

TESE

1156

EFEI

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO PARA
DISCRIMINAÇÃO DE POTÊNCIAS EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS

ANDRÉ LUÍS VILAS BOAS

ITAJUBÁ, DEZEMBRO DE 2001



EFEI



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO PARA
DISCRIMINAÇÃO DE POTÊNCIAS EM SISTEMAS
ELÉTRICOS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS**

ANDRÉ LUÍS VILAS BOAS

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO APRESENTADA À ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA
DE ITAJUBÁ COMO REQUISITO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ORIENTADOR

PROF. DR. CARLOS ALBERTO MOHALLEM GUIMARÃES

Co-ORIENTADOR

PROF. DÉLVIO FRANCO BERNARDES

ITAJUBÁ, DEZEMBRO DE 2001

CLASS. 621.3:658.56(043.2)

CUTTER. $\sqrt{695m}$

TOMBO. 1156

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ELÉTRICOS DESEQUILIBRADOS E DISTORÇÕES
DISCORRÊNCIAÇÃO DE POTÊNCIAS EM SISTEMAS
MEIOBOS DE PROTOCOLO ABERTO PARA

ANDRÉ LUIS VILAS BOAS

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO APRESENTADA À ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA
DE ITAJUBÁ COMO REQUISITO PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PROF. DR. CARLOS ALBERTO MOURA DOS SANTOS

PROF. DR. VILSON JOSÉ OLIVEIRA

ITAJUBÁ, OUTUBRO DE 2011

AGRADECIMENTOS

A meus pais Carlos Alberto Viana Soares e Maria da Graça A. Viana Soares, e aos avós Cláudio Anhallari e Maria Zélia Anhallari pelo apoio, carinho e dedicação;

aos professores Carlos Alberto Moradani Guimarães e Sérgio Franco Guimarães com ensinamentos e saberes transmitidos desde a infância;

ao professor Joelito-Silva da Fe pela amizade, apoio, estímulo e orientação ao longo desses anos;

à Escola Federal de Engenharia de Arapongas, pela oportunidade de realização deste trabalho;

à CAPES pelo apoio financeiro;

e à FAPESMIG, pelos equipamentos adquiridos.

Meus sinceros agradecimentos.

*Aos meus pais Carlos e Graça,
aos avós Cláudio e Zélia pelo apoio,
carinho e dedicação.*

AGRADECIMENTOS

A meus pais Carlos Alberto Vilas Boas e Maria da Graça A. Vilas Boas, avós Cláudio Armellini e Maria Zélia Armellini pelo apoio, carinho e dedicação;

aos professores Carlos Alberto Mohallem Guimarães e Délvio Franco Bernardes pela atenciosa e brilhante orientação neste trabalho;

ao professor Jocélio Souza de Sá pela amizade, apoio, estímulo e orientação ao longo destes anos;

à Escola Federal de Engenharia de Itajubá, pela oportunidade de realização deste trabalho;

à CAPES pelo apoio financeiro

e à FAPEMIG, pelos equipamentos adquiridos,

meus sinceros agradecimentos.

RESUMO

Atualmente, no mundo, há um crescente interesse pela QEE – Qualidade da Energia Elétrica – por parte das concessionárias de energia elétrica, fabricantes de equipamentos e consumidores em geral.

Uma das causas da redução da QEE é a infiltração de distúrbios nas linhas de energia provocada por cargas não lineares, tais como conversores estáticos, retificadores, carregadores de bateria, fontes chaveadas para televisores, computadores, reatores eletrônicos de lâmpadas, etc.

Estimativas informam que a falta de QEE soma, nos países desenvolvidos, anualmente, prejuízos da ordem de dezenas de bilhões de dólares sob diversas formas como interrupções de processos, sobreaquecimento e redução da vida útil de motores, má operação de equipamentos, especialmente erros de medição e contabilização no faturamento da energia elétrica [Em79, Mo95, Do96, Ab97].

Um dos grandes interesses atuais da comunidade científica mundial é a discriminação das parcelas de potências ativas e não ativas presentes em um sistema elétrico. O foco desta dissertação concentra-se no desenvolvimento de um medidor de protocolo aberto, destinado, inicialmente, à discriminação destas parcelas de potência em regime desequilibrado e distorcido, lançando-se mão de uma nova filosofia de protocolo para medições.

Esta dissertação apoia-se em uma tese de doutorado intitulada: “Um novo protocolo de medição de potências em sistemas desequilibrados e distorcidos”, desenvolvida pelo doutorando Délvio Franco Bernardes, conduzida dentro do Grupo de Estudos da Qualidade da Energia Elétrica (GQEE), da EFEI.

ABSTRACT

Nowadays, there is a growing interest by the electricity utilities, industries and consumers concerning to Power Quality. Due to the ever increasing non-linear loads in the electrical system, the quality of the power has undergone serious losses. Non-linear loads are usually power rectifiers, battery chargers, electronic fluorescent lamps, switching power supplies (widely used in TVs, VCRs, PCs), etc.

In developed countries, tenths of billion of dollars have been wasted each year as process interruptions, bad operation of adjustable speed drivers, over-heating and life reduction of induction engines and specially measurements errors in energy consumption [Em79, Mo95, Do96, Ab97].

This dissertation presents the development of a new meter with an open protocol. This device is able to discriminate active and non-active powers in an electrical system with non-linear and unbalanced three phase loads. This was done using a new measurement procedure based on a Ph.D. Thesis entitled "A New Proposal of Measurement Protocols for Power Quality Purposes", being conducted by Mr. Délvio Franco Bernardes at the Power Quality Research Group at EFEI.

CC – Corrente contínua

DSP – Digital Signal Processing ou processamento digital de sinais

E_p – Valor de pico de uma tensão senoidal

E_{ef} – Valor eficaz de uma tensão senoidal

I_p – Valor de pico de uma corrente senoidal

IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers

IEC – International Electrical Committee

i_{ef} – Valor eficaz de uma corrente senoidal

P – Potência ativa

PC – Personal Computer (computador pessoal)

Q – Potência reativa

RAM – Random Access Memory (Memória de acesso aleatório)

THD – Total Harmonic Distortion (Distorção harmônica total)

THD_v – Voltage Total Harmonic Distortion (Distorção harmônica total de tensão)

SIMBOLOGIA

A – Potência de assimetria ou desequilíbrio

A/D – Analógico para digital

CA – Corrente alternada

ASD – *Adjustable Speed Drives* (acionamentos de velocidade variável)

CI – Circuito integrado

CMRR – *Common Mode Rejection Ratio* (Razão de Rejeição de Modo Comum)

D – Potência reativa de distorção

DAQ – *Data Aquisition Hardware*. Mais comumente denominado Placa de Aquisição de Dados

CC – Corrente contínua

DSP – *Digital Signal Processing*, ou processamento digital de sinais

E_p – Valor de pico de uma tensão senoidal

E_{ef} - Valor eficaz de uma tensão senoidal

I_p – Valor de pico de uma corrente senoidal

IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers

IEC – International Electrical Committee

I_{ef} – Valor eficaz de uma corrente senoidal

P – Potência ativa

PC – *Personal Computer* (computador doméstico)

Q – Potência reativa

RAM – *Random Access Memory* (Memória de acesso aleatório)

THD – Total Harmonic Distortion (Distorção harmônica total)

THD_V – Voltage Total Harmonic Distortion (Distorção harmônica total de tensão)

MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO PARA DISCRIMINAÇÃO DE POTÊNCIAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DESEQUILIBRADOS E DISTORCIDOS

SUMÁRIO

Dedicatória	II
Agradecimentos	III
Resumo	IV
Abstract	V
Simbologia	VI
Sumário	VII
Lista de tabelas	VIII
Lista de figuras	IX

CAPÍTULO I – INTRODUÇÃO

1.1 – Aspectos Gerais	1
1.2 – Conservar Energia Ajuda?	3
1.3 – Ocupação Excedente das Potências Não Ativas	4
1.4 – Política Tarifária Equânime	4
1.5 – Medidor de Protocolo Aberto	5
1.6 – Estado da Arte	7
1.7 – Estrutura da Dissertação	9
1.8 – Considerações finais	10

CAPÍTULO II – DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO

2.1 – Aspectos Gerais	11
2.2 – Potência Elétrica em Regime Senoidal	12
2.3 – Potência Aparente	15
2.4 – Tensões e Correntes	16
2.5 – Potência Ativa	17
2.6 – Potência Não Ativa de Deslocamento (Q)	19
2.7 – Potência Não Ativa de Distorção (D)	20
2.8 – Potência Não Ativa de Desequilíbrio (A)	21
2.9 – Observações Finais	24

CAPÍTULO III – DESENVOLVIMENTO DO MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO

3.1 – Informações Gerais	25
3.2 – Detalhamento dos Módulos	26
3.2.1 – Placa de Aquisição de Dados e PC	26
3.2.2 – Condicionador de Sinais	32
3.2.2.1 – Fontes de Alimentação	32
3.2.2.2 – Circuito de Tratamento das Correntes	32
3.2.2.3 – Circuito de Tratamento das Tensões	35
3.2.3 – Calibração do Condicionador de Sinais	37
3.2.4 – Aplicativo de Aquisição	38
3.3 – Considerações finais	46

CAPÍTULO IV – MEDIDAS E COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

4.1 – Aspectos Gerais	47
4.2 – Resultados da Simulação	47
4.2.1 – Análise para Sinais Puramente Senoidais	48
4.2.2 – Análise para Sinais Não Senoidais	56
4.3 – Resultados da Aquisição	64
4.3.1 – Informações Gerais	64
4.3.2 – Análise para Sinais Puramente Senoidais	64
4.3.3 – Análise para Sinais Não Senoidais	68
4.4 – Observações Finais	70

CAPÍTULO V – CONCLUSÃO DO TRABALHO 71

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 73

BIBLIOGRAFIA AUXILIAR 75

APÊNDICES

- 1 – Identificação dos Dispositivos no Condicionador de Sinais
- 2 – Cálculo do Divisor Resistivo para as Entradas Analógicas de Tensão
- 3 – Método de Cálculo da Transformada Discreta de Fourier

ANEXOS

- 1 – Especificações Técnicas da Placa de Aquisição de Dados Modelo 6023-E da National Instruments
- 2 – Especificações Técnicas do Transdutor de Corrente de Efeito Hall da Lem modelo LA 55-P/SP1
- 3 – Especificações Técnicas de Resistores de Filme de Carbono da Ohmite
- 4 – Especificações Técnicas de Resistores de Filme de Metal da Ohmite
- 5 – Especificações Técnicas do Amplificador de Isolamento ISO124 da Burr-Brown
- 6 – Especificações Técnicas da Fonte Geradora de Sinais de Corrente Alternada da California Instruments

7 – Análise de um Retificador Trifásico Não Controlado Através do Medidor de Protocolo Aberto

LISTA DE TABELAS

1.1 – Benefícios e possíveis efeitos da conservação de energia	3
1.2 – Erros máximos em função do fator deslocamento, da DHc e da DHt	8
2.1 – Distribuição espectral dos harmônicos de corrente	14
3.1 – Principais características da NE 6023E	31

LISTA DE FIGURAS

2.1 – Formas de onda de tensão (a) e da corrente (b) de um microcomputador	13
3.1 – Diagrama em blocos do medidor de protocolo aberto	25
3.2 – Sinal senoidal quantizado com 3 bits de resolução	28
3.3 – Característica de transferência de um conversor	
(a) Característica de transferência ideal	29
(b) Característica pobre de transferência	
3.4 – Característica ideal de transferência do conversor de 16 bits (a)	30
Precisão relativa do conversor de 16 bits (b)	
3.5 – Circuito de tratamento das correntes	33
3.6 – Condicionamento das tensões fase-neutro	36
3.7a – Tela principal do aplicativo de simulação	39
3.8a – Tela principal do aplicativo de simulação	39
3.9 – Simulação. Rotina de geração das formas de onda das correntes	40
3.10 – Simulação. Geração dos sinais de tensão e corrente e processamento das transformadas discretas de Fourier - DFT	41
3.11 – Módulo responsável pelo processamento da transformada discreta de Fourier - DFT	42
3.12 – Rotinas para o cálculo da potência ativa (P) e da potência não ativa de deslocamento (Q)	43
3.13 – Rotina para o cálculo da potência não ativa de desequilíbrio (A)	44
3.14 – Rotina para o cálculo da potência não ativa de distorção (D)	45
3.15 – Rotina para o cálculo da potência aparente (S)	46
4.2.1 – Resultados da simulação – Análise para sinais puramente senoidais	
1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$	48
2º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 30^\circ$	49
3º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 0^\circ$	50
4º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 30^\circ$	51
5º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$	52
6º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$	53
7º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$	54
8º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$	55
4.2.2 – Resultados da simulação – Análise para sinais não senoidais	
1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$	56
2º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 30^\circ$	57

3º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 0^\circ$	58
4º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 30^\circ$	59
5º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$	60
6º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$	61
7º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi=0^\circ$	62
8º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi=30^\circ$	63
4.3.2 – Resultados da aquisição – Análise para sinais puramente senoidais	
1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$	64
2º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 0^\circ$	65
3º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$	66
4º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi=0^\circ$	67
4.3.3 – Resultados da aquisição – Análise para sinais não senoidais	
1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$	68
2º Caso – Tensão e Corrente (fundamental) desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$	69



CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 – ASPECTOS GERAIS

Nos dias de hoje, os fenômenos oriundos da degradação da Qualidade da Energia Elétrica têm chamado a atenção das empresas de energia, fabricantes de equipamentos e cientistas. Desde o pequeno consumidor residencial, o grande fornecedor de energia elétrica, o conglomerado industrial e o fabricante de equipamentos elétricos, todos têm sido, indistintamente, afetados pelas perdas na qualidade de energia. Tais fenômenos apresentam-se como deformações nas formas de onda de tensão e corrente, perda do equilíbrio, flutuações nas amplitudes das tensões e outros, introduzidos no sistema elétrico de distribuição por cargas não lineares.

Os efeitos da falta da qualidade da energia somam cifras astronômicas em prejuízos quantificados em dezenas de bilhões de dólares nos países desenvolvidos [De97]. No Brasil não é diferente. Calcula-se que as perdas alcancem a marca de três bilhões de dólares anuais, associados a:

- Interrupção de processos produtivos
- Perdas de produção e insumos
- Despesas com reparos de equipamentos
- Má operação e falha de equipamentos eletro-eletrônicos
- Degradação do isolamento de equipamentos eletro-eletrônicos
- Redução da vida útil de motores, geradores e transformadores
- Interferências em redes de comunicação
- Erros de medição e faturamento da energia elétrica

A energia elétrica distribuída nas redes de alimentação é produzida sob a forma de tensão alternada senoidal, cuja frequência é 60 Hertz. A natureza da maior parte das cargas conectadas ao sistema de distribuição solicita correntes também senoidais. As cargas que apresentam esse comportamento são

conhecidas como *cargas lineares*. É o caso de todas as cargas resistivas, motores assíncronos em carga, condensadores, lâmpadas incandescentes, etc.

Contudo, nas últimas décadas, a evolução tecnológica dos circuitos integrados popularizou, nos equipamentos eletro-eletrônicos, o uso intensivo da eletrônica de potência no âmbito residencial. Grande parte dos eletrodomésticos atuais utiliza retificadores eletrônicos em suas fontes de alimentação, por possuírem menor dimensão, maior rendimento e mais baixo custo, provocando sempre algum tipo de perturbação no sistema de distribuição. As correntes assim solicitadas por este tipo de carga não são mais puramente senoidais; essas cargas são ditas *cargas não lineares*. Nessa categoria de cargas estão os PC's, televisores, videocassetes, microondas, fotocopiadoras, etc. Reconhece-se que as unidades são de pequeno porte, contudo, constituem milhares de fontes de correntes harmônicas.

Tais cargas apresentam uma certa imprevisibilidade. Quem, por exemplo, iria pensar que a seção de eletrodomésticos de uma loja seria a responsável por uma falha num transformador? Ou que a inauguração de uma escola de informática num prédio tivesse sido a causa do incêndio na entrada de energia do edifício?

Na indústria, a grande maioria das cargas não lineares é constituída por conversores estáticos, reguladores de velocidade para motores de corrente contínua, motores assíncronos, retificadores, carregadores de bateria, etc. São cargas de médio e grande porte. Os problemas causados por elas são, geralmente, levados em consideração na compra e na instalação dos equipamentos.

Não somente na indústria, mas no âmbito residencial, que representa cerca de 50% do consumo no Brasil, as cargas não lineares são responsáveis por uma fatia respeitável do consumo de energia. Com base em perspectivas recentes sobre o crescimento do uso de eletrodomésticos, o Brasil tem sido apontado [De97] como o maior mercado de eletrodomésticos na América Latina e o de maior potencial de crescimento nas próximas décadas, ao lado da China, Índia e Coréia do Sul.

Esses fatos apontam que, num futuro próximo, haverá a necessidade de se controlar o grau de distorção harmônica não apenas no setor industrial, mas também no âmbito residencial. Embora de pequeno porte, as cargas residenciais não lineares são em número elevado. Concessionárias de energia e fabricantes de equipamentos devem, juntos, orientar esforços no sentido de implementar programas de diagnóstico e controle da qualidade da energia elétrica.

1.2 – CONSERVAR ENERGIA AJUDA?

Programas de conservação de energia são praticados em todo o mundo com o propósito de retardar investimentos, reduzir a possibilidade de racionamento e, principalmente, pelo fato das fontes de energia renováveis, como o petróleo, terem reservas somente para mais algumas décadas.

A preocupação em conservar energia, naturalmente, estende-se ao setor elétrico. No Brasil, onde grande parte da energia elétrica provém dos recursos hídricos, a preocupação é maior, já que aqueles, próximos aos grandes centros populacionais, já foram explorados. Nos dias de hoje, a estratégia de racionalização, aliada ao aumento da eficiência no uso da energia elétrica, constituem a principal estratégia adotada pelas concessionárias de energia para conter o crescimento da demanda no setor.

O artigo [Ab97] estabelece uma correlação entre conservação e qualidade da energia elétrica. Fica evidente que medidas normalmente adotadas para a conservação da energia elétrica podem provocar efeitos negativos na qualidade da energia. Contudo, medidas tomadas com o intuito de melhorar sua qualidade trazem sempre reflexos positivos para a conservação. A tabela 1.1 aborda alguns benefícios e efeitos possíveis de ações tomadas na área de conservação. Programas de conservação de energia são hoje imprescindíveis; contudo, devem ser implantados com cautela, através de rígidos critérios, sempre visando resguardar a qualidade da energia fornecida pelo sistema elétrico.

CONSERVAÇÃO DA ENERGIA		QUALIDADE DA ENERGIA
AÇÃO	BENEFÍCIO	EFEITOS POSSÍVEIS
Instalação de ASD's	Economia de energia	Geração de Harmônicos
		Eliminação de afundamentos de tensão na partida de motores
Instalação de bancos de capacitores	Melhora do fator de potência	Geração de transitórios
		Amplificação de harmônicos
Uso de lâmpadas fluorescentes	Economia de energia	Geração de harmônicos
Implantação de controle de demanda	Melhora no fator de carga	Melhora na tensão em regime permanente

Tabela 1.1 – Benefícios e possíveis efeitos da conservação de energia

1.3– OCUPAÇÃO EXCEDENTE DAS POTÊNCIAS NÃO ATIVAS

Diferente de uma mercadoria comprada em uma loja, a qualidade do produto energia elétrica depende não somente de seu fornecedor, mas também do seu usuário final. Nesse sentido, para balizar o comportamento do cliente, há muito tempo existem políticas de relacionamento entre fornecedor e consumidor dentre as quais se encontram delineadas o conceito de Demanda e do Fator de Potência. Quando a transmissão de energia se distancia da ideal (senoidal e simétrico), a consequência é o aparecimento de novas energias e demandas não ativas. Em outras palavras, os valores de potência aparente não são mais aqueles dados apenas pela soma geométrica das componentes ativas e reativas, mas também pela adição de energias e demandas que não possuem caráter ativo ou reativo e que resultam do aparecimento de desequilíbrios e harmônicos.

A presença destas novas energias e demandas no sistema de distribuição provoca maior ocupação do sistema através da circulação de potências não ativas. Entende-se por potências não ativas todas aquelas capazes de ocupar o sistema elétrico sem realizar trabalho. A componente ativa é a única capaz de realizar trabalho. Exemplificando: dois clientes absorvem o mesmo valor ativo e reativo, sendo que o primeiro o faz em condições ideais e o segundo com desequilíbrios e harmônicos. Este último *ocupa mais o sistema* que o outro, portanto, demanda maiores custos para seu atendimento[Cz96].

A situação se assemelha a de dois clientes consumindo o mesmo ativo; o primeiro não absorve reativo, enquanto o segundo, sim. Obviamente o segundo cliente demanda mais do sistema e, portanto, a tarifação prevê onerá-lo mais, com o propósito de preservar a equanimidade tarifária que leva em conta a maior demanda necessitada pelo segundo cliente.

Desse ponto de vista, parece louvável conceber tarifas diferenciadas para clientes que ocupam mais a capacidade do sistema devido às distorções próprias de suas cargas.

1.4– POLÍTICA TARIFÁRIA EQUÂNIME

Estabelecer uma política tarifária justa referente à comercialização da energia elétrica implica na edificação de dois alicerces: um legal e outro físico. O primeiro diz respeito à parametrização da política de tarifação; os procedimentos e as regras. Quanto ao segundo, aos métodos através dos quais essa política de tarifação deve ser praticada. Esses dois instrumentos podem ser resumidos em um conjunto de portarias regendo a tarifação associados a medidores capazes de medir as grandezas em questão para a aplicação da tarifa.

O segundo instrumento deve, estritamente, seguir as diretrizes traçadas pelo primeiro. Já o primeiro instrumento, o legal, deve ser suficientemente simples e

claro, de modo a tornar exeqüível a fabricação e a utilização do segundo, o físico.

Com projetos desenvolvidos há décadas, quando então a possibilidade de ocorrência de sinais distorcidos era muito baixa, os medidores de consumo de energia não foram concebidos para operar com sinais não senoidais. Apesar de bastante confiáveis para trabalhar em condições senoidais e de apresentar custo reduzido, os atuais medidores de energia não são capazes de desempenhar seu papel diante de situações não clássicas; atualmente, cada vez mais presentes dentro do sistema elétrico. Diante desse cenário, não basta atacar a falta de qualidade das cargas, responsáveis pela proliferação da não linearidade, exigindo dos fabricantes um patamar de qualidade mais alto para novos equipamentos elétricos. Torna-se, também, clara a necessidade de se modernizar os medidores atuais de energia adequando-os à nova realidade dos sinais de distorcidos.

1.5– MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO

A crescente presença de sinais distorcidos provocados por cargas não lineares tem elevado significativamente a ocupação da rede elétrica com excedentes não ativos, influenciando negativamente nas relações entre consumidores e fornecedores de energia elétrica. A indústria, por outro lado, não tem alternativa quanto ao uso de cargas ou equipamentos não lineares, devido aos avanços tecnológicos e à necessidade de economizar energia.

O instrumento físico, o medidor, deve ser capaz de captar as grandezas corrente e tensão e quantificá-las adequadamente, bem como fazer o tratamento de outras grandezas definidas pela associação de ambas, como potência e energia, por exemplo. A tecnologia atual permite o desenvolvimento de equipamentos capazes de contornar quaisquer dificuldades de ordem técnica. O instrumento deve ser flexível de modo a acompanhar uma legislação tarifária justa, moderna e dinâmica; possuir arquitetura aberta, adaptável à evolução de novos protocolos de medição das grandezas elétricas, bem como incorporar as facilidades que a informática moderna possibilita.

Os custos de desenvolvimento e implantação desses novos medidores não são fáceis de serem estabelecidos; mas é nítida a forte tendência do mercado eletrônico em convergir para a integração digital; reduzindo o custo e as dimensões dos componentes enquanto eleva vertiginosamente a qualidade e a performance dos mesmos. Um exemplo clássico são os DSP's. As bases teóricas dos *Processadores Digitais de Sinais* (DSP's), remontam desde a metade da década de 60, tendo evoluído notavelmente nas décadas seguintes. Até meados dos anos 80, a maioria das aplicações de DSP's era restrita a aplicações de baixa velocidade, devido ao pequeno poder computacional dos processadores e ao seu alto custo. Porém, o contínuo avanço da tecnologia dos semicondutores tem possibilitado que um crescente número de aplicações na área de processamento de sinais sejam implementadas em tempo real,

através de processadores de sinais integrados. As vantagens são inúmeras, quando comparadas à implementação analógica/mecânica:

- tamanho e número reduzido de componentes;
- desempenho estável e determinístico;
- tolerâncias menores e ausência de ajustes;
- menor imunidade a ruído e interferência;
- arquitetura aberta, portanto sujeita a modificações.

Sem qualquer exagero, um medidor, como proposto acima, poderia ser fabricado num único encapsulamento, a um custo muito baixo, agregando a ele somente alguns poucos componentes externos.

A estratégia para a construção de um aparelho com as características apresentadas aponta para o que é conhecido como **Medidor de Protocolo Aberto**. Como o próprio nome sugere, *protocolo aberto* refere-se à possibilidade de alteração dos protocolos de medição em função da evolução dos mesmos, ou da política tarifária vigente. Dentre os benefícios advindos desta filosofia está o aumento da vida útil do aparelho, uma vez que a possibilidade de troca de protocolos não o torna obsoleto, a padronização de processos, abertura do mercado de medidores, redução dos custos, rápida manutenção e atualização dos protocolos (substituição de software), etc.

Esse trabalho de dissertação apresenta os resultados teóricos e experimentais obtidos a partir do protótipo de um medidor com as características descritas acima. Não de um CI dedicado, tampouco de um produto final de um medidor; apenas de um protótipo, baseado num PC, incorporando um novo protocolo para discriminação de potências ativas e não ativas em sistemas elétricos desequilibrados e distorcidos.

O referido protocolo utilizado para a realização das medições foi extraído da tese de doutorado, ainda em andamento, intitulada: "Um novo protocolo de medição de potências em sistemas desequilibrados e distorcidos", desenvolvida pelo doutorando Délvio Franco Bernardes, conduzida dentro do Grupo para Estudos da Qualidade da Energia Elétrica (GQEE), da EFEI.

1.6 – ESTADO DA ARTE

Desde o final da década de setenta [Tu74, Em79, Em81, Ba85, Go87, Fu87, le93, Mc95, Mo95, Cz96, Do96, Wo96a, Wo96b, Ar97], tem-se publicado, de uma maneira mais vigorosa, o efeito causado pela distorção harmônica nos medidores da energia. É oportuno, no momento navegar um pouco em algumas publicações relevantes que têm tratado o assunto, apresentadas tanto no âmbito nacional quanto no internacional.

Emanuel [Em81] apresenta um modelo matemático que mostra os erros dos medidores de energia quando ligados a retificadores e inversores de potência. Observou-se que os medidores testados apresentaram forte tendência em adiantar para as cargas típicas ensaiadas. Para os medidores testados, as piores condições de erro foram obtidas para ângulos de disparo elevados. Nesse caso, atingiu-se, experimentalmente, erros da ordem de 16% para carregadores de bateria com estreito ângulo de condução ($\phi=50^\circ$). Surpreendentemente, o autor constatou que todos os medidores, para as cargas consideradas, apresentaram erros favorecendo a concessionária de energia. Finalmente, em sua modelagem matemática, o autor obteve praticamente as mesmas curvas de erro para os fenômenos de não linearidade estudados.

O artigo do IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations [Wo96], apresenta os resultados de um questionário sobre o problema causado por sinais distorcidos, procurando respostas das concessionárias no que tange à instrumentação, definições e legislação tarifária. O artigo objetivou alertar sobre a necessidade da criação de um consenso sobre cargas não lineares, ressaltando a ausência de conceitos relativos a sistemas distorcidos. Para isso, seria necessário que as concessionárias e os clientes tivessem conhecimento dos erros dos medidores quando submetidos a sinais distorcidos. Apenas 41% de um total de 122 concessionárias deram retorno ao questionário, concordando que estão cientes dos problemas causados pelos sinais distorcidos nos medidores convencionais, chegando à conclusão de que haveria dificuldade em se manter a exatidão dos equipamentos de medição quando submetidos a sinais não senoidais.

Emanuel [Em95] faz a previsão do nível de distorção harmônica total de tensão THD_V para um cliente típico (no nordeste dos E.U.A), para as próximas duas décadas. Para isso fez-se um estudo da projeção de crescimento de cargas residenciais, comerciais e industriais, tomando em conta a proliferação de cargas não lineares, as quais foram divididas em três classes de acordo com as formas de onda de corrente.

Classe A: Esta classe de distorção tem uma pulsação típica durante cada meio ciclo. Esta forma de onda é típica para computadores, televisores, carregadores de bateria de veículos elétricos, ASD's monofásicos e uma categoria de reatores eletrônicos.

Classe B: A forma de onda dessa classe de distorção é trapezoidal ou quase quadrada. Isso é característico de retificador monofásico com indutâncias

alisadoras grandes no lado CC. Alguns carregadores de bateria, ASD's, reatores eletrônicos (com filtros dedicados especiais) e fontes de correntes tipo inversor são incluídos nesta categoria.

Classe C: Essas formas de onda são típicas para os ASD's trifásicos. É encontrado entre cargas industriais e comerciais.

Dentro das conclusões apresentadas pelos autores pode-se destacar o aumento do THD_v.

Mohamed [Mo95] apresenta um estudo teórico sobre o desempenho de medidores watt-hora submetidos a sinais distorcidos, através de uma modelagem matemática do medidor, utilizando o programa Matemática. Nesse trabalho, considera-se grandezas tais como correntes, fluxos e componentes de torque, obtendo-se como resultado as curvas de erro em função da distorção harmônica da corrente (DHC) e da distorção harmônica da tensão (DHT). Os resultados das simulações são apresentados e consideram várias situações de distorção, assumindo diferentes fatores de deslocamento. Os resultados são apresentados na tabela 1.2.

ERROS MÁXIMOS DO MEDIDOR SIMULADO			
FATOR DE DESLOCAMENTO	ERRO MÁXIMO [%]	DHC	DHT
1	-1,5	0,1	0,5
0,866 ind	-15	0,5	0,1
0,5 ind	-40	0,5	0,1
0,866 cap	+12,5	0,5	0,1 a 0,5
0,5 cap	+40	0,5	0,1

Tabela 1.2 – Erros máximos em função do fator deslocamento, da DHC e da DHT

O objetivo de um trabalho apresentado por Alexander Domijan [Do96], foi avaliar o desempenho de medidores de energia ativa quando submetidos a correntes e tensões deformadas. A pesquisa foi desenvolvida em quatro fases: na primeira, fez-se a monitoração das formas de onda típicas às quais os medidores ficam submetidos normalmente; escolheu-se o pior resultado em termos de distorção e desequilíbrio; na segunda parte, selecionou-se os tipos de medidores (monofásicos, trifásicos). Na terceira parte, reproduziu-se em laboratório as tensões e as correntes das cargas típicas utilizadas para esta experiência e, finalmente, na quarta parte desse trabalho, os autores previamente aferiram todos os medidores e depois aplicaram os sinais emulados.

Os autores destacam que sinais diferentes podem ter o mesmo THD, mas serem completamente diferentes em termos de formas de onda; conseqüentemente, ter efeito diversificado quanto aos erros no medidor. Sugeriu-se então classificar a forma de onda e seu impacto não somente pelo

THD, mas pelo espectro harmônico associado, em amplitude e fase. Finalmente, os autores enfatizam que os erros nos medidores estão associados à potência dos harmônicos das ondas aplicadas – amplitude e fase dos harmônicos de tensão e corrente.

Em [Ar97], o autor procurou levantar os erros metodológicos nas medições. Para essa finalidade, o autor fez um levantamento de dados numa campanha de medidas de níveis harmônicos, chegando a obter erros de até 30% no faturamento da energia elétrica, devido aos diferentes métodos de medição empregados. Finalmente, o autor chega a interessante conclusão: se o consumidor e a concessionária de energia atendem aos limites de distorção estabelecidos na norma IEEE 519-1992, é possível haver equidade de faturamento entre todos os métodos conhecidos.

No artigo [Si99a], Siqueira teve por objetivo avaliar a influência das distorções harmônicas nos medidores de energia elétrica, fazendo a comparação da leitura de diversos medidores eletromecânicos e eletrônicos, conferindo se essas distorções harmônicas estariam trazendo prejuízos para as concessionárias ou consumidores. Esse trabalho limitou-se aos grandes consumidores da Companhia de Energia de Brasília (CEB) e para o estudo, os medidores foram instalados no barramento de medição da concessionária. A conclusão do autor é que, mesmo em ambientes distorcidos pela presença de harmônicos, os medidores fornecem leituras confiáveis e que as distorções afetam mais as leituras de energia reativa do que ativa.

1.7 – ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2, aborda-se o algoritmo clássico e o novo proposto para as novas definições.

O capítulo 3 descreve o desenvolvimento do medidor de protocolo aberto. Esse capítulo se divide em três partes:

- 1 – Definições e especificações do PC e da placa de aquisição de dados.
- 2 – Circuitos elétricos do condicionador de sinais de tensão e corrente. São abordados aspectos relativos à isolamento dos sinais de tensão e corrente, à construção e aferição dos circuitos e à identificação de erros previsíveis e indetermináveis.
- 3 - Aplicativo de aquisição dos dados, responsável pelo tratamento dos sinais. São detalhados aspectos relativos ao modo de aquisição dos sinais, à amostragem dos sinais e à implementação das equações no LabView.

O capítulo 4 mostra os resultados das simulações e das medições obtidas pelo medidor e protocolo aberto, em diversos casos envolvendo distorções, assimetrias e desequilíbrios.

O capítulo 5 apresenta as vantagens e desvantagem da utilização do medidor de protocolo aberto. Aspectos relativos à viabilidade técnica na construção e na implantação de um equipamento são discutidos. São, ainda, sugeridas novas idéias para a continuação desse trabalho bem como uma discussão sobre uma política tarifária viável, de caráter mais equânime.

1.8 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os medidores atuais de energia mostram-se incapazes de se comportarem adequadamente quando submetidos a situações envolvendo desequilíbrios e distorções. Isto é, principalmente, devido ao fato do protocolo de medição utilizado nesses medidores não contemplar sinais distorcidos e/ou desequilibrados.

O capítulo seguinte apresenta o algoritmo utilizado no medidor de protocolo aberto proposto.

CAPÍTULO II

DESENVOLVIMENTO ANALÍTICO

2.1 – ASPECTOS GERAIS

O novo algoritmo para discriminação das parcelas de potência ativa e não ativas sobre a qual este medidor de protocolo aberto se apoia, contempla situações não clássicas, porém reais e cada vez mais frequentes dentro do sistema elétrico. Situações essas envolvendo distorções nas formas de onda de tensão e corrente, desequilíbrios e assimetria. Diante de tais fenômenos gerados por cargas não lineares, o algoritmo clássico se mostra incapaz de servir como modelo ideal para discriminação das parcelas de potência inerentes a cada um destes fenômenos no sistema elétrico.

Com relação aos medidores convencionais de energia, estes apresentam dois tipos de erros: o instrumental e o metodológico. O primeiro é um erro intrínseco do aparelho; um erro ocasionado por suas limitações físicas. Já o erro metodológico depende obviamente do método ou, em outras palavras, do modelamento matemático utilizado. O modelamento clássico será apresentado com o intuito de identificar suas deficiências quando submetido a situações não clássicas. O novo algoritmo de protocolo aberto é então apresentado, precisando onde e quando o erro metodológico aparece no modelamento convencional.

Este trabalho de dissertação valida esse protocolo através tanto de simulações computacionais como também através de ensaios em laboratório. Além de validar o equacionamento proposto e de traçar um paralelo entre os algoritmos clássico e novo, os ensaios em laboratório garantem a viabilidade técnica de construção de um medidor com as características então propostas.

2.2 – POTÊNCIA ELÉTRICA EM REGIME SENOIDAL

Para qualquer circuito elétrico, a potência instantânea é, por definição, igual ao produto da tensão e da corrente instantâneas.

$$p(\omega t) = e(\omega t) \cdot i(\omega t) \quad (2.1)$$

em que:

$$e(\omega t) = E_p \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.2)$$

$$i(\omega t) = I_p \cdot \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (2.3)$$

O valor médio da potência elétrica correspondente ao trabalho efetuado para uma onda cujo período é T é dado por:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T e(\omega t) \cdot i(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.4)$$

A unidade da potência é dada em Watt [W]. No caso clássico, considerando uma estrutura passiva geral de caráter resistivo, capacitivo ou indutivo, onde tanto a tensão e a corrente são senoidais puras, tem-se:

$$p(\omega t) = e(\omega t) \cdot i(\omega t) = E_p \cdot \text{sen}(\omega t) \cdot I_p \cdot \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (2.5)$$

Como $\text{sen}(\alpha) \cdot \text{sen}(\beta) = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ e $\cos(-\alpha) = \cos(\alpha)$

$$p(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot E_p \cdot I_p \cdot [\cos \phi - \cos(2\omega t + \phi)] \quad (2.6)$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot E_p \cdot I_p \cdot \cos(\phi) = E_{ef} \cdot I_{ef} \cdot \cos(\phi) \quad (2.7)$$

em que:

E_{ef} e I_{ef} são os valores eficazes da tensão e da corrente, respectivamente; ϕ o defasamento angular da tensão em relação à corrente. O termo $\cos(\phi)$ é denominado *Fator de Potência* - F_p^1 . O fator de potência pode ser visto como um coeficiente de boa utilização da energia elétrica. Dependente do caráter da estrutura - indutivo ou capacitivo - ϕ pode variar de $-\pi/2$ a $+\pi/2$. Se $\phi = 0$, não existe defasamento angular entre tensão e corrente no circuito.

Da mesma forma, define-se a potência reativa Q , expressa em var (volts-ampéres reativos):

$$Q = E \cdot I \cdot \text{sen}(\phi) \quad (2.8)$$

¹ Neste caso, numericamente $F_p = F_{deslocamento}$.

e a potência aparente expressa em VA (volts-ampéres):

$$S = E \cdot I \quad (2.9)$$

A tensão e corrente são puramente senoidais, se não houver deslocamento entre tensão e corrente, ou seja, $\phi = 0$, $S = P$ e $Q = 0$. Em todo momento, P possui somente valores positivos. Isso quer dizer que toda a energia fornecida pela fonte é consumida pela carga.

Se, no entanto, $\phi \neq 0$, significa que, por alguns instantes, P assume valores negativos; parte da energia absorvida pela carga está sendo devolvida para fonte. Neste caso $P < S$ e $|Q| > 0$. F_p é menor que a unidade, o que indica que a eficiência, o aproveitamento da energia no circuito, não é máximo.

O modelamento acima contempla perfeitamente os casos que envolvam, ou não, deslocamento angular entre tensões e correntes puramente senoidais. Entretanto, o que ocorreria numa situação onde a tensão é perfeitamente senoidal e a corrente é deformada? Seja, para efeito de análise, uma carga tipicamente não linear; um microcomputador. Considerando a tensão de alimentação puramente senoidal na sua entrada, a corrente absorvida pela carga é deformada, conforme mostrado na figura 2.1.

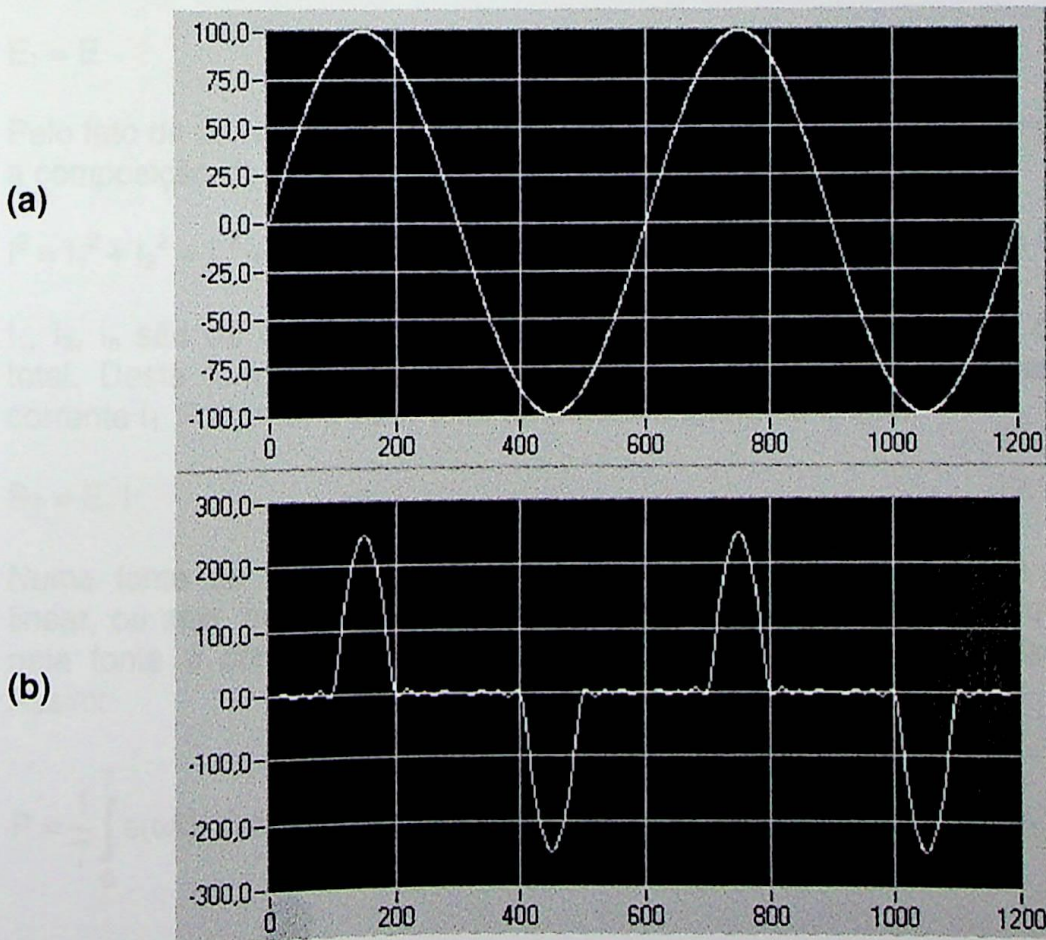


Figura 2.1 – Formas de onda da tensão (a) e da corrente (b) de um microcomputador

Apesar da significativa distorção, a distribuição espectral da corrente mostra que sua fundamental encontra-se em fase com a tensão ($\phi_1 = 0$, pois a tensão fundamental é tomada como referência), como ilustrado pela figura 2.1 e pela tabela 2.1.

I HARMÔNICA	AMPLITUDE %	FASE °
1	100	0
3	81	180
5	52	0
7	23	180
9	3	0
11	8	0
13	7	180
15	2	0
17	3	0
19	4	180

Tabela 2.1 – Distribuição espectral dos harmônicos de corrente

Como a tensão é senoidal pura, tem-se que o valor eficaz de E_1 (fundamental) é o próprio valor eficaz da onda de tensão:

$$E_1 = E \quad (2.10)$$

Pelo fato da corrente ser distorcida, as componentes harmônicas entram para a composição do valor eficaz da onda de corrente. Tem-se que:

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_n^2 + \dots \quad (2.11)$$

I_1, I_2, I_n são os valores eficazes das componentes harmônicas da corrente total. Desta forma, I sempre será igual ou maior que a fundamental da corrente I_1 . Portanto, o valor total da potência aparente S será:

$$S_T = E \cdot I \quad (2.12)$$

Numa fonte de tensão puramente senoidal que alimenta uma carga não linear, ou seja, que solicita correntes deformadas, a potência ativa fornecida pela fonte é confinada à componente em fase da corrente fundamental. Assim:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T e(\omega t) \cdot i(\omega t) \cdot d\omega t \quad (2.13)$$

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} \cdot E \cdot \cos(\omega t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_n \cdot \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (2.14)$$

$$P = E_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_1) \quad (2.15)$$

Neste caso, S_T teria um valor superior ao de P , dado pela expressão acima.

Mas como isso é possível, se para o caso analisado, não existe deslocamento angular entre a tensão senoidal e a fundamental da corrente; ou seja, $\phi_1 = 0$? Se $\phi_1 = 0$, a potência reativa Q também deveria ser nula. A explicação para isto reside no fato de que existe outra espécie de potência que não provém do deslocamento angular entre os sinais senoidais, mas da interação dos harmônicos. Essa potência, tratada mais adiante, é denominada D , ou potência não ativa de distorção e não possui relação alguma com a potência não ativa de deslocamento Q . Além de não ser compensada através de bancos de capacitores, D não é contabilizada pelos medidores de energia convencionais, mesmo provocando fluxo adicional de potência no sistema elétrico, além de efeitos perniciosos como sobretensões harmônicas, oscilações de torque no eixo de máquinas rotativas, sobreaquecimentos, sobretudo, pelos harmônicos de sequência negativa, sobrecarga no condutor neutro devido aos harmônicos homopolares, etc.

E no caso de sistemas trifásicos? Aí surgem muitas outras situações envolvendo tanto distorções como também desequilíbrios, em que o medidor de energia convencional também desprezaria outros fluxos de potência presentes no sistema. Só para citar uma dessas situações, por exemplo, um sistema trifásico, simétrico, que alimenta uma carga linear, resistiva, porém desequilibrada, ou seja, aquela na qual as relações tensão/corrente em cada fase são diferentes. Nesse caso, apareceria uma outra espécie de potência que não provém do deslocamento angular entre os sinais senoidais, tampouco da interação dos harmônicos. Esta potência, também tratada mais adiante, é denominada A , ou potência não ativa de desequilíbrio e não possui relação alguma com D ou com Q .

Todas as situações envolvendo cargas não lineares serão, num capítulo posterior, mostradas em detalhes, quando os resultados obtidos através do novo protocolo forem apresentados. Contudo, é necessário que o novo algoritmo, utilizado para o medidor de protocolo aberto, seja apresentado.

2.3 – POTÊNCIA APARENTE (S)

Há muito se tem discutido [Cz94, IE95, Mc95] sobre a melhor forma de definir o que é potência aparente, pois daí deriva toda a noção de ocupação do sistema elétrico por uma determinada carga. Já é universalmente aceito que a potência aparente deva ser definida pela multiplicação da tensão trifásica equivalente pela corrente trifásica equivalente, como mostrado na equação a seguir:

$$S = E_{EQ} \cdot I_{EQ} = \sqrt{E_a^2 + E_b^2 + E_c^2} \cdot \sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} \quad (2.16)$$

S = potência aparente total ou verdadeira

$E_{a,b,c}$ = tensões eficazes de fase

$I_{a,b,c}$ = correntes eficazes de linha

Desta expressão ressalta-se que:

- os efeitos de ocupação causados pelas potências não ativas de distorção e de desequilíbrio estão contempladas;
- a tensão equivalente bem como a corrente equivalente são os valores eficazes destas grandezas quando considerado um sistema trifásico como único e não como três sistemas monofásicos independentes.

Por outro lado, a potência aparente é a composição média quadrática de todas as potências envolvidas na ocupação do sistema elétrico e é expressa por:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2 + A^2} \quad (2.17)$$

Onde:

P = potência ativa

Q = potência não ativa de deslocamento

D = potência não ativa de distorção

A = potência não ativa de assimetria ou de desequilíbrio

2.4 – TENSÕES E CORRENTES

Para se determinar a expressão de cada potência, ativa e não ativa, é necessário, inicialmente, discriminar cada componente harmônica dos sinais de tensão e corrente. Sendo assim, a transformada discreta de Fourier (DFT) é a ferramenta ideal para esta tarefa e será aplicada aos sinais trifásicos de tensão e de corrente de um circuito elétrico. Assim, estes sinais podem ser caracterizados pelas expressões:

Tensões

$$e_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_{an} \sin(n\omega + \phi_{an})$$

$$e_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_{bn} \sin(n\omega + \phi_{bn}) \quad (2.18)$$

$$e_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} E_{cn} \sin(n\omega + \phi_{cn})$$

Correntes

$$i_a(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{an} \sin(n\omega + \varphi_{an})$$

$$i_b(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{bn} \sin(n\omega + \varphi_{bn}) \quad (2.19)$$

$$i_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{cn} \sin(n\omega + \varphi_{cn})$$

onde E_a, E_b, E_c, E_n e I_a, I_b, I_c são os valores de pico dos harmônicos de ordem 'n' dos sinais.

2.5 – POTÊNCIA ATIVA (P)

A potência ativa total 'P' é definida como o valor médio da potência em função do tempo. No caso do sistema trifásico é expressa como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T e_a(t) i_a(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T e_b(t) i_b(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T e_c(t) i_c(t) dt \quad (2.20)$$

Por outro lado, sabe-se que os harmônicos de ordens diferentes são regidos pelo princípio da ortogonalidade que pode ser traduzido por:

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(n\omega t + \theta_n) \cdot \sin(m\omega t + \theta_m) dt = 0 \quad (2.21)$$

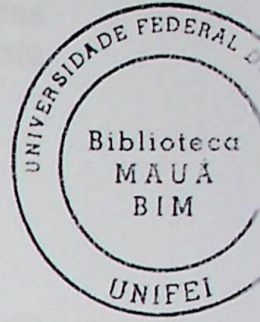
Onde:

T é o período da fundamental dos dois sinais harmônicos;

θ_n e θ_m são ângulos de fase quaisquer;

n e m são inteiros positivos e $n \neq m$.

Então, aplicando-se as expressões (2.18) e (2.19) de $e_a(t)$, $e_b(t)$, $e_c(t)$, $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ bem como o princípio da ortogonalidade entre harmônicos de tensão e corrente de ordens diferentes (ou seja, harmônicos de tensão e de corrente de ordens diferentes não produzem potência ativa), na expressão da potência, obtém-se:



$$\begin{aligned}
 P = & E_{a1}I_{a1} \cos(\phi_{a1} - \varphi_{a1}) + E_{a2}I_{a2} \cos(\phi_{a2} - \varphi_{a2}) + \dots + \\
 & E_{b1}I_{b1} \cos(\phi_{b1} - \varphi_{b1}) + E_{b2}I_{b2} \cos(\phi_{b2} - \varphi_{b2}) + \dots + \\
 & E_{c1}I_{c1} \cos(\phi_{c1} - \varphi_{c1}) + E_{c2}I_{c2} \cos(\phi_{c2} - \varphi_{c2}) + \dots +
 \end{aligned}
 \quad (2.22)$$

que pode ser simplificada para:

$$P = P_{a1} + P_{a2} + \dots + P_{b1} + P_{b2} + \dots + P_{c1} + P_{c2} + \dots + \quad (2.23)$$

$$P = \sum_{n=1}^{\infty} P_{an} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{bn} + \sum_{n=1}^{\infty} P_{cn} = \sum_{n=1}^{\infty} P_{jn} \quad (2.24)$$

$j = a, b, c$

Algumas observações são pertinentes:

- devido à forte característica senoidal da tensão na qual as distorções são pequenas, normalmente os valores das potências ativas dos harmônicos ($P_{a2}, P_{a3}, \dots, P_{b2}, P_{b3}, \dots, P_{c2}, P_{c3}, \dots$) são também pequenos, muitas vezes podendo ser desprezados. Não obstante, este trabalho os considerará, uma vez que este procedimento é de simples implementação prática.

Existem dois casos a serem considerados,

- no primeiro, o cliente injeta potência ativa harmônica de volta à rede para suprir as perdas harmônicas da rede que o alimenta; nesse caso o fluxo da potência ativa harmônica é do cliente em direção à rede. A potência harmônica tem sinal negativo, participando então como subtração na potência total P , pois o cliente devolve potência ativa à rede;
- no segundo caso, uma vez que existe uma impedância de curto-circuito no ponto de acoplamento comum, a injeção de uma corrente harmônica neste ponto tenderá a deformar a tensão e com isso alimentar outros clientes, conectados à mesma barra, com a tensão deformada, obrigando-os a consumir potência ativa harmônica. Neste caso a potência harmônica tem sinal positivo, participando então como adição nas potências ativas destes clientes, pois o cliente recebe potência ativa da barra a que está conectado;
- tanto aquele que injeta harmônico quanto aquele que recebe são passíveis de culpa. No primeiro é evidenciada pela poluição causada e, no segundo, pela sua capacidade de atuar como sorvedouro de harmônicos.

Pelos vários motivos expostos acima, há quem defenda a não utilização das parcelas de potência ativa harmônica na composição de 'P', ficando esta potência composta somente de $P_{a1} + P_{b1} + P_{c1}$.

2.6 – POTÊNCIA NÃO ATIVA DE DESLOCAMENTO (Q)

Analogamente à potência ativa 'P', a potência não ativa de deslocamento 'Q' pode ser expressa por:

$$\begin{aligned} Q = & E_{a1}I_{a1} \sin(\phi_{a1} - \varphi_{a1}) + E_{a2}I_{a2} \sin(\phi_{a2} - \varphi_{a2}) + \dots + \\ & E_{b1}I_{b1} \sin(\phi_{b1} - \varphi_{b1}) + E_{b2}I_{b2} \sin(\phi_{b2} - \varphi_{b2}) + \dots + \\ & E_{c1}I_{c1} \sin(\phi_{c1} - \varphi_{c1}) + E_{c2}I_{c2} \sin(\phi_{c2} - \varphi_{c2}) + \dots + \end{aligned} \quad (2.25)$$

E que pode ser simplificada da seguinte forma:

$$Q = Q_{a1} + Q_{a2} + \dots + Q_{b1} + Q_{b2} + \dots + Q_{c1} + Q_{c2} + \dots + \quad (2.26)$$

Então:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} Q_{an} + \sum_{n=1}^{\infty} Q_{bn} + \sum_{n=1}^{\infty} Q_{cn} = \sum_{n=1}^{\infty} Q_{jn} \quad (2.27)$$

$j = a, b, c$

Vale observar que as parcelas da potência não ativa de deslocamento são grandezas oriundas do mesmo fenômeno elétrico, ou seja, do deslocamento angular entre a tensão e a corrente de mesma ordem harmônica, para uma mesma fase. O valor total da grandeza é obtido pela soma escalar das parcelas, da mesma maneira que para as parcelas da potência ativa.

Igualmente como acontece com a potência ativa, a potência não ativa de deslocamento não contém termos cruzados entre harmônicos de tensão e de corrente de ordens diferentes. Assim, por exemplo, o 3º harmônico de tensão não produz potência ativa nem potência de deslocamento com o 5º harmônico de corrente.

2.7 – POTÊNCIA NÃO ATIVA DE DISTORÇÃO (D)

A potência não ativa de distorção tem sido objeto de discussão de vários organismos de padronização internacionais entre os quais cita-se o IEEE, o IEC além de diversos pesquisadores. Em verdade, todas as formulações propostas têm virtualmente conduzido ao mesmo resultado numérico, porém, às vezes, com críticas sobre o princípio utilizado para a sua formulação.

Um artigo resumido apresentado por E. F. Fuchs na revista Power Engineering Review do IEEE de maio de 1999 [Yi99] compara cinco formulações diferentes (Budeanu, Filipski, Czarnecki, IEEE e Budeanu modificado), no qual se constata, apesar da aparente divergência de grafia, que as expressões empregadas conduzem ao mesmo valor para a potência de distorção. Porém, o autor conclui que a expressão de Budeanu modificada seria a mais tecnicamente correta.

A maneira de se chegar à expressão de D consiste em partir de um sistema monofásico, portanto fazendo a potência não ativa de desequilíbrio A igual a zero. Lançando-se mão das expressões (2.17), (2.22) e (2.25) determinadas anteriormente, para uma única fase:

$$S^2 = E^2 \cdot I^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (2.28)$$

Onde, E e I são os valores eficazes totais dos sinais de tensão e corrente de apenas uma fase, incluindo os harmônicos:

$$E^2 = E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} E_n^2 \quad (2.29)$$

$$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 \quad (2.30)$$

O que resulta na expressão da potência D para uma única fase:

$$D_{(uma\ fase)}^2 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=m+1}^{\infty} E_m^2 I_n^2 + E_n^2 I_m^2 - 2E_m I_n E_n I_m \cos(\gamma_m - \gamma_n) \quad (2.31)$$

Onde γ_m e γ_n são os ângulos formados entre a tensão e a corrente de mesma ordem harmônica:

$$\gamma_m = \phi_m + \varphi_m \quad (2.32)$$

$$\gamma_n = \phi_n + \varphi_n$$

De maneira idêntica à que ocorre com as outras potências (P e Q), as parcelas de potência de distorção são grandezas oriundas do mesmo fenômeno elétrico, ou seja, a distorção na tensão e ou na corrente refletindo, portanto, a mesma natureza. Desta forma, o valor total da grandeza trifásica pode ser obtido pela soma escalar das parcelas das outras fases. Em outras palavras, seria dizer o mesmo que agrupar todas as parcelas de potência de distorção de todas as fases no mesmo eixo cartesiano. A expressão trifásica de 'D' pode ser rescrita como:

$$D = \sum_{k=a,b,c} \left(\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=m+1}^{\infty} E_{km}^2 I_{kn}^2 + E_{kn}^2 I_{km}^2 - 2E_{km} I_{kn} E_{kn} I_{km} \cos(\gamma_{km} - \gamma_{kn}) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.33)$$

Esta expressão é resultante do produto cruzado entre os harmônicos de tensão pelos de corrente e assim permite, a partir dos componentes harmônicos, obter diretamente a potência de distorção sem a necessidade de se calcular S, P e Q. Nota-se ainda que, nas parcelas, não existem termos onde 'm' seja igual a 'n', bem como, uma vez efetuado o produto entre um harmônico de tensão por um de corrente, este produto não mais se repete. Em outras palavras, por exemplo, ocorrendo m=3 e n=5, não mais ocorrerá m=5 e n=3, o que poderia levar a erro de duplicidade de contabilização.

2.8 – POTÊNCIA NÃO ATIVA DE DESEQUILÍBRIO (A)

Da mesma forma que a potência de distorção D, a potência de desequilíbrio A, mais recentemente, tem despertado fortes interesses. Não obstante, apesar de sua similaridade com a potência D, ela não fora até então discutida talvez pela dificuldade de sua assimilação ou mesmo pela dificuldade de sua medição.

Durante muito tempo na história da engenharia elétrica considerou-se o sistema trifásico como a composição de três monofásicos para a determinação da potência aparente 'S', resultando na conhecida expressão:

$$S_{(antigo)} = E_a I_a + E_b I_b + E_c I_c \quad (2.34)$$

Esta expressão difere substancialmente daquela apresentada no início deste trabalho (2.1) pelo fato desta última considerar o circuito trifásico como um *único sistema de tensões e correntes*.

Para elucidar, sejam dois circuitos trifásicos idênticos com tensões equilibradas e simétricas. No primeiro circuito, uma carga equilibrada de 100W, totalmente resistiva, por fase, perfazendo um total de 300W; o segundo circuito, uma carga de 300W (também totalmente resistiva) concentrada em apenas uma das fases, estando as outras duas fases em

aberto. Pela utilização da expressão (2.34), ambos os circuitos conduzem a um fator de potência unitário. Porém, pela utilização da expressão (2.16), o primeiro circuito, que está equilibrado, conduz a um fator de potência unitário, ao passo que o segundo circuito, desequilibrado, conduz a um fator de potência 0,577, ou seja, $1/\sqrt{3}$. Nota-se que nos dois circuitos trifásicos do exemplo não há potência Q (cargas puramente resistivas) nem potência D (cargas puramente lineares), porém há o aparecimento de uma outra espécie de potência não ativa que faz aumentar o valor de S sem, obviamente, aumentar o valor de P .

Historicamente, relevou-se este fenômeno mas, atualmente, em se tratando da elaboração de um novo protocolo de medição para uma política equânime de tarifação, este fenômeno deverá ocupar também seu lugar, como está se fazendo para o fenômeno harmônico.

Para o entendimento e o equacionamento inicial deste fenômeno, há a necessidade de se trabalhar com um sistema trifásico sem distorção, porém desequilibrado. Em seguida, para agregar-se harmônicos e desequilíbrios ao mesmo tempo será necessário tratar cada ordem harmônica separadamente (por exemplo: 3º harmônico de tensão e 3º de corrente, para as três fases) como um sistema trifásico desequilibrado, desacoplado das outras ordens harmônicas. Ao final, os resultados das potências de desequilíbrio, um para cada ordem harmônica, são reunidos para formar a potência de desequilíbrio total. Inicialmente, tomemos um sistema com carga linear (somente sinais fundamentais) porém desequilibrado tanto em tensão quanto em corrente. Como existem somente as componentes fundamentais dos sinais envolvidos, a partir de (2.16), (2.17), (2.22) e (2.25) pode-se escrever:

$$S_1^2 = E_{EQ1}^2 \cdot I_{EQ1}^2 = (E_{a1}^2 + E_{b1}^2 + E_{c1}^2) \cdot (I_{a1}^2 + I_{b1}^2 + I_{c1}^2) = P_1^2 + Q_1^2 + A_1^2 \quad (2.35)$$

Onde:

$$P_1^2 = (P_{a1} + P_{b1} + P_{c1})^2 = \left(E_{a1} I_{a1} \cos(\phi_{a1} - \varphi_{a1}) + E_{b1} I_{b1} \cos(\phi_{b1} - \varphi_{b1}) + E_{c1} I_{c1} \cos(\phi_{c1} - \varphi_{c1}) \right)^2 \quad (2.36)$$

e

$$Q_1^2 = (Q_{a1} + Q_{b1} + Q_{c1})^2 = \left(E_{a1} I_{a1} \sin(\phi_{a1} - \varphi_{a1}) + E_{b1} I_{b1} \sin(\phi_{b1} - \varphi_{b1}) + E_{c1} I_{c1} \sin(\phi_{c1} - \varphi_{c1}) \right)^2 \quad (2.37)$$

aplicando-se (2.36) e (2.37) em (2.35) chega-se a:

$$A_1 = \left(\begin{aligned} &E_{a1}^2 I_{b1}^2 + E_{a1}^2 I_{c1}^2 + E_{b1}^2 I_{a1}^2 + E_{b1}^2 I_{c1}^2 + E_{c1}^2 I_{a1}^2 + E_{c1}^2 I_{b1}^2 + \\ &-2E_{a1}E_{b1}I_{a1}I_{b1} \cos(\gamma_{a1} - \gamma_{b1}) + \\ &-2E_{b1}E_{c1}I_{b1}I_{c1} \cos(\gamma_{b1} - \gamma_{c1}) + \\ &-2E_{c1}E_{a1}I_{c1}I_{a1} \cos(\gamma_{c1} - \gamma_{a1}) \end{aligned} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.38)$$

Pode-se observar que:

- a expressão (2.38) foi desenvolvida somente para a potência não ativa de desequilíbrio para os sinais fundamentais;
- a expressão revela que a potência de desequilíbrio A é oriunda do produto cruzado dos sinais de tensão e corrente de fases diferentes;
- para um sistema com carga equilibrada, ou seja, com impedâncias idênticas em cada fase o resultado da potência de desequilíbrio é nulo;
- os ângulos γ foram definidos na expressão (2.32), ou seja, $\gamma_n = \phi_n - \varphi_n$, onde ϕ_n é o ângulo da tensão harmônica de ordem n, e φ_n é o ângulo da corrente harmônica de ordem n. No caso particular da expressão (2.38) $n = 1$;
- caso haja harmônicos de tensão e ou de corrente que estejam desequilibrados, o mesmo fenômeno se repetirá igualmente para cada ordem harmônica de uma maneira independente devido ao princípio da ortogonalidade;
- pelo fato de serem fenômenos de mesma natureza, as potências harmônicas de desequilíbrio ($A_1, A_2, \dots$) podem ser agrupadas cartesianamente na mesma dimensão, portanto, podem ser somadas aritmeticamente. Disto resulta então a expressão (2.39), que fornece a potência total de desequilíbrio envolvendo harmônicos.

$$A = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\begin{aligned} &E_{an}^2 I_{bn}^2 + E_{an}^2 I_{cn}^2 + E_{bn}^2 I_{an}^2 + E_{bn}^2 I_{cn}^2 + E_{cn}^2 I_{an}^2 + E_{cn}^2 I_{bn}^2 + \\ &-2E_{an}E_{bn}I_{an}I_{bn} \cos(\gamma_{an} - \gamma_{bn}) - 2E_{bn}E_{cn}I_{bn}I_{cn} \cos(\gamma_{bn} - \gamma_{cn}) + \\ &-2E_{cn}E_{an}I_{cn}I_{an} \cos(\gamma_{cn} - \gamma_{an}) \end{aligned} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.39)$$

2.9 – OBSERVAÇÕES FINAIS

Ao longo desta exposição, procurou-se abordar aspectos e fundamentos da modelagem matemática necessários para o entendimento das potências não ativas contidas em sinais trifásicos distorcidos e desequilibrados. Uma vez estabelecida a discriminação de cada potência e, por conseqüência, de cada energia envolvida, pode-se determinar as potências em jogo.

Durante a realização das deduções, teve-se sempre como meta alcançar equações que permitissem a manutenção da equidade. Também, foi sempre uma preocupação fazer com que as expressões apresentadas fossem passíveis de ser implementadas, isto é, compatíveis com a atual concepção de instrumentação numérica ora presente no mercado.

O próximo capítulo descreve o desenvolvimento do medidor de protocolo aberto, abordando especificações, circuitos elétricos e o aplicativo de aquisição dos dados.



Figura 2.1 – Diagrama em blocos do medidor de protocolo aberto

CAPÍTULO III

DESENVOLVIMENTO DO MEDIDOR DE PROTOCOLO ABERTO

3.1 – INFORMAÇÕES GERAIS

Visando à necessidade de se testar novos protocolos de medição de grandezas elétricas, o presente trabalho propõe a construção de um novo medidor de grandezas elétricas de protocolo, ou arquitetura, aberta. Este capítulo apresenta o medidor de protocolo aberto proposto. Como mostra a figura abaixo, o medidor de protocolo aberto constitui de um PC (*Personal Computer*) AT Pentium S 150MHz, uma placa de aquisição de dados *National Instruments* modelo 6023 E (série E) acoplado a seu barramento ISA, um módulo de condicionamento, ou tratamento, dos sinais e, por último, o aplicativo de aquisição. O ambiente de programação, também da *National Instruments*, é o LabView 4.1 de interface gráfica.

O medidor amostra os sinais de corrente de cada fase da alimentação através de transdutores de efeito Hall. As tensões são amostradas entre fase e neutro, abaixadas por um divisor resistivo e isoladas por meio de amplificadores operacionais de isolamento com barreira capacitiva. Na placa de aquisição de dados, no PC, entram seis sinais de tensão: três representando as tensões entre cada fase e neutro mais três representando as correntes de cada fase.

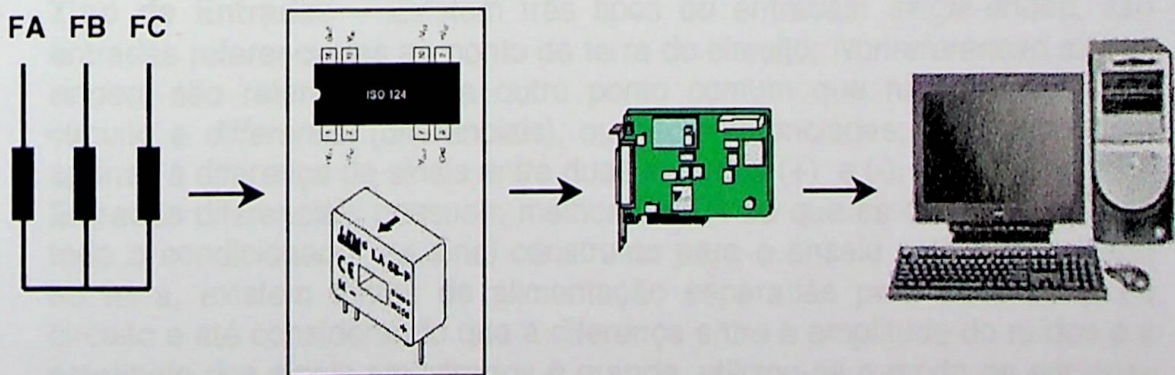


Figura 3.1 – Diagrama em blocos do medidor de protocolo aberto

O aplicativo de aquisição colhe, simultaneamente, amostras dos seis sinais (canais) analógicos que entram na placa de aquisição, num intervalo de tempo múltiplo inteiro de $1/60\text{Hz}$, ou seja, de $16,666\text{ms}$. Caso o intervalo não fosse múltiplo inteiro de um período da frequência de 60Hz , o valor médio da onda periódica seria não nulo, ocasionando erros em função da presença de sinais contínuos no sistema. Concluída a amostragem dos seis sinais, o aplicativo rodando no LabView aplica a DFT aos seis sinais amostrados e, em seguida, calcula P, Q, D, A e S.

3.2 – DETALHAMENTO DOS MÓDULOS

O medidor de protocolo pode ser dividido em três módulos:

1. Placa de aquisição de dados e PC
2. Condicionador de sinais
3. Aplicativo de aquisição (*software*)

3.2.1 – PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS E PC

Começando pelo PC, a escolha deste baseou-se na especificação mínima de *clock*, ou seja, na sua velocidade de processamento, 150MHz , e na quantidade de memória RAM, 32MBytes , que correspondia com os requisitos mínimos exigidos pelo LabView.

Já a obtenção de um alto patamar de precisão nas medições depende diretamente de certos parâmetros relativos às entradas analógica e ao modo de conversão analógico-digital da placa de aquisição dos dados, no caso a NI 6023E.

- **Tipo de Entradas** – Existem três tipos de entradas: *single-ended*, são entradas referenciadas ao ponto de terra do circuito; *Nonreferenced single-ended*, são referenciadas a outro ponto comum que não é o terra do circuito e *differential* (diferenciais), ou não referenciadas, que respondem apenas à diferença de sinais entre duas entradas (+) e (-). Entradas diferenciais possuem melhor CMRR do que as outras. Visto que todo o condicionador de sinal construído para o ensaio está referenciado ao terra, existem fontes de alimentação separadas para cada parte do circuito e até considerando que a diferença entre a amplitude do ruídos e a amplitude dos sinais amostrados é grande, utilizou-se o modo de entradas *single-ended*.
- **Taxa de Amostragem** – Este parâmetro determina quantas amostras acontecem por intervalo de tempo. Quanto maior a taxa de amostragem,

maior o número de pontos aqisitados por intervalo de tempo; consequentemente, mais fiel é a representação digital do sinal amostrado. De acordo com o Teorema de Nyquist, é necessário que a taxa de amostragem seja pelo menos igual a duas vezes a máxima componente de freqüência do sinal amostrado. Por exemplo, a freqüência mínima de amostragem para um sinal de 10kHz é de 20kHz.

- **Métodos de Amostragem** – Quando a aquisição de sinais acontece simultaneamente em vários canais da placa é necessário que um circuito multiplex conecte estes sinais à entrada do conversor analógico-digital numa taxa constante. Todavia, pode haver atrasos na comutação de um canal para outro no multiplex e, dependendo da taxa em que os sinais forem amostrados, erros inexistentes de defasamento angular entre os sinais podem aparecer. O ideal é que exista um conversor A/D para cada canal individual da placa. Esta solução, bastante onerosa, fica restrita a uma categoria seleta de placas de aquisição. A NI 6023E aqisita dados num modo chamado *interval-scanning mode*. Nesse modo de aquisição, para sinais de baixa freqüência, os intervalos entre canais são da ordem de microsegundos, criando assim o efeito de amostragem simultânea dos canais.

A taxa máxima de amostragem da NI 6023E é de 200kS/s. Utilizando seis canais de entrada, fica 200kS/s dividido por seis, ou seja, 33kS/s. Para amostrar seis sinais cuja freqüência fundamental é de 60Hz com harmônicos de até 23º ordem é necessária uma taxa de amostragem mínima de

$$60\text{Hz} \times 23 \text{ (harmônico de } 23^\circ \text{ ordem)} \times 2 \text{ amostras/ciclo} \times 6 \text{ canais} \\ = 16560\text{S/s}$$

Para diminuir a distorção, utilizou-se vinte amostras por ciclo; por exemplo, para o 23º harmônico:

$$60\text{Hz} \times 23 \text{ (harmônico de } 23^\circ \text{ ordem)} \\ \times 20 \text{ amostras/ciclo} \times 6 \text{ canais} \\ = 165.600\text{S/s}$$

Com essa taxa, a freqüência fundamental é amostrada 460 vezes, ou ainda, a cada 0,782º aproximadamente.

- **Faixa Dinâmica** – É a diferença entre os níveis mínimo e máximo do sinal tolerável pelo conversor A/D. Para a NI 6023E, $\pm 10\text{V}$.
- **Resolução** – O número de bits que um conversor A/D usa para representar um sinal analógico é chamado de resolução. Quanto maior a resolução do conversor, menor é a diferença entre níveis de sinal distinguíveis por ele. Em outras palavras, a resolução determina a sensibilidade do conversor em detectar variações de amplitude do sinal

amostrado. Assim, para uma faixa dinâmica estipulada em $\pm 10V$ e uma resolução de 3 bits, tem-se:

$$20 / 2^3 = 20 / 8 = 2,5V$$

que significa que o conversor distingue apenas variações no sinal amostrado maiores que 2,5V. A figura 3.2 ilustra a digitalização de um sinal senoidal com esta resolução, porém com uma faixa dinâmica de 10V. Já para um conversor de 12 bits:

$$20 / 2^{12} = 20 / 4096 = 4,883mV$$

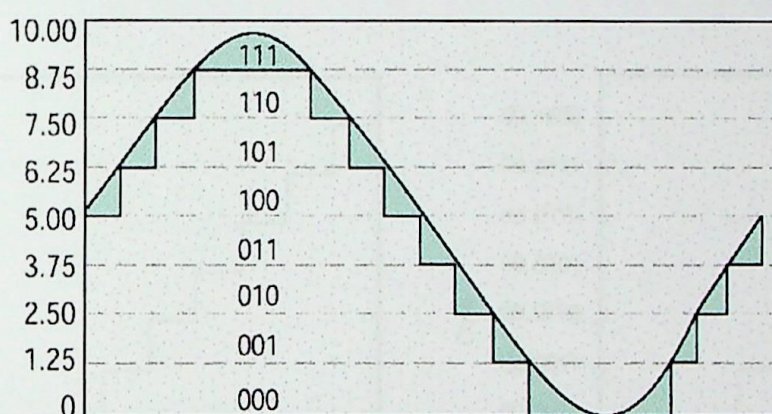


Figura 3.2 – Sinal senoidal quantizado com 3 bits de resolução

Para um conversor de 16 bits:

$$20 / 2^{16} = 20 / 65536 = 305,175\mu V$$

A resolução da NI 6023E é 12 bits. O erro introduzido devido à resolução de 12 bits gera distorções no sinal amostrado; este erro é conhecido como erro de quantização. Há duas formas de minimizá-lo: trabalhar com conversores de maior resolução e/ou fazer com que o sinal amostrado abranja toda a faixa dinâmica disponível para o conversor, ou seja, $\pm 10V$.

- **Não Linearidade Diferencial (DNL)** – À medida que se aumenta a amplitude do sinal aplicado ao conversor A/D, sua linearidade também se eleva, devido à diminuição do erro provocado pela quantização do sinal. Plotando um gráfico do código digital de saída do conversor pela tensão amostrada, idealmente, o resultado seria uma linha reta. Quaisquer desvios nessa linha são ditos como não linearidade do conversor.

A DNL é medida em LSB. Um conversor ideal tem 0 LSB. Praticamente, um bom conversor tem o DNL na faixa de $\pm 0,5$ LSB. A figura 3.3a ilustra a característica de transferência ideal de um conversor A/D; ela consiste numa 'escada' perfeitamente regular e possui 0 DNL e nenhuma perda de código na conversão. Já numa característica de transferência pobre, como mostrada na figura 3.3b, há perda de código em 120uV. Independentemente da amplitude de sinal aplicado ao conversor, o código 00..0101 nunca aparecerá na saída do conversor, visto que representa os 120uV.

A NI 6023E possui como valor típico de DNL $\pm 0,5$ LSB. O fabricante garante, ainda, a inexistência de perdas de código na conversão A/D.

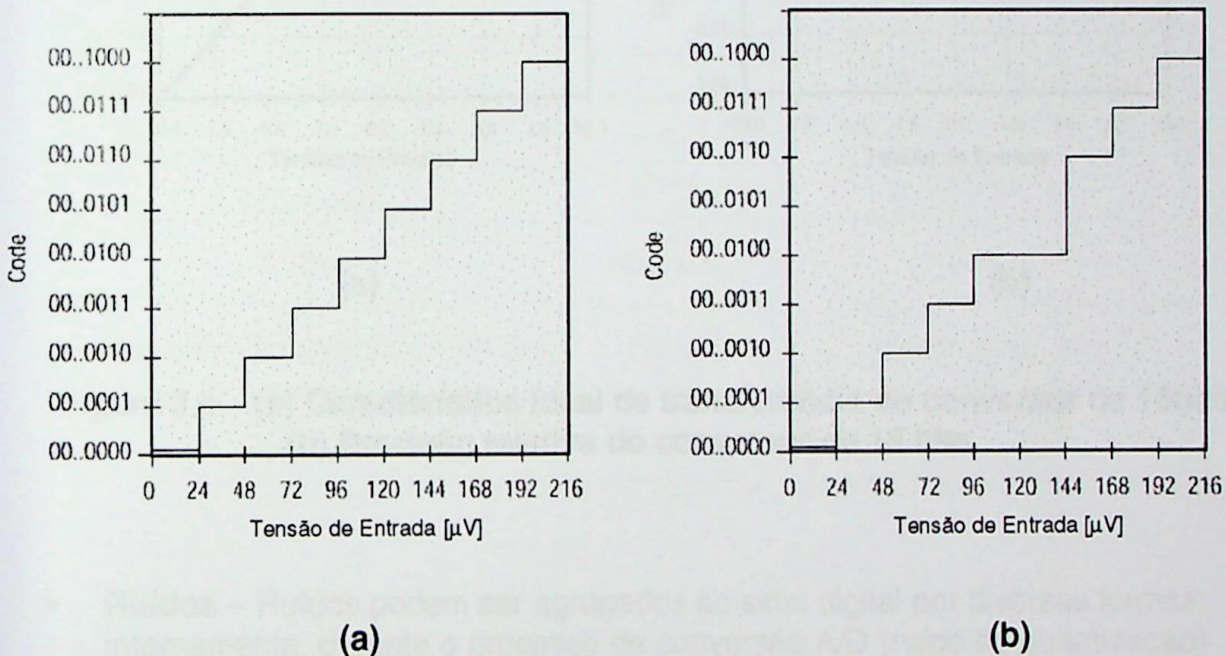


Figura 3.3 – Características de transferência de um conversor

(a) Característica de transferência ideal.

(b) Característica pobre de transferência.

- **Precisão Relativa** – É a medida em LSBs, no pior caso, da diferença entre a característica ideal de transferência do conversor e a característica real. Na figura 3.4a está plotada a característica ideal de transferência de um conversor de 16 bits de resolução. Na figura 3.4b, a medida da precisão relativa do conversor. O valor típico deste parâmetro para a NI 6023E é $\pm 0,5$ LSB e, o máximo, $\pm 1,5$ LSB

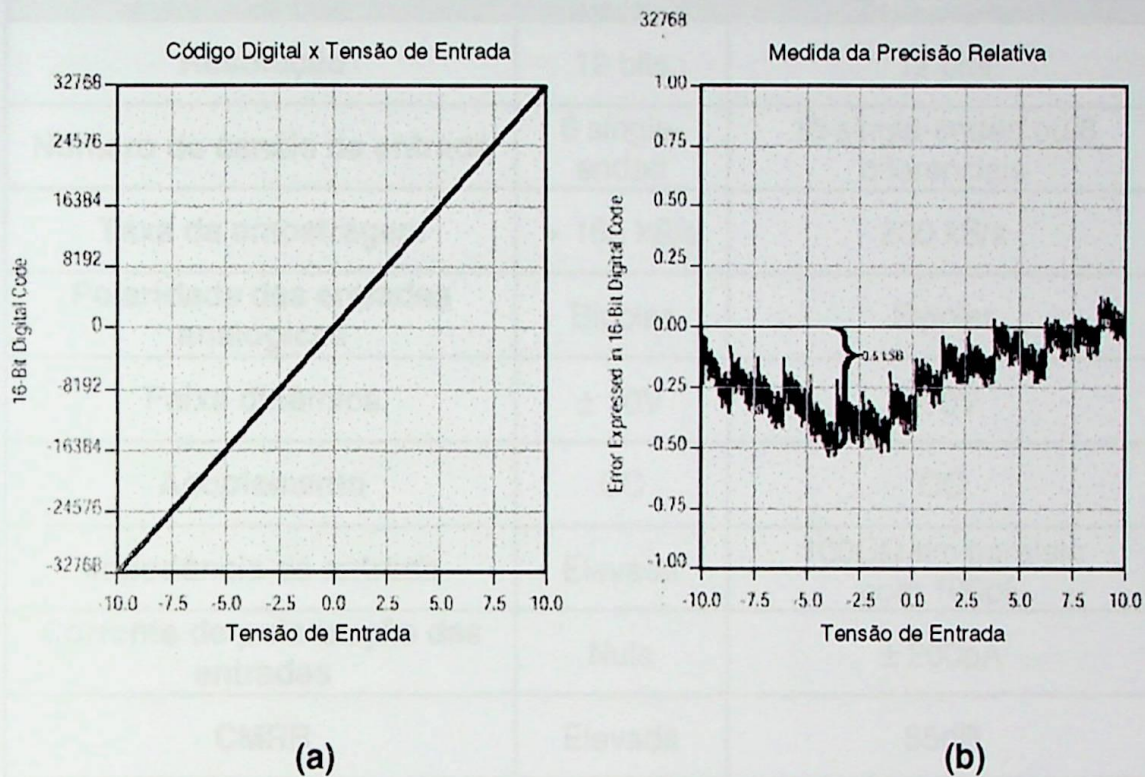


Figura 3.4 – (a) Característica ideal de transferência do conversor de 16bits
(b) Precisão relativa do conversor de 16 bits

- **Ruídos** – Ruídos podem ser agregados ao sinal digital por diversas formas: internamente, durante o processo de conversão A/D (ruído de quantização) ou mesmo gerados pelos próprios circuitos da DAQ; externamente, podem penetrar no circuito através dos pinos dos componentes, do *layout*, especialmente através das entradas analógicas do amplificados de entrada da DAQ.

O parâmetro que define como a DAQ ignora sinais presentes em suas entradas analógicas é a CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*), razão de rejeição de modo comum. O valor deste parâmetro para a NI 6023E é de 85dB, de CC a 60Hz. Em virtude de se estar trabalhando com uma faixa bastante ampla de sinais de entrada, o ruído não é um fator preocupante na DAQ, ao contrário do que será mostrado mais adiante no módulo de tratamento das tensões.

A tabela 3.1 resume as principais características da NI 6023E.

3.2.2 – CONDICIONADOR DE SINAL

CARACTERÍSTICAS	IDEAL	NI 6023 E
Resolução	12 bits	12 bits
Número de canais de entrada	6 single-ended	16 single-ended ou 8 diferenciais
Taxa de amostragem	> 165 kS/s	200 kS/s
Polaridade das entradas analógicas	Bipolar	Bipolar
Faixa dinâmica	$\pm 10V$	$\pm 10V$
Acoplamento	CC	CC
Impedância de entrada	Elevada	100G Ω em paralelo com 100pF
Corrente de polarização das entradas	Nula	$\pm 200pA$
CMRR	Elevada	85dB
Tensão de <i>offset</i> das entradas	Nula	6,385mV para $\pm 10V$

Tabela 3.1 – Principais características da NI 6023E

Para maiores informações sobre a NI 6023E, consulte o Anexo 1.

Um fator preocupante que pode ocasionar distorções nas medidas é a tensão de offset das entrada analógicas da NI 6023E. Como será mostrado mais adiante, a amplitude máxima de tensão aplicada na entradas da placa é de $\pm 9V_p$. Supondo uma diferença de tensão de offset de 6,385mV entre dois canais, por exemplo, um de tensão e outro de corrente, ocorrerá um defasamento angular entre estes sinais de:

$$9 \text{ sen } \phi = 6,835\text{mV} \quad (3.1)$$

$\phi = 0,0435^\circ$ de defasamento entre a tensão e a corrente.

Para dar apenas uma idéia de grandeza do erro, seja $E = 100V_p$ e $I = 10Ap$

$$Q_{\text{TOTAL}} = 3.(100.10 / 2) . \text{sen}(0,0435) \quad (3.2)$$

$$Q_{\text{TOTAL}} = 1,139 \text{ var}$$

3.2.2 – CONDICIONADOR DE SINAL

O propósito do condicionador de sinal é de proteger a NI 6023E, converter os três canais de corrente em um equivalente em tensão e de acomodar as amplitudes dos sinais nas proporções adequadas para serem amostrados pela placa de aquisição de dados. O circuito é dividido em três partes:

1. Fontes de alimentação
2. Circuito de tratamento de corrente
3. Circuito de tratamento de tensão

3.2.2.1 – Fontes de Alimentação

Existem ao todo quatro fontes simétricas de alimentação de $\pm 15V$ no circuito. Isso é devido ao fato de haver necessidade de isolar a alimentação dos três canais de captura da tensão fase-neutro da tensão de alimentação comum do circuito. Assim, o neutro do circuito trifásico não é ligado ao terra comum do circuito, mas sim ao terra individual de cada fonte de alimentação.

3.2.2.2 – Circuito de tratamento de corrente

O circuito de tratamento de corrente é composto por três transdutores de efeito Hall, da LEM, modelo LA55-P/SP1, de *loop* fechado, ideal para para medidas AC, DC e pulsado. Possui, dentre as características mais relevantes, excelente linearidade, baixo desvio de temperatura (*drift* térmico), alto tempo de resposta, grande imunidade a interferências, alta precisão e faixa dinâmica de 0 a 200kHz. Maiores informações sobre o LA55-P/SP1 podem ser encontradas no Anexo 2.

A figura 3.5 ilustra o circuito de amostragem de corrente.

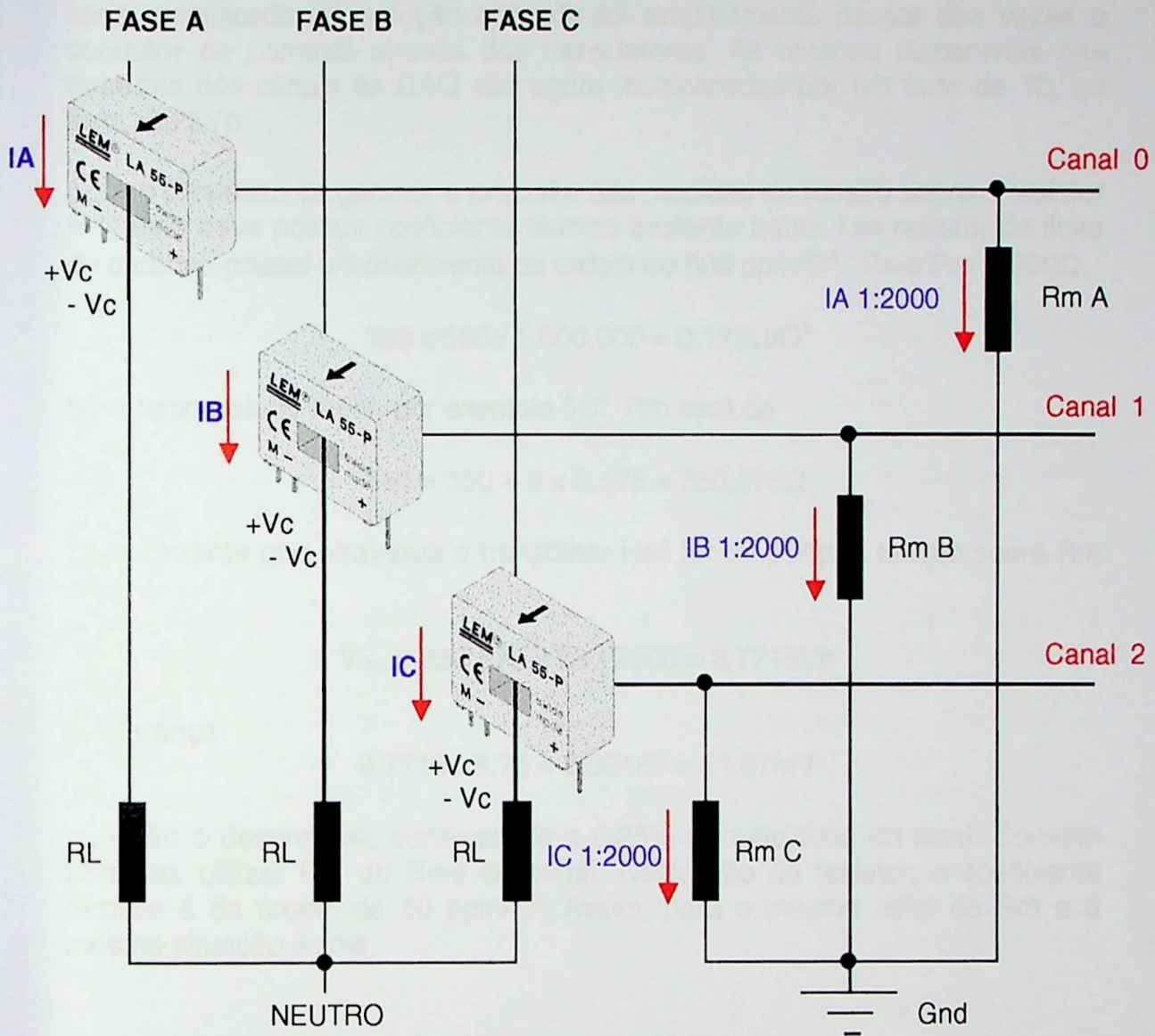


Figura 3.5 – Circuito de tratamento das correntes

O LA55-P reproduz uma forma de onda de tensão sobre o resistor R_m que é proporcional a corrente que atravessa o transdutor numa escala de 1:2000. Dentro da faixa dinâmica de corrente proposta para os ensaios (I_{MAX} de 5Ap), sobre um R_m de 350Ω , obteve-se:

$$5,0 / 2000 = 0,0025A$$

$$0,0025 \times 350 = 875mV$$

Se essa amplitude de sinal fosse aplicada diretamente aos canais da DAQ, o erro de quantização seria elevado. Poderia, ainda, gerar erros maiores de transferência no transdutor Hall, como offset, uma vez que sua corrente nominal é de 50A. Uma solução para o problema seria acoplar um amplificador na saída de ganho dez. Contudo, surgiriam problemas de offset, mais distorções, variações de temperatura, além de dificultar o ajuste do ganho de

cada amplificador. A solução aplicada foi simplesmente passar dez vezes o condutor de corrente através dos transdutores. As tensões disponíveis nas entradas dos canais da DAQ são agora multiplicadas por um fator de 10, ou seja, 8,75Vp.

Com o propósito de garantir a precisão das medidas de tensão sobre o resistor R_m , este deve possuir coeficiente térmico bastante baixo. Um resistor de filme de carbono possui um coeficiente da ordem de 500 ppm/C°. Para $R_m = 350\Omega$,

$$350 \times 500 / 1,000,000 = 0,175\Omega/C^\circ$$

Se a temperatura variar, por exemplo 5C°, R_m será de

$$R_m = 350 + 5 \times 0,175 = 350,875\Omega$$

Se a corrente que atravessa o transdutor Hall for de 50Ap, a tensão sobre R_m será

$$V_{R_m} = 350,875 \times 50 / 2000 = 8,7718V_p$$

A diferença

$$8,7718 - 8,75 = 0,02187 = 21,87mV$$

que não é desprezível, corresponde a 0,25% da amplitude do sinal. Convém portanto, utilizar R_m de filme de metal. Neste tipo de resistor, o coeficiente térmico é da ordem de 50 ppm/C°. Assim, para o mesmo valor de R_m e a mesma situação acima,

$$350 \times 50 / 1,000,000 = 0,0175\Omega/C^\circ$$

$$R_m = 350 + 5 \times 0,0175 = 350,087\Omega$$

$$V_{R_m} = 350,087 \times 50 / 2000 = 8,7522V$$

$$8,7522 - 8,75 = 0,00219 = 2,187mV$$

correspondendo a 0,025% da amplitude do sinal.

A tolerância neste caso não é importante. A diferença de amplitudes nas entradas da DAQ causada pelas diferenças dos valores ôhmicos de R_{m_A} , R_{m_B} e R_{m_C} , é compensada no aplicativo de aquisição. O tópico *Calibração do Condicionador de Sinal* tratará disso mais adiante.

O Anexo 3 e o Anexo 4 apresentam especificações, dentre elas o coeficiente térmico, de resistores de filmes de carbono e de metal, da Ohmite.

O Apêndice 1 mostra o diagrama de conexões do módulo de tratamento de corrente.

3.2.2.3 – Circuito de tratamento de tensão

O propósito desse módulo é entregar os três sinais de tensão entre cada fase e neutro à DAQ, nas seguintes condições:

- Os sinais devem estar isolados do circuito trifásico de alta tensão
- Os sinais entregues à DAQ devem ser cópias fieis dos sinais originais
- O circuito isolador de tensão não deve introduzir defasamento angular nos sinais tampouco distorcê-los
- O circuito de isolamento deve possuir, dentre as características mais relevantes, excelente linearidade, baixo coeficiente de temperatura (*drift* térmico), alto tempo de resposta, grande imunidade a interferências, alta precisão e ampla faixa dinâmica.

Focando-se os requisitos descritos, a tecnologia utilizada para o condicionamento dos sinais de tensão faz uso de uma técnica de isolamento baseada em modulação e demodulação em largura de pulso, o integrado ISO124, da Burr-Brown. Neste CI, num único encapsulamento, um sinal de tensão aplicado na sua entrada é transmitido digitalmente através de uma barreira capacitiva de 2pF. Por meio da modulação digital, a barreira capacitiva não interfere na integridade do sinal, resultando em baixa distorção e alta imunidade a ruído. O sinal, do outro lado da barreira, é idêntico ao sinal de entrada, porém agora, completamente isolado da fonte. O amplificador possui ganho unitário. A figura 3.6 ilustra como foi feito o condicionamento das tensões.

O Anexo 5 apresenta as especificações do ISO124.

Divisores de tensão resistivos foram necessários para reduzir a tensão para um valor dentro da faixa de operação do isolador. Não são necessários resistores de coeficiente térmico baixo para o divisor. Como a tensão aplicada ao isolador está em função de uma relação dos resistores, desde que ambos os resistores sejam do mesmo material, a relação está garantida e a parcela da tensão aplicada ao CI, portanto, é invariante com a temperatura. O único cuidado é verificar a potência dissipada por cada um deles. Estes detalhes estão descritos no Apêndice 2.



FASE A FASE B FASE C NEUTRO

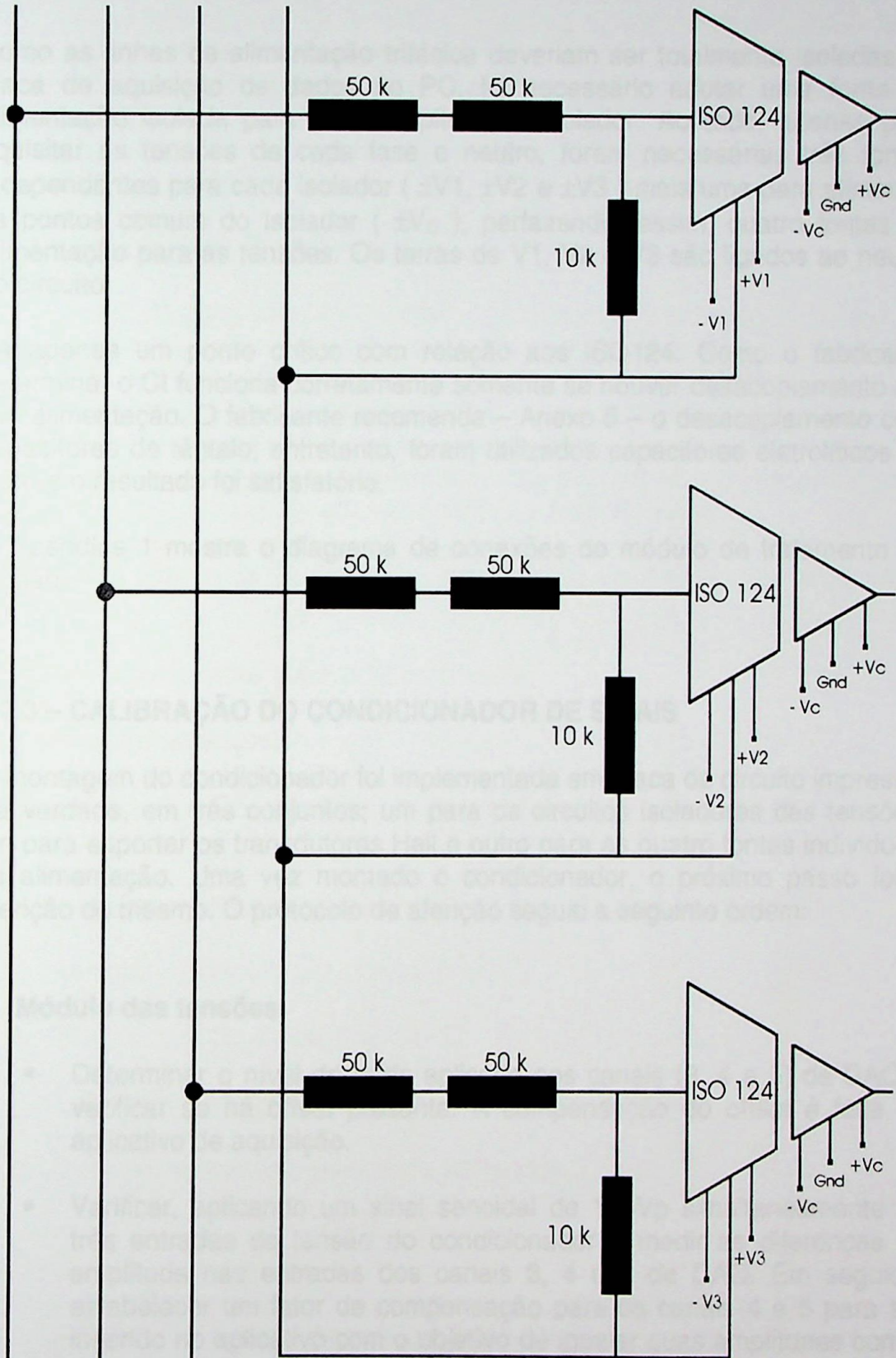


Figura 3.6 – Condicionamento das tensões fase-neutro

Como as linhas de alimentação trifásica deveriam ser totalmente isoladas da placa de aquisição de dados no PC, foi necessário adotar uma fonte de alimentação isolada para cada amplificador isolador. Ao todo, apenas para adquirir as tensões de cada fase e neutro, foram necessárias três fontes independentes para cada isolador ($\pm V_1$, $\pm V_2$ e $\pm V_3$) mais uma para alimentar os pontos comum do isolador ($\pm V_c$), perfazendo, assim, quatro fontes de alimentação para as tensões. Os terras de V_1 , V_2 e V_3 são ligados ao neutro do circuito.

Há apenas um ponto crítico com relação aos ISO124. Como o fabricante determina, o CI funciona corretamente somente se houver desacoplamento em sua alimentação. O fabricante recomenda – Anexo 5 – o desacoplamento com capacitores de tântalo; entretanto, foram utilizados capacitores eletrolíticos no lugar e o resultado foi satisfatório.

O Apêndice 1 mostra o diagrama de conexões do módulo de tratamento de tensão.

3.2.3 – CALIBRAÇÃO DO CONDICIONADOR DE SINAIS

A montagem do condicionador foi implementada em placa de circuito impresso. Na verdade, em três conjuntos; um para os circuitos isoladores das tensões, um para suportar os transdutores Hall e outro para as quatro fontes individuais de alimentação. Uma vez montado o condicionador, o próximo passo foi a aferição do mesmo. O protocolo de aferição seguiu a seguinte ordem:

1. Módulo das tensões:

- Determinar o nível de ruído aplicado nos canais (3, 4 e 5) da DAQ e verificar se há offset presente. A compensação do offset é feita no aplicativo de aquisição.
- Verificar, aplicando um sinal senoidal de 100Vp simultaneamente às três entradas de tensão do condicionador e medir as diferenças de amplitude nas entradas dos canais 3, 4 e 5 da DAQ. Em seguida, estabelecer um fator de compensação para os canais 4 e 5 para ser inserido no aplicativo com o objetivo de igualar suas amplitudes com a do canal 3.

2. Módulo das correntes:

- Determinar o nível de ruído aplicado nos canais (0, 1 e 2) da DAQ e verificar se há offset presente. A compensação do offset é feita no aplicativo de aquisição.

- Passar um sinal senoidal de corrente de 5A_p simultaneamente pelos três transdutores Hall e medir a diferença de amplitude da tensão sobre os resistores R_m de cada canal. Em seguida, estabelecer um fator de compensação para os canais 1 e 2 para ser inserido no aplicativo com o objetivo de igualar suas amplitudes com a do canal 0.

3.2.4 – APLICATIVO DE AQUISIÇÃO

O ambiente de programação escolhido para a implementação aplicativo do medidor de protocolo aberto foi o bastante conhecido LabView, de interface gráfica, da National Instruments. Sua escolha foi determinada por definir a melhor plataforma disponível no mercado para aquisição de dados, em termos de agilidade de programação, recursos matemáticos, processamento de sinais, interface gráfica, depuração e, principalmente, por integrar-se completamente com placas de aquisição de alta performance e confiabilidade.

Sem ater a detalhes de programação, o aplicativo segue a seguinte sequência:

1. adquirir tensões e corrente do circuito;
2. finalizar aquisição;
3. processar a DFT em cada um dos seis sinais (três de tensão e três de corrente);
4. calcular a potência ativa 'P' e a potência não ativa de deslocamento Q;
5. calcular a potência de desequilíbrio A;
6. calcular a potência de distorção D;
7. calcular a potência aparente S;
8. mostrar resultados e encerrar o aplicativo.

Todavia, antes de proceder com os ensaios com sinais reais, o aplicativo gerado no LabView foi alterado nos passos 1 e 2, acima. As rotinas de aquisição foram substituídas por rotinas responsáveis por gerarem sinais de corrente e tensão simulados internamente no aplicativo. Permanecendo igual às rotinas de cálculo, o aplicativo de aquisição tornou-se um simulador.

Como será mostrado no capítulo seguinte, foram simulados dezesseis casos distintos com o propósito tanto validar o equacionamento como de detectar quaisquer anomalias no código do programa. Só então passou-se para os ensaios laboratoriais. As figuras 3.7a e 3.7b mostram respectivamente as telas principais dos aplicativos de simulação e de aquisição.

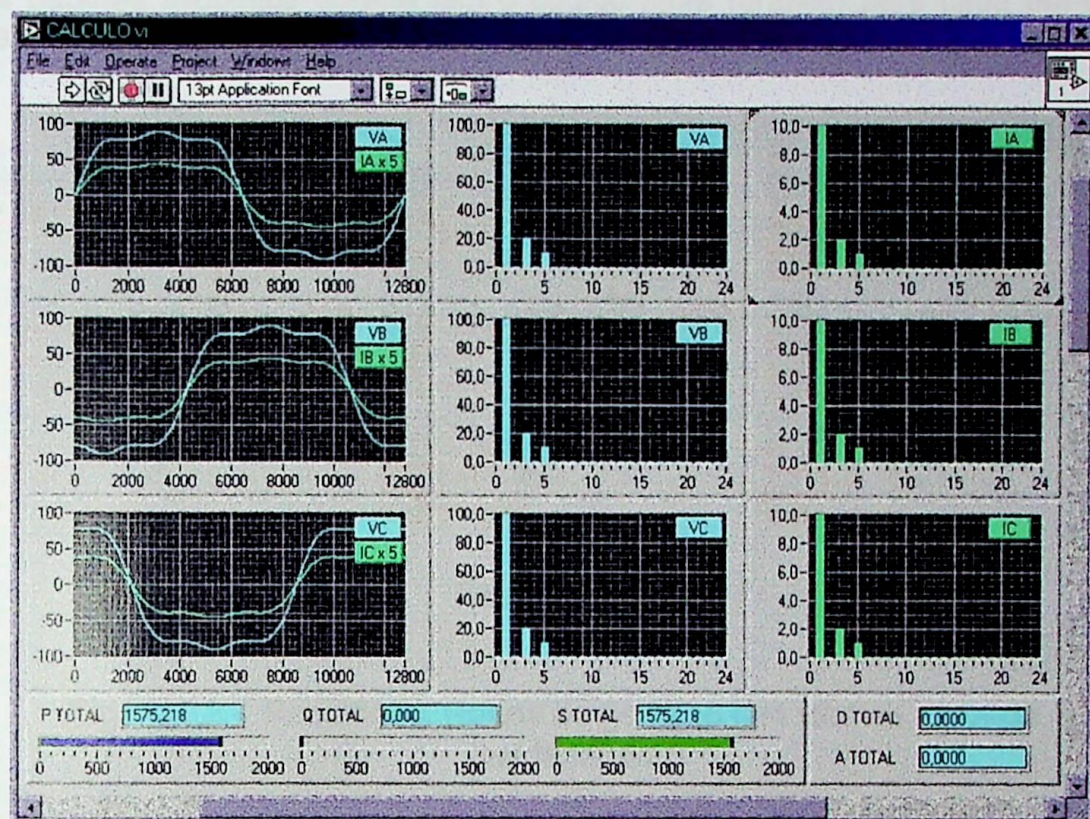


Figura 3.7a – Tela principal do aplicativo de simulação

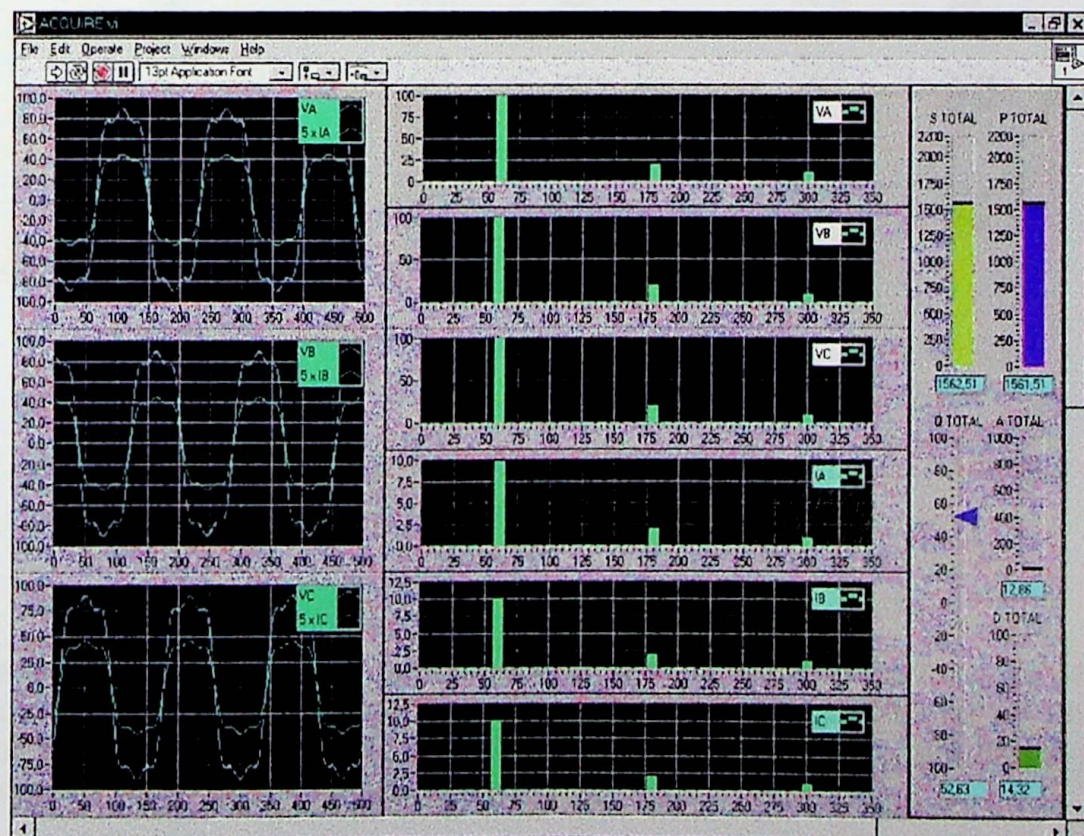


Figura 3.7b – Tela principal do aplicativo de aquisição

As páginas seguintes apresentam o código fonte (gráfico) para cada um dos passos descritos.

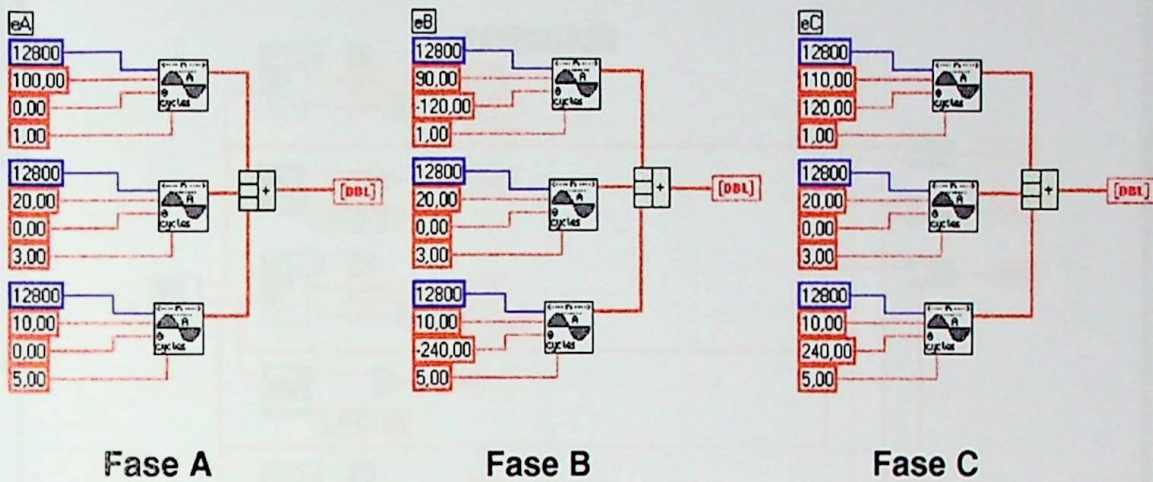


Figura 3.8 – Simulação. Rotina de geração das formas de onda das tensões

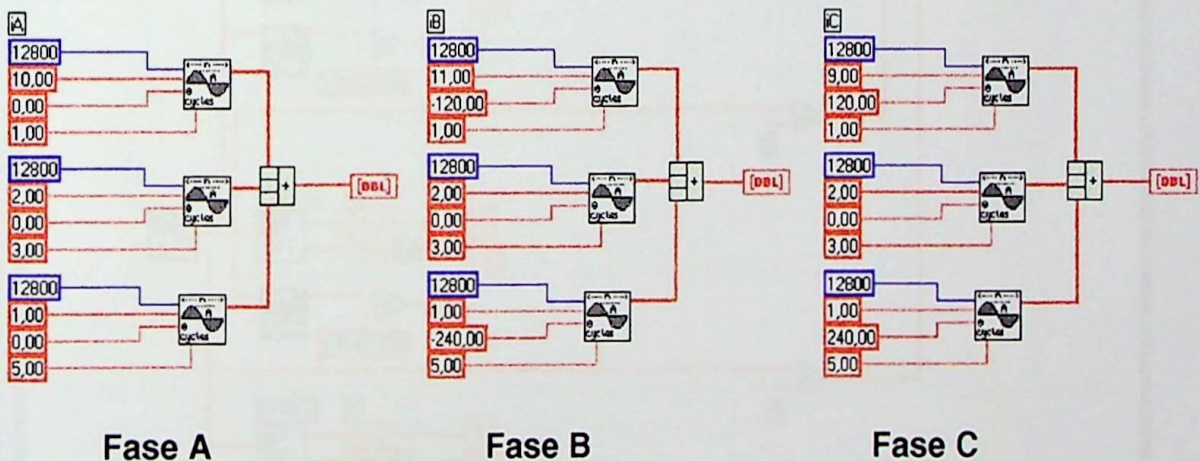


Figura 3.9 – Simulação. Rotina de geração das formas de onda das correntes

Os ensaios de simulação foram realizados com, no máximo, harmônicos de 3ª ordem. 12800 é o número de pontos que compõem cada forma de onda. Abaixo deste número, estão a amplitude (em Volts), o ângulo (em graus) e a ordem do harmônico, respectivamente.

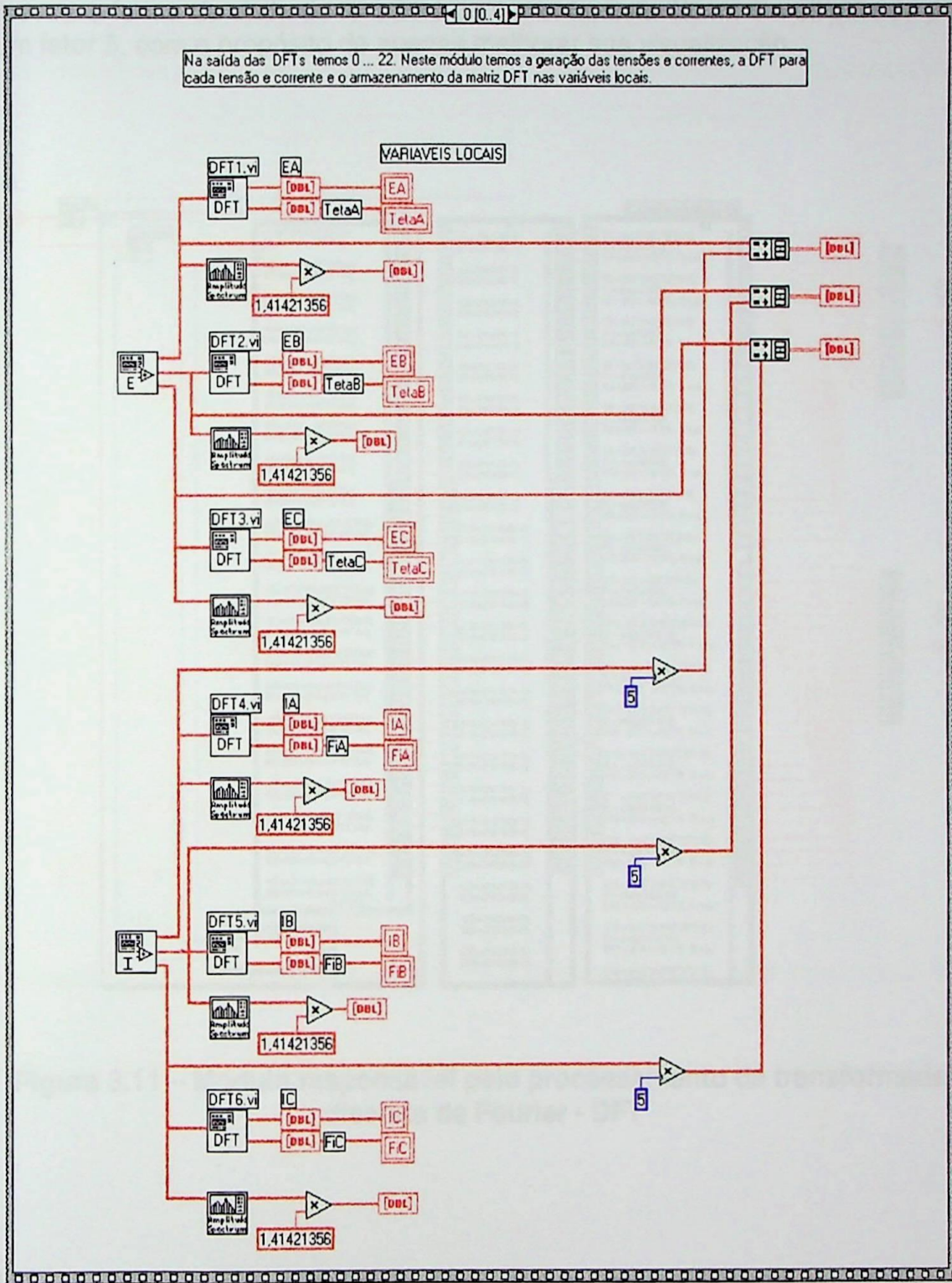


Figura 3.10 – Simulação. Geração dos sinais de tensão e corrente e processamento das DFTs.

Os 'quadrados' designados por 'E' e 'I', à esquerda, são sub-blocos que contêm as rotinas mostradas das figuras 3.8 e 3.9, respectivamente. Os sinais, após gerados, são processados pelas DFTs. Os sinais reproduzidos nas telas do aplicativo partem deste módulo. Como, na tela principal, cada tela gráfica

mostra a forma da onda da tensão e da corrente, esta última é multiplicada por um fator 5, com o propósito de apenas melhorar sua visualização.

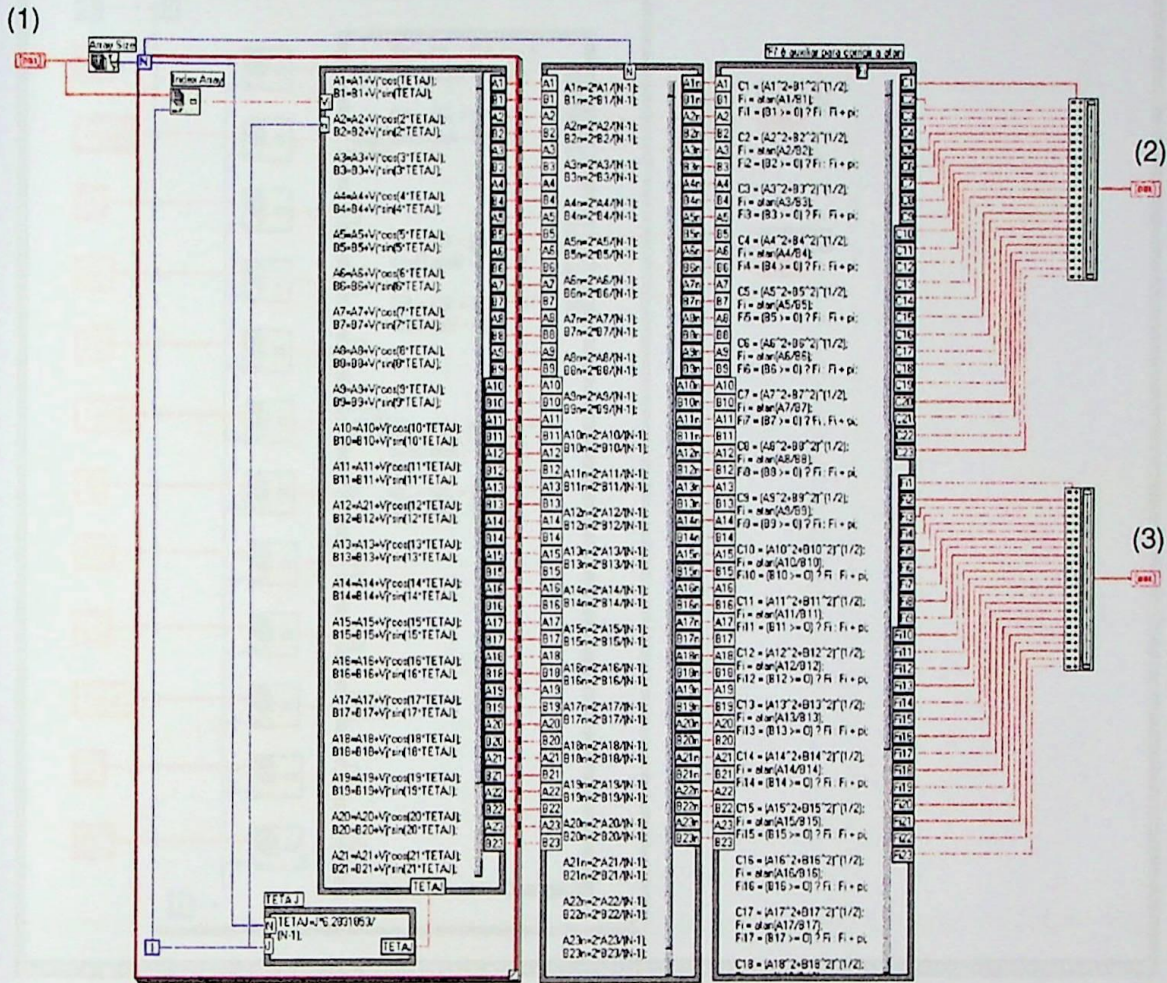


Figura 3.11 – Módulo responsável pelo processamento da transformada discreta de Fourier - DFT

Há um módulo DFT para cada sinal gerado (ou aquisitado) de tensão e corrente. A matriz de pontos do sinal entra em (1). A saída da função devolve outras duas matrizes: uma matriz de uma linha por vinte e três colunas, representando as amplitudes dos vinte e três harmônicos que podem vir a compor um sinal (2); e outra matriz semelhante a anterior, porém com a informação dos ângulos correspondentes a cada componente harmônico, em radianos (3).

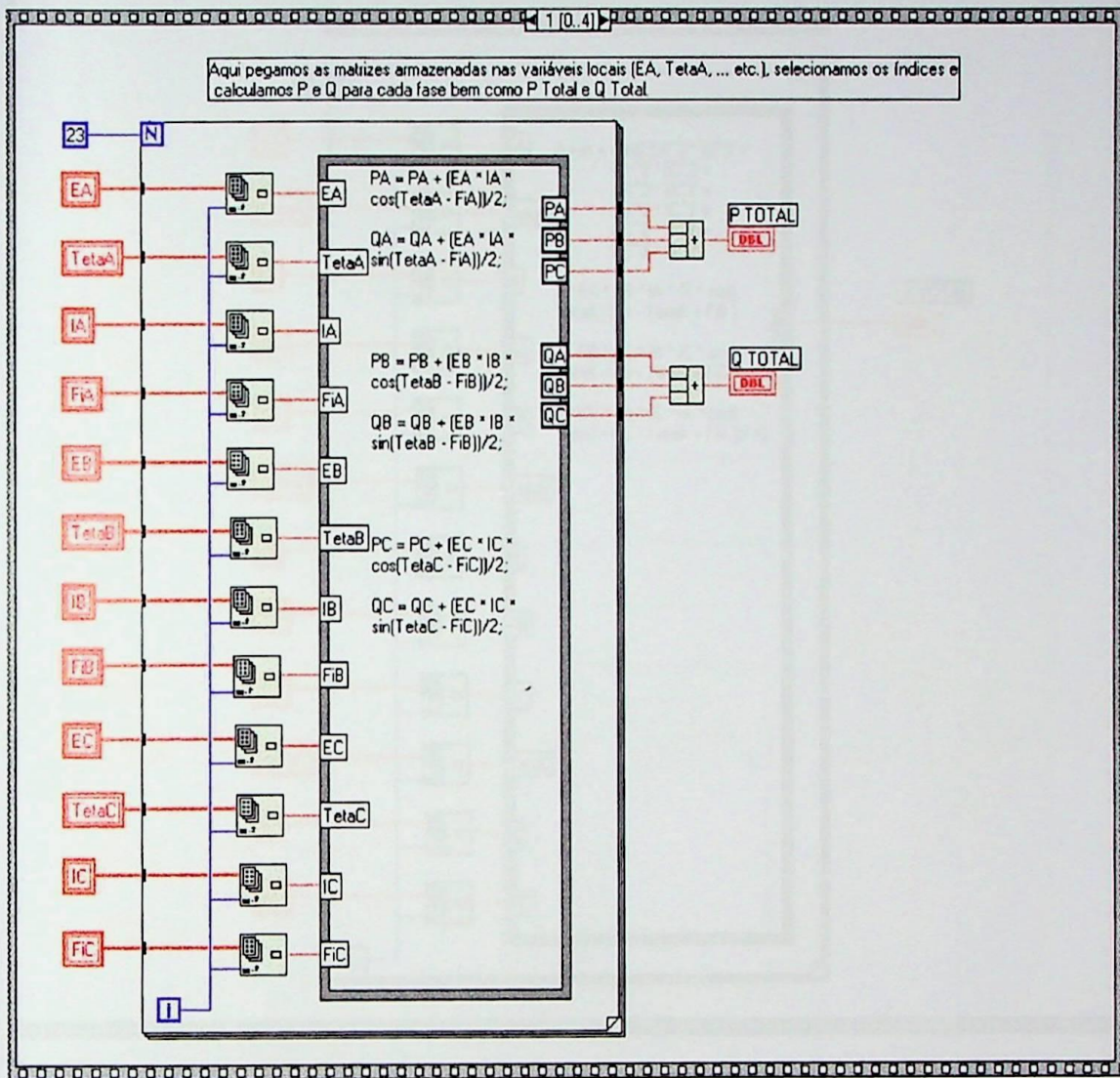


Figura 3.12 – Rotinas para o cálculo da potência ativa (P) e da potência não ativa de deslocamento (Q)

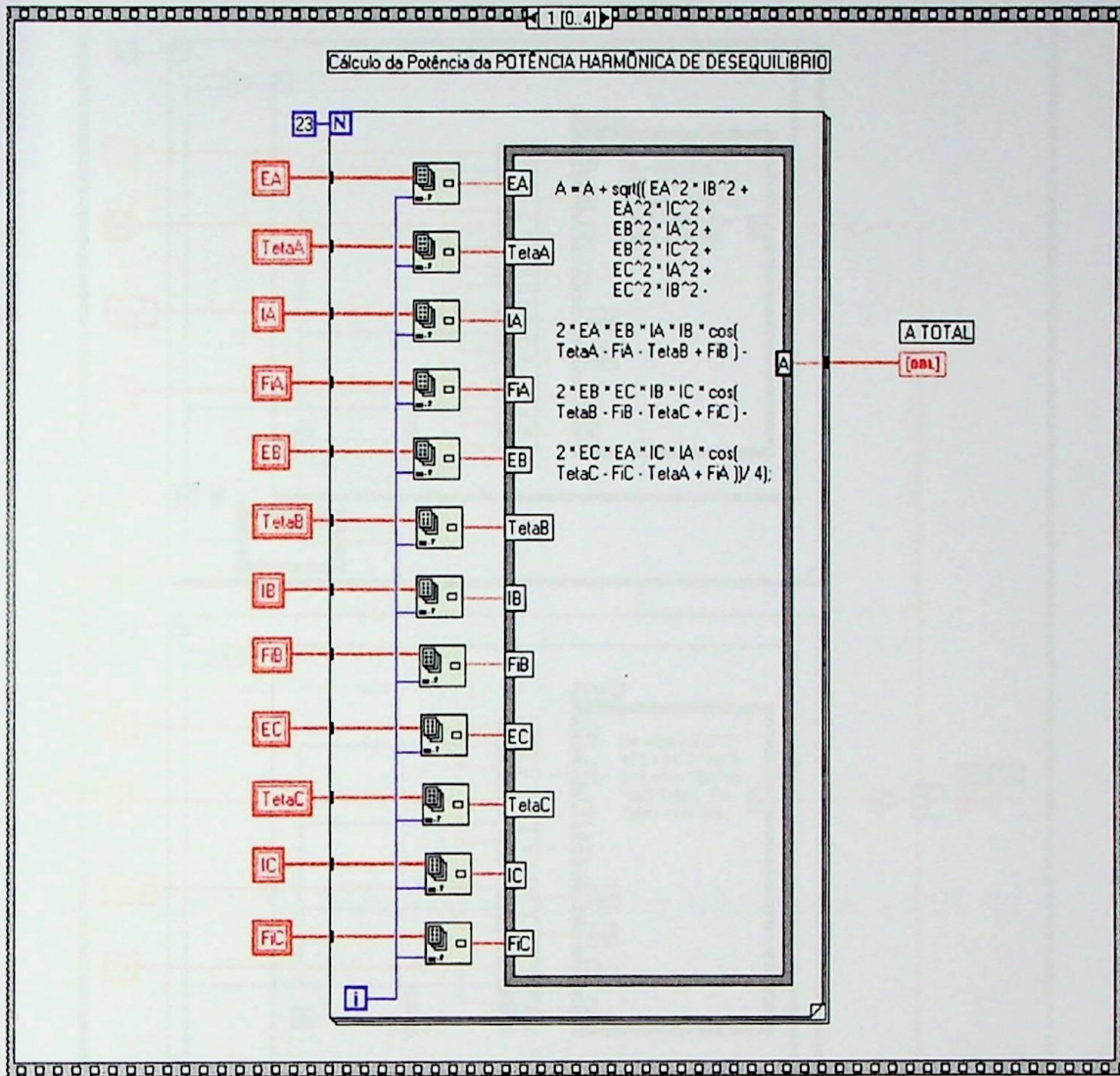


Figura 3.13 – Rotina para o cálculo da potência não ativa de desequilíbrio (A)

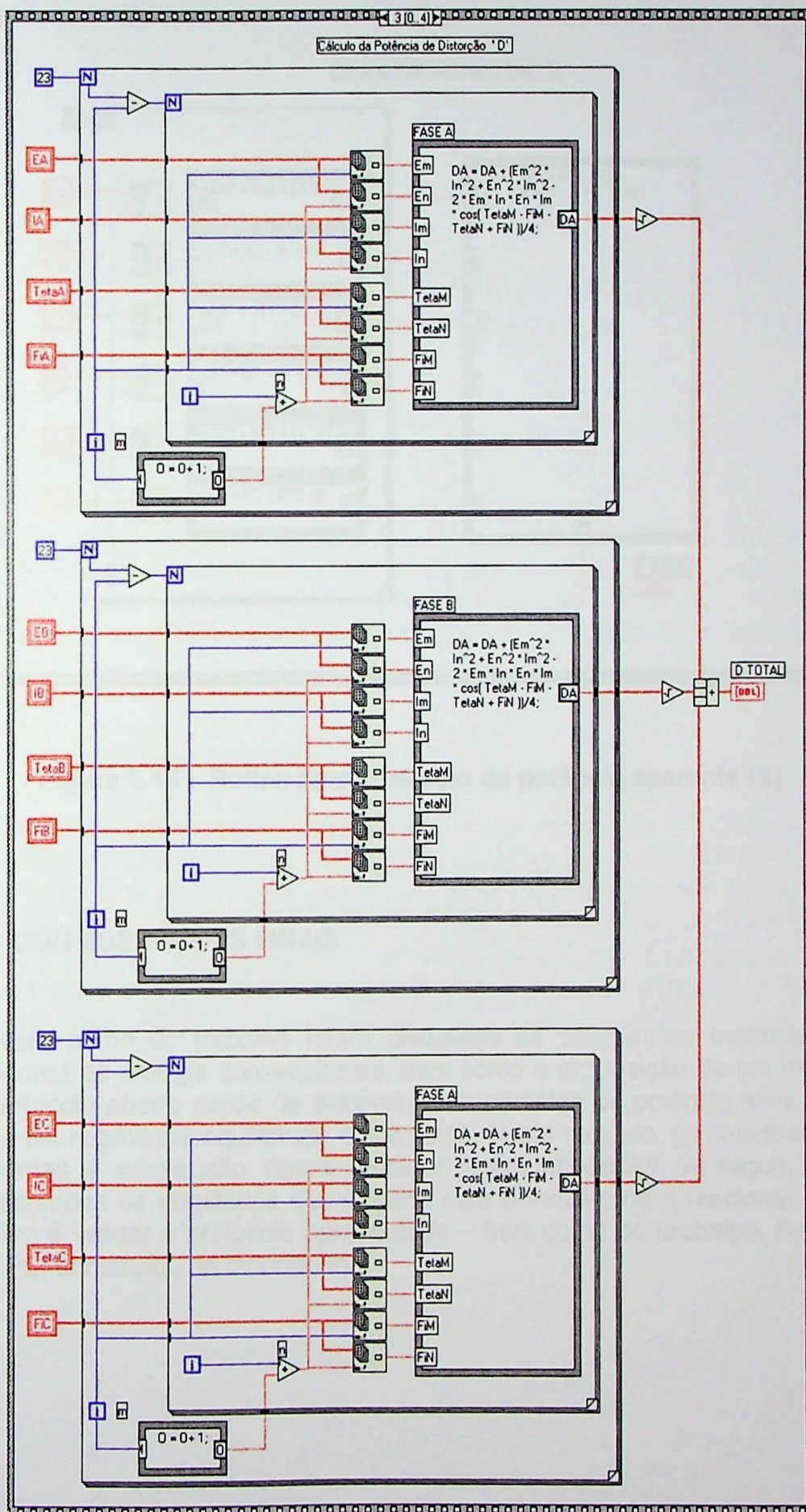


Figura 3.14 – Rotina para o cálculo da potência não ativa de Distroção (D)

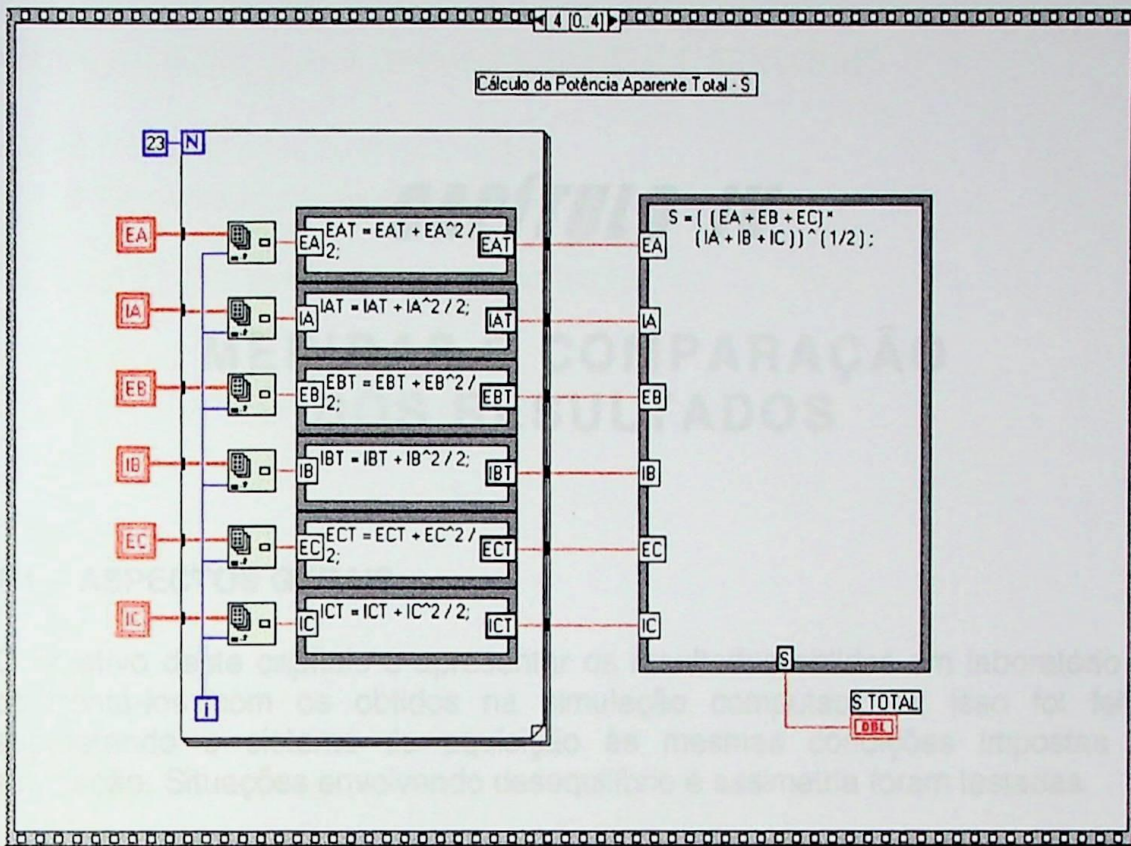


Figura 3.15 – Rotina para o cálculo da potência aparente (S)

3.3 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Até este ponto do trabalho foram discutidas as deficiências inerentes aos medidores de energia convencionais, bem como a proposição de um medidor de protocolo aberto capaz de discriminar as parcelas de potência ativa e não ativas em regime desequilibrado e distorcido. Neste capítulo, as questões mais relevantes à construção desse medidor foram abordadas. A seguir, serão apresentados os resultados dos ensaios com o modelo computacional – cujo objetivo é validar o protocolo apresentado – bem como do protótipo, baseado num PC, construído no laboratório.

CAPÍTULO IV

MEDIDAS E COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

4.1 – ASPECTOS GERAIS

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados obtidos em laboratório e confrontá-los com os obtidos na simulação computacional; isso foi feito submetendo o sistema de aquisição às mesmas condições impostas a simulação. Situações envolvendo desequilíbrio e assimetria foram testadas.

4.2 – RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Dezesseis situações – dezesseis combinações de formas de onda – foram simuladas e implementadas, objetivando identificar as potências ativa e não ativas presentes em cada simulação. Os sinais de tensão e de corrente foram gerados pelo próprio LabView. Nenhum equipamento externo ao microcomputador foi utilizado. Cada uma das dezesseis situações exigiu, respectivamente, dezesseis mudanças nos parâmetros do bloco de geração de sinais do aplicativo gerado no LabView.

4.2.1 – ANÁLISE PARA SINAIS PURAMENTE SENOIDAIS

$\phi + \rightarrow$ Corrente adiantada da tensão

$\phi - \rightarrow$ Corrente atrasada da tensão

Ea, Eb e Ec são tensões entre fase e neutro

1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \angle 0$$

$$E_b = 100 \angle -120$$

$$E_c = 100 \angle +120$$

$$I_a = 10 \angle 0$$

$$I_b = 10 \angle -120$$

$$I_c = 10 \angle +120$$

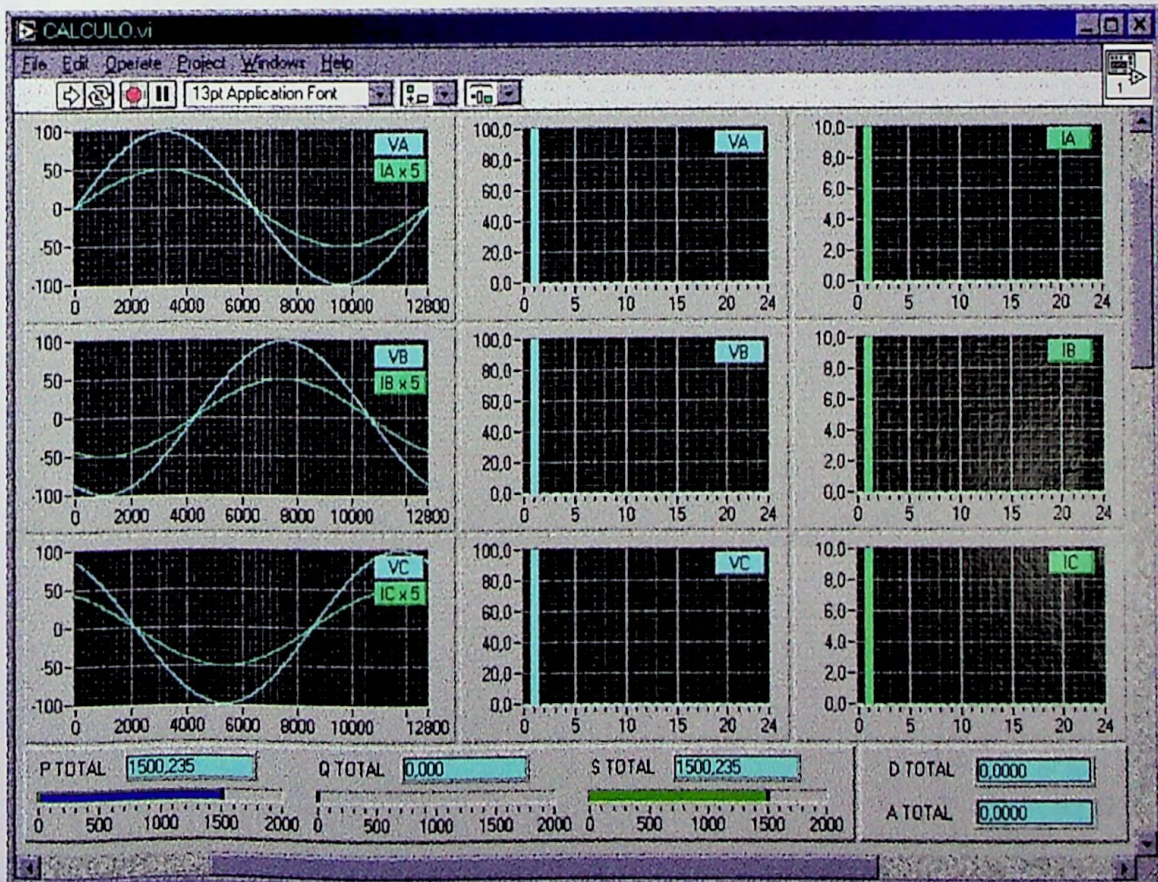
$$P = 1500,235$$

$$Q = 0$$

$$D = 0$$

$$A = 0$$

$$S = 1500,235$$

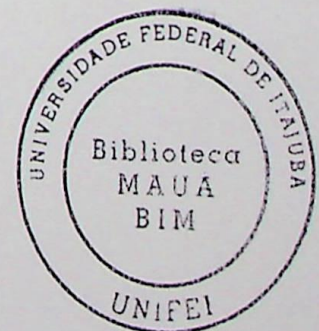
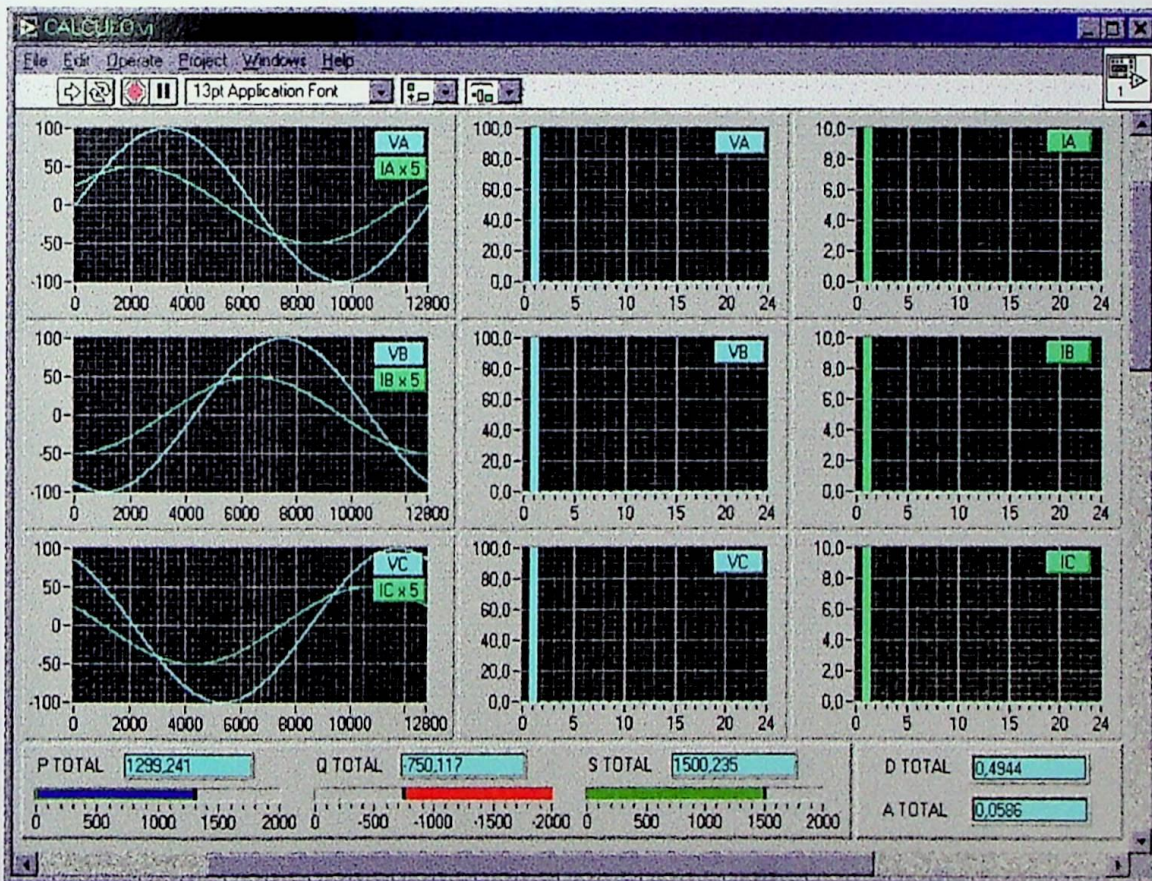


2º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 30^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 100 \angle -120 \\ E_c &= 100 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \angle 30 \\ I_b &= 10 \angle -90 \\ I_c &= 10 \angle +150 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1299,241 \\ Q &= -750,117 \\ D &= 0,4944 \\ A &= 0,0586 \\ S &= 1500,235 \end{aligned}$$

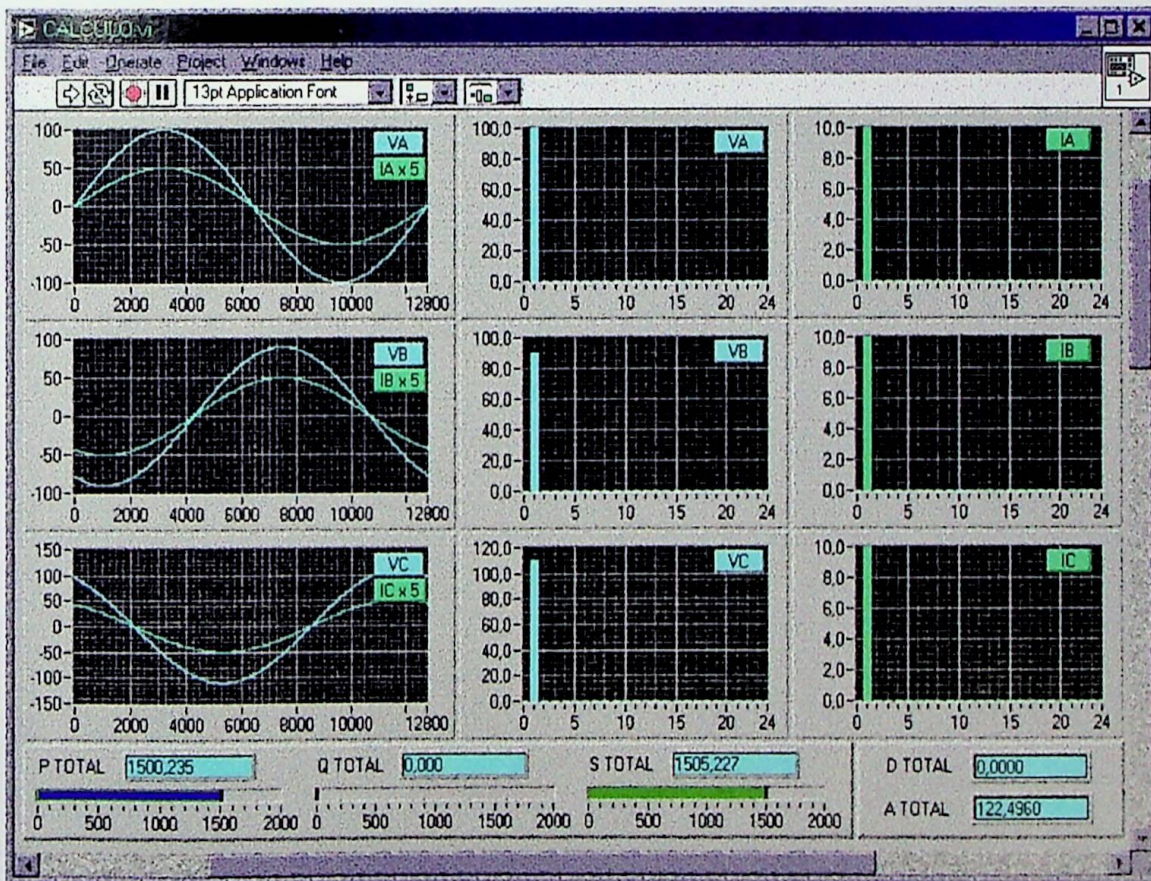


3º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \angle 0 \\ I_b &= 10 \angle -120 \\ I_c &= 10 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1500,235 \\ Q &= 0 \\ D &= 0 \\ A &= 122,4960 \\ S &= 1505,227 \end{aligned}$$



4º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 30^\circ$

$$E_a = 100 \angle 0$$

$$E_b = 90 \angle -120$$

$$E_c = 110 \angle +120$$

$$I_a = 10 \angle 30$$

$$I_b = 10 \angle -90$$

$$I_c = 10 \angle +150$$

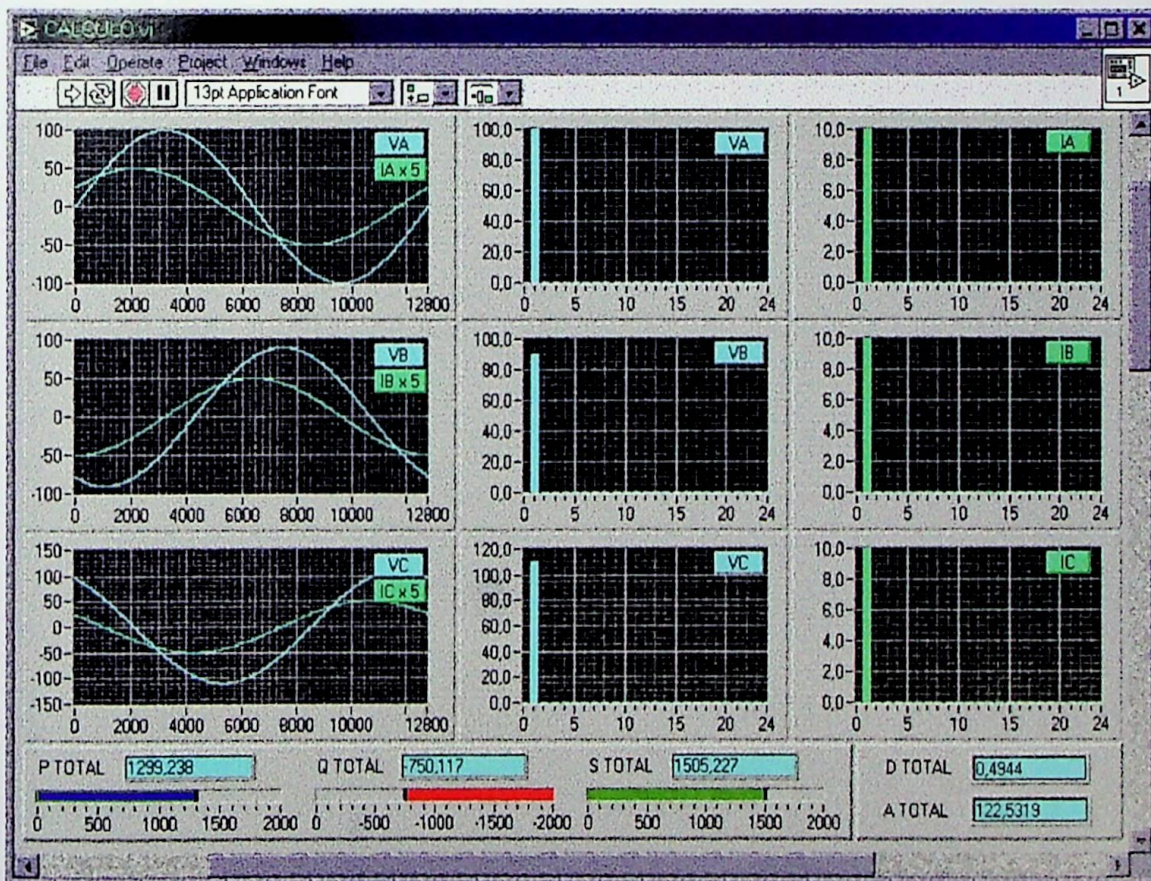
$$P = 1299,238$$

$$Q = -750,117$$

$$D = 0,4944$$

$$A = 122,5319$$

$$S = 1505,227$$



5º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \angle 0$$

$$E_b = 90 \angle -120$$

$$E_c = 110 \angle +120$$

$$I_a = 10 \angle 0$$

$$I_b = 9 \angle -120$$

$$I_c = 11 \angle +120$$

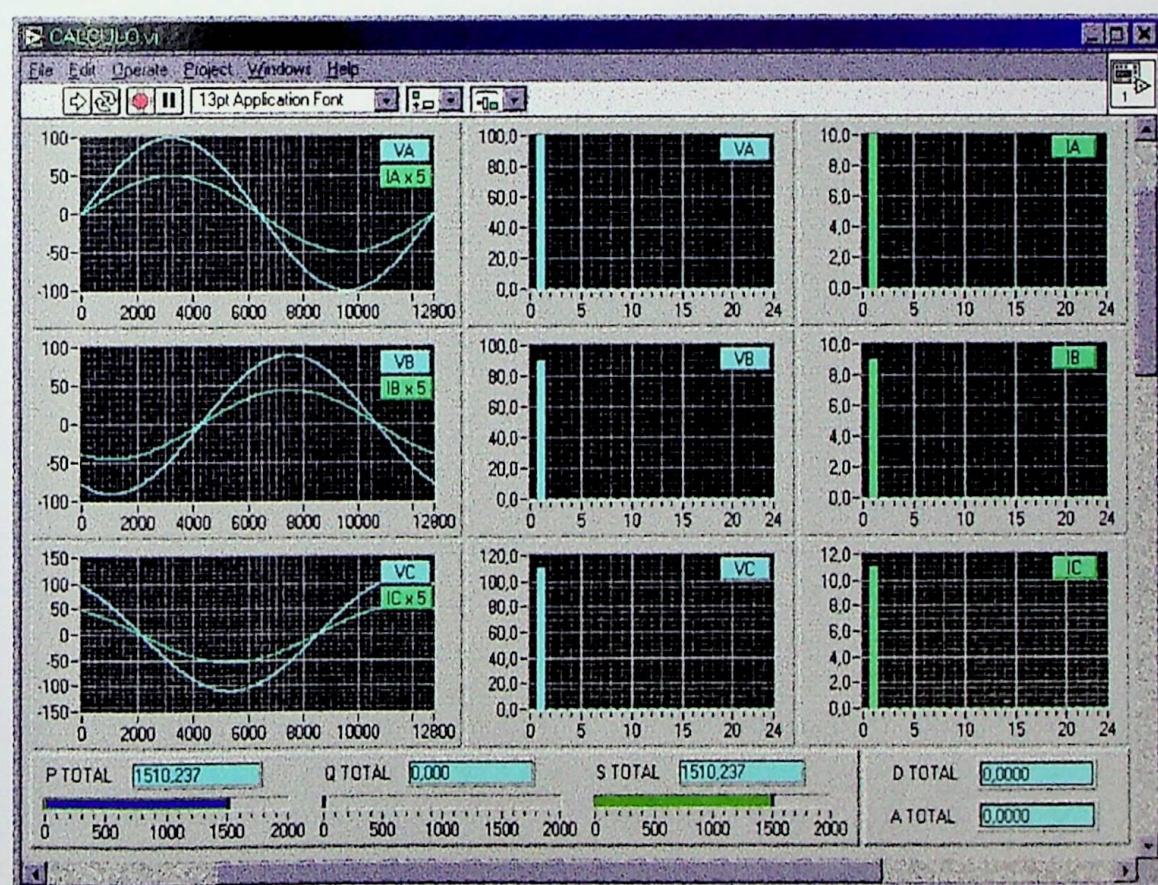
$$P = 1510,237$$

$$Q = 0$$

$$D = 0$$

$$A = 0$$

$$S = 1510,237$$

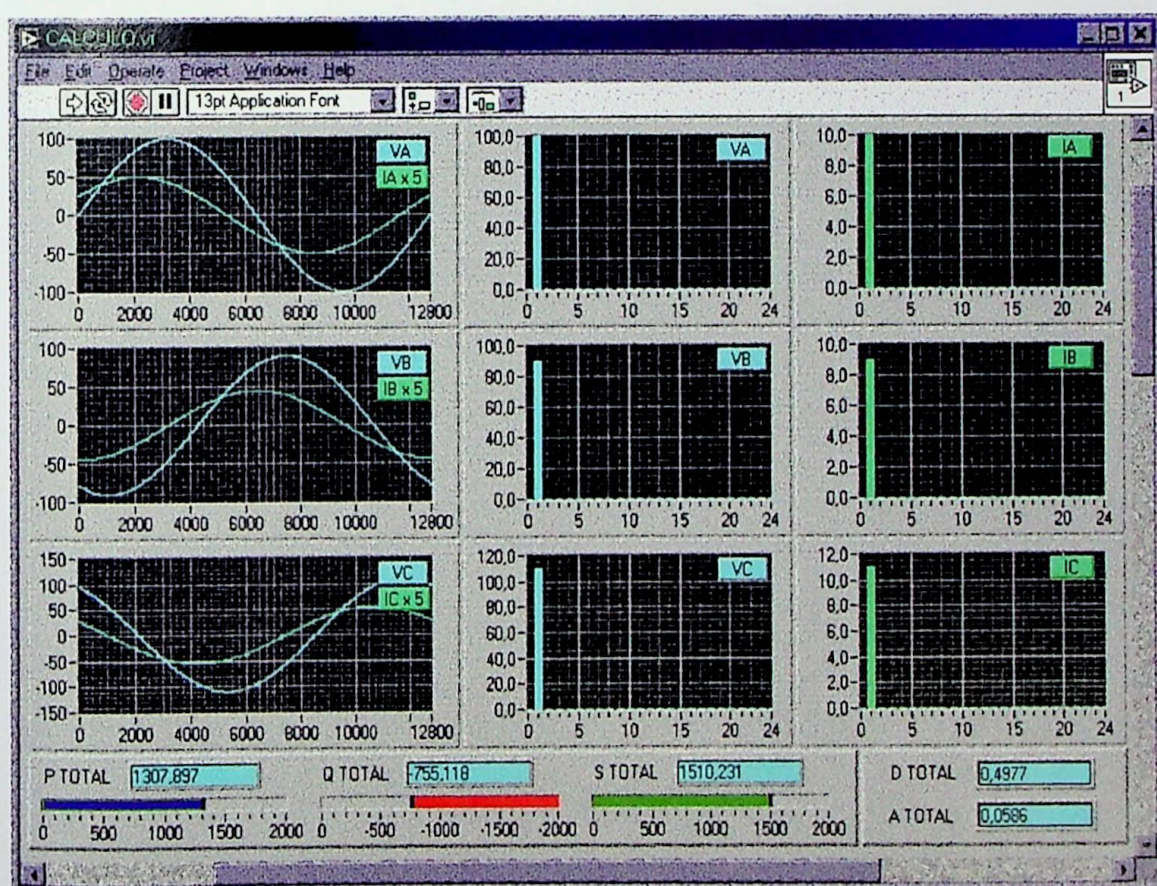


6º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \angle 30 \\ I_b &= 9 \angle -90 \\ I_c &= 11 \angle +150 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1307,897 \\ Q &= -755,118 \\ D &= 0,4977 \\ A &= 0,0586 \\ S &= 1510,231 \end{aligned}$$

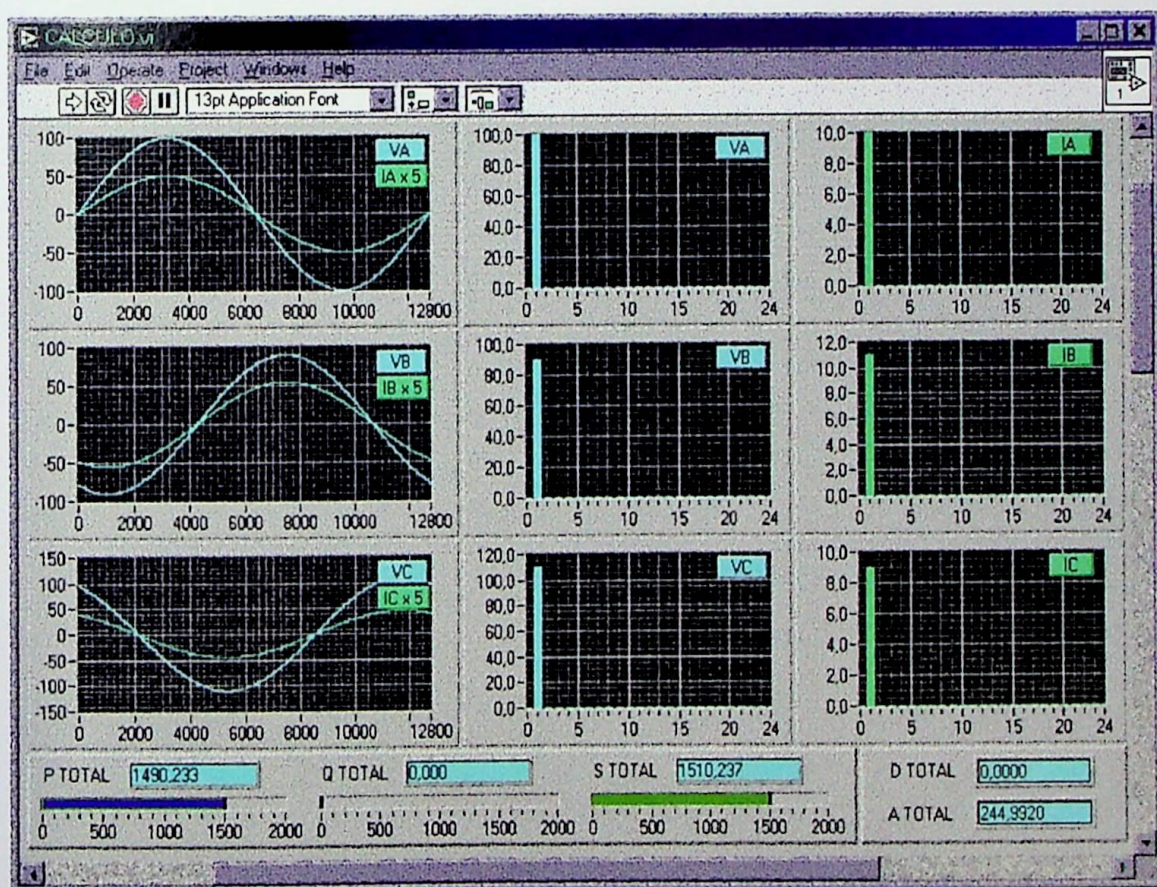


7º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \angle 0 \\ I_b &= 11 \angle -120 \\ I_c &= 9 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1490,233 \\ Q &= 0 \\ D &= 0 \\ A &= 244,992 \\ S &= 1510,237 \end{aligned}$$

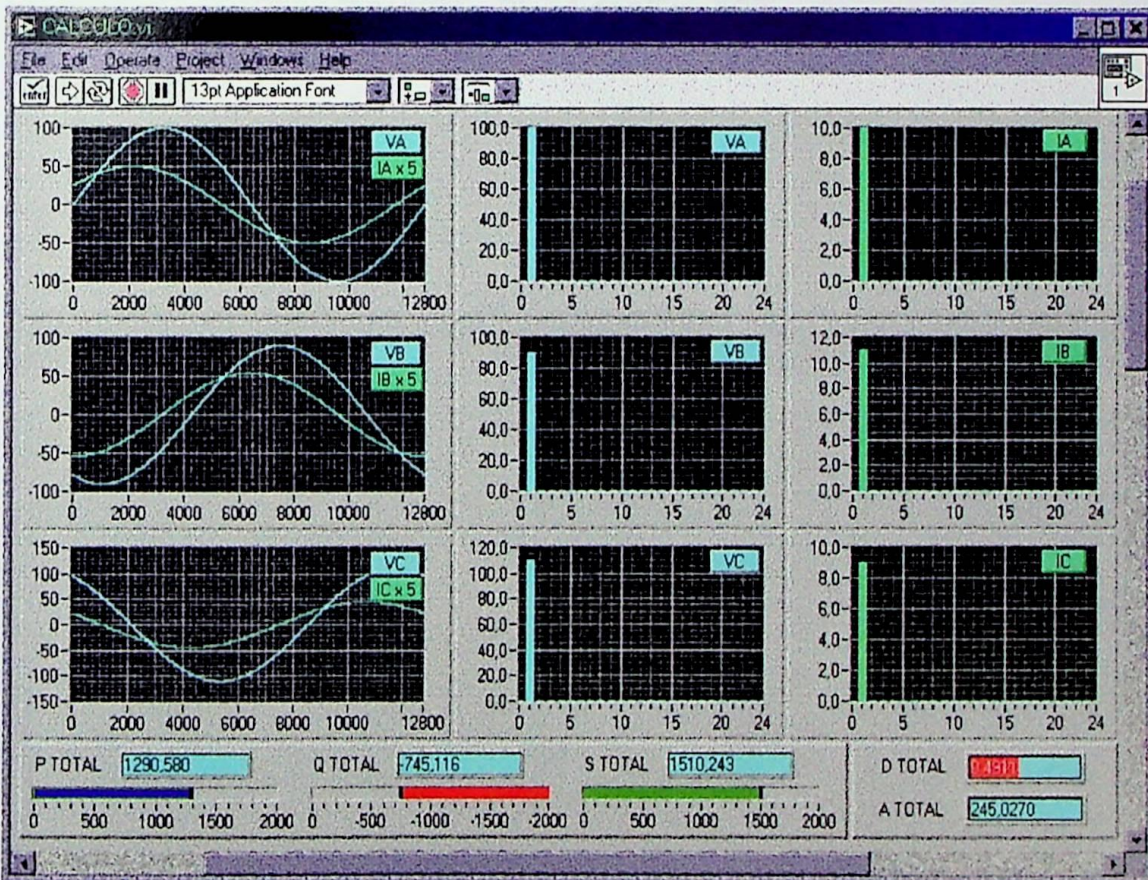


8º Caso – Tensão e Corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \angle 30 \\ I_b &= 11 \angle -90 \\ I_c &= 9 \angle +150 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1280,580 \\ Q &= -745,116 \\ D &= 0,4911 \\ A &= 245,027 \\ S &= 1510,243 \end{aligned}$$



4.2.2 - ANÁLISE PARA SINAIS NÃO SENOIDAIS

$\phi + \rightarrow$ Corrente adiantada da tensão

$\phi - \rightarrow$ Corrente atrasada da tensão

Ea, Eb e Ec são tensões entre fase e neutro

$$E_n = E * \sin(x + \phi)$$

$$I_n = I * \sin(x + \phi)$$

1º Caso - Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 100 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 100 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

$$I_a = 10 \sin(x + 0) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x + 0)$$

$$I_b = 10 \sin(x - 120) + 2 \sin(3x - 0) + 1 \sin(5x + 120)$$

$$I_c = 10 \sin(x + 120) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x - 120)$$

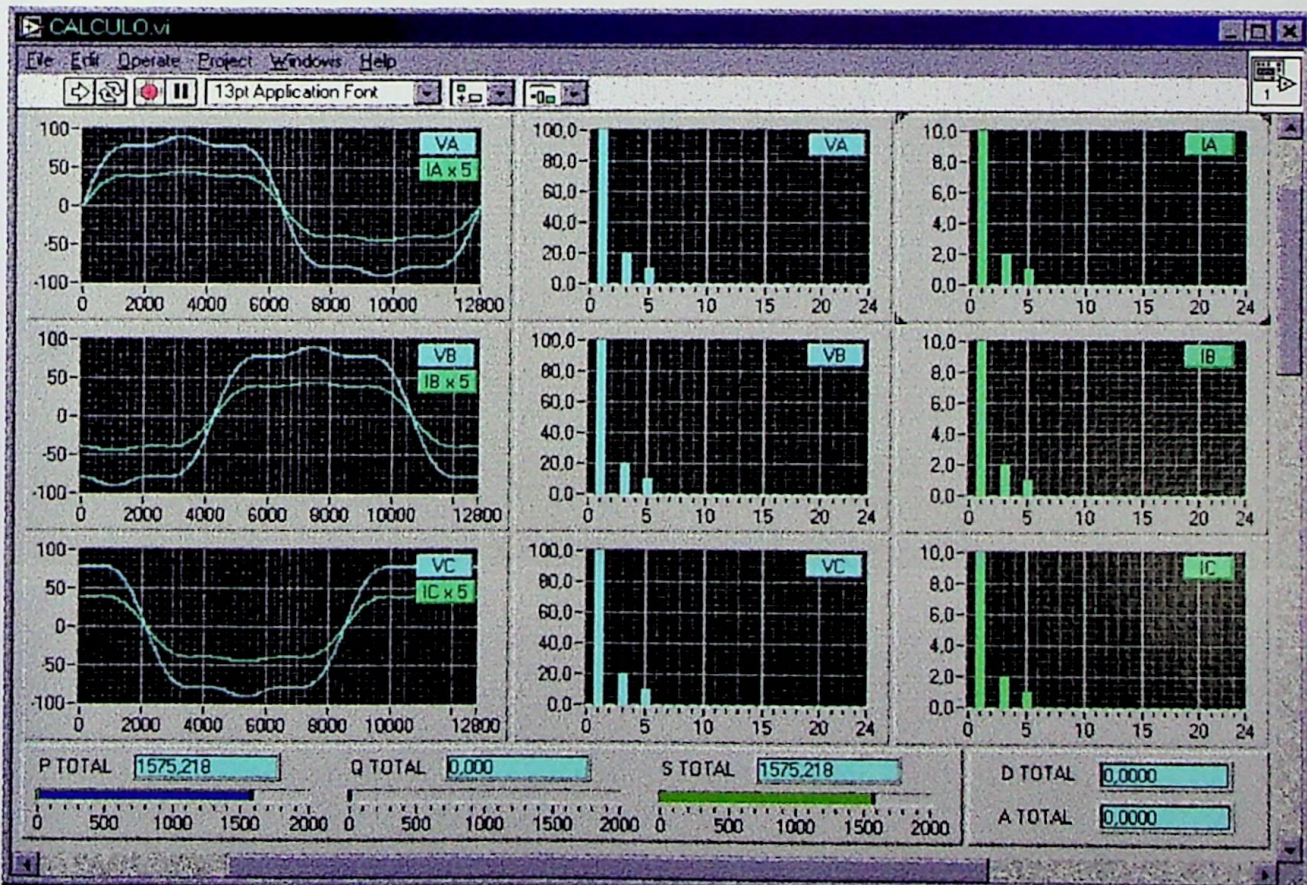
$$P = 1575,218$$

$$Q = 0$$

$$D = 0$$

$$A = 0$$

$$S = 1575,218$$



2º Caso - Sistema Equilibrado, $\phi = 30^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 100 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 100 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

$$I_a = 10 \sin(x + 30) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 150)$$

$$I_b = 10 \sin(x - 90) + 2 \sin(3x - 270) + 1 \sin(5x - 90)$$

$$I_c = 10 \sin(x + 150) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 30)$$

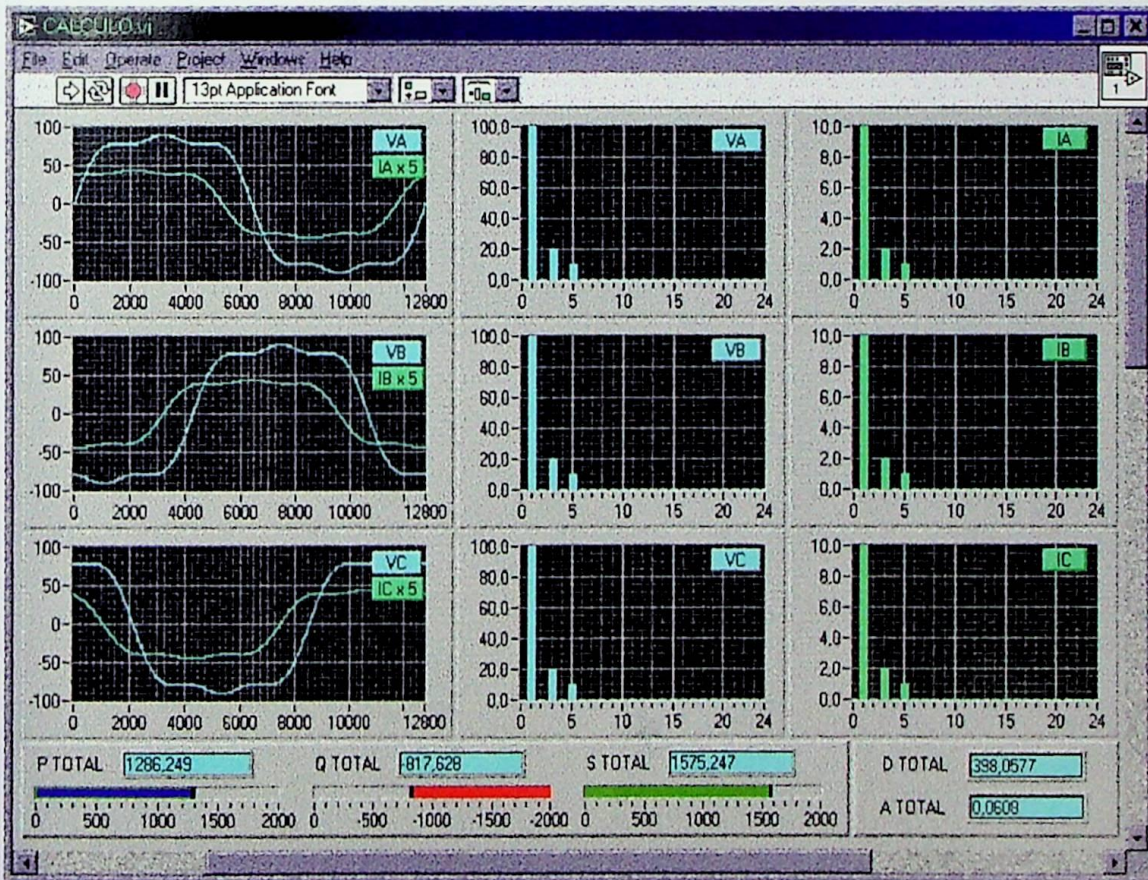
$$P = 1286,249$$

$$Q = -817,628$$

$$D = 398,0577$$

$$A = 0,0608$$

$$S = 1575,247$$



3º Caso – Tensão (fundamental) desequilibrada, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

$$I_a = 10 \sin(x + 0) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x + 0)$$

$$I_b = 10 \sin(x - 120) + 2 \sin(3x - 0) + 1 \sin(5x + 120)$$

$$I_c = 10 \sin(x + 120) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x - 120)$$

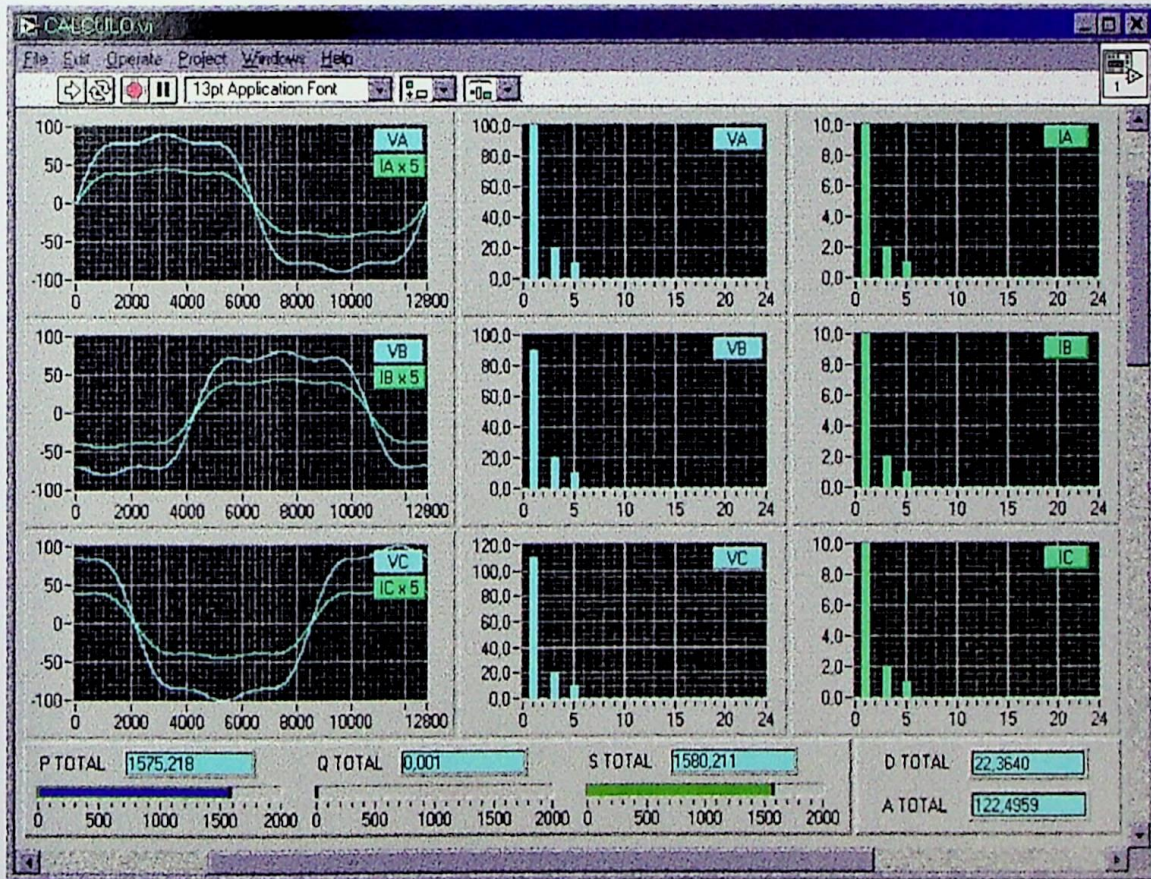
$$P = 1575,218$$

$$Q = 0,001$$

$$D = 22,3640$$

$$A = 122,4959$$

$$S = 1580,211$$



4º Caso – Tensão (fundamental) desequilibrada, $\phi = 30^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

$$I_a = 10 \sin(x + 30) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 150)$$

$$I_b = 10 \sin(x - 90) + 2 \sin(3x - 270) + 1 \sin(5x - 90)$$

$$I_c = 10 \sin(x + 150) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 30)$$

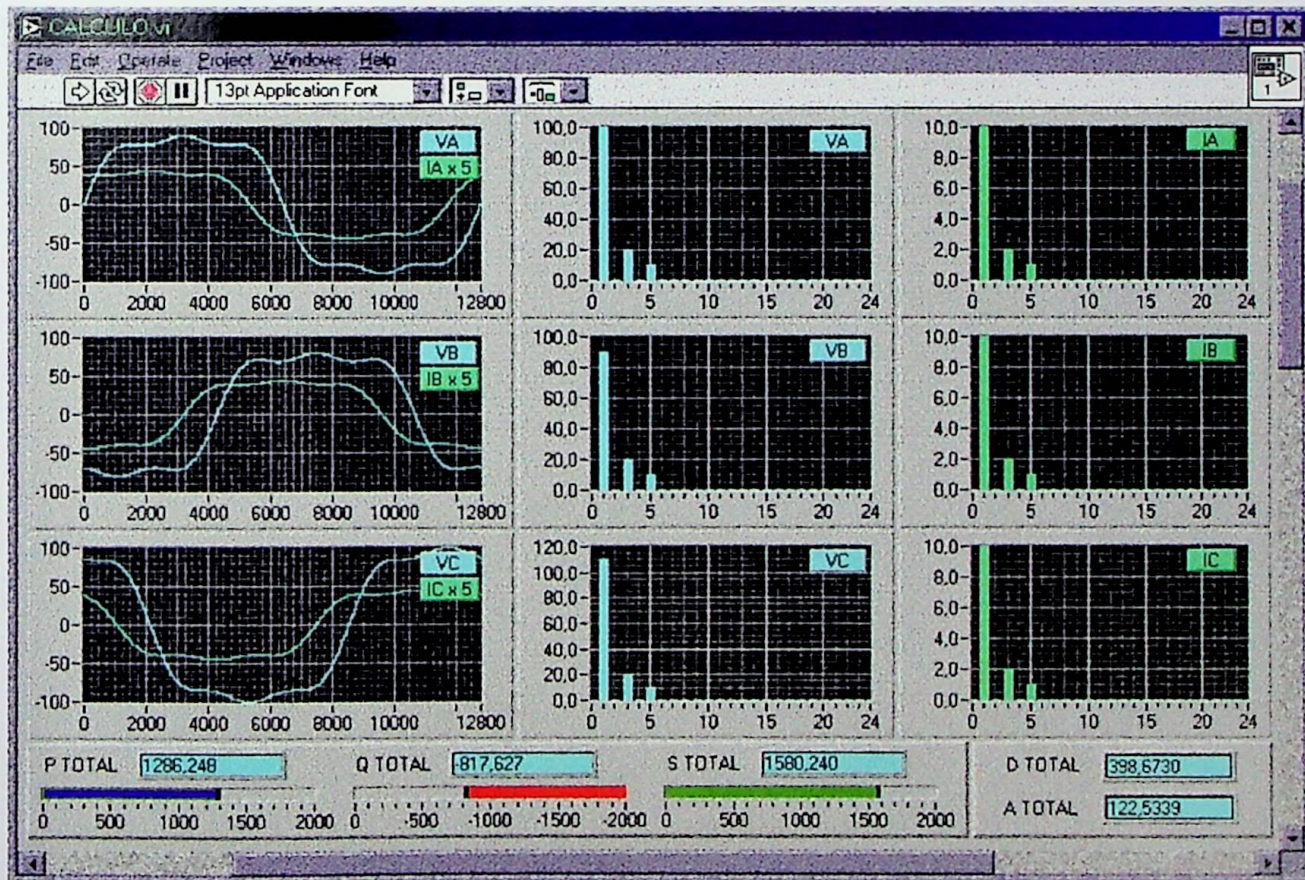
$$P = 1286,248$$

$$Q = -817,627$$

$$D = 398,6730$$

$$A = 122,5339$$

$$S = 1580,240$$



5º Caso – Tensão e corrente (fundamental) desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0) \\ E_b &= 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120) \\ E_c &= 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \sin(x + 0) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x + 0) \\ I_b &= 9 \sin(x - 120) + 2 \sin(3x - 0) + 1 \sin(5x + 120) \\ I_c &= 11 \sin(x + 120) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

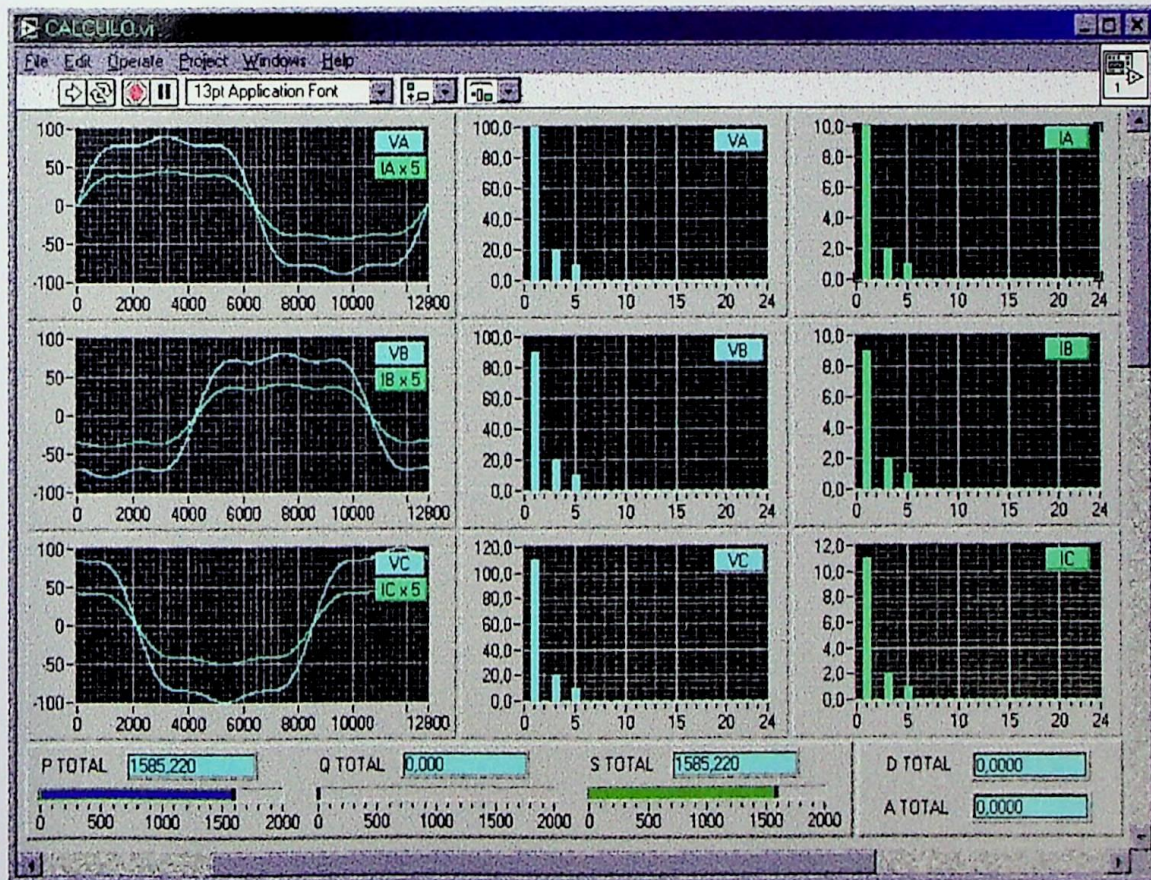
$$P = 1585,220$$

$$Q = 0$$

$$D = 0$$

$$A = 0$$

$$S = 1585,220$$

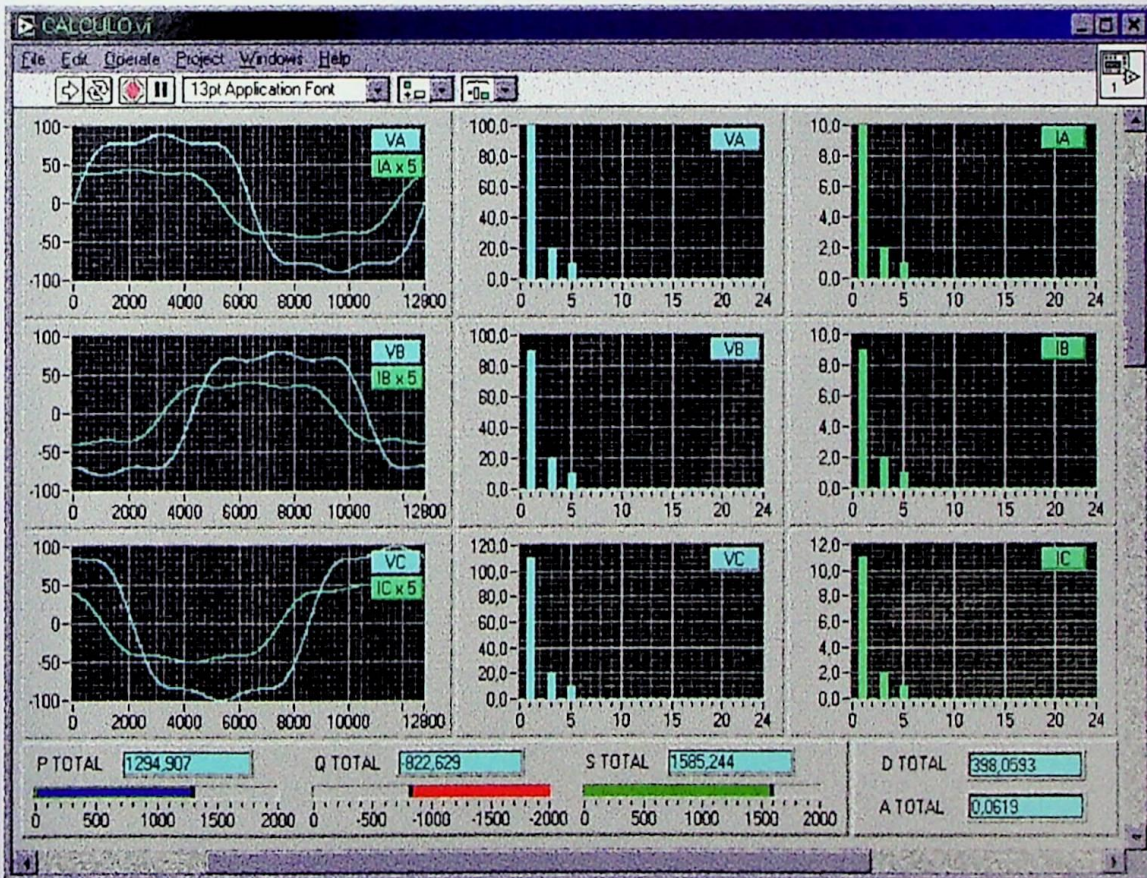


6º Caso – Tensão e corrente (fundamental) desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0) \\ E_b &= 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120) \\ E_c &= 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \sin(x + 30) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 150) \\ I_b &= 9 \sin(x - 90) + 2 \sin(3x - 270) + 1 \sin(5x - 90) \\ I_c &= 11 \sin(x + 150) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1294,907 \\ Q &= -822,629 \\ D &= 398,0593 \\ A &= 0,0619 \\ S &= 1585,244 \end{aligned}$$



7º Caso – Tensão e corrente (fundamental) desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0) \\ E_b &= 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120) \\ E_c &= 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \sin(x + 0) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x + 0) \\ I_b &= 11 \sin(x - 120) + 2 \sin(3x - 0) + 1 \sin(5x + 120) \\ I_c &= 9 \sin(x + 120) + 2 \sin(3x + 0) + 1 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

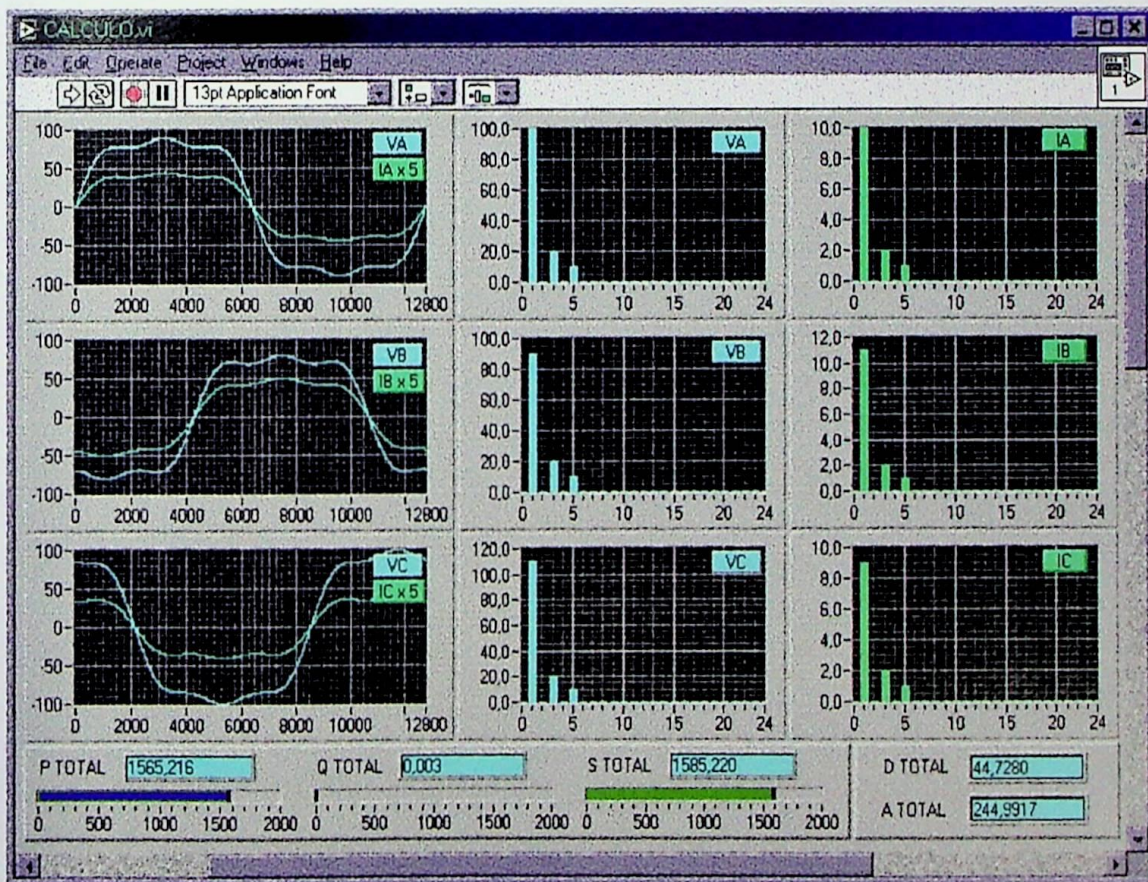
$$P = 1565,216$$

$$Q = 0,003$$

$$D = 44,7280$$

$$A = 244,9917$$

$$S = 1585,220$$

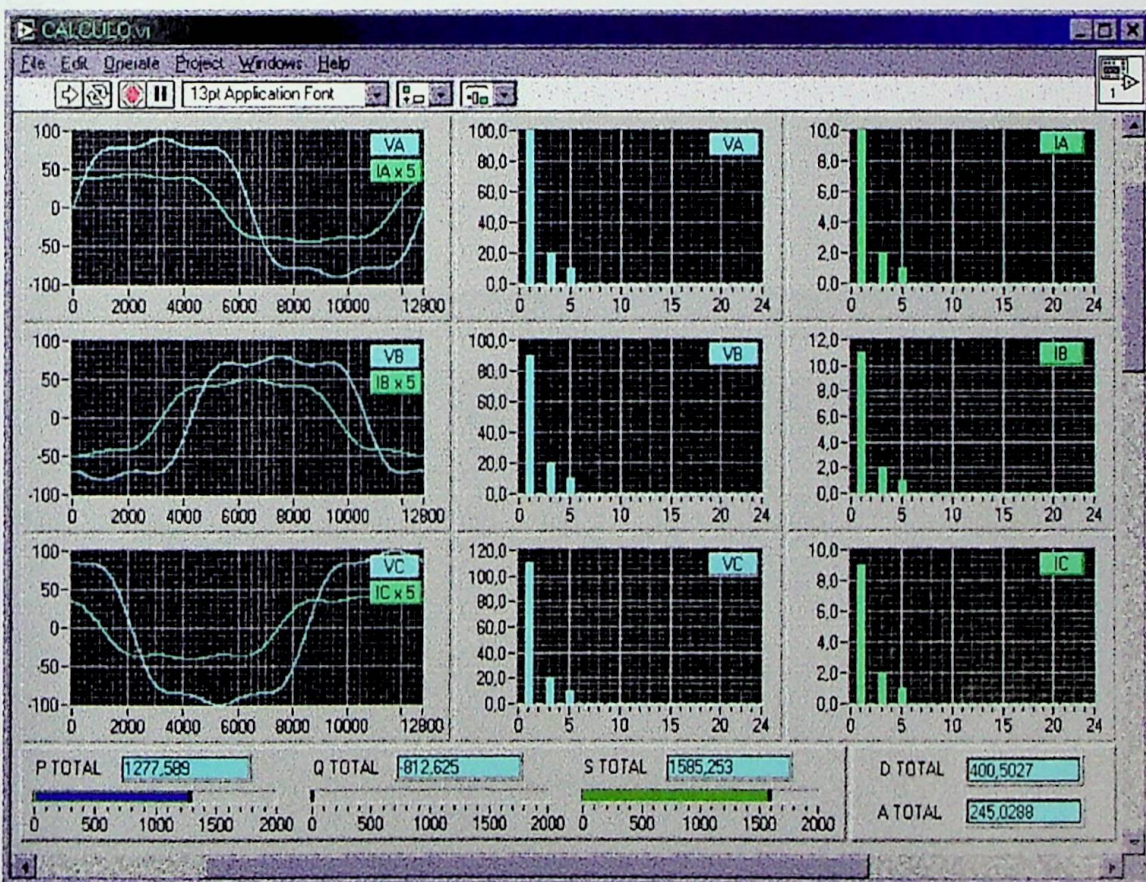


8º Caso – Tensão e corrente (fundamental) desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 30^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0) \\ E_b &= 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120) \\ E_c &= 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_a &= 10 \sin(x + 30) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 150) \\ I_b &= 11 \sin(x - 90) + 2 \sin(3x - 270) + 1 \sin(5x - 90) \\ I_c &= 9 \sin(x + 150) + 2 \sin(3x + 90) + 1 \sin(5x + 30) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1277,589 \\ Q &= -812,625 \\ D &= 400,5027 \\ A &= 245,0288 \\ S &= 1585,253 \end{aligned}$$



4.3 – RESULTADOS DA AQUISIÇÃO

4.3.1 – INFORMAÇÕES GERAIS

Alguns dos casos simulados foram implementados com sinais reais e os resultados obtidos apresentados a seguir. Os sinais de tensão foram gerados por meio de um conjunto de HGA da Califórnia Instruments – Anexo 6; aferidos e monitorados através de um medidor de precisão da Voltech, modelo PM3000.

4.3.2 – ANÁLISE PARA SINAIS PURAMENTE SENOIDAIS

1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \angle 0$$

$$E_b = 100 \angle -120$$

$$E_c = 100 \angle +120$$

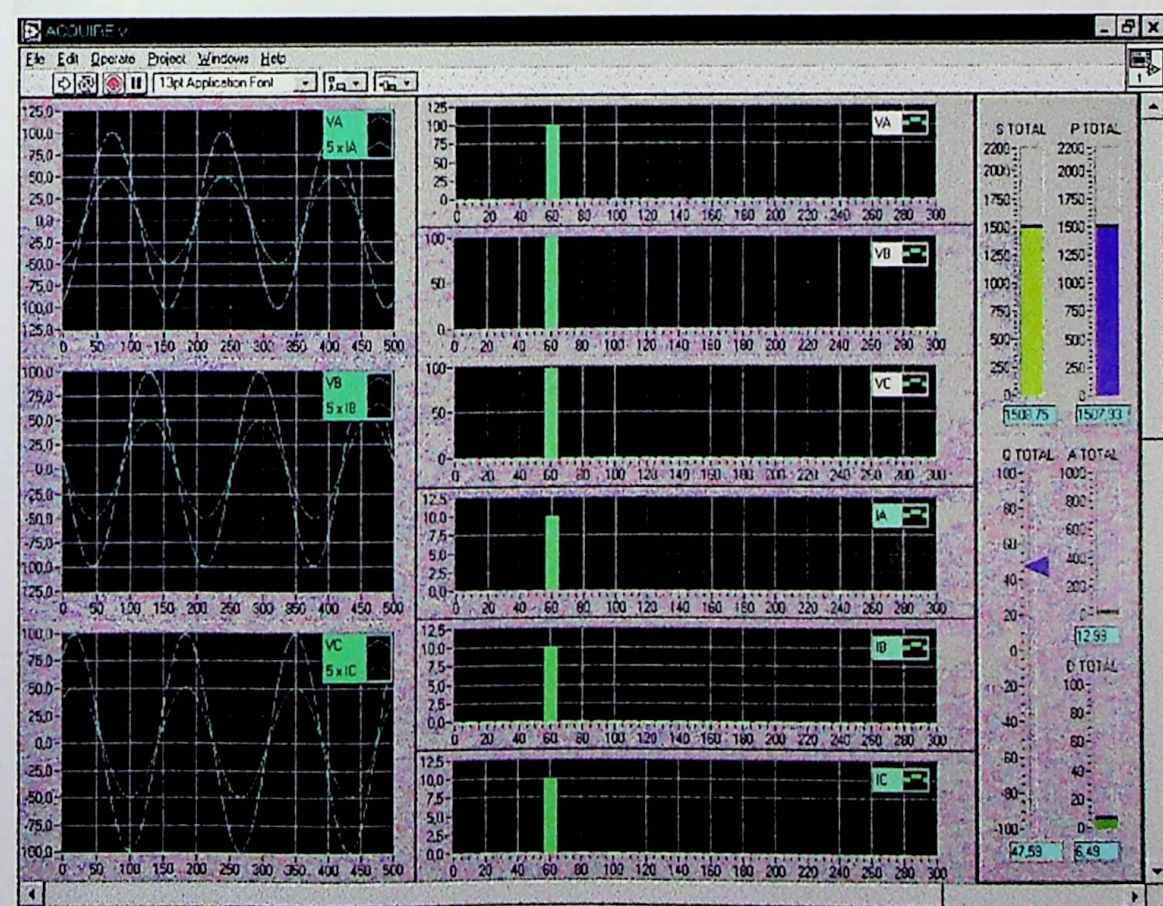
$$P = 1507,93$$

$$Q = 47,59$$

$$D = 6,49$$

$$A = 12,99$$

$$S = 1500,235$$



2º Caso – Tensão Desequilibrada, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \angle 0$$

$$E_b = 90 \angle -120$$

$$E_c = 110 \angle +120$$

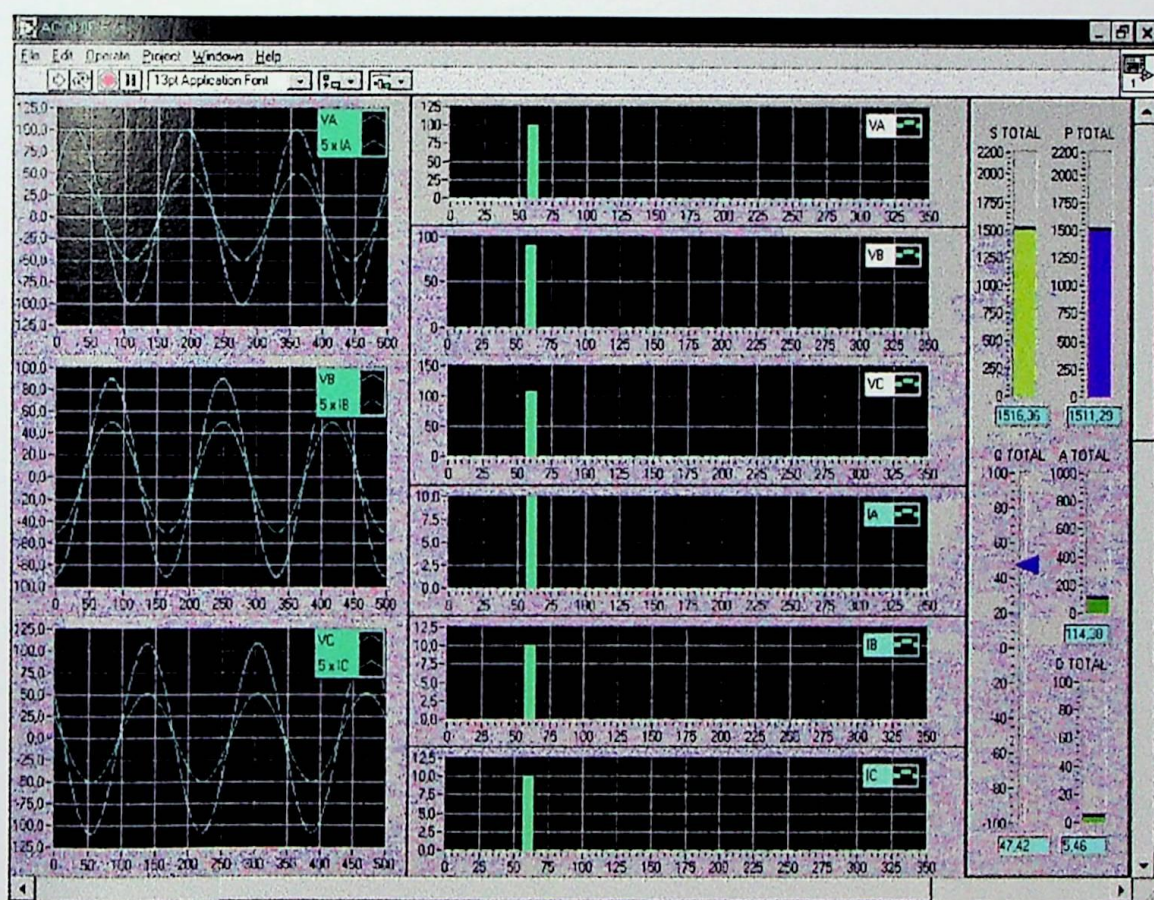
$$P = 1511,29$$

$$Q = 47,42$$

$$D = 5,46$$

$$A = 114,38$$

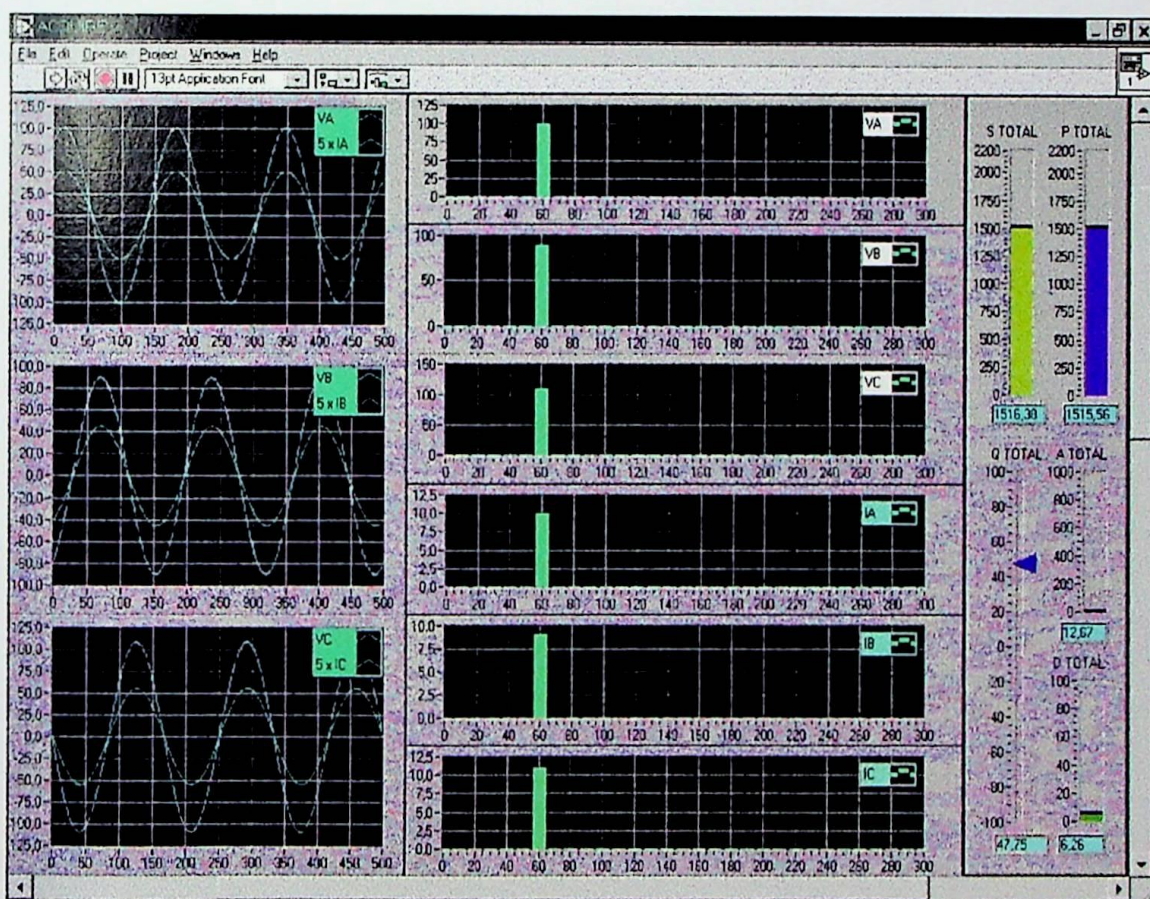
$$S = 1516,36$$



3º Caso – Tensão e corrente desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

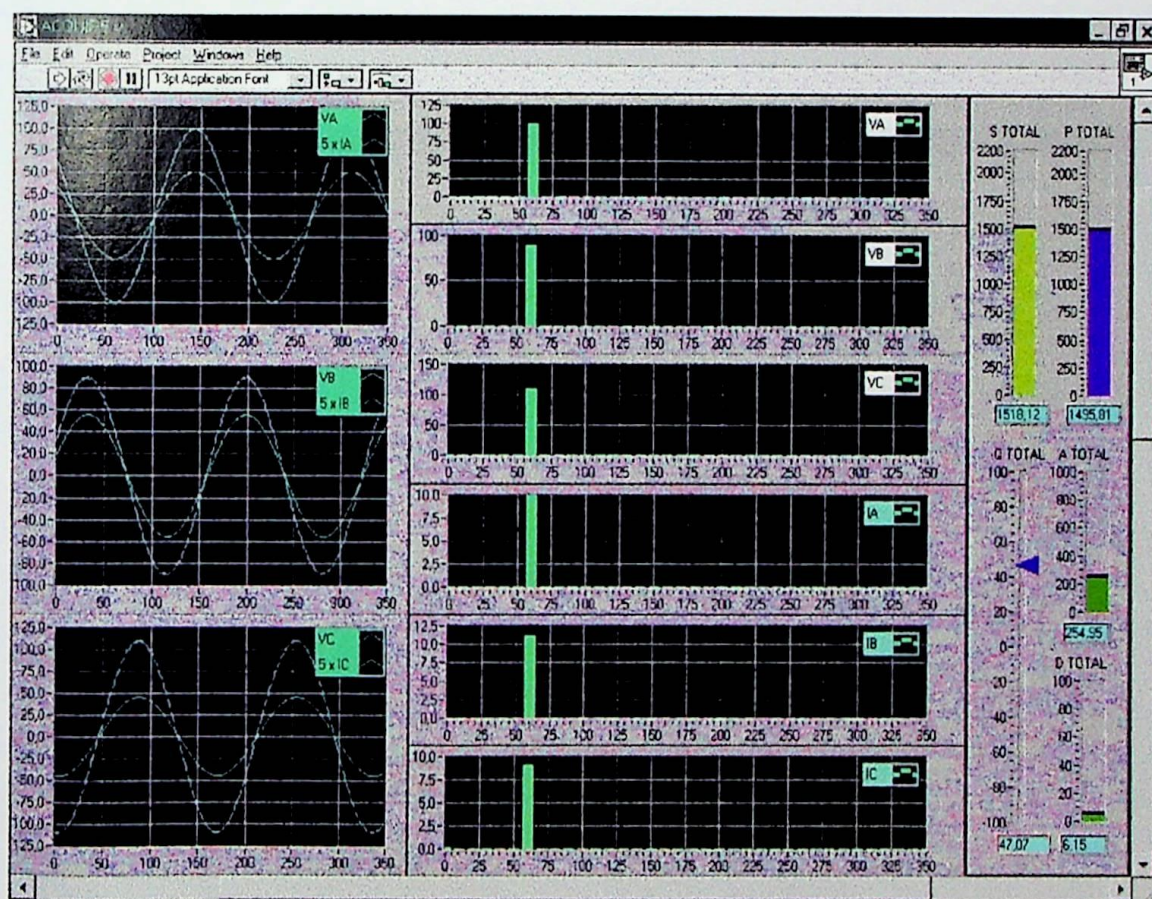
$$\begin{aligned} P &= 1515,56 \\ Q &= 47,75 \\ D &= 6,26 \\ A &= 12,67 \\ S &= 1516,36 \end{aligned}$$



4º Caso – Tensão e corrente desequilibradas não proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$\begin{aligned} E_a &= 100 \angle 0 \\ E_b &= 90 \angle -120 \\ E_c &= 110 \angle +120 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P &= 1495,81 \\ Q &= 47,07 \\ D &= 6,15 \\ A &= 254,95 \\ S &= 1518,12 \end{aligned}$$



4.3.3 – ANÁLISE PARA SINAIS NÃO SENOIDAIS

1º Caso – Sistema Equilibrado, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 100 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 100 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

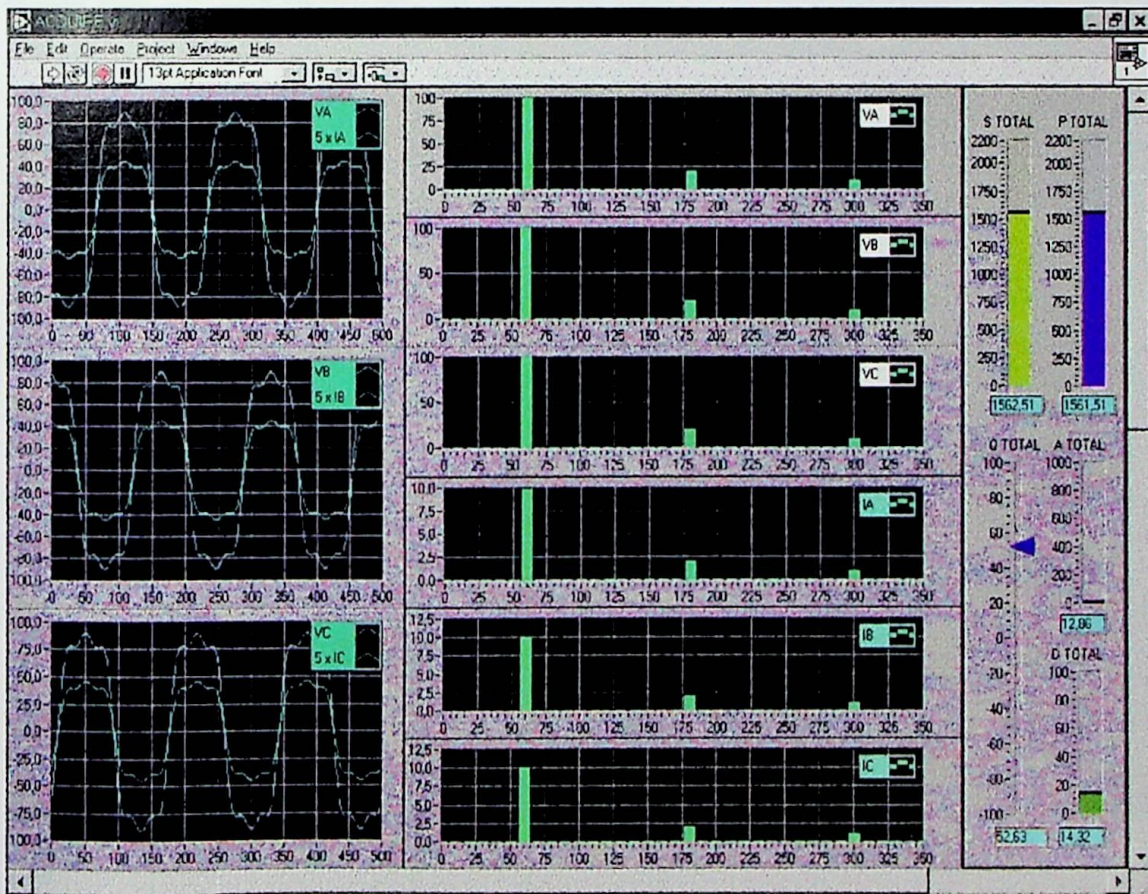
$$P = 1561,51$$

$$Q = 52,63$$

$$D = 14,32$$

$$A = 12,96$$

$$S = 1562,51$$



2º Caso – Tensão e corrente (fundamental) desequilibradas proporcionalmente, $\phi = 0^\circ$

$$E_a = 100 \sin(x + 0) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x + 0)$$

$$E_b = 90 \sin(x - 120) + 20 \sin(3x - 0) + 10 \sin(5x + 120)$$

$$E_c = 110 \sin(x + 120) + 20 \sin(3x + 0) + 10 \sin(5x - 120)$$

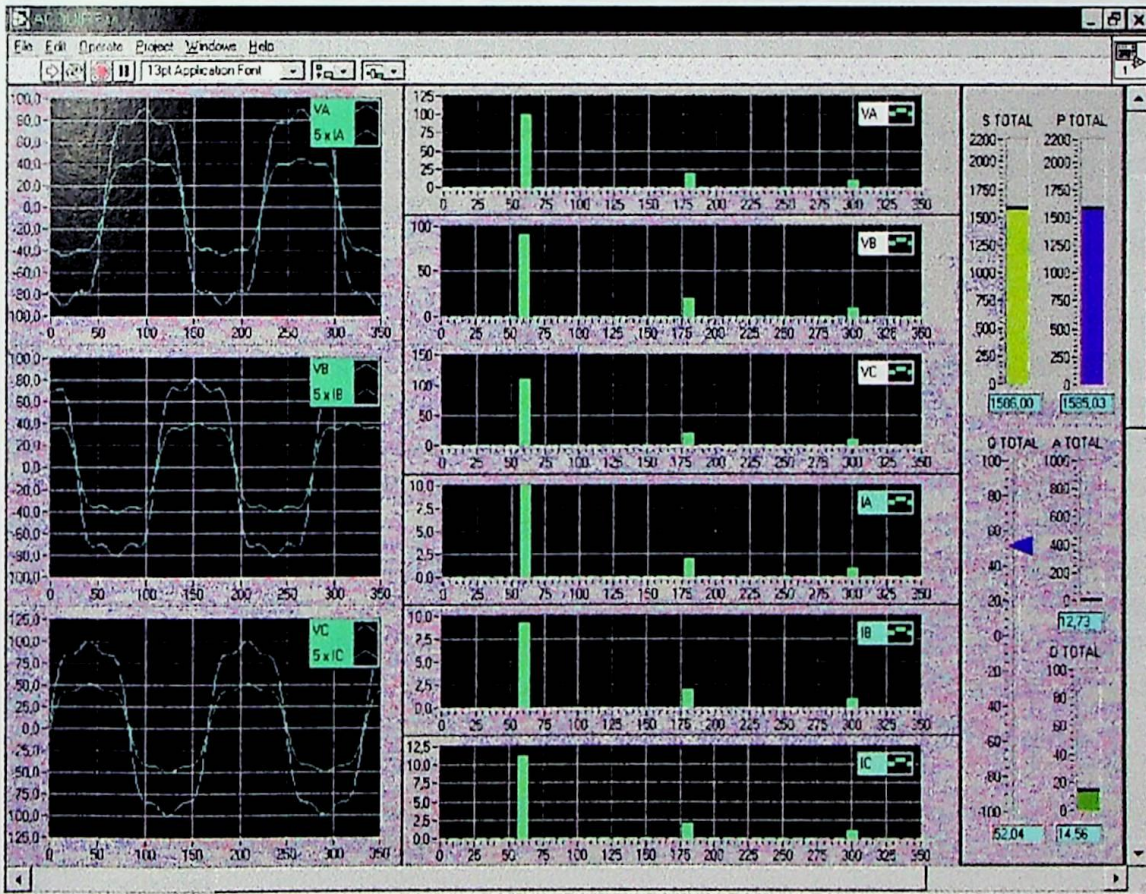
$$P = 1585,03$$

$$Q = 52,04$$

$$D = 14,56$$

$$A = 12,63$$

$$S = 1586,00$$



4.4 – OBSERVAÇÕES FINAIS

As simulações no LabView validaram as equações do novo protocolo, pois todas elas satisfazem a relação :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2 + A^2} \quad (2.17)$$

comprovada nas oito análises com sinais de tensão e corrente simulados. O mesmo aconteceu para sinais reais de tensão e corrente.

Contudo, os ensaios práticos divergiram ligeiramente das simulações quanto aos resultados. Por exemplo, o caso em que o sistema é equilibrado, puramente senoidal e o ângulo entre a tensão e a corrente tem valor nulo. Ao contrário da simulação, $Q \neq 0$, $A \neq 0$ e $D \neq 0$. Como a carga é puramente resistiva, Q deveria ser igual a zero. Sendo o sistema equilibrado, ou seja, A deveria também ser nulo. Isso aconteceu devido a uma série de fatores:

- a carga real trifásica estava ligeiramente desequilibrada, pelo fato de tratar-se de reostatos, o ajuste preciso dos valores das resistências em cada fase ficou pouco satisfatório. Esta deficiência contribuiu com o aparecimento de um pequeno valor de potência não ativa de desequilíbrio;
- a carga não era puramente resistiva e linear; conseqüentemente, apareceram valores não nulos para Q e para D . Cogitou-se na possibilidade da placa de aquisição de dados estar provocando um ligeiro deslocamento angular entre os sinais de entrada. Tal hipótese foi descartada quando, para efeito de teste, um sinal comum foi aplicado simultaneamente às seis entradas da placa, nas mesmas condições usadas para a aquisição dos sinais de tensão e corrente, ou seja, mesma taxa de amostragem e mesmo período da amostragem. Verificou-se nesse ensaio, como esperado, que todos os seis sinais estavam corretamente em fase, descartando aquela hipótese;
- algum desvio pode ter sido causado pela introdução de ruído no circuito, principalmente no da tensão, agregando assim alguma distorção ao sinal original.

Outro ensaio realizado, como exemplo de utilização do medidor, foi a análise de um retificador trifásico não controlado. O mesmo conjunto de cargas resistivas utilizado nos ensaios anteriores foi utilizado. Os resultados da análise são apresentados no Anexo 7.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO

O objetivo deste trabalho de dissertação foi o de apresentar um novo medidor de protocolo aberto incorporando novos protocolos de medições capazes de discriminar as parcelas das potências ativa e não ativas em sistemas elétricos distorcidos e desequilibrados. Aliado a instrumentos legais regendo a tarifação, este instrumento físico possibilitará a implantação de uma política tarifária sensível à qualidade da energia elétrica.

Foram mostrados os problemas causados pelos excedentes de não ativos, devido à presença de cargas não lineares. Citam-se especialmente os problemas de contabilização errônea nos medidores eletromecânicos convencionais que, apesar de robustos e baratos, possuem um desempenho insatisfatório frente ao panorama atual da qualidade da energia elétrica. Identificaram-se nestes medidores erros instrumentais e metodológicos, além de um fator de imprevisibilidade nas medidas quando submetidos a situações envolvendo desequilíbrios e distorções. Além de metodologicamente inadequados, os medidores eletromecânicos apresentam erros instrumentais indetermináveis devido a atritos nos mancais do disco, variações da frequência, variações da temperatura, etc.

O medidor de protocolo aberto proposto contorna estes problemas, uma vez que apresenta um erro instrumental muito baixo; quanto ao erro metodológico, só depende do protocolo de medição adotado que, neste caso, computa todos os não ativos presentes no sistema. Assim, medidor proposto é adequado para a implantação de uma política tarifária mais equânime.

Os protocolos foram validados através de simulações e medições utilizando o LabView. A viabilidade técnica da construção do medidor foi também demonstrada através do protótipo.

As maiores vantagens do medidor de protocolo aberto em relação ao medidor convencional resumem-se em:

- baixo custo de fabricação e manutenção;
- durabilidade e confiabilidade permanente;
- erros instrumentais determináveis;

- fácil manutenção;
- adaptável à política tarifária vigente;
- dependendo da complexidade e da aplicação, pode fornecer graficamente informações sobre grandezas como tensão, corrente, potências, conteúdo harmônico das tensões e correntes, etc.

Como sugestões para futuros trabalhos, ficam as seguintes:

- confirmada tanto a validade dos protocolos como a viabilidade técnica de construção do medidor, o próximo passo pode ser na direção de construir um medidor de protocolo aberto comercial. Neste caso, a solução aponta para o uso de DSPs, e não de uma DAQ acoplada a um PC;
- estudo de novos transdutores: com a perspectiva futura de implantação de um medidor como o apresentado, o condicionamento de distintas amplitudes dos sinais de tensão e corrente deve ser previsto. Portanto, é necessário um estudo sobre o que há disponível no mercado e para quais níveis de amplitude;
- outra sugestão é implementar no algoritmo condições para se definir a direcionalidade dos fenômenos não ativos para que se possa ou não imputar ônus ao cliente que ocupa mais a capacidade do sistema, devido às distorções próprias de suas cargas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [Ab97] Abreu, J. P. G. et all. "Reflexos da Conservação na Qualidade da Energia Elétrica". II Seminário Brasileiro Sobre Qualidade da Energia Elétrica, São Lourenço – MG, 16 a 19 de Novembro de 1997;
- [Ar97] Arseneau, R., et alli, "Application of IEEE Standard 519-1992 Harmonic Limits for Revenue Billings Meters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, N° 1, pp. 346-353, January 1997;
- [Ba85] Baghzouz, Y. and Tan, O. T., "Harmonic Analysis of Induction Watt-hour Meter Performance", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-104, N° 2, pp. 399 - 406, February 1985;
- [Cz96] Czarnecki, L.S., "Comments on Active Power Flow and Energy Accounts in Electrical Systems with Non-sinusoidal Waveforms and Asymmetry", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, N° 5, pp. 1244 -1250, July 1996;
- [De97] DKB (Desdner Kleinwort Benson). "The Millennium Files", Latin America Consumption Comes of Age, London, 1997;
- [Do96] Domijan, A. et alli, "Watt-hour Meter Accuracy Under Controlled Unbalanced Harmonic Voltage and Current Condition", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 1, N° 1, pp. 64 - 72, January 1996;
- [Em79] Emanuel, A. E., et alli, "Watt-hour Meter Accuracy on Integral - Cycle - Controlled Resistance Loads", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No 5, September 1979;
- [Em81] Emanuel, A. E et alli, "Induction Watt-hour Meter Performance on Rectifier / Inverter Circuits", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, N° 11, pp. 4422 - 4427, November 1981;
- [Em95] Emanuel, A. E., et alli, "Distribution feeders with Nonlinear Loads in the Northeast U.S.A., Part 1 – Voltage Distortion Forecast", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 10, N° 1, pp. 340 - 346, January 1995;
- [Fu87] Fuchs, E., et alli, "Sensitivity of Electrical Appliances to Harmonics and Fractional Harmonics of the Power System's Voltage. Part 2: Television Sets, Induction Watt-hour Meters and Universal Machines", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-2, No 5, April 1987;

[Go87] Godberg, S., et alli, "Induction Watt-hour Meter Accuracy With Non-sinusoidal Currents", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PNMV-2, N° 3, pp. 683 - 690, July 1987;

[Mc95] A. McEachern, W.M. Grady, W.A. Moncrief, G.T. Heydt, M. Granaghan, "Revenue and Harmonics: An Evaluation of Some Proposed Rate Structures", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-10, N° 1, pp. 474 - 482, January 1995;

[Mo95] Mohamed, M., "On the Accuracy of Watt-Hour Meters in Non-sinusoidal Environment", IEEE Conference on Transmission and Distribution, pp. 2219 - 2225, 1995;

[Si99a] Siqueira, L., Maia P. A., e Oliveira M., "Efeitos das Distorções Harmônicas nas Medições de Energia Elétrica", Universidade de Brasília, Companhia Energética de Brasília, III Seminário sobre Qualidade da Energia Elétrica, Brasília, Agosto de 1999;

[Tu74] Turgel, R. S., "Digital Wattmeter Using a Sampling Method", IEEE on Instrumentation and Measurements, Vol. IM-23, N° 4, December 1974;

[Wo96a] Working Group on Non-sinusoidal Situations, "A Survey of North American Electric Utility Concerns Regarding Non-sinusoidal Waveforms", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, N° 1, pp. 73 - 78, January 1996;

[Wo96b] Working Group on Non-sinusoidal Situations, "Practical Definitions for Powers in System with Non-sinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, N° 1, pp. 79 - 87, January 1996.

BIBLIOGRAFIA AUXILIAR

[An87] Anderson, R. P., et alli, "A Method of Deiving Overall Accuracy for Single Phase Watt-hour Meters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. PWRD-2, N° 2, pp. 337- 341, April 1987;

[Ar85] Arrillaga, J., Bradley, D. A., e Bodger, P. S., "Power System Harmonics", John Wiley & Sons", 1985;

[Ar98] Arango, A., Guimarães C. A., Cabral S. L., e Abreu J. P., "A estrutura tarifária no Brasil e sua atualização para ambientes distorcidos", Escola Federal de Engenharia de Itajubá EFEI e Centro de Excelência em Distribuição - CED, 1998;

[As83] Associação Brasileira de Normas Técnicas - ABNT, "Medidores de Energia Elétrica", Coletânea de Normas, 1983;

[Ce99] CED 311 / QUEN 004 (III), "Tarifação e Medição de Ondas Distorcidas", NT 007 / OR, Janeiro de 1999;

[Co90] Companhia Paulista de Força e Luz (CPFL), "Estudo e Avaliação da Interferência de Harmônicos na Medição de energia Elétrica", Dezembro de 1990;

[Cz94] L.S. Czarnecki, "Dynamic, power-quality oriented approach to power theory and compensation of asymmetrical systems under non sinusoidal conditions", European Transactions on Electrical Power, ETEP, Vol. 4, No. 5, pp. 347- 358, Sept./Oct. 1994;

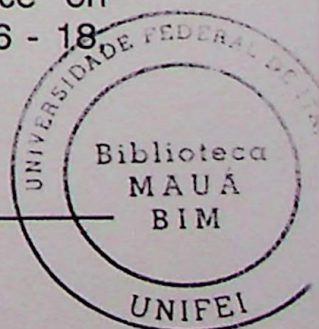
[Do96] Domijan, A. et alli, "Watt-hour Meter Accuracy Umder Controlled Unbalanced Harmonic Voltage and Current Condition", IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 11, N° 1, pp. 64-72, January 1996;

[Gu98] Guimarães, C. A., "Qualidade de Energia Elétrica – Notas de Aula", Escola Federal de Engenharia de Itajubá – EFEI, 1998;

[Gu99] Guimarães, C. A., "Protocolos de Medição", Centro de Excelência em Distribuição – CED/USP/EFEI, Julho de 1999;

[Gu99] Guimarães, C. A., "Protocolos de Medição", Centro de Excelência em Distribuição – CED/USP/EFEI, Julho de 1999;

[Ho96] Hope, A. G., "Power Harmonic Field Measurement and the Application of Standards including Simulation", Proceedings 7th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Las Vegas, Nv, pp. 710 - 713, October 16 - 18, 1996;



[Ie93] IEEE, "IEEE – Standard – 519 – 1992, Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems", New York, NY, 1993;

[IE95] IEEE Working Group on Non-Sinusoidal Situations, "Practical Definitions for Power in Systems with Non-Sinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", Paper N° 95 WM 040-6-pwrd, IEEE PES, Winter Meeting, New York, NY, February 1995;

[Ka96] Karady, G. G., et alli, "Effects of Harmonics Mixture on Single-Phase Induction Watt-hour Meters", Proceedings 7th international Conference on Harmonics and Quality of Power, Las Vegas, Nv, pp. 456 - 460, October 16 -18, 1996;

[Me83] Medeiros, S., "Medição de energia elétrica", 3^a edição, Rio de Janeiro, Ed. Guanabara Dois, 1983;

[OI97] Oliveira, J. C. et all. "Efeitos da Qualidade da Energia Elétrica Sobre a Operação de Motores de Indução Trifásicos". II Seminário Brasileiro Sobre Qualidade da Energia Elétrica", São Lourenço – MG, 16 a 19 de Novembro de 1997;

[OL99] Oliveira, J. G. e Murilo T. W., "Medidores de Energia Elétrica na presença de Harmônicos", IEE – USP, Eletricidade Moderna, Abril de 1999;

[Sh79] Shepherd, W., "Energy Flow and Power in Non-sinusoidal Circuits", Cambridge University Press, United Kingdom, 1979;

[Si94] Simmonds, R., "Paying for the Harm in Harmonic", Electrical Review, Vol. 227, N° 13, pp. 32-34, July 1994;

[Si99b] Silva, R. V., Samesima M.I., J.C. de Oliveira; "Análise de Desempenho de Medidores de Watt-Hora Indutivo Sob Condições Não Senoidais", Universidade Federal de Uberlândia (UFU), III Seminário sobre Qualidade da Energia Elétrica, Brasília, Agosto de 1999;

[Tu74] Turgel, R. S., "Digial Wattmeter Using a Sampling Method", IEEE on Instrumentation and Measurements, Vol IM-23, N° 4, December 1974;

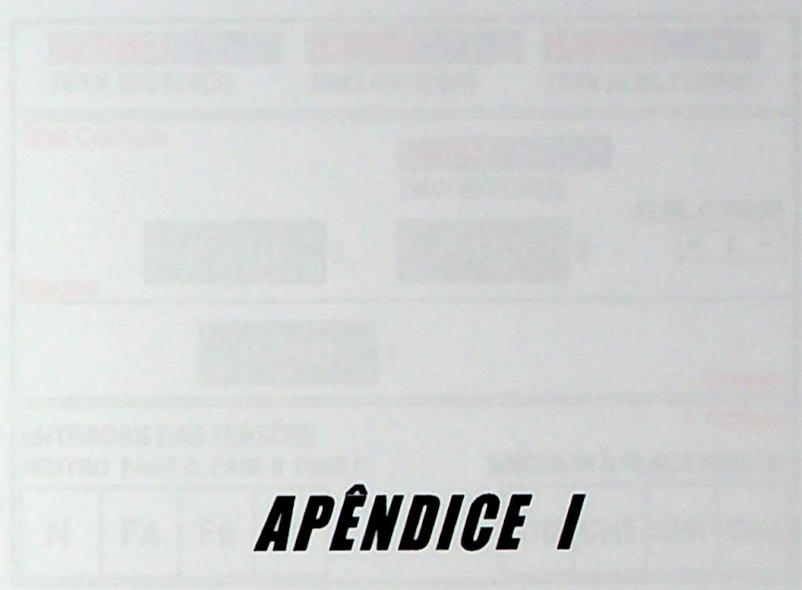
[Yi99] Yildirim, D., Fuchs E. F., "Commentary on Various Formulations of Distortion Power D", IEEE Power Engineering Review, Volume 19, N° 5, pp. 50 - 52, May-1999.

APÊNDICE I

IDENTIFICAÇÃO DOS POSITIVOS NO
CONDICIONAMENTO DE SINAIS

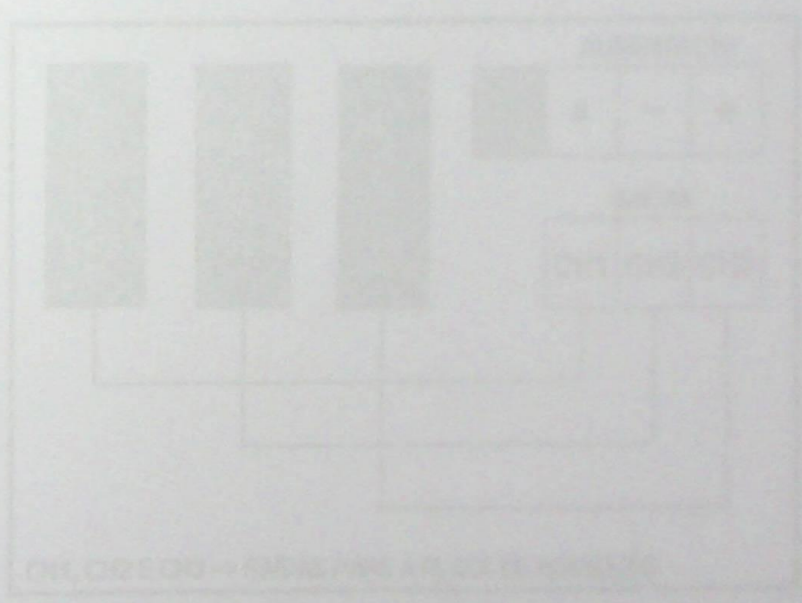
APÊNDICES

1.1 - MÓDULO DAS TENSÕES

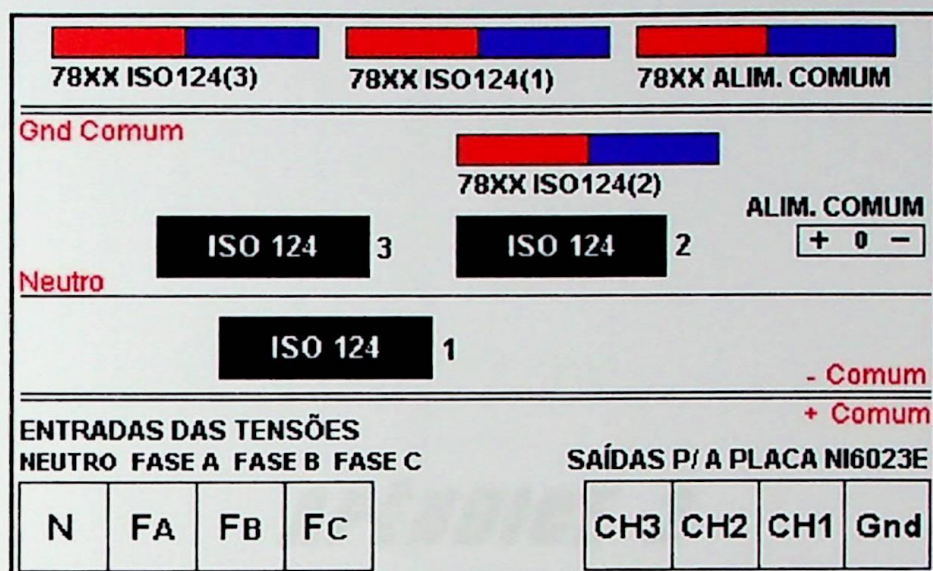


APÊNDICE I

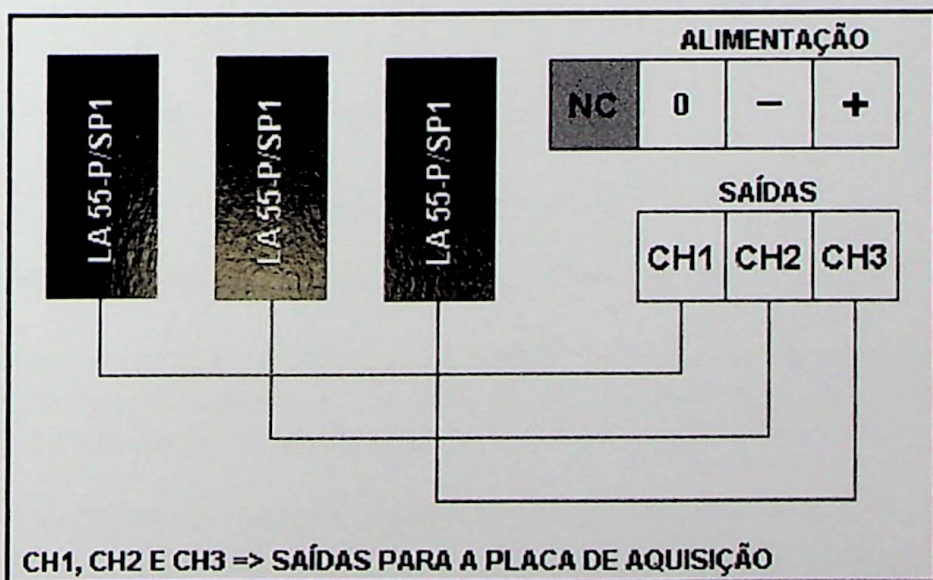
IDENTIFICAÇÃO DOS DISPOSITIVOS NO CONDICIONADOR DE SINAIS



1.1 – MÓDULO DAS TENSÕES

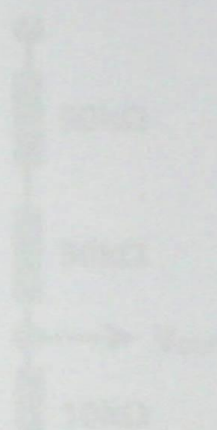


1.2 – MÓDULO DAS CORRENTES



2.1 - RESISTOR DE 10kΩ

$$V_{in} = 100 \text{ Vp}$$



APÊNDICE 2

CÁLCULO DO DIVISOR RESISTIVO PARA AS ENTRADAS ANALÓGICAS DE TENSÃO

Para o

2.2 - RESISTOR DE 50 kΩ

$$V_{in} = 100 \text{ V} \cdot (1 - 9,09 \times 10^{-2}) / 2 = 45,45 \text{ Vp}$$

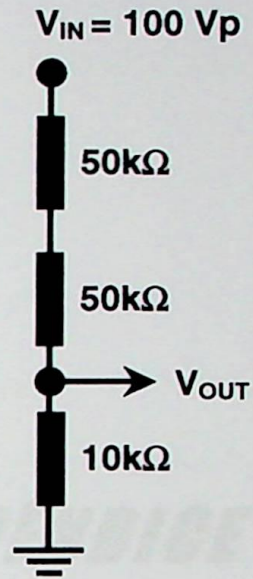
$$P_{in} = V_{in}^2 / R = (45,45 / 1,4142)^2 / 50.000 = 20,55 \text{ mW}$$

$$\text{Para o resistor de } 1/8 \text{ W} \Rightarrow 0,125 \text{ W} / 20,55 \text{ mW} = 6,08$$

A razão de se usar dois resistores de 50kΩ ao invés de apenas um de 10kΩ é que a potência dissipada é dividida entre os dois resistores, diminuindo dos limites de potência do componente.

Apesar de sujeitos à mesma temperatura ambiente, o resistor de 10kΩ aquece mais do que o de 50kΩ, uma vez que o valor de potência dissipada pelo resistor de maior valor está mais próximo do limite do que o de menor componente. Não foi possível determinar qual é o tamanho dos resistores utilizados aqui. Todavia, para se ter uma ideia, a Omron fabrica resistores de filme de carbono (Amor C) e filme de metal (Amor M), os quais possuem tolerância muito baixa, não permitindo que a temperatura do componente ultrapasse 70°C, o que se considera de não resistores vendidos atualmente com a temperatura.

2.1 – RESISTOR DE 10kΩ



$$V_{OUT} = V_{IN} * 10/110 = V_{IN} * 9,09 \times 10^{-2} = 9,09Vp$$

$$P_{10k} = V_{ef}^2 / R = (9,09 / 1,4142)^2 / 10,000 = 4,13mW$$

Para o resistor de 1/8 W $\rightarrow 0,125 W / 4,13 mW \cong 30,25$

2.2 – RESISTOR DE 50 kΩ

$$V_{50k} = 100 * (1 - 9,09 \times 10^{-2}) / 2 = 45,45Vp$$

$$P_{50k} = V_{ef}^2 / R = (45,45 / 1,4142)^2 / 50.000 = 20,66mW$$

Para o resistor de 1/8 W $\rightarrow 0,125W / 20,66mW \cong 6,05$

A razão de se usar dois resistores de 50kΩ ao invés de apenas um de 100kΩ é que a potência dissipada é dividida entre os dois resistores, distanciando dos limites de potência do componente.

Apesar de sujeitos à mesma temperatura ambiente, o resistor de 100kΩ aquece mais do que o de 10kΩ, uma vez que o valor da potência dissipada pelo resistor de maior valor está mais próximo do limite de dissipação deste componente. Não foi possível determinar qual é o fabricante dos resistores utilizados aqui. Todavia, para se ter como base, a Ohmite fabrica resistores de filme de carbono [Anexo 03] e filme de metal [Anexo 04] de coeficientes térmicos muito bons. Não permitindo que a temperatura no componente ultrapasse 70°C, pode-se considerar os três resistores variando igualmente com a temperatura.

3.1 - DEFINIÇÕES

N – Número de amostras de forma de onda num intervalo de tempo

n – Ordem do harmônico (1, 2, 3, ..., 25)

θ_j – j° ponto (Abcissa)

j – O ponto (Abcissa)

V_j – Valor da ordenada no ponto j

A_n – Amplitude do harmônico de ordem n

α_n – Ângulo do harmônico de ordem n (em radianos)

APÊNDICE 3

CÁLCULO DA AMPLITUDE DE CADA HARMÔNICO

$A_n = A_{nj} + V_j \cdot \cos(\theta_j)$ para j variando de 0 a $(N-1)$

MÉTODO DE CÁLCULO DA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER - DFT

$$A_1 = 2 \cdot A_{1j} / (N-1)$$

$$B_1 = 2 \cdot B_{1j} / (N-1)$$

$$A_2 = 2 \cdot A_{2j} / (N-1)$$

$$B_2 = 2 \cdot B_{2j} / (N-1)$$

$$A_3 = 2 \cdot A_{3j} / (N-1)$$

$$B_3 = 2 \cdot B_{3j} / (N-1)$$

$$A_{25} = 2 \cdot A_{25j} / (N-1)$$

$$B_{25} = 2 \cdot B_{25j} / (N-1)$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

3.2 - CÁLCULO DO ÂNGULO DE CADA HARMÔNICO

$$\alpha_n = \arctg(A_n / B_n)$$

$$\text{Se } B_n \geq 0 \rightarrow \alpha_n = \alpha_n$$

$$\text{Se } B_n < 0 \rightarrow \alpha_n = \alpha_n + \pi$$

3.1 – DEFINIÇÕES

N – Número de amostras da forma de onda num intervalo de tempo

η – Ordem do harmônico (1, 2, 3,..., 23)

$\theta_j = J * 2\pi / (N - 1)$

J – O ponto (Abcissa)

V_J – Valor da ordenada no ponto J

C_η – Amplitude do harmônico de ordem ' η '

α_η – Ângulo do harmônico de ordem ' η ' (em radiano)

3.2 – CÁLCULO DA AMPLITUDE DE CADA HARMÔNICO

$A_\eta = A_\eta + V_J * \cos(\theta_j)$, para J variando de 0 a $(N - 1)$

$B_\eta = B_\eta + V_J * \sin(\theta_j)$, para J variando de 0 a $(N - 1)$

$$A_1 = 2 * A_1 / (N - 1)$$

$$B_1 = 2 * B_1 / (N - 1)$$

$$A_2 = 2 * A_2 / (N - 1)$$

$$B_2 = 2 * B_2 / (N - 1)$$

$$A_3 = 2 * A_3 / (N - 1)$$

$$B_3 = 2 * B_3 / (N - 1)$$

...

$$A_{23} = 2 * A_{23} / (N - 1)$$

$$B_{23} = 2 * B_{23} / (N - 1)$$

$$C_\eta = \sqrt{A_\eta^2 + B_\eta^2}$$

3.3 – CÁLCULO DA ÂNGULO DE CADA HARMÔNICO

$$\alpha_\eta = \text{atang}(A_\eta / B_\eta)$$

$$\text{Se } B_\eta \geq 0 \rightarrow \alpha_\eta = \alpha_\eta$$

$$\text{Se } B_\eta < 0 \rightarrow \alpha_\eta = \alpha_\eta + \pi$$

ANEXOS

Low-Cost E Series Multifunction I/O – 200 kS/s, 12-Bit, 16 Analog Inputs

ANEXO 1

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA PLACA DE AQUISIÇÃO DE DADOS MODELO 6023-E DA NATIONAL INSTRUMENTS

Overview

The 6023-E, 200 kS/s, 12-bit, 16 analog input, multifunction I/O card is designed for high-speed data acquisition and control applications. It features a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel analog-to-digital converter (ADC) and a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel digital-to-analog converter (DAC). The card is designed for high-speed data acquisition and control applications. It features a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel analog-to-digital converter (ADC) and a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel digital-to-analog converter (DAC).

The 6023-E is designed for high-speed data acquisition and control applications. It features a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel analog-to-digital converter (ADC) and a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel digital-to-analog converter (DAC). The card is designed for high-speed data acquisition and control applications. It features a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel analog-to-digital converter (ADC) and a built-in 16-bit, 200 kS/s, 12-bit, 16-channel digital-to-analog converter (DAC).

For a full technical specification, see the 6023-E card manual, which is available on page 2-15.

Low-Cost E Series Multifunction I/O – 200 kS/s, 12-Bit, 16 Analog Inputs

6023E/6024E/6025E Families

6023E Family

PCI-6023E

6024E Family

PCI-6024E

6025E Family

PCI-6025E

PXI-6025E

Analog Inputs

16 single-ended, 8 differential channels
200 kS/s sampling rate
200 kS/s stream-to-disk rate
12-bit resolution

Analog Output (6024E and 6025E only)

2 channels, 12-bit resolution

Digital I/O

8 (5 V/TTL) lines (6023E and 6024E)
32 (5 V/TTL) lines (6025E)

Counter/Timers

2 up/down, 24-bit resolution

Triggering

Digital

Driver Software

NI-DAQ

Windows 2000/NT/9x

Mac OS*

*not for all hardware,

refer to page 192

Application Software

LabVIEW

LabWindows/CVI

ComponentWorks

VirtualBench

Measure

BridgeVIEW

Lookout

Calibration Certificate Included!

(refer to page 216)



BUY ONLINE!

www.ni.com/store

6023E/6024E/6025E Families

Data Acquisition

239

Family	Bus	Analog Inputs	Resolution	Sampling Rate	Input Range	Analog Outputs	Resolution	Output Rate	Output Range	Digital I/O	Counter/Timers	Triggers
6023E	PCI	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	—	—	—	—	8	2, 24-bit	Digital
6024E	PCI	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	10 kS/s ¹	±10 V	8	2, 24-bit	Digital
6025E	PCI, PXI/CPCI	16 SE/8 DI	12 bits	200 kS/s	±0.05 to ±10 V	2	12 bits	10 kS/s ¹	±10 V	32	2, 24-bit	Digital

¹10 kS/s system dependent when using the single DMA channel for analog output. 1 kS/s system dependent when using the single DMA channel for either analog input or counter/timer operations.

Table 1. 6023E/6024E/6025E Families Channel, Speed, and Resolution Specifications (refer to page 304 for more detailed specifications)

Overview

The 6023E, 6024E, and 6025E are our lowest cost families of devices that use E Series technology to deliver high performance and reliable data acquisition capabilities in a wide range of applications. You get up to 200 kS/s, 12-bit performance on 16 single-ended analog inputs. Depending on your type of hard drive, these devices can stream to disk at rates up to 200 kS/s.

These E Series devices feature digital triggering capability, as well as two 24-bit, 20 MHz counter/timers, and 8 digital I/O lines. The 6024E and 6025E also feature two 12-bit analog outputs. An additional 24 lines of 5 V/TTL I/O makes the 6025E family the best value of any PCI data acquisition device available.

For a more detailed hardware overview, refer to the E Series Multifunction I/O Overview on page 220.

Ordering Information

6023E Family

PCI-6023E and NI-DAQ for

Windows 2000/NT/9x.....777742-01

Mac OS777742-02

6024E Family

PCI-6024E and NI-DAQ for

Windows 2000/NT/9x.....777743-01

Mac OS777743-02

6025E Family

PCI-6025E and NI-DAQ for

Windows 2000/NT/9x.....777744-01

Mac OS777744-02

PXI-6025E.....777798-01

Includes NI-DAQ for Windows 2000/NT/9x on CD unless otherwise noted. See pages 192 and 210 for more details.

Example Configurations

Family	DAQ Board	Cable (page 296)	Accessory (page 292)
6023E	PCI-6023E	R6868 (182482-01)	CB-68LP (777145-01)
6024E	PCI-6024E	R6868 (182482-01)	CB-68LP (777145-01)
6025E	PCI-6025E	R1005050 (182762-01)	Two CB-50LPs (777101-01)
	PXI-6025E	R1005050 (182762-01)	Two CB-50LPs (777101-01)

For more detailed cable and accessory options, refer to page 286-299.

National Instruments

Tel: (512) 794-0100 • Fax: (512) 683-9300 • info@ni.com • www.ni.com

Low-Cost E Series Multifunction I/O – 200 kS/s, 12-Bit, 16 Analog Inputs

Nominal Range (V)	Absolute Accuracy							Relative Accuracy	
	% of Reading			Offset (mV)	Noise + Quantization (mV)		Temp Drift (%/°C)	Resolution (mV)	
	24 Hrs	90 Days	1 Year		Single Pt.	Averaged		Single Pt.	Averaged
±10	0.072%	0.074%	0.076%	6.385	3.906	0.975	0.0010	5.892	1.284
±5	0.027%	0.029%	0.031%	3.203	1.953	0.488	0.0005	2.946	0.642
±0.5	0.072%	0.074%	0.076%	0.340	0.195	0.049	0.0010	0.295	0.064
±0.05	0.072%	0.074%	0.076%	0.054	0.063	0.006	0.0010	0.073	0.008

Note: Accuracies are valid for measurements following an internal E Series calibration. Averaged numbers assume dithering and averaging of 100 single-channel readings. Measurement accuracies are listed for operational temperatures within ±1 °C of internal calibration temperature and ±10 °C of external or factory-calibration temperature. One year calibration interval recommended. See page 300 for example accuracy calculations.

Table 2. 6023E/6024E/6025E Families Analog Input Accuracy Specifications

Nominal Range (V)	Absolute Accuracy				
	% of Reading			Offset (mV)	Temp Drift (%/°C)
	24 Hrs	90 Days	1 Year		
±10	0.018%	0.020%	0.022%	5.93	0.0005

Note: Temp Drift applies only if ambient is greater than ±10 °C of previous external calibration. See page 300 for example calculations.

Table 3. 6024E and 6025E Families Analog Output Accuracy Specifications

Product	Analog Input			Analog Output			Available DMA Channels	PCI Bus Master
	Sample Rate	Polarity	Range Selections	Update Rate	Polarity	FIFO Size		
PCI-6023E/6024E/6025E	200 kS/s	Bipolar	20 V, 10 V, 1 V, 100 mV	Up to 10 kS/s ¹	Bipolar	—	1	✓
PCI-6040E	250 kS/s	Unipolar or Bipolar	20 V, 10 V, 5 V, 2 V, 1 V 500 mV, 200 mV, 100 mV	Up to 1 MS/s	Unipolar or Bipolar	512 Samples	3	✓
PCI-6070E	1.25 MS/s	Unipolar or Bipolar	20 V, 10 V, 5 V, 2 V, 1 V 500 mV, 200 mV, 100 mV	Up to 1 MS/s	Unipolar or Bipolar	2,048 Samples	3	✓

¹ 10 kS/s system dependent when using the single DMA channel for analog output. 1 kS/s system dependent when using the single DMA channel for either analog input or counter/timer operations.

Table 4. How To Choose between the PCI-6024E, PCI-6040E, and PCI-6070E Families This table highlights the differences between these three families of products. Use the table to determine which device has the features your application requires.

ACH8	34	68	ACH0	AIGND	1	51	PC7
ACH1	33	67	AIGND	AIGND	2	52	GND
AIGND	32	66	ACH9	ACH0	3	53	PC6
ACH10	31	65	ACH2	ACH8	4	54	GND
ACH3	30	64	AIGND	ACH1	5	55	PC5
AIGND	29	63	ACH11	ACH9	6	56	GND
ACH4	28	62	AISENSE	ACH12	7	57	PC4
AIGND	27	61	ACH12	ACH10	8	58	GND
ACH13	26	60	ACH5	ACH3	9	59	PC3
ACH6	25	59	AIGND	ACH11	10	60	GND
AIGND	24	58	ACH14	ACH4	11	61	PC2
ACH15	23	57	ACH7	ACH12	12	62	GND
DACOUT1	22	56	AIGND	ACH6	13	63	PC1
DAC1OUT	21	55	AOGND	ACH13	14	64	GND
RESERVED	20	54	AOGND	ACH14	15	65	PC0
DIO4	19	53	DGND	ACH15	16	66	GND
DGND	18	52	DIO0	ACH7	17	67	PB7
DIO1	17	51	DIO5	ACH15	18	68	GND
DIO6	16	50	DGND	AISENSE	19	69	PB6
DGND	15	49	DIO2	DACOUT	20	70	GND
5 V	14	48	DIO7	DAC1OUT	21	71	PB5
DGND	13	47	DIO3	RESERVED	22	72	GND
DGND	12	46	SCANCLK	AOGND	23	73	PB4
PF1/TRIG1	11	45	EXTSTROBE	DGND	24	74	GND
PF1/TRIG2	10	44	DGND	DIO0	25	75	PB3
DGND	9	43	PF2/CONVERT	DIO4	26	76	GND
5 V	8	42	PF3/GPCTR1_SOURCE	DIO1	27	77	PB2
DGND	7	41	PF4/GPCTR1_GATE	DIO6	28	78	GND
PF5/UPDATE	6	40	GPCTR1_OUT	DIO5	29	79	PB1
PF6/WFTRIG	5	39	DGND	DIO2	30	80	GND
DGND	4	38	PF7/STARTSCAN	DIO3	31	81	PB0
PF8/GPCTR0_GATE	3	37	PF8/GPCTR0_SOURCE	DIO7	32	82	GND
GPCTR0_OUT	2	36	DGND	DGND	33	83	PA7
FREQ_OUT	1	35	DGND	5 V	34	84	GND

¹ Not Available on 6023E

Figure 1. 6023E and 6024E Families I/O Connector

Figure 2. 6025E Family I/O Connector

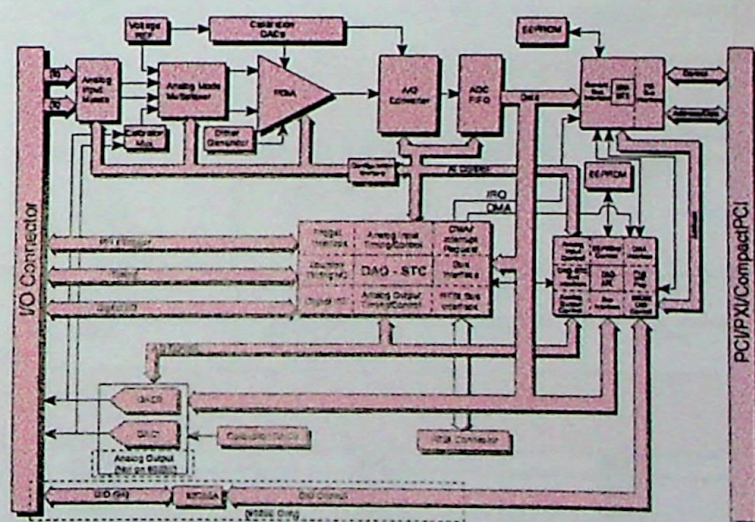


Figure 3. 6023E/6024E/6025E Families Hardware Block Diagram

Specifications

12-Bit E Series (6070E, 6060E, 6040E, and 6020E Families)

These specifications are typical for 25 °C unless otherwise noted.

Analog Input

Accuracy specifications See related product overview pages

Input Characteristics

Number of channels

6070E	16 single-ended or 8 differential (software selectable per channel)
6060E	
604xE	
602xE	
6071E	64 single-ended or 32 differential (software selectable per channel)
6061E	

Type of ADC Successive approximation

Resolution 12 bits, 1 in 4,096

Maximum sampling rate

607xE	1.25 MS/s
6060E	500 kS/s
604xE	500 kS/s single channel scanning 250 kS/s multichannel scanning
6061E	500 kS/s single channel scanning 333 kS/s multichannel
6023E	200 kS/s
6024E	
6025E	
6020E	100 kS/s
6021E	

Streaming-to-disk rate (system dependent)*

607xE	1.25 MS/s
606xE	500 kS/s
604xE	250 kS/s (except for DAQCard)
6023E	200 kS/s
6024E	
6025E	
6020E	100 kS/s*
6021E	

*Streaming-to-disk rates do not apply to RT series devices

*DAQPad-6020E rates with SCSI or DMA-enabled EIDE

Input signal ranges

Device	Range (Software Selectable)	Input Range	
		Bipolar	Unipolar
607xE	20 V	±10 V	—
606xE	10 V	±5 V	0 to 10 V
604xE	5 V	±2.5 V	0 to 5 V
6020E	2 V	±1 V	0 to 2 V
6021E	1 V	±500 mV	0 to 1 V
	500 mV	±250 mV	0 to 500 mV
	200 mV	±100 mV	0 to 200 mV
	100 mV	±50 mV	0 to 100 mV
6023E	20 V	±10 V	—
6024E	10 V	±5 V	—
6025E	1 V	±500 mV	—
	100 mV	±50 mV	—

Input coupling DC

Maximum working voltage
(signal + common mode) Input should remain within
±11 V of ground

Overvoltage protection

Device	Powered On	Powered Off
607xE	±25 V	±15 V
606xE		
604xE		
6023E	±40 V	±25 V
6024E		
6025E		
6020E	±35 V	±25 V
6021E		

Inputs protected

6070E	ACH<0..15>, AISENSE
6060E	
604xE	
602xE	
6071E	ACH<0..63>, AISENSE, AISENSE2
6061E	

RIFO buffer size

AT-MIO-16E-1	8,192 Samples
DAQPad-6020E	4,096 Samples
606xE	2,048 Samples
DAQPad-6070E	
6041E	1,024 Samples
PCI-MIO-16E-1	512 Samples
PXI-6070E	
6071E, 6040E	
602xE, except DAQPad	

Data transfers

PCI, PXI, AT, VXI, DAQPad for IEEE 1394 DMA, interrupts, programmed I/O

DAQCard, DAQPad for USB Interrupts, programmed I/O

DMA modes

PCI, PXI, VXI, DAQPad for IEEE 1394 Scatter-gather (single-transfer demand transfer)

AT Single transfer, demand transfer

Configuration memory size 512 words

Transfer Characteristics

Relative accuracy

Device	Typical Dithered	Maximum Undithered
607xE	±0.5 LSB	±1.5 LSB
606xE		
604xE		
6023E		
6024E		
6025E		
6020E	±0.2 LSB	±1.5 LSB
6021E		

DNL

Board	Typical	Maximum
607xE	±0.5 LSB	±1.0 LSB
606xE		
604xE		
6023E		
6024E		
6025E		
6020E	±0.2 LSB	±1.0 LSB
6021E		

No missing codes 12 bits, guaranteed

Amplifier Characteristics

Input impedance

Device	Normal Powered On	Powered Off	Overload
6070E	100 GΩ in parallel with 100 pF	820 Ω	820 Ω
606xE			
6040E			
PCI-6071E			
PXI-6071E			
VXI-MIO-64E-1	100 GΩ in parallel with 100 pF	1 kΩ	1 kΩ
6041E			
602xE	100 GΩ in parallel with 100 pF	4.7 kΩ	4.7 kΩ

Input bias current ±200 pA

Input offset current ±100 pA

CMRR, DC to 50 Hz

Device	Range	CMRR
607xE	20 V	95 dB
606xE	10 V	100 dB
	100 mV to 5 V	106 dB
604xE	10 to 20 V	85 dB
	5 V	95 dB
	100 mV to 2 V	100 dB
6023E	10 to 20 V	85 dB
6024E	100 mV to 1 V	90 dB
6025E		
6020E	100 mV to 20 V	90 dB
6021E		

Specifications

12-Bit E Series (continued)

Dynamic Characteristics

Bandwidth

Device	Small Signal (-3 dB)	Large Signal (1% THD)
607xE	1.6 MHz	1 MHz
606xE	1 MHz	300 kHz
6041E	800 kHz	400 kHz
6040E	600 kHz	350 kHz
6023E	500 kHz	225 kHz
6024E		
6025E		
6021E	150 kHz	120 kHz

Settling time to full-scale step

Device	Range	Accuracy		
		$\pm 0.012\%$ (± 0.5 LSB)	$\pm 0.024\%$ (± 1 LSB)	$\pm 0.098\%$ (± 4 LSB)
6070E	20 V	2 μ s typical 3 μ s max	1.5 μ s typical 2 μ s max	1.5 μ s typical 2 μ s max
	10 V	2 μ s typical 3 μ s max	1.5 μ s typical 2 μ s max	1.3 μ s typical 1.5 μ s max
	200 mV to 5 V	2 μ s typical 3 μ s max	1.5 μ s typical 2 μ s max	0.9 μ s typical 1 μ s max
	100 mV	2 μ s typical 3 μ s max	1.5 μ s typical 2 μ s max	1 μ s typical 1.5 μ s max
PCI-6071E PXI-6071E	20 V	3 μ s typical 5 μ s max	1.9 μ s typical 2.5 μ s max	1.9 μ s typical 2 μ s max
	10 V	3 μ s typical 5 μ s max	1.9 μ s typical 2.5 μ s max	1.2 μ s typical 1.5 μ s max
	200 mV to 5 V	3 μ s typical 5 μ s max	1.9 μ s typical 2.5 μ s max	1.2 μ s typical 1.3 μ s max
	100 mV	3 μ s typical 5 μ s max	1.9 μ s typical 2.5 μ s max	1.2 μ s typical 1.5 μ s max
6060E	All	2 μ s typical 4 μ s max	1.9 μ s typical 2 μ s max	1.8 μ s typical 2 μ s max
6061E	All	3 μ s typical 5 μ s max	2 μ s typical 3 μ s max	1.8 μ s typical 2 μ s max
VXI-MIO-64E-1	All	4 μ s typical 8 μ s max	4 μ s max	4 μ s max
6023E	All	5 μ s typical	5 μ s max	5 μ s max
6024E				
6025E				
6020E	All	10 μ s max	10 μ s max	10 μ s max
6021E				

System noise (LSB_{rms}, not including quantization)

Device	Range	Dither Off	Dither On
6070E	1 V to 20 V	0.25	0.5
PCI-6071E	500 mV	0.4	0.6
PXI-6071E	200 mV	0.5	0.7
	100 mV	0.8	0.9
VXI-MIO-64E-1	500 mV to 20 V	0.15	0.5
606xE	200 mV	0.3	0.6
	100 mV	0.5	0.7
604xE	1 V to 20 V	0.2	0.5
	500 mV	0.25	0.5
	200 mV	0.5	0.7
	100 mV	0.9	1.0
6023E	1 V to 20 V	0.1	0.6
6024E	100 mV	0.7	0.8
6025E			
6020E	1 V to 20 V	0.07	0.5
6021E	500 mV	0.12	0.5
	200 mV	0.25	0.6
	100 mV	0.5	0.7

Crosstalk, DC to 100 KHz

Device	Adjacent Channels	All Other Channels
607xE, 606xE, 604xE	-75 dB	-90 dB
602xE	-60 dB	-80 dB

Analog Output

Output Characteristics

Number of channels

607xE	2 voltage outputs
606xE	
6040E	
6020E	
6021E	
6024E	
6025E	
6041E	None
6023E	

Resolution 12 bits, 1 in 4096

Maximum update rate

Device	Waveform Generation			
	FIFO Mode		Non-FIFO Mode	
	Internally Timed	Externally Timed	1 Channel	2 Channels
607xE	1 MS/s	950 kS/s	800 kS/s, system dependent	400 kS/s, system dependent
606xE				
6040E				
6023E	N/A	N/A	10 kS/s with DMA 1 kS/s with interrupts system dependent	10 kS/s with DMA 1 kS/s with interrupts system dependent
6024E				
6025E				
6020E; except DAQPad-6020E	N/A	N/A	100 kS/s, system dependent	100 kS/s, system dependent
DAQPad-6020E	N/A	N/A	20 S/s, system dependent	20 S/s, system dependent

Type of DAC Double buffered, multiplying

FIFO buffer size

607xE	2,048 samples
606xE	
6040E	512 samples
602xE	None

Data transfers

PCI, PXI, AT, VXI, DAQPad for IEEE 1394 DMA, interrupts, programmed I/O

DAQPad for USB, DAQCard interrupts, programmed I/O

DMA modes

PCI, PXI, VXI, DAQPad Scattergather (single transfer, demand transfer)

AT Single transfer, demand transfer

Transfer Characteristics

Relative accuracy

After calibration ± 0.3 LSB typical, ± 0.5 LSB max

Before calibration ± 4 LSB max

DNL

After calibration ± 0.3 LSB typical, ± 1.0 LSB max

Before calibration ± 3 LSB max

Monotonicity

12 bits, guaranteed after calibration

Gain error (relative to external reference) 0% to $\pm 0.67\%$ of output max, not adjustable

Voltage Output

Ranges

607xE	± 10 V, 0 to 10 V, $\pm$ EXTREF, 0 to EXTREF, software selectable
606xE	
6040E	
6020E	
6021E	
6023E	± 10 V
6024E	
6025E	

Output coupling DC

Output impedance 0.1Ω max

Current drive ± 5 mA max

Protection Short-circuit to ground

Power-on state 0 V (± 200 mV)

Specifications

12-Bit E Series (continued)

External reference input (not available on 6024E or 6025E)

Range ± 11 V

Overvoltage protection

607xE	± 25 V powered on, ± 15 V powered off
606xE	
604xE	
602xE	± 35 V powered on, ± 25 V powered off

Input impedance 10 k Ω

Bandwidth (-3 dB)

607xE	1 MHz
606xE	
604xE	
602xE	300 kHz

Dynamic Characteristics

Settling time and slew rate

Device	Settling Time for Full-Scale Step	Slew Rate
607xE	3 μ s to ± 0.5 LSB accuracy	20 V/ μ s
606xE		
604xE		
602xE	10 μ s to ± 0.5 LSB accuracy	10 V/ μ s

Noise 200 μ V_{rms}, DC to 1 MHz

Glitch energy (at mid-scale transition)

Magnitude

Device	Reglitching Disabled	Reglitching Enabled
DAQPad-6070E	± 20 mV	± 4 mV
PCI-MIO-16E-1		
PCI-6071E		
PXI-6070E		
PXI-6071E		
AT-MIO-16E-1	± 200 mV	± 30 mV
606xE		
604xE		
VXI-MIO-64E-1	± 70 mV	± 40 mV
6023E	± 12 mV	N/A
6024E		
6025E		
6020E	± 100 mV	N/A
6021E		

Duration

607xE	1.5 μ s
606xE	
604xE	
6023E	2 μ s
6024E	
6025E	
6020E	3 μ s
6021E	

Stability

Gain temperature coefficient

External reference ± 25 ppm/ $^{\circ}$ C

Digital I/O

6021E	32 input/output
6025E	
All others	8 input/output

Number of channels

Compatibility 5 V TTL

Power-on state Input, high impedance

Digital logic levels

DIO<0..7> on all boards

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	0 V	0.8 V
Input high voltage	2 V	5 V
Output low voltage ($I_{out} = 24$ mA)	—	0.4 V
Output high voltage ($I_{out} = 13$ mA)	4.35 V	—

PA<0..7>, PB<0..7>, PC<0..7> on remaining 24 lines of 6021E and 6025E

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	0 V	0.8 V
Input high voltage	2 V	5 V
Output low voltage ($I_{out} = 2.5$ mA)	—	0.4 V
Output high voltage ($I_{out} = 2.5$ mA)	3.9 V	—

Data transfers

6021E	Interrupts, programmed I/O
6025E	
All others	Programmed I/O

Handshaking (6021E and 6025E only)

Direction Input or output

Modes 2-wire

Transfer rate (1 word = 8 bits)

Maximum with NI-DAQ, system dependent

DAQPad-6070E	5 kwords/s
All others	50 kwords/s

Constant sustainable rate 1 to 10 kwords/s, typical

Timing I/O

General-purpose Up/Down Counter/Timers

Number of channels 2

Resolution 24 bits

Compatibility 5 V TTL

Digital logic levels

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	0 V	0.8 V
Input high voltage	2 V	5 V
Output low voltage ($I_{out} = 5$ mA)	—	0.4 V
Output high voltage ($I_{out} = 3.5$ mA)	4.35 V	—

Base clocks available 20 MHz and 100 kHz

Base clock accuracy $\pm 0.01\%$

Maximum source frequency 20 MHz

External source selections PFI0, PFI9, RTSIO, RTSI3/6, Analog trigger, software selectable

External gate selections PFI0, PFI9, RTSIO, RTSI3/6, Analog trigger, software selectable

Minimum source pulse duration 10 ns

Minimum gate pulse duration 10 ns, edge detect mode

Data transfers

PCI, PXI, AT, VXI, DAQPad for IEEE 1394 DMA, interrupts, programmed I/O

DAQCard, DAQPad for USB Interrupts, programmed I/O

DMA modes

PCI, PXI, VXI, DAQPad for IEEE 1394 Scatter-gather (single transfer, demand transfer)

AT Single transfer, demand transfer

AT

Frequency Scalar

Number of channels 1

Resolution 4 bits

Compatibility 5 V TTL

Digital logic levels

Level	Minimum	Maximum
Input low voltage	0 V	0.8 V
Input high voltage	2 V	5 V
Output low voltage ($I_{out} = 5$ mA)	—	0.4 V
Output high voltage ($I_{out} = 3.5$ mA)	4.35 V	—

Base clocks available 10 MHz, 100 kHz

Base clock accuracy $\pm 0.01\%$

Data transfers Programmed I/O

Triggers

Analog Triggers

Number of triggers

607xE	1
606xE	
604xE	
602xE	None

Specifications

12-Bit E Series (continued)

Purpose	
Analog input	Start and stop trigger, gate, clock
Analog output	Start trigger, gate, clock
General-purpose counter/timers	Source, gate

Source	
6070E	ACH<0..15>, PFI0/TRIG1
6060E	
604xE	
602xE	
6071E	ACH<0..63>, PFI0/TRIG1
6061E	

Level	
Internal source, ACH<0..15/63>	$\pm$ Full-scale
External source, PFI0/TRIG1	$\pm$ 10 V
Slope	Positive or negative, software selectable
Resolution	8 bits, 1 in 256
Bandwidth (3 dB)	

Device	Internal Source	External Source
607xE	2 MHz	7 MHz
606xE	1 MHz	7 MHz
604xE	2 MHz	3 MHz

Hysteresis	Programmable
Accuracy	$\pm$ 5% of full-scale range max

Digital Triggers (all boards)

Number of triggers	2
Purpose	
Analog input	Start and stop trigger, gate, clock
Analog output	Start trigger, gate, clock
General-purpose counter/timers	Source, gate
Source	PFI0, PFI9, RTS0, RTS3/6
Slope	Positive or negative, software selectable
Compatibility	5 V TTL
Response	Rising or falling edge
Pulse width	10 ns minimum
External input for digital or analog trigger	(PFI0/TRIG1)
Impedance	10 k Ω
Coupling	DC
Protection	
Digital trigger	-0.5 to Vcc + 0.5 V
Analog trigger	
On/Off/Disabled	$\pm$ 3.5 V

Calibration

Recommended warm-up time	15 minutes, 30 minutes for DAQCard and DAQPad
Calibration interval	1 year
Onboard calibration reference	
DC Level	5.000 V ($\pm$ 3.5 mV); ($\pm$ 0.5 mV for VXI) over full operating temperatures, actual value stored in EEPROM
Temperature coefficient	$\pm$ 5 ppm/ $^{\circ}$ C max; ($\pm$ 0.6 ppm/ $^{\circ}$ C max for VXI)
Long-term stability	$\pm$ 15 ppm/ $\sqrt{1000}$ h; ($\pm$ 6 ppm/ $\sqrt{1000}$ h for VXI)

RTSI (PCI, DAQPad-6070E for IEEE 1394, and ISA only)

Trigger lines	
PCI, ISA	7
DAQPad for IEEE 1394	4

PXI Trigger Bus (PXI only)

Trigger lines	6
Start trigger	1

VXI Trigger Bus (VXI only)

Trigger lines	5 (5 V TTL), 2 ECL
---------------	--------------------

Bus Interface

PCI, PXI, DAQPad for IEEE 1394	Master, slave
AT, DAQCard, DAQPad for USB, VXI	Slave

Power Requirements^{1,2}

Device	+5 VDC ($\pm$ 5%) ³	Power Available at I/O Connector
607xE	1.1 A	+4.65 to +5.25 VDC, 1 A
606xE	1.0 A	+4.65 to +5.25 VDC, 1 A
6040E		
602xE, (except DAQPad)	0.7 A	+4.65 to +5.25 VDC, 1 A
DAQCard-AI-16E-4	280 mA typical 400 mA maximum	+4.65 to +5.25 VDC, 250 mA

³Excludes power consumed through I/O connector.

Device	Power	Power Available at I/O Connector
DAQPad-6020E	15 W, +9 to +30 VDC	+4.65 to +5.25 VDC, 1 A
DAQPad-6070E	17 W, +9 to +25 VDC	+4.65 to +5.25 VDC, 1 A

Discharge time with BP-1 battery pack:

IEEE 1394 DAQCards	2.5 hours, typical
USB DAQCards	3 hours, typical

Physical¹

Dimensions (not including connectors)¹

PCI ¹	17.5 by 9.9 cm (6.9 by 3.9 in.)
PXI	16.0 by 10.0 cm (6.3 by 3.9 in.)
AT (long)	33.8 by 9.9 cm (13.3 by 3.9 in.)
AT (short)	17.5 by 9.9 cm (6.9 by 4.2 in.)
DAQPad (30 cm enclosure)	25.4 by 30.5 by 4.6 cm (10 by 12 by 1.8 in.)
DAQPad (15 cm enclosure)	14.6 by 21.3 by 3.8 cm (5.8 by 8.4 by 1.5 in.)
DAQCard	Type II PC Card

I/O connector²

6070E	68-pin male 0.050 D-type
6060E	
6040E	
6020E	
6023E	
6024E	
6071E	100-pin female 0.050 D-type
6061E	
6021E	
6025E	
DAQCard-AI-16E-4	68-pin female PCMCIA

Environment

Operating temperature	0 to 55 $^{\circ}$ C; DAQCard case temperature should not exceed 55 $^{\circ}$ C while in PCMCIA slot, 0 to 50 $^{\circ}$ C for DAQCards
Storage temperature	-20 to 70 $^{\circ}$ C
Relative humidity	10 to 90%, noncondensing

Certifications and Compliance

CE Mark Compliance CE

¹ Refer to RTSI specifications for available RTSI trigger lines.

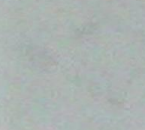
² For VXI power requirements, dimensions, and I/O connections, refer to the VXI Solutions Product Guide.

³ For RT Series devices power requirements and dimensions, refer to page 247.

Current Transducer LA 55-P/SP1

50 A

For the electronic measurement of current with a galvanic isolation between the primary and secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data	
I_N Rated current / max. current	50 A
I_{sc} Short-circuit current measuring range	0 - 50 A
R_{sc} Short-circuit resistance Ω	0.001
U_N Secondary voltage / max. voltage	12 V
K Conversion ratio	1000
U_{iso} Isolation voltage (V)	1500
U_{di} Dielectric voltage (V)	1500
R_{di} Dielectric resistance Ω	1000
Accuracy	
ϵ Accuracy @ I_N	±0.5%
ϵ_L Linearity	±0.5%
I_{off} Offset current @ $I_N = 0, T_0 = 25^\circ C$	±0.5%
I_{res} Residual current* @ $I_N = 0$, after 10 minutes	±0.5%
ΔI_T Thermal drift of I_N	±0.5%
t_{90} Reaction time @ 90 % of I_{sc}	10 ms
t_{95} Response time* @ 95 % of I_{sc}	10 ms
ϵ_{acc} Dist. accuracy (forward)	±0.5%
f Frequency bandwidth (Hz)	1000

I_N Rated current / max. current	50 A
I_{sc} Short-circuit current measuring range	0 - 50 A
R_{sc} Short-circuit resistance Ω	0.001
U_N Secondary voltage / max. voltage	12 V
K Conversion ratio	1000
U_{iso} Isolation voltage (V)	1500
U_{di} Dielectric voltage (V)	1500
R_{di} Dielectric resistance Ω	1000
ϵ Accuracy @ I_N	±0.5%
ϵ_L Linearity	±0.5%
I_{off} Offset current @ $I_N = 0, T_0 = 25^\circ C$	±0.5%
I_{res} Residual current* @ $I_N = 0$, after 10 minutes	±0.5%
ΔI_T Thermal drift of I_N	±0.5%
t_{90} Reaction time @ 90 % of I_{sc}	10 ms
t_{95} Response time* @ 95 % of I_{sc}	10 ms
ϵ_{acc} Dist. accuracy (forward)	±0.5%
f Frequency bandwidth (Hz)	1000

General data	
T_0 Ambient operating temperature	0 - 50 °C
T_s Ambient storage temperature	-40 - 125 °C
R_{sc} Secondary coil resistance Ω	0.001
m Mass	100 g
σ Standards	EN 60137

T_0 Ambient operating temperature	0 - 50 °C
T_s Ambient storage temperature	-40 - 125 °C
R_{sc} Secondary coil resistance Ω	0.001
m Mass	100 g
σ Standards	EN 60137

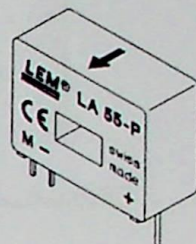
* Partial of the operating field of the transducer.
 * With a drift of 100 A/s.
 * A list of corresponding units is attached.

Current Transducer LA 55-P/SP1

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A
I_P	Primary current, measuring range	0 .. -100	A
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70 \text{ C}$ $T_A = 85 \text{ C}$ $R_{M \min}$ $R_{M \max}$ $R_{M \min}$ $R_{M \max}$	
	with -12 V @ -50 A _{max}	0	215 Ω
	@ -100 A _{max}	0	35 Ω
	with -15 V @ -50 A _{max}	0	335 Ω
	@ -100 A _{max}	0	95 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	1 : 2000	
V_C	Supply voltage (-5 %)	-12 .. 15	V
I_C	Current consumption	10 (@ -15 V) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Special features

- $I_P = 0 \dots -100 \text{ A}$
- $K_N = 1 : 2000$.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25 \text{ C}$	@ -15 V (-5 %)	-0.65 %
		@ -12 .. 15 V (-5 %)	-0.90 %
ϵ_L	Linearity		< 0.15 %
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25 \text{ C}$	Typ	Max
I_{OM}	Residual current ¹⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		-0.10 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0 C .. +70 C	-0.05 -0.25 mA
		-25 C .. +85 C	-0.05 -0.30 mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P \max}$	< 500	ns
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $I_{P \max}$	< 1	s
di/dt	di/dt accurately followed	> 200	A/ s
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	C
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	C
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70 \text{ C}$	145 Ω
		$T_A = 85 \text{ C}$	150 Ω
m	Mass	18	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Notes : ¹⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit

²⁾ With a di/dt of 100 A/ s

³⁾ A list of corresponding tests is available

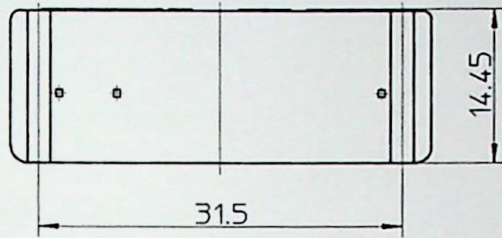
Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

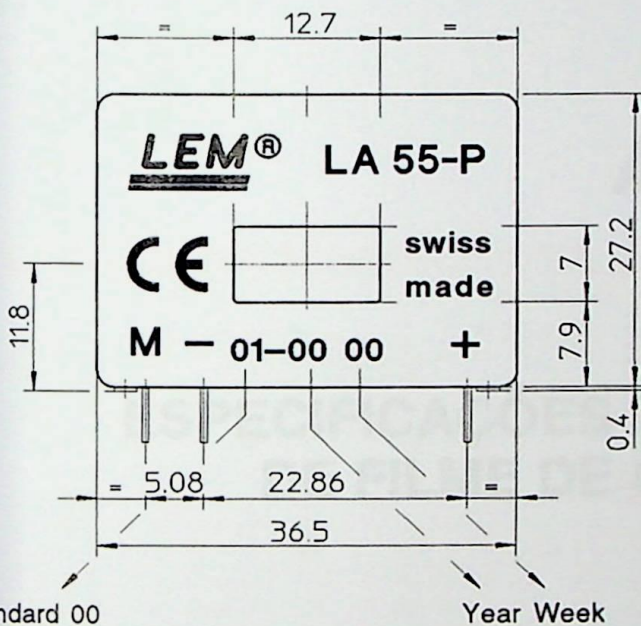
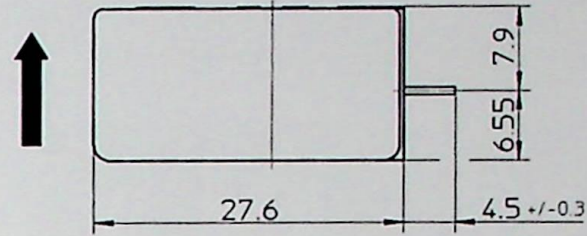
981130/9

Dimensions LA 55-P/SP1 (in mm, 1 mm = 0.0394 inch)

Bottom view



Left view



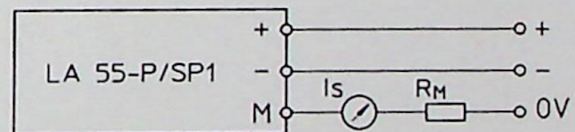
Standard 00
or N SP..

Front view

Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 12 .. 15 V
Terminal - : supply voltage - 12 .. 15 V
Terminal M : measure

Connection



Mechanical characteristics

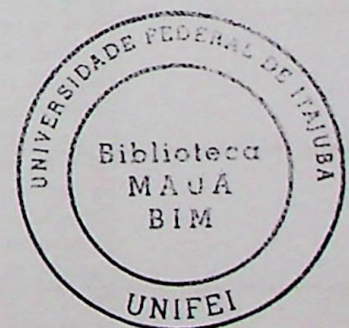
General tolerance	- 0.2 mm
Primary through-hole	12.7 x 7 mm
Fastening & connection of secondary	3 pins 0.63 x 0.56 mm
Recommended PCB hole	0.9 mm

Remarks

- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90 °C.
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.

ANEXO 3

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DE RESISTORES DE FILME DE CARBONO DA OHMITE



Little Rebels are one of Ohmite's more economical lines of low wattage resistors. Constructed of a pure carbon film deposited on a high-grade ceramic body, these units offer better stability performance than comparable carbon composition resistors.

Little Rebels are designed for electrical and electronic applications that demand small sizes and small power ratings plus high performance and reliability.

FEATURES

- High stability, low noise level, long life.
- Ideal for applications requiring a steady low power drop.
- Available in Resistor Cabinet Assortments.
- 24 Values per decade.
- Quantity per reel:
 - OJ 5000
 - OK 5000
 - OL 4000
 - OM 2500
 - ON 1000

SPECIFICATIONS

Material

Core: High-grade ceramic.
Terminals: Solder-coated copper lead.
DERATING: Linearly from 100% @ +70°C to 0% @ 155°C.

Electrical

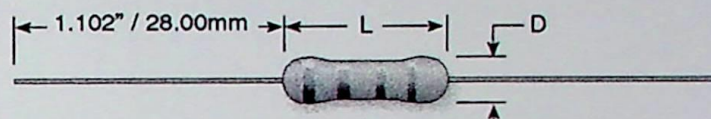
Tolerance: ±5%.
Temperature Coefficient:
 1Ω to 10 ±350 ppm/°C
 11Ω to 91K -450 ppm/°C
 100K to 1M -700 ppm/°C
 1.1M to 10M -800 to 1500 ppm/°C
Maximum Overload Voltage:
 OJ 400 Volts
 OK 500 Volts
 OL 700 Volts
 OM 1000 Volts
 ON 1000 Volts

Little Rebel®

Carbon Film Resistors

5% Tolerance

Available in E24 Ohmic values



Series	Wattage	Ohms	Dimensions (in. / mm)	Max. Working Voltage	Lead ga.
			Max. Length	Max. Diam.	
OJ	0.125	1.0-1M	0.138 / 3.5	0.073 / 1.85	200
OK	0.250	1.0-10M	0.268 / 6.8	0.099 / 2.5	250
OL	0.500	1.0-10M	0.355 / 9.0	0.118 / 3.0	350
OM	1.00	1.0-10M	0.473 / 12.0	0.197 / 5.0	500
ON	2.00	1.0-10M	0.630 / 16.0	0.217 / 5.5	500

*Available in Cabinet Assortments (See Page 79)

ORDERING INFORMATION

OJ	103	5	R52
Series	Ohms	Tolerance	Packaging Code
Selected from Specification Chart	3 Digit IEC Code (G as 3rd digit=0.1)	5 = 5%; 1 = 10% (5 = Std Product)	R52 = Tape & Reel 52mm A52(26) = Ammo Pac 52mm (26mm)

STOCK PART NUMBERS FOR STANDARD RESISTANCE VALUES

Wattage							Wattage							Wattage							Wattage													
Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	0.125	0.25	0.50	1.0	2.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	0.125	0.25	0.50	1.0	2.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	0.125	0.25	0.50	1.0	2.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	0.125	0.25	0.50	1.0	2.0							
1	10G5	✓	✓	✓	✓	✓	47	47G5	✓	✓	✓	✓	✓	2,200	22G5	✓	✓	✓	✓	✓	100,000	104G5	✓	✓	✓	✓	✓	4.7 MEG	47G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.1	11G5	✓	✓	✓	✓	✓	51	51G5	✓	✓	✓	✓	✓	2,400	24G5	✓	✓	✓	✓	✓	110,000	114G5	✓	✓	✓	✓	✓	5.1 MEG	51G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.2	12G5	✓	✓	✓	✓	✓	56	56G5	✓	✓	✓	✓	✓	2,700	27G5	✓	✓	✓	✓	✓	120,000	124G5	✓	✓	✓	✓	✓	5.6 MEG	56G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.3	13G5	✓	✓	✓	✓	✓	62	62G5	✓	✓	✓	✓	✓	3,000	30G5	✓	✓	✓	✓	✓	130,000	134G5	✓	✓	✓	✓	✓	6.2 MEG	62G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.5	15G5	✓	✓	✓	✓	✓	68	68G5	✓	✓	✓	✓	✓	3,300	33G5	✓	✓	✓	✓	✓	150,000	154G5	✓	✓	✓	✓	✓	6.8 MEG	68G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.6	16G5	✓	✓	✓	✓	✓	75	75G5	✓	✓	✓	✓	✓	3,600	36G5	✓	✓	✓	✓	✓	160,000	164G5	✓	✓	✓	✓	✓	7.5 MEG	75G5	✓	✓	✓	✓	✓
1.8	18G5	✓	✓	✓	✓	✓	82	82G5	✓	✓	✓	✓	✓	3,900	39G5	✓	✓	✓	✓	✓	180,000	184G5	✓	✓	✓	✓	✓	8.2 MEG	82G5	✓	✓	✓	✓	✓
2.0	20G5	✓	✓	✓	✓	✓	91	91G5	✓	✓	✓	✓	✓	4,300	43G5	✓	✓	✓	✓	✓	200,000	204G5	✓	✓	✓	✓	✓	9.1 MEG	91G5	✓	✓	✓	✓	✓
2.2	22G5	✓	✓	✓	✓	✓	100	101G5	✓	✓	✓	✓	✓	4,700	47G5	✓	✓	✓	✓	✓	220,000	224G5	✓	✓	✓	✓	✓	10 MEG	10G5	✓	✓	✓	✓	✓
2.4	24G5	✓	✓	✓	✓	✓	110	111G5	✓	✓	✓	✓	✓	5,100	51G5	✓	✓	✓	✓	✓	240,000	244G5	✓	✓	✓	✓	✓							
2.7	27G5	✓	✓	✓	✓	✓	120	121G5	✓	✓	✓	✓	✓	5,600	56G5	✓	✓	✓	✓	✓	270,000	274G5	✓	✓	✓	✓	✓							
3.0	30G5	✓	✓	✓	✓	✓	130	131G5	✓	✓	✓	✓	✓	6,200	62G5	✓	✓	✓	✓	✓	300,000	304G5	✓	✓	✓	✓	✓							
3.3	33G5	✓	✓	✓	✓	✓	150	151G5	✓	✓	✓	✓	✓	6,800	68G5	✓	✓	✓	✓	✓	330,000	334G5	✓	✓	✓	✓	✓							
3.6	36G5	✓	✓	✓	✓	✓	160	161G5	✓	✓	✓	✓	✓	7,500	75G5	✓	✓	✓	✓	✓	360,000	364G5	✓	✓	✓	✓	✓							
3.9	39G5	✓	✓	✓	✓	✓	180	181G5	✓	✓	✓	✓	✓	8,200	82G5	✓	✓	✓	✓	✓	390,000	394G5	✓	✓	✓	✓	✓							
4.3	43G5	✓	✓	✓	✓	✓	200	201G5	✓	✓	✓	✓	✓	9,100	91G5	✓	✓	✓	✓	✓	430,000	434G5	✓	✓	✓	✓	✓							
4.7	47G5	✓	✓	✓	✓	✓	220	221G5	✓	✓	✓	✓	✓	10,000	10G5	✓	✓	✓	✓	✓	470,000	474G5	✓	✓	✓	✓	✓							
5.1	51G5	✓	✓	✓	✓	✓	240	241G5	✓	✓	✓	✓	✓	11,000	11G5	✓	✓	✓	✓	✓	510,000	514G5	✓	✓	✓	✓	✓							
5.6	56G5	✓	✓	✓	✓	✓	270	271G5	✓	✓	✓	✓	✓	12,000	12G5	✓	✓	✓	✓	✓	560,000	564G5	✓	✓	✓	✓	✓							
6.2	62G5	✓	✓	✓	✓	✓	330	331G5	✓	✓	✓	✓	✓	13,000	13G5	✓	✓	✓	✓	✓	620,000	624G5	✓	✓	✓	✓	✓							
6.8	68G5	✓	✓	✓	✓	✓	350	351G5	✓	✓	✓	✓	✓	15,000	15G5	✓	✓	✓	✓	✓	680,000	684G5	✓	✓	✓	✓	✓							
7.5	75G5	✓	✓	✓	✓	✓	360	361G5	✓	✓	✓	✓	✓	16,000	16G5	✓	✓	✓	✓	✓	750,000	754G5	✓	✓	✓	✓	✓							
8.2	82G5	✓	✓	✓	✓	✓	390	391G5	✓	✓	✓	✓	✓	18,000	18G5	✓	✓	✓	✓	✓	820,000	824G5	✓	✓	✓	✓	✓							
9.1	91G5	✓	✓	✓	✓	✓	430	431G5	✓	✓	✓	✓	✓	20,000	20G5	✓	✓	✓	✓	✓	910,000	914G5	✓	✓	✓	✓	✓							
10	10G5	✓	✓	✓	✓	✓	470	471G5	✓	✓	✓	✓	✓	22,000	22G5	✓	✓	✓	✓	✓	1 MEG	10G5	✓	✓	✓	✓	✓							
11	11G5	✓	✓	✓	✓	✓	510	511G5	✓	✓	✓	✓	✓	24,000	24G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.1 MEG	11G5	✓	✓	✓	✓	✓							
12	12G5	✓	✓	✓	✓	✓	560	561G5	✓	✓	✓	✓	✓	27,000	27G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.2 MEG	12G5	✓	✓	✓	✓	✓							
13	13G5	✓	✓	✓	✓	✓	620	621G5	✓	✓	✓	✓	✓	30,000	30G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.3 MEG	13G5	✓	✓	✓	✓	✓							
15	15G5	✓	✓	✓	✓	✓	680	681G5	✓	✓	✓	✓	✓	33,000	33G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.5 MEG	15G5	✓	✓	✓	✓	✓							
16	16G5	✓	✓	✓	✓	✓	750	751G5	✓	✓	✓	✓	✓	36,000	36G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.6 MEG	16G5	✓	✓	✓	✓	✓							
18	18G5	✓	✓	✓	✓	✓	820	821G5	✓	✓	✓	✓	✓	39,000	39G5	✓	✓	✓	✓	✓	1.8 MEG	18G5	✓	✓	✓	✓	✓							
20	20G5	✓	✓	✓	✓	✓	910	911G5	✓	✓	✓	✓	✓	43,000	43G5	✓	✓	✓	✓	✓	2.0 MEG	20G5	✓	✓	✓	✓	✓							
22	22G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,000	102G5	✓	✓	✓	✓	✓	47,000	47G5	✓	✓	✓	✓	✓	2.2 MEG	22G5	✓	✓	✓	✓	✓							
24	24G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,100	112G5	✓	✓	✓	✓	✓	51,000	51G5	✓	✓	✓	✓	✓	2.4 MEG	24G5	✓	✓	✓	✓	✓							
27	27G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,200	122G5	✓	✓	✓	✓	✓	56,000	56G5	✓	✓	✓	✓	✓	2.7 MEG	27G5	✓	✓	✓	✓	✓							
30	30G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,300	132G5	✓	✓	✓	✓	✓	62,000	62G5	✓	✓	✓	✓	✓	3.0 MEG	30G5	✓	✓	✓	✓	✓							
33	33G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,500	152G5	✓	✓	✓	✓	✓	68,000	68G5	✓	✓	✓	✓	✓	3.3 MEG	33G5	✓	✓	✓	✓	✓							
36	36G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,600	162G5	✓	✓	✓	✓	✓	75,000	75G5	✓	✓	✓	✓	✓	3.6 MEG	36G5	✓	✓	✓	✓	✓							
39	39G5	✓	✓	✓	✓	✓	1,800	182G5	✓	✓	✓	✓	✓	82,000	82G5	✓	✓	✓	✓	✓	3.9 MEG	39G5	✓	✓	✓	✓	✓							
43	43G5	✓	✓	✓	✓	✓	2,000	202G5	✓	✓	✓	✓	✓	91,000	91G5	✓	✓	✓	✓	✓	4.3 MEG	43G5	✓	✓	✓	✓	✓							

Metal Devil®

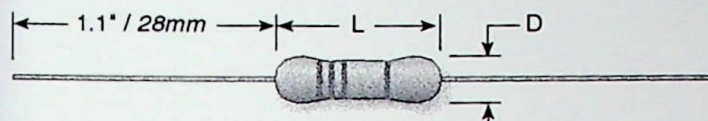
Metal Film Resistors, 1% Tolerance
Available in E96 Ohmic values
Industrial grades

ANEXO 4

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DE RESISTORES DE FILME DE METAL DA OHMITE

Metal Devil®

Metal Film Resistors, 1% Tolerance
Available in E96 Ohmic values
Industrial grades



Series	Wattage	Ohms	Dimensions (In. / mm)		Voltage	Lead ga.
			Max. Length	Max. Diam.		
MJ	0.125	10-1M	0.138 / 3.5	0.073 / 1.85	200	24
MK	0.25	10-1M	0.268 / 6.8	0.099 / 2.5	250	22
ML	0.50	10-1M	0.355 / 9.0	0.118 / 3.0	350	22
MM	1.00	10-1M	0.473 / 12.0	0.199 / 5.0	500	20

Available in Cabinet Assortments (See Page 79)

FEATURES

- Small in size.
- Low in noise.
- High Stability, Reliability
- EIA Standard Color Coded
- Standard, AMMO pack, Tape & Reel available.
- 96 Values per decade.
- Quantity per reel:
 - MJ = 5000
 - MK = 5000
 - ML = 4000
 - MM = 2500

SPECIFICATIONS

Material

Coating: Epoxy

Core: High grade ceramic.

Terminals: Solder-coated copper lead.

Electrical

Max overload voltage:

MJ - 400 V ML - 700 V

MK - 500 V MM - 1000V

Derating: Linearly from 100% @ +70°C to 0% @ +155°C

Temperature coefficient: ±50 ppm/°C

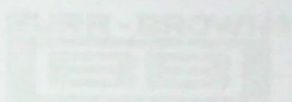
ORDERING INFORMATION

M K 1 0 0 1 F R 5 2

Series	Ohms	Tolerance	Packaging Code
MJ	10R0 = 10	F = 1%	R52 = Tape & Reel 52mm
MK	1001 = 1,000		A52(26) = Ammo Pac 52mm (26mm)
ML	1002 = 10,000		
MM	1003 = 100,000		

AVAILABLE STOCK VALUES (* FOR STOCK SIZES SHOWN ABOVE)

Wattage						Wattage						Wattage						Wattage					
Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	MJ 0.125	MK 0.25	ML 0.50	MM 1.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	MJ 0.125	MK 0.25	ML 0.50	MM 1.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	MJ 0.125	MK 0.25	ML 0.50	MM 1.0	Ohmic value	Part No. Prefix → Suffix ↓	MJ 0.125	MK 0.25	ML 0.50	MM 1.0
10.0	10R0F	✓	✓	✓	✓	499.0	4990F	✓	✓	✓	✓	5230	5321F	✓	✓	✓	✓	40,200	4022F	✓	✓	✓	✓
12.1	12R1F	✓	✓	✓	✓	511.0	5110F	✓	✓	✓	✓	5620	5621F	✓	✓	✓	✓	46,400	4642F	✓	✓	✓	✓
15.0	15R0F	✓	✓	✓	✓	604.0	6040F	✓	✓	✓	✓	6040	6041F	✓	✓	✓	✓	49,900	4992F	✓	✓	✓	✓
16.2	16R2F	✓	✓	✓	✓	634.0	6340F	✓	✓	✓	✓	6190	6191F	✓	✓	✓	✓	51,100	5112F	✓	✓	✓	✓
20.0	20R0F	✓	✓	✓	✓	681.0	6810F	✓	✓	✓	✓	6490	6491F	✓	✓	✓	✓	56,200	5622F	✓	✓	✓	✓
20.5	20R5F	✓	✓	✓	✓	698.0	6980F	✓	✓	✓	✓	6810	6811F	✓	✓	✓	✓	57,600	5762F	✓	✓	✓	✓
22.1	22R1F	✓	✓	✓	✓	750.0	7500F	✓	✓	✓	✓	6980	6981F	✓	✓	✓	✓	61,900	6192F	✓	✓	✓	✓
24.9	24R9F	✓	✓	✓	✓	825.0	8250F	✓	✓	✓	✓	7500	7501F	✓	✓	✓	✓	68,100	6812F	✓	✓	✓	✓
30.1	30R1F	✓	✓	✓	✓	909.0	9090F	✓	✓	✓	✓	8060	8061F	✓	✓	✓	✓	69,800	6982F	✓	✓	✓	✓
39.2	39R2F	✓	✓	✓	✓	1000	1001F	✓	✓	✓	✓	8660	8661F	✓	✓	✓	✓	75,000	7502F	✓	✓	✓	✓
49.9	49R9F	✓	✓	✓	✓	1100	1101F	✓	✓	✓	✓	9090	9091F	✓	✓	✓	✓	80,600	8062F	✓	✓	✓	✓
51.1	51R1F	✓	✓	✓	✓	1210	1211F	✓	✓	✓	✓	10,000	1002F	✓	✓	✓	✓	82,500	8252F	✓	✓	✓	✓
60.4	60R4F	✓	✓	✓	✓	1400	1401F	✓	✓	✓	✓	11,000	1102F	✓	✓	✓	✓	90,900	9092F	✓	✓	✓	✓
75.0	75R0F	✓	✓	✓	✓	2000	2001F	✓	✓	✓	✓	11,500	1152F	✓	✓	✓	✓	100,000	1003F	✓	✓	✓	✓
82.5	82R5F	✓	✓	✓	✓	2100	2101F	✓	✓	✓	✓	12,100	1212F	✓	✓	✓	✓	110,000	1103F	✓	✓	✓	✓
90.9	90R9F	✓	✓	✓	✓	2430	2431F	✓	✓	✓	✓	13,000	1302F	✓	✓	✓	✓	121,000	1213F	✓	✓	✓	✓
100.0	1000F	✓	✓	✓	✓	2490	2491F	✓	✓	✓	✓	14,000	1402F	✓	✓	✓	✓	130,000	1303F	✓	✓	✓	✓
133.0	1330F	✓	✓	✓	✓	2740	2741F	✓	✓	✓	✓	15,000	1502F	✓	✓	✓	✓	140,000	1403F	✓	✓	✓	✓
143.0	1430F	✓	✓	✓	✓	2800	2801F	✓	✓	✓	✓	15,800	1582F	✓	✓	✓	✓	150,000	1503F	✓	✓	✓	✓
150.0	1500F	✓	✓	✓	✓	3010	3011F	✓	✓	✓	✓	16,200	1622F	✓	✓	✓	✓	158,000	1583F	✓	✓	✓	✓
182.0	1820F	✓	✓	✓	✓	3240	3241F	✓	✓	✓	✓	18,200	1822F	✓	✓	✓	✓	178,000	1783F	✓	✓	✓	✓
200.0	2000F	✓	✓	✓	✓	3320	3321F	✓	✓	✓	✓	20,000	2002F	✓	✓	✓	✓	200,000	2003F	✓	✓	✓	✓
221.0	2210F	✓	✓	✓	✓	3830	3831F	✓	✓	✓	✓	21,000	2102F	✓	✓	✓	✓	210,000	2103F	✓	✓	✓	✓
249.0	2490F	✓	✓	✓	✓	3920	3921F	✓	✓	✓	✓	22,100	2212F	✓	✓	✓	✓	221,000	2213F	✓	✓	✓	✓
301.0	3010F	✓	✓	✓	✓	4220	4221F	✓	✓	✓	✓	24,300	2432F	✓	✓	✓	✓	232,000	2323F	✓	✓	✓	✓
332.0	3320F	✓	✓	✓	✓	4320	4321F	✓	✓	✓	✓	24,900	2492F	✓	✓	✓	✓	267,000	2673F	✓	✓	✓	✓
342.0	3420F	✓	✓	✓	✓	4530	4531F	✓	✓	✓	✓	28,000	2802F	✓	✓	✓	✓	301,000	3013F	✓	✓	✓	✓
402.0	4020F	✓	✓	✓	✓	4640	4641F	✓	✓	✓	✓	30,100	3012F	✓	✓	✓	✓	511,000	5113F	✓	✓	✓	✓
422.0	4220F	✓	✓	✓	✓	4750	4751F	✓	✓	✓	✓	35,700	3572F	✓	✓	✓	✓	750,000	7503F	✓	✓	✓	✓
432.0	4320F	✓	✓	✓	✓	4990	4991F	✓	✓	✓	✓	36,500	3652F	✓	✓	✓	✓	1,000,000	1004F	✓	✓	✓	✓
475.0	4750F	✓	✓	✓	✓	5110	5111F	✓	✓	✓	✓	39,200	3922F	✓	✓	✓	✓						



ISO124

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

ANEXO 5

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE
ISOLATION
- RATED 1500Vrms
- HIGH CMR: 100dB @ 60Hz
- 0.012% non-linearity (typical)
- BIPOLAR
- Configurable
- 14.5V to 15V SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
Temperature, pressure, humidity, flow, weight, etc.
- MEDICAL INSTRUMENTS
ECG, EEG, EMG, etc.
- POWER SUPPLIES
Regulated power supplies

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO AMPLIFICADOR DE ISOLAÇÃO ISO124 DA BURR-BROWN

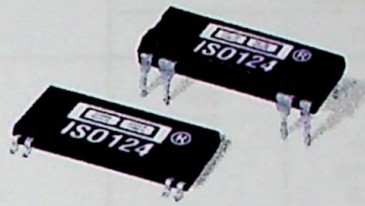
DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolating amplifier featuring a novel fully active isolation architecture. The signal is transferred through a novel active isolation architecture. With high isolation, the better characteristics, and other good properties, including excellent stability and good linearity. The device is available in both DIP and SOIC packages. The device is available in both DIP and SOIC packages.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The device is available in both DIP and SOIC packages. The device is available in both DIP and SOIC packages.

The ISO124 is available in both DIP and SOIC packages. The device is available in both DIP and SOIC packages.





ISO124

Precision Lowest Cost ISOLATION AMPLIFIER

FEATURES

- 100% TESTED FOR HIGH-VOLTAGE BREAKDOWN
- RATED 1500Vrms
- HIGH IMR: 140dB at 60Hz
- 0.010% max NONLINEARITY
- BIPOLAR OPERATION: $V_O = \pm 10V$
- 16-PIN PLASTIC DIP AND 28-LEAD SOIC
- EASE OF USE: Fixed Unity Gain Configuration
- $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ SUPPLY RANGE

APPLICATIONS

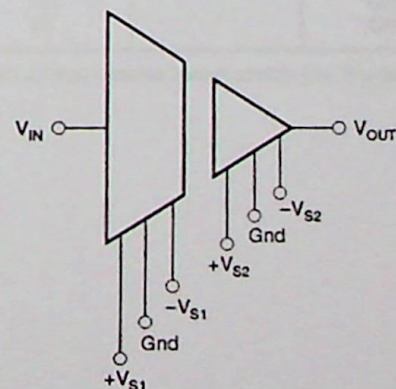
- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL: Transducer Isolator, Isolator for Thermocouples, RTDs, Pressure Bridges, and Flow Meters, 4mA to 20mA Loop Isolation
- GROUND LOOP ELIMINATION
- MOTOR AND SCR CONTROL
- POWER MONITORING
- PC-BASED DATA ACQUISITION
- TEST EQUIPMENT

DESCRIPTION

The ISO124 is a precision isolation amplifier incorporating a novel duty cycle modulation-demodulation technique. The signal is transmitted digitally across a 2pF differential capacitive barrier. With digital modulation the barrier characteristics do not affect signal integrity, resulting in excellent reliability and good high frequency transient immunity across the barrier. Both barrier capacitors are imbedded in the plastic body of the package.

The ISO124 is easy to use. No external components are required for operation. The key specifications are 0.010% max nonlinearity, 50kHz signal bandwidth, and $200\mu V/^\circ C$ V_{OS} drift. A power supply range of $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ and quiescent currents of $\pm 5.0mA$ on V_{S1} and $\pm 5.5mA$ on V_{S2} make these amplifiers ideal for a wide range of applications.

The ISO124 is available in 16-pin plastic DIP and 28-lead plastic surface mount packages.



SPECIFICATIONS

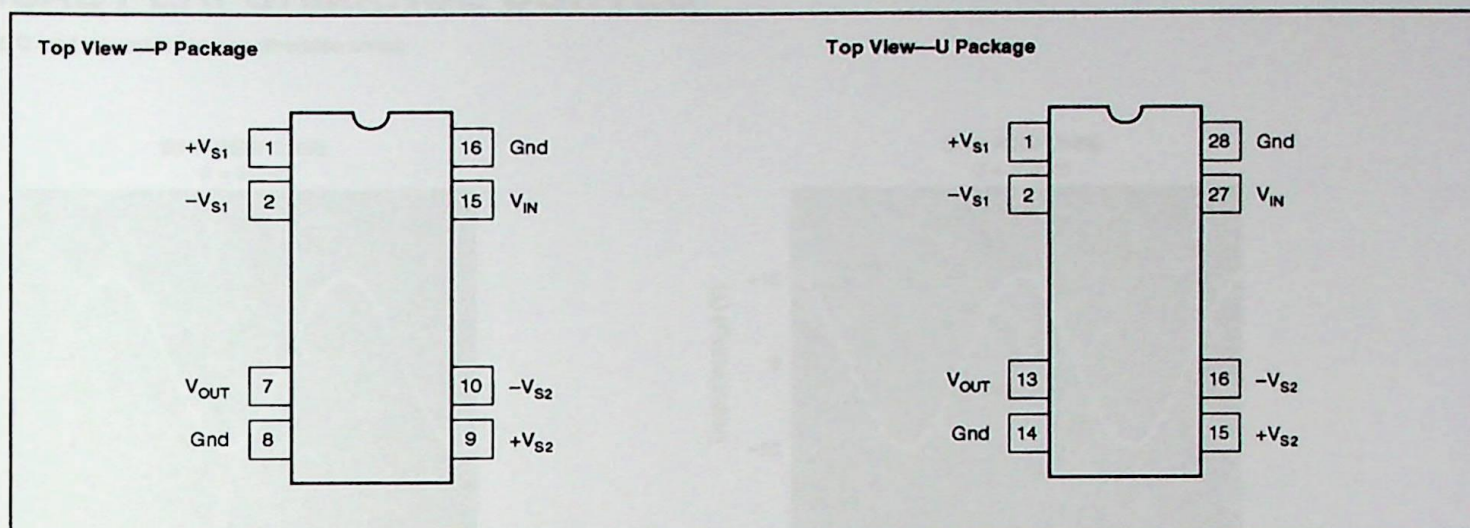
At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{S1} = V_{S2} = \pm 15\text{V}$, and $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	ISO124P, U			UNITS
		MIN	TYP	MAX	
ISOLATION Rated Voltage, continuous ac 60Hz 100% Test (1) Isolation Mode Rejection Barrier Impedance Leakage Current at 60Hz	1 s, 5pC PD 60Hz $V_{ISO} = 240\text{Vrms}$	1500 2400	140 $10^{14} \parallel 2$ 0.18	0.5	Vac Vac dB $\Omega \parallel \text{pF}$ μArms
GAIN Nominal Gain Gain Error Gain vs Temperature Nonlinearity(2)	$V_O = \pm 10\text{V}$		1 ± 0.05 ± 10 ± 0.005	± 0.50 ± 0.010	V/V %FSR ppm/ $^\circ\text{C}$ %FSR
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset vs Temperature vs Supply Noise			± 20 ± 200 ± 2 4	± 50	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ mV/V $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT Voltage Range Resistance		± 10	± 12.5 200		V k Ω
OUTPUT Voltage Range Current Drive Capacitive Load Drive Ripple Voltage(3)		± 10 ± 5	± 12.5 ± 15 0.1 20		V mA μF mVp-p
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth Slew Rate Settling Time 0.1% 0.01% Overload Recovery Time	$V_O = \pm 10\text{V}$		50 2 50 350 150		kHz V/ μs μs μs μs
POWER SUPPLIES Rated Voltage Voltage Range Quiescent Current: V_{S1} V_{S2}		± 4.5	± 15 ± 5.0 ± 5.5	± 18 ± 7.0 ± 7.0	V V mA mA
TEMPERATURE RANGE Specification Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} θ_{JC}		-25 -25 -40	 100 65	+85 +85 +85	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES: (1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge. (2) Nonlinearity is the peak deviation of the output voltage from the best-fit straight line. It is expressed as the ratio of deviation to FSR. (3) Ripple frequency is at carrier frequency (500kHz).

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

CONNECTION DIAGRAM



PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	238
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	217-1

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	NONLINEARITY MAX %FSR
ISO124P	16-Pin Plastic DIP	±0.010
ISO124U	28-Lead Plastic SOIC	±0.010

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	±18V
V _{IN}	±100V
Continuous Isolation Voltage	1500Vrms
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature	+85°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short to Common	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.



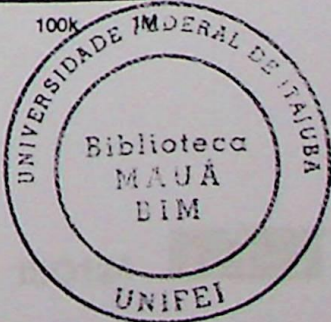
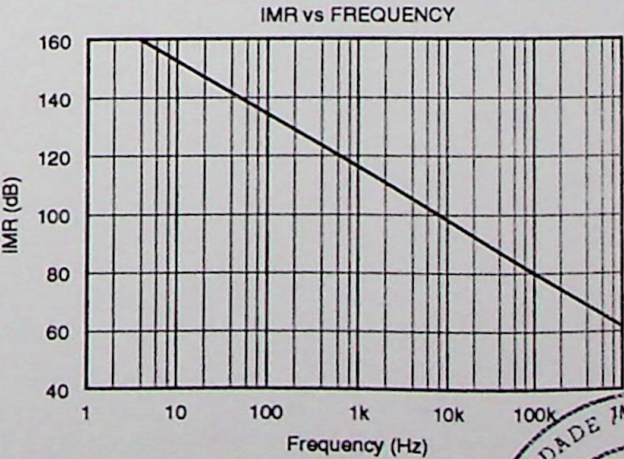
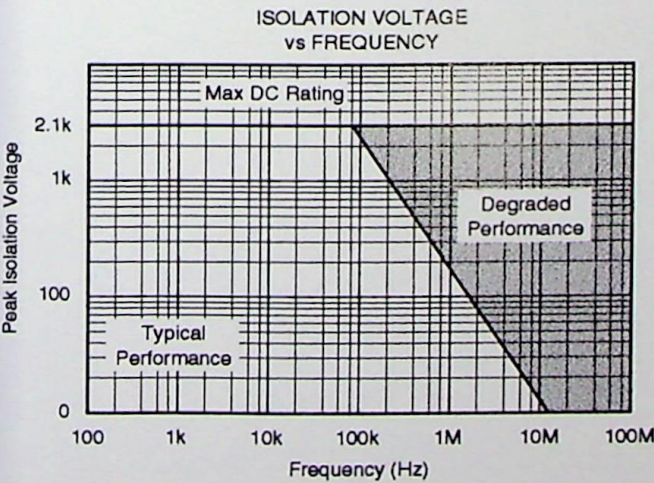
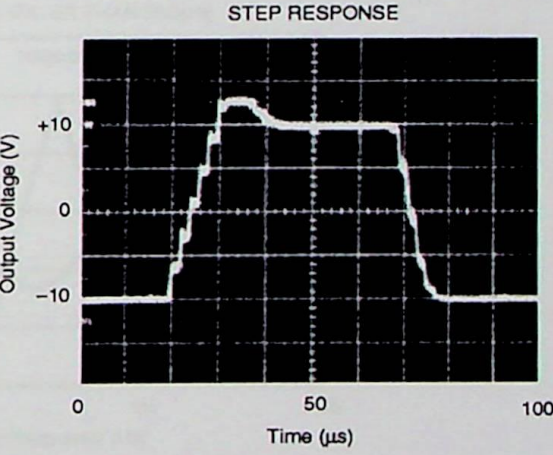
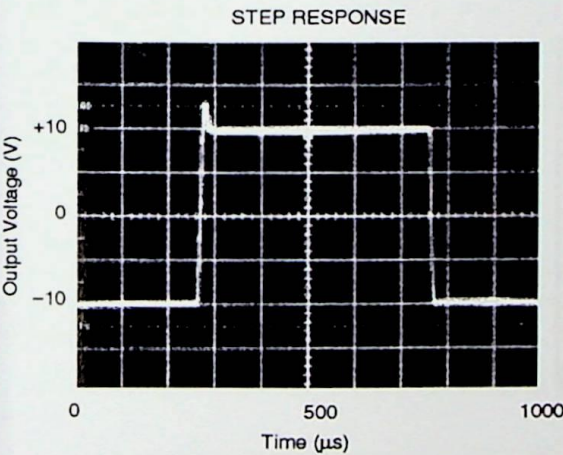
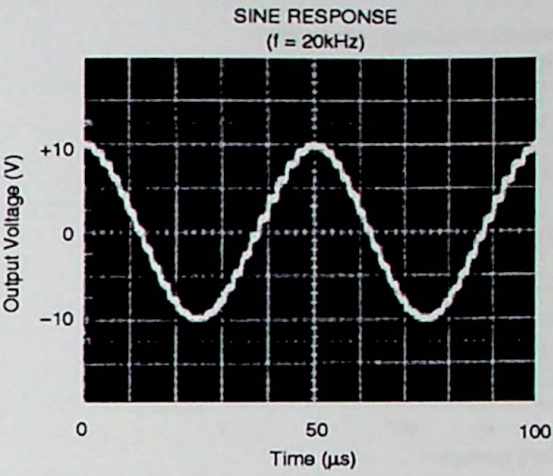
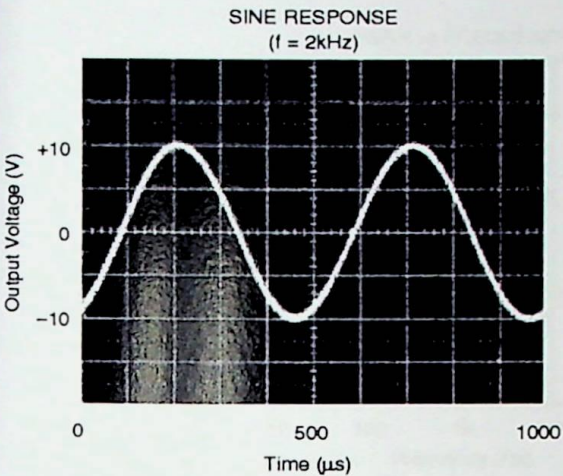
ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

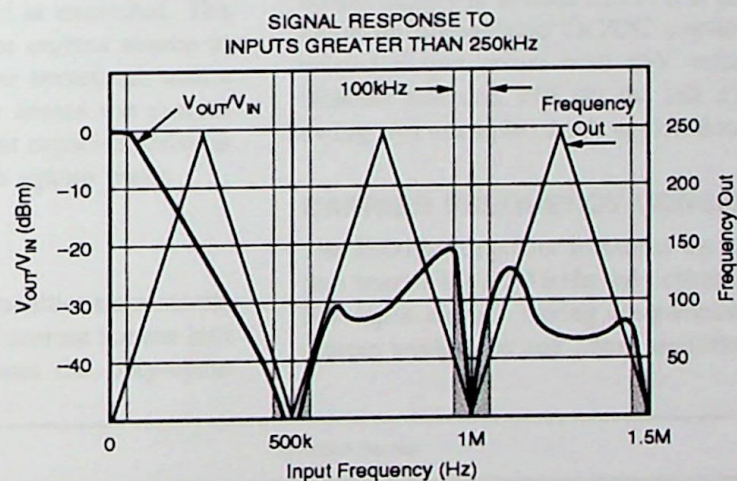
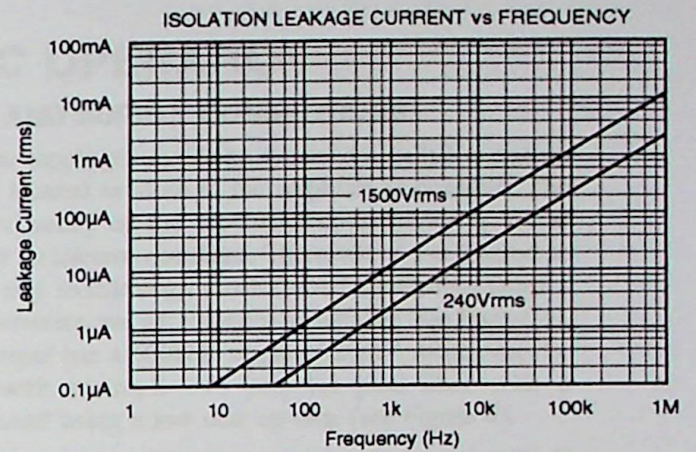
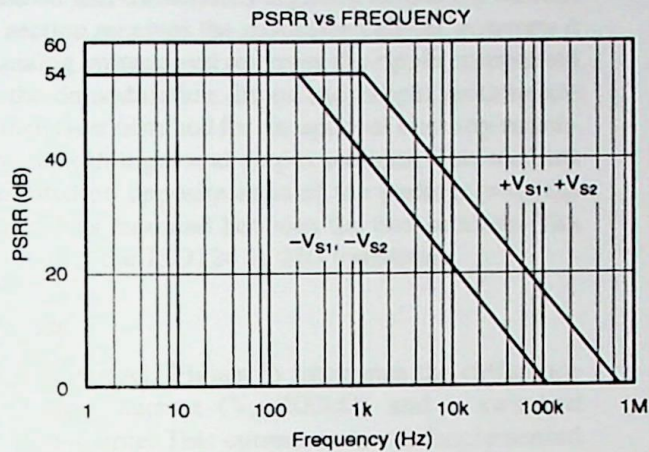
TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL PERFORMANCE CURVES (CONT)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, and $V_S = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



(NOTE: Shaded area shows aliasing frequencies that cannot be removed by a low-pass filter at the output.)

THEORY OF OPERATION

The ISO124 isolation amplifier uses an input and an output section galvanically isolated by matched 1pF isolating capacitors built into the plastic package. The input is duty-cycle modulated and transmitted digitally across the barrier. The output section receives the modulated signal, converts it back to an analog voltage and removes the ripple component inherent in the demodulation. Input and output sections are fabricated, then laser trimmed for exceptional circuitry matching common to both input and output sections. The sections are then mounted on opposite ends of the package with the isolating capacitors mounted between the two sections. The transistor count of the ISO124 is 250 transistors.

MODULATOR

An input amplifier (A1, Figure 1) integrates the difference between the input current ($V_{IN}/200k\Omega$) and a switched $\pm 100\mu A$ current source. This current source is implemented by a switchable $200\mu A$ source and a fixed $100\mu A$ current sink. To understand the basic operation of the modulator, assume that $V_{IN} = 0.0V$. The integrator will ramp in one direction until the comparator threshold is exceeded. The comparator and sense amp will force the current source to switch; the resultant signal is a triangular waveform with a 50% duty cycle. The internal oscillator forces the current source to switch at 500kHz. The resultant capacitor drive is a complementary duty-cycle modulation square wave.

DEMODULATOR

The sense amplifier detects the signal transitions across the capacitive barrier and drives a switched current source into integrator A2. The output stage balances the duty-cycle

modulated current against the feedback current through the $200k\Omega$ feedback resistor, resulting in an average value at the V_{OUT} pin equal to V_{IN} . The sample and hold amplifiers in the output feedback loop serve to remove undesired ripple voltages inherent in the demodulation process.

BASIC OPERATION

SIGNAL AND SUPPLY CONNECTIONS

Each power supply pin should be bypassed with $1\mu F$ tantalum capacitors located as close to the amplifier as possible. The internal frequency of the modulator/demodulator is set at 500kHz by an internal oscillator. Therefore, if it is desired to minimize any feedthrough noise (beat frequencies) from a DC/DC converter, use a π filter on the supplies (see Figure 4). ISO124 output has a 500kHz ripple of 20mV, which can be removed with a simple two pole low-pass filter with a 100kHz cutoff using a low cost op amp (see Figure 4).

The input to the modulator is a current (set by the $200k\Omega$ integrator input resistor) that makes it possible to have an input voltage greater than the input supplies, as long as the output supply is at least $\pm 15V$. It is therefore possible when using an unregulated DC/DC converter to minimize PSR related output errors with $\pm 5V$ voltage regulators on the isolated side and still get the full $\pm 10V$ input and output swing. An example of this application is shown in Figure 9.

CARRIER FREQUENCY CONSIDERATIONS

The ISO124 amplifier transmits the signal across the isolation barrier by a 500kHz duty cycle modulation technique. For input signals having frequencies below 250kHz, this system works like any linear amplifier. But for frequencies

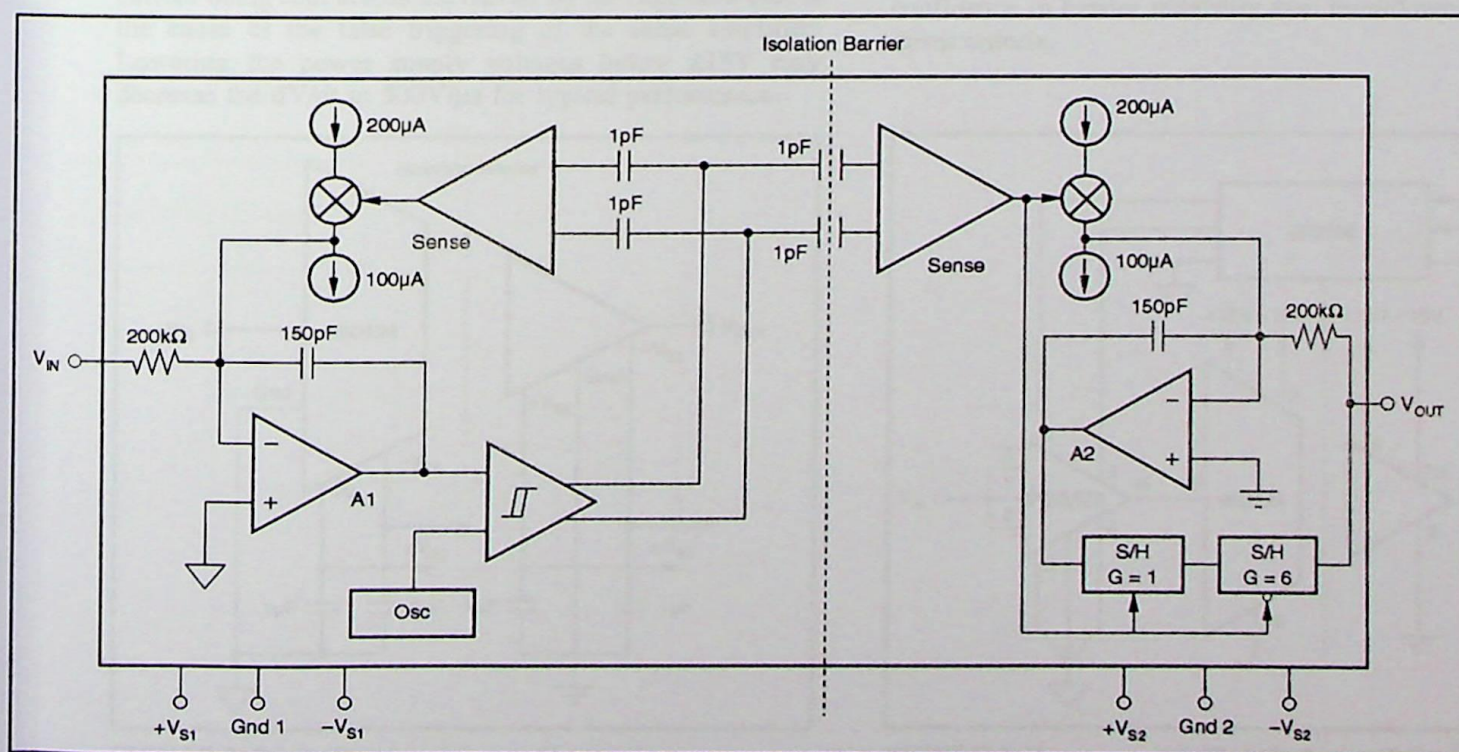


FIGURE 1. Block Diagram.

above 250kHz, the behavior is similar to that of a sampling amplifier. The signal response to inputs greater than 250kHz performance curve shows this behavior graphically; at input frequencies above 250kHz the device generates an output signal component of reduced magnitude at a frequency below 250kHz. This is the aliasing effect of sampling at frequencies less than 2 times the signal frequency (the Nyquist frequency). Note that at the carrier frequency and its harmonics, both the frequency and amplitude of the aliasing go to zero.

ISOLATION MODE VOLTAGE INDUCED ERRORS

IMV can induce errors at the output as indicated by the plots of IMV vs Frequency. It should be noted that if the IMV frequency exceeds 250kHz, the output also will display spurious outputs (aliasing) in a manner similar to that for $V_{IN} > 250\text{kHz}$ and the amplifier response will be identical to that shown in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical performance curve. This occurs because IMV-induced errors behave like input-referred error signals. To predict the total error, divide the isolation voltage by the IMR shown in the "IMR versus Frequency" typical performance curve and compute the amplifier response to this input-referred error signal from the data given in the "Signal Response to Inputs Greater Than 250kHz" typical performance curve. For example, if a 800kHz 1000Vrms IMR is present, then a total of $[(-60\text{dB}) + (-30\text{dB})] \times (1000\text{V}) = 32\text{mV}$ error signal at 200kHz plus a 1V, 800kHz error signal will be present at the output.

HIGH IMV dV/dt ERRORS

As the IMV frequency increases and the dV/dt exceeds $1000\text{V}/\mu\text{s}$, the sense amp may start to false trigger, and the output will display spurious errors. The common-mode current being sent across the barrier by the high slew rate is the cause of the false triggering of the sense amplifier. Lowering the power supply voltages below $\pm 15\text{V}$ may decrease the dV/dt to $500\text{V}/\mu\text{s}$ for typical performance.

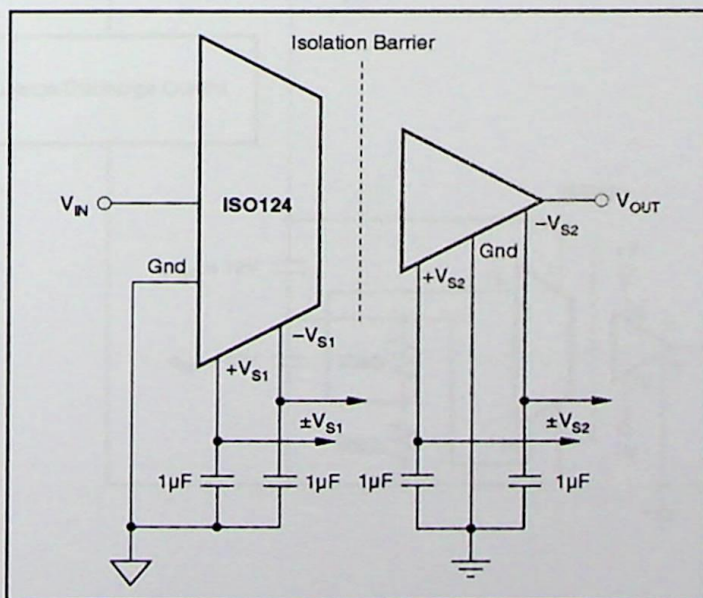


FIGURE 2. Basic Signal and Power Connections.

HIGH VOLTAGE TESTING

Burr-Brown Corporation has adopted a partial discharge test criterion that conforms to the German VDE0884 Optocoupler Standards. This method requires the measurement of minute current pulses ($<5\text{pC}$) while applying 2400Vrms, 60Hz high voltage stress across every ISO124 isolation barrier. No partial discharge may be initiated to pass this test. This criterion confirms transient overvoltage ($1.6 \times 1500\text{Vrms}$) protection without damage to the ISO124. Lifetest results verify the absence of failure under continuous rated voltage and maximum temperature.

This new test method represents the "state-of-the art" for non-destructive high voltage reliability testing. It is based on the effects of non-uniform fields that exist in heterogeneous dielectric material during barrier degradation. In the case of void non-uniformities, electric field stress begins to ionize the void region before bridging the entire high voltage barrier. The transient conduction of charge during and after the ionization can be detected externally as a burst of 0.01-0.1μs current pulses that repeat on each ac voltage cycle. The minimum ac barrier voltage that initiates partial discharge is defined as the "inception voltage." Decreasing the barrier voltage to a lower level is required before partial discharge ceases and is defined as the "extinction voltage." We have characterized and developed the package insulation processes to yield an inception voltage in excess of 2400Vrms so that transient overvoltages below this level will not damage the ISO124. The extinction voltage is above 1500Vrms so that even overvoltage induced partial discharge will cease once the barrier voltage is reduced to the 1500Vrms (rated) level. Older high voltage test methods relied on applying a large enough overvoltage (above rating) to break down marginal parts, but not so high as to damage good ones. Our new partial discharge testing gives us more confidence in barrier reliability than breakdown/no breakdown criteria.

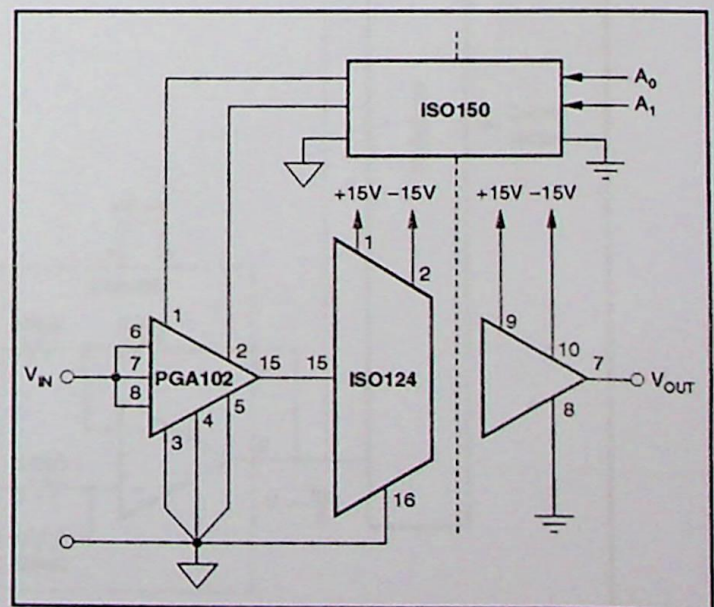


FIGURE 3. Programmable-Gain Isolation Channel with Gains of 1, 10, and 100.

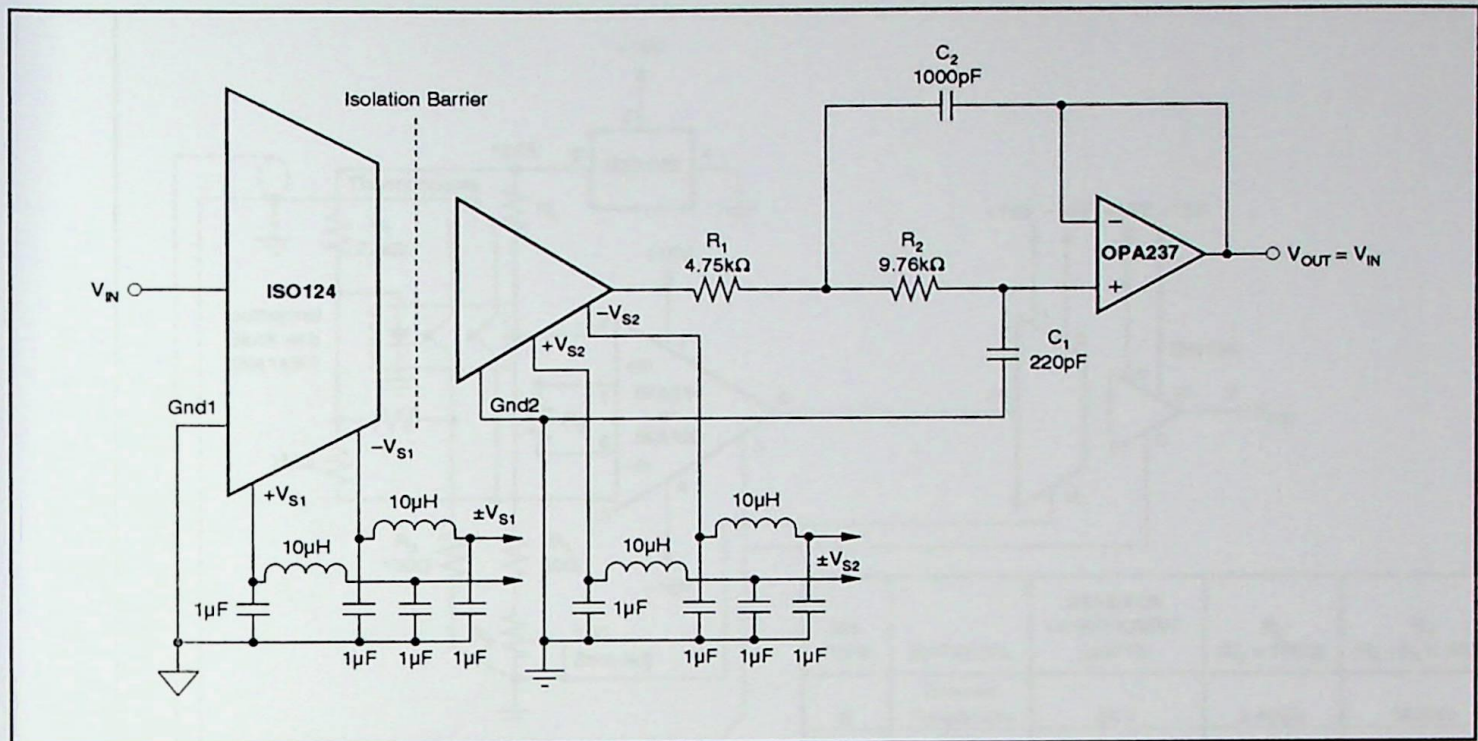


FIGURE 4. Optional π Filter to Minimize Power Supply Feedthrough Noise; Output Filter to Remove 500kHz Carrier Ripple. For more information concerning output filter refer to AB-023 and AB-034.

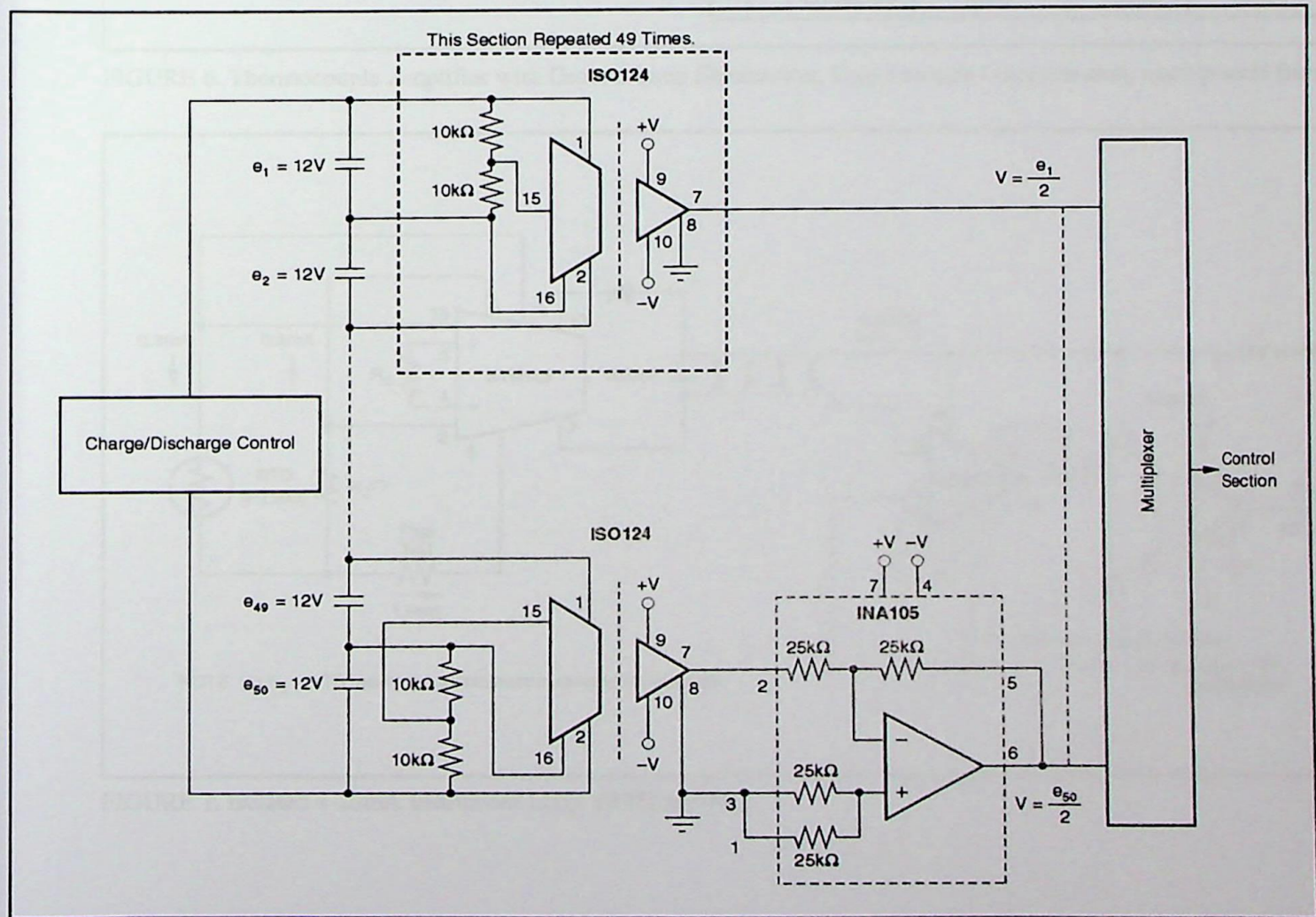


FIGURE 5. Battery Monitor for a 600V Battery Power System. (Derives input power from the battery.)

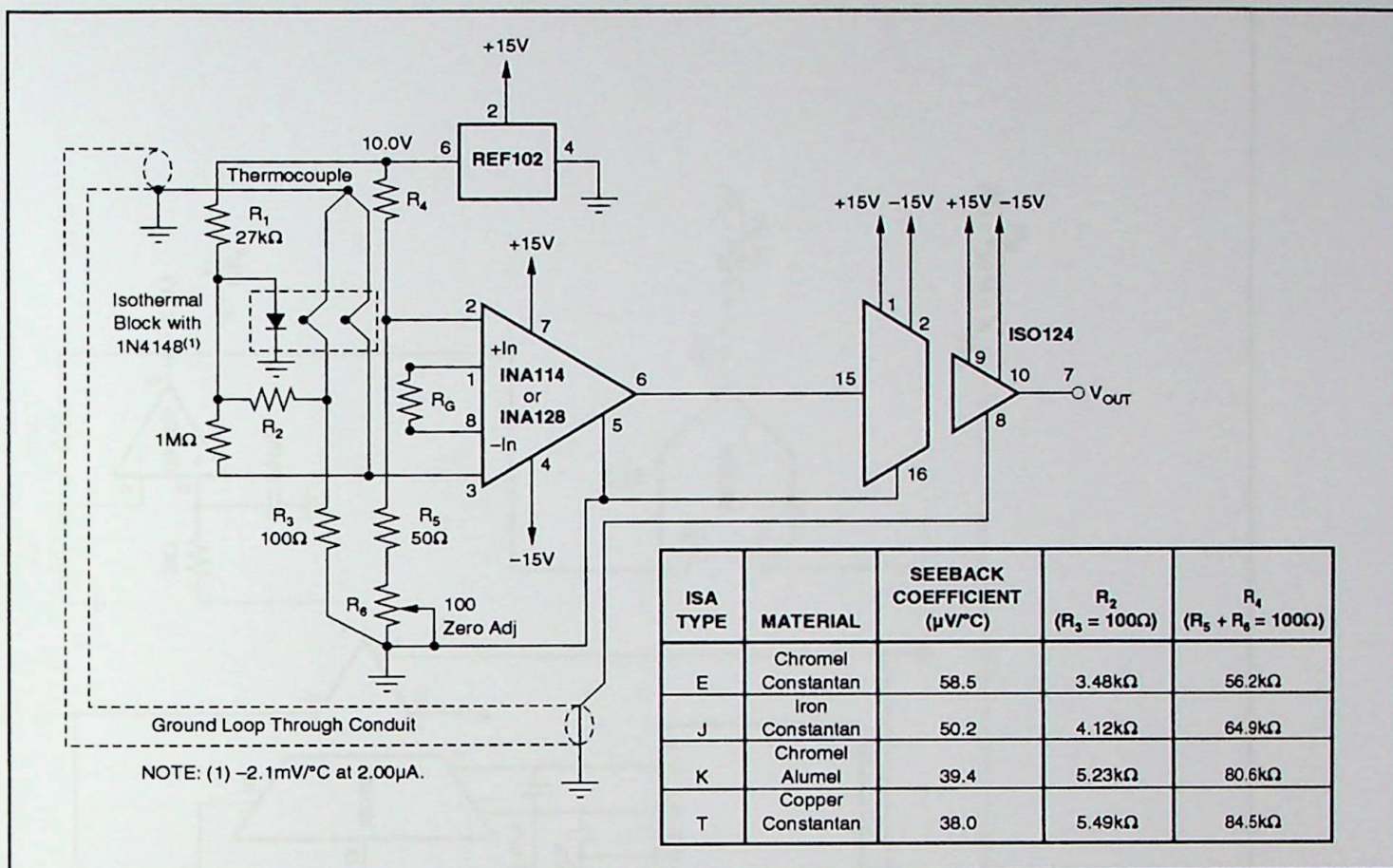


FIGURE 6. Thermocouple Amplifier with Ground Loop Elimination, Cold Junction Compensation, and Up-scale Burn-out.

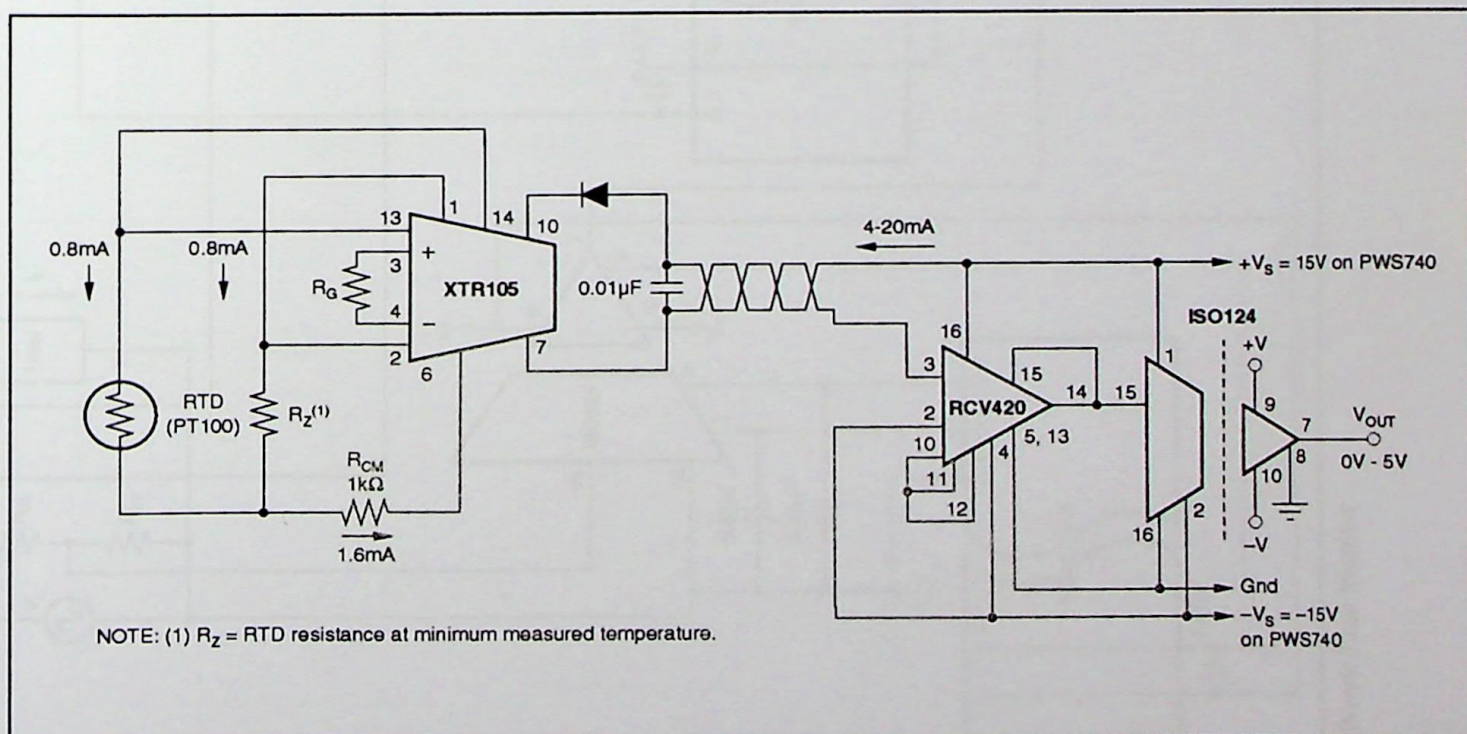


FIGURE 7. Isolated 4-20mA Instrument Loop. (RTD shown.)

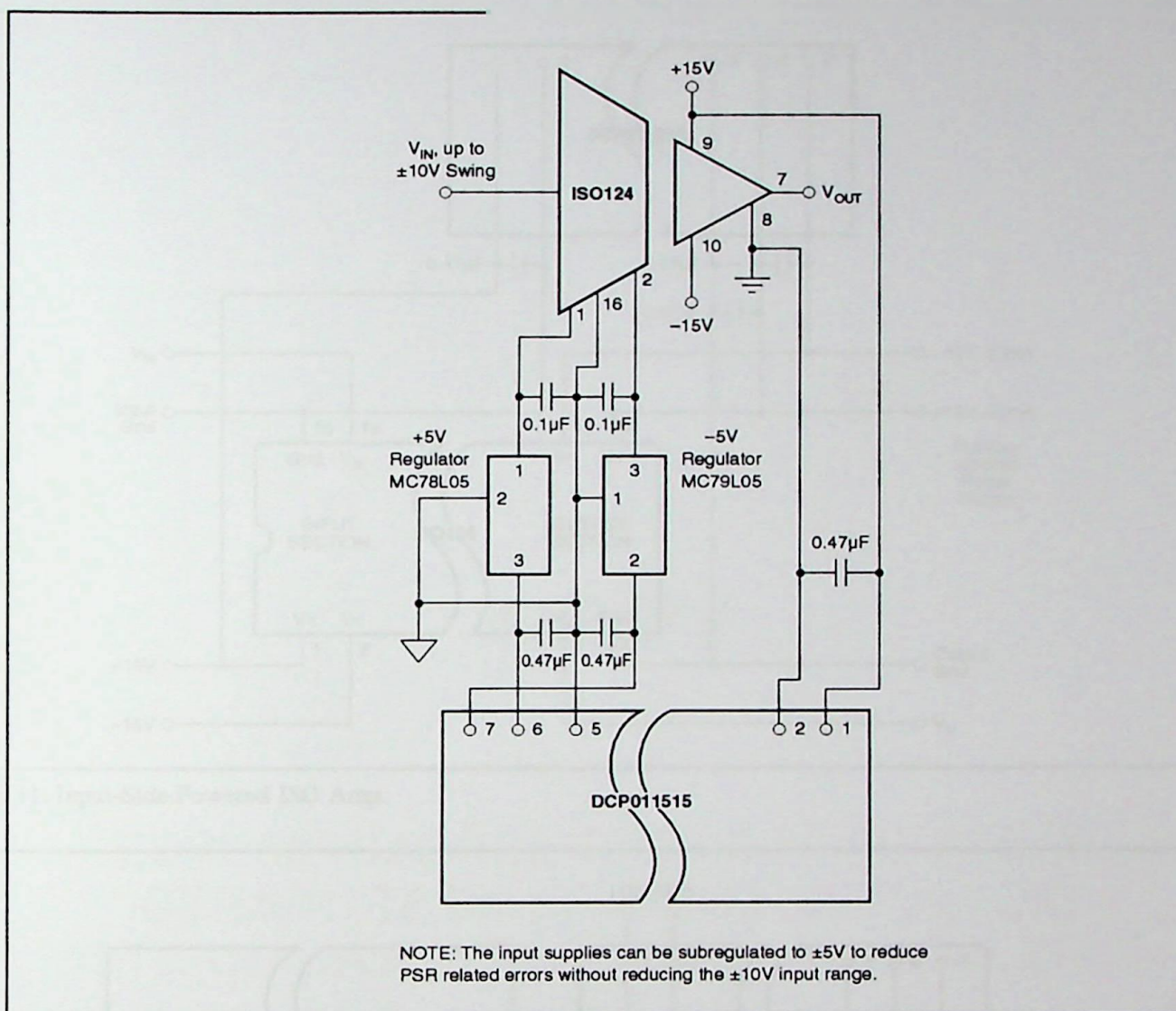


FIGURE 9. Improved PSR Using External Regulator.

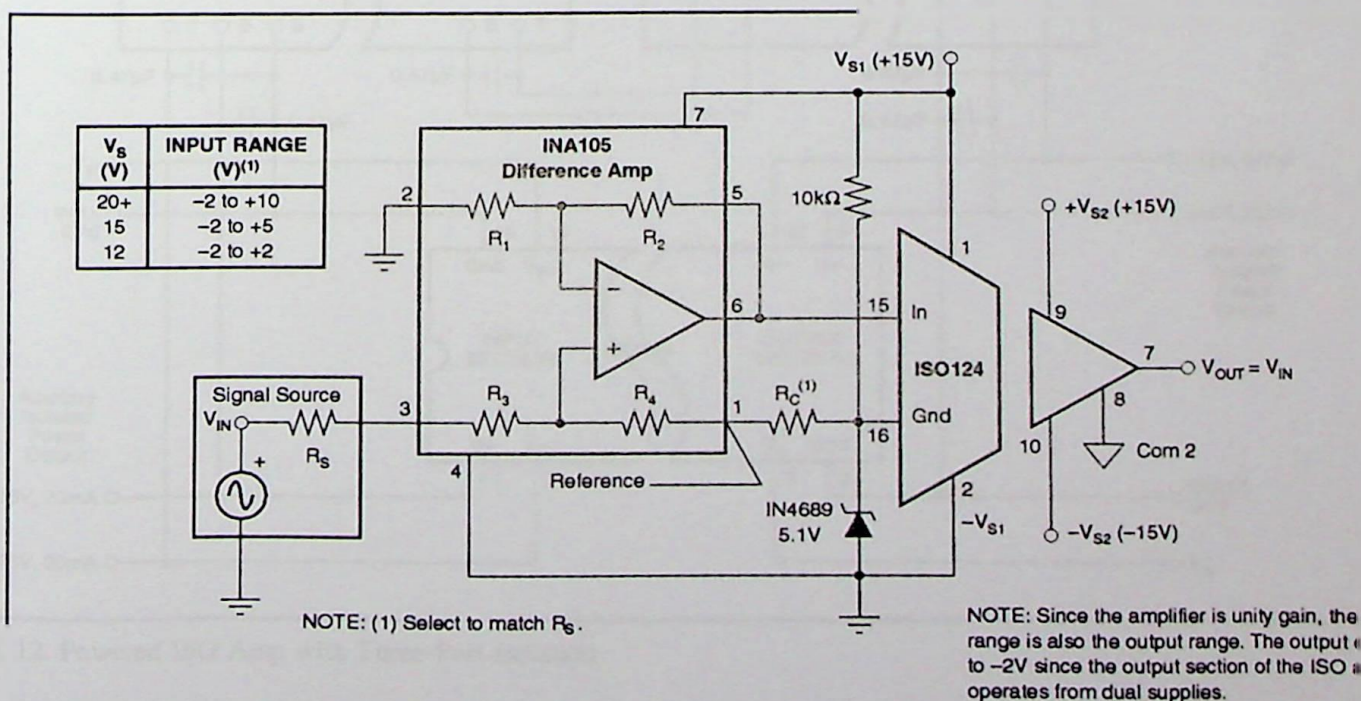


FIGURE 10. Single Supply Operation of the ISO124 Isolation Amplifier. For additional information refer to AB

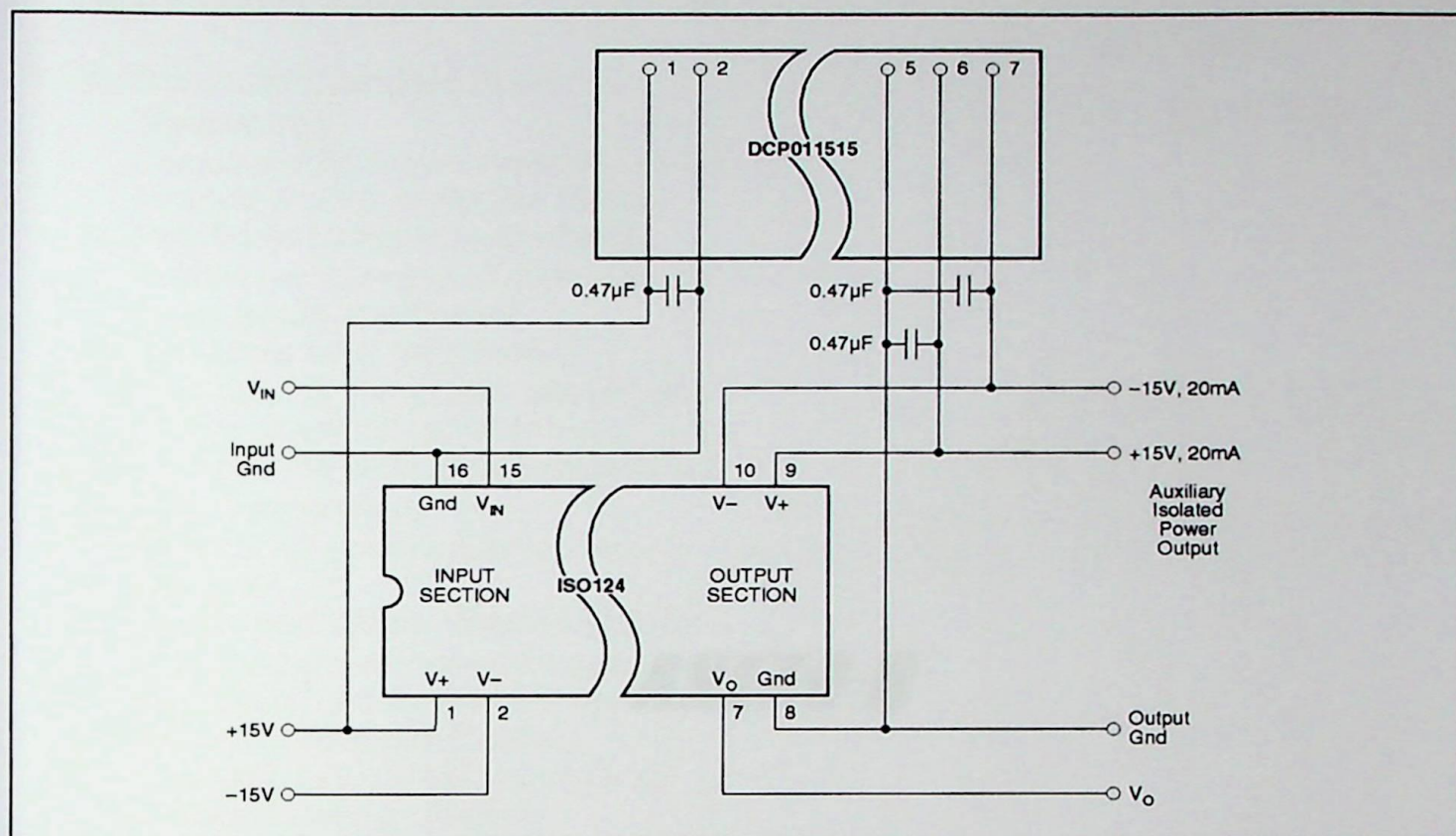


FIGURE 11. Input-Side Powered ISO Amp.

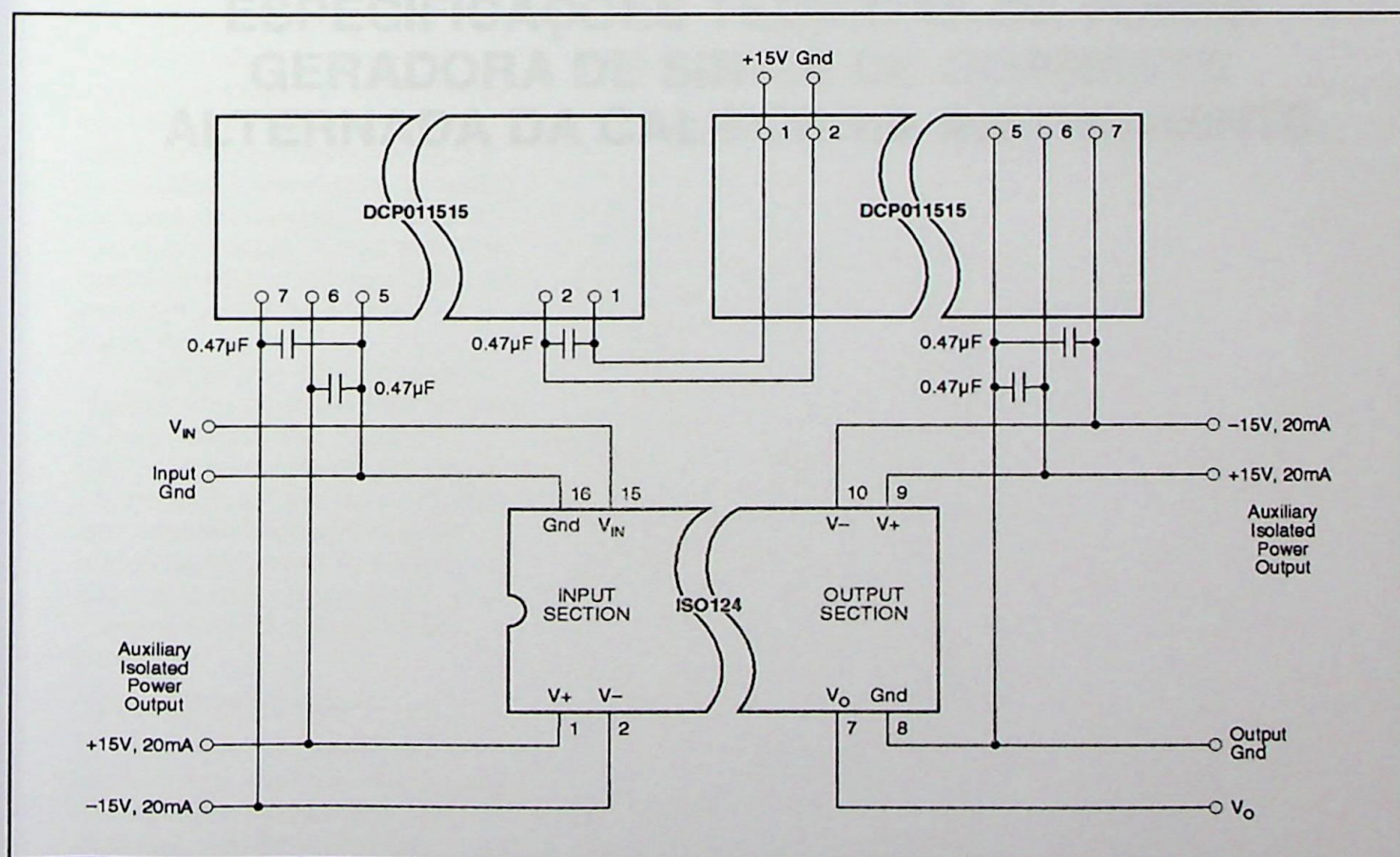


FIGURE 12. Powered ISO Amp with Three-Port Isolation.

AC Power Control

■ Generate Complex Power Waveforms

Completely arbitrary waveform generation to simulate any AC power line condition

■ Precision Harmonic Analysis

Voltage and current measurements for power quality applications

■ Windows GUI Interface

Waveform synthesis and data display

Full graphical user interface

Compatible with wide range of AC power amplifiers

Power amplifiers

Supports AC power systems from 750 VA to 100 kVA

Single and Three Phase Support

Independent waveform generation

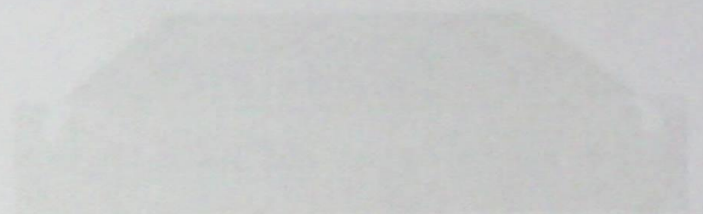
Choice of a three phase system

Standard Remote Control

RS485 and RS232C interface for

remote test applications

Harmonic Generation & Analysis HGA System



ANEXO 6

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DA FONTE GERADORA DE SINAIS DE CORRENTE ALTERNADA DA CALIFORNIA INSTRUMENTS

Conceptually, waveforms specified by harmonic number, amplitude and phase angle. It also provides load current and voltage harmonic measurement and analysis capability.

Mounted in a 14 inch wide chassis, this generator can be used in conjunction with most of California Instruments AC power source series. The editor control and analysis modules to be added to AC power systems already in use, by upgrading the existing controller to an HGA controller.

Waveform Power

The heart of California Instruments Harmonic Generation and Analysis system is a full featured, real time Arbitrary Waveform Generator (AWG) that provides direct synthesis of precisely defined AC waveforms.

Two independent channels generate any waveforms with amplitude up to 100Vrms and frequency up to 100kHz. The AWG also provides harmonic analysis, using 100 lines.

Additionally, the system includes a waveform editor, which can be used to create and store waveforms, such as sine, square, and complex waveforms. The editor also provides a display of the waveform and its harmonic content. The system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

The HGA system is designed to be used with a variety of power amplifiers, and the HGA controller can be upgraded to support other power sources.

AC Power Control

■ Generate Complex Power Waveforms

Completely arbitrary waveform generation to simulate any AC power line condition

■ Precision Harmonic Analysis

Voltage and current measurements for power quality applications

■ Windows GUI Interface

Waveform synthesis and data displays through graphical user interface

■ Compatible with wide range of AC power amplifiers

Controls AC power systems from 750 VA to 54000 VA

■ Single and Three Phase Support

Fully independent waveform generators for each phase of a three phase system

■ Standard Remote Control

IEEE-488 and RS232C Interface for automated test applications

Flexibility

The HGA system, when combined with a suitable AC source, provides the sophisticated waveform generation capability necessary to produce power test susceptibility waveforms specified by harmonic number, amplitude and phase angle. It also provides load current and voltage harmonic measurement and analysis capability.

Housed in a 19 inch wide chassis, this controller can be used in combination with most of California Instruments AC power source series. This allows control and analysis capabilities to be added to AC power systems already in use, by upgrading the existing controller to an HGA controller.

Waveform Power

The heart of California Instruments Harmonic Generation and Analysis system is a full featured, real time Arbitrary Waveform Generator (ARB) that provides direct synthesis of discretely defined AC waveforms.

The included Graphical User Interface (GUI) controls the HGA through either IEEE-488 or RS232C interface and allows waveforms to be synthesized easily. Available waveform types include harmonic waveforms which can be specified by relative amplitude and phase angle with respect to the fundamental. These type of waveforms are used for harmonics susceptibility testing of AC loads.

Alternatively, customer defined waveforms can be loaded from commonly available programs such as spreadsheets. A library of common waveform functions such as triangle, clipped sine, twelve step sine and noisy sine.

To capture real world AC waveforms, data captured on a digital storage oscilloscope can be transferred to the HGA controller through the GUI program for instant replay at different amplitude and frequency settings.

Up to eighteen user defined waveforms can be downloaded to the HGA controller's non-volatile

memory for instant recall. Additional waveforms can be stored on the PC.

Accurate Measurements

The HGA controller is equipped with an independent high accuracy measurement system for both standard and harmonic measurements. The following standard measurements are available:

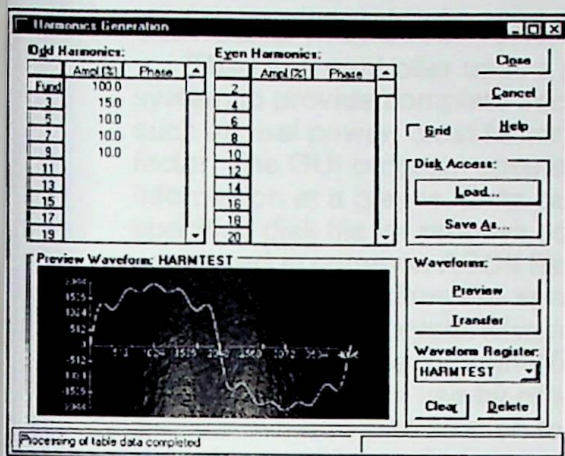
- Volt rms
- Current rms
- Peak Current
- Real Power
- Apparent Power
- Power Factor
- Crest Factor
- Frequency
- Phase Angle

Harmonic measurements of voltage and load current are available through the GUI program. Harmonics data is displayed both tabular and graphical to the 50th harmonic for fundamental frequencies from 50 to 66 Hz. This capability is useful for product evaluation for IEC 61000-2 (Harmonics) compliance.

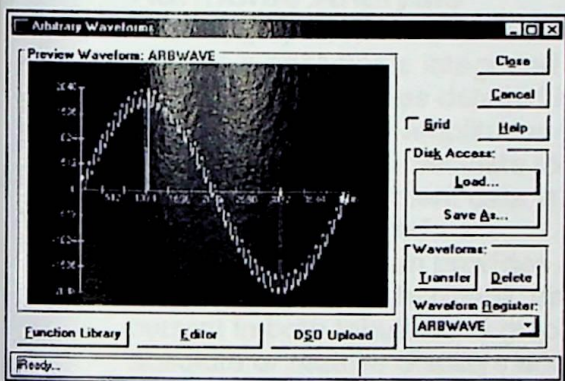
Harmonic Generation & Analysis HGA System



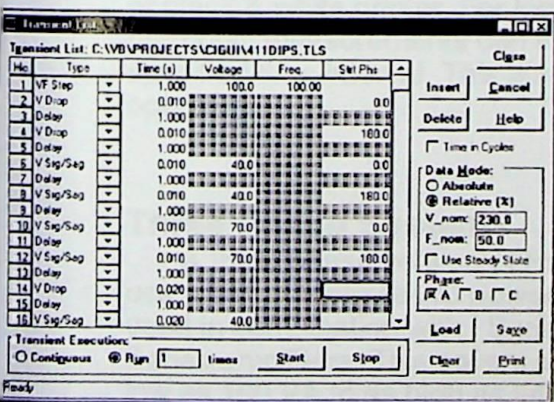
HGA - For Easy Waveform and Transient Generation



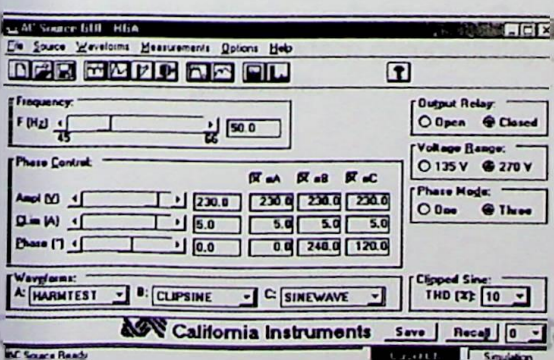
Harmonic waveforms are created by specifying relative amplitude and phase angle for each harmonic component.



Full arbitrary waveform control allows simulation of any AC power anomaly



Transient programming is accomplished through a simple data entry screen.



Full interactive control of single or three phase output through virtual front panel.

User Defined Waveforms

Using the GUI program included with the HGA controller, harmonic waveforms can be defined by entering amplitude and phase information for each harmonic component up to the 50th harmonic. The resulting time domain waveform can be previewed and then downloaded to any of the HGA's 18 non-volatile waveform registers for playback.

Further definition of the waveform shape is possible through the arbitrary waveform data entry screen. This window allows individual waveform data points to be specified for total control over the resulting wave shape. Waveforms can also be called up from a built-in waveform library, imported from other PC programs or transferred from a digital storage oscilloscope. A virtually unlimited library of commonly used waveforms can be created on disk.



Actual output waveform from HGA controlled AC i-Series power system

Extensive Transient Control

The HGA controller uses a multi-processor design capable of producing transients with a high degree of user programmability. Setting up transient programs is facilitated by the GUI program and allows amplitude, frequency, start phase angle and event duration to be programmed from a PC. Time resolution is 2 ms (0.002 sec) with a maximum time interval of 300 seconds. Transient programming allows the effects of common line disturbances such as voltage surges, sags, drop-outs, sweeps and frequency fluctuations on the unit under test to be evaluated.

Output transients can be generated using a standard sine wave or any of the 18 available arbitrary waveforms.

SCPI Protocol Programming Commands

The HGA controller is completely programmable over the IEEE-488 or RS232C bus. Both interfaces use the Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI) command syntax. This greatly reduces the learning curve when developing custom programs.

When used to upgrade an existing manually controlled AC power source, integration into an ATE system becomes possible. This may eliminate the need to obsolete existing AC amplifiers. The small 3.5 inch rack height of the HGA controller makes integration into existing rack systems feasible.

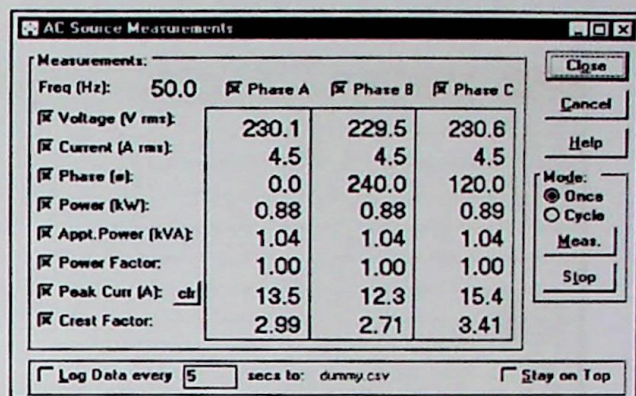
Virtual Front Panel Control

The HGA controller contains front panel controls for setting output parameters manually. Basic measurements are also accessible through the front panel using the two line LCD display. For complete control of all output parameters, the included GUI program offers a virtual front panel that supports both single and three phase system control.

HGA - For Data Analysis

Standard Measurements

The HGA controller uses a precision analog measurement system to provide complete information on load characteristics such as real power, crest factor, peak inrush current and power factor. The GUI program uses a single window to display all information at a glance. Data can also be logged to a user specified disk file for process control purposes. Data records are stored in common ASCII file formats that can be loaded in data analysis programs like spreadsheets to provide post acquisition data analysis. Measurement values are also available in real-time through Windows Dynamic Data Exchange (DDE) for use by other programs. The measurement window can be set to float on top of the Windows desktop so it can be used for on-line process monitoring.

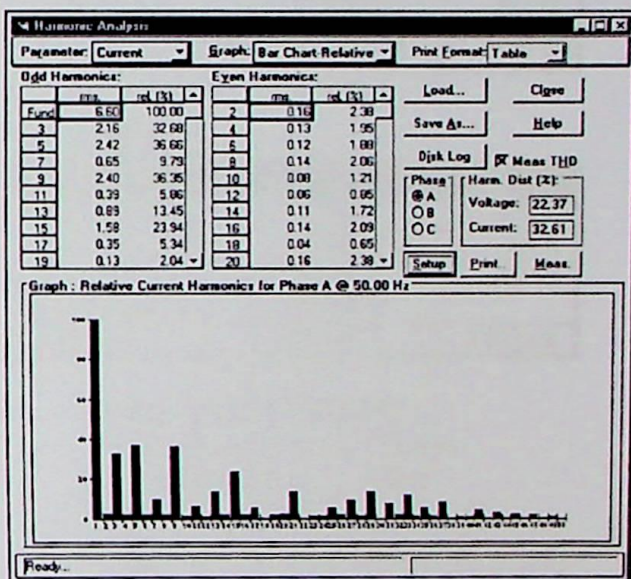


Standard measurements can be displayed on screen or logged to disk.

Harmonic Analysis

A highly accurate Discrete Fourier Transform (DFT) based harmonic analyzer is integrated into the HGA's measurement system. This provides detailed information on both harmonic voltage and current amplitudes up to the 50th harmonic. This data is also used to calculate total harmonic distortion (THD). Harmonic measurement data is available over the interface using SCPI commands.

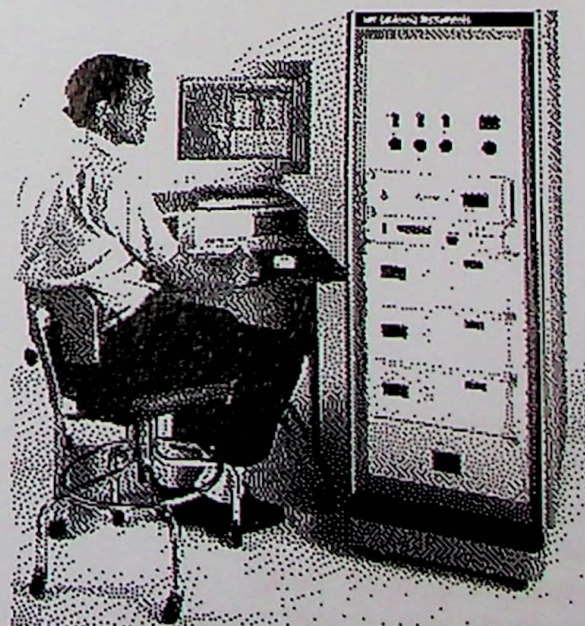
The GUI program provides a convenient data display window that shows harmonic data for either voltage or load current in both tabular and graphical form. Graphs offer absolute or relative displays and distinguish between odd and even harmonics by using different colors. The data can be saved to disk for use by other applications or printed to a color or black & white printer. For long term product testing, harmonic measurements can be logged to a disk file at a user specified time interval. This allows continuous unattended operation.



Harmonic analysis of voltage and current shows absolute and relative harmonics up to 50th in both tabular and graphical form.

Three Phase Systems

A three phase version of HGA controller is available for use with three phase AC power amplifiers. The HGA can be used in combination with i Series, L Series, FCS Series and T Series amplifiers. This covers systems with power levels as low as 100 VA to as high as 54000 VA. Customers who own any of these amplifiers can upgrade their systems by adding an HGA controller. The same is true of many AC power systems from other manufacturers. Contact California Instruments for details on system compatibility or custom system configurations.



Input

Voltage: 103-127 Vac, 207-253

Vac L-N, 1 ϕ

VA: 175 VA @ 115 V

Frequency: 47 - 63 Hz

Isolation voltage: 1350 Vac

Input to Chassis

Output

Number or phases: 1 or 3

Voltage Range: 0 to 312 V L-N

(other ranges available)

Total Harmonic Distortion:

0.1%

Load Regulation: 0.5%

Voltage Accuracy: 0.4%

Frequency Range:

Fundamental: 45 Hz - 66 Hz

Harmonic: 45 Hz to 3000 Hz

Remote Control

IEEE-488

Subset: SH1, AH1, T6, L3,

SR1, RL2, DC1, DT1

Code and Format: IEEE-488.2

and SCPI

RS232C

Baudrate: 1200,2400, 9600

Connector: 9 pin D Shell

Cable: Interface cable included

Waveform Storage

18 user defined

Control Software

Windows 3.1 Graphical User

Interface included.

External Modulation

0-10 Vrms = 10% amplitude

modulation

DC to 550 Hz, simultaneous on

3 ϕ system

Connectors

Sync Input: TTL compatible

Sync Output: TTL compatible

Harmonic Measurements

Modes: Voltage, Current

Range: Fundamental, 2nd

through 50th

Bandwidth: 94 Hz - 3300 Hz

Measurement time: 8.0

seconds to measure all 50

harmonics

MEASUREMENTS:

Parameter	Range	Resolution	Accuracy
Voltage	0.0-312.0 V L-N	0.1 V	0.5 V
Current (rms)	0.00-16.00 A	0.01 A	0.05 A
Current (peak)	0.00-80.00 A	0.02 A	2.4 A
Power	0.000-4.000 kW	1 W	5 W
Apparent Power	0.000-4.000 kVA	1 VA	
Power Factor	0.001-0.000	0.001	
Fundamental Frequency	45.00-66.00 Hz	0.01 Hz	0.02 Hz
Phase Angle	0.0-359.9	0.1	<1 at FS (60 Hz)
Harmonic Voltage	0.0-312.0 V L-N	0.1 V	1 V
Harmonic Current	0.000-16.000 A	5 mA	48 mA
	0.000-8.000 A	3 mA	24 mA
	0.000-4.000 A	2 mA	12 mA
	0.000-2.000 A	1 mA	6 mA
Total Harmonic Distortion	0.0-20.0 %	0.1 %	1 %

HIGH CURRENT OPTION:

Parameter	Range	Resolution	Accuracy
Current (rms)	0.0-160.0 A	0.1 A	0.5 A
Current (peak)	0.0-800.0 A	0.2 A	24 A
Power	0.00-40.00 kW	10 W	50 W
Apparent Power	0.00-40.00 kVA	10 VA	
Harmonic Current	0.00-160.00 A	50 mA	480 mA

Mechanical Specifications

Dimension

Height: 3.5 / 89 mm

Width: 17 / 430 mm

Depth: 22 / 560 mm

Weight: 35 lbs / 16 kg

Connectors

■ Input Power

■ Voltage Sense

■ IEEE-488 Interface

■ RS232C Interface

Environmental

Temperature

Operating: 0 to 50 °C

Storage: -40 to +85 °C

Altitude: 7500 ft

Options

-MODE: Single/Three phase
output programmable

-ODS: Output Drop Switch (for
use with L Series
amplifiers)

-HCM: High Current
Measurement (160 A
rms)

Customer Support

To discuss your AC power
application needs, contact
California Instruments Corp. or
your local representative.

Ordering Information

TERMS: Net 30 days

DELIVERY: 30 days ARO

F.O.B.: Factory, San Diego, CA

SHIPMENT: Freight Collect

Contact California Instruments:

Toll-Free: 800-4AC-POWER

800-422-7693

FAX: 858-677-0940

Email: sales@calinst.com

Web page: <http://www.calinst.com>

 **California Instruments**

9689 Towne Centre Drive, San Diego CA, 92121-1964

(858) 677-9040

FAX : (858) 677-0940

© Copyright 1997, California Instruments Corp.

Specifications subject to change without notice

Printed in the USA.

DSHGA 1/97

ANÁLISE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NÃO CONTROLADO

Outro ensaio realizado foi a análise de uma carga resistiva, com o mesmo conjunto de cargas resistivas utilizado nos ensaios anteriores. A tensão entre fase e neutro na carga foi de 220V.

Tensão entre fase e neutro na carga: 220V

Corrente de carga (carga equilibrada e simétrica): 10A

Gráfico - Tensão e corrente medidas

$i_{a1} = 10 \sin(\omega t)$

$i_{a2} = 10 \sin(\omega t - 120^\circ)$

$i_{a3} = 10 \sin(\omega t + 120^\circ)$

$i_{n1} = 0$

$i_{n2} = 0$

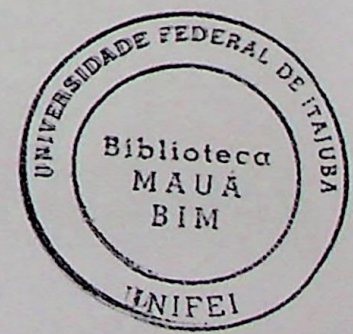
$i_{n3} = 0$

$i_{n4} = 0$

$i_{n5} = 0$

ANEXO 7

**ANÁLISE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO
NÃO CONTROLADO ATRAVÉS DO MEDIDOR
DE PROTOCOLO ABERTO**



ANÁLISE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NÃO CONTROLADO

Outro ensaio realizado foi a análise de uma ponte trifásica não controlada. O mesmo conjunto de cargas resistivas utilizado nos ensaios anteriores foi utilizado. As condições típicas do ensaio foram as seguintes:

Tensão entre fase e neutro na carga $\cong 46,67\text{Vp}$

Corrente de carga (sistema equilibrado e simétrico) $\cong 3,25\text{Ap}$

1º Caso – Tensão e corrente equilibradas

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

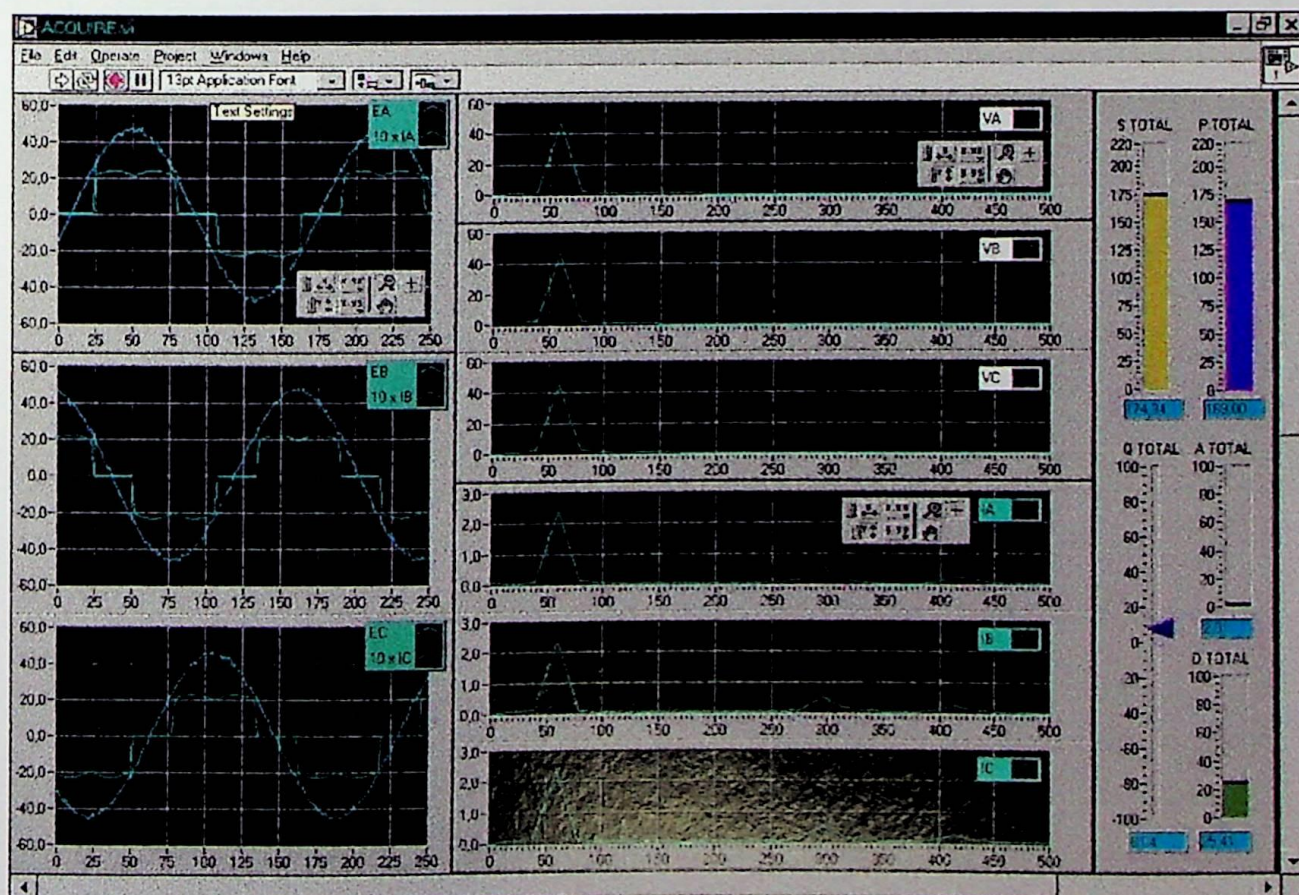
$$P = 169,00$$

$$Q = 8,04$$

$$D = 25,41$$

$$A = 2,01$$

$$S = 174,84$$



2º Caso – Tensão trifásica desequilibrada

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

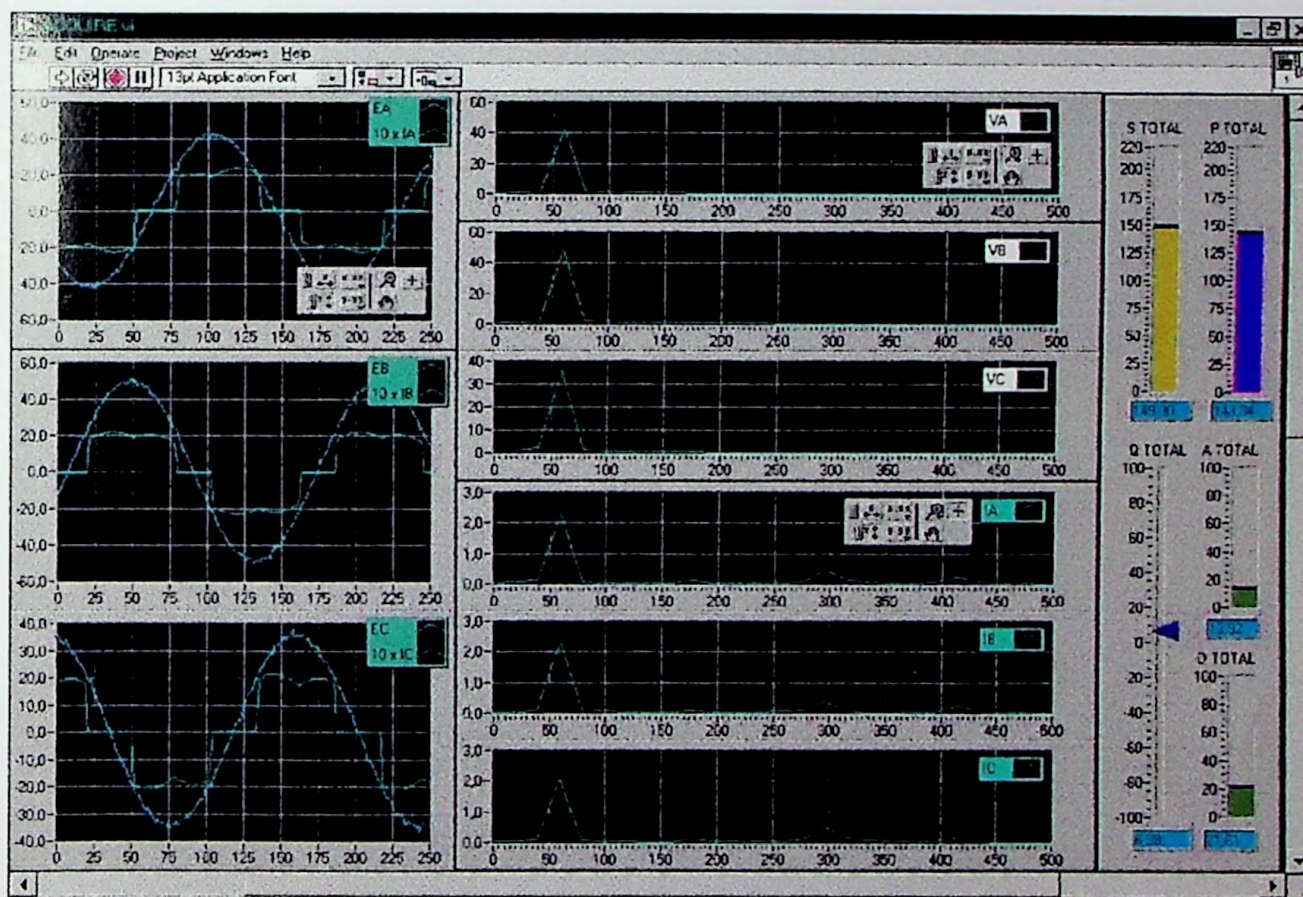
$$P = 143,34$$

$$Q = 6,98$$

$$D = 21,61$$

$$A = 13,92$$

$$S = 149,00$$



2º Caso – Tensão trifásica desequilibrada

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

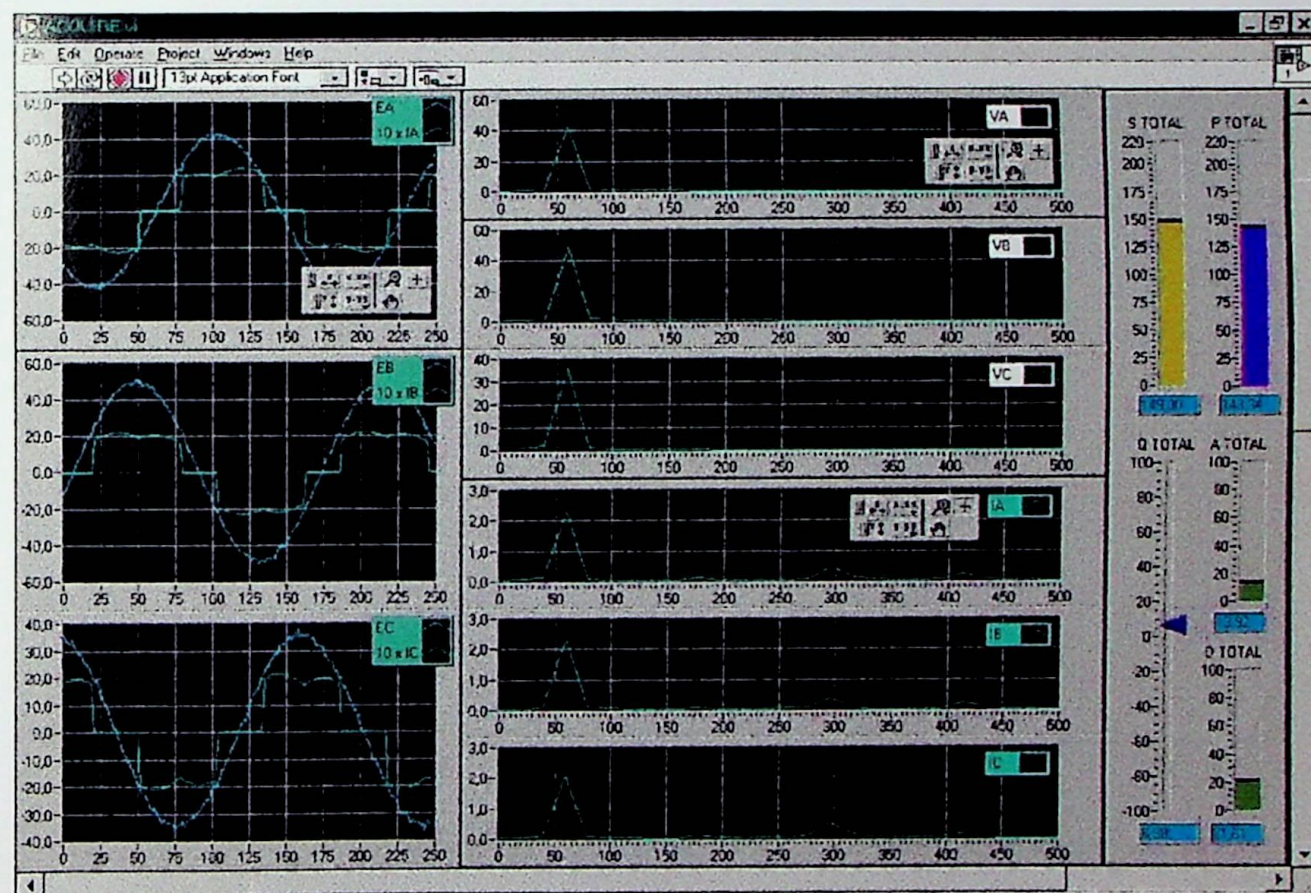
$$P = 143,34$$

$$Q = 6,98$$

$$D = 21,61$$

$$A = 13,92$$

$$S = 149,00$$



2º Caso – Tensão trifásica desequilibrada

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

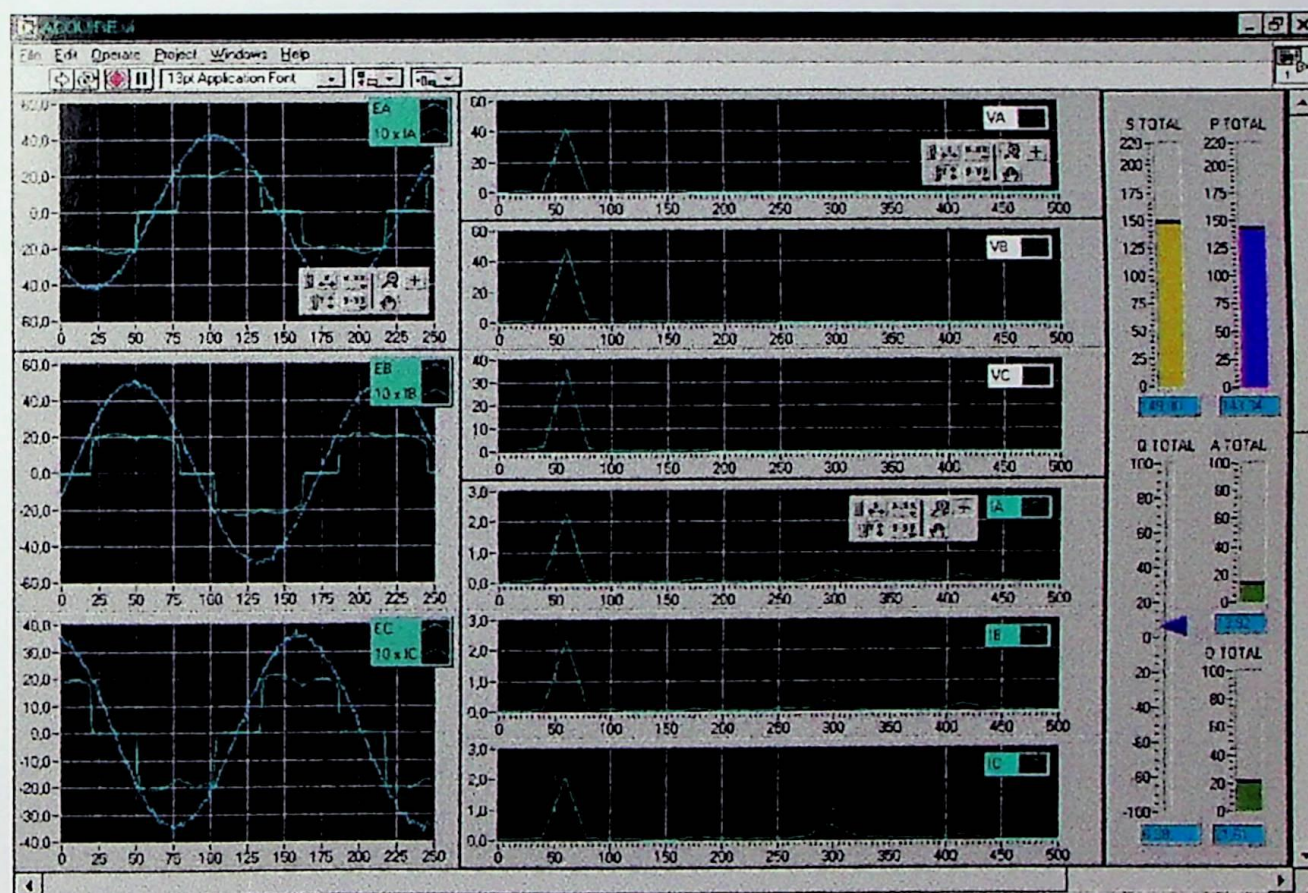
$$P = 143,34$$

$$Q = 6,98$$

$$D = 21,61$$

$$A = 13,92$$

$$S = 149,00$$



3º Caso – Tensão equilibrada porém assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

$$P = 159,28$$

$$Q = 7,42$$

$$D = 35,21$$

$$A = 2,01$$

$$S = 169,11$$



3º Caso – Tensão equilibrada porém assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

$$P = 159,28$$

$$Q = 7,42$$

$$D = 35,21$$

$$A = 2,01$$

$$S = 169,11$$



3º Caso – Tensão equilibrada porém assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

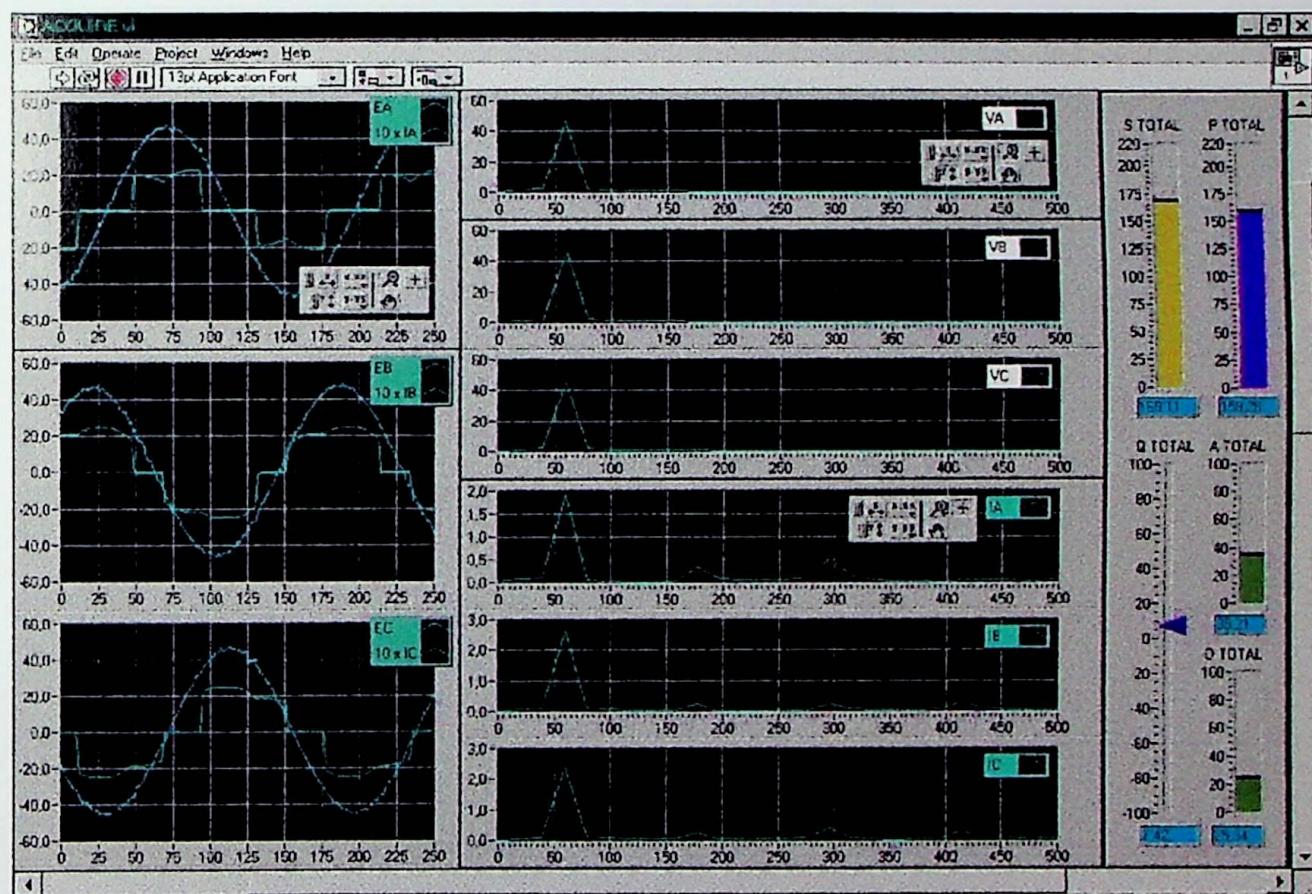
$$P = 159,28$$

$$Q = 7,42$$

$$D = 35,21$$

$$A = 2,01$$

$$S = 169,11$$



4º Caso – Tensão desequilibrada e assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

$$P = 153,56$$

$$Q = 6,55$$

$$D = 22,37$$

$$A = 20,64$$

$$S = 160,13$$



4º Caso – Tensão desequilibrada e assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

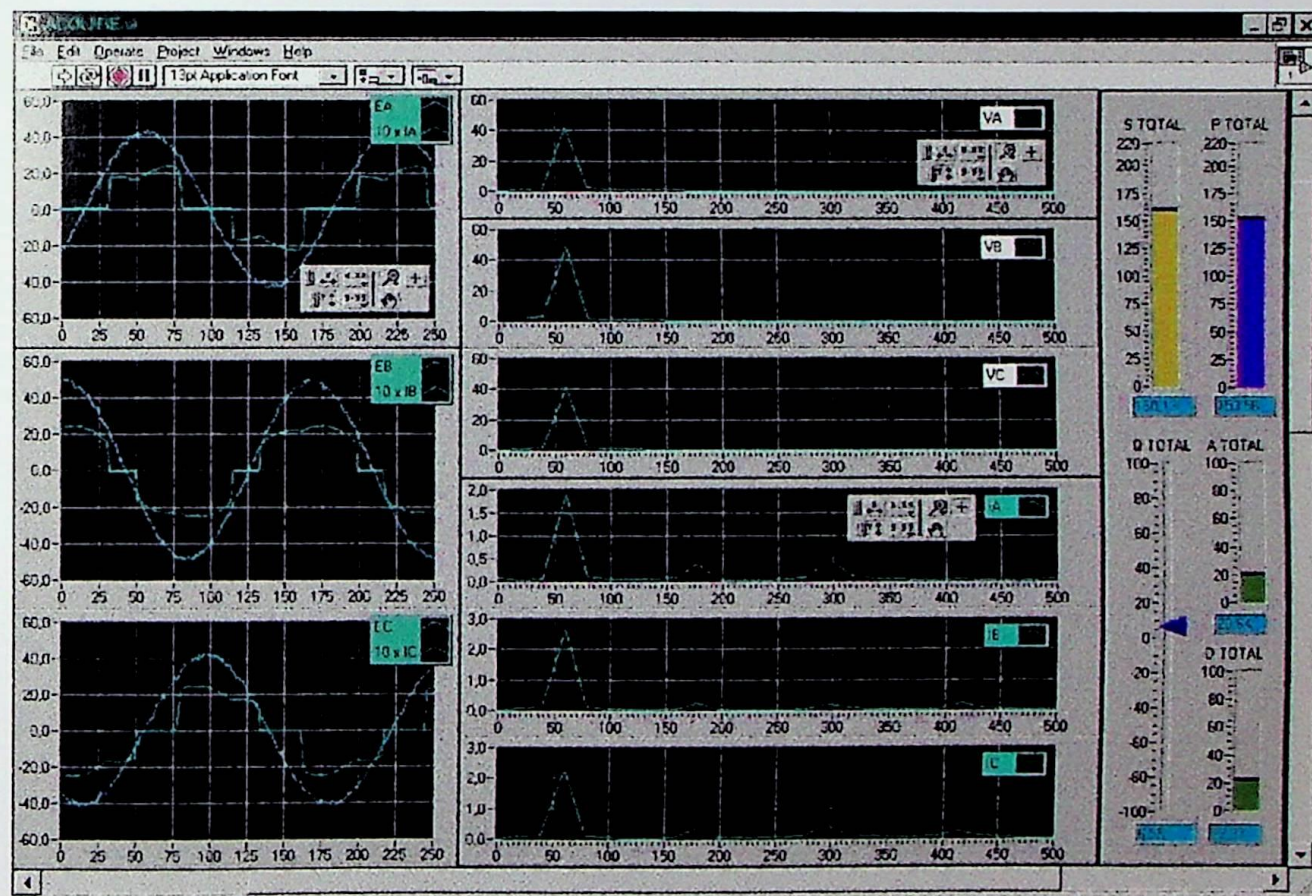
$$P = 153,56$$

$$Q = 6,55$$

$$D = 22,37$$

$$A = 20,64$$

$$S = 160,13$$



4º Caso – Tensão desequilibrada e assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

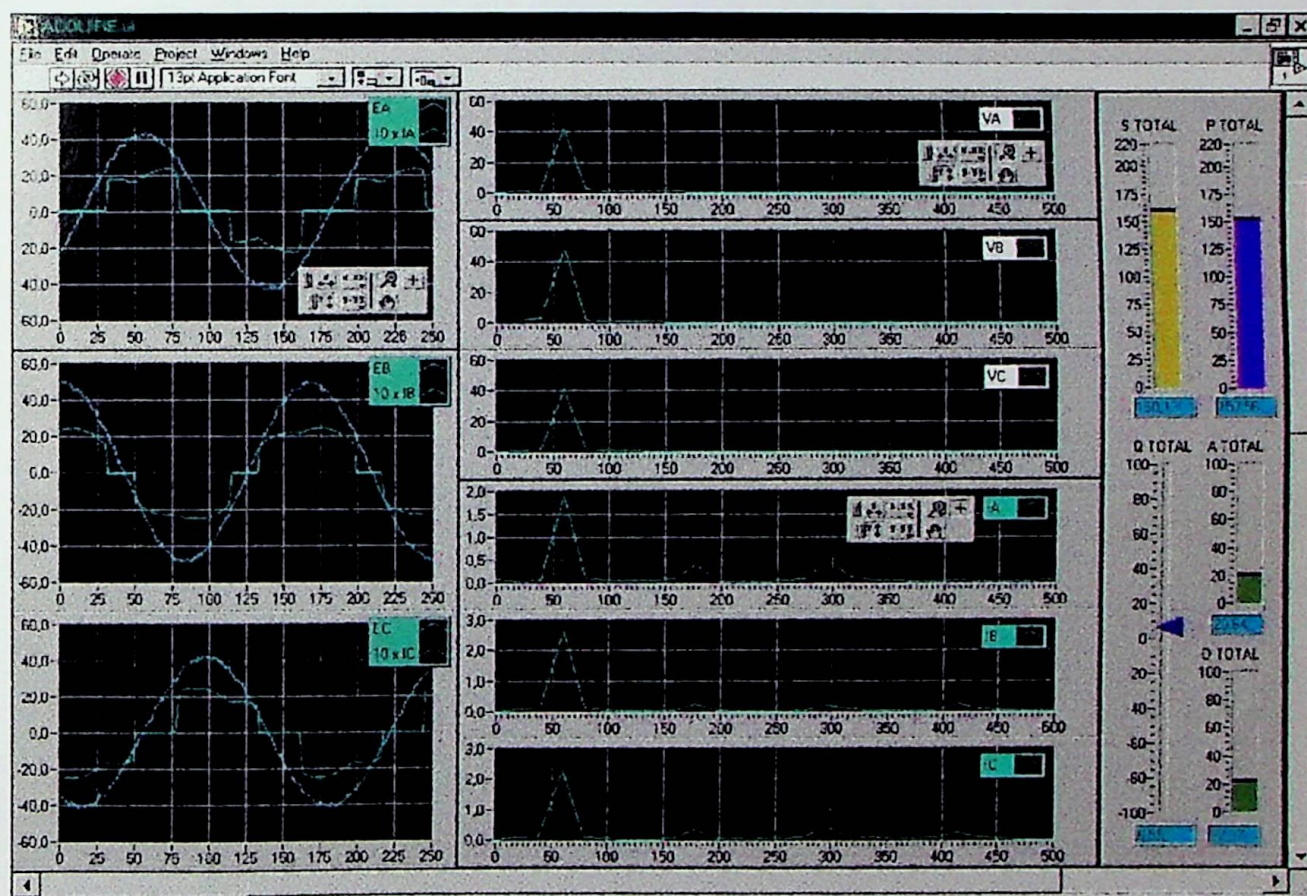
$$P = 153,56$$

$$Q = 6,55$$

$$D = 22,37$$

$$A = 20,64$$

$$S = 160,13$$



5º Caso – Tensão e corrente equilibradas em amplitude, porém com as formas de onda de tensão, geradas pelo instrumento, simulando um transformador; a composição espectral da onda é dada pela tabela abaixo.

V HARMÔNICA	AMPLITUDE %	FASE °
1	100	0
3	81	180
5	52	0
7	23	180
9	3	0
11	8	0
13	7	180

Tabela 1 – Distribuição espectral dos harmônicos de tensão para as três fases

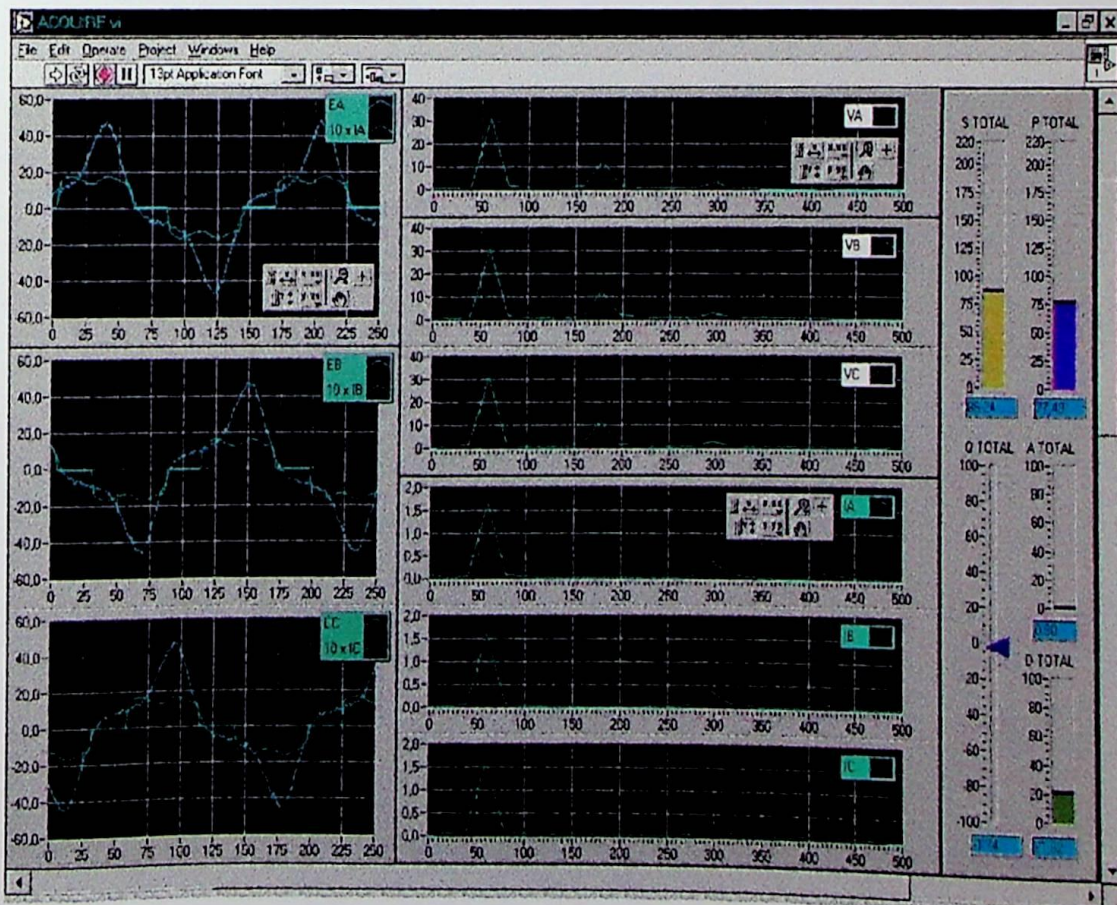
P = 77,49

Q = -1,74

D = 21,82

A = 0,90

S = 86,24



5º Caso – Tensão e corrente equilibradas em amplitude, porém com as formas de onda de tensão, geradas pelo instrumento, simulando um transformador; a composição espectral da onda é dada pela tabela abaixo.

V HARMÔNICA	AMPLITUDE %	FASE °
1	100	0
3	81	180
5	52	0
7	23	180
9	3	0
11	8	0
13	7	180

Tabela 1 – Distribuição espectral dos harmônicos de tensão para as três fases

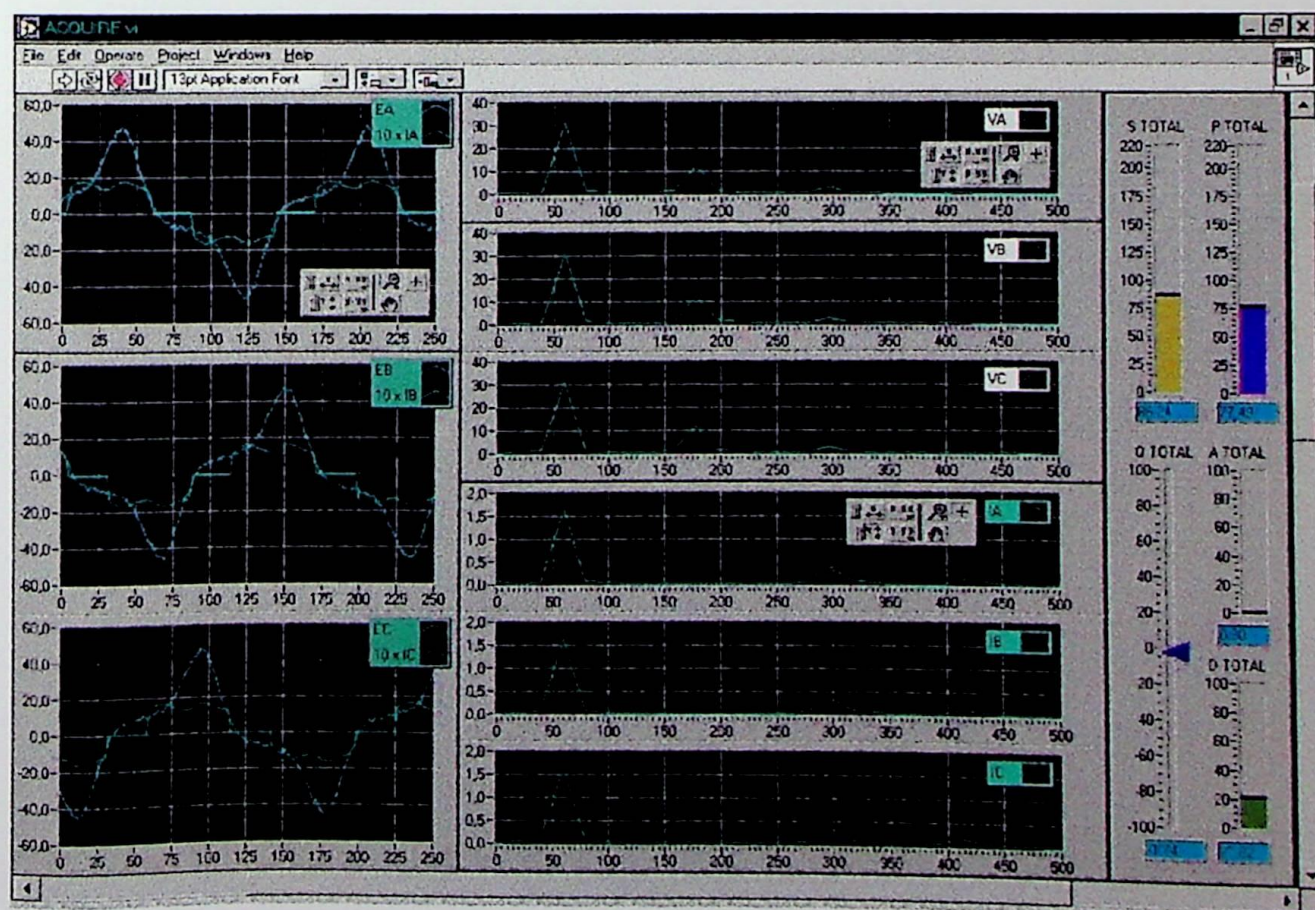
$P = 77,49$

$Q = -1,74$

$D = 21,82$

$A = 0,90$

$S = 86,24$



5º Caso – Tensão e corrente equilibradas em amplitude, porém com as formas de onda de tensão, geradas pelo instrumento, simulando um transformador; a composição espectral da onda é dada pela tabela abaixo.

V HARMÔNICA	AMPLITUDE %	FASE °
1	100	0
3	81	180
5	52	0
7	23	180
9	3	0
11	8	0
13	7	180

Tabela 1 – Distribuição espectral dos harmônicos de tensão para as três fases

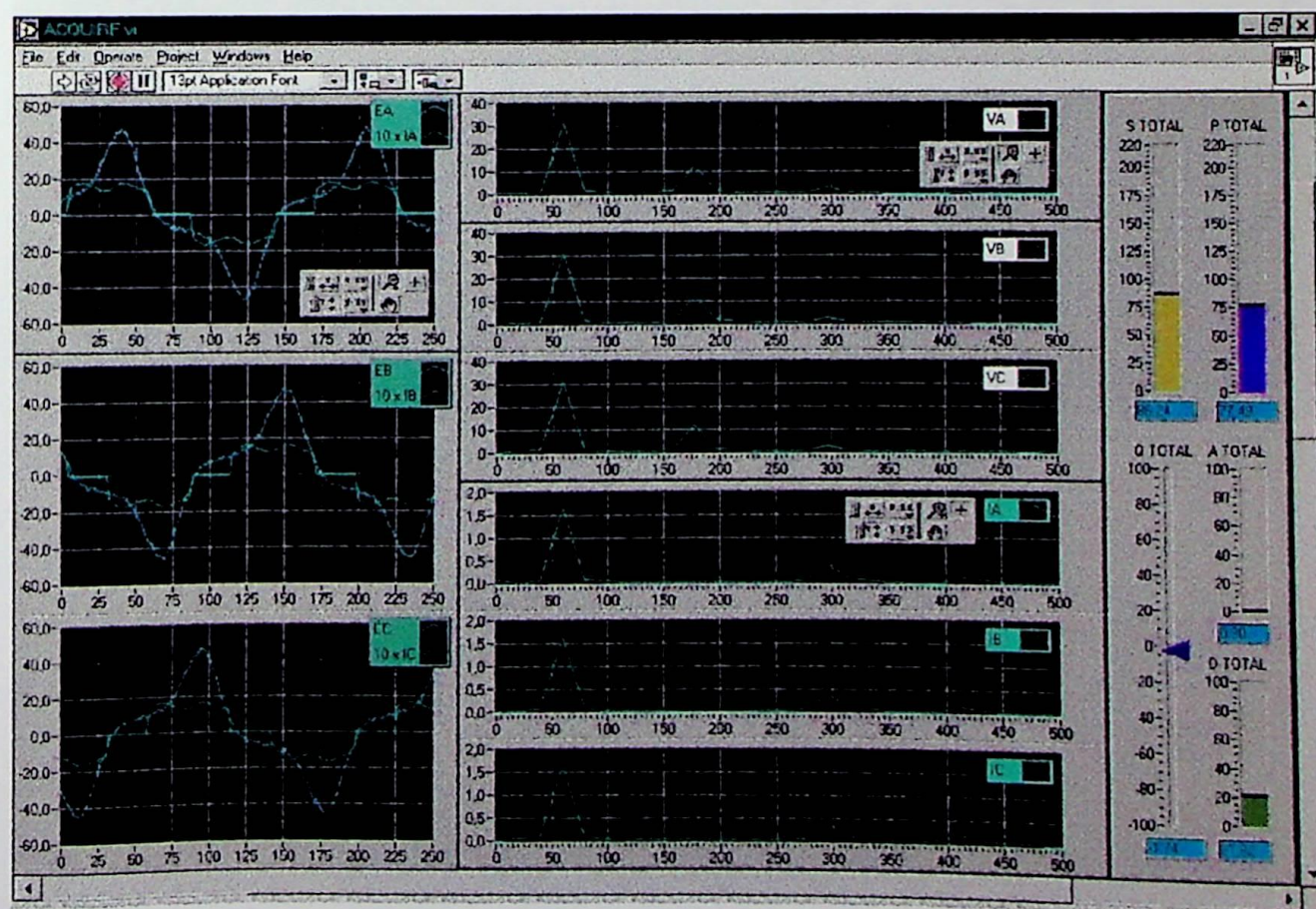
$P = 77,49$

$Q = -1,74$

$D = 21,82$

$A = 0,90$

$S = 86,24$



3º Caso – Tensão equilibrada porém assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

$$P = 159,28$$

$$Q = 7,42$$

$$D = 35,21$$

$$A = 2,01$$

$$S = 169,11$$



ANÁLISE DE UM RETIFICADOR TRIFÁSICO NÃO CONTROLADO

Outro ensaio realizado foi a análise de uma ponte trifásica não controlada. O mesmo conjunto de cargas resistivas utilizado nos ensaios anteriores foi utilizado. As condições típicas do ensaio foram as seguintes:

Tensão entre fase e neutro na carga $\approx 46,67\text{Vp}$

Corrente de carga (sistema equilibrado e simétrico) $\approx 3,25\text{Ap}$

1º Caso – Tensão e corrente equilibradas

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

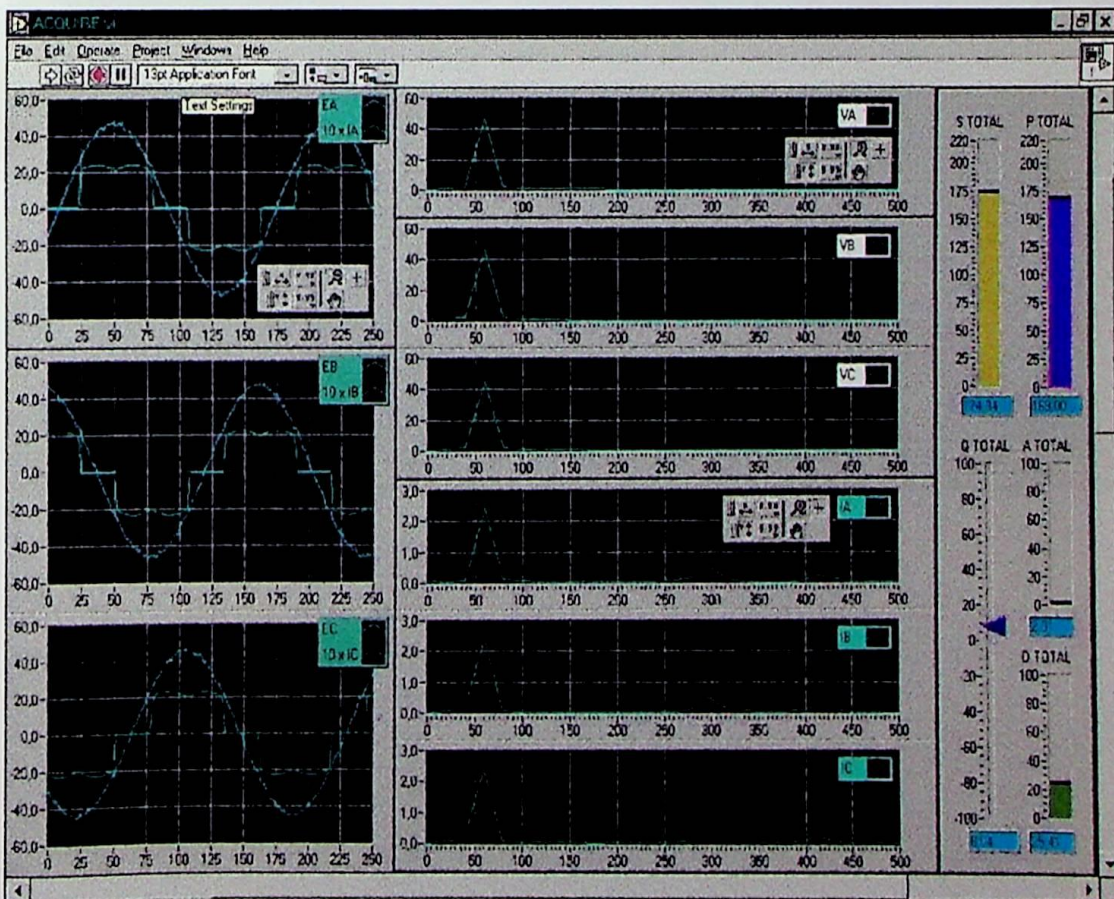
$$P = 169,00$$

$$Q = 8,04$$

$$D = 25,41$$

$$A = 2,01$$

$$S = 174,84$$



2º Caso – Tensão trifásica desequilibrada

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

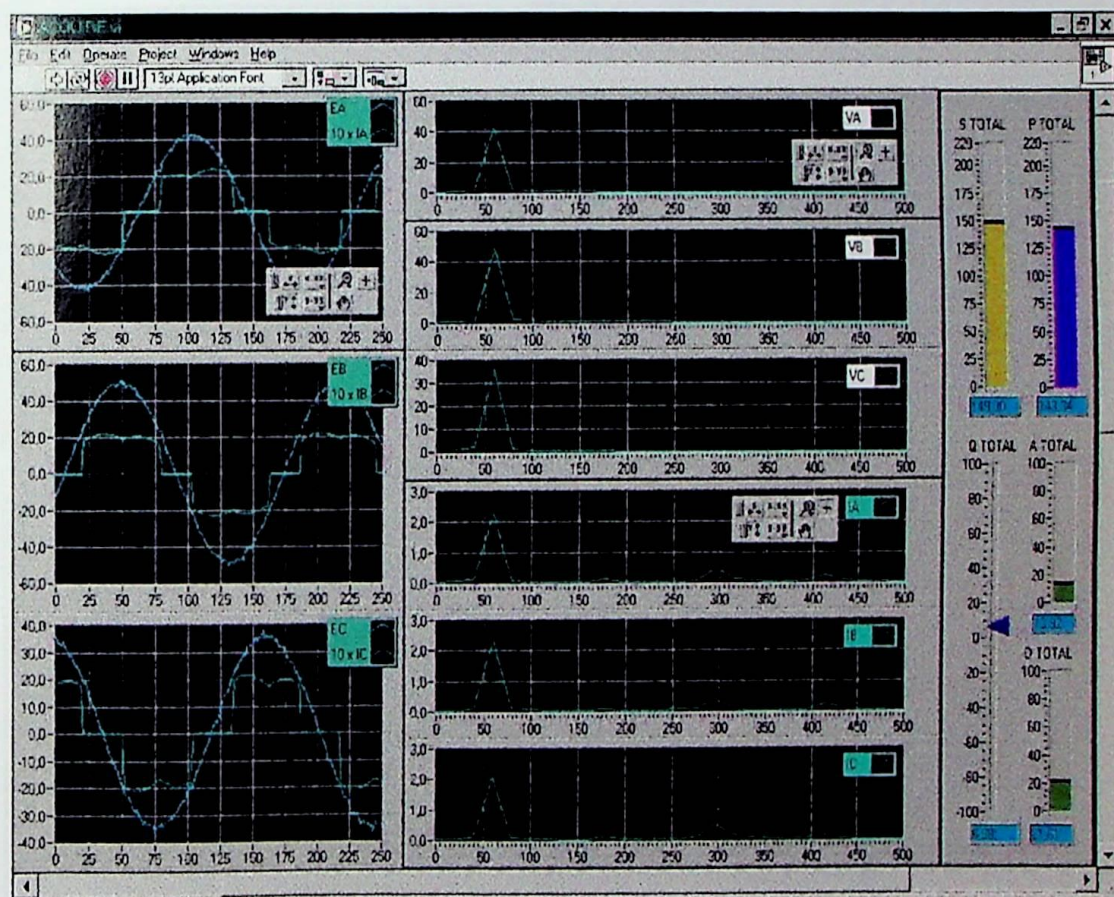
$$P = 143,34$$

$$Q = 6,98$$

$$D = 21,61$$

$$A = 13,92$$

$$S = 149,00$$



3º Caso – Tensão equilibrada porém assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 46,67 \angle 0$$

$$E_b = 46,67 \angle -120$$

$$E_c = 46,67 \angle +120$$

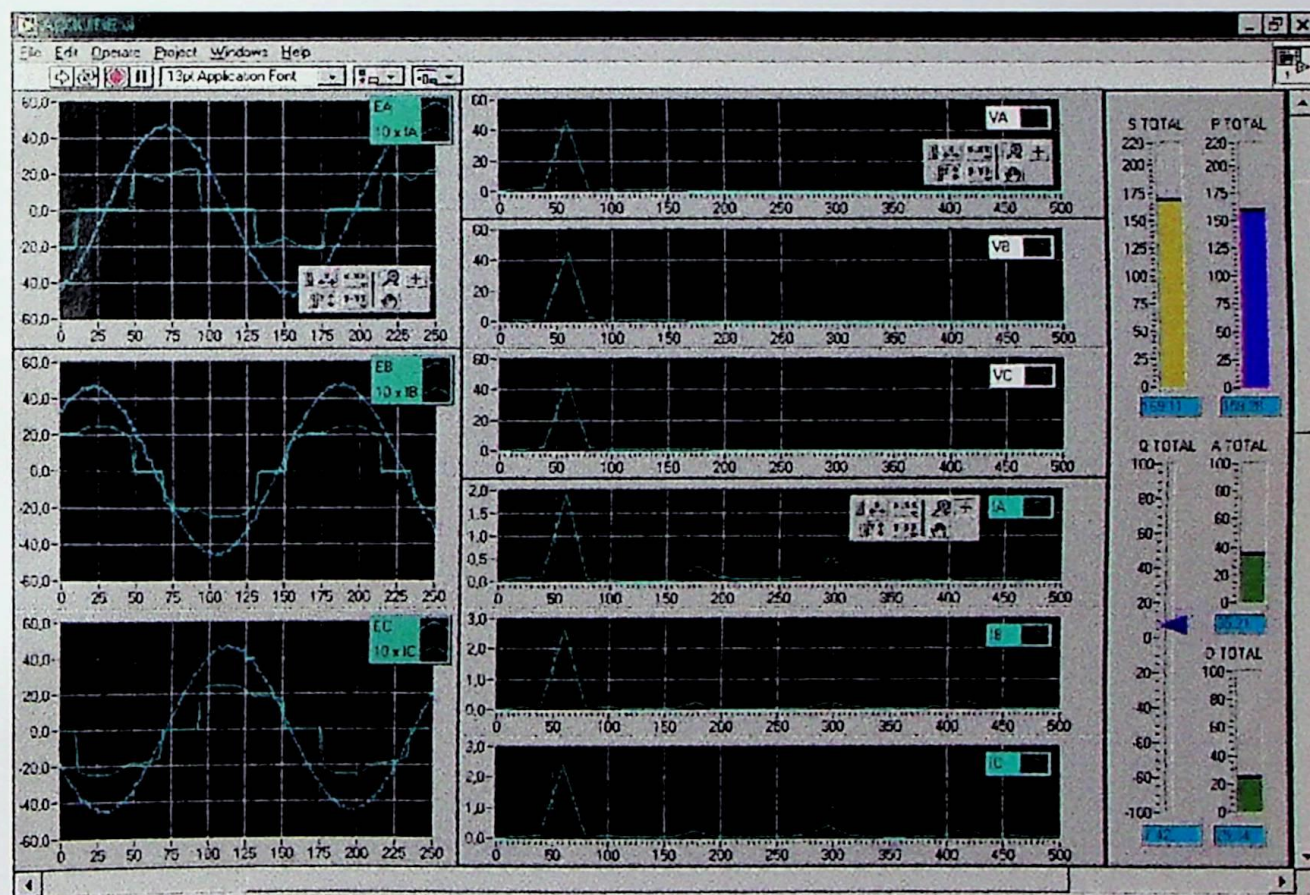
$$P = 159,28$$

$$Q = 7,42$$

$$D = 35,21$$

$$A = 2,01$$

$$S = 169,11$$



4º Caso – Tensão desequilibrada e assimétrica [110° entre fase A e fase B]

$$E_a = 42,42 \angle 0$$

$$E_b = 45,25 \angle -120$$

$$E_c = 36,77 \angle +120$$

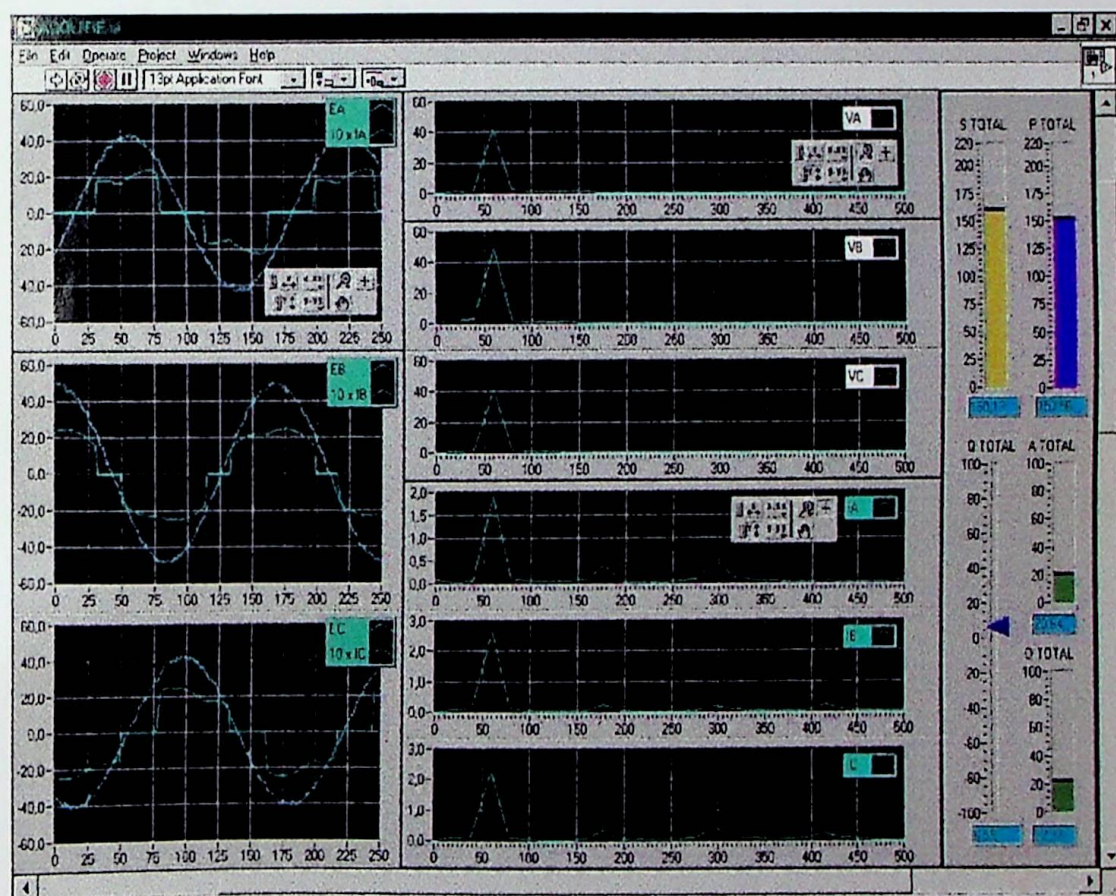
$$P = 153,56$$

$$Q = 6,55$$

$$D = 22,37$$

$$A = 20,64$$

$$S = 160,13$$



5º Caso – Tensão e corrente equilibradas em amplitude, porém com as formas de onda de tensão, geradas pelo instrumento, simulando um transformador; a composição espectral da onda é dada pela tabela abaixo.

V HARMÔNICA	AMPLITUDE %	FASE °
1	100	0
3	81	180
5	52	0
7	23	180
9	3	0
11	8	0
13	7	180

Tabela 1 – Distribuição espectral dos harmônicos de tensão para as três fases

P = 77,49

Q = -1,74

D = 21,82

A = 0,90

S = 86,24

