

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE VIÇOSA
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLÓGICAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE PRODUÇÃO
PROJETO DE MONOGRAFIA**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MEDIDAS EM
TEMPO REAL DE TENSÃO, CORRENTE, POTÊNCIA E
ENERGIA CONECTADO À PORTA PARALELA DO
COMPUTADOR**

MARCELO ANTÔNIO ALVES LIMA

**VIÇOSA – MG
JANEIRO/2007**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MEDIDAS EM
TEMPO REAL DE TENSÃO, CORRENTE, POTÊNCIA E
ENERGIA CONECTADO À PORTA PARALELA DO
COMPUTADOR**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido à Universidade Federal de
Viçosa para a obtenção dos créditos
referentes à disciplina Monografia e
Seminário do curso de Engenharia
Elétrica.

**VIÇOSA – MG
JANEIRO/2007**

DEDICATÓRIA

Aos meus pais, minha irmã, meus amigos e minha namorada Tatiana.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado o milagre da vida. Aos meus pais pela ótima educação que me deram, o que com certeza me possibilitou de hoje estar escrevendo este trabalho. Aos meus avós Raimundo e Maria, a Tio Geraldo e à Marina, por sempre terem acreditado no meu sucesso. À Tatiana, pelo imenso carinho, conforto e apoio. A Augusto de Caux Henriques Damasceno, pela amizade, pelas inúmeras ajudas nos estudos (inclusive neste trabalho) e pelas discussões produtivas. A Janison Rodrigues de Carvalho, pela amizade, pelas ajudas nos estudos, por agüentar meus desabafos e pelas companhias nas baladas. A Alexandre Tadeu Gomes de Carvalho, por ter depositado confiança em mim e permitido que eu ampliasse meus conhecimentos em seu laboratório. Ao meu orientador de monografia André Gomes Torres, por ter me sugerido este trabalho e me ajudado a dar os primeiros passos nos novos conhecimentos adquiridos.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Tensão e corrente em um circuito N	14
Figura 2 – Potência instantânea periódica e potência média	15
Figura 3 - Representação dos 3 tipos de potências através do triângulo de potências. (a) triângulo de potências, (b) triângulo de potências com as equações das 3 potências, (c) triângulo de potências para uma carga RL , (d) triângulo de potências para uma carga RC	20
Figura 4 - Sinal de corrente de uma carga não-linear alimentada pela rede elétrica e o seu espectro.....	21
Figura 5 - Diagrama de blocos das etapas do processamento digital de sinais no tempo contínuo	23
Figura 6 - Representação de um sinal no tempo discreto	23
Figura 7 - (a) Sinal no tempo contínuo, $x_a(t)$; (b) sinal no tempo discreto, $x(n)$; (c) sinal amostrado em T , $x_i(t)$	25
Figura 8 - (a) Sinal no tempo contínuo, $x_a(t)$; (b) espectro de $x_a(t)$; (c) trem de impulsos $p(t)$; (d) espectro de $p(t)$; (e) sinal amostrado em T , $x_i(t)$; (f) espectro ideal de $x_i(t)$	26
Figura 9 - (a) Espectro do sinal no tempo contínuo. Espectros de $x_i(t)$ para: (b) $\Omega_s = 2\Omega_c$; (c) $\Omega_s < 2\Omega_c$; (d) $\Omega_s > 2\Omega_c$	27
Figura 10 - Um sinal falso devido a subamostragem	28
Figura 11 - Circuito básico <i>sample and hold</i>	29
Figura 12 - Sinais de entrada e saída de um circuito <i>sample and hold</i>	30
Figura 13 - Representação em diagrama de blocos de um comparador analógico	31
Figura 14 - Diagrama geral de uma classe de ADC's	32
Figura 15 - Filtro digital de primeira ordem.....	33
Figura 16 - Filtro digital tipo FIR forma direta	36
Figura 17 - Filtro digital tipo IIR forma direta	36
Figura 18 - Diagrama de blocos da parte experimental.....	37
Figura 19 - Circuito integrado ACS754-050 e seu diagrama de blocos.....	39

Figura 20 - Tensão de saída versus corrente primária	40
Figura 21 - Sinal de tensão original e depois condicionado para a faixa de 0 a 5V	41
Figura 22 - Circuito condicionador de sinal	42
Figura 23 - Circuito do filtro passa-baixas de 2ª ordem	43
Figura 24 - Circuitos dos filtros anti-aliasing utilizados	44
Figura 25 - Resposta em frequência dos filtros	45
Figura 26 - Diagrama de blocos do ADS7816.....	46
Figura 27 - Circuito de conversão A/D.....	46
Figura 28 - Interconexão dos blocos.....	48
Figura 29 - Fluxograma	50
Figura 30 - Especificação das características de transmissão do filtro passa-baixas ..	52
Figura 31 – Fotos das placas confeccionadas e da apresentação dos resultados na tela do computador	55
Figura 32 – Frequência de amostragem e saídas do circuito condicionador e sensor de corrente.....	56
Figura 33 – Um pequeno sinal coletado e sua DFT	57
Figura 34 – Resultados das medidas de um ferro de passar	59
Figura 35 – Resultados das medidas de um micro-computador PC	60

LISTA DE TABELA

Tabela 1 – Principais especificações do ACS754-050	40
Tabela 2 – Descrição dos pinos do ADS7816	47
Tabela 3 – Algumas especificações do ADS7816.....	47
Tabela 4 – Coeficientes obtidos.....	54

SIMBOLOGIA

A/D	Analógico/Digital
ADC	Conversor Analógico/Digital
CS	Seleciona chip
D/A	Digital/Analógico
DAC	Conversor Digital/Analógico
DFT	Transformada Discreta de Fourier
EOC	Fim de conversão
FIR	Resposta ao impulso de duração finita
IIR	Resposta ao impulso de duração infinita
IRQ0	Sinalização de um pedido de interrupção de hardware pelo relógio do sistema
RMS	Raiz quadrada da média do valor ao quadrado
S/H	Amostrador/Segurador
TTL	Lógica transistor-transistor

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA.....	I
AGRADECIMENTOS	II
LISTA DE FIGURAS	III
LISTA DE TABELA	V
SIMBOLOGIA.....	VI
SUMÁRIO	VII
RESUMO.....	IX
ABSTRACT.....	IX
1 – INTRODUÇÃO.....	10
1.1 Objetivos	11
1.2 Organização do Texto	11
2 – REVISÃO DE LITERATURA.....	13
2.1 Potência em Regime Permanente C.A.	13
2.1.1 Introdução.....	13
2.1.2 Potência no Domínio do Tempo e Potência Média.....	13
2.1.3 Valores Eficazes	16
2.1.4 Fator de Potência	18
2.1.5 Potência Reativa	19
2.1.6 Sinais Periódicos Não-Senoidais.....	20
2.2 Processamento Digital de Sinais no Tempo Contínuo.....	22
2.2.1 Introdução.....	22
2.2.2 Amostragem de Sinais no Tempo Contínuo	23
2.2.2.1 Teorema da Amostragem	24
2.2.3 Circuito Sample-and-Hold	29
2.2.4 Conversor Analógico-Digital	30
2.3 Filtros Digitais	33
3 – DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TENSÃO E	
CORRENTE.....	37
3.1 Sensor de Corrente.....	38

3.2 Placa de Condicionamento de Sinal.....	41
3.3 Filtros Passa-Baixas.....	42
3.3.1 Freqüência de Amostragem e Projeto dos Filtros Anti-Aliasing.....	44
3.4 Conversores A/D.....	45
3.5 Interconexão dos Blocos.....	48
3.6 Software – C/C++.....	48
3.7 Projeto dos Filtros Digitais.....	52
4 – RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	55
4.1 Freqüência de Amostragem.....	56
4.2 Quantização.....	57
4.3 Respostas dos Filtros Digitais.....	58
5 – CONCLUSÕES.....	61
5.1 Trabalhos Futuros.....	61
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	62

RESUMO

Este trabalho descreve a implementação de um sistema de aquisição de dados para sinais de tensão e corrente de equipamentos residenciais e industriais. O Sistema é constituído por um circuito eletrônico conectado à porta paralela de um computador e por um software que controla o circuito e realiza o processamento digital. O C/C++ foi a linguagem de programação utilizada. Os sinais discretos de tensão e corrente obtidos possuem informações úteis que podem ser extraídas pelo processamento digital. O software calcula em tempo real valores de tensão e corrente RMS, potência média, fator de potência e energia consumida através de filtros digitais. Este trabalho explora uma importante técnica do processamento digital de sinais: filtragem digital. Como aplicação do sistema, são apresentados e discutidos resultados de medidas em equipamentos elétricos comuns.

Palavras-Chave: aquisição de dados, processamento digital de sinais, filtros digitais, qualidade de energia.

ABSTRACT

This work describes the development of an acquisition data system for voltage and current signals of residential and industrial loads. The system is composed by the electronic circuit connected to the parallel port of a personal computer and the software who controls the circuit and does the digital processing. The C/C++ was the programming language used here. The discrete signals of voltage and current obtained possess some usefull information who can be extracted by digital processing. The software produces in real-time values of RMS voltage and current, average power, power factor and consumed energy by the use of Digital Filters. It can be seem that this work explore an important technique of Digital Signal Processing: digital filtering. Results of measurements in usual electrical equipments are shown.

Keywords: data acquisition, digital signal processing, digital filtering, power quality.

1 – Introdução

Diversos equipamentos eletro-eletrônicos absorvem corrente elétrica da rede de alimentação com características de forma de onda distorcidas, isto é, a corrente absorvida não é senoidal como deveria ser. Desta forma, são provocados vários danos à rede de fornecimento de energia elétrica, principalmente perda de energia no sistema de transmissão e distribuição. Atualmente, estes e outros problemas da qualidade da energia elétrica são muito prejudiciais, e não serão resolvidos em curto prazo, o que indica ser este um campo de pesquisa necessário para o momento e para o futuro.

Portanto, é necessário investir no desenvolvimento de equipamentos de medição para verificação e fiscalização dos consumidores. Neste sentido, se faz justo investigar formas de medição e análise do consumo de energia elétrica mais adequadas que as convencionais. Este trabalho tem por objetivo apresentar um equipamento de baixo custo e versátil que realize a aquisição de sinais elétricos, e um programa que controla a interface e analisa os dados obtidos.

O equipamento adquire os sinais de tensão e corrente de alimentação dos equipamentos ligados à rede elétrica através de dois conversores A/D e depois envia os dados para o computador, através da porta paralela (porta de impressora). Um circuito condicionador ajusta o sinal de tensão medido dentro da faixa permitida pela entrada de seu conversor A/D. O sensor de corrente é baseado em efeito Hall, o sinal de corrente é convertido em tensão e devidamente condicionado, e é aplicado à entrada de outro conversor A/D. Segundo o teorema da amostragem, a máxima frequência dos sinais amostrados não deve ultrapassar a metade da taxa de amostragem dos conversores A/D. Para que o teorema seja respeitado, são utilizados filtros analógicos passa-baixas anti-aliasing para cada um dos sinais.

Um programa escrito em linguagem C++ é executado em modo real. Este programa é responsável por controlar e receber dados dos conversores A/D, e determina o intervalo de aquisição dos dados dos seus circuitos de amostragem e retenção. É importante que as amostras sejam feitas a intervalos bem regulares para que a análise forneça resultados corretos. A fim de manter a frequência de amostragem constante, são explorados recursos de interrupção IRQ0 em modo real. O programa também manipula os dados obtidos, e a

partir deles, calcula outros dados importantes, tais como tensão e corrente eficazes, potência média, fator de potência e consumo de energia. Estes dados são obtidos em tempo real, ou seja, tão logo é realizada uma nova aquisição, já são calculados novos valores. Para que isto seja realizado, são utilizados filtros digitais, que permitem que a cada novo dado de entrada, uma nova saída seja obtida. O programa mostra os resultados na tela do computador e também salva em arquivo de texto para posterior análise.

1.1 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um protótipo que adquira sinais de tensão e corrente de cargas alimentadas pela rede elétrica, os converta para a forma digital e propicie a sua transferência para a memória do computador utilizando-se como interface a porta paralela. Além disso, o trabalho tem outros objetivos, quais sejam:

- Estudo de potência elétrica em regime C.A., além de tensões e correntes eficazes e de fator de potência;
- Estudo das técnicas de processamento digital de sinais de tempo contínuo, tais como teorema da amostragem, circuitos de amostragem e retenção e conversão analógico-digital;
- Estudo de filtros digitais e discretização de sistemas, e de suas aplicações na análise de qualidade de energia elétrica;
- Desenvolvimento do sistema de medidas de tensão, corrente, potência e energia e verificação de seu funcionamento.

1.2 Organização do Texto

O texto apresentado está organizado nos seguintes capítulos:

No capítulo 2 são apresentadas a teoria de potência elétrica em regime C.A., as técnicas de processamento digital de sinais no tempo contínuo e a teoria de filtros digitais,

conceitos teóricos necessários para a compreensão do desenvolvimento do sistema de medição proposto.

No capítulo 3 são estudados detalhadamente todos os blocos constituintes do protótipo, tais como sensor de corrente, circuito condicionador de sinal, filtros anti-aliasing, conversores A/D, o software de controle da interface e de análise dos dados obtidos e a implementação dos filtros digitais.

No capítulo 4 são apresentados resultados experimentais ilustrando o desempenho do protótipo e discussões sobre seu funcionamento.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho, em conjunto com propostas de continuidade.

2 – Revisão de Literatura

Na revisão de literatura são apresentados todos os conceitos fundamentais, os quais devem ser enfatizados e conhecidos para o desenvolvimento e implementação do sistema de medição proposto.

2.1 Potência em Regime Permanente C.A.

2.1.1 Introdução

Nesta seção serão estudadas as relações de potência para uma rede que é excitada por tensões ou correntes periódicas. Serão feitas análises para tensões e correntes senoidais, visto que quase toda a energia elétrica é gerada nessa forma. A *potência instantânea* é a velocidade na qual a energia é absorvida por um elemento, e varia em função do tempo. A mais importante medida de potência, particularmente para tensões e correntes periódicas, é a *potência média*. A potência média é igual à taxa média na qual a energia é absorvida por um elemento, e é independente do tempo. Potências médias são encontradas na faixa entre poucos picowatts, em aplicações como em satélites de comunicação, até milhões de watts, em aplicações tais como o suprimento de eletricidade para uma grande cidade. Será vista também uma regra matemática para caracterizar as tensões e correntes periódicas, conhecida como *valor eficaz* ou *rms*, além do conceito de *fator de potência* associado a uma carga.

2.1.2 Potência no Domínio do Tempo e Potência Média

A potência instantânea que entra em um circuito N de dois terminais (Figura 1) é definida por [01]:

$$p(t) = v(t)i(t) \quad (2.1)$$

onde $v(t)$ e $i(t)$ são a tensão e a corrente instantâneas nos terminais, respectivamente. Se p é positivo, a energia é entregue ao circuito. Se p é negativo, a energia é devolvida do circuito para a fonte.

Sendo que a capacidade de armazenamento de energia de um indutor ou de um capacitor é finita, estes elementos passivos não podem continuar recebendo energia sem devolvê-la. Portanto, no estado permanente e durante cada ciclo, toda a energia recebida por um indutor ou um capacitor é devolvida. A energia recebida por um resistor, entretanto, é utilizada na realização de trabalho.

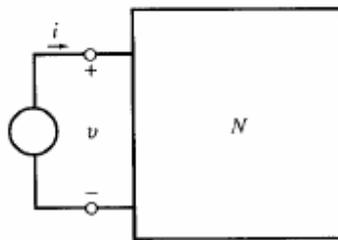


Figura 1 – Tensão e corrente em um circuito N

Para exemplificar, considera-se o caso de tensão e corrente senoidais. Uma tensão senoidal $v = V_m \cos(\omega t)$ aplicada nos terminais de uma impedância $\dot{Z} = |\dot{Z}| \angle \theta$ estabelece uma corrente $i = I_m \cos(\omega t - \theta)$, em que θ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. A potência entregue à impedância no tempo t é:

$$\begin{aligned}
 p(t) &= vi = V_m I_m \cos \omega t \cos(\omega t - \theta) \\
 &= \frac{1}{2} V_m I_m [\cos \theta + \cos(2\omega t - \theta)] \\
 &= \frac{1}{2} V_m I_m \cos \theta + \frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t - \theta)
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

A potência instantânea na Eq. (2.2) consiste de uma componente senoidal $\frac{1}{2} V_m I_m \cos(2\omega t - \theta)$ mais uma componente independente do tempo $\frac{1}{2} V_m I_m \cos \theta$, que é a potência média P [01]. A potência média é também chamada de *potência ativa* ou *potência útil* e tem como unidade o Watt (W). A componente senoidal, por sua vez, varia no tempo e tem frequência duas vezes maior que a frequência da tensão e da corrente.

Matematicamente, o valor médio de qualquer função periódica é definido como a integral no tempo da função durante um período completo, dividida pelo período. Portanto, a potência média P para uma potência instantânea periódica p é dada por [02]:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} p dt \quad (2.3)$$

onde t_1 é arbitrário, e T um período completo do sinal.

A potência média para tensão e corrente puramente senoidais é ilustrada na Figura 2. Durante parte de um ciclo, a potência instantânea é positiva, o que indica que o fluxo de potência está entrando na carga. Durante o restante do ciclo, a potência instantânea é negativa, o que indica que o fluxo de potência se dirige da carga para a fonte. O fluxo resultante de potência durante um ciclo é, entretanto, não-negativo e é chamado de *potência média*.

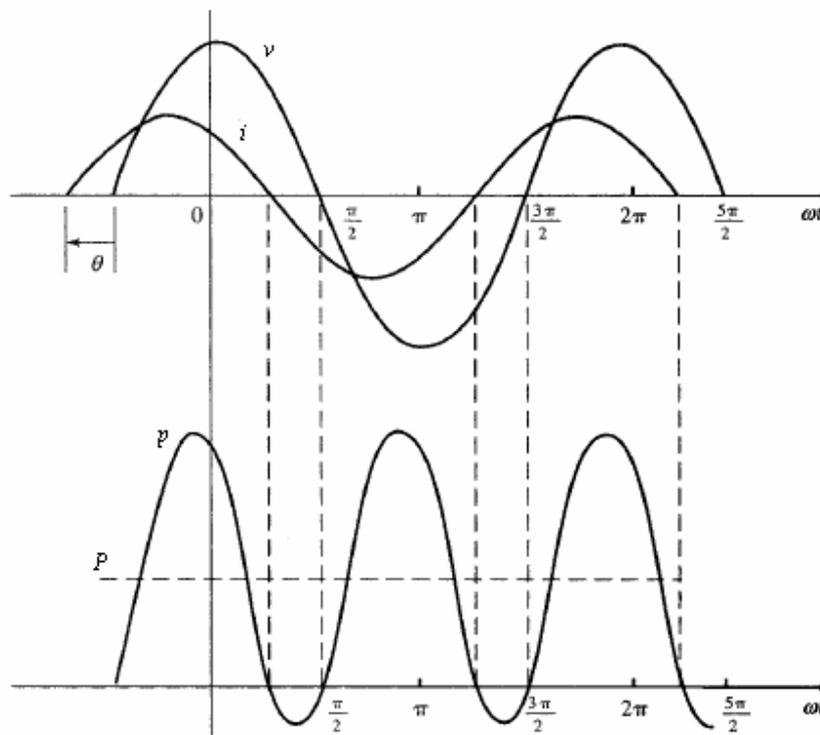


Figura 2 – Potência instantânea periódica e potência média

Sendo o valor médio de $\cos(2\omega t - \theta)$ em um período igual a zero. Da Eq. 2.2 observa-se que [01]:

$$P = \frac{V_m I_m}{2} \cos \theta \quad (2.4)$$

Logo, a potência média absorvida pelo bipolo representado na Figura 1, considerando tensão e corrente senoidais, é determinada pelas amplitudes V_m e I_m e pelo cosseno do ângulo de defasagem θ .

Se o bipolo é um resistor R , então $\theta = 0$, e $V_m = RI_m$, de forma que a Eq. (2.4) torna-se

$$P_R = \frac{1}{2} RI_m^2 \quad (2.5)$$

No caso de um indutor, $\theta = 90^\circ$, e no caso de um capacitor, $\theta = -90^\circ$, logo para qualquer dos dois, pela Eq. (2.4), $P = 0$. Portanto, um indutor ou um capacitor, ou para o caso de uma rede constituída somente por indutores e capacitores ideais, em qualquer combinação, a potência média dissipada é zero. Fisicamente, indutores e capacitores ideais armazenam energia durante uma parte do período e a devolvem durante a outra parte, de forma que a potência média entregue é zero.

Se $\theta = 0$, o dispositivo é equivalente a um resistor, e se $\theta = \pi/2$ (ou $-\pi/2$), o dispositivo é equivalente a uma indutância (ou a uma capacitância). Para $-\pi/2 < \theta < 0$, o dispositivo é equivalente a um circuito RC , enquanto para $0 < \theta < \pi/2$, ele é equivalente a um circuito RL . Finalmente, se $|\theta| > \pi/2$, então $P < 0$, e o dispositivo é mais ativo que passivo. Neste caso, o dispositivo entrega potência através de seus terminais e, é claro, atua como uma fonte.

2.1.3 Valores Eficazes

Foi visto na seção anterior que tensões e correntes periódicas entregam uma potência média a cargas que tenham alguma parcela resistiva. A quantidade de potência que é entregue depende das características da forma de onda particular. Um método de comparação da potência entregue por diferentes formas de onda é, portanto, muito útil. Um destes métodos é empregar os valores *rms* ou *eficazes* para tensões e correntes periódicas.

O valor eficaz de qualquer corrente (tensão) periódica é uma constante que é igual à corrente (tensão) c.c., que iria entregar a mesma potência média para uma resistência R [02]. Desta forma, se I_{ef} é o valor *eficaz* de i , pode-se escrever:

$$P = RI_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T Ri^2 dt$$

da qual a corrente eficaz é:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (2.6)$$

De forma similar:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 dt} \quad (2.7)$$

O termo eficaz é tradução da abreviatura de *rms*. Analisando a Eq. (2.6), observa-se que na verdade, toma-se a *raiz (root)* quadrada da *média (mean)* do valor ao *quadrado (square)* da corrente.

Da definição, o valor eficaz de uma constante (c.c.) é simplesmente a própria constante. O caso c.c. é um caso especial ($\omega = 0$) da mais importante tipo de forma de onda, a tensão ou a corrente senoidal.

Considera-se uma corrente senoidal $i = I_m \cos(\omega t + \phi)$, onde ϕ é o ângulo de fase inicial da corrente. Então, da Eq. (2.6) encontra-se que [02]:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{\omega I_m^2}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \cos^2(\omega t + \phi) dt}$$

resolvendo-se a integral acima:

$$I_{ef} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (2.8)$$

Desta forma, uma corrente senoidal tendo uma amplitude I_m , entrega a mesma potência média a uma resistência R que uma corrente c.c. de valor igual a $I_m / \sqrt{2}$. Também se pode ver que a corrente eficaz é independente da frequência ω ou da fase inicial ϕ da corrente.

Do mesmo modo, no caso da tensão senoidal, encontra-se que:

$$V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2.9)$$

Substituindo-se esses valores na Eq. (2.4), para um bipolo alimentado por tensão e corrente senoidais, chega-se a:

$$P = V_{ef} I_{ef} \cos \theta \quad (2.10)$$

Na prática, valores eficazes são empregados normalmente nas áreas de geração e distribuição de energia. Por exemplo, a tensão que chega nas casas é de 127V ou 220V. Esses valores são eficazes, sendo que as amplitudes dessas tensões são, respectivamente, $127\sqrt{2} = 180V$ e $220\sqrt{2} = 311V$.

2.1.4 Fator de Potência

O produto $V_{ef}I_{ef}$ é chamado de *potência aparente* [02]. A unidade de potência aparente é o voltampere (VA), de forma a se evitar engano e confusão com a unidade de potência média, o watt (W). A potência aparente é o valor constante máximo que a potência média pode assumir. Quando nesse caso, diz-se que há máxima transferência da potência.

A relação da potência média com a potência aparente é definida como *fator de potência* [02]. Essa relação é válida para quaisquer formas de ondas da tensão e da corrente, desde que sejam periódicas. Portanto, definindo-se o fator de potência como fp , tem-se que:

$$fp = \frac{P}{V_{ef} I_{ef}} \quad (2.11)$$

Para o caso de tensão e corrente senoidais, a potência média é como descrito pela Eq. (2.10). Sendo assim:

$$fp = \frac{V_{ef} I_{ef} \cos \theta}{V_{ef} I_{ef}} = \cos \theta \quad (2.12)$$

O fator de potência, como pode ser visto, é adimensional. Para o caso de cargas puramente resistivas, a tensão está em fase com a corrente, sendo $\theta = 0$, e, portanto $fp = 1$. Nesse caso, a potência média será igual à potência aparente. Este é um caso de fator de potência *unitário*. Um fator de potência unitário também pode existir para cargas que contenham indutores e capacitores, desde que suas reatâncias se cancelem. Ajustar as reatâncias das cargas para que se aproximem dessa condição é muito importante em sistemas elétricos de potência [02].

Em uma carga puramente reativa, $\theta = \pm 90^\circ$, $fp = 0$ e a potência média é zero. Neste caso, a carga é equivalente a uma indutância ou a uma capacitância, e a corrente e a tensão diferem em fase de 90° .

Uma carga para a qual $-90^\circ < \theta < 0$ é equivalente a um circuito *RC*, enquanto uma tendo $0 < \theta < 90^\circ$ é equivalente a um circuito *RL*. Visto que $\cos \theta = \cos(-\theta)$ é evidente que o *fp* para uma carga *RC* tendo $\theta = -\theta_1$ é igual ao de uma carga *RL* com $\theta = \theta_1$. Para evitar esta dificuldade em identificar tais cargas, o *fp* é caracterizado como *adiantado* ou *atrasado* pela fase da corrente com referência à da tensão. Portanto, uma carga *RC* tem *fp* adiantado e uma carga *RL* tem *fp* atrasado.

2.1.5 Potência Reativa

Se uma rede passiva contém indutores, capacitores ou ambos, parte da energia que entra durante um ciclo é armazenada e então retornada para a fonte. Durante o período que a energia retorna para a fonte, a potência instantânea é negativa. A potência envolvida nessa troca é chamada de *potência reativa* [01]. Para o caso de tensão e corrente senoidais, ela é definida como:

$$Q = V_{ef} I_{ef} \text{sen} \theta \quad (2.13)$$

e sua unidade é o *var* (volt-ampère reativo). Como pode ser visto, $Q = 0$ para $\theta = 0$. Isto ocorre para uma carga resistiva, em que V e I estão em fase. Quando a carga é puramente reativa, $|\theta| = 90^\circ$ e Q é máximo. Nota-se que enquanto P é sempre não-negativo, Q pode assumir valores positivos (para uma carga indutiva) e negativos (para uma carga capacitiva).

No caso de formas de onda perfeitamente senoidais, P , Q e S podem ser representados por vetores que formam um triângulo retângulo, sendo que:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.14)$$

Esse triângulo retângulo é chamado de *triângulo de potências*. Ele é mostrado na Figura 3.

2.1.6 Sinais Periódicos Não-Senoidais

O aumento do número de equipamentos eletrônicos na indústria, edifícios comerciais e mesmo nas residências, dentre diversos outros equipamentos, tem provocado um aumento crescente dos problemas nas redes elétricas devido à inserção de cargas não-lineares no sistema. Os sinais de corrente e conseqüentemente de potência nesses casos são periódicos, mas não senoidais. Em razão disso, constata-se a geração de tensões não senoidais, transitórios e outros distúrbios. Estes e muitos outros problemas são casos de estudos da área de qualidade de energia.

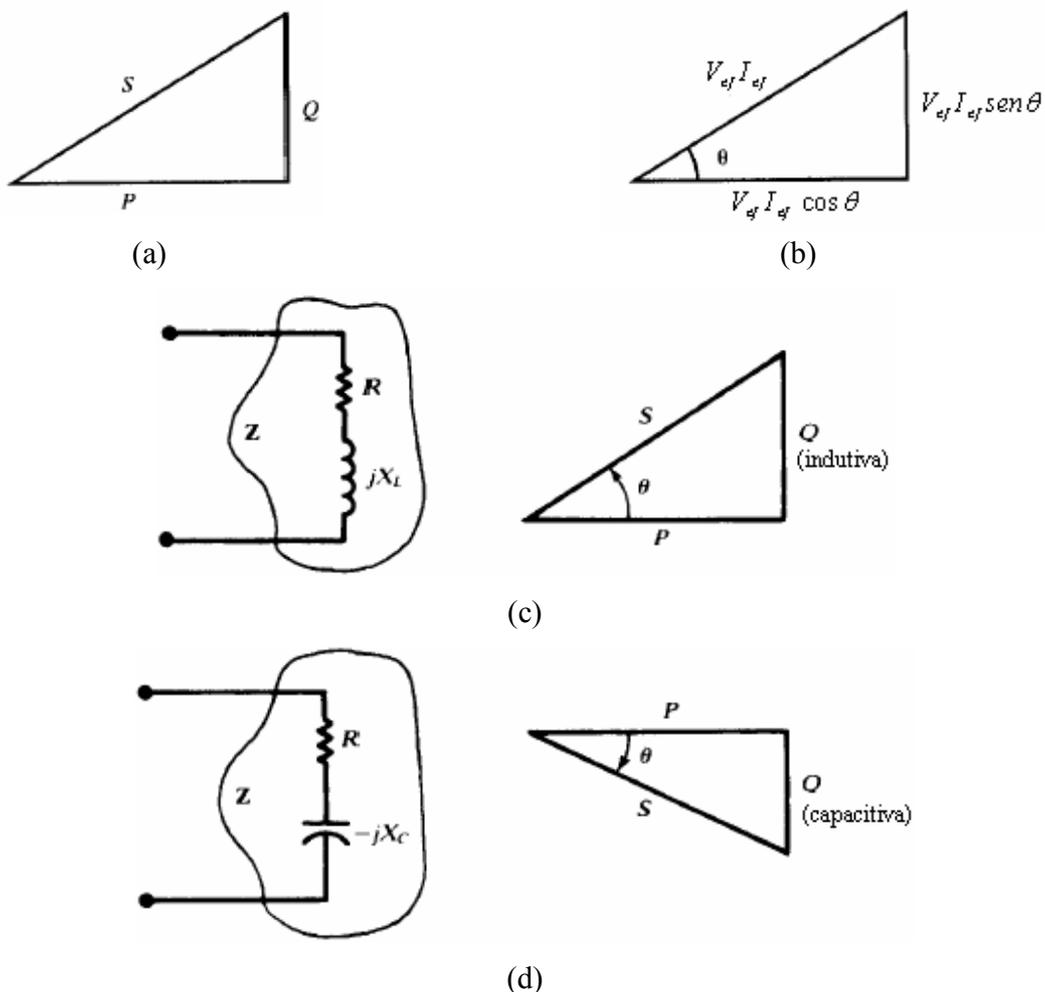


Figura 3 - Representação dos 3 tipos de potências através do triângulo de potências. (a) triângulo de potências, (b) triângulo de potências com as equações das 3 potências, (c) triângulo de potências para uma carga RL , (d) triângulo de potências para uma carga RC

A definição de potência média apresentada na Eq. (2.3) também se aplica a sinais periódicos não-senoidais. Um sinal periódico qualquer pode ser decomposto em uma série de senóides com valores de frequências sendo múltiplos inteiros da frequência fundamental do sinal [02]. Essas senóides são chamadas de harmônicos. A Figura 4 mostra um sinal de corrente com forte distorção harmônica e o seu espectro. Em geral, equipamentos alimentados por fontes chaveadas apresentam esse formato de onda de corrente. Pode-se observar a presença de frequências múltiplas ímpares da fundamental (60Hz), em especial as primeiras (180Hz, 300Hz e 420Hz).

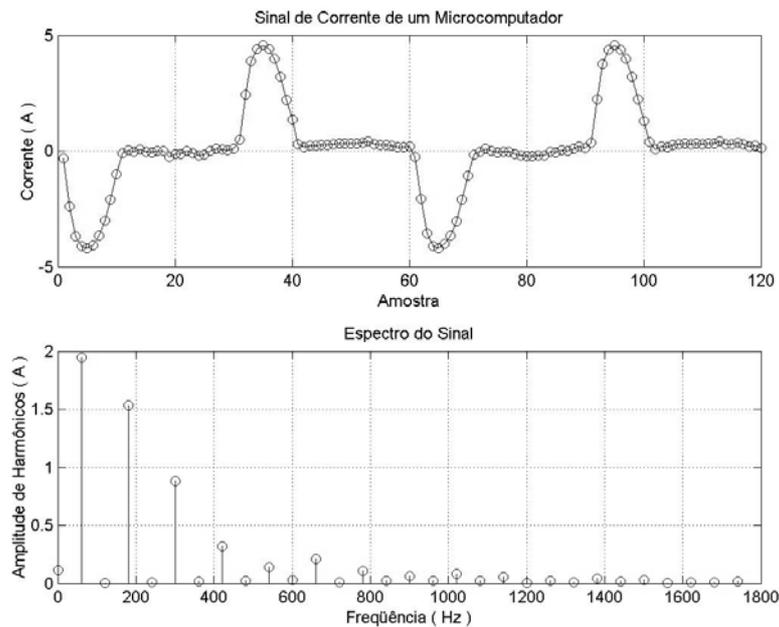


Figura 4 - Sinal de corrente de uma carga não-linear alimentada pela rede elétrica e o seu espectro

As definições de corrente eficaz e de tensão eficaz apresentadas na Eq. (2.6) e na Eq. (2.7), respectivamente, também se aplicam a quaisquer formas de onda periódicas. Como consequência, a Eq. (2.11) para cálculo do fator de potência também se aplica a quaisquer sinais de tensão e corrente periódicos de mesma frequência fundamental.

2.2 Processamento Digital de Sinais no Tempo Contínuo

2.2.1 Introdução

A maioria dos sinais que se encontram na natureza são contínuos no tempo, tais como a temperatura, a fala e as imagens. Cada vez mais, algoritmos de processamento de sinais de tempo discreto estão sendo usados para processar tais sinais, e são implementados empregando sistemas de tempo discreto analógicos ou digitais. Para o processamento por sistemas digitais, os sinais de tempo discreto são representados na forma digital em que cada amostra é uma palavra binária. Portanto, necessita-se de circuitos de interface analógica para digital e digital para analógica para converter os sinais de tempo contínuo para a forma de tempo discreto digital, e vice-versa. Como resultado, é necessário desenvolver as relações entre os sinais de tempo contínuo e os sinais de tempo discreto equivalentes no domínio do tempo e no domínio da frequência.

O circuito de interface que realiza a conversão de um sinal de tempo contínuo para a forma digital é chamado de conversor analógico-digital (A/D). A operação reversa de conversão de um sinal digital em um sinal de tempo contínuo é implementada pelo circuito de interface chamado conversor digital-analógico (D/A). Em adição a esses dispositivos, necessita-se de alguns circuitos. Sendo que a conversão analógico-digital, freqüentemente, leva uma quantidade de tempo para ser realizada, é necessário assegurar que o sinal analógico na entrada do conversor A/D permaneça constante em amplitude até que a conversão se complete, a fim de minimizar o erro na sua representação. Isto é realizado por um dispositivo chamado de circuito *sample-and-hold* (S/H), que tem dois propósitos: ele não apenas amostra o sinal de tempo contínuo de entrada, mas também segura o valor analógico amostrado constante em sua saída por tempo suficiente para permitir uma conversão precisa pelo conversor A/D. A saída do conversor D/A possui uma onda na forma de escada. Portanto é necessário suavizar o sinal de saída utilizando-se um filtro analógico de reconstrução (suavizador). Finalmente, na maioria das aplicações, os sinais de tempo contínuo a serem processados têm uma largura de banda (bandwidth) maior que a largura de banda dos processadores de tempo discreto disponíveis. Para prevenir um efeito prejudicial chamado *aliasing*, um filtro analógico *anti-aliasing* é colocado antes do circuito

S/H. O diagrama de blocos ilustrando os requerimentos funcionais para o processamento de tempo discreto digital de um sinal no tempo contínuo é indicado na Figura 5.



Figura 5 - Diagrama de blocos das etapas do processamento digital de sinais no tempo contínuo

2.2.2 Amostragem de Sinais no Tempo Contínuo

Na maioria dos casos, um sinal $x(n)$ no tempo discreto consiste em uma seqüência de amostras de um sinal $x_a(t)$, isto é [03]:

$$x(n) = x_a(nT), \quad n = 0,1,2,\dots \quad (2.15)$$

onde cada número $x(n)$ corresponde a uma amplitude do sinal em cada instante nT . Como n é inteiro, T representa o intervalo entre dois pontos consecutivos nos quais o sinal é definido. Um exemplo de representação de um sinal no tempo discreto é mostrado na Figura 6.

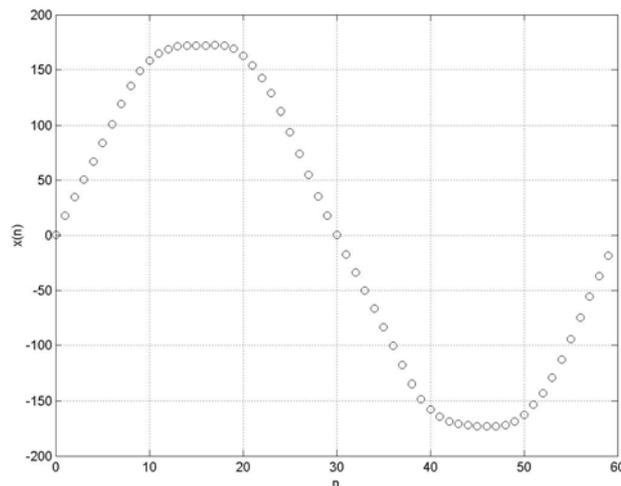


Figura 6 - Representação de um sinal no tempo discreto

Caso deseja-se processar o sinal no tempo contínuo $x_a(t)$ usando um sistema no tempo discreto, é preciso primeiramente convertê-lo, conforme a Eq. (2.15), processar digitalmente a entrada no tempo discreto e então converter a saída no tempo discreto de volta ao domínio do tempo contínuo. Portanto, para que essa operação seja efetiva, é essencial que se tenha a capacidade de restaurar um sinal no tempo contínuo a partir de suas amostras. Nesta seção, serão mostradas as condições para que um sinal no tempo contínuo possa ser recuperado a partir de suas amostras.

2.2.2.1 Teorema da Amostragem

Dado um sinal $x(n)$ no tempo discreto derivado de um sinal $x_a(t)$ no tempo contínuo conforme a Eq. (2.15), define-se um sinal $x_i(t)$ no tempo contínuo consistindo de um trem de impulsos em $t = nT$, cada um deles com área igual a $x(n) = x_a(nT)$ [03]. Exemplos dos sinais $x_a(t)$, $x(n)$ e $x_i(t)$ são representados na Figura 7.

O sinal $x_i(t)$ pode ser expresso como:

$$x_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)\delta(t - nT) \quad (2.16)$$

A Eq. (2.16) também pode ser escrita como:

$$x_i(t) = x_a(t)p(t) \quad (2.17)$$

indicando que $x_i(t)$ também pode ser obtido pela multiplicação do sinal $x_a(t)$ no tempo contínuo por um trem de impulsos definido como:

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT). \quad (2.18)$$

Pode-se provar que a transformada de Fourier do sinal $x_i(t)$ é dada por [03]:

$$X_i(j\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a\left(j\Omega - j\frac{2\pi}{T}k\right) \quad (2.19)$$

A Eq. (2.19) mostra que o espectro de $x_i(t)$ é composto de infinitas cópias deslocadas do espectro de $x_a(t)$, sendo os deslocamentos na frequência múltiplos inteiros da frequência

de amostragem $\Omega_s = 2\pi / T$. A Figura 8 mostra exemplos dos sinais $x_a(t)$, $p(t)$ e $x_i(t)$ e suas respectivas transformadas de Fourier.

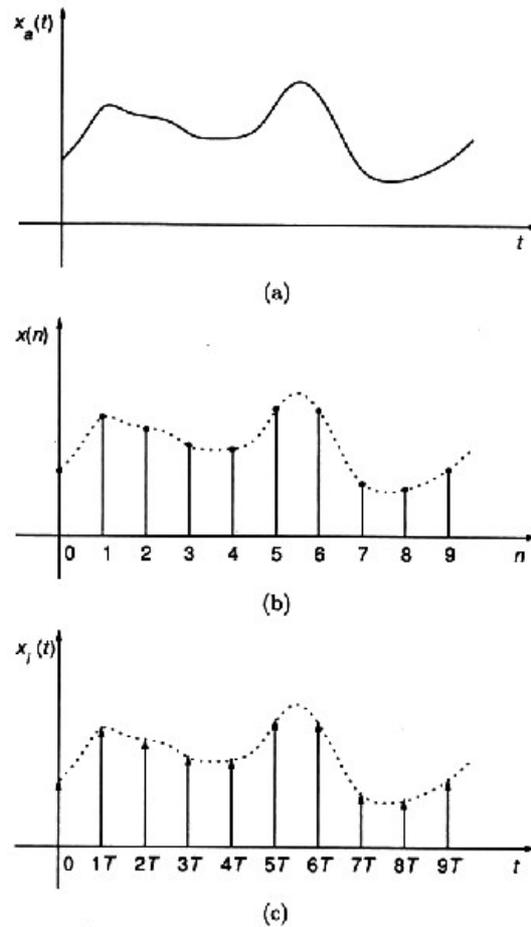


Figura 7 - (a) Sinal no tempo contínuo, $x_a(t)$; (b) sinal no tempo discreto, $x(n)$; (c) sinal amostrado em T , $x_i(t)$

Da Eq. (2.19) e da Figura 8f, observa-se que, a fim de se evitar que as cópias repetidas do espectro de $x_a(t)$ interfiram umas com as outras, este sinal deve ter largura de faixa limitada. Sua largura de faixa Ω_c deve ser tal que a extremidade superior do espectro centrado na origem se situe abaixo da extremidade inferior do espectro centrado em Ω_s , isto é, $\Omega_c < \Omega_s - \Omega_c$, implicando que:

$$\Omega_s > 2\Omega_c \quad (2.20)$$

ou seja, que a frequência de amostragem tem que ser maior que o dobro da largura da faixa unilateral do sinal no tempo contínuo. A frequência $\Omega = 2\Omega_c$ é chamada de *frequência de Nyquist* do sinal no tempo contínuo $x_a(t)$. Se a condição imposta pela Eq. (2.20) for satisfeita, o sinal $x_a(t)$ pode ser recuperado isolando-se a parcela do espectro de $x_i(t)$ que corresponde ao espectro de $x_a(t)$. Isto pode ser feito filtrando-se o sinal $x_i(t)$ com um filtro passa-baixas ideal com largura de faixa de $\Omega_s/2$ [03].

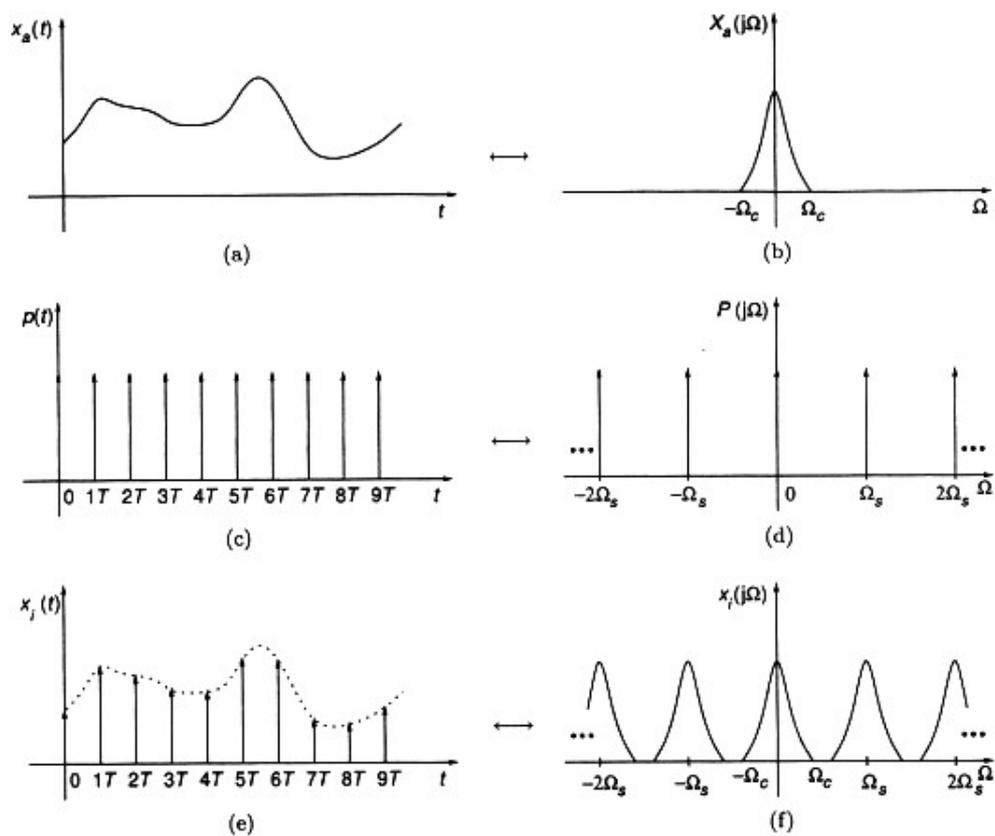


Figura 8 - (a) Sinal no tempo contínuo, $x_a(t)$; (b) espectro de $x_a(t)$; (c) trem de impulsos $p(t)$; (d) espectro de $p(t)$; (e) sinal amostrado em T , $x_i(t)$; (f) espectro ideal de $x_i(t)$

Caso a condição imposta pela Eq. (2.20) não seja satisfeita, as repetições do espectro interferem uma com a outra, e o sinal de tempo contínuo não pode ser recuperado a partir de suas amostras. Essa sobreposição das repetições do espectro de $x_a(t)$ em $x_i(t)$,

que ocorre quando a frequência de amostragem é menor que $2\Omega_c$ é chamada de *aliasing* [03]. As Figuras 9b-d mostram os espectros de $x_i(t)$ para Ω_s igual a, menor que e maior que $2\Omega_c$, respectivamente.

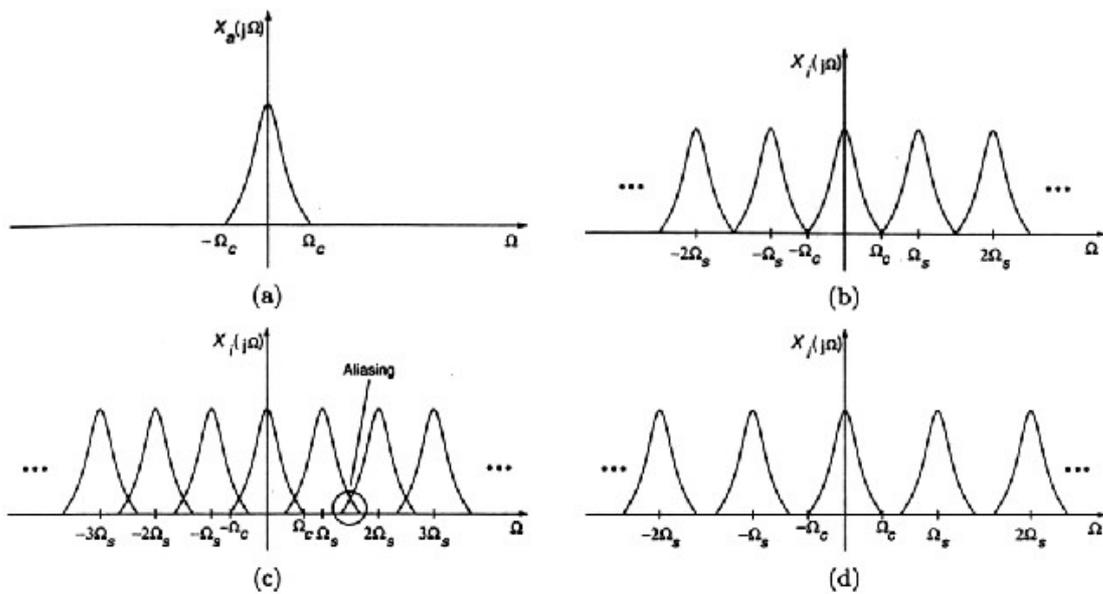


Figura 9 - (a) Espectro do sinal no tempo contínuo. Espectros de $x_i(t)$ para: (b) $\Omega_s = 2\Omega_c$; (c) $\Omega_s < 2\Omega_c$; (d) $\Omega_s > 2\Omega_c$

O resultado de toda esta abordagem realizada sobre recuperação de sinais de tempo contínuo a partir de seus sinais em tempo discreto é o Teorema da Amostragem de Nyquist, enunciado a seguir.

TEOREMA DA AMOSTRAGEM:

“Se um sinal $x_a(t)$ no tempo contínuo tem largura de faixa limitada, isto é, sua transformada de Fourier é tal que $X_a(j\Omega) = 0$ para $|\Omega| > \Omega_c$, então $x_a(t)$ pode ser completamente recuperado a partir do sinal no tempo discreto $x(n) = x_a(nT)$ se e somente se a frequência de amostragem Ω_s satisfaz $\Omega_s > 2\Omega_c$.” [03].

Para exemplificar a teoria sobre amostragem de sinais, apresentada anteriormente de maneira formal, considera-se a seguinte situação. Imagina-se seguramente que a maior

freqüência em um sistema de áudio seja menor do que 10KHz. Sendo assim, deve-se amostrar o sinal a 20000 amostras por segundo para que seja possível reconstruir o sinal. Se por algum motivo, um tom de 12KHz estivesse presente na entrada do sinal, infelizmente o sistema não iria ignorá-lo simplesmente por ele ser muito alto! Em vez disso, aconteceria o fenômeno de *aliasing* (falseamento ou sobreposição). Um sinal falso seria gerado pela amostragem do sinal a uma taxa menor do que a taxa mínima de duas vezes a maior freqüência de entrada. Nesse caso, qualquer freqüência acima de 10KHz produziria uma freqüência falsa. A freqüência falsa sempre é a diferença entre qualquer múltiplo inteiro da freqüência de amostragem F_s (20KHz) e a freqüência de entrada que está sendo digitalizada (12KHz) [04]. Em vez de escutar um tom de 12KHz no sinal reconstruído, escutaria-se um tom de 8KHz que não é o sinal original.

Ainda um outro exemplo de como o aliasing ocorre. Considera-se a onda senoidal mostrada na Figura 10. Sua freqüência é 1,9KHz. Os pontos mostram onde a forma de onda é amostrada, a cada $500\mu\text{s}$ ($F_s = 2\text{KHz}$). Se os pontos que formam a onda amostrada forem interconectados, descobre-se que eles formam uma onda cosenoidal que tem um período de 100ms e uma freqüência de 100Hz. Isso demonstra que a freqüência falsa é igual a diferença entre a freqüência de amostragem e a freqüência de entrada. Se pudesse escutar a saída resultante dessa aquisição de dados, ela não soaria como 1,9KHz; ela soaria como 100Hz.

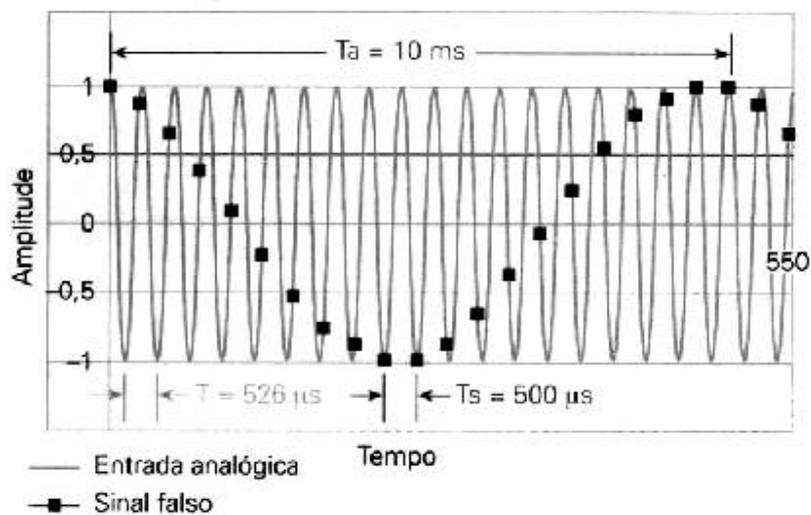


Figura 10 - Um sinal falso devido a subamostragem

Num processo real de amostragem recorre-se ao projeto e a utilização de Filtros Passa-Baixas, passivos ou ativos, para remoção de sinais de alta frequência do sinal a ser amostrado, garantindo a relação $\Omega_s > 2\Omega_c$ e evitando-se assim o fenômeno de aliasing. Tais filtros são chamados de *filtros anti-aliasing* [05]. O objetivo do filtro Passa-Baixas anti-aliasing é, portanto, tornar o sinal em um sinal de largura de faixa limitada.

2.2.3 Circuito Sample-and-Hold

A saída em largura limitada do filtro analógico anti-aliasing é ligada na entrada de um circuito sample-and-hold (amostragem e retenção), que é o segundo circuito na interface entre os domínios de tempo contínuo e de tempo discreto. O circuito sample-and-hold (S/H) amostra o sinal analógico em intervalos uniformes e retém o valor amostrado, depois de cada operação de amostragem, por tempo suficiente para se ter uma conversão precisa pelo conversor A/D.

O circuito S/H básico, mostrado na Figura 11, funciona do seguinte modo: Durante a etapa de amostragem, a chave analógica S, que opera periodicamente, permanece fechada, permitindo a ligação do sinal $x_a(t)$ ao capacitor C e a sua carga até o valor dessa tensão. Durante o período de retenção, a chave permanece aberta, permitindo o capacitor carregado segurar a tensão entre seus terminais até que a próxima etapa de amostragem se inicie. A operação da chave é controlada por um sinal digital de *clock*. O seguidor de tensão na saída do circuito S/H age como um buffer entre o capacitor C e o estágio de entrada do conversor A/D.

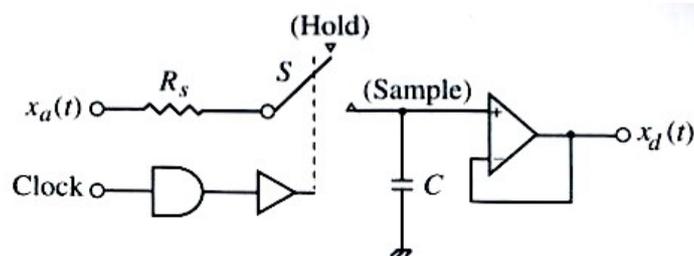


Figura 11 - Circuito básico *sample and hold*

As formas de ondas de entrada-saída do circuito S/H são mostradas na Figura 12, onde a linha pontilhada representa o sinal de entrada $x_a(t)$ e a linha sólida representa o sinal de saída $x_d(t)$, assumindo mudança instantânea do modo de amostragem para o modo de retenção, e vice-versa.

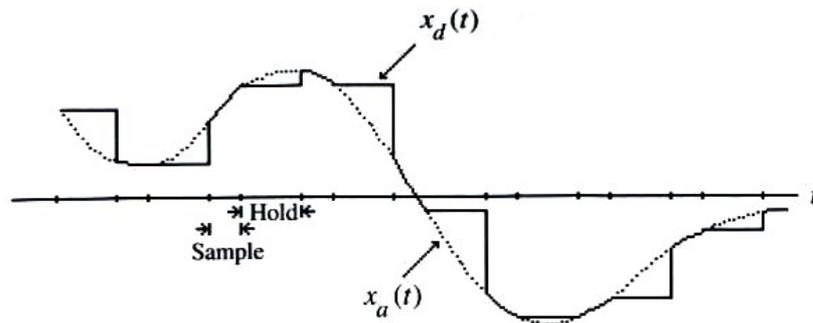


Figura 12 - Sinais de entrada e saída de um circuito *sample and hold*

É necessária a utilização de um circuito S/H devido ao fato de os conversores A/D levarem um certo tempo para a “leitura” do valor de tensão.

2.2.4 Conversor Analógico-Digital

A próxima etapa no processamento digital de um sinal analógico, é a conversão do sinal de saída do circuito S/H para a forma digital, através de um conversor analógico-digital (A/D). Sendo assim, o conversor A/D é usado para converter o sinal de tempo contínuo numa seqüência $x(n)$ de números. Um conversor analógico-digital recebe uma tensão analógica de entrada, e após um certo tempo, produz um código digital de saída que representa a entrada analógica. Os sinais digitais são formados por conjuntos de bits, onde cada bit pode assumir dois possíveis níveis lógicos: 0 e 1.

Por exemplo, existem 256 possíveis valores para um sinal digital de 8 bits. O número de bits da saída do conversor A/D limita sua resolução na representação do sinal analógico de entrada, no qual existe um número infinito de valores de representação. A principal característica de um conversor A/D é a sua *resolução*, que é determinada pelo número de níveis discretos que podem ser assumidos pela sua saída. Para uma saída

codificada na forma binária (0's e 1's) com um comprimento de N bits, o número de níveis discretos disponíveis é 2^N , e como resultado, a resolução ou precisão é 1 parte em 2^N [05].

Há uma variedade de conversores A/D que são usados em aplicações de processamento de sinais. Em todos esses conversores, o comparador analógico é um importante componente do circuito [05]. O comparador analógico é um dispositivo que compara duas tensões analógicas em sua entrada e fornece uma saída binária indicando qual tensão de entrada é maior. Com relação ao seu símbolo indicado na Figura 13, a relação de entrada-saída do comparador analógico será:

$$V_0 = \begin{cases} V^+, & V_1 > V_2 \\ V^-, & V_1 < V_2 \end{cases} \quad (2.21)$$

onde $V^+ > V^-$. Normalmente esses circuitos são projetados para que os níveis de tensão de sua saída sejam compatíveis com os níveis lógicos dos circuitos digitais convencionais. Para a lógica TTL [04] V^+ compreende de 2V a 5V, e corresponde ao nível lógico 1; e V^- compreende de 0 a 0,8V, correspondente a nível lógico 0.

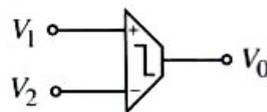


Figura 13 - Representação em diagrama de blocos de um comparador analógico

Alguns tipos importantes de ADC's usam um DAC (conversor digital-analógico) como parte de seus circuitos [04]. A Figura 14 mostra um diagrama em blocos geral para essa classe de ADC. A temporização para a operação é fornecida pelo sinal de *clock* de entrada. A unidade de controle contém o circuito lógico que comanda a seqüência de operações em resposta ao comando START, que inicia o processo de conversão. O amplificador operacional comparador tem duas entradas analógicas e uma saída digital que muda de estado, dependendo de qual entrada analógica for maior.

A operação básica de ADC's desse tipo consiste nos seguintes passos:

1. O pulso START inicia a operação.
2. Em uma frequência determinada pelo clock, a unidade de controle modifica continuamente o número binário que é armazenado no registrador.
3. O número binário no registrador é convertido para uma tensão analógica V_{AX} pelo conversor D/A.
4. O comparador compara V_{AX} com a entrada analógica V_A . Enquanto $V_{AX} < V_A$, a saída do comparador permanece em nível lógico 1. Quando V_{AX} exceder V_A , a saída do comparador vai para nível lógico 0, o que encerra o processo de modificação do número binário pelo registrador. Nesse momento, V_{AX} é uma boa aproximação para V_A . O número digital no registrador, que é o número digital equivalente a V_{AX} , também é o equivalente digital aproximado de V_A . Quanto maior o número de bits do número digital apresentado pelo registrador, mais precisa será a conversão.
5. A unidade de controle ativa o sinal EOC (*end-of-conversion*), sinalizando que o processo de conversão foi finalizado.

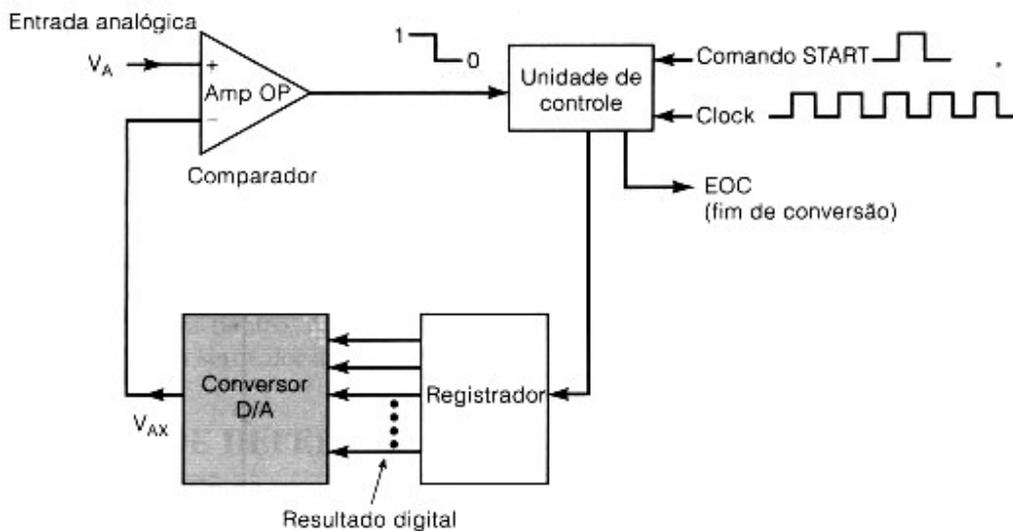


Figura 14 - Diagrama geral de uma classe de ADC's

O processo descrito acima é bem generalizado para essa classe de ADC's que utilizam um conversor D/A em seu interior. Basicamente, o que difere de um tipo para

outro, é o modo pelo qual a seção de controle modifica continuamente o número no registrador. Fora isso, a idéia básica é a mesma, com o registrador mantendo a saída digital quando o processo de conversão é finalizado. Alguns tipos de ADC's que se utilizam desse processo são o ADC de rampa digital e o ADC de aproximações sucessivas. Outros métodos de conversão A/D são através dos ADC's Flash, ADC de tensão-freqüência e modulação sigma/delta [04] [05].

2.3 Filtros Digitais

Para sinais analógicos, os filtros são circuitos eletrônicos que deixam passar sinais de certas freqüências e bloqueiam sinais de outras freqüências. Um filtro digital é uma implementação computacional que realiza a ação de filtragem sobre sinais discretos. Um filtro digital processa uma seqüência de números $x(n)$ amostra por amostra, que podem ser fornecidos, por exemplo, por um conversor A/D, e produz uma nova seqüência de números $y(n)$. Os filtros digitais são operadores lineares aplicados sobre os dados amostrados, e são descritos pela Eq. (2.22) [05].

$$y(n) = \sum_{k=0}^M p_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N d_k y(n-k) \quad (2.22)$$

onde $x(n)$ são os dados amostrados de entrada para o filtro e $y(n)$ é a saída resultante do mesmo. Os coeficientes p_k e d_k são os coeficientes de entrada e saída do filtro, respectivamente. Para ilustrar o algoritmo computacional, considera-se um filtro digital de primeira ordem representado na Figura 15 e descrito por:

$$y(n) = p_0 x(n) + p_1 x(n-1) - d_1 y(n-1) \quad (2.23)$$

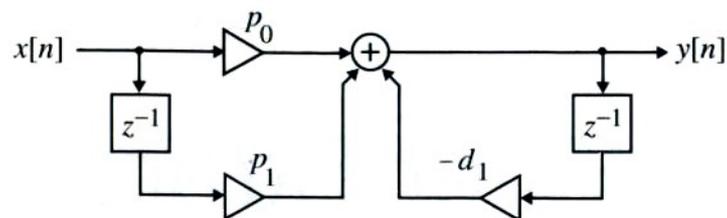


Figura 15 - Filtro digital de primeira ordem

Com uso da Eq. (2.23) calcula-se $y(n)$ para $n = 0, 1, 2, \dots$, conhecida a condição inicial $y(-1)$ e as entradas $x(n)$ para $n = -1, 0, 1, 2, \dots$

$$y(0) = p_0x(0) + p_1x(-1) - d_1y(-1)$$

$$y(1) = p_0x(1) + p_1x(0) - d_1y(0)$$

$$y(2) = p_0x(2) + p_1x(1) - d_1y(1)$$

$$y(n) = p_0x(n) + p_1x(n-1) - d_1y(n-1)$$

O cálculo pode continuar para quantos valores de n forem necessários. Cada passo no processo de cálculo requer o conhecimento do valor de saída calculado anteriormente, do valor atual da amostra de entrada e o valor anterior da amostra de entrada. Conhecidos esses valores de entrada, multiplica-se cada um deles por seu respectivo coeficiente, e a soma dos produtos calcula o valor atual de saída. Como pode ser visto, a implementação de filtros digitais envolve operações matemáticas simples, como a adição, a multiplicação e o atraso.

Os filtros digitais podem ser implementados em software ou em hardware, dependendo da aplicação. Em ambos os tipos de implementação, as variáveis de sinal e os coeficientes do filtro não podem ser representados com precisão infinita. Os procedimentos de projeto subjacentes normalmente se baseiam no uso de um modelo de precisão analógica ou infinita para as amostras de dados de entrada e todos os cálculos internos. Quando o filtro de tempo discreto é implementado na forma digital para uso prático, os dados de entrada e os cálculos internos são todos quantizados com uma precisão finita. Quando se faz isto, são introduzidos *erros de arredondamento* na operação do filtro digital, fazendo com que seu desempenho se desvie daquele do filtro de tempo discreto, do qual foi derivado.

Os filtros analógicos são caracterizados por uma resposta ao impulso de duração infinita. Em comparação, há duas classes de filtros digitais, dependendo da duração da resposta ao impulso [06]:

1. *Filtros digitais de resposta ao impulso de duração finita (FIR)*, cuja operação é regida por equações lineares de diferenças com coeficientes constantes de natureza não-recursiva. A função de transferência de um filtro digital FIR é um polinômio em z^{-1} . Isto significa que os filtros FIR apresentam os coeficientes d_k nulos, para

todo k . Conseqüentemente, os filtros digitais FIR exibem importantes propriedades, tais como: memória finita e, portanto, qualquer transitório tem duração limitada; eles podem implementar uma resposta em módulo desejada com resposta em fase linear (isto é, sem distorção de fase).

2. *Filtros digitais de resposta ao impulso de duração infinita (IIR)*, cujas características de entrada e saída são regidas por equações lineares de diferenças com coeficientes constantes de natureza recursiva. A função de transferência de um filtro digital IIR é uma função racional em z^{-1} . Isto significa que os filtros IIR apresentam os coeficientes p_k e d_k reais, para todo k . Conseqüentemente, para uma resposta em frequência prescrita, o uso de um filtro digital IIR normalmente resulta num comprimento de filtro menor do que o do filtro digital FIR correspondente. Entretanto, esta melhoria é obtida às custas de distorção de fase e um transitório que não se limita a um intervalo de tempo finito.

Os coeficientes dos filtros digitais determinam o tipo de filtro de que se trata. Por exemplo, caso deseja-se projetar um filtro digital passa-baixas IIR de 2ª ordem do tipo Butterworth [05], com frequência de corte de $\pi/10$ rad/s (aqui, π rad/s é a frequência de Nyquist), este filtro terá determinados valores de coeficientes p_k e d_k . Caso deseja-se que o mesmo filtro corte na frequência de $\pi/20$ rad/s, os valores dos coeficientes serão outros, e assim por diante. Os processos de determinação dos coeficientes, tanto para os filtros FIR quanto para os filtros IIR, estão fora do escopo deste trabalho. Como será visto mais adiante, os coeficientes serão determinados usando funções específicas para o propósito, através do software matemático Matlab®.

O diagrama de blocos da Figura 16 apresenta as operações realizadas para calcular cada elemento do vetor de saída $y(n)$ através de um filtro FIR de forma direta de ordem $N = 4$, representado pela Eq. (2.24). Observa-se que cada resposta $y(n)$ depende apenas da entrada atual e das 4 entradas anteriores.

$$y(n) = \sum_{k=0}^N h(k)x(n-k) \quad (2.24)$$

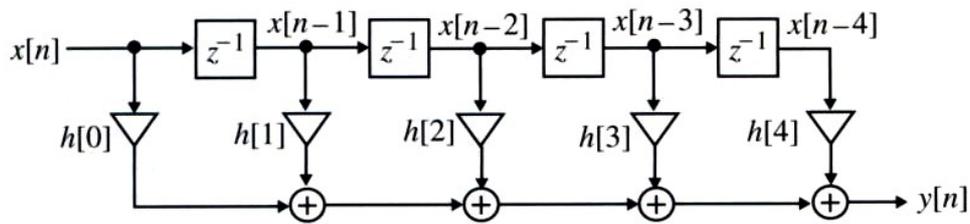


Figura 16 - Filtro digital tipo FIR forma direta

O diagrama de blocos da Figura 17 representa as operações realizadas para calcular cada elemento de vetor de saída $y(n)$ através de um filtro IIR de forma direta de ordem $N = 3$, representado pela Eq. (2.22), que é repetida aqui por conveniência:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M p_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N d_k y(n-k)$$

Observa-se que cada resposta $y(n)$ depende da entrada atual, das 3 entradas anteriores e das 3 saídas anteriores.

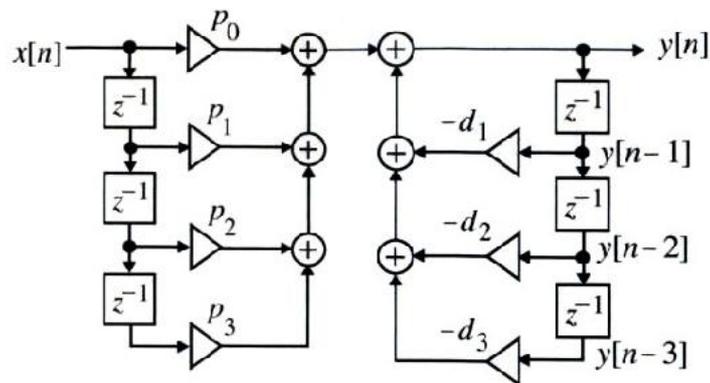


Figura 17 - Filtro digital tipo IIR forma direta

3 – Desenvolvimento do Sistema de Medição de Tensão e Corrente

A metodologia utilizada no desenvolvimento do protótipo pode ser sintetizada segundo o diagrama de blocos da Figura 18. Este é um diagrama geral dos blocos utilizados para as medições da tensão e da corrente aplicadas em uma carga monofásica. As outras grandezas elétricas apresentadas são calculadas no programa a partir dessas grandezas primárias. A seguir descreve-se cada um desses blocos de forma sucinta, e logo após apresenta-se uma descrição de cada um deles de forma mais detalhada.

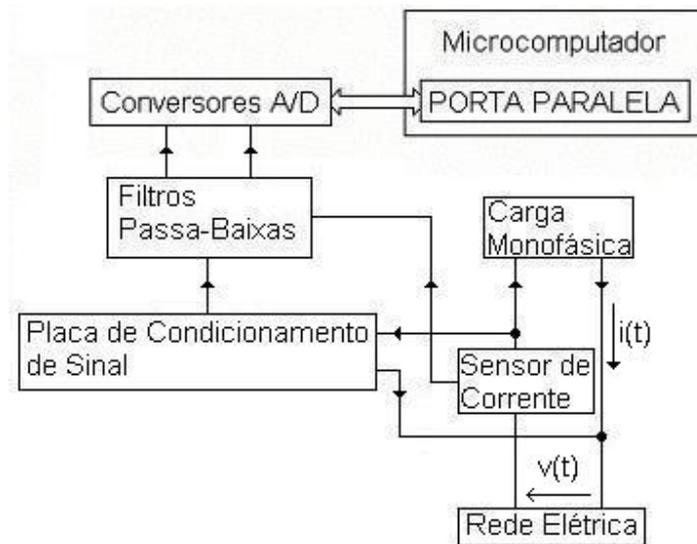


Figura 18 - Diagrama de blocos da parte experimental

O sensor de corrente é um transdutor responsável por medir a corrente que circula entre a rede elétrica e a carga e convertê-la em uma tensão proporcional. Isto deve ser feito porque os conversores A/D utilizados apenas podem receber tensões em suas entradas. A tensão de saída do sensor de corrente utilizado está condicionada a níveis compatíveis à entrada do conversor A/D, portanto, o sinal é enviado diretamente para um dos filtros passa-baixas anti-aliasing. A tensão vinda da rede elétrica e que alimenta a carga também é medida e enviada à placa de condicionamento de sinais.

A tensão da rede elétrica apresenta valores instantâneos que estão fora da faixa de tensão de entrada permitida pelos conversores A/D. Por isso é necessário transformar os

níveis de tensão da rede elétrica em níveis compatíveis à entrada do conversor A/D. Essa é a função do circuito de condicionamento de sinal. Logo após ser feito o condicionamento, o sinal é enviado para o outro filtro passa-baixas anti-aliasing.

Segundo o teorema da amostragem, os sinais não devem apresentar frequências acima da metade da frequência de amostragem. A função dos filtros passa-baixas é assegurar que o teorema da amostragem seja respeitado e sendo assim os sinais sejam de largura de faixa limitada.

Logo após, os conversores A/D fazem amostragens simultâneas dos sinais representativos da tensão e corrente na carga e os convertem para a forma digital. Os dados digitalizados são enviados para o computador através da porta paralela [07], onde são manipulados por um programa escrito em linguagem C++ [08]. O programa é responsável por fazer todos os cálculos e controle do processo de medidas, e apresentar os resultados ao usuário.

Apresentada a metodologia de medição, é mostrado agora o detalhamento de cada componente da Figura 18, enfatizando suas principais características e os aspectos fundamentais de projeto.

3.1 Sensor de Corrente

O sensor de corrente é utilizado para medir a corrente que circula entre a rede elétrica e a carga, e convertê-la em uma tensão proporcional. O circuito integrado utilizado foi o ACS754-050 [09]. O dispositivo consiste de um preciso sensor baseado em efeito Hall e outros circuitos, e a corrente de entrada (corrente a ser medida) circula para o seu interior através de uma peça de cobre condutora. A corrente aplicada flui através dessa peça de cobre e gera um campo magnético que é detectado pelos circuitos interiores, que por sua vez fornecem uma tensão proporcional de saída. Os terminais da peça de cobre são isolados eletricamente dos terminais de alimentação e de saída. Sendo assim, o dispositivo pode ser usado em aplicações que necessitam de isolamento elétrica, sem o uso de optoacopladores ou outras técnicas de isolamento mais caras. Sua tensão de isolamento é de 3KV_{rms} entre os terminais 4/5 e os pinos 1/2/3. A Figura 19 mostra o sensor e o seu diagrama de blocos. A amplitude máxima de corrente primária que pode ser aplicada entre os terminais 4 e 5 é

50A. A tensão de saída no pino 3 é deslocada de $V_{CC}/2$. Isto significa que quando a corrente primária é nula, a tensão de saída é $V_{CC}/2$. A sensibilidade do sensor é 40mV/A a 25°C. Sendo assim, para a alimentação utilizada de 5V, a tensão de saída é definida pela Eq. (3.1).

$$V_{OUT} = 2,5 + 40 \times 10^{-3} \times I_p \quad (3.1)$$

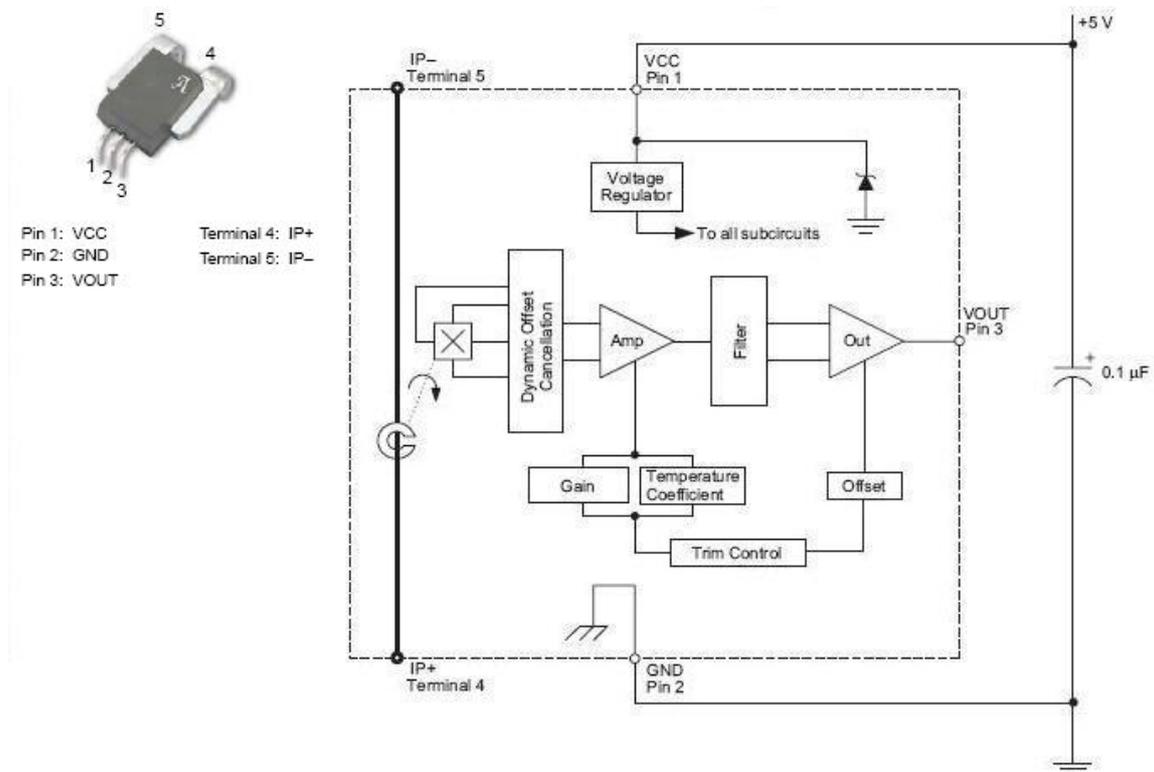


Figura 19 - Circuito integrado ACS754-050 e seu diagrama de blocos

A Figura 20 mostra a curva da tensão de saída do sensor em função da corrente primária aplicada, para diferentes temperaturas. A Tabela 1 resume suas principais características.

A corrente a ser medida fluirá do terminal 4 para o terminal 5. O pino 3 (V_{OUT}) será conectado à entrada de um filtro passa-baixas, para evitar que ocorra o fenômeno de aliasing ao sinal de corrente a ser medido.

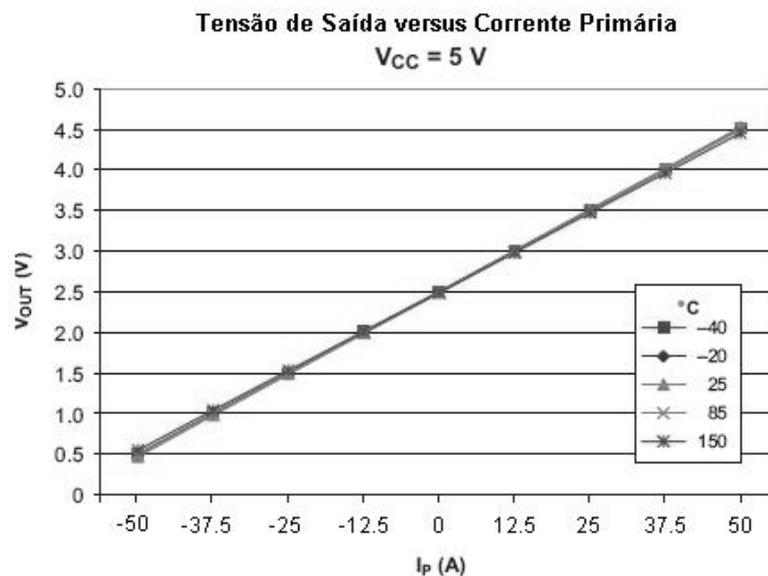


Figura 20 - Tensão de saída versus corrente primária

Tabela 1 – Principais especificações do ACS754-050

Característica	Símbolo	Condições	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Corrente Primária	I_P		-50	—	50	A
Tensão de Alimentação	V_{CC}		4,5	5,0	5,5	V
Corrente de Alimentação	I_{CC}	$V_{CC} = 5,0\text{V}$ Saída aberta	6,5	8	10	mA
Resistência do Condutor Primário	$R_{\text{primário}}$	$I_P = \pm 100\text{A}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	100	—	$\mu\Omega$
Tensão de Isolação entre Pinos 4/5 e 1/2/3		$I_P = \pm 100\text{A}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ 60Hz 1 minuto	3,0	—	—	KV
Sensibilidade	sens	Fundo de Escala de I_P $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	40	—	mV/A
		Fundo de Escala de I_P	37,8	—	42,0	mV/A
Tensão de Saída para Corrente Nula	$V_{OUT(Q)}$	$I_P = 0\text{A}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	$V_{CC} / 2$	—	V
Temperatura Ambiente	T_A		-20	—	85	$^\circ\text{C}$

3.2 Placa de Condicionamento de Sinal

O circuito de condicionamento de sinal é responsável por transformar o sinal de tensão da rede elétrica em um sinal de tensão compatível à entrada do conversor A/D. Para exemplificar sua aplicação, considera-se uma tensão de 127V/60Hz. Sua forma de onda é representada na Figura 21. O sinal assume valor de pico de 180V, e é simétrico em relação à origem. Os conversores A/D utilizados somente podem receber em suas entradas tensões na faixa de 0 a 5V. Sendo assim, necessita-se de um circuito para transformar os níveis de tensão em valores contidos nesta faixa. É necessário reduzir os níveis de tensão e somar um sinal DC positivo, suficiente para que não se tenha nenhum valor negativo. Sendo assim, os valores limites de pico que o sinal de saída do circuito pode assumir, para poder ser conectado à entrada do conversor A/D, são então como representados na onda de tensão condicionada da Figura 21.

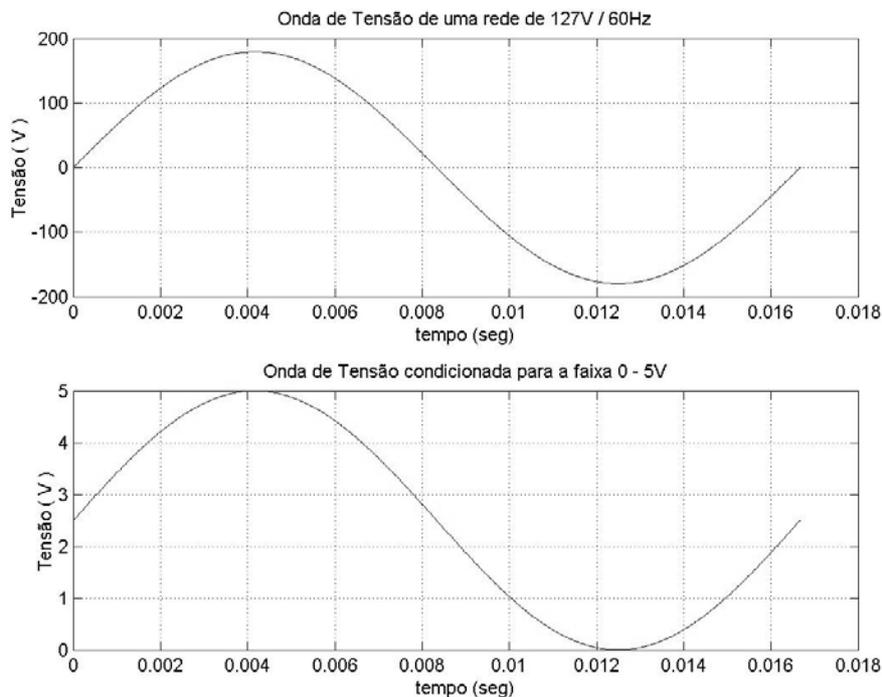


Figura 21 - Sinal de tensão original e depois condicionado para a faixa de 0 a 5V

O circuito condicionador de sinal é apresentado na Figura 22. O transformador T reduz previamente a tensão de entrada V_{in} (tensão a ser medida) a níveis permitidos pelos circuitos subseqüentes. O primeiro amplificador operacional soma um valor DC ajustável de 0 a 5V vindo de P_2 ao sinal de interesse, vindo de P_1 . Através de P_1 pode-se ajustar a amplitude do sinal de tensão a ser medido, entre zero e a tensão de saída de T. Como o primeiro amplificador operacional está ligado na configuração somador inversor, um segundo amplificador operacional, que está ligado na configuração inversora, é necessário para tornar o sinal de saída positivo.

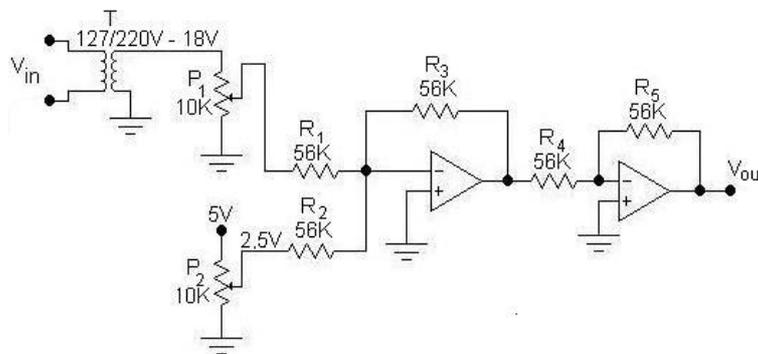


Figura 22 - Circuito condicionador de sinal

Para todas as medições realizadas neste trabalho, P_2 foi ajustado para fornecer 2,5V para R_2 e P_1 foi ajustado para fornecer $1,2V_{RMS}$ para R_1 quando V_{IN} é $127V_{RMS}$ senoidal. O ganho do amplificador somador inversor é 1, assim como o ganho do amplificador inversor.

O terminal de saída (V_{out}) do circuito da Figura 22 será conectado à entrada de um filtro passa-baixas, para evitar que ocorra o fenômeno de aliasing ao sinal de tensão a ser medido.

Como visto na seção 3.1, a tensão de saída do sensor de corrente já se encontra na faixa permitida pela entrada do conversor A/D, e não há a necessidade de condicioná-la.

3.3 Filtros Passa-Baixas

O próximo bloco são os filtros passa-baixas analógicos anti-aliasing. Os filtros passa-baixas têm função indispensável no sistema. Eles são responsáveis por tornar os

sinais de tensão vindos do circuito condicionador de sinal e do sensor de corrente em sinais de largura de faixa limitada. Portanto, a máxima frequência contida em cada um dos sinais não ultrapassa a metade da frequência de amostragem dos conversores A/D. Um filtro é caracterizado por sua resposta em frequência, a qual pode ser dividida em resposta em fase e resposta em módulo. A resposta em módulo consiste em uma função, que para cada frequência, desde CC até $+\infty$, fornece um valor que pode ser chamado de fator multiplicativo. Idealmente, este fator possui módulo 1 na faixa de passagem do filtro e módulo 0 na faixa de rejeição ou corte. Já a resposta em fase fornece o quanto a fase de cada frequência sofre deslocamento.

Os filtros utilizados são iguais, já que a frequência de amostragem de ambos os sinais é a mesma. Essa igualdade dos seus circuitos também é importante para que os deslocamentos de fase em cada harmônico de ambos os sinais sejam os mesmos. São filtros Butterworth de segunda ordem. A configuração Butterworth de segunda ordem possui a seguinte resposta em módulo [10]:

$$|A_V(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\Omega}{\Omega_C}\right)^4}} \quad (3.3)$$

onde:

- Ω_C é a frequência de corte;
- Ω é a frequência do harmônico.

A Figura 23 mostra o circuito utilizado em cada um dos filtros.

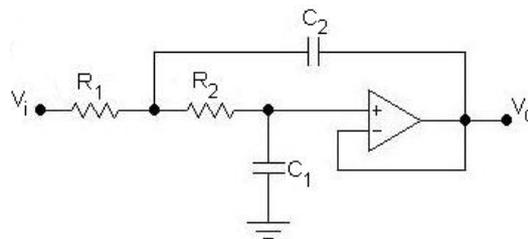


Figura 23 - Circuito do filtro passa-baixas de 2ª ordem

A função de transferência do filtro da Figura 23 é:

$$H(s) = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 + R_2) C_1 s + 1} \quad (3.4)$$

3.3.1 Frequência de Amostragem e Projeto dos Filtros Anti-Aliasing

A frequência de amostragem escolhida foi 3,6KHz. Portanto, deve-se utilizar filtros anti-aliasing que deixem passar frequências de no máximo 1,8KHz. Entretanto, a frequência de corte para o filtro de segunda ordem teve de ser escolhida bem abaixo desta frequência. Isto se deve ao fato da resposta em módulo ter um decaimento lento. Após várias simulações, constatou-se que uma boa frequência de corte seria 1KHz. Para esta frequência, calculou-se os valores dos componentes. Os circuitos com os componentes calculados são apresentados na Figura 24. A Figura 25 mostra a sua resposta em frequência.

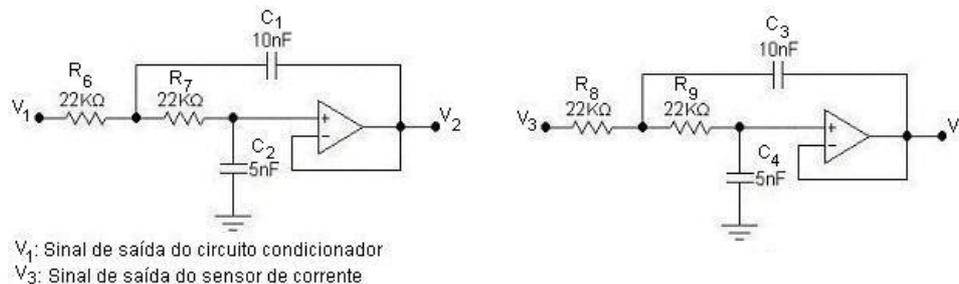


Figura 24 - Circuitos dos filtros anti-aliasing utilizados

Observa-se através da Figura 25, que a curva de resposta em módulo decresce lentamente. Por isso a necessidade de escolher a frequência de corte bem menor do que a frequência de Nyquist. Isto assegura que até a frequência de 1,8KHz, a atenuação já possa ser considerável, e assim não permita que ocorra o fenômeno de aliasing. Com a frequência de corte de 1KHz não há perdas significativas nas características dos sinais de tensão e corrente medidos, considerando-se que sejam medidos apenas sinais provenientes da rede elétrica, que têm frequência fundamental de 60Hz e, no caso dos sinais de corrente de equipamentos não-lineares, os harmônicos mais importantes se situam antes de 1KHz.

Caso queira-se filtros com atenuações maiores para a mesma largura de banda, estes devem ter ordem mais elevada. Porém isto requer circuitos mais complexos.

Nos circuitos da Figura 24, o terminal V_2 será conectado à entrada de um dos conversores A/D e o terminal V_4 será conectado à entrada do outro conversor A/D.

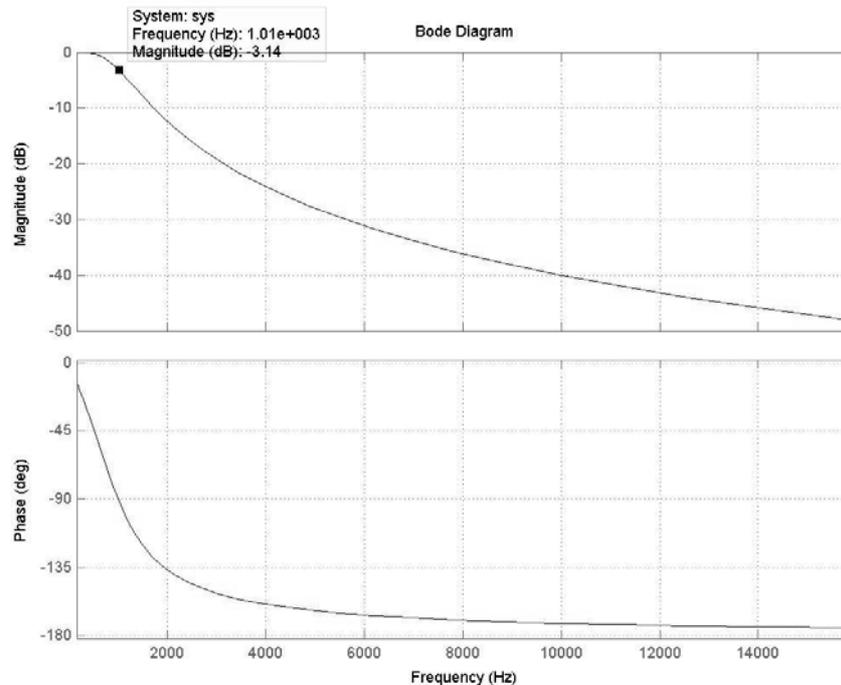


Figura 25 - Resposta em frequência dos filtros

3.4 Conversores A/D

O próximo bloco são os conversores A/D. Eles são responsáveis por receber os sinais analógicos vindos dos filtros anti-aliasing e traduzi-los para informações digitais, que serão enviadas para o computador através da porta paralela e depois processadas.

São circuitos integrados ADS7816, de resolução de 12 bits, taxa de amostragem de até 200KHz e interface serial síncrona [11]. A tensão de referência permite valores de 100mV até 5V, com resolução correspondente de 24 μ V até 1,22mV nas medidas. São conversores A/D de aproximações sucessivas, de baixo consumo de energia e que já possuem circuitos Sample-and-Hold (S/H) inclusos internamente.

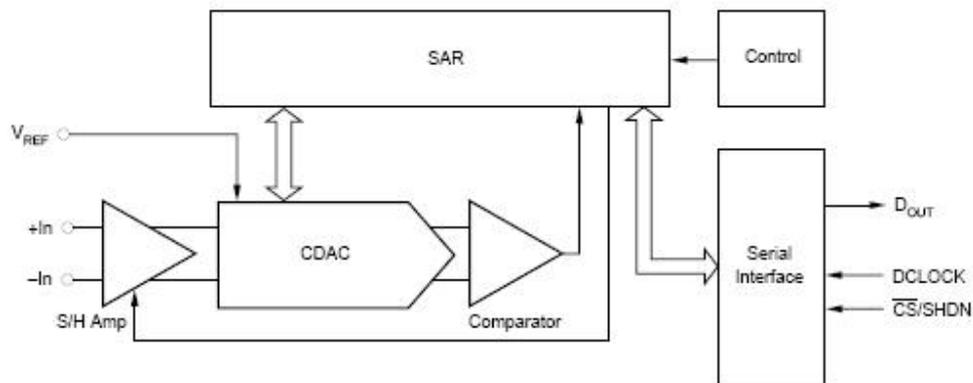


Figura 26 - Diagrama de blocos do ADS7816

A Figura 26 mostra o diagrama de blocos do ADS7816. Observa-se as relações com a Figura 14. A Figura 27 mostra os circuitos e a ligação com a porta paralela do computador. O sinal $v_1(t)$ é proveniente do terminal V_2 na Figura 24 e o sinal $v_2(t)$ é proveniente do terminal V_4 . A Tabela 2 mostra a descrição dos pinos do ADS7816. A Tabela 3 mostra algumas especificações importantes do circuito integrado.

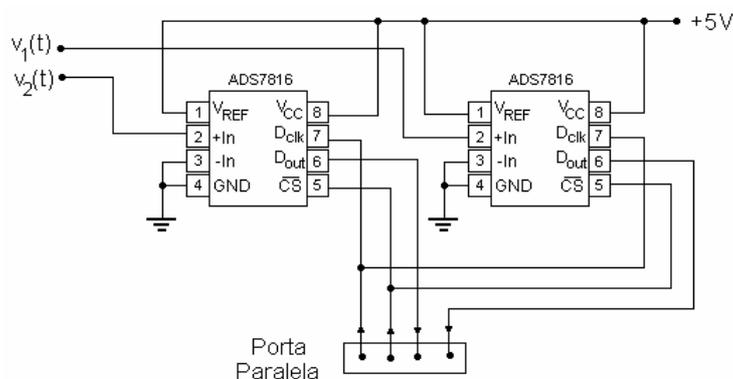


Figura 27 - Circuito de conversão A/D

A resolução das medidas do circuito da Figura 27 é de $5/2^{12} = 1,22\text{mV}$. Todos os sinais de comando e controle dos circuitos são sincronizados por software através da porta paralela. Como dito, os circuitos integrados ADS7816 já possuem circuitos S/H em seu interior. Desta forma, as medidas simultâneas de $v(t)$ e $i(t)$ na carga são obtidas realizando a ligação em comum dos pinos Chip Select (CS). Sem aprofundar no funcionamento dos circuitos, já que isto foge do escopo desta abordagem, quando é enviado um sinal de

comando aos pinos CS os circuitos S/H realizam a amostragem e retenção dos sinais. Da mesma forma, a ligação simultânea dos pinos de clock faz com que a conversão e a transferência dos dados convertidos sejam efetuadas também simultaneamente, bit a bit.

Tabela 2 – Descrição dos pinos do ADS7816

Pino	Nome	Descrição
1	V_{REF}	Entrada de referência
2	$+I_n$	Entrada não-inversora
3	$-I_n$	Entrada inversora. Conectada ao terra
4	GND	Terra
5	CS	Seleciona chip (chip select) quando em nível baixo. Modo suspenso (shutdown mode) quando em nível alto.
6	D_{OUT}	Saída serial de dados. É composta por 12 bits. Cada bit é válido na borda de descida do clock.
7	D_{CLK}	Pulsos de clock. Sincroniza a transferência serial de dados e determina a velocidade de conversão
8	$+V_{CC}$	Tensão de alimentação

Tabela 3 – Algumas especificações do ADS7816

Característica	Condições	Mínimo	Típico	Máximo	Unidades
Entrada Analógica	$+I_n - (-I_n)$	0	—	V_{REF}	V
Tensão de Alimentação		4,50	5,0	5,25	V
Resolução			12		Bits
Tempo de conversão		—	—	12	Ciclos de Clock
Tempo de aquisição		1,5	—	—	Ciclos de Clock
Taxa de amostragem		—	—	200	KHz
Entrada de referência		0,1	—	5	V
Formato de dados da saída digital		Seqüência binária			—
Faixa de temperatura		-40	—	+85	°C

3.5 Interconexão dos Blocos

A Figura 28 mostra a interconexão dos blocos descritos nas seções 3.1 a 3.4, a fim de sanar dúvidas que possam surgir de como eles são ligados entre si.

A figura mostra os principais componentes do projeto, e que são necessários na compreensão do processamento dos sinais antes de serem enviados para o computador. Na seção seguinte, descreve-se de forma sucinta os passos que o software segue para executar todo o processo das medidas.

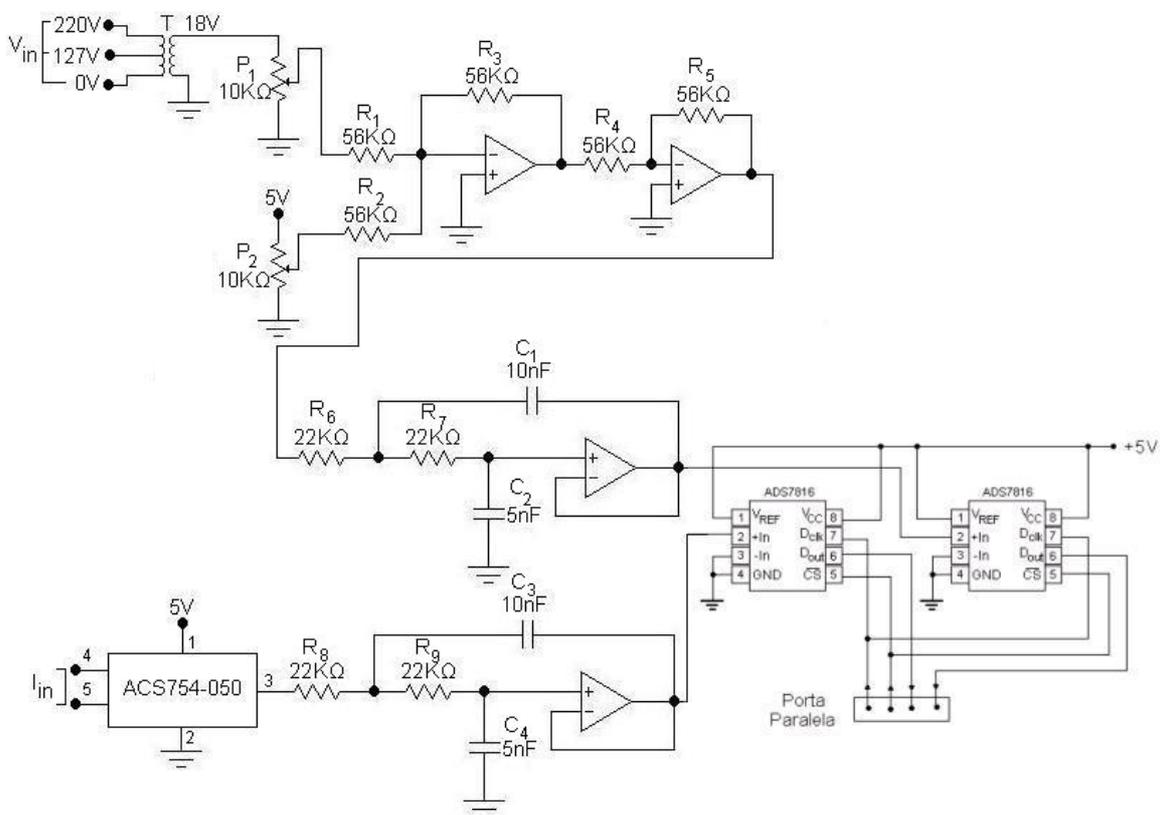


Figura 28 - Interconexão dos blocos

3.6 Software – C/C++

O software é responsável pelo funcionamento dos conversores A/D, pela amostragem dos sinais $v(t)$ e $i(t)$, pelos cálculos das grandezas derivadas desses sinais, pela apresentação dos resultados ao usuário na tela do computador e pela gravação de alguns dos

primeiros dados em um arquivo. O interfaceamento entre os conversores A/D e o computador é feito através da porta paralela. Para isso, deve ser feita uma programação direta do hardware, ao nível de *bits e bytes* [04]. A linguagem de programação de alto nível C/C++ fornece recursos abrangentes ao programador que necessita “descer” ao nível dos bits e bytes.

Neste trabalho utiliza-se um sistema operacional que trabalha em modo real [07], o MS-DOS, podendo ser utilizados também outros sistemas compatíveis. O objetivo de utilizar esse sistema operacional é ter todo um controle de interrupções e temporizadores [07] do computador PC, o que não seria tão facilmente obtido em um sistema operacional que trabalha em modo protegido, como por exemplo, o Windows.

O uso de interrupções é útil e freqüentemente necessário no projeto de interfaces com computadores. Sua maior vantagem está na capacidade de permitir ao periférico receber a imediata atenção da CPU, sem que seja necessário um “*pooling*” (técnica onde a CPU consulta o periférico para verificar se há a disponibilidade do dado). Isso deixa o processador livre para desempenhar tarefas alternativas enquanto sua atenção não é solicitada pela interface.

As funções de contagem e temporização também são freqüentemente necessárias no projeto de interfaces com o computador. Três canais contadores ou temporizadores independentes, ou simplesmente canais, estão presentes na placa do PC. O CI 8253-5 da Intel, ou um compatível, é responsável por implementar essas funções, através de três contadores de 16 bits, um para cada canal.

Neste trabalho é utilizado o registrador do canal 0 (0x40), que é um registrador de 16 bits que conta decrementando e gera uma interrupção, IRQ0 (0x08), quando chega a zero. Sabe-se que quando o valor contido no registrador 0x40 é 65536 (2^{16}), a freqüência em que a interrupção IRQ0 é invocada é de 18,206Hz. Portanto, pode-se modificar esse valor de modo a obter a freqüência desejada, ou seja, pode-se escolher a freqüência de amostragem do conversor A/D, de acordo com a Eq. 3.5.

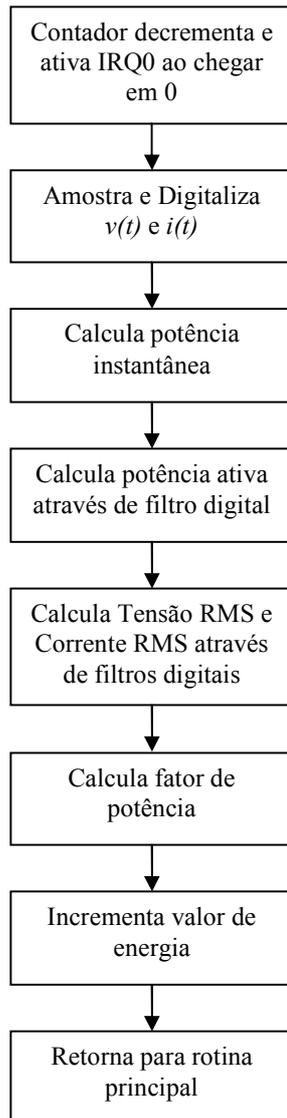
$$Cont = \frac{18,20648 \times 65536}{Freq} \quad (3.5)$$

Onde:

Freq – Frequência de amostragem.

Cont – Variável *unsigned int* a enviar ao contador.

Rotina de tratamento da interrupção:



Programa Principal:



Figura 29 - Fluxograma

A Figura 29 apresenta o fluxograma do programa. Com a ocorrência da interrupção, o processador dá atenção imediata aos comandos da rotina de tratamento da interrupção.

Depois de habilitada a interrupção, o fluxo de controle é desviado imediatamente do programa principal para a rotina de tratamento da interrupção toda vez que o valor do contador chegar a zero. Terminada a execução da rotina, o programa principal volta a ser executado exatamente no ponto onde tinha sido interrompido.

Ocorrendo uma interrupção, primeiramente são realizadas simultaneamente as amostragens e conversão para a forma digital de $v(t)$ e $i(t)$, resultando em $v(n)$ e $i(n)$. A partir desses valores, calcula-se a potência instantânea $p(n)$, através da Eq. 3.6:

$$p(n) = v(n)i(n) \quad (3.6)$$

Como visto na seção 2.1.2, a potência ativa ou potência média, é um valor independente do tempo e, portanto, não tem frequência. É a componente CC do sinal $p(n)$. Aplicando-se $p(n)$ à entrada de um filtro digital passa-baixas com frequência de corte próxima de zero, obtém-se em sua saída a potência ativa P . A escolha do filtro digital utilizado será explicada na próxima seção. Processo análogo é realizado para obter os valores de V_{RMS} e I_{RMS} a partir dos sinais $v(n)$ e $i(n)$, respectivamente. Para isso, eleva-se ao quadrado $v(n)$ e $i(n)$, aplica-se cada um deles ao seu respectivo filtro digital, e depois se tira a raiz quadrada de cada um deles. Utiliza-se o mesmo projeto de filtro digital para obter P , V_{RMS} e I_{RMS} , ou seja, utiliza-se os mesmos coeficientes em suas respectivas equações de diferenças.

Repetindo a Eq. (2.11), o fator de potência é definido como:

$$fp = \frac{P}{V_{RMS} I_{RMS}}$$

Então, de forma direta obtém-se o fator de potência dos valores obtidos anteriormente.

A energia é definida no domínio discreto pela Eq. (3.7):

$$e = \sum_{n=0}^N \frac{p(n)}{f_a} \quad (3.7)$$

onde f_a é a frequência de amostragem. Seu valor é uma variável acumuladora inicializada com zero, e a cada chamada da rotina de interrupção, é atualizada com o incremento de $p(n)/f_a$.

Terminada a execução da rotina de interrupção, o fluxo de controle do programa volta a executar o programa principal, exatamente onde ele tinha sido interrompido. Assim

que o contador zerar novamente, volta a ser executada a rotina de interrupção, onde quer que esteja o fluxo de controle no programa principal.

3.7 Projeto dos Filtros Digitais

Foram utilizados filtros digitais passa-baixas do tipo IIR para filtrar os sinais de tensão instantânea, corrente instantânea e potência instantânea e obter os sinais de tensão RMS, corrente RMS e potência média, respectivamente. Devido a sua natureza recursiva, os filtros digitais IIR têm uma convergência mais rápida, e sendo assim, para dois filtros digitais IIR e FIR com mesma resposta em frequência, o filtro IIR possui ordem menor do que seu filtro FIR equivalente.

Foram escolhidos filtros digitais IIR *Chebyshev tipo II* por possuírem largura de faixa de transição mais reduzida do que um filtro Butterworth de mesma ordem [05]. A Figura 30 apresenta as especificações das características de transmissão de um filtro passa-baixas.

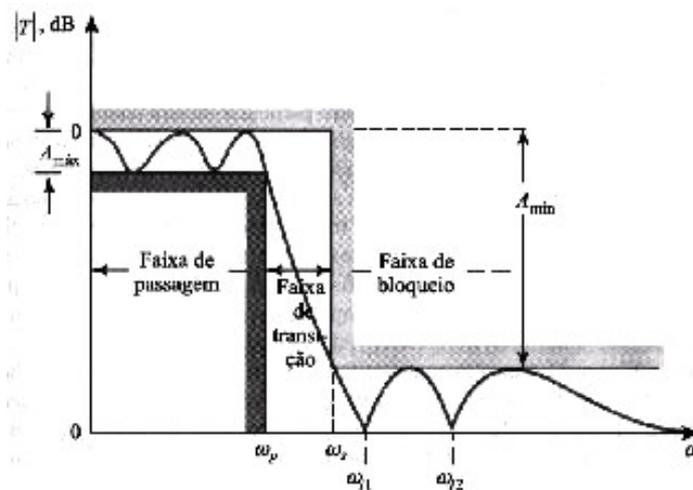


Figura 30 - Especificação das características de transmissão do filtro passa-baixas

Foram utilizadas as funções *cheb2ord* e *cheby2* do software MATLAB®. A função *cheb2ord* seleciona a ordem do filtro. Sua sintaxe é:

$$[N, W_n] = \text{cheb2ord}(W_p, W_s, R_p, R_s);$$

Ela retorna a menor ordem N para o filtro digital Chebyshev tipo II que perde não mais do que R_p dB na faixa de passagem (A_{\max} na Figura 30) e tem no mínimo R_s dB de atenuação na faixa de bloqueio (A_{\min} na Figura 30). W_p e W_s são as frequências da borda da faixa de passagem e da borda da faixa de bloqueio, respectivamente, normalizadas de 0 a 1 (onde 1 corresponde a π rad/amostra, ou seja, à metade da frequência de amostragem). A função também retorna W_n , a frequência natural a usar com a função `cheby2` para alcançar as especificações.

A função `cheby2` retorna os coeficientes do filtro. Sua sintaxe é:

`[B, A] = cheby2(N, R, Wn);`

Ela projeta o filtro digital passa-baixas Chebyshev tipo II de ordem N com atenuação mínima na faixa de bloqueio (A_{\min} na Figura 30) de R decibéis e com frequência da borda da faixa de bloqueio igual a W_n e retorna os coeficientes do filtro nos vetores B (numerador) e A (denominador), que possuem $N + 1$ elementos. A frequência de corte W_n deve estar entre $0 < W_n < 1$, com 1 correspondendo à metade da frequência de amostragem.

Foram escolhidas as frequências de 5Hz e 30 Hz como frequências da borda da faixa de passagem e da borda da faixa de bloqueio, respectivamente. Determinou-se que não haveria perda maior do que 0,01dB na faixa de passagem e que a atenuação mínima na faixa de bloqueio seria de 70dB. Portanto, os parâmetros de entrada da função `cheb2ord` foram:

- $W_p = 5 / 1800;$
- $W_s = 30 / 1800;$
- $R_p = 0.01;$
- $R_s = 70;$

onde W_p e W_s foram normalizados pela metade da frequência de amostragem (1,8KHz).

E a função retornou:

- $N = 5;$
- $W_n = 0.01480467084778 = 26.648407526 / 1800;$

Foram então passados N , $R = R_s$ e W_n para a função cheby2. Os coeficientes obtidos são mostrados na Tabela 4.

Tabela 4 – Coeficientes obtidos

$b_k \times 10^{-3}, 0 \leq k < 5$			
b₀	0,03591518368265	a₀	1,000000000000000
b₁	-0,10743507471380	a₁	-4,94829367248146
b₂	0,07152042805873	a₂	9,79450902990706
b₃	0,07152042805873	a₃	-9,69374376010699
b₄	-0,10743507471380	a₄	4,79713533169140
b₅	0,03591518368265	a₅	-0,94960692793595

Os filtros digitais foram construídos na forma de funções dentro do software descrito na seção 3.5. Foram implementados de acordo com as equações de diferenças Eq. 3.8 a Eq. 3.10, nas quais os coeficientes apresentados na Tabela 4 foram aplicados.

$$V_{RMS}(n) = \sqrt{\sum_{k=0}^5 b_k \cdot v^2(n-k) - \sum_{k=1}^5 a_k \cdot V_{RMS}(n-k)} \quad (3.8)$$

$$I_{RMS}(n) = \sqrt{\sum_{k=0}^5 b_k \cdot i^2(n-k) - \sum_{k=1}^5 a_k \cdot I_{RMS}(n-k)} \quad (3.9)$$

$$P(n) = \sum_{k=0}^5 b_k \cdot p(n-k) - \sum_{k=1}^5 a_k \cdot P(n-k) \quad (3.10)$$

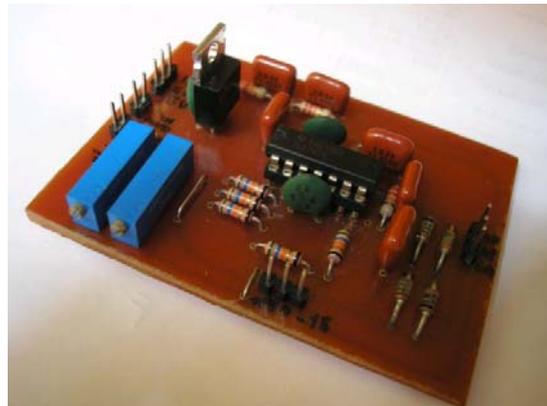
Na Eq. 3.8, são utilizados como entrada o valor atual de $v^2(n)$ e os seus cinco valores anteriores, e os cinco valores anteriores de $V_{RMS}(n)$. Na Eq. 3.9, são utilizados como entrada o valor atual de $i^2(n)$ e os seus cinco valores anteriores, e os cinco valores anteriores de $I_{RMS}(n)$. Na Eq. 3.10, são utilizados como entrada o valor atual de $p(n)$ e os seus cinco valores anteriores, e os cinco valores anteriores de $P(n)$.

4 – Resultados e Discussões

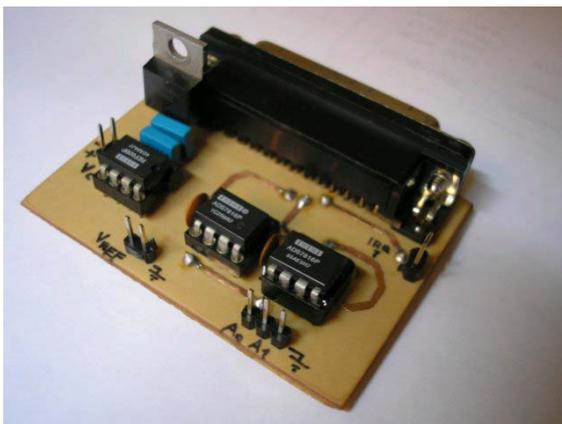
Todo o arranjo experimental proposto foi desenvolvido conforme apresentado anteriormente. Os circuitos eletrônicos foram montados em placas de circuito impresso. Toda a programação realizada no microcomputador foi desenvolvida em linguagem C/C++. O aplicativo é composto por rotina de comunicação entre o PC e os conversores A/D através da porta paralela, rotinas de habilitação e desabilitação da interrupção IRQ0, rotina de tratamento da interrupção e rotina principal para apresentação dos resultados na tela e gravação de dados em arquivo. A Figura 31 mostra as placas de circuito impresso confeccionadas e os resultados das medições apresentados na tela do computador.



(a) Sensor de Corrente



(b) Condicionador de sinal + filtros anti-aliasing



(c) Conversores A/D e comunicação com a porta paralela



(d) Apresentação dos resultados em tempo real na tela do computador

Figura 31 – Fotos das placas confeccionadas e da apresentação dos resultados na tela do computador

4.1 Frequência de Amostragem

Inicialmente, foram realizados ensaios para avaliar a frequência de amostragem e analisar o funcionamento do circuito condicionador do sinal de tensão e do sensor de corrente. A Figura 32 mostra um sinal de tensão da rede elétrica condicionado e um sinal de saída do sensor de corrente, respectivamente. São provenientes da tensão e corrente aplicadas em uma carga. Ambos os sinais têm frequência de 60Hz e foram amostrados, quantizados e convertidos para a forma digital simultaneamente pelos dois conversores A/D. Os sinais estão sem os fatores de correção, ou seja, não estão representando os valores reais da tensão e da corrente, e sim os valores que chegam aos conversores A/D.

Como dito anteriormente, a frequência de amostragem utilizada foi 3,6KHz. Portanto, a cada $277.78\mu\text{s}$ é obtido um novo par de amostras. Conseqüentemente, são necessárias 60 amostras por período, o que resulta em 16,67ms por período. A Figura 32 mostra exatamente 60 amostras por ciclo de 60Hz, em ambos os sinais.

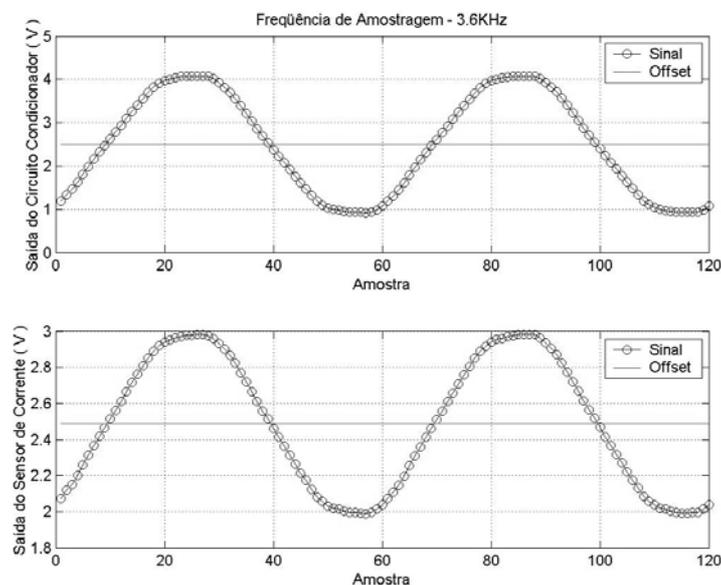


Figura 32 – Frequência de amostragem e saídas do circuito condicionador e sensor de corrente

O circuito condicionador foi ajustado para reduzir uma tensão de entrada de 127V AC para 1,2V AC, e depois somar 2,5V DC. O sensor de corrente é ajustado de fábrica para fornecer em sua saída 40mV para cada 1A de entrada, e somar 2,5V DC. Todos os valores citados acima são utilizados para converter os valores recebidos pelo computador nos valores reais de tensão e corrente medidos. Observa-se na Figura 32 que ambos os sinais possuem uma componente DC de 2,5V.

4.2 Quantização

Os conversores A/D possuem resolução de 12 bits. Portanto, apresentam $2^{12} = 4096$ níveis de quantização. Isto significa que para a tensão de referência $V_{REF} = 5V$, a resolução é $5/4096 = 1,22mV$. Os sinais da Figura 32 possuem uma ampla faixa de tensão, sendo bem representados por esta resolução, sem apresentar grandes distorções.

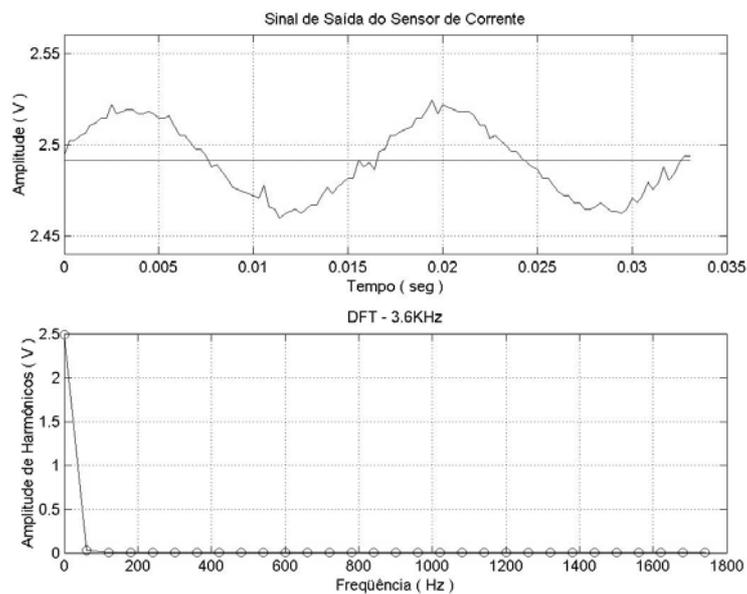


Figura 33 – Um pequeno sinal coletado e sua DFT

O sinal da Figura 33 possui uma pequena faixa de tensão, podendo ser representado por poucos níveis discretos para a resolução dada. Em outras palavras, há um grande erro entre o sinal analógico original e a sua representação digital. A Figura 33 também apresenta

a DFT [05] do sinal, e sua utilização se mostra importante em diversas aplicações, justificando que ela terá seu espaço em trabalhos futuros, claro que com algoritmos mais rápidos, como a FFT [05].

Através do gráfico da DFT, pode-se perceber que o offset de saída do sensor de corrente é muito maior do que o sinal de interesse. Para representar melhor o sinal, seria necessário diminuir a tensão de referência do conversor A/D, não podendo ser menor do que o máximo valor que o sinal pode assumir. Como o offset do sensor de corrente é fixo em aproximadamente 2,5 V, uma solução mais eficiente seria somar o seu sinal de saída a um valor DC negativo. Assim, seria possível ajustar a tensão de referência a valores menores.

4.3 Respostas dos Filtros Digitais

Esta seção apresenta alguns resultados obtidos pelo sistema de medidas. Foram coletadas as ondas de tensão, corrente e potência instantânea, bem como as respostas no domínio do tempo de tensão rms, corrente rms, potência média e fator de potência, obtidas através dos filtros digitais.

A Figura 34 mostra os resultados das medidas de um ferro de passar ligado como carga na rede elétrica da CEMIG. As linhas contínuas nos gráficos de tensão rms, corrente rms, potência média e fator de potência representam os valores calculados off-line através de suas respectivas fórmulas matemáticas, ou seja, foram calculados depois que todas as coletas foram feitas. Com os filtros digitais, por sua vez, os dados foram calculados on-line (em tempo real), ou seja, nos intervalos ociosos entre as coletas.

Pode-se observar que os filtros apresentaram erros pequenos em regime permanente, todavia, o tempo de estabilização é relativamente alto, aproximadamente 300 ms. Técnicas de como melhorar a resposta transitória e de regime permanente dos filtros digitais serão objetivos de trabalhos futuros.

A Figura 35 mostra os resultados das medidas de um micro-computador ligado como carga na rede elétrica da CEMIG. Observa-se a forte distorção harmônica do sinal de corrente, característica em equipamentos eletrônicos. No gráfico da DFT, observa-se que o espectro do sinal apresenta somente as harmônicas ímpares, em destaque a 3ª, 5ª e 7ª.

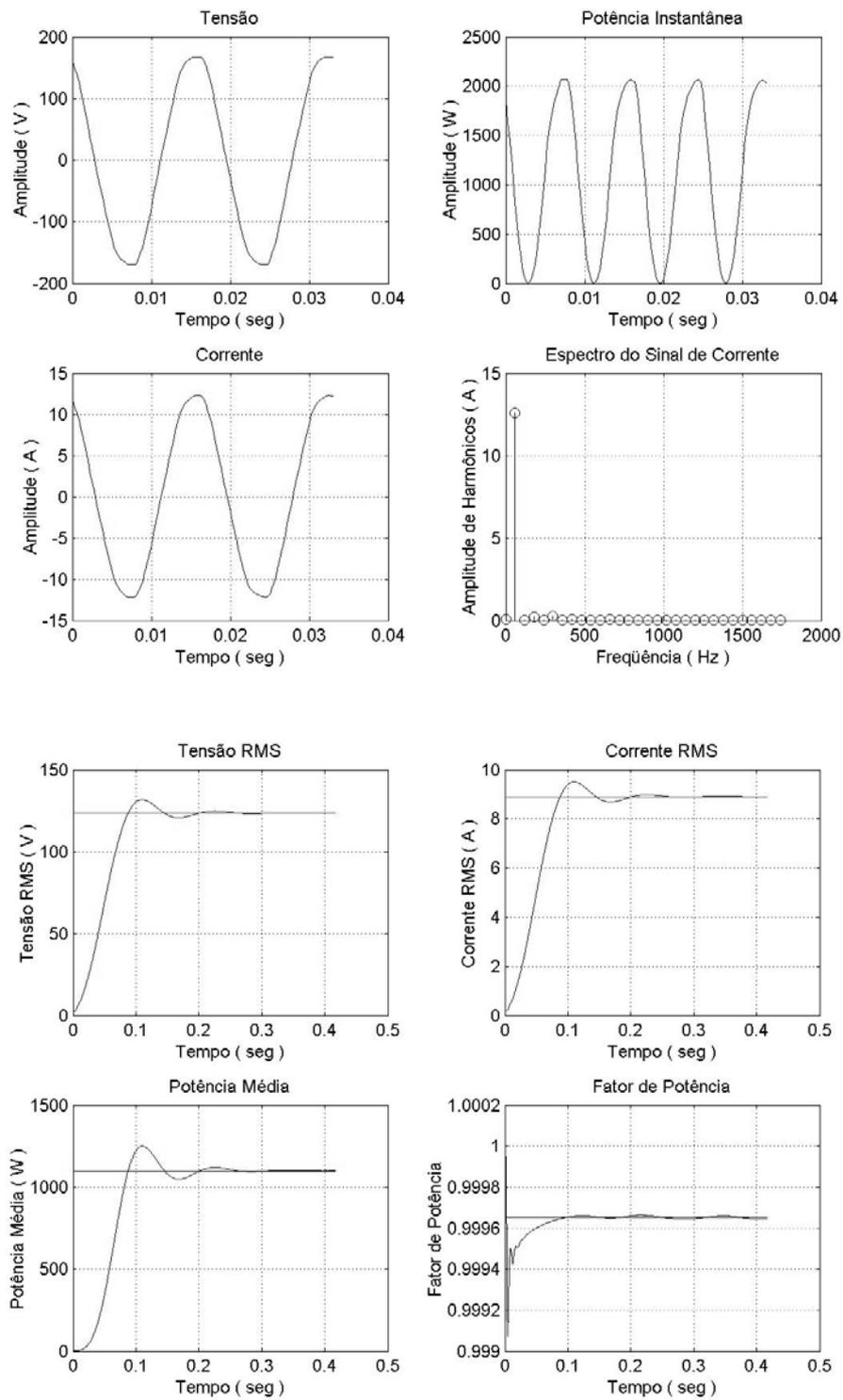


Figura 34 – Resultados das medidas de um ferro de passar

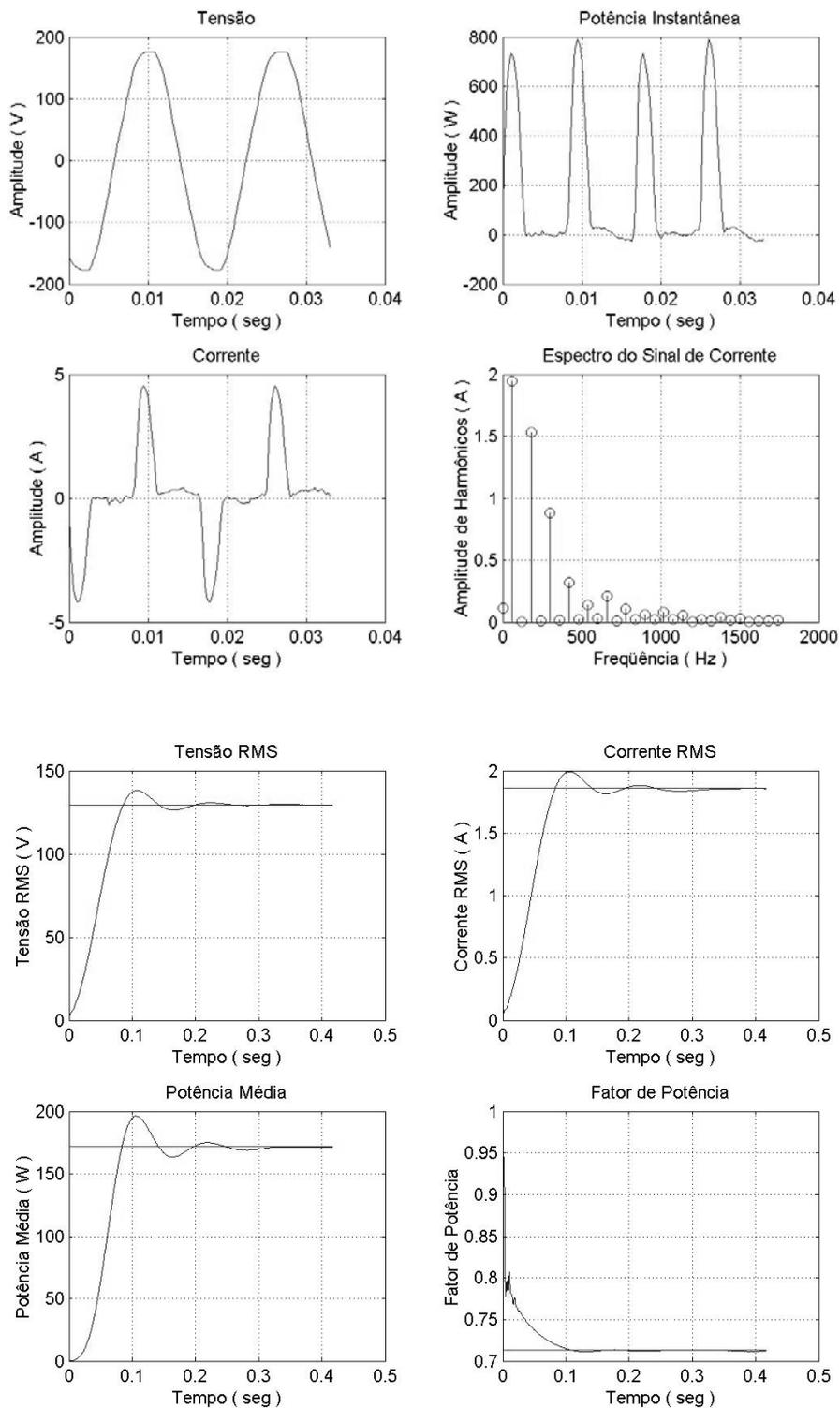


Figura 35 – Resultados das medidas de um micro-computador PC

5 – Conclusões

O sistema de medidas implementado se mostrou eficiente dentro de suas limitações. Apesar de seu projeto ser relativamente simples e ter usado componentes eletrônicos de baixo custo, mostrou que pode ser utilizado na medida das características de alimentação de cargas de média potência, com resolução e precisão satisfatórias.

Grandes avanços foram alcançados com este trabalho, como a utilização da interrupção IRQ0, de filtros digitais e de um sensor de corrente de grande aplicabilidade e fácil manuseio, evitando-se a confecção de circuitos condicionadores de sinais de corrente, que são de difícil construção.

A utilização da interrupção IRQ0 permitiu a obtenção de uma frequência de amostragem precisa e constante durante todo o processo de medidas, permitindo ao programa executar outras atividades enquanto a aquisição dos dados não é solicitada. O processamento digital dos sinais analógicos foi feito respeitando-se todos os requisitos necessários descritos na literatura. Os filtros digitais se mostraram uma técnica eficiente para a realização de processos em tempo real, podendo-se detectar e corrigir fenômenos que ocorrem em curtos intervalos de tempo.

5.1 Trabalhos Futuros

Este protótipo é apenas o início de grandes trabalhos a serem feitos. Pois agora eles irão se concentrar principalmente: na ampliação da interface para utilização em sistemas elétricos trifásicos, no desenvolvimento de programas de monitoramento de qualidade de energia e de sistemas a serem supervisionados ou controlados.

Existe uma grande possibilidade de utilização de algoritmos eficientes de Processamento Digital de Sinais e de Inteligência Computacional, pois se mostram excelentes no melhoramento da qualidade de energia gerada e/ou consumida.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] EDMINISTER, J. A. **Circuitos elétricos; resumo da teoria, 350 problemas resolvidos, 493 problemas propostos** / Trad. de Sebastião Carlos Feital. São Paulo: McGraw-Hill do Brasil, 1978. 13, 14, 15, 19
- [02] JOHNSON, D. E. **Fundamentos de análise de circuitos elétricos** / Rio de Janeiro: Prentice-Hall do Brasil, 2000. 15, 17, 18, 21
- [03] DINIZ, P. S. R. **Processamento digital de sinais** / Porto Alegre: Bookman, 2004. ... 23, 24, 26, 27
- [04] TOCCI, R. J.; WIDMER, N. S. **Sistemas Digitais: Princípios e Aplicações**. 8.ed. São Paulo: Prentice Hall, 2003. 28, 31, 33, 49
- [05] MITRA, S. K. **Digital signal processing**. New York, NY: McGraw-Hill Higher Education, c2006. 29, 31, 33, 35, 52, 58
- [06] HAYKIN, S. **Sinais e sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2002. 34
- [07] ZELENOVSKY, R.; MENDONÇA, A. **PC: Um Guia Prático de Hardware e Interfaceamento**. 3.ed. Rio de Janeiro, MZ Editora, 2002. 38, 49
- [08] DEITEL, H. M.; DEITEL P. J. **C++: Como Programar**. 3.ed. Porto Alegre, Bookman, 2001. 38
- [09] ALLEGRO MICROSYSTEMS - Datasheet. **ACS754xCB-050** - Current Sensor, 2004. 38
- [10] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 4.ed. São Paulo, MAKRON Books, 2000. 43
- [11] BURR-BROWN – Datasheet. **ADS7816** - 12-Bit High Speed Micro Power Sampling ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER, March, 1997. 45