

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

## *Sistema Digital para Medição e Análise de Cintilação Luminosa*

Este exemplar corresponde à redação final da tese  
defendida por João Paulo de Sousa Rocha  
à Comissão  
Julgadora em 13 / 07 / 1995.  
Sigmar M. Deckmann  
Orientador

Autor: João Paulo de Sousa Rocha ✓

Orientador: Prof. Dr. Sigmar M. Deckmann

Banca: Prof. Dr. Amauri Lopes (FEE/UNICAMP)

Prof. Dr. Edson H. Watanabe (COPPE/UFRJ)

Suplente: Prof. Dr. José G. Chiquito (FEE/UNICAMP)

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas como parte integrante dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas - SP

Julho 1995

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL

Obrigado Senhor, pelo dom da Vida,  
pela sabedoria e pela força para vencer  
os obstáculos. Graças a ti, posso dedicar  
este trabalho às pessoas a quem mais  
amo: minha Mulher Rosana e minha  
Família.

## AGRADECIMENTOS

- Aos velhos e aos novos amigos, por me darem a certeza de que a vida não se faz só com conquistas e realizações materiais.
- Em especial ao amigo Eduardo Nicola pelo seu apoio.
- Ao Prof. Sigmar pelo seu empenho.
- Aos Professores membros da banca examinadora Amauri Lopes, Edson H. Watanabe e José G. Chiquito, pelas contribuições dadas a este trabalho através de suas críticas e sugestões.
- Ao CNPQ pela bolsa de mestrado, tão necessária e tão importante.
- À UNICAMP através da Faculdade de Engenharia Elétrica e do Departamento de Sistemas e Controle de Energia, por tornarem possível a execução deste trabalho.

## RESUMO

O fenômeno de cintilação luminosa se caracteriza por variações de luminosidade na faixa de frequências perceptível ao olho humano, causadas por flutuações na tensão da rede elétrica.

Este trabalho descreve a transformação do processo analógico para medição de cintilação luminosa, internacionalmente recomendado, em um sistema digital. Os principais pontos considerados são: técnicas de filtragem digital e método de conversão de filtros, compromissos com a resolução do conversor A/D, minimização da frequência de amostragem, processamento em tempo real e utilização da porta paralela padrão Centronics como via de comunicação com o microcomputador.

## ABSTRACT

Flicker disturbance corresponds to the visual perception of luminance variations due to supply voltage fluctuations.

This work describes the conversion of the analog methodology for flicker measurements, internationally recommended, into a digital processing device. The main points considered are: digital filtering techniques and filter conversion method, A/D resolution compromises, minimization of sampling frequency, real time calculation procedures and interfacing with microcomputer through a standard Centronics parallel interface.

# LISTA DE FIGURAS

## Capítulo 1

- 1.1 - Analisador híbrido de cintilação luminosa 2

## Capítulo 2

- 2.1 - Proposta UIE para medição de "flicker" 5
- 2.2 - Resposta em frequência para o filtro de ponderação normalizado 10
- 2.3 - Sinal de entrada 12
- 2.4 - Adaptação do sinal de entrada 12
- 2.5 - Sinal adaptado quadrático 12
- 2.6 - Sinal modulante com nível CC 12
- 2.7 - Eliminação da componente CC 12
- 2.8 - Sinal modulante ponderado 12
- 2.9 - Sinal modulante ponderado quadrático 12
- 2.10 - Severidade instantânea de cintilação luminosa -  $S_f(t)$  12
- 2.11 - Ilustração do método de classificação 14
- 2.12 - Histograma normalizado 14
- 2.13 - Função de probabilidade cumulativa de estar abaixo 15
- 2.14 - Função de probabilidade cumulativa de estar acima 15
- 2.15 - (1) Curva de sensibilidade igual a 1pu para flutuações senoidais 18  
 (2) Curva de sensibilidade igual a 1pu para flutuações quadradas  
 (3) Curva IEC 555-3  
 (4) Curva  $P_{ST}$  igual a 1pu
- 2.16 - Curva de erro máximo relativo em função de  $\alpha$ , para  $N = 64, 128$  e 256 classes 22
- 2.17 - Interpolação linear 23

## Capítulo 3

- 3.1 - Sistema analógico para medição de cintilação luminosa 27
- 3.2 - Expansão do bloco "FILTROS ANALÓGICOS" 27
- 3.3 - Sistema digital para medição de cintilação luminosa 28

3.4	- Expansão do bloco "FILTROS DIGITAIS"	28
3.5	- Resposta produzida pela técnica de invariância ao impulso	32
3.6	- Resposta produzida pela transformação bilinear	33
3.7	- Relação não-linear entre $f$ e $\Omega$	34
3.8	- Resposta em frequência para o filtro de referência móvel contínuo e discreto	36
3.9	- Lugar geométrico dos pólos para um filtro passa-baixas Butterworth de 5ª e 6ª ordem	37
3.10	- Resposta em frequência do filtro passa-baixas Butterworth de 6ª ordem	39
3.11	- Filtro passa-baixas discreto: erro por compressão e efeito positivo da pré-compensação	40
3.12	- Resposta em frequência para o filtro passa-altas contínuo e discreto	41
3.13	- Resposta em frequência para o filtro de ponderação contínuo e discreto	42
3.14	- Resposta em frequência para o filtro de média contínuo e discreto	43
<b>Capítulo 4</b>		
4.1	- Diagrama esquemático do sistema digital para medição de cintilação luminosa	44
4.2	- Circuito de ganho selecionável por software	46
4.3	- Retificador de precisão	48
4.4	- Filtro "anti-aliasing" Butterworth 4ª ordem	49
4.5	- Resposta em frequência para o filtro "anti-aliasing"	50
4.6	- Circuito de relógio a cristal	50
4.7	- Conversor A/D e interface com a porta paralela	51
4.8	- Diagrama de temporização para leitura de um dado de 12 bits	52
4.9	- A estrutura da porta paralela e a pinagem para o conector DB-25	53
<b>Capítulo 5</b>		
5.1	- Tensão de entrada	57
5.2	- Sinal de entrada retificado	57
5.3	- Saída do filtro "anti-aliasing" ( $f_c = 100\text{Hz}$ ) e saída do filtro de referência móvel	58
5.4	- Sinal normalizado pela referência móvel	58
5.5	- Saída do filtro passa-baixas ( $f_c = 35\text{Hz}$ )	58

5.6	-	Eliminação do nível CC e ganho 100	59
5.7	-	Sinal ponderado	59
5.8	-	Sinal ponderado quadrático	59
5.9	-	Nível instantâneo de severidade de cintilação luminosa - $S_f(t)$	60
5.10	-	Medição Itaorna → Tela 1	62
5.11	-	Medição Itaorna → Tela 2	62
5.12	-	Medição Itaorna → Tela 3	63
5.13	-	Medição Itaorna → Tela 4	63

### **Apêndice**

A.1	-	Espectro do sinal $v(t)$ truncado em $k=3$	70
-----	---	--	----

# LISTA DE TABELAS

## Capítulo 2

- |     |   |    |
|-----|---|----|
| 2.1 | - Entrada relativa de flutuação de tensão $\Delta V/V$ , senoidal, para 1 pu de perceptibilidade na saída   | 6  |
| 2.2 | - Entrada relativa de flutuação de tensão $\Delta V/V$ , quadrada, para 1 pu de perceptibilidade na saída   | 6  |
| 2.3 | - Limites de flutuação de tensão percentual segundo IEC 555-3 comparados àqueles que resultam 1 pu de severidade de cintilação luminosa para os algoritmos com coeficientes não-suavisados e suavizados | 19 |
| 2.4 | - Valores mínimos admissíveis de $P_{ST}$ com erro máximo de 5%   | 21 |
| 2.5 | - Valores para teste da exatidão da metodologia estatística   | 24 |

## Capítulo 4

- |     |   |    |
|-----|---|----|
| 4.1 | - Tensões de entrada nominais recomendadas e faixa de variação                          | 45 |
| 4.2 | - Valores de $G$ e $R_G$ para cada valor de tensão primária e secundária no TAP 504Vrms | 47 |
| 4.3 | - Valores de $G$ e $R_G$ para cada valor de tensão primária e secundária no TAP 192Vrms | 47 |
| 4.4 | - Conjuntos de endereços da porta paralela  | 54 |

## Capítulo 5

- |     |   |    |
|-----|---|----|
| 5.1 | - Verificação da exatidão da metodologia estatística através de simulação             | 60 |
| 5.2 | - Verificação da exatidão da metodologia estatística utilizando o módulo de aquisição | 60 |

# CONTEÚDO

RESUMO/ABSTRACT .....	i
LISTA DE FIGURAS.....	ii
LISTA DE TABELAS .....	v
<b>1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>2 - PROCESSO DE MEDIÇÃO E ANÁLISE DA SEVERIDADE DA CINTILAÇÃO LUMINOSA SEGUNDO UIE.....</b>	<b>4</b>
2.1 - Introdução .....	4
2.2 - Metodologia para medição de cintilação luminosa segundo UIE .....	4
2.2.1 - Descrição funcional do processo de medição UIE .....	7
2.2.2 - Sinais característicos do processo de medição de cintilação luminosa .....	10
2.3 - Metodologia estatística para avaliação da severidade de cintilação luminosa .....	11
2.3.1 - Algoritmo multipontos para avaliação da severidade de cintilação luminosa em um curto intervalo de tempo.....	15
2.3.2 - Percentis suavizados.....	17
2.3.3 - Exatidão da metodologia PST .....	20
2.3.4 - Classificação logarítmica e interpolação linear .....	22
2.4 - Testes para avaliação do desempenho do classificador.....	24
2.5 - Avaliação da severidade de cintilação luminosa em um longo intervalo de tempo....	25
2.6 - Conclusão.....	25
<b>3 - DIGITALIZAÇÃO DO PROCESSO DE MEDIÇÃO DE CINTILAÇÃO LUMINOSA .....</b>	<b>26</b>
3.1 - Introdução .....	26
3.2 - Proposta analógica para medição de cintilação luminosa .....	26
3.3 - Proposta digital para medição de cintilação luminosa .....	27
3.4 - A transformada $Z$ e sua aplicação na digitalização do processo de medição de cintilação luminosa .....	28
3.4.1 - Propriedades básicas da transformada $Z$ .....	29
3.5 - Projeto de filtros digitais.....	30
3.5.1 - Filtros de resposta infinita ao impulso (IIR).....	31
3.5.1.1 - Invariância ao impulso .....	31

3.5.1.2 - Transformação bilinear .....	32
3.6 - Digitalização dos filtros .....	34
3.6.1 - Controle automático de ganho (CAG) .....	35
3.6.2 - Filtro passa-baixas demodulador .....	36
3.6.3 - Filtro Passa-Altas .....	40
3.6.4 - Filtro de ponderação .....	41
3.6.5 - Filtro de média .....	42
<b>4 - SISTEMA DE AQUISIÇÃO E DE TRANSFERÊNCIA DE DADOS .....</b>	<b>44</b>
4.1 - Introdução .....	44
4.2 - Condicionamento do sinal de entrada .....	45
4.2.1 - Transformador de entrada e circuito isolador com ganho seleccionável .....	45
4.2.2 - Retificador de precisão .....	47
4.3.3 - Filtro "anti-aliasing" .....	48
4.3 - Conversor A/D 12 bits e circuitos de suporte .....	50
4.3.1 - Circuito de relógio .....	50
4.3.2 - Conversor A/D 12 bits e adaptação para interface via porta paralela .....	51
4.4 - Estrutura digital da porta paralela .....	52
4.4.1 - Endereçamento dos registradores .....	54
4.4.2 - Mecanismo de ação da interrupção por hardware .....	54
<b>5 - ENSAIOS PARA VALIDAÇÃO DO INSTRUMENTO .....</b>	<b>56</b>
5.1 - Avaliação dos sinais característicos .....	56
5.2 - Verificação da exatidão da metodologia estatística .....	60
5.3 - Teste no campo .....	61
<b>6 - CONCLUSÕES .....</b>	<b>64</b>
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	66
APÊNDICE - DEDUÇÃO DO ESPECTRO DO SINAL MODULADO EM AMPLITUDE RETIFICADO .....	68

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUÇÃO

O fenômeno de cintilação luminosa ("lamp flicker effect") se caracteriza por variações de luminosidade na faixa de frequências perceptível ao olho humano. Este fenômeno é provocado por flutuações na tensão da rede elétrica, causadas pela variação de cargas de porte significativo ou por associações de cargas.

Os fornos de arco lideram o grupo de cargas cuja operação é considerada bastante agressiva ao sistema elétrico alimentador. Além de requererem potências elevadas (20 a 200MW) com ciclo de operação bastante irregular produzindo flutuações de tensão, e conseqüentemente, cintilação luminosa, provocam também o aparecimento de componentes harmônicas de corrente, devido às características não lineares do arco.

A crescente utilização da eletrotermia, que implica na instalação de um número cada vez maior de fornos de arco, tem causado distúrbios inaceitáveis nos sistemas elétricos que alimentam essas cargas. Sendo assim, diversos trabalhos têm sido publicados relatando experiências quanto à medição e quanto às medidas tomadas no sentido de reduzir o distúrbio [3] [7] [17]. Além dos fornos de arco, associações de cargas cíclicas como compressores, prensas, bem como máquinas de solda, também produzem consideráveis níveis de flutuação de tensão.

Até o final da década de 1970, diversos países possuíam seus próprios métodos de medição e análise da severidade de cintilação luminosa. Devido à necessidade de se estabelecer uma metodologia padrão para que resultados e experiências pudessem ser trocados com maior facilidade, foi formada uma comissão, através da União Internacional de Eletrotermia - UIE, para estudar os processos de medição já existentes e, baseado nestas informações, formular uma proposta de padronização.

Em 1982, a UIE publicou o primeiro conjunto de especificações [25] sobre o medidor padrão de cintilação luminosa, sendo que o princípio de funcionamento do instrumento se baseia na obtenção da forma de onda modulante da tensão da rede elétrica e no processamento deste sinal através de filtros, com o objetivo de simular o comportamento do sistema lâmpada-olho-cérebro, resultando um sinal representativo da sensação instantânea de cintilação luminosa -  $S_f(t)$ .

Em 1986, a UIE incorporou a metodologia de análise baseada em um tratamento estatístico a ser aplicado sobre o sinal  $S_f(t)$ , a cada intervalo de tempo de 10 minutos, de forma a poder quantificar o incômodo causado pela cintilação luminosa por intervalo de tempo, levando em consideração a aleatoriedade da amplitude, da frequência e também da característica das flutuações de tensão [26] [27]. Estas especificações foram posteriormente aprovadas pelo Comitê Téc-

nico 77 da CEI (Comissão de Eletrotécnica Internacional) e registradas na Publicação CEI-868 [12] [13] [14].

No Brasil existem hoje três medidores e um monitor de cintilação luminosa, baseados nas especificações UIE, sendo utilizados pelas concessionárias ELETROPAULO e CEMIG. A versão final destes instrumentos utilizou a experiência adquirida através da Tese de Mestrado concluída em 1988 [1] que resultou na implementação de um protótipo e também em uma publicação no VI CBA [24]. A implementação final dos instrumentos foi financiada através de convênios independentes entre o Laboratório de Sistemas e Controle de Energia (LSCE) - UNICAMP e as concessionárias de energia elétrica.

Os instrumentos desenvolvidos possuem uma estrutura mista analógica/digital sendo a parte analógica a responsável pela demodulação do sinal de tensão da rede elétrica e pelo processamento deste sinal por filtros, até a obtenção do sinal  $S_f(t)$ . A parte digital conta com um microcomputador de 8 bits, responsável pelo controle do sistema de aquisição de dados e pela aplicação da metodologia de análise estatística sobre o sinal  $S_f(t)$  discretizado. A Fig. 1.1 apresenta a foto do Analisador de Cintilação Luminosa em sua versão híbrida.

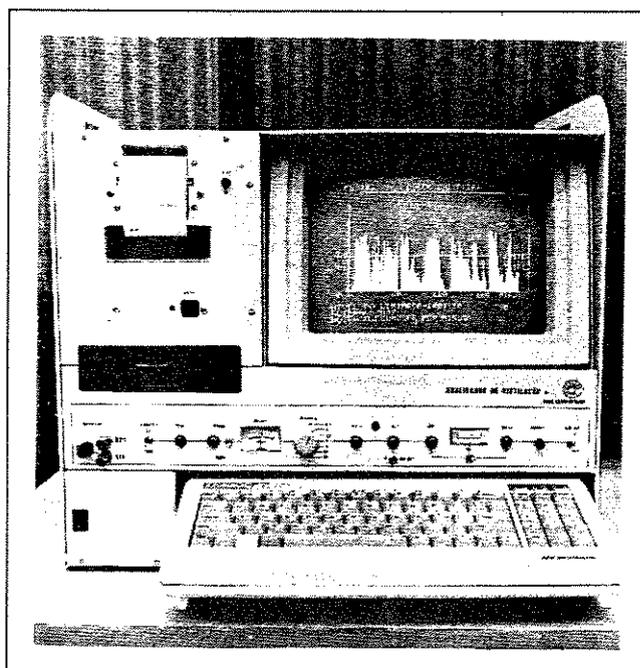


Fig. 1.1 - Analisador híbrido de cintilação luminosa

Este instrumento baseado em processamento misto analógico/digital, gerou a principal motivação para o desenvolvimento deste trabalho. Embora tenha sido desenvolvido segundo as especificações feitas pela UIE, o equipamento apresenta algumas limitações devido ao processamento analógico, como baixa imunidade a ruídos, necessidade de freqüentes calibrações e pouca flexibilidade para modificações.

Em função disso, surgiu a necessidade de desenvolver uma estrutura totalmente digital, substituindo a etapa de processamento analógico por rotinas de software, desenvolvidas a partir da teoria de filtragem digital. Partindo das especificações UIE e utilizando uma técnica adequada de transformação, obtém-se equações a diferenças representativas do processo analógico original.

Para tornar possível esta transformação, é necessário atualizar o microcomputador utilizado e reformular o sistema de aquisição, adequando-o às necessidades do processo digital.

Sendo assim, para se atingir o objetivo final que consiste na implementação de um protótipo digital, foi necessário realizar as seguintes tarefas:

- transformar as etapas de processamento analógico, estabelecidas pela UIE, em filtros digitais;
- desenvolver um software de simulação para verificação do processamento digital;
- desenvolver um sistema de aquisição adequado;
- desenvolver uma interface para a conexão do sistema de aquisição ao microcomputador;
- escolher uma linguagem de programação de alto nível que permita a inclusão de rotinas em linguagem "Assembly" e que possibilite otimizações para rodar em tempo real;
- desenvolver um software mais abrangente que incorpore o bloco de simulação, o controle do sistema de aquisição e a interface, as rotinas de filtragem digital e o processamento estatístico. Além disso, é necessário fornecer facilidades mínimas de entrada de dados para configuração da medição e apresentação gráfica dos resultados.

Para tentar descrever de forma organizada e didática, todas as etapas envolvidas no desenvolvimento do protótipo digital, o texto apresentado nesta dissertação foi dividido em seis capítulos e um apêndice.

O Capítulo 2 trata das especificações UIE, fornecendo detalhes sobre cada etapa do processamento e também da metodologia estatística, mostrando como é obtido um valor quantificador da severidade da cintilação luminosa.

O Capítulo 3 apresenta uma rápida discussão sobre a Transformada Z e sua aplicação. Justifica a escolha da técnica de transformação bilinear e aplica a transformação em cada etapa do processo UIE. São apresentadas também as respostas em frequência para cada filtro digital.

No Capítulo 4 são fornecidos detalhes sobre o projeto do sistema de aquisição de dados mostrando sua estrutura e a função de cada uma de suas partes integrantes. Foi utilizada a porta paralela padrão Centronics como via de comunicação entre o microcomputador e o sistema de aquisição, sendo que os motivos que justificam esta escolha e a forma de como utilizar esta porta são também apresentados neste capítulo.

No Capítulo 5 são apresentados resultados obtidos submetendo o protótipo digital a três modalidades de testes distintas. O primeiro verifica o funcionamento dos filtros digitais através dos sinais produzidos por cada etapa. O segundo faz uma avaliação da exatidão da metodologia estatística e o terceiro, consistiu de uma medição real, em uma subestação do sistema Furnas, verificando as facilidades de transporte, instalação e operação do instrumento no campo.

O Capítulo 6 apresenta algumas conclusões baseadas nos resultados obtidos no Capítulo 5 e faz algumas propostas para desenvolvimentos futuros.

No Apêndice é incluída uma dedução do conteúdo espectral do sinal senoidal modulado em amplitude retificado. O objetivo é verificar matematicamente a amplitude do nível CC e das componentes relativas à modulante, justificando o processo de demodulação a partir da operação de retificação.

# CAPÍTULO 2

---

## PROCESSO DE MEDIÇÃO E ANÁLISE DA SEVERIDADE DE CINTILAÇÃO LUMINOSA SEGUNDO UIE

### 2.1 - Introdução

Em 1982, após comparar diversos métodos de medição de cintilação luminosa, a UIE - União Internacional de Eletrotermia, especificou um processo baseado nas propostas existentes até então, capaz de simular a resposta do sistema lâmpada-olho-cérebro, resultando um sinal representativo da severidade da cintilação, obtido a partir das variações da tensão da rede.

Esta metodologia foi idealizada originalmente para uma implementação mista analógica-digital, composta por duas etapas básicas:

- i* - processamento analógico da tensão da rede até resultar um sinal representativo da severidade instantânea de cintilação luminosa;
- ii* - aplicação de uma metodologia estatística ao sinal resultante na etapa *i*, para avaliar a severidade de cintilação luminosa em um determinado intervalo de tempo.

O objetivo principal deste capítulo é detalhar as etapas *i* e *ii*, descrevendo suas partes integrantes e suas características [25][26], discutindo também os pontos mais importantes sobre a metodologia de análise empregada [27]. Com isso, pretende-se dar informações básicas, porém fundamentais ao entendimento do processo de medição e análise da severidade de cintilação luminosa segundo especificações UIE, uma vez que este é ainda um problema pouco abordado e difundido no Brasil.

### 2.2 - Metodologia para medição de cintilação luminosa segundo UIE

A Fig. 2.1 mostra o diagrama de blocos para um medidor de cintilação luminosa segundo a proposta de padronização UIE. Conforme mencionado no Capítulo 1, a sensação de incômodo causada por flutuações de tensão, depende de três fatores básicos: amplitude, frequência e característica das variações.

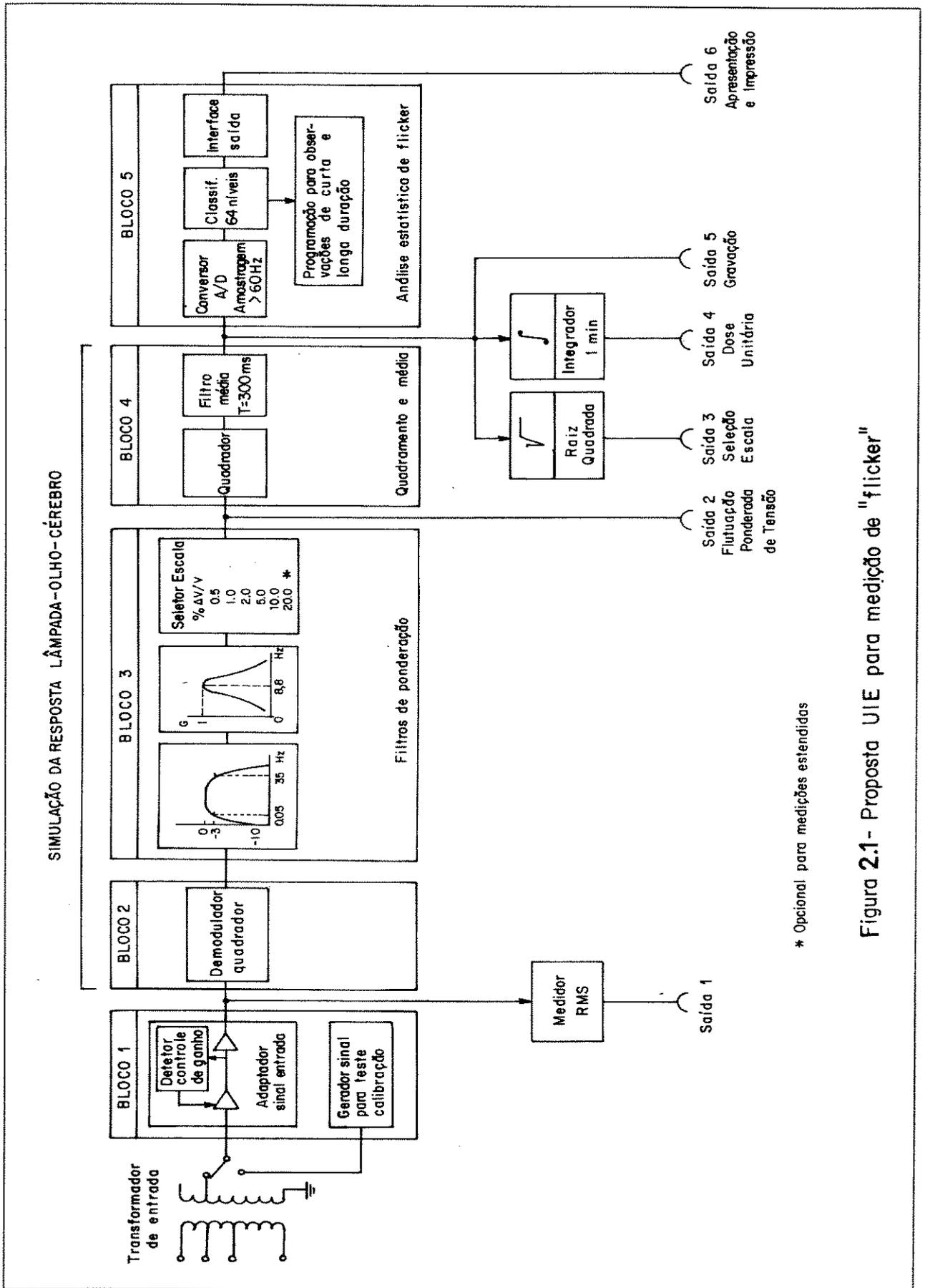


Figura 2.1- Proposta UIE para medição de "flicker"

TABELA 2.1

*Entrada relativa de flutuação de tensão  $\Delta V/V$ , senoidal, para 1 pu de perceptibilidade na saída*

Freq. (Hz)	Flutuação de tensão (%)	Freq. (Hz)	Flutuação de tensão (%)
0.5	2.340	10.0	0.260
1.0	1.432	10.5	0.270
1.5	1.080	11.0	0.282
2.0	0.882	11.5	0.296
2.5	0.754	12.0	0.312
3.0	0.654	13.0	0.348
3.5	0.568	14.0	0.388
4.0	0.500	15.0	0.432
4.5	0.446	16.0	0.480
5.0	0.398	17.0	0.530
5.5	0.360	18.0	0.584
6.0	0.328	19.0	0.640
6.5	0.300	20.0	0.700
7.0	0.280	21.0	0.760
7.5	0.266	22.0	0.824
8.0	0.256	23.0	0.890
8.8	0.250	24.0	0.962
9.5	0.254	25.0	1.042

TABELA 2.2

*Entrada relativa de flutuação de tensão  $\Delta V/V$ , quadrada, para 1 pu de perceptibilidade na saída*

Freq. (Hz)	Flutuação de tensão (%)	Freq. (Hz)	Flutuação de tensão (%)
0.5	0.514	10.0	0.205
1.0	0.471	10.5	0.213
1.5	0.432	11.0	0.223
2.0	0.401	11.5	0.234
2.5	0.374	12.0	0.246
3.0	0.355	13.0	0.275
3.5	0.345	14.0	0.308
4.0	0.333	15.0	0.344
4.5	0.316	16.0	0.380
5.0	0.293	17.0	0.421
5.5	0.269	18.0	0.461
6.0	0.249	19.0	0.506
6.5	0.231	20.0	0.552
7.0	0.217	21.0	0.603
7.5	0.207	22.0	0.657
8.0	0.201	23.0	0.713
8.8	0.199	24.0	0.767
9.5	0.200		

Baseado nestes três fatores, o sistema de medição produz um sinal de saída representativo da severidade da cintilação provocada pela flutuação da tensão aplicada à sua entrada. É importante ressaltar que o sinal presente na saída do bloco 4, não deve ser avaliado como uma indicação absoluta e sim convertido em pu (por unidade), tomando como base o nível do sinal obtido no limite de sensibilidade visual, para variações de tensão senoidais e retangulares fornecidos pelas Tabelas 2.1 e 2.2. Os valores contidos nessas tabelas representam a sensibilidade média de observadores submetidos a essas variações [27].

### 2.2.1 - Descrição funcional do processo de medição UIE

De acordo com o diagrama de blocos apresentado na Fig. 2.1, o sistema para medição de cintilação luminosa proposto pela UIE realiza três tarefas básicas, que são:

- i* - adaptação do sinal de entrada;
- ii* - simulação da resposta do sistema lâmpada-olho-cérebro;
- iii* - análise estatística do nível instantâneo representativo da percepção de cintilação luminosa.

A primeira tarefa é realizada pelo bloco 1, a segunda pelos blocos 2, 3 e 4 e a terceira pelo bloco 5. A seguir, os blocos são discutidos individualmente, apresentando sua função dentro do processo de medição e suas características de projeto.

#### • Adaptador da tensão de entrada (bloco 1)

A primeira etapa do processo de medição de cintilação luminosa consiste da obtenção da variação relativa na tensão do sistema de alimentação (CA 50/60 Hz). Para isso, é necessária a criação de um nível interno de referência móvel, de tal forma que as variações lentas que acompanham a curva de carga diária do sistema não caracterizem cintilação luminosa. Esta operação pode ser realizada por um circuito de controle automático que ajusta seu próprio ganho, com um tempo de acomodação relativamente grande, de tal forma a reproduzir apenas as variações mais rápidas, representativas de cintilação luminosa.

O sistema de controle automático de ganho (CAG), ajusta a amplitude média da tensão de entrada para um nível de referência interno conhecido e, desse modo, as flutuações absolutas de tensão podem ser interpretadas como variações percentuais com relação ao nível interno de referência. A constante de tempo fixada para o CAG é de 1 minuto, o que permite ao sistema perseguir as variações lentas determinadas pela regulação de tensão do sistema de alimentação, sem alterar as variações mais rápidas que caracterizam o fenômeno de cintilação luminosa.

Assim, para um sinal de tensão de entrada dado por:

$$v_{ENT}(t) = V_p(t) \cos(\omega_p t) [1 + v_m(t)] \quad (2.1)$$

onde  $V_p(t)$  é a amplitude da tensão da rede como uma função da curva de carga do sistema e

$v_m(t)$  representa a função flutuação de tensão ou função modulante, resulta na saída do CAG a tensão de entrada adaptada dada por:

$$v_{ENT^*}(t) = V_{p^*} \cos(\omega_p t) [1 + v_m(t)] \quad (2.2)$$

onde  $V_{p^*}$  representa o nível interno de referência, com tempo de acomodação igual à 1 minuto.

#### • Demodulador quadrático (bloco 2)

Esta etapa consiste de uma preparação para o processo de demodulação através do quadramento do sinal adaptado.

Particularizando-se a função flutuação de tensão como um sinal modulante cossenoidal imposto à portadora de 50/60Hz, tem-se para o sinal de entrada adaptado,  $v_{ENT^*}(t)$ , a seguinte expressão:

$$v_{ENT^*}(t) = V_{p^*} \cos(\omega_p t) [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (2.3)$$

Onde:

$V_{p^*}$  → Valor de pico adaptado da portadora ou nível interno de referência;

$\omega_p$  → Freqüência da portadora;

$m$  → Índice de modulação;

$\omega_m$  → Freqüência de modulação;

Elevando ao quadrado o sinal  $v_{ENT^*}(t)$ , obtemos:

$$\begin{aligned} v_{ENT^*}^2(t) &= \frac{V_{p^*}^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) + \frac{V_{p^*}^2}{2} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cos(2\omega_p t) + \\ &+ \frac{V_{p^*}^2 m}{2} \cos((2\omega_p + \omega_m)t) + \frac{V_{p^*}^2 m}{2} \cos((2\omega_p - \omega_m)t) + \\ &+ \frac{V_{p^*}^2 m^2}{8} \cos(2(\omega_p + \omega_m)t) + \frac{V_{p^*}^2 m^2}{8} \cos(2(\omega_p - \omega_m)t) + \\ &+ \frac{V_{p^*}^2 m^2}{4} \cos(2\omega_m t) + V_{p^*}^2 m \cos(\omega_m t) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Pode-se observar em (2.4), que a componente de freqüência  $\omega_m$  aparece isolada após a operação de quadramento, permitindo a demodulação através de um filtro passa-baixas.

- **Filtro passa-faixa e filtro de ponderação (bloco 3)**

A principal função do filtro passa-faixa é a de eliminar o nível CC e também as componentes de frequência acima de 35 Hz, completando o processo de demodulação. Para realizar esta tarefa, a UIE recomenda a utilização de dois filtros em cascata: um passa-altas de 1ª ordem com frequência de corte de 0,05 Hz, e um filtro passa-baixas Butterworth, 6ª ordem, com frequência de corte de 35 Hz.

Tendo em mente que  $m$  é da ordem de alguns décimos de por cento, o termo de dupla frequência modulante, em (2.4), pode ser desprezado, pois é  $m/4$  vezes menor que o termo relativo à frequência modulante.

Aplicando o sinal descrito em (2.4) ao filtro passa-faixa, resta na sua saída apenas o termo mostrado a seguir:

$$v_{PB}(t) = V_p^2 m \cos(\omega_m t) \quad (2.5)$$

A ponderação em frequência do sinal dado em (2.5), expressa o fato de que a visão humana tem um comportamento seletivo em frequência, exibindo uma sensibilidade máxima em torno de 8.8 Hz. Adicionalmente, deve-se levar em consideração o efeito de inércia térmica da lâmpada de referência (230V - 60W, incandescente, com filamento em dupla espiral), que possui uma frequência de corte de aproximadamente 6 Hz [26]. Com o objetivo de simular o efeito conjunto desses dois sistemas, foi levantada através de experimentos de sensibilidade visual a resposta para o filtro de ponderação normalizado cujo espectro em frequência está mostrado na Fig. 2.2. Para esta resposta foi obtida uma função de transferência [25], apresentada a seguir:

$$F(s) = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_1^2} \cdot \frac{1 + s/\omega_2}{(1 + s/\omega_3)(1 + s/\omega_4)} \quad (2.6)$$

Onde:

$$\begin{aligned} k &= 1,74802 & \omega_2 &= 2\pi \cdot 2,27979 \\ \lambda &= 2\pi \cdot 4,05981 & \omega_3 &= 2\pi \cdot 1,22535 \\ \omega_1 &= 2\pi \cdot 9,15494 & \omega_4 &= 2\pi \cdot 21,9 \end{aligned}$$

- **Quadrador e filtro de média (bloco 4)**

Para completar o modelo de percepção visual, são necessárias mais duas etapas: a relação quadrática do efeito visual com a flutuação de tensão e o efeito de memorização na percepção cerebral. Essas etapas são implementadas, respectivamente, por um multiplicador quadrador e um filtro de 1ª ordem com constante de tempo de 300 ms. Esta constante de tempo relativamente longa, limita a variação brusca da sensação de cintilação luminosa.

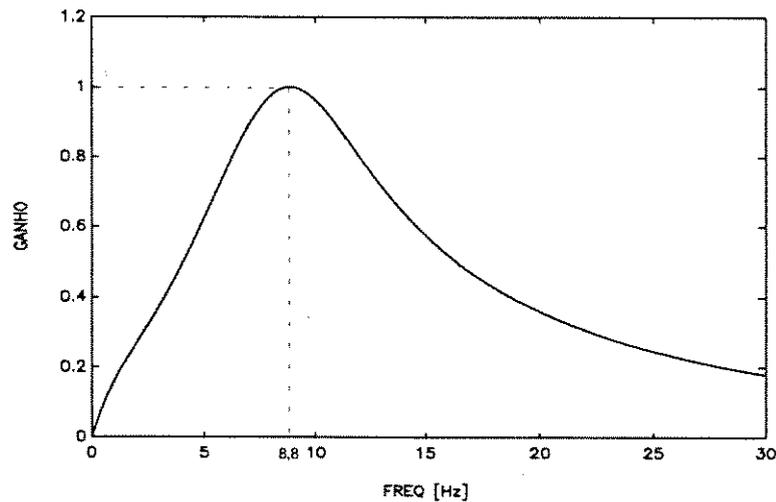


Fig. 2.2: Resposta em frequência para o filtro de ponderação normalizado

Deve ficar claro que a saída do bloco 4 é representativa da sensação instantânea de cintilação luminosa,  $S_f(t)$ , que deve ser convertida para pu utilizando como base o valor **máximo** do sinal obtido na saída desse bloco, aplicando-se à entrada valores de flutuação de tensão dadas nas Tabelas 2.1 e 2.2. Dessa forma,  $S_f(t_n) \geq 1pu$ , para um determinado instante  $t_n$ , significa dizer que o nível instantâneo de cintilação luminosa, em  $t_n$ , excedeu o limite de perceptibilidade.

- **Avaliação estatística (bloco 5)**

Como a saída da etapa anterior resulta em uma medida instantânea da sensação de cintilação luminosa, se faz necessária a avaliação da severidade dos valores instantâneos em um determinado intervalo de tempo. Com este propósito foi incluído o bloco 5 no processo de medição de cintilação luminosa UIE pois, para se avaliar o sinal  $S_f(t)$  levando em consideração fatores como amplitude, frequência, duração e intervalo entre as violações, em um determinado período de tempo, é imprescindível a utilização de uma ferramenta estatística capaz de avaliar a severidade da cintilação luminosa durante este período.

Pode-se notar, entretanto, que a avaliação estatística necessita ser implementada por rotinas em microcomputador, sendo necessária a discretização do sinal  $S_f(t)$ . Adiante é feita uma abordagem mais detalhada sobre a metodologia empregada e também como utilizá-la adequadamente.

### 2.2.2 - Sinais característicos do processo de medição de cintilação luminosa

Com o objetivo de ilustrar o papel de cada etapa do processo de medição, foram obtidas por simulação, através do software matemático MATLAB [18], as formas de onda características para modulação senoidal e modulação quadrada. A Fig. 2.3 apresenta o sinal de entrada senoidal 60Hz, com valor de pico de 10V, modulado em amplitude pelas duas formas de onda.

Os valores de índice de modulação e frequência de modulação utilizadas para ambas as modulantes, senoidal e quadrada, são os seguintes:

Modulante senoidal:  $m = 0.0500$  (5%),  $f = 4$  Hz

Modulante quadrada:  $m = 0.0333$  (3.33%),  $f = 4$  Hz

Convém observar que os valores de  $m$  se relacionam com as variações indicadas nas Tabelas 2.1 e 2.2 pela expressão:

$$m = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta V}{V}$$

uma vez que  $\Delta V/V$  representa a variação relativa ou afundamento de tensão. Pode-se notar também, que os valores de índice de modulação utilizados foram ampliados em 20 vezes, de tal forma a poderem ser visualizados com maior facilidade durante a ilustração.

A primeira etapa consiste da adaptação da tensão de entrada para um valor de referência interno conhecido (10V), resultando o sinal de entrada normalizado em regime, mostrado na Fig. 2.4.

A próxima etapa consiste da obtenção do sinal modulante ou sinal de flutuação de tensão. Para tal, são necessárias três operações: quadramento, como uma preparação do sinal para a demodulação (Fig. 2.5), a demodulação propriamente dita, que é caracterizada pela eliminação das componentes com frequência superior a 35 Hz (Fig. 2.6) e a eliminação do nível CC (Fig. 2.7). Cabe observar na Fig. 2.7, que o valor de pico dos sinais demodulados representam claramente o percentual de modulação aplicado ao sinal de entrada.

A etapa seguinte à demodulação consiste da ponderação da flutuação de tensão. Esta operação é realizada pelo filtro de ponderação, cuja resposta em frequência está mostrada na Fig. 2.2. Como resultado desta operação, obtém-se o sinal mostrado na Fig. 2.8. Para finalizar a simulação da resposta do sistema lâmpada-olho-cérebro, são incluídas mais duas etapas: quadramento (Fig. 2.9) e média com constante de tempo igual a 300 ms (Fig. 2.10).

Como os valores de índice de modulação e frequência de modulação, para ambas as formas de onda modulantes, foram obtidos a partir das Tabs. 2.1 e 2.2, é de se esperar que o sinal representativo da severidade de cintilação luminosa, resultante na saída do Bloco 4, possua um valor **máximo** constante em regime, de tal forma a caracterizar 1 pu de sensibilidade visual. É o que mostra a reta traçada na Fig. 2.10.

Deve-se levar em consideração o fato de que os valores percentuais de modulação foram ampliados em 20 vezes, o que significa que o valor máximo do sinal apresentado na Fig. 2.10 é 400 vezes maior que o limite de sensibilidade, levando em consideração a existência da etapa de quadramento.

### 2.3 - Metodologia estatística para avaliação da severidade de cintilação luminosa

O medidor de cintilação luminosa UIE simula o processo fisiológico de percepção visual e fornece uma indicação confiável do efeito sobre um observador sujeito a qualquer tipo de cintilação luminosa, resultando 1 pu na saída do instrumento para o limite de perceptibilidade estabelecido nas Tabelas 2.1 e 2.2.

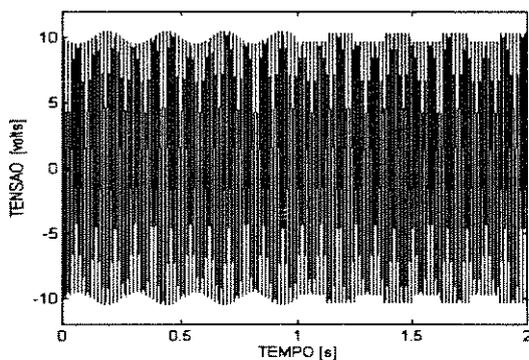


Fig. 2.3: Sinal de entrada

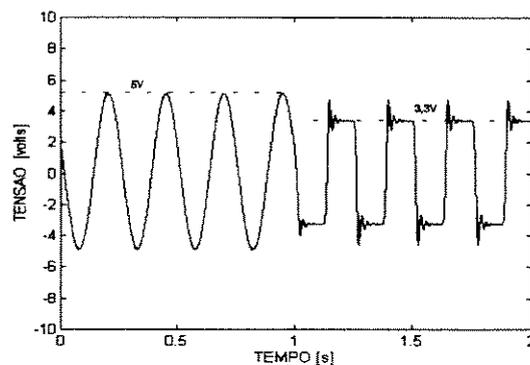


Fig. 2.7: Eliminação da componente CC

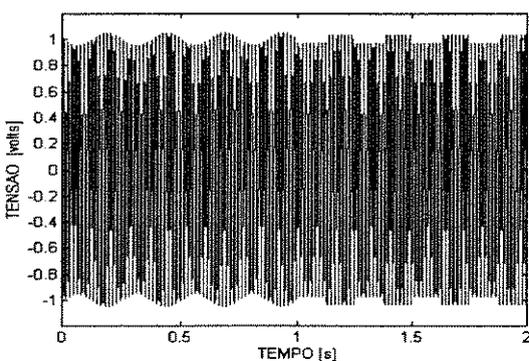


Fig. 2.4: Adaptação do sinal de entrada.

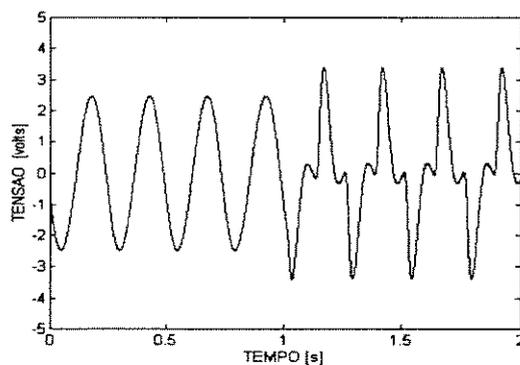


Fig. 2.8: Sinal modulante ponderado.

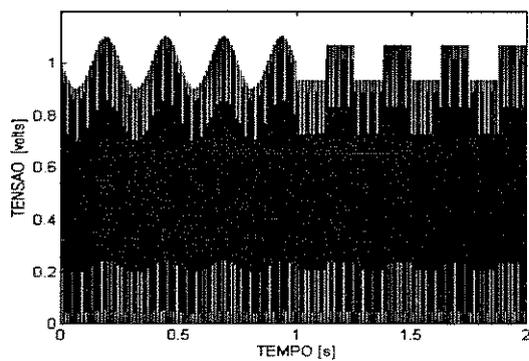


Fig. 2.5: Sinal adaptado quadrático.

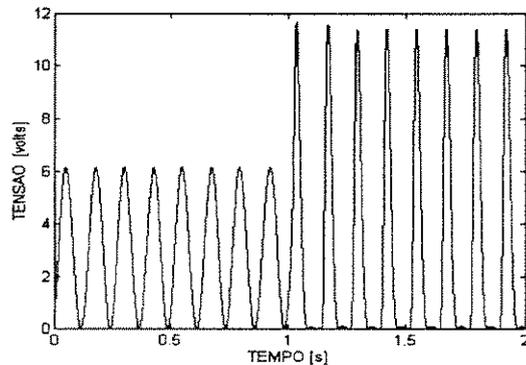


Fig. 2.9: Sinal modulante ponderado quadrático.

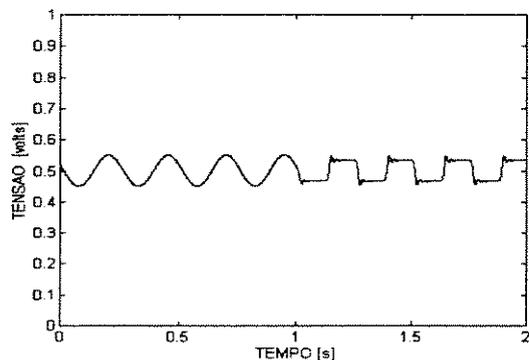


Fig. 2.6: Sinal modulante com nível CC.

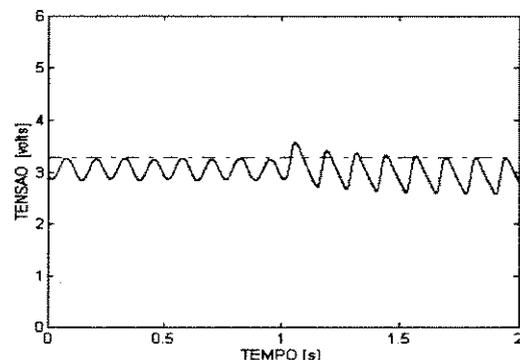


Fig. 2.10: Severidade instantânea de cintilação luminosa -  $S_f(t)$ .

Devido à natureza randômica da cintilação luminosa causada por algumas cargas, é necessário avaliar a saída do medidor (saída do Bloco 4 - Fig. 2.1) segundo uma metodologia capaz de indicar o nível de severidade para fontes regulares e irregulares de variação de tensão.

Para se levar em conta os mecanismos da visão e o acúmulo gradual do incômodo, o efeito cintilação luminosa deve ser analisado em um período de tempo suficientemente representativo. Como os valores instantâneos podem variar ampla e aleatoriamente, não se deve observar somente o valor máximo, mas sim, a permanência relativa em cada nível, expressa como fração do tempo total de observação. Portanto, é necessária a utilização de uma ferramenta estatística, associada a uma função de probabilidades, capaz de relacionar níveis de sensação de cintilação luminosa e seus correspondentes percentuais de duração sobre o período de observação.

Para estabelecer a função de probabilidades, aplica-se a metodologia chamada "classificação por tempo de permanência no nível", que se resume basicamente a duas etapas:

- i* - classificação por níveis dos valores instantâneos de cintilação luminosa, obtidos na saída do Bloco 4 do medidor de cintilação luminosa UIE, obtendo sua freqüência de distribuição ou histograma;
- ii* - obtenção da função de probabilidade cumulativa (FPC) ao término do período de observação.

Para ilustrar o método de classificação por tempo de permanência no nível, são apresentadas as Figs. 2.11 a 2.14.

A partir da Fig. 2.11 pode-se obter, por exemplo, o tempo de permanência na classe 7:

$$T_7 = \sum_{i=1}^6 t_i$$

$$T_7(\%) = T_7/T_T$$

$T_7$  - Somatório dos tempos de permanência do sinal  $S_f(t)$  no nível 7;

$T_T$  - Tempo total de observação;

$T_7(\%)$  - Percentual do tempo total de observação ( $T_T$ ) em que o sinal  $S_f(t)$  permaneceu entre os níveis 6 e 7.

Da mesma forma, são obtidos os valores de  $T_1(\%)$  a  $T_{10}(\%)$  formando assim o histograma normalizado, como mostra a Fig. 2.12.

Na Fig. 2.13 está apresentada a "função de probabilidade cumulativa de estar abaixo" (FPC↓). Para se obter esta função de probabilidades, basta acumular o valor de cada classe no histograma normalizado e aplicar um deslocamento para centralizar os patamares em torno da respectiva classe. O deslocamento, além de melhorar a visualização, é baseado no fato de que a probabilidade de encontrar o sinal  $S_f(t)$  abaixo do nível "0" é nula.

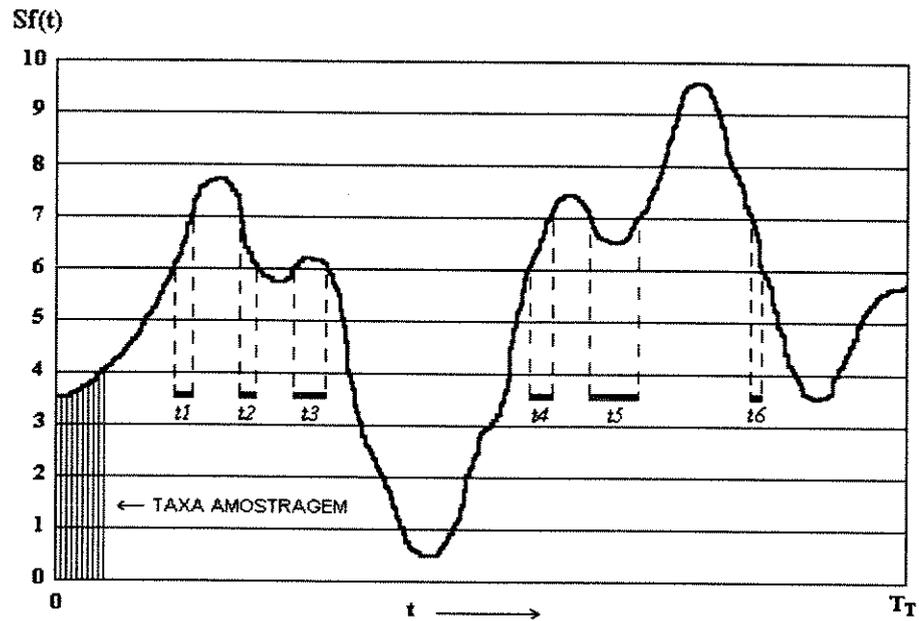


Fig. 2.11: Ilustração do método de classificação

Na verdade, a  $FPC\downarrow$  representa apenas uma etapa na obtenção da "função de probabilidade cumulativa de estar acima" ( $FPC\uparrow$ ), que nada mais é do que uma curva complementar a anterior. A Fig. 2.14 mostra a  $FPC\uparrow$ , que pode ser interpretada como uma função de violação, fornecendo o percentual do tempo de observação que o sinal  $S_f(t)$  permaneceu acima de um determinado nível. Este valor percentual é mais conhecido como "índice de violação".

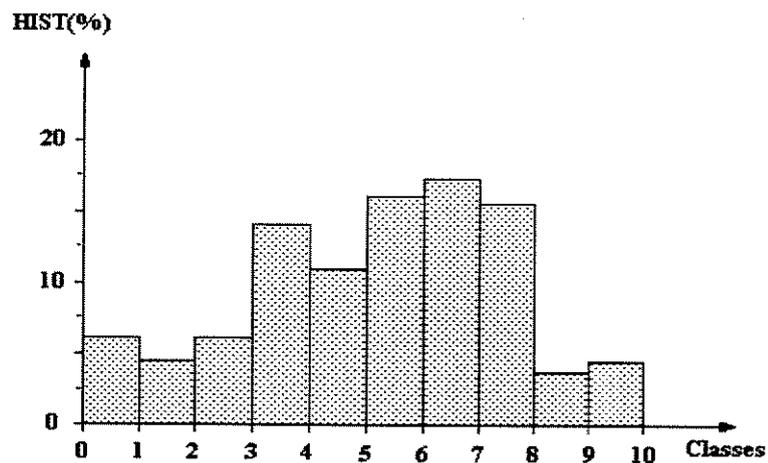


Fig. 2.12: Histograma normalizado

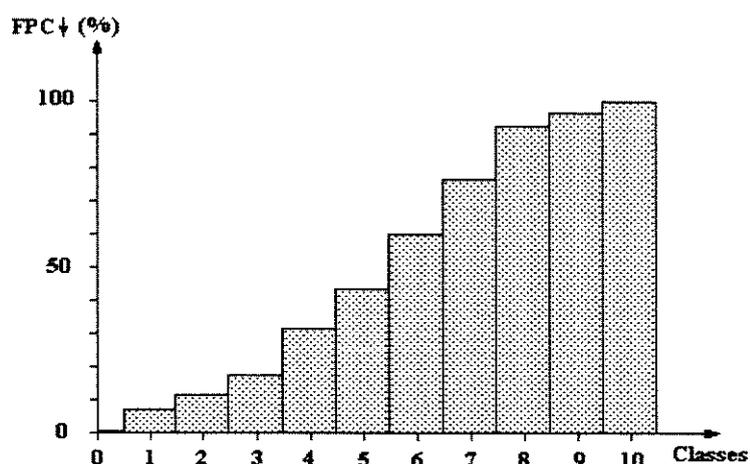


Fig. 2.13: Função de probabilidade cumulativa de estar abaixo

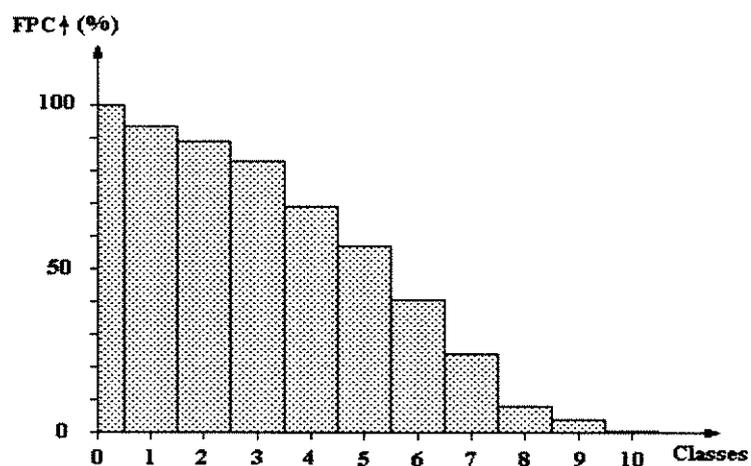


Fig. 2.14: Função de probabilidade cumulativa de estar acima

Como exemplo de interpretação da informação contida na  $FPC\uparrow$ , pode-se dizer que o índice de violação ou percentil associado ao nível "1" é igual à 94% ( $P_{94} = 1$ ), o que significa que durante 94% do tempo de observação, o sinal  $S_f(t)$  permaneceu acima do nível "1".

Devido à natureza aleatória do fenômeno de cintilação luminosa, ocorre que as funções de probabilidade cumulativa não obedecem a uma distribuição padrão, tal como uma Gaussiana, que pode ser caracterizada por parâmetros como média e desvio padrão. Desta forma, é necessário o desenvolvimento de um algoritmo multipontos que possibilite caracterizar qualquer curva de  $FPC\uparrow$ , visando obter um valor quantificador da severidade de cintilação luminosa utilizando um número mínimo de percentis.

### 2.3.1 - Algoritmo multipontos para avaliação da severidade de cintilação luminosa em um curto intervalo de tempo.

Uma forma de resolver o problema anterior é apresentado pela UIE [26] e baseia-se num algoritmo multipontos para calcular o valor da severidade de cintilação luminosa em um curto intervalo de tempo.

O algoritmo consiste na determinação de coeficientes de ponderação para alguns percentis característicos, de tal forma a resultar 1 pu de cintilação, quando na entrada do medidor são aplicadas flutuações de tensão definidas pela curva IEC 555-3 (Fig. 2.15 - curva 3). Esta curva caracteriza o limite de percepção visual, obtida a partir de experimentos em seres humanos [11].

O algoritmo mais adequado encontrado pela UIE para caracterizar diferentes formas de FPC é expresso conforme (2.7):

$$P_{ST} = \sqrt{k_1 P_1 + k_2 P_2 + \dots + k_n P_n} \quad (2.7)$$

onde:

- $k_i$  são os coeficientes de ponderação;
- $P_i$  são os níveis pu de  $S_f(t)$  ou percentis (abscissas), resultantes para os índices de violação  $i$  (ordenadas). Estes valores são obtidos a partir da FPC $\hat{}$ ;
- $P_{ST}$  é o valor de severidade de cintilação luminosa, em pu, para um curto intervalo de tempo;

Através de diversos testes realizados no âmbito da UIE [26], com diferentes formas de onda modulantes, estabeleceu-se que seriam necessários apenas cinco percentis, com seus respectivos índices de violação, para uma caracterização abrangente da severidade de cintilação resultante nos diferentes casos.

Sendo assim, os cinco percentis escolhidos foram:

$P_{0,1} \Rightarrow$  nível excedido por 0.1% do período de observação.

$P_1 \Rightarrow$  nível excedido por 1% do período de observação.

$P_3 \Rightarrow$  nível excedido por 3% do período de observação.

$P_{10} \Rightarrow$  nível excedido por 10% do período de observação.

$P_{50} \Rightarrow$  nível excedido por 50% do período de observação.

O próximo passo, foi estabelecer um intervalo de tempo padrão para o período de observação do sinal  $S_f(t)$ . Este período de tempo deve ser apropriado para representar as reações de um observador sujeito aos diversos tipos de cintilação luminosa.

Um intervalo de tempo igual à 10min foi adotado como um bom compromisso. É longo o bastante para evitar excessiva importância às variações isoladas de tensão, ao mesmo tempo, é curto o bastante para permitir uma detalhada caracterização do comportamento da carga causadora do distúrbio ao longo do tempo, mesmo que esta possua um ciclo de operação longo.

Com relação à expressão 2.7 resta ainda estabelecer os cinco coeficientes de ponderação,  $k_1 \dots k_5$ .

Para especificar esses coeficientes, um outro problema deve ser resolvido, que é relacionar a resposta do algoritmo multipontos com a severidade de cintilação luminosa. Para isso, a UIE utilizou a curva já existente IEC 555-3 [11] (Fig. 2.15 - curva 3) como referência para

ajustar os coeficientes de tal forma que, para os valores de amplitude e frequência de flutuação de tensão quadrada relacionados nessa curva, resultasse  $P_{ST} = 1pu$ . Os valores para os coeficientes de ponderação obtidos, são dados a seguir:

$$k_1 = 0,0314$$

$$k_2 = 0,0525$$

$$k_3 = 0,0657$$

$$k_4 = 0,28$$

$$k_5 = 0,08$$

Cabe observar na Fig. 2.15, que na faixa abaixo de 1 variação por minuto, a curva 3 (IEC 555-3) fixa um valor limite de flutuação de tensão em 3%, enquanto a curva obtida através do algoritmo multipontos para  $P_{ST} = 1pu$ , curva 4, é crescente e alcança 7,5% em 0,1 variações por minuto. Esta diferença se deve ao fato de que a curva IEC 555-3 limitou a amplitude das variações de tensão em 3% devido a razões operacionais de sistemas de potência e não com o objetivo de limitar o incômodo causado pelas flutuações de tensão nesta mesma faixa. Os demais desvios entre as curvas 3 e 4 são devidos à natureza empírica da obtenção da curva IEC 555-3 e limitação do algoritmo multipontos adotado.

Portanto, para um período de observação de 10min, a severidade de cintilação luminosa pode então ser expressa por:

$$P_{ST} = \sqrt{0,0314P_{0,1} + 0,0525P_1 + 0,0657P_3 + 0,28P_{10} + 0,08P_{50}} \quad (2.8)$$

A Tabela 2.3 apresenta as diferenças percentuais (coluna 4) entre os valores relativos de flutuação de tensão estabelecidos pela curva IEC 555-3 (coluna 2) e a curva que resulta  $P_{ST} = 1pu$  (coluna 3).

### 2.3.2 - Percentis suavizados

Ao se estudar cargas que produzem distúrbios constantes quando em operação, mas que possuem um ciclo de funcionamento do tipo ligado/desligado, constatou-se que uma pequena variação no período em que a carga permanece em operação, pode provocar uma grande variação em um dos percentis e, conseqüentemente, uma significativa variação no valor do  $P_{ST}$ .

Como exemplo, a UIE considerou uma carga que, em operação, produz uma modulação senoidal na tensão de alimentação em torno de 4Hz. Ficou estabelecido que esta carga funcionaria durante 61s e permaneceria desligada o restante do tempo de observação de 10min. Nestas condições de operação, esta carga produz um valor de  $P_{ST} = 0,62pu$ .

Mantendo a mesma carga, porém alterando seu tempo de operação de 61s para 59s, o valor do  $P_{ST}$  se reduziu para 0,39pu. Isto se deve, principalmente, à redução no percentil  $P_{10}$  que variou de 0,866 no primeiro caso, para 0,031 no segundo. Esta redução é decorrente do período de funcionamento da carga, que foi inferior a 10% do tempo de observação. Deve-se considerar também, que o coeficiente de ponderação de  $P_{10}$  é o maior dentre os cinco.

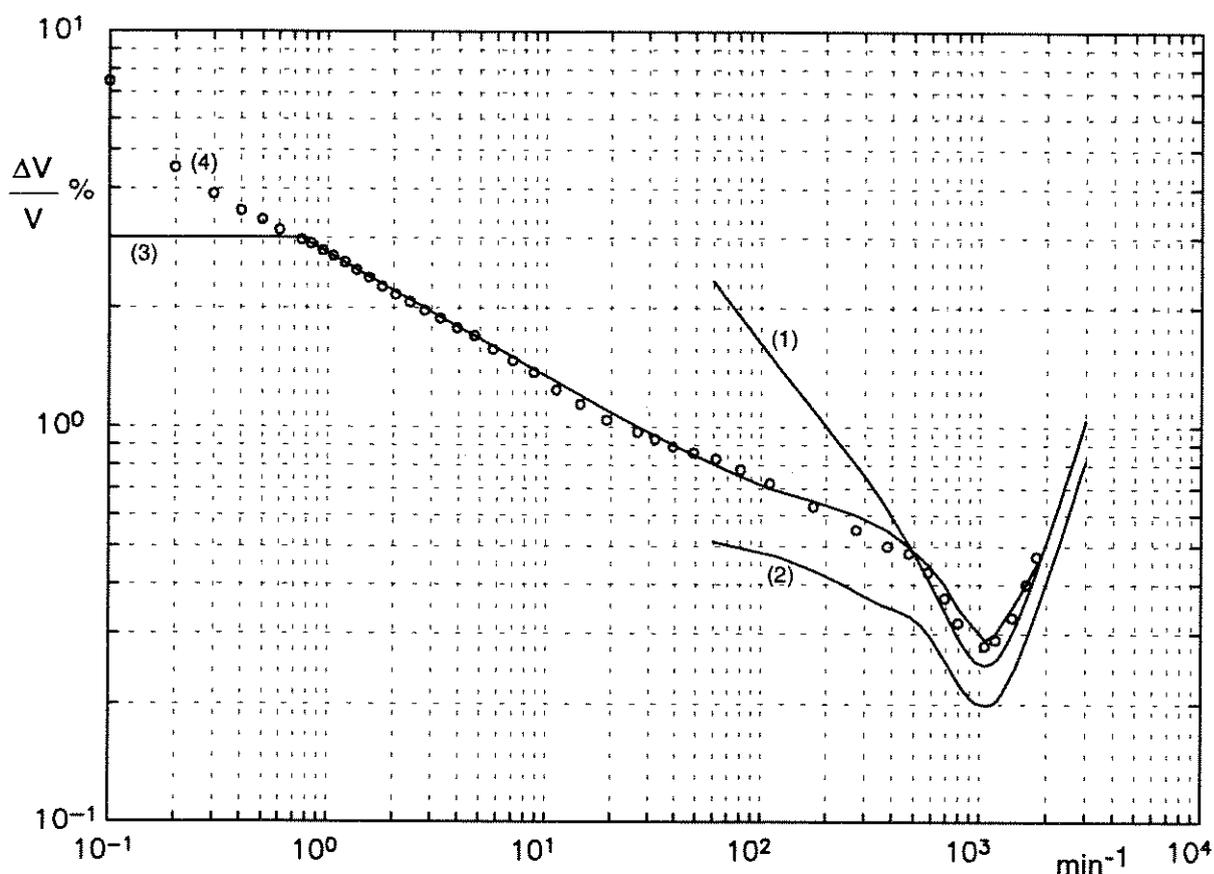


Fig. 2.15: (1) Curva de sensibilidade igual à 1pu para flutuações senoidais (Tabela 2.1);

(2) Curva de sensibilidade igual à 1pu para flutuações quadradas (Tabela 2.2);

(3) Curva IEC 555-3 para flutuações retangulares (Tabela 2.3 - coluna 2);

(4) Curva  $P_{ST} = 1pu$  (Tabela 2.4 - coluna 3);

Embora este efeito seja pouco provável de ocorrer na prática, é necessário que a metodologia de avaliação da severidade de cintilação luminosa represente com fidelidade a sensação de incômodo causada pelas flutuações de tensão. Para evitar este problema, a UIE sugeriu uma suavização, conforme mostrado a seguir:

$$P_{50s} = (P_{30} + P_{50} + P_{80})/3;$$

$$P_{10s} = (P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{17})/5;$$

$$P_{3s} = (P_{2,2} + P_3 + P_4)/3;$$

$$P_{1s} = (P_{0,7} + P_1 + P_{1,5})/3;$$

$$P_{0,1s} = P_{0,1};$$

Na Tabela 2.3, estão apresentadas as amplitudes de variação de tensão percentuais, necessárias para se obter  $P_{ST} = 1pu$  utilizando percentis suavizados (coluna 3). Na coluna 4, são apresentadas as diferenças percentuais, demonstrando que não houve degradação da metodologia  $P_{ST}$  com o emprego dos percentis suavizados.

**Tabela 2.3 - Limites de flutuação de tensão percentual segundo IEC 555-3 [27] comparados àqueles que resultam 1pu de severidade de cintilação luminosa para os algoritmos com coeficientes não-suavizados e suavizados.**

Coluna 1 Variações por minuto	Coluna 2 $\Delta V/V$ % (IEC 555-3)	Coluna 3		Coluna 4	
		$\Delta V/V$ % (PST = 1pu)		Diferença percentual $\frac{\text{Col 3} - \text{Col 2}}{\text{Col 2}} \cdot 100\%$	
		Não-suavizado	Suavizado	Não-suavizado	Suavizado
0,1	3,00	7,46	7,391	-	-
0,2	3,00	4,52	4,584	-	-
0,3	3,00	3,88	3,842	-	-
0,4	3,00	3,52	3,540	-	-
0,5	3,00	3,34	3,350	-	-
0,6	3,00	3,14	3,196	-	-
0,76	3,00	2,97	2,979	-1,0	-0,7
0,84	2,90	2,90	2,867	0,0	-1,1
0,95	2,80	2,79	2,765	-0,3	-0,4
1,06	2,70	2,70	2,679	0,0	-0,8
1,20	2,60	2,60	2,579	0,0	-0,8
1,36	2,50	2,49	2,484	-0,4	-0,6
1,55	2,40	2,38	2,394	-0,8	-0,3
1,78	2,30	2,26	2,294	-1,7	-0,3
2,05	2,20	2,16	2,193	-1,8	-0,3
2,39	2,10	2,07	2,091	-1,4	-0,4
2,79	2,00	1,97	1,989	-1,5	-0,6
3,29	1,90	1,88	1,893	-1,0	-0,4
3,92	1,80	1,78	1,789	-1,1	-0,6
4,71	1,70	1,70	1,679	0,0	-1,2
5,72	1,60	1,57	1,571	-1,9	-1,8
7,04	1,50	1,47	1,456	-2,0	-2,9
8,79	1,40	1,37	1,348	-2,1	-3,7
11,16	1,30	1,24	1,244	-4,6	-4,3
14,44	1,20	1,14	1,150	-5,0	-4,2
19,10	1,10	1,04	1,062	-5,5	-3,5
26,60	1,00	0,97	0,975	-3,0	-2,5
32,00	0,95	0,93	0,942	-2,1	-0,8
39,00	0,90	0,89	0,906	-1,1	-0,7
48,70	0,85	0,86	0,866	+1,2	+1,9
61,80	0,80	0,83	0,824	+3,8	+3,0
80,50	0,75	0,78	0,782	+4,0	+4,3
110,00	0,70	0,72	0,725	+2,9	+3,6
175,00	0,65	0,63	0,635	-3,1	-2,3
275,00	0,60	0,55	0,551	-8,3	-8,2
380,00	0,55	0,50	0,500	-9,1	-9,1
475,00	0,50	0,48	0,476	-4,0	-4,8
580,00	0,45	0,43	0,423	-4,4	-6,0
690,00	0,40	0,37	0,367	-7,5	-8,25
795,00	0,35	0,32	0,321	-8,6	-8,3
1052,00	0,29	0,28	0,276	-1,1	-4,8
1180,00	0,30	0,29	0,283	-3,3	-5,7
1400,00	0,35	0,33	0,331	-5,7	-5,4
1620,00	0,40	0,40	0,402	0,0	+0,5
1800,00	0,45	0,47	0,480	+4,4	+6,7

### 2.3.3 - Exatidão da metodologia $P_{ST}$

Devido ao número limitado de classes do classificador, resulta que, raramente os percentis  $P_k$  ( $k_i = 0,1; 1; 3; 10; 50$ ) irão coincidir exatamente com os níveis representativos das classes. A este fato está associado um erro, cuja discussão realizada pela UIE é apresentada a seguir.

Se cada percentil  $P_k$  é representado pelo valor médio,  $M_k$ , da classe correspondente, então o erro máximo absoluto associado a  $P_k$  é dado por:

$$\varepsilon_{k_{MAX}} = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{FS}{N} \quad (2.9)$$

onde FS é o valor de fundo de escala do sinal  $S_f(t)$  e N o número total de classes de um classificador por níveis, conforme descrito no item 2.3.

Supondo que os percentis apurados, em um determinado caso, coincidam com os limites inferiores/superiores de suas classes, o valor para o  $P_{ST}$  pode ser obtido a partir de (2.8), em função do valor verdadeiro,  $P_{STV}$ , como segue:

$$P_{ST} = \sqrt{P_{STV}^2 \pm \frac{FS}{2N} \cdot \sum_{i=1}^5 k_i} = \sqrt{P_{STV}^2 \pm 0,5096 \cdot \frac{FS}{2N}} \quad (2.10)$$

No caso extremo, assumindo que todos os percentis  $P_k$  coincidam com a classe mais alta, FS, e que serão aproximados pelo valor médio desta classe,  $M_{MAX}$ , tem-se:

$$P_{ST_{MAX}} \cong \sqrt{M_{MAX} \cdot \sum_{i=1}^5 k_i} \cong \sqrt{0,5096 \cdot M_{MAX}} \quad (2.11)$$

O erro máximo relativo ao valor verdadeiro é dado por:

$$\varepsilon_{MAX} \% = \frac{P_{ST} - P_{STV}}{P_{STV}} \cdot 100 = \left( \frac{P_{ST}}{P_{STV}} - 1 \right) \cdot 100$$

Substituindo (2.10) na expressão acima, obtém-se:

$$\varepsilon_{MAX} \% = \left( \sqrt{\frac{P_{STV}^2 \pm \frac{0,5096FS}{2N}}{P_{STV}^2}} - 1 \right) \cdot 100 \quad (2.12)$$

Como  $M_{MAX} \equiv FS$ , substitui-se (2.11) em (2.12) obtendo-se:

$$\epsilon_{MAX} \% = \left( \sqrt{1 + \frac{P_{ST_{MAX}}^2}{P_{ST_V}^2} \cdot \frac{1}{2N}} - 1 \right) \cdot 100$$

Definindo o fator de escala,  $\alpha = \frac{P_{ST_V}}{P_{ST_{MAX}}}$ , obtém-se a expressão final para o erro máximo relativo:

$$\epsilon_{MAX} \% = 100 \cdot \left( \sqrt{1 + \frac{1}{2N\alpha^2}} - 1 \right) \tag{2.13}$$

A partir da expressão (2.13) é obtida a Tab. 2.4 e a Fig. 2.16. A Fig. 2.16 apresenta curvas de erro máximo relativo em função de  $\alpha$ , para  $N = 64, 128$  e  $256$  classes. Esta figura indica o mínimo fator de escala  $\alpha$  que pode ser utilizado em função de  $N$  para produzir um erro máximo de 5%. A Tab. 2.4 fornece os valores mínimos de  $P_{ST}$  admissíveis, de forma a produzir um erro máximo de 5%.

**Tabela 2.4 - Valores mínimos admissíveis de  $P_{ST}$  com  $\epsilon_{MAX} = 5\%$ .**

Fundo de escala Sf (pu) $\leftrightarrow$ FS		4	16	64	400	1600	6400
Classes <b>N</b>	$P_{ST_V} / P_{ST_{MAX}}$ <b><math>\alpha</math></b>	$P_{ST_{MAX}}$ (pu)					
		1,42	2,85	5,7	14,2	28,5	57
64	0,275	0,39	0,784	1,567	3,9	7,837	15,68
128	0,190	0,27	0,542	1,083	2,698	5,415	10,83
256	0,132	0,192	0,385	0,77	1,92	3,85	7,695

O valor mínimo de  $P_{ST}$ , em cada faixa compreendida de 0 a FS, é obtido quando todos os percentis  $P_k$  ocorrerem na primeira classe da faixa, ou seja,  $0 < P_k \leq FS/N$ . Desta forma, o valor mínimo do  $P_{ST}$  está compreendido entre:

$$0 < P_{ST} \leq \sqrt{\sum_{i=1}^5 K_i \cdot FS/N}$$

Para um classificador com 256 classes e FS = 4pu, o valor mínimo do  $P_{ST}$  está limitado entre 0 e  $\sqrt{0,5096 \cdot 4 / 256} = 0,0892pu$ . Conforme Tabela 2.4, para um classificador idêntico, o menor valor de  $P_{ST}$  com um erro máximo de 5% é de 0,192pu. Portanto, torna-se indispensável a

utilização de uma técnica de interpolação associada a uma classificação não-linear, capaz de reduzir o erro máximo a valores aceitáveis, principalmente na região mais baixa do classificador, sem a necessidade de aumentar o número de classes para valores acima de 256.

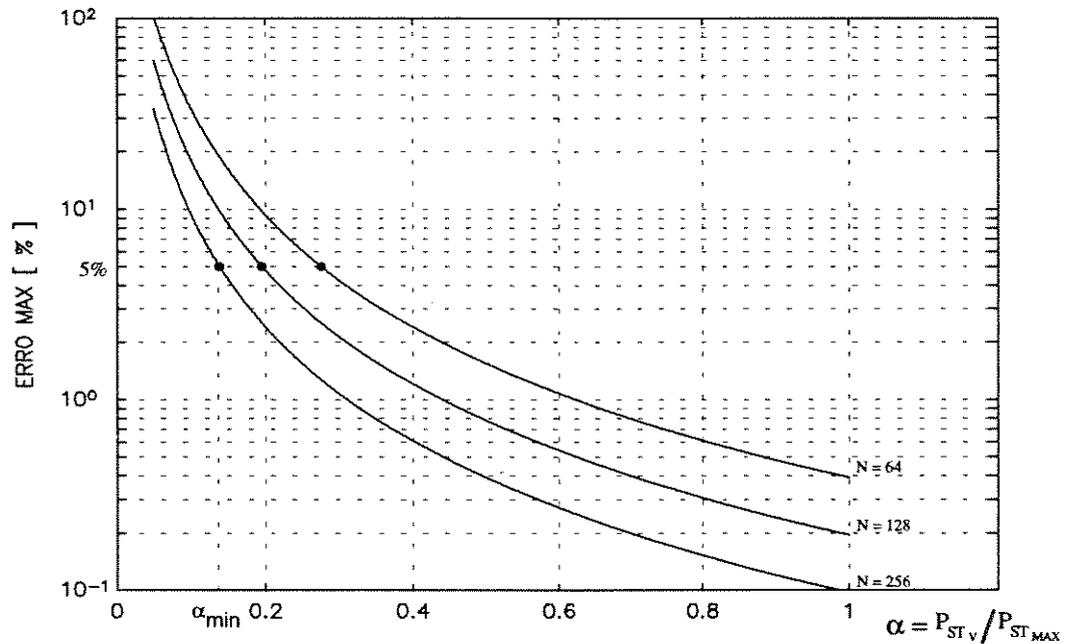


Fig.: 2.16: Curva de erro máximo relativo em função de  $\alpha$ , para N = 64, 128 e 256 classes.

### 2.3.4 - Classificação logarítmica e interpolação linear

Normalmente, ao se utilizar o medidor em situações reais, não se conhece de antemão o valor máximo de cintilação luminosa no ponto onde se deseja realizar a medição. Além disto, este valor máximo pode variar amplamente durante um período de medição diário. Portanto, é necessário que o classificador opere com uma faixa larga o bastante, a fim de permitir que o sinal  $S_f(t)$  (severidade instantânea de cintilação luminosa) possa excursionar desde valores bem baixos, evitando erros decorrentes da falta de resolução nesta faixa do classificador, até valores muito altos, sem que ocorra a saturação do classificador.

Para atender a todas estas restrições, basta utilizar um classificador logarítmico, associado à interpolação linear.

Como uma faixa de trabalho bastante razoável para um classificador logarítmico, pode-se considerar:

$$S_f(t) \Rightarrow 0,01 \text{ a } 100\text{pu}$$

Para eliminar os valores negativos da função logaritmo nessa faixa, pode-se trabalhar com a função deslocada seguinte:

$$S_{f_{LOG}}(t) = 2 + \log_{10}(S_f(t))$$

De forma que  $S_{f_{LOG}}(t)$  assume valores na faixa:

$$S_{f_{LOG}}(t) \Rightarrow 0 \text{ a } 4$$

Utilizando um classificador com 256 níveis, para essa nova faixa logarítmica, resulta:

$$\begin{matrix} 255 & \text{---} & 4 \\ \text{NÍVEL} & \text{---} & S_{f_{LOG}}(t) \end{matrix}$$

donde:

$$\text{NÍVEL} = \frac{255}{4} S_{f_{LOG}}(t)$$

A grande vantagem em se utilizar o método de classificação logarítmica, é que a faixa de valores de  $S_f$  pode ser muito mais ampla que em uma classificação linear, evitando a preocupação com o ajuste de escala. Uma desvantagem é o maior esforço computacional na construção do histograma.

Em associação, utiliza-se a interpolação linear, que mantém o erro em níveis desprezíveis, mesmo na faixa mais baixa do classificador. Para ilustrar a técnica de interpolação linear, está mostrada a Fig. 2.17, onde:

- $n$  → classe posterior ao nível  $P_k$ ;
- $n-1$  → classe anterior ao nível  $P_k$ ;
- $n_k$  → "classe interpolada" correspondente ao percentil  $P_k$ ;
- $Y_n$  → índice de violação relativo à classe "n";
- $Y_{n-1}$  → índice de violação relativo à classe "n-1";
- $Y_k$  → um dos índices de violação do método  $P_{ST}$  (0,1, 1, 3, 10, 50);
- $P_k$  → nível do sinal classificado,  $S_f(t)$ , correspondente ao índice de violação  $Y_k$ ;

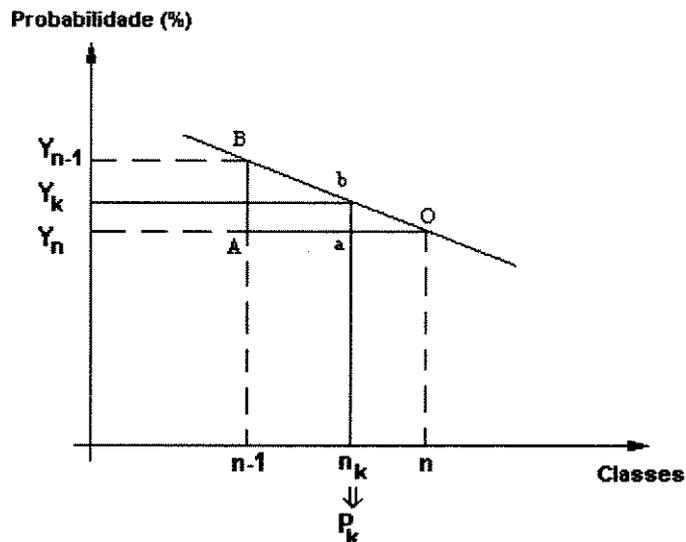


Fig. 2.17: Interpolação linear

Por semelhança entre triângulos retângulos, AOB e aOb, temos:

$$\frac{Y_{n-1} - Y_n}{(n-1) - n} = \frac{Y_k - Y_n}{n_k - n}$$

Isolando a variável  $n_k$  (classe interpolada) e lembrando que  $P_k = \frac{FS}{N} n_k$ , resulta o percentil interpolado em pu:

$$P_k = \frac{FS}{N} \cdot \left( n - \frac{Y_k - Y_n}{Y_{n-1} - Y_n} \right) \quad (2.14)$$

## 2.4 - Testes para avaliação do desempenho do classificador

Para verificar se a metodologia estatística foi corretamente implementada e poder estabelecer uma faixa de trabalho para o classificador, foram especificados pela UIE os valores de teste obtidos a partir da curva IEC 555-3, apresentados na tabela a seguir:

**Tabela 2.5 - Valores para teste da exatidão da metodologia estatística**  
( $P_{ST}=1,0\pm 5\%$ )

Variações por minuto	$\frac{\Delta V}{V} \%$
1	2,724
2	2,211
7	1,459
39	0,906
110	0,725
1620	0,402

Estes valores de taxa de variação por minuto e amplitude de variação para uma modulante quadrada, devem ser aplicados à entrada do medidor e, para cada caso, o valor de  $P_{ST}$  obtido deve ser igual a  $1,0 \pm 5\%$ .

Para avaliar a faixa de trabalho, basta manter fixo o valor de repetição por minuto e aplicar um fator multiplicativo na amplitude, devendo resultar um valor de  $P_{ST}$  multiplicado pelo mesmo fator e com erro menor que  $\pm 5\%$ . Por exemplo, para 7 variações por minuto, aplica-se um fator multiplicativo de 3 à amplitude de 1,459, resultando 4,377. Desta forma o valor do  $P_{ST}$  obtido deve ser de  $3,0 \pm 5\%$ .

A faixa de amplitudes na qual o erro se mantiver menor que  $\pm 5\%$  corresponde à faixa de trabalho do instrumento.

Se houver um seletor de escalas, esse teste deve ser realizado para cada faixa do seletor, definindo a região de trabalho para cada uma.

## 2.5 - Avaliação da severidade de cintilação luminosa em um longo intervalo de tempo

O período de 10min no qual a metodologia do  $P_{ST}$  se baseia, é adequado para avaliar distúrbios causados por cargas individuais.

Para os casos onde o efeito combinado de várias cargas, operando aleatoriamente, deva ser avaliado, ou quando a carga causadora de cintilação luminosa, possui um período longo e variável de operação, é necessário utilizar um critério baseado em um intervalo de tempo mais longo.

Idealmente, a metodologia  $P_{ST}$  poderia simplesmente ter seu período de tempo aumentado, resultando o método  $P_{LT}$  (probabilidade em longo intervalo de tempo). Na verdade, embora esta seja a proposta ideal, não é a mais adequada, pois seria necessário manter a classificação durante o período total de medição e só no final calcular o valor de  $P_{LT}$ .

Buscando uma metodologia que se baseasse em valores de  $P_{ST}$  obtidos a cada 10min e que perseguisse a proposta idealizada para o  $P_{LT}$ , a UIE testou diferentes possibilidades [26]. O melhor resultado foi obtido com a utilização da raiz cúbica da média cúbica de valores de  $P_{ST}$ , conforme mostrado em (2.15).

$$P_{LT} = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^N P_{ST_i}^3}{N}} \quad (2.15)$$

Desta forma, o valor do  $P_{LT}$  pode ser calculado a cada novo valor de  $P_{ST}$  obtido, levando-se em conta todos os valores passados de  $P_{ST}$ , permitindo uma comparação entre efeitos de curto e longo prazos.

## 2.6 - Conclusão

Este capítulo possui um caráter introdutório e descritivo, cujo objetivo é apresentar de forma resumida todas as informações contidas nas recomendações UIE, possibilitando ao leitor o entendimento do processo de medição de cintilação luminosa sugerido a nível internacional.

O presente trabalho utiliza a metodologia sugerida para a implementação de um sistema de medição e análise de cintilação luminosa totalmente digital e não visa questionar a priori os procedimentos da metodologia aqui descrita.

# CAPÍTULO 3

---

## DIGITALIZAÇÃO DO PROCESSO DE MEDIÇÃO DE CINTILAÇÃO LUMINOSA

### 3.1 - Introdução

Como foi apresentado no Capítulo 2, a caracterização do efeito da cintilação luminosa sobre seres humanos a partir do sinal de tensão da rede elétrica, sugere naturalmente um processo analógico de demodulação e filtragem. No entanto, os circuitos analógicos sofrem influências indesejáveis e de difícil eliminação, tais como: variação dos parâmetros com a temperatura, ajustes limitados, ruídos e induções eletromagnéticas de origem interna e externa.

Uma vez que as medições de cintilação luminosa são realizadas em locais como subestações e instalações industriais, onde as condições de temperatura e interferência eletromagnéticas são bastante adversas, é necessário minimizar a sensibilidade do processo de medição a estas influências negativas.

Em um sistema digital equivalente, o sinal da rede elétrica é discretizado através de um conversor A/D com resolução adequada e suas amostras são processadas pelo microcomputador, livre de interferências externas. Os filtros analógicos são substituídos por processamento numérico das amostras, realizado através de equações a diferenças, onde a ordem e os coeficientes das equações são determinados em função do tipo de filtro que se deseja implementar. Nos sistemas de processamento digital de sinais, os maiores cuidados devem ser tomados com relação à etapa de condicionamento do sinal de entrada e escolha adequada da frequência de amostragem, para que se evite erros causados por ruídos propagados e/ou induzidos e erros por sub-amostragem.

Portanto, o objetivo principal deste capítulo é descrever a transformação dos filtros analógicos especificados pela UIE em filtros digitais (equações a diferenças), mostrando as alterações necessárias, detalhando a metodologia utilizada e apresentando as respostas em frequência resultantes.

### 3.2 - Proposta analógica para medição de cintilação luminosa

A proposta de padronização UIE apresentada no capítulo anterior e esquematizada na Fig. 2.1, no que diz respeito ao processamento do sinal da rede  $v(t)$ , até se obter o sinal de

severidade instantânea de cintilação luminosa  $S_f(t)$ , foi desenvolvida segundo uma concepção analógica. As Fig. 3.1 e 3.2 mostram, respectivamente, as principais partes integrantes de um medidor analógico de cintilação luminosa e as etapas que constituem o bloco denominado "FILTROS ANALÓGICOS".

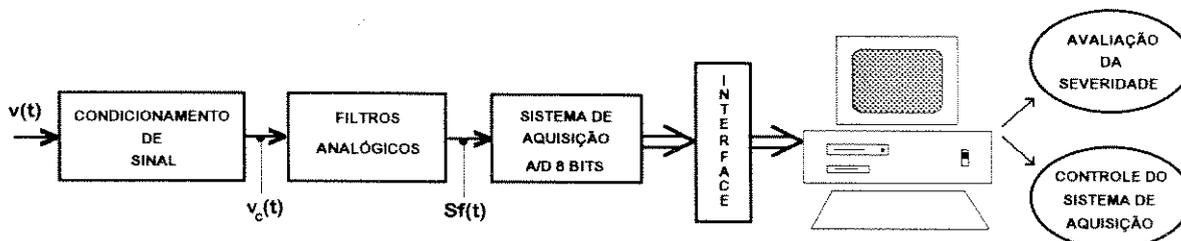


Fig. 3.1 - Sistema analógico para medição de cintilação luminosa

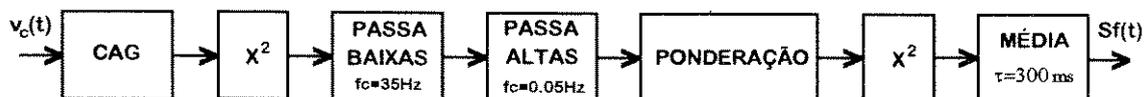


Fig. 3.2 - Expansão do bloco "FILTROS ANALÓGICOS"

Pode-se notar na Fig. 3.1, que o instrumento analógico necessita de um sistema de aquisição para discretização do sinal  $S_f(t)$  e um microcomputador capaz de realizar o tratamento estatístico deste sinal e controlar o sistema de aquisição. Esta implementação híbrida, analógica - digital, possui a vantagem de requerer um conversor A/D de apenas 8 bits operando sobre um sinal de baixa frequência. Entretanto, sofre de todos os problemas característicos de um sistema analógico.

### 3.3 - Proposta digital para medição de cintilação luminosa

A estrutura do sistema digital para medição e análise da severidade de cintilação luminosa, difere basicamente do sistema analógico quanto ao processamento do sinal de entrada, até a obtenção do sinal  $S_f(t)$ . No sistema digital, todos os filtros que atuam no processo analógico são transformados em rotinas de software. O sinal de entrada  $v(t)$  é discretizado diretamente e as amostras processadas por estas rotinas.

Para tornar possível a implementação de um sistema digital equivalente ao sistema analógico para medição de cintilação luminosa, além da escolha de uma estratégia adequada à transformação analógico  $\rightarrow$  digital, é necessário um sistema de aquisição mais refinado com resolução de 12 bits, devido ao limiar de percepção para a frequência de maior sensibilidade ser de 0,19% de variação de tensão (Tabela 2.2). Além disto, o processamento das amostras deve ser feito em tempo real, sendo indispensável a utilização de um microcomputador com coprocessador matemático, capaz de executar as tarefas concorrentes de controle do sistema de aquisição, processamento matemático das amostras através das equações a diferenças e

apresentação gráfica dos resultados em um intervalo de tempo menor que o período de amostragem.

A Fig. 3.3 apresenta o diagrama simplificado para o medidor digital de cintilação luminosa e a Fig. 3.4 detalha o bloco "FILTROS DIGITAIS". Este bloco possui uma estrutura um pouco diferente daquela mostrada na Fig. 3.2, onde as diferenças são provenientes da adaptação do conjunto de filtros analógicos para o modelo digital e serão discutidas mais adiante, quando se tratar da transformação de cada filtro do domínio contínuo para o discreto.

Para utilizar um conversor A/D de 12 bits, foi necessário utilizar um retificador aplicado ao sinal de entrada. O objetivo é reduzir a faixa de excursão desse sinal de  $-V_p$  a  $+V_p$  para 0 a  $V_p$ , aproveitando ao máximo a resolução do conversor.

O retificador é um circuito integrante do bloco de condicionamento de sinal, mostrado na Fig. 3.3. Os detalhes de projeto relativos a este bloco, bem como suas partes integrantes, serão tratados com maiores detalhes no Capítulo 4.

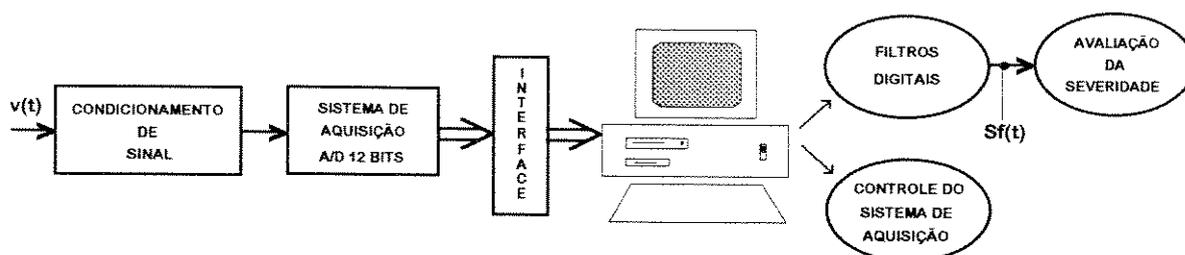


Fig. 3.3 - Sistema digital para medição de cintilação luminosa

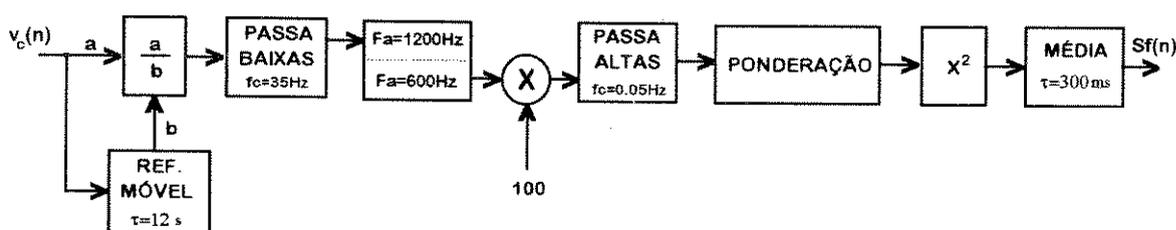


Fig. 3.4 - Expansão do bloco "FILTROS DIGITAIS"

### 3.4 - A transformada Z e sua aplicação na digitalização do processo de medição de cintilação luminosa

A transformada Z atua sobre sistemas discretos da mesma forma que a transformada de Laplace sobre sistemas contínuos, ou seja:

$$y(t) = x(t) * y(t) \xrightarrow{s} Y(s) = X(s) \cdot Y(s)$$

$$y(n) = x(n) * y(n) \xrightarrow{z} Y(z) = X(z) \cdot Y(z)$$

\*  $\rightarrow$  operação de convolução

A variável complexa  $z$  é definida na forma polar como sendo:

$$z = r \cdot e^{j\Omega} \quad (3.1)$$

Portanto, para descrever uma função em  $z$ , utiliza-se um plano complexo, onde  $r$  é o módulo da distância entre o ponto e a origem e  $\Omega$  o ângulo em radianos definido como:

$$\Omega = \omega \cdot T_a \quad (3.2)$$

onde  $\omega = 2\pi f$  e  $T_a = 1/f_a$  é o período de amostragem. Observa-se que a variável  $\Omega$  **Erro! A origem da referência não foi encontrada.** corresponde à uma normalização da frequência  $f$  resultando para  $0 \leq f \leq f_a$  que  $0 \leq \Omega \leq 2\pi$  **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**

A transformada  $Z$  para uma sequência de amostras  $x(n)$  é definida como:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)r^{-n}e^{-j\Omega n} \quad (3.3)$$

Fazendo  $r = 1$ , resulta:

$$H(e^{j\Omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\Omega n} \quad (3.4)$$

que é a própria definição da transformada de Fourier para uma função discreta.

Portanto, pode-se dizer que a transformada  $Z$ , avaliada sobre a circunferência de raio unitário, corresponde à transformada de Fourier para sistemas discretos. Sendo assim, para se obter a resposta em frequência de sinais e sistemas discretos, basta aplicar a transformada  $Z$  substituindo ao final a variável  $z$  por  $e^{j\Omega}$ , calculando o módulo da função transformada no intervalo  $0 \leq \Omega \leq 2\pi$ . **Erro! A origem da referência não foi encontrada.**

#### 3.4.1 - Propriedades básicas da transformada $Z$

- Linearidade

$$ax_1[n] + bx_2[n] \xrightarrow{Z} aX_1(z) + bX_2(z) \quad (3.5)$$

- Deslocamento no tempo

$$x[n - n_0] \xrightarrow{Z} z^{-n_0} X(z) \quad (3.6)$$

Com essas duas propriedades, é possível transformar qualquer sistema discreto caracterizado por sua função de transferência  $H(z)$ , dada a seguir:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (3.7)$$

$$Y(z)(a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}) = X(z)(b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}) \quad (3.8)$$

em uma equação a diferenças resultante do tipo:

$$y(n) = \frac{b_0}{a_0} x(n) + \frac{b_1}{a_0} x(n-1) + \dots + \frac{b_M}{a_0} x(n-M) - \frac{a_1}{a_0} y(n-1) - \dots - \frac{a_N}{a_0} y(n-N) \quad (3.9)$$

Pode-se notar, que a obtenção da equação a diferenças a partir da função de transferência em  $Z$  não acarreta grandes dificuldades. Entretanto, para se obter uma função que represente um determinado processo analógico, é necessário o conhecimento de tipos de sistema de realização e de técnicas de projeto e de transformação. O item seguinte faz uma rápida abordagem sobre o assunto.

### 3.5 - Projeto de filtros digitais

Ao projetar um filtro analógico, o primeiro passo é especificar uma faixa de tolerância em torno da máscara ideal do filtro. De acordo com a máscara, um filtro pode ser classificado como passa-baixas, passa-faixa, passa-altas ou rejeita-faixa. Finalmente, escolhe-se um critério de aproximação, iterativo ponto a ponto ou clássico, como Butterworth, Chebyshev ou Elíptico, capaz de produzir uma função de transferência com uma resposta em frequência bastante próxima daquela especificada.

No caso do processo de medição de cintilação luminosa, a especificação dos filtros analógicos já está definida, sendo necessário apenas, transformá-los em filtros digitais. Para se digitalizar um filtro qualquer, o primeiro passo é escolher o tipo de realização: Resposta Finita ao Impulso (FIR) ou Resposta Infinita ao Impulso (IIR), no qual seja mais adequado implementar o filtro. Um filtro tipo FIR, ou não-recursivo, implica em uma aproximação através de uma função de transferência polinomial (3.10), enquanto que um filtro IIR, ou recursivo, implica em uma aproximação através de uma função de transferência racional (3.11). Esta diferença básica, faz com que cada sistema possua características específicas, que devem ser conhecidas a priori para que se possa utilizar adequadamente as vantagens que cada sistema pode proporcionar.

$$\text{(FIR)} \quad H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M} \quad (3.10)$$

$$\text{(IIR)} \quad H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_M z^{-M}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}} \quad (3.11)$$

Os filtros FIR são implementados utilizando-se algoritmos iterativos de aproximação da resposta em frequência desejada. Este tipo de realização conduz a equações a diferenças de ordem bastante elevada se comparadas àquelas representativas dos sistemas IIR. Devido a sua baixa sensibilidade à quantização dos coeficientes das equações a diferenças, estes filtros são muito utilizados em sistemas dedicados de processamento digital de sinais. Além disso, os filtros FIR podem apresentar uma resposta linear em fase, sendo esta característica essencial em determinadas aplicações.

Os filtros IIR podem ser facilmente implementados utilizando-se os critérios de aproximação clássicos em filtragem analógica sendo desenvolvidos no domínio contínuo e então transformados para o domínio discreto. Este tipo de sistema não possui nenhum compromisso com a resposta em fase e é bastante simples de ser implementado, desde que a condição de resposta linear em fase não deva ser satisfeita.

Devido à existência de pólos na função de transferência dos filtros IIR, estes sistemas são mais sensíveis a erros de quantização que os sistemas FIR, principalmente quando os pólos estão muito próximos da circunferência de raio unitário, podendo causar uma operação instável.

Para o caso particular de medição de cintilação luminosa, onde as distorções devidas à não-linearidade da resposta em fase dos filtros podem ser desprezadas e o erro por quantização é mínimo devido à utilização de variáveis com precisão dupla para representar os coeficientes dos filtros, os sistemas IIR são mais adequados pois permitem a aplicação de métodos de aproximação clássicos com maior simplicidade, e também, devido às facilidades na transformação  $s \leftrightarrow z$  que pode ser realizada por uma simples substituição de variáveis, sem a necessidade de algoritmos iterativos como nos sistemas FIR.

### 3.5.1 - Filtros de resposta infinita ao impulso (IIR)

O primeiro passo ao projetar um filtro digital IIR, é obter uma função de transferência em  $s$  que satisfaça às especificações e, em seguida, aplicar uma das técnicas de transformação. Para os sistemas IIR, as duas principais técnicas de transformação  $s \leftrightarrow z$  são:

- i - Invariância ao impulso
- ii - Transformação bilinear

#### 3.5.1.1 - Invariância ao impulso

Esta técnica de transformação [2], conduz a um filtro discreto cuja resposta ao impulso é exatamente igual às amostras igualmente espaçadas por  $T_a$ , da resposta ao impulso  $h(t)$ , pertencente ao filtro protótipo analógico. Esta técnica se baseia numa condição imposta no domínio do tempo com o objetivo de atingir uma determinada resposta no domínio da frequência.

Tendo satisfeito a condição de invariância ao impulso, o filtro discreto resultante deveria possuir a mesma resposta em frequência do filtro analógico, não fosse o erro causado por subamostragem ("aliasing") que aparece nos sistemas discretos. Este erro é consequência da

periodicidade do espectro dos sistemas discretos associado ao fato de que a frequência de amostragem utilizada é limitada enquanto muitos sistemas não possuem um espectro limitado em banda de frequência.

A Fig. 3.5, curva 1, mostra a resposta em frequência de um filtro analógico passa-baixas Butterworth 4ª ordem, com frequência de corte igual à 50Hz. A curva 2 representa uma idealização do que seria o espectro em frequência do filtro discreto sendo repetido com periodicidade  $2\pi$ , correspondendo à frequência de amostragem de 500Hz. A curva 3 é a própria resposta em frequência do filtro discreto resultante utilizando-se a técnica de invariância ao impulso. Pode-se notar, entretanto, que a resposta em frequência do filtro discreto é diferente da resposta em frequência do filtro analógico original. Esta diferença é devida à soma da curva 1 com a curva 2, resultando a resposta do filtro discreto apresentada pela curva 3.

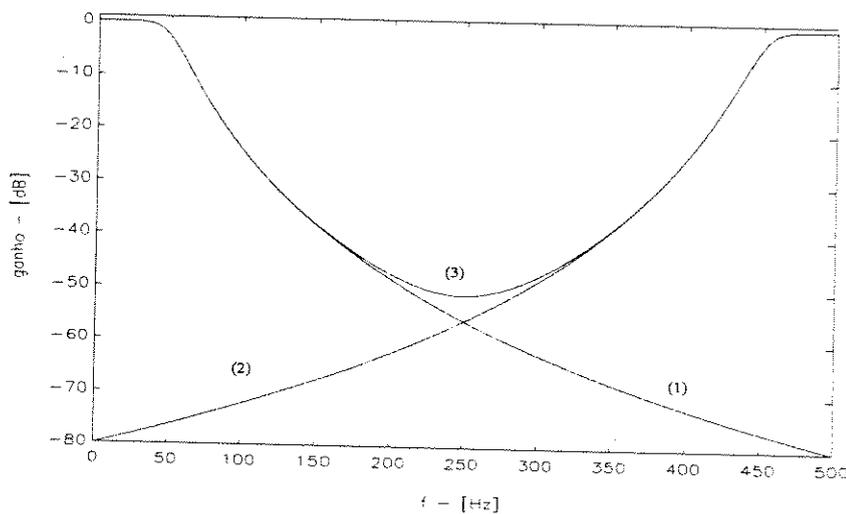


Fig 3.5 - Resposta do filtro P.B. 4ª ordem, usando a técnica de invariância ao impulso (curva 3)

### 3.5.1.2 - Transformação bilinear

A técnica de transformação bilinear [2] [16] se resume a uma mudança de variáveis ou mapeamento do semi-plano esquerdo em  $s$  para o interior do círculo de raio unitário em  $z$ . A relação entre as variáveis  $s$  e  $z$  que realiza esta transformação é dada em (3.12).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (3.12)$$

Pelo fato de ser um mapeamento não-linear de  $s$  em  $z$  ( $\omega \rightarrow \infty$  corresponde a  $\Omega \rightarrow \pi$ ), a transformação bilinear resulta em um filtro livre do erro por subamostragem. Em contrapartida, provoca uma compressão ("warping") na resposta em frequência resultante. Esta compressão não altera os valores de módulo da resposta em frequência, mas sim, as frequências onde estes valores ocorrem.

A Fig. 3.6 - curva 1, apresenta a mesma resposta em freqüência mostrada na Fig. 3.5 - curva 1. As curvas 2 e 3 são, respectivamente, a resposta em freqüência para o filtro discreto obtido através da transformação bilinear e o seu equivalente com período  $2\pi$ . Pode-se notar claramente o efeito da compressão do espectro resultante.

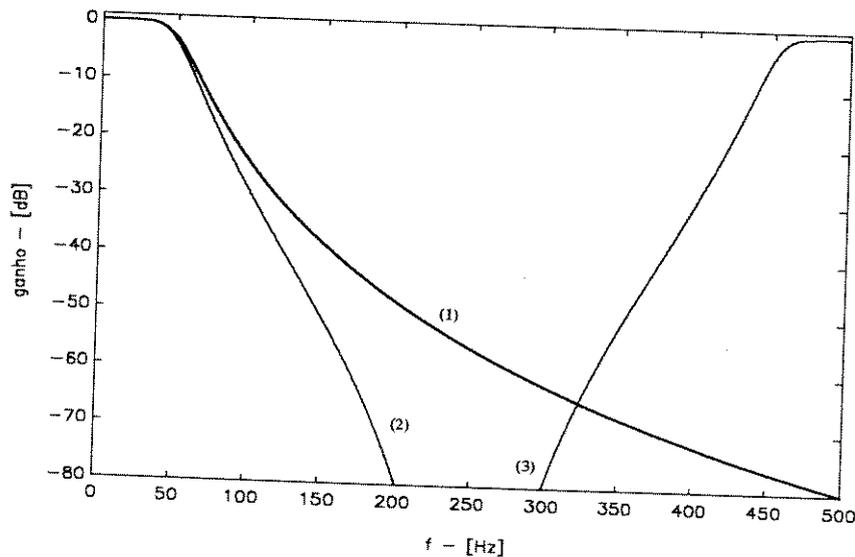


Fig. 3.6 - Resposta produzida pela transformação bilinear (2) e (3).

Para avaliar a relação entre as respostas em freqüência do domínio analógico e discreto, substitui-se  $s = j\omega$  ( $s$  correspondendo ao eixo imaginário) e  $z = e^{j\Omega}$  ( $z$  correspondendo ao círculo de raio unitário) na expressão (3.12), resultando:

$$\omega = 2F_s \tan\left(\frac{\Omega}{2}\right) \quad (3.13)$$

Com base na expressão (3.13), verifica-se que a relação entre  $\omega$  e  $\Omega$  é dada por uma função tangente, que é o elemento causador do efeito de compressão do espectro do filtro discreto.

$$0 \leq \Omega \leq \pi \Rightarrow 0 \leq \omega \leq \infty$$

$$-\pi \leq \Omega \leq 0 \Rightarrow -\infty \leq \omega \leq 0$$

A compressão do espectro pode ser atenuada utilizando-se artifícios como pré-compensação de algumas freqüências estratégicas ou super dimensionamento da freqüência de amostragem.

A pré-compensação consiste em se atuar previamente sobre alguns valores especificados, de tal forma a causar um efeito inverso ao da relação dada em (3.13). Este recurso pode reduzir o efeito de compressão quando utilizado, por exemplo, em filtros passa-baixas que possuem a banda de passagem definida basicamente por um único valor de freqüência relacionado a um valor de ganho.

O super dimensionamento da frequência de amostragem pode evitar que o efeito de compressão do espectro resultante cause algum erro na região de interesse do filtro. Uma elevação na frequência de amostragem faz com que a parte linear da transformação bilinear seja aplicada à região de interesse do filtro, produzindo um espectro discreto exatamente igual ao analógico, dentro desta região de interesse.

A Fig. 3.7 apresenta graficamente a relação entre  $f = \omega/2\pi$  e  $\Omega$  para três diferentes frequências de amostragem: 300, 600 e 1200Hz. Pode-se verificar que quanto maior a frequência de amostragem, maior é a parte linear que relaciona os dois domínios.

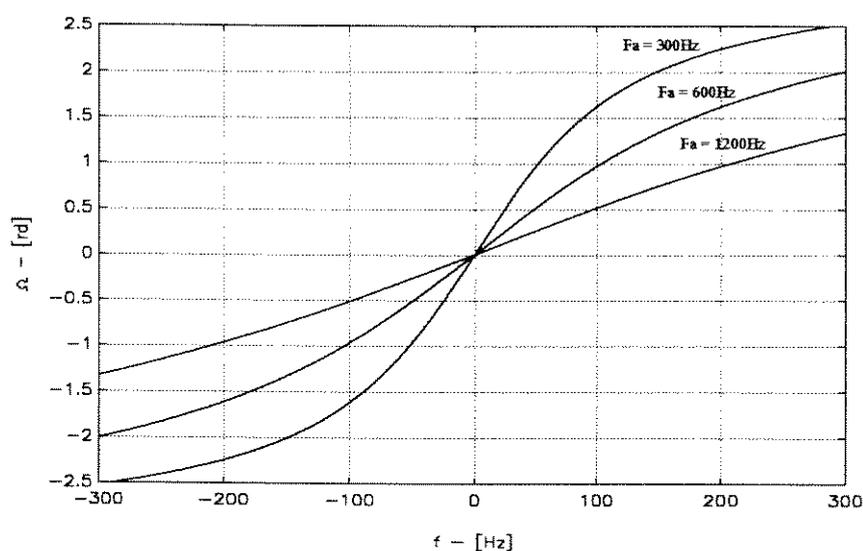


Fig. 3.7 - Relação não linear entre  $f$  e  $\Omega$ .

### 3.6 - Digitalização dos filtros

Baseado nas especificações recomendadas pela UIE para cada bloco integrante do diagrama esquemático apresentado na Fig. 3.2, será realizada a transformação do domínio contínuo para o discreto, resultando uma equação a diferenças representativa para cada filtro integrante do diagrama de blocos mostrado pela Fig. 3.4.

A técnica de transformação a ser utilizada será a transformação bilinear, tendo em vista sua grande facilidade de utilização e também devido ao fato de que a transformação por invariância ao impulso não se aplica a filtros passa-altas.

Idealmente, a menor frequência de amostragem necessária para se digitalizar o sinal da rede seria de 120Hz. Três fatores devem ser considerados em se tratando da frequência de amostragem: esforço computacional, erro devido à transformação e ordem do filtro anti-aliasing. Quanto menor a frequência de amostragem menor o esforço computacional, maior o erro devido à transformação e maior a ordem do filtro anti-aliasing (este filtro será tratado no Capítulo 4).

Uma forma bastante interessante de conciliar esses três fatores, é utilizar duas frequências de amostragem. Uma frequência de aquisição mais alta, na faixa de 1200Hz, é empregada na conversão A/D, de tal forma a permitir um filtro anti-aliasing de ordem mais baixa.

Após o filtro passa-baixas discreto, reduz-se a taxa de amostragem pela metade, tendo em vista que neste ponto o sinal tem suas componentes de frequência acima de 300Hz bastante atenuadas. Na Fig. 3.4 pode ser visto o ponto onde é inserido o divisor da taxa de amostragem.

### 3.6.1 - Controle automático de ganho (CAG)

O CAG tem a função de criar uma referência interna, possibilitando a obtenção de valores percentuais de flutuação de tensão. Basicamente, esta etapa consiste em uma normalização, ou seja, o sinal de entrada retificado é dividido pelo seu próprio nível CC, obtido através de um filtro passa-baixas de 1ª ordem, com constante de tempo  $\tau$  igual à 12 segundos.

Para entender melhor esta operação, admite-se que o sinal de entrada retificado seja representado pela expressão (A.1) e sua expansão pela série de Fourier dada por (A.6), ambas apresentadas no Apêndice. Aplicando este sinal à entrada do filtro de referência móvel, obtém-se na saída o conteúdo CC do sinal de entrada retificado dado por (3.14), que consiste em um sinal de referência móvel que acompanha as variações lentas na amplitude da tensão de entrada.

$$V_{RM}(t) = \frac{2V_p}{\pi} \quad (3.14)$$

A função de transferência geral para um filtro passa-baixas, 1ª ordem, com frequência de corte  $\omega_c = 1/\tau$ , é dada em (3.15).

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.15)$$

Para aplicar a transformação bilinear, basta substituir em (3.15) a expressão dada em (3.12), resultando:

$$H(z) = \frac{1}{2\tau F_s \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right) + 1} = \frac{1-z^{-1}}{(1-2\tau F_s)z^{-1} + (1+2\tau F_s)} \quad (3.16)$$

Portanto, (3.16) representa uma expressão geral de transformação de um filtro passa-baixas de primeira ordem. Substituindo  $\tau = 12s$  e  $F_s = 1200Hz$ , resulta a função de transferência para o filtro de referência móvel discreto, dada por:

$$H_{RM}(z) = \frac{1-z^{-1}}{28799z^{-1} + 28801} \quad (3.17)$$

A partir de (3.17) obtém-se a equação a diferenças como segue:

$$Y_{RM}(z)(28799z^{-1} + 28801) = X_{RM}(z)(1 - z^{-1})$$

$$y_{RM}(n) = \frac{x_{RM}(n)}{28801} - \frac{x_{RM}(n-1)}{28801} - \frac{28799}{28801} y_{RM}(n-1) \quad (3.18)$$

A Fig. 3.8 mostra ambas as respostas em frequência, para o filtro de referência móvel contínuo e discreto. Neste caso, como a banda de passagem é muito baixa se comparada com a frequência de amostragem, as respostas em frequência se sobrepõem pois o erro devido à transformação bilinear não chega a causar um efeito significativo nesta região.

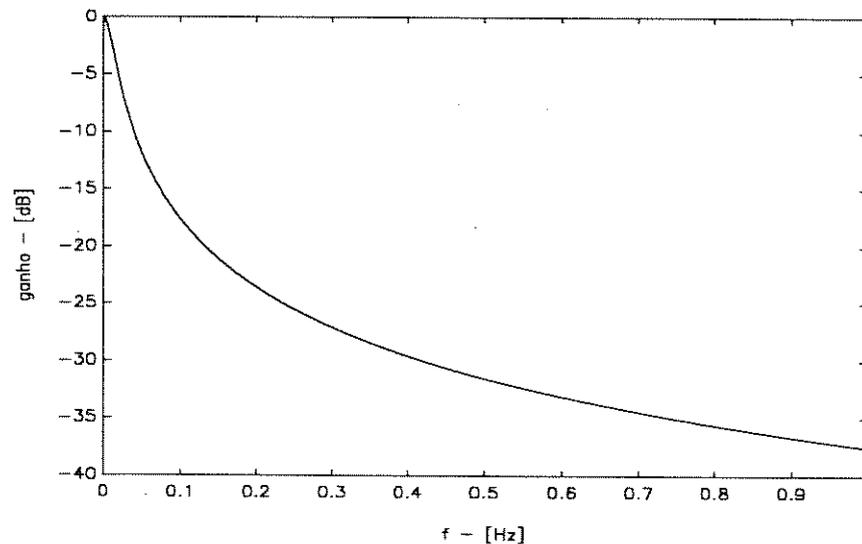


Fig. 3.8 - Respostas coincidentes para o filtro de referência móvel contínuo e discreto

### 3.6.2 - Filtro passa-baixas demodulador

O sinal a ser processado através deste filtro corresponde ao sinal retificado dado em (A.6) dividido pelo sinal de referência móvel dado por (3.14), resultando um sinal retificado normalizado dado por:

$$v_{NORM}(n) = 1 + m \cos(\omega_m n T_s) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(1-4k^2)} \cos(2k\omega_p n T_s) + 2m \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(1-4k^2)} \left[ \cos((2k\omega_p + \omega_m)n T_s) + \cos((2k\omega_p - \omega_m)n T_s) \right] \quad (3.19)$$

Após o sinal dado em (3.19) ser processado pelo filtro passa-baixas, as componentes de frequência superiores a 35Hz são atenuadas resultando, portanto, o sinal dado por (3.20).

$$v_{PB}(n) = 1 + m \cos(\omega_m n T_s) \quad (3.20)$$

Segundo as recomendações feitas pela UIE, o filtro passa-baixas recomendado é o Butterworth 6ª ordem, com frequência de corte em 35Hz.

A função de transferência que caracteriza um filtro passa-baixas Butterworth de ordem  $N$  é dada por (3.21) e a expressão geral para o cálculo dos pólos [2] é apresentada em (3.22), onde  $k = 1, \dots, N$ .

$$H_{Bw}(s) = \frac{\omega_c^N}{\prod_{k=1}^N (s - s_k)} \quad (3.21)$$

$$s_k = \omega_c \left( \cos\left(\frac{2k + N - 1}{2N} \pi\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2k + N - 1}{2N} \pi\right) \right) \quad (3.22)$$

Uma vez que o lugar geométrico dos pólos da função de transferência em  $s$  de um filtro Butterworth é um círculo de raio  $\omega_c$ , os  $N$  pólos equidistantes entre si, estarão distribuídos sobre este círculo segundo um ângulo de  $\pi/N$  rad.

A título de ilustração, a Fig. 3.9 apresenta dois casos onde  $N=5$  (nº ímpar de pólos) e  $N=6$  (nº par de pólos).

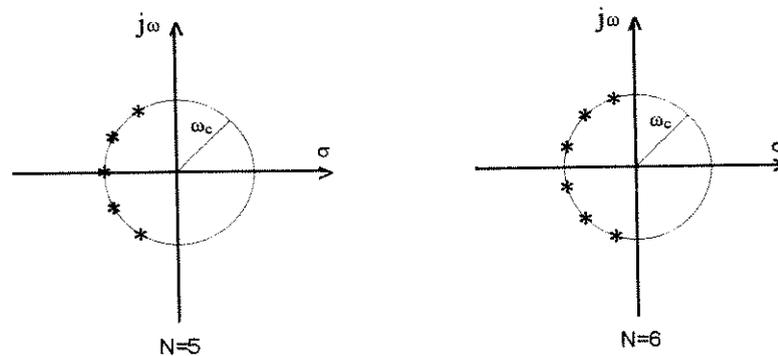


Fig. 3.9 - Lugar geométrico dos pólos para um filtro passa-baixas Butterworth de 5ª e 6ª ordem.

Para auxiliar na redução do erro por compressão do espectro na faixa em torno da frequência de corte do filtro discreto resultante, é necessário efetuar uma pré-compensação (prewarping). Neste caso, aplica-se a pré-compensação em  $\omega_c$  conforme mostrado em (3.23).

$$\omega_c^p = 2F_s \tan\left(\frac{\omega_c}{2F_s}\right) \quad (3.23)$$

Portanto, como o filtro passa-baixas Butterworth, recomendado pela UIE, possui  $\omega_c = 2\pi 35$  rad/s e a frequência de amostragem adotada é de 1200Hz, obtém-se:

$$\omega_c^p = 2400 \tan\left(\frac{2\pi 35}{2400}\right) = 220,5290$$

Feita a pré-compensação sobre a frequência de corte o próximo passo é obter os pólos da função de transferência do filtro desejado. Substituindo  $\omega_c = \omega_c^p$  e  $N=6$ , resulta:

$$s_k = 220,5290 \left( \cos\left(\frac{2k+5}{12}\pi\right) + j \operatorname{sen}\left(\frac{2k+5}{12}\pi\right) \right) \quad (3.24)$$

Para  $k = 1, 2, \dots, 6$ , obtém-se os pólos da função de transferência listados a seguir:

k	PÓLOS
1	-57,077110374563+j213,014675867084
2	-155,937565492522+j155,937565492522
3	-213,014675867084+j57,077110374563
4	-213,014675867084-j57,077110374563
5	-155,937565492522-j155,937565492522
6	-57,077110374563-j213,014675867084

Através do software matemático MATLAB [18], utilizando a função "poly()" que permite obter os coeficientes de um polinômio a partir de suas raízes, chega-se à função de transferência mostrada em (3.25) de onde resulta a resposta em frequência apresentada na Fig. 3.10. A curva (a) mostra a resposta para a faixa de 0-120Hz enquanto a curva (b) mostra em detalhe somente a faixa de passagem do filtro. Pode-se notar através da curva (b) que a frequência de corte está deslocada para um valor um pouco acima de 35Hz.

$$H_{PB}(s) = \frac{\Omega_c^N}{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s^1 + a_0} \quad (3.25)$$

$$a_6 = 1,0000000000000000e+000$$

$$a_2 = 1,765389476149530e+010$$

$$a_5 = 8,520587034683375e+002$$

$$a_1 = 2,015266599685559e+012$$

$$a_4 = 3,630020170780722e+005$$

$$a_0 = 1,150255941444222e+014$$

$$a_3 = 9,804386320193735e+007$$

$$\omega_c^N = 1,150255941444222e+014$$

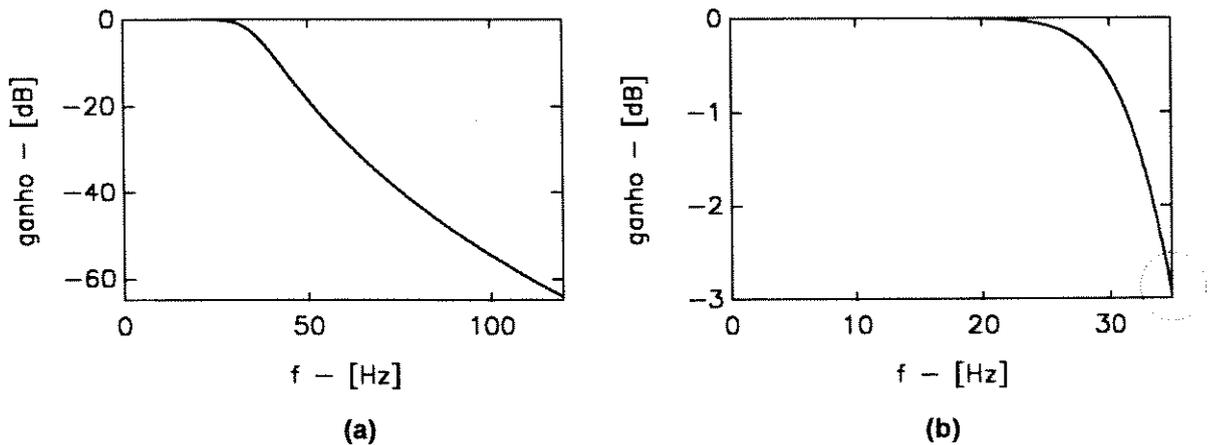


Fig. 3.10 - Resposta em frequência do filtro passa-baixas Butterworth, 6ª ordem

Obtida a função de transferência em  $s$ , o passo seguinte em direção à digitalização do filtro é aplicar a transformação bilinear. Para tal, admite-se  $F_a=1200\text{Hz}$  e substitui-se (3.12) em (3.25). Os cálculos algébricos necessários podem ser realizados facilmente pela função "bilinear()" do MATLAB, resultando:

$$H_{PB}(z) = \frac{b_6 z^{-6} + b_5 z^{-5} + \dots + b_1 z^{-1} + b_0}{a_6 z^{-6} + a_5 z^{-5} + \dots + a_1 z^{-1} + a_0} \quad (3.26)$$

$b_6 = +4,221823945993464e-007$	$a_6 = +1,000000000000000e+000$
$b_5 = +2,533094368040167e-006$	$a_5 = -5,292131993769478e+000$
$b_4 = +6,332735914327259e-006$	$a_4 = +1,170686337515529e+001$
$b_3 = +8,443647901756890e-006$	$a_3 = -1,38529057565869e+001$
$b_2 = +6,332735910774545e-006$	$a_2 = +9,246350018595269e+000$
$b_1 = +2,533094370704703e-006$	$a_1 = -3,300127173445499e+000$
$b_0 = +4,221823941552572e-007$	$a_0 = +4,919785497246656e-001$

De (3.26) obtém-se a equação a diferenças representativa do filtro passa-baixas discreto, como segue:

$$y(n) = \frac{b_6}{a_0} x(n-6) + \dots + \frac{b_0}{a_0} x(n) - \frac{b_6}{a_0} y(n-6) - \dots - \frac{b_1}{a_0} y(n-1) \quad (3.27)$$

A partir das funções de transferência do filtro passa-baixas contínuo (3.25) e discreto (3.26), foram geradas as curvas (1) e (2), respectivamente, mostradas na Fig. 3.11-a. Esta figura mostra o erro devido à compressão no espectro do filtro discreto enquanto a Fig. 3.11-b mostra em detalhe somente a faixa de interesse do filtro discreto resultante, onde se pode notar, em

comparação à Fig. 3.10, o efeito positivo da pré-compensação, fazendo com que a frequência de corte seja exatamente 35Hz.

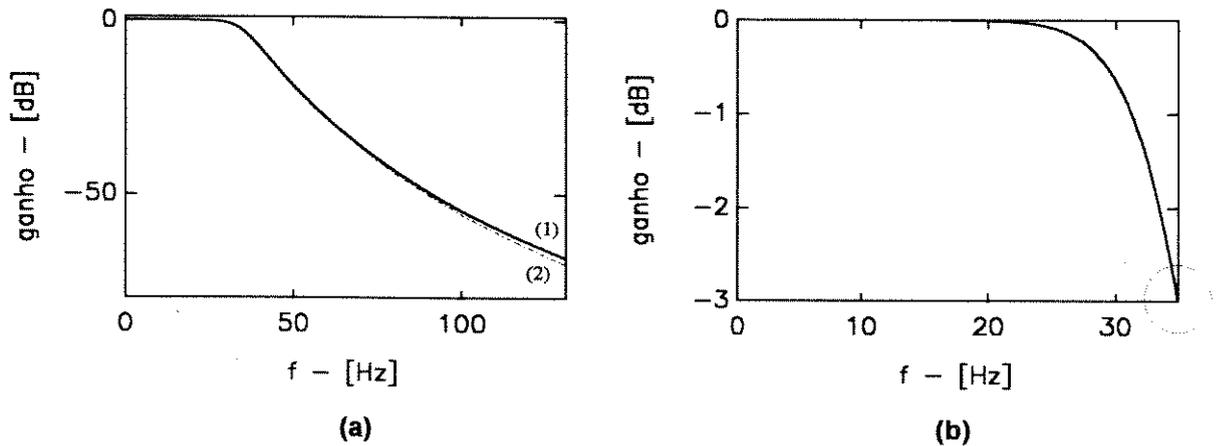


Fig. 3.11 - Filtro p.b. discreto: erro por compressão e efeito positivo da pré-compensação

### 3.6.3 - Filtro Passa-Altas

Em (3.27) está mostrada a função de transferência para um filtro passa-altas, 1ª ordem, com frequência de corte  $\omega_c$ .

$$H(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (3.27)$$

Conforme recomendação UIE, a frequência de corte para este filtro deve ser igual a  $2\pi 0,05 \text{ rad/s}$  e, conforme mostrado na Fig. 3.4, a frequência de amostragem após o filtro passa-baixas foi reduzida pela metade, ou seja,  $F_a = 600 \text{ Hz}$ .

Para se obter a função de transferência do filtro passa-altas discreto, basta substituir (3.12) em (3.27),  $\omega_c = 2\pi 0,05 \text{ rad/s}$  e  $F_a = 600 \text{ Hz}$ , o que resulta:

$$H_{PA}(z) = \frac{-1,0002618679z^{-1} + 1,0002618679}{-1,0005237359z^{-1} + 1} \quad (3.28)$$

De acordo com (3.28) obtém-se a equação a diferenças dada a seguir e também as respostas em frequência para ambos os filtros, contínuo e discreto, mostradas pela Fig. 3.12.

$$y(n) = -1,000261868(x(n-1) - x(n)) + 1,000523736y(n-1) \quad (3.29)$$

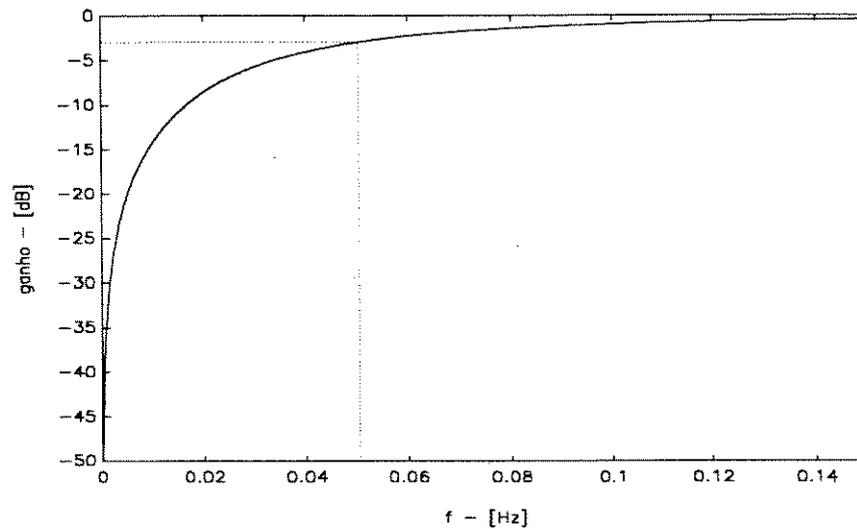


Fig. 3.12 - Resposta em frequência para o filtro passa-altas contínuo e discreto

### 3.6.4 - Filtro de ponderação

A função de transferência que pondera as diferentes frequências de modulação na faixa visível (0-25Hz), conforme mostrado no Capítulo 2, é dada por (3.30).

$$F(s) = \frac{k\omega_1 s}{s^2 + 2\lambda s + \omega_1^2} \cdot \frac{1 + s/\omega_2}{(1 + s/\omega_3)(1 + s/\omega_4)} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} k &= 1.74802 & \omega_2 &= 2\pi 2.27979 \\ \lambda &= 2\pi 4.05981 & \omega_3 &= 2\pi 1.22535 \\ \omega_1 &= 2\pi 9.15494 & \omega_4 &= 2\pi 21.9 \end{aligned}$$

Colocando (3.30) na forma de pólos e zeros chega-se a (3.31). A partir desta expressão, e assumindo  $F_a = 600\text{Hz}$ , aplica-se facilmente a transformação bilinear através da função "bilinear()" do MATLAB. Como resultado, obtém-se a função de transferência em z para o filtro de ponderação dada por (3.32).

$$F(s) = \frac{\frac{k\omega_1}{\omega_2} s(s + \omega_2)}{\omega_3\omega_4 (s + \lambda - \sqrt{\lambda^2 - \omega_1^2})(s + \lambda + \sqrt{\lambda^2 - \omega_1^2})(s + \omega_3)(s + \omega_4)} \quad (3.31)$$

$$H_{\text{POND}}(z) = \frac{b_4 z^{-4} + b_3 z^{-3} + b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a_4 z^{-4} + a_3 z^{-3} + a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + a_0} \quad (3.32)$$

$b_4$	$= 0.00618981973336$	$a_4$	$= 1.38828046998704$
$b_3$	$= 0.00014603199165$	$a_3$	$= -5.12459785540794$
$b_2$	$= -0.01223360747506$	$a_2$	$= 7.08731905092778$
$b_1$	$= -0.00014603199166$	$a_1$	$= -4.35096962895823$
$b_0$	$= 0.00604378774170$	$a_0$	$= 1.00000000000000$

Para finalizar a discretização deste filtro, resta apenas a equação a diferenças dada por (3.33). A resposta em frequência obtida a partir de (3.30) e (3.32) está mostrada na Fig. 3.13. Pode-se notar que o erro devido à transformação bilinear só começa a ser perceptível acima de 25Hz.

$$y(n) = b_4 x(n-4) + b_3 x(n-3) + \dots + b_0 - a_4 y(n-4) - \dots - a_1 y(n-1) \quad (3.33)$$

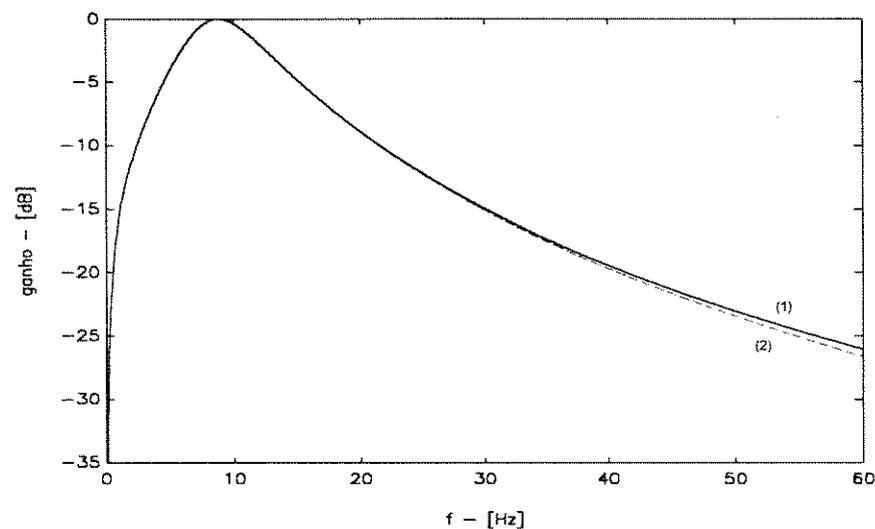


Fig. 3.13 - Resposta em frequência para o filtro de ponderação contínuo (1) e discreto (2)

### 3.6.5 - Filtro de média

Este filtro possui uma função de transferência em  $s$  equivalente à do filtro de referência móvel dada por (3.16). A única diferença reside no fato de que a UIE define para este filtro uma constante de tempo  $\tau = 300\text{ms}$ , ou seja,  $\omega_c = 1/0,3\text{rad/s}$ . Desta forma, seguindo os mesmos passos utilizados para implementar o filtro de referência móvel e, levando-se em conta que a frequência de amostragem para este filtro é de 600Hz, obtém-se a função de transferência para o

filtro de média discreto dada por (3.34), sua equação a diferenças dada por (3.35) e sua resposta em frequência mostrada através da Fig. 3.14.

$$H_{\text{MED}}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{359z^{-1} + 361} \quad (3.34)$$

$$y(n) = -0,0027855153(x(n-1) + x(n)) + 1,0055710306y(n-1) \quad (3.35)$$

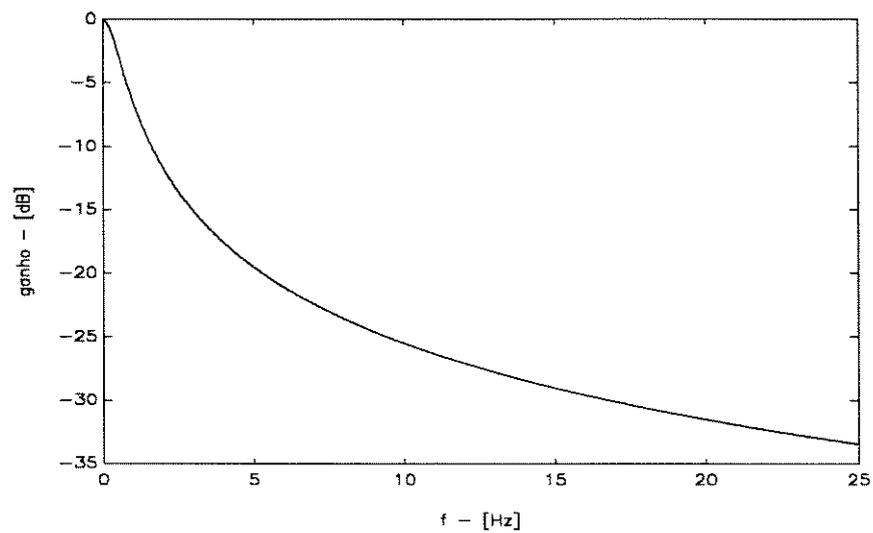


Fig. 3.14 - Resposta em frequência para o filtro de média contínuo e discreto

# CAPÍTULO 4

## SISTEMA DE AQUISIÇÃO E DE TRANSFERÊNCIA DE DADOS

### 4.1 - Introdução

Neste capítulo são discutidos os pormenores sobre o módulo de aquisição de sinais e sobre o interfaceamento deste sistema com o microcomputador, conforme ilustrado na Fig. 4.1.

Foi necessário desenvolver um sistema de aquisição de dados específico, que pudesse ser conectado tanto a microcomputadores portáteis, para utilização em medições no campo, quanto a microcomputadores de mesa, para análises em laboratório.

Embora as vias de comunicação como GPIB, barramento EISA e PCMCIA atendessem perfeitamente às necessidades desta aplicação, possuíam o inconveniente de não estarem presentes em ambos os microcomputadores, portáteis e de mesa, com exceção da porta serial que não atende quanto à velocidade de transmissão.

Optou-se, portanto, em utilizar a porta paralela padrão Centronics, encontrada em todos os microcomputadores IBM-PC compatíveis, sejam eles portáteis ou de mesa.

Esta via de comunicação possui uma estrutura que conta com 8 linhas de saída para dados, 4 linhas de saída para controle e 5 linhas de entrada para status, com a possibilidade de que uma dessas 5 linhas possa ser utilizada como linha de requisição de interrupção.

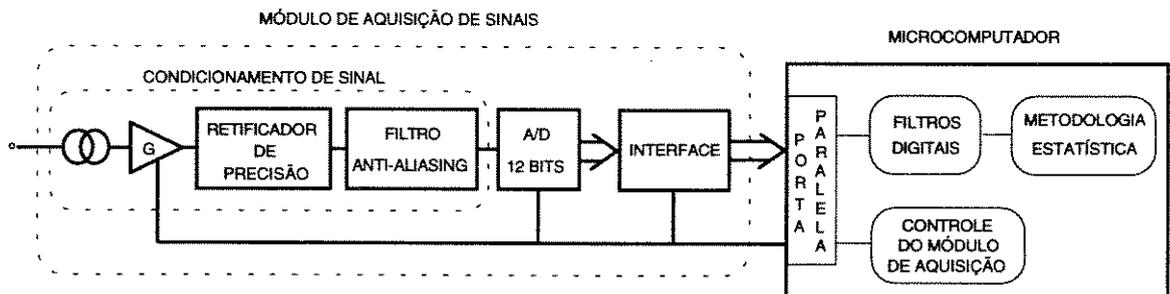


Fig. 4.1 - Diagrama esquemático do sistema digital para medição de cintilação luminosa

Embora esta porta tenha sido desenvolvida para permitir a conexão de impressoras aos microcomputadores, será mostrado mais adiante como utilizá-la como via de entrada e saída para um sistema de aquisição. Serão fornecidos também, alguns detalhes adicionais sobre sua estrutura.

A seguir, são apresentadas informações sobre o projeto de cada etapa do sistema de aquisição de sinais.

## 4.2 - Condicionamento do sinal de entrada

Esta etapa tem 3 funções básicas: adequar a tensão de entrada à faixa de valores compatíveis com o conversor A/D, retificar o sinal de entrada com o objetivo de reduzir a faixa de excursão e aumentar a resolução do conversor A/D e filtrar as componentes com frequência superior a 600Hz para evitar erros por subamostragem. São utilizados, respectivamente, um transformador associado a um circuito de ganho, um retificador de precisão e um filtro passa-baixas.

A seguir são mostrados detalhes de implementação dos circuitos utilizados, bem como suas características e funções específicas.

### 4.2.1 - Transformador de entrada e circuito isolador com ganho selecionável

Como a medição de cintilação luminosa pode ser realizada tanto em ambientes industriais como em ambientes residenciais, a UIE [25] e a IEC [13] especificam uma larga faixa de variação de tensão, conforme mostra a Tabela 4.1, que o medidor deve ser capaz de aceitar em sua entrada.

**Tabela 4.1 - Tensões nominais recomendadas e faixa de variação**

Tensão Nominal (Vrms)	-30% (Vrms)	+20% (Vrms)
57,7	40	68
100	70	120
115	80,5	138
127	89	152
160	112	192
220	154	264
230	161	276
240	168	288
380	266	456
420	294	504

Para atender às especificações quanto à tensão de entrada, foi utilizado um sistema misto, como mostra a Fig. 4.2, utilizando um transformador e um circuito de ganho selecionável por software. O transformador possui dois taps no primário, onde são estabelecidas duas faixas

de tensão: 0-192Vrms ou 192-504Vrms. O secundário é ligado a um amplificador, cujo ganho é selecionado inserindo um dos resistores em paralelo. Esta seleção é feita por software, que controla as vias de dados D3, D4 e D5 da porta paralela. Para cada valor binário presente na entrada do multiplexador, uma chave é fechada, resultando o ganho desejado.

Os valores dos resistores R1 a R8 devem ser escolhidos de tal forma que o valor de pico da tensão  $V_G$  seja de 10V (tensão de fundo de escala do conversor A/D), quando na entrada estiverem aplicadas as tensões máximas para cada tap primário (192Vrms ou 504Vrms).

As relações de espiras para o transformador mostrado na Fig. 4.2 devem ser:

$$\frac{N_P^1}{N_S} = \frac{504}{10/\sqrt{2}} = 71,2$$

$$\frac{N_P^2}{N_S} = \frac{192}{10/\sqrt{2}} = 27,1$$

$$\Rightarrow N_P^2 = 38\% N_P^1$$

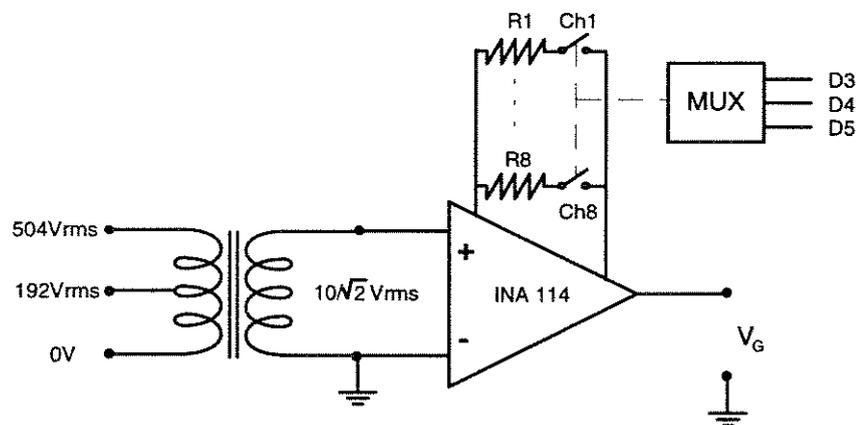


Fig. 4.2 - Circuito de ganho selecionável por software

Utilizando o circuito amplificador de instrumentação INA114 [6], cujo ganho é dado por:

$$G = 1 + \frac{50k}{R_G}$$

obtém-se a partir das relações entre espiras e da expressão de ganho, os valores de  $R_G$  que correspondem aos resistores  $R_1 - R_8$ , dados pelas Tabelas 4.2 e 4.3. Os valores de  $R_G$  são ideais e permitem acomodar a sobretensão de 20% prevista pela UIE (Tabela 4.1) dentro da faixa de trabalho do conversor A/D. Os valores comerciais a serem utilizados serão aproximações superiores dos valores calculados, fazendo com que o ganho real fique um pouco abaixo do ganho calculado.

Tabela 4.2

TAP 504Vrms			
V <sub>P</sub> (Vrms)	V <sub>S</sub> (Vrms)	G	R <sub>G</sub> (Ω)
420	5,90	1,00	aberto
380	5,34	1,10	500k
240	3,37	1,75	66,7k
230	3,23	1,83	60,3k
220	3,09	1,91	55k

Tabela 4.3

TAP 192Vrms			
V <sub>P</sub>	V <sub>S</sub>	G	R <sub>G</sub>
160	5,90	1,00	aberto
127	4,69	1,26	192k
115	4,24	1,39	128k
100	3,69	1,60	83,3k
57,7	2,13	2,77	28,3k

#### 4.2.2 - Retificador de precisão

Para um sinal senoidal variando de +V<sub>P</sub> a -V<sub>P</sub> a resolução percentual de um conversor A/D de N bits, com relação ao valor de pico V<sub>P</sub>, é dada como segue:

$$R_N = 100 \cdot \frac{2}{2^N} \quad (4.1)$$

onde  $2^N$  é o número de intervalos de discretização de um conversor A/D de N bits. Para o caso prático onde N=12, resulta  $R_{12} \cong 0,05\%$ .

Aplicando-se a operação de retificação em onda completa, obtém-se um novo sinal que possui uma faixa de excursão igual à metade do sinal original. Desta forma, a resolução de um conversor A/D de N bits agora é dada por:

$$R_N = 100 \cdot \frac{1}{2^N} \quad (4.2)$$

sendo que, para N=12, resulta  $R_{12} \cong 0,024\%$ , que atende à resolução mínima requerida para a análise das flutuações de tensão causadoras de cintilação luminosa, cujo limiar de percepção está acima de 0,2%.

Portanto, a função do circuito retificador em onda completa, apresentado na Fig. 4.3, é dobrar a resolução com que o sinal será discretizado, utilizando ao máximo a capacidade do conversor A/D, através da redução da excursão do sinal de tensão de entrada.



onde:

$$b_1^2 C^2 - 4b_0 C C_1 \geq 0 \Rightarrow C \geq \frac{4b_0 C_1}{b_1^2} \quad (4.6)$$

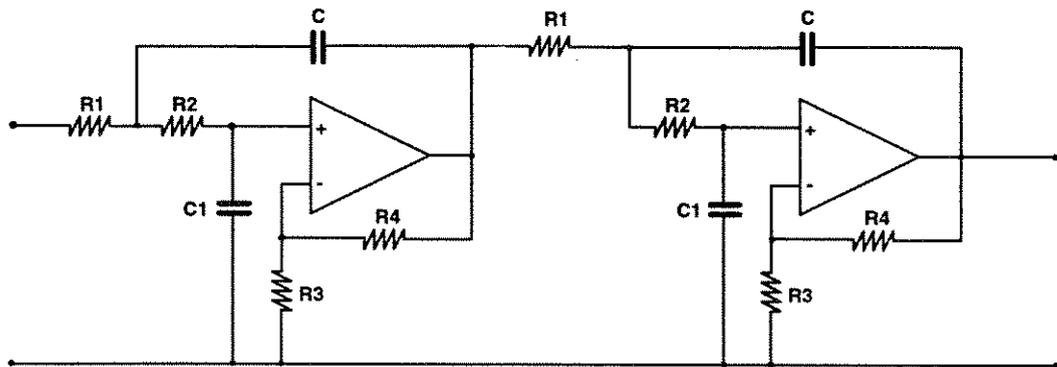


Fig. 4.4 - Filtro anti-aliasing (Butterworth, 4ª ordem).

O primeiro passo consiste na obtenção dos pólos da função de transferência dada em (4.3). De acordo com a expressão para o cálculo dos pólos do filtro Butterworth, dada por (3.22) e assumindo  $N=2$  e  $f_c=100\text{Hz}$ , resultam:

$$s_1 = -444,288294 + j444,288294$$

$$s_2 = -444,288294 - j444,288294.$$

Utilizando a função "poly()" do MATLAB, obtém-se:

$$b_0 = 394784,176044$$

$$b_1 = 888,576588$$

Baseado nos valores de  $b_0$  e  $b_1$  e fixando  $G=1$ ,  $C=1\mu\text{F}$  e  $C_1 = 0,33\mu\text{F}$ , resulta:

$$R_1 = 1422\Omega;$$

$$R_2 = 5399\Omega;$$

$$R_3 = \infty \text{ (circuito aberto);}$$

$$R_4 = 0 \text{ (curto circuito);}$$

Associando-se dois filtros iguais em cascata, obtém-se um filtro de 4ª ordem (-80dB/década) cuja resposta em frequência está mostrada na Fig. 4.5. Nota-se na curva (a), a atenuação em torno de -60dB em 600Hz (metade da frequência de amostragem), e na curva (b), a região plana de 0-35Hz e a frequência de corte igual a 100Hz.

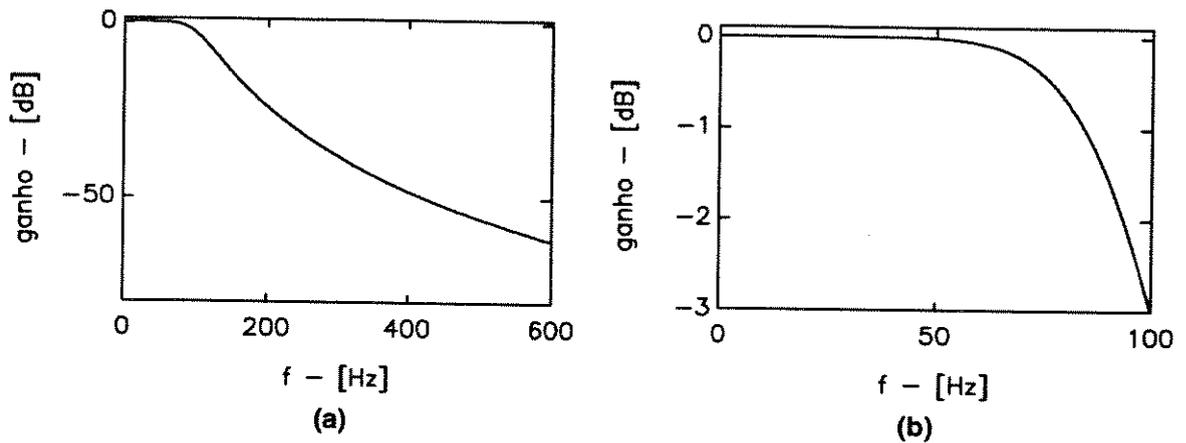


Fig. 4.5 - Resposta em frequência para o filtro anti-aliasing.

### 4.3 - Conversor A/D 12 bits e circuitos de suporte

Este item tem por objetivo detalhar o conversor A/D utilizado e sua interação com a porta paralela, apresentando as adaptações necessárias para que uma palavra de 12 bits possa ser transferida ao microcomputador com os recursos disponíveis no registrador de status desta porta. Inicialmente, será apresentado o circuito de relógio, responsável pela frequência de amostragem de 1200Hz.

#### 4.3.1 - Circuito de relógio

Para gerar os pulsos necessários ao controle da frequência de amostragem do conversor A/D foi utilizado um circuito oscilador baseado em inversores TTL [22], sendo que a frequência de oscilação é estabilizada pela frequência do cristal (XTAL). Em seguida faz-se a divisão da frequência através do CI 4020, onde cada estágio  $Q_n$  divide a frequência de oscilação por  $2^n$ . Para um XTAL comercial de 4915200Hz, resulta em  $Q_{12}$  a frequência de amostragem desejada igual a 1200Hz, conforme mostra a Fig. 4.6.

A vantagem de um oscilador dessa natureza é a sua grande estabilidade, produzindo uma frequência constante independente de variações de temperatura. Esta característica é essencial em filtragem digital, pois variações na taxa de aquisição podem causar erros devidos ao deslocamento do espectro dos filtros.

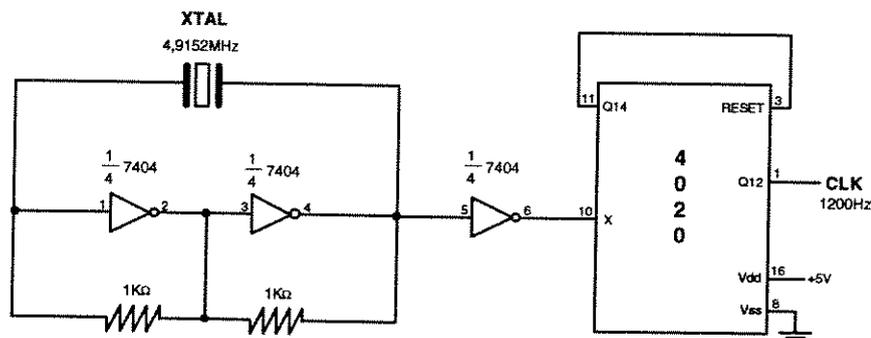


Fig. 4.6 - Circuito de relógio a cristal



Ao término do ciclo de leitura, o bit D2 é retornado ao valor 1, permitindo que ao final da próxima conversão, uma nova requisição de interrupção possa ser feita.

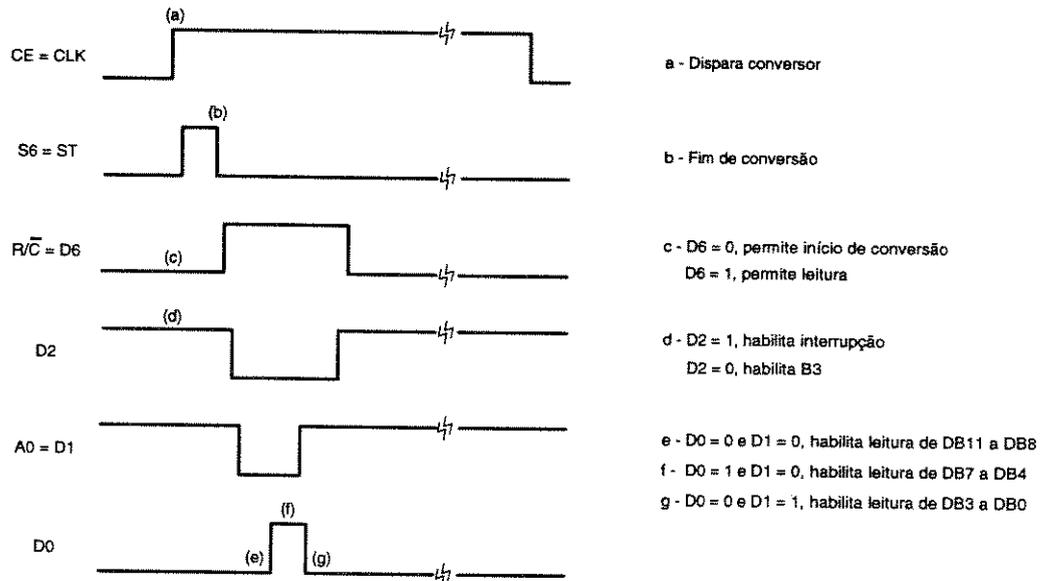


Fig. 4.8 - Diagrama de temporização para leitura de um dado de 12bits

#### 4.4 - Estrutura digital da porta paralela

Neste item, o objetivo principal é apresentar o potencial de interfaceamento da porta paralela padrão Centronics, presente em todos computadores IBM-PC e compatíveis. Esta via de comunicação padrão foi idealizada e projetada com o propósito específico de permitir a conexão de impressoras aos microcomputadores. Entretanto, seus mínimos recursos e sua pouca flexibilidade permitem, ainda assim, sua utilização como uma via para interfacear um sistema de aquisição de sinais.

Algumas mudanças têm sido feitas no projeto original da porta paralela, visando aumentar sua flexibilidade e sua velocidade de transmissão de dados [8]. Uma alteração muito importante consiste na transformação da porta de dados, que é somente de saída, em uma porta bidirecional, podendo não só enviar como também receber palavras de 8 bits. Infelizmente, mudanças como esta ainda não foram incorporadas ao padrão Centronics, embora alguns fabricantes tenham adicionado este recurso em seus microcomputadores mais recentes.

Fisicamente, esta via de comunicação possui três portas básicas [15], que são:

- i - Porta de Dados: 8 bits (saída);
- ii - Porta de Estado: 5 bits (entrada);
- iii - Porta de Controle: 4 bits (saída).

A Fig. 4.9 apresenta a estrutura da porta paralela, incluindo a pinagem para o conector DB-25 (presente nos microcomputadores) e a identificação dos sinais no padrão Centronics. Pode-se notar que o bit 4 do registrador de controle (C4), não está disponível externamente,

servindo para habilitar através do bit 6 da porta de status (S6), uma requisição de interrupção ao microcomputador. A interrupção é habilitada se  $C4 = 1$ .

A utilização do recurso de interrupção por hardware representa uma grande economia com relação à velocidade de processamento do microcomputador a ser utilizado. Isto porque, até completar 10min, as amostras vão sendo processadas pelas rotinas relativas aos filtros digitais e o histograma vai sendo construído. Para realizar este processamento, o tempo equivalente ao período de amostragem é suficiente, contando ainda com uma folga relativa de 30% (microcomputador 386DX, 25MHz). No momento em que se completam os 10min, a amostra deve ser processada pelos filtros e o histograma é completado. Além disso, um valor de  $P_{ST}$  deve ser obtido através do processamento estatístico sobre o histograma. Sendo assim, o esforço computacional para realizar todas estas tarefas é demasiadamente grande para ser executado dentro do tempo equivalente ao período de amostragem.

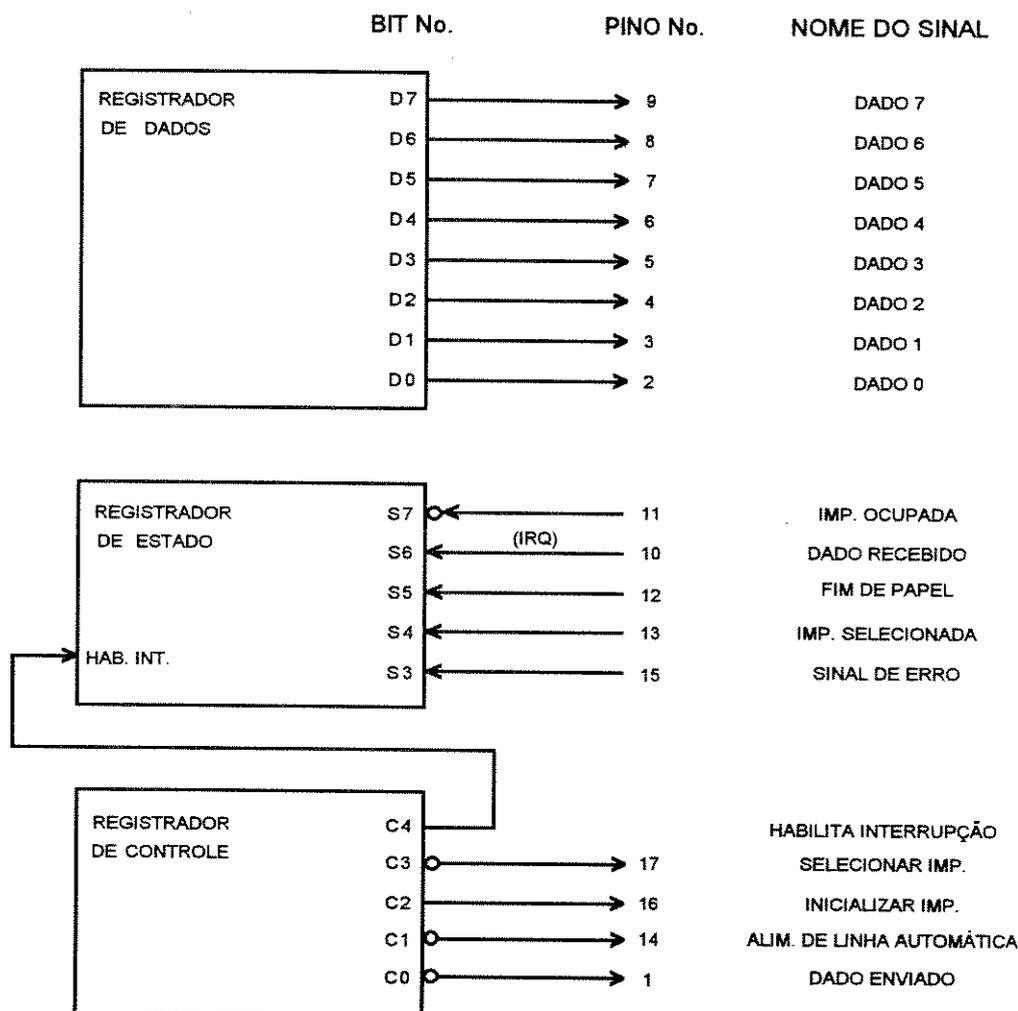


Fig. 4.9 - A estrutura da porta paralela e a pinagem para o conector DB-25

Para evitar que as amostras seguintes sejam perdidas, a linha de requisição de interrupção da porta paralela é conectada ao pino "ST" do conversor A/D que indica o fim de conversão. Dessa forma, toda vez que um valor é obtido pelo conversor, um sinal de interrupção é enviado ao microprocessador, o programa é interrompido e a rotina de tratamento da interrupção é executada, fazendo com que a palavra de 12bits seja lida e armazenada na memória do microcomputador em um vetor do tipo fila.

Com este procedimento, o cálculo do  $P_{ST}$  vai sendo "quebrado" em parcelas, enquanto as amostras vão sendo obtidas e armazenadas. Após o valor do  $P_{ST}$  ser calculado, o programa volta ao laço normal de processamento e a fila de amostras vai sendo gradativamente esvaziada, utilizando a sobra de tempo no processamento de cada amostra.

#### 4.4.1 - Endereçamento dos registradores

A BIOS (Basic Input/Output System), responsável por isolar o sistema operacional e os programas aplicativos de uma direta manipulação do hardware, tem reservados três conjuntos de endereços para a porta paralela [23], listados na tabela a seguir:

**Tabela 4.4 - Conjuntos de endereços da porta paralela**

REGISTRADOR	CONJUNTO 1	CONJUNTO 2	CONJUNTO 3
DADOS	0278h	0378h	03BCh
STATUS	0279h	0379h	03BDh
CONTROLE	027Ah	037Ah	03BEh

Essa informação é essencial para se estabelecer a comunicação entre o microcomputador e o periférico que utilizar a porta paralela como via de entrada/saída de dados.

#### 4.4.2 - Mecanismo de ação da interrupção por hardware [20] [21]

O mecanismo de interrupção por hardware, é uma forma eficiente para manter o controle do microprocessador sobre seus sistemas de apoio e periféricos, sem a necessidade de uma constante monitoração dos mesmos. Quando uma requisição de interrupção por hardware é feita, o microprocessador identifica qual o dispositivo e seu índice correspondente. Baseado neste índice, é obtido o endereço de início da rotina de tratamento da interrupção e, em seguida, esta rotina é executada.

No caso da porta paralela, a requisição de interrupção possui o índice 15 (0Fh), sendo que a requisição de interrupção pode estar habilitada ou não, dependendo do conteúdo do bit C4 (Fig. 4.8), ser 1 ou 0, respectivamente. Estando habilitada, a requisição de interrupção pode ser feita aplicando-se ao bit E6 uma transição de 0 para 1.

Internamente, os microcomputadores possuem um sistema destinado ao controle das requisições de interrupção baseado no nível de prioridade atribuído a cada dispositivo. A pastilha

controladora de interrupções 8259A é responsável por esta tarefa, possuindo oito níveis de prioridade, IRQ0 a IRQ7. Cada nível de prioridade possui uma linha de entrada individual, sendo que o bit E6 está conectado à linha de prioridade mais baixa (IRQ7).

Para utilizar o recurso de interrupção, é necessário conhecer dois endereços de controle da 8259A, os endereços 0020h e 0021h. Estes endereços referenciam duas portas de entrada/saída de oito bits (bit 0 a bit 7). A porta endereçada por 0020h, através do bit 5 igual a 1, é responsável por sinalizar à 8259A, o fim da execução da rotina de tratamento da interrupção. Portanto, ao final desta rotina, deve existir um trecho de programa equivalente às duas linhas seguintes em linguagem Assembler.

```
MOV AL,00100000b
OUT 0020h,AL
```

A porta endereçada por 0021h é responsável por "mascarar" as requisições de interrupção. Cada bit desta porta, se igual a 1, desabilita a requisição de interrupção ao dispositivo correspondente. O bit menos significativo (bit 0), é o responsável por mascarar a requisição de interrupção feita através da porta paralela.

# CAPÍTULO 5

---

## ENSAIOS PARA VALIDAÇÃO DO INSTRUMENTO

Além do Módulo de Aquisição de Sinais foi desenvolvido também um software em Linguagem C, para as rotinas de filtragem digital, a metodologia estatística, a parte de entrada de dados e apresentação de resultados. Algumas rotinas em Linguagem Assembly foram introduzidas, buscando realizar de forma mais eficiente o controle do sistema de aquisição.

O software permite dois modos de execução:

→ SIMULAÇÃO

→ AQUISIÇÃO

sendo que, em cada um dos modos, é possível trabalhar no sub-modo **Visualização de Sinais** ou **Medição**.

A opção de visualização de sinais é de grande importância para o completo entendimento do processo de medição e também na verificação do funcionamento dos filtros.

A opção de medição apresenta resultados gráficos dos valores de  $P_{ST}$  e de Dose [1] - metodologia esta que será tratada com maiores detalhes no item 5.3 - e também uma série de outras informações imprescindíveis à caracterização de uma determinada medição, tais como: data e hora atual, duração da medição, últimos valores numéricos apresentados graficamente de  $P_{ST}$  e de Dose e a identificação da medição.

Todas essas informações são armazenadas no disco rígido ("winchester"), em um arquivo aberto no início da medição. Um cabeçalho é gravado primeiramente e após cada valor de Dose (1 min) e  $P_{ST}$  (10 min) que vão sendo calculados, o programa armazena essas informações acompanhadas da data e hora atual. Dessa forma é possível produzir, posteriormente, um relatório minucioso sobre a medição.

Neste capítulo são apresentados resultados obtidos submetendo o instrumento protótipo digital a três testes distintos, cujos pormenores são descritos a seguir.

### 5.1 - Avaliação dos sinais característicos

Com o objetivo de verificar a correta operação do Módulo de Aquisição de Sinais e dos filtros digitais esquematizados nas Fig. 4.1 e 3.4, respectivamente, são obtidos os sinais resultantes em cada etapa do processamento.

Utilizando um sintetizador de sinais HP 8904A, aplicou-se à entrada do instrumento um sinal senoidal de  $7,5V_p$ , 60Hz, modulado em amplitude. O teste foi realizado para duas formas de onda modulantes, cujas características são dadas a seguir.

- Modulante senoidal:  $f_m = 4\text{Hz}$  e  $m = 5,00\%$
- Modulante quadrada:  $f_m = 4\text{Hz}$  e  $m = 3,33\%$

Os valores de  $f_m$  e  $m$  foram extraídos das Tabelas 2.1 e 2.2 sendo que as considerações feitas no item 2.2.2 também se aplicam aqui. Da mesma forma, os sinais apresentados a seguir, a partir da etapa de demodulação, devem ser similares àqueles apresentados no item 2.2.2

Devido à forma particular de implementação, onde o processo de demodulação é baseado na retificação, alguns sinais intermediários novos são mostrados. Pode-se verificar ao final, a concordância entre os sinais  $S_f(t)$  resultantes.

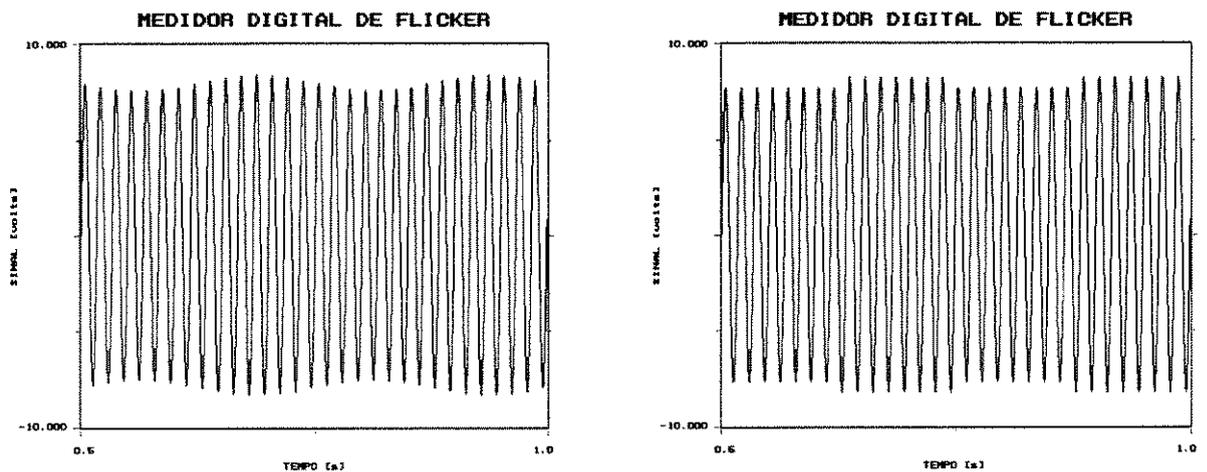


Fig. 5.1 - Tensão de entrada

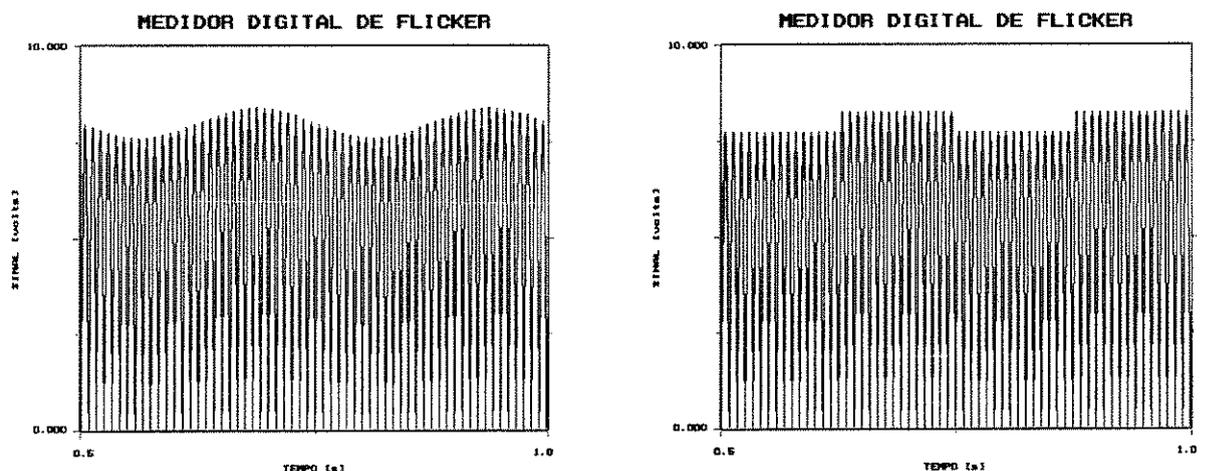


Fig. 5.2 - Sinal de entrada retificado

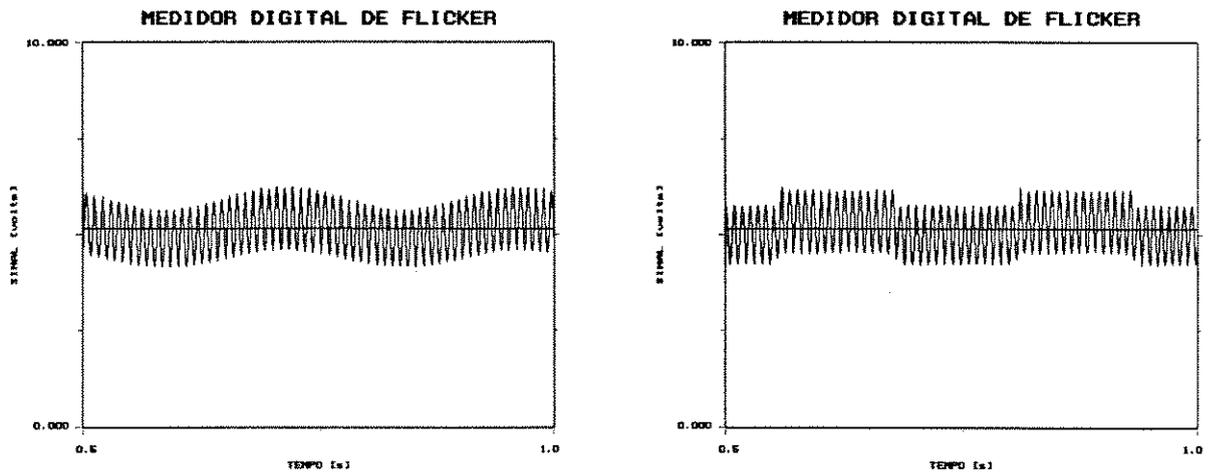


Fig. 5.3 - Saída do filtro "anti-aliasing" ( $f_c = 100\text{Hz}$ ) e saída do filtro de referência móvel

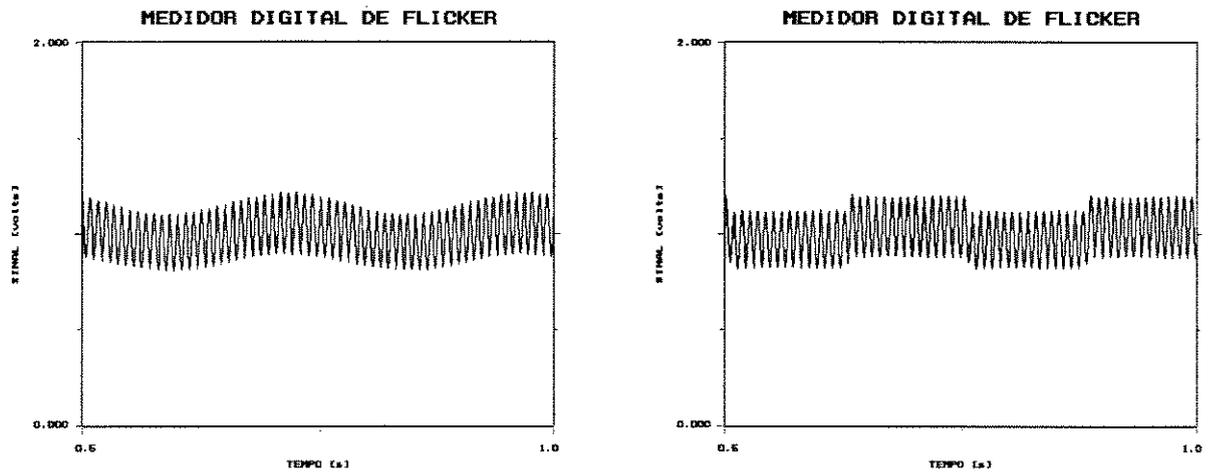


Fig. 5.4 - Sinal normalizado pela referência móvel

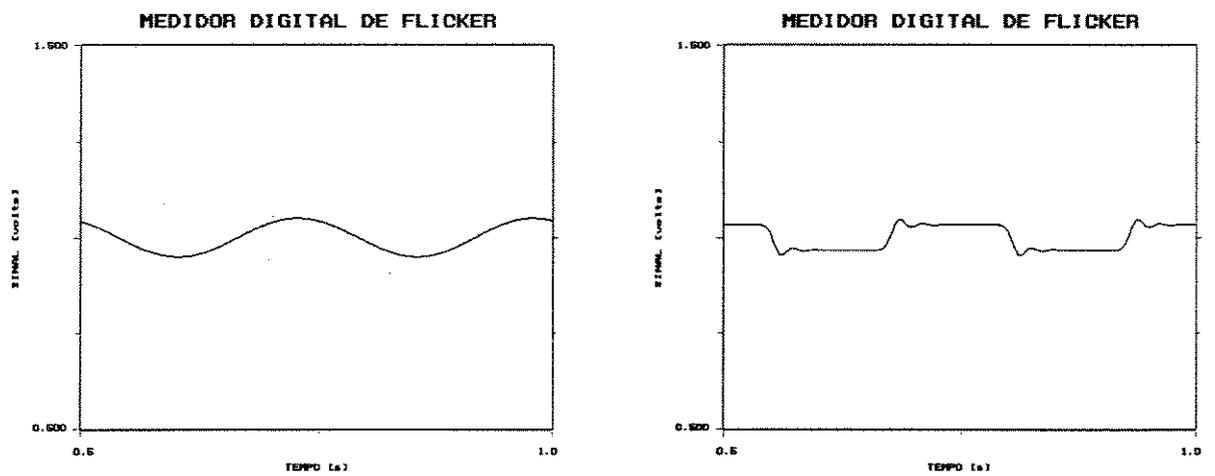


Fig. 5.5 - Saída do filtro passa-baixas ( $f_c = 35\text{Hz}$ )

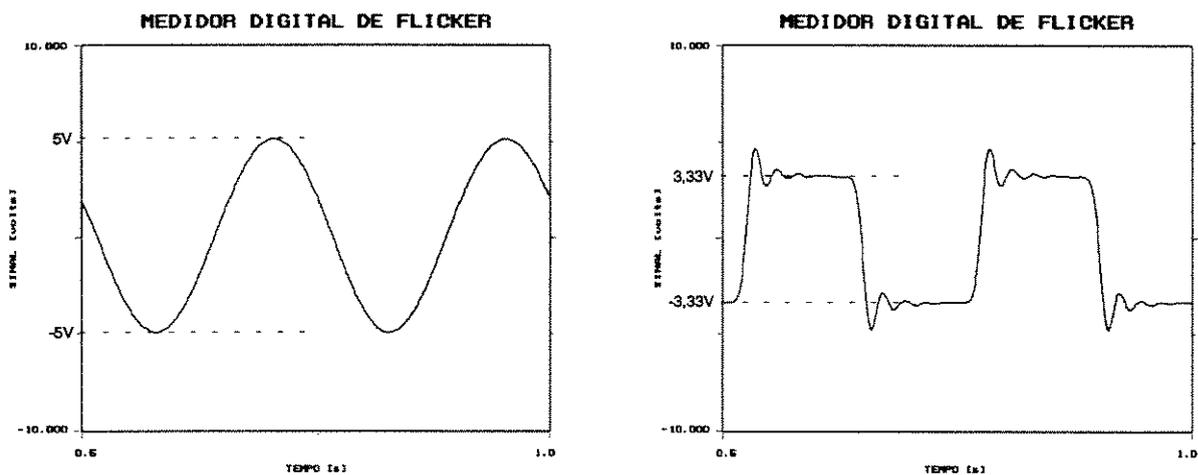


Fig. 5.6 - Eliminação do nível CC e ganho 100

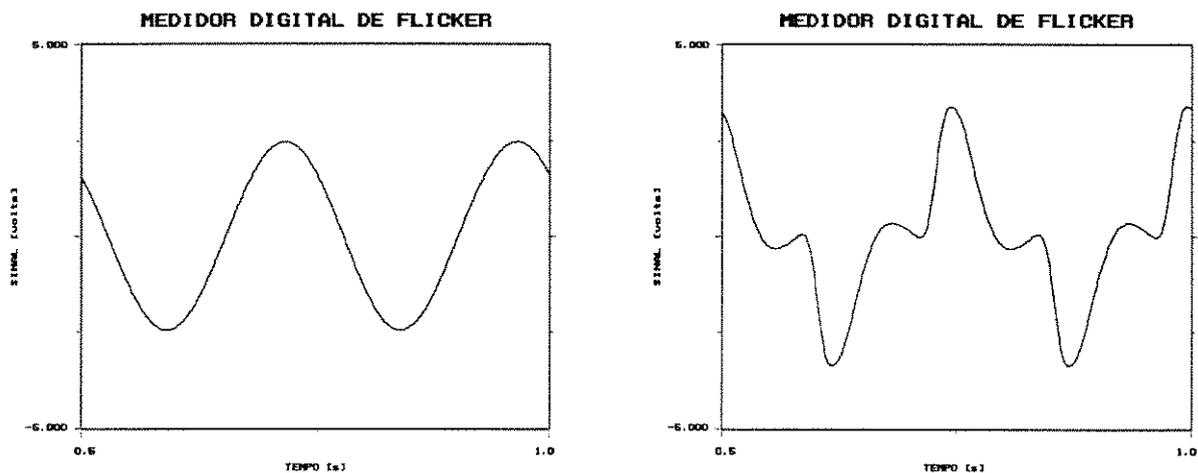


Fig. 5.7 - Sinal ponderado

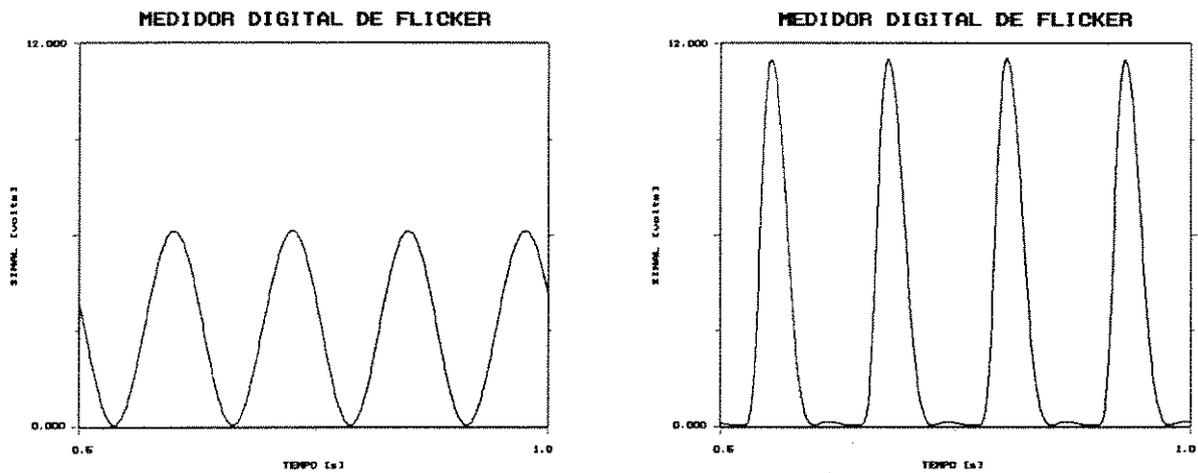


Fig. 5.8 - Sinal ponderado quadrático

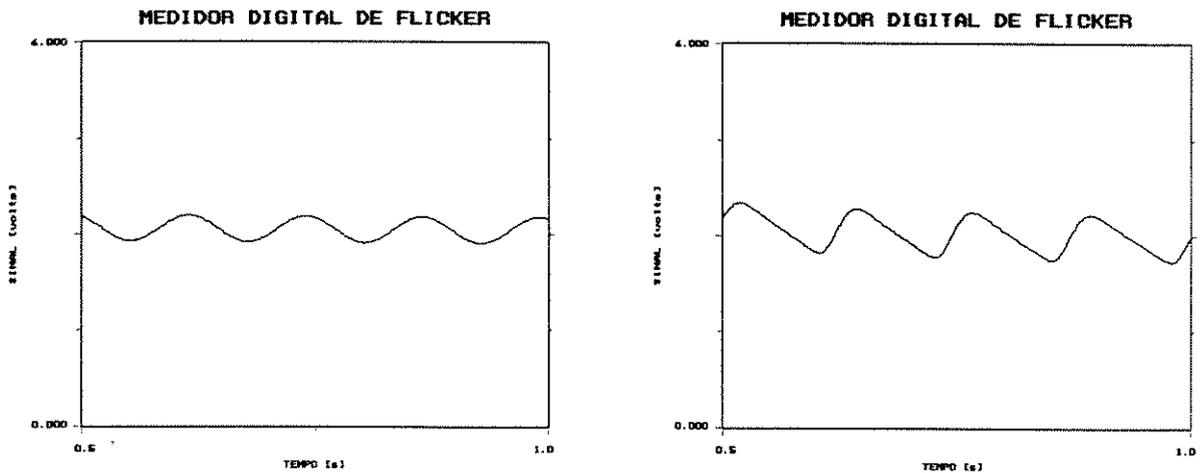


Fig. 5.9 - Nível instatâneo de severidade de cintilação luminosa [Sf(t)]

## 5.2 - Verificação da exatidão da metodologia estatística

Para verificar a exatidão da metodologia estatística, são recomendados cinco pontos da curva IEC 555-3 (Fig. 2.15) apresentados pela Tabela 2.5, que devem resultar em  $P_{ST} = 1\text{pu}$  com erro máximo de 5%.

Cabe ressaltar que "1 variação por segundo" corresponde a "1/2 Hz" e que  $m$  é equivalente a  $\frac{1}{2} \frac{\Delta V}{V}$ .

Os resultados apresentados a seguir, foram obtidos utilizando um classificador não-linear (logaritmico) com faixa de atuação de  $0,01 \leq S_f(t) \leq 100\text{pu}$  em conjunto com a técnica de interpolação linear, conforme mostrado no item 2.3.4.

Na Tabela 5.1 são apresentados os valores de  $P_{ST}$  e os respectivos erros para os valores sugeridos pela UIE, obtidos através de simulação.

Tabela 5.1 - Verificação da metodologia estatística através de simulação

f (Hz)	$m_1$ (%)	$P_{ST}$ (pu)	Erro (%)	$m_2$ (%)	$P_{ST}$ (pu)	Erro (%)
0,00833	1,362	0,9739	-2,61	$2 \cdot m_1 = 2,724$	1,9674	-1,630
0,01666	1,1055	0,9771	-2,29	$2 \cdot m_1 = 2,211$	1,9733	-1,335
0,05833	0,7295	0,9748	-2,52	$4 \cdot m_1 = 2,918$	3,9342	-1,645
0,325	0,453	0,9923	-0,77	$6 \cdot m_1 = 2,718$	5,9304	-1,160
0,91667	0,325	0,9848	-1,52	$6 \cdot m_1 = 1,950$	5,8972	-1,710
13,5	0,201	0,9763	-2,37	$6 \cdot m_1 = 1,206$	5,8590	-2,901

Utilizando o sintetizador de sinais HP8904A, que permite especificar valores de índice de modulação ( $m$ ) e frequência de modulação ( $f_m$ ) com resolução de apenas uma casa decimal, aplicou-se à entrada do instrumento protótipo um sinal senoidal 60Hz modulado em amplitude por uma onda quadrada. Os valores de  $f_m$  e  $m$ , extraídos da Tabela 2.3, bem como os valores de  $P_{ST}$  resultantes, são listados na Tabela 5.2.

Quanto aos multiplicadores de " $m_1$ " escolhidos ( $m_1 = k \cdot m_2$ ), devem ser feitas duas observações: o máximo valor de  $P_{ST}$  para o classificador utilizado é de 7,265pu e a variação de tensão máxima permissível no sistema elétrico brasileiro é de 3%.

**Tabela 5.2 - Verificação da metodologia estatística utilizando o módulo de aquisição**

f (Hz)	m (%)	$P_{ST}$ (pu)	Erro (%)	m (%)	$P_{ST}$ (pu)	Erro (%)
0,1	0,6	0,9766	-2,34	$5 \cdot m_1 = 3,0$	4,8635	-2,75
2,3	0,3	0,9873	-1,27	$6 \cdot m_1 = 1,8$	6,1820	+3,03
13,5	0,2	1,0221	+2,21	$6 \cdot m_1 = 1,2$	5,8846	-1,92

### 5.3 - Teste no campo

Com o objetivo de submeter o instrumento protótipo a condições reais de operação verificando sua robustez e as facilidades de transporte e instalação, foram realizadas medições no sistema FURNAS, na subestação de Itaorna, usina de ANGRA I em Angra dos Reis, RJ, durante os dias 03/09/94 a 06/09/94. No ponto onde foi realizada a medição, estão conectados consumidores residenciais e também industriais com cargas do tipo fornos de arco.

Os dados relativos à medição são armazenados no disco rígido do microcomputador e as telas produzidas durante as medições podem ser recuperadas posteriormente. A seguir é apresentada uma seqüência de telas, relativas a uma das medições realizadas. A moldura superior mostra os valores de  $P_{ST}$  apurados a cada 10 minutos, representados em forma de gráfico de barras. Na moldura inferior são mostradas as Doses por minuto, obtidas da seguinte forma:

$$Dose = \frac{1}{T} \int_0^{T=1 \text{ min}} S_f(t) dt \leq 0,09 [\%^2 \cdot \text{min}]$$

A metodologia das Doses foi utilizada no instrumento digital por apresentar resultados a cada minuto, o que permite monitorar o comportamento da carga causadora de cintilação, de uma forma mais detalhada ao longo do tempo. A desvantagem da Dose de flicker é que ela exprime um nível médio de cintilação luminosa. Dessa forma, este método tende a atenuar o impacto causado por grandes flutuações porém de curta duração, ao contrário do  $P_{ST}$ , que se baseia numa avaliação estatística que inclui eventos esporádicos na obtenção da FPC $\uparrow$ .

Os resultados obtidos no campo demonstram um nível excessivo de cintilação luminosa causado pela operação do forno de arco. Quando este se encontra fora de operação, o nível de cintilação cai abaixo do limite de percepção ( $P_{ST} \leq 1$ ). Pode-se notar também, que a metodologia das Doses de flicker possui um número de violações muito menor do que o  $P_{ST}$ .

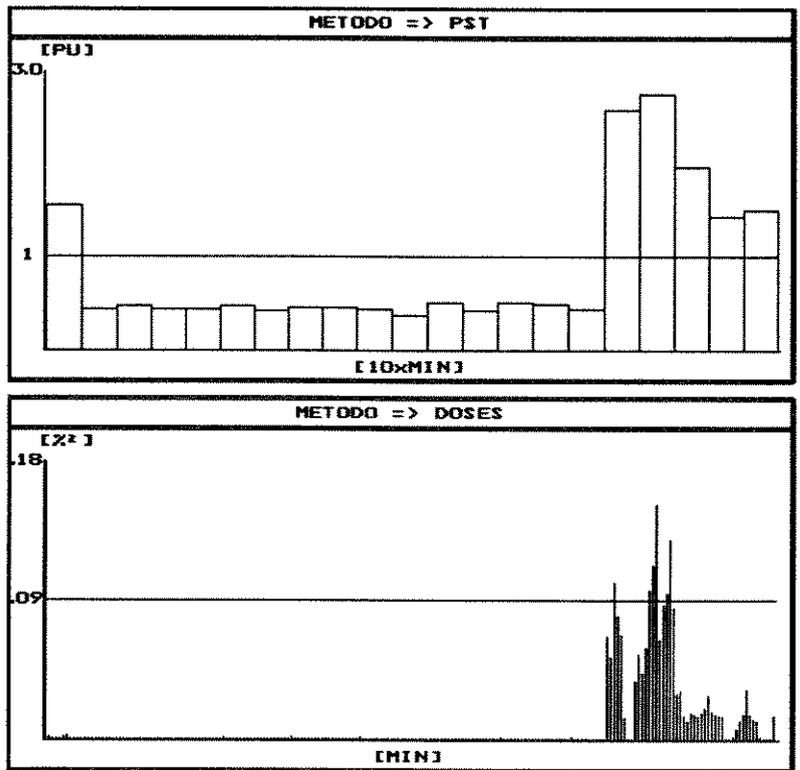


Fig. 5.10 - Medição Itaorna → Tela 1

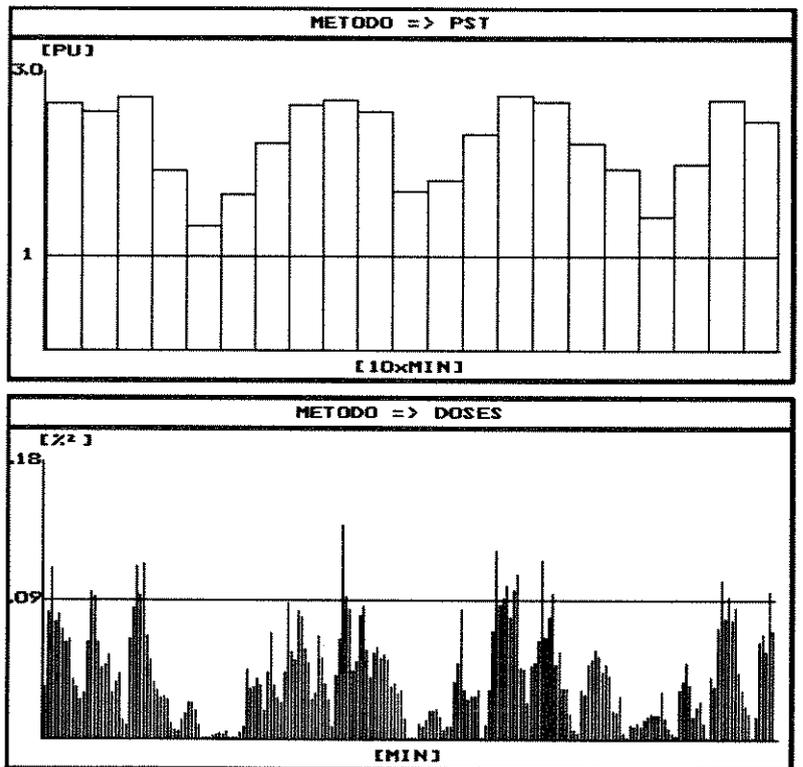
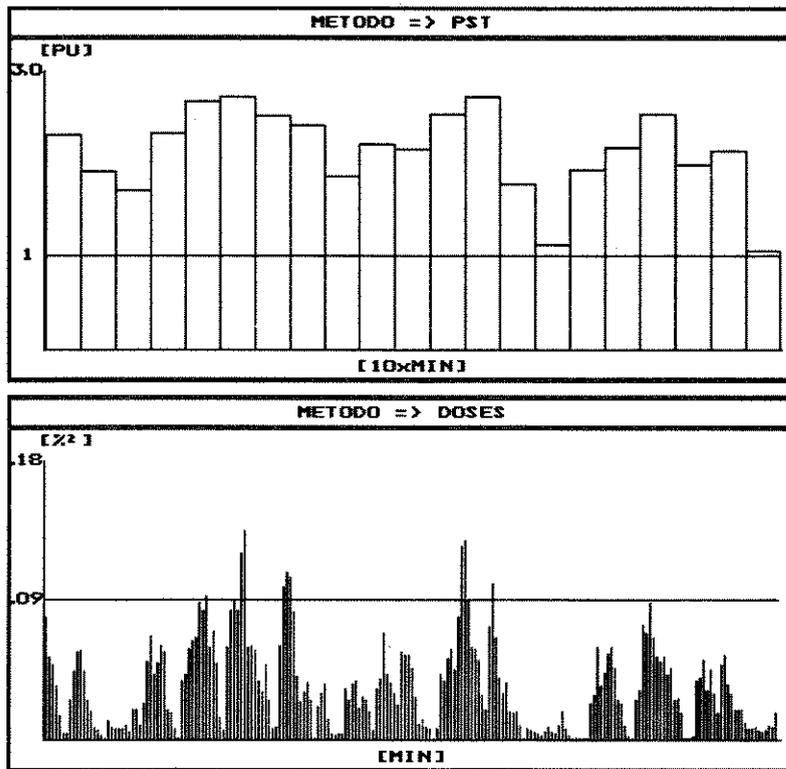


Fig. 5.11 - Medição Itaorna → Tela 2



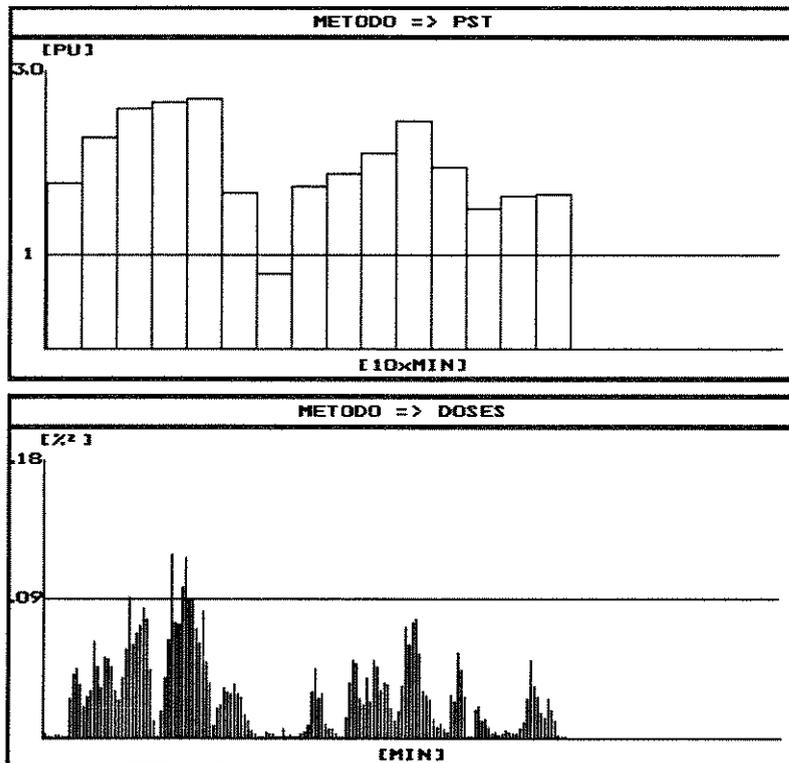
HORA ATUAL  
06 : 27  
DATA  
06 / 09 / 1994

MEDICAO  
<INICIO>  
04 / 09 / 1994  
18 : 58  
<DURACAO>  
13 horas

<IDENTIFICACAO>  
Itaorna

PST No = 63  
PST = 1.0617  
DOSE No = 630  
DOSE = 0.0168  
TELA No = 3

Fig. 5.12 - Medição Itaorna → Tela 3



HORA ATUAL  
07 : 57  
DATA  
05 / 09 / 1994

MEDICAO  
<INICIO>  
04 / 09 / 1994  
18 : 58  
<DURACAO>  
13 horas

<IDENTIFICACAO>  
Itaorna

PST No = 78  
PST = 1.6579  
DOSE No = 780  
DOSE = 0.0003  
TELA No = 4

Fig. 5.13 - Medição Itaorna → Tela 4

# CAPÍTULO 6

---

## CONCLUSÕES

A partir dos sinais obtidos no capítulo anterior, comparados com aqueles apresentados no Capítulo 2, conclui-se que os filtros digitais apresentam um funcionamento praticamente idêntico ao dos filtros analógicos correspondentes. Uma diferença se deve à etapa de demodulação, que no processo digital é realizada a partir da operação de retificação do sinal ao invés de utilizar o quadramento, conforme recomendado pela UIE.

Comparando a Fig. 2.7 com a Fig. 5.6 verifica-se que em ambos os processos de demodulação resultam as amplitudes de 5V e 3,33V, correspondendo aos índices de modulação de 5% e 3,33% para as modulantes senoidal e quadrada, respectivamente.

Quanto à metodologia estatística, verifica-se a partir das Tabelas 5.1 e 5.2 que os erros permanecem limitados na faixa especificada de  $\pm 5\%$  comprovando sua exatidão para valores de  $S_f(t)$  de até 16 pu.

Quanto ao teste realizado no campo, pode-se concluir que o instrumento apresentou significativas facilidades no que diz respeito ao transporte, instalação e operação, considerando que o instrumento se encontra em fase protótipo. O instrumento digital possui uma série de facilidades adicionais como a possibilidade de medições prolongadas sem a necessidade de supervisão por parte do operador. As informações que são apresentadas durante as medições, que inclui um relógio real e outros dados como início da medição e duração, foram muito bem aceitas pela equipe de engenheiros que acompanhou a medição. Posteriormente, a partir dos dados armazenados durante as medições, um relatório foi produzido, comprovando elevados níveis de cintilação luminosa no ponto de medição.

Como conclusão final, pode-se afirmar que a opção pela total digitalização do processo de medição de cintilação luminosa culminou em um instrumento mais robusto, mais flexível e que possui uma série de facilidades adicionais proporcionadas pela interação hardware - software disponível nos microcomputadores atuais.

As propostas para futuras pesquisas são no sentido de aprimorar o instrumento desenvolvido, podendo ser listadas como segue:

- Aprimorar o software atual utilizando técnicas de programação orientada a objeto, de tal forma a possibilitar alterações e a inclusão de novas rotinas com maior facilidade;

- 
- Expandir o módulo de simulação criando um recurso que possibilite a montagem de diferentes formas de onda modulantes, com o objetivo de avaliar níveis de cintilação a partir da forma da flutuação de tensão;
  - Implementar um instrumento trifásico através da multiplexação das entradas;
  - Ampliar o espectro de aplicação do instrumento, incorporando a medição e análise de outros distúrbios em sistemas de potência como distorção harmônica de tensão e corrente e avaliação de parâmetros como desequilíbrios entre fases e fator de potência. O objetivo final é tentar evoluir para um "monitor de qualidade de energia";

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Rocco, "O Fenômeno de Cintilação Luminosa - "Efeito Flicker" - Medição e Análise", *Tese de Mestrado*, FEE - UNICAMP, 1988.
- [2] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, "Digital Signal Processing", Prentice Hall, NJ, 1989.
- [3] B. Bhargava, "Arc Furnace Flicker Measurements and Control", *IEEE Trans. on Power Delivery*, vol. 8, no. 1, Jan. 1993.
- [4] B. P. Lathi, "Sistemas de Comunicação", Guanabara, RJ, 1979.
- [5] Burr-Brown, "Integrated Circuits Data Book - Data Conversion Products", 1994.
- [6] Burr-Brown, "Integrated Circuits Data Book - Linear Products", 1994.
- [7] C. Mirra and G. Sani, "Il fenomeno del flicker. Analisi delle sue caratteristiche. Tecniche di misura e metodi di limitazione", *L'ELETTROTECNICA*, vol. 74, no. 8, 1987, pp 805-822.
- [8] E. A. Tracht, "Adapting Laptops to Data Acquisition", *IEEE Spectrum*, Oct. 1993.
- [9] J. L. Hilburn and D. E. Johnson, "Rapid Practical Designs of Active Filters", John Wiley, NY, 1975.
- [10] J. P. S. Rocha and S. M. Deckmann, "Sistema Digital para Medição e Análise de Flicker", *X Congresso Brasileiro de Automática*, RJ, 1994, pp. 1264-1269.
- [11] IEC Publication, "Disturbances in supply systems caused by household appliances and similar electrical equipment - Voltage Fluctuations", *Publication 555-3*, 1982.
- [12] IEC Report, "Flickermeter - Functional and Design Specifications", *Publication 868*, 1986.
- [13] IEC International Standard, "Flickermeter - Functional and Design Specifications", *Amendment 1 to Publication 868*, 1990.
- [14] IEC Technical Report, "Flickermeter - Part 0: Evaluation of Flicker Severity", *Publication 868-0*, 1991.
- [15] L. C. Eggebrecht, "Interfacing to the IBM PC", Howard W. Sams & Co., IN, 1983.
- [16] L. R. Rabiner and C. M. Rader, Eds., "Digital Signal Processing", *IEEE Press*, part 1, NY, 1972

- 
- [17] L. Tang, D. Mueller, D. Hall, M. Samotyj and J. Randolph, "Analysis of DC Furnace Operation and Flicker Caused by 187Hz Voltage Distortion", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, April 1994.
- [18] Math Works, Inc., "Signal Processing Toolbox - User's Guide", Aug. 1988.
- [19] M. T. Bishop, A. V. Do and S. R. Mendis, "Voltage Flicker - Measurement and Analysis System", *IEEE Computer Applications on Power*, vol. 7, no. 2, April 1994.
- [20] M. Thorne, "Computer Organization and Assembly Language Programming. For the IBM Pc and Compatibles", Addison-Wesley, NY, 1992.
- [21] M. Thorne, "Programming the 8086/8088. For the IBM Pc and Compatibles", Addison-Wesley, NY, 1986.
- [22] Murray Sargent III and Richard L. Shoemaker, "The IBM Personal Computer From the Inside Out", Addison-Wesley, NY, 1986.
- [23] Phoenix Technologies Ltd., "CBIOS for IBM PS/2 Computers and Compatibles", Addison-Wesley, NY, 1989.
- [24] S. M. Deckmann e A. Rocco, "Medição do Efeito "Flicker" pelo Método UIE", *VI Congresso Brasileiro de Automática*, Belo Horizonte, MG, 1986, pp. 865-869.
- [25] UIE Disturbance Study Committee, "UIE Flickermeter - Functional and Design Specifications", 1982.
- [26] UIE Disturbance Study Committee, "Flicker Measurement and Evaluation", 1986.
- [27] UIE Disturbance Study Committee, "Conection of Fluctuating Loads", 1988.

# APÊNDICE

---

## DEDUÇÃO DO ESPECTRO DO SINAL MODULADO EM AMPLITUDE RETIFICADO

Para descrever e justificar adequadamente o processo de demodulação, é necessário conhecer as componentes de frequência integrantes do sinal de tensão da rede após a retificação, ou seja, o sinal a ser discretizado pelo conversor A/D. Com este objetivo, o Apêndice A se propõe a apresentar a expansão em série de Fourier de um sinal senoidal modulado em amplitude retificado. Embora seja considerado o caso particular no qual o sinal modulante é puramente senoidal, esta análise serve como base para avaliar o espectro resultante para qualquer forma de onda modulante.

Considerando a tensão de entrada retificada dada por:

$$v(t) = \left| V_p \cos(\omega_p t) [1 + m \cos(\omega_m t)] \right| \quad (\text{A.1})$$

Como o segundo termo do produto é sempre positivo ( $m \leq 1$ ), pode-se simplificar a expressão (A.1) resultando:

$$v(t) = \left| V_p \cos(\omega_p t) \right| \cdot [1 + m \cos(\omega_m t)] \quad (\text{A.2})$$

e conseqüentemente,

$$v(t) = \underbrace{V_p \left| \cos(\omega_p t) \right|}_{v_1(t)} + \underbrace{m V_p \left| \cos(\omega_p t) \right| \cos(\omega_m t)}_{v_2(t)} \quad (\text{A.3})$$

Seja a representação da função  $v_1(t)$  pela série trigonométrica de Fourier e as expressões para o cálculo das constantes  $a_0$ ,  $a_k$  e  $b_k$  [4]:

$$v_1(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v_1(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v_1(t) \cos(k\omega_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} v_1(t) \text{sen}(k\omega_0 t) dt$$

Como a frequência angular do sinal cossenoidal retificado ( $\omega_0$ ) é igual a  $2\omega_p$ , ou seja,  $T = \pi/\omega_p$  e que a expressão  $V_p |\cos(\omega_p t)| = V_p \cos(\omega_p t)$  no intervalo entre  $-T/2$  a  $T/2$ , tem-se:

$$a_0 = \frac{V_p \omega_p}{\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_p t) dt = \frac{V_p}{\pi} [\text{sen}(\pi/2) - \text{sen}(-\pi/2)]$$

$$\Rightarrow a_0 = \frac{2V_p}{\pi}$$

$$a_n = \frac{2V_p \omega_p}{\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_p t) \cos(2k\omega_p t) dt =$$

$$= \frac{V_p \omega_p}{\pi} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [\cos(\omega_p t + 2k\omega_p t) + \cos(\omega_p t - 2k\omega_p t)] dt =$$

$$= \frac{2V_p}{\pi} \left[ \frac{1}{1+2k} \text{sen}(\pi/2 + k\pi) + \frac{1}{1-2k} \text{sen}(\pi/2 - k\pi) \right] =$$

$$= \frac{2V_p}{\pi} \left[ \frac{1}{1+2k} \cos(k\pi) + \frac{1}{1-2k} \cos(k\pi) \right]$$

$$\Rightarrow a_n = \frac{4V_p}{\pi(1-4k^2)} \cos(k\pi)$$

$$b_n = \frac{2V_p}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(\omega_p t) \text{sen}(2k\omega_p t) dt$$

$$b_n = 0$$

Portanto,

$$v_1(t) = \frac{2V_p}{\pi} + \frac{4V_p}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\pi)}{(1-4k^2)} \cos(2k\omega_p t) \quad (\text{A.5})$$

Substituindo (A.5) em (A.3), resulta:

$$v(t) = \frac{2V_p}{\pi} + \frac{4V_p}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\pi)}{(1-4k^2)} \cos(2k\omega_p t) + \frac{2mV_p}{\pi} \cos(\omega_m t) +$$

$$+ \frac{4mV_p}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\pi)}{(1-4k^2)} \cos(2k\omega_p t) \cos(\omega_m t)$$

$$v(t) = \frac{2V_p}{\pi} + \frac{4V_p}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\pi)}{(1-4k^2)} \cos(2k\omega_p t) + \frac{2mV_p}{\pi} \cos(\omega_m t) +$$

$$+ \frac{4mV_p}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos(k\pi)}{(1-4k^2)} [\cos(2k\omega_p t + \omega_m t) + \cos(2k\omega_p t - \omega_m t)] \quad (\text{A.6})$$

Assumindo  $V_p = 10V$ ,  $m = 0,1$  (10%),  $\omega_p = 2\pi 60\text{rad/s}$  e  $\omega_m = 2\pi 10\text{rad/s}$ , e aplicando estes valores em (A.6), obtém-se o espectro resultante mostrado na figura a seguir:

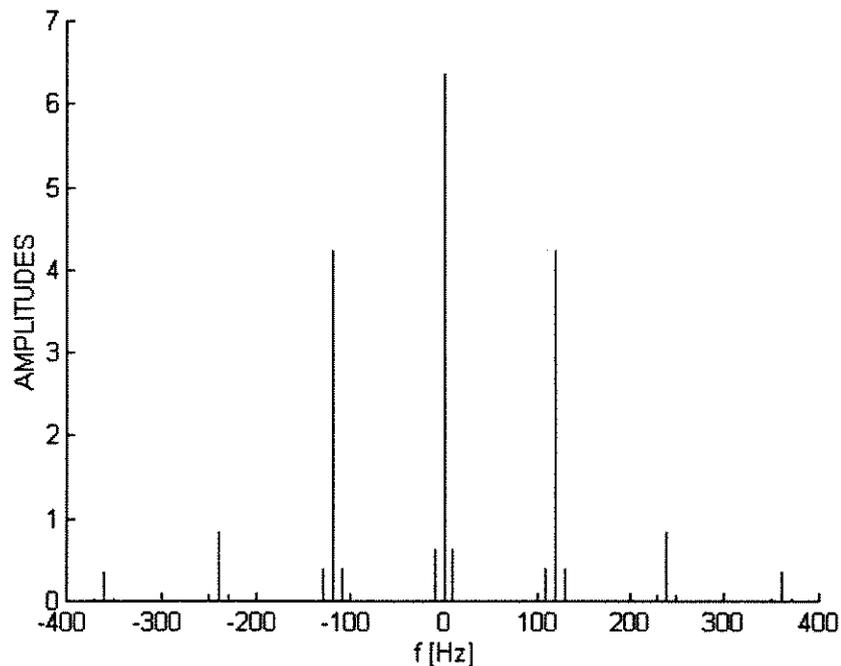


Fig. A.1 - Espectro do sinal  $v(t)$  truncado em  $k=3$

Para se chegar ao resultado apresentado em (A.6), considerando  $\mathcal{F}\{f(t)\} = F(\omega)$ , poderiam ter sido utilizadas outras duas maneiras baseadas na transformada de Fourier, que são:

- Princípio do deslocamento na frequência

$$f(t) \cos(\omega_0 t) \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_0) + F(\omega + \omega_0)]$$

- Convolução na frequência

$$f_1(t) \cdot f_2(t) \leftrightarrow \frac{1}{2\pi} [F_1(\omega) * F_2(\omega)]$$