VALTER MANUEL JARDIM DA MATA

Controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault

São Paulo

2020

VALTER MANUEL JARDIM DA MATA

Controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para a obtenção do Título de Mestre em
Ciências

Orientador:
Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

São Paulo
2020

VALTER MANUEL JARDIM DA MATA

Controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault

Versão corrigida

Dissertação apresentada à Escola
Politécnica da Universidade de São Paulo
para a obtenção do título de Mestre em
Ciências

Área de Concentração:
Engenharia Elétrica
Sistemas Eletrônicos

Orientador:
Prof. Dr. João Francisco Justo Filho

São Paulo
2020

Este exemplar foi revisado e corrigido em relação à versão original, sob responsabilidade única do autor e com a anuência de seu orientador.

São Paulo, _____ de _____ de _____.

Assinatura do autor: _____

Assinatura do orientador: _____

Catálogo-na-publicação

Mata, Valter Manuel Jardim da

Controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault / V. M. J. Mata. -- versão corr. -- São Paulo, 2020.
166p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos.

1.Dinamômetro 2.Controle 3.Identificação. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos II.t.

Dedico este trabalho aos meus pais Valter e Manuela, aos meus irmãos Michael e Marcelo, e a todos os meus familiares, amigos e professores.

AGRADECIMENTOS

Um agradecimento especial aos meus pais, irmãos e familiares por toda a força que me deram do início ao fim deste trabalho. Foi o apoio recebido que tornou este projeto uma realidade.

Agradeço ao professor e grande amigo Dr. Armando Antônio Maria Laganá pelo incentivo para o desenvolvimento deste trabalho, e principalmente por confiar em meu potencial do começo ao fim.

Agradeço ao professor e amigo Dr. João Francisco Justo Filho pela orientação e apoio nesta trajetória, e por sempre me conduzir aos melhores caminhos e formas de desenvolver este trabalho.

Um agradecimento especial aos professores da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo e da FATEC Santo André por me forneceram toda a base do conhecimento que utilizei neste trabalho.

Aos colaboradores Rafael Rodrigues e Ruan Carlos Vieira Godoy, ambos do Instituto de Pesquisas Tecnológicas, aos colaboradores da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, e ao Lukas Kretzschmar Waeny, que atualmente faz parte do PSA Group. Agradeço a todos pelo apoio e também pelo auxílio com todos os serviços de engenharia e mão de obra, como também pelo material e espaço necessário para o desenvolvimento deste projeto.

Grato ao Roberto Pinaffi e ao Renan Alves, da Empresa Mecânica Fraipi, pela reforma do dinamômetro, ajuda na montagem e auxílios técnicos.

Gratifico à Monah Laysla Jacob pelo auxílio na redação desta dissertação.

Agradeço especialmente aos meus amigos Demerson Moscardini e Bruno Silva Pereira por toda a ajuda oferecida no desenvolvimento, na implementação e na busca dos resultados deste projeto.

Sou grato ao Bruno César Fernandes Pereira a ajuda para desenvolver a identificação via ferramentas computacionais.

Agradeço ao Antônio de Campos Junior, da Schaeffler, pelo auxílio com a obtenção dos dados necessários para alcançar a identificação do dinamômetro.

E por fim, agradeço a todas as pessoas ao meu redor que me acompanharam e me deram apoio durante esta jornada. A conclusão deste projeto deve-se a cada uma delas.

RESUMO

O controle digital de um dinamômetro é essencial para o teste de motores de combustão interna, pois atua no comando da rotina de ensaios. Este trabalho consiste no controle PID (proporcional, integrativo e derivativo) do freio dinamométrico de corrente de Foucault, instalado no Instituto de Pesquisas Tecnológicas - IPT. Durante o desenvolvimento do controlador, foram produzidos diferentes tipos de identificação da planta assim como diferentes métodos de controle, que foram validados pelas frentes experimental e teórica. Foram alcançados os controles digitais por meio dos *softwares* LabVIEW® e Simulink®, que serviu para compará-los e simulá-los, tornando possível a validação. Para o sistema em tempo real, controlado pelo LabVIEW®, foi necessário identificar o modelo do dinamômetro, que corresponde a um freio de corrente de Foucault Hofmann modelo I2D. O controle de rotação desenvolvido por meio dessas ferramentas tem o intuito de efetuar os ajustes de rotação do dinamômetro. Para a realização dos ensaios, tal parâmetro de rotação deve seguir os valores desejados (*set point*) e manter a relação de intensidade de corrente elétrica com a abertura da válvula borboleta do motor. Desse modo, o projeto desenvolvido abre como perspectiva maior confiabilidade, ou seja, suas respostas são atendidas em relação à estabilização e ao transiente de valores controlados em testes realizados com dinamômetros de bancada. No âmbito acadêmico, percorre do teórico ao experimental pois aplica um método científico a testes práticos efetuados em um instrumento de validação. Portanto, esta contribuição desenvolveu um controle digital a partir de parâmetros físicos do projeto pelo método de identificação caixa branca, feito por aproximação de um modelo matemático de um motor de corrente contínua. Foi também implementado o método caixa preta, feito por meio de uma identificação da reação do dinamômetro a uma resposta degrau, no âmbito experimental. As reações simuladas foram comparadas com as experimentais e mostraram equivalência entre elas.

Palavras chaves: Dinamômetro, Controle, Identificação.

ABSTRACT

The digital control of a dynamometer is essential for test of internal combustion engines, because it acts in command of the testing routine. This work consists in the PID (proportional, integrative and derivative) control of the Foucault current dynamometer, from the Institute of Technological Research - IPT. During the control development was made plant different types, and different controllers, that was validated by form experimental and theory. Digital controls were achieved using LabVIEW® and Simulink® software, which served to compare and simulate them, thereby making possible a validation. For the system in real-time, controlled by LabVIEW®, it was necessary to identify the dynamometer model, which corresponds to an eddy current brake, model I2D. The speed control developed by means of these tools is intended to adjust the speed of the dynamometer. In order to carry out the tests, this speed parameter must follow the desired values (set point) and maintain the relationship of electric current intensity with the throttle opening of the motor. In this way, the developed project opens up a perspective of greater reliability, that is, its responses are met in relation to the stabilization and transient of controlled values in tests performed with bench dynamometers. In the academic field, it ranges from theoretical to experimental, as it applies a scientific method to practical tests carried out in a validation instrument. Therefore, this contribution developed a digital control from the physical parameters of the project using the white box identification method, made by approximating a mathematical model of a direct current motor (DC). The black box method was also implemented, made by identifying the reaction of the dynamometer to a step response, in the experimental scope. The simulated reactions were compared with the experimental ones and showed equivalence between them.

Keywords: Dynamometer, Control, Identification.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Dinamômetro hidráulico Schenk D360.	25
Figura 2 - Exemplo de acoplamento motor dinamômetro.	27
Figura 3 - Esquema elétrico do freio de correntes parasitas, sua variação de corrente é alterada pelo reostato empregado aos eletroímãs, induzindo ao disco metálico, criando sua frenagem.	28
Figura 4 - Características de malha aberta para dinamômetros de correntes parasitas.	33
Figura 5 - Diagrama de blocos de um sistema amostrados de controle.	37
Figura 6 - Sistema de controle com realimentação unitária em tempo discreto.	38
Figura 7 - Equivalência do subsistema ZOH + processo + Analógico/Digital.	39
Figura 8 - Digitalização de um controlador analógico.	40
Figura 9 - Esquema do PID.	44
Figura 10 - Dinamômetro Hofmann™ I2D.	45
Figura 11 - Dinamômetro desmontado.	46
Figura 12 - Bobina desmontada.	47
Figura 13 - Bobina danificada.	47
Figura 14 - Carcaça e galerias do freio.	48
Figura 15 - Galerias fabricadas conforme especificação do fabricante.	48
Figura 16 - Dutos de saída em aço inox com alojamento para sensores termopar tipo J.	50
Figura 17 - Filtro de partículas metálicas.	50
Figura 18 - Base do freio reformada.	51
Figura 19 - Rolamentos do dinamômetro.	51
Figura 20 - Dinamômetro reformado.	52
Figura 21 - Dinamômetro de corrente de Foucault.	54
Figura 22 - Visão interna do freio eletromagnético.	55
Figura 23 - Sensor Pick-up.	57
Figura 24 - Posição do sensor de rotação.	57
Figura 25 - Roda fônica de 60 dentes.	58
Figura 26 - Driver PWM de controle de tensão e corrente do freio (Entrada de controle de 0 a 5V, saída de atuação de 6 a 90V – 15A).	59
Figura 27 - Motor utilizado no projeto.	60
Figura 28 - Acoplamento motor dinamômetro.	61
Figura 29 - Diagrama de blocos.	63
Figura 30 - Ligação para os transdutores de pressão.	66
Figura 31 - Ligações de sinais módulo NI9213.	67
Figura 32 - Ligações de sinais módulo NI9215.	68
Figura 33 - Ligação de sinais módulo NI9263.	69

Figura 34 - Módulo NI9403 digital e diagrama elétrico.	70
Figura 35 - Circuito microcontrolador e RS232.	71
Figura 36 - Painel <i>boom arm</i> parte A.....	73
Figura 37 - Painel <i>boom arm</i> parte B.....	74
Figura 38 - Esquema de ligação da elétrica de potência AC do dinamômetro.	75
Figura 39 - Painel do operador.	76
Figura 40 - Primeiro programa controle de carga do freio.	78
Figura 41 - Dinamômetro com os braços de calibração.	81
Figura 42 - Programação inicial do dinamômetro.	82
Figura 43 - Corrente elétrica em relação à largura de pulso do sinal de acionamento do freio.	84
Figura 44 - Gráfico de relação entre o nível de porcentagem do freio e a largura de pulso PWM.	85
Figura 45 - Gráfico da tensão na célula de carga em relação à massa aplicada ao freio.	87
Figura 46 - Diagrama de malha fechada dos controles de rotação (N%) e torque (T%).	90
Figura 47 - Resposta de malha aberta e modelo equivalente RL.	91
Figura 48 - Resposta em frequência do sistema de controle em malha aberta. MF=72°/MG=14dB/fc=40Hz.	93
Figura 49 – Torque do dinamômetro em função da velocidade de rotação (n), em rpm, e corrente do dinamômetro (i_d), em amperes. Os pontos pretos correspondem aos dados experimentais ($i_d = v_0 / R_d$). Em cinza, é mostrada uma função polinomial que se ajusta aos dados, que são obtidos conforma a figura.....	94
Figura 50 - Diagrama de blocos do controle de torque.....	97
Figura 51 - Diagrama esquemático do laço de controle de torque.....	98
Figura 52 - Diagrama de blocos do controlador de rotação.....	99
Figura 53 - Diagrama esquemático do laço de controle de rotação.....	99
Figura 54 - Diagrama de blocos do controlador de rotação do sistema.....	100
Figura 55 - Esquema do teste de rotação controlada no modo WOT (<i>wide open throttle</i>) ou N%.	102
Figura 56 - Diagrama de blocos do ajuste PID baseado em LabVIEW® usando o método Ziegler Nichols para o modo N% e T%.	106
Figura 57 - Diagrama do sistema proposto.	107
Figura 58 - Diagrama do circuito de potência.....	107
Figura 59 - Etapas de operação do conversor CC-CC (a) Chaves e fechadas. (b) Chaves e abertas.	108
Figura 60 - Controlador PI com ação <i>anti-windup</i>	110
Figura 61 - Diagrama do modelamento do dinamômetro de corrente de Foucault.	112
Figura 62 - Gráfico dos lugares das raízes do sistema compensado <i>CG</i>	119

Figura 63 - Diagrama de blocos com o controlador CG e sua planta aplicada.....	120
Figura 64 - Gráfico da resposta ao degrau unitário com o sistema aplicado com o controlador CG	121
Figura 65 - Diagrama de blocos com o " <i>matlabfunction</i> ".	122
Figura 66 - Aquisição do período de tempo sobre a rotação.....	124
Figura 67 - Aplicação do degrau no conjunto motor freio.	129
Figura 68 - Definindo os pontos de rotação (eixo y) máximos e mínimos sobre o tempo (eixo x) da curva da planta.....	130
Figura 69 - Curva utilizada para a relação $R\tau$ por $T\tau$	132
Figura 70 - Aplicação da função de transferência da identificação caixa preta.	133
Figura 71 - Curva da planta do sistema identificado.....	134
Figura 72 - Aplicação da ferramenta com dados de HAICAL (2009).	134
Figura 73 - Curva de resposta do controlador com ganhos levantados por meio do método Ziegler-Nichols, e com a planta do freio de HAICAL (2009).....	135
Figura 74 - Interface inicial de validação do freio.....	136
Figura 75 - Programação inicial para o controle de malha aberta.....	137
Figura 76 - Interface gráfica para o sistema de controle por aproximações sucessivas.	138
Figura 77 - Programação do sistema de aproximações sucessivas.	139
Figura 78 - Interface gráfica para o sistema de controle por Autotuning.	140
Figura 79 - Programação do sistema Autotuning.....	142
Figura 80 - Resposta do controle de rotação no LabVIEW®.....	143
Figura 81 - Interface do sistema final, painel de controle.	144
Figura 82 - Interface de configuração, monitor 2.	145
Figura 83 - Interface dos gráficos, monitor 2.....	145
Figura 84 - Interface de nomes dos sensores termopares, monitor 2.....	146
Figura 85 - Interface configuração do PID e gravação de dados, monitor 2.....	147
Figura 86 - Projeto cRio Real Time.....	148
Figura 87 - Programação no computador.....	149
Figura 88 - Programação no Compact Rio.....	150

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Funções dos módulos <i>National Instruments</i> ™	62
Tabela 2 - Funções dos sensores nos módulos <i>National Instruments</i> ™	64
Tabela 3 - Tabela de calibração do IPT.....	80
Tabela 4 - Valores de largura de pulso de acordo com a corrente aplicada ao dinamômetro.....	84
Tabela 5 - Relação entre o nível de frenagem do freio e largura de pulso PWM da placa de potência.	85
Tabela 6 - Calibração da célula de carga.....	86
Tabela 7 - Parâmetros do sistema.....	91
Tabela 8 - Ajuste de loop fechado Z-N usando o método de oscilação.....	104
Tabela 9 - Parâmetros do sistema de controle de referência do dinamômetro.	114
Tabela 10 - Especificações da nova bobina do dinamômetro.	115
Tabela 11 - Características da bobina original do dinamômetro.	115
Tabela 12 - Relação de rotação no tempo para coletar o período.	125
Tabela 13 - Performance lenta do sistema Ziegler Nichols.	126
Tabela 14 - Performance normal do sistema Ziegler Nichols.....	126
Tabela 15 - Performance rápida do sistema Ziegler Nichols.....	127

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Ampere
AD	Analógico Digital
CAN	<i>Controller Area Network</i> (Protocolo de comunicação automotivo)
CV	Cavalo Vapor
DA	Digital Analógico
DC	<i>Direct Current</i> (Motor de corrente contínua)
DDC	<i>Digital dynamometer controller</i>
ECU	<i>Engine Control Unit</i> (Unidade de Controle Eletrônica)
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
FE	Fator de erro
H ₂ O	Água
I ² C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
IPT	Instituto de Pesquisas Tecnológicas
KW	Kilo Watts
LME	Laboratório de Microeletrônica da USP
LR	<i>Long Range</i>
M	Modo de controle manual
MA	Malha aberta
MF	Malha fechada
N	Modo de controle de rotação
NA	Normalmente aberto
NI	<i>National Instruments</i> [™]
PI	Proporcional Integral
PI	Proporcional Integral
PID	Proporcional Integral Derivativo
PSI	Departamento de Engenharia de Sistemas Eletrônicos
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Sinal modulado por largura de pulso)
RPM	Rotações por minuto (min ⁻¹)
RPS	Rotações por segundo (s ⁻¹)
RTOS	<i>Real-time operating system</i>
RX	Recepção
SI	Sistema internacional de unidades

TRIAC	<i>Triode for Alternating Current</i>
TTL	<i>Transistor-Transistor Logic</i>
TX	Transmissão
USP	Universidade de São Paulo
V	Volts
Z-N	Ziegler-Nichols
ZOH	<i>Zero-Order Hold</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	OBJETIVOS	22
1.1.1	Objetivos gerais.....	22
1.1.2	Objetivos específicos	23
1.2	CONTEÚDO E ORGANIZAÇÃO	24
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	24
2.1	FUNCIONAMENTO DO DINAMÔMETRO.....	25
2.2	TIPOS DE DINAMÔMETRO DE BANCADA	26
2.2.1	Dinamômetro de corrente de Foucault.....	28
2.2.2	Dinamômetro hidráulico	29
2.2.3	Dinamômetro de corrente alternada.....	30
2.2.4	Dinamômetro de corrente contínua	30
2.3	LITERATURAS DE REFERÊNCIA PARA O PROJETO	30
2.4	MODOS DE CONTROLE EM DINAMÔMETROS	32
2.5	MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO UTILIZADOS.....	35
2.5.1	Conceitos de modelagem e identificação de uma planta	35
a)	Conceitos de modelagem	35
b)	Identificação de sistemas.....	36
2.6	TÉCNICAS UTILIZADAS DE CONTROLE DIGITAL.....	36
2.6.1	Introdução ao controle digital.....	36
2.6.2	Principais conceitos utilizados de controle digital	38
2.6.3	Principais projetos utilizados de sistema de controle digitais.....	41
3	METODOLOGIA	44
3.1	ESTRUTURA DO DINAMÔMETRO.....	44
3.1.1	Desenvolvimento da ferramenta de trabalho	45
3.1.2	Análise geral dos equipamentos.....	45
3.1.3	Desmontagem do dinamômetro	46
3.1.4	Galerias de arrefecimento da bobina	48
3.1.5	Montagem do sistema de arrefecimento	49
3.1.6	Dinamômetro reformado	52
3.2	O DINAMÔMETRO DE CORRENTE DE FOUCAULT	52
3.3	DESENVOLVIMENTO DO LABORATÓRIO DE ENSAIO.....	55
3.3.1	Acoplamento motor-freio.....	60
3.3.2	Sistema de aquisição de sinais e processamento	61
3.3.3	Automação da sala de ensaios.....	63

a)	Sensores	64
b)	Elétrica de potência em corrente alternada	74
3.3.4	Testes iniciais para validação do freio dinamométrico	76
a)	Método de controle de rotação (“N%”, rotação motor estático estipulado) constante em modo manual.....	82
b)	Método de controle de rotação (“N%”) em modo automático.....	82
3.4	IDENTIFICAÇÃO DO MODELO DAS LITERATURAS.....	83
3.4.1	Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna	83
a)	Identificação das características do dinamômetro	83
b)	Identificação das características da célula de carga do dinamômetro...	86
c)	Característica do motor de passo e acionamento da borboleta do motor	87
d)	Identificação e modelagem dinâmica do sistema	88
3.4.2	PID em um dinamômetro para testes de motores	89
a)	Método de identificação por teste de malha aberta do dinamômetro	89
b)	Estimação do modelo do motor dinamômetro	89
3.4.3	Sistema para controle de frenagem para dinamômetro de correntes de Foucault.....	90
a)	Identificação e modelagem dinâmica do sistema	90
3.4.4	Modelagem e controle de um <i>driver</i> de baixo custo para um dinamômetro de corrente parasita	94
a)	Modelagem do dinamômetro de corrente parasita	94
3.4.5	Comparação dos métodos de identificação utilizados.....	95
3.5	PROJETO DOS CONTROLADORES DAS LITERATURAS.....	95
3.5.1	Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna	96
a)	Projeto de controladores para rotação e potência	96
b)	Controlador do torque	96
c)	Controlador da rotação	98
d)	Ajuste de ganhos do controlador.....	100
3.5.2	PID em um dinamômetro para testes de motores	101
a)	Desenvolvimento do sistema de controle.....	101
b)	<i>Digital Dynamometer Controller</i> (DDC)	101
c)	Modo de controle de rotação em DDC (modo N%)	102
d)	Modo controlado por carga em DDC (modo T%)	102
e)	Passos gerais para o projeto do PID.....	103
f)	Sintonização do Controlador.....	103
g)	Simulação do projeto de referência.....	105

3.5.3	Sistema para controle de frenagem para dinamômetro de correntes de Foucault.....	106
a)	Descrição do sistema de controle proposto	106
b)	Sistema de controle da corrente de saída.....	109
c)	Sistema de monitoramento e supervisão	110
3.5.4	Modelagem e controle de um <i>driver</i> de baixo custo para um dinamômetro de corrente parasita	111
3.6	IMPLEMENTAÇÃO DA IDENTIFICAÇÃO DA PLANTA.....	111
3.6.1	Modelamento do dinamômetro por método caixa branca	112
3.6.2	Discretização da planta $G(s)$ pelo método segurador de ordem zero (ZOH) 117	
3.6.3	Implementação do sistema de malha fechada com controlador PID digital 117	
3.6.4	Utilização dos polos das raízes do sistema compensado	118
3.7	RESULTADOS DA IDENTIFICAÇÃO	119
3.7.1	Simulação por meio de um degrau.....	120
3.7.2	Modelamento do dinamômetro pelo método caixa preta.....	123
a)	Método de obtenção dos ganhos por Ziegler Nichols	123
b)	Identificando o sistema pelo método caixa preta.....	128
3.8	DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE POR LABVIEW®.....	136
3.8.1	Desenvolvimento e validação do controle em malha aberta	136
3.8.2	Desenvolvimento do controle por aproximações sucessivas	137
3.8.3	Desenvolvimento do controle por LabVIEW® PID <i>Autotuning</i>	139
3.8.4	Desenvolvimento do controle por LabVIEW® PID por método Ziegler Nichols 142	
3.9	INTERFACE GRÁFICA DO DINAMÔMETRO	144
3.10	IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO REAL TIME DO LABVIEW®	147
4	CONCLUSÃO	151
5	PROPOSTAS FUTURAS	153
	PUBLICAÇÕES.....	154
	REFERÊNCIAS.....	155
	APÊNDICE – CÓDIGO EM MATLAB DO CONTROLADOR DESENVOLVIDO	164

1 INTRODUÇÃO

Na atualidade, os motores a combustão interna ou quaisquer motores primários têm seus desempenhos testados extensivamente, como potência e torque, com o objetivo de melhorar a performance e otimizar o consumo. Para testar o desempenho desses motores, a associação de dinamômetros e controle é geralmente usada. O dinamômetro é um equipamento utilizado para teste e avaliação de veículos automotores e componentes do trem de força. (HAMADA, 2018). Desta forma, as instalações de dinamômetros tornaram-se parte importante da indústria automotiva e de outros segmentos correlacionados.

Existem três métodos de teste de motores automotivos:

1. Testar o motor usando um dinamômetro de bancada;
2. Testar o veículo no dinamômetro de chassi;
3. Percorrer uma pista de teste com o veículo.

Os dinamômetros são aplicados para mensurar o desempenho dos motores há aproximadamente dois séculos, no entanto, é necessário ter um controle constante para a confiabilidade na calibração e teste de motores. O princípio do dinamômetro é absorver a potência do automóvel, medir o torque e a rotação e determinar a potência de saída do motor e/ou a perda de potência do trem de força, multiplicando o torque e a rotação (HAMADA, 2018).

Na sua história, o primeiro dispositivo com a função de medir o desempenho dos motores veio da invenção de Gaspard de Prony, em 1821. O *freio de Prony* é considerado um dos dinamômetros mais antigos. A partir de sua invenção, o dinamômetro de freio de Prony foi desenvolvido e recebeu variações para medir a potência de diferentes motores (KILLEDAR, 2012).

Em 1851, foi descoberto o fenômeno das correntes parasitas pelo físico francês Leon Foucault. Por essa razão, as correntes parasitas são algumas vezes chamadas correntes de Foucault. O dinamômetro de correntes parasitas foi inventado por Martin e Anthony Winther por volta de 1931 e, em 1936, foi introduzido para aplicações industriais. O dinamômetro de correntes parasitas é principalmente um equipamento de teste de desempenho para máquinas de transmissão e potência, e amplamente

aplicado na medição de potência de saída. O torque de frenagem estável e preciso é um índice importante para o projeto e o controle do dinamômetro (DUO-YANG L., 2017).

Após a invenção do dinamômetro de correntes parasitas, foi introduzida a unidade autônoma (controlador) com um motor e embreagem de velocidade variável, denominada de "*Ajusto-Spede*", que tinha a função de controlar essa rotação de forma constante. Posteriormente, esse tipo de controle foi dedicado ao esforço da Segunda Guerra Mundial, principalmente na forma de dinamômetros para testes de motores de aeronaves (KILLEDAR, 2012).

Desde sua invenção, os dinamômetros e os motores de combustão interna, Ciclo Otto e Ciclo Diesel, têm sofrido inúmeras modificações e inovações, decorrentes sobretudo da enorme concorrência dos fabricantes de veículos e motores. Os novos veículos desenvolvidos agregam tecnologias das mais diversas áreas da engenharia, sobretudo em motores, transmissões, suspensões ativas e freios. Prova disso são os inúmeros sistemas automotivos controlados por microprocessadores (SCAPINI *et al.*, 2012). O conjunto *drivetrain*¹ pode ser afetado por oscilações de torção durante eventos transitórios que, por um lado, limitam a dinâmica e podem até levar à instabilidade de todo o sistema e, por outro lado, levam a uma vida útil reduzida dos componentes do sistema (NESHATI, 2017). Em vista de existirem fatores mecânicos que influenciam na estabilidade, foram necessários controles com alta velocidade de resposta, que por sua vez foram introduzidos ao longo do desenvolvimento na área automotiva.

Assim, controles analógicos e digitais foram amplamente requisitados para desenvolver tecnologias mais precisas na área automotiva. Até a década de 60, as tarefas de controle e comando de sistemas automotivos eram realizadas empregando-se dispositivos totalmente hidráulicos e/ou mecânicos. Exemplos disso são as antigas transmissões automáticas, os mecanismos de controle de avanço de centelha e governadores centrífugos. Naquela época, tais sistemas cumpriam plenamente os requisitos impostos em projeto, entretanto, ainda era exigido o desenvolvimento de equipamentos muito mais sofisticados para atender às crescentes necessidades quanto à segurança, redução do consumo de combustível e da emissão de poluentes.

¹ Em tradução livre, trata-se do conjugado motor freio, ou seja, trem de força, que é o elo entre o volante do motor, o cardã e a flange do dinamômetro.

Quanto à integração completa dos sistemas de comando e/ou controle eletrônico nos veículos e motores, esta só é alcançada com êxito após exaustiva experimentação, efetuada em bancos de ensaio de veículos e motores, além dos clássicos ensaios em campo. Seja nos ensaios para verificação do desempenho dos sistemas modernos de gerenciamento, seja nos ensaios para homologação quanto à emissão de poluentes, segundo as normas mais recentes, são impostos severos requisitos aos controladores e aos sistemas de medição empregados na bancada. Esses requisitos incluem, de forma especial, a perfeita reprodução e medição em bancada, dos fenômenos transitórios comumente presentes durante a operação do veículo, em condições de tráfego (MORITA, 1994).

Em relação aos ensaios para homologação quanto à emissão de poluentes, as últimas normas nacionais e internacionais estão mais rígidas. No Brasil, a demanda para testes e desenvolvimento de motores ciclo Otto está cada vez maior devido à introdução de novas tecnologias, as quais geram um ganho ainda maior quando aplicadas a motores Flexfuel utilizando etanol (PEREIRA, 2014). Isso iria ao encontro com as políticas de incentivo para o aumento do uso de biocombustíveis na matriz energética nacional em motores movidos a combustão interna. Além disso, também agrega valor à tecnologia desenvolvida em território brasileiro, para a indústria automotiva e sucroalcooleira, além do benefício ambiental de substituir a gasolina por um combustível renovável. Assim, testes dinamométricos de emissões de combustíveis são necessários para o desenvolvimento dessas novas tecnologias.

Os motores a combustão interna necessitam melhorar cada vez mais sua eficiência energética e reduzir as perdas de energia em formas não utilizáveis. Dentre as etapas de desenvolvimento de motores mais eficientes, são realizados em laboratório diversos ensaios estáticos e dinâmicos dos motores, sendo empregados dinamômetros elétricos para emular a carga (CHALMERS e DUKES, 1980).

Uma classe muito empregada de dinamômetros dinâmicos elétricos para a emulação de força é a de freios de Foucault. Estes sistemas são máquinas rotativas geradoras de correntes parasitas, que produzem momentos de frenagem enquanto giram. A sua capacidade de frenagem é proporcional à sua potência, sendo a intensidade da frenagem controlada elétrica ou eletronicamente na variação do campo magnético nas bobinas (SCAPINI *et al.*, 2012).

Dinamômetros com controles eletrônicos são exigidos devido à sua confiabilidade e estabilidade com um menor período de levantamento de curvas de

torque e potência. No entanto o método convencional para controlar a frenagem do freio de Foucault é executado por meio de um retificador, que por sua vez é controlado e alimentado por um variador de tensão (*varivolt*). Neste caso, a intensidade da frenagem é regulada manualmente através da variação da tensão sobre uma ponte de diodos. Esse sistema é simples, mas impossibilita ensaios com variação dinâmica rápida, ou seja, com variações bruscas na frenagem (ZHANG e LU, 1999). Além disso, não torna possível uma regulação dinâmica da frenagem do dinamômetro, tais como a regulação do conjugado e a operação com rotação constante. Uma alternativa para a regulação automática da frenagem em freios de Foucault pode ser obtida com o emprego de conversores estáticos e de um sistema de controle em malha fechada, substituindo o tradicional *varivolt*. Nestes sistemas, é possível controlar a frenagem por meio de aparatos computacionais e produzir grandes taxas de variação de frenagem em malha fechada (SCAPINI *et al.*, 2012).

Na grande maioria dos testes dinamométricos, é exigido um sistema de controle para aplicar diferentes velocidades de rotação e torque ao motor de combustão interna. Os testes feitos com base nessa aplicação devem seguir curvas padrões que possuem velocidades e torques predeterminados, sendo que esses parâmetros devem permanecer constantes. Para um sistema de teste do motor e do trem de força, é necessária uma simulação que reproduza a rotação em transiente devido ao comportamento de reprodução do trem de força e motor do veículo usando o dinamômetro, e para melhorar a precisão na reprodução desse comportamento, são necessárias maior capacidade, resposta de corrente aprimorada e precisão aprimorada no controle de rotação do motor (HAMADA, 2018).

O método de controle por rotação com comandos e leituras manuais era utilizado anteriormente no dinamômetro do projeto. No presente trabalho, a forma de obtenção de dados e comando é feita de modo automatizado, automático permite que você tenha maior repetibilidade, o que leva ao aumento da confiabilidade. Ele é empregado um sistema de controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault, no método Proporcional Integrativo Derivativo (PID), por uma função de transferência em modo discreto. A finalidade é obter a resposta do controle em tempo real, com maior confiabilidade nos resultados dos testes realizados com motores de combustão interna no laboratório do Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo (IPT), que possui uma parceria com o Departamento de Sistemas Eletrônicos PSI / EPUSP. O fator mencionado serviu como motivação pois estes resultados são difíceis

de serem mantidos próximos, devido a diversas variáveis quantitativas e qualitativas, como de elétrica e eletrônica, temperatura ambiente, conjunto mecânico de interligação motor dinamômetro, frequência de ressonância e de vibração e transmissão de torque do conjugado freio motor.

Com esse equipamento do laboratório mencionado, tornou-se possível desenvolver diferentes métodos de identificação e controle. Portanto, surge como motivação para o projeto a possibilidade de comprovar que eles podem possuir linguagens que conversam entre si. A literatura que será referenciada neste trabalho abrange controles digitais, assim como dinamômetros, mas por outro lado ela não revela que isso pode ser desenvolvido em diferentes modos e de forma associada.

1.1 OBJETIVOS

O projeto tem como objetivo realizar um controle digital do freio dinamométrico de corrente de Foucault.

1.1.1 Objetivos gerais

O projeto tem como objetivos gerais o desenvolvimento de um controle digital PID (proporcional, integrativo e derivativo) do dinamômetro, o desenvolvimento do método de identificação, assim como também um modo de desenvolver os ganhos inerentes ao controle.

Este trabalho propõe o emprego de uma malha fechada para o controle da corrente do dinamômetro, de modo a maximizar as derivadas de corrente e, conseqüentemente, as taxas de variação do conjugado motor de combustão interna e dinamômetro aplicadas ao teste.

O objetivo é desenvolver o controle digital de rotação para o dinamômetro de corrente de Foucault, com a inclusão de uma estrutura para monitoramento e comando do freio. Por outro lado, validações experimentais e computacionais do projeto de controle também devem ser aplicadas.

1.1.2 Objetivos específicos

Este trabalho tem como objetivos específicos desenvolver métodos de identificação da planta, discretizar o controlador PID, desenvolver um controle em tempo real e, por fim, comparar os métodos de desenvolvimento do controle por ferramentas computacionais assim como validá-los de forma experimental.

No que se refere à identificação da planta, os objetivos específicos incluem o desenvolvimento de três métodos, sendo eles:

(a) Método que utiliza parâmetros físicos para o levantamento de uma função de transferência. Esse método é mais conhecido como caixa branca, pois realiza o modelo do sistema dinamômetro a um controle de rotação;

(b) Método de experimentação por levantamento da curva relacionada ao motor dinamômetro. Esse método, também conhecido como caixa preta, é feito com o levantamento da curva de rotação pelo tempo de uma aplicação de degrau no sistema. Os cálculos matemáticos são desenvolvidos via Matlab® e Simulink®;

(c) Método que utiliza ferramentas do LabVIEW® para obter a resposta ao degrau no sistema.

Outro objetivo específico pertinente ao projeto é discretizar o controlador PID para uma função de transferência, que por sua vez é aplicada ao levantamento da planta do sistema. Após esse processo, os métodos de identificação e discretização são comparados.

No LabVIEW®, o propósito do projeto é desenvolver o controle digital do sistema pelas ferramentas de *software* e por uma forma experimental de levantamento de curva, que é feita por uma resposta ao degrau sobre a rotação pelo tempo.

O propósito relacionado à resposta do controle de rotação em tempo real trata-se de uma rápida resposta da curva, mostrada no computador.

O sensoriamento dos componentes de controle utiliza o método de tempo real, o que possibilita a priorização de processos no LabVIEW®. Esse é um dos aspectos aos quais o projeto se direciona, e quanto ao processo priorizado, este deve ter seu foco no controle de rotação.

Para o controle digital, é necessário desenvolver métodos de ajustes de ganho para funções de transferência do controlador em modo contínuo, desenvolvidos em *softwares* computacionais.

Por fim, como objetivo específico, é feita a comparação entre o método de desenvolvimento de controle por ferramentas computacionais, na ferramenta experimental LabVIEW®, e a validação dos dois desenvolvimentos.

1.2 CONTEÚDO E ORGANIZAÇÃO

Este texto está estruturado em quatro capítulos. Eles abordam tanto a distribuição de fundamentos teóricos, como também informações relevantes para a compreensão da pesquisa.

O primeiro capítulo possui característica introdutória ao trabalho. Nele são apresentados o tema, a problemática que será abordada durante o trabalho e os objetivos da tese.

A fundamentação teórica da pesquisa está introduzida no segundo capítulo, no qual são explicados os tipos de dinamômetros, quais seus mecanismos de atuação na leitura de torque e também quais os modos de controle utilizados para os testes.

No terceiro capítulo é desenvolvida a metodologia, e trata-se do desenvolvimento do projeto. Por ordem, são destacados a estrutura do dinamômetro, desenvolvimento da ferramenta de trabalho, a identificação do modelo, o projeto dos controladores e a implementação do controle. Além disso, este mesmo capítulo apresenta projetos de referência que serviram como base para esta pesquisa.

Em sequência, no quarto capítulo, é apresentada a conclusão da pesquisa e do desenvolvimento do controle digital.

Em respectiva sequência, são apresentadas as publicações aplicadas em congressos do autor deste trabalho, as referências utilizadas e o apêndice que inclui o código projetado em linguagem Matlab®.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo faz uma breve descrição do dinamômetro de bancada e seus tipos, da literatura de referência para o projeto e do papel da relação a seu funcionamento.

2.1 FUNCIONAMENTO DO DINAMÔMETRO

Os dinamômetros são desenvolvidos com o intuito de medir as forças atuantes em determinados equipamentos, tais como motores, caixas de engrenagens, eixos finais de veículos (observando o rendimento final), molas de compressão e de tração. As forças medidas pelo dinamômetro determinarão os valores pertinentes aos testes, para assim definir quais deverão ser as características quantitativas para a comparação dos parâmetros físicos.

Com a evolução tecnológica, foi possível desenvolver novos modelos de dinamômetros, principalmente os que possuem leituras eletrônicas. Eles são mais aprimorados em relação aos mecânicos. A figura 1 mostra um dinamômetro hidráulico que utiliza um manômetro analógico de torque empregado na célula de carga do freio. Esse método de medição de torque é a forma convencional.

Figura 1 - Dinamômetro hidráulico Schenk D360.

FONTE: O autor.

Há basicamente dois tipos de dinamômetros: os lineares e os rotativos. Os lineares são utilizados para medições de forças atuantes sobre algo que possui movimento linear ou sem movimento algum, ou seja, que há apenas a força

gravitacional atuando. Os rotativos, por sua vez, são utilizados para equipamentos que possuem movimento de rotação.

Os dinamômetros rotativos (que foi o objeto de estudo para o presente trabalho) possuem uma parte girante e um elemento de leitura da carga exercida ao dinamômetro. Em alguns casos, utiliza-se uma alavanca para a transmissão do movimento de rotação para o equipamento de leitura (dinamômetro de Prony), e em outros utiliza-se corrente elétrica para a realização da leitura do elemento girante (dinamômetros elétricos), e ainda há modelos que utilizam sistemas hidráulicos para esta frenagem (dinamômetros hidráulicos) (KILLEDAR, 2012).

2.2 TIPOS DE DINAMÔMETRO DE BANCADA

Um dinamômetro de bancada realiza a medição direta de torque e potência de um motor de combustão interna, sem perdas mecânicas dos demais componentes de um automóvel. O sistema comumente utilizado é um carrinho móvel ou braços fixados na base da sala de teste onde é fixado o motor. Para o acoplamento entre o dinamômetro e o motor é utilizado um cardã, que é fixado entre o volante do motor e a flange do freio. O cardã citado é de um eixo constituído de uma cruzeta e borrachas que transfere a força aplicada pelo freio ao motor, e também tem a função de reduzir as vibrações do motor transmitidas ao dinamômetro.

O dinamômetro proposto é dotado com equipamento fixado diretamente ao solo, e possui um cardã de ligação entre o motor e o freio. Esse propulsor é fixado com braços em uma base modular ajustável para diferentes tipos deles, conforme é mostrado na figura 2.

Figura 2 - Exemplo de acoplamento motor dinamômetro.

FONTE: PLINT e MARTYR (1998).

O método de curva de potência é o procedimento usual utilizado para calibrar motores. Ele é feito para que a curva permaneça a mais semelhante possível em relação às suas características técnicas de potência e torque. Esse procedimento é muito utilizado para motores de carros de competição, em que se determina o torque e potência em uma faixa de rotação. São definidos pontos predominantes de potência para que todos os motores tenham performances semelhantes, mesmo com características mecânicas diferentes. Para que os pontos predominantes sejam aproximados, é realizada uma calibração de potência e torque por mudanças dos tamanhos dos restritores de admissão de ar do motor. O tamanho desse restritor é proporcional à potência do motor.

O dinamômetro também é utilizado para realizar o amaciamento de motores, ou seja, para garantir que existam folgas ajustadas entre os componentes e regimes de carga. Para essa finalidade, é gerado um atrito controlado entre as peças, com diferentes faixas de rotação e cargas aplicadas. Com a conclusão dessa etapa, são garantidas as folgas ideais para que não sejam gerados danos aos componentes.

O teste de longa duração também é realizado com o auxílio de um dinamômetro. Nesse tipo de teste é verificada a resistência dos componentes do motor conforme diferentes tipos de regimes de rotação e torque, de acordo com a quilometragem ou horas de uso.

2.2.1 Dinamômetro de corrente de Foucault

O funcionamento dos dinamômetros de corrente de Foucault está baseado no fornecimento de uma corrente que se origina dentro de uma massa metálica condutora, que por sua vez é inserida dentro de um campo magnético variável.

Figura 3 - Esquema elétrico do freio de correntes parasitas, sua variação de corrente é alterada pelo reostato empregado aos eletroímãs, induzindo ao disco metálico, criando sua frenagem.

FONTE: HAICAL (2009).

Quando o eletroímã é alimentado por uma corrente elétrica, ele induz um campo magnético ao redor do disco metálico. Esse campo magnético gera as correntes de Foucault, que por sua vez geram campos magnéticos opostos aos primeiros induzidos, o que provoca a frenagem no sistema. A alteração da corrente produz a variação de torque no dinamômetro. O fenômeno é representado na figura 3.

As forças magnéticas que agem sobre o disco são proporcionais à rotação e dirigidas no sentido inverso desta velocidade. Pode-se, desta forma, frear o disco em rotação sem aplicar atrito mecânico sobre ele.

O alojamento do freio (dinamômetro de corrente de Foucault) é montado em balanço e abriga um rotor, que apresenta “dentes” ao longo de seu perímetro e dois eixos são fixados nas duas extremidades. No interior do alojamento do freio, está uma bobina de excitação, além das câmaras de refrigeração que são percorridas pela água de refrigeração do freio. As superfícies dos dentes do rotor, em aço especial de grande permeabilidade magnética, são separadas das superfícies correspondentes das câmaras de refrigeração por um anteparo.

Percorrida por uma corrente contínua, a bobina de excitação cria um campo magnético onde as linhas de força se fecham em torno do enrolamento perpendicular à direção desta corrente. Este campo é estacionário na região dos dentes da roda polarizada, que significa que ele gira ao mesmo tempo em que o rotor e provoca pulsações de fluxos nas paredes das câmaras de refrigeração, seguindo a frequência dos dentes rotativos. As correntes de Foucault geradas nestas paredes produzem um campo magnético que se opõe à variação do fluxo que as produziu e tende, assim, a se opor ao movimento do rotor. Os freios eletromagnéticos são atualmente muito empregados, em relação aos freios hidráulicos, em razão das seguintes vantagens:

- São compactos e têm baixa inércia para potências baixas e médias;
- Possuem bom controle e velocidade de resposta, permitindo ciclos transientes;
- Têm boa relação custo-benefício para potências baixas e médias.

2.2.2 Dinamômetro hidráulico

O dinamômetro hidráulico é um dispositivo destinado à medição e absorção de energia de uma fonte motora capaz de acioná-lo. Para absorver a energia e realizar a troca do calor gerado no processo, é necessário fornecer um fluxo contínuo de água. Este tipo de dinamômetro funciona como uma centrífuga ineficiente, ou seja, cerca de 2% da energia é convertida em pressão hidráulica. Quanto maior o volume de água e rotação do motor, maior será a pressão hidráulica. Este tipo de dinamômetro é geralmente utilizado para testes de potência em motores automobilísticos (HAICAL, 2009).

2.2.3 Dinamômetro de corrente alternada

O dinamômetro de corrente alternada funciona como um gerador elétrico que, acionado pela máquina em prova, produz energia elétrica que é consumida por uma carga variável, que pode ser uma cuba eletrolítica ou um banco de resistores. A medição exige a correção dos instrumentos elétricos para compensar o rendimento do gerador. Ele tem a vantagem de poder ser utilizado como motor elétrico e acionar a máquina em prova para medição de potência (HAICAL, 2009).

2.2.4 Dinamômetro de corrente contínua

O dinamômetro de corrente contínua possui o mesmo princípio de funcionamento do dinamômetro de corrente alternada. Funciona tanto como gerador ou como motor e tem a função de frear ou acionar a máquina. Por outro lado, é muito volumoso e tem um custo muito alto, por isso estão sendo substituídos por sistemas de corrente alternada (HAICAL, 2009).

2.3 LITERATURAS DE REFERÊNCIA PARA O PROJETO

O controle digital em um dinamômetro de corrente de Foucault é pouco difundido em âmbito acadêmico em relação à identificação da planta do sistema. Existem referências análogas, porém sem grandes aprofundamentos quanto ao controle digital de corrente de Foucault por métodos simulados e experimentais, devido à sua complexidade de experimentação e o seu valor agregado.

MOULTON (2007) utilizou uma bancada com um dinamômetro de corrente de Foucault para realizar testes em pequenos motores de combustão interna (no caso motores de ciclo de dois tempos). Nesse trabalho, foi implementado um controlador PI (proporcional-integral) para determinar a intensidade da força de freio do dinamômetro e, conseqüentemente, a rotação do motor. Testes experimentais foram utilizados para sintonizar o sistema de controle.

HAICAL (2009) desenvolveu dois algoritmos de controle: um somente com a função proporcional e um com função proporcional, integral e derivativo (PID), que são controlados por microcontrolador, sendo respectivamente o torque e a rotação do

dinamômetro aplicados no motor de combustão interna. A validação do controle desenvolvido foi realizada através da verificação da convergência dos sinais para os valores de referência desejados.

HUAMIN e XINGPENG (2010) apresentaram o controle de dinamômetro de correntes parasitas, que é desenvolvido com base no módulo em tempo real NI (*National Instruments*™) e pelo *software* LabVIEW®. A estratégia de controle é baseada no princípio de um controlador PID de subdivisão otimizada *Multi-loop*. De acordo com o modelo teórico de aproximação do modelo de teste, o parâmetro otimizado é determinado por cálculos matemáticos. Esse trabalho possui quatro controladores discretos: acelerador, velocidade de rotação do motor, torque e corrente de excitação das bobinas do dinamômetro.

SCAPINI *et al.* (2012), por exemplo, realizaram o controle automático da corrente de saída, e utilizaram um sensor de corrente por efeito Hall para a medida da grandeza de saída associado a uma lei de controle digital implementada em um microcontrolador de ponto fixo. Este controlador emprega uma compensação proporcional integral (PI) com uma ação *anti-windup* do tipo integração condicional.

FOUNTAIN (2012) desenvolveu um controle digital em tempo real via *Real-time operating system* (RTOS), com PID para o controle de rotação do dinamômetro de corrente Foucault.

Em KULKARNI e KADU (2015), trata-se basicamente do projeto de um controlador PID baseado no *software* LabVIEW® em *direct digital control* (DDC) que atua como controlador do dinamômetro de correntes parasitas para determinar a velocidade, torque e posição do acelerador do motor de combustão interna. Este trabalho também apresenta um estudo de simulação sobre o ajuste do controlador PID pelo método Ziegler-Nichols (Z-N).

Em TIBOLA *et al.* (2016), a estratégia de controle baseou-se em dois controladores integrais proporcionais (PI) que atuaram no ângulo de disparo do driver de potência para os dois modos de operação: controle de torque e controle de velocidade. Os ganhos dos controladores PI foram projetados com base nos parâmetros da planta e na margem de fase desejada e frequência de cruzamento.

CERVANTES E RINCON (2017) utilizaram um dinamômetro de reboque (utilização de uma fixação a um veículo) tipo corrente parasita ligado a um sistema de eixos para gerar uma força na direção oposta do movimento do veículo. O controle foi baseado no circuito fechado do Controlador PID, de resposta no tempo. O erro

transiente relacionado ao tempo foi calculado a partir de uma arquitetura de malha fechada de *feedback* negativo. O objetivo do controlador é reduzir para erro nulo, portanto tendo uma resposta transitória adequada para o projeto.

Com base nessas referências, foram definidos métodos de controle digital, validação e implementação experimentais para o projeto. No trabalho de HAICAL (2009) foi utilizado o método experimental de validação do controle, porém para a definição de ganhos ele se mostrou instável.

Outras referências relevantes para o trabalho foram encontradas nas bibliografias de KULKARNI e KADU (2015) e HUAMIN e XINGPENG (2010). Ambos utilizaram o controle via LabVIEW®, que se mostrou o mais adequado e próximo ao projeto de controle digital em tempo real. O trabalho de KULKARNI e KADU (2015) foi essencial para a aquisição de ganhos, pois serviu como parâmetro inicial para a obtenção de calibração do método de controle.

A bibliografia de SCAPINI *et al.* (2012) teve importância para definir os parâmetros da identificação do sistema e obter a função de transferência pela aproximação dos parâmetros relacionados.

Os detalhes em relação aos modelos, à identificação da planta e aos projetos dos controladores são descritos posteriormente neste trabalho.

2.4 MODOS DE CONTROLE EM DINAMÔMETROS

O teste do motor é um processo que envolve a aplicação do dinamômetro em vários modos. Os parâmetros característicos de um motor são rotação, torque e potência. A potência é calculada a partir dos parâmetros de torque relacionados a velocidade angular que são medidos nos motores. O dinamômetro pode ser empregado para testes de motores em vários modos, tais como:

- Malha aberta;
- Velocidade constante;
- Torque constante;

Lei de potência M (torque) $\propto N^2$ (rotação). Trata-se do controle de torque empregado no motor pela rotação.

Quando um controlador de aceleração do motor é empregado para comandar o pedal do acelerador, o motor também pode ser operado em modos diferentes, como malha aberta, modo de posição, velocidade ou torque constante. Será destacado cada método de controle a seguir (KILLEDAR, 2012).

- Modo malha aberta

No dinamômetro de correntes parasitas, o modo de malha aberta é realizado alterando a corrente que passa pelas bobinas. Esse modo também é chamado de modo de corrente constante.

A corrente predeterminada é ajustada no módulo controlador do dinamômetro, e o acoplamento do motor pode acelerar sob carga predefinida. A observação é feita para o torque desenvolvido e comparado com a saída de torque estipulado. Isso também é chamado de teste comparativo. No modo de malha aberta, não há realimentação de nenhum dos parâmetros como “rotação” ou “torque”, conforme a figura 4. Ela exibe uma curva linear que representa a corrente, que é diretamente proporcional ao toque exigido no teste. No dinamômetro proposto neste trabalho, a corrente aumenta conforme o valor de demanda do dinamômetro é ampliado, aumentando assim a carga (KILLEDAR, 2012).

Figura 4 - Características de malha aberta para dinamômetros de correntes parasitas.

FONTE: KILLEDAR (2012).

- Modo malha fechada

Um sistema de malha fechada utiliza as informações de *feedback* dos sensores de velocidade ou da célula de carga. É empregado um sensor indutivo ou de efeito Hall no sensor de rotação e, para detectar a carga, é utilizada uma célula de carga universal (KILLEDAR, 2012).

- Modo de velocidade rotação

No modo de controle de rotação, o valor real é comparado com a exigida pelo painel de controle. O sinal de erro (diferença) é alimentado ao circuito de controle de rotação para aumentar ou diminuir a carga. Quando um dinamômetro está operando no modo “rotação” constante, o *feedback* do sensor de rotação é constantemente comparado ao torque definido (KILLEDAR, 2012).

- Modo torque constante

Se o dinamômetro é empregado no modo de controle “torque”, o torque do motor é mantido constante na variação de rotação. Quando o torque definido e o torque real são diferentes, a discrepância é determinada e o sinal de erro é enviado ao controlador. Se o torque ajustado for menor que o medido, então a carga é aumentada até que seja alcançado o definido, supondo que o motor tenha capacidade de torque suficiente para atingi-lo. Isso irá mantê-lo constante, enquanto a rotação irá variar. Quando um dinamômetro está operando no modo de torque constante, o *feedback* da célula de carga é constantemente comparado com o torque ajustado (KILLEDAR, 2012).

- Modo de Lei de Potência

É comumente utilizado em motores ciclo Otto e Diesel, pois é a unidade de medida de torque desses tipos de motores. A realização do fator K, ou seja, fator P (proporcional) do controlador PID de torque, pode ser ajustada pelo controlador, e assim criar um ciclo de trabalho que é proporcional ao quadrado da rotação do dinamômetro. Se o dinamômetro possuir características de carga linear, a carga real será proporcional ao quadrado da rotação (KILLEDAR, 2012).

O dinamômetro e o acelerador do motor possuem modos de controle para facilitar os testes. Para simular a lei de potência ou $T \propto N^2$ (torque em relação à rotação), podem ser utilizados os métodos de rotação constante ou rotação variável nos ensaios. Se o motor tiver rotação constante, o dinamômetro e o acelerador serão selecionados para esse mesmo modo, alterando assim o torque e a rotação, respectivamente (KILLEDAR, 2012).

2.5 MÉTODOS DE IDENTIFICAÇÃO UTILIZADOS

Nesta dissertação são identificados dois métodos de controle: as modelagens de caixa branca e caixa preta. Para explicar cada método, serão contextualizados teoricamente cada modelo.

2.5.1 Conceitos de modelagem e identificação de uma planta

a) Conceitos de modelagem

Com o objetivo de desenvolver modelos matemáticos, assim como implementá-los, é feito o que chamamos de modelagem. Os modelos matemáticos em questão representam sistemas reais, ou seja, processos. Existem três categorias de técnicas de modelagem, sendo elas a modelagem de caixa preta, a modelagem de caixa branca e a modelagem de caixa cinza (AGUIRRE, 2007).

A modelagem de caixa branca também é conhecida como modelagem pela física ou pela natureza do processo, pois esse tipo envolve parâmetros físicos da planta do projeto.

Na identificação caixa preta, ou ainda modelagem empírica, é aplicado um degrau sobre a variável do processo e, então, é observado como ela se comporta. É levantada uma função de transferência da curva, e assim a modelagem é feita utilizando os valores da relação entre a entrada e a saída do sistema estabelecido.

Por fim, a modelagem caixa cinza tem como característica a utilização de dados de apoio, ou auxiliares. Nesse modelo matemático, as informações não são aplicadas aos dados empregados no processo de identificação.

b) Identificação de sistemas

A identificação de sistemas é dividida principalmente entre duas categorias: a paramétrica e a não-paramétrica (AGUIRRE *et al.*, 2007). A identificação paramétrica é considerada como a modelagem caixa branca, e a não-paramétrica como caixa preta. Além dessas categorias, ainda existe uma terceira, que é a modelagem caixa cinza.

Na categoria não-paramétrica, ou seja, de modelagem caixa preta, não existem parâmetros físicos para obter a resposta ao degrau (impulso) de entrada do sistema. O modelo é obtido em forma de gráficos e, após isso, por uma função de transferência.

2.6 TÉCNICAS UTILIZADAS DE CONTROLE DIGITAL

São apresentadas as teorias sobre o controle digital, as técnicas utilizadas no projeto, assim como a aplicação do controle em relação à resposta do sistema.

2.6.1 Introdução ao controle digital

A lei de controle é implementada em computador digital, denominado controle digital. O sistema que caracteriza um controlador digital pode ser modificado para acomodar mudanças de projetos, sem qualquer modificação de *hardware*.

Sinais digitais são amostrados pelo princípio da discretização, mas há muitos outros sistemas que também são amostrados, mesmo sendo analógicos. Um exemplo desse tipo de sistema é o da célula de carga do dinamômetro, que possui um valor identificado a cada momento em que a carga é exercida pelo motor. A célula de carga comprime ou é estendida gerando um sinal proporcional ao torque aplicado, enquanto atua pela força exercida pela alavanca do dinamômetro.

Um dos tipos mais comuns atua na grandeza analógica desse sinal é feita pela diferença de potencial que é exercida em um dos pontos da Ponte de Wheatstone. Neste modelo de circuito elétrico, existem três resistores fixos e um variável, e o sinal torna-se proporcional conforme é alterada a tensão exercida sobre esse último. Essa

alteração é lida pelo equipamento de instrumentação deste projeto, que tem como função principal ler o torque atuado no dinamômetro.

Para que o sinal seja discretizado é necessário definir diversos pontos de amplitude de forma digital. Essa definição irá possibilitar que o sistema computadorizado interprete-o. Desse modo, portanto, quanto mais pontos são discretizados durante esse processo, melhor será a qualidade do sinal, assim como mais próximo estará aos valores do sinal analógico. Esse é o princípio do conversor analógico digital (AD).

Figura 5 - Diagrama de blocos de um sistema amostrados de controle.

FONTE: AGUIRRE (2019)

O conversor AD é indicado pela chave no esquema representado na figura 5. Nos sistemas amostrados, a informação não é atualizada continuamente, e existem dificuldades no conversor AD relacionadas ao processo de quantização. A informação da variável medida só estará disponível após concluída a análise dos dados.

Um sistema de controle ter uma parte discreta e outra contínua apresenta desafios, tanto de representação como de análise e controle. Por um lado, devemos ser capazes de aplicar a ação de controle discreta ao sistema, que é contínuo. Na figura 5, o bloco chamado interpolador é responsável por esse procedimento de conversão digital analógico (DA). Assim, sistemas amostrados de controle necessariamente devem utilizar algum tipo de interpolação. Os algoritmos de interpolação normalmente empregados não são ideais, o que deve ser levado em conta na análise e projeto do sistema de controle. Além disso, o lado de tempo discreto do sistema deve receber uma versão amostrada do sinal de saída, que é contínuo, como descreve a figura 6 (AGUIRRE, 2019).

Figura 6 - Sistema de controle com realimentação unitária em tempo discreto.

FONTE: FRANKLIN *et al.* (2015).

2.6.2 Principais conceitos utilizados de controle digital

- **Mapeamento casado de polos e zeros:**

Consiste em transformar uma função de transferência contínua $C(s)$ em uma discreta $C_d(z)$ com período de amostragem T_s (em domínio do tempo, na unidade de segundos), através de mapeamento casado de polos e zeros (OPPENHEIM e SCHAFER, 2003).

- **Diferenciação numérica:**

Método de diferença em avanço (retangular para frente – *forward rectangular*) é uma técnica simples que substitui a derivada de uma função por uma equação (1) (OPPENHEIM e SCHAFER, 2003):

$$C_D(z) = C(s) \Big|_{s=\frac{1-z^{-1}}{T_s}} \quad (1)$$

onde:

$C_D(z)$ = transferência contínua e modo discreto;

$C(s)$ = transferência contínua no domínio do tempo;

s = segundos;

T_s = Período de amostragem;

$z = \text{polo no plano } z$.

- **Integração numérica:**

Transformações dos métodos *forward* e *backward* de integração são equivalentes aos respectivos métodos de derivação. O método trapezoidal é também conhecido como método Tustin, ou transformação bilinear, conforme na equação 2 (OPPENHEIM e SCHAFER, 2003).

$$C_D(z) = C(s) \Big|_{s = \frac{w_c}{\tan(w_c T_s/2)} \frac{(z-1)}{(z+1)}} \quad (2)$$

onde:

$w_c = \text{Transformada bi linear e pre - warping}$.

- **Aproximação por segurador de ordem zero (ZOH):**

Aproximação utilizada quando se deseja obter uma representação discreta de um sistema incluído o efeito do segurador de ordem zero (invariância ao degrau), conforme a figura 7 (FRANKLIN *et al.*, 2015).

Figura 7 - Equivalência do subsistema ZOH + processo + Analógico/Digital.

FONTE: FRANKLIN *et al.* (2015).

- **Discretização de controladores PID:**

É um método de PID posicional, no qual as parcelas proporcional, integrativa e derivativa são obtidas separadamente. As aproximações de Tustin, *backwards* e

forwards são utilizadas nesse processo, e também a teoria de amostragem no efeito do processo de discretização. Na discretização de sinais, é utilizado um computador ou microcontrolador que transforma os sinais analógicos em digitais. A figura 8 mostra que dentro do bloco conversor analógico para digital (AD) ocorre a discretização do sinal $e(t)$. Neste bloco, o sinal é amostrado a uma taxa definida pelo bloco “SINCRONISMO” e cada ponto amostrado é quantificado e traduzido em uma palavra binária que finalmente é entregue ao computador para ser processada (MORENO, 2011).

Figura 8 - Digitalização de um controlador analógico.

FONTE: MORENO (2011).

Para todos os métodos, sempre existirá um erro já que o valor da área calculada pelas aproximações não é exatamente igual às obtidas pela integração e derivação do sinal. O intervalo de tempo entre cada período de amostragem do sinal pode modificar significativamente a resposta do sinal discretizado quando comparado com seu equivalente analógico. Na prática, quanto menor o período utilizado na discretização de um sinal, maior será a semelhança com a sua versão analógica (MORENO, 2011).

A teoria da amostragem determina que é necessário que a frequência utilizada na discretização de um sinal seja duas vezes maior que aquela presente na banda passante, para que assim nenhuma informação seja perdida. Infelizmente, em

aplicações em tempo real, essa condição não é suficiente para o procedimento de reconstrução do sinal. Na realidade, mostra-se o sinal a uma taxa superior à mínima sugerida pelo teorema, mas não existe uma resposta exata de qual taxa deste deve ser utilizada. Se for feito o uso de uma baixa taxa de amostragem, algumas informações importantes podem ser perdidas nos intervalos. Se uma taxa elevada for utilizada, acaba-se por aumentar a carga do sistema que estará processando a informação (MORENO, 2011).

2.6.3 Principais projetos utilizados de sistema de controle digitais

- **Projeto por discretização de controladores em tempo contínuo:**

São obtidos diretamente pela discretização de controladores projetados por técnicas tradicionais em tempo contínuo.

- **Efeito de amostragem e do segurador de ordem zero:**

O processo de amostragem e o segurador de ordem zero introduzem um atraso na resposta do sistema de controle. Se tal atraso for considerável em relação às maiores constantes de tempo do sistema, o desempenho pode ser comprometido. Obviamente, aproximações de maiores ordens são melhores, mas resultam em termos mais complexos na função de transferência equivalente, o que dificulta o projeto do controlador. Com essa aproximação, o ganho em baixas frequências não é unitário. Para fazer o ganho em baixas frequências unitárias, pode-se utilizar a seguinte aproximação. Segundo FRANKLIN *et al.* (2015), o efeito *Zero-Order Hold* (ZOH) pode ser desprezado se a frequência de amostragem for maior do que 30 vezes a banda passante do sistema. Para frequências de amostragem baixas, o efeito é considerável (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Discretização da planta e projeto no plano-z:**

O projeto do lugar das raízes no plano-z é uma técnica onde se busca colocar os polos em malha fechada em determinado local, para atender às especificações do projeto. Algumas vezes, pode-se obter o resultado desejado alterando-se apenas o

ganho, já em outras vezes será necessário acrescentar polos e/ou zeros. Os compensadores permitem variar o ganho do sistema e incluir polos e zeros. Com isso, as raízes da planta em malha fechada são posicionadas em diferentes lugares. O projeto no plano-z é feito em cima do traçado do lugar das raízes da função de transferência em malha aberta. O traçado do lugar das raízes no plano-z é feito da mesma forma que no plano-s. Apenas a interpretação com relação à estabilidade e resposta na saída é diferente. No plano-s, o sistema será estável enquanto os polos em malha fechada estiverem no semi-plano esquerdo. No plano-z, o sistema será estável enquanto os polos em malha fechada estiverem dentro de um círculo de raio unitário (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Projeto pelo lugar das raízes:**

Considerando que o lugar das raízes apresenta um traçado adequado, o projeto consistirá apenas em um ajuste de ganho para fazer com que os polos dominantes de malha fechada fiquem sobre o lugar das raízes em pontos determinados pelas especificações do projeto (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Compensador por avanço de fase:**

Utilizado para melhorar as características da resposta transitória, mas pode causar ruídos de alta frequência (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Compensador por atraso de fase:**

Tal compensador é utilizado para redução de erros em regime estacionário (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Projeto pelo método da resposta em frequência:**

Algumas das técnicas utilizadas no plano-s não são mais válidas no plano-z, pois a região de estabilidade no plano-s é o semi-plano esquerdo e no plano-z a região de estabilidade é o círculo unitário. É possível usar uma nova transformação que mapeia o círculo unitário do plano-z no semi-plano esquerdo de um novo plano,

chamado plano-w. Desta forma, todas as técnicas utilizadas no plano-s são válidas no plano-w.

O projeto de compensadores digitais pode também ser efetuado no domínio da frequência utilizando diagramas de Bode no plano-w. Para calcular esse controlador, utilizamos o mesmo procedimento do plano-s (FRANKLIN *et al.*, 2015).

- **Controlador PID:**

Um PID é o controlador de *feedback* mais usado para sistemas industriais. O controlador PID envolve três parâmetros separados e, portanto, às vezes é chamado de controle de três termos: proporcional, integral e derivativo, denotados por P, I e D, respectivamente. O PID é usado para controlar a resposta de sistemas de malha fechada (KILLEDAR, 2012).

O PID digital básico tem aproximação Tustin para a parcela integrativa e retangular para trás da parcela derivativa. Aplica-se o método *long range* (LR) para projetar o PID. É escolhido um dos zeros do compensador para cancelar um polo estável da planta e, assim, o outro zero é encontrado pela aplicação da condição de fase do LR. Finalmente, aplicando a condição de módulo do LR para encontrar o ganho K (proporcional) (FRANKLIN *et al.*, 2015).

Na configuração do teste do dinamômetro, ele é usado para controlar a velocidade e o torque. No sistema de controle do dinamômetro que envolve o controle de velocidade, o PID é usado para fornecer erro de estado estacionário zero entre o ponto de ajuste e a realimentação, juntamente com um bom desempenho transitório.

Ganho proporcional (P): é usado para ajustar a resposta básica do sistema de controle de malha fechada. O erro PI é multiplicado pelo ganho proporcional para produzir uma saída.

Ganho Integral (I): O termo integral é usado para reduzir o erro de estado estacionário entre o ponto de ajuste e os valores de *feedback* do PI. Se a integral estiver em zero, terá na maioria dos sistemas um erro de estado estacionário.

Ganho Derivativo (D): É usado para melhorar a resposta e assim corrigir certos tipos de instabilidade de *loop* de controle. O termo derivativo possui um filtro associado para suprimir sinais de alta frequência. A figura 9 mostra o esquema do controlador PID.

Figura 9 - Esquema do PID.

FONTE: KILLEDAR (2012).

3 METODOLOGIA

Este capítulo apresenta uma descrição dos componentes envolvidos no controle e quais os objetivos de cada um. São descritos também quais os seus efeitos no funcionamento do dinamômetro.

3.1 ESTRUTURA DO DINAMÔMETRO

O dinamômetro utilizado neste trabalho foi fabricado pela HofmannTM e seu modelo é I2D. É um dinamômetro de corrente de Foucault (elétrico). Ao verificar o manual do fabricante, foi constatado que o limite de aplicação é de 160KW (220CV) a @9500RPM. Sua bobina tem a resistência de 7,4Ω e sua tensão é de 65V, com a variação de corrente de 0 a 10A. A figura 10 mostra o equipamento de medição mencionado.

Figura 10 - Dinamômetro Hofmann™ I2D.

FONTE: O autor.

3.1.1 Desenvolvimento da ferramenta de trabalho

O equipamento estava com indícios de desgaste por tempo ocioso, com pontos oxidados. O rotor apresentava ruídos quando girava, que eram provenientes dos rolamentos. Em vista que este banco dinamométrico não era utilizado há mais de uma década, suas ferramentas de controle e automação encontravam-se inoperantes. Portanto, foi necessária uma reestruturação completa do dinamômetro com automação do banco, ou seja, um retrofit. O freio foi verificado, em relação ao estado dos seus componentes, a fim de levantar uma relação de peças a serem substituídas ou reparadas. Foi utilizado como base o documento de características técnicas fornecido pelo fabricante.

3.1.2 Análise geral dos equipamentos

Os mancais, eixos e rolamentos estavam danificados por falta de lubrificação. Suas galerias internas de refrigeração estavam oxidadas e com vazamentos em toda sua estrutura. Os braços de calibração estavam em boas condições, como os pontos de fixação no freio e, portanto, receberam apenas uma nova pintura.

Quanto aos cabos da bobina, foram realizados testes de continuidade com o corpo do dinamômetro, a fim de verificar se o isolamento foi comprometido com o tempo. Foi verificado que não existe continuidade, nem fugas de corrente entre a bobina e corpo do dinamômetro.

A célula de carga apresentava-se em boas condições. Foi realizado um teste com o condicionador de sinais no freio, em que foi aplicada a força com os braços de calibração no dinamômetro. Mostrou-se com valores corretos conforme características técnicas do fabricante.

O sensor de rotação foi analisado como tipo indutivo. Ele também estava em boas condições. Foi realizado um teste no freio girando o rotor, que está junto no mesmo eixo da roda fônica (roda dentada) que, por sua vez, localiza-se na parte traseira do freio. Os cabos foram conectados a um osciloscópio, para verificar o sinal do sensor.

Todos os componentes de automação estavam desmontados e degradados, portanto, foi necessário fazer o retrofit do sistema.

3.1.3 Desmontagem do dinamômetro

Figura 11 - Dinamômetro desmontado.

FONTE: O autor.

A figura 11 mostra a desmontagem do freio, para que fosse feita uma completa análise de desgaste, a fim de confirmar a reparação interna.

Figura 12 - Bobina desmontada.

FONTE: O autor.

Para verificar o funcionamento da bobina, foi realizado o teste de resistência com um multímetro. A figura 12 mostra os dois cabos por onde foi feita a medição, que teve como resultado o valor de $6,4\Omega$. Esse valor está de acordo com as especificações do fabricante (HOFMANN, 1981).

Figura 13 - Bobina danificada.

FONTE: O autor.

Conforme a figura 13, a bobina mostrou-se danificada na saída do cabo do núcleo de espiras. O rebobinamento foi recomendado pois sua isolação indicava ressecamento.

3.1.4 Galerias de arrefecimento da bobina

Figura 14 - Carcaça e galerias do freio.

FONTE: O autor.

A carcaça foi desacoplada da galeria de arrefecimento da bobina. Essa é a parte mais importante do dinamômetro, onde a água é coletada para refrigerar a bobina. Ela apresentava diversos pontos oxidados, conforme destaca a figura 14, portanto, foi refeita.

A reforma do dinamômetro foi direcionada à reparadora de máquinas Fraipi Mecânica, especializada em manutenção de dinamômetros de bancada e referência no Brasil.

A figura 15 mostra as galerias que foram fabricadas para substituir as anteriores. Elas foram feitas pela reparadora Fraipi, e seguiram as especificações originais do fabricante do dinamômetro a fim de manter o mesmo desempenho.

Figura 15 - Galerias fabricadas conforme especificação do fabricante.

FONTE: O autor.

3.1.5 Montagem do sistema de arrefecimento

Devido aos danos nas galerias de arrefecimento, foi verificado que a água usada no processo de resfriamento do dinamômetro deveria ser controlada não apenas termicamente, mas também quimicamente. Foi necessária uma atenção especial com possíveis agentes que pudessem acelerar o processo de corrosão das buchas. Desta forma, foi necessário garantir que os elementos envolvidos no circuito de água de refrigeração estivessem em condições adequadas para garantir a integridade do equipamento.

O circuito original interno não sofreu alterações, seguindo especificações originais do fabricante do aparelho (HOFMANN, 1981). Foi desenvolvido um estudo que melhorou o percurso de refrigeração externa no dinamômetro, mais precisamente no sistema de entrada e saída, pelo próprio responsável pela reforma. Para melhorar essa solução, foi adotada uma alteração no circuito de forma que ele tivesse proteções para choques de quedas de água.

O novo esquema de circulação protege contra o contato da água com qualquer superfície do dinamômetro, uma vez que não percorre mais as câmaras internas da base. Isto reduz consideravelmente a necessidade de preocupação com qualquer sinal de oxidação.

Esse sistema utiliza a forma de refrigeração aberta em sua saída, por onde é despejada a água nas canaletas da base do dinamômetro. Em regime de funcionamento, a água possui o calor específico elevado, e busca manter a temperatura do meio constante, o que gera altas temperaturas e vapores de água que por sua vez aceleram a oxidação da sua base. Assim, foram adotados materiais de aço inox.

Para o sistema de entrada de água foi utilizada uma conexão dupla de inox interligada ao dinamômetro com mangueiras de borracha, com a finalidade de suportar vibrações do freio, conforme mostrado na figura 16.

Figura 16 - Dutos de saída em aço inox com alojamento para sensores termopar tipo J.

FONTE: O autor.

Dois sensores tipo J (sensor para aplicações -210 a 750 °C) foram instalados nas saídas de refrigeração de água do dinamômetro para que monitorassem essas temperaturas. Por recomendações do fabricante, não poderia ultrapassar 60°C. Com o intuito de monitorar a temperatura, foram expostos indicadores e alarmes no painel do operador.

Na entrada de refrigeração foi instalado um manômetro de pressão de água para garantir que a pressão mínima de 1,5 bar fosse mantida no sistema. Também foi instalado um filtro de partículas metálicas em série a fim de impedir que a passagem fosse obstruída por componentes provenientes do processo de oxidação, conforme a figura 17.

Figura 17 - Filtro de partículas metálicas.

FONTE: O autor.

A base do freio foi reformada com as mesmas características originais da Hofmann[™], conforme mostra a figura 18.

Figura 18 - Base do freio reformada.

FONTE: O autor.

Após análise visual nos mancais, foram verificadas folgas, portanto os dois rolamentos foram substituídos. A figura 19 mostra o estado em que eles se apresentavam.

Figura 19 - Rolamentos do dinamômetro.

FONTE: O autor.

Os novos rolamentos foram selecionados de acordo com as especificações encontradas no manual do equipamento. Os pares de rolamentos de balanço (DIN16021), além de serem de um tamanho não convencional para os revendedores, trabalham apenas para estabilizar o corpo, não lhes sendo exigido um alto desempenho (marca NSK). O outro par de rolamentos do rotor (DIN6209) opera em condições mais críticas, portanto foram selecionados rolamentos de alto desempenho (marca SNR).

3.1.6 Dinamômetro reformado

O dinamômetro foi reformado nas partes: bobina, carcaça, mancais, pintura, sistema de refrigeração, proteção da célula de carga e o eixo-cardã. Os rolamentos, *uni-ball* e sensor de rotação foram substituídos por novos. Os componentes desenvolvidos no IPT foram: eixo cardã, flange de acoplamento, encanamento de refrigeração e filtro de partículas.

Figura 20 - Dinamômetro reformado.

FONTE: O autor.

A figura 20 mostra o dinamômetro após receber todos os reparos e adequações para o projeto. A partir dessa etapa, a ferramenta de trabalho tornou-se apta para os testes experimentais.

3.2 O DINAMÔMETRO DE CORRENTE DE FOUCAULT

A potência absorvida pelo dinamômetro é proporcional à corrente, que flui através das bobinas de magnetização que são encapsuladas e abrigadas dentro da carcaça. A quantidade de corrente que circula pelas bobinas varia de acordo com o campo magnético gerado. Como o eixo do dinamômetro é girado pelo motor, o rotor montado corta o campo magnético, e assim as correntes parasitas são geradas dentro da placa de perda ou membros de transporte de calor (carcaça). A corrente de

Foucault age para se opor à rotação do eixo, aplicando assim uma carga no corpo de prova ou no motor. A potência do motor é convertida em calor, e é dissipada pela água de resfriamento.

As correntes parasitas, também chamadas correntes de Foucault, são correntes induzidas em condutores, opondo-se à mudança de fluxo que as gerou. São causadas quando um condutor é exposto a um campo magnético variável, isso devido ao movimento relativo do gerador e do condutor do campo, ou mesmo devido às variações do campo com o tempo. Isso pode causar um fluxo circulante de elétrons ou uma corrente dentro do corpo do condutor. Esses turbilhões circulantes de corrente criam campos magnéticos induzidos que se opõem à mudança do campo magnético original, devido à lei de Lenz, o que causa forças repulsivas ou de atrito entre o condutor e o ímã. A diferença entre os sentidos dos campos magnéticos é expressada pela equação 3.

$$\varepsilon = -N \frac{\partial \varphi \beta}{\partial t} \text{ (Lei de Lenz)} \quad (3)$$

onde:

$\varphi \beta$ = Fluxo do campo magnético;

ε = Campo elétrico induzido;

N = Número de espiras da bobina;

∂ = Área de superfície da espira condutora;

t = Tempo.

Quanto mais forte for o campo magnético aplicado, ou maior for a condutividade elétrica do condutor, ou mesmo mais rápido for o campo ao qual o condutor está exposto, mais elevadas serão as correntes desenvolvidas e maior será o campo oposto (KILLEDAR, 2012).

Não são simples os modelos matemáticos que relacionam a corrente de excitação ao campo magnético da bobina com o torque resistivo de forma precisa. Eles dependem de uma série de parâmetros e, além disso, o desconhecimento quantitativo da relação entre o torque resistivo e a corrente aplicada não impossibilita o ensaio de um motor de combustão interna. O ajuste entre a corrente de excitação na bobina e a rotação desejada do motor pode ser realizado de forma iterativa. A figura

21 especifica o nome de cada componente do equipamento, assim como indica suas respectivas posições físicas.

Figura 21 - Dinamômetro de corrente de Foucault.

FONTE: HAICAL (2009).

Os dinamômetros de corrente parasita são dispositivos de carga eletromagnética para testes de motores. Esse tipo de dinamômetro é usado para medir a rotação e o torque. O motor que está sendo testado gira um disco ou uma estrela na parte interna do dinamômetro. A corrente elétrica passa pelas bobinas e induz um campo magnético na estrela. Portanto, quanto maior for a corrente elétrica, maior será a frenagem. Internamente, o dinamômetro possui diversos componentes: eixo com mancais, corpo externo, corpo interno onde possui o canal “livre” para a passagem da estrela ou disco conectado ao eixo, uma célula de carga e um sensor de rotação.

A rotação é medida por um sensor magnético com a interação com uma roda fônica que fornece a rotação do freio. Portanto, conforme ocorre a passagem dos dentes na roda dentada, assim são gerados os pulsos.

Esse sinal digital é coletado e convertido em frequência. A rotação do eixo é diretamente proporcional à frequência medida. Se a potência do motor é retirada diretamente do virabrequim, a rotação do eixo do dinamômetro é igual à rotação do motor (KULKARNI e KADU, 2015).

A figura 22 mostra um esquema de um dinamômetro de corrente parasita.

Figura 22 - Visão interna do freio eletromagnético.

FONTE: KULKARNI e KADU (2015).

O torque é medido na deformação do sensor de célula de carga. Esse sensor é conectado a um condicionador, que terá um sinal de saída (de retransmissão) proporcional à carga. O sinal de força (F) da célula de carga pode ser convertido em torque (τ), multiplicando-se pela distância do centro do eixo ao ponto de giro da célula de carga (r).

A medição da grandeza torque vetorial pelo dinamômetro é dada pela equação 4.

$$\tau = r \times F \quad (4)$$

3.3 DESENVOLVIMENTO DO LABORATÓRIO DE ENSAIO

Para fazer o condicionamento da célula de carga, foi utilizado o módulo microprocessado da NOVUS N1500-LC, que foi definido visando ter uma confiabilidade na leitura da célula de carga, pois possui ótima qualidade de

retransmissão e modo de calibração programável. Ele possui alimentação para o sensor e retransmissão da variável medida em 4 a 20 *mA* para a aquisição do sistema de controle. Nessa saída foram utilizados dois resistores em série de alta precisão (1% de tolerância) nos valores de resistência de 250 Ω , para a conversão de sinal de corrente para tensão. A ligação em paralelo entre o positivo e negativo do sinal de saída foi realizada para a leitura analógica do módulo de aquisição. Sua tensão de trabalho ficou de 2V a 10V.

A célula de carga aplicada a esse módulo é da marca Kratos CCI 4AB9921. No seu princípio construtivo, possui quatro colunas trabalhando à tração ou compressão, que é exercida proporcionalmente conforme a excitação do sinal analógico. Ela possui uma altíssima rigidez e resistência a cargas laterais e excêntricas, pela construção monobloco das colunas e cabeças de fixação. Princípio construtivo com 4 colunas, proporciona menor erro em cargas excêntricas. Construídas em liga de aço de alta resistência com tratamento térmico e superficial contra corrosão (níquel químico), ela tem a capacidade máxima de carga de 100kgf. Seu sinal de saída de 2 mV/V e erro combinado de 0,03% FE (fator de erro) permitem medições com alta precisão.

Esse sensor é o original do dinamômetro, portanto foi necessária uma verificação elétrica com a finalidade de testar suas condições mecânicas. Para realizar esse teste, foram exercidas forças laterais no freio, para que atuasse na excitação do equipamento de medição. O teste mostrou que o sensor estava em boas condições, porém foi necessária uma extensão no cabo do sinal para a caixa de passagem do dinamômetro, que fica localizada na base da parte traseira.

O módulo selecionado para o condicionamento de sinal de rotação tem a função de converter a frequência de 0 a 10000 RPM para respectivamente 0 a 5V. No primeiro módulo da marca Mypin, mostrou-se uma resposta lenta para saída de aquisição, portanto foi substituído pelo S&E tacômetro digital de painel modelo TD-40B-1-2/E, para medição de 0 a 1000 x 10 RPM e sua base de tempo controlada à cristal de quartzo. A entrada de sinal pode receber pulsos de sensor tipo PNP na relação de 60 pulsos por volta, com tempo de amostragem rápida. Em sua saída de retransmissão também foi utilizada a conversão de corrente tensão com resistor, conforme a aplicação no último módulo condicionador de célula de carga.

Durante os testes do dinamômetro, ocorreu um dano no sensor indutivo original, sendo necessária a substituição por um sensor *pick-up* magnético da mesma marca do módulo condicionador, com a finalidade de ter maior confiabilidade na

medição do sinal. Sua saída possui uma característica de sinal senoidal de valor 40Vpp, frequência máxima de resposta de 30KHz e resistência interna de 1,1K Ω .

Esse sensor e módulo foram selecionados a fim de ter confiabilidade de sensoramento pelo equipamento microprocessado e calibrado pelas normas vigentes, assim tendo uma garantia maior confiabilidade no teste.

Figura 23 - Sensor Pick-up.

FONTE: O autor.

A figura 23 ilustra o sensor citado e seus componentes que proporcionam um melhor ajuste de distância na roda fônica, com um calibre de lâmina de 0,5 mm, mostrado na figura 25. A roda fônica em que o sensor é aplicado tem 60 dentes em sua parte traseira do dinamômetro, conforme as figuras 24 e 25.

Figura 24 - Posição do sensor de rotação.

FONTE: O autor.

Figura 25 - Roda fônica de 60 dentes.

FONTE: O autor.

A fonte de alimentação Volteq HY12010EP foi utilizada no freio e tem características máximas de 100V e 10A, sendo adequadas para a excitação do dinamômetro. Ela possui controle interno de corrente e tensão por sinais PWM (*Pulse Width Modulation*).

Foi verificado que o controle interno da fonte possui uma resposta lenta. Portanto, foi utilizado um driver de controle PWM de tensão entre a fonte e o freio. Desta forma, a tensão analógica empregada varia entre 0 a 5V, por meio de uma modulação PWM, enquanto a corrente na carga do freio atua proporcionalmente. Esse módulo, mostrado na figura 26, também é empregado no controle de velocidade por corrente contínua. O driver também foi utilizado como base de modelamento para esse projeto.

Figura 26 - Driver PWM de controle de tensão e corrente do freio (Entrada de controle de 0 a 5V, saída de atuação de 6 a 90V – 15A).

FONTE: O autor.

Devido às falhas nos testes iniciais do dinamômetro, foi necessário instalar uma proteção na rede AC no painel elétrico principal. Diante do imprevisto, foi necessária a substituição provisória pela fonte chaveada Mean Well S-201 de 24V e 8,3A. Se constatou que com essa tensão já ocorria a frenagem com o motor em teste, sendo utilizada para a validação. Entretanto, não seria possível nas condições de frenagem máxima do dinamômetro.

Para ter uma frenagem total do freio na validação final, essa fonte novamente foi substituída pela chaveada TDK-Lambda SWS600L-60, com as características de 60V e 10A, suficientes para suprir a frenagem máxima.

O módulo PID Novus™ N1200 foi usado para o controle de temperatura da água do motor. Ele foi escolhido pois possui um controle digital interno PID e configuração por interface via computador, e também um controle de atuação por entrada analógica para realizar o controle em malha fechada com alta precisão e velocidade na realimentação. Um sensor termopar tipo J foi utilizado na tubulação de saída de água de refrigeração do motor. Devido ter um regime de qualidade do sinal ideal para a grandeza medida. Esse mesmo sistema possui a válvula que atua conforme a temperatura é definida (*set point*) pelo controlador, ou seja, quando atinge esse valor, o módulo atua na válvula abrindo-a, e assim faz a troca de calor da água do motor com a água do sistema de refrigeração.

3.3.1 Acoplamento motor-freio

Foi instalado um motor de 4 cilindros da Volkswagen EA111 VHT 1,6L 8V 2006, sua potência de 105CV e 6600RPM máximo. Essa potência e torque são compatíveis ao freio (220cv a 9500RPM). O motor é mostrado na figura 27.

Figura 27 - Motor utilizado no projeto.

FONTE: O autor.

Para a conexão entre o motor e o dinamômetro, foi necessário um cardã, que tem a finalidade de transmitir o torque entre o freio e o motor, e eliminar vibrações provenientes do motor para o dinamômetro.

O cardã que é composto por um semieixo com homocinética nas pontas foi acoplado entre o motor e o freio. Na parte do motor há um câmbio com apenas o eixo piloto para a transferência direta do torque. No IPT, foi desenvolvida uma flange de acoplamento entre o freio e a homocinética.

O câmbio e o semieixo foram modificados pela Volkswagen, e são exclusivos para uso em dinamômetro.

Foi realizada a montagem de toda a parte de chicotes e módulos do motor, assim como também dos periféricos (painel de instrumentos, caixa de relés e fusíveis, chave geral, ignição e motor de partida). A instalação da alimentação do combustível utilizou o tanque do veículo com a bomba de combustível original. A figura 28 mostra o acoplamento freio e motor.

Figura 28 - Acoplamento motor dinamômetro.

FONTE: O autor.

3.3.2 Sistema de aquisição de sinais e processamento

Esse equipamento tem a função de coletar os dados de todos os sensores pelos módulos separados por cada tipo de leitura de sinal. Foi escolhido o cRio-9014 da *National Instruments*™ por ser um gabinete de módulos com processamento independente, pois o *software* é descarregado na sua memória interna sem o auxílio de processamento do computador.

O módulo LabVIEW® *real time* foi utilizado para criar e implementar aplicações de sistema distribuídos em tempo real para o teste, monitoramento e controle de torque e rotação atuado no freio.

Os módulos utilizados são listados na tabela 1 pelas suas respectivas funções.

Tabela 1 - Funções dos módulos *National Instruments*™.

Slot	Módulo	Especificações
1	NI 9263	4 saídas analógicas
2	NI 9215	4 entradas analógicas diferenciais
3	NI 9215	4 entradas analógicas diferenciais
4	NC	NC
5	NI 9401	8 canais digitais bidirecionais
6	NI 9403	32 canais digitais bidirecionais
7	NI 9381	4 entradas analógicas ou 8 saídas analógicas e 4 entradas/saídas digitais
8	NI 9213	16 entradas para termopares

FONTE: O autor.

As funções dos módulos no sistema de monitoramento, automatização e controle são:

- 4 entradas analógicas de 0 a 10V, proveniente da saída do condicionador de RPM, célula de carga e dois módulos controlador PID – NI 9215;
- 2 saídas analógicas para controle do sistema de refrigeração de água do motor (Módulo PID de água do motor) – NI 9263;
- 2 saídas analógicas para o controle do *drive by wire* – NI 9263;
- 1 saída digital para acionamento da chave de ignição por relé NA – NI 9403;
- 1 saída digital para acionamento do motor de partida por relé NA – NI 9403;
- 2 saídas digitais para chave de emergência em série NA (em série, duas chaves físicas para segurança) – NI9403;
- 2 entradas para termopares tipo J nas saídas de temperatura de refrigeração do dinamômetro – NI 9213;
- 2 entradas de termopar tipo J na entrada e saída de água do motor – NI 9213;
- 1 entrada de termopar tipo K na saída de escape do motor – NI 9213;
- 8 entradas analógicas para transdutores de pressão – NI 9381.

Na figura 29 podemos ver todo o sistema de módulos *National Instruments*™ aplicado ao projeto.

Figura 29 - Diagrama de blocos

FONTE: O autor.

3.3.3 Automação da sala de ensaios

Para o início dos testes de experimentação, validação e automatização do freio, e por fim o desenvolvimento do algoritmo de controle, foram necessários os seguintes principais periféricos:

- Computador *desktop* com dois monitores;
- Disjuntores de proteção de todos os sistemas;
- Fonte 12V 44A para o motor em teste;
- Fonte 5V para referência do sistema de aquisição;
- Fonte 24V para alimentação cRio-9014;
- Driver PWM com fonte 60V para ajuste de carga do freio.

a) Sensores

Na sala de medidas foram necessários os sensores de instrumentação, que estão listados na tabela 2.

Tabela 2 - Funções dos sensores nos módulos *National Instruments*™.

Sensor	Descrição	Tipo de porta	Módulo NI
T1	Temperatura do ar de admissão, após filtro / restrição de admissão	Termopar tipo K	NI 9213
T21	Temperatura do ar após compressor, antes do intercooler		
T22	Temperatura do ar após compressor, após intercooler		
T22B	Temperatura do ar no coletor de admissão após mistura com EGR (utilizado apenas em motores com sistema EGR)		
T3	Temperatura dos gases de exaustão no coletor de escape, antes da turbina		
T4	Temperatura dos gases de exaustão após turbina	Termopar tipo T	NI 9381
TESC_SON	Temperatura dos gases de exaustão próximo aos analisadores de gases		
TH2O	Temperatura da água (temperatura do motor)		
TOil	Temperatura do óleo lubrificante	Termopar tipo K	
TFuel	Temperatura do combustível, na entrada da bomba		
T_EGR_BC	Temperatura dos gases recirculados, antes do cooler	Termopar tipo K	
T_EGR_AC	Temperatura dos gases recirculados, após cooler		
Patm	Pressão atmosférica (absoluta)	Analógica	NI 9381

P1	Pressão do ar de admissão, após filtro / restrição de admissão
P21	Pressão do ar após compressor, antes do intercooler
P22	Pressão do ar após compressor, após intercooler
P22B	Pressão do ar no coletor de admissão após mistura com EGR (utilizado apenas em motores com sistema EGR)
P3	Pressão dos gases de exaustão no coletor de escape, antes da turbina
P4	Pressão dos gases de exaustão após turbina
POil	Pressão do óleo lubrificante
PFuel	Pressão do combustível, na entrada da bomba
P_EGR_BC	Pressão dos gases recirculados, antes do cooler
P_EGR_AC	Pressão dos gases recirculados, após cooler
PZ	Pressão de combustão (pressão do cilindro)
ROTAÇÃO	Rotação do motor, medido pelo dinamômetro
TORQUE	Torque do motor, medido pelo dinamômetro
UMIDADE	Umidade relativa do ar de admissão, após filtro / restrição de admissão
Vazão Mássica de Ar	Vazão mássica do ar de admissão
Vazão Mássica de Combustível	Vazão mássica de combustível consumido
CO2 EGR	Taxa de CO2 no ar do coletor de admissão do motor, para cálculo de EGR
MEXA	Bancada analítica de emissões (CO, CO2, Nox e HC)
Smokemeter	Analizador de fumaça

Túnel de
particulado

Túnel de diluição de material
particulado

FONTE: O autor.

A figura 30 apresenta um caso de uma ligação de transdutor de pressão, que foi utilizado conforme a tabela 2. O sensor utilizado é com o padrão DIN EN 175301-803A, com saída em sinal analógico de corrente de 4 a 20mA. A configuração de leitura analógica usa o método de *pull down* com um resistor de 250 Ω . Sua medição de tensão é feita em cima desse resistor, pela forma paralela de leitura (entre o positivo e negativo do sinal).

Figura 30 - Ligação para os transdutores de pressão.

FONTE: O autor.

Todos os sensores de temperatura termopar tipo K e J são ligados ao módulo de aquisição da *National Instruments*™™ NI9213, e assim sua ligação estabeleceu-se como exibida na figura 31.

Figura 31 - Ligações de sinais módulo NI9213.

FONTE: O autor.

O módulo da *National Instruments*™ NI9215 foi utilizado para ler os sinais analógicos dos principais sensores do dinamômetro. Esse módulo foi escolhido por ter uma taxa de amostragem boa para a leitura rápida desses parâmetros vitais do projeto. Esses módulos têm a função de transformar diferentes tipos de sinais analógicos. A saída é uma unidade de corrente que é transformada em tensão pelo mesmo método mencionado anteriormente, com resistor em paralelo nos cabos positivos e negativos.

Foram utilizados os cabos blindados nos sinais de baixa tensão, ou seja, dos sensores ao condicionador, a fim de filtrar os ruídos provenientes da grande distância uma vez que os sensores estão no freio e o condicionador no painel do operador. A blindagem é aterrada com a finalidade de todo ruído exposto ao cabo ser direcionado à massa. As funções dos sensores e condicionadores foram descritas anteriormente. Todo esse circuito é destacado no diagrama da figura 32.

Figura 32 - Ligações de sinais módulo NI9215.

FONTE: O autor.

Para a coleta dos sinais analógicos foi utilizado o módulo da *National Instruments™* NI9263, que tem a função de comandar os principais atuadores do dinamômetro. Entre eles, o pedal do acelerador do motor, que realiza a função de gerar a aceleração. Esse pedal possui dois potenciômetros que é simulado pelo programa e atuado pelo módulo. Essa tensão tem uma faixa que corresponde de 0 a 100% do pedal do motor. Os dois potenciômetros são de valores opostos, ou seja, inversamente proporcional.

Outro equipamento controlado por esse módulo é o driver de controle PWM (*Pulse Width Modulation*) de carga do freio. Esse driver modula a tensão que é proporcional à corrente. Essa tensão é proveniente de uma fonte de 60V e 10A.

Por fim, o controle de tensão analógica também é usado nos dois módulos PID, que atuam no controle de *set point* de temperatura de água do arrefecimento do motor. A ligação física é exemplificada por meio da figura 33.

Figura 33 - Ligação de sinais módulo NI9263.

FONTE: O autor.

No controle de atuação digital, foi usado o módulo NI9403 para a atuação de relés de comando do dinamômetro. Foram utilizados também contadores para comutação de alta corrente contínua. Se destacam os componentes de alta corrente: o motor de partida do motor a combustão interna; a ignição, onde também são comutados atuadores vitais do motor, e todo o sistema do painel de instrumentos. Foi desenvolvido um sistema de segurança em série com duas chaves de emergência. Ele tem a função de proteger o motor de condições atípicas de teste. Quando uma delas é acionada, um sinal é enviado para o sistema eletrônico, que atua instantaneamente no desligamento da chave de ignição do motor. Todo esse sistema é apresentado na figura 34.

Figura 34 - Módulo NI9403 digital e diagrama elétrico.

Figura 35 - Circuito microcontrolador e RS232.

FONTE: O autor.

O sensor Bosch BME280 tem a função de coletar os dados da sala de ensaio a fim de realizar a correção de potência e torque dos motores a combustão interna, conforme a norma SAE J1349.

A Society of Automotive Engineers (SAE) criou o método padrão SAE J1349 JUN90 para corrigir as leituras de potência e torque de forma que pareçam todas as leituras terem sido feitas na mesma célula de teste "padrão" onde a pressão do ar, umidade e ar a temperatura é mantida constante. Além disso, o padrão SAE J1349 JUN90 inclui uma eficiência mecânica assumida de 85% a fim de fornecer uma estimativa da potência real do motor (sem acessórios). A equação para o fator de correção de dinamômetro fornecida em SAE J1349 atual de setembro de 2011 (para motores a combustão interna normalmente aspirados), convertida para usar pressão em mili bar na equação 5.

$$F_c = 1.176 \cdot \left[\left(\frac{990}{P_d} \right) \cdot \left(\frac{T_c + 273}{298} \right)^{0.5} \right] - 0.176$$

(5)

Em que **F_c** é o fator de correção do dinamômetro, **P_d** é a pressão do ar seco (mb), **T_c** = temperatura ambiente (graus). A pressão do ar seco **P_d**, é encontrada subtraindo a pressão de vapor **P_v** da pressão do ar real.

Essa correção é um fator multiplicativo sobre essas grandezas, com a finalidade de garantir a correta medição de potência do motor, em diferentes tipos de condição ambiente. Como exemplo a temperatura do ar, quanto maior a temperatura, terá menos ar sendo admitido pelo motor, portanto é feito uma correção para ter uma constância no valor de torque medido. Outro ponto é a pressão relativa que quanto maior a pressão menor será a quantidade de ar admitido pelo motor, portanto é feito um acréscimo do valor quanto maior o valor de pressão.

O modelo de sensor foi escolhido porque possui as três características necessárias para medir as condições ambiente da sala, sendo elas a umidade, a pressão e a temperatura. Além disso, esse sensor também atua com uma alta precisão em seu sensoriamento.

As ligações no *boom arm* (painel em cima do dinamômetro móvel) têm a função de abrigar componentes que necessitam ficar próximos do motor ou dinamômetro. Este painel é móvel e é localizado o mais próximo possível dos equipamentos de teste. Ele possui portas laterais com molas a gás para ter facilidade na abertura e segurança quando estiver aberta. Na parte A, é localizado o módulo da *National Instruments*TM, a fonte 5V, o contator de ignição, o microcontrolador Arduino, e na parte inferior, o sensor de ambiente da sala. Na parte B, ficam os relés de acionamento, o contator de motor de partida e os bornes de passagem dos cabos, que vem do painel do operador e também para ligações internas. As figuras 36 e 37 exemplificam os componentes mencionados.

Figura 36 - Painei *boom arm* parte A.

FONTE: O autor.

Figura 37 - Painel *boom arm* parte B.

FONTE: O autor.

b) Elétrica de potência em corrente alternada

A figura 38 mostra toda a ligação elétrica de potência em corrente alternada do dinamômetro. Todos os principais componentes se encontram no painel do operador da figura 39, ao lado da mesa de operação. Esse painel tem a função de ter todas as proteções e equipamentos que necessitam da corrente alternada para o funcionamento. A tensão que chega nesse quadro elétrico é monofásica 220V, que é comutado por um contator trifásico de 75A. Seu acionamento também é em AC, e é nomeado de chave geral 220V. Cada equipamento possui um disjuntor de proteção com a corrente devidamente ajustada.

Figura 39 - Painel do operador.

FONTE: O autor.

3.3.4 Testes iniciais para validação do freio dinamométrico

O programa básico de validação foi desenvolvido no *software* LabVIEW® da *National Instruments*™, que tem como função adquirir os pontos importantes do motor, freio e controle manual de rotação. Foi implementado o controle pelo painel frontal do *drive by wire* e frenagem do dinamômetro.

O LabVIEW® (*Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*) promove uma interação virtual entre *hardwares* de forma simplificada, assim como possibilita de modo eficiente a análise de dados e o processamento de sinais. O *software* faz uso da linguagem G, ou seja, de programação gráfica, o que torna a

montagem e a compreensão dos sistemas mais simples por meio de recursos visuais. Ele permite que o usuário implemente variadas estruturas no diagrama de blocos, e ainda disponibiliza mais de 3000 funções.

Os VIs (*virtual instruments*, ou instrumentos virtuais em tradução livre) são ambientes de programação em blocos do LabVIEW®, que simulam o ambiente de programação de instrumentos físicos, osciloscópios e multímetros. Por meio deles é possível simular circuitos, funções matemáticas e também fazer a análise estatística de dados. Outra característica é a possibilidade de processar sinais em tempo real, por meio da integração de *hardwares* na plataforma.

No programa final, são utilizados subVIs, que são blocos em forma de instrumentos virtuais que exercem determinada operação. Eles são usados em um novo circuito, aplicados em uma VI principal. Assim, com a construção de um painel de conectores, é criado um novo ícone, que pode ser chamado como uma sub-rotina.

Nesse programa, foi realizado um teste de frenagem utilizando um método de controle de malha aberta aplicado à carga manual no freio por um driver de potência. Esse controlador teve a demanda de torque definido por uma saída analógica do LabVIEW®, de 0V sem atuação, e 5V na atuação máxima do freio. Esse *driver* PWM modula a tensão que é proporcional a frenagem do freio.

A atuação de carga e pedal é por potenciômetros simulados no painel, com a escala de 0 a 100%.

A interação do usuário com a plataforma acontece por meio do painel frontal, onde são destacados os indicadores e todos os controles como botões, gráficos e outras funções do *software*. O programador pode selecioná-los e escolher quais serão exibidos por meio da interface, para assim facilitar o seu uso. O primeiro painel de teste é mostrado na figura 40.

Figura 40 - Primeiro programa controle de carga do freio.

FONTE: O autor.

Esse programa inicial mostra o controle básico do freio, com a leitura de sensores, que tem o intuito de validar o *hardware* do sistema. No pedal do motor 1.6 da Volkswagen foi simulada a aceleração de 0 a 100%, com valores de tensão de saída no módulo analógico NI9263. O cálculo realizado é descrito na equação 6.

$$Pedal \times T_{ca} + T_{min} = T_a \quad (6)$$

Em que:

$Pedal$ (%) = Valor em porcentagem do pedal;

$T_{ca}(V)$ = Tensão do coeficiente angular;

$T_{min}(V)$ = Tensão mínima do potenciômetro;

$T_a(V)$ = Tensão aplicada.

Os valores de tensão aplicados ao pedal possuem os seguintes mínimos e máximos de amplitude no potenciômetro:

$$T1_{m\acute{a}x} = 4,53V;$$

$$T1_{m\acute{i}n} = 0,72V;$$

$$T2_{m\acute{a}x} = 2,28V;$$

$$T2_{m\acute{i}n} = 0,38V.$$

onde:

$T1_{m\acute{a}x}$ = Tensão máxima do potenciômetro 1;

$T1_{m\acute{i}n}$ = Tensão mínima do potenciômetro 1;

$T2_{m\acute{a}x}$ = Tensão máxima do potenciômetro 2;

$T2_{m\acute{i}n}$ = Tensão mínima do potenciômetro 2.

Para alcançar o valor mínimo de tensão no potenciômetro 1 ($T1$), é aplicado 0% de pedal, portanto é obtido o resultado pela equação 7.

$$0 \times 0,0381 + 0,72 = 0,72V$$

(7)

Se aplicarmos no potenciômetro 1 ($T1$) 100% de pedal, temos o resultado da equação 8.

$$100 \times 0,0381 + 0,72 = 4,53V$$

(8)

Isso mostra os valores máximo e mínimo de tensão exigidos no pedal do acelerador. O seu transiente é proporcional à porcentagem aplicada no potenciômetro de pedal no painel do operador. Esse mesmo método foi aplicado para o pedal 2.

Foi desenvolvido um método de segurança para atuar nas condições em que o motor estiver sem carga, ou seja, em marcha lenta. Esse método foi necessário para garantir a segurança na validação do sistema de alimentação de carga do freio (driver, fontes, programação, e posteriormente controle). O objetivo é para que não ocorresse uma aceleração sem controle, que pudesse causar um excesso de rotação. Com o acionamento de um botão de emergência, essa programação é atuada na aplicação de 0% do pedal.

O botão é conectado no bloco de função seletora. Quando for verdadeiro é atribuído no pedal 0%, e no inverso o valor do potenciômetro do painel do operador.

Os termopares de temperatura na saída do dinamômetro foram medidos no sistema e mostrados no painel, a fim de verificar a temperatura de trabalho do freio e garantindo que não aqueça. Foram colocados outros sensores termopar no motor (óleo, entrada e saída de água), com a finalidade de verificar as condições de teste.

Outro ponto principal é a leitura de torque, porém foi necessário calibrar o sensor que mede a força exercida no freio, pois existem vários fatores que influenciam na carga.

Na calibração dos valores de torque, foi necessária a utilização do módulo condicionador de célula de carga Novus N1500LC. O método é o mesmo já usado nas calibrações dos dinamômetros do IPT. A tabela 3 mostra a sequência de pesos.

Tabela 3 - Tabela de calibração do IPT.

Nº	m [kg]	Peso [N.m]	Torque Teórico [N.m]	Torque Medido [N.m]
0	0,00	0,00	0,00	0,01
1	2,00	19,58	24,02	23,91
2	4,00	39,15	48,04	47,96
3	9,00	88,09	108,08	106,90
4	19,00	185,96	228,17	227,98
5	29,00	283,83	348,25	348,15
6	39,00	381,70	468,34	468,22
7	49,00	479,57	588,43	588,01
8	59,00	577,43	708,51	708,80

FONTE: O autor.

A sequência de pesos é descrita na primeira coluna; a segunda mostra o peso em quilos; e na sequência em Newton-metros. Na quarta coluna é exibido o torque teórico, que é a relação de conversão peso para torque, na mesma unidade. Por fim, na última coluna, existe o valor medido pelo condicionador da célula de carga. Esse

sinal condicionado pelo módulo da célula de carga é convertido para o módulo de aquisição analógico NI9215, que é mostrado pelo painel do indicador de torque.

Os valores obtidos mostraram-se próximos dos esperados, com no máximo 1,09% de erro percentual. Isso mostra que o método de aquisição da célula de carga do conjunto do dinamômetro, junto ao braço de calibração, estava devidamente validado para os ensaios. Os pesos de calibração foram certificados de acordo com a norma ABNT NBR ISO/IEC 17025-Calibração, conforme definido pela Rede Brasileira de Calibração (RBC) e pelo Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro). O freio com os braços de calibração é representado visualmente na figura 41.

Figura 41 - Dinamômetro com os braços de calibração.

FONTE: O autor.

Após a calibração, foi atribuído o valor de rotação do freio ao painel, que é o mesmo do motor. Esse valor é medido por um sensor na roda fônica na traseira do freio, e condicionado pelo tacômetro. A saída analógica desse condicionador é lida pelo módulo NI9215 e, por programação, é mostrada no indicador do painel do operador. Foi necessário um filtro de frequência passa-baixa para eliminar ruídos gerados no sistema.

Para a conversão dos dois valores de rotação e torque em forma de tabelas foi desenvolvida uma programação no LabVIEW® que gera duas colunas de dados dos valores mencionados. O conjunto desses dados gera um arquivo .csv para a leitura no programa Excel. A finalidade desta conversão é adquirir a resposta do freio sobre regimes de degrau. Esse ponto é primordial para a identificação do modelo do freio. Toda a programação inicial é mostrada na figura 42.

Figura 42 - Programação inicial do dinamômetro.

FONTE: O autor.

Após essa etapa, foi desenvolvido o método de controle de rotação manual, em que é estipulado um determinado valor de rotação e aplicada a carga pela aceleração do motor. Como projetos futuros, poderá ser desenvolvido o método automático de controle de rotação, que consiste na máxima carga do motor (borboleta em 100% de abertura) e variando a rotação por um determinado período.

- a) Método de controle de rotação (“N%”, rotação motor estático estipulado) constante em modo manual

Nesse método, é mantida a rotação do motor fixa pela carga do dinamômetro, usando aquisição da célula de carga e aceleração do motor, ou seja, estipulando uma rotação pelo LabVIEW®. O controlador irá manter a rotação conforme a aceleração do motor, gerando um torque resultante.

- b) Método de controle de rotação (“N%”) em modo automático

É um método automático de controle, programado em LabVIEW®, para gerar a curva potência. Com o motor devidamente aquecido em condições de trabalho ideais, é definido um período de rotação. A rotação no primeiro ponto é estabilizada com o máximo de carga do motor, ou seja, usando 100% de borboleta, no tempo

estipulado pelo teste. A rotação irá se desenvolver por um período, e quando atingir seu ponto final, irá resultar na curva de potência e torque.

Após a realização do teste de validação manual da carga e leitura de rotação, todos os equipamentos mostraram-se com respostas adequadas ao projeto, pois foi verificado que é possível aplicar cargas constantes e variáveis no motor. Os sensores de monitoramento do motor e do freio foram validados de acordo com as leituras dos parâmetros do ECU do motor.

3.4 IDENTIFICAÇÃO DO MODELO DAS LITERATURAS

As identificações apresentadas na literatura, assim como suas características, são apresentadas nos tópicos seguintes.

3.4.1 Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna

a) Identificação das características do dinamômetro

Segundo HAICAL (2009), os valores resultantes dos sensores foram coletados pela atuação de frenagem do freio. A partir destes valores, foram levantados os gráficos dos modelos do conjunto dinamométrico.

A carga do dinamômetro de HAICAL (2009) é comandada por uma interface de potência por um canal *Pulse Width Modulation* (PWM) do microcontrolador. Essa modulação varia o pulso *duty cycle* (razão do tempo em que o sinal permanece em nível lógico alto com relação ao período), portanto quanto menor a largura de pulso, maior será a corrente aplicada, resultando em uma maior frenagem. O sistema foi configurado para operar com 1024 diferentes larguras de pulsos. Para identificar o funcionamento do freio, diferentes valores de largura de pulso foram aplicados à entrada da placa de potência ligada à bobina do freio, que permite obter na sua saída diferentes níveis de corrente contínua aplicadas ao dinamômetro. No gráfico de HAICAL (2009) foi levantado e, por meio deste procedimento, foi possível determinar a relação entre a largura do pulso e o nível de corrente elétrica, obtendo-se a equação (9), representativa desta relação que será desenvolvida.

Tabela 4 - Valores de largura de pulso de acordo com a corrente aplicada ao dinamômetro.

Largura de Pulso[s]	Intensidade de corrente [A]
0	0
256	0,04348
512	0,17391
768	0,84783
1023	1,75

FONTE: HAICAL (2009).

Com o levantamento da tabela, é possível determinar um gráfico de relação da corrente elétrica atuada no freio e a modulação do pulso. Após isso, o gráfico gera a equação do sistema, conforme a figura 43.

Figura 43 - Corrente elétrica em relação à largura de pulso do sinal de acionamento do freio.

FONTE: HAICAL (2009).

$$y = 2 \cdot 10^{-6}x^2 - 0,008x + 0,0255$$

(9)

onde y é intensidade de corrente elétrica [A] e x é a largura de pulso[s].

Foi levantada uma relação entre o nível de percentual de frenagem do freio e a largura de pulso da placa de potência PWM, a fim de determinar em porcentagem a sua frenagem total. Após isso, a tabela 5 foi levantada e ela determina A relação entre o sinal de comando e a atuação do freio.

Tabela 5 - Relação entre o nível de frenagem do freio e largura de pulso PWM da placa de potência.

Nível de percentual de frenagem do freio [%]	Largura de pulso [s]
0	0
25	256
50	512
75	768
100	1023

FONTE: HAICAL (2009).

O gráfico da figura 44 é traçado com base na tabela 5.

Figura 44 - Gráfico de relação entre o nível de porcentagem do freio e a largura de pulso PWM.

FONTE: HAICAL (2009).

Portanto, temos a equação (10).

$$y = 10,232x + 0,2 \quad (10)$$

onde y é a largura de pulso [s] e x é o nível percentual de freio [%].

b) Identificação das características da célula de carga do dinamômetro

Para calibração da célula de carga do trabalho de HAICAL (2009), foram conectadas massas de diferentes pesos na extremidade de uma barra de 0,48m de comprimento fixada ao dinamômetro. Essa barra tem o mesmo comprimento do braço da alavanca que prende a célula de carga ao dinamômetro. A célula de carga tem seu sinal de tensão variado proporcionalmente à modificação dos pesos colocados na extremidade da barra. A tabela 6 mostra os valores de tensão obtidos para a calibração da célula de carga.

Tabela 6 - Calibração da célula de carga.

Massa [Kg]	Tensão [V]
0	0
1	0,23
2	0,41
3	0,585
4	0,736
10	1,915
11	2,07
12	2,25
13	2,46
14	2,69

FONTE: HAICAL (2009).

Figura 45 - Gráfico da tensão na célula de carga em relação à massa aplicada ao freio.

FONTE: HAICAL (2009).

A figura 45 mostra o gráfico levantado com base na tabela. Esse gráfico revela a resposta da célula de carga conforme o torque do dinamômetro de HAICAL (2009), que representa uma curva de primeiro grau no plano cartesiano da resposta do deslocamento do freio sobre a alavanca. Esta, por sua vez, é diretamente aplicada sobre a célula de carga e gera um sinal de grandeza de tensão analógica.

Através do levantamento da tabela e gráfico, foi possível determinar a relação entre a massa aplicada na barra e a tensão de saída da célula de carga, e assim se obteve a equação (11) representativa desta relação.

$$y = 0,1885x + 0,0153 \quad (11)$$

onde y é a tensão [V] e x é a massa [kg].

c) Característica do motor de passo e acionamento da borboleta do motor

O motor de passo do trabalho de HAICAL (2009) move-se em incrementos angulares (conhecidos como passos) em resposta a pulsos digitais aplicados a um driver a partir de um controlador digital, no caso, o microcontrolador. O número de pulsos e a cadência com que estes pulsos são aplicados controla a posição e a

velocidade do motor, respectivamente. O motor de passo utilizado nesta bibliografia tem como característica a execução de 200 passos-completos por volta. O microcontrolador foi programado para enviar ao motor de passo sinais de atuação de meio-passo, que resulta no dobro do número de passos por volta (400 passos por volta) e um torque 1,5 vezes maior. Esse torque (relativo à atuação de meio-passo) foi necessário para vencer a força que restitui da mola da borboleta do acelerador.

d) Identificação e modelagem dinâmica do sistema

Em HAICAL (2009), para a modelagem dinâmica do sistema Motor-Dinamômetro, foram realizados dois ensaios com o objetivo de obter uma aproximação dos parâmetros necessários para a sintonia dos ganhos do controlador PID.

Ele fixou a borboleta do acelerador em uma posição adequada para manter o motor com uma rotação constante e o dinamômetro com o nível percentual de freio próximo a zero. Em seguida, fez uma ação bruscamente aplicada a frenagem (nível percentual de freio), no intuito de reproduzir a aplicação de um sinal degrau. Para capturar as características dinâmicas, ele realizou dois ensaios para a identificação da resposta do sistema ao sinal degrau. No primeiro ensaio, o autor estabeleceu uma rotação de 3000 RPM (314,2 rad/s) para o motor e aplicou 65% do nível de freio no dinamômetro. No segundo ensaio, foi estabelecida uma rotação de 3000 RPM (314,2 rad/s) no motor e aplicado 60% de nível de freio no dinamômetro. Uma função de transferência de primeira ordem da rotação foi aproximada através da média das respostas e devidamente ajustada, expressa pela equação (12) (HAICAL, 2009).

$$T(s) = \frac{40}{5s + 1} \quad (12)$$

3.4.2 PID em um dinamômetro para testes de motores

a) Método de identificação por teste de malha aberta do dinamômetro

Na referência KULKARNI e KADU (2015), foi utilizado o método de ajuste PID baseado na suposição de que a planta pode ser aproximada usando o modelo de *first order plus dead time model* (FOPDT). Esse modelo é matematicamente descrito pela equação (13), que pode ser determinado através da realização de um ciclo aberto ou em algum teste dinâmico na planta real. O teste mais simples que pode ser realizado é o teste por resposta ao degrau. Usando a ferramenta de identificação e a resposta de circuito aberto da planta pode-se obter a função de transferência.

$$G_p(s) = \frac{K e^{-\theta s}}{Ts + 1} \quad (13)$$

onde:

K : Ganho;

θ : Tempo morto;

T : Constante de tempo.

b) Estimação do modelo do motor dinamômetro

Os valores são encontrados usando o modelo de motor FOPDT (que utiliza os valores de entrada e saída). O modelo FOPDT é desenvolvido pelo comportamento da velocidade (RPM) em relação ao torque do freio (NM), e também pela posição do acelerador do motor (%), conforme indica a figura 46.

Figura 46 - Diagrama de malha fechada dos controles de rotação (N%) e torque (T%).

FONTE: KULKARNI e KADU (2015).

Foi utilizada uma equação de função de transferência do motor em teste para o modo N%. Essa função de transferência é desenvolvida pelos dados do motor em que a carga é variada entre 5 a 20 NM, enquanto a saída do motor varia entre 500 a 6000 RPM na posição de aceleração constante em 100%. A equação matemática do motor FOPDT para o modo T% foi desenvolvida pelo comportamento da carga do motor, que varia de 5 a 20 NM na posição de aceleração constante a 50%.

3.4.3 Sistema para controle de frenagem para dinamômetro de correntes de Foucault

a) Identificação e modelagem dinâmica do sistema

A representação matemática do freio de Foucault (SCAPINI *et al.*, 2012) é obtida considerando uma aproximação por um modelo de primeira-ordem com característica indutivo-resistiva. Os parâmetros do modelo aproximado são obtidos a partir do ensaio da resposta ao degrau, comparada ao modelo equivalente, como mostra a figura 47.

Figura 47 - Resposta de malha aberta e modelo equivalente RL.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

Tabela 7 - Parâmetros do sistema.

Parâmetros do dinamômetro	Descrição
$P_l = 1,5KW$	Potência máxima do freio
$V_l = 192V$	Tensão nominal de alimentação do freio
$I_l = 7,5A$	Corrente nominal de alimentação do freio
$L = 2,5H$	Indutância equivalente do freio @25°C
$R = 25,5\Omega$	Resistência equivalente do freio @25°C
$V_l = 220V$	Tensão real nominal de entrada
$f_l = 60Hz$	Frequência da rede elétrica
$C = 4700\mu F$	Capacitância do barramento CC
$f_s = 12KHz$	Frequência de comutação
$f_a = 1,2KHz$	Frequência de amostragem
$T_s = 833\mu s$	Período de amostragem

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

A tabela 7 apresenta as especificações do freio de Foucault, bem como os valores de indutância e resistência equivalentes da aproximação de primeira ordem, utilizadas para o projeto do controlador proporcional-integral (PI). O modelo equivalente resultante para o freio é dado pela equação 14.

$$G_p(s) = \frac{I_o(s)}{D(s)} = \frac{V_{cc}}{Ls + R} \quad (14)$$

No domínio da frequência contínua, cuja representação equivalente discreta é dada pela equação 15.

$$G_p(z) = \frac{0,1032}{z - 0,9915} \quad (15)$$

onde para frequência de amostragem de 1,2KHz.

O projeto do sistema de controle digital proposto é realizado com base no modelo dinâmico, representado no domínio da frequência discreta, empregando o método da resposta em frequência de malha aberta no plano-w.

Figura 48 - Resposta em frequência do sistema de controle em malha aberta. MF=72°/ MG=14dB/fc=40Hz.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

A figura 48 mostra o diagrama de Bode de malha aberta $C_i(z) G_p(z)$ do sistema de controle para $k_p = 2$ e $k_i = 20$, resultando na função de transferência para o controlador, mostrada na equação 16.

$$C_i(z) = \left(2 + \frac{0,01667}{z + 1} \right) z^{-1}$$

(16)

3.4.4 Modelagem e controle de um *driver* de baixo custo para um dinamômetro de corrente parasita

a) Modelagem do dinamômetro de corrente parasita

Segundo TIBOLA *et al.* (2016), o torque produzido pelo dinamômetro (τ_d) foi expresso como uma relação polinomial de alta ordem da corrente do dinamômetro (i_d) e da velocidade de rotação do dinamômetro (n) em RPM. A variável em questão será a tensão que é proporcional à corrente.

Na referência, a relação entre a tensão aplicada (v_0) e a corrente do dinamômetro foi alcançada considerando um circuito RL equivalente, com a indutância (L_d) das bobinas do dinamômetro e sua resistência parasita (R_d), como descrito na equação (17) no domínio de Laplace.

$$i_d(s) = \frac{v_0(s)}{L_d s + R_d} \quad (17)$$

Figura 49 – Torque do dinamômetro em função da velocidade de rotação (n), em rpm, e corrente do dinamômetro (i_d), em amperes. Os pontos pretos correspondem aos dados experimentais ($i_d = v_0 / R_d$). Em cinza, é mostrada uma função polinomial que se ajusta aos dados, que são obtidos conforma a figura.

FONTE: TIBOLA *et al.* (2016).

Como não havia sensor de corrente, o valor atual foi estimado assumindo que o dinamômetro foi operando em estado estacionário, com uma tensão de saída constante (v_0) e uma resistência constante em corrente contínua (R_d); assim, $i_d = v_0 / R_d$. O comportamento experimental da corrente e a velocidade em relação ao torque são mostrados na figura 49. A curva apresentada foi ajustada à função polinomial de n e i_d , como mostrado na equação (18) (TIBOLA *et al.*, 2016).

$$\tau_d = f_\tau(i_d, n) = k_o + k_{\tau i} i_d + k_{\tau n} n \quad (18)$$

3.4.5 Comparação dos métodos de identificação utilizados

HAICAL (2009) utilizou o método experimental, fazendo o levantamento das grandezas do dinamômetro entre seus diversos parâmetros. Em KULKARNI e KADU (2015) foi utilizado o método experimental e modelamento matemático FOPDT (*First Order Plus Dead Time*) do freio em questão.

Conforme a literatura de SCAPINI *et al.* (2012) e TIBOLA *et al.* (2016), os autores consideraram uma aproximação por um modelo de primeira ordem com característica indutivo-resistiva, que foram os parâmetros iniciais para o desenvolvimento deste trabalho. Além disso, foi relacionado o dinamômetro a um motor de corrente contínua, que foi validado pela ferramenta Matlab® Simulink®.

3.5 PROJETO DOS CONTROLADORES DAS LITERATURAS

Os controles desenvolvidos nas referências bibliográficas do projeto são destacados nos tópicos a seguir, em relação aos métodos e a implementação.

3.5.1 Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna

a) Projeto de controladores para rotação e potência

HAICAL (2009) obteve os valores de torque disponibilizados pelo motor de combustão interna em determinadas rotações. Isto pode ser feito através da medição do torque aplicado pelo motor ao dinamômetro que mantém a rotação aproximadamente constante. Usualmente, o funcionamento do sistema de testes baseia-se na modulação do torque fornecido pelo motor através do controle da abertura da borboleta do acelerador, e do controle da velocidade de rotação através da modulação da intensidade de corrente elétrica aplicada na bobina do dinamômetro. Assim, é possível obter diversas rotações para uma mesma abertura de borboleta. Testes experimentais realizados na bancada indicaram que, devido às características dinâmicas do sistema, o torque pode ser controlado adequadamente através da aplicação de uma ação de controle proporcional (controlador P). Por outro lado, para o ajuste de rotação, um controlador proporcional integrativo derivativo (PID) se fez necessário. Devido a essas características, os autores optaram por implementar inicialmente uma estratégia desacoplada de controle, de forma que, sob o ponto de vista de cada ciclo, cada variável (torque e velocidade) é controlada individualmente. Essa estratégia interpreta a alteração da outra variável controlada como uma perturbação cujos efeitos devem ser compensados pelo controle (HAICAL, 2009).

b) Controlador do torque

Segundo HAICAL (2009), para controlar o torque executou-se um procedimento no qual, para cada velocidade de operação, controla-se o torque através do comando da borboleta do motor por um controlador proporcional (P). O valor do torque controlado é lido através da célula de carga do dinamômetro. Assim, enquanto o dinamômetro está seguindo um valor de rotação desejado, a borboleta do motor é aberta ou fechada, de forma a seguir o valor de torque necessário para cada velocidade de rotação a ser disponibilizada nos ensaios. A figura 50 apresenta o diagrama de blocos do controlador proporcional para o controle do torque, que foi

utilizado primeiramente um ganho unitário e, como o sistema se comportou satisfatoriamente, não houve a necessidade de alterá-lo (HAICAL, 2009).

Figura 50 - Diagrama de blocos do controle de torque.

FONTE: HAICAL (2009).

Para cada rotação no teste, controla-se imediatamente o torque disponibilizado através do valor lido pela célula de carga do dinamômetro. Enquanto o dinamômetro opera conforme o valor determinado de rotação, abre-se ou fecha-se a borboleta do motor para seguir o valor de torque necessário para cada velocidade de rotação a ser disponibilizada nos ensaios.

A figura 51 apresenta o ciclo do controle em malha fechada para o torque. O controlador tem o sinal de referência proporcional, que é empregado no microcontrolador. Ele também faz a leitura do sinal de torque aplicado por meio da célula de carga, que envia o sinal para o motor de passo abrir ou fechar a borboleta do acelerador do motor.

Figura 51 - Diagrama esquemático do laço de controle de torque.

FONTE: HAICAL (2009).

c) Controlador da rotação

Na dissertação de HAICAL (2009), para cada torque seguido no ensaio, controla-se a velocidade de rotação do sistema através do controlador PID. A medição da velocidade de rotação é realizada através do sensor óptico de rotação. Dessa forma, enquanto a borboleta do motor de combustão interna controla o valor do torque, a intensidade de corrente elétrica aplicada na bobina do dinamômetro é aumentada ou diminuída para seguir o valor de velocidade de rotação. A figura 52 apresenta o diagrama de blocos do controlador PID para o controle da rotação (HAICAL, 2009).

Figura 52 - Diagrama de blocos do controlador de rotação.

FONTE: HAICAL (2009).

A figura 53 apresenta o ciclo de controle em malha fechada para o sinal de rotação. No microcontrolador se tem o sinal de referência e o controlador PID, onde também é realizada a leitura do sinal de rotação do sistema através do sensor óptico. O sinal de nível percentual de freio é enviado para a placa de potência, que condiciona a corrente elétrica aplicada nas bobinas do dinamômetro.

Figura 53 - Diagrama esquemático do laço de controle de rotação.

FONTE: HAICAL (2009).

d) Ajuste de ganhos do controlador

No trabalho de HAICAL (2009), para ajustar adequadamente os ganhos das ações proporcional, integral e derivativa do controlador, foi utilizada uma ferramenta computacional denominada de *Simulink® Response Optimization* (Otimização de Respostas do *Simulink®*) do *software Matlab®*. A ferramenta possibilita a operação por meio de uma interface gráfica que, através de limites e restrições devidamente inseridos, ajusta automaticamente os ganhos dos controladores, de acordo com o desempenho necessário do sistema a partir de sua resposta no tempo. Desse modo, os valores limites (também chamados de limites de saturação) são aplicados para que determinadas variáveis de controle não excedam os valores físicos reais, ou para que não superem determinados valores operacionais do sistema de controle. Os ganhos encontrados com a ferramenta de otimização para o sistema de controle de rotação foram obtidos através de simulações que utilizam o modelo desenvolvido, conforme a figura 54: K_p (ganho proporcional) = 80, K_i (ganho integral) = 0,5 e K_d (ganho derivativo) = 140.

Figura 54 - Diagrama de blocos do controlador de rotação do sistema.

FONTE: HAICAL (2009).

No esquema adotado, o desvio é calculado a partir da diferença entre a rotação desejada e o sinal medido de rotação na saída do sistema. Esse desvio é multiplicado pelos ganhos proporcional, integral e derivativo, e a soma destas três ações resultantes corresponde à ação de controle PID (proporcional-integral-derivativa). O valor desta ação pode, em determinados momentos, superar os valores máximos e mínimos da faixa operacional do sistema de controle freio motor. Para evitar este

problema, os limites de saturação determinam que os valores da ação de controle sejam mantidos sempre entre 0 e 100 do nível percentual do freio. Neste caso, os valores correspondem ao mínimo e máximo do nível da corrente elétrica, que pode ser aplicada às bobinas do dinamômetro.

Proporcionalmente ao nível da corrente elétrica aplicada ao dinamômetro ocorre a ação de frenagem, que altera a rotação da saída medida que é realimentada para um novo cálculo do desvio, utilizado no controle realimentado (HAICAL, 2009).

3.5.2 PID em um dinamômetro para testes de motores

a) Desenvolvimento do sistema de controle

Os autores KULKARNI e KADU (2015) estudaram a medição da velocidade e do torque em relação à posição do acelerador. O dinamômetro de correntes parasitas, que fornece uma carga ao motor, pode ser facilmente controlado para permitir testes sob uma ampla faixa de rotações e torques. Se a carga aumentar, a rotação do motor diminui e o torque aumenta, pois a célula de carga é mantida no dinamômetro. Três sensores são usados: o de posição do acelerador, o de rotação, e a célula de carga para medição de torque, enquanto o dinamômetro é baseado em controladores PID. Esses controladores foram implementados via computador para fins de simulação de rotação e torque (KULKARNI e KADU, 2015).

b) *Digital Dynamometer Controller (DDC)*

O *Digital Dynamometer Controller (DDC)* é um sistema de controle em tempo real para testar motores no dinamômetro. Esta é uma unidade eletrônica que tem a capacidade de controlar a carga no dinamômetro (ou seja, controla a corrente para as bobinas de resistência em um dinamômetro de corrente parasita), e pode medir ou sentir a carga e a rotação. Os controladores do dinamômetro geralmente operam em dois modos: operação com a rotação controlada ou operação com carga controlada. Esses dois modos são implementados por controladores PID (KULKARNI e KADU, 2015).

c) Modo de controle de rotação em DDC (modo N%)

No modo de controle de rotação, uma rotação é predefinida ao controlador PID (*set point*). Caso a rotação não alcance o valor estipulado, não terá nenhuma carga medida pelo freio, pois o valor é mais baixo do que o definido. Mas caso a rotação em regime vazio do motor passe o valor ajustado, a carga será lida proporcionalmente. Considerando que o motor tenha o torque suficiente para manter a rotação definida, então a rotação será mantida de modo constante. O esquema do teste de rotação controlada do motor é mostrado na figura 55. A figura mostra o esquema de controle do dinamômetro em modo de rotação, com uma rotação definida e o motor em carga máxima. O modo rotação foi o primeiro objetivo do trabalho dos autores KULKARNI e KADU (2015). Para o controle de aceleração do motor foi usado outro controlador PID semelhante.

Figura 55 - Esquema do teste de rotação controlada no modo WOT (*wide open throttle*) ou N%.

FONTE: KULKARNI e KADU (2015).

d) Modo controlado por carga em DDC (modo T%)

Nesse modo de controle uma carga é definida proporcional à frenagem do dinamômetro. Assim estipulado um valor de carga pelo controlador, ele irá fixar nesse torque diferentes regimes de rotação do motor (KULKARNI e KADU, 2015).

e) Passos gerais para o projeto do PID

O projeto de KULKARNI e KADU (2015) teve como objetivo principal no controlador PID minimizar o erro entre a variável de processo e o *set point*, gerando ação corretiva para controlar o sistema. Um controlador PID convencional consiste em um elemento Proporcional, um elemento Integral e um elemento Derivativo. Todos os erros do sistema são assumidos como entrada. Os ganhos dos elementos P, I e D, respectivamente, são mostrados na equação 19.

Equação de controle geral do PID:

$$u(t) = K_c \left\{ e + \frac{1}{\tau_i} \int_0^t e \, dt + \tau_d \frac{de}{dt} \right\} \quad (19)$$

Nesta equação, o e é o erro do sinal, o K_c é o controle do ganho, o τ_i é o tempo de integração, e o τ_d é o tempo de derivação. Um controlador de PID determina a saída do valor $u(t)$ (KULKARNI e KADU, 2015).

Assim, os valores de PID podem ser calculados usando a equação 20.

$$P = K_c, \quad I = \frac{K_c}{\tau_i}, \quad D = K_c \times \tau_d \quad (20)$$

f) Sintonização do Controlador

O *loop* de controle foi ajustado para parâmetros de valores ideais. Ele garante que o sistema de controle de processo resultante seria estável e alcançaria os objetivos desejados. Os métodos de ajuste descrevem os parâmetros do controlador por fórmula ou algoritmos. Em KULKARNI e KADU (2015), uma ampla variedade de métodos de ajuste do controlador PID é proposta. Estes são amplamente classificados em três categorias, como método de laço fechado, método de laço aberto, e método de computação suave, com métodos de ajuste de loop fechado Ziegler-Nichols. A função de transferência da forma mais básica do controlador PID é dada pela equação 21 (KULKARNI e KADU, 2015).

$$G_C(s) = P + I/s + D_s = K_C(1 + 1/\tau_i s + \tau_d s) \quad (21)$$

Em que: $P = K_C$, $I = K_C / \tau_i$ e $D = K_C \tau_d$ são parâmetros de ajuste do controlador PID $(1 + 1/\tau_i s + \tau_d s)$. Em geral, uma ampla variedade de métodos de ajuste do controlador PID é usada, como métodos de malha aberta, de malha fechada e de computação simples. Esses autores apresentam um estudo de simulação do ajuste do controlador PID para um motor com processo dinamométrico usando o conhecido método de circuito fechado Ziegler-Nichols. Nos métodos de sintonização de circuito fechado, a planta está operando em malha fechada e a sintonia do controlador é executada durante o estado automático. A regra de ajuste de Ziegler-Nichols (ZN) foi a primeira a fornecer uma abordagem prática para o ajuste do controlador PID. Com base nela, o controlador PID é ajustado primeiro definindo-o no modo proporcional, mas variando o ganho para tornar o sistema de processo em oscilação contínua. O ganho correspondente é chamado como ganho final K_u e o período de oscilação é denotado como o período final P_u . Um modelo *Simulink*® foi usado para a visualização em laboratório para o processo de malha fechada. O ganho final de K_u e o período final P_u também são calculados analiticamente usando o critério de estabilização Routh–Hurwitz. Em seguida, os parâmetros de ajuste do controlador (P, I, D) são calculados a partir de K_u e P_u usando a tabela 8 de ajuste de Ziegler-Nichols (KULKARNI e KADU, 2015).

Tabela 8 - Ajuste de loop fechado Z-N usando o método de oscilação.

Controle	P	τ_i	τ_d
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2.2$	$P_u/1.2$	-
PID	$K_u/1.7$	$P_u/2$	$P_u/8$

FONTE: KULKARNI e KADU (2015).

g) Simulação do projeto de referência

A simulação executada pelos autores KULKARNI e KADU (2015) envolve o uso de *software* para recriar e analisar o comportamento de sistemas dinâmicos. Nesse sistema é composta por uma equação diferencial que descreve o comportamento do modelo do motor. Os pacotes de *softwares* do LabVIEW® foram usados para a simulação, e são chamados de *toolkits*. Os utilizados no projeto de controle são: “*Control Design e Simulation Module*”, “*PID e Fuzzy Logic Toolkit*”. O bloco do PID no LabVIEW® possui entradas para *setpoint*, variável de processo, ganhos de PID, dt , faixa de saída e reinicialização. Quanto aos ganhos de PID, são três valores de entrada: proporcional, tempo integral e tempo derivativo, que serão calculados na função de transferência do motor de combustão interna do teste. A variação de saída do controlador e o intervalo padrão são especificados no *software*, de acordo com o percentual ou também de acordo com o tempo de ciclo do circuito. O parâmetro de processo do motor foi desenvolvido a partir do modelo FOPDT, a resposta de saída do ajuste do PID é baseada usando o método Ziegler-Nichols para o modo N% (rotação) & T% (torque). A figura 56 mostra o *design* da simulação do controle PID em regime contínuo. A janela *mathscript* foi utilizada para inserir a função de transferência do motor, ou seja, a planta do sistema (KULKARNI e KADU, 2015).

Figura 56 - Diagrama de blocos do ajuste PID baseado em LabVIEW® usando o método Ziegler Nichols para o modo N% e T%.

FONTE: KULKARNI e KADU (2015).

3.5.3 Sistema para controle de frenagem para dinamômetro de correntes de Foucault

a) Descrição do sistema de controle proposto

Conforme SCAPINI *et al.* (2012), o sistema desenvolvido foi composto por um circuito de potência, um retificador, um conversor CC-CC (corrente contínua para corrente contínua), um circuito de pré-carga do barramento, assim como por um circuito de instrumentação e do sistema de controle e supervisão, conforme a figura 57 (SCAPINI *et al.*, 2012).

Figura 57 - Diagrama do sistema proposto.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

O circuito de potência, mostrado na figura 58, é formado por um circuito retificador monofásico não controlado em ponte completa. Na sua parte intermediária, há uma malha de armazenamento de energia, e em sua extremidade direita há um conversor CC-CC unidirecional em corrente e bidirecional em tensão.

Figura 58 - Diagrama do circuito de potência.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

O retificador converte a tensão CA da rede em tensão contínua, sendo esta filtrada e armazenada pelo capacitor do barramento. O sistema de pré-carga é

empregado na partida do sistema para reduzir as correntes de *in-rush*, evitando assim possíveis danos no circuito retificador, e também prolongando a vida útil do conjunto de frenagem. O inversor de saída, bidirecional em tensão, é empregado no controle da corrente de campo, cuja dinâmica característica é consideravelmente lenta e apresenta valor sempre positivo. Devido à elevada indutância do freio de Foucault, a utilização de filtros passivos adicionais na saída do conversor não é necessária, e desse modo são aplicadas tensões moduladas diretamente aos terminais do equipamento. As chaves são acionadas utilizando modulação por largura de pulso (PWM) em dois níveis (aberta e fechada) (SCAPINI *et al.*, 2012).

Nesta aplicação, assume-se que o conversor sempre opera em modo de condução contínua (MCC) devido à elevada indutância L . Com isso, as etapas de operação são bem definidas e mostradas na figura 59.

Figura 59 - Etapas de operação do conversor CC-CC (a) Chaves e fechadas. (b) Chaves e abertas.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

A primeira etapa é apresentada na figura 59 (a) para as chaves S1 e S2 fechadas, e neste caso, a tensão aplicada na carga é $+V_{cc}$. A etapa 2 é mostrada na figura 59 (b) para as chaves S1 e S2 abertas. Neste caso, a corrente circula através dos diodos D5 e D6, e assim, a tensão resultante sobre a carga é $-V_{cc}$. A corrente de saída é produzida pelo conversor, considerando o sistema mostrado na figura 59, e assim é dada pela equação 22 (SCAPINI *et al.*, 2012).

$$I_{O=\frac{2D-1V_{cc}}{R}} \quad (22)$$

Em que V_{cc} é a tensão do circuito intermediário, D refere-se à frequência de operação do conversor, R trata-se da resistência das bobinas, e I_O é a corrente aplicada ao freio, considerando em regime permanente.

Devido à indutância característica muito elevada do freio de Foucault, a variação máxima de corrente causada pelo efeito da comutação é consideravelmente reduzida, e pode ser determinada pela equação 23 (SCAPINI *et al.*, 2012).

$$\Delta I_{Omax} = \frac{V_{cc}}{2Lf_s} \quad (23)$$

onde f_s é a frequência de comutação do conversor.

b) Sistema de controle da corrente de saída

Um sistema para controle automático da corrente de saída do conversor foi implementado, para garantir convergência assintótica à referência de corrente tipo degrau, e para melhorar o desempenho transitório. Para tanto, utiliza-se um sensor de corrente por efeito Hall para a medida da grandeza de saída, associado a uma lei de controle digital implementada em um microcontrolador de ponto fixo. A estrutura de controle utilizada é mostrada na figura 60 (SCAPINI *et al.*, 2012).

Figura 60 - Controlador PI com ação *anti-windup*.

FONTE: SCAPINI *et al.* (2012).

Este controlador usa uma compensação proporcional integral (PI) com uma ação *anti-windup* do tipo integração condicional. A ação integral foi incluída para resultar em erro nulo, em regime permanente para referências, em distúrbios do tipo degrau, enquanto a ação *anti-windup* foi empregada para minimizar os efeitos da saturação do atuador em transitórios. A ação de controle PI empregada é dada pela equação 24 (SCAPINI *et al.*, 2012).

$$C_i Z = K_p + K_i \frac{T_s Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} \quad (24)$$

onde K_p é o ganho proporcional, K_i o ganho integral e T_s o período de amostragem.

c) Sistema de monitoramento e supervisão

Este sistema inclui proteção, seleção do modo de operação e informação de dados do sistema através de *display*. A implementação do algoritmo de gerenciamento e supervisão é realizada em um processador na mesma frequência de amostragem dos sinais. O algoritmo de proteção utiliza as grandezas medidas de corrente de carga e tensão de barramento, bem como variáveis digitais de comunicação externa, desativando o sistema sempre que necessário. São definidos dois modos distintos de operação: manual e automático. O modo manual consiste na operação do sistema em malha aberta. A referência da ação de controle é fornecida por um potenciômetro acessível externamente, atuando diretamente sobre a razão cíclica do conversor, modificando proporcionalmente o valor da corrente de regime permanente, bem como

o conjugado produzido pelo sistema. O modo automático consiste na operação em malha fechada de corrente, cuja referência é fornecida por um sistema externo de controle de conjugado e velocidade da máquina primária. O objetivo deste modo é apresentar resposta dinâmica rápida, com reduzido erro de regime permanente (SCAPINI *et al.*, 2012).

3.5.4 Modelagem e controle de um *driver* de baixo custo para um dinamômetro de corrente parasita

TIBOLA *et al.* (2016) propõem no seu trabalho o uso de um conversor de baixa frequência baseado em um driver TRIAC (*Triode for Alternating Current*), seguido por uma ponte de diodos. Foram propostos dois esquemas para serem usados em dois modos de operação. Uma célula de carga foi utilizada para a medição de torque, e o controlador proporcional integral (PI) foi usado para rastrear o torque desejado. O sensor para o controle de rotação (*pickup*) foi empregado para medir a rotação enviada para o segundo controlador PI, que teve a finalidade de controlar a velocidade desejada do motor. Para ambos os modos de operação, a variável de controle foi o ângulo de acionamento do driver TRIAC. Os ganhos dos controladores PI (discretos desenvolvidos) têm como base os parâmetros da planta na margem de fase desejada e a frequência de *crossover* de ganho zero.

3.6 IMPLEMENTAÇÃO DA IDENTIFICAÇÃO DA PLANTA

No projeto desta dissertação são aplicados dois métodos de controle: as modelagens de caixa branca e caixa preta. Em um primeiro momento, é feita a identificação pelo modelo de caixa branca, que consiste em utilizar parâmetros físicos do dinamômetro para obter a função de transferência. Quanto ao modelo de caixa preta, que será apresentado em sequência, este é constituído pelo levantamento de um gráfico sobre a resposta de um degrau. Por meio da análise do gráfico e de conceitos de identificação, é possível determinar a função de transferência da curva.

3.6.1 Modelamento do dinamômetro por método caixa branca

No primeiro experimento de identificação, será utilizado o conceito de modelagem por caixa branca. Para esse modelamento, vamos assumir que o dinamômetro é similar a um motor de corrente contínua. Portanto, para isso, foram utilizados parâmetros similares para o levantamento da planta. Esse modelo também foi baseado nos trabalhos de TIBOLA *et al.*, 2016 e SCAPINI *et al.*, 2012, que é muito próximo do modelo relacionado anteriormente.

A entrada do sistema é a fonte de tensão (V) aplicada nas bobinas do dinamômetro, enquanto a saída é a velocidade rotacional do eixo $d\theta/dt$. A bobina excitadora é fixada no corpo do dinamômetro, e induz o campo magnético ao eixo. Assumimos ainda um modelo de atrito viscoso, isto é, o torque de atrito é proporcional à velocidade angular do eixo, conforme mostrado na figura 61 (MESSNER *et al.*, 2014). A tensão é ajustada por um módulo PWM, que possui uma entrada de alimentação e pode ser comandada por uma diferença de potencial de 0 a 5V. A variação de saída do módulo é conectada diretamente nas bobinas do freio e é interligada com o controlador PID, que por sua vez realiza o controle e compensação do sinal de saída.

Figura 61 - Diagrama do modelamento do dinamômetro de corrente de Foucault.

FONTE: MESSNER *et al.* (2014).

O torque gerado pelo dinamômetro é proporcional à corrente e à força magnética. Neste exemplo, assumimos que o campo magnético é constante e, portanto, que o torque do motor é proporcional apenas à corrente I por um fator constante K_t , conforme mostrado na equação (25) (MESSNER *et al.*, 2014). Isso é

chamado de motor controlado por armadura, que é o método de modelar um motor de corrente contínua. Esse método foi aplicado a esse projeto de controle do dinamômetro de corrente de Foucault.

$$T = K_t i \quad (25)$$

A força contra eletromotriz (*back-EMF*), é proporcional à velocidade angular do eixo pela constante K_e , conforme a equação 26.

$$e = K_e \theta \quad (26)$$

Na unidade SI (Sistema Internacional de Unidades), o torque do motor e as constantes *back-EMF* são iguais, isto é, $K_t=K_e$; portanto, é usado K para representar tanto a constante de torque do motor como a constante *back-EMF*. A partir da figura 61, podemos derivar as seguintes equações que governam com base na segunda lei de Newton e a lei de tensão de Kirchhoff, conforme equações 27 e 28.

$$J\ddot{\theta} + b\dot{\theta} = K_i \quad (27)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V - K\dot{\theta} \quad (28)$$

Aplicando a transformada de Laplace, as equações de modelagem 27 e 28 podem ser expressas em termos da variável de Laplace s nas equações 29 e 30.

$$s(Js + b)\theta(s) = KI(s) \quad (29)$$

$$(Ls + R)I(s) = V(s) - Ks\theta(s) \quad (30)$$

Ao eliminar $I(s)$ entre as duas equações anteriores, foi possível alcançar uma função de transferência (31) de malha aberta. Nesta função, a velocidade de rotação é considerada a saída e a tensão de armadura é considerado a entrada.

$$P(s) = \frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K}{(Js + b)(Ls + R) + K^2} \left[\frac{\text{rad/seg}}{V} \right] \quad (31)$$

A tabela 9 mostra os parâmetros do dinamômetro com os respectivos valores utilizados no trabalho.

Tabela 9 - Parâmetros do sistema de controle de referência do dinamômetro.

Parâmetro	Descrição	Valor
J	Momento de inércia do eixo	0.071 kgm^2
b	Constante de atrito viscoso	0.616 Nms
K_e	Constante da força eletromotriz	9 V/rad/seg
K_t	Constante de torque	9 Nm/Amp
R	Resistência parasita	$7,40 \Omega$
L	Indutância	$7.5H$
C_d	Corrente máxima	$10A$
V	Tensão	$65V$

FONTE: O autor.

Para alcançar a equação de indutância da bobina do freio é necessário utilizar as características dela após a reforma, conforme a tabela 10.

Tabela 10 - Especificações da nova bobina do dinamômetro.

Parâmetro	Descrição	Valor
C_s	Cabos de saída da bobina	14AWG
Q	Quantidade de espiras	750
C_s	Diâmetro do fio	14AWG
E	Espessura do fio	2,082mm ²
R	Resistência	7,50 Ω
C_b	Camadas da bobina	33
D_e	Diâmetro externo da bobina	380mm
D_i	Diâmetro interno da bobina	240mm
H	Altura da bobina	70mm
W	Largura da bobina	45mm
P	Peso da bobina	12Kg

FONTE: O autor.

Para mera comparação, são mostradas na tabela 11 as principais características da bobina antes da reforma.

Tabela 11 - Características da bobina original do dinamômetro.

Parâmetro	Descrição	Valor
C_s	Cabos de saída da bobina	2mm
Q	Quantidade de espiras	693
C_s	Diâmetro do fio	1,17x1,96mm
E	Espessura do fio	2,231mm ²
R	Resistência	6 Ω

FONTE: O autor.

Com a comparação entre as tabelas, é possível perceber que o principal fator alterado foi em relação à resistência e a quantidade de espiras da bobina, pois o fio retangular utilizado foi substituído por um convencional (circular), em padrão *American*

Wire Gauge (AWG). Com a mudança, conseqüentemente, a espessura do fio foi alterada.

No que se refere à indutância, para descobrir este valor podem ser utilizadas as características apresentadas nas tabelas 9 e 10. A equação 32 expressa a quantidade de espiras pela corrente máxima da bobina.

$$L = \frac{Q}{C_d} = \frac{750}{10} = 7,5H \quad (32)$$

Outra variável a determinar é a constante de torque do freio, que é alcançada pela equação 33, dividindo o torque medido na aplicação do motor no teste pela corrente máxima do dinamômetro.

$$K_t = \frac{90Nm}{10A} = 9 Nm/Amp \quad (33)$$

Já para chegar na constante da força eletromotriz, temos a equação 34.

$$K_e = -V + (R \times I) = -65 + (7,5 \times 10) = 9 V/rad/seg \quad (34)$$

Portanto, como destacado anteriormente K_t e K_e são similares.

Para determinar a constante b , o fabricante do rolamento forneceu uma tabela com a relação de temperatura e atrito viscoso, que tornou possível alcançar os valores de 0.616 Nms a 31°C. Essa foi a temperatura média de trabalho utilizada nos ensaios dinamométricos.

Os valores iniciais e aproximados serviram de base para os cálculos e para alcançar a identificação do sistema. Com os valores das constantes, os códigos podem ser utilizados em *Matlab®* para encontrar a função de transferência G (35).

$$G = \frac{9}{0.5325s^2 + 5.1454s + 85.5584} \quad (35)$$

3.6.2 Discretização da planta $G(s)$ pelo método segurador de ordem zero (ZOH)

A discretização da planta $G(s)$ é realizada pelo comando do *Matlab*® “c2d”, que tem a função de aplicar o segurador de ordem zero. O segurador de ordem zero é usado para manter constante o sinal de saída entre os instantes de amostragem, para que assim esse mesmo sinal possa ser aplicado a um sistema contínuo.

As especificações adotadas para a resposta do sistema em malha fechada foram: máximo de tempo de acomodação seja menor que 2 segundos, tenha o mínimo de sobressinal, erro de regime estacionário nulo para entrada ao degrau e a constante de tempo da saída da ordem de 0.5s. Dessa forma, foi utilizado 0.5s e a taxa de sobressinal de 5%, e assim foi alcançado valor de 0.05. O “zeta” – coeficiente de amortecimento – foi adotado com 0.5. O período de amostragem foi adotado com $T_s = 0.2s$. Para esses valores, foi possível determinar os polos de malha fechada, conforme a equação 36.

$$Z_0 = 0.7701 + 0.2780i \quad (36)$$

Com esses dados e a realização do comando “c2d” foi atingido o equivalente discreto $G(z)$ da planta na equação 37.

$$G(z) = \frac{0.006856z + 0.004603}{z^2 - 1.186z + 0.3012} \quad (37)$$

3.6.3 Implementação do sistema de malha fechada com controlador PID digital

Utilizado em sistemas de malha fechada, um controle desse tipo pode ser ajustado para oferecer a resposta desejada e manter a saída do sistema em um valor estável, com um mínimo de erro possível apenas pelo ajuste de três parâmetros. Para um controlador em malha fechada usando PID temos a equação 38.

$$C(z) = K_c \frac{(z - c_1)(z - c_2)}{z(z - 1)} \quad (38)$$

Um dos zeros do controlador é determinado de modo a cancelar o polo estável da planta. O outro zero do controlador é determinado de modo que a fase do sistema $G(z)$ multiplicado $C(z)$ em modo discreto (z) igual aos polos de malha fechada (z_0) seja 180° .

O ganho K_c é determinado de modo que $G(z)$ multiplicado por $C(z)$ tenha módulo 1 em $z = z_0$.

Com a determinação de todos esses parâmetros, é possível obter o cálculo do controlador PID digital conforme a equação 39.

$$C_G = \frac{0.1739z^2 + 0.01257z + 0.06997}{z^3 - 1.819z^2 - 0.8185z} \quad (39)$$

3.6.4 Utilização dos polos das raízes do sistema compensado

O método do lugar das raízes é uma forma gráfica de se obter as raízes da equação característica (que equivale aos polos em malha fechada), quando K varia de 0 a infinito. Esse método de tentativa e erro procura posicionar os polos em malha fechada em uma determinada região. No projeto, sempre busca-se posicionar um par de polos na região de interesse, de forma que eles sejam dominantes na resposta. O sistema pode ter um número grande de polos, mas aqueles que estiverem mais próximos do eixo imaginário irão determinar o tipo de resposta.

Tendo os valores do controlador de malha fechada, podemos gerar o gráfico dos polos dos lugares das raízes pelo comando no *Matlab* “rlocus” e o “zgrid”, que mostra os polos dos lugares das raízes na figura 62.

Figura 62 - Gráfico dos lugares das raízes do sistema compensado C_G .

FONTE: O autor.

O lugar das raízes do sistema compensado final, juntamente com os polos de malha fechada, estão apresentados na figura 68. A partir deste gráfico *root-locus*, vemos que o denominador do controlador PID tem um pólo no lado positivo plano- z . Sabemos que se um pólo de um sistema estiver fora do círculo unitário, o sistema ficará instável. Este sistema compensado sempre será instável para qualquer ganho negativo, porque há um número par de polos e zeros à esquerda do pólo em 1. Portanto, um pólo de malha fechada sempre se moverá para a direita e para fora do círculo da unidade, à medida que o ganho de loop for aumentado.

3.7 RESULTADOS DA IDENTIFICAÇÃO

A seção deste capítulo descreve os resultados deste trabalho simulados via *software Matlab® Simulink®*.

3.7.1 Simulação por meio de um degrau

Assumindo os valores do controlador, podemos validar o sistema determinando o diagrama de blocos pelo *Simulink®*, conforme a figura 63. Foi aplicado um degrau de 2000 RPM até a estabilização que corresponde ao controle de rotação de 1500 RPM. Após isso, podem ser verificados os gráficos de degrau unitário na ação de controle do sistema.

Figura 63 - Diagrama de blocos com o controlador C_G e sua planta aplicada.

FONTE: O autor.

Figura 64 - Gráfico da resposta ao degrau unitário com o sistema aplicado com o controlador C_G .

FONTE: O autor.

Pela figura 64 é possível observar que a ação de controle ficou suave, o que evidencia o sucesso do projeto de $C(z)$. Pode ser visto que as especificações foram atendidas, com o sinal estabilizado em 1500 RPM. O tempo de acomodação ficou próximo daquele que foi definido previamente e o sobressinal é praticamente nulo.

Uma outra simulação foi realizada, utilizando a equação de diferenças do controlador digital projetado. Esta etapa visou validar o funcionamento do controle digital para quando ele for implementado em eletrônica embarcada, utilizando-se, por exemplo, um microcontrolador. Em outras palavras, esta simulação tende a ser muito mais próxima do real do que a anterior, embora seja esperado que não haja diferenças notórias entre as respostas de ambas.

Então, para uma aplicação mais real em sistemas embarcados, utilizou-se o “*Matlab function*” que é mais intuitivo e prático para ser programado em microcontroladores ou similares. O diagrama de blocos é apresentado na figura 65.

foram atendidas, dado que a saída do sistema não apresenta “ripple” (oscilações) entre os instantes de amostragem. O tempo de acomodação da resposta está ideal para testes em dinamômetros de bancada, o sobressinal foi mínimo e o erro de regime para entrada ao degrau foi nulo.

A validação do projeto de controle PID foi realizada no *Simulink®*, portanto, foi possível atestar que o controle pode ser suave, ou seja, sem variações bruscas em seu funcionamento, assim como atender às especificações do projeto. Esse controle é amplamente utilizado em eletrônica embarcada automotiva, e assim foi gerado o *matlabfunction* para atender com mais aplicabilidade em ambientes de programação de microcontroladores e similares. Os dois métodos mostram uma comparação que indica que o sistema está verificado.

3.7.2 Modelamento do dinamômetro pelo método caixa preta

A função de transferência desenvolvida pela identificação, obtida pelo controlador PID, foi aplicada à teoria de Ziegler-Nichols. A ferramenta utilizada foi a *Simulink® Response Optimization* (Otimização de Respostas do Simulink®), do *software Matlab®*, que permite verificar o sistema de identificação proposto.

De modo paralelo, esse mesmo controle também foi desenvolvido em *LabVIEW®*, como modo de obter diferentes validações do processo. Inicialmente, a simulação foi desenvolvida por ferramentas computacionais, para assim garantir que o controle seja seguro para a aplicação no meio experimental.

a) Método de obtenção dos ganhos por Ziegler Nichols

O método de conseguir ganhos de controle mais precisos, em relação ao método de tentativa e erro, é bem semelhante ao modo de obter os ganhos por progressões sucessivas. Esse modelo foi difundido anteriormente neste projeto por meio da ferramenta *LabVIEW®*, onde o I e o D são definidos como zero e P é aumentado até que o ciclo comece a oscilar. Uma vez iniciada a oscilação, o ganho crítico K_C e o período de oscilações P_C são anotados. Para isso foi feita uma programação em *LabVIEW®* para adquirir o período de rotação. Essa programação

gerou valores em relação tempo e rotação para determinar o período, como mostrado na figura 66. O valor de K_C foi de 0,012 para alcançar essa oscilação.

Figura 66 - Aquisição do período de tempo sobre a rotação.

FONTE: O autor.

Com o auxílio do programa Excel, podemos obter a relação de tempo por rotação e plotar o gráfico, com o auxílio da tabela 12, e assim adquirir os dois pontos de máxima e subtrair o período que resultou na equação 42.

$$T_C = 4.8 - 1.7 = 3,1s.$$

(42)

Tabela 12 - Relação de rotação no tempo para coletar o período.

Tempo	Rotação	Tempo	Rotação
0,2	1976,33	2,7	2000
0,3	1977,11	2,8	1983,82
0,4	1977,51	2,9	1971,98
0,5	1984,22	3,0	1973,17
0,6	1994,08	3,1	1968,43
0,7	2003,95	3,2	1964,49
0,8	2012,23	3,3	1968,04
0,9	2023,28	3,4	1968,83
1,0	2037,09	3,5	1979,48
1,1	2052,88	3,6	1988,95
1,2	2060,38	3,7	1994,87
1,3	2070,64	3,8	2006,71
1,4	2082,08	3,9	2020,92
1,5	2087,6	4,0	2025,65
1,6	2097,07	4,1	2042,22
1,7	2104,18	4,2	2057,61
1,8	2103,78	4,3	2065,51
1,9	2102,99	4,4	2077,74
2,0	2100,63	4,5	2087,21
2,1	2090,37	4,6	2102,2
2,2	2082,08	4,7	2108,91
2,3	2060,38	4,8	2110,1
2,4	2050,51	4,9	2104,57
2,5	2030,78	5,0	2104,97
2,6	2013,42	5,1	2100,23

FONTE: O autor.

A tabela 12 mostra todos os pontos importantes do período da curva da instabilidade do sistema. Ela foi imprescindível para ter os pontos iniciais de obtenção dos ganhos do controle.

Para ajustar os valores de P, I e D, é necessário calculá-los de acordo com as tabelas 13, 14 e 15.

Tabela 13 - Performance lenta do sistema Ziegler Nichols.

Performance lenta			
Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.13K_u$	—	—
PI	$0.13K_u$	$0.8T_u$	—
PID	$0.15K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

FONTE: O autor.

Para conseguir os primeiros ganhos para o controlador PID na performance lenta é necessário atribuir os valores conforme os cálculos obtidos.

Para obter o K_c é realizada a multiplicação por 0,15, de acordo com o valor da tabela 13, conforme a equação 43.

$$K_C = 0.15 \times 0,012 = 0,0018 \quad (43)$$

Já o T_i é multiplicado 0,5 vezes o tempo obtido no período de oscilação da rotação, que também é obtido pela tabela 13, e resulta na equação 44.

$$T_i = 0,5 \times 3,1 = 1,55 \quad (44)$$

Finalizando com o T_d que também é multiplicado pelo período, que é feito pelo mesmo modo, definido pela tabela 13, e resulta na equação 45.

$$T_d = 0,12 \times 3,1 = 0,372 \quad (45)$$

Tabela 14 - Performance normal do sistema Ziegler Nichols.

Performance normal			
Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.2K_u$	—	—
PI	$0.18K_u$	$0.8T_u$	—
PID	$0.25K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

FONTE: O autor.

Para a performance normal, a única constante de multiplicação que se altera é a K_C , conforme a equação 46.

$$K_C = 0.25 \times 0,012 = 0,003$$

(46)

Tabela 15 - Performance rápida do sistema Ziegler Nichols.

Performance rápida			
Controlador	K_c	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	—	—
PI	$0.4K_u$	$0.8T_u$	—
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$0.12T_u$

FONTE: O autor.

Como mencionado anteriormente, na performance rápida também é mudada somente a constante K_C , conforme a equação 47.

$$K_C = 0.6 \times 0,012 = 0,0072$$

(47)

Assim, chegamos aos valores de ganhos na performance rápida, que serão usados na fase final do projeto, assim como pelo controle LabVIEW® posteriormente:

$$K_C = 0,0072;$$

$$T_i = 1,55;$$

$$T_d = 0,372.$$

onde:

$K_C =$ Relação proporcional (P);

$T_i =$ Relação de tempo integrativa (I);

$T_d =$ Relação de tempo derivativa (D);

b) Identificando o sistema pelo método caixa preta

Para fazer o levantamento da identificação pelo método de caixa preta não é necessário ter parâmetros físicos da planta. No caso, é necessária uma análise da resposta do sistema ao estímulo de degrau. Por meio desse estímulo são coletados pontos para o seu modelamento.

Nessa parte do desenvolvimento foi feito o seguinte teste no dinamômetro: um estímulo de degrau foi aplicado sobre o freio, e assim foi analisada a relação da rotação para o levantamento da função de transferência de primeira ordem. Uma função de transferência é um modelo matemático dado por um quociente que relaciona a resposta de um sistema ($Y(s)$) a um sinal de entrada ou excitação ($U(s)$), como descrita na equação 48.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (48)$$

onde:

$G(s)$ = Função de transferência;

$U(s)$ = Transformada de Laplace do sinal de entrada ao processo;

$Y(s)$ = Transformada de Laplace da resposta do processo;

K = Ganho estático ao processo;

τ = Constante de tempo.

Para a realização do teste, o motor foi acelerado até 3300 RPM, e após alcançar esse ponto foi aplicada uma carga de 65%, ou seja, 0,65V na saída do módulo analógico no driver PWM. Essa carga resultou em uma frenagem de cerca de 2300 RPM. Esse resultado é apresentado na figura 67, que no eixo y é a rotação e no eixo x o tempo do processo. Ela mostra o tempo inicial e final da curva de resposta, sobre a aplicação de um sinal degrau de torque, aplicado no motor dinamômetro.

Figura 67 - Aplicação do degrau no conjunto motor freio.

FONTE: O autor.

Após a obtenção da curva, foram definidos os pontos iniciais de rotação, resultando no seu tempo relacionado:

$$R_i = 3306,52 \text{ RPM}$$

$$T_i = 91 \text{ s}$$

$$R_f = 2305,85 \text{ RPM}$$

$$T_f = 562 \text{ s}$$

onde:

R_i = Rotação inicial;

T_i = Tempo inicial ;

R_f = Rotação final;

T_f = Tempo final.

Figura 68 - Definindo os pontos de rotação (eixo y) máximos e mínimos sobre o tempo (eixo x) da curva da planta.

FONTE: O autor.

A figura 68 foi feita a partir da figura 67, que mostra a aplicação do degrau no conjunto motor freio. A partir da figura original, foi feito um recorte para que sejam destacados apenas os pontos de interesse do máximo e do mínimo valor de tempo, que são utilizados para os cálculos de identificação.

Com esses dados é possível determinar a constante ganho K da função de transferência, que é dada pela equação 49.

$$K = \frac{R_f - R_i}{V_{al} \times 20} \quad (49)$$

onde:

K = Ganho em relação a entrada e saída do processo;

V_{al} = Valor de tensão na saída aplicado ao driver de controle de carga do freio (V).

Foi necessário relacionar 0 a 100% em 0 a 5V da aplicação do driver de controle de carga. Portanto, a constante é definida por 20, pois a escala está em porcentagem

de frenagem. A variável V_{al} será o valor de tensão de atuação do driver PWM. Assim resultamos em $V_{al} \times 20$, que é a relação de porcentagem e tensão de saída do módulo analógico da *National Instruments*™.

Como foi aplicada a carga que corresponde a 0,65V, e as rotações iniciais e finais já foram definidas, chegamos à equação 50:

$$K = \frac{2305,85 - 3306,52}{0,65 \times 20} = -77,04 \quad (50)$$

Outra variável que precisamos descobrir para essa equação é o τ . Para isso foi necessário subtrair a rotação inicial (R_i) pela final (R_f) e multiplicar a quantidade de tensão de carga aplicada (V_{al}), que assim resulta na equação 51 da rotação de carga (R_C).

$$R_C = (R_f - R_i) \times 0,63 = 650,4355 \text{ RPM} \quad (51)$$

Com a rotação de carga podemos definir o R_τ , como a equação 52 mostra.

$$R_\tau = R_f - R_C = 3306,52 - 650,4355 = 2656,0845 \text{ RPM} \quad (52)$$

Para finalmente descobrir o T_τ (*eixo x*) é necessário relacioná-lo a R_τ (*eixo y*).

Figura 69 - Curva utilizada para a relação R_τ por T_τ .

FONTE: O autor.

A figura 69 permite determinar o ponto de τ . Como mencionado, a equação é feita pela definição do valor de rotação na ordenada. Com esse valor, é possível obter o ponto de encontro da resposta de controle do sistema com a rotação, e assim alcançar o tempo de τ na abscissa da intersecção. O valor que mais se aproxima da equação de R_τ é de 2655,32 RPM na curva gerada, que resulta em $T_\tau = 149$, e finalmente podemos relacioná-los para descobrir o valor τ pela equação 53.

$$\tau = \frac{T_\tau}{10} - \frac{T_f}{10} = 5,8 \quad (53)$$

Os valores de T_τ e T_f são divididos por 10, pois o sistema é na constante de tempo de 0,1. Assim chegamos na função de transferência por modelamento caixa preta pelo $G(s)$ (54).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{-77,04}{5,8s + 1} \quad (54)$$

Após isso, para validar o sistema com a função de transferência obtida, é necessário incluir os ganhos definidos pelo método Ziegler-Nichols e a função de transferência no *software Simulink®*. A finalidade da aplicação é verificar se a resposta do sistema é similar.

A figura 70 exemplifica essa aplicação. Para iniciar o processo, o *setpoint* é definido em 1500 RPM. Após essa definição, são somados os ganhos do controlador PID, e em sequência, eles são aplicados à um valor de ganho de integral. Esse valor, por sua vez, tem a função de relacionar a carga do freio ao sistema. Por fim, todos os dados da equação da planta são aplicados ao sistema.

Figura 70 - Aplicação da função de transferência da identificação caixa preta.

FONTE: O autor.

Assim foi possível alcançar a curva do sistema, que se mostra muito estável e com uma resposta rápida ao degrau, sendo ela em torno de 4 segundos. Essa curva e sua resposta rápida atendem a requisitos semelhantes ao desenvolvido no método computacional. Foi verificada uma estabilização no valor de rotação desejado, que é de 1500 RPM.

Figura 71 - Curva da planta do sistema identificado.

FONTE: O autor.

A figura 71 refere-se à resposta do controle de rotação sobre o tempo, na qual o eixo X indica o tempo e o eixo Y trata-se da rotação.

Como um modo de verificar o sistema, foi feita a reprodução com a função de transferência de HAICAL (2009), junto aos seus valores de ganhos de PID levantados anteriormente. A reprodução foi feita por meio da mesma ferramenta, porém os dados foram satisfatórios para o desenvolvimento em LabVIEW®. A aplicação com a equação de HAICAL (2009) é descrita na figura 72.

Figura 72 - Aplicação da ferramenta com dados de HAICAL (2009).

FONTE: O autor.

A estabilidade pode ser verificada na figura 73, porém o sistema foi mais lento quanto à resposta de degrau em relação ao projeto desenvolvido. Essa diferença é constatada devido ao fato de tratarem-se de dinamômetros relativamente diferentes.

Figura 73 - Curva de resposta do controlador com ganhos levantados por meio do método Ziegler-Nichols, e com a planta do freio de HAICAL (2009).

FONTE: O autor.

É possível ver a resposta do controle estável na figura 73, onde o eixo y corresponde ao valor de rotação e o eixo x ao tempo do processo.

No projeto dessa dissertação são feitas, de modo paralelo, a identificação do sistema para a implementação do controle (por meio de ferramentas computacionais), e o desenvolvimento do controle via LabVIEW®.

Os testes iniciais feitos via *Matlab*® apresentaram respostas satisfatórias, enquanto aqueles feitos por meio da ferramenta LabVIEW® apresentaram valores mais apropriados para a sequência do projeto. Por essa razão, o *software* foi escolhido para dar continuidade aos testes. O desenvolvimento via LabVIEW® também teve como base referências mencionadas no início do projeto. Em especial, foi escolhida a aplicação utilizada por KULKARNI e KADU (2015).

3.8 DESENVOLVIMENTO DO CONTROLE POR LABVIEW®

As ferramentas da *National Instruments*™ foram utilizadas para a instrumentação, interface gráfica e programação e também para o controle. O uso de *softwares* do mesmo desenvolvedor também é interessante, pois a aplicação e ajustes entre eles ocorrem de forma simplificada, sem a necessidade de maiores implementações na integração.

3.8.1 Desenvolvimento e validação do controle em malha aberta

No primeiro desenvolvimento, foi utilizado o controle de malha aberta, que consiste em estipular uma aceleração no pedal do motor e aplicar uma carga variável no freio e, dessa forma, verificar se a carga está sendo estabilizada conforme o tempo. Foram estipulados vários regimes de rotação, entre 1000 e 5000 RPM, e estabilizada a carga do motor entre 0% e 60%. Os controles utilizados para esse ajuste são mostrados na figura 74. A força aplicada foi consideravelmente baixa para não sobrecarregar a fonte de 24V, que foi provisória no projeto.

Figura 74 - Interface inicial de validação do freio.

FONTE: O autor.

A leitura pela célula de carga com a validação em malha aberta estava devidamente estabilizada, e, portanto, adequada ao projeto. Concomitante à validação, a programação desenvolvida em LabVIEW também foi submetida a testes e validada.

Figura 75 - Programação inicial para o controle de malha aberta.

FONTE: O autor.

Conforme a figura 75, existe a programação inicial de controle de malha aberta, que consiste no controle do pedal do acelerador e a carga do freio modulada. Esses dois parâmetros são controlados em porcentagem. Foi necessário um filtro na rotação para medir um sinal estável, para que a leitura do operador no painel de interface fosse possível.

Por meio dos testes, também foi constatado que a temperatura nas galerias dos freios não ultrapassava 24°C, verificados por meio de termopares nas saídas do dinamômetro. Esta validação é importante para o sistema de refrigeração.

3.8.2 Desenvolvimento do controle por aproximações sucessivas

Este método utiliza um VI (*Virtual Instrument*, ou instrumento virtual em tradução livre) PID, do LabVIEW®. Este instrumento já possui parâmetros básicos de entrada de controle, sendo eles os ganhos do PID, *setpoint* de entrada, tempo de ciclo em dt (s), valor de saída do PID, o intervalo da saída do ciclo atual (s), variação de saída e a entrada e reinicialização do sistema.

Os parâmetros básicos para o sistema foram:

- *Setpoint*: 2000 RPM;
- Variação de saída: 0 a 80%, que equivale a 0 (*output low*) a 0,80 (*output high*);
- Tempo de ciclo dt (s): 0,100.

O valor de variação de saída foi estipulado com 80%. Outro ponto foi que caso ocorresse algum problema no sistema, ela não danificasse o freio.

Com esses valores iniciais, podem ser iniciados os ajustes de ganho do PID. Para começar, é estipulada uma RPM para controlar e foi aumentado o valor de K_C , até ocorrer o controle sobre um valor de entrada em degrau. Após isso, o sistema foi ajustado com o uso dos ganhos integral e derivativo. Os ganhos alcançados do controlador foram:

- Ganho proporcional P e K_C : 0,00300;
- Ganho integral sobre o tempo (T_i, min): 0,06000;
- Ganho derivativo sobre o tempo (T_d, min): 0,00010.

Figura 76 - Interface gráfica para o sistema de controle por aproximações sucessivas.

FONTE: O autor.

A figura 76 mostra a interface gráfica utilizada para alcançar os valores de ganhos do controlador no método de aproximações sucessivas. Isso pode ser verificado nos valores mostrados na figura, que foram utilizados para a realização desse experimento.

Com os resultados, foi alcançado um controle relativamente estável, porém com um alto tempo de estabilização do *setpoint* determinado.

Figura 77 - Programação do sistema de aproximações sucessivas.

FONTE: O autor.

A figura 77 mostra a implementação do sistema PID *Autotuning*, desenvolvida por meio de programação LabVIEW®. Nele foi implementado o controlador PID *Autotuning*, o filtro passa baixa para o sinal de rotação, o comando do acelerador do motor *drive by wire*, o comando de atuação de carga no dinamômetro, toda a instrumentação do ambiente de teste e um sistema de gravação de dados de rotação e torque, que tem como função o ajuste do controlador.

3.8.3 Desenvolvimento do controle por LabVIEW® PID *Autotuning*

Após o desenvolvimento por aproximações sucessivas, foi necessário realizar um ajuste melhor no sistema. O mesmo método de teste foi feito como o anterior. A ferramenta escolhida para isso foi o LabVIEW® *Autotuning*, que atua no ajuste dos ganhos PID automaticamente. Apesar do modo automático de operação, é necessário obter os valores iniciais de ganho. Esses valores são adquiridos no último método desenvolvido, conforme os ganhos posicionados no lado direito do painel da figura 78, indicado em “PID Gains”. Quanto aos valores indicados no “PID Gains Out”, estes tratam-se dos ganhos ajustados pelo LabVIEW® *Autotuning*.

Figura 78 - Interface gráfica para o sistema de controle por Autotuning.

FONTE: O autor.

A figura 78 expõe na interface gráfica todos os valores básicos de controle para o sistema funcionar corretamente. Para uma melhor compreensão desses números, seguem de modo organizado:

- *Setpoint*: 2000 RPM;
- Variação de saída: 0 a 80%, que equivale a 0 (*output low*) a 0,80 (*output high*);
- Tempo de ciclo *dt* (s): 0,100;
- Beta (ênfase relativa da rejeição de distúrbios no rastreamento do ponto de ajuste): 1 (valor padrão);
- Controle manual: 0 (sem atuação do controle na porcentagem de saída);
- Alpha (constante derivativa do filtro): 0,10 (quantidade de filtro derivativo, neste caso valor padrão);

- Gamma (quantidade de erro aplicada à ação derivativa): 0 (valor padrão).

As configurações de parâmetros para esse tipo de aproximação automática foram estabelecidas com valores padrão, estipulados pelo LabVIEW®.

Os parâmetros para o sistema de *Autotuning* foram:

- Técnica utilizada: Passo por malha fechada;
- Tipo de controlador: Velocidade normal de resposta;
- Amplitude de saída do sistema: 100 RPM.

Com o intuito de especificar o uso do ajuste de ciclo fechado (ganho máximo), que por sua vez é muito preciso, foi utilizado um sistema de malha fechada. Ele requer que o processo esteja em oscilação de estado estacionário, ou seja, que tenha um controle inicial minimamente estável. Isso justifica o uso do último sistema de aproximações sucessivas.

Para o funcionamento desse sistema, são colocados os ganhos obtidos por meio de aproximações sucessivas, e também inseridos todos os parâmetros de *Autotuning*. Primeiro é pressionado o botão *Autotuning*, que irá iniciar o controle com os parâmetros anteriores, e logo após é pressionado o *Auto*, que se trata do modo automático. O sistema *Autotuning* irá buscar os ganhos automaticamente, e quando esses estiverem estáveis é acesa a luz *tuning* no painel de interface. Desse modo, indica que o erro do ciclo é igual a zero ou nulo.

Os ganhos alcançados pelo controlador *Autotuning* foram:

- Ganho proporcional P e K_C : 0,00177;
- Ganho integral sobre o tempo (T_i, min): 0,05889;
- Ganho derivativo sobre o tempo (T_d, min): 0,01978.

Se o sistema apresentar instabilidade, a ferramenta possui um botão que tem como função reiniciá-lo.

Para esse desenvolvimento, a programação em LabVIEW® é descrita na figura 79. Essa programação foi feita para realizar o controle via *Autotuning*.

Figura 79 - Programação do sistema Autotuning.

FONTE: O autor.

Com todo o sistema desenvolvido, foi verificado que este se apresenta estável, porém o controle permanece com um tempo alto de estabilização, cerca de dois segundos. Portanto, foi necessário ajustá-lo ainda mais, e para isso foi escolhido o método Ziegler-Nichols. Esse mesmo método foi utilizado por KULKARNI e KADU (2015) da literatura.

3.8.4 Desenvolvimento do controle por LabVIEW® PID por método Ziegler Nichols

Este tipo de desenvolvimento consiste em utilizar o bloco padrão de PID do LabVIEW®. Trata-se da mesma ferramenta que foi utilizada no controle de aproximações sucessivas.

O método já difundido anteriormente para identificação da planta por caixa preta também foi utilizado na programação por LabVIEW®. Ele foi desenvolvido paralelamente à identificação desse projeto, e os mesmos ganhos são usados para o sistema agora proposto.

Portanto, serão utilizados os mesmos valores de ganhos PID na performance rápida:

$$K_C = 0,0072;$$

$$T_i = 1,55;$$

$$T_d = 0,372.$$

Como o bloco de PID do LabVIEW® utiliza o tempo de ganho T_i e T_d em minutos, é necessário dividir essas constantes por 60. Portanto, com os ganhos teremos as equações 55.

$$K_c = 0,0072$$

$$T_i = \frac{1,55}{60} = 0,258$$

$$T_d = \frac{0,372}{60} = 0,0062$$

(55)

Aplicando esses valores, temos a curva de resposta com os mesmos parâmetros utilizados na identificação apresentada na figura 80, que é representado no eixo x o tempo e no eixo y a rotação.

Figura 80 - Resposta do controle de rotação no LabVIEW®.

FONTE: O autor.

Pode ser verificado que o gráfico teve uma resposta com valores próximos àqueles validados via Simulink®, portanto, o sistema foi conferido via teste

experimental e simulação computacional. A diferença observada no valor de rotação foi de cerca de 80 RPM, enquanto o tempo foi próximo do verificado via LabVIEW® para que a curva se estabilizasse. O ruído é proveniente do conjunto freio dinamômetro, devido ao motor ter uma elevada inércia de resposta na rotação desejada. Podemos verificar também que a estabilização é ideal para aplicações em diversos tipos de motores a combustão interna, pois como a velocidade de controle é estável mostrando que é compatível para desenvolver calibrações dos propulsores.

3.9 INTERFACE GRÁFICA DO DINAMÔMETRO

A interface gráfica sofreu diversas mudanças ao longo do desenvolvimento para melhorar as configurações e extração de gráficos do programa. O painel teve como proposta ser o mais intuitivo possível, assim como disponibilizar todos os principais sensores e controles de modo fácil ao operador. A figura 81 mostra o painel frontal final.

Figura 81 - Interface do sistema final, painel de controle.

FONTE: O autor.

O ambiente do operador possui dois monitores. O primeiro monitor tem o painel principal do operador, com controle e leitura de todos os sensores vitais do motor e freio. Já o segundo monitor possui quatro abas, cada uma com funções distintas. A primeira aba é responsável pela configuração do pedal, que tem o intuito de mudar a

tensão do pedal do acelerador quando o motor for trocado. Ao lado existe um gráfico que mostra a resposta do pedal, com a finalidade de calibração. Essa aba pode ser vista na figura 82.

Figura 82 - Interface de configuração, monitor 2.

FONTE: O autor.

Na figura 83 é representada a segunda aba tem o gráfico de calibração do pedal e o gráfico de relação torque rotação, que possuem a função de verificar os parâmetros básicos do processo de teste em tempo real.

Figura 83 - Interface dos gráficos, monitor 2.

FONTE: O autor.

Na terceira aba, existem os campos para definir os nomes de cada um dos sensores termopares e transdutores de pressão. A função desses campos é mudar o nome dos sensores no painel do operador quando for necessária a troca da função deles no ambiente de teste, conforme a figura 84.

Figura 84 - Interface de nomes dos sensores termopares, monitor 2.

Nomes dos termopares		Nomes dos transmissores de pressão	
T1	T6	Trans. 1	Trans. 5
T2	T7	Trans. 2	Trans. 6
T3	T8	Trans. 3	Trans. 7
T4	T9	Trans. 4	Trans. 8
T5	T10		

FONTE: O autor.

Na quarta aba, temos todos os controles do PID, o gráfico de rotação e a opção de salvar. Os controles do PID têm todos os parâmetros de calibração, enquanto o gráfico de rotação tem a função de verificar o ajuste do PID. A opção de salvar tem como finalidade de coletar os parâmetros de teste do motor e dinamômetro em arquivo .csv, que é de fácil leitura em diversos programas de tratamento de dados, como o Excel. A quarta aba é mostrada na figura 85.

Figura 85 - Interface configuração do PID e gravação de dados, monitor 2.

FONTE: O autor.

3.10 IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO REAL TIME DO LABVIEW®

A implementação do método em tempo real (*Real Time*) foi necessária, pois o painel principal mostrou-se com respostas lentas aos controles. Portanto, o programa foi totalmente remodelado para o método *Real Time* cRio da National Instruments™ do LabVIEW®. Foi necessário criar um projeto que é dividido em dois métodos determinísticos, sendo eles de tempo real e de tempo nos limites do LabVIEW® no computador, que é de um milissegundo de amostragem.

Figura 86 - Projeto cRio Real Time.

FONTE: O autor.

Na figura 86, os programas do painel do operador dos dois monitores estão localizados no computador, portanto irá usar o processamento dele. Já as VIs importantes para o projeto, como PID e leituras de sensores, estão operando no chassi cRio. Foram utilizados métodos de interligação do programa, que funcionam no monitor com o chassi Compact Rio. Após esse procedimento, foram feitos dois programas executáveis para o computador e cRio. Assim é apresentada uma ótima resposta de amostragem do sistema no painel do operador.

A programação do painel é apresentada na figura 87, que mostra as interligações de todos os valores de controle e aquisição.

Figura 87 - Programação no computador.

FONTE: O autor.

A figura 88 mostra a programação que irá operar dentro do Compact Rio. Na parte superior estão todas as VIs importantes para o processo, no caso controle de PID e torque, que utilizam o método *Real Time* do módulo da National Instruments™. Já nos eventos, existem dois processos que são os determinísticos e não determinísticos. Os processos determinísticos são os de tempo real, e os não determinísticos são os que funcionam no computador e, portanto, utilizam o tempo máximo de amostragem do LabVIEW®.

4 CONCLUSÃO

O controle digital de um dinamômetro de corrente de Foucault alcançou o objetivo de ser feito no método Proporcional Integrativo Derivativo (PID), por uma função de transferência em modo discreto. O referido controle, além disso, atingiu a finalidade de obter a resposta do controle em tempo real, com confiabilidade nos resultados dos testes realizados com motores de combustão interna no laboratório do Instituto de Pesquisas Tecnológicas de São Paulo. Com o tipo de controle e simulação computacional desenvolvidos, tornou-se possível adquirir um resultado experimental aproximado.

O projeto desenvolvido alcançou o objetivo de realizar diferentes métodos de identificação e controle, assim como de mostrar como eles podem conversar entre si.

Para a obtenção dos parâmetros, foi necessário o modelamento de cada peça, para assim tornar possível o levantamento da curva de transferência. Apesar disso, mesmo com esse modo de obter resultados, eles não foram tão expressivos. Em contrapartida, foi verificado que utilizando os parâmetros físicos básicos do dinamômetro, isso já tornou possível identificar a planta do sistema corretamente para a aplicação do controle digital.

Um dos pontos de destaque do projeto foi quanto à identificação da planta, devido às diversas formas em que ela pode ser desenvolvida. A identificação foi feita, então, por três métodos: caixa branca, caixa preta e experimental por LabVIEW®. Nos dois primeiros, ambos foram validados e verificados pelo *software* Matlab Simulink®. O método de identificação caixa branca foi o que apresentou maior complicação, devido à dificuldade em obter seus dados físicos para que assim pudesse ser feito o cálculo matemático de transferência. Com as bibliografias foi possível alcançar um sistema mais simples que se identifica melhor ao projeto, que por sua vez resultou em uma resposta próxima dos sistemas.

O método de controle por LabVIEW® mostrou-se efetivo e com respostas satisfatórias para o projeto, assim como os métodos de obtenção de ganhos.

O controle efetivo foi desenvolvido somente após a reforma e a instrumentação do dinamômetro, embora todo o progresso do sistema já havia sido validado de modo prévio. O método de controle digital teve seu desenvolvimento feito em duas frentes, sendo elas o *software* Simulink®, pelo modo discreto e contínuo, e para a identificação da planta o LabVIEW®. Esse último mostrou-se uma ótima ferramenta, com rapidez

na obtenção de dados e bom desempenho na simulação em tempo real. A ferramenta Matlab Simulink® destacou-se por validar o projeto por meio de cálculos rápidos e didáticos.

O controle digital PID da identificação de um motor de corrente contínua mostrou-se eficaz, mas são necessários estudos mais aprofundados para a obtenção da função de transferência, valores dos parâmetros e para estabelecer qual a relação entre eles. Mesmo com isso, o controle cumpriu o objetivo de calibrar a rotação do motor sobre uma carga aplicada, e mostrou-se muito estável em diferentes regimes de rotação.

O controle poderá ser aplicado, futuramente, a diferentes tipos de motores elétricos que tenham semelhança com o dinamômetro e que exerçam campos magnéticos sob um eixo e, portanto, necessitem de um controle de rotação ou até mesmo de torque.

Além disso, será de grande relevância para o Grupo de Eletrônica Automotiva da USP, pois poderá ser usado para a calibração e testes de projetos que envolvem motores de combustão interna, assim como módulos de controle de motor. Também é de grande valia para o IPT, pois o instituto terá um dinamômetro calibrado conforme a norma SAE1349, que certifica a correção de potência e torque do motor.

5 PROPOSTAS FUTURAS

Abaixo será listado detalhadamente os pontos deste projeto que será interessante para eventuais projetos futuros:

- Implementação do controle de torque conforme o desenvolvimento do controle de rotação, alterando somente os parâmetros;
- Desenvolvimento do programa de pós-processamento para gerar automaticamente a curva de torque/potência em relação a rotação do motor;
- Melhorias na identificação da planta pelo método caixa branca;
- Realização da identificação pelo método caixa cinza;
- Realização de mais curvas para aproximar melhor os ganhos do PID pelo método Ziegler Nichols;
- Aplicação de novos métodos de identificação da planta;
- Aplicação de outros métodos de controle, como exemplo pelo método Fuzzy, assim comprar qual é mais vantajoso para esse tipo de projeto;
- Desenvolvimento do controle de teste automático no modo curva de potência, que consiste em determinar valores de rotação de início e fim, aplicando 100% de carga no motor, para extrair a curva de torque e potência do mesmo. Nesse controle automático, desenvolver rotinas de máquina de estado de aquecimento do motor, para que o teste de curva de potência seja em condições ideais.

PUBLICAÇÕES

MATA, V. M. J.; et al. Dinamômetro transportável por container. **Congresso SAE**, setembro 2018.

MATA, V. M. J.; et al. Evoluções das ECUs FATEC USP. **Congresso SIMEA**, agosto 2018.

MATA, V. M. J.; et al. Modelagem e Simulação *Crosstalk* em redes de comunicação Automotivas CAN e LIN. **Congresso SAE**, setembro 2018.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE L. A. **Controle de sistemas amostrados.** eBook Kindle Amazon, 2019.

AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais.** 3^a. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.

AGUIRRE, L. A. et al. **Enciclopédia de automática: controle e automação.** São Paulo: Blucher, 2007. v. 3.

AKPOLAT H. Z.; ASHER M. G. **Experimental Dynamometer Emulation of Nonlinear Mechanical Loads.** IEEE Transactions on Industry Applications, Novembro, 1999.

ALBUQUERQUE L. E. N.; ELS V. E. R. **Modeling and control of hydraulic dynamometer.** International Congress of Mechanical Engineering - ABCM. Dezembro, 2015.

ALBUQUERQUE, L. E. N. **Automatização de um Dinamômetro Hidráulico para Ensaio de Motores de Combustão Interna.** Dissertação de Mestrado em Sistemas Mecatrônicos, Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade de Brasília, Brasília, 2015.

ANGALAESWARI S.; DIVYANSHU K.; KUMAR A.; BHANDORIYA S. **Speed Control of Permanent Magnet (PM)DC Motor Using Arduino And LabVIEW®.** IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICCIC), Dezembro, 2016.

ANWAR S. **A Parametric Model of an Eddy Current Electric Machine for Automotive Braking Applications.** IEEE Transactions on Control Systems Technology, Maio, 2004.

BABBITT R. G.; BONOMO R. L. R.; MOSKWA J. J. **Design of an Integrated Control and Data Acquisition System for a High-Bandwidth, Hydrostatic, Transient**

Engine Dynamometer. IEEE Proceedings of the American Control Conference, Junho, 1997.

Benjamin C. Kuo, **Automatic Control Systems**, Seventh Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.

BETTES, H.; HANCOCK, B. **Dyno testing and tuning**, North Branch: CarTech, 2008.

BRANDÃO B. L. **Desenvolvimento de um sistema de controle de conjugado resistente num dinamômetro de Foucault.** Tese de Mestrado. Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2017.

BUNKER J. B.; FRANCHEK A. M.; THOMASON E. B. **Robust Multivariable Control of an Engine-Dynamometer System.** IEEE Transactions on control systems technology, Março, 1997.

CAMPOS-DELGADO U. D.; ESPINOZA-TREJO R. D.; PALACIOS E. **Closed-loop Torque Control of an Absorbing Dynamometer for a Motor Test-Bed.** IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Junho, 2017.

CERVANTES, H. O.; RINCON, S. E. A.; **Open Source Dynamometer with Closed-Loop Control.** SAE Technical Paper Series, Março, 2017.

CEZAR V. G. **Desenvolvimento de uma bancada de testes para motores a combustão interna.** Tese de Mestrado. Tese de Mestrado. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.

CHALMERS J. B.; DUKES J. B. **High-performance eddy-current dynamometers.** IEE Proceedings B - Electric Power Applications, Maio, 1991.

CLEMENTS W. R.; RICHARD A. M. **Developments in Dynamometer Control Methods.** SAE Technical Paper Series, Maio, 1972.

DUO-YANG L.; JUN-ZHENG W.; WEI S.; YING-BUI C.; JIANG-BO Z.; GUANG-RONG C. **A calculation method of braking torque for eddy current dynamometer using least square method based on assumption of cylindrical ring.** IEEE 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), Chongqing, 2017. ISSN: 1948-9447.

FOUNTAIN J. A. **Design of an Engine Test Cell Control System.** Dissertação de Mestrado em Ciências aplicadas, Departamento de Engenharia Mecânica, Automotiva e de Materiais, Universidade de Windsor, Ontario, Canada, 2012.

FRANKLIN G. F, POWELL J. D., EMANI-NAEINI A., **Feedback Control of Dynamic Systems, Third Edition**, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 2015.

GESTEIRA K. G. G. L. **Sistema de aquisição de dados baseado em LabVIEW® para um dinamômetro de chassi.** Tese de Mestrado. Universidade Federal da Bahia, Salvador, 2014.

GLEIRSCHER, M.; VOGELSANG, A.; FUHRMANN, S. **A Model-Based Approach to Innovation Management of Automotive Control Systems.** IEEE 8th International Workshop on Software Product Management, Munique, 2014. 1-10.

GUZZELLA, L.; ONDER, C. **Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems.** Springer, 2004. ISBN 9783540222743.

HAICAL C. R. **Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna.** Tese de Mestrado. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2009.

HAICAL C. R.; PERONDINI A. E.; LESTON A. L. **Desenvolvimento de um sistema de controle de dinamômetro para testes de motores de combustão interna.** VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica (CONEM), Agosto, 2010.

HAMADA S.; TAKAHASHI T.; KEZUKA N.; KOUKETSU M.; ISHIGAKI S. **Inverter Drive of Dynamometers for Automotive Evaluation System.** IEEE International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Maio, 2018.

HOFFMAN. **Manual do Dinamômetro I2D**. Hofmann do Brasil, Novembro, 1981.

HUAMIN, G.; XINGPENG, Z. **Design of a Multivariable Controller for an Engine Eddy Dynamometer System**. IEEE International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering, 2010.

KAMARUDDIN N.; JANIN Z.; YUSUF Z.; TAIB N. M. **PID Controller Tuning for Glycerin Bleaching Process Using Well-Known Tuning Formulas- A Simulation Study**. IEEE 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Novembro, 2009.

KIENCKE, U.; NIELSEN, L. **Automotive Control Systems**. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, 2005. ISBN 9783540231394.

KILLEDAR, J. S. **Dynamometer: Theory and Application to Engine testing**. Xlibris Corporation, 2012. 607 p.

KUL B.; ULUSOY Y.; ARSLANR. **Development of a Specific Electronic Control System for an Engine Dynamometer**. IEEE XXV International Scientific Conference Electronics (ET), Setembro, 2016.

KULKARNI P.; KADU C. **PID based dynamometer used in engine test**. IEEE International Journal of Scientific & Engineering Research, Julho, 2016.

KUSUMBA S. **Dynamometer proportional load control**. Tese de Mestrado. Kakatiya University, Índia, 2004.

LEONARD S. L.; LAVERGHETTA E. F. **Dynamometer Testing Under Computer Control**. SAE Technical Paper Series, Janeiro, 1968.

LUCA, M. A.; A.; VICTORETTE, M.; VANDRESEN M.; NETO A. P. J. **Integrated Control of Dynamometer Using LabVIEW® Platform - Hardware**. SAE Technical Paper Series, Outubro, 2011.

MASJUKI, H.H. **Experimental Evaluation of an Unmodified Diesel Engine using Biodiesel with Fuel Additive**,", 1st Int. Forum on Strategic Technol., pp.96-99, 2006.

MESSNER B.; TILBURY D.; HILL R; TAYLOR JD. **DC motor speed**. Control Tutorials for Matlab and Simulink® (CTMS). Disponível em: <http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=MotorSpeed§ion=Simulink@Modeling>. Acessado em 10/05/2019.

MIGUÉIS C. A. C. **Projeto de componentes da célula de testes para motores de combustão interna do LMT**. Trabalho de conclusão de curso. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2014.

MORENO U. R. **Estudo para discretização de controladores PIDs industriais**. Tese de especialização em automação industrial. Universidade Federal do Paraná. Curitiba, 2011

MORITA R. K. **Bancos de ensaio de motores de combustão interna: uma abordagem multivariável para o controle de regime em ensaios dinâmicos**. Tese de Mestrado. Universidade Federal de Santa Catarina, Porto Alegre, 1994.

MOULTON N. L, 2007, **Performance Measurment And Smulation Of A Small Internal Combustion Engine**. Tese de Mestrado. University of Maryland, Maryland, 2007.

MUÑOZ, M.R.; GÓMEZ, F.M.; ROY, J.F. M. **Motores alternativos de combustión interna**. 2 ed, Presas Universitarias de Zaragoza, Zaragoza, España, 2008.

NAHARI T.; JOELIANTO E.; SUYATMAN. **An Eddy Brakes Dynamometer Control System Design using State Space Based PID Controller**. IEEE Conference on Control, Systems and Industrial Informatics (ICCSII), Setembro, 2012.

NESHATI M.; CURIONI G.; KARIMI R. H.; WENSKE J. **H[∞] Drive Train Control for Hardware-in-the-Loop Simulation with a Scaled Dynamometer Test Bench**. IEEE

IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Novembro, 2017.

Norman S. Nise, **Control Systems Engineering**, Second Edition, Benjamin Cummings, Redwood City, California, 1995.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. Prentice Hall, 2003. ISBN 9788587918239.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. 2ª. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 1985.

OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5ª. ed. São Paulo: Prentice Hall, 2010.

OPPENHEIM V. A.; SCHAFER W. R. **Discrete Time Signal Processing**. Prentice Hall, 2003. ISBN-13: 978-0131988422. ISBN-10: 0131988425.

OPPENHEIM V. A.; WILLSKY S. A.; NAWAB H. S. **Signal and Systems**. Pearson, 1996. ISBN-13: 978-0138147570.

PACHECO C. C. **Recuperação e teste de um dinamômetro para ensaio de motores de combustão interna a biocombustíveis**. Trabalho de conclusão de curso. Universidade Federal do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, 2012.

PADILLA-ARELLANO J.; ASHER M. G.; SUMNER M. **Control of an AC Dynamometer for Dynamic Emulation of Mechanical Loads With Stiff and Flexible Shafts**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Agosto, 2006.

PASSENBRUNNER E. T.; RE D. L. **Constrained Optimal Control of Multi-Dynamometer Internal Combustion Engine Test Benches**. IEEE American Control Conference (ACC), Junho, 2014.

PASSENBRUNNER E. T.; RE D. L. **Speed Control of Hydrodynamic Dynamometers for Internal Combustion Engine Test Benches.** IEEE American Control Conference, Junho, 2012.

PATANÉ J. E. **Implementação de controle de velocidade em malha fechada para motores de corrente contínua utilizando sistema de aquisição de dados.** Tese de Mestrado. Universidade do Instituto Mauá de Tecnologia, São Caetano do Sul, p. 127. 2008.

PEREIRA S. B. **Controle da Mistura Ar/Combustível em um Motor a Combustão: Sistema a Malha Fechada.** Tese de Mestrado. Universidade Politécnica da USP, São Paulo, 2014.

PEREIRA H. A. **Freio eletromagnético para ensaios de motores elétricos de indução.** Tese de Mestrado. Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2006.

PLINT M.; MARTYR A. **Engine Testing Theory and Practice.** Butterworth-Heinemann, 1995.

PRADNYA, K.; CHANDRAKANT, K. **PID based Dynamometer used in engine test.** IJSER: International Journal of Scientific & Engineering Research, 2015.

Richard C. Dorf and Robert M. Bishop, **Modern Control Systems**, Seventh Edition, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1995.

ROOZBEHANI S.; SAKI S.; NAZAFI H.; KANZI K. **Identification and Fuzzy-PI Controller Design for a Novel Claw Pole Eddy Current dynamometer in Wide Speed Range.** IEEE 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Maio, 2016.

RUIZ M. P. R.; CONTIN R. T.; LAGANÁ M. A. A. **Controle proporcional integral digital aplicado em válvula borboleta automotiva.** SIMEA Technical Paper Series, Setembro, 2017.

SCAPINI, R. Z.; PIETTA JUNIOR, L. P.; FERRAO L. O.; LUCEIRO, D.D.; MARTINS, M. E. S. ; MICHELS, L. **Sistema para Controle de Frenagem para Dinamômetro de Correntes de Foucault**. In: 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, 2012.

SHUANG F.; JUNZHENG W.; WEI S. GUANGRONG C. **The research of loading model of eddy current dynamometer based on DRNN with double hidden layers**. IEEE The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC), Maio, 2015.

SILVA B. M. G. **Freio eletrodinamométrico usando um inversor de frequência e um motor de indução trifásico**. Trabalho de conclusão de curso. Faculdade de Engenharia do Campus de Guaratinguetá. Guaratinguetá, 2015.

SILVA T. C. **Desenvolvimento de um modelo matemático e aplicação de controle P.I. na válvula borboleta eletrônica**. Tese de Mestrado. Universidade de São Paulo. São Paulo, 2015.

SOCIETY OF AUTOMOTIVE ENGINEERS. SAE J1349: Engine Power Test Code - Spark Ignition and Compression Ignition - As Installed Net Power Rating J1349_201109, 2011. Disponível em: https://www.sae.org/standards/content/j1349_201109/. Acesso em: 16 junho. 2020.

SOUSA D. C. G.; ERRERA R. D.; **A High Performance Dynamometer For Drive Systems Testing**. IEEE Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, Novembro, 1997.

SOUZA R. D. **Balança Curie e Correntes de Foucault**, Trabalho de conclusão de Curso. Universidade de Campinas. Campinas, 2005.

SUMAN K. S. **Speed control of DC motor using optimization techniques based PID controller**. IEEE International Conference on Engineering and Technology (ICETECH), Março, 2016.

TARTE Y.; CHEN Y.; REN W.; MOORE K. **Fractional Horsepower Dynamometer - A General Purpose Hardware-In-The-Loop Real-Time Simulation Platform for Nonlinear Control Research and Education.** IEEE 45th Conference on Decision & Control, Dezembro, 2006.

TIBOLA, R. J.; SARI, L. R.; LANZANOVA, M. D . T.; MARTINS, S. E. M.; PINHEIRO, H. **Modeling and Control of a Low-Cost Driver For an Eddy Current Dynamometer.** SBA Brazilian Society for Automatics, Abril, 2016.

VIKHE S. P.; PUNJABI N.; KADU B. C. **DC Motor Speed Control Using PID Controller In LabVIEW®.** IEEE International Journal of Innovative Science and Modern Engineering (IJISME), Fevereiro, 2015. ISSN: 2319-6386.

YAN X.; XU L.; WANG Y. **The Loading Control Strategy of the Mobile Dynamometer Vehicle Based on Neural Network PID.** Hindawi - Mathematical Problems in Engineering, Maio, 2017.

YANG J.; HUANG J. **Research on an AC Variable-frequency Power Dynamometer Based on PWM Rectifier and Fuzzy Direct Torque Control.** CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, Agosto, 2006.

ZHANG J., LU, Q., **Study on the engine dynamic test bed**, in IEEE Int. Vehicle Electronics Conf., vol. 1, pp.406-409, 1999.

APÊNDICE – CÓDIGO EM MATLAB DO CONTROLADOR DESENVOLVIDO

Código em linguagem Matlab da identificação da planta em modo caixa branca e controle PID discreto:

% Controlador digital pelo método do lugar das raízes:

zeta = 0.5; % Coeficiente de amortecimento

ts = 2; % Tempo de acomodação

wn = 4/(zeta*ts); % Aproximação adotada: $ts \sim 4/(zeta*wn)$

wd = wn*sqrt(1-zeta^2);

Td = 2*pi/wd;

Ts_calc = Td * 0.1; % Ts_calc = 0.1814s

Ts = 0.1; % Período de amostragem adotado

% Polos de malha fechada:

s0 = -zeta*wn + j*wd;

z0 = exp(s0*Ts);

% Planta do sistema:

s = tf('s');

J = 0.01;

b = 0.1;

K = 0.01;

R = 1;

L = 0.5;

$G = K/((J*s+b)*(L*s+R)+K^2);$

% Equivalente discreto do sistema:

G_dis = c2d(G, Ts, 'zoh');

% Polos do sistema:

G_dis_polo = pole(G_dis);

G_dis_zero = zero(G_dis);

% Determinação do zero do controlador é determinado de modo que a fase do sistema $G(z)*c2(z)$ em $z = z0$ seja 180° :

```
z = tf('z');
```

% Um dos zeros do controlador cancela o polo estável da planta:

```
c2 = G_dis_polo(2);
```

% Fase da planta em $z0$:

```
phi_G = angle(z0-G_dis_zero) - angle(z0-G_dis_polo(1));
```

% Fase do controlador em $z0$ (sem a fase do termo com $c1$):

```
phi_C2 = -angle(z0) - angle(z0-1);
```

% polo do controlador deve atender a condição de fase = π em $z0$:

```
phi_polo_c1 = pi - phi_G - phi_C2;
```

```
c1 = -imag(z0)/tan(phi_polo_c1) + real(z0);
```

% Ganho Kc é determinado de modo que $G(z)*c2(z)$ tenha módulo 1 em $z = z0$:

```
Kc = 1/abs(evalfr(G_dis*(z-c1)*(z-c2)/(z*(z-1)), z0));
```

% Controlador:

```
C = Kc*(z-c1)*(z-c2)/(z*(z-1));
```

```
C_G = minreal(C*G_dis);
```

% Lugar das raízes do sistema compensado

```
figure()
```

```
rlocus(C_G)
```

```
hold on
```

```
zgrid(zeta, wn*Ts)
```

```
hold off
```

```
title('Lugar das raízes do sistema compensado');
```

```
xlabel('Real(z)');
```

```
ylabel('Im(z)');
```

% Gráficos da simulação:

```
figure()
subplot(211);
plot(tout, r)
hold on
plot(tout, y, 'r')
hold on
n = 0:Ts:Ts*(length(y1d)-1); % tempo discreto
stairs(n, yd, 'g-x')
hold off
title('Resposta ao degrau do sistema compensado');
ylabel('Amplitude');
xlabel('t(s)');
legend('setpoint r(t)', 'saída y(t)', 'saída y(nTs)');
subplot(212);
stairs(n, u);
title('Ação de controle');
ylabel('Amplitude');
xlabel('t(nTs)');
```

% script utilizado no Matlab function:

```
function u = fcn(r)
global u_ant;
global u_ant1;
global r_ant;
global r_ant1;
u = 1.819*u_ant + 0.8185*u_ant1 + 0.1739*r - 0.01257*r_ant + 0.06997*r_ant1;
u_ant1 = u_ant;
u_ant = u;
r_ant1 = r_ant;
r_ant = r;
```