

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

PAULO ANTUNES DA ROCHA

**PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E ALGORITMO NÃO EMBARCADO  
PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE ELÉTRICA**

CURITIBA

2016

PAULO ANTUNES DA ROCHA

**PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E ALGORITMO NÃO EMBARCADO  
PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE ELÉTRICA**

Monografia apresentada à disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso B, como requisito parcial à conclusão do curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia da Universidade Federal do Paraná.

Orientador: Prof. Dr. Luis Henrique Assumpção Lolis

CURITIBA

2016

## **TERMO DE APROVAÇÃO**

PAULO ANTUNES DA ROCHA

PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E ALGORITMO NÃO EMBARCADO  
PARA MEDIÇÃO DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE ELÉTRICA

Trabalho aprovado como requisito parcial para a obtenção do título de graduação,  
pelo Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná,  
pela seguinte banca examinadora:

---

Prof. Dr. Luis Henrique Assumpção Lolis  
Universidade Federal do Paraná  
Prof. Orientador

---

Prof. Dr. Marlio José do Couto Bonfim  
Universidade Federal do Paraná

---

Prof. Ms. Ademar Luiz Pastro  
Universidade Federal do Paraná

Curitiba, 06 de julho de 2016.

Dedico este trabalho aos meus amados pais que me ensinaram a persistir na adversidade.

Também dedico à minha querida esposa e filhos que me incentivaram, entenderam as ausências e estiveram sempre ao meu lado.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao meu orientador, Dr. Luis Henrique Assumpção Lolis, por ter me guiado com sabedoria, paciência e com quem aprendi muito nesta jornada.

Ao Sr. José Eduardo Mendonça da Fonseca que me apoiou e permitiu chegar até aqui.

Aos amigos Mateus Lovatel Matias e Marcos Paulo Calderal, pela amizade e espírito de corpo, pois não me deixaram sozinho nesta empreitada.

Ao Sr. Pedro Augustho Biasuz Block e Mateus Duarte Teixeira, do Instituto LACTEC, pela atenção, presteza e realização dos testes que validaram este trabalho.

Enfim, a todos os que por algum motivo contribuíram direta ou indiretamente para a realização desta pesquisa.

## RESUMO

O presente trabalho refere-se à construção de uma plataforma de aquisição de dados e algoritmo não embarcado para medição de distorção harmônica na rede elétrica. Os efeitos negativos provocados pelo fenômeno das harmônicas nas redes elétricas e os consequentes impactos econômicos, estimulou esta linha de estudo. Os equipamentos comercialmente produzidos para a medição desta grandeza possuem um custo elevado. O desafio deste projeto era desenvolver um medidor utilizando sensor e processador de baixo custo, melhorando a precisão da medida por meio do processamento digital do sinal. A metodologia foi dividida em quatro grandes etapas. A primeira foi uma pesquisa bibliográfica nas áreas da legislação específica em qualidade de energia elétrica, instrumentação, sistemas embarcados e processamento digital de sinais. A segunda etapa foi uma simulação no MATLAB. Na terceira etapa foi desenvolvido um protótipo e a programação da aquisição do sinal. Por fim, na quarta etapa foram realizadas as validações e captação de leituras, tudo em ambiente controlado com padrões de referência rastreáveis. Os resultados evidenciaram que o protótipo foi capaz de medir as harmônicas de ordem ímpar até a 25ª ordem e apresentou resultados satisfatórios para os testes que foram realizados até a 13ª ordem.

Palavras-chave: THD. FFT. MATLAB. Filtro. SNR.

## **ABSTRACT**

This work refers to the construction of data acquisition platform and algorithm not embedded system to harmonic distortion measurement in electrical grid. The negative effects caused by the phenomenon of harmonics in electrical networks and the consequential economic impacts, stimulated line of study of this work. The equipment commercially produced for the measurement of this magnitude have a high cost. The challenge of this project was to develop a measuring sensor and using low-cost processor, improving measurement accuracy by digital signal processing. The methodology was divided into four main steps. The first was a bibliographic research in specific areas of legislation on quality of electric energy instrumentation, embedded systems and digital signal processing. The second stage was the simulation in MATLAB. In the third step was performed prototype development and programming of signal acquisition. Finally, in the fourth step were performed validations and capture readings, all in a controlled environment with traceable reference standards. The results demonstrated that the prototype was able to measure the odd-order harmonics until the 25th order and show satisfactory results for the tests that have been performed until the 13th order.

Keywords: THD. FFT. MATLAB. Filtro. SNR.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

FIGURA 1 – SENSOR DE CORRENTE POR EFEITO HALL .....	20
FIGURA 2 – SENSIBILIDADE DO SENSOR ACS712 .....	21
FIGURA 3 – ERRO DE OFFSET .....	22
FIGURA 4 – ERRO DE GANHO (POSITIVO E NEGATIVO) .....	22
FIGURA 5 – AMOSTRAGEM DE SINAL COM E SEM ALIASING .....	23
FIGURA 6 – PARÂMETROS $\omega_0$ E $Q$ DE UM COMPLEXO-CONJUGADO .....	25
FIGURA 7 – FILTRO BIQUAD PASSA-BAIXA DE ESTADOS VARIÁVEIS .....	26
FIGURA 8 – DIAGRAMA EM BLOCOS FILTRO TOW-THOMAS .....	26
FIGURA 9 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO PROJETO .....	29
FIGURA 10 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA PARTE EXPERIMENTAL .....	30
FIGURA 11 – CIRCUITO IMPRESSO DO FILTRO BIQUAD E SENSOR .....	31
FIGURA 12 – MEDIDA DA INTERRUPTÃO DO MICROCONTROLADOR .....	33
FIGURA 13 – DIAGRAMA EM BLOCO DO PROGRAMA ARDUÍNO .....	34
FIGURA 14 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO CÓDIGO MATLAB .....	36
FIGURA 15 – INSTRUMENTAÇÃO PARA O AJUSTE DA AQUISIÇÃO .....	37
FIGURA 16 – TESTES PARA ESCOLHA DO SENSOR .....	38
FIGURA 17 – SINAL AMOSTRADO DE 10 APP SEM FILTRO ANTIALIASING .....	40
FIGURA 18 – GRÁFICO DA MAGNITUDE DO SINAL .....	42
FIGURA 19 – COMPARATIVO DA AQUISIÇÃO COM E SEM FILTRO .....	43
FIGURA 20 – DEFORMAÇÕES NO ESPECTRO .....	46
FIGURA 21 – TRANSFORMADA DE FOURIER DAS JANELAS .....	47
FIGURA 22 – ERRO DO JANELAMENTO VS. SNR .....	49
FIGURA 23 – DESVIO PADRÃO DO JANELAMENTO VS. SNR .....	50
FIGURA 24 – HISTOGRAMA DA SIMULAÇÃO COM SNR=40 DB [%] .....	51
FIGURA 25 – HISTOGRAMA COM DADOS DO FLUKE COM SNR=40 DB [%] .....	52
FIGURA 26 – FONTE DE FORÇA PROGRAMÁVEL CALIFORNIA DE 30 KVA .....	53
FIGURA 27 – TESTES REALIZADOS NO LACTEC .....	53
FIGURA 28 – SINAL DE 60 HZ COM 7º HARMÔNICO .....	54
FIGURA 29 – SINAL DE 59,9 HZ COM 7º HARMÔNICO .....	54
FIGURA 30 – SINAL DE 60 HZ COM 7º HARMÔNICO .....	55
FIGURA 31 – AMBIENTE DE SIMULAÇÃO NO LACTEC COM SNR=40 DB .....	56

## LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - LIMITES PARA DISTORÇÕES HARMÔNICAS .....	17
TABELA 2 - TECNOLOGIAS ENCONTRADAS PARA MEDIÇÃO DO THD .....	19
TABELA 3 – ORÇAMENTO DO MATERIAL ELETRÔNICO .....	31
TABELA 4 – COMPONENTES DO FILTRO BIQUAD .....	41
TABELA 5 – COMPARAÇÃO DO THD ENTRE O PROTÓTIPO E O PADRÃO .....	55
TABELA 6 – PROTÓTIPO THD VS. EQUIPAMENTO COMERCIAL .....	57

## LISTA DE ABREVIATURAS

$A_{RMS}$	Ampére RMS
App	Ampére pico-a-pico
dB	Decibéis
ns	Nanossegundo
PC	Computador Pessoal

## LISTA DE SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	Conversor Analógico Digital
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

## LISTA DE ACRÔNIMOS

ENOB	Effective Number Of Bits
FFT	Fast Fourier Transform
IEC	International Electrotechnical Commission
ISP	In-system programming
LSB	Least Significant Bit
MATLAB	MATrix LABoratory
RMS	Root Medium Square
SFDR	Spurious Free Dynamic Range
SINAD	Signal-To-Noise-And-Distortion Ratio
SNR	Signal-To-Noise Ratio
THD	Total Harmonic Distortion
THD + N	Total Harmonic Distortion Plus Noise

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b> .....	13
<b>2</b>	<b>CONTEXTO E MOTIVAÇÃO</b> .....	14
2.1	OBJETIVOS GERAIS .....	14
2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	14
2.3	JUSTIFICATIVA.....	14
<b>3</b>	<b>REVISÃO DA LITERATURA</b> .....	15
3.1	ASPECTOS SOBRE A DISTORÇÃO HARMÔNICA .....	15
3.2	LEGISLAÇÕES SOBRE MEDIDORES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	18
3.3	TECNOLOGIAS.....	18
3.4	DESCRIÇÃO DO MICROCONTROLADOR.....	19
3.5	DESCRIÇÃO DO SENSOR .....	20
3.6	CALIBRAÇÃO DO CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL DO ARDUÍNO .....	21
3.7	ASPECTOS DA AMOSTRAGEM, TEOREMA DE NYQUIST E FILTRO DE ANTI-ALIASING .....	23
<b>4</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS</b> .....	28
<b>5</b>	<b>PROJETO E VALIDAÇÃO DA PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO</b> .....	32
5.1	ESTUTURA GERAL .....	32
5.1.1	PROGRAMAÇÃO EM C PARA O ARDUÍNO .....	34
5.1.2	PROGRAMAÇÃO EM LINGUAGEM MATLAB .....	35
5.2	INSTRUMENTAÇÃO .....	36
5.3	AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SENSOR DE EFEITO HALL.....	38
5.4	VALIDAÇÃO SEM FILTRO .....	39
5.5	PROJETO E VALIDAÇÃO DE UM FILTRO .....	40
5.5.1	AJUSTE E VALIDAÇÃO .....	42
5.6	AQUISIÇÃO COM FILTRO.....	43
<b>6</b>	<b>CALCULO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL</b> .....	45
6.1	PROBLEMA DO JANELAMENTO DA DFT E DA AMOSTRAGEM NÃO COERENTE .....	45
6.2	DETECÇÃO DE PICOS.....	47
6.3	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO ALGORITMO EM AMBIENTE SIMULADO .....	48

6.4	AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO ALGORITMO EM LABORATÓRIO .....	52
6.5	AVALIAÇÃO GERAL DO MEDIDOR VS EQUIPAMENTO DE MERCADO....	57
7	<b>CONCLUSÃO</b> .....	59
8	<b>TRABALHOS FUTUROS</b> .....	60
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	61
	<b>APÊNDICE A - ERRO DE GANHO DO CONVERSOR A/D</b> .....	64
	<b>APÊNDICE B - PROGRAMA EM LINGUAGEM C (ARDUÍNO)</b> .....	66
	<b>APÊNDICE C - EXPLANAÇÃO SOBRE O CÓDIGO MATLAB</b> .....	72
	<b>APÊNDICE D - EXPLANAÇÃO SOBRE O TESTBENCH</b> .....	73
	<b>APÊNDICE E - CÓDIGO MATLAB</b> .....	75
	<b>APÊNDICE F - GRÁFICO COMPARATIVO JANELAMENTO</b> .....	78
	<b>APÊNDICE G - CÓDIGO (PICOS E CÁLCULO DO THD)</b> .....	79
	<b>APÊNDICE H - TESTBENCH THD, JANELAMENTO E SNR</b> .....	81
	<b>APÊNDICE I - ESQUEMA ELÉTRICO DO PROJETO</b> .....	82
	<b>APÊNDICE J - ESQUEMATICO DO FILTRO BIQUAD</b> .....	83
	<b>APÊNDICE K - LAYOUT CIRCUITO IMPRESSO</b> .....	84
	<b>APÊNDICE L - ERRO DE GANHO DO CONVERSOR A/D</b> .....	85

## 1 INTRODUÇÃO

As distorções harmônicas são fenômenos associados com deformações nas formas de onda das tensões e correntes em relação à onda senoidal da frequência fundamental (ANEEL, 2016). As redes de baixa tensão passaram a sofrer influências com a modernização e a introdução de diversos controladores associados a conversores. Estas influências se agravaram, principalmente, com o aumento da eletrônica de consumo residencial, costumeiramente constituídas por uma ponte retificadora (diodos). Atualmente, os equipamentos eletrônicos utilizam fontes de alimentação chaveadas (comutadas). Estas fontes passaram a ser um fator determinante na qualidade da energia, pois injetam corrente de harmônico na rede elétrica que geram tensões harmônicas.

Por este motivo, neste trabalho, optou-se avaliar os efeitos das correntes harmônicas, produto dos equipamentos do consumidor que provocam harmônicos na rede elétrica.

Segundo Rodrigues (2009), devido às características não lineares dos seus componentes, estas fontes chaveadas provocam distorção na rede elétrica. Estas distorções afetam o desempenho de inúmeros dispositivos presentes no sistema de distribuição, como transformadores, bancos de capacitores, dispositivos de proteção e inclusive os sistemas de medição de energia elétrica. Os erros de medição tanto nos dispositivos eletrônicos quanto nos dispositivos do tipo indução, podem levar à considerável perda de faturamento, caso elevadas taxas de distorção harmônica estejam presentes.

Neste diapasão, é importante comentar que as perturbações na rede expressam uma série de fenômenos que influenciam a energia que chega aos equipamentos e às instalações elétricas. Estas perturbações existentes são hoje conhecidas e registradas pelas várias normas internacionais que regulam a qualidade de energia. Estes fenômenos ocorrem na forma de transitórios, interrupções, sobretensão, subtensão e distorções das formas de onda, sendo que nesta última estão as harmônicas de tensão e correntes senoidais que são os principais elementos de perturbação na rede elétrica. (ANEEL, 2016).

## 2 CONTEXTO E MOTIVAÇÃO

### 2.1 OBJETIVOS GERAIS

Projetar, testar e validar uma plataforma de aquisição de corrente da rede elétrica e um algoritmo para o cálculo da THD (Distorção Harmônica Total), em ambiente controlado, no contexto de medição de qualidade de energia baseado nos requisitos do PRODIST<sup>1</sup>.

### 2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estudar, projetar e validar plataformas de instrumentação e aquisição de dados de corrente, através de sensor de efeito hall e microcontrolador associado;
- Estudar, projetar e aplicar filtro de *anti-aliasing*<sup>2</sup> associado;
- Estudar as normas que definem os limites de THD e de precisão de medida de THD em redes de energia de baixa tensão;
- Estudar e definir algoritmo de cálculo da THD baseado em FFT;
- Elaborar um protótipo que agrega as etapas anteriores e faz a leitura da THD;
- Realizar a validação via *test bench* controlado;
- Comparar os resultados com a Norma vigente e com aparelhos de mercado.

### 2.3 JUSTIFICATIVA

Este protótipo de um medidor de harmônico de rede levou a uma reflexão dos requisitos mínimos de equipamentos de medição da THD, tais como a taxa amostral e a exatidão do conversor A/D, definidos no PRODIST- Módulo 8 e a possibilidade da utilização de microcontroladores e sensores de menor custo, respeitando as especificações de precisão de medida definidas.

---

<sup>1</sup> PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (ANEEL, Resolução Normativa nº 664/2015).

<sup>2</sup> Filtro *anti-aliasing* é um filtro passa-baixa que precede o conversor analógico/digital (OPPENHEIM,2012,p. 125).

### 3 REVISÃO DA LITERATURA

Na sustentação teórica do assunto que foi objeto deste TCC, foram abordados aspectos sobre a distorção harmônica. Em seguida foi feito um levantamento do estado da arte em medidores, apresentando a plataforma Arduino MEGA 2560 e a descrição da instrumentação eletrônica empregada. Finalmente, as técnicas utilizadas para o processamento digital do sinal.

#### 3.1 ASPECTOS SOBRE A DISTORÇÃO HARMÔNICA

Um harmônico é a componente de uma onda periódica cuja frequência é um múltiplo inteiro da fundamental que no caso é a rede de 60 Hz. Desta forma, podemos dizer que um sinal periódico contém componentes harmônicas quando a forma de onda é deformada em relação a um sinal senoidal. A presença destas harmônicas causa uma deformação (distorção) no sinal de corrente ou de tensão, impactando na qualidade da energia.

O grau de distorção harmônica presente na tensão e/ou corrente pode ser quantificada matematicamente com base no estudo das ondas não senoidais periódicas, viabilizada por meio da série de Fourier. Existem harmônicos pares e ímpares. Os ímpares são mais frequentes e com maior intensidade, encontrados nas instalações elétricas em geral e sendo os maiores causadores de problemas.

Os harmônicos no sistema de energia se originam na corrente elétrica, devido à presença de equipamentos e cargas não lineares no sistema de distribuição. A circulação dessas correntes harmônicas geram tensões harmônicas através das impedâncias da rede, e então uma deformação da tensão de alimentação.

A presença de harmônicos em um sistema nem sempre causa danos imediatos, mas com o tempo, equipamentos expostos a correntes harmônicas podem vir a apresentar sérios problemas. (ZOLFAGHARI et al., 2010). Os mais usuais são:

- Solicitação de isolamento: devido às distorções nas tensões;
- Solicitação térmica: devido à circulação de correntes harmônicas. Os principais efeitos causados pelas solicitações térmicas e de isolamento

resultam em perda de vida útil de transformadores, das máquinas rotativas, dos bancos de capacitores, etc.;

- Operação indevida de diversos equipamentos elétricos (torques oscilatórios nos motores, atuação indevida dos controles, etc.).

Pensando em todos estes problemas causados pela TDH, o Operador Nacional do Sistema Elétrico (ONS), através da Resolução Normativa ANEEL nº 461/11, de 11/11/2011, no Submódulo 2.2, orienta sobre a verificação de conformidade das instalações da rede básica aos requisitos mínimos de transmissão e gerenciamento de indicadores de desempenho. Neste documento é recomendada a adoção de parâmetros a serem seguidos pelos órgãos ligados ao sistema elétrico, nos quais existe uma recomendação para a distorção harmônica individual de tensão. Estes parâmetros serviram para a realização do *Test Bench* desta pesquisa.

A TABELA 1 apresenta os níveis de distorções harmônicas individuais praticadas no Brasil.

O ONS, preocupado com estas distorções na rede, estabeleceu instruções para realização de estudos e medições de qualidade de energia elétrica relacionados aos novos acessos à rede básica (ONS, 2013). Este documento utiliza o cálculo da distorção harmônica total como um indicador para avaliar o desempenho global em regime permanente, nos barramentos da rede básica. Esse indicador não se aplica a fenômenos transitórios ou de curta duração que resultem em injeção de correntes harmônicas, como ocorre, por exemplo, na energização de transformadores ou em partida de unidades geradoras que utilizem equipamentos conversores de frequência. A Distorção Harmônica Total (THD) é dada pela seguinte expressão:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}{C_1^2}} * 100 = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}}{C_1} * 100 [\%] \quad (1)$$

Onde C1 é a amplitude de pico da frequência fundamental e Cn são as amplitudes das harmônicas de ordem n. Em ANEEL (2016), são consideradas as harmônicas de ordem 2 a 50.

TABELA 1 - LIMITES PARA DISTORÇÕES HARMÔNICAS

Recomendações sobre Distorção Harmônica Individual de Tensão Vnominal ≤ 1 kV	
PRODIST – MODULO 8	
ORDEM	%
5	7,5
7	6,5
11	4,5
13	4
17	2,5
19	2
23	2
25	2
>25	1,5
3	6,5
9	2
15	1
21	1
>21	1
2	2
4	1
6	0,5
8	0,5
10	0,5
12	0,5
>12	0,5
THD = 10%	

FONTE: PRODIST, ANEEL (2016)

De acordo com Schneider (2013) o princípio de funcionamento dos analisadores encontrados no mercado é através do modo de tratamento de dados, isto é, os sinais analógicos são convertidos em uma sequência de valores numéricos. Para isso, estes equipamentos utilizam um algoritmo que realiza a Transformada Rápida de Fourier (em inglês *Fast Fourier Transform*, FFT). Este Algoritmo calcula, a partir desses valores, as amplitudes e as fases das harmônicas para um grande número de janelas temporais de observação. Esta publicação da Schneider considera que o tratamento dos valores sucessivos calculados pelo FFT (classificação, estatísticas) pode ser efetuado pelo aparelho de medição ou realizado por um programa externo.

### 3.2 LEGISLAÇÕES SOBRE MEDIDORES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

O presente projeto seguiu os critérios da NBR IEC 61000-4-30 da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) (2011), referentes aos parâmetros para medição e limites para a qualidade de energia e dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. Esta norma estabelece as seguintes condicionantes:

- A variação de frequência entre 59,9 Hz e 60,1 Hz;
- O espectro harmônico a ser considerado para fins do cálculo da distorção total até a 25ª ordem harmônica;
- Os equipamentos de medição devem atender os requisitos mínimos de taxa amostral de 16 amostras/ciclo, conversor A/D (analógico/digital) de sinal de tensão de 12 bits e precisão de até 1% da leitura.

Vale ressaltar que uma taxa de aquisição de 16 amostras/ciclo não é suficiente para se efetuar o registro de harmônicas até a 25ª ordem atendendo o critério de Nyquist. Seria necessário uma taxa de amostragem mínima de 50 amostras por ciclo.

### 3.3 TECNOLOGIAS

Foram pesquisados no mercado os principais fabricantes de produtos que permitem a monitoração dos vários parâmetros de qualidade da rede elétrica, tais como o Mavowatt 230, da Gossen Metrawatt, o CW500, da Yokogawa, o G4000, da Kron e o Fluke 435 Séries II.

Estes dispositivos têm a capacidade de mostrar graficamente os resultados e salvar os dados em memórias, sendo apresentadas as características na TABELA 2, conforme os dados do catálogo dos fabricantes.

TABELA 2 - TECNOLOGIAS ENCONTRADAS PARA MEDIÇÃO DO THD

PRODUTO	FABRICANTE	AMOSTRA (kS/s)	HARMÔNICO	PRECISÃO (%)	MEMÓRIA	CUSTO (U\$)
Fluke 430	Fluke	200	1° – 50°	± 2,5	8MB	9.500
CW500	Yokogawa	10	1° – 50°	± 1	4MB	4.700
Mavowatt 230	Gossen Metrawatt	31	1° – 50°	± 5	4GB	5.697
G4000 Blackbox	Kron Medidores	61	1° – 511°	± 0,1	8GB	3.790

FONTE: O autor (2016)

### 3.4 DESCRIÇÃO DO MICROCONTROLADOR

O Arduíno MEGA é uma plataforma que tem como base o microcontrolador ATmega 2560. Possui 54 pinos de entrada/saída digital, 16 entradas analógicas, 4 UARTs, um oscilador a cristal de 16 MHz, uma conexão USB, um conector de energia, um ISP de 6 pinos e um botão de *reset*. O microcontrolador também possui memória RAM de 8 kB, conversor A/D de 10 bits.

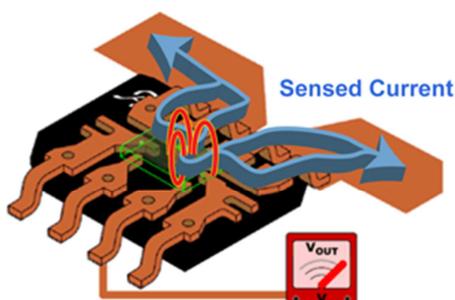
Apesar de possuir a velocidade de amostragem e capacidade de processamento abaixo dos requisitos definidos pela ANEEL, a proposta neste trabalho, era implementar a aquisição do sinal da rede elétrica com uma plataforma de conversão analógica/digital de 10 bits, no qual foi utilizado o referido microcontrolador, para demonstrar a efetividade da implementação dos dados com a exatidão exigida na referida norma, por meio da FFT e por processamento digital de sinais para a melhoria da precisão da medida.

Durante a programação do microcontrolador foi importante observar a limitação da memória RAM de 8 kB. Por exemplo, variáveis do tipo “int” no microcontrolador são instruções de 16 bits. Como a FFT é composta de 4096 pontos, haveria necessidade de 8192 kB de memória. Por este motivo, o microcontrolador somente foi utilizado para a aquisição e transmissão dos vetores de amostra. O processamento e cálculo foram realizados no PC, ou seja, não havia possibilidade de ser embarcado.

### 3.5 DESCRIÇÃO DO SENSOR

A aquisição do sinal da rede elétrica foi implementada pela passagem da corrente alternada por um sensor de efeito Hall, onde se optou pelo ASC712ELCTR-05B-T, do fabricante Allegro MicroSystems, que opera na faixa de  $\pm 5$  A de corrente de pico e possui isolamento mínima de 2,1 kV<sub>RMS</sub>. O sensor de efeito hall poderia ser apenas acoplado magneticamente ao condutor da rede elétrica, mas a implementação deste acoplamento magnético no interior do chip aumentaria drasticamente a qualidade da medição, tanto em termos de exatidão, quanto em termos de imunidade a ruído. Esse transdutor é ligado em série com o ramo a ser analisado, conforme a FIGURA 1. No entanto, por característica própria do sensor, o mesmo possui uma resistência interna do condutor da ordem de 1,2 m $\Omega$ , levando a uma mínima interferência no funcionamento normal da rede elétrica analisada.

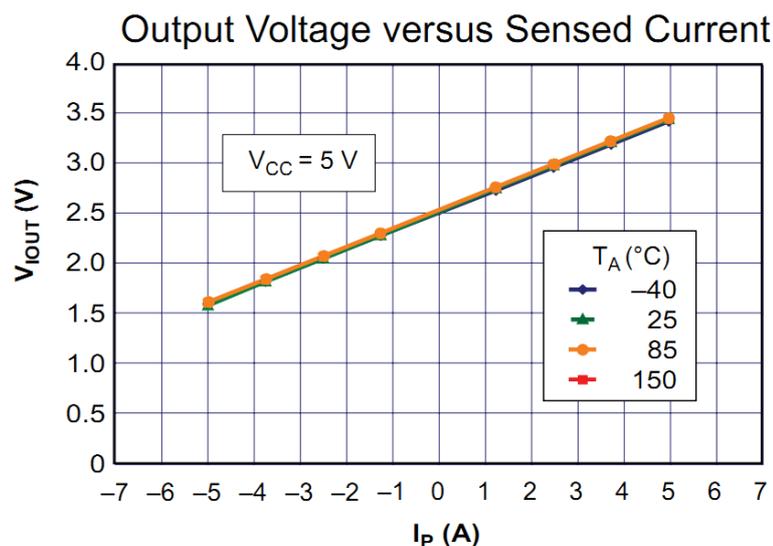
FIGURA 1 – SENSOR DE CORRENTE POR EFEITO HALL



FONTE: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs.aspx>

A tensão de alimentação do sensor ACS712 provém do pino de 5 V da placa do Arduíno. Possuindo uma faixa de medida útil de  $\pm 5$  A, o sensor apresenta uma saída em tensão, com sensibilidade de 185 mV/A (ALLEGRO MICROSYSTEMS, 2013). Uma vez que o sensor detecta tanto correntes positivas, quanto correntes negativas, quando a corrente é nula a saída do sensor apresenta metade da tensão de alimentação. No gráfico da FIGURA 2 podemos visualizar a curva de resposta do sensor, inclusive com relação a temperatura de operação.

FIGURA 2 – SENSIBILIDADE DO SENSOR ACS712



FONTE: Datasheet do ACS712

### 3.6 CALIBRAÇÃO DO CONVERSOR ANALÓGICO/DIGITAL DO ARDUÍNO

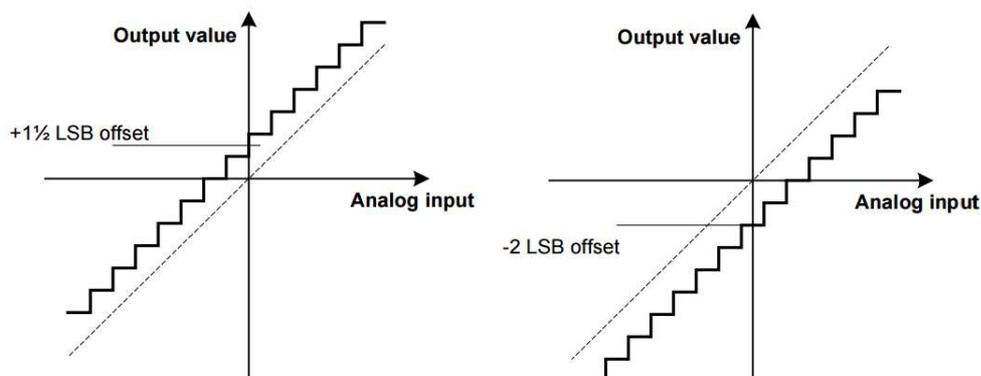
A primeira fase para a correta aquisição dos dados brutos de corrente para o computador pessoal foi a análise de erros do ADC. Nesta etapa foi verificada a necessidade da calibração do conversor analógico/digital (ADC) do Arduino Mega, com base em AVR120 (2006). Estas digitalizações introduzem erros nas representações digitais dos números, onde o erro máximo de um ADC padrão é, em módulo, de  $+ \frac{1}{2}$  LSB, sendo que o LSB é a diferença de tensão de entrada correspondente ao bit menos significativo do valor de saída.

O ADC do AVR possui 10 bits, portanto, converte os valores contínuos da tensão de entrada para uma saída discreta com valores de 0 a 1023 com correspondentes tensões compreendidas entre o terra (GND) e a tensão de referência (VREF). Qualquer tensão aplicada na entrada, maior do que a tensão VREF, irá devolver o valor máximo (1023 usando ADC de 10 bits) e qualquer tensão negativa de entrada irá retornar o valor 0. Nesse sentido, o artigo do ATMEL descreve que o erro do ADC não se limita a um erro de quantificação, mas pode apresentar erros de desvio DC. Destes erros pode-se considerar o erro de offset e o erro de desvio.

O erro de *offset* ocorre quando a transição do valor de saída (0 para 1) não ocorre em um valor de entrada de  $\frac{1}{2}$  LSB, ou seja, a curva de transição do ADC está

deslocada da curva ideal que cruza o zero, mas não com diferença de inclinação, conforme a FIGURA 3.

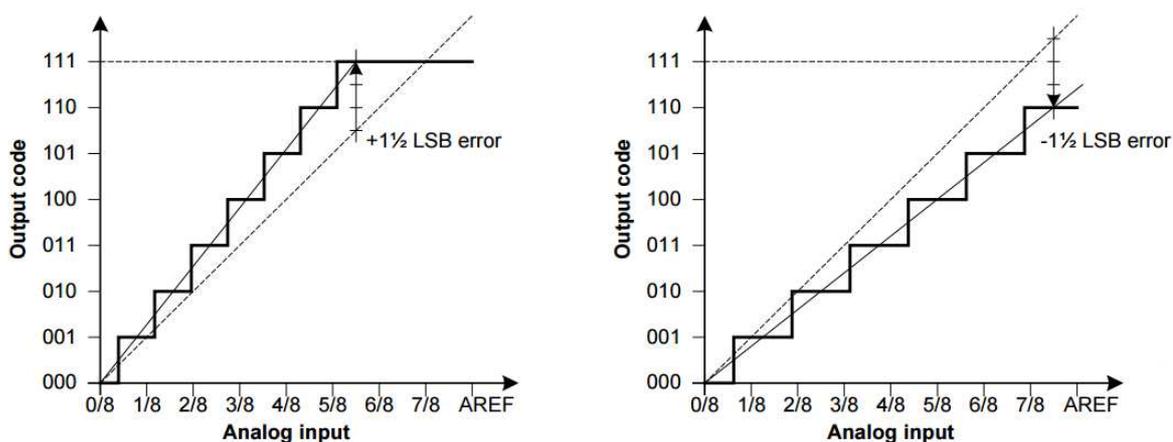
FIGURA 3 – ERRO DE OFFSET



FONTE: ATMEL (2006)

O erro de ganho é o desvio da última etapa da curva de quantização, onde a aplicação de uma tensão de entrada de 0 volt coincide com um valor de 0 na quantização, conforme a FIGURA 4. No entanto, há um desvio a partir do ponto médio dos valores de quantização, causando uma inclinação da curva de em mais de 1 LSB. Este erro de ganho pode ser medido e compensado por escalonamento dos valores de saída.

FIGURA 4 – ERRO DE GANHO (POSITIVO E NEGATIVO)



FONTE: ATMEL (2006)

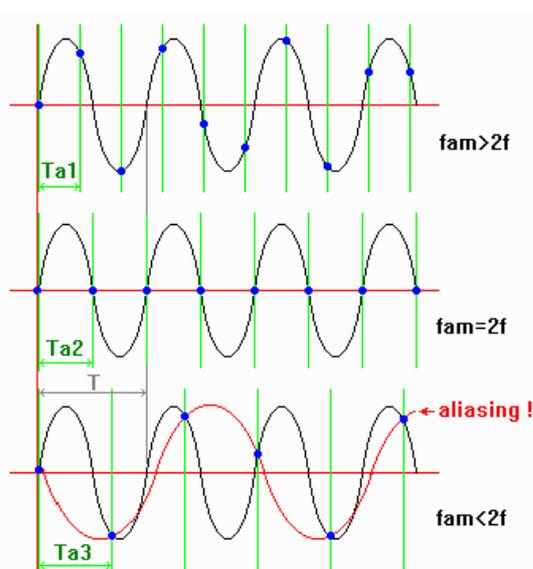
No capítulo sobre resultados e discussões será apresentada a análise do experimento para avaliar se houve erro de ganho do conversor ADC do microcontrolador.

### 3.7 ASPECTOS DA AMOSTRAGEM, TEOREMA DE NYQUIST E FILTRO DE ANTI-ALIASING

A corrente do sinal de 60 Hz da rede comercial que passa pelo sensor de Efeito Hall possui tensão de saída dependente da corrente de entrada e esta tensão deve ser enviada para os circuitos de amostragem. Porém, para a análise dos harmônicos que podem estar presentes neste sinal devem ser medidos até o 25º (vigésimo quinto) harmônico, isto é, até a frequência de 1500 Hz.

Durante esta amostragem para obter a relação no domínio da frequência, pode surgir o fenômeno *aliasing* que ocorre quando um sinal é amostrado com uma frequência menor que o dobro da frequência do próprio sinal. Quando isso ocorre, existe um “batimento” entre a frequência de amostragem e o sinal amostrado que gera uma frequência inferior aquela efetivamente aplicada. (OPPENHEIM, 2012). Isto pode ser visualizado na FIGURA 5, onde “ $f_{am}$ ” indica a frequência de amostragem e “ $f$ ” indica a frequência do sinal amostrado. Para eliminar esse problema, a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior que a maior frequência do sinal útil.

FIGURA 5 – AMOSTRAGEM DE SINAL COM E SEM ALIASING



FONTE: <http://www.qsl.net/py4zbz/teoria/digitaliz.htm>

A amostragem ocorreu na frequência de 3840 Hz, obedecendo ao Teorema da Amostragem de Nyquist-Shannon a uma taxa ligeiramente mais elevada do que o mínimo previsto. Tendo em vista que podem existir componentes de alta frequência

no sinal que venham a prejudicar a informação, reconstruindo um sinal de frequência mais baixa, dentro da banda de interesse levando ao comprometimento na exatidão da medição do THD, foi utilizado antes do processo de amostragem um filtro *anti-aliasing* (passa-baixa), para atenuar as componentes de alta frequência do sinal que não são essenciais para a informação contida nele. Nesta pesquisa esse filtro foi principalmente aplicado para atenuar o ruído que tem uma banda largamente superior à frequência de amostragem desejada.

O ideal é que a resposta em frequência do filtro *anti-aliasing* seja a seguinte função de transformação (OPPENHEIM, 2012):

$$H_{aa}(j\Omega) = \begin{cases} 1, & |\Omega| < \Omega_c \leq \frac{\pi}{T}, \\ 0, & |\Omega| \geq \Omega_c \end{cases} \quad (2)$$

No entanto, essa curva ideal não existe na prática e a banda de transição do filtro de anti-aliasing será não nula. Por isso se aplica uma frequência superior à mínima de Nyquist e um filtro como banda de transição com seletividade limitada. A topologia do filtro implementado para realizar a função de *anti-aliasing* foi do tipo Biquad (Biquadrático) Tow-Thomas que na prática demonstrou ser pouco susceptível aos aspectos não ideais dos componentes e fácil de ajustar.

O Filtro Biquad Tow-Thomas é um filtro passa-baixa ativo de segunda ordem. É um filtro ativo, porque possui a combinação de elementos passivos e amplificadores operacionais que acrescenta à configuração a propriedade de amplificar os sinais até 1,5 kHz (25ª harmônica), ou pelo menos evitar que estes sinais sofram fortes atenuações, como o observado na FIGURA 7. Conforme Malvino(1997), este filtro possui dois polos que modificam a frequência de corte e a resposta do filtro ativo. Na frequência de corte, o ganho total de tensão está 3 dB abaixo. Acima da frequência de corte, o ganho de tensão diminui 40 dB por década, por ser um filtro de segunda ordem.

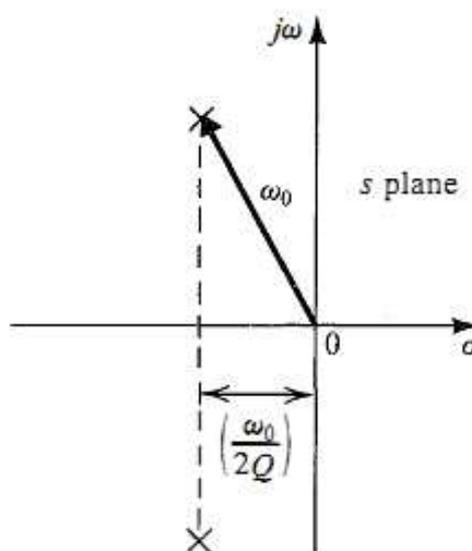
De acordo com Sedra & Smith (2004), o filtro ativo de segunda ordem ou Biquadrático é normalmente expresso pela função de transferência da equação 3:

$$T(s) = \frac{a_2 * S^2 + a_1 * S + a_0}{S^2 + (\omega_0/Q) * S + \omega_0^2} \quad (3)$$

Onde  $\omega_0$  (frequência de ressonância) e  $Q$  (fator de qualidade) determinam os pólos, de acordo com a equação 4:

$$p_1, p_2 = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm j\omega_0\sqrt{1 - (1/4Q^2)} \quad (4)$$

FIGURA 6 – PARÂMETROS  $\omega_0$  E  $Q$  DE UM COMPLEXO-CONJUGADO



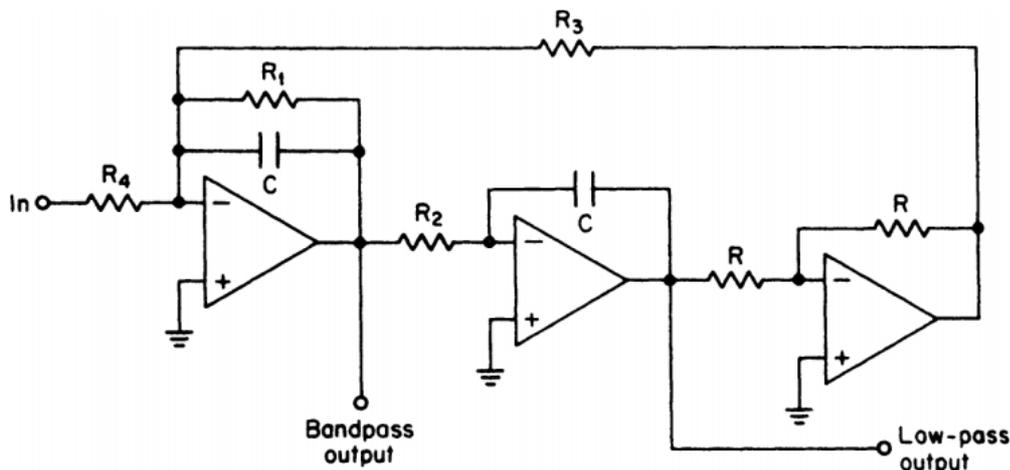
FONTE: SEDRA (2004)

Ainda, conforme Sedra (2004), o parâmetro  $Q$  determina a distância entre os pólos do eixo  $j\omega$ : quanto maior o valor de  $Q$ , mais perto estão os pólos ao eixo  $j\omega$  e mais seletiva se torna a resposta do filtro. Observando-se a FIGURA 6, atribuindo um valor infinito para  $Q$ , os pólos ficam localizados no eixo  $j\omega$  e podem render oscilações prolongadas para o circuito.

O circuito Biquad Tow-Thomas é um arranjo que pode ser usado na configuração passa-baixa, utilizando três amplificadores operacionais, onde se pode inferir que apresenta: baixas perdas por inserção, devido à elevada impedância de entrada do circuito amplificador operacional e da baixa impedância de saída que propicia um mínimo de interação entre os circuitos de entrada e saída e a própria carga; baixo custo; e facilidade para sintonia e ajuste na faixa de frequência que foi projetado. Além disso, como a frequência de ressonância do Biquad é aumentada, as seletividades nominais correspondentes não são iguais a seletividade efetiva da malha. A seletividade real aumenta em altas frequências de ressonância por causa

dos efeitos de ganho e largura de banda finito nos amplificadores operacionais não-ideais. (THOMAS, 1971). O circuito característico do Filtro Biquad é mostrado na FIGURA 7.

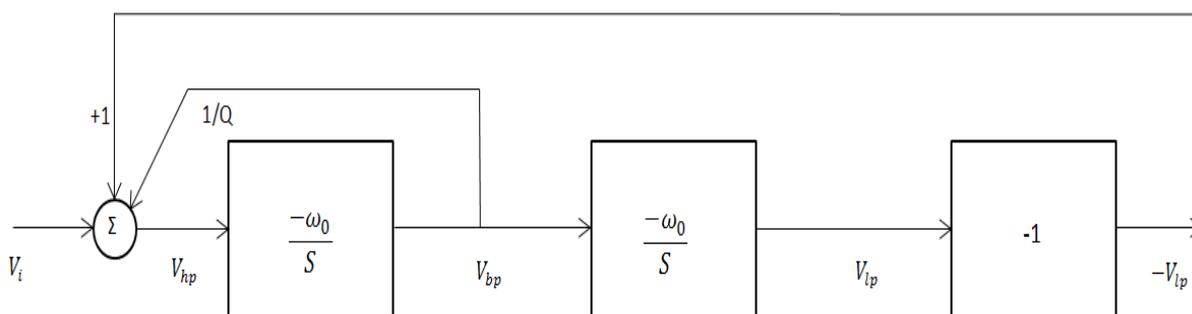
FIGURA 7 – FILTRO BIQUAD PASSA-BAIXA DE ESTADOS VARIÁVEIS



FONTE: WILLIAMS & TAYLOR (2006)

O diagrama em blocos do Filtro Biquad Tow-Thomas pode ser observado, conforme a FIGURA 8.

FIGURA 8 – DIAGRAMA EM BLOCOS FILTRO TOW-THOMAS



FONTE: Adaptado de SEDRA (2004)

A função de transferência do filtro passa-baixa considerando a estrutura da FIGURA 8 fica demonstrada na equação 5.

$$T(s) = \frac{1}{R_2 R_4 C^2} * \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_1 C} * s + \frac{1}{R_2 R_3 C^2}} \quad (5)$$

Ainda, os capacitores C possuem valores arbitrários e o ganho do filtro passa-baixa é dado pela equação 6:

$$G_{lp} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6)$$

A largura de banda será uma relação entre a frequência de ressonância e o Fator de Qualidade, de acordo com a equação 7.

$$B = \frac{\omega_0}{Q} \quad (7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C^2}} \quad (8)$$

E o Fator de Qualidade é encontrado pela equação 9. Dependendo do *ripple* que se queira, pode ser atribuído ao Fator de Qualidade o valor de 0,707. Isto vai depender se o sistema é criticamente amortecido que dá o  $1/(2)^{.5}$  e a função de filtragem é de Butterworth. Qualquer outra oscilação é um filtro de Chebychev tipo I.

$$Q = \sqrt{\frac{R_1}{R_2 R_3}} \quad (9)$$

## 4 MATERIAIS E MÉTODOS

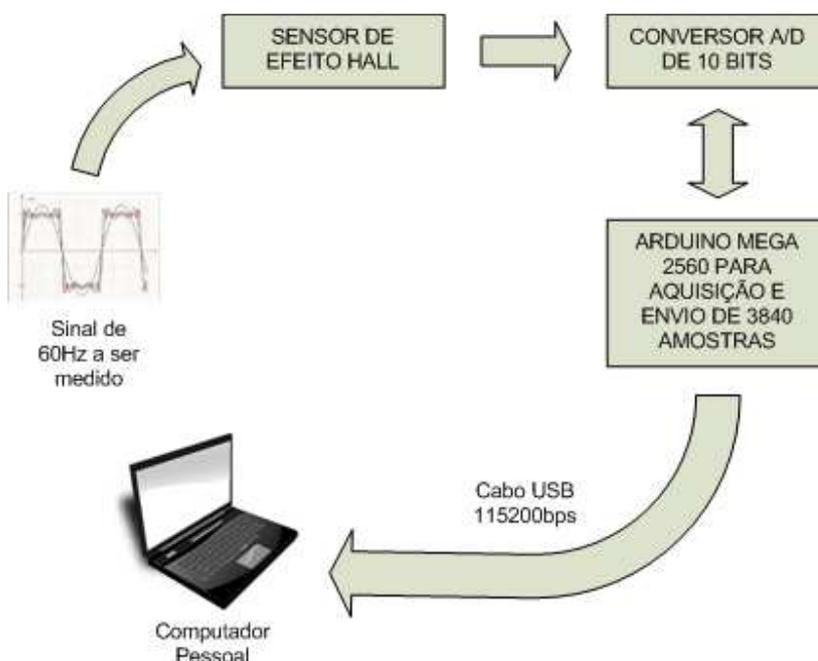
Para organização deste trabalho, foi necessário dividi-lo em quatro etapas principais.

A primeira etapa foi uma pesquisa bibliográfica, cujos materiais foram a busca por normas do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE), na International Electrotechnical Commission (IEC) e nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) - Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica. Também, em artigos disponibilizados na internet para os sensores, os controladores e a programação dos mesmos e na pesquisa bibliográfica das técnicas em processamento digital de sinais para cálculo da FFT e da THD.

Na segunda etapa foi realizada como método a simulação no MATLAB que serviu para analisar os efeitos dos harmônicos em uma rede elétrica de 127 V/60 Hz. Tal ferramenta de teste teve como suporte principal o uso da Transformada Rápida de Fourier (FFT). Também foi realizado o levantamento teórico dos erros nos processos de amostragem, quantização e processamento da informação e se esses erros podem ultrapassar os limites para a incerteza de medição estabelecida pela ANEEL.

A terceira etapa foi o desenvolvimento e programação da plataforma de aquisição. A metodologia de medição fica mais esclarecida com o diagrama da FIGURA 10, começando pelo sensor de corrente que converte o campo magnético da corrente que circula entre a rede elétrica monofásica de 127 V/60 Hz e a carga e a converte em uma tensão proporcional. A saída em tensão do sensor é enviada para o conversor A/D. A tensão de saída do sensor de corrente utilizado já está condicionada a níveis compatíveis à entrada do conversor A/D, portanto, o sinal é enviado diretamente para um dos filtros passa-baixa *anti-aliasing*. Os dados digitalizados são enviados para o computador através da porta serial, onde são manipulados pelo MATLAB.

FIGURA 9 – DIAGRAMA EM BLOCOS DO PROJETO

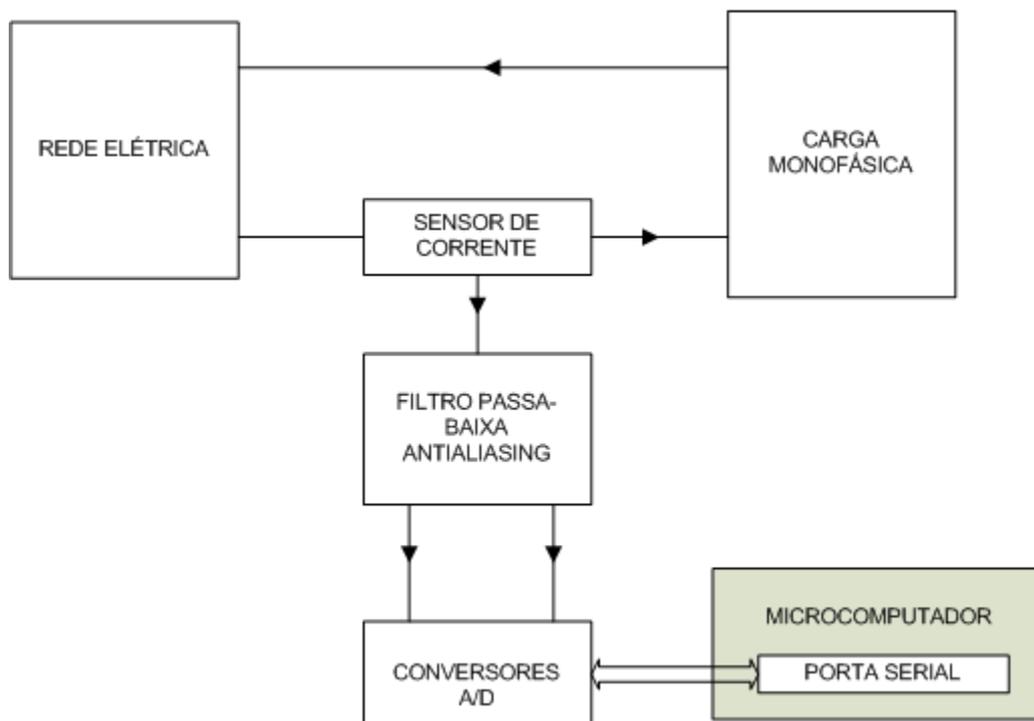


FONTE: O autor (2016)

Finalmente, a quarta etapa foi a metodologia de funcionamento, apresentada na FIGURA 9. Em síntese, o método foi a validação de cada bloco separadamente e depois tudo agregado em ambiente controlado com referencial teórico. Nesta etapa foi retirada uma amostra do sinal da rede elétrica pelo sensor de Efeito Hall que envia um sinal de tensão na faixa de 1,575 a 3,425 V em correlação com as variações de corrente entre  $-3,5355 A_{RMS}$  até  $+3,5355 A_{RMS}$  da entrada. Esta faixa de operação do sensor está coerente com o conversor A/D utilizado que somente podem receber em suas entradas tensões na faixa de 0 a 5 V. O conversor recebe os sinais analógicos vindos dos filtros *anti-aliasing* e amostra 3840 pontos em 1 segundo, quantizando todos os dados e traduzindo-os para informações digitais, que serão enviadas para o computador através da porta paralela e depois processadas pelo programa MATLAB. Toda essa realização, desde agregar a aquisição com o algoritmo não embarcado bem como os aparelhos de geração e medição de harmônicos para teste é o material.

Este programa é responsável por fazer todos os cálculos e controle do processo de medidas, bem como apresentar os resultados ao usuário.

FIGURA 10 – DIAGRAMA DE BLOCOS DA PARTE EXPERIMENTAL



FONTE: O autor (2016)

Nas próximas seções deste trabalho serão apresentadas as especificações e o descritivo de construção e validações do projeto executivo, conforme resumo da FIGURA 10.

O material, o seu quantitativo e o custo para a realização do projeto pode ser observado, conforme a TABELA 3, onde foram utilizados para o projeto da placa o *software* Proteus *Labcenter* para simulação do circuito do filtro *anti-aliasing* e para o desenvolvimento da placa de circuito impresso (PCB design), o *software* EAGLE (*Easy Applicable Graphical Layout Editor*) que podem ser vistos no apêndice C, D e E.

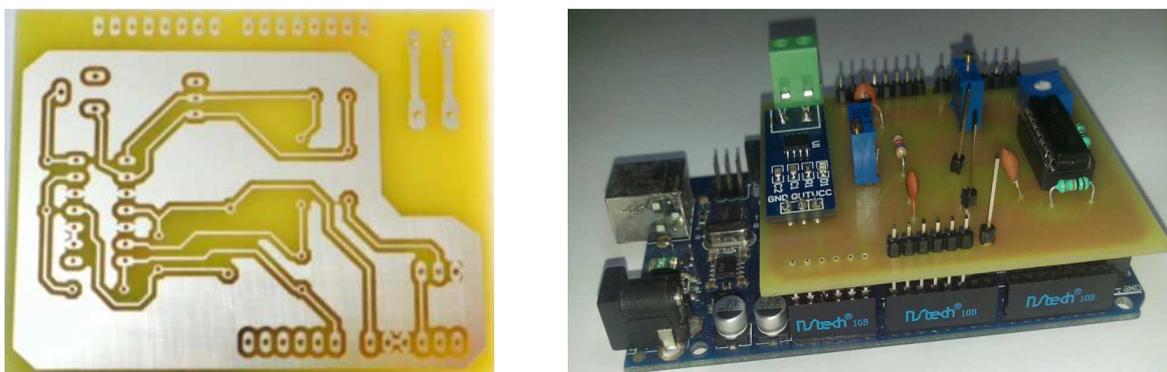
TABELA 3 – ORÇAMENTO DO MATERIAL ELETRÔNICO

MATERIAL	CUSTO	QUANTIDADE	VALOR
Resistores	R\$ 0,20	10	R\$ 2,00
Placas de C.I.	R\$ 45,00	1	R\$ 45,00
Capacitores	R\$ 0,10	3	R\$ 0,30
Kit ARDUINO MEGA2560	R\$ 71,90	1	R\$ 71,90
Borne B09 verm/pret	R\$ 4,65	2	R\$ 9,30
Borne duas vias	R\$ 1,00	1	R\$ 1,00
LM324	R\$ 0,80	1	R\$ 0,80
Trimpot 10k, 3/4 volta	R\$ 1,20	2	R\$ 2,40
Trimpot 1k, 25 voltas	R\$ 1,20	1	R\$ 1,20
Barra de pinos BPSC-40	R\$ 2,60	2	R\$ 5,20
Sensor ACS712	R\$ 26,90	1	R\$ 26,90
Ferro solda 30W	R\$ 26,80	1	R\$ 26,80
TOTAL			R\$ 192,80

FONTE: O autor (2016)

Na FIGURA 11 pode ser visto como ficou a montagem da placa de circuito impresso do filtro *anti-aliasing* e a sua conexão na placa do Arduino MEGA.

FIGURA 11 – CIRCUITO IMPRESSO DO FILTRO BIQUAD E SENSOR



FONTE: O autor (2016)

## 5 PROJETO E VALIDAÇÃO DA PLATAFORMA DE AQUISIÇÃO

### 5.1 ESTUTURA GERAL

Neste tópico foi apresentada a plataforma Arduino, a comunicação serial entre o Arduino e o MATLAB, a taxa de comunicação da porta serial, o número de pontos de aquisição e as programações utilizadas para disponibilizar os dados do experimento.

Como tarefa inicial, foi calculada a frequência de amostragem do sinal de entrada, de acordo com a equação 10. Para medir a frequência de 60 Hz e suas 25 primeiras harmônicas foi multiplicado o valor na base 2 mais próximo de 25, tendo em vista a representação binária da FFT e o produto por 2 para atender Nyquist, chegando a uma frequência de amostragem de 3840 Hz. Com isso, passa a existir uma margem em relação a 25ª harmônica e ainda temos uma frequência de amostragem múltiplo de 60. Foi decidido amostrar um total de um segundo do sinal no tempo para o cálculo da transformada discreta de Fourier, gerando uma resolução na frequência de 1 Hz. O valor teórico do tempo de amostragem foi:  $1/3840 = 0,000260416666$  segundos ou 260,4 microsegundos (*step* de amostragem).

De acordo com Kester (2009), pode-se quantificar desempenho dinâmico de um conversor A/D utilizando o SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N e SFDR. Todos eles se baseiam numa análise da FFT usando uma configuração de teste generalizado, como foi realizado e demonstrado nesta pesquisa. A saída espectral da FFT é uma série de  $M/2$  pontos no domínio da frequência, onde  $M$  é o tamanho da FFT (número de amostras armazenadas em um buffer de memória). O espaçamento entre os pontos é  $f_s/M$  e o espaçamento do intervalo da frequência total e do valor DC é  $f_s/2$ , onde  $f_s$  é a taxa de amostragem. A largura de cada "bin" frequência (às vezes chamado de resolução da FFT) é  $f_s/M$ .

Para esta análise a resolução da FFT foi de um segundo, portanto  $M$  e  $f_s$  foram iguais a 3840. No que concerne o ruído de quantização do ADC, a resolução do mesmo é de 10 bits e o valor de ruído usado no cálculo de SNR é o ruído que se estende ao longo de toda a largura de banda de Nyquist (DC a  $f_s/2$ ). Para o cálculo

teórico da SNR e do “Chão de Ruído da FFT”, ainda será utilizada a análise de KESTER (2009):

$$f_s = 2 * 60 * 2^5 = 2 * 1920 = 3840 \text{ Hz} \quad (10)$$

$$SNR = 6,02N + 1,76 \text{ dB} \quad (11)$$

N = nº de bits do Conversor A/D (10 bits)

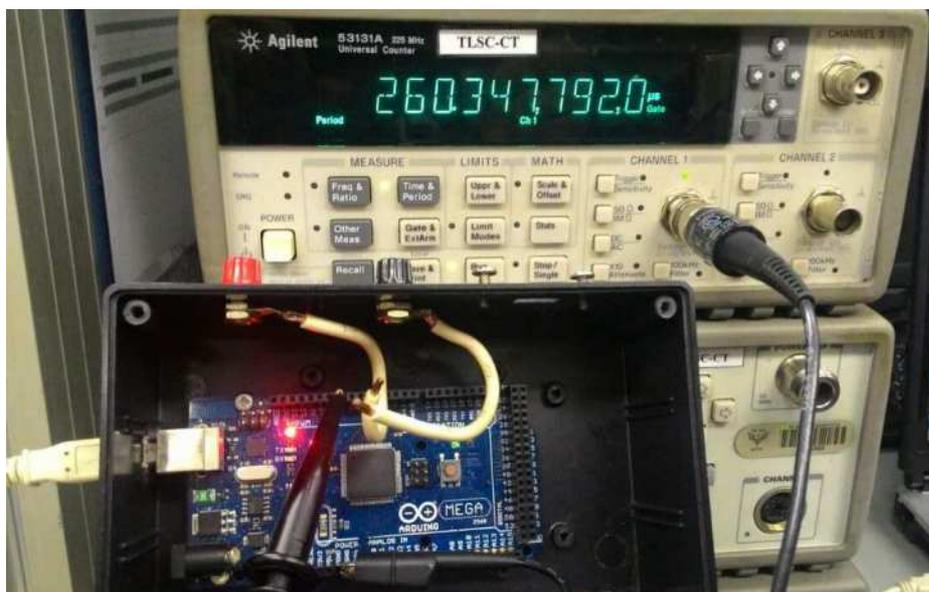
$$FFT\_Noise\_Floor = SNR + 10 \log\left(\frac{M}{2}\right) \quad (12)$$

M = Tamanho da FFT (3840 pontos)

Logo, o SNR = 61,96 dB e o FFT\_Noise\_Floor = 94,79 dB.

Para a demonstração do correto desempenho do microcontrolador foi programado em linguagem C uma interrupção, para garantir a execução do código em intervalos regulares que será detalhado na próxima seção. A FIGURA 12 registra que através do temporizador Timer 1 foi criada uma temporização com intervalos regulares de 260,34 microssegundos para sincronizar a aquisição ADC.

FIGURA 12 – MEDIDA DA INTERRUPÇÃO DO MICROCONTROLADOR



FONTE: O autor (2016)

O microcontrolador foi ligado ao microcomputador, via porta USB, com a devida compatibilidade entre a configuração da porta serial assíncrona, a uma taxa de transferência programada para 115200 bps, 8 bits de dados, paridade par e 2 stop bits.

Para a primeira validação da aquisição de dados o Calibrador FLUKE gera correntes de 0 a 10 App, de 60 Hz a 1500 Hz para os pinos de entrada do sensor. O

sensor insere uma tensão proporcional a corrente de entrada cuja sensibilidade é de 185 mV/A. Interligado na entrada do filtro *anti-aliasing*, através do resistor R1.

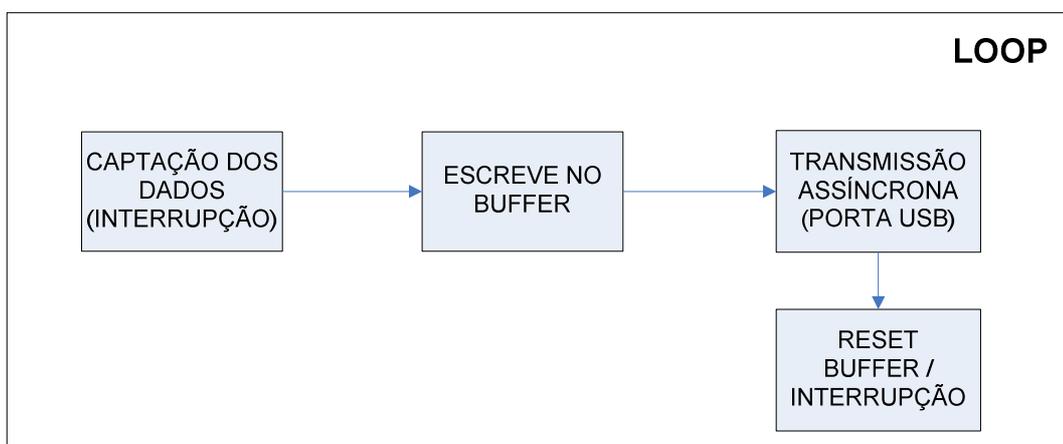
A visualização do diagrama elétrico está representado no apêndice I. A saída do LM324, filtro passa-baixa, é enviada para entrada do microcontrolador para aquisição do sinal amostrado.

### 5.1.1 PROGRAMAÇÃO EM C PARA O ARDUÍNO

O diagrama em blocos da programação do microcontrolador se resume na inicialização e captação dos dados vindos da entrada analógica. Após a etapa de filtragem pelo filtro passa-baixa o sinal analógico é injetado no pino A0 da placa Arduino e início da interrupção (Timer 1) com “escrita” das amostras em um vetor de dados. Concluído o registro dos 3840 valores, inicia o envio dos dados pela porta serial (USB) do microcontrolador. Terminado o envio são inicializados o vetor e a interrupção para um novo ciclo de amostras, conforme pode ser observado na FIGURA 13.

No desenvolvimento do software para aquisição e envio do sinal digitalizado foi importada para a biblioteca do microcontrolador o “TimerOne.h” e o “Timer One\_cpp”. Estes arquivos são um conjunto de rotinas na configuração do temporizador do hardware de 16 bits, chamado Timer 1, no microcontrolador ATmega168/328 que inclui o “overflow” da interrupção do timer.

FIGURA 13 – DIAGRAMA EM BLOCO DO PROGRAMA ARDUÍNO



FONTE: O autor (2016)

O programa escrito em linguagem C que foi embarcado no microcontrolador está no apêndice B, onde foi definido no cabeçalho o arquivo “avr/interrupt.h” que

possui instruções para lidar com as interrupções e registros. Este arquivo também possui as funções para a realização da interrupção “TIMER 1”. Também foram definidas as variáveis globais do tipo “volatile”, instrução que indica ao compilador que a variável pode ser alterada de forma inesperada e, por isso, deve ser atualizado o valor na memória RAM. Sequencialmente, foram ativadas as interrupções globais, levando para 1 o bit I do registrador SREG que foi feito pela instrução “sei”. Depois que as interrupções globais foram acionadas foi necessário ligar as interrupções individuais.

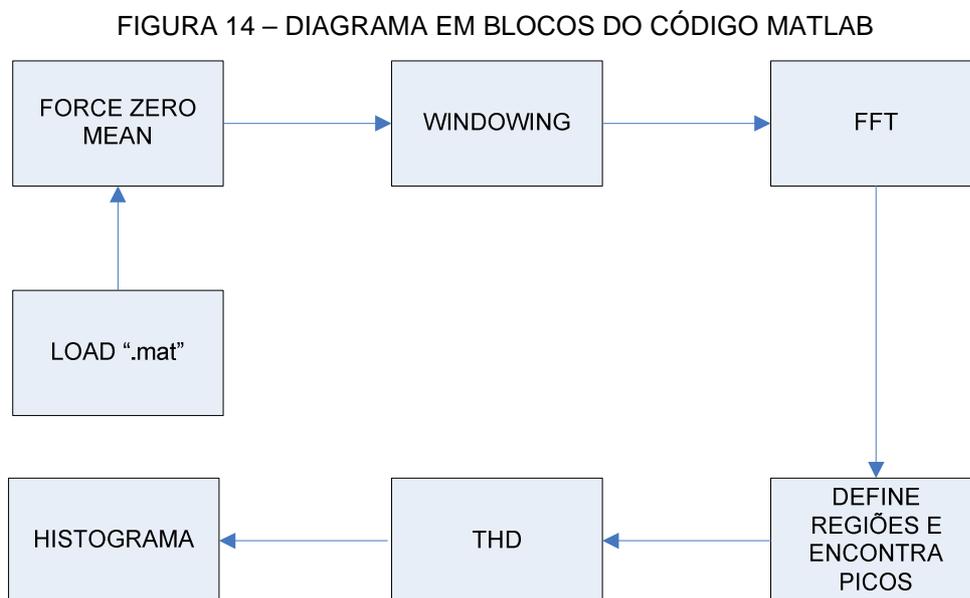
O processador AVR do Arduíno funciona com 8 bits, isto é, só pode lidar com 8 bits de cada vez. Com isso, as operações com mais bits são realizadas em maior ciclo de *clock*. Por este motivo, foi utilizada a instrução “cli” que desativa todas as interrupções e preempções e a interrupção individual definida com o “TIMISK0” igual a zero que desabilita o “TIMER0” que contém as instruções e a prioridade de interrupção do IDE do microcontrolador. Tal procedimento garantiu que durante a realização do código de interrupção do “TIMER1”, que possui 16 bits controlados por registradores especiais Timer/Counter Control Register A e B (TCCR1A e TCCR1B), não houvesse qualquer perturbação que pudesse alterar as variáveis, mantendo a amostragem em “passos” de 260 microssegundos.

Enquanto o vetor “vetIdx” não alcançasse o valor 3840, na memória RAM de 8 kB, o programa não iniciava o envio dos dados pela porta serial. O início do frame, ou bloco, identificado por três bytes 7E consecutivos, criados pelo programador em notação hexadecimal, foi estabelecido e permitiu o sincronismo com a porta serial do computador, disponibilizando o envio do fluxo dos dados ao programa MATLAB. Após a conclusão do envio dos dados a instrução “serial.flush” limpa todo o *buffer* de dados, o vetor “vetIdx” é reiniciado com o valor zero e reinicia nova sequência de amostras. Finalmente, um microcomputador recebe os dados seriais enviados a 115200 bits por segundo através de um cabo USB conectado entre o terminal do Arduíno e a porta serial “COM5”, por comunicação assíncrona.

### 5.1.2 PROGRAMAÇÃO EM LINGUAGEM MATLAB

No apêndice C está o comentário do código fonte escrito no MATLAB para a comunicação e *logger* de dados, geração de gráfico comparativo entre o desempenho dos janelamentos de Kaiser com  $\beta=28$ , Kaiser com  $\beta=38$  e Flat-Top e a

separação de regiões nos espectro de frequência para a leitura dos picos do sinal fundamental, os seus harmônicos e o cálculo do THD.



FONTE: O autor (2016)

Observando o diagrama em bloco da FIGURA 14, pode-se perceber que após “carregar” o arquivo “.mat” é eliminado o nível DC, realizado o produto do sinal com um janelamento, no tempo contínuo, e criado o espectro de frequência. Em seguida um código define as regiões para a localização dos picos na FFT, o cálculo do THD e os levantamentos estatísticos (histograma, erro relativo, erro médio e desvio).

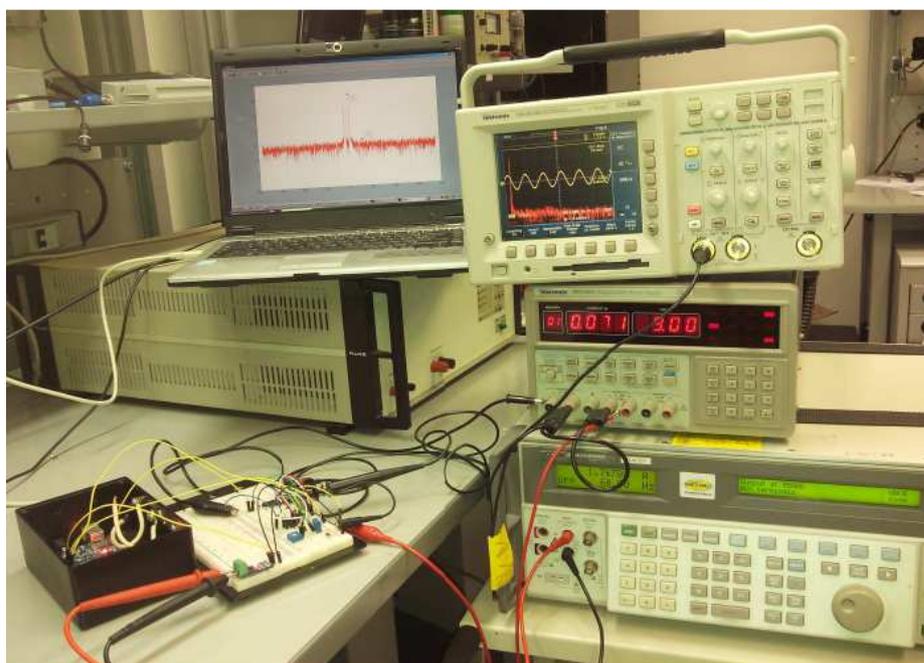
## 5.2 INSTRUMENTAÇÃO

Para o ajuste e validação das plataformas de aquisição e filtro foram usadas instrumentações adequadas para a análise experimental, onde uma parte destes instrumentos pode ser observada na FIGURA 15. Estes medidores permitiram gerar os sinais de teste, calcular o erro e o desvio padrão do protótipo (VIM, 2012). Os aparelhos utilizados foram:

- Calibrador FLUKE de multiprodutos 5500A;
- Power Quality Logger Memobox, FLUKE, Modelo 1744, serial number W921044CA;

- Gerador de Função sintetizado, AGILENT, 33250A com forma de onda arbitrada;
- Osciloscópio TEKTRONIX, TDS 3032, 300 MHz;
- Multímetro Digital AGILENT, modelo 34401A 6 1/2 *digit multimeter*, *serial number* MY45010814;
- Contador Universal, AGILENT, modelo 53131A, 225 MHz;
- *Network Analyzer* 3577A, HEWLETT PACKARD, 5Hz – 200 MHz, *serial number* 2837A13893;
- Fonte de Força programável, CALIFORNIA INSTRUMENTS MX Series, 30 kVA, faixa de frequência de 32 Hz a 16 kHz para teste de harmônicos, exatidão de 0.03 % + 0.03 Hz e resolução de 0.01 Hz;
- Analisador de Qualidade de Energia, FLUKE 435 série II, 1 até 50 harmônico, de acordo com a norma IEC 61000-4-7;
- Pinça de Corrente i5S CA, faixa de operação de corrente de 0,01 a 5 A em corrente alternada;
- *Laptop* Positivo Mobile Z85, 2G SRAM, Pentium Dual-Core T2310, 120GB HD SATA, com Windows XP SP3 e MATLAB R2007a;
- Fonte de força programável, TEKTRONIX, modelo PS2520G.

FIGURA 15 – INSTRUMENTAÇÃO PARA O AJUSTE DA AQUISIÇÃO

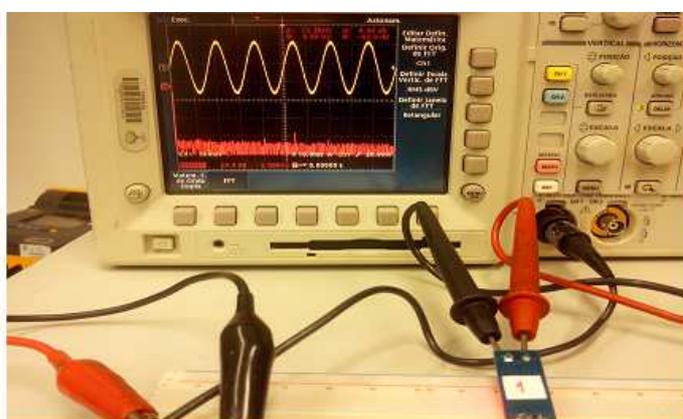


FONTE: O autor (2016)

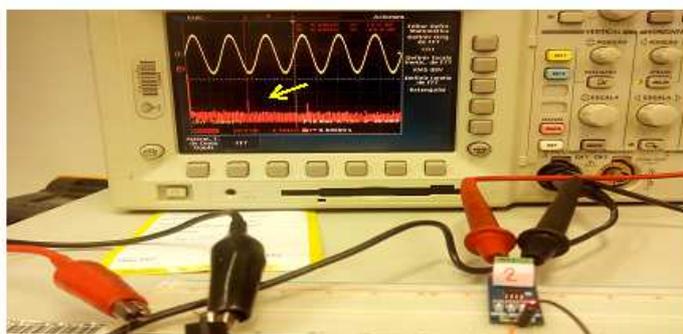
### 5.3 AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO SENSOR DE EFEITO HALL

Tendo em vista que a avaliação de ruído era um requisito de importância e que nos circuitos do sistema sempre existe inserção de ruído dos componentes, da temperatura, da variação do sinal *clock* de um circuito digital e outros, entendeu-se que a avaliação do desempenho do sensor de efeito hall era uma medida necessária para que não surgissem valores no espectro que pudessem provocar erro no cálculo do THD. Para isso, foi realizada a comparação com três sensores de 5 ampéres.

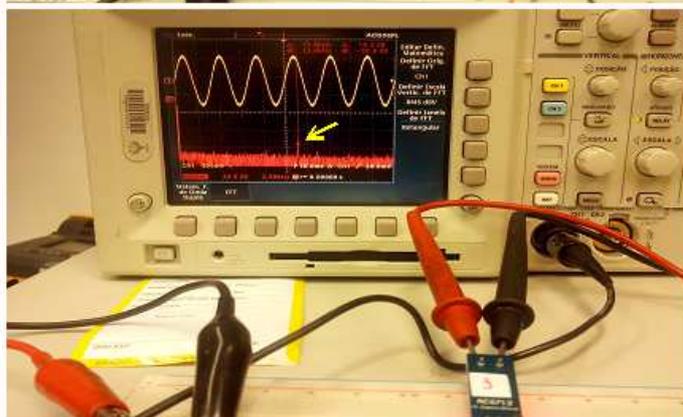
FIGURA 16 – TESTES PARA ESCOLHA DO SENSOR



Sensor 1 não  
apresentou  
ruído em  
destaque



Sensor 2  
com ruído  
destacado  
em 6,9kHz e  
-68,8dB



Sensor 3  
com ruído  
destacado  
em 13,9kHz  
e -50,8dB

FONTE: O autor (2016)

A FIGURA 16 apresenta o ruído no espectro gerado pelos sensores e esta avaliação permitiu a melhor escolha do sensor, apesar da utilização do filtro *anti-aliasing*.

O teste foi realizado com a introdução de um sinal nos pinos de entrada 1- 2 e 3-4, do ACS712-5A, com o Gerador FLUKE 5500 Calibrator, ajustado para a corrente de  $3,5355 A_{RMS}$  (10 App) e frequência de 60 Hz. Conforme o resultado, os sensores número 2 e 3 apresentaram harmônicos não múltiplos da fundamental (60 Hz), mas o sensor “número 1” teve o melhor desempenho e foi utilizado no protótipo do medidor de distorção harmônica.

#### 5.4 VALIDAÇÃO SEM FILTRO

Esta sessão mostra a sequência realizada para a validação e o resultado obtido nos testes em ambiente controlado.

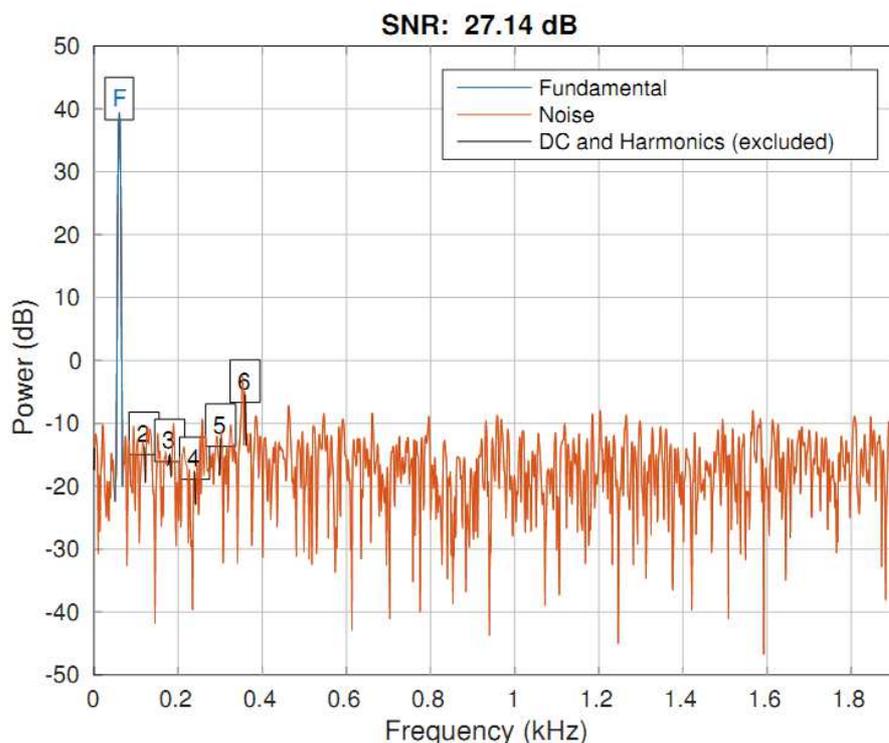
Estas etapas foram cuidadosamente registradas, avaliando as alterações nos aspectos das perdas por inserção, o SNR e os impactos para o cálculo do THD. Por este motivo, a cada módulo introduzido no sistema eram armazenados os arquivos das leituras da FFT do MATLAB para servirem de referência para as próximas leituras, possibilitando as devidas melhorias e novos testes de avaliação.

É importante ressaltar que foram levados em consideração determinados fatores que interferem na densidade espectral de potência definida pela FFT. De acordo com Bergland (1969), são os efeitos de *aliasing*, dispersão e *picket-fence*. O *aliasing* refere-se aos componentes de uma função no tempo, onde a alta frequência passa a ser menor por superposição dos espectros, caso a frequência de amostragem não atenda ao Teorema de Nyquist. Esta incerteza pode ser removida estabelecendo uma taxa de amostragem duas vezes maior que a frequência amostrada. Porém, o efeito da dispersão é inerente aos dados finitos da Transformada Rápida de Fourier que não tem a informação sobre o que aconteceu antes e depois de um período de T segundos. Pequenas variações no sinal também podem dispersar a energia numa determinada frequência, bem como a amostragem não coerente e o clock do microcontrolador.

No gráfico da FIGURA 17 pode-se observar que o SNR foi de 27,14 dB para uma corrente de  $3,5355 A_{RMS}$  (10 App). Esse SNR está baixo principalmente por causa das frequências das fontes chaveadas e do circuito Integrado do sensor

(ACS712). Devido ao baixo SNR, componentes dos harmônicos de ordem mais elevada que possuem contribuição menor no espectro de frequência, poderiam não ser distinguidas do ruído de fundo, acarretando um erro no resultado da THD.

FIGURA 17 – SINAL AMOSTRADO DE 10 APP SEM FILTRO ANTIALIASING



FONTE: O autor (2016)

## 5.5 PROJETO E VALIDAÇÃO DE UM FILTRO

O filtro anti-aliasing projetado foi o Filtro de 2ª Ordem (-40 dB/década) Biquadrático - Tow-Thomas, calculado para uma frequência de corte ( $f_c$ ) de 2 kHz, uma vez que a banda do espectro da FFT é de  $\pm 1920$  Hz, sendo que o parâmetro de operação do medidor vai até o 25º harmônico (1500 Hz).

Os cálculos estão detalhados abaixo e na TABELA 4 foram apresentados os valores comerciais encontrados.

$$\omega_0 = 2 * \pi * f_c = 12566,37 \text{ rad/s}$$

Os capacitores foram escolhidos arbitrariamente:

$$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$$

O Ganho do filtro de 10 dB, onde os resistor  $R_2$  foi arbitrariamente escolhido:

$$G_{f_{pb}} = \frac{R_2}{R_1} = 10, \text{ sendo } R_2 = 10k\Omega \text{ e } R_1 = 1k\Omega$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_4 C_1 C_2}} \rightarrow 12566,37^2 = \frac{1}{10^4 * R_4 * 10^{-8} * 10^{-8}} \rightarrow R_4 = 6,3 k\Omega$$

Com o Fator de Qualidade (Q) de 0,707, temos:

$$R_3^2 = Q * R_2 * R_4 = 5,6 k\Omega$$

Os valores de  $R_5$  e  $R_6$  foram arbitrados para 10 k $\Omega$ , pois não dão ganho ao sistema na etapa de saída inversora.

TABELA 4 – COMPONENTES DO FILTRO BIQUAD

COMPONENTE	VALOR CALCULADO	VALOR COMERCIAL
R1	1 k $\Omega$	1 k $\Omega$ 1/4 W
R2	10 k $\Omega$	Trimpot de 10 k $\Omega$ (ajuste do Q)
R3	5,6 k $\Omega$	Trimpot de 10 k $\Omega$ (ajuste da fc)
R4	6,3 k $\Omega$	6,2 k $\Omega$
R5	10 k $\Omega$	10 k $\Omega$ 1/4 W
R6	10 k $\Omega$	10 k $\Omega$ 1/4 W
C1	10 nF	10 nF (cerâmico)
C2	10 nF	10 nF (cerâmico)

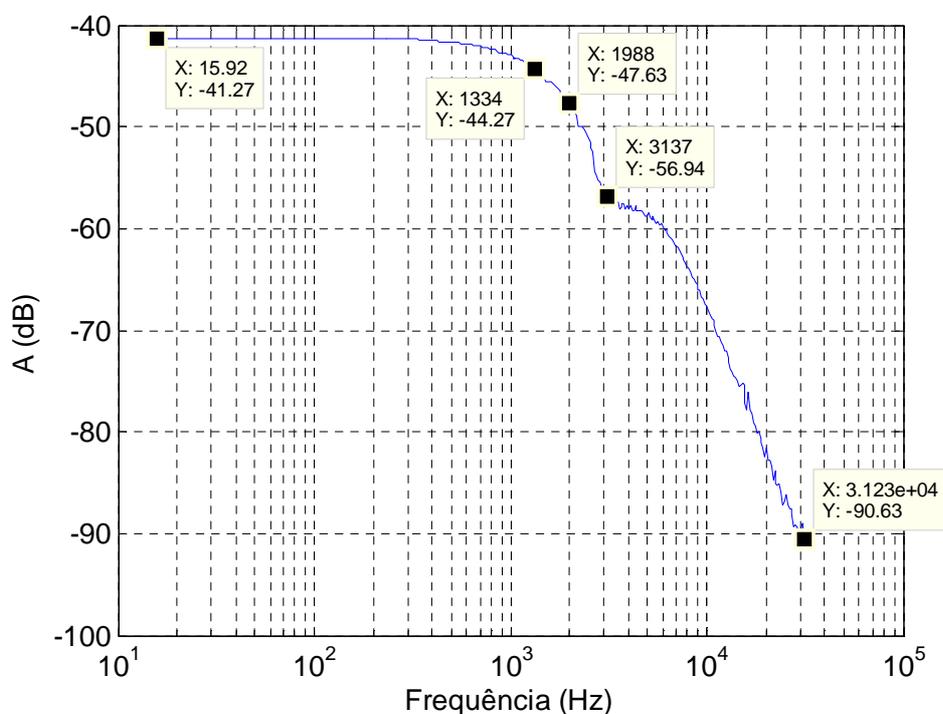
**FONTE: O autor (2016)**

É provável que exista uma relação entre o consumo e o ruído na escolha dessas resistências. Também existe um filtro passa-baixo integrado na placa do sensor de corrente (capacitor de 1nF). Uma ordem adicional no filtro *anti-aliasing* poderia ser realizada, com a substituição do capacitor inserido pelo fabricante, calculado para uma frequência de corte de 2 kHz, proporcionando um filtro global de 3ª ordem. Porém, isso não foi inicialmente abordado. Mas, como o SNR melhorou, pode-se considerar que o ruído do Filtro Biquad não se sobrepôs ao do sensor e efetivamente realizou o *anti-aliasing*.

### 5.5.1 AJUSTE E VALIDAÇÃO

Antes dos testes realizados com o padrão de calibração nos Institutos LACTEC do Campus Politécnico, o filtro *anti-aliasing* biquad foi ajustado no Laboratório de Magnetismo, Medidas e Instrumentação (LAMMI), do Departamento de Engenharia Elétrica com o uso do *Network Analyzer 3577A*, HEWLETT PACKARD e opera na faixa de frequência entre 5 Hz e 200 MHz. O gráfico do ajuste efetuado está representado na FIGURA 18.

FIGURA 18 – GRÁFICO DA MAGNITUDE DO SINAL



FONTE: O autor (2015)

O filtro passa-baixa foi simulado na faixa de frequência entre 15,92 Hz e 31,23 kHz e o resultado apresentado foi a frequência de corte em 1334 Hz e a atenuação de 40 dB/década, compatível com o resultado para um filtro de segunda ordem. Em bancada, ficou demonstrado que o filtro biquad possui um bom desempenho e é de fácil ajuste, confirmando o que está descrito por THOMAS (1971).

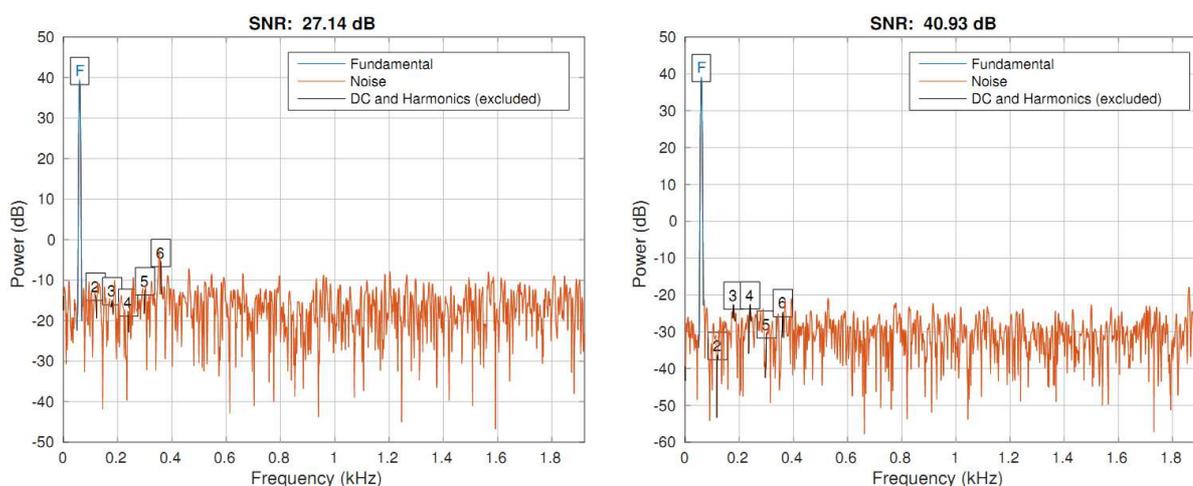
## 5.6 AQUISIÇÃO COM FILTRO

A finalidade dessa simulação é mostrar resultados típicos do comportamento da SNR do medidor de Taxa de Distorção Harmônica, observando-se os efeitos dos dados de aquisição com e sem filtro *anti-aliasing*. Os parâmetros utilizados foram: frequência de 60 Hz, amplitude da corrente de 10 App, todos gerados pelo Calibrador FLUKE 5500A.

A análise dos resultados foi efetuada utilizando o ambiente de trabalho do MATLAB, com base nas variáveis de interesse, gravadas no PC em arquivos “.mat” e “.txt” durante a fase de simulação, permitindo que fosse realizada leitura e análise detalhada posterior.

Foram simulados, em MATLAB, os erros que são implícitos no processo de aquisição e processamento do sinal digital, bem como os erros de quantização (“digitalização”), desvio de frequência de amostragem e desvio de frequência fundamental da rede elétrica. Dessa forma, foi possível um tratamento matemático dos dados, viabilizando o aproveitamento de funções pré-definidas do MATLAB, como o cálculo do SNR, a utilização e simulação de janelamentos, o cálculo do erro relativo e do desvio padrão e o cálculo do THD, tudo a partir da FFT, que calcula a transformada rápida de Fourier de um conjunto de pontos.

FIGURA 19 – COMPARATIVO DA AQUISIÇÃO COM E SEM FILTRO



FONTE: O autor (2016)

Na FIGURA 19, se pode constatar que o uso do filtro *anti-aliasing* proporcionou uma melhora do SNR em 13,79 dB (ganho de precisão de 2 bits) ,

tendo em vista que o “chão” de ruído foi reduzido pelo filtro por ser de banda larga, isto é, estava gerando *aliasing* na banda de Nyquist. Sem esse *aliasing* o novo “chão” de ruído passou a ser o ruído de fundo do filtro ou do sensor (não é possível saber), mas sem *aliasing*.

## 6 CALCULO DA TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA TOTAL

Para a avaliação da taxa de distorção harmônica optou-se pelo método de cálculo da transformada discreta de Fourier DFT. (OPPENHEIM, 2012). Uma vez calculadas as energias para cada frequência, temos como avaliar a razão entre a fundamental e as harmônicas de distorção.

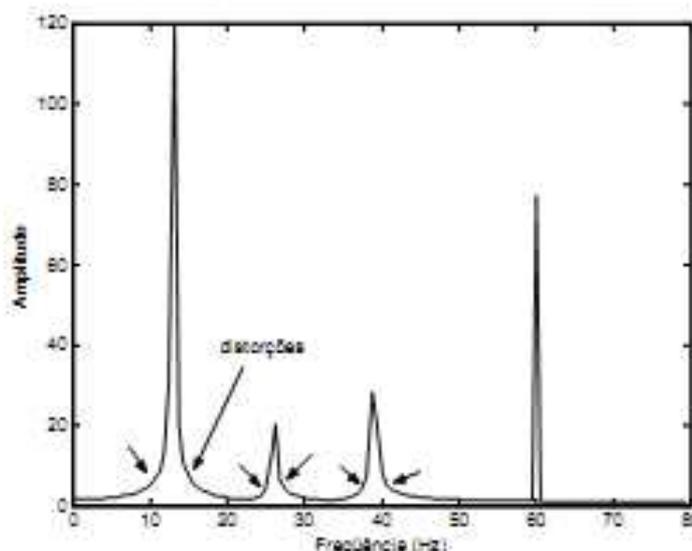
Nesse capítulo foram abordadas as particularidades da DFT e a calibração do método simulando as imperfeições de circuito. Os resultados desse estudo são: tamanho da DFT, tipo de janela para a DFT, detecção das frequências da fundamental e das harmônicas e número de pontos em torno dos picos para o cálculo da THD.

### 6.1 PROBLEMA DO JANELAMENTO DA DFT E DA AMOSTRAGEM NÃO COERENTE

Devido ao fenômeno conhecido como janelamento, quando uma frequência presente no sinal no domínio do tempo não corresponde exatamente a uma frequência base do espectro discreto, tendo em vista à resolução de frequência finita da DFT, aparecem distorções na extremidade inferior do pico de frequência do espectro semelhante a uma “cauda”. (HARRIS, 1978). Quando um sinal no tempo, usado para a DFT, não contiver um múltiplo inteiro de ciclos da frequência que se queira representar, o efeito do janelamento ficará evidente, pois a DFT considera que uma sequência finita passa a ser periódica, causando componentes de alta frequência nas extremidades do sinal no tempo. Se esta sequência no tempo fecha corretamente um número inteiro de ciclos do sinal no tempo, não se observa o efeito de janelamento, essa condição particular é chamada de amostragem coerente.

Um dos motivos da deformação típica da amostragem apresentada na FIGURA 20 pode ser provocado pela própria FFT, por problemas de amostragem não coerente ou por erro de frequência.

FIGURA 20 – DEFORMAÇÕES NO ESPECTRO



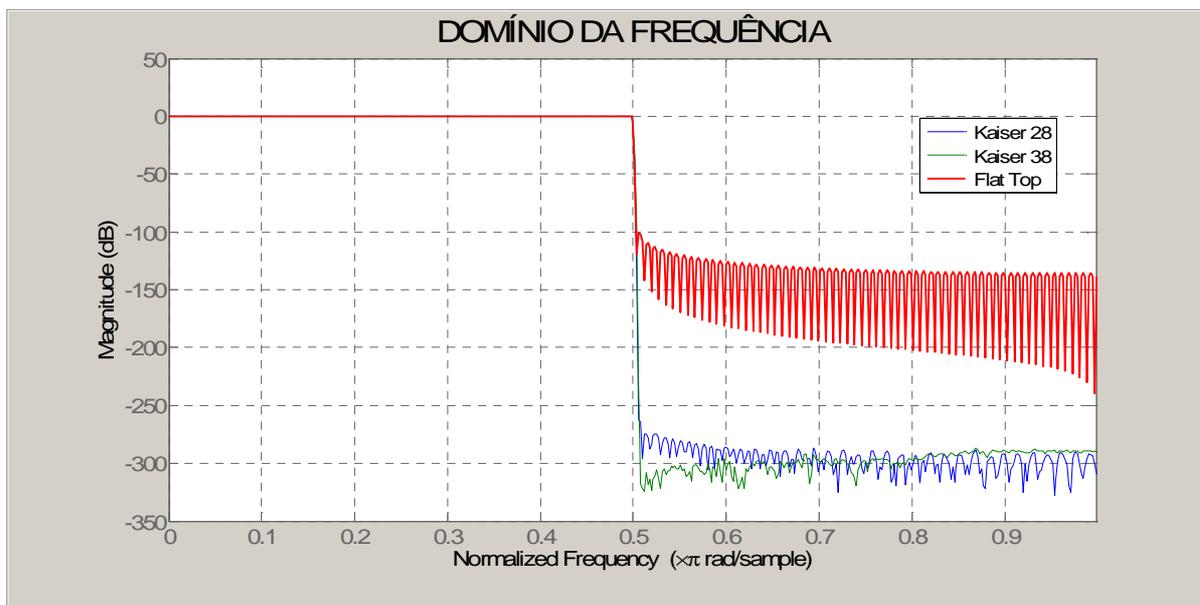
FONTE: (FERREIRA, 2004)

A janela que se aplica quando se limita o sinal no tempo automaticamente é a janela retangular. Basicamente, é dizer que dentro do intervalo o sinal é multiplicado por um e, fora dele, é multiplicado por zero. Uma alternativa para melhorar o espectro de frequência da Fourier é dividir o sinal em janelas diferentes da retangular, reduzindo a transição brusca entre o fim e o início da sequência, sendo este um recurso muito empregado. De acordo com Vitarelli e Azevedo (2002) uma das principais funções das janelas é a de mitigar a dispersão espectral. Entretanto, para cancelar completamente a dispersão espectral seria necessário que a janela se comportasse como um “delta de Dirac”, o que na prática não é possível.

No contexto do projeto de uma janela a largura do lóbulo principal e a amplitude do lóbulo lateral dependem principalmente do comprimento da janela e da intensidade do decaimento da janela. (OPPENHEIM, 2012, p. 472).

Na análise da janela que foi utilizada, levou-se em consideração a possibilidade de troca entre largura de lóbulo principal e amplitude de lóbulo lateral. Por este motivo, fizeram parte dos testes as janelas de Kaiser com  $\beta=38$ , Kaiser com  $\beta=28$  e Flat-Top, conforme a FIGURA 21.

FIGURA 21 – TRANSFORMADA DE FOURIER DAS JANELAS



FONTE: O autor (2016)

A janela de Kaiser com  $\beta=28$  apresentou o nível do primeiro lóbulo lateral ligeiramente maior que a Kaiser com  $\beta=38$ . No caso da janela Flat-Top o lóbulo lateral estava em um nível mais próximo do lóbulo principal. Mas, enquanto os lóbulos laterais da janela Kaiser com  $\beta=38$  e com  $\beta=28$  possuíam um nível de rejeição constante, para a janela de Flat-Top os níveis foram decrementando, a cada lóbulo lateral, ficando cada vez mais destacado do lóbulo principal. Estes efeitos foram simulados para o cálculo da THD, onde as características de cada janela foram observadas, para análise de qual seria a melhor das opções para o processamento de determinado sinal.

Considerando que tanto a frequência de amostragem, quanto a própria frequência da rede não eram precisas, o método do janelamento foi mandatório.

## 6.2 DETECÇÃO DE PICOS

Foi necessária uma estimativa precisa da frequência da fundamental e das harmônicas para o cálculo da THD, uma vez que o valor do THD é alterado de acordo com a variação da frequência fundamental da rede. Esta medição poderia ser afetada pelo ruído de “fundo” para harmônicas superiores, mas que já estariam no “chão” de ruído mesmo. Em um baixo SNR, estes erros poderiam comprometer a exatidão da medida e o equipamento não atenderia aos requisitos do PRODIST.

Encontrar o máximo da FFT daria somente a frequência da componente fundamental. No entanto, no espectro havia o interesse de se encontrar os picos de todos os harmônicos presentes e de sua fundamental para o cálculo do THD. O artifício utilizado no algoritmo foi a separação do espectro em regiões em torno de múltiplos ímpares calculados a partir da fundamental. Esta implementação permitiu que fossem encontrados os picos dos sinais de interesse dentre diversos pontos em cada região da FFT.

### 6.3 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO ALGORITMO EM AMBIENTE SIMULADO

Uma das vantagens da realização de testes em ambiente simulado na forma digital foi a facilidade da utilização de algoritmos matemáticos que possibilitassem uma melhora significativa na qualidade dos resultados sobre o sinal medido. De um modo geral, quanto maior as variáveis testadas, maiores foram as possibilidades de melhoria do algoritmo.

Para a avaliação do desempenho do algoritmo elaborado em MATLAB. Foram alteradas variáveis de entrada para observar o desempenho na medição do THD. As variáveis selecionadas foram: o SNR, a frequência fundamental e o tipo de janelamento.

Foram realizados testes com SNR de 20, 25, 30, 35, 40, 45 e 50 dB, e analisados os resultados no cálculo do THD.

Outro parâmetro simulado no ambiente MATLAB foi a frequência da fundamental do sinal. De acordo com o ANEEL (2016, p.31), “o sistema de distribuição e as instalações de geração conectadas ao mesmo devem, em condições normais de operação e em regime permanente, operar dentro dos limites de frequência situados entre 59,9 Hz e 60,1 Hz”. A frequência da fundamental foi variada em  $60 \text{ Hz} \pm 0,1 \text{ Hz}$ , observando qual seria o impacto sobre o resultado do THD apresentado.

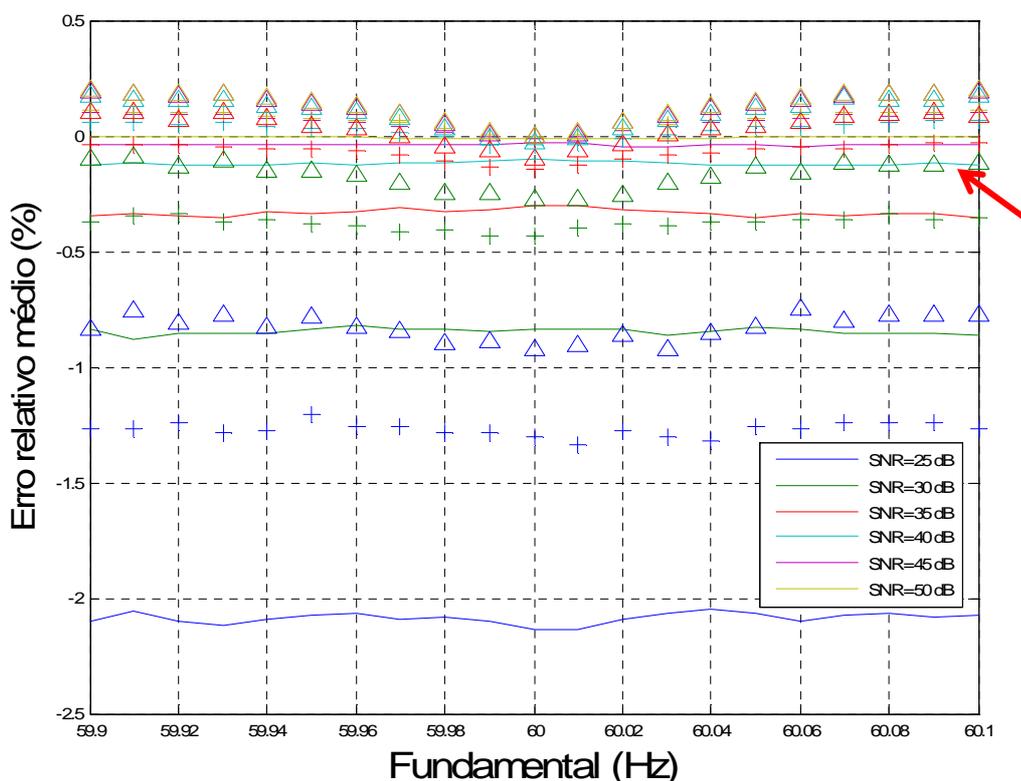
Para a correção da FFT foram realizados testes, utilizando as janelas de Kaiser ( $\beta=28$  e  $\beta=38$ ) e Flat-Top por possibilitarem variações em seus lóbulos.

Para minimizar e identificar os vários tipos de erros presentes numa medida foi dado um tratamento estatístico ao conjunto de dados obtidos em condições idênticas e/ou conhecidas, tendo em vista que foi aplicado ao algoritmo um ruído branco gaussiano (pseudoaleatório). Este tratamento estatístico visou garantir a

repetibilidade de medição (VIM, 2012) que se tornou eficaz, principalmente na minimização de erros aleatórios.

O erro relativo e o desvio padrão das FIGURA 24 foram encontrados após as medições do protótipo no ambiente de simulação do LACTEC. Isto forneceu uma estimativa da amplitude do erro presente nestas medidas e conseqüentemente sua exatidão da medida.

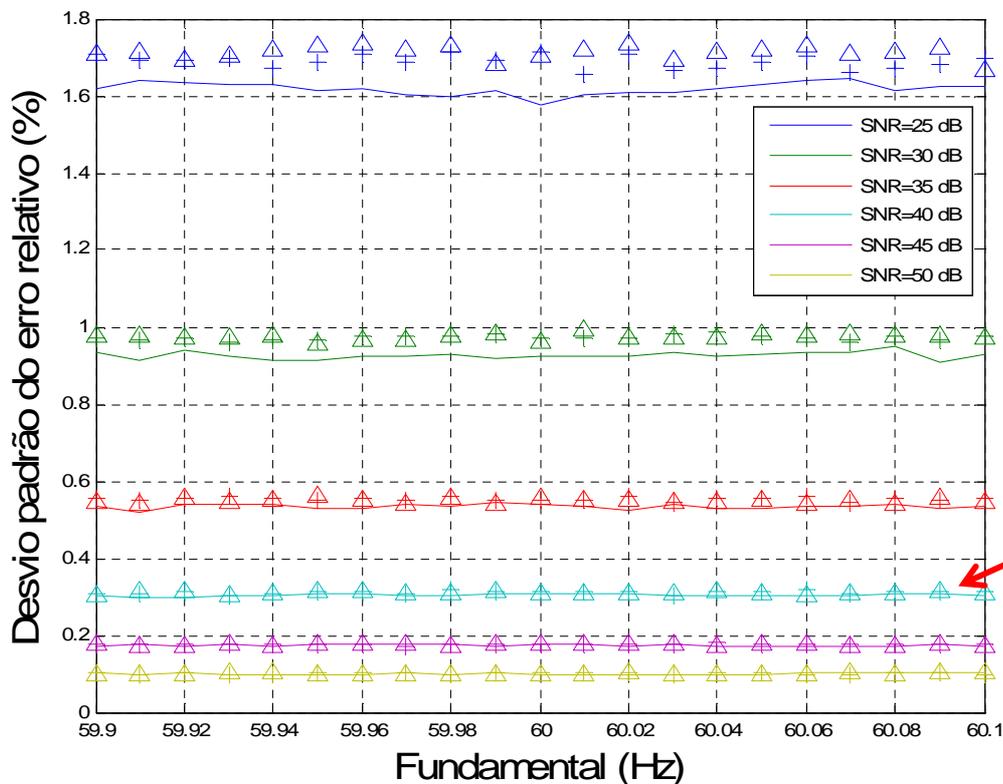
FIGURA 22 – ERRO DO JANELAMENTO VS. SNR



FONTE: O autor (2016)

O sinal útil de teste para a verificação do janelamento foi constituído com os harmônicos individuais limitados pela norma da ANEEL. Conhecendo o padrão de THD aplicado, o valor teórico do THD precisava ser encontrado. Considerando um erro de frequência e um SNR dado foi criada uma sequência de simulações, sendo traçado o histograma dos THD medidos e comparados com o teórico. A FIGURA 22 ilustra o resultado do valor médio do erro relativo em percentual (%) sobre os 15 % da referência. Ou seja, um erro relativo de 1 % significa 0,15 % sobre o THD absoluto. A FIGURA 23 mostra o desvio padrão desse erro relativo percentual.

FIGURA 23 – DESVIO PADRÃO DO JANELAMENTO VS. SNR



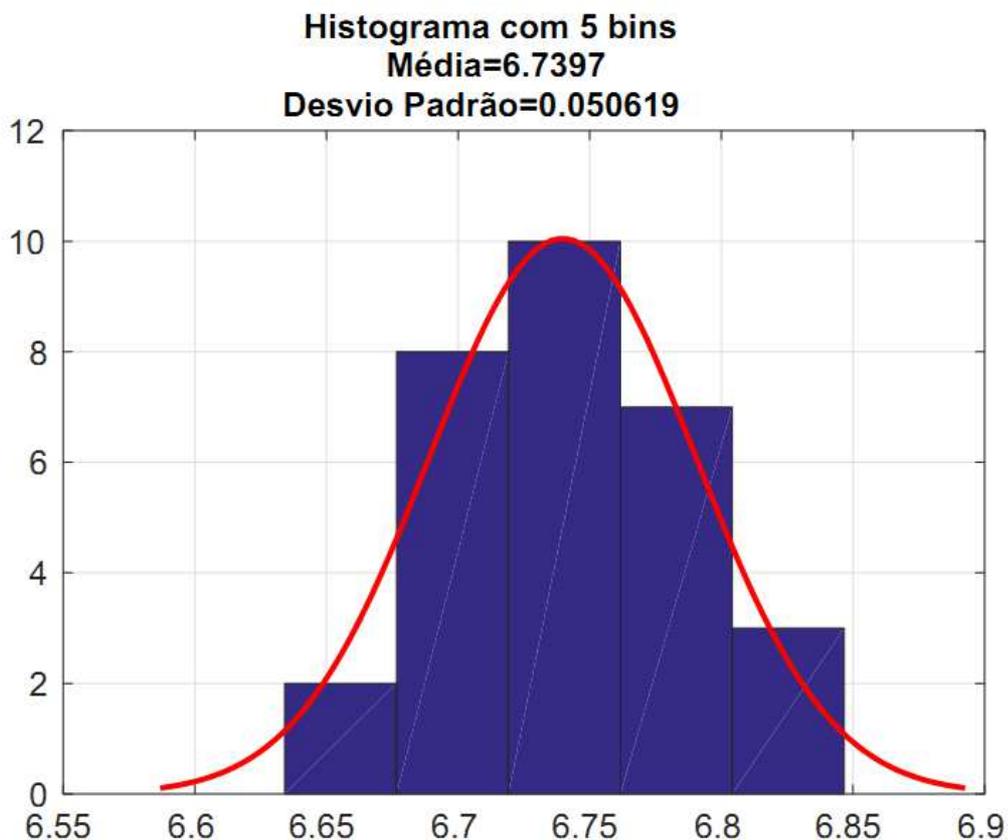
FONTE: O autor (2016)

Com base na análise de 5.000 (cinco mil) simulações para o cálculo do erro médio e do desvio padrão, foi entendido que a janela de Kaiser com  $\beta=28$  apresentou melhor resultado, levando em conta também a curva de desvio padrão. Para o desvio padrão, a janela de Kaiser com  $\beta=38$  poderia ser considerada melhor, mas apresentou um erro médio maior. Com relação ao Flat Top, o seu resultado foi igual ao Kaiser com  $\beta=28$  no que concerne erro médio, mas bem pior no que concerne desvio padrão.

A área na cor azul, compreendida na curva de distribuição gaussiana da FIGURA 24, representa  $2\sigma$  (95,4 %) da área total que equivale ao conjunto de todas as medidas. O desvio padrão ( $\sigma$ ) de uma série de medidas indica uma probabilidade de 68,3 % de que o valor verdadeiro esteja entre  $-\sigma$  e  $+\sigma$  da média do erro (6,7397) do conjunto de dados.

O resultado foi considerado satisfatório, levando em consideração o conversor A/D da plataforma Arduino Mega que era de 10 bits e o sensor de Efeito Hall, ACS712-5, todos os equipamentos de baixo custo. Com isso, o intervalo de confiança é a faixa compreendida entre  $6,7397 \pm 0,050619$ .

FIGURA 24 – HISTOGRAMA DA SIMULAÇÃO COM SNR=40 DB [%]



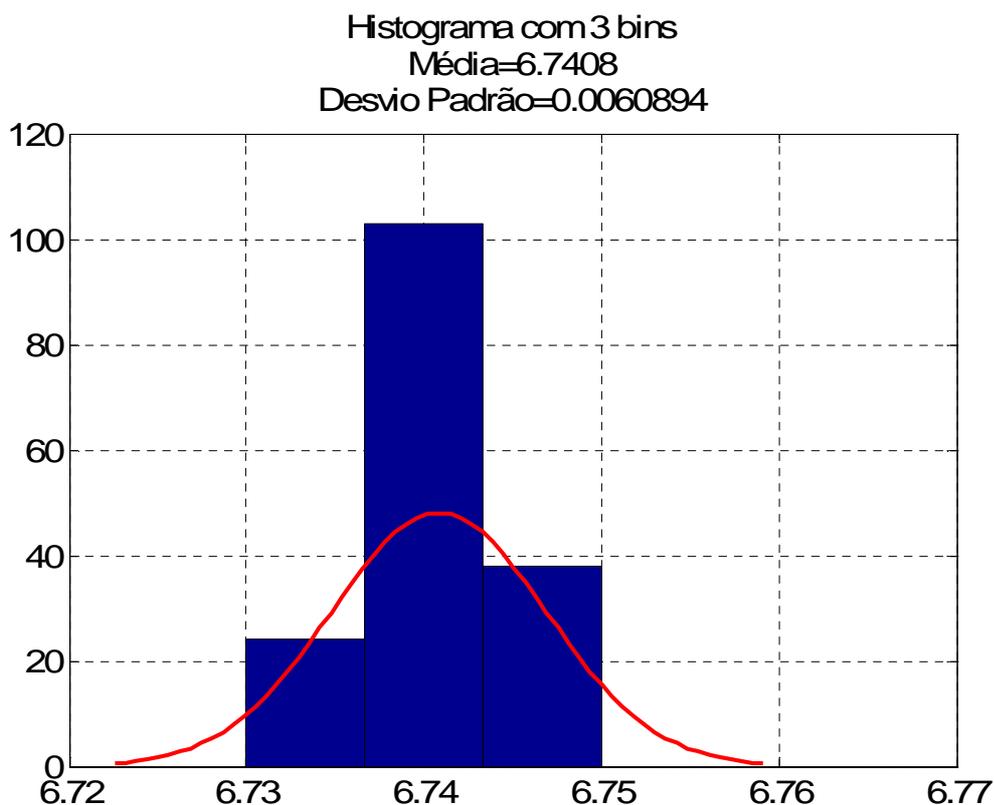
FONTE: O autor (2016)

Também foi realizado o cálculo do desvio médio percentual e o desvio padrão das comparações realizadas com o padrão de aferição do LACTEC. As medidas foram realizadas com corrente de 9 App ( $3,1820 A_{RMS}$ ).

Na FIGURA 25 foi traçado o mesmo histograma com as medidas do FLUKE. O intervalo de confiança destas medidas ficou  $6,7408 \pm 0,0060894$ .

Apesar das limitações da quantidade de amostras utilizadas para a realização do teste em campo, o resultado real foi muito próximo do resultado em ambiente simulado, denotando que o desvio médio e o padrão são satisfatórios.

FIGURA 25 – HISTOGRAMA COM DADOS DO FLUKE COM SNR=40 DB [%]



FONTE: O autor (2016)

#### 6.4 AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO DO ALGORITMO EM LABORATÓRIO

No laboratório da Divisão de Sistemas Elétricos do LACTEC, foi preparada a estrutura para os ensaios com a Fonte de Força programável, CALIFORNIA INSTRUMENTS MX Series, 30 kVA, conforme a FIGURA 26. No local da instalação foram utilizados o Analisador de Qualidade de Energia como padrão de comparação, o FLUKE 435 série II, a pinça de Corrente i5S, o laptop e o protótipo da pesquisa.

Estava previsto a utilização do transformador de 750 V e capacitores para compensação de carga, porém bastou utilizar uma carga resistiva ajustável, onde os instrumentos e o local podem ser observados pela FIGURA 27.

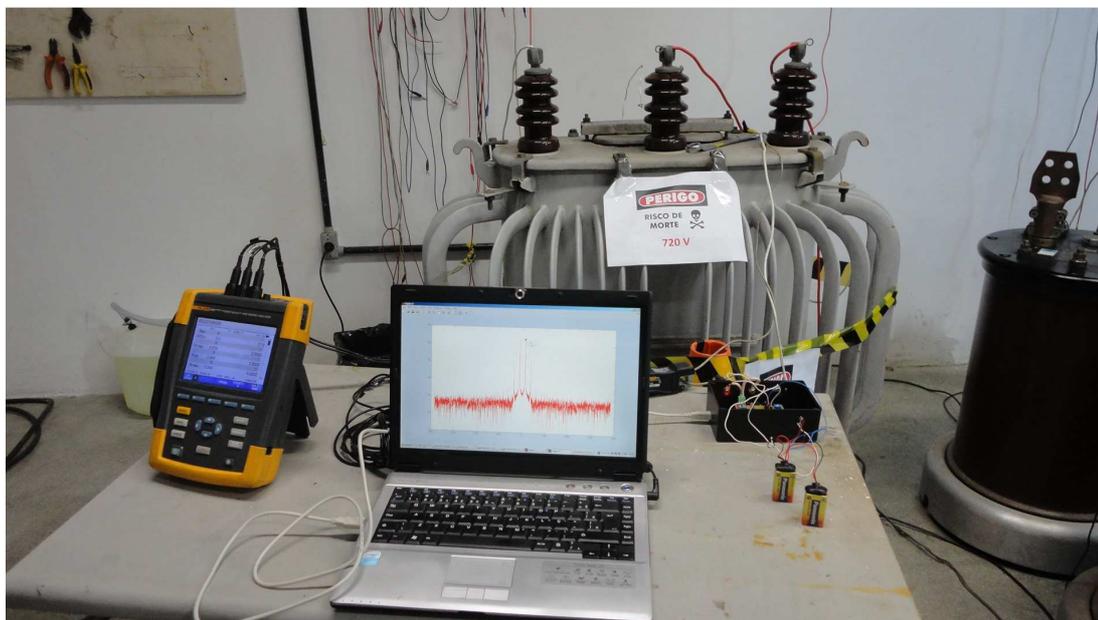
FIGURA 26 – FONTE DE FORÇA PROGRAMÁVEL CALIFORNIA DE 30 KVA



FONTE: O autor (2016)

Foram realizadas 13 medidas, com as frequências de 59,9 Hz, 60 Hz e 60,1 Hz, alternando leituras agregadas com os 3<sup>o</sup>, 5<sup>o</sup> e o 7<sup>o</sup> harmônicos.

FIGURA 27 – TESTES REALIZADOS NO LACTEC

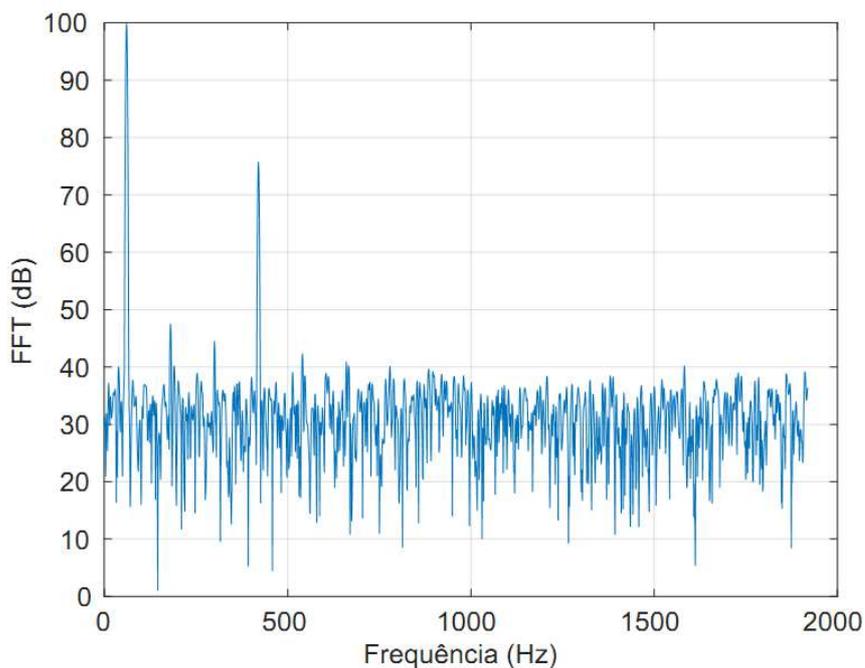


FONTE: O autor (2016)

Este resultado reforçou a robustez do algoritmo para o cálculo da Taxa de Distorção Harmônica implementado em MATLAB, onde os resultados comparados com o padrão de calibração do FLUKE 435 apresentaram margem de erro

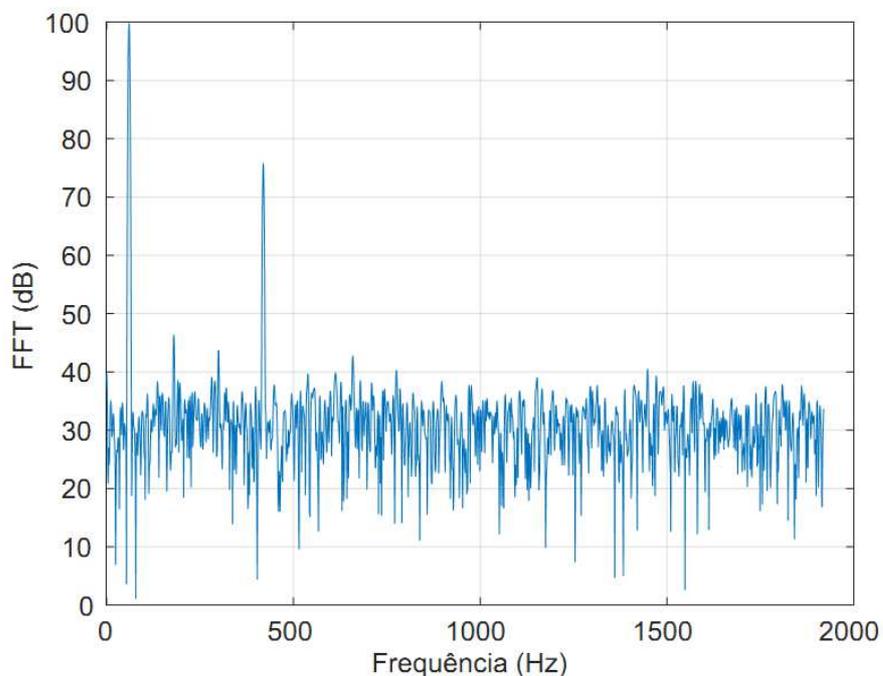
percentual inferior a 1 % em todas as medidas, isto é, atendeu a um dos requisitos previstos no PRODIST. (ANEEL, 2016).

FIGURA 28 – SINAL DE 60 HZ COM 7º HARMÔNICO



FONTE: O autor (2016) com base nos arquivos gerados no LACTEC

FIGURA 29 – SINAL DE 59,9 HZ COM 7º HARMÔNICO

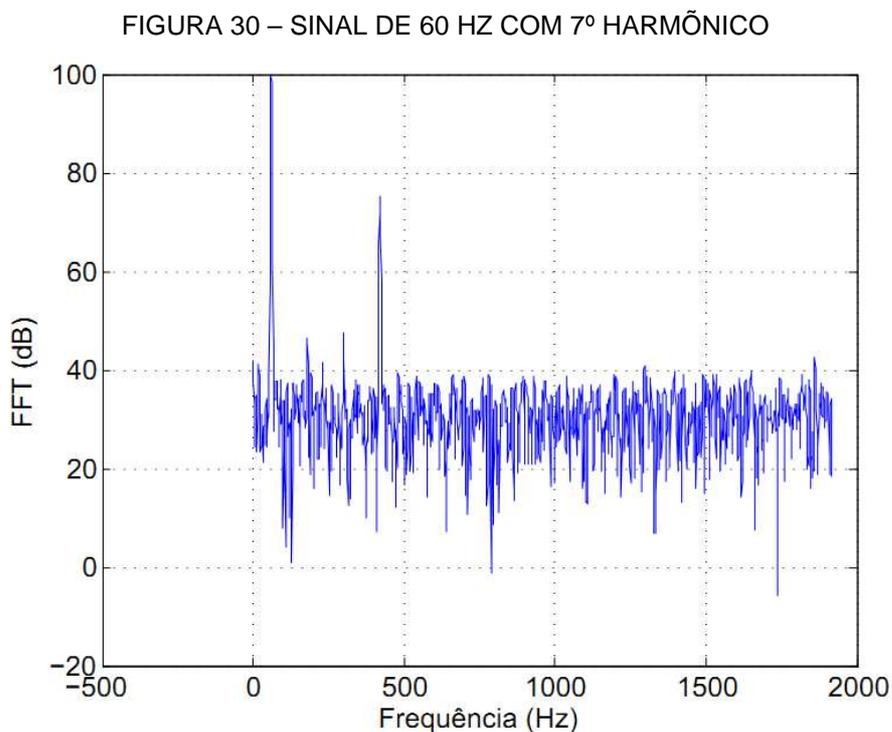


FONTE: O autor (2016) com base nos arquivos gerados no LACTEC

Nas FIGURA 28, 30 e 31, foram representadas as magnitudes do sinal, em decibéis. Como a resolução da FFT é de 1 Hz os desvios de  $\pm 0,1$  Hz não são

observados pelo espectro, também não produziu um espalhamento espectral acentuado com redução da potência espectral da FFT.

É importante observar, conforme a TABELA 5, que estes desvios na frequência fundamental não comprometeram os erros percentuais do cálculo do THD.



FONTE: O autor (2016) com base nos arquivos gerados no LACTEC

TABELA 5 – COMPARAÇÃO DO THD ENTRE O PROTÓTIPO E O PADRÃO

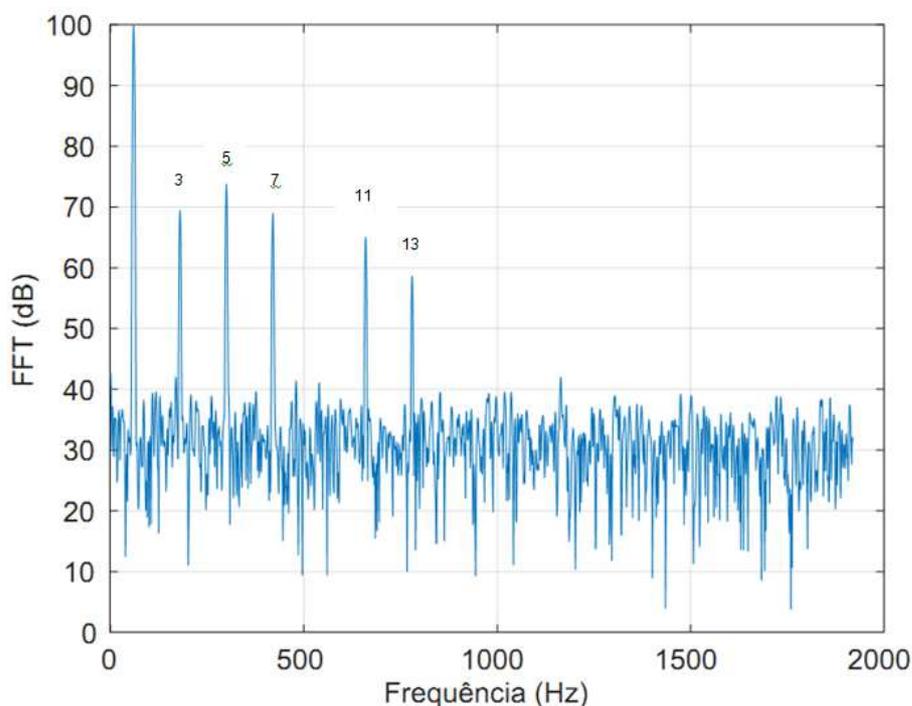
Frequência	THD [%] (protótipo)	THD [%] (Fluke LACTEC)	Erro [%]
60 Hz (sem harmônicas)	0,4552	0,24	0,22
60 Hz (harmônicas 3ª ordem)	6,4171	6,41	0,01
60 Hz (harmônicas 5ª ordem)	7,3882	7,41	0,02
60 Hz (harmônicas 7ª ordem)	6,3071	6,33	0,02
59,9 Hz (harmônicas 3ª ordem)	6,4393	6,46	0,02
59,9 Hz (harmônicas 5ª ordem)	7,421	7,46	0,04
59,9 Hz (harmônicas 7ª ordem)	6,305	6,39	0,09
60,1 Hz (harmônicas 3ª ordem)	6,4321	6,46	0,03
60,1 Hz (harmônicas 5ª ordem)	7,3542	7,41	0,06
60,1 Hz (harmônicas 7ª ordem)	6,1754	6,38	0,20

FONTE: O autor (2016)

A Fonte de Força programável do LACTEC gerou a frequência fundamental de 60 Hz adicionalmente com outra harmônica. Também pode ser observado na TABELA 5 que a frequência de 60 Hz (sem harmônicas) apresentou um valor de THD, resultado da presença do ruído e da carga utilizada para medição não era linear, isto é, teoricamente o valor do THD deveria ser zero com a frequência de 60 Hz somente. Com isso, os erros nos resultados já eram esperados com o erro (desvio) da frequência fundamental, ainda que o algoritmo pudesse ser revisto para compensar estes resultados. Como o tempo foi exíguo, não houve possibilidade de ampliar os estudos utilizando o método do janelamento Flat-Top, com uma maior avaliação do SNR e correção do erro DC.

Na FIGURA 31 foram gerados, juntamente com a frequência fundamental de 60 Hz, os 3º, 5º, 7º, 11º e 13º harmônicos que são os valores normalmente monitorados pela concessionária de energia. Estes harmônicos foram utilizados para gerar o histograma.

FIGURA 31 – AMBIENTE DE SIMULAÇÃO NO LACTEC COM SNR=40 DB



FONTE: O autor (2016)

## 6.5 AVALIAÇÃO GERAL DO MEDIDOR VS EQUIPAMENTO DE MERCADO

Foi comparado o desempenho do protótipo utilizado nesta pesquisa com o Analisador de Qualidade de Energia, FLUKE 435 série II conforme a TABELA 6. Este medidor foi utilizado como valor de referência (VIM, 2012) para as medidas realizadas no LACTEC e também por possibilitar que o usuário capture os sinais de tensão, corrente e frequência simultaneamente, em alta velocidade. Este instrumento é classificado com classe A, possuindo baixa incerteza de medição, atendendo os requisitos da NBR IEC 61000-4-30 da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) (2011).

TABELA 6 – PROTÓTIPO THD VS. EQUIPAMENTO COMERCIAL

PRODUTO	TAXA DE AMOSTRA (kS/s)	FAIXA DE HARMÔNICO	RESOLUÇÃO ( $A_{RMS}$ )	MEMÓRIA	CORRENTE LIMITE (A)	A/D (bits)
Fluke 435	200	1-50	0,1	8 GB	600 (ponteira)	16
Protótipo	9,6	1-25	0,1135	8 kB	3,5355	10

FONTE: O autor (2016)

Conforme as demais características técnicas, disponíveis no site eletrônico do fabricante (FLUKE, 2012), para a medida dos harmônicos este instrumento apresentou as seguintes especificações:

- Mede da 1ª até 50ª ordem de harmônicos, atendendo aos requisitos da norma IEC 61000-4-7;
- Faixa de medição de frequência de 51 Hz até 69 Hz;
- Leitura em tensão do THD de 0 a 100%, resolução de 0.10% e precisão de  $\pm 2,5\%$ ;
- Mede de 1 V até 1000 V, fase para o neutro;
- Mede até 5500 Ap, com resolução de 0,1  $A_{RMS}$ ;
- Sistema de amostragem: conversor de 16 bits analógico em digital em 8 canais;
- Velocidade máxima de amostragem: 200 kS/s em cada canal simultaneamente.

Outro diferencial dos instrumentos da Fluke é o preço. Um FLUKE 435 série II custa, aproximadamente, U\$9.717,00 (dólar americano).

O protótipo apresentou as seguintes especificações de projeto:

- Mediu da 1ª até 13ª ordem, por não haver possibilidade de tempo para demais testes, porém foi projetado para medir até a 25ª ordem;
- Faixa de medição de frequência testada de 59,9 Hz até 50,1 Hz, porém, pelos erros apresentados, esta faixa poderia ser ampliada sem ultrapassar os requisitos da ANEEL (2016);
- Leitura em tensão do THD: não foi projetada medição de tensão;
- Mede até 5 Apico, com resolução de  $0,1135 A_{RMS}$  e isolação de  $2,1 kV_{RMS}$ ;
- Sistema de amostragem: conversor de 10 bits analógico em digital em 16 entradas analógicas;
- Velocidade máxima de amostragem: 9,6 kS/s em comunicação assíncrona.

Estes dados revelam que o protótipo elaborado pode ser útil para medições não industriais, pois mede e apenas uma fase, apresenta limites baixos para medida de corrente, com custo de construção de R\$ 192,80, porém não foi possível estimar os erros de medição além da 13ª harmônica por meio da comparação com o padrão de calibração do LACTEC. Por isso, haverá a necessidade de uma reestruturação do hardware para permitir medição do THD em tensão, o que poderá proporcionar uma melhor utilização do protótipo para atender a finalidade industrial, expandindo para a medição trifásica.

## 7 CONCLUSÃO

O objetivo específico de usar um protótipo com o Arduino MEGA 2560, com sensor de Efeito Hall ACS712-5, ambos como elementos de baixo custo, e implementando a melhoria da medição por meio de processamento digital de sinais utilizando o software MATLAB foi, portanto, alcançado. O protótipo apresentou resultados da THD próximos a um medidor FLUKE, até a 13ª harmônica, medidas em uma fase do sinal de energia comercial, mas até a corrente de 5 App.

Os harmônicos de corrente são provocados por cargas consumidoras e este era o objetivo deste trabalho que quantificou estes valores de corrente e utilizou como referência normativa nacional o PRODIST para validar estes procedimentos metrológicos, visando alcançar os resultados dentro dos limites estabelecidos.

Para a execução deste projeto foram necessárias pesquisas multidisciplinares, nas áreas de instrumentação, sistemas embarcados e processamento digital de sinais.

Foi também realizado um gerenciamento para a realização trabalho de engenharia, onde a iniciação com a matrícula na disciplina, a etapa do planejamento com a entrega do projeto de pesquisa, elaborado os requisitos de norma, especificações, simulações e montagens na execução e a finalização com a validação e entrega deste documento.

Para os ensaios iniciais foram utilizados simuladores eletrônicos, realizados ajustes e medições em bancada, identificando e corrigindo cada fase do projeto antes que fosse avançado para próxima etapa. A estratégia de efetuar a medição da THD em corrente foi um método que exigiu um grande esforço na elaboração de um código mais robusto, pois as medições eram efetuadas com carga e magnitude de corrente pequena, deixando o medidor mais vulnerável a SNR baixas. No entanto, a transposição desta dificuldade permitiu o desenvolvimento de um algoritmo com baixo erro, nos parâmetros comparados.

Com relação aos resultados apresentados, a implementação em hardware e a comparação das medições no LACTEC demonstraram a eficácia dos ambientes de simulação do projeto, além de atestar o funcionamento do algoritmo implementado.

## 8 TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho condensa os principais aspectos de um curso de engenharia elétrica, a saber: requisitos de qualidade da rede elétrica, instrumentação eletrônica, sistemas embarcados e processamento digital de sinais.

O entendimento que se buscou foi a realização de medidores com equipamentos de baixo custo, melhorando a exatidão do processo de medição por meio de robustos algoritmos por processamento digital de sinais.

Assim sendo, este trabalho abre perspectivas para novos estudos ou implementações, tais como:

- Acrescentar medição da taxa de distorção harmônica total de tensão;
- Acrescentar o cálculo do Fator de Potência da rede;
- Testar o processador Atmel 2560 aplicando o método do *oversampling* para confirmar se a operação com ganho na resolução de valor binário apresentará um resultados que atenda aos requisitos do projeto, tendo em vista a redução da largura de banda para aproximadamente 475 Hz;
- Embarcar o código do cálculo da THD em um microcontrolador;
- Substituir o sensor ACS712 por um sensor de corrente não-invasivo (do tipo alicate);
- Projetar um filtro antialiasing de maior ordem (4<sup>a</sup> ordem);
- Testar a compatibilidade eletromagnética do equipamento no LACTEC.

## REFERÊNCIAS

AMADEU, M. S. U. S, et al. **Manual de normalização de documentos científicos de acordo com as normas da ABNT**. Curitiba: UFPR, 2015.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). **NBR IEC 61000-4-30**. Compatibilidade eletromagnética Parte 4-30: Técnicas de medição e ensaio - Métodos de medição de qualidade da energia. Rio de Janeiro, 2011.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, 2016**. Disponível em: <[http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8\\_Revis%C3%A3o\\_7.pdf](http://www2.aneel.gov.br/arquivos/PDF/M%C3%B3dulo8_Revis%C3%A3o_7.pdf)> Acesso em: 28 fev. 2016.

ATMEL. **AVR120 : Characterization and Calibration of the ADC on an AVR Microcontrollers Application Note**. Disponível em: <<http://www.atmel.com/images/doc2559.pdf>>. Acesso em: 28 mar. 2016.

BERGLAND, G. D. **A guided tour of the fast Fourier transform**. v. 6, n. July, p. 41-52, 1969. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/search/searchresult.jsp?newsearch=true&queryText=A%20guided%20tour%20of%20the%20fast%20Fourier%20transf>>. Acesso em: 10 mar. 2016.

CORPORATION FLUKE. **Manual do usuário - Fluke 434-II/435-II/437-II**. Disponível em: <<http://www.fluke.com/fluke/brpt/ferramentas-de-qualidade-de-energia/logging-power-meters/fluke-435-series-ii.htm?pid=73939>>. Acesso em: 3 jun. 2016.

DAMASCENO, J. C. et al. **Avaliação de dados de medição — Guia para a expressão de incerteza de medição, 2008**. Disponível em: <[http://www.inmetro.gov.br/noticias/conteudo/iso\\_gum\\_versao\\_site.pdf](http://www.inmetro.gov.br/noticias/conteudo/iso_gum_versao_site.pdf)>. Acesso em: 25 abr. 2016.

FERREIRA, S. B. **Estudo e avaliação do desempenho de estratégias de controle direto do torque em máquinas de indução**. Disponível em: <[https://scholar.google.com.br/scholar?q=related:SHSNlidIAkJ:scholar.google.com/&hl=pt-BR&as\\_sdt=0,5](https://scholar.google.com.br/scholar?q=related:SHSNlidIAkJ:scholar.google.com/&hl=pt-BR&as_sdt=0,5)>. Acesso em: 2 maio. 2016.

HARRIS, F. J. **On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform**. v. 6, n. 1, p. 51-83, 1978. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=1455106&newsearch=true&queryText=On%20the%20Use%20of%20Windows%20for%20Harmonic%20Analysis%20with%20the%20Discrete%20Fourier%20Transform>>. Acesso em: 23 maio 2016.

KESTER, W. **Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor**. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-003.pdf>>. Acesso em: 17 mar 2016.

MALVINO, A. P. **Eletronica: Volume II**. 4<sup>a</sup>. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil Ltda, 1997. p. 545.

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. **Instruções para realização de estudos e medições de qee relacionados aos novos acessos à rede básica**. Disponível em: <[http://www.ons.org.br/download/integracao\\_sin/Re\\_057-2008-estudos\\_e\\_medicoes\\_relacionados\\_ao\\_novos\\_acessos\\_a\\_RB-Rev\\_3.pdf](http://www.ons.org.br/download/integracao_sin/Re_057-2008-estudos_e_medicoes_relacionados_ao_novos_acessos_a_RB-Rev_3.pdf)>. Acesso em: 8 abr. 2016.

OPPENHEIM, A. V. **Processamento em Tempo Discreto de Sinais**. 3<sup>a</sup> Edição. São Paulo: Pearson Education, 2012.

RODRIGUES, A. M. **Influência da distorção harmônica**. 2009. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/ufpr2/tccs/38.pdf>>. Acesso em: 19 jan. 2016.

SCHNEIDER. **Qualidade de energia Harmônicas**. Disponível em: <<http://www.schneider-electric.com.br/documents/cadernos-tecnicos/harmon.pdf>>. Acesso em: 12 maio. 2016.

SEDRA, ADEL S; SMITH, K. C. **Microelectronic Circuits**. 4rd. ed. New York: Oxford University Press: Makron Books, 2004. p. c1998. 1.237p., il. + CD anexo.

THOMAS, L. E. E. C. **The Biquad : Part I -Some Practical Design Considerations**. v. 18, n. 3, p. 350-357, 1971. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=1083277&queryText=The%20Biquad%25E2%2580%25AF:%20Part%20I%20-Some%20Practical%20Design%20Considerations&newsearch=true>>. Acesso em: 5 fev. 2016.

VIM. **Vocabulário Internacional de Metrologia**. 3<sup>a</sup> Ed. Disponível em:  
<[http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim\\_2012.pdf](http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim_2012.pdf)>. Acesso em: 30 abr. 2016.

VITARELLI, C.; AZEVEDO, F. M. DE. **Análise para um ajanelamento adequado para sinais bioelétricos**. Disponível em:  
<[http://domino.ieb.ufsc.br/bases/bibliieb.nsf/ce70e556225e62a483256c0100660c5a/d99a5cf053794c7283256c55004aa79e/\\$FILE/PSB-3-1.pdf](http://domino.ieb.ufsc.br/bases/bibliieb.nsf/ce70e556225e62a483256c0100660c5a/d99a5cf053794c7283256c55004aa79e/$FILE/PSB-3-1.pdf)>. Acesso em: 11 maio 2016.

ZOLFAGHARI, R. et al. **Spectral analysis techniques with Kalman filtering for estimating power quality**. Indices2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe). Anais...IEEE, out. 2010. Disponível em:  
<<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5638898>>. Acesso em: 13 jan. 2014.

## APÊNDICE A - ERRO DE GANHO DO CONVERSOR A/D

Foi realizada a medição de referência do conversor A/D, pino “AREF” do Arduíno que apresentou o valor de 4,89 V que é o fundo de escala para as conversões apresentadas. Para este teste foram usados os seguintes equipamentos:

- Gerador de Tensão de referência, FLUKE, modelo 5500A CALIBRATOR, ns 6815004;
- Multímetro Digital Agilent, modelo 34401A 6 1/2 Digit Multimeter, sn MY45010814.

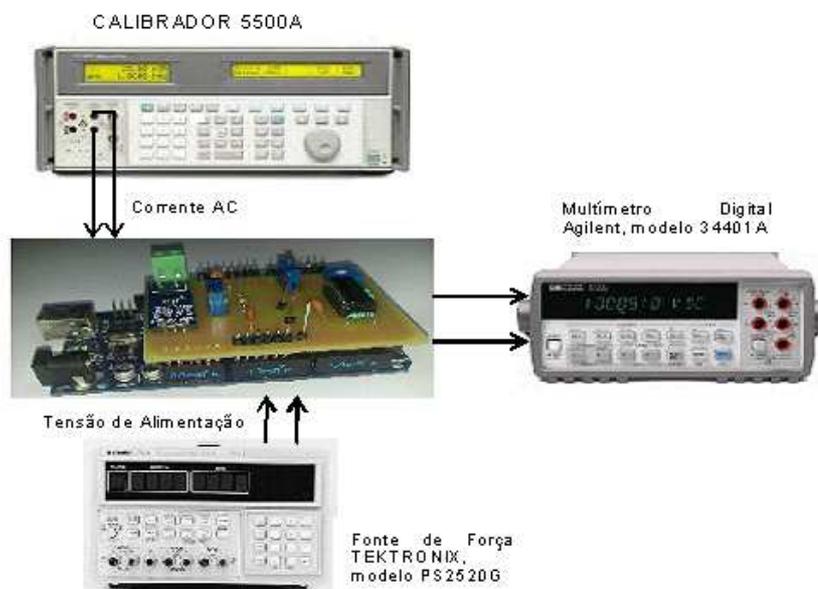
Neste experimento o resultado se apresentou de maneira linear, tendo em vista que foi identificada a tensão de referência do conversor A/D que permitiu a correção na tabela de valores esperados.

Embora o conversor A/D possua vários erros de conversão o mais preocupante é o erro de ganho para aplicação alta precisão.

Por ter sido utilizado neste experimento o microcontrolador Arduíno MEGA, foi analisado o erro de ganho deste conversor A/D. Foram realizadas medições de 0 a 5 volts e registrados os valores fornecidos pelo conversor A/D e o valor esperado pelo mesmo. Cabe ressaltar que o conversor possui uma resolução de 10 bits, ou seja, 5 volts na conversão equivale a 1023. O esquema de interligações dos instrumentos de medidas pode ser observado na figura sobre o esquema de ligações para a calibração do conversor A/D.

Para essa análise foi variada a tensão de entrada do conversor A/D, através do gerador de tensão da FLUKE, de 0 a 4,9 V com correção da tensão de referência e de 0 a 5 V sem correção desta tensão, com um incremento de 0,1 volts e comparando os valores registrados pelo A/D, bem como os valores esperados pela conversão a partir de uma determinada tensão de entrada. As curvas entre o valor esperado e o valor lido podem ser observadas no gráfico do apêndice L.

## ESQUEMA DE LIGAÇÕES PARA A CALIBRAÇÃO DO CONVERSOR A/D



FONTE: O Autor (2016)

Como visto no apêndice mencionado, não houve uma defasagem entre a curva real e a esperada. Também foi possível notar que a resposta do ADC é linear e não houve a saturação da curva na amostra do ADC.

## APÊNDICE B - PROGRAMA EM LINGUAGEM C (ARDUÍNO)

```

#ifndef TIMERONE_h
#define TIMERONE_h

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

#define RESOLUTION 65536 // Timer1 is 16 bit

class TimerOne
{
public:

    // properties
    unsigned int pwmPeriod;
    unsigned char clockSelectBits;
    char oldSREG; // To hold Status Register while ints
disabled

    // methods
    void initialize(long microseconds=1000000);
    void start();
    void stop();
    void restart();
    void resume();
    unsigned long read();
    void pwm(char pin, int duty, long microseconds=-1);
    void disablePwm(char pin);
    void attachInterrupt(void (*isr)(), long microseconds=-1);
    void detachInterrupt();
    void setPeriod(long microseconds);
    void setPwmDuty(char pin, int duty);
    void (*isrCallback)();
};

extern TimerOne Timer1;
#endif
=====
=====
#ifndef TIMERONE_cpp
#define TIMERONE_cpp

#include "TimerOne.h"

TimerOne Timer1; // preinstatiate

ISR(TIMER1_OVF_vect) // interrupt service routine that wraps a user defined function
//supplied by attachInterrupt
{
    Timer1.isrCallback();
}

void TimerOne::initialize(long microseconds)
{
    TCCR1A = 0; // clear control register A
    TCCR1B = _BV(WGM13); // set mode 8: phase and frequency correct pwm, stop the
//timer
    setPeriod(microseconds);
}

```

```

void TimerOne::setPeriod(long microseconds) // AR modified for atomic access
{
    long cycles = (F_CPU / 2000000) * microseconds; // the counter runs backwards after
                                                    //TOP, interrupt is at BOTTOM so divide microseconds by 2
    if(cycles < RESOLUTION) clockSelectBits = _BV(CS10); // no prescale, //full xtal
    else if((cycles >= 3) < RESOLUTION) clockSelectBits = _BV(CS11); // prescale by /8
    else if((cycles >= 3) < RESOLUTION) clockSelectBits = _BV(CS11) | _BV(CS10);
        // prescale by /64
    else if((cycles >= 2) < RESOLUTION) clockSelectBits = _BV(CS12); // prescale by
        //256
    else if((cycles >= 2) < RESOLUTION) clockSelectBits = _BV(CS12) | _BV(CS10);
        // prescale by /1024
    else cycles = RESOLUTION - 1, clockSelectBits = _BV(CS12) | _BV(CS10);
        // request was out of bounds, set as maximum

    oldSREG = SREG;
    cli(); // Disable interrupts for 16 bit register access
    ICR1 = pwmPeriod = cycles; // ICR1 is TOP in p & f correct pwm mode
    SREG = oldSREG;

    TCCR1B &= ~(_BV(CS10) | _BV(CS11) | _BV(CS12));
    TCCR1B |= clockSelectBits; // reset clock select register, and starts the clock
}

void TimerOne::setPwmDuty(char pin, int duty)
{
    unsigned long dutyCycle = pwmPeriod;

    dutyCycle *= duty;
    dutyCycle >>= 10;

    oldSREG = SREG;
    cli();
    if(pin == 1 || pin == 9) OCR1A = dutyCycle;
    else if(pin == 2 || pin == 10) OCR1B = dutyCycle;
    SREG = oldSREG;
}

void TimerOne::pwm(char pin, int duty, long microseconds) // expects duty cycle to be
                                                         //10 bit (1024)
{
    if(microseconds > 0) setPeriod(microseconds);
    if(pin == 1 || pin == 9) {
        DDRB |= _BV(PORTB1); // sets data direction register for pwm output pin
        TCCR1A |= _BV(COM1A1); // activates the output pin
    }
    else if(pin == 2 || pin == 10) {
        DDRB |= _BV(PORTB2);
        TCCR1A |= _BV(COM1B1);
    }
    setPwmDuty(pin, duty);
    resume(); // Lex - make sure the clock is running. We don't want to restart the
            // count, in case we are starting the second WGM and the first one is
            //in the middle of a cycle
}

void TimerOne::disablePwm(char pin)
{
}

```

```

    if(pin == 1 || pin == 9)      TCCR1A &= ~_BV(COM1A1); // clear the bit that
    enables pwm on PB1
    else if(pin == 2 || pin == 10) TCCR1A &= ~_BV(COM1B1); // clear the bit that
    enables pwm on PB2
}

void TimerOne::attachInterrupt(void (*isr)(), long microseconds)
{
    if(microseconds > 0) setPeriod(microseconds);
    isrCallback = isr; // register the user's callback with the real ISR
    TIMSK1 = _BV(TOIE1); // sets the timer overflow interrupt enable bit
                        // might be running with interrupts disabled (eg inside an
                        //ISR), so don't touch the global state sei();

    resume();
}

void TimerOne::detachInterrupt()
{
    TIMSK1 &= ~_BV(TOIE1); // clears the timer
    //overflow interrupt enable bit

    // timer continues to count without calling the isr
}

void TimerOne::resume() // AR suggested
{
    TCCR1B |= clockSelectBits;
}

void TimerOne::restart() // Deprecated - Public interface to start at zero - Lex
                        //10/9/2011
{
    start();
}

void TimerOne::start() // AR addition, renamed by Lex to reflect it's actual role
{
    unsigned int tcnt1;

    TIMSK1 &= ~_BV(TOIE1); // AR added
    GTCCR |= _BV(PRSYNC); // AR added - reset prescaler (NB: shared with all
                        //16 bit timers);

    oldSREG = SREG; // AR - save status register
    cli(); // AR - Disable interrupts
    TCNT1 = 0;
    SREG = oldSREG; // AR - Restore status register
    resume();
    do { // Nothing -- wait until timer moved on from zero - otherwise get a phantom
        //interrupt
        oldSREG = SREG;
        cli();
        tcnt1 = TCNT1;
        SREG = oldSREG;
    } while (tcnt1==0);

    // TIFR1 = 0xff; // AR - Clear interrupt flags
    // TIMSK1 = _BV(TOIE1); // sets the timer overflow interrupt enable bit
}

void TimerOne::stop()

```

```

{
  TCCR1B &= ~(_BV(CS10) | _BV(CS11) | _BV(CS12));    // clears all clock selects bits
}

unsigned long TimerOne::read() //returns the value of the timer in microseconds
{
    //remember! phase and freq correct mode counts up to then down again
    unsigned long tmp; // AR amended to hold more than 65536 (could be nearly
                       //double this)
    unsigned int tcnt1; // AR added

    oldSREG= SREG;
    cli();
    tmp=TCNT1;
    SREG = oldSREG;

    char scale=0;
    switch (clockSelectBits)
    {
    case 1:// no prescalse
        scale=0;
        break;
    case 2:// x8 prescale
        scale=3;
        break;
    case 3:// x64
        scale=6;
        break;
    case 4:// x256
        scale=8;
        break;
    case 5:// x1024
        scale=10;
        break;
    }

    do { // Nothing -- max delay here is ~1023 cycles. AR modified
        oldSREG = SREG;
        cli();
        tcnt1 = TCNT1;
        SREG = oldSREG;
    } while (tcnt1==tmp); //if the timer has not ticked yet

    //if we are counting down add the top value to how far we have counted down
    tmp = ( tcnt1>tmp) ? (tmp) : (long)(ICR1-tcnt1)+(long)ICR1 );// AR amended to
    add casts and reuse previous TCNT1
    return ((tmp*1000L)/(F_CPU /1000L))<<scale;
}

#endif

=====
=====

#include <TimerOne.h>
#define ANALOG_INPUT_PIN 0 // analog pin 0
#define TIMER_PERIOD_US 260 // period in microseconds
#define NB_SAMPLES 60*2*32

// Samples Storage

```

```

volatile int vet[NB_SAMPLES];
volatile int vetIdx = 0;
volatile int i=1; //variavel para implementar seno

//=====
//                               Setup Entry Point
//=====
void setup() {
  // Initialize serial communication at 115200 bits per second:
  Serial.begin(115200,SERIAL_8E2);
  // Disable Timer0 - Used by Arduino millis() and micros() functions
  TIMSK0 = 0;
  // Setup Timer1
  Timer1.initialize(TIMER_PERIOD_US); // set a timer of length 260 microseconds

  Timer1.attachInterrupt( timerIsr ); // attach the service routine here
}

//=====
//                               Main loop
//=====
void loop() {
  // Send when we have enough data
  if(vetIdx == NB_SAMPLES) {

    // Stop Timer
    Timer1.stop();
    // Send Prefix
    Serial.write(126); //7E
    Serial.write(126); //7E
    Serial.write(126); //7E
    // Send Data
    for(int z=0;z<NB_SAMPLES;z++) {
      // print out the value you read:
      Serial.println(vet[z]);
    }
    // Wait all data to shift-out
    Serial.flush();

    // Reset vetIdx

```

```
vetIdx = 0;

// Restart Timer
Timer1.initialize(TIMER_PERIOD_US);
}
}

//=====
//                               Timer1 ISR
//=====

void timerIsr() {
    // Disable ALL interrupts and avoid preemption
    cli();
    // Sample our signal
    if(vetIdx < NB_SAMPLES) {
        vet[vetIdx] = analogRead(ANALOG_INPUT_PIN);
        vetIdx++;
    }
    sei();
}
```

## APÊNDICE C - EXPLANAÇÃO SOBRE O CÓDIGO MATLAB

A instrução “delete(instrfindall)” elimina todos os objetos da porta serial, independentemente do valor dos objetos. Isto torna-se útil quando se tenta executar novamente um arquivo “.m” depois de terminá-lo, ou seja, durante a depuração.

Após as linhas de comando iniciais terem limpado as variáveis e fechado as janelas sem uso, a função “serial(‘COM5’)” determina a porta USB disponível para a comunicação com o Arduino.

Em seguida os comandos “set( )” configuram os parâmetros da comunicação assíncrona na porta de comunicação USB como o tamanho do *buffer* de armazenamento de entrada, a velocidade de transmissão serial de 115200bps e a forma como o MATLAB vai receber os dados pela serial. As variáveis e os vetores são inicializados com valores adequados. Também é efetuada a configuração para o ajuste do tempo, em segundos, que o MATLAB aguarda por novos dados, devendo ser compatível com o Arduino que tem base de tempo e milissegundos. Após as configurações, a porta de comunicação é aberta pela instrução “fopen( )”.

As linhas de programação seguintes são compostas por um laço infinito delimitado pelo “while” que procura o sincronismo do *frame*, enviado pelo Arduino através da USB. Os “if” no interior deste laço procuraram a assinatura “7E-7E-7E” no fluxo de dados recebidos, de forma idêntica ao programa em C do Arduino numa estrutura de protocolo orientado a octeto (byte), não dígito binário (bit).

Encontrado o sincronismo, o “fread” carrega os 3840 bytes amostrados pelo Arduino para o vetor “a” do programa. Os vetores “x(t)” e “y(t)” são as variáveis que determinam os elementos para o gráfico, sendo “x(t)” os elementos no domínio da frequência e “y(t)” na magnitude do sinal. A variável ‘a’ é uma *string* e a instrução “str2num” converte uma string para número.

Para ficar armazenado o registro dos dados, foram elaboradas linhas de código para salvar um arquivo .txt cujo nome contenha a data e a hora. Os dados foram salvos com a instrução ‘fopen’ que abre o arquivo para escrita ‘wt’ que se refere a ação de escrita que se deseja fazer com o arquivo. Em seguida, o comando “fprintf(id\_do\_arquivo)” “escreve” os 3840 bytes no arquivo que é desconectado da porta serial com o comando “fclose(id\_do\_arquivo)” e fechada a porta serial com o comando “fclose(s)”.

## APÊNDICE D - EXPLANAÇÃO SOBRE O TESTBENCH

Depois de elaborado o sistema de aquisição e registro dos dados, passou-se para a etapa de elaboração das medidas de THD e teste da robustez da metodologia de cálculo empregada com os elementos de amostras e resolução da FFT. Para validar as medidas foi elaborado um modelo determinístico de uma magnitude percentual do sinal senoidal fundamental de 60 Hz, 59,9 Hz e 60,1 Hz, somado com as componentes das harmônicas ímpares múltiplas do sinal fundamental, adicionalmente com a introdução de um ruído branco gaussiano (pseudoaleatório) com SNR variando de 25 a 50 dB em passos de 5 dB, por meio da instrução “awgn”. O resultado deste teste é a apresentação da curva do erro relativo médio e do desvio padrão deste erro para verificar o atendimento aos requisitos do PRODIST.

Uma fonte de incerteza de um instrumento digital é a resolução de seu dispositivo indicador. Por exemplo, mesmo se as observações repetidas forem todas idênticas, a incerteza de medição atribuível à repetibilidade não seria zero, pois há uma faixa de sinais de entrada no instrumento, varrendo um intervalo conhecido, que forneceria a mesma indicação. Se a resolução do dispositivo indicador é  $\delta x$ , o valor do estímulo que produz uma dada indicação pode estar situado com igual probabilidade em qualquer lugar no intervalo  $X - \delta x/2$  a  $X + \delta x/2$ . O estímulo é, então, descrito por uma distribuição de probabilidade retangular, de largura  $\delta x$ , com variância  $u^2 = (\delta x)^2 / 12$ , implicando em uma incerteza-padrão de  $u = 0,29\delta x$  para qualquer indicação. (DAMASCENO et al., 2008, p.64).

A equação 13 permite observar o modelo utilizado para o cálculo do THD teórico.

$$S=c(1)*\cos(2*\pi*fundamental*t)+c(3)*\cos(2*\pi*3*fundamental*t)+...+c(25)*\cos(2*\pi*25*fundamental*t)+\zeta \quad (13)$$

sendo  $c(n)$  o valor limite das harmônicas ímpares individuais, conforme PRODIST-módulo 8 e  $\zeta$  o ruído branco gaussiano

Para que fosse possível estimar a incerteza de medição, foram realizados 5.000 repetições do modelo matemático do sinal. A partir da emulação dos sinais de entrada, através do modelo matemático do sinal senoidal com harmônicos e ruído branco gaussiano, foi calculado o valor teórico da THD com base na magnitude destes sinais e utilizando a equação 2. Com esta premissa de referência, isto é, valores conhecidos e definidos com base na teoria clássica, o *TestBench* permitiu

determinar qual a saída correta, comparado com a saída teórica ou quais correções no algoritmo necessitariam ser implementadas para se aproximar ou igualar ao valor teórico. Para isso, foi utilizado o método da repetibilidade de medição, fazendo uma leitura a cada ciclo de depuração e posterior indicação gráfica do erro e desvio padrão da medição. O algoritmo deste teste pode ser observado no apêndice G e o cálculo do THD geral pode ser verificado no apêndice H.

O ruído gaussiano contribuiu para gerar o SNR, objetivando para criar uma dificuldade na obtenção da FFT, uma vez que as harmônicas maiores vão tendo uma contribuição menor no cálculo da THD, ficando mais próximas da magnitude do ruído em função de um menor SNR e gerando erros no resultado do cálculo da THD. Neste modelo de teste não foi levado em consideração a contribuição do filtro.

## APÊNDICE E - CÓDIGO MATLAB

```

%Encontrar objetos da porta seriais visíveis ou ocultas e limpa todos os
instrumentos anteriormente abertos na serial
delete(instrfindall);
clear all;
close all;
clc;

k=0;

%=====
%CONFIGURAÇÃO DA PORTA SERIAL
%=====

s=serial('COM5'); %Atribui a variável s a porta serial COM5

%Por padrão a Porta Serial do Arduino é configurada no parâmetro 9600/8-N-
1:asynchronous mode, em que existem (8) data bits, no (N) parity bit, and
one (1) stop bit.

set(s,'InputBufferSize',40000) %Define o tamanho da string do buffer de
                               entrada
set(s,'FlowControl','hardware'); %Controla a forma como o MatLab vai
                               receber os dados pela serial e 'hardware'
                               significa que o Arduino vai controlar isso
set(s,'BaudRate',115200); %Taxa de transmissão da porta COM5
set(s,'Parity','even'); % paridade par

set(s,'DataBits',8); %Procurar por "Serial Configuration" no help
set(s,'StopBit',2);
set(s,'Timeout',300); %Tempo em segundos que o MatLab aguarda por novos
                     dados. Obs.: O tempo é em segundos que deve ser
                     compatível c/ Arduino em ms

%=====
%ESCREVER NO TERMINAL PARA FICAR MAIS ORGANIZADO
%=====

disp(get(s,'Name')); %Mostra o nome "Serial_COM5"
prop(1)=(get(s,'BaudRate')); %'prop' é apenas um vetor string que nesse
caso tem 4 posições
prop(2)=(get(s,'DataBits'));
prop(3)=(get(s,'StopBit'));
prop(4)=(get(s,'InputBufferSize'));

disp(['Port Setup Done !!',num2str(prop)]); %num2string converte números
para uma string

%=====
%RECEBIMENTO DOS DADOS SERIAIS DO ARDUÍNO
%=====

fopen(s); %Abre a porta serial
t=1;
disp('Running');
n3=0;n2=0;n1=0;

```

```

%=====
%PROCURA A ASSINATURA "7E-7E-7E" NO FLUXO DE DADOS RECEBIDOS
%=====

while(k==0)
    n1=fread(s,1);n2;n3; %Lê os dados binário e armazena em uma variável.
    % Se não for especificado o tamanho, o número máximo de valores lidos é
    % determinada pelo InputBufferSize
    n3=n2;
    n2=n1;
    n1=fread(s,1);
    if(n1==126&&n2==126&&n3==126&&k==0)
        k=1;
    end
end

while (t<=3840)

    a=fgetl(s); %Lê na variável 'a' os dados adquiridos na porta serial
    % 's'
    x(t)=t*1; %Multiplica 't' pela taxa de amostragem. 'x(t)' e 'y(t)' são
    % para construir o gráfico

    y(t)=str2num(a)-565; %'a' é uma string, str2num converte uma string
    % para número. O valor de 565 foi determinado como
    % sendo o sinal DC presente inserido pelo sensor

    fprintf('%s',a)
    t=t+1;
    a=0; %Limpa o buffer
end

%=====
%PARA SALVAR UM ARQUIVO.TXT CUJO NOME TENHA DATA E HORA
%=====

time=clock; %vetor

adress='C:\Documents and Settings\PAULO\Desktop\';
dia=num2str(time(3));
mes=num2str(time(2));
ano=num2str(time(1));
horas=num2str(time(4));
minutos=num2str(time(5));

nome_do_arquivo=strcat(adress,dia,'_',mes,'_',ano,'_',horas,'_',minutos,'.t
xt. '); %'strcat' concatena todas as strings de texto, formando uma só

id_do_arquivo=fopen(nome_do_arquivo,'wt'); %'fopen' significa abrir o
% arquivo para escrita e
% 'wt'=write, refere-se a ação que
% se deseja fazer com o arquivo

t=1;
%=====
% ESCRREVENDO DADOS NO ARQUIVO CRIADO
%=====
while (t<=3840)
    fprintf(id_do_arquivo,'\t%5.2f\t%8.2f\n',x(t),y(t)); %escreve os dados
    % em um arquivo
    t=t+1;
end

```

```
end

fclose(id_do_arquivo); %Desconecta a porta serial
fclose(s); %Fecha a porta serial para disponibilizar o IDE
plot(x,y)

%=====
%CALCULA E PLOTA O ESPECTRO (FFT)
%=====

input=y;
tam=size(input);
fft_data=fftshift(fft(input)./tam(1));
step=1/3840;
freq=-1/step/2:1/step/length(fft_data):1/step/2-1/step/length(fft_data);
fft_data(1921)=fft_data(1920); %Serve para não apresentar a componente DC
                                no gráfico da FFT
figure;plot(freq,20.*log10(abs(fft_data)),'r');
save (nome_do_arquivo_mat)
```

## APÊNDICE F - GRÁFICO COMPARATIVO JANELAMENTO

```

clear all
close all

load data_kaiser_vs_max_flat.mat
media_kaiser_28=media2;
media_flat_top=media;
variancia_kaiser_28=variancia2;
variancia_flat_top=variancia;
load data_lolis.mat
media_kaiser_38=media;
variancia_kaiser_38=variancia;

figure;plot(59.9:.01:60.1,media_flat_top);
hold on;plot(59.9:.01:60.1,media_kaiser_28,'+');
hold on;plot(59.9:.01:60.1,media_kaiser_38,'^');
xlim([59.9 60.1]);
grid on;
set(gca,'FontSize',12);
xlabel('Fundamental (Hz)','FontSize',12);
ylabel('Erro relativo médio (%)','FontSize',12);
legend('SNR=25 dB','SNR=30 dB','SNR=35 dB','SNR=40 dB','SNR=45 dB',
'SNR=50 dB');

figure;plot(59.9:.01:60.1,variancia_flat_top.^0.5);
hold on;plot(59.9:.01:60.1,variancia_kaiser_28.^0.5,'+');
hold on;plot(59.9:.01:60.1,variancia_kaiser_38.^0.5,'^');
xlim([59.9 60.1]);
grid on;
set(gca,'FontSize',12);
xlabel('Fundamental (Hz)','FontSize',12);
ylabel('Desvio padrão do erro relativo (%)','FontSize',12);
legend('SNR=25 dB','SNR=30 dB','SNR=35 dB','SNR=40 dB','SNR=45 dB',
'SNR=50 dB');

```

## APÊNDICE G - CÓDIGO (PICOS E CÁLCULO DO THD)

```

%=====AVALIANDO A EXATIDÃO DA JANELA DE KAISER =====
clc
close all % limpa variáveis e funções da memória (RAM)
clear all % clc % limpa a tela

%=====
% Parâmetros
%=====
% Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão
% até 1kV da tabela 4, item 4.6.2 PRODIST MÓDULO 8:

c=[1 0 0.065 0 0.075 0 0.065 0 0.02 0 0.045 0 0.04 0 0.01 0 0.025 0 0.02 0
0.01 0 0.02 0 0.02];

step = 1/3840;
t=(0:step:1-step)'; % definição do domínio, gerando vetor no tempo
%amostrado em 1 segundo com 3840 pontos

fundamental= 60.1;

SNR = 50;

%=====
% Cálculos
%=====

vetor = zeros(1,1000);

x = 1;

for x=1:1000

S=c(1)*cos(2*pi*fundamental*t)+c(3)*cos(2*pi*3*fundamental*t)+c(5)*cos(2*pi
*5*fundamental*t)+c(7)*cos(2*pi*7*fundamental*t)+...

c(9)*cos(2*pi*9*fundamental*t)+c(11)*cos(2*pi*11*fundamental*t)+c(13)*cos(2
*pi*13*fundamental*t)+c(15)*cos(2*pi*15*fundamental*t)+...

c(17)*cos(2*pi*17*fundamental*t)+c(19)*cos(2*pi*19*fundamental*t)+c(21)*cos
(2*pi*21*fundamental*t)+c(23)*cos(2*pi*23*fundamental*t)+...
    c(25)*cos(2*pi*25*fundamental*t); %gerar sinal como série de 1
                                     %fundamental e 25 harmônicos

wind = kaiser(3840,38);
w=S.*wind;

THD_theory=(sum(c(2:end).^2)).^5./c(1); %cálculo Teórico da THD

fft_w = fftshift(fft(w)./length(t));

Y=awgn(S,SNR,'measured'); %Aplica ruído branco Gaussiano com SNR de 10dB e
                           %traça os resultado

% Y=Y+abs(min(Y)); %Tira o negativo do Sinal com Ruído SNR=10dB
Y=Y./max(Y); %Normalizando o sinal com ruído
Y=round(Y*2^10); %Quantização do sinal com ruído

```

```

FK=Y.*wind;          % produto filtro K

fft_Y = fftshift(fft(FK)./length(t));
fft_Y_dB = 20.*log10(abs(fft_Y));

%=====
%Leitura dos índices e picos para o cálculo da THD medida em Kaiser
%=====
regioes=60.*[0:2:32]+30;
ind_picos=1;

for ind_picos=1:length(regioes)-2

    fft_da_regiao=abs(fft_Y(regioes(ind_picos)+length(fft_Y)/2-
1:regioes(ind_picos+1)+length(fft_Y)/2-1));

    find_max=find(abs(fft_da_regiao)==max(abs(fft_da_regiao)));

    if find_max-5<1 || find_max+5>length(fft_da_regiao)

        peaks(ind_picos)=fft_da_regiao(find_max);
    else
        peaks(ind_picos)=sum(fft_da_regiao(find_max-4:find_max+4));
        %sum(abs(fft_da_regiao(find_max-2:find_max+2)));

    end
    ind_picos=ind_picos+1;

end
end
%=====
%calculo da THD com janelamento e Estatisticas
%=====
    THD_calc_kaiser_Y    = (sum(peaks(2:end).^2)).^.5./peaks(1);

erro_percentual        = ((THD_theory-THD_calc_kaiser_Y)/THD_theory).*100;
vetor(x)                = erro_percentual;
variancia               = var(vetor);
media                   = mean(vetor);
desvio_sigma            = std(vetor);
%=====
% Final Plot
%=====

figure
histfit(vetor,30)
title(['Histograma com 30
bins']; ['SNR=',num2str(SNR)]; ['Média=',num2str(media)]; ['Variância=',num2str(
variancia)];...
    ['Desvio-Sigma=',num2str(desvio_sigma)], 'FontSize',12);grid on;

```

## APÊNDICE H - TESTBENCH THD, JANELAMENTO E SNR

```

clear all
close all

fs=3840;
Ttot=1;
fundamental= 60.1;
SNR = 25;
c=[1 0 0.065 0 0.075 0 0.065 0 0.02 0 0.045 0 0.04 0 0.01 0 0.025 0 0.02 0
0.01 0 0.02 0 0.02];
wind = flattopwin(3840);
% wind =[kaiser(3840,15) flattopwin(3840)];
z=1;

for fundamental=59.9:0.01:60.1
    x=1;
    for SNR=25:5:50
        y = 1;
        erro_percentual(1:5000)=0;
        for y=1:5000
            erro_percentual(y) = testa_thd( SNR, wind, fs, Ttot,
            fundamental, c);
        end

        variancia(z,x)          = var(erro_percentual);
        media(z,x)              = mean(erro_percentual);
        x=x+1;
    end

    z=z+1;
end

wind =kaiser(3840,28);
z=1;

for fundamental=59.9:0.01:60.1
    x=1;
    for SNR=25:5:50
        y = 1;
        erro_percentual(1:5000)=0;
        for y=1:5000
            erro_percentual(y) = testa_thd( SNR, wind, fs, Ttot,
            fundamental, c);
        end

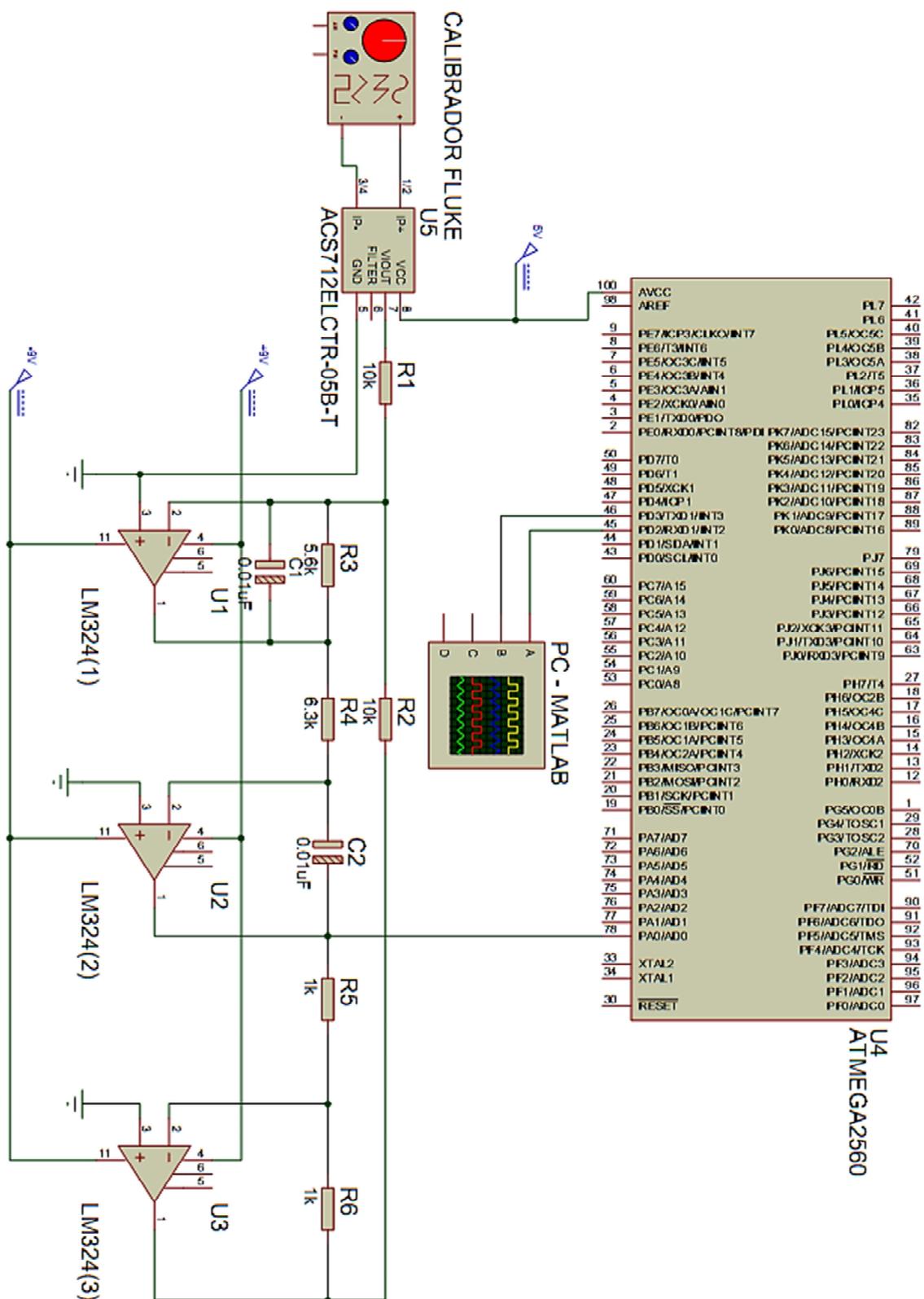
        variancia2(z,x)        = var(erro_percentual);
        media2(z,x)            = mean(erro_percentual);
        x=x+1;
    end

    z=z+1;
end

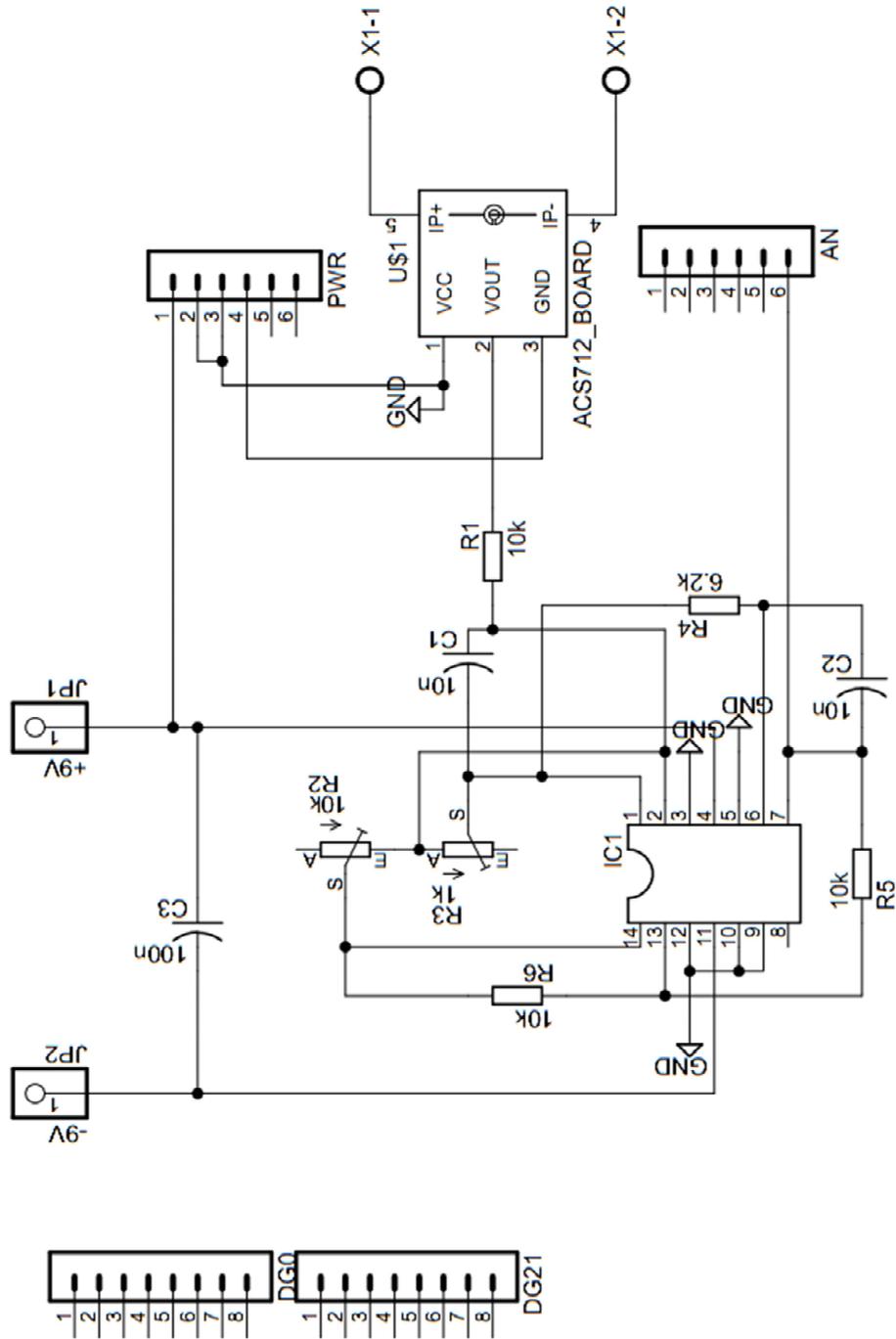
figure;plot(media);
hold on;plot(media2, '+');
figure;plot(variancia);
hold on;plot(variancia2, '+');

```

## APÊNDICE I - ESQUEMA ELÉTRICO DO PROJETO



APÊNDICE J - ESQUEMATICO DO FILTRO BIQUAD



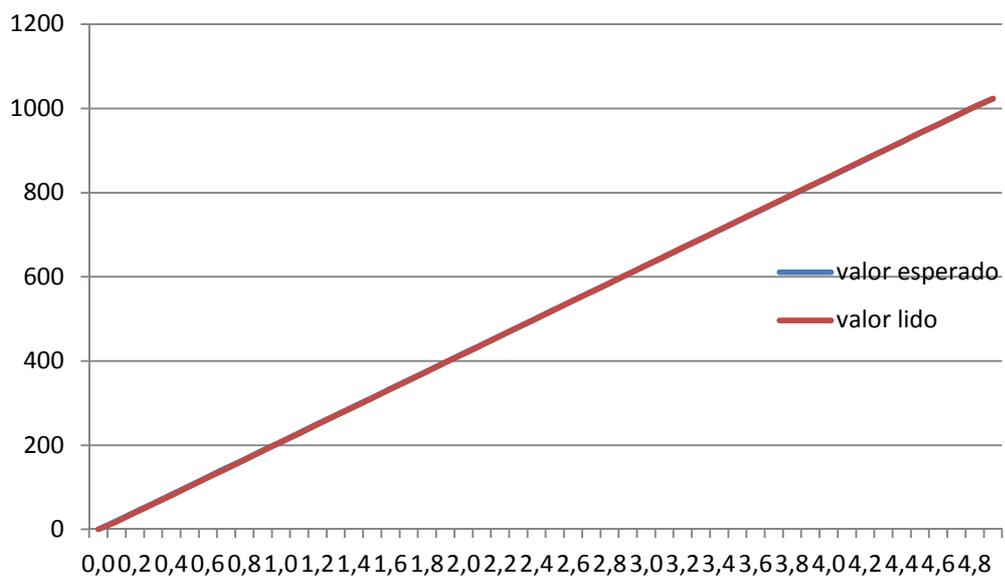


## APÊNDICE L - ERRO DE GANHO DO CONVERSOR A/D

Tensão	Valor Esperado	Valor Lido	Valor S/ Correção Da Tensão De Referência	Tensão	Valor Esperado	Valor Lido	Valor S/ Correção Da Tensão De Referência
0,0	0	0	0	2,6	543	543	531
0,1	20	18	19	2,7	564	564	552
0,2	41	40	40	2,8	585	585	572
0,3	62	60	60	2,9	606	606	593
0,4	83	81	81	3,0	627	627	613
0,5	104	102	101	3,1	648	648	634
0,6	125	123	122	3,2	669	669	654
0,7	146	144	142	3,3	690	690	675
0,8	167	165	163	3,4	711	711	695
0,9	187	186	183	3,5	732	732	716
1,0	208	207	204	3,6	753	753	736
1,1	229	228	224	3,7	774	774	757
1,2	250	249	245	3,8	795	795	777
1,3	271	270	265	3,9	816	816	798
1,4	292	291	286	4,0	837	837	818
1,5	313	312	306	4,1	858	858	839
1,6	334	333	327	4,2	879	879	859
1,7	355	354	347	4,3	899	900	880
1,8	376	375	368	4,4	920	920	900
1,9	397	396	388	4,5	941	942	921
2,0	418	417	409	4,6	962	962	941
2,1	439	438	429	4,7	983	983	962
2,2	460	459	450	4,8	1004	1004	982
2,3	481	480	470	4,9	1023	1023	1000
2,4	502	501	491	5,0		1023	1023
2,5	523	522	511				

FONTE: O autor (2016)

GRÁFICO DE ERRO E SATURAÇÃO DO ADC



FONTE: O autor (2016)