Considerando o torque de saída, T_s , como a diferença entre o torque eletromagnético e o termo relacionado ao coeficiente de atrito:

$$T_s = T_e - B_n \omega_m \quad (\text{A.14})$$

pode-se reescrever (A.13) como:

$$T_s = J_m \frac{d}{dt} \omega_m + T_L \quad (\text{A.15})$$

APÊNDICE B – CÁLCULO DA INÉRCIA DO VEÍCULO

Este apêndice descreve o equacionamento para obtenção da inércia total do veículo elétrico estudado, a qual é utilizada no projeto do controlador de velocidade na subseção 3.6.1 e também nas simulações do sistema de tração.

Conforme demonstrado em Fajri, Prabhala e Ferdowsi (2016), em qualquer veículo é possível calcular um valor de inércia equivalente a partir de sua massa. Para tanto, considera-se as definições de energia cinética no movimento linear e rotacional. No contexto linear, essa energia é definida como a metade do produto entre a massa de um corpo e o quadrado da velocidade linear desenvolvida, enquanto no movimento rotacional é a metade do produto entre inércia e o quadrado da velocidade angular. Como ambas as definições são equivalentes, para o veículo estudado pode-se escrever:

$$\frac{1}{2}mv^2 = \frac{1}{2}J\omega_r^2 \quad (\text{B.1})$$

onde m representa a massa do veículo, v a velocidade linear desenvolvida em m/s, ω_r a velocidade angular das rodas em rad/s e J a inércia do veículo referenciada para as rodas.

Reorganizando os termos em (B.1), obtém-se a seguinte expressão para cálculo da inércia:

$$J = m \frac{v^2}{\omega_r^2} \quad (\text{B.2})$$

A partir da relação proporcional entre a velocidade linear do veículo e a velocidade angular das rodas, repetida em (B.3), a expressão em (B.2) pode ser reescrita como mostrado em (B.4). Verifica-se que a inércia equivalente do veículo é dependente de sua massa e também do raio das rodas denotado por r .

$$v = r\omega_r \quad (\text{B.3})$$

$$J = mr^2 \quad (\text{B.4})$$

Conforme discutido anteriormente, a grandeza J é um valor de inércia equivalente à massa do veículo e referenciado para as rodas. Porém, como o controlador de velocidade projetado na subseção 3.6.1 opera com base no erro de velocidade do motor de tração, a qual é medida no eixo da máquina, deve-se calcular a inércia equivalente referenciada para o motor síncrono de ímãs permanentes. Essa diferença se deve aos componentes da transmissão mecânica responsáveis pelo acoplamento entre eixos.

Para realizar a mudança de referencial, deve-se reescrever o lado direito da igualdade em (B.1) com grandezas relacionadas diretamente à máquina elétrica (FAJRI; PRABHALA; FERDOWSI, 2016). Dessa maneira, substitui-se J por J_s , que representa a inércia referenciada para o eixo de saída do motor de tração, e a velocidade angular das rodas pela velocidade mecânica do MSIP, ω_m .

$$\frac{1}{2}mv^2 = \frac{1}{2}J_s\omega_m^2 \quad (\text{B.5})$$

Reorganizando os termos em (B.5) e considerando a redução de velocidade entre o eixo do motor elétrico e as rodas do veículo, representada matematicamente em (B.6) pela relação de transmissão G_r , pode-se obter a expressão em (B.7).

$$\omega_r = \frac{\omega_m}{G_r} \quad (\text{B.6})$$

$$J_s = m \frac{v^2}{\omega_r^2 G_r^2} \quad (\text{B.7})$$

A relação proporcional entre a velocidade linear do veículo e a velocidade angular das rodas pode ser novamente substituída pelo raio das rodas. Além disso, conforme Fajri, Prabhala e Ferdowsi (2016), deve-se considerar que a energia cinética equivalente no lado da máquina elétrica é sempre maior que nas rodas devido à eficiência da transmissão mecânica, η . Ou seja, para acelerar a inércia do veículo, o motor de tração deve gerar um torque que inclua a perda mecânica ocorrida nos componentes da transmissão mecânica. Assim, obtém-se a expressão apresentada em (B.8) para cálculo da inércia do veículo referenciada para o eixo de saída da máquina de tração.

$$J_s = \frac{mr^2}{\eta G_r^2} \quad (\text{B.8})$$

A partir de (B.8), verifica-se que a inércia do veículo, quando referenciada para o eixo de saída do motor de tração, depende diretamente das características da transmissão mecânica.

Os parâmetros utilizados para cálculo da inércia equivalente do veículo são listados na Tabela B.1, onde considera-se a massa do veículo totalmente ocupado a fim de obter o valor máximo de inércia equivalente, ou seja, a inércia total. Substituindo os parâmetros em (B.4) e (B.8), tem-se $J = 69,4488675 \text{ kg.m}^2$ e $J_s = 1,20570950521 \text{ kg.m}^2$, respectivamente.

Tabela B.1 – Parâmetros para cálculo da inércia do veículo

Parâmetro	Valor
Massa do veículo (m)	750 kg
Raio das rodas (r)	0,3043 m
Eficiência da transmissão mecânica (η)	0,9
Relação de transmissão (G_r)	8

Fonte: PGMEC.