



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Leonardo Augusto Feler

**Estudo e desenvolvimento de circuitos para condicionamento e medição de sinais de
campo magnético**

Florianópolis
2019

Leonardo Augusto Feler

Estudo e desenvolvimento de circuitos para condicionamento e medição de sinais de campo magnético

Dissertação/Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Coorientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Florianópolis

2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Feler, Leonardo Augusto
Estudo e desenvolvimento de circuitos para
condicionamento e medição de sinais de campo magnético /
Leonardo Augusto Feler ; orientador, Nelson Jhoe
Batistela, coorientador, Nelson Sadowski, 2019.
86 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Condicionamento de sinais.
3. Cadeia totalmente diferencial. 4. Medição de campo
magnético. I. Batistela, Nelson Jhoe. II. Sadowski,
Nelson. III. Universidade Federal de Santa Catarina.
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Leonardo Augusto Feler

Estudo e desenvolvimento de circuitos para condicionamento e medição de sinais de campo magnético

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Sandro Carlos Lima, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina

Prof. Jean Viane Leite, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Certificamos que esta é a **versão original e final** do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchoa-Filho Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2019.

Este trabalho é dedicado aos meus amigos e aos meus queridos familiares.

AGRADECIMENTOS

Acredito que a gratidão seja melhor representada por meio de ações do que por palavras, mas até que seja chegada a hora de contribuir com o que estiver ao meu alcance, deixo aqui registrado meu reconhecimento a todos que contribuíram de forma fundamental para a realização deste trabalho, bem como no meu desenvolvimento como pessoa.

Ao professor Nelson Jhoe Batistela, agradeço pela oportunidade concedida para a realização do meu mestrado, pela orientação, amizade, incentivos e tremendo esforço. Sem esta pessoa, definitivamente não seria possível a realização deste trabalho.

Ao professor Nelson Sadowski, pela co-orientação, amizade e importantes contribuições.

Aos amigos e colegas de laboratório Ricardo de Araújo Elias, Helton dos Santos, Conrado Gameiro, engenheiros de primeiríssima qualidade que compartilharam inúmeros momentos dos mais felizes aos mais difíceis dentro do período de desenvolvido do trabalho.

Aos colegas Marconi Januário, Tiago Staudt e Afrânio de Castro Antônio pela produtiva convivência e experiências que de alguma forma amadureceram as ideias postas neste trabalho.

Em especial, gostaria de agradecer ao amigo Mauricio Rigoni, que foi a primeira pessoa a me apresentar de fato o universo da pesquisa durante a época de Iniciação Científica, além de grande motivador e companheiro.

A Engie Brasil Energia (antiga Tractebel Energia) pelo financiamento do projeto de pesquisa e desenvolvimento ao qual este trabalho está inserido.

A minha esposa, Mayra Rolim Bernardino, que tanto me apoiou nos momentos difíceis desta caminhada.

Aos meus pais, Elizabete e Valdeci, exemplos de dedicação e trabalho. Além de apoiadores irrestritos da minha formação educacional.

Aos cidadãos brasileiros, que por meio de (muitos) tributos contribuem para a manutenção das atividades de ensino e pesquisa da Universidade Federal de Santa Catarina.

RESUMO

Esta dissertação aborda o estudo e o desenvolvimento de circuitos de condicionamento analógico de sinais provenientes de sensores de campos magnéticos. Os circuitos totalmente diferenciais são estudados neste trabalho a fim de prover uma cadeia totalmente diferencial de condicionamento de sinais, beneficiando-se de propriedades intrínsecas dos sensores de campo magnético por indução, tais como prover sinal de tensão naturalmente diferencial e possuir elementos que podem ser utilizados em um primeiro estágio de filtragem. Ao término dos estudos de novos circuitos que atenderam a característica de um circuito totalmente diferencial, um protótipo de um equipamento de medição foi projetado e construído a fim de realizar medições em ambientes industriais. Por fim são apresentadas medições de campos magnéticos realizadas em usinas hidrelétricas comprovando a eficiência do equipamento desenvolvido.

Palavras-chave: Condicionamento de sinais. Cadeia totalmente diferencial. Medição de campo magnético.

ABSTRACT

This dissertation deals with the study and development of analog conditioning circuits signals from magnetic field sensors. The totally differential circuits are the focus of the studies in this work, in order to provide a totally differential conditioning chain, benefiting from the intrinsic characteristic of induction magnetic field sensors. At the end of the studies of new circuits that meet this parameter, a prototype with characteristic of a measurement equipment was designed and constructed in order to carry out measurements in industrial environments. Finally, measurements of magnetic fields performed on visits to hydroelectric power plants are presented, proving the efficiency of the equipment developed.

Keywords: *Conditioning of electrical signals. Fully Differential Chain of Conditioning. Development of a measurement prototype.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Estrutura do condicionamento de sinais	31
Figura 2: Sinal de terminação simples aterrado.....	32
Figura 3: Sinal de terminação simples flutuante	33
Figura 5: Sinal diferencial flutuante	33
Figura 6: Sinal diferencial aterrado	33
Figura 7: Representação de sinal de modo comum para sinal de terminação simples e diferencial, respectivamente	34
Figura 8: Diferença entre sinais diferenciais e terminação simples	35
Figura 9: Topologia simplificada de um amplificador de instrumentação.....	39
Figura 10: Curva ganho vs frequência de um AI típico	41
Figura 11: Topologia de amplificação totalmente diferencial utilizando um FDA.....	42
Figura 12: Topologia básica de amplificação utilizando um amplificador de instrumentação	43
Figura 13: Formas de onda resultantes da simulação com a topologia básica de um AI	44
Figura 14: Resposta em frequência resultante da simulação com a topologia básica de um AI	44
Figura 15: Topologia e amplificação utilizando um FDA em cascata com um AI.....	45
Figura 16: Formas de onda resultantes da simulação com a topologia da Figura 14.....	46
Figura 17: Resposta em frequência resultante da simulação com a topologia da Figura 14....	46
Figura 18: Topologia de amplificação totalmente diferencial.....	47
Figura 19: Resposta temporal simulada do circuito da Figura 17	48
Figura 20: Transformada de Fourier do sinal apresentado na Figura 17.....	49
Figura 21: Resposta em Frequência simulada do circuito da Figura 17.....	50
Figura 22: Topologia de amplificação diferencial.....	51
Figura 23: Resposta temporal simulada do Circuito da Figura 21.	52
Figura 24: Transformada de Fourier do sinal apresentado na Figura 21.....	52
Figura 25: Resposta em frequência simulada do circuito da Figura21.....	53
Figura 26: Resposta em Frequência experimental do circuito da Figura 17	55
Figura 27: resposta em frequência experimental do circuito da Figura 21	55
Figura 28: Etapas de filtragem do sistema	57
Figura 29: Filtro de 2ª ordem passivo diferencial.....	58
Figura 30: Estágios de implementação do filtro totalmente diferencial.....	59

Figura 31: Filtro passa baixas <i>Butterworth</i> de 4ª ordem com valores comerciais e componentes.	60
Figura 32: Resposta em frequência simulada do filtro calculado.....	61
Figura 33:Ampliação da região da frequência de corte do filtro.....	61
Figura 34: Resposta em frequência experimental do filtro da Figura 30	62
Figura 35: Fotografia do protótipo com subsistemas enumerados.....	64
Figura 36: Diagrama esquemático representativo do protótipo.....	65
Figura 37: Diagrama esquemático do sistema de alimentação dos circuitos analógicos	66
Figura 38: Diagrama de bloco do sistema do sistema de amplificação e filtragem	66
Figura 39: Diagrama esquemático das topologias de amplificação.	67
Figura 40: Esquemático elétrico do filtro utilizado no Módulo II.....	68
Figura 41: Fotografia dos módulos de condicionamento de sinal.	68
Figura 42: Fotografia da placa de aquisição de dados NI USB 6259.....	69
Figura 43: Diagrama esquemático do sistema de controle de ganhos.....	70
Figura 44: Pontos de medição de campo magnético na UHSO.....	72
Figura 45: Pontos de medição de campo magnético na UHSS.	72
Figura 46: Fotografia da montagem de medição com o protótipo na unidade geradora 1 em UHSO.	73
Figura 47: Espectro do campo magnético para diferentes posicionamentos dos sensores.....	74
Figura 48: Espectro do campo magnético para diferentes direcionamentos espaciais do mesmo sensor (Canal 3).....	74
Figura 49: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 1.	75
Figura 50: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 2	75
Figura 51: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 3.	75
Figura 52: Montagem de medição com o protótipo utilizando bobinas de Rogowski na unidade geradora 1 em UHSO.	76
Figura 53: Espectro das correntes do barramento de saída da unidade geradora 1 em UHSO.....	77
Figura 54: Montagem de medição do protótipo com sensores na face interna da Unidade Geradora 1 da UHSS.	77
Figura 55: Espectro do campo magnético na face interna do <i>housing</i> das unidades geradoras 1 e 2 de UHSS.	78
Figura 56: Espectro das correntes do barramento de saída da unidade geradora 1 da UHSS..	78

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ANEEL	<i>Agência Nacional de Energia Elétrica</i>
Ampop	<i>Amplificador Operacional</i>
AI	<i>Amplificador de Instrumentação</i>
BNC	<i>Bayonet Neill–Concelman</i>
CI	<i>Circuito Integrado</i>
CMRR	<i>Common-Mode Rejection Ratio</i>
FDA	<i>Fully Differential Amplifier</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GRUCAD	<i>Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos</i>
GND	<i>Ground</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
INA	<i>Instrumentation Amplifier</i>
LabVIEW	<i>Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench</i>
Rpm	<i>Rotações por minuto</i>
SPICE	<i>Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis</i>
UFSC	<i>Universidade Federal de Santa Catarina</i>
UG	<i>Unidade Geradora</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
UHSO	<i>Usina Hidrelétrica Salto Osório</i>
UHSS	<i>Usina Hidrelétrica Salto Santiago</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	<i>Capacitância</i>	[F]
f	<i>Frequência</i>	[Hz]
f_s	<i>Frequência amostral</i>	[Hz]
f_c	<i>Frequência de corte</i>	[Hz]
G	<i>Ganho de tensão</i>	[dB]
L	<i>Indutância própria de um Indutor</i>	[H]
R	<i>Resistência elétrica</i>	[Ω]
t	<i>Tempo</i>	[s]
Q	<i>Fator de qualidade</i>	-
V_0	<i>Fonte de sinal de tensão</i>	[V]
V_{out}	<i>Tensão de saída</i>	[V]
V_i	<i>Tensão de entrada</i>	[V]
V_d	<i>Tensão diferencial</i>	[V]
Z	<i>Impedância</i>	[Ω]

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	27
1.1 Objetivos.....	28
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	28
2 Condicionamento de sinais analógicos.....	31
2.1 Características de sinais elétricos	32
2.1.1Vantagens dos sinais diferenciais	35
2.1.2Ruído e Interferência.....	36
2.2 Considerações finais do capítulo.	37
3 Amplificadores	39
3.1 Amplificador de instrumentação	39
3.1.1Simulação numérica da arquitetura com apenas um AI	42
3.1.2Simulação numérica da arquitetura com FDA e AI.....	44
3.2 Cadeia de amplificação totalmente diferencial.....	46
3.3 Considerações finais sobre o estudo das arquiteturas de amplificação	55
4 Estudo de circuito de filtragem do sinal	57
4.1 Filtro de entrada.....	57
4.2 Filtro de anti-recobrimento	58
4.3 Considerações finais sobre os filtros estudados	62
5 Protótipo do sistema	63
5.1 Bloco I:	65
5.2 Bloco II:	66
5.3 Bloco III.....	69
5.4 Bloco IV	69
5.5 Considerações finais do capítulo	70
6 Aplicação do protótipo na medição de campos magnéticos.....	71
6.1 Medições na Usina Hidrelétrica Santo Osório	72
6.2 Medições na Usina Hidrelétrica Salto Santiago	77

6.3 Considerações finais do capítulo	79
7 Considerações Finais e Perspectivas	81
REFERÊNCIAS	85

1 INTRODUÇÃO

Na aplicação na medição da componente tangencial de campos magnéticos no meio ar (na medição de campo magnético para a caracterização de materiais ferromagnéticos laminados) ou daqueles dispersos em uma máquina elétrica, geralmente os sensores de campo magnético apresentam sinais elétricos de baixas amplitudes em seus terminais, na ordem de nano a mili volts. Este fato dificulta a sua aplicação em medidas de campos magnéticos externados por máquinas elétricas sem utilizar circuitos eletrônicos de condicionamento de sinais analógicos[1].

Devido a esse fato, este trabalho objetiva estudar diferentes topologias de circuitos eletrônicos analógicos de amplificação e filtragem de sinais provenientes de sensores por indução [2] a fim de estabelecer melhorias nos sistemas de condicionamento de sinais aplicados em dispositivos protótipos empregados no GRUCAD (Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da Universidade Federal de Santa Catarina).

Outra motivação de suma importância para este trabalho foi de realizar e construir um protótipo móvel que fosse capaz de medir campos magnéticos de baixa amplitude externos a geradores síncronos em usinas de geração de energia elétrica. Esta parte do trabalho esteve inserida no projeto de pesquisa e desenvolvimento da ANEEL PD-0403-0033/2012 “Desenvolvimento de um equipamento para detecção de falhas em geradores síncronos através do campo magnético externo” em parceria da Universidade Federal de Santa Catarina com a Tractebel Energia (hoje, Engie Brasil Energia).

Existe uma ampla variedade de técnicas de cancelamento ou redução de ruídos. Estas técnicas devem ser aplicada em fases iniciais de desenvolvimento, visto que, o custo e a complexidade da aplicação das técnicas aumentam cada vez mais ao se restringir a possibilidade de aplicar uma variedade de técnicas [1]. Além disto, um sistema projetado sem levar em conta a redução de ruídos provavelmente terá problemas possivelmente difícil de serem sanados em etapas posteriores de desenvolvimento, isto é, quando se inicia a fase de testes do sistema de medição. Pois, a partir deste momento, encontrar quais são as fontes de ruído ou as interferências que estão causando os problemas pode ser uma tarefa árdua que até mesmo não tenha uma solução viável. Muitas vezes, opta-se por acrescentar componentes ou circuitos adicionais para a correção, variar tipos de encapsulamentos e de *layout*, fazendo com que o

custo do sistema aumente consideravelmente, diminuindo a confiabilidade e afetando possivelmente o desempenho [4].

1.1 OBJETIVOS

Os objetivos principais deste trabalho são estudar e desenvolver circuitos analógicos para serem aplicados no condicionamento de sinais oriundos de sensores de campo magnético por indução. Os seguintes objetivos metodológicos fazem parte deste trabalho:

- Estudar e projetar circuitos analógicos de condicionamento de sinais, tais como filtro e amplificadores;
- Validar os circuitos propostos por meio de simulações e testes experimentais em bancada;
- Projetar um sistema protótipo de medição de campo que seja de fácil portabilidade, com volume reduzido e que apresente confiabilidade e repetibilidade nas medições;
- Aplicar tanto os sistemas estudados quanto o protótipo na medição de campos magnéticos em ambientes industriais.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

A exposição dos estudos relacionados ao desenvolvimento e implementação de circuitos analógicos para condicionamentos de sinais oriundos de sensores de campo magnético é feita ao longo do texto de maneira a tentar proporcionar uma leitura objetiva, apresentando os temas em uma sequência lógica a partir de uma breve apresentação de algumas definições de sinais elétricos, interferências e ruídos, até a montagem de um protótipo e apresentação de algumas medições.

O trabalho começa apresentando uma explanação acerca da diferença dos sinais elétricos com relação a sua referência e algumas definições sobre interferências e ruídos, e como estes fenômenos podem interferir no objeto de estudo do trabalho.

A partir do Capítulo 3 são apresentadas as etapas do sistema de condicionamento analógico de sinais que compõem o protótipo proposto no trabalho. O Capítulo 3 apresenta a etapa de amplificação, baseada em circuitos diferenciais, adotada no trabalho. Neste capítulo são apresentadas algumas topologias para amplificação totalmente diferencial dos sinais de

campo magnético, além de alguns resultados de simulações e de ensaios em bancada com os circuitos eletrônicos estudados.

No Capítulo 4 é a etapa de filtragem que integra o protótipo, onde também são mostrados alguns resultados de simulações e ensaios de bancada.

Seguindo a sequência do trabalho, é apresentado no Capítulo 5 uma ideia geral de como será montado o protótipo móvel. No proposto no Capítulo 6 são apresentados os resultados e discussões de medições realizadas em campo com o protótipo montado. O trabalho finaliza com as conclusões do trabalho e as sugestões de continuidade.

2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS ANALÓGICOS

O sinal de tensão presente nos terminais de um sensor de campo magnético por indução [2], por exemplo, é na verdade a composição de vários sinais. Estes sinais podem ser classificados como sinal de informação, sinal de interferência e de ruído. Na maioria das aplicações se deseja obter apenas o sinal de informação, suprimindo ou atenuando quaisquer outras componentes que estejam sobrepostas a ele. Para que isto seja feito de forma eficiente, deve-se primeiramente conhecer, ou ao menos estimar, as principais características de cada um destes sinais: espectro de frequência, faixa de amplitude e referência. Desta maneira será possível projetar filtros e amplificadores que farão o processamento analógico do sinal, ou seja, condicionarão o sinal de tensão de maneira que a informação desejada possa ser processada e analisada em estágios posteriores. Estes estágios subsequentes podem ser algum outro processamento analógico (filtro anti-recobrimento, conversão tensão/corrente, integração analógica etc.), ou mais comumente, um estágio de conversão analógico/digital para processamento digital do sinal. O tipo de processamento digital geralmente possibilita maiores recursos de manipulação e extração das informações contidas no sinal, além de tornar possível a construção de avançadas interfaces de *software* para visualização e arquivamento de dados.

O sinal fornecido pelos sensores de campo magnético por indução é de banda-larga, ou seja, seu espectro de frequência estende-se desde dezenas de hertz até centenas de kilo hertz, ou mesmo Mega hertz. Como o escopo deste trabalho, atém-se a campos magnéticos de baixas frequências (de 1 Hz à dezena de kilo hertz), e filtros adicionais devem ser utilizados para eliminar as componentes de mais altas frequências.

Para uma melhor compreensão do sistema como um todo, desde o elemento sensor até a apresentação dos resultados, é apresentado na Figura 1 um diagrama de blocos da sequência das operações de tratamento do sinal. Cada uma destas etapas será apresentada nos capítulos seguintes deste trabalho.

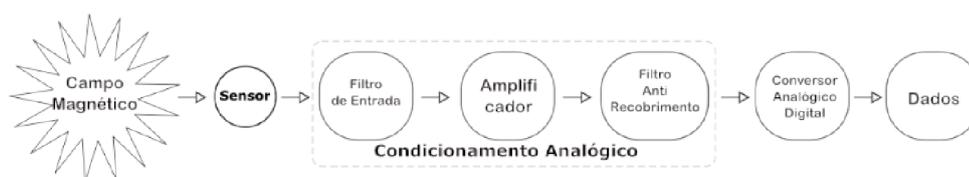


Figura 1: Estrutura do condicionamento de sinais

Este trabalho trata de algumas particularidades sobre circuitos elétricos pouco discutidas na literatura, como por exemplo a definição de potencial de referência e a classificação dos sinais com relação a esta referência. Os próximos parágrafos abordam estas definições e as terminologias empregadas. Esta discussão é importante, pois o estabelecimento destas definições auxilia no entendimento das topologias e dos circuitos estudados e apresentados neste trabalho.

2.1 CARACTERÍSTICAS DE SINAIS ELÉTRICOS

Quanto a sua referência, um sinal elétrico de tensão pode ser classificado como sendo de terminação simples ou diferencial (terminação dupla). Em um sinal de terminação simples, um dos terminais é escolhido como referência e arbitra-se seu potencial elétrico como sendo igual a zero. Se o terminal de referência for conectado ao potencial elétrico "terra" (doravante neste trabalho, o potencial elétrico chamado "terra", ou também *ground* - GND, é denotado apenas pelo jargão terra) este sinal é de terminação simples e dito aterrado, como representado na Figura 2. Se este terminal for isolado da terra o sinal passa a ser flutuante [5], como representado na Figura 3. Os sinais de interesse em questão são as tensões H indicadas nas figuras.

Figura 2: Sinal de terminação simples aterrado

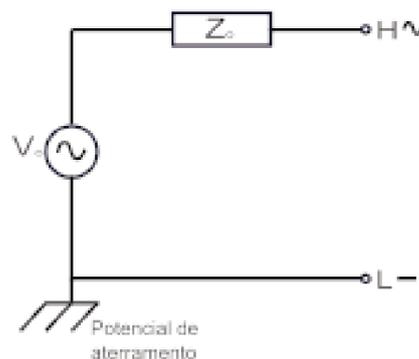
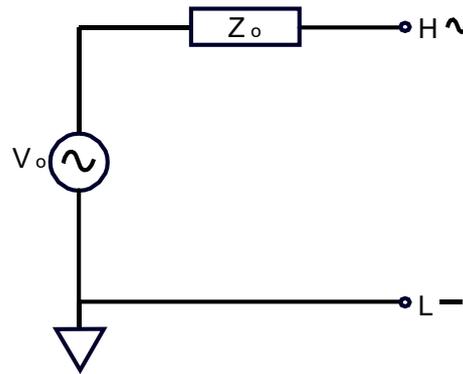


Figura 3: Sinal de terminação simples flutuante



Um sinal é definido como diferencial entre dois terminais se a diferença de potencial destes em relação à uma referência qualquer variar igualmente em amplitude, porém com polaridades opostas. Da mesma maneira que para os sinais de terminação simples, os sinais diferenciais podem ser aterrados ou flutuantes, como mostram os circuitos da Figura 5 e Figura 6. O valor da tensão diferencial v_d é por definição dado por (1) [5]

$$V_d = v_H - v_L \quad (1)$$

Figura 4: Sinal diferencial flutuante

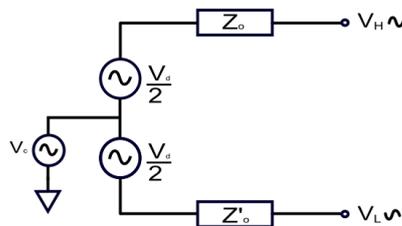
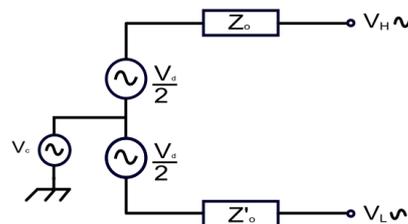


Figura 5: Sinal diferencial aterrado



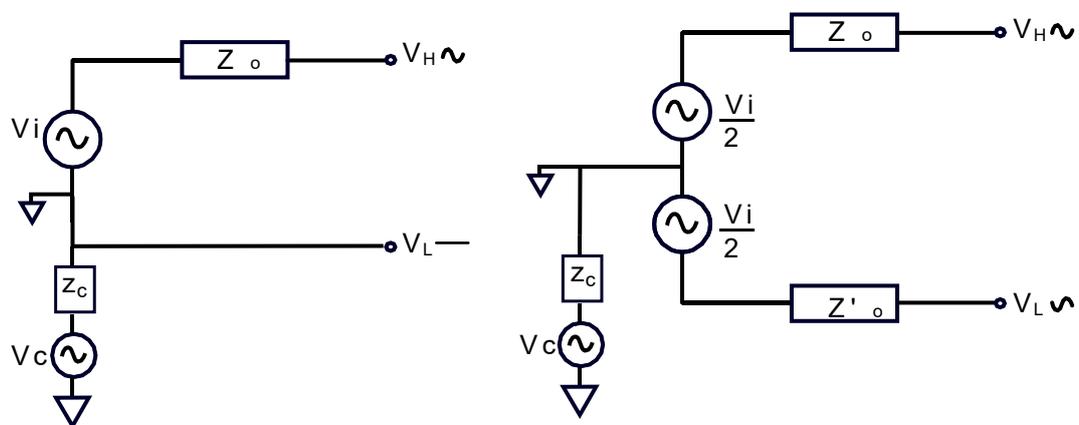
Os sistemas físicos reais, no entanto, raramente podem ser representados pelos modelos de sinais (circuitos representativos dos sinais) apresentados nas figuras anteriores. Isso

se deve ao fato de que geralmente há uma impedância entre o ponto de referência da tensão e a terra. Uma diferença de potencial sobre esta impedância é denominada sinal de modo comum, pois existe em ambos os terminais [28][29]. Algumas das causas mais comuns de geração de tensões de modo comum são interferência eletromagnética (por meio de capacitâncias e indutâncias parasitas), tensões contínuas em consequência de assimetrias em circuitos integrados, e diferença de potencial entre diferentes pontos de aterramento [5][28][29].

Um modelo de sinal que contempla este aspecto é apresentado na Figura 7. Este sinal de modo comum é um tipo de interferência aplicada ao sinal de informação. Em um sinal de terminação simples, a tensão de modo comum é a diferença de potencial sobre Z_c . Para sinais diferenciais, esta tensão de modo comum é definida por

$$V_c = \frac{(v_H + v_L)}{2} \quad (2)$$

Figura 6: Representação de sinal de modo comum para sinal de terminação (a) simples e (b) diferencial



Grande parte dos ruídos presentes nos sistemas desenvolvidos neste trabalho têm como origem tensões de modo comum. As interferências provocadas por estas fontes podem somar sinais de modo comum ao sinal de informação através do efeito antena dos sensores ou dos cabos de alimentação e de transmissão de dados.

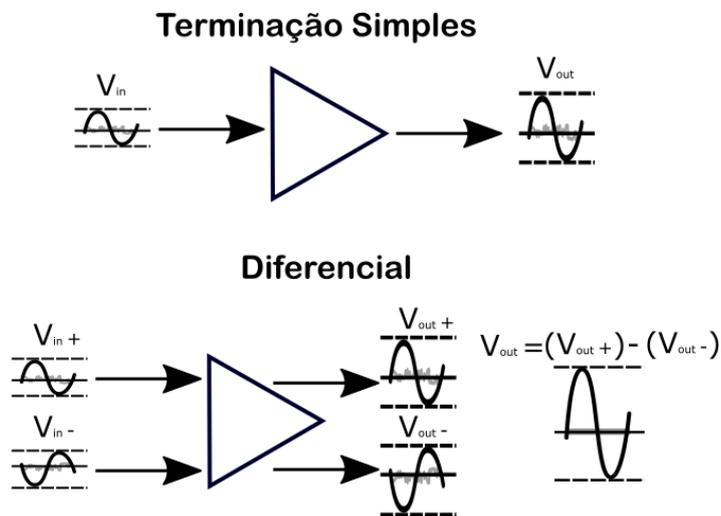
Sinais de modo comum são um problema grave para o projeto de sistemas analógicos. Por conta disto, procura-se utilizar uma série de cuidados na implementação de sistemas analógicos, tais como blindagens, malhas de terra, isolamento da fonte de alimentação etc.

A referência do sinal irá implicar na escolha da topologia necessária para filtragem, amplificação e conversão analógico/digital. Além disso uma boa compreensão sobre os sistemas de referência envolvidos auxilia na detecção de possíveis fontes de interferência.

2.1.1 Vantagens dos sinais diferenciais

No passado, o uso de uma cadeia de condicionamento de sinais totalmente diferencial era praticamente inviável devido a problemas práticos, tais como a falta de circuitos integrados apropriados e de componentes passivos com alta precisão. Porém, com o avanço da indústria de semicondutores, circuitos diferenciais de alto desempenho e componentes de alta precisão surgiram e tornaram-se comuns no mercado, permitindo que as cadeias de condicionamento de sinais totalmente diferencial sejam empregadas no tratamento de sinais elétricos [5] [6]. Assim, é comum hoje em dia encontrar condicionamento de sinais simples ou diferencial. A Figura 7 apresenta de maneira simplificada a diferença entre os sinais de terminação simples e diferenciais.

Figura 7: Diferença entre sinais diferenciais e terminação simples



Um sinal de terminação simples (sinal *single-ended*) é naturalmente desbalanceado, já que ele é caracterizado pela diferença entre um ponto onde há o sinal de interesse e uma referência constante. Esta referência normalmente é o terra do circuito e serve de caminho de retorno para o sinal. Uma perturbação introduzida em um sinal *single-ended*, por meio de acoplamento magnético ou por uma corrente indesejada circulando pelo terra, pode se tornar

um grave problema, uma vez que naturalmente esta perturbação será carregada adiante juntamente com a informação de interesse contida no sinal.

Já o sinal diferencial é constituído de um par de sinais e a informação de interesse é o resultado da diferença de potencial elétrico entre este par de sinais, conforme visto anteriormente na seção 2.1. Quando uma perturbação de modo comum é inserida a um sistema diferencial, ela será adicionada aos dois sinais igualmente, e será naturalmente reduzida/atenuada. Consequentemente, as cadeias diferenciais são menos susceptíveis a ruídos e às interferências. Esta redução é responsável por prover uma alta taxa de rejeição de modo comum (CMRR, *common mode rejection ratio*).

Com base nas vantagens supracitadas dos sinais diferenciais, metodologias para amplificação e filtragem levando em consideração entradas e saídas diferenciais dos sinais serão alvo de estudo nas seções subsequentes deste presente trabalho.

2.1.2 Ruído e Interferência

As perturbações sofridas pelos sensores ou pelos circuitos de tratamento de sinal podem ser classificadas em interferência e ruído[1][5]. Interferência é qualquer sinal eletromagnético de uma fonte externa ao sistema analisado, que se soma ao sinal de informação através de um meio de acoplamento. Ruído é definido como um sinal estocástico, ou seja, cujos parâmetros variam de forma aleatória, e tem origem dentro do próprio sistema quando excitados por alguma fonte externa, como a temperatura. Alguns exemplos de fontes de sinal de interferência são: sistemas de comunicação públicos (telefonia, rádio etc.), irradiação eletromagnética não-intencional de aparelhos eletroeletrônicos (computadores, televisores, fontes chaveadas, motores elétricos etc.), linhas de transmissão de energia, e fenômenos naturais como relâmpagos e radiação solar.

Fontes de ruídos comumente citadas são: ruído térmico, ruído balístico e ruído por contato [1][5][30]. Esta distinção clara entre interferência e ruído é bastante vantajosa. Ela leva à percepção de que as fontes de ruído são intrínsecas aos componentes do sistema e só podem ser controladas pela melhoria de processos de fabricação dos sensores ou circuitos eletrônicos, ou pela manutenção da temperatura do componente. Por outro lado, as fontes de interferência, por serem externas ao sistema, podem ser identificadas e com isso seus efeitos sobre o sistema podem ser reduzidos por meio do cancelamento total ou parcial do acoplamento entre ambos. Porém a descrição quantitativa da interação entre o sistema sob estudo, as fontes de

interferência e as fontes de ruídos é inviável, dada a complexidade das variáveis que atuam neste processo. No entanto, no caso das fontes de ruído, existem modelos estocásticos que descrevem seu comportamento estatístico [2] [1][5][30]. Os fabricantes de circuitos integrados frequentemente fornecem estimativas destes ruídos para seus componentes nos manuais e folhas de dados.

Os distúrbios causados pelas chamadas fontes de interferência não podem ser desprezados. Apesar de não ser possível contemplar as inúmeras formas de interação entre as diversas fontes de interferência e o sistema que se está analisando, alguns modelos simples permitem uma descrição qualitativa destes fenômenos. A partir destes modelos se pode identificar os canais de acoplamento entre o sistema e as fontes de interferência. Assim, alguns métodos podem ser seguidos no intuito de atenuar o acoplamento entre ambos. Várias metodologias empregadas em sistemas analógicos e digitais para tratamento de interferências são descritas em [22][23].

De forma geral os canais de acoplamento entre sistemas e fontes de interferência são classificados em capacitivo, indutivo e por condução, e são representados por meio de componentes de parâmetros concentrados como capacitores, indutores e resistências, respectivamente. No entanto, para que estas aproximações sejam válidas, as dimensões físicas dos circuitos devem ser pequenas se comparadas ao comprimento de onda dos sinais envolvidos, o que limita esta abordagem a sinais da ordem de centenas de Mega hertz [21]. No contexto deste trabalho esta aproximação é bastante razoável, pois as dimensões dos elementos são muito menores do que 1m.

Sempre que dois condutores estiverem com potenciais elétricos diferentes haverá entre eles um campo elétrico, e este fato é modelado por um capacitor ligando os dois condutores. Quando um condutor transporta uma corrente elétrica, o campo magnético gerado pode induzir correntes em um segundo condutor que se localize nas proximidades. Este fenômeno de acoplamento indutivo é modelado por uma indutância mútua entre os dois condutores. É importante citar ainda que, na forma conduzida, interferências podem se acoplar ao sistema através de cabos de alimentação ou de transmissão de dados.

2.2 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO.

Neste capítulo, foram apresentadas as etapas necessárias para o condicionamento de sinais elétricos oriundo de campos magnéticos. Além disto, uma revisão acerca de características de sinais elétricos, de modo a apresentar a diferença entre sinais de terminação

simples (*single-ended*, em inglês) e de sinais diferenciais (*differential*, em inglês), bem como as vantagens e desvantagens destas classificações de sinais para a aplicação deste trabalho. Nos próximos capítulos estas etapas serão aprofundadas, contendo informações mais específicas sobre cada uma delas através de apresentações de circuitos elétricos, simulações e ensaios experimentais.

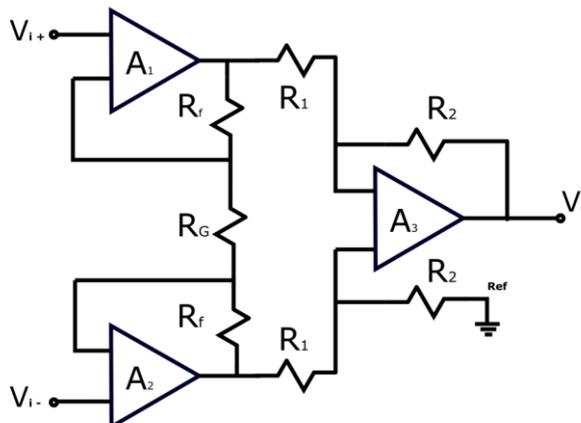
3 AMPLIFICADORES

Na área de instrumentação/medição é muito comum haver sinais de baixíssima amplitude. Deste modo, estes sinais necessitam serem amplificados para que tenham amplitudes típicas dos circuitos eletrônicos, buscando que a amplitudes dos sinais sejam superiores aos dos sinais de ruído. Sob este aspecto, a etapa de amplificação de uma cadeia de condicionamento de sinais tem papel fundamental no desempenho do sistema. A escolha do amplificador deve levar em consideração alguns quesitos importantes, tais como tipo de entrada, taxa de rejeição de modo comum, alta impedância de entrada e largura de banda. Este capítulo trata-se de uma explanação e discussão acerca de algumas topologias de amplificação, apresentando resultados de simulações e ensaios de bancada, a fim de comparar e apresentar algumas das topologias para a etapa de amplificação proposta no trabalho.

3.1 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

Com base nas características citadas acima (tipo de entrada, taxa de rejeição de modo comum, alta impedância de entrada e largura de banda), o amplificador de instrumentação é um componente fundamental em um sistema de medição quando se tem sinais de baixas amplitudes (sinais com amplitudes abaixo de cerca de mil vezes menor do que o valor da fonte de alimentação do circuito eletrônico ou de sinais com amplitudes da ordem do ruído ou abaixo). O amplificador de instrumentação (AI) é uma versátil estrutura composta por três amplificadores operacionais com uma entrada diferencial e uma saída de terminação simples, conforme mostra o esquema elétrico da Figura 8.

Figura 8: Topologia simplificada de um amplificador de instrumentação

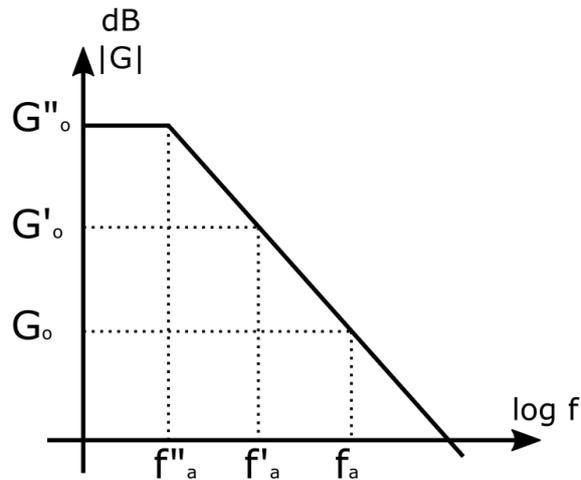


O amplificador de instrumentação (AI) oferece uma alta impedância de entrada, baixa impedância de saída, alta taxa de rejeição de modo comum, além de uma entrada diferencial, característica ideal para o uso de sinais com características diferenciais. Neste tipo de amplificador a função de transferência não depende de realimentação externas ou de componentes conectados aos seus terminais de entrada e de saída. Como este tipo de amplificador é encapsulado em um circuito integrado, normalmente o seu ganho é fixado através de resistores integrados, evitando disparidades entre os valores dos componentes, devido as suas tolerâncias, permitindo assim uma alta precisão. Alguns modelos de amplificadores de instrumentação também permitem a utilização de componentes externos para que o ganho do amplificador possa ser selecionado entre uma gama de valores pré-estabelecidos [7][8].

Os amplificadores operacionais A1 e A2 representados na Figura 8 estão conectados na configuração de seguidores de tensão, o que atribui ao circuito uma alta impedância de entrada, tipicamente na ordem de giga ohms [5]. Um circuito com impedâncias de entrada desta magnitude impede o carregamento elétrico da fonte de sinal, uma vez que a entrada do amplificador é praticamente um circuito aberto. O amplificador operacional A3 está montado em uma topologia de amplificador de diferença, que tem como função amplificar a diferença de tensão nas saídas dos amplificadores A1 e A2.

Apesar de atender diversos requisitos necessários para um sistema de condicionamento de sinais de amplitudes relativamente baixas, o amplificador de instrumentação ainda tem um problema para aplicações que necessitam de ganho e largura de banda [9] elevados, isto porque a largura de banda do amplificador tende a diminuir quando o ganho aumenta, fazendo com que a configuração tenha característica de filtro passa-baixa [5][10]. Esta característica pode ser verificada na Figura 9, uma vez que $G_{of_a} \approx G'_{of'_a} \approx G''_{of''_a}$ [5].

Figura 9: Curva ganho vs. frequência típica de um AI

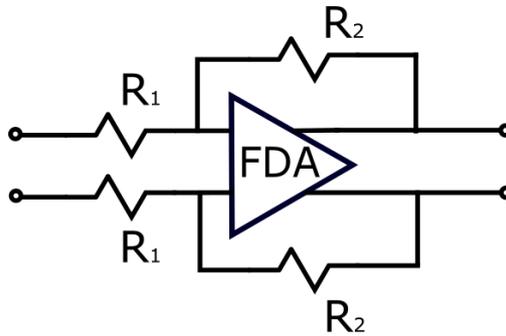


Uma solução para este tipo de problema é utilizar um estágio de pré-amplificação, onde um amplificador adicional é inserido à montante do amplificador de instrumentação com o objetivo de fazer com que o AI trabalhe em níveis menores de ganhos, em uma região de sua curva ganho-frequência mais favorável à altas frequências. Neste presente trabalho de mestrado, como a entrada do amplificador de instrumentação é diferencial e os sensores de campo magnético por indução tem a característica de possuir uma saída diferencial, faz-se necessário uma topologia onde a entrada e a saída sejam diferenciais, para que a inserção deste novo componente não modifique a cadeia de condicionamento. Assim, esta solução de acrescentar um amplificador a montante exige um amplificador com entrada e saída diferenciais.

Além da entrada e saída diferenciais, o pré-amplificador deve ter uma largura de banda sensivelmente alta para que não atue como um filtro passa-baixas antes do estágio principal de amplificação. Com base nessas exigências, um amplificador totalmente diferencial (FDA, *Fully Differential Amplifier*) seria uma solução indicada para corrigir o problema supracitado. Este componente é similar a um amplificador diferencial com dupla realimentação, porém tem algumas características internas que tornam o circuito integrado bastante complexo [11] [12].

O ganho deste tipo de componente é fixado a partir de uma realimentação externa ao circuito integrado, conforme apresentado na Figura 10

Figura 10: Topologia de amplificação totalmente diferencial utilizando um FDA



A fim de facilitar a equação que determina o ganho deste tipo de componente, habitualmente são utilizados os resistores $R_1 = R_3$ e $R_2 = R_4$, fazendo com que o ganho total seja dado pela equação:

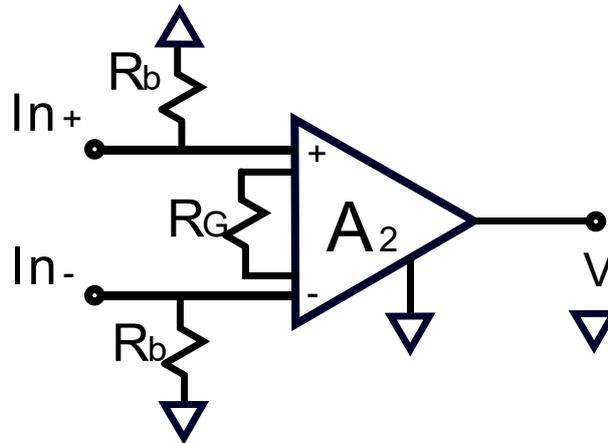
$$G = \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Dado que as folhas de dados, tanto dos amplificadores de instrumentação quanto dos FDAs, não apresentam uma resposta em frequência típica para uma topologia que coloque os dois circuitos integrados em cascata, foram realizadas simulações para verificar a diferença entre uma arquitetura de amplificação com apenas um AI e outra utilizando o estágio de pré-amplificação proposto. O *software* escolhido para realizar estas simulações foi o LT Spice IV [13], que é um simulador de circuitos gratuito do tipo SPICE (*Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*), desenvolvido pela Linear Semiconductors.

3.1.1 Simulação numérica da arquitetura com apenas um AI

Na Figura 11 é apresentado o primeiro caso de estudo realizado por simulação, onde apenas o amplificador de instrumentação é conectado a uma fonte de entrada senoidal. O resistor R_G é responsável pela seleção do ganho do amplificador e os resistores R_b são utilizados para fornecer um caminho de circulação para as correntes de *bias* do amplificador, fazendo assim com que o componente funcione corretamente. O amplificador de instrumentação utilizado foi o AD8221 da *Analog Devices* [14], com alimentação simétrica de $\pm 9 V$. O resistor de ajuste de ganho foi variado para atribuir seis diferentes valores de ganho: 1000, 495, 200, 100, 50 e 10 V/V .

Figura 11: Topologia básica de amplificação utilizando um amplificador de instrumentação



A Figura 12 e a Figura 13 apresentam os resultados de simulações feitas no domínio do tempo e da frequência, respectivamente. Como esperado, os resultados mostram que as formas de onda e resposta em frequência possuem as mesmas características conforme as especificações da folha de dados do componente [14]. Na Figura 12 as duas curvas com maiores amplitudes correspondentes aos ganhos de 495 (54dB) e 1000 V/V (60 dB) apresentam formas de ondas distorcidas, pois atingiram a saturação do amplificador. As demais formas de onda correspondentes aos ganhos de 200, 100, 50 e 10 V/V não apresentaram nenhuma distorção, tornando possível uma verificação que o amplificador se comportou satisfatoriamente na simulação antes de atingir os limites de tensão de sua alimentação.

Já na resposta em frequência (Figura 13), pode-se perceber claramente que a largura de banda se torna cada vez mais estreita à medida que o ganho é aumentado, chegando a ter uma frequência de corte de 2 kHz para o ganho de 1000 V/V (60dB). Como esperado, os resultados mostram que as formas de onda e resposta em frequência possuem as mesmas características conforme as especificações da folha de dados do componente [7].

Figura 12: Formas de onda resultantes da simulação com a topologia básica de um AI

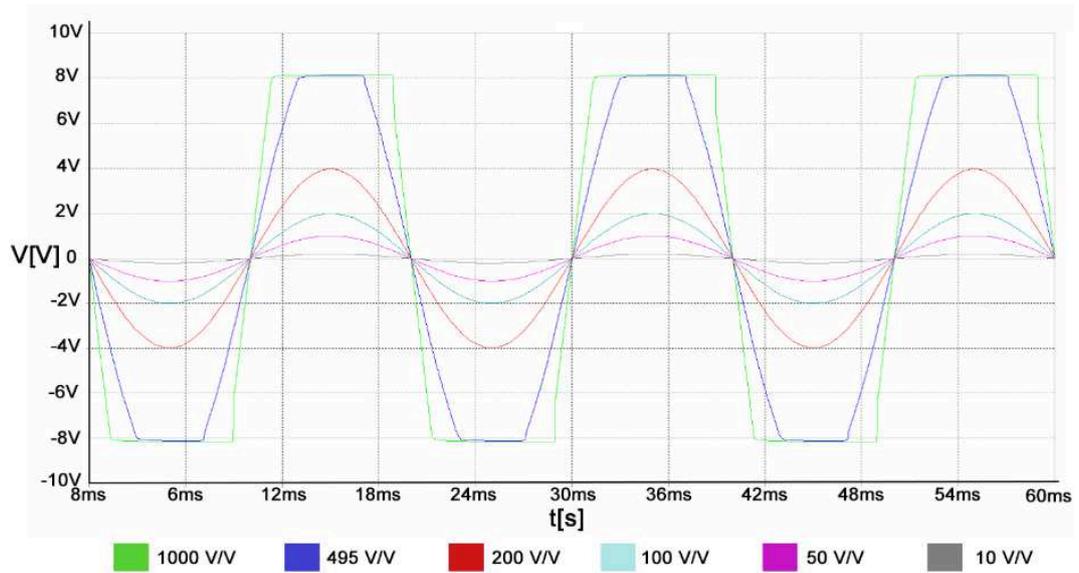
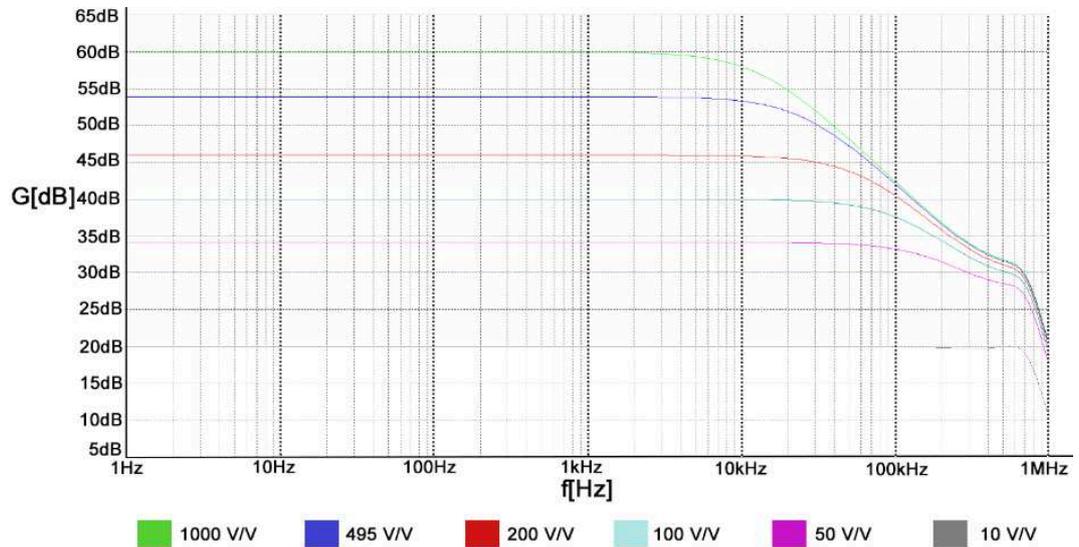


Figura 13: Resposta em frequência resultante da simulação com a topologia básica de um AI



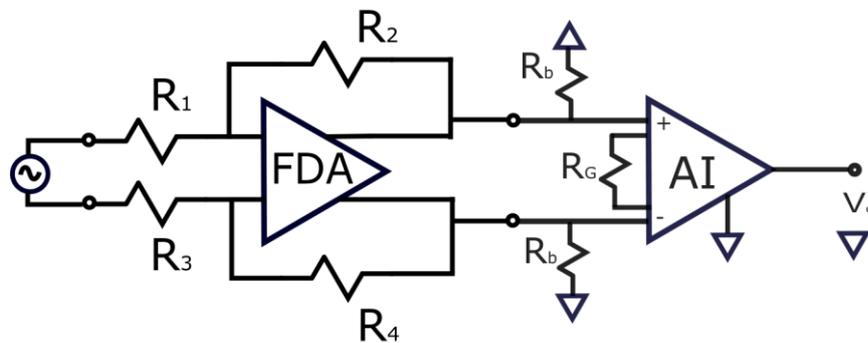
3.1.2 Simulação numérica da arquitetura com FDA e AI

A seguir, apresenta-se o estudo por simulação realizado com a topologia apresentada na Figura 14. Esta é a solução mencionada anteriormente para atenuar os problemas de largura de banda quando se necessita de ganhos elevados nos amplificadores de instrumentação. O conjunto de amplificação é conectado a uma fonte senoidal de sinal, as alimentações dos

circuitos integrados, da mesma maneira que na simulação anterior, também são de $\pm 9 V$. Para o resistor de ganho do amplificador de instrumentação atribui-se os mesmos seis valores de ganhos aplicados na simulação anterior.

O amplificador totalmente diferencial LTC1992 [15], da *Linear Semiconductors*, foi conectado à montante do amplificador de instrumentação AD8221[14], com um laço externo utilizando os seguintes valores para os resistores: $R_1 = R_3 = 10 k\Omega$ e $R_2 = R_4 = 100 k\Omega$, resultando em um ganho de $10 V/V$ no sinal de saída do FDA. Este ganho de $10 V/V$ será multiplicado pelo ganho do amplificador de instrumentação, aumentando assim o produto “ganho-banda” do conjunto.

Figura 14: Topologia e amplificação utilizando um FDA em cascata com um AI



A Figura 15 e Figura 16 apresentam os resultados da simulação temporal e da resposta em frequência, respectivamente. Os resultados da simulação temporal foram semelhantes aos da primeira simulação, onde nenhum sinal apresentou qualquer distorção, com exceção dos sinais onde os ganhos tornaram-se elevados e o sinal de saída do amplificador AI atingiu a saturação. Na resposta em frequência (Figura 16), é possível notar a contribuição deste tipo de topologia para o desempenho do sistema, uma vez que todos os ganhos da primeira simulação foram multiplicados por 10. Analisando a curva de ganho de $1000 V/V$ ($60 dB$), por exemplo, percebe-se que a largura de banda nesta topologia é aproximadamente $10 kHz$, sendo um aumento de $8 kHz$ em relação à apresentada na simulação do circuito anterior, que era de $2 kHz$.

Figura 15: Formas de onda resultantes da simulação com a topologia da Figura 14

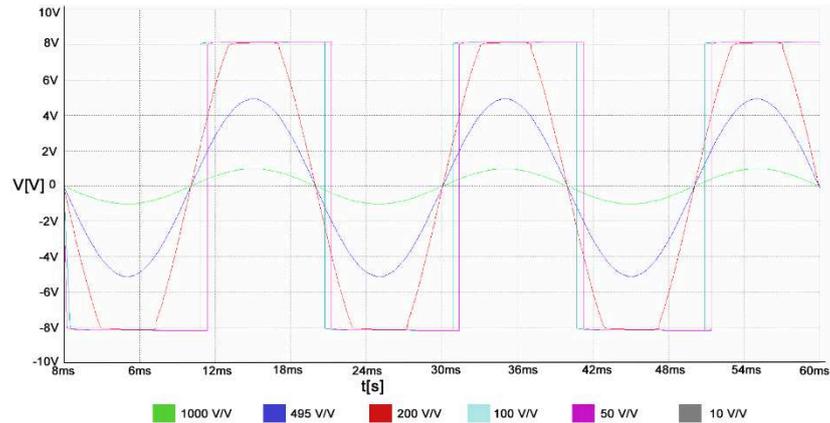
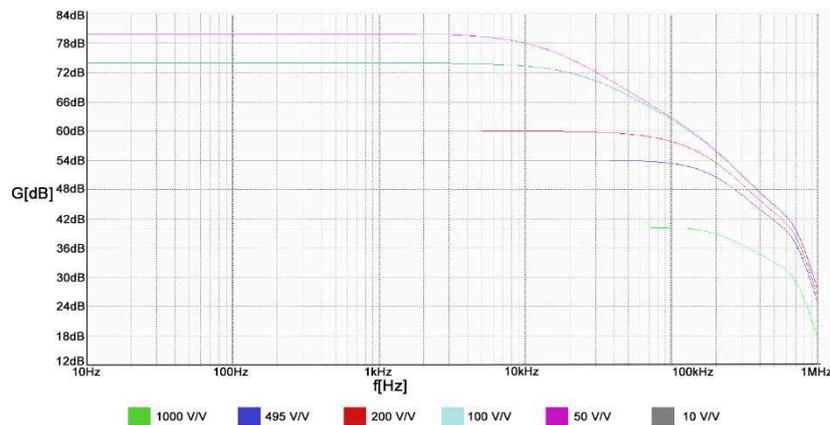


Figura 16: Resposta em frequência resultante da simulação com a topologia da Figura 14



Os resultados das simulações mostram que é possível conseguir ganhos elevados em uma ampla faixa de frequência utilizando a segunda topologia, isto é, o FDA seguindo pelo AI. Além disso, utilizando um amplificador de instrumentação como o AD8221[14], também é possível obter uma alta taxa de rejeição ao modo comum (superiores a $120dB$, no caso deste componente) devido às características intrínsecas da estrutura, já apresentadas anteriormente neste capítulo.

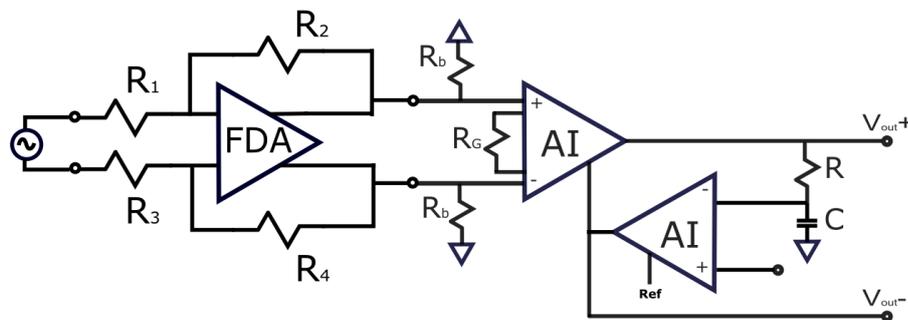
3.2 CADEIA DE AMPLIFICAÇÃO TOTALMENTE DIFERENCIAL

Como exposto na seção 2.1.1, utilizar uma cadeia de componentes para o condicionamento de sinais baseada em topologias que ofereçam a possibilidade de tratar sinais diferenciais tem vantagens sobre sistema que utilizam terminação simples. Posto que as

características já citadas de um amplificador de instrumentação são fundamentais para compor uma etapa de amplificação em um sistema de condicionamento, e também é desejável a utilização da forma diferencial para o tratamento de sinais elétricos oriundos de campos magnéticos, faz-se necessária a modificação da topologia básica de um AI, uma vez a saída deste amplificador é de terminação simples e interromperia a cadeia diferencial, convertendo-a para terminação simples.

Uma topologia aprimorada baseada em amplificadores de instrumentação, que preserva a característica de cadeia diferencial dos sinais, é apresentada na Figura 17. Com o incremento de um novo AI no circuito apresentado anteriormente (Figura 14), é formado um laço que permite a conversão da saída de terminação simples para uma saída diferencial ao circuito. O resistor R e o capacitor C formam um filtro RC que mantém a estabilidade do laço [8]. Além disso, a topologia permite que um sinal de modo comum em corrente contínua seja inserido através dos terminais R_{ef} e In_2 , adicionando um *offset* ao sinal tratado. Este sinal pode ser utilizado para elevar o nível de tensão, já que, por exemplo, muitas vezes a entrada de um conversor analógico-digital não permite a excursão de valores de tensão negativos.

Figura 17: Topologia de amplificação totalmente diferencial.



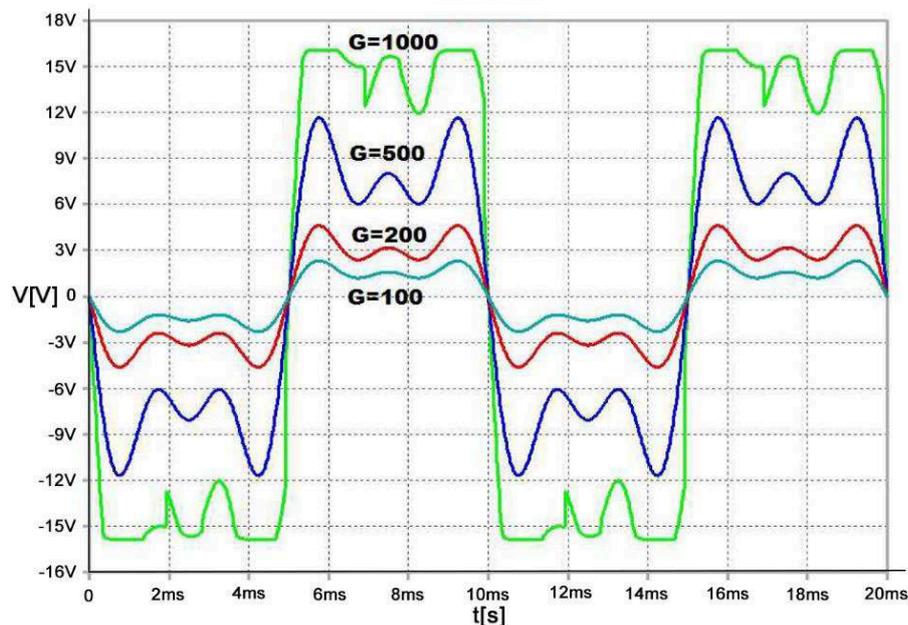
Utilizando uma metodologia semelhante à realizada anteriormente neste capítulo, foram realizadas simulações a fim de verificar se o funcionamento desta configuração aprimorada é adequado para as aplicações propostas neste trabalho.

Com o propósito de simular uma tensão de entrada mais próxima da realidade dos sinais oriundos dos sensores de campo magnético, a fonte terá uma composição de componentes de terceira e quinta harmônica, além da frequência fundamental. Neste sentido, o sinal de entrada será composto por uma tensão senoidal com 20 mV de pico a pico, com 100 Hz de

frequência fundamental, com o acréscimo de 50% de terceira harmônica e 15 % de quinta harmônica. Além disto, o ganho do FDA foi fixado em $10 V/V$ e o ganho do amplificador de instrumentação foi variado em quatro diferentes valores: 100, 200, 495 e $1000 V/V$, ou 40, 46, 54 e 60 dB .

A Figura 18 mostra os resultados de simulação da tensão de saída em função do tempo para diversos ganhos. Os circuitos integrados utilizados foram o AD8221 [14] para os amplificadores de instrumentação e o amplificador totalmente diferencial LTC1992 [15], alimentados simetricamente com $\pm 9 V$. Nestes resultados de simulação é possível observar que os sinais de saída em azul petróleo ($G=100$), vermelho ($G=200$) e azul ($G=500$) não sofrem distorção. Porém, o sinal verde apresentou distorção devido à saturação do amplificador. Isto também pode ser observado na Figura 19, que apresenta a análise harmônica [9] do sinal simulado.

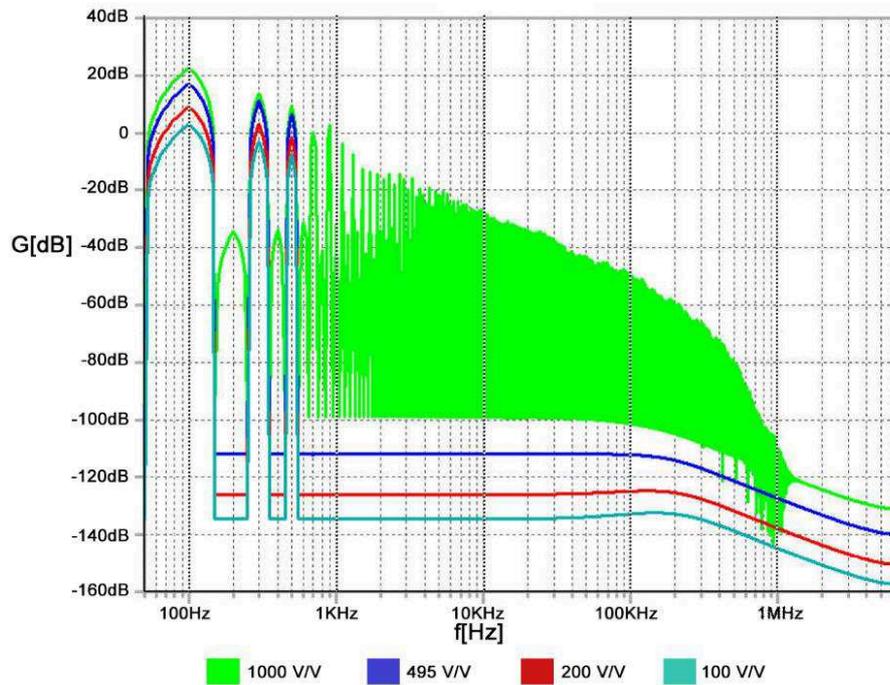
Figura 18: Resposta temporal simulada do circuito da Figura 17



Pelos resultados apresentados na Figura 18 e na Figura 19, é possível observar que os sinais em azul petróleo ($G=100$), vermelho ($G=200$) e azul ($G=500$) apresentam apenas raias correspondentes às frequências presentes no sinal simulado (100, 300 e 500 Hz). Porém, no sinal verde é notável que a distorção causada pela saturação do amplificador provocou o acréscimo de diversas raias inexistentes no sinal de entrada. O motivo de o sinal saturar em aproximadamente $16 V$ e não em $18 V$ Figura 18 é uma limitação do modelo do componente

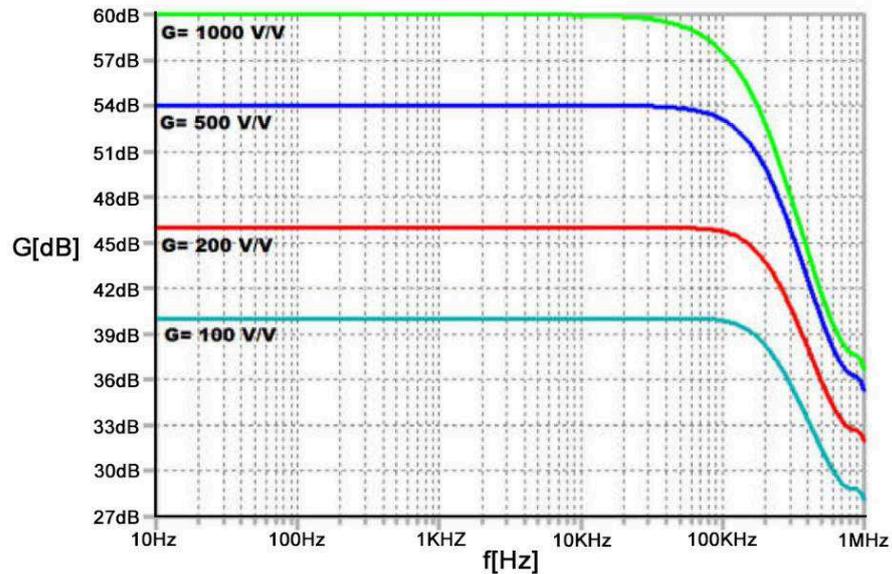
utilizado na simulação, que não permite a excursão do sinal de saída até valores muito próximos da tensão de alimentação, como ocorre normalmente em circuitos integrados.

Figura 19: Análise harmônica do sinal apresentado na Figura 17



Assim como nas simulações das demais topologias, também foram obtidas as respostas em frequência do circuito. Os resultados são apresentados na Figura 19. Assim como a resposta em frequência dos amplificadores de instrumentação, a banda de passagem do circuito diminui conforme o ganho do circuito aumenta, tendo uma faixa plana de ganho em função da frequência de aproximadamente 10 kHz para o ganho de 1000 V/V (60 dB). Isto também ocorreu com a topologia que utiliza um amplificador totalmente diferencial e um amplificador de instrumentação, conforme apresentado anteriormente neste capítulo.

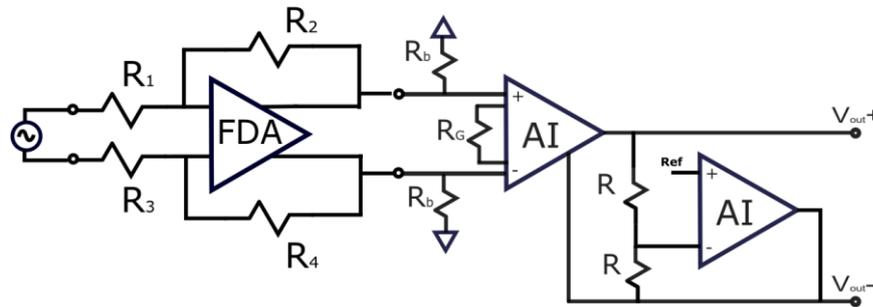
Figura 20: Resposta do sinal de saída em função da frequência do circuito da Figura 17



Os resultados obtidos pelas simulações mostraram-se satisfatórios no que diz respeito ao funcionamento da topologia proposta. Porém apresenta alguns pontos negativos, tais como: a) a introdução de uma resistência nos terminais de ganho do segundo AI pode causar severas distorções no sinal de saída; e b) o aumento do custo do circuito, uma vez que são utilizados dois amplificadores de instrumentação que normalmente tem um valor consideravelmente elevado para circuitos integrados que fazem a função de amplificação.

Uma segunda configuração de amplificação totalmente diferencial estudada é apresentada na Figura 21. Um amplificador operacional, conhecido popularmente por *Ampop*, é conectado à saída do AI, em uma configuração de amplificador inversor com ganho unitário, gerando assim um terminal adicional de saída ao circuito. Esta saída é igual ao sinal de saída do amplificador de instrumentação, porém com a fase invertida. Assim, é possível obter uma topologia totalmente diferencial. Como na topologia anterior, também é possível a introdução de um sinal de modo comum através da entrada não inversora do amplificador operacional, denominada como R_{ef} .

Figura 21: Topologia de amplificação diferencial com *Ampop*



As Figura 22 e Figura 23 mostram os resultados das simulações numéricas do circuito apresentado na Figura 21, realizadas utilizando os modelos SPICE dos circuitos integrados AD8221 como amplificador de instrumentação e o OP2177 [16] como amplificador operacional. Ambos os circuitos integrados são da fabricante *Analog Devices*. A fonte de sinal de entrada utilizada na simulação é a mesma utilizada anteriormente, com uma tensão senoidal de 20 mV pico a pico, com 100 Hz de frequência fundamental, com o acréscimo de 50% de amplitude terceira harmônica (300 Hz) e 15 % de quinta harmônica (500 Hz). O ganho do amplificador totalmente diferencial (FDA) também foi fixado em 10 V/V e o ganho do amplificador de instrumentação foi variado em quatro valores distintos, fornecendo ganhos totais de 100, 200, 495 e 1000 V/V, ou 40, 46, 54 e 60 dB, como na simulação da estrutura anterior.

A resposta temporal do circuito é praticamente a mesma da topologia anterior, não apresentando nenhuma distorção na amplitude nos sinais com ganhos de 100, 200, 500 V/V (azul petróleo, vermelho e azul, respectivamente). O sinal em verde novamente apresentou uma distorção devido à saturação do sinal de saída do amplificador AI. Também foi realizada a análise harmônica [9] do sinal para verificar se alguma raia de frequência adicional é inserida ao sinal. Na Figura 23 é apresentada a transformada de Fourier dos sinais de saída obtidos por simulação. O resultado é semelhante ao obtido com a configuração estudada anteriormente, sendo possível observar que com ganhos de 100, 200, 500 V/V apresentam apenas as raias correspondentes às frequências presentes no sinal de entrada simulado (100, 300 e 500 Hz), e com ganho de 1000V/V surgem diversas novas raias (de baixa amplitude) inexistentes no sinal original. Estas raias são acrescentadas pela distorção causada pela saturação do amplificador.

Figura 22: Resposta temporal simulada do Circuito da Figura 21

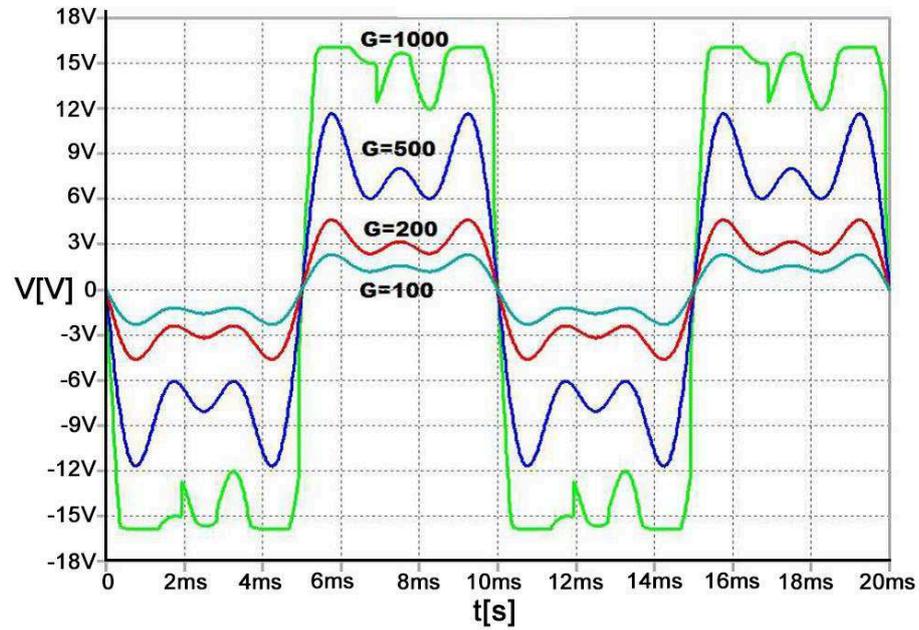
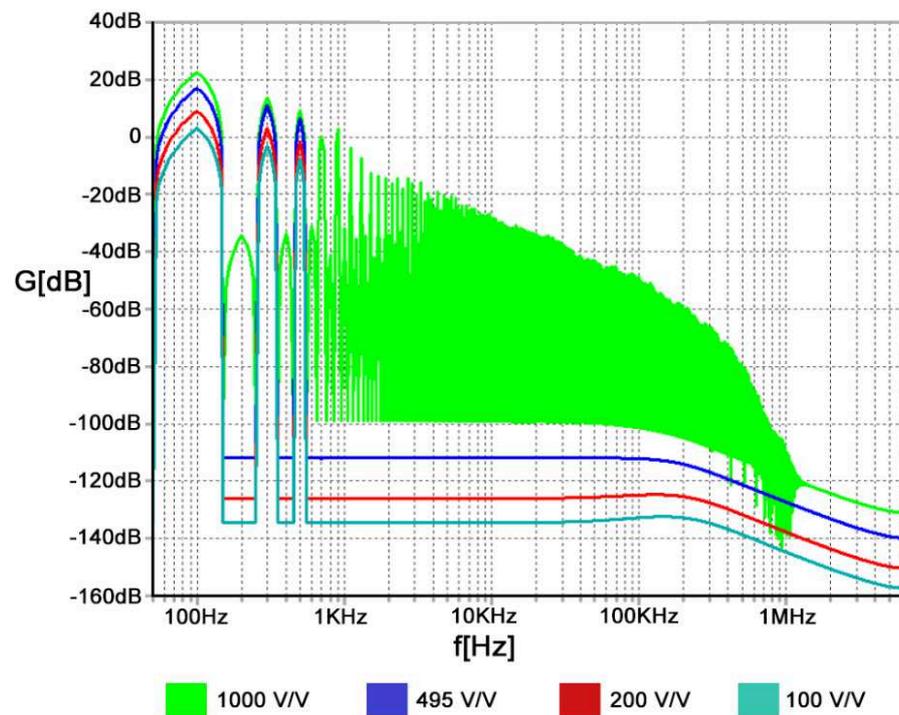


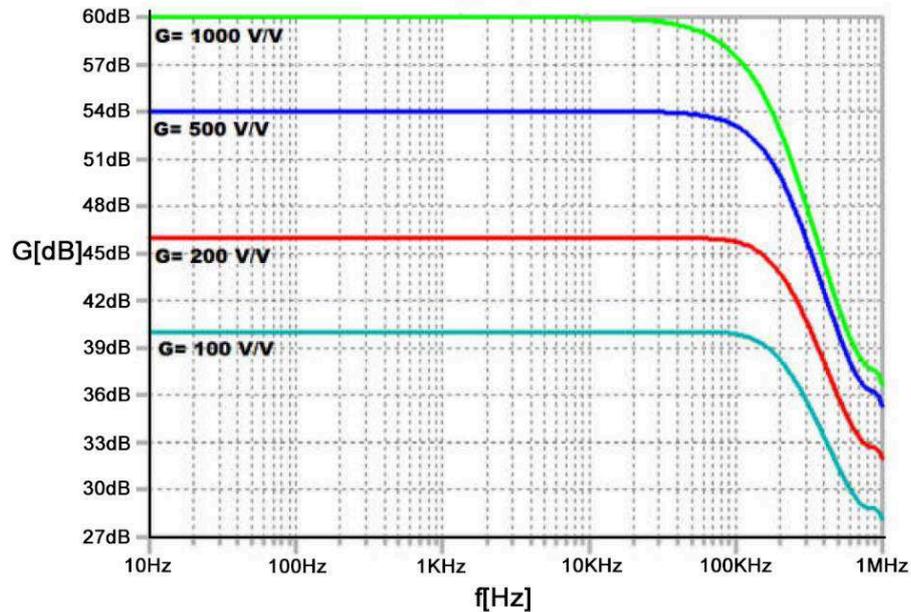
Figura 23: Análise harmônica do sinal apresentado na Figura 21



Na Figura 24 é apresentada a resposta em frequência simulada do circuito da Figura 21. Nela é possível observar as mesmas características da resposta em frequência apresentada pela topologia anterior. Ou seja, a resposta é plana para todas as frequências de interesse no

trabalho, mesmo para o ganho de 1000 V/V , onde a faixa plana se estende até a frequência de 10 kHz , aproximadamente.

Figura 24: Resposta em frequência simulada do circuito da Figura 21.



A configuração apresentada na Figura 21 tem a vantagem de não utilizar um segundo amplificador de instrumentação. Além disso, nos dias de hoje, há disponíveis circuitos integrados que contenham dois ou mais amplificadores de instrumentação e amplificadores operacionais no mesmo encapsulamento, por exemplo os CIs AD8222 [7] e OP2177 [16] (dois AIs e dois Ampops, respectivamente) da *Analog Devices*. Assim, é possível construir um circuito com dois canais totalmente diferenciais ocupando uma relativa menor área de placa de circuito impresso, e diminuindo o custo do conjunto como todo, uma vez que tipicamente circuitos integrados de amplificadores de instrumentação tem valores mais elevados do que encapsulamentos com amplificadores operacionais.

Ainda que o circuito apresentado na Figura 21 apresente as vantagens citadas anteriormente, há a possibilidade de haver um desequilíbrio no sinal de saída, já que o laço constituído no amplificador operacional depende de realimentações externas, ficando suscetível ao casamento de valores dos resistores R . Dado que hoje é possível encontrar facilmente resistores de alta precisão com tolerância de 1%, ou menos, em seus valores de resistência, a consequência deste problema é atenuada.

Após o estudo por meio da realização das simulações numéricas, as arquiteturas mostradas nas Figura 17 e Figura 21 foram implementadas, também com o objetivo de validar e confirmar por resultados práticos o desempenho apresentado nas simulações. Uma vez que as topologias são relativamente complexas e envolvem mais componentes, algumas diferenças podem ocorrer entre os resultados de simulação e experimentais, principalmente no que diz respeito à resposta em frequência do circuito. No intuito de validar este ponto, uma varredura em frequência foi realizada de 1 Hz até 500 kHz, para os ganhos de 1000, 495, 200 e 100 V/V (60, 53, 46 e 40 dB). Empregou-se um gerador de funções arbitrárias AFG3012B da *Tektronix* [17] para impor formas de ondas senoidais com diferentes frequências, e o osciloscópio MSO2024 da *Tektronix* [18] para medir os sinais. Também foi utilizado um instrumento virtual no LabVIEW [19] para tratar numericamente e apresentar os dados.

As Figura 25 e Figura 26 apresentam os resultados da resposta em frequência dos circuitos apresentados nas Figura 17 e Figura 21, respectivamente. As curvas experimentais apresentam as mesmas características de diminuição da banda de passagem ao passo que o ganho do circuito é aumentado. A extensão das faixas planas para os diferentes ganhos é semelhante às que resultaram das simulações numéricas. A diferença mais acentuada dos resultados experimentais em relação aos resultados das simulações é a elevação das amplitudes que ocorre na região da frequência de corte. Este aumento de ganho é uma característica que os amplificadores de amplificação apresentam comumente. A diferença entre os resultados de simulação e experimentais possivelmente é devida, possivelmente, a capacitâncias não contempladas nos modelos do SPICE fornecido pelo fabricante ou pelos circuitos simulados (capacitâncias parasitas).

Figura 25: Resposta em frequência experimental do circuito da Figura 17

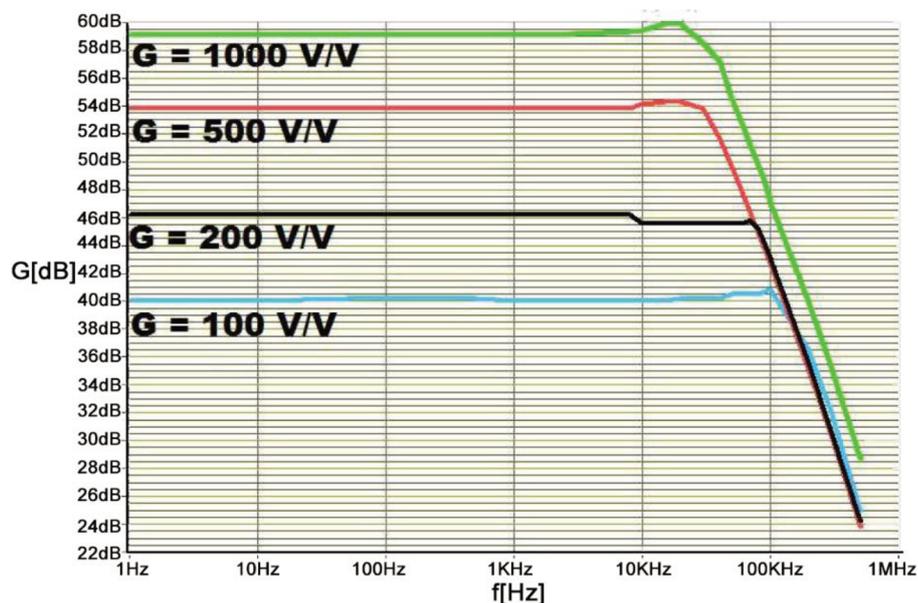
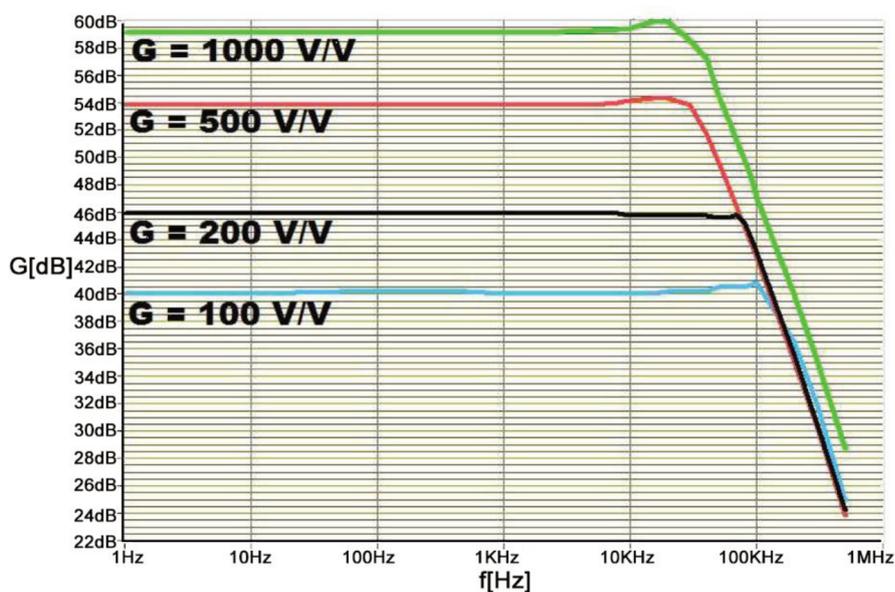


Figura 26: resposta em frequência experimental do circuito da Figura 21



3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE O ESTUDO DAS ARQUITETURAS DE AMPLIFICAÇÃO

Após as análises e estudos realizados para as duas configurações com a intenção de avaliá-las suas adequações à etapa de amplificação da cadeia de condicionamento totalmente diferencial, uma delas utilizando um amplificador de instrumentação para a conversão de um sinal *single-ended* em um sinal diferencial e a outra utilizando um amplificador operacional

(*Ampop*), conclui-se que ambos os circuitos apresentaram resultados satisfatórios e assim podem ser implementados em um protótipo passível de ser utilizado em um ambiente industrial.

4 ESTUDO DE CIRCUITO DE FILTRAGEM DO SINAL

Outra etapa de extrema importância para um sistema de condicionamento de sinais de baixa amplitude é a inclusão de filtros ao longo da cadeia para evitar que ruídos, interferências e sinais não desejados estejam ou sejam inseridos e misturados com a informação desejada.

A metodologia proposta neste trabalho tem inserção de duas etapas de filtragem ao longo da cadeia de condicionamento, conforme apresentado na Figura 27. Há um filtro de na entrada, colocado após o sensor de sinal, e um filtro anti-recobrimento.

Figura 27: Etapas de filtragem do sistema

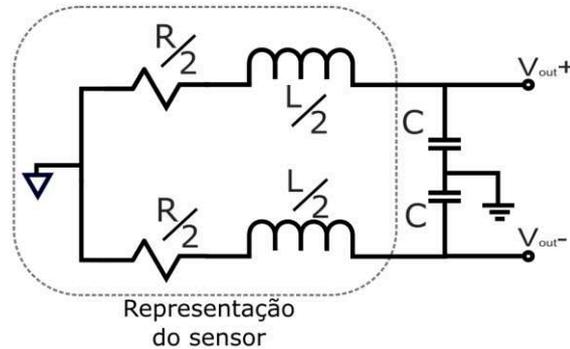


4.1 FILTRO DE ENTRADA

A função do filtro de entrada é atenuar as interferências de alta frequência presentes no ambiente, e está colocado antes do estágio de amplificação. Estas componentes de alta frequência podem saturar os amplificadores de instrumentação, caso não sejam suprimidas ou pelo menos atenuadas [2]. O esquema elétrico do filtro está apresentado na Figura 28.

O filtro da Figura 28 é de segunda ordem, diferencial e passivo, que utiliza as características intrínsecas de indutância e resistência do sensor de campo magnético por indução em conjunto com capacitores introduzidos externamente ao sensor para formar uma rede *RLC* [6], tendo atenuação de 40 dB por década para sinais diferenciais. Os componentes utilizados neste filtro devem ser de alta precisão, pois uma possível assimetria entre as constantes de tempo de cada braço poderá causar funcionamento inadequado, ou instabilidade, e limitação da taxa de rejeição de modo comum do circuito. Mesmo com uma possível diminuição da CMRR devido à precisão dos componentes, esta solução ainda é vantajosa pela facilidade em implementá-la, já que o próprio sensor já fornece naturalmente alguns componentes do filtro.

Figura 28: Filtro de 2ª ordem passivo diferencial



4.2 FILTRO DE ANTI-RECOBRIMENTO

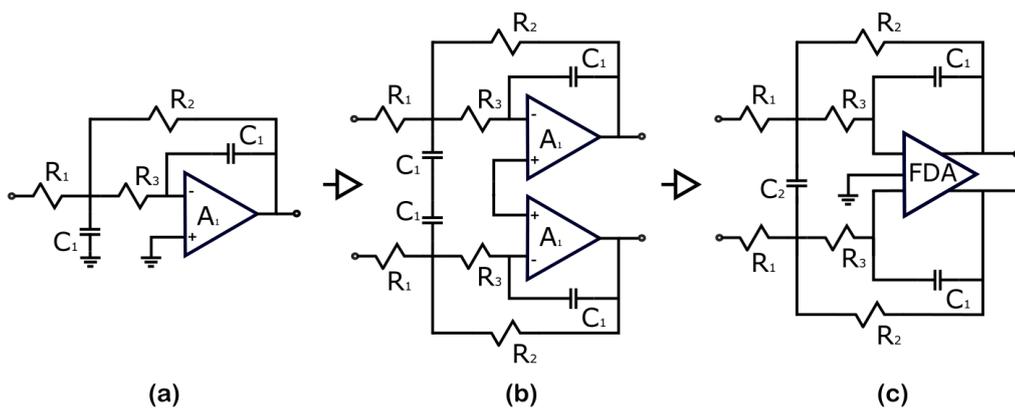
O segundo filtro apresentado na Figura 27 também é um filtro do tipo passa baixas e é o último elemento da cadeia de condicionamento de sinais. Este filtro é denominado filtro anti-recobrimento (*anti-aliasing filter*, em inglês). A função deste filtro é reduzir amplitudes de componentes de frequência indesejadas, acima da frequência de amostragem, que possam estar presentes no sinal. Com este tipo de filtro é possível manter a frequência de amostragem com um valor próximo ao da frequência de Nyquist [9], sem a necessidade de utilizar técnicas como *oversampling* [21] seguida de filtros digitais para melhorar a relação sinal ruído.

Para os circuitos que possuem saída em terminação simples, como por exemplo o apresentado na Figura 8 do Capítulo 3, não haveria a necessidade de implementar um filtro utilizando as técnicas de realização mais tradicionais, tais como *Sallen-Key* ou *Multiple Feedback* [5][6][10], uma vez que no mercado existem filtros a capacitores chaveados disponíveis que possuem características interessantes para este tipo de amplificação. Como exemplo, há a possibilidade de se implementar filtro de alta ordem com um único circuito integrado, necessitando apenas de alguns componentes externos para selecionar a frequência de corte [10] do filtro. Um destes componentes, por exemplo, é o circuito integrado TLC04D [22], da *Texas Instruments*. É um filtro de 4ª ordem e aproximação do tipo *Butterworth*, que tem como característica uma faixa plana na banda de passagem.

Em sistemas de condicionamento que utilizam todas as etapas em um modo totalmente diferencial se faz necessário o uso de técnicas clássicas de cálculo e implementação de filtros, uma vez que não são encontrados no mercado atualmente filtros encapsulados com a característica de entrada e saída diferencial.

A técnica mais simples e mais utilizada para o projeto de filtros totalmente diferenciais é composta de três estágios, conforme apresentado na Figura 29: a) primeiro projeta-se um filtro com as características desejadas (frequência de corte, ganho, ordem e tipo de aproximação) de entrada e saída em terminação simples; b) depois este filtro é duplicado de forma simétrica e os pontos de referência são unidos; c) como último procedimento, os amplificadores operacionais são substituídos por amplificadores totalmente diferenciais. A configuração mais empregada para este tipo de execução é a *Multiple Feedback*, já que é uma topologia de implementação de filtros onde a realimentação do circuito é feita apenas pela entrada inversora do amplificador operacional.

Figura 29: Estágios de implementação do filtro totalmente diferencial



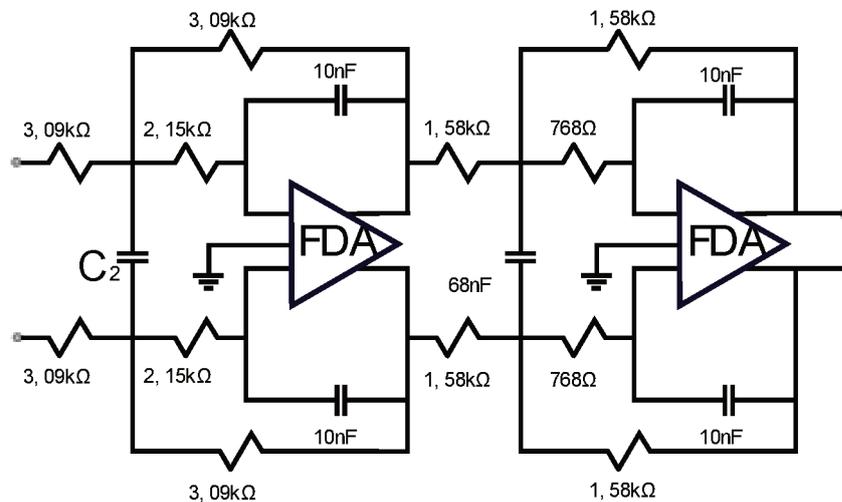
Como o foco de interesse do presente trabalho é a medição de campos magnéticos de equipamentos de um sistema industrial, foi escolhida uma banda de no máximo 4 kHz para a análise, já que esse valor corresponderia até a 65^{a} harmônica da frequência fundamental do sistema elétrico brasileiro, que é 60 Hz . Desta maneira, o filtro foi projetado com frequência de corte de 4 kHz , com ganho unitário e uma aproximação do tipo *Butterworth*, já que é de interesse que a banda de passagem tenha a característica plana. Além disso, optou-se por realizar um filtro de quarta ordem, que pode ser construído apenas com dois estágios de filtros de segunda ordem em cascata, oferecendo uma atenuação por década adequada para ser utilizado como filtro anti recobrimento.

Filtros de ordens elevadas podem apresentar um aumento na região da frequência de corte. Para evitar este tipo de problema e manter a banda de passagem mais plana possível, é

recomendado que o filtro seja de múltiplos estágios e que tenha um fator de qualidade (Q) e uma frequência de corte (f_c) diferentes em cada estágio [23][6].

A referência [23] também fornece os valores otimizados de fatores de qualidade e de frequência de corte para cada estágio e para cada tipo de aproximação. A partir dos valores de Q e f_c de cada estágio, foram calculados os valores dos componentes do filtro e apresentados no circuito da Figura 30.

Figura 30: Filtro passa baixas *Butterworth* de 4ª ordem com valores comerciais e componentes.



Após a determinação dos valores dos componentes do filtro, foram realizadas simulações numéricas utilizando o *software* LTSpice a fim de verificar se os valores comerciais de resistores e capacitores (valores próximos aos teóricos) não interferiram alterando as especificações do filtro. Na simulação foi utilizado o modelo do amplificador totalmente diferencial OPA1632 [24] da *Texas Instruments*, resistores de tolerância de 1 % e capacitores com tolerância de 5 %. A Figura 31 mostra a resposta em frequência por simulação do filtro apresentado na Figura 30. A banda de passagem permaneceu plana e com ganho unitário. A frequência de corte, após a adequação com os valores comerciais, ficou em torno de 3,9 kHz. A Figura 32 apresenta uma ampliação da área de interesse, na região da frequência de corte do filtro.

Figura 31: Resposta em frequência simulada do filtro calculado.

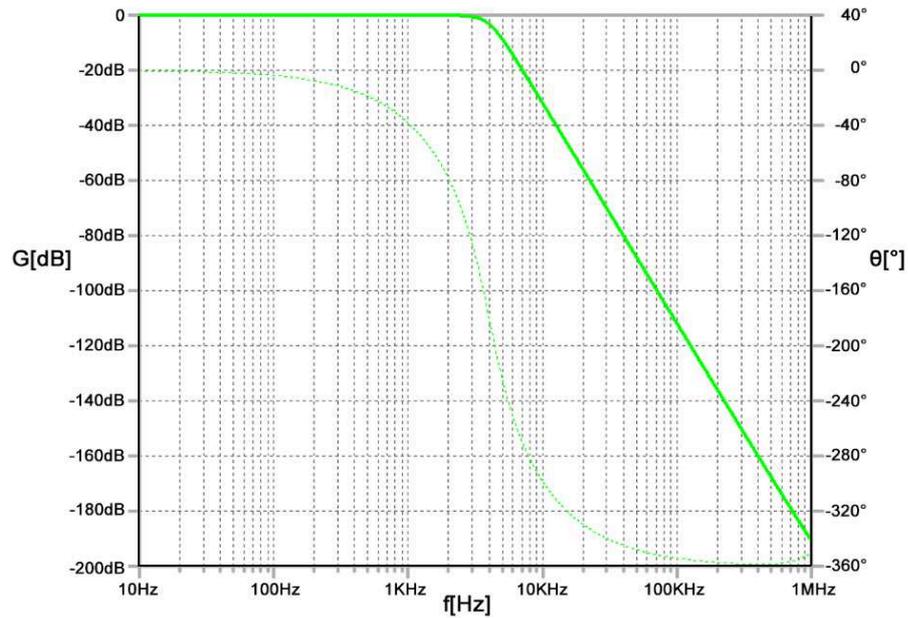
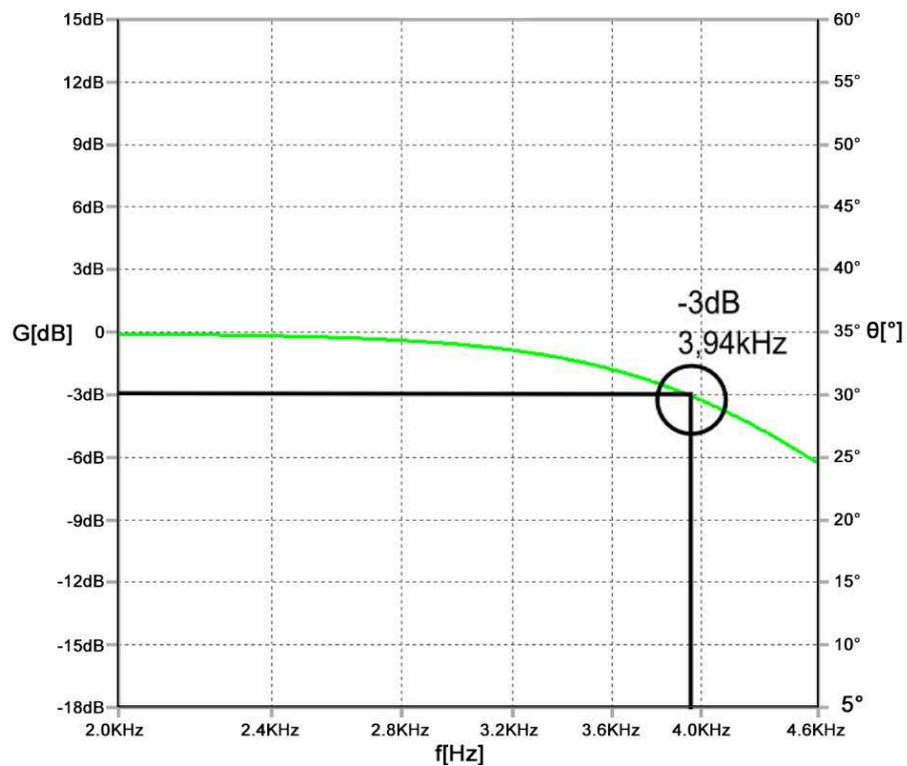


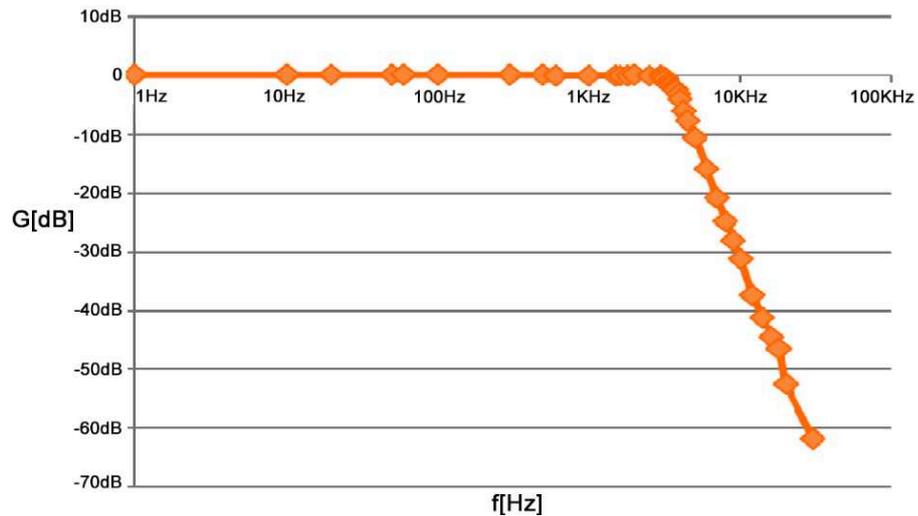
Figura 32: Ampliação da região da frequência de corte do filtro.



O circuito projetado do filtro anti-recobrimento Figura 30 foi então implementado. A Figura 33 apresenta a resposta em frequência experimental do filtro da Figura 30. Para a

obtenção destes resultados, foi realizada uma varredura utilizando um gerador de funções arbitrárias AFG3021B e um osciloscópio MSO2024, ambos da *Texas Instruments*. O resultado experimental foi semelhante ao obtido na a simulação, mostrado na Figura 32, tendo também uma frequência de corte próxima a $3,9\text{ kHz}$, uma banda de passagem plana e um ganho unitário.

Figura 33: Resposta em frequência experimental do filtro da Figura 30



4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS SOBRE OS FILTROS ESTUDADOS

Neste capítulo, foram estudados, projetados, simulados numericamente, implementados e testados os dois filtros da cadeia de tratamento do sinal de interesse. Os resultados numéricos e experimentais foram próximos e satisfatórios em relação ao esperado para o sistema de condicionamento proposto. Assim, estas topologias de filtros foram consideradas aptas a serem utilizadas no protótipo de medição de campos magnéticos.

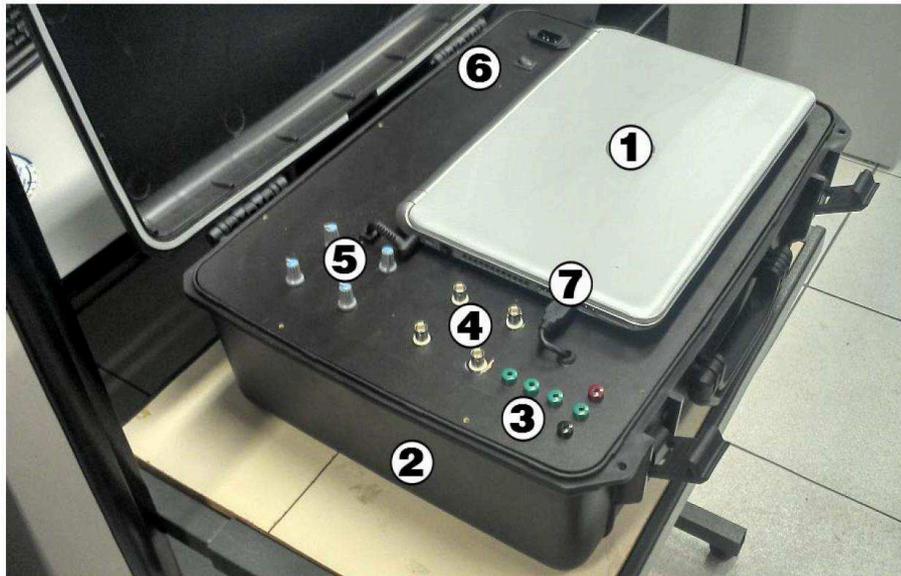
5 PROTÓTIPO DO SISTEMA

No âmbito do projeto de pesquisa e de desenvolvimento, ao qual este trabalho esteve inserido, um protótipo que pudesse ser transportado facilmente nas plantas industriais e no laboratório era de essencial necessidade, tanto para se atingir os objetivos do projeto de pesquisa e desenvolvimento, quanto para verificar se os estudos descritos e realizados nos capítulos precedentes apresentassem um bom comportamento quando integrado ao sistema completo e aplicado em meio industrial.

De maneira a facilitar o transporte do sistema, para diferentes lugares, a ideia foi utilizar uma maleta de polietileno [25], que oferece uma ótima resistência contra impactos e é mais leve do que outros materiais, tal como madeira. Dentro desta maleta, todos os subsistemas, como filtros, amplificadores, fontes, conversores, entre outras coisas, foram montados e organizados de modo a facilitar o transporte, a manutenção, a interconectividade entre os módulos e uma futura atualização do sistema. A informação oriunda dos sensores de campo magnético, e tratada pelo sistema de condicionamento analógico, também necessita ser armazenada e tratada numericamente para posteriores estudos. Empregou-se um computador, o qual foi acoplado ao sistema. Este computador é responsável por executar um instrumento virtual desenvolvido, pela equipe do projeto de pesquisa e desenvolvimento (PD-0403-0033/2012), em LabVIEW, onde é possível adquirir, tratar os dados digitalmente, e mostrar os resultados.

A Figura 34 apresenta a fotografia de uma visão geral enumerando as interfaces/componentes que constituem o protótipo.

Figura 34: Fotografia do protótipo com os subsistemas enumerados

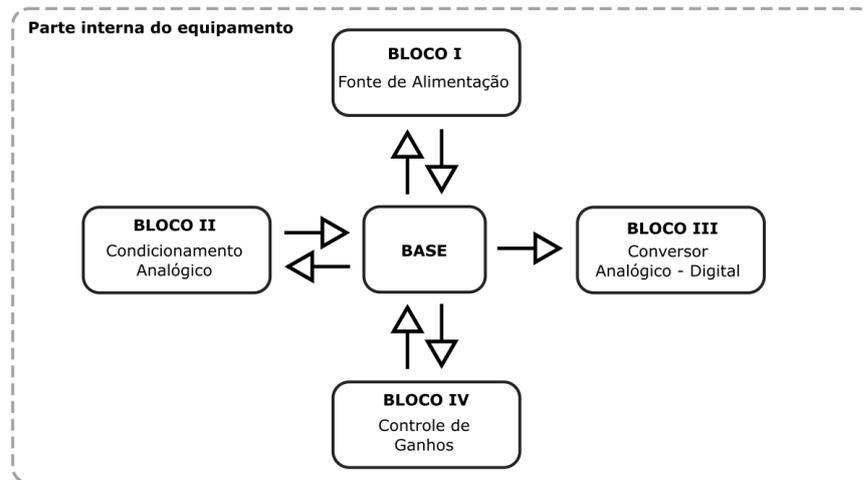


Na Figura 34 são identificados pela numeração os seguintes subsistemas:

1. Computador portátil utilizado para tratar digitalmente e analisar os dados oriundos dos sensores de campo magnético;
2. Maleta de polietileno, que comporta todos os sistemas do protótipo;
3. Terminais de uma fonte simétrica auxiliar. Os quatro terminais centrais são pontos de aterramento e os dois ao lado são as tensões positivas e negativas da fonte;
4. Quatro conectores do tipo BNC, responsáveis por fazerem a interface dos sensores/cabos com os circuitos eletrônicos;
5. Quatro chaves mecânicas circulares utilizadas para fazer no controle de ganhos dos amplificadores;
6. Tomada e chave para energização do computador e do conversor analógico-digital presente no interior da maleta;
7. Cabo USB responsável pela transmissão de dados entre o conversor analógico-digital e o computador.

A fim de explicar mais detalhadamente cada parte do protótipo e suas funcionalidades, a Figura 35 apresenta um diagrama esquemático do equipamento. Os blocos funcionais serão descritos a seguir neste capítulo.

Figura 35: Diagrama esquemático representativo do protótipo

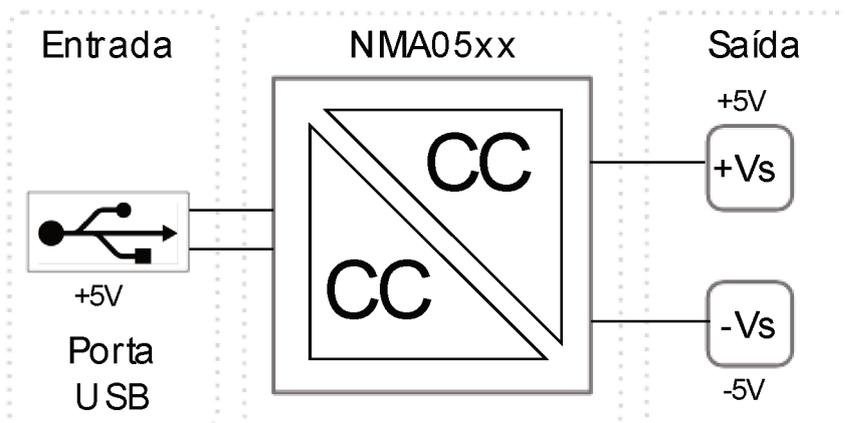


5.1 BLOCO I:

O primeiro bloco apresentado na Figura 35 corresponde à fonte de alimentação dos circuitos. No protótipo móvel, optou-se por utilizar as conexões USB do computador integrado ao sistema de energia para alimentação dos circuitos. Em geral, uma conexão USB de um computador deve ser capaz de fornecer cerca de 500 mA, capacidade de corrente suficiente para alimentar os circuitos utilizados no sistema. O baixo consumo foi um fator preponderante na escolha dos circuitos integrados que compõem o sistema.

Todos os circuitos utilizados para o condicionamento analógico dos sinais necessitam de fontes simétricas devido às características dos sinais envolvidos. Como a conexão USB fornece uma tensão não simétrica de 5 V, ou seja, com valor mínima de 0 V e máximo de 5 V, um conversor CC-CC é utilizado para converter a tensão fornecida pela porta USB em uma tensão simétrica. O conversor utilizado é o NMA05xx, da Murata Power Solutions [26]. Este componente é um conversor isolado capaz de fornecer 1 W de potência e converter tensão de 5 V em tensões simétricas de $\pm 5 V$, $\pm 12 V$, ou $\pm 15 V$, dependendo da versão do componente utilizado. Um diagrama esquemático é apresentado na Figura 36.

Figura 36: Diagrama esquemático do sistema de alimentação dos circuitos analógicos

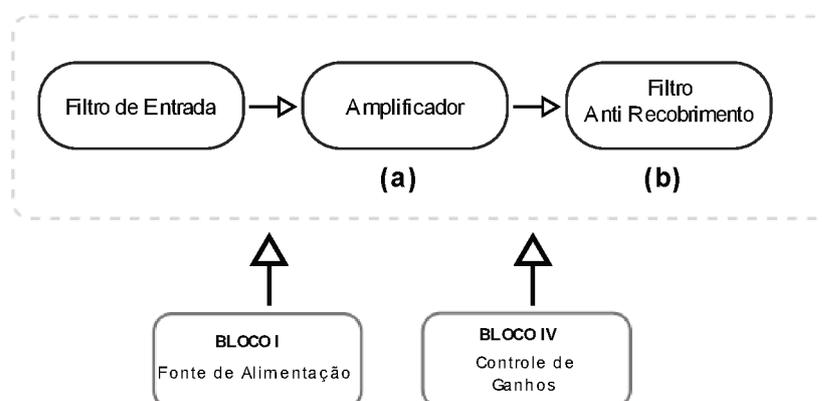


A fonte é montada em uma placa de circuito impresso, fixada na placa base através de conectores do tipo “headers”, que funcionam como conectores semelhantes aos de placas internas de computadores.

5.2 BLOCO II:

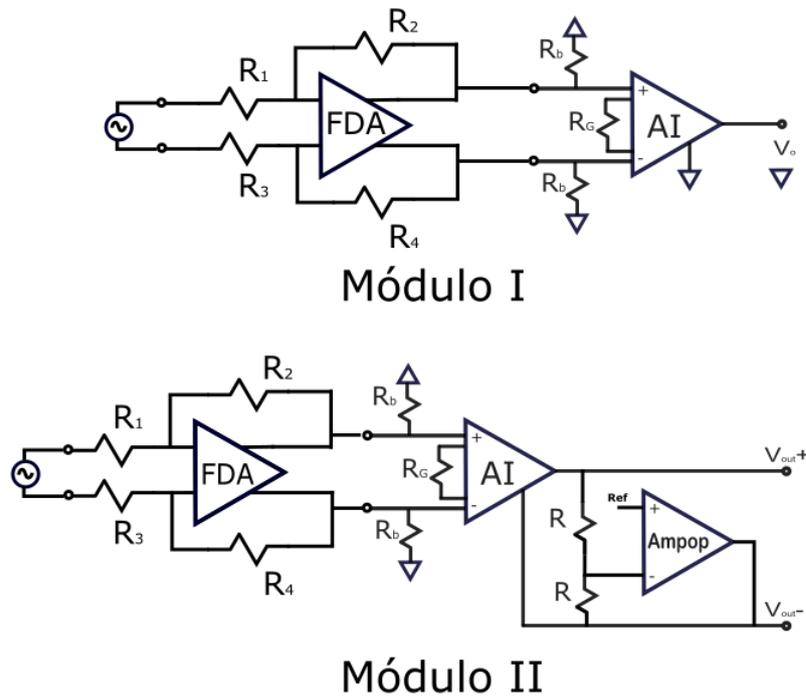
Na segunda parte do protótipo do sistema experimental de medição se encontram os circuitos de amplificação e filtragem utilizados no condicionamento analógico de sinais. Estes circuitos foram implementados em pequenos módulos representados pelo diagrama da Figura 37.

Figura 37: Diagrama de bloco do sistema do sistema de amplificação e filtragem



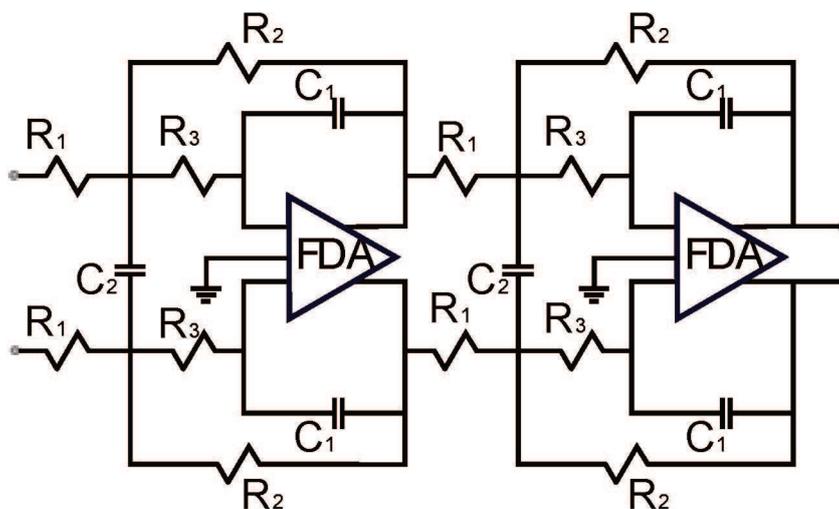
O bloco (a) contém os amplificadores estudados no Capítulo 3, utilizando duas topologias distintas: Módulo I, com características de conversão diferencial para terminação simples; e Módulo II com característica totalmente diferencial. As topologias de amplificação escolhidas são representadas nos diagramas esquemáticos da Figura 38.

Figura 38: Diagrama esquemático das topologias de amplificação.



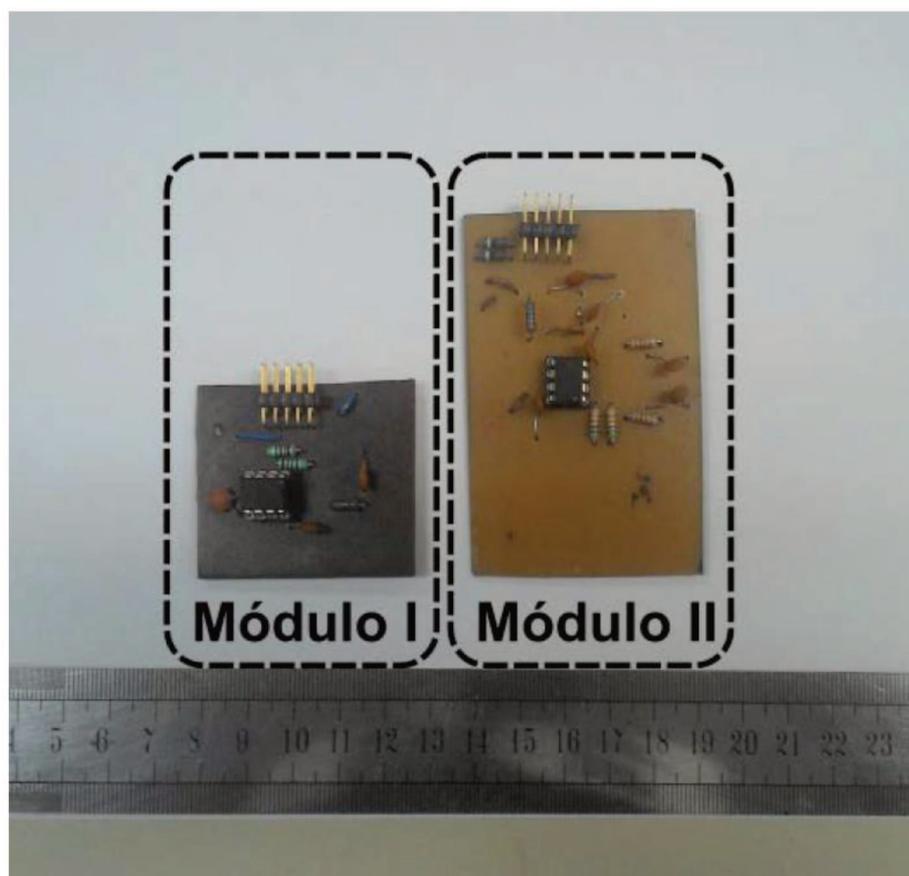
O bloco (b) da Figura 37 diz respeito aos filtros anti-recobrimento, também apresentados no Capítulo 4. Para o Módulo I, foi utilizado o circuito integrado TLC04D, da *Texas Instruments*, como filtro. Este componente é um filtro de aproximação do tipo *Butterworth* de 4ª ordem a capacitores chaveados. No Módulo II, foi utilizado um filtro totalmente diferencial de aproximação do tipo *Butterworth* de 4ª ordem e com realização do tipo *Multiple Feedback*, conforme apresentado na Figura 39.

Figura 39: Esquemático elétrico do filtro utilizado no Módulo II.



Na Figura 40 é apresentada uma fotografia dos circuitos dos Módulos I e II construídos em laboratório utilizando placas de circuito impresso.

Figura 40: Fotografia dos módulos de condicionamento de sinal.



5.3 BLOCO III

A etapa de conversão analógico digital do protótipo é realizada através de placas da *National Instruments*. São placas utilizadas na área de pesquisa devido à facilidade de configuração e conectividade com o LabVIEW, que é a plataforma de desenvolvimento de *software* utilizada para realizar o tratamento numérico dos sinais de campo magnético que serão adquiridos com o auxílio do protótipo.

A Figura 41 apresenta uma fotografia da placa de modelo *NI USB 6259* [27] utilizada no protótipo. As conexões entre os circuitos eletrônicos e a placa de aquisição de sinais foram realizadas de forma mais genérica possível, sendo possível utilizar os dois módulos em quaisquer dos canais existentes no *hardware*.

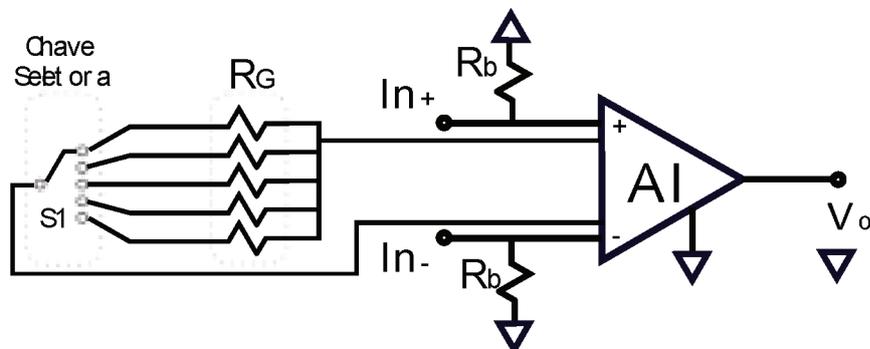
Figura 41: Fotografia da placa de aquisição de dados NI USB 6259



5.4 BLOCO IV

O Bloco IV é definido como sistema de variação de ganhos dos amplificadores e foi realizado conforme o diagrama da Figura 42. Através de uma chave seletora mecânica (S_1), o usuário seleciona um dos cinco resistores correspondentes aos ganhos de 1, 10, 100, 200 e 1000 V/V . Neste sistema, é necessário que o usuário observe, no instrumento virtual, a forma de onda do sinal adquirido e avalie se a sua amplitude é a máxima possível ou se o sinal está sendo saturado pelos amplificadores.

Figura 42: Diagrama esquemático do sistema de controle de ganhos.



5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo, apresentou-se sumariamente o protótipo implementado para a medição de campos magnéticos, contextualizando os circuitos de amplificação e de filtragem estudados neste trabalho. Este equipamento foi utilizado no âmbito do projeto de pesquisa e no desenvolvimento de um sistema de avaliação de falhas em geradores síncronos através do campo magnético externo [1]. No seguinte capítulo, apresenta-se medições de campo magnético e suas análises.

6 APLICAÇÃO DO PROTÓTIPO NA MEDIÇÃO DE CAMPOS MAGNÉTICOS

Com a versão finalizada do protótipo, em uma visita técnica de testes, realizou-se medição de campos magnéticos externo a geradores síncronos nas usinas hidrelétricas de Salto Osório (UHSO) e Salto Santiago (UHSS). Apresenta-se, nesta seção, medições obtidas a partir do instrumento virtual, feito em LabVIEW, utilizado no protótipo, e análises espectrais de frequência, as quais estão normalizadas em relação à amplitude da frequência fundamental.

Durante os testes foram realizadas medições em diversos pontos das unidades geradoras das usinas, a fim de certificar que o protótipo apresenta um desempenho adequado em suas medições, ou seja, que pode ser utilizado em diversos ambientes e em diversas condições, sem que os resultados das medições sejam influenciados por fatores que não sejam a mudança da informação medida.

Foram realizadas medições em duas unidades geradores de cada uma das usinas visitadas, em que os geradores operavam com potência próxima à nominal. Os locais onde foram efetuadas as medições de campo magnético são ilustrados nos diagramas da Figura 43 e da Figura 44. Estes diagramas também mostram a utilização de bobinas de Rogowski para a medição das correntes de barramento de neutro dos geradores, as quais tinham como objetivo comparar as diferenças no espectro de frequência destas grandezas em relação ao campo magnético externo das máquinas. A bobina de Chattock-Rogowski é um tipo de sensor de campo magnético por indução, com enrolamento relativamente longo e usualmente construído sobre um núcleo flexível [2], que tem um princípio de funcionamento semelhante ao de uma bobina sonda, porém a sua principal aplicação é a medição de correntes elétricas através de seu campo magnético associado.

Figura 43: Pontos de medição de campo magnético na UHSO.

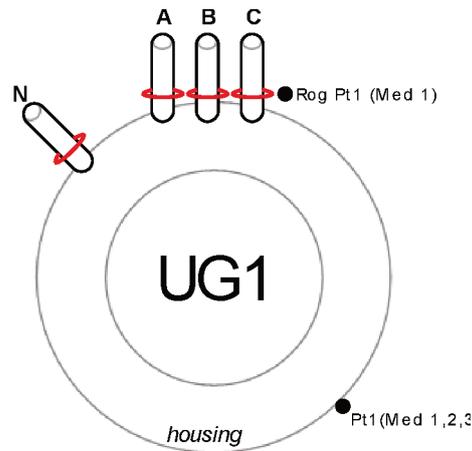
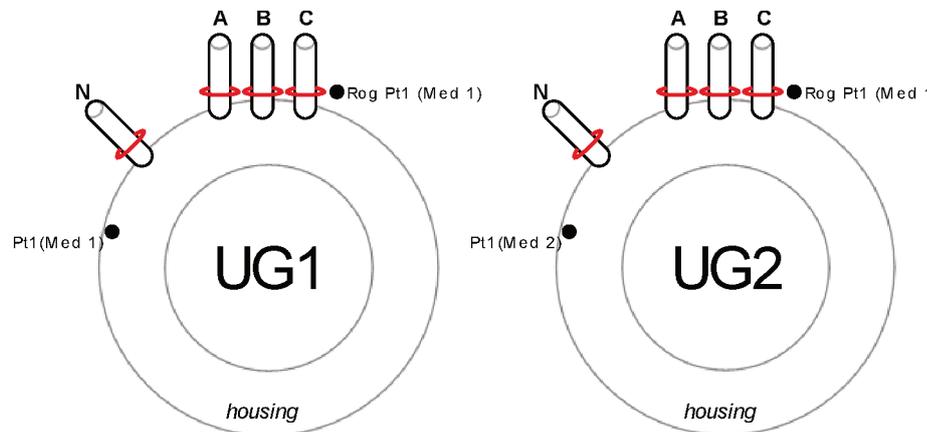


Figura 44: Pontos de medição de campo magnético na UHSS.



6.1 MEDIÇÕES NA USINA HIDRELÉTRICA SANTO OSÓRIO

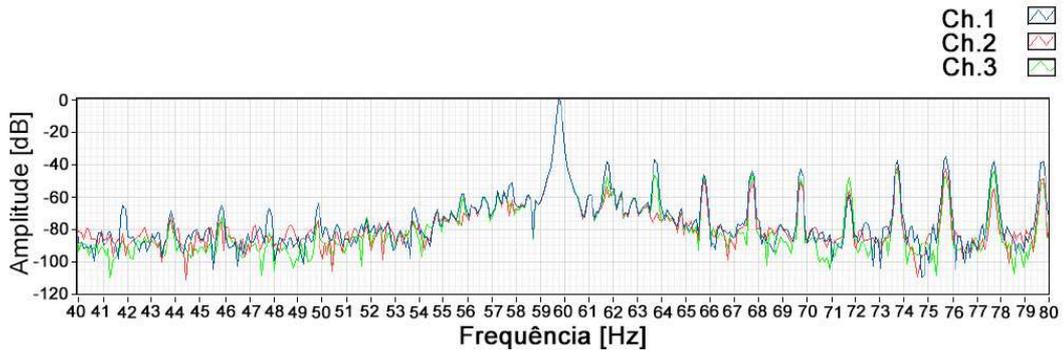
Os primeiros ensaios foram realizados com o objetivo de averiguar o funcionamento geral do protótipo em campo e avaliar a repetibilidade das medições. Sob este enfoque, foram adquiridos sinais de campo magnético no ponto de medição 1 da unidade geradora 1 (Pt1 – Med 1,2,3 da Figura 43) e em três alturas distintas da parede externa da máquina geradora para as direções no espaço radial e longitudinal. A Figura 45 apresenta uma fotografia dos pontos com os sensores de medição. Cada canal de 1 a 3 (Ch 1, Ch, 2 e Ch, 3) corresponde a um sensor e uma entrada de medição de campo magnético.

Figura 45: Fotografia da montagem de medição com o protótipo na unidade geradora 1 em UHSO.



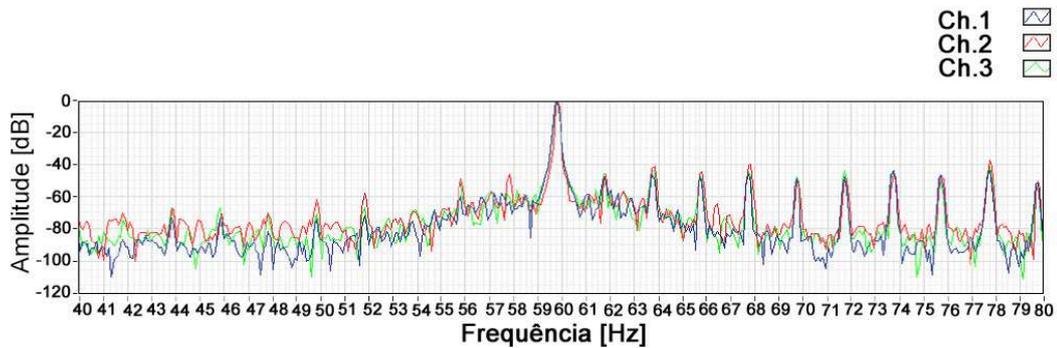
A Figura 46 mostra o espectro de frequência do campo magnético para os três diferentes posicionamentos dos sensores indicados na Figura 45 (cada sensor corresponde a um canal), onde as diferenças de magnitude de campo magnético são encontradas em função do posicionamento dos sensores em alturas diferentes da carcaça externa do gerador. Os sinais dos três canais foram adquiridos simultaneamente. Nota-se que nos conteúdos espectrais de cada sensor as raias permanecem praticamente as mesmas, ou seja, apresentam as mesmas raias de frequências.

Figura 46: Espectro do campo magnético para diferentes posicionamentos dos sensores.



Para ilustrar as diferenças com relação à orientação espacial dos sensores, a Figura 47 apresenta um resultado de medições para três direções espaciais do Canal 3 (vide Figura 45). Nota-se, novamente, que o conteúdo espectral permanece praticamente o mesmo, com variações de amplitude nas componentes de frequência. Na Figura 47, o espectro do *Ch 1* indica a orientação vertical em relação ao piso; a medição do *Ch 2* indica a orientação horizontal em relação ao piso; e *Ch. 3* orientação perpendicular à carcaça da máquina.

Figura 47: Espectro do campo magnético para diferentes direcionamentos espaciais do mesmo sensor (Canal 3).



Por fim, dentro do teste de repetibilidade de resultados/medições, foram feitas três aquisições sequenciais para cada canal. Os resultados são apresentados nas Figura 48, Figura 49 e Figura 50. Observa-se que, apesar de haver pequenas variações de amplitude, o conteúdo espectral permanece inalterado. Assim, pelos resultados dos testes em sequência, pode-se considerar que o protótipo apresenta confiabilidade nas medições realizadas em um ambiente industrial.

Figura 48: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 1.

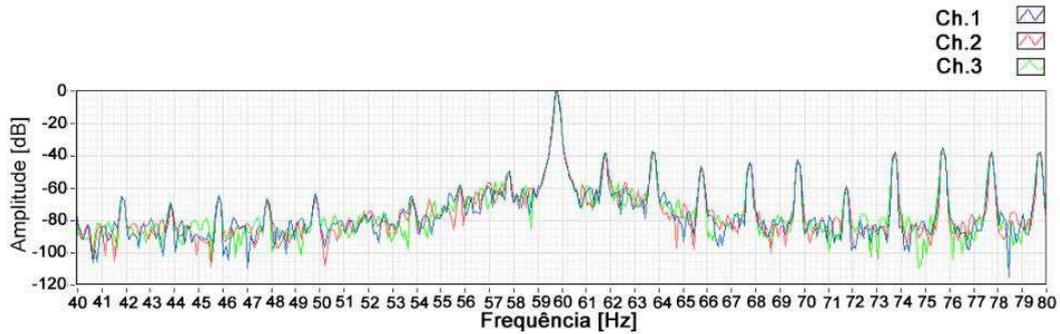


Figura 49: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 2

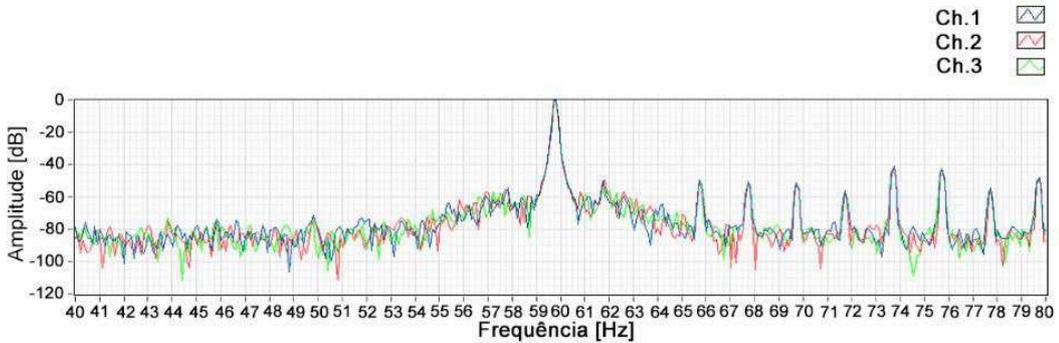
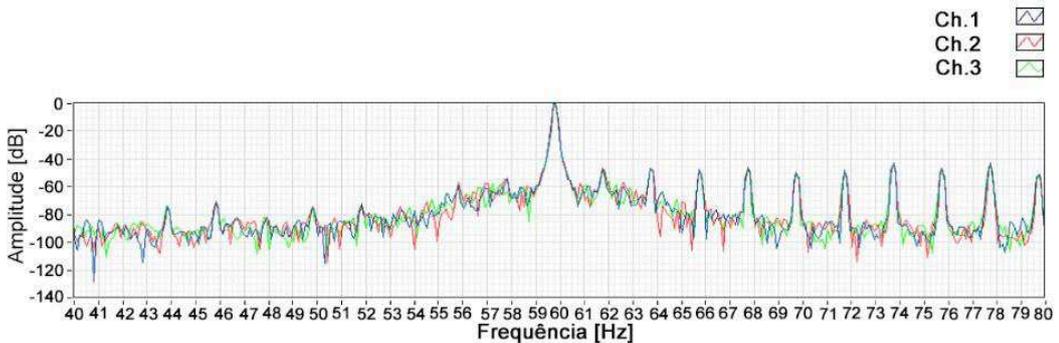
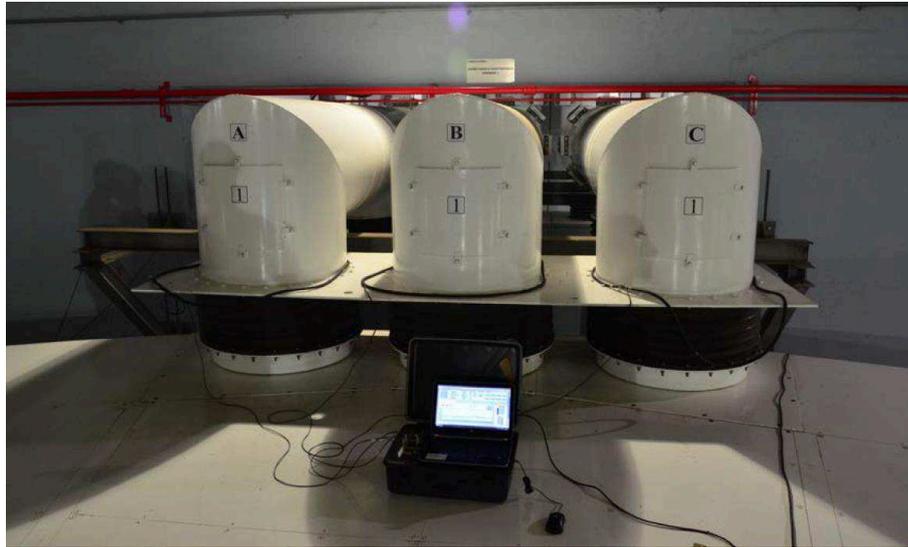


Figura 50: Espectro do campo magnético para três aquisições sequenciais do Canal 3.



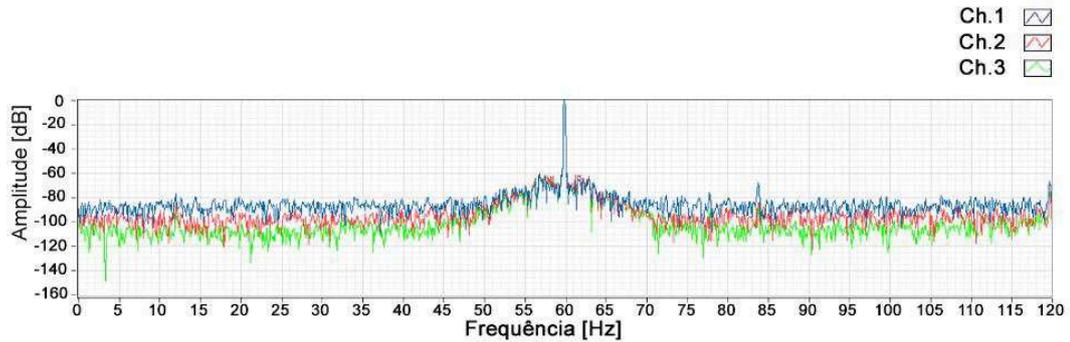
Como comentado anteriormente, o protótipo desenvolvido está apto também a realizar medições com mais outro tipo de sensor. Foram realizadas medições nas correntes dos barramentos de saída dos geradores utilizando sensores do tipo bobina de Rogowski, envolvendo os dutos do barramento. A Figura 51 mostra a montagem da medição com as bobinas de Rogowski. A Bobina de Rogowski mede a diferença entre a corrente do barramento e a corrente induzida na blindagem do duto, isto é, a corrente líquida que atravessa o laço formado pela bobina

Figura 51: Montagem de medição com o protótipo utilizando bobinas de Rogowski na unidade geradora 1 em UHSO.



A Figura 52 apresenta a análise espectral das medições da parte líquida três correntes de fase do gerador. Na figura “Ch 1” refere-se à corrente da fase C, “Ch 2” à fase B e “Ch 3” à fase A. Comparando os conteúdos espectrais dos campos magnéticos externos apresentados nas figuras anteriores e os espectros das correntes líquidas apresentados na Figura 52, observa-se que o conteúdo espectral das correntes é diferente do conteúdo espectral do campo magnético externo ao gerador. Estas diferenças não ocorrem por característica do protótipo ou dos sensores, mas sim por conta das grandezas medidas. Como as bobinas de Rogowski são utilizadas para medirem correntes, ao se medir a corrente de saída de um gerador, que é elevada, mesmo sendo a líquida, é normal que a amplitude da componente fundamental de 60 Hz seja relativamente superior às demais raias de frequências que possam existir, quando compara-se os sinais provenientes do campo com os da corrente.

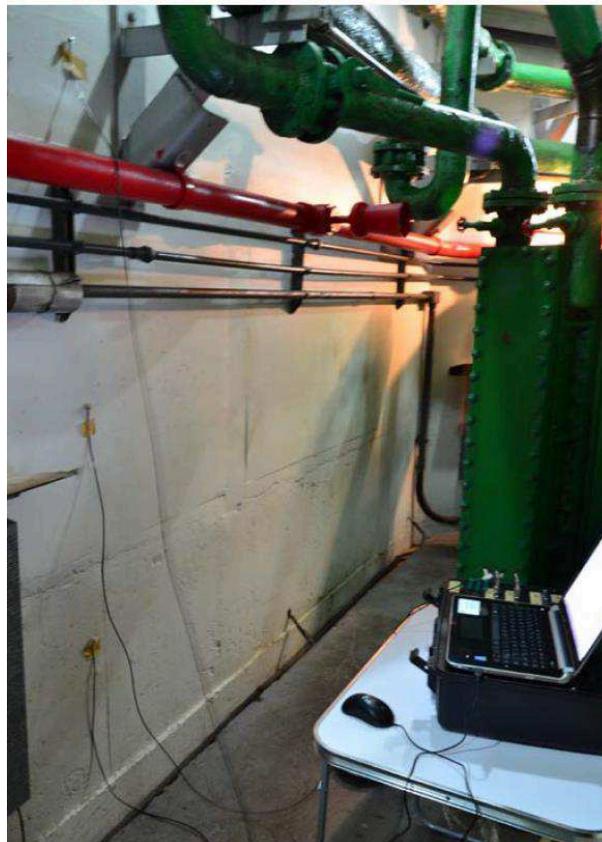
Figura 52: Espectro das correntes do barramento de saída da unidade geradora 1 em UHSO.



6.2 MEDIÇÕES NA USINA HIDRELÉTRICA SALTO SANTIAGO

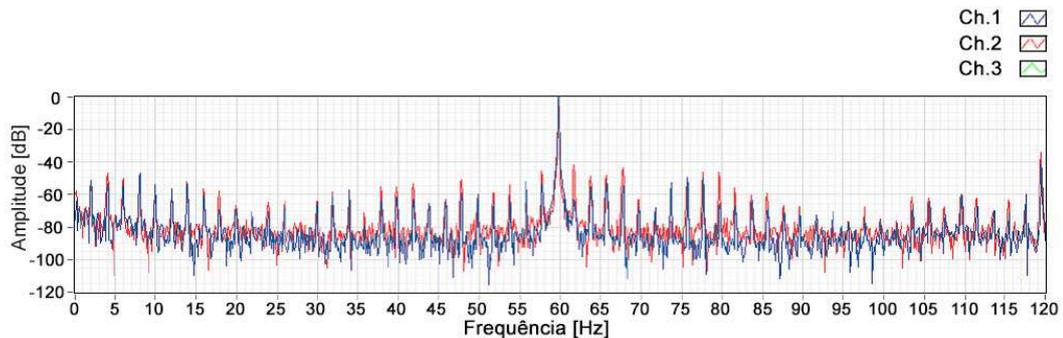
Foram realizadas também medições de campo magnético e corrente elétrica em unidades geradoras da Usina Hidrelétrica Salto Santiago - UHSS. A Figura 53 apresenta uma fotografia da montagem dos sensores na parede interna do *housing* em uma das unidades geradoras.

Figura 53: Montagem de medição do protótipo com sensores na face interna da Unidade Geradora 1 de UHSS.



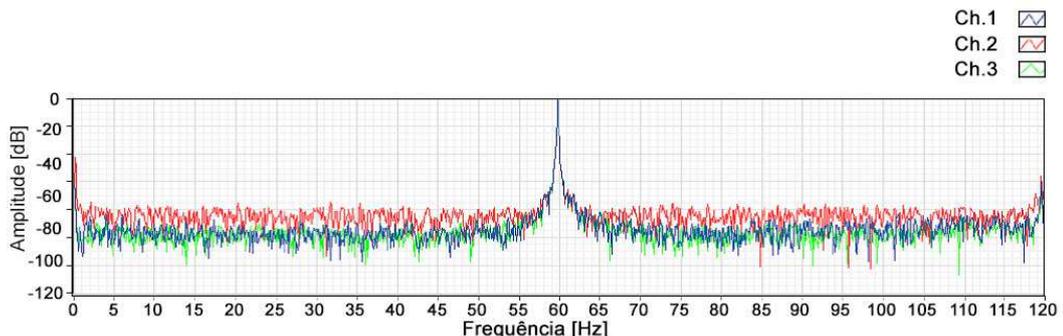
A Figura 54 apresenta uma comparação entre o espectro do campo magnético medido na face interna das unidades geradoras 1 e 2 da UHSS. onde as legendas "Ch 1" e "Ch 2" apresentam os pontos de medição Pt1(Med1) na UG1 e Pt1(Med2) na UG2, respectivamente. Observa-se que os espectros de frequência apresentam diversas raias de frequência, contendo a frequência fundamental e suas harmônicas e sub harmônicas, de maneira semelhante às medições realizadas em na Usina Hidrelétrica de Santo Osório.,.

Figura 54:Espectro do campo magnético na face interna do *housing* das unidades geradoras 1 e 2 de UHSS.



Outro teste realizado na planta de Salto Santiago foram as medições das correntes do barramento de saída de uma unidade geradora, com o auxílio de bobinas de Rogowski. A Figura 55 apresenta o espectro e frequência das correntes líquidas medidas. A curva "Ch 1" refere-se à fase A, "Ch 2" à fase B e "Ch 3" à fase C. Da mesma forma que na medição em UHSO, a frequência fundamental domina o espectro, não sendo possível observar sub harmônicas ou harmônicas da frequência fundamental.

Figura 55: Espectro das correntes do barramento de saída da unidade geradora 1 de UHSS.



6.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Os resultados apresentados neste capítulo mostram que o protótipo desenvolvido apresentou um bom desempenho para a medição de campos magnéticos externos às máquinas, em um ambiente industrial, demonstrando eficiência em mensurar os sinais da fonte em questão, ou seja, os campos dispersos oriundo das máquinas.

Os espectros de frequências das medições realizadas apresentam também um fato importante: o baixo nível de amplitude do ruído de fundo das medições em relação a frequência fundamental. Pode-se observar, por exemplo, na Figura 54, que o ruído é representado por uma diferença da ordem de 60 a 80 dB em relação à frequência fundamental. Esta diferença é relevante, pois com o nível de ruído de fundo reduzido, obtém-se leituras claras das harmônicas e sub harmônicas dos campos magnéticos externos às unidades geradoras, isto é, do conteúdo detentor das informações úteis sobre a máquina [1], ou seja, o conteúdo espectral é evidente. Tais informações, podem ser utilizadas para a detecção de falhas em geradores síncronos através da análise espectral do campo magnético externo as máquinas [1].

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS E PERSPECTIVAS

Este trabalho esteve inserido no âmbito de um projeto de pesquisa e desenvolvimento (PD-0403-0033/2012), que visava projetar e construir um protótipo que fosse capaz de medir campos magnéticos de baixa amplitude em diferentes ambientes.

O protótipo foi montado dentro de uma maleta de forma que seu transporte e utilização sejam facilitados pelo usuário. Dentro desta maleta, estão os subsistemas: fonte de alimentação; sistema de controle de ganhos; amplificação; filtragem; sistema de conversão analógico-digital dos dados. As placas que compõem os circuitos integrados no protótipo foram feitas com o auxílio de uma máquina fresadora e os componentes foram soldados manualmente no laboratório. Estas placas foram concebidas de forma a serem conectadas a uma base, onde os outros subsistemas são também conectados. A principal função deste tipo de metodologia é facilitar a manutenção ou alteração de alguma parte do equipamento.

Adicionalmente aos circuitos de condicionamento de sinais, também integram o protótipo uma placa de aquisição de dados (NI USB 6259) da *National Instruments*, que tem a função de converter os sinais analógicos adquiridos pelo sensor de campo magnético e tratados pelo sistema analógico em sinais digitais, de modo que possam ser manipulados numericamente para a análise da informação contida nos sinais de campo magnético. Além da placa de aquisição, um computador também compõe o protótipo, e é através deste computador que o usuário pode adquirir, visualizar e analisar as informações obtidas por meio dos sensores de campo magnético.

Após uma breve explanação sobre os diferentes tipos de caracterizações de sinais elétricos, em relação a sua referência, foram apresentadas algumas vantagens sobre os sistemas envolvendo sinais com entradas e saídas totalmente diferenciais. Estes tipos de sinais são de interesse particular para este trabalho, uma vez que a proposta inicial é tratar e/ou condicionar analogicamente os sinais elétricos oriundos de sensores de campos magnéticos por indução. Estes sensores têm por característica natural possuírem saídas diferenciais [2], ou seja, ambos os seus terminais possuem a informação de interesse, sem que nenhum deles seja uma referência ligada ao aterramento dos circuitos ou a uma referência. Os estudos realizados mostraram que é possível alterar características de um sistema de condicionamento de sinais de maneira a aprimorar técnicas empregadas comumente.

Conforme apresentado na seção 2.1.1, é uma vantagem considerável possuir uma cadeia de condicionamento de sinais totalmente diferencial, ou seja, todas as partes

componentes do sistema de tratamento terem suas entradas e saídas diferenciais. Isto é, pensando no âmbito da compatibilidade eletromagnética dos circuitos e da atenuação de sinais indesejados que possam se adicionar a informação útil, o principal caminho para que estes sinais indesejados sejam acoplados à informação é praticamente eliminado, já que nenhum dos terminais onde circula o sinal desejado está conectado ao aterramento dos circuitos.

Os sinais de campo magnético provenientes dos sensores são normalmente de baixíssima amplitude, fazendo com que a etapa de amplificação seja de extrema importância para que as informações possam ser lidas com confiabilidade pelo sistema. Na condição de utilizar componentes bastante difundidos e utilizados em sistemas de amplificação de sinais de baixa amplitude, optou-se por empregar amplificadores de instrumentação como principal fonte de amplificação do sistema. Estes componentes têm características intrínsecas necessárias para a utilização neste tipo de sistema. Eles possuem alta impedância de entrada, baixa impedância de saída, entrada diferencial e possibilidade de seleção de diferentes valores de ganhos.

No intuito de trabalhar com cadeias totalmente diferenciais de condicionamento, foi necessário a alteração da topologia clássica com a utilização de apenas um amplificador de instrumentação, isto porque a saída do componente é de terminação simples e interromperia o encadeamento totalmente diferencial que se propõe. Desta forma, foram testadas duas topologias aprimoradas com o acréscimo de alguns componentes para a transformação da saída de terminação simples do amplificador de instrumentação em uma saída diferencial.

Conforme apresentado na seção 3.2, para os casos da estrutura utilizando um FDA e dois Amplificadores de Instrumentação, representada na Figura 17, e na topologia utilizando um FDA, AI e um Ampop, apresentada na Figura 21, foram realizadas simulações numéricas e também realizados testes experimentais em bancada com o objetivo de verificar principalmente o comportamento na resposta temporal e na resposta em frequência dos circuitos propostos. Com os resultados obtidos, constatou-se que a adição de componentes para transformar a saída do amplificador de instrumentação não modificou as características naturais do componente. Sendo assim, foi escolhida a topologia composta de um amplificador totalmente diferencial (FDA), um amplificador de instrumentação (AI) e um amplificador operacional (*Ampop*), apresentada na Figura 21, para integrar um protótipo apresentado também neste trabalho. Como os resultados não apresentaram diferenças significativas entre os dois circuitos propostos, a estratégia com o circuito que utiliza um *Ampop* foi escolhida pelo fato de apresentar um menor custo e maior facilidade para sua montagem física.

Seguindo a estratégia de se utilizar circuitos que provém sinais totalmente diferenciais, apresentou-se a metodologia de projeto aplicada no trabalho para as etapas de filtragem e as suas implementações. O sistema de filtros é composto de duas etapas: uma primeira para a eliminação de altas frequências que possam se acoplar ao sinal, principalmente por meio de radiação eletromagnética; e uma segunda, onde é empregado um filtro anti-recobrimento. O primeiro filtro é composto de elementos passivos, utilizando os elementos intrínsecos de resistência e indutância dos sensores de campo magnético por indução, com a adição de capacitores externos para a seleção de uma frequência de corte adequada. A segunda etapa de filtragem é composta por filtros ativos. O filtro proposto para compor a cadeia totalmente diferencial foi de 4ª ordem, com aproximação do tipo *Butterworth* e com realização do tipo *Multiple Feedback*, porém com estrutura espelhada de maneira a converter a entrada e saída do circuito de terminação simples para diferencial. Foram realizadas simulações numéricas e testes de bancada para comprovar a eficiência dos filtros propostos. Os resultados se apresentaram satisfatórios no que diz respeito à seleção da frequência de corte e à atenuação do filtro, mesmo com a modificação para entrada e saída diferencial. Estes circuitos de filtro também foram integrados no protótipo de medição de campos magnéticos.

O protótipo confeccionado em laboratório foi testado na medição de campos magnéticos em geradores de duas usinas hidrelétricas, e coletou informações para o desenvolvimento do projeto de pesquisa já mencionado. Com as medições realizadas nas usinas, conclui-se que o sistema proposto e materializado em um protótipo conseguiu atingir o desempenho esperado no que diz respeito à mitigação problemas de acoplamento de sinais indesejados à informação útil dos sinais de campo magnético. Também quanto à confiabilidade das medições, foram realizadas diversas medições, inclusive em diferentes plantas industriais e nenhum resultado foi alterado devido a mal funcionamento do equipamento.

Como perspectivas deste trabalho e possíveis novas utilizações, pode-se citar:

- Utilização dos circuitos de condicionamento em outras aplicações que não envolvam apenas medição de sinais de campo magnético externos a geradores síncronos;
- Aplicação do protótipo em outras atividades e linhas de pesquisa do laboratório GRUCAD, uma vez que ele se mostrou confiável o suficiente para realizar medições de campos magnéticos com relativa baixas amplitudes (abaixo de 10 A/m);

- Emprego do protótipo na investigação de faltas de geradores síncronos e/ou assíncronos de turbinas eólicas, uma vez que a falha das máquinas elétricas destas turbinas são a principal causa de sinistros do setor.

REFERÊNCIAS

- [1] RIGONI, Mauricio. Desenvolvimento de um sistema de detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos por meio do campo magnético externo. Tese. Florianópolis, 2014.
- [2] RIGONI, M. Desenvolvimento e Aplicações de Sensores de Campo Magnético por Indução. Dissertação. Florianópolis, 2009.
- [3] Ott, Henry W. Noise reduction Techniques in Eletronic Systems. 1ª Edição. John Wiley & Sons, 1976.
- [4] Armstrong, K.K. PCB design techniques for lowest-cost EMC compliance: pt1. Eletronics and Comunication Engeneering Journal, 1999.
- [5] Pallás-Areny, R., Webster G. John. Analog Signal Processing. 1st Edition. John Wiley & Sons, 1999.
- [6] Daryanani, G. Principles of Active Network Synthesis and Design. 1ª Edição. Jonh Wiley & Sons, 1998.
- [7] AD8222 - Precision, Dual-Channel Instrumentation Amplifier, Rev A. tech. rep., Analog Devices, 2010.
- [8] INA118 - Precision, Low Power Instrumentation Amplifier, Rev B. tech. rep., Texas Instruments, 2016.
- [9] B.P. Lathi, Sinais e Sistemas Lineares. Porto Alegre: Bookman, segunda ed. 2007
- [10] Noceti, F. S., Filtros Seletores de Sinais. 2ª Edição. Editora UFSC, 2003.
- [11] J. Karki. "Fully-Differential Amplifiers", Tech. Rep. SLOA054D, Texas Instruments Application Report, 2002.
- [12] G. Xu and S. H. K. Embabi. "A Systematic Approach in Constructing Fully Differential Amplifiers", IEEE Transactions on Circuits and Systems - II Analog and Digital Processing, vol 47, December 2000.
- [13] Brocard, G. The LTSpice IV Simulator: Manual, Methods and Applications. 1ª Edição. Würth Elektroik, 2013.
- [14] AD8221 - Precision Instrumentation Amplifier, Rev C. tech. rep., Analog Devices, 2010.
- [15] LTC1992 - Low Power, Fully Differential Input/Output Amplifier/Driver Family. Tech. Rep., Linear Semiconductors, 2005.
- [16] OP2177 - Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers, Rev H. Analog Devices, 2001.

- [17] AFG3000C Series – Arbitrary Function Generator Datasheet. Tech. Rep. Rev. C. Tektronix, 2016.
- [18] MSO2000, DPO2000 Series – Mixed Signal Oscilloscopes Datasheet. Tech. Rep. Rev. C. Tektronix, 2008.
- [19] LabVIEW – Function and VI Reference Manual. Tech. Rep. National Instruments, 1998.
- [20] Pallás-Areny, R. Webster J.G. “*Common Mode Rejection Ratio in Differential Amplifiers*”. IEEE Transactions on instrumentation and Measurement, VOL. 40, NO. 4, August 1991.
- [21] Filter Basics: Anti-Aliasing. Maxim Integrated, tech. report 928. San Jose, CA, U.S. Jan. 2011.
- [22] TLC04D – Butterworth Fourth-Order Low Pass Switched Capacitor Filters. Tech. Rep. Rev B. Texas Instruments, 1995.
- [23] T. Kugelstadt. Active Filter Design Techniques. Tech report SLOA088, Dallas, Texas, US, 2008.
- [24] OPA1632- High-Performance, Fully-Differential Audio Operational Amplifier. Tech Rep. Rev C. Texas Instruments, 2015.
- [25] Jones, G. R, Kahovec, R. S., Wilks E. S. Compendium of Polymer Terminology and Nomenclature - IUPAC Recommendations. RSC Publishing, 2008.
- [26] NMA 5V, 12, 15V Series - Isolated 1W Dual Output DC/DC Converters. Tech. Rep. Murata Power Solutions, 2010.
- [27] NI6259 – M Series Data Acquisition: 32 AI, 1,25MS/s, 48 DIO, 4 AO Datasheet. Tech Rep. National Instruments, 2016.
- [28] J. Gaboian, “A survey of Common-Mode Noise,” Tech. Rep. SLLA057, Texas Instruments Application Report, December 1999.
- [29] Understanding Common-Mode Noise, Tech. Rep. G019.A, Pulse Technology Company Application Report, April 1999.
- [30] A. J. Diefenderfer, Principles of Electronic Instrumentation. Philadelphia: W.B.Saunders Co, 1972.
- [31] H. F. dos Santos, M. Rigoni, R. de A. Elias, L. A. Feler, C. A. C. Wengerkievicz, N. J. Batistela, N. Sadowski, P. Kuo-Peng, J. P. A. Bastos. Non invasive monitoring system of synchronous generator using external field. Journal of Microwaves, Optoelectronics and electromagnetic Applications, Vol. 16, No. 1, March 2017