

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - SISTEMAS
ELETRÔNICOS

Caio Almeida Rodrigues

MODELAGEM E CONTROLE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULO ELÉTRICO DE COMPETIÇÃO
ACADÊMICA

Juiz de Fora

2023

Caio Almeida Rodrigues

**MODELAGEM E CONTROLE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULO ELÉTRICO DE COMPETIÇÃO
ACADÊMICA**

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica - Sistemas Eletrônicos da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica - Sistemas Eletrônicos.

Orientador: Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng.

Juiz de Fora

2023

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Rodrigues, Caio.

MODELAGEM E CONTROLE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍ-
NUA PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULO ELÉTRICO DE COMPETIÇÃO
ACADÊMICA / Caio Almeida Rodrigues. – 2023.

42 f. : il.

Orientador: André Augusto Ferreira, Dr.Eng.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal de
Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Curso de Graduação em Engenharia
Elétrica - Sistemas Eletrônicos, 2023.

1. Modelagem de Sistemas. 2. Controle Dinâmico 3. Veículos Elétricos.
I. Ferreira, André Augusto, orient. II. Título.

Caio Almeida Rodrigues

**MODELAGEM E CONTROLE DE MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULO ELÉTRICO DE COMPETIÇÃO
ACADÊMICA**

Monografia apresentada ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica - Sistemas Eletrônicos da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial à obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica - Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em (dia) de (mês) de (ano)

BANCA EXAMINADORA

Prof. André Augusto Ferreira, Dr.Eng. - Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Daniel de Almeida Fernandes, Dr. Eng.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Ricardo Mota Henriques, D.Sc.
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dedico este trabalho a Deus e meus pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, familiares e amigos que me auxiliaram e motivaram ao longo da graduação. Agradeço aos colegas e professores pelo suporte nos momentos difíceis.

Agradeço de forma especial ao professor André Augusto Ferreira, pela disponibilidade e orientações; aos membros da banca, pelos comentários e críticas valiosas; ao doutorando André Leopoldino pela sua colaboração; e aos colegas da Equipe Capivara e funcionários do LABSOLAR que, de alguma forma, contribuíram à este trabalho.

Agradeço à FAPEMIG pelo suporte financeiro para a construção do protótipo de veículo elétrico, referente ao projeto Equipe Capivara, chamada 03/2019 - Programa Santos Dumont, processo APQ-00736-19.

Por que pagar arquitetos e engenheiros com base no que gastam, e não no que economizam? Por que recompensar empresas de energia por vender mais energia, e não por reduzir os custos? Por que não usar o sistema de impostos para acelerar a adoção de energias renováveis? *Amory Lovins.*

RESUMO

O progresso tecnológico das últimas décadas possibilitou o desenvolvimento dos circuitos altamente integrados. Neste contexto, áreas como eletrônica de potência, *internet* das coisas, entre outras, evoluíram de modo a possibilitar a atual crescente da indústria de veículos elétricos. Este trabalho traz como contexto o ambiente de uma equipe de competição da Universidade Federal de Juiz de Fora, descrevendo o projeto de controle de corrente de armadura para um motor de corrente contínua aplicado em um veículo elétrico do tipo Fórmula SAE. Como etapa preliminar ao projeto do controlador, é aplicada uma técnica de identificação de sistemas via análise da resposta em frequência realizado em laboratório. Os resultados do controlador comprovam sua eficácia, contribuindo à uma maior eficiência energética no veículo. Palavras-chave: controle dinâmico; modelagem de sistemas; veículos elétricos.

ABSTRACT

The technological progress of recent decades has enabled the development of highly integrated circuits. In this context, areas such as power electronics, the Internet of Things, among others, have evolved to facilitate the current growth of the electric vehicle industry. This work presents the context of a team at the Federal University of Juiz de Fora, describing the armature current control project for a direct current motor applied in a Formula SAE electric vehicle. As a preliminary step to the controller design, a system identification technique is applied through frequency response analysis conducted in the laboratory. The controller's results confirm its effectiveness, contributing to greater energy efficiency in the vehicle.

Keywords: dynamic control; system modeling; electric vehicles.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1	– Protótipo de veículo tipo Fórmula SAE em construção.	14
Figura 1.2	– Protótipo de veículo tipo Fórmula SAE em construção.	16
Figura 1.3	– Diagrama esquemático do acionamento do motor CC.	17
Figura 2.1	– Modelo eletromecânico do motor.	18
Figura 2.2	– Diagrama de blocos do modelo do comportamento dinâmico do motor CC.	19
Figura 2.3	– Diagrama esquemático do ensaio em frequências	20
Figura 2.5	– Curvas experimentais de entrada (razão cíclica) e de saída (corrente de armadura) em 60 Hz	21
Figura 2.6	– Curvas experimentais destacando a defasagem entre a entrada (razão cíclica) e a saída (corrente de armadura) em 20 Hz	21
Figura 2.7	– Esquemático para avaliação experimental da resposta ao degrau . . .	25
Figura 2.8	– Resposta ao degrau da corrente de armadura do motor	25
Figura 2.9	– Resposta em frequência da corrente de armadura	26
Figura 2.10	– Diagramas de Bode para o modelo obtido	28
Figura 2.11	– Curvas de ensaio em degrau comparativas para os modelos	29
Figura 2.12	– Mapa de polos e zeros	29
Figura 3.1	– Oscilograma da resposta em degrau.	30
Figura 3.2	– Representação didática ilustrando o princípio de funcionamento do módulo PWM.	32
Figura 3.3	– Esquema para o bloco de acionamento do motor.	32
Figura 3.4	– Esquemático do circuito de controle por microcontrolador da corrente do motor CC.	33
Figura 3.5	– Circuito de condicionamento de sinais.	33
Figura 3.6	– Resposta ao degrau do sistema controlado para o caso <i>a</i>	35
Figura 3.7	– Ação de controle para o projeto do caso <i>a</i>	36
Figura 3.8	– Resposta em degrau do sistema controlado para o caso <i>b</i>	37
Figura 3.9	– Ação de controle para o projeto do caso <i>b</i>	37
Figura 3.10	– Diagrama de blocos para o controle em malha fechada do sistema. .	39
Figura 3.11	– Diagrama de blocos interno para o controlador discretizado.	39

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Medidas do ensaio da resposta em frequência do motor CC.	23
---	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor analógico-digital.
BLDC	<i>Brushless DC Motor</i> ou Motor CC sem escovas.
CC	Corrente contínua.
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i> ou conversor digital-analógico.
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais.
LABSOLAR	Laboratório Solar Fotovoltaico da UFJF.
PI	Proporcional-integral.
PWM	<i>Pulse width modulation</i> ou modulação por largura de pulso.
R-L	Resistor-indutor.
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora.
Ah	Unidade de medida de carga elétrica, <i>Ampère-hora</i> .
A	Unidade de medida de corrente elétrica, <i>Ampère</i> .
Nm	Unidade de medida de conjugado, <i>Newton-metro</i> .
Hz	Unidade de medida de frequência, <i>Hertz</i> .
Ω	Unidade de medida de resistência elétrica, <i>Ohm</i> .
V	Unidade de medida de tensão elétrica, <i>Volts</i> .

LISTA DE SÍMBOLOS

k_e	Constante elétrica do motor.
k_t	Constante mecânica do motor.
e_a	Força contra eletro-motriz de armadura do motor.
τ_e	Torque elétrico de armadura do motor.
τ_m	Torque mecânico de armadura do motor.
V_{cc}	Tensão de alimentação do sistema de propulsão.
ω	Velocidade angular no eixo do motor.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	MOTIVAÇÃO	13
1.2	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO	14
1.3	INFRAESTRUTURA E MATERIAIS UTILIZADOS	15
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	17
2	MODELO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DA CORRENTE DE ARMADURA	18
2.1	MODELAGEM TEÓRICA	18
2.2	IDENTIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO DO SISTEMA .	19
2.3	ANÁLISE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	25
3	CONTROLE DE CORRENTE DE ARMADURA	30
3.1	ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO	30
3.2	IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE	31
3.3	PROJETO DO CONTROLADOR PI	34
3.4	DIGITALIZAÇÃO DO CONTROLADOR	38
4	CONCLUSÕES	40
4.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	40
4.2	TRABALHOS FUTUROS	40
	REFERÊNCIAS	42

1 INTRODUÇÃO

O uso de energias limpas e baratas é buscado em diversas culturas desde séculos passados. No século atual, o homem ainda se vê em um cenário desafiador de sustentabilidade, e a manutenção de uma matriz energética não diversificada se mostra inviável. Ao longo das últimas décadas, a presente sociedade eleva seu consumo energético a um ritmo acelerado. Os últimos 30 anos trouxe um perfil de crescimento mundial de consumo energético constante de 1% ao ano¹.

O aumento da demanda e consumo energético não só impactam nos campos sociais e ambientais, mas também pode trazer consequências econômicas. Segundo LOVINS (2011) a ampliação da matriz energética de maneira desordenada, agrava o processo de encarecimento da energia. De fato, a infraestrutura voltada à extração de combustíveis fósseis como o petróleo e gás natural possuem elevados custos de investimento e operação.

A solução está na aposta em tecnologias sustentáveis, como o veículo elétrico, algo já buscado por engenheiros desde séculos passados. Nos primórdios da indústria automobilística, a ocorrência dos veículos elétricos era muito comum, segundo GUARNIERI (2011), os Estados Unidos do fim do século XIX possuía os veículos elétricos como a maior parcela da frota de automóveis.

Impulsionados pela modernização do século XIX, i.e, as recém-desenvolvidas baterias de chumbo ácido e consolidação do sistema de distribuição de energia elétrica, o carro elétrico possuía forte apelo comercial. Apesar da atual predominância dos veículos à combustão interna, as tecnologias em engenharia mecânica, eletrônica e outras, já permitem a efetiva fabricação de carros com sistemas de propulsão elétrica ou híbrida.

No entanto, existem desafios para a construção de um veículo elétrico. Algumas resoluções normativas para estes projetos, em diversos quesitos, como por exemplo, segurança VISVIKIS (2013), demandam grande mobilização de toda a comunidade industrial e acadêmica. As inovações que buscam tecnologias sustentáveis devem ser encorajadas em todos os ambientes, desta forma será possível, cada vez mais, utilizar eficientemente os recursos energéticos.

1.1 MOTIVAÇÃO

Este trabalho traz como foco a análise de um protótipo de veículo elétrico (Figura 1.1). O ambiente de estudo é o da equipe de competição de engenharia, voltada para o desenvolvimento de veículos do tipo Fórmula SAE chamada Equipe Capivara de Eficiência Energética (ECEEN)².

¹ <https://yearbook.enerdata.net/total-energy/world-consumption-statistics.html>

² <https://www2.ufjf.br/eceen/>

– Figura 1.1: Protótipo de veículo tipo Fórmula SAE em construção.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A equipe projeta e aperfeiçoa os protótipos de veículo visando otimizar seu consumo de energia elétrica. Situada no Laboratório Solar Fotovoltaico (LABSOLAR) da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), conta com um time multidisciplinar, composto por alunos dos cursos de engenharia elétrica, engenharia mecânica e outras várias áreas.

Neste projeto visando a eficiência energética, diversas técnicas são trabalhadas, como por exemplo, a confecção estrutural utilizando materiais leves e aerodinâmicos. Em relação ao motor elétrico, técnicas de acionamento também devem contribuir à redução do consumo de energia.

A bateria elétrica possui uma vida útil determinada pelo número de ciclos de carga e descarga. Um dos fatores que reduzem a duração dos ciclos (logo, reduzem a vida útil) é o sobreaquecimento, conforme Lu et. al (2013). Este fenômeno ocorre devido à elevação da corrente de armadura do motor, principalmente em picos transitórios. A implementação de um controlador para o sistema de acionamento do veículo reduz o efeito transitório (sobresinal) da corrente de armadura, levando a uma maior eficiência energética.

1.2 CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO

Visando obter a maior eficiência energética, este trabalho propõe o projeto de um controlador dinâmico a ser implementado no protótipo do veículo. A Equipe Capivara

participa anualmente da competição Shell Eco Marathon³, onde o critério da avaliação é: obter o menor consumo energético, em kWh, dando voltas em um autódromo.

O controlador assegura que o veículo responda à aceleração aplicada, de maneira precisa. Assim, garante uma pilotagem segura e, conseqüentemente, suave. A abordagem de projeto para sistemas com motores elétricos, muita das vezes, é a de controle por corrente elétrica.

Através do acelerador, o piloto determina o conjugado (ou velocidade) necessário. A corrente elétrica é diretamente proporcional ao conjugado no eixo do motor, logo, o controlador atua através desta.

Além do desenvolvimento de topologias de controladores, este trabalho se propõe a utilizar uma técnica robusta de identificação de sistemas, a de ensaio via respostas em frequência. A identificação de sistemas lineares a partir de ensaios, como o da resposta ao degrau, pode possuir limitações. O sistema do motor CC, em especial, limita a eficácia do ensaio de resposta ao degrau devido à forte presença de transitórios eletromagnéticos na corrente de armadura.

O método de resposta em frequência, também descrito em ZAMBRANO (2003) é generalista e permite obter resultados em uma vasta gama de sistemas lineares, independentemente de suas características e ordem. Para o sistema de propulsão elétrica do veículo Fórmula SAE, os ensaios para se obter as curvas de resposta em frequência são realizados em bancada, no laboratório.

1.3 INFRAESTRUTURA E MATERIAIS UTILIZADOS

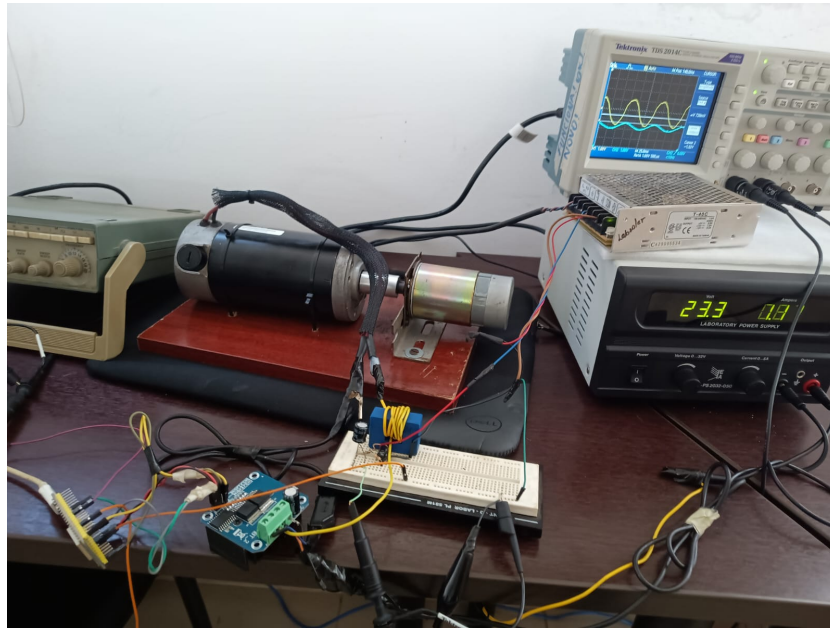
O desenvolvimento deste trabalho, no contexto do setor de engenharia elétrica da Equipe Capivara envolve aprofundamento em múltiplas linhas de pesquisa. Sendo uma aplicação prática em eletrônica de potência e teoria de controle, o uso de ferramentas e equipamentos de laboratório é comum. A Figura 1.2 ilustra alguns dispositivos necessários à este trabalho.

Durante as etapas de desenvolvimento, ensaios e projeto de controle, a planta foi alimentada por uma fonte de bancada. Na fase da implantação do sistema de propulsão elétrica no veículo em si, a fonte de bancada deve ser substituída por uma bateria de 20 Ah e 24 V. Nesta etapa final, as *protoboards*, também devem ser alteradas por placas de circuito impresso, entre outras adequações.

O motor de corrente contínua a ser utilizado no protótipo em construção é originalmente retirado de uma *scooter* da marca Sunduncer. Este motor de corrente contínua de ímãs permanente apresenta um torque nominal de 1200 Nm e é alimentado em 24 V.

³ <https://www.shellecomarathon.com/2023-programme-on-track/challenger-brazil.html>

– Figura 1.2: Protótipo de veículo tipo Fórmula SAE em construção.



Fonte: Elaborado pelo autor.

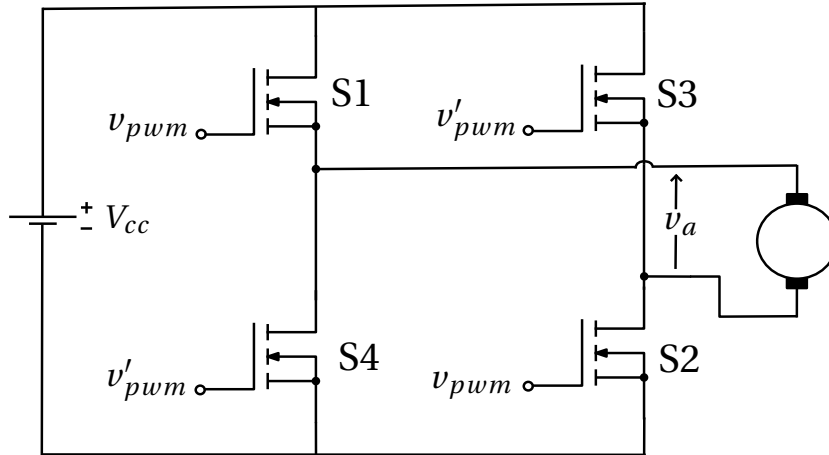
O esquema construtivo para veículos elétricos, traz uma topologia com múltiplas interfaces DENTON (2020). Esta estruturação evidencia a presença de dois barramentos, o de *powertrain* (propulsão) e o de baixa potência (acessórios gerais e circuitos de comando). Apesar de trazerem funcionalidades distintas, os dois barramentos elétricos se comunicam de forma coordenada.

Os circuitos de interface utilizados neste trabalho podem ser resumidos em dois tipos: acionamento e sensor. O primeiro tem o papel de acionar o veículo, interligando os circuitos de comando ao de força. O segundo traz dados coletados do circuito de força para o circuito de comando. Nos dois casos, um microcontrolador coordena todo o processo. O microcontrolador adotado neste trabalho será o ESP-32.

Na interface de acionamento pode ser destacado o conversor CC-CC, tipo ponte H, descrito em HAYT et. al (2011). O modelo comercial a ser utilizado é o BTS7960, ideal para acionamento em até 43 A.

O conversor CC-CC é comandado pelo microcontrolador, através de modulação PWM, que gera dois sinais, v_{pwm} e seu inverso, v'_{pwm} , conforme representado na Figura 1.3. Os pares de interruptores S1,S2 e S3,S4 determinam o sentido de giro do motor e o valor médio da tensão v_a (controle de conjugado) à partir do valor de razão cíclica do sinal v_{pwm} .

– Figura 1.3: Diagrama esquemático do acionamento do motor CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na interface de sensores, componentes eletrônicos são integrados, formando um circuito que condiciona os sinais elétricos na armadura do motor. Como exemplo está o sensor eletromagnético de efeito Hall, La 55p (fabricante LEM), que atua como transdutor de corrente elétrica para tensão. Com um *datasheet* completo, a fabricante especifica os dispositivos a serem integrados para a correta aferição da corrente, entre eles, uma fonte simétrica de 15 V e um resistor *shunt* (paralelo) na faixa de 10 Ω .

O veículo Fórmula SAE é equipado com uma extensa lista de dispositivos eletrônicos necessários à realização dos ensaios deste trabalho. Alguns deles serão tratados detalhadamente nos capítulos subsequentes.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho foi dividido em quatro capítulos. O primeiro introduziu o tema e seus objetivos com motivação de um cenário acadêmico de participação em equipes de competição.

O capítulo 2 traz a identificação do sistema, implementação e descrição dos mecanismos para obtenção de um modelo para a planta, a ser comparado com aquele proveniente de outra metodologia de identificação (através do MATLAB⁴).

No capítulo 3, o controle do sistema é discutido. As descrições de critérios para o controlador, desenvolvimento matemático e prototipagem serão apresentadas. Por fim, os resultados de desempenho do controlador são avaliados.

Por fim, o capítulo 4 traz as conclusões observadas no trabalho, suas limitações bem como propostas para trabalhos futuros.

⁴ <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>

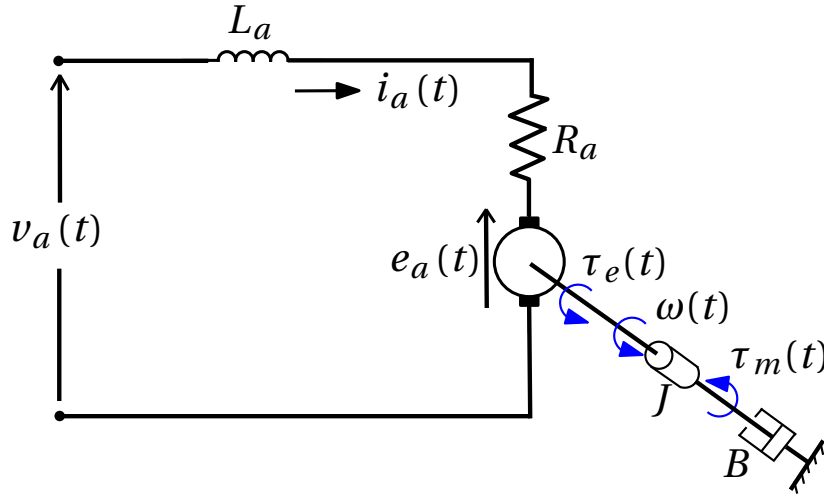
2 MODELO DO COMPORTAMENTO DINÂMICO DA CORRENTE DE ARMADURA

O objetivo deste capítulo é descrever o procedimento de modelagem experimental do motor CC.

2.1 MODELAGEM TEÓRICA

O processo de modelagem do motor CC tem a etapa preliminar de análise de suas equações dinâmicas. Na Figura 2.1 a armadura do motor pode ser eletricamente representada por um circuito R-L em série com uma fonte que representa a força contraeletromotriz. No eixo do rotor são associados os componentes mecânicos, J (constante de inércia) e B (constante de amortecimento).

– Figura 2.1: Modelo eletromecânico do motor CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O desenvolvimento matemático se dá pela formulação de duas equações diferenciais:

$$v_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (2.1)$$

$$\tau_e(t) - \tau_m(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (2.2)$$

Sabe-se ainda que, para um motor CC de ímãs permanentes,

$$e_a(t) = K_e \omega(t) \quad (2.3)$$

$$\tau_e(t) = K_t i_a(t) \quad (2.4)$$

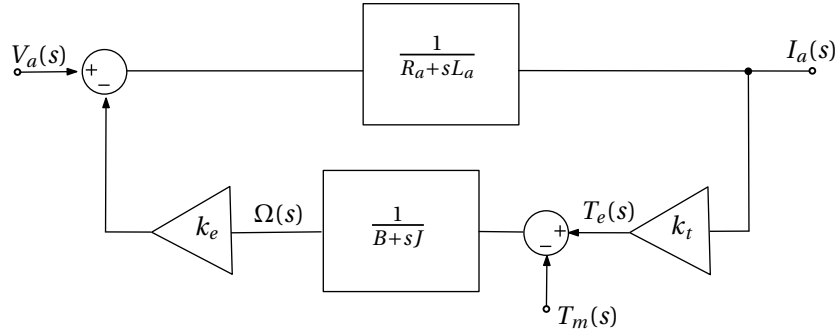
Substituindo-se (2.3) em (2.1) e (2.4) em (2.2) e aplicando a transformada de Laplace:

$$V_a(s) - k_e(s)\omega(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) \quad (2.5)$$

$$K_t I_a(s) - T_m(s) = (B + sJ)\Omega(s) \quad (2.6)$$

Na Figura 2.2 é ilustrado o modelo do comportamento dinâmico do motor de corrente contínua de ímã permanente.

– Figura 2.2: Diagrama de blocos para o modelo do comportamento dinâmico do motor CC em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Desprezando o efeito do conjugado de carga, τ_m , a função de transferência que relaciona a corrente de armadura à uma perturbação na tensão de entrada pode ser descrita como

$$G(s) = \frac{I_a(s)}{V_a(s)} \quad (2.7)$$

$$G(s) = \frac{\frac{1}{sL_a + R_a}}{1 + \frac{1}{sL_a + R_a} \cdot k_t \cdot \frac{1}{sJ + B} \cdot k_e} \quad (2.8)$$

$$G(s) = \frac{sJ + B}{(sL_a + R_a)(sJ + B) + k_t \cdot k_e} \quad (2.9)$$

2.2 IDENTIFICAÇÃO EXPERIMENTAL DO MODELO DO SISTEMA

A função de transferência descrita em (2.9) evidencia o sistema teórico do motor tendo dois polos e um zero. Pode-se utilizar o procedimento de varredura em frequências para obtenção da resposta em frequência de $G(j\omega)$. Este procedimento possibilita identificar o modelo do comportamento dinâmico do sistema através de um diagrama de Bode.

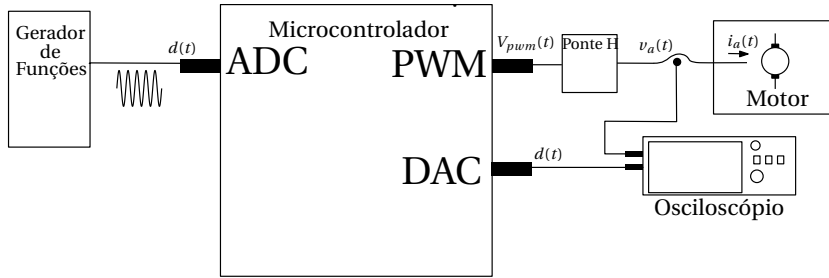
Um sistema no domínio da frequência, $G(j\omega)$ em estado permanente pode ser representado em termos do seu módulo $|G(j\omega)|$ e de sua fase $\angle G(j\omega)$, em que:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| \angle G(j\omega) \quad (2.10)$$

O procedimento experimental para identificar a função de transferência consiste em mensurar a resposta do motor CC a excitações senoidais em diferentes frequências.

Na Figura 2.3 é ilustrado o diagrama esquemático do procedimento experimental para identificação do modelo do comportamento dinâmico do motor CC. Um gerador de funções produz uma entrada senoidal que é amostrada por um microcontrolador ESP-32. Essa entrada é convertida em um sinal de razão cíclica (d) para produzir uma saída PWM no microcontrolador para um conversor CC-CC em ponte completa (ponte-H) que realizará o acionamento do motor CC. Um osciloscópio digital exibe as curvas de tensão do gerador de funções e corrente de armadura do motor CC.

– Figura 2.3: Diagrama esquemático do ensaio em frequências.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O gerador de funções disponível no laboratório permite a geração de sinal senoidal na faixa de frequências de 0,1 até 10 kHz . A partir das formas de onda no osciloscópio é possível efetuar medidas dos sinais de razão cíclica (D) e corrente de armadura do motor (i_a), ilustrado nas Figuras 5 e 6, para as frequências de saída, 20 Hz e 60 Hz , como exemplo.

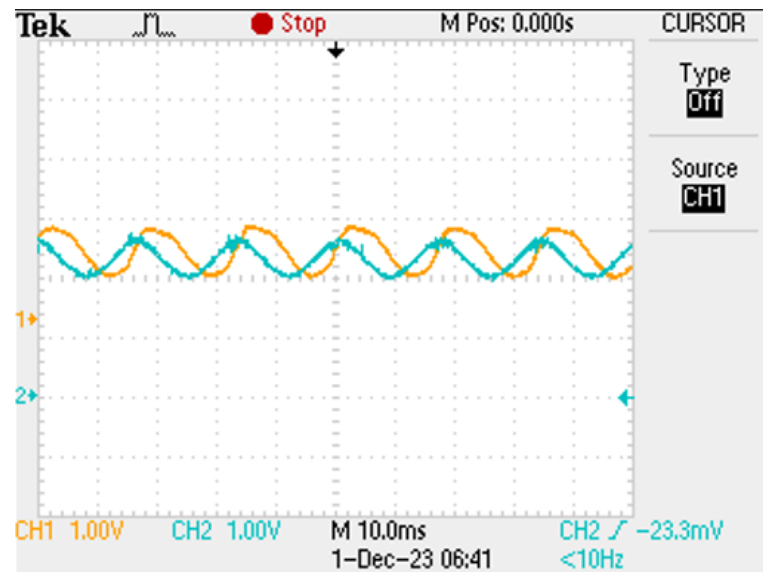
Observar que a tensão terminal de armadura corresponde a:

$$v_a(t) = d(t) \cdot V_{cc} \quad (2.11)$$

em que V_{cc} é a tensão da fonte CC acoplada ao barramento CC do conversor CC-CC. No domínio da frequência:

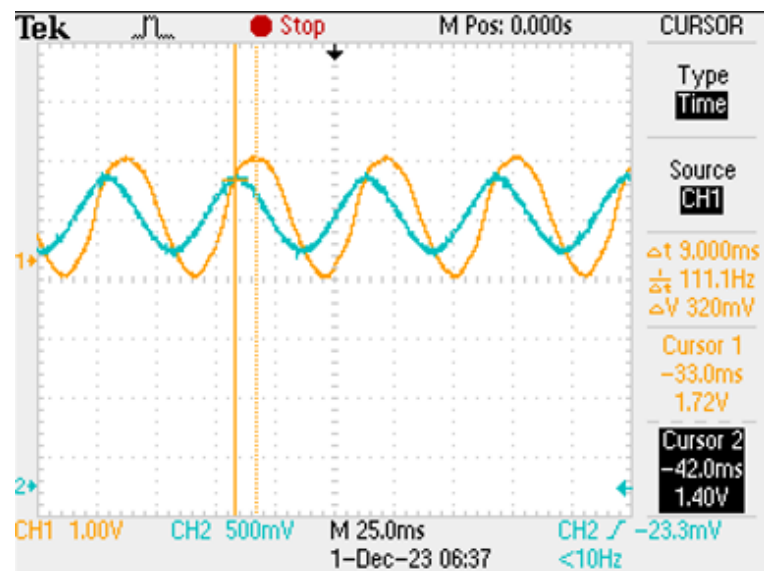
$$V_a(s) = D(s) \cdot V_{cc} \quad (2.12)$$

- Figura 2.5: Curvas experimentais de entrada (razão cíclica) e de saída (corrente de armadura) em 60 Hz .



Fonte: Elaborado pelo autor.

- Figura 2.6: Curvas experimentais destacando a defasagem entre a entrada (razão cíclica) e a saída (corrente de armadura) em 20 Hz .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para cada valor de frequência é medida a razão entre as medidas de pico a pico da saída e da entrada, ou seja:

$$ganho(f) = \frac{I_{aPP}(f)}{D_{PP}(f)} \quad (2.13)$$

em que D_{PP} representa o valor de pico a pico da razão cíclica.

A diferença de fase entre as formas de onda de entrada e saída são medidas em função do atraso temporal entre as curvas e da frequência das formas de onda, ou seja:

$$fase(f) = \Delta t(f) \cdot f \cdot 360^\circ \quad (2.14)$$

Tabela 1 – Medidas do ensaio da resposta em frequência do motor CC.

Frequência (Hz)	D	I_a (A)	Δt (milisegundos)
0,1	0,212	0,065	6,0
0,2	0,212	0,120	7,6
0,3	0,212	0,160	9,3
0,4	0,212	0,200	9,3
0,5	0,212	0,240	11,1
0,6	0,212	0,280	13,0
0,7	0,212	0,300	30,0
0,8	0,212	0,320	45,0
0,9	0,212	0,360	53,3
1,0	0,212	0,380	61,1
2	0,212	0,390	68,3
3	0,212	0,380	69,9
4	0,212	0,360	77,8
5	0,212	0,320	75,0
6	0,212	0,280	80,0
7	0,212	0,260	110,1
8	0,212	0,240	-22,0
9	0,212	0,230	-250,0
10	0,212	0,220	-500,0
11	0,212	0,210	-875,0
12	0,212	0,200	-1100,0
13	0,212	0,190	-1340,0
14	0,212	0,180	-1610,0
15	0,212	0,170	-1860,0
16	0,212	0,160	-2100,0

Frequência (Hz)	D	I_a (A)	Δt (milisegundos)
17	0,212	0,150	-2350,0
18	0,212	0,140	-2600,0
19	0,212	0,130	-2830,3
20	0,212	0,120	-3100,0
25	0,212	0,110	-3400,0
30	0,212	0,100	-3700,0
35	0,212	0,090	3950,0
40	0,212	0,080	-4200,0
45	0,212	0,070	-5340,0
50	0,212	0,060	-6500,0
55	0,212	0,055	-7780,0
60	0,212	0,050	-9930,0
65	0,212	0,045	-10650,0
70	0,212	0,042	-11940,0
75	0,212	0,040	-13300,0
80	0,212	0,037	-14600,0
85	0,212	0,035	-16100,0
90	0,212	0,032	-17500,0
95	0,212	0,030	-19200,0
100	0,212	0,027	-20400,0

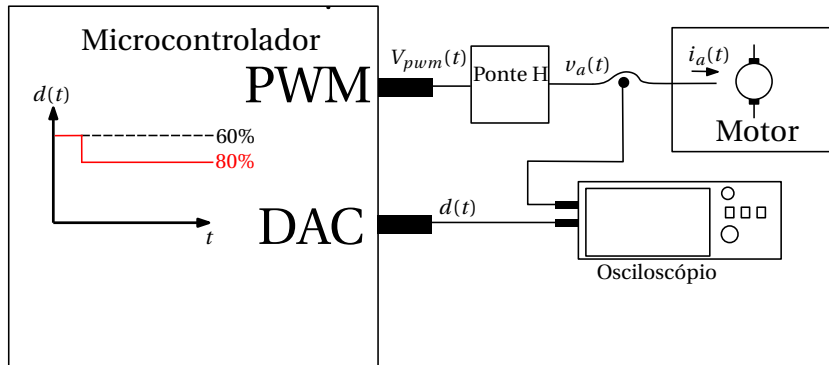
Fonte: Elaborado pelo autor.

Em seguida é determinado o módulo do ganho na frequência angular, $\omega = 2\pi f$ e $|G(j\omega)| = 20 \log(\text{ganho}(w))$. Com base nos gráficos de módulo e de fase, é possível ilustrar o diagrama de Bode, que permite identificar a função de transferência do sistema.

A consistência do modelo pode ser verificada ao comparar o resultado deste ensaio com o da modelagem utilizando a resposta transitória utilizando, por exemplo, o pacote do MATLAB, *system identification (ident)*.

Para o ensaio da resposta em degrau, foi gerada internamente no microcontrolador uma entrada do tipo degrau, como ilustrado na Figura 2.7.

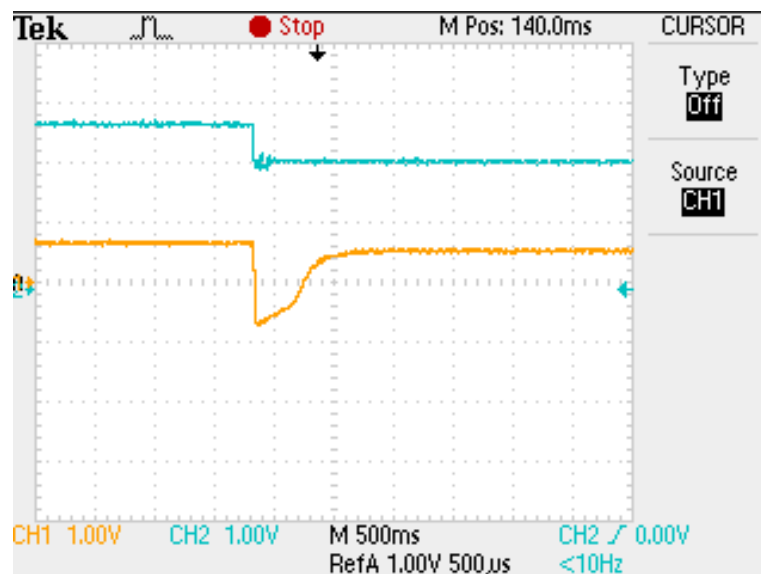
- Figura 2.7: Esquemático para avaliação experimental da resposta ao degrau.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.8 é ilustrada a resposta da corrente de armadura, em laranja, ao degrau na entrada na razão cíclica. O registro dos dados foi usado para a identificação do modelo da planta usando o pacote *ident* do MATLAB.

- Figura 2.8: Resposta ao degrau da corrente de armadura do motor.



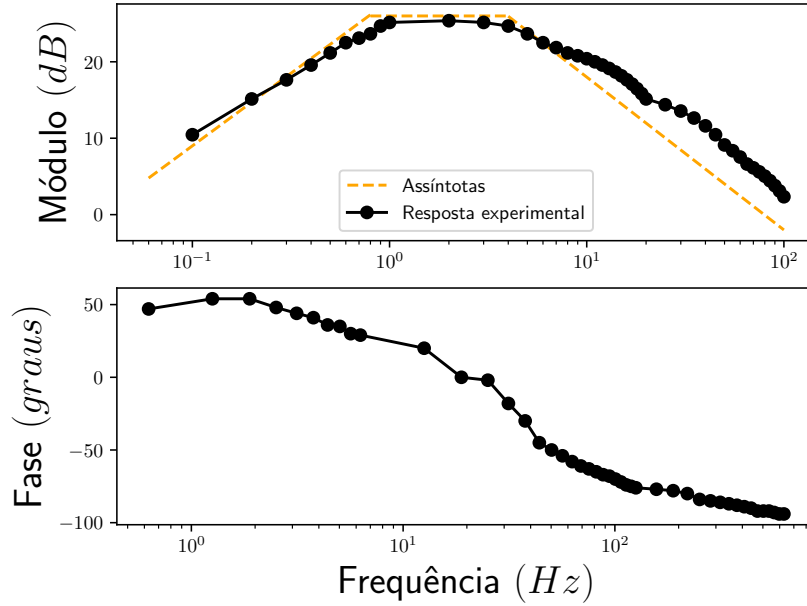
Fonte: Elaborado pelo autor.

2.3 ANÁLISE DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

Na Figura 2.9 é possível ver as curvas de resposta em frequência de módulo e de fase da corrente de armadura, com base nos dados apresentados na Tabela 1.

A partir destas curvas, é possível obter, graficamente a localização dos polos e zeros do sistema. Para tal, pode-se superpor curvas assíntotas para facilitar a identificação do

– Figura 2.9: Resposta em frequência da corrente de armadura.



Fonte: Elaborado pelo autor.

modelo. Sabe-se que:

- a presença de um zero resulta em crescimento linear da magnitude de 20 dB/década e de $45^\circ/\text{decada}$ na fase.
- a presença de um polo reduz linearmente a magnitude 20 dB/década e diminui $45^\circ/\text{decada}$ a fase.

Por inspeção, é possível constatar que o sistema é composto por dois polos e um zero. Sejam ω_0 , ω_1 e ω_2 as posições do zero e dos polos do modelo da função de transferência de $G(s)$:

$$G(s) = K \frac{\frac{s}{\omega_0} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_1} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{\omega_2} + 1\right)} \quad (2.15)$$

Pela curva das assíntotas é possível constatar a posição dos polos em $0,85 \text{ Hz}$ e $4,5 \text{ Hz}$:

$$G(s) = K \frac{\frac{s}{\omega_0} + 1}{\left(\frac{s}{0,85 \cdot 2\pi} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{4,5 \cdot 2\pi} + 1\right)} \quad (2.16)$$

$$G(s) = K \frac{\frac{s}{\omega_0} + 1}{\left(\frac{s}{5,34} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{28,27} + 1\right)} \quad (2.17)$$

O zero está localizado em uma faixa de frequências abaixo da levantada no ensaio. No ensaio realizado não foi possível reduzir a frequência abaixo de $0,1 \text{ Hz}$.

A maneira adequada para se obter K e z_0 foi pela resposta ao degrau. Para o ganho estático K , é possível escrever:

$$K \approx \frac{i_a(\infty) - i_a(0)}{d(\infty) - d(0)} \quad (2.18)$$

Para o ensaio em degrau foram utilizados os valores de 0,6 e 0,894 de ciclo de trabalho. Na saída, foi observada uma variação de corrente total de 0,32 A. Portanto obteve-se:

$$K \approx 1,65 \quad (2.19)$$

A posição de ω_0 é necessariamente $\omega_0 < 0,1 \cdot 2 \cdot \pi$. É possível desenvolver um algoritmo de otimização para encontrar o coeficiente desejado. Simulando iterativamente novas curvas de resposta ao degrau e comparando-as com a curva de resposta ao degrau obtida experimentalmente, é possível minimizar o erro (erro mínimo).

O valor ótimo encontrado foi de 0,44. Portanto, a função de transferência é dada por:

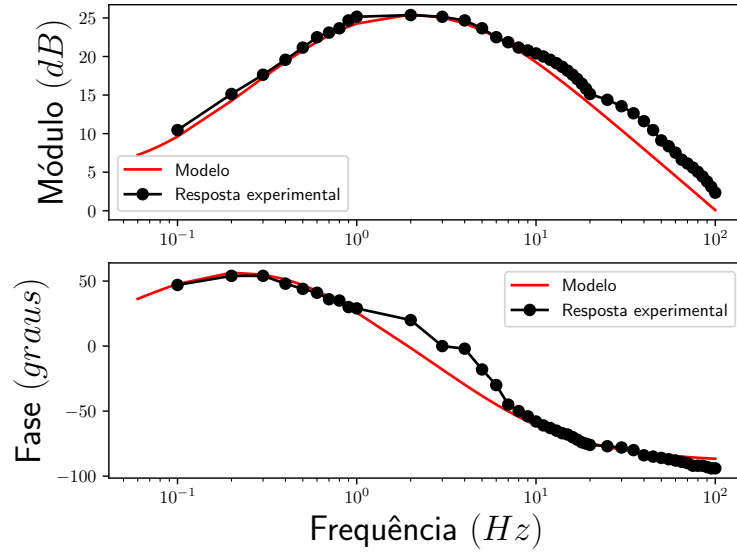
$$G(s) = 1,65 \frac{\frac{s}{0,44} + 1}{\left(\frac{s}{5,34} + 1\right) \cdot \left(\frac{s}{27,28} + 1\right)} \quad (2.20)$$

ou seja

$$G(s) = 566 \frac{s + 0,44}{s^2 + 33,62 \cdot s + 151} \quad (2.21)$$

Na Figura 2.10 é possível ver a comparação das curvas do sistema experimental vs. modelo identificado. Como os polos estão no semiplano esquerdo, a saída (corrente de armadura) será limitada para uma entrada limitada de razão cíclica.

– Figura 2.10: Diagramas de Bode para o modelo obtido.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.11 são ilustradas as curvas de resposta da corrente de armadura ao degrau de razão cíclica, é possível observar o alto sobressinal na curva de resposta experimental. Este sobressinal é explicado pela presença do zero da planta, que tem um efeito derivativo sobre a resposta de segunda ordem, uma vez que

$$G(s) = 1,65 \frac{\frac{s}{0,44}}{(\frac{s}{5,34} + 1) \cdot (\frac{s}{27,28} + 1)} + 1,65 \frac{1}{(\frac{s}{5,34} + 1) \cdot (\frac{s}{27,28} + 1)} \quad (2.22)$$

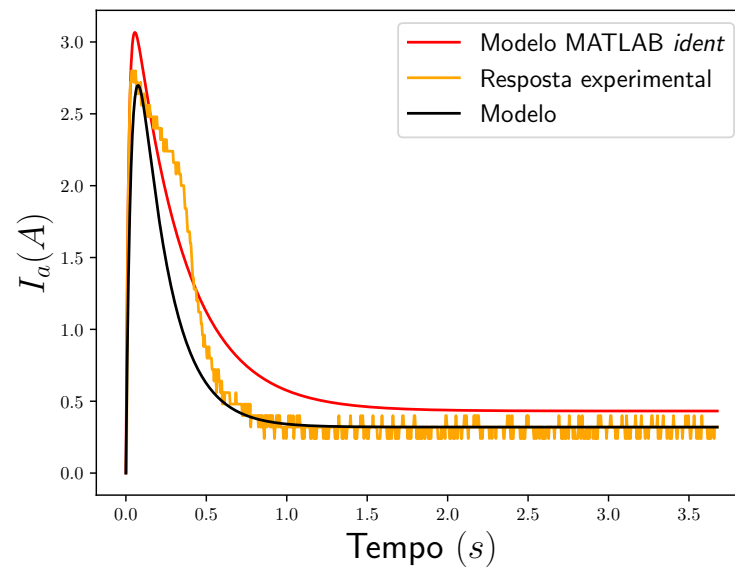
Para efeitos de comparação de resultados, foi retirado o deslocamento vertical. Este deslocamento vertical (do inglês, *offset*), aparece tanto na entrada em tensão, quanto na saída em corrente. O degrau inicia com 60% e vai para 80 % da razão cíclica.

Pela biblioteca *system identification* foi obtido o modelo G_d descrito por

$$G_d(s) = 200 \frac{s + 0,38}{(s + 58,70)(s + 3,14)} \quad (2.23)$$

O erro percentual médio pode ser calculado entre as curvas de resposta em degrau dos modelos obtidos com a curva de resposta ao degrau experimental. Os resultados dos erros calculados para as respostas de G_d e G são respectivamente 69,94% e 90,47%.

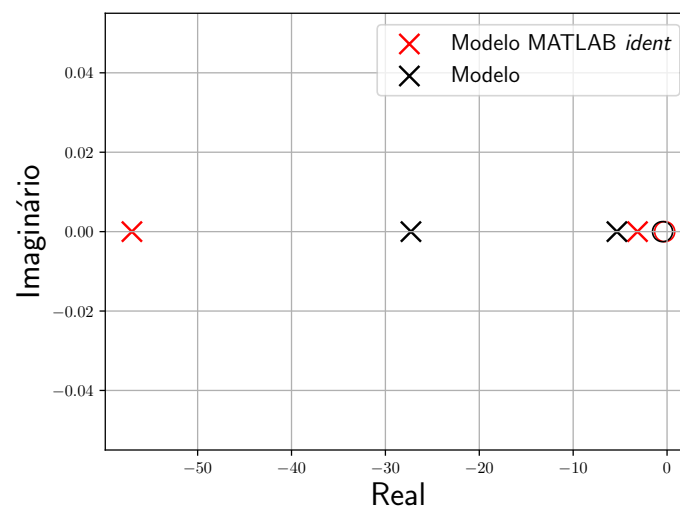
– Figura 2.11: Curvas de ensaio em degrau comparativas para os modelos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 2.12 são comparados os mapas de polos e zeros das funções de transferência identificada pela resposta em frequência e pelo pacote *ident* do MATLAB.

– Figura 2.12: Mapa de polos e zeros.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3 CONTROLE DE CORRENTE DE ARMADURA

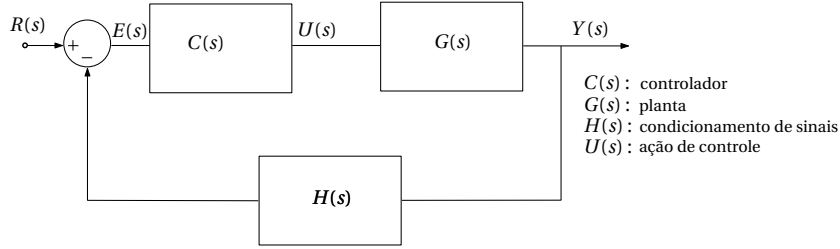
3.1 ESPECIFICAÇÃO DE PROJETO

A malha de controle para um sistema, pode apresentar distintas topologias, como por exemplo, malha fechada (realimentação positiva ou realimentação negativa), série, série-paralelo e outras. A abordagem utilizada neste trabalho será a de controle em malha fechada com realimentação negativa.

Em relação ao tipo do controlador, tendo em vista as necessidades de um veículo voltado à eficiência energética, é interessante projetar um controlador que reduza o erro em regime permanente no processo de condução do veículo, pelo piloto.

Considere a função de transferência $G(s)$, o modelo da planta descrito no capítulo anterior, e as demais representações no domínio da transformada de La Place da Figura 3.1

– Figura 3.1: Diagrama em malha fechada, alimentado por $G(s)$ e seu respectivo sinal de erro $E(s)$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O sinal de erro, $E(s)$, pode ser descrito algebricamente:

$$E(s) = R(s) - H(s) \cdot Y(s) \quad (3.1)$$

como $Y(s) = G(s) \cdot C(s) \cdot E(s)$, tem-se

$$E(s) = R(s) - H(s) \cdot [C(s) \cdot G(s) \cdot E(s)] \quad (3.2)$$

por fim

$$E(s) = \frac{1}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \cdot R(s) \quad (3.3)$$

O erro de regime permanente é dado pela expressão à seguir:

$$e_{ss} = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (3.4)$$

Para uma entrada do tipo degrau

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (3.5)$$

portanto,

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \quad (3.6)$$

Para uma entrada do tipo rampa

$$R(s) = \frac{1}{s^2} \quad (3.7)$$

portanto,

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{1}{1 + C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \cdot \frac{1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + s \cdot C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \quad (3.8)$$

$$e_{ss} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} s \cdot C(s) \cdot G(s) \cdot H(s)} \quad (3.9)$$

Como descrito em 2.9, a função de transferência da planta possui dois polos e um zero, sendo que nenhum destes polos está localizado na origem. Na malha de realimentação, a função de transferência $H(s)$ é representada por um ganho, na faixa de frequência de interesse.

Pelo princípio do modelo interno, verificado na bibliografia OGATA (1995) para que a resposta transitória ao degrau possua erro em regime permanente nulo, é necessário que a função de transferência de malha aberta, ou seja,

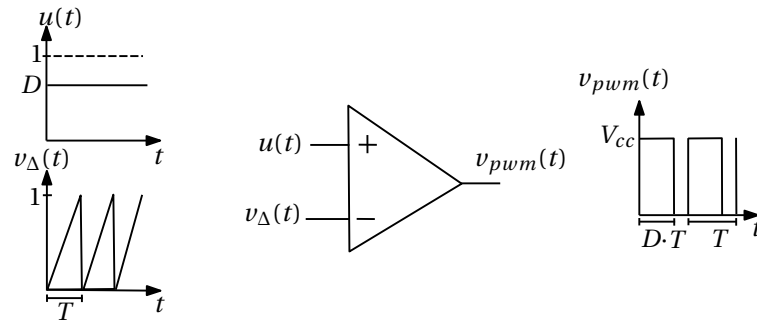
$$G_{MA} = C(s) \cdot G(s) \quad (3.10)$$

seja do mesmo tipo (ou superior) que a entrada, isto é, ter ao menos um polo na origem. Portanto, o controlador deve ser do tipo PID, necessariamente com o termo integral não nulo para que o erro de regime permanente seja nulo.

3.2 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO DE CONTROLE

A saída do controlador é uma ação de controle. Em sistemas contínuos no tempo, a ação de controle $u(t)$ é comparada com uma portadora triangular $v_{\Delta}(t)$ de frequência fixa para produzir uma forma de onda PWM ($v_{pwm}(t)$). Este comparador é implementado internamente no microcontrolador ESP-32. O sinal PWM produzido é enviado ao conversor CC-CC do tipo ponte H, que gera uma saída $v_a(t)$ (tensão de armadura) para acionar o motor.

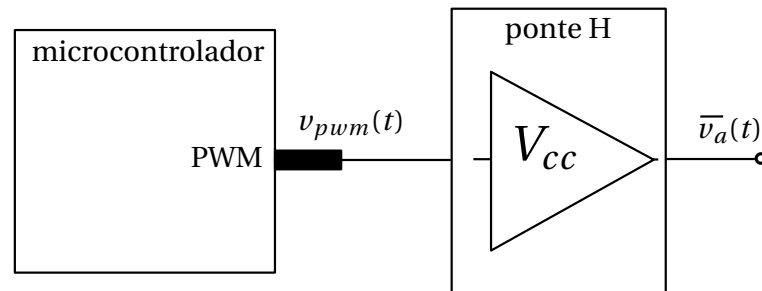
- Figura 3.2: Representação didática ilustrando o princípio de funcionamento do módulo PWM.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 3.2 é representado o processo de modulação PWM. A saída PWM, $v_{pwm}(t)$, é produzida por uma função da biblioteca do ESP-32, MCPWM, que ajusta a duração do comando dos interruptores a partir do valor da ação de controle (razão cíclica - D). Para isto, a biblioteca do microcontrolador produz a portadora triangular $v_{\Delta}(t)$ por meio de um *timer* (temporizador) com um período fixo T .

- Figura 3.3: Esquema para o bloco de acionamento do motor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A visão geral do acionamento do motor é representada na Figura 3.3, onde a tensão $v_a(t)$ produzida tem seu valor CC (ou, valor médio) dado por

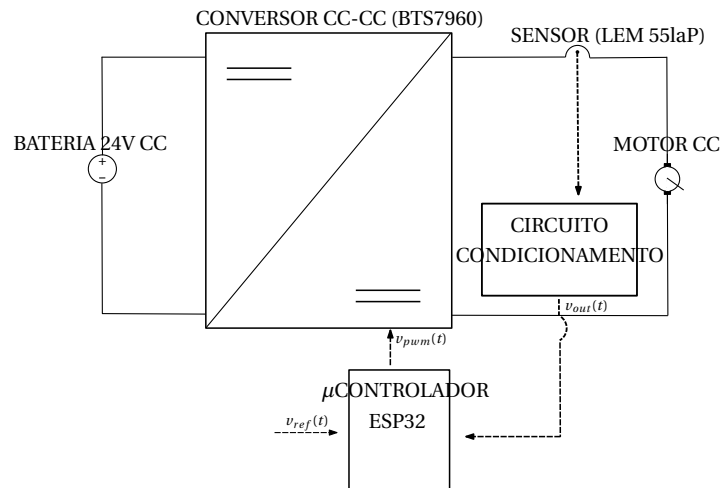
$$\bar{v}_a = D \cdot V_{cc} \quad (3.11)$$

A comutação dos interruptores na ponte H produz transitórios eletromagnéticos em alta frequência na tensão de armadura $v_a(t)$. Como o microcontrolador deve realizar a aquisição dos sinais amostrados de corrente de armadura, é necessário utilizar um circuito de condicionamento de sinais, como ilustrado na Figura 3.4.

O dispositivo transdutor de corrente para sinal elétrico de tensão, deve ser seguido de um amplificador operacional LM741. Este atua como *buffer* (seguidor de tensão), garantindo que não haja influência no processo de medição advinda dos circuitos de filtragem e proteção.

As componentes em alta frequência presentes no acionamento da máquina elétrica devem ser atenuadas, evitando o efeito de *aliasing* do sinal amostrado. Assim, é projetado um filtro R-C passa-baixas, com uma frequência de corte um quinto menor que a frequência máxima do sinal de comutação de 20 kHz .

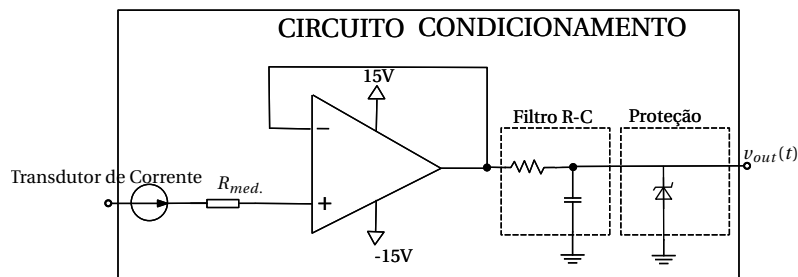
– Figura 3.4: Esquemático do circuito de controle por microcontrolador da corrente do motor CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 3.5 detalha os componentes do circuito de condicionamento de sinais. Tendo como tensão máxima permitida para aquisição de sinais de $3,3\text{ V}$, o conversor A/D do microcontrolador tem como circuito de proteção um grampeador de tensão. Este é basicamente composto por um ramo paralelo com o diodo zener 1N4728, que age ceifando valores que ultrapassem a tensão máxima suportada.

– Figura 3.5: Circuito de condicionamento analógico de sinais.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 PROJETO DO CONTROLADOR PI

No presente estudo, o projeto do controlador $C(s)$ deve atender as seguintes especificações de

$$T'_s < T_s \quad (3.12)$$

$$\zeta > 0,5 \quad (3.13)$$

O tempo de acomodação em malha fechada (T'_s) deve ser igual ou menor que o tempo de acomodação em malha aberta (T_s). Em relação ao máximo sobressinal, este não deve ser superior a 20%, o que corresponde a um coeficiente de amortecimento (ζ) superior a 0,5.

A abordagem de projeto de controle será a de cancelamento de polos. No sistema identificado neste trabalho, um polo possui dominância em relação ao outro, isto é, se localiza cerca de cinco vezes mais à direita do outro. Assim, este polo dominante possui maior influência na dinâmica da planta.

O controlador PI (proporcional integral) possui, de forma genérica, a seguinte expressão

$$C(s) = \frac{k_p}{s} \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right) \quad (3.14)$$

Na abordagem de cancelamento de polos, serão realizados dois projetos: *a*) cancelamento do polo de dinâmica mais rápida (localizado em $27,28 \text{ rad/s}$) e *b*) cancelamento do polo de dinâmica mais lenta (localizado em $5,34 \text{ rad/s}$).

De forma a proceder o cancelamento, basta garantir que

$$p = \frac{k_i}{k_p} \quad (3.15)$$

Assim, o projeto pode se dar pelo método de tentativas para se obter k_p , onde

$$k_i = p \cdot k_p \quad (3.16)$$

O valor de k_i é fixado e simulações de resposta ao degrau são realizadas, buscando atingir as especificações de projeto. Outro requisito necessário é o de garantia que o sinal de controle $u(t)$ seja realizável, não saturando. Desta forma, a ação de controle não pode ultrapassar o valor de razão cíclica máximo, que vale 1.

As expressões para obtenção do controlador são simuladas no MATLAB, que gera curvas de respostas ao degrau para análise visual. Assim, verifica-se se os requisitos de projeto são satisfeitos.

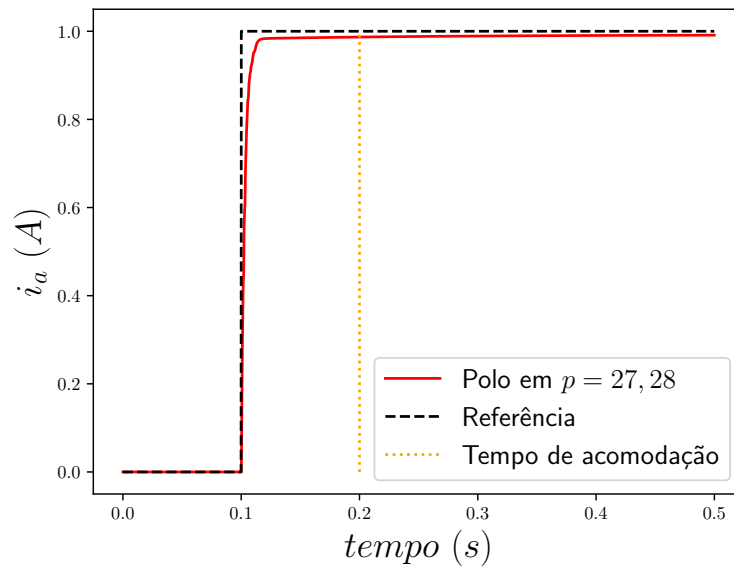
- a) Cancelamento do polo em $p = 27, 28 \text{ rad/s}$:

Com base na expressão (3.15), para este primeiro controlador, basta fazer

$$k_i = k_p \cdot 27, 28 \quad (3.17)$$

A resposta para a corrente de armadura mais adequada, após algumas tentativas, foi obtida com o coeficiente $k_p = 2$. Sua resposta de corrente de armadura para uma entrada em degrau unitário se dá na Figura 3.6.

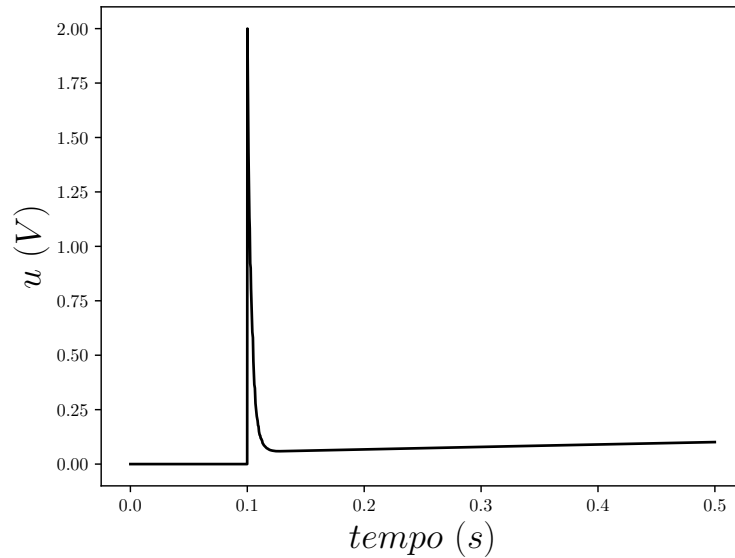
– Figura 3.6: Resposta ao degrau do sistema controlado para o caso a.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A resposta ao degrau para este controlador atende aos requisitos de projeto. O tempo de acomodação apresentado é bem menor do que o tempo de acomodação estipulado (próximo à 1 *segundo*), e o sobressinal transitório é nulo. O projeto não satisfaz todos os critérios, pois sua ação de controle satura, conforme ilustra a Figura 3.7.

– Figura 3.7: Ação de controle para o projeto do caso *a*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- *b*) Cancelamento do polo em $p = 5,34 \text{ rad/s}$:

Para obtenção dos parâmetros do controlador PI, o mesmo método de tentativas do caso *a* é realizado, obtendo o valor de k_i em função de k_p . Assim,

$$k_i = k_p \cdot 5,34 \quad (3.18)$$

Após realizado o processo iterativo de simulação no MATLAB, os seguintes coeficientes foram encontrados

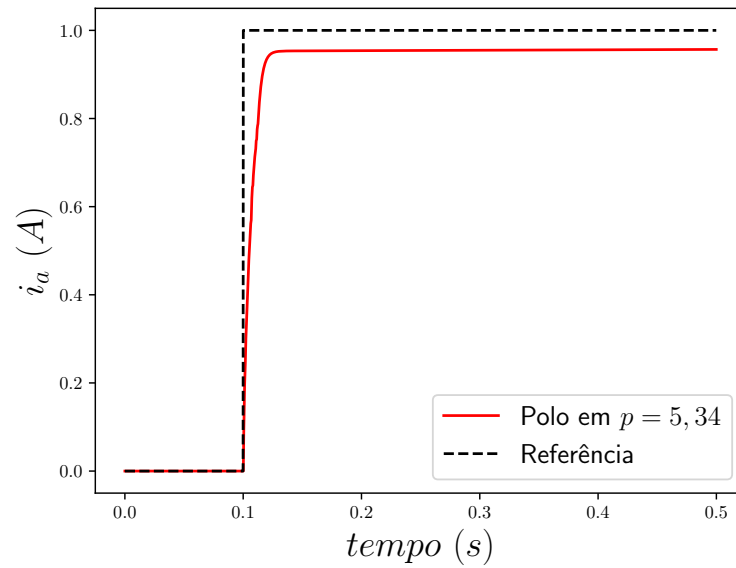
$$k_p = 1 \quad (3.19)$$

$$k_i = 5,34 \quad (3.20)$$

A Figura 3.8 ilustra a resposta ao degrau para o sistema controlado, que apresenta um tempo de acomodação próximo à 0,4 *segundos*. No instante 0,5 *segundos* da curva, a resposta ao degrau já está em regime permanente ($e_{ss} \approx 5\%$). O requisito de projeto de redução do erro de regime permanente à zero também é atendido (com $T_s \approx 1$ *segundo*).

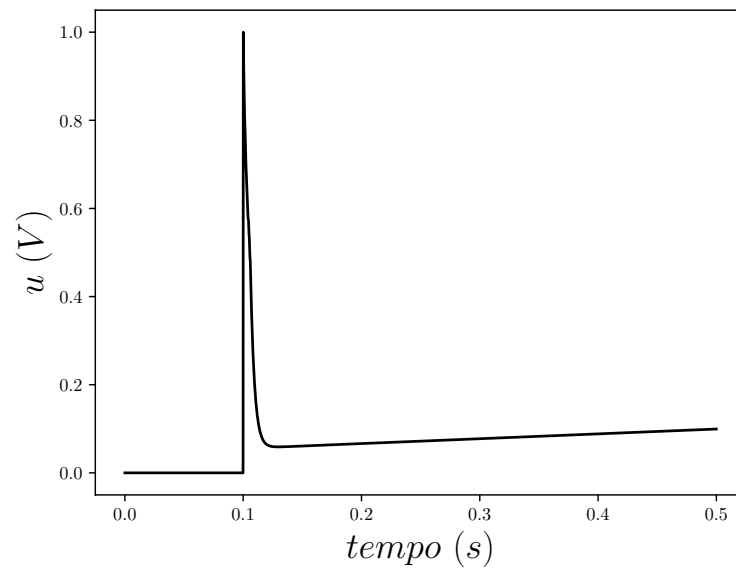
Conforme ilustrado na Figura 3.9, este controlador apresentou uma ação de controle realizável, isto é, não satura. Com os resultados obtidos neste projeto é possível concluir que o controlador do caso *b* foi mais adequado do que o controlador do caso *a*.

– Figura 3.8: Resposta ao degrau do sistema controlado para o caso b .



Fonte: Elaborado pelo autor.

– Figura 3.9: Ação de controle para o projeto do caso b .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma análise do mapa de polos e zeros, em malha fechada, para o sistema controlado em ambos os casos de projeto explica o fato de o caso a possuir um tempo de acomodação menor do que o do caso b . Nesta análise, é possível observar que o caso a apresenta um polo dominante em malha fechada mais afastado da origem do que o polo dominante do caso b .

A etapa de projeto de controle pode, finalmente, ser concluída e o controlador

obtido neste trabalho é dado por

$$C(s) = \frac{s + 5,34}{s} \quad (3.21)$$

3.4 DIGITALIZAÇÃO DO CONTROLADOR

Feito os testes via simulação, o próximo passo é implementar o controle digital no microcontrolador. Para isto, é preciso buscar uma representação deste controlador discretizada $C[z]$, ou seja, a representação no domínio da transformada discreta z .

O controlador $C(s)$ obtido pode ser expresso como uma soma de suas parcelas, integral e proporcional.

$$C(s) = C_P(s) + C_I(s) \quad (3.22)$$

da mesma forma,

$$C[z] = C_P[z] + C_I[z] \quad (3.23)$$

Este controlador digital atua no microcontrolador, sob um período de amostragem discreto T_s . Sua parcela proporcional consiste em um ganho k_p , assim como o controlador proporcional contínuo.

$$C_p[z] = k_p \quad (3.24)$$

A parcela integral deve ser readequada, visto que as definições de integral modificam-se para o domínio discreto. Seja n um instante de tempo discretizado qualquer, e $n - 1$, o instante de tempo com o atraso de uma amostra em relação à n . A integral do sinal de erro $e[n]$, pode ser representada por $u[n]$ através de uma propriedade do cálculo integral. Esta propriedade relaciona o cálculo de integral ao cálculo de áreas, conforme demonstrado em STEWART (1995).

Seja uma amostra da ação de controle $u[n]$, amostrada com um período de amostragem fixo, T_s , o valor da integral do sinal de erro $e[n]$, é multiplicado pela respectiva constante integral, k_i ,

$$u[n] = \frac{T_s}{2}(e[n] + e[n - 1])k_i + u[n - 1] \quad (3.25)$$

Somando-se a parcela proporcional à integral, a representação final para o controlador $C[z]$ pode ser escrita como

$$u[n] = \frac{T_s}{2}(e[n] + e[n - 1])k_i + u[n - 1] + k_p \cdot e[n] \quad (3.26)$$

Esta representação, também conhecida como equação à diferenças, permite aplicar a lei de controle em sistemas digitais. A malha de controle na sua forma discreta pode ser representada nos diagramas de blocos da Figuras 3.10 e 3.11.

4 CONCLUSÕES

O trabalho desenvolvido atendeu aos objetivos propostos. Através de uma metodologia robusta de identificação de modelos, foi obtida uma expressão para representar o sistema da corrente de armadura do motor para uma entrada em razão cíclica. Na sequência, foi implementado um controlador por cancelamento de polos, que obteve um desempenho satisfatório nas simulações.

O método de ensaio por resposta em frequência é indicado para sistemas lineares de segunda ordem que apresentam um zero. A técnica de identificação de sistemas a partir do ensaio por resposta ao degrau é limitada em sistemas como o do motor CC descrito.

4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A limitação observada na realização do trabalho se deu no procedimento de modelagem. Conforme demonstrado, a faixa de frequências abordada pelo ensaio de resposta em frequências se mostrou insuficiente (iniciando em $0,1 \text{ Hz}$). Esta limitação ocorre devido à simplicidade do microcontrolador usado, o ESP-32. O módulo PWM padrão deste microcontrolador (biblioteca MCPWM) apresenta uma baixa resolução.

Devido a faixa relativamente pequena de valores de ciclo de trabalho disponível, o processo de modulação é prejudicado para ensaios que demandam muitas décadas de frequência. Para o ensaio descrito neste trabalho, uma década abaixo de $0,1 \text{ Hz}$ é o cenário ideal.

A implementação do microcontrolador discretizado e simulado pode ser ampliada para o veículo elétrico. Os percursos de pilotagem de testes e de competição possibilitarão identificar a performance do controlador e possíveis casos de melhorias futuras.

O motor CC de ímãs permanentes é uma máquina relativamente simples, no entanto, seu princípio de funcionamento auxilia na compreensão de máquinas mais complexas, como o BLDC.

4.2 TRABALHOS FUTUROS

Todos os procedimentos experimentais desenvolvidos neste trabalho são fundamentais para o desenvolvimento dos projetos da Equipe Capivara. Visando a participação na competição Shell Eco Marathon, algumas sugestões de temas futuros são:

- Utilizar um microcontrolador mais robusto, por exemplo, os da linha C2000 da Texas Instruments para aprimorar o procedimento de identificação de sistemas.
- Aplicar outras técnicas de projeto de controle visando traçar comparativos entre elas.

- Desenvolver um sistema de telemetria para coleta e persistência de dados de sensores do veículo.
- Análise e visualização dos dados visando compreender os padrões de consumo de energia do veículo, propondo estratégias de eficiência energética.

REFERÊNCIAS

- LOVINS, A. B. (2011). **Reinventing fire: bold business solutions for the new energy era**. Chelsea Green Pub, 2011.
- DENTON, T. (2020). **Electric and hybrid vehicles**. Routledge, 2020.
- GUARNIERI, M.(2011). **When Cars Went Electric**, Part 2 [Historical]. IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 5, no. 2, pp. 46-53, 2011, DOI: 10.1109/MIE.2011.941122.
- ZAMBRANO, G.(2003). **Simulação do Ensaio em Frequência em Máquina Síncrona de Polos Salientes Utilizando Método dos Elementos Finitos**. 2003. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2003.
- OGATA, K. (1995). **Discrete-time control systems**. Prentice-Hall, Inc., 1995.
- LANDAU, H. J.(1967). **Sampling, data transmission, and the Nyquist rate** in Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 10, pp. 1701-1706, Oct. 1967, doi: 10.1109/PROC.1967.5962.
- HAYT, W. H., et. al.(2011). **Engineering circuit analysis** — 8th ed., 2011. ISBN 978-0-07-352957-8.
- VISVIKIS, C. (2013). **Evolution in electric vehicle safety legislation and global harmonisation activities**. World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, Spain, (2013), pp. 1-9, doi: 10.1109/EVS.2013.6915024.
- LU, L., et.al (2013). **A review on the key issues for lithium-ion battery management in electric vehicles** in Journal of Power Sources, vol. 226, Pages 272-288, ISSN 0378-7753, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2012.10.060>.
- STEWART, J.(1995). **Student Solutions Manual for Stewart's Calculus : Early Transcendentals**. Third Edition. Pacific Grove, Calif. :Brooks/Cole Pub.