

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

Rogério Lucas dos Santos Rosa

**PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UM DINAMÔMETRO ELÉTRICO DE  
BANCADA DE BAIXO CUSTO APLICADO A ENSAIOS EM MOTORES DE  
COMBUSTÃO INTERNA.**

Belo Horizonte

2019

Rogério Lucas dos Santos Rosa

**PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UM DINAMÔMETRO ELÉTRICO DE  
BANCADA DE BAIXO CUSTO APLICADO A ENSAIOS EM MOTORES DE  
COMBUSTÃO INTERNA.**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial à obtenção de título de Mestre em Engenharia Mecânica.

Orientador: Fabrício José Pacheco Pujatti

Coorientador: Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva

Belo Horizonte

2019

R788p

Rosa, Rogério Lucas dos Santos.

Projeto e prototipagem de um dinamômetro elétrico de bancada de baixo custo aplicado a ensaios em motores de combustão interna [recurso eletrônico] / Rogério Lucas dos Santos Rosa. - 2019.

1 recurso online (xiii, 129 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Fabrício José Pacheco Pujatti.

Coorientador: Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Anexos: f. 110-129.

Bibliografia: f. 106-109.

Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.

1. Engenharia mecânica - Teses. 2. Dinamômetro - Teses.  
3. Motores de combustão interna - Teses. 4. Torque - Teses. I. Pujatti, Fabrício José Pacheco. II. Silva, Leonardo Adolpho Rodrigues da. III. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDU: 621 (043)



**UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM**  
**ENGENHARIA MECÂNICA**

Av. Antônio Carlos, 6627 - Campus Universitário  
31270-901 - Belo Horizonte - MG  
Tel.: +55 31 3409.5145  
E-mail: [cpgmec@demec.ufmg.br](mailto:cpgmec@demec.ufmg.br)

**"PROJETO E PROTOTIPAGEM DE UM DINAMÔMETRO ELÉTRICO  
DE BANCADA DE BAIXO CUSTO APLICADO A ENSAIOS EM  
MOTORES DE COMBUSTÃO INTERNA"**

**ROGÉRIO LUCAS DOS SANTOS ROSA**

Dissertação submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de "**Mestre em Engenharia Mecânica**", na área de concentração de "**Projeto e Sistemas**".

Dissertação aprovada no dia 02 de agosto de 2019.

Por:

**Prof. Fabricio José Pacheco Pujatti**  
Orientador - Departamento de Engenharia Mecânica/UFMG

**Prof. Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva**  
Coorientador-Universidade Federal de São João Del-Rei/UFSJ

**Prof. Carlos Eduardo Castilla Alvarez**  
Universidade Federal de Lavras/UFLA

**Prof. Jose Guilherme Coelho Baeta**  
Departamento de Engenharia Mecânica/UFMG

**Prof. Ramon Molina Valle**  
Departamento de Engenharia Mecânica/UFMG

## **AGRADECIMENTOS**

Ao meu orientador Professor Fabrício José Pacheco Pujatti pela generosidade, ensinamentos, orientação e pelo acolhimento na fase inicial do curso.

Ao meu coorientador Professor Leonardo Adolpho Rodrigues da Silva, que desde a graduação incentivou a pesquisa. Agradeço pela energia otimista, entrega, pelos ensinamentos e orientação com a maior naturalidade.

Aos meus pais, irmãos e toda família pelo apoio, imensa dedicação e respeito. Peço desculpas pelos momentos ausentes despendidos para execução deste trabalho.

Ao colega Rafael Houry Nogueira Gama valiosas discussões e apoio na parte Mecânica.

Ao professor Carlos Eduardo Castilha Alvarez e todos os alunos companheiros do CTM pela amizade, respeito e enorme apoio despendido durante as etapas experimentais.

À equipe BAJA Engenharia por todo suporte fornecido durante a execução do projeto, disponibilizando fontes de tensão, osciloscópios, ferramentas, CNC 3D para fabricação de peças etc.

À UFSJ campus Alto Paraopeba pela atenção, ótima recepção e por disponibilizar o uso dos laboratórios de eletrônica e acionamentos elétricos, com destaque para o porteiro Miguel.

À Universidade Federal de Minas Gerais e a Universidade Federal de São João Del Rei por fazer parte da história mais desafiadora e incrível da minha vida. Eterna gratidão por viabilizar o contato com o extraordinário mundo acadêmico e científico.

A todos os professores e funcionários do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica da Escola de Engenharia da UFMG pela oportunidade de realizar este trabalho.

A todos vocês, meus sinceros agradecimentos.

## RESUMO

A metodologia usada para ensaios em motores a combustão interna está em constante evolução em relação aos equipamentos usados para avaliar os motores a vapor do século dezenove. Os dinamômetros de motor atuais utilizam sistemas de frenagem por atrito (como por exemplo, freio de Prony), dinamômetros hidráulicos ou dinamômetros elétricos. Ainda assim, há escassos trabalhos e muito a evoluir no que diz respeito ao desenvolvimento de eletrônica embarcada, medição de torque em baixas potências, realização de ensaios transientes e minimização do tempo de ensaio. O presente trabalho tem como objetivo geral o projeto e o desenvolvimento de um dinamômetro de corrente alternada de bancada, de baixo custo, aplicados a ensaios de motores de baixa potência com alta resolução. Esse projeto também visa o desenvolvimento de um sistema capaz de realizar a medição direta de torque, no lugar do sistema convencional a *strain gauge*, baseado na relação tensão-deformação. O torque é obtido pelo método da defasagem indutiva. Um eixo possui em suas extremidades rodas dentadas, as quais são alinhadas na condição de torque nulo, e que fazem parte do sistema de aquisição de pulsos através do sensor de relutância magnética. Mediante a presença de torque no eixo, os dentes presentes nas rodas fônicas ficam desalinhados, produzindo pulsos quadrados defasados no tempo. Esse desfasamento temporal é calculado pelo circuito eletrônico de captura, e está diretamente relacionado com o ângulo de torção presente no eixo. A plataforma microprocessada desenvolvida realiza a leitura dos pulsos, o cálculo do torque, rotação, salva os pontos e exibe as curvas em uma interface gráfica. A especificação de toda eletrônica embarcada segue premissas de compatibilidade eletromagnética, ao qual resultou em uma relação sinal/ruído satisfatória para o sinal de entrada do sistema de controle. Testes sob condição estática é conduzido em um motor monocilindro de 7.5 kW @ 4200 rpm, para diferentes valores de carga e sem carga. Os resultados a plena carga são comparados ao datasheet do motor.

**Palavras chaves:** *Dinamômetro de motor, Motores de baixa potência, torque, eletrônica embarcada.*

## ABSTRACT

The methodology used for testing internal combustion engines it is in constantly evolution compared to the equipment used to evaluate nineteenth century steam engines. Today's engine dynamometers use friction braking systems (such as Prony's brake), hydraulic dynamometers, or electric dynamometers. However, it is still necessary to advance these equipments with respect to performing transient tests, speed control, torque measurement and test time minimization. The present work has as its general objective the design and development of a low cost ac dynamometer applied to low power engine tests benches. In addition, this project also aims to develop a system capable of performing direct torque measurement in place of the conventional strain gauge system based on the stress and strain relationship. It was used a three-phase induction motor driven by a unidirectional two-phase three-phase converter (frequency inverter) operating with vector control. This dynamometer will be used in both operating conditions as both engine (unloaded test) and generator (load test). The data acquisition system developed reads the signals from the dynamometric bench, the digital conversion and the display of the curves in a graphical interface. Static testing is conducted on a 7.5 kW @ 4200 rpm single-cylinder motor, for different load values, and the results are compared to datasheet curve.

**Key Words:** *Dinamômetro de motor, Motores de baixa potência, torque, eletrônica embarcada.*

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Corte de um dinamômetro Hidráulico.....	19
Figura 2.2 – Representação geral do dinamômetro de corrente parasita.....	20
Figura 2.3 – Esquemático de um dinamômetro de corrente alternada.....	22
Figura 2.4 – Vista de corte de um motor de indução WEG.....	23
Figura 2.5 – Pistão e a câmara de combustão (ADLER, 1988) .....	24
Figura 2.6 – Ciclo de 04 tempos (PUJATTI, 2007) .....	25
Figura 2.7 – Produção de campo magnético girante e correntes defasadas no tempo.....	28
Figura 2.8 – Curva de conjugado X velocidade de um motor de indução.....	29
Figura 2.9 – Topologia de um conversor eletrônico de potência (WALKER, 1999) .....	30
Figura 2.10 – Deformação em uma barra sólida (HIBBELER, 2009) .....	31
Figura 2.11 – Ângulo de torção em uma barra sólida (HIBBELER, 2009) .....	32
Figura 2.12 – Cisalhamento em uma barra sólida (HIBBELER, 2009) .....	32
Figura 2.13 – a) Sistema de medição de torque. b) Princípio de funcionamento. c) Sinal de tensão elétrica na saída (Autor) .....	33
Figura 2.14 – Pulsos quadrados obtidos por osciloscópio (Autor) .....	34
Figura 2.15 – Plano de tensões para torção pura (ESPADAFOR, 2014) .....	35
Figura 2.16 – Montagem dos extensômetros em uma ponte de Wheatstone (BEARD, 2011).37	
Figura 2.17 – <i>Set up</i> experimental da bancada dinamométrica (ALBUQUERQUE, 2015) ....	38
Figura 2.18 – Sistema de controle digital implementado (ALBUQUERQUE, 2015) .....	39
Figura 2.19 – <i>Set up</i> experimental do sistema de medição de torque (GERMANO, 2013) ...	39
Figura 2.20 – (a) <i>Set up</i> experimental do dinamômetro de motor. (b) estrutura de controle implementada (PASSENBRUNNER, 2014) .....	39
Figura 2.21 – (a) Modelo dinâmico e estrutura de controle usando CPG (b) Conexão física da bancada EILS (KANG, 2013) .....	40
Figura 2.22 – Montagem física do sistema experimental (ZAPPALÁ, 2018) .....	41
Figura 2.23 – Montagem física do sistema experimental (ZHANG, 2018) .....	42
Figura 2.24 – Torquímetro suspenso por dois rolamentos (GOSZCZAK, 2016) .....	42
Figura 2.25 – Microtorquímetro operando em um eixo de transmissão 25mm. (MYERS, 2013) .....	43

Figura 2.26 – Análise de temperatura no tempo e sistema experimental desenvolvido. (MYERS, 2013) .....	44
Figura 2.27 – (a) Fotografia do eixo da OTRF. (b) Circuito da ponte de Wheatstone. (c) Vista lateral do sistema de calibração. (d) Vista superior. (BEARD, 2011) .....	45
Figura 2.28 – (a) Diagrama do sistema de medição de torque. (b) Fotografia do sistema experimental (KANG, 2010) .....	45
Figura 3.1 – Motor Briggs & Stratton série 20 (SAE, 2012) .....	47
Figura 3.2 – Curva de torque corrigida motor Briggs & Stratton modelo 20 (MARTINS, 2013) .....	47
Figura 3.3 – Esquema elétrico para conexão de potência (CFW700, 2011) .....	48
Figura 3.4 – Terminais para conexão com o inversor de frequência (CFW700, 2011) .....	49
Figura 3.5 – Chaveamento de tensão no conversor, carga e sinais modulantes (Autor) .....	49
Figura 3.6 Circuito equivalente em regime permanente do MIT (SILVA, 2014) .....	50
Figura 3.7 – Conjugado eletromagnético x Velocidade síncrona para estimação da resistência de rotor (Autor) .....	52
Figura 3.8 – Conjugado eletromagnético x Velocidade síncrona para estimação das reatâncias de dispersão do rotor e estator a partir do conjugado máximo nominal (Autor) .....	52
Figura 3.9 – Fator de potência x Velocidade síncrona para estimação da reatância de magnetização a partir do ponto de fator de potência nominal (Autor) .....	53
Figura 3.10 – Corrente de estator x Velocidade síncrona para estimação da resistência de estator a partir da corrente de partida.....	53
Figura 3.11 – Desenho da base da bancada de testes (MARTINS, 2013) .....	54
Figura 3.12 – Vista Lateral da base montada no laboratório (Autor) .....	55
Figura 3.13 – Alinhamento dos motores e do eixo de torção na bancada (Autor) .....	55
Figura 3.14 – Regulagem no suporte do MCI.....	56
Figura 3.15 – Fator de concentração de tensão de cisalhamento (HIBBELER, 2009).....	58
Figura 3.16 – Curva do ângulo de torção esperado para condição WOT (MARTINS, 2013) .	59
Figura 3.17 – Desenho 3D da montagem do eixo de torção (MARTINS, 2013) .....	60
Figura 3.18 – Desenho 3D para calibração estática do sistema (ARAÚJO, 2015) .....	61
Figura 3.19 – Vista lateral do relógio comparador (ARAÚJO, 2015) .....	61
Figura 3.20 – Montagem para calibração estática do sistema (ARAÚJO, 2015) .....	63

Figura 3.21 – Grupos funcionais da estrutura da placa de circuito impresso .....	67
Figura 3.22 – Roteamento das trilhas de terra e potência da placa eletrônica .....	68
Figura 3.23 – Diagrama de interface entre os sinais analógicos e o DSP .....	69
Figura 3.24 – Diagrama de interface entre os sensores indutivos e o DSP.....	69
Figura 3.25 – Fotografia da plataforma microprocessada e da placa para interface de sinais..	70
Figura 3.26 – Esquemático do circuito eletrônico do amplificador de instrumentação .....	70
Figura 3.27 – Esquemático do circuito eletrônico do filtro butterworth, pino analógico do DSP e diodos de proteção.....	71
Figura 3.28 – Esquemático do circuito eletrônico do offset de tensão (Autor) .....	71
Figura 3.29 – Esquemático do circuito eletrônico para condicionamento do sinal magnético.	72
Figura 3.30 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo parado.....	74
Figura 3.31 – Sinal presente na unidade de captura CAP 3 com o eixo parado.....	75
Figura 3.32 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor a 1800 rpm.....	76
Figura 3.33 – Sinal presente na unidade de captura CAP 3 a 1800 rpm.....	76
Figura 3.34 – Possíveis caminhos para o ruído conduzido produzido pelo inversor.....	78
Figura 3.35 – Possíveis caminhos para o ruído conduzido produzido pelo inversor.....	78
Figura 3.36 – Retorno das correntes para a sua fonte criadora, o inversor de frequência não regenerativo.....	79
Figura 3.37 – Aterramento do invólucro de alumínio dos cabos de estator ao dissipador do inversor.....	79
Figura 3.38 – Provável caminho para o ruído que não retornou à sua fonte pelo involucro de alumínio.....	80
Figura 3.39 – Novo suporte de madeira desenvolvido para tentativa de eliminação do ruído presente no terminal do sensor.....	81
Figura 3.40 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo parado após a implementação do suporte de madeira.....	81
Figura 3.41 – Sinal presente na unidade de captura com eixo parado após a implementação do suporte de madeira.....	82
Figura 3.42 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo girando após a implementação do suporte de madeira.....	82

Figura 3.43 – Sinal presente na unidade de captura com eixo girando após a implementação do suporte de madeira.....	83
Figura 3.44 – Sinal completo presente no terminal do sensor magnético 1 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga.....	85
Figura 3.45 – Efeito do desvio na distância ótima do sensor e roda dentada para o cálculo do defasamento temporal (ZÁPPALA, 2018) .....	86
Figura 3.46 – Sinal completo presente no terminal do sensor magnético 2 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga.....	87
Figura 3.47 – Ampliação da região específica da figura anterior para avaliação.....	87
Figura 3.48 – Sinal completo presente na unidade de captura 1 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga no MCI.....	88
Figura 3.49 – Sinal completo presente na unidade de captura 3 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga no MCI.....	88
Figura 3.50 – Sinal real, rodando a 1800 rpm, oscilografado na unidade de captura do DSP com intuito de demonstrar o efeito <i>flicker</i> .....	89
Figura 4.1 – Interface do CCS exibindo os pontos de torque obtidos pelo MDI .....	92
Figura 4.2 – Torque com motor sem carga (Autor) .....	92
Figura 4.3 – Torque: Fabricante e medido (Autor) .....	96
Figura 4.4 – Potência: Fabricante e medido (Autor) .....	96
Figura 4.5 – – Fotografia do status atual do sistema (Autor) .....	97
Figura 4.6 – Fotografia geral do software CCStudio v3.3 .....	99
Figura 4.7 – Conexão do software CCStudio v3.3 com o kit eZdspF2812 (Autor) .....	99
Figura 4.8 – Conexão do software CCStudio v3.3 com o kit eZdspF2812 (Autor) .....	99
Figura 4.9 – ícone que indica a execução do programa .....	100

## LISTA DE TABELAS E QUADROS

Tabela 3.1 – Ficha técnica do motor <i>briggs</i> série 20 (SAE, 2012) .....	46
Tabela 3.2 – Valores típicos para motores de indução pequeno porte.....	50
Tabela 3.3 – Sensibilidade dos parâmetros do circuito equivalente.....	51
Tabela 3.4 – Dados do motor de indução trifásico.....	51
Tabela 3.5 – Parâmetros estimados do circuito equivalente para o motor WEG e 220V nominal.....	51
Tabela 3.6 – Propriedades dos materiais selecionados.....	58
Tabela 3.7 – Resultados da calibração estática do eixo de torção.....	63
Tabela 3.8 – Dados do componente do circuito.....	72

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

- MCI – Motor de combustão interna.
- MIT – Motor de indução trifásico.
- MDI – Método da defasagem indutiva
- MRAC – Controle adaptativo do modelo de referência.
- MEMS – Microeletromechanical Systems
- DSP – *Digital Signal Processing* (Processador de sinais digitais).
- DCA – Dinamômetro de corrente alternada.
- DTH – taxa de distorção harmônica.
- CC – Corrente Contínua.
- CCS – Code composer studio v3.3.
- CA – Corrente Alternada.
- CAP – Unidades de captura do DSP.
- CEP – Conversor eletrônico de potência.
- CTM – Centro de Tecnologia da Mobilidade
- PMI – Ponto morto inferior.
- PMS – Ponto morto superior.
- ECU – Central de controle eletrônico.
- EV – Gerenciadores de eventos.
- HIL – *Hardware in the loop*.
- IHM – Interface Homem-Máquina.
- IGBT – Insulate Gate Bipolar Transistor
- ITM – Intervalo temporal médio
- RMS – Raiz média quadrática.
- PD – Controlador proporcional derivativo.
- PID – Controlador proporcional integral derivativo
- TQF – Teoria do feedback quantitativo.
- CTM – Centro de Tecnologia da Mobilidade.
- L – Comprimento da biela.

$r$  – Comprimento da manivela.

$r_c$  – Relação volumétrica de compressão.

$V_c$  – Volume da câmara de combustão.

$V_d$  – Volume deslocado pelo movimento do pistão ao longo de PMS a PMI.

rpm – Rotações por minuto.

kW – *Kilo Watts*.

$f$  – Frequência da rede elétrica.

$2p$  – Número de polos.

$n_s$  – Velocidade síncrona.

$n$  – Velocidade nominal.

$s$  – Escorregamento.

$A$  – *Amper*.

$V$  – *Volts*.

$V_d$  – Volume deslocado.

$V_c$  – Volume da câmara.

$V_T$  – Volume total do cilindro.

$W_b$  – *Weber*.

WOT – *Wide open throttle*.

Nm – Newton vezes metro.

T – Torque disponível na ponta do eixo.

PWM – Largura de Pulso Variável.

PIE – Expansão de interrupções dos periféricos.

PCB – Printed circuit board.

PC – Computador.

$ppr$  – Pulsos por revolução de eixo.

GND – Aterramento.

OTRF – Oxford Turbine Research Facility.

## SIMBOLOGIA E LETRAS GREGAS

$\alpha$  – Posição do acelerador

$\eta_V$  - Eficiência volumétrica

$\mu s$  - Microsegundo ( $10^{-6}$  segundo)

$\Phi_m$  – Fluxo magnetizante

$\varphi$  – Ângulo de torção [radianos]

$\tau_{max}$  – Tensão de cisalhamento máxima no eixo [ $N/m^2$ ]

$\rho$  – Resistividade elétrica do material [ohm x mm]

$\omega$  – Velocidade angular

$\theta$  – Momento de Inércia

$\eta$  – Razão entre a frequência de operação do motor e a frequência natural da base mais próxima da frequência de operação

$\tau$  – Período do trem de pulsos [s].

$\tau_{nom}$  – Tensão de cisalhamento atuante [MPa];

$\tau_{con}$  – Tensão de cisalhamento concentrada [MPa];

## SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	18
1.1 Objetivos.....	19
1.1.1 Objetivo geral.....	19
1.1.2 Objetivos específicos.....	19
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....	20
2.1 Dinamômetros de motor.....	21
2.1.1 Dinamômetro hidráulico.....	22
2.1.2 Dinamômetros de corrente de Foucault.....	23
2.1.3 Dinamômetros de corrente contínua.....	24
2.1.4 Dinamômetros de corrente alternada.....	24
2.2 Motores de Combustão Interna .....	26
2.3 Modos de controle do Sistema Dinamômetro-Motor .....	28
2.3.1 Controle Posição/Posição.....	29
2.3.2 Controle Potência/Posição.....	29
2.3.3 Controle Rotação/Posição.....	29
2.3.4 Controle Torque/Posição.....	29
2.3.5 Controle Torque/Rotação.....	30
2.3.6 Controle Rotação/Torque.....	30
2.4 Máquina de Indução Trifásico MIT.....	30
2.5 Inversor de frequência.....	39
2.6 Torque.....	42
2.7 Métodos de Medição de Torque.....	44
2.7.1 Defasagem indutiva.....	44
2.7.2 Extensometria.....	46
2.8 Estado da Arte.....	48
2.8.1 Projetos envolvendo Dinamômetros de motor.....	48
2.8.2 Projetos envolvendo sistemas de medição de torque.....	48
3 METODOLOGIA.....	55

3.1 Seleção do motor de combustão interna .....	55
3.2 Especificação da máquina a indução e inversor de frequência.....	57
3.3 Base da bancada de testes.....	62
3.4 Dimensionamento do eixo.....	65
3.4.1 Escolha do material do eixo de torção.....	66
3.4.2 Calibração estática do eixo de torção.....	69
3.5 Eletrônica e o sistema de aquisição de dados.....	73
3.5.1 Descrição do kit de desenvolvimento eZdsp F2812.....	74
3.5.2 Unidades de condicionamento para interface de sinais.....	76
3.5.3 Solução para atenuação de ruído.....	81
3.5.4 Sinais de saída dos sensores magnéticos e unidades de captura.....	81
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	93
4.1 Resultados dos testes a vazio.....	93
4.2 Resultados dos testes com carga.....	96
4.3 Indicação para testes com roda de 8 dentes .....	98
4.3.1 Montagem do Eixo de Nylon e Parametrização do Inversor de frequência.....	74
4.3.2 Caracterização do Software CCStudio v3.3.....	76
4.3.3 Como ligar o sistema Dinamômetro-motor e recursos.....	81
5 CONCLUSÕES.....	99
6 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	101
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	104
ANEXOS.....	105
A. Programas computacionais desenvolvidos.....	119
B. Incertezas máximas de medição.....	120
C. Calibrações motor Briggs & Stratton série 20 – Categoria BAJA SAI.....	124

## 1 INTRODUÇÃO

A metodologia usada para ensaios em motores a combustão interna está sendo adaptada em relação aos equipamentos usados para avaliar os motores a vapor do século dezenove (HELLSTROM, 2009). Os dinamômetros de motor atuais utilizam sistemas de frenagem por atrito (como por exemplo, freio de Prony), dinamômetros hidráulicos e/ou dinamômetros elétricos (NABI, 2004). Atualmente, os dinamômetros hidráulicos são mais utilizados em testes estáticos, por serem mais baratos, e os elétricos são mais usados em testes quase-estáticos e dinâmicos. O termo “Estático” é usado para designar um regime de rotação estável do motor, “Quase-estático” para designar um regime de rotação variável cuja taxa de desaceleração ou aceleração seja muito pequena e “Dinâmico” para designar um regime de rotação variável com taxas de aceleração ou desaceleração elevadas (BARROS, 1999). A realização de testes transientes ou dinâmicos em dinamômetros de motor têm ganhado ampla atenção da comunidade acadêmica e científica devido à sua tremenda influência no consumo de combustível e nível de emissões do motor (ERICSON, 2005 e LI, 2011).

Os dinamômetros de motor ou freios dinamométricos são equipamentos, a priori, usados para medir a potência do motor. Os dinamômetros são acoplados ao eixo do motor, capaz de acionar o sistema com uma potência determinada, e sua finalidade é oferecer uma resistência controlada à tendência de giro, ou seja, uma carga controlada de tal modo que a rotação e o torque do conjunto dinamômetro-motor se mantenham aproximadamente constante. Dessa forma, medições dos parâmetros do motor sob teste podem ser realizadas. Este procedimento é denominado de “ensaio do motor” (LIU, 2011).

Ao conjunto de equipamentos e instrumentação de comando, controle e de aquisição e processamento de dados de um motor sob ensaio, instalados em um ambiente onde as condições atmosféricas podem, ou não, ser controladas, é dado o nome de “banco de ensaios dinamométricos” ou simplesmente dinamômetro. Este banco de ensaio pode fornecer carga ativa ou passiva ao motor, e o objetivo é reproduzir as condições nominais de operação como se o mesmo estivesse instalado em um veículo, possibilitando avaliar seu funcionamento em situações pré-determinadas (MARTYR, 2007). Além disso, os dinamômetros de motor permitem criar mapas de calibração, testes de desempenho, diagnóstico de falhas, estudo de escoamento, testes de emissões de poluentes e testes com alterações da estrutura original do motor, como o uso de novos combustíveis, novos lubrificantes, novos formatos de válvulas de admissão entre outros (LEE, 2001).

Fabricantes desses equipamentos oferecem basicamente três modelos para o caso de testes em MCI: Dinamômetro hidráulico, Dinamômetro de correntes de Foucault e/ou Dinamômetro elétrico (CC ou CA). Um dos principais problemas do dinamômetro hidráulico o fato de em baixas rotações a precisão na medição de torque decresce demasiadamente. Os de corrente de Foucault apesar de serem capazes de operar em baixas potências não funcionam no modo ativo e o controle de velocidade e torque necessita de uso de sistemas eletrônicos de controle da corrente de alimentação das bobinas condutoras, que nem sempre atuam como esperado (ROSS, 1994).

Acredita-se que esse sistema permitirá obter uma menor incerteza dos valores de torque e rotação medidos. Dessa forma o grau de confiabilidade de todos os ensaios que serão realizados na bancada dinamométrica aumenta. Devido à falta de um instrumento padrão de medição de torque, como células de carga ou extensômetros de resistência elétrica, para comparação com sistema desenvolvido e cuja incerteza de medição seja conhecida, é utilizado os dados dos parâmetros do inversor e sua estimativa de torque. Essa estimativa leva em consideração o modelo do circuito equivalente da máquina de indução, de tal forma que se possa extrair o torque mecânico a partir do torque eletromagnético disponível nos terminais do motor.

Os ensaios experimentais foram conduzidos no Laboratório de Motores do Departamento de Engenharia Mecânica (DEMEC) da Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG) em parceria com o Laboratório de Máquinas Elétricas (LME) da Universidade Federal de São João Del Rei (UFSJ), utilizando produtos comerciais, e de baixo custo. O projeto pretende contribuir com a redução dos custos dos bancos de prova e, ao mesmo tempo, possibilitar a realização de testes confiáveis em motores de baixa potência.

## **1.1 OBJETIVOS**

### 1.1.1 Objetivo geral

O objetivo geral desse trabalho é desenvolver um dinamômetro de corrente alternada de bancada aplicado a ensaios de motores de combustão interna de baixa potência com custo reduzido.

### 1.1.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos são listados a seguir:

1. Dimensionar a máquina de indução trifásica e o inversor de frequência.
2. Projetar e desenvolver um sistema de aquisição de dados para a bancada dinamométrica.
3. Realizar um projeto de compatibilidade eletromagnética para o sistema de aquisição de dados.
4. Realizar ensaios com e sem carga em um motor com 7.5 kW @ 4200 rpm.
5. Estimar o torque e potência despendida pelo motor em função da rotação usando o circuito equivalente em regime permanente da máquina de indução associado aos dados do inversor de frequência.
6. Estimar o torque e potência despendida pelo motor em função rotação usando o método da defasagem indutiva.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados os aspectos teóricos que formam a base do sistema Dinamômetro-Motor e suas principais fontes bibliográficas. O propósito é buscar o máximo de conhecimento acerca dos equipamentos que compõem o sistema experimental desse projeto de pesquisa. Basicamente, a estrutura desse capítulo se divide em dois grandes grupos.

Na primeira parte deste capítulo são apresentados os tipos mais comuns de dinamômetros de motor utilizados em bancos de provas, dando ênfase ao que será utilizado nesse projeto, o dinamômetro de corrente alternada. A seguir é apresentada uma breve descrição dos principais equipamentos utilizados no projeto, o motor de combustão interna (MCI), o motor de indução trifásico (MIT) e o inversor de frequência. Por fim, uma definição teórica do torque e seus principais métodos de medição são apresentados.

A segunda parte apresenta artigos técnicos e pesquisas experimentais desenvolvidas por outras universidades a respeito do tema proposto. Diferentes abordagens são apresentadas com diferentes metodologias para o desenvolvimento do sistema, cabendo ao pesquisador optar por aquela que mais lhe convém respaldado em conhecimentos prévios, objetivo do projeto e disponibilidade de recursos.

### 2.1 DINAMÔMETROS DE MOTOR

Dinamômetros de motor são equipamentos capazes de absorver a energia mecânica produzida por motores de combustão interna, transformando-a em calor ou outro tipo de energia. Ele atua como uma espécie de freio, impondo diferentes valores cargas no eixo (MARTYR, 2007).

A sua correta seleção é de fundamental importância em um banco de provas, pois ele será o responsável por realizar os mais variados testes em um MCI estará sujeito. Além disso, sua escolha deve ser realizada não somente de modo a abranger a maior gama possíveis de motores, mas também deve-se levar em conta a sua influência direta na medição de grandezas físicas, dentre elas o torque, velocidade angular e na forma de controle do dinamômetro.

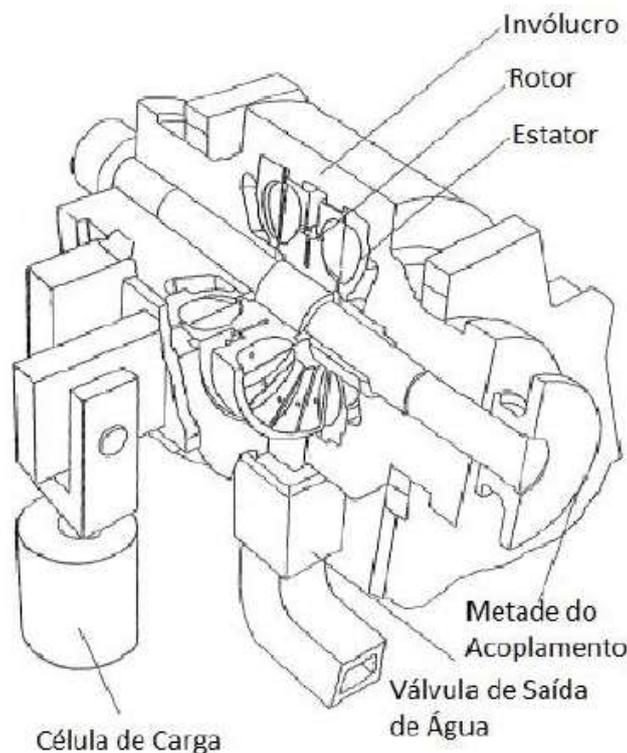
Os principais tipos de dinamômetros de motor utilizados com o propósito de testar MCI são listados a seguir:

- Dinamômetro Hidráulico;
- Dinamômetro de Corrente de Foucault;
- Dinamômetros Elétricos:
  - Dinamômetro de Corrente Contínua (CC);
  - Dinamômetro de Corrente Alternada (CA);

### 2.1.1 DINAMÔMETRO HIDRÁULICO

Dinamômetro hidráulico é um equipamento destinados à absorção e medição de potência gerada por uma fonte capaz de acioná-lo, nesse caso, motores de combustão interna. O dinamômetro hidráulico possui um eixo com um disco aletado acoplado à fonte de potência (rotor), e é acoplado hidráulicamente a outro eixo também aletado que está preso mecanicamente à carcaça (estator) (HODGSON, 1991). Para seu funcionamento, um fluxo de água contínuo entra na câmara do rotor axialmente e pela ação da força centrífuga a água é acelerada e lançada para saída através de um bocal situado na parte inferior da carcaça.

O efeito dessa circulação toroidal do fluido é a transferência de momento do rotor para o estator e, conseqüentemente, a produção de um torque resistivo no eixo, que é mensurado por uma célula de carga. O vórtex toroidal formado produz consideráveis turbulências no escoamento do fluido, no interior do dinamômetro. Um desenho do interior de um dinamômetro hidráulico é mostrado na Fig.2.1.



**Figura 2.1 – Corte de um dinamômetro hidráulico (HODGSON, 1991).**

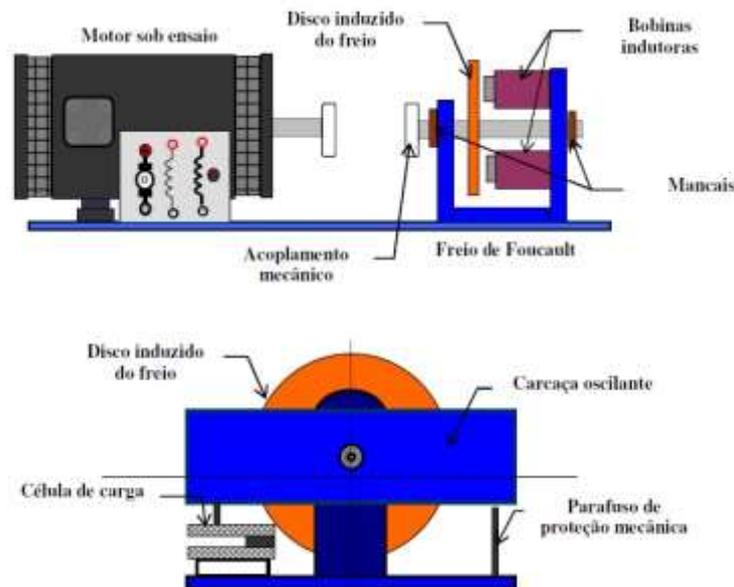
Outra consequência desse movimento é a dissipação de potência na forma de calor no fluido. Estes tipos de dinamômetros além de não serem capazes de motorizar o MCI, seu uso está sendo diminuído devido a maior versatilidade dos elétricos.

### 2.1.2 DINAMÔMETROS DE CORRENTE DE FOUCAULT (OU PARASITA)

Os dinamômetros de Foucault se baseiam no princípio da indução eletromagnética. Correntes elétricas se desenvolvem dentro de uma massa metálica condutora devido à variação de um campo magnético proveniente do movimento relativo entre a fonte de campo e o condutor. Estas correntes, chamadas de “Correntes de Foucault” circulam em torno de linhas de fluxo nas massas metálicas onde elas se desenvolvem (LIU, 2011).

Como pode ser visto na Fig. 2.2, o disco metálico pode girar livremente na ausência de corrente de alimentação das bobinas. Assim que uma corrente começa a circular nas bobinas, criando um campo magnético que atravessa o disco induzido, este é freado. As correntes parasitas criadas no interior do disco produzem um campo magnético que se opõe à variação do fluxo que o produziu e tende, portanto, a se opor ao deslocamento (SOUZA, 2005).

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



**Figura 2.2 – Representação geral do dinamômetro de corrente parasita (REIS, 2015).**

O alojamento do freio (dinamômetro de Correntes de Foucault) é montado em balanço e abriga um rotor, que apresenta ranhuras e dois eixos são fixados nas duas extremidades. No interior do alojamento do freio está a bobina de excitação, além das câmaras de refrigeração que são atingidas 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 (LIU, 2011).

A partir de uma fonte controlada de corrente contínua a bobina de excitação cria um campo magnético onde as linhas de força se fecham em torno do enrolamento perpendicular à direção da corrente. Este campo é estacionário na região dos dentes da roda polarizada, o que significa que ele

gira ao mesmo tempo que o rotor e provoca pulsações de fluxos nas paredes das câmaras de refrigeração, com a mesma frequência dos dentes rotativos.

Apesar do custo mais elevado em relação aos dinamômetros hidráulicos, são atualmente muito empregados em razão das seguintes vantagens:

- Compacto e baixas inércias para potências baixas e médias;
- Bom controle e alta velocidade resposta, permitindo ciclos transientes;
- Boa relação custo/benefício para potências baixas e médias;

### **2.1.3 DINAMÔMETRO DE CORRENTE CONTÍNUA (CC)**

Este tipo de dinamômetro é composto por uma máquina de corrente contínua (CC), cujos componentes principais são o estator (ímã permanente) e o rotor (enrolamento de armadura).

O estator é composto de uma estrutura ferromagnética com polos salientes aos quais são enroladas bobinas que formam o campo, ou de um ímã permanente. Já o rotor é um eletroímã constituído de um núcleo de ferro com enrolamentos em sua superfície que são alimentados por um sistema mecânico de comutação (SIEMENS, 2006). Esse sistema é formado por um comutador, solidário ao eixo do rotor, que possui uma superfície cilíndrica com diversas lamina às quais são conectados os enrolamentos do rotor e por escovas fixas, que exercem pressão sobre o comutador e que são ligados aos terminais de alimentação. O propósito do comutador é o de inverter a corrente na fase de rotação apropriada de forma que o conjugado desenvolvido seja sempre na mesma direção (FITZGERALD, 2006).

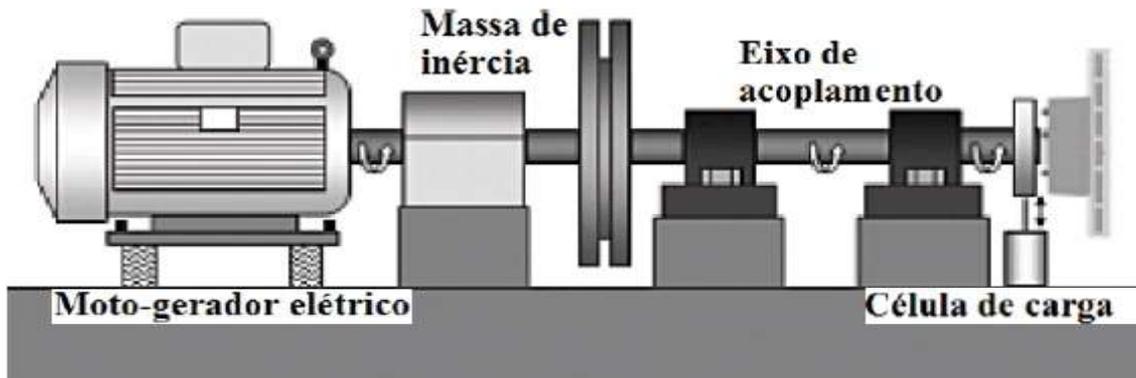
O controle destes tipos de máquinas é bastante flexível e preciso. É realizado por fontes de corrente contínua ou por um dispositivo conversor CA-CC e funcionam com velocidades ajustáveis em um amplo range de valores.

As principais vantagens destes tipos de máquinas são o modo de operação ativo acionando a máquina sob teste, facilidade no controle da velocidade e simplicidade dos conversores CA-CC. As desvantagens são o seu tamanho elevados e altos custos, se comparados com máquinas de indução de alta potência, maior necessidade de manutenção (principalmente devido aos comutadores) e potências problemas com arcos e faíscas devido a comutação ser realizada por componente mecânico.

### 2.1.4 DINAMÔMETRO DE CORRENTE ALTERNADA (CA)

O escolhido desse projeto, o dinamômetro de corrente alternada (DCA), funciona por meio de uma máquina de indução trifásica (MIT), que quando acionada por um inversor de frequência, permite inserir carga controlada, através do controle de velocidade e controle vetorial de torque, ou fornecer ao conjunto potência elétrica na condição de dinamômetro ativo (NOVOTNY, 1996). Essa máquina, também chamada de máquina de carga, é mecanicamente acoplada ao motor sob teste e eletricamente conectada ao sistema de potência. Sua principal vantagem em relação aos seus predecessores é a capacidade de caracterizar a curva carga-torque em condições estáticas e dinâmicas (COLLINS, 1994). Esse dinamômetro pode funcionar tanto como gerador, impondo diferentes valores de carga controlada, ou como motor acionando o sistema com uma potência específica, tal como mostra a Fig. 2.3.

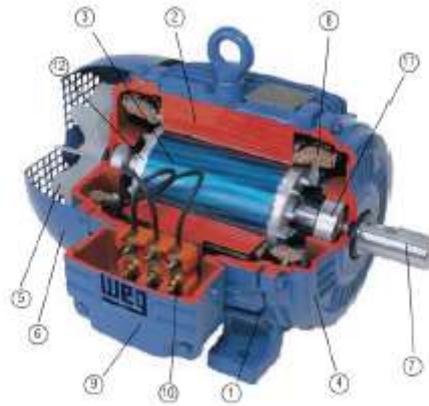
O volante de inércia ou massa de inércia é utilizado quando não se possui inversor de frequência, permitindo a regulação de velocidade angular, e os acoplamentos e mancais devem ser avaliados de modo a garantir tensões e deflexões dentro de limites aceitáveis para o material utilizado.



**Figura 2.3 – Esquemático de um dinamômetro de Corrente Alternada (VIANNA, 2012).**

O uso do inversor de frequência aliado ao advento do processador digital de sinais (DSPs), que operam com elevada frequência de processamento, possibilitam a construção de dinamômetros de corrente alternada mais robustos, confiáveis e versáteis.

Sob aspectos construtivos, o MIT é composto, assim como o máquina CC, fundamentalmente por duas partes, o estator (parte estática), que envolve o rotor (parte móvel), de formato cilíndrico, que contém o eixo de rotação da máquina. Na Fig. 2.4 é mostrado uma vista em corte de um motor assíncrono de indução (WEG, 2005) no intuito de representar suas características internas.



**Figura 2.4 – Vista em corte de um motor de indução: 1 - Carcaça, 2 - Núcleo de Chapas do Estator, 3 - Núcleo de Chapas do Rotor, 4 - Tampa, 5 - Ventilador, 6 - Tampa Defletora, 7 - Eixo, 8 - Enrolamento Trifásico, 9 - Caixa de Ligação, 10 - Terminais, 11 - Enrolamentos, 12 - Barras e Anéis de curto-circuito. (WEG, 2005).**

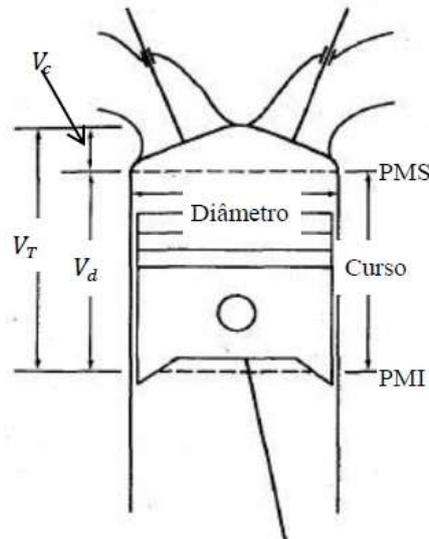
## 2.2 MOTORES DE COMBUSTÃO INTERNA

Desde o surgimento dos primeiros motores de combustão interna de quatro tempos, em 1862 com Alphone Beau de Rochas, diversos estudos e pesquisas vem sendo desenvolvidas no intuito de otimizar o desempenho do motor para toda faixa de operação e ao mesmo tempo atender as normas regulamentadoras vigentes no país. Com isso, será possível produzir mais potência mecânica usando menos combustível, motores menores e com redução de emissões (BAETA, 2015).

A produção de potência mecânica depende da energia química contida no combustível que é liberada pela queima ou oxidação do combustível dentro do motor (HEYWOOD, 1995). Basicamente, esses motores operam em ciclos de quatro tempos usando pistões, como mostrado na Fig. 2.5, que completa duas revoluções completas da árvore de manivelas para um ciclo de trabalho, sendo o curso total de deslocamento dos pistões definido entre o ponto morto superior (PMS) e o ponto morto inferior (PMI), que equivale ao volume deslocado  $V_C$ .

Define-se como volume da câmara de combustão ( $V_C$ ) o volume do cilindro quando o pistão está no ponto morto superior (PMS) e volume total do cilindro ( $V_T$ ) quando o pistão está no ponto morto inferior (PMI), assim como mostra a Fig. 2.5. Ao calcular a razão do volume total pelo volume da câmara de combustão obtém-se um parâmetro essencial dos motores de combustão interna, denominado de razão volumétrica de compressão ( $r_c$ ) dada pela Eq. 2.1 (STONE, 1992).

$$r_c = \frac{\text{volume total do cilindro}}{\text{volume da camara}} = \frac{V_d + V_c}{V_c} \quad (2.1)$$



**Figura 2.5 – Pistão e a câmara de combustão. (ADLER, 1988).**

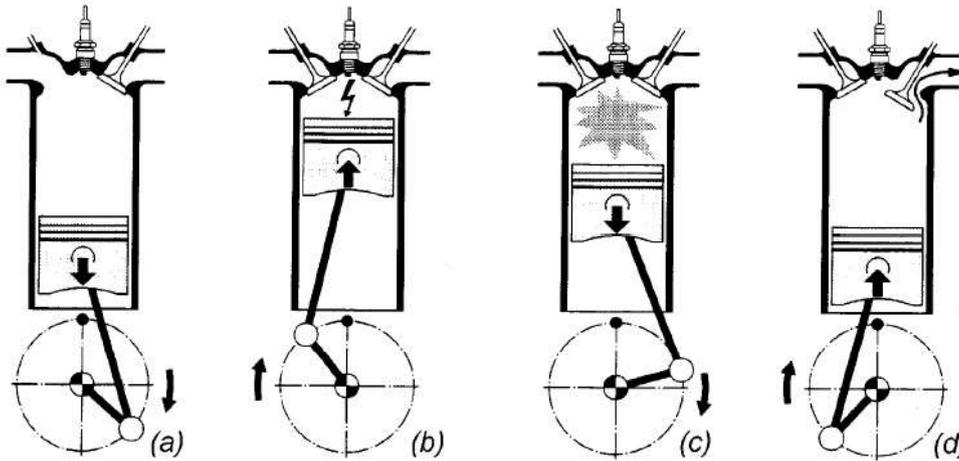
A razão volumétrica de compressão é um parâmetro muito importante no projeto de motores pois a eficiência térmica teórica da máquina pode ser expressa matematicamente apenas em termos desse parâmetro. O projeto desse parâmetro deve levar em consideração a geometria dos componentes, o combustível utilizado e a pressão máxima de combustão. Nota-se observando a Eq. 3.1 que se for reduzida o volume da câmara de combustão, mas mantido o volume deslocado, obtém-se o aumento ou elevação da razão de compressão e conseqüentemente aumento da eficiência térmica (ADLER, 1988).

A Fig. 2.6 apresenta graficamente o funcionamento básico de um motor de 4 tempos. O primeiro deles é o tempo de admissão. Neste tempo o pistão se desloca do PMS para o PMI mantendo a válvula de admissão aberta e a de descarga fechada. O gradiente de pressão gerado entre o sistema de admissão e a pressão atmosférica desloca o fluido de trabalho, formado por uma mistura de ar/combustível, para o interior do cilindro (PUJATTI, 2007).

No instante em que o pistão atinge o PMI, a válvula de admissão se fecha e o pistão inicia o movimento para o PMS comprimindo a mistura ar/combustível no interior do cilindro com as duas válvulas fechadas. Durante esse curso de compressão, a temperatura e pressão dentro cilindro se eleva consideravelmente até que um pouco antes do pistão alcançar o PMS a vela de ignição produz a centelha que inicia o processo de combustão.

O início da combustão ocorre próximo ao final do tempo de compressão e termina no início do tempo de expansão do motor. A combustão altera a composição química da mistura e empurra o pistão para o PMI, realizando trabalho sobre o pistão e reduzindo a temperatura e pressão dentro do cilindro.

A abertura da válvula de descarga inicia o tempo de exaustão, onde os gases provenientes da combustão da mistura admitida pelo motor são direcionados para fora do cilindro durante a movimentação ascendente do pistão, como mostra a Fig. 2.6. Ao término desse tempo, o pistão encontra-se no PMS, sincronizando o fechamento da válvula de descarga e a abertura da válvula de admissão para iniciar um novo ciclo.



**Figura 2.6 – Ciclo 4 tempos (a) Admissão. (b) Compressão. (c) Combustão. (d) Exaustão. (PUJATTI, 2007).**

### 2.3 MODOS DE CONTROLE DO SISTEMA DINAMÔMETRO-MOTOR

Os testes realizados no sistema dinamômetro-motor são, principalmente, uma sequência de valores desejados de torque e rotação para MCI. Estas sequências são alcançadas manipulando somente dois controles: rotação do MCI (“posição da borboleta”) e rotação do dinamômetro (MARTYR, 2007).

Para qualquer posição do acelerador, o MCI tem sua curva *Torque x Rotação* característica, apresentando assim uma família de curvas de conjugado. Da mesma forma o MIT tem sua curva de conjugado, o que define os modos de controle do sistema.

O controle do MCI pode ser manipulado em três modos diferentes, sendo eles:

- 1 – Posição do acelerador constante (modo posição);
- 2 – Rotação constante (modo velocidade);
- 3 – Torque constante (modo torque);

Em contrapartida, o controle do dinamômetro pode ser feito de quatro maneiras diferentes, sendo elas apresentadas a seguir:

- 1 – Ajuste de controle constante (modo posição);
- 2 – Rotação constante (modo velocidade);
- 3 – Torque constante (modo torque);
- 4 – Reproduzir uma curva característica de torque x rotação (modo de potência);

Diferentes combinações desses modos são possíveis. A nomenclatura alemã diz que estas combinações são descritas em termos do modo dinamômetro/motor. Já a norma inglesa utiliza o oposto.

Portanto, os modos de controle utilizados em bancos de provas de testes de MCIs podem ser os seguintes: posição/posição, rotação/posição, torque/posição, potencia/posição, torque/rotação e rotação/torque.

### 2.3.1 CONTROLE POSIÇÃO/POSIÇÃO

Neste modo, a posição do acelerador ( $\alpha$ ) e o ajuste do dinamômetro (curva torque x rotação) são mantidos fixos. Este é o modo de operação clássica em bancos de testes equipados com dinamômetros hidráulicos. Por ele trabalhar em malha aberta, não existe nenhuma informação de como o conjunto está respondendo e, por isso, nem sempre o sistema atinge um ponto de operação estável. Alguns tipos de dinamômetros Hidráulicos podem apresentar comportamentos instáveis em baixas cargas.

Este modo é bastante utilizado a fim de verificar os pontos de operação em que o sistema pode trabalhar independente da influência do sistema de controle adotado.

### 2.3.2 CONTROLE POTÊNCIA/POSIÇÃO

Este modo é uma variação do anterior, sendo que o ajuste do dinamômetro é manipulado a fim de fornecer uma curva *Torque x Rotação* característica, da forma:  $Torque = cte \times rotação^n$ , onde  $n \geq 1$ .

### 2.3.3 CONTROLE ROTAÇÃO/POSIÇÃO

Neste modo, o dinamômetro, a partir de um sistema de controle, mantém a rotação do conjunto constante, independentemente da posição de  $\alpha$ . O principal objetivo neste modo de operação é o de levantar curvas de *Torque x Rotação* de MCI à plena carga ( $\alpha = 100\%$ ) e à cargas parciais.

### 2.3.4 CONTROLE TORQUE/POSIÇÃO

Este modo é análogo ao anterior porem o controle é realizado sobre o torque do dinamômetro para diferentes posições de  $\alpha$ . Deve-se ter bastante cuidado com este modo para não impor um valor de torque maior do que o MCI pode gerar, a fim de evitar a parada repentina do sistema, podendo causar danos aos equipamentos, dessa forma esse modo será evitado.

### 2.3.5 CONTROLE TORQUE/ROTAÇÃO

Neste caso, uma parte do controle do sistema é encarregado do fixar o valor do torque, pelo dinamômetro, enquanto que a outra é encarregada de controlar a rotação do MCI, atuando no  $\alpha$ .

Um exemplo de utilização é no amaciamento de MCI quando não se recomenda a imposição de elevadas cargas. Conforme o atrito das partes móveis vai diminuindo, maior potência é transmitida ao sistema que, pelo fato do torque estar constante devido ao controle sobre o dinamômetro, a rotação do conjunto tende a aumentar. Neste momento, o controle de posição atua na posição de  $\alpha$  fazendo

com que ocorra uma redução na mesma, a fim de manter os valores de torque e rotação dentro dos estipulados previamente.

### **2.3.6 CONTROLE ROTAÇÃO/TORQUE**

Este modo pode ser associado com um veículo em um aclave. O dinamômetro controla a rotação do sistema, a fim de mantê-la constante, enquanto que o controle sobre o motor atua em  $\alpha$ , com o objetivo de ajustar o valor do torque produzido.

Precauções com esse modo devem ser tomadas somente para aqueles dinamômetros que operam nos quatro quadrantes descrito na seção 3.1 onde o banco de ensaios controla a rotação do sistema. Nestes casos, o controle será realizado mesmo que o MCI esteja sendo motorizado.

## **2.4 MÁQUINA DE INDUÇÃO TRIFÁSICA MIT**

Ainda nos dias de hoje, as máquinas de indução trifásicas, mais especificamente as máquinas com rotores em gaiola de esquilo, são os mais utilizados na indústria e no mercado mundial. Isso se deve principalmente pela evolução no entendimento do seu modelo dinâmico o que possibilitou o controle de torque e acionamentos a velocidade variável, quando alimentados por conversores eletrônicos de potência (NOVOTNY, 1996).

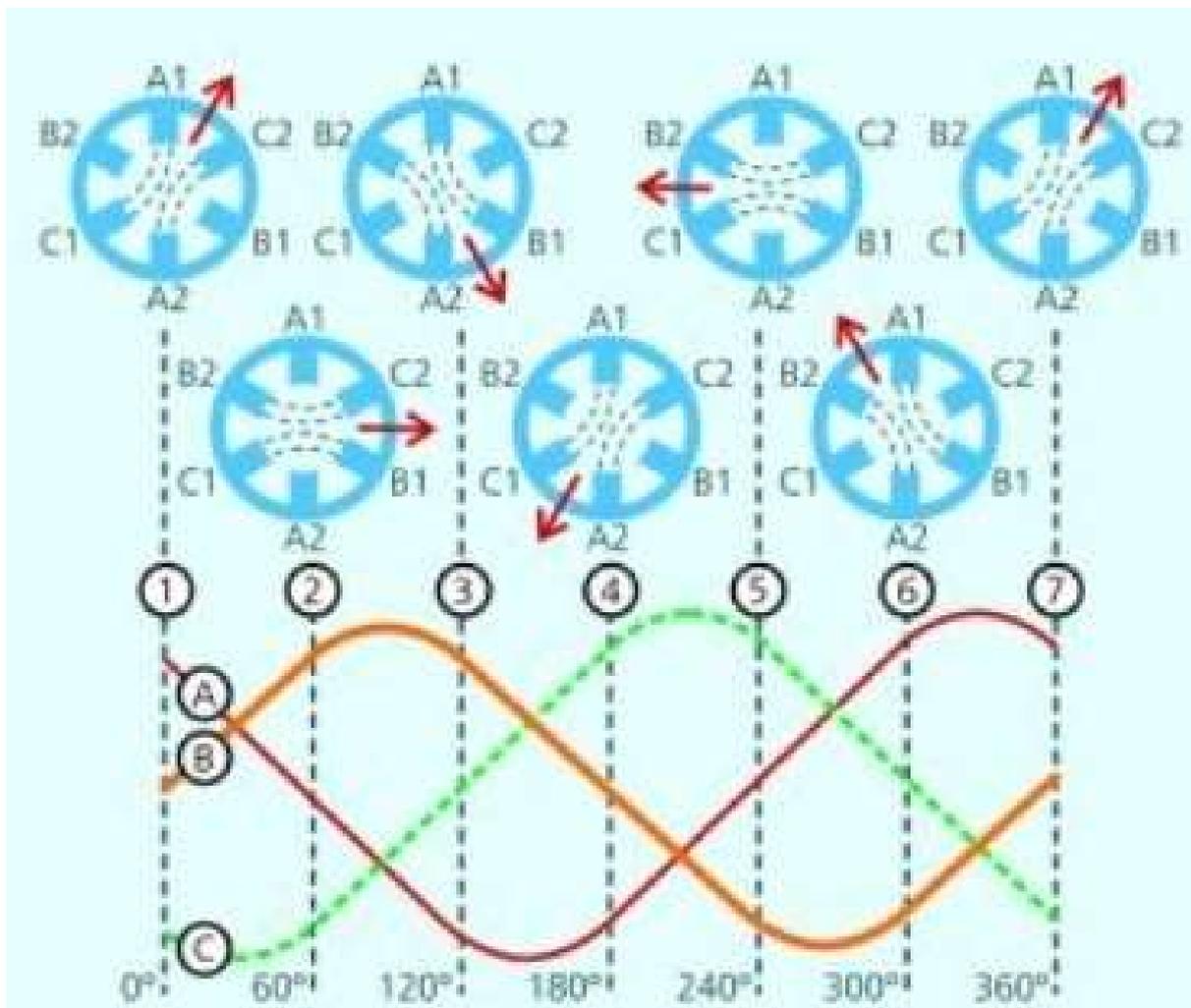
Para um valor de potência fixa, ao comparar esses motores com os de corrente contínua (C.C.) e os síncronos de corrente alternada (C.A.) constata-se que os motores de indução são mais baratos, mais leves e mais robustos. Além disso, necessitam de pouca manutenção sob aspectos construtivos, devido à ausência de escovas, comutadores e sistemas de auxílio à comutação. Possuem uma relação conjugado-inércia mais elevada e são capazes de operar em velocidades bem mais altas. Do ponto de vista operacional, as máquinas de indução se assemelham a seus predecessores pois, pode ser considerada como uma máquina de dupla excitação, induzindo uma tensão alternada de frequência variável no rotor, por ação transformadora, como num secundário de um transformador. Como o foco desse trabalho são as máquinas de indução trifásicas, nessa seção será dada atenção às suas características conceituais, operacionais e construtivas (KRAUSE, 2002).

Uma melhor compreensão das máquinas de corrente alternada pode ser alcançada através do estudo da produção de campo magnético girante pela aplicação de tensões alternadas trifásicas ao enrolamento de estator. Para que a máquina de indução produza um campo magnético girante e de amplitude constante, girando à velocidade síncrona ( $N_s = 120f/P$ ), são necessários enrolamentos de estator individuais e idênticos, deslocados de  $120^\circ$  elétricos no espaço e pelos quais circulem correntes também defasadas de  $120^\circ$  no tempo, ou na fase do estator (KOSOW, 1982).

A Fig. 2.7 mostra o fluxo resultante, representada pela seta em vermelho, produzido pelas correntes defasadas  $120^\circ$  no tempo, em que as amplitudes das correntes das fases se alternam entre o máximo, mínimo e intermediário devido ao formato senoidal das correntes.

Por exemplo, no instante  $t_2$  ( $60^\circ$ ) tem-se que a corrente na fase B está entrando no enrolamento distribuído, portanto B1, e sua amplitude nesse instante é máxima. A corrente na fase C está saindo do enrolamento distribuído, portanto C2, e sua amplitude é mínima nesse instante. Dessa forma, o fluxo magnético resultante estará entre esses enrolamentos e percebe-se que esse fluxo gira em função da variação das amplitudes das correntes no tempo, mas com sua amplitude constante.

Observa-se também pela Fig. 2.7 que quando as correntes em duas fases têm o mesmo sentido, então as componentes em quadratura dessas projeções cancelam-se entre si, pois são idênticas e opostas em suas posições de fase. As demais componentes são somadas à da outra fase para produzir o fluxo magnético resultante como explicado anteriormente.



**Figura 2.7 – Produção de campo magnético girante e relações entre correntes defasadas  $120^\circ$  no tempo (WEG, 2005).**

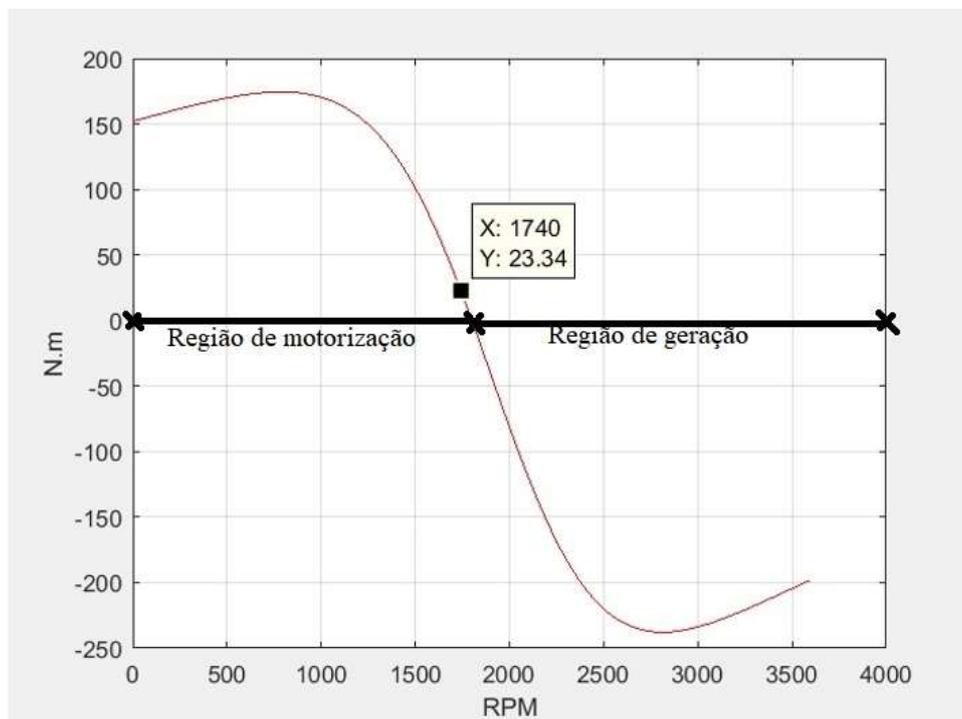
Outra característica fundamental para o entendimento das máquinas assíncronas é apresentada na Fig. 2.8, uma curva *conjugado x velocidade* típica de um motor de indução com rotor em gaiola de esquilo, operando com uma frequência de estator  $f$  e tensão nominal  $V$  fixas. Durante a operação ordinária do motor, o rotor gira no mesmo sentido de rotação do campo magnético produzido pelas correntes de estator, cuja frequência síncrona é dada pela Eq. 2.2:

$$f = \frac{P}{120} \cdot (n) \quad (2.2)$$

Onde  $n$  é a velocidade angular síncrona e  $P$  é o número de polos do motor. Nessa condição a velocidade está entre zero e a velocidade síncrona e o escorregamento está entre 1,0 e 0 (indicado no gráfico da Fig. 2.8 por região de motorização). A Eq. 2.3 expressa o torque desenvolvido:

$$T = K\phi I_r \cos\phi_r \quad (2.3)$$

Sendo  $K$  uma constante de torque,  $\phi$  o fluxo de entreferro,  $I_r \cos\phi_r$  a projeção corrente de rotor que está em fase com o fluxo.

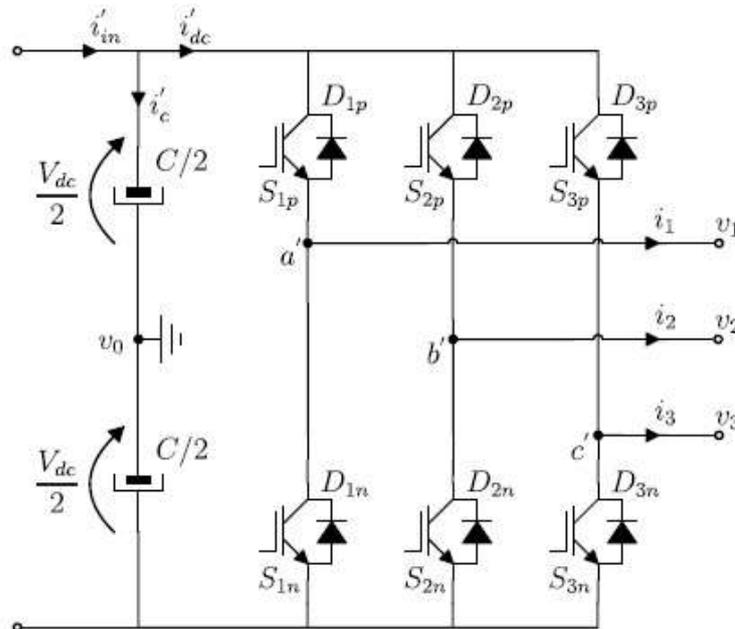


**Figura 2.8 – Curva de conjugado x velocidade de um motor de indução (Autor).**

Supondo que a máquina de indução parte com tensão nominal aplicadas aos terminais de estator, ele desenvolverá em conjugado de partida, o que proporcionará um crescimento constante de velocidade angular. Ao passo que sua velocidade aumenta desde o escorregamento unitário, o conjugado aumentará até o valor de escorregamento correspondente ao torque máximo desenvolvido. Isso fará com que a velocidade aumente ainda mais até que o escorregamento comece a decair e, simultaneamente o torque desenvolvido pelo motor. A velocidade do motor aumentará até o ponto em que o conjugado desenvolvido seja equivalente ao torque aplicado, com baixo escorregamento. A máquina continuará a girar nesta velocidade mantendo um valor equilibrado de escorregamento até que o conjugado aumente ou diminua em função do valor da carga imposta ao eixo.

## 2.5 INVERSOR DE FREQUENCIA

O inversor usado nesse projeto é denominado 2L-VSI operando com modulação vetorial por largura de pulso (SV-PWM). A Fig. 2.9 mostra sua topologia. Desde a década de 70 esse inversor tem sido a escolha padrão da indústria para realizar a conversão estática de corrente contínua em corrente alternada. Além de operar com uma quantidade reduzida de semicondutores de potência (12 interruptores ativos e passivos), não necessitam de circuitos de auxílio à comutação, boa distribuição das perdas, facilidade no comando e robustez de operação (WALKER, 1999).



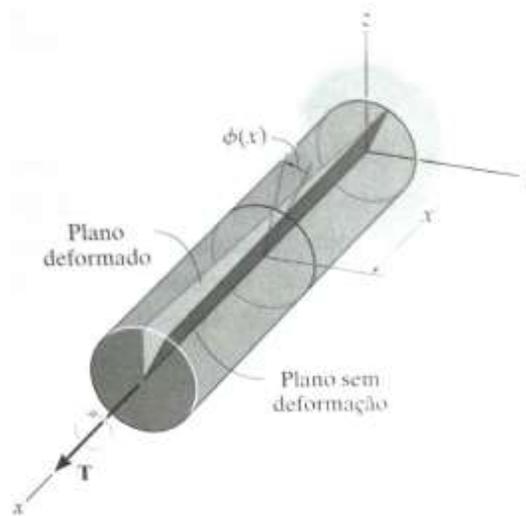
**Figura 2.9 – Topologia de um conversor eletrônico de potência (WALKER, 1999).**

Esse inversor é denominado de dois níveis, pois é capaz de fornecer na saída apenas dois níveis de tensão ( $-V_{dc}/2$  e  $+V_{dc}/2$ ) entre as fases e o ponto de neutro do barramento CC e três níveis ( $-V_{dc}$ ,  $+V_{dc}$ , 0) entre as fases do lado CA. Esse inversor é muito utilizado para acionamento de máquinas de corrente alternada e em veículos elétricos (HARTMAN, 2009). Logo, pelo funcionamento e saída dos parâmetros de alimentação do inversor de frequência, consegue-se com a aplicação deste equipamento a operação em rotações controladas e conjugado constante em um motor elétrico, devido à relação de variação da tensão junto à frequência de alimentação, extremamente necessário para se realizar ensaios dinamométricos.

Esses inversores de frequência operam com base na modulação vetorial, ou seja, cada vetor de tensão está associado a uma combinação de tensões de fase que os conversores aplicam em sua saída e que, por sua vez, está associado a um ou mais estados topológicos do inversor. Os inversores trifásicos de tensão multiníveis são a principal solução para conversão de energia em tensões mais elevadas (ALOLAH, 1988). Entretanto, na década de 2000, os inversores multiníveis, em especial os inversores três níveis, vêm se tornando uma alternativa interessante também para a conversão de energia em baixa tensão. Os inversores de tensão três níveis mais estudados na literatura para esse tipo de aplicação são o com Ponto Neutro Grampeado (NPC) (MARUYAMA e STYNSKI, 2010), o com Ponto Neutro Grampeado Ativamente (ANPC).

## 2.6 TORQUE

Torque ou vetor de torque representa qualquer momento ou vetor que seja colinear com um eixo de um elemento mecânico, pois o momento faz com que o elemento seja torcido em torno daquele eixo. Por isso, é dito que uma barra submetida a um momento dessa classe está sob torção pura. A Fig. 2.10 apresenta os efeitos da aplicação de torque causados em uma barra maciça de comprimento fixo e livre nas extremidades (SHIGLEY, 2008). Pode-se observar que a torção no eixo varia linearmente com a distância, indo de zero na extremidade fixa até seu valor máximo na extremidade livre.



**Figura 2.10 – Deformação em uma barra sólida (HIBBELER, 2009).**

Quando o torque é aplicado, os círculos e as retas longitudinais da grade, marcada originalmente no eixo, tal como mostrado na Fig. 2.11(a) tendem a se distorcer segundo o padrão mostrado na Fig. 2.11(b). Por observação, pode-se considerar que, se o ângulo de rotação for pequeno, o comprimento e o raio do eixo permanecerão inalterados (HIBBELER, 2009).

Considerando o eixo preso em uma de suas extremidades e for acoplado um torque à sua extremidade livre, conforme mostra a Fig. 2.11, o plano sombreado será distorcido até uma forma oblíqua. Uma linha radial localizada na seção transversal a uma distância  $x$  da extremidade fixa do eixo girará um ângulo  $\Phi(x)$ . Esse ângulo é denominado ângulo de torção, é dependente da posição  $x$  e variará ao longo do eixo como demonstrado na figura. Podemos expressar o ângulo de torção através da Eq. 2.4:

$$\varphi = \frac{T x L}{J x G} \quad (2.4)$$

Onde:

$\varphi$  = Ângulo de torção [radianos];

T = Torque aplicado [Nm];



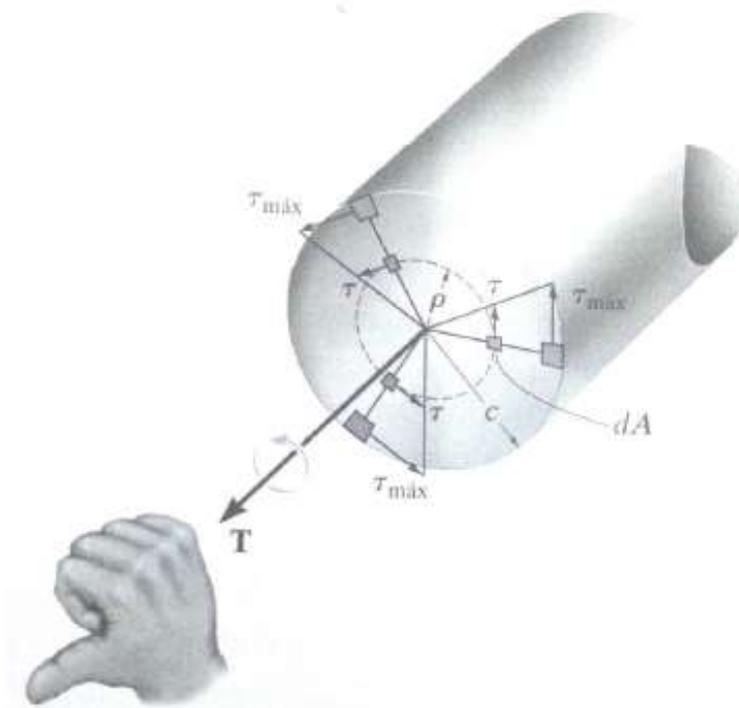
**Figura 2.11 – Ângulo de torção em uma barra sólida (HIBBELER, 2009).**

$L$  = Comprimento do eixo submetido a torção [m];

$G$  = Módulo transversal de elasticidade [ $\text{N}/\text{m}^2$ ];

$J$  = Momento polar de inércia [ $\text{m}^4$ ].

Em termos de dimensionamento, a aplicação de um torque  $T$ , provoca no componente tensões de cisalhamento, ilustrado na Fig. 2.12.



**Figura 2.12 – Cisalhamento em uma barra sólida (HIBBELER, 2009).**

A tensão de cisalhamento varia linearmente ao longo de cada linha radial da seção transversal e assume valor máximo na superfície mais afastada da linha de centro do eixo. Matematicamente, a tensão máxima de cisalhamento atua segundo a Eq. 2.5:

$$\tau_{max} = \frac{T \times c}{J} \quad (2.5)$$

Onde:

$\tau_{max}$  = Tensão de cisalhamento máxima no eixo [N/m<sup>2</sup>];

$T$  = Torque interno resultante na seção transversal [Nxm];

$c$  = raio externo ao eixo [m];

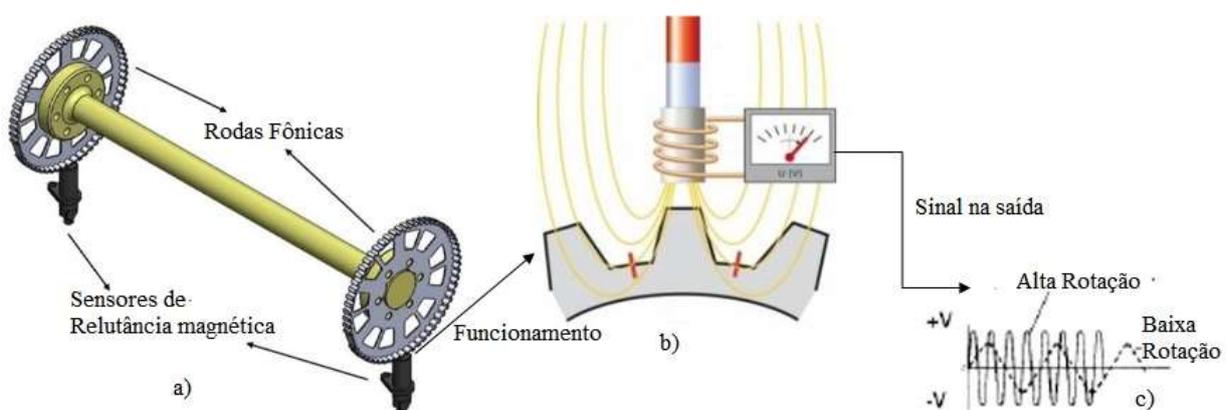
$J$  = Momento polar de inércia [m<sup>4</sup>].

## 2.7 MÉTODOS DE MEDIÇÃO DE TORQUE

A seguir são apresentados alguns métodos existentes para medição de direta de torque em eixos rotativos. Os métodos com aplicação evidente no mercado são feitos por meio da deformação causada pelo esforço de torção, medido de diferentes maneiras (defasagem ótica e indutiva, deformação superficial, deslocamento de elementos calibrados, etc.). O maior empecilho está em medir o torque com o eixo submetido a rotações elevadas. São apresentados a seguir os dois métodos mais relevantes para medição de torque segundo a literatura, sendo que o primeiro método apresentado abaixo foi o escolhido para estimar o torque neste projeto.

### 2.7.1 MÉTODO DA DEFASAGEM INDUTIVA (MDI)

O método da defasagem indutiva (MDI) é por definição uma forma eletromagnética de se mensurar o torque em eixos submetidos à torção. Para exemplificar o funcionamento do sensor e ao mesmo tempo auxiliar no entendimento do projeto suponha um sistema composto por um eixo flexível de nylon PA-6, com duas rodas fônicas automotivas fixadas nas extremidades do eixo, uma no motor de acionamento, e outra, no motor de carga, tal como mostrado na Fig. 2.13(a).

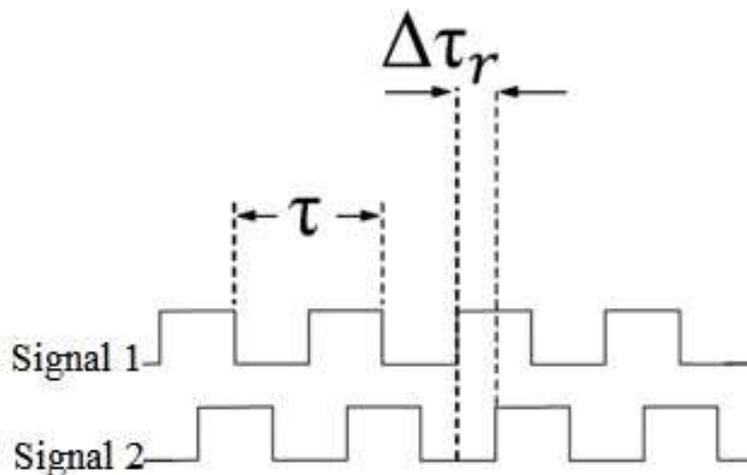


**Figura 2.13 – a) Sistema de medição de torque. b) Princípio de funcionamento. c) Sinal de tensão elétrica na saída (Autor).**

Ao se aplicar momento em torno do eixo longitudinal da barra esta sofrerá torção. Como consequência disso, um desalinhamento entre os dentes das duas rodas fônicas, com relação ao eixo da bobina do circuito magnético, irá aparecer. Para medir esse desalinhamento são usados dois circuitos eletromagnéticos, que se acoplam aos dentes das duas rodas fônicas através de linhas de fluxo magnético, tal como mostrado na Fig. 2.13(b) (FLEMING, 1982).

Observasse que, quando o dente está alinhado com a bobina do circuito magnético o entreferro de ar é pequeno, caracterizando uma baixa relutância magnética. Quando o dente está o mais distante possível da bobina do circuito magnético o entreferro de ar é grande, caracterizando uma alta relutância magnética. Assim, na medida em que a roda fônica começa o movimento rotacional a indutância associada ao acoplamento com a roda fônica produz um sinal variável que produzirá uma pulsação na corrente elétrica que circula na bobina na mesma frequência de variação da relutância. Mediante a rotação do eixo a corrente elétrica que circula na bobina terá a forma de onda apresentada na Fig. 2.13(c).

O mesmo fenômeno ocorre com a segunda roda fônica, porém, na presença de torque, seus dentes estarão adiantados em relação aos dentes da primeira produzindo pulsos quadrados de corrente elétrica nas duas bobinas que estarão defasados no tempo, tal como mostra a Fig. 2.14 (YEH, 2015). Relacionando essa defasagem ( $\Delta\tau_r$ ) com a rotação angular do eixo, tem-se o ângulo entre as duas extremidades do eixo de comprimento  $L$  conhecido. Conhecidas as propriedades mecânicas do material selecionado para o eixo, determina-se o torque pela Eq. 2.4.



**Figura 2.14 – Pulsos quadrados obtidos por osciloscópio (Autor).**

Observa-se sinais característicos de tensão de saída do sensor, cujo período é  $\tau$ , após o condicionamento eletrônico. É importante observar que a amplitude do sinal 1 e 2 não deve ultrapassar 3,3 Volts devido à operação do DSP F2812. A rotação do eixo está relacionada com o período do trem de pulsos quadrados conforme a Eq. 2.6.

$$n_{eixo} = \frac{60}{\tau \cdot ppr} \quad (2.6)$$

Onde:

$n_{eixo}$  : Rotação do eixo em [rpm].

$\tau$  : Período do trem de pulsos [s].

$ppr$  : Número de pulsos por revolução de eixo.

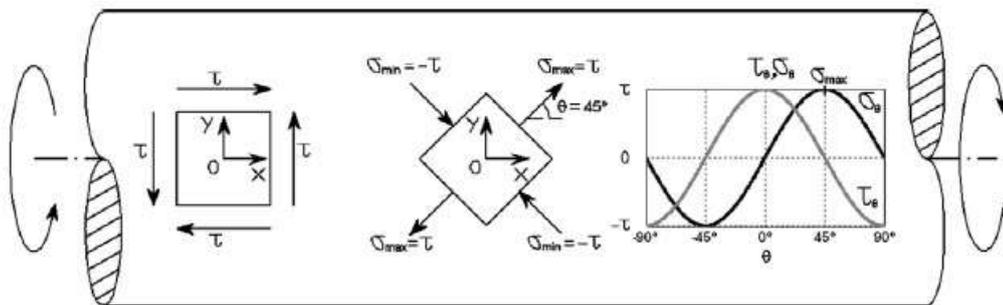
Para esse caso em específico a Eq. 2.6 nos diz que a rotação do eixo é equivalente à frequência do trem de pulsos [Hz]. Isso se deve ao fato da roda fônica usada possuir 60 dentes ou 60 pulsos por revolução de eixo.

### 2.7.2 EXTENSOMETRIA

A extensometria é um método baseado na variação da resistência elétrica de um filamento, seguindo a Eq. 2.7 causada pela deformação do eixo submetido ao torque.

$$R = \frac{\rho x l}{A} \quad (2.7)$$

Onde, R é a Resistência elétrica de um filamento [*ohm*],  $\rho$  é a Resistividade elétrica do material [*ohm* x mm], l é o Comprimento do filamento [mm] e A é a Área da seção transversal do filamento [mm<sup>2</sup>]. Tal deformação possui uma relação direta tensão de cisalhamento e tensão normal em torção pura conhecida pela literatura (YOUNG, 2001) como pode ser vista na Fig. 2.15.



**Figura 2.15 – Plano de tensões para torção pura (ESPADAFOR, 2014).**

A relação com o torque aplicado no eixo pode então ser obtida a partir da Eq. 2.8.

$$\varepsilon = \frac{T}{\pi G r^3} \quad (2.8)$$

Onde,  $\varepsilon$  é a deformação do eixo [*ohm*], G é o módulo transversal de elasticidade do material [*ohm* x mm], r é o raio do eixo [mm] e T é o torque aplicado no eixo [Nm].

O uso de extensômetros de resistência elétrica é atualmente utilizado por pesquisadores de alto impacto científico e intelectual na intenção de medir torque presente em eixos de motores a combustão interna (ESPADAFOR, 2014). Os extensômetros são conectados à superfície onde se deseja medir, por colagem, sendo assim submetidos à mesma deformação dessa superfície. Essa colagem segue alguns cuidados para eficácia da medição como limpeza adequada da superfície e desoxidação e aplicação de pressão na região pós-colagem para total adesão do sensor.

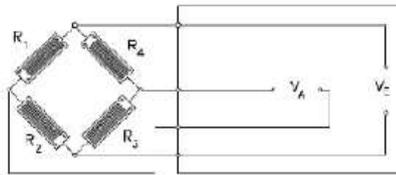
A leitura do sinal do extensômetro é feita por meio da queda de tensão neste devido sua variação de resistência relacionada à deformação imposta. São comumente utilizados em pontes de *Wheatstone*, com o objetivo de amplificar o efeito da variação imposta auxiliando na obtenção dos dados (BEARD, 2011). A Eq. 2.9 e a Fig. 2.16 exemplificam a relação da variação de resistência obtida com a montagem em ponte completa de *Wheatstone*.

$$\frac{V_A}{V_E} = \frac{1}{4} \left( \frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (2.9)$$

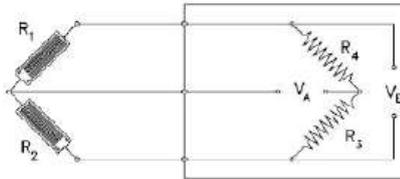
Onde:

$V_A$ ;  $V_E$  = Queda de tensão nos ramos da ponte [V].

- Ponte Completa:



- 1/2 Ponte:



- 1/4 Ponte:

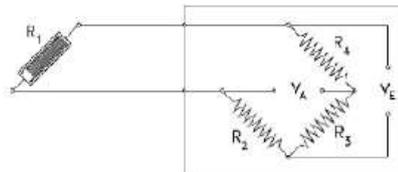


Figura 2.16 – Montagem dos extensômetros em uma ponte de *Wheatstone* (BEARD, 2011).

## 2.8 ESTADO DA ARTE

O estado da arte apresenta os trabalhos desenvolvidos por pesquisadores ao redor do mundo no que diz respeito aos principais temas dessa dissertação de mestrado, que são os dinamômetros de motor e suas peculiaridades e os sistemas de medição de torque em máquinas rotativas e suas aplicações. Dessa forma, é apresentado a seguir diversos artigos publicados em revistas científicas, dissertações de mestrado e teses de doutorado que ajudaram a formar o estado da arte desta dissertação de mestrado.

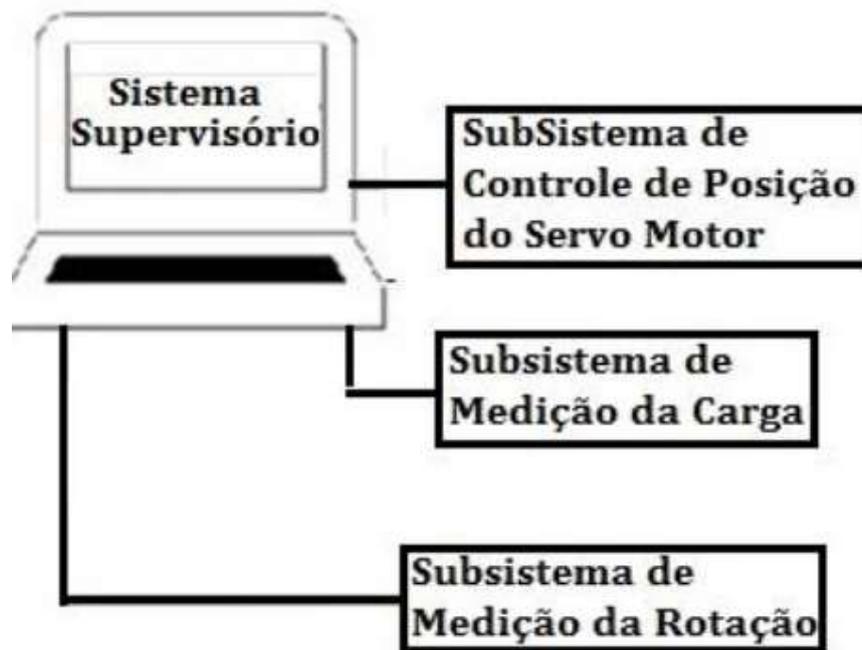
### 2.8.1 PROJETOS ENVOLVENDO DINAMÔMETROS DE MOTOR

O projeto apresentado por (ALBUQUERQUE, 2015), enfatiza a automatização de um dinamômetro hidráulico para testes em motores de combustão interna, tal como mostrado na Fig. 2.17. O dinamômetro funciona por meio de um controlador analógico que regula a carga através do vórtice criado na água do sistema hidráulico. A pressão interna gerada pelo vórtice é controlada por uma válvula borboleta conectada a um servo motor c.c. acionado por um controlador PID.

O autor realiza a substituição do sistema mencionado acima por um sistema de controle digital. O entendimento do modelo dinâmico do dinamômetro, usando a teoria unidimensional integrada e a modelagem de fluxo de vórtice, foram fundamentais para o sucesso na implementação do sistema de controle digital. Basicamente, é implementado um sistema supervisório, baseado na plataforma SCADA, em um microcomputador que se comunica com subsistemas de medição de torque e rotação digitais, e um subsistema para atuadores de motores, tal como mostra a Fig. 2.18. O novo sistema digital apresentou respostas mais rápidas em baixas e altas rotações quando comparado com o sistema analógico antigo.



**Figura 2.17 – Set up experimental da bancada dinamométrica (ALBUQUERQUE, 2015).**



**Figura 2.18 – Sistema de controle digital implementado (ALBUQUERQUE, 2015).**

Por fim, o sistema se mostrou robusto e confiável, premissas que são básicas na concepção de bancos de provas. Além do levantamento de curvas *torque x rotação* em função da posição da válvula borboleta, o sistema irá permitir que novos tipos de ensaios sejam realizados, como ensaios transientes simulando condições reais de uso dos motores a combustão interna.

O trabalho desenvolvido por (GERMANO, 2013) visou avaliar sob o ponto de vista metrológico um banco de provas aplicado a motores de combustão interna. Fundamentalmente o autor utilizou meios de comparação entre os valores medidos, como por exemplo, torque, rotação, pressão e temperatura, com valores padrões que estão de acordo com normas regulamentadoras. Para calibrar o sistema de medição de torque mecânico estaticamente, que pudesse ser comparado com o valor apresentado pela IHM do sistema desenvolvido, foi utilizado massas conhecidas as quais foram inseridas a um braço de alavanca, para definir um momento conhecido, e o torque é calculado multiplicando-se o modulo da força pela distância do ponto de sua aplicação e o centro do eixo cardan do dinamômetro, tal como mostrado na Fig. 2.19.

A calibração dinâmica do torque foi realizada pela deformação inserindo-se no eixo extensômetros de resistência elétrica na configuração de ponte de *wheatstone*. Temperaturas foram mensuradas por equipamentos calibrados e comparados aos valores produzidos pelo sistema de medição desenvolvido que basicamente é composta por um banho termostático, com medições sendo realizadas na faixa de  $-250^{\circ}\text{C}$  a  $650^{\circ}\text{C}$ . Os resultados de cada grandeza foram tratados estatisticamente, com a finalidade de se determinar as incertezas associadas a cada grandeza, em conformidade com os certificados de calibração dos equipamentos usados nas medições realizadas.

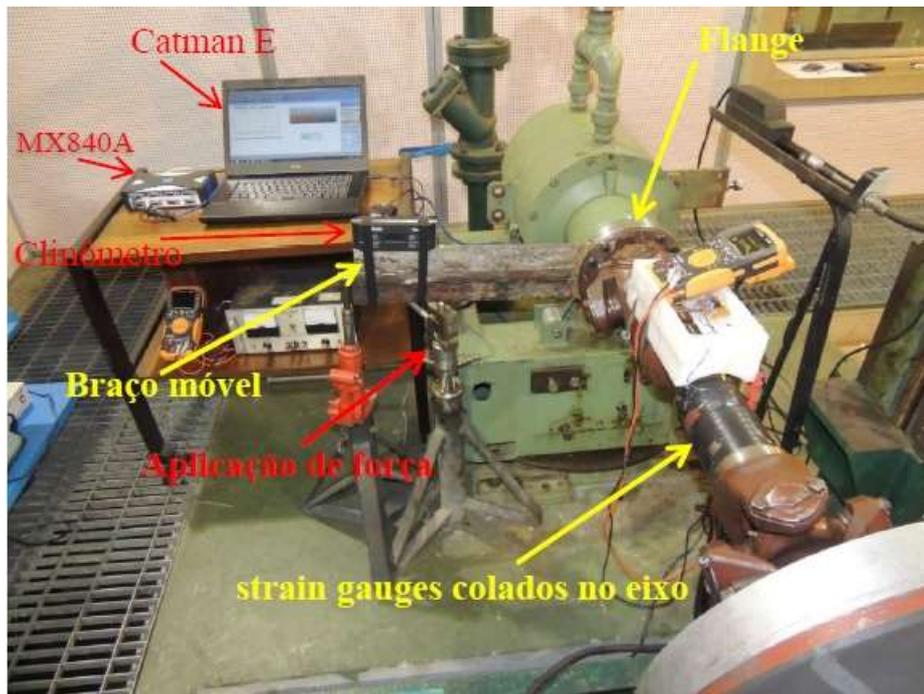


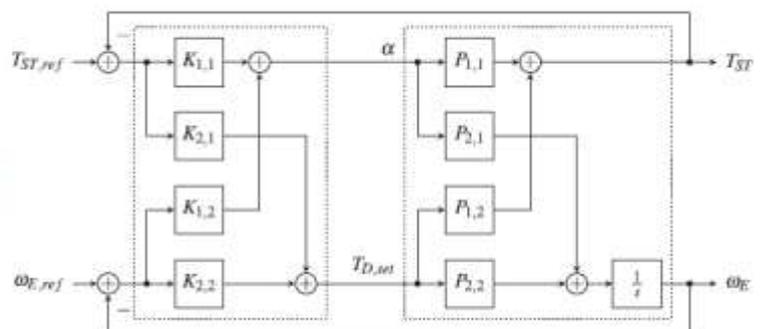
Figura 2.19 – Set-up experimental do sistema de medição de torque (GERMANO, 2013).

(PASSENBRUNNER, 2014) desenvolveu um sistema de controle multivariável da velocidade e do torque no eixo de um motor de combustão interna em uma bancada de testes para ensaios dinâmicos. A Figura 2.20(a) apresenta a montagem experimental do trabalho usando um motor diesel e a Figura 2.20(b) apresenta estrutura de controle multivariável implementada.

Os resultados são comparados com controladores industriais de última geração tanto para testes dinâmicos quanto em um ciclo de condução típico. O autor alcança um desempenho melhor ao do controlador industrial sendo que o erro associado com a medição de torque do sistema proposto foi de 3.06 N.m enquanto que com o controlador industrial o erro de torque foi de 4.13 N.m.



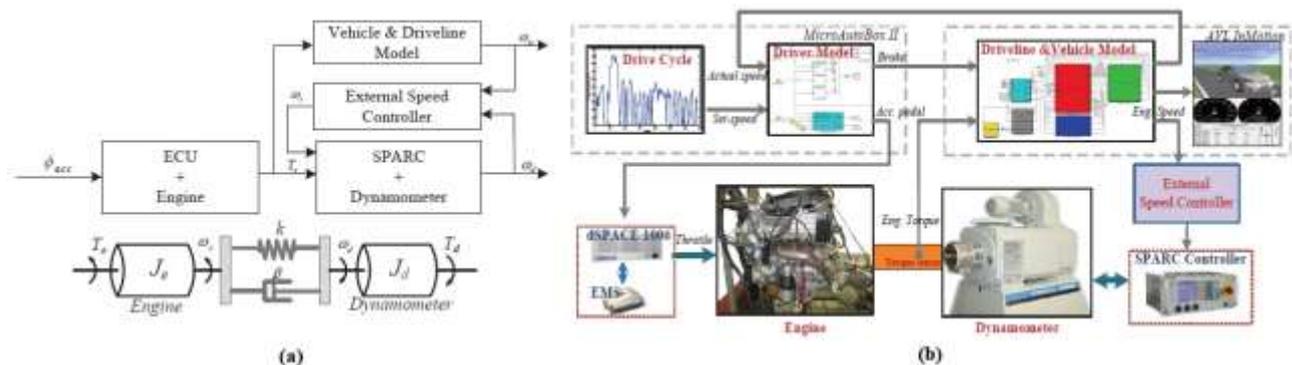
(a)



(b)

Figura 2.20 – (a) *Set-up* experimental do dinamômetro de motor. (b) estrutura de controle implementada (PASSENBRUNNER, 2014).

(KANG, 2013) apresenta uma estrutura de controle de um sistema dinamômetro-motor que realiza a operação real do motor a gasolina em condições virtuais de simulação motorista, veículo e estrada, chamada de engine-in-the-loop simulation (EILS). O foco do autor está no comportamento transitório do controle da malha externa de velocidade do dinamômetro durante a simulação do motor. O modelo dinâmico do sistema e a estrutura de controle implementada são apresentados na Figura 2.21(a). O sistema experimental construído para realizar os testes é mostrado na Figura 2.21(b). Com base no modelo dinâmico do sistema dinamômetro-motor um controle preditivo generalizado (CPG) é implementado e atua como uma malha de controle externa existente para melhorar a resposta do sistema dinamômetro-motor, reduzindo erros de velocidade entre o modelo real e simulado.



**Figura 2.21 – (a) Modelo dinâmico e estrutura de controle usando CPG (b) Conexão física da bancada EILS (KANG, 2013).**

O desempenho de sistema de controle proposto é comparado com um sistema de controle usando um controle PD (proporcional-derivativo) convencional e com um sistema sem o uso de estruturas controle. Os resultados indicam que o controle preditivo generalizado produz uma melhora no tempo de resposta de velocidade de sincronização entre o modelo real e o modelo simulado de 100 - 120ms a mais que o sistema de controle sem a malha externa. O erro máximo de velocidade, que ocorreu na rotação de 1300 rpm, obtido pelo sistema sem uso de controle e com o controle PD foi de aproximadamente 300 rpm. O erro máximo de velocidade com o CPG foi de aproximadamente 150 rpm, 50% a menos em relação aos outros dois citados anteriormente.

(LIU, 2011) constrói e testa, apresentando as etapas do projeto com detalhes, um dinamômetro de correntes parasitas com torque nominal de 1900 N.m. Os principais parâmetros avaliados pelo autor são as características do freio, de temperatura e o consumo de energia. Os resultados mostram que o torque de frenagem do dinamômetro de correntes parasitas reduziu o estágio de frenagem contínua em 40% após o ponto de temperatura máxima da placa do rotor, que foi de 505.6°. O autor demonstra a presença de um torque de frenagem remanescente mesmo na ausência de corrente de excitação. Isso se deve ao fato de haver um campo magnético presente na placa do rotor.

## 2.8.2 PROJETOS ENVOLVENDO SISTEMAS DE MEDIÇÃO DE TORQUE

O trabalho escrito por (ZAPPALÁ, 2018), apresenta o desenvolvimento de um novo sistema de medição de torque sem contato e com baixa incerteza de medição. O sistema de medição de torque consiste de sensores ópticos fixos em suportes rígidos e fitas zebradas, acopladas ao eixo, tal como mostra a figura 2.22. A medição de torque é alcançada pela estimativa do ângulo de torção obtida através da análise do trem de pulsos defasado no tempo dos sinais de saída dos sensores ópticos.

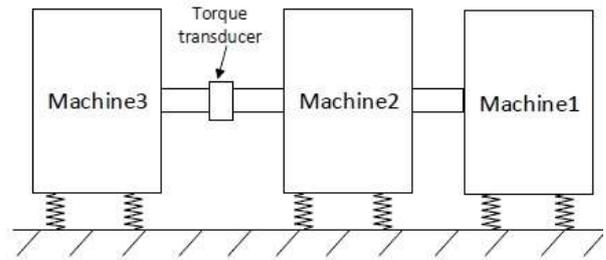
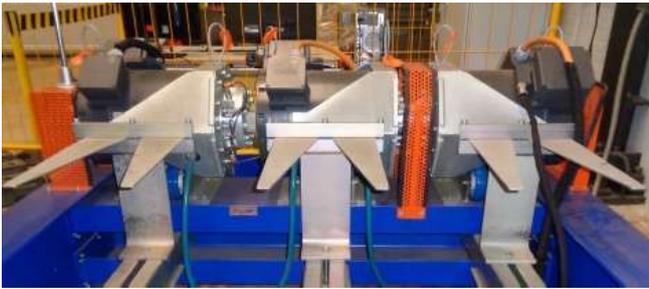
O autor apresenta e compara duas metodologias de processamento de sinais para medição de torque: detecção de borda de subida e correlação cruzada. Então, ambas propostas são implementadas usando duas máquinas de indução e o desempenho do sistema proposto é avaliado sob condições de regime estacionário e transientes. O autor também apresenta uma metodologia de análise de incertezas de medição e estima as incertezas associadas às duas metodologias de medição de torque.



**Figura 2.22 – Montagem física do sistema experimental (ZAPPALÁ, 2018).**

Os dados experimentais colhidos forneceram uma incerteza de medição expandida de torque de  $\pm 0.30\%$  e  $\pm 0.86\%$  para o método de detecção de borda de subida e correlação cruzada, respectivamente. A fim de complementar essa análise é feita uma simulação estatística baseada no método de Monte Carlo e é estimado uma incerteza de medição de torque expandida de  $\pm 1.17\%$  e  $\pm 1.19\%$  para os métodos de detecção de borda de subida e correlação cruzada, respectivamente. O autor apresenta e determina o fundo de escala, a resolução e frequência de amostragem do sistema de medição de torque desenvolvido, parâmetros esses que são fundamentais na caracterização do sensor de torque desenvolvido. A resolução do sistema de medição de torque é 2.16 N.m, considerando o processamento de oito pulsos e o fundo de escala é de 62 N.m.

(ZHANG, 2018) propõe uma nova metodologia de medição da eficiência do trem de acionamento e teste de turbinas eólicas com baixa incerteza de medição. O diagrama mecânico e o sistema experimental desenvolvido são apresentados na Fig. 2.23. Segundo o autor, a grande maioria dos métodos atuais de medição de eficiência do trem de acionamento de turbinas eólicas dependem muito da precisão da medição de torque mecânico e potência elétrica, bem como pela capacidade de calibração do sistema. Um dos objetivos específicos desse trabalho é o de reduzir substancialmente a dependência da precisão da eficiência na medição de torque e potência elétrica. Ao invés de medir a eficiência diretamente, o novo método se concentra em medir a perda de energia e, assim, reduz a incerteza da eficiência determinada.



**Figura 2.23 – Montagem física do sistema experimental (ZHANG, 2018).**

Um dos principais resultados alcançados pelo autor é conseguir uma incerteza de medição da eficiência do trem de acionamento da turbina eólica menor que 0.5%, reduzindo dramaticamente erros de offset e de sensibilidade. A incerteza da eficiência é analisada em detalhes no artigo com considerações de diferentes fontes de incerteza de medição e suas contribuições.

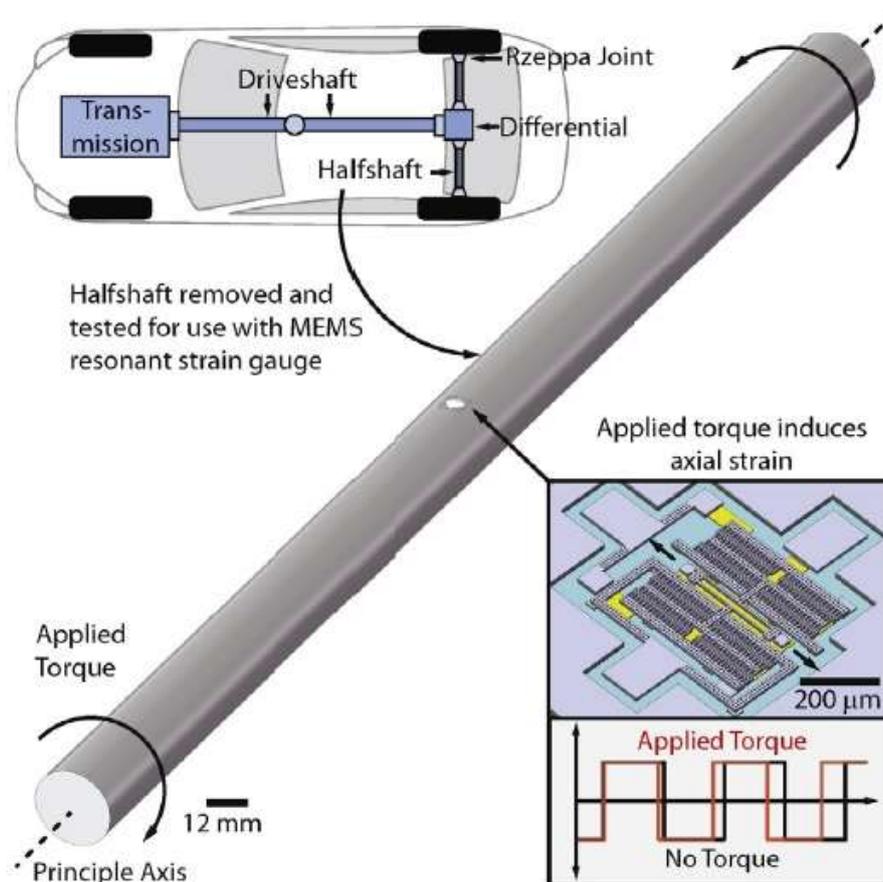
(GOSZCZAK, 2016) aborda os problemas e erros inerentes associados com a medição de torque usando torquímetro convencionais em máquinas rotativas. O autor inicia o artigo a partir de uma definição teórica, baseadas em relações algébricas e analíticas, do torque mecânico. A seguir é ressaltado algumas formas de se mensurar torque destacando os dois grupos básicos de medição de torque: medição direta de torque e medição indireta de torque. A Figura 2.24 apresenta um sistema de medição de torque desenvolvido pelo autor para análises de ruídos mecânicos e elétricos.



**Figura 2.24 – Torquímetro suspenso por dois rolamentos (GOSZCZAK, 2016).**

Para confirmar sua hipótese o autor utiliza um dinamômetro de bancada com capacidade para 160 kW e o torquímetro usado possui um fundo de escala de  $\pm 15$  N.m. Por oscilografia, é confirmado a presença de ruído mecânico gerando um offset de torque de 1,5 N.m. Obteve-se uma redução de 50% do ruído eletromagnético pela aplicação de filtros e algoritmos de cálculo de média.

(MYERS, 2013) fabrica e testa o uso dos *MEMS resonant strain gauges*, um dispositivo que pode ser utilizado para medir deformações em inúmeros elementos estruturais, como por exemplo os componentes estruturais de um veículo em condições de tráfego, melhorando a longevidade das peças e redução de custos com manutenção. A Fig. 2.25 apresenta o princípio de funcionamento básico e aplicação do *MEMS resonant strain gauge* no eixo de transmissão de um veículo qualquer. Os sensores, que ocupam uma área de  $500\mu\text{m}$ , medem torque através da deformação axial no eixo que induzem um atraso no pulso quadrado enviado ao sistema de aquisição de dados. O autor também apresenta a dependência do sensor com a temperatura e consumo de potência elétrica para alimentar a plataforma microprocessada.



**Figura 2.25 – Microtorquímetro operando em um eixo de transmissão de 25 mm. (MYERS, 2013).**

Pela primeira vez é apresentada medições de deformação na ordem de  $1000\mu\epsilon$ , próximo aos limites de projeto do sistema experimental mostrado na Fig. 2.26, cujo torque aplicado é de 600 Nm em um semieixo de uma BMW. O autor alcança uma redução de 65% na sensibilidade de deformação em relação ao modelo analítico. É demonstrado através de curvas de sensibilidade e resposta na frequência que o sensor desenvolvido possui uma alta sensibilidade na medição de torque equivalente a  $35.8 \text{ N.m}/\mu\epsilon$ . Apenas ao mover o substrato para o centro da matriz o autor alcança uma melhora de 10% na sensibilidade de deformação do sensor.

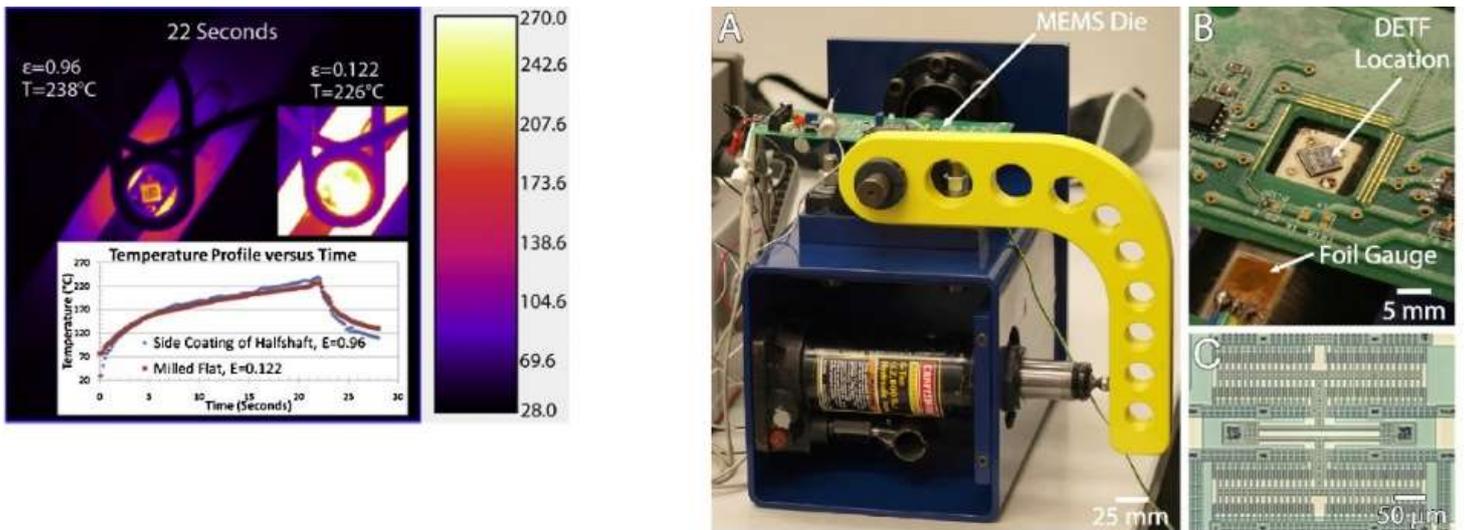


Figura 2.26 – Análise de temperatura no tempo e sistema experimental desenvolvido. (MYERS, 2013).

O trabalho desenvolvido por (BEARD, 2011) descreve o projeto e implementação de um novo sistema de medição de torque em um eixo de uma turbina. O sensor foi aplicado ao projeto de pesquisa Oxford Turbine Research Facility OTRF, tal como mostra a Fig. 2.27.

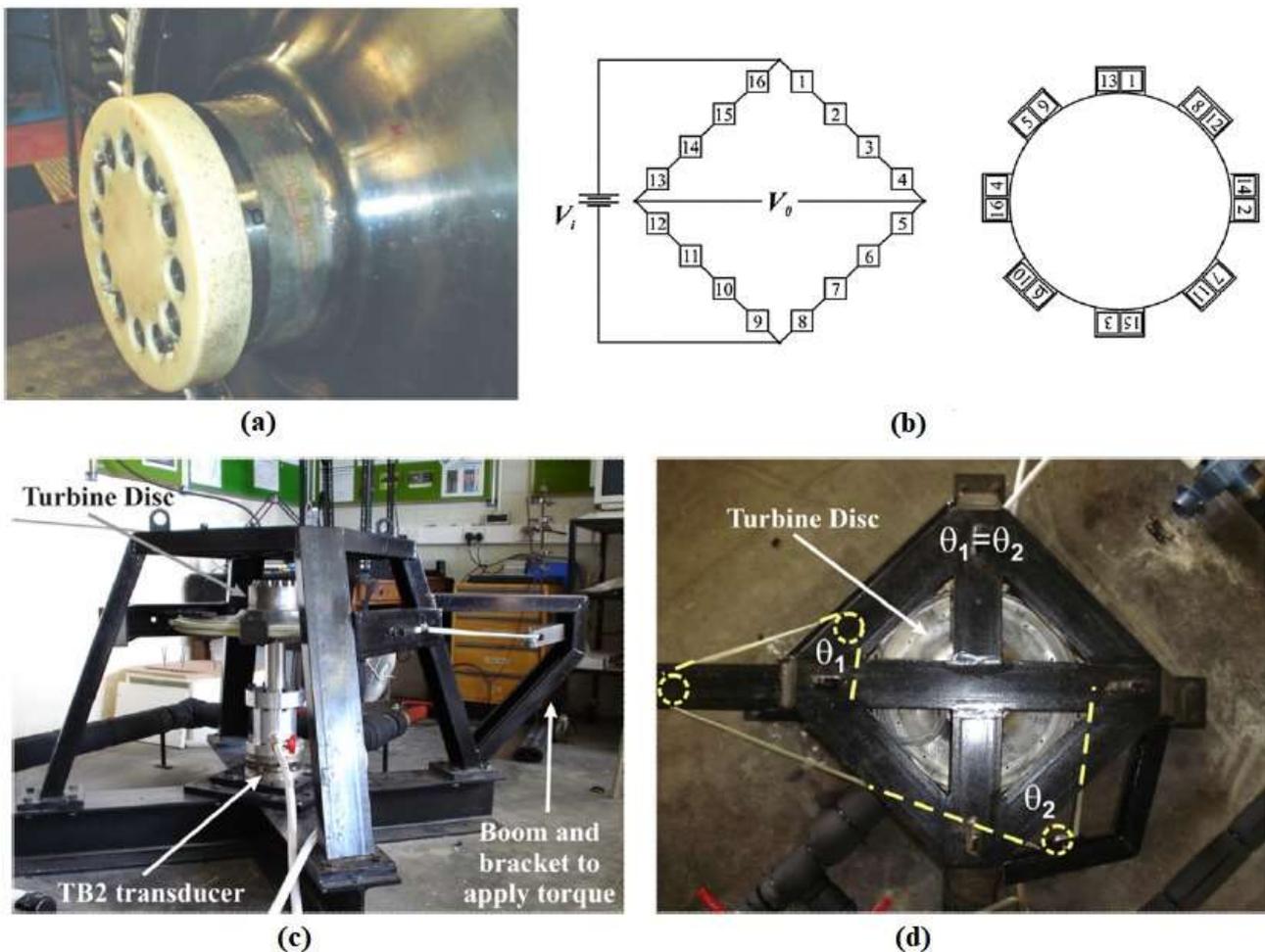
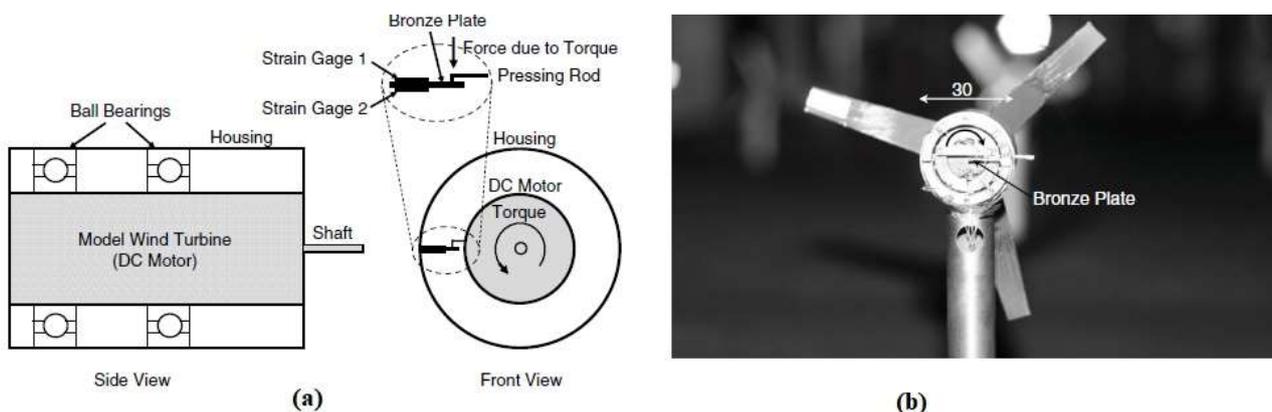


Figura 2.27 – (a) Fotografia do eixo da OTRF. (b) Circuito da ponte de *Wheatstone*. (c) Vista lateral do sistema de calibração. (d) Vista superior. (BEARD, 2011).

Tal como mostrado na figura anterior o autor utiliza o método da extensometria para realizar a medição de torque no eixo da turbina. A calibração desse sistema foi realizada usando um transdutor de torque comercial cujo modelo é HBM TB2 com fundo de escala de  $\pm 3000$  N e incerteza de  $\pm 0.03\%$ . O fundo de escala medido da sensibilidade da ponte de *Wheatstone* foi de  $-0.1773$ mV, uma diferença de  $1.9\%$  do valor teórico. Por fim o autor determina a sensibilidade medida do sistema, que foi equivalente a  $-0.1858$ mV, uma diferença de  $4.8\%$  da sensibilidade medida sem a eletrônica embarcada. A abordagem adotada na metodologia do autor elimina a exigência de quantificar o atrito do rolamento, que pode ser complexo para calibração com baixa incerteza de medição sob condições nominais de operação.

(KANG, 2010) desenvolveu um sensor de torque para medir potência mecânica produzida por uma turbina eólica, tal como mostra a Fig. 2.28. O sistema consiste em uma máquina CC apoiada em rolamentos de esferas e o torque presente no eixo é medido pela deflexão de *strain gauges* instrumentados no eixo da turbina. O produto do torque medido pela velocidade angular do rotor, obtém-se uma medição direta da potência mecânica do fluido.



**Figura 2.28 – (a) Diagrama do sistema de medição de torque. (b) Fotografia do sistema experimental (KANG, 2010).**

Segundo o autor, essa medição é mais vantajosa do que medir a potência elétrica despendida pela máquina CC, uma vez que tal potência produzida pela máquina CC é consideravelmente afetada por perdas elétricas, magnéticas e atrito. Experimentos de calibração são conduzidos pelo autor montando o sensor de torque em uma turbina eólica. As potências elétricas e mecânicas e o coeficiente de potência foram quantificados e comparados aos da máquina CC em uma faixa de carga aplicada (valor das resistências do *Strain Gauge*), para três diferentes valores de velocidade do vento. Para as três velocidades de referência, o valor máximo do coeficiente de potência e a eficiência da máquina CC estão no range da relação da velocidade da ponta igual a  $4 < \lambda < 5$ .

### 3 METODOLOGIA

A seguir é apresentada a metodologia utilizada no desenvolvimento do sistema experimental. A partir da potência e rotação máxima especificada para o motor de teste pode-se dimensionar os demais componentes do sistema. Esse capítulo inicia-se com a escolha do motor de combustão interna. Então, o dinamômetro (motor elétrico) é especificado e suas características são apresentadas. Devido à elevada massa e rigidez imposta pelos motores e devido aos carregamentos estáticos e dinâmicos presentes durante os ensaios, um projeto detalhado da base da bancada de testes é apresentado a fim de garantir a confiabilidade das medições de torque e rotação e também evitar futuras falhas do sistema experimental. Um grupo de materiais são selecionados para compor o eixo de torção do sistema experimental segundo alguns critérios e premissas básicas e aquele com melhor custo/benefício foi selecionado e pós-dimensionado. Com toda estrutura mecânica e máquinas dimensionadas é necessário desenvolver um sistema de aquisição e processamento para interface de sinais eletrônicos e interface de dados. O sistema é apresentado com detalhe, levando em consideração premissas de compatibilidade eletromagnética, resultando em uma relação sinal/ruído satisfatória, de modo que a amplitude das bordas produzidas pelo ruído gerado pelo inversor seja muito menor que a amplitude da borda produzida pelo sinal do sensor de relutância magnética.

#### 3.1 SELEÇÃO DO MOTOR DE COMBUSTÃO INTERNA

O primeiro elemento do banco de provas a ser especificado é o motor que é caracterizado a seguir. Dentre os tipos de motores testados, os mais comuns são os do ciclo Otto e do ciclo diesel. Com o crescente aumento das pesquisas em veículos híbridos e elétricos, os motores elétricos também estão sendo bastante requisitados para realizarem diferentes tipos de testes em bancos de prova (COLLINS, 1994).

Neste trabalho, é escolhido para teste o motor *Briggs & Stratton* Série 20 – Categoria BAJA SAE, modelo 205432, porém, é possível que se extrapole os dados para outros motores desse fabricante após a validação com o motor padrão. A Tab. 3.1 apresenta suas principais características dimensionais e operacionais e a Fig. 3.1 mostra o desenho do motor.

**Tabela 3.1: Ficha técnica do motor *Briggs* série 20 (SAE 2012).**

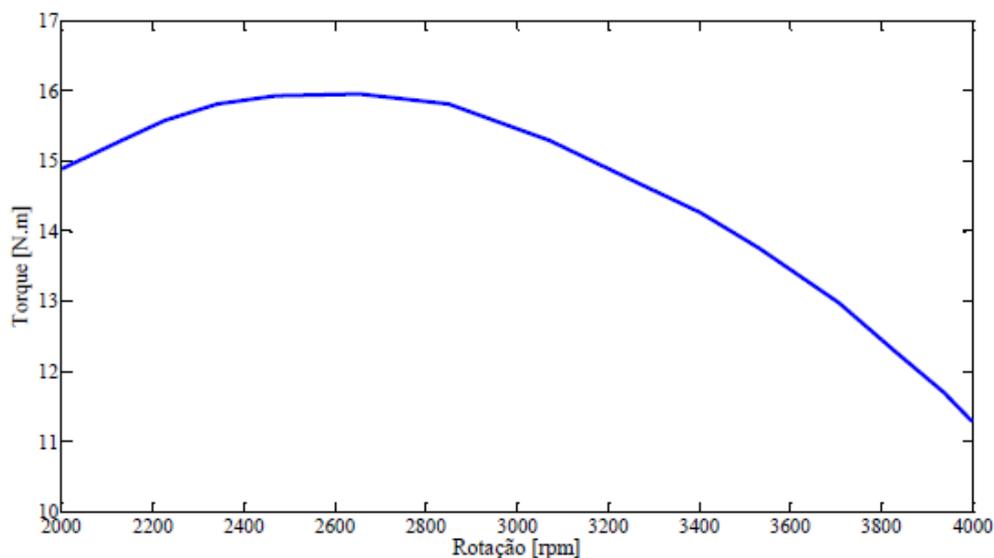
<b>Relação de compressão</b>	8,0:1
<b>Combustível</b>	GasolinaPodium (E10)
<b>Desloc. Volumétrico</b>	305 cm <sup>3</sup>
<b>Potência máxima declarada</b>	7,46 kW @ 4200 rpm
<b>Torque máximo corrigido</b>	16,4 Nm @ 2650 rpm
<b>Marcha lenta</b>	1800 ± 10 RPM
<b>Rotação máxima</b>	4200 rpm
<b>Tipo de aspiração</b>	Natural
<b>Arrefecimento</b>	Ar
<b>Massa total</b>	23,4 Kg
<b>Partida</b>	Manual



**Figura 3.1 – Motor *Briggs & Stratton* série 20 (SAE, 2012).**

A curva de torque corrigida fornecida pelo fabricante é apresentada na Fig. 3.2. Essa curva permite avaliar os resultados obtidos nos ensaios e foi utilizada por (MARTINS, 2013) para dimensionar os componentes da bancada e o eixo de acoplamento. São curvas corrigidas segundo a norma (NBR 1585, 1996) tomadas a partir das condições de pressão e temperatura locais.

Espera-se a partir da curva de torque a plena carga corrigida do motor uma possível validação do sistema de medição de torque desenvolvido. Além disso, como será explicado a seguir, o inversor de frequência usado para acionar a máquina de indução faz uma estimativa do torque despendido pelo motor e também será levado em consideração para análise dos resultados. Sua necessidade se deve pela ausência de uma metodologia de análise de incertezas da bancada dinamométrica ou do uso de um instrumento de medição de torque cuja incerteza de medição seja conhecida.



**Figura 3.2 – Torque corrigido motor *Briggs & Stratton* série 20 (MARTINS, 2013).**

### 3.2 ESPECIFICAÇÃO DO MOTOR ELÉTRICO E INVERSOR DE FREQUÊNCIA

O critério básico para seleção do motor elétrico é feito a partir da avaliação das curvas de desempenho a plena carga de torque e potência do MCI sob teste. Como o motor elétrico é uma fonte de conjugado, ele deve atender ao conjugado exigido pela aplicação. O motor elétrico, acionado por inversor de frequência não regenerativo, deverá operar no modo gerador, sendo necessário a especificação do banco de resistência, que deverá absorver a potência demandada nos ensaios.

O modelo utilizado é uma máquina de indução por gaiola que possui alimentação trifásica de 220 V e uma potência máxima de 5.5 kW. Opera numa rotação máxima de 5220 rpm, produzindo um conjugado nominal de 23,4 N.m podendo haver sobrecarga em curto intervalo de tempo, em até aceitáveis 1,5x o torque nominal. O conjugado máximo do MCI (16,4 N.m), é menor que o conjugado nominal do MIT (23,4 N.m) indicando que o dinamômetro a priori é adequado à aplicação. Porém, como o sistema vai operar na região de enfraquecimento de campo, deve-se levar em conta o conjugado nessa região e compará-lo com o torque do MCI. Com base na literatura (NOVOTNY, 1996), o conjugado pode alcançar no mínimo o valor de 19,8 N.m, o que ainda atende à aplicação.

Nesse projeto é utilizado o inversor de frequência modelo CFW-700, da fabricante WEG, especificado em 20 cv, 54 A e 220 V, cujos esquemas para conexão de potência são apresentados nas Fig. 3.3 e Fig. 3.4. As entradas R, S e T do inversor estão conectadas eletricamente, através de uma chave seccionadora, à concessionária de rede elétrica. Os três cabos foram trançados no intuito de minimizar acoplamentos indutivos no sistema eletrônico de captura de sinais. Os terminais de saída U, V e W do inversor estão conectados diretamente aos cabos de estator do motor elétrico, que também foram trançados, e devido à necessidade de atenuação de ruído conduzido de modo comum por acoplamento capacitivo, é aplicado blindagem metálica nos cabos. Como o inversor não é regenerativo e o motor elétrico irá operar no modo gerador, é realizada a conexão elétrica, usando cabos trançados, de um resistor de frenagem com os terminais BR e DC+ do inversor de frequência.

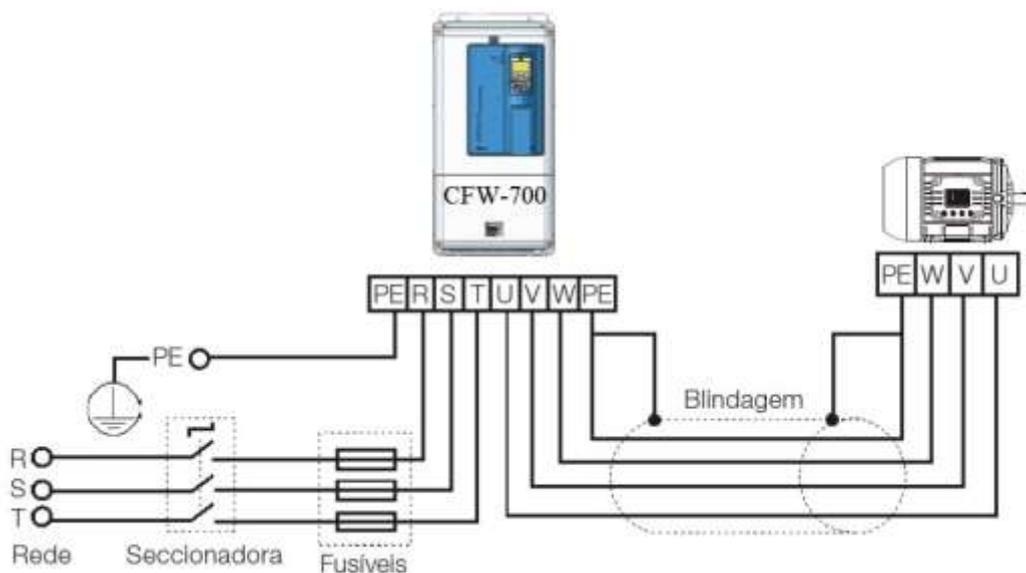
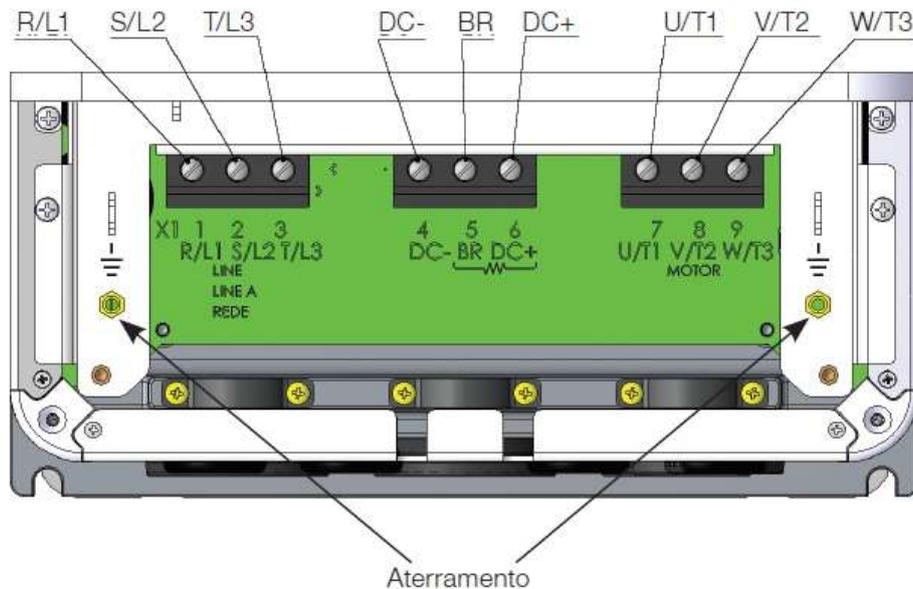
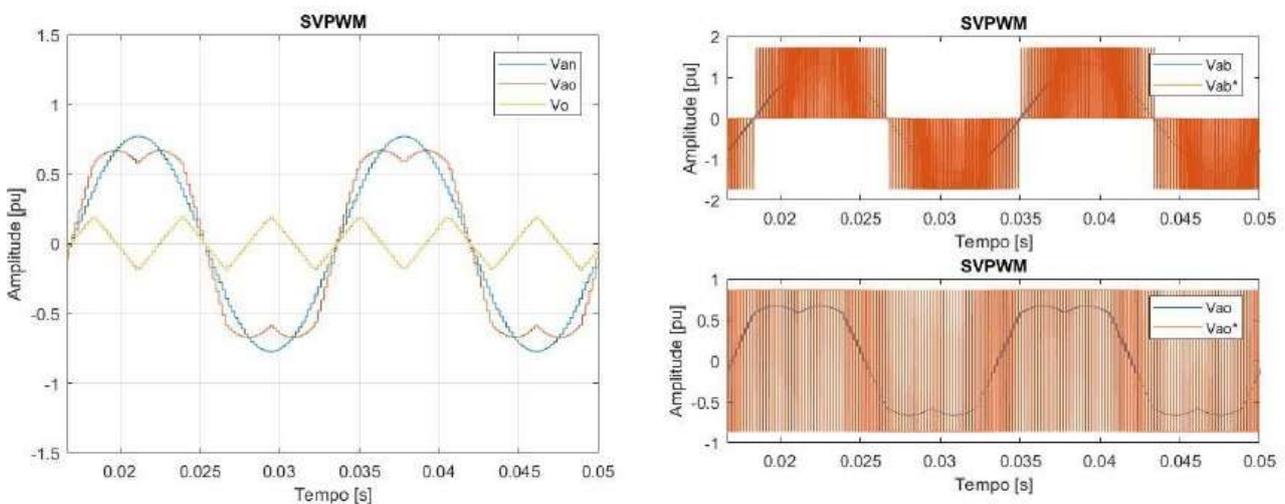


Figura 3.3 – Esquema elétrico para conexão de potência (CFW700, 2011).



**Figura 3.4 – Terminais para conexão com o inversor de frequência (CFW700, 2011).**

A Fig. 3.5 apresenta uma simulação da tensão de linha na saída do inversor ( $V_{ab}^*$ ), a tensão da fase na carga ( $V_{an}^*$ ), a tensão de fase na saída do inversor ( $V_{ao}^*$ ), a tensão de sequência zero ( $V_o$ ), também superpostos aos sinais de referência ( $V_{ab}$ ,  $V_{ao}$ ,  $V_{an}$ ) com operação do inversor de frequência usando modulação vetorial e a alimentação de um motor de indução trifásico com fator de potência de 0.9 e tensão e frequência nominais 220V/60Hz (NOVOTNY, 1996).



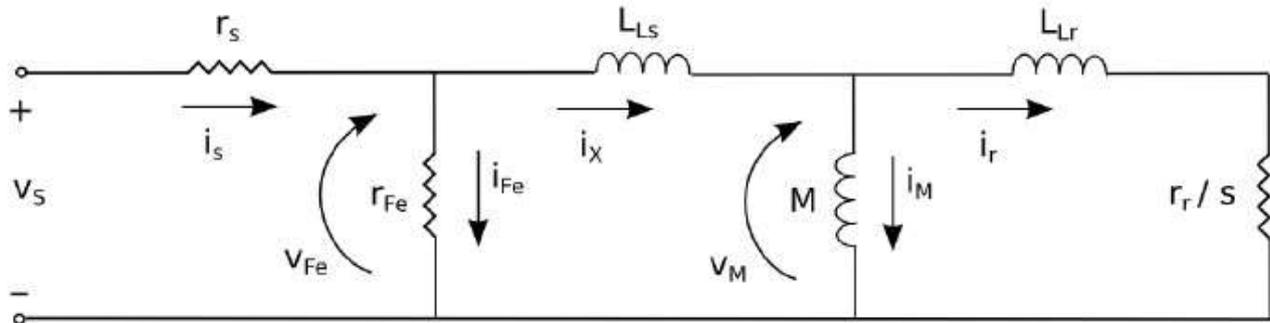
**Figura 3.5 – Chaveamento de tensão no conversor, carga e sinais modulantes (Autor).**

Os valores das tensões de fase na unidade “pu” são equivalentes a 220 V multiplicado por sua amplitude apresentada no gráfico. Os IGBTs estão chaveando uma frequência de 5 KHz a fim de produzir os sinais modulantes e as demais tensões aplicadas na carga.

Para especificação do banco de resistências, deve-se considerar a máxima tensão no barramento CC (370 V) que é aplicado sobre tal resistor, e também a máxima potência que pode fluir através do resistor, que depende do motor a combustão. Foi apresentado na seção anterior que esse valor chega até a 10 hp, aproximadamente 7,46 kW. Então o valor do resistor é obtido pela Eq. 3.1.

$$R = \frac{V^2}{P} = \frac{370^2}{7450} = 18,38 \text{ ohms} \quad (3.1)$$

O circuito equivalente do MIT é mostrado na Fig.3.6. Conhecendo-se os parâmetros do circuito é possível determinar com mais precisão qual é o torque eletromagnético resistivo, na etapa dos testes com carga, a partir dos dados do inversor de frequência. É utilizado a metodologia proposta por (CARDOSO, 2017) para estimação via algoritmo dos parâmetros do circuito equivalente do motor de indução trifásico.



**Figura 3.6 – Circuito equivalente em regime permanente do MIT (SILVA, 2014).**

Observasse que, determinados parâmetros do modelo em regime permanente da máquina, tal como mostra a Tab.3.2, provocam mais alterações em uma determinada grandeza da máquina de indução. Por exemplo, o conjugado eletromagnético nominal e potência de saída nominal são mais sensíveis às variações na resistência de rotor. Essa relação da maior sensibilidade é mostrada na Tab. 3.3. O algoritmo irá simular o circuito em regime permanente para tensão e frequência nominais, indo da velocidade de rotor bloqueado até a velocidade síncrona. O algoritmo termina suas iterações quando os sinais dos estados da máquina se sobrepõem aos pontos nominais de operação especificados no dado de placa mostrado na Tab. 3.4.

As estimativas dos parâmetros foram refinadas de acordo com a proposta utilizada em SILVA, 2014 e são apresentadas com um erro inferior a 0,5%. A resistência do rotor, reatâncias de dispersão, reatância de magnetização e resistência de estator foram reduzidas até a curva da grandeza da máquina e os valores obtidos são apresentados na Tab. 3.5.

**Tabela 3.2 – Valores típicos para motores de indução de grande porte (Potência nominal maior que 10cv) (SILVA, 2014).**

Parâmetro do circuito equivalente	Faixa típica do parâmetro em pu
$r_s$	0,005 a 0,05 ( $S_{nom}$ )
$r_r$	1,2. $r_s$
$X_{ls} + X_{lr}$	0,15 a 0,25
$X_m$	3 a 4

**Tabela 3.3 – Sensibilidade dos parâmetros do circuito equivalente para um dado estado da máquina (SILVA, 2014).**

Parâmetro	Grandeza mais sensível ao parâmetro
$r_r$	Conjugado eletromagnético
$r_s$	Corrente de estator
$X_{ls} + X_{lr}$	Conjugado eletromagnético máximo
$X_m$	Fator de potência
$r_{fe}$	Eficiência

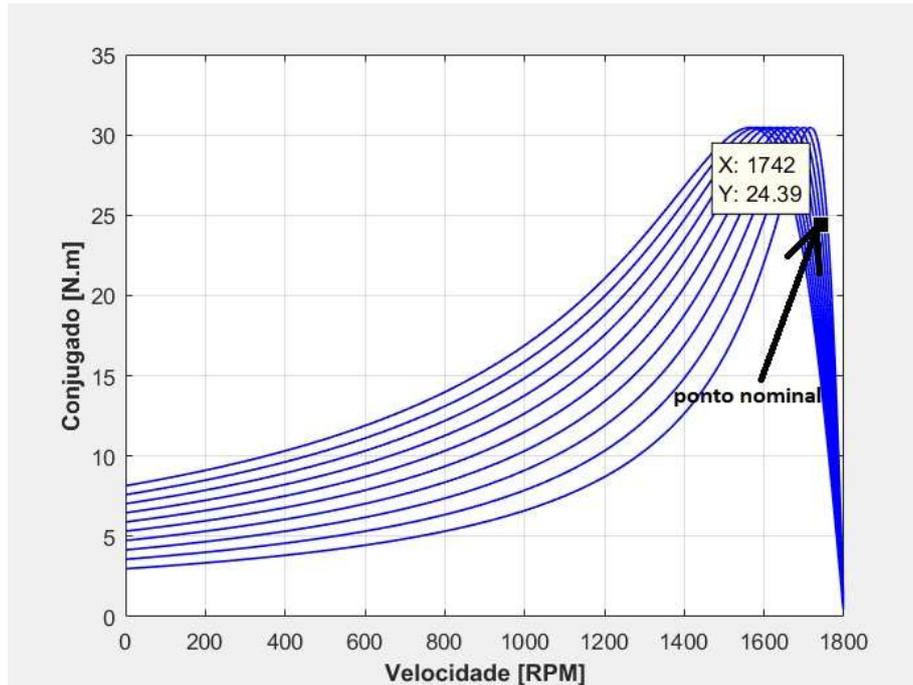
**Tabela 3.4 – Dados do motor de indução trifásico utilizados na estimação dos parâmetros (WEG, 2005).**

Pot.	$T_{nom}$	$I_{nom}$	$T_{máx}$	Rotação	Fat.pot.	Rendimento	J
kW	N.m	A	N.m	RPM		%	kgm <sup>2</sup>
5.5	24.4	20.3	30.1	1740	0.79	90	0.00320

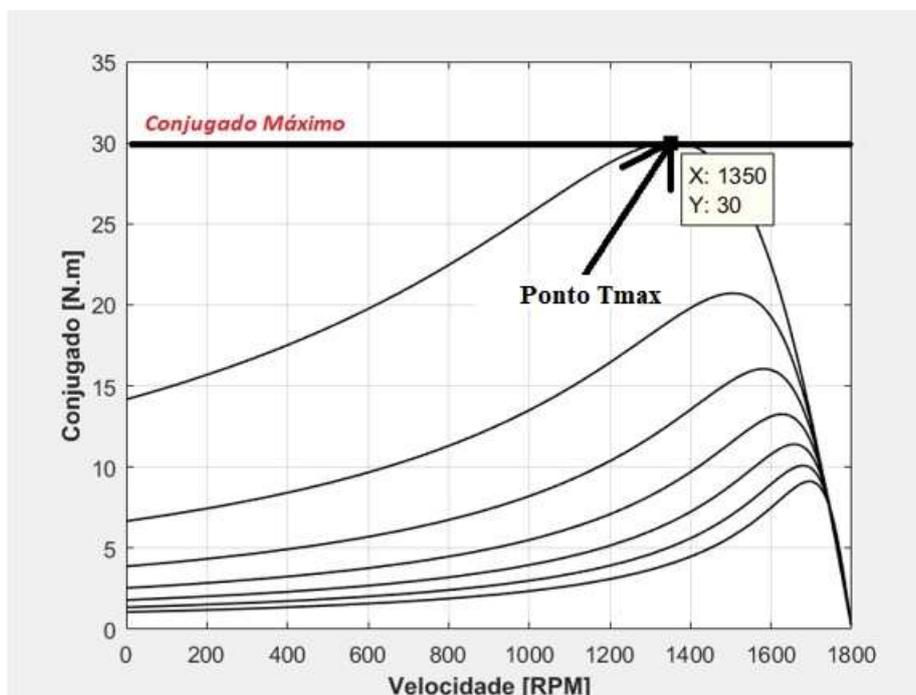
**Tabela 3.5 – Parâmetros estimados do circuito equivalente para o motor WEG em estudo considerando uma tensão nominal de 220 V<sub>rms</sub> (Autor).**

Parâmetro	$r_r$	$r_s$	$X_m$	$X_{ls}$ e $X_{lr}$	$r_{fe}$
Valor [ $\Omega$ ]	0.647	0.254	26.0	0.69	50.0

No primeiro passo do refinamento, tal como mostrado na Fig. 3.7, a resistência de rotor é elevada até que a curva de conjugado da máquina de indução passe pelo ponto nominal de operação. Fazendo apenas a modificação no algoritmo da variável resistência de rotor, são obtidas uma família de curvas características de conjugado eletromagnético. Após o refinamento com erro máximo de 5% da curva de conjugado eletromagnético, a partir da alteração da resistência de rotor, as indutâncias de dispersão do rotor e estator são alteradas, como mostra a Fig. 3.8, até que a curva de conjugado eletromagnético passe pelo ponto nominal de conjugado eletromagnético máximo especificado nos dados de placa da máquina candidata. A Fig. 3.9 mostra o ajuste do fator de potência nominal através da alteração da indutância de magnetização e a Fig. 3.10 apresenta a alteração da resistência de estator para a obtenção da família de curvas de corrente de estator, até que uma delas coincida com a corrente de estator nominal.



**Figura 3.7 – Conjugado eletromagnético x Velocidade síncrona para estimação da resistência de rotor (Autor).**



**Figura 3.8 – Conjugado eletromagnético x Velocidade síncrona para estimação das reatâncias de dispersão do rotor e estator a partir do conjugado máximo nominal (Autor).**

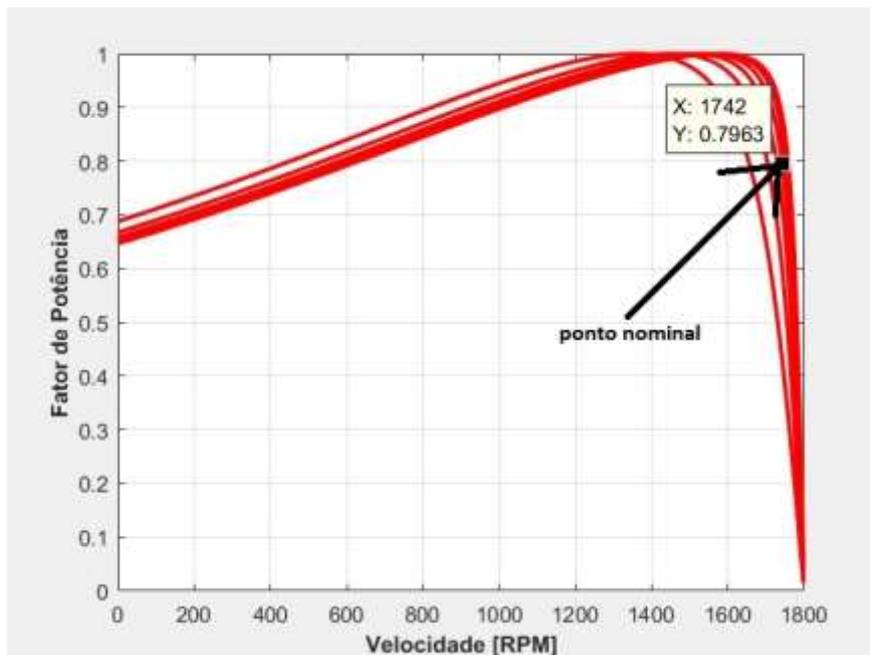


Figura 3.9 – Fator de potência x Velocidade síncrona para estimação da reatância de magnetização a partir do ponto de fator de potência nominal (Autor).

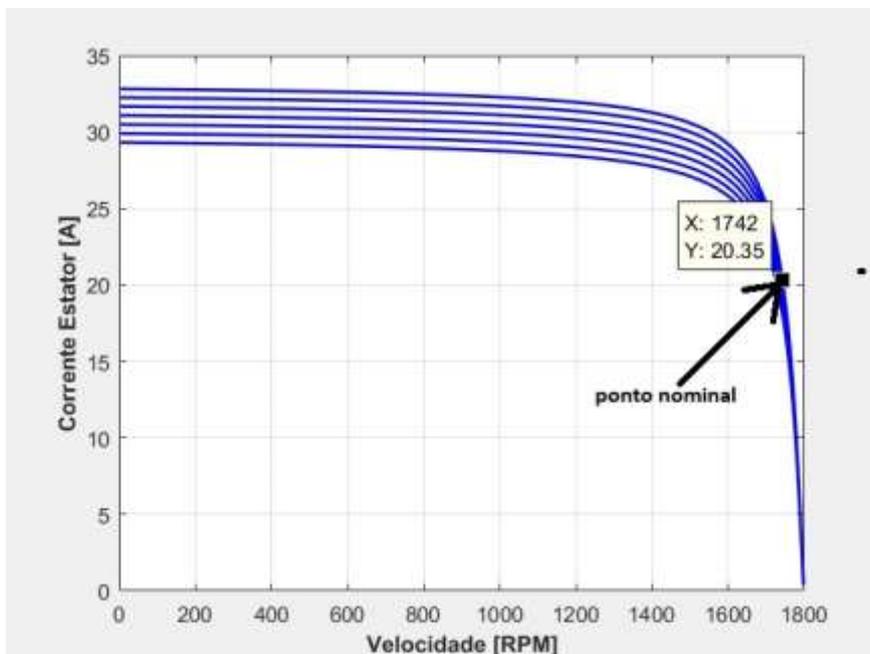
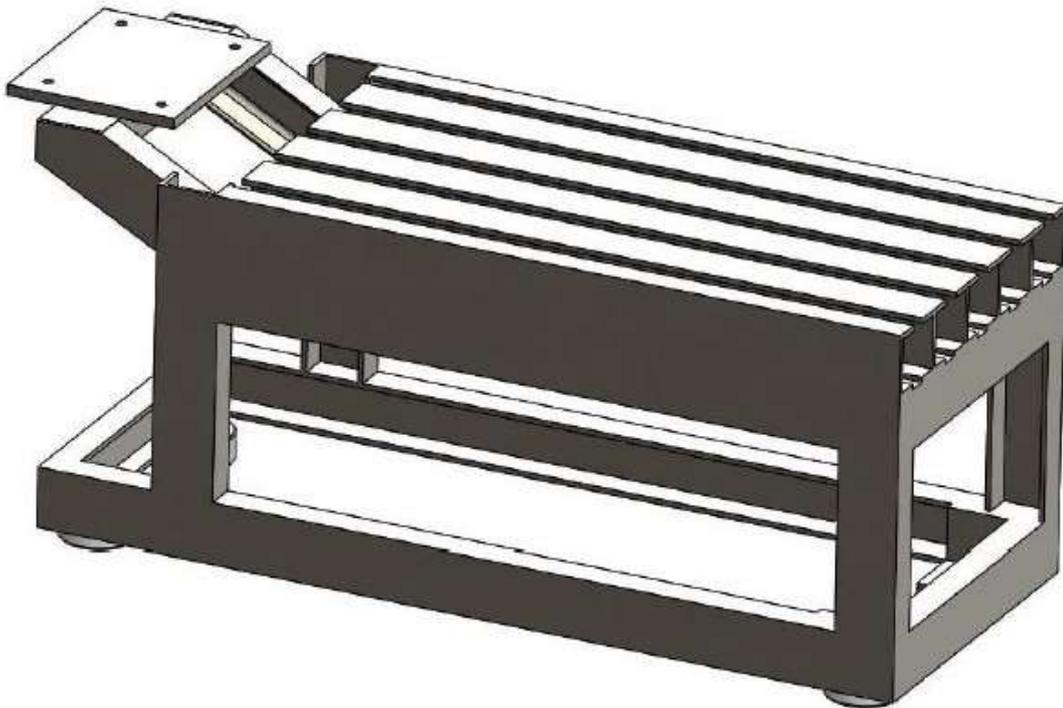


Figura 3.10 – Corrente de estator x Velocidade síncrona para estimação da resistência de estator a partir da corrente de partida (Autor).

### 3.3 BASE DA BANCADA DE TESTES

A estrutura metálica, fabricada em aço ASTM-A-36, é utilizada para compor o sistema dinamômetro-motor por questões orçamentárias e continuidade do dinamômetro de bancada anteriormente desenvolvido por MARTINS 2013. A Fig. 3.11 mostra uma vista lateral do desenho 3D da base da bancada obtida via SolidWorks. Ela é composta basicamente de dois perfis estruturais: um perfil I de medida 76.2 mm x 60.3 mm x 6.35 mm; um perfil U de medida 76.2 mm x 38.1 mm x 6.35 mm.

O contato com o solo é realizado através de quatro pés absorvedores de impacto e vibração parafusados nas arestas da área da base da estrutura de sustentação dos motores. Eles possuem capacidade de carga estática de 500 kgf e carga dinâmica de 2000 kgf.



**Figura 3.11 – Desenho da base da bancada de testes (MARTINS, 2013)**

Somente a base da bancada possui uma massa de 289 kg, que com os motores e suportes montados atingem a marca de 390 kg. Seria necessário ainda a inserção de uma massa de 25 Kg, aproximadamente, e de pisos de borracha para possibilitar estabilidade do conjunto no momento dos ensaios, garantindo que esforços e deflexões excessivas causadoras de danos irreparáveis não aconteçam.

É necessário o uso de dispositivos para alinhamento dos eixos dos motores, como relógio comparador, esquadros e niveladores, para que estejam concêntricos, com suas faces paralelas e na mesma altura em relação ao eixo que passa pela superfície superior dos suportes dos motores. Uma imagem real do sistema sendo pré-alinhado pode ser visto na Fig. 3.12. Nesse caso, é utilizado um nivelador para o correto posicionamento da base da bancada na sala e ajuste dos motores. Na Fig. 3.13 é realizado o alinhamento completo das máquinas com o eixo na bancada.



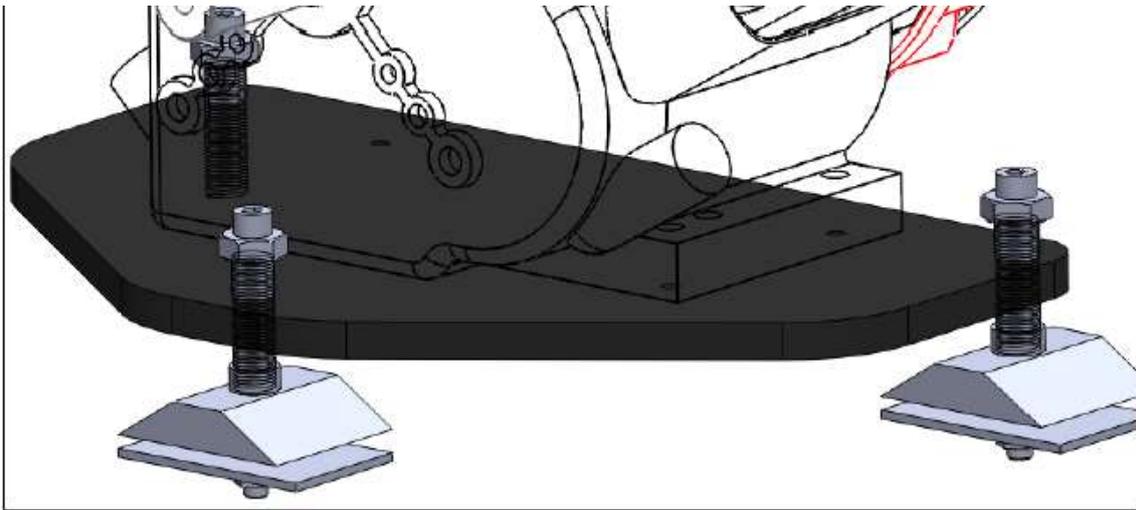
**Figura 3.12 – Vista Lateral da base montada no laboratório (Autor).**

A máquina elétrica é posicionada fixa na montagem. A base do motor a combustão possui liberdade de translação. Essa liberdade adéqua a bancada para diferentes comprimentos do eixo de acoplamento que pode variar devido seu material e seção transversal, modelo do motor testado, etc.

Na estrutura principal encontra-se apenas o suporte dos motores e dos instrumentos de medição, para garantir a praticidade no seu manuseio. A montagem do banco de resistências anteriormente acoplado, assim como o controle elétrico, é posicionada independente. A base de suporte do MCI foi desenvolvida com possibilidade de regulagem de altura e inclinação para adequar a possíveis desvios de fabricação e possibilitar a extensão do trabalho para outros tipos específicos de motores. Através de três fusos de apoio é possível a regulagem requerida, que quando ajustada é ancorada por parafusos nas guias da bancada. A versatilidade do conjunto é apresentada na Fig. 3.14.



**Figura 3.13 – Alinhamento dos motores e do eixo de torção na bancada (Autor).**



**Figura 3.14 – Regulagem no suporte do MCI (MARTINS, 2013).**

Com a estrutura principal do sistema definida, recorreu-se a literatura com o objetivo de determinar outras características essenciais, tais como, frequência natural de vibração do sistema dinamômetro-motor, influência de carregamentos externos, tipos de isoladores de vibração e simulações. Na literatura encontra-se grande quantidade de artigos na área de maquinários de grande porte (BUZDUGAN, 1972), porém a relacionada à máquinas rotativas não é muito extensa. Em (NAWROTZKI, 2008) bastante informação é fornecida sobre tal tópico.

Vibrações são atenuadas e até mesmo absorvidas por completo quando a base se comporta como corpo rígido. Quanto maior for a massa da base onde o elemento vibrante se encontrar, menor será a frequência de ressonância do conjunto. Bases para máquinas rotativas devem possuir uma massa de pelo menos 2,5 a 3 vezes maior que a massa do equipamento. Com a intenção de afastar a frequência de ressonância do conjunto da frequência de excitação do motor.

Para o cálculo da massa da base foi definido no software SolidWorks o valor da densidade dos materiais utilizados em sua construção. O valor da massa do sistema foi descrito anteriormente cujo cálculo é baseado nessa metodologia.

Após o cálculo da massa, o próximo passo foi à obtenção dos possíveis esforços ao qual a base estará sujeita. Dentre os quais podemos destacar dois tipos, cargas estáticas e dinâmicas. Os primeiros são basicamente o peso dos equipamentos, em contrapartida, os segundos são os gerados pelos motores a combustão interna tais como forças e momentos devidos a inércia e a combustão dos gases. Segundo (NAWROTZKI, 2008), para bases com formas geométricas simples, a análise dos carregamentos pode ser simplificada utilizando o que o autor chama de carregamento estático equivalente, ao invés de analisar a dinâmica completa.  $F$  é dado pela Eq. 3.2.

$$F = \frac{F(t)}{|1 - \eta^2|} \quad (3.2)$$

Onde,  $F(t)$  são as forças não balanceadas e  $\eta$  é a razão entre a frequência de operação do motor e a frequência natural da base mais próxima da frequência de operação. No caso do presente trabalho,

utilizou-se uma faixa de frequência de trabalho de 30 Hz a 55 Hz, que corresponde a 1800 rpm e 3600 rpm.

### 3.4 DIMENSIONAMENTO DO EIXO

O dimensionamento do eixo de torção foi realizado por MARTINS 2013 e é apresentado a seguir os principais pontos do projeto. Sua análise inicia-se com a escolha do material, a partir da análise da curva de torque máximo corrigido do motor de combustão interna, que foi descrito na seção 3.1. Essa análise permite que não ocorra sobreposição dos pulsos quadrados, uma vez que o ângulo de torção máximo é função do comprimento, do material e do diâmetro do eixo. É importante ressaltar que devido a roda fônica possuir 60 dentes, o ângulo de torção entre dentes é de  $6^\circ$ , aplicando-se ainda o teorema de *nyquist*, o ângulo máximo permitido, para que não ocorra perda de informação por sobreposição de dentes é de  $3^\circ$ . Assim, é feita a escolha do material com base em alguns critérios de projeto, e por fim é definido o comprimento do eixo e seu diâmetro, de forma a manter o ângulo dentro do limite estipulado e ao mesmo tempo respeitando a norma da ASME, que diz que, os níveis das tensões equivalentes de von Mises não devem exceder a resistência à fadiga e o limite ao escoamento do material.

Outro aspecto relevante no projeto de eixos de transmissão de potência considerado por MARTINS 2013 é a análise de deflexão torcional, rigidez, resistência estática e dinâmica do eixo. É importante observar que toda análise e cálculos de inclinação em mancais e em elementos suportados pelo eixo, devido a deflexão de cisalhamento, só podem ser realizadas após a definição completa da geometria do eixo, de modo que, a deflexão possa ser descrita matematicamente em termos dessa geometria. Para que se minimizem as deflexões e tensões, o comprimento do eixo deve ser o menor possível e trechos em balanço devem ser evitados. É considerado um carregamento do tipo fadiga multiaxial simples, deve-se garantir que as tensões criadas estão em níveis abaixo da resistência por escoamento e do limite de resistência à fadiga do material.

Ainda segundo MARTINS 2013 é importante também analisar se a seção transversal do eixo de torção é vazada ou sólida. Os eixos vazados possuem uma melhor rigidez específica e frequência naturais mais elevadas que aquelas de um eixo sólido, distanciando de pontos que possam provocar ressonância do eixo. Porém são mais caros e exigem um diâmetro externo maior. Devido a esses fatores será utilizado um eixo de nylon. A análise de tensões, que provavelmente são definidas por uma combinação de flexão alternada e torção pura, irão determinar os pontos onde o momento fletor é máximo, e os concentradores de tensão devem se situar o mais longe possível dessas regiões, o que irá evitar o início de trincas e a propagação delas ocasionando uma possível falha por fadiga.

Por fim, ARAÚJO 2015 realiza uma calibração estática do eixo de modo que se determine uma relação direta do torque com a rigidez à torção experimental. Além disso, a calibração permitirá a determinação correta da defasagem temporal dos pulsos quadrados, para que se alcance maior exatidão na medição de torque.

### 3.4.1 ESCOLHA DO MATERIAL DO EIXO DE TORÇÃO

MARTINS 2013 realizou uma pesquisa e seleção prévia de materiais para concepção do componente. Disponibilidade de mercado, módulo transversal de elasticidade, custo, facilidade de manufatura, foram parâmetros para essa escolha preliminar. A Tab. 3.6 apresenta a características dos materiais analisados.

**Tabela 3.6 – propriedades dos materiais selecionados (MARTINS, 2013)**

Propriedade	Aço SAE 1020	Al 6061	Nylon PA6	Nylon 6.6
Massa específica [kg/m <sup>3</sup> ]	7900	2700	1120	1150
Tensão de escoamento [MPa]	352	56	103	139
Escoamento ao cisalhamento [MPa]	204	37	60	81
Alongamento percentual [%]	15	25	40	40
Módulo de elasticidade [GPa]	205	69	2,62	8,3
Custo [R\$]	6,4	12,0	26,0	32,0

Junto à adequação do ângulo de torção, é conferido o nível de tensão de cisalhamento atuante, segundo Eq. 2.5, confrontando com o escoamento ao cisalhamento do material. Na região de flangeamento do eixo, onde há uma transição de geometria é aferido o nível de tensão concentrada dada pela Eq. 3.3. O parâmetro  $K_{ts}$  é obtido pela análise da Fig. 3.15 quando confrontada com as dimensões do eixo e de seus entalhes.

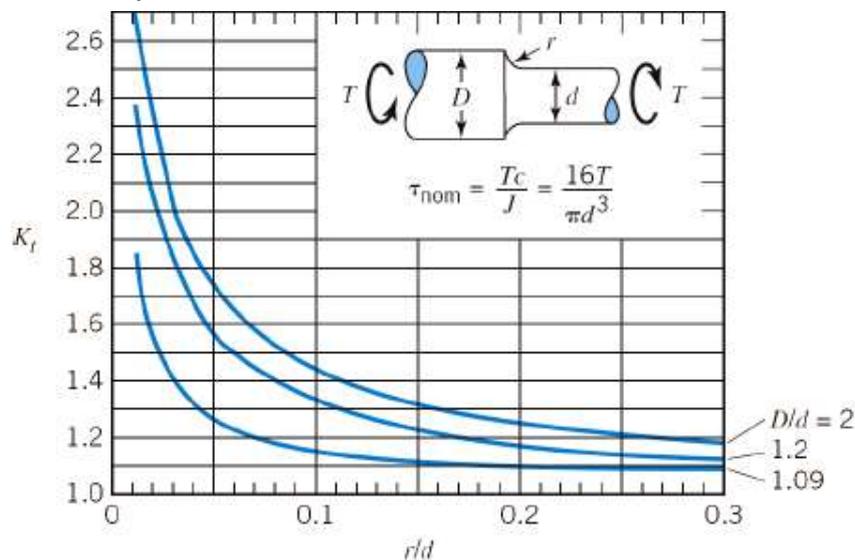
$$K_{ts} = \frac{\tau_{con}}{\tau_{nom}} \quad (3.3)$$

Onde:

$\tau_{nom}$  = Tensão de cisalhamento atuante [MPa];

$\tau_{con}$  = Tensão de cisalhamento concentrada [MPa];

$K_{ts}$  = Fator de concentração de tensão de cisalhamento.



**Figura 3.15 – Fator concentrador de tensão de cisalhamento (HIBBELER, 2009).**

O eixo de acoplamento de torção, seguindo a metodologia proposta por MARTINS 2013, com base na análise de materiais realizada e nas dimensões da bancada que limitam o comprimento do eixo segundo o comprimento da bancada, a escolha é o nylon 6.6 para a aplicação, com  $G = 3,2$  [GPa]. Novamente, vale ressaltar que são utilizadas nas extremidades do eixo duas rodas fônicas com 60 dentes. Isso resulta em um ângulo máximo entre dentes de  $3^\circ$ , para que, na medição do ângulo pela defasagem dos dentes, não haja sobreposição de dentes. Para o torque aplicado foi requerido que se tivesse um valor mínimo de ângulo tal que fosse possível sua detecção para todas as faixas de torque imposto.

Devido a simplificação do processo de fabricação do eixo MARTINS 2013 define a utilização de um eixo maciço que teria seu diâmetro externo como variável da seção transversal a ser calculada. A definição desse diâmetro seguiu o rearranjo das formulações apresentado na Eq. 3.4, com sua relação direta com o ângulo de torção.

$$\varphi = \frac{32 \times T \times L}{G \times \pi \times d^4} \quad (3.4)$$

Onde:

$\varphi$  = Ângulo de torção no eixo maciço [radianos];

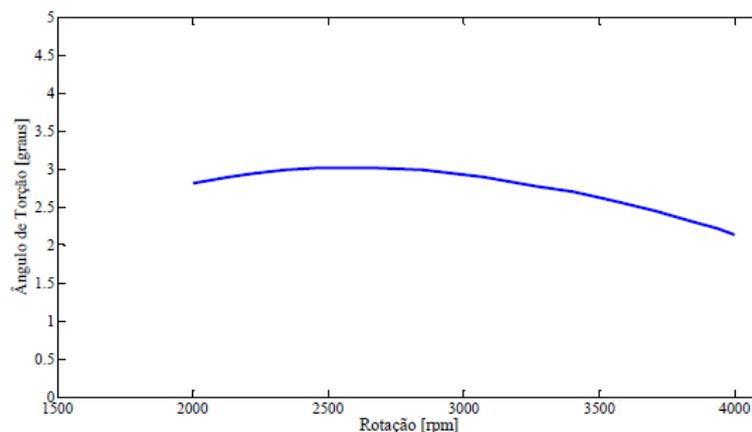
T = Torque atuante [N x m];

L = Comprimento do eixo submetido à torção [m];

G = Módulo transversal de elasticidade [N/m<sup>2</sup>];

d = Diâmetro externo do eixo maciço [m].

MARTINS 2013 estipulou  $L = 450$  mm e  $d = 27$  mm para possibilitar o ângulo de torção legível sem a necessidade de reduzir demasiadamente o diâmetro externo do eixo, evitando flexibilidade excessiva do componente. Para condição de WOT MARTINS 2013 traçou a curva esperada de ângulo de torção por rotação, apresentada na Fig. 3.16. Limitou-se em um valor menor que os  $3^\circ$  mencionados devido à possibilidade de sobre torque nos ensaios, havendo uma margem que previne a não sobreposição dos dentes.



**Figura 3.16 – Curva do ângulo de torção esperado para condição WOT (MARTINS, 2013).**

Visando atenuar carregamentos cíclicos de flexão no eixo devido a possíveis desalinhamentos na montagem, é sugerido o uso do acoplamento elástico modelo Rexnord E5. Esse componente absorve deslocamentos devido a pequenos desalinhamentos angulares e radiais na montagem do eixo no motor elétrico, o que permite ao eixo sofrer esforço de torção pura. Do lado do MCI o acoplamento é flangeado direto ao eixo do motor. A montagem do eixo completo aos motores é apresentada na Fig. 3.17.



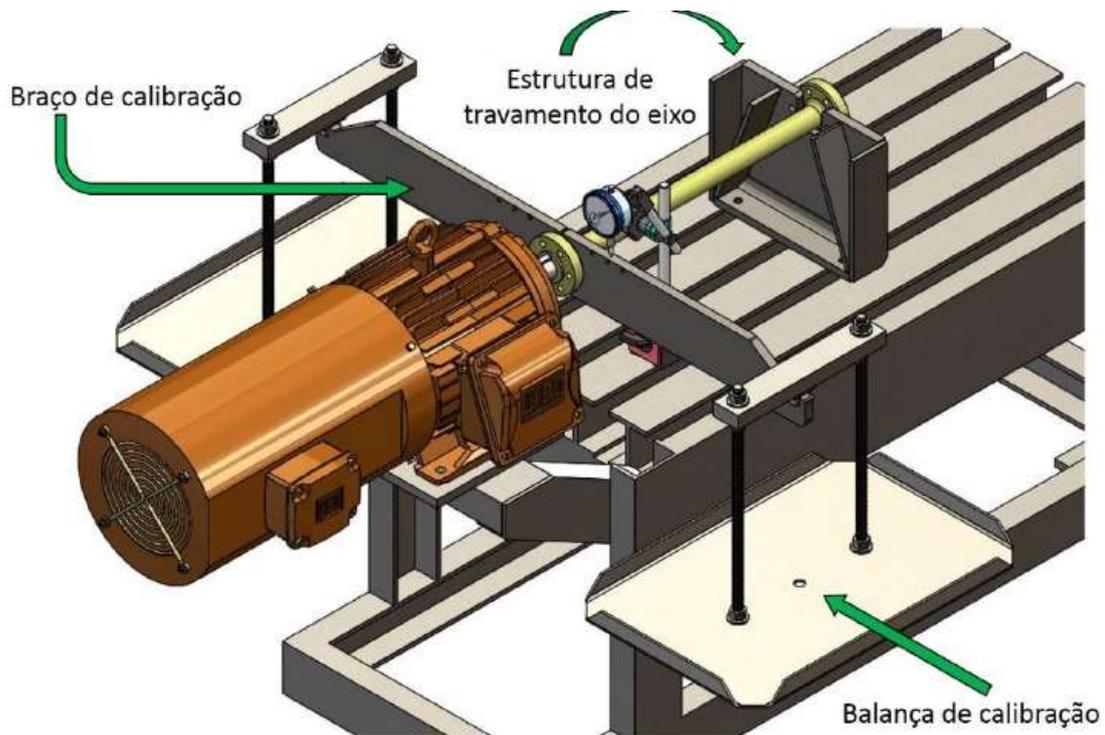
**Figura 3.17 – Desenho 3D da montagem do eixo de torção (MARTINS, 2013)**

Na ligação parafusada, o torque é transmitido por contato, distribuído em 6 (seis) parafusos, devido a possibilidade de esmagamento do material caso fosse imposta proteção nos parafusos suficientes para obter ligação por atrito. Para evitar a ovalização dos furos, distribuiu-se o carregamento em 6 (seis) parafusos, numa espessura de 15 mm do flange.

### **3.4.2 CALIBRAÇÃO ESTÁTICA DO EIXO DE TORÇÃO**

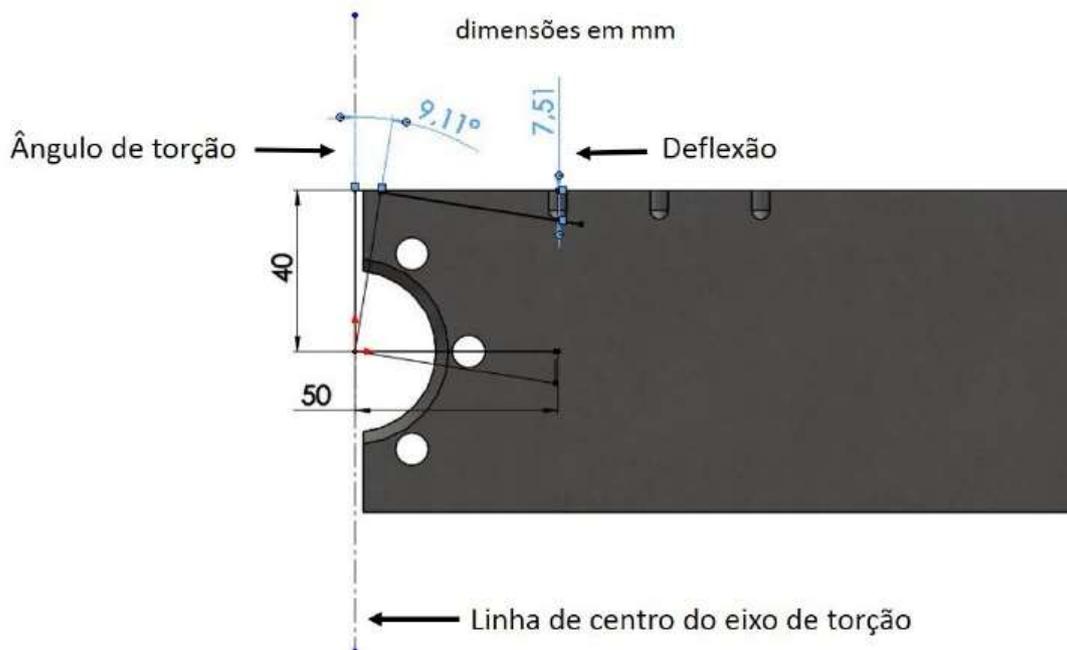
A calibração do sistema, desenvolvida por ARAÚJO 2015 é realizada para eliminar as simplificações na determinação das propriedades do material utilizado e obter uma relação direta de rigidez à torção do eixo e compará-lo ao resultado obtido experimentalmente. Além disso, a calibração permite a determinação da defasagem nos pulsos quadrados na condição de torque nulo, implicando em um aumento considerável na exatidão da medição de torque.

Para realizar a calibração estática do eixo de torção, ARAÚJO 2015 projetou componentes específicos para o sistema experimental adaptando soluções existentes no centro de tecnologia da mobilidade da UFMG. Basicamente, esses componentes são um braço de calibração, com ponto de aplicação de força e distância definida. Balança de calibração, para inserção de massa padronizada, e estrutura de travamento de eixo, usada para garantir que a deflexão medida nos braços de calibração seja devido apenas à torção sofrida pelo eixo, tal como mostrada na Fig. 3.18.



**Figura 3.18 – Desenho 3D para calibração estática do sistema (ARAÚJO, 2015).**

A medição de torque realizada por ARAÚJO 2015 é feita com o auxílio de um relógio comparador. Posiciona-se o relógio em um ponto do braço de calibração, cuja distância ao centro do eixo seja conhecida. Dessa forma, o relógio indica a deflexão do braço quando o eixo é submetido ao momento, obtendo-se o ângulo de torção e conseqüentemente o torque. Com base numa projeção ortogonal do relógio comparador é possível correlacionar o ângulo de torção com a deflexão calculada, como pode ser visto na Fig. 3.19.



**Figura 3.19 – Vista para lateral do relógio comparador (ARAÚJO, 2015).**

O trabalho conduzido por ARAÚJO, 2015 avalia ainda, dentre diferentes condições de teste, a influência de determinados parâmetros no resultado do valor da rigidez à torção do eixo, obtido experimentalmente. Os parâmetros são: Valor da massa padrão utilizada para aplicar o momento; adição de 2 kg de contrapeso nas duas balanças antes da aplicação da força, visando garantir que a massa das balanças não interfiram no resultado de rigidez obtido; tempo de espera para coleta de dados após aplicação do momento.

Para que o autor pudesse alcançar maior credibilidade nos dados obtidos, usou-se dois relógios comparadores idênticos, modelo Starrett Série 3600, visando avaliar a dispersão dos resultados entre diferentes instrumentos de medição. Durante todos os ensaios, as balanças foram primeiramente alinhadas, adicionando-se pequenos contrapesos, de acordo com o desnível do sistema de calibração. A ordem cronológica e o planejamento dos testes são descritos a seguir. Em cada teste, foram realizadas três medições, utilizando-se o valor médio para obter o ângulo de torção correspondente.

- ❖ **Teste 1:** relógio comparador 1, massa padrão de 2,0 kg, sem contrapeso, 2 minutos de espera para coleta de dados;
  
- ❖ **Teste 2:** relógio comparador 1, massa padrão de 3,0 kg, sem contrapeso, 2 minutos de espera para coleta de dados;
  
- ❖ **Teste 3:** relógio comparador 1, massa padrão de 3,0 kg, contrapeso de 2,0 kg em ambos os lados, 2 minutos de espera para coleta de dados;
  
- ❖ **Teste 4:** relógio comparador 2, massa padrão de 3,0 kg, contrapeso de 2,0 kg em ambos os lados, 2 minutos de espera para coleta de dados;
  
- ❖ **Teste 5:** relógio comparador 2, massa padrão de 3,0 kg, contrapeso de 2,0 kg em ambos os lados, 1 minuto de espera para coleta de dados;
  
- ❖ **Teste 6:** relógio comparador 2, massa padrão de 3,0 kg, contrapeso de 2,0 kg em ambos os lados, 20 segundos de espera para coleta de dados.

O sistema montado para os testes é apresentado na imagem da Fig. 3.20. Como pode ser visto, os componentes foram projetados para o uso sem a necessidade de remover peças da bancada montada, a fim de tornar o procedimento de calibração estática menos dispendioso e de fácil montagem e desmontagem. Também é possível observar o relógio comparador posicionado sobre uma superfície plana (nivelada com auxílio de um nível digital), além da presença de uma massa padrão de 2,0 kg em cada balança, as quais atuam como contrapesos na situação mostrada. A Tab. 3.7 apresenta os resultados obtidos por ARAÚJO 2015 em cinco ensaios realizados na montagem para calibração estática do dinamômetro.



Figura 3.20 – Montagem para calibração estática do sistema (ARAÚJO, 2015).

Tabela 3.7. Resultados da calibração estática do eixo de torção (ARAÚJO, 2015)

	Ensaio 1	Ensaio 2	Ensaio 3	Ensaio 4	Ensaio 5
<b>Deslocamento [mm]</b>	7,68	7,65	7,51	7,35	7,04
<b>Desvio Padrão [mm]</b>	0,02	0,01	0,01	0,007	0,01
<b>Torção [grau]</b>	9,33	9,29	9,11	8,91	8,51
<b>Rigidez [N.m/grau]</b>	1,199	1,204	1,228	1,255	1,314
<b>Tempo [segundos]</b>	120	120	120	60	20

O autor constatou que dentre os ensaios, as maiores variações foram observadas de 1 para 2, 4 para 5 e 5 para 6. O Ensaio 1 foi o que apresentou maior desvio-padrão, porém ainda assim o valor encontrado nesse ensaio é baixo, o que demonstra a credibilidade e precisão dos dados obtidos pela montagem de calibração estática. A adição de contrapesos em ambas as balanças ou a substituição do relógio comparador não representaram mudanças substanciais nos resultados. Segundo o autor, a maior divergência aparece em função do tempo de espera para coleta de dados. Após a aplicação do momento, o sistema continua aumentando sua deformação de forma progressiva, observado experimentalmente. Observou-se também que, após cerca de 2 minutos decorridos, a medição tende a estabilizar seu valor. Dessa forma, e considerando que, o desvio-padrão dos resultados obtidos no Ensaio 4 foi o mais baixo, optou-se por adotar o valor de rigidez à torção desse teste, igual a 1,228 N.m/grau. Tendo em vista seus resultados, define-se que a coleta de dados nos testes de medição de torque será feita após estabelecido regime permanente por 2 minutos, para cada ponto de operação

considerado. O ponto mais importante da realização da calibração estática do eixo é obter, de forma mais realista possível, um valor para a constante de inclinação da reta que relaciona ângulo de torção com torque aplicado através da Eq. 3.5.

$$\varphi = m.T \quad \therefore \frac{1}{m} = 1,228 \text{ Nm/grau} \quad (3.5)$$

### 3.5 ELETRÔNICA EMBARCADA E O SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

A especificação da eletrônica embarcada e do sistema de aquisição de dados foi desenvolvido sob premissas de compatibilidade eletromagnética, resultando em uma relação sinal/ruído satisfatória, o que garantiu amplitude do ruído abaixo do fundo de escala do nível do sinal dos sensores. Para realizar o processamento e leitura dos sinais dos sensores magnéticos e analógicos será utilizado o kit de desenvolvimento que inclui o kit (plataforma microprocessada) baseada à DSP de ponto fixo da família TMS320F2812. Um dos principais motivos para sua escolha é sua acessibilidade no centro onde a pesquisa foi realizada. Tal recurso acelerou o desenvolvimento do sistema de processamento e aquisição de dados pois grande parte da equipe integrante já havia trabalhado com DSPs e também esteve sempre disponível itens essenciais como, o esquemático eletrônico de interfaces de sinais, proteção e fonte de alimentação do DSP. Mediante tal relevância dessa plataforma para esse projeto de pesquisa, atuando como protagonista do sistema eletrônico de processamento e aquisição de sinais, uma breve descrição sobre ela e suas características de interesse serão apresentadas na próxima seção.

A seguir é descrito o projeto da placa para interface de sinais entre o DSP, o inversor e os sensores. Ao operar o conjunto dinamômetro-motor observou-se, via osciloscópio, um elevado ruído de modo comum acoplado capacitivamente, devido às variações de chaveamento dos IGBTs que compõem o conversor CC-CA do inversor, que são de 300 V/ $\mu$ s. Com isso há a circulação de corrente na eletrônica de sinais no motor, na bancada e os cabos dos sensores. Com base nisso realizou-se um projeto específico de compatibilidade eletromagnética passando por todos os componentes do sistema passíveis de acoplamento capacitivo e indutivo para alcançar caminhos de baixa impedância garantindo o retorno do ruído para a fonte que o criou ao invés de circular pela eletrônica de sinais.

#### 3.5.1 DESCRIÇÃO DO KIT DE DESENVOLVIMENTO eZdsp F2812

O kit de desenvolvimento eZdsp F2812 tem como finalidade, nesse projeto, receber os sinais do sistema, processá-los e exibi-los em uma interface gráfica. A ampla possibilidade para representação e capacidade de cálculos, aliada à versatilidade e baixo custo, torna este dispositivo ideal para a aplicação em questão. Suas principais características são:

- DSP TMS320F2812;
- 128K de memória *flash*;
- 18K de memória *RAM*;
- 30 MHz de *clock*
- **Expansão de interrupções dos periféricos (PIE);**

- **Dois módulos gerenciadores de eventos (EV) cada um contendo: 2 timers de 16 bits de propósito geral, 8 saídas PWM de 16 bits e 1 interface para encoders e unidades de captura;**
- **Conversor analógico digital A/D de 12 bits com 16 canais multiplexados;**
- Interface de comunicação serial;
- Interface serial para periféricos com 16 bits (SPI);
- **2 conectores de expansão com entradas e saídas analógicas e digitais;**
- Emulador JTAG padrão IEEE 1149.1
- Driver para uso do ambiente Code Composer studio v3.3

O evento assíncrono definido pela expansão de interrupções dos periféricos (PIE), aliado a outra funcionalidade da plataforma microprocessada, as unidades de captura (CAP), tornou possível, um meio para a implementação do MDI, obtendo o tempo em segundos, entre as bordas de descidas dos pulsos quadrados. Através do uso do emulador JTAG xds100v.1 é realizada a comunicação do DSP com o ambiente de programação Code Composer Studio® IDE. Nesse ambiente, foram desenvolvidos algoritmos, tal como mostrado nos anexos I e II, no qual é aplicado todos os módulos do DSP destacados em negrito capaz executar a rotina de cálculo do torque mecânico e velocidade angular. Para o torque, é declarado um pedido de interrupção sem máscara para a unidade de captura 1 (CAP1), através do registrador EVAIMRC, e um pedido com máscara para a unidade de captura 3 (CAP3) configurado usando o mesmo registrador da CAP1.

Então, para que se pudesse extrair dois pulsos quadrados a ser conectados nos pinos correspondentes às unidades de captura descritas acima, com forma de onda quadrada e níveis de tensão de 0 e 3,3 volts, a partir do sinal produzido pelos sensores indutivos, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso, que será detalhada na próxima seção, sob premissas de compatibilidade eletromagnética, para realizar a interface de sinais entre o DSP e os sensores instrumentados na bancada dinamométrica. Essa placa permite que os sinais senoidais vindos dos sensores de relutância magnética, de 6 volts de amplitude pico a pico, sejam transformados em um pulso quadrado de mesma frequência, porém indo de 0 a 2,6 volts, usando um comparador por histerese com um buffer na saída do divisor de tensão. Os pulsos quadrados foram conectados eletricamente às unidades de captura (CAP1 e CAP3) e toda borda de descida do sensor indutivo 1 (próximo ao MCI) gera uma interrupção com máxima prioridade associado a CAP1. Então, quando se gera uma interrupção, o programa sai da rotina principal e entra em uma rotina que apenas realiza a soma com passo de 1 em uma variável do tipo inteira em um loop infinito, até que um *flag* definido pelo registrador CAPFIFOA indique que, uma borda de descida tenha sido detectada pela CAP3, que está conectada eletricamente ao sensor indutivo 2 (próximo ao MIT). O programa então retorna à rotina principal onde o valor do contador é multiplicado pela frequência de *clock* fornecendo o defasamento temporal em segundos. Este sendo multiplicado pela velocidade angular fornece o ângulo de torção em radianos. Basta apenas converter radianos para graus e implementar a equação 3.5 no ambiente de programação e o torque pode ser extraído.

Outra funcionalidade do DSP utilizada são os conversores A/D de 16 bits. São usados nesse projeto para processar os sinais analógicos dos sensores instrumentados na bancada dinamométrica. O sinal analógico, de 30 volts pico a pico a 3600 rpm, passa por um amplificador de instrumentação com ganho de 0,1 e é aplicado na saída um offset de 1,5 volts. A seguir, o sinal passa por um filtro passa-baixas Butterworth de 2º ordem, implementado na topologia Sallem Key, com frequência de corte de 100 Hz, capaz de atenuar componentes de frequência do sinal PWM, na faixa de 2 KHz, proveniente do DSP. Na saída do filtro foi inserido dois diodos Schottky em anti-paralelo a fim de garantir que o nível de tensão não exceda 3.3 volts. O sinal é então amostrado e a conversão, através do software de controle, é realizada. Após a conversão os dados obtidos são armazenados em ordem de amostragem nos respectivos registradores. Esses valores são então aplicados em uma equação que converte o valor obtido em hexadecimal para volts, bastando apenas a aquisição, instalação e calibração dos sensores. Outras razões para a escolha desse kit de desenvolvimento como plataforma de aquisição de dados e interface gráfica é o atendimento a três critérios básicos, que são exigidos para que a bancada dinamométrica funcione adequadamente. São eles:

- **Tempo e frequência de aquisição**

Considerando que a resolução para a leitura do torque do sistema dinamômetro-motor deve ser de 0,1 N.m (equivalente a 0,0814° de ângulo de torção, que equivale a 0,00142 rad), assim, pode-se calcular a frequência de aquisição mínima para que não haja sobreposição de dentes ou perda de dados pela passagem de dentes. A rotação máxima permitida de acordo com MARTINS 2013 é de 3800 rpm [397,92 rad/s]. Nessa condição, para que se leia um ponto de torque, considerando a rigidez à torção obtida experimentalmente, tem-se uma frequência mínima de aquisição de aproximadamente 280 KHz. Como a frequência de amostragem da placa utilizada deve ser, no mínimo, duas vezes maior que a componente de maior frequência do sinal a ser amostrado, esse valor chega a 560 KHz. Assumindo um mínimo de 10 pontos de torque para cada ângulo de 0,0814° chega-se a uma taxa de aquisição mínima de 5,6 MHz. A quarta característica do kit de desenvolvimento indica uma taxa de 30 MHz. Isso mostra que a placa possui frequência de aquisição quase que 6 vezes maior que a mínima necessária para que não haja efeito *aliasing* no sinal amostrado pelo DSP.

- **Tipos e quantidades de Sensores**

Os tipos de sensores utilizados são importantes sob o ponto de vista de como o sinal, recebido ou enviado, deverá ser condicionado. Além dos sensores de relutância magnética pouca informação sobre sensores de pressão, temperatura foram obtidos durante a pesquisa. Os sensores de relutância magnética são compostos basicamente de um núcleo magnético com densidade de fluxo constante envolto por uma bobina condutora. A taxa de variação do fluxo magnético produziu um nível de tensão elétrica de 30 volts pico a pico a 3800 rpm nos terminais da bobina. Esses sensores enviam sinais que necessitam de um tratamento eletrônico para que possam ser processados pelo DSP, que será descrito na próxima seção.

- **Quantidade de canais necessários**

A quantidade de canais necessária que serão utilizados é importante pois sistemas de aquisição variam conforme este valor. Porém, nem sempre no início de um projeto se tem a dimensão extra de quantos sensores serão necessários e quais suas características. Além disso, outras formas de acionamentos como, por exemplo, relés, entradas e saídas digitais e analógicas são sempre requisitados. Portanto, o dimensionamento correto do número de canais se faz necessário na maioria dos casos.

No presente projeto, foi implementado 2 canais para medição de torque, 1 canal para medição de rotação. 9 canais para entradas analógicas, para medição de pressão, temperatura, vazão entre outros parâmetros do motor, 3 canais PWM e 5 canais digitais para eventuais sinais como da bobina de ignição.

### 3.5.2 UNIDADES DE CONDICIONAMENTO PARA INTERFACE DE SINAIS

A unidade de condicionamento de sinais foi desenvolvida sob premissas de compatibilidade eletromagnética. Dessa forma, o primeiro passo para o projeto da placa foi o de separar os grupos funcionais na estrutura da placa, assim como mostrado na Fig. 3.21.

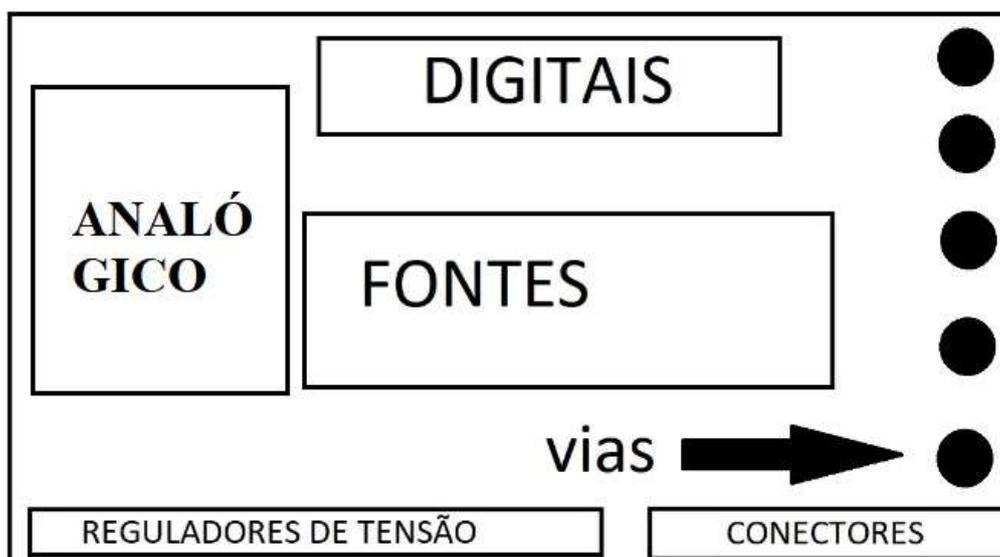
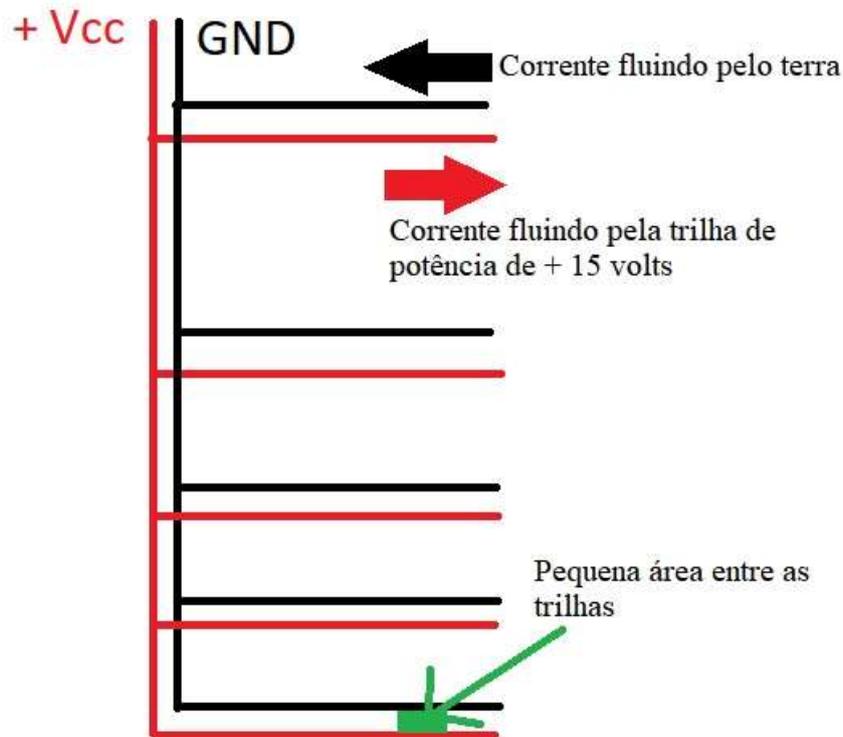


Figura 3.21 – Grupos funcionais da estrutura da placa de circuito impresso (Autor).

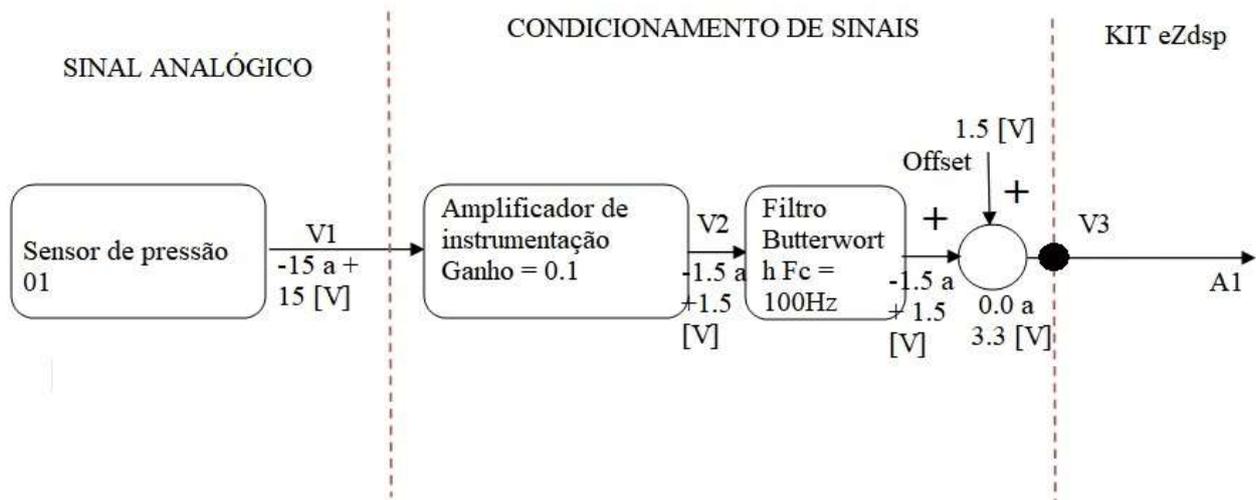
A seguir, define-se a utilização de dois planos de cobre de terra sob todos os componentes utilizados no projeto do esquemático eletrônico da placa bem como suas trilhas associadas, sendo estendido às bordas da placa com uma largura do plano de 16 mm. Isso irá oferecer um caminho de baixa impedância, garantindo que qualquer corrente de alta frequência parasita gerada a partir da alta taxa de variação de tensão elétrica no inversor, ou outro equipamento semelhante, retorne para sua fonte. Ainda, para garantir um caminho de baixa impedância para fontes indesejadas, e evitar ilhas de cobre com potencial flutuante, foi inserido furos metalizados e conectados eletricamente à terra da eletrônica (vias), em torno do perímetro da placa e próximo a cada pino de GND dos CI's. Esses furos foram distanciados de meia polegada, aproximadamente 14 mm, com um diâmetro de 3 mm. A Fig. 3.22 mostra o roteamento das trilhas de potência e da terra da eletrônica. As trilhas de  $\pm 15$  V e da terra da eletrônica foram roteadas a uma pequena distância e de maneira adjacente garantindo uma pequena área entre as trilhas e fez com que a mesma corrente circule em sentidos opostos pelas trilhas. Isso irá minimizar o acoplamento indutivo, produzido por exemplo, pela centelha (alto  $di/dt$ ) na vela de ignição do MCI.



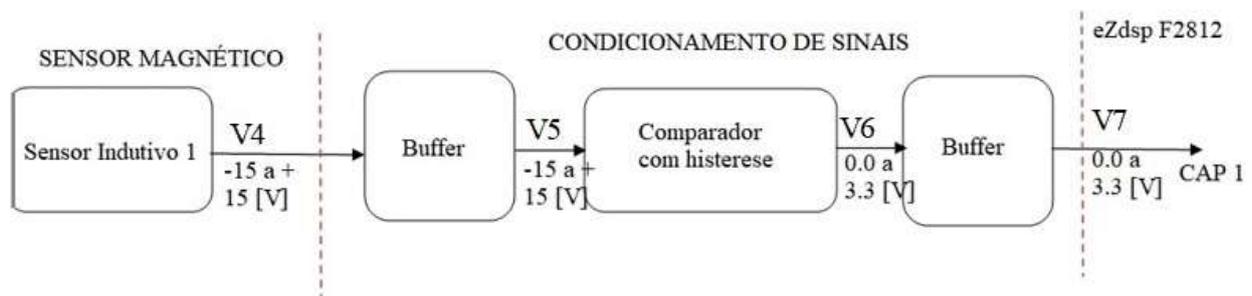
**Figura 3.22 – Roteamento das trilhas de terra e potência da placa eletrônica (Autor).**

Por fim, é feita a distribuição das trilhas das fontes de alimentação e reguladores de tensão na placa em estrela, de tal forma a evitar acoplamento de terra comum. Além disso, é inserido um capacitor de desacoplamento de 100 nF em paralelo com o pino de alimentação de cada circuito integrado. A placa, que compatibiliza os níveis dos sinais trocados entre os sensores instrumentados na bancada e o DSP e que segue os critérios compatibilidade eletromagnética descritos acima, foi projetada no software KiCad 4.0.7, com a construção do esquemático eletrônico e a placa de circuito impresso.

A Fig. 3.23 e Fig. 3.24 mostram, através de diagramas de blocos, os níveis de tensão e o fluxo de sinais entre o DSP e os sensores indutivos, de pressão e demais sinais analógicos.



**Figura 3.23 – Diagrama de interface entre os sinais analógicos e o DSP (Autor).**



**Figura 3.24 – Diagrama de interface entre os sensores indutivos e o DSP (Autor).**

O sinal do sensor de pressão, dos sensores indutivos e demais sinais analógicos possuem níveis de tensão que não são compatíveis com o DSP. Para condicionamento do sinal analógico, é utilizado um amplificador de instrumentação com ganho 0.1V/V, um filtro passa-baixas Butterworth de 2º ordem com frequência de corte de 100 Hz, e na saída aplica-se um offset de 1,5 V utilizando um amplificador operacional funcionando como buffer. A saída do buffer, nível de tensão V3, é conectada eletricamente ao pino do DSP que corresponde à entrada analógica A1, indo de A0 a A7 e B0 a B1.

Para condicionar o sinal do sensor de relutância variável, foi utilizado um amplificador operacional com ganho 1V/V, que oferece uma alta impedância de entrada, então esse sinal passa por um estágio que utiliza um amplificador operacional com realimentação positiva e novamente um buffer para garantir o isolamento do sinal na unidade de captura do DSP.

A placa para interface de sinais e condicionamento e o sistema microprocessado eZdsp F2812 é mostrado na Fig. 3.25, e o esquemático eletrônico dos amplificadores, offset, comparador e demais componentes são mostradas nas Figuras 3.26, 3.27, 3.28 e 3.29, e seus valores na Tab. 3.8.

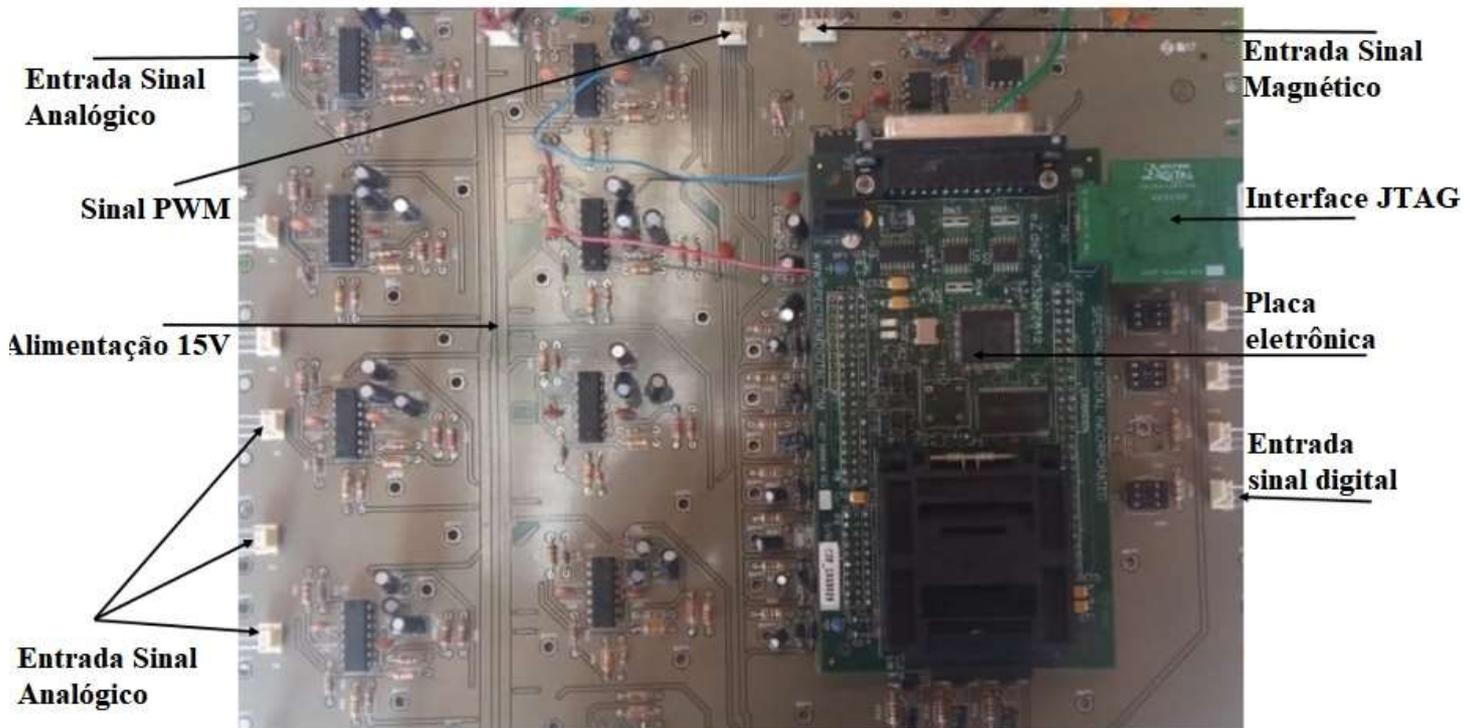


Figura 3.25 – Fotografia da plataforma microprocessada e da placa para interface de sinais (Autor).

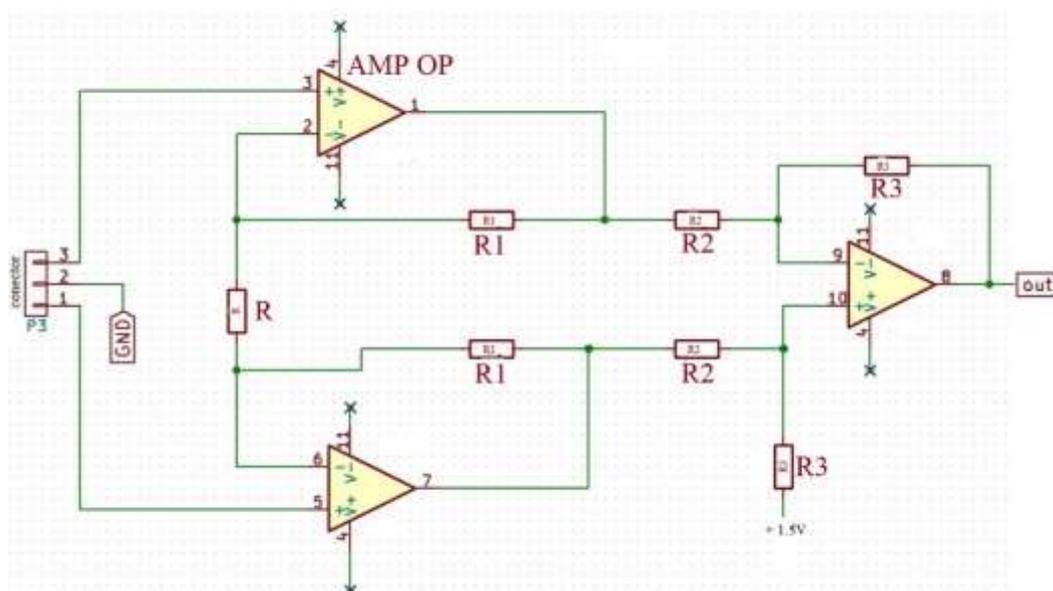


Figura 3.26 – Esquemático do circuito eletrônico do amplificador de instrumentação (Autor).

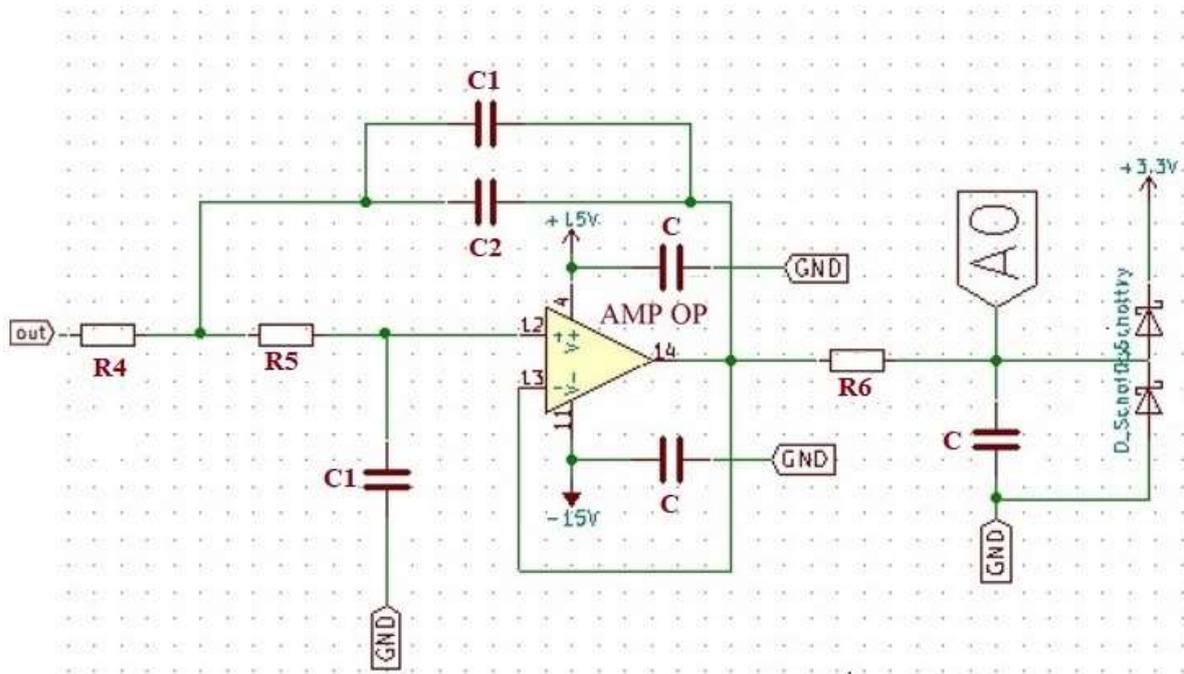


Figura 3.27 – Esquemático do circuito eletrônico do filtro butterworth, pino analógico do DSP e diodos de proteção (Autor).

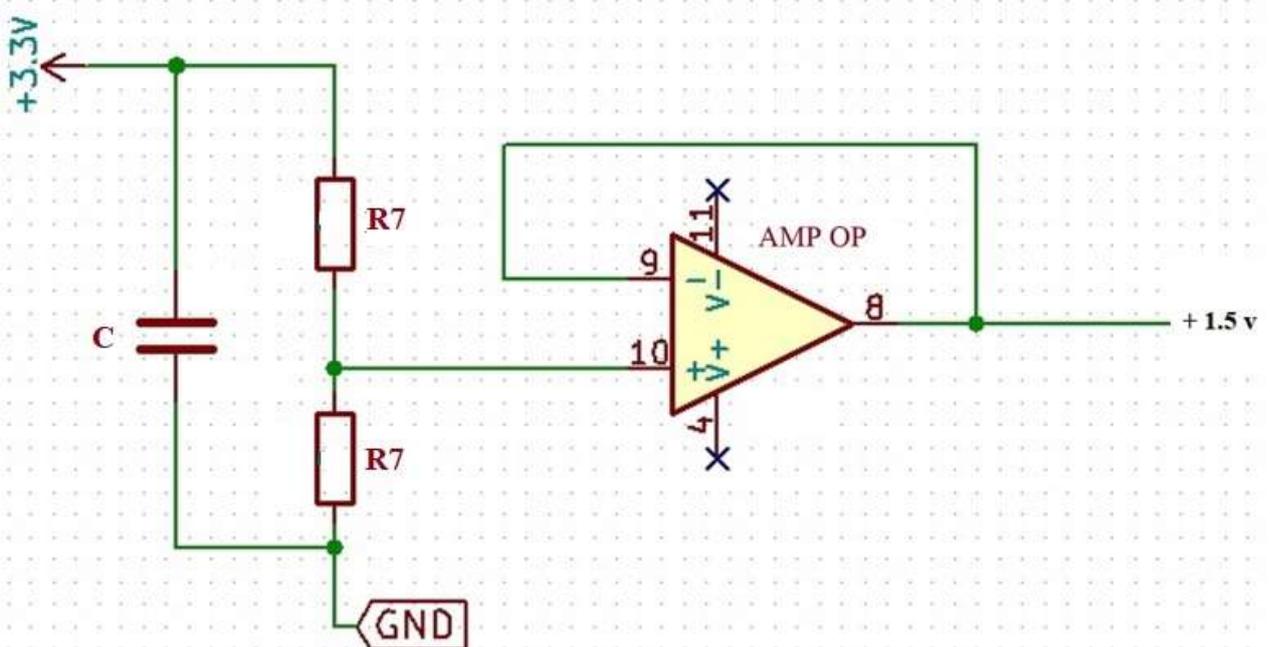
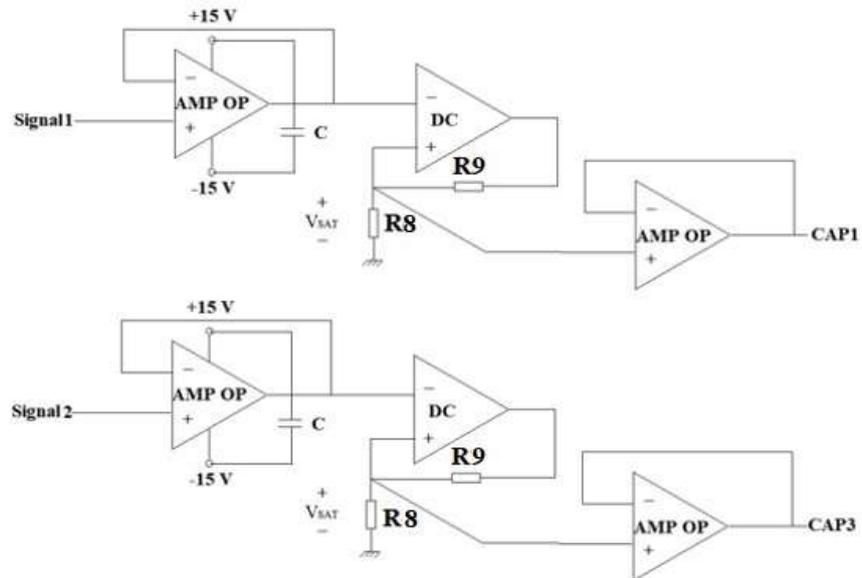


Figura 3.28 – Esquemático do circuito eletrônico do offset de tensão (Autor).



**Figura 3.29 – Esquemático do circuito eletrônico para condicionamento do sinal magnético (Autor).**

**Tabela 3.8 – Dados dos componentes do circuito (Autor).**

Tipo	Valor/modelo
Resistor R	<b>12 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R1	<b>3,0 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R2	<b>47 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R3	<b>4,7 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R4	<b>1,0 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R5	<b>5,0 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R6	<b>1,0 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R7	<b>1,0 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R8	<b>3,3 K<math>\Omega</math></b>
Resistor R9	<b>1,0 K<math>\Omega</math></b>
Capacitor C	<b>100 nF</b>
Capacitor C1	<b>1 <math>\mu</math>F</b>
Capacitor C2	<b>3,3 <math>\mu</math>F</b>
AMP OP	<b>TL074</b>
DC	<b>LM311</b>

Ao operar o conjunto dinamômetro-motor em regime nominal, sabe-se que devido à alta frequência de chaveamento dos IGBTs que compõem o inversor de frequência, elevadas taxas de variação de tensão elétrica ( $dv/dt$ ) serão produzidas. Da mesma forma, elevadas taxas de variação da corrente elétrica ( $di/dt$ ) na bobina de ignição do motor térmico aparecem devido ao pulso produzido nas velas. Com isso correntes de alta frequência e tensões indesejadas começarão a circular pelas unidades de condicionamento de sinal devido principalmente aos acoplamentos capacitivos e indutivos.

Para evitar danos aos circuitos e leituras incorretas de sinal de torque, foi feito um projeto de compatibilidade eletromagnética da placa e do circuito mostrado acima para garantir baixo acoplamento. Criou-se um caminho para retorno de ruído das fontes com baixa impedância, em paralelo ao circuito montado, através de um plano de cobre conectado à terra da eletrônica, ao dissipador de calor do inversor e ao negativo da carcaça do motor.

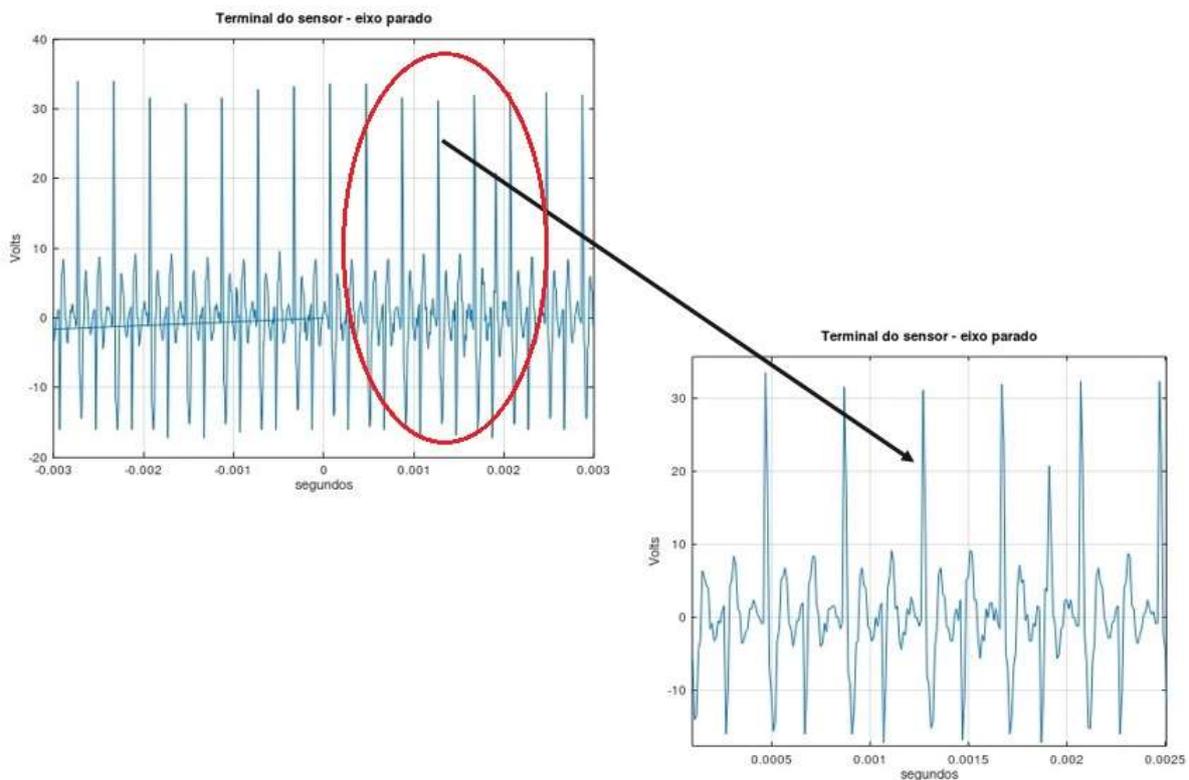
### **3.5.3 SOLUÇÃO PARA ATENUAÇÃO DOS RUÍDOS NO DINAMÔMETRO**

Devido a operação do inversor de frequência, descrito anteriormente, provocar variações de tensão em função do tempo da ordem de  $300 \text{ V}/\mu\text{s}$ , o ruído de modo comum acoplado capacitivamente é considerável e o mesmo circula pelo sistema de aquisição de dados através da fiação do motor e dos sensores, encontrando caminho pela eletrônica de sinais. Como a aquisição dos dados é realizada utilizando sistemas digitais de processamento, o ruído e todos os demais sinais amostrados em frequências semelhantes à da modulação PWM possuirão componentes espectrais, por efeito aliasing, em baixas frequências. Nessa condição é observado, por oscilografia, um ruído conduzido nos sinais dos sensores que contém as informações reais de torque.

Os sinais de alto  $dV/dt$  produzidos pelo inversor de frequência são aplicados aos condutores de cobre do MIT e, devido ao capacitor presente entre tais condutores e a carcaça do motor elétrico, há a circulação de corrente capacitiva entre eles. A carcaça, por sua vez, é parafusada na base da bancada de testes, feita de aço, e a base da bancada está conectada eletricamente ao suporte dos sensores. Assim forma-se entre o suporte dos sensores, ar mais camada isolante dos cabos dos sensores e condutores de cobre dos cabos, um capacitor. Esse arranjo geométrico promove uma elevada capacitância equivalente dos sensores, fazendo com que haja circulação de corrente capacitiva devido aos sinais produzidos pelo inversor. O ruído acoplado sempre circula pelos cabos de alimentação do estator, seguindo pela carcaça do MIT e então para a bancada dinamométrica. A partir desse ponto ele pode seguir por dois caminhos diferentes: um deles passando pelo suporte do MCI, então para a carcaça do MCI e em seguida, por acoplamento capacitivo, aos condutores dos cabos do resistor de frenagem e retornando ao inversor; e outro caminho passando pelos suporte dos sensores, cabos dos sensores, placa de condicionamento de sinais e após o sistema de condicionamento de sinais, o ruído provavelmente será acoplado nas trilhas da placa associado aos sinais analógicos e ao sinal de torque, passando pela fonte de tensão CC simétrica, rede de energia elétrica, conexão trifásica do inversor e

dissipador de calor do inversor. Outra possibilidade seria passar das trilhas da placa para o DSP, JTAG, PC, rede e retornando aos IGBTs, através do dissipador do inversor.

Tal ruído degrada o aspecto operacional do sistema, pois ao se amostrar os sinais analógicos no DSP, há componente de corrente alternada de baixa frequência sobreposta ao sinal. Além disso, o ruído conduzido, produzido pelo chaveamento dos IGBTs do inversor de frequência utilizado, é acoplado aos sinais dos sensores indutivos, que fazem parte do circuito de captura dos pulsos quadrados, e que são processados pelo DSP. Foram obtidos dados, por oscilografia, da amplitude, frequência e do formato do sinal do sensor indutivo e da CAP 3 ao manter o inversor e a fonte de tensão  $CC \pm 15\text{ V}$ , para alimentação dos CI's da placa de condicionamento de sinais, ligadas, porém mantendo o eixo parado, tal como mostra a Fig. 3.30.

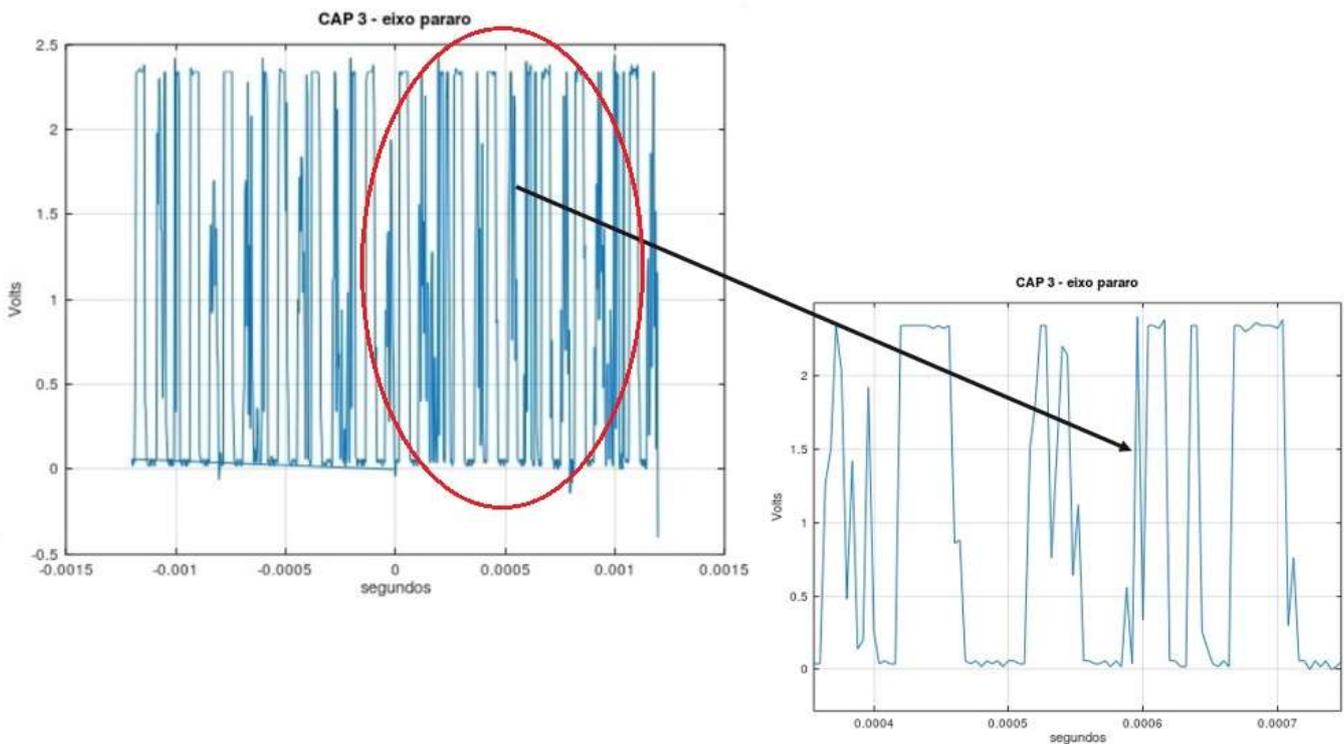


**Figura 3.30 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo parado (Autor).**

Para realizar uma avaliação técnica do sinal amostrado pelo osciloscópio, foi utilizado como base de tempo 500 microssegundos. Cada nível no sentido das ordenadas representa 10 volts de amplitude de tensão. Pode-se notar claramente, a partir de uma observação minuciosa do gráfico anterior, diversos picos de tensão, cujo intervalo temporal entre eles equivale a 400 microssegundos. É bastante provável que esse sinal esteja sendo gerado pelo inversor, pois os períodos dos picos representam uma frequência de 2.5 kilohertz, compatível com a frequência de chaveamento do inversor usado e, além disso, ao desligar o inversor tal sinal desaparece na tela do osciloscópio. Obteve-se, via software, que a amplitude do maior pico produzido foi de 34 volts e o menor valor foi de  $-17.2$  volts. Esse sinal é transmitido às unidades de condicionamento, aos comparadores e então chegam às unidades de captura, onde acabam promovendo a geração de interrupção no programa computacional mesmo com o eixo em velocidade nula, pois de acordo com as especificações elétricas recomendadas pelo

manual do DSP TMS320F2812, a tensão máxima para nível baixo é de 400 milivolts e a tensão mínima para nível alto é de 2.4 volts. Assim, nota-se que qualquer valor menor que 2.4 e maior que 0.4 volts podem ser tanto entendidos pelo programa como nível baixo ou nível alto.

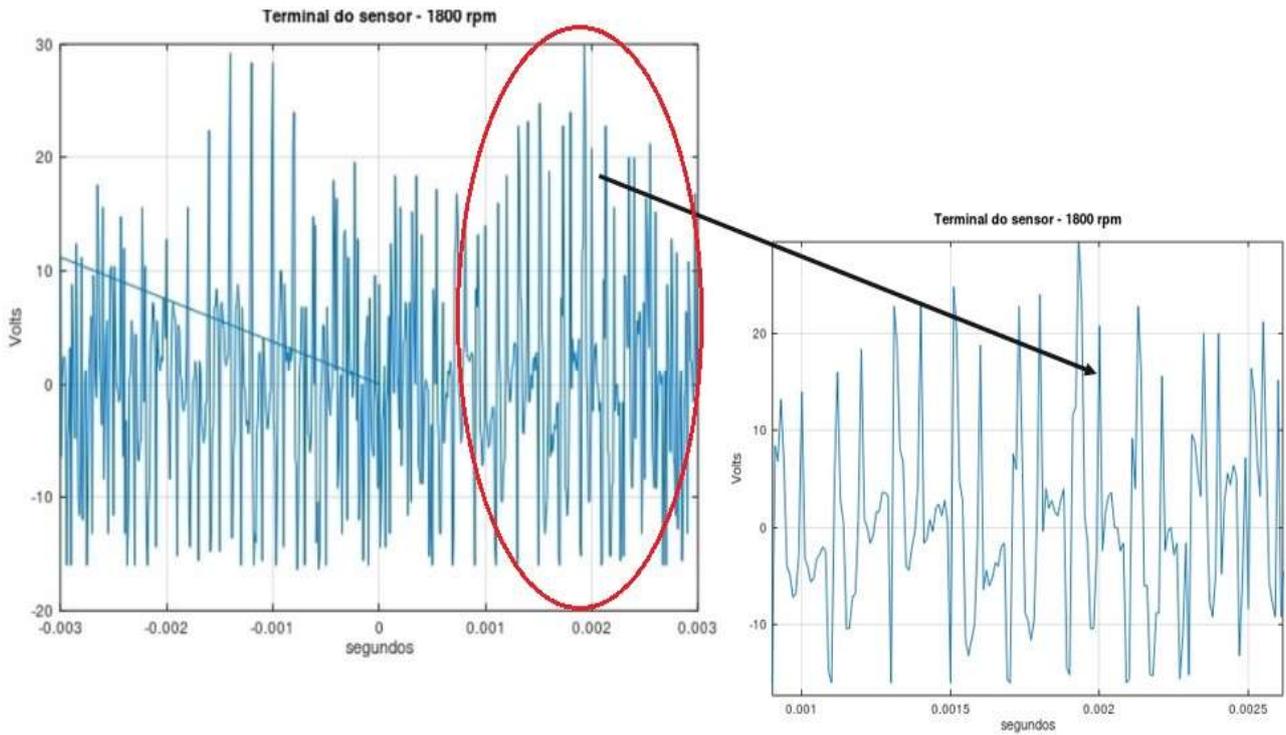
A Fig. 3.31 mostra uma assinatura do sinal presente na unidade de captura 3, mantendo ainda o inversor de frequência e a fonte simétrica CC ligadas, mas o eixo parado. A partir da imagem é possível avaliar a qualidade da relação sinal/ruído dos sensores e a possível viabilização do sistema.



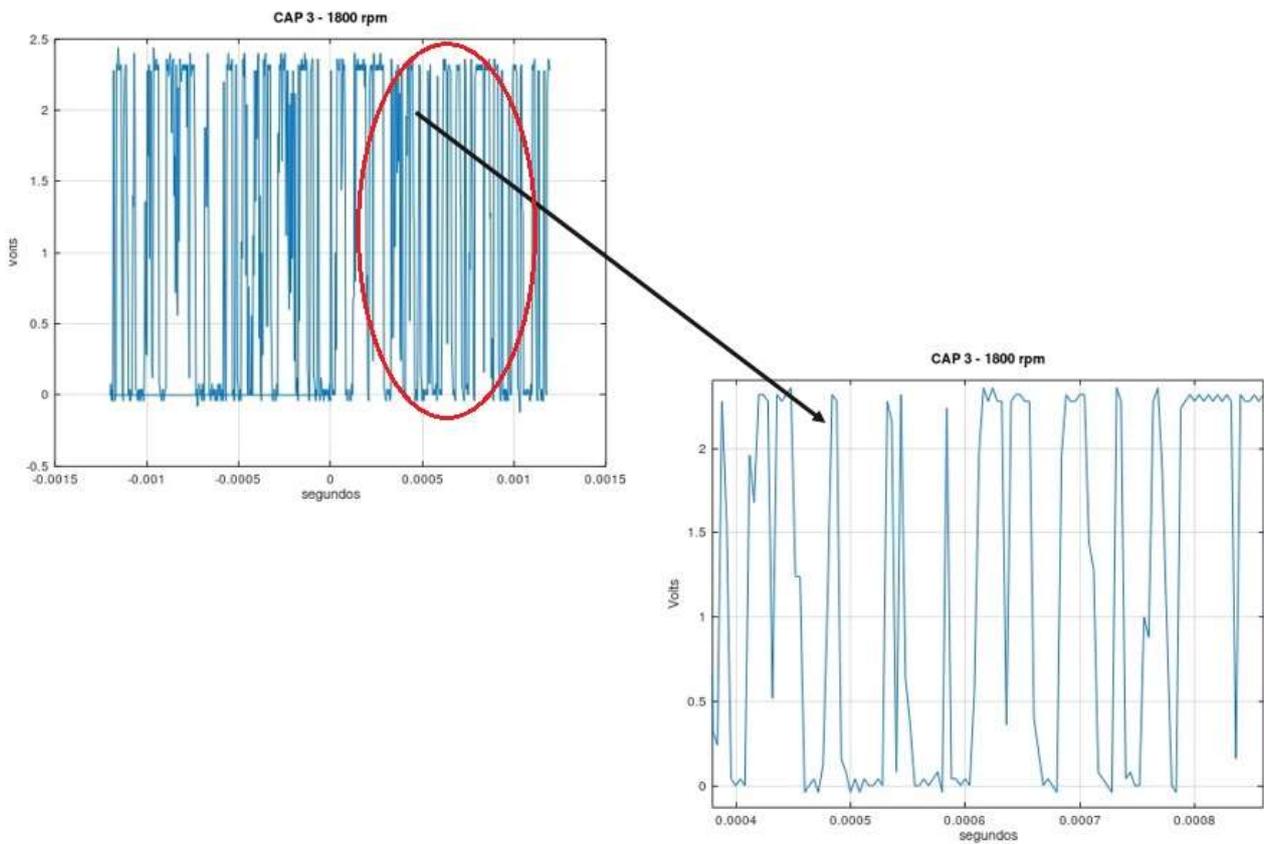
**Figura 3.31 – Sinal presente na unidade de captura CAP 3 com o eixo parado (Autor).**

A priori, é válido observar que mesmo diante das variações de pulsos de tensão, o esquemático elétrico desenvolvido na placa de interface de sinais mantém a amplitude em tensão do sinal na CAP 3 abaixo de 3.3 volts, com máximo de 2.44 volts, o que garante a preservação da plataforma microprocessada. Porém, também se espera obter, ao manter o eixo em velocidade nula, pulsos produzidos na unidade de captura que estejam abaixo de 400 milivolts, representando nenhuma variação para a produção de interrupção no programa de captura de bordas.

As Figuras anteriores quando comparadas às Figuras 3.32 e 3.33, que foram obtidas sob as mesmas condições, mas com o eixo girando a 1800 rpm, mostram que o sinal produzido pelo ruído tem praticamente a mesma amplitude do sinal produzido pelos sensores indutivos em funcionamento, na rotação de marcha lenta, considerado o caso mais crítico devido à baixa amplitude do sinal dos sensores. Então pode-se concluir que a relação sinal/ruído é aproximadamente igual a 1 nesse caso, o que é muito ruim, tornando o sistema de medição de torque inviável.



**Figura 3.32 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor a 1800 rpm (Autor).**



**Figura 3.33 – Sinal presente na unidade de captura CAP 3 a 1800 rpm (Autor).**

Além disso, pode-se observar diversos valores intermediários (entre 0.4 e 2.4 volts) que são aplicados nas unidades de captura, sendo passível de serem entendidos pelo programa tanto como nível alto quanto como nível baixo. Essas falhas degradam completamente o sistema inviabilizando sua operação. Portanto, se torna imprescindível um projeto de solução para atenuação de ruídos conduzidos à placa de interface de sinais.

É importante ressaltar que, na Fig. 3.32, há um sinal presente devido à taxa de variação do fluxo magnético, proporcional à rotação do eixo, que neste caso é de 1800 rpm, nas bobinas dos sensores. Porém, o ruído detectado na Fig. 3.30 também está presente na Fig. 3.32 sobreposta ao sinal de interesse, que é a tensão induzida na bobina dos sensores. Os sinais presentes nas unidades de captura confirmam isso, pois ao rodar o eixo a 1800 rpm tem-se mais bordas de descida e subida do que no caso do eixo parado, considerando a mesma janela de tempo. Isso indica que além do ruído produzido pelo inversor algo mais está produzindo bordas de descida e subida nas unidades de captura, que só pode ser a tensão induzida devido à variação do fluxo gerada pela rotação da roda fônica. Pode-se considerar análogo a discussão acima para a unidade de captura CAP 1 associada ao outro sensor indutivo, pois foi observado praticamente o mesmo sinal presente no osciloscópio.

A análise das Figuras 3.34 e 3.35 mostram que, ao ligar o inversor de frequência, independente dos caminhos que o ruído possa percorrer, ele sempre circula pela base metálica da bancada através dos cabos de alimentação do estator do MIT. Parte desse ruído sempre segue pelos suportes dos sensores indutivos, carcaça metálica do sensor e então aos fios de cobre dos sensores, capacitância criada entre tais fios de cobre, o material isolante que envolve esses condutores mais o ar, e a carcaça metálica do sensor que forma o segundo condutor do capacitor. Então, tal ruído segue para a placa de interface de sinais, onde os terminais dos sensores estão conectados, indo para o DSP, interface JTAG, através da conexão USB, o ruído segue para o PC, rede elétrica e retornando pela rede aos IGBTs, tal como mostra a Fig. 3.36. Ou então o ruído pode seguir da placa de interface de sinais para os terminais de alimentação da fonte CC simétrica de  $\pm 15$  volts usada para alimentar a eletrônica.

Para que diferentes níveis de tensões e frequência possam ser sintetizados pelos sinais PWM, é inevitável que ocorra comutação dos IGBTs, o que inviabiliza o funcionamento do dinamômetro, como descrito no parágrafo anterior. Dessa forma, optou-se por criar um caminho de baixa impedância ao ruído conduzido de modo comum, de modo que esse ruído circule por tal caminho e retorne à sua fonte ao invés de circular pela placa de condicionamento de sinais. A conexão desse caminho com os cabos do estator se dá por acoplamento capacitivo. Com base na equação que caracteriza os capacitores e em sua estrutura física, foi aplicado um invólucro de papel alumínio, com elevada área superficial, em torno dos cabos de estator. Na extremidade dos cabos trançados de estator próximo ao inversor, o invólucro de alumínio foi conectado à estrutura do dissipador, como mostra a Fig. 3.37. Além disso, foi utilizado cabos blindados para os sensores indutivos que foram distanciados o máximo dos cabos de estator e da base metálica da bancada. Nota-se na figura 4.30 que o mesmo invólucro de alumínio que envolve os cabos de estator foi conectado à base da bancada.

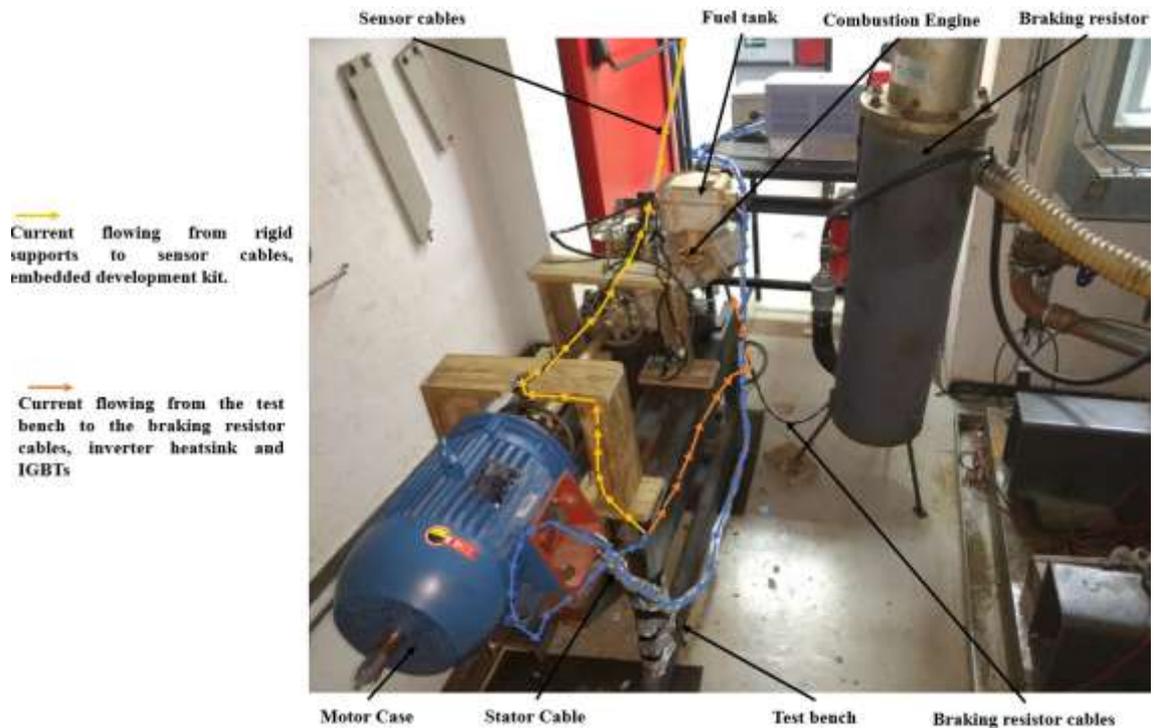


Figura 3.34 – Possíveis caminhos para o ruído conduzido produzido pelo inversor (Autor).

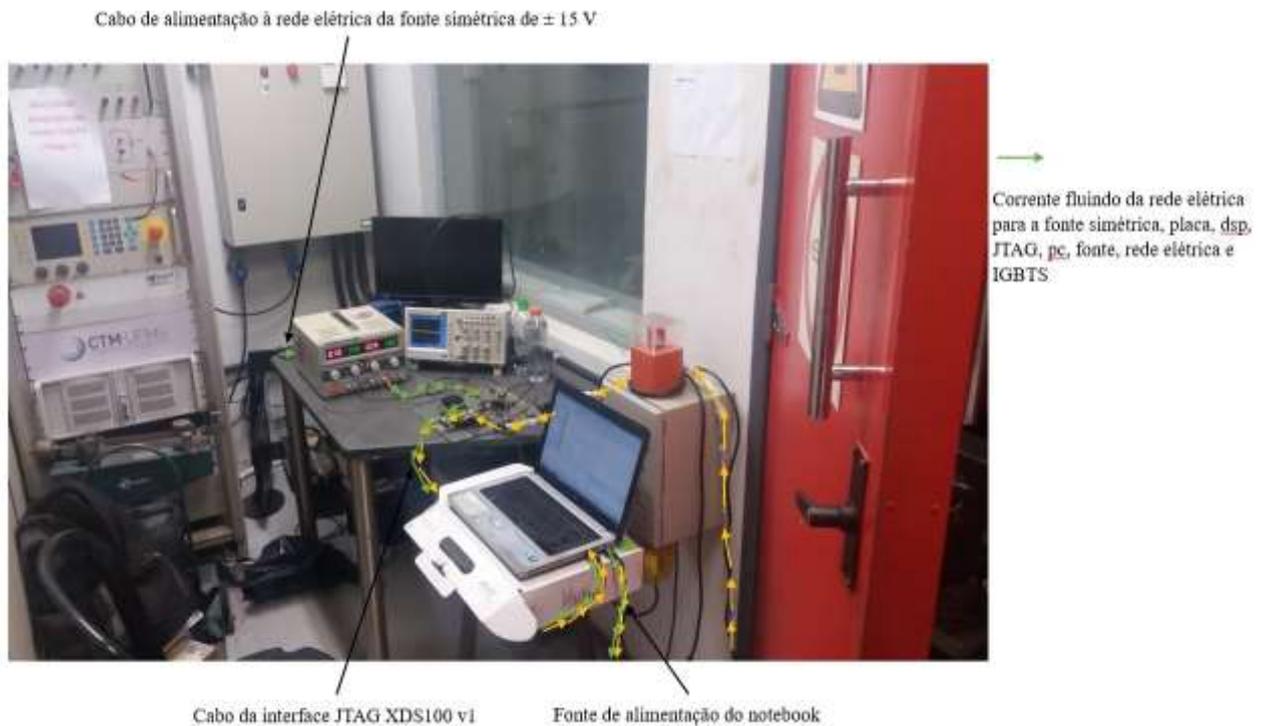


Figura 3.35– Possíveis caminhos para o ruído conduzido produzido pelo inversor (Autor).



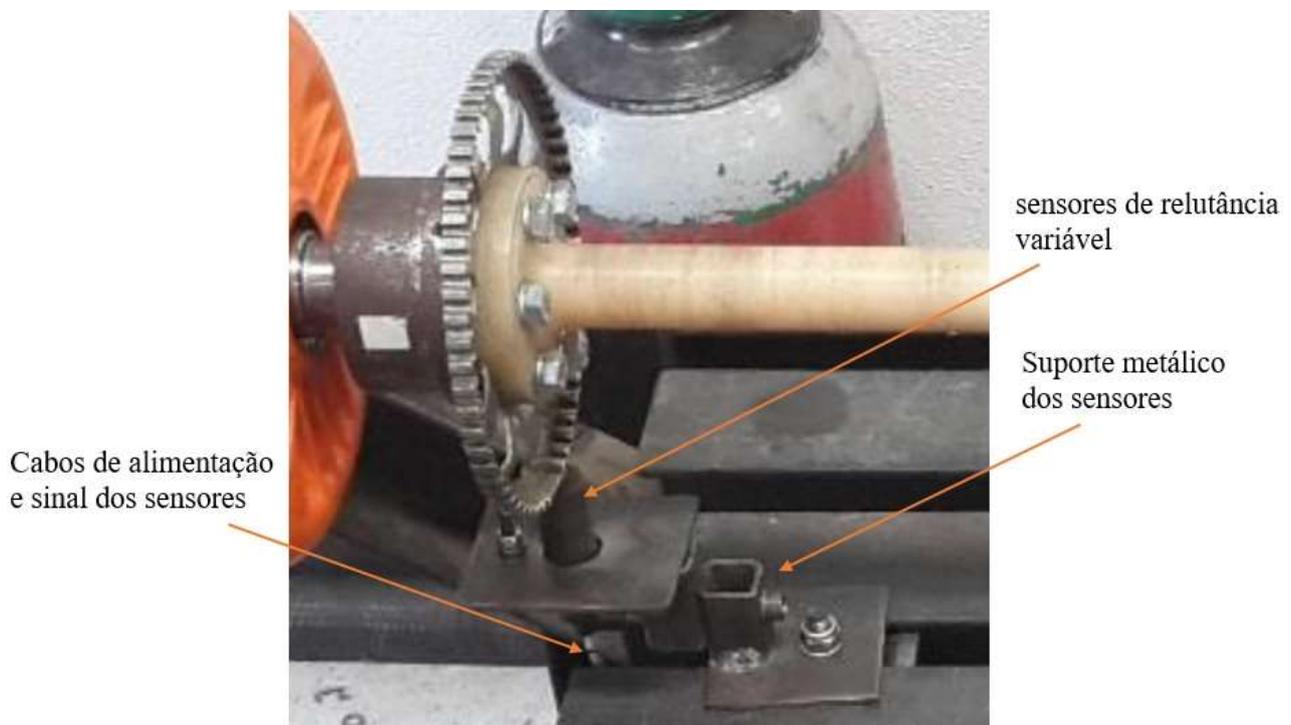
**Figura 3.36 – Retorno das correntes para a sua fonte criadora, o inversor de frequência não regenerativo (Autor).**



**Figura 3.37 – Aterramento do invólucro de alumínio dos cabos de estator ao dissipador do inversor (Autor).**

O dissipador do inversor foi conectado também à blindagem metálica dos cabos dos sensores indutivos e à terra da eletrônica da placa de condicionamento de sinais. Isso irá permitir que a parcela de ruído que não retornou aos IGBTs pelo alumínio envolto nos cabos de estator encontre um caminho de baixa impedância ainda pelo invólucro de alumínio em vez de seguir pelo DSP, JTAG e PC.

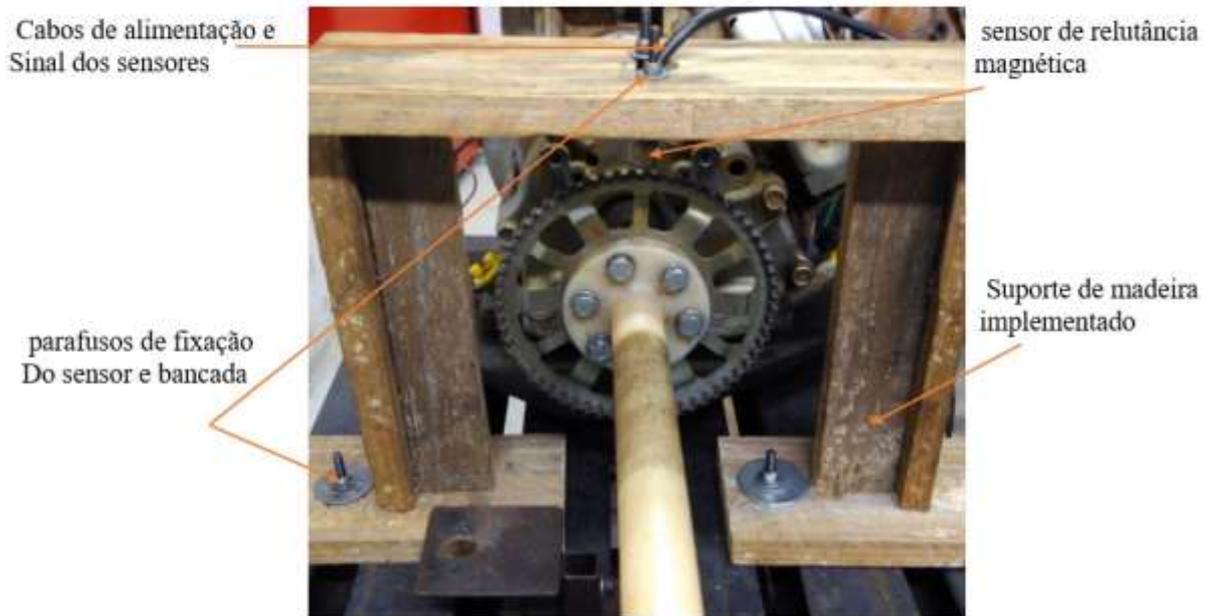
Mesmo após tais implementações, desenvolvidas para alcançar o sucesso do projeto de compatibilidade eletromagnética, foi notável o ruído conduzido que aparece na frequência de chaveamento do inversor sobrepostos aos sinais dos sensores indutivos. Somente ao ligar o inversor, a amplitude máxima do ruído conduzido, oscilografada nos terminais dos sensores, chegou ao valor de 2,5 volts, porém um valor capaz de provocar bordas e produzir interrupção no programa de detecção de pulsos de descida e subida. Assim é necessário a realização de uma avaliação mais rigorosa da geometria dos componentes que compõem o caminho de circulação do ruído, de tal forma que a capacitância formada com os condutores do sensor tenha seu valor minimizado ao máximo. Conclui-se que, nesse caso, a criação de um caminho de baixa impedância para circulação do ruído de modo comum e diferencial, como foi feito usando involucro de alumínio com grande área superficial, não será possível, pois o capacitor de elevada capacitância é formado pelos condutores dos sensores de relutância magnética, tal como mostra a Fig. 3.38.



**Figura 3.38 – Provável caminho para o ruído que não retornou à sua fonte pelo involucro de alumínio (Autor).**

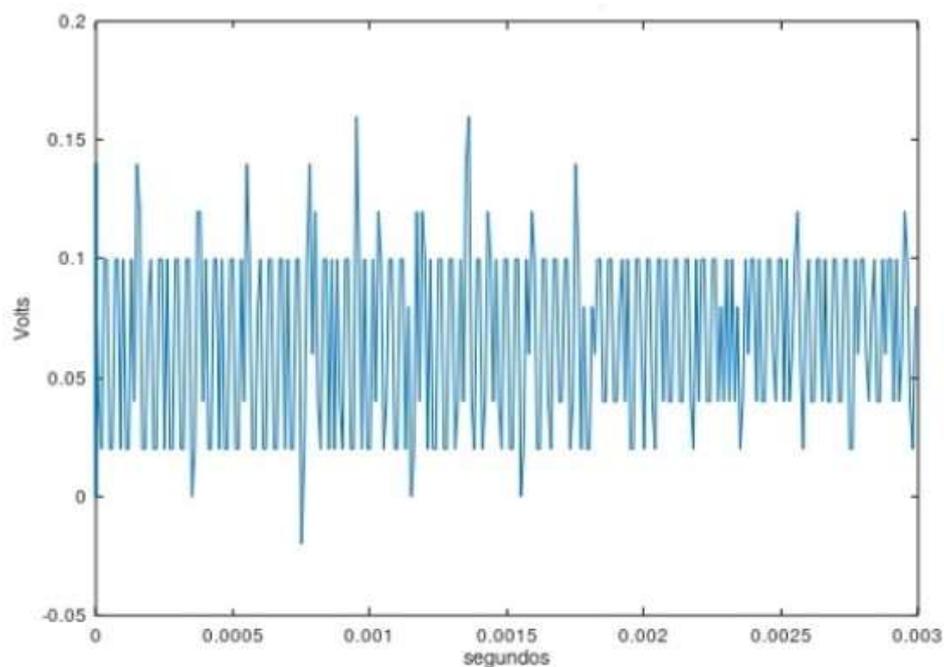
Esse capacitor é criado pelo suporte metálico dos sensores, camada isolante dos cabos de alimentação e sinal dos sensores mais uma parcela de ar atmosférico, e os condutores de cobre dos cabos de alimentação e sinal dos sensores. Pode-se observar o quão próximo estão esses elementos favorecendo o aumento dessa capacitância.

Como o suporte é parafusado à bancada, é provável que parcela do ruído que não retornou pelo caminho de baixa impedância esteja voltando pelos condutores dos sensores através do suporte metálico conectado eletricamente à bancada de testes. Então, pode-se projetar e desenvolver suportes feitos de madeira, tal como mostra Fig. 3.39, que mesmo parafusado à bancada é provável que iniba o ruído de circular pelos sensores.

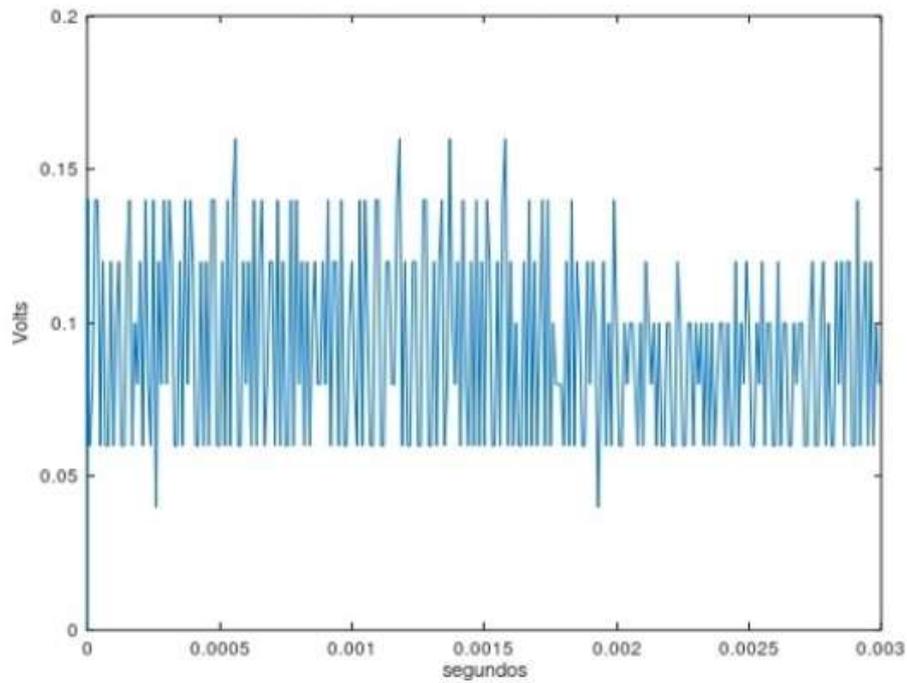


**Figura 3.39 – Novo suporte de madeira desenvolvido para tentativa de eliminação do ruído presente no terminal do sensor (Autor).**

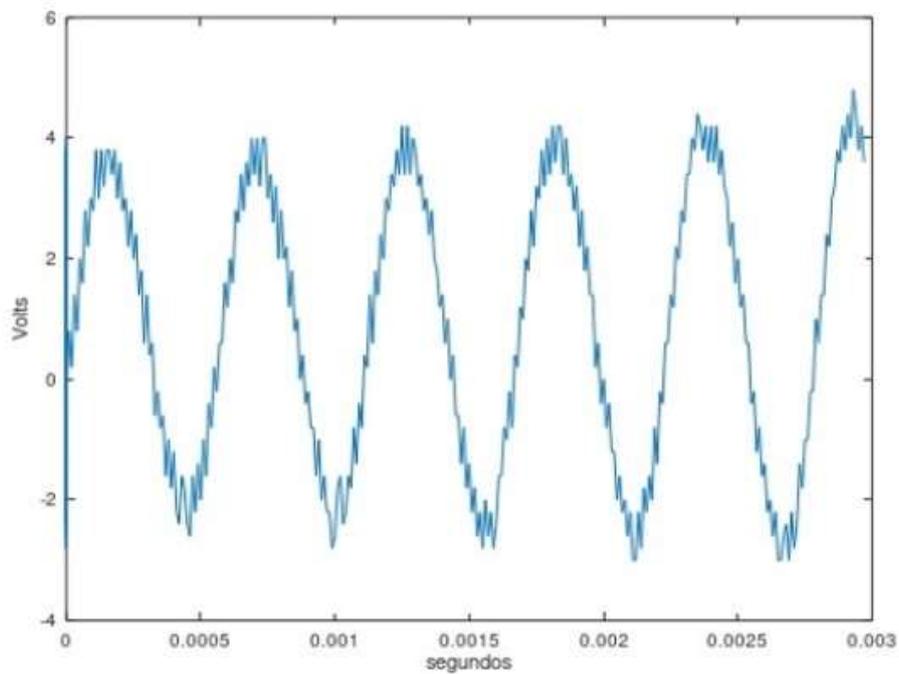
A nova implementação do suporte dos sensores oferece um caminho de alta impedância para que o ruído de modo comum e diferencial não circule ou tenha mais dificuldade de passar pelos condutores de cobre dos cabos de alimentação e sinal dos sensores. Além disso, foi possível posicionar o sensor na face superior da roda fônica, permitindo máximo afastamento dos cabos. As figuras 3.40, 3.41, 3.42 e 3.43 apresentam dados obtidos por oscilografia, semelhante aos exibidos nos parágrafos anteriores, sob as mesmas condições, porém, após a inserção dos suportes de madeira.



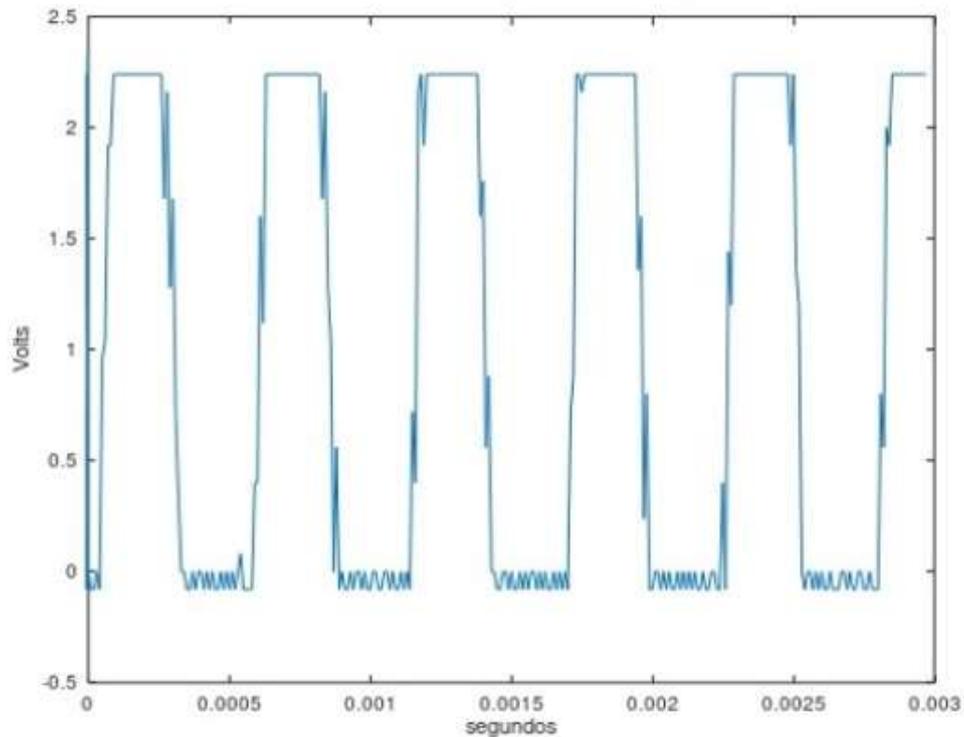
**Figura 3.40 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo parado após a implementação do suporte de madeira (Autor).**



**Figura 3.41 – Sinal presente na unidade de captura com eixo parado após a implementação do suporte de madeira (Autor).**



**Figura 3.42 – Sinal presente nos terminais dos cabos do sensor com eixo girando após a implementação do suporte de madeira (Autor).**



**Figura 3.43 – Sinal presente na unidade de captura com eixo girando após a implementação do suporte de madeira (Autor).**

Observa-se a redução da amplitude do sinal ruidoso, cuja amplitude se aproxima de 200 milivolts, portanto, a solução dos suportes de madeira foi absolutamente indispensável sob o ponto de vista operacional do firmware de controle, uma vez que a amplitude do sinal de interesse se aproxima a 4 volts, vinte vezes maior que a amplitude do ruído, tal como mostra a figura 4.38. Dessa forma, a relação sinal/ruído é muito elevada e o programa computacional de geração de interrupção para cálculo de torque só produzirá transições a partir das bordas geradas pelo sinal presente nos sensores de relutância variável, mesmo rodando o sistema na rotação mais lenta, definida em 1800 rpm.

Observa-se que pela base de tempo utilizada na oscilografia, têm-se em um ciclo completo do sinal um período de 550 microssegundos, o que equivale a uma frequência de, aproximadamente, 1800 hertz. Essa frequência corresponde ao valor imposto no inversor de frequência, que possui o firmware de controle da velocidade angular do sistema, pois o valor inserido via IHM foi de 1800 rpm, e mesmo considerando a margem de erro de medição de velocidade do inversor, esses valores quando comparados aos encontrados pelas análises das figuras acima estão muito próximos. Outro ponto importante apresentado nas figuras é a amplitude do sinal presente nas unidades de captura do DSP. Sabe-se que esse valor jamais pode ultrapassar o limite superior de 3.3 volts e o limite inferior de 0 volts, e apesar de algumas cintilações presentes no sinal o que se nota é o cumprimento dessa exigência independente da amplitude da tensão dos sensores.

A implementação do invólucro de alumínio sobre os cabos de estator e base da bancada, dos cabos trançados entre si para redução de área de acoplamento magnético, do software CCS v3.3 e drivers da JTAG XDS 100 v1 para compilação dos códigos em outro PC que pudesse ficar horas sem estar conectado à rede elétrica, do uso de cabo blindado com núcleo de ferrite, do afastamento entre cabos de potência e cabos de sinal e do desenvolvimento de suportes de madeira para os sensores de relutância magnética, foram cruciais para que se pudesse alcançar o nível de amplitude em tensão do ruído desprezível em relação ao sinal dos sensores, o que garantiu a operacionalidade do sistema e consequentemente seu sucesso. Além disso, após a implementação de tais soluções, o programa de geração de interrupções na CAP1, entrada conectada eletricamente ao sensor indutivo 1, não gerou interrupção na rotina principal apenas ao ligar o inversor, a amplitude do ruído conduzido presente no sinal é menor que 200 mV, o que é considerado pelo DSP como nível baixo, e assim, como esperado, nada acontece.

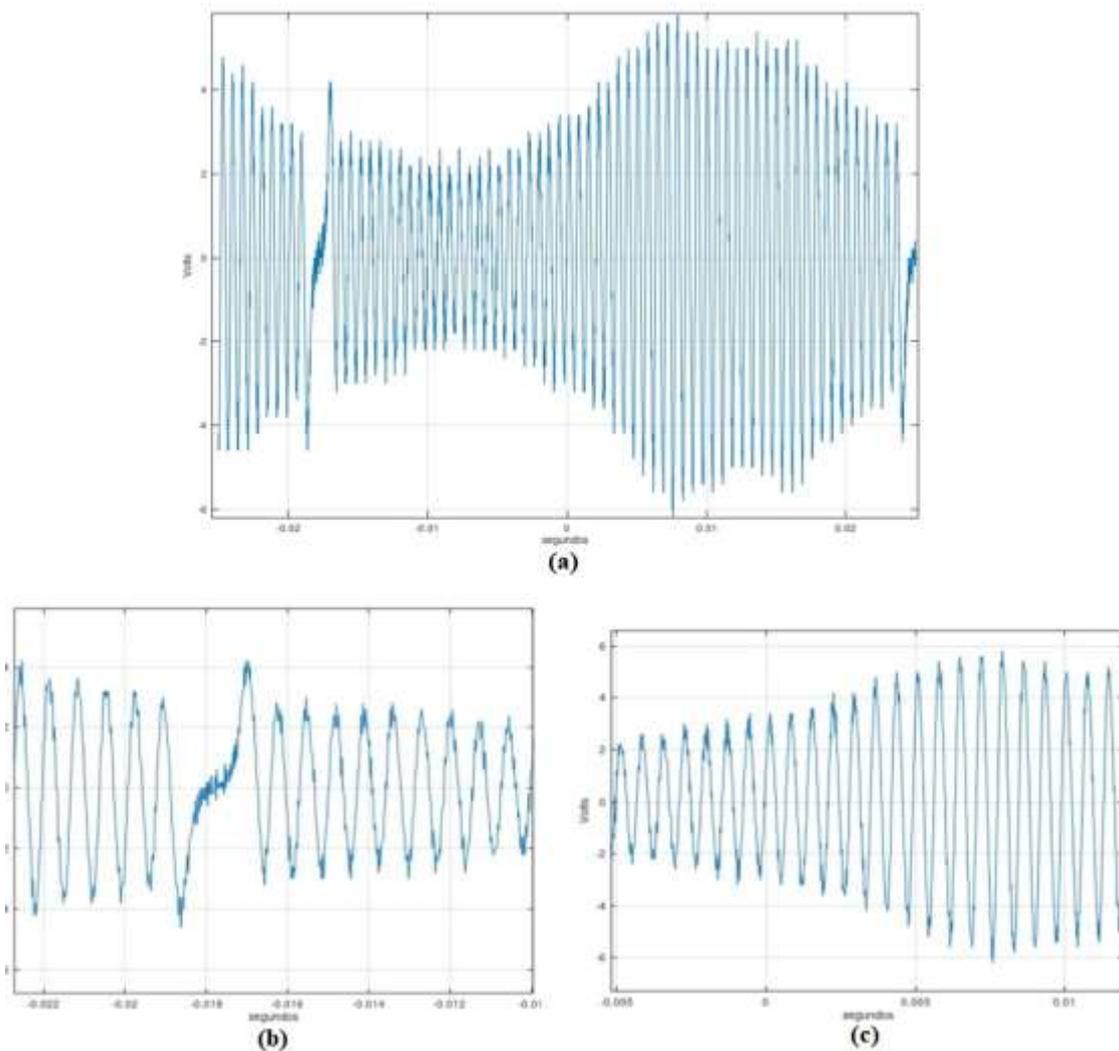
Mediante tais soluções apresentadas nessa seção obteve-se uma relação sinal/ruído satisfatória para o sinal de entrada do sistema de controle, ou seja, os sinais dos sensores de relutância magnética. Para o sinal dos sensores já amostrados pelo DSP, através das unidades de captura, o ruído sobreposto possui amplitude típica de 150 mV. Considerando que o fundo de escala para representação da tensão nos sensores seja de 5 V, conclui-se que relação sinal/ruído que inibe a distinção entre tensões menores que 0,15 V é plenamente satisfatória para a maior parte dos ensaios realizados no dinamômetro de corrente alternada.

Porém, é importante salientar que uma parcela do ruído ainda circulava pelo DSP, JTAG, PC, rede e retornando aos IGBTs. Essa parcela inviabilizou o funcionamento do algoritmo de cálculo da defasagem temporal, indicando falha de comunicação no emulador JTAG devido ao ruído conduzido de modo comum. Mas, como mencionado no parágrafo anterior, esse problema foi solucionado ao rodar o algoritmo em um PC capaz de trabalhar sem estar conectado à concessionária de energia elétrica de Minas Gerais.

#### **3.5.4 SINAIS DE SAÍDA DOS SENSORES MAGNÉTICOS E UNIDADES DE CAPTURA**

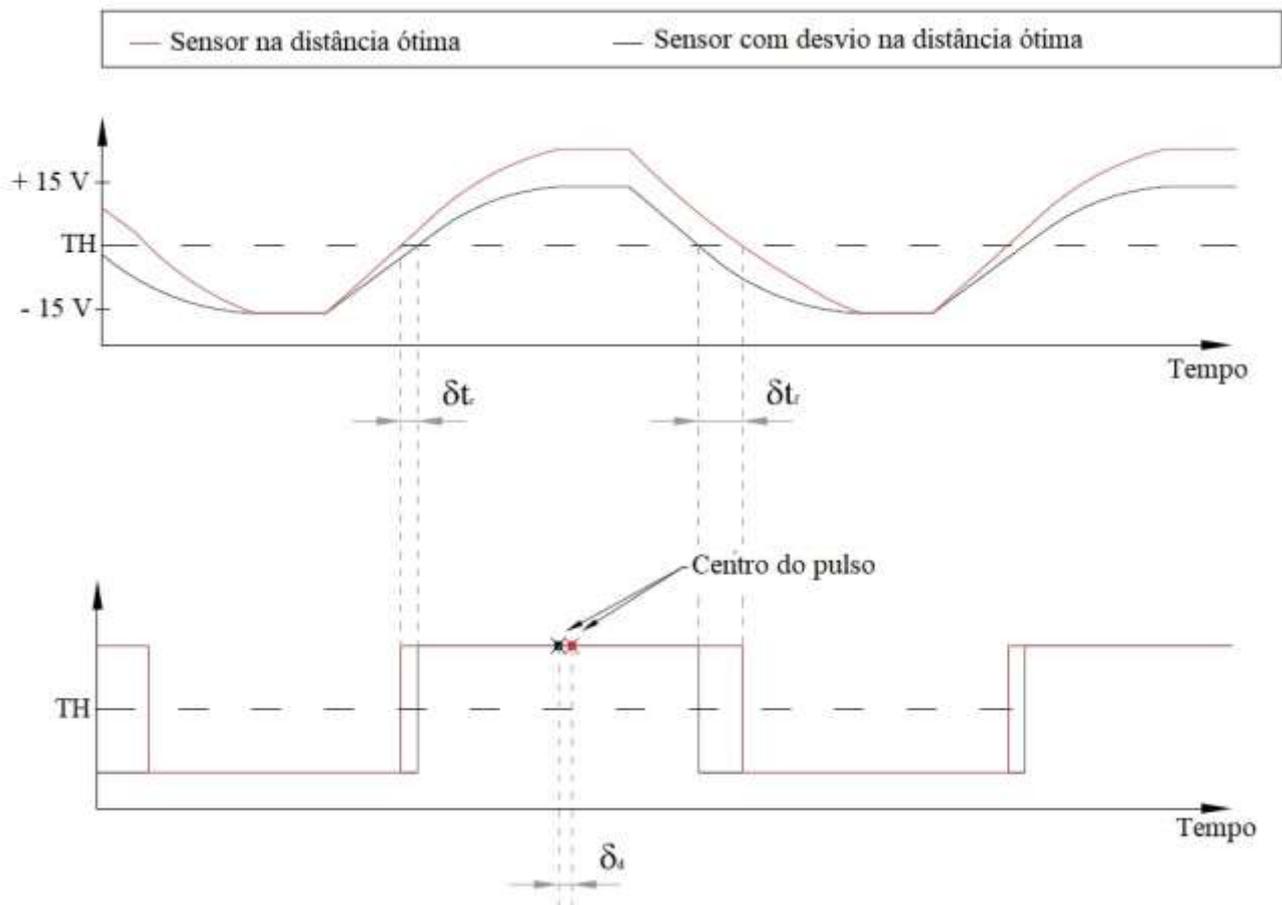
Na seção anterior foi possível estabelecer uma condição razoável para o processamento dos sinais presentes nos sensores de relutância magnética através da placa de interface de sinais. Foi demonstrado que o projeto de compatibilidade eletromagnética garantiu uma relação sinal/ruído satisfatória, pois apesar de reduzir a amplitude do ruído de 30 volts para 0.2 volts, aproximadamente, uma parcela ainda circula pelos sinais provocando cintilações nos pulsos capturados pelo DSP.

Dessa forma, apresenta-se uma caracterização completa dos sinais de saída dos sensores e nas unidades de captura e uma avaliação de seus impactos na medição de torque. A Fig. 3.44 apresenta uma oscilografia completa (assinatura do sinal) do sinal presente no sensor magnético 1.



**Figura 3.44 – (a) Sinal completo presente no terminal do sensor magnético 1 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga. (b) Zoom na falha da roda fônica. (c) Zoom na falha de desalinhamento (Autor).**

A figura 3.44(a) foi obtida impondo 1800 rpm pelo inversor de frequência e o dinamômetro no modo ativo. A idéia é caracterizar os sinais para iniciar os testes sem carga. Um primeiro ponto observado na Fig. 3.44(b), é uma senoide distorcida devido á falha nas rodas fônicas, isso gera pulsos quadrados mais largos produzindo um aumento repentino no torque calculado pelo programa se essas falhas não estiverem perfeitamente alinhadas. Outro efeito indesejado é apresentado na Fig. 3.44(c), onde se observa um aumento da amplitude, indo de 4 volts até 12 volts pico a pico, do sinal em função do tempo. Isso se deve à variação na distância entre o sensor e a roda fônica provocado por desalinhamento e/ou desbalanceamento do eixo e/ou até folgas nas flanges. A Fig. 3.45 exemplifica melhor o efeito desse fenômeno na medição de torque pelo método da defasagem indutiva MDI.



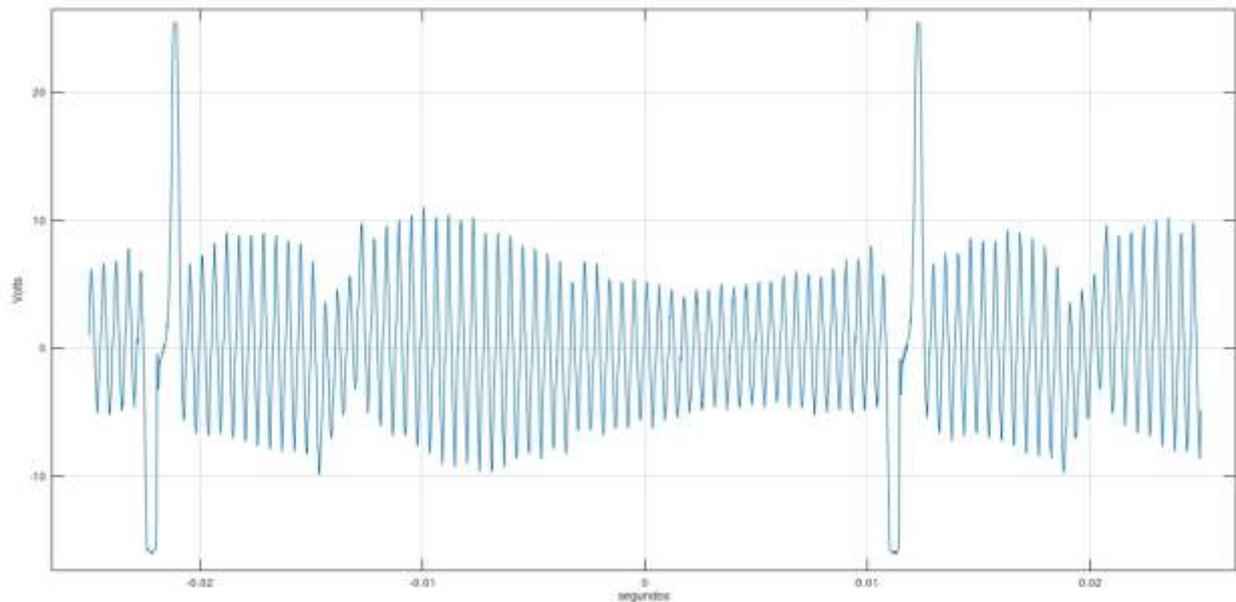
**Figura 3.45 – Efeito do desvio na distância ótima do sensor e roda dentada para o cálculo do defasamento temporal (ZÁPPALA, 2018).**

O sistema de aquisição de dados pode processar dois tipos de sinais senoidais na saída de um dos sensores de relutância magnética, mas em diferentes instantes de tempo. O sinal em vermelho é obtido considerando uma distância ideal e fixa entre o centro do dente da roda fônica e o centro da bobina do circuito magnético do sensor. Esse sinal é limitado a 30 volts pico a pico pela alimentação simétrica  $\pm 15$  volts dos amplificadores e possui um TH (threshold) de  $\pm 2.6$  volts definido pelo circuito de condicionamento do sinal dos sensores de relutância magnética variável.

O sinal em preto considera qualquer desvio, devido à variação nessa distância no espaço provocado por desalinhamento e/ou desbalanceamento do eixo, entre a distância dos centros da roda fônica e da bobina do sensor no espaço. A imagem inferior da figura acima mostra os mesmos sinais após o circuito de condicionamento do sinal dos sensores. Nota-se que esse desvio pode gerar outro erro propagado para a medição de torque resistido pelo MCI durante os ensaios com carga. O duty cycle e o defasamento temporal causam um deslocamento do centro do pulso dado pela Eq. 3.7.

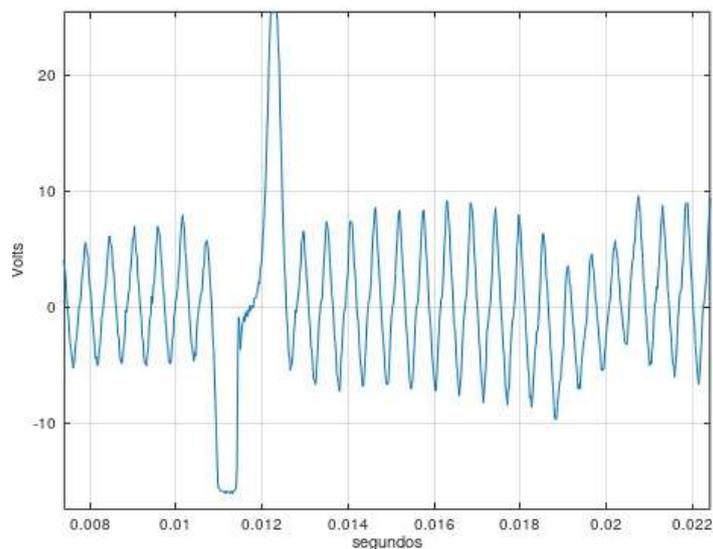
$$\delta_d = (\delta_{tr} + \delta_{tf})/2. \quad (3.7)$$

A Fig. 3.46 apresenta o sinal completo presente nos terminais do sensor magnético 2 a fim de caracterizar desvios e irregularidades como exemplificado no parágrafo anterior.



**Figura 3.46 – Sinal completo presente no terminal do sensor magnético 2 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga (Autor).**

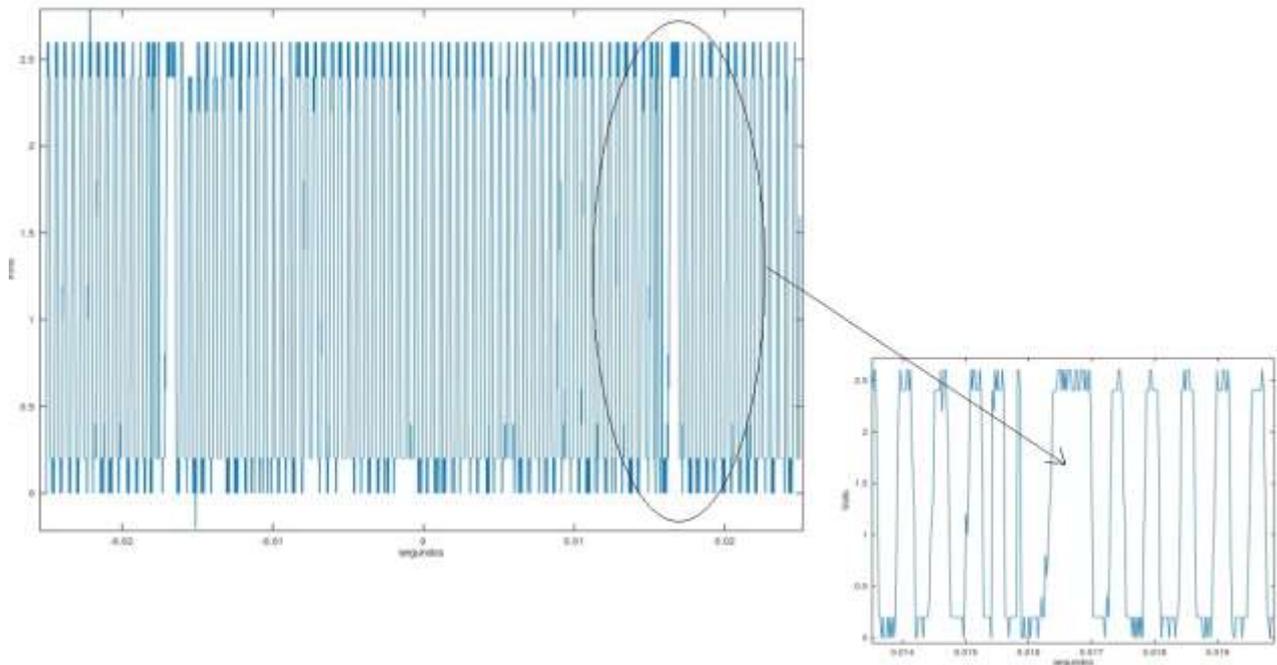
Assim como demonstrado e analisado pelo sinal do sensor magnético 1 nas Figuras anteriores, também foram ampliadas as distorções principais presente no sinal do sensor magnético 2, tal como mostra a Fig. 3.47. A amplitude da distorção provocada pela falha foi de 40 volts pico a pico, porém observa-se um sinal médio com amplitude de 5 volts pico a pico ao longo do tempo exceto pela oscilação no instante de 0,018 segundos a diante.



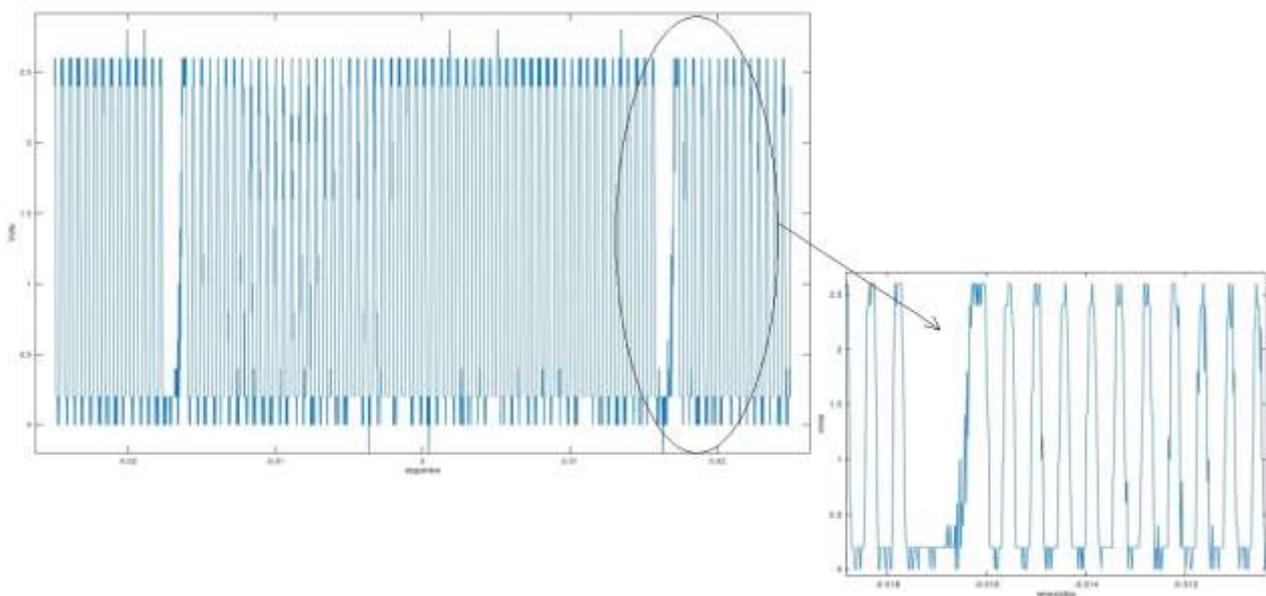
**Figura 3.47 – Ampliação em região específica da falha na roda dentada (Autor).**

Ainda não há uma explicação exata para o elevado aumento de tensão na região da falha, mas a oscilação mencionada deve-se, provavelmente, ao fato de o eixo de nylon estar levemente empenado, causando desalinhamento e possíveis desbalanceamentos presentes no sistema. As Fig. 3.48 e 3.49

apresentam pelo menos um período completo do sinal presente nas unidades de captura sob as mesmas condições dos sinais presentes nos terminais dos sensores que foram apresentados anteriormente.



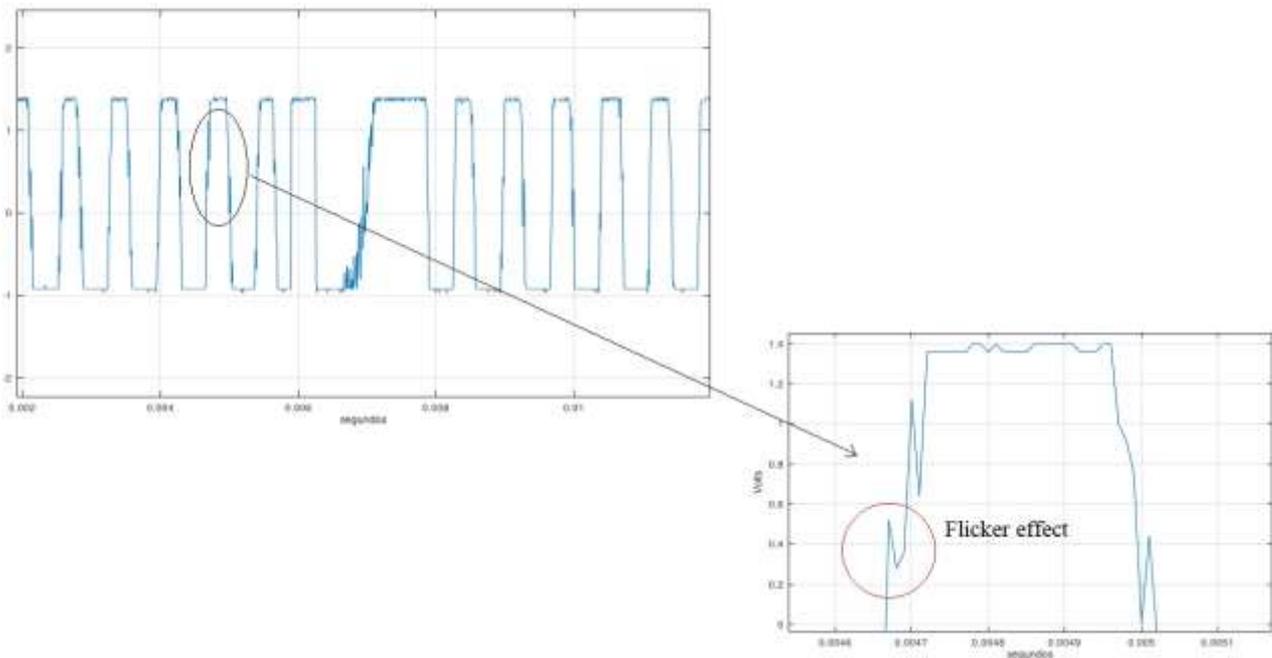
**Figura 3.48 – Sinal completo presente na unidade de captura 1 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga no MCI (Autor).**



**Figura 3.49 – Sinal completo presente na unidade de captura 3 com eixo rodando a 1800 rpm e sem carga no MCI (Autor).**

Um ponto positivo nos sinais anteriores é que não há presença de pulsos de curto intervalo entre os pulsos associados à rotação do eixo e número de dentes da roda fônica. Assim, o sistema será capaz de calcular torque associado a produção de interrupção definido apenas pelos pulsos corretos. Porém, pode-se observar pelas figuras acima a presença de ruído conduzido de modo comum e diferencial produzido pelo inversor de frequência nos sinais. Ele se manifesta como pequenos pulsos de subida e descida e cintilações que ocorrem principalmente fora das transições no sinal, isto é, no instante em que o sinal se mantém constante próximo a 0 volts e a 2.6 volts.

Esse fenômeno oferece uma outra possibilidade de geração de erro e é conhecida na literatura (ZAPPALÁ, 2018) como *flicker effect*, tal como mostrado na Fig. 3.50, utilizando um sinal obtido no *set-up* experimental desse projeto. Esse efeito nada mais é do que cintilações presentes ao redor das bordas de descida e subida e que podem provocar transições dependendo se o nível de tensão ultrapassar o Threshold para nível alto e baixo do sistema digital (0.4 e 2.4 volts, respectivamente). Porém, qualquer cintilação no meio desse intervalo pode ser entendida tanto como nível alto quanto como nível baixo.



**Figura 3.50 – Sinal real, rodando a 1800 rpm, oscilografado na unidade de captura do DSP com intuito de demonstrar o efeito *flicker* (Autor).**

Assim, foi implementado em software um filtro flicker para evitar que o algoritmo calcule torque relacionado às bordas produzidas por tais cintilações. Basicamente, ele estima o período do trem de pulsos ( $\tau$ ) presentes nas unidades de captura e determina a rotação do eixo. Basta comparar se esse valor coincide com o valor de rotação pré-estabelecido pelo inversor de frequência na IHM. É considerada uma incerteza de medição de  $\pm 20$  rpm devido à ausência de realimentação por *encoder* na obtenção da velocidade pelo inversor. Assim, se o valor da rotação calculada pelo algoritmo estiver próxima ao valor da rotação estabelecida no inversor, então o algoritmo calcula torque, ressaltando

que são capturados 120 pontos de torque e calculado um torque médio, devido aos 4 tempos do motor com duas revoluções por eixo e 60 pulsos por revolução de eixo.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Com base no projeto apresentado na metodologia, onde foram contempladas as etapas de dimensionamento da bancada de testes e dos motores, do projeto e calibração estática do eixo de torção, dos elementos de potência e da eletrônica de sinais, baseada na plataforma eZdsp F2812, que formam o sistema de aquisição de dados, o dinamômetro elétrico de bancada, com capacidade de atender motores com até 24 N.m de torque máximo a uma rotação de 3800 rpm, foi testado e seu desempenho avaliado dentro das possibilidades alcançadas e expostas no capítulo anterior, e em função de regras e condições de funcionamento, as quais foram descritas ao longo do trabalho.

### 4.1 RESULTADOS DOS TESTES A VAZIO

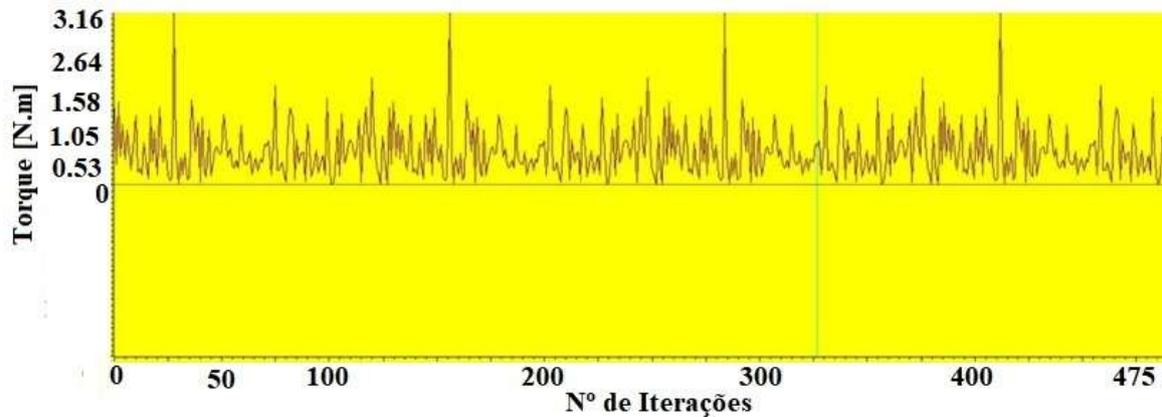
Para a realização dessa etapa é usado o motor da Seção 3.1 e tem como premissa básica a operação sem o processo de combustão, ou seja, não será conectado o tubo de gasolina ao sistema do carburador do motor sendo necessário outra fonte primária de potência, a máquina a indução. Porém, vale ressaltar, que a vela está presente com a compressão dentro do cilindro habilitada, isso irá permitir que se obtenha a perda completa em ciclo motor operando a vazio. Conclui-se assim, que o dinamômetro aciona o MCI durante os ensaios.

Basicamente, uma parcela dessas perdas mecânicas se deve ao atrito nos rolamentos, mancais e demais conexões mecânicas caracterizadas pelo coeficiente de atrito viscoso. Outra parcela se deve ao arrasto do ar presente no sistema de admissão do motor e que varia em função do ciclo motor e da abertura e fechamento de válvulas e da borboleta ( $\alpha$ ) do motor. Com base na dinâmica diferencial que descreve esses fenômenos, sabe-se que a primeira parcela das perdas é diretamente proporcional à velocidade angular do eixo mecânico, enquanto que a segunda parcela é diretamente proporcional ao quadrado da velocidade angular. Assim, é possível concluir que o método da defasagem indutiva (MDI) é capaz de caracterizar qual parcela domina nas perdas mecânicas do MCI para toda faixa de operação do motor, ou seja, se o atrito devido aos rolamentos é maior ou menor que o atrito devido ao arrasto do ar, uma vez que o perfil da curva é definido pelos pontos de torque médio medidos pelo sistema.

Outro ponto importante é que devido à variação dessas perdas que ocorrem em função dos tempos do motor, principalmente o tempo em que ocorre o trabalho de compressão do ar dentro do cilindro, e devido também a outras variações por desbalanceamento e desalinhamento, o defasamento temporal estimado pelo programa de captura desenvolvido varia também, fazendo com que haja uma variação no torque medido. Dessa forma, é necessário calcular vários pontos de torque ao longo do ciclo completo do motor e assim calcular a média desses pontos, o torque médio. Isso irá garantir uma boa precisão dos dados medidos durante os ensaios e uma maneira de se comparar com outros métodos, como por exemplo, a curva de torque declarada pelo fabricante.

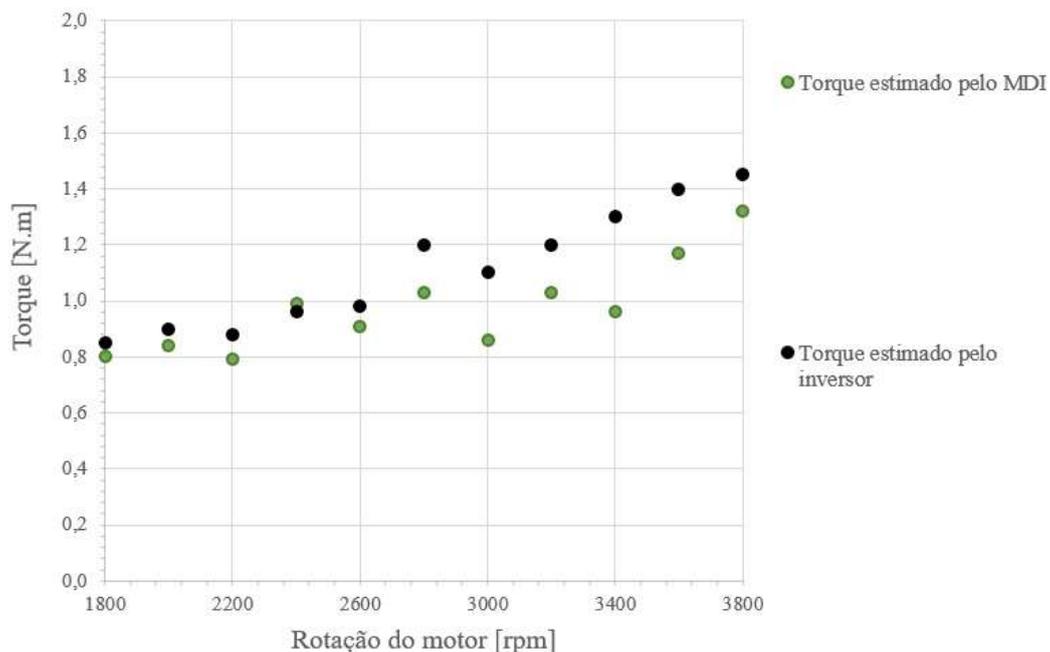
O teste sem carga é realizado na faixa de rotação de 1800 RPM, ponto de marcha lenta do motor, até 3800 RPM, rotação máxima a plena carga, com incremento na rotação de 200 RPM. O torque resistente do MCI esperado é na ordem de 5% do torque nominal, segundo valores comuns de perdas mecânicas em motores desse porte operando sem carga.

A Fig.4.1 apresenta 500 pontos de torque obtidos pelo sistema de processamento de dados com o MDI implementado operando com rotação constante de 1740 RPM. O eixo das ordenadas representa o torque mecânico em N.m e o eixo das abscissas representa o número de pontos. Os dados dessa etapa serão processados e salvos em um arquivo com extensão Excel para exibição da curva *torque x rotação*.



**Figura 4.1 – Interface do CCS exibindo os pontos de torque obtidos pelo MDI (Autor).**

Nota-se também que, próximo ao ponto de número 30, ocorre um pico de torque de 3,16 N.m. Então, ao se aproximar do torque de número 150, o pico de torque aparece novamente e, é detectado novamente próximo aos torques de número 275 e 400. Isso atesta a periodicidade do funcionamento do motor, visto que a roda fônica produz 60 pulsos quadrados por revolução de eixo (*ppr*) serão necessários 120 pontos de torque para captura de um ciclo completo de 4 tempos do motor a combustão. O pico ocorre devido, principalmente, a falta de dois dentes, o que aumenta o defasamento temporal substancialmente. A curva de torque sem carga foi então obtida tal como mostra a Fig.4.2.



**Figura 4.2 – Torque com motor sem carga (Autor).**

Observa-se que, em baixa e médias rotações do conjunto dinamômetro-motor, o torque estimado pelo inversor de frequência se aproxima do torque estimado pelo sistema de medição de torque desenvolvido. O erro máximo foi de 23% e ocorreu para a rotação de 3400 rpm. É necessário utilizar um torquímetro mais confiável com incerteza de medição conhecida, como por exemplo, um extensômetro de resistência elétrica, células de carga ou transdutor de torque. Uma vez garantido baixas incertezas de medição de torque e rotação outros parâmetros do motor podem ser obtidos, como por exemplo, o consumo específico de combustível e o mapa de eficiência do motor.

É importante ressaltar que o conjugado mecânico estimado pelo inversor não leva em consideração a ventilação e demais perdas rotacionais do motor (atrito), principalmente nos rolamentos, assim o restante é o que estará disponível como potência útil. Isso ajuda a explicar também porque um erro máximo de 23% nos valores encontrados pelo inversor e o sistema magnético de medição de conjugado. Outro ponto importante é a forma da curva obtida. Nota-se claramente que o conjugado disponível no eixo medido pelo sistema magnético de torção aumenta com a rotação do conjunto. Isso indica que as perdas no motor a combustão, por atrito viscoso presente nos rolamentos, mancais e demais conexões mecânicas, são bem maiores e se sobrepõem às perdas por atrito devido ao arrasto do ar principalmente presentes durante os tempos de compressão e exaustão da máquina térmica.

Esse ensaio realizado é utilizado também como uma calibração dinâmica do sistema para quando estiver operando com carga. Ao habilitar o processo de combustão no motor, a velocidade imposta pelo inversor no eixo tenderá a subir acima desse valor e o controle vetorial de torque do inversor se oporá ao movimento produzindo torque no sentido contrário para que a velocidade se mantenha no valor imposto. No instante em que a velocidade do conjunto estabilizar é calculada a potência despendida pelo motor, conhecendo a rotação determina-se o torque. Porém, esse valor de torque precisa ser corrigido devido ao torque de atrito mensurado no ensaio sem carga. Esse torque “residual” não é constante e aumenta na medida em que aumenta a velocidade angular do conjunto.

Assim, nos resultados obtidos em cargas parciais e à plena carga os valores de torque serão subtraídos dos valores encontrados nessa seção para cada rotação ensaiada. A ideia dessa metodologia é garantir, pelo cálculo dessa diferença no torque disponível no eixo, que os valores encontrados estejam correlacionados apenas com o torque produzido durante o teste com carga, uma vez que as perdas determinadas nessa seção estão sendo subtraídas do valor medido pelo inversor diretamente. O anexo C possui as tabelas que apresentam todos os dados obtidos durante a etapa de ensaios em cargas parciais, plena carga e a vazio ( $\alpha = 0\%$ , 5%, 25%, 50%, 75%, 100).

## 4.2 RESULTADOS DOS TESTES COM CARGA

Esta etapa é crucial na avaliação do desempenho e validação do dinamômetro pois como os fabricantes dos motores Briggs & Stratton apenas disponibilizam as curvas *torque x rotação* a plena carga, este ensaio é o único meio de comparar os resultados obtidos pelo método da defasagem indutiva (MDI) e extraídos pelo inversor de frequência com os dados declarados pelos fabricantes. Porém, devido à dificuldade na condução dos ensaios usando a roda dentada com oito dentes, o sistema ainda utiliza a roda dentada com 60 dentes, o que limita o range de torque do MDI em aproximadamente 3,5 Nm. Portanto, a seguir é apresentado apenas a estimativa de torque feita pelo inversor de frequência segundo metodologia descrita anteriormente e tal curva é comparada à curva do fabricante.

Ao iniciar os testes no dinamômetro, alguns pontos devem ser verificados a fim de não danificar os equipamentos ou até mesmo queimar os motores. O primeiro passo é verificar se o sentido de rotação do dinamômetro é idêntico ao sentido de giro do MCI. Isso foi realizado através da interface HMI do inversor de frequência seguindo os seguintes passos: pressiona a tecla “enter menu” e vá ao modo de parametrização. A seguir pressione a tecla para acesso aos parâmetros, então acesse o parâmetro P0121, que define a rotação do ensaio. Através da seta a rotação é reduzida a 80 RPM e então pode-se acelerar o motor através do comando “gira-para” do inversor. Nesse instante, o dinamômetro opera como motor sendo a fonte primária de potência do conjunto, e o MCI funciona como carga, uma vez que não há combustível sendo transmitido ao cilindro. Devido ao fato do sistema biela-manivela só permitir um sentido de rotação, ao girar o dinamômetro no sentido incorreto, o eixo de acoplamento irá travar, sendo necessário nesse instante, pressionar a tecla para desacelerar o motor ou o botão de emergência que corta a alimentação do MIT. Para alterar o sentido de rotação, basta alterar a conexão de duas das fases de estator do MIT ou então pressionando a tecla da HMI para definir a direção do motor.

Com o sentido de rotação do dinamômetro estabelecido, o próximo ponto a se verificar é a temperatura do óleo do motor e o sistema hidráulico para arrefecimento do banco de resistências. Para iniciar os testes com a temperatura do óleo do MCI adequada, basta ligar o motor em marcha lenta por 2 minutos antes dos ensaios, assim irá estabelecer um modo de operação padrão para o motor térmico. O sistema hidráulico usado será a bomba de água existente no laboratório de motores situado no CTM e deve ser mantida ligada para enchimento da caixa d’água durante os ensaios, principalmente quando o MIT opera como gerador, momento em que aproximadamente 4,4 kW de potência ativa são dissipadas no banco de resistências. A estimação do torque eletromagnético da máquina, bem como do torque mecânico, o valor absoluto da corrente de estator e rotor é realizada através da implementação do circuito equivalente, no software MATLAB, utilizando o mesmo algoritmo usado para estimação dos parâmetros para esse dinamômetro, determinados na seção 3.2. Nesse caso, os parâmetros da máquina já são conhecidos e, ao aplicar os dados do anexo C como entrada do algoritmo, pode-se determinar qualquer variável de saída do dinamômetro elétrico, tal como o conjugado eletromagnético, fator de potência e corrente de estator.

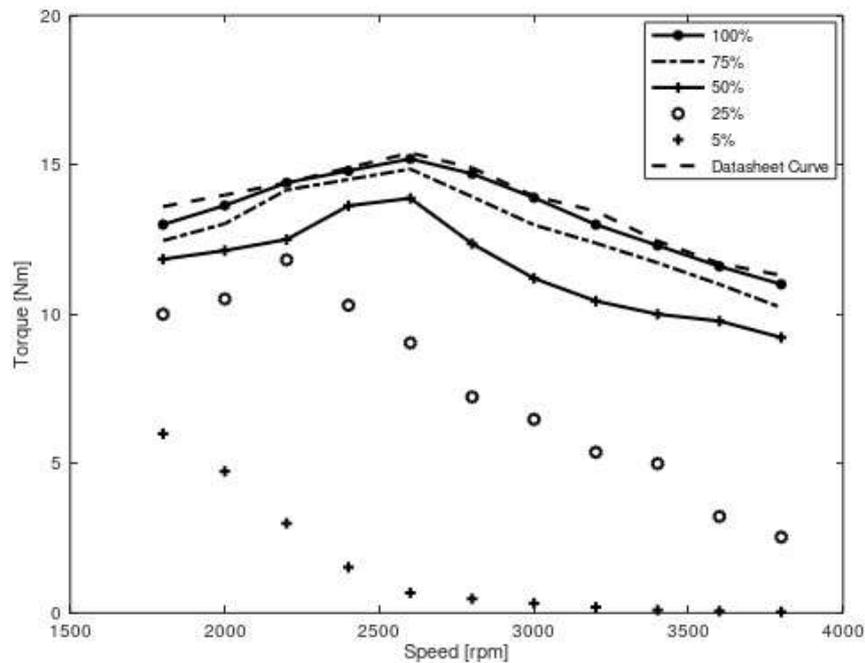
Para a realização dos ensaios em cargas parciais foi necessário usar um servo-motor conectado à haste da válvula borboleta do motor a combustão sob ensaio. Esse servo motor possui três terminais para conexão elétrica. Dois deles são para alimentação (+5 volts), e outro para conexão à terra da eletrônica (pino GND do micro controlador). O terceiro terminal recebe o sinal PWM gerado por um pino do micro controlador cujo ajuste do *duty-cycle* é feito via software através da plataforma de programação do micro controlador. O micro controlador usado para tal tarefa será o ARDUINO UNO, uma plataforma aberta e de simples programação, fazendo dele uma ótima opção para pesquisadores que queiram construir projetos eletrônicos. A conexão é feita através de um barramento serial universal para uso do ARDUINO UNO como placa de interface para controle do servo motor a partir de um computador.

Basicamente, foi escrito um código na plataforma do ARDUINO UNO para acesso ao pino 7 (Canal PWM) das conexões digitais. É estipulado no programa o limite superior e inferior do *duty-cycle* da onda quadrada disponível no pino 7. Por fim, o programa solicita ao usuário a escolha de valores dentro do intervalo estipulado, e o sinal é aplicado ao terceiro terminal das conexões elétricas do servo motor. Mantendo o *duty-cycle* no limite inferior tem-se que a válvula borboleta está completamente fechada. Do mesmo modo, ao impor no programa o limite superior para o *duty-cycle* o servo motor irá girar suavemente até que a válvula borboleta esteja completamente aberta. Valores intermediários irão garantir a abertura parcial da válvula permitindo a realização dos ensaios em cargas parciais. Devido às elevadas vibrações transmitidas à haste de conexão do servo motor à válvula borboleta, principal mente em rotações baixas para intermediárias (1700 a 2600 RPM), foi fabricada uma chapa de fixação do servo motor para atenuar deflexões, deflexões essas que causaram erros na abertura da válvula borboleta, conseqüentemente erro no levantamento das curvas de desempenho do motor a combustão.

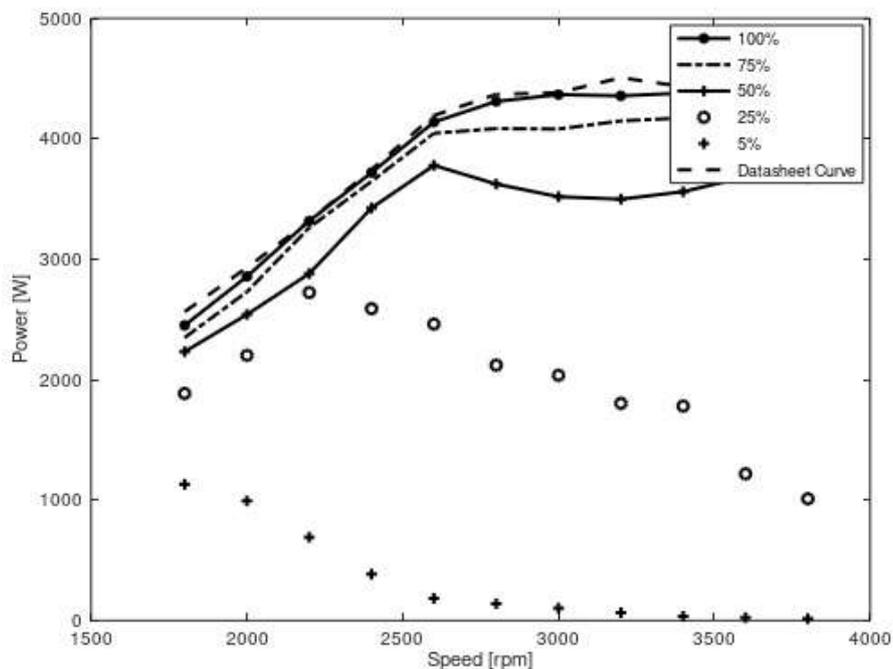
A variação definida para os ensaios é realizada com um incremento de 200 RPM na rotação e 25% na posição borboleta [25x200]. Basicamente, o procedimento experimental utilizado deverá manter a posição da válvula borboleta constante, até que todos os pontos de torque sejam obtidos para cada incremento na rotação, partindo de 1800 RPM até 3600 RPM com incremento de 200 RPM. Após terminar essa etapa a válvula borboleta é então incrementada de 25% e o mesmo processo feito anteriormente é realizado até que se alcance 75% de abertura da válvula borboleta. Isso irá fornecer uma família de curvas de toque por rotação o que irá caracterizar o mapa de desempenho do motor a combustão sob ensaio em cargas parciais. Os resultados de torque são mostrados na Fig. 4.3.

Observa-se que a estimativa feita pelo inversor segue coerente com a literatura pois, o torque se mantém constante quase que dois terços da faixa de operação do motor e então começa a cair suavemente. O erro de torque máximo em relação a curva do fabricante foi de 1.3%. A Fig. 4.4 apresenta uma comparação entre as potências estimadas pelo inversor e o fabricante. A partir de uma avaliação do gráfico fica claro que até aproximadamente 2650 RPM ambas as curvas de potência

crecem linearmente em função da rotação, e a partir daí seu valor fica quase que constante, atingindo a marca de 4,4 kW em 3400 RPM.



**Figura 4.3 – Torque: Fabricante e medido (Autor).**



**Figura 4.4 – Potência: Fabricante e medido (Autor).**

Como a potência máxima declarada é de 7,4 kW, conclui-se que uma parte é dissipada em calor e outras formas de energia, como para ventilação e atrito, mas também devido ao fato da máxima rotação do motor ser de 4200 RPM, rotação não permitida devido ao projeto do eixo de torção e demais limitações da bancada de testes do ponto de vista de vibração.

### 4.3 PASSO A PASSO PARA OPERACIONALIZAÇÃO DO DINAMÔMETRO

A constante obtida na seção 3.4.2 permite obter um parâmetro fundamental do sensor de torque desenvolvido, que é o **range** ou **fundo de escala** de torque, isto é, define até qual faixa de valores de torque o sistema é capaz de medir calculado pela Eq. 3.6.

$$\varphi_{RANGE} = m \cdot T_{RANGE} \quad \therefore \varphi_{RANGE} = \left[ -\frac{\pi}{ppr}, \frac{\pi}{ppr} \right] \quad (3.6)$$

Para a condição com a roda fônica com 60 dentes temos  $T_{RANGE} = 1,228 \text{ [Nm/grau]} \times 3,0 \text{ [grau]}$   
 ►  $T_{RANGE} = [- 3.684, 3.684] \text{ Nm}$ . Esse valor representa um fundo de escala muito baixo e que não seria capaz de medir torque na faixa nominal do motor sob ensaio. Para a condição com a Considerando substituir a atual roda dentada por uma com  $ppr = 8$ , temos  $T_{RANGE} = 1,228 \text{ [Nm/grau]} \times 22,5 \text{ [grau]}$   
 ►  $T_{RANGE} = [- 27.63, 27.63] \text{ Nm}$ . Valor esse suficiente para atender a medição de torque a plena carga em toda faixa de rotação do motor descrito na seção 3.1.

#### 4.3.1 Montagem do Eixo de Nylon

O primeiro passo para realizar os ensaios com cargas parciais e a plena carga usando a roda de 8 dentes é realizar a desmontagem dos suportes e sensores da bancada e então realizar o aperto e ajuste por parafusos da roda de 8 dentes no eixo de nylon. Após parafusar as duas rodas de 8 dentes no eixo deve-se ajustar os motores na posição correta na bancada e realizar o acoplamento do eixo com os motores através dos flanges.

Em seguida o sistema pode ser então alinhado e balanceado, utilizar relógios comparadores, réguas, contrapesos e etc. é importante verificar as condições do motor a combustão interna, lubrificação, limpeza, combustível, nível de óleo e etc. Na Fig.4.5 pode-se ver como o sistema está atualmente apenas para dar uma ideia de como conduzir a montagem das rodas de 8 dentes, os flanges, os suportes, sensores e motores.

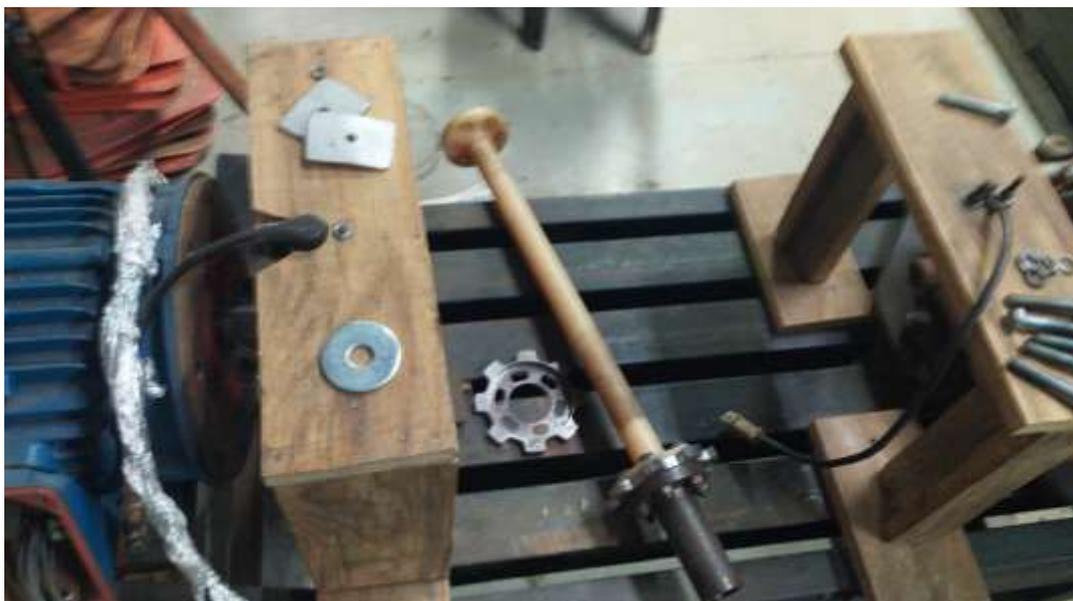


Figura 4.5 – Fotografia do status atual do sistema (Autor).

Considerando o sistema completamente alinhado e auditado o próximo passo é parafusar os suportes dos sensores, os sensores e realizar seu posicionamento adequado, tal como mostrado na Fig.3.39 e descrito na seção 3.1.

### 4.3.2 Operação do Inversor de frequência

O inversor de frequência usado nesse projeto é o CFW700 da WEG. Antes da energização, O primeiro passo é verificar se as conexões de potência, aterramento e de controle estão corretas e firmes. Então verificar as conexões do motor e se a corrente e a tensão do motor estão de acordo com o inversor. A seguir desacople mecanicamente o motor da carga, porém, se não for possível tenha certeza de que o giro em qualquer direção não causará danos ou risco de acidentes. Então, meça a tensão da rede e verifique se está dentro da faixa permitida. Energize a entrada e verifique o sucesso da energização através do LED de estado que deve acender e permanecer aceso com a cor verde, tal como mostra a Fig. 4.6 na indicação “1” dentro do balão.



Figura 4.6 – Led de estado (CFW700 WEG).

Nesse projeto a colocação em funcionamento e parametrização do inversor foi realizada no modo de controle sensorless e com encoder. Basicamente, na tela do HMI aparecem os principais parâmetros em uma sequência lógica, oferecendo uma forma simples e prática de ajuste do inversor para operar com a rede e o motor da aplicação. Uma descrição detalhada das teclas da HMI é apresentada na Fig. 4.7. Caso seja necessário, na seção 11.9 do manual de programação e manutenção do CFW700 é apresentado com detalhes uma sequência para instalação, verificação, energização e colocação do inversor em funcionamento. Isso é feito através do menu “STARTUP” acessado pelo parâmetro **P0317** o que faz o inversor iniciar a rotina de Start-up orientado. Será necessário ter em mãos os dados de placa do motor em questão para inserir tais valores no conteúdo dos parâmetros relacionados ao motor.



Figura 4.7 – Teclas da HMI (CFW700 WEG).

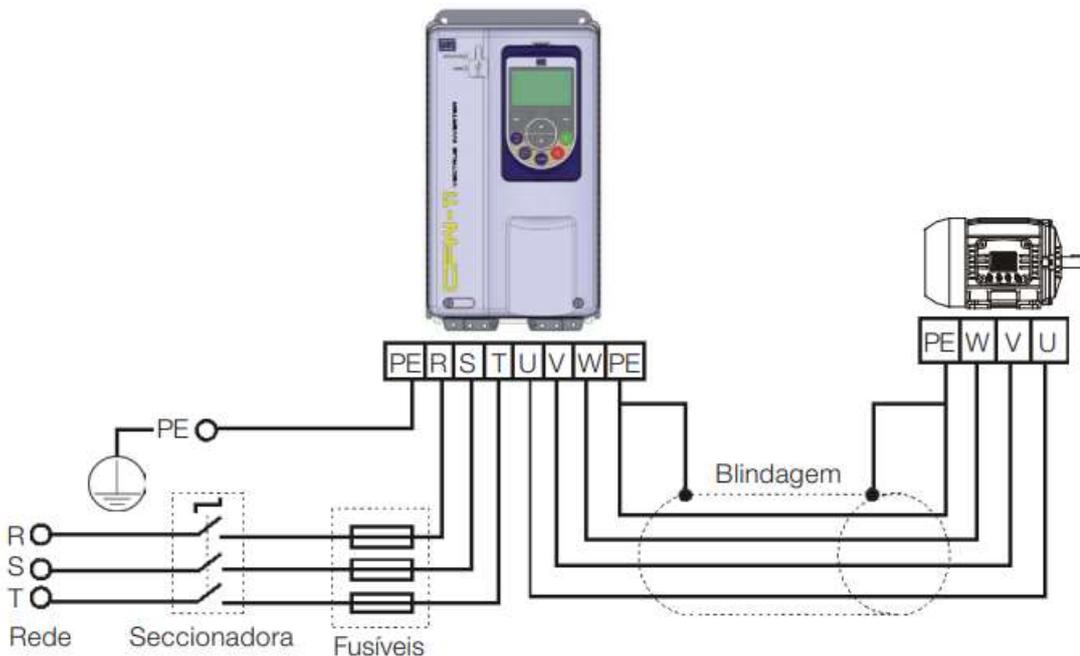
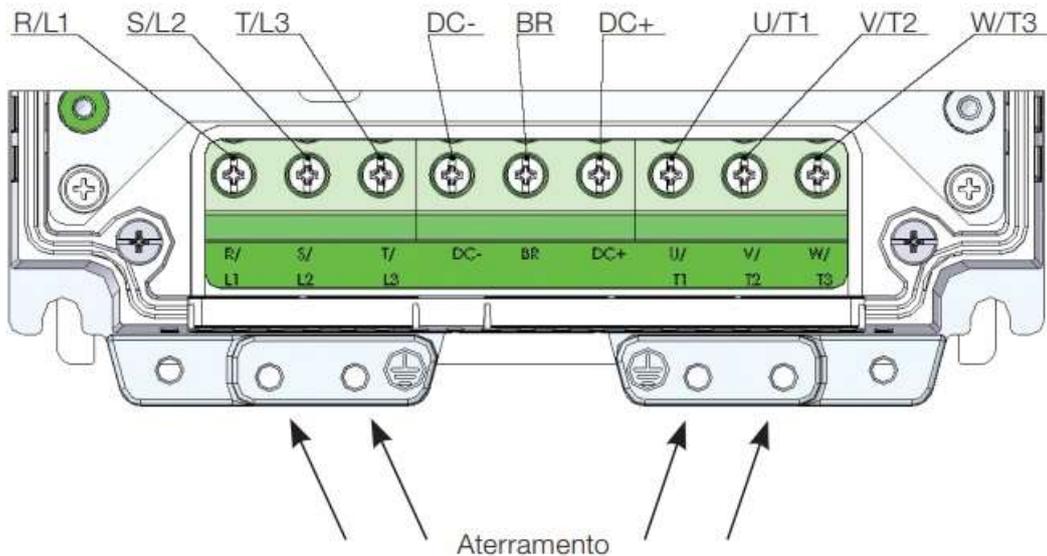


Figura 4.8 – Diagrama da conexão de potência (CFW700 WEG).



**Figura 4.9 – Terminais de potência e aterramento (CFW700 WEG).**

As figuras 4.8 e 4.9 apresentam o diagrama de conexão de potência para os modelos padrões das mecânicas A, B, C, D, E, F e G e os terminais de potência e aterramento para os modelos padrões das mecânicas A e C, que são um dos utilizados no inversor do projeto. Antes de realizar as conexões é importante certificar que a rede de alimentação está desconectada. O inversor será danificado se a fonte de alimentação for conectada aos terminais de saída. Então o que é necessário saber para realizar as conexões adequadamente é que os terminais L1, L2 e L3 são ligados aos terminais trifásicos da rede de alimentação. Os terminais U, V e W são conectados aos cabos de estator do motor de indução trifásico e os terminais DC e BR+ são os terminais que vão conectados ao resistor de frenagem. Por fim, o aterramento do inversor deve ser conectado ao aterramento do motor elétrico.

### 4.3.3 Operação do Software CCStudio v3.3

Após instalar o eixo com as rodas de 8 dentes e parametrizar o inversor é importante ter uma noção de como o software CCStudio v3.3 realiza a comunicação com o DSP, com a placa de condicionamento de sinais e de como operá-lo para fazer as medições de torque. A Fig. 4.6 mostra uma visão completa do software. O primeiro passo já com o software rodando é:

Project → Open → Selecionar Lab5.pjt → Abrir.

Então clique em “ignore all” e o projeto correspondente irá aparecer na aba “Files”. A seguir clique no sinal + ao lado de “Lab5.pgt”, clique no sinal + ao lado de “Source” e então clique em “Lab5.c”, maximize e irá aparecer o código escrito para estimar o torque no eixo.

O segundo passo é realizar a comunicação do software com a placa embarcada DSP através do emulador XDS100 USB. Para isso faça o seguinte procedimento:

Debug → Connect.

Então, se tudo estiver ok, tal como mostrado na Fig 4.7, no canto inferior direito o software irá alterar a condição “disconnected” para a condição “halted” exibindo um balão com a seguinte informação: “The target is now connected” (O dispositivo está conectado agora).

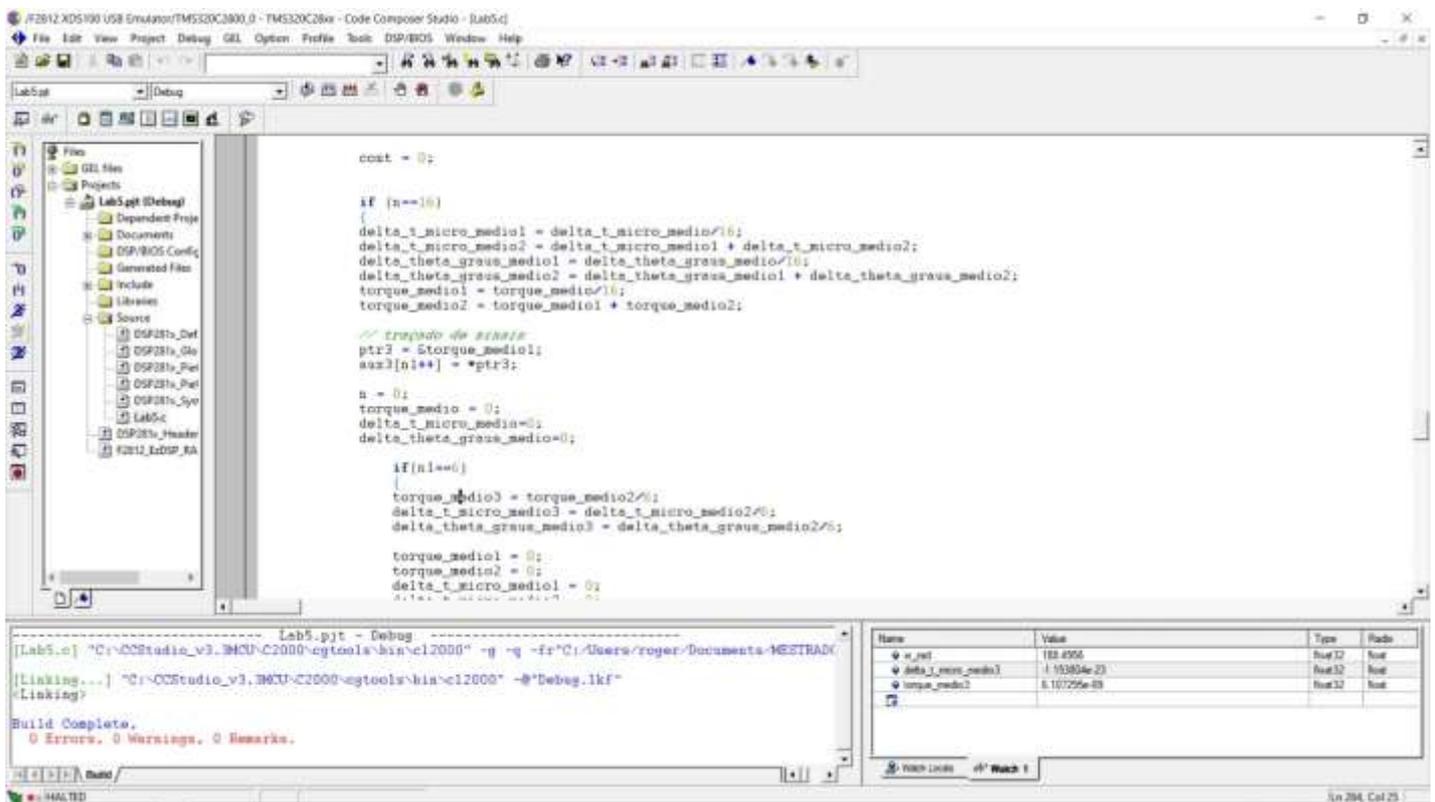
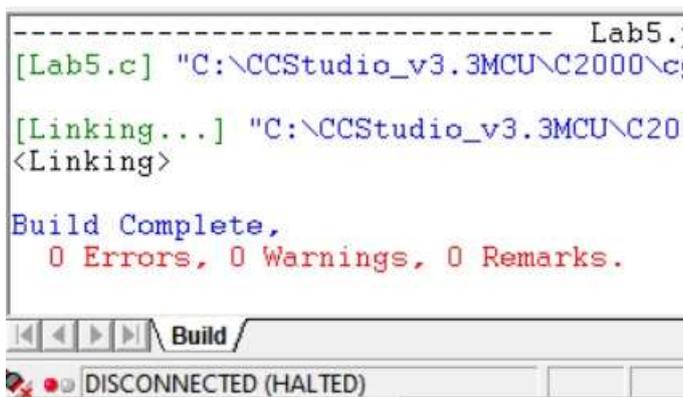


Figura 4.6 – Fotografia geral do software CCStudio v3.3



#### 4.7 – Conexão do software CCStudio v3.3 com o kit eZdspF2812 (Autor)

Pronto, o código desenvolvido pode ser agora compilado e gravado no microprocessador do kit eZdspF2812 seguindo o passo a seguir:

Project → Build. Irá aparecer na aba Build, se tudo estiver correto, a informação “Build Complete”, tal como mostrado na Fig4.8, indicando que o sistema está pronto para rodar. A seguir, para que o sistema não rode com lixo de memória nas variáveis, execute os comandos:

Debug → Reset CPU → Debug → Restart.

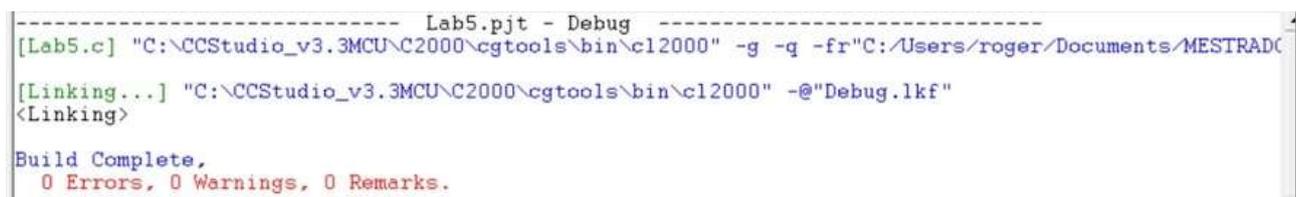


Figura 4.8 – Gravando o algoritmo no kit eZdspF2812 (Autor)

Agora o algoritmo está pronto para uso e basta executar o seguinte comando:

Debug → Go Main. A seguir clique no ícone de um homem correndo, tal como mostrado na Fig 4.9.



**Figura 4.9 – ícone que indica a execução do programa.**

#### 4.3.4 Operação da placa eletrônica

O primeiro passo é obter um multímetro e uma fonte de tensão simétrica de  $\pm 15V$ . O multímetro deve ser usado para validar a continuidade entre os circuitos de interesse, como por exemplo, se o canal de terra da fonte possui continuidade com o canal de terra da placa, ou se não há nenhum curto-circuito e será usado também para realizar medições dos níveis de tensão nas unidades de captura, tanto na entrada do módulo quanto na saída. Após a validação do circuito via multímetro pode-se energizar a placa de condicionamento de sinais conectando a fonte simétrica aos seus terminais +15V, 0V e -15V (Caso haja problema em identificar os terminais da placa utilizar o desenho esquemático da PCB desenvolvido no software Kicad disponível na área de trabalho do computador dedicado ao projeto). Então deve-se realizar a comunicação DSP e CCStudio v3.3 e, o último passo para iniciar os testes, energizar o dinamômetro via inversor de frequência, será explicado em detalhes a seguir.

#### 4.3.5 Operação do sistema Dinamômetro-motor

Antes de energizar o dinamômetro é importante verificar se o sentido de rotação do dinamômetro é idêntico ao sentido de giro do motor a combustão. Para isso, vá à tela HMI do inversor, pressione a tecla “enter menu” e vá ao modo de parametrização. A seguir pressione a tecla para acesso aos parâmetros, então acesse o parâmetro P0121, que define a rotação do ensaio. Então clique no botão com o símbolo de uma seta para baixo até reduzir a rotação a 80 RPM. Então, pode-se acelerar o motor através do comando “gira-para” do inversor. Para alterar o sentido de rotação, basta alterar a conexão de duas das fases de estator do MIT ou então pressionando a tecla da HMI para definir a direção do motor.

Com o sentido de rotação do dinamômetro estabelecido, o próximo ponto a se verificar é a temperatura do óleo do motor e o sistema hidráulico para arrefecimento do banco de resistências. Para iniciar os testes com a temperatura do óleo do MCI adequada, basta ligar o motor em marcha lenta por 2 minutos antes dos ensaios, assim irá estabelecer um modo de operação padrão para o motor térmico. O sistema hidráulico usado será a bomba de água existente no laboratório de motores situado no CTM e deve ser mantida ligada para enchimento da caixa d’água durante os ensaios,

principalmente quando o MIT opera como gerador, momento em que aproximadamente 4,4 kW de potência ativa são dissipadas no banco de resistências.

## 5 CONCLUSÕES

A eletrônica embarcada e o sistema de aquisição de dados, baseado na plataforma microprocessada eZdsp F2812, atendeu completamente a demanda por um sistema com alta taxa de aquisição de dados. Com o novo sistema foi possível a captura de 50 pontos de torque mantendo a resolução de 0,1 N.m, cuja visualização do sinal de torque pode ser realizada com sucesso pela plataforma Code Composer Studio v3.3, via interface JTAG XDS 100 v1. A placa de interface de sinais permite a leitura de sinais analógicos, digitais, PWM e para os sensores indutivos. Obteve-se após a implementação de um projeto de compatibilidade eletromagnética uma relação sinal/ruído satisfatória para o sinal de entrada do sistema de controle, ou seja, os sinais dos sensores de relutância magnética.

Na condição sem carga, o sistema de medição de torque desenvolvido foi capaz de detectar a variação do atrito em função da velocidade, cuja tendência era o aumento do torque de atrito com o aumento da velocidade angular. O torque máximo foi de 1.5 Nm. O erro máximo obtido em relação ao valor de referência do inversor foi de 23%. Na condição com carga, o erro máximo entre a estimativa de torque feita pelo inversor de frequência e a curva do datasheet do motor para condição de plena carga foi de 1.3%. O torque máximo desenvolvido pelo motor foi de 15.2 Nm @ 2600 rpm e a potência máxima foi de 4400 kW @ 3800 rpm.

O sistema como um todo, permitiu a entrega de uma solução tecnologicamente viável, de baixo custo, que possibilita a realização de testes confiáveis em motores de combustão interna de baixa potência, uma vez atendida todas as recomendações e especificações detalhadas ao longo deste trabalho. De acordo com a metodologia desenvolvida nessa dissertação, levando em consideração tanto os resultados obtidos das simulações realizadas bem como dos resultados nos procedimentos experimentais e práticas adotadas, é possível extrair a potência mecânica de motores a combustão interna de baixa potência.

## 6 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

**Sugestões para trabalhos futuros:** Para dar continuidade às demais contribuições do trabalho, é sugerido as seguintes atividades para implementação futura em ordem de relevância:

- Levantar todas as curvas obtidas nesse projeto de pesquisa utilizando um sistema de medição de torque com incerteza de medição conhecida, como por exemplo, extensômetros de resistência elétrica, células de carga ou transdutores de torque. A ideia é validar os dados obtidos pelo método da defasagem indutiva a partir da obtenção da constante de rigidez à torção pela curva de torque, em N.m, versus ângulo de torção, em graus.
- Mensurar incertezas no sistema desenvolvido a partir da aplicação de uma metodologia de análise de incertezas de medição associadas ao método da defasagem indutiva. O intuito é elevar a confiabilidade nos dados obtidos e, ao mesmo tempo, obter mais informações acerca das limitações do sistema de medição como um todo.
- Adquirir uma balança digital, com resolução de 0.1 g e capacidade para 100 Kg, e utilizar durante os ensaios a plena carga e a cargas parciais. O intuito é cronometrar, por um período de tempo pré-determinado, o peso do tanque de combustível do motor de combustão interna montado na bancada. Com isso, será possível obter o consumo específico de combustível e o mapa de eficiência do motor.
- Realizar uma correção e manutenção em todos os cabos, blindagens e conexões elétricas entre o inversor de frequência, os cabos do motor de combustão interna, do banco de resistências, sensores instrumentados na bancada e a placa de interface de sinais de modo a prevenir danos causados e interrupção da blindagem por remoção do invólucro de alumínio cometida por usuários do laboratório de pesquisa.
- Instrumentar a bancada com sensores de pressão, temperatura, vazão e sonda lambda que serão conectados eletricamente nos terminais de entrada dos circuitos de condicionamento analógico da placa de interface de sinais com o kit eZdsp F2812.
- Desenvolver algoritmos na plataforma Code Composer Studio v3.3 para utilização do conversor analógico-digital do DSP e realizar a leitura e exibição em uma tela gráfica do valor da grandeza estimada pelo sensor, como por exemplo, o gráfico da pressão dentro do cilindro e da temperatura do óleo do motor.
- Realizar ensaios a plena carga e em cargas parciais com o ajuste da base do suporte do motor de combustão interna para operação com certa inclinação em relação à base da estrutura da bancada.
- Incorporar o mecanismo CVT, desenvolvido pelo autor do trabalho (ARAÚJO, 2015), ao motor e acoplar à bancada para levantar a potência de saída da CVT. O intuito é realizar testes sob diferentes configurações da CVT, como por exemplo, alterações no espaçamento entre polias, relação de dentes das engrenagens e então obter e comparar a eficiência mecânica do conjunto nessas diferentes condições de teste.

- Conduzir testes em dinamômetros de chassi levando todo o veículo Baja SAE, com o motor série 20 testado nesse projeto de pesquisa, e analisar os resultados de potência na roda com os dados de potência de saída da CVT. Dessa forma, será possível determinar as perdas no conjunto *powertrain* desenvolvido em (ARAÚJO, 2015), composto de semieixos, redutores, juntas homocinéticas, cubos de roda e pneus.
- Avaliação mais criteriosa dos modos de vibração de toda estrutura para todos os tipos de ensaios realizados, com o intuito de determinar possíveis pontos de ressonância e eliminá-los adicionando ou removendo massa.
- Desenvolver e aplicar uma metodologia para o projeto e dimensionamento de pés isoladores de vibração, levando em consideração a variável transmissibilidade de força e deslocamento.
- Realizar ensaios de tração e torção em corpo de prova do mesmo material e fabricante do eixo utilizado nesse projeto, a fim de reduzir a probabilidade de obtenção de resultados de rigidez à torção do eixo diferentes do calculado no projeto.
- Realizar uma análise pelo método dos elementos finitos (MEF) aplicada durante a execução do projeto. O intuito é o de quantificar o efeito das variações de geometria do eixo em sua rigidez à torção, quando comparada com o obtido de forma analítica. Por fim, deve-se realizar uma calibração estática a fim de validar a análise computacional.
- Iniciar um estudo para realização da expansão do suporte da bancada e dimensionamento do eixo para que se possa atender a motores de combustão interna com maiores potências, de até 100 cv. A ideia é manter o mesmo formato e material da estrutura da bancada expandindo as dimensões e massa para suportar os motores, eixo e as vibrações e deflexões provenientes dos ensaios.
- Realizar um estudo termodinâmico da sala de testes, a qual será o volume de controle, levando em consideração todas as fontes de potência, sistemas de resfriamento, transferências de calor, fluxos de massa e determinação dos estados termodinâmicos para aplicação da 1ª e 2ª leis da Termodinâmica.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] NABI, S., BALIKE, M., Allen, J. and RZEMIEN, K., An Overview of Hardware-in-the-loop Testing System at Visteon, *SAE Technical Paper*, 2004-01-1240 2004.
- [2] HELLSTROM, E., IVARSSON, M., ASLUND, J. and Nielsen, L., Look-ahead Control for Heavy Trucks to Minimize Trip Time and Fuel Consumption, *Control Engineering Practice*, Vol. 17, No. 2, pp. 245 - 254. 2009
- [3] BARROS, J. E. M., VALLE, R. M., BARROS, C. P. e FIGUEIREDO, R. D. 1999. Projeto de Banco de Ensaio de Motor Aeronáutico. In: Anais do IV Congresso Ibero americano de Engenharia Mecânica, 23-26 nov. Universidade de Santiago de Chile, v. 3, Santiago de Chile, Chile, 9p. 1999
- [4] ERICSON, C., WESTERBERG, B., and EGNELL, R., Transient Emission Predictions With Quasi Stationary Models, *SAE Technical Paper*, 2005-01-3852 (2005).
- [5] LEE, S., Transient Dynamics and Control of Internal Combustion Engines, *Beijing: People's Transportation Press*, Chap. 3 (2001).
- [6] LI, S. E. and PENG, H., Strategies to Minimize Fuel Consumption of Passenger Cars during Car-Following Scenarios, *2011 American Control Conference*, (2011).
- [7] ROSS, M., Automobile Fuel Consumption and Emissions: Effects of Vehicle and Driving Characteristics, *Annual Review Energy Environment*, Vol. 19, (), pp.75 - 112. 1994
- [8] MARTYR, A. J; PLINT, M.A. *Engine Testing Theory and Practice*. 3.ed. Published by Elsevier Ltd,. 459p. 2007
- [9] HODGSON, P.G. Theoretical model and dynamic simulation of variable fill hydraulic dynamometers. Doctor thesis, university of Canterbury, 1991.
- [10] SOUZA, R. D. *Balança Curie e Corrente de Foucault*. UNICAMP, São Paulo, 2005.
- [11] KRAUSE P C, WASYNCZUK O AND SUDHOFF S D. Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE Press Power Engineering Series. 2 Ed. 632p. 2002.
- [12] KOSOW I L. Máquinas elétricas e transformadores. 4 Ed. Vol. 1, Porto Alegre, Editora Globo, 1982.
- [13] HONGYAN Chen, SHAN Li, LIAN Zhang, PEIRONG Wang, "A new AC dynamometer based on direct torque control," Proc. SPIE 6042, ICMIT 2005: Control Systems and Robotics, 604207; doi: 10.1117/12.664519. 2006
- [14] BAETA J G C, PONTOPPIDAN M AND SILVA T R V. Exploring the limits of a downsized ethanol direct injection spark ignited engine in different configurations in order to replace high-displacement gasoline engines. *Energy conversion and Management*. **105**. pp 858-871. 2015.
- [15] HEYWOOD, J. B. *Internal Combustion Engine Fundamentals*, 1 Ed. New York McGrawHill, Inc., 930p. 1995

- [16] STONE R. Introduction to internal combustion engines. 2 Ed. Brunel University McMillan.. 294p. 1992
- [17] PARIOTIS E G, KOSMADAKIS G M AND RAKOPOULOS C D. Comparative analysis of three simulations models applied on a motored internal combustion engine. Energy conversion and Management. **60**. pp 45-55. 2012
- [18] WINDING MANUAL. Electric induction motors. WEG. Catalog: 541.17/04 2005.
- [19] CARDOSO, B. J.; Notas de aula do curso de Controle de Acionamentos Elétricos; Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 1º semestre, 2017.
- [20] HARTMANN, M.; MINIBOECK, J.; KOLAR, J. W. A three phase delta switch rectifier for more electric aircraft applications employing a novel pwm current control concept. In: Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S.l.: s.n.], 2009.
- [21] ALOLAH, A.; HULLEY, L.; SHEPHERD, W. A three-phase neutral point clamped inverter for motor control. IEEE Transactions on Power Electronics, p. 399–405, 1988.
- [22] MARUYAMA, T. A.; KUMANO, M. New pwm control method for a three-level inverter. In: International Power Electronics Conference (IPEC). 2004.
- [23] STYNSKI, S. Space vector pwm modulator reducing switching losses for three-level flying-capacitor inverters. In: IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.: s.n.]. p. 3912–3917. 2010
- [24] BLOEMEM, H.; BOMM, T. van de; VERBRUGGEN, H. *Model-based predictive control for Hammerstein systems*. Delft University of Technology, 2001.
- [25] SHIGLEY. Mechanical Engineering Design. 8. 8d. Budynas-Nisbett: McGraw-Hill, USA, 2002.
- [26] HIBBELER R C. Resistência dos materiais. 7. ed. São Paulo: Pearson Education, Brasil, 2009. xiv, 637 p.
- [27] FLEMING J W Automotive Torque Measurement: A Summary of Seven Different Methods, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. VT-**31**, No. 3. 1982
- [28] YEH C, TSAI N CHIU H AND SUE C. Digital High-resolution torque sensor and signal processing. IEEE SENSORS JOURNAL, Vol. 15 No 4, Abril 2015.
- [29] ESPADAFOR F J VILLANUEVA J B GUERRERO D P GARCÍA M T TRUJILLO E C and VACAS F F. Measurement and analysis of instantaneous torque and angular velocity variations of a low speed two stroke diesel engine. Mechanical System and Signal Processing. Vol. **49**. pp. 135-153. 2014
- [30] BEARD P F, POVEY T. Direct shaft torque measurements in a transient turbine facility. Measurement Science and Technology. **22** 035107. 2011

- [31] YOUNG W. Roark's Formulas for Stress and Strain, Professional, McGraw-Hill, New York, USA, (10: 007072542X). 2001
- [32] ZAPPALÁ D, BEZZICCHERI M, CRABTREE C J AND PAONE N. Non-intrusive torque measurement for rotating shafts using optical sensing of zebra-tapes. *Measurement Science and Technology*. **29** 065207. 2018.
- [33] ZHANG H, NESHATI M. An effective method of determining the drive-train efficiency of wind turbines with high accuracy. *Conf. Series: Journal of Physics*. **1037**. 2018.
- [34] GOSZCZAK J. Torque measurements issues. *Conf. Series: Materials Science and Engineering*. **148** 012041. 2016.
- [35] ALBUQUERQUE E N. Automatização de um dinamômetro hidráulico para ensaios de motores de combustão interna. Dissertação de mestrado em sistemas mecatrônicos, Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade de Brasília, Brasília, 2015.
- [36] PASSENBRUNNER T E, FORMENTIN S, SAVARESI S M AND LUIGI. Direct multivariable controller tuning for internal combustion engine test benches. *Control Engineering Practice*. **29**. pp 115-122. 2014.
- [37] BUNKER B J, FRANCKEK M A, THOMASON B E. Robust Multivariable Control of an Engine-Dynamometer System. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 5, No. 2, 1997.
- [38] GERMANO S B. Confiabilidade metrológica do banco dinamométrico para ensaios de motores do CTEEx. Dissertação de mestrado em metrologia, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.
- [39] SHUXI Liu, MINGYU Wang, TAI FU Li. Research on direct torque control based asynchronous dynamometer for dynamic emulation of mechanical loads. *Kybernetes*, Vol. 39 Issue: 6, pp.1018-1028, <https://doi.org/10.1108/03684921011046799>. 2010
- [40] KANG M, SHEN T. Modeling and control for engine-in-the-loop simulation system. *Journal of system design and dynamics*, vol. 7 No. 4, DOI: 10.1299, 2013.
- [41] LIU C Y, JIANG J AND ZHANG Y. Design and use of an eddy current retarder in an automobile. *International journal of Automotive Technology*. **Vol 12** No.4 pp 611-616. 2011.
- [42] COLLINS E.R. and HUANG Y., A Programmable Dynamometer for Testing Rotating Machinery Using a Three-phase Induction Machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 1994, vol. 9, no. 3, pp 521-527.
- [43] RODIC M, JAZERMIK k AND TRLEP M. Dynamic emulation of mechanical loads: an advanced approach. *IEEE Proceedings on Electric Power Application*, Vol. 153, No 2, 2006.
- [44] NOVOTNY, D. W; LIPO, T. A. Vector control and dynamics of ac drives. University of Wisconsin, Madison, 1996.

[45] BUZDUGAN, G. *Dynamique des Foundations de Machines*. Paris: Eyrolles, 1972.

[46] NAWROTZKI, P., HUFFMANN, G., UZUNOGLU, T. Static and dynamic analysis of concrete turbine foundations. *Structrural Engineering International – SEI*, 2008.

[47] ARAÚJO, R. C. Desenvolvimento de um dinamômetro ativo para o sistema de propulsão de veículos BAJA SAE. Trabalho de conclusão de curso, Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Minas gerais, Belo Horizonte, MG, 2015. 83 p.

[48] MARTINS, D. C. Desenvolvimento de um dinamômetro elétrico ativo para motores de pequeno porte com medição direta de torque. Trabalho de conclusão de curso, Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Minas gerais, Belo Horizonte, MG, 2013. 50 p.

[49] SILVA, L. A. R. Projeto e implementação de um acionamento elétrico embarcado para auxílio à tração humana em sistemas de transporte de cargas. Tese de doutorado, Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2014. 270 p.

[50] PUJATTI, F. J. P. Desenvolvimento de um sistema de gerenciamento eletrônico para motores de ignição por centelha. Tese de doutorado, Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, MG, 2007. 221 p.

[51] INVERSOR DE FREQUÊNCIA CFW700. Manual de programação e manutenção. N° doc. 10000796176/01. WEG 2011

[52] REIS, Luiz Octávio Mattos dos; SILVA, Valberto Ferreira da. Aspectos técnicos sobre o funcionamento e a utilização do freio de foucault. Taubaté: Schooltec Treinamentos Técnicos, 2015.

## ANEXOS

### ANEXO A: PROGRAMAS COMPUTACIONAIS DESENVOLVIDOS

**Programa computacional para cálculo da rotação do sistema através da placa DSP, escrito em linguagem C/C++ utilizando as bibliotecas implementadas em software:**

```
#include "DSP281x_Device.h"
#include "parameter.h"
#include "IQmathLib.h"
#include "f281xqep.h"
#include "speed_fr.h"

// Prototype statements for functions found within this file.
void Gpio_select(void);
void CaptureSetup(void);
interrupt void eva_cap1_isr(void);
//interrupt void QepISR(void);
void init_eva_timer1(void);

// Global variables used in this code
Uint32 EvaTimer1InterruptCount = 0;
Uint32 Const_Mecanica; // (J.G/L)[N.m]

//_iq dt;
//_iq wmec;
//_iq wScaler = _IQ(81.50000763);
float32 torque = 0;
float32 delta_t = 0;
float32 delta_theta = 0;
float32 delta_theta_graus = 0;
```

```

float32 vel_rpm = 0;
int Num_dentes = 60;

float32 T = 0.000001/ISR_FREQUENCY; // Sampling period [33.3 ns], Sampling frequency [30
MHz] see parameter.h
float32 T_fixo = 0;
float32 vel_angular = 0;
float32 angulo = 0;
int i;
int cont = 0; // defasamento de tempo entre os sinais dos sensores
int cont1 = 0;
int cont2 = 0;
int cont3 = 0;
int pulsos = 0; // número de dentes detectados pelo sensor num tempo fixo
int pulsos1 = 0;
long N_fixo = 1000000;
long aux = 0;

//_iq * ptr;
//_iq aux[100];
//_iq * ptr1;
//_iq aux1[100];
//int n;
//int n1;
// Instance a QEP interface driver
/*QEP qep1 = QEP_DEFAULTS;
// Instance a speed calculator based on QEP

```

```

SPEED_MEAS_QEP speed1 = SPEED_MEAS_QEP_DEFAULTS;
Uint16 SpeedLoopPrescaler = 10;    // Speed loop prescaler
Uint16 SpeedLoopCount = 1;        // Speed loop counter*/

void main(void)
{

    // *****

    // Initialization code for DSP_TARGET = F2812
    // *****

    // Initialize System Control registers, PLL, WatchDog, Clocks to default state:
    // This function is found in the DSP281x_SysCtrl.c file.
    InitSysCtrl();

    // HISPCP prescale register settings, normally it will be set to default values
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0000; // SYSCLKOUT/1
    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

    // Setup the GPIO Multiplex Registers -- habilita sinal de captura 1 e 3;
    EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
    GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP1Q1_GPIOA8 = 1;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP2Q2_GPIOA9 = 1;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP3QI1_GPIOA10 = 1;
    EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

    // Disable and clear all CPU interrupts:
    DINT;
    IER = 0x0000;

```

```

IFR = 0x0000;

    // Initialize Pie Control Registers To Default State:
// This function is found in the DSP281x_PieCtrl.c file.
    // Function Call to init PIE-unit ( code : DSP281x_PieCtrl.c)
    InitPieCtrl();

    // Initialize the PIE Vector Table To a Known State:
// This function is found in DSP281x_PieVect.c.
// This function populates the PIE vector table with pointers
// to the shell ISR functions found in DSP281x_DefaultIsr.c.
    // Function call to init PIE vector table ( code : DSP281x_PieVect.c )
    InitPieVectTable();

EvaRegs.GPTCONA.all = 0;

//Capture Unit Setup -- inicializa reg. de status e configura reg. de controle de captura;
CaptureSetup();

EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP2INT = 0;
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP2INT = 1;

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Enable CPU INT3 for CAPxINT:
IER |= M_INT3;

```

```
while(1)
{

    for(i=0;i<10;i++)
    {
        while(aux<=N_fixo)
        {

            if(EvaRegs.CAPFIFOA.bit.CAP2FIFO == 1)
            {
                cont1++;
            }

            if(EvaRegs.CAPFIFOA.bit.CAP2FIFO == 2)
            {
                cont2++;
            }

            if(EvaRegs.CAPFIFOA.bit.CAP2FIFO == 3)
            {
                cont3++;
            }

            EvaRegs.CAPFIFOA.all = 0x0000;
            aux++;
        }

        pulsos = cont1 + (2*cont2) + (3*cont3);
        aux = 0;
    }
}
```

```

        cont1 = 0;
        cont2 = 0;
        cont3 = 0;
    }
    //pulsos1 = pulsos/10;
//    pulsos = 0;
    i = 0;
    angulo = (PI_dois/Num_dentes)*pulsos;
    T_fixo = T*N_fixo; // período fixo de .333 segundos
    vel_angular = angulo/T_fixo; // medição da velocidade angular do eixo em [rad/s]
    vel_rpm = (vel_angular*60)/(PI_dois);
    pulsos = 0;
    aux = 0;
    cont1 = 0;
    cont2 = 0;
    cont3 = 0;
}
}

```

```
void CaptureSetup(void)
```

```

{
    //EvaRegs.CAPFIFOA.all = 0x0000;
    EvaRegs.CAPCONA.all = 0xB254; //0x3244
}

```

```

//=====
=====

```

```
// End of SourceCode.
```

```

//=====
=====

```

**Programa computacional para cálculo do torque resistivo através da placa DSP, escrito em linguagem C/C++ utilizando as bibliotecas implementadas em software:**

```
#include "DSP281x_Device.h"

// Prototype statements for functions found within this file.

void Gpio_select(void);

void CaptureSetup(void);

interrupt void eva_timer1_isr(void);

void init_eva_timer1(void);

// Global variables used in this example

Uint32 EvaTimer1InterruptCount;

Uint32 Const_Mecanica; // (J.G/L)[N.m]

Uint32 torque;

unsigned long delta_t;

void main(void)
{

    // *****

    // Initialization code for DSP_TARGET = F2812

    // *****

    // Inicialização de variáveis

    Const_Mecanica = 371; //[N.m] para L = 450 mm;G = 3,2GPa;d = 27 mm;

    EvaTimer1InterruptCount = 0;

    torque = 0;

    delta_t = 0;

    // Initialize System Control registers, PLL, WatchDog, Clocks to default state:
```

// This function is found in the DSP281x\_SysCtrl.c file.

InitSysCtrl();

// HISPCP prescale register settings, normally it will be set to default values

EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers

SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0000; // SYSCLKOUT/1

EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Setup the GPIO Multiplex Registers -- habilita sinal de captura 1 e 3;

Gpio\_select();

// Disable and clear all CPU interrupts:

DINT;

IER = 0x0000;

IFR = 0x0000;

// Initialize Pie Control Registers To Default State:

// This function is found in the DSP281x\_PieCtrl.c file.

// Function Call to init PIE-unit ( code : DSP281x\_PieCtrl.c)

InitPieCtrl();

// Initialize the PIE Vector Table To a Known State:

// This function is found in DSP281x\_PieVect.c.

// This function populates the PIE vector table with pointers

// to the shell ISR functions found in DSP281x\_DefaultIsr.c.

// Function call to init PIE vector table ( code : DSP281x\_PieVect.c )

InitPieVectTable();

// Initialize all the Device Peripherals:

// This function is found in DSP281x\_InitPeripherals.c

```

init_eva_timer1();

//Capture Unit Setup -- inicializa reg. de status e configura reg. de controle de captura;
CaptureSetup();

// habilita captura com interrupção de CAP3 mascarada
EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP1INT = 1;
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP1INT = 1;
EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP3INT = 0;
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP3INT = 1;

// Interrupts that are used in this example are re-mapped to
// ISR functions found within this file.
EALLOW; // This is needed to write to EALLOW protected registers
PieVectTable.CAPINT1 = &eva_timer1_isr;
EDIS; // This is needed to disable write to EALLOW protected registers

// Enable PIE group 3 interrupt 5 for CAPINT1
PieCtrlRegs.PIEIER3.all = M_INT5;

// Enable CPU INT3 for CAP3INT:
IER |= M_INT3;

// Enable global Interrupts and higher priority real-time debug events:
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM

```

```

while(1)
{
    if (delta_t == 0)
    {
        EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;           // and serve watchdog #2
        EDIS;

    }else{

        torque = (Const_Mecanica*delta_t);

        }
    }
}

void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x0; // all GPIO port Pin's to I/O
    GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP1Q1_GPIOA8 = 1;
    GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.CAP3QI1_GPIOA10 = 1;
    GpioMuxRegs.GPBMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPDMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPFMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPEMUX.all = 0x0;
    GpioMuxRegs.GPGMUX.all = 0x0;

    GpioMuxRegs.GPADIR.all = 0x0; // GPIO PORT as input
    GpioMuxRegs.GPBDIR.all = 0x0; // GPIO PORT as input

```

```
// 0x00FF GPIO Port B15-B8 input , B7-
```

```
B0 output
```

```
GpioMuxRegs.GPDDIR.all = 0x0;    // GPIO PORT as input
GpioMuxRegs.GPEDIR.all = 0x0;    // GPIO PORT as input
GpioMuxRegs.GPFDIR.all = 0x0;    // GPIO PORT as input
GpioMuxRegs.GPGDIR.all = 0x0;    // GPIO PORT as input
```

```
GpioMuxRegs.GPAQUAL.all = 0x0;    // Set GPIO input qualifier values to zero
```

```
GpioMuxRegs.GPBQUAL.all = 0x0;
```

```
GpioMuxRegs.GPDQUAL.all = 0x0;
```

```
GpioMuxRegs.GPEQUAL.all = 0x0;
```

```
EDIS;
```

```
}
```

```
void CaptureSetup(void)
```

```
{
```

```
    // Initialize CAPFIFOA :
```

```
    // Setup Capture units (EVA)
```

```
    EvaRegs.CAPFIFOA.all = 0x0000;
```

```
    EvaRegs.CAPCONA.all = 0xB244; //0x3244
```

```
}
```

```
void init_eva_timer1(void)
```

```
{
```

```
    // Initialize EVA Timer 1:
```

```
    // Setup Timer 1 Registers (EV A)
```

```
    EvaRegs.GPTCONA.all = 0x0000;
```

```
    // Set the Period for the GP timer 1 to 0x0200;
```

```

EvaRegs.T1PR = 0x0200;    // Period
EvaRegs.T1CMPR = 0x0000; // Compare Reg

// Enable Period interrupt bits for GP timer 1
// Count up, x128, internal clk, enable compare, use own period
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT = 1;
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT = 1;

// Clear the counter for GP timer 1
EvaRegs.T1CNT = 0x0000;
EvaRegs.T1CON.all = 0x1742;

// Start EVA ADC Conversion on timer 1 Period interrupt
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2;

}
interrupt void eva_timer1_isr(void)
{

// Capture Unit Setup
    CaptureSetup();

    // limpando as variáveis
    delta_t = 0;
    torque = 0;

    while (EvaRegs.CAPFIFOA.bit.CAP3FIFO == 0)
    {
        EvaTimer1InterruptCount++;
    }
}

```

```

delta_t = EvaTimer1InterruptCount;
EvaTimer1InterruptCount = 0;

// Serve the watchdog every Timer 1 interrupt
EALLOW;
SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;           // Serve watchdog #1
EDIS;

// Enable more interrupts from this timer
EvaRegs.EVAIMRC.bit.CAP1INT = 1;
EvaRegs.EVAIFRC.bit.CAP1INT = 1;

// Note: To be safe, use a mask value to write to the entire
// EVAIFRA register. Writing to one bit will cause a read-modify-write
// operation that may have the result of writing 1's to clear
// bits other than those intended.
EvaRegs.EVAIFRC.all = BIT0;

// Acknowledge interrupt to receive more interrupts from PIE group 3
PieCtrlRegs.PIEACK.all |= PIEACK_GROUP3;
}
//=====
=====

// End of SourceCode.
//=====
=====

```

**Programa computacional para controle da abertura da válvula borboleta do motor a combustão interna em cinco posições específicas. Foi usado um canal PWM do Arduino.**

```
String readString;

#include <Servo.h>

Servo myservo; // create servo object to control a servo

//const int analogInPin = A0; // Analog input pin that the potentiometer is attached to
//const int analogOutPin = 9; // Analog output pin that the LED is attached to

int sensorValue = 0; // value read from the pot
int outputValue = 0; // value output to the PWM (analog out)

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  myservo.writeMicroseconds(650); //set initial servo position if desired
  myservo.attach(7); //the pin for the servo control
  Serial.println("Limites 600 a 1500"); // so I can keep track of what is loaded
}

void loop() {

  while (Serial.available()) {
    char c = Serial.read(); //gets one byte from serial buffer
    readString += c; //makes the string readString
    delay(2); //slow looping to allow buffer to fill with next character
  }

  if (readString.length() >0) {
    Serial.println(readString); //so you can see the captured string
  }
}
```

```
int n = readString.toInt(); //convert readString into a number

// auto select appropriate value.
if(n >= 1500)
{
  n = 1500;
}
if(n <= 600)
{
  n=600;
}
Serial.print("Microsegundos: ");
Serial.println(n);
myservo.writeMicroseconds(n);

readString=""; //empty for next input
}
```

## ANEXO B: INCERTEZAS MÁXIMAS DE MEDIÇÃO

A incerteza combinada do ensaio foi determinada por (ARAÚJO, 2015) segundo metodologia descrita por (GONÇALVES Jr. 2001) em conformidade com o guia de expressão da incerteza de medição (ABNT, 2003) NBR 5725. São destacadas a incerteza de medição da rotação de  $\pm 17,32$  RPM, da rigidez à torção do eixo de nylon PA-66 de  $\pm 0,003$  N.m/grau e da incerteza de medição na defasagem temporal de  $\pm 5,77$   $\mu$ s. A incerteza encontrada para o torque corrigido é de  $\pm 0,25$  N.m. Esses valores não serão inseridos nas curvas de desempenho devido ao fato de serem bem menores em relação aos pontos medidos.

**Tabela B.1 – Incertezas máximas de medição (Araújo, 2016)**

<b>Parâmetro de controle</b>	<b>Valor ajustado:</b>
Rotação	$\pm 17,32$ RPM
Rigidez à torção	$\pm 0,003$ N.m/grau
Defasagem temporal	$\pm 5,77$ $\mu$ s
Torque observado	$\pm 0,25$ N.m
Torque corrigido	$\pm 0,25$ N.m

A incerteza associada a rigidez à torção destacada acima foi calculada para o eixo de nylon PA-66 descrito durante todo o desenvolvimento desse projeto de pesquisa e os seus predecessores.

## ANEXO C: CALIBRAÇÕES MOTOR *BRIGGS & STRATTON* SÉRIE 20 – CATEGORIA BAJA

As tabelas a seguir contêm todos os dados relevantes obtidos durante a etapa de ensaios operando com carga e sem carga (a vazio).  $\Delta t$  é o intervalo temporal médio (ITM) entre os dentes das rodas fônicas, obtido da média dos 125 primeiros pontos processados pelo algoritmo de condicionamento do sinal dos sensores indutivos. São então calculados três ITMs para uma análise básica do desvio padrão dessa variável. Além disso, é obtida outra média, para que, quando multiplicado pela rotação do conjunto, seja determinado o ângulo de torção médio e, conseqüentemente, o torque disponível no eixo médio.

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.1 – Resultados dos ensaios a vazio obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	1,2	0,9	1,1	1,2	1,4
<b>Tensão [V]</b>	180	182	190	192	200
<b>Frequência [Hz]</b>	59,0	65,6	72,0	78,5	84,9
<b>Potência [kW]</b>	0,2	0,2	0,2	0,2	0,3
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	1,4	1,6	1,8	1,9	2,2
<b>Tensão [V]</b>	210	210	215	218	220
<b>Frequência [Hz]</b>	91,4	97,7	104	110	117
<b>Potência [kW]</b>	0,3	0,3	0,4	0,4	0,5

Tabela C.2 – Resultados dos ensaios a vazio obtidos pelo MDI

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b><math>\Delta t_1</math> [<math>\mu</math>s]</b>	60,6	57,0	48,9	55,9	47,0
<b><math>\Delta t_2</math> [<math>\mu</math>s]</b>	61,1	56,7	48,7	55,0	47,1
<b><math>\Delta t_3</math> [<math>\mu</math>s]</b>	60,2	56,9	49,1	56,8	47,6
<b>Desvio Padrão</b>	0,50	0,20	0,20	0,90	0,30
<b>Média [<math>\mu</math>s]</b>	60,7	56,9	48,9	55,9	47,2
<b>Torção [Grau]</b>	0,66	0,7	0,64	0,83	0,76
<b>Torque [N.m]</b>	0,80	0,84	0,79	0,99	0,91

<b>Potência [kW]</b>	0,15	0,18	0,18	0,25	0,25
<b>Potência [cv]</b>	0,2	0,24	0,24	0,34	0,34
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b><math>\Delta t_1</math> [<math>\mu s</math>]</b>	49,7	38,1	43,6	38,5	44,0
<b><math>\Delta t_2</math> [<math>\mu s</math>]</b>	49,9	38,8	43,8	37,7	44,3
<b><math>\Delta t_3</math> [<math>\mu s</math>]</b>	50,6	39,1	43,5	38,7	43,8
<b>Desvio Padrão</b>	0,50	0,50	0,20	0,50	0,30
<b>Média [<math>\mu s</math>]</b>	50,1	38,7	43,6	38,3	44,0
<b>Torção [Grau]</b>	0,86	0,72	0,86	0,83	0,98
<b>Torque [N.m]</b>	1,03	0,86	1,03	0,96	1,17
<b>Potência [kW]</b>	0,30	0,27	0,34	0,34	0,44
<b>Potência [cv]</b>	0,4	0,36	0,46	0,46	0,59

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.3 – Resultados dos ensaios 100% (a plena carga) obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	15,8	14,9	14,3	14,4	14,6
<b>Tensão [V]</b>	218	220	220	220	223
<b>Frequência [Hz]</b>	59,05	65,5	71,9	78,3	84,7
<b>Potência [kW]</b>	3,4	3,8	4,3	4,7	5,2
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	15,4	16,4	16,7	17,2	17,3
<b>Tensão [V]</b>	220	220	220	215	218
<b>Frequência [Hz]</b>	91,1	97,6	104,1	110,5	117,1
<b>Potência [kW]</b>	5,3	5,4	5,4	5,4	5,3

3800 rpm – 17,4A; 220V; 5,4kW; 123,6Hz;

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.5 – Resultados dos ensaios 75% (cargas parciais) obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	15,5	14,8	14,2	14,4	14,5
<b>Tensão [V]</b>	215	215	218	218	220
<b>Frequência [Hz]</b>	59,05	65,5	71,9	78,3	84,7
<b>Potência [kW]</b>	3,3	3,6	3,9	4,3	4,5
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	14,9	15,3	15,9	16	15,7
<b>Tensão [V]</b>	220	219	220	220	213
<b>Frequência [Hz]</b>	91,2	97,7	104,2	110,7	117,1
<b>Potência [kW]</b>	4,7	5,0	5,3	5,4	5,4

3800 – 16,1A; 220V; 5,4kW; 123,6Hz;

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.7 – Resultados dos ensaios 50% (cargas parciais) obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	15,8	14,3	13,9	13,6	13,8
<b>Tensão [V]</b>	217	221	223	220	223
<b>Frequência [Hz]</b>	59,1	65,6	72,05	78,4	84,8
<b>Potência [kW]</b>	3,2	3,5	3,7	4,0	4,2
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	13,7	13,6	14,0	14,2	13,9
<b>Tensão [V]</b>	221	223	220	221	222
<b>Frequência [Hz]</b>	91,4	98,0	104,5	111,0	117,5
<b>Potência [kW]</b>	4,3	4,6	4,8	4,8	4,6

3800 – 13,9A; 220V; 4,7kW; 124,0Hz;

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.9 – Resultados dos ensaios 25% (cargas parciais) obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	13,3	12,5	11,4	10,9	10,3
<b>Tensão [V]</b>	218	221	221	221	220
<b>Frequência [Hz]</b>	59,2	65,7	72,1	78,7	85,3
<b>Potência [kW]</b>	2,9	2,9	2,9	2,9	2,9
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	9,6	9,1	9,0	8,3	7,7
<b>Tensão [V]</b>	220	218	220	221	223
<b>Frequência [Hz]</b>	92,0	98,6	105,5	111,9	118,8
<b>Potência [kW]</b>	2,6	2,4	2,6	2,4	2,3

3800 – 7,4A; 219V; 2,2kW; 125,5Hz;

### CALIBRAÇÃO 25x200 – INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Tabela C.12 – Resultados dos ensaios 5% (cargas parciais) obtidos pelo Inversor de frequência

<b>Rotação [RPM]</b>	<b>1800</b>	<b>2000</b>	<b>2200</b>	<b>2400</b>	<b>2600</b>
<b>Corrente [A]</b>	12,3	10,5	9,1	8,2	7,4
<b>Tensão [V]</b>	215	221	225	225	221
<b>Frequência [Hz]</b>	59,4	66,0	72,8	79,5	86,2
<b>Potência [kW]</b>	2,0	1,9	1,7	1,6	1,4
<b>Rotação [RPM]</b>	<b>2800</b>	<b>3000</b>	<b>3200</b>	<b>3400</b>	<b>3600</b>
<b>Corrente [A]</b>	6,8	6,1	5,6	5,2	4,8
<b>Tensão [V]</b>	221	223	220	218	215
<b>Frequência [Hz]</b>	92,85	99,5	106,15	112,8	119,4
<b>Potência [kW]</b>	1,4	1,2	1,0	0,8	0,7

3800 – 4,4A; 215V; 0,6kW; 126,08Hz;