



Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica
Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica

Daniel Strufaldi Batista

Plataforma de Simulação HiL contendo uma Bobina de Helmholtz e aplicada a Sistemas Aeroespaciais

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Londrina, PR
2016



Daniel Strufaldi Batista

Plataforma de Simulação HiL contendo uma Bobina de Helmholtz e aplicada a Sistemas Aeroespaciais

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas Eletrônicos Embarcados

Orientador:
Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo

Londrina, PR
2016

Ficha Catalográfica

Batista, Daniel Strufaldi

Plataforma de Simulação HiL contendo uma Bobina de Helmholtz e aplicada a Sistemas Aeroespaciais. Londrina, PR, 2016. 268 p.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, PR. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Sistemas e Circuitos Eletrônicos. 2. Sistemas Eletrônicos Embarcados. 3. Simulação *Hardware-in-the-Loop* 4. Bobina de Helmholtz. 5. Sensores Magnéticos. 6. Calibração. I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

Daniel Strufaldi Batista

Plataforma de Simulação HiL contendo uma Bobina de Helmholtz e aplicada a Sistemas Aeroespaciais

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas Eletrônicos
Especialidade: Sistemas Eletrônicos Embarcados

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo
Depto. de Engenharia Elétrica
Orientador

Prof. Dr. Marcelo Carvalho Tosin
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Francisco Granziera Jr.
Depto. de Engenharia Elétrica
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Hélio Koiti Kuga
Pós-Graduação
Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais

17 de agosto de 2016

Dedico este trabalho aos meus pais, que nunca mediram esforços em me ajudar.

Tenho absoluta certeza de que esse trabalho não seria possível sem vocês.

Agradecimentos

- A todos os meus amigos que fizeram parte de minha vida nesses últimos anos. Em especial aos grandes parceiros nessa longa caminhada, Danilo, Roberto, Luiz Ricardo, Kida, Lyha, Andrés.
- Um agradecimento especial a minha grande parceira Maria Paula Pacca, por todo apoio em todos os momentos, fossem eles bons ou ruins.
- À minha família, que nunca deixou de me apoiar ou acreditar em mim. E em especial aos meus pais.
- Ao meu orientador em laboratório e hoje grande amigo, Francisco Granziera Jr., ao qual devo grande parte do conhecimento e aprendizado que obtive nos últimos anos. Ao meu co-orientador em laboratório e também amigo Marcelo Carvalho Tosin. Ao meu orientador de mestrado Prof. Leonimer Flávio de Melo por todas as sugestões e ajudas ao longo deste trabalho. Ao Prof. Taufik Abrão por diversas colaborações pontuais, mas sempre essenciais ao trabalho.
- Aos demais professores da Universidade Estadual de Londrina que de alguma forma contribuíram com a minha formação.
- Aos técnicos do curso de Eng. Elétrica da UEL, por toda ajuda e suporte a todos os trabalhos desenvolvidos ao longo da minha pós-graduação.

Resumo

Este trabalho descreve o desenvolvimento, teste e validação de uma plataforma para simulação *hardware-in-the-loop* (HiL) em conjunto com uma bobina de Helmholtz de três eixos para aplicações espaciais. O trabalho também utiliza a plataforma construída no estudo de dois tópicos: calibração de sensores magnéticos de baixo-custo; simulações de órbitas terrestres baixas (LEO - *low-earth orbits*) com capacidade de gerar, através da bobina de Helmholtz, o campo geomagnético observado em um corpo em órbita. A plataforma desenvolvida é formada pelos seguintes sistemas: um *hardware* modular da empresa dSPACE e uma placa específica para simulação HiL; uma bobina de Helmholtz previamente projetada, cuja montagem final, validação e testes são apresentados e discutidos neste trabalho; um sensor magnético *fluxgate* da empresa Sensys; um sistema de determinação de atitude (AHRS) da empresa Advanced Navigation; a experiência MEMS (E-MEMS), que consiste de um sistema composto por quatro conjunto de sensores MARG, desenvolvido e validado neste trabalho; sistemas auxiliares, tais como uma fonte de corrente controlada por tensão para a bobina de Helmholtz e condicionadores de sinais para a ligação completa e interligação dos elementos da plataforma. Inicialmente é feita a revisão do estado da arte dos três principais aspectos deste trabalho: os conceitos e vantagens da simulação HiL; análise sobre bobinas de Helmholtz de três eixos quadradas; calibração de sensores magnéticos e simulação do campo geomagnético para órbitas LEO. Na sequência o trabalho apresenta detalhadamente a plataforma desenvolvida, incluindo a metodologia para a construção do sistema e descrevendo cada elemento utilizado. Por fim, os resultados obtidos com o sistema são divididos em duas partes principais. Na primeira são detalhados todos os testes e resultados obtidos especificamente com a bobina de Helmholtz, subdividido em três capítulos. Estes descrevem a metodologia e resultados para a validação da bobina de Helmholtz, o estudo sobre a calibração da bobina utilizando o *hardware* dSPACE e a implementação de um sistema em malha fechada, utilizando um controlador digital PID, para o acionamento da bobina. O segundo conjunto de resultados discute as duas aplicações propostas com o sistema. Ambas são implementadas com a plataforma atuando na bobina de Helmholtz em malha fechada.

Palavras-chave: Bobina de Helmholtz, *hardware-in-the-loop*, sensor magnético, calibração, órbita terrestre baixa.

Abstract

This work describes the development, tests and validation of a platform built to perform hardware-in-the-loop simulations, with a Helmholtz coil, and tailored to aerospace applications. It is also described and implemented two applications using the platform: low-cost magnetic sensor calibration; low-earth orbit (LEO) simulations capable of generating the geomagnetic field, through the Helmholtz coil, observed by a body in the simulated LEO. The developed platform consists of the following systems: a dSPACE modular hardware and a specific board for HiL simulation; a three-axial Helmholtz coil previously projected, whose assembly, validation and testing are done at this work; a fluxgate magnetometer from Sensys company; an attitude heading and reference system (AHRS) from Advanced Navigation company; MEMS-Experience (E-MEMS), which consists of four sets of MARG sensors, developed and tested at this work; auxiliary electronic systems, such as a current source controlled by voltage for the Helmholtz coil and signal conditioning for interconnection of all platform's elements. Initially it is presented the state of art's review about the three main aspects of this work: HiL simulation concepts and advantages; three-axial square Helmholtz Coil analysis; magnetic sensor calibration and low-earth orbit simulation. Next the work detail the developed platform, including its construction methodology and describing each element used. The results obtained with the system are divided into two main parts. First it is detailed all the tests and results obtained specifically with the Helmholtz coil, subdivided over three chapters. These describe the methodology and results for the validation of the Helmholtz coil, the study to calibrate the coil using the dSPACE hardware and the implementation of a closed-loop system, using a PID digital controller, to drive the coil. The second set of results discusses the two applications proposed with the system. Both are implemented with the platform running the closed loop control for the Helmholtz coil.

Keywords: Helmholtz coil, hardware-in-the-loop, magnetic sensors, calibration, low-earth orbit.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Abreviaturas e Siglas

Lista de Símbolos

I Sobre o Trabalho

1	Introdução	3
1.1	Motivação e Descrição do Problema	4
1.2	Objetivos e Contribuições	6
1.2.1	Contribuições Específicas	6
1.3	Organização do Trabalho	7

II Estado da Arte **11**

2	Simulação HiL	13
2.1	Fundamentos Básicos e Contexto Histórico	13
2.2	Simulações <i>X-in-the-Loop</i>	16
2.2.1	<i>Model-in-the-Loop</i> (MiL)	16
2.2.2	<i>Software-in-the-Loop</i> (SiL)	17
2.2.3	<i>Processor-in-the-Loop</i> (PiL)	17
2.2.4	<i>Hardware-in-the-Loop</i> (HiL)	17
2.2.5	Simulação Híbrida	18

2.3	Vantagens da Simulação HiL	18
2.4	Conceitos da Simulação HiL	19
2.4.1	Elementos do SUT e do Simulador HiL	20
2.4.2	Características do Simulador HiL	22
2.4.3	Requisitos da Simulação HiL	23
2.5	Simulação HiL em Sistemas Aeroespaciais	25
2.5.1	Simulação HiL em Aeronaves	25
2.5.2	Simulação HiL em VANTs	26
2.5.3	Simulação HiL em Missões Espaciais	27
2.6	Proposta de Simulação HiL	29
3	Bobina de Helmholtz	31
3.1	Introdução	31
3.2	Conceitos Teóricos Relevantes	32
3.3	Operação da Bobina	36
3.4	Bobinas Comerciais e Projetadas	39
3.5	Aplicações para a Bobina	40
4	Aplicações Propostas	43
4.1	Calibração de Magnetômetros	43
4.1.1	Erros em Sensores de Três Eixos	43
4.1.2	Formulação do Problema	44
4.1.3	Formas e Soluções para o Problema	48
4.2	Simulação de Órbitas e do Campo Geomagnético	49
4.2.1	Atitude	51
4.2.2	Sistemas de Coordenadas	55
4.2.3	Movimento Elíptico e Equação de Kepler	57
4.2.4	Elementos Keplerianos e Posicionamento do Satélite	59
4.2.5	Modelos Simplificados de Perturbações Orbitais	61

4.2.6	Dinâmica e Cinemática da Atitude de um Corpo	61
4.2.7	<i>World Magnetic Model</i>	63

III Descrição da Plataforma HiL Desenvolvida 65

5 Sistemas e Equipamentos da Plataforma HiL 67

5.1	Requisitos e Metodologia para Implementação da Plataforma	67
5.2	Elementos e Descrição da Plataforma Elaborada	69
5.3	Hardware Modular dSPACE	71
5.3.1	Placa de processamento DS1006	73
5.3.2	Placa HiL DS2211	73
5.3.3	Placa Serial DS4201-S	74
5.3.4	Biblioteca Real-Time Interface	74
5.3.5	ControlDesk Next Generation	75
5.4	Experiência MEMS	75
5.4.1	Projeto Mecânico E-MEMS	76
5.4.2	Projeto Eletrônico E-MEMS	78
5.4.3	Sensores da Experiência	79
5.4.4	Modelo de Engenharia	79
5.4.5	Conexão com o Simulador HiL	80
5.5	Bobina de Helmholtz	81
5.5.1	Capacidades da Bobina	81
5.5.2	Características Elétricas	81
5.5.3	Parâmetros elétricos do Protótipo	82
5.5.4	Conexão com o Simulador HiL	83
5.5.5	Projeto Eletrônico - <i>Driver</i> da Bobina	84
5.6	Magnetômetro Fluxgate	88
5.6.1	Conexão com o Simulador HiL	89

5.6.2	Condicionamento de Sinal do Magnetômetro	89
5.7	<i>Attitude and Heading Reference System</i> (AHRS)	91
5.7.1	Conexão com o Simulador HiL	92
IV	Resultados - Bobina de Helmholtz	93
6	Validação da Bobina de Helmholtz	95
6.1	Descrição dos Testes Realizados	95
6.2	Metologia do Teste de Uniformidade	95
6.2.1	Montagem Experimental e Objetivos	97
6.3	Resultados do Teste de Uniformidade	98
6.3.1	Primeiro Teste - Variação em uma Coordenada	98
6.3.2	Segundo Teste - Variação em duas Coordenadas	105
6.3.3	Discussões dos Resultados de Uniformidade	112
6.4	Metodologia para Validação com dSPACE	113
6.5	Resultados da Validação com o Sistema dSPACE	115
6.5.1	Calibração da Placa de Condicionamento do sensor FGM3D	115
6.5.2	Validação do <i>Driver</i> baseado na Fonte de Howland	118
6.5.3	Análise do Ruído e Resolução do Sistema	121
6.5.4	Discussões da Validação com o dSPACE	125
7	Calibração da Bobina de Helmholtz	127
7.1	Metologia para Calibração em Malha Aberta	127
7.1.1	Características Técnicas da Simulação HiL	130
7.1.2	Formas de Onda para Análise	131
7.1.3	Forma de Apresentação dos Resultados	132
7.2	Modelos de Calibração	133
7.2.1	Modelo de 1ª Ordem	133
7.2.2	Modelo de 2ª Ordem	135

7.2.3	Modelo de 3ª Ordem	137
7.3	Análise dos Dados sem Calibração	139
7.3.1	Parâmetros de Calibração Obtidos	141
7.4	Resultados com Calibração	141
7.4.1	Resultados Calibração 1ª Ordem	142
7.4.2	Resultados Calibração 2ª Ordem	144
7.4.3	Resultados Calibração 3ª Ordem	146
7.4.4	Resumo e Comparação dos Resultados	149
7.5	Conclusões sobre a Calibração da Bobina	150
8	Acionamento da Bobina em Malha Fechada	151
8.1	Metodologia para Acionamento em Malha Fechada	151
8.1.1	Características Técnicas da Simulação HiL	153
8.2	Modelagem do Sistema e Controlador	153
8.2.1	Função de Transferência da Planta	154
8.2.2	Levantamento do Controlador	156
8.2.3	Resposta ao Degrau - Malha Fechada	158
8.3	Resultados em Malha Fechada	159
8.4	Discussão dos Resultados	161
V	Resultados - Aplicações do Simulador HiL	163
9	Calibração de Magnetômetros	165
9.1	Métodos de Calibração Utilizados	165
9.1.1	Equações Base	166
9.1.2	Método <i>Two-Step</i> - Mínimos Quadrados	166
9.1.3	Método de Variância Mínima	168
9.1.4	Considerações Práticas sobre os Métodos	170
9.2	Calibração com a Bobina de Helmholtz	173

9.2.1	Motivação e Vantagens	173
9.2.2	Metodologia dos Testes de Calibração	175
9.3	Resultados da Calibração	180
9.3.1	Validação da Metodologia com Dados Simulados	180
9.3.2	Resultados com Sensores do E-MEMS e AHRS Spatial	186
9.3.3	Segundo Teste com os Sensores do E-MEMS e AHRS Spatial	193
9.4	Discussão dos Resultados	199
10	Simulação de Órbitas	201
10.1	Metodologia e Procedimento Experimental	201
10.1.1	Bloco para Simulação da Órbita	202
10.2	Resultados Obtidos	205
10.2.1	Resultados sensores E-MEMS e AHRS Spatial	210
10.2.2	Discussão dos Resultados	212
VI	Fechamento	213
11	Conclusões Finais	215
11.1	Possíveis Melhorias para a Plataforma	216
11.2	Possíveis Aplicações futuras da Plataforma	217
Anexo A	- Diagramas dos <i>Hardwares</i> dSPACE	219
A.1	Placa DS1006	219
A.2	Placa DS2211	220
Anexo B	- Características Técnicas do Sensor FGM3D/100	221
Referências		223
Apêndice A	- Fundamentos Básicos da Simulação HiL	235
A.1	Sistema Embarcado	235

A.1.1	Sistema Embarcado Centralizado	236
A.1.2	Sistema Embarcado Distribuído	237
A.2	Sistema em Tempo Real	238
A.2.1	<i>Soft, Firm e Hard Real-Time</i>	239
A.2.2	<i>Fail-Safe e Fail-Operational</i>	240
A.2.3	<i>Guaranteed-Response e Best-Effort</i>	241
A.2.4	<i>Event-Triggered e Time-Triggered</i>	241
A.2.5	Considerações sobre as características	242
A.3	Projeto Baseado em Modelos	242
A.3.1	Definição Considerada	242
A.3.2	A evolução de MBD	243
A.3.3	Vantagens e Benefícios	244
A.3.4	Projeto de Engenharia em V	245
A.3.5	Desenvolvimento de um Sistema por MBD	246
 Apêndice B - Sistemas Auxiliares da Plataforma		247
B.1	Cond. de Sinal Magnetômetro	247
B.2	<i>Driver</i> da Bobina - Primeira Versão	248
B.3	<i>Driver</i> da Bobina - Segunda Versão	249
 Apêndice C - Dados Validação Bobina de Helmholtz		251
C.1	Medições do Campo Local na Mesa Auxiliar	251
C.2	Resultados teste Uniformidade	253
C.3	Resultados - Problemas 1ª Versão do <i>Driver</i>	256
 Apêndice D - Calibração Bobina em Malha Aberta		259
D.1	Códigos para 1ª Ordem	259
D.2	Códigos para 2ª Ordem	260
D.3	Códigos para 3ª Ordem	262

D.4	Parâmetros Estimados 1ª Ordem	266
D.5	Parâmetros Estimados 2ª Ordem	266
D.6	Parâmetros Estimados 3ª Ordem	267

Lista de Figuras

2.1	Diagrama de um simulador de voo, considerado um dos primeiros sistemas de simulação HiL para treinamento de pilotos.	14
2.2	Etapas envolvidas no desenvolvimento de um sistema ou subsistema de um projeto de engenharia com o auxílio de projetos baseados em modelos.	16
2.3	Composição dos elementos bases da Simulação HiL.	20
2.4	Diagrama genérico de uma simulação HiL, podendo ser em malha aberta ou fechada.	21
2.5	Capacidades de simulações diversas em um <i>hardware</i> modular.	22
3.1	(a) Representação da relação entre a lei de Biot-Savart e o campo gerado em um enrolamento. (b) Representação do campo magnético gerado no centro de um par de enrolamento de uma bobina de Helmholtz.	34
3.2	Variação do campo e requisito do projeto desenvolvido considerando a distância ótima (σ_i) e para variações de $\pm 1\%$ e $\pm 2\%$ em relação a esta.	35
3.3	Implementação de uma bobina de Helmholtz em malha aberta, considerando uma fonte de corrente controlada por tensão.	37
3.4	Implementação de uma bobina de Helmholtz em malha fechada.	38
4.1	Representação dos ângulos de alinhamento λ , ρ e ϕ para o problema de calibração com nove parâmetros.	45
4.2	Representação do vetor unitário rotacionado pelo quatérnio.	54
4.3	Exemplificação e descrição dos sistemas de coordenadas ECI, ECEF e de um corpo em órbita.	57
4.4	Descrição dos parâmetros da elipse no movimento orbital.	58
4.5	Representação dos elementos orbitais para posicionamento do satélite espacialmente em relação ao sistema de coordenadas ECI.	60

4.6	Modelo simplificado para a simulação do comportamento da atitude e rotações de um corpo em órbita.	62
4.7	Isocurvas para a intensidade total do campo geomagnético, conforme a posição terrestre, considerando o WMM para o ano de 2015.	64
5.1	Diagrama genérico com todos os equipamentos existentes para a plataforma HiL proposta e esquema básico de ligações entre os mesmos.	70
5.2	Elementos e sistemas necessários ao simulador HiL e <i>hardware</i> modular da plataforma proposta baseado no sistema dSPACE DS1006.	72
5.3	Projeto mecânico do E-MEMS	77
5.4	Diagrama Eletrônico simplificado da Experiência MEMS	78
5.5	Montagem parcial do modelo de engenharia do E-MEMS a ser utilizado na plataforma HiL.	80
5.6	(a) Bobina de Helmholtz triaxial projetada. (b) Protótipo final da bobina de Helmholtz.	83
5.7	Esquema reduzido para a ligação da bobina de Helmholtz ao simulador HiL.	84
5.8	Diagrama da placa eletrônica para o <i>driver</i> da bobina e condicionamento do sinais entre os DACs da placa DS2211 e a bobina de Helmholtz.	85
5.9	Primeira versão da topologia de Fonte de Corrente controlada por Tensão utilizada no <i>driver</i> da bobina.	86
5.10	Segunda versão da topologia de Fonte de Corrente, topologia <i>Howland Current Pump</i> , controlada por Tensão utilizada no <i>driver</i> da bobina.	87
5.11	Esquema reduzido para a ligação dos elementos comerciais do magnetômetro e os conversores ADC da placa DS2211 do simulador HiL.	89
5.12	Diagrama da placa eletrônica para condicionamento do sinal dos eixos lidos do magnetômetro para a placa DS2211.	90
5.13	Esquema de montagem do AHRS Spatial em cima da peça de alinhamento do E-MEMS.	92
6.1	Posicionamento do sensor <i>fluxgate</i> dentro da bobina utilizando da mesa construída para alinhamento e marcação dos passos para a movimentação do sensor.	96

6.2	Diagrama da montagem experimental para validação e limites técnicos da bobina de Helmholtz utilizada na plataforma HiL.	97
6.3	Equipamentos e bancada para a conexão com o esquema da Fig. 6.1 para o desenvolvimento do teste mostrado no diagrama da Fig. 6.2. . .	98
6.4	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, com o sistema desligado, deslocando o sensor ao longo do eixo z	100
6.5	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, aplicando correntes nos enrolamentos de forma a anular o campo geomagnético na origem da bobina, deslocando o sensor ao longo do eixo z	100
6.6	Comparação das leituras das Figs. 6.5 e 6.4 considerando o valor de campo no ponto central como origem.	101
6.7	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, considerando o deslocamento no eixo z , subtraindo os valores do campo da Fig. 6.5 dos valores da Fig. 6.4, desconsiderando o valor lido no centro desta.	102
6.8	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando 1,76 A de corrente no enrolamento do eixo y	103
6.9	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando $-1,76$ A de corrente no enrolamento do eixo y	103
6.10	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando 1,76 A de corrente no enrolamento do eixo y corrigidos pelo campo magnético local.	104
6.11	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor <i>fluxgate</i> considerando o deslocamento no eixo z e aplicando $-1,76$ A de corrente no enrolamento do eixo y corrigidos pelo campo magnético local.	104
6.12	Resultados das tensões observadas no sensor <i>fluxgate</i> para uma corrente de $I = 2$ A no enrolamento do eixo y considerando as cinco canaletas mais centrais.	107
6.13	Resultado gráfico da tensão observada no sensor <i>fluxgate</i> para uma corrente de $I = 2$ A no enrolamento do eixo y	108

6.14	Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor para as cinco canaletas centrais, considerando as correntes nos enrolamentos da Tab. 6.3.	109
6.15	Resultado gráfico da tensão observada no sensor <i>fluxgate</i> no eixo y para o campo zerado no centro da bobina de acordo com os valores da Tab. 6.3	109
6.16	Resultados das tensões corrigidas obtidas no eixo y do sensor para as cinco canaletas centrais, considerando os dados obtidos com $I_y = 2$ A subtraídos do resíduo do campo geomagnético ao redor da origem do sistema.	110
6.17	Resultado gráfico obtido para a tensão corrigida obtida no eixo y , considerando os dados obtidos com $I_y = 2$ A subtraídos do resíduo do campo geomagnético ao redor da origem do sistema.	111
6.18	Equipamentos e bancada para a conexão da bobina de Helmholtz e do sensor FGM3D com o sistema dSPACE.	114
6.19	Diagrama do modelo desenvolvido em <i>Simulink</i> para comandar o sistema da bobina pelo <i>hardware</i> modular dSPACE, anulando o campo magnético e gerando o campo requisitado.	114
6.20	Descrição dos erros devido a placa eletrônica do condicionamento do sinal do magnetômetro FGM3D e a forma proposta para a calibração dos mesmos.	117
6.21	(a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.	119
6.22	(a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.	119
6.23	Erros observados no sensor FGM3D em relação aos valores teóricos para as ondas das Figs. 6.21 e 6.22, respectivamente em (a) e (b). . . .	120
6.24	Medições observadas mantendo a corrente constante em cada um dos pares de enrolamentos.	122
7.1	Relação entre o campo magnético total que deve ser gerado pelo sistema, o campo esperado e o campo observado considerando o campo magnético terrestre e distorções presentes.	128

7.2	Simulação HiL proposta para o levantamento dos parâmetros de calibração para o uso da bobina em malha aberta conforme.	129
7.3	Primeiro e segundo perfil das formas de onda dos campos magnéticos gerados para o teste da calibração.	131
7.4	Terceiro e quarto perfil das formas de onda dos campos magnéticos gerados para o teste da calibração.	132
7.5	Dados da Fig 7.4 plotados em três dimensões, resultado em esferas com raio equivalente ao módulo do campo magnético gerado.	132
7.6	Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.	139
7.7	Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.	140
7.8	Erros com calibração de 1ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.	142
7.9	Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.	142
7.10	Erros com calibração de 2ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.	144
7.11	Erros com calibração de 2ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.	145
7.12	Erros com calibração de 3ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.	147
7.13	Erros com calibração de 3ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.	147
8.1	Diagrama da metodologia implementada para controle digital da bobina com o simulador HiL desenvolvido.	152
8.2	Esquema implementado para análise prática da resposta ao degrau unitário de cada par de enrolamento da bobina de Helmholtz.	154
8.3	Resposta ao degrau em malha aberta simulada e obtida no sensor FGM3D, para cada um dos pares de enrolamento.	156
8.4	Resposta ao degrau em malha fechada simulada e saída do controlador PID para o controle de cada canal.	157

8.5	Resposta ao degrau em malha fechada com o controlador PID, dados obtidos pelo sensor FGM3D para cada par de enrolamento.	158
8.6	Erros obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3, para sistema em malha fechada com o controlador PID digital desenvolvido.	159
8.7	Erros obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4, para sistema em malha fechada com o controlador PID digital desenvolvido.	160
9.1	Exemplo de conjunto de dados para um sensor magnético qualquer, cuja calibração pelo método de variância mínima não apresenta convergência.	171
9.2	(a) Conjunto de pontos com distribuição melhor adequado para a calibração. (b) Conjunto com distribuição menos adequada para a calibração. . .	173
9.3	Montagem do sistema com o AHRS Spatial e o E-MEMS para os testes com <i>hardware</i> modular.	175
9.4	Diagrama do modelo desenvolvido em <i>Simulink</i> para receber, processar e armazenar os dados do E-MEMS e do AHRS Spatial.	176
9.5	Distribuição dos dados à serem gerados na bobina de Helmholtz, considerando sua representação na esfera unitária normalizada.	177
9.6	Diagrama para a aplicação do simulador HiL e da bobina de Helmholtz para a calibração de sensores	177
9.7	Posicionamento do AHRS Spatial e do E-MEMS para os testes de calibração com a bobina de Helmholtz.	178
9.8	Exemplo e explicação dos pontos notáveis em um diagrama de caixa.	180
9.9	Distribuição dos dados teóricos simulados, com a adição dos erros descritos na Eq. 9.31, utilizados na validação da metodologia de calibração proposta.	181
9.10	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.	182
9.11	Distribuição dos fatores de escala para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.	182

9.12	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.	182
9.13	Comportamento dos <i>offsets</i> estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto.	183
9.14	Comportamento dos fatores de escala estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto. . . .	184
9.15	Comportamento da estimação dos ângulos de alinhamento estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto.	184
9.16	Erro dos <i>offsets</i> estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$). . .	185
9.17	Erro dos fatores de escala estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$).	185
9.18	Erro dos ângulos de alinhamentos estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$).	186
9.19	Distribuição na esfera dos dados dos magnetômetros do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS sem correções, para um dos conjuntos de 572 pontos.	187
9.20	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.	187
9.21	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.	187
9.22	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos. . .	188
9.23	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.	189
9.24	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.	189

9.25	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.	189
9.26	Distribuição na esfera dos dados dos magnetômetros do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS após a correção dos dados para um dos conjuntos de 572 pontos, considerando os parâmetros das Tabs. 9.2 e 9.3.	190
9.27	Comportamento dos <i>offsets</i> estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	191
9.28	Comportamento dos fatores de escala estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	191
9.29	Comportamento dos ângulos de alinhamento estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	191
9.30	Comportamento dos <i>offsets</i> estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	192
9.31	Comportamento dos fatores de escala estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	192
9.32	Comportamento dos ângulos de alinhamento estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).	192
9.33	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando 75 amostras com 572 pontos.	194
9.34	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.	194
9.35	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.	194
9.36	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando 75 amostras com 572 pontos.	195

9.37	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.	195
9.38	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.	195
9.39	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	197
9.40	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	197
9.41	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando aos dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	197
9.42	Distribuição dos <i>offsets</i> para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	198
9.43	Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	198
9.44	Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando aos dois testes realizados com intervalo de 72 horas.	198
10.1	Diagrama para a aplicação da plataforma HiL para a simulação da órbita LEO e do campo geomagnético na bobina de Helmholtz.	201
10.2	Modelo em Simulink responsável por realizar a simulação orbital e do respectivo campo geomagnético para um objeto genérico em órbita LEO.	203
10.3	Resultado do parâmetros R para cada eixo para a órbita simulada.	206
10.4	Representação da Órbita simulada a partir dos resultados da Fig. 10.3 no globo terrestre.	206
10.5	Posicionamento do objeto para a órbita simulada sobre o globo terrestre.	207
10.6	Campo magnético observado, em relação ao sistema de coordenadas ECI, para a órbita simulada.	207
10.7	Velocidade angular do corpo na órbita simulada.	208

10.8	Quatérnion da atitude do corpo em relação ao sistema ECI.	208
10.9	Valor teórico do campo geomagnético observado pelo sistema de coordenadas do corpo em órbita.	209
10.10	Campo magnético observado no sensor FGM3D para o campo gerado na bobina e o erro em relação aos resultados da Fig. 10.9.	209
10.11	Campo magnético observado nos sensores magnéticos do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS.	210
10.12	Módulo do campo magnético observado nos sensores do magnetômetro <i>fluxgate</i> , do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS.	211
10.13	Erro do módulo do campo magnético observado nos sensores do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS em relação ao módulo esperado da Fig. 10.6.	211
A.1	Diagrama da placa DS1006 do sistema dSPACE.	219
A.2	Diagrama da placa DS2211 do sistema dSPACE.	220
B.1	Características técnicas do sensor FGM3D com fundo de escala de 100 nT. Para a versão do sistema (250 nT), os valores de resolução e ruído devem ser multiplicados por 2, 5, enquanto que a sensibilidade deve ser dividida por 2, 5.	221
A.1	Diagrama genérico de um sistema embarcado.	236
A.2	Representação de um sistema embarcado centralizado.	236
A.3	Representação de um possível sistema embarcado distribuído.	237
A.4	Elementos básicos de uma ferramenta para projetos com modelos.	243
A.5	Processo e etapas em um projeto de engenharia buscando a modularização deste em etapas menores que posteriormente serão integradas.	245
B.1	Esquemático da placa para condicionamento do sinal de saída do magnetômetro FGM3D com a placa DS2211.	247
B.2	Esquemático da 1ª versão do <i>driver</i> da bobina de Helmholtz para geração da corrente a partir do DAC da placa DS2211.	248
B.3	Esquemático do <i>driver</i> da bobina baseado na <i>Howland Current Pump</i> para geração da corrente a partir do DAC da placa DS2211.	249
C.1	Medições do campo no sensor <i>fluxgate</i> para o eixo <i>x</i>	251

C.2	Medições do campo no sensor <i>fluxgate</i> para o eixo <i>y</i>	252
C.3	Medições do campo no sensor <i>fluxgate</i> para o eixo <i>z</i>	252
C.4	Módulo das medições do campo no sensor <i>fluxgate</i>	252
C.5	Tensão medida no sensor do eixo <i>y</i> para cada uma das 11 canaletas do eixo <i>x</i> com $I = 1,76$ A no eixo <i>y</i>	253
C.6	Tensão medida no sensor do eixo <i>y</i> para cada uma das 11 canaletas do eixo <i>x</i> com o campo zerado no centro da bobina.	254
C.7	Tensão corrigida considerando a subtração da tensão medida com a $I = 1,76$ A em relação a tensão obtida com o campo zerado no centro da bobina.	255
C.8	(a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.	256
C.9	(a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.	256
C.10	(a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.	257

Lista de Tabelas

3.1	Principais características das bobinas de Helmholtz comerciais de três eixos pesquisadas.	40
5.1	Parâmetros teóricos elétricos e dos enrolamentos da bobina de Helmholtz projetada em Germanovix (2014).	82
5.2	Parâmetros elétricos e dos enrolamentos obtidos e medidos no protótipo da bobina de Helmholtz a ser usada na simulação HiL.	82
5.3	Características técnicas dos sensores do AHRS Spatial.	92
6.1	Resultados e análise da uniformidade considerando a variação em z considerando corrente de 1,76 A no enrolamento do eixo y	105
6.2	Resultados e análise da uniformidade considerando a variação em z considerando corrente de -1,76 A no enrolamento do eixo y	105
6.3	Valores obtidos para reduzir ao máximo possível, durante o teste de uniformidade, o campo magnético no centro da bobina.	107
6.4	Valores de tensões máximos e mínimos obtidos em áreas distintas, índice de uniformidade do campo gerado e índice de uniformidade no volume estimado considerando o campo corrigido pelo valor residual.	111
6.5	Valores de tensões máximos e mínimos obtidos em áreas distintas, índice de uniformidade do campo gerado e índice de uniformidade no volume estimado considerando o campo gerado sem correções do valor residual.	112
6.6	Valores das medições realizadas para o procedimento de calibração da placa de condicionamento do Sensor FGM3D.	116
6.7	Parâmetros obtidos para a calibração pela reta utilizando os dados em conjunto com a ferramenta <i>polyfit</i> do Matlab.	117
6.8	Valores das medições realizadas após o procedimento de calibração.	118
6.9	Análise dos ruídos obtidos para os três canais da bobina de Helmholtz em conjunto com o sistema HiL projetado.	122

6.10	Resultados e resoluções necessárias para atender aos sensores MEMS magnéticos disponíveis.	125
7.1	Análise dos erros para as ondas da Fig. 7.6.	140
7.2	Análise dos erros para as ondas da Fig. 7.7.	141
7.3	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.8.	143
7.4	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.9.	144
7.5	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.10.	146
7.6	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.11.	146
7.7	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.12.	148
7.8	Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.13.	148
7.9	Tabela comparativa com os valores máximos dos erros encontrados e com a raiz do valor quadrático médio.	149
8.1	Análise dos erros para as ondas das Figs. 8.6.	160
8.2	Análise dos erros para as ondas das Figs. 8.7.	161
9.1	Parâmetros de calibração obtidos para os dados simulados considerando o uso dos 300 conjuntos.	184
9.2	Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro do AHRS considerando o uso dos 100 conjuntos de 572 pontos.	188
9.3	Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS considerando o uso dos 100 conjuntos de 572 pontos.	190
9.4	Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da AHRS Spatial, considerando o uso dos 75 conjuntos de 572 pontos, para teste realizado com intervalo de 72 horas entre os resultados da Tab. 9.2.	194
9.5	Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o uso dos 75 conjuntos de 572 pontos, para teste realizado com intervalo de 72 horas entre os resultados da Tab. 9.3.	195
C.1	Medições máximas e mínimas observadas no sensor FGM3D por eixo e respectiva variação percentual para o teste sem a bobina.	252

Lista de Abreviaturas e Siglas

- ABS** Sistema de Freio Antitravamento (*Anti-lock Breaking System*)
- ADC** Conversor Analógico para Digital (*Analog to Digital Converter*)
- ADCS** Sistema de Determinação e Controle de Atitude (*Attitude Determination and Control System*)
- AHRS** *Attitude and Heading Reference System*
- AWG** *American Wire Gauge*
- BNC** *Bayonet Neill Concelman*
- COTS** Componentes de Prateleira (*Commercial-of-the-shelf*)
- DAC** Conversor Digital para Analógico (*Digital to Analog Converter*)
- DCM** Matriz de Cossenos Diretores (*Direct Cosine Matrix*)
- DSP** Processamento Digital de Sinal (*Digital Signal Processor*)
- E-MEMS** Experiência MEMS
- ECEF** Sistema Centrado e Fixo na Terra (*Earth-Centered, Earth-Fixed System*)
- ECI** Sistema Inercial Centrado na Terra (*Earth-Centered Inertial System*)
- ECU** Unidade de Controle Eletrônica (*Electronic Control Unit*)
- ES** Sistema Embarcado (*Embedded System*)
- FPGA** *Field Programmable Gate Array*
- GPS** Sistema de Posicionamento Global (*Global Positioning System*)
- HCP** Fonte de Corrente tipo Howland (*Howland Current Pump*)
- HiL** *Hardware-in-the-Loop*
- ISA** *Industry Standard Architecture*
- LEO** Órbita Terrestre Baixa (*Low-Earth Orbit*)

MARG *Magnetic, Angular Rate and Gravity*

MBD Projeto Baseado em Modelos (*Model-Based Design*)

MEMS *Micro-Electro-Mechanical Systems*

MSE Erro Quadrático Médio (*Mean-Square-Error*)

PHS *Peripheral High-Speed*

PID Proporcional-Integral-Derivativo

PSO Otimização por Enxame de Partículas (*Particle swarm optimization*)

PWM Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)

QUEST *QUaternion ESTimator*

RAX *Radio Aurora Explorer*

RMSE Raiz Quadrada do Erro Quadrático Médio (*Root-Mean-Square-Error*)

RTI Biblioteca Real-Time Interface dSPACE

RTOS Sistemas Operacionais em Tempo Real (*Real-Time Operating Systems*)

RTS Sistemas em Tempo Real (*Real-Time Systems*)

SGP Modelo simplificado de perturbações orbitais (*Simplified General Perturbation*)

SUT Sistema em Teste (*System Under Test*)

TRIAD *TriAxis Attitude Determination*

UART *Universal Asynchronous receiver/transmitter*

VANT / UAV Veículo Aéreo Não Tripulado (*Unmanned Aerial Vehicle*)

VI *LabView Virtual Instrument*

WMM Modelo Magnético Terrestre (*World Magnetic Model*)

ZYX Sequência aeroespacial para rotações

Lista de Símbolos

símbolo	descrição
x, y, z	representação dos eixos nas coordenadas cartesianas
φ, θ, Ψ	representação dos ângulo de Euler: rolagem, elevação, ar-fagem
\mathbf{v}_{obs}	conjunto de vetores de atitude observados
\mathbf{v}_{ref}	vetor de atitude de referência
\mathbf{R}	matriz de atitude (rotação) pelos ângulos de Euler
\mathbf{R}_{Ψ}^z	matriz de rotação de Ψ no eixo z
\mathbf{R}_{θ}^y	matriz de rotação de θ no eixo y
\mathbf{R}_{φ}^x	matriz de rotação de φ no eixo x
$\mathbf{i}, \mathbf{j}, \mathbf{k}$	números complexos formando uma base canônica
\tilde{q}	representação do quatérnion
q_0	representação componente escalar do quatérnion
$q_1\mathbf{i} + q_2\mathbf{j} + q_3\mathbf{k}$	representação componente vetorial do quatérnion
\mathbf{q}	componente vetorial do quatérnion
$\hat{\mathbf{u}}$	vetor unitário formado pelas componentes vetoriais do quatérnion
L_q	operador quaterniônico
\mathbf{Q}	matriz de atitude representada pelo quatérnion
\mathbf{A}	representação da matriz que rotaciona i -ésimos vetores de referência aos i -ésimos vetores observados
μ_0	permeabilidade magnética no vácuo
\mathbf{B}	representação para um campo magnético
\mathbf{B}_A	campo magnético em um ponto A qualquer
$d\mathbf{l}$	elemento retilíneo infinitesimal
$\mathbf{B}_O^{\text{total}}$	campo magnético total na origem da bobina de Helmholtz
N	número total de espiras do enrolamento da bobina de Helmholtz
L	comprimento da aresta de uma bobina de Helmholtz quadrada

continua...

símbolo	descrição
σ	relação entre a distância dos enrolamentos da bobina da Helmholtz e o comprimento do lado
i	corrente elétrica aplicada no enrolamento da bobina de Helmholtz (exceto definição nos Caps. 4 e 10)
d	distância ótima entre um par de enrolamentos de uma bobina de Helmholtz
$\mathbf{B}_l, \mathbf{B}_{\text{local}}$	vetor do campo magnético local
u_x, u_y, u_z	componentes do campo magnético local
$\hat{\mathbf{B}}_k$	k -ésimo vetor do campo magnético observado por um sensor magnético para o problema de calibração
$\hat{u}_x, \hat{u}_y, \hat{u}_z$	leituras de um sensor magnético (sem correções)
\mathbf{C}_{sf}	matriz diagonal contentando os fatores de escala para o problema de calibração
\mathbf{C}_{ma}	matriz com os ângulos de alinhamento para o problema de calibração
\mathbf{b}	vetor de <i>offsets</i> para o problema de calibração
\mathbf{e}_k	vetor com o ruído gaussiano associado com a medida k de um sensor magnético
B_x, B_y, B_z	componentes do campo magnético nas coordenadas cartesianas
a, b, c	parâmetros de calibração referentes aos fatores de escala nos eixos x, y, z
x_0, y_0, z_0	parâmetros de calibração referente aos <i>offsets</i> nos eixos x, y, z
ρ, ϕ, λ	parâmetros de calibração referente aos erros de alinhamento dos eixos
$\{\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3\}$	tríade para as coordenadas do sistema inercial centrado na Terra
$\{\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3\}$	tríade para as coordenadas do sistema centrado e fixo na Terra
θ_{GMST}	ângulo horário de Greenwich (<i>Greenwich Mean Sidereal Time angle</i>)
e	excentricidade de movimento orbital
f	anomalia verdadeira da elipse para o movimento orbital
u	anomalia excêntrica da elipse para o movimento orbital

continua...

símbolo	descrição
a	semi-eixo maior da elipse para o movimento orbital
b	semi-eixo menor da elipse para o movimento orbital
p	<i>semi-latus rectum</i> da elipse para o movimento orbital
r_a	apoapse, afélio ou apogeu do movimento orbital
r_p	periapse, perihélio ou perigeu do movimento orbital
μ	constante gravitacional terrestre
M	ângulo de anomalia média para o movimento orbital
i	inclinação da órbita (definição usada nos Caps. 4 e 10)
Ω	nodo ascendente
ω	argumento do perigeu
$\mathbf{v} = (x; y; 0)$	coordenadas do movimento elíptico, definidas no plano do equador relativas ao sistema inercial
$\mathbf{V} = (X; Y; Z)$	coordenadas do posicionamento espacial para o problema orbital, relativo ao sistema inercial
\mathbf{I}	matriz de inércia de um corpo rígido
I_x, I_y, I_z	componentes da matriz de inércia para os eixos x, y, z
\mathbf{M}	sequência de torques aplicados sobre um corpo rígido
M_x, M_y, M_z	torques aplicados sobre os eixos x, y, z
\mathbf{w}	vetor da velocidade angular sobre um corpo rígido
w_x, w_y, w_z	velocidade angular sobre os eixos x, y, z
$\mathbf{\Omega}'$	matriz anti-simétrica para a cinemática de um corpo rígido
Q	resolução do sistema
\mathbf{K}	matriz com os parâmetros de calibração da bobina de Helmholtz, modelo de 1ª ordem
$\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3$	matrizes com os parâmetros de calibração da bobina de Helmholtz, modelo de 2ª ordem
$\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2, \mathbf{K}_3, \mathbf{K}_4$	matrizes com os parâmetros de calibração da bobina de Helmholtz, modelo de 3ª ordem
τ	constante de tempo de um circuito RC ou RL

Parte I

Sobre o Trabalho

1 Introdução

Devido aos avanços nas indústrias de semicondutores, microeletrônica e de *software*, o desenvolvimento de sistemas eletrônicos embarcados em tempo real sofreu uma imensa mudança nas últimas décadas. Estes se tornaram elementos de grande complexidade, funcionalidade e grau de processamento, viabilizando inclusive a formação de sistemas embarcados em tempo real distribuídos (SCHLAGER, 2008).

Naturalmente qualquer sistema em tempo real deve ser testado e validado antes de ser submetido a sua aplicação, independente da natureza. Todavia, dependendo de fatores como o *hardware*, *software* ou mesmo o ambiente ao qual o equipamento será submetido, os testes e validação podem não ser de fácil execução. Nesse contexto uma das formas mais minuciosas de validar o equipamento em desenvolvimento é através de simulações *hardware-in-the-loop* (HiL) executadas em sistemas modulares.

A aplicação da simulação HiL permite validar e testar um protótipo em desenvolvimento, ou parte deste, de forma mais rápida, com um custo menor e sem causar riscos às partes envolvidas. Assim esta simulação viabiliza diminuir consideravelmente o tempo e custo total no desenvolvimento de sistemas embarcados complexos, além de proporcionar, em laboratório, um ambiente de teste com maior verossimilhança ao local onde o sistema final estará presente.

Por estas características, as simulações HiL hoje cada vez mais assumem um papel essencial em diversas indústrias, principalmente na automotiva (FATHY et al., 2006) e na aeroespacial (SCHLAGER, 2008). Em missões espaciais, conforme definido em Slafer (1993), o uso desta técnica é essencial para viabilizar e reduzir os custos de planejamento e testes das diversas etapas existentes ao longo da missão.

Outro fato importante é que estas duas indústrias lidam diretamente com sistemas que envolvem a dinâmica e cinemática de um corpo. A simulação de tais sistemas pode ser altamente complexa, principalmente dependendo do objetivo e condições nas quais o sistema deve ser testado e validado. A simulação HiL aparece como alternativa para viabilizar e acelerar o desenvolvimento e testes destes sistemas.

Especificamente na indústria espacial, sistemas de navegação e de determinação

e controle de atitude podem ser beneficiados com o uso da simulação HiL. Assim, este trabalho propõem o desenvolvimento de uma plataforma para simulação HiL, que futuramente possa ser utilizada no desenvolvimento e testes de pequenas missões espaciais, como *cubesats*, principalmente para subsistemas de determinação e controle de atitude (ADCS) e relacionados.

Dentro deste problema de determinação, estimação e controle de atitude (WERTZ, 1978), um dos elementos essenciais em diversas aplicações espaciais são sensores magnéticos. Estes são utilizados para a medição do campo magnético terrestre, que por se tratar de um fenômeno cujo vetor pode ser bem definido, é amplamente utilizada como referência em diversos sistemas voltados a tais aplicações.

Focando em aplicações espaciais que fazem uso de sensores magnéticos, este trabalho propõem a integração de uma bobina de Helmholtz, sistema capaz de gerar campos magnéticos (ADAME et al., 2010), em conjunto com a simulação HiL. Simuladores de campo geomagnético são aplicados em diversos trabalhos, desde a calibração de sensores (BRONAUGH, 1995), até o estudo de ADCS (KLESH et al., 2009).

O uso de uma plataforma constituída por um simulador HiL e uma bobina de Helmholtz, pode unir as vantagens e benefícios de ambos para auxiliar o desenvolvimento e testes de sistemas espaciais, como aplicado por Haddox (2014) para o sistema de ADCS do satélite universitário americano IliniSat-2.

Este trabalho procura agregar os elementos apresentados, unindo-os para o desenvolvimento de uma plataforma modular que possa ser utilizada em testes de sistemas espaciais que façam uso de sensores magnéticos e componentes de baixo custo. Principalmente para aplicações com dispositivos produzidos em série (componentes de prateleira), conhecidos como *commercial-of-the-shelf components* (COTS) e sensores MEMS (*Micro-Electro-Mechanical Systems*) (KRAFT; WHITE, 2013).

1.1 Motivação e Descrição do Problema

O grupo de pesquisa do *Laboratório de medidas Inerciais e Instrumentação Eletrônica aplicada a sistemas Espaciais*, da Universidade Estadual de Londrina, trabalha com pesquisas que utilizam sensores magnéticos desde o trabalho de Granziera Jr. (2006). Sendo que o foco deste foi a determinação de atitude a partir de sensores MEMS.

A continuidade daquele trabalho levou a diversos outros relacionados a sistemas de determinação de atitude, conforme visto em Silva (2008), Godoi, Tosin e Granziera Jr. (2010), Takahashi (2011), dentre outros, e também relacionados a calibração de

sensores magnéticos e acelerômetros, relatados em Tormena Jr. (2010), Takahashi et al. (2010) e Granziera Jr. et al. (2011b).

Apesar dos trabalhos anteriores apresentarem resultados relevantes e contribuições em diversos aspectos, em grande parte a comprovação dos algoritmos se deu somente pelas simulações. Resultados com os dados reais foram exceções e, quando existentes, sempre obtidos por análises *a posteriori* da coleta.

A contribuição dos trabalhos anteriores levou a proposta do desenvolvimento de um sistema embarcado com múltiplos sensores MARG (*Magnetic, Angular Rate, Gravity*), cuja 1ª versão foi apresentada em Granziera Jr., Kuga e Tosin (2011a) e Tosin, Granziera Jr. e Silva (2010). Este teria como conceito ser utilizado para propagar a atitude de um pequeno satélite, fundindo informações do seu conjunto de quatro girômetros e dados externos através do um filtro de Kalman. Ademais, seria possível determinar a atitude em ambientes terrestres, onde o uso de acelerômetros é válido. A ideal final evoluiu ao sistema apresentado em Batista et al. (2014b), sendo este um dos elementos da plataforma HiL desenvolvida e discutido detalhadamente na seção 5.4.

Batista, Granziera Jr. e Tosin (2014a) validaram o projeto anterior com o desenvolvimento de um protótipo. No entanto, novamente a aplicação dos algoritmos em um sistema embarcado não foi realizada. No mesmo trabalho foi desenvolvido, em Matlab/Simulink, um ambiente capaz de adquirir e processar os dados lidos dos sensores. O ambiente se mostrou capaz de processar os dados paralelamente a sua aquisição validando etapas antes somente simuladas. Todavia, devido a impossibilidade de garantir a execução em tempo real, os resultados e análises dos dados colhidos não foram plenamente conclusivas.

Com os resultados promissores descritos em Batista, Granziera Jr. e Tosin (2014a), mas em função das dificuldades de validação com dados reais, houve a concretização da implementação de um *hardware* modular para realizar a simulação HiL como forma de contornar as dificuldades encontradas pelo grupo de pesquisa. Este sistema possibilitaria testar e avaliar com maior certeza os sistemas eletrônicos desenvolvidos. Algoritmos, *hardwares*, ambientes de operação do sistema, detecção de falhas, dentre outros, são fatores que poderiam ser avaliados por meio desta simulação.

Em paralelo aos dois últimos trabalhos citados, Germanovix (2014) projetou uma bobina de Helmholtz de três eixos quadrada. Esta seria capaz de testar, validar e calibrar sistemas espaciais com sensores magnéticos, em especial aqueles voltados à determinação de atitude. Diante deste projeto, houve a motivação para unir o sistema modular com a bobina, de forma a elaborar uma plataforma de simulação HiL em conjunto com um simulador magnético e aplicado a sistemas espaciais.

1.2 Objetivos e Contribuições

Diante da problemática apresentada, o objetivo principal do trabalho foi o desenvolvimento de uma plataforma modular que futuramente possa ser utilizada para testar, validar e auxiliar no desenvolvimento de sistemas eletrônicos e missões espaciais que fazem uso de sensores magnéticos. Os dois principais elementos desta são um *hardware* modular comercial dedicado da empresa dSPACE, para atuar como simulador HiL e uma bobina de Helmholtz de três eixos quadradas.

O sistema ainda possui outros elementos, como um AHRS (*attitude and heading reference system*) comercial, um sistema desenvolvido de sensores MARG, um sensor magnético *fluxgate* comercial, dentre outros necessários para o funcionamento integrado da plataforma.

Deste modo parte da contribuição geral deste trabalho foi a especificação dos diversos elementos comerciais e o auxílio no desenvolvimento dos sistemas não comerciais.

1.2.1 Contribuições Específicas

As contribuições específicas incluem etapas necessárias para a montagem dos sistemas da plataforma HiL, seguido da validação e testes da plataforma e por fim sua aplicação em dois tópicos específicos. Abaixo são listadas as principais contribuições realizadas.

Desenvolvimento e testes da Experiência MEMS: parte da contribuição deste trabalho foi no auxílio do projeto, desenvolvimento, montagem e testes do sistema composto por sensores MARG de baixo custo, denominado Experiência MEMS. Atualmente a experiência está escalada para participar de um voo suborbital em parceria com a Agência Espacial Brasileira (AEB). Esta será lançada como carga útil do veículo suborbital VSB-30 pelo programa Microgravidade da AEB.

Montagem e validação da bobina de Helmholtz: o projeto da bobina de Helmholtz foi realizado à priori por Germanovix (2014), sendo parte das contribuições do presente trabalho a montagem do protótipo final, os testes de validação e os resultados iniciais com o sistema.

Construção de um sistema para utilização da bobina: para o acionamento da bobina com o sistema dSPACE, foi necessário o desenvolvimento de sistemas eletrônicos auxiliares. Os dois principais são o *driver* de corrente controlado por tensão, baseado na topologia da *Howland-Current-Pump* (HCP), e sistemas de condicionamento de sinal, para adequar os níveis de tensão dos conversores das placas presentes no dSPACE com o restante do sistema.

Estudo sobre o acionamento da bobina: o trabalho discute em detalhes a metodologia implementada para comandar o campo magnético gerado na bobina através do *hardware* dSPACE. São feitas análises para operar o sistema em malha aberta ou fechada. No primeiro caso são discutidos e analisados modelos de calibração para o sistema, enquanto que no outro é descrito detalhadamente a implementação de um controlador digital PID.

Análise sobre a calibração de magnetômetros: parte da contribuição deste trabalho é o estudo dos métodos de calibração de sensores magnéticos. Em especial aqueles descritos por Foster e Elkaim (2008) e Takahashi et al. (2010).

Como ambos haviam sido implementados pelo grupo de pesquisa, porém com diversas restrições e casos onde não havia a convergência dos algoritmos, este trabalho realiza uma investigação prática e apresenta as restrições e como contornar os problemas encontrados.

Calibração de magnetômetros com a plataforma: a partir dos dois métodos de calibração citados anteriormente, este trabalho propõem e implementa uma metodologia específica para a calibração de sensores magnéticos pelo conjunto da plataforma.

Simulação de órbitas e campo geomagnético com a plataforma: a última contribuição do trabalho foi o desenvolvimento de um modelo capaz de simular órbitas terrestres baixas e um corpo capotando ao longo desta, utilizando o *hardware* modular dSPACE e executado em tempo real. O sistema também é capaz de gerar o campo geomagnético observado pelo corpo na bobina de Helmholtz. O objetivo é que esta simulação seja usada como base em futuros trabalhos.

1.3 Organização do Trabalho

O trabalho é dividido em seis partes principais. A primeira refere-se à introdução, apresentada no atual capítulo. A segunda parte descreve o estado da arte dos temas envolvidos no trabalho e é subdividida nos capítulos 2, 3 e 4. A terceira, referente ao capítulo 5, descreve detalhadamente a plataforma de simulação HiL desenvolvida e seus elementos. A parte quatro do trabalho foca nos testes e resultados específicos do sistema da bobina de Helmholtz, estando subdividida nos capítulos 6, 7 e 8. A quinta, composta pelos capítulos 9 e 10, descreve os testes e resultados para as aplicações propostas. A última parte, composta pelo capítulo 11, refere-se ao fechamento e conclusões finais. Os capítulos 2 ao 10 são resumidos a seguir.

Capítulo 2 - Simulação HiL: este é focado em apresentar uma visão geral sobre simulação *hardware-in-the-loop*.

Inicialmente são expostos conceitos básicos que motivaram e possibilitaram o surgimento desta técnica, como sistemas distribuídos e em tempo real, modelagem a partir de modelos dentre outros, seguido dos conceitos e requisitos para a utilização da simulação HiL.

Na sequência são discutidas as aplicações que podem ser beneficiadas através dessa simulação. Por fim é mostrada a motivação do uso dessa ferramenta para sistemas e missões espaciais e similares, onde são citados os trabalhos relacionados ao tema deste.

Capítulo 3 - Bobina de Helmholtz: apresenta uma revisão teórica e discute as características de uma bobina de Helmholtz de três eixos quadrada, sistema essencial da plataforma HiL desenvolvida.

É feita uma introdução sobre sistemas de geração de campos magnéticos e posteriormente apresentado os principais conceitos teóricos para bobinas quadradas, além de uma discussão das possíveis formas de se operar uma bobina. Na sequência são apresentadas bobinas com características similares ao sistema construído, sejam estes comerciais ou projetos específicos descritos na literatura. Por fim são citados trabalhos similares que aplicam a bobina de Helmholtz para a calibração de sensores magnéticos, validação e testes de sistemas de determinação e controle de atitude e simulação de órbitas.

Capítulo 4 - Aplicações Propostas: discute-se neste os pontos teóricos relevantes para a calibração de sensores magnéticos e a simulações de órbita terrestre baixa.

A primeira seção do capítulo é voltada ao problema da calibração, onde são discutidos a modelagem de um sensor magnético e os principais tipos de erros envolvidos na leitura de campos magnéticos. Posteriormente é feita a formulação teórica para o modelo apresentado e resumida as principais formas e soluções presentes na literatura.

A segunda seção discute o problema da simulação de órbitas e como é possível usar a bobina de Helmholtz para simular o campo geomagnético visto por um corpo orbitando a Terra. Esta seção apresenta os conceitos teóricos mínimos para compreender o problema orbital que posteriormente é implementado no capítulo 10. Estes conceitos são: atitude; sistemas de coordenadas; movimento elíptico e equação de Kepler; elementos keplerianos e posicionamento de satélites; modelos simplificados de perturbações orbitais; dinâmica e cinemática de um corpo rígido; e o modelo magnético terrestre.

Capítulo 5 - Sistemas e Equipamentos da Plataforma HiL: descreve detalhadamente a plataforma HiL proposta neste trabalho.

A primeira seção deste apresenta os requisitos, metodologia e fatores que levaram a implementação específica do sistema proposto. A seção seguinte apresenta o diagrama geral da plataforma, resumindo todos os itens e sistemas presentes.

O restante das seções descrevem cada um dos itens da plataforma, que são: *hardware* modular dSPACE; Experiência MEMS (E-MEMS); bobina de Helmholtz; magnetômetro *fluxgate* da empresa Sensys; sistema de determinação de atitude (AHRS) da empresa Advanced Navigation.

Capítulo 6 - Validação da Bobina de Helmholtz: apresenta a montagem final do protótipo da bobina de Helmholtz e os testes realizados para a validação da mesma. O capítulo possui duas principais vertentes.

A primeira visa validar o sistema sem o uso do *hardware* modular e da plataforma HiL, sendo focada principalmente em analisar a uniformidade obtida com a montagem final da bobina. A segunda é voltada à validação do funcionamento da bobina em conjunto com a plataforma HiL, analisando as características e limitações técnicas do sistema.

Também são apresentados os resultados e características técnicas dos sistemas auxiliares, como a fonte de corrente controlada por tensão que aciona a bobina.

Capítulo 7 - Calibração da Bobina de Helmholtz: descreve a metodologia e proposta de calibração da bobina de Helmholtz, cujos testes são realizados com a plataforma HiL e em malha aberta.

O capítulo descreve detalhadamente a metodologia e resultados dos testes para a calibração do sistema. São implementados e comparados os resultados para três modelos de calibração, distintos pela ordem de correção. Os modelos de 1ª e 2ª ordem são baseados no trabalho de Oliveira (2014), enquanto que o de 3ª ordem proposto é similar aos anteriores.

Capítulo 8 - Acionamento da Bobina em Malha Fechada: apresenta como utilizar a bobina em um sistema de malha fechada controlado pelo simulador HiL.

Uma primeira seção apresenta a metodologia para utilizar o *hardware* modular em um sistema de malha fechada com a bobina e o sensor magnético *fluxgate*. Nesta também são descritos as etapas e metodologia para a obtenção do controlador digital PID implementado no *hardware* dSPACE.

As duas seções restantes do capítulo apresentam, respectivamente, os resultados para a obtenção do controlador, seguido dos resultados efetivos e erros finais

observados com o sistema em malha fechada.

Capítulo 9 - Calibração de Magnetômetros: este descreve os modelos utilizados no problema da calibração, descrito previamente no capítulo 4, e também uma metodologia para realizar esta através da plataforma HiL desenvolvida.

A primeira seção apresenta a teoria dos dois modelos matemáticos utilizados para resolver o problema anteriormente descrito no capítulo 4. Na sequência o trabalho propõem uma metodologia específica para a calibração dos sensores utilizando a plataforma.

Por fim são apresentados uma série de resultados para dados simulados e práticos para o método proposto, havendo uma análise detalhada acerca dos resultados e da metodologia proposta para a calibração.

Capítulo 10 - Simulação de Órbitas: apresenta como implementar uma simulação de órbita terrestre baixa e de um corpo capotando ao longo desta utilizando a plataforma HiL.

Uma primeira seção descreve a metodologia para unir os elementos teóricos apresentados no capítulo 4 para realizar a simulação proposta na plataforma. Os resultados são apresentados diretamente na sequência. Estes validam o modelo construído, de forma a prover uma base para que futuros trabalhos utilizem a simulação em seus estudos.

Parte II

Estado da Arte

2 Simulação HiL

O objetivo deste capítulo é descrever uma simulação HiL, seus conceitos e apontar como esta é essencial no desenvolvimento de sistemas embarcados em aplicações espaciais, automotivas, aeronáuticas, dentre outras.

Este capítulo apresenta o contexto e características gerais da simulação HiL, não havendo grande aprofundamento teórico em como é feita sua implementação. O objetivo é prover conhecimento principalmente para estudantes e pessoas que venham a desenvolver trabalhos futuros com a plataforma HiL desenvolvida.

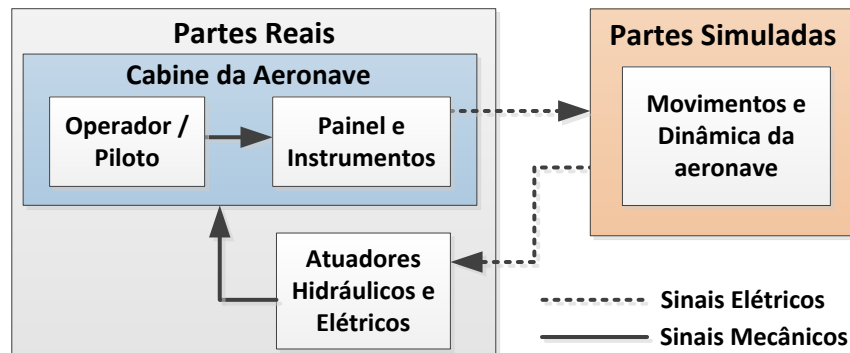
2.1 Fundamentos Básicos e Contexto Histórico

O conceito da simulação HiL teve início com as necessidades oriundas de aplicações das indústrias aeroespacial e de defesa. Segundo Isermann, Schaffnit e Sinsel (1999), a evolução de sistemas de simulação de voo (BAARSPUL, 1990) ao longo do século passado levaram ao desenvolvimento do que é considerado como um dos primeiros sistemas de simulação HiL no início da década de 50, cujo objetivo era o treinamento de pilotos de aeronaves.

A Fig. 2.1 mostra o diagrama do funcionamento deste simulador. O piloto e a cabine formavam a parte real do sistema, que contava com um sistema de acionamento hidráulico e elétrico responsáveis pelos movimentos do conjunto. A dinâmica da aeronave eram simuladas de acordo com os comandos do piloto e dos fatores externos, gerando os sinais para os atuadores. As primeiras versões possuíam controladores valvulados analógicos, que posteriormente evoluíram para processos em computadores.

O sistema descrito anteriormente era extremamente caro e complexo, devido principalmente a baixa capacidade de processamento das máquinas naquele tempo e difícil integração entre as partes de *hardware* e as partes simuladas em *software*. De acordo com Nabi et al. (2004), por esta razão, as indústrias aeroespaciais e de defesa passaram a utilizar a simulação HiL em aplicações com risco humano envolvido e onde o sistema em teste (SUT - *System Under Test*) era extremamente custoso.

Figura 2.1: Diagrama de um simulador de voo, considerado um dos primeiros sistemas de simulação HiL para treinamento de pilotos.



Fonte: O autor (2016).

O avanço tecnológico dos anos seguintes permitiram a difusão do uso da simulação HiL em diversas áreas além da própria expansão em aplicações espaciais, principalmente em sistemas dinâmicos e de controle. Certamente que a indústria automotiva foi a mais impactada, principalmente o desenvolvimento das unidades de controle eletrônicas (ECU - *Electronic Control Unit*) (FATHY et al., 2006). Atualmente a simulação HiL é utilizada em todo o processo de desenvolvimento de um veículo, desde a sua ECU, a sistemas de conforto e segurança, como freios ABS (Anti-lock Breaking System) e sistemas de estabilidade. Diversas indústrias tecnológicas e de manufatura, como o desenvolvimento de sistemas de automação e robótica (GU et al., 2007), também adotaram a simulação HiL como forma atender aos requisitos de custo, qualidade e tempo de mercado de seus projetos (HARRISON; TILBURY; YUAN, 2011). Cursos de engenharia, sobretudo disciplinas de controle, também sofreram avanços significativos (GREGA, 1999).

Outras indústrias também se beneficiam do uso de *hardware-in-the-loop*, seja no desenvolvimento de parte de um projeto maior ou no projeto como um todo. O contínuo e recente avanço da tecnologia permite que sistemas de simulação HiL sejam barateados e de mais fácil acesso. Portanto, simuladores HiL apresentam grande leque de aplicações em diversas indústrias, as quais ainda estão se adaptando a tal forma no desenvolvimento de produtos (HIMMLER, 2013).

A expansão de sistemas HiL conforme descrito é possível graças a união entre vários aspectos e fatores tecnológicos. Os principais que podem ser citados são:

- Avanço da capacidade de processamento em sistemas embarcados microcontrolados e sistemas distribuídos;
- Barateamento de componentes eletrônicos integrados de alto desempenho, sobretudo amplificadores operacionais, conversores analógicos-digitais (ADC) e

digitais-analógicos (DAC).

- Condicionamento de sinais e processamento digital de sinais (DSP);
- Processamento em tempo real e sistemas operacionais em tempo real (RTOS);
- Expansão de sistemas de projetos baseado em modelos;
- Integração entre *Software* e *Hardware*;
- Sistemas e componentes comerciais de produção em massa (*Commercial-off-the-shelf* - COTS).

Uma revisão dos três principais fundamentos básicos inerentes ao propósito da simulação HiL, sistema embarcado, sistemas em tempo real (RTS - *Real Time Systems*) e projeto baseado em modelo (MBD - *Model Based Design*), são discutidos no apêndice A.

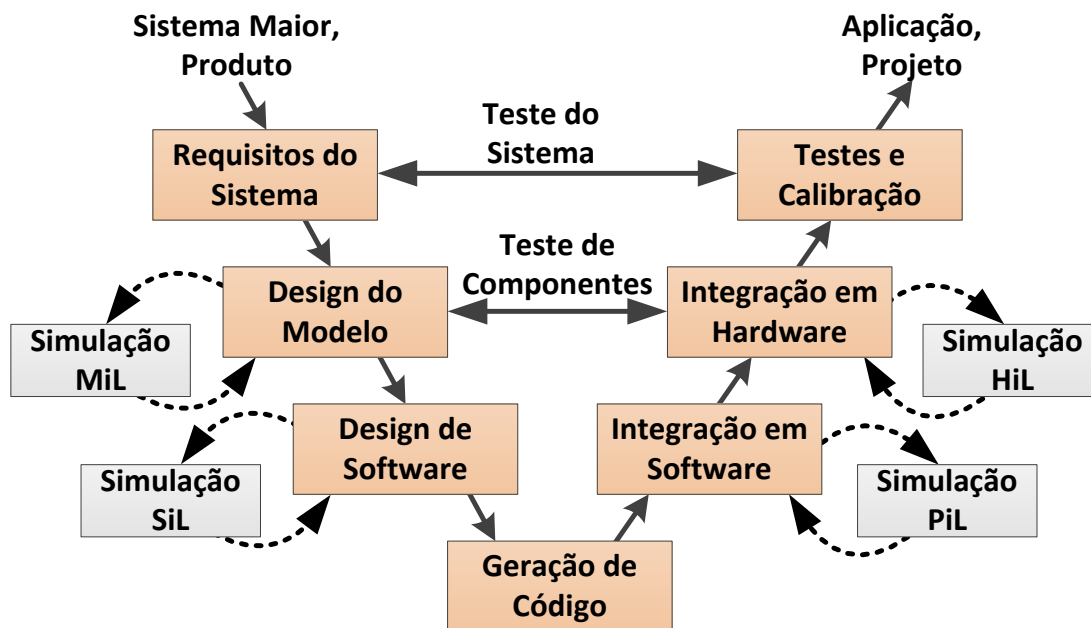
O fator relevante para a simulação HiL é que a união destes três tópicos, em especial a associação de sistemas embarcados em tempo real com projetos baseado em modelos possibilitaram uma nova forma de condução em projetos de engenharia, formando o conceito de *Projeto de Engenharia em V*.

Para sistemas eletrônicos, o desenvolvimento de um produto através do MBD visa reduzir a complexidade das etapas individuais do projeto, possibilitando que o desenvolvimento deste não seja realizado de forma linear, mas sim em um Projeto em V, conforme descrito na Fig. 2.2 (FREDERIKSEN, 2013).

A Fig. 2.2 mostra as possíveis etapas do desenvolvimento de um projeto MBD, seja este um subsistema de um projeto maior ou um sistema completo. Estas são: definição dos requisitos; desenvolvimento de um modelo (esquemático) em MBD (cujo exemplo clássico é o Matlab/Simulink); geração de código em linguagem C (ou similar); validação desta; geração do código na linguagem do *hardware* final da aplicação (e.g. microcontrolador); validação deste; implementação e testes no *hardware* construído.

É neste ponto que se faz necessário o entendimento do que é tratado na literatura como simulações *x-in-the-Loop*, onde temos a simulação feita diretamente pelo modelo desenvolvido (*model-in-the-loop* - MiL), a simulação do código em linguagem C (ou equivalente) gerada pelo compilador a partir do modelo desenvolvido (*software-in-the-loop* - SiL), seguida da validação do programa gerado com uma simulação com o código compilado diretamente em um processador de sistema embarcado em tempo real (*processor-in-the-loop* - PiL) para finalmente realizar as etapas de validação, testes

Figura 2.2: Etapas envolvidas no desenvolvimento de um sistema ou subsistema de um projeto de engenharia com o auxílio de projetos baseados em modelos.



Fonte: O autor (2016).

e integração entre os *hardwares* e *softwares* desenvolvidos, por meio da simulação *hardware-in-the-loop*.

2.2 Simulações *X-in-the-Loop*

Em muitas aplicações, o desenvolvimento de um *software* que garanta a funcionalidade e requisitos especificados é tão ou mais importante do que o próprio projeto de *hardware*. Portanto, a indústria atualmente deve atender aos menores tempos no desenvolvimento de um produto mantendo a confiabilidade, o que torna a integração entre *software* e *hardware* essencial em projetos MBD (BEINE; JUNGSMANN, 2003).

As simulações *x-in-the-loop* são uma forma de garantir e realizar testes em todos os níveis de desenvolvimento do projeto. Apesar de nem sempre ser necessário um ciclo completo, grande parte dos trabalhos relacionados ao tema deste, apresentados adiante, implementam ao menos as etapas de simulação MiL, PiL e HiL.

2.2.1 *Model-in-the-Loop* (MiL)

Este primeiro nível de simulação é realizado a partir de um único modelo dentro de uma única ferramenta, como o Simulink. Neste caso, tanto o sistema em teste (SUT) quanto o ambiente devem existir dentro do próprio modelo, isto é, o ambiente também

deve ser modelado por blocos próprios para que sinais simulados alimentem os blocos referentes ao SUT. Em uma primeira etapa, normalmente o modelo do SUT é testado com os sinais do ambiente simulado em malha aberta, sem a implementação de uma planta. Posteriormente a malha é fechada para testes com a planta do modelo.

2.2.2 *Software-in-the-Loop* (SiL)

O *software* desenvolvido a partir do modelo do SUT é testado seja este em malha aberta ou em malha fechada, em um computador tradicional sem depender de *hardware* específico. Normalmente este é desenvolvido em linguagem C (NOWICKA, 2009) a partir do modelo, independente de ser escrito manualmente ou gerado automaticamente a partir de um compilador presente na ferramenta utilizada. Este teste é basicamente funcional, sem ser capaz de validar aspectos específicos.

2.2.3 *Processor-in-the-Loop* (PiL)

A simulação PiL é muito similar a SiL, entretanto o *software* agora é executado em um processador específico similar ao processador que será utilizado no sistema embarcado da aplicação final. Normalmente a execução é feita em uma ferramenta de desenvolvimento (*evaluation board*). Bringmann e Kramer (2008) destaca que testes no nível PiL são de extrema importância para revelar problemas que possam ser causados pelo compilador ou pela arquitetura do processador, sendo o último nível de integração com custo relativamente baixo que permite a descoberta de erros *a priori* do desenvolvimento de *hardwares* específicos.

2.2.4 *Hardware-in-the-Loop* (HiL)

Neste último nível de simulação, o SUT passa a ser testado com a presença de seus *hardwares* e sistemas desenvolvidos. A literatura normalmente classifica este teste como o momento onde o *software* já é executado no sistema embarcado enquanto que o ambiente é simulado pelo sistema HiL. Apesar de correta, esta definição abrange apenas uma das possibilidades com a simulação HiL. Esta pode ser usada para testar gradativamente diversos nós de um sistema distribuído ou até mesmo o sistema como um todo. O conceito principal é que esta simulação é capaz de analisar em tempo real todos os sinais do SUT, sejam estes em *hardware* ou no simulador HiL.

2.2.5 Simulação Híbrida

Projetos baseados em modelos possuem a característica de executar simulação híbrida, que é descrito na literatura como a capacidade um sistema realizar o processamento de parte do ambiente em passo fixo (tempo discreto) e parte em tempo contínuo.

É importante que este termo não seja confundido com simulações onde parte do sistema está implementado em *hardware* e parte está em um ambiente de simulação. A simulação com elementos reais e simulados é descrita na literatura somente com o termo *hardware-in-the-loop* e, portanto, este trabalho adota este termo em sistemas mistos, onde há a presença de elementos reais e elementos simulados.

2.3 Vantagens da Simulação HiL

Atualmente, a simulação HiL possui diversas possibilidades de aplicações. Além do desenvolvimento, testes e integração de sistemas embarcados complexos, conforme abordado no apêndice A.3.5, uma plataforma HiL pode ser utilizada para a simulação de ambientes complexos ao qual o SUT será submetido, testar falhas e ocorrências indesejadas no SUT e aplicações como o treinamento de usuários para o uso de interfaces homem-máquina.

Dos diversos benefícios obtidos com a simulação HiL, destacamos a seguir as vantagens retratas por Isermann, Schaffnit e Sinsel (1999), Schlager, Elmenreich e Wenzel (2006) e Fathy et al. (2006).

Custo benefício: a simulação HiL diminui consideravelmente a quantidade de *hardware* em comparação com prototipagem física, permitindo também testes em laboratório simulando ambientes de campo;

Prototipagem rápida: além da característica anterior, protótipos podem ser rapidamente testados com o uso dos modelos desenvolvidos nos *softwares* apropriados, possibilitando testes mais cedo, diminuindo o tempo de implementação;

Repetibilidade: testes de sistemas em ambientes com muitas variáveis (e.g. suspensão de veículos, dinâmica de um avião) podem ser testados em ambientes controlados, aumentando a repetibilidade e consequente conhecimento sobre o comportamento do SUT;

Fidelidade e verossimilhança: com o correto modelo matemático, a simulação HiL atinge níveis de fidelidade muito superior a sistemas de simulação pura, sendo

em alguns casos com fidelidade igual a um teste do protótipo completo em seu ambiente de operação;

Monitoramento: o ambiente do simulador HiL permite que seu *software* monitore todas as variáveis dentro do *hardware* onde o modelo está implementado, facilitando também o acesso e monitoramento do SUT;

Testes de ambientes extremos: simulações de eventos extremos podem ser simulados ao invés de testados em ambiente real. Por exemplo, falhas em um sistema de piloto automático de um avião podem ser testadas para verificar o comportamento neste caso, o que seria inviável no ambiente real;

Testes de falhas e defeitos: o simulador HiL pode simular falhas e defeitos sem a necessidade de que estes ocorram efetivamente;

Segurança para interface homem-máquina: a simulação HiL é a ferramenta ideal para o treinamento de sistemas onde a interface homem-máquina é crítica, sendo a ponte ideal entre um sistema de simulação total e o uso do operador em testes.

Engenharia modular: uma mesma plataforma de HiL permite que equipes distintas do desenvolvimento de um sistema testem as partes separadamente sem a preocupação de problemas na integração, uma vez que é possível simular a parte a ser integrada;

Ambiente único: uma vez que um ambiente de simulação é desenvolvido, este pode ser usado para os mais diversos testes praticamente sem custos adicionais;

Todos os benefícios citados advém da sua estrutura da simulação HiL aliado com *hardwares* com extrema capacidade de processamento em tempo real. A seguir é abordada a estrutura da simulação HiL.

2.4 Conceitos da Simulação HiL

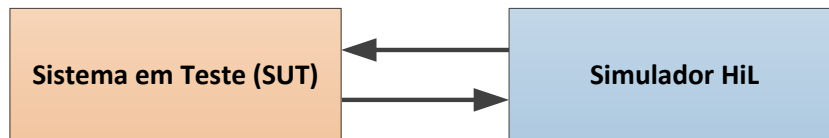
Conforme apontado por Köhl e Jegminat (2005) e Wältermann (2009), a simulação HiL pode atender a necessidades totalmente distintas que dependem muito da aplicação do usuário, portanto, é impossível definir somente uma estrutura para esse tipo de simulação.

Os conceitos a seguir são apresentados da forma mais genérica e seguindo o raciocínio apresentado por Schlager (2008), de forma a apresentar bem os elementos

básicos da simulação HiL e comprovando o alto grau de versatilidade obtidos a partir de plataformas HiL.

No nível mais abstrato, a simulação HiL pode ser resumida a dois elementos: o sistema em teste (SUT) e o simulador HiL. A Fig. 2.3 mostra essa representação.

Figura 2.3: Composição dos elementos bases da Simulação HiL.



Fonte: Adaptado de Schlager (2008).

2.4.1 Elementos do SUT e do Simulador HiL

O sistema em teste são os elementos a serem validados e testados, normalmente com a presença de sistemas embarcados. O SUT pode ser desde componentes eletrônicos, um microcontrolador simples, sistemas embarcados complexos, sistemas distribuídos até uma combinação de sistemas embarcados distribuídos com operação humana.

Conectado aos elementos anteriores está o simulador HiL, que é responsável por gerenciar, executar e realizar a interface entre a planta desenvolvida em *software* e o SUT. Desta forma, este é um sistema complexo que pode possuir diversos elementos dependendo da aplicação e também do simulador HiL utilizado, variando também se este for um sistema comercial ou um sistema de acesso livre. Considerando os sistemas comerciais existentes, o simulador HiL normalmente possui três elementos principais, sendo dois relacionados ao *hardware* modular e um ao *software* de controle no computador hospedeiro:

Sistema de processamento do *hardware* modular: conjunto de processadores responsáveis por executar o modelo matemático desenvolvido em um *software* específico, como por exemplo Simulink ou LabView.

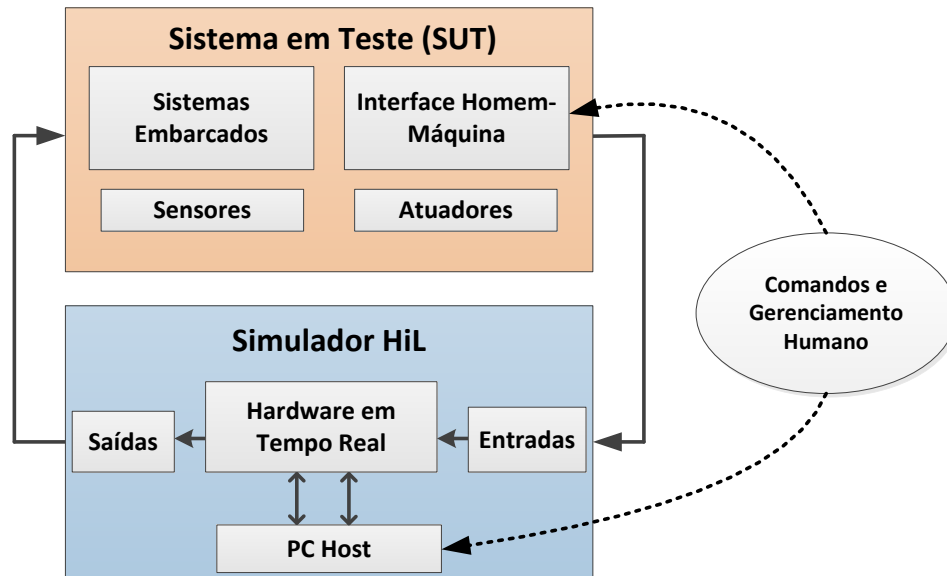
Periféricos do *hardware* modular: as entradas e saídas responsáveis por interconectar o controlador do HiL e o SUT. Podem ser desde interfaces analógicas e digitais, comunicações seriais, temporizadores e outros, desde que haja um *hardware* específico com suporte pelo modelo de *software* utilizado.

Computador Hospedeiro (*PC Host*): elemento responsável por monitorar e gravar todas as variáveis e eventos ocorridos no *hardware* em tempo real. Normalmente utiliza um *software* dedicado, podendo ser o mesmo ou não daquele utilizado

para gerar o modelo executado no *hardware*. Um aspecto importante é que este hospedeiro é capaz de atuar nas variáveis que estão em execução no *hardware* modular, de acordo com as necessidades do operador.

A Fig. 2.4 mostra um diagrama generalizado com os elementos principais normalmente presentes na simulação HiL.

Figura 2.4: Diagrama genérico de uma simulação HiL, podendo ser em malha aberta ou fechada.



Fonte: O autor (2016).

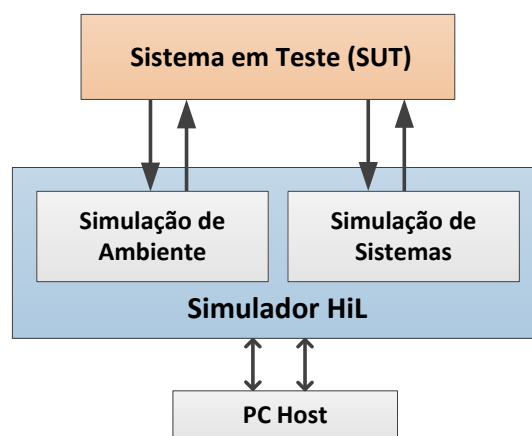
Percebe-se que o SUT pode ser um único elemento, como um sensor ou atuador, até sistema embarcado distribuído. Por sua vez, o simulador HiL deve possuir periféricos capazes de realizar a troca de informações com o SUT, suprindo-o com os sinais necessários e lendo suas saídas. Estas entradas e saídas são gerenciadas pelo do processador do *hardware* modular, que executa o modelo matemático desenvolvido anteriormente. Finalmente, o sistema conta com o hospedeiro, que é um computador comum executando o *software* específico para o monitoramento de todos os sinais, tanto do processador quanto dos periféricos do *hardware* modular. Esta última comunicação é bidirecional, fazendo com que o hospedeiro (comandado por um operador humano) seja capaz de alterar sinais e parâmetros de simulação a qualquer tempo no *hardware* modular, conforme a necessidade.

Como indicado, ações humanas ou comandos podem ser feitos tanto pelo SUT quanto pelo computador hospedeiro, que então transmitirá ao *hardware* modular. Essa característica aliada a capacidade de simulação dependente somente dos periféricos e modelo matemático desenvolvido, torna um simulador HiL uma ferramenta complexa que pode ser aplicada em quase todos os sistemas de engenharia.

2.4.2 Características do Simulador HiL

O simulador HiL é capaz de simular qualquer modelo matemático desde que seus periféricos deem o suporte necessário. Desta forma, através do *hardware* modular é possível simular as duas principais características de uma aplicação, que são: o ambiente ao qual o SUT pode ser submetido; sistemas físicos não presentes mas que estarão conectados ao SUT futuramente. Esta ideia é descrita na Fig. 2.5. É válido ressaltar que uma simulação HiL pode não incluir ambos elementos, de acordo com as necessidades do projeto.

Figura 2.5: Capacidades de simulações diversas em um *hardware* modular.



Fonte: O autor (2016).

Outra ressalva importante sobre simulações HiL é que estas não são feitas necessariamente em malha fechada. Apesar de parte da literatura tratar a simulação HiL como um sistema com retroalimentação, isso pode não ocorrer dependendo da aplicação. Analisando a Fig. 2.4, basta verificar que caso o modelo matemático que está rodando no *hardware* seja em malha aberta, o sistema pode operar normalmente.

Similar à teoria clássica de controle, o sistema em malha aberta significa que cálculos de um determinado período de tempo sejam independentes de acontecimentos passados. Assim, o comportamento dinâmico do sistema (caso exista) não é observável. Apesar deste fator o sistema ainda opera em tempo real, sendo que os sinais que saem do simulador HiL e alimentam o SUT são pré-definidas ou comandadas pelo hospedeiro. A simulação HiL em malha aberta pode ser aplicada quando não há a obrigatoriedade de implementação de um modelo matemático de uma planta no *hardware* modular. Etapas como testes funcionais dos elementos de baixo nível de um sistema embarcado, validação do comportamento operacional do protótipo construído e também alguns testes de integração podem ser feitos neste caso.

No caso da simulação HiL em malha fechada, o modelo matemático depende dos

cálculos anteriores para sua próxima iteração. Diferente da simulação MiL, o *hardware* modular deve obrigatoriamente atender aos requisitos temporais da simulação, de forma que o comportamento do SUT seja analisado sem a degradação da malha fechada. Neste caso, é essencial que o *hardware* disponível tenha capacidade de processamento para executar de forma apropriada a planta e modelo matemático desenvolvido. Normalmente a simulação HiL em malha fechada é utilizada para testes no nível de sistemas e de seu comportamento em ambientes simulados.

Um último ponto aqui salientado é que sistemas de simulação HiL normalmente são construídos de forma a permitirem o uso de múltiplos *hardwares* modulares com processadores de diversos núcleos. Neste caso, cada núcleo é responsável por executar um modelo de simulação construído, sendo que a compatibilidade entre os modelos e o paralelismos entre tarefas (por exemplo, dois processadores não podem assumir um mesmo periférico simultaneamente) é de responsabilidade do programador.

2.4.3 Requisitos da Simulação HiL

Os requisitos de uma simulação HiL são diferentes para cada aplicação. A aquisição de soluções comerciais ou desenvolvimento de uma plataforma de simulação HiL deve estar diretamente ligada ao objetivo do usuário. Segundo Eccles (2000) para definir o grau dos requisitos que serão apresentados na sequência, é essencial responder as seguintes perguntas:

- Qual a intenção com a simulação HiL?
- Qual o nível de detalhamento necessário?
- Qual o nível de fidelidade necessário?
- Como e onde será desenvolvido o modelo matemático?

Com os pontos acima bem definidos, deve ser levado em conta os requerimentos técnicos e econômicos (FATHY et al., 2006; SCHLAGER, 2008) para especificar um sistema HiL. Os principais pontos técnicos são:

Capacidade de tempo real: uma vez que as iterações entre o sistema físico e o sistema virtual são bidirecionais, é essencial que o simulador HiL atenda aos requisitos temporais. Normalmente, simulações HiL possuem tempo entre iterações da ordem de milissegundos ou até mesmo microssegundos e envolvem processos de integração no tempo. *Hardwares* de simulação HiL podem ser tanto em

tempo real *hard* quanto *soft*, podem ser implementados com o uso de FPGAs (*Field Programmable Gate Array*), RTOS (Sistemas Operacionais em Tempo Real), microcontroladores e diversas arquiteturas. As necessidades da aplicação implicam diretamente na escolha do sistema, visando evitar falhas temporais na simulação, o que normalmente resulta na perda do sentido da simulação HiL.

Modelagem adequada: além do requisito de tempo real, que também deve ser garantido pelo modelo desenvolvido na ferramenta escolhida, o modelo virtual deve ser capaz de capturar as ocorrências dinâmicas do sistema corretamente. Portanto, é essencial que o programador e operador do sistema não somente desenvolva este cuidadosamente como conheça as capacidades e limites de processamento da ferramenta utilizada.

Reprodutibilidade e observabilidade: a primeira característica está ligada a capacidade do sistema de realizar duas simulações em um mesmo SUT e obter resultados compatíveis. A observabilidade está diretamente ligada ao item subsequente, sendo que é primordial que todas as entradas e saídas do simulador HiL sejam observáveis durante a execução do modelo matemático sem que haja influência sobre estas.

Monitoramento e registro de dados: o simulador HiL deve, normalmente através do *software* executado no computador hospedeiro, dar acesso a todas as variáveis e acontecimentos dentro do simulador HiL e também de todos os sinais fornecidos e recebidos entre o SUT e o simulador. Este monitoramento deve ser em tempo real e *online*, implicando que o sistema deve possuir redes com alta capacidade de troca de dados.

Integração entre *software* e *hardware* e qualidade dos sinais: a sinergia entre a troca de informações do simulador e o SUT é o fator necessário para garantir o sucesso da simulação HiL. Os periféricos do simulador devem garantir sinais de qualidade e possuir taxa de atualização compatível com as necessidades do SUT. As aplicações comerciais fornecem as placas de periféricos de forma independente ao processador, permitindo uma maior modularidade e fácil atualização do sistema para novos elementos no SUT.

Já os pontos econômicos que devem ser avaliados são:

Custo de investimento: um simulador HiL necessita de *hardwares* específicos para a interface com os mais diversos tipos de SUT. Estes normalmente são vendidos como placas genéricas *off-the-shelf* ou placas específicas para certos simuladores. Ademais, as soluções de *softwares* também podem possuir altos custos.

Normalmente são necessários quatro etapas em *software*, que são vendidas e fornecidas como itens independentes. São estes o *software* para o desenvolvimento do modelo matemático, para execução do modelo matemático, para o monitoramento e iteração com o modelo durante a execução no simulador e ainda podem haver *softwares* para análise pós-simulação. Um conjunto de *hardware* e *software* comerciais podem chegar a custos consideravelmente elevados.

Tempo de desenvolvimento: Elaborar e configurar todas as etapas de uma simulação HiL não é uma tarefa realizada em curto prazo. Desta forma, é desejável que a solução implementada para o desenvolvimento do modelo matemático, sua execução e a análise pós-simulação possam ser feitas com elementos de *softwares* existentes e não somente específicos para a simulação HiL. Ademais, pequenas mudanças no SUT devem ser facilmente adaptadas pelo simulador HiL de forma praticamente instantânea. Estas características são essenciais para que o sistema seja flexível e possua escalabilidade (*scalability*).

2.5 Simulação HiL em Sistemas Aeroespaciais

Conforme descrito na seção 2.1, a indústria espacial faz uso da simulação HiL desde o surgimento do conceito HiL para a simulação de voo e treinamento de pilotos de aeronaves (ECCLES, 2000).

À parte destas, a simulação HiL é utilizada em praticamente todas as etapas imagináveis de sistemas espaciais, seja para o desenvolvimento e teste de aeronaves comerciais, de veículos aéreos não tripulados (VANTs), de satélites, e componentes específicos para missões espaciais.

As aplicações mais habituais em sistemas espaciais são na simulação dos aspectos dinâmicos de um corpo (BASIC; MACDIARMID, 2007) e testes de sistema de determinação e controle de atitude (ADCS) (SOH; HAMZAH; STEYN, 2006). A seguir uma breve revisão de trabalhos relacionados, separados em sistemas de aeronaves comerciais, veículos não tripulados e sistemas para missões espaciais.

2.5.1 Simulação HiL em Aeronaves

Aeronaves comerciais são constituídas de diversos sistemas embarcados distribuídos, complexos tanto em *hardware* quanto em *software*. Estes sistemas são críticos e eventuais falhas nos sistemas devem ser tratadas de forma a evitar tragédias, portanto, além de sistemas distribuídos complexos uma aeronave deve possuir um sistema de

redundância com alto grau de confiabilidade. Neste cenário, é evidente que o uso da simulação HiL pode ser aplicada em quase todas as etapas construtivas, de integração, testes, validação e simulação de ambientes, falhas e erros antes dos testes finais de uma aeronave. Outro ponto é que projetos deste porte possuem rigorosas normas de certificação, sendo assim os desenvolvedores de sistemas para aeronaves devem submeter seus equipamentos a diversos testes antes do uso comercial ser autorizado.

O estudo do sistema de controle de uma aeronave e o seu piloto automático são foco de diversos estudos com HiL. Waszniowski, Hanzálek e Doubrava (2011), Kaden, Boche e Luckner (2013), Chudy et al. (2013) e Karpenko e Sepehri (2006) são exemplos atuais para esta aplicação. O primeiro apresenta um sistema de validação para o sistema de controle eletro-hidráulico de uma aeronave a partir do uso da simulação HiL, o segundo e o terceiro mostram sistemas similares para validação e testes do sistema de atitude e de piloto automático. O último autor ainda faz uma análise mais aprofundada da tolerância a falha através da simulação HiL neste tipo de sistema.

Outros subsistemas, como sistema de potência de aeronaves (PIMENTEL; TIRAT-GEFEN, 2007), sistema de frenagem (LI; LI; JIAO, 2013), sistemas de propulsores reversos (ZHAO et al., 2009) e o sistema de planejamento de voos voltado ao custo benefício (ATESOGLU; SEMERCI; GÜNER, 2008) são exemplos onde a simulação HiL pode ser utilizada.

É válido ressaltar que o desenvolvimento de aeronaves comerciais está ligado a empresas e corporações onde a pesquisa não é o foco primário, portanto, os resultados obtidos não são sempre retratados na literatura. Esta fato por sua vez não ocorre em mesma proporção em aeronaves não tripuladas e em missões espaciais, ambos abordados na sequência.

2.5.2 Simulação HiL em VANTs

Veículos aéreos não tripulados assumiram um papel fundamental em sistemas espaciais na última década, sendo utilizados em aplicações militares, de monitoramento, comerciais dentre outras. Cai, Dias e Seneviratne (2014) resumem os recentes avanços e apresentam as tendências futuras de VANTs, além de conceitos e elementos destes.

VANTs podem aparecer em diversos formatos, desde aviões miniaturizados, até quadricópteros. Normalmente estes são compostos pelos seguintes sistemas:

Bateria ou célula de combustível: sistema de alimentação do VANT, deve possuir um sistema eletrônico de controle para administração da carga.

Sistema de processamento central: normalmente um microcontrolador ou DSP responsável por todo o processamento, responsável pela aquisição dos sensores, determinação e controle da atitude. Também deve gerir a função da carga útil do VANT.

Módulo de sensores: dispositivos eletrônicos para aquisição dos dados do ambiente que são utilizados na determinação de atitude e análise do comportamento do VANT.

Atuadores e motores: sistemas responsáveis pelo voo, gerenciados pelo sistema de processamento.

Elementos estruturais: partes mecânicas responsáveis por acomodarem os diversos subsistemas.

Carga Útil: conjunto de equipamentos e dispositivos que devem realizar a função determinada para o VANT, por exemplo, uma câmera em um VANT de vigilância.

Todos os elementos de um VANT são dependentes de sistemas embarcados que devem ser controláveis e observáveis. Assim, a simulação HiL pode auxiliar diretamente no desenvolvimento dos veículos, havendo grande interesse no estudo de plataformas para auxílio do desenvolvimento e testes dos sistemas de um VANT.

Os trabalhos de Manai, Desbiens e Gagnon (2005), Jung e Tsiotras (2007), Mueller (2007), Lizarraga et al. (2009), Bauer et al. (2011) e Bittar e Oliveira (2013) são exemplos de trabalhos na literatura voltados ao desenvolvimento de plataformas para auxiliar no desenvolvimento de VANTs.

É válido citar que os seis trabalhos anteriores utilizam Matlab/Simulink como ferramenta para o desenvolvimento dos modelos matemáticos. Entretanto, cada um dos trabalhos utiliza-se de um *hardware* diferente para a implementação do simulador HiL e a interface com o SUT, neste caso o VANT.

2.5.3 Simulação HiL em Missões Espaciais

Missões espaciais envolvem sistemas de engenharia complexos, possuindo um longo tempo de desenvolvimento e também altos custos. Sendo assim, desde a década de 90 a simulação HiL é considerada como imprescindível no planejamento de missões (SLAFER, 1993).

Slafer (1993) mostra como um simulador HiL pode ser utilizado para desenvolvimento, qualificação e testes de aceitação do subsistema de ADCS, e outros subsis-

temas, como o térmico, de potência, de propulsão, de telemetria e telecomandos e de carga útil de um veículo espacial. A simulação HiL também possui aplicabilidade para validação de manobras de orientação e navegação, como acoplamento e *rendezvous* (BENNINGHOFF; REMS; BOGE, 2014).

Conforme a evolução de sistemas eletrônicos e microprocessados, a tendência é que missões espaciais e o desenvolvimento de satélites sejam também modularizados. Esta tendência levou a popularização do desenvolvimento de pequenos satélites (MÜNCHBERG; KRISCHKE; LEMKE, 1996; BOUWMEESTER; GUO, 2010). Missões como estas são acessíveis e podem ser desenvolvidas por grupos menores de pesquisadores e em centro universitários.

Neste cenário a simulação HiL ganha ainda mais importância devido a redução do ciclo e tempo útil no desenvolvimento destas missões, bem como a necessidade de integração dos diversos elementos. Fronterhouse, Lyke e Achramowicz (2007) mostra um projeto de um satélite modularizado caracterizado como *plug and play*. Mais recentemente, Stryker e Jacques (2012) apresentam em seu trabalho os elementos necessários e as vantagens deste sistema.

Desta forma, a simulação HiL vem sendo extensivamente utilizada em projetos de micros e nanosatélites. Corpino e Stesina (2014) utiliza um simulador para validar os algoritmos e *softwares* bem como parte dos *hardwares* de um *cubesat*, já Fritz et al. (2015) demonstra como a simulação HiL pode ser implementada para a verificação do *software* de voo (embarcado), enquanto Steffes et al. (2011) propõem um simulador HiL reconfigurável para testes de sistemas de navegações híbridos.

Em sistemas de ADCS, múltiplos simuladores HiL foram desenvolvidos como forma de validação e testes para pequenos satélites, trabalhos como Vilathgaynuwa e Tseng (2004), Finnset, K. Rao e Antonsen (2006), Tortora et al. (2006), Graven et al. (2009), Ure, Kaya e Inalhan (2011) e Haddox (2014) são exemplos de sistemas distintos focados no mesmo ponto. A plataforma pode variar de acordo com a função e objetivo do satélite.

Um aspecto importante assim como observados para sistemas de VANTs é que a ferramenta Matlab/Simulink é a solução adotada para o modelo matemático, enquanto que o *hardware* do simulador HiL possui variações entre trabalhos.

2.6 Proposta de Simulação HiL

A principal proposta deste trabalho é o desenvolvimento de uma simulação *hardware-in-the-loop* que possa ser utilizada em testes e validação de sistemas que utilizam o campo geomagnético. A plataforma desenvolvida e discutida no capítulo 5 é formada por sistemas específicos, cuja construção e validação é feita ou auxiliada pelo trabalho apresentado, ou por sistemas comerciais os quais foram especificados neste.

O simulador HiL é utilizado para o controle da bobina de Helmholtz projetada por Germanovix (2014), cuja construção do protótipo e testes são parte deste trabalho e descritas em Batista et al. (2015). Além de atuar na geração do campo magnético no interior da bobina, o simulador HiL poderá ser utilizado desde a calibração de sensores magnéticos até a simulação de sistemas de ADCS.

Este trabalho discute principalmente o desenvolvimento e resultados da plataforma e da bobina de Helmholtz, além de explorar e demonstrar as metodologias e resultados de duas aplicações básicas da bobina, que são a calibração de sensores magnéticos MEMS e a simulação do campo geomagnético para órbitas LEO (*Low-Earth-Orbit*).

A partir da plataforma HiL e dos conceitos apresentados será possível que futuros trabalhos explorem diversas outras aplicações, como a validação e estudo de sistemas de determinação de atitude e sistemas de controle, métodos de autocalibração de sensores magnéticos, simulação de interferência magnética em um sistema que possua magnetômetros, dentre outras.

Os requisitos e metodologias envolvidos na construção do simulador HiL são apresentados na seção 5.1.

3 Bobina de Helmholtz

Este capítulo apresenta conceitos básicos sobre uma bobina de Helmholtz. Inicialmente são apresentados conceitos teóricos básicos sobre a bobina, principalmente os conceitos mais relevantes e necessários para posterior aplicação da bobina construída em conjunto com o simulador HiL.

Na sequência resume-se como a bobina de Helmholtz pode ser operada, seja em malha aberta ou em malha fechada com um sensor magnético. Por fim, são discutidas as duas principais aplicações oriundas da bobina no contexto deste trabalho, a calibração de sensores magnéticos e a simulação de órbita. Para estes tópicos também é feita uma breve revisão do estado da arte.

3.1 Introdução

O campo magnético terrestre é um dos fenômenos mais utilizados em sistemas de navegação, sejam satélites, aeronaves e VANTS, sistemas náuticos dentre outros. Este fenômeno é bem conhecido e modelado, sendo, portanto, uma das referências mais utilizadas em sistemas de determinação de atitude. Apesar de variar de acordo com a posição do corpo, existem modelos capazes de descrever seu módulo, inclinação e declinação de acordo com sua posição na Terra. Um dos modelos mais utilizados é conhecido como *World Magnetic Model* (WMM) (CHULLIAT et al., 2015).

Diante da importância do campo geomagnético, o estudo de sensores magnéticos são de grande relevância para diversas áreas, além daquelas abordadas neste trabalho. Desta forma, ao longo dos anos foram desenvolvidos sistemas capazes de gerar um campo magnético em uma determinada região uniforme de maneira a realizar testes com experimentos que dependem do campo geomagnético.

Estes sistemas são enrolamentos posicionados em uma geometria específica que, quando excitados com corrente elétrica, são capazes de gerar um campo magnético. Os sistemas mais estudados são a bobina de Helmholtz, a bobina de Merrit (MERRITT, 1983) e a bobina de Ruben (RUBENS, 1945). A primeira é a mais simples, sendo

as outras topologias baseadas na ideia apresentada por Helmholtz (ADAME et al., 2010). Uma discussão detalhada sobre os conceitos, vantagens e diferenças entre estas bobinas pode ser encontrada em Kirschvink (1992) e Adame et al. (2010). O simulador proposto neste trabalho utiliza uma bobina de Helmholtz e, portanto, a discussão será limitada a esta.

A bobina de Helmholtz é uma ferramenta idealizada por Hermann Ludwig Ferdinand von Helmholtz, que consiste de duas bobinas, originalmente circulares, coaxiais paralelas. Devido a simetria de sua estrutura e a proximidade entre as bobinas é possível gerar um campo magnético uniforme em uma região próxima ao centro do conjunto (ROBERT, 2003). A aplicação de uma corrente contínua com mesmo sentido nos dois pares de enrolamentos faz com que este campo magnético seja gerado proporcional à intensidade de corrente e ao número de espiras em cada enrolamento.

Em termos das coordenadas retangulares, a bobina de Helmholtz pode gerar um campo uniforme em apenas uma direção. Para tornar possível a geração de um campo magnético em qualquer direção são utilizados três pares de bobinas alinhadas em cada um dos eixos x , y e z (direções ortogonais). Este arranjo possibilita a geração de um volume cúbico de campo magnético uniforme.

Apesar da bobina original descrita por Helmholtz ser circular, é possível construir a mesma em formato quadrado mantendo o conceito e as características inerentes da geometria circular (ALVAREZ; FRANCO-MEJÍA; PINEDO-JARAMILLO, 2012). Diversos autores aplicaram a teoria da bobina de Helmholtz desenvolvendo este sistema na forma quadrada, sendo os trabalhos de Spencer e Davis (1999), Poppenk, Amini e Brouwer (2007), Klesh et al. (2009), Carrara (2010), Piergentili, Candini e Zannoni (2011) e Restrepo, Franco e Pinedo (2014) aqueles cujos conceitos são parecidos à implementação feita neste trabalho.

A seguir é feito um resumo dos principais conceitos relacionados a bobinas de formato quadrado. Uma revisão mais detalhada pode ser vista em Batista et al. (2015).

3.2 Conceitos Teóricos Relevantes

Como afirmado, para a geração de um campo magnético triaxial são necessários três pares de enrolamentos, ou seja, três bobinas de Helmholtz ortogonais. Para analisar o campo gerado, cada um dos pares é analisado separadamente. O equacionamento matemático ao redor da bobina envolve etapas que serão omitidas neste trabalho, porém, os cálculos teóricos baseiam-se na lei de Biot-Savart, dada pela Eq. 3.1. Esta lei afirma que um campo magnético \mathbf{B} em um ponto A deve-se a uma corrente i em um elemento

retilíneo infinitesimal $d\mathbf{l}$ distante de r ao ponto.

$$d\mathbf{B}_A = \frac{\mu_0 i}{4\pi r^2} d\mathbf{l} \times \hat{\mathbf{r}}, \quad (3.1)$$

sendo μ_0 a permeabilidade magnética no vácuo, i a corrente elétrica de excitação, r a distância ao ponto e \mathbf{B} terá a direção do pseudo-vetor $d\mathbf{l} \times \hat{\mathbf{r}}$, dada pela regra da mão direita.

A Fig. 3.1(a) mostra como a lei de Biot-Savart atua em um dos lados de enrolamento típico de uma bobina de Helmholtz quadrada. Já a Fig. 3.1(b) mostra a representação considerando os dois enrolamentos quadrados. Antes de apresentar os principais pontos oriundos do desenvolvimento da lei anterior, considerando uma bobina de Helmholtz quadrada, este trabalho pondera necessário o conhecimento de quatro elementos mínimos:

- Região de uniformidade necessária;
- Correntes e campos máximos;
- Distância entre um par de enrolamento;
- Comprimento do lado L do enrolamento.

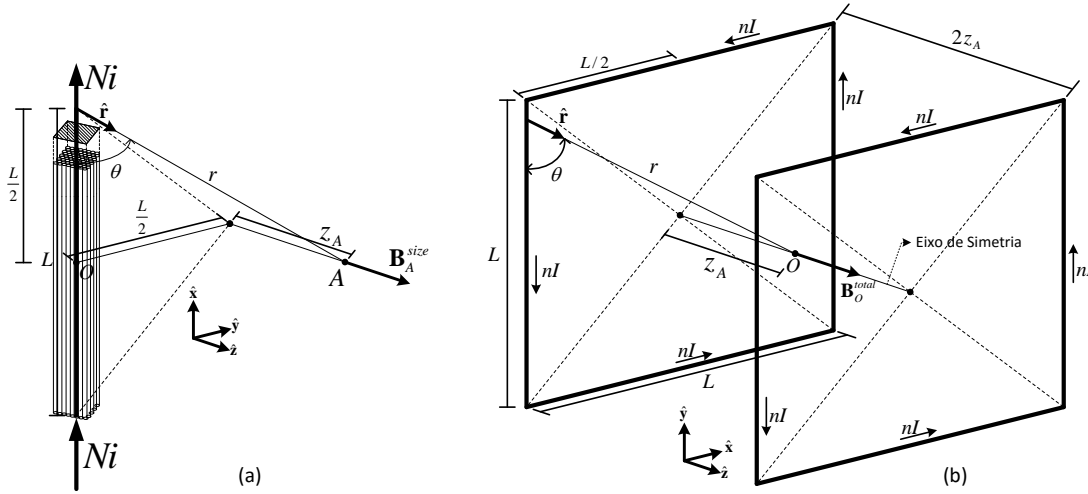
Os primeiros dois elementos normalmente são definidos pelas características do projeto e da aplicação. O terceiro elemento possui um valor ótimo que será explicado a seguir. Por fim, o comprimento do lado da bobina deve ser definido a partir da região de uniformidade necessária e de acordo com a a corrente elétrica máxima.

Voltando à lei de Biot-Savart, pode-se integrar o elemento da corrente para cada lado e depois somá-los para encontrar o campo produzido. Este desenvolvimento é descrito, por exemplo, por Carrara (2010) e as passagens matemáticas apresentadas em Batista et al. (2015). Considerando então um par de elementos equidistantes do ponto A , equivalente ao centro O considerado como origem do sistema (Fig. 3.1(b)), é comprovado que o campo magnético para um par de bobinas quadrada é dado pela Eq. 3.2, que define a intensidade do campo neste ponto origem em função do parâmetro σ , que é uma constante multiplicativa da distância L entre os dois enrolamentos.

$$\mathbf{B}_O^{total}(\sigma) = \frac{8\mu_0 N i}{\pi L} \frac{1}{(\sigma^2 + 1) \sqrt{\sigma^2 + 2}} \hat{\mathbf{z}}, \quad (3.2)$$

sendo N o número de espiras, L o tamanho do lado da bobina quadrada, e o parâmetro σ equivale a $\frac{2z_A}{L}$, onde $2z_A$ equivale a distância entre os pares do enrolamento. A Fig. 3.1(b) mostra claramente estes elementos.

Figura 3.1: (a) Representação da relação entre a lei de Biot-Savart e o campo gerado em um enrolamento. (b) Representação do campo magnético gerado no centro de um par de enrolamento de uma bobina de Helmholtz.



Fonte: Adaptado de Batista et al. (2015).

Da Eq. 3.2 é possível verificar que o campo total depende da distância entre os enrolamentos de um mesmo par, assim a maximização da uniformidade do campo na vizinhança do ponto O também está relacionada com a distância ($2z_A$) entre as bobinas (SPENCER; DAVIS, 1999; PASTENA; GRASSI, 2002). Portanto, existe uma distância ótima ($2\hat{z}_A$) onde a variação do campo magnético gerado ao longo do eixo de simetria ao redor do ponto O é minimizada.

Para encontrar este ponto ótimo é necessário analisar as derivadas da Eq. 3.2. A primeira derivada em relação ao parâmetro σ descreve matematicamente a variação do campo em relação ao mesmo. Para minimizar esta variação, é necessário então encontrar o ponto mínimo desta primeira derivada ($\frac{dB_O^{total}}{d\sigma}$), sendo que este ponto ocorrerá quando a segunda derivada da Eq. 3.2, descrita pela Eq. 3.3 for igual a zero.

$$\frac{d^2 B_O^{total}}{d\sigma^2} = \frac{8\mu_0 Ni}{\pi L} \left(\frac{2(6\sigma^6 + 18\sigma^4 + 11\sigma^2 - 5)}{(\sigma^2 + 1)^3(\sigma^2 + 2)^{5/2}} \right) \quad (3.3)$$

Igualando esta segunda derivada a zero e solucionando a equação em função de σ temos que a primeira derivada é minimizada qdo $\sigma = \pm 0,544505643L$. Conclui-se então que a distância ótima entre enrolamentos é dada pela Eq. 3.4.

$$2\hat{z}_A = 0,544505643L. \quad (3.4)$$

Para a distância determinada, a Eq. 3.2 é reescrita conforme a Eq. 3.5, que define

o campo de uma bobina de Helmholtz quadrada em função dos parâmetros de projeto.

$$\left| \mathbf{B}_O^{total} \right| = 1,628733676 \cdot 10^{-6} \frac{Ni}{L} \text{ [T]}, \quad (3.5)$$

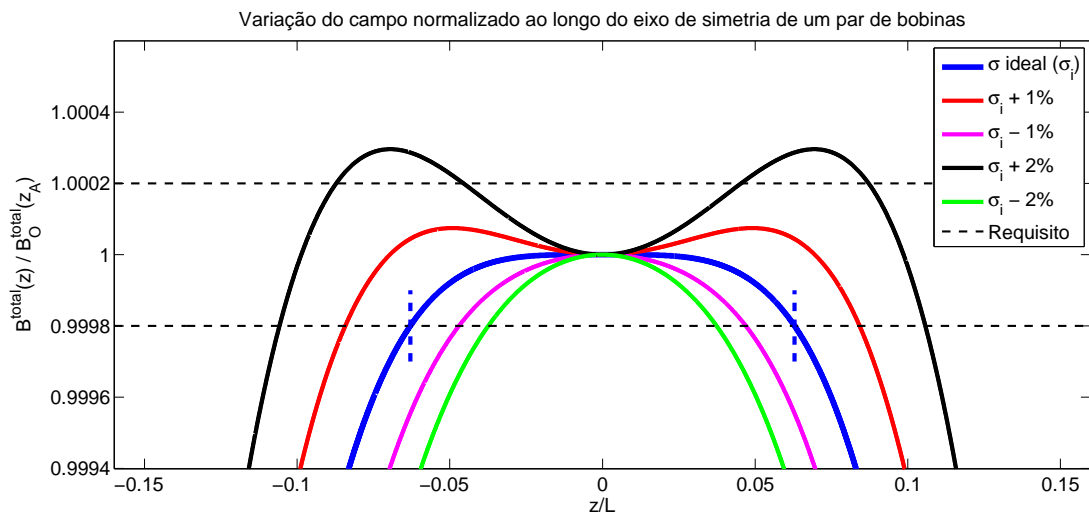
onde a intensidade do campo, dada em Tesla, é diretamente proporcional ao número de voltas N e a corrente i e inversamente proporcional ao comprimento L .

A Eq. 3.5 descreve o campo gerado em uma bobina de Helmholtz a partir de um projeto que obedece a distância ótima entre enrolamentos de um mesmo par. Portanto, o campo da bobina pode ser modelado a partir desta.

A relação de distância encontrada anteriormente é fundamental para garantir a uniformidade do campo magnético. A partir da distância, é possível obter um gráfico que relacione o campo magnético total em relação a distância do ponto da origem (CARRARA, 2010). A partir dos requisitos de volume uniforme necessários, será possível determinar o tamanho mínimo do lado L da bobina para que o nível de uniformidade desejado seja atendido.

A Fig. 3.2 descreve a variação percentual do campo magnético em relação a distância do centro O para o valor ótimo calculado anteriormente de $\sigma = \sigma_i$ e considerando este valor com erros de $\pm 1\%$ e $\pm 2\%$. Como pode ser observado pelo gráfico, caso a distância entre enrolamentos esteja abaixo do valor ideal, a região de uniformidade decai mais rapidamente. Para valores acima do ideal, o valor máximo do campo magnético gerado não está mais no centro do sistema. Evidencia-se desta forma a importância de manter a distância entre enrolamentos no valor ótimo.

Figura 3.2: Variação do campo e requisito do projeto desenvolvido considerando a distância ótima (σ_i) e para variações de $\pm 1\%$ e $\pm 2\%$ em relação a esta.



Fonte: Adaptado de Germanovix (2014).

A bobina de Helmholtz apresentada neste projeto (seção 5.5), possui requisito teórico de 0,02% de uniformidade conforme destacado na Fig. 3.2. Isto significa que a intensidade e direção do campo gerado, dentro de um volume específico ao redor do ponto central, da bobina não pode variar mais do que este valor. Pela análise dos dados, considerando o requisito citado, fica determinado que o limite da região uniforme será dada no intervalo de $\pm 0,062956015L$ ao redor do centro. Portanto a região de uniformidade em relação ao comprimento do lado da bobina possuirá em torno de $0,12591203L$. A partir da relação inversa é possível calcular o lado mínimo que uma bobina quadrada deve possuir.

Os elementos teóricos acima são as principais equações e conceitos necessários para entender a bobina sem envolver todas as passagens matemáticas. Demais discussões, como a definição da corrente elétrica, número de enrolamentos e o tamanho final da bobina são discutidos na seção 5.5 em conjunto com o projeto desenvolvido e construído.

3.3 Operação da Bobina

A ligação prática de uma bobina de Helmholtz envolve o fornecimento de uma corrente em seus enrolamentos para a geração do campo magnético. Portanto tão importante quanto o projeto da bobina em si é a fonte de corrente utilizada no sistema. Como o lado de uma bobina de Helmholtz (L) e o número de enrolamentos (N) são constantes para um projeto, a relação entre a corrente e o campo magnético é linear e pode ser calculada diretamente calculada através da Eq. 3.2. Em uma bobina de três eixos, cada eixo deve ser excitado por uma fonte de corrente independente e assim o sistema poderia funcionar em malha aberta.

Entretanto na prática existem diversas distorções que impossibilitam calcular exatamente o campo diretamente pela equação matemática. As distorções podem ser causadas por fatores do próprio projeto e montagem da bobina e também por fatores ambientais. Por melhor que seja a montagem, os três pares de enrolamentos podem não estar perfeitamente ortogonais ou a distância entre os enrolamentos de um mesmo par estar diferente do valor ótimo. Já o campo magnético é altamente afetado pela presença de materiais ferromagnéticos, assim, a própria estrutura em concreto armado de um prédio, sua rede elétrica e equipamentos presentes em um laboratório são suficientes para causarem distorções (OLIVEIRA, 2014; BERAVS et al., 2014).

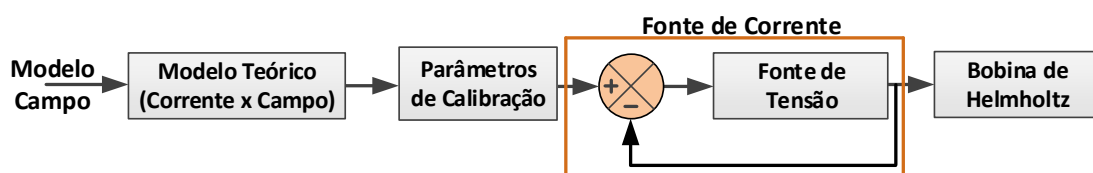
A operação da bobina, de forma a reduzir os erros e melhorar a geração do campo magnético, pode ser feita tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Na primeira

é realizado uma calibração do sistema, de forma a mapear a corrente de entrada em relação ao campo magnético observado no centro da bobina, levantando parâmetros de calibração para o sistema. Na segunda, um sensor magnético é adicionado ao sistema para ler o campo gerado e realimentar o processo. Oliveira (2014) aborda ambas as técnicas e apresenta diversos resultados.

Em ambas as formas de utilização da bobina será necessário o uso de um sensor magnético de alta confiabilidade e precisão cujas medições são usadas como referência (denominados deste ponto em diante como magnetômetro de referência). Em malha aberta o sensor é utilizado para obtenção dos dados para aplicar o modelo de calibração, enquanto que no sistema em malha fechada as medidas do sensor são utilizadas em tempo real na retroalimentação da malha. Dentre os tipos de magnetômetros existentes, uma das topologias frequentemente utilizada em tais aplicações são sensores magnéticos tipo *fluxgate* (MUSMANN, 2010).

No caso do sistema em malha aberta, a calibração da bobina deve ser realizada de forma *offline* para levantamento dos parâmetros que modelam o campo magnético obtido pelo sensor de referência em relação ao campo esperado. Ou seja, primeiramente um conjunto de pontos desejado é fornecido para a bobina e a respectiva leitura do magnetômetro de referência são anotados. Com estes valores os parâmetros de calibração para o modelo matemático escolhido são calculados. A Fig. 3.3 apresenta um diagrama básico para esta operação.

Figura 3.3: Implementação de uma bobina de Helmholtz em malha aberta, considerando uma fonte de corrente controlada por tensão.



Fonte: O autor (2016).

A entrada do sistema é o valor teórico do campo desejado na origem da bobina, que então é relacionado com o valor equivalente de corrente elétrica conforme a Eq. 3.5. Este valor é corrigido pelo modelo matemático implementado para a calibração e então este valor é comandado para a fonte de corrente, responsável por excitar os enrolamentos da bobina de Helmholtz gerando o campo magnético.

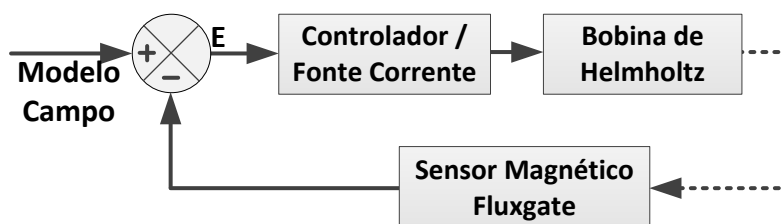
Em malha aberta o maior desafio é o levantamento dos parâmetros de calibração. De forma simplificada, o procedimento envolve inserir uma corrente em todo o intervalo de valores possíveis para cada um dos três eixos e medir simultaneamente os campos obtidos na bobina utilizando um magnetômetro. Para cada um dos eixos, pode

ser levantado o erro em relação ao valor teórico esperado bem como a influência não desejada nos outros dois pares de enrolamento. O trabalho de Oliveira (2014) discute e implementa a calibração considerando um modelo de primeira e outro de segunda ordem, ambos solucionados pelo método dos mínimos quadrados. Este trabalho implementa os mesmos dois modelos e ainda propõem um modelo similar mas de terceira ordem para comparações. A discussão do modelo é feita no capítulo 7.

A inserção da malha fechada, implementando uma fonte de fonte de corrente controlada por tensão busca melhorar a confiabilidade do sistema de forma a eliminar erros causados pela medição ou por resistências e elementos que possam variar com o tempo e temperatura, por exemplo. Ainda em malha aberta, a movimentação de materiais ferromagnéticos pode causar distorções e variações do campo magnético no centro da bobina, conforme observado neste trabalho. Neste caso, a calibração pode ser um tanto quanto sensível a variações no ambiente, fazendo com que seja necessário refazer a calibração em malha aberta constantemente.

Devido às dificuldades na utilização do sistema em malha aberta, o magnetômetro de referência passa a ser utilizado na realimentação do sinal. A Fig. 3.4 ilustra a maneira mais simples de implementar o controle da bobina utilizando um sistema em malha fechada. O campo que se deseja gerar na bobina é submetido a um subtrator com o campo medido pelo sensor de referência. A partir deste erro, o controlador irá atuar na fonte de corrente gerando um novo campo magnético, de forma a minimizar o erro do campo lido em relação ao esperado. Este modelo segue o básico de um sistema de controle e normalmente a solução é feita através de um controlador PID. Detalhes adicionais serão discutidos no capítulo 8.

Figura 3.4: Implementação de uma bobina de Helmholtz em malha fechada.



Fonte: O autor (2016).

O sistema em malha fechada é a melhor maneira para se reduzir os erros totais, alcançando o nível de campo desejado e também corrigindo os erros devido a interferências no campo causadas por objetos ferromagnéticos. A única vantagem prática de se utilizar o sistema em malha aberta é que, após a calibração, o magnetômetro de referência não precisa estar presente no sistema e assim o volume de campo magnético uniforme para validação e testes com equipamentos é maior.

3.4 Bobinas Comerciais e Projetadas

As opções de bobinas de Helmholtz de três eixos comerciais são restritas. Como exemplo, vamos tomar as quatro empresas abaixo:

Bartington¹: fabricante inglês de bobinas de Helmholtz quadrada de um, dois ou três eixos. As soluções de três eixos possuem dois tamanhos, 50 ou 100 cm de lado.

MEDA²: a empresa americana Macintyre Electronic Design Associates possui bobinas quadradas de Helmholtz triaxiais em três tamanhos, 100, 200 ou 400 cm de lado.

Serviciencia³: empresa italiana possui bobinas de Helmholtz de três eixos circulares (60 cm de raio) e quadradas, em tamanhos de 200, 300 ou 400 cm de lado.

MicroMagnetics⁴: empresa americana que possui um modelo de bobina de três eixos em tamanho único de 76 cm de raio em formato circular.

Os principais modelos de cada uma das empresas citadas são especificados na Tab. 3.1. Analisando a tabela pode-se ver que é possível encontrar bobinas dos mais diversos tamanhos e capazes de gerar campos bem distintos uma das outras. O custo elevado destes dispositivos comerciais e pouca flexibilidade do sistema, no entanto, limitam o uso de bobinas comerciais dependendo dos requisitos do projeto.

Uma opção viável adotada por diversos trabalhos é projetar e construir o próprio sistema de geração de campo magnético, todavia, grande parte destes discutem apenas as aplicações e não o projeto em si. A seguir são descritos exemplos de bobinas construídas.

Poppenk, Amini e Brouwer (2007) apresentam um projeto bastante complexo de uma bobina de Helmholtz de três eixos. A bobina pode ser alterada já montada de forma a atender requisitos de simulações diferentes, sendo um modo de instalação voltado a uma uniformidade maior em um volume de campo menor e outra voltada a um volume maior com uniformidade menor. A bobina desenvolvida possui aproximadamente 200 cm de aresta e pode gerar campos de até 750 μT . Carrara (2010) descreve o projeto e implementação de uma bobina quadrada de três eixos com 100 cm de aresta cujo objetivo é gerar um campo uniforme em um cubo de 20 cm com uniformidade aproximada de 1%. Outra bobina de três eixos com aresta de 200 cm é descrita em

¹<http://www.bartington.com/>

²<http://www.meda.com/>

³<http://www.serviciencia.es/>

⁴<http://www.micromagnetics.com/>

Tabela 3.1: Principais características das bobinas de Helmholtz comerciais de três eixos pesquisadas.

Empresa	Modelo	Lado (cm)	Unif. (cm)	Índice Unif. (%)	Corrente Max (A)	Campo Máx (μ T)	Custo Aprox. (US\$)
Bartington	HC1	50	4 - 13	0,1 - 1	20	500	20.000,00
Bartington	HC2	100	8 - 22	0,1 - 1	20	500	50.000,00
MEDA	HCS-01-1	100	15	0,1	-	540	>10.000,00
MEDA	HCS-01-2	200	33	0,1	-	270	>20.000,00
MEDA	HCS-01-4	400	60	0,1	-	140	>25.000,00
Servici- encia	BHC2000 3-A	200	48	1	40	1000	20.000,00
Servici- encia	BHC2000 3-B	200	48	1	10	150	25.000,00
Servici- encia	BHC3000 3-A	300	70	1	10	250	25.000,00
Micro Magnetics	SpinCoil 7-9-11	18	5,5	0,4	2	4000	5.000,00
Micro Magnetics	SpinCoil 30-33-36	72	18	0,4	2	800	>15.000,00

Fonte: O autor (2016).

Klesh et al. (2009). Como último exemplo, a bobina de Helmholtz descrita em Restrepo, Franco e Pinedo (2014) possui o menor tamanho com 56 cm de lado e com ótimo grau de homogeneidade, mas limitado em capacidade de geração de campo magnético.

É importante que a uniformidade definida anteriormente neste trabalho e apresentada na Fig. 3.2 é teórica e por esta razão muito superior as uniformidades garantidas pelos fabricantes comerciais ou resultados obtidos pelas bobinas descritas no parágrafo anterior. A uniformidade prática e obtida para o projeto final da bobina construída será discutida no capítulo 6.

3.5 Aplicações para a Bobina

Com a possibilidade de submeter equipamentos à campos magnéticos específicos, é possível testar e validar sistemas que utilizam medidas do campo geomagnético. Como este trabalho é focado no uso de simulação HiL em sistemas de atitude, são três as principais aplicações relevantes exploradas na literatura: a calibração de sensores magnéticos e validação de algoritmos de calibração; testes e desenvolvimento de sistemas de determinação e controle atitude (ADCS); simulação de órbitas para missões espaciais. Estes dois últimos costumam estar correlacionados.

Calibração de Sensores Magnéticos: estes sensores são utilizados em grande parte dos sistemas de determinação de atitude. Magnetômetros podem possuir métodos construtivos que atendam aplicações com requisitos mais rígidos, como sensores *fluxgate*, ou aplicações mais simples através de sensores MEMS. A

calibração destes dispositivos se torna essencial para sistemas que envolvam navegação, determinação e controle de atitude. Devido as distorções presentes no campo magnético terrestre, já citadas anteriormente, o uso da bobina de Helmholtz aumenta a confiabilidade da calibração, bem como permite testes mais precisos para os métodos de calibração e autocalibração. Trabalhos como Beravs et al. (2014) e Zikmund et al. (2015) demonstram técnicas e métodos para utilizar o campo uniforme gerado para a calibração de magnetômetros.

Outra problemática na qual a bobina pode ser utilizada é para a validação e teste de calibração de magnetômetros em órbita terrestre. Realizando a simulação de um campo geomagnético com a bobina é possível verificar o comportamento de um sensor magnético bem como testar sua calibração em tempo real para diversas órbitas. Os trabalhos de Crassidis, Lai e Harman (2005) e Springmann et al. (2012) discutem essa problemática, além de diversas soluções para este problema. Assim, o sistema proposto pode ser utilizado para a realização de testes práticos com a calibração em órbita.

Teste de ADCS e Simulação de Órbitas: bobinas triaxiais em conjunto com a simulação HiL são utilizadas na validação e teste de sistemas de determinação e controle de atitude de pequenos satélites e conseqüentemente na simulação da órbita espacial a qual o corpo será submetido. Usualmente, estes sistemas permitem a simulação do campo magnético a partir de um modelo matemático de descrição da órbita.

Sistemas de determinação de atitude precisam de ao menos duas referências distintas, ou seja, além do campo geomagnético é necessário a medição de uma segunda grandeza vetorial. Com a simulação HiL, é possível simular outros tipos de sensores, como um sensor de estrelas, sensor solar ou outros.

Outra forma mais complexa é inserir sistemas que proporcionem a validação destes sensores em conjunto com a geração do campo magnético na bobina. Por exemplo, um sistema de iluminação pode ser utilizado para a simulação do Sol e o centro da bobina pode possuir o que é chamado de mesa de mancal a ar, sistema que pode permitir movimentos livres nos eixos como forma de simular o movimento do satélite.

Em conjunto com a simulação HiL, uma bobina triaxial pode apresentar ainda mais elementos que facilitem testes e validações. O trabalho de Ure, Kaya e Inalhan (2011) mostra um sistema de simulação HiL com uma bobina de três eixos para a validação do nanossatélite ITU-PSAT II. Brewer (2012) implementa um sistema com uma bobina de Helmholtz e um braço robótico no centro do equi-

pamento para testar o ADCS de um *cubesat* genérico utilizando um sistema que também simula o Sol. Por fim, Poppenk, Amini e Brouwer (2007) e Klesh et al. (2009) são exemplos de trabalhos que aplicam a bobina para a simulação do campo magnético de seus pequenos satélites e da órbita as quais serão submetidos. Ambos destacam que trabalhos futuros possam adicionar a simulação de outros sensores no sistema proposto, neste caso, é importante observar como um simulador HiL pode facilitar novos testes.

Conforme especificado nos objetivos, este trabalho irá implementar e validar os resultados de um sistema de simulação HiL com uma bobina que possa ser utilizada para os mais diversos testes. A respeito das aplicações, o trabalho implementa e discute resultados referentes à calibração de sensores e a simulação de órbitas espaciais. Assim, o próximo capítulo aborda estes dois tópicos.

4 Aplicações Propostas

4.1 Calibração de Magnetômetros

4.1.1 Erros em Sensores de Três Eixos

A calibração de sensores magnéticos é indispensável independente de sua aplicação. Com o aumento de aplicações utilizando sensores MEMS de baixo custo, há um interesse ainda maior para o estudo de calibração e autocalibração. Erros associados a magnetômetros podem ser separados em duas classes: erros determinísticos e erros estocásticos (DONG, 2013).

A primeira classe pode ser corrigida por métodos de calibração, enquanto que a segunda deve ser modelada a partir de um vetor de estado seguindo algoritmos de estimação, como o filtro de Kalman. Em sistemas de determinação de atitude e aplicações relacionadas, normalmente o interesse maior é a correção dos erros determinísticos para sensores de referência. A correção de erros estocásticos normalmente está relacionada aos métodos de estimação de atitude com memorial temporal, que modelam os erros estocásticos associados a integração das velocidades angulares.

Em magnetômetros usados para a medição do vetor do campo magnético terrestre, conforme aplicado neste trabalho, a ideia principal é a correção dos erros determinísticos. Os trabalhos de Bonnet et al. (2009) e Foster e Elkaim (2008) apresentam de forma clara os principais erros cuja calibração deve considerar, que são:

Calibração dos parâmetros independente do sistema: considerando cada sensor individualmente, estes devem ser calibrados para compensar os cinco principais tipos de erros: fator de escala (ou ganho); erros de *offset* (ou *bias*); erros entre o alinhamento de seus próprios eixos; erros de *hard-iron* e *soft-iron*.

Os três primeiros estão relacionados principalmente com as características construtivas do sensor, enquanto que efeitos de *hard* e *soft-iron* são efeitos causados pela presença de materiais ferromagnéticos próximos aos sensores. Na prática, estes cinco tipos de erros podem ser resumidos a seis ou nove parâmetros

de calibração (SPRINGMANN; CUTLER, 2012), conforme a modelagem de sensor bem definida por Foster e Elkaim (2008), assumindo erros de *offset* e *bias* independentes para cada eixo e três erros de desalinhamento entre os eixos. Atualmente a maior parte das aplicações correlatas considera o modelo de nove parâmetros apresentado por Foster e Elkaim (2008) ou somente os seis parâmetros relacionados ao *offset* e erros de ganho em aplicações menos críticas. É importante observar que estes erros podem ser variantes no tempo, dependendo de oscilações na temperatura, umidade, dentre outros, por exemplo. A realização de uma única calibração, por melhor que seja, pode não ser suficiente para garantir a acurácia ao longo do tempo dependendo da aplicação, sendo necessária a recalibração do sistema periodicamente ou uma vez detectado que os parâmetros já não estão mais de acordo. Disto, percebe-se a importância do estudo de um sistema de autocalibração.

Calibração em relação a outras referências: o segundo erro é aquele que relaciona o desalinhamento entre múltiplos sensores e também em relação as próprias coordenadas do corpo o qual o sensor está montado. Uma vez que estes erros costumam ser pequenos, aplicações que fazem uso de sensores de baixo custo possuem necessidades técnicas de projeto e acurácia máxima desejada que não justificam a calibração destes erros. Desta forma, em várias ocasiões e ao longo deste trabalho estes são desconsiderados.

Considerando a primeira classe de erros, o objetivo é obter um algoritmo que minimize os erros citados. A formulação do problema a seguir discute um modelo com seis parâmetros e sua extensão considerando nove parâmetros de calibração. A passagem a seguir assume o conhecimento do modelo magnético terrestre, conhecido como *World Magnetic Model* (WMM). A discussão mais detalhada deste será feita na seção 4.2.7.

4.1.2 Formulação do Problema

A calibração de magnetômetros normalmente é feita a partir da coleta de lotes de dados (*batch methods*). Estes dados são guardados e posteriormente utilizados para a determinação dos parâmetros necessários. Este processo pode ser repetido diversas vezes com o decorrer do tempo para melhorar a precisão dos valores obtidos.

Conforme destacado por Markley e Crassidis (2014), a calibração de sensores magnéticos deve preferencialmente ser feita independente do conhecimento da atitude ou posição do sensor. Ou seja, diversas medidas devem ser feitas ao longo de um determinado tempo com o objeto em uso. Estes valores serem posteriormente utilizados

para a estimação dos parâmetros, sem a necessidade de estruturas externas. Este fator também é importante para possibilitar a autocalibração do sistema quando já em uso durante sua aplicação final.

Encontrar os parâmetros de calibração somente com as medidas observadas pelo sensor é possível pois o módulo da medida do campo geomagnético idealmente é constante e independente da atitude do corpo. O vetor bem como o módulo do campo magnético podem ser determinados pelo WMM com o conhecimento da latitude, longitude do sensor e também sua altitude em relação ao nível do mar.

Dado esta característica, os métodos tradicionais de calibração consideram que as medidas de campo magnético no sensor a ser calibrado são quase-estáticas (SPRINGMANN; CUTLER, 2012), ou seja, a Eq. (4.1) pode ser admitida.

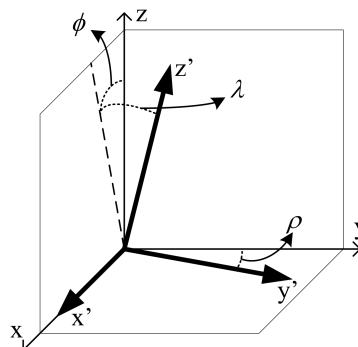
$$u_x^2 + u_y^2 + u_z^2 = |\mathbf{B}_l|^2, \quad (4.1)$$

sendo u_x , u_y e u_z as componentes verdadeiras do campo geomagnético em cada eixo e \mathbf{B}_l o vetor do campo magnético local obtido através do WMM.

Como as leituras do sensor possuem erros em cada eixo, o objetivo é descrever um modelo matemático dos magnetômetros que relacione o campo magnético terrestre com o campo magnético medido incluindo os parâmetros de calibração. Apesar de certos trabalhos não descreverem o problema e o modelo de forma idêntica (GEBRE-EGZIABHER et al., 2001; FOSTER; ELKAIM, 2008; BONNET et al., 2009; WU et al., 2013; PANG et al., 2013), o equacionamento final é equivalente.

Este trabalho irá discutir os dois modelos clássicos de calibração, o primeiro que considera seis parâmetros de calibração, sendo fator de escala e *offset* para cada eixo e o modelo que considera além destes os ângulos de alinhamento λ , ρ e ϕ . A Fig. 4.1 representa a correção dada pelos três ângulos adicionais.

Figura 4.1: Representação dos ângulos de alinhamento λ , ρ e ϕ para o problema de calibração com nove parâmetros.



Fonte: Granziera Jr. et al. (2011b).

4.1.2.1 Modelagem com Seis Parâmetros

O modelo considerando seis tipos de parâmetros é dado pela Eq. (4.2).

$$\hat{\mathbf{B}}_k = \mathbf{C}_{sf} \mathbf{B}_l + \mathbf{b} + \mathbf{e}_k, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (4.2)$$

sendo $\hat{\mathbf{B}}_k$ o k -ésimo vetor de observações do sensor magnético, \mathbf{C}_{sf} a matriz diagonal contentando os fatores de escala em sua diagonal principal, \mathbf{B}_l o vetor do campo magnético verdadeiro (que deve ser estimado), \mathbf{b} o vetor de *offsets* e \mathbf{e}_k o vetor com o ruído gaussiano associado com a medida k . Conforme discutido por Springmann (2013), sensores magnéticos via de regra possuem ruído com distribuição gaussiana com média zero.

Assumindo as variáveis a , b e c para os fatores de escala, x_0 , y_0 e z_0 para os *offsets*, as relações entre as leituras dos sensores (\hat{u}_x , \hat{u}_y e \hat{u}_z) e a grandeza esperada (campo magnético verdadeiro) (u_x , u_y e u_z) serão dados pelas Eqs. (4.3), (4.4) e (4.5), respectivamente. Note que o ruído gaussiano passa a ser desconsiderado na modelagem adiante.

$$\hat{u}_x = au_x + x_0 \quad (4.3)$$

$$\hat{u}_y = bu_y + y_0 \quad (4.4)$$

$$\hat{u}_z = cu_z + z_0 \quad (4.5)$$

Reescrevendo as Eqs. (4.3), (4.4) e (4.5) em função da grandeza esperada, são obtidas as Eqs. (4.6), (4.7) e (4.8), respectivamente.

$$u_x = \frac{\hat{u}_x - x_0}{a} \quad (4.6)$$

$$u_y = \frac{\hat{u}_y - y_0}{b} \quad (4.7)$$

$$u_z = \frac{\hat{u}_z - z_0}{c} \quad (4.8)$$

Com os valores da grandeza esperada em função dos parâmetros de calibração, as Eqs. (4.6), (4.7) e (4.8) podem ser substituídas na Eq. 4.1 que descreve a problemática.

$$\left(\frac{\hat{u}_x - x_0}{a} \right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_y - y_0}{b} \right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_z - z_0}{c} \right)^2 \approx |\mathbf{B}_l|^2 \quad (4.9)$$

Obviamente que devido aos erros e ao ruído existente, a equação acima é uma aproximação. Uma vez que serão admitidas k medidas do sensor magnético, este problema pode ser observado como um problema de minimização, onde deve-se minimizar o resíduo entre a diferença do valor esperado e o valor das leituras do sensor

corrigidas pelos parâmetros de calibração.

A Eq. (4.10) representa a maneira formal de representação deste problema.

$$\min_{a,b,c,x,y,z} \sum_{i=1}^k \left[\left(\frac{\hat{u}_x - x_0}{a} \right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_y - y_0}{b} \right)^2 + \left(\frac{\hat{u}_z - z_0}{c} \right)^2 - |\mathbf{B}_l|^2 \right]^2, \quad (4.10)$$

sendo \hat{u} as medidas dos sensores na respectiva coordenada indicada, \mathbf{B}_l o campo magnético esperado e k o número de medições do sensor.

4.1.2.2 Modelagem com Nove Parâmetros

O modelo de nove parâmetros adiciona os ângulos representados na Fig. 4.1 à discussão feita anteriormente. A coordenada x é escolhida como referência, ϕ descreve o ângulo de ajuste entre os planos x - y , ρ o ângulo entre os planos x - y e λ o ajuste entre os planos x - z .

A partir do raciocínio apresentado anteriormente, a Eq. 4.11 mostra o modelo considerado para nove parâmetros.

$$\hat{\mathbf{B}}_k = \mathbf{C}_{sf} \mathbf{C}_{ma} \mathbf{B}_l + \mathbf{b} + \mathbf{e}_k, \quad k = 1, 2, \dots, N, \quad (4.11)$$

onde $\hat{\mathbf{B}}_k$ são as medidas obtidas pelos sensores, \mathbf{B}_l o campo magnético verdadeiro, \mathbf{b} o vetor com os três *offsets* a serem estimados, \mathbf{e}_k o vetor com o ruído gaussiano associado a medida, \mathbf{C}_{sf} a matriz diagonal contendo os fatores de escala e \mathbf{C}_{ma} a matriz que descreve os ângulos de alinhamentos da Fig. 4.1.

Assumindo as mesmas variáveis descritas para o modelo de seis parâmetros em conjunto com os ângulos de alinhamento, as relações entre as leituras dos sensores (\hat{u}_x , \hat{u}_y e \hat{u}_z) e a grandeza esperada (campo magnético verdadeira) (u_x , u_y e u_z) serão dadas pelas Eqs. (4.12), (4.13) e (4.14), respectivamente, para o problema de nove parâmetros.

$$\hat{u}_x = a u_x + x_0 \quad (4.12)$$

$$\hat{u}_y = b (u_y \cos(\rho) + u_x \sin(\rho)) + y_0 \quad (4.13)$$

$$\hat{u}_z = c (u_z \cos(\phi) \cos(\lambda) + u_y \sin(\lambda) \cos(\phi) + u_x \sin(\phi) \cos(\lambda)) + z_0 \quad (4.14)$$

Reescrevendo as Eqs. (4.12), (4.13) e (4.14) em função da grandeza esperada, são obtidas as Eqs. (4.15), (4.16) e (4.17), respectivamente.

$$u_x = \frac{\hat{u}_x - x_0}{a} \quad (4.15)$$

$$u_y = \frac{a(\hat{u}_y - y_0) - b \sin(\rho)(\hat{u}_x - x_0)}{ab \cos(\rho)} \quad (4.16)$$

$$u_z = \left(\frac{ab \cos(\rho)(\hat{u}_z - z_0) - ac \cos(\phi) \sin(\lambda)(\hat{u}_y - y_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} + \dots \right. \\ \left. \frac{bc [\sin(\rho) \cos(\phi) \sin(\lambda) - \cos(\rho) \sin(\phi) \cos(\lambda)] (\hat{u}_x - x_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} \right) \quad (4.17)$$

As Eqs. (4.15), (4.16) e (4.17) descrevem o valor da grandeza esperada em função das medidas feitas e dos parâmetros de calibração a serem estimados. A formulação do problema adiante é similar ao modelo de seis parâmetros que visa reduzir o resíduo entre as medidas corrigidas e o módulo do campo geomagnético local e, portanto, é suprimida.

4.1.3 Formas e Soluções para o Problema

O estudo das diversas soluções, considerando os modelos apresentados, é importante principalmente em sistemas que necessitam de autocalibração (calibração durante o uso sem a dependência de estímulos externos). Outro fator considerado é que este modelo pode ser expandido de forma a incluir, por exemplo, um modelo térmico para os sensores ou outros fatores. Esta discussão, contudo, não é feita neste trabalho.

Em Lötters et al. (1998), um método baseado na variância mínima para resolver o problema a partir da coleta de dados é apresentado, neste trabalho, o modelo de sensores não considera os ângulos de alinhamento. Já Foster e Elkaim (2008) baseia-se nos métodos dos mínimos quadrados para o problema de nove parâmetros. Ambos os métodos são amplamente utilizados, porém apresentam certas restrições. O trabalho de Takahashi et al. (2010) utiliza o modelo dos sensores do segundo considerando o método do primeiro, visando melhorar os resultados individuais dos métodos implementados.

No trabalho de Crassidis, Lai e Harman (2005), diversos métodos baseados em filtros e estimadores são testados e comparados. Todavia, não há uma discussão acerca da complexidade computacional para a implementação, podendo esta ser um limitante. Uma outra forma, como no trabalho de Granziera Jr. et al. (2011b), resolve a estimação dos parâmetros utilizando a forma recursiva de Kalman, podendo ser até considerada uma alternativa a solução recursiva dos mínimos quadrados e método *batch*.

Atualmente certos autores buscam o uso de redes neurais e algoritmos genéticos

para a solução dos problemas. Poucas são as referências acerca do assunto, porém em Pang et al. (2013) pode ser visto uma discussão sobre tais no processo de calibração de sensores magnéticos. Este trabalho propõem a solução através de um algoritmo de evolução diferencial. Já Ali et al. (2012) e Wu et al. (2013) apresentam soluções utilizando a otimização por enxame de partículas (PSO).

Trabalhos comparativos e que busquem analisar as restrições dos diversos algoritmos em sistemas embarcados em tempo real são escassos, o que torna importante a investigação de calibração em sistemas práticos e que devem ser executados em tempo real. Este trabalho irá discutir os modelos implementados e a calibração com a bobina de Helmholtz no capítulo 9. Este trabalho investiga a calibração com os métodos de variância mínima descrito por Takahashi et al. (2010) e o método baseado nos mínimos quadrados de Foster e Elkaim (2008). O maior aprofundamento matemático e discussão dos modelos será feito naquele capítulo.

4.2 Simulação de Órbitas e do Campo Geomagnético

Esta seção apresenta os conceitos básicos e ideias centrais necessários ao desenvolvimento de uma simulação na plataforma HiL com o objetivo de simular um corpo em uma órbita terrestre baixa (LEO - *Low-Earth-Orbit*). Uma vez feita esta simulação, o campo magnético ao qual este corpo está submetido durante sua órbita é gerado na bobina de Helmholtz para testes práticos com sensores magnéticos.

Por exemplo, considerando um satélite que será lançado em uma órbita específica, é possível determinar a intensidade e o vetor do campo magnético ao qual este satélite estará submetido durante sua órbita. A geração de campos magnéticos pode ser útil para averiguar o comportamento e simular missões espaciais, bem como sistemas de determinação e controle de atitude.

A metodologia detalhada das etapas necessárias a simulação HiL são apresentados no capítulo 10, onde também é descrito como a bobina de Helmholtz e a plataforma HiL utilizadas neste trabalho realizam os passos necessários. Na atual seção o objetivo é prover o conhecimento teórico mínimo para que haja o entendimento do processo que será discutido no capítulo citado anteriormente.

De forma reduzida, o processo que será implementado e apresentado de forma detalhada no capítulo 10 segue as seguintes etapas:

1. Simular a órbita de um corpo em relação a terra em um movimento elíptico descrito em duas dimensões;

2. Simular a partir do movimento anterior o posicionamento deste corpo em órbita no espaço de três dimensões em relação a um referencial inercial;
3. Simular o campo geomagnético em relação ao mesmo referencial inercial anterior e conforme a posição orbital tridimensional do corpo;
4. Simular o comportamento e atitude do corpo em órbita a partir de sua dinâmica e cinemática;
5. Simular a atitude do corpo em relação ao referencial inercial e conseqüentemente determinar o campo geomagnético teórico observado no corpo;
6. Aplicar este campo magnético simulado na bobina de Helmholtz, possibilitando a análise do comportamento de sistemas com magnetômetros.

Para compreender e implementar a sequência dos passos anteriores, este trabalho julga importante o conhecimento mínimo de sete aspectos:

- Atitude e suas formas de representação;
- Sistemas de coordenadas;
- Movimento elíptico e equação de Kepler;
- Elementos Keplerianos e posicionamento de satélites através do problema direto;
- Modelos simplificados de perturbações orbitais;
- Simulação da dinâmica e cinemática de um corpo em órbita;
- Modelo do campo magnético terrestre.

Desta forma as próximas seis subseções resumem e apresentam os pontos mais relevantes em relação aos itens anteriores. Os tópicos referentes a atitude, sistemas de coordenadas, simulação da dinâmica e cinemática do corpo em órbita e modelagem do campo magnético terrestre são baseados principalmente nos trabalhos de Wertz (1978), Sidi (2000), Kuipers (2002) e Markley e Crassidis (2014). Por sua vez o movimento elíptico, equação de Kepler, elementos Keplerianos e posicionamento de satélites são problemas relacionados à mecânica orbital, sendo que a discussão apresentada é baseada nos trabalhos de Kuga, Carrara e Rao (2012), Bate, Mueller e White (1971) e Curtis (2014), nesta respectiva ordem.

4.2.1 Atitude

Não existe uma definição absoluta para o termo atitude. Esta pode variar muito dependendo da área de aplicação, porém, fundamentalmente, o termo atitude refere-se a uma forma de representar a posição espacial (apontamento) de um corpo relativo à um referencial conhecido. Assim este trabalho define atitude como:

A atitude de um corpo é uma forma determinística de representar a sua orientação tridimensional no espaço. Matematicamente, é a rotação necessária para levar o sistema de coordenadas de uma orientação de referência, que deve ser bem definido e conhecido, para o sistema de coordenadas do corpo, equivalente a sua orientação em dado instante.

São diversas as formas para a representação de atitude. O trabalho de Shuster (1993) denota a revisão mais detalhada existente na literatura, apresentando os conceitos matemáticos e também discutindo os diversos métodos conhecidos. Dentre estes, são três formas mais comuns e que normalmente atendem as necessidades de grande parte das aplicações. São estas:

- Ângulos de Euler;
- Matriz de rotação (DCM);
- Quatérnions.

A matriz DCM, também chamada de matriz de atitude, realiza a rotação de um sistema de coordenadas de referência para uma segunda, de observação. Apesar de possuírem características próprias e representarem a atitude de forma distinta, os ângulos de Euler e quatérnions podem ser convertidas em uma matriz de atitude. As subseções a seguir resumem os princípios básicos destas três.

4.2.1.1 Ângulos de Euler

Talvez esta seja a representação mais popular sobre sequências de rotações. O nome deve-se ao seu inventor, Leonard Euler, matemático e físico suíço, que enunciou o seguinte teorema (GRANZIERA JR., 2006):

Dados dois sistemas de coordenadas ortogonais e independentes eles podem ser associados por uma sequência de rotações (não mais que três) sobre os eixos de coordenadas, desde que não haja duas rotações consecutivas sobre um mesmo eixo.

Em outras palavras, Euler afirma que é possível reproduzir uma rotação a partir de três rotações em sequência (dadas por um ângulo), desde que não haja rotações em sequência sobre um mesmo eixo. Comumente são utilizadas as letras gregas Ψ (*Psi*), θ (*theta*), φ (*phi*) para representar os ângulos de Euler nos eixos x , y e z , respectivamente.

Como afirmado por Euler, são necessárias três rotações desde que duas não sejam feitas seguidamente no mesmo eixo, o que totalizam doze modos possíveis para representar a rotação de um corpo. A sequência que merece destaque é dada por rotações seguidas sobre os eixos z , y e x , respectivamente, mais conhecida como sequência aeroespacial (ZYX). Por convenção, os ângulos de Euler seguem o sentido da regra da mão direita e são chamados de *arfagem* (*Yaw*) representado por Ψ para rotações no eixo z , *elevação* (*Pitch*) por θ no eixo y e *rolagem* (*Roll*) por φ no eixo x .

Quando trabalhando com ângulos de Euler é importante saber que existe uma restrição quanto ao intervalo de rotações dos mesmos, para que não haja a duplicidade de representação e o efeito chamando de *gimbal lock*¹. Portanto os valores dos ângulos devem estar contidos nos intervalos mostrados em (4.18).

$$\Psi = [-\pi, +\pi] \quad \theta = \left[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right] \quad \varphi = [-\pi, +\pi] \quad (4.18)$$

4.2.1.2 Matriz de Rotação

A *matriz de rotação*, também chamada na literatura por *matriz de atitude* ou *matriz de cossenos diretores* (DCM), relaciona dois vetores em um espaço através da matriz que rotaciona um destes vetores até o segundo. A Eq. (4.19) mostra esta relação básica.

$$\mathbf{v}_{\text{obs}} = \mathbf{R}\mathbf{v}_{\text{ref}}, \quad (4.19)$$

sendo \mathbf{v}_{obs} o vetor observado, ou seja, a componente do sistema de coordenadas de observação de um corpo, \mathbf{v}_{ref} o vetor com as componentes do sistema de coordenada de referência e \mathbf{R} a matriz quadrada que associa o vetor de referência com as coordenadas de observação através da rotação nos três eixos, sendo que \mathbf{R} é necessariamente ortogonal e possui determinante unitário.

Para escrever uma matriz de rotação (DCM) a partir dos ângulos de Euler basta compor as três rotações consideradas. Assumindo a rotação aeroespacial, a matriz de rotação será dada pela Eq. (4.20).

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_{\Psi}^z \mathbf{R}_{\theta}^y \mathbf{R}_{\varphi}^x \quad (4.20)$$

¹Efeito causado pela perda de um eixo de liberdade na rotação tridimensional, causado pela combinação de dois eixos em paralelo.

Sendo as matrizes \mathbf{R}_φ^x , \mathbf{R}_θ^y e \mathbf{R}_Ψ^z , respectivamente, dadas pelas Eqs. (4.21), (4.22) e (4.23) (KUIPERS, 2002). A matriz \mathbf{R} é a matriz de atitude ou DCM, calculadas pelos ângulos de Euler para a sequência aeroespacial.

$$\mathbf{R}_\varphi^x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & \sin \varphi \\ 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\mathbf{R}_\theta^y = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & -\sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\mathbf{R}_\Psi^z = \begin{bmatrix} \cos \Psi & \sin \Psi & 0 \\ -\sin \Psi & \cos \Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

4.2.1.3 Quatérnions

A representação de atitude por quatérnions descreve facilmente uma sequência de rotações e possui uma álgebra sem altos custos computacionais. Por estes motivos é um dos métodos mais utilizados em sistemas de navegação embarcada.

O conceito de quatérnion foi introduzido por Hamilton, um matemático, físico e astrônomo irlandês, em 1843. Os quatérnions, representados normalmente por \tilde{q} , são números hipercomplexos formado por quatro componentes (*Rank* 4), onde uma componente é escalar e as outras três são vetoriais, conforme dado pela Eq. 4.24.

$$\tilde{q} = q_0 + q_1\mathbf{i} + q_2\mathbf{j} + q_3\mathbf{k} = q_0 + \mathbf{q}, \quad (4.24)$$

sendo q_0 a parte escalar e \mathbf{q} a componente vetorial do quatérnion. Por conveniência, o quatérnion pode ser escrito também nas formas da Eq. (4.25).

$$\tilde{q} = (q_0, q_1, q_2, q_3) \quad \text{ou} \quad \tilde{q} = (q_1, q_2, q_3, q_0) \quad (4.25)$$

Como citado, a parte escalar do quatérnion é dada pelo seu elemento q_0 , entretanto, quando representado em um vetor 4×1 , nem sempre o mesmo será representado no primeiro elemento. Alguns algoritmos e parte da literatura tratam q_0 como o último elemento do vetor, portanto, é essencial prestar atenção a esse fato.

Outra característica importante dos quatérnions é que estes apresentam regras al-

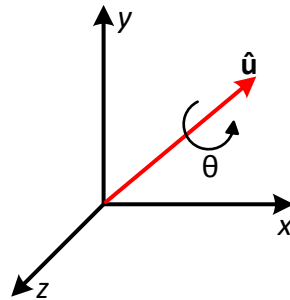
gêbricas próprias, diferentes da álgebra usual, definidos pela Álgebra Quaterniônica (KUIPERS, 2002). Logo, possuem seu próprio conjunto de operações como adição, multiplicação, conjugação, inversão, etc.

Um corpo rígido pode ter sua orientação representada como uma rotação (θ) em torno de um único eixo ($\hat{\mathbf{u}}$). Para a representação de atitude através do descrito, um quatérnio unitário que representa essa rotação é descrito pela Eq. (4.26).

$$\tilde{q} = \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \hat{\mathbf{u}} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (4.26)$$

Pode-se interpretar esse quatérnio como o vetor unitário $\hat{\mathbf{u}}$, que aponta para a direção do eixo ao qual o corpo é submetido a uma rotação de ângulo θ partindo de sua posição de referência. A Fig. 4.2 mostra essa representação.

Figura 4.2: Representação do vetor unitário rotacionado pelo quatérnio.



Fonte: O autor (2016).

O quatérnio também pode atuar como um operador de rotação que gira um vetor $\mathbf{v} = (0, v_1, v_2, v_3)$ por um ângulo θ sobre o eixo apontado por $\hat{\mathbf{u}}$ (vetor unitário formado pelas componentes vetoriais do quatérnio). A rotação é dada pelo operador quaterniônico L_q , definido como:

$$L_q(\mathbf{v}) = \tilde{q} \otimes \mathbf{v} \otimes \tilde{q}^* \quad (4.27)$$

$$L_q(\mathbf{v}) = (2q_0^2 - 1)\mathbf{v} + 2(\mathbf{v} \cdot \mathbf{q})\mathbf{q} + 2q_0(\mathbf{q} \times \mathbf{v}) \quad (4.28)$$

Esta rotação a partir de um quatérnio também pode ser representada em uma matriz de atitude $\mathbf{Q}_{3 \times 3}$, similar a conversão de ângulos de Euler para a matriz da Eq. (4.20). Essa passagem é explicada em detalhes em Markley e Crassidis (2014, p. 45),

sendo que a conversão é dada pela Eq. (4.29).

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} (q_0^2 + q_1^2 - q_2^2 - q_3^2) & 2(q_1q_2 + q_0q_3) & 2(q_1q_3 - q_0q_2) \\ 2(q_1q_2 - q_0q_3) & (q_0^2 - q_1^2 + q_2^2 - q_3^2) & 2(q_2q_3 + q_0q_1) \\ 2(q_1q_3 + q_0q_2) & 2(q_2q_3 - q_0q_1) & (q_0^2 - q_1^2 - q_2^2 + q_3^2) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

A representação de atitude utilizando quatérnions não apresenta singularidades por não lidar com funções trigonométricas. A desvantagem desta é determinada atitude sempre pode ser representada por dois quatérnions, o que o torna ambíguo, como mostrado na Eq. (4.30). O quatérnion \tilde{q} , e o quatérnion $-\tilde{q}$ representam a mesma atitude.

$$\left(-\cos \frac{\alpha}{2}, \mathbf{u} \sin \frac{\alpha}{2}\right) \equiv \left(\cos \frac{\alpha}{2}, -\mathbf{u} \sin \frac{\alpha}{2}\right) \quad (4.30)$$

Esta ambiguidade não representa uma desvantagem em termos matemáticos, podendo ser facilmente evitada caso haja necessidade.

4.2.2 Sistemas de Coordenadas

Conforme explicado anteriormente, atitude representa uma conversão capaz de relacionar dois sistemas de coordenadas sobre eixos ortogonais. Obviamente que um sistema necessita de referências bem definidas cuja direção dos eixos sejam conhecidas, representando assim um sistema de coordenadas.

O uso de determinado sistema de coordenadas está diretamente relacionado com a finalidade da aplicação. Por exemplo, em sistemas de navegação em ambientes terrestres, normalmente é necessário obter a orientação do corpo em relação as direções Norte-Sul, Leste-Oeste e inclinação. Já em aplicações espaciais, como satélites, será necessário determinar a orientação deste em relação à outros corpos celestes, como a Terra, Sol, estrelas, dentre outros.

Especificamente para o caso de corpos em órbita baixa, e para compreensão da simulação implementada adiante no capítulo 10, é necessário o entendimento de três sistemas de coordenadas. Estes são:

- Sistema de Coordenadas do Corpo em órbita;
- Sistema de Coordenadas Inercial, especificadamente o Sistema Inercial Centrado na Terra (ECI - *Earth-Centered Inertial*);

- Sistema de Coordenadas Centrado e Fixo na Terra (ECEF - *Earth-Centered, Earth-Fixed*).

A descrição a seguir destes sistemas baseia-se no trabalho de Markley e Crassidis (2014).

Sistema de Coordenadas do Corpo: possui origem no corpo e direções definidas durante a montagem deste. Normalmente estas são definidas de acordo com as cargas úteis e orientação dos sensores utilizados na determinação de atitude, conforme melhor adequado em cada caso.

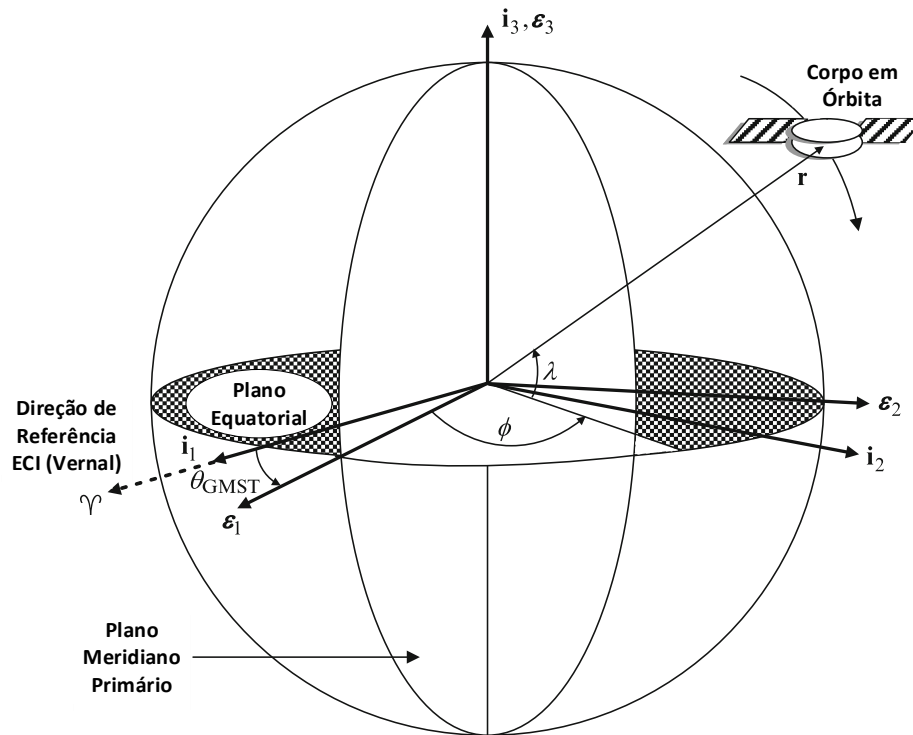
Sistema de Coordenadas ECI: o sistema inercial centrado na Terra possui origem no centro desta, sendo que as direções são definidas em relação ao norte terrestre e ao ponto vernal (Υ). O eixo x é definido pela direção ao ponto vernal enquanto o eixo z aponta para o norte terrestre. O eixo y é obtido pela base ortogonal formada pelas outras duas direções. A Fig. 4.3 apresenta este sistema, sendo descrito pela tríade $\{\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3\}$. É importante observar que este sistema é inercial em relação as estrelas distantes (MARKLEY; CRASSIDIS, 2014), porém não em relação ao próprio eixo da Terra, visto que esta sempre está em rotação.

Sistema de Coordenadas ECEF: o sistema centrado e fixo na Terra possui origem também no centro da terra sendo que o eixo z deste também aponta para o norte terrestre, de forma similar ao sistema ECI. No entanto seu eixo x possui direção definida pelo primeiro meridiano. Conforme a rotação da Terra, este sistema de coordenadas também é rotacionado em relação ao ECI, por exemplo. O eixo y é obtido ortogonalmente a estes de acordo com a regra da mão direita. A representação desta tríade, dada por $\{\epsilon_1, \epsilon_2, \epsilon_3\}$, também é mostrada na Fig. 4.3.

A relação entre os sistemas ECI e ECEF é essencial, sendo que a Fig. 4.3 mostra o ângulo θ_{GMST} (*Greenwich Mean Sidereal Time angle*), responsável por rotacionar um vetor representado em relação ao ECI para o ECEF. Como os eixos z de ambos os sistemas possuem mesmo sentido, a equação de rotação será dada pela Eq. 4.23 com $\Psi = \theta_{\text{GMST}}$

A determinação do ângulo θ_{GMST} depende da data Juliana (*JD - Julian date*). A partir do ano, mês, dia, horas, minutos e segundos é possível encontrar esta data e finalmente encontrar o ângulo referido. Esta passagem é simples e descrita em diversos trabalhos, sendo bem detalhada em Markley e Crassidis (2014) e, assim, omitida nesta seção.

Figura 4.3: Exemplificação e descrição dos sistemas de coordenadas ECI, ECEF e de um corpo em órbita.



Fonte: Adaptado e traduzido de Markley e Crassidis (2014).

4.2.3 Movimento Elíptico e Equação de Kepler

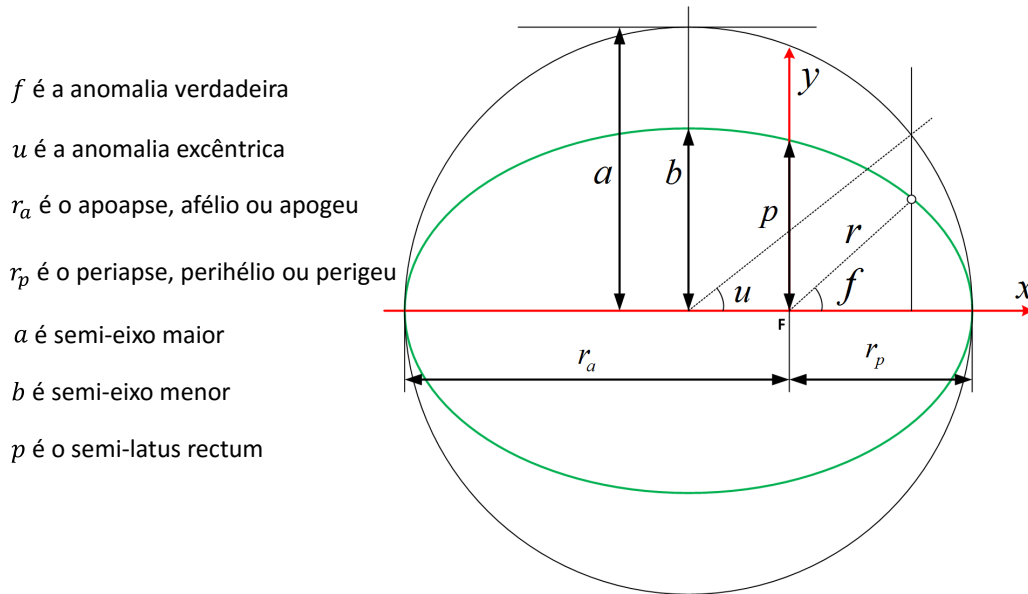
O conteúdo desta seção, assim como da próxima, é melhor detalhado e apresentado de forma didática no trabalho de Kuga, Carrara e Rao (2012). A discussão a seguir é simplificada e resume apenas as principais equações para o movimento elíptico e desenvolvimento teórico da equação de Kepler.

Para descrever a órbita de um corpo qualquer, é necessário compreender o movimento elíptico e posteriormente a equação de Kepler. As relações geométricas da elipse são descritas pela Fig. 4.4, onde as seguintes definições são tomadas: f é denominada anomalia verdadeira; u a anomalia excêntrica; r_p o perigeu; r_a o apogeu; a o semi-eixo maior; b o semi-eixo menor; e p é chamado de *semi-latus rectum*.

A primeira relação importante para o movimento é a definição de sua excentricidade, definida por e , dada pela Eq. (4.31).

$$e = \frac{r_p - r_a}{r_p + r_a} = \frac{c}{a} \quad (4.31)$$

Conforme melhor detalhado por Kuga, Carrara e Rao (2012), a partir da equação da elipse, vista na Eq. (4.32), é possível descrever o *semi-latus rectum* de acordo com

Figura 4.4: Descrição dos parâmetros da elipse no movimento orbital.

Fonte: Adaptado de Kuga, Carrara e Rao (2012).

o perigeu e o apoapse da trajetória. Esta relação é mostrada na Eq. (4.33).

$$r = \frac{p}{1 + e \cos(f)} \quad (4.32)$$

$$p = r_p(1 + e) = r_a(1 - e) \quad (4.33)$$

As coordenadas cartesianas da Fig. 4.4 são descritas pela origem no ponto F (foco da elipse), com o eixo x apontando para o perigeu e o eixo y a 90° no sentido anti-horário. Neste sistema o valor das coordenadas x e y são dados pelas Eqs. (4.34) e (4.35), respectivamente.

$$x = r \cos(f) = a \cos(u) - c = a(\cos(u) - e) \quad (4.34)$$

$$y = r \sin(f) = \sqrt{a \sin(u)(1 - e^2)} \quad (4.35)$$

Outra definição importante é a relação entre a anomalia verdadeira e a excêntrica. Esta é dada pela Eq. (4.36). A dedução desta é feita a partir da relação da coordenada do eixo x e da igualdade $r = a(1 - e \cos(u))$, seguindo o desenvolvimento também discutido por Kuga, Carrara e Rao (2012).

$$\tan^2(f/2) = \frac{1 + e}{1 - e} \tan^2(u/2) \quad (4.36)$$

Introduzindo o conceito da equação de Kepler, esta é uma das mais importantes para o movimento orbital, fornecendo a relação entre a anomalia excêntrica e o tempo. Através desta é possível localizar onde o corpo em órbita se encontra em determinado instante. A dedução da equação de Kepler não é imediata, sendo omitida neste traba-

lho. Seu ponto de partida é a Eq. (4.32), que descreve a elipse e a dedução completa é apresentada novamente no trabalho de Kuga, Carrara e Rao (2012). A forma final da equação de Kepler é dada pela Eq. (4.37).

$$M = u - e \sin(u), \quad (4.37)$$

sendo que M é o ângulo denominado de anomalia média e descrita pela Eq. (4.38).

$$M = n(t - T), \quad (4.38)$$

onde n é a velocidade angular, definida por $n = (\mu/a^3)^{1/2}$, sendo $\mu = 3,986 \times 10^{14} \text{ m}^3/\text{s}^2$, equivalente a constante gravitacional terrestre. A relação $t = T$ é satisfeita quando o corpo está no seu perigeu.

A equação de Kepler é uma função transcendental e há diversas formas para sua solução. Resolver significa encontrar a anomalia excêntrica, de onde com as definições dos restantes dos parâmetros orbitais é possível solucionar a posição do corpo em função do tempo.

Com esta solução, a próxima etapa é definir a órbita espacialmente e posicionar o satélite em relação ao referencial inercial ECI. Esta passagem é feita a partir dos elementos keplerianos e mostrada a seguir.

4.2.4 Elementos Keplerianos e Posicionamento do Satélite

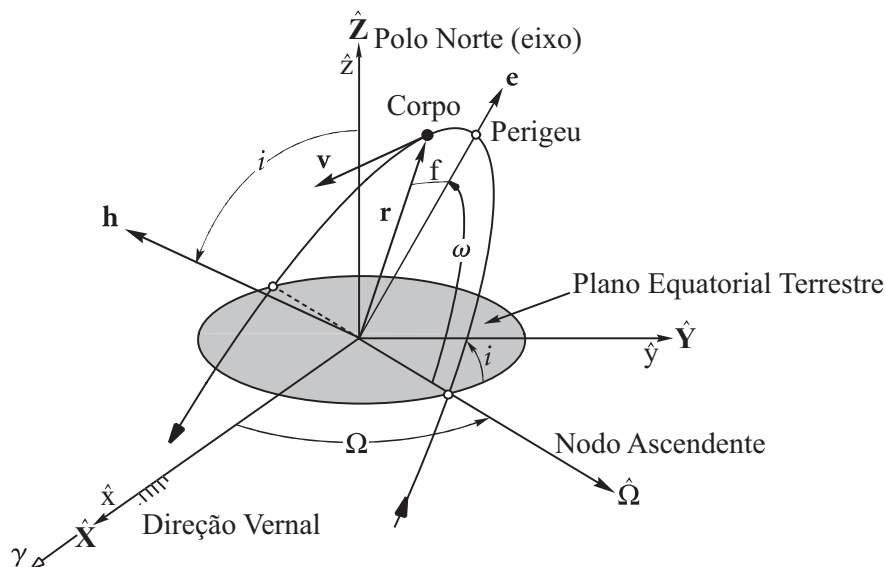
Na seção anterior foram definidos diversos parâmetros e relações para descrever o posicionamento da órbita do corpo na elipse. Daqueles, três são os elementos keplerianos já apresentados: semi-eixo maior (a); a excentricidade (e); e a anomalia média (M).

Para definir a órbita espacialmente é necessário localizá-la em relação ao sistema inercial centrado na Terra (ECI), apresentado anteriormente. O plano fundamental formado pelos eixos x e y é definido pelo plano do Equador. Neste ponto deve-se compreender os três elementos keplerianos restantes:

- i : descrito como *inclinação da órbita*, que representa o ângulo da órbita em relação ao plano do Equador;
- Ω : denominado *nodo ascendente*, que é ângulo entre o eixo x e a linha do nodo ascendente no plano Equatorial;
- ω : chamado de *argumento do perigeu*, representando o ângulo entre a linha do nodo ascendente e o perigeu.

Estes três parâmetros também são conhecidos como os ângulos de Euler para a órbita. A Fig. 4.5 mostra graficamente estes três ângulos. Os seis elementos keplerianos definem a órbita no espaço.

Figura 4.5: Representação dos elementos orbitais para posicionamento do satélite espacialmente em relação ao sistema de coordenadas ECI.



Fonte: Adaptado de Curtis (2014).

Para descrever a posição do satélite é necessário encontrar a posição do satélite nas coordenadas ECI, representadas na Fig. 4.5 por X , Y , Z . Assumindo a posição do satélite no plano do Equador encontrada a partir da discussão da seção anterior pelas Eqs. (4.34) e (4.35), é possível descrever uma matriz de rotação \mathbf{R} em função dos ângulos i , Ω e ω que relacionem $\mathbf{v} = (x; y; 0)$ e $\mathbf{V} = (X; Y; Z)$.

Conforme apresentado por Kuga, Carrara e Rao (2012) esta transformação completa é feita através de três rotações, respectivamente pelos ângulos $-\Omega$, $-i$ e $-\omega$ em torno dos eixos Z , X e Z . Matematicamente esta transformação é representada na Eq. (4.39).

$$\mathbf{V} = \mathbf{R}_z(-\Omega)\mathbf{R}_x(-i)\mathbf{R}_z(-\omega)\mathbf{v}, \quad (4.39)$$

sendo que as rotações \mathbf{R}_z e \mathbf{R}_x foram discutidas na seção 4.2.1 e são dadas pelas Eqs. (4.23) e (4.21), respectivamente.

4.2.4.1 Resumo do Posicionamento Orbital

A partir dos três primeiros elementos keplerianos (a , e , M), deve-se primeiramente resolver a equação de Kepler de forma a se obter u . Com este valor resolver as Eqs. (4.34) e (4.35) para se obter o vetor $\mathbf{x} = (x; y; 0)$.

Com os outros três elementos keplerianos (i , Ω , ω), denominados ângulos de Euler

para órbita, montar a matriz de rotação \mathbf{R} e encontrar o posicionamento do satélite conforme a Eq. 4.39.

4.2.5 Modelos Simplificados de Perturbações Orbitais

Com a teoria discutida nas duas últimas seções é possível simular uma órbita terrestre baixa e o posicionamento do corpo ao longo desta. Na prática, contudo, existem perturbações que causam variações nos modelos matemáticos discutidos. O uso de modelos que incluam tais perturbações buscam maior exatidão nas simulações, principalmente quando um número elevado de órbitas no tempo deve ser analisado.

Os modelos simplificados de perturbações orbitais (*Simplified General Perturbation (SGP) models*), descritos por Hoots e Roehrich (1980), buscam a predição do comportamento de satélites em órbitas terrestres. O trabalho de Vallado et al. (2006) apresenta uma revisão mais atual dos mesmos.

Dentro dos modelos apresentados em Hoots e Roehrich (1980), aqueles específicos para órbitas terrestres baixas são conhecidos como SGP, SGP4 e SGP8. Este trabalho não engloba a revisão teórica sobre a forma para a implementação dos modelos, sendo que diversas referências podem ser encontradas na literatura. Os trabalhos citados anteriormente descrevem os modelos e inclusive apresentam os códigos para a implementação das perturbações.

A simulação de órbita apresentada no capítulo 10 é baseada do modelo de perturbações SGP4. Este é aplicado por diversos trabalhos no estudo de órbitas LEO para pequenos satélites, como em Corpino e Stesina (2014) e Yavuzyilmaz et al. (2011). O detalhamento e códigos do SGP4 são apresentados no trabalho de Vallado e Crawford (2008). A descrição teórica e equacionamento detalhado do SGP4 é feita em Hoots, Schumacher Jr. e Glover (2004).

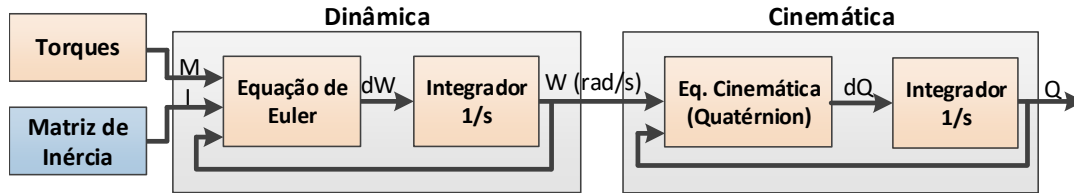
4.2.6 Dinâmica e Cinemática da Atitude de um Corpo

O comportamento rotacional de um corpo em órbita pode ser descrito a partir da sua dinâmica e cinemática. Conforme detalhado por Markley e Crassidis (2014), a cinemática diz respeito aos aspectos do movimento que podem ser analisados sem a consideração de forças ou torques, enquanto que a dinâmica leva em conta a ação destes no movimento do corpo.

Para um corpo orbitando ao redor da Terra o objetivo é descrever o movimento rotacional, simulando sua velocidade angular e atitude com o passar do tempo. A Fig.

4.6 descreve o diagrama da simulação no capítulo 10. A dinâmica é responsável pelo cálculo da velocidade angular, enquanto que a cinemática utiliza esta para calcular a atitude do corpo.

Figura 4.6: Modelo simplificado para a simulação do comportamento da atitude e rotações de um corpo em órbita.



Fonte: O autor (2016).

4.2.6.1 Dinâmica de um Corpo Rígido

A dinâmica descreve a velocidade angular do corpo rígido de acordo com:

- A matriz de inércia do corpo;
- Uma sequência de torques aplicados sobre o corpo;
- Velocidade angular inicial, que na prática equivale a condição inicial do integrador do bloco da dinâmica.

Como demonstrado por Sidi (2000), e também considerando somente a matriz de inércia principal (elementos não-nulos apenas em sua diagonal principal), é possível relacionar a matriz de inércia e o torque aplicado ao corpo com sua velocidade angular a partir da Eq. (4.40), conhecida como equação de Euler para a dinâmica de um corpo rígido.

$$\mathbf{M} = \mathbf{I} \dot{\mathbf{w}} + (\mathbf{w} \times (\mathbf{I} \mathbf{w})), \quad (4.40)$$

sendo \mathbf{I} a matriz de inércia do corpo, com elementos não-nulos apenas em sua diagonal principal, \mathbf{M} o vetor descrevendo os torques aplicados e \mathbf{w} o vetor com a velocidade angular sobre os eixos do corpo. Expandindo o sistema para cada eixo separadamente, a relação é obtida pelas Eqs. (4.41) a (4.43).

$$M_x = I_{xx}\dot{\omega}_x + \omega_y\omega_z(I_{zz} - I_{yy}) \quad (4.41)$$

$$M_y = I_{yy}\dot{\omega}_y + \omega_x\omega_z(I_{xx} - I_{zz}) \quad (4.42)$$

$$M_z = I_{zz}\dot{\omega}_z + \omega_x\omega_y(I_{yy} - I_{xx}) \quad (4.43)$$

Reescrevendo as Eqs. (4.41) a (4.43) em função da derivada da velocidade angular ($\dot{\mathbf{w}}$) são obtidas as relações das Eqs. 4.44 a 4.46.

$$\dot{\omega}_x = [M_x - \omega_y \omega_z (I_{zz} - I_{yy})] / I_{xx} \quad (4.44)$$

$$\dot{\omega}_y = [M_y - \omega_x \omega_z (I_{xx} - I_{zz})] / I_{yy} \quad (4.45)$$

$$\dot{\omega}_z = [M_z - \omega_x \omega_y (I_{yy} - I_{xx})] / I_{zz} \quad (4.46)$$

O cálculo das velocidades angulares são dadas em rad/s e são determinadas realizado a integração das equações apresentadas.

4.2.6.2 Cinemática de um Corpo Rígido

A descrição cinemática da atitude de um corpo depende do método de representação da mesma. Markley e Crassidis (2014) apresenta uma boa revisão sobre o tema considerando a representação na forma matricial, com ângulos de Euler, com quatérnions, dentre outros. Este trabalho limita-se em apresentar a equação da dinâmica considerando a representação da atitude por quatérnions.

A representação de derivada da cinemática do quatérnion é dada pela Eq. (4.47).

$$\dot{\tilde{q}} = \frac{1}{2} \Omega' \tilde{q}, \quad (4.47)$$

sendo \tilde{q} o quatérnion representando a atitude do corpo e Ω' a matriz anti-simétrica formada pela velocidade angular nos eixos do corpo, definida pela Eq. (4.48).

$$\Omega'(\boldsymbol{\omega}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_z & -\omega_y & \omega_x \\ -\omega_z & 0 & \omega_x & \omega_y \\ \omega_y & -\omega_x & 0 & \omega_z \\ -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z & 0 \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

A atitude do corpo é então calculada realizando a integração da Eq. (4.47) em função da derivada do quatérnion. O valor iniciar do integrador descreve a atitude inicial do corpo simulado.

4.2.7 World Magnetic Model

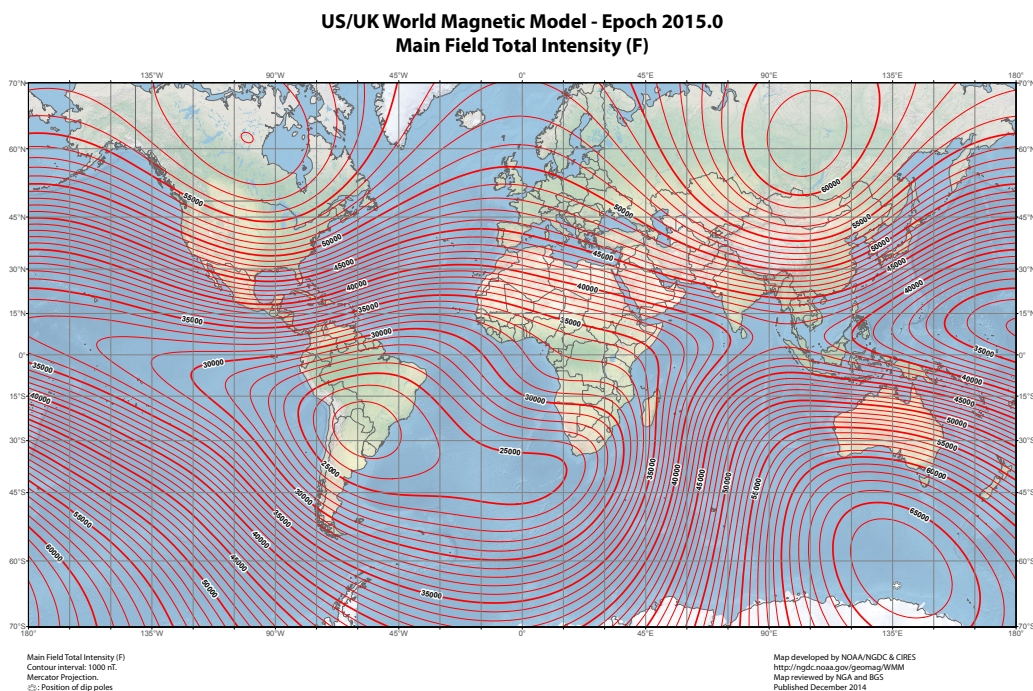
O campo magnético é muito utilizado em sistemas de determinação de atitude devido ao conhecimento do modelo do campo magnético terrestre (CHULLIAT et al., 2015). Este modelo é conhecido como WMM (*World-Magnetic-Model*) e mapeia o campo geomagnético em relação ao sistema de coordenadas ECEF.

O WMM pode ser utilizado para determinar o campo geomagnético em relação ao sistema de coordenadas ECEF. O trabalho de Chulliat et al. (2015) apresenta o modelo matemático para a determinação do campo geomagnético. A teoria e os conceitos matemáticos ao redor do WMM não são triviais e não são abordados neste trabalho. O importante é que diversas ferramentas computacionais, como o *software* Matlab/Simulink, dão suporte nativo ao modelo do WMM. No caso do Matlab, o usuário deve entrar com a data, no formato *mm/dd/aaaa*, a longitude, a latitude e a altitude do corpo em relação ao nível do mar. A função retorna todos os parâmetros do campo geomagnético em relação às coordenadas ECEF.

Assumindo então uma órbita LEO, e o posicionamento do corpo em órbita conforme abordado nas seções anteriores, é possível determinar o campo magnético ao qual este está submetido em relação tanto ao ECEF quanto ao ECI, bastando utilizar o ângulo de rotação que relaciona estes dois sistemas e que possui dependência temporal.

O WMM descreve o campo magnético em suas componentes e também a intensidade total, além da inclinação e declinação do modelo. O modelo varia de acordo com os anos e, portanto, este é constantemente atualizado. Assumindo o modelo para os anos 2015-2020 (CHULLIAT et al., 2015), a Fig. 4.7 mostra a curva de nível da intensidade total do campo, conforme a variação ao longo da posição terrestre, para o dia 1º de janeiro de de 2015.

Figura 4.7: Isocurvas para a intensidade total do campo geomagnético, conforme a posição terrestre, considerando o WMM para o ano de 2015.



Fonte: Chulliat et al. (2015).

Parte III

Descrição da Plataforma HiL

Desenvolvida

5 Sistemas e Equipamentos da Plataforma HiL

Este capítulo descreve os sistemas desenvolvidos ao longo deste trabalho, bem como os elementos comerciais especificados que atualmente podem ser utilizados na plataforma de simulação HiL desenvolvida. Por se tratar de um sistema HiL com bastante flexibilidade, a adição de futuros elementos pode ser feita facilmente sem alterar as características da plataforma apresentada.

Primeiramente há uma discussão sobre como foram escolhidos os elementos para a plataforma e o porquê do uso de determinados equipamentos, basicamente descrevendo os requisitos estabelecidos que levaram a construção da plataforma. Na seguinte seção é apresentado o diagrama geral com todos os componentes presentes da plataforma e uma explicação geral sobre o sistema, introduzindo sobre cada elemento da plataforma.

As seções seguintes discutem cada um dos elementos, apontando as características técnicas, capacidades, interfaces e elementos relevantes. Para os elementos comerciais são apresentadas as principais características técnicas e discussão sobre a interface com os outros elementos do simulador HiL. Em relação aos elementos desenvolvidos há uma discussão detalhada, onde são destacados os pontos desenvolvidos neste trabalho.

5.1 Requisitos e Metodologia para Implementação da Plataforma

Conforme objetivos discutidos no capítulo 1, a proposta e contribuição do trabalho é prover uma ferramenta que facilite e auxilie o teste e validação de sistemas que utilizam sensores para a leitura do campo geomagnético.

Como o foco principal são sistemas espaciais que utilizam sensores MEMS, o requisito principal é que esta ferramenta possua um sistema de geração de campo magnético. Outro ponto essencial é prover flexibilidade e modularidade suficiente para que diversas aplicações venham a ser estudadas futuramente.

Por tal motivo, foi determinado que a metodologia de implementação da plataforma fosse baseada em simulação *hardware-in-the-loop* em conjunto com o sistema de geração do campo magnético.

A escolha para a bobina de Helmholtz triaxial como o sistema de geração do campo magnético deve-se ao fato desta ser a topologia mais simples descrita na literatura, mas ainda assim aplicada com sucesso por diversos autores em aplicações espaciais, conforme revisão apresentada no capítulo 3. A metodologia e etapas para a implementação da bobina são apresentadas na seção 5.5, enquanto que detalhes adicionais são vistos nos trabalhos Germanovix (2014) e Batista et al. (2015).

A etapa crucial para um sistema como o proposto é a definição de qual sistema será escolhido como *hardware* modular para a simulação HiL. Como o objetivo do trabalho não é o estudo e desenvolvimento de um simulador HiL, mas sim de uma plataforma funcional que atenda as características descritas no capítulo 2, a solução óbvia é a especificação de um sistema comercial que atenda os requisitos do projeto. Exposto isso, duas ferramentas se destacaram: a PXI Platform, da National Instruments¹ e os sistemas modulares dSPACE².

Ambas soluções possuem excelente modularidade, havendo placas distintas para o processamento e diversos módulos de periféricos, conforme os requisitos do projeto. A solução proposta pela National Instruments requer a utilização do *software* LabView tanto para o desenvolvimento do modelo que será executado em tempo real no *hardware* modular, quanto para monitorar e servir como interface durante a execução do modelo. Por sua vez, os sistemas da dSPACE utilizam o conjunto Matlab/Simulink para o desenvolvimento e programação do modelo que será executado em seu *hardware* modular, enquanto que o monitoramento e interface durante a execução é feita pelo *software* ControlDesk, dedicado e distribuído pela própria dSPACE.

Visto que o grupo de pesquisa responsável por este trabalho utiliza a ferramenta Matlab/Simulink em grande parte de suas atividades, a escolha foi a aquisição do equipamento modular dSPACE. É importante citar que as duas soluções possuem custo elevado. O sistema dSPACE, no entanto, possui melhores benefícios para programas estudiantis (como a disponibilização do *software* ControlDesk sem custo), outro fator importante na escolha deste.

Obviamente que diversas outras opções comerciais, inclusive com custo menor, estão disponíveis. O trabalho de Schlager (2008) faz uma excelente revisão dos principais sistemas para simulação HiL. Apesar do menor custo, estes sistemas não possuem

¹<http://www.ni.com/pxi/pt/>

²<http://www.dspace.com/en/inc/home.cfm>

a mesma gama de módulos periféricos e de processamento, além de serem menos exploradas por trabalhos similares. Quase a totalidade dos trabalhos correlatos destacados na seção 2 utilizam soluções PXI ou modulares da dSPACE. A seção 5.3 descreve o *hardware* especificado para atender aos objetivos da plataforma.

Com a especificação dos dois sistemas principais, um sensor magnético de alta precisão foi selecionado para ser utilizado como referência do campo gerado pela bobina de Helmholtz. Sensores do tipo *fluxgate* possuem características técnicas muito superiores à sensores MEMS (que são o foco de estudo neste trabalho aplicando a plataforma desenvolvida), portanto, foi definido que esta topologia faria tal função. O sensor descrito na seção 5.6 foi escolhido devido ao fato de ser o melhor custo benefício dentre diversos magnetômetros *fluxgate* pesquisados, com características similares ao escolhido, e que apresentavam carta de calibração como garantia de suas especificações técnicas.

Por fim tem-se os sistemas e sensores magnéticos disponíveis para teste. Parte deste trabalho foi focado no desenvolvimento da Experiência MEMS, sistema de determinação de atitude que será submetido a um voo suborbital para testar sensores MEMS de baixo custo neste ambiente. Uma versão de engenharia deste modelo foi desenvolvida para ser parte da plataforma. A seção 5.4 descreve o projeto deste equipamento. Além deste, houve a especificação de um sistema comercial também com sensores MEMS, dentre diversos AHRS pesquisados a melhor alternativa foi aquele que será apresentado na seção 5.7. A metodologia para a escolha foi a união entre custo benefício com a capacidade técnica.

A forma de conexão bem como o funcionamento geral da plataforma são descritos na sequência. Os sistemas auxiliares, para que todos os equipamentos acima funcionem em conjunto, também são explicados.

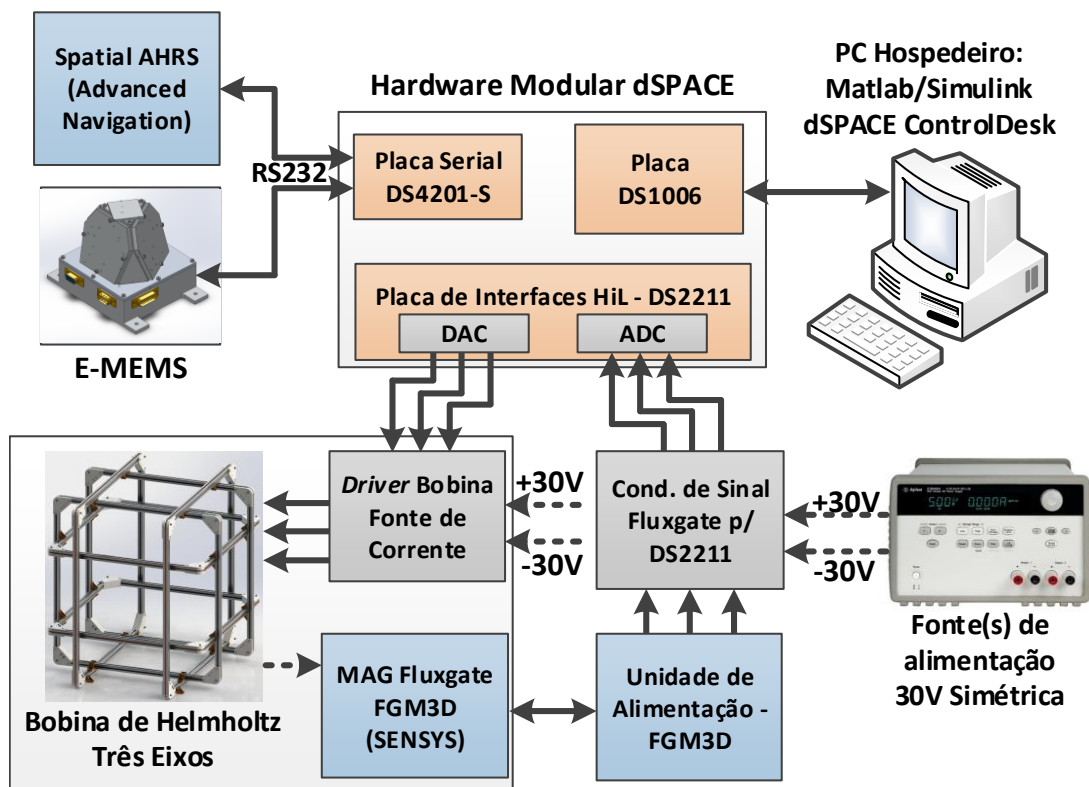
5.2 Elementos e Descrição da Plataforma Elaborada

O sistema apresentado na sequência é o modelo final do simulador e, consequentemente, utilizado nos testes e aplicações discutidos neste trabalho. É importante ter em mente que um dos maiores requisitos deste trabalho é sua modularidade, o que torna o modelo apresentado nessa seção expansível e de fácil adaptação caso haja necessidade nos futuros trabalhos. A Fig. 5.1 representa os elementos disponíveis para a plataforma e o diagrama básico de conexões dos mesmos.

Atualmente são cinco sistemas maiores presentes: o *hardware* modular e sistema de simulação HiL da empresa dSPACE; a Experiência MEMS (E-MEMS) (BATISTA

et al., 2014b), cujo projeto eletrônico final e validação do sistema foram realizados neste trabalho; o sistema da bobina de Helmholtz desenvolvido (BATISTA et al., 2015), cujo projeto foi feito por Germanovix (2014) sendo a execução do projeto, montagem e todos os testes realizados neste trabalho, além dos sistemas auxiliares da bobina como o *driver* de corrente; um magnetômetro *fluxgate* comercial da empresa Sensys GmbH³ e seu sistema de condicionamento de sinal; e sistema de determinação de atitude (AHRS) comercial da empresa Advanced Navigation⁴.

Figura 5.1: Diagrama genérico com todos os equipamentos existentes para a plataforma HiL proposta e esquema básico de ligações entre os mesmos.



Fonte: O autor (2016).

As principais características de cada um destes são:

Sistema de *hardware* modular dSPACE: o sistema modular da empresa dSPACE possui diversos módulos distintos que podem ser ligados e adquiridos conforme a necessidade da aplicação. No simulador HiL proposto estão presentes uma placa de processamento do sistema, DS1006, uma placa de interfaces seriais DS4201-S e a placa específica da simulação HiL da dSPACE, com diversos periféricos disponíveis, entre estes os conversores DAC e ADC utilizados na plataforma. Além do *hardware* há o *software* de modelagem, compatível com Matlab/Simulink, e outro para monitoramento em tempo real da simulação.

³<http://www.sensysmagnetometer.com/en/fgm3d.html>

⁴<http://www.advancednavigation.com.au/product/spatial>

Conjunto da Experiência MEMS: o E-MEMS é um sistema desenvolvido para a determinação de atitude em sistemas espaciais. Este é composto por quatro conjuntos de sensores MARG em um sistema embarcado próprio. Este conjunto utiliza somente componentes COTS e sensores MEMS.

Sistema da bobina de Helmholtz triaxial: além da própria Bobina para a geração de campo magnético, este sistema possui uma fonte de corrente controlada por tensão. Este sistema eletrônico é capaz de fornecer correntes simétricas de até 2 A para a bobina, sendo controlada pelos conversores DAC da placa DS2211 do sistema dSPACE.

Sistema do magnetômetro *fluxgate* FGM3D: sensor comercial para ser utilizado no sistema de malha fechada da bobina de Helmholtz. Além do magnetômetro, este possui uma unidade de alimentação também da empresa Sensys GmbH e uma placa de condicionamento de sinais desenvolvida, responsável por adaptar os níveis de tensão do magnetômetro para a placa DS2211 do sistema dSPACE.

Sistema do AHRS comercial Spatial: sistema de determinação e referência de atitude comercial da empresa Advanced Navigation modelo Spatial. Este sistema possui um conjunto de sensores MEMS composto por acelerômetro, magnetômetro, girômetro, sensor de pressão e GPS, sendo os três primeiros triaxiais.

5.3 Hardware Modular dSPACE

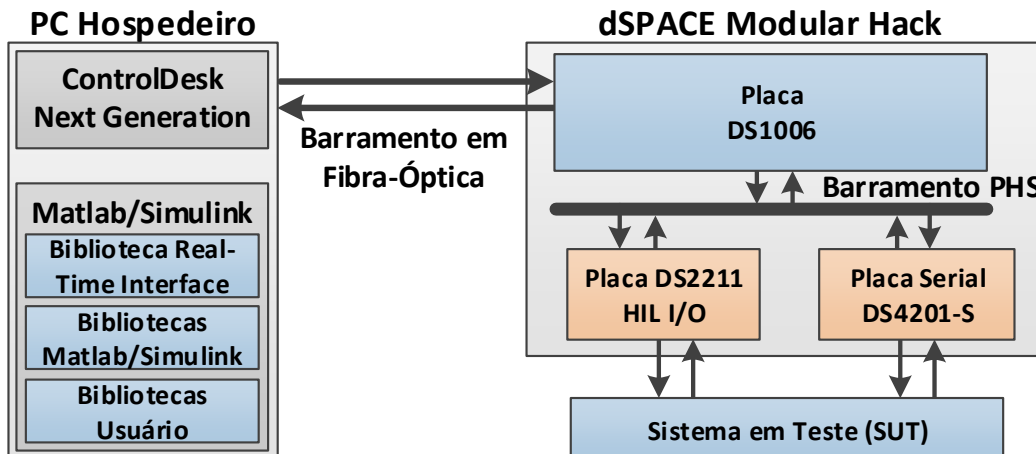
As soluções de simulação HiL da empresa dSPACE oferecem sistemas de diversos tamanhos e capacidades de processamentos. Os processadores e as placas dos periféricos são fornecidas de forma independente para serem adaptadas de acordo com a necessidade da aplicação e do sistema em teste (SUT). O sistema dSPACE oferece uma ótima escalabilidade (*scalability*) e flexibilidade para o projeto, podendo ser facilmente adaptado e expandido (dSPACE GmbH, 2015a).

São quatro elementos básicos necessários para implementar uma simulação HiL com o sistema dSPACE. Uma ou mais placas de processadores, as placas com os periféricos a serem interfaceados com o SUT, os *softwares* executados no computador hospedeiro e acessórios para a montagem e conexão entre os diversos sistemas.

O sistema especificado neste trabalho possui uma placa de processamento DS1006, uma placa específica para simulação HiL DS2211, que possui diversos periféricos e interfaces como DACs e ADCs, uma placa de interface serial DS4201-S e os *softwares* *Real-Time Interface* (RTI) e ControlDesk Next Generation.

Acerca dos *softwares*, o primeiro é uma biblioteca vinculada ao Matlab/Simulink que possui os blocos e modelos necessários para a utilização dos periféricos disponíveis nos hardwares, enquanto que o ControlDesk é uma ferramenta *stand alone* responsável por gerenciar a execução do modelo desenvolvido em Simulink no simulador HiL. A Fig. 5.2 descreve o simulador HiL especificado e montado neste trabalho.

Figura 5.2: Elementos e sistemas necessários ao simulador HiL e *hardware* modular da plataforma proposta baseado no sistema dSPACE DS1006.



Fonte: O autor (2016).

Simplificando a descrição funcional, o projeto baseado em modelos é desenvolvido em Matlab/Simulink, utilizando a biblioteca *Real-Time Interface* (RTI) em conjunto com os elementos básicos do Simulink e funções em Matlab feitas pelo usuário. Este modelo é então compilado e transferido ao processador do simulador HiL. Toda a interface entre o computador hospedeiro e a placa DS1006 é feita por um cabo de Fibra Ótica de alta velocidade em um barramento de protocolo ISA (*Industry Standard Architecture*). O modelo desenvolvido é então executado pela placa DS1006 que está interligada e comanda os periféricos disponíveis por um barramento PHS (*Peripheral High-Speed*) de acordo com o modelo previamente construído. Durante a execução, uma interface previamente desenvolvida pelo usuário na ferramenta ControlDesk é utilizada para monitorar o simulador HiL bem como executar ações no modelo. Por exemplo, uma variável declarada no modelo pode ser comandada pelo ControlDesk em tempo real como forma de simular uma falha no SUT.

A grande vantagem do sistema dSPACE é que caso em futuras aplicações seja verificada a necessidade de mais processamento ou de novos periféricos, estes podem ser adicionados diretamente ao barramento PHS sem influenciar elementos ou modelos antigos. Cada barramento PHS pode possuir 16 elementos, ou seja, um processador e mais quinze placas de periféricos, sendo até 20 barramentos distintos de PHS podem ser interconectados por módulos de alta velocidade *Gigalink*. Assim, pode ser formada

uma rede com 20 placas de processadores DS1006 e mais 300 placas de periféricos.

Uma visão geral de cada elemento é feita a seguir. Para os *hardwares* são apresentados as características técnicas e para o *software* uma breve explicação do funcionamento.

5.3.1 Placa de processamento DS1006

A placa de processamento é o elemento base do simulador HiL. Esta é responsável por todo o processamento do modelo bem como a interface com os periféricos e com o computador hospedeiro.

A placa DS1006 (dSPACE GmbH, 2015b) possui um processador AMD de quatro núcleos operando em 2,8 GHz totalmente programável de forma gráfica pelo Matlab/Simulink através da biblioteca RTI. Os processadores são programados e executam modelos distintos, sendo que o usuário possui controle sobre este fator.

Além do processador e dos elementos necessários a conexão com as placas de periféricos, a placa DS1006 possui uma interface serial disponível que pode ser ligada ao SUT. Essa possui padrão RS232 e limite de transferência de 115,2 kbps. Esta serial pode ser acessada diretamente por um conector DB9 presente no Rack do sistema modular. O anexo A.1 mostra o diagrama da placa.

5.3.2 Placa HiL DS2211

A DS2211 (dSPACE GmbH, 2015c) é uma placa de periféricos cuja proposta é ser o centro da simulação HiL. A placa DS2211 possui uma série de funções específicas para aplicações automotivas, como medição de rotação em um motor, que não são abordados neste trabalho. Os principais periféricos da placa são:

- **DSP TMS320VC33 Texas Instruments:** processador de sinal digital para processamento de dados específicos controlado pelo usuário;
- **Conversor analógico-digital:** 16 canais de entrada para conversão ADC. Os canais possuem 14 bits de resolução com entrada entre 0 e 60 V. O tempo de conversão é de 1,1 μ s;
- **Conversor digital-analógico:** 20 canais de saída para conversão DAC. Os canais possuem 12 bits de resolução com nível de tensão entre 0 e 10 V. O tempo de conversão é de 20 μ s para mudanças na menor escala;

- **Canais resistivos:** 10 canais para saída resistiva selecionável entre $15,8 \Omega$ e $1 M\Omega$. A resolução é de 16 bits com erro de 3% ou 3Ω , dependendo do maior;
- **Entradas digitais:** Máximo de 24 canais para entradas de PWM com resolução de 50 ns e frequência entre 0,01 e 100 kHz. Máximo de 16 entradas digitais. 2 canais de *input capture*;
- **Saídas digitais:** Máximo de 16 canais de saída digital e 9 saídas de PWM com resolução de 16 bits entre 0,01 e 100 kHz;
- **Interfaces seriais:** Uma interface serial com compatibilidade RS232 ou RS422 e dois canais de barramento CAN.

Um diagrama completo dos periféricos e esquema interno da placa segue no anexo A.2.

Todos os periféricos da placa DS2211 são controlados pelo processador da placa DS1006. A programação das utilidades e como os periféricos vão operar são feitos pelo usuário no modelo em Simulink, também através da biblioteca RTI.

5.3.3 Placa Serial DS4201-S

A placa DS4201-S (dSPACE GmbH, 2015d) possui quatro interfaces seriais UART independentes. Cada canal possui suporte para RS232, RS422 ou RS485, selecionáveis a partir do *hardware* da placa.

Para o padrão RS232, o limite de banda é 115,2 kbps, enquanto que em RS485 ou RS422 há suporte para até 1,5 Mbps. Cada serial também possui suporte independente para a configuração de bits de paridade (par, ímpar, nenhum), bits de parada (um, um e meio, dois) e comprimento de palavra entre 5 e 8 bits.

5.3.4 Biblioteca Real-Time Interface

A *Real-Time Interface* (dSPACE GmbH, 2015e) é a biblioteca necessária para o desenvolvimento do *modelo* e geração automática de código, seja para prototipagem rápida ou para a simulação HiL, em MatLab/Simulink. A biblioteca é integrada ao *software* Matlab disponibilizando o acesso a todos os sistemas do *hardware* modular pela programação gráfica disponível pelo Simulink.

Dessa forma, o usuário pode utilizar todas as bibliotecas padrões disponíveis no Simulink e funções escritas pelo próprio usuário em conjunto com os elementos da

RTI. Essa funcionalidade garante o acesso a elementos básicos e blocos importantes em sistemas de engenharia sem a necessidade de programação manual.

Após o desenvolvimento do modelo, este será compilado no próprio Simulink (*Simulink Coder*) a partir da extensão disponibilizada pela RTI de forma a gerar o arquivo que irá ser executado pelo *hardware* modular. Após a compilação, a execução e controle do simulador HiL passa a ser realizado pelo *software* ControlDesk.

5.3.5 ControlDesk Next Generation

O *software* ControlDesk (dSPACE GmbH, 2015f) é a ferramenta desenvolvida pela dSPACE para o monitoramento, controle e diagnóstico nos dados durante a simulação HiL.

A partir do código gerado em Simulink utilizando a biblioteca RTI, o ControlDesk será responsável por executar os modelos nos processadores da placa DS1006 de acordo com o usuário. De forma simples, o modelo criado em Simulink é importado para o ControlDesk. Neste ponto, o usuário tem acesso a todas as variáveis e elementos criados no modelo.

A partir de uma interface gráfica, o usuário pode desenvolver diversos *layouts* com os instrumentos presentes no ControlDesk, tais como: *displays*, botões, gráficos, entre outros. Uma vez que o código compilado pelo Simulink passa a ser executado no *hardware* modular, o ControlDesk possibilita monitorar no *layout* desenvolvido todas as variáveis selecionadas e parâmetros em tempo real. Além disso, o operador pode atuar nos parâmetros em tempo real no computador hospedeiro, bem como salvar todos os elementos ou dados gerados para análise posterior.

5.4 Experiência MEMS

A Experiência MEMS (E-MEMS) (BATISTA et al., 2014b) consiste em um sistema embarcado de baixo custo composto somente por sensores MEMS e componentes COTS. Os sensores presentes são acelerômetros, magnetômetros, girômetros e sensores de temperatura. A proposta do E-MEMS é adquirir, armazenar, processar e transmitir dados de atitude, sendo que o desafio tecnológico do projeto envolve a construção do equipamento, desenvolvimento de *hardware* e *software* e por fim a validação de todo o sistema para um futuro lançamento em um ambiente de microgravidade. O objetivo deste voo é descrever a atitude do veículo e verificar as limitações do sistema.

Em ambientes terrestres, o E-MEMS permite a determinação de atitude a par-

tir dos magnetômetros e acelerômetros, utilizando o campo gravitacional e o campo magnético terrestres como referências, além do processo de filtragem unindo os dados obtidos com os sensores citados em conjunto com aqueles dos girômetros.

O desenvolvimento deste instrumento irá viabilizar uma análise prática em diversos aspectos envolvidos no processo de determinação de atitude, como, testes de algoritmos de determinação e estimação de atitude, análise e comparações entre métodos de calibração de sensores MEMS, comportamento, confiabilidade e precisão do sistema para elaboração de futuras aplicações baseadas em componentes de baixo custo.

Em ambiente espacial, o desafio proposto ao E-MEMS é testar o comportamento dos componentes utilizados no processo e validar o uso destes em uma missão espacial. O experimento também pode ser utilizado para medir os efeitos dinâmicos sobre o veículo espacial e também os efeitos magnéticos. Estes dados terão utilidade para a estimação da atitude do veículo quando combinados e analisados posteriormente com as informações de outros sistemas ou sensores. A correção das derivas dos girômetros e a consequente estimação da atitude somente serão possíveis caso existam informações adicionais sobre a atitude do veículo.

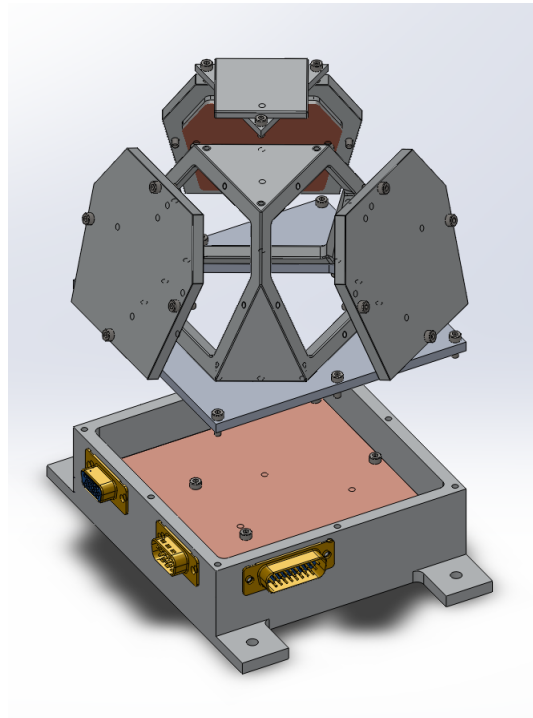
A experiência é composta por girômetros, acelerômetros e magnetômetros integrados a uma unidade de aquisição de dados, de conversão de energia e de processamento. A mesma irá transmitir os dados dos sensores para estações em terra, através de telemetria para análise posterior.

De forma macro, o projeto é subdividido em três partes: mecânico, eletrônico e *software*. Estes projetos são apresentados a seguir e, por fim, é mostrado o protótipo final (modelo de engenharia) desenvolvido.

5.4.1 Projeto Mecânico E-MEMS

Além de sustentar os circuitos, sensores, cabeamento e conectores da experiência, a estrutura possui dispositivos e soluções auxiliares para o alinhamento e calibração do conjunto de sensores. A Fig. 5.3 mostra uma vista tridimensional explodida da versão atual da experiência. A massa prevista para o sistema deve ser inferior a 1,5 kg, enquanto que sua base ocupa uma área de 148 mm × 115,5 mm e a altura da estrutura é de 112,5 mm.

Esta estrutura sustenta as quatro placas de circuito impresso com os sensores, dispostas nas tampas da estrutura tetraédrica e na base da caixa. Na parte interna da caixa, sobre a placa de sensores, encontra-se disposta também uma placa de maior tamanho. Esta última contém o computador embarcado da experiência, a unidade de aquisição

Figura 5.3: Projeto mecânico do E-MEMS

Fonte: Batista et al. (2014b).

de dados e os circuitos para gerenciamento e condicionamento de energia. No topo da estrutura há uma mesa que possibilita o posicionamento de um cubo óptico espelhado para alinhamento e calibração. Outra proposta para a mesa, efetivamente utilizada neste trabalho, é o posicionamento do AHRS Spatial, para fim de comparação de resultados e de calibração. Na superfície inferior da caixa há uma estrutura formada por um pino e oblongo, que também é um dispositivo para alinhamento e calibração. A estrutura final descrita foi fabricada com material à base de um polímero de engenharia, de forma a reduzir o custo, através de impressão 3D. Os parafusos para fixação das partes e da estrutura no veículo são em alumínio 7075-T6.

5.4.1.1 Geometria dos Sensores

Um aspecto importante em projetos desta natureza é a disposição e a quantidade dos sensores inerciais, que influem diretamente na confiabilidade, precisão e estudo em detecção de eventuais falhas (PEJSA, 1974).

O E-MEMS possui uma distribuição tetraédrica regular de Classe II, ou seja, um sensor está na base do cone e outros três estão igualmente espaçados em um cone de meio-ângulo $\alpha = 70,529^\circ$. Esta topologia é a maneira que otimiza a precisão das medidas obtidas a partir de quatro sensores inerciais, provendo uma estimativa de estados ótima, também é redundante e capaz de detectar uma eventual falha em um dos sensores. Entretanto não há como isolar a falha, conforme discutindo em Sturza

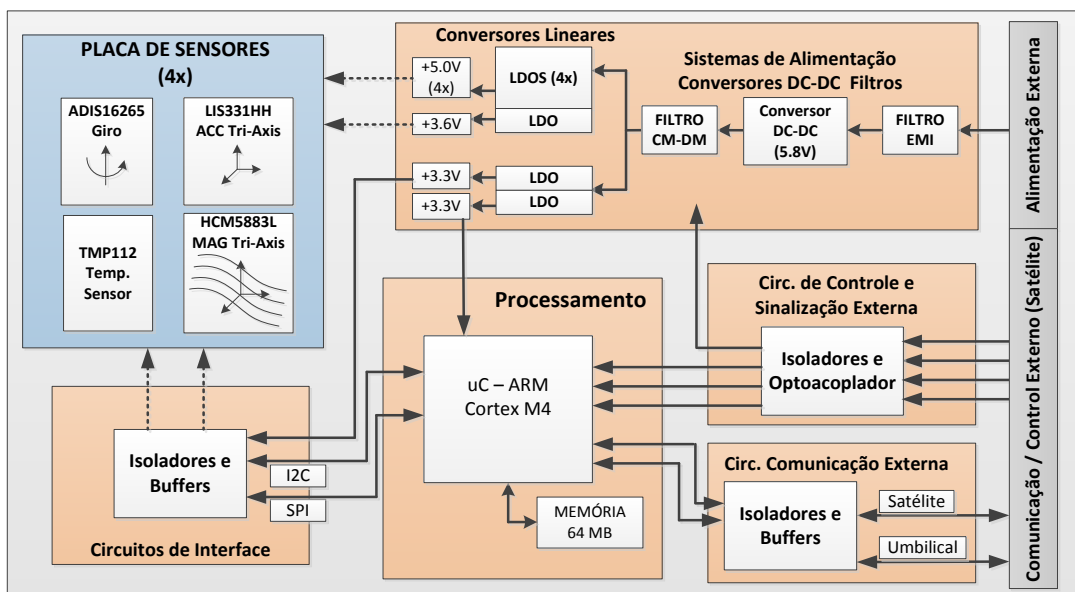
(1988).

Esta geometria também torna possível o monitoramento das forças inerciais exercidas durante o lançamento com o uso de girômetros e acelerômetros com fundo de escala fixo, e não tão altos. Como somente o sensor da base está ortogonal às principais forças atuantes, visto que este será alinhado com o eixo do veículo lançador, é possível que este alcance seus limites máximos de resolução, e assim somente os sensores restantes são considerados neste momento específico do lançamento.

5.4.2 Projeto Eletrônico E-MEMS

Fisicamente o sistema é composto por quatro placas de sensores idênticas e uma placa principal. A Fig. 5.4 descreve o diagrama eletrônico da experiência. A placa principal contém quatro grupos funcionais distintos, que são: conversores DC-DC, reguladores lineares e filtros; interconexões e comutação dos sinais dos sensores; processamento e armazenamento; circuitos de interface. Já as quatro placas idênticas possuem os sensores e sistemas auxiliares necessários aos sensores. O conversor DC-DC fornece a potência para todos os reguladores lineares, que por sua vez fornecem as tensões finais reguladas e também servem como filtros ativos para o ruído de modo diferencial gerado pelo conversor. As placas de sensores possuem alimentação distinta da placa principal, responsável pelo processamento, havendo múltiplos reguladores de tensão.

Figura 5.4: Diagrama Eletrônico simplificado da Experiência MEMS



Fonte: Batista et al. (2014b).

As etapas de filtragem do ruído de modo comum e de modo diferencial, associados aos reguladores atenuam para níveis aceitáveis o *ripple* e o ruído da alimentação para os sensores principalmente.

O bloco de processamento gerencia o sistema, realizando as tarefas de aquisição de dados, codificação, empacotamento, comunicação e outros. É baseado em um microcontrolador com núcleo ARM Cortex-M4, de ponto flutuante que opera em 168 MHz.

5.4.3 Sensores da Experiência

Cada uma das placas de sensores do E-MEMS possuem quatro sensores: um magnetômetro e um acelerômetro, ambos de três eixos, um girômetro de eixo único e um sensor de temperatura.

Todos os sensores utilizados no sistema possuem saídas digitais, controladas por barramentos I²C ou SPI, de forma a evitar o tratamento de dados no domínio analógico. Os sensores da experiência e suas principais características são:

Girômetros: de um eixo ADIS16265, da Analog Devices, com resolução de $\pm 0,0183$ °/s até $\pm 0,0732$ °/s, em 12 bits e com fundo de escala configurável entre ± 80 °/s até ± 320 °/s, respectivamente. Ruído de 0,4 °/s RMS em 50 Hz, deriva de 2 °/ \sqrt{h} (1σ), consumo em torno de 200 mW e sensor de temperatura interno.

Acelerômetros: de três eixos LIS331HH, da STMicroelectronics, com resolução de ± 3 mg em 12 bits com fundo de escala configurável entre ± 6 g, ± 12 g ou ± 24 g e consumo inferior a 1 mW.

Magnetômetros: de três eixos HMC5883L, da Honeywell, com resolução de até 0,92 mG em 12 bits com fundo de escala em $\pm 1,3$ G e consumo inferior a 1 mW.

Sensores de temperatura: Sensores TMP112, da Texas Instruments, com a função de monitorar supostos estresses térmicos ao qual um dispositivo pode ser submetido em um ambiente espacial, além da eventual aplicação de métodos de correção dos sensores anteriores em função da temperatura.

5.4.4 Modelo de Engenharia

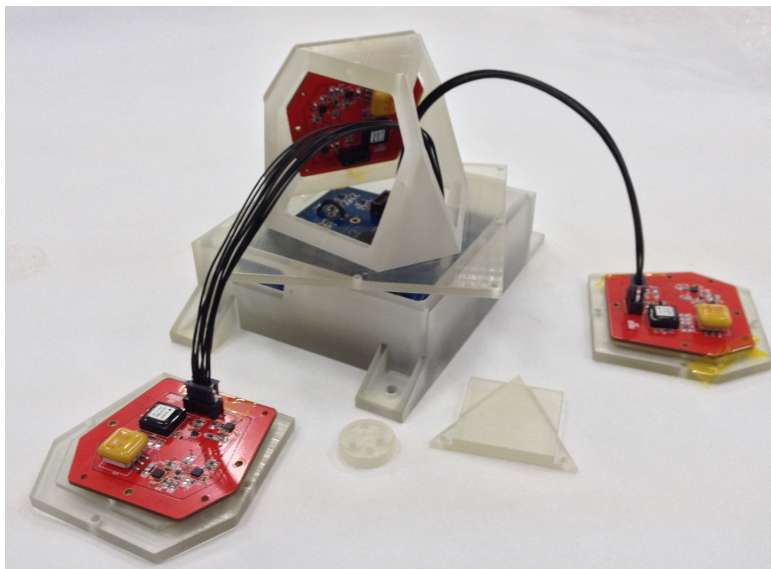
O projeto mecânico foi fabricado através de impressão 3D em fotopolímero, que se assemelha a um plástico ABS. O resultado foi uma peça com exatidão suficiente para atender os requisitos a um custo muito inferior do que uma eventual usinagem em alumínio. O peso da mecânica, sem as peças de fixação, é de 0,33 kg.

As placas de circuito impresso do projeto foram projetadas e fabricadas em multicamadas, sendo quatro camadas para as placas de sensores e seis para a placa da uni-

dade de processamento. Esta característica garantiu diversos planos de cobre para um melhor sinal e uma área total de cobre em torno de 90% para ambas placas, o que resulta em um excelente coeficiente de dissipação térmica.

O modelo de engenharia finalizado e operacional é visto na Fig. 5.5. O peso final do mesmo foi de 1,00 kg, bem abaixo do requisito inicial e possível devido as características do material utilizado na mecânica, impresso em forma 3D.

Figura 5.5: Montagem parcial do modelo de engenharia do E-MEMS a ser utilizado na plataforma HiL.



Fonte: Batista et al. (2014b).

5.4.5 Conexão com o Simulador HiL

Por possuir um processador próprio, este é responsável pela leitura e gerenciamento de todos os dados do E-MEMS. A conexão do E-MEMS com o simulador HiL, especificadamente com a placa DS4201-S, deve ser feita diretamente pela interface serial, havendo apenas a necessidade da conversão do sinal de RS422 para RS232 caso a placa DS4201-S do simulador HiL esteja neste último modo.

Portanto, o *software* embarcado do E-MEMS deve ser configurado para enviar as informações conforme desejado e no intervalo de tempo do modelo em tempo real executado no sistema dSPACE. Outra opção é fazer um sistema onde o E-MEMS responde a comandos enviados pelo simulador.

Eventuais modos de operação são discutidos na sequência do trabalho conforme o modo de teste selecionado.

5.5 Bobina de Helmholtz

As especificações técnicas, o projeto da bobina de Helmholtz e fabricação das peças auxiliares da bobina de Helmholtz utilizada na plataforma HiL foram realizados por Germanovix (2014). A montagem do protótipo, validação do mesmo e comparação dos parâmetros em relação ao projeto teórico foram realizadas neste trabalho e são relatadas em Batista et al. (2015). Os elementos desta seção são baseados nos esforços e resultados de ambos os trabalhos.

No projeto da bobina de Helmholtz as partes elétricas e estruturais foram projetadas dependentemente uma da outra. A seguir são apresentadas as capacidades, requisitos e características elétricas do projeto teórico da bobina. Por fim, são discutidos os parâmetros elétricos medidos no protótipo final da bobina.

5.5.1 Capacidades da Bobina

Os principais requisitos da bobina de Helmholtz foram baseados na dimensão do E-MEMS e do magnetômetro. A primeira característica necessária do sistema é gerar um campo magnético uniforme em um volume cúbico, cuja aresta deve ser de no mínimo 11 cm. A variação teórica especificada dentro deste volume deve ser inferior a 0,02%. O segundo requisito da bobina é o campo máximo desejado por eixo. Este foi determinado de forma a garantir a possibilidade de gerar um campo contrário ao campo geomagnético e ainda gerar $\pm 1,2$ G independentes em cada eixo. Considerando o valor máximo do campo geomagnético terrestre e considerando uma folga, o sistema deve ser capaz de gerar até $\pm 2,0$ G em cada eixo.

A bobina de Helmholtz projetada por Germanovix (2014) possui formato quadrado e com os lados e estrutura formados por perfis de alumínio comerciais para a redução do custo. Por ser uma bobina de três eixos, o volume uniforme foi utilizado para a definição do menor lado, sendo os lados consequentes determinados pelo perfil comercial utilizado. Conforme abordado na seção 3.2, o trabalho anterior determinou que para atender aos requisitos do projeto, o lado interno da bobina deve possuir 880 mm, o par central 940 mm e o lado maior 1000 mm. Portanto a bobina do sistema da simulação HiL possui aproximadamente 1 m^3 de volume.

5.5.2 Características Elétricas

Um aspecto importante do projeto da bobina depende do diâmetro do fio de cobre selecionado. Levando em conta fatores como a facilidade de bobinamento, o número

de espiras possíveis dentro da área útil da canaleta, a corrente máxima permitida, a resistência e comprimento necessário para os enrolamentos de todas as bobinas, a bobina de Helmholtz foi projetada com fio 19 AWG.

Analisando a Eq. 3.5, é possível determinar o número mínimo de voltas necessárias assumindo a corrente máxima suportada pelo fio e o requisito de campo magnético a ser gerado. O restante dos parâmetros são determinados a partir das características de resistência do fio e da relação da Eq. 3.5. A Tab. 5.1 mostra os parâmetros do projeto desenvolvido por Germanovix (2014). Logicamente que estes são independentes para cada par.

Tabela 5.1: Parâmetros teóricos elétricos e dos enrolamentos da bobina de Helmholtz projetada em Germanovix (2014).

Lado	N_{\min}	Enrolam. (m)	Res. (Ω)	I_{\max} (A)	V_{\max} (V)	W_{\max} (W)	B_{\max} (G)
Int.	62	218,2	5,71	1,76	10,1	17,7	2.0196
Med.	66	248,2	6,49	1,76	11,4	20,1	2.0127
Ext.	70	280,0	7,32	1,76	12,9	22,7	2.0066

Fonte: Batista et al. (2015).

5.5.3 Parâmetros elétricos do Protótipo

A partir da montagem final do protótipo, foram obtidos os parâmetros elétricos a partir de medições e aproximações. A partir da resistência de cada par de enrolamento medidos, foram estimados o número de enrolamentos (levando em conta a resistência do fio) e posteriormente pela corrente máxima determinada para a bobina 1,76 A foram determinadas as tensões e potências necessárias ao sistema. A indutância de cada enrolamento também foi medida utilizando um medidor LRC 4263B da Agilent Technologies. A Tab. 5.2 mostra todos os valores relevantes.

Tabela 5.2: Parâmetros elétricos e dos enrolamentos obtidos e medidos no protótipo da bobina de Helmholtz a ser usada na simulação HiL.

Lado	N	Enrolam. Aprox. (m)	Resistência Medida (Ω)		I_{\max} (A)	V_{\max} (V)	W_{\max} (W)	Indutância medida (mH)		B_{\max} (G)
			A	B				A	B	
Int.	63	225,2	5,89	5,89	1,76	10,4	18,3	8,9	11,1	2,0522
Med.	72	272,7	7,13	7,13	1,76	12,6	22,1	15,0	13,6	2,1957
Ext.	73	291,0	7,60	7,61	1,76	13,4	23,5	15,8	16,3	2,0926

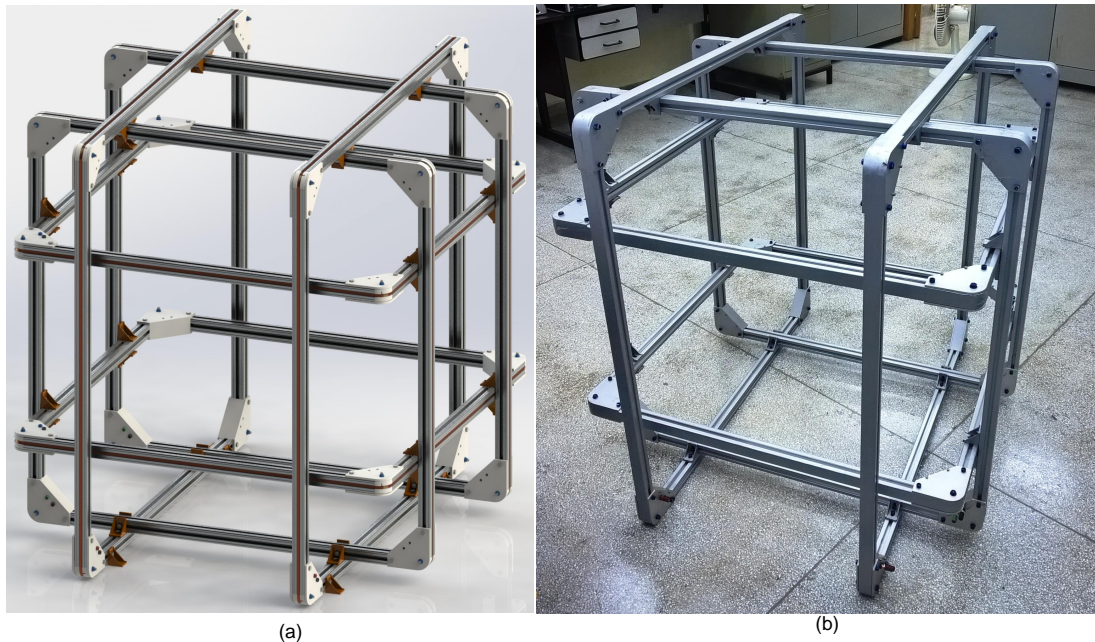
Fonte: Batista et al. (2015).

O número superior de enrolamento em relação ao projetado é um parâmetro desejado. A resistência praticamente idêntica obtida nos pares similares da bobina comprovam o sucesso do enrolamento realizado. As indutâncias medidas possuem valores na mesma ordem de grandeza mas com pequenas diferenças que podem ser atribuídas à interferências durante a medição. As medições com o sistema LRC 4263B foram

realizadas com o sistema final montado e na presença de diversos materiais que podem causar pequenas variações no valor da indutância de uma bobina.

A comparação final entre a bobina de Helmholtz projetada em CAD por Germanovix (2014) e o protótipo construído neste é mostrado na Fig. 5.6.

Figura 5.6: (a) Bobina de Helmholtz triaxial projetada. (b) Protótipo final da bobina de Helmholtz.



Fonte: Batista et al. (2015).

5.5.4 Conexão com o Simulador HiL

Conforme o projeto da bobina, este deve possuir três alimentações de corrente independentes para cada um de seus pares. Portanto, são necessárias três fontes de corrente simétricas com capacidade para gerar entre -2 e $+2$ A.

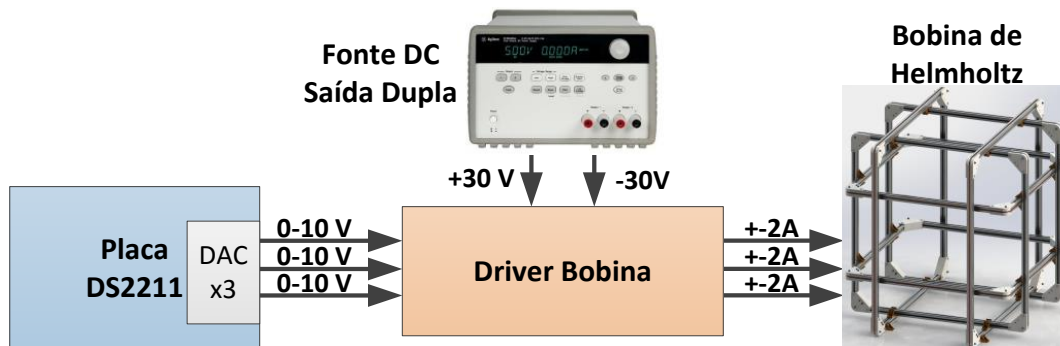
Na pesquisa realizada durante o desenvolvimento do projeto não foram encontrados sistemas comerciais capazes de atender simultaneamente aos requisitos do projeto, tais como: corrente simétrica no valor desejado, possibilidade de ser controlada por alguma das interfaces presentes no sistema dSPACE, taxa de atualização e variação na corrente, entre outros.

Como o *hardware* modular dSPACE também não possui fonte de corrente com tal capacidade, a alternativa mais simples para excitar os enrolamentos da bobina foi o desenvolvimento de um circuito eletrônico customizado e específico para a tarefa. Utilizando as interfaces da placa DS2211, a proposta foi desenvolver uma fonte de corrente controlada pelas interfaces DACs disponíveis, ou seja, uma fonte de corrente

controlada por tensão. A Fig. 5.7 ilustra de forma simplificada como isto é feito. O conversor tensão-corrente é chamado de *driver* da bobina.

Além da fonte de corrente controlada por tensão, o projeto do *driver* deve antes condicionar a tensão para valores simétricos, visto que o conversor da placa dSPACE atua entre 0 – 10 V.

Figura 5.7: Esquema reduzido para a ligação da bobina de Helmholtz ao simulador HiL.



Fonte: O autor (2016).

5.5.5 Projeto Eletrônico - *Driver* da Bobina

Conforme explicado, devido a tensão assimétrica do sistema dSPACE, os requisitos para o projeto eletrônico implementado são:

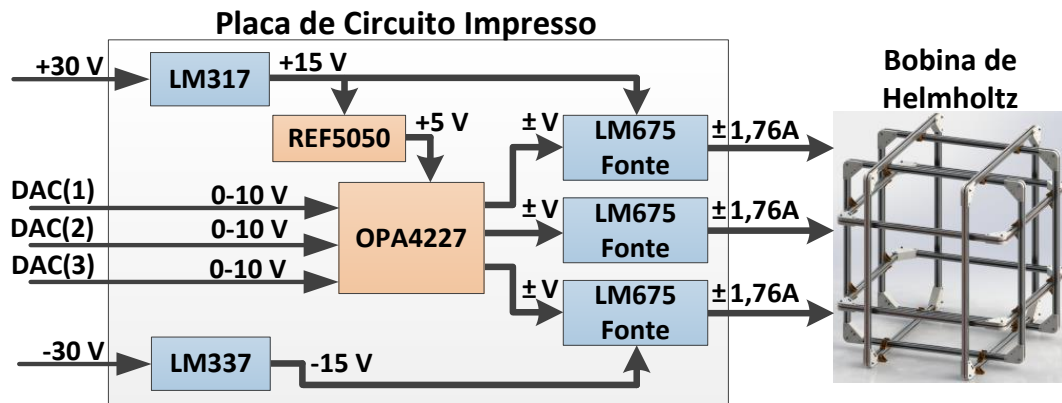
- Três fontes de corrente independentes controlada por tensão com topologia baseada em amplificador operacional de potência.
- Condicionamento do sinal de três canais do DAC entre 0 – 10 V para valores $\pm x$ V, onde x é a tensão apropriada para que a fonte de corrente escolhida seja capaz de gerar ± 2 A;

Para implementar o estágio da fonte de corrente amplificador foi escolhido um Amp. Op. LM675, da Texas Instruments. Este amplificador suporta correntes em ambos os sentidos de até 3 A, sendo seu limite de alimentação de ± 30 V. Como a tensão dos conversores DACs da placa DS2211 possuem níveis entre 0-10 V, é necessário condicionar este sinal para $\pm V_{\text{condicionada}}$. Estes valores de tensão dependem da topologia da fonte de corrente utilizada. Portanto um requisito para este estágio é que sua tensão de controle possa ser facilmente ajustada através da troca de resistores.

Para condicionar este sinal foi utilizado um circuito integrado REF5050, para gerar uma tensão precisa de 5,00 V. Este é subtraído do sinal gerado pelo DAC da placa

DS2211, de forma que este passe de 0 – 10 V para ± 5 V. Posteriormente, o sinal é condicionado por um Amplificador Operacional de precisão OPA4227 para $\pm x$ V, sendo que x dependem da topologia da fonte de corrente baseada no LM675. Os resistores deste estágio de condicionamento dependem do valor de x . A Fig. 5.8 resume os estágios necessários ao projeto eletrônico desenvolvido.

Figura 5.8: Diagrama da placa eletrônica para o *driver* da bobina e condicionamento do sinais entre os DACs da placa DS2211 e a bobina de Helmholtz.



Fonte: O autor (2016).

O Amp. Op. OPA4227 possui quatro canais, sendo assim capaz de condicionar os três canais de forma independente para os valores necessários para controlar a fonte de corrente. Os blocos nomeados *LM675 fonte* representam as fontes de corrente controladas por tensão cujas saídas estão ligadas na bobina de Helmholtz.

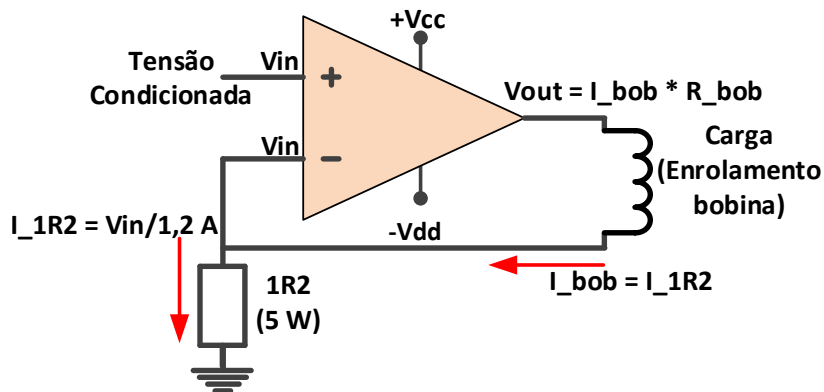
Os esquemáticos elétricos são apresentados nos apêndices B.2 e B.3, visto que foram desenvolvidas duas topologias para a fonte de corrente. Os dois projetos seguem exatamente o esquema reduzido da Fig. 5.8. Estes são discutidos a seguir.

5.5.5.1 Topologia Primeira Versão

A primeira versão de fonte de corrente construída é uma topologia extremamente simples, baseada no esquema da Fig. 5.9.

Dado o sistema retroalimentado, a tensão na entrada negativa se iguala a tensão da entrada positiva. Assim, a corrente através do resistor de potência será dada pela divisão da tensão pelo valor nominal do resistor. Como a corrente na carga é igual a corrente do resistor, é possível controlar a corrente no enrolamento em relação a tensão de entrada. Desta forma basta adequar os resistores do estágio de condicionamento para que a corrente de saída ± 2 A seja obtida com os limites de tensão da placa do dSPACE. Portanto tem-se uma corrente na carga controlada pela tensão na entrada positiva e de acordo com o resistor de potência.

Figura 5.9: Primeira versão da topologia de Fonte de Corrente controlada por Tensão utilizada no *driver* da bobina.



Fonte: O autor (2016).

Na prática, conforme os resultados que serão discutidos no capítulo 6, esta fonte de corrente se mostrou incapaz de regular a carga necessária a bobina de Helmholtz. Para tensões positivas de saída no amplificador LM675, a fonte demonstrou comportamento instável com erros em grandeza que impossibilitaram o uso da mesma. A hipótese principal é de que os erros são causados devido a topologia do sistema juntamente com o fato do enrolamento estar conectado diretamente na realimentação negativa do LM675, visto que não é recomendado a adição de cargas indutivas ou capacitivas nesta realimentação (TEXAS INSTRUMENTS, 1999).

O esquemático do projeto eletrônico completo é apresentado no apêndice B.2. A solução para o problema foi a montagem de um novo projeto eletrônico baseado na fonte de corrente *Howland Current Pump*.

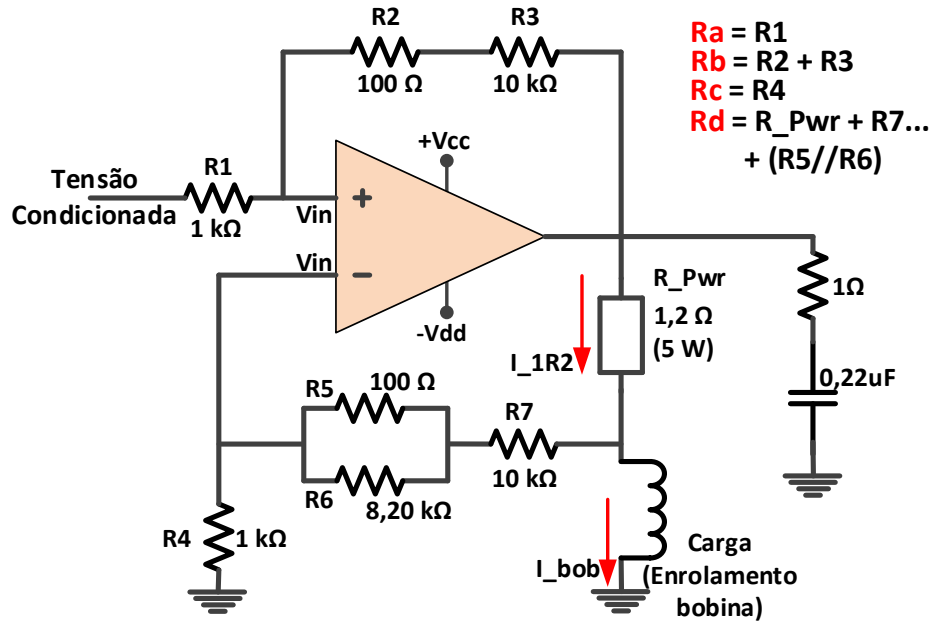
5.5.5.2 Topologia Segunda Versão - *Improved Howland Current Pump* (HCP)

A fonte de corrente HCP aprimorada é uma maneira simples e bem descrita na literatura para controlar correntes a partir de uma tensão diferencial. O trabalho de Mahnam, Yazdanian e Mosayebi Samani (2016) apresenta uma revisão tanto da topologia padrão quanto da versão aprimorada da fonte HCP. Detalhes omitidos nesta seção, bem como o equacionamento matemático completo são tratados naquele trabalho.

A Fig. 5.10 mostra o circuito elétrico construído neste trabalho para alimentação de um dos canais da bobina. O projeto proposto possui uma topologia mais robusta do que a versão aprimorada da fonte HCP. A diferença para esta fonte em relação a fonte HCP aprimorada é a presença dos resistores $R5$ e $R6$ em paralelo, onde normalmente este seria apenas um resistor. Apesar de simples, a adição destes resistores torna mais fácil que os resistores sejam balanceados, conforme necessário para esta topologia e

explicado na sequência.

Figura 5.10: Segunda versão da topologia de Fonte de Corrente, topologia *Howland Current Pump*, controlada por Tensão utilizada no *driver* da bobina.



Fonte: O autor (2016).

O funcionamento do circuito está associado a razão entre as resistências R_a/R_b e R_c/R_d . Estes valores, a partir das resistências mostradas na Fig. 5.10, são dados por:

$$R_a = R_1$$

$$R_b = R_2 + R_3$$

$$R_c = R_4$$

$$R_d = R_{Pwr} + R_7 + (R_5 // R_6)$$

Basicamente caso a condição $\frac{R_a}{R_b} = \frac{R_c}{R_d}$ seja satisfeita, a função de transferência $\frac{I_{out}}{V_{in}}$, que relaciona a corrente na carga pela tensão de entrada, será dada pela Eq. (5.1).

$$\frac{I_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{R_{pwr}} \frac{R_a}{R_b}, \quad \text{se} \quad \frac{R_a}{R_b} = \frac{R_c}{R_d}, \quad (5.1)$$

sendo I_{out} a corrente de saída pela resistor R_{Pwr} e V_{in} a tensão no resistor R_a . Como a corrente de realimentação pode ser desprezada, o valor da corrente pela carga pode ser considerado conforme a Eq. 5.2.

$$I_{carga} = -\frac{V_{in}}{R_{pwr}} \frac{R_b}{R_a}, \quad \text{se} \quad \frac{R_a}{R_b} = \frac{R_c}{R_d} \quad (5.2)$$

O resistor R_6 , adicionado em paralelo com R_5 , facilita a compensação do resistor

de potência, para garantir que R_b e R_d estejam o mais próximo possível. A última observação feita é a limitação deste sistema em relação a tensão. A alimentação do amplificador LM675 é ± 30 V, sendo que a saída garantida pelo fabricante é em torno de 27,5 V. Portanto deve-se garantir que a tensão de saída somada no resistor de potência e no enrolamento da bobina não exceda este valor. Como o pior caso é dado pela bobina externa, onde o par somado possui 14,2 Ω , o valor de tensão máximo na saída do LM675 será de:

$$V_{\max} = (R_{\text{Pwr}} + R_{\text{carga}}) * I_{\max} = (14,2 + 1,2) * 1,76 = 27,1 \text{ V}, \quad (5.3)$$

atendendo ao valor do projeto para a geração do campo de 2 Gauss.

Sabendo a corrente desejada é possível calcular os valores de tensão necessários para gerar a corrente simétrica de ± 2 A e então definir os valores do estágio de condicionamento de sinal.

O esquemático do projeto eletrônico completo é apresentado no anexo B.3.

5.6 Magnetômetro Fluxgate

O magnetômetro *fluxgate* será utilizado como o magnetômetro de referência do sistema para o campo gerado. Em malha fechada suas medições serão utilizadas na retroalimentação do sistema, enquanto que em malha aberta para o levantamento dos parâmetros de calibração. O uso de um equipamento comercial deve-se, principalmente, à sua calibração e certificação, o que garante uma confiabilidade ao projeto. O dispositivo é da empresa Sensys BmbH, modelo FGM3D/250.

Além do sensor, o sistema também possui o FGM3D *Power Supply Unit* que possui a função de alimentar o sensor com sua tensão simétrica e disponibilizar as três saídas em conectores BNC. Este equipamento acompanha o cabo para ligá-lo ao FGM3D/250. Este equipamento facilita o uso do sensor especificado.

As principais características do FGM3D/250 são fundo de escala: de $\pm 250 \mu\text{T}$ ($\pm 2,5$ Gauss); resolução mínima de 150 pT, ou 1,5 μG ; ruído inferior a $15 \text{ pT}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$; alimentação simétrica de ± 15 V; e saída dos sinais (por eixo) entre ± 10 V, o que resulta em uma sensibilidade de $0,04 \text{ V}/\mu\text{T}$.

Já na forma mecânica, o sensor possui $149 \times 26 \times 26$ mm. Apesar de possuir comprimento superior a capacidade uniforme da bobina, os pontos dos centros de medição do sensor estão distantes 20 mm entre eles, sendo possível posicionar o sensor na origem do sensor e dentro da área de uniformidade.

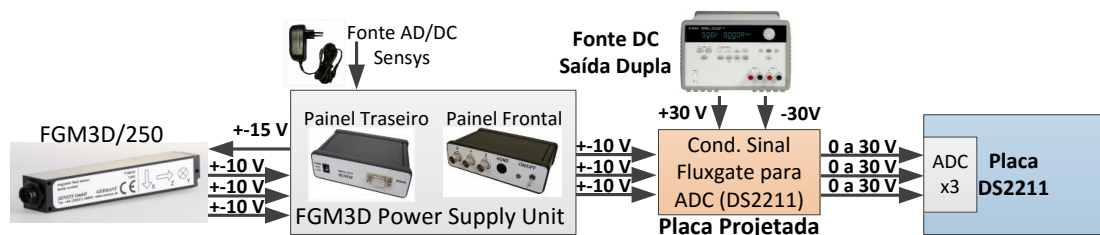
5.6.1 Conexão com o Simulador HiL

O sensor adquirido possui saída entre ± 10 V, enquanto que o conversor ADC disponível na placa DS2211 aceita sinais diferenciais com valores entre 0 e 60 V. Dessa forma, para aproveitar ao máximo os 14 bits de resolução da placa DS2211, o ideal seria condicionar o sinal do sensor para o nível aceito pela placa DS2211.

Todavia, a excursão de tensão da entrada do ADC em 60V é uma limitação, pois a maioria dos amplificadores operacionais com boas características não aceitam níveis de tensão superiores a 30 V. Devido a esta impossibilidade a melhor solução viável foi a construção de uma placa eletrônica para condicionar o sinal de ± 10 V para níveis entre 0 e 30 V. Utilizar somente metade da excursão do conversor ADC significa reduzir a resolução em 1 bit, o que faz com que o sistema de aquisição do sensor FGM3D possua efetivamente 13 bits.

A Fig. 5.11 mostra como o sistema *fluxgate* adquirido se conecta ao simulador HiL.

Figura 5.11: Esquema reduzido para a ligação dos elementos comerciais do magnetômetro e os conversores ADC da placa DS2211 do simulador HiL.



Fonte: O autor (2016).

De forma simplificada, o sistema auxiliar do sensor, fornece a saída dos três canais em conectores bornes que são diretamente conectados a placa eletrônica projetada e apresentada na próxima seção. Esta placa é alimentada por duas fontes Agilent para produzir a tensão simétrica necessária, similar aos níveis utilizados no sistema do *driver* da bobina. A tensão condicionada é diretamente conectada ao ADC.

5.6.2 Condicionamento de Sinal do Magnetômetro

A placa desenvolvida e explicada a seguir aceita três entradas entre ± 10 V e as condiciona para 0 e 30 V diferenciais (não em relação à referência do sistema). O princípio de funcionamento é praticamente o mesmo ao condicionamento de sinal do projeto do *driver*.

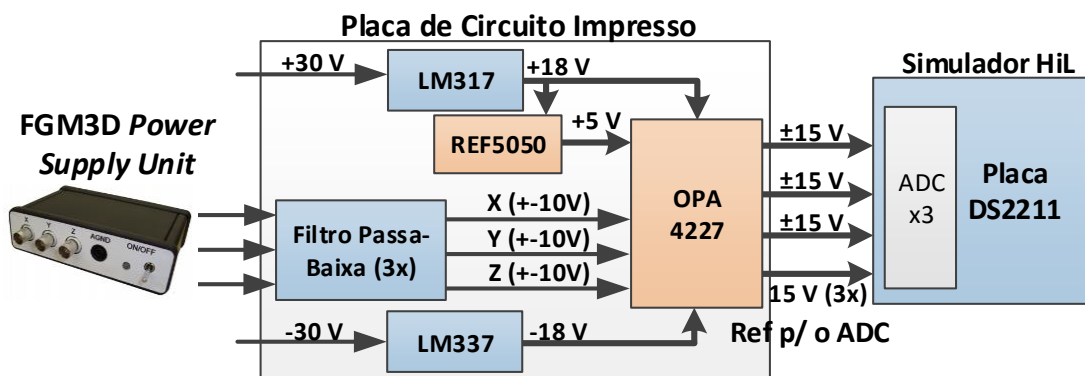
A eletrônica é constituída por um sensor de referência de alta precisão de 5,00 V

modelo REF5050 e um amplificador operacional OPA4227 de quatro canais, além de dois reguladores para alimentação do OPA4227 com ± 18 V.

O primeiro estágio do sistema é um filtro passa baixa responsável por limitar a banda do sensor para a frequência desejada, neste caso 100 Hz. Após passar pelo filtro, cada saída do sensor entre ± 10 V recebe um ganho de 1,5 através dos canais OPA4227, passando a ser ± 15 V para cada canal.

Paralelamente a tensão de referência do CI REF5050 recebe um ganho de 3 pelo canal restante do OPA4227 pelo amplificador restante, gerando 15 V que é apresentado como a referência para os sinais de entrada do ADC da placa DS2211. Uma vez que a entrada deste ADC é diferencial, a referência de 15 V é somada ao sinal condicionado do magnetômetro. Assim, a excursão dos sinais apresentados nestas entradas será entre 0 e 30 V. A Fig. 5.12 mostra o diagrama de blocos do projeto eletrônico desenvolvido.

Figura 5.12: Diagrama da placa eletrônica para condicionamento do sinal dos eixos lidos do magnetômetro para a placa DS2211.



Fonte: O autor (2016).

O esquemático eletrônico do projeto eletrônico completo segue no anexo B.1.

5.6.2.1 Calibração da Placa de Condicionamento

Um aspecto essencial desta placa de condicionamento é que está responsável por condicionar o sinal de um sensor cujas medidas serão utilizadas como referência do sistema. Portanto eventuais erros presentes neste sistema são não observáveis.

Mesmo com a utilização de resistores de precisão de 0,1%, o erro no condicionamento do sinal pode ser superior a resolução do sistema. Para reduzir estes erros, foi aplicada uma faixa de tensões na entrada do condicionador e sua saída foi observada. À partir disto foi obtida uma reta para parametrização e correção dos erros intrínsecos ao condicionamento. Esta correção foi então aplicada durante as simulações HiL. A discussão, dados e resultados deste procedimento são apresentados no capítulo 6.

5.7 Attitude and Heading Reference System (AHRS)

O sistema de determinação e referência de atitude especificado, da empresa Advanced Navigation, modelo Spatial (ADVANCED NAVIGATION, 2015), é baseado em um conjunto MARG de sensores MEMS de alta precisão, além de um sensor de pressão, GPS e sensor de temperatura.

Este equipamento pode funcionar com ou sem o receptor GPS. Com este, novos parâmetros são adicionados ao filtro desenvolvido pela Advanced Navigation, melhorando as estimativas. A grande vantagem desse equipamento frente a outros dispositivos comerciais é a sua flexibilidade nos dados que podem ser obtidos.

O dispositivo é interfaceado através de uma porta serial padrão RS-232. As informações do equipamento são enviadas através de um protocolo serial próprio da empresa e descrito em seu manual. O grande mérito do Spatial é que o usuário pode configurar mais de 30 tipos de pacotes de saída conforme sua necessidade. Assim, elementos como os dados dos sensores sem modificações, a atitude calculada tanto em DCM, quatérnion quanto ângulos de Euler, além de diversos outros dados podem ser obtidos pelo usuário conforme sua necessidade específica.

Em termos de navegação, as especificações do conjunto do *hardware* e do filtro implementando pelo Spatial dependem diretamente se os dados do GPS estão sendo utilizados e se o equipamento está em movimento. Para o pior caso possível, seguem os valores de acurácia especificados pela empresa para o equipamento:

- **Acurácia *Roll & Pitch***: 0, 2°;
- **Acurácia *Heading***: 0, 8°;
- **Acurácia posição terrestre**: 3, 0 m;
- **Frequência de saída dos dados**: 1000 Hz;
- **Latência**: inferior a 0, 4 ms.

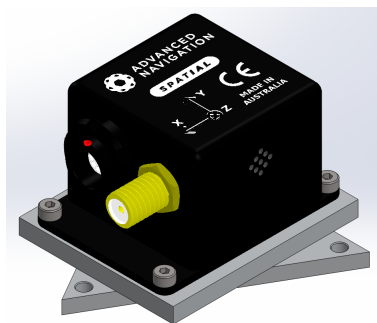
Já os sensores utilizados pelo equipamento possuem os parâmetros descritos na Tab. 5.3.

O equipamento possui alimentação entre uma faixa de 5 a 36 V, enquanto que sua mecânica possui dimensões de 30 × 40, 5 × 24 mm. Devido a suas dimensões, este pode ser posicionado acima do E-MEMS na peça de alinhamento. A Fig. 5.13 mostra como este é posicionado sobre a mesa do E-MEMS.

Tabela 5.3: Características técnicas dos sensores do AHRS Spatial.

SENSOR	ACCELEROMETERS	GYROSCOPES	MAGNETOMETERS	PRESSURE
Range (Dynamic)	2 g 4 g 16 g	250 °/s 500 °/s 2000 °/s	2 G 4 G 8 G	10 to 120 KPa
Noise Density	150 ug/√Hz	0.005 °/s/√Hz	210 uG/√Hz	0.56 Pa/√Hz
Non-linearity	< 0.05 %	< 0.05 %	< 0.05 %	-
Bias Instability	20 ug	3 °/hr	-	100 Pa/yr
Scale Factor Stability	< 0.05 %	< 0.05 %	< 0.05 %	-
Cross-axis Alignment Error	< 0.05 °	< 0.05 °	< 0.05 °	-
Bandwidth	400 Hz	400 Hz	110 Hz	50 Hz

Fonte: Advanced Navigation (2015).

Figura 5.13: Esquema de montagem do AHRS Spatial em cima da peça de alinhamento do E-MEMS.

Fonte: O autor (2016).

5.7.1 Conexão com o Simulador HiL

De forma similar ao E-MEMS, o Spatial possui uma interface serial com protocolo RS232. Essa interface é responsável pela configuração do sensor e pelo recebimento dos dados conforme a programação feita pelo usuário.

A interface serial do equipamento é conectada diretamente a uma das interfaces seriais da placa DS4201-S do simulador HiL. O desempacotamento de dados conforme o protocolo especificado pela empresa Advanced Navigation foi feito no próprio *software* que é executado no sistema dSPACE, ou seja, uma biblioteca em Simulink foi implementada com esta função.

Parte IV

Resultados - Bobina de Helmholtz

6 Validação da Bobina de Helmholtz

6.1 Descrição dos Testes Realizados

A validação inicial e os primeiros testes com o protótipo final da bobina de Helmholtz foram divididos em duas etapas com objetivos distintos. Inicialmente foi realizado um teste utilizando somente equipamentos comerciais, sem o uso do sistema dSPACE, para o levantamento das capacidades técnicas da bobina projetada. O objetivo neste teste era averiguar a uniformidade do campo magnético no interior da bobina. A metodologia para este teste é discutida na seção 6.2 enquanto os resultados são vistos na seção 6.3.

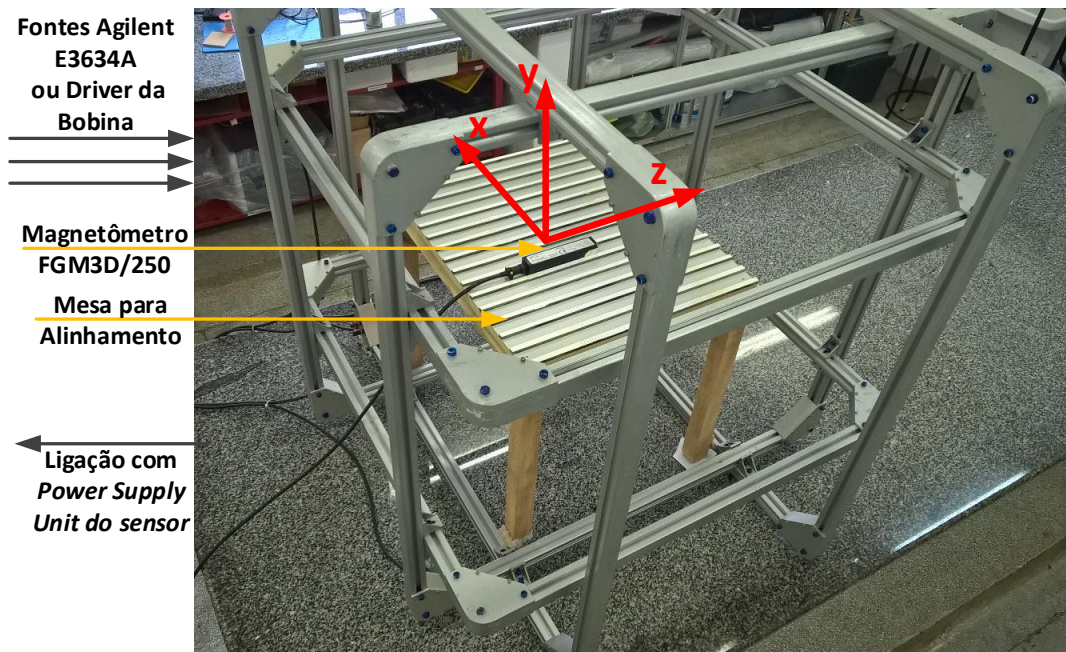
A segunda etapa foi a validação utilizando a plataforma HiL, para investigar o comportamento da bobina sendo acionada pelo sistema dSPACE, em conjunto com os sistemas eletrônicos auxiliares descritos no capítulo anterior. A seção 6.4 apresenta a metodologia para a execução deste teste. As seções seguintes apresentam os resultados que incluem: teste e calibração do sistema de aquisição do sensor *fluxgate*, validação da fonte de corrente baseada na topologia *Howland*, bem como a referência aos problemas da primeira versão do *driver*; e a análise do ruído e das resoluções do sistema considerando o *hardware* utilizado.

6.2 Metodologia do Teste de Uniformidade

Para a realização dos testes foi necessário desenvolver uma estrutura para o posicionamento do sensor dentro da bobina. Esta estrutura (mesa) foi construída totalmente em madeira e sem a presença de materiais ferro-magnéticos. A mesa foi cuidadosamente posicionada no interior da bobina de forma a melhor alinhar as coordenadas entre ambos. A Fig. 6.1 mostra a mesa já alinhada com a bobina de Helmholtz e com o sensor posicionado na origem do sistema.

A mesa construída possui altura fixa, ou seja, os testes e resultados apresentados na sequência deste trabalho sempre mantém o sensor fixo e no centro em relação a um

Figura 6.1: Posicionamento do sensor *fluxgate* dentro da bobina utilizando da mesa construída para alinhamento e marcação dos passos para a movimentação do sensor.



Fonte: O autor (2016).

dos eixos, neste caso o eixo y do sistema. Nos eixos restantes é possível movimentar o sensor de acordo com a limitação física devido ao formato da mesa, que possui canaletas para manter o sensor alinhado com a bobina.

Estas canaletas foram construídas na direção do eixo z , portanto, o deslocamento do sensor é livre ao longo deste eixo e limitado no eixo x que está perpendicular a direção das canaletas. No eixo z , foram feitas 26 marcações a cada 0,5 cm para cada um dos lados a partir do centro, totalizando uma reta de 26 cm de aresta neste eixo.

Já no eixo x são 11 canaletas disponíveis para o posicionamento do sensor. Como a central está alinhada com a origem, é possível deslocar o sensor cinco canaletas para cada lado. O passo do deslocamento no eixo x é de 3,5 cm, limitado pela distância entre canaletas. Assim, é possível posicionar o sensor $\pm 17,5$ cm na direção x , com o valor de passo explicado.

Esta mesa proporciona então o posicionamento do sensor em 53×11 pontos distintos, o que torna possível analisar as medições do sensor FGM3D em uma área de 26×35 cm ao longo dos eixos x e z e mantendo o sensor fixo no plano $y = 0$. Portanto, a análise da uniformidade será feita sobre este plano.

De forma a facilitar os testes, os eixos do sistema da bobina foram definidos para que as direções fossem iguais a do sensor *fluxgate*. Assim o eixo onde o sensor está fixo no plano equivale ao eixo y (enrolamento interno), o eixo x equivale a movimentação

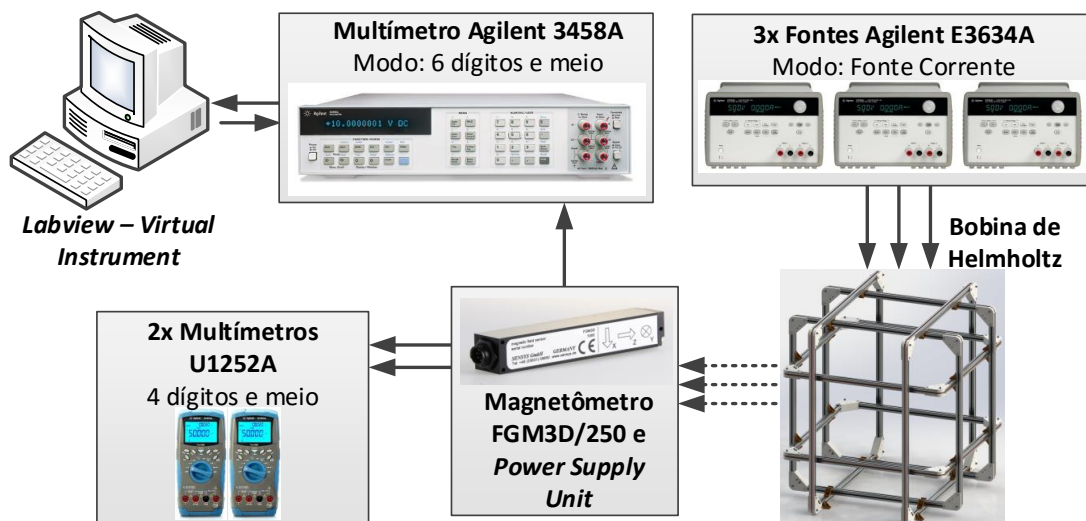
das 11 canaletas dada pelo enrolamento intermediário e o eixo z equivale a coordenada onde o sensor pode ser movimentado com passo de 0,5 cm, cujo campo é controlado pelo enrolamento mais externo.

Esta distribuição de pontos é utilizada somente nos testes da seção 6.3. As análises feitas nas seções restantes, da validação com o sistema dSPACE, mantiveram sempre o sensor posicionado na origem da bobina ($x = y = z = 0$ cm).

6.2.1 Montagem Experimental e Objetivos

O teste de uniformidade fez uso somente de equipamentos comerciais com o intuito de caracterizar a bobina sem a dependência de sistemas eletrônicos adicionais e com comportamento não conhecido. Além do sensor da empresa Sensys, a montagem experimental fez uso dos seguintes equipamentos: três fontes Agilent E3634A, programadas como fonte de corrente; um multímetro Agilent 3458A de 8 dígitos e meio para a leitura do sensor FGM3D no eixo y (eixo cuja uniformidade foi analisada); dois multímetros U1252A Agilent de 4 dígitos e meio; *software* Labview para configuração e controle do multímetro Agilent 3458A. A Fig. 6.2 descreve a montagem e como os equipamentos são conectados entre si.

Figura 6.2: Diagrama da montagem experimental para validação e limites técnicos da bobina de Helmholtz utilizada na plataforma HiL.



Fonte: O autor (2016).

Os equipamentos foram posicionados o mais distante possível da bobina para que o próprio funcionamento destes não causasse interferência no campo magnético. A Fig. 6.3 mostra o sistema na bancada que se conecta a bobina e ao sistema de alinhamento da Fig. 6.1. Cada uma das fontes E3634A foram conectadas diretamente aos terminais da bobina, uma para cada par. A aquisição dos multímetros U1252A, conectados aos

eixos x e z do sensor foram feitas manualmente. Já para o multímetro 3458A, as medições foram feitas através da interface GPIB do mesmo. Um instrumento virtual (VI) em LabView foi elaborado para automatizar e colher os dados do multímetro.

O VI elaborado possibilita que o usuário defina o número de aquisições em sequência a serem feitas pelo multímetro, o intervalo de tempo entre cada uma, e também salva automaticamente os dados após o término destas leituras. Esta etapa visa facilitar o processo para que não haja a necessidade de registrar manualmente as leituras do multímetro enquanto o sensor é deslocado ao longo dos eixos x e z .

Figura 6.3: Equipamentos e bancada para a conexão com o esquema da Fig. 6.1 para o desenvolvimento do teste mostrado no diagrama da Fig. 6.2.



Fonte: O autor (2016).

A partir desta configuração foram executados dois ensaios distintos. O primeiro com o objetivo de analisar a uniformidade para variações do sensor apenas em uma coordenada. Posteriormente as medidas foram feitas considerando o deslocamento em duas coordenadas, para averiguar a uniformidade em uma área.

Metodologias e etapas adicionais específicas de cada ensaio são apresentadas em conjunto com os resultados.

6.3 Resultados do Teste de Uniformidade

6.3.1 Primeiro Teste - Variação em uma Coordenada

Este primeiro teste foi elaborado para analisar o comportamento e uniformidade do campo magnético para deslocamentos do sensor ao longo de uma coordenada (eixo z), considerando o sensor fixo em relação aos eixos x e y . O sensor foi posicionado na canaleta central, enquanto que após cada medida do multímetro 3458A este era deslocado de forma a percorrer os 53 pontos, distantes 0,5 cm entre si, do eixo z .

Este procedimento foi executado para quatro valores distintos de corrente fornecidas aos enrolamentos da bobina: fontes desligadas; fontes programadas para anular o campo magnético local no centro da bobina; corrente de 1,76 A além do valor necessário para anular o campo geomagnético; e corrente de $-1,76$ A além do valor para anular o campo geomagnético.

O conceito *anular o campo magnético* usado por este trabalho significa gerar um campo magnético na bobina de Helmholtz que diminua ao mínimo possível as leituras em cada eixo sensor FGM3D, quando este está localizado exatamente na origem. Fisicamente isto significa gerar um campo oposto ao campo geomagnético observado no centro bobina, de forma que estes quando somados estejam o mais próximo de zero.

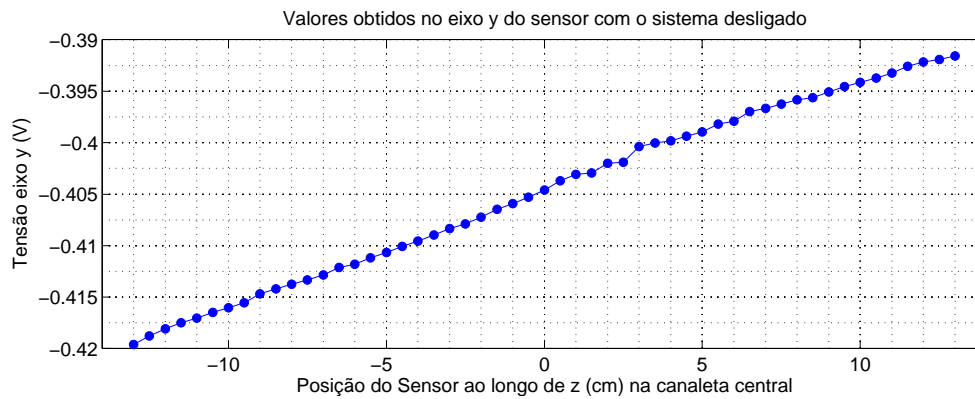
O procedimento experimental realizado seguiu as seguintes etapas:

1. Aquisição dos valores de campo no eixo y para os 53 pontos da canaleta central com as fontes de corrente desligadas;
2. Posicionamento do sensor FGM3D no centro do sistema;
3. Com as fontes no modo corrente, inserir a corrente nos enrolamentos de forma a anular o campo magnético no centro da bobina em todos os eixos;
4. Manter os valores de corrente encontrado anteriormente, para cada um dos pares da bobina, realizar as 53 leituras na canaleta central;
5. Alimentar o enrolamento referente ao eixo y com uma corrente de 1,76 A além do valor obtido anteriormente;
6. Realizar as medições com o multímetro 3458A para os 53 pontos da canaleta central;
7. Repetição dos últimos dois itens, porém para uma corrente de $-1,76$ A.
8. Análise dos dados.

Após a coleta de todos os dados, para cada valor de corrente especificado, foi levantada a curva para relacionar a tensão lida com a posição do sensor ao longo do eixo z . As primeiras duas análises, referente as leituras para o sistema desligado e com corrente para anular o campo geomagnético, são vistos nas Figs. 6.4, 6.5, respectivamente.

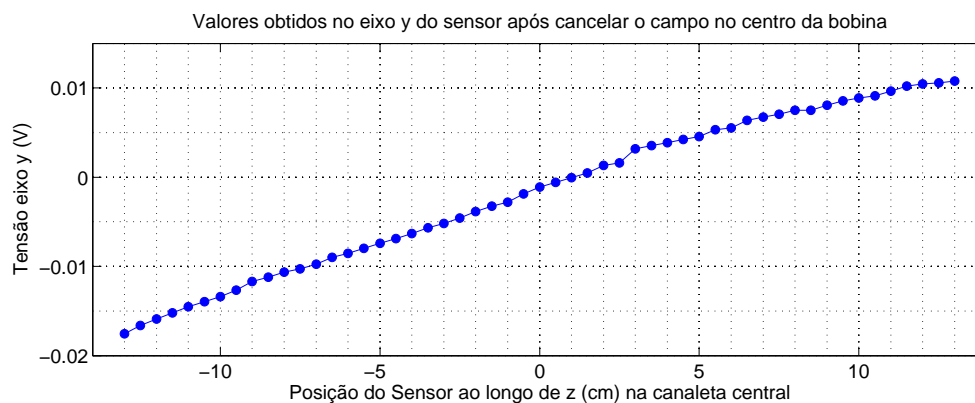
A partir do resultado da Fig. 6.4, obtido com a bobina de Helmholtz não energizada, é possível observar uma componente vetorial do campo geomagnético, na direção e sentido do eixo y da bobina. Teoricamente, sabe-se que assumindo uma

Figura 6.4: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, com o sistema desligado, deslocando o sensor ao longo do eixo z .



Fonte: O autor (2016).

Figura 6.5: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, aplicando correntes nos enrolamentos de forma a anular o campo geomagnético na origem da bobina, deslocando o sensor ao longo do eixo z .



Fonte: O autor (2016).

posição quase fixa na superfície terrestre, tanto o módulo do campo magnético quanto suas componentes vetoriais deveriam ser constantes, considerando uma coordenada de referência fixa. Entretanto, devido aos materiais ferromagnéticos e outros elementos que possam causar distorções nas linhas do campo, estas podem possuir variações.

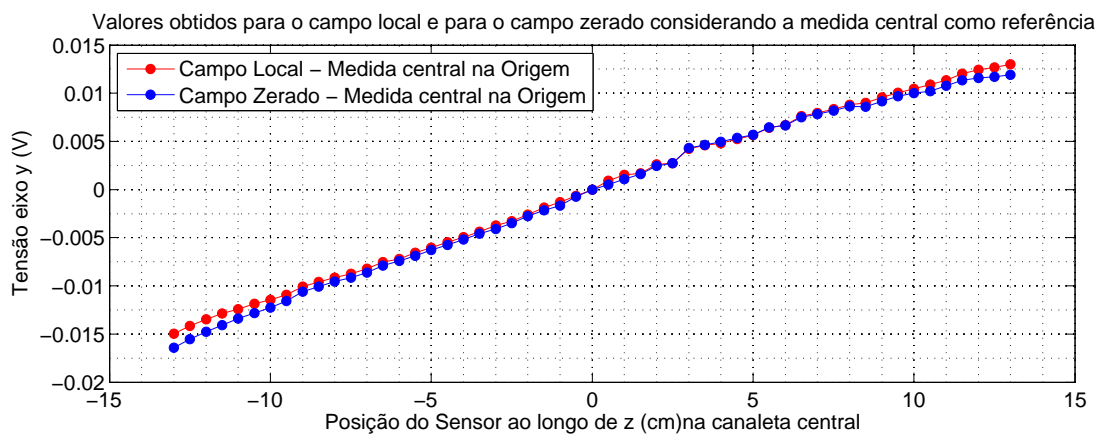
O resultado em questão evidencia que tal distorção está presente no local onde a bobina está posicionada. As linhas do campo geomagnético no interior desta estão distorcidas, sendo que o gráfico da Fig. 6.4 representa a variação das medidas no eixo y da bobina, considerando o deslocamento do sensor sobre o eixo z . Uma vez que o sistema da bobina está desligado, e que o sensor não sofreu movimentos rotacionais, é válido afirmar que este comportamento é causado devido a materiais ferromagnéticos no interior do laboratório e ao redor da bobina.

Já a Fig. 6.5 mostra o resultado obtido ao excitar os enrolamentos da bobina, nos

três eixos, com correntes para anular a leitura do campo magnético com o sensor no centro da bobina. O resultado mostra que o campo y da bobina, ao deslocar o sensor ao longo do eixo z , não possui uniformidade ao redor do campo zerado, conforme seria esperado pela teoria do campo gerado por uma bobina de Helmholtz.

Fica nítido que o comportamento do campo magnético, após diminuir ao máximo o campo no centro do sistema, é similar as distorções observadas no campo geomagnético apresentado na Fig. 6.4. Para comparar as medições do campo local e após anular este, o valor do campo anulado foi comparado graficamente ao valor do campo local subtraído do valor na origem do sistema. Este resultado é visto na Fig. 6.6.

Figura 6.6: Comparação das leituras das Figs. 6.5 e 6.4 considerando o valor de campo no ponto central como origem.

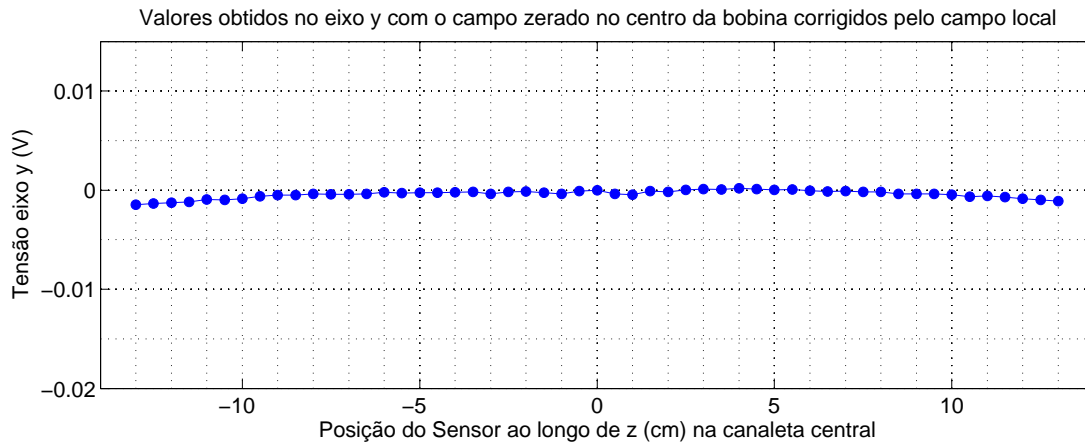


O resultado da Fig. 6.6 comprova que o comportamento do campo no eixo y , após anular o campo local na origem, é similar ao comportamento deste resíduo da distorção do campo local. Na prática, isto significa que as medições realizadas com a bobina de Helmholtz ao longo de seu volume possuíram uma componente referente a distorção do campo geomagnético, mesmo que este seja totalmente compensando na origem do sistema.

Para analisar o campo gerado pela bobina, desconsiderando o a variação do campo magnético local, estes últimos dados podem ser subtraídos dos dados após a excitação da bobina com determinada corrente. Realizando este procedimento para os dados obtidos pelo magnetômetro após anular o campo magnético na origem do sistema, tem-se a Fig. 6.7. Este gráfico mostra os dados da Fig. 6.5 subtraídos do campo magnético local sem o valor no centro da bobina.

Este resultado teórico mostra que a geração de campo pela bobina de Helmholtz funciona de acordo. Ou seja, desconsiderando o resíduo observado no campo magnéti-

Figura 6.7: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D, considerando o deslocamento no eixo z , subtraindo os valores do campo da Fig. 6.5 dos valores da Fig. 6.4, desconsiderando o valor lido no centro desta.



Fonte: O autor (2016).

co local, relativo à medida deste na origem do sistema, o campo lido no eixo y ao longo do deslocamento do sensor em z é basicamente nulo, possuindo uma leve não uniformidade nas extremidades, conforme esperado para a topologia de Helmholtz. Idealmente, para alcançar o resultado da Fig. 6.7 diretamente pela bobina, é necessário eliminar totalmente a presença de qualquer material ou eletrônica que possa causar interferências no campo geomagnético.

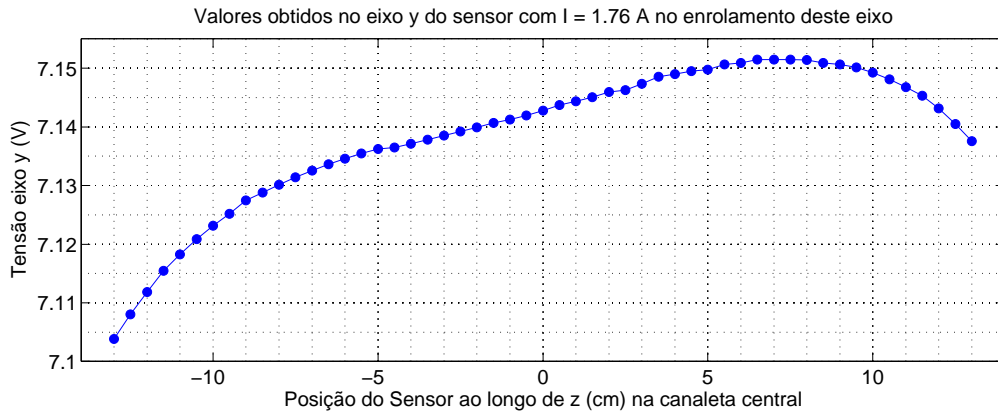
Reitera-se ainda que apesar do comportamento da variação nas medições ao longo do eixo y ser praticamente linear, este fator foi apenas coincidência. O apêndice C.1 apresenta maiores detalhes e os dados para os três eixos conforme variação na posição do sensor FGM3D. Os resultados neste comprovam como o campo magnético no interior da bobina não é constante, e que seu comportamento é não-linear quando a bobina e o sistema está desenergizado.

Dando continuidade a análise dos dados colhidos, foram levantados os gráficos da leitura do sensor em relação ao deslocamento para correntes de $\pm 1,76$ A no enrolamento da bobina referente ao eixo y . As Figs 6.8 e 6.9 apresentam os resultados obtidos para a corrente positiva e negativa, respectivamente.

Novamente percebe-se que apesar da bobina gerar o campo magnético esperado, o comportamento da uniformidade está distorcido e os pontos de máximo e mínimo do sistema não estão no centro como teoricamente esperado. Baseado no comportamento visto anteriormente, este erro foi atribuído ao campo magnético local, que mesmo anulado na origem da bobina contribui com valores ao longo do deslocamento.

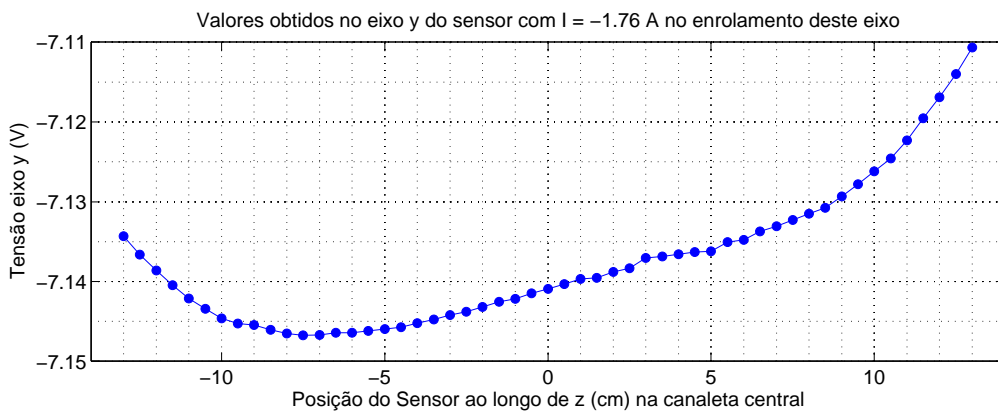
Para comprovar esta hipótese, os dados das Figs. 6.8 e 6.9 foram corrigidos realizando a subtração dos dados residuais obtidos pelos valores do campo local (campo

Figura 6.8: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando 1,76 A de corrente no enrolamento do eixo y .



Fonte: O autor (2016).

Figura 6.9: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando $-1,76$ A de corrente no enrolamento do eixo y .



Fonte: O autor (2016).

residual), seguindo o mesmo raciocínio aplicado para a correção do campo zerado. As Figs. 6.10 e 6.11 apresentam as curvas corrigidas, mantendo as mesmas escalas.

Apesar de ainda apresentarem uma leve distorção em relação ao comportamento esperado, a partir do resultado corrigido, obtido de forma teórica desconsiderando a variação do campo magnético local, o campo gerado está próximo da curva esperada e com a uniformidade superior aos dados sem correção.

Com esta análise é possível afirmar que a presença de materiais ferromagnéticos e eventuais sistemas que possam influenciar o campo, acabam por distorcer muito mais o campo geomagnético no interior da bobina do que o próprio campo gerado por esta. Na prática entretanto, é impossível eliminar este efeito sem ser pela eliminação dos materiais ao redor da bobina, o que acaba sendo um fator limitante para a uniformidade

do sistema. Esta influência do campo magnético no entanto é observável conforme mostrado e pode ser matematicamente corrigida caso necessário.

Figura 6.10: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor FGM3D considerando o deslocamento no eixo z e aplicando 1,76 A de corrente no enrolamento do eixo y corrigidos pelo campo magnético local.

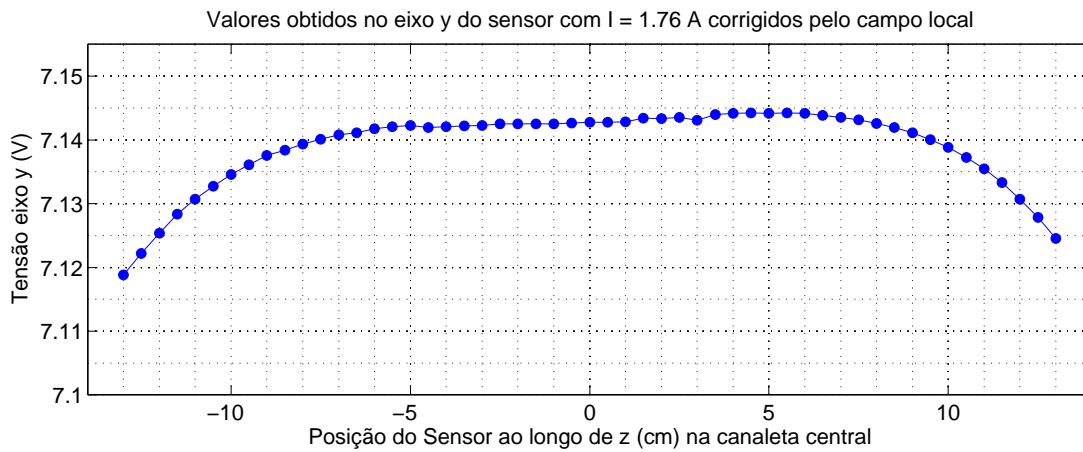
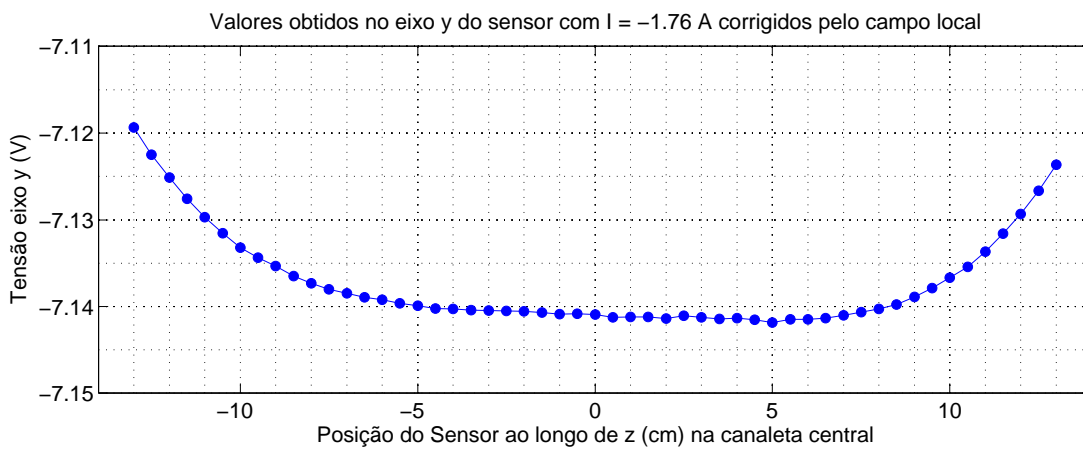


Figura 6.11: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor *fluxgate* considerando o deslocamento no eixo z e aplicando $-1,76$ A de corrente no enrolamento do eixo y corrigidos pelo campo magnético local.



Outro fator importante é que para a realização deste teste, apesar dos equipamentos serem posicionados o mais distante da bobina, elementos do próprio laboratório como mesas, cadeiras, dentre outros, foram mantidos próximos a bobina. No segundo teste realizado, apresentado na próxima seção, houve a preocupação com a eliminação destes elementos próximos aos enrolamentos.

Para avaliar os dados das Figs. 6.8 à 6.11 de uma forma quantitativa, a uniformidade do sistema foi analisada considerando diferentes espaçamentos ao redor da origem do sistema, para os dados lidos do sensor (valores sem correção) e também

estes subtraídos do campo residual (valores corrigidos). As Tabs. 6.1 e 6.2 apresentam os resultados para o enrolamento do eixo y excitado com 1,76 e -1,76 A, respectivamente, e considerando três valores de deslocamento do sensor ao redor da origem: ± 5 , $\pm 7,5$, $\pm 10,0$ e $\pm 12,5$ cm.

Tabela 6.1: Resultados e análise da uniformidade considerando a variação em z considerando corrente de 1,76 A no enrolamento do eixo y .

Deslocam. eixo z (cm)	Valores sem correção			Valores Corrigidos		
	Valor Mín. (V)	Valor Máx. (V)	Varição (%)	Valor Mín. (V)	Valor Máx. (V)	Varição (%)
$\pm 5,0$	7,1362	7,1498	0,1897	7,1419	7,1442	0,0322
$\pm 7,5$	7,1314	7,1515	0,2812	7,1401	7,1442	0,0577
$\pm 10,0$	7,1231	7,1515	0,3966	7,1346	7,1442	0,1353
$\pm 12,5$	7,1080	7,1515	0,6081	7,1222	7,1442	0,3087

Tabela 6.2: Resultados e análise da uniformidade considerando a variação em z considerando corrente de -1,76 A no enrolamento do eixo y .

Deslocamento eixo z (cm)	Valores sem correção			Valores Corrigidos		
	Valor Mín. (V)	Valor Máx. (V)	Varição (%)	Valor Mín. (V)	Valor Máx. (V)	Varição (%)
$\pm 5,0$	-7,1459	-7,1362	0,1364	-7,1418	-7,1399	0,0273
$\pm 7,5$	-7,1467	-7,1323	0,2023	-7,1418	-7,1380	0,0536
$\pm 10,0$	-7,1467	-7,1262	0,2875	-7,1418	-7,1332	0,1209
$\pm 12,5$	-7,1467	-7,1140	0,4584	-7,1418	-7,1267	0,2123

Considerando os diferentes valores de deslocamento, são apresentados os valores mínimos e máximos dentro do espaçamento e a variação percentual. Tanto para a corrente negativa quanto positiva, fica evidente que a uniformidade do sistema é prejudicada consideravelmente devido ao campo local distorcido no interior da bobina. Ao aplicar a correção matemática proposta pelo mapeamento da variação deste campo, houve melhoras de até 500% na uniformidade nos deslocamentos de ± 5 e $\pm 7,5$ cm.

Estes resultados mostram que mesmo anulando o campo geomagnético na origem do sistema, os efeitos de *soft* e *hard-ion* impossibilitam que este seja anulado em todo o volume da bobina, resultando na piora da uniformidade do campo magnético gerado.

Para confirmar os dados e realizar uma análise considerando uma área de uniformidade, um segundo teste será discutido a seguir.

6.3.2 Segundo Teste - Variação em duas Coordenadas

O objetivo deste teste é verificar a uniformidade e comportamento do campo gerado pela bobina ao longo da área dos eixos x e z . A metodologia é similar à da análise em uma dimensão. Todavia, neste teste, as aquisições do sensor *fluxate* são feitas ao

longo das 10 canaletas disponíveis, além da central. Como forma de reduzir a influência de equipamentos e materiais ferromagnéticos, antes do experimento estes foram desligados ou posicionados o mais distante possível da bobina.

Descrevendo as etapas anteriores em tópicos, a seguinte metodologia experimental foi realizada:

1. Retirada ou afastamento do maior número possível de materiais ferromagnéticos ao redor da bobina de Helmholtz;
2. Posicionamento do sensor FGM3D no centro do sistema;
3. Com as fontes no modo corrente, os enrolamentos foram excitados de forma a reduzir ao menor nível possível as tensões em todos os eixos do sensor FGM3D, para anular a componente geomagnética na origem do sistema;
4. O enrolamento referente ao eixo y foi alimentado com uma corrente de 2 A;
5. Manualmente foram percorridos os 26 cm no eixo z para a canaleta central com passo de 0,5 cm, totalizando 53 medições. Nesta etapa, o multímetro 3458A foi automaticamente comandado pelo VI desenvolvido em LabView para monitorar a tensão no eixo y do sensor.
6. Repetição do item anterior para as outras 10 canaletas (variações no eixo x) do sistema;
7. Feita a análise dos dados em gráficos 2D (considerando as 5 canaletas mais centrais) e análise dos gráficos 3D considerando todas as canaletas, discutindo ainda sobre a uniformidade obtida, sem correções e com correções.

Devido a quantidade de pontos e como a seção anterior prova que o comportamento do sistema é similar para diferentes valores de correntes (e opostos), a análise da uniformidade foi feita somente para o valor de 2 A.

Após realizar a etapa 3, os valores de corrente para anular o campo magnético no centro da bobina foram anotados para o cálculo aproximado do campo gerado, bem como o valor residual existente na leitura dos eixos do sensor. Estes são os menores valores possíveis obtidos na saída do leitor considerando a resolução de 1 mA da fonte da Agilent utilizada. Os valores são mostrados na Tab. 6.3.

Seguindo as etapas restantes descritas, os dados de campo magnético no sensor foram coletados. Na mesa desenvolvida, é possível percorrer $\pm 17,5$ cm no eixo x , considerando as canaletas mais externas, e ± 13 cm no eixo z , a partir das marcações

Tabela 6.3: Valores obtidos para reduzir ao máximo possível, durante o teste de uniformidade, o campo magnético no centro da bobina.

Eixo	Corrente Aplicada (A)	Tensão na Fonte (V)	Campo Gerado Aprox. (mG)	Tensão no Sensor (mV)	Campo Equival. (μG)
x	0,123	1,734	148,5	0,2	50
y	0,093	1,094	-101,7	0,8	200
z	0,060	0,915	73,5	1,5	375

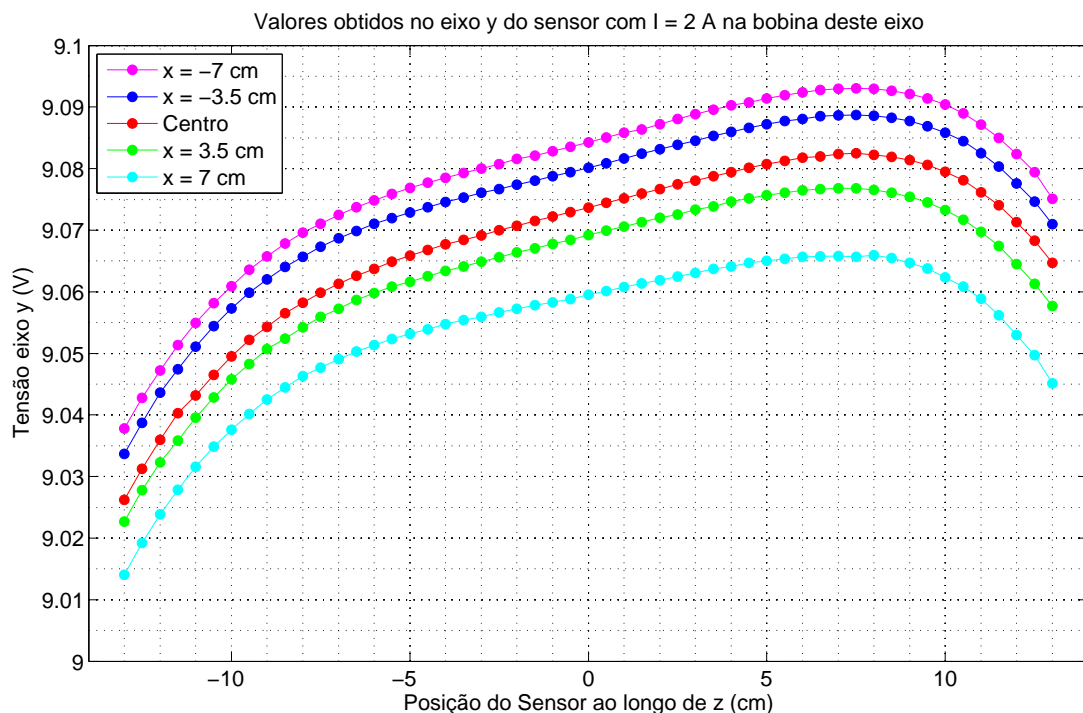
Fonte: O autor (2016).

feitas na mesa. Isto totaliza uma área com 26×35 cm de lado, valor muito superior a área útil projetada para a bobina, estimada em 11×11 cm de lado.

A apresentação gráfica dos resultados obtidos é feita em gráficos de duas dimensões e na forma de três dimensões (formato *mesh*). No primeiro caso, são consideradas somente as cinco principais canaletas, resultando na análise de uma área de 26×17 cm, enquanto que no gráfico em três dimensões todos os dados de todas as canaletas são considerados, totalizando a área de 26×35 cm.

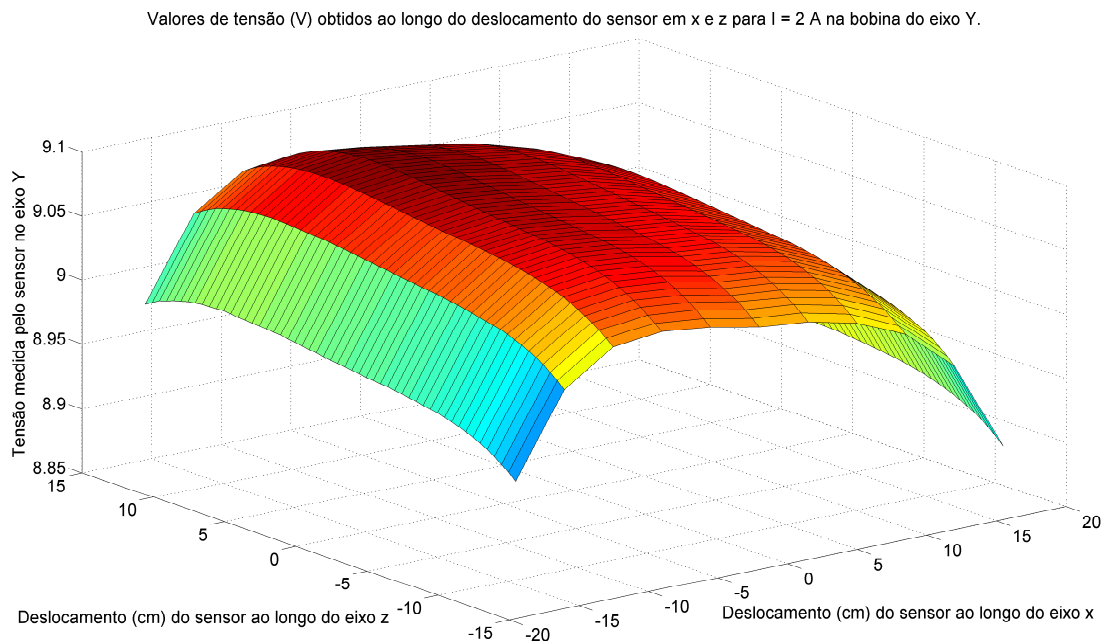
Considerando a corrente de 2 A no eixo *y*, e mantendo nos eixos restantes o valor obtido para anular o campo geomagnético, a Fig. 6.12 apresenta os valores lidos no eixo *y* do sensor para os 53 pontos das cinco canaletas mais centrais. A Fig. C.5 (apêndice C.2) mostra o resultado em duas dimensões levando em conta todas as canaletas. Já a Fig. 6.13 mostra os resultados 3D, considerando todos os dados.

Figura 6.12: Resultados das tensões observadas no sensor *fluxgate* para uma corrente de $I = 2$ A no enrolamento do eixo *y* considerando as cinco canaletas mais centrais.



Fonte: O autor (2016).

Figura 6.13: Resultado gráfico da tensão observada no sensor *fluxgate* para uma corrente de $I = 2 \text{ A}$ no enrolamento do eixo y .



Conforme pode ser observado das Figs 6.12 e 6.13, mesmo com o cuidado de remover ao máximo elementos que causam interferência no campo magnético, o comportamento do campo magnético é similar aos resultados da seção anterior. Novamente o ponto máximo do campo magnético gerado não se desenvolve exatamente do centro do sistema, como seria esperado teoricamente.

Este ponto está levemente deslocado para aproximadamente 6 cm no eixo z e em -7 cm no eixo x . Como discutido na seção anterior este fenômeno é causado pela existência de materiais ferromagnéticos que estão influenciando nas linhas do campo magnético terrestre, ou seja, mesmo zerando o campo magnético no centro da bobina, ao longo do volume desenvolvido ao redor deste centro haverá um *offset* causado pelas linhas distorcidas.

Para reiterar este fato, o procedimento experimental descrito foi repetido porém sem a quarta etapa. Logo após anular o campo magnético no centro aplicando os valores da Tab. 6.3, o procedimento de medição para cada uma das canaletas foi repetido sem modificar a corrente nos enrolamentos. Os resultados para este teste são vistos na Fig. 6.14 para as cinco canaletas centrais e na Fig. 6.15 considerando todo o intervalo em um gráfico 3D. A Fig. C.6 (apêndice C.2) mostra o resultado para cada uma das canaletas.

Analisando os resultados das Figs. 6.14 e 6.15, fica evidente que mesmo após anular o campo magnético no centro da bobina, ainda existem pequenos resquícios

Figura 6.14: Resultados das tensões observadas no eixo y do sensor para as cinco canaletas centrais, considerando as correntes nos enrolamentos da Tab. 6.3.

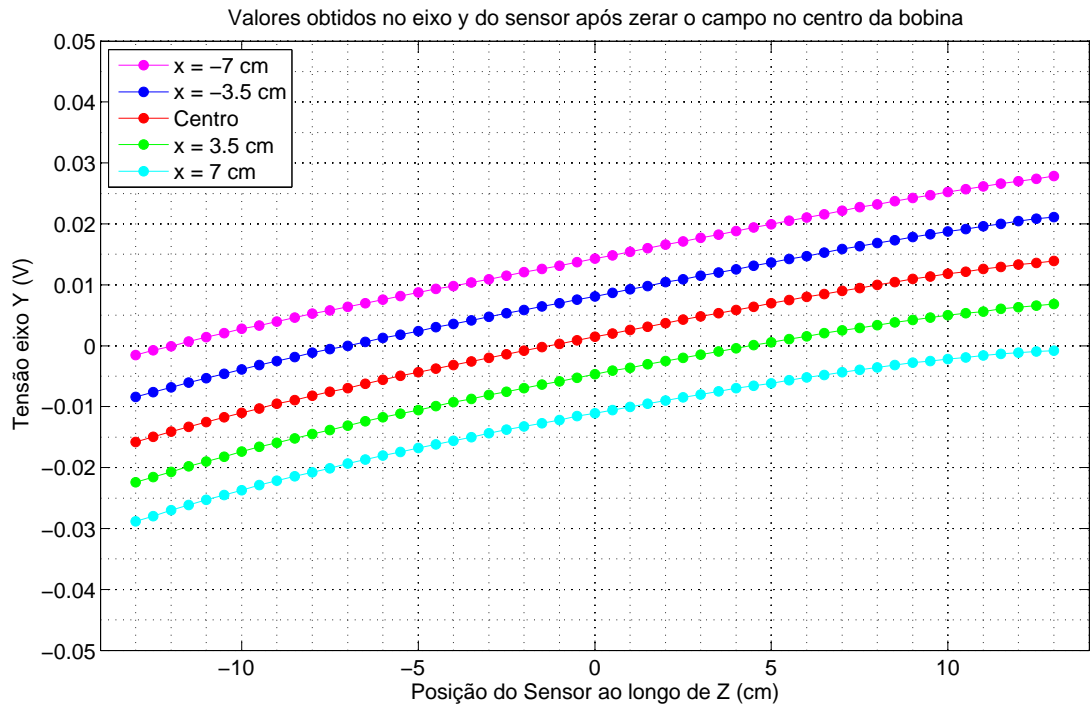
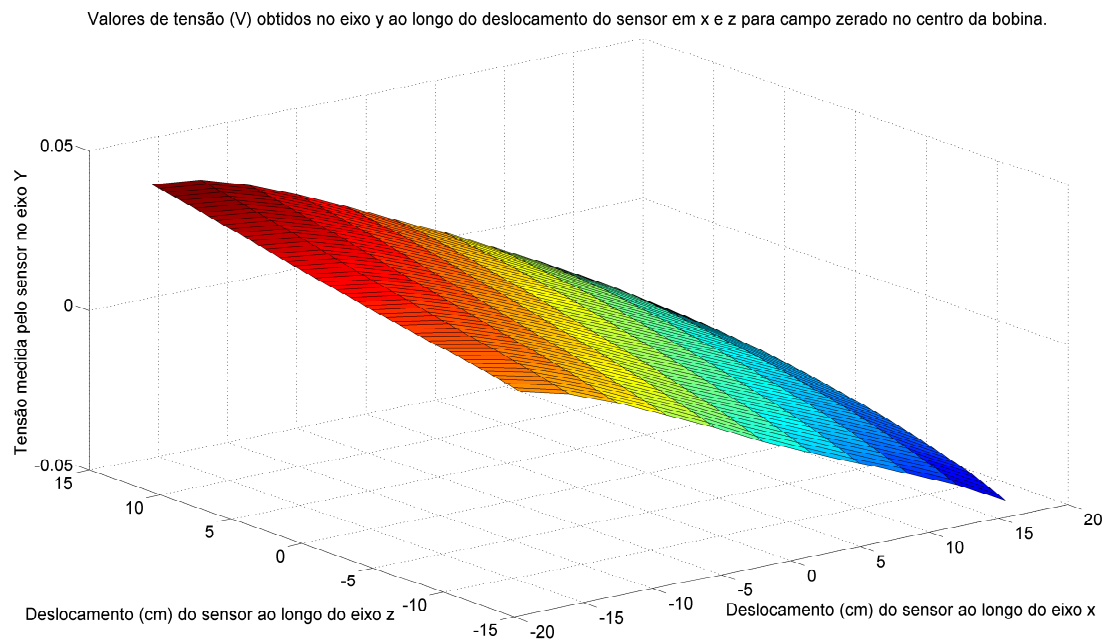


Figura 6.15: Resultado gráfico da tensão observada no sensor *fluxgate* no eixo y para o campo zerado no centro da bobina de acordo com os valores da Tab. 6.3



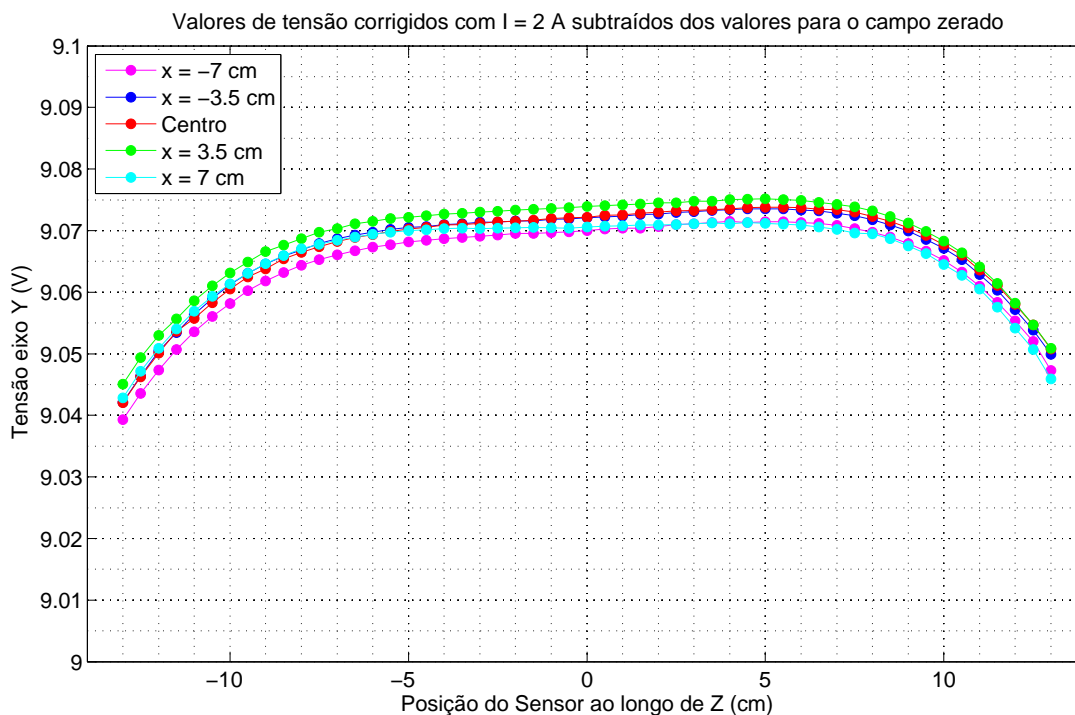
do campo magnético conforme o deslocamento do sensor no interior desta ao longo dos eixos x e z . Considerando uma área útil de 15 cm de bobina, este valor equivale a aproximadamente $\pm 0,02$ V, equivalente a ± 5 mG. Já considerando toda a extensão

analisada (26×27 cm), este *offset* praticamente dobra, visto que o comportamento é praticamente linear (coincidência).

Assumindo a hipótese levantada na seção anterior de que o erro é causado principalmente pela variação do campo local, o que torna impossível anular a presença deste por total ao longo do volume da bobina, pode-se levantar a curva teórica para o campo obtido quando $I = 2$ A no eixo y . Para tal, basta subtrair o campo residual descrito nas Figs. 6.14 e 6.15 do campo obtido anteriormente para esta corrente.

As Figs. 6.16 e 6.17 mostram os valores obtidos considerando a correção ponto a ponto. A Fig. C.7 (apêndice C.2) apresenta os resultados corrigidos para cada canaleta individualmente.

Figura 6.16: Resultados das tensões corrigidas obtidas no eixo y do sensor para as cinco canaletas centrais, considerando os dados obtidos com $I_y = 2$ A subtraídos do resíduo do campo geomagnético ao redor da origem do sistema.

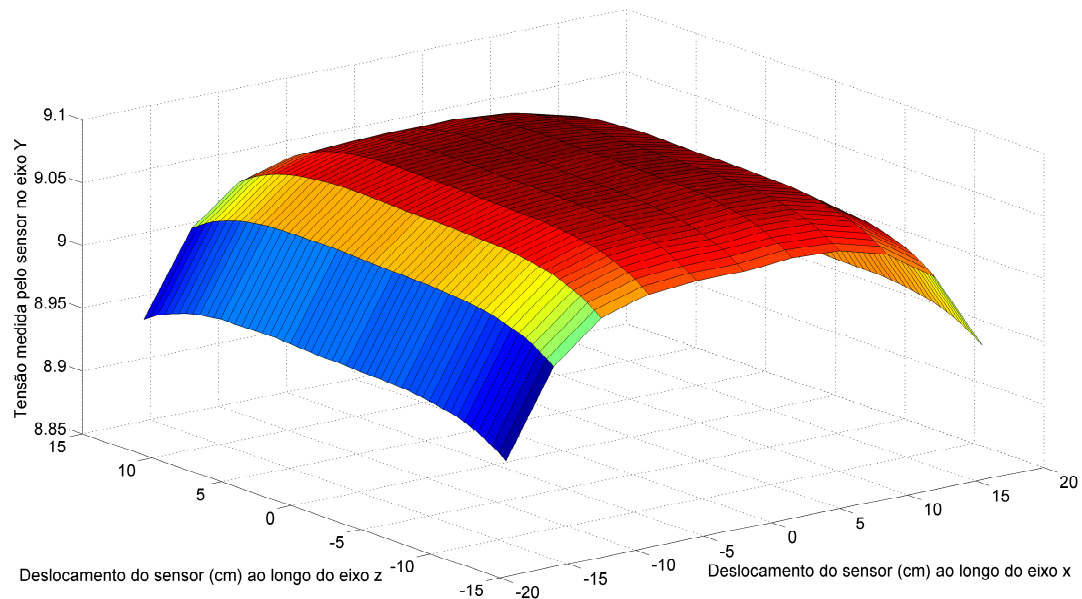


Os resultados obtido nas Figs. 6.16 e 6.17 evidenciam a hipótese assumida, de que o campo magnético terrestre quando zerado no centro da bobina, ainda possui valores ao longo do volume da bobina devido às distorções nas linhas provenientes de elementos ferromagnéticos.

Analisando a Fig. 6.16 ainda é possível verificar que o ponto máximo do campo não ocorre exatamente no centro do sistema, mesmo após a correção. Este valor, no entanto, é reduzido em mais dez vezes passando de $0,05$ V (Fig. 6.12) para menos de $0,005$ V considerando a área formada por 15×15 cm.

Figura 6.17: Resultado gráfico obtido para a tensão corrigida obtida no eixo y , considerando os dados obtidos com $I_y = 2$ A subtraídos do resíduo do campo geomagnético ao redor da origem do sistema.

Valores de tensão (V) para $I=2$ A corrigidos pelo offset da tensão para campo zerado ao longo do deslocamento do sensor em x e z no eixo Y .



Fonte: O autor (2016).

Finalmente, são apresentadas os resultados e valores de uniformidade percentual considerando os dados sem correção e após a correção. Analisando os dados corrigidos é possível levantar a capacidade da bobina em um cenário ideal. Quando com erros, é importante saber que este praticamente independe do campo que está sendo gerado pela bobina, assim, o percentual do erro será maior quanto menor for o módulo do campo magnético gerado.

Para o caso sem e com erro, a uniformidade foi levantada considerando três áreas distintas, 10×10 cm, 15×15 cm e 20×20 cm. Os resultados obtidos são apresentados na Tab. 6.4, para os dados corrigidos, e na Tab. 6.5, para os dados sem correção. Considerando a relação entre a diagonal de um quadrado e de um cubo com mesma aresta, foi realizada uma estimativa da uniformidade caso o teste seja reproduzido no volume da bobina. Estes valores também são mostrados nas tabelas.

Tabela 6.4: Valores de tensões máximos e mínimos obtidos em áreas distintas, índice de uniformidade do campo gerado e índice de uniformidade no volume estimado considerando o campo corrigido pelo valor residual.

Área (cm)	Valor Mínimo (V)	Valor Máximo (V)	Variação (%)	Variação Estimada no Volume (%)
10x10	9,07025	9,07516	0,0542	0,0664
15x15	9,06525	9,07516	0,1092	0,1337
20x20	9,04735	9,07516	0,3064	0,3753

Fonte: O autor (2016).

Tabela 6.5: Valores de tensões máximos e mínimos obtidos em áreas distintas, índice de uniformidade do campo gerado e índice de uniformidade no volume estimado considerando o campo gerado sem correções do valor residual.

Área (cm)	Valor Mínimo (V)	Valor Máximo (V)	Variação (%)	Variação Estimada no Volume (%)
10x10	9,06162	9,08718	0,2813	0,3445
15x15	9,04766	9,09305	0,4992	0,6114
20x20	9,02125	9,09305	0,7896	0,9671

Fonte: O autor (2016).

Diante da grande quantidade de materiais ferromagnéticos e distorções no campo magnético no laboratório onde o sistema está montado, os resultados validam o projeto e a montagem da bobina de Helmholtz. Contudo, estes também evidenciam a necessidade de melhorias na infraestrutura do local onde a bobina será utilizada para a redução das distorções.

Sobre a uniformidade obtida, considerando os dados corrigidos é possível afirmar que está atende aos valores esperados. Apesar da uniformidade teórica ser de 0,02%, na prática é quase impossível atingir tais níveis sem uma metodologia ideal, tanto na infraestrutura do laboratório quanto no processo de montagem da bobina. A uniformidade de aproximadamente 0,06%, para os dados corrigidos na área de 10×10 cm, estão em níveis similares aos das bobinas comerciais e projetadas discutidas na seção 3.4.

Apesar do resultado, a correção aplicada é matemática, o que torna este valor de uniformidade não aplicável ao sistema em testes práticos. O campo residual, observado causado por elementos ferromagnéticos no laboratório, não pode ser anulado com a atual configuração do sistema.

Levando em conta os dados influenciados por elementos magnéticos próximos a bobina sem correções, os resultados estão em uma faixa considerada razoável. Neste caso, definir se a uniformidade atende às especificações da aplicação estará diretamente ligada aos requisitos da mesma. Demais conclusões são feitas a seguir.

6.3.3 Discussões dos Resultados de Uniformidade

Considerando os dados apresentados, algumas conclusões a respeito da bobina implementada podem ser feitas. Primeiramente, a influência apresentada de materiais ferromagnéticos que acabam por distorcer consideravelmente as linhas do campo magnético terrestre. Assim mesmo que o campo seja anulado na origem do sistema, haverá um campo residual ao longo do volume da bobina, que neste caso, por coincidência, possui comportamento quase linear. Por sua vez estes materiais quase não influenciam o

campo gerado pela bobina, visto que é possível corrigir os dados utilizando a metodologia apresentada.

Este efeito possui duas soluções imediatas. A primeira, que pode se considerar como a solução ideal, é a remoção do maior número de elementos que causam distorções nos campos. Todavia, na prática, sabe-se que a própria construção e alvenarias de um prédio possuem tais elementos, impossibilitando eliminá-los totalmente. A segunda solução é mapear este valor residual ao longo do volume ao redor do centro da bobina para subtrair estes das medidas realizadas por determinado sensor posicionado no interior da bobina.

A segunda conclusão que pode ser feita é que o campo residual pode ou não ser prejudicial ao teste. Por exemplo, assumindo que um teste será feito somente com um único sensor posicionado sempre no mesmo ponto do interior da bobina, o valor de campo residual não irá influenciar nos resultados. Entretanto, assumindo um teste com o E-MEMS, onde vários sensores estão posicionados ao longo do volume uniforme, este irá influenciar nos dados obtidos pelos sensores. A influência deste erro deve ser analisada para cada caso em que a bobina for aplicada.

6.4 Metodologia para Validação com dSPACE

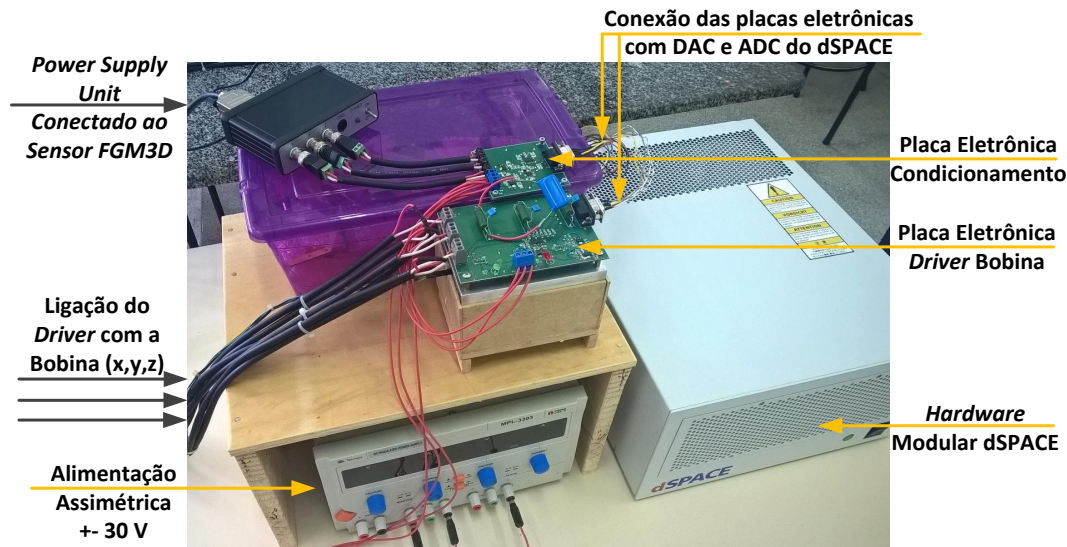
Para realizar os testes de acionamento da bobina de Helmholtz com o *hardware* modular dSPACE foi utilizado a plataforma HiL desenvolvida neste projeto, descrito na Fig. 5.1, porém sem a presença do AHRs comercial e do E-MEMS. Os resultados a seguir, assim como dos capítulos 7 e 8, seguem esta mesma metodologia.

A Fig. 6.18 mostra como os sistemas desenvolvidos são conectados ao sensor e a bobina, mostrados anteriormente na Fig. 6.1.

Para realizar os testes iniciais, um modelo em Simulink foi desenvolvido para atuar em malha aberta. A Fig. 6.19 mostra o diagrama do sistema executado no *hardware* modular dSPACE, cujas variáveis eram controladas, monitoradas e armazenadas pelo *software* ControlDesk durante sua execução. Os requisitos desta simulação HiL são:

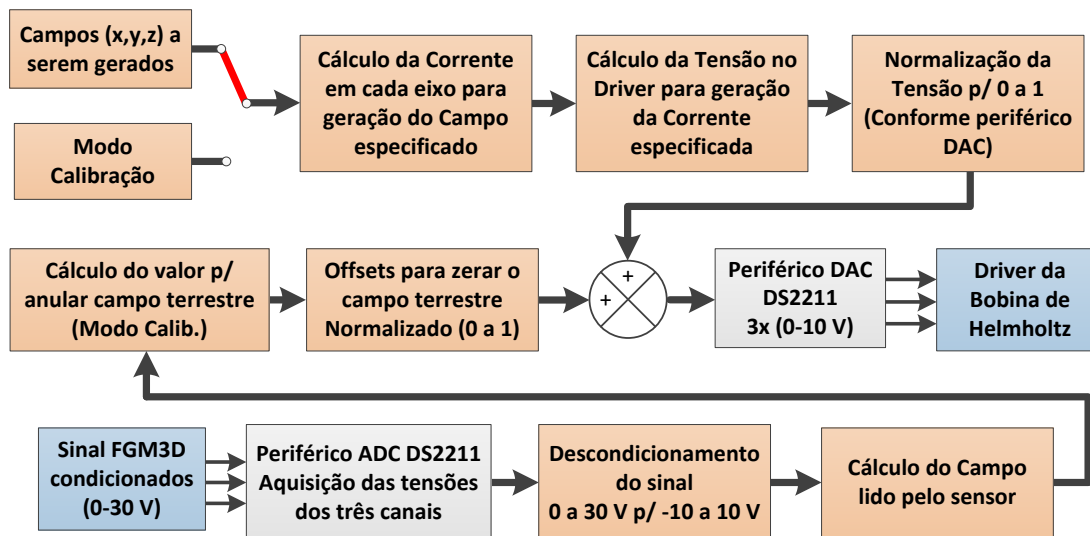
- Calibrar e verificar os erros existentes na placa de condicionamento do sinal do sensor e corrigir via *software* os erros existentes no sistema de leitura do sensor. Esta etapa será discutida em uma seção à parte;
- Anular o campo terrestre ao menor nível possível antes de gerar o campo requisitado. Para tal, um modo de calibração foi desenvolvido, onde o sistema calcula

Figura 6.18: Equipamentos e bancada para a conexão da bobina de Helmholtz e do sensor FGM3D com o sistema dSPACE.



Fonte: O autor (2016).

Figura 6.19: Diagrama do modelo desenvolvido em *Simulink* para comandar o sistema da bobina pelo *hardware* modular dSPACE, anulando o campo magnético e gerando o campo requisitado.



Fonte: O autor (2016).

os níveis necessários no periférico DAC que reduzem ao mínimo a saída observada no sensor. Desta forma eventuais *offsets* presentes no condicionamento do sinal para o *driver* da bobina também são eliminados;

- Acesso ao modo de calibração pelo *software* ControlDesk;
- Controle do Campo a ser gerado diretamente pelo ControlDesk. Diversos modelos para os campos são gerados nos blocos padrões do Simulink conforme desejado. A seleção é feita em tempo real e os parâmetros (como módulo do campo,

por exemplo) são controlados e alterados durante a execução da simulação;

- Aquisição, monitoramento e armazenamento dos dados lidos pelos sensores e o respectivo sinal convertido para campo magnético.

Conforme o diagrama da Fig. 6.19, além das etapas para cumprir os requisitos anteriores, foram desenvolvidos os blocos capazes de implementarem as funções para o correto funcionamento dos periféricos do *hardware*.

Apesar da necessidade de diversas etapas auxiliares, o funcionamento do modelo desenvolvido no Simulink é simples. Ao chavear para o modo de calibração, o sistema encontra os valores necessários na saída do seu conversor DAC para anular o campo geomagnético na origem da bobina (onde o sensor está posicionado). Finalizada esta etapa, o sistema volta para o modo de operação, onde estão pré-programados os valores de campo a serem gerados. Estes são então condicionados de campo magnético para o valor equivalente na saída do conversor DAC e somados ao valor encontrado na calibração que anulam o campo geomagnético. Em paralelo com a geração do sinal, o *software* ControlDesk salva os dados teóricos e os dados obtidos pelo sensor FGM3D.

O sistema desenvolvido foi submetido a diversos testes para validação dos sistemas auxiliares (*driver* bobina e condicionamento do sinal do sensor) e também para analisar o campo magnético observado em relação ao teórico requisitado.

6.5 Resultados da Validação com o Sistema dSPACE

Os resultados apresentados na sequência discutem três pontos principais, separados em seções distintas. Estes são:

- necessidade de calibração da placa eletrônica de condicionamento do sensor *flux-gate*, e comentário sobre a calibração deste sensor;
- os resultados e sucesso da fonte de corrente controlada por tensão baseada na fonte de Howland - HCP, que é utilizada na versão final da plataforma HiL;
- análise do ruído e da resolução final obtidos nas leituras do campo gerado pela bobina com o *hardware* dSPACE.

6.5.1 Calibração da Placa de Condicionamento do sensor FGM3D

A primeira etapa, anterior ao teste em conjunto do sistema dSPACE e da bobina, foi averiguar a necessidade de calibração do projeto eletrônico do condicionamento de

signal do sensor *fluxgate*. Conforme o projeto apresentado na seção 5.6, essa placa eletrônica tem a função de condicionar o sinal lido do magnetômetro fluxgate (± 10 V) para tensões de 0-30 V.

Mesmo utilizando no projeto um amplificador operacional OPA4227, um CI de referência de tensão REF5050, ambos classificados como circuitos de alta precisão e baixo ruído, e de resistores de 0,1%, o condicionamento de sinal pode apresentar erros. Estes fazem com que os valores de tensão na saída do sensor *fluxgate* sejam condicionadas de forma a incluir erros de escala e *offset* nas medidas.

De forma a averiguar a magnitude deste erro, foram verificados quais os valores de tensões necessários para que a saída de cada eixo assumisse valores entre ± 6 V, com passo de 1 V. Os resultados das medições são apresentados na Tab. 6.6.

Tabela 6.6: Valores das medições realizadas para o procedimento de calibração da placa de condicionamento do Sensor FGM3D.

Valores Lidos na Entrada do Condicionador de Sinal (V)			Valor de Tensão na Saída do Condicionador (V)
Eixo <i>x</i>	Eixo <i>y</i>	Eixo <i>z</i>	Eixo $x = y = z$
-6,0400	-6,0200	-6,0250	-6,0000
-5,0353	-5,0162	-5,0214	-5,0000
-4,0305	-4,0135	-4,0174	-4,0000
-3,0260	-3,0112	-3,0136	-3,0000
-2,0200	-2,0088	-2,0102	-2,0000
-1,0153	-1,0064	-1,0074	-1,0000
-0,0104	-0,0038	-0,0036	0,0000
0,9946	0,9990	1,0005	1,0000
2,0003	2,0015	2,0043	2,0000
3,0048	3,0040	3,0065	3,0000
4,0098	4,0065	4,0106	4,0000
5,0160	5,0120	5,0160	5,0000
6,0220	6,0110	6,0200	6,0000

O fator relevante dos dados adquiridos é que o condicionamento para os eixos *x*, *y* e *z*, apresentaram erros de até 40, 20 e 25 mV, respectivamente. Considerando a sensibilidade do sensor em Volts por Gauss, as tensões anteriores equivalem a campos magnéticos de 10, 5 e 6,25 mG. A magnitude deste erro é suficiente para influenciar o sistema e prejudicar as medidas feitas pelo sensor FGM3D.

Diante deste problema, foi proposto o levantamento dos parâmetros de ajuste de uma reta para calibração dos dados. A metodologia e o modelo de calibração são triviais e não serão discutidos em detalhes. Resumidamente, a partir dos dados medidos foram determinados os parâmetros da reta para correção das tensões de saída em relação as de entrada. A Eq. (6.1) mostra o modelo utilizado, referente a uma correção de primeira ordem. Uma vez com estes parâmetros, as aquisições feitas pelo condi-

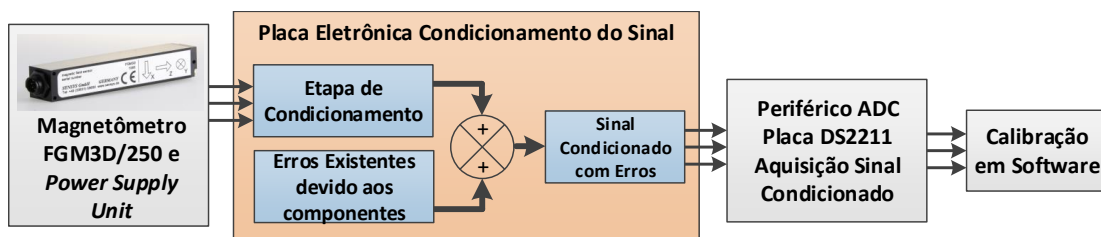
onador ADC do dSPACE são corrigidas de forma a compensar os erros inseridos pela placa eletrônica.

$$y = ax + b, \quad (6.1)$$

sendo y o valor de tensão na saída do sensor, x a tensão condicionada após a eletrônica e que segue para o conversor ADC do dSPACE e a e b os parâmetros da reta a serem estimados para a correção.

A Fig. 6.20 mostra a metodologia proposta para a compensação dos erros devido a eletrônica construída. Com os dados observados os parâmetros são calculados, para que posteriormente a correção seja implementada em *software*, corrigindo os erros inseridos pela eletrônica de condicionamento que são somados aos valores do sensor FGM3D e lidos pelo dSPACE.

Figura 6.20: Descrição dos erros devido a placa eletrônica do condicionamento do sinal do magnetômetro FGM3D e a forma proposta para a calibração dos mesmos.



Fonte: O autor (2016).

Para encontrar os parâmetros da reta a partir dos dados colhidos, foi utilizada a ferramenta *polyfit* do Matlab. Esta é capaz de realizar o ajuste (neste caso de primeira ordem) facilmente. Aplicando o ajuste através dessa ferramenta foram obtidos os parâmetros para cada um dos eixos. Estes são vistos na Tab. 6.7.

Tabela 6.7: Parâmetros obtidos para a calibração pela reta utilizando os dados em conjunto com a ferramenta *polyfit* do Matlab.

Eixo	Parâmetros	
	a	b
x	1,0051	-0,0100
y	1,0026	-0,0035
z	1,0037	-0,0031

A partir dos parâmetros, a recuperação do valor no sensor compensando os erros devido a eletrônica construída são feitos em *software* aplicando a Eq. (6.2).

$$x = \frac{y - b}{a} \quad (6.2)$$

Para validar os resultados, uma nova coleta de dados foi realizada e agora os dados

da entrada da placa de condicionamento foram comparados com os valores corrigidos pelos parâmetros apresentados. Os resultados são apresentados no apêndice, na Tab. 6.8. Os resultados mostram que os erros passaram para valores inferiores a 2 mV em quase todas as medições, valor equivalente a $500 \mu\text{G}$. Este erro é muito inferior a resolução do sistema com a plataforma proposta, conforme discussão na sequência na seção 6.5.3.

Tabela 6.8: Valores das medições realizadas após o procedimento de calibração.

Valores Lidos na Entrada do Condicionador de Sinal (V)			Valor de Tensão na Saída do Condicionador (V)
Eixo x	Eixo y	Eixo z	Eixo $x = y = z$
-6.0000	-6.0020	-5.9990	-6,0000
-5.0009	-5.0010	-4.9995	-5,0000
-3.9998	-4.0001	-3.9989	-4,0000
-3.0002	-3.0000	-2.9989	-3,0000
-2.0009	-2.0002	-2.0003	-2,0000
-1.0003	-1.0004	-1.0004	-1,0000
0.0002	0.0001	-0.0002	0,0000
0.9995	1.0000	1.0003	1,0000
2.0004	1.9998	2.0005	2,0000
2.9995	2.9996	2.9996	3,0000
3.9992	3.9997	3.9991	4,0000
5.0006	5.0030	4.9997	5,0000
6.0010	6.0000	6.0001	6,0000

Considerando estes mesmos parâmetros de calibração, medidas foram tomadas por vários dias para analisar se havia a necessidade de repetir a calibração. Durante vários testes decorridos até 30 dias após o levantamento dos parâmetros apresentados, os erros máximos permaneceram em torno do mesmo valor anterior, determinando assim que o sistema é relativamente estável à longo prazo e que a calibração não precisa ser refeita sempre.

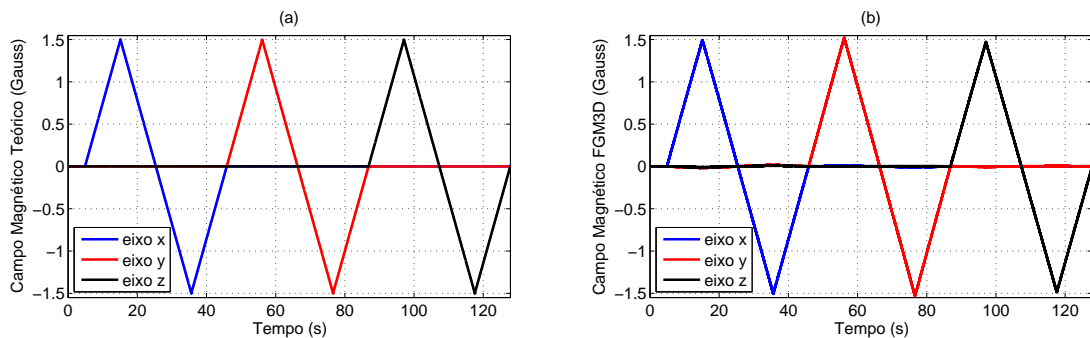
Ainda assim, este trabalho recomenda que este procedimento seja repetido e os parâmetros atualizados caso decorrido um longo tempo após a última calibração.

6.5.2 Validação do *Driver* baseado na Fonte de Howland

O modelo e metodologia descritos na Fig. 6.19 foram utilizados para gerar o campo magnético teórico no sistema para comandar as fontes de corrente. A primeira versão do *driver*, descrita na seção 5.5.5, apresentou diversos problemas de regulação de carga, tornando-o inviável na aplicação proposta. Resultados que mostram os problemas são retratados no apêndice C.3. Por sua vez, o projeto eletrônico para a fonte HCP, descrito na seção 5.5.5, apresentou resultados muito superiores aos da fonte anterior, não apresentando problemas visíveis nos testes realizados.

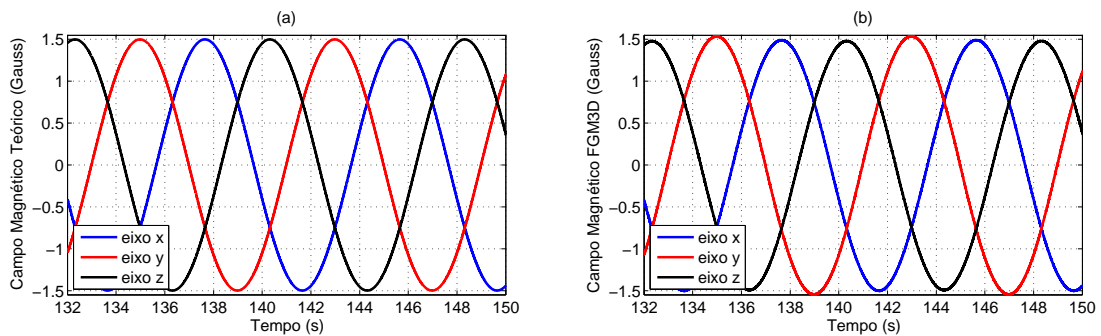
Diante dos resultados que serão discutidos a seguir, a fonte HCP é a versão final utilizada na plataforma HiL construída. Conseqüentemente esta é usada nos testes do sistema da bobina em malha aberta e fechada que serão discutidos nos capítulos seguintes. As Figs. 6.21 e 6.22 apresentam os resultados dos valores teóricos comandados pelo sistema dSPACE e também as medidas obtidas pelo sensor FGM3D. A primeira mostra ondas triangulares totalmente defasadas, enquanto a segunda ondas senoidais defasadas em 60° .

Figura 6.21: (a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.



Fonte: O autor (2016).

Figura 6.22: (a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.



Fonte: O autor (2016).

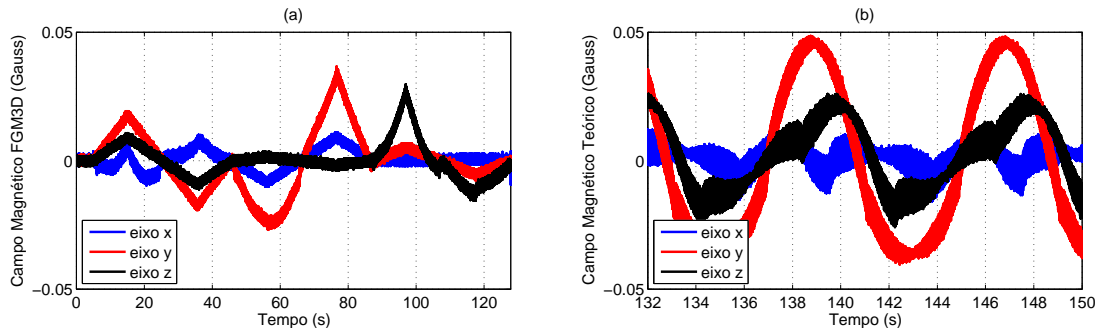
A Fig. 6.22 mostra um dos casos em que a primeira versão do *driver* era incapaz de funcionar. Demais testes realizados foram capazes de validar e comprovar o funcionamento da fonte de corrente controlada por tensão implementada com a topologia HCP. Os erros relacionados aos dois casos acima são discutidos a seguir.

6.5.2.1 Discussão sobre os Erros

Apesar da fonte funcionar conforme esperado, obviamente que sem a aplicação de uma calibração ou do sistema em malha fechada, o campo observado possuirá erros em

relação ao campo teórico calculado. A Fig. 6.23 (a) e (b) mostram os erros referentes aos gráficos das Fig. 6.21 e 6.22, respectivamente.

Figura 6.23: Erros observados no sensor FGM3D em relação aos valores teóricos para as ondas das Figs. 6.21 e 6.22, respectivamente em (a) e (b).



Fonte: O autor (2016).

Com o resultado observado para o erro da onda triangular totalmente defasada na Fig. 6.23(a), é possível realizar certas observações. Primeiramente em relação ao fator cruzado entre os enrolamentos, visto que o acionamento de um dos eixos gera um campo magnético nos outros dois eixos ortogonais, denominado de fator cruzado. Este fator pode estar relacionado com a montagem da bobina, sendo que os pares podem não estar perfeitamente alinhados ou o sensor que pode não estar posicionado totalmente alinhado aos eixos dos enrolamentos.

Outro fator importante é o erro ocasionado em um canal durante o próprio acionamento deste. Estes erros possuem comportamento de ordem superior a um, o que mostra que o sistema possui erros além de escala. Diversos fatores podem causar tais distorções sendo que o mapeamento e estudo destes não é o objetivo neste trabalho.

Estes resultados mostram a motivação para o estudo do acionamento da bobina, seja aplicando um modelo de calibração em malha aberta ou com um sistema em malha fechada.

6.5.2.2 Estabilidade da fonte HCP

A estabilidade da fonte de corrente utilizada na versão final da plataforma não é analisada neste trabalho. Futuros trabalhos devem levar em consideração este estudo, seja para realizar novas análises do *driver*, ou na implementação e alteração no sistema responsável por fornecer a corrente elétrica aos enrolamentos da bobina de Helmholtz.

A partir deste estudo será possível um parâmetro para comparações e análises da qualidade do sinal gerado pela fonte de corrente.

6.5.3 Análise do Ruído e Resolução do Sistema

Esta seção analisa dois pontos distintos, discutidos separadamente:

- Ruído nas medições do sensor FGM3D através do sistema dSPACE, considerando a plataforma no seu estado final;
- Análise da resolução do sistema considerando o uso dos conversores existentes na placa DS2211 do *hardware* modular, bem como apresentação da resolução que este trabalho julga ideal para as aplicações propostas.

6.5.3.1 Ruídos Observados na Plataforma Final

Após a finalização da montagem da plataforma e validação do *driver* HCP, medidas foram realizadas de forma a verificar o ruído da aquisição do magnetômetro *fluxgate*, com a bobina em funcionamento. A simulação HiL foi programada para anular o campo magnético no centro da bobina e posteriormente não alterar mais os valores de tensão no DAC da placa DS2211 para então realizar a aquisição dos dados dos sensores.

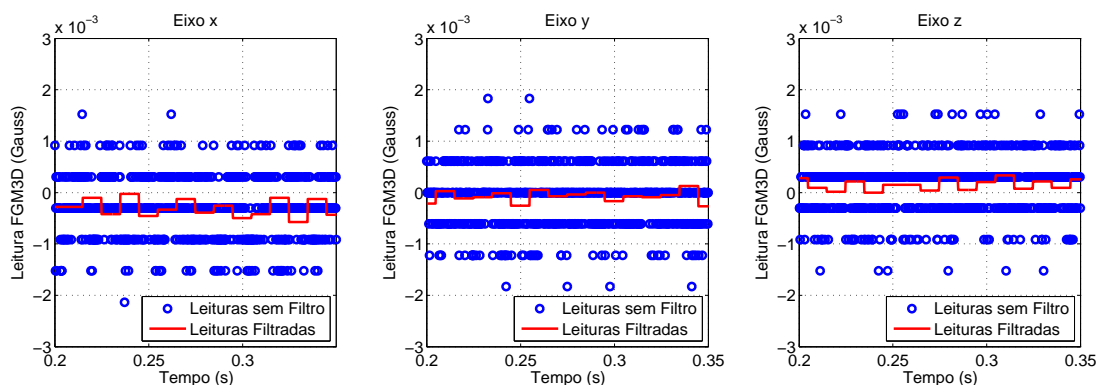
Os dados foram coletados durante 50 segundos sendo a aquisição do sensor realizada em 5 kHz, totalizando 250.000 medições. Obviamente que na análise de ruído a taxa de amostragem de um sensor analógico é importante. A escolha de realizar o teste nesta taxa deve-se ao fato de que esta é a frequência máxima que será utilizada no simulador HiL, neste caso para a análise do sistema em malha aberta apresentada no capítulo 7.

A taxa de amostragem de 5 kHz é 50 vezes maior do que os 100 Hz propostos como taxa máxima de atualização da bobina de Helmholtz. Sabendo também que a placa de condicionamento de sinal possui filtros passa-baixa em cada um dos canais, o trabalho propõe o uso de filtros digitais para a redução do ruído a partir das várias medidas entre cada atualização da bobina.

O filtro avaliado neste trabalho é um decimador, ou seja, apenas realiza a média das múltiplas medidas entre cada ciclo de 100 Hz. A Fig. 6.24 mostra os resultados do teste realizado ao longo dos 50 segundos, selecionando aleatoriamente um intervalo menor de tempo, para melhor visualização. Nesta mesma figura também é visto o resultado considerando o filtro decimador.

Os resultados obtidos mostram que os ruídos estão no mesmo nível para todos os eixos do sistema. Em relação aos dados filtrados, a variação de pico a pico destes passa

Figura 6.24: Medições observadas mantendo a corrente constante em cada um dos pares de enrolamentos.



Fonte: O autor (2016).

a ser menor do que a própria resolução a partir do sistema construído para aquisição do sensor, conforme será apresentado na próxima seção.

A partir dos dados sem filtragem foram anotados o ruído de pico a pico, a equivalência em número de LSBs no conversor do *hardware* dSPACE, e o ruído RMS. A Tab. 6.9 mostra estes resultados.

Tabela 6.9: Análise dos ruídos obtidos para os três canais da bobina de Helmholtz em conjunto com o sistema HiL projetado.

Eixo	Campo Mín. (mG)	Campo Max. (mG)	Ruído Pico a Pico (mG)	Ruído em nº de LSBs	Ruído RMS (mG)
x	-2,7465	2,1362	4,8828	8	0,694
y	-2,4414	1,8310	4,2724	7	0,579
z	-2,1362	2,1362	4,2724	7	0,616

Desta forma a implementação da bobina em malha aberta e em malha fechada consideram filtros decimadores, que realizam a média das leituras do sensor *fluxgate*. Conforme será discutido nos próximos capítulos, adicionalmente ao filtro são desconsideradas um número pequeno de medidas logo após a atualização do valor de campo a ser produzido pela bobina, como forma de evitar os transitórios durante a operação do sistema.

6.5.3.2 Resolução do Sistema Construído com a Placa DS2211

As limitações analógicas do projeto estão ligadas aos conversores existentes no *hardware* DS2211 do sistema dSPACE. Esta seção mostra a resolução para aquisição de dados do sensor *fluxgate* e também a resolução de geração de campo magnético na bobina possível considerando a resolução do DAC que aciona a fonte de corrente. Para

as análises seguintes, assume-se que a resolução de um sistema é dada pela Eq. (6.3).

$$Q = \frac{V_h - V_l}{2^n}, \quad (6.3)$$

onde Q é a resolução, $V_h - V_l$ a diferença entre a grandeza física máxima e mínima e n o número de bits necessários ao conversor. A análise a seguir é feita separada para cada conversor do sistema.

Conversor ADC: o sistema da placa DS2211 possui 14 bits de resolução e entradas diferenciais entre 0 e 60 V. Devido as características do projeto, a placa de condicionamento de sinal consegue condicionar os níveis oriundos do do sensor para um sinal entre 0 e 30 V. Como apenas metade da excursão do ADC é utilizada, isto é equivalente a perda de 1 (um) bit de resolução.

Desta forma, as tensões de ± 10 V do sensor FGM3D são condicionadas por um sistema com 13 bits. Assumindo que a placa de condicionamento de sinal esteja bem dimensionada e calibrada, a resolução de aquisição, em volts, do sensor *fluxgate* será dada pela Eq. 6.4.

$$Q = \frac{10 \text{ V} - (-10 \text{ V})}{2^{13}} = 2,4414 \text{ mV} \quad (6.4)$$

A tensão obtida de 2,4414 mV equivale a um campo magnético de 610,35 μG . Desta forma, utilizando o a eletrônica implementada, esta é a resolução em campo magnético que pode ser extraída do sensor FGM3D-250 pelo sistema de aquisição. Nota-se que esta resolução está distante da especificação de 1,5 μG do sensor.

Conversor DAC: este sistema da placa DS2211 possui 12 bits de resolução e saída de 0 a 10 V. Uma vez que o *driver* construído também realiza o condicionamento do sinal para aproveitar toda esta faixa e sabendo que a corrente na saída deve ser entre $\pm 1,76$ A, a resolução de corrente que pode ser alcançada nos enrolamentos da bobina será dada pela Eq. 6.5.

$$Q = \frac{1,76 \text{ A} - (-1,76 \text{ V})}{2^{12}} = 859,375 \mu\text{A} \quad (6.5)$$

Visto que cada par de enrolamento possui uma relação entre a corrente elétrica e o campo gerado, descrito pela Eq. (3.5), pode-se encontrar o campo equivalente para cada par considerando a corrente acima e os parâmetros do protótipo construído. Realizando este cálculo, têm-se as resoluções das Eqs. 6.6, 6.7 e 6.8 para as bobinas internas, medias e externas, respectivamente.

$$Q_{\text{Gauss Bob. Int.}} = 0,9861 \text{ mG} \quad (6.6)$$

$$Q_{\text{Gauss Bob. Med.}} = 1,0423 \text{ mG} \quad (6.7)$$

$$Q_{\text{Gauss Bob. Ext.}} = 0,9798 \text{ mG} \quad (6.8)$$

Conclui-se assim que o enrolamento intermediário possui a pior resolução e que a geração do campo na bobina possui resolução com ordem de grandeza de mili-Gauss.

As resoluções obtidas tanto para aquisição quanto geração do campo magnético são inferiores as resoluções da grande maioria de sensores magnéticos COTS disponíveis. Por exemplo, o sensor HMC5883L presente na Experiência MEMS possui resolução de $730 \mu\text{G}$. Por este motivo é feita a análise da seção a seguir, que discute resoluções que seriam mais adequadas para realizar testes com tais sensores.

6.5.3.3 Capacidade necessária para sensores MEMS comerciais

Um dos principais propósitos da bobina construída é calibrar e analisar sistemas com sensores MEMS. Nos principais sensores comerciais disponíveis, as resoluções costumam variar na ordem de $75 - 750 \mu\text{G/LSB}$, independente do custo e aplicação do sensor. O sensor presente no E-MEMS, por exemplo, possui resolução máxima de $730 \mu\text{G/LSB}$. Já o ruído destes sensores costumam variar entre $1 - 5 \text{ mG}_{\text{RMS}}$.

Analisando os resultados da seção 6.5.3.2 para o sistema desenvolvido com a placa DS2211, vemos que a resolução no melhor caso será em torno de 1 mG . Este valor é inferior as resoluções dos sensores comerciais e próximo aos ruídos destes. Portanto verifica-se que o projeto implementado possui uma margem para melhorias neste quesito.

Este trabalho analisa que um bom fator seria tanto o sistema de aquisição do sensor FGM3D quanto o *driver* da bobina possuírem resoluções na casa de $100 \mu\text{G}$, visando atender as resoluções dos melhores sensores MEMS disponíveis. Neste ponto os cálculos para se chegar ao valor considerado ótimo são omitidos, visto que são cálculos básicos e dependentes somente da Eq. (6.3) e passagens discutidas na seção anterior. A Tab. 6.10 resume os cálculos e apresenta os parâmetros que poderiam ser considerados bons para o sistema proposto.

Os resultados da Tab. 6.10 mostram que para atingir os níveis estabelecidos seriam necessários conversores de 16 bits, tanto para o DAC quanto ADC.

Tabela 6.10: Resultados e resoluções necessárias para atender aos sensores MEMS magnéticos disponíveis.

Características para a resolução de 100 μG	Aquisição do Sensor FGM3D/250	Conversão para o Driver da Bobina
Equacionamento do n ^o de bits relativo ao campo em μG	$0,4 \text{ mV} < \frac{20V}{2^n}$	$82,448 \mu\text{A} < \frac{3,52A}{2^n}$ (pior caso)
Resolução Equivalente em Bits (n)	ADC de 16 Bits	DAC de 16 Bits
Resolução Atingida em Tensão e Corrente	305,176 μV	53,711 μA
Resolução Atingida em Campo	76,294 μG	65.145 μG (pior caso)

Fonte: O autor (2016).

6.5.3.4 Melhoria Desejada para Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros é válido levar em conta a substituição e melhora dos conversores da placa DS2211 para elementos com resolução de 16 bits. A própria empresa dSPACE apresenta placas específicas de ADC e DAC suficientes para atender aos requisitos mostrados.

A placa DS2211 do sistema modular dSPACE possui conversores DAC de 12 bits e conversores ADC de 14 bits. Todavia o magnetômetro utilizado e a capacidade de geração de campo uniforme da bobina projetada possuem resoluções superiores.

O *hardware* modular pode ser utilizado para o desenvolvimento de sistemas de conversão de sinal que sejam superiores ao da própria placa DS2211, o que seria capaz de melhorar os resultados com a bobina de Helmholtz.

6.5.4 Discussões da Validação com o dSPACE

Os resultados apresentados neste capítulo validam o projeto e o protótipo construído da bobina de Helmholtz. Este utilizado em conjunto com o sensor magnético *fluxgate* e o sistema dSPACE são capazes de gerar campos magnéticos com resolução suficiente para a validação da grande parte de sensores magnéticos, principalmente se considerarmos as especificações técnicas de sensores MEMS.

Por sua vez os conversores DAC e ADC disponíveis na placa DS2211 do *hardware* modular dSPACE acabam por limitar o sistema, sendo que futuros trabalhos devem considerar a melhora para sistemas com 16 bits de resolução. Já a primeira versão da fonte de corrente controlada por tensão implementada se mostrou incapaz de atender as especificações, enquanto que a fonte HCP (*Howland Current Pump*) apresentou

ótimos resultados, sendo que o projeto eletrônico discutido é utilizado em todos os testes apresentados na sequência.

7 Calibração da Bobina de Helmholtz

Com as informações apresentadas na seção 3.3, é evidente que a bobina de Helmholtz deve ser utilizada de forma adequada para que o campo magnético gerado seja condizente. Este capítulo apresenta o estudo para a calibração em malha aberta e os resultados obtidos com a bobina acionada pelo sistema dSPACE.

A primeira seção apresenta a metodologia aplicada com o simulador HiL para a realização dos testes, onde são apresentados o diagrama do modelo executado no *hardware* modular e as formas de onda aplicadas na bobina de Helmholtz. A seção seguinte discute o modelo matemático utilizado, sendo que este trabalho investiga os modelos de primeira e segunda ordem propostos no trabalho de Oliveira (2014) e por fim a expansão destes para incluir elementos de terceira ordem.

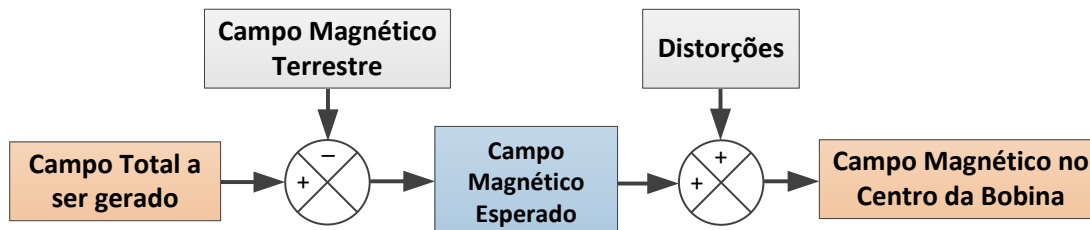
Na sequência são investigados os erros e os parâmetros de correção obtidos para os dados sem calibração, seguido dos erros após a aplicação da calibração no modelo executado em tempo real no dSPACE. Por fim há uma discussão sobre a capacidade técnica e a comparação da calibração de diversas ordens.

7.1 Metodologia para Calibração em Malha Aberta

Do ponto de vista prático, a corrente a ser inserida em um par de enrolamentos da bobina deve ser capaz de zerar o campo magnético e suas distorções (causadas por materiais ferromagnéticos) naquele eixo, para posteriormente gerar o campo magnético desejado. Portanto a seguir é feita uma breve análise dessa etapa, que é denominada neste trabalho como *anular* o campo geomagnético nos três eixos. A Fig. 7.1 mostra o problema prático envolvendo os fatores citados.

Descrevendo o problema, caso seja desejado a geração de um campo de 1 Gauss no centro da bobina será necessário gerar um campo total que considere o campo magnético terrestre e eventuais distorções somadas a este valor. Portanto, a priori de uma simulação em malha aberta, é necessário mapear quais os valores devem ser

Figura 7.1: Relação entre o campo magnético total que deve ser gerado pelo sistema, o campo esperado e o campo observado considerando o campo magnético terrestre e distorções presentes.



Fonte: O autor (2016).

gerados pela bobina de Helmholtz para compensar estes fatores.

Este trabalho assume que estas componentes referentes ao campo magnético terrestre e distorções são constantes ao longo do teste. Essa afirmação é plausível desde que durante a execução dos testes nenhum equipamento ou material ferromagnético seja movimentado próximo ao sistema. Se esta condição for atendida, as distorções não serão alteradas bem como a componente do campo geomagnético, visto que este não possui variações de curto prazo (CHULLIAT et al., 2015).

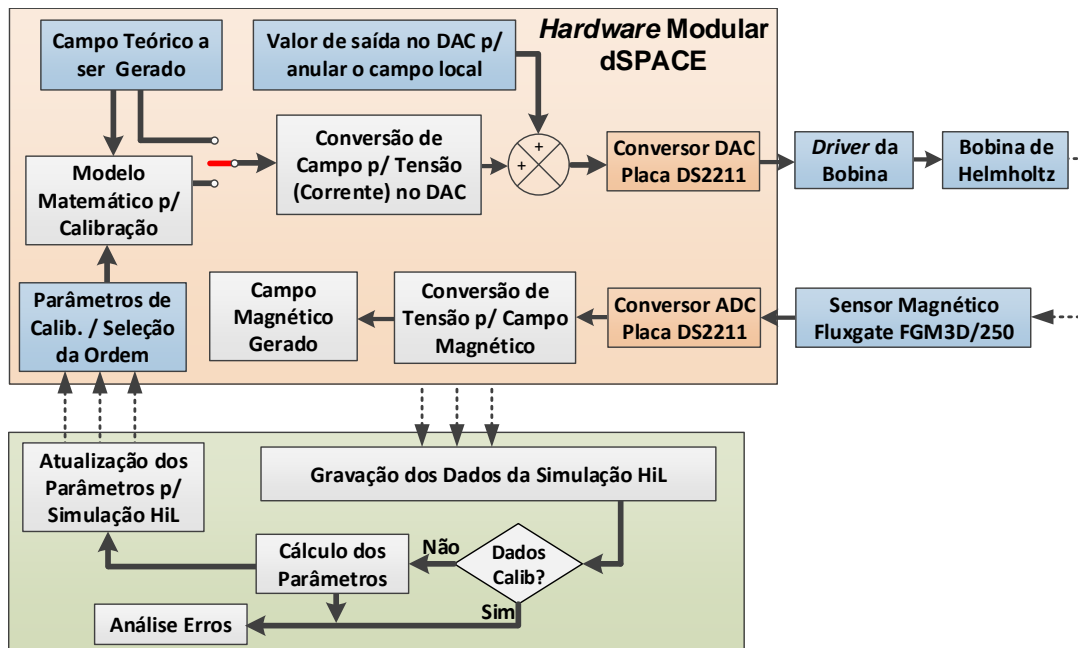
O mapeamento é então realizado manualmente antes do início do teste. Uma função programada no sistema dSPACE automaticamente encontra os valores que devem ser gerados na saída do conversor DAC para reduzir ao menor valor possível as leituras realizadas no magnetômetro *fluxgate*, o que significa que as distorções e o campo geomagnético foram anulados no centro do sistema.

Finalizada esta etapa, a operação em malha aberta deve realizar os passos que foram anteriormente descritos na Fig. 3.3. O campo magnético desejado deve ser mapeado para a corrente elétrica equivalente, ser submetido a um modelo de calibração e posteriormente acionar a fonte de corrente. A simulação HiL implementada em Simulink, executada pelo *hardware* modular, é descrita na Fig. 7.2.

A simulação implementada possui duas etapas distintas. A primeira aplica o campo teórico a ser gerado sem aplicar o modelo de calibração. Estes dados geram o campo magnético na bobina que são salvos pelo sistema. Após a simulação, são encontrados os parâmetros de calibração para os três modelos propostos (1^a, 2^a e 3^a ordem), além de ser feita a análise dos erros sem calibração. Com os parâmetros calculados a simulação é realizada mais três vezes. Em cada uma destas, os dados teóricos a serem gerados são corrigidos pelos modelos de primeira, segunda e terceira ordem, respectivamente.

Para facilitar a compreensão da metodologia, esta é descrita enumerada em etapas:

Figura 7.2: Simulação HiL proposta para o levantamento dos parâmetros de calibração para o uso da bobina em malha aberta conforme.



Fonte: O autor (2016).

1. Com o sistema montado, encontrar quais são valores de tensão por canal, no conversor DAC do sistema dSPACE, que geram o campo magnético na bobina de forma a anular o campo local existente;
2. Programar estes valores na simulação HiL e não alterar durante o teste;
3. Selecionar a forma de onda do campo magnético desejado no sistema;
4. Executar a simulação HiL com o campo selecionado anteriormente e sem aplicar nenhum modelo de calibração;
5. Salvar os dados anteriores e utilizar estes para o cálculo dos parâmetros de calibração;
6. Inserir os parâmetros calculados no modelo em execução no simulador HiL;
7. Selecionar a calibração de 1ª ordem e executar novamente a simulação, mas agora com o campo selecionado sendo modelado antes de atuar na fonte de corrente;
8. Após aquisição e armazenamento dos dados da etapa anterior, repeti-la considerando o modelo de calibração de 2ª e 3ª ordem;
9. Realizar a análise dos dados e erros obtidos nas quatro simulações executadas;

7.1.1 Características Técnicas da Simulação HiL

Três detalhes técnicos são essenciais durante a execução em tempo real pelo *hardware* das etapas descritas. Para o sistema em malha aberta, estes são:

- Taxa de atualização da bobina de Helmholtz;
- Período da execução das iterações no dSPACE;
- Aquisição e filtragem das leituras do sensor *fluxgate*.

A taxa de atualização da bobina máxima desejada para este trabalho, conforme requisitos discutidos na seção 5.5, é de 100 Hz, ou em períodos de 10 ms. Por este motivo, o sistema de aquisição do sensor *fluxgate* possui filtros passa-baixo com frequência de corte próxima desta para limitar a banda do sensor, conforme apresentado na seção 5.6. A frequência da simulação no sistema dSPACE foi determinada mantendo um equilíbrio para que fosse possível o maior número possível de aquisições do sensor *fluxgate*, mas ainda havendo folga com a própria limitação da capacidade de processamento do *hardware* DS1006 utilizado. É essencial pontuar que a frequência de 100 Hz refere-se a atualização da bobina, não a frequência fundamental da onda gerada nela. Por exemplo, simular o campo geomagnético de um corpo capotando no espaço com 12 rotações por minuto ($30^\circ/\text{s}$), equivale a gerar um campo na bobina com frequência de aproximadamente 0,2 Hz.

Para melhor atender aos dois requisitos anteriores, empiricamente foi determinado que a frequência de execução do sistema seja 5 kHz, ou período de 0,2 ms. Esta frequência possibilita que a plataforma HiL realize cinquenta aquisições do sensor entre cada atualização do campo a ser gerado pela bobina de Helmholtz. Ademais, conforme observado e descrito na seção 6.5.3, a aplicação de um filtro digital realizando a média simples das medidas do sensor *fluxgate* se mostrou capaz de diminuir o nível de ruído do sinal para níveis bem inferiores à resolução do sistema.

De forma à evitar pequenos transitórios do circuito logo após a mudança do campo a ser gerado na bobina, o modelo desenvolvido para atuar em malha aberta desconsidera as medidas ocorridas até se passarem 2 ms após a atualização do campo, o que equivale a 10 medidas. O campo considerado é então obtido através da média aritmética dos outros 40 valores lidos pela plataforma durante o ciclo de 100 Hz. O período de 2 ms foi obtido empiricamente aplicando-se diversas ondas à bobina de Helmholtz compatíveis com às aplicações propostas para o trabalho e analisando graficamente os transitórios.

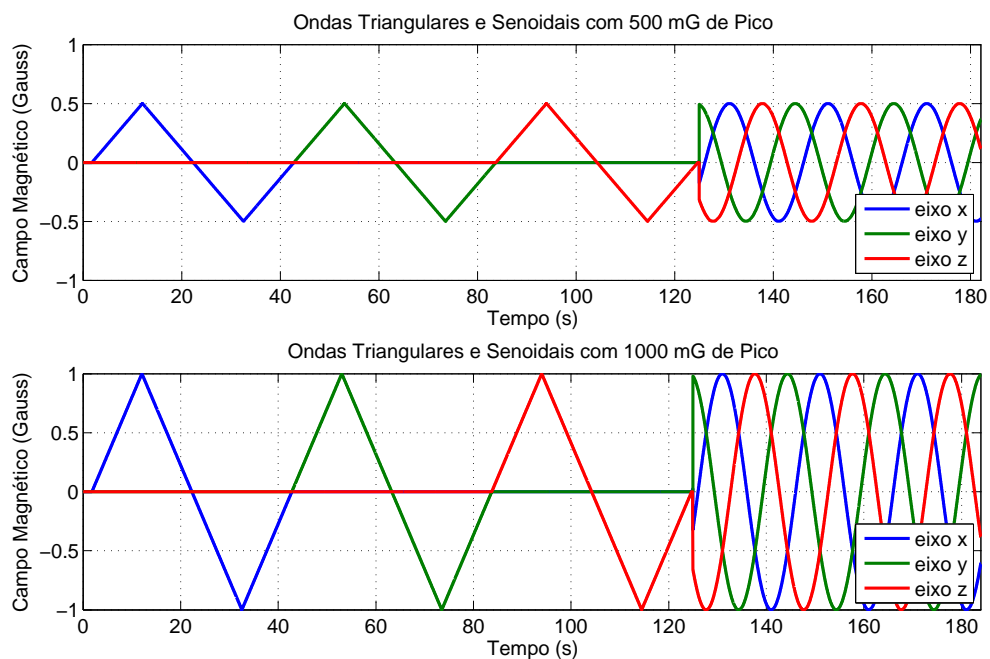
Para avaliar a calibração da bobina, o trabalho descreve os testes com quatro formas de onda distintas, apresentadas a seguir.

7.1.2 Formas de Onda para Análise

Dos diversos testes realizados, foi observado que além do formato do campo a ser gerado, a amplitude também influencia diretamente nos erros e nos parâmetros de calibração em malha aberta. Assim, dos quatro perfis escolhidos para apresentação dos resultados, dois possuem forma idêntica porém com amplitudes diferentes.

Os dois primeiros perfis são vistos na Fig. 7.3. Para cada eixo, são geradas ondas triangulares totalmente defasadas, enquanto uma ocorre as outras estão em zero, seguido de ondas senoidais em cada eixo com defasagem de 60° . A diferença entre estes é que o primeiro possui amplitude no sinal de ± 500 mG, enquanto o segundo assume valores entre ± 1000 mG.

Figura 7.3: Primeiro e segundo perfil das formas de onda dos campos magnéticos gerados para o teste da calibração.

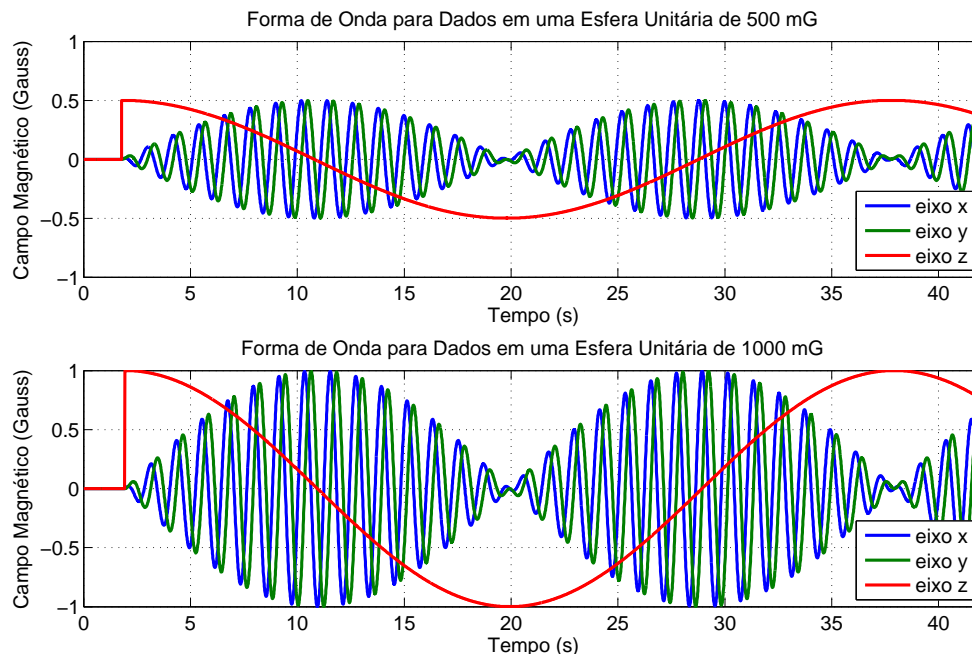


Fonte: O autor (2016).

Os outros dois perfis (C e D) apresentados são vistos na Fig. 7.4. Novamente o primeiro apresenta amplitude de ± 500 mG, enquanto o outro ± 1000 mG. A motivação para a geração destes valores é que ambos representam dados com valores de campo magnético constantes distribuídos em uma esfera, conforme mostrado pelo gráfico 3D dos mesmos dados. A Fig. 7.5 mostra os dados dos eixos x , y e z em três dimensões.

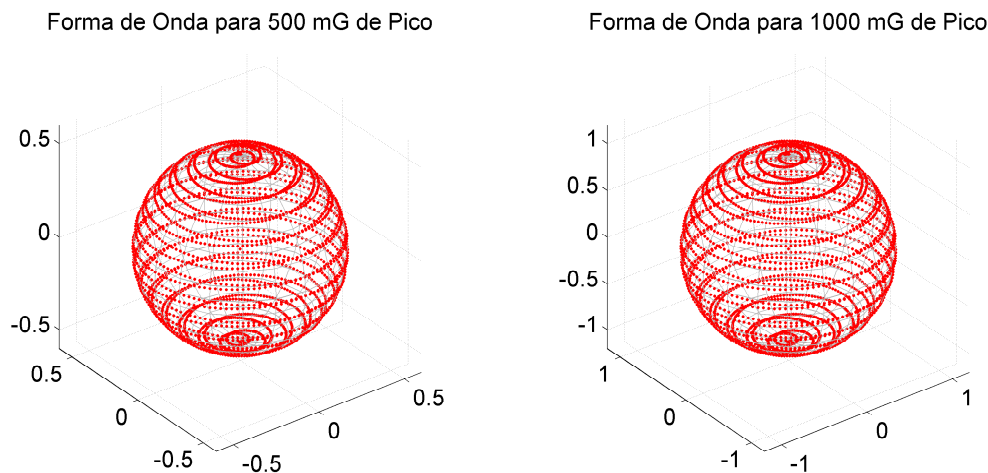
Por fim discute-se a seguir a metodologia para apresentação dos resultados.

Figura 7.4: Terceiro e quarto perfil das formas de onda dos campos magnéticos gerados para o teste da calibração.



Fonte: O autor (2016).

Figura 7.5: Dados da Fig 7.4 plotados em três dimensões, resultado em esferas com raio equivalente ao módulo do campo magnético gerado.



Fonte: O autor (2016).

7.1.3 Forma de Apresentação dos Resultados

Todos os resultados e análises serão baseados na geração de campo para as quatro formas de onda anteriores, ou seja, estas são os valores teóricos a serem gerados na bobina. Visto que em relação à amplitude dos sinais os erros são pequenos, a apresentação gráfica dos resultados obtidos pelo sensor *fluxgate* visualmente são idênticas aos gráficos anteriores. Portanto, os gráficos apresentados na sequência representam os erros em campo magnético, referente a diferença entre o valor lido pelo

sensor e o valor teórico.

Demais resultados são apresentados na forma de tabela com os principais valores e análises. A divisão em subseções é feita de acordo com a ordem de calibração, sendo que no fim uma seção específica realiza uma comparação entre os resultados mais importantes.

7.2 Modelos de Calibração

Conforme já explicado, o trabalho estuda a calibração de três ordens distintas. A calibração de primeira e segunda ordem utilizam os conceitos e o modelo apresentado no trabalho de Oliveira (2014), trabalho o qual esta seção é totalmente baseada.

Dado que os resultados da calibração de segunda ordem, apresentados na seção 7.4.2, demonstram que o sistema possui erros de ordem superior, este trabalho propõem a adição de parâmetros adicionais que resultam em um modelo de terceira ordem. Os modelos implementados são apresentados separadamente.

7.2.1 Modelo de 1ª Ordem

O primeiro modelo apresentado, por ser de primeira ordem, possui capacidade basicamente de corrigir erros na escala em cada eixo e a relação cruzada existente entre os pares de enrolamentos. A Eq. (7.1) mostra este na forma matricial.

$$\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{K}\mathbf{B}, \quad (7.1)$$

onde $\hat{\mathbf{B}}$ é o vetor 3×1 com as medidas observadas no sensor (valor efetivo gerado na bobina), \mathbf{B} o vetor 3×1 com os valores programado na simulação, e \mathbf{K} a matriz 3×3 contendo os parâmetros a serem encontrados. Expandindo esta, o resultado será dado pela Eq. 7.2.

$$\begin{bmatrix} \hat{B}_x \\ \hat{B}_y \\ \hat{B}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & K_{yy} & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & K_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix}, \quad (7.2)$$

sendo que os elementos da diagonal principal de \mathbf{K} representam o fator de escala em cada eixo, e os elementos adjacentes a relação cruzada entre os pares, onde K_{ji} indica a influência do acionamento do eixo i sobre o eixo j .

7.2.1.1 Determinação dos Parâmetros

Considerando agora a coleta de m pontos, o sistema da Eq. 7.1 resultará em um problema que pode ser resolvido pelo método dos mínimos quadrados ordinários. Portanto, sendo as medidas observadas ($\hat{\mathbf{B}}$) e os valores teóricos (\mathbf{B}) de ordem $m \times 3$, a solução para o problema será dada pela Eq. (7.3):

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{H}^t \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^t \mathbf{y}, \quad (7.3)$$

sendo \mathbf{x} a matriz 3×3 com os parâmetros a serem estimados, $\mathbf{H}_{m \times 3}$ a matriz formada pelo campo teórico programado, e a matriz $\mathbf{y}_{m \times 3}$ dada pelas leituras obtidas do sensor magnético. Estas por sua vez são descritas na Eq. (7.4):

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{yx} & K_{zx} \\ K_{xy} & K_{yy} & K_{zy} \\ K_{xz} & K_{yz} & K_{zz} \end{bmatrix} \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} B_{x_1} & B_{y_1} & B_{z_1} \\ B_{x_2} & B_{y_2} & B_{z_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ B_{x_m} & B_{y_m} & B_{z_m} \end{bmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \hat{B}_{x_1} & \hat{B}_{y_1} & \hat{B}_{z_1} \\ \hat{B}_{x_2} & \hat{B}_{y_2} & \hat{B}_{z_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{B}_{x_m} & \hat{B}_{y_m} & \hat{B}_{z_m} \end{bmatrix} \quad (7.4)$$

É importante observar que a matriz \mathbf{K} final é obtida pela transposta de $\hat{\mathbf{x}}$. Isto ocorre pois o método dos mínimos quadrados na sua forma original realiza a estimação de um problema na forma $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x}$. Assim, \mathbf{K} será dado por:

$$\mathbf{K} = \hat{\mathbf{x}}^t \quad (7.5)$$

O código em Matlab utilizado é apresentado no apêndice D.1.

7.2.1.2 Determinação do Campo a ser Gerado na Bobina

Uma vez determinados os parâmetros de calibração, é importante resolver a Eq. (7.1) de forma e encontrar \mathbf{B} . Estes serão os valores corrigidos em função de \mathbf{K} e do campo cuja leitura é esperada no centro da bobina. Neste problema de primeira ordem, a solução é direta e encontrada diretamente pela inversão da matriz, portanto a solução será dada pela Eq. 7.6.

$$\mathbf{B} = \mathbf{K}^{-1} \hat{\mathbf{B}}, \quad (7.6)$$

onde neste momento $\hat{\mathbf{B}}$ passa a ser o vetor teórico programado na simulação e \mathbf{B} o campo corrigido que efetivamente é comandado para a bobina de Helmholtz.

7.2.2 Modelo de 2ª Ordem

O modelo de calibração de segunda ordem proposto por Oliveira (2014) e implementado neste trabalho é dado pela Eq. (7.7).

$$\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{K}_1\mathbf{B}_1 + \mathbf{K}_2\mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_3\mathbf{B}, \quad (7.7)$$

onde $\hat{\mathbf{B}}$ é o vetor 3×1 com as medidas observadas no sensor (valor efetivo gerado na bobina), \mathbf{B} o vetor 3×1 com os valores programado na simulação, assim como no modelo de primeira ordem, \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 os vetores 3×1 contendo os termos de segunda ordem relacionados ao campo teórico \mathbf{B} e finalmente \mathbf{K}_1 , \mathbf{K}_2 e \mathbf{K}_3 são matrizes 3×3 contendo os parâmetros a serem encontrados. Expandindo esta em relação aos termos, o resultado será dado pela Eq. 7.8.

$$\begin{bmatrix} \hat{B}_x \\ \hat{B}_y \\ \hat{B}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{1xx} & K_{1xy} & K_{1xz} \\ K_{1yx} & K_{1yy} & K_{1yz} \\ K_{1zx} & K_{1zy} & K_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^2 \\ B_y^2 \\ B_z^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{2xx} & K_{2xy} & K_{2xz} \\ K_{2yx} & K_{2yy} & K_{2yz} \\ K_{2zx} & K_{2zy} & K_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x B_y \\ B_x B_z \\ B_y B_z \end{bmatrix} \dots \quad (7.8)$$

$$+ \begin{bmatrix} K_{3xx} & K_{3xy} & K_{3xz} \\ K_{3yx} & K_{3yy} & K_{3yz} \\ K_{3zx} & K_{3zy} & K_{3zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix}$$

7.2.2.1 Determinação dos Parâmetros

Assim como no problema de primeira ordem, assumindo m observações, os parâmetros podem ser encontrados pelo método dos mínimos quadrados ordinários utilizando a Eq. (7.3). Neste caso, $\hat{\mathbf{x}}$ será uma matriz 9×3 com os parâmetros a serem estimados e descrita pela Eq. (7.9). A matriz \mathbf{H} será formada pelas matrizes \mathbf{B} , \mathbf{B}_1 e \mathbf{B}_2 , formando uma matriz $m \times 9$ mostrada na Eq. (7.10). E \mathbf{y} será a mesma matriz $m \times 3$ do modelo de primeira ordem.

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} K_{1xx} & K_{1yx} & K_{1zx} \\ K_{1xy} & K_{1yy} & K_{1zy} \\ K_{1xz} & K_{1yz} & K_{1zz} \\ K_{2xx} & K_{2yx} & K_{2zx} \\ K_{2xy} & K_{2yy} & K_{2zy} \\ K_{2xz} & K_{2yz} & K_{2zz} \\ K_{3xx} & K_{3yx} & K_{3zx} \\ K_{3xy} & K_{3yy} & K_{3zy} \\ K_{3xz} & K_{3yz} & K_{3zz} \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} B_{x_1}^2 & B_{y_1}^2 & B_{z_1}^2 & B_{x_1}B_{y_1} & B_{x_1}B_{z_1} & B_{y_1}B_{z_1} & B_{x_1} & B_{y_1} & B_{z_1} \\ B_{x_2}^2 & B_{y_2}^2 & B_{z_2}^2 & B_{x_2}B_{y_2} & B_{x_2}B_{z_2} & B_{y_2}B_{z_2} & B_{x_2} & B_{y_2} & B_{z_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ B_{x_m}^2 & B_{y_m}^2 & B_{z_m}^2 & B_{x_m}B_{y_m} & B_{x_m}B_{z_m} & B_{y_m}B_{z_m} & B_{x_m} & B_{y_m} & B_{z_m} \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

Este trabalho reitera que a matriz de $\hat{\mathbf{x}}$ possui os elementos transpostos em relação as matrizes \mathbf{K}_1 , \mathbf{K}_2 e \mathbf{K}_3 , como já explicado no sistema de primeira ordem.

Portanto os parâmetros de calibração serão obtidos aplicando o sistema descrito na solução clássica da Eq. (7.3). O código em Matlab utilizado é apresentado no apêndice D.2.

7.2.2.2 Determinação do Campo a ser Gerado na Bobina

Conforme apresentado no trabalho de Oliveira (2014), a Eq. (7.7) não é inversível e a solução em função de \mathbf{B} não é instantânea como no sistema de primeira ordem. Desta forma, é possível resolver e encontrar a partir de uma solução iterativa. A proposta apresentada naquele trabalho é reescrever aquela equação na forma da Eq. 7.11.

$$\hat{\mathbf{B}} = g(\mathbf{B}) + \mathbf{K}_3\mathbf{B}, \quad (7.11)$$

onde $g(\mathbf{B})$ será a função contendo os termos não lineares do modelo de segunda ordem, descrita pela Eq. 7.12.

$$g(\mathbf{B}) = \begin{bmatrix} K_{1xx} & K_{1xy} & K_{1xz} \\ K_{1yx} & K_{1yy} & K_{1yz} \\ K_{1zx} & K_{1zy} & K_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^2 \\ B_y^2 \\ B_z^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{2xx} & K_{2xy} & K_{2xz} \\ K_{2yx} & K_{2yy} & K_{2yz} \\ K_{2zx} & K_{2zy} & K_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x B_y \\ B_x B_z \\ B_y B_z \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

O problema reescrito na forma da Eq. (7.11) finalmente é solucionado em função de \mathbf{B} de forma iterativa e partindo do ponto inicial dado pelo termo linear, descrito na Eq. 7.13. O ponto inicial é determinado por este termo visto que sua parcela é a mais relevante.

$$\mathbf{B}_0 = \mathbf{K}_3^{-1}\hat{\mathbf{B}} \quad (7.13)$$

Portanto, a solução será dada pela Eq. (7.14).

$$\mathbf{B}_i = \mathbf{K}_3^{-1} \left(\hat{\mathbf{B}} - g(\mathbf{N}_{i-1}) \right), \quad (7.14)$$

sendo que a cada iteração o valor de \mathbf{B} estará mais próximo do valor real. A partir das observações feitas, depois da quarta iteração a convergência já está superior a cinco

casas decimais. Os resultados e a simulação implementada realizam quatro iterações neste processo.

Semelhante ao problema de primeira ordem, durante a simulação em tempo real $\hat{\mathbf{B}}$ equivale ao vetor teórico programado na simulação que será corrigido pelos parâmetros determinado de forma a gerar \mathbf{B} , que é o campo corrigido que efetivamente é comandado para a bobina de Helmholtz. O código que realiza a correção do vetor de entrada para o vetor \mathbf{B} que será gerado na bobina é apresentado no apêndice D.2.

7.2.3 Modelo de 3ª Ordem

O modelo proposto e implementado de terceira ordem segue exatamente as mesmas etapas do anterior. A única diferença esta na adição do termo de cúbico em relação ao vetor do campo programado na bobina, conforme a Eq. (7.15).

$$\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{K}_4 \mathbf{B}_4 + \mathbf{K}_1 \mathbf{B}_1 + \mathbf{K}_2 \mathbf{B}_2 + \mathbf{K}_3 \mathbf{B}, \quad (7.15)$$

sendo a matriz \mathbf{K}_4 a matriz 3×3 com os parâmetros adicionais em relação ao modelo de segunda ordem, \mathbf{B}_3 o vetor com os termos cúbicos em relação ao campo teórico \mathbf{B} e o restante idêntico aos elementos da Eq. (7.7). Expandindo todos os termos matriciais o sistema é descrito pela Eq. (7.16).

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{B}_x \\ \hat{B}_y \\ \hat{B}_z \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} K_{4xx} & K_{4xy} & K_{4xz} \\ K_{4yx} & K_{4yy} & K_{4yz} \\ K_{4zx} & K_{4zy} & K_{4zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^3 \\ B_y^3 \\ B_z^3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{1xx} & K_{1xy} & K_{1xz} \\ K_{1yx} & K_{1yy} & K_{1yz} \\ K_{1zx} & K_{1zy} & K_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^2 \\ B_y^2 \\ B_z^2 \end{bmatrix} \dots \\ &+ \begin{bmatrix} K_{2xx} & K_{2xy} & K_{2xz} \\ K_{2yx} & K_{2yy} & K_{2yz} \\ K_{2zx} & K_{2zy} & K_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x B_y \\ B_x B_z \\ B_y B_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{3xx} & K_{3xy} & K_{3xz} \\ K_{3yx} & K_{3yy} & K_{3yz} \\ K_{3zx} & K_{3zy} & K_{3zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.16)$$

7.2.3.1 Determinação dos Parâmetros

A solução para o problema é similar ao modelo de segunda ordem. Considerando m observações e a solução pelo método dos mínimos quadrados utilizando a Eq. 7.3, a única mudança é que a matriz $\hat{\mathbf{x}}$ será uma matriz 12×3 , de forma a conter os nove parâmetros adicionais relacionados a \mathbf{K}_4 e a matriz \mathbf{H} também será similar de forma que agora inclua os termos cúbicos relacionados ao campo teórico, formando uma matriz $m \times 12$. As Eqs. (7.17) e (7.18) apresentam estas, respectivamente. A matriz

dos valores observados pelo sensor (y) se mantém igual aos modelos de ordem inferior.

$$\hat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} K_{4xx} & K_{4yx} & K_{4zx} \\ K_{4xy} & K_{4yy} & K_{4zy} \\ K_{4xz} & K_{4yz} & K_{4zz} \\ K_{1xx} & K_{1yx} & K_{1zx} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ K_{3xz} & K_{3yz} & K_{3zz} \end{bmatrix}, \quad (7.17)$$

onde os parâmetros omitidos são idênticos aos elementos descritos na Eq. (7.9).

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} B_{x_1}^3 & B_{y_1}^3 & B_{z_1}^3 & B_{x_1}^2 & \dots & B_{z_1} \\ B_{x_2}^3 & B_{y_2}^3 & B_{z_2}^3 & B_{x_2}^2 & \dots & B_{z_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ B_{x_m}^3 & B_{y_m}^3 & B_{z_m}^3 & B_{x_m}^2 & \dots & B_{z_m} \end{bmatrix}, \quad (7.18)$$

onde os parâmetros omitidos são idênticos aos elementos descritos na Eq. (7.10).

Resolvendo o problema de forma similar ao de segunda ordem são encontradas as quatro matrizes com os parâmetros de calibração. Obviamente que as matrizes \mathbf{K}_4 , \mathbf{K}_1 , \mathbf{K}_2 e \mathbf{K}_3 também devem ser transpostas em relação a matriz $\hat{\mathbf{x}}$ determinada. O código implementado em Matlab para o cálculo dos parâmetros de terceira ordem é apresentado no apêndice D.3.

7.2.3.2 Determinação do Campo a ser Gerado na Bobina

Igualmente ao modelo de segunda ordem, a Eq. (7.15) também não é reversível em função do parâmetros \mathbf{B} . Novamente o problema deve ser reescrito na forma da Eq. (7.11). A única diferença é que a função $g(\mathbf{B})$ passa a incluir os parâmetros de terceira ordem, resultando na Eq. (7.19).

$$g(\mathbf{B}) = \begin{bmatrix} K_{4xx} & K_{4xy} & K_{4xz} \\ K_{4yx} & K_{4yy} & K_{4yz} \\ K_{4zx} & K_{4zy} & K_{4zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^3 \\ B_y^3 \\ B_z^3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{1xx} & K_{1xy} & K_{1xz} \\ K_{1yx} & K_{1yy} & K_{1yz} \\ K_{1zx} & K_{1zy} & K_{1zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x^2 \\ B_y^2 \\ B_z^2 \end{bmatrix} \dots \\ + \begin{bmatrix} K_{2xx} & K_{2xy} & K_{2xz} \\ K_{2yx} & K_{2yy} & K_{2yz} \\ K_{2zx} & K_{2zy} & K_{2zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x B_y \\ B_x B_z \\ B_y B_z \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

O restante da solução é idêntica ao modelo de segunda ordem, seguindo o valor

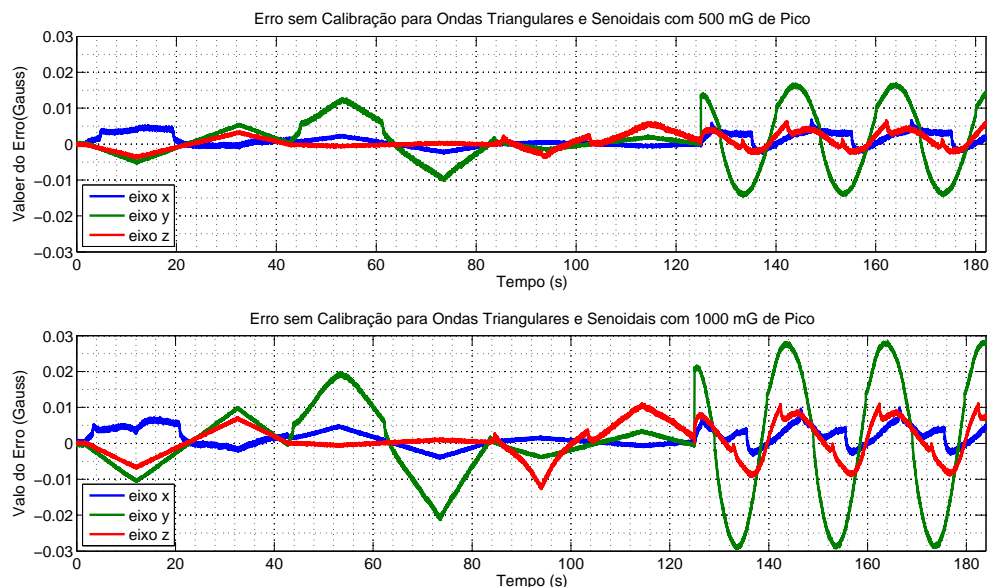
inicial descrito na Eq. (7.13) e posteriormente realizando n iterações conforme a Eq. (7.14). Nos testes realizados quatro iterações se mostraram suficientes para garantir uma convergência na quinta casa decimal, assim como no modelo de segunda ordem. O código para obter o campo teórico corrigido para comandar a bobina de Helmholtz também é apresentado no apêndice D.3.

7.3 Análise dos Dados sem Calibração

Seguindo a metodologia descrita anteriormente, foram gerados os campos magnéticos discutidos na seção 7.1.2 e colhidos os resultados observados pelo sensor FGM3D no centro da bobina. Como a diferença entre o valor teórico e o obtido dificilmente não são visíveis graficamente, apenas os erros são apresentados. Além desta análise, os valores de pico do erro obtido, o valor médio e a raiz do valor quadrático médio (RMSE) também foram calculados e são apresentados na forma de tabelas.

A Fig. 7.6 mostra os erros obtidos a partir do campo magnético teórico da Fig. 7.3, referente a aplicação das ondas triangulares totalmente defasadas seguido de ondas senoidais com 60° de defasagem entre os eixos.

Figura 7.6: Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.



Fonte: O autor (2016).

Os erros observados possuem comportamento similar, no entanto, este não é exatamente proporcional ao valor gerado, indicando o comportamento de ordem superior a um. Por exemplo, ao gerar somente o campo positivo no eixo x , entre valores de 100 e 500 mG estes ficaram constantes próximo a 5 mG, enquanto que na faixa de 500 e

1000 mG o erro inicialmente subia mas assumia um valor menor exatamente no pico da onda. A Tab. 7.1 apresenta a análise matemática dos erros.

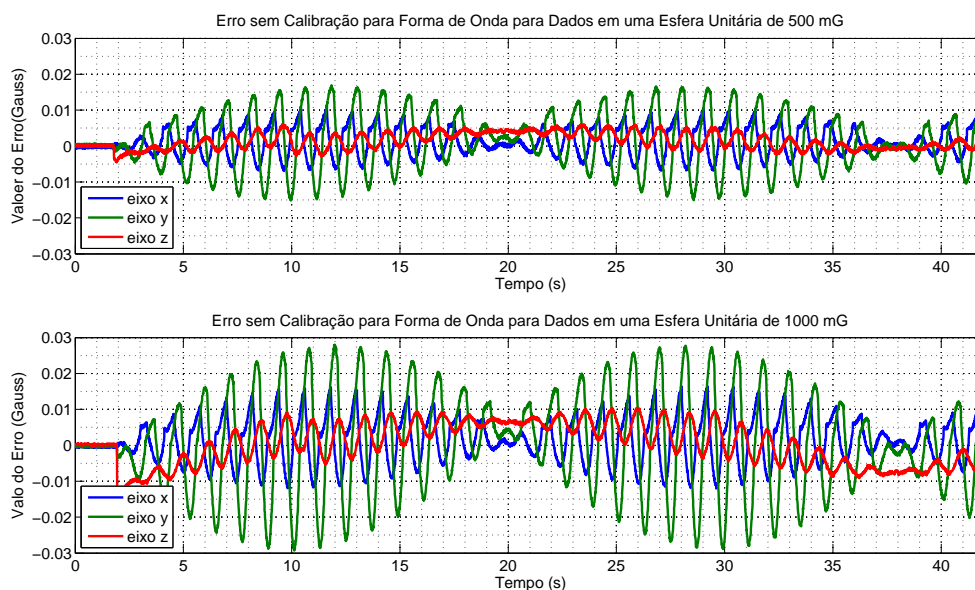
Tabela 7.1: Análise dos erros para as ondas da Fig. 7.6.

Resultados obtidos para a Onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-2,64	6,76	9,40	0,962	2,028
y	-14,57	16,96	31,53	0,738	7,099
z	-3,88	6,62	10,49	0,675	2,206
Resultados obtidos para a Onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-4,29	9,90	14,19	1,467	2,878
y	-29,40	28,43	57,83	0,159	13,280
z	-12,77	11,09	23,86	0,775	4,815

Para ambos os casos, o valor de pico-a-pico do erro obtido foi em torno de 1% do valor do sinal nos eixos x e z , e três vezes superior no eixo y . Considerando o valor RMSE, os erros percentuais foram entre 0,2 e 0,8% em relação ao valor de pico-a-pico do sinal gerado, novamente sendo os valores do eixo y piores em relação aos outros.

Já em relação aos dados com os campos descritos na Fig. 7.4, os erros observados no sensor *fluxgate* são apresentados na Fig. 7.7.

Figura 7.7: Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.



Fonte: O autor (2016).

Em termos gráficos, o comportamento observado é similar ao formato de onda

apresentado anteriormente, sendo que os valores e amplitude dos erros estão na mesma ordem. A análise matemática dos erros é mostrada na Tab. 7.2.

Tabela 7.2: Análise dos erros para as ondas da Fig. 7.7.

Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 500 mG					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-7,00	10,91	17,91	1,106	4,262
y	-15,15	17,06	32,21	1,400	8,046
z	-4,51	6,58	11,09	1,631	2,745
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 1000 mG					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-12,01	16,54	28,55	1,593	6,684
y	-29,32	28,26	57,58	0,895	14,079
z	-16,22	10,52	26,74	0,585	5,658

Os erros obtidos no eixo y e z são próximos aos valores obtidos para as duas primeiras ondas analisadas. Porém este não é o caso para o eixo x , sendo que os erros pico-a-pico e RMSE praticamente dobraram em relação aos dados anteriores, para as duas amplitudes analisadas.

Isto mostra que o erro depende da forma de onda que será produzida pela bobina de Helmholtz e, portanto, é importante que a calibração seja realizada para cada caso, visto que os parâmetros serão diferentes, conforme os resultados obtidos e mostrados a seguir.

7.3.1 Parâmetros de Calibração Obtidos

Devido ao trabalho implementar três modelos distintos de calibração para quatro ondas específicas, isto totaliza um total de 32 matrizes a serem apresentadas para os parâmetros. Como a discussão sobre estas não é essencial, mas sim os resultados adiante, este trabalho mostra os parâmetros obtidos nos apêndices. Os resultados de primeira, segunda e terceira ordem, nos apêndices D.4, D.5 e D.6, respectivamente.

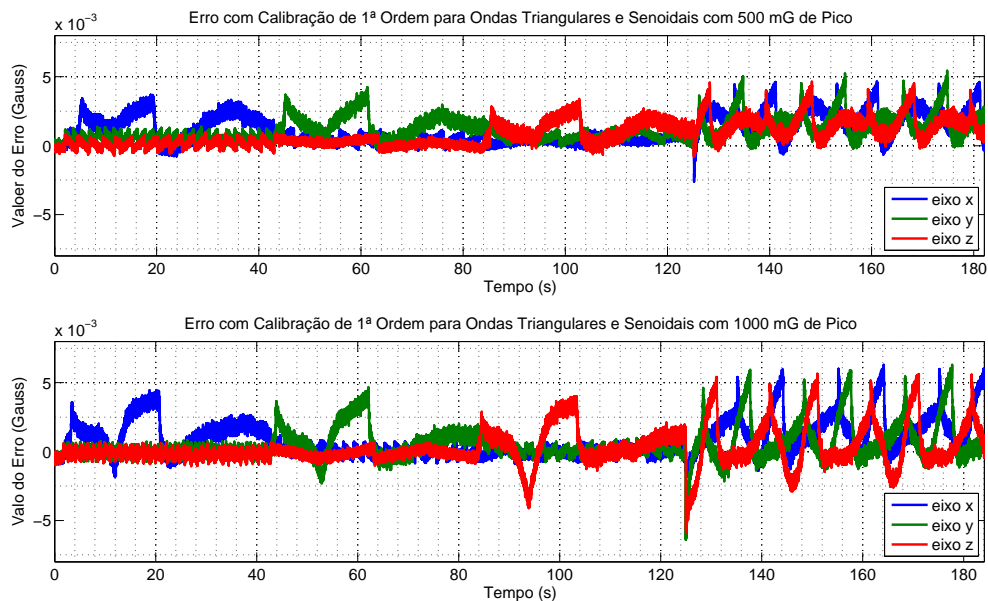
7.4 Resultados com Calibração

Assim como no restante do capítulo, os resultados são apresentados separadamente de acordo com a ordem do modelo implementado. A comparação entre os resultados das três ordens distintas é feita no final desta seção.

7.4.1 Resultados Calibração 1ª Ordem

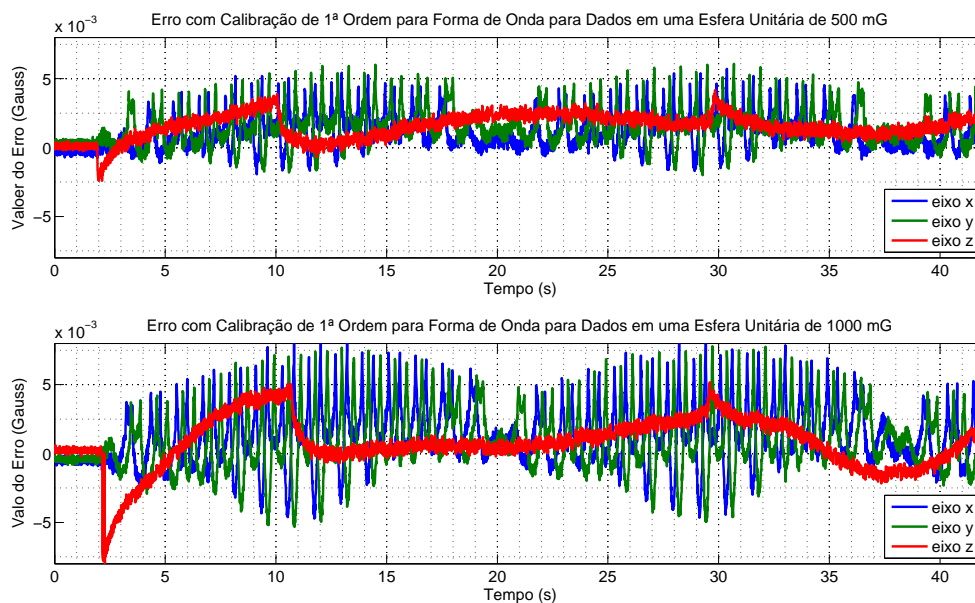
Configurando os parâmetros de calibração de primeira ordem (apêndice D.4) no simulador HiL, para cada conjunto destes foi gerado novamente o campo magnético, agora considerando a implementação da correção. As Figs. 7.8 e 7.9 mostram os erros em relação ao campo teórico para cada uma das quatro formas de onda discutidas.

Figura 7.8: Erros com calibração de 1ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.



Fonte: O autor (2016).

Figura 7.9: Erros sem calibração obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.



Fonte: O autor (2016).

É importante verificar que a escala destes gráficos está cinco vezes menor do que aquela nos gráficos que apresentam os erros a priori da calibração. Desta forma, é notório que mesmo diante da simplicidade do modelo de primeira ordem implementado, este já é capaz de reduzir consideravelmente os erros.

Analisando somente o resultado da Fig. 7.8, fica evidente também que aproximadamente durante os primeiros 120 segundos, onde ocorrem as ondas triangulares totalmente defasadas, os erros cruzados são reduzidos a valores mínimos, ou seja, enquanto o eixo x está sendo acionado, o erro observado no sistema acontece em grande parte no próprio eixo. Este fato evidencia a presença de erros de ordem superiores.

Já assumindo os erros para o restante dos dados, fica claro o comportamento cíclico e também como estes se mantêm proporcionais ao valor da amplitude do sinal gerado. A análise matemática dos resultados gráficos das Figs. 7.8 e 7.9 são mostrados nas Tabs 7.3 e 7.4, respectivamente.

A primeira verificação é que os erros em todos os eixos estão dentro da mesma faixa. O erro de pico-a-pico observado, considerando o campo com ± 500 mG, ficou pouco acima de 1% deste valor, enquanto que no caso com o dobro da amplitude o erro foi ainda inferior a este percentual. Já a raiz do erro quadrático médio se mantiveram próximos. Considerando o pior caso, o erro foi em torno de 2 mG e 2,5 mG, respectivamente para a menor e maior amplitudes apresentadas. Em valores percentuais à amplitude do sinal os erros são inferiores a 0,25% do sinal teórico.

Mesmo quando comparado com os resultados de segunda ordem do trabalho de Oliveira (2014), o modelo de primeira ordem implementado apresenta resultados superiores se comparado a proporção entre o erro e o campo máximo gerado.

Tabela 7.3: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.8.

Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG com Calibração de 1ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-2,60	4,67	7,27	1,183	1,561
y	-0,63	5,44	6,07	1,178	1,463
z	-0,81	4,64	5,45	0,857	1,254
Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG com Calibração de 1ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-1,85	6,32	8,17	0,855	1,568
y	-6,40	6,31	12,71	0,532	1,352
z	-5,84	5,64	11,48	0,253	1,377

Tabela 7.4: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.9.

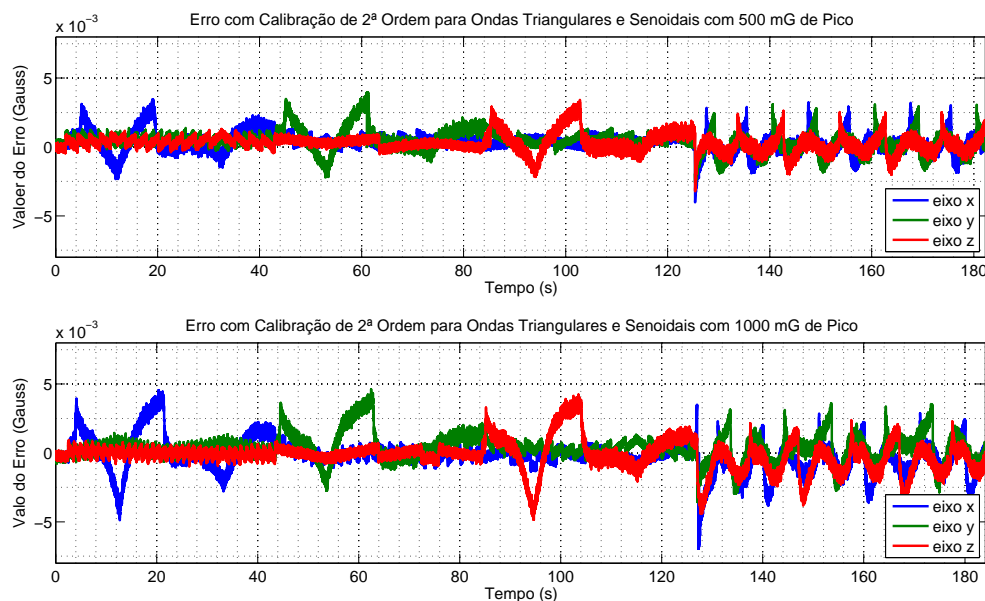
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 500 mG com calibração de 1ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-5,88	5,72	11,60	1,141	1,652
y	-2,06	6,41	8,47	1,562	2,046
z	-2,91	4,27	7,18	1,769	1,956
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 1000 mG com calibração de 1ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-4,73	8,75	13,48	1,445	2,549
y	-5,33	8,07	13,40	1,161	2,535
z	-7,95	5,93	13,88	1,171	2,091

7.4.2 Resultados Calibração 2ª Ordem

A partir dos parâmetros de calibração de segunda ordem obtidos (apêndice D.5), cada um dos quatro conjuntos de dados foram novamente gerados pela simulação HiL, agora realizando a correção dos dados.

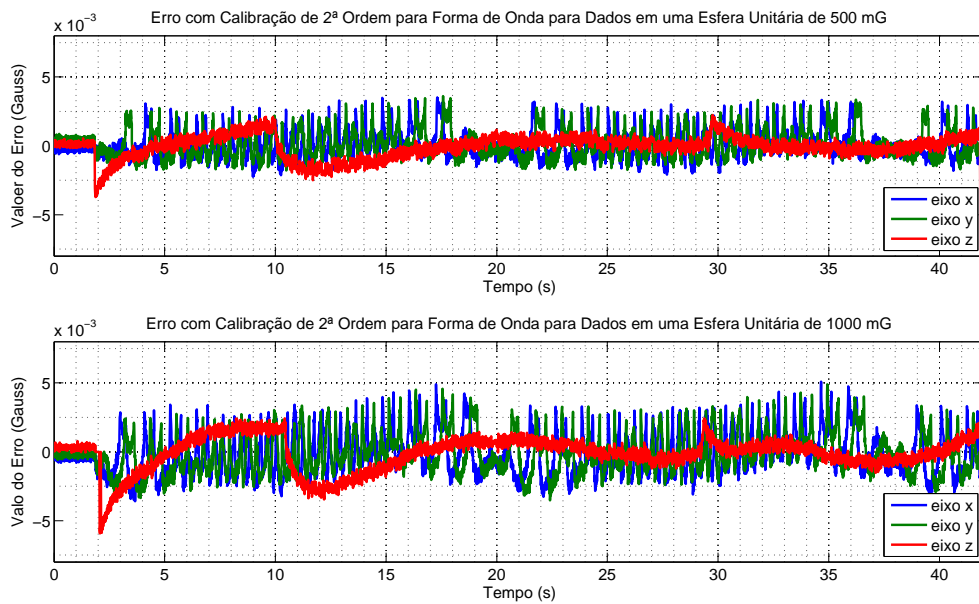
Os erros obtidos em relação as ondas teóricas são apresentados nas Figs. 7.10 e 7.11. Para fins comparativos, estas figuras mantêm a mesma escala daquela mostrada nos gráficos com os erros de primeira ordem.

Figura 7.10: Erros com calibração de 2ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.



Fonte: O autor (2016).

Figura 7.11: Erros com calibração de 2ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.



Fonte: O autor (2016).

Assim como nos erros de primeira ordem, estes apresentaram comportamento similares entre as ondas, mantendo forma similar ao observado para aquela ordem. Realizando uma rápida comparação gráfica é evidente que o erro é reduzido consideravelmente com o modelo de segunda ordem. A análise matemática dos resultados gráficos das Figs. 7.10 e 7.11 são mostrados nas Tabs 7.5 e 7.6, respectivamente.

Os erros de pico encontrados agora estão mais próximos para as quatro ondas distintas e a diferença entre os picos para as ondas de ± 500 mG e ± 1000 mG agora estão menores. Proporcionalmente ao valor do campo magnético gerado na bobina, os erros para as ondas com a menor amplitude são maiores. Nos piores casos, o percentual deste erro de pico é inferior a 0,8% do sinal gerado.

Já o erro RMSE evidencia a melhora significativa neste modelo de segunda ordem. Para a os campos com ± 500 mG e ± 1000 mG de amplitude, no pior caso observado estes erros foram, respectivamente, de 1,05 mG e 1,55 mG, o que equivale a menos de 0,1% da amplitude.

Estes resultados comprovam a eficácia do modelo de calibração apresentado por Oliveira (2014). Além dos bons resultados obtidos, o modelo matemático é simples e facilmente implementado, principalmente com o auxílio da simulação HiL utilizada.

Tabela 7.5: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.10.

Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG com Calibração de 2ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-4,02	3,45	7,47	0,362	0,808
y	-3,00	4,07	7,07	0,464	0,898
z	-3,21	3,42	6,63	0,294	0,720
Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG com Calibração de 2ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-6,97	4,56	11,53	-0,203	1,198
y	-3,57	4,62	8,19	0,388	1,041
z	-4,87	4,23	9,10	-0,171	1,104

Tabela 7.6: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.11.

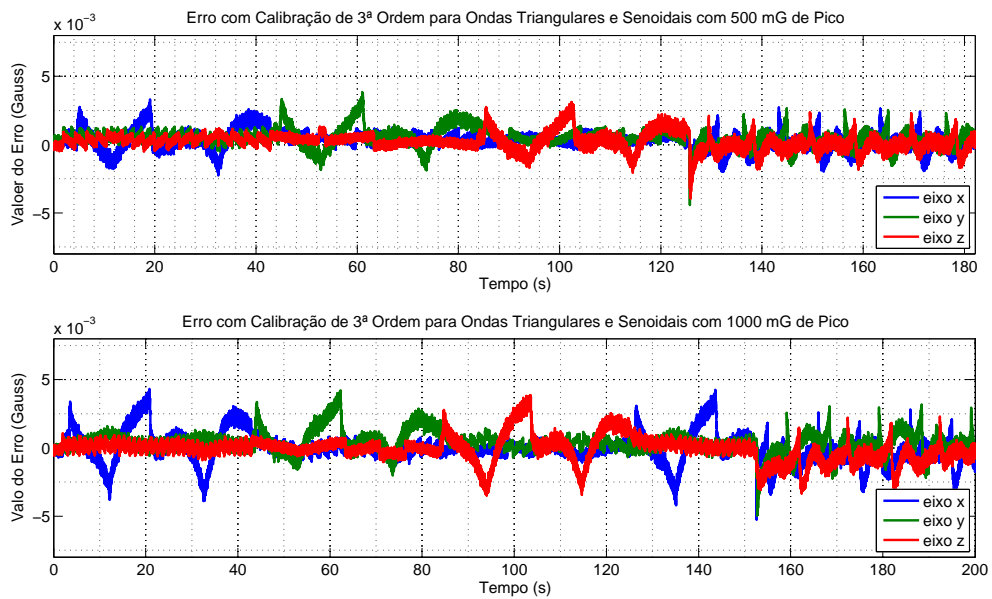
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 500 mG com calibração de 2ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-5,69	3,87	9,57	0,146	1,021
y	-1,99	3,74	5,73	0,141	1,041
z	-4,43	2,49	6,92	0,122	0,796
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 1000 mG com calibração de 2ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-3,59	5,16	8,75	-0,008	1,540
y	-3,52	4,91	8,43	0,069	1,482
z	-5,93	3,36	9,29	0,161	1,243

7.4.3 Resultados Calibração 3ª Ordem

Configurando os parâmetros de calibração de terceira ordem (apêndice D.6) no simulador HiL e gerando os conjuntos de dados iguais as etapas de primeira e segunda ordem, foram obtidos os erros das leituras do magnetômetro *fluxgate* em relação ao valor esperado que são mostrados nas Figs. 7.12 e 7.13.

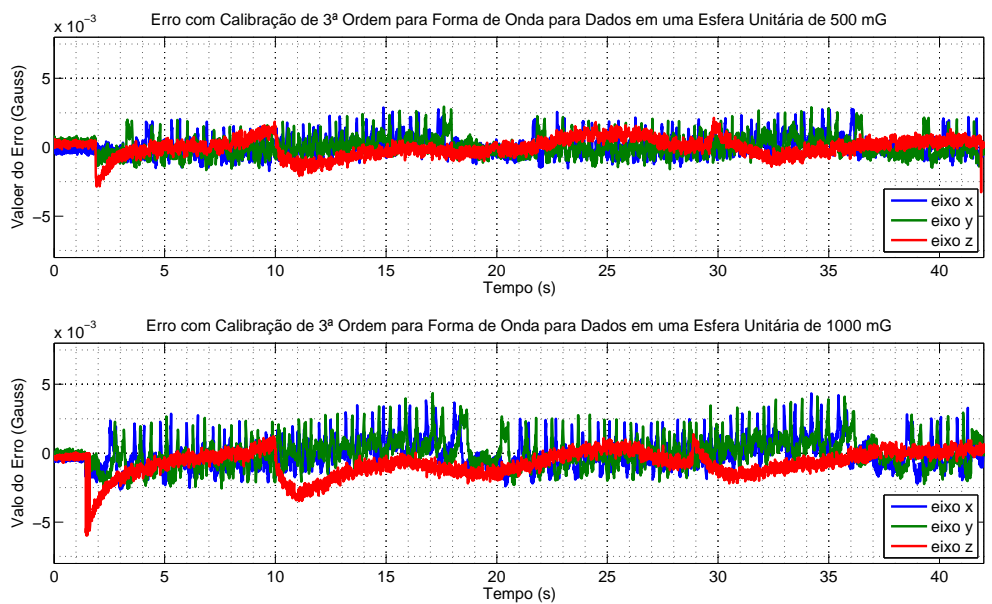
Novamente as escalas dos eixos dos gráficos apresentados são mantidos iguais aos erros observados para a calibração de ordens inferiores. A rápida comparação com os resultados de segunda ordem mostram que este modelo proposto é capaz de diminuir ainda mais os erros, porém, esta redução não acontece na mesma proporção observada entre o modelo de segunda e primeira ordem. O comportamento do erro é praticamente idêntico, sendo que a diferença nos picos dos erros praticamente não são visíveis.

Figura 7.12: Erros com calibração de 3ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3.



Fonte: O autor (2016).

Figura 7.13: Erros com calibração de 3ª ordem obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4.



Fonte: O autor (2016).

A análise matemática dos resultados gráficos das Figs. 7.12 e 7.13 é apresentada nas Tabs 7.7 e 7.8, respectivamente. Os erros de picos obtidos nos piores casos são praticamente idênticos aos valores de segunda ordem, segundo que uma melhora significativa acontece somente para a onda distribuída na esfera de 1000 mG.

Para os dados com ± 500 mG, o erro percentual se manteve próximo à 0,8%, assim como em segunda ordem, enquanto que para ± 1000 mG há uma leve melhora, man-

tendo os erros de pico inferiores à 0,5% que equivalem a erros de ± 5 mG. Por fim, o erro RMSE também apresenta uma melhora significativa no último conjunto de dados observados. Com o modelo de terceira ordem, os erros RMSE máximos se mostraram em torno de 1 mG.

Tabela 7.7: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.12.

Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG com Calibração de 3ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-2,26	3,31	5,57	0,330	0,737
y	-4,42	3,83	8,25	0,507	0,819
z	-3,94	3,13	7,07	0,234	0,671
Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG com Calibração de 3ª Ordem.					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-5,24	4,32	9,56	-0,039	1,095
y	-4,95	4,21	9,016	0,393	0,879
z	-3,48	3,87	7,35	-0,085	0,923

Tabela 7.8: Análise dos erros para as ondas das Figs. 7.13.

Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 500 mG com calibração de 3ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-1,72	3,09	4,81	0,104	0,964
y	-1,65	2,94	4,59	0,101	0,701
z	-3,43	2,13	5,56	0,126	0,662
Resultados obtidos para a onda distribuída sobre a esfera com valor de pico de ± 1000 mG com calibração de 3ª Ordem					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-2,65	4,33	6,98	0,082	1,031
y	-2,58	4,48	7,06	0,186	1,089
z	-5,97	1,84	7,81	-0,436	1,026

Visto que o ganho em relação ao modelo de segunda ordem já não é representativo, a implementação de uma calibração com ainda mais elementos não deverá alcançar resultados que compensem o esforço, sendo melhor aplicar o sistema com uma malha de controle retroalimentada para garantir melhores resultados. Na sequência um resumo e comparativo dos resultados são apresentados.

7.4.4 Resumo e Comparação dos Resultados

De forma a facilitar a comparação entre os erros obtidos com os três modelos de calibração estudados, a Tab. 7.9 foi elaborada.

Tabela 7.9: Tabela comparativa com os valores máximos dos erros encontrados e com a raiz do valor quadrático médio.

Resultados para onda triangular e senoide de ± 500 mG.						
	Amplitude Pico-a-Pico do Erro (mG)			Erro RMSE (mG)		
	Eixo x	Eixo y	Eixo z	Eixo x	Eixo y	Eixo z
1ª Ordem	7,27	6,07	5,45	1,561	1,463	1,254
2ª Ordem	7,41	7,07	6,63	0,808	0,898	0,720
3ª Ordem	5,57	8,25	7,07	0,737	0,819	0,671
Resultados para onda triangular e senoide de ± 1000 mG.						
	Amplitude Pico-a-Pico do Erro (mG)			Erro RMSE (mG)		
	Eixo x	Eixo y	Eixo z	Eixo x	Eixo y	Eixo z
1ª Ordem	8,17	13,22	12,75	1,568	1,352	1,377
2ª Ordem	11,53	8,19	9,10	1,198	1,041	1,104
3ª Ordem	9,56	9,01	7,35	1,095	0,879	0,923
Resultados para dados na esfera de ± 500 mG.						
	Amplitude Pico-a-Pico do Erro (mG)			Erro RMSE (mG)		
	Eixo x	Eixo y	Eixo z	Eixo x	Eixo y	Eixo z
1ª Ordem	11,60	8,47	7,18	1,652	2,046	1,956
2ª Ordem	9,57	5,73	6,92	1,021	1,041	0,796
3ª Ordem	4,81	4,59	5,56	0,964	0,701	0,662
Resultados para dados na esfera de ± 1000 mG.						
	Amplitude Pico-a-Pico do Erro (mG)			Erro RMSE (mG)		
	Eixo x	Eixo y	Eixo z	Eixo x	Eixo y	Eixo z
1ª Ordem	13,48	13,40	15,38	2,549	2,535	2,091
2ª Ordem	8,75	8,43	12,90	1,540	1,482	1,243
3ª Ordem	6,98	7,06	7,81	1,031	1,089	1,026

Os valores reforçam as discussões apresentadas ao longo das seções específicas para cada ordem de calibração. Os erros RMSE sofrem significativa melhoras com a calibração de segunda ordem em relação ao modelo mais simples, mas mesmo havendo a melhora com a adição do parâmetro cúbico, a melhoria proporcional é muito inferior.

A análise da amplitude máxima de erro observada é mais coerente para os dados com uma distribuição sobre a esfera. Isto pois para o outro conjunto de dados, existe um erro de pico nos valores no momento em que acontece a transição entre as ondas

triangulares para a onda senoidal. Para os testes práticos, como a bobina de Helmholtz é operada sem transições abruptas nos eixos de cada enrolamento, o erro de pico será mais plausível com a comparação para os dados na esfera.

Considerando o modelo de terceira ordem e somente os dados da distribuição de pontos na esfera, o erro percentual observado nos valores de pico foram de aproximadamente 0,55% e 0,40% da amplitude aplicada, respectivamente ± 500 e ± 1000 mG. Estes valores equivalem a aproximadamente 5 e 8 bits da resolução da bobina com simulador HiL desenvolvido utilizando o *hardware* modular dSPACE, com a placa DS2211.

7.5 Conclusões sobre a Calibração da Bobina

Uma vez que na literatura poucos trabalhos discutem a calibração de uma bobina de Helmholtz, sendo que grande parte utiliza esta diretamente em um sistema de malha fechada, a comparação dos resultados obtidos fica restrita ao trabalho de Oliveira (2014).

Neste caso, utilizando o conjunto da simulação HiL e do sistema de conversor DAC para acionamento da fonte de corrente, a calibração implementada resultou em resultados superiores aos retratados naquele trabalho em termos dos erros. Mesmo gerando campos com módulos superiores aos testes feitos em Oliveira (2014), o erro absoluto nos piores casos apresentaram valores menores.

A metodologia descrita de terceira ordem apresenta resultados em módulo superiores ao modelo de segunda ordem ao qual este foi baseado. Considerando que o modelo matemático é praticamente idêntico e não há o aumento na complexidade matemática, o modelo de terceira ordem é vantajoso.

A desvantagem da calibração da bobina de Helmholtz é que esta deve ser realizada para cada campo magnético que será gerado no sistema. Os parâmetros de calibração sofrem influências tanto com a variação do tempo, quanto com a dependência do campo teórico comandando na bobina, conforme já fora observado por Oliveira (2014).

Assim, os parâmetros obtidos com ondas senoidais defasadas possuem diferenças em relação aos dados para uma esfera com módulo constante de campo e em relação a outros dados. Na prática isto significa que calibrar a bobina utilizando a aplicação de um campo A e encontrar parâmetros K_A , por exemplo, e posteriormente gerar um campo B corrigido por K_A o resultado será muito inferior caso fossem utilizados os parâmetros K_B .

8 Acionamento da Bobina em Malha Fechada

Este capítulo apresenta a metodologia e resultados obtidos para o acionamento da bobina de Helmholtz em malha fechada fazendo uso de um controlador digital PID, implementado facilmente no *hardware* modular, possível graças à simulação HiL. A próxima seção descreve a metodologia para o uso do sistema em malha fechada e detalha como é feita a implementação utilizando o sistema dSPACE.

A seção seguinte apresenta a modelagem do sistema, onde é feito o levantamento da planta e dos parâmetros do controlador PID digital utilizado. Simulações e dados reais a resposta ao degrau tanto para o sistema em malha aberta quanto em malha fechada são mostrados. Por fim, são apresentados os resultados e discussões.

8.1 Metodologia para Acionamento em Malha Fechada

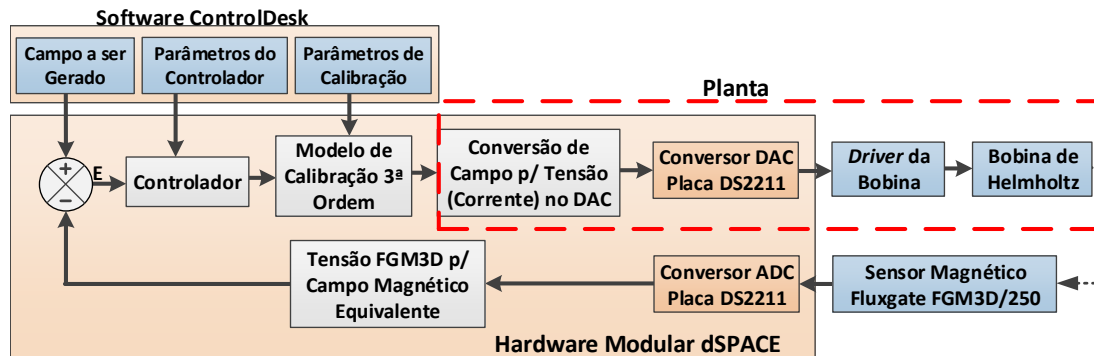
No sistema em malha fechada os erros, com exceção daqueles relacionados ao sensor de referência, são tratados e compensados diretamente pelo controlador desenvolvido. Assim, assumindo que o conjunto formado pelo sensor magnético *fluxgate* e seu condicionamento de sinal esteja devidamente calibrado, a qualidade do campo gerado a partir do esquema da Fig. 3.4 será dependente somente do sistema de controle implementado.

A etapa referente a anular o campo magnético e eventuais distorções, discutidas para o sistema em malha aberta, agora não são mais necessárias. Do ponto de vista prático, a componente do campo magnético local será tratada como um erro de *offset* pelo controlador implementado, e caso este esteja correto, estes valores são automaticamente compensados pela retroalimentação.

O sistema implementado para o controle digital PID utilizando o simulador HiL é descrito pelo diagrama apresentado na Fig. 8.1. Para o sistema em malha fechada, o modelo de calibração discutido no capítulo anterior foi mantido. Apesar da planta possuir diversas etapas, conforme indicado, analisando pelo ponto de vista do controlador,

as etapas de conversão de campo para tensão equivalente para acionamento do *driver*, o conversor DAC e a placa de *driver* da bobina são tratados apenas como estágios de ganho, ou seja, sua função de transferência são apenas K . Desta forma, o elemento principal da planta é o circuito RL formado pelo par de enrolamento.

Figura 8.1: Diagrama da metodologia implementada para controle digital da bobina com o simulador HiL desenvolvido.



Fonte: O autor (2016).

Todo o desenvolvimento do sistema é digital, portanto, o sistema de controle é implementado neste domínio. O desenvolvimento da malha de controle é feita em Simulink, sendo que a execução é feita pelo processador da placa DS1006 do sistema dSPACE. Cada eixo possui um controlador independente que é levantado de acordo com os parâmetros elétricos do seu respectivo enrolamento. A modelagem do controlador é feita com o auxílio da ferramenta *SISO Design tool* do Matlab e realizada a partir dos parâmetros do circuito elétrico LR , além de ser confirmada pela análise da resposta ao degrau. Estas etapas são discutidas na seção 8.2.

Os parâmetros da função de transferência para o controlador calculado são inseridos no modelo de controle. Visto que agora o sistema possui a retroalimentação, a calibração da bobina não passa a ser essencial e, portanto, não precisa ser refeita em pequenos espaços de tempo. Para facilitar a compreensão da metodologia, o desenvolvimento completo do sistema se deu a partir das seguintes etapas:

1. Levantamento da função de transferência da planta, analisando a resposta ao degrau em malha aberta e comparando com simulações considerando a planta formada pelo circuito LR ;
2. Definição das características técnicas da simulação HiL, importantes pois o controle digital depende diretamente da frequência de execução do sistema, por exemplo;
3. Modelagem da função de transferência do controlador PID utilizando a ferramenta *SISO Design tool* do Matlab;

4. Simulação e posterior análise da resposta ao degrau em malha fechada com o controlador desenvolvido;
5. Calibração da bobina de Helmholtz conforme discussão no capítulo anterior;
6. Geração de campo magnético e análise comparativa entre os dados teóricos e o campo observado no sensor FGM3D;

Como o modelo em malha fechada deverá executar mais cálculos em relação ao modelo em malha aberta, e sabendo também que posteriormente este deverá executar mais tarefas para o estudo das aplicações propostas, as características técnicas foram redefinidas em relação ao sistema apresentado no capítulo anterior.

8.1.1 Características Técnicas da Simulação HiL

Como discutido na seção 7.1.1, a taxa de atualização máxima desejada é de 100 Hz. Já a frequência da simulação no sistema dSPACE foi determinada mantendo a maior taxa sem o perigo de afetar a capacidade do tempo real do sistema. Para melhor atender aos requisitos no caso do modelo em malha fechada, empiricamente foi determinado que a frequência de execução do sistema em 2 kHz, ou 0,5 ms.

Desta forma, o controlador é executado na mesma frequência do sistema, ou seja, a malha de controle atua em 2 kHz e as leituras do sensor *fluxgate* são feitas nesta mesma taxa. Isto permite que o sistema realize vinte iterações entre cada atualização da bobina de Helmholtz.

Já a medição final do campo obtido pelo sensor *fluxgate* envolve a filtragem já discutida e detalhada na seção 7.1.1. Dada a mesma análise feita naquela, considerando pequenas variações no campo e de forma a evitar transitórios na bobina, as dez primeiras medições são descartadas após a atualização do campo a ser gerado. A partir dos outros 10 valores é realizada a média aritmética.

8.2 Modelagem do Sistema e Controlador

A modelagem do controlador segue três etapas principais:

- Determinação da função de transferência da planta;
- Determinação do controlador PID e sua função de transferência;

- Análise da resposta ao degrau em malha fechada considerando o controlador especificado.

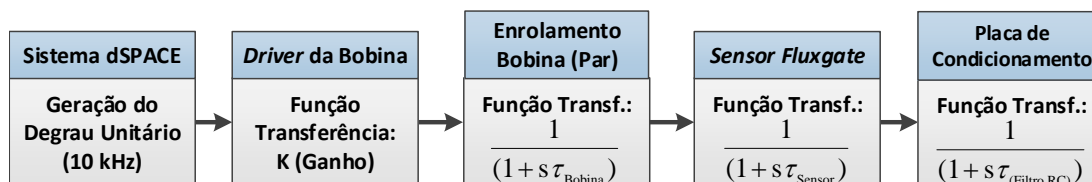
O detalhamento de cada uma destas e seus resultados são apresentados em seções distintas e na sequência.

8.2.1 Função de Transferência da Planta

Obviamente que o conjunto formado por um par da bobina de Helmholtz se trata de um circuito RL . Desta forma uma das maneiras de obter a função de transferência é diretamente pelos parâmetros elétricos do protótipo montado. Considerando os parâmetros do sistema, para cada um dos pares foi feito este levantamento e, então, simulada a resposta ao degrau unitário observada no sensor magnético.

Utilizando o sistema dSPACE, uma simulação específica para analisar a resposta ao degrau foi implementada, para comparação da resposta observada com aquela simulada. Ao aplicar o degrau unitário de 1 Gauss, o *hardware* modular realiza leituras do sensor magnético em uma frequência de 10 kHz. A Fig. 8.2 detalha como o sistema implementado é descrito em função de suas funções de transferência.

Figura 8.2: Esquema implementado para análise prática da resposta ao degrau unitário de cada par de enrolamento da bobina de Helmholtz.



Fonte: O autor (2016).

Conforme descrito no diagrama, é importante observar que as leituras são obtidas no sensor magnético. Desta forma, o valor observado é a tensão neste, e, portanto, sua função de transferência também deve ser considerada para a análise da resposta ao degrau.

Para o levantamento teórico, os ganhos existentes no sistema podem ser desconsiderados. Na prática, os ganhos apenas condicionam e relacionam os valores de campo magnético em tensão e corrente e vice-versa. Os elementos que devem ser analisados para o desenvolvimento do controlador são os pares de enrolamentos e o conjunto formado pelo sensor *fluxgate* e sua placa eletrônica de condicionamento, uma vez que esta possui um filtro RC passa-baixa. As funções destes elementos são:

Conjunto do Sensor FGM3D: o magnetômetro utilizado possui frequência de corte de 2 kHz enquanto que a placa de condicionamento de sinal desenvolvida possui um filtro RC de primeira ordem com frequência de corte de 120 Hz. Devido a frequência de corte deste ser muito inferior a do sensor utilizado, o seu polo será dominante e assim o sistema pode ser aproximado desconsiderado a influência do sensor utilizado (OGATA, 2001). A constante de tempo de um circuito RC pode ser encontrada diretamente pela relação $\tau = RC = \frac{1}{2\pi f_c}$, onde f_c representa a frequência de corte do filtro. Assim, para o conjunto formado pelo sensor e a placa eletrônica desenvolvida, a função de transferência será dada por:

$$H(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{PB}} = \frac{625}{s + 625}, \quad (8.1)$$

sendo $H(s)$ a função de transferência do conjunto dado pelo sensor *fluxgate* e seu condicionamento de sinal e τ_{PB} é a constante de tempo do filtro passa presente.

Enrolamentos da Bobina: cada par da bobina de Helmholtz desenvolvida possui sua própria função de transferência. Para um circuito RL , a constante de tempo agora é dada pela relação $\tau = \frac{L}{R}$. Devido ao *driver* de corrente implementado, além da resistência medida no enrolamento da bobina, há também a presença do resistor de potência de 1, 2 Ω que deve ser considerado. Somando este valor aos parâmetros elétricos medidos para o protótipo da bobina (seção 5.5.3), é possível determinar a função de transferência de cada par. Assim, as Eqs. (8.2), (8.3) e (8.4) descrevem as funções para os eixos x (par central), y (par interno) e z (par externo), respectivamente.

$$C_x(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{Bob.X}} = \frac{627}{s + 627}, \quad (8.2)$$

$$C_y(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{Bob.Y}} = \frac{773}{s + 773}, \quad (8.3)$$

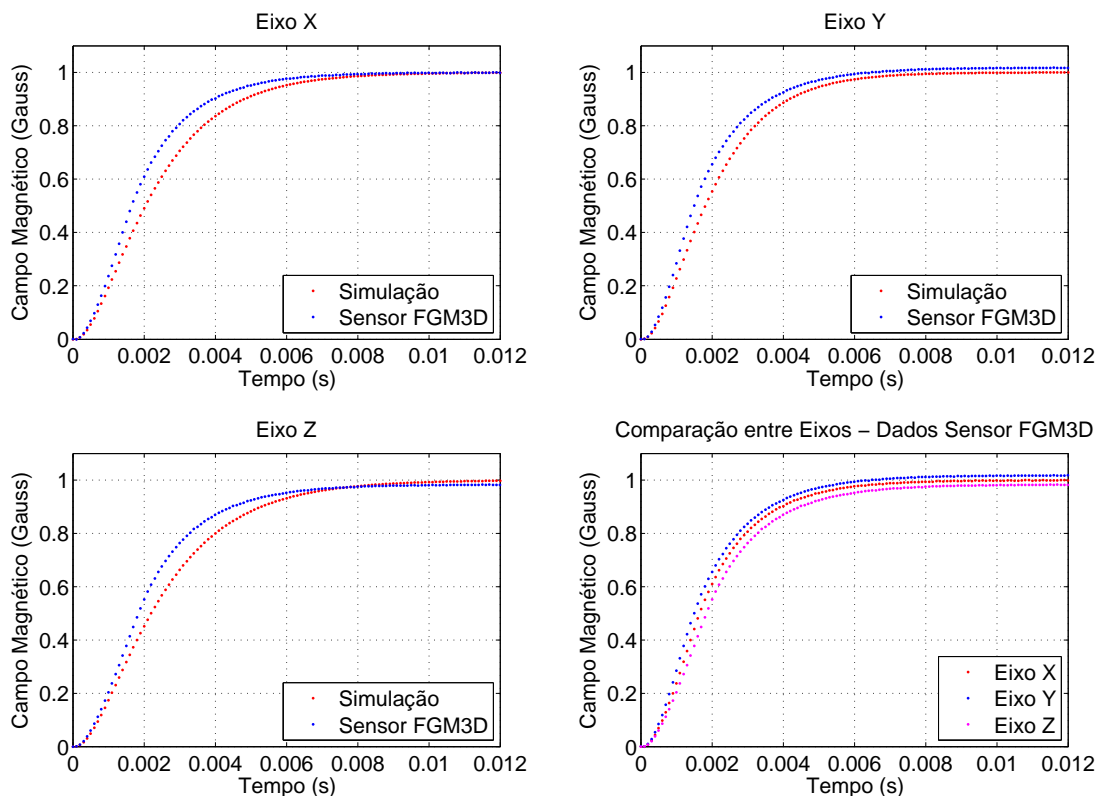
$$C_z(s) = \frac{1}{1 + s\tau_{Bob.Z}} = \frac{550}{s + 550}, \quad (8.4)$$

Com as funções determinadas, é possível simular a resposta ao degrau. Para cada enrolamento, a função de transferência final será um sistema série, considerando a FT do sensor com a FT do par da bobina para o eixo respectivo.

A Fig. 8.3 apresenta a resposta ao degrau observada no sensor *fluxgate* e lida pelo sistema dSPACE, para cada um dos três eixos. Esta também apresenta os resultados da simulação feita em Matlab. Um quarto gráfico ainda compara a resposta dos três eixos obtidas no sistema dSPACE. Os gráficos específicos de cada eixo comprovam

que os parâmetros levantados estão próximos da resposta prática observada. Assim, as funções apresentadas anteriormente foram utilizadas para o desenvolvimento do controlador PID, apresentado na próxima seção. Por fim, o quarto gráfico que compara os eixos comprova que a constante de tempo e o comportamento dos três eixos são parecidos.

Figura 8.3: Resposta ao degrau em malha aberta simulada e obtida no sensor FGM3D, para cada um dos pares de enrolamento.



Fonte: O autor (2016).

8.2.2 Levantamento do Controlador

A partir da função de transferência de cada enrolamento e também do filtro RC da placa de condicionamento, o controlador PID para cada eixo foi desenvolvido com o auxílio da ferramenta *SISO Design tool* (NISE, 2010), do Matlab. Dado que o objetivo deste trabalho não é o estudo aprofundado do sistema de controle, o uso desta em conjunto com o *hardware* modular executando o controle digital é uma forma prática e segura para a implementação da malha de controle como forma de validação de protótipos.

Esta ferramenta possibilita a análise e ajustes a partir métodos tradicionais de PID, tais como: controlador robusto, resposta MIGO, Chien-Hrones-Reswick, Skogestad IMC e Ziegler-Nichols. Assim, é possível analisar os diagramas do lugar das raízes, a resposta ao degrau em malha fechada, dentre outros, conforme ajustes dos parâmetros

no controlador.

A partir dos testes realizados, aquele que apresentou a melhor resposta para o modelo, considerando a frequência de 2 kHz da malha de controle, foi o método de resposta em frequência MIGO (*M - constrained integral gain optimization frequency response method*) (ÅSTRÖM; HäGGLUND, 2004). Após realizar o ajuste do controlador por este método, apenas o ganho final foi ajustado.

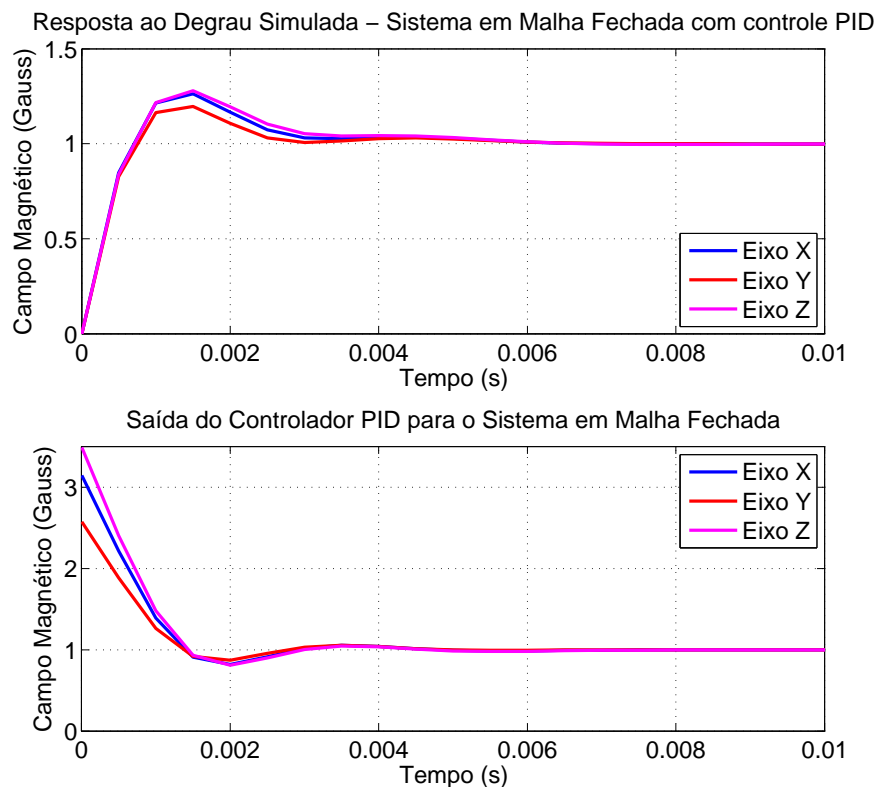
Para cada eixo, as funções de transferência dos controladores obtidos são apresentadas nas Eqs. (8.5), (8.6) e (8.7), reforçando que o eixo x representa o par central, o eixo y o interior, e z o externo. A Fig. 8.4 apresenta a resposta ao degrau obtida pelo controlador PID desenvolvido, além da saída do controlador PID.

$$C_x(z) = \frac{3,1444(z^2 - 1,295z + 0,4384)}{z(z - 1)} \quad (8.5)$$

$$C_y(z) = \frac{2,5745(z^2 - 1,269z + 0,4243)}{z(z - 1)} \quad (8.6)$$

$$C_z(z) = \frac{3,488(z^2 - 1,31 + 0,4466)}{z(z - 1)} \quad (8.7)$$

Figura 8.4: Resposta ao degrau em malha fechada simulada e saída do controlador PID para o controle de cada canal.

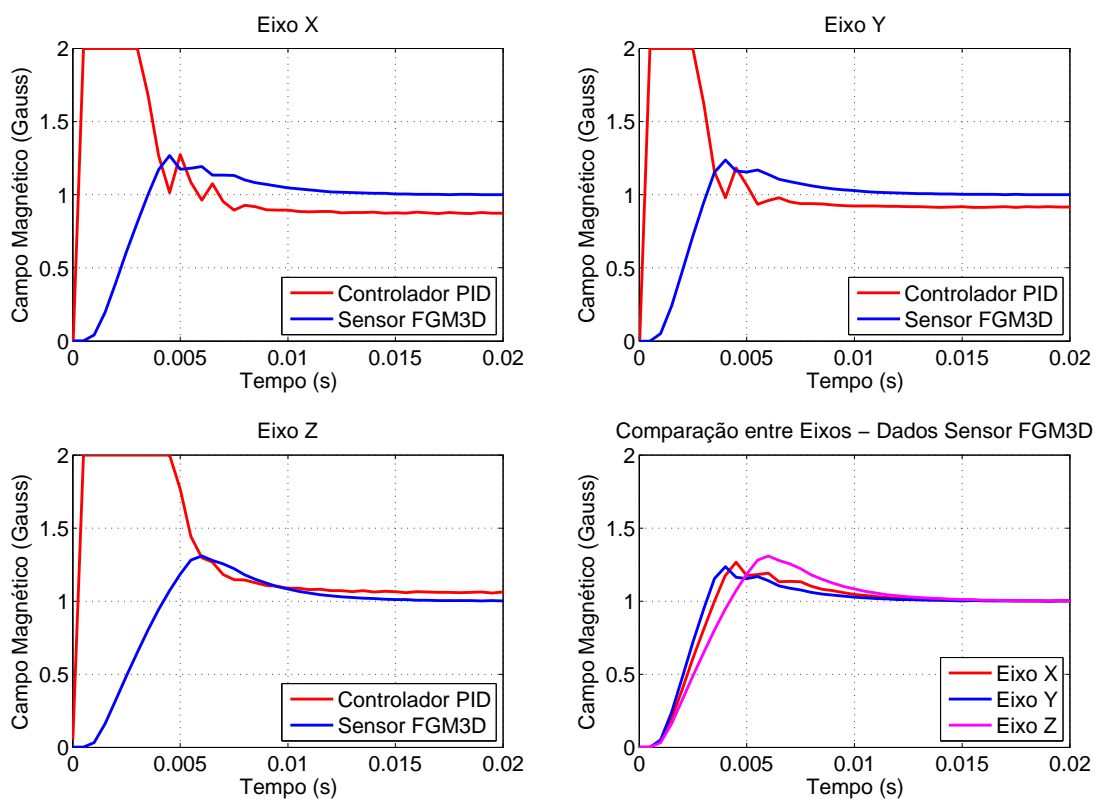


Fonte: O autor (2016).

8.2.3 Resposta ao Degrau - Malha Fechada

Com a função do controlador definida, o sistema desenvolvido para executar a simulação HiL em malha fechada, apresentado na Fig. 8.1, foi programado para gerar diversos degraus para a análise da resposta em malha fechada. Como o modelo executado no *hardware* modular dSPACE é desenvolvido em Simulink, o controlador simplesmente é um bloco que representa função de transferência. Executando este procedimento, para cada eixo foi registrada a resposta obtida no sensor *fluxgate* e a saída do controlador PID. Estas são apresentadas na Fig. 8.5.

Figura 8.5: Resposta ao degrau em malha fechada com o controlador PID, dados obtidos pelo sensor FGM3D para cada par de enrolamento.



Fonte: O autor (2016).

A primeira observação relevante é a saturação do controlador PID. Obviamente, a simulação feita e apresentada na Fig. 8.4 não possui restrições quanto a saturação do controlador. No sistema prático, o *driver* implementado é limitado ao campo que equivale a 2 Gauss, portanto, a saída do controlador digital em cada eixo possui saturação neste valor. Na prática, isto significa que o transitório do sistema, quando aplicado o degrau, acaba por ser mais longo.

Ainda assim, as respostas obtidas estão de acordo com a simulação feita e evidenciam a atuação correta do controlador PID digital. Um último gráfico ainda apresenta a comparação da resposta obtida nos três eixos. Dado que o eixo z , equivalente a bobina

externa, possui a maior constante de tempo, é esperado que esta realmente possua o tempo de estabilização mais longo. Os resultados apresentados na sequência consideram estes controladores discutidos.

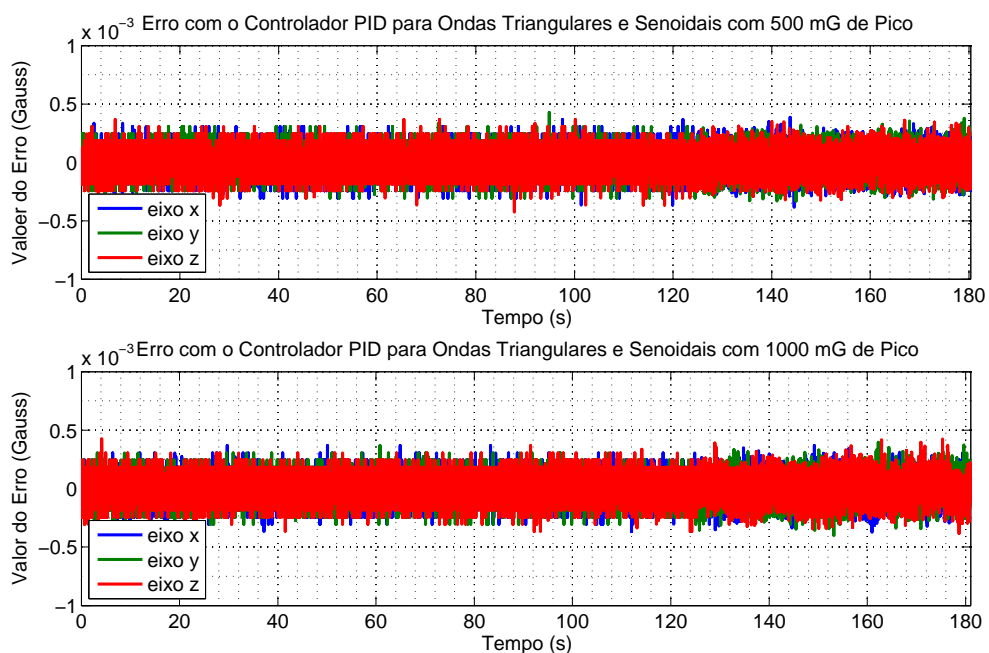
8.3 Resultados em Malha Fechada

Assim como na discussão dos resultados em malha aberta, diversos campos foram gerados para validar o funcionamento do sistema em malha fechada. A análise apresentada é resumida aos mesmos quatro campos estudados para a calibração da bobina de Helmholtz.

Respectivamente a partir da geração dos campos das Figs. 7.3 e 7.4, os erros obtidos são mostrados nas Figs. 8.6 e 8.7. Os resultados da Fig. 8.6, que representam os erros para a geração de ondas triangulares totalmente defasadas seguidas de ondas senoidais defasadas de 60° , mostram que o valor de pico da onda neste caso não influencia mais a magnitude do erro observado.

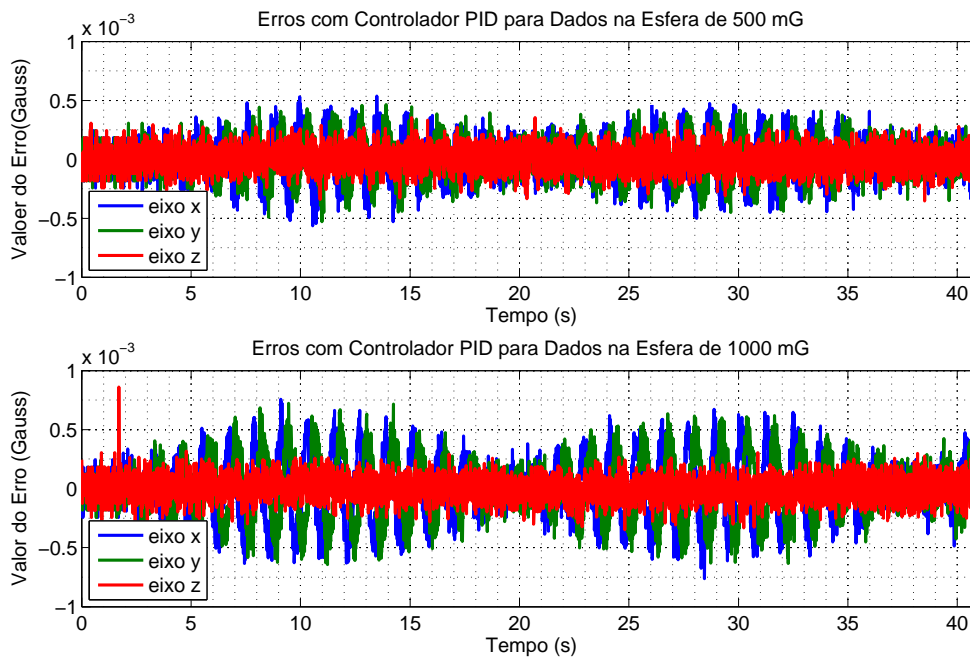
Já para as ondas da Fig. 7.4, que representam um campo magnético constante e a distribuição dos pontos ao longo de uma esfera (Fig. 7.5), o erro ainda possui influência de acordo com o valor de pico aplicado ao sistema. Todavia, proporcionalmente esta diferença é mínima em relação aos resultados em malha aberta.

Figura 8.6: Erros obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.3, para sistema em malha fechada com o controlador PID digital desenvolvido.



Fonte: O autor (2016).

Figura 8.7: Erros obtidos para os campos gerados a partir das ondas da Fig. 7.4, para sistema em malha fechada com o controlador PID digital desenvolvido.



Fonte: O autor (2016).

Como pode ser observado para os quatro casos analisados, os erros gráficos estão dentro da margem de ± 1 mG, o que praticamente representa a resolução que pode ser obtida com a bobina de Helmholtz em conjunto com o sistema dSPACE. A análise matemática dos erros obtidos foi feita para os valores de pico, o erro médio além da raiz quadrática do erro médio. As Tabs. 8.1 e 8.2 mostram o resumo dos resultados para cada eixo dos erros das Figs. 8.6 e 8.7, respectivamente.

Tabela 8.1: Análise dos erros para as ondas das Figs. 8.6.

Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG com o Controlador PID Digital					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-0,39	0,38	0,77	-0,0013	0,103
y	-0,33	0,43	0,76	0,0016	0,099
z	-0,42	0,37	0,78	0,0013	0,1018
Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG com o Controlador PID Digital					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-0,37	0,37	0,74	-0,0027	0,104
y	-0,40	0,39	0,39	0,0020	0,101
z	-0,38	0,42	0,81	0,0013	0,104

Tabela 8.2: Análise dos erros para as ondas das Figs. 8.7.

Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 500 mG com o Controlador PID Digital					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-0,56	0,54	1,10	0,0002	0,162
y	-0,53	0,46	0,99	0,0015	0,153
z	-0,49	0,35	0,84	-0,0008	0,104
Resultados obtidos para a onda Triangular e Senoidal com valor de pico de ± 1000 mG com o Controlador PID Digital					
Eixo	Erro Min. (mG)	Erro Max. (mG)	Erro Pico-a-Pico (mG)	Erro Médio (mG)	Erro RMSE (mG)
x	-0,76	0,76	1,52	0,0042	0,241
y	-0,64	0,72	1,36	0,0032	0,238
z	-0,35	0,86	1,21	0,0015	0,105

Para todos os casos, o erro médio calculado está na ordem de $0-5\mu\text{G}$, o que mostra que o controlador desenvolvido atua de acordo e mantém o campo observado variando ao redor do ponto desejado. O erro RMS encontrado para o pior caso está na ordem de $200\mu\text{G}$, valor inferior a resolução tanto de amostragem do magnetômetro *fluxgate* pelo conversor ADC do dSPACE, quanto da resolução da fonte de corrente implementada controlada pelo DAC.

8.4 Discussão dos Resultados

A metodologia e resultados alcançados com a implementação do controlador PID digital, por meio da simulação HiL, evidenciam o benefício desta para a validação e testes com protótipo, sem a necessidade do desenvolvimento de sistemas eletrônicos ou programação de códigos complexos. De forma simples, um controlador PID digital baseado no método da resposta em frequência MISO foi obtido apenas pela análise da resposta do sistema ao degrau, quando em malha aberta.

A análise dos erros obtidos pelo sensor magnético de referência em relação ao valor teórico esperado mostram que estes são inferiores as resoluções do sistema desenvolvido. Portanto, este sistema em malha fechada com o controlador proporcionam resultados considerados bons.

Os resultados obtidos em malha fechada são consideravelmente superiores em relação ao acionamento da bobina em malha aberta, mesmo quando aplicada a correção de 3ª ordem apresentada no capítulo 7. Além de reduzir os erros totais encontrados, o sistema retroalimentado não necessita ser recalibrado constantemente, o que facilita o uso e a confiabilidade no uso da bobina de Helmholtz na plataforma HiL.

Para uma melhoria do sistema a partir deste ponto, seria necessário a melhora da resolução dos conversores DAC e ADC utilizados na fonte de corrente controlada por tensão e no sistema de aquisição do sensor FGM3D. Posteriormente seria vantajoso analisar se há ou não uma margem para melhorias no controlador PID e no sistema em malha fechada desenvolvido.

Diante destes resultados, as aplicações da plataforma HiL, estudadas e apresentadas nos próximos dois capítulos, são realizadas com a bobina operando em malha fechada, com o controlador PID digital sendo executado pelo próprio *hardware* modular em paralelo com o restante do modelo.

Parte V

Resultados - Aplicações do Simulador HiL

9 Calibração de Magnetômetros

Este capítulo discute métodos para a calibração de sensores magnéticos de baixo custo e como a bobina de Helmholtz, em conjunto com a plataforma construída, pode ser utilizada neste procedimento. Parte da contribuição deste capítulo refere-se a discussão sobre os métodos de calibração utilizados, no caso. A próxima seção irá discutir os dois algoritmos que são validados e que foram comparados neste trabalho, apresentando também as suas restrições práticas e vantagens de cada um dos métodos.

Na sequência é apresentada a motivação e melhorias esperadas para a calibração dos magnetômetros com o uso da plataforma neste processo. Nesta seção é apresentada a metodologia dos testes, cuja validação foi feita primeiramente através de simulação e posteriormente com o sistema real.

A última seção apresenta os resultados obtidos com o procedimento proposto. Os resultados das simulações mostram os benefícios e comprovam como o uso da bobina pode auxiliar e melhorar os resultados de calibração de sensores magnéticos. Por fim, são apresentados os resultados da calibração de dois sensores magnéticos, sendo estes os sensores magnéticos do E-MEMS e do AHRS comercial da empresa Spatial.

9.1 Métodos de Calibração Utilizados

Como afirmado na seção 4.1, os métodos de calibração mais relevantes para sensores magnéticos são aqueles que independem do conhecimento da atitude do corpo. Estes métodos dependem da coleção de determinados pontos para posteriormente aplicar o problema de minimização obtido pela igualdade quase-estática dada pela Eq. (4.1).

As soluções tradicionais envolvem técnicas de otimização não-linear com limites oriundas das técnicas de Newton (BONNET et al., 2009), dos quais podemos citar o estimador de variância mínima proposto por Lötters et al. (1998) e o estimador baseado nos mínimos quadrados de Foster e Elkaim (2008).

Neste trabalho são utilizados estes dois métodos e considerando o problema com nove parâmetros de calibração. Visto que o estimador de variância mínima original-

mente descrito por Lötters et al. (1998) inclui somente seis parâmetros, o método utilizando neste trabalho é sua variação descrita em Takahashi (2011), de forma a incluir os ângulos de alinhamentos.

9.1.1 Equações Base

A formulação do problema e o modelo de calibração dos parâmetros foram apresentados na seção 4.1.2. Para melhor entendimento dos métodos, as equações principais são repetidas a seguir. O conceito base é aquele apresentado na Eq. (4.1), ou seja, o módulo do campo magnético é constante e pode ser expresso em função da leitura do campo em cada uma das três coordenadas, esta é reapresentada na Eq. (9.1).

$$u_x^2 + u_y^2 + u_z^2 = |\mathbf{B}_l|^2 \quad (9.1)$$

As variáveis u_x , u_y e u_z representam o valor real do campo, portanto, estes são expressos em função das leituras obtidas pelo sensor magnético e dos parâmetros de calibração para o modelo utilizado. Assumindo o modelo de nove parâmetros discutidos, as Eqs. (9.2), (9.3) e (9.4) descrevem os valores esperados para os eixos x , y e z .

$$u_x = \frac{\hat{u}_x - x_0}{a}; \quad (9.2)$$

$$u_y = \frac{a(\hat{u}_y - y_0) - b \sin(\rho)(\hat{u}_x - x_0)}{ab \cos(\rho)}; \quad (9.3)$$

$$u_z = \left(\frac{ab \cos(\rho)(\hat{u}_z - z_0) - ac \cos(\phi) \sin(\lambda)(\hat{u}_y - y_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} + \dots \right. \\ \left. \frac{bc [\sin(\rho) \cos(\phi) \sin(\lambda) - \cos(\rho) \sin(\phi) \cos(\lambda)] (\hat{u}_x - x_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} \right), \quad (9.4)$$

sendo que as variáveis \hat{u}_x , \hat{u}_y e \hat{u}_z descrevem os valores lidos dos sensores, e os parâmetros de calibração dados por: a , b , c , x_0 , y_0 , z_0 , ρ , ϕ , λ , conforme apresentado na seção 4.1.2.

9.1.2 Método *Two-Step* - Mínimos Quadrados

O método *Two-Step* utilizado, considerando os ângulos de alinhamento na calibração, é aquele proposto por Foster e Elkaim (2008). O princípio deste é transformar o problema não linear em função dos parâmetros de calibração, em um problema linear em função de variáveis intermediárias, para posterior solução pelo método tradicional dos

mínimos quadrados.

Substituindo as Eqs. (9.2), (9.3) e (9.4) em (9.1), Foster e Elkaim (2008) propõem reescrever o problema descrevendo-o por um elipsoide distorcido e deslocado da origem, conforme a Eq. (9.5).

$$A\hat{u}_x^2 + B\hat{u}_x\hat{u}_y + C\hat{u}_x\hat{u}_y + D\hat{u}_y^2 + E\hat{u}_y\hat{u}_z + F\hat{u}_z^2 + G\hat{u}_x + H\hat{u}_y + I\hat{u}_z + J = 0, \quad (9.5)$$

sendo $A, B, C, D, E, F, G, H, I, J$ as variáveis intermediárias do problema. Este problema então se torna linear em função destas variáveis. Devido a complexidade do termo u_z , esta equação pode ser reescrita na forma dada pela Eq. (9.6).

$$\frac{A\hat{u}_x^2}{F\hat{u}_z^2} + \frac{B\hat{u}_x\hat{u}_y}{F\hat{u}_z^2} + \frac{C\hat{u}_x\hat{u}_y}{F\hat{u}_z^2} + \frac{D\hat{u}_y^2}{F\hat{u}_z^2} + \frac{E\hat{u}_y\hat{u}_z}{F\hat{u}_z^2} + \frac{F\hat{u}_z^2}{F\hat{u}_z^2} + \frac{G\hat{u}_x}{F\hat{u}_z^2} + \frac{H\hat{u}_y}{F\hat{u}_z^2} + \frac{\hat{u}_z}{F\hat{u}_z^2} + \frac{J}{F\hat{u}_z^2} = -1 \quad (9.6)$$

Assumindo agora a realização de m aquisições do sensor magnético, a notação matricial para o problema será dada pela Eq. (9.7).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{x1}^2/\hat{u}_{z1}^2 & \hat{u}_{x1}\hat{u}_{y1}/\hat{u}_{z1}^2 & \cdots & 1/\hat{u}_{z1}^2 \\ \hat{u}_{x2}^2/\hat{u}_{z2}^2 & \hat{u}_{x2}\hat{u}_{y2}/\hat{u}_{z2}^2 & \cdots & 1/\hat{u}_{z2}^2 \\ \vdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ \hat{u}_{xm}^2/\hat{u}_{zm}^2 & \hat{u}_{xm}\hat{u}_{ym}/\hat{u}_{zm}^2 & \cdots & 1/\hat{u}_{zm}^2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{X}} \underbrace{\begin{bmatrix} A/F \\ B/F \\ \vdots \\ J/F \end{bmatrix}}_{\mathbf{k}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1 \\ -1 \\ \vdots \\ -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}}, \quad (9.7)$$

sendo \mathbf{X} a matriz $m \times 9$ contendo as medidas obtidas pelo sensor magnético, \mathbf{k} o vetor 9×1 contendo as variáveis intermediárias relacionadas aos parâmetros de calibração e \mathbf{p} o vetor $n \times 1$ formado por elementos unitários e negativos. A solução para este problema é obtida pela estimação dos quadrados mínimos, assim:

$$\mathbf{k}_{EST} = (\mathbf{X}^t\mathbf{X})^{-1}\mathbf{X} \quad (9.8)$$

Determinado os parâmetros intermediários, a solução algébrica dos parâmetros de calibração desejados são dadas pelas Eqs. (9.9) à (9.17) (GRANZIERA JR. et al., 2011b).

$$\hat{x}_0 = -\frac{\epsilon^2\chi - 2\beta\mu + 4\delta\chi - \beta\epsilon\iota + 2\gamma\delta\iota - \gamma\epsilon\mu}{-2\beta^2 - 2\beta\gamma\epsilon + 2\delta\gamma^2 + 2\alpha\epsilon^2 + 8\alpha\delta} \quad (9.9)$$

$$\hat{y}_0 = -\frac{\gamma^2\mu + 4\alpha\mu - 2\beta\chi - \beta\gamma\iota + 2\alpha\epsilon\iota - \gamma\epsilon\chi}{-2\beta^2 - 2\beta\gamma\epsilon + 2\delta\gamma^2 + 2\alpha\epsilon^2 + 8\alpha\delta} \quad (9.10)$$

$$\hat{z}_0 = -\frac{\beta^2\iota - \beta\gamma\mu - 4\alpha\delta\iota + 2\alpha\epsilon\mu - \beta\epsilon\chi + 2\gamma\delta\chi}{-2\beta^2 - 2\beta\gamma\epsilon + 2\delta\gamma^2 + 2\alpha\epsilon^2 + 8\alpha\delta} \quad (9.11)$$

$$\hat{c} = \frac{1}{|\mathbf{B}_1|} \sqrt{\kappa - \alpha\hat{x}_0^2 - \beta\hat{x}_0\hat{y}_0 - \gamma\hat{x}_0\hat{z}_0 - \delta\hat{y}_0^2 - \epsilon\hat{y}_0\hat{z}_0 + \hat{z}_0^2} \quad (9.12)$$

$$\hat{b} = \frac{\hat{c}}{\sqrt{-\delta}} \quad (9.13)$$

$$\hat{a} = \sqrt{2}\hat{c}^2 (1 - \hat{\lambda}^2) \sqrt{\frac{-1}{2\alpha\hat{c}^2 (1 - \hat{\lambda}^2)^2 - (\beta\hat{b}\hat{\lambda} + \gamma\hat{c}\hat{\lambda}^2) (\beta\hat{b}\hat{\lambda} + \gamma\hat{c})}} \quad (9.14)$$

$$\hat{\rho} = \frac{\hat{a} (\beta\hat{b} + \gamma\hat{c}\hat{\lambda})}{2\hat{c}^2 (1 - \hat{\lambda}^2)} \quad (9.15)$$

$$\hat{\phi} = \frac{\hat{a} (\beta\hat{b}\hat{\lambda} + \gamma\hat{c})}{2\hat{c}^2 (1 - \hat{\lambda}^2)} \quad (9.16)$$

$$\hat{\lambda} = \frac{\epsilon}{2\sqrt{-\delta}}, \quad (9.17)$$

sendo que as variáveis auxiliares α , β , γ , δ , ϵ , χ , μ , ι , κ são dadas por:

$$\begin{aligned} \alpha &= -A/F & \beta &= -B/F & \gamma &= -C/F \\ \delta &= -D/F & \epsilon &= -E/F & \chi &= -G/F \\ \mu &= -H/F & \iota &= -I/F & \kappa &= -J/F \end{aligned} \quad (9.18)$$

É importante observar que o parâmetro \hat{c} , dado pela Eq. (9.12), possui o termo $|\mathbf{B}_1|$, e que posteriormente é utilizado no cálculo dos outros dois parâmetros referente ao fator de escala. Este termo representa o valor do módulo do campo magnético, em função da grandeza do sensor, ou seja, o valor estático esperado para a medição do campo magnético.

9.1.3 Método de Variância Mínima

A solução que é discutida a seguir é uma forma recursiva do estimador de variância mínima para problemas na forma linear. A formulação geral para problemas nesta forma é dada pela Eq. (9.19) (LIEBELT, 1967).

$$y = h(\mathbf{v}, \mathbf{p}) + \mu, \quad (9.19)$$

sendo que no problema tradicional de minimização por este método, y representa os sinais medidos, $h(\mathbf{v}, \mathbf{p})$ o modelo matemático do sistema a ser calibrado em função dos parâmetros de calibração, \mathbf{v} o vetor de entrada teórico e μ o ruído associado ao problema. Na formulação para a calibração de sensores magnéticos, os vetores \mathbf{p} e \mathbf{v} serão dados respectivamente pelas Eqs. (9.20) e (9.21).

$$\mathbf{p} = (a \ b \ c \ x_0 \ y_0 \ z_0 \ \rho \ \phi \ \lambda) \quad (9.20)$$

$$\mathbf{v} = (v_x \ v_y \ v_z) \quad (9.21)$$

O modelo matemático é obtido pelas Eqs. (9.2), (9.3) e (9.4) aplicadas na Eq. 9.1, resultando no modelo $h(\mathbf{v}, \mathbf{p})$ descrito pela Eq. (9.22).

$$\begin{aligned} h(\mathbf{v}, \mathbf{p}) = & \left(\frac{\hat{u}_x - x_0}{a} \right)^2 + \left(\frac{a(\hat{u}_y - y_0) - b \sin(\rho)(\hat{u}_x - x_0)}{ab \cos(\rho)} \right)^2 + \\ & \left(\frac{ab \cos(\rho)(\hat{u}_z - z_0) - ac \cos(\phi) \sin(\lambda)(\hat{u}_y - y_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} + \dots \right. \\ & \left. \frac{bc [\sin(\rho) \cos(\phi) \sin(\lambda) - \cos(\rho) \sin(\phi) \cos(\lambda)] (\hat{u}_x - x_0)}{abc \cos(\rho) \cos(\phi) \cos(\lambda)} \right)^2 \end{aligned} \quad (9.22)$$

A partir do modelo, Lötters et al. (1998) propõem que a variável y do estimador apresentado na Eq. (9.19) seja descrita por $|\mathbf{B}_l|$, visto que este é o valor esperado das medidas. Uma vez que o problema da Eq. (9.22) não é linear, a alternativa é realizar a linearização em torno de um ponto $\mathbf{p} = \hat{\mathbf{p}}(-)$. Este ponto representa a estimação anterior, ou seja, este processo é realizado recursivamente. No caso da primeira iteração, este será o valor inicial determinado para a estimação. O modelo linearizado em torno do ponto é descrito pela Eq. 9.23.

$$h(\mathbf{v}, \mathbf{p}) = h(\mathbf{v}, \hat{\mathbf{p}}(-)) + \left. \frac{\partial h(\mathbf{v}, \mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} \right|_{\mathbf{p}=\hat{\mathbf{p}}(-)} (\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}}(-)) + \text{T.O.S.}, \quad (9.23)$$

onde T.O.S. representa os termos de ordem superior para o processo de linearização ao redor de um ponto. Substituindo o termo linearizado da Eq. (9.23) na Eq. (9.19) e negligenciando os termos de ordem superior, a formulação final do problema proposto será dada pela Eq. (9.24).

$$y - h(\mathbf{v}, \hat{\mathbf{p}}(-)) = \left. \frac{\partial h(\mathbf{v}, \mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} \right|_{\mathbf{p}=\hat{\mathbf{p}}(-)} (\mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}}(-)) + \mu \quad (9.24)$$

A solução para o estimador linear de variância mínimo na forma da Eq. (9.24) é dada pelas Eqs. (9.25) e (9.26) (LIEBELT, 1967).

$$\hat{\mathbf{q}} = \left(\mathbf{B}^T \mathbf{C}_u^{-1} \mathbf{B} \right)^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{C}_u^{-1} \xi; \quad (9.25)$$

$$\mathbf{C}_e = \left(\mathbf{B}^T \mathbf{C}_u^{-1} \mathbf{B} \right)^{-1}, \quad (9.26)$$

sendo que: o vetor $\hat{\mathbf{q}}$ representa a diferença entre o parâmetro estimado e o anterior, conforme a Eq. (9.27); \mathbf{B} é o vetor com as derivadas parciais do modelo no ponto de estimação anterior, conforme Eq. (9.28); ξ o valor escalar que representa a diferença entre o valor esperado para o vetor de observações e o valor estimado no ponto anterior, conforme Eq. (9.29); \mathbf{C}_u é a matriz de covariância relacionada ao ruído μ ; e \mathbf{C}_e é a matriz que representa os erros entre os valores reais e valores do vetor estimado pelos parâmetros.

$$\hat{\mathbf{q}} = \mathbf{p} - \hat{\mathbf{p}}(-) \quad (9.27)$$

$$\mathbf{B} = \left. \frac{\partial h(\mathbf{v}, \mathbf{p})}{\partial \mathbf{p}} \right|_{\mathbf{p}=\hat{\mathbf{p}}(-)} \quad (9.28)$$

$$\xi = y - h(\mathbf{v}, \hat{\mathbf{p}}(-)) \quad (9.29)$$

Como o problema é resolvido de forma alternativa assumindo a igualdade quase-estática, Lötters et al. (1998) considera que \mathbf{C}_u pode ser assumida como uma matriz identidade, o que faz com que esta não influencie no resultado da Eq. (9.25). Tomando o conjunto de m aquisições do sensor magnético, a matriz \mathbf{B} possuirá dimensão $m \times 9$ enquanto o vetor ξ será $m \times 1$. Substituindo a Eq. (9.27) em (9.30) e considerando \mathbf{C}_u como matriz identidade, os parâmetros atualizados em relação ao ponto anterior serão dados pela Eq. (9.30).

$$\mathbf{p} = \left(\mathbf{B}^T \mathbf{B} \right)^{-1} \mathbf{B}^T \xi + \hat{\mathbf{p}}(-) \quad (9.30)$$

Esta formulação deve ser executada de forma iterativa, sendo que as referências sobre o assunto não discutem um ponto de parada ou o número de iterações para garantia de um ponto ótimo. A discussão neste sentido feita por este trabalho é apresentada na sequência, juntamente com outras considerações práticas inclusive referente ao método dos mínimos quadrados.

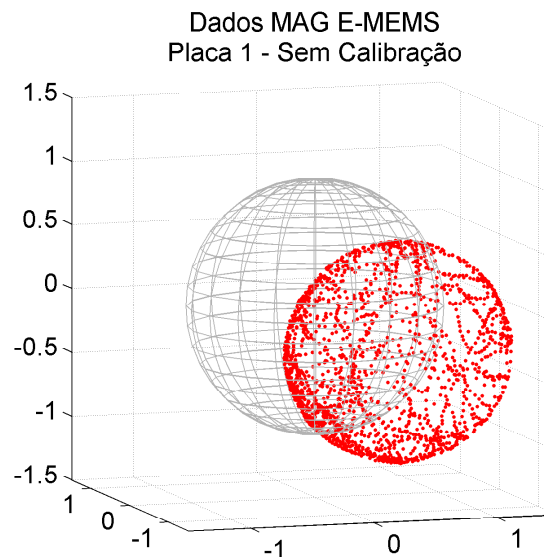
9.1.4 Considerações Práticas sobre os Métodos

Os trabalhos do mesmo grupo de pesquisa realizados anteriormente a este foram capazes de aplicar ambos métodos discutidos, porém enfrentando restrições e ocasiões

onde os algoritmos eram incapazes de convergir. Em diversos casos, o algoritmo de Foster e Elkaim (2008) apresentava problemas de estimação, assim como o algoritmo de Takahashi et al. (2010), porém este em um número menor de casos. A discussão sobre as limitações de cada método e de como evitar estas é feita distintamente a seguir. Além dos problemas específicos, uma questão importante na calibração é o conjunto de dados que será utilizado. Esta discussão é apresentada posteriormente, visto que esta independe do algoritmo utilizado.

Método de variância mínima descrito por Takahashi et al. (2010): problemas de convergência do algoritmo foram verificados para dados reais de certos sensores testados. Como o algoritmo necessita de um parâmetro inicial de estimação, o comum é atribuir zero para os *offsets* no três eixos. Analisando os dados, atribuiu-se a falha na estimação quando o *offset* das medidas de um eixo (ou mais de um simultaneamente) apresentam valores altos, de forma que os pontos obtidos estivessem muito deslocados da origem. A Fig. 9.1 mostra a coleta de dados cujo conjunto não era passível de calibração.

Figura 9.1: Exemplo de conjunto de dados para um sensor magnético qualquer, cuja calibração pelo método de variância mínima não apresenta convergência.



Fonte: O autor (2016).

O problema acontece pois como o modelo matemático a ser estimado é não-linear e precisa ser linearizado, o ponto de partida utilizado com *offsets* nulos acaba por levar a linearização e o conjunto das derivadas parciais para uma região cuja solução não convirja para o ponto desejado.

A solução prática é facilmente resolvida realizando uma pré-estimação do *offset* em cada eixo para ser utilizada como ponto de partida no método de variância

mínima. A partir dos valores máximos e mínimos lidos de campo magnético e assumindo que a distribuição das medidas para cada eixo estejam bem distribuídas. Portanto utilizando como ponto de partida $x_0(-) = \frac{(\max(\hat{u}_x) + \min(\hat{u}_x))}{2}$ e de forma similar para os eixos y e z , os problemas enfrentados com o método de variância mínima são resolvidos.

Método *Two-Step* proposto por Foster e Elkaim (2008): conforme é discutido no trabalho de Tormena Jr. (2010) a metodologia deste algoritmo implementa uma linearização seguida de uma divisão que pode causar problemas numéricos em certos casos. Este problema acontece devido a adição dos parâmetros intermediários para a linearização do problema conforme a Eq. (9.5), que posteriormente é dividida pelo termo $F\hat{u}_z^2$ resultando na Eq. (9.6).

O problema desta etapa é que eventuais medidas nulas do sensor magnético no eixo z ou com valores próximos de zero podem causar a instabilidade numérica devido a divisão e acabar comprometendo o processo de estimação. O trabalho de Tormena Jr. (2010) implementa um método para eliminar tais pontos à priori da calibração como solução do problema.

Como este algoritmo não possui o problema para conjunto de dados com *offsets* altos, conforme mostrado na Fig. 9.1, a proposta implementada é observar se as leituras do sensor no eixo z possuem valores negativos e positivos, o que implica a possibilidade de haver medidas nulas ou próximas a origem. Caso isso aconteça, um determinado valor será somado em todas as medidas deste eixo, criando um valor que na prática será visto como *offset* pelo estimador. Desta forma o método não apresenta problemas numéricos e ao final do processo basta subtrair este valor do *offset* encontrado para o eixo z .

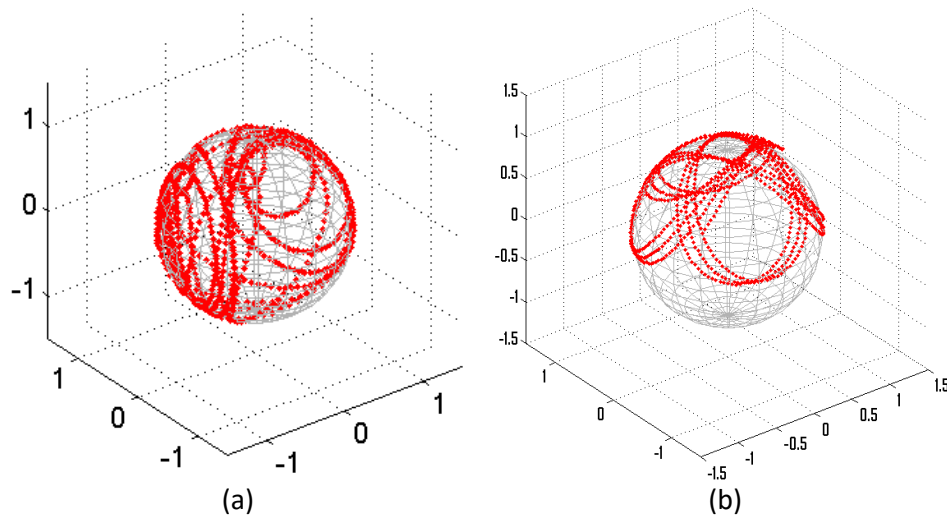
Das análises realizadas e por observação dos resultados, este valor denominado de ζ foi definido que este será dado por: $\zeta = 10 (\max(\hat{u}_z) + \min(\hat{u}_z))$. Logo o vetor que será utilizado no processo de estimação será dado por $\hat{u}_z + \zeta$, e o resultado final para o termo de calibração do *offset* no eixo z deverá ser encontrado subtraindo ζ do valor z_0 obtido pela estimação ($z_{0\text{Real}} = z_0 - \zeta$).

Outro fator importante para os métodos de calibração apresentados é a distribuição espacial dos dados de entrada utilizados na estimação dos parâmetros. Caso estes estejam concentrados em uma região da esfera, ou seja, os dados representem uma pequena variação na atitude do sensor, a estimação da calibração pode ser deteriorada. O trabalho de Olivares et al. (2013) apresenta uma discussão sobre este aspecto, sendo que neste trabalho não há uma discussão mais detalhada. Os pontos utilizados neste trabalho garantem uma distribuição mínima que garante o sucesso no processo de estimação

dos parâmetros.

Para exemplificar graficamente, a Fig. 9.2 mostra dois conjuntos de dados simulados para um sensor magnético. O conjunto (a) possui uma distribuição ao redor da esfera o que o torna mais adequado para a calibração do que aquele visto em (b).

Figura 9.2: (a) Conjunto de pontos com distribuição melhor adequado para a calibração. (b) Conjunto com distribuição menos adequada para a calibração.



Fonte: O autor (2016).

Quantificar o quanto distribuído devem ser estes dados conforme discutido por Olivares et al. (2013) não é elementar. Este fato é um dos motivos para o uso da bobina de Helmholtz no processo de calibração. Com o sistema construído é possível gerar campos magnéticos com distribuição específica ao redor na esfera, que representem o maior número possível de posicionamentos do sensor magnético no sistema cartesiano. A metodologia apresentada adiante discute melhor esta vantagem.

9.2 Calibração com a Bobina de Helmholtz

9.2.1 Motivação e Vantagens

Conforme explicado, o processo de calibração não necessita do conhecimento da atitude do corpo e assume como base que o módulo do campo magnético, dado por $|\mathbf{B}_1|$, é constante, ou quase não varia, durante toda a coleta de dados. Assim, a qualidade da estimação dos parâmetros está diretamente relacionada com este fato e também com a distribuição da posição espacial do sensor, discutida ao redor da Fig. 9.2.

No entanto, é improvável que este cenário, com $|\mathbf{B}_1|$ constante e uma distribuição uniforme na esfera espacial, seja atendido em testes de calibração realizados em labo-

ratório a partir da aplicação de movimentos manuais nos sensores. Além disso, há a questão do ruído nas aquisições de dados dos sensores. Desta forma, a calibração com a bobina visa diminuir a influência destes fatos. Cada um destes problemas e como a bobina pode melhorar a calibração é discutida separadamente:

- **Distorções em $|B_1|$:** devido a presença de materiais que causam influência no campo geomagnético, e, conforme amplamente discutido no capítulo 6, é improvável que o valor de $|B_1|$ seja de fato o valor de campo magnético ao qual o sensor magnético está exposto. Os dados apresentados no apêndice C.1 também mostram que o campo geomagnético sofre variações consideráveis dentro de um ambiente com diversos equipamentos e materiais ferromagnéticos, mesmo para pequenos deslocamentos no sensor magnético. Desta forma, a calibração dos sensores aplicando movimentos manuais e rotacionando-os, pode ser prejudicada e conseqüentemente os parâmetros estimados podem apresentar erros em relação ao valor verdadeiro.
- **Distribuição dos dados coletados:** garantir que o movimento e rotações realizados manualmente estejam bem distribuídos ao redor da esfera, conforme a discussão apresentada pela análise da Fig. 9.2, não é simples e dificilmente será obtido pela movimentação manual do sistema. Como elementos ferromagnéticos e motores causam a distorçam no campo geomagnético, também não é ideal o uso de um equipamento para auxiliar no movimento, como por exemplo, um braço robótico.
- **Influência do ruído na calibração:** a distribuição das medições de um sensor magnético tende a seguir comportamento gaussiano (NOWICKA, 2009). Obviamente que a presença deste ruído influencia nos parâmetros estimados para determinado conjunto de dados. Por exemplo, mesmo que determinada coleta de dados seja realizada de forma idêntica, ou seja, os dados coletados para um sensor exatamente na mesma posição e no mesmo local, os valores das observações possuem diferenças devido ao ruído e, conseqüentemente, os parâmetros estimados irão variar em relação ao valor verdadeiro dos erros.

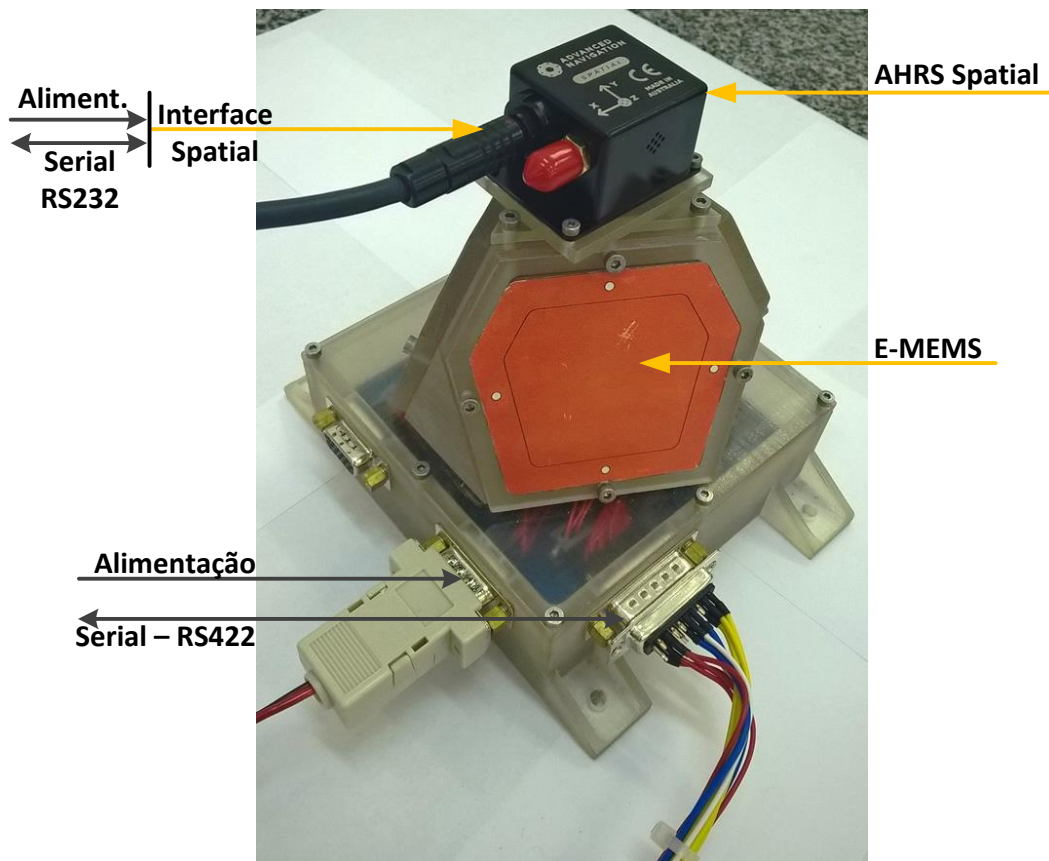
O conjunto da bobina de Helmholtz e o uso desta na calibração visa reduzir a influência dos fatores apresentados. A vantagem do uso da bobina é que o sensor é mantido parado no centro do sistema, variando somente o campo gerado pela bobina sendo que este possui módulo constante. Os pontos de campo gerados também visam distribuir da melhor forma possível ao longo da esfera. Neste caso, esta foi dividida em 572 pontos conforme será apresentado na sequência.

Por fim é mostrado que a partir da repetição da coleta de dados para estes 572 pontos, ou seja, realizando n iterações ao longo desta distribuição é possível reduzir a influência do ruído gaussiano no processo de calibração. As simulações, apresentadas na seção 9.3.1, mostram a convergência da metodologia proposta com o aumento de n .

9.2.2 Metodologia dos Testes de Calibração

Os sensores testados são o magnetômetro presente no AHRS Spatial, cujo componente é de fabricação da própria empresa Advanced Navigation e um dos sensores magnéticos HMC5883L presente no E-MEMS. A Fig. 9.3 mostra a montagem de ambos sistemas e como estes são alinhados.

Figura 9.3: Montagem do sistema com o AHRS Spatial e o E-MEMS para os testes com *hardware* modular.



Fonte: O autor (2016).

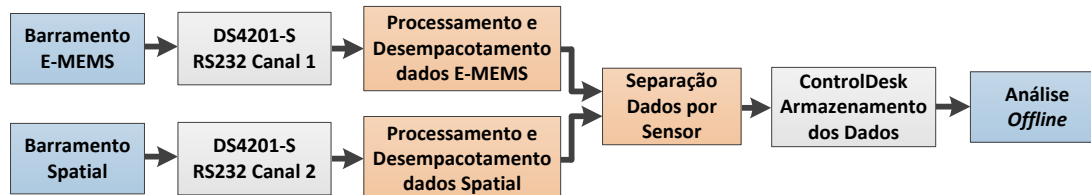
Nesta montagem apresentada, o sensor magnético do AHRS está alinhado com o sensor magnético da base do E-MEMS. Apesar dos eixos destes sensores possuírem mesma direção, os eixos x e z estão em sentido contrário nos equipamentos. Os testes que são realizados na sequência utilizam somente o sensor posicionado na base do E-MEMS. Os outros três localizados na pirâmide da estrutura mecânica do experimento são desconsiderados.

O teste proposto envolve duas etapas específicas:

- Metodologia para a geração do campo magnético desejado, conforme os dados esperados ao redor da esfera obtida com os campos em cada eixo;
- Metodologia para aquisição e análise das observações dos sensores magnéticos à serem testados.

A aquisição dos dados dos sensores magnéticos é efetuada pela interface RS-232 disponível na plataforma HiL, diretamente pela placa DS2101-S do sistema dSPACE, utilizando um canal para cada equipamento. Assim é garantido que os dados sejam coletados simultaneamente e em tempo real, estando também sincronizados com o campo magnético que será gerado pela bobina. O *software* ControlDesk, responsável por acompanhar a simulação HiL durante sua operação, salva todos os dados obtidos pelos sensores para que estes sejam analisados posteriormente, visto que não há a necessidade da análise em tempo real. A Fig. 9.4 apresenta o diagrama do modelo desenvolvido em Simulink e executado no sistema dSPACE.

Figura 9.4: Diagrama do modelo desenvolvido em *Simulink* para receber, processar e armazenar os dados do E-MEMS e do AHRS Spatial.

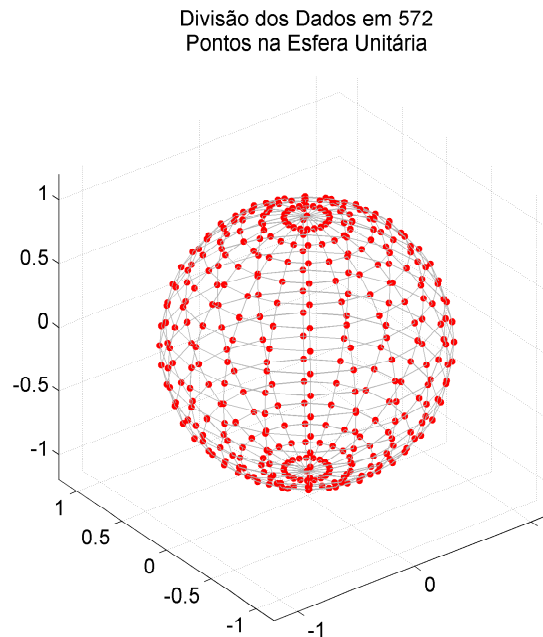


Fonte: O autor (2016).

Foram implementadas as funções para interface e desempacotamento dos dados de cada um dos dispositivos de acordo com seus respectivos protocolos. Os dados são então separados e salvos durante a simulação pelo ControlDesk. As análises são feitas de modo *offline* para os dados adquiridos em tempo real.

Em relação ao método para a geração do campo magnético, a bobina de Helmholtz é utilizada sempre considerando o sistema em malha fechada discutido no capítulo 8. Para contornar os três problemas apresentados na seção anterior, foi determinado que a esfera que descreve as medições nos três eixos fosse dividida em 572 pontos, de forma que a distribuição destes seja a mais uniforme possível. A Fig. 9.5 mostra essa divisão teórica e também sobre a esfera normalizada. Assim, nos testes práticos estes dados devem possuir o módulo conforme definido no modelo da simulação. Para os testes realizados neste trabalho o módulo constante definido para o campo gerado é de 500 mG.

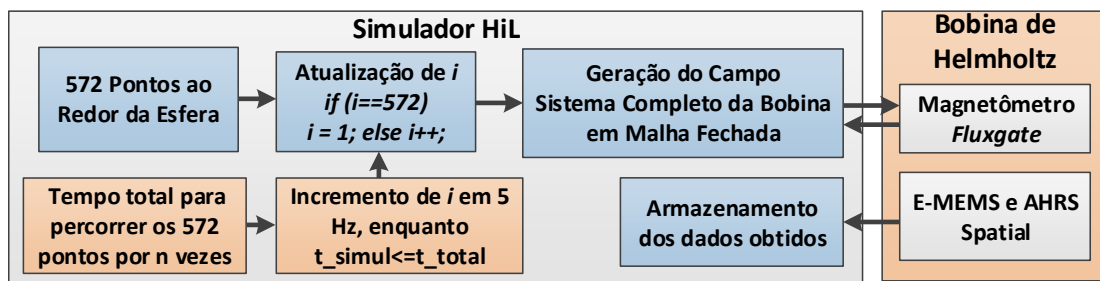
Figura 9.5: Distribuição dos dados à serem gerados na bobina de Helmholtz, considerando sua representação na esfera unitária normalizada.



Fonte: O autor (2016).

Para cada um dos 572 valores, uma leitura dos sensores do E-MEMS e do AHRS foi realizada, sendo este ciclo repetido por n vezes para analisar o comportamento da calibração com o aumento do número de amostras (método de Monte Carlo), visando diminuir a influência do ruído gaussiano na calibração. Desta forma é possível verificar o comportamento e a convergência dos parâmetros estimados conforme o aumento do número de repetições dos 572 pontos. A Fig. 9.6 descreve o modelo desenvolvido em Simulink e executado no *hardware* modular para a execução do procedimento descrito.

Figura 9.6: Diagrama para a aplicação do simulador HiL e da bobina de Helmholtz para a calibração de sensores



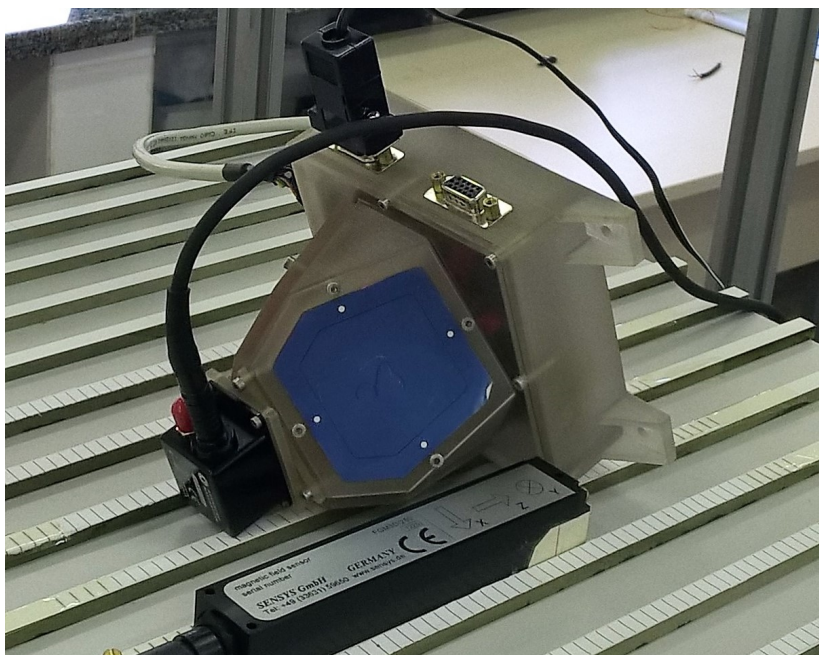
Fonte: O autor (2016).

A simulação implementada e descrita na Fig. 9.6 percorre os 572 pontos ao redor da esfera, repetindo o procedimento por n vezes, sendo este número total de repetições ajustado pelo operador diretamente no *software* ControlDesk. É essencial observar que a atualização dos valores do campo a ser gerado pela bobina é feita com frequência

de 5 Hz, enquanto que os dados dos sensores são amostrados em 10 Hz. Com este procedimento é possível garantir que eventuais leituras dos sensores do E-MEMS e do AHRS, enquanto a bobina ainda está estabilizando o campo magnético, não sejam consideradas. Isto é possível pois após atualizar o campo na bobina, a primeira leitura dos sensores são descartadas, e somente aquela na sequência é dada como válida.

A Fig. 9.7 mostra como o conjunto do E-MEMS e o AHRS são posicionados no interior da bobina de forma que estes estejam o mais próximo possível da origem do sistema, onde o magnetômetro *fluxgate* está posicionado.

Figura 9.7: Posicionamento do AHRS Spatial e do E-MEMS para os testes de calibração com a bobina de Helmholtz.



Fonte: O autor (2016).

Como a calibração independe da atitude, mas sim do módulo constante do campo e da sua distribuição de pontos, o sistema dos sensores não necessita estar alinhado com os eixos do sensor de referência. Portanto o posicionamento mostrado busca manter todos os sensores o mais próximo possível do centro do sistema.

Além dos testes com os dados dos sensores do E-MEMS e do AHRS, a metodologia anterior foi antes validada a partir de dados simulados. Neste caso, ao invés da utilização das medidas dos sensores magnéticos, estes valores foram também simulados em *software*, a partir da inserção de erros e de ruído gaussiano. A simulação é vantajosa para validar o método, uma vez que os erros inseridos são conhecidos. Isso permite analisar a metodologia implementada e averiguar as vantagens obtidas na calibração.

Para o processo totalmente simulado, as discussões e resultados são apresentados

na seção 9.3.1. Estes incluem a distribuição obtida dos parâmetros calibrados, os erros em relação aos valores teóricos e por fim a convergência com aumento de n de repetições no processo, ou seja, incluindo $572 \cdot n$ medidas. Para os resultados práticos, vistos nas seções 9.3.2 e 9.3.3, é feita a mesma discussão, exceto pela comparação em relação valor verdadeiro, uma vez que este não é conhecido.

De forma a sumarizar a metodologia apresentada nesta seção, a seguir é descrita detalhadamente a sequência de etapas implementadas:

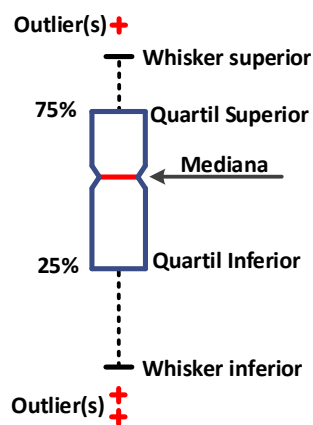
1. Divisão da esfera unitária em m pontos de forma simétrica. Neste caso foi determinado o uso de 572 pontos distintos conforme a distribuição da Fig. 9.5;
2. A partir da esfera perfeita, escolher valores de *offsets*, escala e alinhamento de forma a gerar dados simulados com erro, mostrado também na Fig. 9.5;
3. Para o vetor dos 572 dados simulados com erros, montar $572 \cdot n$ (para a simulação foi utilizado $n = 300$) dados com ruídos aleatórios de forma a simular o sensor magnético HMC5883L, presente no E-MEMS;
4. Estimar o valor dos parâmetros de calibração para cada uma das 300 amostras considerando o método de Foster e Elkaim (2008) e de Takahashi et al. (2010). Com estes parâmetros, montar a distribuição para cada um dos nove parâmetros e posteriormente analisar graficamente o comportamento caso as amostras incluam a média dos n conjuntos simulados;
5. Validado o método teórico, o simulador HiL foi configurado para gerar os 572 pontos considerando um campo magnético com 500 mG de módulo, utilizando o sistema em malha fechada com o controlador digital PID;
6. Posicionar o conjunto do E-MEMS com o AHRS o mais próximo possível do sensor *fluxgate* usado como referência;
7. Gerar os 572 valores de campo por n vezes (para dados práticos foi utilizado $n = 100$), realizando a medida dos sensores magnéticos para cada um dos $572 \cdot n$ pontos;
8. Aplicar os dois métodos de calibração para cada um dos 100 conjuntos e analisar a distribuição dos parâmetros. Analisar a convergência dos parâmetros de calibração ao realizar a média dos pontos conforme o aumento do número de conjuntos.

Conforme será discutido, a metodologia prática (itens 5-8) foi realizada exatamente da mesma forma tanto para os resultados da seção 9.3.2, como também daqueles

vistos na seção 9.3.3. A diferença é que os testes de calibração com a bobina foram realizados com 72 horas de intervalo. O objetivo desta análise foi averiguar a variação dos parâmetros estimados para os sensores do E-MEMS e do AHRS. Vale citar que o procedimento foi realizado em outros momentos, mas com estes resultados específicos já é possível analisar e discutir sobre as variações observadas com a variação do tempo.

Em relação a metodologia para a exposição dos resultados, devido ao grande número de conjuntos, e conseqüentemente de parâmetros de calibração em cada teste, a apresentação destes é feita graficamente através de um diagrama de caixa, também conhecido como *boxplot*. A Fig. 9.8 mostra os pontos notáveis deste diagrama.

Figura 9.8: Exemplo e explicação dos pontos notáveis em um diagrama de caixa.



Fonte: O autor (2016).

Além da distribuição dos dados representadas no diagrama de caixa, para cada teste é exibida uma tabela com a média de cada parâmetro calculado bem como o desvio padrão considerando o conjunto de amostras tomado.

9.3 Resultados da Calibração

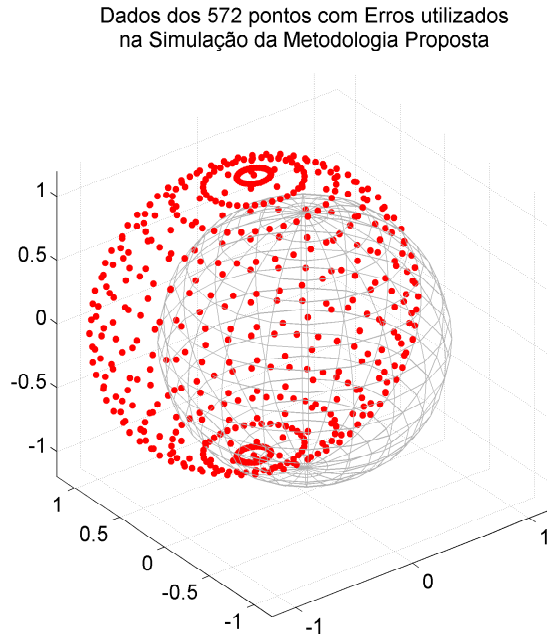
9.3.1 Validação da Metodologia com Dados Simulados

O objetivo da análise dos resultados apresentados nesta seção é comprovar a eficácia da metodologia proposta para a calibração com o simulador HiL. A partir da divisão dos dados nos 572 pontos da esfera unitária, estes pontos foram distorcidos a partir de fatores de escala, *offsets* e ângulos de alinhamentos pré-determinados, resultando em um elipsoide que simula um sensor magnético com a presença destes erros.

A Fig. 9.9 mostra o conjunto de pontos que serão utilizados nos testes dessa seção. Estes foram obtidos a partir dos pontos da Fig. 9.5, considerando a adição dos erros da Eq. 9.31. É importante observar que a escala destes dados está dividida pelo módulo

do campo magnético a ser gerado. Para simular os dados, foi determinado que estes teriam módulo constante de 500 mG. Considerando a simulação de um sensor com sensibilidade de 1 bit/mG, as medidas teóricas estariam entre ± 500 bits.

Figura 9.9: Distribuição dos dados teóricos simulados, com a adição dos erros descritos na Eq. 9.31, utilizados na validação da metodologia de calibração proposta.



Fonte: O autor (2016).

$$\begin{aligned}
 a &= 1, 20; & b &= 0, 95; & c &= 1, 10; \\
 x_0 &= -80 \text{ mG}; & y_0 &= 180 \text{ mG}; & z_0 &= 45 \text{ mG}; \\
 \rho &= -0, 50^\circ; & \phi &= 0, 35^\circ; & \lambda &= 0, 45^\circ,
 \end{aligned}
 \tag{9.31}$$

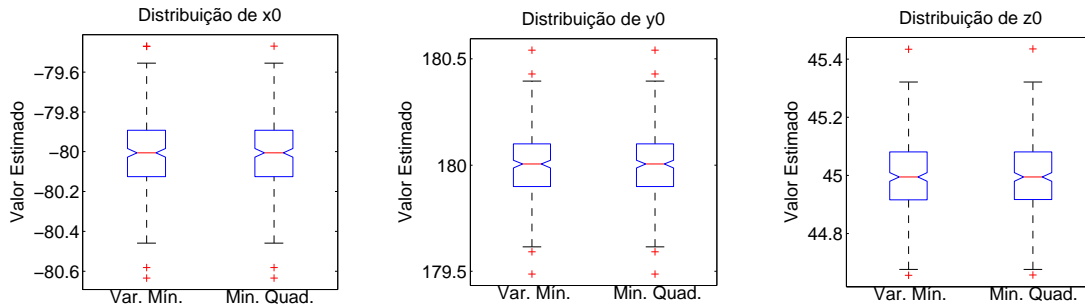
sendo a , b e c os fatores de escala, x_0 , y_0 e z_0 os *offsets* e ρ , ϕ e λ os erros de alinhamento. Todos estes respectivamente para os eixos x , y e z .

É essencial observar que os erros simulados ainda não incluem a presença de ruído. Para os 572 pontos no elipsoide obtidos com a adição dos erros acima, foram simulados 300 conjuntos de 572 pontos com ruído gaussiano aleatório e distinto. Para maior verossimilhança com os testes práticos realizados na sequência, o desvio padrão do ruído simulado é de 2 mG, valor especificado no sensor magnético do E-MEMS. Esta etapa de simulação dos dados foi realizada somente com o uso do Matlab.

Para cada um dos 300 conjuntos foram aplicados os métodos de calibração descritos no trabalho, ou seja, foram obtidos 300 parâmetros de calibração distintos para a solução de Takahashi et al. (2010) e este número para a metodologia de Foster e Elkaim (2008). Estas são representadas nos gráficos como *Var. Min.* e *Min. Quad.*, respectivamente.

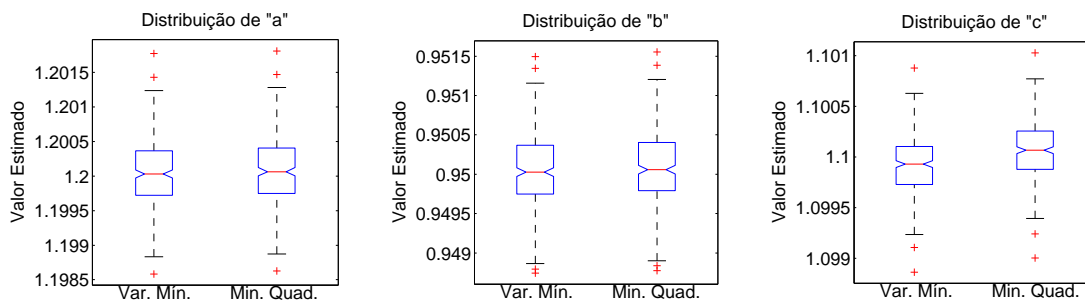
As Figs. 9.10, 9.11 e 9.12 mostram os diagramas de caixa, dos parâmetros estimados, respectivamente para os *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento.

Figura 9.10: Distribuição dos *offsets* para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.



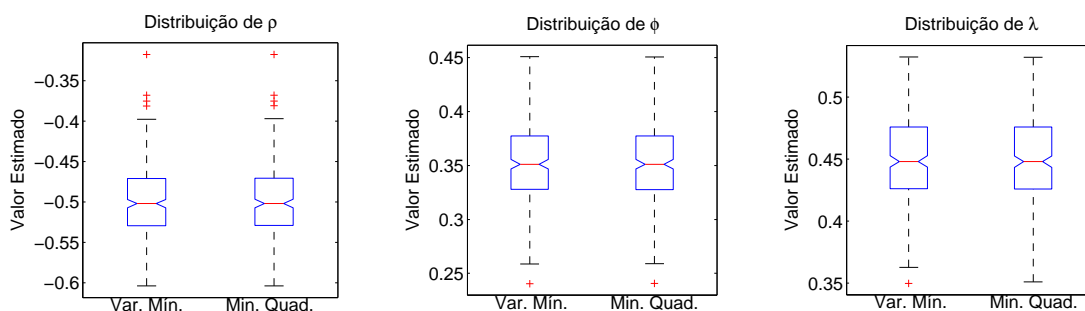
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.11: Distribuição dos fatores de escala para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.12: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração dos dados simulados, considerando 300 amostras com ruídos distintos para os 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

A análise dos resultados das Figs. 9.10, 9.11 e 9.12 demonstram como o valor da mediana da distribuição obtida para os parâmetros estimados está próxima ao valor verdadeiro dos erros simulados. Também é notável que as diferenças entre os parâmetros estimados para os métodos de *Var. Min.* e *Mín. Quad.* são imperceptíveis graficamente, exceto para o fator de escala do eixo z .

Mesmo com a distribuição simétrica implementada com os 572 pontos ao redor da esfera, os parâmetros obtidos ainda variam ao redor do valor verdadeiro. Este fato decorre da presença do ruído gaussiano adicionado no processo.

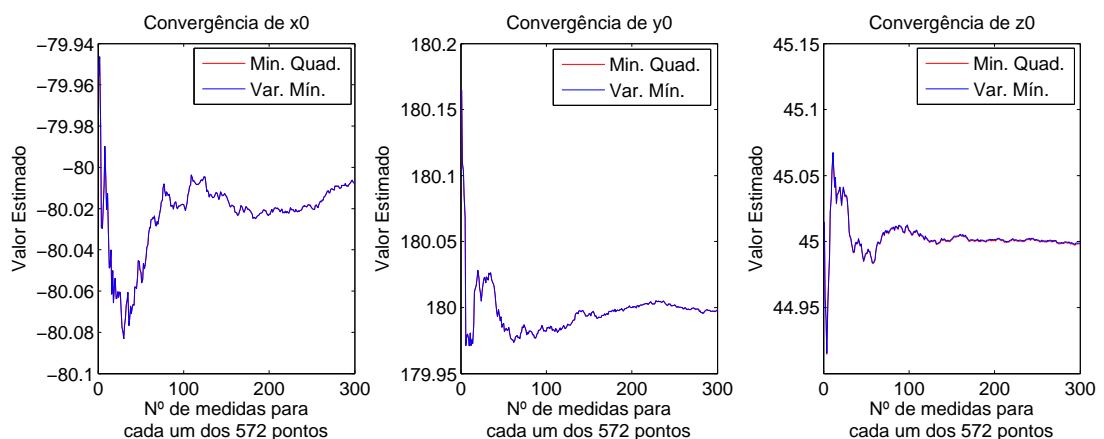
Como a metodologia proposta é a realização de n repetições (neste caso 300) deste processo, individualmente para cada um dos 572 pontos é realizada média das n medidas, para posteriormente aplicar a calibração no conjunto das 572 médias. Este processo é matematicamente equivalente a estimar os parâmetros de calibração para cada uma das n repetições e posteriormente calcular a média destes. Assim, é esperando que com o aumento de n o valor médio estimado esteja cada vez mais próximo do verdadeiro.

Para visualizar o resultado deste procedimento, foram elaborados gráficos que mostram a evolução dos parâmetros estimados com o aumento do número de conjuntos utilizados na calibração. As Figs. 9.13, 9.14 e 9.15 mostram os resultados respectivamente para os *offsets*, escalas e ângulos de alinhamento.

Fica evidente que com o aumento do número de medidas em cada uma das 572 divisões da esfera, os parâmetros estimados se aproximam do valor verdadeiro. O comportamento dos parâmetros estimados para os dois algoritmos aplicados são praticamente idênticos, tanto em valor quanto no comportamento com o aumento das medidas.

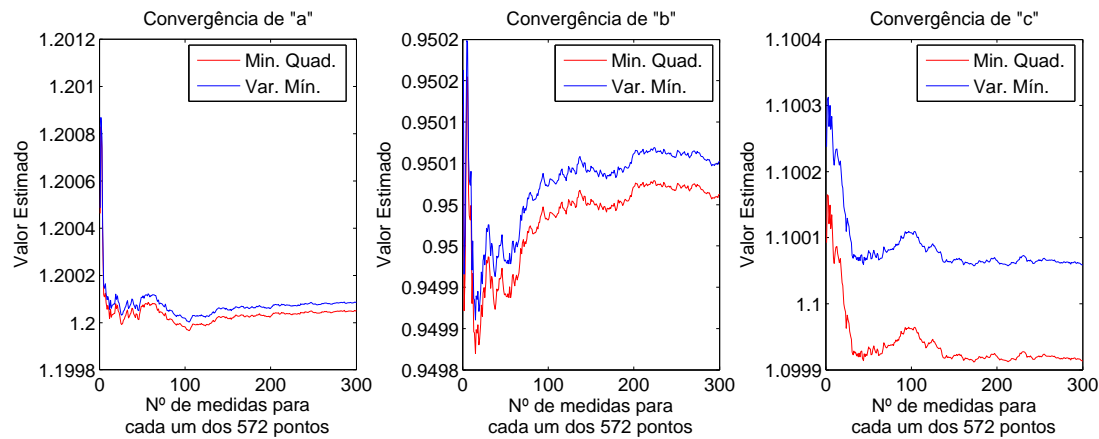
A comparação numérica entre os valores finais estimados para os dois métodos, considerando a média de todos os conjuntos e seu desvio padrão, são apresentados na Tab. 9.1.

Figura 9.13: Comportamento dos *offsets* estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto.



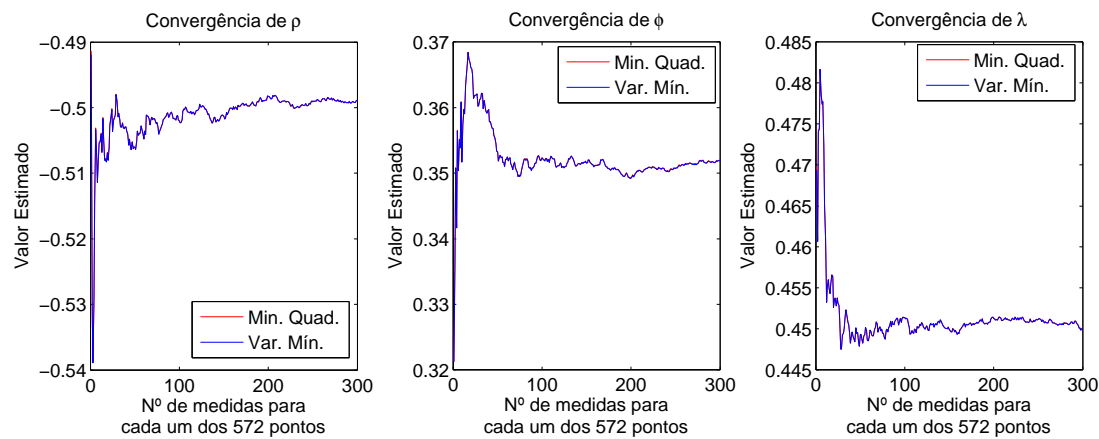
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.14: Comportamento dos fatores de escala estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.15: Comportamento da estimação dos ângulos de alinhamento estimados considerando o incremento do número de conjuntos simulados (n) usados no processo de estimação ($n=1,2,\dots,300$), assumindo os 572 pontos por conjunto.



Fonte: O autor (2016).

Tabela 9.1: Parâmetros de calibração obtidos para os dados simulados considerando o uso dos 300 conjuntos.

Resultados da calibração para o magnetômetro Simulado									
Método Usado	a $\pm\sigma$	b $\pm\sigma$	c $\pm\sigma$	x_0 $\pm\sigma$	y_0 $\pm\sigma$	z_0 $\pm\sigma$	ρ (°) $\pm\sigma$	ϕ (°) $\pm\sigma$	λ (°) $\pm\sigma$
Var.	1,2000	0,9501	1,1000	-80,0083	179,9984	44,9987	-0,4989	0,3518	0,4498
Min.	$\pm 0,0005$	$\pm 0,0005$	$\pm 0,0003$	$\pm 0,1810$	$\pm 0,1541$	$\pm 0,1202$	$\pm 0,0435$	$\pm 0,0351$	$\pm 0,0360$
Min.	1,2000	0,9500	1,0999	-80,0083	179,9984	44,9981	-0,4989	0,3519	0,4499
Quad.	$\pm 0,0005$	$\pm 0,0005$	$\pm 0,0003$	$\pm 0,1810$	$\pm 0,1541$	$\pm 0,1202$	$\pm 0,0435$	$\pm 0,0351$	$\pm 0,0360$

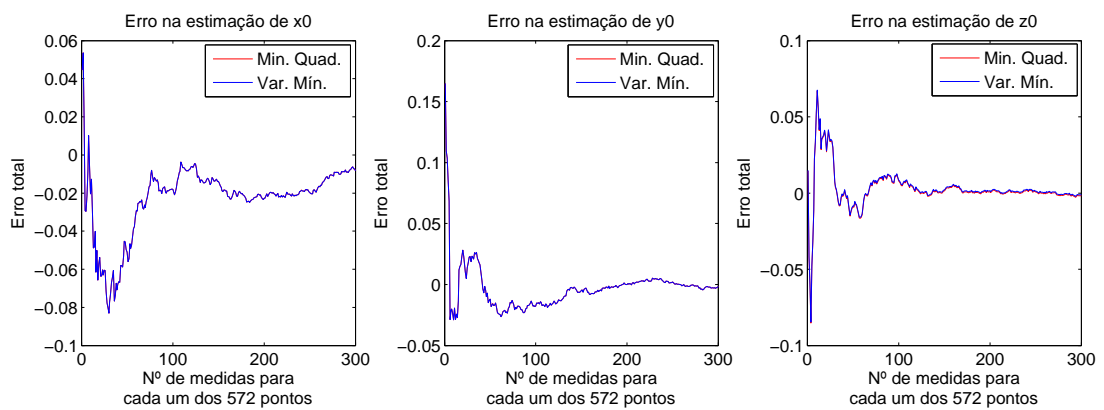
Os resultados numéricos dos parâmetros estimados, assumindo as médias dos conjuntos, mostram que as maiores diferenças entre os dois algoritmos aplicados acontecem a partir da quarta decimal. Percebe-se também que as diferenças em relação aos parâmetros verdadeiros da Eq. (9.31) são mínimas, ocorrendo nos piores casos na

terceira casa decimal.

Por fim, as Figs 9.16, 9.17 e 9.18 apresentam a evolução dos erros em relação ao valor verdadeiro, conforme o aumento do número de medidas utilizados na estimação, respectivamente para a estimação dos *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento.

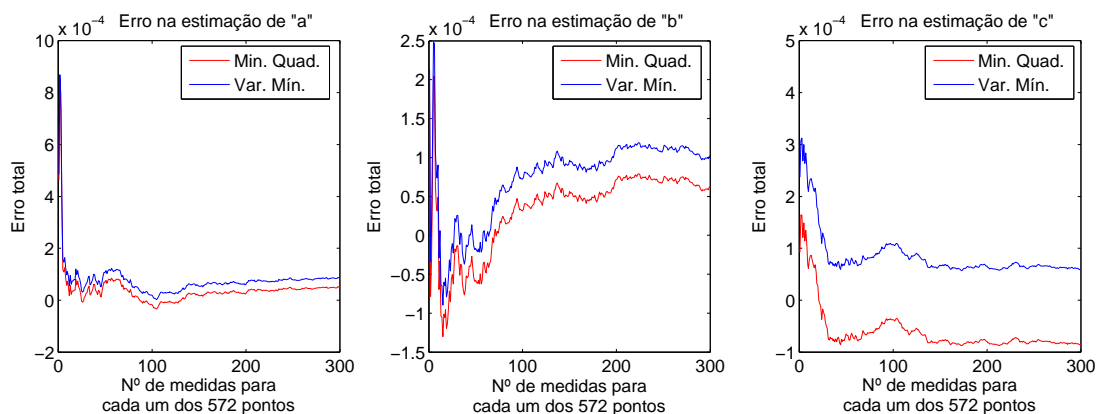
Estes resultados mostram que esta metodologia proposta para a calibração, de fato, melhora e aproxima os valores estimados ao valor real, apresentando convergência destes conforme o aumento do número de conjuntos. Este método evita que eventuais medidas com um ruído maior tenham menos influência na calibração, uma vez que o comportamento deste é assumido gaussiano para sensores magnéticos. Também é esperado que as distorções discutidas na seção 9.2.1 sejam reduzidas.

Figura 9.16: Erro dos *offsets* estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$).



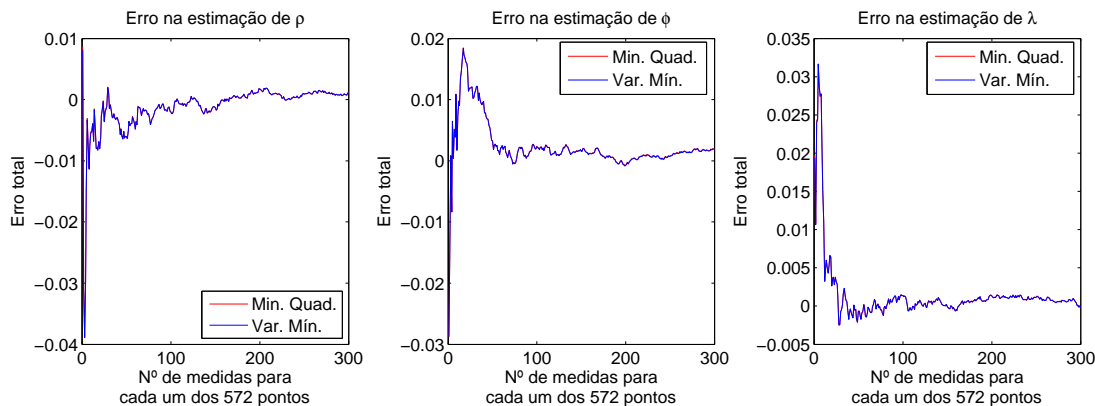
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.17: Erro dos fatores de escala estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$).



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.18: Erro dos ângulos de alinhamentos estimados em relação ao valor verdadeiro conforme o aumento do número de conjuntos simulados usados ($n=1,2,\dots,300$).



Fonte: O autor (2016).

Os resultados das simulações implementadas mostram que a metodologia é capaz de melhorar os parâmetros estimados. A partir da distribuição dos dados na esfera, e conforme o aumento do número de repetições desta distribuição, a média dos parâmetros estimados tende a convergir para o valor verdadeiro. Tal convergência é esperada visto que o ruído adicionado aos dados simulados possui distribuição gaussiana. A seção a seguir apresenta os resultados com os sensores do E-MEMS e do AHRS Spatial.

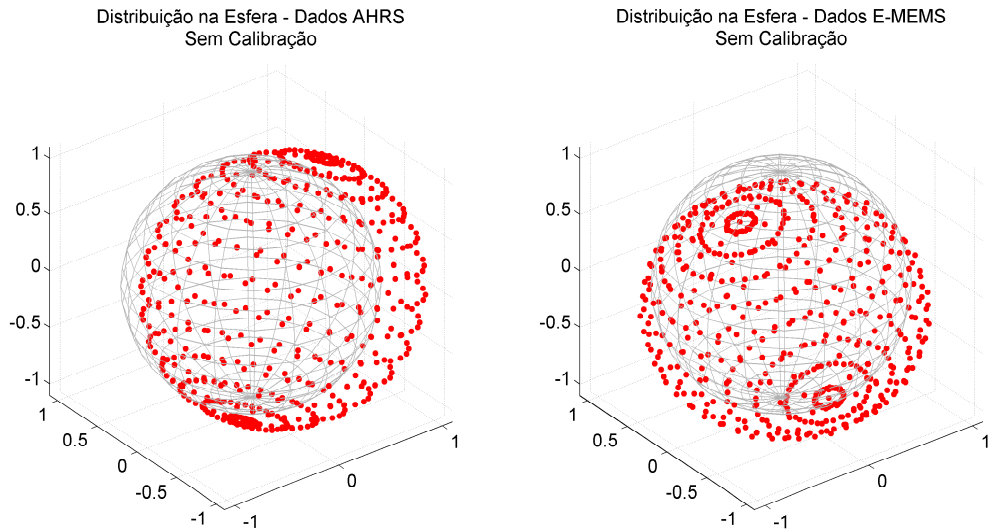
9.3.2 Resultados com Sensores do E-MEMS e AHRS Spatial

Aplicando a metodologia proposta, explicada no diagrama da Fig. 9.6, os dados foram coletados para um conjunto de 100 repetições para cada um dos 572 pontos da divisão da esfera apresentada na Fig. 9.5. Os dados colhidos, representados sobre a esfera unitária, para os sensores magnéticos do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS são mostrados na Fig. 9.19.

Como esperado para dados de sensores de baixo custo, as esferas obtida pelos dados formam elipsoides devido aos erros existentes. É essencial reforçar que a calibração independe das coordenadas dos diversos sensores estarem alinhadas. Neste caso, os eixos dos sensores do E-MEMS e o AHRS Spatial não estão alinhados entre si, e nem em relação ao magnetômetros fluxgate, conforme o posicionamento da Fig. 9.7.

Os parâmetros de calibração foram calculados aplicando os métodos de calibração de Foster e Elkaim (2008) e Takahashi et al. (2010) de forma independente para cada um dos 100 conjuntos de 572 pontos. Novamente os métodos utilizados são denominados como *Min. Quad.* e *Var. Min.*, respectivamente.

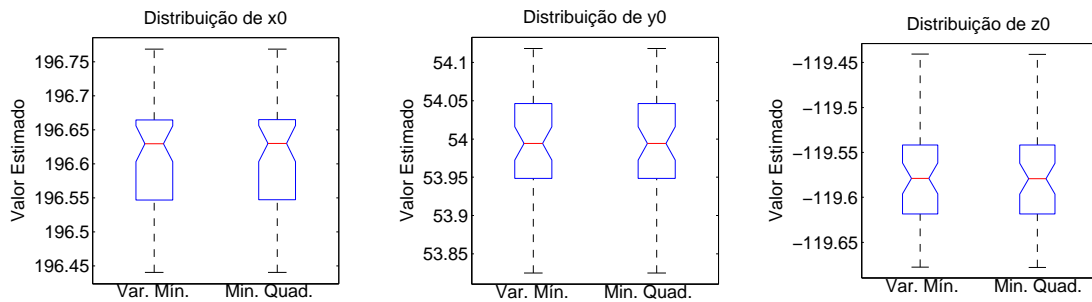
Figura 9.19: Distribuição na esfera dos dados dos magnetômetros do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS sem correções, para um dos conjuntos de 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

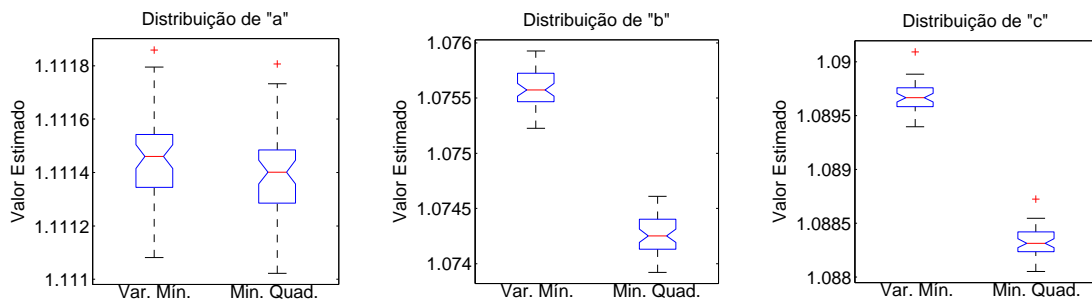
A distribuição dos 100 conjuntos de parâmetros estimados para o sensor magnético do AHRS são apresentadas, em diagramas de caixa, nas Figs. 9.20, 9.21 e 9.22. Nesta ordem para os *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento.

Figura 9.20: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



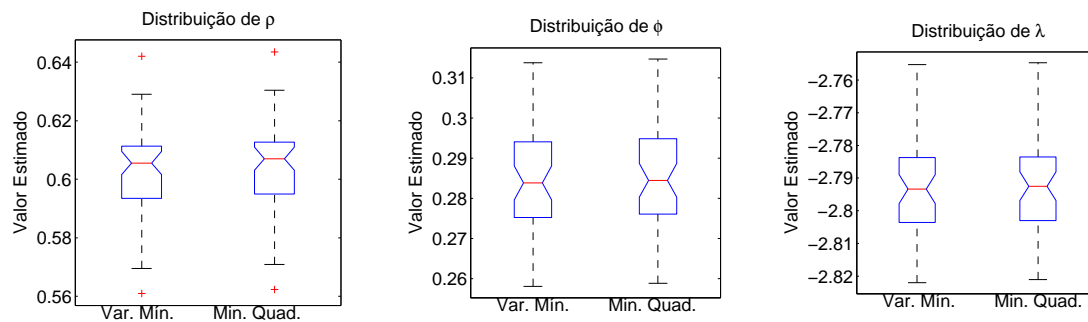
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.21: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.22: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Analisando os resultados para o AHRS Spatial, percebe-se que a distribuição de todos os parâmetros possuem poucos valores discrepantes em relação a média obtida. Já a estimação para os dois métodos utilizados é muito próxima, visualmente uma diferença significativa acontece apenas para os parâmetros de escala dos eixos y e z , sendo que numericamente a diferença encontrada está na terceira casa decimal. Estas análises são reforçadas pelos parâmetros obtidos considerando a média e o desvio padrão de todos os conjuntos, mostrados na Tab. 9.2. A análise da convergência será feita adiante.

Tabela 9.2: Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro do AHRS considerando o uso dos 100 conjuntos de 572 pontos.

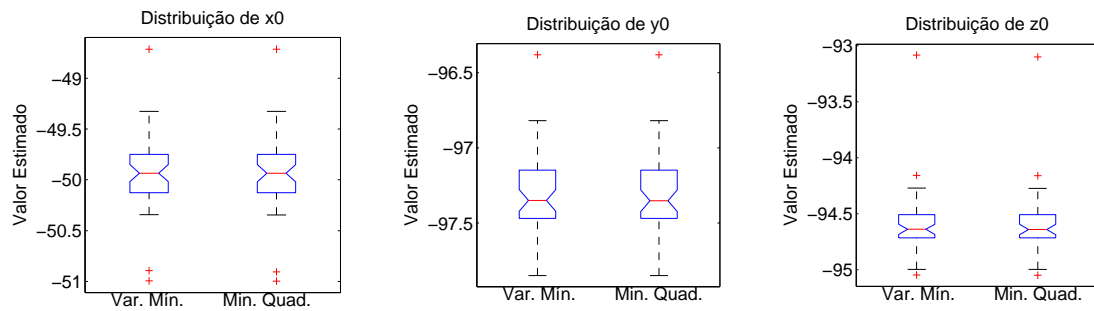
Resultados da calibração para o magnetômetro do sensor AHRS Spatial									
Método Usado	a $\pm\sigma$	b $\pm\sigma$	c $\pm\sigma$	x_0 $\pm\sigma$	y_0 $\pm\sigma$	z_0 $\pm\sigma$	ρ ($^\circ$) $\pm\sigma$	ϕ ($^\circ$) $\pm\sigma$	λ ($^\circ$) $\pm\sigma$
Var. Min.	1,1114 $\pm 0,0002$	1,0743 $\pm 0,0002$	1,0883 $\pm 0,0002$	196,6150 $\pm 0,0771$	53,9926 $\pm 0,0667$	-119,5800 $\pm 0,0534$	0,6034 $\pm 0,0164$	0,2844 $\pm 0,0123$	-2,7919 $\pm 0,0155$
Min. Quad.	1,1115 $\pm 0,0002$	1,0756 $\pm 0,0002$	1,0897 $\pm 0,0002$	196,6149 $\pm 0,0771$	53,9926 $\pm 0,0667$	-119,5798 $\pm 0,0534$	0,6021 $\pm 0,0163$	0,2837 $\pm 0,0123$	-2,7924 $\pm 0,0155$

Já a distribuição dos parâmetros estimados para o processo de calibração do magnetômetro da Placa 4 do E-MEMS são vistos nas Figs. 9.23, 9.24 e 9.25, seguindo a mesma ordem dos dados do AHRS.

Os resultados observados para o sensor HMC5883L do E-MEMS mostram que os parâmetros estimados possuem uma distribuição com maior desvio padrão em relação ao valor médio do que os resultados com o sensor magnético do AHRS, resultado esperado devido a natureza de baixo custo e COTS desse sensor. Também é notável a existência de parâmetros discrepantes com em relação a média das amostras.

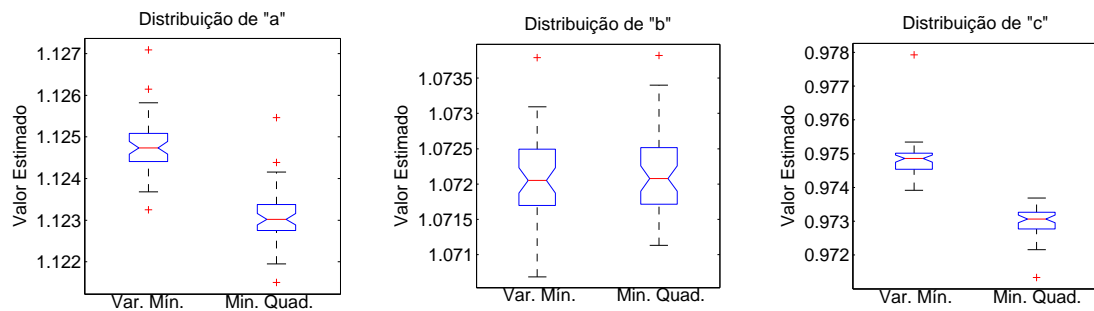
A comparação dos métodos de Var. Min. e Min. Quad. possuem comportamento semelhante ao visto para o AHRS. Com exceção dos fatores de escala para os eixos x e z , todas as distribuições são similares e praticamente imperceptível qualquer diferença

Figura 9.23: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



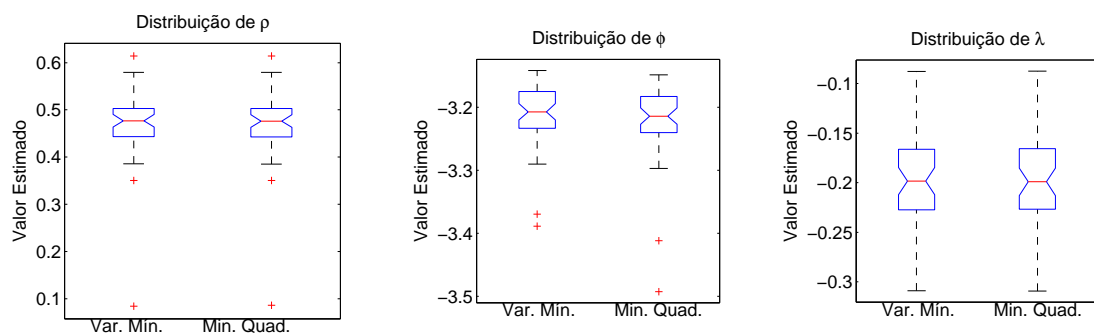
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.24: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.25: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 100 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

pela análise gráfica. Numericamente a diferença encontrada mesmo para os parâmetros a e c estão na terceira casa decimal, assim como na análise do AHRS. A Tab. 9.3 descreve os parâmetros obtidos considerando a média e o desvio padrão de todos os conjuntos.

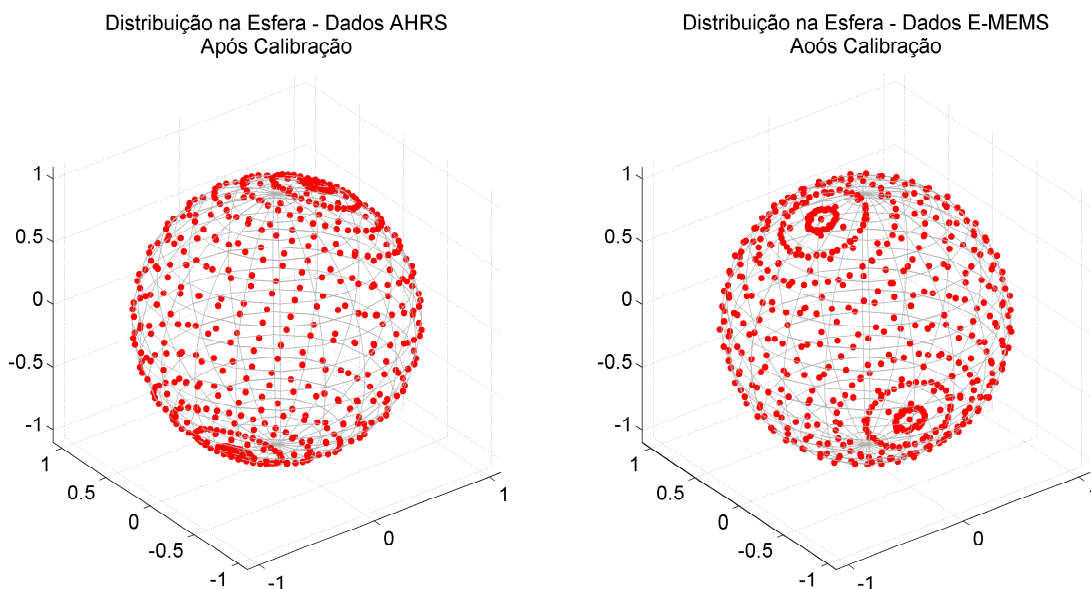
Selecionando aleatoriamente um dos conjuntos de dados sem calibração e corri-

gindo a partir dos parâmetros mostrados nas Tabs. 9.2 e 9.3, estes foram plotados sobre a esfera unitária. Os resultados são mostrados na Fig. 9.26.

Tabela 9.3: Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS considerando o uso dos 100 conjuntos de 572 pontos.

Resultados da calibração para o magnetômetro da Placa 4 do E-MEMS									
Método Usado	a $\pm\sigma$	b $\pm\sigma$	c $\pm\sigma$	x_0 $\pm\sigma$	y_0 $\pm\sigma$	z_0 $\pm\sigma$	ρ (°) $\pm\sigma$	ϕ (°) $\pm\sigma$	λ (°) $\pm\sigma$
Var.	1,1230	1,0722	0,9730	-49,9386	-97,3072	-94,5887	0,4689	-3,2220	-0,1973
Min.	$\pm 0,0007$	$\pm 0,0006$	$\pm 0,0004$	$\pm 0,3630$	$\pm 0,2700$	$\pm 0,2724$	$\pm 0,0762$	$\pm 0,0606$	$\pm 0,0501$
Min.	1,1248	1,0721	0,9748	-49,9377	-97,3071	-94,5867	0,4691	-3,2119	-0,1974
Quad.	$\pm 0,0007$	$\pm 0,0006$	$\pm 0,0005$	$\pm 0,3624$	$\pm 0,2699$	$\pm 0,2740$	$\pm 0,0766$	$\pm 0,0505$	$\pm 0,0502$

Figura 9.26: Distribuição na esfera dos dados dos magnetômetros do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS após a correção dos dados para um dos conjuntos de 572 pontos, considerando os parâmetros das Tabs. 9.2 e 9.3.

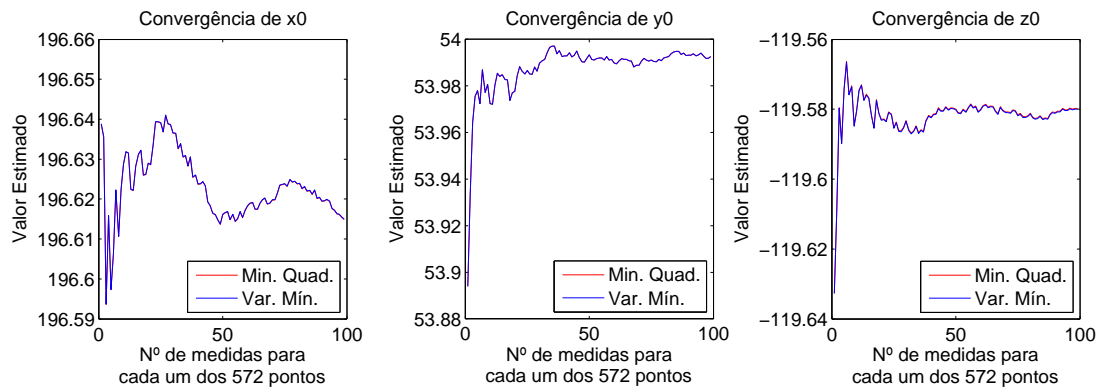


Fonte: O autor (2016).

Graficamente os dados corrigidos vistos na Fig. 9.26 estão bem distribuídos sobre a esfera para os dois sensores. No caso do sensor HMC5883L do E-MEMS é possível verificar que alguns dados apresentam distorções ao longo da esfera maiores do que os vistos no AHRS Spatial. Este fato é plausível uma vez que as características do sensor HMC5883L são inferiores em relação ao magnetômetro do AHRS, principalmente em resolução e nível de ruído.

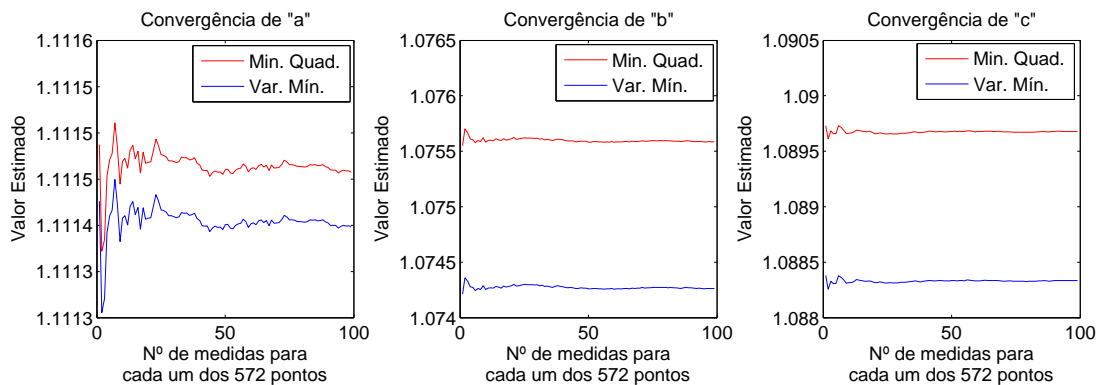
Similar a análise feita para os dados simulados, o comportamento dos parâmetros de calibração encontrados foram analisados considerando a média obtida com o aumento do número de conjuntos, neste caso para $n = 1, 2, \dots, 100$. Os resultados para o magnetômetro do AHRS são mostrados nas Figs. 9.27, 9.28 e 9.29, enquanto para o sensor HMC5883L da placa 4 do E-MEMS são vistos nas Figs. 9.30, 9.31 e 9.32.

Figura 9.27: Comportamento dos *offsets* estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



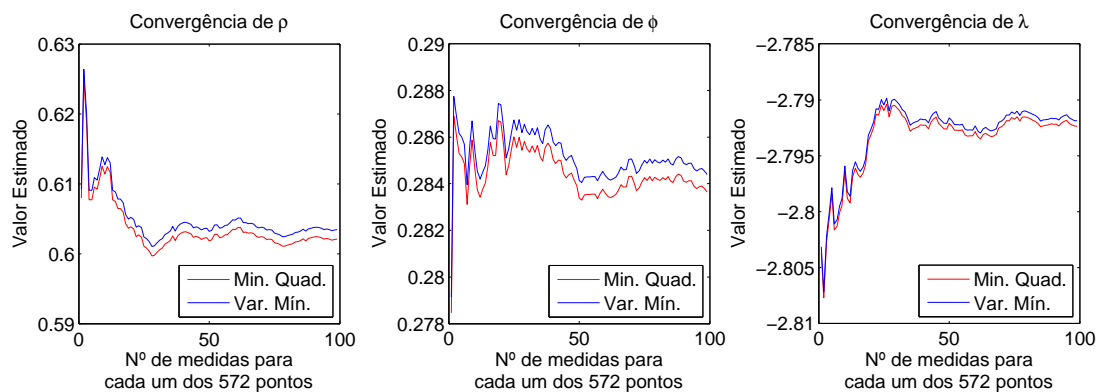
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.28: Comportamento dos fatores de escala estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



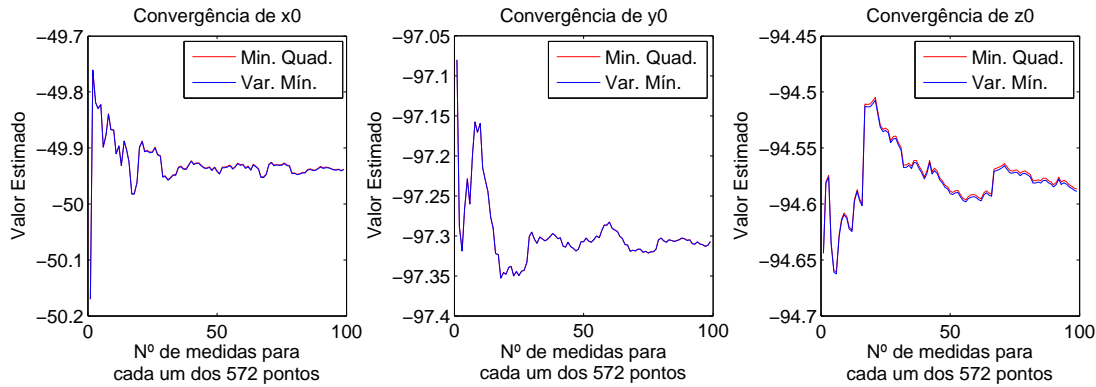
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.29: Comportamento dos ângulos de alinhamento estimados para o magnetômetro do AHRS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



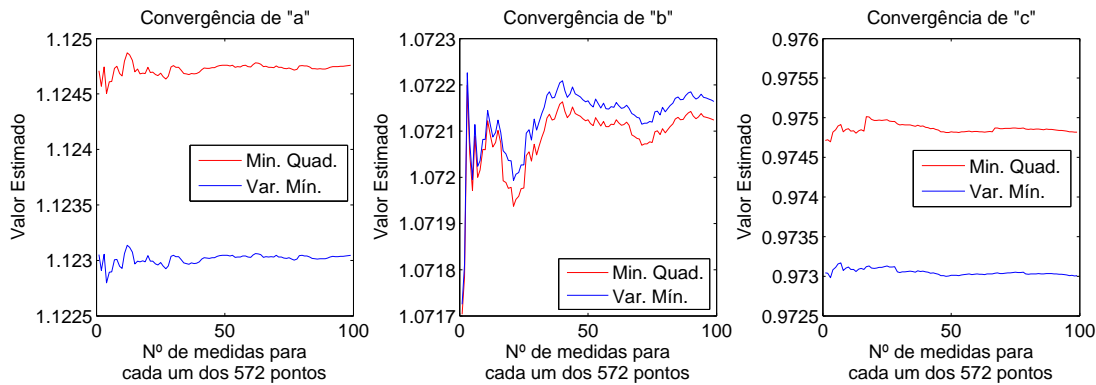
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.30: Comportamento dos *offsets* estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



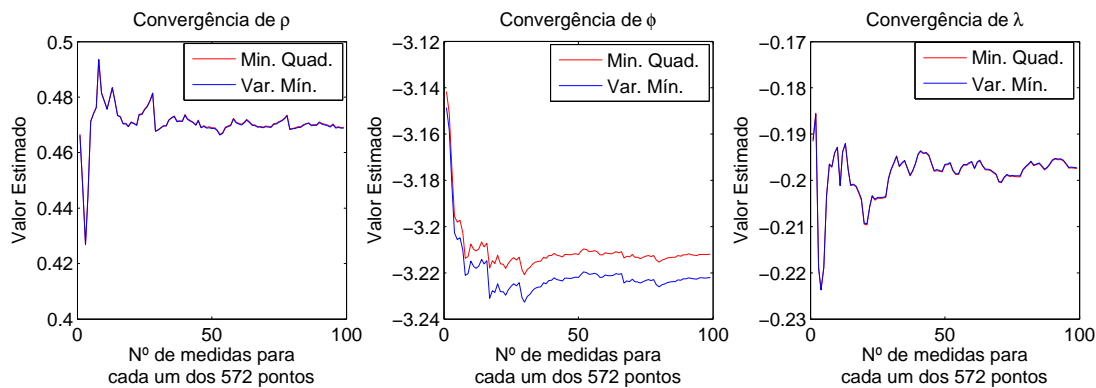
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.31: Comportamento dos fatores de escala estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.32: Comportamento dos ângulos de alinhamento estimados para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o incremento do número de conjuntos (n) usados no processo de estimação dos parâmetros ($n=1,2,\dots,100$).



Fonte: O autor (2016).

Os gráficos obtidos mostram que o comportamento dos parâmetros estimados tendem a convergir para um determinado valor, conforme o aumento do número de conjuntos utilizados na média. Em certos parâmetros, percebe-se ainda que com os 100 conjuntos de 572 pontos utilizados, a estimação ainda não apresenta uma convergência clara, sendo necessária a coleta de ainda mais pontos para melhorar este aspecto.

Uma vez que os ruídos de sensores magnéticos tendem a ter comportamento gaussiano, é esperado que a média dos parâmetros esteja cada vez mais próxima do valor do erro verdadeiro, conforme o aumento do número de conjuntos, e assumindo a distribuição ao redor da esfera unitária proposta pelo teste.

Os resultados apresentados mostram que de fato a metodologia implementada funciona para a coleta de um conjunto de dados realizada em um período curto de tempo. Todavia, os sensores em questão e seus respectivos erros podem variar de acordo com a temperatura, variações dos erros de *soft* e *hard-iron*, dentre outros. Desta forma, o procedimento experimental foi repetido em momentos diferentes para uma melhor análise do comportamento geral da metodologia.

9.3.3 Segundo Teste com os Sensores do E-MEMS e AHRS Spatial

O procedimento prático descrito foi refeito, considerando exatamente o mesmo procedimento da seção 9.3.2, porém em dias diferentes com intervalos aleatórios. Os resultados apresentados na sequência foram obtidos em teste realizado com 72 horas de intervalo entre os vistos na seção anterior. A única diferença neste é que foram considerados 75 conjuntos para os 572 pontos, frente aos 100 conjuntos do teste anterior¹.

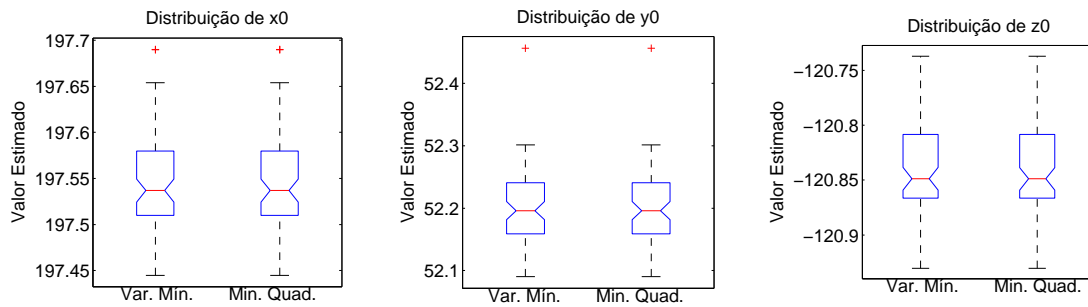
Inicialmente, os resultados obtidos são mostrados em diagramas de caixa para os parâmetros estimados e tabelas com os valores médios de cada conjunto de parâmetros e seu respectivo desvio padrão. Por fim, são apresentados os *boxplots* comparando os resultados da estimação deste teste com aquele realizado 72 horas antes.

Para o sensor magnético do AHRS, a distribuição dos parâmetros de calibração são vistas nas Figs. 9.33, 9.34 e 9.35, respectivamente, para os *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento. Realizando a média para todos os conjuntos e o desvio padrão das amostras, os resultados obtidos são mostrados na Tab. 9.4.

De forma similar, para o sensor magnético da placa 4 do E-MEMS, os resultados são vistos nas Figs. 9.36, 9.37 e 9.38. Já a média e o desvio padrão dos parâmetros são descritos na Tab. 9.5.

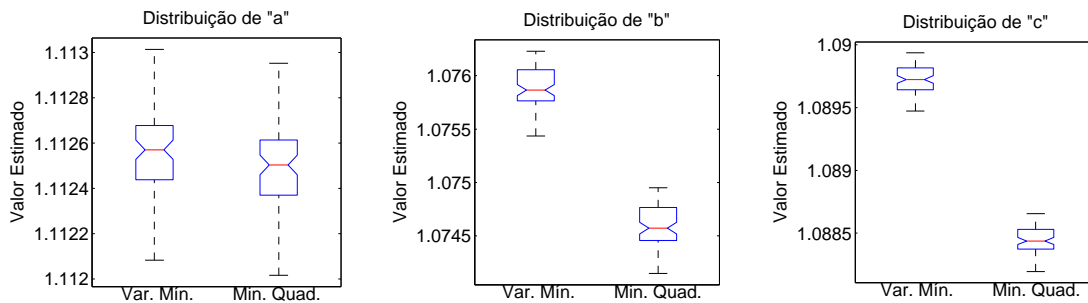
¹Esta diminuição em 25 conjuntos, em relação ao primeiro teste, deve-se a fatores técnicos do simulador HiL durante o teste realizado, não tendo ligação com a metodologia em si.

Figura 9.33: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando 75 amostras com 572 pontos.



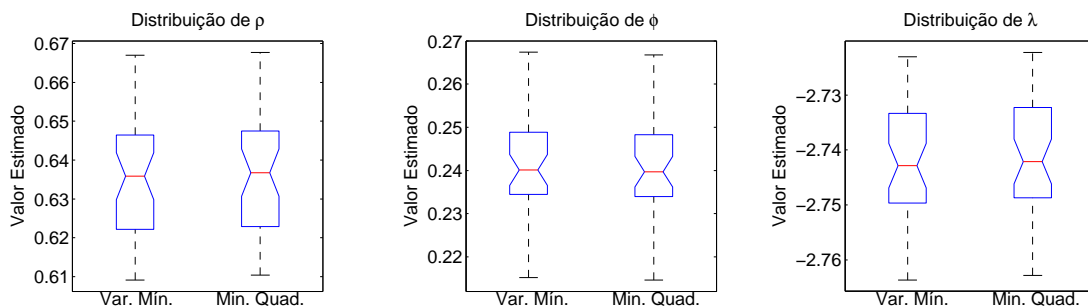
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.34: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.35: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS, considerando as 75 amostras com 572 pontos..

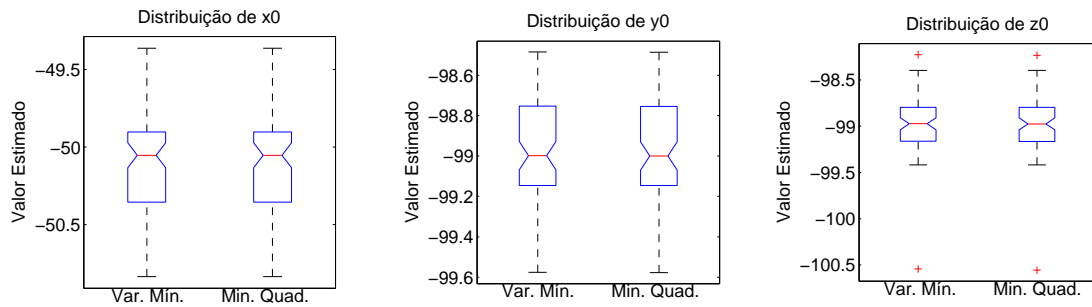


Fonte: O autor (2016).

Tabela 9.4: Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da AHRS Spatial, considerando o uso dos 75 conjuntos de 572 pontos, para teste realizado com intervalo de 72 horas entre os resultados da Tab. 9.2.

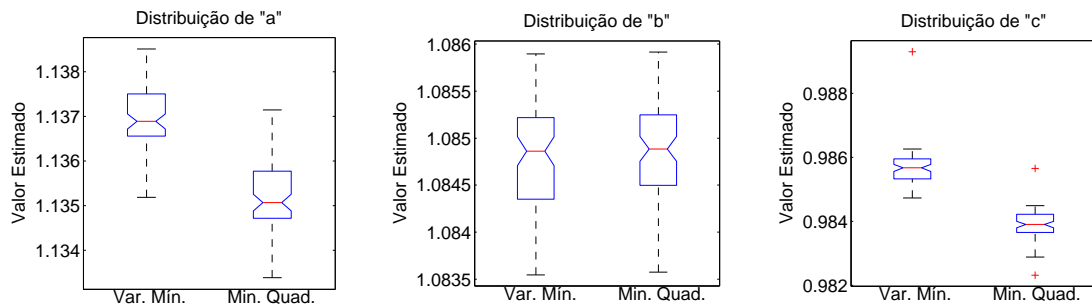
Resultados da calibração para o magnetômetro do sensor AHRS Spatial - Teste 2									
Método Usado	a	b	c	x_0	y_0	z_0	ρ (°)	ϕ (°)	λ (°)
	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$	$\pm\sigma$
Var.	1,1125	1,0746	1,0884	197,5493	52,2031	-120,8377	0,6357	0,2417	-2,7422
Min.	$\pm 0,0002$	$\pm 0,0002$	$\pm 0,0002$	$\pm 0,0583$	$\pm 0,0694$	$\pm 0,0459$	$\pm 0,0153$	$\pm 0,0116$	$\pm 0,0114$
Min. Quad.	1,1126	1,0759	1,0897	197,5493	52,2031	-120,8376	0,6348	0,2422	-2,7431
	$\pm 0,0002$	$\pm 0,0002$	$\pm 0,0001$	$\pm 0,0583$	$\pm 0,0694$	$\pm 0,0459$	$\pm 0,0153$	$\pm 0,0116$	$\pm 0,0114$

Figura 9.36: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando 75 amostras com 572 pontos.



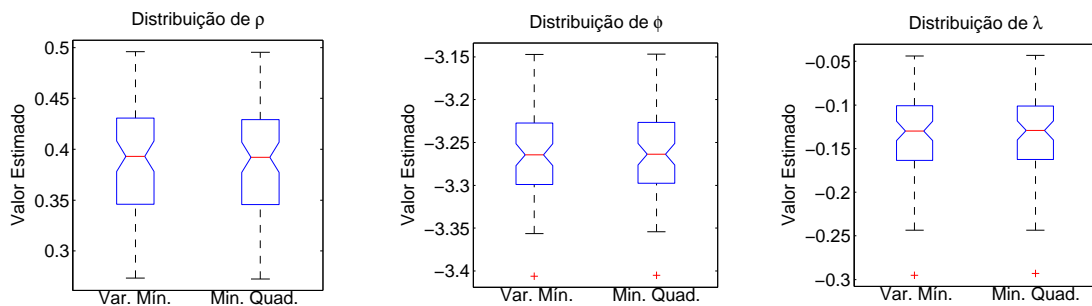
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.37: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.38: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando as 75 amostras com 572 pontos.



Fonte: O autor (2016).

Tabela 9.5: Parâmetros de calibração obtidos para o magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando o uso dos 75 conjuntos de 572 pontos, para teste realizado com intervalo de 72 horas entre os resultados da Tab. 9.3.

Resultados da calibração para o magnetômetro da Placa 4 do E-MEMS - Teste 2									
Método Usado	a $\pm\sigma$	b $\pm\sigma$	c $\pm\sigma$	x_0 $\pm\sigma$	y_0 $\pm\sigma$	z_0 $\pm\sigma$	ρ (°) $\pm\sigma$	ϕ (°) $\pm\sigma$	λ (°) $\pm\sigma$
Var. Mín.	1,1352 $\pm 0,0008$	1,0849 $\pm 0,0005$	0,9839 $\pm 0,0006$	-50,0759 $\pm 0,3257$	-98,9909 $\pm 0,2894$	-98,9782 $\pm 0,3738$	0,3842 $\pm 0,0594$	-3,2613 $\pm 0,0562$	-0,1343 $\pm 0,0489$
Min. Quad.	1,1370 $\pm 0,0007$	1,0848 $\pm 0,0005$	0,9857 $\pm 0,0007$	-50,0759 $\pm 0,3258$	-98,9895 $\pm 0,2896$	-98,9767 $\pm 0,3728$	0,3849 $\pm 0,0595$	-3,2618 $\pm 0,0563$	-0,1346 $\pm 0,0490$

Observando os resultados do AHRS Spatial, nas Figs. 9.33, 9.34 e 9.35, de forma geral a distribuição dos parâmetros estimados segue a mesma tendência dos resultados vistos no primeiro teste. A Tab. 9.4 reforça este fato, principalmente se observado que o valor numérico dos desvios padrão dos parâmetros são próximos aos do teste anterior, vistos na Tab. 9.2.

Já para o sensor magnético do E-MEMS, praticamente as mesmas considerações podem ser feitas. Tanto as distribuições obtidas nos resultados das Figs. 9.36, 9.37 e 9.38, quanto os valores numéricos dos desvios padrão da Tab. 9.5 são similares aos resultados do primeiro teste efetuado 72 horas antes.

Apesar do comportamento parecido, é essencial observar que a média os valores de cada um dos parâmetros possuíram variações consideráveis entre os dois testes. Ou seja, se forem observadas os valores médios e respectivos desvios padrão para o sensor do AHRS Spatial, na Tab. 9.4, com os resultados do teste anterior, na Tab. 9.2, é possível verificar que certos parâmetros variaram ao ponto de serem estatisticamente diferentes, independente do método de calibração considerado. O mesmo fato ocorre para os parâmetros do E-MEMS, caso seja feita a comparação dos valores da Tab. 9.5 e Tab. 9.3.

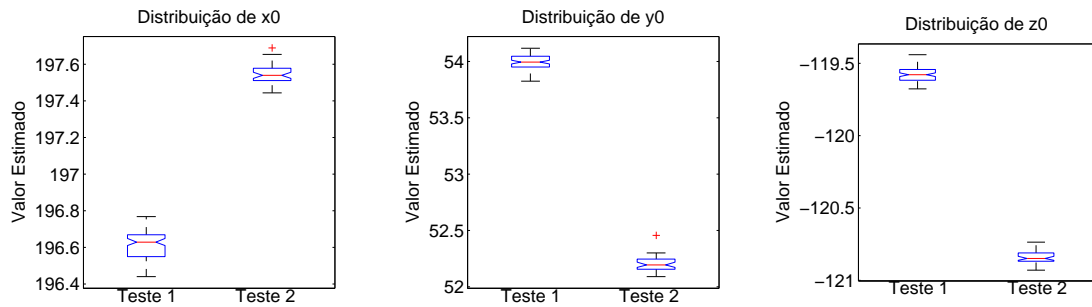
Para melhor evidenciar esta variação, foram plotados os resultados gráficos dos diagramas de caixa comparando os resultados desta seção anterior com aqueles obtidos anteriormente. Uma vez que a variação praticamente independe do método de calibração aplicado, os gráficos na sequência apresentam os parâmetros calculados pelo método de variância mínima.

No caso do sensor magnético do AHRS Spatial, a comparação das distribuições dos conjuntos são vistas nas Figs. 9.39, 9.40 e 9.41, respectivamente para os *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento.

Já para o sensor da placa 4 do E-MEMS, os resultados comparativos entre os testes dos *offsets*, fatores de escala e ângulos de alinhamento são mostrados nas Figs. 9.42, 9.43 e 9.44, respectivamente.

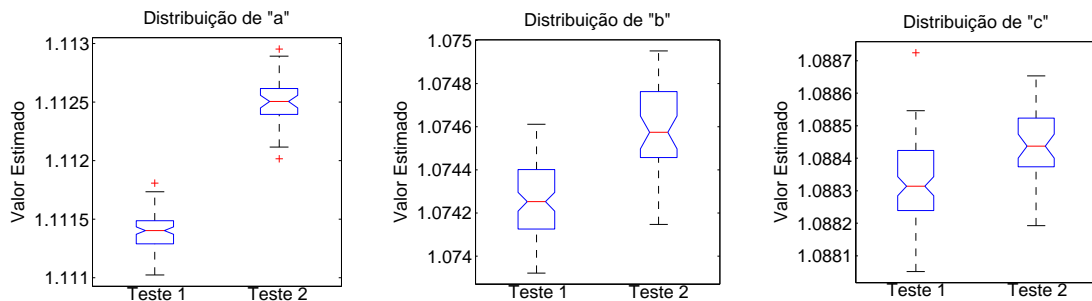
A partir das Figs. 9.39 à 9.44, é visível a variação dos parâmetros entre os testes apresentados anteriormente nesta mesma seção e aqueles discutidos na seção 9.3.2. Em alguns casos, como nos três *offsets* do AHRS e nos três fatores de escala do E-MEMS, a oscilação é suficiente para que as regiões entre os múltiplos conjuntos de parâmetros estimados não possuam nenhum valor em comum. Este fato ocorre tanto para o sensor de baixo custo do E-MEMS quanto para o dispositivo de qualidade superior presente no AHRS Spatial.

Figura 9.39: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



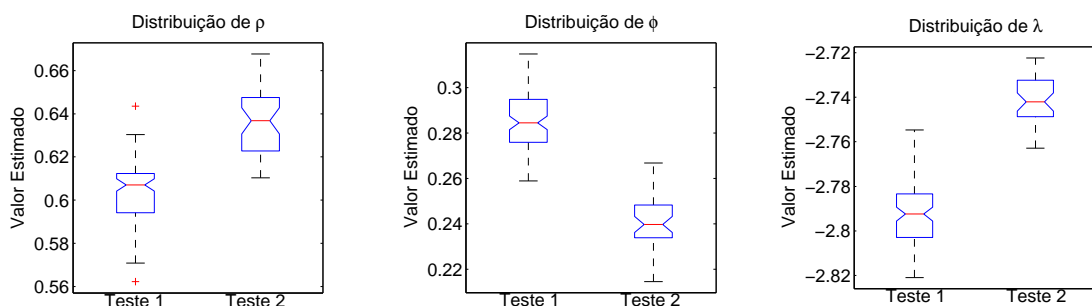
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.40: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



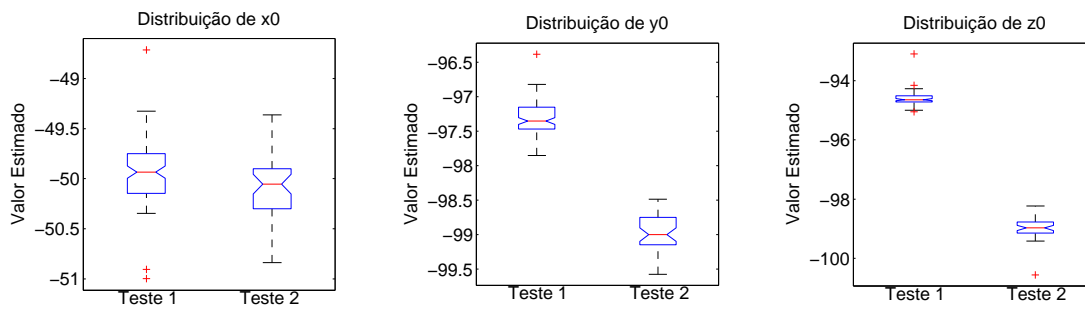
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.41: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro do AHRS Spatial, considerando aos dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



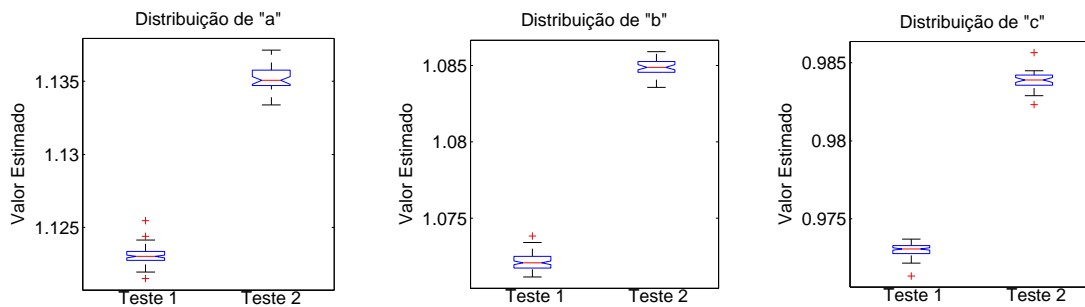
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.42: Distribuição dos *offsets* para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



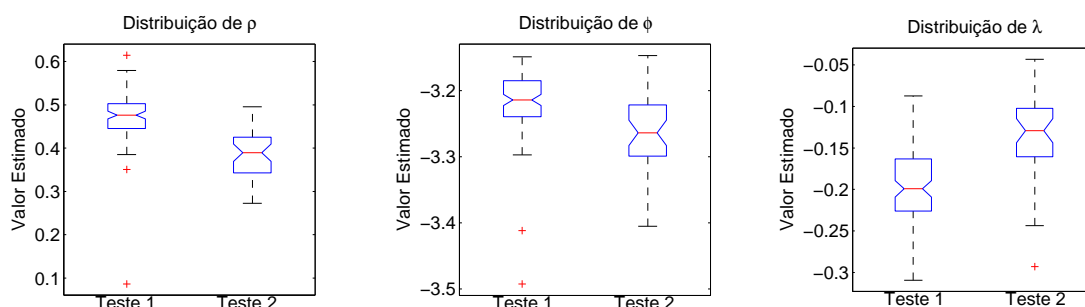
Fonte: O autor (2016).

Figura 9.43: Distribuição dos fatores de escala para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando os dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



Fonte: O autor (2016).

Figura 9.44: Distribuição dos ângulos de alinhamento para a calibração do magnetômetro da placa 4 do E-MEMS, considerando aos dois testes realizados com intervalo de 72 horas.



Fonte: O autor (2016).

Este resultado mostra que independente da qualidade da calibração com a plataforma HiL construída, as variações temporais dos parâmetros são maiores do que a convergência obtida com a metodologia proposta e implementada. É importante dizer que diversos fatores podem causar este comportamento, como temperatura, efeitos de *soft* e *hard-iron*, dentre outros.

Em termos práticos, este fato mostra como o desenvolvimento de um sistema de autocalibração é essencial para dispositivos que utilizam sensores magnéticos de baixo custo. Ou seja, mesmo que determinado sensor seja submetido a uma calibração minuciosa, a compensação da variação de seus erros deverá ser feita durante sua operação e com as suas próprias leituras.

9.4 Discussão dos Resultados

A primeira conclusão diz respeito a comparação entre os métodos descritos por Takahashi et al. (2010) e Foster e Elkaim (2008). Após a adequação dos métodos para contornar os problemas práticos discutidos na seção 9.1.4, ambos apresentaram resultados extremamente próximos na estimação dos parâmetros em todos os casos testados.

A respeito da metodologia para a calibração pela plataforma HiL, os resultados com dados simulados mostram claramente como a distribuição dos pontos ao redor da esfera, aliada ao aumento de repetições, melhoram o processo de estimação. Este procedimento faz com que a média final de cada parâmetros apresente convergência e se aproxime do valor de erro verdadeiro. Este mesmo efeito de convergência foi observado nos resultados com os sensores magnéticos da Experiência MEMS e do AHRS Spatial. Portanto, é possível assumir que o parâmetro final estimado esteja mais próximo do valor verdadeiro do erro do sensor.

Todavia, a partir da realização de testes adicionais, repetindo exatamente a mesma metodologia, foi possível observar e comprovar a variação dos parâmetros estimados. Neste caso específico, as variações apresentadas ocorreram entre dois testes realizados com um intervalo de 72 horas. Desta forma, os resultados evidenciam a importância de um método de autocalibração para sistemas e dispositivos que utilizam sensores magnéticos de baixo custo.

Diante das análises e resultados apresentados, a observação final feita é que a bobina de Helmholtz pode ser utilizada para validação de métodos de calibração, comparação entre algoritmos, testes de autocalibração e calibração em órbita, por exemplo. Porém, utilizar esta para encontrar parâmetros definitivos de um equipamento não é uma solução com grandes benefícios no atual estágio da plataforma. Isto pois as variações dos parâmetros mostram que, independente da qualidade da calibração obtida com a metodologia proposta, a compensação desta para um sistema em uso deverá ser realizada por um procedimento de autocalibração de seus sensores.

10 Simulação de Órbitas

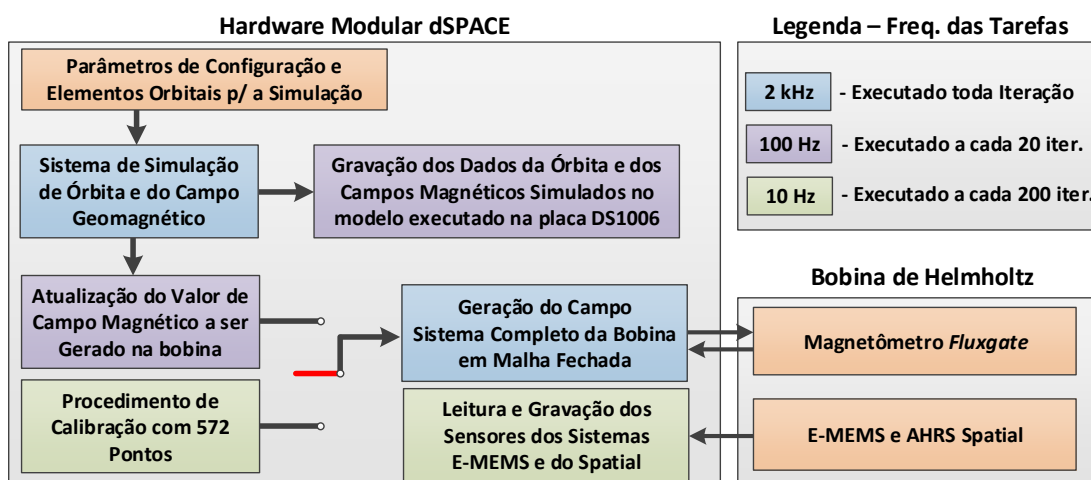
Este capítulo apresenta a metodologia e resultados para a simulação de uma órbita terrestre baixa (LEO - *Low-Earth-Orbit*) utilizando a plataforma desenvolvida. O objetivo é a implementação de um modelo teórico para realizar esta simulação em tempo real *hardware* dSPACE. Paralelamente o campo geomagnético ao qual o corpo em órbita está submetido deve ser gerado no sistema da bobina de Helmholtz.

A seção 10.1 descreve a simulação implementada em Simulink bem como a forma de utilização do simulador HiL e da bobina neste processo. Na seção 10.2 são apresentados os resultados da órbita teórica simulada, o campo magnético gerado pela bobina e as leituras dos sensores magnéticos do E-MEMS e do AHRS Spatial.

10.1 Metodologia e Procedimento Experimental

O diagrama geral da simulação implementada e executada no *hardware* dSPACE é mostrado na Fig. 10.1.

Figura 10.1: Diagrama para a aplicação da plataforma HiL para a simulação da órbita LEO e do campo geomagnético na bobina de Helmholtz.



Fonte: O autor (2016).

Os blocos e etapas da Fig. 10.1 estão divididos de acordo com a frequência de

execução durante o processo. Para a realização da simulação desenvolvida, a bobina de Helmholtz deve estar operando em malha fechada, conforme o modelo apresentado no capítulo 8. O sistema de controle é executado em 2 kHz, sendo que esta é a mesma frequência do bloco responsável pela simulação da órbita. A atualização da bobina de Helmholtz e o armazenamento da posição orbital são realizados em 100 Hz, enquanto que os dados dos sensores magnéticos do E-MEMS e do AHRS são adquiridos em 10 Hz. O posicionamento dos sensores é idêntico ao visto na Fig. 9.7 e apresentado naquele capítulo.

Em relação a sequência de etapas, primeiramente é realizado o procedimento experimental do capítulo 9 para o levantamento dos parâmetros de calibração dos sensores do E-MEMS e do AHRS. Na sequência são configurados os parâmetros orbitais, conforme será discutido na seção 10.1.1, e então realizada a simulação pelo tempo necessário de acordo com o tempo total da trajetória orbital e o número de órbitas a serem percorridas. Os dados são salvos e analisados posteriormente ao processo. A descrição enumerada em etapas é:

1. Configuração do simulador HiL para operar a bobina de Helmholtz em malha fechada;
2. Aquisição dos dados dos magnetômetros do E-MEMS e do AHRS conforme procedimento do capítulo 9;
3. Configuração e definição dos elementos orbitais para a órbita LEO a ser simulada;
4. Execução em tempo real da simulação da órbita configurada no passo anterior;
5. Coleta dos dados e análise;

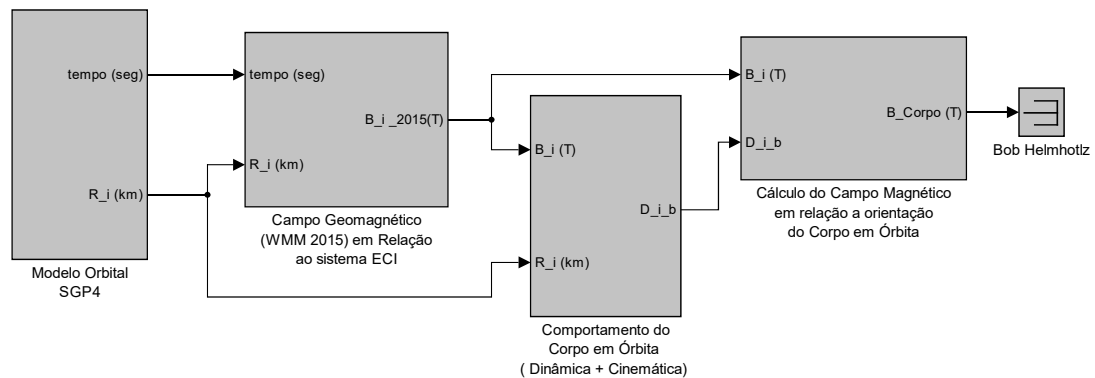
A subseção a seguir discute especificadamente as características do bloco referente a simulação da órbita e do respectivo campo geomagnético no corpo.

10.1.1 Bloco para Simulação da Órbita

A simulação implementada possui quatro principais etapas. A Fig. 10.2 mostra estas para o modelo desenvolvido em Simulink.

Além dos sinais apresentados que interligam as quatro etapas no diagrama apresentado, diversos parâmetros e dados são salvos durante a simulação. Cada bloco é explorado a seguir onde são feitas as observações pertinentes a cada etapa, e conforme a revisão teórica apresentada na seção 4.2.

Figura 10.2: Modelo em Simulink responsável por realizar a simulação orbital e do respectivo campo geomagnético para um objeto genérico em órbita LEO.



Fonte: O autor (2016).

Modelo Orbital SGP4: Este bloco é responsável pelos cálculos de todos os elementos relacionados com a órbita. A teoria implementada nesta etapa refere-se as discussões apresentadas nas seções 4.2.3, 4.2.4 e 4.2.5 da revisão teórica.

Apesar de dar inúmeras etapas teóricas o bloco salva apenas o tempo e a posição do satélite relativa ao sistema de coordenada inercial (ECI), descrita pelo vetor R_i . A posição é dada em quilômetros e o tempo de simulação é dado em segundos relativo a data inicial da simulação programada pelo usuário.

WMM 2015 e transformação ao sistema ECI: A partir da posição do corpo em relação ao sistema ECI, este bloco calcula a data juliana com o tempo decorrido e converte a posição do corpo em órbita em relação ao sistema de coordenadas ECEF, conforme a relação discutida na seção 4.2.2.

Com o vetor da posição do corpo em relação ao ECEF é realizado o cálculo da latitude, longitude e altitude do corpo em relação ao nível do mar. Estes são utilizados pelo modelo magnético terrestre (seção 4.2.7) para a determinação do campo geomagnético relativo a coordenada ECEF. A rotação entre o ECI e o ECEF realizada anteriormente é revertida, de forma a obter o campo magnético em relação ao referencial inercial, dado por B_i . Durante este processo, além de armazenar os dados de B_i o sistema salva os valores de latitude e longitude do corpo.

Comportamento do corpo em órbita: este bloco é responsável por implementar o as equações para a simulação da dinâmica e da cinemática do corpo em órbita, conforme o modelo apresentado na seção 4.2.6 e detalhado na Fig. 4.6.

Apesar de possuir a possibilidade de incluir a etapa para simular os torques e perturbações aplicados ao corpo, esta não é implementada neste trabalho. Assim

apesar de possuir dois parâmetros de entrada, R_i e B_i , estes não são utilizados pelo bloco.

Uma vez que os torques são desconsiderados, este bloco é autônomo e depende somente dos parâmetros configurados pelo usuário, referente a matriz de inércia, a velocidade angular inicial e quatérnion com a representação de atitude também no início da simulação. Este bloco está sempre relativo ao referencial inercial (ECI), sendo que a variável de saída descrita por D_{i_b} representa a matriz DCM responsável por descrever o sistema de coordenadas do corpo em relação ao ECI. Além desta variável, este bloco armazena a velocidade angular do corpo e o quatérnion de atitude ao longo da simulação.

Campo magnético observado no corpo em órbita: este bloco é responsável por realizar a rotação do campo magnético em relação ao ECI para o sistema de coordenadas do corpo. Como a variável D_{i_b} descreve a atitude entre estes dois sistemas, basta rotacionar B_i por esta matriz de rotação e será encontrado o campo magnético ao qual o corpo em órbita está submetido. O valor de saída deste bloco equivale ao campo magnético que será gerado pelo sistema da bobina de Helmholtz.

Para executar as etapas acima, a simulação desenvolvida possui nove parâmetros configuráveis pelo usuário. A partir destes é possível configurar a órbita e também as características do objetivo a ser simulado. Desta forma o modelo implementado é genérico e ajustável para cada caso específico de órbita desejado. Os parâmetros de entrada da simulação são:

1. Data inicial da simulação;
2. Altitude da órbita no ponto do apogeu;
3. Ângulo de anomalia da órbita em relação ao equinócio vernal;
4. Inclinação da órbita;
5. Excentricidade da órbita;
6. Ângulo orbital inicial do nodo ascendente;
7. Matriz de inércia do objeto simulado;
8. Velocidade angular inicial do objeto;
9. Valor inicial do quatérnion que descreve a atitude do sistema de referências do objeto simulado em relação ao sistema de coordenadas ECI.

A data inicial da simulação é importante para o bloco do WMM, possibilitando a rotação entre os sistemas de coordenadas ECEF e ECI. Os cinco parâmetros na sequência são responsáveis por configurar e descrever a órbita LEO, considerando o modelo SGP4 e que no momento inicial da simulação o corpo está no perigeu, cuja simulação é desejada. Os três últimos referem-se as características do corpo (como um nanossatélite, por exemplo) em órbita.

Para comprovar o sucesso da implementação, a seção a seguir apresenta os resultados colhidos durante aproximadamente 110 minutos, tempo necessário para completar ao menos um período orbital para a órbita simulada.

10.2 Resultados Obtidos

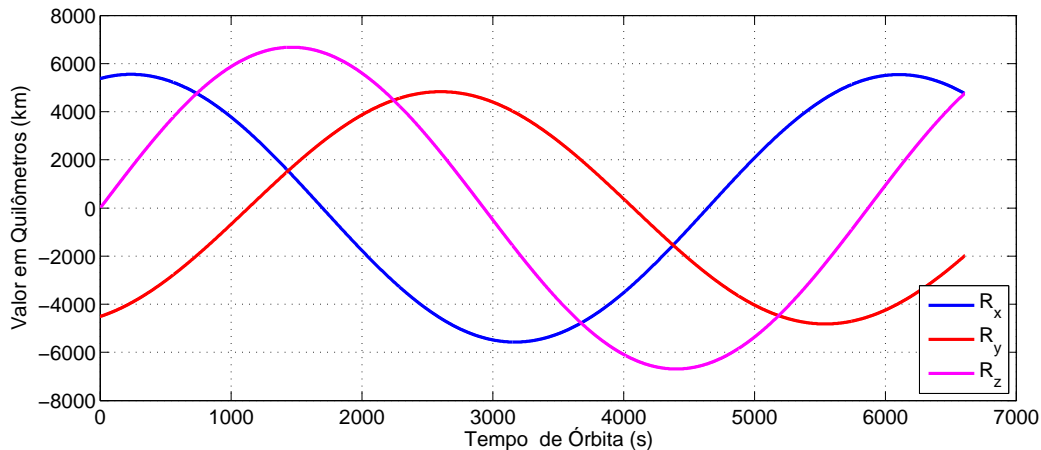
O estudo de caso apresentado nesta seção refere-se a simulação de um nanossatélite. Para maior confiabilidade no teste, os principais parâmetros de entrada da simulação foram definidos baseado no nanossatélite *Radio Aurora Explorer (RAX)* (SPRINGMANN et al., 2012). Dos itens abaixo foram atribuídos valores quaisquer somente para a data inicial da simulação, o quatérnion inicial e o ângulo orbital inicial.

1. Data inicial da simulação: 1º de janeiro de 2015, início às 00:00:00;
2. Altitude da órbita no apogeu: 652 km;
3. Ângulo de anomalia da órbita em relação ao equinócio vernal: 320 graus;
4. Inclinação da órbita: 72 graus;
5. Excentricidade da órbita: 0,0021634;
6. Ângulo orbital inicial do nodo ascendente: 0 grau;
7. Matriz de inércia do objeto simulado (kg.m^2):
 $I_{xx} = 0,0185, I_{yy} = 0,0183, I_{zz} = 0,0043$;
8. Velocidade angular inicial do objeto: $w_0 = [10; 6; 4]^\circ/\text{seg}$;
9. Valor inicial do quatérnion inicial: $q_0 = [0,5490; 0,8306; 0,0780; 0,0515]$.

A narrativa desta seção visa comprovar o simulador proposto para que futuros trabalhos utilizem esta base, todos os resultados são apresentados na forma gráfica sem análises numéricas e analíticas. Estes são apresentados na mesma sequência das etapas discutidas na metodologia experimental.

A simulação foi realizada por 6600 segundos, ou 110 minutos, tempo suficiente para que seja completada uma órbita inteira considerando o período orbital do RAX. A Fig. 10.3 descreve os resultados referentes ao parâmetro R_i para cada um dos eixos. Estes indicam a posição do corpo, em km, em relação ao sistema de coordenadas ECI.

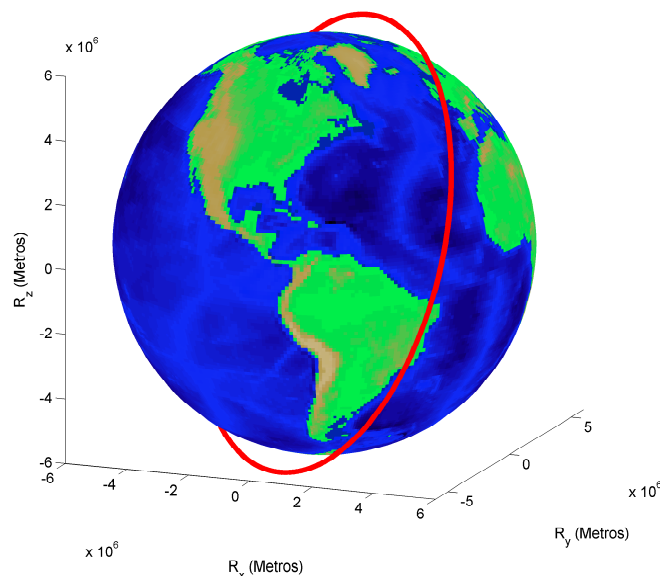
Figura 10.3: Resultado do parâmetros R para cada eixo para a órbita simulada.



Fonte: O autor (2016).

Para a visualização da órbita ao redor do globo terrestre, a Fig. 10.4 foi elaborada. Esta mostra a representação de três eixos da posição do corpo dada por R_i , sendo que a figura também mostra a superfície terrestre.

Figura 10.4: Representação da Órbita simulada a partir dos resultados da Fig. 10.3 no globo terrestre.

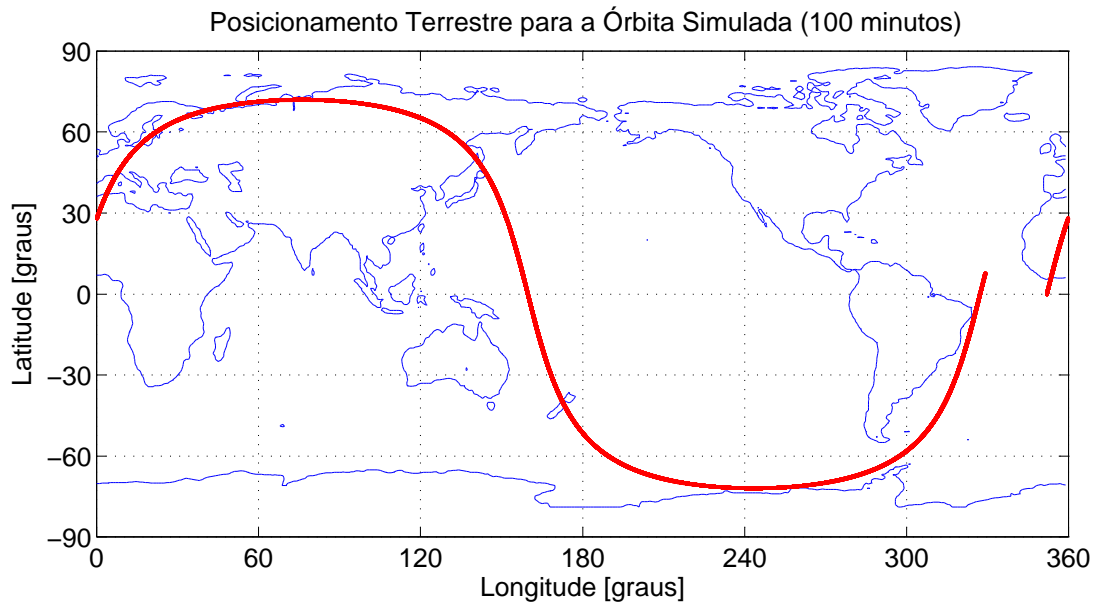


Fonte: O autor (2016).

É importante observar que R_i está referenciado ao sistema de coordenadas inercial (ECI). Desta forma, o globo terrestre representado na Fig. 10.4 está em rotação e esta

representação só é verdadeira em um momento específico. Para representar a órbita em relação às coordenadas geocêntricas (ECEF), a latitude e a longitude ao longo dos 110 minutos de órbitas foram representadas sobre a representação da Terra em duas dimensões (*ground track*). Este resultado é mostrado na Fig. 10.5.

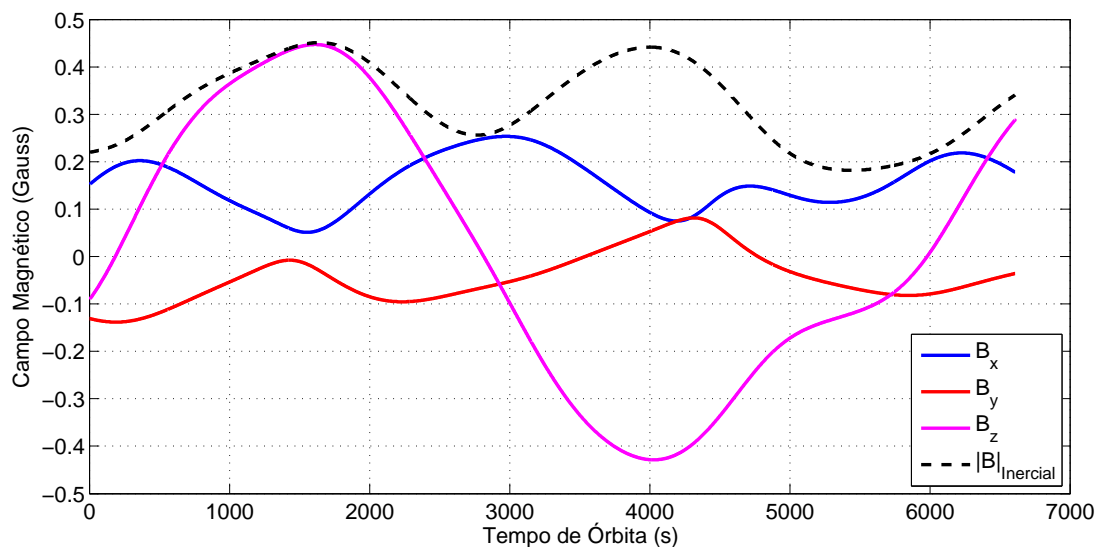
Figura 10.5: Posicionamento do objeto para a órbita simulada sobre o globo terrestre.



Fonte: O autor (2016).

A partir do posicionamento do satélite representado pelas figuras anteriores, foi obtido o valor do campo geomagnético em relação ao referencial inercial. Os resultados para cada eixo e o módulo equivalente são mostrados na Fig. 10.6.

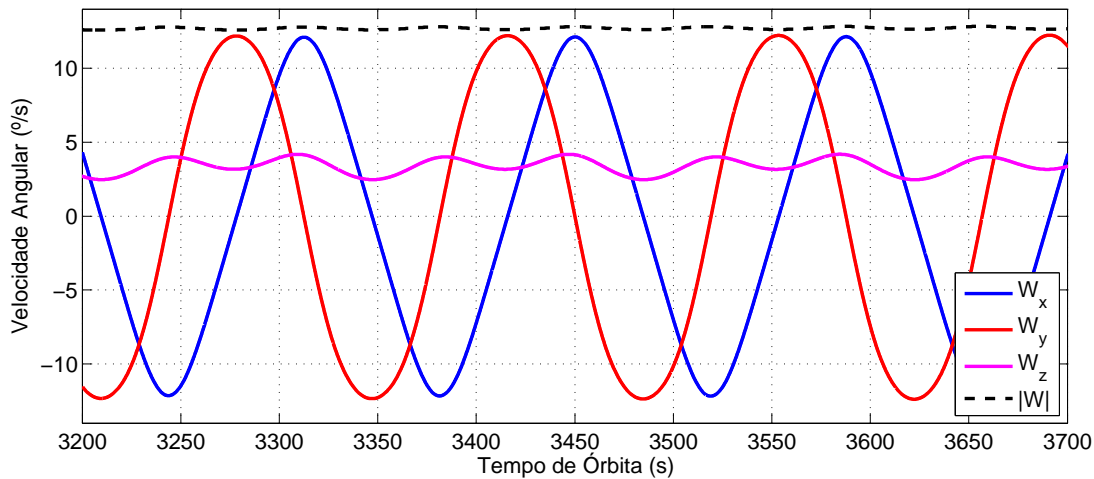
Figura 10.6: Campo magnético observado, em relação ao sistema de coordenadas ECI, para a órbita simulada.



Fonte: O autor (2016).

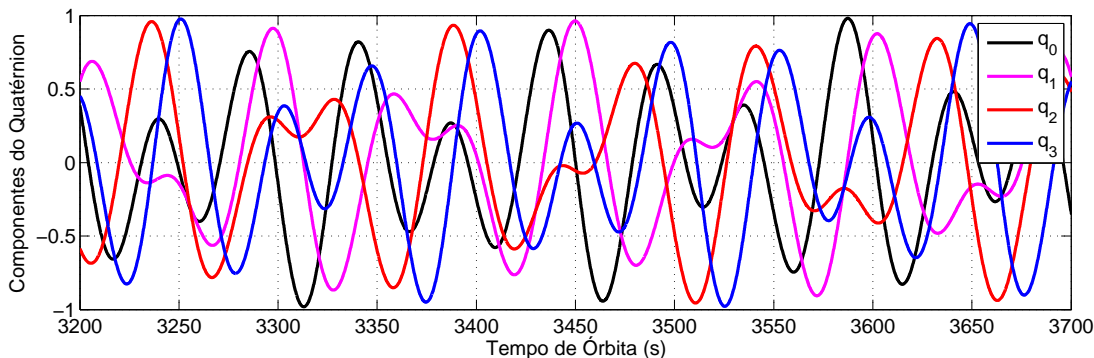
Os resultados das Figs. 10.3 à 10.6 descrevem o comportamento da órbita, independente do corpo em questão. Os resultados na sequência dependem das rotações e posição do sistema de coordenadas do nanossatélite simulado. A Fig. 10.7 mostra a velocidade angular do corpo em cada eixo bem como seu módulo, enquanto que a atitude das coordenadas do corpo em relação ao sistema inercial são mostrados na Fig. 10.8.

Figura 10.7: Velocidade angular do corpo na órbita simulada.



Fonte: O autor (2016).

Figura 10.8: Quatérnio da atitude do corpo em relação ao sistema ECI.

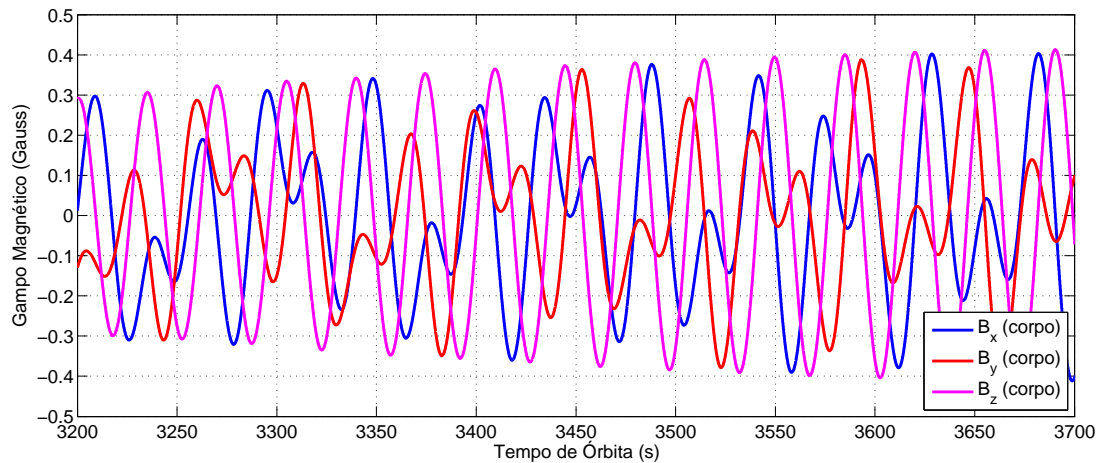


Fonte: O autor (2016).

É essencial observar que diferente dos resultados anteriores, as Figs. 10.7 e 10.8 descrevem apenas 500 segundos de simulação, no intervalo entre 3200 e 3700 segundos (escolhidos aleatoriamente). Isto deve-se ao fato de que os gráficos cujos resultados dependem da rotação do corpo serão graficamente indecifráveis caso seja considerado todo o intervalo de 100 minutos de simulação.

O último gráfico referente a simulação é a representação do corpo magnético no nanossatélite simulado, o que significa rotacionar o campo descrito na Fig. 10.6 pelo quatérnio da Fig. 10.8. O resultado é visto na Fig. 10.9.

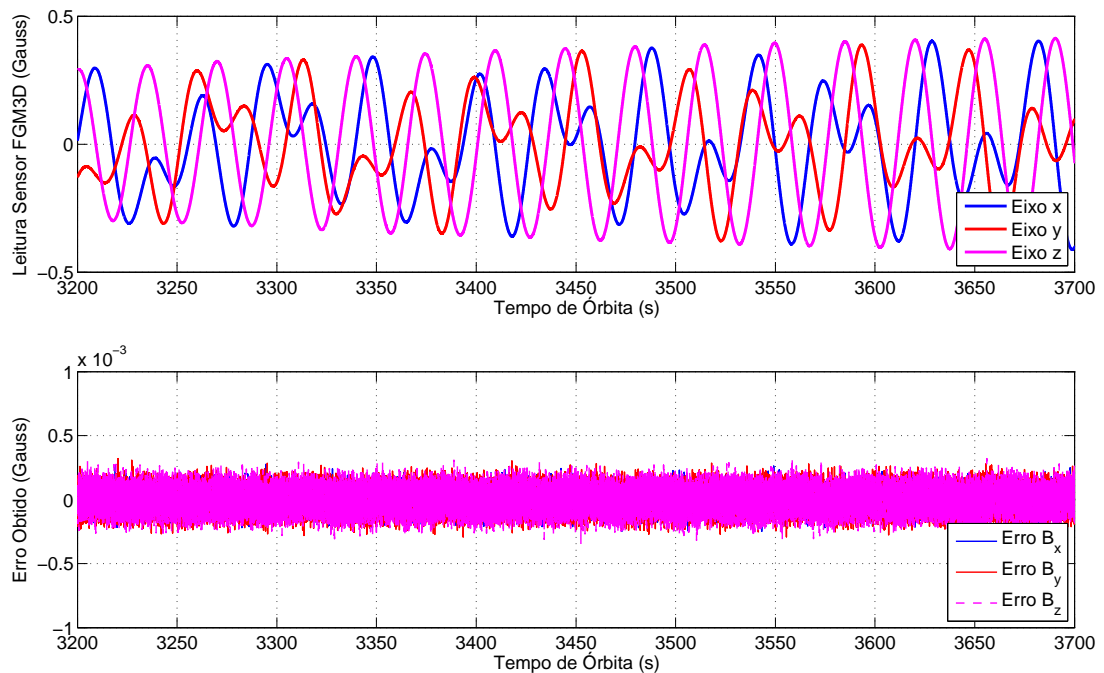
Figura 10.9: Valor teórico do campo geomagnético observado pelo sistema de coordenadas do corpo em órbita.



Fonte: O autor (2016).

O valor do campo magnético da Fig. 10.9 é o valor efetivo que deve ser gerado na bobina de Helmholtz, como forma de simular o campo ao qual o satélite está submetido. Os resultados obtidos pelo sensor *fluxgate* FGM3D são apresentados na Fig. 10.10. Esta também apresenta o erro do campo observado em relação ao valor teórico da Fig. 10.9.

Figura 10.10: Campo magnético observado no sensor FGM3D para o campo gerado na bobina e o erro em relação aos resultados da Fig. 10.9.



Fonte: O autor (2016).

Os erros encontrados estiveram abaixo da resolução do sistema e similares aos valores do capítulo 8, validando o campo gerado no centro da bobina. Na sequência são

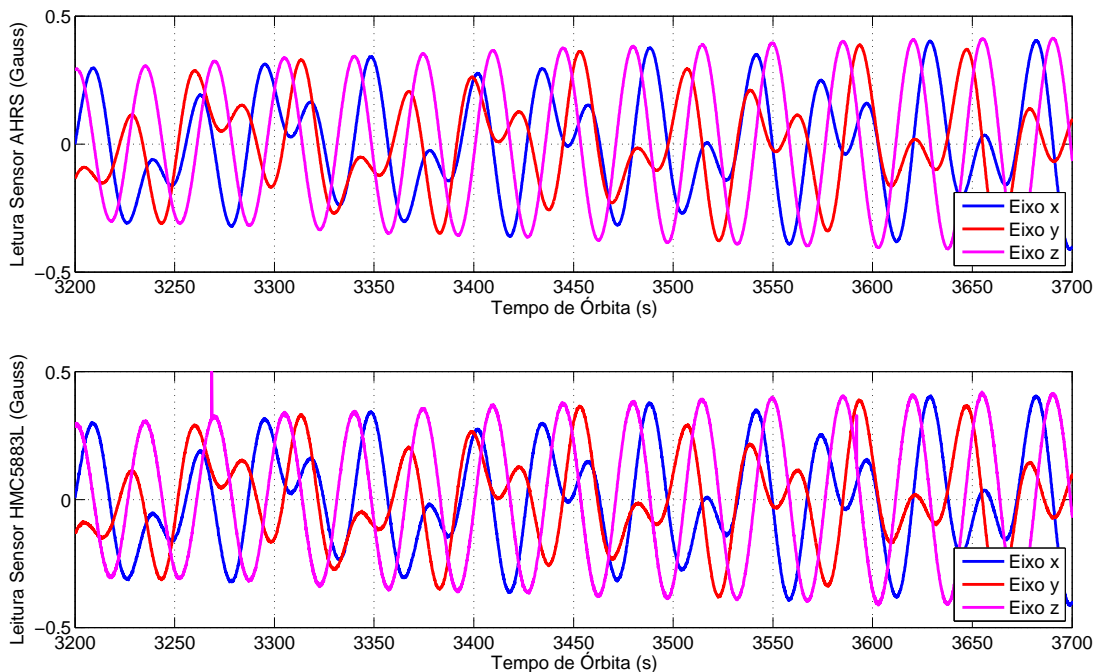
apresentados e discutidos os resultados com os sensores magnéticos dos equipamentos posicionados na bobina durante a simulação.

10.2.1 Resultados sensores E-MEMS e AHRS Spatial

Como explicado na metodologia experimental, antes de realizar a simulação da órbita foram gerados os pontos para a calibração dos sensores do E-MEMS e do AHRS Spatial, conforme a metodologia do capítulo 9. Estes foram utilizados na obtenção dos parâmetros de calibração a partir do algoritmo de variância mínima (TAKAHASHI et al., 2010). Os resultados apresentados na sequência sempre consideram os dados corrigidos. Para o E-MEMS também é considerado somente o sensor posicionado na base, que está alinhado com o AHRS Spatial.

Conforme o posicionamento dos sistemas do E-MEMS e do AHRS Spatial mostrados na Fig. 9.7, estes não estão perfeitamente alinhados com o sensor utilizado como referência na malha de controle. Assim não há sentido em comparar os resultados de cada eixo individualmente com o sensor *fluxgate*. Análises comparativas são restritas ao módulo das medições realizadas. A Fig. 10.11 mostra os resultados das leituras realizadas por ambos dispositivos.

Figura 10.11: Campo magnético observado nos sensores magnéticos do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS.

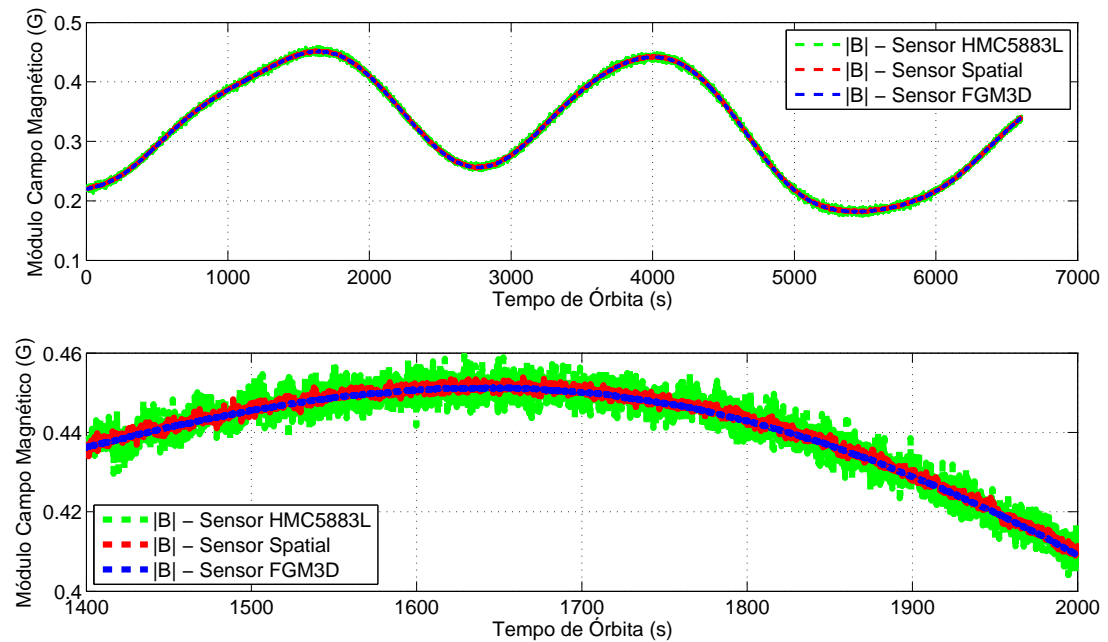


Fonte: O autor (2016).

Os resultados dos módulos das medidas dos três sensores (*fluxgate*, E-MEMS, AHRS Spatial) são mostrados na Fig. 10.12. Nesta mesma figura é apresentado o re-

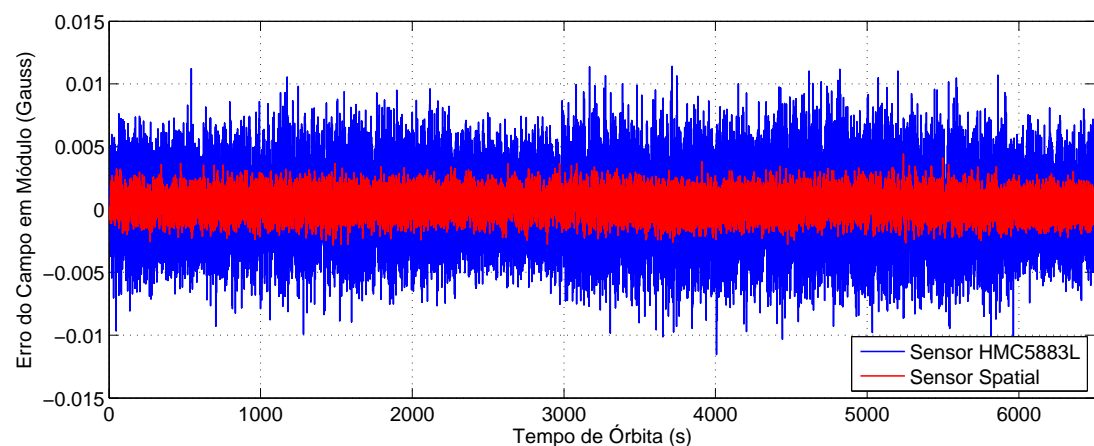
sultado para o intervalo inteiro de simulação e um gráfico aproximado em um instante aleatório, para melhor observação das diferenças obtidas em cada sensor. O gráfico com os erros destas medidas em relação ao valor teórico, para os sensores do AHRS e do E-MEMS, são apresentados na Fig. 10.13.

Figura 10.12: Módulo do campo magnético observado nos sensores do magnetômetro *fluxgate*, do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS.



Fonte: O autor (2016).

Figura 10.13: Erro do módulo do campo magnético observado nos sensores do AHRS Spatial e da placa 4 do E-MEMS em relação ao módulo esperado da Fig. 10.6.



Fonte: O autor (2016).

Os resultados mostram como o comportamento do sensor magnético do AHRS Spatial é menos ruidoso quando comparado com o sensor presente no E-MEMS. Visto que este último que se trata de um componente de prateleira e com especificações técnicas inferiores, o resultado é condizente.

10.2.2 Discussão dos Resultados

Os resultados obtidos mostram que a plataforma HiL deste trabalho foi aplicada com sucesso para a simulação de órbitas terrestres baixas. Com o uso da bobina de Helmholtz também foi possível gerar o campo geomagnético observado no sistema de coordenadas do corpo em órbita, o que pode ser utilizado no futuro na elaboração de diversos testes para a validação e desenvolvimento de sistemas espaciais que utilizem magnetômetros.

As discussões apresentadas não realizaram uma análise numérica dos resultados, sendo que este é um ponto para futuros trabalhos investigarem. Esta falta de análise numérica deve-se principalmente às características e restrições atuais devido à plataforma HiL implementada, discutidas nos capítulos anteriores do trabalho.

As principais restrições neste caso são: a resolução da bobina de Helmholtz com o sistema dSPACE; a presença excessiva de elementos ferromagnéticos ao redor da bobina; e a falta de uma estrutura no interior da bobina que permita o alinhamento do sensor *fluxgate* com a Experiência MEMS e o AHRS Spatial. A eventual melhoria destes três fatores são essenciais para que uma análise mais detalhada da qualidade da simulação seja possível em trabalhos futuros.

A partir da simulação implementada com a plataforma HiL, estes podem servir de base para a implementação de estudos sobre vários tópicos. Como exemplo, duas aplicações imediatas que podem ser exploradas são a calibração em órbita de sensores magnéticos e testes e simulações com sistemas de determinação e controle de atitude para nanossatélites.

Parte VI

Fechamento

11 Conclusões Finais

A plataforma de simulação *hardware-in-the-loop*, desenvolvida como objetivo principal deste trabalho, possui elementos para facilitar e reduzir a complexidade de testes de sistemas embarcados voltados à aplicações espaciais. Uma vez que esta é composta por uma bobina de Helmholtz quadrada de três eixos, a plataforma se torna uma ferramenta para análise e teste de sistemas que utilizam sensores magnéticos.

O objetivo é que este conjunto seja utilizada pelo *Laboratório T5 - Medidas Inerciais e Instrumentação Eletrônica aplicada a Sistemas Espaciais* da Universidade Estadual de Londrina em futuras etapas de sua pesquisa, principalmente na análise de sistemas de determinação de atitude, calibração de sensores magnéticos, e desenvolvimento de missões e experiências espaciais.

Apesar de certos elementos possuírem margem para melhorias, elencadas na subseção seguinte, a plataforma HiL foi capaz de atender aos objetivos especificados. Estes foram: validação do protótipo da bobina de Helmholtz; o uso do *hardware* dSPACE para o acionamento da bobina através de uma fonte de corrente controlada por tensão projetada; a coleta de dados de sensores magnéticos paralelamente e de forma síncrona ao acionamento da bobina; e o estudo de duas aplicações com o conjunto final.

O acionamento da bobina de Helmholtz implementado pode ser feito tanto em malha aberta, realizando uma calibração com um modelo de 3º ordem, quanto em malha fechada, através de um controlador digital PID. Os resultados em malha aberta, após a calibração de 3ª ordem proposta, apresentaram erros de pico-a-pico em torno de 0,5% da amplitude também de pico-a-pico, enquanto que o erro RMSE esteve nos piores casos em torno de 1 mG. Para o sistema em malha fechada os erros de pico-a-pico foram reduzidos a valores inferiores à 1 mG enquanto que o erro RMSE esteve na ordem de 100 μ G, valores superiores a própria resolução na geração de campo magnético com o sistema construído.

Os resultados obtidos através do estudo das aplicações propostas, mostram que em trabalhos futuros a plataforma pode ser utilizada principalmente para a análise de calibração de sensores magnéticos e simulação de sistemas de determinação e controle

de atitude que fazem uso destes. Em relação a calibração, é importante citar que os resultados, a partir da metodologia de calibração explorada ao longo do trabalho, ainda necessitam de uma análise mais detalhada para verificar o real ganho da calibração com a plataforma.

Destaca-se por fim que uma das principais características da plataforma HiL é sua modularidade. Desta forma novos elementos podem ser adicionados sem alterar as funcionalidades já implementadas. Estes podem ser desde novos sistemas a serem submetidos em testes, como um conjunto de sensores MARG, até elementos que introduzam novas aplicabilidades ao simulador.

11.1 Possíveis Melhorias para a Plataforma

Apesar dos resultados apresentados atenderem aos objetivos do trabalho, certos elementos do conjunto desenvolvido ainda possuem uma margem considerável para melhorias. Caso estas sejam implementadas, isto trará maior exatidão e confiabilidade nos testes e aplicações à serem estudados pelo uso da plataforma HiL.

Os principais aspectos que podem ser melhorados são:

Conversores ADC e DAC do sistema dSPACE: os conversores utilizados na plataforma, presentes na placa DS2211 do *hardware* modular, possuem 14 e 12 bits de resolução, respectivamente.

Conforme os resultados e análises do capítulo 6, esta resolução acaba por ser o principal limitante do sistema atual, tanto para aquisição do sensor *fluxgate* quanto para comandar o *driver* de corrente da bobina de Helmholtz. O conversor ADC ainda apresenta uma faixa de tensão inapropriada (0-60 V) para a aplicação desejada, o que resulta na perda efetiva de 1 bit do sistema de aquisição, mesmo havendo um estágio de condicionamento de sinal.

A recomendação é que futuramente sejam adicionados ao sistema conversores com 16 bits de resolução e com uma faixa de tensão mais adequada ao projeto. Uma possibilidade é substituir a placa DS2211 por placas específicas de conversão da própria dSPACE, que atendam aos requisitos desejados. Outra forma de contornar o problema seria a implementação de um sistema embarcado com tais conversores, que poderia ser comandado pela interface serial do *hardware* dSPACE, por exemplo.

Ambiente com menor presença de materiais ferromagnéticos: os resultados vistos no capítulo 6, corroborados pela análise do apêndice C.1, mostram que o campo

magnético local no interior do laboratório onde a bobina está localizada, possui variações consideráveis conforme o deslocamento do sensor *fluxgate*.

Este fato comprova que as componentes do campo geomagnético estão distorcidas devido, principalmente, a presença de materiais ferromagnéticos no ambiente. Assim a uniformidade do campo gerado pela bobina sofre pioras significativas, comprovadas pelos resultados com e sem correções daquele capítulo.

Alinhamento da bobina de Helmholtz: a montagem final e alinhamento entre os pares da bobina foi realizado manualmente sem o uso de gabaritos para garantia das distâncias do projeto. Futuras peças para o auxílio da montagem podem ser fabricadas caso haja necessidade.

Ademais, a bobina de Helmholtz não foi posicionada de forma que algum dos seus eixos esteja alinhado com o norte magnético terrestre. Futuramente, é recomendado que a bobina seja reposicionada de forma a proporcionar o apontamento de um dos eixos para o norte.

Apesar destas duas questões, os resultados obtidos nos capítulos 7 e 8 não apresentaram erros críticos que possam ser atribuídos exclusivamente a montagem. Como as distorções causadas por elementos ferromagnéticos foram expressivas, estes são mais críticos e uma análise no alinhamento da bobina faria sentido somente caso o problema descrito no item anterior seja antes solucionado.

Mesa para o posicionamento dos sensores no interior da bobina: o sistema em madeira para o posicionamento dos equipamentos no centro da bobina foi construído artesanalmente e sem nenhuma garantia de precisão.

Para testes mais detalhados e futura certeza de que os itens estejam alinhados, é necessário a fabricação de uma peça específica para esta tarefa. Esta também será essencial caso em alguma futura aplicação haja a obrigatoriedade de alinhar o sensor *fluxgate*, que atua como referência, com o restante dos sensores.

11.2 Possíveis Aplicações futuras da Plataforma

A plataforma HiL apresentada representa a possibilidade de um novo ciclo de desenvolvimento para o grupo envolvido neste trabalho. Desta forma várias vertentes podem ser estudadas, das quais quatro são destacadas.

Calibração em órbita de sensores magnéticos: o problema de calibração após o lançamento de um satélite é essencial para que este continue atuando com confiabilidade durante sua vida útil.

O conjunto da bobina de Helmholtz e do simulador HiL, proporciona um ambiente onde seja possível analisar o comportamento do sensor magnético em uma órbita simulada, sendo possível realizar testes de calibração com características similares as que serão encontradas para objetos orbitando a Terra.

Autocalibração de sensores: outro uso da plataforma está no desenvolvimento de algoritmos e testes de sistemas embarcados capazes de realizar a autocalibração de magnetômetros. O problema da autocalibração envolve, como discutido em Tormena Jr., Granziera Jr. e Tosin (2011), etapas adicionais à estimação dos parâmetros. O sistema deve ser capaz de validar os dados de entrada e o momento em que a estimação deve ser realizada, garantindo que os parâmetros obtidos serão superiores aos anteriores.

Aquele trabalho também aborda e propõem uma forma de se realizar o procedimento. A bobina de Helmholtz em conjunto com o *hardware* modular pode prover a ferramenta para testar e validar tal método e futuras formas de autocalibração em sistemas.

Testes de sistemas de determinação de atitude: uma das motivações para o desenvolvimento da plataforma, discutida no capítulo 1, são as dificuldades de testes práticos em tempo real com sistemas de determinação de atitude.

Isto ocorre pois a implementação embarcada destes não é trivial, o que limita diversos testes com sensores a análises *offlines*, ou seja, os dados são coletados e analisados posteriormente. Com a plataforma HiL é possível realizar tais testes de forma rápida, uma vez que as funcionalidades esperadas para o *software* embarcado podem ser implementadas em alto nível através do Simulink e executadas no *hardware* modular.

Simulação de ADCS em satélites: a plataforma pode ser aplicada para simular o comportamento de um sistema de determinação e controle de atitude. A característica da simulação HiL permite que partes reais sejam testadas, como o comportamento dos sensores magnético. Futuras funcionalidades podem ser implementadas a plataforma para que esta evolua para uma estrutura mais completa para teste e validação de ADCS para pequenos satélites.

Anexo A - Diagramas dos *Hardware*s dSPACE

A.1 Placa DS1006

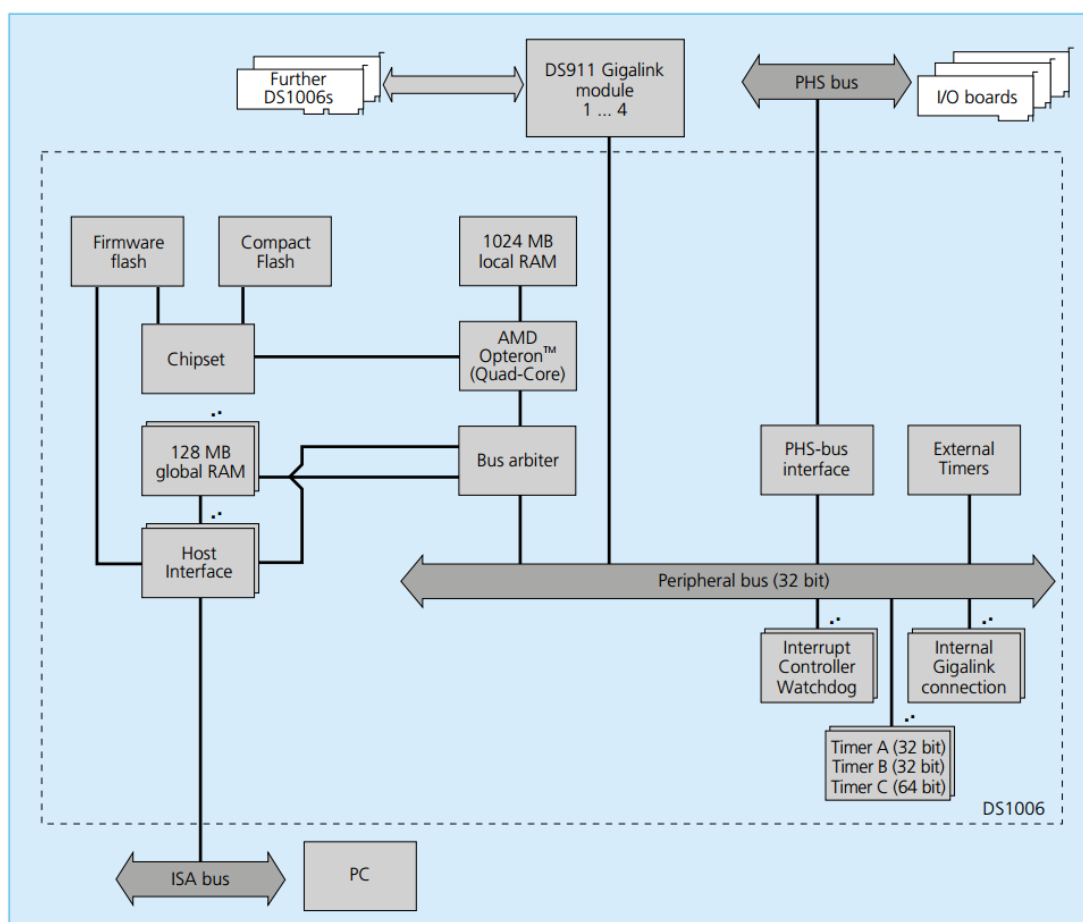


Figura A.1: Diagrama da placa DS1006 do sistema dSPACE.

A.2 Placa DS2211

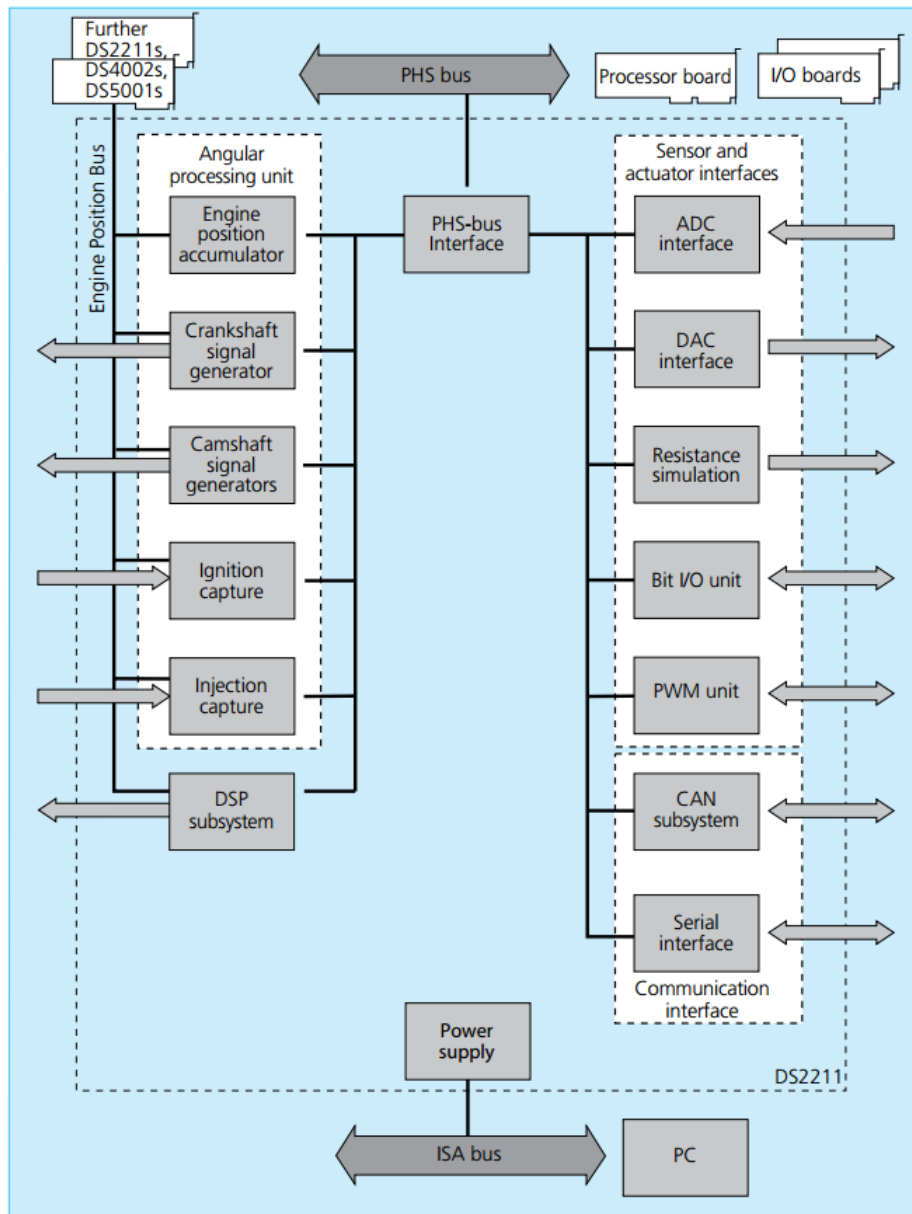


Figura A.2: Diagrama da placa DS2211 do sistema dSPACE.

Anexo B - Características Técnicas do Sensor FGM3D/100

Figura B.1: Características técnicas do sensor FGM3D com fundo de escala de 100 nT. Para a versão do sistema (250 nT), os valores de resolução e ruído devem ser multiplicados por 2, 5, enquanto que a sensibilidade deve ser dividida por 2, 5.

Technical data FGM3D/100			
	Standard	Special version	
Measurement range	±100,000 nT	±100,000 nT	
Point of reference single axes	See below (14.5/34.5/54.5 from reference edge)		
Point of reference total intensity	34.5mm		
Declination between axes	≤ ±0,5°	≤ ±0,1°	
Declination total	≤ ±1°	≤ ±0,12°	
Resolution	< 150 pT	< 70 pT	
Noise	< 15 pT _{rms} /√Hz	< 8 pT _{rms} /√Hz	@ 0,1 ... 10 Hz
Cut off frequency (bandwidth)	2 kHz (DC...2 kHz)		
Temperature drift	<0.3 nT/K		
Drift over time	t.b.d.		
Zero error	≤ ±5 nT		
Stability	< 5 nT		
Linearity	±2 nT / < 20 ppm		
Compensation range	n.a.		
Sensitivity	0,1 V/μT		
Supply voltage	±12 V ... ±15 V		
Current consumption	±26 mA		
Output	±10 V		
Operating temperature	-20 °C to +75 °C		
Storage temperature	-40 °C to +80 °C		
Dimensions without connector	26 mm x 26 mm x 140 mm		
Weight without cable	112 g		
Ingress protection	IP65		

Referências

ADAME, S. M.; GALVAN, J. C. O.; LITTLEWOOD, E. C.; PEREZ, R. E.; BRISSET, E. B. Coil Systems to Generate Uniform Magnetic Field Volumes. In: *Excerpt from the proceedings of the COMSOL conference 2010 Boston*. Massachusetts, USA: COMSOL Inc., 2010.

ADVANCED NAVIGATION. *Spatial Reference Manual*. 2015.

ALI, A.; SIDDHARTH, S.; SYED, Z.; EL-SHEIMY, N. Swarm Optimization-Based Magnetometer Calibration for Personal Handheld Devices. *Sensors*, v. 12, n. 12, p. 12455–12472, sep 2012. ISSN 1424-8220.

ALVAREZ, A. F. R.; FRANCO-MEJÍA, E.; PINEDO-JARAMILLO, C. R. Study and analysis of magnetic field homogeneity of square and circular helmholtz coil pairs: A taylor series approximation. In: *Andean Region International Conference (ANDESCON), 2012 VI*. Cuenca, Auay, Equador: IEEE, 2012. p. 77–80.

ATESOGLU, Ö.; SEMERCI, E.; GÜNER, O. Model-Based Design and Development of a Cost Effective Mission/Flight Planning System with Software and Hardware in the Loop Capabilities. In: *AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference and Exhibit*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2008. ISBN 978-1-62410-000-0.

BAARSPUL, M. A review of flight simulation techniques. *Progress in Aerospace Sciences*, v. 27, n. 1, p. 1–120, jan 1990. ISSN 03760421.

BACIC, M.; MACDIARMID, M. Hardware-in-the-Loop Simulation of Aerodynamic Objects. In: *AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference and Exhibit*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. ISBN 978-1-62410-160-1.

BATE, R.; MUELLER, D.; WHITE, J. *Fundamentals of Astrodynamics*. New York: Dover Publications, Inc., 1971. 198 p. ISBN 0486600610.

BATISTA, D. S.; GRANZIERA JR., F.; GERMANOVIX, G. R.; TOSIN, M. C. Design and Application of a Low Cost Helmholtz Coils for Magnetometer Calibration and HIL Simulations. In: *23rd ABCM International Congress of Mechanical Engineering*. Rio de Janeiro: Associação Brasileira de Engenharia e Ciências Mecânicas, 2015.

BATISTA, D. S.; GRANZIERA JR., F.; TOSIN, M. C. Ambiente Integrado de Simulação e Teste para Desenvolvimento de um Hardware de Determinação de Atitude para Pequenos Satélites. In: *VIII Congresso Nacional de Engenharia Mecânica*. Uberlândia: Sociedade Brasileira de Automática, 2014a.

BATISTA, D. S.; GRANZIERA JR., F.; TOSIN, M. C.; MELO, L. F. de. Sistema Mecatrônico baseado em Sensores MEMS voltado à Determinação de Atitude em Pequenos Satélites. In: *XX Congresso Brasileiro de Automática*. Belo Horizonte: Associação Brasileira de Engenharia e Ciências Mecânicas, 2014b. p. 3190–3197.

- BAUER, P.; CHAI, P. Y.; IANNELLI, L.; PANDITA, R.; REGULA, G.; VANEK, B.; BALAS, G. J.; GLIELMO, L.; BOKOR, J. UAV Lab, Open Research Platform for Unmanned Aerial Vehicles. In: *Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011. p. 175–186.
- BEINE, M.; JUNGSMANN, M. *Code Generation for Safety-Critical Systems*. Germany: dSPACE GmbH, 2003.
- BENNINGHOFF, H.; REMS, F.; BOGE, T. Development and hardware-in-the-loop test of a guidance, navigation and control system for on-orbit servicing. *Acta Astronautica*, v. 102, p. 67–80, sep 2014. ISSN 00945765.
- BERAVS, T.; BEGUS, S.; PODOBNIK, J.; MUNIH, M. Magnetometer Calibration Using Kalman Filter Covariance Matrix for Online Estimation of Magnetic Field Orientation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 63, n. 8, p. 2013–2020, aug 2014. ISSN 0018-9456.
- BITTAR, A.; OLIVEIRA, N. M. F. de. Hardware-in-the-loop simulation of an attitude control with switching actuators for SUAV. In: *2013 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*. Atlanta, GA: IEEE, 2013. p. 134–142. ISBN 978-1-4799-0817-2.
- BONNET, S.; BASSOMPIERRE, C.; GODIN, C.; LESECQ, S.; BARRAUD, A. Calibration methods for inertial and magnetic sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, v. 156, n. 2, p. 302–311, dez. 2009. ISSN 09244247.
- BOUWMEESTER, J.; GUO, J. Survey of worldwide pico- and nanosatellite missions, distributions and subsystem technology. *Acta Astronautica*, v. 67, n. 7-8, p. 854–862, oct 2010. ISSN 00945765.
- BREWER, M. R. *CubeSat Attitude Determination and Helmholtz Cage Design*. 92 p. Dissertação (Master's Thesis) — Air Force Institute of Technology, 2012.
- BRINGMANN, E.; KRAMER, A. Model-Based Testing of Automotive Systems. In: *2008 International Conference on Software Testing, Verification, and Validation*. Lillehammer: IEEE, 2008. p. 485–493. ISBN 978-0-7695-3127-4.
- BRONAUGH, E. Helmholtz coils for calibration of probes and sensors: limits of magnetic field accuracy and uniformity. In: *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Atlanta, GA: IEEE, 1995. p. 72–76. ISBN 0-7803-2573-7.
- BROY, M. Automotive software and systems engineering. In: *Proceedings. Second ACM and IEEE International Conference on Formal Methods and Models for Co-Design, 2005. MEMOCODE '05*. Verona, Italy: IEEE, 2005. p. 143–149. ISBN 0-7803-9227-2.
- CAI, G.; DIAS, J.; SENEVIRATNE, L. A Survey of Small-Scale Unmanned Aerial Vehicles: Recent Advances and Future Development Trends. *Unmanned Systems*, v. 02, n. 02, p. 175–199, apr 2014. ISSN 2301-3850.
- CARRARA, V. Projeto de bobinas de Helmholtz em 3 eixos para simulação de campo geomagnético. In: *VI Congresso Nacional de Engenharia Mecânica*. Campina Grande: Sociedade Brasileira de Automática, 2010.

- CHUDY, P.; DITTRICH, P.; VLK, J.; RZUCIDLO, P. HW in-the-loop simulation of light aircraft's autopilot. In: *AIAA Modeling and Simulation Technologies (MST) Conference*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2013.
- CHULLIAT, A.; MACMILLAN, S.; ALKEN, P.; BEGGAN, C.; NAIR, M.; HAMILTON, B.; WOODS, A.; RIDLEY, V.; MAUS, S.; THOMSON, A. *The US/UK World Magnetic Model for 2015-2020*. Boulder, CO: National Geophysical Data Center, NOAA, 2015.
- CORPINO, S.; STESINA, F. Verification of a CubeSat via hardware-in-the-loop simulation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 50, n. 4, p. 2807–2818, oct 2014. ISSN 0018-9251.
- CRASSIDIS, J. L.; LAI, K.-L.; HARMAN, R. R. Real-Time Attitude-Independent Three-Axis Magnetometer Calibration. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, v. 28, n. 1, p. 115–120, jan 2005. ISSN 0731-5090.
- CURTIS, H. D. *Orbital Mechanics for Engineering Students*. 3rd edition. ed. Boston: Butterworth-Heinemann, 2014. 768 p. ISBN 978-0-08-097747-8.
- DONG, Y. MEMS inertial navigation systems for aircraft. In: KRAFT, M.; WHITE, N. M. (Ed.). *MEMS for Automotive and Aerospace Applications*. Philadelphia, PA, USA: Woodhead Publishing, 2013, (Woodhead Publishing Series in Electronic and Optical Materials). cap. 8, p. 177–219. ISBN 978-0-85709-118-5.
- dSPACE GmbH. Modular Hardware / Introduction. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015a. p. 348–351.
- dSPACE GmbH. Modular Hardware / DS1006 Processor Board. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015b. p. 356–361.
- dSPACE GmbH. Modular Hardware / DS2211 HIL I/O Board. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015c. p. 362–394.
- dSPACE GmbH. Modular Hardware / DS4201-S Serial Interface Board. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015d. p. 393.
- dSPACE GmbH. Real-Time Interface. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015e. p. 54–59.
- dSPACE GmbH. ControlDesk Next Generation. In: *dSPACE 2015 Catalog*. Panderborn, Germany: dSPACE GmbH, 2015f. p. 106–139.
- ECCLES, D. Building simulators for aerospace applications: processes, techniques, choices and pitfalls. In: *Aerospace Conference Proceedings, 2000 IEEE*. Big Sky, MT: IEEE, 2000. v. 1, p. 517–527. ISBN 0-7803-5846-5.
- FAN, X. Introduction to Embedded and Real-Time Systems. In: *Real-Time Embedded Systems*. Amsterdam, Netherlands: Elsevier, 2015. p. 3–13.
- FATHY, H. K.; FILIPI, Z. S.; HAGENA, J.; STEIN, J. L. Review of hardware-in-the-loop simulation and its prospects in the automotive area. In: SCHUM, K.; SISTI, A. F. (Ed.). *Proc. SPIE 6228, Modeling and Simulation for Military Applications*. Orlando, FL: SPIE, 2006. p. 62280E–62280E–20.

- FINNSET, R.; K. Rao, S.; ANTONSEN, J. Real time hardware-in-loop simulation of ESMO satellite attitude control system. *Modeling, Identification and Control: A Norwegian Research Bulletin*, v. 27, n. 2, p. 125–140, 2006. ISSN 0332-7353.
- FOSTER, C.; ELKAIM, G. Extension of a two-step calibration methodology to include nonorthogonal sensor axes. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 44, n. 3, p. 1070–1078, jul. 2008. ISSN 0018-9251.
- FREDERIKSEN, A. Technical Article, *Model-Based Design of Advanced Motor Control Systems*. Norwood, Massachusetts, EUA: Analog Devices, 2013. 4 p.
- FRITZ, M.; WINTER, S.; FREUND, J.; PFLUEGER, S.; ZEILE, O.; EICKHOFF, J.; ROESER, H.-P. Hardware-in-the-loop environment for verification of a small satellite's on-board software. *Aerospace Science and Technology*, v. 47, p. 388–395, dec 2015. ISSN 12709638.
- FRONTERHOUSE, D.; LYKE, J.; ACHRAMOWICZ, S. Plug-and-play Satellite (PnPSat). In: *AIAA InfotechAerospace 2007 Conference and Exhibit*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. (InfotechAerospace Conferences). ISBN 978-1-62410-017-8.
- GEBRE-EGZIABHER, D.; ELKAIM, G. H.; POWELL, J. D.; PARKINSON, B. W. A non-linear, two-step estimation algorithm for calibrating solid-state strapdown magnetometers. In: *8th International St. Petersburg Conference on Navigation Systems*. Saint Petersburg, Russia: CSRI Elektropribor, 2001. p. 28–30.
- GERMANOVIX, G. R. *Projeto e construção de uma bobina de Helmholtz de três eixos aplicada à calibração de magnetômetros*. 112 p. Trabalho de Conclusão de Curso — Universidade Estadual de Londrina, 2014.
- GERSHENSON, J. K.; PRASAD, G. J.; ZHANG, Y. Product modularity: Definitions and benefits. *Journal of Engineering Design*, v. 14, n. 3, p. 295–313, sep 2003. ISSN 0954-4828.
- GODOI, R. G.; TOSIN, M. C.; Granziera Jr., F. Algoritmo para Determinação de Atitude e Apontamento de Objetos Dinâmicos Utilizando Filtragem de Kalman Distribuída. In: *VI Simpósio Brasileiro de Engenharia Inercial*. Rio de Janeiro: Sociedade Brasileira de Engenharia Inercial, 2010.
- GRANZIERA JR., F. *Simulação e Implementação de um Determinador de Atitude em Tempo Real Utilizando Sensores Microfabricados*. 284 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Londrina, Londrina, PR, Brasil, 2006.
- GRANZIERA JR., F.; KUGA, H. K.; TOSIN, M. C. Attitude improvement and angular rate estimation using a kalman filter with measurements of four tetrahedrally arranged low cost mems gyros. In: *10ª DINCON: Conferência Brasileira de Dinâmica, Controle e Aplicações*. Águas de Lindóia: SBMAC, 2011a.
- GRANZIERA JR., F.; TOSIN, M. C.; Tormena Jr., O.; VALDIVIA, R. H. V. Self-Calibration of MEMS Sensors Arranged in Triads using Kalman Filter Estimator. In: *21st International Congress of Mechanical Engineering*. Natal: Associação Brasileira de Ciências Mecânicas, 2011b.

GRAVEN, P.; KOLCIO, K.; PLAM, Y.; HANSEN, L. J. Implementation of a Plug-and-Play attitude determination and control system on PnPSat. In: *2009 IEEE Aerospace conference*. Big Sky, MT: IEEE, 2009. p. 1–13. ISBN 978-1-4244-2621-8.

GREGA, W. Hardware-in-the-loop simulation and its application in control education. In: *Frontiers in Education Conference, 1999. FIE '99. 29th Annual*. San Juan, Puerto Rico: IEEE, 1999. v. 2, p. 12B6/7–12B6/12 vol.2. ISSN 0190-5848.

GU, F.; HARRISON, W. S.; TILBURY, D. M.; YUAN, C. Hardware-In-The-Loop for Manufacturing Automation Control: Current Status and Identified Needs. In: *2007 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*. Scottsdale, AZ: IEEE, 2007. p. 1105–1110. ISBN 978-1-4244-1153-5.

HADDOX, P. G. The Development of a Hardware-in-the-Loop Attitude Determination and Control Simulator for IlliniSat-2. In: *52nd Aerospace Sciences Meeting*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2014. (AIAA SciTech). ISBN 978-1-62410-256-1.

HARRISON, W. S.; TILBURY, D. M.; YUAN, C. From Hardware-in-the-Loop to Hybrid Process Simulation: An Ontology for the Implementation Phase of a Manufacturing System. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2011. ISSN 1545-5955.

HIMMLER, A. Hardware-in-the-Loop Technology Enabling Flexible Testing Processes. In: *51st AIAA Aerospace Sciences Meeting including the New Horizons Forum and Aerospace Exposition*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2013. ISBN 978-1-62410-181-6.

HOOTS, F. R.; ROEHRICH, R. L. *Spacetrack Report No. 3: Models for Propagation of NORAD Elements Sets*. Colorado Springs, CO: North American Aerospace Defense Command, 1980. 1–91 p.

HOOTS, F. R.; Schumacher Jr., P. W.; GLOVER, R. A. History of Analytical Orbit Modeling in the U. S. Space Surveillance System. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, v. 27, n. 2, p. 174–185, mar 2004. ISSN 0731-5090.

ISERMANN, R.; SCHAFFNIT, J.; SINSEL, S. Hardware-in-the-loop simulation for the design and testing of engine-control systems. *Control Engineering Practice*, v. 7, n. 5, p. 643–653, may 1999. ISSN 09670661.

JUNG, D.; TSIOTRAS, P. Modeling and Hardware-in-the-Loop Simulation for a Small Unmanned Aerial Vehicle. In: *AIAA InfotechAerospace 2007 Conference and Exhibit*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. ISBN 978-1-62410-017-8.

KADEN, A.; BOCHE, B.; LUCKNER, R. Hardware-in-the-Loop Flight Simulator - An Essential Part in the Development Process for the Automatic Flight Control System of a Utility Aircraft. In: *Advances in Aerospace Guidance, Navigation and Control*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2013. p. 585–601.

KARPENKO, M.; SEPEHRI, N. Hardware-in-the-loop simulator for research on fault tolerant control of electrohydraulic flight control systems. In: *2006 American Control Conference*. Minneapolis, MN: IEEE, 2006. p. 7 pp. ISBN 1-4244-0209-3.

- KIRSCHVINK, J. L. Uniform magnetic fields and double-wrapped coil systems: improved techniques for the design of bioelectromagnetic experiments. *Bioelectromagnetics*, v. 13, n. 5, p. 401–411, 1992. ISSN 0197-8462 (Print).
- KLESH, A.; SEAGRAVES, S.; BENNETT, M.; BOONE, D.; CUTLER, J.; BAHCIIVAN, H. Dynamically Driven Helmholtz Cage For Experimental Magnetic Attitude Determination. *Advances in Astronautical Sciences*, v. 135, p. 1–14, 2009.
- KÖHL, S.; JEGMINAT, D. How to Do Hardware-in-the-Loop Simulation Right. *Controller System Software Testing and Validation*, SAE, n. 724, 2005.
- KOPETZ, H. *Real-Time Systems*. Boston, MA: Springer US, 2011. (Real-Time Systems Series). ISBN 978-1-4419-8236-0.
- KRAFT, M.; WHITE, N. M. *MEMS for automotive and aerospace applications*. Philadelphia, PA, USA: Woodhead Publishing Limited, 2013. ISBN 978-0-85709-118-5.
- KUGA, H. K.; CARRARA, V.; RAO, K. R. *Introdução à Mecânica Orbital - 2ª Edição*. São José dos Campos: Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2012. 67 p.
- KUIPERS, J. B. *Quaternion and Rotation Sequences*. Princeton, New Jersey, USA: Princeton University Press, 2002.
- LAPLANTE, P.; OVASKA, S. Fundamentals of Real-Time Systems. In: _____. *Real-Time Systems Design and Analysis: Tools for the Practitioner*. New Jersey, USA: Wiley-IEEE Press, 2012a. p. 1–25. ISBN 9781118136607.
- LAPLANTE, P.; OVASKA, S. Hardware for Real-Time Systems. In: _____. *Real-Time Systems Design and Analysis: Tools for the Practitioner*. New Jersey, USA: Wiley-IEEE Press, 2012b. p. 27–77. ISBN 9781118136607.
- LI, F. Y.; LI, B.; JIAO, Z. X. Inertia Simulation for Aircraft Braking Hardware-in-the-Loop Simulation. *Applied Mechanics and Materials*, v. 380-384, p. 1101–1104, Aug 2013. ISSN 1662-7482.
- LIEBELT, P. B. *An Introduction to Optimal Estimation*. Upper Saddle River, NJ, USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1967. ISBN 0201042304.
- LIZARRAGA, M.; DOBROKHODOV, V.; ELKAIM, G.; CURRY, R.; KAMINER, I. Simulink Based Hardware-in-the-Loop Simulator for Rapid Prototyping of UAV Control Algorithms. In: *AIAA InfotechAerospace Conference*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009. ISBN 978-1-60086-979-2.
- LÖTTERS, J.; SCHIPPER, J.; VELTINK, P.; OLTHUIS, W.; BERGVELD, P. Procedure for in-use calibration of triaxial accelerometers in medical applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, v. 68, n. 1-3, p. 221–228, jun. 1998. ISSN 09244247.
- MAHNAM, A.; YAZDANIAN, H.; Mosayebi Samani, M. Comprehensive study of Howland circuit with non-ideal components to design high performance current pumps. *Measurement*, v. 82, p. 94–104, mar 2016. ISSN 02632241.

MANAI, M.; DESBIENS, A.; GAGNON, E. Identification of a UAV and Design of a Hardware-in-the-Loop System for Nonlinear Control Purposes. In: *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2005. (Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences). ISBN 978-1-62410-056-7.

MARKLEY, F. L.; CRASSIDIS, J. L. *Fundamentals of Spacecraft Attitude Determination and Control*. New York, NY: Springer New York, 2014. ISBN 978-1-4939-0801-1.

MERRITT, R. Uniform magnetic field produced by three, four, and five square coils. *Review of Scientific Instruments*, v. 54, n. 7, p. 879, 1983. ISSN 00346748.

MUELLER, E. Hardware-in-the-loop Simulation Design for Evaluation of Unmanned Aerial Vehicle Control Systems. In: *AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference and Exhibit*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. ISBN 978-1-62410-160-1.

MÜNCHEBERG, S.; KRISCHKE, M.; LEMKE, N. Nanosatellites and micro systems technology - capabilities, limitations and applications. *Acta Astronautica*, v. 39, n. 9-12, p. 799–808, nov 1996. ISSN 00945765.

MUSMANN, G. *Fluxgate Magnetometers for Space Research*. Stoughton, WI: Books on Demand, 2010. ISBN 9783839137024.

NABI, S.; BALIKE, M.; ALLEN, J.; RZEMIEN, K. An overview of hardware-in-the-loop testing systems at visteon. In: *2004 SAE World Congress*. Warrendale, Penn.: Society of Automotive Engineers, 2004. (SAE Technical Papers).

NISE, N. S. *Control Systems Engineering*. 6th. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2010. ISBN 0470547561.

NOWICKA, J. Z. *Model-based Testing of Real-Time Embedded Systems in the Automotive Domain*. 245 p. Tese (Doctor of Engineering Science Thesis) — Technical University Berlin, 2009.

OGATA, K. *Modern Control Engineering*. 4th. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130609072.

OLIVARES, A.; RUIZ-GARCIA, G.; OLIVARES, G.; GÓRRIZ, J.; RAMIREZ, J. Automatic Determination of Validity of Input Data Used in Ellipsoid Fitting MARG Calibration Algorithms. *Sensors*, v. 13, n. 9, p. 11797–11817, sep 2013. ISSN 1424-8220.

OLIVEIRA, D. A. *Calibração e Controle de Bobinas de Helmholtz para Aplicação Espacial*. 126 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia e Tecnologia Espaciais/Mecânica Espacial e Controle) — Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, 2014.

PANG, H.; ZHANG, Q.; WANG, W.; WANG, J.; LI, J.; LUO, S.; WAN, C.; CHEN, D.; PAN, M.; LUO, F. Calibration of three-axis magnetometers with differential evolution algorithm. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, v. 346, p. 5–10, nov. 2013. ISSN 03048853.

- PASTENA, M.; GRASSI, M. Optimum design of a three-axis magnetic field simulator. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 38, n. 2, p. 488–501, apr 2002. ISSN 0018-9251.
- PEJSA, A. J. Optimum Skewed Redundant Inertial Navigators. *AIAA Journal*, v. 12, n. 7, p. 899–902, jul 1974. ISSN 0001-1452.
- PIERGENTILI, F.; CANDINI, G. P.; ZANNONI, M. Design, Manufacturing, and Test of a Real-Time, Three-Axis Magnetic Field Simulator. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, v. 47, n. 2, p. 1369–1379, apr 2011. ISSN 0018-9251.
- PIMENTEL, J.; TIRAT-GEFEN, Y. Real-Time Hardware in the Loop Simulation of Aerospace Power Systems. In: *5th International Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit (IECEC)*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2007. ISBN 978-1-62410-155-7.
- POPPENK, F. M.; AMINI, R.; BROUWER, G. Design and application of a helmholtz cage for testing nano-satellites. In: *Proceedings of the 6th International Symposium on Environmental Testing for Space Programmes*. Noordwijk, The Netherlands: ESA Communication Production Office, 2007.
- RESTREPO, A. F.; FRANCO, E.; PINEDO, C. R. Metodología de Diseño e Implementación de un Sistema para Generación de Campos Magnéticos Uniformes con Bobinas Helmholtz Cuadrada Tri-Axial. *Información tecnológica*, v. 25, n. 2, p. 03–14, 2014. ISSN 0718-0764.
- ROBERT, R. Bobina de Helmholtz. *Revista Brasileira de Ensino de Física*, Vol. 25, p. 40–43, 2003.
- RUBENS, S. M. Cube-Surface Coil for Producing a Uniform Magnetic Field. *Review of Scientific Instruments*, v. 16, n. 9, p. 243, 1945. ISSN 00346748.
- SCHLAGER, M. *Hardware-in-the-Loop Simulation*. Saarbrücken, Germany: VDM Publishing, 2008. 152 p. ISBN 978-3-8364-6216-7.
- SCHLAGER, M.; ELMENREICH, W.; WENZEL, I. Interface Design for Hardware-in-the-Loop Simulation. In: *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Montreal, Que.: IEEE, 2006. v. 2, p. 1554–1559. ISBN 1-4244-0497-5.
- SHUSTER, M. D. A Survey of Attitude Representations. *The Journal of the Astronautical Sciences*, v. 41, n. 4, p. 439–517, 1993.
- SIDI, M. J. *Spacecraft Dynamics & Control: a practical engineering approach*. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2000.
- SILVA, L. C. A. *Software Simulador de um Determinador de Atitude*. 64 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Londrina, 2008.
- SLAFER, L. Use of hardware-in-the-loop simulation for spacecraft mission preparation, planning and support. In: *Aerospace Design Conference*. Reston, Virginia: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1993.

SOH, W.; HAMZAH, N.; STEYN, W. Attitude Determination and Control Subsystem Hardware in the Loop Test on Air Bearing Trolley. In: *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2006. ISBN 978-1-62410-046-8.

SPENCER, J. D.; DAVIS, R. H. Helmholtz coils for MIL-STD-462D RS101 testing. In: *Electromagnetic Compatibility, 1999 IEEE International Symposium on*. Seattle, WA: IEEE, 1999. v. 2, p. 940–942.

SPRINGMANN, J. C. *Satellite Attitude Determination with Low-Cost Sensors*. Tese (Doctor of Philosophy in Aerospace Engineering) — University of Michigan, 2013.

SPRINGMANN, J. C.; CUTLER, J. W. Attitude-Independent Magnetometer Calibration with Time-Varying Bias. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, v. 35, n. 4, p. 1080–1088, jul 2012. ISSN 0731-5090.

SPRINGMANN, J. C.; SLOBODA, A. J.; KLESH, A. T.; BENNETT, M. W.; CUTLER, J. W. The attitude determination system of the RAX satellite. *Acta Astronautica*, Elsevier, v. 75, p. 120–135, jun. 2012. ISSN 00945765.

STEFFES, S.; SAMAAN, M.; CONRADT, M.; THEIL, S. Reconfigurable Hardware-in-the-Loop Test Bench for the SHEFEX2 Hybrid Navigation System Experiment. In: *AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2011. (Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences). ISBN 978-1-62410-154-0.

ÅSTRÖM, K.; HÄGGLUND, T. Revisiting the ziegler-nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*, v. 14, n. 6, p. 635 – 650, 2004. ISSN 0959-1524.

STRYKER, A. C.; JACQUES, D. R. Plug-and-Play Satellite: A Modularity Assessment. *Journal of Spacecraft and Rockets*, v. 49, n. 1, p. 91–100, jan 2012. ISSN 0022-4650.

STURZA, M. Skewed axis inertial sensor geometry for optimal performance. In: *Digital Avionics Systems Conference*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1988.

TAKAHASHI, N. S. *Metodologia de Desenvolvimento de um Determinador de Atitude Portátil de Baixo Custo para Interfaces Homem-Máquina*. 142 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Londrina, 2011.

TAKAHASHI, N. S.; SANTANA, T. A. S.; GRANZIERA JR., F.; TOSIN, M. C. Accelerometer and Magnetometer Auto-Calibration Algorithm for Attitude Determination. *Journal of Aerospace Engineering, Sciences and Applications*, II, n. 3, p. 11–19, 2010.

TEICH, J. Hardware/Software Codesign: The Past, the Present, and Predicting the Future. *Proceedings of the IEEE*, v. 100, n. Special Centennial Issue, p. 1411–1430, may 2012. ISSN 0018-9219.

TEXAS INSTRUMENTS. *LM675 Power Operational Amplifier*. 1999. Revisado em Março de 2013.

TORMENA JR., O. *Método de Auto-Calibração para Tríades de Sensores Utilizadas em Aplicações de Estimção de Atitude*. 92 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Londrina, 2010.

Tormena Jr., O.; Granziera Jr., F.; TOSIN, M. C. Development and Performance Analysis of an Autocalibration Method for Tri-axis Sensors in Attitude Estimation Systems. In: *Proceedings of the 14th International Symposium on Dynamic Problems of Mechanics*. São Sebastião: Associação Brasileira de Engenharia e Ciências Mecânicas, 2011. p. 176–179.

TORTORA, P.; GIULIETTI, F.; CORBELLI, A.; FABBRI, V. ALMASat Attitude Control Hardware-In-The-Loop Simulations. In: *57th International Astronautical Congress*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2006. (International Astronautical Congress (IAF)). ISBN 978-1-62410-042-0.

TOSIN, M. C.; Granziera Jr., F.; SILVA, L. C. A. MEMS Gyroscopes Based Attitude Determination Experiment of ITASAT Satellite Project Description and Initial Results. In: *61th International Astronautical Congress*. Praga: International Astronautical Federation, 2010.

URE, N. K.; KAYA, Y. B.; INALHAN, G. The development of a Software and Hardware-in-the-Loop Test System for ITU-PSAT II nano satellite ADCS. In: *Aerospace Conference, 2011 IEEE*. Big Sky, MT: IEEE, 2011. p. 1–15. ISBN 978-1-4244-7350-2.

VALLADO, D.; CRAWFORD, P. SGP4 Orbit Determination. In: *AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2008. (Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences). ISBN 978-1-62410-001-7.

VALLADO, D.; CRAWFORD, P.; HUJSAK, R.; KELSO, T. Revisiting Spacetrack Report #3. In: *AIAA/AAS Astrodynamics Specialist Conference and Exhibit*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2006. (Guidance, Navigation, and Control and Co-located Conferences, AIAA 2006-6753), p. 1–88. ISBN 978-1-62410-048-2. ISSN 20066753.

VILATHGAYNUWA, D.; TSENG, K. Development and control of a 3-axis motion simulator for satellite ADCS hardware-in-the-loop simulation. In: *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*. Busan, South Korea: IEEE, 2004. v. 1, p. 524–529. ISBN 0-7803-8730-9.

WÄLTERMANN, P. Hardware-in-the-loop: The technology for testing electronic controls in automotive engineering. In: *Translation of 6th Paderborn Workshop "Designing Mechatronic Systems"*. Paderborn: University of Paderborn, 2009.

WASZNIOWSKI, L.; HANZÁLEK, Z.; DOUBRAVA, J. Aircraft Control System Validation via Hardware-in-the-Loop Simulation. *Journal of Aircraft*, v. 48, n. 4, p. 1466–1468, jul 2011. ISSN 0021-8669.

WERTZ, J. R. (Ed.). *Spacecraft Attitude Determination and Control*. Dordrecht: Springer Netherlands, 1978. v. 73. (Astrophysics and Space Science Library, v. 73). ISBN 978-90-277-1204-2.

WU, Z.; WU, Y.; HU, X.; WU, M. Calibration of Three-Axis Magnetometer Using Stretching Particle Swarm Optimization Algorithm. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 62, n. 2, p. 281–292, feb 2013. ISSN 0018-9456.

YAVUZYILMAZ, C.; AKBAS, M.; ACAR, Y.; GULMAMMADOV, F.; KAHRAMAN, O.; SUBASI, Y.; ERTONGUR, N.; TUFEKCI, C. S. Rasat ADCS flight software testing with Dynamic Attitude Simulator Environment. In: *Recent Advances in Space Technologies (RAST), 2011 5th International Conference on*. Istanbul: IEEE, 2011. p. 974–977.

ZANDER, J.; SCHIEFERDECKER, I.; MOSTERMAN, P. A Taxonomy of Model-Based Testing for Embedded Systems from Multiple Industry Domains. In: *Model-Based Testing for Embedded Systems*. Boca Raton, Florida: CRC Press, 2011, (Computational Analysis, Synthesis, & Design Dynamic Systems). p. 1–22. ISBN 978-1-4398-1845-9.

ZHAO, J.; LI, Z.; DING, J.; CHEN, L.; WANG, Q.; LU, Q.; WANGHONGXIN; WU, S. HIL Simulation of Aircraft Thrust Reverser Hydraulic System in Modelica. *7th International Modelica Conference*, p. 20–22, 2009.

ZIKMUND, A.; JANOSEK, M.; ULVR, M.; KUPEC, J. Precise Calibration Method for Triaxial Magnetometers Not Requiring Earth's Field Compensation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 64, n. 5, p. 1250–1255, may 2015. ISSN 0018-9456.

Apêndice A - Fundamentos Básicos da Simulação HiL

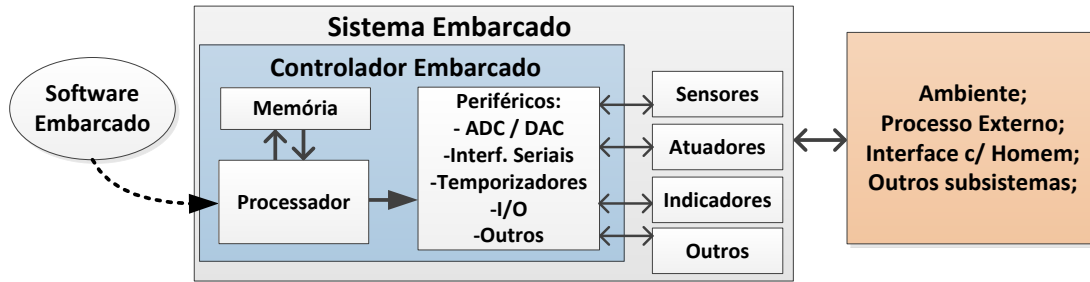
A.1 Sistema Embarcado

Um sistema embarcado, do inglês *Embedded System (ES)* pode ser definido de diversas formas. Segundo Nowicka (2009), um ES é um dispositivo computacional, com um sistema de processamento, que executa uma tarefa dedicada e possui um *software* específico para aquela aplicação.

Outra forma de definir um sistema embarcado é como um sistema eletrônico desenvolvido para executar uma tarefa específica e que normalmente está incorporado em um sistema maior. Conforme Fan (2015), duas características diferem um sistema embarcado de um computador de uso genérico, que são:

- Um sistema embarcado é construído especificadamente para uma função, não sendo alterado pelo usuário ou sistema final. De forma oposta, um computador de uso geral, como um *smartphone* ou um *notebook*, pode ser alterado e programado para funções de acordo com a necessidade do usuário;
- Um sistema embarcado é construído em conjunto com o seu *software*. Este não sofre mudanças e não pode ser alterado pelo usuário, sendo que no máximo o usuário pode configurar determinadas tarefas pré-planejadas e disponíveis no projeto. Este desenvolvimento paralelo de *hardware* e *software* com uma finalidade bem definida e conhecida é chamado de *hardware-software-co-design* (TEICH, 2012). Computadores de uso geral são construídos independente do *software*, normalmente um sistema operacional, que será executado nele.

A Fig. A.1 apresenta um diagrama de um sistema embarcado genérico. Da figura verificamos que a composição do ES será um sistema de *hardware*, *software*, podendo conter ainda um sistema mecânico, sensores, atuadores, sinalizadores entre outros. Estes elementos serão responsáveis pela interação do ES com o ambiente externo. Este por sua vez pode ser desde um humano até mesmo outros sistemas embarcados.

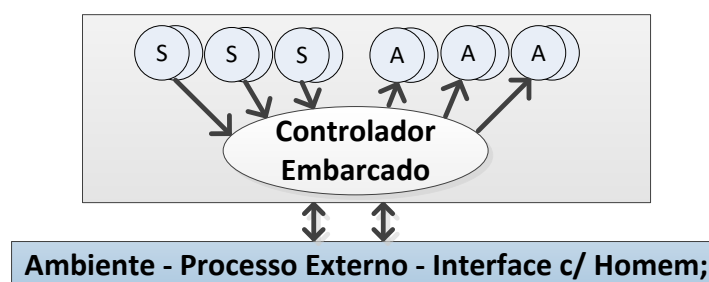
Figura A.1: Diagrama genérico de um sistema embarcado.

Fonte: O autor (2016).

Caso um projeto possua apenas um sistema embarcado, este é chamado de centralizado. No caso de diversos sistemas embarcados formarem um sistema maior responsável por uma ação conjunta com o mesmo objetivo, chama-se este de *sistema distribuído*. As principais diferenças são tratadas na sequência.

A.1.1 Sistema Embarcado Centralizado

Sistemas embarcados centralizados (não distribuídos) são aqueles que possuem somente um controlador/processador. Todos os sensores, atuadores e demais sistemas estão conectados no processador que é responsável por comandar e garantir todas as etapas do sistema. A Fig. A.2 mostra um diagrama de um sistema centralizado com seis sensores e seis atuadores.

Figura A.2: Representação de um sistema embarcado centralizado.

Fonte: O autor (2016).

Com a evolução da capacidade de processamento dos microprocessadores, redução do custo e acessibilidade ao desenvolvimento de sistemas embarcados, o tempo de desenvolvimento até o lançamento do produto foi reduzido drasticamente na última década. Para suprir a demanda de tempo, a tendência é que um produto ou sistema final seja composto por diversos sistemas embarcados independentes entre si, ou seja, projetos complexos de engenharia tendem cada vez mais a serem modularizados (GERSHENSON; PRASAD; ZHANG, 2003).

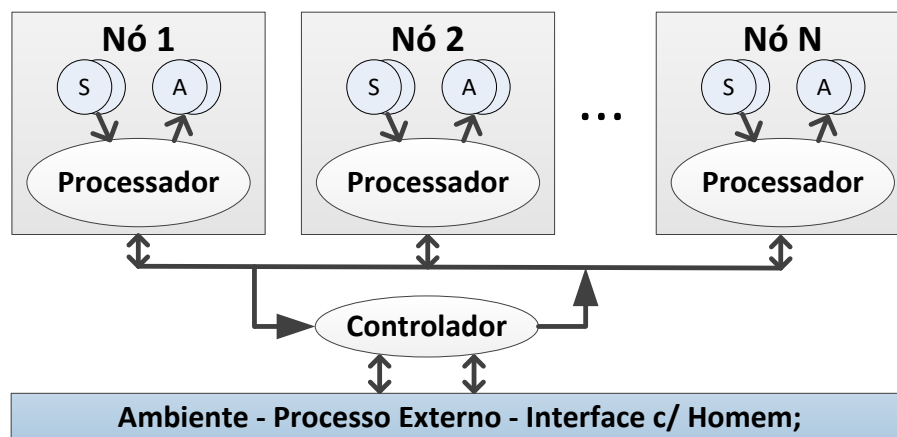
Esta independência proporciona que a substituição ou melhoria de parte do sistema seja facilitada, não sendo necessário interferir no restante do projeto. Uma determinada parte também pode ser reaproveitada em outros projetos diretamente, necessitando poucos ou mesmo nenhum ajuste. Tais sistemas que não possuem somente um processador central são chamados de sistemas embarcados distribuídos.

A.1.2 Sistema Embarcado Distribuído

Sistemas embarcados distribuídos são constituídos por múltiplos processadores/controladores. Cada subsistema possui tarefas específicas e estão conectados somente aos sensores, atuadores e demais sistemas necessários. A conexão entre os sistemas é feita por barramentos de comunicação, sendo que pode existir ou não um sistema embarcado responsável por gerenciar como os subsistemas se comportam e também gerenciando a troca de dados com o ambiente.

Considerando o exemplo utilizado para um sistema centralizado, a Fig. A.3 mostra uma possível forma de descentralizar o sistema, tornando-o distribuído.

Figura A.3: Representação de um possível sistema embarcado distribuído.



Fonte: O autor (2016).

Uma vez que o custo de um controlador embarcado é ínfimo perto de projetos e sistemas de engenharia, o uso de múltiplos dispositivos não causa o aumento do custo total do projeto, mas sim uma diminuição no custo e no tempo de desenvolvimento, já que o desenvolvimento de *hardwares* e *softwares* independentes reduzem drasticamente a complexidade de cada nó do sistema.

Esta modularidade obtida com a distribuição do sistema possui características relevantes e relacionadas com aspectos da simulação HiL, abordados na seção 2.4. As principais características e vantagens são (os termos mais específicos serão mantidos na língua inglesa, uma vez que não há uma tradução exata na língua portuguesa):

Maintainability: é a capacidade de modularização e reposição dos nós. A troca, aperfeiçoamento ou duplicação de um nó pode ser feita quase que diretamente, não havendo a necessidade de reprojeter outros elementos e facilitando a conexão e cabos entre os sistemas.

Dependability: é o termo utilizado para definir a confiabilidade na entrega do objetivo final. Em sistemas modulares, eventuais falhas podem ser contidas dentro do nó não prejudicando o sistema como um todo. Em aplicações críticas nós redundantes garantem a confiabilidade do sistema.

Scalability: um sistema distribuído pode ser utilizado durante anos ou mesmo décadas se continuar efetivo em sua tarefa. O sistema deve ser aberto e capaz de receber novos nós de processamento, muitas vezes sem necessitar de alterações e upgrades em *software*.

Composability: um sistema distribuído bem planejado permite a adição de novos subsistemas com funcionalidades novas ou replicadas de forma simples, necessitando atender apenas requisitos gerais para não prejudicar outros subsistemas.

Openness: é a característica que diz respeito a capacidade de expansão do sistema. Ou seja, o quanto os diversos nós de processamento conseguem operar em paralelo e compartilhando informações.

Cuncurrency: como um sistema microcontrolador é comandado por uma linguagem de *software*, a adição de múltiplos controladores permite que o processamento das diversas tarefas seja distribuído de forma concorrente. Isto garante que o desenvolvimento dos *softwares* seja facilitado, os requisitos temporais mais facilmente alcançados, além de permitir a redundância em sistemas críticos.

Por tais características, projetos distribuídos são obrigatoriamente utilizados em indústrias aeroespaciais e automotivas. Como exemplo, um veículo moderno pode possuir até mesmo 80 controladores embarcados independentes e controlados por cinco tipos de barramentos (BROY, 2005).

A.2 Sistema em Tempo Real

Independente da capacidade de processamento de um *hardware*, a execução do seu ciclo de instruções (*software*) e conseqüentemente a execução de uma determinada tarefa não é feita de forma instantânea, sendo que sempre existe um tempo ligado aos eventos.

Sistemas embarcados executam suas funções periodicamente e devem na grande maioria dos casos atender a certos requisitos temporais, sendo então classificados como sistemas em tempo real (RTS), que devem executar suas tarefas em um tempo limite dependente da aplicação.

Laplante e Ovaska (2012a) definem um sistema em tempo real como um computador (ou controlador embarcado) cujo tempo de respostas das tarefas devem ser limitados e atendidos, de forma a evitar falhas que podem causar consequências graves. Segundo o mesmo autor, é pertinente observar que esta definição é válida tanto para sistemas e controladores que fazem uso de sistemas operacionais, ou seja, realizam o agendamento de tarefas conforme prioridades definidas, quanto sistemas embarcados tradicionais, que rodam um software desenvolvido sem este recurso.

O comportamento correto de um RTS fica ligado então a dois fatores: ao resultado lógico do seu comportamento de acordo com o modelo desenvolvido e também ao instante físico em que este resultado ocorre (KOPETZ, 2011).

Para o desenvolvimento e validação de um RTS, seja por simulação HiL ou outro método, é necessário conhecer os requisitos, pontos críticos e necessidades temporais das aplicações. Dentre estes, este trabalho destaca quatro pontos de um RTS cujo conhecimento são essenciais em sistemas embarcados, que são:

- *Soft Real-time e Hard Real-Time;*
- *Fail-Safe e Fail-Operational;*
- *Guaranteed-Response e Best-Effort;*
- *Event-Triggered e Time-Triggered.*

A seguir estes pontos são brevemente explicados. Descrições mais detalhadas e outros aspectos mais aprofundados não abordados aqui podem ser encontrados nos trabalhos de Kopetz (2011), Schlager (2008), Fan (2015), Laplante e Ovaska (2012a) e Laplante e Ovaska (2012b). As seções a seguir baseiam-se principalmente no trabalho de Kopetz (2011).

A.2.1 *Soft, Firm e Hard Real-Time*

Os termos *hard real-time system* e *soft real-time system* são utilizados para classificar o nível de criticidade de um eventual atraso na execução de uma tarefa no sistema. A literatura ainda costuma apresentar um terceiro termo intermediário, classificado como *firm real-time systems*.

Um sistema em tempo real é classificado como *hard* quando ao menos uma de suas tarefas é *hard*. Assim, um sistema pode possuir diversos requisitos *soft* e um ou mais requisitos *hard*.

Requisitos *hard* são aqueles em que uma falha pode ser crítica e apresentar riscos humanos as partes envolvidas. O tempo de execução deve ser obrigatoriamente atendido. Normalmente estes sistemas apresentam redundância para os casos em que houver falhas e estas são detectadas de forma autônoma pelo próprio sistema. Requisitos *soft* por sua vez não causam riscos maiores e eventuais falhas causam a diminuição da confiabilidade do sistema, mas não sua interrupção.

Desta forma, sistemas *soft* são aqueles em que o não atendimento temporal das etapas resultam em uma degradação do resultado final. Por exemplo, em um sistema de comunicação, eventuais atrasos podem causar a perda de dados, mas não causar uma falha que interrompa o processo.

Sistemas classificados como *firm* são aqueles em que o atraso em determinada tarefa causa a interrupção e falha no sistema. No entanto esta falha não envolve riscos humanos e seu nível de criticidade é admissível. Um exemplo pode ser uma linha de produção que caso haja atraso em alguma tarefa, toda ela deve ser interrompida para a restauração do sistema, porém os envolvidos não são submetidos a riscos.

E finalmente sistemas *hard* são aqueles em que uma falha temporal em processos críticos podem resultar em acidentes com risco a vida humana ou até mesmo uma catástrofe. Sistemas embarcado de aeronaves são exemplos de sistemas que contém diversas tarefas críticas, que devem atender aos requisitos de tempo e serem redundantes em caso de falha.

A.2.2 *Fail-Safe e Fail-Operational*

Esta classificação normalmente está correlacionados aos termos *firm* RTS e *hard* RTS. Sistemas classificados como *fail-safe* são aqueles em que ao ocorrer uma falha esta deve ser automaticamente identificada e o sistema é levado a um estado considerado estável e sem risco.

O exemplo clássico é um sistema de sinaleiros em um cruzamento. Considerando uma falha grave, o sistema automaticamente coloca todos os sinaleiros no estado amarelo piscante, ou seja, em um modo onde não há riscos explícitos de acidente. No exemplo da linha de produção da subseção anterior, todo o maquinário antes de ser interrompido deve ser levado a uma posição física em que o risco de acidentes seria o menor possível.

Já *fail-operational* diz respeito a aplicações onde não é possível definir um estado salvo em que não há riscos. Como exemplo, um sistema de piloto automático de uma aeronave, em casos de falha não existe como levar o sistema a um modo estável antes de interrompê-lo. Nestes casos, o sistema deve permanecer operacional e prover um mínimo de funcionalidade, através de redundâncias por exemplo, para evitar catástrofes em caso de falhas.

A.2.3 *Guaranteed-Response e Best-Effort*

Durante o desenvolvimento de sistemas embarcados em tempo real, deve-se ter o conhecimento mínimo da capacidade computacional para atender determinada ação em caso de falha. Este conhecimento é importante pois um sistema pode possuir diversas etapas críticas, e a forma como este responde as falhas depende diretamente da capacidade de processamento no momento da falha.

Sistemas de resposta garantida (*guaranteed-response*) são aqueles que conseguem garantir uma ação ou tarefa em um tempo definido independente do que o sistema esteja executando naquele momento. Estes sistemas não trabalham com análises probabilísticas e devem garantir os requisitos mais críticos, sendo planejados de forma cuidadosa. Testes de diversas possibilidades devem ser feitos para garantir esta característica. Sistemas *hard* devem possuir resposta garantida em suas atividades críticas.

Por sua vez, sistemas de melhor esforço (*best-effort*) são aqueles em que as falhas são tratadas de forma probabilística e dependem da atual carga de processamento do sistema. Como este tratamento pode ou não atender aos requisitos temporais dependendo do momento da tarefa ou falha, normalmente esta técnica é utilizada em tarefas *soft*.

A.2.4 *Event-Triggered e Time-Triggered*

A forma de início, ou gatilho (*trigger*) de um evento em um sistema pode ser feita de duas maneiras. A primeira em resposta a um evento, ou seja, assim que determinado evento em *hardware* aconteça, alguma ação específica será realizada. A segunda forma é através de gatilhos temporais, ou seja, periodicamente o processador irá iniciar determinada ação, podendo este tempo ser fixo ou não. Definir se um gatilho será externo ou temporal independente do fenômeno externo, mas somente da forma como o comportamento do sistema em tempo real é feito no *software* desenvolvido.

Por exemplo, considerando um sistema embarcado em que o acionamento de um determinado botão pelo usuário deve alternar o estado de um relê. Este evento pode ser

feita de ambas maneiras, independente do acionamento ser sempre causado pelo acionamento humano. Caso ao apertar o botão, o sistema embarcado gera uma interrupção que imediatamente pule para uma rotina que acione o relê, dizemos que é um sistema por evento. Agora, caso esse acionamento gera uma *flag* no sistema, que é verificada pelo processador principal uma vez por segundo, dizemos que o evento é temporal.

Durante o desenvolvimento de um sistema embarcado em tempo real, é essencial o domínio sobre a forma de gatilho sobre todos os eventos do sistemas. Gatilhos por eventos normalmente são mais simples de serem implementados e facilitam o desenvolvimento bem como a flexibilidade do sistema. Entretanto, o excesso de gatilhos pode não ser saudável caso várias tarefas necessitem de um tempo de resposta garantido. A utilização de eventos com gatilhos temporais aumentam a complexidade do sistema, mas garantem requisitos melhores a sistemas embarcados. Desta forma, sistemas críticos normalmente são planejados com gatilhos temporais e tarefas mais cruciais podem ser executadas a partir de eventos.

A.2.5 Considerações sobre as características

Sistemas em tempo real críticos, que de acordo com os pontos apresentados são *hard*, *fail-operational*, ou seja, de resposta garantida e com gatilhos temporais possuem custos altos envolvidos no processo de desenvolvimento e validação.

Em tais sistemas o uso da simulação HiL pode ser essencial para garantir que as mais diversas combinações entre falhas, nos vários tipos de ambientes de operação, sejam testadas de forma a assegurar que não ocorrerão falhas com riscos a vida humana.

A.3 Projeto Baseado em Modelos

Model-Based Design (MBD) é traduzido neste trabalho como projeto baseado em modelos. Zander, Schieferdecker e Mosterman (2011) apresenta uma definição ampla e bem elaborada sobre o tema, apresentando as diversas definições tratadas na literatura.

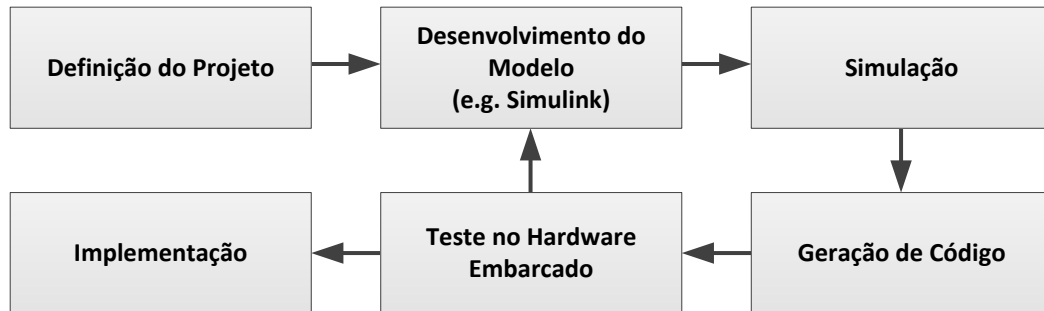
A.3.1 Definição Considerada

De uma maneira simples, MBD pode ser definido como uma técnica no desenvolvimento e testes de sistemas completos, subsistemas ou mesmo um componente específico em um projeto maior. Esta técnica permite que sistema em teste (SUT) seja desenvolvido, testado e validado a partir de um esquemático. Este é formado por blocos com funções específicas conectados visualmente entre si, de fácil manuseio e sem

a necessidade da programação de algoritmos complexos em nível baixo, como linguagem C.

Uma ferramenta de MBD deve ser capaz de validar o modelo desenvolvido através de simulações e posteriormente gerar o código, ou parte dele, que será embarcado ou utilizado no *hardware* final da aplicação. A Fig. A.4 mostra as etapas mais básicas de um projeto MBD.

Figura A.4: Elementos básicos de uma ferramenta para projetos com modelos.



Fonte: O autor (2016).

A partir de um projeto definido, o modelo matemático e comportamental do sistema é implementado em uma ferramenta própria, cujos exemplos mais utilizados atualmente são os *softwares* Matlab/Simulink e Labview, das empresas Mathworks e National Instruments, respectivamente. Uma vez desenvolvido, o modelo é simulado e validado na própria ferramenta. Após esta etapa, o modelo é convertido em uma linguagem específica, como código C (ou equivalente), e então adaptado para o *hardware* embarcado para a realização de testes no sistema. A esta sequência de etapas foi dada o nome de projeto de engenharia em V, abordados na seção A.3.4.

A etapa após a simulação, ou seja, a geração do código a partir do modelo para testes em *hardware* não é imediato. Diversas ferramentas buscam dar suporte para testes diretamente no processador, ao invés da geração em código C que deve ser portado para o processador utilizado. Esta passagem entre a validação da simulação do modelo até os testes no sistema embarcado podem possuir diversas tarefas, que são auxiliadas pelas simulação *x-in-the-loop*, discutido nas seções A.3.5 e 2.2.

A.3.2 A evolução de MBD

Os primeiros relatos do uso de MBD são da década de 90. Esta era utilizada principalmente no desenvolvimento de sistemas embarcados para aplicações em controle de sistemas dinâmicos.

Segundo Frederiksen (2013), inicialmente estas ferramentas eram capazes de si-

mular o modelo desenvolvido e gerar códigos em linguagem C, que posteriormente deveriam ser adequados pelo usuário para sua aplicação final. Na sequência, as ferramentas passaram a incorporar a geração de código para *hardwares* específicos, permitindo que o modelo desenvolvido fosse automaticamente transferido para o *hardware* da aplicação final.

Projeto baseado em modelos estão quase sempre associados as ferramentas Matlab e Simulink, da empresa MathWorks (BEINE; JUNGSMANN, 2003). A ferramenta LabView da empresa National Instruments é outra opção utilizada em larga escala. Nowicka (2009) apresenta em seu trabalho outras formas e ferramentas, inclusive de acesso livre, disponíveis. Contudo, quase a totalidade dos trabalhos presentes na literatura fazem uso das ferramentas Simulink ou LabView.

As grandes empresas de processadores embarcados buscam com urgência permitir que as ferramentas de MBD deem suporte para a geração de códigos de seus *hardwares*. O maior exemplo pode ser dado pela Texas Instruments, que há anos possuem microcontroladores e DSPs que podem ser programados diretamente pelo Simulink.

Atualmente, MBD pode ser utilizada em praticamente todos os níveis de desenvolvimento de um sistema de engenharia, seja para o desenvolvimento de um projeto de um sistema embarcado distribuído, parte de um *hardware* embarcado ou somente para a validação de um modelo matemático.

Sistemas de controle, processamento digital e analógico de sinal e sistemas de comunicações são as três áreas mais impactadas pelo MBD, tendo revolucionado ao longo dos últimos anos o tempo e custo de desenvolvimento de sistemas nas indústrias espaciais, automotivas, de automação industrial dentre outras ligadas a sistemas embarcados em tempo real.

A.3.3 Vantagens e Benefícios

Devido às suas características gráficas, com ligações e modelos feitos na forma de esquemáticos baseados em blocos pré-programados e com funções específicas, a grande vantagem obtida com o uso de MBD é a redução no tempo e conseqüentemente no custo do desenvolvimento de um SUT. Um MBD, ou parte dele, pode ser facilmente adaptado para novos sistemas, permitindo a reutilização e expansão de esquemáticos.

Um projeto complexo de engenharia pode ser dividido em diversas etapas que serão feitas em MBDs distintos, permitindo a modularização mas mantendo a facilidade de comunicação, análise do sistema e integração entre as partes.

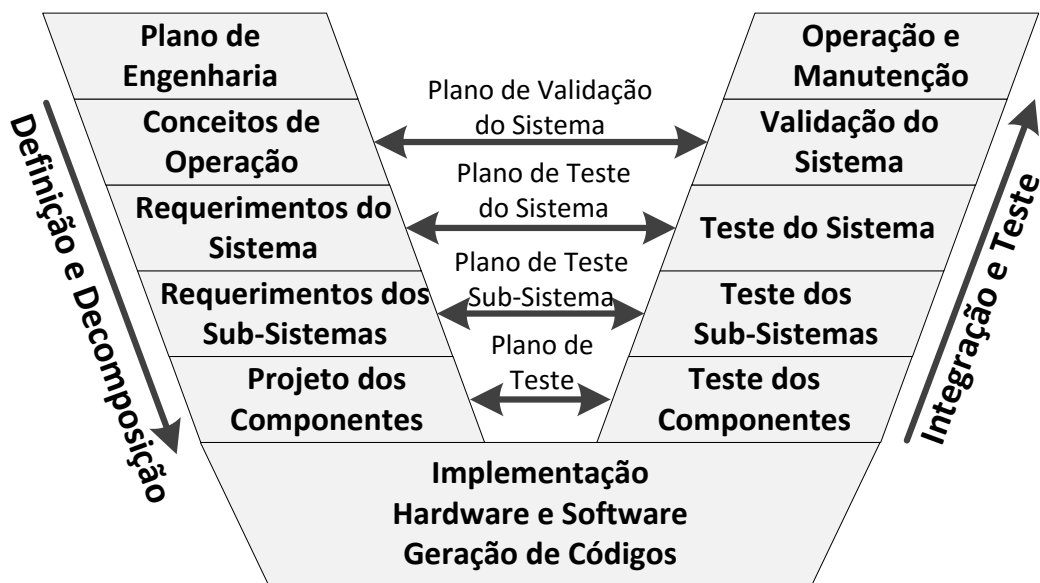
Por fim, a adição de um nível mais alto de simulação, descrito adiante na seção

A.3.5, permite que certos erros e problemas nos modelos matemáticos sejam encontrados em estágio inicial de desenvolvimento antes da aplicação em *hardware*, impactando diretamente na redução de custos e tempos por modificações não planejadas.

A.3.4 Projeto de Engenharia em V

A evolução de sistemas embarcados em tempo real e a associação destes com MBDs, em conjunto com outros fatores transformaram a forma como projetos de engenharia são desenvolvidos. A literatura, conforme retratado por Nowicka (2009), trata este evento como projeto de engenharia baseada no modelo em V, ou seja, desde a definição dos requisitos de projeto até o lançamento no mercado, as diversas etapas e desenvolvimento das várias partes não são mais tratados de forma linear. A Fig. A.5 mostra o fluxo de trabalho adotado em trabalhos de engenharia mais complexos.

Figura A.5: Processo e etapas em um projeto de engenharia buscando a modularização deste em etapas menores que posteriormente serão integradas.



Fonte: O autor (2016).

O grande avanço obtido é que a implementação de testes, verificação, integração e validação são feitas de forma muito mais rápidas com o uso das ferramentas adequadas. Um aspecto importante é verificar que estes tipo de fluxo de trabalho depende altamente do quanto o projeto pode ser modularizado. Assim, cada uma dos subsistemas terá requisitos específicos e serão desenvolvidos separadamente de forma que no final formem um sistema distribuído.

A.3.5 Desenvolvimento de um Sistema por MBD

Partindo do diagrama da Fig. A.5, cada um dos subsistemas será desenvolvido, testado e validado separadamente antes de serem integrados. Assim, cada subsistemas possuirá o seu sistema embarcado e um MBD próprio, mesmo que posteriormente seja desenvolvido um modelo para o projeto completo.

Expandindo as etapas da Fig. A.4, um projeto por modelo a ser executado nas diversas etapas de um projeto de engenharia da Fig. A.5 possuirá as seguintes etapas: definição dos requisitos; desenvolvimento do esquemático MBD; simulação e validação do MBD; geração do código em linguagem C (ou similar); validação deste código; geração do código na linguagem do *hardware*, como um microcontrolador; validação deste novo código; e finalmente a implementação e testes no *hardware* desenvolvido.

Estas etapas formam um novo modelo em V apresentado na Fig. 2.2 (BEINE; JUNGSMANN, 2003; FREDERIKSEN, 2013). Neste ponto as técnicas de simulações descritas como *X-in-the-Loop*, que incluem *Model-in-the-Loop*, *Software-in-the-Loop*, *Processor-in-the-Loop* e *Hardware-in-the-Loop*, podem ser utilizadas para diminuir o tempo e custo de desenvolvimento, aumentar a confiabilidade na validação do protótipo e a integração entre diversos elementos de um projeto eletrônico.

Apêndice B – Sistemas Auxiliares da Plataforma

B.1 Cond. de Sinal Magnetômetro

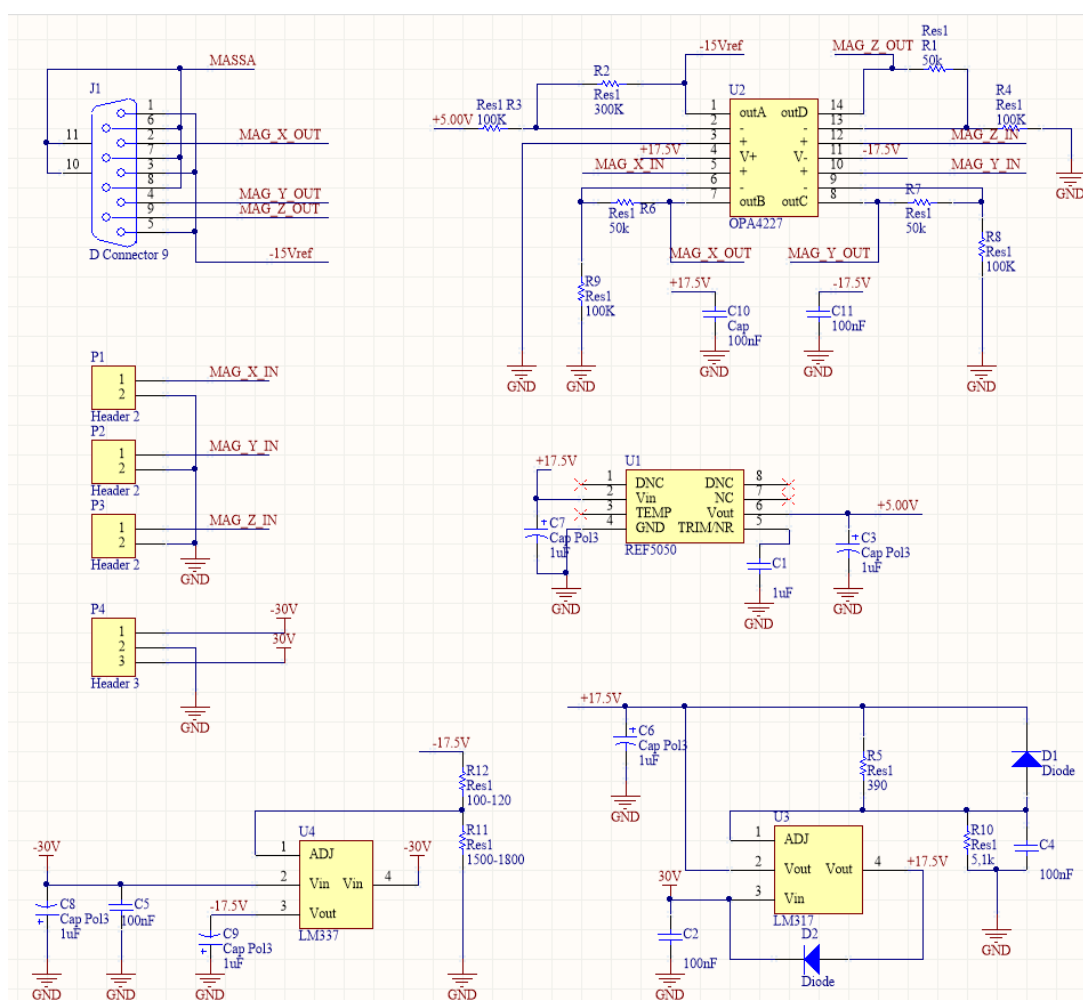


Figura B.1: Esquemático da placa para condicionamento do sinal de saída do magnetômetro FGM3D com a placa DS2211.

B.2 Driver da Bobina - Primeira Versão

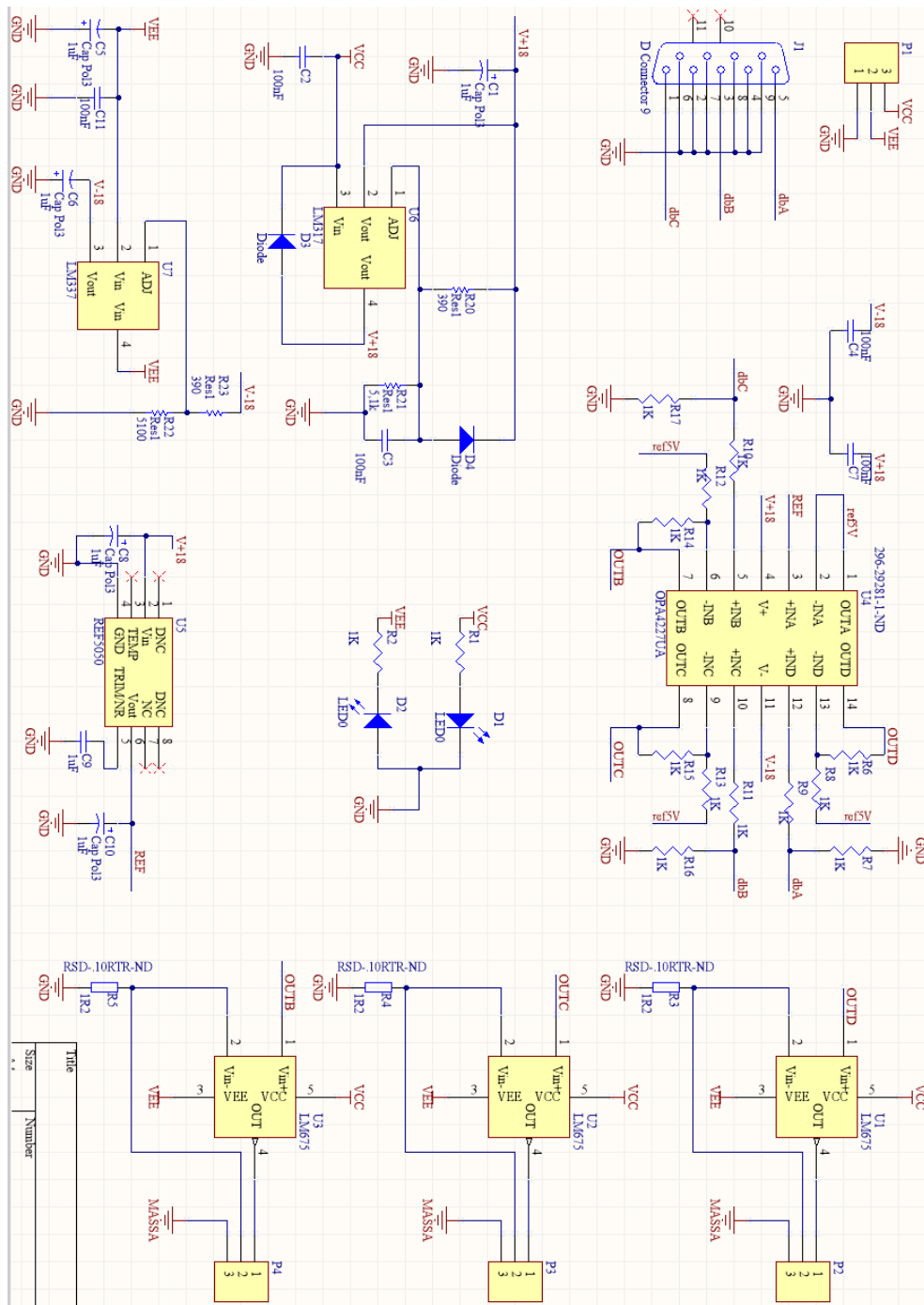


Figura B.2: Esquemático da 1ª versão do *driver* da bobina de Helmholtz para geração da corrente a partir do DAC da placa DS2211.

B.3 Driver da Bobina - Segunda Versão

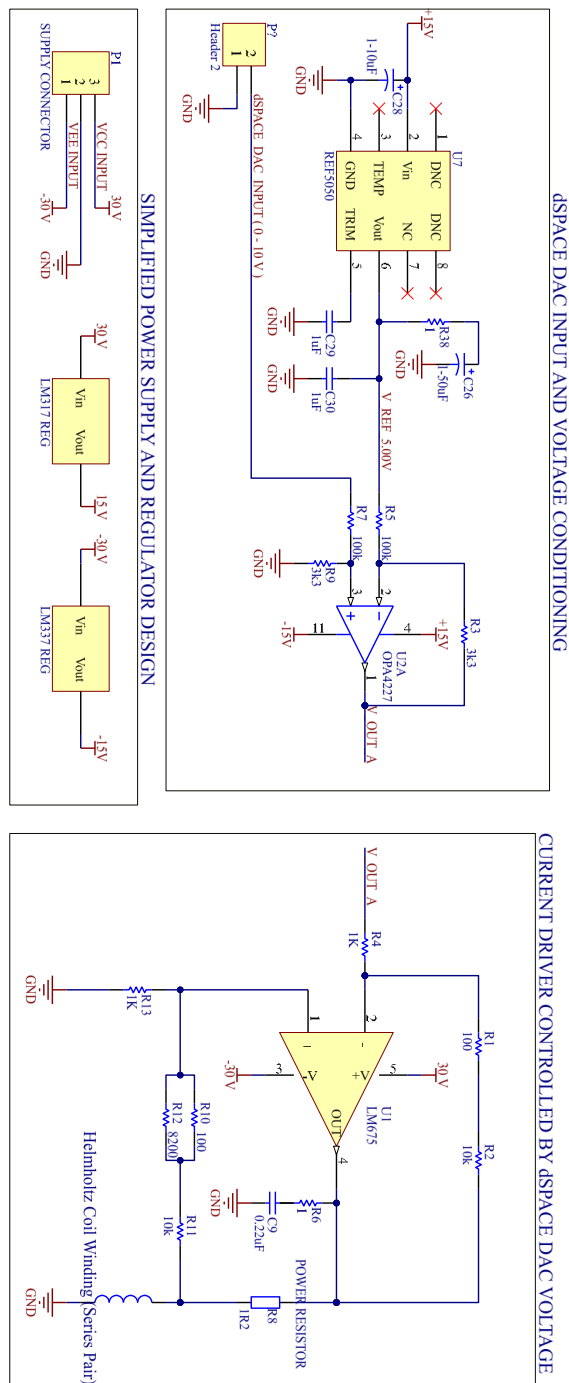


Figura B.3: Esquemático do driver da bobina baseado na Howland Current Pump para geração da corrente a partir do DAC da placa DS2211.

Apêndice C - Dados Validação Bobina de Helmholtz

C.1 Medições do Campo Local na Mesa Auxiliar

Conforme apresentado em várias etapas do texto, principalmente nos capítulos 6 e 9, o campo geomagnético no interior do laboratório, onde o sistema construído situa-se, possui diversas distorções, atribuídas principalmente à presença de materiais ferromagnéticos em suas proximidades.

Considerando a mesa posicionada no interior da bobina, o sensor *fluxgate* foi posicionado em diversos pontos, sendo que somente movimentos translacionais foram aplicados e sempre mantendo a bobina de Helmholtz desligada. As Figs. C.1, C.2 e C.3 mostram os valores observados para os eixos x , y e z , respectivamente. A Fig. C.4 apresenta o módulo destas medições.

Os resultados mostram de forma clara como o campo geomagnético está distorcido no interior do sistema da bobina, sendo que os três eixos apresentam variações consideráveis em seu campo, assim como o módulo obtido. A partir dos valores numéricos destes resultados, a Tab. C.1 foi elaborada mostrando os campos mínimos e máximos obtidos, bem como a variação equivalente e também percentual.

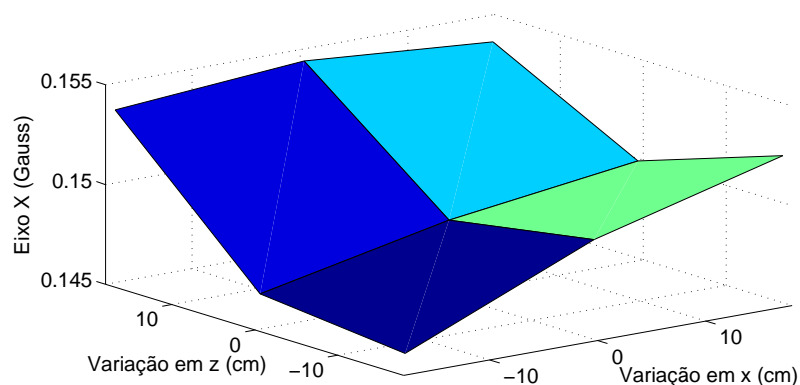


Figura C.1: Medições do campo no sensor *fluxgate* para o eixo x .

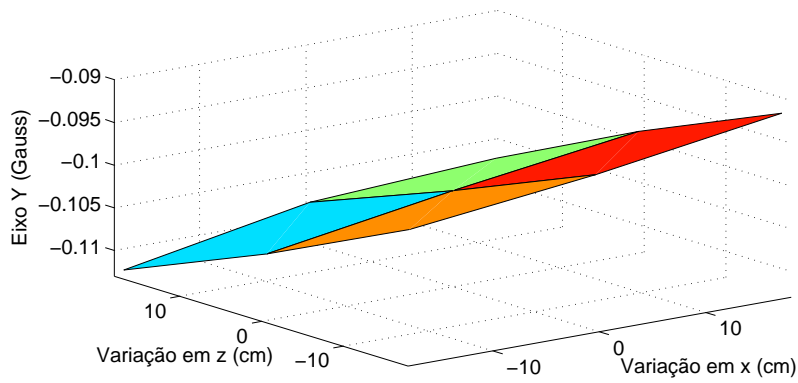


Figura C.2: Medições do campo no sensor *fluxgate* para o eixo *y*.

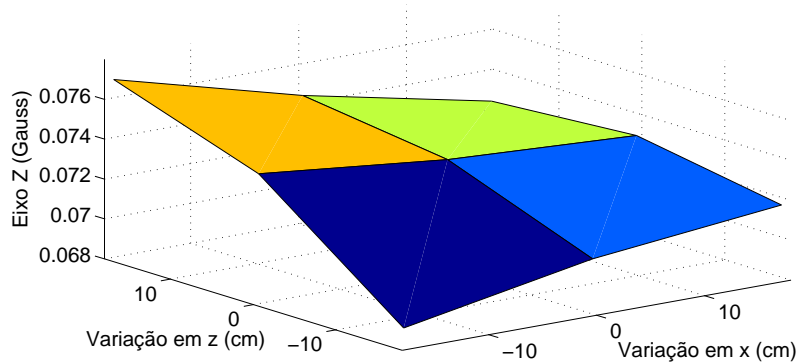


Figura C.3: Medições do campo no sensor *fluxgate* para o eixo *z*.

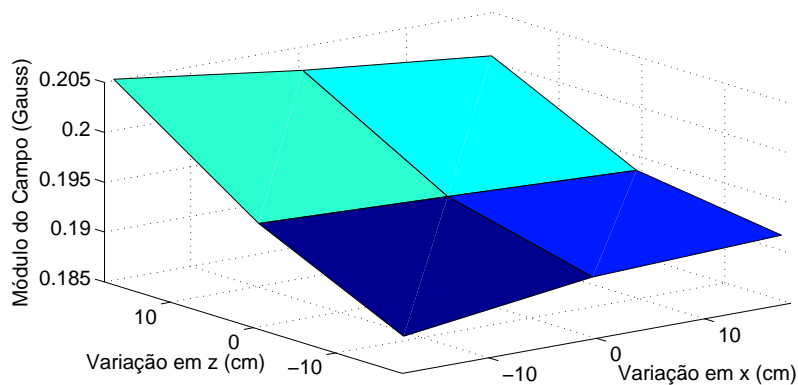


Figura C.4: Módulo das medições do campo no sensor *fluxgate*.

Tabela C.1: Medições máximas e mínimas observadas no sensor FGM3D por eixo e respectiva variação percentual para o teste sem a bobina.

	Campo Min. (mG)	Campo Max. (mG)	Variação (mG)	Variação (%)
Eixo x	146,00	154,50	8,50	5,50
Eixo y	-112,25	-91,50	20,75	22,67
Eixo z	69,00	77,00	8,00	10,39
 B₁ 	188,50	205,35	16,85	8,20

C.2 Resultados teste Uniformidade

Figura C.5: Tensão medida no sensor do eixo y para cada uma das 11 canaletas do eixo x com $I = 1,76$ A no eixo y.

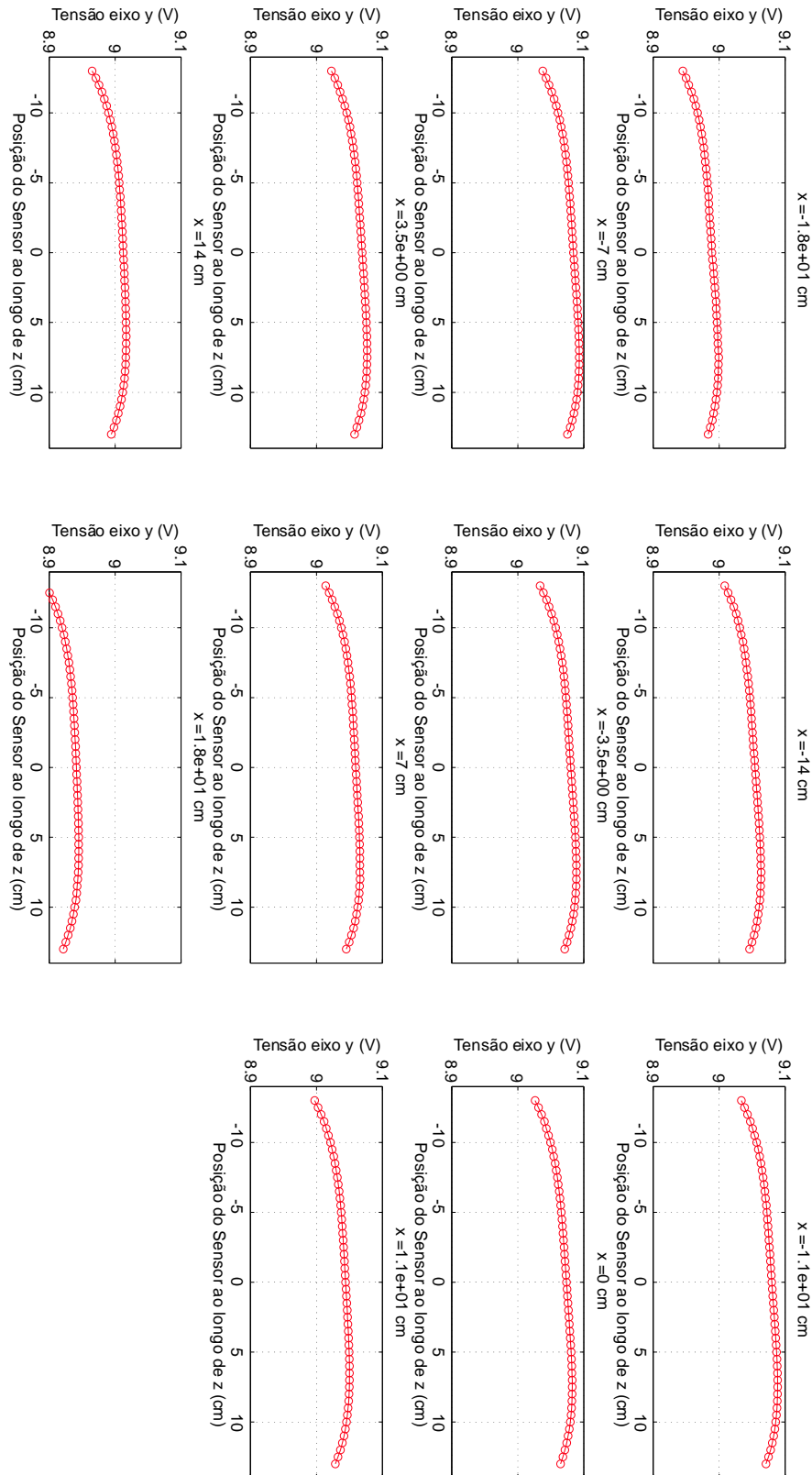


Figura C.6: Tensão medida no sensor do eixo y para cada uma das 11 canaletas do eixo x com o campo zerado no centro da bobina.

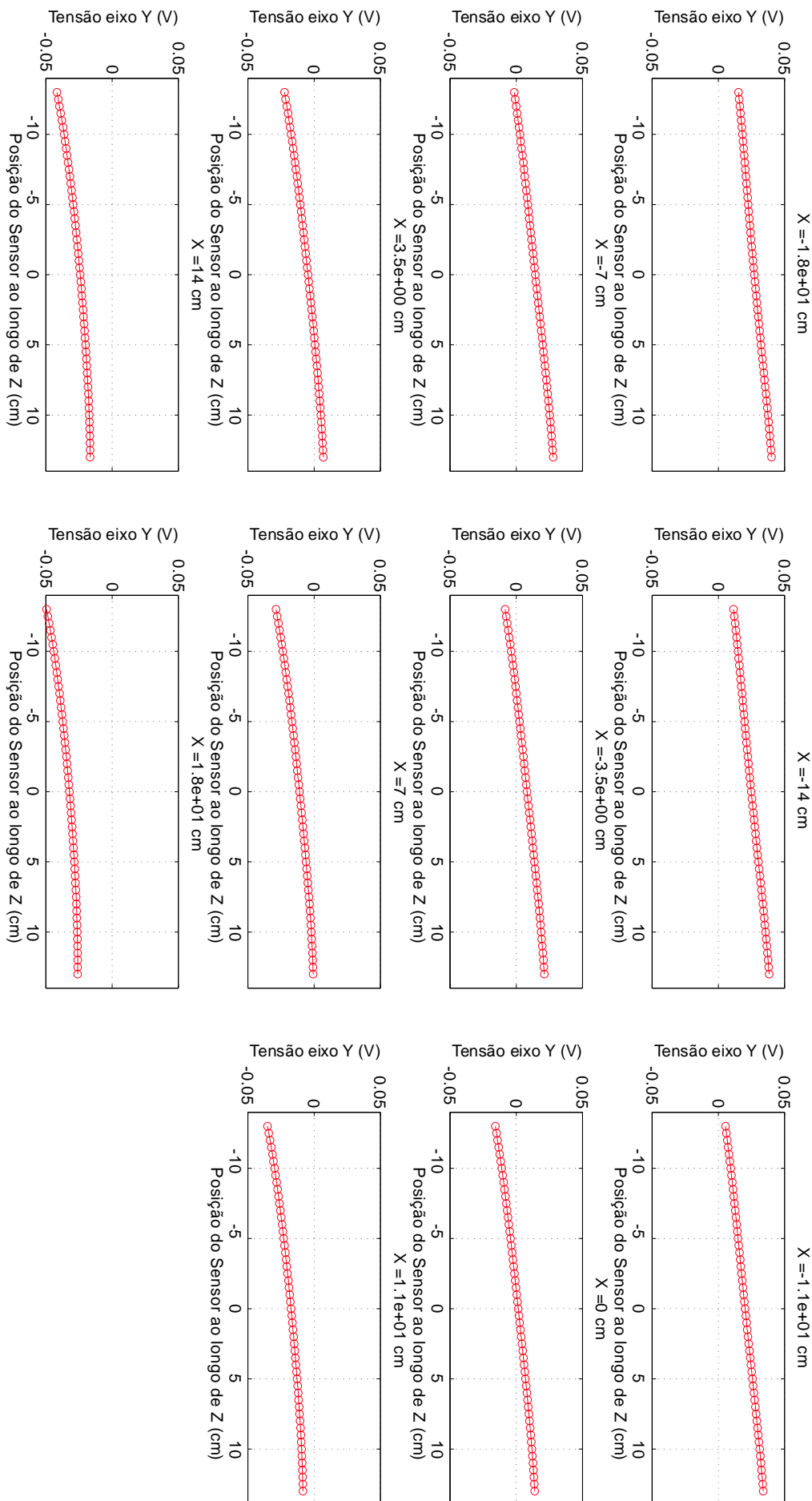
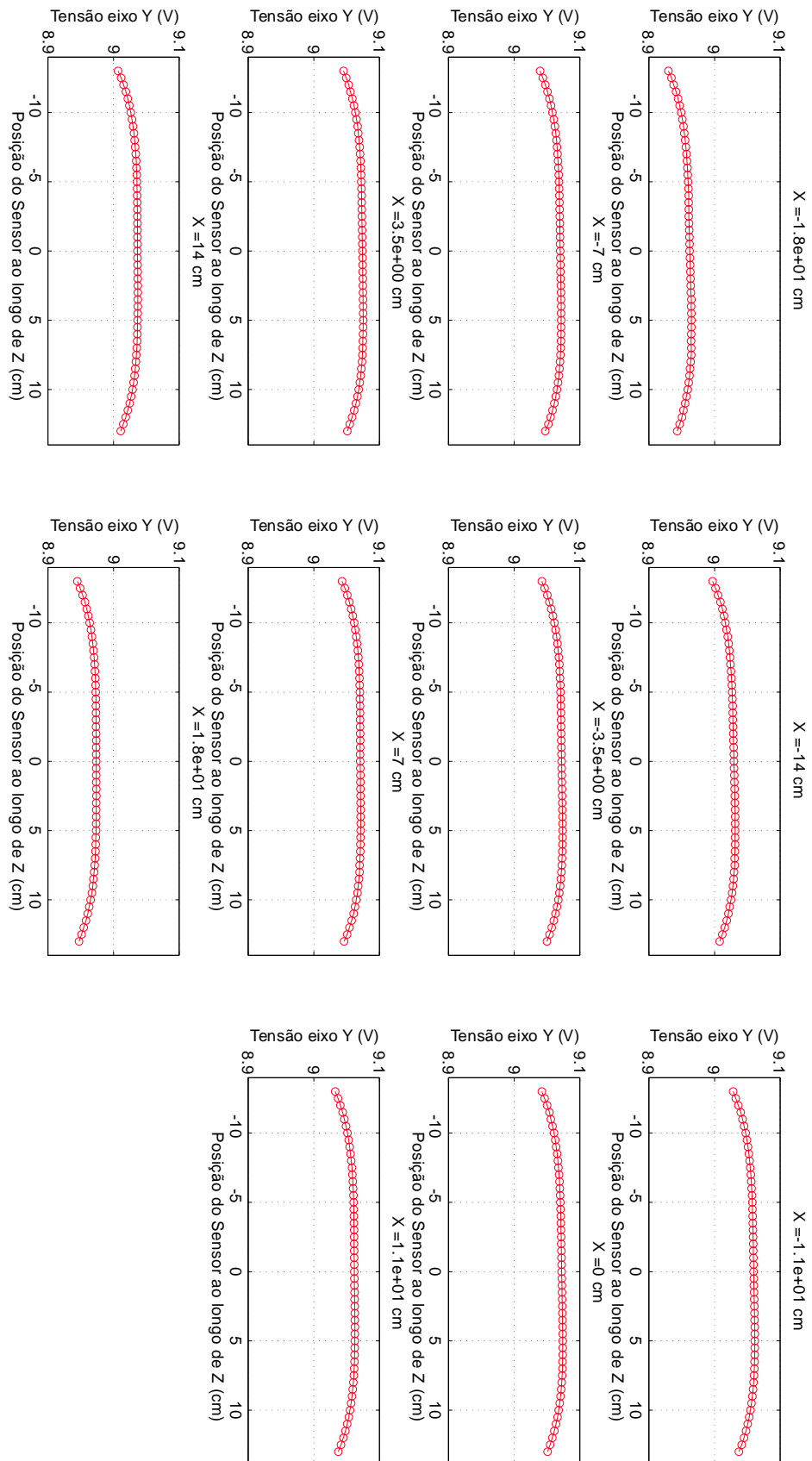


Figura C.7: Tensão corrigida considerando a subtração da tensão medida com a $I = 1,76$ A em relação a tensão obtida com o campo zerado no centro da bobina.

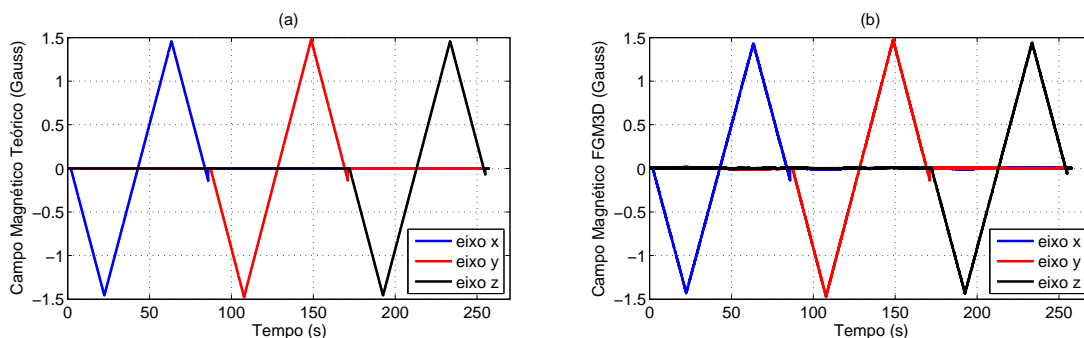


C.3 Resultados - Problemas 1ª Versão do Driver

A primeira versão da fonte de corrente controlada por tensão, descrita na seção 5.5.5, apresentou diversos problemas e se mostrou incapaz de fornecer a corrente necessária para os enrolamentos da bobina. Os resultados a seguir são apenas uma parte de diversos testes realizados, mas suficientes para ilustrar os problemas observados.

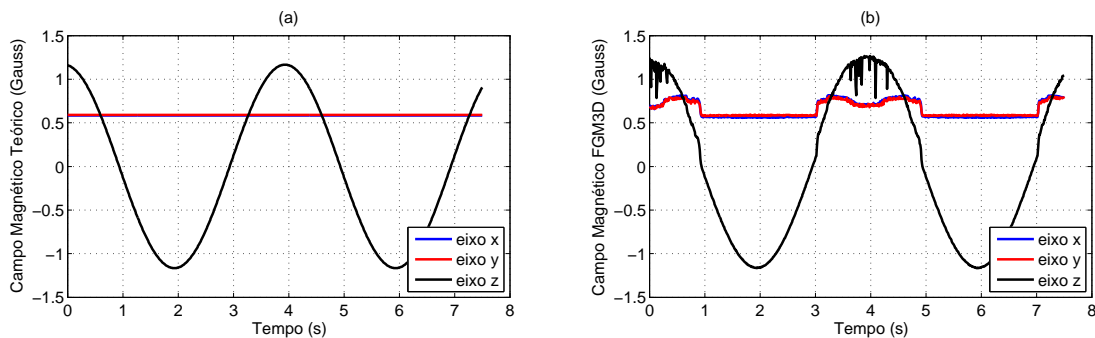
O modelo e metodologia descritos na Fig. 6.19 foram utilizados para gerar o campo magnético teórico no sistema para comandar as fontes de corrente. As Figs. C.8 e C.9 mostram dois casos distintos programados no Simulink para serem executados pelo *hardware* modular e com o respectivo campo magnético lido no magnetômetro de referência. O primeiro se trata de três ondas triangulares, totalmente defasadas, cada uma referente a um eixo. Já o segundo caso mostra uma senoide sendo aplicada em um dos eixos enquanto os outros dois são mantidos constantes.

Figura C.8: (a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.



Fonte: O autor (2016).

Figura C.9: (a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.



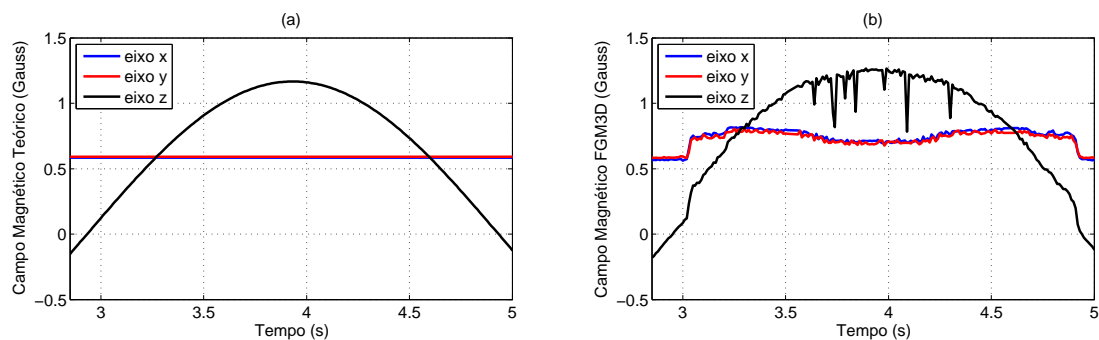
Fonte: O autor (2016).

Os resultados obtidos no primeiro caso aparentam estar funcionando bem e validam o sistema proposto. Considerando que o sistema foi implementado em malha aberta e sem nenhum parâmetro de calibração, os resultados estão de acordo. Porém o

segundo caso já apresenta anomalias entre o campo comandado e aquele obtido pelo sensor magnético. Neste caso, as componentes x e y foram programadas para um campo constante de 0,6 G, enquanto o eixo z deveria observar uma senoide. Os resultados mostram que durante o ciclo positivo da onda, os três campos gerados passam por um período de instabilidade, evidenciando o comportamento errôneo do sistema eletrônico, causado devido a problemas de regulação na fonte de corrente.

A partir dos múltiplos testes realizados foi observado que o projeto do *driver* implementado possui restrições na sua faixa de operação. Em especial, a fonte possui problema de regulação de carga quando dois dos amplificadores lineares (referente a dois enrolamentos distintos) estão atuando com valores positivos próximos na faixa entre 0,8 e 4,0 V na saída, equivalente a campos magnéticos entre 0,2 e 1,0 G. A Fig. C.10 destaca a região de erro para o teste da Fig. C.9.

Figura C.10: (a) Campo magnético programado na simulação HiL. (b) Campo observado no sensor FGM3D.



Fonte: O autor (2016).

A partir dos resultados práticos foi observado que esta fonte é estável somente para saída de tensões negativas do regulador (LM675) utilizado. A causa exata deste problema não foi investigada, mas foi assumido como principal hipótese o fato da bobina ser uma carga indutiva e estar ligada na realimentação do sistema, contrariando a recomendação de não haver cargas indutivas na malha de realimentação (TEXAS INSTRUMENTS, 1999). Ademais, o projeto mostrou um alto fator de acoplamento, cuja adição ou remoção de capacitores no projeto eletrônico eram capazes de alterar completamente o comportamento da fonte.

Diversos testes foram feitos e procedimentos para reduzir os efeitos citados. Apesar de haver certa melhora, principalmente após a melhora do sistema de ventilação e adição de alguns capacitores, esta topologia de fonte nunca se mostrou capaz de atuar com perfeição quando mais de um canal era acionado simultaneamente. Com estes resultados foi determinado que esta fonte é imprópria para o uso em conjunto com a bobina de Helmholtz projetada.

Apêndice D - Calibração Bobina em Malha Aberta

D.1 Códigos para 1ª Ordem

Código para obtenção dos parâmetros de primeira ordem:

```

1 % Função para Calibração da Bobina de 1ª Ordem.
2 % A função base adotada é:
3 %           [B_Lido] = K*[B_Teorico],
4 % sendo e B_Lido é o vetor do campo magnético
5 % lido pelo magnetômetro nos eixos x, y e z e
6 % B_Teorico o vetor campo teórico esperado na bobina.
7 % Os dados dos vetores devem ser entrados em linhas,
8 % na forma de uma matriz 3xM.
9
10 function [K_Est] = BobAbertaCalib_1st_Order(Bl, Bt)
11
12 Yx = Bl(1,:)';
13 Yy = Bl(2,:)';
14 Yz = Bl(3,:)';
15
16 Hx = Bt(1,:)';
17 Hy = Bt(2,:)';
18 Hz = Bt(3,:)';
19
20 Y = [Yx Yy Yz];
21 H = [Hx Hy Hz];
22
23 x = inv(H'*H)*H'*Y;
24
25 % K_est recebe x transposto:

```

26 $K_Est = x'$;

D.2 Códigos para 2ª Ordem

Código para obtenção dos parâmetros de segunda ordem:

```

1  % Função para Calibração da Bobina de 2ª Ordem.
2  % A função base adotada é:
3  %   [B_Lido] = K1*[B1] + K2*[B2] + K3*B3,
4  % sendo e B_Lido é o vetor do campo magnético
5  % lido pelo magnetômetro nos eixos x, y e z e
6  % B1, B2 e B3 os vetores formados pelos valores
7  % teóricos esperados do campo magnético.
8  % Os dados dos vetores devem ser entrados em linhas,
9  % na forma de uma matriz 3xM.
10
11 function [K1, K2, K3] = BobAbertaCalib_2nd_Order(Bl, Bt)
12
13 Yx = Bl(1,:)';
14 Yy = Bl(2,:)';
15 Yz = Bl(3,:)';
16
17 Btx = Bt(1,:)';
18 Bty = Bt(2,:)';
19 Btz = Bt(3,:)';
20
21 H1x = Btx.^2;
22 H1y = Bty.^2;
23 H1z = Btz.^2;
24 Ha = [H1x H1y H1z];
25
26 H2x = Btx.*Bty;
27 H2y = Btx.*Btz;
28 H2z = Bty.*Btz;
29 Hb = [H2x H2y H2z];
30
31 H3x = Bt(1,:)';
32 H3y = Bt(2,:)';

```

```

33 H3z = Bt(3,:)';
34 Hc = [H3x H3y H3z];
35
36 Y = [Yx Yy Yz];
37 H = [Ha Hb Hc];
38
39 x = inv(H'*H)*H'*Y;
40
41 K_Est = x';
42
43 for i=1:3
44     K1(:,i) = K_Est(:,i);
45     K2(:,i) = K_Est(:,i+3);
46     K3(:,i) = K_Est(:,i+6);
47 end

```

Código para obter o valor corrigido a ser gerado na bobina de Helmholtz a partir do valor teórico e dos parâmetros de calibração previamente obtidos, considerando o modelo de segunda ordem:

```

1 % Correção de Segunda Ordem
2 %
3 % Função para corrigir o valor teórico
4 % a partir dos parâmetros de calibração
5 % e encontrar o campo corrigido que será
6 % comandado para a bobina de Helmholtz:
7
8 function [B_corrig] = Correcao_2nd_Order(K1, K2, K3,
9     B_Teorico)
9 %Correção Segunda Ordem:
10 N0 = inv(K3)*B_Teorico;
11
12 Nax = N0(1)^2;
13 Nay = N0(2)^2;
14 Naz = N0(3)^2;
15 Na = [Nax; Nay; Naz];
16
17 Nbx = N0(1).*N0(2);
18 Nby = N0(1).*N0(3);

```

```

19 Nbz = N0(2) .* N0(3);
20 Nb = [Nbx; Nby; Nbz];
21
22 N(:, 1) = inv(K3) * (B_Teorico - K1 * Na - K2 * Nb);
23
24 for i = 2:4;
25 Nax = N(1, i - 1)^2;
26 Nay = N(2, i - 1)^2;
27 Naz = N(3, i - 1)^2;
28 Na = [Nax; Nay; Naz];
29
30 Nbx = N(1, i - 1) .* N(2, i - 1);
31 Nby = N(1, i - 1) .* N(3, i - 1);
32 Nbz = N(2, i - 1) .* N(3, i - 1);
33 Nb = [Nbx; Nby; Nbz];
34
35 N(:, i) = inv(K3) * (B_Teorico - K1 * Na - K2 * Nb);
36 end
37
38 B_corrige = N(:, 4);

```

D.3 Códigos para 3ª Ordem

Código para obtenção dos parâmetros de terceira ordem:

```

1 % Função para Calibração da Bobina de 2ª Ordem.
2 % A função base adotada é:
3 % [B_Lido] = K4*[B4] K1*[B1] + K2*[B2] + K3*B3,
4 % sendo e B_Lido é o vetor do campo magnético
5 % lido pelo magnetômetro nos eixos x, y e z e
6 % B1, B2, B3 e B4 os vetores formados pelos valores
7 % teóricos esperados do campo magnético.
8 % Os dados dos vetores devem ser entrados em linhas,
9 % na forma de uma matriz 3xM.
10
11 function [K1, K2, K3, K4] = BobAbertaCalib_3rd_Order(Bl,
    Bt)

```

```
13 Yx = B1(1,:)';
14 Yy = B1(2,:)';
15 Yz = B1(3,:)';
16
17 Btx = Bt(1,:)';
18 Bty = Bt(2,:)';
19 Btz = Bt(3,:)';
20
21 Hdx = Btx.^3;
22 Hdy = Bty.^3;
23 Hdz = Btz.^3;
24 Hd = [Hdx Hdy Hdz];
25
26 Hax = Btx.^2;
27 Hay = Bty.^2;
28 Haz = Btz.^2;
29 Ha = [Hax Hay Haz];
30
31 Hbx = Btx.*Bty;
32 Hby = Btx.*Btz;
33 Hbz = Bty.*Btz;
34 Hb = [Hbx Hby Hbz];
35
36 Hcx = Bt(1,:)';
37 Hcy = Bt(2,:)';
38 Hcz = Bt(3,:)';
39 Hc = [Hcx Hcy Hcz];
40
41 Y = [Yx Yy Yz];
42 H = [Hd Ha Hb Hc];
43
44 x = inv(H'*H)*H'*Y;
45
46 K_Est = x';
47
48 for i=1:3
49     K4(:,i) = K_Est(:,i);
50     K1(:,i) = K_Est(:,i+3);
```

```

51     K2(:, i) = K_Est(:, i+6);
52     K3(:, i) = K_Est(:, i+9);
53 end

```

Código para obter o valor corrigido a ser gerado na bobina de Helmholtz a partir do valor teórico e dos parâmetros de calibração previamente obtidos, considerando o modelo de terceira ordem:

```

1  % Correção de Terceira Ordem
2  %
3  % Função para corrigir o valor teórico
4  % a partir dos parâmetros de calibração
5  % e encontrar o campo corrigido que será
6  % comandado para a bobina de Helmholtz:
7
8  function [ B_corrige ] = Correcao_2nd_Order(K4, K1, K2, K3,
        B_Teorico)
9  %Correção Segunda Ordem:
10 N0 = inv(K3)*B_Teorico;
11
12 Ndx = N0(1)^3;
13 Ndy = N0(2)^3;
14 Ndz = N0(3)^3;
15 Nd = [Ndx; Ndy; Ndz];
16
17 Nax = N0(1)^2;
18 Nay = N0(2)^2;
19 Naz = N0(3)^2;
20 Na = [Nax; Nay; Naz];
21
22 Nbx = N0(1).*N0(2);
23 Nby = N0(1).*N0(3);
24 Nbz = N0(2).*N0(3);
25 Nb = [Nbx; Nby; Nbz];
26
27 N(:, 1) = inv(K3)*(B_Teorico-K4*Nd-K1*Na-K2*Nb);
28
29 for i=2:4;
30

```

```
31 Ndx = N(1,i-1)^3;
32 Ndy = N(2,i-1)^3;
33 Ndz = N(3,i-1)^3;
34 Nd = [Ndx; Ndy; Ndz];
35
36 Nax = N(1,i-1)^2;
37 Nay = N(2,i-1)^2;
38 Naz = N(3,i-1)^2;
39 Na = [Nax; Nay; Naz];
40
41 Nbx = N(1,i-1).*N(2,i-1);
42 Nby = N(1,i-1).*N(3,i-1);
43 Nbz = N(2,i-1).*N(3,i-1);
44 Nb = [Nbx; Nby; Nbz];
45
46 N(:,i) = inv(K3)*(B_Teorico-K4*Nd-K1*Na-K2*Nb);
47 end
48
49 B_corrig = N(:,4);
```

D.4 Parâmetros Estimados 1ª Ordem

$$\mathbf{K}_A = \begin{bmatrix} 1,0058 & 0,0045 & 0,0008 \\ -0,0105 & 1,0235 & -0,0029 \\ -0,0066 & -0,0011 & 0,9924 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.1})$$

sendo \mathbf{K}_A os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 500 mG de amplitude.

$$\mathbf{K}_B = \begin{bmatrix} 1,0040 & 0,0043 & 0,0011 \\ -0,0102 & 1,0214 & -0,0034 \\ -0,0069 & -0,0007 & 0,9902 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.2})$$

sendo \mathbf{K}_B os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 1000 mG de amplitude.

$$\mathbf{K}_C = \begin{bmatrix} 1,0157 & 0,0051 & 0,0002 \\ -0,0116 & 1,0301 & -0,0028 \\ -0,0058 & -0,0011 & 0,9965 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.3})$$

, sendo \mathbf{K}_C os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 500 mG de amplitude.

$$\mathbf{K}_D = \begin{bmatrix} 1,0112 & 0,0064 & 0,0002 \\ -0,0125 & 1,0257 & -0,0032 \\ -0,0058 & -0,0011 & 0,9938 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.4})$$

sendo \mathbf{K}_D os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 1000 mG de amplitude.

D.5 Parâmetros Estimados 2ª Ordem

$$\mathbf{K}_{1A} = \begin{bmatrix} 0.0133 & 0.0001 & -0.0002 \\ 0.0009 & 0.0105 & 0.0016 \\ -0.0013 & -0.0011 & 0.0090 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{2A} = \begin{bmatrix} -0.0010 & 0.0053 & -0.0086 \\ 0.0061 & -0.0083 & 0.0008 \\ -0.0126 & -0.0034 & 0.0033 \end{bmatrix}, \quad (\text{D.5})$$

$$\mathbf{K}_{3A} = \begin{bmatrix} 1.0056 & 0.0048 & 0.0007 \\ -0.0106 & 1.0236 & -0.0030 \\ -0.0067 & -0.0010 & 0.9924 \end{bmatrix},$$

sendo \mathbf{K}_{1A} , \mathbf{K}_{2A} e \mathbf{K}_{3A} os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 500 mG de

amplitude.

$$\mathbf{K}_{1B} = \begin{bmatrix} 0.0035 & 0.0007 & 0.0007 \\ -0.0007 & 0.0007 & -0.0005 \\ 0.0002 & 0.0003 & 0.0012 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{2B} = \begin{bmatrix} 0.0003 & 0.0029 & -0.0031 \\ 0.0009 & -0.0044 & -0.0008 \\ -0.0039 & -0.0001 & 0.0019 \end{bmatrix}, \quad (D.6)$$

$$\mathbf{K}_{3B} = \begin{bmatrix} 1.0040 & 0.0044 & 0.0011 \\ -0.0102 & 1.0213 & -0.0034 \\ -0.0069 & -0.0007 & 0.9902 \end{bmatrix},$$

sendo \mathbf{K}_{1B} , \mathbf{K}_{2B} e \mathbf{K}_{3B} os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 1000 mG de amplitude.

$$\mathbf{K}_{1C} = \begin{bmatrix} 0.0022 & 0.0110 & 0.0025 \\ 0.0144 & -0.0007 & 0.0057 \\ 0.0075 & 0.0079 & 0.0071 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{2C} = \begin{bmatrix} 0.0023 & 0.0011 & -0.0003 \\ -0.0019 & 0.0002 & 0.0013 \\ 0.0001 & 0.0004 & 0.0002 \end{bmatrix}, \quad (D.7)$$

$$\mathbf{K}_{3C} = \begin{bmatrix} 1.0157 & 0.0051 & -0.0001 \\ -0.0116 & 1.0301 & -0.0033 \\ -0.0058 & -0.0011 & 0.9959 \end{bmatrix},$$

sendo \mathbf{K}_{1C} , \mathbf{K}_{2C} e \mathbf{K}_{3C} os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 500 mG de amplitude.

$$\mathbf{K}_{1D} = \begin{bmatrix} -0.0017 & 0.0051 & 0.0015 \\ 0.0050 & -0.0032 & 0.0015 \\ 0.0031 & 0.0030 & -0.0005 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{2D} = 1e^{-3} \begin{bmatrix} 0.8517 & 0.4325 & -0.1130 \\ -0.7063 & 0.0934 & 0.3626 \\ 0.0151 & 0.1814 & 0.0908 \end{bmatrix}, \quad (D.8)$$

$$\mathbf{K}_{3D} = \begin{bmatrix} 1.0112 & 0.0064 & -0.0001 \\ -0.0125 & 1.0257 & -0.0035 \\ -0.0058 & -0.0011 & 0.9938 \end{bmatrix},$$

sendo \mathbf{K}_{1D} , \mathbf{K}_{2D} e \mathbf{K}_{3D} os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 1000 mG de amplitude.

D.6 Parâmetros Estimados 3ª Ordem

$$\mathbf{K}_{1A} = \begin{bmatrix} 0.0133 & 0.0001 & -0.0002 \\ 0.0009 & 0.0105 & 0.0016 \\ -0.0013 & -0.0011 & 0.0090 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{2A} = \begin{bmatrix} -0.0008 & 0.0052 & -0.0085 \\ 0.0065 & -0.0085 & 0.0011 \\ -0.0124 & -0.0035 & 0.0034 \end{bmatrix}, \quad (D.9)$$

$$\mathbf{K}_{3A} = \begin{bmatrix} 1.0080 & 0.0049 & 0.0013 \\ -0.0102 & 1.0272 & -0.0030 \\ -0.0067 & -0.0007 & 0.9952 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_{4A} = \begin{bmatrix} -0.0142 & -0.0019 & -0.0045 \\ -0.0033 & -0.0216 & -0.0012 \\ -0.0013 & -0.0028 & -0.0165 \end{bmatrix},$$

sendo \mathbf{K}_{1A} , \mathbf{K}_{2A} , \mathbf{K}_{3A} e \mathbf{K}_{4A} os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 500 mG de amplitude.

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{1B} &= \begin{bmatrix} 0.0035 & 0.0007 & 0.0007 \\ -0.0007 & 0.0007 & -0.0005 \\ 0.0002 & 0.0003 & 0.0012 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{2B} &= \begin{bmatrix} 0.0003 & 0.0028 & -0.0030 \\ 0.0010 & -0.0045 & -0.0007 \\ -0.0039 & -0.0001 & 0.0020 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{K}_{3B} &= \begin{bmatrix} 1.0063 & 0.0046 & 0.0011 \\ -0.0101 & 1.0240 & -0.0032 \\ -0.0067 & -0.0008 & 0.9929 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{4B} &= \begin{bmatrix} -0.0034 & -0.0006 & -0.0002 \\ -0.0004 & -0.0041 & -0.0006 \\ -0.0005 & -0.0001 & -0.0040 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{D.10})$$

sendo \mathbf{K}_{1B} , \mathbf{K}_{2B} , \mathbf{K}_{3B} e \mathbf{K}_{4B} os parâmetros para a onda da Fig. 7.3 com ± 1000 mG de amplitude.

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{1C} &= \begin{bmatrix} 0.0022 & 0.0110 & 0.0025 \\ 0.0144 & -0.0007 & 0.0057 \\ 0.0074 & 0.0078 & 0.0073 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{2C} &= \begin{bmatrix} 0.0023 & 0.0002 & -0.0002 \\ -0.0020 & 0.0001 & 0.0004 \\ 0.0001 & 0.0004 & 0.0002 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{K}_{3C} &= \begin{bmatrix} 1.0219 & 0.0044 & 0.0000 \\ -0.0111 & 1.0366 & -0.0035 \\ -0.0058 & -0.0008 & 0.9998 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{4C} &= \begin{bmatrix} -0.0450 & 0.0051 & -0.0008 \\ -0.0037 & -0.0472 & 0.0010 \\ -0.0004 & -0.0027 & -0.0206 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{D.11})$$

sendo \mathbf{K}_{1C} , \mathbf{K}_{2C} , \mathbf{K}_{3C} e \mathbf{K}_{4C} os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 500 mG de amplitude.

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_{1D} &= \begin{bmatrix} -0.0017 & 0.0051 & 0.0015 \\ 0.0050 & -0.0032 & 0.0015 \\ 0.0030 & 0.0030 & -0.0004 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{2D} &= \begin{bmatrix} 0.8483 & 0.1163 & -0.0822 \\ -0.7237 & 0.0591 & 0.0661 \\ 0.0113 & 0.1576 & 0.0738 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{K}_{3D} &= \begin{bmatrix} 1.0159 & 0.0058 & -0.0001 \\ -0.0121 & 1.0300 & -0.0035 \\ -0.0058 & -0.0011 & 0.9977 \end{bmatrix}, & \mathbf{K}_{4D} &= \begin{bmatrix} -0.0086 & 0.0010 & -0.0001 \\ -0.0007 & -0.0078 & -0.0000 \\ 0.0000 & -0.0000 & -0.0051 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{D.12})$$

sendo \mathbf{K}_{1D} , \mathbf{K}_{2D} , \mathbf{K}_{3D} e \mathbf{K}_{4D} os parâmetros para a onda da Fig. 7.4 com ± 1000 mG de amplitude.