

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UM MEDIDOR DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA



0.188.392-5

UFSC-BU

MARIA DAS DORES MIRANDA

FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO DE 1987

82004

UM MEDIDOR DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA

MARIA DAS DORES MIRANDA

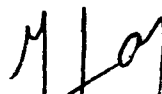
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.



Prof. Rui Seara, Dr. Ing.
ORIENTADOR



Prof. Márcio Chérem Schneider, Dr. Eng.
CO-ORIENTADOR

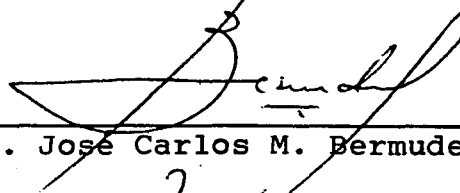


Prof. Luiz Gonzaga da Fonseca, D. Sc.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA



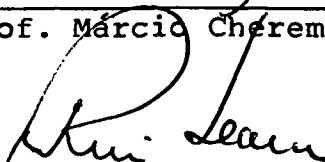
Prof. Hans Helmut Zürn, Ph. D.



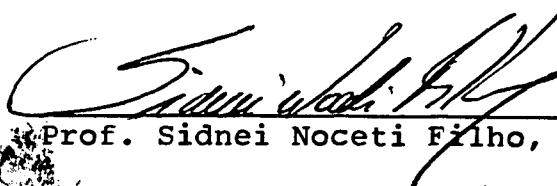
Prof. José Carlos M. Bermudez, Ph. D.



Prof. Márcio Chérem Schneider, Dr. Eng.



Prof. Rui Seara, Dr. Ing.



Prof. Sidnei Noceti Filho, D. Sc.

A G R A D E C I M E N T O S

Ao professor Rui Seara pelo dedicado e exímio trabalho de orientação.

Ao professor Márcio Cherem Schneider pelo dedicado e exímio trabalho de co-orientação.

Aos engenheiros Fernando Reicht e Rogério Sergio Lemos.

Aos demais professores e funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.

A CAPES pelo apoio financeiro.

R E S U M O

Vislumbrando-se as diversas vantagens que um medidor digital de energia elétrica pode oferecer, tanto para o consumidor quanto à concessionária, o presente trabalho tem como principal objetivo fornecer subsídios teóricos para o desenvolvimento de um eficiente medidor digital de energia elétrica.

A fim de se determinar as condições adequadas para um bom desempenho da técnica digital na medição de energia elétrica apresenta-se:

- Um teorema para a determinação do valor médio do produto de dois sinais amostrados;
- Considerações sobre os efeitos do comprimento finito da palavra na determinação da potência média.

Alguns aspectos relativos à implementação do medidor, bem como um protótipo de laboratório para verificar as condições teóricas e de implementação também são apresentados.

A B S T R A C T

Motivated by the many advantages that a digital meter for electric energy can offer to private consumers as well as to electric power utilities, this work contributes with theoretical aspects to the development of an efficient digital meter.

In order to determine suitable conditions for a good electric energy measurement using digital techniques, this work presents:

- A theorem which gives theoretical insights on the determination of the average value of the product of two sampled signals;
- Considerations about the effects of the finite word-length on the determination of the average power.

Some aspects concerning the implementation of the meter and some results obtained with the proposed digital hardware and algorithms, by laboratory tests, are finally presented.

S U M Á R I O

SIMBOLOGIA.....	si
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	01
CAPÍTULO 2 - DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM PARA MEDIÇÃO DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA	
2.1 - Introdução.....	08
2.2 - Medida de Energia.....	09
2.3 - Valor Médio do Produto de Sinais Contínuos e Valor Médio do Produto de Sinais Discretos.....	10
2.4 - Considerações Sobre a Taxa de Amostragem.....	13
2.5 - Análise Espectral do Valor Médio do Produto de Dois Sinais Amostrados..	19
2.6 - Conclusões.....	24
CAPÍTULO 3 - CONSIDERAÇÕES SOBRE O COMPRIMENTO FINITO DA PALAVRA NA DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA MÉDIA	
3.1 - Introdução.....	26
3.2 - Erro Máximo.....	26
3.3 - Estatística do Erro.....	29
3.4 - Conclusões.....	37

CAPÍTULO 4 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DO MEDIDOR DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA

4.1 - Introdução.....	38
4.2 - Condicionamento dos Sinais.....	39
4.2.1 - Taxa de Amostragem.....	40
4.2.2 - Conversor Analógico-Digital.....	41
4.2.3 - Amplificador de Ganho Programável	42
4.2.4 - Circuitos de Aquisição-Sustenta- ção e Multiplexação dos Sinais...	44
4.3 - Unidade de Processamento de Dados..	48
4.4 - Possíveis Atribuições à Unidade de Processamento de Dados.....	52
4.5 - Conclusões.....	56

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - Introdução.....	58
5.2 - Resultados Experimentais.....	58
5.3 - Conclusões.....	63

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES FINAIS..... 64

APÊNDICE I - ERRO DE AMOSTRAGEM..... 69

APÊNDICE II - AMPLIFICADOR DE GANHO PROGRAMÁVEL..... 72

II.1 - Efeito da Tolerância dos Resistores. 73

II.2 - Efeito da Tensão de "Offset"..... 75

APÊNDICE III - CONTEÚDO DE HARMÔNICAS DA TENSÃO DA REDE E DA CORRENTE DA CARGA EM UMA INSTALAÇÃO RESIDENCIAL.....	79
APÊNDICE IV - ESTRUTURA DO ALGORITMO DO MEDIDOR MONOFÁSICO DE ENERGIA ELÉTRICA.....	85
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91

S I M B O L O G I A

$\bar{P}_c$	- Potência média contínua
$\bar{P}_d$	- Potência média discreta
T	- Intervalo de integração considerado no cálculo da potência média
ΔE	- Incremento de energia no intervalo T
f_o	- Frequência fundamental do sinal
f_a	- Frequência de amostragem
f_v	- Máxima frequência do espectro de tensão
f_i	- Máxima frequência do espectro de corrente
V_k	- Amplitude da k -ésima harmônica de tensão
I_ℓ	- Amplitude da ℓ -ésima harmônica de corrente
α_k	- Fase da k -ésima harmônica de tensão
β_ℓ	- Fase da ℓ -ésima harmônica de corrente
M	- Número de períodos no intervalo de soma
N	- Número de amostras em M períodos

NAC	- Número de amostras por ciclo
γ	- Espaçamento angular entre as amostras
K	- Máxima ordem da harmônica de tensão
L	- Máxima ordem da harmônica de corrente
δ_p	- Erro na determinação da potência média
$v(n)$	- Tensão amostrada
$i(n)$	- Corrente amostrada
$\hat{v}(n)$	- Tensão amostrada e quantizada
$\hat{i}(n)$	- Corrente amostrada e quantizada
$\Delta v(n)$	- Erro associado à quantização da tensão
$\Delta i(n)$	- Erro associado à quantização da corrente
$p(t)$	- Potência instantânea
$p(n)$	- Potência instantânea amostrada
$\hat{p}(n)$	- Potência instantânea amostrada e quantizada
$\Delta p(n)$	- Erro de quantização na potência instantânea
ϵ_D	- Erro de quantização na potência média
V_{pp}	- Amplitude pico a pico do sinal da tensão
I_{pp}	- Amplitude pico a pico do sinal da corrente

- b - Número de "bits"
- ϕ - Defasamento entre tensão e corrente
- E_C - Energia calculada a partir de valores contínuos de tensão e corrente
- E_D - Energia calculada a partir do somatório do produto do par de amostras tensão-corrente
- t_H - Tempo de sustentação do sinal
- t_S - Tempo de aquisição do sinal
- I_{pe} - Corrente de perdas
- V_{drop} - Máxima variação da tensão durante t_H
- $I_{máx}$ - Máxima corrente de saída do amplificador operacional
- ΔV - Máxima variação da tensão que ocorre entre intervalos de amostragem

C A P Í T U L O 1

I N T R O D U Ç Ã O

A medição de energia elétrica é um dos procedimentos de coleta de informações de grandeza física mais difundidos em todo o planeta. Faz praticamente cem anos que o consumo de energia elétrica vem sendo medido através de watt-horímetros eletromecânicos. Basicamente, o medidor é um motor de indução cujo rotor consiste em um disco de alumínio de alta condutividade. O conjugado motor originado no disco é devido ao fenômeno de interação eletromagnética com o conjunto de bobinas excitadoras ligadas entre a rede de alimentação e a carga. Embora tenham sido introduzidos melhoramentos nas diversas gerações destes medidores, o princípio básico foi proposto por Galileo Ferraris por volta de 1890 [1]. Nenhum outro tipo de equipamento conseguiu até hoje suplantiar a funcionalidade e confiabilidade destes medidores a um custo comparável, embora ainda apresentem uma série de desvantagens, dentre as quais pode-se citar:

- Erros significativos em função das condições ambientais;
- Incerteza na medida com o tempo de vida;
- Operação adequada apenas para uma pequena

faixa de frequências;

- Erros consideráveis na presença de harmônicas de corrente.

Uma forma de melhorar a confiabilidade de sua leitura implicaria numa aferição periódica, inviável em termos operacionais para a concessionária. A relação desempenho/custo decorrente do aprimoramento tecnológico desses medidores parece não justificar tal esforço.

Além de apresentarem deficiência de exatidão nas medições de consumidores primários (industriais) e nas medições de controle de fluxo de carga em empresas de energia elétrica, os medidores eletromecânicos não fornecem, por si só, uma interface direta de dados que possam ser utilizados em computadores de sistemas automáticos de controle . Usualmente, esses dados têm sido coletados mediante sensores eletrônicos que são inseridos nos medidores com o fim de obter sinais elétricos proporcionais à energia consumida constituindo-se, assim, em um sistema híbrido de medição.

Diversos trabalhos têm sido realizados a respeito da medição de energia elétrica, potência ativa, potência reativa, fator de potência. Shuster [2,3] , por exemplo, apresenta o projeto de dois instrumentos para a medição de potência na frequência da rede: um eletrodinâmico e outro térmico de alta resolução. Com a evolução da eletrônica, um grande número de trabalhos tem sido realizado utilizando-se instrumentos eletrônicos; Johnson [4] apresenta um wattímetro para operar em

freqüências de até 3KHz utilizando o procedimento de multiplicação baseado em modulação por largura de pulso ; Kuppurajulu [5] descreve um sistema de resposta rápida, baseado em multiplicação analógica, para medição de potência ativa, potência aparente e fator de potência ; Schneider [6] apresenta um método simples na determinação da potência reativa a partir da amostragem da corrente no cruzamento zero da tensão; Milecévić [7] sugere um método para medida de energia utilizando conversão tensão-freqüência.

A simples existência de um equipamento a estado sólido para substituir o medidor de indução na medida de energia elétrica parece não se constituir numa razão suficientemente forte se não for também viabilizada uma mudança nos procedimentos de medição.

A possibilidade da concepção de um eficiente medidor associada a uma nova filosofia de medição pode antecipar o fim da era eletromecânica de medição energia elétrica. Com o grande avanço da tecnologia de circuitos digitais, alguns autores têm sugerido uma nova geração de instrumentos de medição de potência média:

- Turgel [8,9] apresenta um método de medição de potência média baseado na amostragem simultânea dos sinais de tensão e corrente em um intervalo de tempo pre-determinado. A freqüência de amostragem é sincronizada com a freqüência do sinal em um número inteiro de períodos do sinal. Os

pares de amostras são processados por integração numérica. Os sinais de tensão e corrente estão limitados a uma frequência máxima de 1 KHz;

- Hill [10] descreve um wattímetro implementado em microcomputador para sinais de frequência de até 1 KHz. O processo de média é feito em duas etapas:

i) O microcomputador mede o período da tensão e calcula o intervalo de amostragem e o número de amostras;

ii) As amostras digitalizadas de tensão e corrente são multiplicadas e os produtos são acumulados no intervalo de medida.

- Stenbakken [11] apresenta um wattímetro para a medida de potência de sinais de altas frequências (cerca de 10 KHz e harmônicas significativas até 100 KHz), utilizando amostragem assíncrona do par tensão-corrente e métodos para corrigir o erro do não sincronismo; inclui também um multiplicador-acumulador em "hardware", possibilitando processamento em tempo real.

Dentre as técnicas disponíveis para a implementação de um medidor de energia elétrica, a solução digital parece ser a mais conveniente devido às muitas vantagens

como, por exemplo:

- Precisão praticamente independente das condições ambientais;
- Manutenção das características com o tempo de vida;
- Operação adequada para ampla faixa de freqüências resultando em insensibilidade à presença de harmônicas da corrente, dentro da faixa de freqüência de operação;
- Possibilidade de introdução de técnicas a fim de racionalizar o consumo de energia [1] ;
- Possibilidade de automação do processo de aquisição e tratamento de dados relativos aos consumidores para fins de faturamento;
- Viabilidade de realização de um circuito integrado dedicado face à demanda do mercado de energia elétrica (uma estimativa do consumo de medidores de energia elétrica, somente no mercado nacional, situa-se em torno de 1,5 milhões de unidades/ano).

As vantagens introduzidas por um medidor digital facilitariam uma mudança na filosofia de medição de energia elétrica. Entre os fatores que justificariam esta

mudança podemos citar:

- Leitura dos medidores: no caso de medidores eletromecânicos esta tarefa consome, juntamente com o processamento dos dados, uma grande quantidade de recursos das concessionárias. A introdução de "inteligência" nos medidores pode servir para minimizar o trabalho de aquisição e tratamento de dados aumentando, assim, a eficiência das operações realizadas;
- Comunicação "on-line" com a concessionária: possibilitaria a automação do processo de aquisição e tratamento de dados relativos aos consumidores para fins de faturamento; porém, antes é necessário definir um protocolo de comunicação entre a concessionária e o consumidor;
- Tarifação diferenciada acessível a todos os consumidores.

Uma técnica alternativa para a medição de energia elétrica deve atender a dois requisitos básicos: baixo custo e alta confiabilidade. Quanto ao custo, existe viabilidade para a concepção de um "single-chip" dedicado e especializado em medição de energia elétrica e o mercado é grande o suficiente para justificar investimentos consideráveis nesta área. A alta confiabilidade é inerente à técnica digital; porém, é necessário

determinar as condições adequadas para um bom desempenho desta técnica na medição de energia elétrica. O presente trabalho tem como principal objetivo fornecer subsídios teóricos para o desenvolvimento de um eficiente medidor digital de energia elétrica.

O capítulo 2 apresenta uma análise teórica cujo objetivo é a determinação da mínima frequência de amostragem dos sinais de tensão e corrente em função de suas respectivas composições harmônicas para fins de medição digital de energia elétrica. Um teorema para a determinação do valor médio de sinais amostrados é estabelecido. No capítulo 3 analisa-se o erro na determinação da potência média devido à representação das amostras de tensão e corrente por um número finito de "bits".

Um diagrama de blocos do medidor e uma discussão acerca de alguns aspectos relativos a sua implementação são apresentados no capítulo 4. A fim de estabelecer os limites de funcionamento em condições excepcionais, em condições nominais e verificar o desempenho do sistema quanto às bases teóricas estabelecidas, foi desenvolvido um protótipo de laboratório, considerando apenas carga monofásica ativa. No capítulo 5 apresenta-se resultados de alguns testes efetuados para avaliar o desempenho do medidor digital de energia elétrica, enquanto no capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho.

C A P Í T U L O 2

DETERMINAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE AMOSTRAGEM PARA MEDIÇÃO DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA

2.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se, neste capítulo, uma análise teórica cujo objetivo é a determinação da frequência de amostragem da tensão e da corrente, em função de suas respectivas composições harmônicas, para fins da medição digital de energia elétrica. Os resultados apresentados são bastante significativos pois permitem concluir que a frequência mínima de amostragem requerida para a determinação da potência média associada ao par tensão-corrente é igual à metade da frequência de Nyquist, em consequência de ter-se interesse apenas na recuperação da componente contínua do espectro referente ao produto destes sinais. Um teorema para a determinação do valor médio de sinais amostrados é então estabelecido. Os resultados obtidos são fundamentais para a concepção de um eficiente medidor digital de energia elétrica.

2.2 - MEDIDA DE ENERGIA

A equação fundamental para o cálculo da potência média $\bar{P}_C$ no intervalo de integração $(t_0, t_0 + T)$, associado a um sinal cuja potência instantânea é $p(t)$, é dada por:

$$\bar{P}_C = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} p(t) dt \quad (2.1)$$

Considerando $p(t)$ como sendo o produto de $v(t)$ e $i(t)$, o incremento de energia fornecida ΔE neste intervalo de tempo é:

$$\Delta E = T \cdot \bar{P}_C = \int_{t_0}^{t_0 + T} v(t) \cdot i(t) dt \quad (2.2)$$

Desta forma, através da equação (2.2), constata-se a importância do estudo do valor médio do produto do par tensão-corrente para medida correta de energia elétrica.

Nos próximos itens deste capítulo analisa-se o valor médio do produto de sinais contínuos no tempo, $\bar{P}_C$, o valor médio do produto de sinais discretos, $\bar{P}_D$, e sob que condições estes produtos se igualam.

2.3 - VALOR MÉDIO DO PRODUTO DE SINAIS CONTÍNUOS E VALOR MÉDIO DO PRODUTO DE SINAIS DISCRETOS

Quando se fala em valor médio de uma função, o intervalo de integração deve ser claramente definido, conforme equação (2.1). Porém, esta dependência pode ser expressa de maneira mais simples se a função for periódica.

Então, considere-se $v(t)$ e $i(t)$ sinais periódicos contínuos com mesma frequência fundamental $f_0 = \omega_0 / 2\pi$, limitados à K -ésima e à L -ésima harmônicas, representados por série de Fourier:

$$v(t) = \sum_{k=0}^K V_k \operatorname{sen} (k \omega_0 t + \alpha_k) \quad (2.3)$$

$$i(t) = \sum_{\ell=0}^L I_{\ell} \operatorname{sen} (\ell \omega_0 t + \beta_{\ell}) \quad (2.4)$$

onde V_k e I_{ℓ} são as amplitudes da k -ésima harmônica de tensão e ℓ -ésima harmônica de corrente e α_k e β_{ℓ} suas respectivas fases, com $\alpha_0 = \beta_0 = \pi/2$.

O produto instantâneo $p(t)$ de $v(t)$ e $i(t)$ pode ser escrito como:

$$p(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_{\ell}}{2} \left[\cos [\omega_0 t (k - \ell) + \alpha_k - \beta_{\ell}] - \cos [\omega_0 t (k + \ell) + \alpha_k + \beta_{\ell}] \right] \quad (2.5)$$

Considerando-se que a potência média é calculada através da equação (2.1) e que o período de integração é um número inteiro de ciclos pode-se dizer que:

- A primeira parcela entre colchetes da equação (2.5) varia sinusoidalmente numa frequência correspondente à ordem da $(k - \ell)$ -ésima harmônica de potência, e somente quando $k = \ell$ esta parcela irá contribuir para o valor médio com o termo: $\cos (\alpha_k - \beta_{\ell})$;
- A segunda parcela entre colchetes da equação (2.5) , varia sinusoidalmente numa frequência correspondente à ordem da $(k + \ell)$ -ésima harmônica de potência e sua contribuição para a potência média é nula.

Então, a potência média contínua $\overline{P}_C$, calculada em um número inteiro de ciclos pode ser escrita como:

$$\overline{p}_c = V_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\min(K,L)} \frac{V_k I_k}{2} \cos(\alpha_k - \beta_k) \quad (2.6)$$

onde somente os produtos de harmônicas de mesma frequência da tensão e da corrente irão contribuir para a potência média contínua, isto é, a potência média contínua pode ser considerada como a soma das potências médias associadas às harmônicas de mesma frequência.

Considere-se, agora, que os sinais $v(t)$ e $i(t)$ são amostrados com N amostras em M períodos. Sendo estas amostras representadas por $v(n)$ e $i(n)$, respectivamente, então:

$$v(n) = \sum_{k=0}^K V_k \sin(k \gamma n + \alpha_k) \quad (2.7)$$

$$i(n) = \sum_{\ell=0}^L I_\ell \sin(\ell \gamma n + \beta_\ell) \quad (2.8)$$

onde V_k , α_k , I_ℓ e β_ℓ têm os mesmos significados que no caso contínuo e $\gamma = 2\pi / \text{NAC}$ é o intervalo angular entre as amostras, sendo NAC o número de amostras em cada ciclo do sinal (NAC=N/M).

Então, de forma análoga ao caso contínuo, o produto instantâneo $p(n)$ do par de amostras $v(n)$ e $i(n)$ pode ser escrito como:

$$p(n) = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_{\ell}}{2} \left[\cos [\gamma (k - \ell) n + \alpha_k - \beta_{\ell}] - \cos [\gamma (k + \ell) n + \alpha_k + \beta_{\ell}] \right] \quad (2.9)$$

e a potência média pode ser aproximada através de um somatório de N amostras:

$$\bar{P}_C = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N p(n) \quad (2.10)$$

Supondo, então, a potência média contínua $\bar{P}_C$ como valor padrão, é de interesse estabelecer sob que condições o valor médio, $\bar{P}_D$, calculado a partir de N amostras, iguala-se ao valor padrão.

2.4 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A TAXA DE AMOSTRAGEM

Para saber sob que condições é possível determinar o valor médio de um produto a partir dos valores amostrados do par de sinais que o compõem, considera-se a

expressão do erro como:

$$\delta_P = \bar{P}_C - \bar{P}_D \quad (2.11)$$

Das equações (2.6) e (2.10), conforme desenvolvido no apêndice I, este erro pode ser expresso como:

$$\delta_P = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [\delta_{P1(n)} - \delta_{P2(n)}] \quad (2.12)$$

onde:

$$\delta_{P1(n)} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_\ell}{2} \cos [\gamma (k - \ell) n + \alpha_k - \beta_\ell]$$

para $k \neq \ell$

e

$$\delta_{P2(n)} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_\ell}{2} \cos [\gamma (k + \ell) n + \alpha_k + \beta_\ell]$$

para $k + \ell \neq 0$

As condições para erro nulo podem ser obtidas a partir dos termos em cosseno da equação (2.12). Considerando as parcelas de $\delta_{P1(n)}$ e $\delta_{P2(n)}$ pode-se escrever:

$$\sum_{n=1}^N \cos (\gamma (k \pm l) n + \alpha_k \pm \beta_l) =$$

$$= \text{Re} \left[\exp j (\alpha_k \pm \beta_l) \sum_{n=1}^N \exp j \gamma (k \pm l) n \right]$$

sendo:

$$\sum_{n=1}^N \exp j \gamma (k \pm l) n = \frac{1 - \exp j \gamma N (k \pm l)}{1 - \exp j \gamma (k \pm l)} \cdot \exp j \gamma (k \pm l)$$

(2.13)

As condições para que a relação (2.13) e, conseqüentemente, a parcela do erro devido às componentes $\delta_{P1(n)}$ e $\delta_{P2(n)}$ sejam nulas são:

$$i) (k \pm l) N / NAC = \text{Inteiro}$$

e

$$ii) (k \pm l) / NAC \neq \text{Inteiro}$$

Para a primeira condição ser satisfeita em qualquer situação é suficiente que N/NAC seja inteiro ou, equivalentemente, que o intervalo de integração contenha um número

inteiro de períodos do sinal. A suficiência da segunda condição é assegurada se o número de amostras por ciclo (NAC) for superior à soma das máximas ordens das harmônicas de tensão e corrente.

Quando o intervalo de integração discreto não coincide com o intervalo de integração contínuo ou, neste caso, com um número inteiro de ciclos, resulta no erro chamado erro de truncamento. Contudo, tratando-se da medida de energia elétrica não teria sentido considerar o erro de truncamento uma vez que este processo de medição é cumulativo. Portanto, pode-se considerar como condições para erro nulo apenas a expressão:

$$(k \pm l) / \text{NAC} \neq \text{Inteiro} \quad (2.14)$$

Conseqüentemente, as harmônicas que contribuem para o erro são aquelas para as quais não é satisfeita a condição (2.14).

Também é importante notar que o erro δ_p , equação (2.12), é dependente da amplitude e da fase das harmônicas que compõem o par tensão-corrente. A condição de erro máximo pode ser determinada e ocorrerá quando as relações de fase forem da forma : $\alpha_k = p\pi + \pi/2$ e $\beta_l = 2q\pi + \pi/2$, onde p e q são inteiros. Com esta condição o valor obtido do erro é máximo, sendo dado por:

$$\delta_P \Big|_{\text{máx}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left| \delta_{P1} + \delta_{P2} \right| \quad (2.15)$$

onde:

$$\delta_{P1} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \left| \frac{V_k I_{\ell}}{2} \right|$$

para $k \neq \ell$ e $(k - \ell)/NAC = \text{Inteiro}$

e

$$\delta_{P2} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \left| \frac{V_k I_{\ell}}{2} \right|$$

para $k + \ell \neq 0$ e $(k + \ell)/NAC = \text{Inteiro}$

É interessante observar que é possível estimar o máximo erro na potência média como sendo igual ao somatório dos produtos dos valores eficazes das harmônicas que violam a condição de erro nulo (2.14).

A figura (2.1) apresenta o valor absoluto do erro relativo máximo na determinação da potência média, equação (2.15), em função do número de amostras por ciclo (NAC) para o sinal de corrente contendo harmônicas ímpares até a 13ª ordem e o sinal de tensão contendo harmônicas ímpares até a 5ª

ordem, conforme equações (2.16) e (2.17).

$$v(n) = \sum_{k=1}^3 \frac{1}{(2k-1)} \operatorname{sen} [(2k-1) \gamma n + \alpha_{2k-1}] \quad (2.16)$$

$$i(n) = \sum_{\ell=1}^7 \frac{1}{(2\ell-1)} \operatorname{sen} [(2\ell-1) \gamma n + \beta_{2\ell-1}] \quad (2.17)$$

onde, $1 \leq n \leq N$ e $\gamma = 2\pi/N$ para $M = 1$.

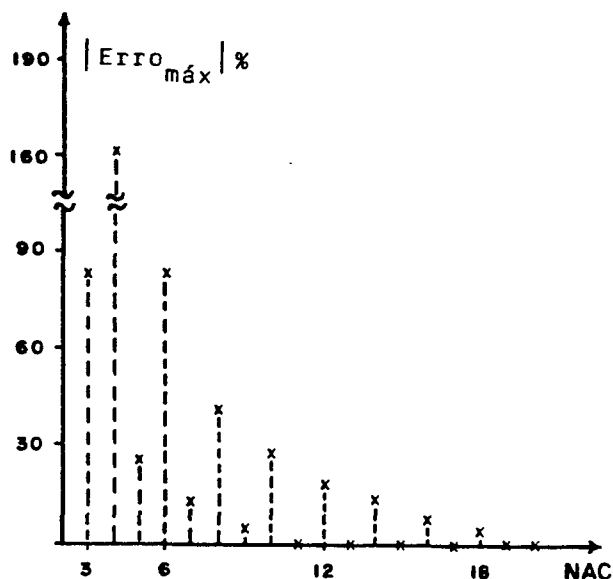


FIGURA 2.1 - Valor absoluto do erro relativo máximo na potência média em função do número de amostras por período, para os sinais das expressões (2.16) e (2.17).

A condição (2.14) é satisfeita para esta composição harmônica quando $NAC = 11, 13, 15, 17$ e $NAC > 18$. Se o sinal de corrente contivesse também as harmônicas pares até a 12ª ordem a condição (2.14) seria satisfeita apenas quando $NAC > 18$. O erro máximo é igual ao somatório do produto dos valores eficazes das harmônicas de tensão-corrente que violam a condição de erro nulo. No caso, por exemplo, para $NAC = 18$ o par de harmônicas de tensão-corrente que contribuem para o erro é (5,13). E para $NAC = 12$, os pares de harmônicas: (1,11), (1,13), (3,9), (5,7) violam a condição (2.14).

A seguir será apresentada uma análise espectral do valor médio do produto para confirmar a condição estabelecida pela desigualdade (2.14).

2.5 - ANÁLISE ESPECTRAL DO VALOR MÉDIO DO PRODUTO DE DOIS SINAIS AMOSTRADOS

Considere-se o caso ilustrativo em que os sinais $v(n)$ e $i(n)$ tenham simetria de 1/2 onda apresentando, portanto, somente harmônicas ímpares de ordem: $k = 1, 3$ e $l = 1, 3, 5$ e 7 respectivamente. As figuras (2.2), (2.3) e (2.4) apresentam os espectros de tensão amostrada, de corrente amostrada e do produto tensão-corrente, para $NAC = 11, 10$ e 9 , respectivamente. A potência média $\bar{P}_D$, em cada caso, é a componente contínua no espectro do produto tensão-corrente. O

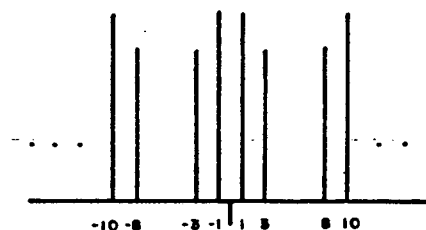
valor exato da potência média $\bar{P}_C$, calculada num número inteiro de períodos, é mostrada pela linha tracejada à esquerda dos espectros de potência.

Na figura (2.2) observa-se que a potência média $\bar{P}_D$, calculada a partir das amostras do par tensão-corrente, é igual ao valor de referência $\bar{P}_C$, uma vez que a condição (2.14) é sempre satisfeita para $NAC > 10$.

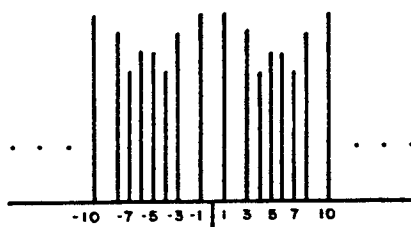
Se $NAC = 10$, caso ilustrado na figura (2.3), o erro no valor da potência média é diferente de zero pois a condição (2.14) não é satisfeita pelo par de harmônicas (3,7). O erro resultante é mostrado pela linha pontilhada no espectro de potência.

Para $NAC = 9$, como mostrado na figura (2.4), o erro δ_P é nulo uma vez que a restrição (2.14) é satisfeita, ocorrendo o mesmo para $NAC = 7$.

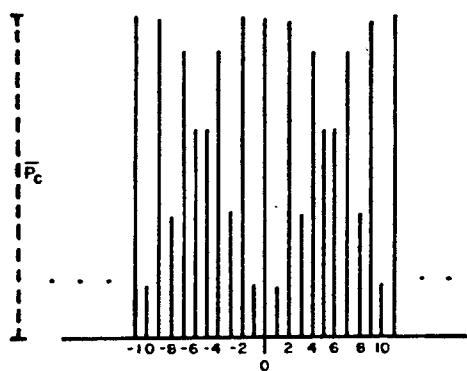
Quando não existe sincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência do sinal é necessário considerar um $NAC > (K + L)$; porém, se existe sincronismo entre a frequência de amostragem e a frequência de sinal é suficiente considerar $(k \pm l) / NAC \neq \text{Inteiro}$ a fim de garantir erro nulo devido ao processo de amostragem.



a

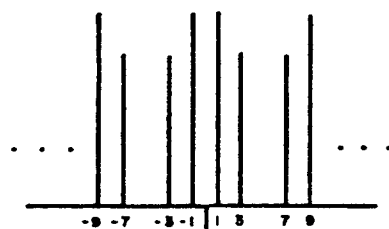


b

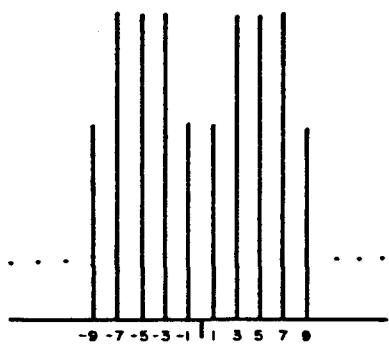


c

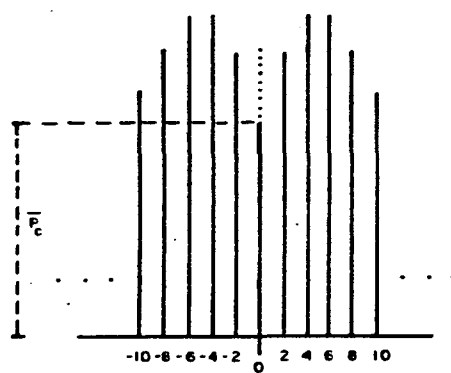
FIGURA 2.2 - a) Espectro da tensão amostrada com NAC = 11,
 b) Espectro da corrente amostrada com NAC = 11,
 c) Espectro do produto tensão-corrente.



a



b



c

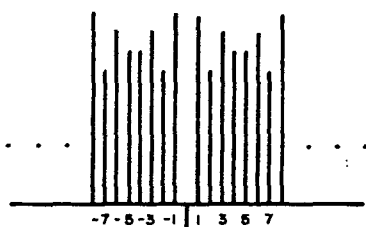
FIGURA 2.3 - a) Espectro da tensão amostrada com NAC = 10,

b) Espectro da corrente amostrada com NAC = 10,

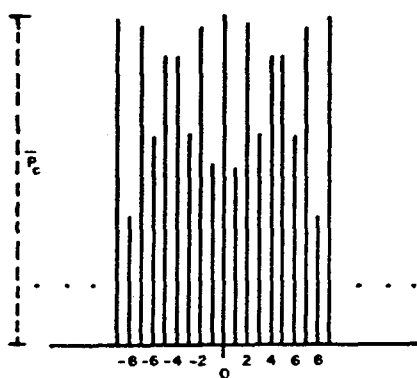
c) Espectro do produto tensão-corrente.



a



b



c

FIGURA 2.4 - a) Espectro da tensão amostrada com NAC = 9,

b) Espectro da corrente amostrada com NAC = 9,

c) Espectro do produto tensão-corrente.

2.6 - C O N C L U S Õ E S

O objetivo deste capítulo foi o de apresentar o limite mínimo da taxa de amostragem do par tensão-corrente, em função de sua composição harmônica, para determinar precisamente a potência média do sinal para fins de obtenção da medida de energia elétrica. Considerando que os sinais de tensão e corrente são de espectros limitados à K-ésima e à L-ésima harmônicas, respectivamente, e baseando-se na condição (2.14) é possível estabelecer o seguinte teorema [12, 13] :

"Uma condição suficiente para que a potência média seja desprovida de erro, causado pela amostragem dos sinais de tensão e corrente, é a de que o número de amostras por período (NAC) seja superior a ($K + L$). Se a frequência fundamental do par tensão-corrente é f_0 , então a potência média pode ser precisamente obtida a partir de amostras uniformemente espaçadas da tensão e da corrente a uma frequência f_a tal que $f_a > (K + L) \cdot f_0$."

Cabe aqui mencionar que o teorema da amostragem estabelece como condição suficiente que para não haver recobrimento de espectro deve-se amostrar o sinal com uma frequência superior ao dobro da frequência da máxima harmônica contida no sinal, $2 \cdot (K + L) \cdot f_0$. Porém , para a determinação apenas da componente contínua do espectro (potência média) é suficiente amostrar os sinais de tensão e corrente a uma taxa superior a $(K + L) \cdot f_0$.

O erro de amostragem na potência média, quando existe, é função das harmônicas que não obedecem à condição (2.14). Um caso que pode ocorrer freqüentemente é a corrente apresentar harmônicas de ordem elevada e a tensão ter espectro cuja composição harmônica não ultrapassa, por exemplo, a 5ª harmônica. Neste caso, a potência média associada é devido somente às harmônicas do par tensão-corrente até a ordem 5; no entanto, em virtude do teorema, seria necessário amostrar os sinais com taxa de amostragem superior à soma das freqüências das harmônicas de mais alta ordem da tensão e da corrente. Uma forma de evitar uma freqüência de amostragem elevada seria, então, através de filtragem do sinal da corrente que permitisse uma atenuação considerável das harmônicas de ordem elevada relaxando, desta forma, a relação entre o tempo de processamento e o tempo de amostragem.

Outro objetivo deste capítulo é salientar que, tratando-se da medida de energia elétrica, não tem sentido considerar o erro de truncamento uma vez que o processo de medição é cumulativo dispensando, desta forma, sincronização entre a freqüência de amostragem e a freqüência do sinal.

Uma fonte de erro que é inerente à medida digital é o tamanho finito da palavra. No próximo capítulo apresentar-se-á um estudo para verificar os efeitos do comprimento finito da palavra na representação dos sinais para uma precisão desejada na medida de energia elétrica.

C A P Í T U L O 3

CONSIDERAÇÕES SOBRE O COMPRIMENTO FINITO DA PALAVRA NA DETERMINAÇÃO DA POTÊNCIA MÉDIA

3.1 - INTRODUÇÃO

Com o objetivo de verificar os efeitos do comprimento finito da palavra na representação dos sinais para uma precisão desejada da medida de energia, analisa-se neste capítulo o erro na determinação da potência média devido à representação das amostras de tensão e de corrente por um número finito de "bits".

3.2 - ERRO MÁXIMO

Sejam $v(n)$ e $i(n)$ os verdadeiros valores da tensão amostrada e da corrente amostrada; digitalizando-se esses valores o erro causado em cada amostra é aleatório. Então, os valores digitalizados $\hat{v}(n)$ e $\hat{i}(n)$ são variáveis aleatórias, e são escritos como:

$$\hat{v}(n) = v(n) - \Delta v(n) \quad (3.1)$$

$$\hat{i}(n) = i(n) - \Delta i(n) \quad (3.2)$$

onde $\Delta v(n)$ e $\Delta i(n)$ são erros associados à digitalização da tensão e da corrente, respectivamente.

Com o objetivo de analisar a repercussão dos erros de digitalização na determinação da potência média, considera-se:

$p(n) = v(n) \cdot i(n)$, a potência instantânea verdadeira,
 $\hat{p}(n) = \hat{v}(n) \cdot \hat{i}(n)$, a potência instantânea digitalizada
e $\Delta p(n) = p(n) - \hat{p}(n)$ o erro na potência instantânea.

Das equações (3.1) e (3.2) pode-se escrever o erro, ϵ_D , cometido na determinação da potência média devido à digitalização das amostras de tensão e corrente como:

$$\epsilon_D = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[\hat{v}(n) \cdot \Delta i(n) + \Delta v(n) \cdot \hat{i}(n) + \Delta v(n) \cdot \Delta i(n) \right] \quad (3.3)$$

Suponha-se que os sinais de tensão e de corrente têm amplitudes pico a pico V_{pp} e I_{pp} e são representados com "b" "bits", sendo os valores máximos de $\Delta i(n)$ e $\Delta v(n)$ iguais a $I_{pp}/2^{b+1}$ e $V_{pp}/2^{b+1}$, respectivamente. Então, o valor máximo do erro, pode ser expresso como :

$$\left| \epsilon_D \right|_{\text{máx}} = \frac{V_{pp} I_{pp}}{2^{b+1} N} \left[\sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{v}(n)}{V_{pp}} \right| + \sum_{n=1}^N \left| \frac{\hat{i}(n)}{I_{pp}} \right| + \frac{N}{2^{b+1}} \right] \quad (3.4)$$

É interessante observar que o pior erro máximo pode ocorrer quando a tensão e a corrente são sinais constantes, iguais a:

$$\sum_{n=1}^N \hat{v}(n) = N \cdot V$$

e

$$\sum_{n=1}^N \hat{i}(n) = N \cdot I$$

onde V e I são níveis "DC" equivalentes a V_{pp} e I_{pp} respectivamente. Sendo assim, o pior erro máximo fica dado por:

$$\left| \epsilon_D \right|_{\text{máx}} \Big|_{\text{pior}} = \frac{V_{pp} I_{pp}}{2^{b+1} N} \left[2 N + \frac{N}{2^{b+1}} \right]$$

$$\left| \epsilon_D \right|_{\text{máx}} \Big|_{\text{pior}} \cong \frac{V_{pp} I_{pp}}{2^b} \quad (3.5)$$

Nestas condições, sinais de tensão e corrente constantes, o pior erro máximo de digitalização relativo ao valor médio verdadeiro depende apenas do número de "bits" usado na digitalização dos sinais de tensão e de corrente.

O valor máximo do erro obtido na equação (3.4) é importante para avaliar o caso menos favorável na digitalização do par tensão-corrente. Com o objetivo de avaliar a situação mais encontrada na prática, faz-se no próximo item uma análise estatística do erro no valor médio do produto devido à digitalização do par tensão-corrente.

3.3 - ESTATÍSTICA DO ERRO

Consideremos que os erros de digitalização $\Delta v(n)$ e $\Delta i(n)$ sejam variáveis aleatórias uniformemente distribuídas, à semelhança da variável $\Delta x(n)$, de média zero, cuja função densidade de probabilidade é representada na figura (3.1), onde X_{pp} é a amplitude pico a pico do sinal $x(t)$ e $Q/2 = 1/2^{b+1}$ é o máximo erro relativo devido à digitalização.

Supondo que os pares dos sinais $[\hat{i}(n), \Delta v(n)]$, $[\Delta v(n), \Delta i(n)]$ e $[\hat{v}(n), \Delta i(n)]$ são estatisticamente independentes e, portanto, não correlacionados, a partir das equações (3.1) e (3.2) é possível concluir que:

$$E [\Delta p(n)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [p(n) - \hat{p}(n)] = 0 \quad (3.6)$$

Considerando agora que,

$E [\Delta i^2(n)] \ll E [i^2(n)]$ e/ou $E [\Delta v^2(n)] \ll E [v^2(n)]$,
além de $E [\Delta p(n)] = 0$, então:

$$\sigma^2[\Delta p(n)] = E[\Delta p^2(n)] \approx E[\Delta i^2(n)] E[v^2(n)] + E[\Delta v^2(n)] E[i^2(n)] \quad (3.7)$$

onde $E[\Delta p(n)]$ e $\sigma^2[\Delta p(n)]$ são a esperança matemática e a variância, respectivamente, do erro na potência instantânea.

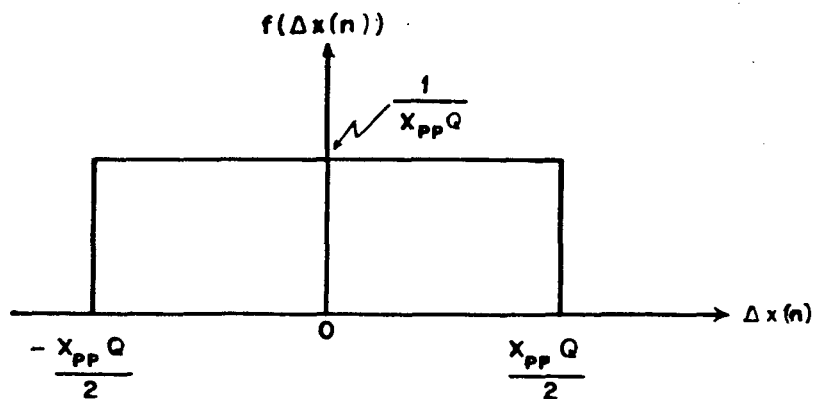


FIGURA 3.1 - Função densidade de probabilidade dos erros de quantização da tensão e da corrente.

Sendo o valor médio de $x(n)$ nulo, ou seja, $E[x(n)] = 0$, então:

$$\sigma^2[x(n)] = E[x^2(n)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x^2(n) = X_{ef}^2 \quad (3.8)$$

isto é, a variância de $x(n)$ é o seu valor eficaz X_{ef} , e

$$E [\Delta x^2(n)] = x_{pp}^2 \frac{Q^2}{12} \quad (3.9)$$

Para $\Delta v(n)$ e $\Delta i(n)$ variáveis aleatórias uniformemente distribuídas, conforme figura (3.1), a variância do erro na potência instantânea devido à digitalização, dada pela equação (3.7), pode ser reescrita como:

$$\sigma^2[\Delta p(n)] = \left[Q \begin{matrix} V_{pp} & I_{pp} \end{matrix} \right]^2 \left[\left[\frac{V_{ef}}{V_{pp}} \right]^2 + \left[\frac{I_{ef}}{I_{pp}} \right]^2 \right] / 12 \quad (3.10)$$

O pior desvio é observado para sinais de tensão e corrente constantes, tendo o valor máximo para os níveis "DC" equivalentes a V_{pp} e I_{pp} ; portanto:

$$\sigma^2[\Delta p(n)] \Big|_{\text{máx}} = \left[Q \begin{matrix} V_{pp} & I_{pp} \end{matrix} \right]^2 / 6 \quad (3.11)$$

O resultado da equação (3.10) tem como objetivo final a determinação da estatística do erro associado à potência média. Considerando que o teorema da amostragem para obtenção do valor médio é obedecido [12], pode-se escrever:

$$\overline{P}_D = \overline{P}_C = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N p(n) \quad (3.12)$$

enquanto que $\hat{P}_D$, a potência média calculada a partir de sinais digitalizados do par tensão-corrente, é dada por:

$$\hat{P}_D = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \hat{p}(n) \quad (3.13)$$

A partir da relação (3.6) mostra-se que:

$$E [\overline{P}_D - \hat{P}_D] = E [\overline{\Delta P}] = 0 \quad (3.14)$$

isto é, o erro médio de digitalização no cálculo da potência média é nulo e a variância $\sigma^2 [\overline{P}_D - \hat{P}_D] = \sigma^2 [\overline{\Delta P}]$ é expressa por:

$$\sigma^2 [\overline{\Delta P}] = \frac{1}{N^2} E \left[\left(\sum_{n=1}^N \Delta p(n) \right)^2 \right]$$

$$\sigma^2 [\overline{\Delta P}] = \frac{1}{N^2} \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N E [\Delta p(j) \Delta p(k)] \quad (3.15)$$

Supondo, então, que os desvios de potência $\Delta p(j)$ e $\Delta p(k)$ são não correlacionados em amostras diferentes, isto é, para $j \neq k$ tem-se $E [\Delta p(j) \cdot \Delta p(k)] = 0$, então pode-se escrever a variância do erro no valor médio da potência como:

$$\sigma^2 [\overline{\Delta P}] = \frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^N E [\Delta p^2(n)] = \frac{1}{N^2} N \cdot E [\Delta p^2(n)]$$

$$\sigma^2 [\overline{\Delta P}] = \frac{1}{N} \sigma^2 [\Delta p(n)] \quad (3.16)$$

sendo a variância do erro na potência instantânea, $\sigma^2 [\Delta p(n)]$, dada pela expressão (3.10). Então, a equação (3.16) relaciona o desvio do erro da potência média ao desvio do erro da potência instantânea, sendo de grande importância pois permite associar o desvio do erro da potência média ao número de amostras N no intervalo de integração e ao comprimento da palavra representada por " b " "bits".

A fim de verificar as hipóteses do modelo proposto, segundo equação (3.16), efetuou-se simulações, onde foram considerados sinais senoidais de tensão e corrente conforme representados na figura (3.2).

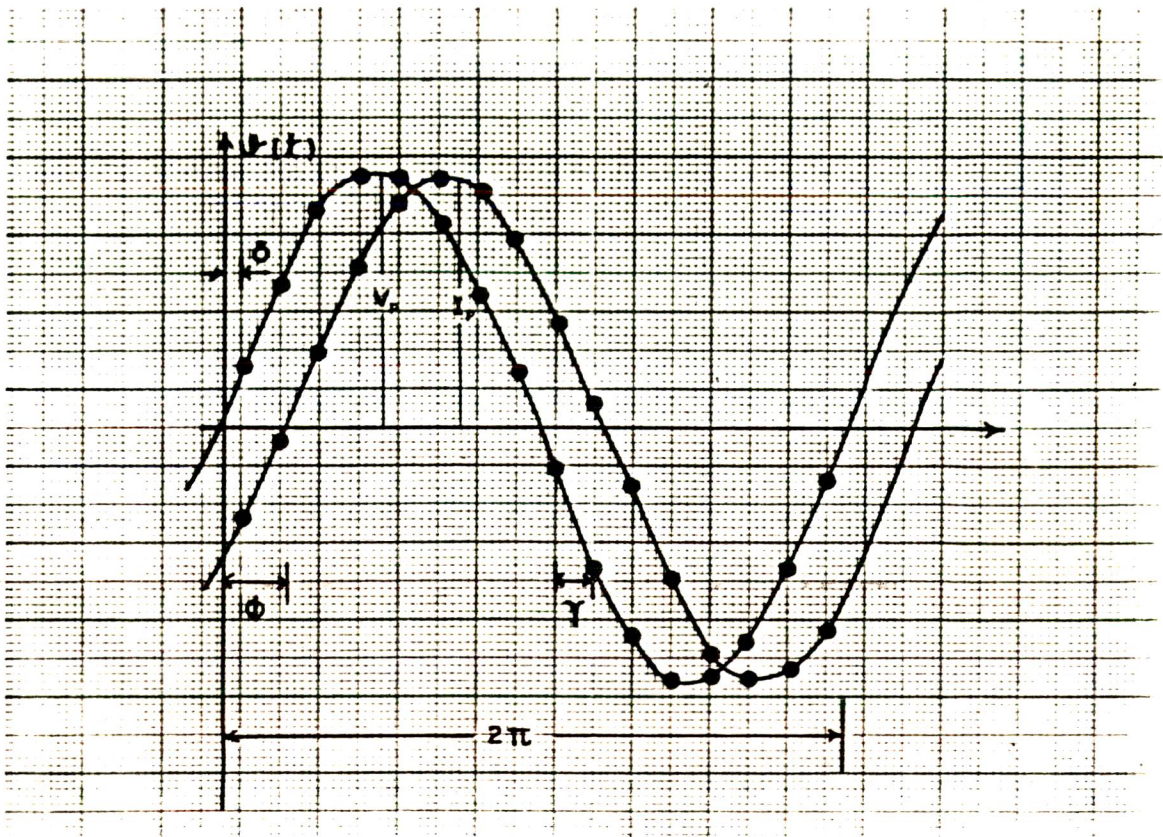


FIGURA 3.2 - Conjunto de N amostras de tensão e corrente, consideradas no intervalo de soma

onde,

- - amostras consideradas no somatório
- I_p - valor de pico da corrente
- V_p - valor de pico da tensão
- γ - espaçamento angular entre as amostras
- ϕ - defasamento entre tensão e corrente
- δ - atraso da primeira amostra em relação à referência

Com objetivo de simular casos em que a frequência de amostragem não está sincronizada com a frequência do sinal e obter resultados significativos em um número reduzido de simulações, considerou-se:

- i) Φ e δ aleatórios, sendo $\Phi < 10^\circ$ e $\delta < \gamma$;
- ii) O processo possui ergodicidade de autocorrelação, e que para cada conjunto de N amostras, 20 casos distintos de δ e Φ são suficientes para efetuar uma análise estatística aproximada no desvio da potência média.

Assim, a variância da potência média pode ser escrita como:

$$\sigma^2(\overline{\Delta P}) = \frac{1}{20} \sum_{n=1}^{20} (\overline{P}_C - \overline{P}_D)^2 \quad (3.17)$$

onde $\overline{P}_D$ é a potência média calculada a partir de N amostras e $\overline{P}_C$ é a potência média contínua. A variância da potência instantânea pode ser representada como sendo a média das variâncias da potência instantânea nos 20 casos distintos, conforme equação (3.18):

$$\sigma^2(\overline{\Delta p}) = \frac{1}{20} \sum_{n=1}^{20} \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\Delta p(n))^2 \right] \quad (3.18)$$

sendo: $\Delta p(n) = p(n) - \hat{p}(n)$

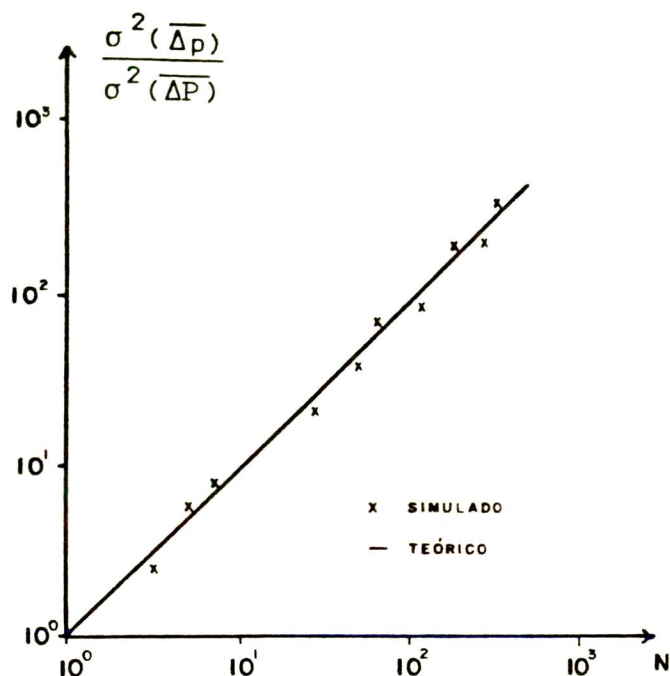


FIGURA 3.3 - Curva teórica, expressão (3.16), e resultados experimentais calculados em 20 casos distintos para cada valor de N .

A figura (3.3) apresenta os resultados da simulação; a boa concordância entre os pontos experimentais e a curva teórica da expressão (3.16) mostra a validade das considerações efetuadas.

3.4 - CONCLUSÕES

Uma análise acerca do número de "bits" para representação dos sinais é justificada pelo estabelecimento do compromisso custo/precisão. Baseando-se no estudo apresentado é possível relacionar a precisão desejada ao número de "bits" e ao número de amostras envolvidas no intervalo de soma. A medida da potência média é tanto mais precisa quanto maior o número de amostras, equação (3.16), que pode ser obtido através de dois caminhos: pelo aumento da taxa de amostragem e/ou pelo aumento do número de períodos da medida. O primeiro caminho pode ser inviável em virtude do compromisso entre o tempo de processamento e o tempo de amostragem, enquanto o segundo pode ser dificultado pela não periodicidade da corrente.

É importante observar que o pior erro máximo de digitalização da potência média, equação (3.5), e o pior desvio da potência instantânea, equação (3.11), ocorrem quando os sinais de tensão e corrente são constantes.

Considerando as bases teóricas já apresentadas, serão discutidos, nos próximos capítulos, alguns aspectos relativos à implementação do medidor digital de energia elétrica.

C A P Í T U L O 4

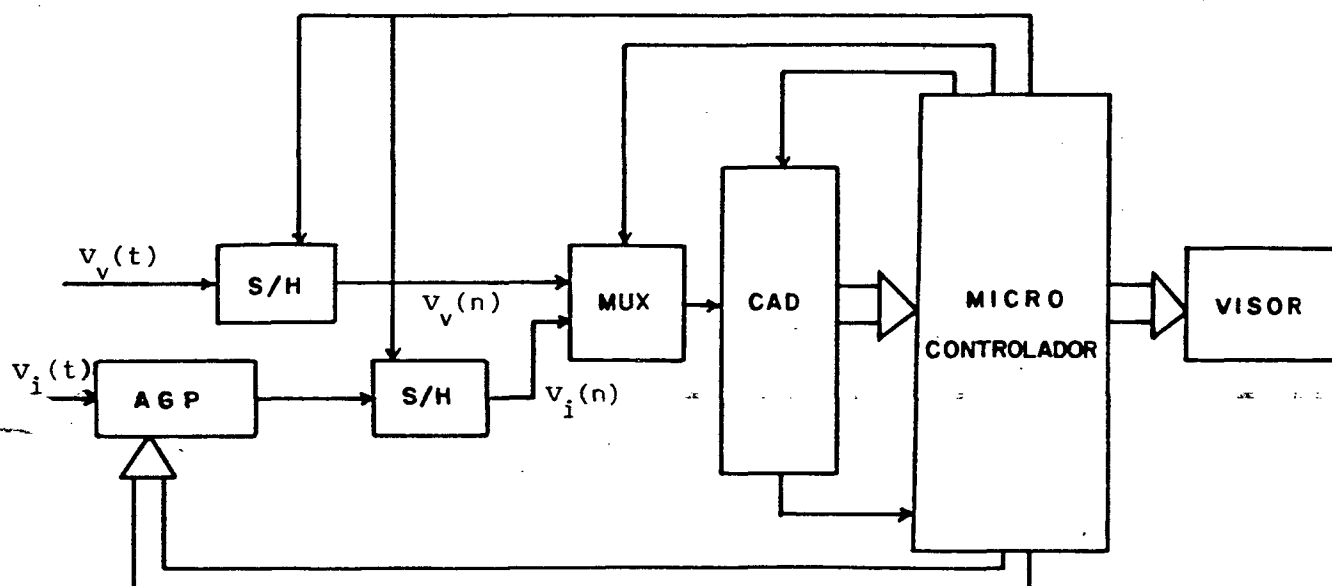
CONSIDERAÇÕES SOBRE A IMPLEMENTAÇÃO DE UM
MEDIDOR DIGITAL DE ENERGIA ELÉTRICA4.1 - INTRODUÇÃO

Apresenta-se neste capítulo um diagrama de blocos do medidor digital de energia elétrica e também são discutidos alguns aspectos relativos à implementação de um protótipo de laboratório. Supondo a utilização de componentes disponíveis comercialmente, são analisados os blocos de condicionamento dos sinais e a unidade de processamento de dados, considerando carga monofásica. Os resultados experimentais obtidos a partir desta fase são indispensáveis para verificar o desempenho do sistema quanto às bases teóricas estabelecidas.

Nos próximos itens é discutida a implementação dos blocos de condicionamento dos sinais além de serem feitas considerações sobre a unidade de processamento de dados, não levando em conta os transdutores de tensão e de corrente nem os circuitos de condicionamento destes sinais.

4.2 - CONDICIONAMENTO DOS SINAIS

Na fig. (4.1) apresenta-se o diagrama de blocos do medidor digital de energia elétrica. Os níveis de tensão equivalentes à tensão da rede e à corrente da carga são "capturados" simultaneamente por dois circuitos de amostragem-sustentação e, então, aplicados sucessivamente ao conversor analógico-digital. O microcontrolador é o elemento responsável pelos sinais de controle do sistema e pelo processamento de dados.



LEGENDA:

- AGP - Amplificador de ganho programável
- S/H - Circuito de amostragem e sustentação do sinal
- MUX - Circuito de multiplexação
- CAD - Conversor analógico-digital
- $v_v(t)$ - Tensão equivalente à tensão da rede
- $v_i(t)$ - Tensão equivalente à corrente da carga

FIGURA 4.1 - Diagrama de blocos do medidor digital de energia elétrica.

O circuito de amostragem e sustentação, bloco S/H, além de manter fixo o dado durante o processo de conversão analógico-digital, serve como memória analógica visto que a aquisição dos sinais correspondentes à tensão da rede e à corrente da carga deve ser simultânea. O amplificador de ganho programável (AGP), circuito que precede o bloco de S/H, tem como objetivo promover uma adequação do dado na entrada do conversor analógico-digital (CAD), no sentido de preservar a resolução relativa do sistema dentro de uma faixa especificada. Este AGP, controlado pelo valor eficaz do dado de entrada, atua apenas para o nível equivalente de corrente, uma vez que o valor eficaz da tensão da rede é relativamente constante.

A seguir são discutidos alguns aspectos relativos à implementação dos blocos de condicionamento de sinais.

4.2.1 - TAXA DE AMOSTRAGEM

Para determinação da frequência de amostragem considerou-se que a tensão da rede e a corrente da carga são de espectros limitados à 5ª e à 13ª harmônica, respectivamente, conforme determinado no apêndice III. Neste caso, a relação (2.14) estabelece que a frequência de amostragem deve ser superior a $(5 + 13) \cdot 60 \text{ Hz} = 1080 \text{ Hz}$. Então, utilizando uma banda de guarda, foi adotado o valor da frequência de

amostragem de 1200 Hz.

4.2.2 - CONVERSOR ANALÓGICO-DIGITAL

O CAD fornece uma saída digital proporcional à tensão de entrada. O incremento da saída digital devido a um incremento da tensão analógica de entrada é determinado pelo número de "bits" (resolução). Quando o CAD está ajustado para a saída de máxima escala e saída zero, a exatidão resume-se à resolução, de modo que o erro na saída digital nunca é maior que 1/2 "bit" menos significativo (1/2 LSB). Porém, variações na tensão de alimentação, tensão de referência e temperatura influem na exatidão especificada. O tempo de conversão também é uma característica importante na especificação do CAD. Uma boa exatidão, bem como uma velocidade média de conversão, são obtidas com um conversor de aproximações sucessivas | 24 | .

Baseando-se no estudo apresentado no capítulo 3, é possível relacionar a precisão desejada na determinação da potência média ao número de "bits" (equação (3.10)) e ao número de amostras envolvidas no intervalo de média (equação (3.16)).

A fim de se obter um desvio relativo inferior a 0,1 % , isto é:

$$\frac{\sigma [\Delta p(n)]}{V_{pp} I_{pp}} \ll 0,1\%$$

e, com o auxílio da equação (3.10), para a tensão e a corrente considerados sinais com forma de onda sinusoidais, obtém-se para o número de "bits":

$$b \gg 7,17$$

Desta forma, utilizou-se no protótipo de laboratório um conversor analógico-digital de 8 "bits", com um tempo de conversão de 50 μ segundos (ADC 800 da National).

4.2.3 - AMPLIFICADOR DE GANHO PROGRAMÁVEL

O AGP proporciona um método de aquisição de dados praticamente independente do nível dos sensores. Na configuração sugerida por Barry B. Woo [14] , o AGP pode ser realizado utilizando um único amplificador operacional e uma rede de resistores (figura (4.2)).

O sinal de entrada é aplicado diretamente ao terminal não inversor, sendo a alta impedância de entrada mantida inalterada para os diferentes ganhos. Todas as chaves estão em série com o terminal não inversor e somente uma chave pode estar fechada a cada vez. Uma corrente muito pequena flui através da chave fechada; portanto, sua resistência "ON" tem efeito praticamente desprezível no ganho. Assim, o desempenho do amplificador de ganho programável é função praticamente da tolerância dos resistores e das características elétricas do amplificador operacional escolhido. Uma análise no ganho devido à tolerância

dos resistores e aos efeitos da tensão de "offset" do operacional é feita no apêndice II.

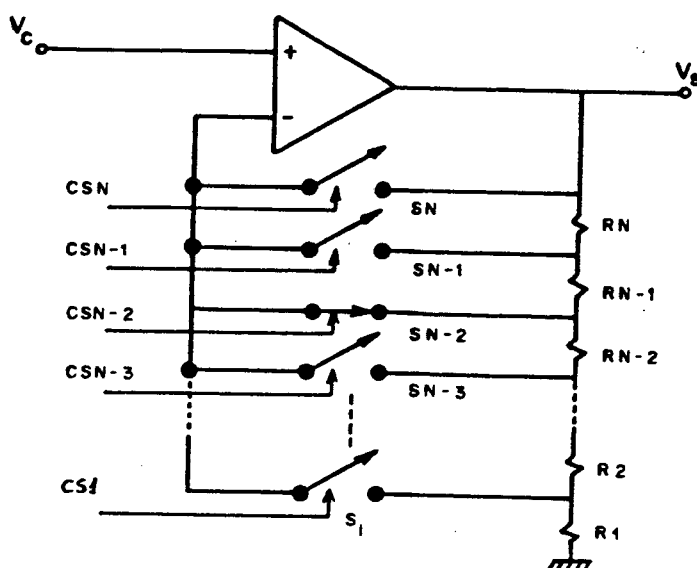


FIGURA 4.2 - Amplificador de ganho programável, em configuração não inversora.

Sendo o valor eficaz uma grandeza física ligada à energia do sinal, o mesmo destaca-se como a medida mais conveniente para promover uma adequação do nível alternado de corrente, no sentido de preservar a resolução relativa do sistema dentro de uma faixa especificada. Com uma rede de "N" resistores chaveados é possível obter "N" distintos valores de ganhos, sendo o menor destes igual a um. O controle das chaves, efetuado através da unidade de processamento de dados, é função do valor eficaz da corrente.

Para a implementação do AGP utilizou-se:

- Um amplificador operacional com entrada MOS/FET, o CA3140 da RCA, com tensão típica de "offset" de 2mV e impedância de entrada de $1\text{ T}\Omega$;
- Resistores de filme metálico, tolerância de 1% .

Admitindo uma tensão de saída menor que $1/2$ LSB, no caso $10/2^{b+1} = 19,5\text{ mV}$, para uma tensão de "offset" de 2mV e utilizando a equação (II.8), tem-se um ganho máximo, para o amplificador de ganho programável de 9,75. Então com os ganhos de 1,2,4 e 8 é possível preservar a resolução relativa do sistema em 8 bits, aumentando 700% a faixa dinâmica do sinal. Um aumento maior da faixa dinâmica do sinal pode ser obtido com compensação de "offset" e deriva. O máximo erro relativo do ganho devido à tolerância de 1% dos resistores é estimado em 2% (equação (II.2)).

4.2.4 - CIRCUITOS DE AMOSTRAGEM-SUSTENTAÇÃO E MULTIPLEXAÇÃO DOS SINAIS

De forma ideal, um circuito de S/H amostra e retém o dado até que ocorra uma nova amostragem. Na prática, existem erros em cada um dos estados de transição do S/H | 15, 16 |. A figura (4.3) apresenta um circuito básico para o S/H.

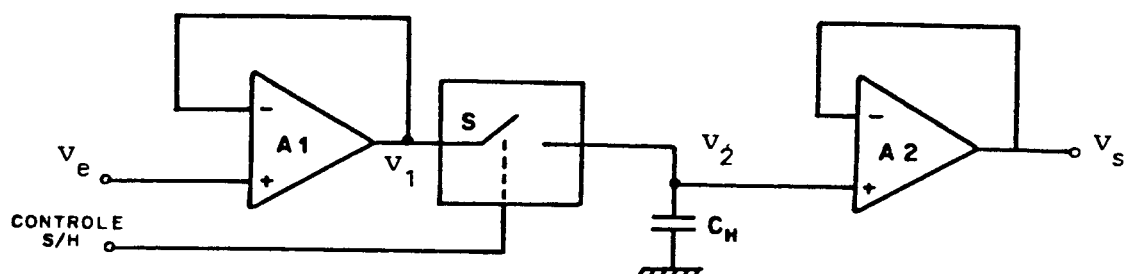


FIGURA 4.3 - Um circuito de amostragem-sustentação

O amplificador operacional "A1" oferece uma alta impedância de entrada para o sinal analógico e uma baixa impedância de saída para permitir carga e descarga rápidas no capacitor de sustentação do sinal (C_H). Durante o intervalo de aquisição (t_s), a tensão v_1 é armazenada no capacitor pelo fechamento da chave "S". Quando "S" abre, a tensão v_1 é mantida no capacitor durante o tempo t_H até o próximo intervalo de amostragem. O amplificador operacional "A2" deve ser capaz de sustentar esta tensão no capacitor C_H durante o intervalo t_H .

Sejam:

t_H - tempo em que C_H deve manter o dado;

I_{pe} - corrente de perdas, que é a soma das correntes de $I_{sw} + I_b + I_f$, sendo I_{sw}

a corrente de fuga da chave "S", I_b a corrente de polarização do amplificador operacional "A2", e I_f a corrente de fuga de C_H ;

V_{drop} - máxima variação na tensão durante o tempo t_H ; no caso, esta variação deve ser menor que $1/2$ LSB a fim de não causar ambigüidade durante o processo de conversão;

t_S - tempo de aquisição, controlado pela unidade de processamento de dados;

$I_{máx}$ - máxima corrente de saída do amplificador operacional "A1";

ΔV - máxima variação da tensão que ocorre entre os intervalos de amostragem.

Então, o amplificador operacional "A1" deve ter uma capacidade de corrente de pelo menos:

$$I_{máx} = C_H \cdot \Delta V / t_S \quad (4.1)$$

Os limites do capacitor C_H são dados por:

$$C_{H_{\min}} = t_H \cdot I_{pe} / V_{drop} \quad (4.2)$$

e

$$C_{H_{\max}} = t_S \cdot I_{\max} / \Delta V \quad (4.3)$$

As características desejáveis para os elementos do circuito de S/H podem ser resumidas como: "A1" com uma alta capacidade de corrente de saída, chave "S" com uma alta relação R_{OFF}/R_{ON} , capacitor C_H com uma baixa corrente de fuga e "A2" com uma corrente de polarização muito pequena. Uma outra característica altamente desejável para "A1" e "A2" é que os mesmos apresentem baixa tensão de "offset" e baixa deriva pois estas podem resultar num deslocamento inconveniente da tensão de saída.

O tempo de aquisição (t_S) é um dos fatores que determina a máxima frequência de amostragem que o S/H pode operar e depende fortemente do valor do C_H usado. O t_H mínimo é função do tempo de conversão analógico-digital do par tensão-corrente (para o CAD usado temos $2 \times 50 \mu\text{seg.}$) e do tempo de tratamento das interrupções de aquisição destes dados (conforme estimado no apêndice IV, este tempo fica em torno de $80 \mu\text{seg.}$); desta forma, $t_H = 180 \mu\text{seg.}$ Sendo o intervalo de amostragem $1/1200 \approx 833 \mu\text{seg.}$, o tempo máximo de "sample" fica assim determinado: $833 \mu\text{seg.} - 180 \mu\text{seg.} = 653 \mu\text{seg.}$

Para implementar o circuito S/H sugerido na figura (4.3), utilizou-se o amplificador operacional CA3140 e a chave analógica CMOS 4066 . Satisfazendo as equações (4.2) e (4.3), que estabelecem os limites máximo e mínimo para o capacitor C_H , adotou-se $C_H = 820$ pF. Nestas condições, o erro máximo observado nos circuitos de S/H foi de $- 9$ mV . Esse erro é função basicamente das características do amplificador operacional, dentre as quais a tensão de "offset" .

A utilização de um único conversor analógico-digital, conforme diagrama de blocos da figura (4.1), implica na multiplexação dos dados de tensão e corrente . Entre as principais características para o circuito analógico de multiplexação destacam-se:

- alto isolamento entre o circuito de controle e o circuito analógico de entrada;
- baixo "offset" de tensão e baixa deriva;
- baixa corrente de fuga;
- alta relação R_{OFF}/R_{ON} .

A cada ciclo de programa ocorre a aquisição de uma amostra da corrente e de uma amostra da tensão. Os controles do S/H, do AGP e da multiplexação são efetuados pela unidade de processamento de dados.

4.3 - UNIDADE DE PROCESSAMENTO DE DADOS

De forma a garantir uma correta manipulação de dados durante o processamento, é importante observar que o tempo máximo necessário para executar todas as instruções relacionadas a cada ciclo de programa não deve ultrapassar o período de amostragem ($t_a = 1/1200 \approx 833 \text{ useg.}$).

A partir do microcontrolador 8031, da família 8051 da INTEL, disponível comercialmente no mercado brasileiro, foi desenvolvido um protótipo de laboratório do medidor digital de energia elétrica, com um número reduzido de componentes, operando em tempo real e obedecendo à condição de amostragem teoricamente estabelecida. Este microcontrolador, com um "clock" de 12 MHz, executa 58% das instruções em 1 useg., 40% em 2 useg. e as instruções de multiplicação e divisão em 4 useg., além de conter: 128 x 8 bits de memória de dados, 32 linhas de entrada/saída, dois "timers"/ (contador de eventos), 5 fontes de interrupção com dois níveis programáveis de prioridade.

A fim de otimizar o tempo de processamento utilizou-se técnica de processamento paralelo associado a um nível de "pipeline" para realizar simultaneamente a aquisição dos dados relacionados ao tempo ($n + 1$) enquanto é executado o processamento do par de dados relativo ao tempo (n) possibilitando, assim, a utilização de um único conversor analógico-digital de média velocidade.

O gerenciamento dos sinais de controle e o processamento dos dados são executados pelo processador conforme instruções contidas na memória de programa. Cada ciclo de operação consiste basicamente no tratamento de três interrupções:

- Interrupções de processamento de dados, que têm como origem o "timer" interno que controla o tempo de amostragem $| 17 |$, sendo responsável por:

- i) comando da aquisição simultânea do par tensão-corrente relacionados ao tempo $(n + 1)$;
- ii) comando para inicializar a conversão analógico-digital da amostra da corrente;
- iii) processamento de dados relacionado ao tempo (n) :

$$\sum_{n=1}^N v_v(n) \cdot v_i(n)$$

isto é, o somatório do produto tensão-corrente em um intervalo de soma com N amostras;

- iv) atualização da energia consumida a cada incremento de watt-segundo;

v) execução do cálculo do valor eficaz da corrente para controle automático do ganho;

- Interrupções de aquisição de dados, a cada ciclo de programa ocorrem duas vezes, têm como origem o sinal de fim de conversão analógico-digital e são responsáveis por:

- i) aquisições dos dados correspondentes à corrente e à tensão, relacionadas ao tempo ($n + 1$);
- ii) processamento dos dados que contribuem para a determinação do valor eficaz da corrente, ou seja:

$$\sum_{n=1}^N v_i (n + 1) \cdot v_i (n + 1)$$

além de executar o comando para iniciar a conversão do dado de tensão.

O processador é também responsável pelo tratamento de uma interrupção devido a uma eventual queda de tensão. Um circuito comparador entre a tensão da rede e uma tensão de referência, ao prever uma queda iminente de tensão, aciona esta interrupção para "salvar" os dados que informam a

energia consumida e aguardar a queda efetiva ou então retornar à operação normal. O medidor, em caso de queda efetiva de tensão, cessa todo o processamento preservando, porém, o conteúdo da memória de dados. O consumo do microcontrolador durante o intervalo de queda ("Power-Down") é reduzido de aproximadamente 90% do consumo em operação normal | 17 | .

No apêndice IV estão representados os fluxogramas do programa principal e das interrupções utilizadas no protótipo desenvolvido.

4.4 - POSSÍVEIS ATRIBUIÇÕES À UNIDADE DE PROCESSAMENTO DE DADOS

Atualmente, no país, a tarifação do consumo de energia elétrica é efetuada em todos os consumidores através de medidores de watt-hora . Porém:

- A medida de demanda de potência é utilizada em consumidores primários que tenham subestação transformadora própria com potência elétrica instalada a partir de 45KVA; esse limite não é rígido, dependendo das condições técnicas e econômicas da concessionária . O preço de um medidor de demanda é da ordem de 4 a 5 vezes o preço de um medidor trifásico eletromecânico usual sem demanda. A demanda máxima é

calculada através da potência média máxima em intervalos de 15 minutos, durante o mês de consumo;

- A medição da potência reativa é aplicada pela concessionária aos consumidores primários com potência instalada a partir de 75KVA; esse limite também não é rígido e depende das condições técnicas e econômicas da concessionária. O objetivo ao medir a potência reativa é determinar o fator de potência da instalação | 25 | .

Entretanto, em um medidor digital de energia elétrica, a unidade de processamento de dados pode efetuar diversos tipos de tratamentos a partir das amostras de tensão e corrente, conforme um conteúdo pré-estabelecido na memória de programa, como, por exemplo, o fator de potência.

Sendo:

$$V_{ef} = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v^2(n) \right]^{1/2}$$

e

$$I_{ef} = \left[\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i^2(n) \right]^{1/2}$$

e como:

$$\text{Potência ativa} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N v(n) \cdot i(n)$$

e

$$\text{Potência aparente} = V_{ef} \cdot I_{ef}$$

então, o fator de potência pode ser dado por:

$$\text{Fator de potência} = \frac{\text{Potência ativa}}{\text{Potência aparente}} \quad (4.6)$$

Levando em consideração fatores como hora e estação do ano, podem ser estabelecidos registros de demanda que irão ser empregados nos cálculos dos faturamentos estabelecidos pela política tarifária vigente | 1 | .

A programação dos medidores pode ser realizada, inicialmente, na fábrica do equipamento ou na época da sua instalação. Pensando em aplicações futuras no desenvolvimento inicial do medidor pode-se prever:

- Uma eventual reprogramação coletiva dos medidores;

- "Inteligência" nos medidores, de forma a minimizar o trabalho de aquisição e tratamento de dados, aumentando assim a eficiência e a segurança das operações realizadas;
- Comunicação "on-line" com a concessionária; métodos de transferência de informações entre a concessionária e o consumidor podem ser implantados;
- Gerenciamento de cargas; os medidores podem ser providos de saídas adequadas ao controle de cargas, no casos em que houver interesse de estabelecer um valor máximo para o consumo de potência;
- Compensação de potência reativa; dentre os fatores que afetam o desempenho dos sistemas de energia elétrica, sem dúvida, o consumo de potência reativa é um dos que mais influem no dimensionamento e qualidade do sistema. Schneider | 6 | sugere para compensação de potência reativa uma estrutura de reatâncias controladas por tiristores; esta permite variar de maneira rápida e contínua a potência indutiva pela posição do ângulo de disparo dos tiristores. A fim de controlar estas

reatâncias são necessárias contínuas indicações sobre o estado da carga. A unidade de processamento de dados do medidor digital de energia elétrica poderá efetuar facilmente e com precisão o controle sobre o ângulo de disparo dos tiristores | 29 | .

Uma série de outras sofisticacões pode ser facilitada com a implementacão deste procedimento de medição. Entretanto, é importante observar também que as muitas tarefas atribuídas ao medidor estão limitadas à velocidade do processador.

4.5 - CONCLUSÕES

Supondo a utilização de componentes disponíveis comercialmente, foram apresentados os blocos básicos para o desenvolvimento de um medidor digital de energia elétrica, não incluindo os transdutores de tensão e corrente nem os circuitos de condicionamento destes sinais.

Obedecendo à condição de frequência de amostragem, o erro do medidor fica dependendo praticamente dos transdutores e dos circuitos analógicos de condicionamento dos sinais. Um melhor desempenho destes circuitos analógicos poderá ser obtido através da compensação automática de "offset"

e deriva efetuada pela técnica de "auto-zero" auxiliada pela unidade de processamento de dados.

Quanto à unidade de processamento de dados, a princípio, seu único problema está associado à velocidade do processador, que limita o número de tarefas a ele atribuídas.

Visto que a potência média contínua pode ser considerada como a soma das potências médias associadas às harmônicas de tensão e corrente de mesma ordem (capítulo 2) e a ordem das harmônicas de tensão da rede com amplitudes significativas está limitada a 5 (apêndice III), então, uma forma de evitar uma frequência de amostragem elevada seria através da utilização de filtragem do sinal de corrente que permitisse uma atenuação considerável das harmônicas de ordem superior a 5, obtendo, desta forma, um maior tempo para o processamento. Porém, existe neste caso um compromisso entre a qualidade do filtro utilizado e o erro causado pela amostragem.

Um circuito dedicado e especializado à medição de energia elétrica aumentaria consideravelmente a velocidade de processamento, facilitando outras atribuições ao medidor de energia elétrica permitindo, assim, uma mudança na filosofia de medição.

Com o objetivo de verificar o comportamento do medidor digital de energia elétrica quanto às considerações teóricas e de implementação, apresentam-se no próximo capítulo os resultados dos testes obtidos com o protótipo desenvolvido.

C A P Í T U L O 5

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - INTRODUÇÃO

A fim de estabelecer os limites de funcionamento em condições excepcionais, em condições nominais e verificar o desempenho do sistema quanto às bases teóricas estabelecidas, foi desenvolvido um protótipo de laboratório para realização dos testes. Neste capítulo apresentam-se, então, os resultados dos testes obtidos a partir do protótipo.

5.2 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A fim de observar as condições adequadas para um bom desempenho da técnica digital na medição de energia elétrica, no protótipo desenvolvido pressupõe-se um medidor residencial para carga monofásica e que a tensão da rede e a corrente da carga já estão adequadas aos níveis dos blocos de condicionamento dos sinais, como estabelecido no diagrama da figura (4.1).

As tabelas (5.1), (5.2) e (5.3) apresentam os resultados de alguns testes efetuados para avaliar o desempenho do medidor quanto ao tempo de operação, a faixa de frequência e o defasamento entre tensão e corrente, considerando:

- sinais de tensão e corrente sinusoidais e de mesma frequência f_s ;
- ϕ , defasamento entre os sinais de tensão e corrente;
- E_c , energia calculada a partir do produto das tensões eficazes, v_v e v_i , figura (5.3), em um intervalo de tempo T ,

$$E_c = v_v \cdot v_i \cdot \cos \phi \cdot T ;$$

- E_D , energia observada no "display", durante o intervalo de tempo T ;
- ϵ % , erro relativo,

$$\epsilon \% = \frac{E_D - E_c}{E_c} \cdot 100$$

- frequência de amostragem igual a 1200 Hz.

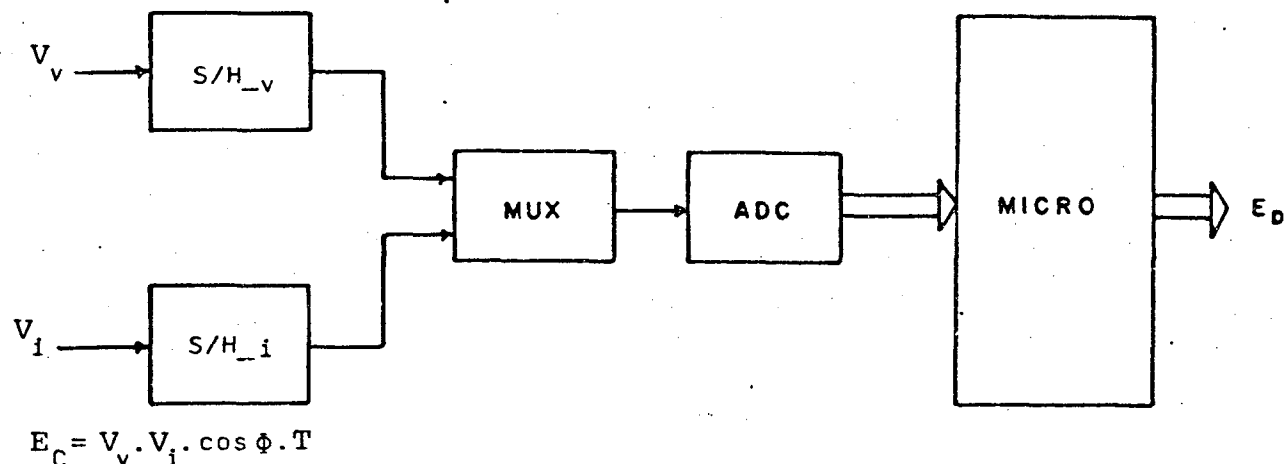


FIGURA 5.1 - Diagrama de blocos do protótipo do medidor digital de energia elétrica.

Nos testes para avaliar a faixa de frequência de operação e o desempenho no tempo considerou-se um fator de potência unitário. A tabela (5.1) apresenta a energia calculada em intervalos de tempo de 255 segundos para uma frequência do sinal múltipla da frequência da rede, entre 60 a 540 Hz, e o erro observado. A tabela (5.2) apresenta a energia calculada em intervalos de tempo de 1785 segundos, para frequência do sinal múltipla ímpar da frequência da rede, entre 60 a 540 Hz.

Nos testes efetuados para avaliar o desempenho do medidor quanto ao defasamento entre tensão e corrente, tabela (5.3), considera-se o tempo de operação de

255 seg., e $f_s = 60 \text{ Hz}$ (nota **).

$f_s \text{ (Hz)}$ (v_v, v_i)	E_c (Watt-seg.)	E_D (Watt-seg.)	$\epsilon \%$
60	2403	2396	-0,3
120	2666	2650	-0,6
180	2690	2674	-0,6
240	2700	2686	-0,5
300	2730	2711	-0,7
360	2764	2745	-0,7
420	2751	2727	-0,9
480	2756	2754	-0,8
540	2765	2741	-0,9

TABELA 5.1 - Comportamento do medidor digital de energia elétrica, em intervalos de frequência entre 60 e 540 Hz e fator de potência unitário, $T = 255 \text{ seg.}$

nota ** O multímetro utilizado para obter os valores eficazes das tensões apresenta, para a escala utilizada e faixas de frequência de 500 Hz a 100 Hz e 100 Hz a 10 Hz, um erro máximo de $\pm 5\text{mV}$ e $\pm 3\text{mV}$, respectivamente.

f_s (Hz) (v_v , v_i)	E_c (Watt-seg.)	E_D (Watt-ség.)	ϵ %
60	17027	16989	-0,2
180	19957	19802	-0,8
300	23215	23060	-0,7
420	23326	23132	-0,8
540	20436	20252	-0,9

TABELA 5.2 - Comportamento do medidor em intervalos de frequência entre 60 e 540 Hz e fator de potência unitário, $T = 1785$ seg.

ϕ ($^\circ$)	E_c (Watt-seg)	E_D (Watt-seg)	ϵ %
0	2403	2396	-0,3
30	1843	1839	-0,2
50	1277	1274	-0,2
70	1139	1136	-0,3

TABELA 5.3 - Comportamento do medidor, supondo a frequência dos sinais de tensão e corrente 60 Hz, $T = 255$ seg. defasamento entre tensão e corrente de 0° a 70° .

Devido a variações do gerador de sinais os valores de E_c e E_D das tabelas (5.1) a (5.3) foram obtidos a partir de uma média de 10 ocorrências para cada caso.

5.3 - CONCLUSÕES

O medidor, em sua forma atual, apresenta um erro inferior a 1% . Conforme esperado, obedecida a condição de amostragem estabelecida no capítulo 2, o comportamento do medidor digital de energia elétrica depende unicamente dos transdutores e dos circuitos analógicos de acondicionamento e condicionamento dos sinais.

A fase dos testes para validação do instrumento não está concluída pois necessita de cuidados maiores quanto à obtenção do valor de E_c para comparar com o valor da energia observada no "display". Contudo, os resultados experimentais obtidos são bastante animadores, podendo-se considerar que as observações do desempenho do medidor quanto às bases teóricas estabelecidas é uma etapa já concluída do trabalho.

No próximo capítulo são apresentadas as conclusões finais deste trabalho bem como sugestões para sua continuidade.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES FINAIS

Atualmente, a medição do consumo de energia elétrica é efetuada através dos medidores eletromecânicos, devido principalmente às características de baixo custo e robustez, embora ainda apresentem uma série de desvantagens. A relação desempenho/custo decorrente do aprimoramento tecnológico destes medidores parece não justificar este investimento. A existência de um equipamento a estado sólido mais eficiente não se constitui numa razão suficientemente forte para substituir o medidor de indução se não for também possibilitada uma mudança nos procedimentos de medição.

Dentre as técnicas disponíveis para a implementação de um medidor de energia elétrica, a solução digital parece ser mais conveniente pois esta, além da alta confiabilidade, também facilitaria uma mudança nos procedimentos de medição. A fim de se obter um bom desempenho da técnica digital na medição de energia elétrica, conforme estabelecido neste trabalho, é interessante observar:

- Frequência de amostragem : Se a tensão e a corrente são sinais de espectros limitados, não necessariamente periódicos, cujas frequências máximas são,

respectivamente, f_v e f_i , então, uma condição necessária para que a medida de energia seja desprovida de erro é que a frequência de amostragem dos sinais de tensão e corrente seja superior a $f_v + f_i$;

- Número de bits : Uma outra fonte de erro que é inerente à medida digital é o tamanho finito da palavra; é possível relacionar a precisão da medida ao número de "bits" e ao número de amostras envolvidas no intervalo de soma. O desvio na medida da potência média é tanto menor quanto maior o número de amostras, que pode ser obtido através de dois caminhos : pelo aumento da taxa de amostragem e/ou pelo aumento do número de períodos na medida.

Com objetivo de verificar o desempenho do medidor digital de energia elétrica quanto às considerações estabelecidas, foi desenvolvido um protótipo de laboratório, utilizando componentes disponíveis comercialmente.

Nos testes realizados, sem considerar os transdutores de tensão e corrente, o protótipo de laboratório apresentou um erro inferior a 1 % devido, principalmente, aos circuitos analógicos de condicionamento dos sinais. Um melhor desempenho dos circuitos analógicos, poderá ser obtido através da compensação automática de "offset" e deriva efetuada com

técnica de "auto-zero" auxiliada pela unidade de processamento de dados. Os resultados da etapa de tratamento digital dos dados para obtenção da medida de energia são bastante animadores, podendo-se considerar que esta é uma fase já vencida do trabalho. Outras atribuições à unidade de processamento de dados estão limitadas à velocidade do processador. Um circuito dedicado e especializado à medição digital de energia elétrica aumentaria consideravelmente a velocidade de processamento, facilitando outras tarefas ao medidor de energia elétrica (como medida de fator de potência e demanda máxima) além de permitir, no caso de consumidores residenciais, que um único processador seja responsável pelo tratamento dos dados de vários consumidores.

As vantagens introduzidas por um circuito dedicado e especializado à medida de energia elétrica facilitariam uma mudança na filosofia de medição do consumo de energia elétrica; dentre os fatores que provocariam esta mudança destacam-se:

- A introdução de inteligência nos medidores a fim de minimizar o trabalho de aquisição e tratamento de dados, aumentando, assim, a eficiência e a segurança das operações realizadas;
- Comunicação "on-line" com a concessionária, possibilitando a automação do processo de aquisição e tratamento de dados relativos

aos consumidores para fins de faturamento; porém, inicialmente, é necessário definir um protocolo de comunicação entre concessionária-consumidor.

Uma técnica alternativa para a medição de energia elétrica deve atender a dois requisitos básicos: alta confiabilidade e baixo custo. A alta confiabilidade é inerente à técnica digital. No entanto, ainda é necessária a interface analógica com os sinais da rede. Quanto ao custo, existe viabilidade para a concepção de um "single-chip" dedicado e especializado à medida de energia elétrica e o mercado é suficientemente grande para justificar investimentos consideráveis nesta área. Uma breve estimativa da instalação de novos medidores somente no mercado nacional situa-se em torno de 1,5 milhões de unidades/ano.

Tendo então estabelecido as condições adequadas à técnica de medição digital de energia elétrica e vislumbrando-se as muitas vantagens que uma mudança na filosofia de medição de energia elétrica pode oferecer tanto para o consumidor como para a concessionária, sugere-se para a continuidade deste trabalho:

- Definir transdutores e circuitos para adequar os sinais de tensão da rede e corrente de carga a níveis compatíveis de tensão com o medidor;

- Implementar a compensação de "offset" e deriva, utilizando técnica de "auto-zero" auxiliada pelo microcontrolador, dando assim um melhor desempenho aos circuitos analógicos de condicionamento de sinais;
- Definir uma arquitetura para um "single-chip" dedicado e especializado à medição digital de energia elétrica;
- Definir um protocolo de comunicação entre concessionária-consumidor.

A P Ê N D I C E I

ERRO NA AMOSTRAGEM

A potência média contínua, calculada em um número inteiro de períodos do sinal pode ser considerada como a soma das potências médias associadas às harmônicas de mesma frequência, conforme equação (2.6) deduzida no capítulo 2:

$$\overline{P}_C = V_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\min(K,L)} \frac{V_k I_k}{2} \cos (\alpha_k - \beta_k) \quad (I.1)$$

A potência média calculada a partir de um conjunto de N amostras do produto tensão-corrente, conforme equação (2.10), pode ser escrita como:

$$\overline{P}_D = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L \frac{V_k I_l}{2N} \sum_{n=1}^N \left[\cos [\gamma n (k - l) + \alpha_k - \beta_l] - \cos [\gamma n (k + l) + \alpha_k + \beta_l] \right]$$

ou então:

$$\bar{P}_D = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[P_{D1} + P_{D2} + P_{D3} \right] \quad (I.2)$$

onde:

$$P_{D1} = \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L \frac{V_k I_l}{2} \cos \left[\gamma n (k - l) + \alpha_k - \beta_l \right]$$

para $k \neq l$

$$P_{D2} = - \sum_{k=0}^K \sum_{l=0}^L \frac{V_k I_l}{2} \cos \left[\gamma n (k + l) + \alpha_k + \beta_l \right]$$

para $k + l \neq 0$

$$P_{D3} = V_o I_o + \sum_{k=0}^{\min(K,L)} \frac{V_k I_k}{2} \cos (\alpha_k - \beta_k)$$

O erro na potência média devido à amostragem dos sinais de tensão e corrente é dado por:

$$\delta_P = \bar{P}_C - \bar{P}_D \quad (I.3)$$

Tomando o conjunto de N amostras em um número inteiro de períodos do sinal, tem-se:

$$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \bar{P}_{D3} = \bar{P}_C$$

e o erro pode ser expresso como:

$$\delta_P = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[\delta_{P1(n)} - \delta_{P2(n)} \right] \quad (I.4)$$

onde:

$$\delta_{P1(n)} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_\ell}{2} \cos [\gamma n (k - \ell) + \alpha_k - \beta_\ell]$$

para $k \neq \ell$

$$\delta_{P2(n)} = \sum_{k=0}^K \sum_{\ell=0}^L \frac{V_k I_\ell}{2} \cos [\gamma n (k + \ell) + \alpha_k + \beta_\ell]$$

para $k + \ell \neq 0$

conforme equação (2.12) do capítulo 2.

A P Ê N D I C E II

AMPLIFICADOR DE GANHO PROGRAMÁVEL

O amplificador de ganho programável proporciona um método de aquisição de dados praticamente independente do nível dos sensores. O circuito básico utilizado para este propósito é o amplificador operacional na configuração não inversora [14], como mostra a figura (II.1).

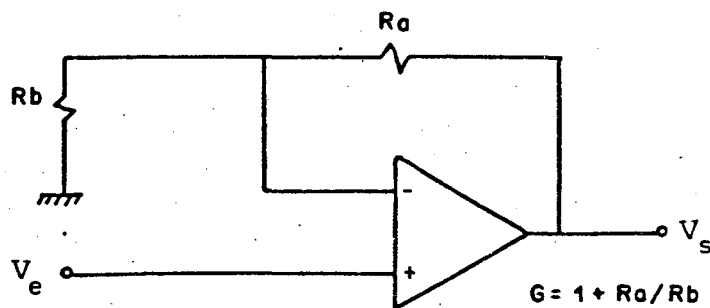


FIGURA II.1 - Configuração básica para um amplificador de ganho programável.

Para obter o ganho desejado pode-se variar R_a através de uma rede de resistores chaveados, onde o controle das chaves é efetuado através de uma palavra digital originada pela unidade de processamento de dados.

A seguir são analisados os efeitos da tolerância dos resistores e os efeitos da tensão de "offset" no amplificador da figura (II.1).

II.1 - EFEITO DA TOLERÂNCIA DOS RESISTORES

Considerando $\Delta R_a/R_a$ e $\Delta R_b/R_b$ a tolerância dos resistores R_a e R_b , respectivamente, no amplificador da figura (II.1) temos:

$$\frac{V_s}{V_e} = 1 + \frac{(R_a + \Delta R_a)}{(R_b + \Delta R_b)} \quad (II.1)$$

Desprezando os termos de 2ª ordem tem-se:

$$\frac{V_s}{V_e} \approx 1 + \frac{R_a}{R_b} \left[1 - \frac{\Delta R_b}{R_b} + \frac{\Delta R_a}{R_a} \right]$$

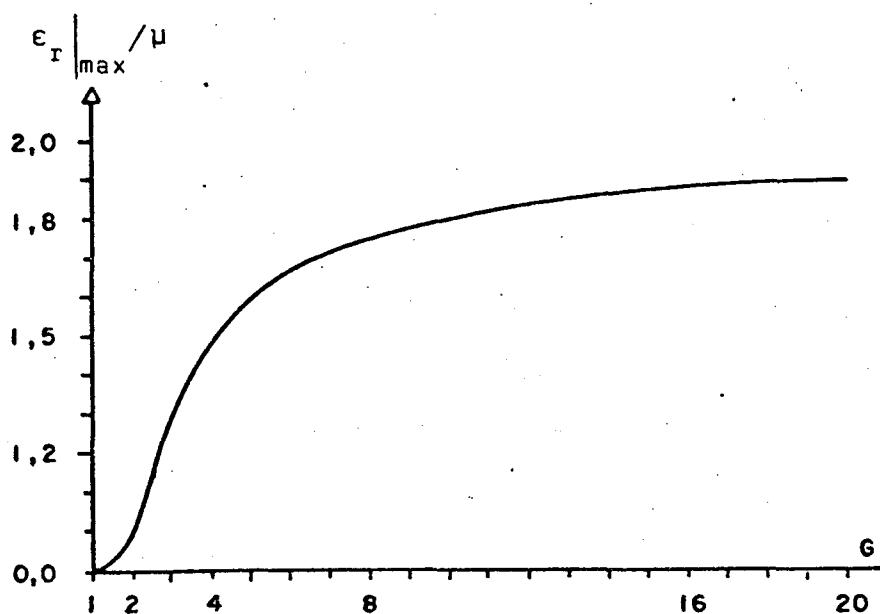


FIGURA II.2 - Erro relativo máximo do ganho "G" normalizado em relação à tolerância μ dos resistores no amplificador da figura (II.1)

$$\text{Considerando: } - \left. \frac{\Delta R_b}{R_b} \right|_{\text{máx}} = \left. \frac{\Delta R_a}{R_a} \right|_{\text{máx}} = \mu,$$

e $R_a/R_b = G - 1$, então, o erro relativo máximo do ganho "G" devido à tolerância μ é:

$$\left| \epsilon_r \right|_{\text{máx}} = 2 \mu (1 - 1/G) \quad (\text{II.2})$$

A curva da figura (II.2), apresenta o erro relativo máximo do ganho "G" normalizado em relação à tolerância μ , $(\epsilon_r |_{\text{máx}} / \mu)$, no valor dos resistores.

II.2 - EFEITOS DA TENSÃO DE "OFFSET"

A figura (II.3) apresenta um circuito geral para analisar os efeitos da tensão de "offset", onde:

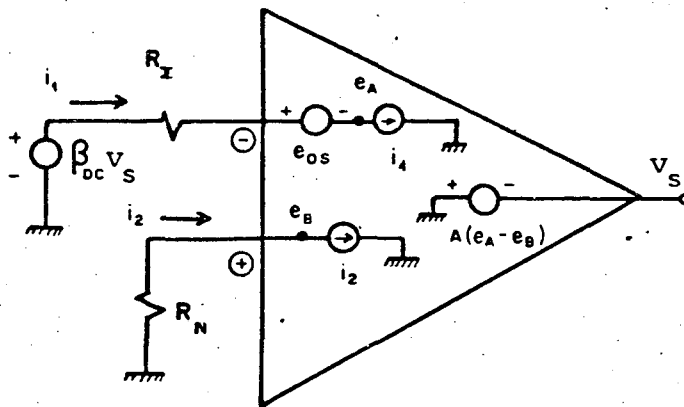


FIGURA II.3 - Circuito equivalente geral para analisar os efeitos da tensão de "offset" .

- β_{DC} - fator de realimentação DC;
 R_N e R_I - resistência Thévenin associada aos terminais de entrada não inversor e inversor, respectivamente.

Aplicando a lei de Kirchhoff no circuito equivalente geral, figura (II.3), temos:

$$\beta_{DC} \cdot v_s - R_I \cdot i_1 = e_{os} + e_A \quad (\text{II.3})$$

Assumindo que o ganho em malha aberta é muito alto, isto é $|e_A - e_B| \approx 0$, temos:

$$\beta_{DC} \cdot v_s - R_I \cdot i_1 = e_{os} - R_N \cdot i_2 \quad (\text{II.4})$$

logo:

$$v_s = \frac{1}{\beta_{DC}} \left[e_{os} + R_I \cdot i_1 - R_N \cdot i_2 \right] \quad (\text{II.5})$$

Sendo $i_{os} = i_1 - i_2$, temos:

$$v_s = \frac{1}{\beta_{DC}} \left[e_{os} + i_1 \cdot |R_I - R_N| + i_{os} \cdot R_N \right] \quad (\text{II.6})$$

Como a polaridade das componentes da tensão de "offset" não é conhecida (e_{os} , i_{os}) pode-se estimar a pior tensão de saída, para uma tensão de "offset" como:

$$\left| v_s \right|_{\text{máx}} = \frac{1}{\beta_{DC}} \left[\left| e_{os} \right| + \left| i_1 \right| \cdot \left| R_I - R_N \right| + \left| i_{os} \right| \cdot R_N \right] \quad (\text{II.7})$$

Supondo que as correntes de polarização são baixas (amplificador operacional com entrada FET), então a equação acima pode ser escrita como:

$$\left| v_s \right|_{\text{máx}} \approx \frac{1}{\beta_{DC}} \left| e_{os} \right| \quad (\text{II.8})$$

Analisando as equações (II.7) e (II.8) conclui-se que com um aumento do ganho DC ($G = 1/\beta_{DC}$) tem-se também um deslocamento da tensão de saída devido ao "offset" de tensão.

A fim de determinar o máximo ganho do amplificador de ganho programável para que sua saída não ultrapasse a 1/2 LSB para uma tensão típica de "offset", considera-se a equação (II.8), onde temos:

$$G_{\text{máx}} \approx \frac{1/2 \text{ LSB}}{\left| e_{os} \right|} \quad (\text{II.9})$$

O ganho máximo para o amplificador de ganho programável, com um amplificador operacional de entrada FET é limitado apenas pela componente de "offset" de tensão, além do produto ganho-banda.

A P Ê N D I C E I I I

CONTEÚDO DE HARMÔNICAS DA TENSÃO DA
REDE E DA CORRENTE DE CARGA EM UM INSTALAÇÃO RESIDENCIAL

Os elementos com características tensão-corrente não linear dão origem às harmônicas de corrente. Em geral, todas as cargas são, em maior ou menor grau, não lineares e, conseqüentemente, geradoras de harmônicas. A amplitude das harmônicas freqüentemente diminui à medida que sua ordem aumenta. Considerando ordem 13 para as harmônicas de corrente [18, 30], supõe-se incluir as de amplitudes mais significativas presentes em uma instalação residencial.

O conteúdo de harmônicas da tensão da rede foi observado na rede de distribuição da CELESC (Centrais Elétricas de Santa Catarina), através de um analisador de espectros. As figuras (III.1) a (III.4) apresentam o resultado desta análise para diferentes solicitações de carga. A relação percentual da amplitude das harmônicas em função da fundamental (60 Hz) é apresentada na tabela (III.1), onde se observa que as harmônicas de ordem superior a 5 possuem amplitudes praticamente desprezíveis em relação à fundamental.

HORÁRIO	HARMÔNICAS				
	3a. (180Hz)	5a. (300Hz)	7a. (420Hz)	9a. (540Hz)	11a. (660Hz)
12:55	0,6	09	0,3	0,1	0,1
17:10	10,6	2,7	0,7	0,5	0,4
23:57	0,3	0,6	0,3	0,4	--
07:38	0,4	1,0	0,2	--	--

TABELA III.1 - Relação percentual da amplitude das harmônicas da tensão em relação à fundamental, dado por:

$$r = 100 / \log^{-1} \left| \frac{V_0 - V_k}{20} \right|$$

onde:

V_0 - Amplitude da fundamental, em dB

V_k - Amplitude da k-ésima harmônica, em dB.

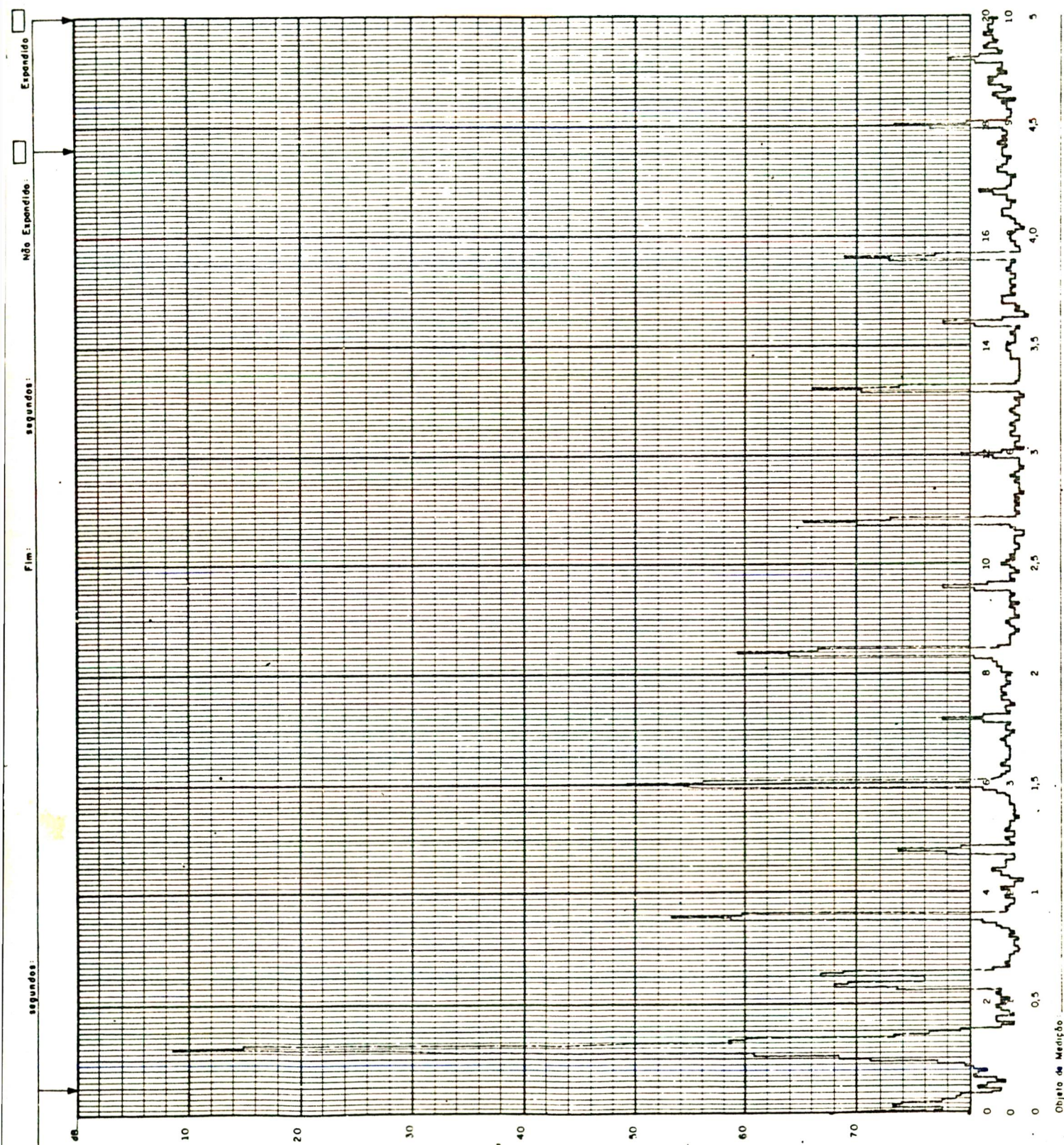


FIGURA III.1 - Nível de fim de escala: 130 dB

Frequência de fim de escala: 1 KHz

Horário da Gravação : 12:55 - 12:58

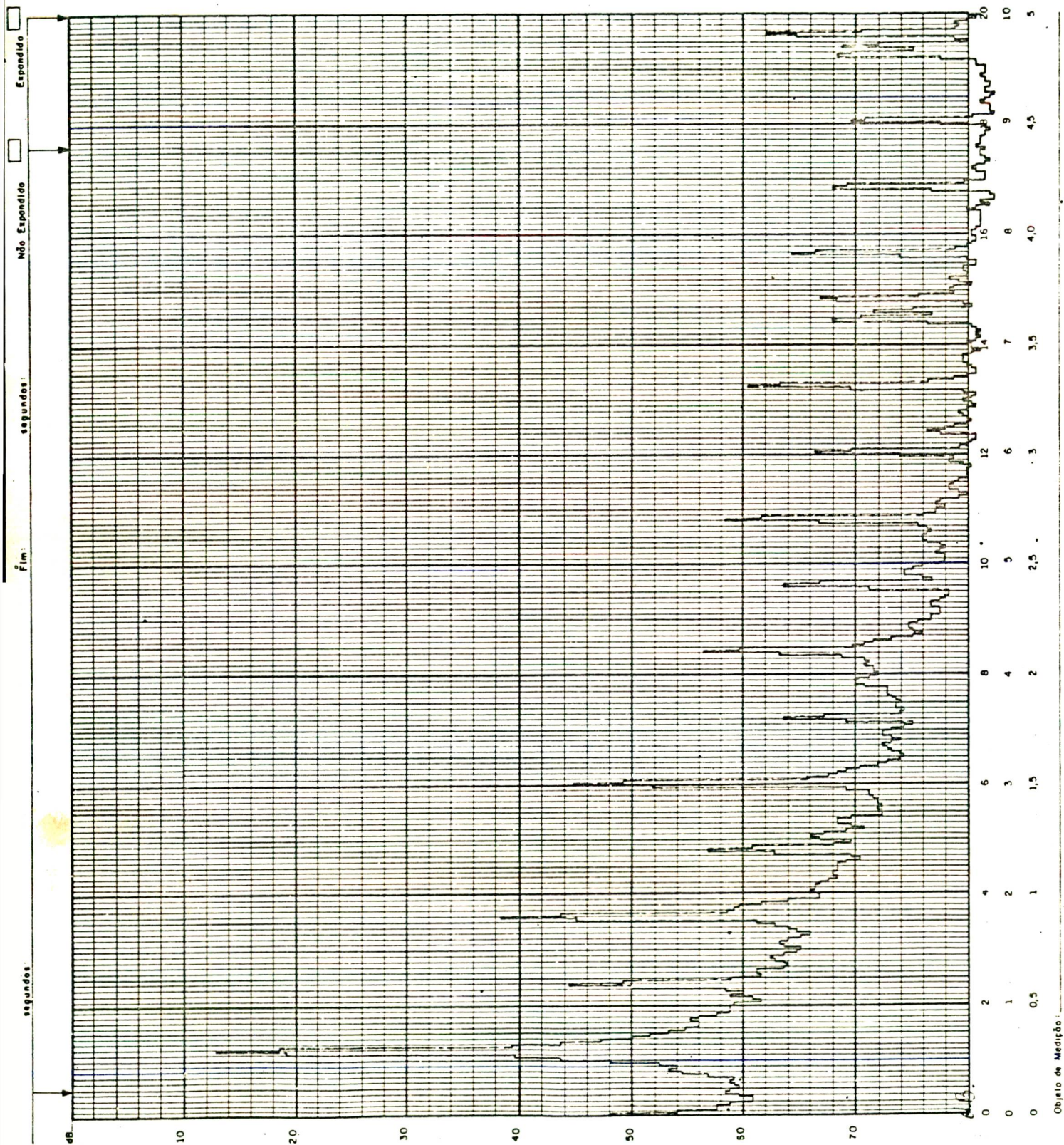


FIGURA III.2 - Nível de fim de escala: 140 dB

Frequência de fim de escala: 1KHz

Horário de gravação: 17:10 - 17:13

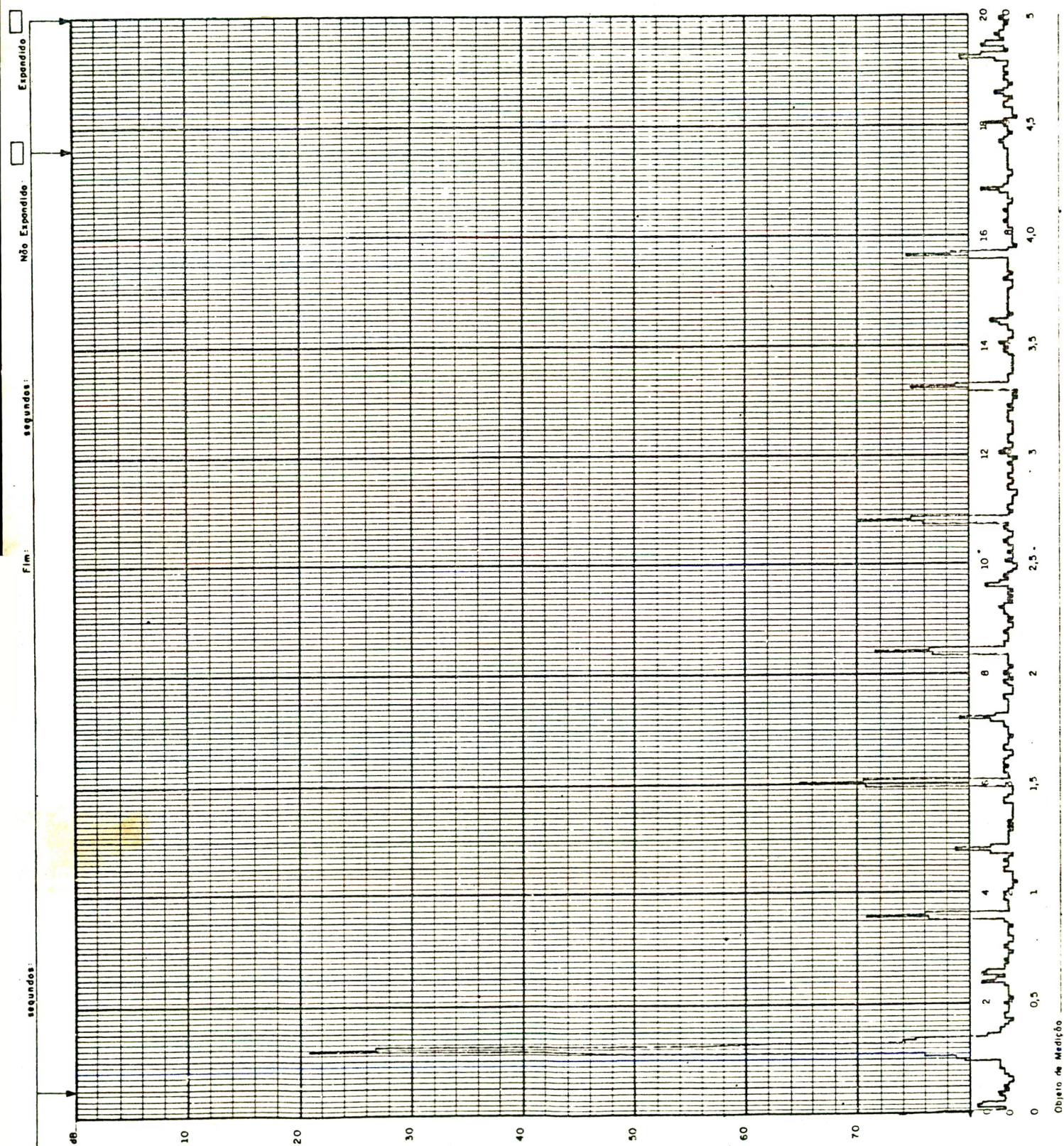


FIGURA III.3 - Nível de fim de escala: 140 dB

Frequência de fim de escala: 1KHz

Horário da Gravação: 23:57 - 24:00

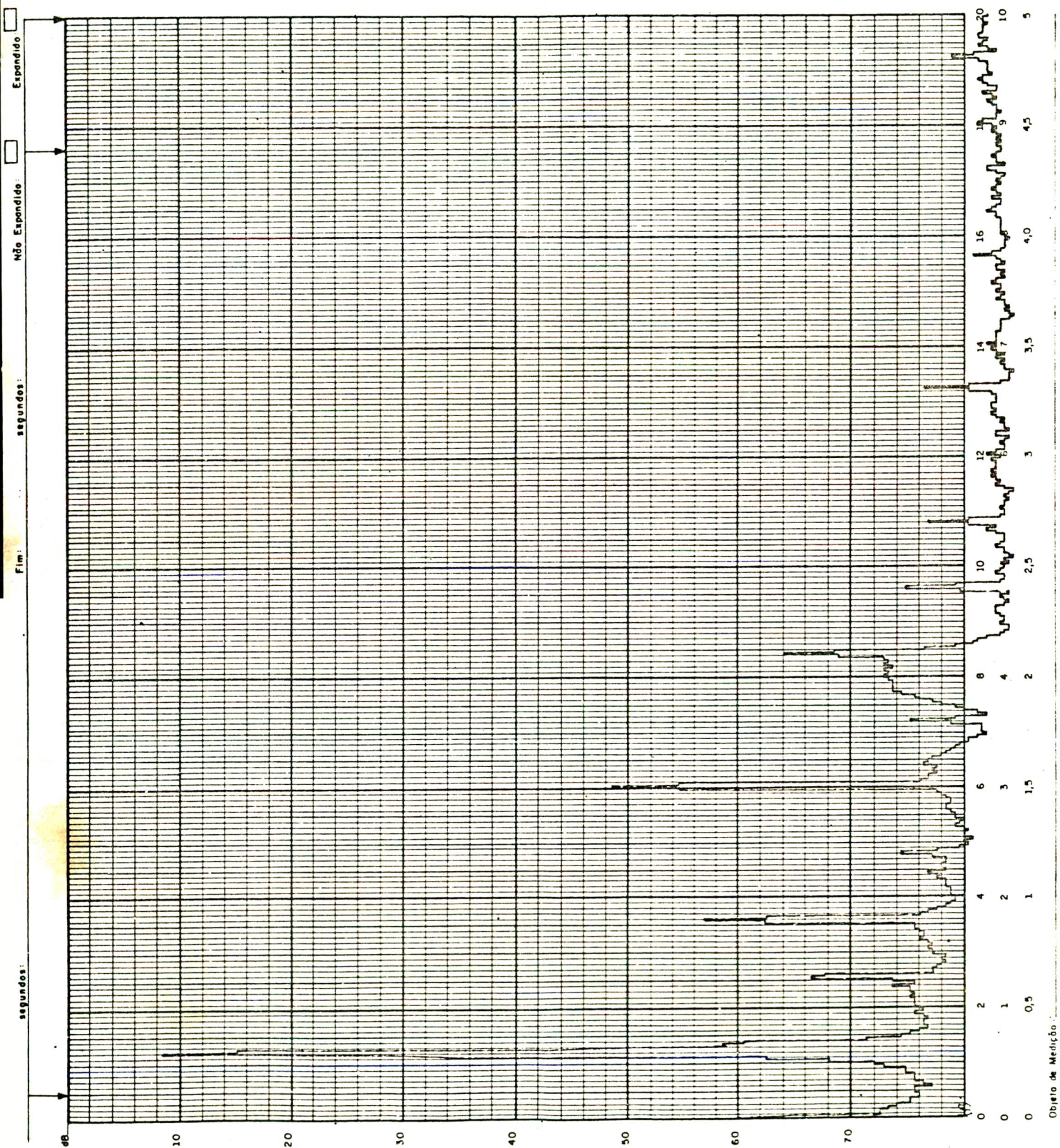


FIGURA III.4 - Nível de fim de escala: 130dB

Frequência de fim de escala: 1KHz

Horário da Gravação: 07:38 - 07:41.

A P Ê N D I C E I V

ESTRUTURA DO ALGORITMO PARA O
MEDIDOR MONOFÁSICO DE ENERGIA ELÉTRICA

Para o protótipo de laboratório do medidor digital de energia elétrica, considerou-se:

- Carga monofásica ;
- Operação em tempo real;
- Frequência de amostragem de 1200 Hz, isto é, 1200 pares de amostras por segundo;
- O microcontrolador 8031 e um conversor analógico-digital de 8 "bits" com um tempo de conversão de aproximadamente 50 usegundos.

As figuras (IV.1) a (IV.4) apresentam os fluxogramas do programa principal, interrupção de aquisição de dados, interrupção de processamento de dados e interrupção de queda de tensão. Cada ciclo de operação consiste basicamente no tratamento de três interrupções. A programação do "timer" interno (responsável pela frequência de amostragem) e a programação das interrupções é feita no início do programa principal, figura (IV.1), através de palavras específicas contidas nos registros de funções especiais presentes na memória interna de dados do microcontrolador 8031 | 17 |, utilizando-se técnica de processamento paralelo associada a um nível de "pipeline". Assim, é possível realizar simultaneamente as aquisições dos dados relacionados ao

tempo ($n + 1$), figura (IV.3), enquanto é executado o processamento do par de dados relacionados ao tempo (n), figura (IV.2). O processador é também responsável pelo tratamento da interrupção devido a uma eventual queda de tensão, figura (IV.4).

No algoritmo desenvolvido para o protótipo de laboratório, o tempo máximo de processamento fica estimado em 500 μ seg.

nota: Depois de ter efetuado o tratamento da interrupção, o processador retorna à tarefa anterior à interrupção (RET I, nas figuras IV.2, IV.3 e IV.4).

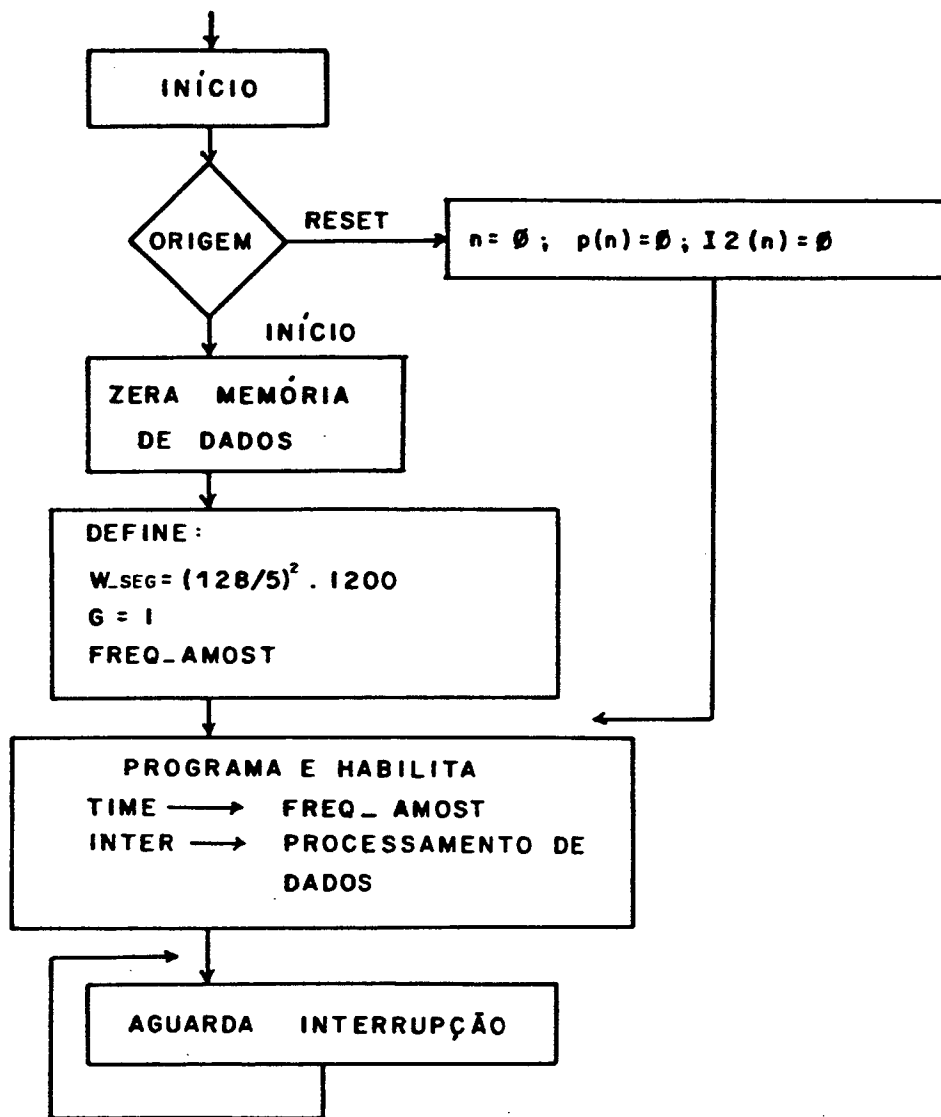


FIGURA IV.1 - Programa principal; a origem pode ser devido a um RESET (caso de queda iminente de tensão) ou ao início de utilização do medidor.

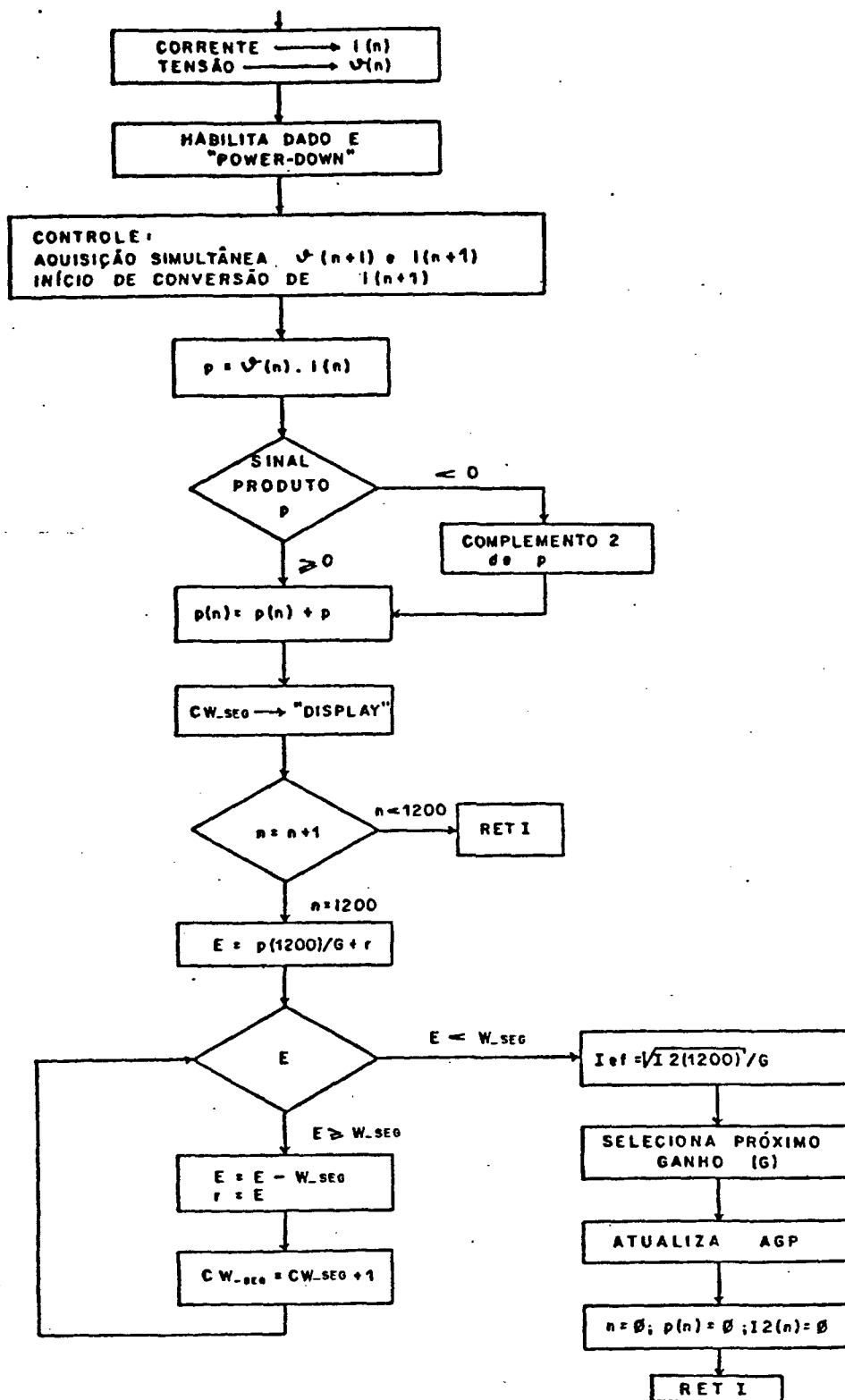


FIGURA IV.2 - Fluxograma da interrupção que executa o processamento do par de dados relativos ao tempo (n). Origem: "timer" interno do 8031 que determina a frequência de amostragem.

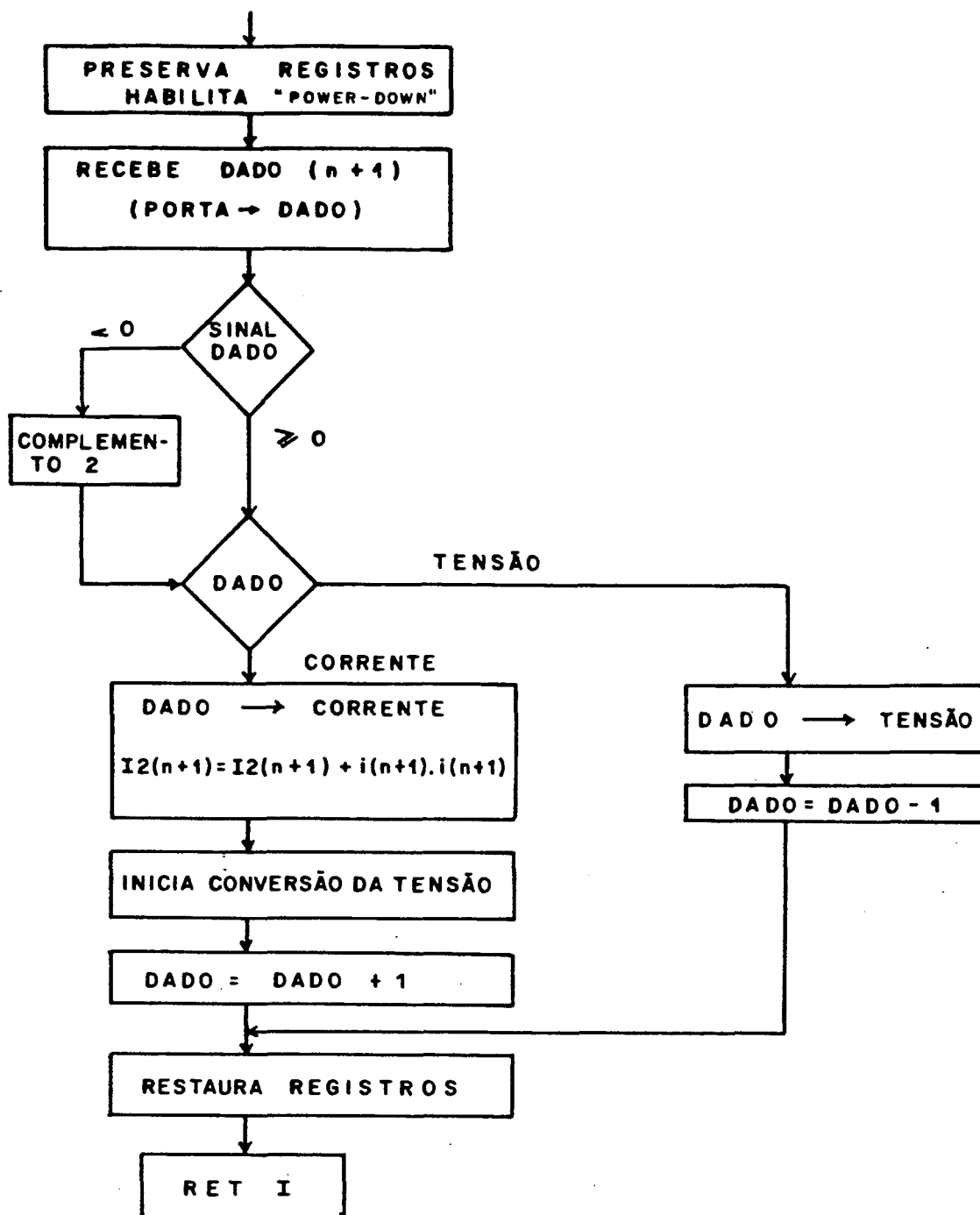


FIGURA IV.3 - Fluxograma da interrupção que recebe o par de dados relacionados ao tempo $(n + 1)$. Origem: sinal de final de conversão do ADC 800. O tempo máximo para o tratamento das duas ocorrências desta interrupção a cada ciclo de programa fica estimado em 80 μ seg.

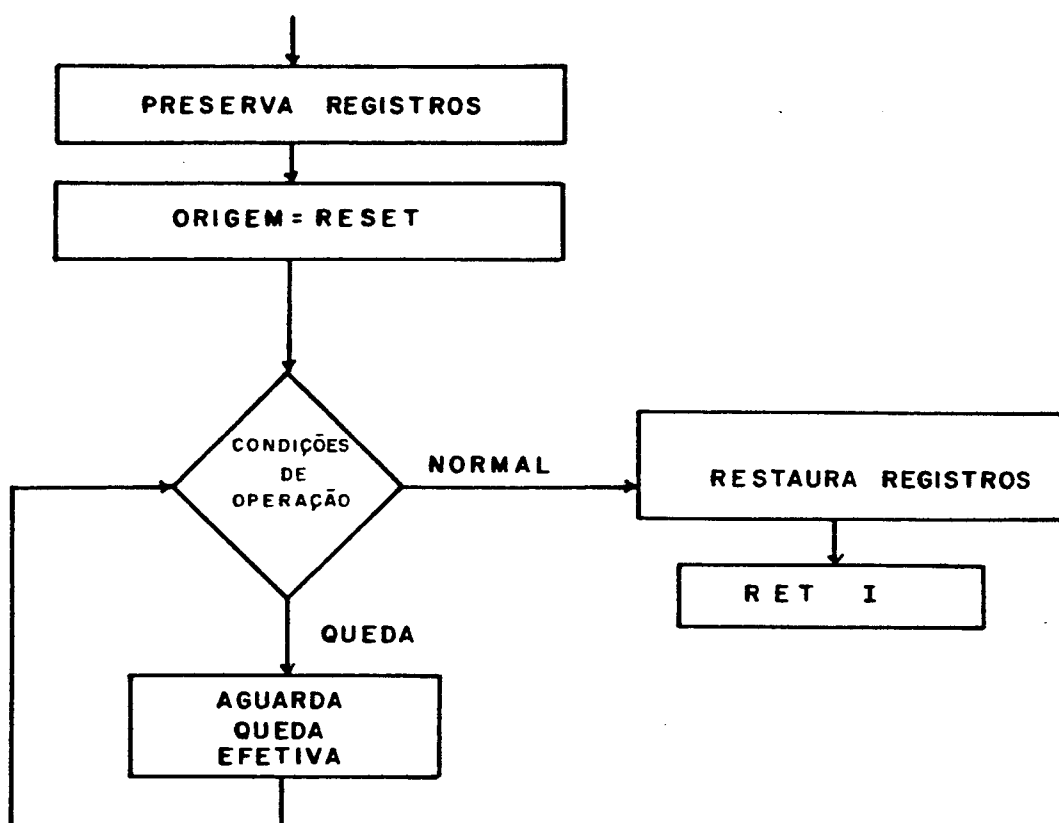


FIGURA IV.4 - Fluxograma da interrupção que aguarda queda efetiva de tensão da rede. Origem: Circuito comparador que identifica queda iminente de tensão.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- | 1 | - IOPES, J. M. R.; COSTA, R. S. & CALDAS, R.P., (1984).
"Equipamentos a Estado Sólido Para Faturamento de
Energia Elétrica" ; II Encontro Nacional sobre
Medição de Energia Elétrica, Manaus, Brasil.

- | 2 | - SHUSTER, G. , (1974). "A High-Resolution Electrodynamic
AC to DC Power Transformer Instrument", IEEE Trans.
IM, Vol. 23 , no. 4.

- | 3 | - SHUSTER, G., (1976). "Thermal Measurement of AC Power
in Comparison with the Electrodynamic Method", IEEE
Trans. IM, Vol. 25, no.4.

- | 4 | - JOHNSON, G. J., (1984). "Analysis of the Modified
Tomota-Sugiyama-Yamaguchi Multiplier", IEEE Trans.
IM, Vol. 33, no.1.

- | 5 | - KUPPURAJULU, A, ; MAYHEE, P. C. & VENKATASESHAIAH, C.
(1971). "A Fast Response Device For Measurement of
Power, Reactive Power, Volt-Amperes and Power Factor",
IEEE Trans. PAS, Vol. 90, no.1.

- | 6 | - SCHNEIDER, M. C., (1980). "Compensador Estático de
Energia Reativa e de Desequilíbrios de uma
Instalação Trifásica, Dissertação de Mestrado, UFSC,
Florianópolis.

- | 7 | - MILIĆEVIĆ, D. & STOJANOVIĆ, B. M., (1975). "A New Electrodynamic Method for Energy Measurement", IEEE Trans. IM, Vol. 24, no. 4.
- | 8 | - TURGEL, R. S., (1974). "Digital Wattmeter Using a Sampling Method", IEEE Trans. IM, Vol. 23, no. 4.
- | 9 | - TURGEL, R. S., (1975) "Sampling Techniques for Electric Power Measurement", U.S. Government Printing Office, N. B. S. Technical Note 870.
- | 10 | - HILL, J. J. & ALDERSON, W. E., (1981). "Design of a Microprocessor Based Digital Wattmeter", IEEE Trans. IECI, Vol. 28, no.3.
- | 11 | - STENBAKKEN, G. N. , (1984). "A Wideband Sampling Wattmeter", IEEE Trans. PAS, Vol. 103, no.1.
- | 12 | - SCHNEIDER, M. C.; MIRANDA, M. D.; SEARA, R., (1986). "Contribuição à Determinação da Frequência de Amostragem para Medição Digital de Energia Elétrica", anais do 2º Congresso Latino Americano de Controle Automático, Buenos Aires, Argentina.
- | 13 | - MIRANDA, M. D.; SEARA, R. ; SCHNEIDER, M. C., (1986). "Considerações Sobre a Taxa de Amostragem e Comprimento da Palavra para Medição de Energia Elétrica Associada a Sinais de Largo Espectro", anais do 6º Congresso Brasileiro de Controle Automático, Belo Horizonte.

- | 14 | - WOO, B. B., (1980). "Digitally Programmable Gain Amplifiers With Arbitrary Range of Integer Values". Proceedings of the IEEE, Vol. 68, no. 7.
- | 15 | - TAUB, H.; SCHILLING, D., (1982). "Eletrônica Digital", Mc Graw-Hill do Brasil.
- | 16 | - STOUT, D. F. (1976). "Handbook of Operational Amplifier Circuit Design", Mc Graw-Hill.
- | 17 | - SIEMENS, (1981). "MCS - 51 Family of Single-Chip Microcomputers User's Manual".
- | 18 | - LEMOINE, M. (1976). "Quelques Aspects de la Pollution des Réseaux par les Distorsions Harmoniques de la Clientèle", RGE, Tome 85, no. 3, Mars.
- | 19 | - CORNEY, A. C.; PULLMAN, R. T., (1987). "Digital Sampling Laboratory Wattmeter", IEEE Trans. on I.M., Vol. IM-36, no. 1.
- | 20 | - MATOUKA, M. F., (1982). "A Wide-Range Digital Power/Energy Meter for Systems with Nonsinusoidal Waveforms", IEEE Trans. PAS, Vol. PAS - 103, no. 10.
- | 21 | - CLARKE, F. J. J.; STOCKTON, J. R., (1982). "Principles and Theory of Wattmeters Operating on Basis of Regularly Spaced Sample Pairs", J. Phys. E: SCI. Instrum. Vol. 15, no. 6.

- | 22 | - COSTA, R. S. ; CALDAS, R. P. ; ALVARENGA, I. M., (1987).
"Solid State Metering Apparatus for Electricity
Billing in Brasil", Fifth International Conference on
Metering Apparatus and Tariffs for Electricity
Supply, Edinburg, 14 - 16 abril.
- | 23 | - PEEBLES, Jr., P. Z. , (1980). "Probability Random
Variables, and Random Signal Principles". Mc Graw-
Hill.
- | 24 | - WAIT, J. V.; HUELSMAN, I. P.; KORN, G. A. , (1977).
"Introduction to Operational Amplifier Theory and
Applications". Mc Graw-Hill.
- | 25 | - MEDEIROS Filho, S. de, (1983, 3a. edição). "Medição de
Energia Elétrica". Guanabara Dois.
- | 26 | - WHITE, D. R.; PICKUP, C., (1987). "Systematic Erros in
Digital Cross Correlations due to Quantization and
Differential Nonlinearity, IEEE Trans. on I. M., Vol.
IM - 36, no. 1.
- | 27 | - ROY, S. C. D., (1984). "Digitally Programmable Gain
Amplifiers", IEEE Trans. on I.M., Vol. IM - 33, no.
4.
- | 28 | - SEARA, R.; SCHNEIDER, M. C.; MIRANDA, M. D., (1987).
"Medidor Digital de Energia Elétrica", Anais do 7º
Seminário de Instrumentação, IBP, Rio de Janeiro.

- | 29 | - GUIMARÃES, C. A. M., (1986). "Um Sistema de Chaveamento "Point-on-Wave" Baseado em Microcomputador.", Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis.
- | 30 | - STEEPER, D.E.; STRATFORD, R. P., (1976). "Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converters", IEEE. on I.A., Vol. IA-12, no. 3.