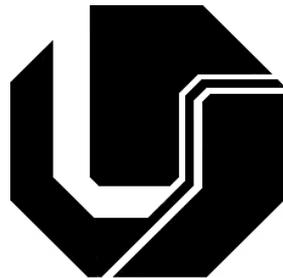


**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**



**DESENVOLVIMENTO DE UMA NOVA TÉCNICA PARA  
IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA  
ATRAVÉS DA ANÁLISE DO CAMPO MAGNÉTICO DOS  
ALIMENTADORES DE DISTRIBUIÇÃO**

**VINICIUS CARDOSO DE PAULA**

Uberlândia

2018

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA**  
**FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO**

**DESENVOLVIMENTO DE UMA NOVA TÉCNICA PARA**  
**IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA**  
**ATRAVÉS DA ANÁLISE DO CAMPO MAGNÉTICO DOS**  
**ALIMENTADORES DE DISTRIBUIÇÃO**

Dissertação apresentada por **Vinicius Cardoso de Paula** à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

**Banca Examinadora:**

José Rubens Macedo Junior, Dr. (Orientador) – UFU

Hélder de Paula, Dr. (Coorientador) – UFU

José Wilson Resende, Ph.D. – UFU

Arnaldo José Pereira Rosentino Júnior, Dr. – UFTM

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

---

P324d  
2018 Paula, Vinicius Cardoso de, 1992-  
Desenvolvimento de uma nova técnica para identificação de faltas de alta impedância através da análise do campo magnético dos alimentadores de distribuição / Vinicius Cardoso de Paula. - 2018.  
163 f. : il.

Orientador: José Rubens Macedo Junior.

Coorientador: Hélder de Paula.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.di.2018.1154>

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Energia elétrica - Distribuição - Controle automático - Teses. 3. Campos magnéticos - Teses. I. Macedo Junior, José Rubens. II. Paula, Hélder de. III. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

---

CDU: 621.3

Maria Salete de Freitas Pinheiro – CRB6/1262

**DESENVOLVIMENTO DE UMA NOVA TÉCNICA PARA  
IDENTIFICAÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA  
ATRAVÉS DA ANÁLISE DO CAMPO MAGNÉTICO DOS  
ALIMENTADORES DE DISTRIBUIÇÃO**

**VINICIUS CARDOSO DE PAULA**

Dissertação apresentada por **Vinicius Cardoso de Paula** à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

---

Prof. José Rubens Macedo Junior, Dr.  
(Orientador) – UFU

---

Prof. Alexandre Cardoso, Dr.  
(Coordenador do Programa de Pós-  
Graduação em Engenharia Elétrica) –  
UFU

*Dedico este trabalho aos meus pais, Alan e Márcia, pela orientação, apoio e incentivo de sempre, e à minha esposa Kamilla, pelo apoio e compreensão de meus sacrifícios.*

## AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus pela proteção diária, pela dádiva da vida e pelas oportunidades que Ele tem me dado.

Agradeço também a orientação e supervisão do meu orientador, José Rubens Macedo Jr., e de meu coorientador e padrinho, Hélder de Paula. Ambos se dispuseram a me orientar, mesmo à distância, e permitiram que eu atingisse este importante objetivo.

Desejo igualmente agradecer o auxílio dos meus colegas de mestrado, especialmente aos meus caros amigos Afonso Bernardino de Almeida Junior, Diego Augusto de Lima Santana, Isaque Nogueira Gondim, Leandro Pains Moura e Paulo Henrique Oliveira Rezende. Suas contribuições e amizades foram indispensáveis e fundamentais ao longo desta etapa.

Por fim, gostaria de exprimir imensa gratidão pela orientação, apoio incondicional e carinho dos meus pais, Alan de Paula e Márcia Beatriz Cardoso de Paula, que trilharam comigo toda a minha jornada até aqui. Agradeço igualmente o carinho, dedicação, apoio e compreensão de minha esposa, Kamilla Kris Alves Vieira, durante estes momentos de ausência e sacrifício, e a amizade de meus irmãos, Gustavo Cardoso de Paula e Marcelo Cardoso de Paula.

Aos demais colegas, professores e funcionários da Universidade Federal de Uberlândia pelo trabalho dedicado do qual fui testemunha e beneficiário ao longo de mais de 8 anos.

À FAPEMIG pelo apoio financeiro.

## RESUMO

Esta dissertação apresenta um método não-invasivo de detecção de faltas de alta-impedância em sistemas de distribuição de energia elétrica. Tal método consiste na medição e análise da densidade do fluxo magnético gerado pelos condutores da rede, através do emprego de um sistema composto por uma bobina, um circuito condicionador de sinal de tensão e um microcontrolador Arduino. A metodologia de análise se embasa no monitoramento das amplitudes das componentes inter-harmônicas com frequências adjacentes à frequência fundamental. Os resultados obtidos indicam que o uso de sensores não-invasivos com o objetivo de detectar essas faltas pode ser bastante efetivo.

*Palavras-chave: Faltas de Alta-Impedância, Sistema de Distribuição de Energia Elétrica, Campos Magnéticos, Medição Não-Invasiva de Corrente.*

## ABSTRACT

This work presents a non-intrusive method for detecting high-impedance faults in power distribution systems. Such method consists of measuring and analyzing the magnetic flux density generated by grid conductors by utilizing a system composed by a coil, a voltage signal conditioning circuit and an Arduino microcontroller. The analysis of the signal is done by monitoring the amplitudes of inter-harmonic components in the vicinity of the fundamental component. The results show that the use of contactless indirect current measurement system can be quite effective when it comes to detecting these faults.

*Keywords: High-Impedance Faults, Power Distribution Systems, Magnetic Fields, Contactless Indirect Current Measurement.*

## SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1.....</b>	<b>18</b>
1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	18
1.2 – TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA.....	20
1.3 – PROPOSTA DE UM MÉTODO ALTERNATIVO PARA A DETECÇÃO DE FAI.....	25
1.4 – OBJETIVOS DO TRABALHO.....	30
1.5 – ESTRUTURA DO TEXTO .....	31
<b>CAPÍTULO 2.....</b>	<b>33</b>
2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	33
2.2 – MODELAGEM DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO E DAS CORRENTES ANTES E DURANTE A FALTA .....	34
2.2.1 – MODELAGEM DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO.....	34
2.2.2 – MODELAGEM DAS CORRENTES ANTES E DURANTE A FALTA.....	36
2.3 – DEFINIÇÃO DOS PONTOS PARA O CÁLCULO DOS CAMPOS MAGNÉTICOS.....	39
2.4 – CÁLCULO DA DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO NOS ELEMENTOS SENSITIVOS DOS SENSORES DE CAMPO MAGNÉTICO E ANÁLISE DA INFLUÊNCIA MÚTUA ENTRE OS CAMPOS MAGNÉTICOS DOS CONDUTORES.....	42
2.4.1 – METODOLOGIA .....	42
2.4.2 – RESULTADOS .....	45
2.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	49
<b>CAPÍTULO 3.....</b>	<b>51</b>
3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	51
3.2 – SISTEMA DE CONDUÇÃO DE CORRENTE.....	52

3.3 – BOBINA.....	53
3.4 – CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DA BOBINA .....	63
3.4.1 - FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO DA TENSÃO NOS TERMINAIS DA BOBINA.....	63
3.4.2 - CONDICIONAMENTO DA TENSÃO PARA A FAIXA DE OPERAÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	74
3.4.2.1 - ADIÇÃO DE UM NÍVEL CC AO SINAL.....	75
3.4.2.2 - REDUÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CIRCUITO SOMADOR.....	77
3.4.2.3 - LIMITAÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL PARA PROTEÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	79
3.4.2.3.1 - GRAMPEAMENTO DA PARTE POSITIVA DO SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO .....	79
3.4.2.3.2 - GRAMPEAMENTO DA PARTE NEGATIVA DO SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO .....	83
3.4.3 – CONSIDERAÇÕES SOBRE DIFERENTES FAIXAS DE OPERAÇÃO DO SENSOR PROPOSTO.....	86
3.5 – TRANSDUTOR DE CORRENTE .....	88
3.6 – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DOS SISTEMAS CONDICIONADORES DOS SINAIS .....	92
3.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	94
<b>CAPÍTULO 4.....</b>	<b>96</b>
4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS.....	96
4.2 – ESCOLHA DO MICROCONTROLADOR PARA A ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA DO SISTEMA .....	97
4.3 – METODOLOGIA DE ANÁLISE E ROTINA COMPUTACIONAL .....	98
4.3.1 – ANÁLISE DE FORMAS DE ONDA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (ANÁLISE DE FOURIER).....	99

4.3.2 – DETERMINAÇÃO DA FAIXA DE FREQUÊNCIAS ANALISADA E DA TAXA DE AMOSTRAGEM UTILIZADA .....	102
4.3.3 – METODOLOGIAS COMPUTACIONAIS DE ACUSAÇÃO DE FAI.....	108
4.4 – FORMAS DE ONDA UTILIZADAS NOS EXPERIMENTOS PRÁTICOS.....	112
4.5 – EXPERIMENTOS PRÁTICOS E ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	116
4.6 – RESULTADOS DO MONITORAMENTO E DETECÇÃO DE FAI ATRAVÉS DE DIFERENTES METODOLOGIAS .....	119
4.6.1 – COMPARAÇÃO ENTRE O SISTEMA PROPOSTO E O SENSOR COMERCIAL DE CORRENTE.....	119
4.6.2 – DETECÇÃO DE FAI ATRAVÉS DA COMPARAÇÃO DO VALOR INSTANTÂNEO DE ENERGIA ASSOCIADA ÀS INTER-HARMÔNICAS COM O VALOR DE REFERÊNCIA.....	122
4.6.3 – EMPREGO DE UM FILTRO DIGITAL FIR AOS VALORES INSTANTÂNEOS DE ENERGIA INTER-HARMÔNICA .....	124
4.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	128
<b>CAPÍTULO 5.....</b>	<b>130</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>137</b>
<b>APÊNDICES.....</b>	<b>142</b>
A.1 – ESQUEMÁTICA DO CIRCUITO CONDICIONADOR DAS TENSÕES DA BOBINA E DO TC.....	143
A.2 – LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO.....	144
B.1 – ALGORITMO BASE UTILIZANDO O MÉTODO INSTANTÂNEO DE DETECÇÃO DE FAI .....	145
B.2 – ALTERAÇÃO DO ALGORITMO DO APÊNDICE B.1 PARA A IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO DIGITAL AOS VALORES DE ENERGIA INTER-HARMÔNICA .....	161

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1. Espectro de frequências da corrente de uma típica FAI [2], com amplitudes expressas em % em relação à amplitude da frequência fundamental .....	19
Figura 1.2. Sensor de corrente de efeito Hall MLX91208 com tecnologia que permite a medição de campos magnéticos paralelos à superfície do sensor .....	26
Figura 1.3. Placa de circuito impresso com escudo ferromagnético disposto sobre o sensor, para o aumento da densidade de fluxo magnético que incide sobre o mesmo .....	27
Figura 2.1. Estrutura típica de disposição dos condutores de uma rede de distribuição de energia elétrica em média tensão do tipo N1 .....	35
Figura 2.2. Valores percentuais das componentes da corrente da fase A em relação à componente fundamental durante a ocorrência de uma falta de alta impedância .....	37
Figura 2.3. (a) Formas de onda das correntes das fases A, B e C antes e durante a falta (b) Detalhe da forma de onda da corrente da fase A durante a falta .....	38
Figura 2.4. Forma de onda da corrente do condutor neutro antes e durante a falta.....	38
Figura 2.5. Densidade de fluxo magnético [T] nas adjacências de um condutor percorrido por correntes eficazes de 10 A e 50 A.....	40
Figura 2.6. Variação da densidade de fluxo magnético [mT] em função da distância para um condutor percorrido por correntes eficazes de 10A e 50A.....	41
Figura 2.7. Variação da densidade de fluxo magnético ao longo do tempo nos eixos x e y dos elementos sensitivos dos sensores: (a): sensor da fase A (b): sensor da fase B (c): sensor da fase C .....	45

Figura 2.8. Espectro de frequências das densidades de fluxo magnético no eixo y dos elementos sensitivos dos sensores: (a): sensor da fase A (b): sensor da fase B (c): sensor da fase C .....	47
Figura 2.9. Densidade de fluxo magnético [T] nas adjacências dos condutores de uma rede de distribuição durante a ocorrência de uma FAI na fase B, quando as fases A e C possuem correntes de carga de 500 A .....	48
Figura 3.1. Estrutura de condução de corrente composto por um cabo condutor sustentado por dois cabos de madeira .....	53
Figura 3.2. Bobina constituída por 393 espiras de fios de cobre, distribuídas em 8 camadas enroladas ao redor de um segmento de tubulação de PVC .....	55
Figura 3.3. Simulação do campo magnético que circunda um condutor pelo qual flui uma corrente de 10 A (60 Hz).....	57
Figura 3.4. Variação da densidade de fluxo magnético (B), em Tesla, ao longo do eixo vertical da bobina .....	58
Figura 3.5. Tensão induzida nos terminais da bobina por uma corrente eficaz de 10 A .....	59
Figura 3.6. Resultado de uma FFT aplicada à tensão nos terminais da bobina .....	61
Figura 3.7. Tensão induzida nos terminais da bobina devido aos campos magnéticos de correntes com frequências fundamentais diferentes.....	62
Figura 3.8. Curva de resposta de um filtro passa-baixa real no domínio da frequência .....	64
Figura 3.9. Filtro passa-baixa de segunda ordem .....	66
Figura 3.10. FPB de segunda ordem com R3 igual a 100 k $\Omega$ e R4 variável .....	69
Figura 3.11. Resposta do FPB do circuito da figura 3.10 no domínio da frequência para diferentes valores de R4 .....	69
Figura 3.12. Circuito equivalente do FPB de oitava ordem utilizado no condicionamento da tensão da bobina.....	70

Figura 3.13. Resposta do circuito da figura 3.12 no domínio da frequência .....	71
Figura 3.14. Tensão na saída do filtro comparada à tensão nos terminais da bobina .....	72
Figura 3.15. Resultado de uma FFT aplicada à tensão de saída do filtro ilustrada na figura 3.14.....	72
Figura 3.16. Espectro de frequências da tensão nos terminais da bobina (imagem superior) e na saída do filtro (imagem inferior), em porcentagem da componente fundamental.....	74
Figura 3.17. Amplificador somador não-inversor empregado para adicionar um sinal CC de +5 V à tensão de saída do filtro.....	76
Figura 3.18. Tensão na saída do amplificador somador da figura 3.17 .....	76
Figura 3.19. Tensão na saída do divisor de tensão .....	78
Figura 3.20. Saída do divisor de tensão com um diodo conectado a um regulador de tensão com saída de 3,3 V.....	80
Figura 3.21. Tensão $V_{saída}$ do circuito da figura 3.20 quando a corrente do condutor é de aproximadamente 35 A .....	81
Figura 3.22. Corrente de condução de um diodo Zener real em função da tensão aplicada em seu anodo.....	82
Figura 3.23. Circuito condicionador com a inclusão de um diodo Zener .....	82
Figura 3.24. Tensão na saída do circuito ( $V_{saída}$ ) com e sem a presença do diodo Zener.....	83
Figura 3.25. Estágio final do circuito condicionador da tensão da bobina .....	85
Figura 3.26. Tensão na saída do circuito condicionador da tensão da bobina quando 10 A e 35 A de corrente eficaz fluem pelo condutor disposto sobre a mesma .....	85
Figura 3.27. Transdutor de corrente comercial do tipo janela com sensibilidade de 50 mV/A .....	88

Figura 3.28. Tensão de saída do TC do tipo janela envolvendo um condutor com uma corrente eficaz de 10 A .....	89
Figura 3.29. Estágio final do circuito condicionador da tensão de saída do transdutor de corrente comercial.....	90
Figura 3.30. Formas de onda obtidas nas saídas dos circuitos condicionadores das tensões da bobina e do TC quando uma corrente eficaz de 10 A circula pelo cabo condutor.....	91
Figura 3.31. Resultados de FFTs aplicadas às tensões de saída dos circuitos condicionadores: (a) da bobina; (b) do TC.....	92
Figura 3.32. Placa de circuito impresso dos circuitos de condicionamento das tensões da bobina e do TC.....	93
Figura 4.1. Placa microcontroladora Arduino Due.....	98
Figura 4.2 Fluxograma do algoritmo implementado no Arduino para o cálculo de DFTs .....	101
Figura 4.3. Corrente em um condutor antes e durante a ocorrência de uma falta de alta impedância em terreno composto por brita.....	104
Figura 4.4. Variação da amplitude da componente fundamental da corrente da figura 4.3 ao longo do tempo, calculada através do MATLAB e do Arduino com diferentes taxas de amostragem .....	105
Figura 4.5. Variação das amplitudes das inter-harmônicas da corrente ilustrada na figura 4.3 ao longo tempo, calculadas através do MATLAB e do Arduino com diferentes taxas de amostragem nas frequências: (a) 56 Hz; (b) 59 Hz; (c) 61 Hz; (d) 66 Hz.....	107
Figura 4.6. Falta de alta impedância: (a) teórica; (b) na areia; (c) na brita; (d) no capim; (e) no concreto; (f) na terra .....	113
Figura 4.7. Distorção harmônica da janela de frequência de 40-80 Hz durante a falta da figura 4.6(a).....	114

Figura 4.8. Detalhe da transição de operação normal para condição de falta da figura 4.6(a)	114
Figura 4.9. Detalhe dos eventos antes e durante a falta da figura 4.6(c)	115
Figura 4.10. Detalhes das oscilações da corrente na condição pré-falta e durante a falta da figura 4.6(b)	116
Figura 4.11. Placa de circuito impresso do circuito condicionador das tensões da bobina e do transdutor comercial de corrente e placa Arduino Due, fixados sobre suporte de madeira	117
Figura 4.12. Sistema completo utilizado nos experimentos práticos de detecção de FAI simuladas	118
Figura 4.13. Fonte programável de alta precisão do fabricante Omicron, modelo CMC 256 plus	118
Figura 4.14. Evolução das médias móveis de 60 amostras da energia associada às inter-harmônicas de 50-59 Hz e 61-70 Hz, com deslizamento de 1 segundo	121
Figura 4.15. Detecção de FAI através da comparação entre o valor instantâneo de $E_{IH}$ e o produto de $E_{IH\_REF}$ por $\beta = 5$ nos seguintes tipos de solo: (a) areia (b) brita (c) capim (d) concreto e (e) terra	123
Figura 4.16. Detecção de FAI através da comparação entre uma média móvel com deslizamento de 1 segundo e o produto de $E_{IH\_REF}$ por $\beta = 1,65$ em (a) areia (b) brita (c) capim (d) concreto e (e) terra	127

## **LISTA DE TABELAS**

Tabela 2.1 Coordenadas dos cabos condutores da rede de distribuição.....	36
Tabela 2.2. Coordenadas dos 4 cabos condutores da rede de distribuição em metros.....	41
Tabela 4.1 Coeficientes de relação entre inclinações e offsets das curvas de DFT do MATLAB e do Arduino, com diferentes taxas de amostragem para diferentes componentes inter-harmônicas.....	107

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A	Ampere
AOP	Amplificador Operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DWT	<i>Discrete Wavelet Transform</i>
FAI	<i>Faltas de Alta Impedância</i>
FEM	Força Eletromotriz
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
FPB	Filtro Passa-Baixa
Hz	<i>Hertz</i>
IDE	<i>Integrated Development Environment</i>
k $\Omega$	<i>Kiloohm</i>
kB	<i>KiloBytes</i>
mA	<i>Milliampere</i>
mG	<i>Milligauss</i>
MHz	<i>Megahertz</i>
mT	<i>Millitesla</i>
mV	<i>Millivolts</i>
nF	<i>Nanofarad</i>
PCI	Placa de Circuito Impresso
PVC	<i>Polyvinyl Chloride</i>
SRAM	<i>Static Random Access Memory</i>
TC	Transdutor de Corrente
TFC	Transformadores de Corrente
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
$\mu$ Wb	<i>Microweber</i>
V	Volts

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

### 1.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Embora vantajosas do ponto de vista econômico comparativamente às redes subterrâneas, o emprego de redes aéreas de distribuição de energia elétrica faz com que a confiabilidade e a segurança do sistema elétrico como um todo diminuam, uma vez que seus condutores ficam mais vulneráveis às intempéries e a outros eventos que possam interromper o fornecimento de energia. A situação é especialmente mais grave quando um condutor entra em contato com um objeto de alta impedância, como uma árvore ou uma estrutura não-metálica, ou, ainda, quando ocorre o seu rompimento e o mesmo permanece energizado sobre um solo de baixa condutância, dificultando a detecção da falta e colocando vidas de pessoas e animais em risco [1]. A estes eventos dá-se o nome de faltas de alta impedância (FAI), sendo que a detecção efetiva das mesmas tem sido um desafio para as concessionárias de energia elétrica ao longo das últimas décadas.

Em um sistema elétrico, a maioria das faltas é facilmente detectada através do uso de dispositivos de proteção convencionais por sobrecorrente, como fusíveis e relés 50/51. Entretanto, parte destas faltas se dá quando um condutor entra em contato com uma carga de impedância alta o suficiente

para restringir a corrente de falta a níveis considerados normais (tipicamente de 10 a 50 A) [1], impedindo a sensibilização dos dispositivos supracitados.

De acordo com [1], cerca de 5 a 20% de todas as faltas em sistemas de distribuição são caracterizadas como FAI. Mais especificamente, embora a maioria das ocorrências deste tipo de falta não seja devidamente registrada, estima-se que de 5 a 10% de todas as faltas em sistemas distribuição resultem na queda seguida pelo contato do condutor com um solo de alta impedância, tal como areia, asfalto, concreto, capim ou terra.

Uma característica particular das faltas de alta impedância é a produção de um arco elétrico, cujo comprimento varia de acordo com a impedância entre o condutor e o objeto de contato. Este arco resulta em forte incremento nas amplitudes de correntes harmônicas e inter-harmônica, sendo que a análise do espectro destas correntes tem mostrado grande potencial para se tornar a solução definitiva para a detecção eficaz deste fenômeno. A figura 1.1 ilustra o espectro de frequências da corrente da fase em falta de uma FAI típica.

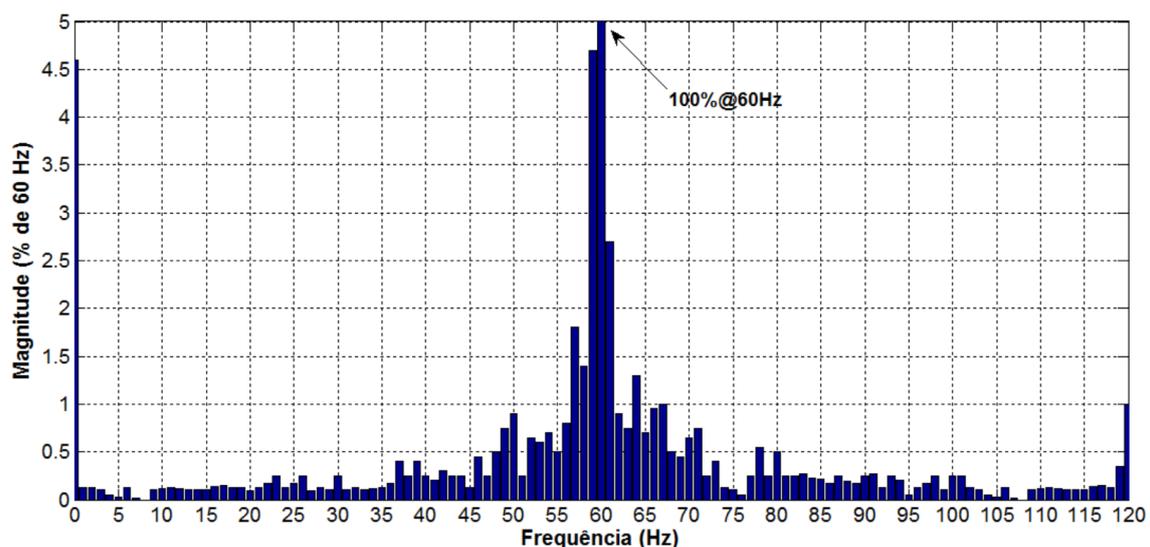


Figura 1.1. Espectro de frequências da corrente de uma típica FAI [2], com amplitudes expressas em % em relação à amplitude da frequência fundamental.

## 1.2 – TÉCNICAS DE DETECÇÃO DE FALTAS DE ALTA IMPEDÂNCIA

Desde a década de 70, pesquisadores têm conduzido estudos sobre o tema, de forma que diferentes métodos visando o aumento da eficácia na detecção de FAI foram propostos. Neste contexto, os autores de [1] e [2] discutem sucintamente os resultados de tais técnicas, que podem ser agrupados nas seguintes categorias:

- Detecção Mecânica: geralmente envolve um modo de forçar o contato entre o cabo condutor rompido e a tensão de referência do circuito com o objetivo de sensibilizar relés tradicionais de sobrecorrente. O dispositivo mecânico responsável por fazê-lo é montado sob cada condutor e possui uma mola que se expande devido à força do condutor em queda, ejetando um barramento que força o contato da fase rompida com a tensão de referência. Este e outros dispositivos de detecção mecânica geralmente possuem altos custos de instalação e manutenção, além de não possibilitarem a detecção de outros tipos de faltas de alta impedância, como, por exemplo, quando um condutor entra em contato com uma árvore.
- Detecção Através da Análise de Ângulo de Fase: no começo da década de 90, o dispositivo comercial de detecção de FAI intitulado *Nordon Technologies High Impedance Fault Analysis System* foi desenvolvido baseado na análise do ângulo de fase entre a terceira harmônica de corrente e a tensão fundamental. Durante operação normal, a unidade de processamento digital calcula e armazena a média deste ângulo para o sistema monitorado. Na ocorrência de uma falta de alta impedância, o

novo ângulo entre a tensão faltosa e a componente de terceira harmônica de sua corrente é subtraído do ângulo de referência armazenado. Caso este valor ultrapasse um limite pré-definido, a FAI é identificada. Em 1990, os autores conduziram, em [3], uma avaliação do desempenho destes dispositivos e observaram que correntes com até 3% do valor nominal do transformador de corrente eram detectadas com sucesso. Entretanto, os mesmos constataram também que os níveis harmônicos existentes no sistema poderiam influenciar falsamente o relé.

- Detecção Através da Análise do Desequilíbrio de Tensão: também no começo da década de 90, outro dispositivo comercial denominado *The Kearny Manufacturing Company Open Conductor Detection System* foi desenvolvido com o objetivo de detectar condutores rompidos através da análise da tensão no final de cada fase [4]. Se a tensão de alguma fase atingisse um valor abaixo de um limite pré-determinado, um transmissor conectado do lado de 120 V do transformador de distribuição enviava um sinal solicitando a abertura do disjuntor. A possibilidade deste sensor atuar se um fusível do transformador queimasse tornou necessário o uso de um sistema transmissor especial, o que acabou tornando esta solução demasiadamente custosa.
- Detecção Através da Análise da Energia Harmônica e/ou Inter-harmônica: no começo dos anos 80, pesquisadores da *Texas A&M University* desenvolveram um relé comercial em parceria com a *General Electric Company*, capaz de detectar FAI através da análise de componentes harmônicas e inter-harmônicas com frequências entre 30 e 780 Hz, utilizando, para tanto, reconhecimento de padrões aplicado ao nível de energia harmônica de correntes faltosas. Tal dispositivo faz uso de nove algoritmos, possibilitando até mesmo a distinção entre faltas de alta impedância causadas por condutores rompidos de outros tipos de FAI

[5]. A companhia americana de energia elétrica, *Potomac Electric Power Company* (PEPCO), conduziu uma extensa avaliação do desempenho deste relé em campo, através da instalação e monitoramento de dispositivos em 280 alimentadores de distribuição durante 2 anos [6]. Das 48 faltas de alta impedância registradas por operadores da rede durante este período, 46 armaram o algoritmo de detecção de condutor rompido (devido à detecção de arco elétrico). Destas, apenas 61% foram efetivamente acusadas, resultando numa eficácia dos dispositivos analisados de 58%. Além disso, observou-se 2 alarmes falsos dentre as acusações.

Além do dispositivo supracitado, diferentes algoritmos podem ser empregados na identificação de padrões em componentes não-fundamentais de corrente e tensão, visando a detecção de FAI e/ou determinação de suas características. Os autores em [7-10] propõem a utilização de algoritmos baseados na Transformada Wavelet Discreta (DWT), que é uma ferramenta matemática capaz de fornecer informações de um sinal no domínio do tempo, sendo que tal fator é considerado muito útil na análise de fenômenos não-estacionários, como FAI. O estudo [7] propõe uma técnica que permite localizar o ponto da falta utilizando DWT baseada em análise de multi-resolução em conjunto com uma base de dados gerada através de simulações de faltas com diferentes impedâncias.

Métodos que fazem uso de DWT em conjunto com redes neurais artificiais foram propostos também em [8, 9]. O primeiro almeja não somente a detecção de faltas de alta impedância, mas também sua distinção em relação a eventos mais comuns, como chaveamento. Para isso, dados de faltas de baixa impedância e de eventos transitórios decorrentes de chaveamentos comuns foram simulados e utilizados em conjuntos com

dados obtidos através simulações de faltas de alta impedância. Já em [10], os autores visam identificar estas faltas através da análise das distorções das formas de onda da tensão e corrente nos terminais de um disjuntor a montante da falta, obtidas através de DWT. Como comentário geral, tem-se que todos estes trabalhos apresentam resultados promissores; entretanto, nenhum deles apresentou resultados práticos, tendo se baseado apenas em simulações.

Outros trabalhos propõem ainda a utilização de Lógica Fuzzy em algoritmos objetivando a detecção de FAI para minimizar falsas detecções. É apresentada, em [11], uma técnica na qual ondas de impulso são injetadas na entrada de um alimentador de uma rede de distribuição. A resposta deste alimentador é então comparada com respostas padrões, determinadas durante condições normais de operação, através de Lógica Fuzzy. Apesar de utilizarem um alimentador real para a realização de testes, as correntes das faltas injetadas no mesmo foram simuladas.

Lógica Fuzzy e DWT são utilizadas em conjunto em [12, 13], com o propósito de discriminar FAI de correntes de fuga de isoladores e transitórios como chaveamento de capacitores e cargas, faltas de baixa impedância e correntes de *inrush*. Os autores do primeiro utilizaram uma combinação de dados experimentais de FAI com simulações de transitórios e obtiveram resultados promissores, enquanto o segundo trabalho apresentou bons resultados apenas de simulações.

Embora vários métodos tenham sido propostos e testados ao longo dos anos, a porcentagem detectada de faltas de alta impedância onde há o contato do condutor com o solo, de acordo com dados obtidos de concessionárias de diferentes países que instalaram centenas de relés de detecção de FAI, disponíveis até o ano de 2010 [1], foi de aproximadamente 80%. Sendo

assim, uma solução definitiva para o problema, que resulte em uma eficácia de detecção mais próxima de 100%, sem que falsos positivos sejam acusados, e que também apresente baixo custo de implementação, é ainda esperada pelas concessionárias de energia.

Almejando tal objetivo, os autores de [2] propuseram uma técnica inteiramente baseada na análise das componentes inter-harmônicas adjacentes à frequência fundamental das correntes de fase, cujas amplitudes são próximas de zero durante as condições normais de operação, mas que podem chegar a 5% na ocorrência de uma falta de alta impedância, como ilustra a figura 1.1. Um trabalho mais antigo [14] já havia sugerido que tais inter-harmônicas fossem analisadas em conjunto com harmônicas de baixa ordem visando o mesmo fim, apontando ainda que tais inter-harmônicas seriam insensíveis a variações de carga. Entretanto, limitações da época no campo da aquisição de sinais não permitiram que avaliações fossem conduzidas fora do âmbito qualitativo.

O método proposto em [2] consiste na análise das correntes que circulam nos terminais secundários de transformadores de corrente (TFC), cujos primários são conectados aos condutores do sistema de distribuição, através de sensores de corrente integrados de efeito Hall [15]. Este dispositivo utiliza uma tecnologia intrusiva, na qual a corrente que se deseja medir circula por um pequeno condutor de baixíssima resistência, posicionado próximo a um elemento Hall, integrados num mesmo encapsulamento. As tensões de saída destes sensores são analisadas através de um algoritmo implementado num microcontrolador, que executa uma Transformada Discreta de Fourier (DFT) a cada segundo (fornecendo, conseqüentemente, uma resolução de 1 Hz) e calcula a energia equivalente de um grupo pré-determinado de componentes inter-harmônicas de cada corrente de fase (neste caso, 40-80 Hz, com exclusão da componente

fundamental). Caso esta energia seja superior a um limite calculado com base em condições normais de operação em uma ou mais fases, o sistema acusa a falta e interrompe o circuito.

Entretanto, os TFC convencionais encontrados em sistemas de distribuição, cuja relação de transformação comumente é de 1000:1, são construídos e utilizados para medir correntes de ordem de grandeza bem mais elevada do que os valores tipicamente atingidos durante a ocorrência de uma falta de alta impedância. Este fato resulta numa baixa resolução de medição quando correntes na casa de miliampères (grandeza de inter-harmônicas em FAI) são aferidas. Deste modo, embora o estudo em [2] tenha apresentado resultados bastante promissores no que tange a detecção de FAI, a técnica apresentada possui o inconveniente de exigir a substituição dos TFC convencionais por TFC com relação de transformação menor (nesse caso, 120:1).

Neste contexto, baseando-se na metodologia proposta em [2], o presente trabalho propõe um método alternativo de emprego desta técnica, utilizando sensores de campo magnético não-invasivos para a medição de corrente.

### **1.3 – PROPOSTA DE UM MÉTODO ALTERNATIVO PARA A DETECÇÃO DE FAI**

Além da tecnologia invasiva de medição de corrente através de pequenos circuitos integrados (CIs) utilizada em [2], existem na indústria algumas soluções não-invasivas que não exigem que o circuito objeto de medição seja diretamente conectado ao sensor.

Os trabalhos em [16-17] propõem a utilização de sensores de corrente de fibra-ótica para fins de monitoramento de harmônicas em sistemas de

potência, que oferecem algumas vantagens em relação aos tradicionais TFC, tais como *design* compacto, impossibilidade de explosão e ampla largura de banda. Além disso, o emprego deste tipo de sensor em ambos os trabalhos apresentou resultados positivos no que tange exatidão e, conseqüentemente, aplicabilidade.

Outro exemplo é o sensor de corrente de efeito Hall MLX91208 [18], que utiliza concentradores magnéticos integrados dispostos sobre elementos Hall, que permitem a medição de campos magnéticos paralelos à superfície do sensor, como ilustra a figura 1.2. Sua sensibilidade magnética é programável entre uma faixa de 30 mV/mT a 700 mV/mT.

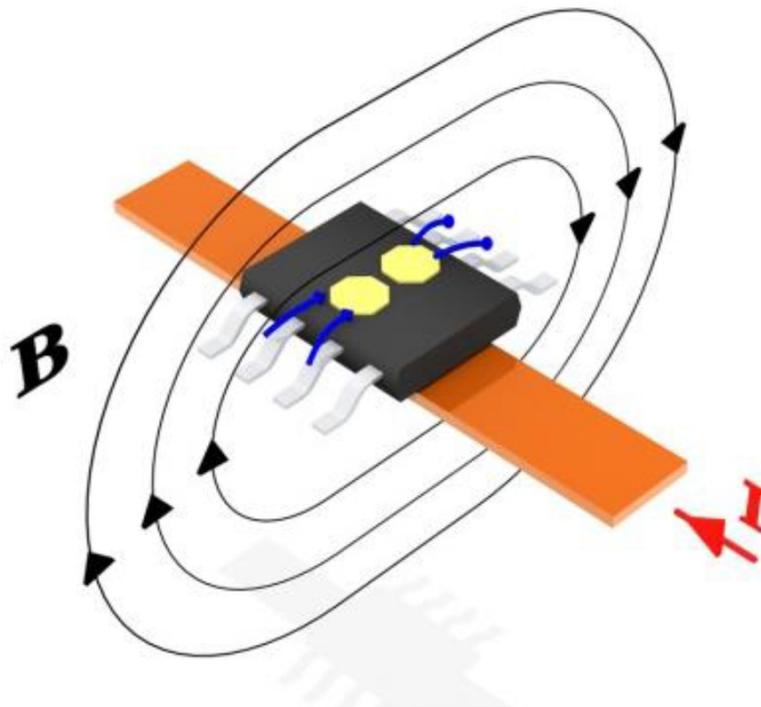


Figura 1.2. Sensor de corrente de efeito Hall MLX91208 com tecnologia que permite a medição de campos magnéticos paralelos à superfície do sensor.

A resolução de medições de correntes menores, como é o caso de faltas de alta impedância, pode ser aprimorada através do uso de escudos

ferromagnéticos dispostos sobre o sensor, como ilustra a figura 1.3. Este escudo aumenta a concentração de linhas de campo magnético que incidem sobre os concentradores magnéticos integrados do CI, reduzindo ainda a influência de possíveis distúrbios magnéticos nas adjacências do sensor. Contudo, estudos adicionais visando a aplicação deste tipo de tecnologia, com o objetivo de se detectar FAI em sistemas de distribuição, se fazem necessários.



Figura 1.3. Placa de circuito impresso com escudo ferromagnético disposto sobre o sensor, para o aumento da densidade de fluxo magnético que incide sobre o mesmo.

Entretanto, uma vez que no decorrer do trabalho não se teve acesso às tecnologias mencionadas acima, estudos adicionais envolvendo-as não fazem parte do escopo desta dissertação. Em vez disso, optou-se pelo desenvolvimento de um sensor de campo magnético próprio, formado pela combinação de uma bobina posicionada sob o condutor e um circuito condicionador do seu sinal.

Como se sabe, a tensão induzida nos terminais de uma bobina pelo campo magnético gerado por uma corrente é calculada através da Lei de Faraday, indicada em (1.1), que fornece o valor da tensão em função do número de espiras e da variação do fluxo magnético no tempo. Esta, por sua vez, é dada através de (1.2) e é função da área da bobina atravessada pelas linhas de campo magnético e da variação da densidade destas linhas ao longo

do tempo, dada por (1.3). Destas três equações, tem-se que a tensão induzida numa bobina é função de sua distância em relação ao condutor, de sua orientação (para se obter o fluxo máximo, ela deve ser posicionada de tal forma que seu eixo seja perpendicular à orientação do condutor), da área de sua superfície e do número de espiras que a compõe.

$$\varepsilon = -N * \frac{d\phi_B}{dt} \quad (1.1)$$

$$\frac{d\phi_B}{dt} = \frac{dB}{dt} * A * \cos\theta \quad (1.2)$$

$$\frac{dB}{dt} = \frac{\mu_0}{2\pi R} * \frac{di}{dt} \quad (1.3)$$

Onde:

- $\varepsilon$  é a força eletromotriz (FEM) ou tensão induzida na bobina [Volts];
- $N$  é o número de espiras da bobina;
- $\phi_B$  é o fluxo magnético que atravessa uma única espira [Weber];
- $B$  é a densidade de fluxo magnético [Tesla];
- $A$  é a área da espira atravessada pelas linhas de campo magnético [m<sup>2</sup>];
- $\theta$  é ângulo entre o condutor e a superfície da bobina atravessada pelas linhas de campo magnético [graus];
- $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo (que possui, aproximadamente, o mesmo valor da permeabilidade do ar) [Henry/metro];
- $R$  é a distância entre o condutor e o ponto onde se deseja calcular a densidade de fluxo magnético [metros];

- $i$  é a corrente que circula através do condutor [Amperes].

O valor de pico da tensão induzida  $\mathcal{E}$  é obtido através do fluxo magnético máximo que atravessa as espiras da bobina. Este, por sua vez, pode ser estimado com suficiente exatidão através da divisão da área circular da superfície da bobina em múltiplos segmentos retangulares. Assim, o comprimento de cada retângulo é calculado através da média simples de duas cordas adjacentes (corda superior e inferior), dada através de (1.4).

$$c = 2 * r * \text{sen}(\theta/2) \quad (1.4)$$

Onde:

- $c$  é o comprimento de corda de uma circunferência;
- $r$  é o raio da mesma;
- $\theta$  é o ângulo do arco formado pelas extremidades da corda com o centro da circunferência.

Da mesma forma, a curva de variação da densidade de fluxo magnético ao longo da altura da bobina, expressa através de uma função inversa, conforme mostrado em (1.3), pode ser dividida em múltiplos pontos. Da soma dos produtos dos múltiplos segmentos retangulares da área da bobina pelos respectivos valores de  $B$  que os atravessam, e assumindo que o ângulo  $\theta$  entre o condutor e a superfície da bobina seja igual a zero, obtém-se o fluxo máximo que atravessa a mesma.

A partir destes cálculos, observou-se que, para se obter 1 V de tensão de pico nos terminais da bobina quando uma corrente de 50 A circula por um condutor posicionado a poucos milímetros acima da mesma, seriam

necessárias pouco mais de 2000 espiras ao redor de uma área de aproximadamente 80 mm<sup>2</sup> (10 cm de diâmetro), ou pouco mais de 500 espiras ao redor de uma área de aproximadamente 300 mm<sup>2</sup> (20 cm de diâmetro).

Além da inviabilidade de execução de um projeto desta natureza, percebe-se ainda que, para correntes com amplitudes pequenas, a tensão obtida nos terminais da bobina seria muito pequena, o que dificultaria a análise das pequenas componentes inter-harmônicas de corrente durante a ocorrência de uma falta de alta impedância. Desta forma, o emprego de um circuito amplificador com o intuito de condicionar a tensão obtida nos terminais da bobina para a devida análise em um microcontrolador se faz necessário. Esta e outras notas de projeto são expostas ao longo desta dissertação.

### 1.4 – OBJETIVOS DO TRABALHO

Frente ao exposto até o momento, tem-se que o principal objetivo dessa dissertação é dar continuidade ao método de detecção de faltas de alta-impedância proposto em [2], através do desenvolvimento e da avaliação da empregabilidade de um sensor de campo magnético não-invasivo para a realização de tal tarefa. Sendo assim, a contribuição do presente trabalho em relação ao processo de identificação de faltas de alta impedância, em linhas gerais, se dá através dos seguintes pontos:

- Análise do campo magnético gerado em sistemas de distribuição na ocorrência de faltas de alta impedância com o objetivo de caracterizar possíveis influências magnéticas mútuas entre os condutores de um sistema, bem como de avaliar a intensidade do campo magnético nas adjacências dos condutores e a consequente viabilidade de aplicação do método proposto em sistemas reais de 4 condutores;

- Apresentação do projeto de uma bobina que pode ser utilizada como sensor de campo magnético e de seu respectivo circuito condicionador de tensão, para fins de processamento digital de sinais;
- Elucidações referentes ao algoritmo utilizado pelo microcontrolador baseado na aplicação de DFTs periódicas, visando a análise da forma de onda do sensor e a consequente detecção de FAI;
- Avaliação, em ambiente laboratorial, do conjunto formado por sensor e processamento digital de sinais, utilizando formas de onda de correntes de faltas de alta impedância oriundas de medições em campo realizadas durante os experimentos reportados em [2].

### 1.5 – ESTRUTURA DO TEXTO

De forma a se cumprir os objetivos descritos no item anterior, o presente trabalho encontra-se estruturado da seguinte forma:

CAPÍTULO 1 – O capítulo introdutório oferece uma visão geral sobre o tema faltas de alta-impedância, discorrendo sobre as principais técnicas propostas até então visando a mitigação do problema e apresentando uma breve introdução ao método alternativo que é exposto ao longo do presente trabalho.

CAPÍTULO 2 – O capítulo 2 apresenta a avaliação dos campos magnéticos gerados pelos condutores de um sistema de distribuição de energia elétrica em média tensão, tanto durante condições normais de operação quanto na presença de uma falta de alta impedância. O intuito deste capítulo é o de analisar se e como os campos magnéticos gerados pelos condutores interagem entre si.

CAPÍTULO 3 – Este capítulo discorre sobre as características do projeto e da construção do protótipo do sensor utilizado neste estudo, tais como os detalhes do projeto da bobina, do sistema condutor das correntes geradas em laboratório para a realização de testes, dos circuitos condicionadores das tensões da bobina e do transdutor de corrente utilizado como referência, dentre outros aspectos.

CAPÍTULO 4 – O capítulo 4 fornece detalhes sobre o microcontrolador e a fonte de corrente programável utilizados nos experimentos, bem como sobre a elaboração dos algoritmos implementados para a detecção das faltas de alta impedância simuladas em laboratório. Em seguida, uma comparação entre resultados da análise de uma falta de alta impedância utilizando a bobina e o transdutor de corrente é apresentada. Por fim, são apresentados resultados de experimentos realizados a partir de dados obtidos em medições de campo onde houve o rompimento de um condutor seguido pelo contato deste com um solo de alta impedância.

CAPÍTULO 5 – Este capítulo faz um apanhado geral do que se pôde extrair de mais importante de cada capítulo, além de sugerir possibilidades para o prosseguimento da pesquisa acerca do presente tema.

APÊNDICE A – Apresenta o diagrama esquemático e o layout das placas de circuito impresso fabricadas para acomodar os circuitos condicionadores da bobina e do transdutor de corrente.

APÊNDICE B – Exibe os códigos implementados no microcontrolador para a detecção de faltas de alta impedância.

## **CAPÍTULO 2**

# **AVALIAÇÃO DO CAMPO MAGNÉTICO NAS ADJACÊNCIAS DE REDES DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA EM MÉDIA TENSÃO**

### **2.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

Este capítulo apresenta uma avaliação das amplitudes dos campos magnéticos nas adjacências dos condutores de uma rede de distribuição de energia elétrica em média tensão e da interação entre os mesmos. Tal análise se faz necessária para a caracterização da magnitude da densidade de fluxo magnético incidente sobre os pontos onde sensores de campo magnético seriam posicionados, bem como para a análise da interferência magnética que cada sensor sofreria em decorrência das correntes dos condutores adjacentes. Assim, o presente capítulo pretende avaliar a viabilidade de aplicação da técnica proposta neste trabalho em sistemas de distribuição trifásicos reais.

Com este intuito, através de simulações efetuadas na plataforma computacional MATLAB, analisou-se o campo magnético resultante em pontos pré-determinados nas vizinhanças dos condutores de uma linha de distribuição tanto em regime permanente quanto na presença de uma falta de alta impedância, cujos resultados são apresentados neste capítulo.

## **2.2 – MODELAGEM DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO E DAS CORRENTES ANTES E DURANTE A FALTA**

Os itens seguintes detalham como foram conduzidas as modelagens de uma linha de distribuição e de correntes de carga e de falta utilizadas durante simulações com o intuito de se avaliar o campo magnético nas adjacências de uma hipotética rede de distribuição trifásica.

### **2.2.1 – MODELAGEM DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO**

Em um sistema de distribuição de energia elétrica, os condutores podem estar dispostos de várias maneiras, sendo que o espaçamento entre eles, assim como a posição do condutor neutro, são fundamentais para a avaliação dos campos magnéticos gerados pelos mesmos. Neste estudo, um dos arranjos de condutores mais empregados no sistema de distribuição nacional, ilustrado na figura 2.1 [19], foi escolhido como modelo para as simulações computacionais. Nele, a distância entre o condutor da fase central para os condutores das outras fases não é a mesma. Além disso, dentre as 5 opções de isoladores do condutor neutro ilustradas na figura, considerou-se que o mesmo deve ser posicionado sobre o isolador mais elevado. Ainda, como as dimensões dos isoladores não são claramente especificadas na figura, retirou-se de [20] as dimensões típicas de um isolador do tipo pino polimérico utilizado em redes de distribuição entre 13,8 kV e 34,5 kV, visando uma estimativa mais exata das coordenadas dos condutores. A tabela 2.1 apresenta as coordenadas de cada condutor, onde as referências dos eixos x e y são, respectivamente, o centro do poste e o nível do solo.



Tabela 2.1 Coordenadas dos cabos condutores da rede de distribuição.

Eixo/ Condutor	Fase A (m)	Fase B (m)	Fase C (m)	Neutro (m)
Eixo x	-0,9	-0,3	0,9	0,15
Eixo y	9,4	9,4	9,4	7,3

### 2.2.2 – MODELAGEM DAS CORRENTES ANTES E DURANTE A FALTA

De modo a simplificar os cálculos, assumiu-se que as correntes que circulam pelos condutores durante o regime permanente são perfeitamente equilibradas e possuem valor eficaz de 10 A. Desta forma, as fases A, B e C possuem ângulos de  $0^\circ$ ,  $-120^\circ$  e  $120^\circ$ , respectivamente. Além disso, como em todo sistema perfeitamente equilibrado, a corrente que circula pelo condutor neutro é nula.

Durante a falta de alta impedância, as correntes das fases B e C, assim como a componente fundamental da corrente da fase A, não foram alteradas, uma vez que o objetivo desta simulação é apenas de se analisar a influência das componentes inter-harmônicas de corrente no campo magnético produzido pela linha. Entretanto, múltiplas frequências entre 1 e 120 Hz, além de uma componente contínua, foram adicionadas à parcela fundamental de corrente da fase A. O valor percentual de cada componente de corrente foi baseado no espectro de frequências da figura 1.1, extraída de [2]. Um gráfico com a distribuição destas frequências, tendo como referência a componente de 60 Hz (100%), é ilustrado na figura 2.2. Como todas elas compõem a corrente total da fase A, o ângulo de todas é igual a zero, uma vez que o produto de qualquer frequência pelo ângulo zero da componente fundamental é nulo.

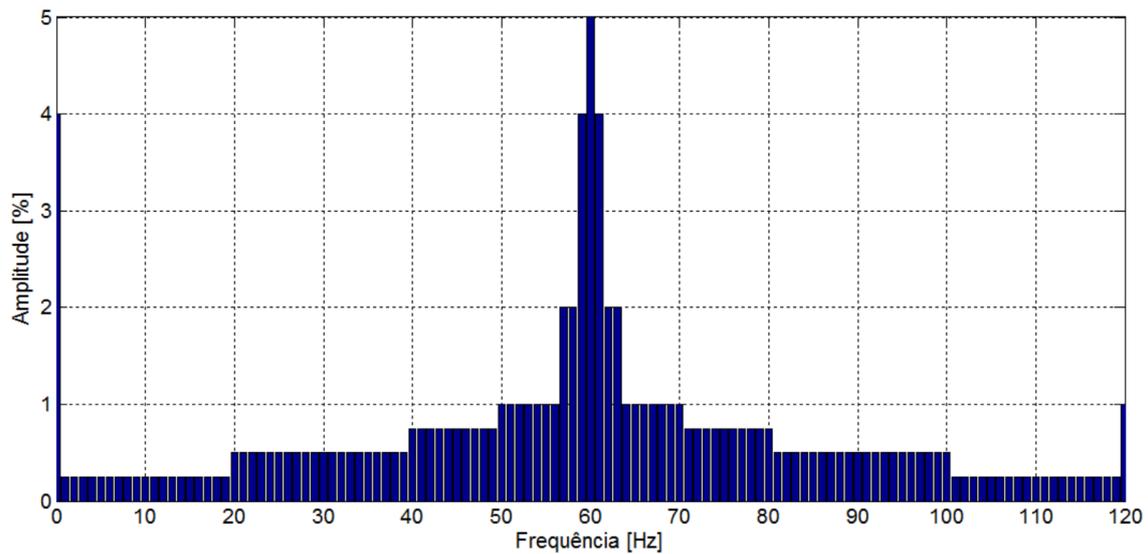


Figura 2.2. Valores percentuais das componentes da corrente da fase A em relação à componente fundamental durante a ocorrência de uma falta de alta impedância.

Na figura 2.3 pode-se observar as formas de onda das correntes das três fases, onde o primeiro segundo representa as correntes durante o regime de funcionamento normal da linha e, a partir daí, há a presença de uma falta de alta impedância na fase A, cuja corrente é caracterizada pelo espectro mostrado na figura 2.2.

Além disso, a corrente do condutor neutro também foi simulada com o intuito de se quantificar a influência da mesma no campo magnético resultante. Considerando que as fases são conectadas em estrela e o condutor neutro é aterrado, a corrente no mesmo pode ser calculada através da soma dos valores instantâneos das correntes das 3 fases, cujo comportamento é ilustrado na figura 2.4.

Observa-se, na figura 2.4, que a corrente é nula durante o primeiro segundo, uma vez que o sistema se encontra em perfeito equilíbrio. Durante a FAI, entretanto, a corrente do neutro atinge valores significativos. É importante ressaltar que estes valores dependem do desequilíbrio entre as

## Capítulo 2 – Avaliação do Campo Magnético nas Adjacências de Redes de Distribuição de Energia Elétrica em Média Tensão

---

correntes de fase (neste caso, como as correntes fundamentais são equilibradas, não há desequilíbrio) e do defasamento angular entre as componentes inter-harmônicas e a corrente fundamental da fase faltosa, que podem resultar num valor bem diferente de pico de corrente.

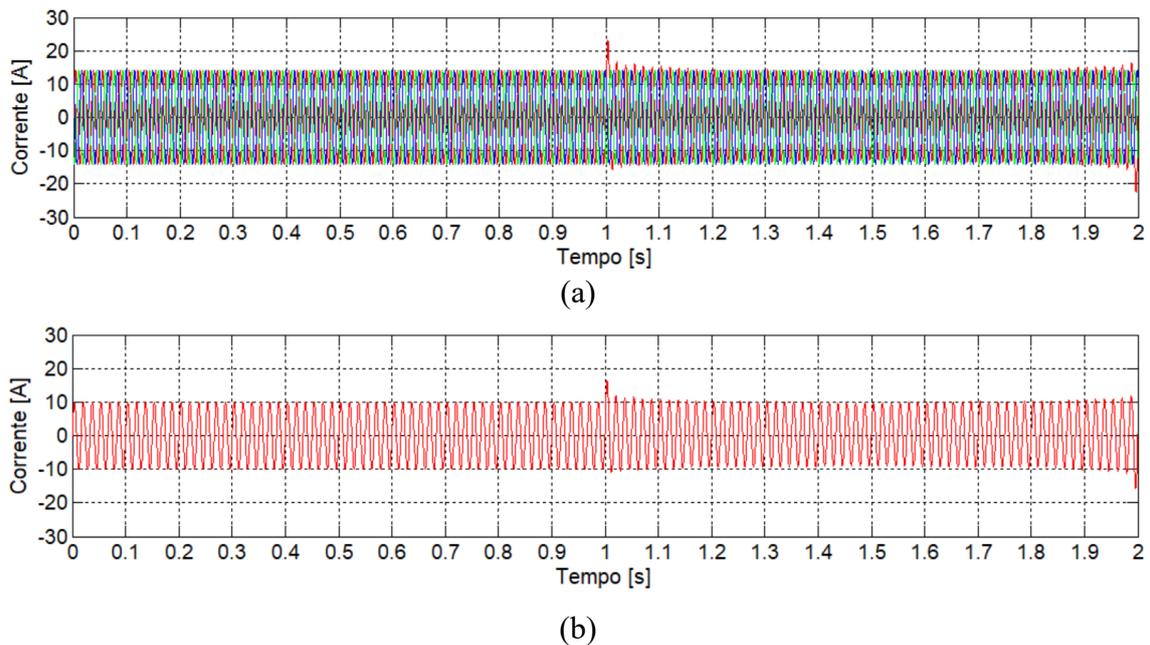


Figura 2.3. (a) Formas de onda das correntes das fases A, B e C antes e durante a falta;  
(b) Detalhe da forma de onda da corrente da fase A durante a falta.

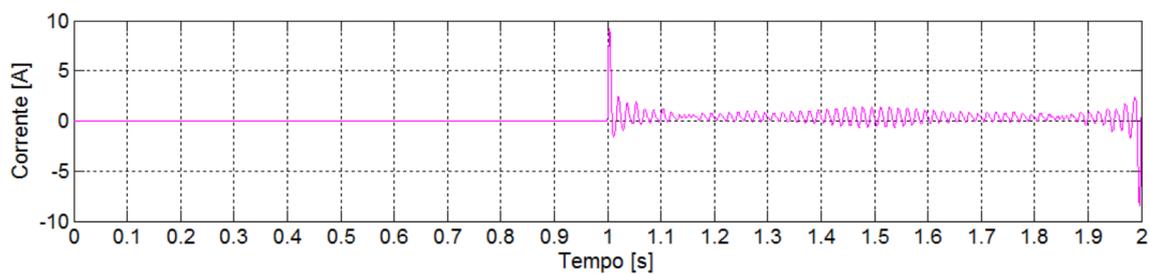


Figura 2.4. Forma de onda da corrente do condutor neutro antes e durante a falta.

### **2.3 – DEFINIÇÃO DOS PONTOS PARA O CÁLCULO DOS CAMPOS MAGNÉTICOS**

Como se sabe, a densidade de fluxo magnético em um ponto qualquer depende da distância entre o mesmo e a fonte geradora do campo magnético. Deste modo, faz-se necessário definir as coordenadas dos pontos nos quais se deseja analisar os campos magnéticos.

No capítulo 1, mencionou-se a opção de se construir uma bobina para a realização dos experimentos em laboratório devido à falta de acesso a tecnologias mais avançadas, como sensores de corrente de efeito Hall com concentradores magnéticos integrados [18]. Entretanto, considerando a inviabilidade de se utilizar pesadas bobinas em vez de circuitos integrados em sistemas reais, as simulações apresentadas neste capítulo foram realizadas levando em consideração a possibilidade de que dispositivos futuramente empregados com o propósito de medição de campo magnético possuirão as dimensões de um pequeno CI.

A especificação dos elementos do circuito que deve ser conectado ao semicondutor, bem como a possível inclusão de elementos capazes de aumentar a concentração de linhas de campo magnético na superfície dos sensores não fazem parte do escopo deste trabalho. Deste modo, uma vez que o objetivo deste capítulo é apenas apresentar uma análise teórica do comportamento do campo magnético nas adjacências dos condutores, cada sensor será representado por um ponto onde estima-se que seu elemento sensitivo encontrar-se-á.

As figuras 2.5 e 2.6 ilustram os resultados de simulações do campo magnético nas vizinhanças de um condutor percorrido por correntes com valores eficazes iguais a 10 A e 50 A (abrangendo a faixa de valores típicos

de FAI reportada em [1]), realizada através da plataforma computacional FEMM. Na figura 2.6, observa-se que quando o condutor é percorrido por 10A, a densidade de fluxo magnético possui valores menores que 2 mT mesmo em suas proximidades, o que é considerado pequeno para aplicações típicas de sensores de campo magnético. Desta forma, mesmo com o emprego de elementos capazes de aumentar a concentração de linhas de campo magnético que incidem sobre os mesmos (como mencionado no capítulo 1), recomenda-se que eles sejam posicionados o mais próximo possível dos condutores.

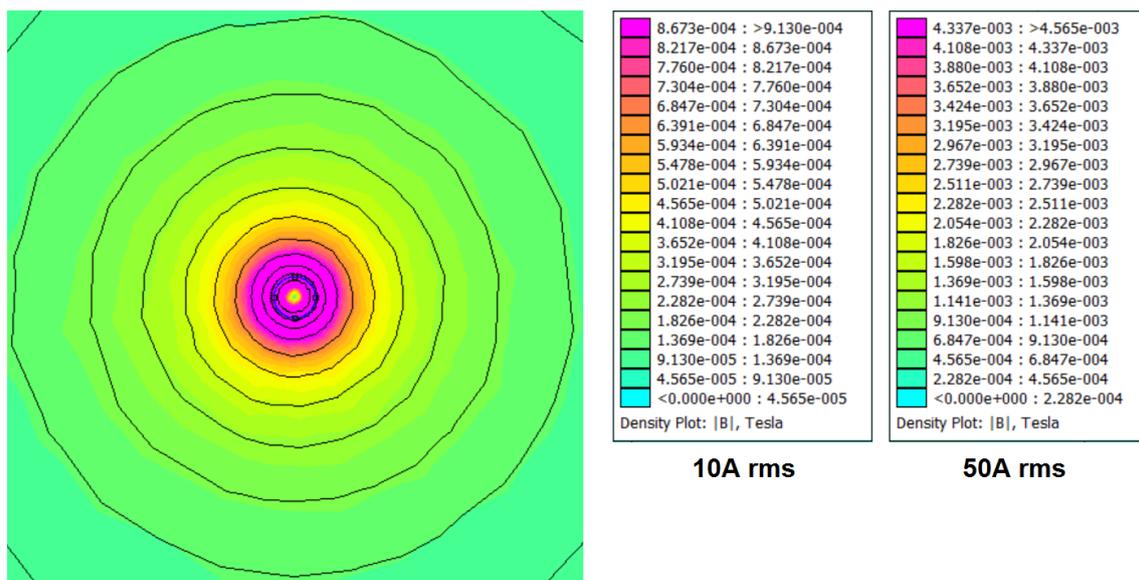


Figura 2.5. Densidade de fluxo magnético [T] nas adjacências de um condutor percorrido por correntes eficazes de 10 A e 50 A.

Neste contexto, independentemente do arranjo mecânico que venha a ser utilizado para posicionar os sensores de corrente próximos aos condutores, estima-se que, numa estrutura N1, todos devem estar na mesma altura e dispostos como ilustra a figura 1.3. Assim, considerando um

## Capítulo 2 – Avaliação do Campo Magnético nas Adjacências de Redes de Distribuição de Energia Elétrica em Média Tensão

condutor com bitola de 25 mm<sup>2</sup> (raio externo de aproximadamente 3,2 mm), uma placa de circuito impresso para cada sensor de 1,6 mm de espessura (valor típico utilizado na indústria) e distância entre a superfície inferior do sensor e os elementos sensitivos aproximadamente igual a 1,2 mm (considerando o emprego do sensor [18]), tem-se que os 3 pontos a serem analisados neste capítulo possuem as mesmas coordenadas no eixo x que seus respectivos condutores e estão 6 mm acima (eixo y) dos mesmos. A tabela 2.2 apresenta as coordenadas de cada sensor.

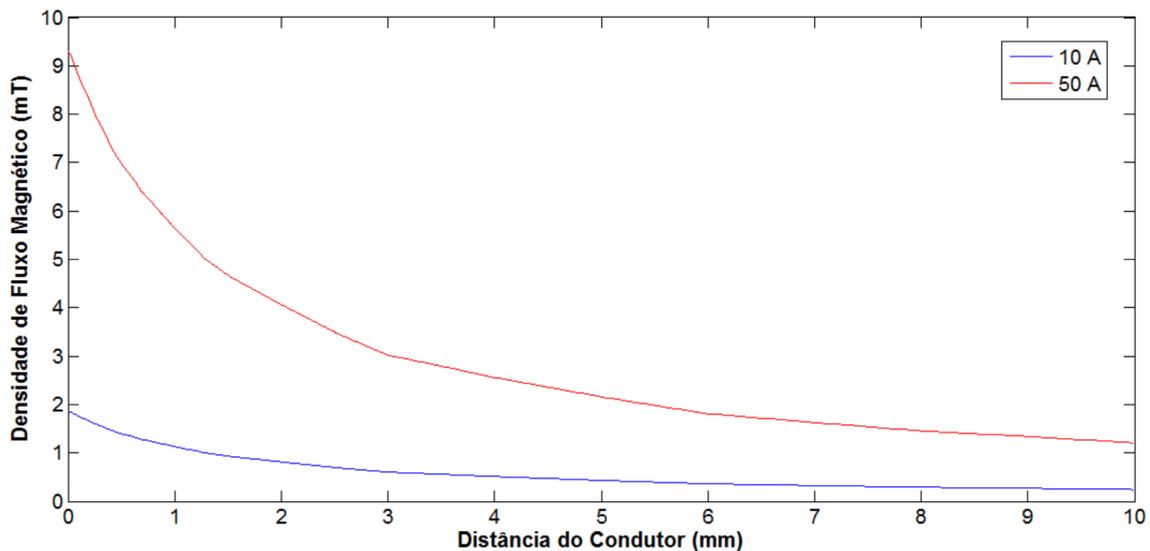


Figura 2.6. Variação da densidade de fluxo magnético [mT] em função da distância para um condutor percorrido por correntes eficazes de 10A e 50A.

Tabela 2.2. Coordenadas dos 4 cabos condutores da rede de distribuição em metros.

Eixo/Sensor	Sensor Fase A	Sensor Fase B	Sensor Fase C
Eixo x	-0,9	-0,3	0,9
Eixo y	9,406	9,406	9,406

## 2.4 – CÁLCULO DA DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO NOS ELEMENTOS SENSITIVOS DOS SENSORES DE CAMPO MAGNÉTICO E ANÁLISE DA INFLUÊNCIA MÚTUA ENTRE OS CAMPOS MAGNÉTICOS DOS CONDUTORES

De posse das correntes que circulam pelos condutores da rede distribuição e do posicionamento dos elementos sensitivos ao campo magnético utilizados em cada fase, torna-se possível o cálculo da densidade do fluxo magnético que atravessa cada sensor.

### 2.4.1 – METODOLOGIA

A densidade de campo magnético produzida por uma corrente  $\dot{I}_k = \dot{I}_{kr} + j\dot{I}_{ki}$ , onde  $k$  é o condutor no qual ela circula e  $\dot{I}_{kr}$  e  $j\dot{I}_{ki}$  são, respectivamente, suas componentes real e imaginária, pode ser expressa conforme indicado em [21], da seguinte maneira:

$$\dot{B}_{kr} = \frac{2 \dot{I}_{kr}}{D_{kP}} \quad \text{e} \quad \dot{B}_{ki} = \frac{2 \dot{I}_{ki}}{D_{kP}} \quad (2.1)$$

Onde:

- $\dot{B}_{kr}$  e  $\dot{B}_{ki}$  são, respectivamente, as componentes real e imaginária da densidade de fluxo magnético, expressas em  $mG$ ;
- $D_{kP}$  é a distância entre o condutor  $k$  e um ponto genérico  $P$  em metros.

Considerando um sistema de coordenadas ortogonais ( $x$  e  $y$ ), tem-se que os valores de  $B$  são calculados através das seguintes equações:

$$\dot{B}_{kr(x)} = \frac{2 \dot{I}_{kr}(x_p - x_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.2)$$

$$\dot{B}_{kr(y)} = \frac{2 \dot{I}_{kr}(y_p - y_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.3)$$

$$\dot{B}_{ki(x)} = \frac{2 \dot{I}_{ki}(x_p - x_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.4)$$

$$\dot{B}_{ki(y)} = \frac{2 \dot{I}_{ki}(y_p - y_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.5)$$

Onde:

- $\dot{B}_{kr(x)}$ ,  $\dot{B}_{kr(y)}$ ,  $\dot{B}_{ki(x)}$  e  $\dot{B}_{ki(y)}$  são, respectivamente, as componentes reais de  $B$  nos eixos  $x$  e  $y$  e as componentes imaginárias de  $B$  nos eixos  $x$  e  $y$ , expressas em  $mG$ ;
- $x_p$ ,  $y_p$ ,  $x_k$  e  $y_k$  são, respectivamente, as coordenadas  $x$  e  $y$  do ponto  $P$  e as coordenadas  $x$  e  $y$  do condutor  $k$ , expressas em metros.

Ainda, é importante ressaltar que estas equações são empregadas para cada componente harmônica e inter-harmônica de corrente e que os valores totais de  $\dot{B}_{kr(x)}$ ,  $\dot{B}_{kr(y)}$ ,  $\dot{B}_{ki(x)}$  e  $\dot{B}_{ki(y)}$  são o resultado da soma da contribuição de cada componente de corrente, calculadas pelas equações (2.2) a (2.5).

Entretanto, uma vez que o objetivo dos cálculos das densidades de fluxo magnético é a posterior análise do espectro de frequências das mesmas, em vez de se utilizar as correntes em sua forma fasorial, onde  $\dot{I}_k = \dot{I}_{rk} + j\dot{I}_i$ , os cálculos devem ser realizados utilizando os valores de corrente em função do tempo, ou seja, os valores instantâneos das mesmas. Desta forma, em vez de se calcular  $\dot{B}_{k(x)}$  e  $\dot{B}_{k(y)}$  em valores absolutos, eles foram obtidos em função do tempo. Assim, as equações implementadas na rotina computacional para o cálculo de B em cada frequência são:

$$\dot{B}_{k(x)} = \sum_{k=1}^n \frac{2 i_k (x_p - x_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.6)$$

$$\dot{B}_{k(y)} = \sum_{k=1}^n \frac{2 i_k (y_p - y_k)}{(x_p - x_k)^2 + (y_p - y_k)^2} \quad (2.7)$$

Onde:

- $\dot{B}_{k(x)}$  e  $\dot{B}_{k(y)}$  são, respectivamente, o valor total do campo magnético no eixo x e no eixo y em determinada frequência;
- $n$  é o número total de condutores que contribuem para a geração de campo magnético no ponto  $P$ ;
- $i_k$  é a corrente que circula através do condutor  $k$ , no domínio do tempo.

### 2.4.2 – RESULTADOS

Utilizando as equações (2.6) e (2.7), os valores das correntes da figura 2.3(a) e as coordenadas dos condutores e dos sensores das tabelas 2.1 e 2.2, calculou-se a variação da densidade do fluxo magnético nos eixos x e y em cada sensor, através da plataforma computacional MATLAB. Os resultados estão ilustrados na figura 2.7.

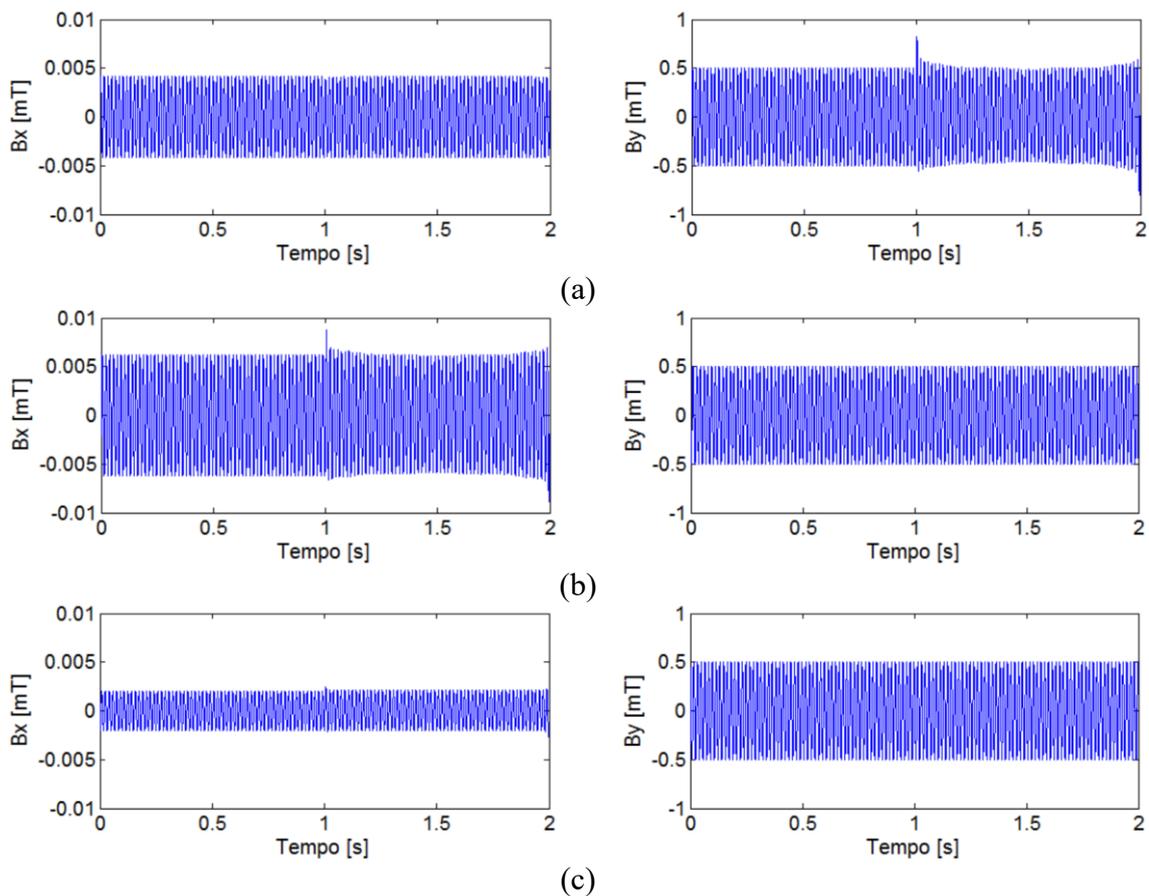


Figura 2.7. Variação da densidade de fluxo magnético ao longo do tempo nos eixos x e y dos elementos sensitivos dos sensores: (a) sensor da fase A; (b) sensor da fase B; (c) sensor da fase C.

Da análise da figura 2.7 pode-se tecer algumas conclusões. Primeiramente, percebe-se que a amplitude da densidade de campo

magnético no eixo x dos sensores é muito menor do que a amplitude no eixo y. Mais precisamente, as amplitudes de  $B_x$  são aproximadamente 100 vezes menores do que as amplitudes de  $B_y$ . Além disso, no sensor da fase B ainda se observa um distúrbio um pouco maior em  $B_x$ , devido ao fato de que a fase B se encontra entre duas fases e mais perto do neutro. Mesmo assim, a influência de  $B_x$  na composição da densidade de fluxo magnético total que atravessa cada sensor pode ser desprezada para fins de simplificação dos cálculos, sem causar erros significativos.

Prosseguindo com a análise, percebe-se que os sensores 2 e 3 das fases B e C foram influenciados de forma insignificante pela falta de alta impedância presente na fase A, enquanto o sensor da fase A apresentou forma de onda muito semelhante à forma de onda da corrente da figura 2.3(b). Para que estes efeitos possam ser quantificados de forma precisa, os espectros de frequências das formas de onda da figura 2.7 foram analisados através da aplicação de DFTs nas mesmas, cujos resultados são apresentados pela figura 2.8.

Pode-se concluir, através da análise dos gráficos da figura 2.8, que, ao mesmo tempo que a densidade de fluxo magnético que atravessa o sensor da fase A possui espectro quase idêntico ao espectro da corrente de falta (figura 2.2), os sensores das outras fases não “enxergam” a falta. Estes resultados são explicados pela grande diferença existente entre o campo magnético gerado por um condutor em suas proximidades e o mesmo medido a dezenas de centímetros de distância do mesmo.

É evidente que essa análise desconsidera os efeitos de possíveis ruídos provenientes do ambiente onde o sensor será inserido, além dos ruídos e erros intrínsecos ao próprio sensor. Entretanto, uma análise mais aprofundada neste sentido só é possível através de experimentos em campo.

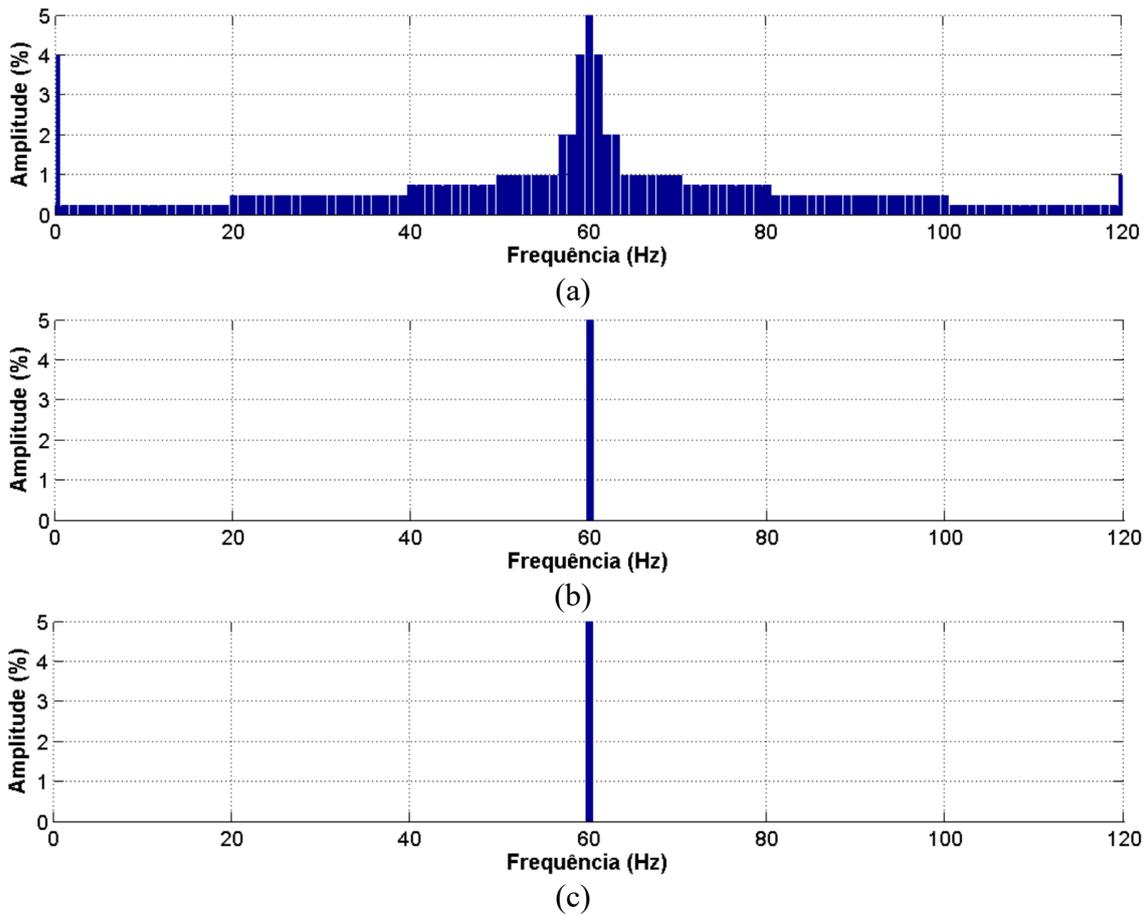


Figura 2.8. Espectro de frequências das densidades de fluxo magnético no eixo y dos elementos sensitivos dos sensores: (a): sensor da fase A; (b): sensor da fase B; (c): sensor da fase C.

Por fim, faz-se necessário avaliar ainda a influência que condutores conduzindo elevadas correntes de carga possuem sobre um sensor que monitora uma corrente oriunda de uma FAI. A figura 2.9 ilustra o comportamento das linhas de campo magnético na ocorrência de uma falta de alta impedância na fase B com valor eficaz de 10 A (componente fundamental). Ao mesmo tempo, os condutores das fases A e C conduzem correntes de carga de 500 A (valor eficaz). A figura ilustra o momento em que a corrente da fase A atinge o seu valor de pico. Neste caso, percebe-se que as fases A e C afetam significativamente o sensor sobre o condutor

faltoso e, por mais que essa influência seja maior na componente fundamental, ela pode afetar os limites de operação dos sensores. Neste caso, por exemplo, os campos magnéticos das fases A e C fizeram com que a densidade de fluxo magnético incidente sobre o sensor da fase B quadruplicasse em relação à influência isolada da mesma. A inserção de escudos ferromagnéticos ao redor de cada sensor contribuiriam fortemente no sentido de blindá-los contra interferências magnéticas.

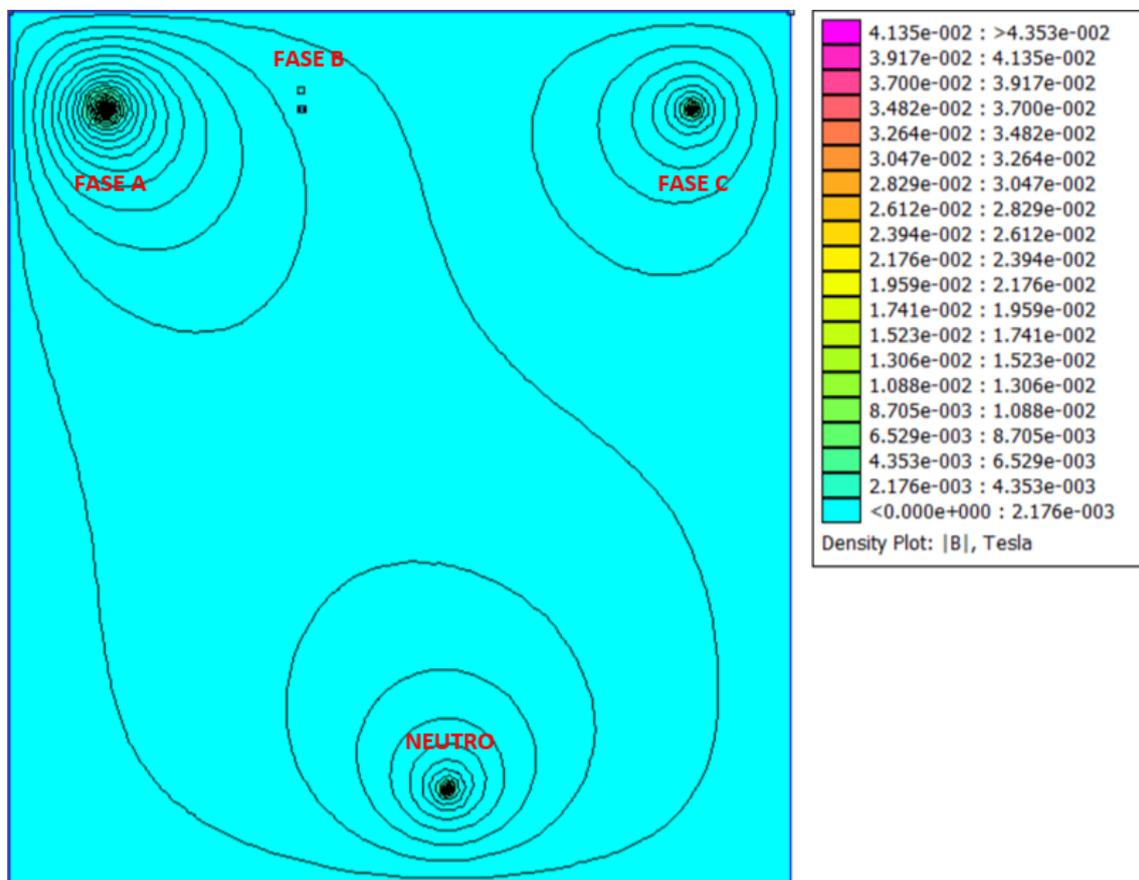


Figura 2.9. Densidade de fluxo magnético [T] nas adjacências dos condutores de uma rede de distribuição durante a ocorrência de uma FAI na fase B, quando as fases A e C possuem correntes de carga de 500 A.

## **2.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Este capítulo avaliou como se comportam os campos magnéticos nas adjacências de uma rede de distribuição trifásica de energia elétrica tanto em condições normais de operação quanto na presença de uma falta de alta impedância. O intuito desta avaliação foi comprovar que, através da medição da densidade de fluxo magnético em determinados pontos nas proximidades dos condutores do sistema, é possível se detectar a presença de uma falta de alta impedância que tem como característica marcante uma quantidade de componentes inter-harmônicas de corrente acima do que se considera normal.

Com este fim, realizou-se a modelagem de uma rede de distribuição utilizando um arranjo típico dos condutores e incluiu-se pontos representando os elementos sensitivos de sensores de efeito Hall. A partir daí, através dos cálculos das densidades de fluxo magnéticos geradas por cada condutor, seguidos do emprego de DFTs nas formas de onda correspondentes, pôde-se analisar suas influências mútuas.

Os resultados obtidos permitiram concluir que, ao se posicionar os elementos sensitivos dos sensores bem próximos aos condutores (neste caso, cerca de 5 mm), distorções inter-harmônicas oriundas de falta de alta impedância em fases adjacentes possuem influência desprezível em cada sensor. Entretanto, se na ocorrência de uma FAI em uma das fases, as outras estiverem conduzindo elevadas correntes de carga, as influências destas sobre o sensor que monitora a fase faltosa podem ser significativas a ponto de fazer com que este passe a operar na região de saturação. Desta forma, conclui-se que escudos ferromagnéticos devem ser colocados sobre cada

sensor de modo a blindá-los contra interferências magnéticas dos condutores adjacentes.

Finalmente, apesar da necessidade de um estudo mais detalhado acerca da integração do sensor de corrente a cada condutor e uma possível blindagem magnética dos mesmos, o ponto mais importante que este capítulo visou comprovar é que pode-se diferenciar condições normais de operação daquelas onde há a presença de falta de alta impedância em um sistema trifásico, através de técnicas não-invasivas de medição de corrente. Neste contexto, ao se comparar o espectro de frequências da densidade de fluxo magnético que atravessa o sensor da fase A durante uma falta de alta impedância com o respectivo espectro da corrente de falta, considerando-se apenas os efeitos dos campos magnéticos produzidos pelas correntes das fases e do condutor neutro, observou-se que a relação é praticamente idêntica.

## **CAPÍTULO 3**

# **DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR PARA MEDIÇÃO DA DENSIDADE DE FLUXO MAGNÉTICO**

### **3.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

No primeiro capítulo, determinou-se que uma bobina constituída por espiras de cobre associada a um circuito condicionador da tensão da mesma seria utilizada como sensor de campo magnético no presente trabalho. Apesar de possuir dimensões físicas consideravelmente maiores em relação a outros tipos de sensores como os de efeito Hall, ambos se baseiam no mesmo princípio físico: medição indireta de corrente através da aferição do campo magnético gerado pela mesma. Os diferentes estágios do sistema utilizado com este fim, durante os experimentos realizados em laboratório, são apresentados ao longo deste capítulo.

Sucintamente, tem-se que o sistema é constituído por uma bobina conectada a um circuito condicionador da tensão da mesma, responsável por sua filtragem e amplificação, além de um transdutor de corrente comercial do tipo janela, também conectado a um circuito condicionador, empregado com o objetivo de se comparar os sinais adquiridos e avaliar a eficácia do

sistema proposto. Os diferentes circuitos são integrados em uma placa de circuito impresso e suas tensões de saída são conectadas a entradas analógicas de uma placa microcontroladora Arduino Due, na qual as formas de onda são analisadas através de uma rotina computacional. Os diferentes estágios do sistema proposto são abordados com mais detalhes nos tópicos seguintes.

### **3.2 – SISTEMA DE CONDUÇÃO DE CORRENTE**

Todos os experimentos relatados neste trabalho foram realizados em ambiente laboratorial através do mesmo sistema monofásico de condução de corrente ilustrado na figura 3.1. No capítulo 2, foi provado que as componentes inter-harmônicas oriundas de uma falta monofásica de alta impedância em um sistema trifásico podem também ser detectadas ao se analisar o campo magnético resultante gerado pelas correntes das três fases e do neutro nas proximidades do condutor faltoso. Desta forma, visando uma menor complexidade de construção do sistema, apenas um cabo condutor foi utilizado, dado que o método pode ser replicado posteriormente para um sistema trifásico.

O sistema é constituído por um condutor de 110 cm de comprimento e seção de 6 mm<sup>2</sup>, sustentado por duas hastes de madeira através de extremidades parafusáveis. Estas, por sua vez, são encaixadas verticalmente em suportes de ferro fixados sobre uma base de madeira de 1,4 m de comprimento por 30 cm de largura. Desempenhando funções similares às dos postes em um sistema de distribuição, os cabos de madeira em sustentação mecânica ao cabo condutor e possuem múltiplos pontos para a fixação das extremidades do mesmo, permitindo a variação de sua altura. O primeiro

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

nível se situa a pouco menos de 25 centímetros da base, possibilitando que o condutor possa ser posicionado a 1,5 mm de distância da superfície da bobina, como ilustra a figura 3.1. Outros 11 níveis se encontram acima do primeiro, mantendo entre si uma distância de 10 centímetros. Entretanto, como se concluiu no capítulo 2 que o sensor deve ser posicionado o mais próximo possível do condutor, apenas o primeiro nível foi utilizado durante os experimentos conduzidos neste trabalho.

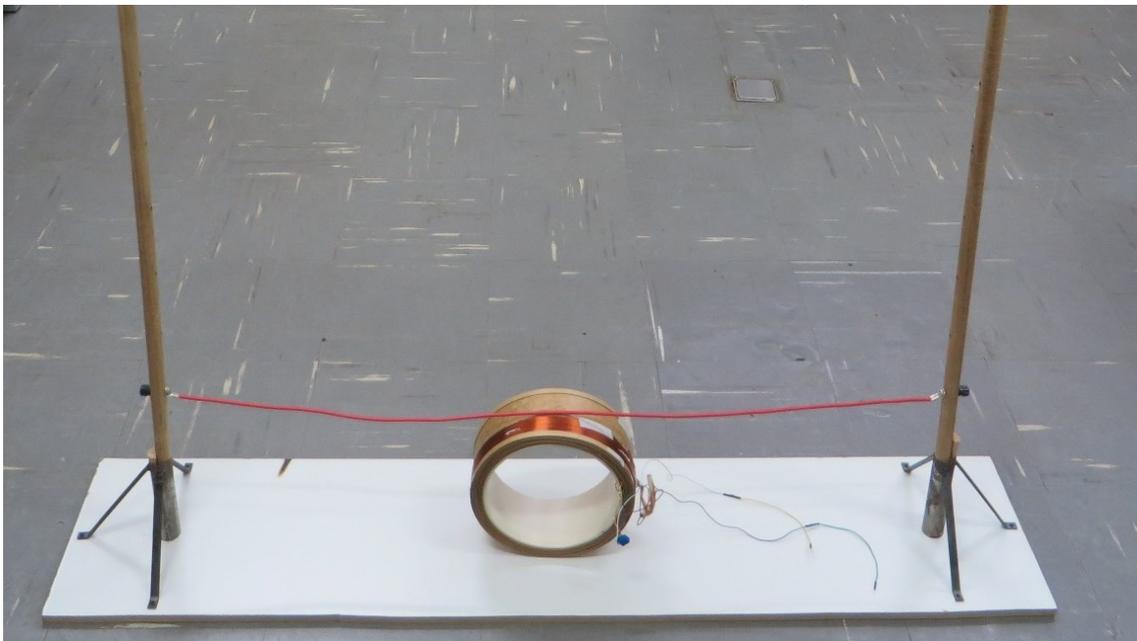


Figura 3.4. Estrutura de condução de corrente composta por um cabo condutor sustentado por dois cabos de madeira.

### 3.3 – BOBINA

Conforme discutido no Capítulo 1, sabe-se que a tensão induzida nos terminais de uma bobina varia em função da área da sua superfície atravessada por linhas de campo magnético e do número de espiras que a

compõe. Além disso, tem-se que o campo magnético incidente na mesma é função de sua distância e de sua orientação em relação ao condutor cujo campo se deseja medir.

A corrente fundamental que percorre o condutor durante os testes iniciais possui valor eficaz igual a 10 A, correspondente ao limite inferior da faixa de amplitudes típicas de FAI relatado em [1]. Assim, através da simulação do campo magnético gerado por uma corrente percorrendo um condutor retilíneo, apresentada no capítulo 1, observa-se que um campo magnético da ordem de centenas de microteslas circunda um condutor pelo qual fluem 10 A de corrente, o que exigiria a construção de uma bobina com um número muito elevado de espiras para se obter uma tensão induzida com valores próximos aos nominais de microcontroladores (no presente caso, a faixa de tensão das entradas analógicas do microcontrolador é de 0 a 3,3 V). Desta forma, construiu-se uma bobina utilizando todo o cobre ao qual se teve acesso, sendo que a tensão induzida na mesma deve ser condicionada através do emprego de amplificadores operacionais, de modo que a faixa de bits do conversor A/D do microcontrolador possa ser melhor aproveitada.

Pouco mais de 8 camadas de fios de cobre de seção igual a 1,5 mm<sup>2</sup> (AWG 15), separadas por papelão isolante, foram utilizadas na construção da bobina, totalizando 393 espiras. Elas foram enroladas ao redor de um segmento de tubo de PVC de 19,1 cm de diâmetro interno e 9 cm de altura (face externa do tubo). Entretanto, as camadas de espiras só circundam 7,6 cm da altura total de 9 cm, uma vez que as bordas da superfície do material isolante (de 0,7 cm cada) possuem relevo mais elevado, impedindo que mais espiras fossem dispostas homogeneamente por toda a face externa. Tem-se ainda que as espessuras do tubo de PVC e das camadas de cobre e papelão isolador são de 0,4 cm e 2 cm, respectivamente, resultando num diâmetro

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

externo total de 23,9 cm. A figura 3.2 mostra o estágio final de sua construção.



Figura 3.2. Bobina constituída por 393 espiras de fios de cobre, distribuídas em 8 camadas enroladas ao redor de um segmento de tubulação de PVC.

A equação (3.1), extraída de [22], apresenta uma maneira simplificada e conveniente de se calcular a indutância de uma bobina com múltiplas camadas.

$$L_x = \frac{R^2 \cdot N^2}{9 \cdot R + 10 \cdot L + 11 \cdot D} \quad (3.1)$$

Onde:

- $L_x$  é a indutância da bobina em *microhenrys*;
- $N$  é o número de espiras;
- $R$  é o raio interno da forma do núcleo mais metade da espessura das camadas ( $D$ ), em polegadas;

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

- $L$  é o comprimento do enrolamento (altura da face externa da bobina que é coberta por espiras), em polegadas;
- $D$  é a espessura do enrolamento (altura das camadas de espiras mais o papel isolador), em polegadas;

Aplicando os dados da bobina em (3.1) e considerando a espessura do tubo de PVC como parte do raio interno, por se tratar de um material não-magnético (permeabilidade magnética relativa igual à unidade), chega-se ao valor de 37,09 mH. Com o emprego de um indutímetro, constatou-se que a indutância da bobina é de 37,8 mH. Esta diferença de 1,87% entre o valor medido e o valor calculado pode ser justificada diante das possíveis inexatidões de medição das dimensões da bobina e da inexatidão própria da equação devido às suas simplificações.

Por fim, uma nova simulação foi realizada através do programa computacional FEMM, utilizando as dimensões da bobina para a estimativa da tensão induzida na mesma quando seu centro é posicionado a 12,1 cm de distância do centro do condutor (correspondente ao primeiro nível dos cabos que o sustentam), que conduz uma corrente eficaz de 10 A (60 Hz). Uma vez que as áreas englobadas pelas camadas de espiras são diferentes entre si, a simulação não poderia ser realizada utilizando a área da camada mais interna como referência para todas elas. Deste modo, julgou-se razoável considerar a bobina como composta por apenas uma camada equivalente com raio interno delimitado pela metade da espessura do conjunto de camadas. Assim, o diâmetro da bobina utilizado na modelagem ilustrada na figura 3.3 foi de 21,9 cm.

Observa-se, na figura 3.3, o comportamento das linhas de campo magnético geradas pelo condutor situado no centro da imagem. A reta que

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

se encontra abaixo do mesmo representa o eixo vertical da bobina, que é atravessado pelas linhas de campo magnético. Desta forma, utilizando a ferramenta de geração de gráficos do programa, é possível se examinar a variação da amplitude da densidade de campo magnético ao longo do eixo vertical da bobina, ilustrada na figura 3.4.

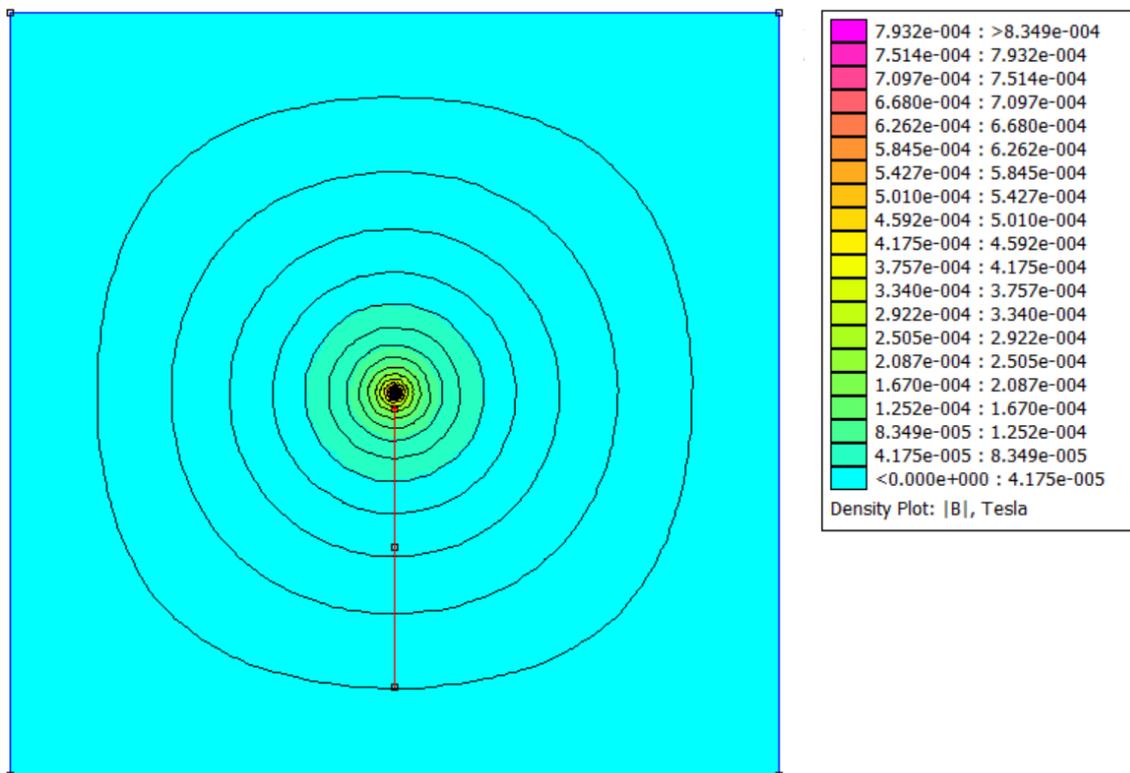


Figura 3.3. Simulação do campo magnético que circunda um condutor pelo qual flui uma corrente de 10 A (60 Hz).

No gráfico da figura 3.4, cujo eixo x representa o eixo vertical da bobina e o eixo y representa a densidade do fluxo magnético que nela incide, pode-se observar que, uma vez que o eixo x (eixo horizontal) da mesma se encontra alinhado com o condutor, todas as linhas de campo magnético que atravessam seu interior incidem perpendicularmente ao eixo vertical. Desta

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

forma, a densidade de fluxo magnético normal possui o mesmo valor de sua componente real. Através da análise da equação (2.7) do capítulo 2, percebe-se que, uma vez que só há variação nas coordenadas do eixo y (ou eixo vertical da bobina), a equação se torna uma função inversa, onde uma constante igual a 2 vezes o valor da corrente (constante na simulação) é dividida pela variação da distância entre o condutor e o ponto onde se deseja obter B. É importante ressaltar que, na prática, os valores de B, em um ponto fixo, acompanham a variação da corrente, que neste caso é senoidal.

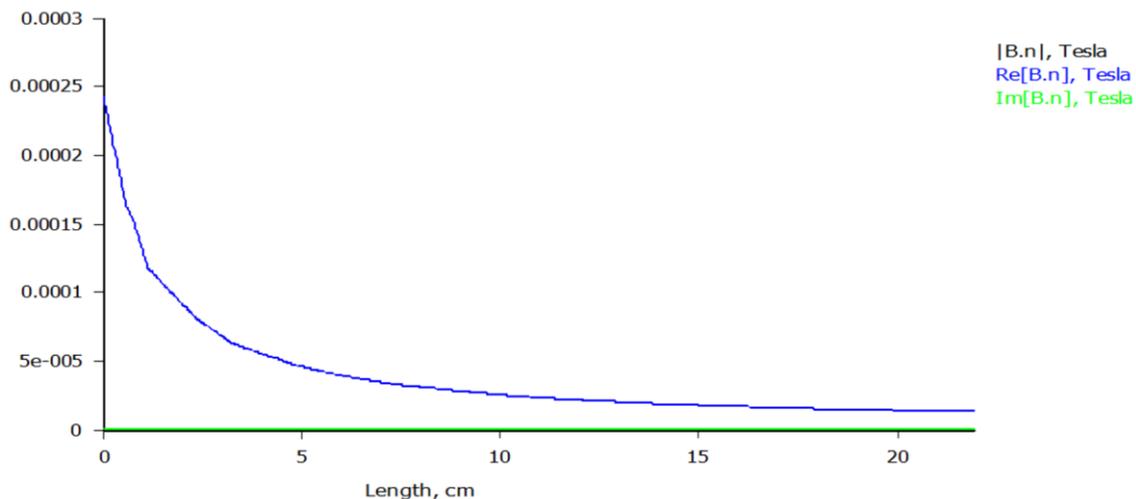


Figura 3.4. Variação da densidade de fluxo magnético (B), em Tesla, ao longo do eixo vertical da bobina.

Neste contexto, utilizando o método de integração trapezoidal apresentado no Capítulo 1, chega-se a um valor de fluxo magnético máximo ( $\Phi_{\text{máx}}$ ) no interior da bobina igual a  $1,247 \mu\text{Wb}$ . A tensão induzida nos terminais da mesma é ditada pela Lei de Lenz, expressa por (3.2), onde N é o seu número de espiras e  $\omega$  é a frequência angular da corrente:

$$v_B = -N * \frac{d(\Phi_{\text{máx}} * \text{sen}(\omega * t))}{dt} \quad (3.2)$$

Após o cálculo da derivada e da multiplicação das constantes (o sinal negativo proveniente da Lei de Lenz foi desprezado, uma vez que o objetivo deste cálculo não é analisar o deslocamento de fase entre a tensão induzida e a corrente), chega-se à seguinte equação, onde  $v_B$  é a tensão induzida nos terminais da bobina em Volts:

$$v_B = 184,834 * 10^{-3} * \cos(377 * t) \quad (3.3)$$

Finalmente, obteve-se a forma de onda induzida nos terminais da bobina através de um experimento prático realizado sob as mesmas condições da simulação e que se repetem ao longo de toda a etapa de projeto e testes deste capítulo (10 A de corrente eficaz e condutor posicionado a 1,5 mm de distância da bobina). O resultado está ilustrado na figura 3.5.

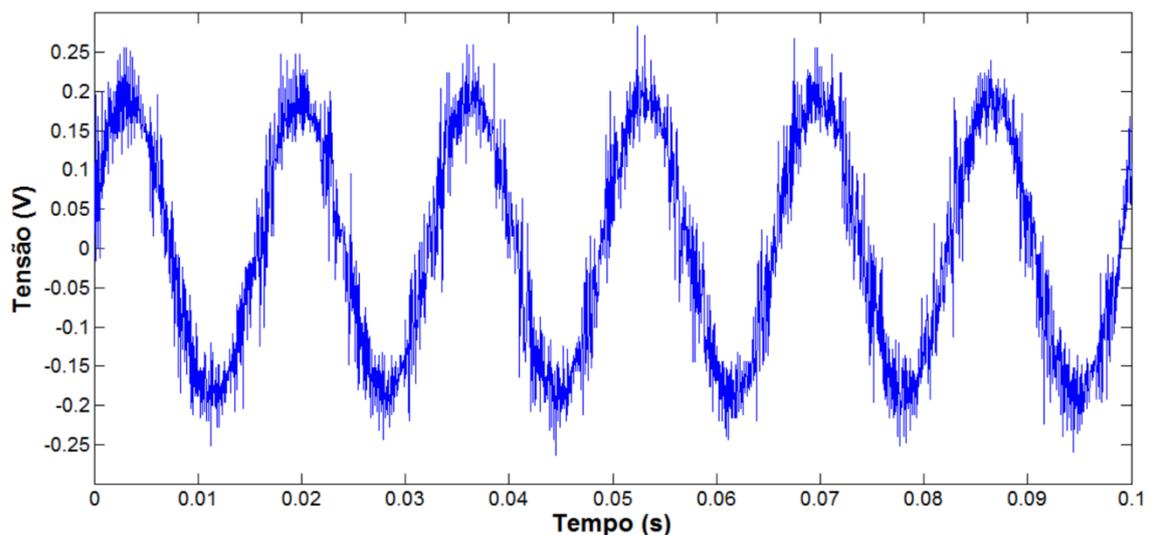


Figura 3.5. Tensão induzida nos terminais da bobina por uma corrente eficaz de 10 A.

Pode-se observar algumas características importantes através da análise do gráfico da figura 3.5. Primeiramente, nota-se que a amplitude da forma de onda não corresponde àquela obtida na equação (3.3). Isto pode ser explicado pelo fato da tensão induzida na bobina ser o resultado do somatório das induções eletromagnéticas provenientes de quaisquer sinais presentes no ambiente onde o experimento foi realizado. Ainda, pode-se afirmar que tanto o laboratório quanto os ambientes onde as redes de distribuição se encontram possuem potenciais fontes geradoras de ruído nos terminais da bobina. Assim, pode-se dizer que ela funciona como uma espécie de antena para quaisquer sinais em suas adjacências, isto é, a tensão induzida nos seus terminais é composta pela contribuição de todos os dispositivos que irradiem alguma forma de energia eletromagnética, inclusive da corrente que circula através do condutor.

Além disso, a tensão nos terminais da bobina também foi medida quando não havia corrente circulando no condutor, bem como em ambientes externos ao laboratório. Em todos os casos, a bobina apresentou tensão bastante ruidosa, composta por múltiplas frequências, e atingiu picos acima de 100 mV mesmo sem a presença de correntes elétricas em sua vizinhança.

A figura 3.6 ilustra a transformada rápida de Fourier (FFT) aplicada à forma de onda da figura 3.5, utilizando a ferramenta “fft” da plataforma computacional MATLAB. Nela, nota-se a componente fundamental bem no início do eixo das frequências, cuja amplitude é bem superior às das outras frequências analisadas. Devido às limitações do osciloscópio utilizado, capturou-se uma janela de medição de 100 ms (6 períodos de 60 Hz) composta por 2500 pontos e, posteriormente, replicou-se este intervalo em mais 9 janelas iguais (resultando em um total de 25000 pontos em 1 segundo), o que permitiu que a frequência máxima que pôde ser analisada fosse de 12,5 kHz. Isto se dá de acordo com o Teorema da amostragem de

Nyquist-Shannon, que afirma que a quantidade de amostras por unidade de tempo (ou taxa de amostragem) deve ser maior que o dobro da maior frequência presente no sinal a ser amostrado, para que este possa ser analisado integralmente. Além disso, mesmo que fosse possível se obter uma janela de 1 segundo sem que se utilizasse a replicação de janelas, a taxa de amostragem (2500 pontos por janela) resultaria em uma DFT que abrangeria apenas até a frequência de 1250 Hz.

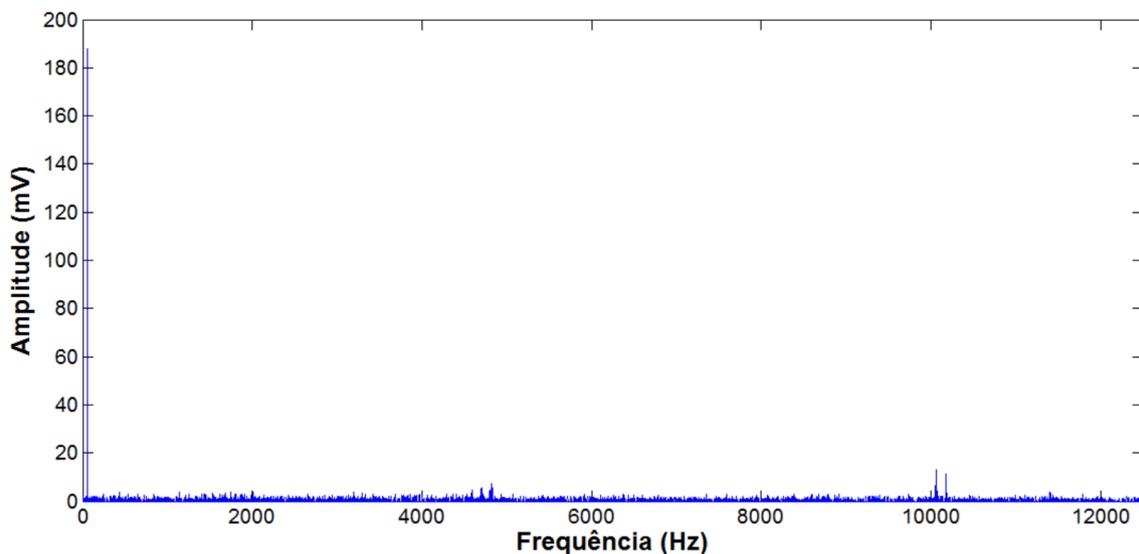


Figura 3.6. Resultado de uma FFT aplicada à tensão nos terminais da bobina.

Ainda, como apenas 100 ms foram analisados originalmente, a resolução da DFT é de 10 Hz, o que acaba gerando erro de aliasing. Entretanto, como o objetivo aqui não é fazer uma análise profunda das componentes de alta frequência presentes no sinal, uma vez que todas elas deverão ser posteriormente filtradas, julga-se que o espectro da figura 3.6 fornece informações suficientes para a compreensão da natureza dos ruídos. A amplitude da frequência fundamental é de 187,79 mV, valor muito próximo do calculado na equação (3.3) (diferença de 1,57%). Nota-se ainda que as amplitudes das frequências não-fundamentais são muito pequenas se

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

comparadas ao valor da fundamental. Entretanto, a soma dos efeitos de todas elas resulta em uma tensão bastante ruidosa, como ilustra a figura 3.5.

Além disso, nota-se na equação (3.2), através da derivada do termo senoidal, que quanto maior a frequência da corrente, maior a tensão induzida na bobina, o que significa que mesmo sinais com amplitudes muito pequenas, mas com frequências elevadas, podem induzir tensões mensuráveis. Da mesma forma, quanto maior a frequência fundamental da corrente injetada no condutor, menos perceptíveis se tornam os ruídos, de forma que a parcela de tensão induzida na bobina devido à corrente passa a ser visualizada mais claramente. Observando as formas de onda da figura 3.7 obtidas com o uso do osciloscópio, percebe-se que, à medida que a frequência da corrente fundamental aumenta, o respectivo aumento da tensão induzida se torna mais linear.

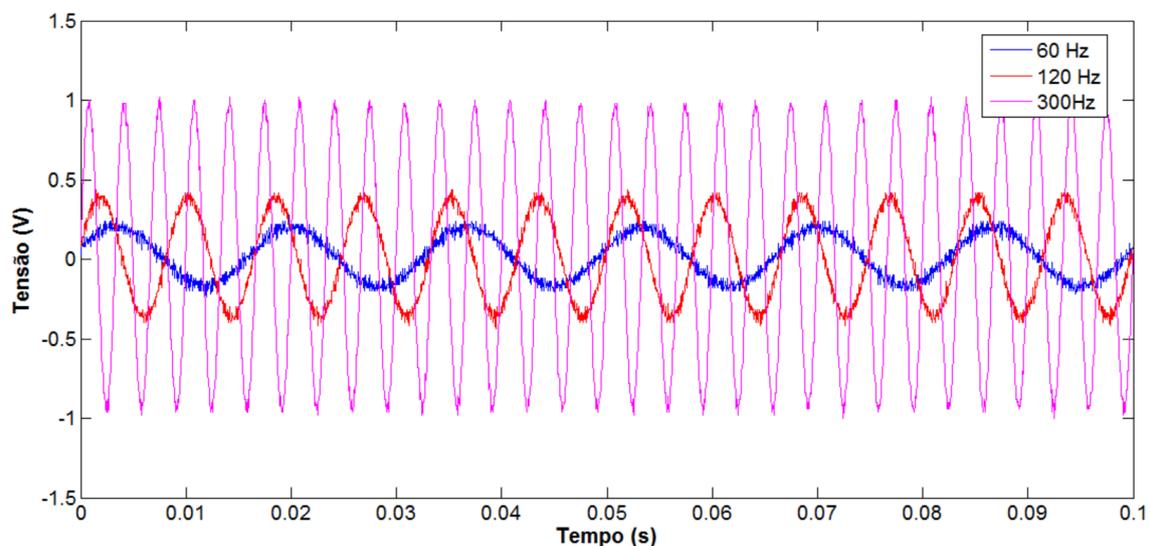


Figura 3.7. Tensão induzida nos terminais da bobina devido aos campos magnéticos de correntes com frequências fundamentais diferentes.

A solução para mitigar tanto os problemas com ruídos quanto com a baixa amplitude do sinal é detalhada no próximo tópico: o emprego de amplificadores operacionais.

### **3.4 – CONDICIONAMENTO DA TENSÃO DA BOBINA**

Para o condicionamento da tensão nos terminais da bobina (ruidosa, bipolar e de baixa amplitude), possibilitando sua análise através de um microcontrolador, diferentes estágios são empregados. Nesta seção, eles serão discutidos individualmente em subtópicos, a começar pela filtragem e amplificação.

#### **3.4.1 - FILTRAGEM E AMPLIFICAÇÃO DA TENSÃO NOS TERMINAIS DA BOBINA**

Os amplificadores operacionais (ou AOPs) são, provavelmente, os circuitos integrados com maior diversidade de aplicações [23] e são empregados em grande escala para a solução de diversos problemas no campo da engenharia eletrônica. Dentre as várias aplicações possíveis, o emprego deles como filtros ativos proporciona a solução necessária para o tratamento da tensão da bobina.

Um filtro elétrico é um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro de um sinal e permitir a passagem das demais. Quando amplificadores operacionais são utilizados com este fim, tem-se a vantagem de que o sinal da saída pode também ser multiplicado por um ganho  $K$ , que é função de componentes externos (resistores) conectados aos terminais do dispositivo.

Antes de se projetar um filtro ativo, deve-se determinar duas características básicas que se deseja obter em sua curva de resposta: a faixa de frequências que se deseja atenuar e o ganho que será aplicado na tensão de saída. No presente caso, optou-se por um filtro passa-baixa (FPB) com

frequência de corte um pouco acima dos 60 Hz, uma vez que o objetivo da aplicação é monitorar esta frequência e as inter-harmônicas nas suas adjacências. É importante ressaltar também que, diferentemente de um FPB ideal, onde componentes com frequências maiores que a frequência de corte são completamente eliminadas, ao passo que todas as outras são multiplicadas por um mesmo ganho, a atenuação das frequências maiores que a de corte num filtro real ocorre aos poucos, o que na prática significa dizer que a curva de resposta de um filtro passa-baixa clássico pode ser dividida em três faixas: faixa de passagem, de transição e de corte.

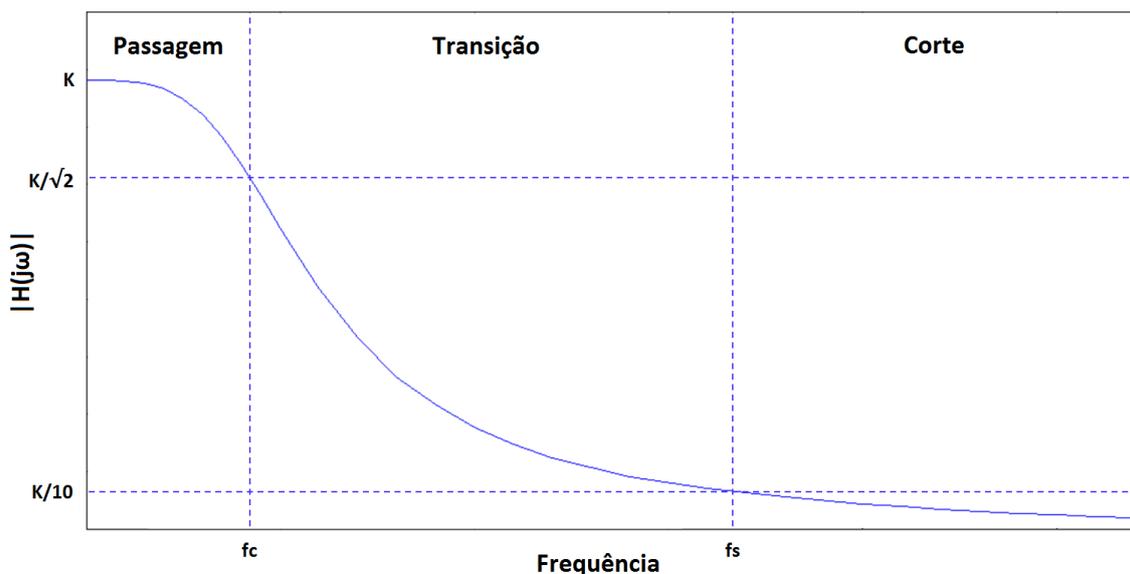


Figura 3.8. Curva de resposta de um filtro passa-baixa real no domínio da frequência.

A curva ilustrada na figura 3.8 é uma adaptação de um gráfico presente em [23], relativa à resposta de um filtro passa-baixa de segunda ordem, dada por (3.4). Neste gráfico,  $f_c$  é a frequência inferior da faixa de transição, ou frequência de corte, e  $f_s$  é a frequência superior da faixa de transição. O ganho desta última não é rigorosamente igual a 10% do ganho máximo, sendo este apenas um valor comumente utilizado na prática. O ponto de corte

(ou ponto de meia potência) é igual a  $0,707 * K$ , que corresponde a uma atenuação de -3 dB em relação ao ganho máximo.

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^{2n}}} \quad (3.4)$$

Onde:

- $|H(j\omega)|$  é o módulo do ganho do filtro em função da frequência angular;
- $K$  é o ganho do filtro quando a frequência angular  $\omega$  é nula;
- $\omega$  é a frequência angular na qual se deseja calcular a resposta do filtro, dada por  $2 * \pi * f$ ;
- $\omega_c$  é a frequência angular de corte, dada por  $2 * \pi * f_c$ ;
- $n$  é a ordem do filtro (ou número de pólos existentes em sua função transferência).

No que se refere ao projeto do filtro ativo utilizado neste trabalho, inicialmente determinou-se que um ganho de tensão aproximadamente igual a 10 seria um alvo razoável. Ainda, através dos primeiros experimentos realizados utilizando um FPB de primeira ordem, observou-se que o emprego de um filtro de ordem superior seria necessário devido à grande quantidade de ruídos presentes na tensão que não foram suficientemente atenuados. Assim, definiu-se que um filtro passa-baixa de oitava ordem, composto por 4 filtros de segunda ordem associados em cascata, seria empregado com o objetivo de atenuar as frequências indesejadas ao mínimo possível. É importante ressaltar que quanto maior é a ordem de um FPB, menores são a faixa de transição de sua curva resposta e a atenuação das

frequências inferiores à frequência de corte. Em outras palavras, o espectro útil é menos atenuado, ao passo que as frequências indesejadas são filtradas com maior eficácia.

Neste contexto, de posse de todas as informações necessárias para o projeto do filtro, deve-se calcular o quão próximo pode-se chegar dos parâmetros estabelecidos (frequência de corte próxima dos 60 Hz e ganho de aproximadamente 10) utilizando elementos passivos disponíveis comercialmente. As equações que permitem que estes valores sejam calculados são apresentadas a seguir.

O circuito da figura 3.9 ilustra um filtro passa-baixa de segunda ordem utilizando um clássico AOP 741. Geralmente, as tensões +VCC e -VCC que alimentam o AOP são iguais a +15 V e -15 V, respectivamente, fornecendo os valores máximos que a tensão de saída do filtro pode atingir. Em outras palavras, acima de +VCC e abaixo de -VCC, a tensão de saída é grampeada. De acordo com [23], o valor do capacitor  $C_1$  é definido através de uma simples relação empírica expressa por (3.5), onde a frequência de corte  $f_c$  é dada em Hertz e  $C_1$  é dado em *microfarad*. No caso do circuito da figura 3.9, a frequência de corte é de aproximadamente 300 Hz.

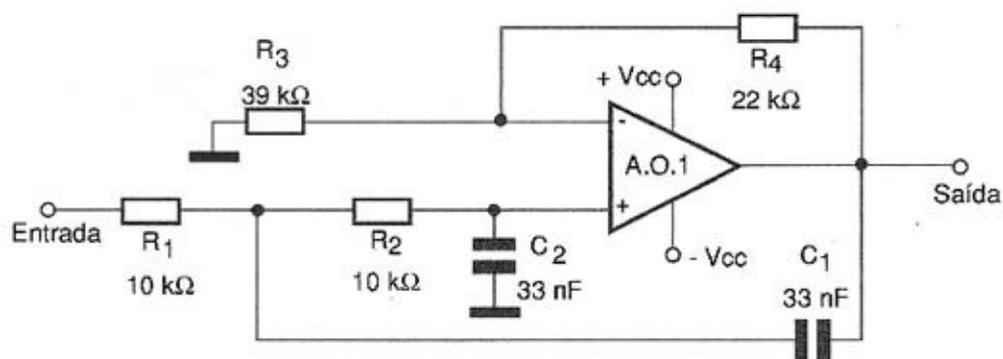


Figura 3.9. Filtro passa-baixa de segunda ordem.

$$C_1 = 10/f_c \quad (3.5)$$

O ganho deste filtro é calculado através de (3.6), onde  $K$  é o ganho do filtro quando a frequência angular da tensão de entrada é nula e  $R_3$  e  $R_4$  são os resistores conectados aos pontos ilustrados na figura 3.9.

$$K = 1 + R_4/R_3 \quad (3.6)$$

Existem algumas equações e tabelas que podem ser consultadas em [23], que permitem que se calcule cada um dos componentes do circuito da figura 3.9 após definidos os valores de  $f_c$  e  $K$ . Entretanto, após diversas tentativas de se projetar um filtro que melhor atendesse os requerimentos da aplicação deste estudo, constatou-se que uma vez definida a frequência de corte e, conseqüentemente, um capacitor ( $C_1$ ) que mais se aproxime do objetivo, o valor do capacitor  $C_2$  pode ser igualado ao valor de  $C_1$ . Ainda, observou-se que a resposta do filtro pode ser bem ajustada alterando-se apenas a relação entre os resistores  $R_3$  e  $R_4$  da equação (3.6). Deste modo, os resistores  $R_1$  e  $R_2$  foram fixados em 10 k $\Omega$ , valores tipicamente utilizados nestas aplicações. É importante ressaltar que estas constatações empíricas se mostraram aceitáveis especificamente para a presente aplicação. Sendo assim, o intuito deste parágrafo não é desconstruir a teoria de projeto de filtros presente em [23], mas apenas sugerir algumas simplificações que atendem perfeitamente o objetivo desta aplicação.

Outro efeito interessante observado durante os testes é que quando a relação  $R_4/R_3$  da equação (3.6) é menor do 0,58, a resposta do filtro se assemelha à da figura 3.8, ou seja, o ganho máximo do filtro ocorre na

frequência angular igual a zero. Entretanto, à medida esta relação ultrapassa este valor, há um aumento gradual no ganho do filtro antes de se chegar próximo da frequência de corte. Em outras palavras, o ganho máximo do filtro deixa de acontecer para  $\omega$  nula e passa a ocorrer em frequências maiores; além disso, a faixa de transição se torna mais estreita. Estes efeitos são interessantes para esta aplicação, pois torna-se possível projetar um filtro que forneça um ganho maior para uma determinada faixa de frequências que se deseja analisar, semelhante ao que ocorre em um passa-faixa. A diferença desta configuração de passa-baixa para um clássico passa-faixa é que, como o segundo atenua tanto frequências inferiores quanto superiores à determinada faixa e a janela de frequências visada neste estudo é muito estreita, torna-se difícil se projetar um passa-faixa que não acarrete em atenuação significativa dos sinais que se deseja analisar. Além disso, filtros passa-faixa apresentam variações maiores entre os ganhos das frequências da faixa preservada, o que resultaria em um aumento considerável e indesejável da relação entre a componente fundamental e suas inter-harmônicas adjacentes.

A resposta do FPB de segunda ordem ilustrado na figura 3.10, cuja relação  $R4/R3$  varia de 0,56 a 1,2, foi simulada através da plataforma computacional PSIM e pode ser visualizada na figura 3.11. A frequência de corte determinada pelo capacitor conectado à saída do circuito é de 66,67 Hz.

Neste contexto, após diversos experimentos com diferentes elementos passivos e vários aprimoramentos no projeto, optou-se por utilizar o circuito ilustrado na figura 3.10, com valor de  $R4$  igual a 82 k $\Omega$ . Para se obter um filtro equivalente de oitava ordem, o circuito foi replicado 3 vezes, resultando num filtro com 4 estágios idênticos. Assim, além das altas frequências serem fortemente atenuadas, o ganho que para a frequência angular nula corresponde ao ganho de um estágio elevado à quarta potência

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

permite que as amplitudes das componentes da faixa de frequências que se deseja analisar sejam significativamente amplificadas.

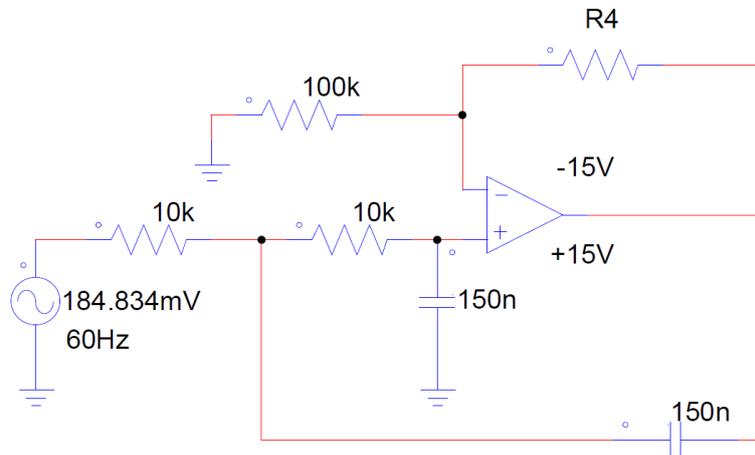


Figura 3.10. FPB de segunda ordem com R3 igual a 100 k $\Omega$  e R4 variável.

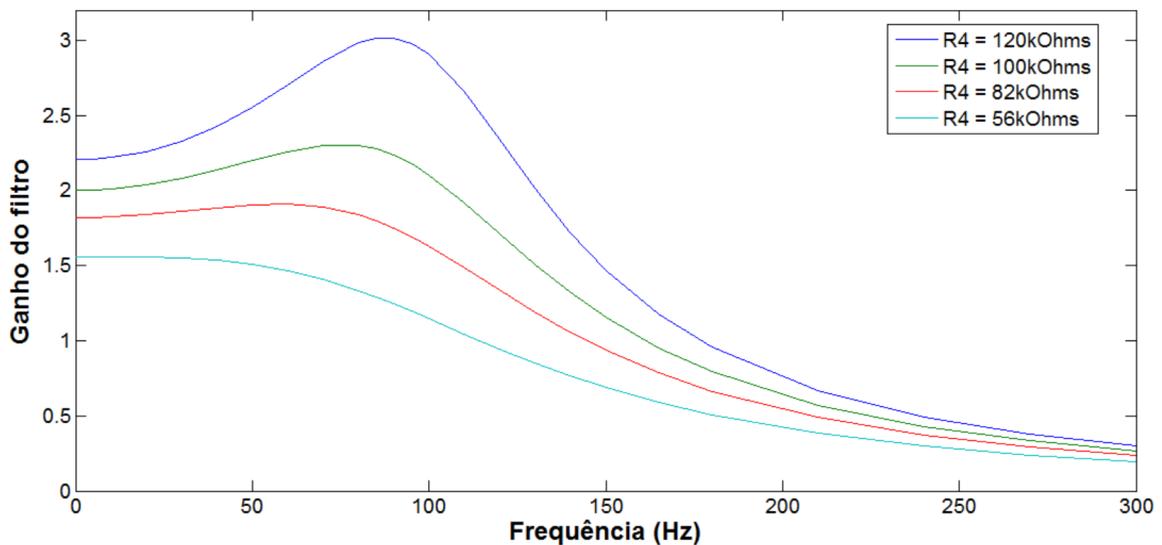


Figura 3.11. Resposta do FPB do circuito da figura 3.10 no domínio da frequência para diferentes valores de R4.

Além disso, no que se refere à frequência de corte, dentre os capacitores comerciais disponíveis durante a compra dos componentes, o de 150 nF foi o que apresentou os melhores resultados (resultando numa frequência de corte igual a 66,67 Hz). Por fim, um capacitor de 100 nF foi

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

inserido na saída do filtro para uma filtragem final de ruídos de alta frequência remanescentes. O circuito final está ilustrado na figura 3.12 e sua resposta pode ser visualizada na figura 3.13.

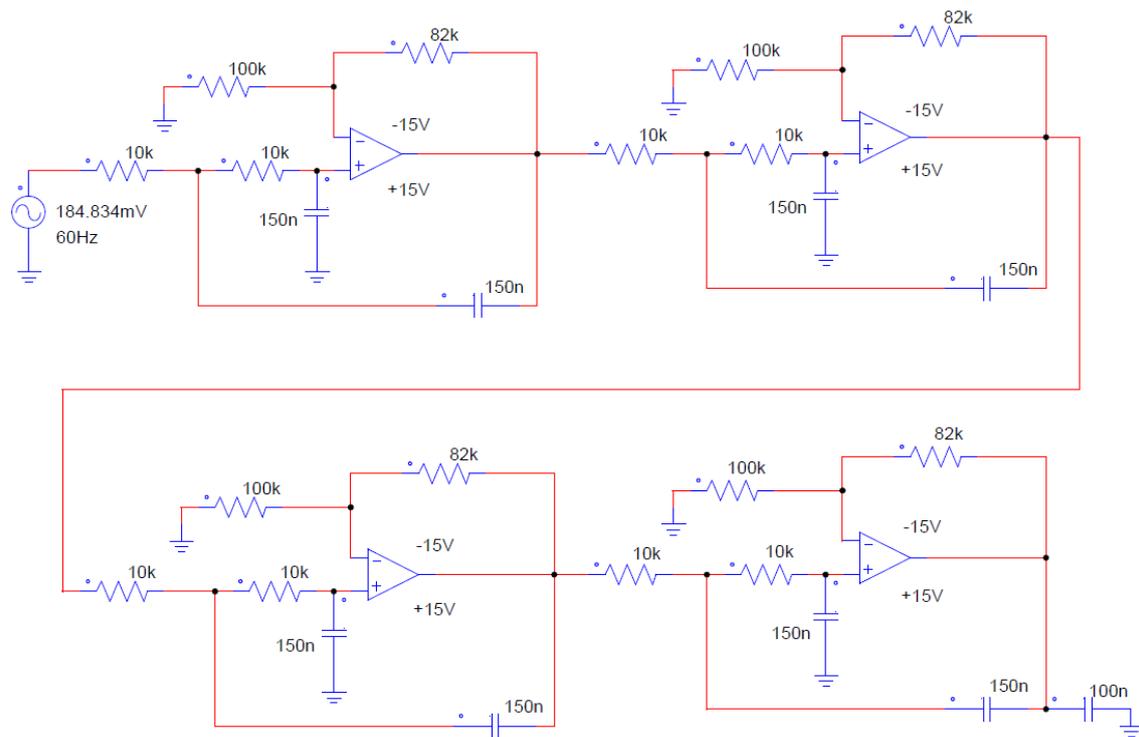


Figura 3.12. Circuito equivalente do FPB de oitava ordem utilizado no condicionamento da tensão da bobina.

Uma análise mais detalhada da figura 3.13 permite se constatar os ganhos nas frequências de 40, 50, 60, 70 e 80 Hz, que delimitam e compõem a faixa de frequência originalmente analisada em [2]. São eles, respectivamente: 12,513, 13,042, 13,23, 12,751, 11,41. É importante ressaltar que um ganho constante ao longo desta faixa de frequências é algo inatingível na prática. Entretanto, uma vez que a presente aplicação não tem como objetivo a medição exata de cada componente de corrente, mas sim a detecção clara da diferença entre a energia das inter-harmônicas de um sinal antes e durante uma falta de alta impedância, considera-se que as diferenças

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

entre os ganhos nas frequências mencionadas são aceitáveis. Ainda, nota-se que acima de 150 Hz os valores de ganho já estão abaixo da unidade.

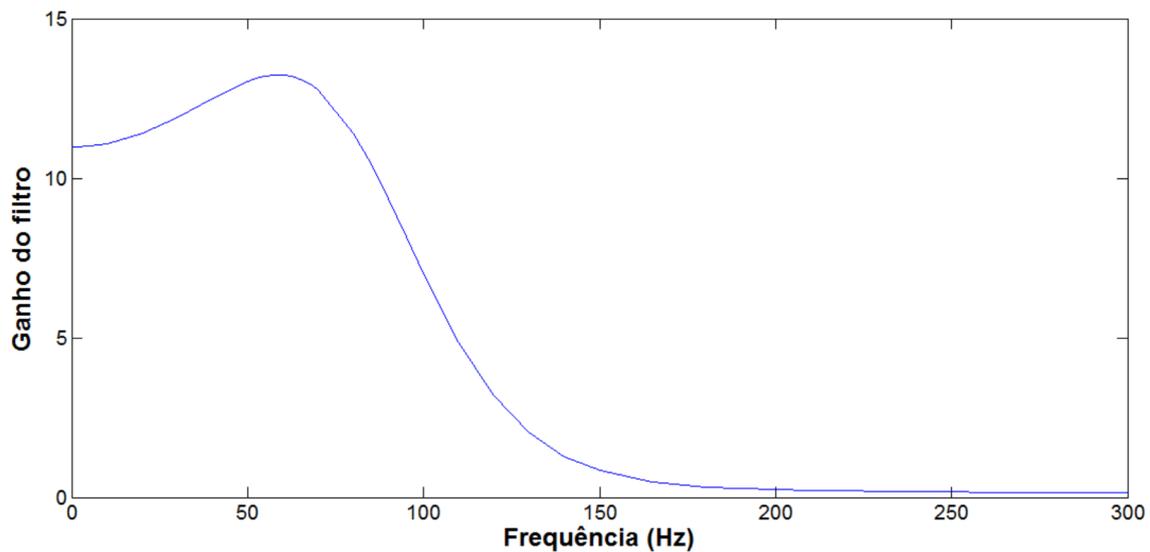


Figura 3.13. Resposta do circuito da figura 3.12 no domínio da frequência.

Na sequência, após diversas iterações do projeto do filtro, obteve-se a forma de onda na saída do mesmo na prática. O resultado está ilustrado na figura 3.14, juntamente à tensão nos terminais da bobina, para efeito de comparação.

Na análise das formas de onda da figura 3.14, observa-se que os ruídos presentes na tensão da bobina foram significativamente diminuídos. Houve também um expressivo aumento na amplitude do sinal principal (frequências inferiores à  $f_s$ ), como esperado. Nota-se também que um pequeno deslocamento de fase foi provocado, fato irrelevante para os propósitos da presente aplicação, que analisa apenas as amplitudes das componentes inter-harmônicas. A figura 3.15 ilustra a FFT da tensão de saída do filtro.

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

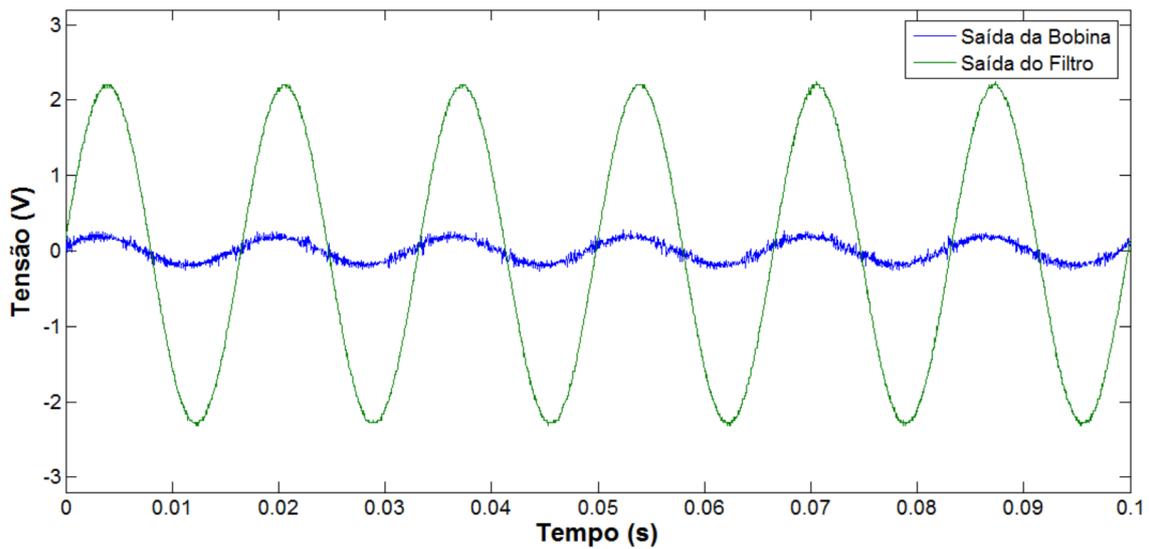


Figura 3.14. Tensão na saída do filtro comparada à tensão nos terminais da bobina.

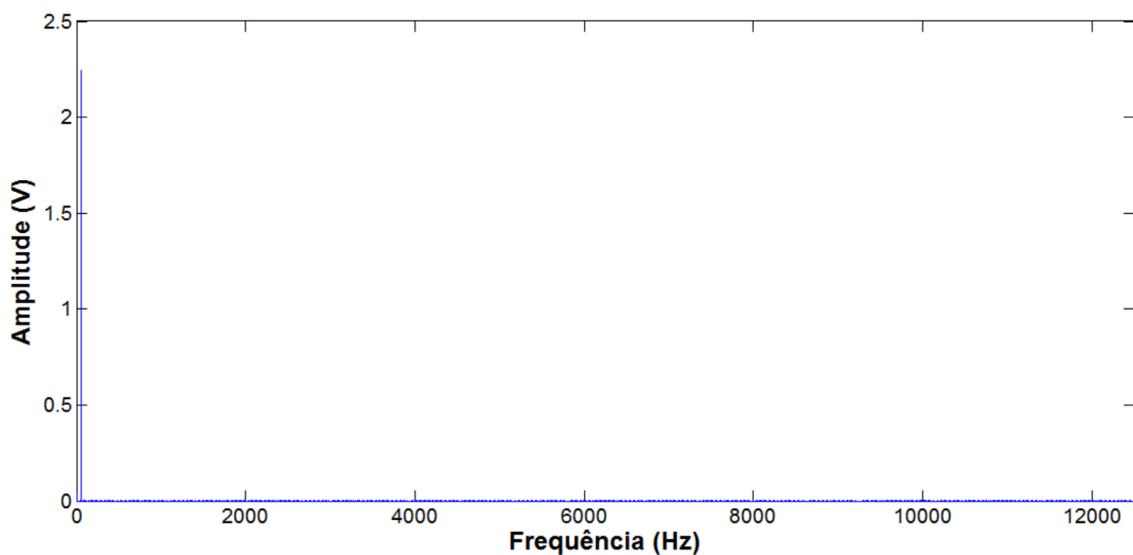


Figura 3.15. Resultado de uma FFT aplicada à tensão de saída do filtro ilustrada na figura 3.14.

Percebe-se, na figura 3.15, que as amplitudes das componentes de alta frequência já são quase imperceptíveis através de uma análise visual. Ainda, tem-se que a amplitude da frequência fundamental é de 2,245 V, o que representa um ganho real de 11,95, em contraste com os 13,23 esperados. Vários podem ser os fatores que resultaram nesta diferença de quase 10%

entre o valor esperado e aquele encontrado na prática. Dentre eles, pode-se destacar: a utilização de resistores com faixa de inexatidão de até 5%, inexatidão dos valores dos capacitores utilizados para determinar a frequência de corte (com a frequência de corte deslocada, a curva de ganho também sofre alterações) e tensões residuais de offset provenientes dos 4 amplificadores operacionais, que são ainda amplificadas a cada estágio. Todas estas fontes de inexatidões podem ser tratadas de forma simples: os resistores e capacitores podem ser substituídos por componentes com maior exatidão nos valores declarados e as tensões residuais nos AOPs podem ser corrigidas através de potenciômetros conectados aos terminais apropriados para este tipo de ajuste, disponíveis nos componentes utilizados [24]. Entretanto, todas estas soluções tornariam o circuito desnecessariamente maior e oneroso. Deste modo, face à limitada disponibilidade de recursos, julgou-se que para os objetivos desta aplicação tais correções se faziam desnecessárias num primeiro momento.

Para facilitar a visualização da grande quantidade de ruídos que foram eliminados com o emprego do filtro, comparou-se a FFT da tensão nos terminais da bobina com a FFT da tensão de saída do filtro, cujo resultado pode ser visualizado na figura 3.16.

Como comentário final, é importante ressaltar que há diversas maneiras de se realizar a filtragem do sinal, as quais podem conduzir a resultados melhores ou piores do que os aqui obtidos. O método apresentado atendeu as exigências iniciais do projeto de maneira satisfatória; no entanto, evidentemente há espaço para aprimoramentos.

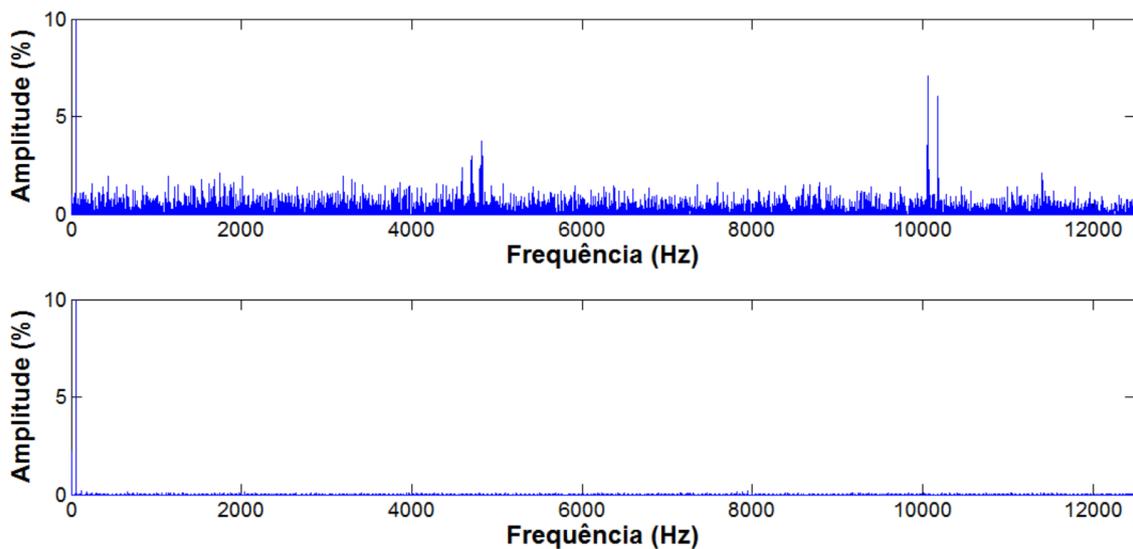


Figura 3.16. Espectro de frequências da tensão nos terminais da bobina (imagem superior) e na saída do filtro (imagem inferior), em porcentagem da componente fundamental.

### 3.4.2 - CONDICIONAMENTO DA TENSÃO PARA A FAIXA DE OPERAÇÃO DO MICROCONTROLADOR

Dando sequência ao estágio de filtragem e amplificação da tensão da bobina, o estágio final do seu condicionamento visa adequá-la à faixa da tensão de entrada analógica do Arduino (0 - 3,3 V) e pode ser dividido em 3 etapas: primeiramente, a (i) adição de um sinal CC à tensão de saída do filtro, de modo a torná-la unipolar, seguida de (ii) uma redução da mesma para que ela não atinja valores maiores do que 3,3 V e, por fim, (iii) a limitação dos valores de pico do sinal para os casos onde uma corrente bem mais elevada do que a esperada circule pelo condutor, como ocorre durante faltas de baixa impedância ou mesmo em condições de carga elevada nos sistemas de distribuição.

### 3.4.2.1 - ADIÇÃO DE UM NÍVEL CC AO SINAL

Para que uma tensão possa ser analisada através de uma entrada analógica de um microcontrolador, ela deve ser unipolar. Em outras palavras, caso esta tensão atinja valores menores do que a tensão de referência da placa, o circuito da mesma pode ser danificado. Desta forma, um nível contínuo de tensão (CC) deve ser adicionado à tensão de saída do filtro.

Com este objetivo, o mesmo AOP [24] é empregado através do arranjo clássico de somador não-inversor ilustrado na figura 3.17. Uma fonte externa de 5V é utilizada como fonte de tensão contínua.

O valor da tensão de saída do circuito da figura 3.17 é calculado através de (3.7), extraída de [23], onde n sinais podem ser somados simultaneamente.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R}\right) * \left(\frac{\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}}\right) \quad (3.7)$$

Onde:

- $V_o$  é a tensão de saída do circuito;
- $R$  e  $R_f$  são os resistores conectados à entrada inversora do AOP;
- $R_1$  a  $R_n$  são os resistores ligados em série com cada uma das tensões a serem somadas;
- $V_1$  a  $V_n$  são as tensões a serem somadas. Neste caso,  $V_1$  é a tensão de saída do filtro e  $V_2$  é a tensão contínua de 5V.

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

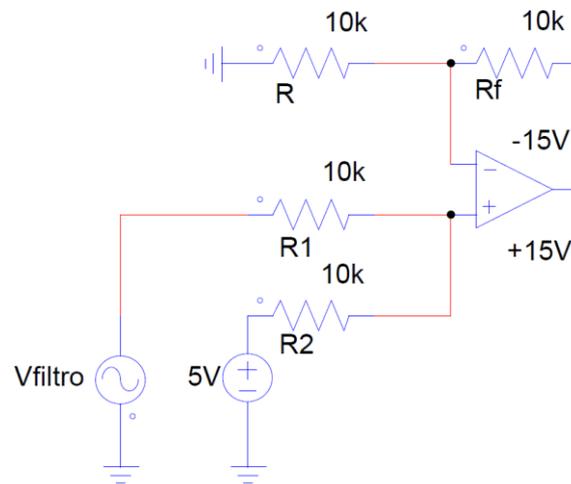


Figura 3.17. Amplificador somador não-inversor empregado para adicionar um sinal CC de +5 V à tensão de saída do filtro.

Ao se igualar os valores de todos os resistores como foi feito no circuito da figura 3.17, o mesmo efetua a soma dos sinais, sem amplificá-lo. Como os devidos ganhos já foram aplicados na etapa de filtragem e amplificação do sinal original, optou-se por realizar a soma simples. O resultado obtido na prática pode ser visualizado na figura 3.18.

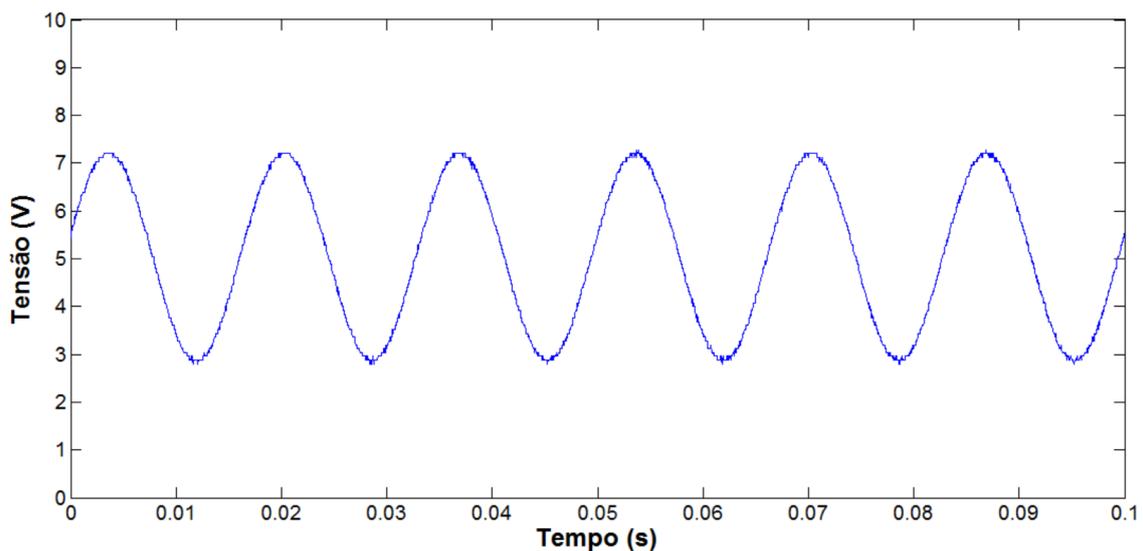


Figura 3.18. Tensão na saída do amplificador somador da figura 3.17.

Nota-se na figura 3.18 que a tensão de saída do circuito não atinge mais valores negativos. Entretanto, seu valor de pico positivo ainda ultrapassa o limite superior de 3,3 V das entradas analógicas do microcontrolador. Desta forma, a próxima etapa consiste na redução deste sinal de modo que ele não atinja valores superiores a 3,3 V sob condições nominais.

#### 3.4.2.2 - REDUÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CIRCUITO SOMADOR

A redução da amplitude do sinal para um valor inferior a 3,3 V sob condições nominais de operação do sistema foi obtida através do emprego de um simples divisor de tensão, composto por uma associação de resistores em série. A escolha dos valores se deu de modo que a tensão de 3,3 V fosse atingida quando o valor de pico do sinal do circuito somador da figura 3.18 fosse aproximadamente igual a 10 V. Nesta situação, o valor de pico inferior do sinal é de aproximadamente 0 V, o que corresponde ao limite de operação linear do sistema.

A equação que associa a relação entre os resistores do divisor de tensão com as tensões de entrada ( $V_{somador}$ ) e saída ( $V_{divisor}$ ) é expressa a seguir.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_{somador}}{V_{divisor}} - 1 \quad (3.8)$$

Onde:

- $R_1$  e  $R_2$  são, respectivamente, o resistor conectado à saída do circuito somador e o resistor conectado à tensão de referência;
- $V_{somador}$  é a tensão na saída do circuito somador, ou tensão de entrada do divisor de tensão;
- $V_{divisor}$  é a tensão obtida no ponto entre  $R_1$  e  $R_2$  em relação à tensão de referência, ou tensão de saída do divisor de tensão.

Da equação (3.8), para uma redução de 10 V para 3,3 V, tem-se que a relação entre  $R_1$  e  $R_2$  deve ser igual a 2,03. Assim, dentre os diferentes resistores disponíveis, optou-se por utilizar  $R_1$  igual a 68 k $\Omega$  e  $R_2$  igual à associação de 33 k $\Omega$  com 470  $\Omega$ , resultando na relação desejada. O baixo valor da tensão de saída do somador associado com o alto valor de resistência em série (aproximadamente 100 k $\Omega$ ) resulta em uma corrente na ordem de microampères. Desta forma, pode-se afirmar que a dissipação de potência nos resistores é desprezível. O resultado do emprego deste divisor de tensão obtido na prática pode ser observado na figura 3.19.

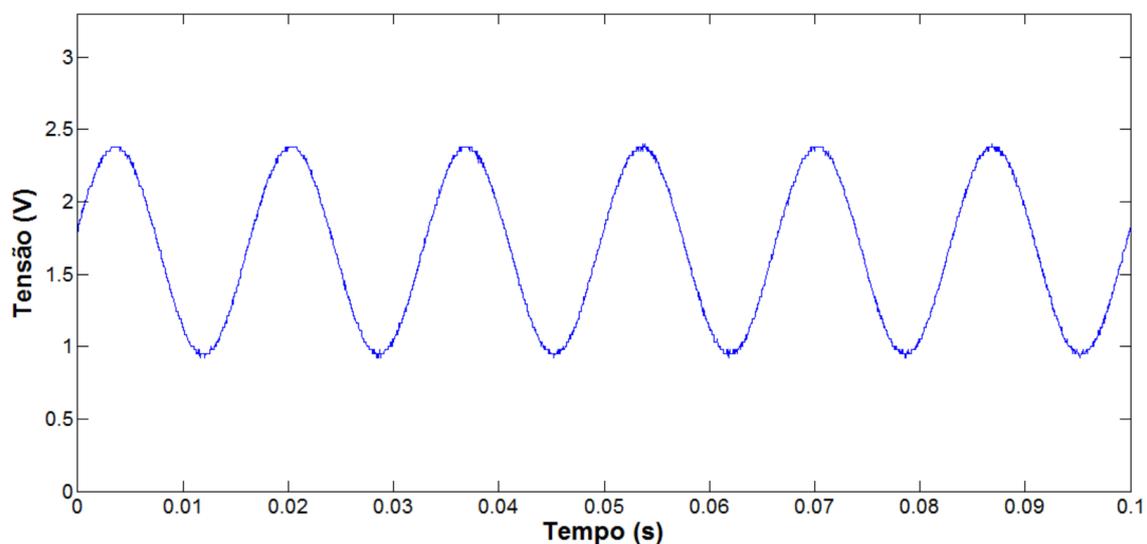


Figura 3.19. Tensão na saída do divisor de tensão.

### 3.4.2.3 - LIMITAÇÃO DA AMPLITUDE DO SINAL PARA PROTEÇÃO DO MICROCONTROLADOR

Como mencionado anteriormente, o maior valor de tensão que pode ser analisado através do Arduino corresponde a um sinal que oscile entre 0 V e 3,3 V. Este caso é obtido quando a tensão de saída do circuito somador oscila entre 0 V e 10 V que, por sua vez, corresponde a um valor eficaz de corrente do condutor aproximadamente igual a 25 A. Para correntes acima deste valor, faz-se necessária a presença de dispositivos que mantenham a tensão analisada pelo Arduino dentro dos limites inferior e superior. Com este propósito, dois métodos serão utilizados: um que grampeie a tensão quando ela superar os 3,3 V e outro que a grampeie quando ela for menor do que a tensão de referência.

#### 3.4.2.3.1 - GRAMPEAMENTO DA PARTE POSITIVA DO SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO

Inicialmente, com o objetivo de grampear a parte positiva do sinal, optou-se por utilizar um diodo em série com um resistor limitador de corrente, conectado à saída do divisor de tensão. Para que o sinal só fosse grampeado a partir de 3,3 V, um regulador de tensão [25] com saída 3,3 V, alimentado pela mesma fonte de 5V do circuito somador, foi conectado ao catodo do diodo. Assim, ele se torna diretamente polarizado quando a tensão na saída do divisor de tensão for maior do que 3,3 V. Todavia, a queda de tensão provocada pelo próprio diodo quando ele se encontra diretamente polarizado é de aproximadamente 0,6 V, o que na prática significa que, nesta configuração, o sinal só é grampeado acima de 3,9 V.

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

A figura 3.20 ilustra a inclusão deste estágio ao circuito, onde o regulador de tensão é representado por uma fonte de tensão controlada pela fonte CC de 5 V com ganho igual a 0,66. Sua resposta, obtida através de simulação, pode ser visualizada na figura 3.21, onde a tensão de saída do filtro corresponde a uma condição onde a corrente do condutor é aproximadamente igual a 35 A.

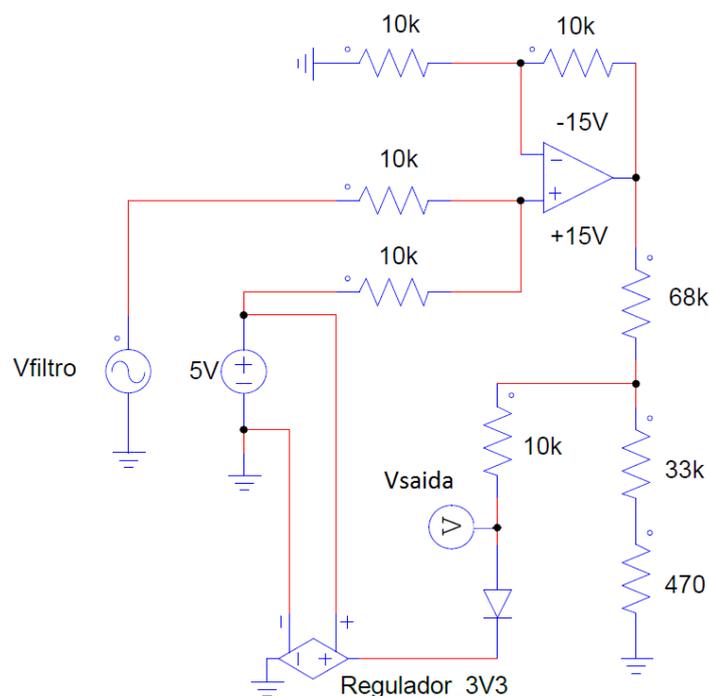


Figura 3.20. Saída do divisor de tensão com um diodo conectado a um regulador de tensão com saída de 3,3 V.

Para que a tensão fosse grampeada acima de 3,3 V, o ideal seria utilizar um regulador de tensão com entrada de 5 V e tensão de saída de 2,7 V. Entretanto, não se obteve acesso a um dispositivo com estas características, uma vez que ele não é comum no mercado. Neste contexto, um método alternativo para diminuir a tensão no catodo do diodo foi empregado: a inclusão de um diodo Zener que fosse inversamente polarizado com 2,7 V.

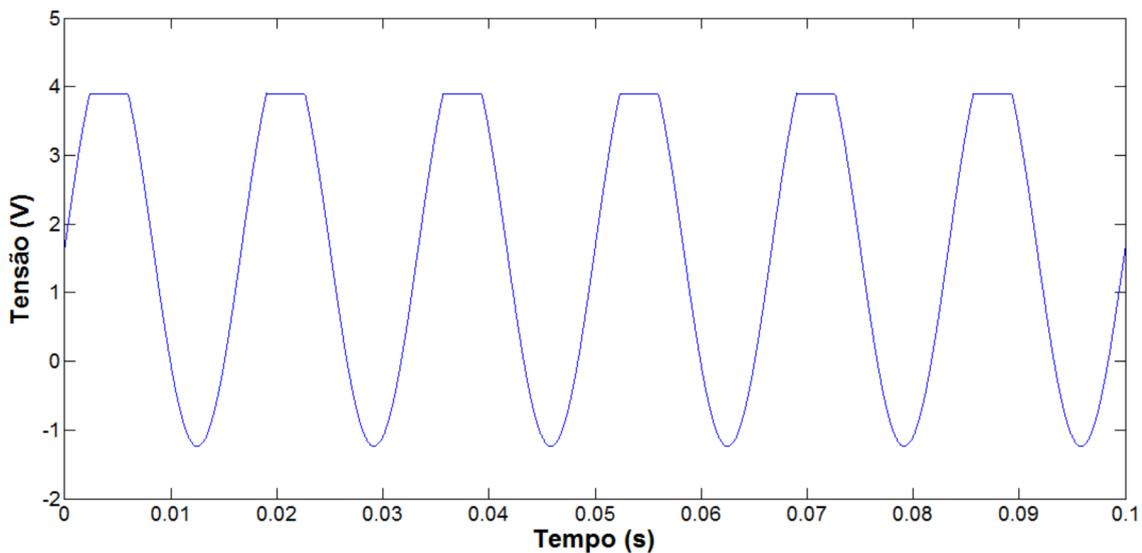


Figura 3.21. Tensão  $V_{saída}$  do circuito da figura 3.20 quando a corrente do condutor é de aproximadamente 35 A.

A figura 3.22 ilustra o comportamento da corrente em função da tensão aplicada nos terminais de um diodo Zener real. Nela,  $V_F$ ,  $I_F$ ,  $V_R$ ,  $I_R$ ,  $V_Z$  e  $I_Z$  são, respectivamente, tensão e corrente na região diretamente polarizada e tensão e corrente de condução reversa inicial e nominal. Interessa para a aplicação presente apenas a região inversamente polarizada do diodo, uma vez que ele jamais será diretamente polarizado.

Nota-se, nesta curva, que antes da tensão nominal de condução reversa ser atingida, o Zener já conduz um certo valor de corrente, resultado de uma pequena diferença de potencial entre seus terminais. Assim, através de experimentos realizados com o objetivo de encontrar um diodo Zener que fosse mais adequado para esta aplicação, chegou-se a um valor nominal de condução reversa igual a 3,6 V. Em outras palavras, observou-se na prática que um diodo Zener com tensão nominal reversa de 3,6 V já entra em modo de condução reversa com aproximadamente 2,7 V, grampeando a tensão de saída do regulador de tensão neste valor. Deste modo, com a inserção de um resistor para limitar a corrente no Zener, o circuito ilustrado na figura 3.23

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

garante um grampeamento da tensão de saída do divisor de tensão bem próximo aos 3,3 V almejados.

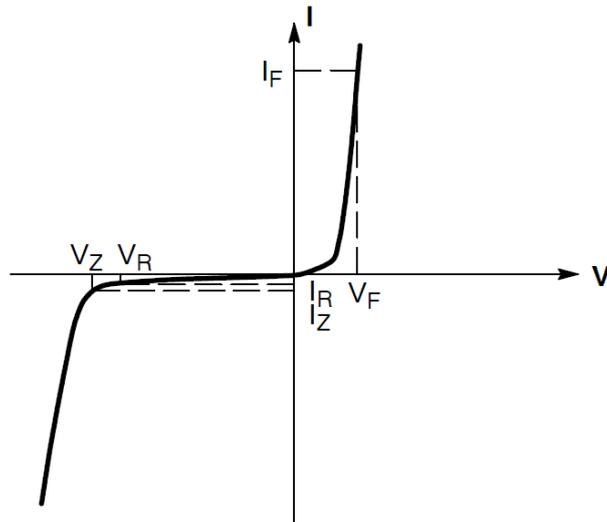


Figura 3.22. Corrente de condução de um diodo Zener real em função da tensão aplicada em seu anodo.

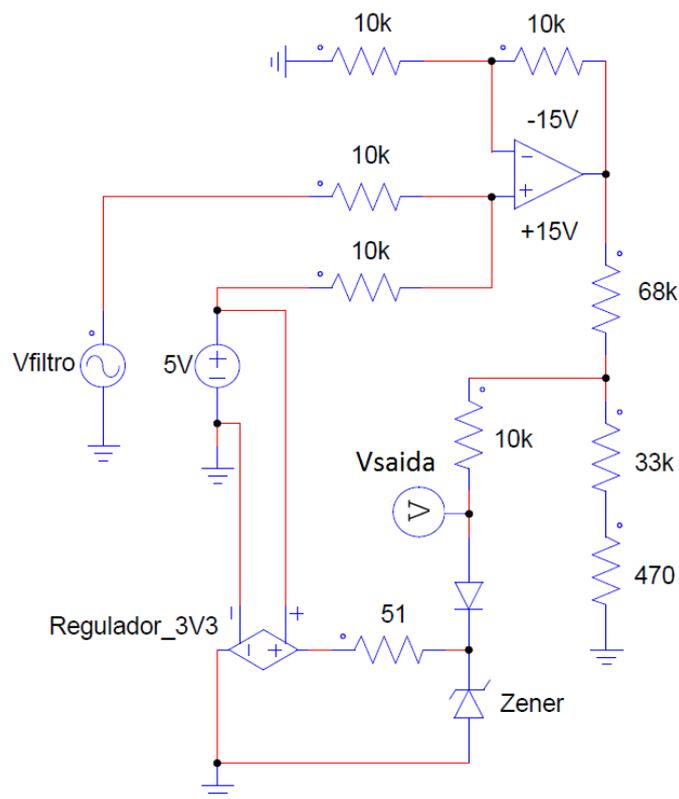


Figura 3.23. Circuito condicionador com a inclusão de um diodo Zener.

As formas de onda da figura 3.24, obtidas através de simulação, ilustram a tensão de saída do circuito sem e com a presença do diodo Zener. Nota-se que, com a inclusão deste, a entrada analógica do Arduino está protegida contra sobretensões.

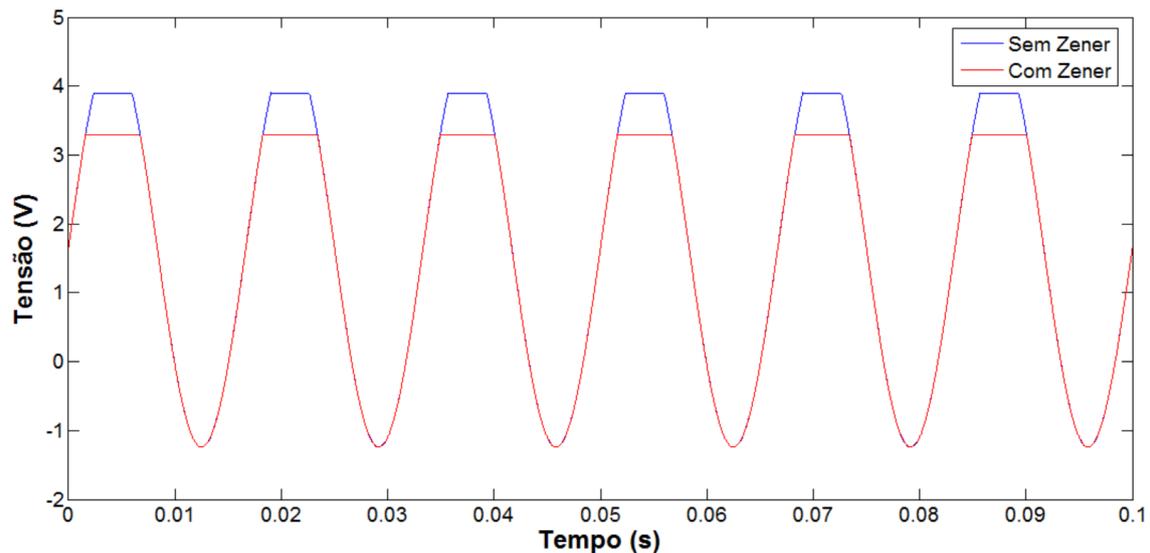


Figura 3.24. Tensão na saída do circuito ( $V_{saída}$ ) com e sem a presença do diodo Zener.

#### 3.4.2.3.2 - GRAMPEAMENTO DA PARTE NEGATIVA DO SINAL DE SAÍDA DO CIRCUITO

Finalmente, resta garantir que a tensão de saída do circuito da figura 3.23 seja grampeada quando atingir valores menores do que a tensão de referência. Com este fim, um diodo cujo catodo é conectado à saída do circuito e o anodo é conectado à tensão de referência é utilizado. Assim, ele será diretamente polarizado quando a tensão em seu catodo for menor ou igual a  $-V_f$ , sendo  $V_f$  a queda de tensão no diodo quando ele se encontra em condução. Nesta condição, a tensão de saída do circuito é grampeada em  $-V_f$ .

Entretanto, diodos comuns de silício, como o utilizado no circuito da figura 3.23, possuem queda de tensão entre 0,6 V e 0,7 V, o que na prática significa que uma tensão de -0,6 V a -0,7 V seria aplicada na entrada analógica do Arduino quando o diodo for diretamente polarizado. Do datasheet do microprocessador do Arduino Due, Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 CPU [26], tem-se que a menor tensão absoluta que é suportada pelos terminais de entrada analógica do mesmo é -0,3 V. Desta forma, é necessário que se utilize um diodo com uma queda de tensão menor para que a tensão de saída do circuito seja grampeada em um valor aceitável.

Dentre os dispositivos aos quais se teve acesso, um diodo de germânio [27] foi o que mais satisfaz as condições almejadas. Com queda de tensão entre 0,2 V e 0,3 V quando em modo de condução, ele é capaz de grampear tensões negativas em um valor próximo da menor tensão suportada pelos terminais do Arduino.

A figura 3.25 ilustra o estágio final do circuito condicionador da tensão da bobina, já com a inclusão do diodo de germânio. A corrente que circula por ele durante sua condução é da ordem de microampères e é limitada pelo mesmo resistor de 10 k $\Omega$  que limita a corrente no diodo de silício e pela resistência  $R_1$  do divisor de tensão. Nota-se também que um capacitor de 100 nF foi conectado à saída do circuito para filtrar eventuais ruídos de alta frequência.

A figura 3.26 ilustra as formas de onda obtidas na saída do circuito da figura 3.25 durante duas condições: para uma corrente no condutor igual a 10 A, situada na faixa nominal de operação, e para uma corrente igual a 35 A, acima do valor máximo de corrente passível de ser analisada através do Arduino. Nota-se claramente o grampeamento tanto da parte positiva quando da parte negativa da tensão quando a corrente é igual a 35 A. Diz-se então

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

que, acima de 25 A, o sistema se encontra numa região não-linear de operação, ou região de saturação.

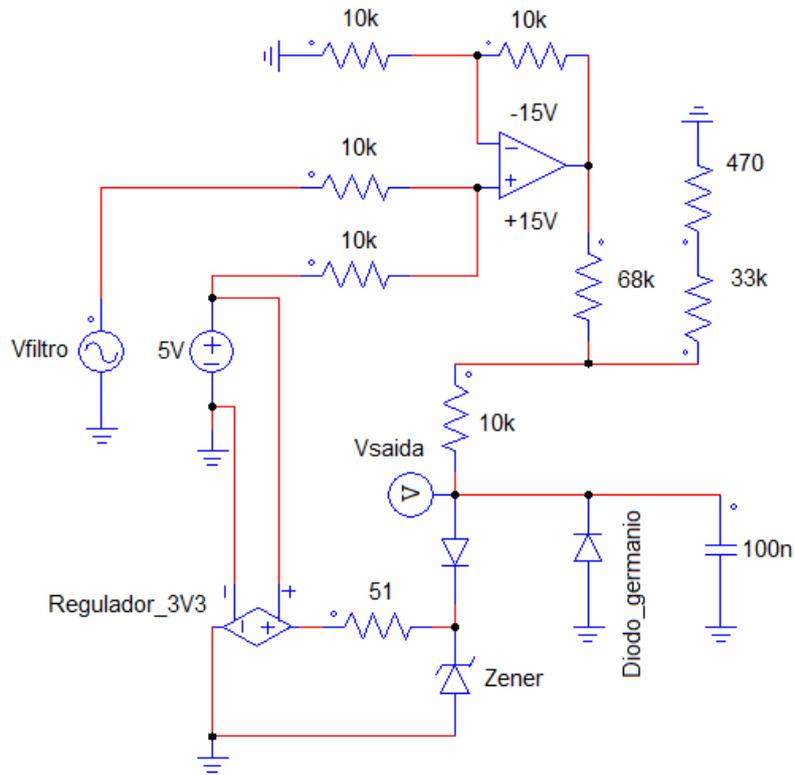


Figura 3.25. Estágio final do circuito condicionador da tensão da bobina.

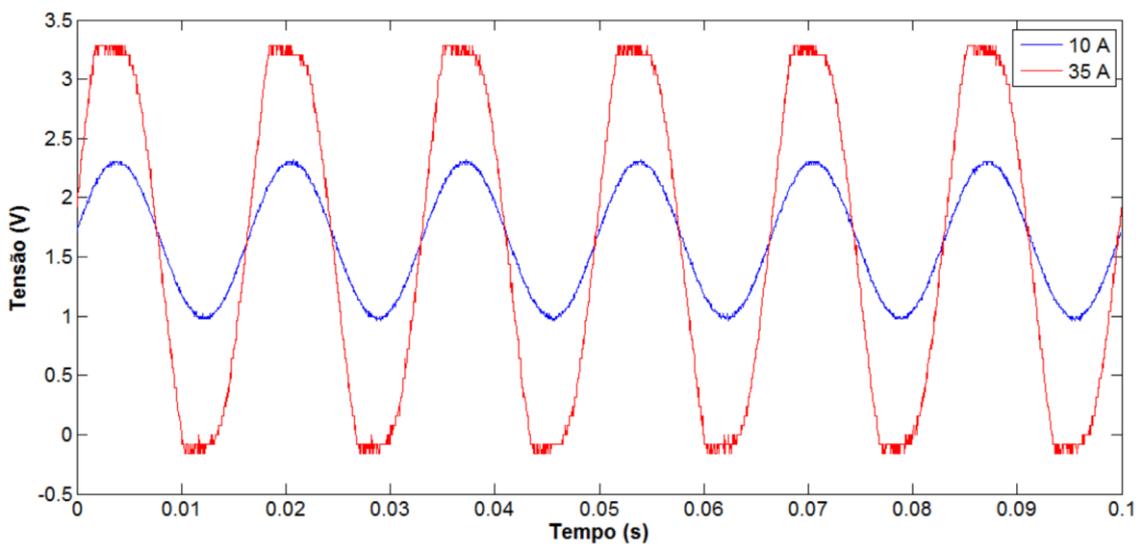


Figura 3.26. Tensão na saída do circuito condicionador da tensão da bobina quando 10 A e 35 A de corrente eficaz fluem pelo condutor disposto sobre a mesma.

### 3.4.3 – CONSIDERAÇÕES SOBRE DIFERENTES FAIXAS DE OPERAÇÃO DO SENSOR PROPOSTO

Visando a flexibilidade de aplicação do sensor proposto em sistemas com faixas mais elevadas de corrente, sugere-se o emprego de algumas técnicas que permitem aumentar ou reduzir a sensibilidade do mesmo. Manter uma faixa de operação linear fixa (no caso presente, o valor máximo de operação linear do transdutor é de 25 A) impede que se analise faltas de alta impedância com amplitudes maiores como reportadas em [1]. Por outro lado, caso esta faixa seja ampliada e fixada em valores mais elevados, a detecção de faltas com amplitudes menores pode se tornar muito difícil devido à baixa sensibilidade do transdutor. Desta forma, uma certa flexibilidade na faixa de operação do sistema seria interessante. Neste contexto algumas questões merecem um maior esclarecimento.

Existem diferentes formas de se alterar o valor máximo da corrente passível de ser analisada pelo sistema proposto; todavia, nem todas elas podem ser aplicadas com a mesma eficácia. A primeira delas consiste em alterar o ganho total do filtro através de alterações de valores dos resistores de um ou mais estágios. Entretanto, ao se utilizar este método, as características de filtragem do circuito são alteradas, fazendo com que o sistema analise faixas de corrente diferentes de maneira diferente, se tornando inapropriado.

Outra alternativa seria alterar a relação do divisor de tensão na saída do amplificador somador. Neste caso, se a relação  $R2/R1$  da equação (3.8) diminui, a faixa de operação do sistema aumenta; se a relação aumenta, a faixa de operação diminui. Entretanto, ao se manter a tensão CC do somador fixa em 5 V, esta tática pode rapidamente acarretar em grampeamentos de tensão. No caso presente, por exemplo, aumentando-se a relação  $R2/R1$  de

0,49 para 0,84, a tensão de saída do circuito será grampeada na região positiva já para 10 A. Caso a relação diminua, ela poderá ser grampeada na região negativa bem antes da região positiva, uma vez que os 5 V já não serão suficientes para manter o ciclo negativo da tensão de saída do filtro acima de zero. Portanto, para uma tensão CC fixa, a flexibilidade de operação apoiada em alterações no divisor de tensão é pequena.

Uma abordagem mais efetiva consiste em utilizar uma fonte de tensão CC variável e realizar um controle automático da mesma juntamente com o controle da relação do divisor de tensão. Assim, se para correntes maiores a tensão CC atingisse até 15 V, por exemplo, a tensão de saída do filtro poderia atingir +/- 15 V (limite físico de um AOP alimentado por uma fonte simétrica de +/- 15 V), se mantendo na região unipolar de operação. Neste caso, ao se alterar a relação  $R2/R1$  para 0,123, a corrente máxima do condutor que poderia ser analisada sem o grampeamento das tensões estaria acima dos 65 A. Além disso, a tensão CC poderia ser monitorada através do próprio Arduino através da aplicação da mesma em uma das entradas analógicas através de um divisor de tensão. Desta forma, quando a tensão CC atingisse 15 V e a tensão de saída do sistema atingisse 3,3V, o programa interromperia a análise do sinal até que a corrente retornasse a valores nominais.

Entretanto, para se realizar o controle automático da tensão CC e da relação do divisor de tensão, estudos adicionais devem ser endereçados, uma vez que na literatura são encontradas diversas maneiras de implementá-los.

Visando a aplicação em sistemas reais, caso se opte pelo emprego de sensores de efeito Hall como sugerido no capítulo 1, sugere-se o emprego de pelo menos 2 CIs programados com sensibilidades diferentes, com o intuito de abranger diferentes faixas de corrente.

### 3.5 – TRANSDUTOR DE CORRENTE

Com o intuito de se comparar a forma de onda obtida na saída do circuito condicionador da bobina com o real conteúdo da corrente do condutor, decidiu-se utilizar um transdutor de corrente (TC) comercial de pequeno porte do tipo janela [28], exibido na figura 3.27, com saída analógica ratiométrica de 50 mV/A e faixa de corrente de entrada de 0 a 20 A. A figura 3.28 ilustra sua tensão de saída para a mesma corrente de valor eficaz igual a 10 A utilizada até aqui.

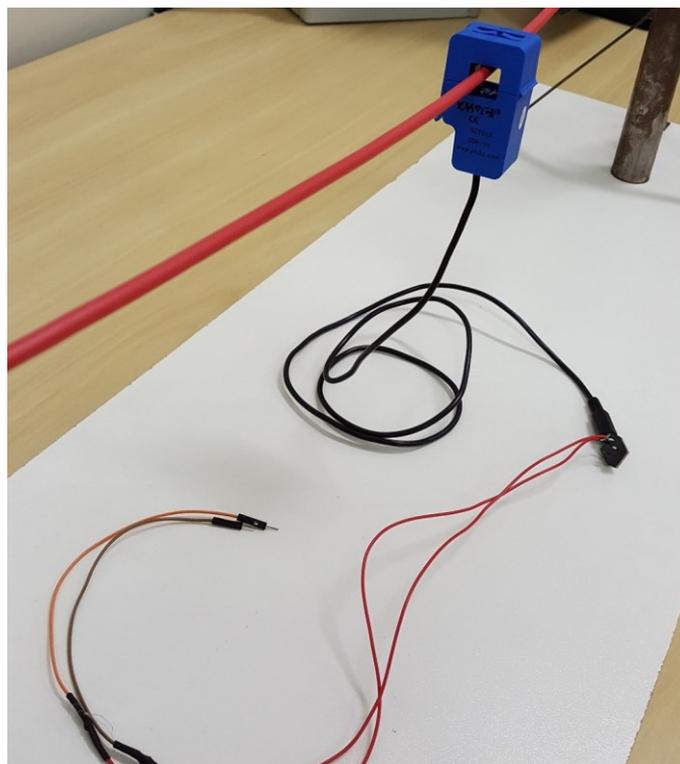


Figura 3.27. Transdutor de corrente comercial do tipo janela com sensibilidade de 50 mV/A.

O valor eficaz da tensão ilustrada na figura 3.28 é de 505 mV frente aos 500 mV esperados nesta condição. Esta pequena diferença de 1% pode ser justificada por uma possível tensão residual de offset e erros de não-

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

linearidade inerentes ao dispositivo (de acordo com [28], este último corresponde a +/- 3% para 10 % - 120 % da corrente nominal). De qualquer maneira, pode-se afirmar que estes pequenos erros são irrelevantes, uma vez que a aplicação deste trabalho não requer alta exatidão de valores.

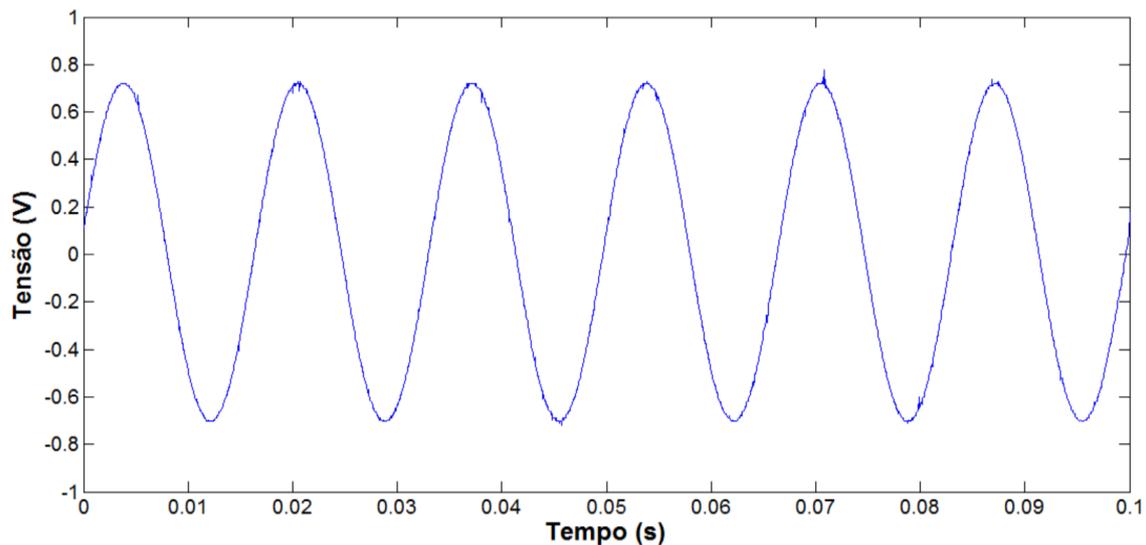


Figura 3.28. Tensão de saída do TC do tipo janela envolvendo um condutor com uma corrente eficaz de 10 A.

Assim como a tensão da bobina, a tensão de saída do TC também precisa ser condicionada de modo a ser analisada através do Arduino. Desta forma, com exceção da filtragem, que é desnecessária neste caso, todos os outros estágios presentes no circuito condicionador da bobina também estão presentes aqui. O estágio que adequa o sinal para a faixa de tensão da entrada analógica do Arduino é idêntico ao utilizado para a bobina, inclusive em relação aos valores dos componentes. No entanto, o filtro de oitava ordem do circuito da bobina foi substituído por um circuito amplificador não-inversor sem funções de filtragem (sem capacitores), no qual os resistores R3 e R4 da equação (3.6) foram escolhidos de forma que a tensão de saída do amplificador a ser somada com a tensão CC de 5 V tivesse um valor o

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

mais próximo possível da tensão de saída do filtro da bobina sob as mesmas condições de operação. Com este intuito, o ganho do amplificador de estágio único deve ser aproximadamente igual a 3,08. O estágio final do circuito condicionador da tensão do transdutor de corrente está ilustrado na figura 3.29.

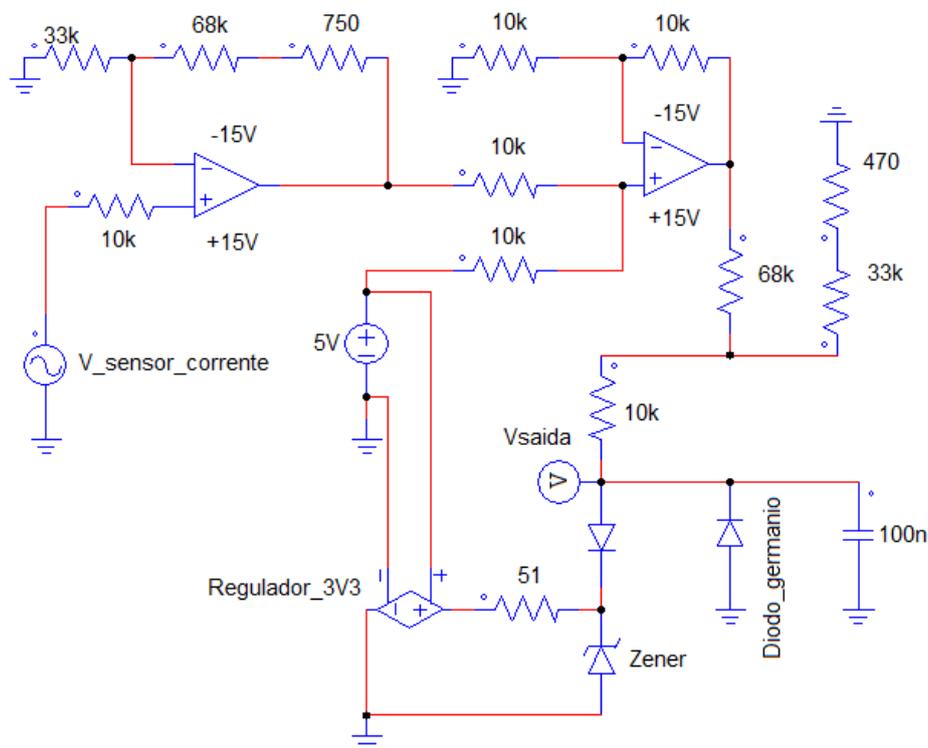


Figura 3.29. Estágio final do circuito condicionador da tensão de saída do transdutor de corrente comercial.

A figura 3.30 ilustra as formas de onda das tensões de saída dos circuitos condicionadores das tensões da bobina e do transdutor de corrente obtidas experimentalmente, quando o condutor conduz os mesmos 10 A. O defasamento de aproximadamente 90 graus entre as formas de onda é explicado pela maior quantidade de amplificadores operacionais empregados no circuito condicionador da tensão da bobina. As diferenças entre suas amplitudes podem ser minimizadas através de ajustes nos ganhos dos filtros

e das relações dos divisores de tensão empregados na sequência das somas dos sinais CC. Entretanto, como o objetivo dos experimentos com o TC é apenas verificar se os dois sistemas acusam níveis semelhantes de inter-harmônicas sob uma mesma condição de operação, tais diferenças de amplitude não prejudicam o experimento.

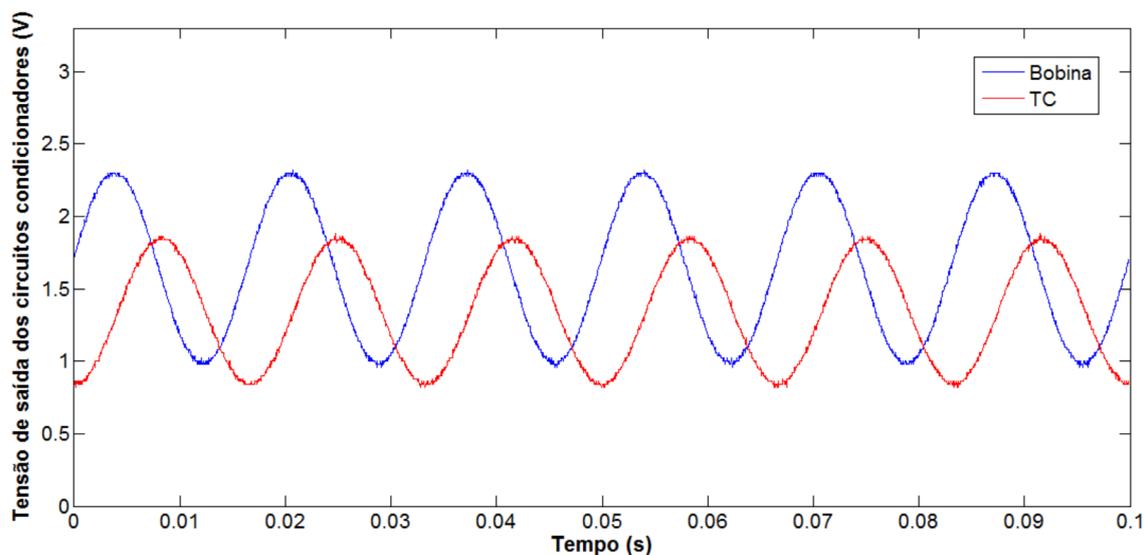


Figura 3.30. Formas de onda obtidas nas saídas dos circuitos condicionadores das tensões da bobina e do TC quando uma corrente eficaz de 10 A circula pelo cabo condutor.

A figura 3.31 ilustra os espectros harmônicos das formas de onda exibidas na figura 3.30, obtidos através da aplicação de FFTs nas mesmas. Os resultados estão expressos em percentual da componente fundamental. Nota-se que os níveis de distorção harmônica dos sinais são similares entre si e a maioria das componentes do espectro possuem valores menores que 0,25% da componente fundamental.

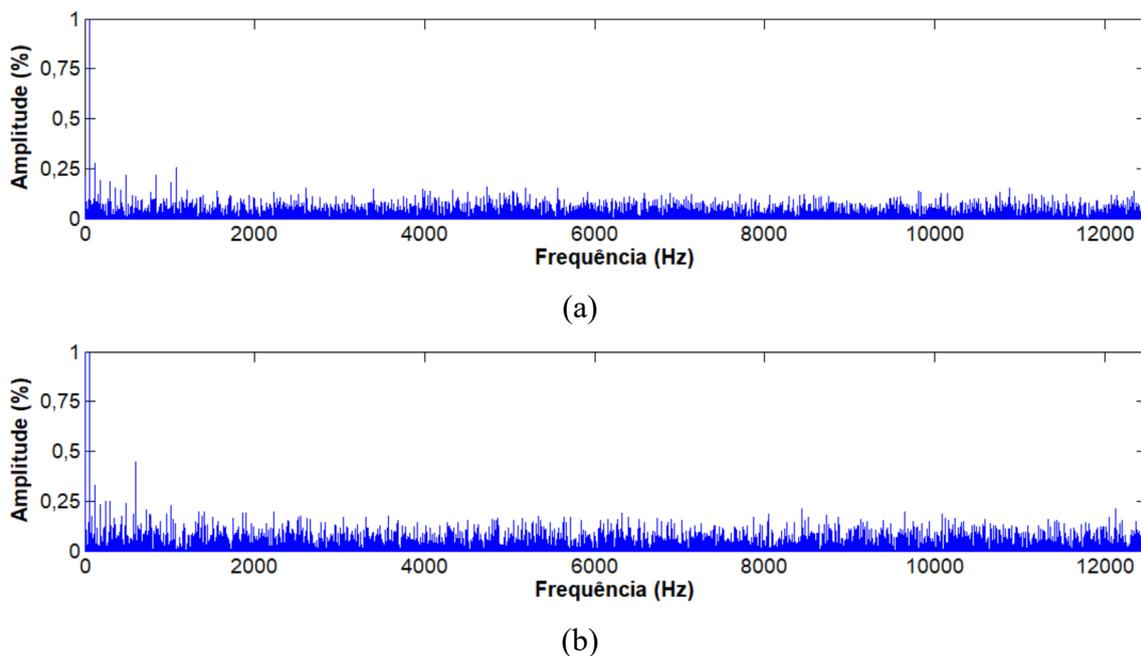


Figura 3.31. Resultados de FFTs aplicadas às tensões de saída dos circuitos condicionadores: (a) da bobina; (b) do TC.

### 3.6 – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DOS SISTEMAS CONDICIONADORES DOS SINAIS

Os processos de desenvolvimento e montagens iniciais dos circuitos das figuras 3.25 e 3.29 foram realizados em *protoboards*, de modo que os inúmeros ajustes necessários para que se chegasse ao estágio final apresentado aqui pudessem ser realizados facilmente. Entretanto, com o intuito de otimizar o arranjo do circuito para que cada elemento e estágio pudesse ser identificado com maior clareza, reduzindo as chances de funcionamento inadequado do sistema devido a possíveis perdas de contato dos vários fios presentes nas *protoboards*, optou-se por confeccionar uma placa de circuito impresso (PCI) que integrasse os elementos dos dois circuitos de maneira clara e organizada. Para este fim, utilizou-se a plataforma computacional de criação de esquemáticas e design de PCIs,

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

EAGLE. A representação esquemática completa do circuito, tal como o layout da PCI, podem ser visualizadas no Apêndice A. A figura 3.32 exhibe a placa confeccionada, já com todos os componentes presentes.

Na figura 3.32, os diferentes estágios da PCI foram destacados com retângulos de diferentes cores de modo a facilitar a compreensão dos mesmos.

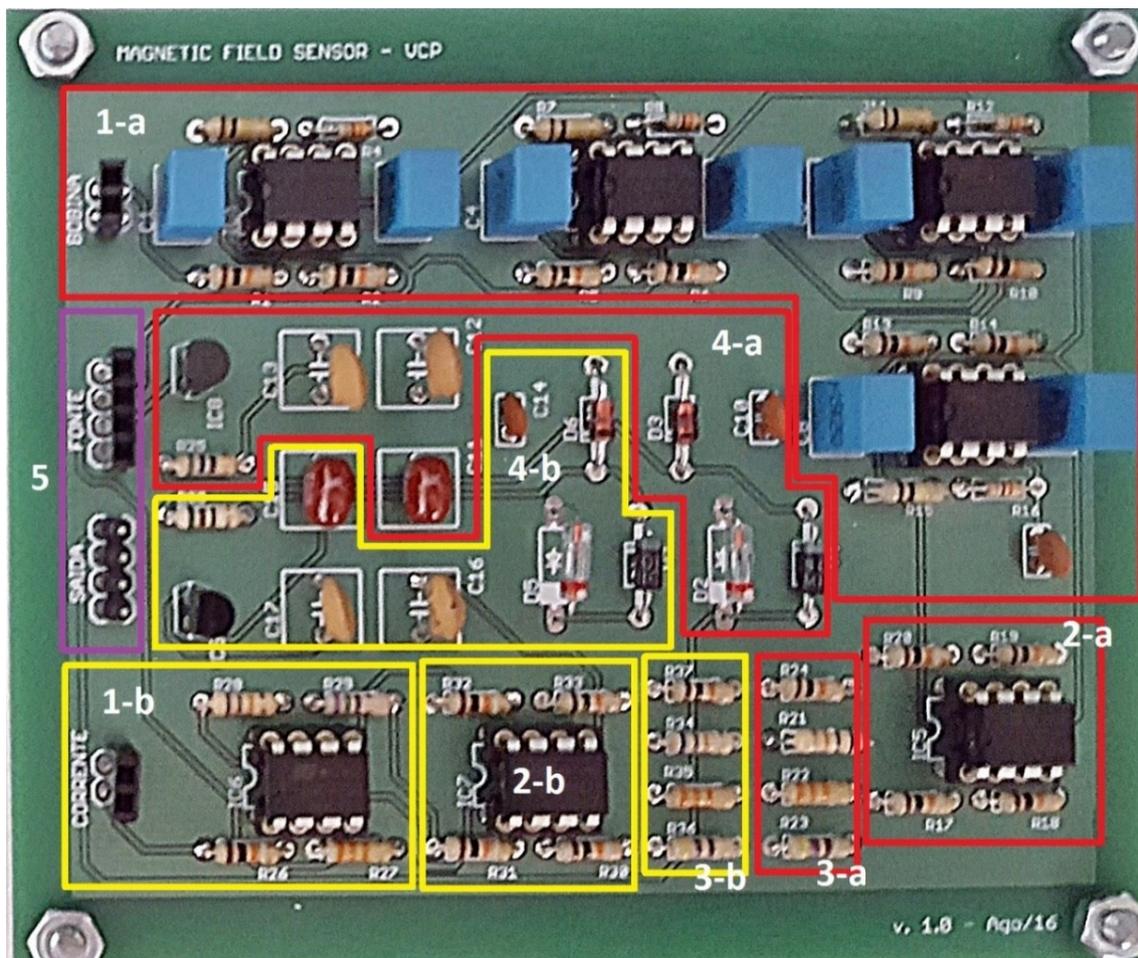


Figura 3.32. Placa de circuito impresso dos circuitos de condicionamento das tensões da bobina e do TC.

Os estágios dos circuitos condicionadores da bobina e do TC são envolvidos por retângulos vermelhos e amarelos, respectivamente, ao passo que os conectores comuns aos dois circuitos são destacados por retângulos de cor lilás. Tais regiões correspondem a:

- 1-a e 1-b são o estágio de filtragem e amplificação da tensão da bobina e o estágio de amplificação da tensão do TC, respectivamente;
- 2-a e 2-b são os circuitos somadores conectados à tensão CC de 5 V;
- 3-a e 3-b são os divisores de tensão e a resistência conectada em série com o diodo de silício;
- 4-a e 4-b são os estágios de proteção do microcontrolador, incluindo os capacitores recomendados em [25] para garantir um funcionamento ótimo dos reguladores de tensão e os capacitores na saída dos circuitos, inseridos para uma filtragem final de eventuais ruídos de alta frequência;
- 5 são os conectores das fontes de alimentação dos AOP's (+/-15 V), da fonte de tensão CC de 5 V, da tensão de referência (0 V) e das saídas de cada circuito.

Por fim, estando a placa devidamente alimentada pelas tensões da bobina e do TC e pelas fontes CC, a tensão de saída de cada circuito pode ser acessada através dos terminais do conector 'SAÍDA' e analisada através de um microcontrolador. No presente caso, uma placa Arduino Due é utilizada com este propósito, sendo que maiores detalhes sobre a mesma e sobre a rotina computacional implementada visando a detecção de faltas de alta impedância são abordados no próximo capítulo.

### **3.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS**

O objetivo deste capítulo foi apresentar os detalhes de projeto do sensor desenvolvido para a medição do campo magnético nas adjacências de um sistema monofásico de condução de corrente. O dimensionamento dos

### Capítulo 3 – Desenvolvimento de um Sensor para Medição da Densidade de Fluxo Magnético Produzido por uma Corrente Monofásica

---

componentes empregados teve como base a faixa de correntes utilizada durante os experimentos práticos. Neste caso, a corrente máxima que mantém a tensão do circuito condicionador da bobina dentro da região linear de operação é aproximadamente igual a 25 A.

Apesar do sistema apresentado neste capítulo ter sido utilizado apenas como protótipo para experimentos iniciais e ser inviável para a utilização em sistemas reais, principalmente devido ao tamanho e peso da bobina, pode-se fazer algumas considerações que tangem o aprimoramento do mesmo. Uma delas seria a construção de uma bobina consideravelmente menor através da utilização de fios mais finos. Uma vez que eles não conduzem corrente, não há necessidade de se utilizar fios espessos, que aumentam desnecessariamente o volume e o peso da bobina. Além disso, para uma maior garantia da integridade do microcontrolador, os diodos de germânio utilizados aqui, que mantêm a tensão negativa bem próxima da mínima absoluta suportada pelo mesmo, podem ser substituídos por diodos com queda de tensão ultra-baixa, como o exemplo em [29], cuja queda de tensão em modo de condução pode ficar abaixo dos 100 mV.

Ainda, deve-se ressaltar que o transdutor de corrente comercial que foi utilizado neste projeto teve como único objetivo a validação do sistema proposto. Assim, como ele não seria empregado em aplicações reais por questões de redundância desnecessária, aproximadamente 35% dos componentes utilizados na PCI podem ser descartados de imediato e o espaço entre os componentes restantes pode ser otimizado, tornando a PCI bem mais compacta. Por fim, as dimensões físicas dos componentes utilizados na mesma podem ser reduzidas consideravelmente, uma vez que a potência dissipada neles é ínfima.

## **CAPÍTULO 4**

### **AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SENSOR PROPOSTO ATRAVÉS DE EXPERIMENTOS COM UM MICROCONTROLADOR**

#### **4.1 – CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

No capítulo 3, o sistema utilizado para a medição do campo magnético induzido por uma corrente monofásica foi apresentado. Seu produto final são duas formas de onda condicionadas para a análise através do microcontrolador da placa Arduino Due, correspondentes às tensões induzidas na bobina e no transdutor de corrente comercial devido à corrente do condutor.

No presente capítulo, os detalhes acerca do microcontrolador selecionado para a análise destas formas de onda são abordados. Além disso, o sistema apresentado no capítulo anterior é posto à prova através de experimentos com formas de onda teóricas e experimentais. Tanto a metodologia de análise das mesmas através de rotinas computacionais implementadas no microcontrolador quanto os resultados destes experimentos são apresentados e discutidos no decorrer deste capítulo.

## **4.2 – ESCOLHA DO MICROCONTROLADOR PARA A ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDA DO SISTEMA**

Como mencionado anteriormente, com o intuito de se realizar o processamento e a análise das formas de onda na saída do sistema proposto, utilizou-se uma placa Arduino Due [30], ilustrada na figura 4.1, que se trata de uma plataforma de prototipagem eletrônica de hardware livre, projetada em torno de um microcontrolador Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 de 32-bits [26]. Ela possui 54 pinos de entrada/saída digitais, 12 pinos de entrada analógica, 4 UARTs (*Universal Asynchronous Receiver-Transmitter*), 2 DACs (*Digital-to-Analog Converter*), um clock de 84 MHz, 512 kB de memória Flash, 96 kB de memória SRAM e entrada para conexão USB, dentre outras funcionalidades. A tensão de operação da placa, assim como a tensão máxima de operação dos pinos de entrada e saída, é de 3,3 V. O controle das funcionalidades da mesma é efetuado através de códigos computacionais implementados na plataforma open-source Arduino IDE (*Integrated Development Environment*), cuja linguagem de programação utilizada é essencialmente C/C++.

Placas Arduino são amplamente empregadas principalmente em protótipos de sistemas eletrônicos integrados cuja principal função é a interação com o ambiente através da associação de sensores/atuadores com os pinos de entrada/saída da placa. A popularidade delas se deve principalmente ao seu baixo custo e simplicidade de operação e programação, tornando-as adequadas para a presente aplicação. O modelo Arduino Due utilizado aqui possui especificações suficientemente boas para se atingir os objetivos dos experimentos realizados.

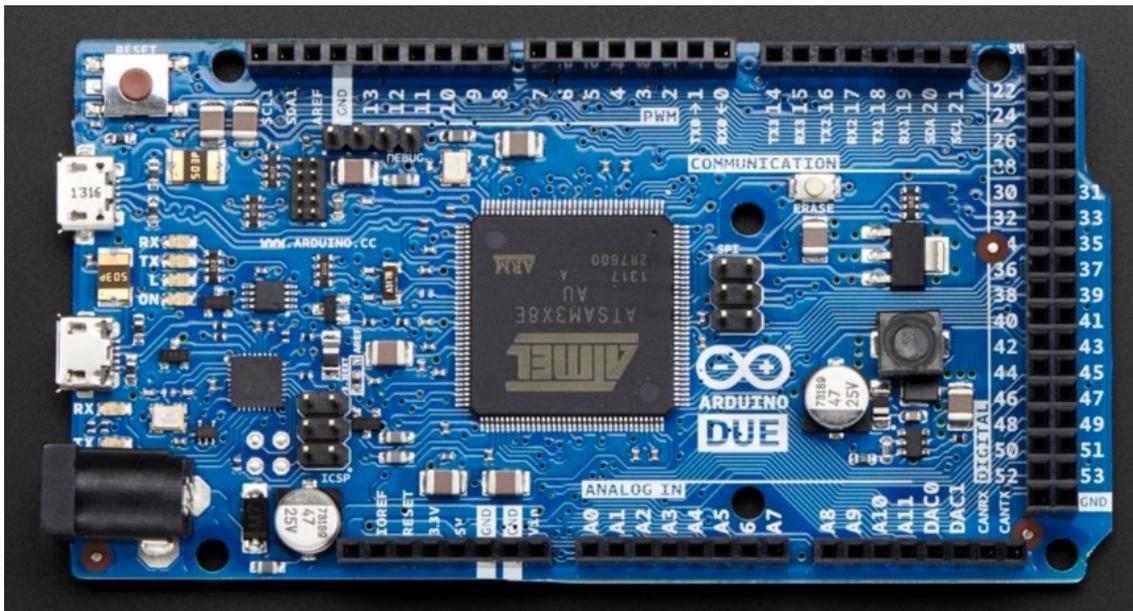


Figura 4.1. Placa microcontroladora Arduino Due.

### 4.3 – METODOLOGIA DE ANÁLISE E ROTINA COMPUTACIONAL

O desenvolvimento do código para o Arduino com o objetivo de detectar a ocorrência de faltas de alta impedância deve levar em consideração uma série de questões. Dentre elas, pode-se destacar o método de análise no domínio da frequência a ser utilizado, a faixa de frequências a ser analisada, a taxa de amostragem a ser empregada e a definição de um limite demarcatório entre a região de operação normal e a região de FAI. Deste modo, a fim de facilitar a compreensão deste tópico, o mesmo foi dividido em subtópicos que abordarão cada uma destas questões separadamente.

### 4.3.1 – ANÁLISE DE FORMAS DE ONDA NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA (ANÁLISE DE FOURIER)

Como já abordado anteriormente, de modo a tornar possível a quantificação das diferentes componentes de frequência de uma forma de onda senoidal periódica, a Transformada de Fourier é utilizada, que é representada através da seguinte equação:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{\omega=1}^{+\infty} [a_n * \cos(\omega t) + b_n * \sin(\omega t)] \quad (4.1)$$

Onde:

- $f(t)$  é a série de Fourier que descreve a forma de onda analisada no domínio do tempo  $t$ ;
- $a_0$  é a componente contínua do sinal;
- $\omega$  representa as diferentes frequências angulares da forma de onda;
- $a_n * \cos(\omega t)$  representa os termos pares da função;
- $b_n * \sin(\omega t)$  representa os termos ímpares.

Para que seja possível a aplicação desta equação através de uma rotina computacional de um microcontrolador, ela deve ser discretizada. Com este intuito, a Transformada Discreta de Fourier (DFT) é utilizada. A DFT é uma ferramenta matemática empregada na análise de formas de onda no domínio da frequência através de amostras do sinal igualmente espaçadas entre si, de modo que tanto a resolução quanto a quantidade de frequências passíveis de

serem analisadas estão vinculadas às condições de amostragem. A DFT é descrita através da equação:

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) * e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \quad (4.2)$$

Onde:

- $F(n)$  é o resultado da DFT (módulo e fase) em função da frequência  $n$ ;
- $N$  é a quantidade total de amostras obtidas durante um período;
- $k$  é o número da amostra dentro de um intervalo de  $N$  amostras;
- $x(k)$  é o valor do sinal para a amostra  $k$ .

O termo exponencial de (4.2) pode ser rearranjado através da fórmula de Euler, onde  $e^{jx} = \cos(x) + j * \sin(x)$ . Dessa forma, a equação (4.2) resulta na equação (4.3), onde o somatório dos termos em cosseno e seno representam, respectivamente, a parte real e imaginária da componente na frequência  $n$ .

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k) * \left[ \cos\left(\frac{2 * \pi * k * n}{N}\right) - j * \sin\left(\frac{2 * \pi * k * n}{N}\right) \right] \quad (4.3)$$

O módulo (ou amplitude) da componente de frequência  $n$  que possibilita o cálculo da energia das inter-harmônicas é dado através de (4.4), onde  $A(n)$  é a amplitude da componente de frequência  $n$  e *real* e *imag* equivalem, respectivamente, ao somatório dos termos em cosseno e seno de  $N$  amostras.

$$A(n) = \frac{2 * \sqrt{real^2 + imag^2}}{N} \quad (4.4)$$

A rotina computacional implementada no Arduino para o cálculo de DFTs tem como base as equações (4.3) e (4.4) e é ilustrada na figura 4.2 através de um fluxograma.

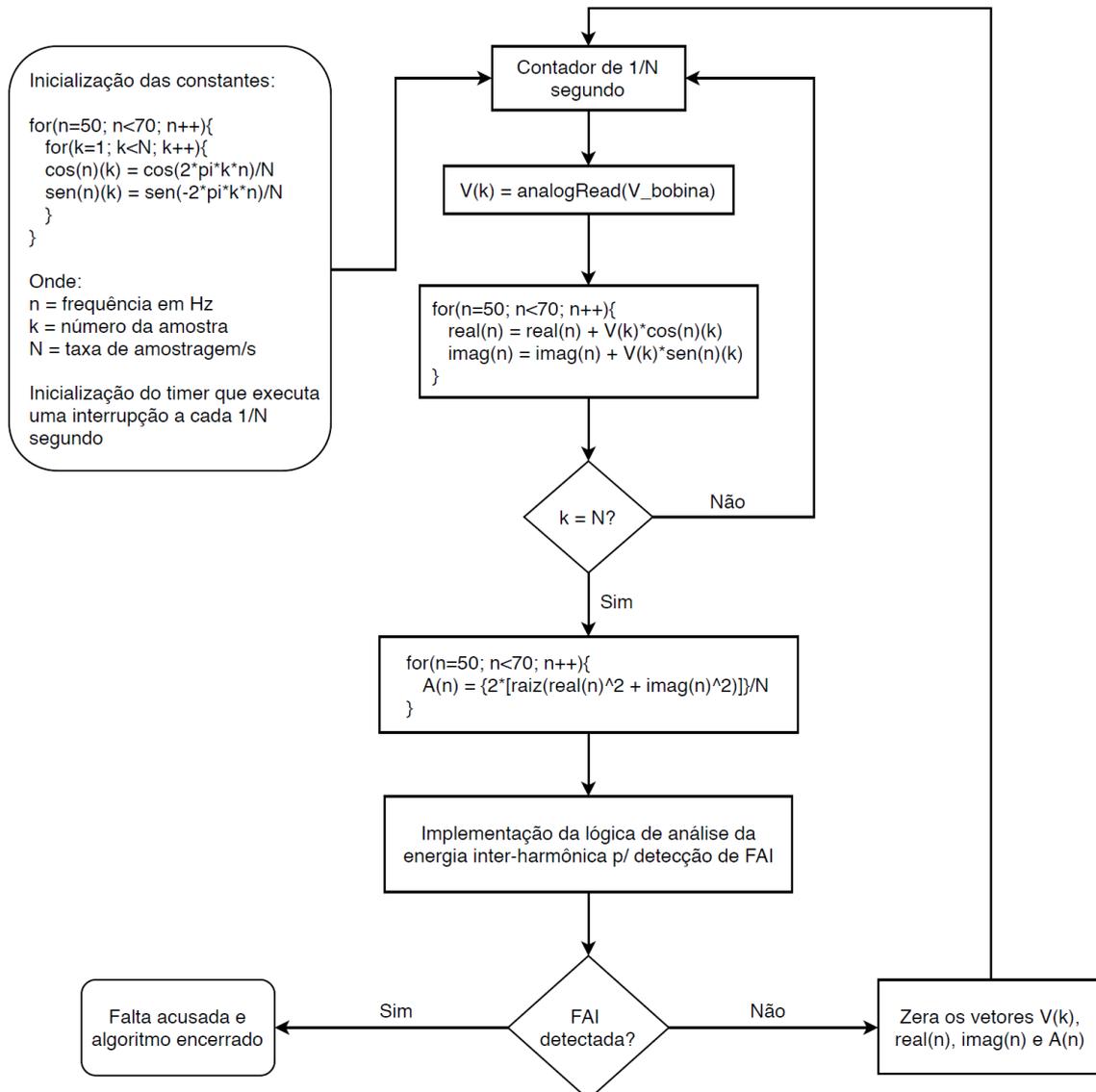


Figura 4.2. Fluxograma do algoritmo implementado no Arduino para o cálculo de DFTs.

Nela, tem-se que os termos seno e cosseno de (4.3) são pré-inicializados como vetores de  $N$  elementos em cada frequência que se deseja analisar. A partir daí, a cada  $1/N$  segundos, ocorre uma interrupção na execução normal da rotina do Arduino e o valor amostrado de  $x(k)$  é multiplicado pelos termos equivalentes dos vetores pré-inicializados. Em seguida, este produto é adicionado à soma das últimas operações com as amostras anteriores, até que se complete 1 segundo e a equação (4.4) possa ser aplicada, calculando-se a amplitude de cada componente de frequência dentro do período  $N$  analisado.

#### 4.3.2 – DETERMINAÇÃO DA FAIXA DE FREQUÊNCIAS ANALISADA E DA TAXA DE AMOSTRAGEM UTILIZADA

A faixa de frequências originalmente analisada em [2] com o objetivo de se monitorar o valor de energia referente às inter-harmônicas associadas a uma FAI foi de 40 a 80 Hz. De acordo com o teorema de Nyquist, de modo a se garantir que as amplitudes de todas estas frequências possam ser calculadas, a taxa de amostragem deve ser igual ou maior do que o dobro da maior frequência da faixa. Em outras palavras, deve-se utilizar pelo menos 160 amostras por segundo de modo a se analisar até a componente de 80 Hz. Ainda, para se obter uma resolução de 1 Hz a fim de se analisar cada inter-harmônica da janela, o período sobre o qual a DFT seria aplicada deve ser igual a pelo menos 1 segundo completo.

Neste contexto, realizou-se experimentos com uma taxa de amostragem igual a 240 amostras por segundo (4 amostras por ciclo) tanto em regime normal de operação (apenas a componente fundamental) quanto injetando componentes inter-harmônicas dentro da faixa de frequências de

40-80 Hz e correlacionando os valores obtidos através das DFTs com os valores efetivamente aplicados. Inicialmente, os valores aplicados de inter-harmônicas foram baseados no espectro de frequências da figura 2, extraídos de [2]. Daí, observou-se que, durante a FAI, a energia referente às frequências mais distantes da fundamental (40-49 Hz e 71-80 Hz) variou muito pouco quando comparada ao seu valor sob condições normais de operação. Por outro lado, a energia das frequências da faixa 50-70 Hz apresentou variações bem mais significativas, facilitando a detecção da falta. Desta forma, determinou-se que em vez de 40-80 Hz, a faixa de frequências a ser analisada através do algoritmo do Arduino seria de 50 a 70 Hz.

Além disso, experimentos com diferentes taxas de amostragem foram realizados com cuidado por se saber que, próximo das 1000 amostras por segundo, o microcontrolador se encontrava perto do seu limite de processamento. Sendo assim, diferentes taxas de amostragem entre 160 e 960 amostras por segundo foram experimentadas. A corrente de falta de um condutor partido e lançado sobre brita, obtida em testes de campo apresentados em [2], foi utilizada como referência e é ilustrada na figura 4.3. Nela, nota-se que, até o segundo 38, a corrente do condutor relaciona-se a condições normais de operação, com pequenas alterações em seu valor eficaz. Neste instante, o cabo é partido e a condução de corrente é interrompida até o momento em que ele toca a brita. A partir daí a corrente começa a aumentar e a falta de alta impedância é caracterizada.

Nos ensaios realizados, esta corrente foi reproduzida através da mesma fonte de corrente programável utilizada nos experimentos do capítulo 3, empregando-se o Arduino para o cálculo das amplitudes das frequências inter-harmônicas pré-estabelecidas utilizando diferentes taxas de amostragem. Ao mesmo tempo, FFTs foram aplicadas em cada segundo da corrente utilizando-se a plataforma MATLAB, sendo as curvas obtidas

utilizadas como referência para a comparação entre diferentes taxas de amostragem do algoritmo implementado no Arduino.

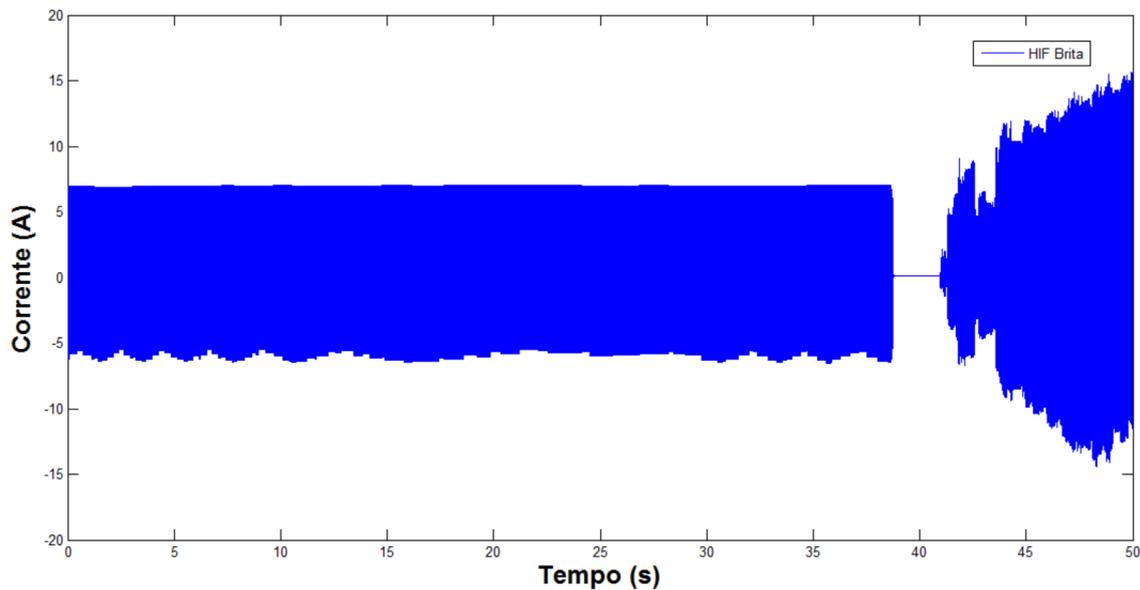


Figura 4.3. Corrente em um condutor antes e durante a ocorrência de uma falta de alta impedância em terreno composto por brita.

A figura 4.4 ilustra a variação da amplitude da componente fundamental ao longo do tempo calculada através do MATLAB e do Arduino. Várias taxas de amostragem diferentes foram experimentadas; entretanto, apenas os resultados das taxas de 160 e 960 amostras por segundo são exibidos aqui, para fins de comparação.

De modo a se analisar qual taxa de amostragem resulta em valores mais próximos dos calculados através do MATLAB, utilizou-se o método dos mínimos quadrados da plataforma computacional Microsoft Excel. A função utilizada permite que se analise a correlação entre duas matrizes, retornando valores que correlacionam as inclinações entre seus diferentes pontos das matrizes e suas componentes contínuas (ou offset). Assim, quanto mais próximo de 1 for a relação entre suas inclinações e quanto mais próximo

de 0 for a diferença entre suas componentes contínuas, mais semelhantes serão as matrizes.

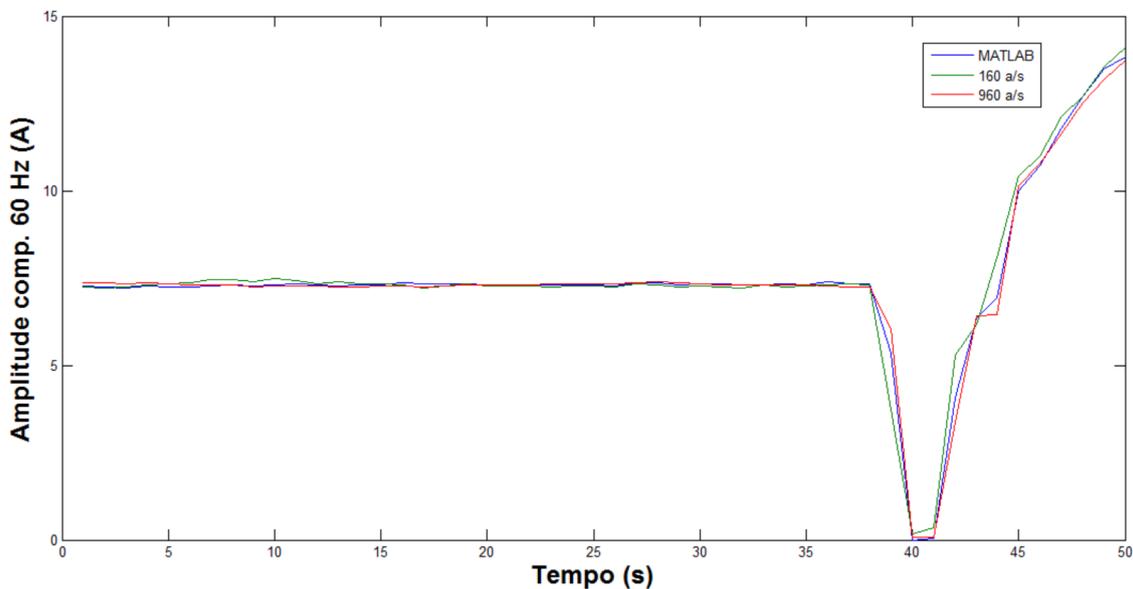
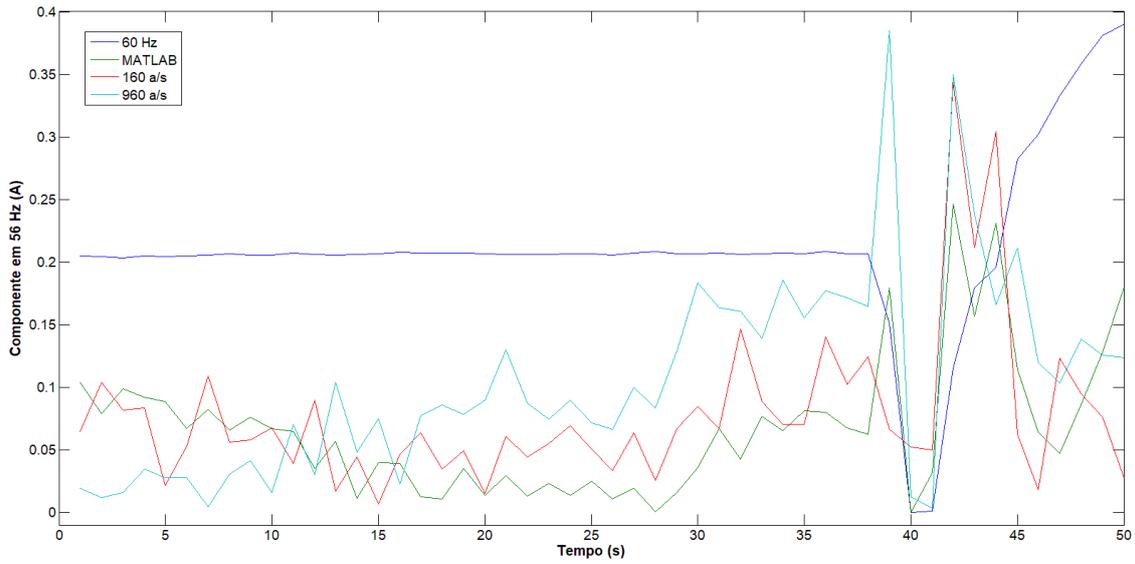


Figura 4.4. Variação da amplitude da componente fundamental da corrente da figura 4.3 ao longo do tempo, calculada através do MATLAB e do Arduino com diferentes taxas de amostragem.

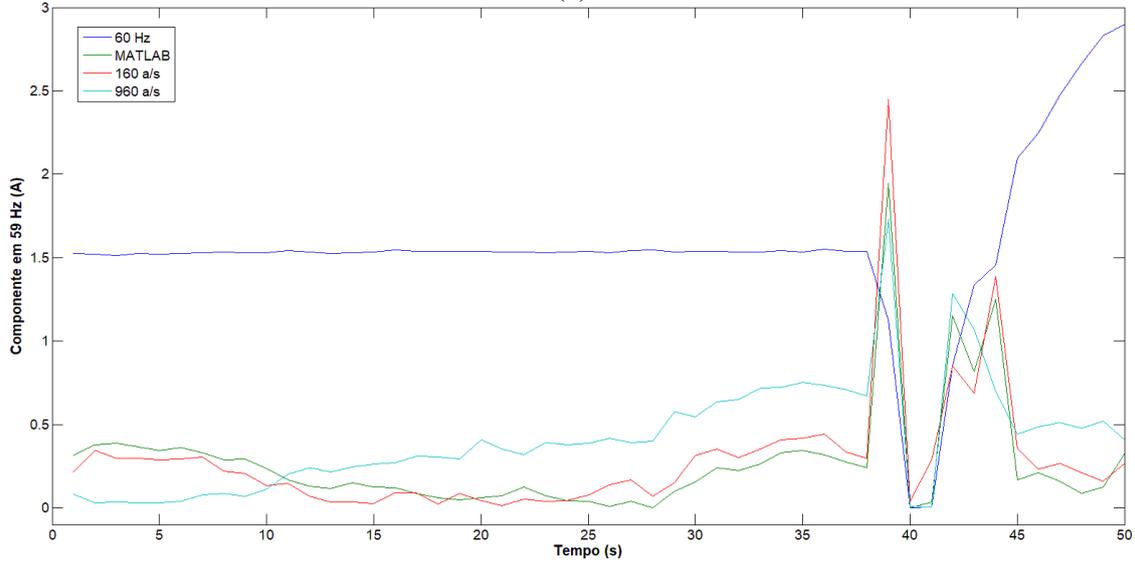
No caso das matrizes da figura 4.4, representadas em forma gráfica, os coeficientes entre a curva do MATLAB e as curvas do Arduino foram 1,004 e 0,021 para 160 amostras por segundo e 0,988 e 0,073 para 960 amostras por segundo. Isto significa que a menor taxa de amostragem forneceu valores mais compatíveis com os “reais” na análise da amplitude da componente fundamental.

A avaliação da eficácia das DFTs do Arduino também foi conduzida para valores pré-estabelecidos de componentes inter-harmônicas, tanto mais próximas quanto mais distantes da componente fundamental (56, 59, 61 e 66 Hz). A comparação entre suas curvas está ilustrada na figura 4.5 e os coeficientes das correlações entre as matrizes do Arduino com as matrizes do MATLAB estão dispostos na tabela 4.1.

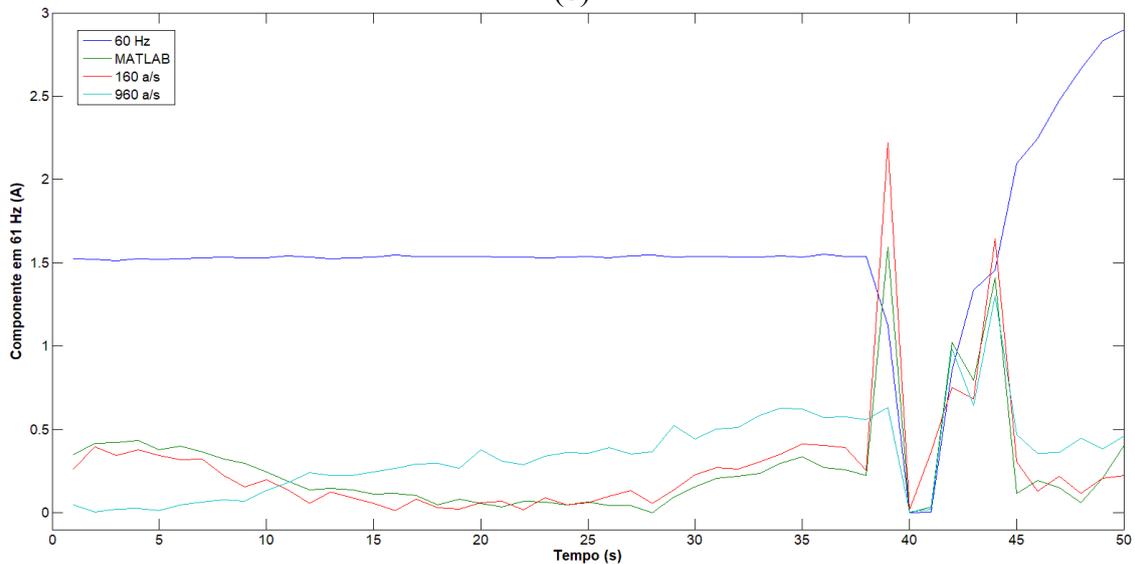
## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador



(a)



(b)



(c)

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

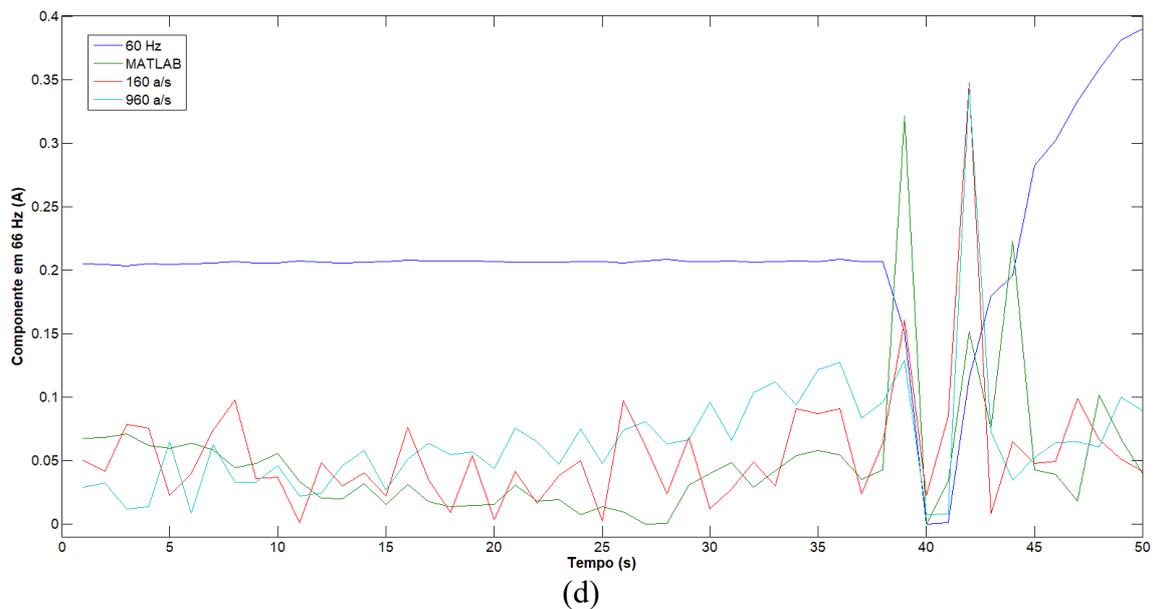


Figura 4.5. Variação das amplitudes das inter-harmônicas da corrente ilustrada na figura 4.3 ao longo tempo, calculadas através do MATLAB e do Arduino com diferentes taxas de amostragem nas frequências: (a) 56 Hz; (b) 59 Hz; (c) 61 Hz; (d) 66 Hz.

Tabela 4.1. Coeficientes de relação entre inclinações e offsets das curvas de DFT do MATLAB e do Arduino, com diferentes taxas de amostragem para diferentes componentes inter-harmônicas.

	Incl. 160 a/s	Offset 160 a/s	Incl. 960 a/s	Offset 960 a/s
56 Hz	0,7591	0,0274	0,8034	0,0508
59 Hz	1,0771	-0,0028	0,6501	0,2391
61 Hz	1,1257	-0,0204	0,4041	0,2414
66 Hz	0,4921	0,0316	0,3113	0,0507

As curvas em azul escuro presentes nos quatro gráficos da figura 4.5 são referentes à componente fundamental calculada através do MATLAB, cuja escala foi ajustada para que pudesse ser visualizada juntamente à inter-harmônica, no momento de ocorrência da FAI. Assim, nas figuras (a) e (d) a componente de 60 Hz foi dividida por um fator igual a 35,42, enquanto em (b) e (c) tal fator foi igual a 4,76.

Nota-se, na tabela 4.1, que, em geral, as correlações entre as matrizes de DFT do MATLAB com os do Arduino foram muito mais fortes para 160 amostras por segundo do que para 960. Além de inclinações mais semelhantes entre as curvas do MATLAB e as curvas de 160 a/s na maior parte dos casos, o offset, que tem um impacto mais direto na amplitude das inter-harmônicas, se mostrou consideravelmente maior em todos os casos quando uma taxa de amostragem maior foi utilizada.

O fato dos resultados das DFTs para ambas as taxas de amostragem terem apresentado muitos desvios em relação às curvas de resposta reais (curvas obtidas através do MATLAB) pode ser explicado pelo provável impacto de ruídos remanescentes na saída do circuito condicionador da bobina, uma vez que as amplitudes de componentes inter-harmônicas são muito baixas e podem ser fortemente impactadas por ruídos elétricos. Daí, conclui-se que ainda há espaço para aprimoramentos na filtragem de ruídos, bem como na amplificação do sinal de interesse.

Por fim, observou-se que houve maior coerência nos resultados das DFTs do Arduino ao se utilizar taxas de amostragem menores, embora o motivo pelo qual isto ocorre ainda não esteja claro. Neste contexto, a taxa de amostragem utilizada nos experimentos relatados na sequência foi de 160 amostras por segundo.

### 4.3.3 – METODOLOGIAS COMPUTACIONAIS DE ACUSAÇÃO DE FAI

O limite demarcatório entre a zona de operação normal e a zona de FAI pode ser determinado através de diferentes metodologias. Em [2], o valor de energia referente às componentes inter-harmônicas de interesse (no

caso, 40-56 Hz e 64-80 Hz) é calculado a cada segundo (valor instantâneo). Calcula-se também, a cada minuto, um valor de referência resultado da média aritmética simples dos 60 valores mais recentes desta energia. Daí, a cada segundo, o valor instantâneo de energia é comparado ao produto do valor de referência por uma constante de ajuste de sensibilidade  $\beta$ , fixada em 1,0 no estudo referenciado. A falta é acusada caso o primeiro seja maior do que o produto, conforme expressa a equação (4.5), onde  $IH_k$  é o valor de energia inter-harmônica no segundo  $k$  e  $IH_{REF(k-1)}$  é o valor de referência.

$$IH_k = \beta * IH_{REF(k-1)} \quad (4.5)$$

Neste contexto, o sistema só estaria apto a detectar faltas de alta impedância a partir do primeiro minuto, quando o primeiro valor de referência fosse disponibilizado. O valor de  $\beta$ , a periodicidade de atualização do valor de referência e a quantidade de amostras a serem comparadas com o mesmo podem ser ajustados de acordo com experimentos práticos, permitindo um ajuste na sensibilidade do sistema com o objetivo de evitar a detecção de falsos positivos.

Uma alternativa à metodologia de se comparar um valor instantâneo de energia inter-harmônica com um valor de referência estabelece uma comparação entre duas médias móveis: a média móvel de referência com deslizamento de 1 minuto e uma média móvel com deslizamento de 1 segundo. Desta forma, em vez de se levar em conta apenas o último valor calculado da energia, a utilização de uma média permite que o sistema se torne menos sensível a eventuais oscilações bruscas de energia e não atue em falso ou antes de outros dispositivos de proteção. Ambas as médias móveis

podem ter seu número de amostras ajustados visando a otimização da aplicação.

Ainda, a forma como o nível inter-harmônico de uma corrente é analisada pode variar. Assim como em [2], no presente trabalho o nível inter-harmônico é mensurado através da soma da energia das duas janelas de inter-harmônicas (frequências menores e maiores que a fundamental), dada pela seguinte equação:

$$E_1 = \sum_{n=50}^{59} ih(n)^2 \text{ e } E_2 = \sum_{n=61}^{70} ih(n)^2 \quad (4.6)$$

Onde:

- $E_1$  é a energia associada à primeira janela de inter-harmônicas de 50-59 Hz;
- $E_2$  é a energia associada à segunda janela de inter-harmônicas de 61-70 Hz;
- $n$  é a frequência da componente inter-harmônica;
- $ih(n)$  é a amplitude de cada inter-harmônica de frequência  $n$ , calculada a cada segundo;

A soma de  $E_1$  com  $E_2$  resulta na energia equivalente ao pacote de inter-harmônicas analisado e, a partir deste ponto, ela será representada por  $E_{IH}$ .

Embora cada valor de  $ih(n)$  seja expresso em Volts, uma vez que eles são calculados com base na tensão de saída da bobina ou na tensão de saída do TC, estes valores não representam nada em sua forma absoluta. Apenas quando comparados os níveis sob condições normais com os níveis na

presença de uma FAI é que pode se extrair informações úteis. Sendo assim, a energia  $E_{IH}$  é uma grandeza adimensional, uma vez que não representa nada absolutamente. Além disso, uma vez que os valores de energia calculados sempre resultam em valores menores que a unidade, dada a baixa magnitude das tensões referentes às componentes inter-harmônicas, a energia resultante calculada a cada segundo será multiplicada por um fator escalar igual a  $10^6$ , com o objetivo de facilitar a abstração da magnitude dos valores.

Além disso, ao se utilizar apenas a equação (4.6) como parâmetro de análise do nível inter-harmônico, percebe-se que correntes cujas amplitudes da componente fundamental são diferentes entre si, mas que possuem um nível semelhante de distorção inter-harmônica, resultam em valores diferentes de  $E_{IH}$ . Assim, uma prática que pode ser utilizada de modo a quantificar o nível de distorção inter-harmônica de diferentes correntes é a de se dividir o valor total de energia  $E_{IH}$  pela componente fundamental, elevada a um fator de correção da derivada da mesma. Esta correção se faz necessária porque se observou que, para um mesmo nível de distorção inter-harmônica, o Arduino não detecta um aumento linear de  $E_{IH}$  quando há um aumento linear da componente fundamental. Presume-se que isso se deva ao fato de que componentes inter-harmônicas com amplitudes mais baixas, correspondentes às componentes fundamentais menores, sejam mais difíceis de serem detectadas. Assim, à medida que a fundamental aumenta, a detecção das componentes inter-harmônicas se torna mais fácil. Desse modo, para efeitos práticos, a energia das inter-harmônicas em relação à componente fundamental pode ser calculada através da seguinte equação:

$$E_{IH\_REL} = \frac{E_{IH}}{V_{60}^{1,67}} * 10^6 \quad (4.7)$$

Onde:

- $E_{IH\_REL}$  é a energia associada às componentes inter-harmônicas em relação à componente fundamental;
- $V_{60}$  é a amplitude da componente fundamental;
- 1,67 é o fator de ajuste da derivada de  $E_{IH}$  em relação a  $V_{60}$ , obtido experimentalmente, de modo a torná-la mais constante;
- $10^6$  é o fator escalar de ajuste da magnitude da energia calculada.

Nos próximos tópicos, as formas de onda utilizadas nos experimentos práticos são apresentadas e as diferentes metodologias de detecção de faltas de alta impedância descritas neste subtópico são postas à prova através de modificações no algoritmo do Arduino.

#### **4.4 – FORMAS DE ONDA UTILIZADAS NOS EXPERIMENTOS PRÁTICOS**

Para se avaliar as diferentes metodologias de detecção de FAI, a fonte de corrente foi programada de modo que, uma a uma, as correntes da figura 4.6 fossem aplicadas no cabo condutor. O objetivo era verificar se o Arduino seria capaz de detectar a presença das faltas de alta impedância e, em caso afirmativo, qual a eficácia de se utilizar uma metodologia de monitoramento em detrimento de outra.

A corrente de falta teórica (figura 4.6(a)) é baseada no espectro de frequências da figura 1.1, sendo a mesma corrente utilizada no item 4.3.2 para a determinação da janela de inter-harmônicas a ser analisada pelos algoritmos. O gráfico da figura 4.6(a) representa um “recorte” da corrente aplicada que, efetivamente, possui 2 minutos de operação normal (apenas a

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

componente fundamental), como ilustra os primeiros 30 segundos da figura, e 2 minutos com a distorção ilustrada na figura 4.7, representada pelos 30 segundos restantes. Ainda, na figura 4.8 é possível se observar a transição da operação normal para a condição de FAI com mais detalhes. Neste caso, uma vez que esta corrente não provém de medições reais, não foi possível simular o rompimento do cabo condutor, de modo que os eventos podem ser divididos apenas entre período de operação normal e ocorrência da falta.

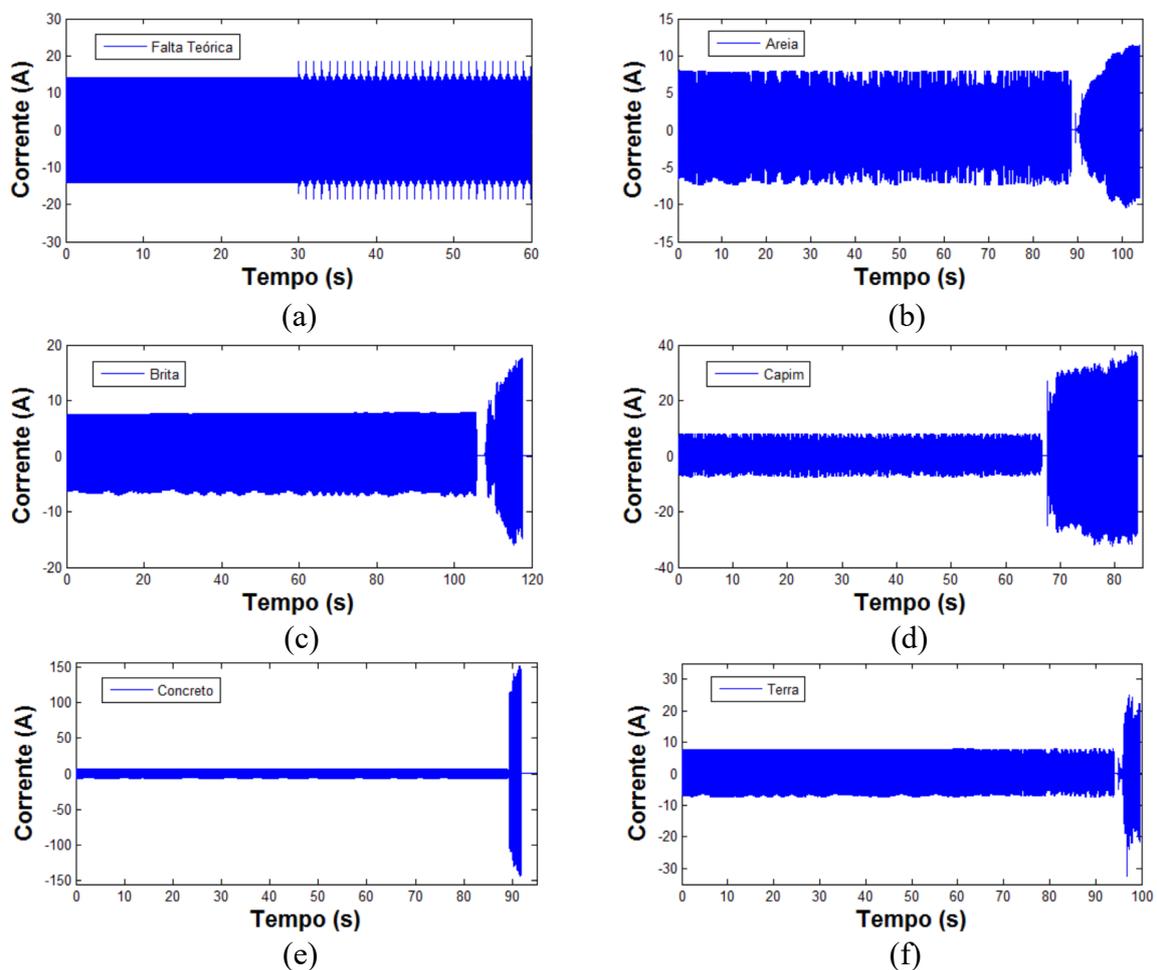


Figura 4.6. (a) teórica; (b) na areia; (c) na brita; (d) no capim; (e) no concreto; (f) na terra.

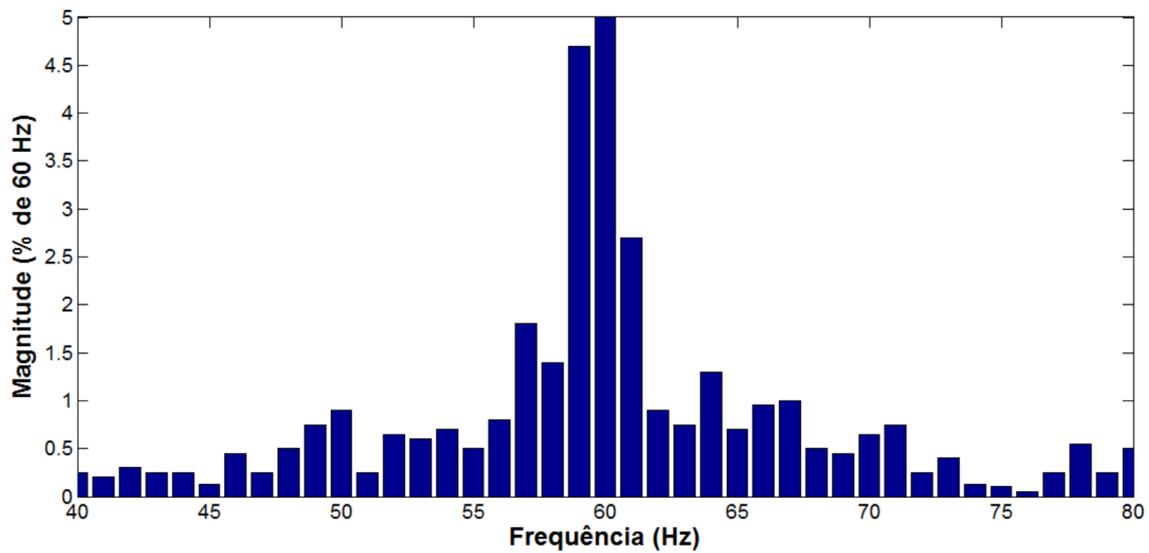


Figura 4.7. Distorção harmônica da janela de frequência de 40-80 Hz durante a falta da figura 4.6(a).

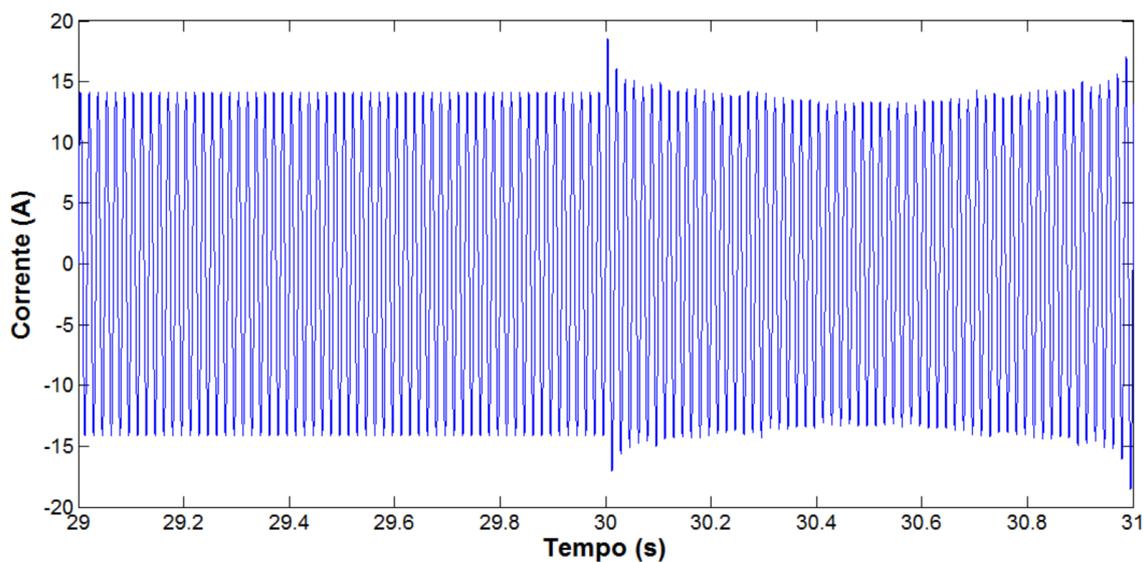


Figura 4.8. Detalhe da transição de operação normal para condição de falta da figura 4.6(a).

Já nas correntes das figuras 4.5(b)-4.5(f), referentes a medições de campo, é possível se identificar diferentes eventos, entre os quais merecem destaque: a operação normal, o rompimento do cabo condutor com extinção momentânea da corrente, o contato do condutor com o solo e o crescimento

gradual da corrente de falta até a sua detecção seguida pelo desligamento do alimentador. Essa sequência pode ser melhor observada na figura 4.9, onde um maior nível de detalhes dos eventos da figura 4.6(c) é ilustrado. A detecção da falta seguida de sua interrupção não foram destacadas aqui.

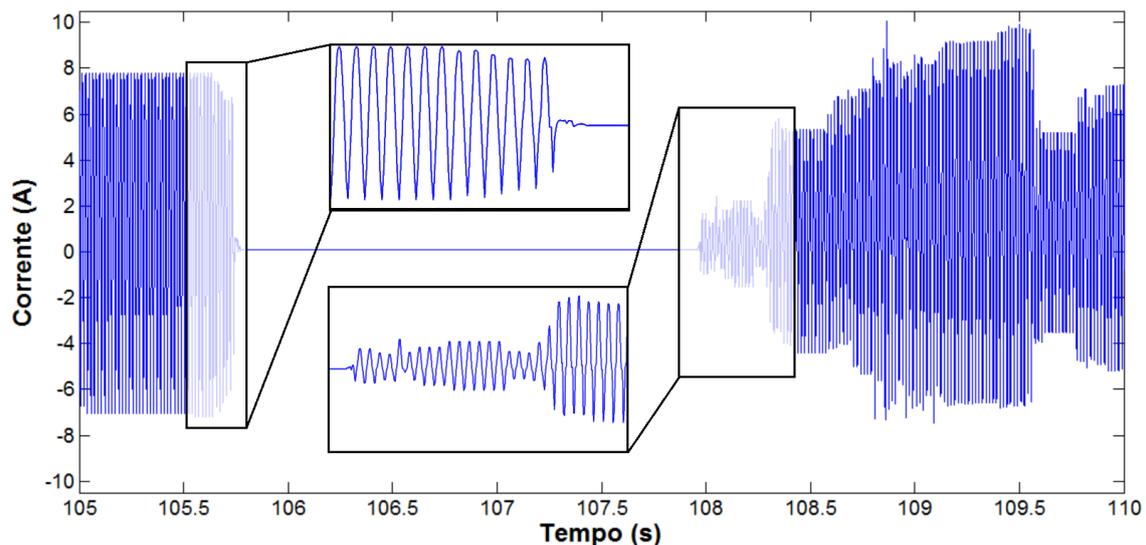


Figura 4.9. Detalhe dos eventos antes e durante a falta da figura 4.6(c).

Outro ponto importante a se ressaltar se trata dos ajustes das amplitudes das correntes com valores muito altos, devido a limitações tanto da fonte de corrente programável quanto do próprio sistema da bobina, cujo ganho do estágio amplificador é fixo e a corrente máxima que ele detecta sem grampeamento de sinal é de aproximadamente 25 A. Assim, as correntes da figura 4.6(c) - 4.5(f) tiveram suas amplitudes ajustadas de modo que os seus valores de pico atingissem aproximadamente 15 A. Além disso, nota-se oscilações de amplitude dessas correntes mesmo antes do rompimento do condutor, especialmente no caso da falta na areia. Isto ocorreu pelo fato da carga utilizada nos testes de campo ser composta por água e sal. Assim, sua impedância apresentava oscilações que se refletiam na corrente. Entretanto, ao se observar detalhes das oscilações na corrente pré-falta da figura 4.6(b),

ênfatisados na figura 4.10, percebe-se que apesar da amplitude da corrente oscilar, sua distorção harmônica não se altera, apresentando níveis considerados normais. O detalhe do início da corrente de falta, também ilustrado na figura 4.10, permite se observar que a distorção nestas condições é visivelmente mais elevada.

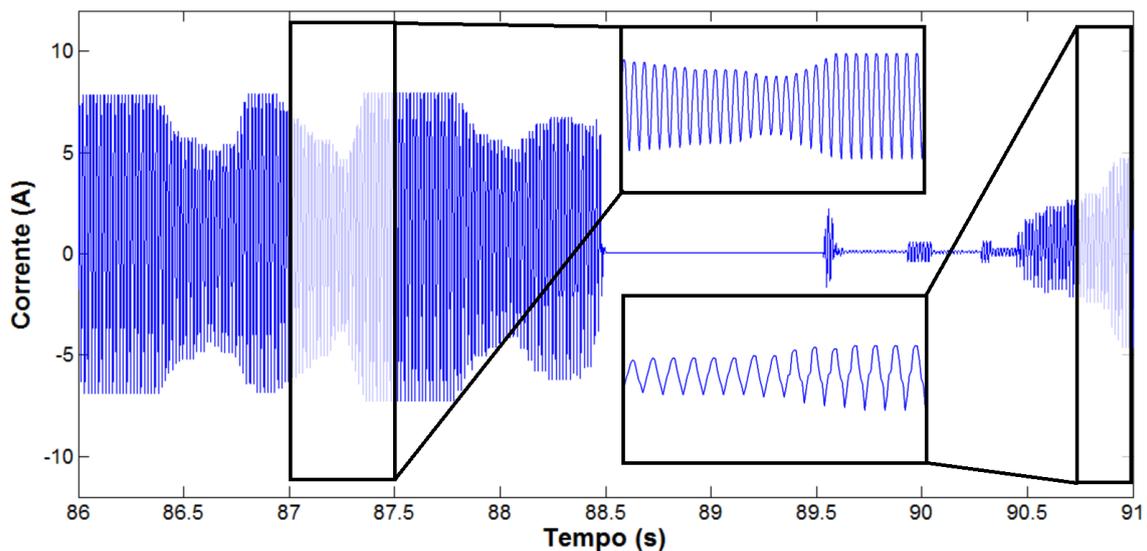


Figura 4.10. Detalhes das oscilações da corrente na condição pré-falta e durante a falta da figura 4.6(b).

Na sequência, os experimentos e os resultados das análises destas FAI pelo Arduino através de diferentes metodologias são apresentados e discutidos.

#### **4.5 – EXPERIMENTOS PRÁTICOS E ANÁLISE DOS RESULTADOS**

No estágio final de montagem do sistema proposto para a detecção de FAI, tanto a PCI dos circuitos condicionadores quanto o Arduino Due foram fixados sobre um suporte de madeira, como ilustra a figura 4.11. O circuito condicionador é alimentado por fontes de tensão de +15 V, -15V e +5V e

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

conectado aos terminais da bobina e do TC. Os terminais de saída são compostos pelos terminais dos circuitos condicionadores, que devem ser conectados a duas entradas analógicas do Arduino.

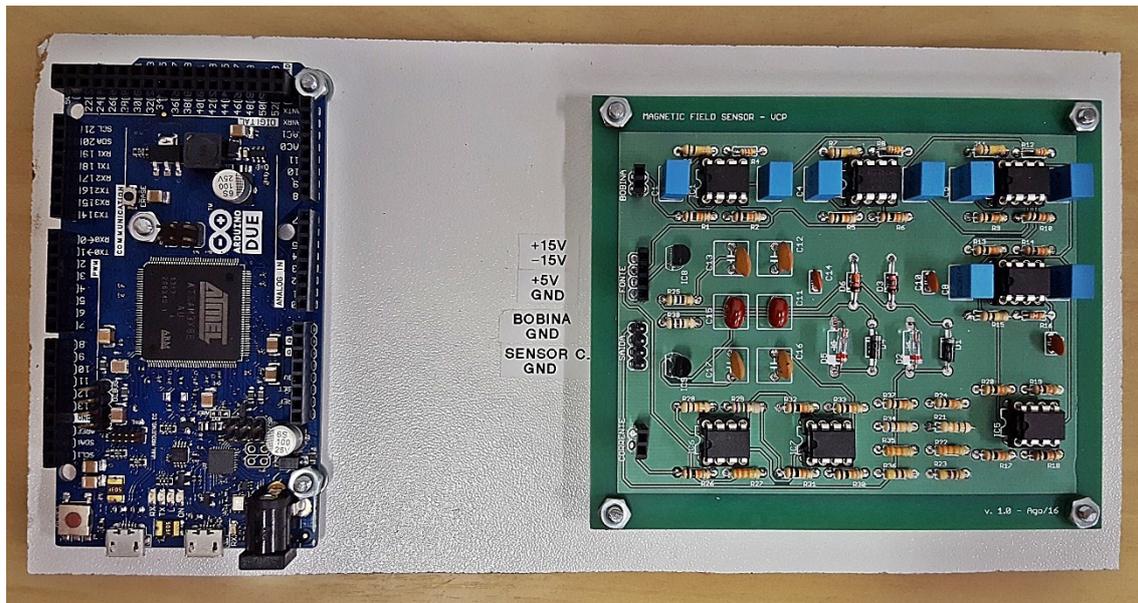


Figura 4.11. Placa de circuito impresso do circuito condicionador das tensões da bobina e do transdutor comercial de corrente e placa Arduino Due, fixados sobre suporte de madeira.

A figura 4.12 mostra o sistema por completo. O equipamento identificado pelo número 1 se trata da fonte programável da empresa Omicron, modelo CMC 256plus, empregada em todos os experimentos práticos relatados neste trabalho. Além deste dispositivo ser utilizado para testar relés, ele é considerado um calibrador universal, devido à sua alta precisão. O equipamento pode ser observado em maiores detalhes na figura 4.13. As placas da figura 4.11 compõem o item número 2 que, por sua vez, são alimentados pelas fontes de tensão identificadas pelo número 3. O Arduino é alimentado através de uma porta USB conectada a um computador utilizado para monitorar as detecções das FAI. O item 4 exibe o TC apresentado no capítulo 3. Também estão

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

presentes nesta figura a bobina, o sistema de condução de corrente e o computador utilizado para controlar a fonte de corrente.

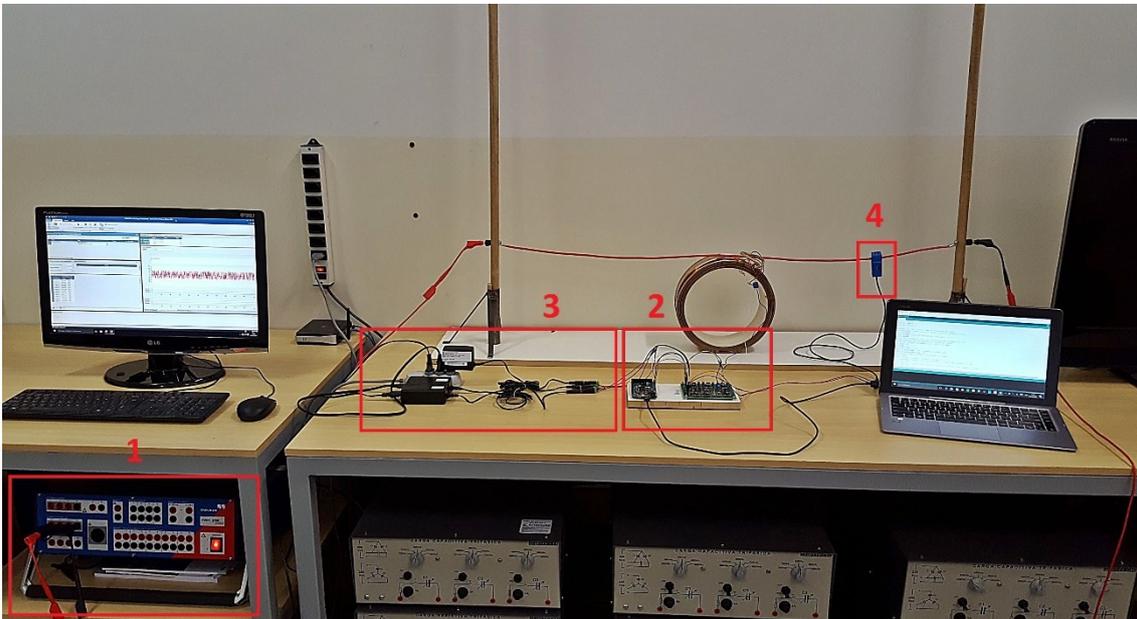


Figura 4.12. Sistema completo utilizado nos experimentos práticos de detecção de FAI simuladas.

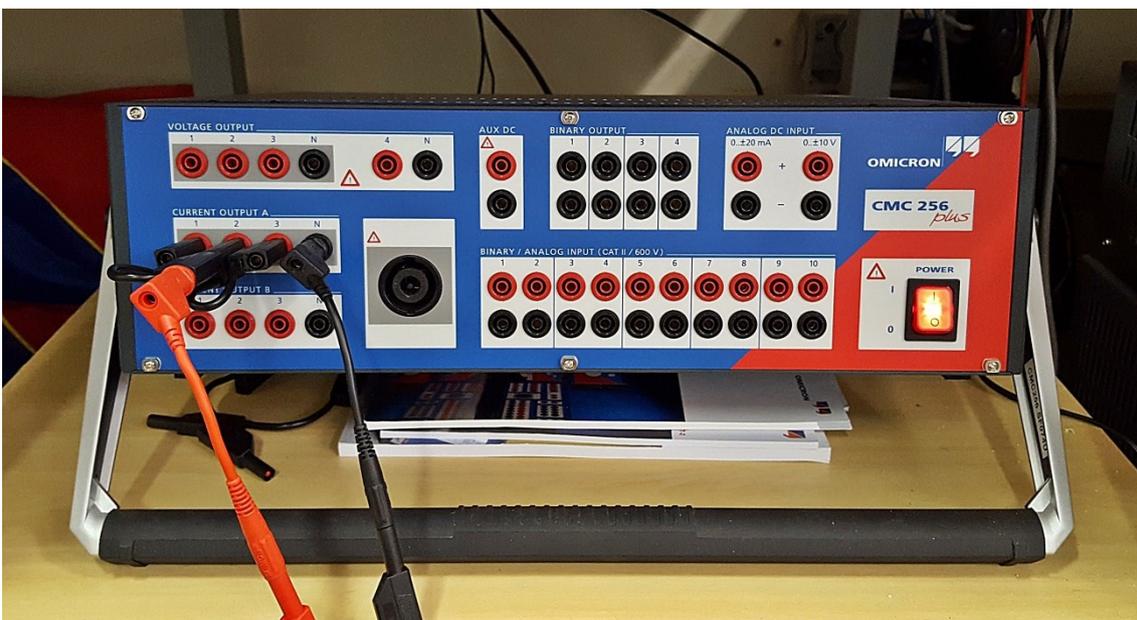


Figura 4.13. Fonte programável de alta precisão do fabricante Omicron, modelo CMC 256 plus.

De posse dos arquivos correspondentes às faltas da figura 4.6 e estando o sistema da figura 4.12 devidamente montado, a eficácia do mesmo pode finalmente ser avaliada através do uso de um algoritmo base e algumas variações apresentadas no apêndice B.

#### **4.6 – RESULTADOS DO MONITORAMENTO E DETECÇÃO DE FAI ATRAVÉS DE DIFERENTES METODOLOGIAS**

Antes de colocar a eficácia de detecção de FAI do sistema proposto à prova, seu comportamento foi comparado ao comportamento do TC. Em seguida, experimentos realizados através de diferentes metodologias de monitoramento e indicação de falta utilizando as correntes da figura 4.6 são detalhados. O “código base” implementado no Arduino pode ser encontrado no apêndice B-1. Nele, o valor instantâneo da energia inter-harmônica é comparado a cada segundo com o produto da referência  $E_{IH}$  atualizada a cada 60 segundos por uma constante  $\beta$ . O algoritmo em B-2 apresenta a alteração necessária no código que permite a comparação entre uma média móvel de 60 amostras com deslizamento de 1 segundo com o mesmo produto da referência  $E_{IH}$  pela constante  $\beta$ .

##### **4.6.1 – COMPARAÇÃO ENTRE O SISTEMA PROPOSTO E O SENSOR COMERCIAL DE CORRENTE**

Com o intuito de se validar a eficácia do sistema proposto em relação à tradicional metodologia de medição de corrente através de sensores de corrente do tipo janela, as energias associadas às inter-harmônicas de 50-70

Hz aferidas nas saídas dos circuitos condicionadores foram analisadas e comparadas entre si através de entradas analógicas do Arduino.

Nos primeiros experimentos, notou-se que as componentes fundamentais dos dois circuitos apresentavam amplitudes um pouco diferentes e, uma vez que se utilizou resistores fixos para determinar os ganhos dos circuitos na placa de circuito impresso, estes não puderam ser ajustados. Neste contexto, as energias foram calculadas em relação às suas respectivas fundamentais, incorporando a equação (4.7) ao algoritmo do Arduino de modo que os diferentes ganhos dos circuitos não tivessem forte influência nos resultados da comparação.

A corrente ilustrada na figura 4.6(a) foi utilizada durante este experimento. O algoritmo do Arduino foi estruturado de modo que médias móveis de 60 amostras das energias associadas às inter-harmônicas com deslizamento de 1 segundo fossem comparadas entre si. Deste modo, os primeiros valores são disponibilizados após os 60 segundos iniciais da corrente. A partir do segundo 121 tem-se a presença da falta simulada e as médias móveis das energias tendem a crescer até o segundo 240, quando a corrente é interrompida. A figura 4.14 ilustra esta comparação.

As condições pré-falta e durante a falta podem ser claramente diferenciadas nos gráficos da figura 4.14. Assim, pode-se afirmar que o sistema proposto fornece um bom nível de informação quando comparado a um tradicional TC, tendo em vista que suas diferenças de amplitude ao longo do tempo são desprezíveis se comparadas ao forte incremento de  $E_{IH}$  observado durante uma falta de alta impedância e, portanto, não prejudicam a atual aplicação. É importante ressaltar que essa diferença clara entre as energias antes e durante a falta, ilustrada na figura 4.14, pode ser difícil de ser observada sob outras condições de falta, especialmente em alguns tipos

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

de solo com impedância muito elevada com o qual o condutor entra em contato quando há rompimento do mesmo.

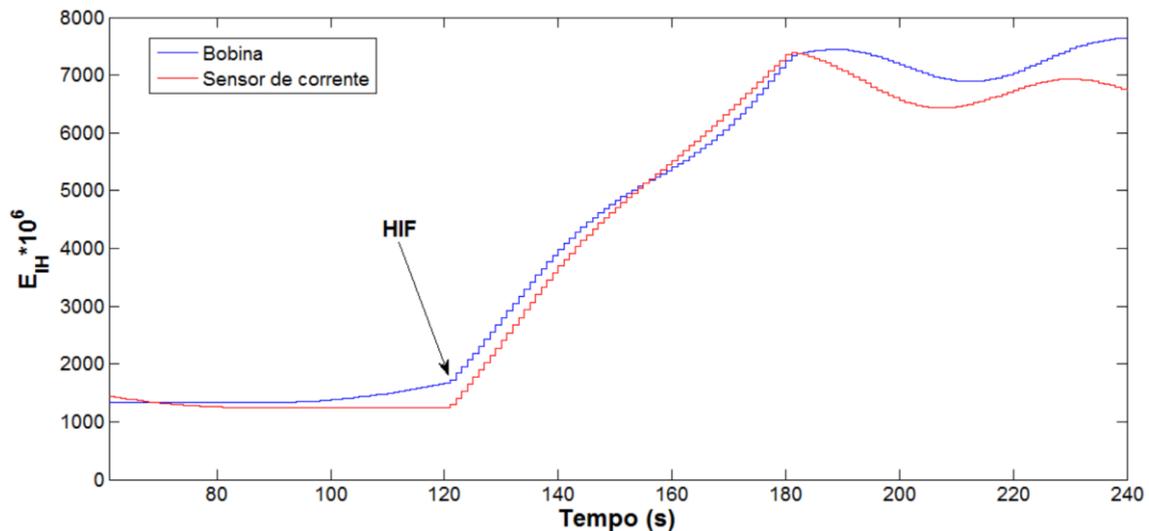


Figura 4.14. Evolução das médias móveis de 60 amostras da energia associada às inter-harmônicas de 50-59 Hz e 61-70 Hz, com deslizamento de 1 segundo.

As diferenças entre as amplitudes dos dois sinais podem ser justificadas principalmente através de dois fatores: uma diferença relativa entre os ganhos aplicados nas componentes das frequências 50-70 Hz causada pela curva não-linear de ganho do amplificador equivalente utilizado no condicionamento da tensão da bobina e ainda devido a diferentes níveis de ruído encontrados nos dois sistemas, relacionados às diferenças nos ganhos finais dos circuitos condicionadores e que alteram a relação sinal/ruído, bem como aos diferentes efeitos das metodologias de medição do campo magnético (medição não-invasiva através de bobina com núcleo de ar e medição invasiva com sensor de corrente do tipo janela com núcleo magnético).

#### 4.6.2 – DETECÇÃO DE FAI ATRAVÉS DA COMPARAÇÃO DO VALOR INSTANTÂNEO DE ENERGIA ASSOCIADA ÀS INTER-HARMÔNICAS COM O VALOR DE REFERÊNCIA

Como mencionado no tópico 4.3.3, o algoritmo responsável pelo monitoramento da presença de FAI pode ser ajustado de modo que o sistema fique mais ou menos sensível a alterações do nível inter-harmônico. Neste tópico, são apresentados os resultados de experimentos utilizando a metodologia empregada em [2], onde o valor instantâneo de  $E_{IH}$ , atualizado a cada segundo, é comparado ao produto da média móvel de referência (60 amostras e deslizamento de 60 segundos) pela constante  $\beta$ . Para isto, utilizou-se as correntes provenientes das medições de campo (figuras 4.5(b) - 4.5(f)). Tanto neste experimento quanto nos seguintes, não se utilizou a componente fundamental para os cálculo de  $E_{IH}$ . Todavia, o fator de ajuste de ordem de grandeza  $10^6$  da equação (4.7) foi incluído em todos os algoritmos.

A figura 4.15 ilustra a variação de  $E_{IH}$  após os 60 segundos iniciais de cada corrente, logo após o cálculo do primeiro valor de referência  $E_{IH\_REF}$ . Os gráficos em preto, azul e vermelho representam, respectivamente, o valor instantâneo de energia inter-harmônica, o valor de referência  $E_{IH\_REF}$  atualizado a cada 60 segundos e o produto do mesmo por uma constante  $\beta$  determinada experimentalmente. Nota-se que os valores de  $E_{IH}$  apresentaram muitas oscilações durante o regime normal de operação. Tal fato pode ser explicado pela presença de ruídos de diversas naturezas e por possíveis distúrbios provenientes das próprias medições de campo utilizadas no experimento, uma vez que se observa na figura 4.5 que, mesmo utilizando a plataforma computacional MATLAB para realizar os cálculos das DFTs das correntes, sem a influência das imperfeições do sensor aqui proposto, percebeu-se muitas oscilações nos valores instantâneos das componentes inter-harmônicas.

## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

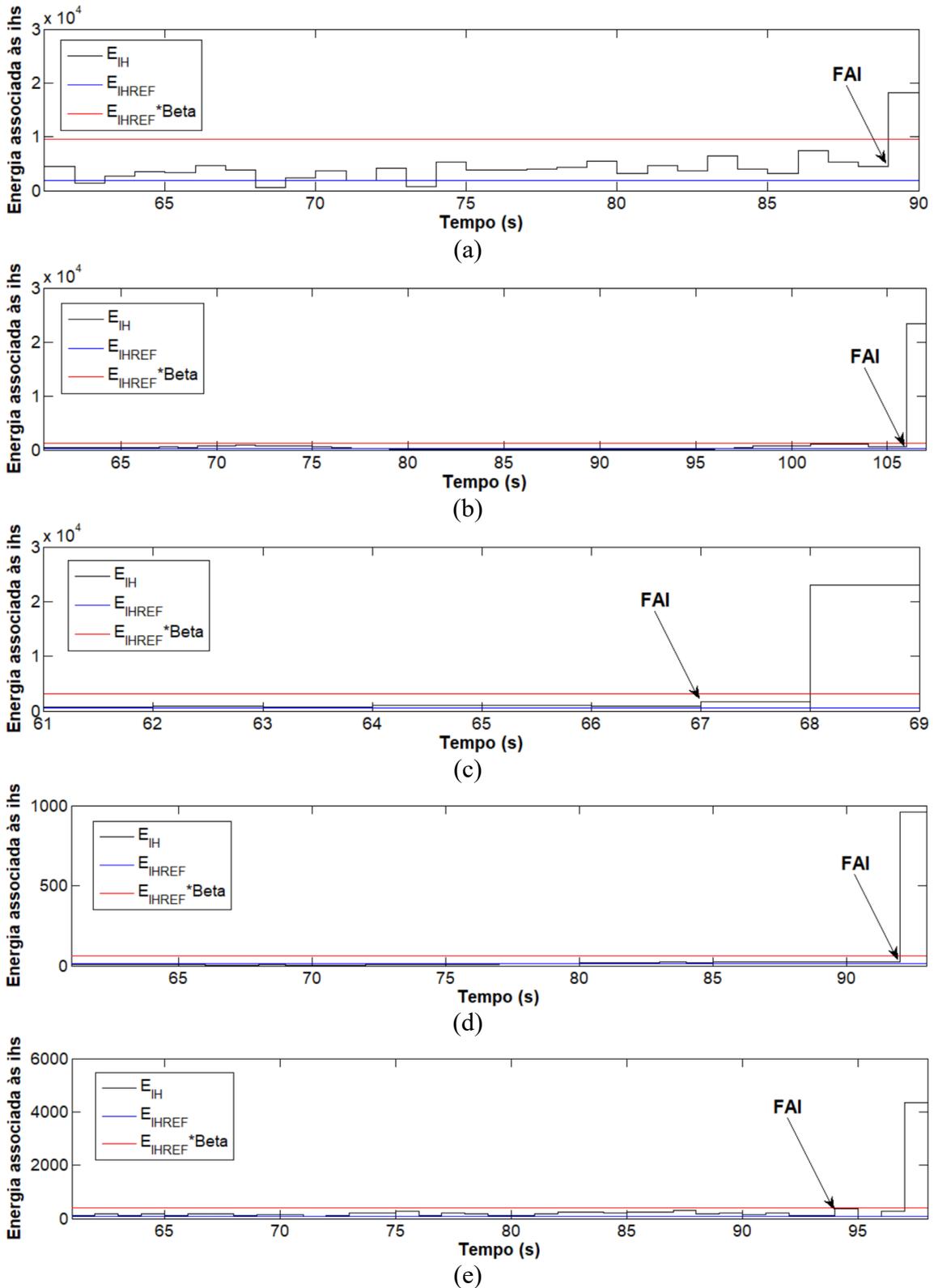


Figura 4.15. Detecção de FAI através da comparação entre o valor instantâneo de  $E_{IH}$  e o produto de  $E_{IH\_REF}$  por  $\beta = 5$  nos seguintes tipos de solo: (a) areia; (b) brita; (c) capim; (d) concreto e (e) terra.

Ainda no que diz respeito aos gráficos da figura 4.15, tem-se que a falta de alta impedância é acusada quando o valor de  $E_{IH}$  (gráfico em preto) ultrapassa a referência em vermelho. O valor de  $\beta$  foi definido de modo que todas as FAI pudessem ser detectadas, com o cuidado de não se permitir falsas detecções durante operação normal. A falta balizadora neste sentido foi a da brita, onde o valor instantâneo de  $E_{IH}$  após o primeiro minuto durante condições normais chegou a superar o valor da referência  $E_{IH\_REF}$  em mais de 4 vezes. Assim, uma vez que os valores alcançados no momento da falta tenham sido superiores às suas respectivas referências em pelo menos 9 vezes, como no caso da falta na areia, determinou-se um valor de  $\beta$  igual a 5.

Percebe-se ainda que, logo após os rompimentos dos condutores indicados pelas flechas “FAI”, ocorre um grande salto no valor de  $E_{IH}$ , resultando em um aumento de até 45 vezes o seu valor anterior, como no caso da falta na brita. Neste contexto, com o intuito de tornar o sistema menos sensível a oscilações bruscas no nível inter-harmônico como as observadas aqui e também de impedir que um hipotético relé com as características deste sistema atue antes de outros tipos de proteção mesmo em situações onde não haja a presença de uma falta de alta impedância, propôs-se, como alternativa, se comparar o produto  $E_{IH\_REF} * \beta$  com uma média móvel com deslizamento de 1 segundo, ao invés da consideração dos valores instantâneos.

#### 4.6.3 – EMPREGO DE UM FILTRO DIGITAL FIR AOS VALORES INSTANTÂNEOS DE ENERGIA INTER-HARMÔNICA

Alterações bruscas de sinais podem ser amenizadas através do emprego de filtros, que fazem com que valores muito discrepantes dentro de

um conjunto tenham suas amplitudes diluídas. Neste contexto, na tentativa de se ajustar a sensibilidade do sistema a oscilações muito bruscas de  $E_{IH}$ , conduziu-se experimentos sob as mesmas condições anteriores, porém com a implementação de um filtro digital à curva de  $E_{IH}$ , cuja resposta ao impulso apresenta duração finita (filtro FIR ou Finite Impulse Response Filter). Ele recebe este nome porque, em resposta a um único impulso, seu valor se estabiliza em zero após um tempo finito. A função de transferência do mesmo leva em consideração apenas valores de entrada e é descrita através de (4.8). No presente caso, os coeficientes de peso  $a_i$  foram todos igual a 1, resultando numa média aritmética simples de 60 amostras com deslizamento de 1 segundo.

$$y_n = \frac{\sum_{i=0}^j a_i x_{n-i}}{\sum_{i=0}^j a_i} \quad (4.8)$$

Onde:

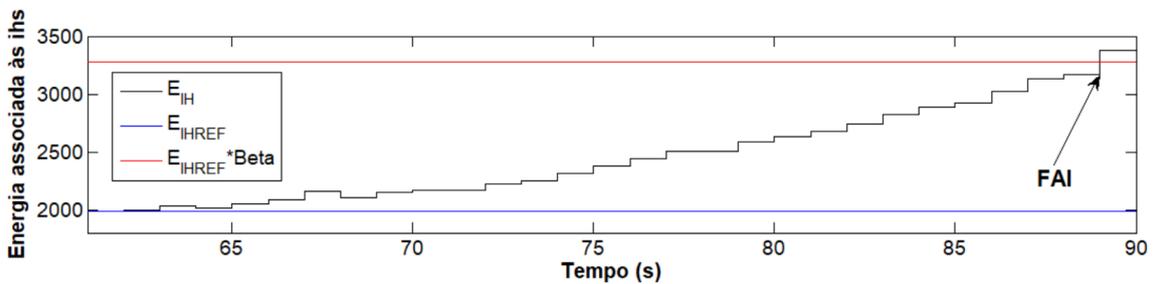
- $y_n$  é o valor de saída do filtro para uma amostra  $n$ ;
- $i$  é o contador de amostras utilizadas no filtro, onde  $i = 0$  se refere à amostra mais recente e  $i = j$  se refere à amostra mais antiga;
- $a_i$  são os coeficientes de peso pré-definidos aplicados à cada amostra;
- $x_{n-i}$  é o valor da amostra em si, onde  $x_n$  se refere à amostra mais recente.

Vale destacar que o filtro FIR apresentado aqui pode ser ajustado através da alteração do número de amostras utilizadas ou ainda através da inclusão de pesos nos valores mais recentes de  $E_{IH}$ , através dos coeficientes

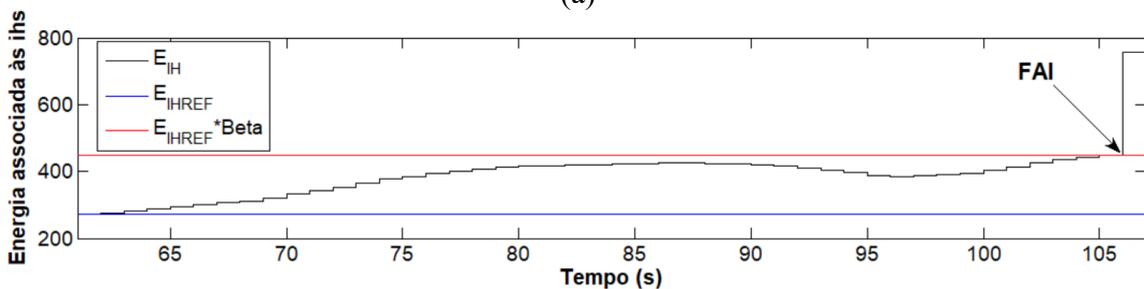
## Capítulo 4 – Avaliação do Desempenho do Sensor Proposto Através de Experimentos com um Microcontrolador

$a_i$ , com o objetivo de ajustar a sensibilidade do sistema, permitindo alterações de valores mais ou menos bruscas.

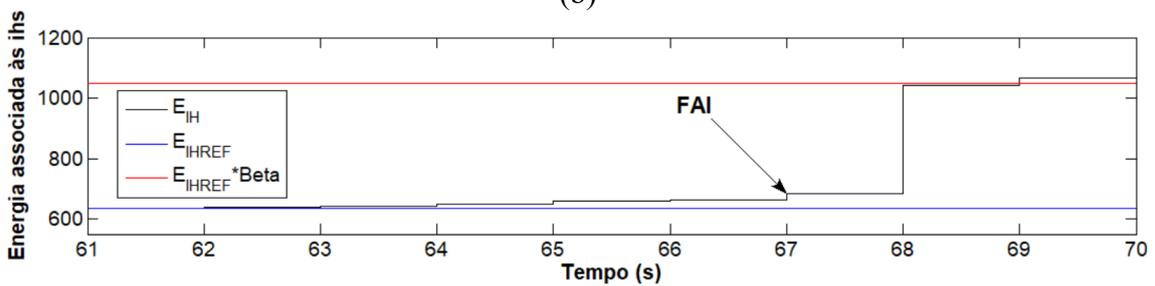
Os resultados dos experimentos empregando essa metodologia estão ilustrados na figura 4.16, onde a constante  $\beta$  igual a 1,65 foi determinada experimentalmente utilizando-se a falta na areia como balizadora, uma vez que esta foi a que apresentou a menor discrepância entre valores de  $E_{IH}$  antes e durante a falta.



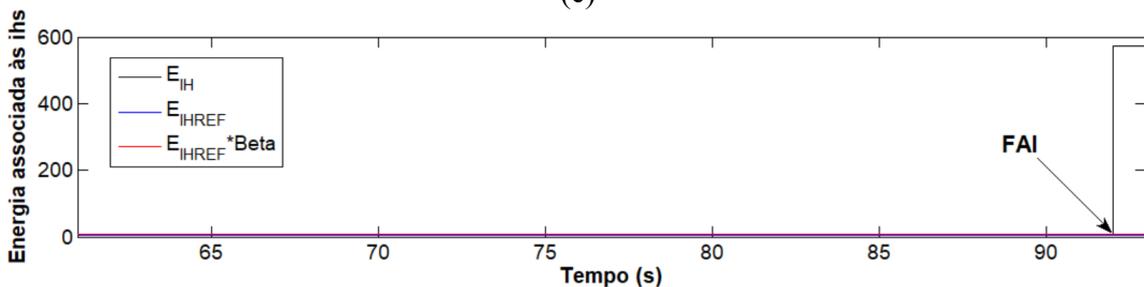
(a)



(b)



(c)



(d)

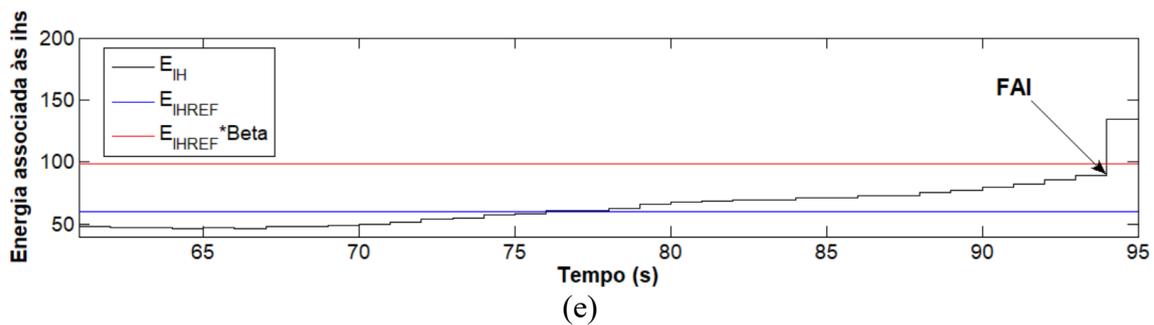


Figura 4.16. Detecção de FAI através da comparação entre uma média móvel com deslizamento de 1 segundo e o produto de  $E_{IH\_REF}$  por  $\beta = 1,65$  em (a) areia, (b) brita, (c) capim, (d) concreto e (e) terra.

Percebe-se nestes gráficos que, na maioria dos casos, houve uma significativa atenuação do salto de  $E_{IH}$  logo após o rompimento dos cabos. A exceção foi a falta no concreto, por se tratar de um caso onde os níveis de  $E_{IH}$  durante a operação normal são extremamente baixos quando comparados aos valores atingidos durante a ocorrência da falta. Ainda assim, em 4 dos 5 casos a falta foi acusada imediatamente após o rompimento do condutor.

A dificuldade em se ajustar a sensibilidade do sistema reside no fato de que o nível inter-harmônico atingido logo após o rompimento do condutor é extremamente alto quando comparado aos valores anteriores à falta e até mesmo em relação aos valores que se seguem após o contato do condutor com o solo, como ilustra a figura 4.5. Sendo assim, recomenda-se que a evolução de  $E_{IH}$  após o contato do condutor com o solo seja melhor avaliada com base em uma quantidade maior de medições reais e caso se conclua que a falta não deve ser acusada logo após o incremento abrupto ocorrido durante o rompimento do condutor, tal questão pode ser contornada através do monitoramento da componente fundamental, que tende à nulidade durante o rompimento de um condutor. Deste modo, o monitoramento dos valores das inter-harmônicas poderia ser interrompido nesta condição e retomado a partir do momento que o condutor entra em contato com o solo.

## **4.7 – CONSIDERAÇÕES FINAIS**

O presente capítulo apresentou a integração do sistema proposto no capítulo anterior a um microcontrolador Arduino com o intuito de se analisar os níveis inter-harmônicos de correntes através de algoritmos baseados na aplicação de DFTs. Neste contexto, uma corrente teórica e cinco outras provenientes de medições reais de FAI, onde os condutores entraram em contato com diferentes tipos de solo, foram utilizadas com o intuito de se avaliar a eficácia do conjunto formado pela bobina, seu circuito condicionador e pelos algoritmos implementados no Arduino.

A evolução da energia associada a um conjunto de 20 inter-harmônicas durante a medição da corrente teórica aferida através da bobina foi comparada à mesma aferida pelo TC do tipo janela, sendo que os resultados obtidos permitem a conclusão de que o conjunto bobina e circuito condicionador são capazes de mensurar a corrente de um condutor próximo com exatidão suficiente para os fins desta aplicação.

O sistema foi ainda capaz de detectar todas as FAI utilizadas durante os experimentos em no máximo 3 segundos. Entretanto, se por um lado detecções de FAI são altamente desejadas, há que se atentar para o fato de que relés de proteção contra FAI com sensibilidade muito alta podem resultar em falsas indicações de faltas, o que também é bastante prejudicial para o funcionamento ótimo de um sistema elétrico. Neste contexto, recomenda-se que estudos mais avançados acerca da evolução dos níveis inter-harmônicos de uma falta de alta impedância após o contato do condutor com o solo sejam endereçados de modo a se determinar uma metodologia ótima de acusação de faltas.

Outra dificuldade encontrada durante o ajuste da sensibilidade do sistema residiu na definição da constante  $\beta$  de tolerância à variação do nível inter-harmônico. Durante uma falta em solo arenoso, por exemplo, não se observou um aumento expressivo de inter-harmônicas em relação às condições normais de operação. Assim, o desafio consistiu em se encontrar uma constante  $\beta$  que, além de detectar a falta quando necessário, não resultasse em falsos positivos.

Por fim, é importante ressaltar que, além do emprego de um sistema que forneça medições suficientemente precisas da corrente monitorada, o ajuste do algoritmo do microcontrolador é crucial para otimizar as detecções de FAI e evitar que falsos positivos sejam apontados. Diferentes variáveis, tais como ajustes das médias utilizadas como referência (no que tange o número de amostras e deslizamento), aplicação de filtros digitais aos valores calculados a cada segundo, manipulação dos valores individuais das inter-harmônicas (utilização do percentual inter-harmônico em relação à componente fundamental ou da energia associada às inter-harmônicas), ajuste da constante  $\beta$ , da janela de inter-harmônicas utilizada, da taxa de amostragem do microcontrolador, dentre outras, podem fornecer resultados muito diversos no que se refere à detecção efetiva de FAI.

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA NOVOS TRABALHOS

O presente estudo discorreu a respeito de um problema típico em sistemas elétricos de potência, capaz de colocar vidas de pessoas e animais em risco quando não detectado a tempo: as faltas de alta impedância. Desde a década de 70, diferentes técnicas têm sido estudadas com o intuito de tornar a detecção destas faltas mais eficaz. Entretanto, estima-se que, em média, apenas 80% delas são detectadas através dos dispositivos de proteção disponíveis atualmente, o que é considerado insatisfatório em vista da gravidade de um evento desta natureza.

Neste contexto, o presente trabalho apresentou um sistema alternativo de detecção de FAI através da medição indireta de corrente por meio do campo magnético que circunda os cabos condutores de um sistema de distribuição. Esta técnica é uma variação do método originalmente apresentado em [2], que propõe que estas faltas sejam detectadas através do monitoramento de componentes inter-harmônicas de corrente com frequências adjacentes à fundamental, uma vez que elas sofrem sensível aumento de amplitude devido ao arco elétrico presente durante o evento.

Inicialmente, foi apresentada uma possível solução que utiliza um sensor de efeito Hall com concentradores magnéticos integrados, capaz de medir o campo magnético gerado por uma corrente sem a necessidade de

conexão do mesmo ao circuito principal. Apesar do dispositivo em questão utilizar uma técnica não-intrusiva, ele deve ser posicionado o mais próximo possível de um condutor de modo que a densidade de fluxo magnético que incide sobre o mesmo possa ser maximizada. Todavia, uma vez que não se obteve acesso a um dispositivo desta natureza durante o curso deste trabalho, construiu-se um sensor alternativo baseado nas mesmas premissas: a medição indireta e não-invasiva de corrente por meio da aferição da densidade de fluxo magnético que o atravessa.

Com o objetivo de se avaliar a viabilidade da aplicação desta técnica em sistemas de distribuição de energia reais, o capítulo 2 apresentou uma avaliação das amplitudes e da interação dos campos magnéticos nas adjacências dos condutores de uma rede de distribuição de média tensão. Dada a possibilidade de que o método apresentado neste trabalho seja posteriormente implementado em um protótipo para utilização em testes em campo, julgou-se que circuitos integrados da mesma natureza daquele apresentado no Capítulo 1 seriam empregados no lugar de grandes e pesadas bobinas. Para isto, conduziu-se uma simulação na plataforma computacional MATLAB na qual uma rede com estrutura do tipo N1 foi modelada. Nesta simulação, os condutores de fase conduziam 10 A e 50 A de corrente eficaz e as dimensões do sensor de efeito Hall MLX91208 [18] foram utilizadas para a modelagem dos sensores, que foram posicionados o mais próximo possível dos condutores (o elemento sensível de cada sensor foi posicionado a 5,6 mm de distância do centro do seu respectivo condutor). Esta proximidade se faz necessária posto que a densidade de fluxo magnético nas adjacências de um condutor conduzindo cerca de 10 A é inferior 1 mT, valor considerado extremamente baixo para aplicações típicas de sensores de campo magnético. Com o intuito de amenizar este problema, ainda no Capítulo 1 apresentou-se uma solução para se amplificar a densidade de

fluxo magnético que atravessa o sensor, que consiste no emprego de uma placa de circuito impresso associada a um escudo ferromagnético que envolve o sensor, cuja função é aumentar a concentração de linhas de campo magnético que incidem sobre o mesmo. Todavia, experimentos utilizando esta técnica não foram conduzidos também por falta de recursos.

Ainda no Capítulo 2 simulou-se a ocorrência de uma falta de alta impedância através do aumento das amplitudes das componentes inter-harmônicas de corrente em uma das fases. Os resultados obtidos através de DFTs aplicadas nas formas de onda de densidade de fluxo magnético que atravessam o elemento sensível de cada sensor permitiram concluir que, ao se posicionar os sensores bem próximos de cada condutor, a influência que os condutores vizinhos exercem no campo magnético nas adjacências de cada sensor não é significativa. Desta forma, concluiu-se que a técnica apresentada se mostra viável mesmo quando aplicada em sistemas trifásicos.

O Capítulo 3 apresentou particularidades de projeto do protótipo construído, com o intuito de validação da técnica em consideração. Ele é constituído por uma bobina de espiras de cobre associada a um circuito condicionador da tensão induzida em seus terminais e uma placa microcontroladora Arduino Due para fazer a devida análise deste sinal. O circuito condicionador se faz necessário principalmente em razão da baixa amplitude e do alto nível de ruído do sinal original e também devido à incompatibilidade entre a faixa operacional das portas de entrada analógica do microcontrolador e a tensão induzida na bobina. Ainda, foram incluídos estágios de proteção do mesmo através de circuitos limitadores da tensão de saída dos divisores de tensão, de modo que a corrente máxima que o protótipo permite que seja aferida, sem distorções, é de aproximadamente 25 A.

No final do capítulo 3, sugere-se que técnicas de ajuste automático da faixa de operação do sistema através de um controle conjunto da fonte CC e

da relação dos resistores do divisor de tensão sejam estudadas. Esta abordagem otimizaria a detecção de FAI, tanto de valores menores quanto de maiores, ao fazer com que a resolução do sistema seja alterada de acordo com a amplitude da corrente medida, que tende a apresentar valores muito diversos ao longo do dia. No entanto, deve-se ressaltar que estas técnicas de ajuste da faixa de operação do sistema utilizando a bobina não necessariamente serão adequadas caso a mesma seja substituída por um sensor de efeito Hall, de forma que estudos mais profundos neste quesito são necessários.

O Capítulo 4 apresentou o protótipo do sistema proposto por completo, incluindo o microcontrolador utilizado e os fundamentos dos algoritmos implementados no mesmo. Neste capítulo, discorreu-se sobre como os cálculos das DFTs foram implementados no Arduino, sobre a escolha do conjunto de componentes inter-harmônicas de corrente (faixa de frequências) a ser analisado pelo mesmo e sobre como sua taxa de amostragem foi definida. Concluiu-se que, ao se analisar um conjunto de componentes inter-harmônicas mais reduzido e mais próximos da frequência fundamental (neste caso, de 50-59 Hz e de 61-70 Hz), a variação da energia associada a elas, quando na presença de uma falta de alta impedância, era mais significativa do que quando um número maior de frequências era analisado. Isto ocorre porque, quanto mais distante a frequência de uma componente de corrente está da frequência fundamental, menor é o aumento de sua amplitude durante uma falta de alta impedância. Assim, componentes de frequências que sofrem pequenas alterações de amplitude durante a falta fazem com que a energia referente ao pacote de inter-harmônicas como um todo sofra menos alterações durante a mesma.

Ainda, com o objetivo de tornar o sistema eficaz na detecção de FAI sem que o mesmo se torne ultra-sensível e acuse faltas inexistentes,

diferentes métodos de segregação entre a faixa de condição normal de operação e a zona de detecção de FAI foram apresentados e discutidos. Todos eles incluíram uma comparação entre um valor de energia inter-harmônica atualizado a cada segundo (através da utilização dos valores mais recentes de energia inter-harmônica ou do emprego de uma média móvel deslizante com maior número de amostras) e uma média móvel de referência (referente a valores de energia obtidos durante condições normais de operação). A sensibilidade do sistema é ajustável também através de uma constante  $\beta$  que multiplica o valor de referência, resultando no aumento da zona normal de operação.

Ainda neste capítulo, com o objetivo de se avaliar a eficácia do sistema proposto no que se refere à medição de corrente, comparou-se seu comportamento com o de um transdutor de corrente tradicional de pequeno porte, do tipo janela. Os resultados obtidos indicaram que o conjunto bobina e circuito condicionador são capazes de mensurar a corrente de um condutor em suas adjacências com exatidão suficiente para os objetivos desta aplicação. É importante ressaltar que, uma vez que o método empregado neste trabalho se baseia na comparação entre níveis de energia inter-harmônica antes e durante uma falta de alta impedância, e esta diferença, na maioria das vezes, é bastante significativa, as faltas podem ser detectadas mesmo que a exatidão de aferição destes níveis não seja muito alta.

Por fim, foram conduzidos experimentos utilizando correntes provenientes de medições de campo, onde faltas de alta impedância foram provocadas através do rompimento de condutores seguido pelo lançamento dos mesmos sobre os seguintes tipos de solos: areia, brita, capim, concreto e terra. Os resultados indicaram que o método apresentado neste trabalho é promissor, uma vez que todas as faltas analisadas durante os experimentos em laboratório foram detectadas com sucesso e em tempo hábil (em no

máximo 3 segundos após o início da falta), através das duas metodologias de delimitação de zonas de operação normal e de falta apresentadas. O emprego de um filtro digital FIR aos valores instantâneos de energia inter-harmônica, baseado no cálculo de uma média dos seus 60 valores mais recentes, resultou numa redução da sensibilidade do sistema frente à metodologia que compara uma única amostra de energia com uma média móvel de referência.

Apesar de uma rápida detecção das FAI ser uma característica desejável em um dispositivo de proteção eficaz, deve-se evitar que o sistema seja muito sensível e passível de acusar faltas inexistentes, ou que atue antes de qualquer outro dispositivo de proteção quando eventos diferentes de FAI resultarem no aumento do nível inter-harmônico. Além disso, a partir da análise da evolução da energia referente ao grupo de inter-harmônicas durante faltas em diferentes tipos de solo, concluiu-se que um sistema bem calibrado para detectar FAI em um tipo de solo pode não produzir bons resultados durante a análise de faltas em solos diferentes.

Diante de todas estas considerações, deixa-se como sugestões para trabalhos futuros:

- Conduzir estudos mais aprofundados a respeito da utilização de sensores de efeito Hall não-intrusivos no lugar da bobina utilizada neste trabalho, visando a aplicação deste método em larga escala em sistemas reais, onde espaço físico e custos são fatores cruciais. Estes tipos de sensores possuem boa precisão, alta velocidade de resposta, dimensões físicas dezenas de vezes menores do que a da bobina utilizada e são largamente produzidos na indústria de semicondutores, o que os torna economicamente acessíveis;
- Caso o emprego destes sensores seja viável, estudar a possibilidade da utilização de placas de circuito impresso integradas a escudos ferromagnéticos que envolvem os sensores de modo a aumentar a

concentração de linhas de campo magnético que incidem sobre os mesmos. Avaliar também a viabilidade de implementação de um circuito amplificador controlado que ajuste a sensibilidade do sistema para diferentes faixas de corrente, ou até mesmo de dois sensores em paralelo calibrados para diferentes faixas de corrente;

- Providenciar uma quantidade maior de medições de testes de campo em diferentes tipos de solo, com o objetivo de aprimorar os algoritmos utilizados. Parâmetros como a constante de ajuste da sensibilidade do sistema,  $\beta$ , bem como os métodos de cálculo dos valores de energia inter-harmônica e dos valores de referência devem ser reavaliados e ajustados com base em um banco de dados mais rico;
- Verificar se o aumento da taxa de amostragem da tensão do sensor através da utilização de um microcontrolador mais rápido (com frequência de clock maior) produz resultados mais condizentes com a realidade e, conseqüentemente, aumenta a eficácia do sistema como um todo.

Este trabalho resultou também na publicação de dois artigos relacionados ao tema presente, referenciados em [31] e [32].

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] VICO, J., et al.: “High Impedance Fault Detection on Rural Electric Distribution Systems”, IEEE Rural Electric Power Conf. (REPC), pp. B3-B3-8, Orlando, FL, EUA, 2010.
- [2] MACEDO, J. R., RESENDE, J. W., BISSOCHI, C. A.: “Proposition of an interharmonic-based methodology for high-impedance fault detection in distribution systems”, IET Generation, Transmission & Distribution, vol. 9, no. 16, pp. 2593-2601, Novembro 2015. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2015.0407>
- [3] ATWELL, E. A., et al.: “Performance testing of the Nordon high impedance ground fault detector on a distribution feeder”, Rural Electric Power Conference, Orlando, FL, EUA, Abril-Maio 1990.
- [4] LI, L., REDFERN, M. A.: “A review of techniques to detect downed conductors in overhead distribution systems”, Developments in Power System Protection, Seventh International Conference on (IEE), Agosto 2002.
- [5] BENNER, C. L., RUSSEL, B. D.: “Practical high-impedance fault detection on distribution feeders”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 3, pp. 635-640, Maio-Junho 1997. <https://doi.org/10.1109/28.585852>
- [6] DEPEW, A. C., et al.: “Field Experience with High-Impedance Fault Detection Relays”, IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition, Dallas, TX, EUA, Maio 2006.
- [7] ALI, M. S., et al.: “High impedance fault localization in a distribution network using the discrete wavelet transform”, IEEE International Power

## Referências Bibliográficas

---

Engineering and Optimization Conference (PEDCO), pp. 349–354, Melaka, Malásia, Junho 2012.

[8] KANNAM, A. N., RATHINAM, A.: “High impedance fault classification using wavelet transform and artificial neural network”, Fourth International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), pp. 831–837, Mathura, Índia, Novembro 2012.

[9] ABOHAGAR, A. A., MUSTAFA, M. W.: “Back propagation neural network aided wavelet transform for high impedance fault detection and faulty phase selection”, IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), pp. 790–795, Kota Kinabalu, Malásia, Dezembro 2012.

[10] LAI, T. M., et al.: “RMS percent of wavelet transform for the detection of stochastic high impedance faults”, IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), pp. 823–828, Hong Kong, China, Junho 2012.

[11] JOTA, F. G., JOTA, P. R. S.: “High-impedance fault identification using a fuzzy reasoning system”, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, vol. 145, no. 6, pp. 656–661, Novembro 1998. <https://doi.org/10.1049/ip-gtd:19982358>

[12] HAGHIFAM, M., SEDIGHI, A. R., MALIK, O. P.: “Development of a fuzzy inference system based on genetic algorithm for high-impedance fault detection”, IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, vol. 153, no. 3, pp. 359–367, Maio 2006. <https://doi.org/10.1049/ip-gtd:20045224>

[13] ETEMADI, A. H., SANAYE-PASAND, M.: “High-impedance fault detection using multi-resolution signal decomposition and adaptive neural fuzzy inference system”, IET Generation, Transmission & Distribution, vol.

## Referências Bibliográficas

---

2, no. 1, pp. 110–118, Janeiro 2008. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd:20070120>

[14] B. D. RUSSEL, “IEEE Tutorial Course on Detection of Downed Conductors on Utility Distribution Systems”, IEEE Power Engineering Society (1989).

[15] Allegro ACS712 Datasheet: Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor. Disponível em: <<http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>>. Acesso em 17/06/2017.

[16] PETRICEVIC, S. J., STOJKOVIC, Z., RADUNOVIC, J. B.: “Practical application of fiber-optic current sensor in power system harmonic measurement”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 55, no. 3, pp. 923-930, Junho 2006. <https://doi.org/10.1109/TIM.2006.873793>

[17] MICHIE, W. C., CRUDEN, A., NIEWCZAS, P.: “Harmonic analysis of current waveforms using optical current sensor”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 51, no. 5, pp. 1023-1026, Outubro 2002. <https://doi.org/10.1109/TIM.2002.807802>

[18] Melexis MLX91208 Datasheet: 250 kHz Programmable IMC-Hall® Current Sensor with Enhanced Thermal and Lifetime Stability. Disponível em: <<https://www.melexis.com/en/product/MLX91208/250kHz-Programmable-IMC-Hall-Current-Sensor>>. Acesso em 17/06/2017.

[19] CEMAR – Companhia Energética do Maranhão, Norma de procedimentos, “Redes de Distribuição Aéreas Urbanas de Energia Elétrica”, versão 01.

## Referências Bibliográficas

---

- [20] CEB – Companhia Energética de Brasília, Especificação Técnica de Materiais e Equipamentos da Distribuição, “Isolador Tipo Pino Polimérico para Redes Compactas 13,8 e 34,5 kV”, Maio 2012.
- [21] EPRI – Electric Power Research Institute, “EPRI AC Transmission Line Reference Book – 200 kV and Above”, 3. ed, EPRI, Palo Alto, CA: 2005.
- [22] BRIER, HERBERT S.: “Cálculo e Construção de Bobinas de R.F.”, Revista Antenna, fascículo 356, pp. 35 – 60, Novembro de 1957.
- [23] PERTENCE JR., ANTÔNIO, “Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos”, 6. Ed, Bookman, 2003.
- [24] STMicroelectronics UA741CN Datasheet: General-Purpose Operational Amplifier. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/25572/STMICROELECTRONICS/UA741CN.html>>. Acesso em 19/03/2017.
- [25] STMicroelectronics L78L33 Datasheet: 3.3V Positive Voltage Regulator. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/100651/STMICROELECTRONICS/L78L00.html>>. Acesso em 19/03/2017.
- [26] Atmel microcontroller unit SMART SAM3X/A series Datasheet. Disponível em: <[http://www.atmel.com/Images/Atmel-11057-32-bit-Cortex-M3-MicrocontrollerSAM3X-SAM3A\\_Datasheet.pdf](http://www.atmel.com/Images/Atmel-11057-32-bit-Cortex-M3-MicrocontrollerSAM3X-SAM3A_Datasheet.pdf)>. Acesso em 19/03/2017.
- [27] BKC International Electronics OA90 Datasheet: Gold Bonded Germanium Diode. Disponível em: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/166122/ETC1/OA90.html>>. Acesso em 19/03/2017.
- [28] CTYRZCH SCT-01 Datasheet: Non-Invasive Current Transformer. Disponível em: <<https://nicegear.co.nz/obj/pdf/SCT-013-datasheet.pdf>>. Acesso em 19/03/2017.

## Referências Bibliográficas

---

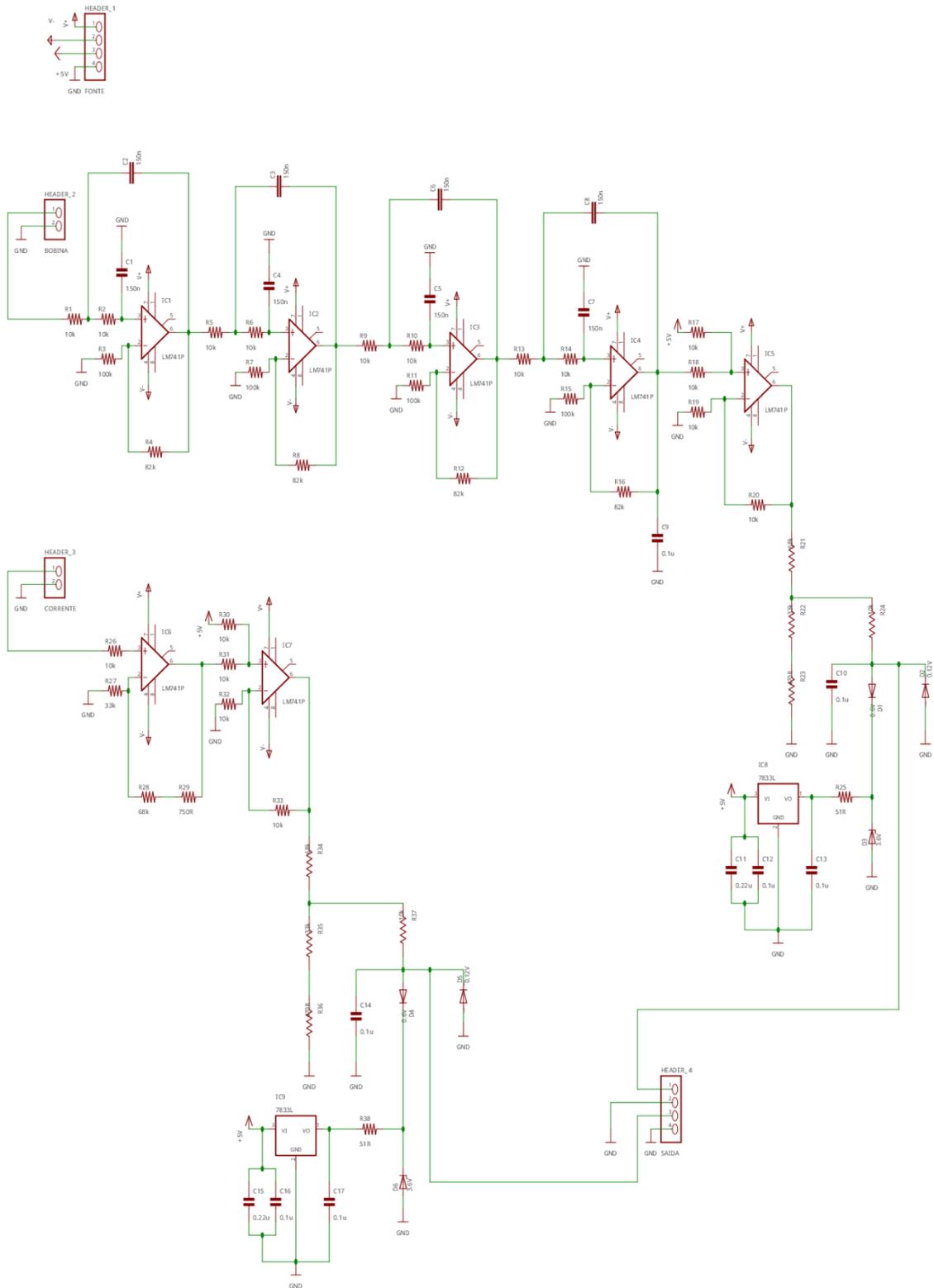
- [29] Diodes Incorporated 30A SBR Datasheet: Ultra Low Forward Voltage Drop Diode. Disponível em: <<https://www.diodes.com/assets/Datasheets/SBR30U30.pdf>>. Acesso em 19/03/2017.
- [30] Arduino Due Microcontroller website. Disponível em: <<https://www.arduino.cc/en/Main/arduinoBoardDue>>. Acesso em 19/03/2017.
- [31] DE PAULA, V. C., MACEDO JR., J. R.: “Detecção de Falhas de Alta Impedância em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica Através da Análise do Campo Magnético nas Adjacências dos Condutores”, XV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica, CEEL, v. 1. p. 1-6, Uberlândia, MG, Brasil, Novembro-Dezembro 2017.
- [32] DE PAULA, V. C., MACEDO JR., J. R.: “High-Impedance Fault Detection in Power Distribution Systems Through the Analysis of the Magnetic Fields in the Surroundings of the Conductors”, VII Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, SBSE, v. 1. p. 1-6, Niterói, RJ, Brasil, Maio 2018.

## **APÊNDICE A**

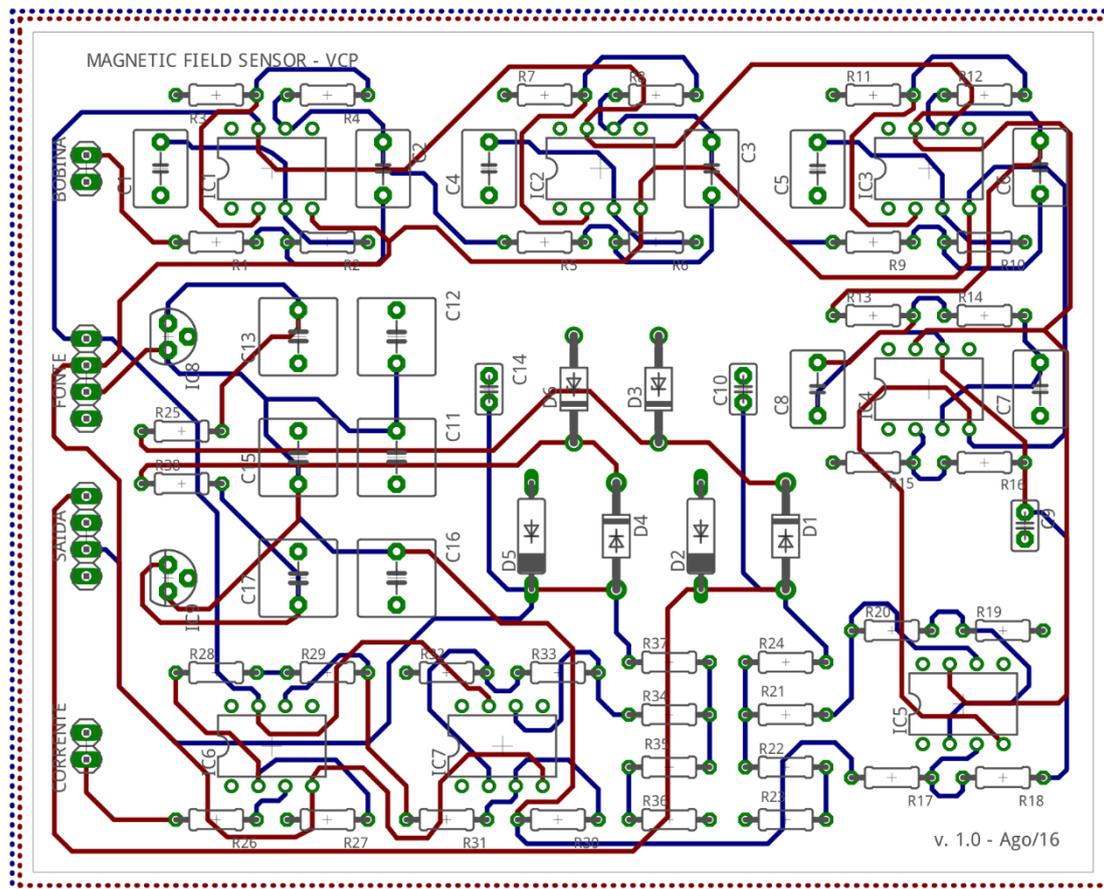
### **PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO**

Os apêndices a seguir representam, respectivamente, a esquemática do circuito condicionador das tensões da bobina e do TC e o layout da placa de circuito impresso confeccionada. Ambos foram gerados através da plataforma computacional de criação de esquemáticas e designs de circuitos, EAGLE.

## A.1 – ESQUEMÁTICA DO CIRCUITO CONDICIONADOR DAS TENSÕES DA BOBINA E DO TC



A.2 – LAYOUT DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO



## APÊNDICE B

### ALGORITMOS IMPLEMENTADOS NO ARDUINO DURANTE OS EXPERIMENTOS PRÁTICOS

#### B.1 – ALGORITMO BASE UTILIZANDO O MÉTODO INSTANTÂNEO DE DETECÇÃO DE FAI

O código a seguir refere-se ao algoritmo base implementado no Arduino durante os experimentos práticos descritos no tópico 4.6 do capítulo 4. Neste apêndice, particularmente, ele foi ajustado de modo que as detecções das FAI se dessem pelo método instantâneo de acordo com o tópico 4.6.2. As frases que se seguem após duas barras “//” se referem a comentários feitos no código.

```
#include "math.h"
```

```
//Declaração das variáveis
```

```
int reading_A0; //valor medido na entrada analógica A0 (bobina)
```

```
int reading_A1; //valor medido na entrada analógica A1 (sensor de corrente)
```

```
float bobina; //valor ajustado da variável reading_A0 de 12 bits para 3.3V
```

```
float sensor; //valor ajustado da variável reading_A1 de 12 bits para 3.3V
```

```
int i = 0; //contador de amostras (para a discretização dos sinais)
```

```
int k; //contador genérico para preenchimento de vetores
```

```
int n = 0; //contador para os cálculos das médias móveis
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
int flag1 = 0; //variável sinalizadora do primeiro minuto de medição para o cálculo da
primeira Eih de referência
int flag2 = 0; //variável sinalizadora de detecção de FAI
const float Beta = 5; //variável de ajuste do limite de referência para detecção da FAI
pelo método instantâneo
const int amostragem = 160; //taxa de amostragem
const int metade_amostragem = 80; //variável que armazena a metade do valor da taxa
de amostragem para reduzir o número de operações matemática realizadas durante as
interrupções
float V[160]; //Vetor dos valores de tensão da bobina
float I[160]; //Vetor dos valores de tensão do sensor de corrente
const float pi = 3.14159; //constante trigonométrica pi
float real_V[81]; //vetor com espaço para armazenar a parte real da DFT de até 81
frequências da tensão da bobina
float real_I[81]; //vetor com espaço para armazenar a parte real da DFT de até 81
frequências da tensão do sensor de corrente
float imag_V[81]; //vetor com espaço para armazenar a parte imaginária da DFT de até
81 frequências da tensão da bobina
float imag_I[81]; //vetor com espaço para armazenar a parte imaginária da DFT de até
81 frequências da tensão do sensor de corrente
float magn_V[81]; //vetor com espaço para armazenar a amplitude das componentes da
tensão da bobina
float magn_I[81]; //vetor com espaço para armazenar a amplitude das componentes da
tensão do sensor de corrente
float E1_V = 0; //Energia da primeira janela de inter-harmônicas da tensão da bobina
(50-59 Hz)
float E1_I = 0; //Energia da primeira janela de inter-harmônicas da tensão do sensor de
corrente (50-59 Hz)
float E2_V = 0; //Energia da segunda janela de inter-harmônicas da tensão da bobina
(61-70 Hz)
float E2_I = 0; //Energia da segunda janela de inter-harmônicas da tensão do sensor de
corrente (61-70 Hz)
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
float E_V[60]; //Energia total das inter-harmônicas da tensão da bobina
float E_I[60]; //Energia total das inter-harmônicas da tensão do sensor de corrente
float E_sum_V = 0; //somatório da energia associada às inter-harmônicas da tensão da
bobina ao longo de um minuto
float E_sum_I = 0; //somatório da energia associada às inter-harmônicas do sensor de
corrente ao longo de um minuto
float IH_ref_V = 0; //valor de referência da energia das inter-harmônicas da tensão da
bobina atualizada a cada minuto
float IH_ref_I = 0; //valor de referência da energia das inter-harmônicas do sensor de
corrente atualizada a cada minuto

//declaração das funções trigonométricas que são utilizadas nas DFTs para cada amostra
e frequência analisada

double cossen50[160];
double seno50[160];
double cossen51[160];
double seno51[160];
double cossen52[160];
double seno52[160];
double cossen53[160];
double seno53[160];
double cossen54[160];
double seno54[160];
double cossen55[160];
double seno55[160];
double cossen56[160];
double seno56[160];
double cossen57[160];
double seno57[160];
double cossen58[160];
double seno58[160];
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
double cosseno59[160];
double seno59[160];
double cosseno60[160];
double seno60[160];
double cosseno61[160];
double seno61[160];
double cosseno62[160];
double seno62[160];
double cosseno63[160];
double seno63[160];
double cosseno64[160];
double seno64[160];
double cosseno65[160];
double seno65[160];
double cosseno66[160];
double seno66[160];
double cosseno67[160];
double seno67[160];
double cosseno68[160];
double seno68[160];
double cosseno69[160];
double seno69[160];
double cosseno70[160];
double seno70[160];
```

```
void TC3_Handler() //rotina de interrupção executada a cada (1/amostragem) segundo
{
    TC_GetStatus(TC1, 0);

    analogReadResolution(12); //reconfigura a entrada analógica A0 de 10 para 12 bits
    reading_A0 = analogRead(A0); //efetua a medição da tensão da bobina na porta
    analógica A0
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
bobina = reading_A0*(3.3/4096); //converte o valor de 12 bits para a escala 0-3.3 V
bobina -= 1.62; //zera o nível CC do sinal de tensão da bobina (valor obtido
experimentalmente)
```

```
V[i] = bobina; //armazena o valor de bobina no vetor da amostra i
```

```
analogReadResolution(12); //reconfigura a entrada analógica A1 de 10 para 12 bits
reading_A1 = analogRead(A1); //efetua a medição da tensão do sensor de corrente
na porta analógica A1
```

```
sensor = reading_A1*(3.3/4096); //converte o valor de 12 bits para a escala 0-3.3 V
sensor -= 1.35; //zera o nível CC do sinal de tensão do sensor de corrente (valor
obtido experimentalmente)
```

```
I[i] = sensor; //armazena o valor de sensor no vetor da amostra i
```

//Rotina que executa uma DFT utilizando termos pré-inicializados de seno e cosseno para cada inter-harmônica desejada, onde o número entre colchetes é a o valor da frequência em Hertz

```
//termos das DFTs da bobina
```

```
real_V[50] = real_V[50] + V[i]*cosseno50[i];
```

```
imag_V[50] = imag_V[50] + V[i]*seno50[i];
```

```
real_V[51] = real_V[51] + V[i]*cosseno51[i];
```

```
imag_V[51] = imag_V[51] + V[i]*seno51[i];
```

```
real_V[52] = real_V[52] + V[i]*cosseno52[i];
```

```
imag_V[52] = imag_V[52] + V[i]*seno52[i];
```

```
real_V[53] = real_V[53] + V[i]*cosseno53[i];
```

```
imag_V[53] = imag_V[53] + V[i]*seno53[i];
```

```
real_V[54] = real_V[54] + V[i]*cosseno54[i];
```

```
imag_V[54] = imag_V[54] + V[i]*seno54[i];
```

```
real_V[55] = real_V[55] + V[i]*cosseno55[i];
```

```
imag_V[55] = imag_V[55] + V[i]*seno55[i];
```

```
real_V[56] = real_V[56] + V[i]*cosseno56[i];
```

```
imag_V[56] = imag_V[56] + V[i]*seno56[i];
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
real_V[57] = real_V[57] + V[i]*cosseno57[i];
imag_V[57] = imag_V[57] + V[i]*seno57[i];
real_V[58] = real_V[58] + V[i]*cosseno58[i];
imag_V[58] = imag_V[58] + V[i]*seno58[i];
real_V[59] = real_V[59] + V[i]*cosseno59[i];
imag_V[59] = imag_V[59] + V[i]*seno59[i];
real_V[60] = real_V[60] + V[i]*cosseno60[i];
imag_V[60] = imag_V[60] + V[i]*seno60[i];
real_V[61] = real_V[61] + V[i]*cosseno61[i];
imag_V[61] = imag_V[61] + V[i]*seno61[i];
real_V[62] = real_V[62] + V[i]*cosseno62[i];
imag_V[62] = imag_V[62] + V[i]*seno62[i];
real_V[63] = real_V[63] + V[i]*cosseno63[i];
imag_V[63] = imag_V[63] + V[i]*seno63[i];
real_V[64] = real_V[64] + V[i]*cosseno64[i];
imag_V[64] = imag_V[64] + V[i]*seno64[i];
real_V[65] = real_V[65] + V[i]*cosseno65[i];
imag_V[65] = imag_V[65] + V[i]*seno65[i];
real_V[66] = real_V[66] + V[i]*cosseno66[i];
imag_V[66] = imag_V[66] + V[i]*seno66[i];
real_V[67] = real_V[67] + V[i]*cosseno67[i];
imag_V[67] = imag_V[67] + V[i]*seno67[i];
real_V[68] = real_V[68] + V[i]*cosseno68[i];
imag_V[68] = imag_V[68] + V[i]*seno68[i];
real_V[69] = real_V[69] + V[i]*cosseno69[i];
imag_V[69] = imag_V[69] + V[i]*seno69[i];
real_V[70] = real_V[70] + V[i]*cosseno70[i];
imag_V[70] = imag_V[70] + V[i]*seno70[i];

//termos das DFTs do transdutor de corrente
real_I[50] = real_I[50] + I[i]*cosseno50[i];
imag_I[50] = imag_I[50] + I[i]*seno50[i];
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
real_I[51] = real_I[51] + I[i]*cosseno51[i];
imag_I[51] = imag_I[51] + I[i]*seno51[i];
real_I[52] = real_I[52] + I[i]*cosseno52[i];
imag_I[52] = imag_I[52] + I[i]*seno52[i];
real_I[53] = real_I[53] + I[i]*cosseno53[i];
imag_I[53] = imag_I[53] + I[i]*seno53[i];
real_I[54] = real_I[54] + I[i]*cosseno54[i];
imag_I[54] = imag_I[54] + I[i]*seno54[i];
real_I[55] = real_I[55] + I[i]*cosseno55[i];
imag_I[55] = imag_I[55] + I[i]*seno55[i];
real_I[56] = real_I[56] + I[i]*cosseno56[i];
imag_I[56] = imag_I[56] + I[i]*seno56[i];
real_I[57] = real_I[57] + I[i]*cosseno57[i];
imag_I[57] = imag_I[57] + I[i]*seno57[i];
real_I[58] = real_I[58] + I[i]*cosseno58[i];
imag_I[58] = imag_I[58] + I[i]*seno58[i];
real_I[59] = real_I[59] + I[i]*cosseno59[i];
imag_I[59] = imag_I[59] + I[i]*seno59[i];
real_I[60] = real_I[60] + I[i]*cosseno60[i];
imag_I[60] = imag_I[60] + I[i]*seno60[i];
real_I[61] = real_I[61] + I[i]*cosseno61[i];
imag_I[61] = imag_I[61] + I[i]*seno61[i];
real_I[62] = real_I[62] + I[i]*cosseno62[i];
imag_I[62] = imag_I[62] + I[i]*seno62[i];
real_I[63] = real_I[63] + I[i]*cosseno63[i];
imag_I[63] = imag_I[63] + I[i]*seno63[i];
real_I[64] = real_I[64] + I[i]*cosseno64[i];
imag_I[64] = imag_I[64] + I[i]*seno64[i];
real_I[65] = real_I[65] + I[i]*cosseno65[i];
imag_I[65] = imag_I[65] + I[i]*seno65[i];
real_I[66] = real_I[66] + I[i]*cosseno66[i];
imag_I[66] = imag_I[66] + I[i]*seno66[i];
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
real_I[67] = real_I[67] + I[i]*cosseno67[i];
imag_I[67] = imag_I[67] + I[i]*seno67[i];
real_I[68] = real_I[68] + I[i]*cosseno68[i];
imag_I[68] = imag_I[68] + I[i]*seno68[i];
real_I[69] = real_I[69] + I[i]*cosseno69[i];
imag_I[69] = imag_I[69] + I[i]*seno69[i];
real_I[70] = real_I[70] + I[i]*cosseno70[i];
imag_I[70] = imag_I[70] + I[i]*seno70[i];
```

```
i++; //incrementa o contador de amostragens em (1/amostragem)
```

```
if (i == amostragem) { //quando i = amostragem, o cálculo das magnitudes é
realizado abaixo
```

```
    if (flag2 == 1) { //neste ponto, caso tenha havido acusação de FAI, o programa é
    finalizado
        exit(0); //finaliza o programa
    }
```

```
//cálculo das amplitudes das frequências 50-70 Hz utilizando os termos reais e
imaginários calculados na rotina acima
```

```
//magnitudes das componentes da tensão da bobina
```

```
    magn_V[50] = (sqrt(real_V[50]*real_V[50] + imag_V[50]*imag_V[50])) /
    (metade_amostragem);
    magn_V[51] = (sqrt(real_V[51]*real_V[51] + imag_V[51]*imag_V[51])) /
    (metade_amostragem);
    magn_V[52] = (sqrt(real_V[52]*real_V[52] + imag_V[52]*imag_V[52])) /
    (metade_amostragem);
    magn_V[53] = (sqrt(real_V[53]*real_V[53] + imag_V[53]*imag_V[53])) /
    (metade_amostragem);
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
magn_V[54] = (sqrt(real_V[54]*real_V[54] + imag_V[54]*imag_V[54])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[55] = (sqrt(real_V[55]*real_V[55] + imag_V[55]*imag_V[55])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[56] = (sqrt(real_V[56]*real_V[56] + imag_V[56]*imag_V[56])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[57] = (sqrt(real_V[57]*real_V[57] + imag_V[57]*imag_V[57])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[58] = (sqrt(real_V[58]*real_V[58] + imag_V[58]*imag_V[58])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[59] = (sqrt(real_V[59]*real_V[59] + imag_V[59]*imag_V[59])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[60] = (sqrt(real_V[60]*real_V[60] + imag_V[60]*imag_V[60])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[61] = (sqrt(real_V[61]*real_V[61] + imag_V[61]*imag_V[61])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[62] = (sqrt(real_V[62]*real_V[62] + imag_V[62]*imag_V[62])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[63] = (sqrt(real_V[63]*real_V[63] + imag_V[63]*imag_V[63])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[64] = (sqrt(real_V[64]*real_V[64] + imag_V[64]*imag_V[64])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[65] = (sqrt(real_V[65]*real_V[65] + imag_V[65]*imag_V[65])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[66] = (sqrt(real_V[66]*real_V[66] + imag_V[66]*imag_V[66])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[67] = (sqrt(real_V[67]*real_V[67] + imag_V[67]*imag_V[67])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[68] = (sqrt(real_V[68]*real_V[68] + imag_V[68]*imag_V[68])) /  
(metade_amostragem);  
magn_V[69] = (sqrt(real_V[69]*real_V[69] + imag_V[69]*imag_V[69])) /  
(metade_amostragem);
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
magn_V[70] = (sqrt(real_V[70]*real_V[70] + imag_V[70]*imag_V[70])) /  
(metade_amostragem);  
  
//magnitudes das componentes da tensão do transdutor de corrente  
magn_I[50] = (sqrt(real_I[50]*real_I[50] + imag_I[50]*imag_I[50])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[51] = (sqrt(real_I[51]*real_I[51] + imag_I[51]*imag_I[51])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[52] = (sqrt(real_I[52]*real_I[52] + imag_I[52]*imag_I[52])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[53] = (sqrt(real_I[53]*real_I[53] + imag_I[53]*imag_I[53])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[54] = (sqrt(real_I[54]*real_I[54] + imag_I[54]*imag_I[54])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[55] = (sqrt(real_I[55]*real_I[55] + imag_I[55]*imag_I[55])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[56] = (sqrt(real_I[56]*real_I[56] + imag_I[56]*imag_I[56])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[57] = (sqrt(real_I[57]*real_I[57] + imag_I[57]*imag_I[57])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[58] = (sqrt(real_I[58]*real_I[58] + imag_I[58]*imag_I[58])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[59] = (sqrt(real_I[59]*real_I[59] + imag_I[59]*imag_I[59])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[60] = (sqrt(real_I[60]*real_I[60] + imag_I[60]*imag_I[60])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[61] = (sqrt(real_I[61]*real_I[61] + imag_I[61]*imag_I[61])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[62] = (sqrt(real_I[62]*real_I[62] + imag_I[62]*imag_I[62])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[63] = (sqrt(real_I[63]*real_I[63] + imag_I[63]*imag_I[63])) /  
(metade_amostragem);
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
magn_I[64] = (sqrt(real_I[64]*real_I[64] + imag_I[64]*imag_I[64])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[65] = (sqrt(real_I[65]*real_I[65] + imag_I[65]*imag_I[65])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[66] = (sqrt(real_I[66]*real_I[66] + imag_I[66]*imag_I[66])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[67] = (sqrt(real_I[67]*real_I[67] + imag_I[67]*imag_I[67])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[68] = (sqrt(real_I[68]*real_I[68] + imag_I[68]*imag_I[68])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[69] = (sqrt(real_I[69]*real_I[69] + imag_I[69]*imag_I[69])) /  
(metade_amostragem);  
magn_I[70] = (sqrt(real_I[70]*real_I[70] + imag_I[70]*imag_I[70])) /  
(metade_amostragem);  
  
//calcula a energia referente à primeira janela de inter-harmônicas (50-59 Hz)  
for (k = 50; k < 60; k++) {  
    E1_V = E1_V + (magn_V[k]*magn_V[k]);  
    E1_I = E1_I + (magn_I[k]*magn_I[k]);  
}  
  
//calcula a energia referente à segunda janela de inter-harmônicas (61-70 Hz)  
for (k = 61; k < 71; k++) {  
    E2_V = E2_V + (magn_V[k]*magn_V[k]);  
    E2_I = E2_I + (magn_I[k]*magn_I[k]);  
}  
  
//subtração do último termo n da somatória para o cálculo do valor de referência IH_ref_V  
E_sum_V -= E_V[n];  
E_sum_I -= E_I[n];  
  
//somatória das energias das duas janelas de inter-harmônicas vezes uma constante para  
ajustar a escala
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
E_V[n] = ((E1_V + E2_V)*1000000); //valor da energia das inter-harmônicas
compreendidas entre 50 Hz e 70 Hz da tensão da bobina
E_I[n] = ((E1_I + E2_I)*1000000); //valor da energia das inter-harmônicas
compreendidas entre 50 Hz e 70 Hz da tensão do TC

//adição do termo n recém-calculado da somatória para o cálculo do valor de referência
IH_ref_V
    E_sum_V += E_V[n];
    E_sum_I += E_I[n];
    n++;

//reinicialização de alguns vetores utilizados
for (k = 50; k < 71; k++) {
    real_V[k] = 0;
    real_I[k] = 0;
    imag_V[k] = 0;
    imag_I[k] = 0;
    magn_V[k] = 0;
    magn_I[k] = 0;
}
E1_V = 0; //zera o valor da energia da primeira janela de inter-harmônicas da
bobina
E1_I = 0; //zera o valor da energia da primeira janela de inter-harmônicas do TC
E2_V = 0; //zera o valor da energia da segunda janela de inter-harmônicas da
bobina
E2_I = 0; //zera o valor da energia da segunda janela de inter-harmônicas do TC
i = 0; //zera o contador de amostragens

//quando n atingir 60, as primeiras médias móveis para a tensão da bobina e para a tensão
do sensor de corrente são calculadas e, a partir daí, novos valores de referência são
calculados a cada 60 segundos
    if (n >= 60) {
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
IH_ref_V = E_sum_V / 60;
IH_ref_I = E_sum_I / 60;
flag1 = 1; //sinaliza que a primeira média móvel foi calculada
}

if ((flag1 == 1) && (E_V[n - 1] < (Beta*IH_ref_V))) { //caso a última energia
referente às IHs seja menor que o produto da referência IH_ref_V pela constante
Beta, os valores de energia IH da bobina, do TC e o valor de referência são
exibidos na tela
    Serial.print("Bobina: ");
    Serial.println(E_V[n - 1], 4);
    Serial.print(" TC - ");
    Serial.println(IH_ref_I, 4);
    Serial.print("Referencia da bobina: ");
    Serial.print(IH_ref_V, 4);
    Serial.println(" (Operacao Normal)");
    Serial.println(" ");
    digitalWrite(13, LOW); //apaga o LED //mantém o LED da placa apagado
}

else if ((flag1 == 1) && (E_V[n - 1] >= (Beta*IH_ref_V))) { //caso a última
energia referente às IHs seja maior que o produto da referência IH_ref_V pela
constante Beta, os valores e a mensagem de detecção de FAI são exibidos na tela
    Serial.print("Bobina: ");
    Serial.println(E_V[n - 1], 4);
    Serial.print(" TC - ");
    Serial.println(IH_ref_I, 4);
    Serial.print("Referencia da bobina: ");
    Serial.print(IH_ref_V, 4);
    Serial.println(" (Falta de Alta Impedancia!!!)");
    Serial.println(" ");
    digitalWrite(13, HIGH); //acende o LED //o LED da placa também é aceso,
acusando a FAI
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
    flag2 = 1; //sinaliza a variável flag2, de modo que o programa possa ser
    finalizado na próxima interrupção
}

if (n >= 60) { //se n for maior que 60, novos valores de referência são calculados
    n = 0;
}
}
}
```

//função que será chamada para executar as interrupções TC3\_handler responsáveis pelos cálculos da DFT a cada 1/amostragem segundo

```
void startTimer(Tc *tc, uint32_t channel, IRQn_Type irq, uint32_t frequency) {
    pmc_set_writeprotect(false);
    pmc_enable_periph_clk((uint32_t)irq);
    TC_Configure(tc, channel, TC_CMR_WAVE | TC_CMR_WAVSEL_UP_RC |
    TC_CMR_TCCLKS_TIMER_CLOCK4); //seleciona os bits no registro TC_CMR
    que pertencem ao TC3 (= Timer 1 canal 0)
    uint32_t rc = VARIANT_MCK / 128 / frequency; //seleciona a frequência de
    interrupção, 128 porque foi selecionado o CLOCK4 acima e frequency depende da
    frequência de input "amostragem" declarada. VARIANT_MCK = 84 MHz (freq. de
    clock)
    TC_SetRA(tc, channel, rc / 2); //seleciona o duty cycle
    TC_SetRC(tc, channel, rc); //seleciona o valor de frequência das interrupções
    geradas pelo timer
    TC_Start(tc, channel); //inicia o timer
    tc->TC_CHANNEL[channel].TC_IER = TC_IER_CPCS; //ativa o registro que
    permite a interrupção quando timer = rc (IER = interrupt Enable Register)
    tc->TC_CHANNEL[channel].TC_IDR = ~TC_IER_CPCS; //desativa as outras
    interrupções, de modo que conflitos não ocorram (IDR = interrupt disable register)
    NVIC_EnableIRQ(irq); //ativa a permissão para a interrupção gerada por TC3
    ocorrer
}
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
}
```

```
void setup() { //programa principal responsável por chamar as outras funções
```

```
    double constante = 2*pi / amostragem; //constante utilizado nos cálculos dos termos  
    em seno e cosseno
```

```
    pinMode(13, OUTPUT); //define o LED da placa Arduino como output para  
    sinalização da detecção de FAI
```

```
//pré-inicialização de vetores e dos termos em seno e cosseno para cada amostra i e  
frequência n
```

```
    for (k = 0; k < 161; k++) { //zera os vetores declarados
```

```
        V[k] = 0;
```

```
        I[k] = 0;
```

```
    }
```

```
    for (k = 0; k < 61; k++) { //zera os vetores declarados
```

```
        E_V[k] = 0;
```

```
        E_I[k] = 0;
```

```
    }
```

```
    for (k = 50; k < 71; k++) { //zera os vetores declarados
```

```
        real_V[k] = 0;
```

```
        real_I[k] = 0;
```

```
        imag_V[k] = 0;
```

```
        imag_I[k] = 0;
```

```
        magn_V[k] = 0;
```

```
        magn_I[k] = 0;
```

```
    }
```

```
//Inicialização das constantes trigonométricas para o cálculo das DFTs
```

```
    for (k = 0; k < (amostragem - 1); k++) {
```

```
        cosseno50[k] = cos(constante*(k + 1)*50);
```

```
        seno50[k] = sin(constante*(k + 1)*50);
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```

cosseno51[k] = cos(constante*(k + 1)*51);
seno51[k] = sin(constante*(k + 1)*51);
cosseno52[k] = cos(constante*(k + 1)*52);
seno52[k] = sin(constante*(k + 1)*52);
cosseno53[k] = cos(constante*(k + 1)*53);
seno53[k] = sin(constante*(k + 1)*53);
cosseno54[k] = cos(constante*(k + 1)*54);
seno54[k] = sin(constante*(k + 1)*54);
cosseno55[k] = cos(constante*(k + 1)*55);
seno55[k] = sin(constante*(k + 1)*55);
cosseno56[k] = cos(constante*(k + 1)*56);
seno56[k] = sin(constante*(k + 1)*56);
cosseno57[k] = cos(constante*(k + 1)*57);
seno57[k] = sin(constante*(k + 1)*57);
cosseno58[k] = cos(constante*(k + 1)*58);
seno58[k] = sin(constante*(k + 1)*58);
cosseno59[k] = cos(constante*(k + 1)*59);
seno59[k] = sin(constante*(k + 1)*59);
cosseno60[k] = cos(constante*(k + 1)*60);
seno60[k] = sin(constante*(k + 1)*60);
cosseno61[k] = cos(constante*(k + 1)*61);
seno61[k] = sin(constante*(k + 1)*61);
cosseno62[k] = cos(constante*(k + 1)*62);
seno62[k] = sin(constante*(k + 1)*62);
cosseno63[k] = cos(constante*(k + 1)*63);
seno63[k] = sin(constante*(k + 1)*63);
cosseno64[k] = cos(constante*(k + 1)*64);
seno64[k] = sin(constante*(k + 1)*64);
cosseno65[k] = cos(constante*(k + 1)*65);
seno65[k] = sin(constante*(k + 1)*65);
cosseno66[k] = cos(constante*(k + 1)*66);
seno66[k] = sin(constante*(k + 1)*66);

```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
    cosseno67[k] = cos(constante*(k + 1)*67);
    seno67[k] = sin(constante*(k + 1)*67);
    cosseno68[k] = cos(constante*(k + 1)*68);
    seno68[k] = sin(constante*(k + 1)*68);
    cosseno69[k] = cos(constante*(k + 1)*69);
    seno69[k] = sin(constante*(k + 1)*69);
    cosseno70[k] = cos(constante*(k + 1)*70);
    seno70[k] = sin(constante*(k + 1)*70);
}
```

```
Serial.begin(9600); //inicializa a comunicação serial através da porta USB
```

```
//Exibe a seguinte mensagem na tela enquanto o primeiro valor de referência é calculado
```

```
Serial.println("Analisando as condicoes da rede...");
```

```
Serial.println("");
```

```
startTimer(TC1, 0, TC3_IRQn, amostragem); //inicializa a função timer que
provocará a interrupção a cada 1/amostragem segundo
```

```
}
```

```
void loop() {
```

```
}
```

### **B.2 – ALTERAÇÃO DO ALGORITMO DO APÊNDICE B.1 PARA A IMPLEMENTAÇÃO DE UM FILTRO DIGITAL AOS VALORES DE ENERGIA INTER-HARMÔNICA**

O trecho de código a seguir se refere ao ajuste realizado no algoritmo do apêndice B.1, de modo que as detecções das FAI se deem através da comparação de médias móveis de acordo com o tópico 4.6.3. Durante a inicialização, os vetores IH\_ref\_V[2] e IH\_ref\_I[2] foram declarados no

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

lugar das variáveis simples IH\_ref\_V e IH\_ref\_I para armazenarem as duas médias móveis. O código abaixo vem logo após a reinicialização das variáveis E1\_V, E1\_I, E2\_V, E2\_I e i no código em B.1.

```
//média móveis atualizadas a cada segundo
    IH_ref_V[0] = E_sum_V/60;
    IH_ref_I[0] = E_sum_I/60;
//o primeiro IH de referência é calculado sobre a soma dos 60 primeiros E_sum_V e
E_sum_I
    if(n >= 60){
        IH_ref_V[1] = E_sum_V/60;
        IH_ref_I[1] = E_sum_I/60;
        n = 0;
        flag1 = 1;
    }

//aqui, a média móvel IH_ref_V[0] atualizada a cada segundo é comparada ao produto da
média móvel de referência IH_ref_V[1], atualizada a cada minuto, pela constante Beta.
    if((flag1 == 1) && (IH_ref_V[0] < (Beta*IH_ref_V[1]))){
        Serial.print("Bobina: ");
        Serial.println(IH_ref_V[0], 4);
        Serial.print(" TC - ");
        Serial.println(IH_ref_I[0], 4);
        Serial.print("Referencia da bobina: ");
        Serial.print(IH_ref_V[1], 4);
        Serial.println(" (Operacao Normal)");
        Serial.println(" ");
        digitalWrite(13, LOW); //apaga o LED
    }
    else if((flag1 == 1) && (IH_ref_V[0] >= (Beta*IH_ref_V[1]))){
        Serial.print("Bobina: ");
        Serial.println(IH_ref_V[0], 4);
```

## Apêndice B – Algoritmos Implementados no Arduino Durante os Experimentos Práticos

---

```
    Serial.print(" TC - ");
    Serial.println(IH_ref_I[0], 4);
    Serial.print("Referencia da bobina: ");
    Serial.print(IH_ref_V[1], 4);
    Serial.println(" (Falta de Alta Impedancia!!!)");
    Serial.println(" ");
    digitalWrite(13, HIGH); //acende o LED
    flag2 = 1;
  }
}
```

//A partir deste ponto o desenvolvimento do código é análogo ao algoritmo anterior