

ATENÇÃO

O ORIGINAL DESTE ÍTEM NÃO FORNECE CONDIÇÕES
PARA OBTER UMA CÓPIA DIGITALIZADA COM
MELHOR QUALIDADE



AUTARQUIA ASSOCIADA À UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

DESENVOLVIMENTO DE UM CONJUNTO
ELETRÔMETRO/AMPLIFICADOR E FILTRO
PARA ANÁLISE DE RUÍDO DE REATORES

CLAUDE EMILE STROHL

Dissertação apresentada como parte
dos requisitos para a obtenção do Grau
De Mestre em Ciências na Área De
Reatores Nucleares de Potencia e
Tecnologia do Combustível Nuclear

Orientador:
Dr. Adalberto José Soares

São Paulo
1996

**INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES
AUTARQUIA ASSOCIADA À UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM CONJUNTO ELETRÔMETRO/AMPLIFICADOR
E FILTRO PARA ANÁLISE DE RUÍDO DE REATORES**

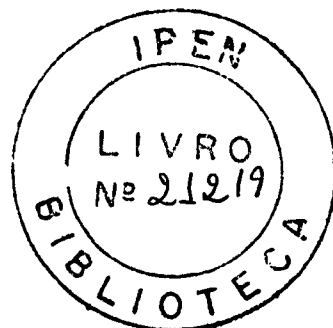
CLAUDE EMILE STROHL

Dissertação apresentada como parte dos requisitos
para a obtenção do Grau de Mestre em Ciências
na Área de Reatores Nucleares de Potência e
Tecnologia do Combustível Nuclear.

ORIENTADOR: Dr. ADALBERTO JOSÉ SOARES

SÃO PAULO

1996



*Aos meus Pais,
A minha familia,
Aos meus colegas,
de trabalho.*

AGRADECIMENTOS

- Ao CTMSP - Centro Tecnológico da Marinha em São Paulo- pelo apoio material para a realização deste trabalho.
- Ao IPEN-CNEN/SP - Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, pelo apoio material e de pessoal, particularmente aos operadores da UCRI.
- Ao Dr. Adalberto José Soares pelo incentivo, discussões e excelente relacionamento durante o trabalho.
- À chefia da divisão de instrumentação nuclear do CTMSP, na pessoa do sr. José Carlos Pires Ferreira pela atenção e concessão de horas para realização do trabalho.
- A chefia da seção de engenharia de desenvolvimento, na pessoa do eng. Pedro Luiz Benko, pelo apoio e aconselhamento durante a realização do trabalho.
- Ao eng. Vadim Surkov por sua infinita paciência, colaboração, apoio e aconselhamento durante toda a realização do trabalho desde a realização dos experimentos até a impressão final.
- Aos engs. Evaldo Martin Ortigoso e Paulo Massotti pela ajuda e aconselhamento no projeto do eletrômetro.
- Ao matemático Mario Leme por sua ajuda na elaboração do software.
- A todos os amigos que participaram com sugestões e discussões durante este trabalho, de A até Z.
- A minha adorada esposa Rosana e aos meus filhos Raphael e Juliana pelo constante apoio, carinho e paciência durante a realização do trabalho.

DESENVOLVIMENTO DE UM CONJUNTO ELETRÔMETRO/AMPLIFICADOR E FILTRO PARA MEDIDAS DE ANÁLISE DE RUÍDO

CLAUDE EMILE STROHL

RESUMO

Em reatores nucleares de potência, o sinal gerado pelo detector, na forma de pulsos, tensão ou corrente, é diretamente proporcional ao fluxo neutrônico, à taxa de fissão e portanto ao nível de potência gerado. A investigação das flutuações (ruído neutrônico) em torno do valor médio deste sinal constitui o que denominamos de análise de ruído e permite monitorar e diagnosticar fenômenos que ocorrem dentro do núcleo do reator, como vibração de componentes e variações nas condições termohidráulicas do fluido refrigerante. Desta forma foi desenvolvido um conjunto eletrônico, montado numa placa padrão para IBM-PC, cujos os blocos principais são: um eletrômetro-amplificador, de alto ganho com isolamento e saídas AC e DC e um filtro “anti-aliasing”. Este conjunto, junto com uma placa de aquisição de dados padrão IBM-PC, são conectados em “slots” do PC, permitindo a realização de medidas de análise de ruído de reatores e medidas de reatividade, a partir de detectores tipo câmara de ionização ou SPD's.

Os testes realizados com o conjunto tanto a nível de laboratório como de campo, mostraram que o mesmo atende ao que foi especificado, sendo adequado para uso com detectores que geram correntes na faixa de 10^{-10} a 10^{-7} Amperes

DEVELOPMENT OF AN ELECTRONIC MODULE FOR NOISE ANALYSIS

CLAUDE EMILE STROHL

ABSTRACT

In nuclear power reactors, the neutron detector signal is dependent on the number of fissions and the reactor power level. The detector signal can be divided into two components: a DC component, proportional to the average value and an AC component, which is the fluctuating part superimposed to the DC component. The analysis of the fluctuating part of the signal is called noise analysis and allow us to investigate phenomena occurring within the reactor vessel, such as vibration of fuels elements and coolant density, temperature, pressure and flow changes. On the other hand, the measure of the static DC part allows us to measure the local power density.

This work describes the development of a personal computer based signal conditioning card that, together with a personal computer comercial data aquisition card, can be used for noise analysis and reactivity measurements of signals coming from ionization chambers or SPD's.

SUMÁRIO	Página
1 - INTRODUÇÃO	1
2- OBJETIVO	3
3 - CONCEITOS DE RUÍDO NEUTRÔNICO	4
4 - DESCRIÇÃO GERAL	8
4.1 -Descrição Funcional da Instrumentação Proposta	12
4.2 - Descrição Funcional da Placa Condicionadora de Sinais	14
5 - DESENVOLVIMENTO DA PLACA CONDICIONADORA DE SINAIS	15
5.1 - Desenvolvimento do Eletrômetro	15
5.1.1 - <i>Eletrômetro tipo derivação (ou shunt)¹⁴</i>	16
5.1.2 - <i>Eletrômetro tipo feedback¹⁴</i>	19
5.1.3 - <i>Influência da largura de banda de frequência e do tempo de subida para escolha do eletrômetro^{12,14}</i>	22
5.1.4 - <i>Escolha do eletrômetro</i>	25
5.2 - Especificação do Eletrômetro	26
5.3 - Características de Hardware do Eletrômetro	28
5.3.1 - <i>Características do estágio de entrada diferencial e amplificação programável</i>	29
5.3.2 - <i>Características do estágio de isolamento</i>	33
5.3.3 - <i>Características do estágio de saída</i>	37
5.4 - Desenvolvimento do Filtro Anti-Aliasing (F.A.A)	39
5.4.1 - <i>Escolha do tipo de Filtro</i>	41
5.4.2 - <i>Aliasing^{16,21,27,29,31,32}</i>	44
5.5 - Especificação do Filtro Anti-Aliasing (F. A. A.)	54
5.6 - Características de Hardware do F. A. A.	55
5.7 - Alimentação da Placa Condicionadora de Sinais	58
6- TESTES DE LABORATÓRIO	60
6.1 - Teste do Eletrômetro	60
6.1.1 - <i>Resultados</i>	64
6.2 - Teste dos F. A. A.	69
6.2.1 - <i>Resultados</i>	70
6.3 - Testes de Integração em Laboratório	81
6.3.1 - <i>Resultados</i>	85
7- TESTES DE CAMPO	93
7.1 - Resultados	97
8 - CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	111
9 - APÊNDICE	112
10 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	117
11 - ANEXOS	121

1 - INTRODUÇÃO

Para reatores nucleares de potência operarem de forma segura e eficiente, é necessário que haja uma monitoração constante de sua operação, através de uma instrumentação confiável e precisa.

Os detetores de nêutrons constituem importantes elementos da instrumentação de reatores nucleares, sendo utilizados para determinação do nível de potência e da distribuição de potência dentro do núcleo do reator. O sinal gerado pelo detetor, na forma de pulsos, tensão ou corrente, é diretamente proporcional ao fluxo de neutrons, à taxa de fissão e portanto ao nível de potência gerada.

O sinal proveniente dos detetores, cujo valor médio é proporcional ao fluxo de nêutrons no reator, apresenta flutuações que são conhecidas como ruído neutrônico. A correta avaliação do valor médio do sinal do detetor, bem como de seu ruído associado permitem entre outras coisas, medir de forma eficaz a potência gerada no reator, calcular a reatividade do reator, estimar o grau de subcriticabilidade e detectar alterações na estrutura do núcleo do reator.

Para isto é necessária uma investigação das flutuações em torno do valor médio dos sinais provenientes dos detetores, instalados dentro ou fora do núcleo do reator, num processo que denominamos de análise de ruído.

Uma definição completa sobre a técnica de análise de ruído e suas inúmeras aplicações em centrais nucleares é apresentada por Silva et al (1991).²⁸ que destaca as seguintes aplicações:

- verificação e validação dos sinais provenientes dos diversos sensores utilizados na instalação;
- monitoração da vibração dos principais equipamentos do reator, circuito primário e circuito secundário;

- monitoração da ressonância do fluido para verificação da integridade do circuito primário;

- monitoração dos parâmetros termohidráulicos tais como pressão, temperatura, vazão de refrigerante, formação de bolhas etc.

- monitoração de parâmetros nucleares tais como coeficientes de reatividade de temperatura e de pressão.

Na área de monitoração de vibração de componentes do reator devemos enfatizar que a técnica de análise de ruído, utilizando sinais provenientes de detetores de nêutrons é de suma importância, principalmente onde requisitos de espaço e radiação ambiente proibem o uso de sensores de vibração “in - core”.

Neste trabalho , o que interessa particularmente não é um estudo teórico da análise de ruído em si, mas o tipo de instrumentação desenvolvida de forma a tornar possível a sua utilização.

Desta forma foi proposto o desenvolvimento de um condicionador de sinal ou conjunto eletrônico, a ser montado numa placa padrão para IBM-PC, composto por um eletrômetro, um amplificador de alto ganho com isolamento e saídas AC e DC e um filtro “anti-aliasing”. Este conjunto, juntamente com uma placa de aquisição de dados padrão IBM-PC, serão conectadas em “slots” do PC, de forma que sirvam para realização tanto de medidas de análise de ruído de reatores como também medidas de reatividade, a partir de detetores de nêutrons tipo câmara de ionização ou SPD's^{3,4,25}.

Desta forma aproveita-se a plataforma do PC com sua IHM (Interface Homem/Maquina) com dois objetivos: o primeiro, monitorar o valor médio do sinal do detector para determinação da potência do reator em medidas de reatividade; e o segundo permitir a análise de ruído propriamente dita graças a utilização de um software aplicativo adequado, responsável por todo o processamento do sinal proveniente da placa de aquisição de dados^{18,33}.

2- OBJETIVO

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de um conjunto eletrônico composto por um eletrômetro-amplificador de alto ganho com saídas AC e DC e um filtro “anti-aliasing”, para ser utilizado em medidas de análise de ruído e reatividade de reatores nucleares, a partir de detetores de neutrons tipo câmaras de ionização ou detetores “in core” do tipo auto-energizados (self powered detectors).

3 - CONCEITOS DE RUÍDO NEUTRÔNICO

A segunda metade da década de 60 marcou o início da utilização da técnica de análise de ruído em reatores nucleares principalmente com as experiências realizadas nos reatores HFIR e MSRE a partir de 1965 conforme D.N. Fry (1970).¹³ Estas experiências já mostravam naquela época uma tendência a se utilizar da análise de ruído para detecção de falhas em reatores e medidas de parâmetros, na impossibilidade de se utilizar outros métodos, face ao ambiente hostil dentro do reator, tal como altas temperaturas, radiação ou falta de espaço para colocação de sensores de medida.

A fim de melhor compreender o conceito de análise de ruído neutrônico, dividimos os sinais provenientes dos detetores nucleares em duas componentes: uma componente DC também chamada de componente estacionária ou estática, proporcional ao fluxo neutrônico médio; e uma componente AC também chamada de componente alternada ou dinâmica, superposta ao sinal DC e que denominamos de ruído neutrônico.^{22,28}

Assim como no caso de outras variáveis, como pressão e temperatura, a medida da componente DC do sinal fornece uma indicação sobre o valor médio do fluxo neutrônico, enquanto que a medida da componente AC nos fornece a medida da variação do fluxo, geralmente causada por perturbações aleatórias, como vibrações de elementos combustíveis, variação na densidade do moderador e refrigerante, deficiência de troca de calor com formação de bolhas e interação da bomba do primário com fluido refrigerante.

Segundo Silva et al (1991)²⁸ a análise das flutuações em torno de um valor médio nos sinais provenientes dos detetores, localizados dentro ou fora do núcleo do reator de uma central nuclear, permite obter uma série de parâmetros que, entre outras coisas, tornam possível caracterizar o estado do reator .

Podemos tomar como exemplo a flutuação da corrente proveniente de um detector tipo câmara de ionização durante um tempo t , conforme mostrado na figura 3.1.

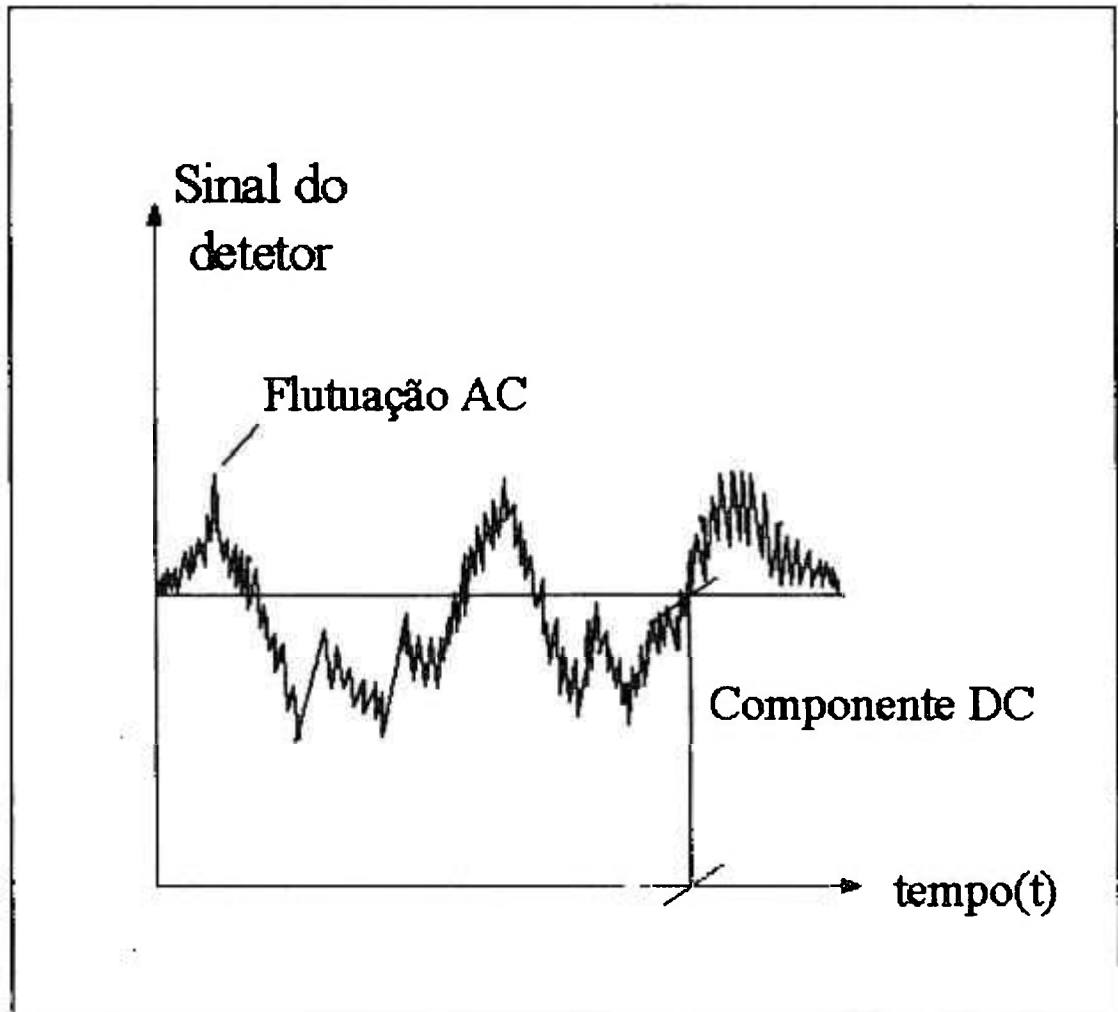


FIG. 3.1 - REPRESENTAÇÃO DO SINAL PROVENIENTE DO DETETOR

Esta flutuação apresenta vales e picos de corrente, os quais estão intimamente relacionados com processos tais como: vibração da estrutura, processos termohidráulicos e efeitos de realimentação em controle da planta (reatividade). O registro destes vales e picos num espectro de frequência caracteriza o que chamamos de "assinatura do reator" conforme ilustrado na fig. 3.1, ou seja é um registro com informações específicas de cada instalação¹³.

Detectada uma possível alteração na assinatura do reator, pode-se averiguar quais variáveis ou fenômenos estão introduzindo mudanças no espectro de frequência, permitindo diagnosticar as possíveis causas.^{22,23}

Afim de facilitar a análise das assinaturas, a informação proveniente dos detetores, seja ela na forma de tensão ou corrente, proporcional a interação do fluxo de neutrons com o detetor, é transformada em parâmetros estatísticos variáveis ao longo do tempo, geralmente apresentados na forma de um espectro de frequência.^{15,17,28}

Conforme March Leuba et al (1985)¹⁹ o espectro de frequência, obtido a partir de detectores de neutrons, em reatores PWR, pode ser dividido em 3 faixas:

- baixa frequência, para $f < 0,01$ Hz, onde predominam flutuações causadas por demanda de carga com tempos de resposta dos controladores da planta da ordem de 5 minutos;
- média frequência, para $0,01 < f < 1$ Hz, onde predominam flutuações causadas por variações de temperatura do refrigerante e em menor parte flutuações de fluxo e pressão;
- alta frequência, de 1 a 100 Hz, onde predominam flutuações causadas por vibrações estruturais tais como: vórtice de pressão, estruturas mecânicas suporte, elemento combustível, barra de controle. A tabela 3.1 mostra as principais frequências identificadas em reatores do tipo PWR.^{19,22,35}

Para o caso de reatores de potência zero, como é o caso do reator IPEN-MB/01 onde foi realizada a parte experimental, pode-se destacar uma flutuação neutrônica importante que existe na faixa de 1 a 15Hz, quando o mesmo estava na condição de potência máxima, ou seja 100 Watts.

TABELA 3.1 - RELAÇÃO DE FREQUÊNCIAS MAIS IMPORTANTES DO ESPECTRO DE RUÍDO NEUTRÔNICO, NA OPERAÇÃO DE UM REATOR TIPO PWR/1350MW^{22,35}

Faixa de Frequências (Hz)	Efeitos Observados
0,1 - 0,8	Efeito de transporte - velocidade local do refrigerante
0,8 - 1,0	vibração de elemento combustível
1,0 - 1,2	Efeito de transporte - velocidade global do refrigerante
2,6 - 3,5	vibração de elemento combustível - modo 1
5,3	ressonância do fluido
7,5	ressonância do fluido/efeito de reatividade por coef. reat. de pressão
10,3 - 10,5	movimento pendular do barril
18,1 - 18,8	modo de vibração da contenção do barril
24,8	movimento de precessão devido ao desbalanceamento das bombas de refrigeração
29,5	vibração do suporte do núcleo
30 - 53	ressonância do fluido
75	vibração da bomba de refrigeração
80 - 90	ressonância do fluido
100	movimento de rotação da bomba principal

4 - DESCRIÇÃO GERAL

Conforme ilustrado na fig.4.1, um canal de instrumentação eletrônica clássica,^{23,28} utilizado para medidas de análise de ruído neutrônico em reatores, é constituído por:

- detetor; tipo câmara de ionização ou detetor auto-energizado (SPD);
- eletrômetro;
- amplificador isolador;
- filtro passa-banda, para filtrar a componente AC;
- gravador analógico;
- analisador Fourier;
- computador;

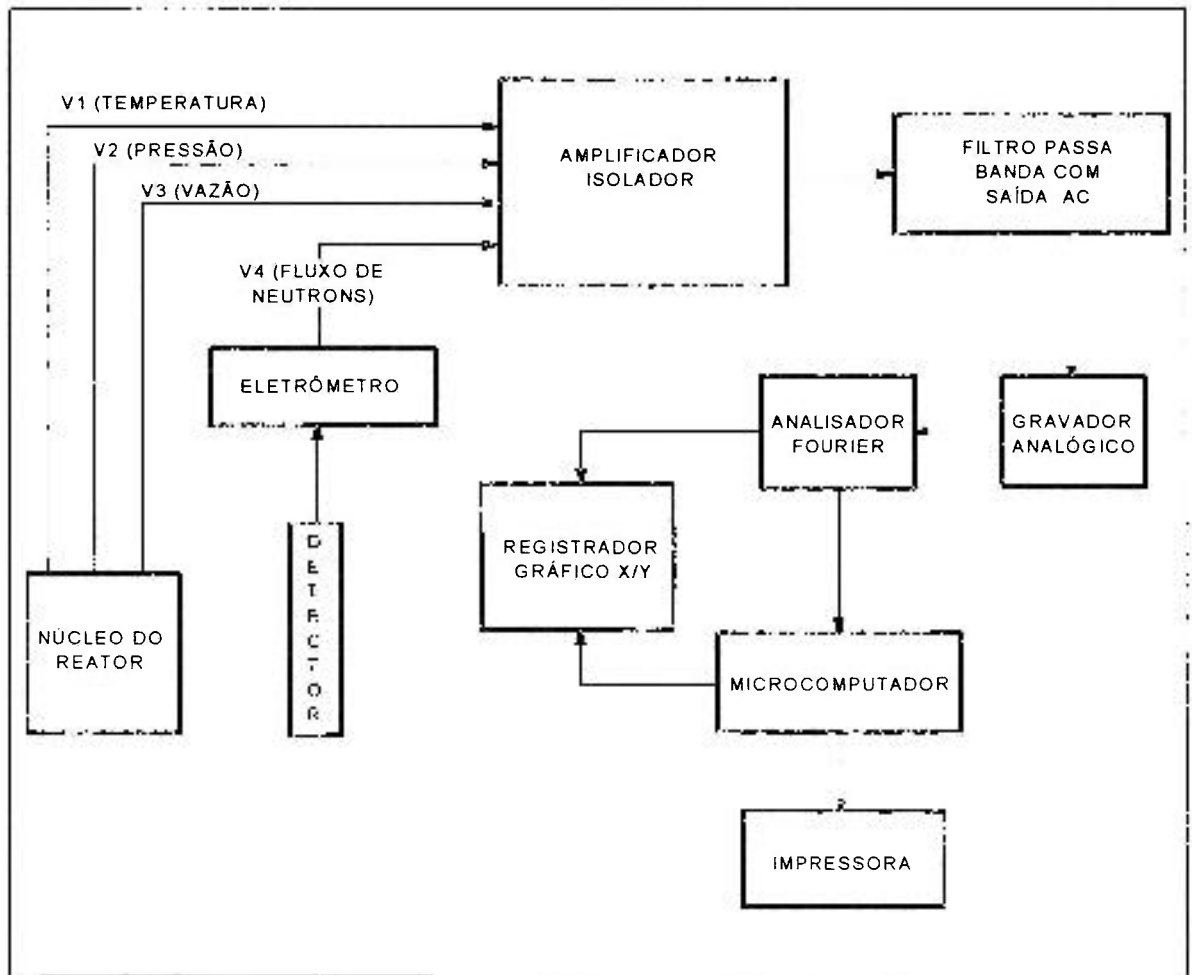


FIG. 4.1 - INSTRUMENTAÇÃO PARA ANÁLISE DE RUÍDO

O sinal de corrente proveniente do detetor, localizado próximo ao núcleo do reator, é medido através do eletrômetro e transformado em corrente ou tensão para ser posteriormente amplificado e isolado do campo. Em seguida sofre filtragem para eliminar a componente DC e altas frequências AC, restando somente a componente AC de baixa frequência, que é gravada, para permitir que os registros armazenados possam ser analisados. O analisador Fourier realiza um processamento estatístico dos dados fornecendo o espectro de frequência do sinal que pode finalmente ser armazenado na memória do computador na forma de arquivo de dados.

Para medida da potência basta tomarmos o sinal na saída do amplificador isolador e passar o sinal por um filtro de forma a eliminar a componente AC superposta ao sinal. O valor da reatividade é obtido através de um algoritmo de transformação existente na memória do micro que transforma o valor DC digitalizado em valor de reatividade.^{3,4,9,25}

O canal de instrumentação eletrônica para medida de reatividade⁹ (semelhante ao de análise de ruído), conforme figura 4.2, é constituído por:

- detetor;
- eletrômetro;
- amplificador isolador;
- filtro passa-baixas, para filtrar a componente DC;
- gravador analógico;
- microcomputador para aquisição e processamento do sinal analógico.

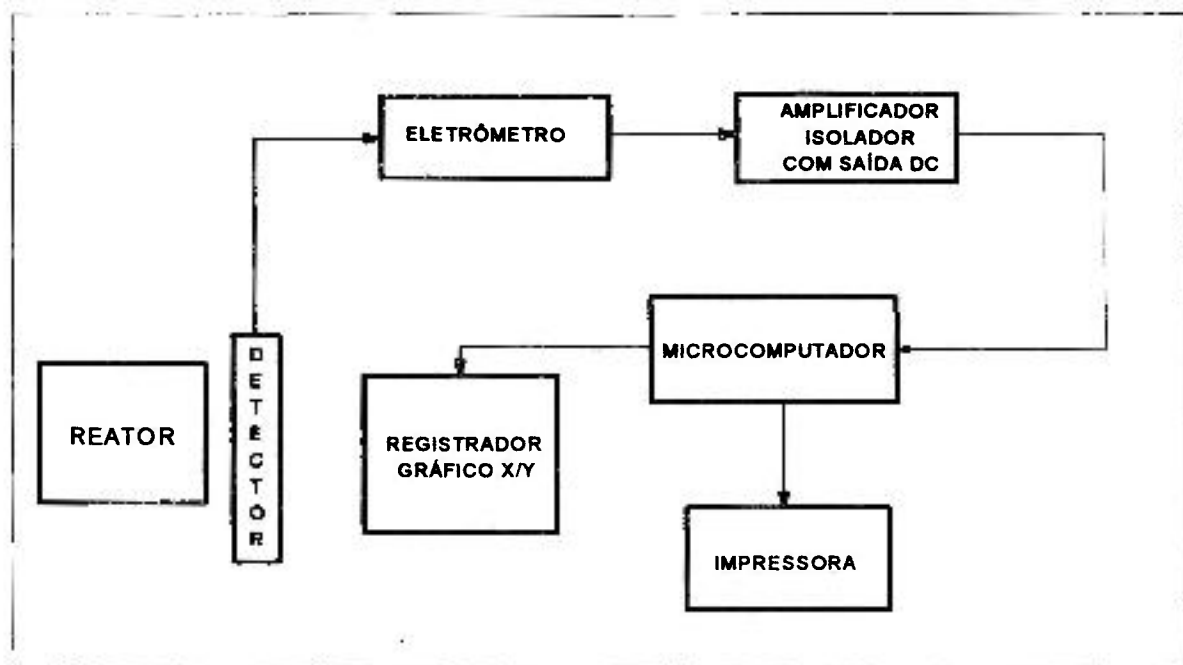


FIG. 4.2 - INSTRUMENTAÇÃO PARA MEDIDA DE REATIVIDADE

A arquitetura de hardware do canal de instrumentação eletrônica, proposto neste trabalho para análise de ruído e medição de reatividade, é constituída pelo detector por um microcomputador tipo IBM-PC e duas placas adicionais, conforme ilustrado na fig. 4.3



FIG. 4.3 - INSTRUMENTAÇÃO PROPOSTA

O microcomputador tipo IBM-PC/AT possui no seu interior o conjunto eletrônico desenvolvido, que consiste numa placa de condicionamento de sinais, e uma placa de aquisição de dados, padrão comercial com o programa para aquisição de dados e análise de espectro acionados em ambiente DOS do PC conforme figura 4.4

Desta forma o sinal proveniente do campo (detector) entra diretamente no PC, através das placa de condicionamento e de aquisição de dados disponíveis no "slot" do PC. Isto facilita o processo de condicionamento de sinais e aquisição de dados, deixando-os disponíveis para utilização por programas aplicativos próprios de análise de ruído, compatíveis com PC.^{4,10,18,33}

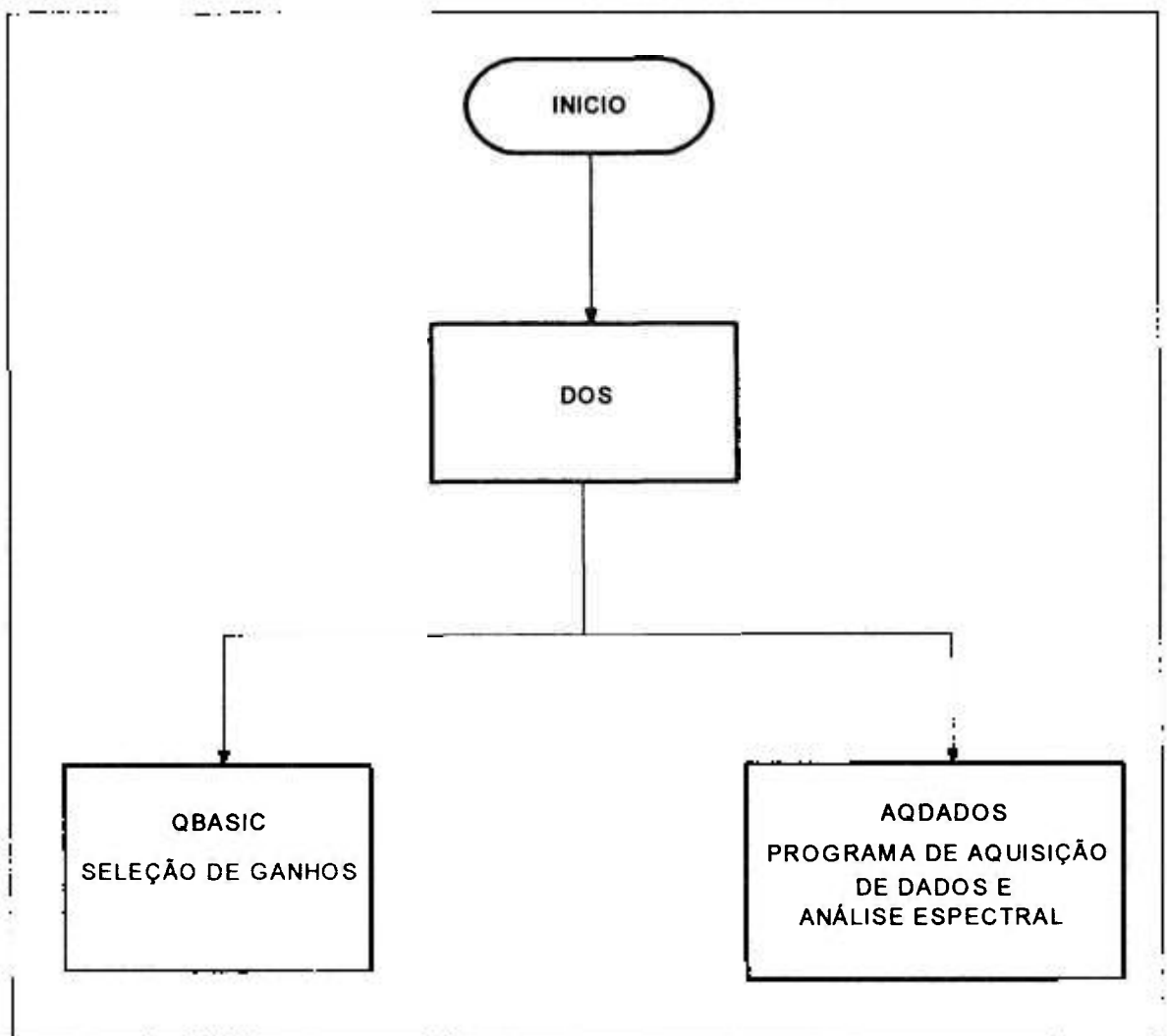


FIG. 4.4 - ESTRUTURA DE SOFTWARE

4.1 -Descrição Funcional da Instrumentação Proposta

Conforme ilustrado na fig. 4.5 a arquitetura da instrumentação proposta para medidas de reatividade e análise de ruído em reatores nucleares, é constituída por: um detector, um microcomputador, uma placa de aquisição de dados e uma placa condicionadora de sinais. O que segue é uma descrição de cada um dos itens aqui propostos.

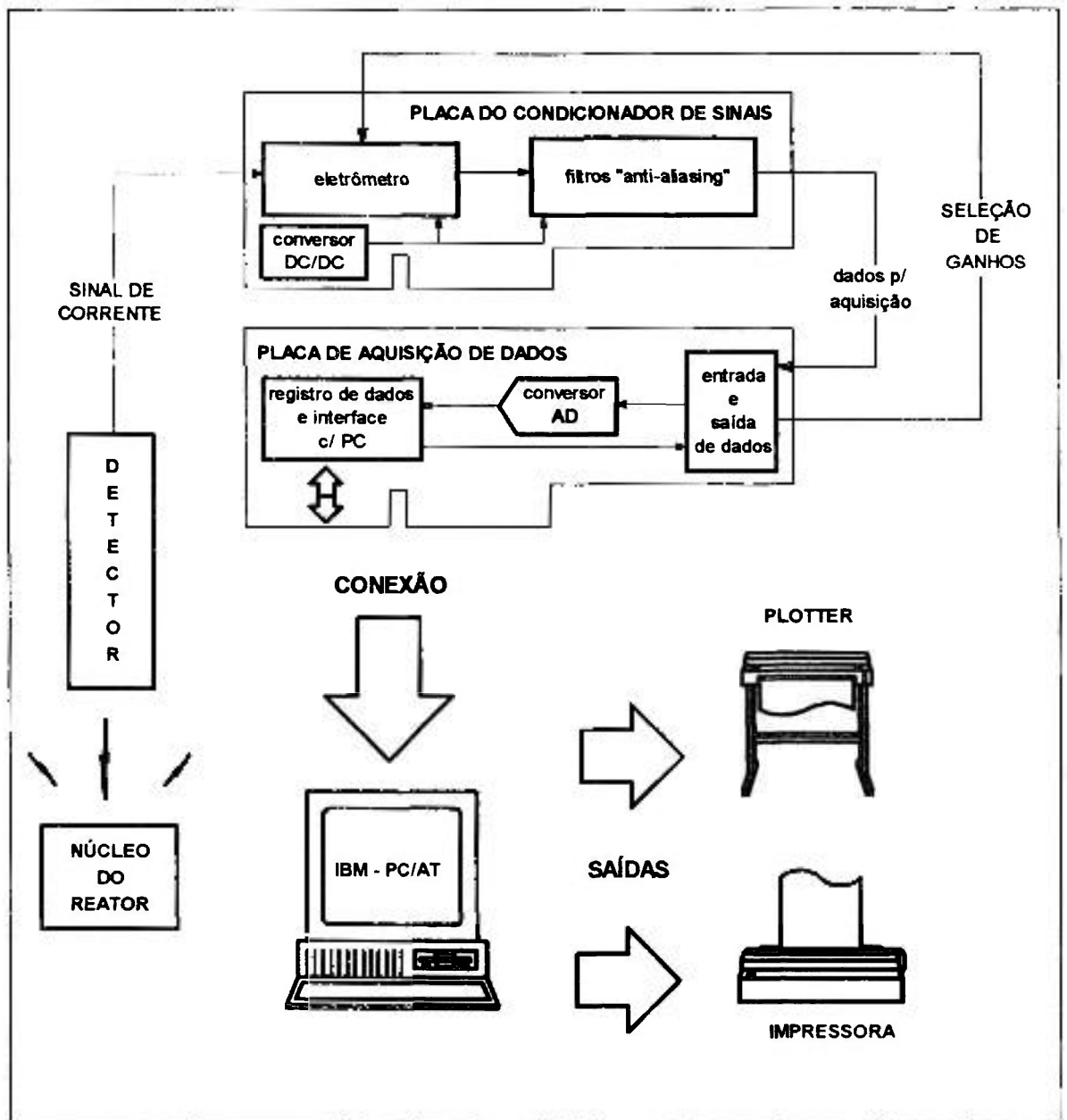


FIG. 4.5 - ARQUITETURA DE PROJETO

Detector O detector utilizado, junto ao núcleo do reator, é do tipo câmara de ionização, com função de fornecer uma corrente proporcional ao fluxo de neutrons. Eventualmente pode-se utilizar detectores auto-energizados tipo SPD's desde que apresentem uma corrente superior a 10^{-11} A. A escolha da câmara de ionização justifica-se por ser o tipo de detector utilizado para monitorar o reator na faixa de potência, em geral a partir de 1% da potência nominal.

Microcomputador O microcomputador é do tipo IBM/PC ou similar comercial. Nele será inserida a placa de condicionamento de sinais desenvolvida e a placa de aquisição de dados, adquirida juntamente com o programa de aquisição de dados e análise de espectro.

Placa de aquisição de dados A placa de aquisição de dados facilmente disponível no mercado, tem como objetivo realizar as seguintes funções: selecionar o sinal analógico da placa condicionadora de sinais; realizar a conversão analógica /digital do sinal; deixar o sinal convertido guardado numa memória ou registrador de forma que esteja disponível para ser acessado e processado pelo PC; permitir a interface de entrada ou saída digital com PC.

Placa condicionadora de sinais A placa condicionadora de sinais é o principal objetivo deste trabalho e visa realizar as seguintes funções: receber o sinal proveniente do detector, (seja câmara de ionização ou detector do tipo auto-energizado) na forma de corrente e transformá-lo em sinal de tensão; executar o condicionamento do sinal de tensão amplificando-o isolando-o e filtrando-o de forma a separar as componentes AC e DC do sinal; realizar a filtragem da componente AC de forma a possibilitar a realização de análise de ruído; enviar este sinal devidamente condicionado e filtrado à placa de aquisição de dados; permitir a seleção de ganhos por software através do teclado do PC.

4.2 - Descrição Funcional da Placa Condicionadora de Sinais

Conforme já mostrado na figura 4.5 a placa condicionadora de sinais é constituída por 3 blocos principais, a saber: o eletrômetro-amplificador, o filtro “anti-aliasing” e a alimentação isolada do PC. A seguir são fornecidas características gerais da placa, e seus componentes, que serão melhor detalhadas no capítulo 5.

Eletrômetro-amplificador O eletrômetro utilizado é do tipo derivação (“shunt”)^{12,14} e realiza as seguintes funções: mede correntes muito baixas ; amplifica em modo diferencial o sinal de entrada através da programação do ganho dos amplificadores pelo software aplicativo do PC; isola os sinais de saída do sinal de entrada; executa a separação do sinal AC e do sinal DC; gera tensão DC (na faixa de 0 a 10V) proporcional à corrente medida; limita a faixa de frequências para análise de ruído em 100 Hz e para medida de reatidade em 1 Hz; envia o sinal AC para o “filtro anti-aliasing” e o sinal DC à entrada da placa de aquisição de dados.

Filtro “Anti-Aliasing”²⁷(FAA) O Filtro Anti-Aliasing é um filtro passa-baixas que tem a função de limitar a banda de passagem do sinal da saída AC do eletrômetro, para que não ocorra o fenômeno do “aliasing”, quando da amostragem do sinal no conversor ADC da placa condicionadora. Este filtro tem as seguintes frequências de corte: 1,0 Hz, 10 Hz, 30 Hz, 60 Hz e 100 Hz. Além destas frequências de corte o sinal deverá sofrer atenuação suficiente para não interferir na resolução do conversor A/D. Após filtragem o sinal de saída de cada filtro é enviado à entrada da placa de aquisição de dados.

Alimentação O circuito de alimentação tem a função de realizar a alimentação da placa condicionadora de sinais de forma isolada da alimentação do PC. Este circuito é constituído basicamente por um conversor DC/DC.

5 - DESENVOLVIMENTO DA PLACA CONDICIONADORA DE SINAIS

5.1 - Desenvolvimento do Eletrômetro

Medidas de tensão ou corrente DC ou resistência são geralmente realizadas com utilização de multímetros eletrônicos. Estes instrumentos são adequados para medidas de sinais acima de 1 uV ou 1 uA (10^{-6}) ou abaixo de 1 gOhm (10^9),¹⁴ o que não é o caso quando se utilizam detetores de neutrons para controle e monitoração de reatores nucleares. Nestes casos o detetor, localizado próximo ao núcleo do reator gera um sinal de corrente da ordem de 10^{-11} A. Logo é necessário a utilização de um medidor de corrente mais sensível, que interfira o menos possível na medida.¹⁴

Para medida de sinais de tensão ou corrente de baixa intensidade utiliza-se o eletrômetro, que é nada mais que um multímetro DC com maior sensibilidade de medida.^{12,14,24,34}

Existem duas configurações básicas de eletrômetro para medidas de baixas correntes^{12,14}:

- eletrômetro tipo derivação ou “shunt”;
- eletrômetro com realimentação ou “feedback”.

Qualquer que seja o eletrômetro utilizado, o princípio de medida da corrente de interesse se faz de uma forma indireta através da transformação da corrente de entrada numa respectiva tensão de saída, obtendo-se assim na saída do eletrômetro uma tensão proporcional a corrente medida.

O que segue é uma breve descrição de ambos eletrômetros com justificativa para a escolha do tipo adotado.

5.1.1 - Eletrômetro tipo derivação (ou shunt)¹⁴

Conforme ilustrado na figura 5.1, o eletrômetro tipo derivação ou “shunt” é caracterizado pela colocação de um resistor, R_{sh} na entrada do amplificador A. Este amplificador A por questões de simplificação será um amplificador operacional ideal com impedância de entrada infinita, impedância de saída nula, ganho de malha aberta infinito e largura de banda infinita. A corrente de entrada I_{in} passando pela resistência R_{sh} se transforma em tensão, para ser amplificada por A com ganho dado por R_f/R_1 e a expressão da tensão de saída V_o pode ser dada por:

$$V_o = I_{in} \times R_{sh}(1 + R_f/R_1) \quad (\text{eq.5.1})$$

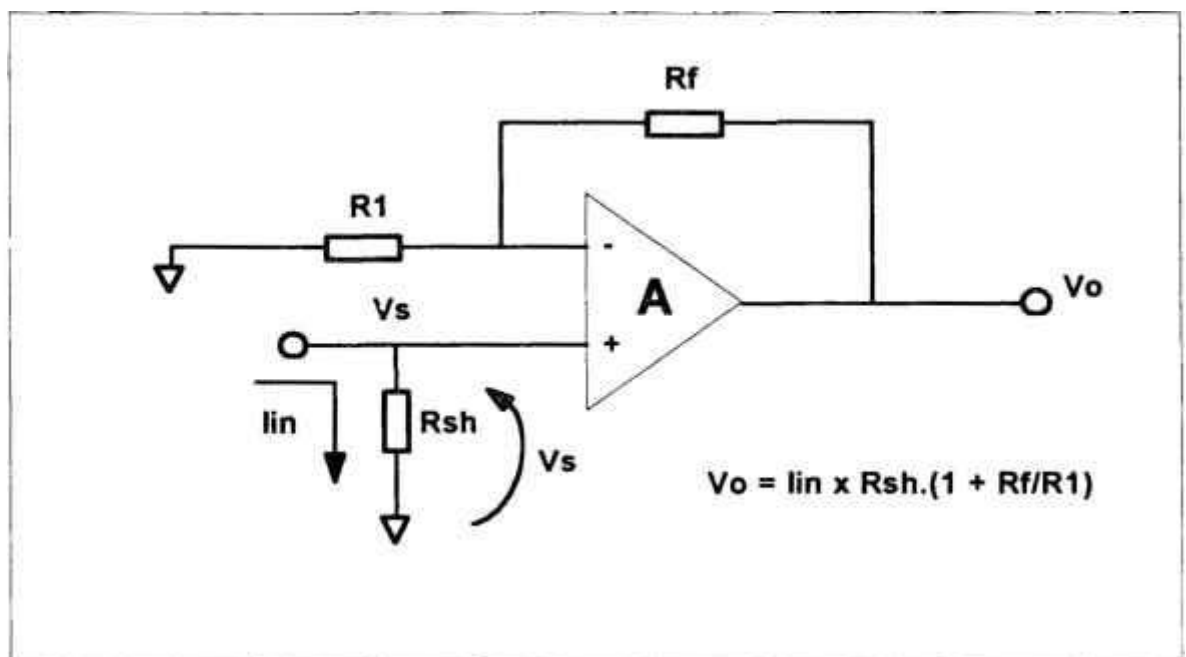


FIG. 5.1 - ELETRÔMETRO TIPO SHUNT

O modelo do eletrômetro de corrente tipo shunt¹⁴ constituído por um amplificador operacional ideal e conectado ao detector através de um cabo pode ser visto na fig. 5.2a. Nesta figura estamos representando o detector conforme teorema de Thevenin, por um gerador de tensão V_s , por sua resistência série equivalente R_s , e por sua capacitância série

equivalente C_s . O cabo de ligação entre o detector e o eletrômetro está representado pela capacitância C_{cabo} e a capacitância de entrada do eletrômetro por C_{in} . Realizando a transformação das fontes de tensão em fontes de corrente conforme propriedade dos circuitos elétricos resulta o modelo da fig. 5.2b. Simplificando este modelo utilizando a propriedade de associação de resistores em paralelo, obtemos o modelo mostrado na fig. 5.2c. Conforme a referência [14] se estimarmos para R_s o valor de 10^{11} ohms, e para R_{sh} (resistência “shunt” do eletrômetro) o valor de $100K\Omega$ ou 10^5 ohms, na associação em paralelo de R_s com R_{sh} , obtemos como resultado final da resistência equivalente da associação, praticamente o valor de R_{sh} .

Em relação ao valor da capacitância de entrada C_{in} conforme fig. 5.2a, pode-se dizer que :

$$C_{in} = C_s + C_{cabo}; \quad (\text{eq.5.2})$$

Conforme a referência [14] se estimarmos para C_s o valor de 100pf e para C_{cabo} o valor de 10nf; na associação em paralelo de C_s com C_{cabo} , resulta no valor de C_{cabo} , ou seja, pelo fato de C_{cabo} ser bem maior do que C_s , este torna-se desprezível no resultado final, o que resulta no modelo do eletrômetro de corrente tipo “shunt” na forma mais simples ilustrado na fig.5.2c. onde temos $C_{in} \approx C_{cabo} = 10\text{nf}$.

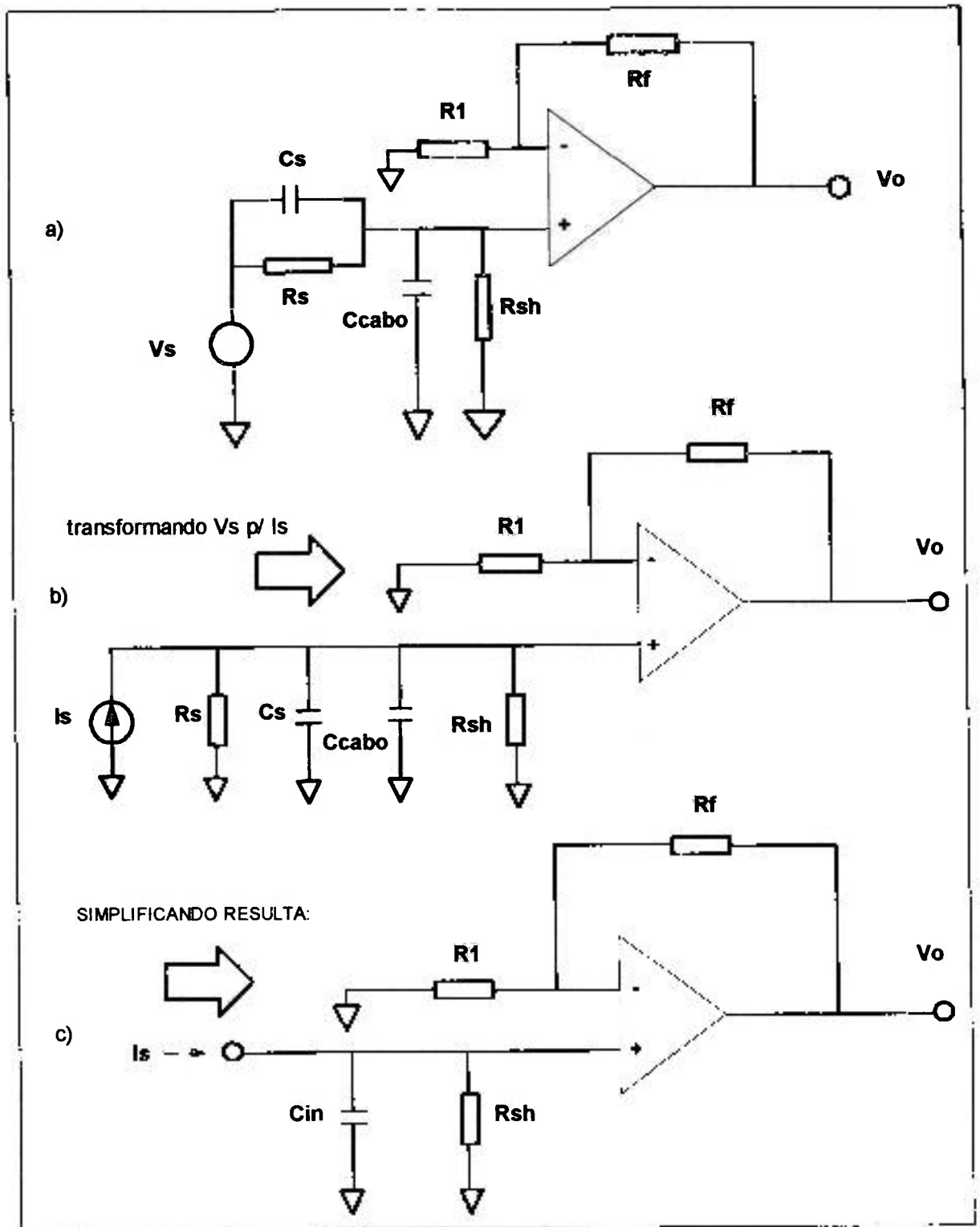


FIG. 5.2 - MODELO DO ELETRÔMETRO DE CORRENTE TIPO SHUNT

5.1.2 - Eletrômetro tipo feedback¹⁴

O eletrômetro tipo “feedback”, mais moderno, mostrado na figura 5.3, é caracterizado pela colocação de um resistor R_f no elo de realimentação do amplificador A (amplificador operacional ideal) e neste caso a tensão de saída V_o é dada por:

$$V_o = -I \times R_f \quad (\text{eq.5.3})$$

A tensão de saída é a medida indireta da corrente de entrada sendo a sensibilidade do eletrômetro determinada por R_f .

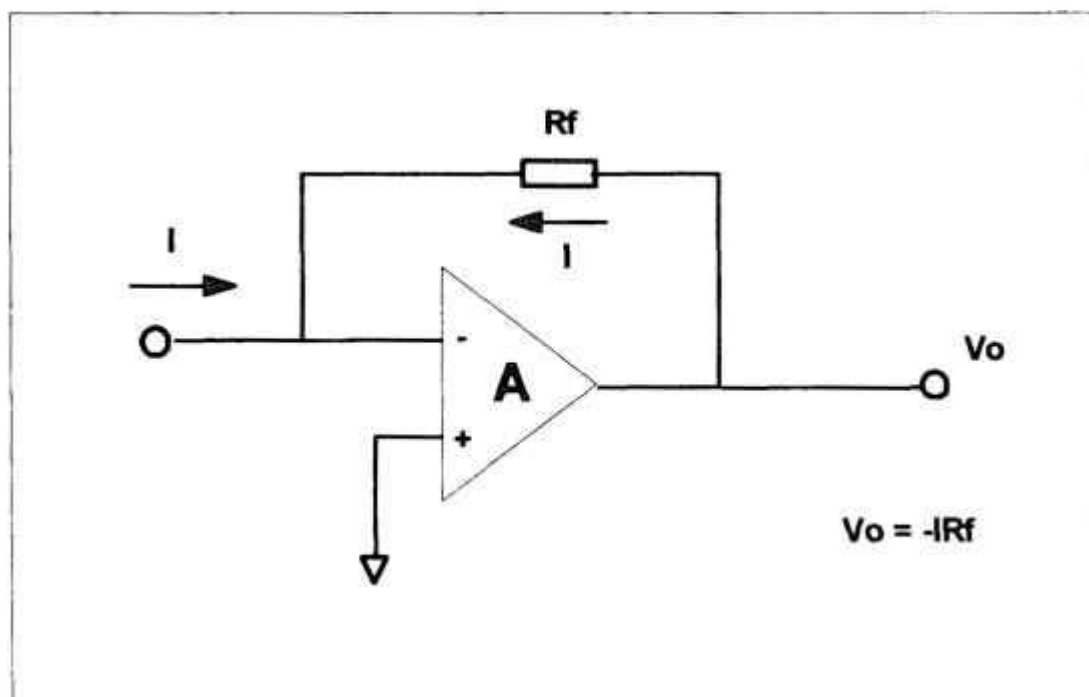


FIG. 5.3 - ELETRÔMETRO TIPO FEEDBACK

O modelo do eletrômetro de corrente tipo feedback¹⁴ pode ser visto na fig. 5.4a. Da mesma forma que para o eletrômetro tipo “shunt”, estamos representando o detector pela fonte de tensão V_s , resistência interna R_s e capacitância C_s ; o amplificador A é um amplificador operacional ideal. Realizando a transformação das fontes de tensão em fontes de corrente conforme propriedade dos circuitos elétricos resulta o modelo da fig. 5.4b.

Em relação ao valor da capacitância de entrada C_{in} , pode-se dizer que :

$$C_{in} = C_s + C_{cabo}; \quad (\text{eq.5.4})$$

conforme já estimamos anteriormente $C_s = 100\text{pf}$ e $C_{cabo} \approx 10\text{nf}$; como C_{cabo} é bem maior que C_s temos que $C_{in} \approx C_{cabo} = 10\text{nf}$.

Na fig.5.4c, para que haja estabilidade em frequência, é necessário que haja o capacitor C_f no elo de realimentação do amplificador operacional de modo a compensar a ação desestabilizadora da capacitância de entrada C_{in} . Conforme referência [12] como critério de estabilidade é necessário impor a seguinte condição:

$$R_s.C_{in} = R_f.C_f; \quad (\text{eq.5.5})$$

Conforme a referência [14] estima-se para R_f um valor da ordem de 10^8 ohms e para R_s um valor da ordem de 10^{11} ohms o que resulta em:

$$C_f = (R_s . C_{in}) / R_f \quad (\text{eq.5.6})$$

Substituindo os valores numéricos para R_s , R_f e C_{in} temos que $C_f = 10\mu\text{f}$.

O modelo do eletrômetro de corrente tipo “feedback” mais simples esta ilustrado na fig. 5.4c.

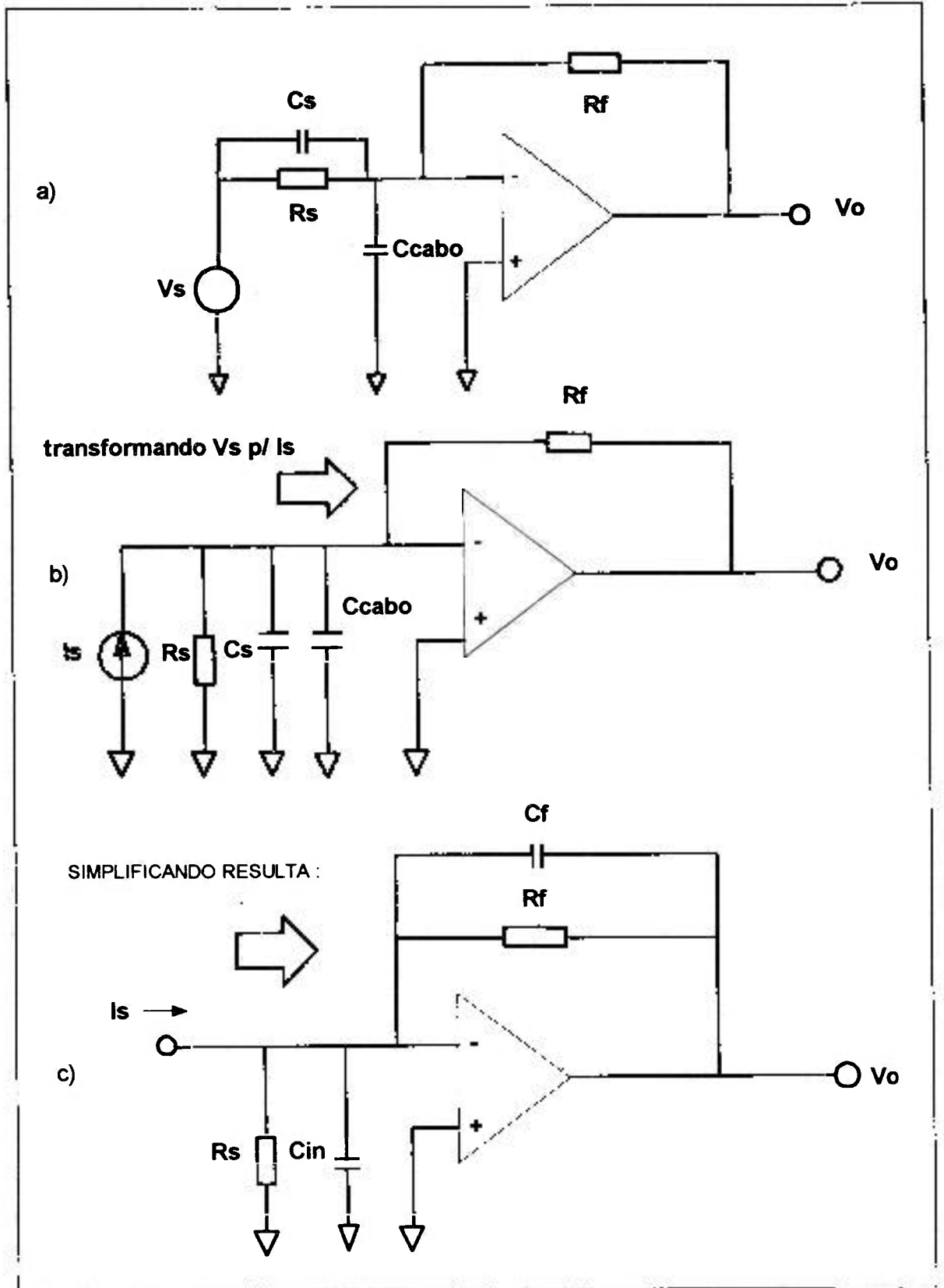


FIG. 5.4 - MODELO DO ELETRÔMETRO DE CORRENTE TIPO FEEDBACK

5.1.3 - Influência da largura de banda de frequência e do tempo de subida para escolha do eletrômetro^{12,14}

Como já foi mencionado no início, iremos utilizar um eletrômetro para medir o sinal de um detetor nuclear, que possui uma componente DC e uma componente alternada (ou componente AC) superposta. Para fins de aplicação prática a frequência da componente AC pode variar até atingir o limite de resposta da entrada do eletrômetro, que é definido como sendo a frequência para a qual a amplitude da resposta do eletrômetro cai para 70% do valor máximo, sendo chamado de ponto de - 3 dB (f_{3dB}), o que delimita a largura de banda do sinal, conforme pode ser visto na fig.5.5a. A largura de banda de frequência do sinal é uma característica do instrumento, e nos fornece o intervalo de frequências dos sinais variáveis no tempo, aplicados a entrada do eletrômetro para os quais o eletrômetro apresenta resposta plana, sem perda de sinal.

Uma outra maneira de avaliarmos a característica de resposta do eletrômetro é através da medida do seu tempo de subida (t_r). Em alguns casos, conforme ilustrado na fig. 5.5b o tempo de subida é definido como o intervalo de tempo necessário para que a saída suba de 10% a 90% do valor final em resposta à um degrau aplicado à entrada. O tempo de subida caracteriza o quão rápido o instrumento consegue acompanhar mudanças no sinal de entrada.

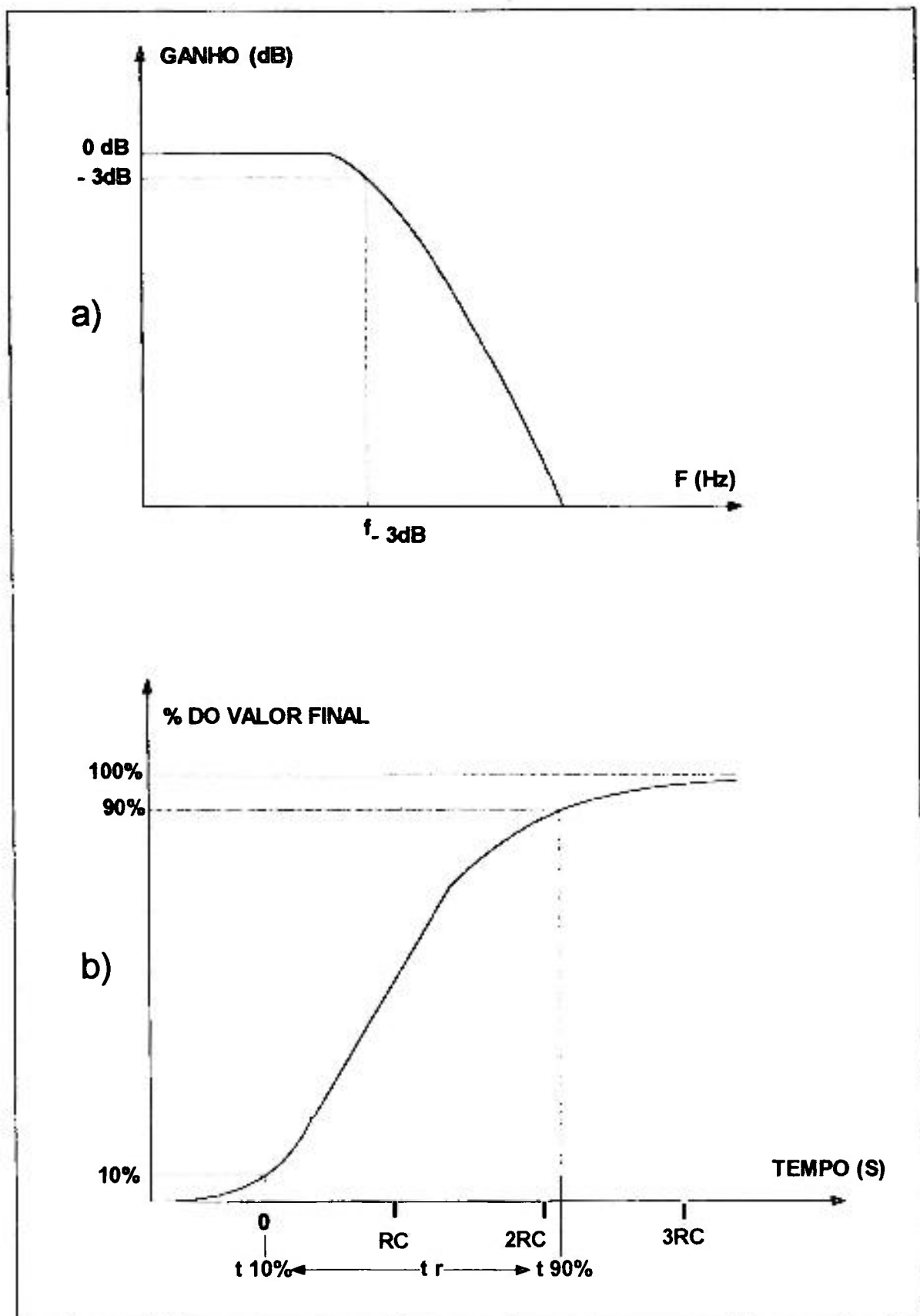


FIG. 5.5 - a) CURVA DE RESPOSTA EM FREQUÊNCIA;

b) CURVA DO TEMPO DE SUBIDA

Num sistema de primeira ordem, como é o caso do eletrômetro, tempo de subida, ponto de -3dB (f_{3dB}) e constante de tempo RC estão relacionados da seguinte forma:¹⁴

$$t_r = 2,2.R.C \quad (\text{eq.5.7})$$

$$f_{3dB} = 1 / [2.\pi.R.C] \quad (\text{eq.5.8})$$

isolando o valor de RC resulta:

$$R.C = 1 / [2.\pi.f_{3dB}] \quad (\text{eq.5.9})$$

$$\text{e } R.C = t_r / 2,2 ; \quad (\text{eq.5.10})$$

substituindo o valor de RC e igualando as equações 5.8 e 5.9 resulta:

$$t_r / 2,2 = 1 / [2.\pi.f_{3dB}] \quad (\text{eq.5.11})$$

$$\text{ou } t_r = 0,35 / f_{3dB} \quad (\text{eq.5.12})$$

Assim a resposta do eletrômetro a uma mudança do sinal de entrada é função da sua banda uma vez que a resposta em frequência e o tempo de subida estão diretamente relacionados. Para assegurar medidas confiáveis é necessário haver um tempo de resposta suficientemente pequeno para assentamento do sinal de saída.

Sabemos que o tempo de subida t_r está relacionado com o ponto de -3db (f_{3dB}) conforme (eq.5.12):

$$f_{3dB} = 0,35 / t_r$$

e conforme (eq.5.7):

$$t_r = 2,2 Rsh.Cin;$$

Tomando o modelo do eletrômetro de corrente tipo "shunt", ilustrado na fig.5.2c e substituindo os valores de Rsh, Cin e t_r resulta :

$$t_r = 2,2.10^5.10^{-8} = 2,2 \text{ ms}$$

$$f_{3dB} = 0,35 / t_r = 0,35 / 2,2 . 10^{-3} = 159 \text{ Hz.}$$

Como as medidas de análise de ruído se situam na faixa de 0 a 100 Hz, logo podemos dizer que este modelo de eletrômetro atende à análise de ruído desejada, no que diz respeito à banda passante.

No caso do modelo do eletrômetro de corrente tipo “feedback” ilustrado na fig.5.4c os valores do tempo de subida t_r , e largura de banda f_{3dB} são dados por:

$$t_r = 2,2.Rf.Cf = 2,2.10^8.10^{-5} = 2200s;$$

$$f_{3dB} = 0,35/t_r = 0,35/2200 = 1,6.10^{-4}Hz.$$

Tendo em vista que as medidas de análise de ruído em reatores se situam na faixa de 0 a 100 Hz podemos dizer que este eletrômetro não é apropriado para a aplicação proposta neste trabalho.

5.1.4 - Escolha do eletrômetro

Tendo em vista a análise efetuada, a escolha do eletrômetro a ser utilizado no projeto para medida de reatividade e análise de ruído recaiu no modelo tipo “shunt” mostrado na fig.5.2c, considerado o mais indicado para medidas de análise de ruído por apresentar menor sensibilidade a influência da capacitância do cabo de sinal, além de apresentar uma banda de sinal em torno de 159 Hz, suficiente para medida da banda de ruído neutrônico que varia na faixa de 0 a 100 Hz.

O eletrômetro tipo “feedback”, apesar de apresentar maior sensibilidade para medidas de baixas correntes, não é indicado para medidas de componente AC (existentes no sinal DC). pois utiliza resistor de alto valor na malha de realimentação, sensível a variações de temperatura, menos estável, tornando a medida mais lenta com o aumento de t_r (tempo de subida) e estreitando a banda de medida (f_{3dB}), inviabilizando as aplicações práticas utilizando medida de ruído neutrônico.

Portanto o eletrômetro desenvolvido é do tipo “shunt”, que apesar de ser menos sensível para medidas de baixa corrente, utiliza resistores de valor mais baixo e é menos sensível a influência da capacitância do cabo, sendo portanto mais recomendado para medidas de análise de ruído.^{14,34}

5.2 - Especificação do Eletrômetro

Na especificação do eletrômetro procurou-se atender aos seguintes requisitos:

- medidas de corrente da ordem de 10^{-10} A;
- análise de ruído para frequências situadas na faixa de 0 a 100 Hz;
- separação das componentes AC e DC do sinal de medida de forma a possibilitar na saída, medidas independentes do sinal, na faixa de 0 a 10V, pela instrumentação subsequente;
- apresentar taxa de rejeição de ruído de modo comum da ordem de 100 dB por canal de medida;
- permitir ajuste de “off-set” e calibração manual para medida da tensão de “off-set” de entrada;
- possuir ganho programável por software;
- apresentar lay-out e montagem de componentes de forma a minimizar correntes de fuga e interferências eletromagnéticas externas; (utilização de conectores e soquetes de alta isolamento, anel de guarda e blindagem metálica vide referência [14])
- utilizar circuitos com baixa emissão de ruído, baixa deriva térmica, e baixo nível de off-set de entrada, de forma a não interferir na medida do ruído neutrônico;

Desempenho

Escalas (F.E) (A)	Resolução (% F.E.)	Corrente Mínima de Entrada (A)
1×10^{-9}	1% F.E	1×10^{-11}
1×10^{-8}	0,1 % F.E	1×10^{-10}
1×10^{-7}	0,024 % F.E	1×10^{-9}

Impedância de Entrada para medida de corrente: $400K\Omega$

Faixa do sinal de saída DC : 0 a 10V

Impedância de Saída: 50 Ohms

Faixa do sinal de saída AC: 0 a 100 Hz e amplitude de até 20 Vpp

Impedância de saída: 50 Ohms

Corrente de polarização na entrada: da ordem de 10^{-12} (A)

à 25 C

Corrente mínima medida: 1×10^{-10} (A)

Corrente máxima medida: 1×10^{-7} (A)

Faixa de Frequências para análise de ruído:

1 Hz à 100 Hz;

Ganho de Saída do Eletrômetro

Ajuste de ganho por software, através do PC, com os seguintes valores:

CORRENTE DC:

GANHO DC TOTAL = (Ganho Seleccionado no PC) X 100;

Ganho no PC: 1,2,4,8,10,20,40,80,100,200;

GANHO DC TOTAL : 100, 200, 400,.....20.000;

CORRENTE AC:

GANHO AC TOTAL = (Ganho Seleccionado no PC) X (GANHO DC TOTAL)

Ganho no PC: 1;

GANHO AC TOTAL: 100, 200, 400,.....20.000;

Ganho no PC: 10;

GANHO AC TOTAL: 1000, 2000, 4000,.....200.000;

Ganho no PC: 100;

GANHO AC TOTAL: 10.000, 20.000, 40.000,.....2.000.000;

Alimentação

+ 15 Vcc, - 15 Vcc ; + 15 Visol. e - 15 Visol. através de um conversor DC/DC.

5.3 - Características de Hardware do Eletrometro

O diagrama de blocos do Eletrometro está representado na fig.5.6. O Eletrometro desenvolvido possui os seguintes estágios:

- Estágio de entrada diferencial e amplificação programável;
- Estágio de Isolação;
- Estágio de Saída;

O estágio de entrada diferencial tem a função de realizar a conversão do sinal de corrente proveniente do detetor em sinal de tensão e posterior amplificação do sinal em modo diferencial de forma a otimizar a relação sinal/ruído.

O estágio de isolamento tem a função de realizar a isolamento galvânica entre a entrada diferencial amplificada e a saída de sinal do eletrometro, de modo a minimizar a influência de ruído de modo comum.

O estágio de saída realiza a filtragem da componente AC e DC separando-as e fazendo a amplificação da componente AC pura. O sinal DC fica disponível para realização de medidas de reatividade enquanto o sinal AC é utilizado para medidas de análise de ruído.

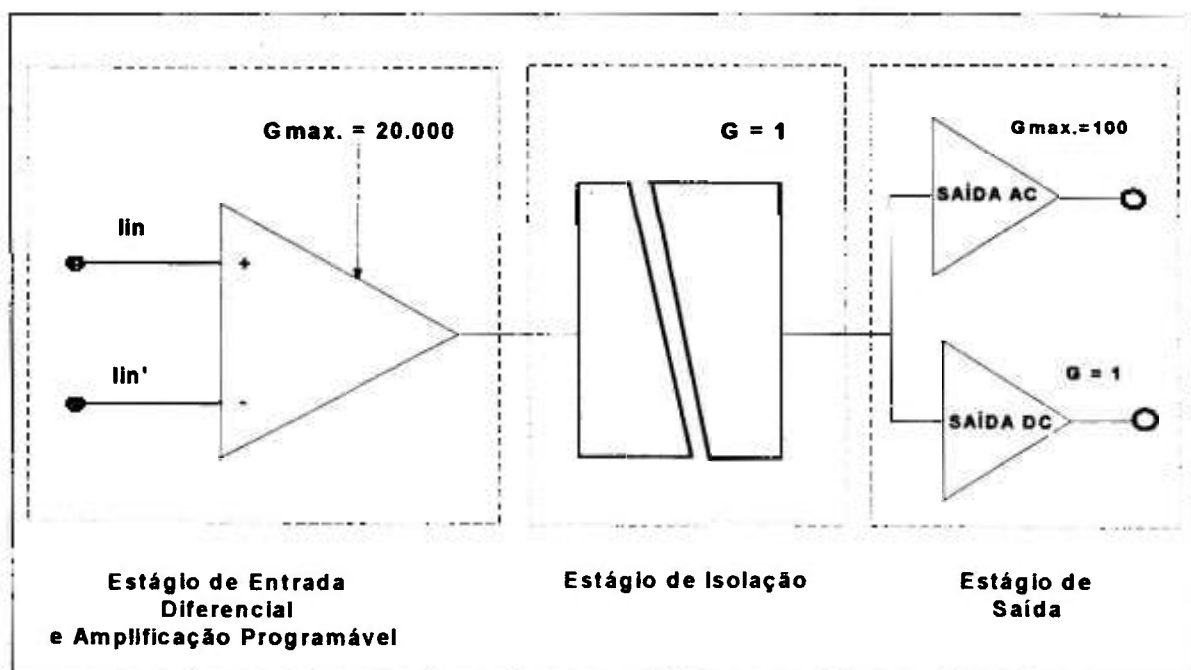


FIG. 5.6 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO ELETRÔMETRO

5.3.1 - Características do estágio de entrada diferencial e amplificação programável

De forma a atender aos requisitos apresentados, o projeto do estágio de entrada diferencial e amplificação programável utiliza o amplificador operacional OPA111BM da BURR BROWN,⁶ configurado como eletrômetro tipo “shunt”. Este operacional reúne todas as características desejadas tais como:

- baixa deriva térmica ($<1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$);
- baixa emissão de ruído ($< 8 \text{ nV}/\text{Hz}^{1/2}$);
- baixa corrente de entrada ($<1\text{pA}$);
- baixa tensão de off-set ($<250\mu\text{V}$) e
- alta taxa de rejeição de sinal em modo comum. ($>100 \text{ dB}$)

Conforme apresentado no diagrama esquemático da fig. 5.7 a corrente proveniente do detetor, I_{in} , é convertida em tensão ao passar pela resistência de entrada $R_{in} = 400\text{Kohms}$. Em seguida, esta tensão é amplificada pelo OPA111, com ganho G de 100 vezes. A tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_o são dadas pelas seguintes expressões:

$$V_{in} = I_{in} \times R_{in} \quad (\text{eq.5.13})$$

$$\text{e } V_o = G \times V_{in} \quad (\text{eq.5.14})$$

$$\text{logo } V_o = (I_{in} \times R_{in}) \times G \quad (\text{eq.5.15})$$

$$\text{substituindo os valores de } G \text{ e } R_{in} \text{ temos: } V_o = (I_{in} \times 400\,000) \times 100 \quad (\text{eq.5.16})$$

$$\text{o que finalmente resulta: } V_o = I_{in} \times 4 \times 10^7 \text{ V} \quad (\text{eq.5.17})$$

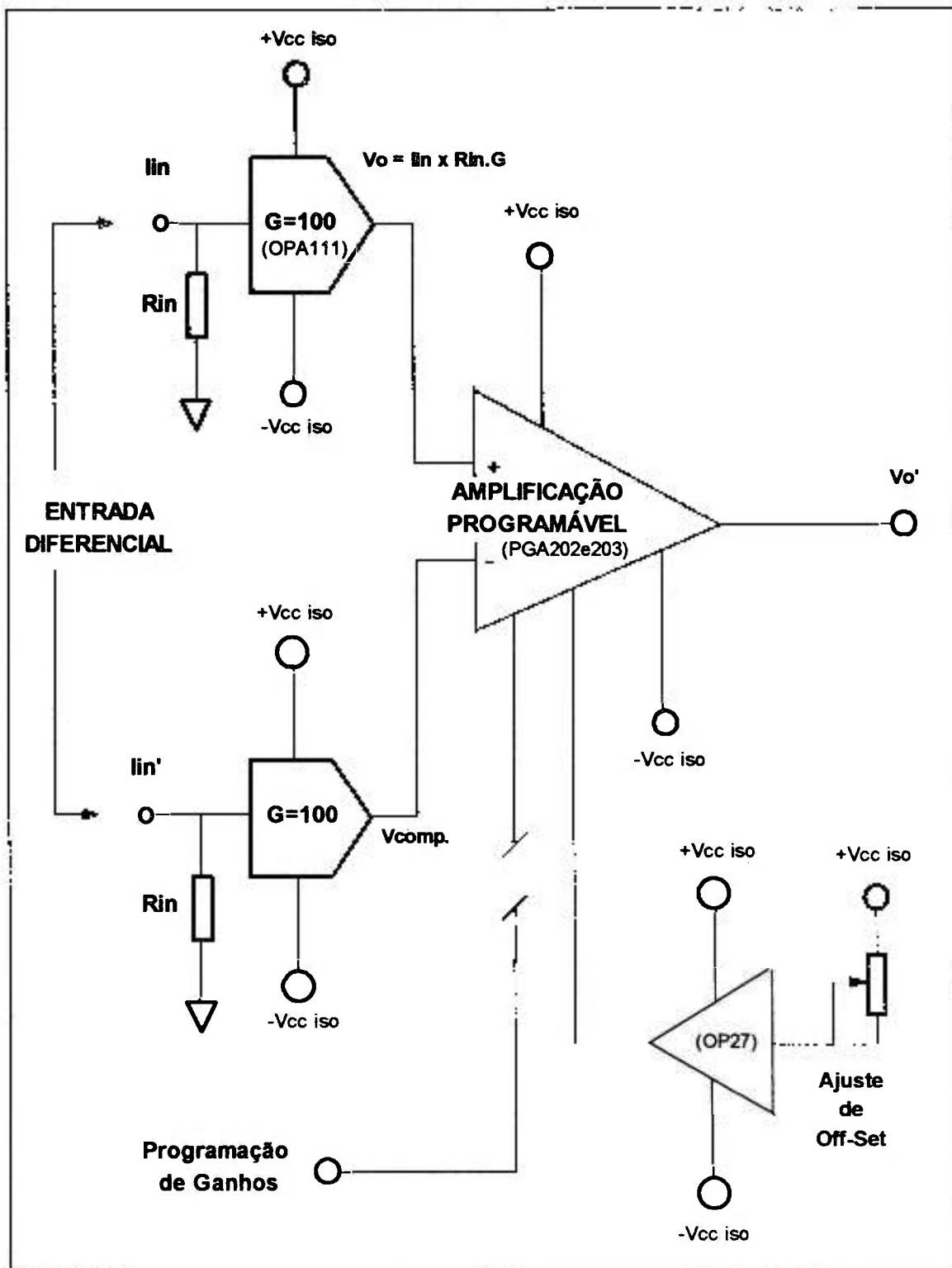


FIG. 5.7 - ESTÁGIO DE ENTRADA DIFERENCIAL E AMPLIFICAÇÃO PROGRAMÁVEL

O sinal proveniente do detetor geralmente está imerso num ambiente altamente ruidoso com presença de altas tensões de modo comum (sinais de radio, interferência eletromagnética, chaveamento de motores, solenoídes etc.) A utilização de amplificadores de instrumentação que são um tipo especial de amplificador diferencial visa diminuir o efeito das tensões de modo comum existentes no ambiente e extrair e amplificar somente o sinal de corrente do detetor.

O ruído que se quer eliminar não é o ruído neutrônico gerado no núcleo do reator mas sim o ruído existente no ambiente que afeta a medida do ruído neutrônico, por isso a entrada do eletrômetro é dotada de 2 canais, sendo:

- um canal dedicado à medida da corrente ou p/ entrada do cabo de sinal;
- um canal de compensação ou p/ entrada do cabo de compensação;

Segundo as referências [7] e [11] para que haja cancelamento de qualquer interferência que tenha sido induzida no sinal entre o detetor e o eletrômetro é necessário que entre o detetor e o eletrômetro corra, paralelo ao cabo de sinal, um outro cabo (cabo de compensação), não conectado ao detetor e que pela proximidade ao cabo de sinal receba a mesma interferência que aquele recebeu. Este cabo de compensação é muito utilizado em detetores do tipo SPD (Self-Powered Detector).

Desta forma, conforme o diagrama da fig. 5.7, ambos sinais de corrente são convertidos em tensão pela resistência de entrada R_{in} , amplificados no eletrômetro "shunt" (OPA 111) com ganho de 100 vezes e chegam à entrada do estágio de amplificação programável constituído pelos amplificadores de instrumentação PGA 202 e PGA 203, ambos também da BURR-BROWN. Neste estágio é realizada a subtração do sinal do cabo de compensação do sinal de corrente. O sinal diferença obtido é proporcional ao sinal gerado pelo detetor, pois qualquer interferência indesejável que ocorra no trajeto entre o detetor e o eletrômetro, será aplicada igualmente ao cabo de sinal e ao cabo de compensação, sendo cancelada por subtração.⁷

Em nosso caso utilizaremos como detetor uma câmara de ionização compensada (CIC), que não necessita de cabo de compensação. Devido a este fato aterrmos a entrada do eletrômetro correspondente a do cabo de compensação que foi a forma escolhida para desenvolver um conjunto versátil aplicável aos vários tipos de detetores de radiação que geram correntes.

O eletrômetro pode ser utilizado com câmaras de ionização e com detetores do tipo SPD. Devido às dimensões reduzidas de um SPD, em relação à CIC, a radiação medida pela CIC é uma radiação correspondente a um determinado volume do núcleo ou região, enquanto que a radiação medida por um SPD é uma medida quase que pontual (um ponto do núcleo) Além disso, o nível de sinal fornecido pelo SPD é da ordem de 10^{-11} A enquanto que o sinal fornecido pela CIC é da ordem de 10^{-8} A podendo chegar a 10^{-3} A. Por ser menor, o sinal proveniente do SPD sofre maior influência do meio do que o sinal proveniente da CIC, necessitando portanto que se utilize o cabo de compensação para otimizar sua relação sinal /ruído.¹¹

O amplificador de instrumentação, PGA 202 da BURR-BROWN, possui as seguintes características:

- ganho totalmente programável de 1 a 1000 conforme programação de seus bits de controle, não necessitando a utilização de resistores externos;
- baixa não-linearidade (< 0,012%);
- baixa corrente de entrada (< 50 pA) e
- alta taxa de rejeição de modo comum (>80 dB);

Apesar das vantagens acima apresentadas o PGA 202 apresenta como desvantagem a necessidade de circuito de ajuste de off-set uma vez que a tensão de off-set de entrada varia com o ganho (1,10,100 e 1000)

Conforme circuito elétrico em anexo, o sinal de saída do PGA 202 é um sinal diferencial que contem as componentes DC e AC do sinal de medida. Este sinal é a diferença entre o sinal do detetor amplificado e o sinal proveniente do cabo de compensação amplificado ($V_{comp.}$)

A relação entre o sinal de saída do PGA 202 V_o' e o sinal de entrada V_o é dado por:

$$V_o' = G_{\text{prog.}} \cdot \{(V_o - V_{\text{comp.}})\} \quad (\text{eq.5.18})$$

onde $V_{\text{comp.}} = I_{\text{comp.}} \cdot R_{\text{in}}$;

para $R_{\text{in}} = 4 \times 10^7 \Omega$ e $G_{\text{prog.}} = 1, 10, 100$ ou 1000 resulta:

$$V_o' = G_{\text{prog.}} \cdot \{(V_o - (I_{\text{comp.}} \cdot 4 \times 10^7))\} \quad (\text{eq.5.19})$$

Seguindo o esquema elétrico do eletrômetro em anexo, após sair do PGA 202, o sinal passa por uma pré-filtragem antes de ser amplificado no PGA 203 que é um amplificador de instrumentação que possui as mesmas características que o PGA 202, com a diferença no valor do ganho programável (1, 2, 4 e 8). Esta pré-filtragem visa limitar a banda do sinal amplificado em aproximadamente 400 Hz. O cálculo deste filtro está indicado no Apêndice 2.

Voltando a fig. 5.7 que é um diagrama esquemático no qual tanto o PGA 202 quanto o PGA203 estão representados pelo bloco de amplificação programável e onde o sinal de saída (saída do PGA 203), V_o'' , é função de V_o' definido na (eq.5.14) sendo sua expressão dada por:

$$V_o'' = V_o' \cdot G'_{\text{prog.}} \quad (\text{eq.5.20})$$

onde $G'_{\text{prog.}} = 1, 2, 4$ ou 8 .

5.3.2 - Características do estágio de isolamento

O estágio de isolamento é caracterizado pela utilização do amplificador de isolamento ISO 122P da BURR-BROWN⁶ cujo diagrama de blocos é mostrado nas figs. 5.8 e 5.9 . Conforme estas figuras, o amplificador possui entradas e saídas isoladas galvânicamente e requer alimentação separada da entrada e da saída através da utilização de um conversor DC/DC.

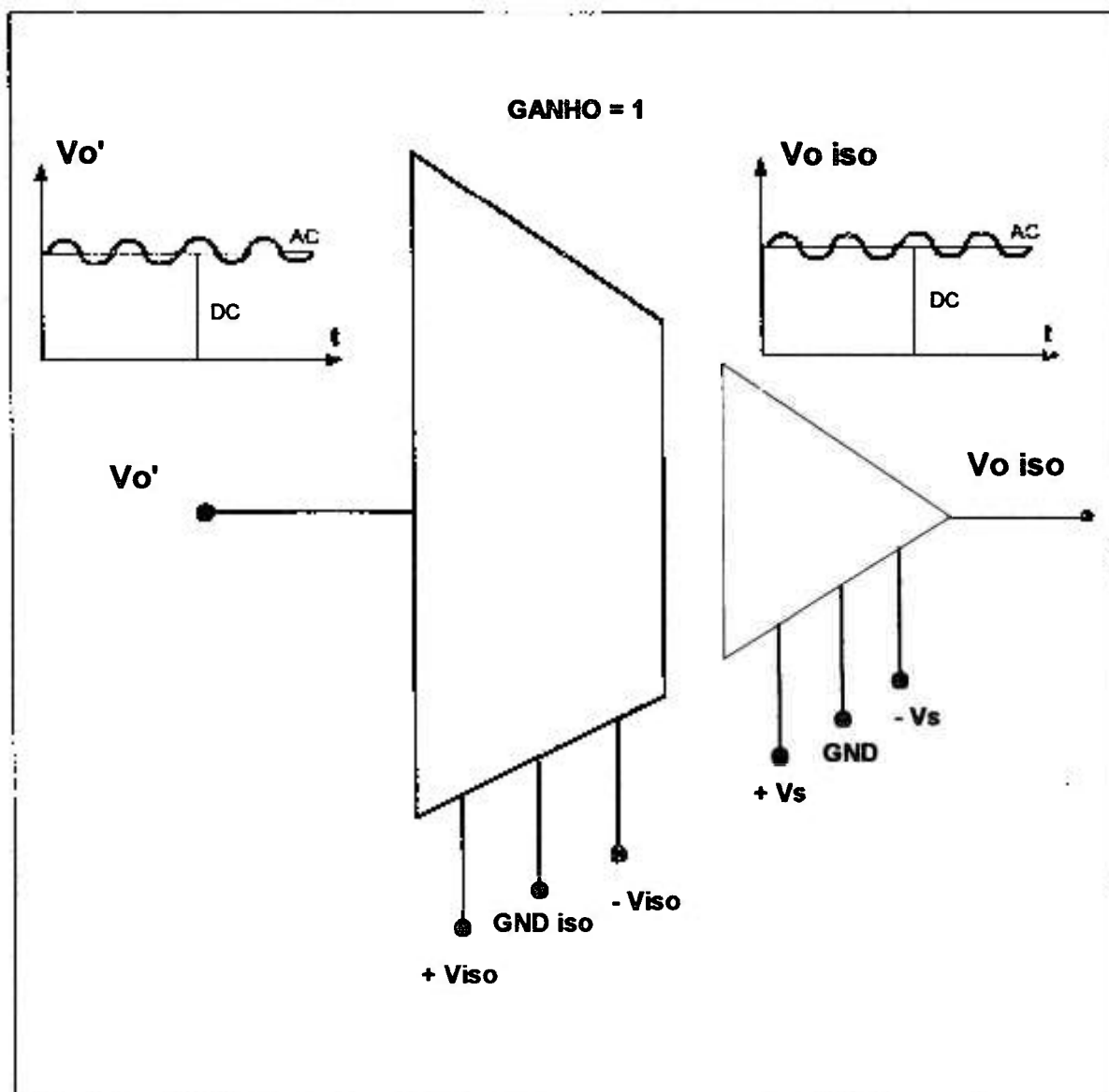


FIG. 5.8 - ESTÁGIO DE ISOLAÇÃO

A estrutura do amplificador isolador encontra-se representada na fig.5.9. Ao aplicar-se a tensão de entrada (V_{in}) obtém-se uma corrente de entrada (I_{in}). O amplificador A_1 realiza a integração da soma da corrente I_{in} com a fonte de corrente de referência interna I_s , obtendo-se na saída de A_1 uma rampa de corrente. Este sinal é comparado em A_2 com o sinal pulsado proveniente do oscilador interno resultando, na saída de A_2 , um sinal triangular de frequência de 500 kHz, que ao passar pela barreira capacitiva sofre diferenciação, transformando-se num sinal pulsado digital. Uma parte deste sinal é realimentado via A_3 de forma a chavear a corrente de referência e controlar a rampa de corrente. A outra parte

deste sinal é transmitida pela barreira capacitiva, e através do amplificador A_4 chaveia uma segunda e idêntica fonte de corrente de referência que controla a rampa de integração da corrente de saída, constituída por A_5 , resistor de $200\text{K}\Omega$ e capacitor de 150 pF . A corrente ao passar pela resistência de $200\text{K}\Omega$ torna-se a tensão de saída V_{out} . O ganho total deste amplificador é 1. A principal razão da isolação total entre entradas e saídas é a supressão de altas tensões de modo comum produzidas na fonte de alimentação da placa. A tensão na saída do estágio de isolação permanece:

$$V_{o\text{ iso}} = V_o'' \quad (\text{eq. 5.21})$$

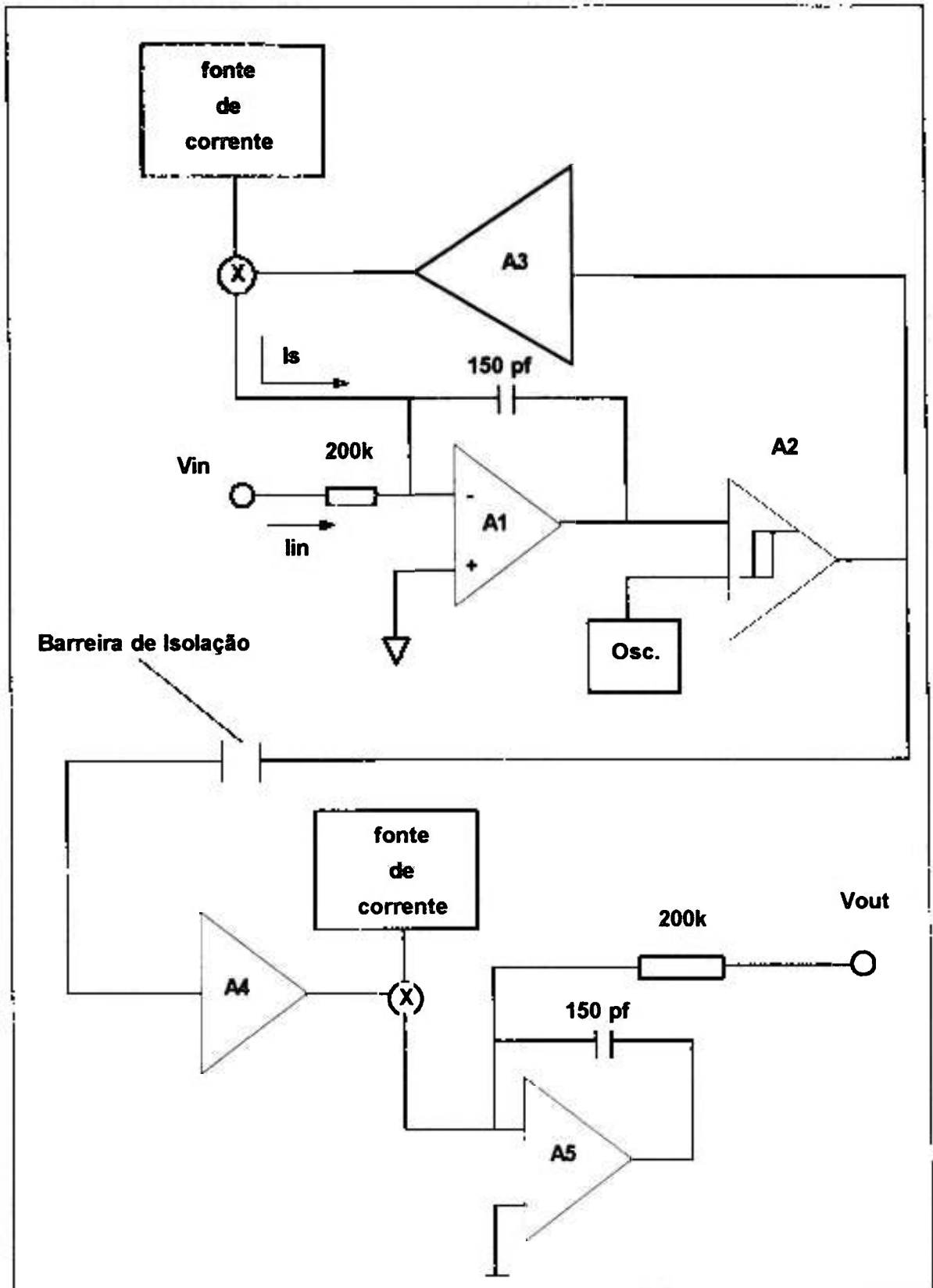


FIG. 5.9 - AMPLIFICADOR ISOLADOR ISO 122P

5.3.3 - Características do estágio de saída

O estágio de saída conforme ilustrado na fig. 5.10, é composto por:

- um filtro passivo, passa-banda de 1ª ordem, com frequências limitadas entre 0,1 Hz e 114 Hz com ganho programável (1, 10 e 100)(via PGA 202) e saída da tensão AC (via TL082) de 20 Vpp.
- um filtro ativo (c/ TL082)^{21,30,31}, do tipo passa-baixa, de 2ª ordem, ganho unitário, com frequência de corte de 1 Hz e saída da tensão DC de 0 a 10 Vdc;

O calculo destes filtros é mostrado no Apêndice 2. Maiores detalhes deste estágio podem ser vistos no esquema elétrico mostrado em anexo.

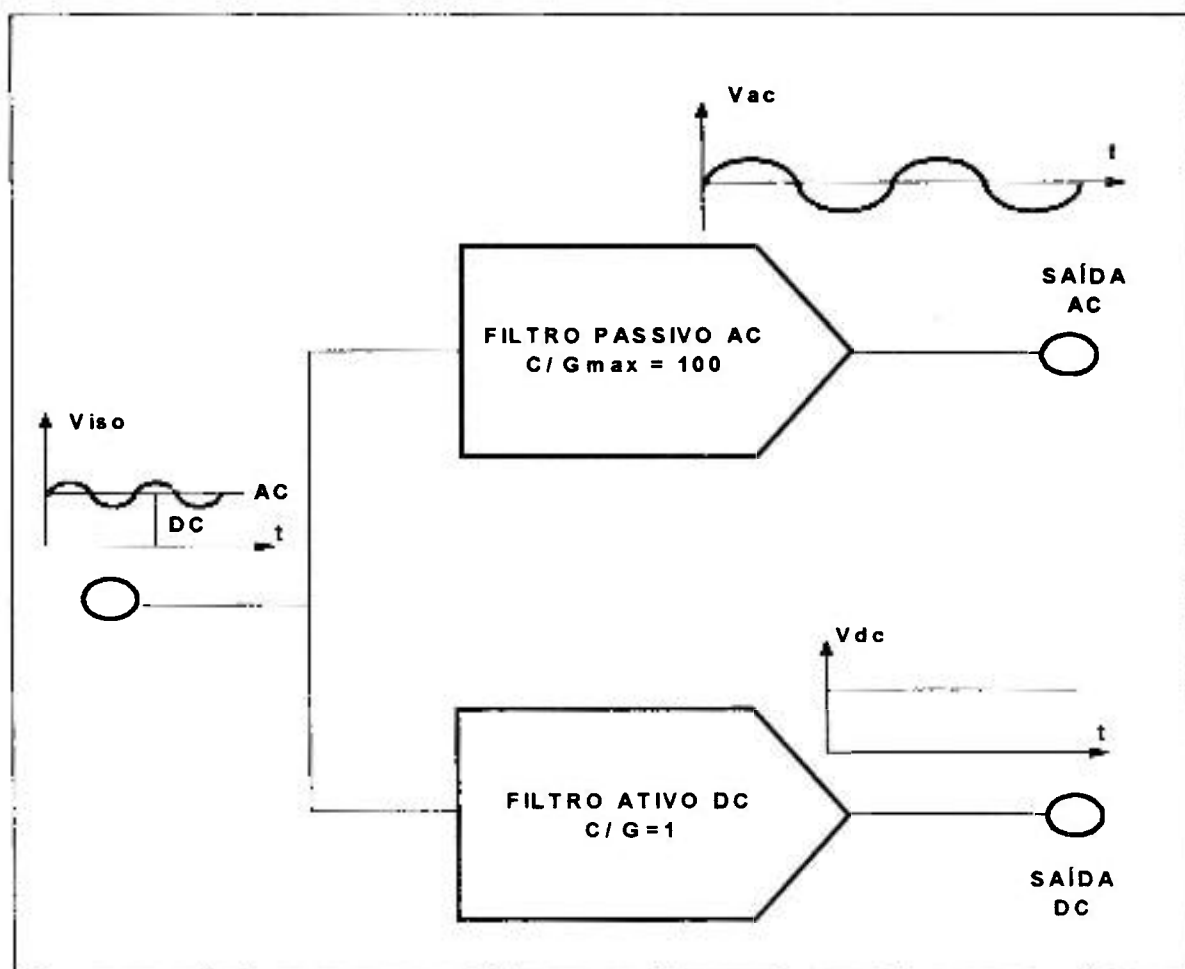


FIG. 5.10 - ESTÁGIO DE SAÍDA

Para finalizar a descrição de hardware do eletrômetro um diagrama de blocos completo é mostrado na fig.5.11. A seguir passaremos a descrição do filtro “anti-aliasing”.

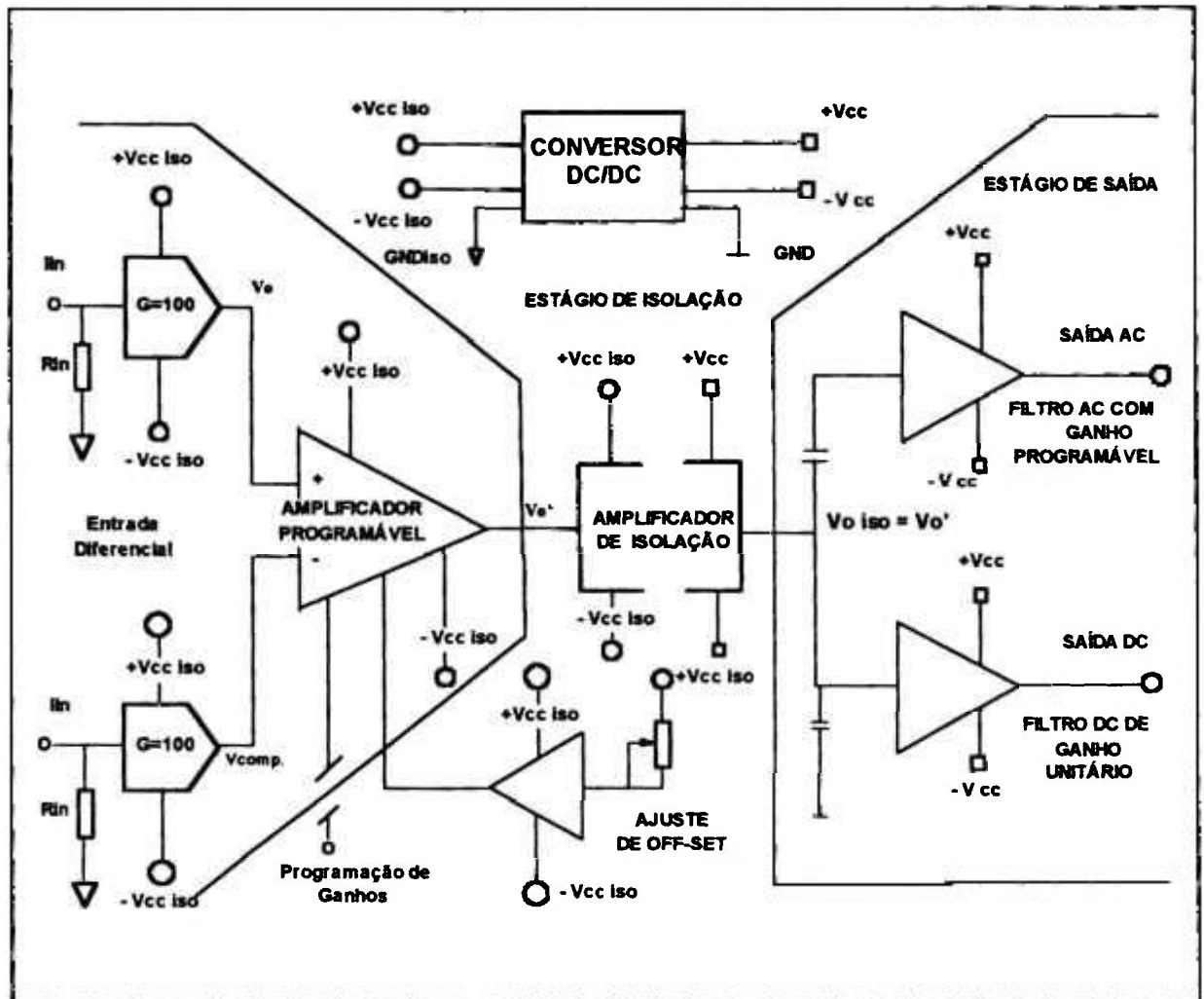


FIG. 5.11 - DIAGRAMA DE BLOCOS DETALHADO DO ELETRÔMETRO

5.4 - Desenvolvimento do Filtro Anti-Aliasing (F.A.A)

Um filtro é por definição um dispositivo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro de sinal de entrada e permitir a passagem das demais, sem atenuação.^{12,24} O espectro do sinal de entrada é a sua representação numa escala de amplitude x frequência. As curvas de resposta dos filtros são gráficos que mostram a variação do ganho do filtro em função da frequência do sinal aplicado.

Podemos destacar 4 tipos de filtros que são os seguintes:

Filtro Passa-Baixas,(FPB): só permite a passagem de frequências abaixo de uma determinada frequência, denominada frequência de corte (f_c). As frequências superiores são atenuadas.

Filtro Passa-Altas,(FPA): só permite a passagem de frequências acima de uma determinada frequência denominada frequência de corte (f_c). As frequências inferiores são atenuadas.

Filtro Passa-Banda,(FPBd): só permite a passagem das frequências situadas numa faixa delimitada por uma frequência de corte inferior (f_{c1}) e outra superior (f_{c2}). As frequências situadas abaixo da frequência de corte inferior ou acima da frequência de corte superior são atenuadas.

Filtro Rejeita-Banda,(FRBd): só permite a passagem das frequências situadas fora da banda ($f_{c2} - f_{c1}$), ou seja atenua os sinais cuja frequência está compreendida entre f_{c1} e f_{c2} .

Em relação à tecnologia empregada nos filtros podemos destacar 3 tecnologias fundamentais:

- filtros construídos apenas com elementos passivos tais como, resistores, capacitores e indutores;
- filtros ativos, construídos com elementos passivos associados a elementos ativos (transistores ou amplificadores operacionais);
- filtros digitais, mais modernos empregam componentes digitais tais como conversores A/D, microprocessadores, memórias além de software com algoritmo de aplicação.

Dentro das aproximações matemáticas utilizadas no projeto de filtros podemos destacar as seguintes funções resposta:^{8,12,24}

Bessel - esta aproximação se caracteriza por apresentar resposta plana, sem ondulações, até a frequência de corte, e variação monotônica decrescente acima da frequência de corte. Apresenta também deslocamento de fase linear, com baixa distorção no sinal filtrado.

Butterworth - esta aproximação se caracteriza por apresentar resposta plana sem ondulações, até a frequência de corte, e variação monotônica decrescente, mais acentuada que do tipo Bessel, acima da frequência de corte.

Chebyshev - esta aproximação se caracteriza por apresentar ondulações até a frequência de corte, mas em compensação apresenta uma variação bem mais aguda acima da frequência de corte se compararmos com a aproximação tipo Butterworth.

Cauer ou Elípticos - esta aproximação se caracteriza por apresentar ondulações até a frequência de corte e após a frequência de corte mas exibe transição bastante aguda, superior a todas as outras aproximações.

Para cada uma destas aproximações existe uma função matemática específica através da qual se consegue obter uma curva resposta aproximada do filtro.

5.4.1 - Escolha do tipo de Filtro

Uma das primeiras aplicações dos filtros digitais foi substituir filtros analógicos compostos por resistores, capacitores ou indutores.^{16,32} A substituição tinha como objetivo principal superar alguma limitação apresentada pelo componente analógico tal como alteração do valor com a temperatura, envelhecimento ou até mesmo redução de espaço físico eliminando-se capacitores e indutores volumosos. Outra limitação freqüentemente apresentada pelos filtros analógicos em termos de projeto e manutenção é a dificuldade em encontrar componentes para reposição, ou até mesmo mudança nos valores dos componentes.

O filtro digital apresenta a vantagem de necessitar apenas que se alterem os valores do programa de computador (algoritmo) com o qual foi implementado. Na implementação do filtro digital em hardware, em caso de modificação no filtro, basta substituir a memória EPROM que contém as constantes do filtro ou reprogramá-la. Isto torna o filtro digital mais flexível que o filtro analógico.

Entretanto apesar destas vantagens, ao observarmos a estrutura de um filtro digital notamos que esta apresenta maior complexidade que a de um filtro analógico. O filtro digital conforme fig. 5.12 a, requer:

- um filtro anti-aliasing (analógico);
- conversor A/D com software de aquisição de dados;
- algoritmo de implementação do filtro digital residente em memória não volátil e reprogramável;

Alem disso a implementação do filtro digital requer estudo da teoria de processamento digital de sinais, e conhecimento de alguma linguagem de programação de alto nível (C, Pascal, Fortran) para a confecção do algoritmo do filtro a partir do projeto de um filtro analógico. Uma das técnicas é, a partir das características de um filtro analógico passa-baixas, fazer as transformações necessárias de forma a se ter o filtro equivalente digital. Devemos observar ainda que o filtro digital não dispensa o uso de um filtro anti-aliasing analógico necessário para que não ocorra o fenômeno do aliasing.

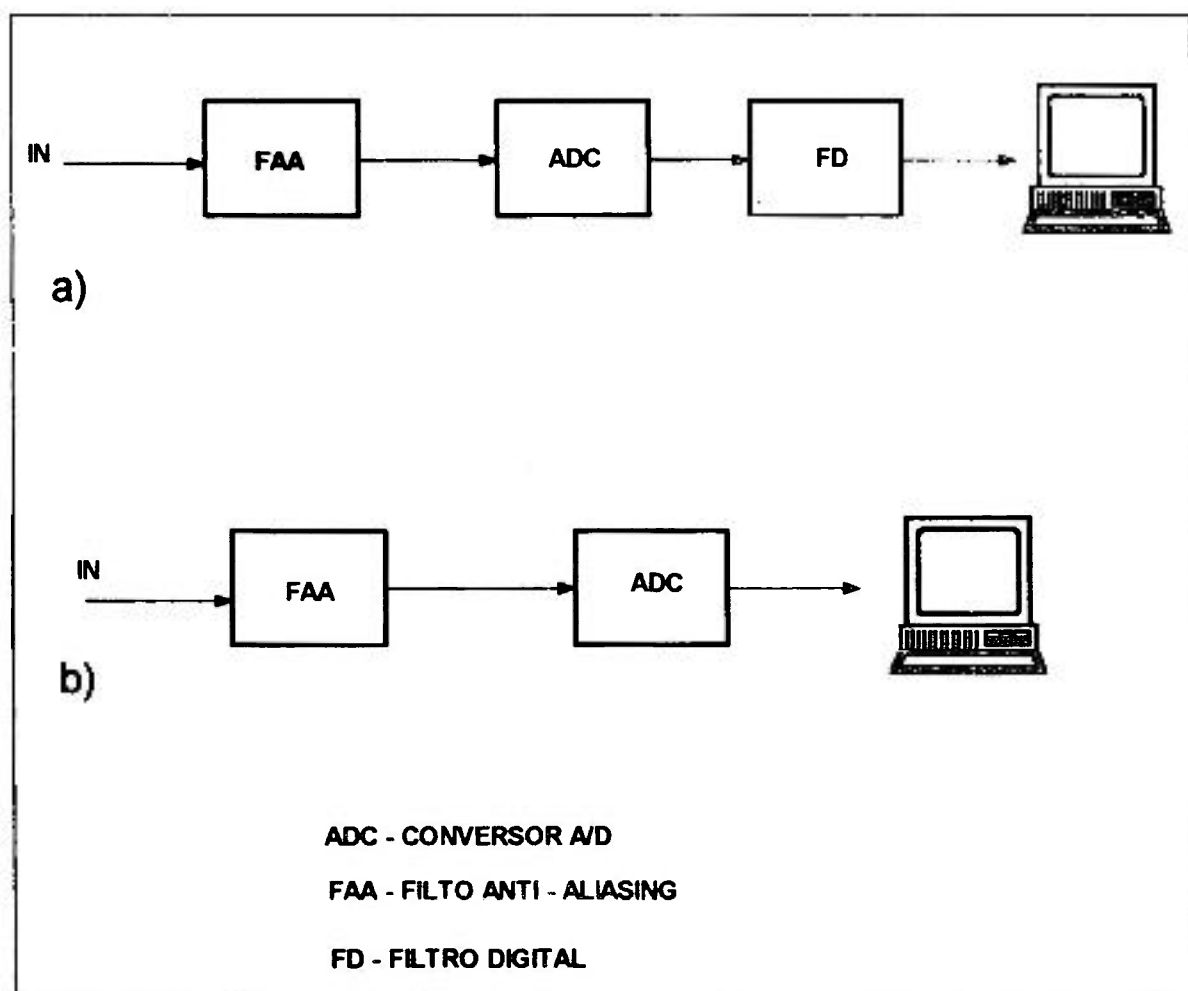


FIG. 5.12 - AQUISIÇÃO DE DADOS a) C/ FILTRO DIGITAL b) C/ FILTRO ANALÓGICO ATIVO

Assim sendo, decidiu-se desenvolver um filtro analógico ativo cujo sinal de saída deverá ser digitalizado e que conforme figura 5.12b, requer:

- amplificadores operacionais e componentes passivos (resistores e capacitores) de boa qualidade, implementados conforme topologia de múltiplas realimentações^{12,24}
- conversor A/D com software de aquisição de dados.

Este filtro analógico ativo, passa-baixa, previne o aparecimento do aliasing no sinal digitalizado . Para o desenvolvimento do filtro “antialiasing” utilizou-se a aproximação de Butterworth por ser a que apresenta melhor relação custo / benefício, pois apresenta resposta plana, atenuação adequada e baixa distorção no sinal filtrado em relação as demais aproximações.^{5,8,20,24,26}

5.4.2 - Aliasing^{16,21,27,29,31,32}

Para compreendermos bem o fenômeno do aliasing na amostragem de sinais, tomemos como exemplo a amostragem de um sinal $e_1(t)$ variável no tempo através da chave s , representada pela função $F_s(t)$, que fecha com duração τ e período T_0 de modo que $\tau \ll T_0$ conforme fig. 5.13a,b,c.

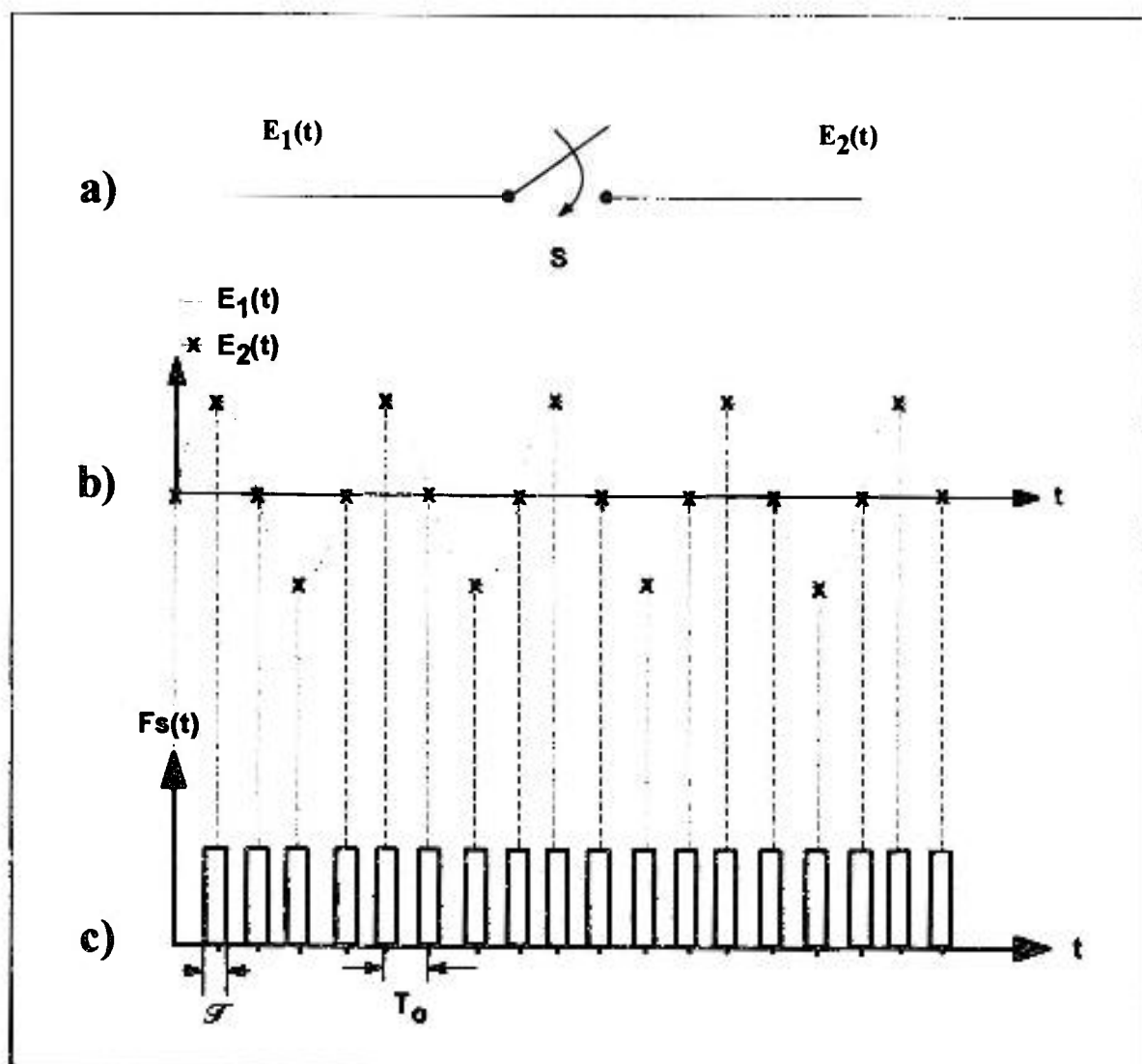


FIG. 5.13 - AMOSTRAGEM DE SINAIS

O sinal resultante $e_2(t)$, fig. 5.13b, pode ser escrito na forma:

$$e_2(t) = e_1(t) \times f_s(t) \quad (\text{eq.5.22})$$

Os pulsos $f_s(t)$ possuem largura τ e período T_0 ;

A função $f_s(t)$ pode ser expressa pela serie de FOURIER:

$$f_s(t) = a_0 + a_1 \cos \omega_s t + a_2 \cos 2 \omega_s t + \dots \dots \dots a_m \cos n \omega_s t \quad (\text{eq.5.23})$$

onde $\omega_s = 2.\pi / T_0 = 2.\pi. f_s$

Substituindo a (eq.5.23) na (eq.5.22) resulta :

$$e_2(t) = e_1(t) \times [a_0 + a_1 \cos \omega_s t + a_2 \cos 2 \omega_s t + a_3 \cos 3 \omega_s t + \dots \dots \dots]$$

$$e_2(t) = a_0 .e_1(t) + a_1 .e_1(t) \cos \omega_s t + a_2 .e_1(t) \cos 2 \omega_s t + a_3 .e_1(t) \cos 3 \omega_s t +$$

(eq.5.24)

O termo $a_0 .e_1(t)$ é o termo que contem toda a informação necessária que nos interessa recuperar, ou seja, se conseguirmos eliminar os demais termos por filtragem recupera-se a informação original.

Seja a função cossenoidal:

$$e_1(t) = E_1 \cos \omega_1 t \quad (\text{eq.5.25})$$

Substituindo a (eq.5.25) na (eq.5.24) obtêm-se :

$$e_2(t) = a_0 .E_1 \cos \omega_1 t + a_1 .E_1 \cos \omega_1 t \cos \omega_s t + a_2 .E_1 \cos \omega_1 t \cos 2 \omega_s t +$$

$$+ a_3 .E_1 \cos \omega_1 t \cos 3 \omega_s t + \quad (\text{eq.5.26})$$

desenvolvendo a (eq. 5.26) resulta a expressão:

$$e_2(t) = a_0 .E_1 \cos \omega_1 t + a_1 .E_1 / [2 \cos(\omega_s - \omega_1)t] + a_1 .E_1 / [2 \cos(\omega_s + \omega_1)t] + a_2 .E_1 / [2 \cos(2\omega_s - \omega_1)t] + a_2 .E_1 / [2 \cos(2\omega_s + \omega_1)t] \quad (\text{eq.5.27})$$

O espectro de $e_2(t)$ esta representado na fig.5.14

Conforme podemos ver pela figura, para recuperar a informação em ω_1 , é necessário que haja separação de raias entre ω_1 e $(\omega_s - \omega_1)$, ou seja é necessário que:

$$\omega_s - \omega_1 > \omega_1 \text{ ou } \omega_s > 2\omega_1 \quad \therefore$$

$$\omega_1 < \omega_s / 2 \text{ ou } f_1 < f_s / 2 \quad (\text{eq.5.28})$$

onde $f_s = 1/ T_0$.

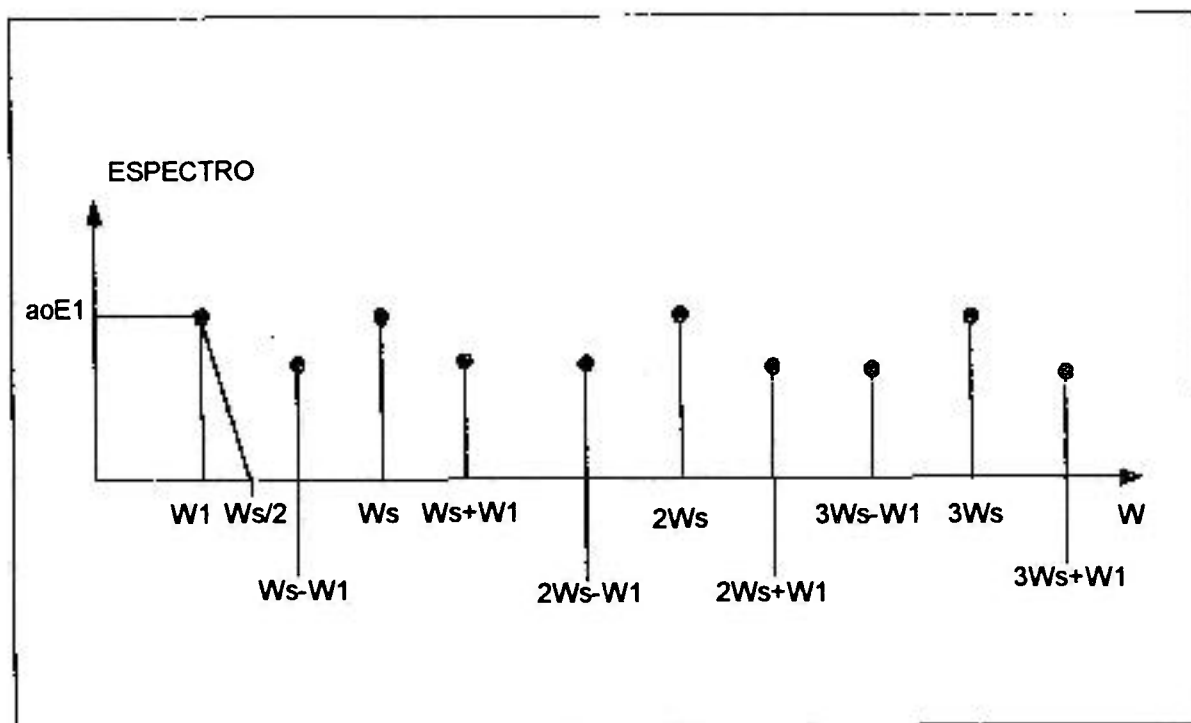


FIG. 5.14 - ESPECTRO DO SINAL AMOSTRADO ($e_2(t)$)

O filtro anti-aliasing é o um filtro passa-baixa que atenua as componentes de frequência superior a metade da frequência de amostragem sendo portanto a garantia de que ω_1 seja a componente do sinal de entrada de maior frequência e ganho de forma que qualquer frequência acima de ω_1 seja suficientemente atenuada. Adicionalmente, o filtro “antialiasing” permite garantir que a partir da frequência $\omega_s / 2$ não haja componente espectral relevante, de forma a não interferir na resolução do conversor A/D (ou nível RMS de quantificação de ruído)

Para que o sinal de ruído proveniente da saída AC do eletrômetro seja corretamente digitalizado pelo conversor A/D, existente na placa de aquisição de dados, para em seguida poder ser processado pelo PC, é necessário que o critério de Nyquist esteja sendo cumprido. O critério de Nyquist, ou Teorema da amostragem^{8,12,16,,21,27,29,31,32,33} estabelece que quando amostramos um sinal analógico, a frequência de amostragem deve ser no mínimo duas vezes maior que a maior frequência existente no sinal analógico a ser amostrado. Teoricamente, bastaria amostrar qualquer sinal de entrada numa taxa n ($n > 2$) vezes maior que a maior frequência a ser amostrada . Na pratica o que ocorre é que os sinais de interesse que desejamos amostrar contêm ruído cuja frequência é superior à frequência de interesse já que raramente existe uma limitação na banda do sinal a ser amostrado.

Desta forma sinais induzidos na frequência da rede, como por exemplo sinais de radio local, podem provocar frequências espúrias (“aliases”) no sinal amostrado, e, a menos que usemos algum tipo de filtragem, o ruído indesejável aparecerá no espectro de frequência do sinal amostrado, ou seja , deve-se limitar a banda do sinal a ser amostrado com a utilização de um filtro “anti-aliasing” antes do conversor A/D, com o objetivo de limitar a banda do espectro do sinal de entrada em frequências inferiores a frequência de Nyquist.

Os exemplos a seguir ilustram o efeito do aliasing tanto no domínio do tempo, como no domínio da frequência.

No exemplo para o domínio do tempo, conforme mostrado na fig. 5.15a,b,c, com a chave fechando no período T , amostra uma senóide $E_1(t)$, fig. 5.15b, com período $T_0 \cong 3T/2 = 1,5T$, fig. 5.15c. Como o critério de Nyquist não foi obedecido, a onda amostrada $E_2(t)$ não reproduz fielmente o sinal aplicado constituindo-se numa falsa representação deste ou “aliasing” conforme fig. 5.15b. Quando um sinal de determinada frequência é amostrado numa taxa menor que o dobro dessa frequência, a frequência do sinal resultante é o alias do sinal original.

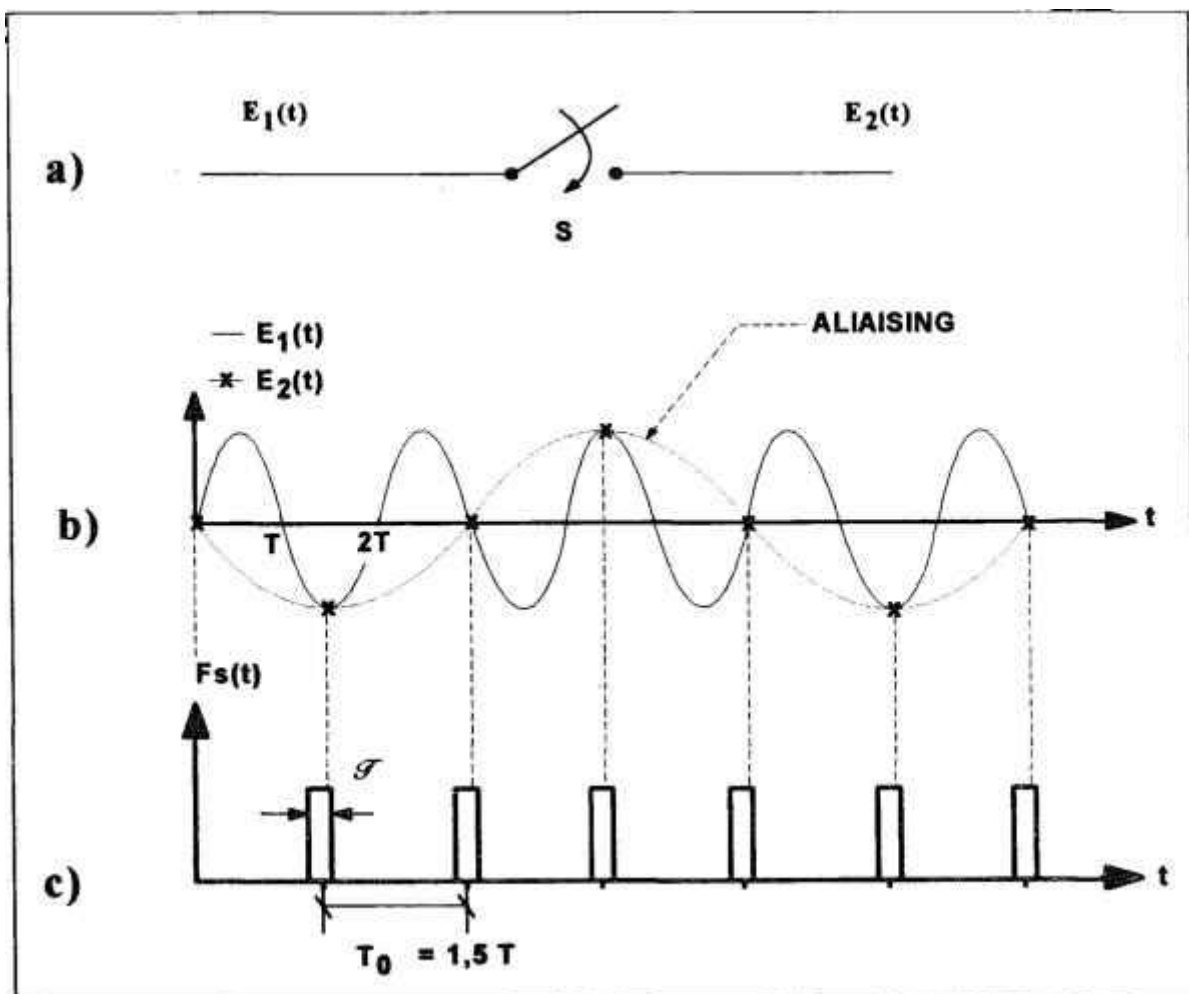
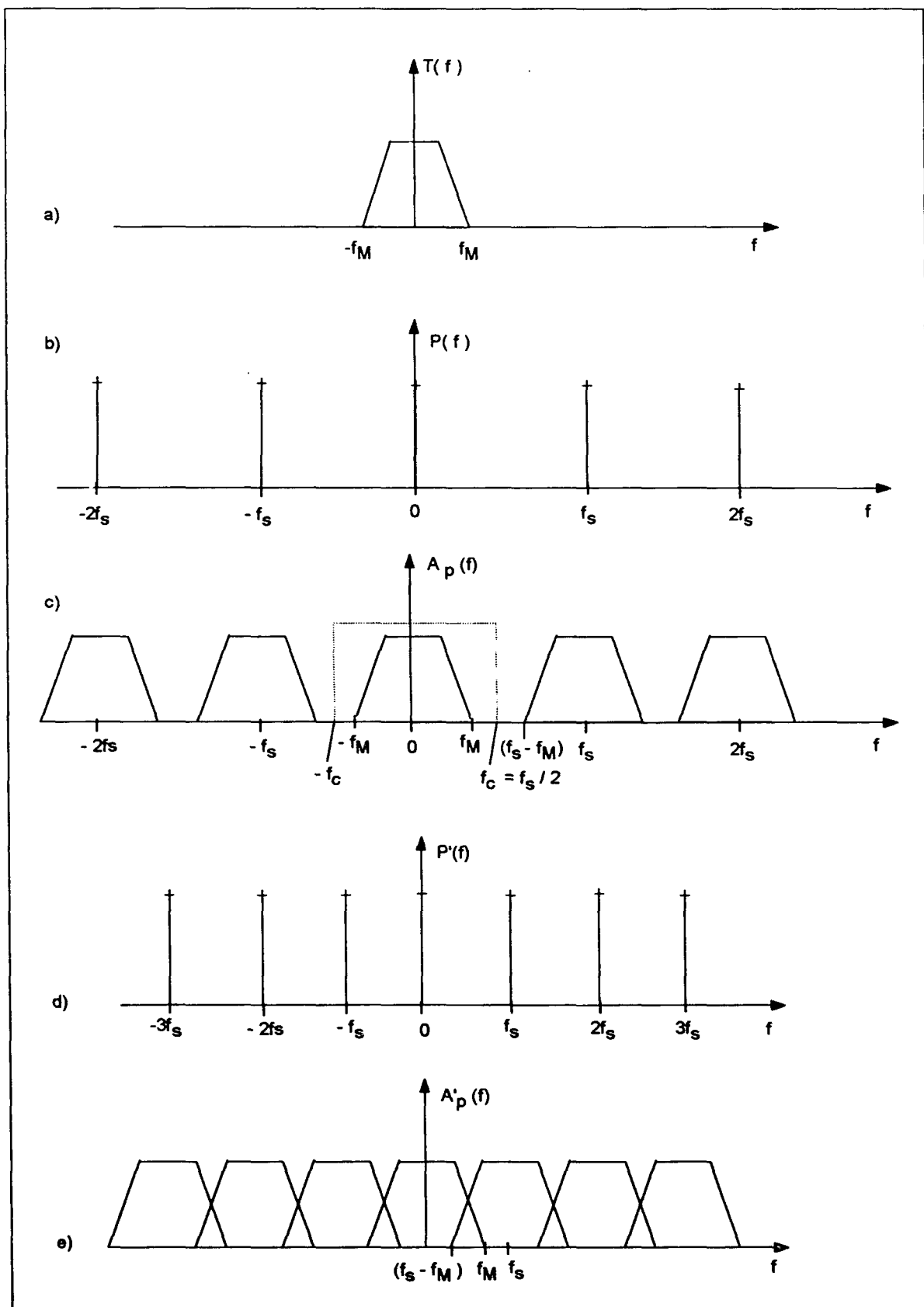


FIG. 5.15 - "ALIASING" NO DOMINIO DO TEMPO

No domínio da frequência conforme ilustrado na fig.5.16a,b,c,d,e a transformada de Fourier do sinal aplicado possui frequências no espectro $-f_M$ e $+f_M$ conforme fig.5.16a. Ao amostrar este sinal com frequência $f_s > 2f_M$, fig. 5.16b, conforme critério de Nyquist, o espectro do sinal amostrado resulta numa reprodução exata do sinal de entrada, multiplicado pelas componentes $f_s, 2f_s, 3f_s$, etc. com separação nítida entre as raias (f_M) e ($f_s - f_M$) e assim por diante, conforme fig. 5.16c. Nesta mesma figura podemos notar que para se recuperar totalmente o sinal original basta realizar uma filtragem passa-baixa com frequência de corte f_c

Quando o critério de Nyquist não for obedecido, ou seja $f_s \leq 2f_M$, fig.5.16d, ocorrerá o fenômeno do aliasing, havendo entrelaçamento de raias (f_M) e ($f_s - f_M$) não sendo portanto possível recuperar o sinal original, nem por filtragem, conforme podemos comprovar pela figura 5.16e.



Na realidade o filtro anti-aliasing não é ideal como na fig. 5.17, pois na prática não se consegue analógicamente uma atenuação tão abrupta na frequência de corte f_c . O filtro real possui, conforme fig.5.18 uma banda de passagem até uma frequência máxima de entrada (f_{in}), onde apresenta atenuação e oscilação inferior a 0,5 dB. Isto equivale dizer que nesta faixa de frequência o sinal aplicado não será atenuado nem distorcido e o ganho do filtro se manterá aproximadamente constante.

Acima de f_{in} , temos a banda de transição na qual o sinal sofre a atenuação necessária e suficiente a torna-lo desprezível na frequência de interesse acima de $(f_s - f_{in})$. A partir desta frequência, começa a banda proibida que possui nível de atenuação compatível com a resolução do conversor A/D utilizado. Isto significa que nesta região no sinal aplicado não poderá haver componentes com amplitude superior ao nível de atenuação mínima (A_{min}).

De uma forma simples podemos dizer que limitar a banda do sinal de entrada significa atenuar a amplitude das componentes com frequências superiores à frequência de Nyquist para níveis tais que sejam consideradas inexistentes ou para um nível indetectável para o conversor A/D. Este nível deverá ser menor que o nível rms de quantificação de ruído, definido na especificação do conversor, de forma a não afetar a sua resolução.

Para cumprir este objetivo desenvolveu-se o filtro "anti-aliasing" que se constitui num filtro ativo de ganho unitário, passa-baixas, tipo Butterworth de ordem $n=12$, empregando topologia de múltiplas realimentações. Este filtro deverá ter a função de limitar a banda de passagem da componente AC do sinal de entrada proveniente do eletrômetro nas frequências de corte de 1,0; 10, 30, 60 e 100 Hz. Além destas frequências o sinal será atenuado de forma a não interferir no conversor A/D.

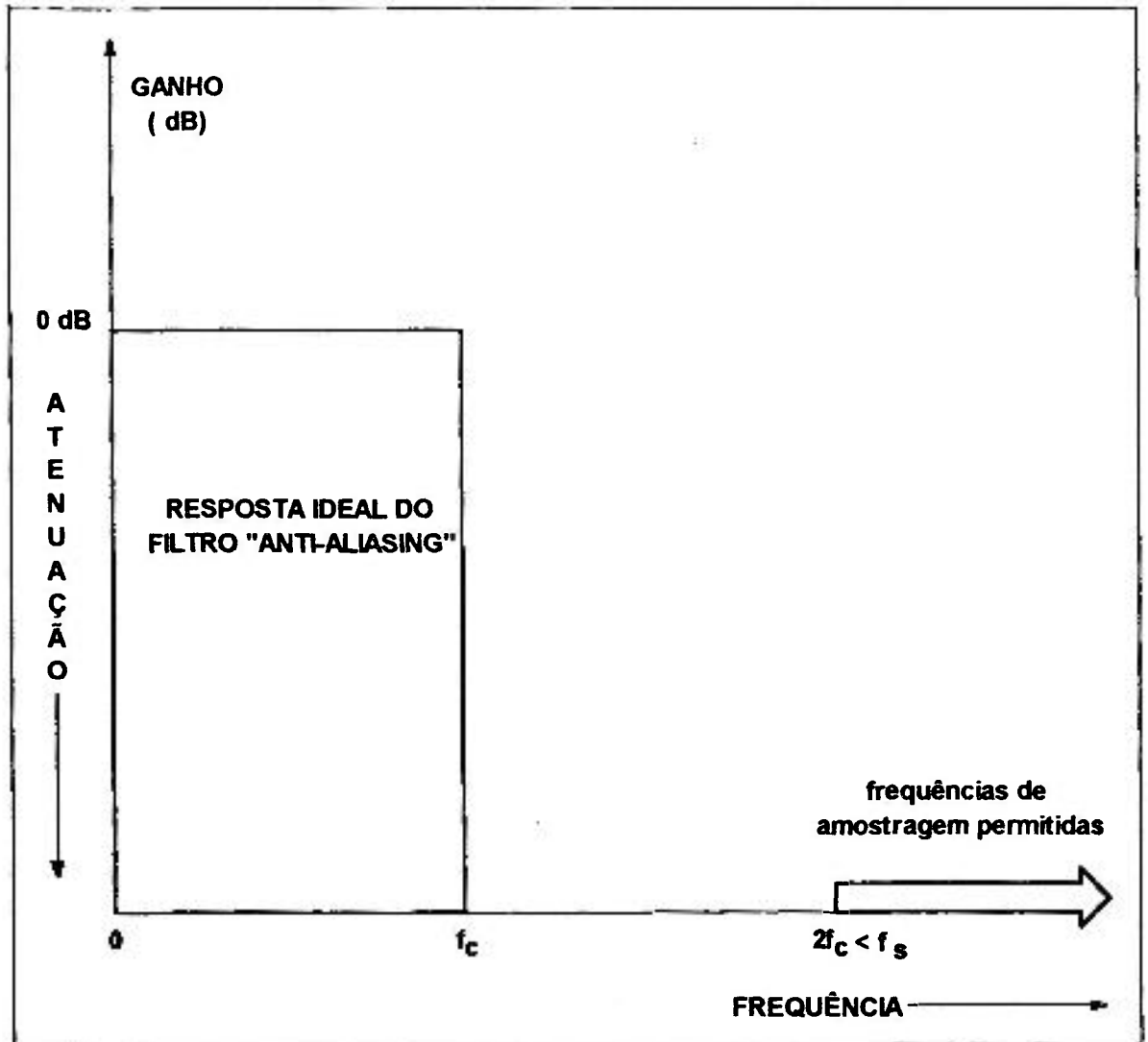


FIG. 5.17 - FILTRO IDEAL

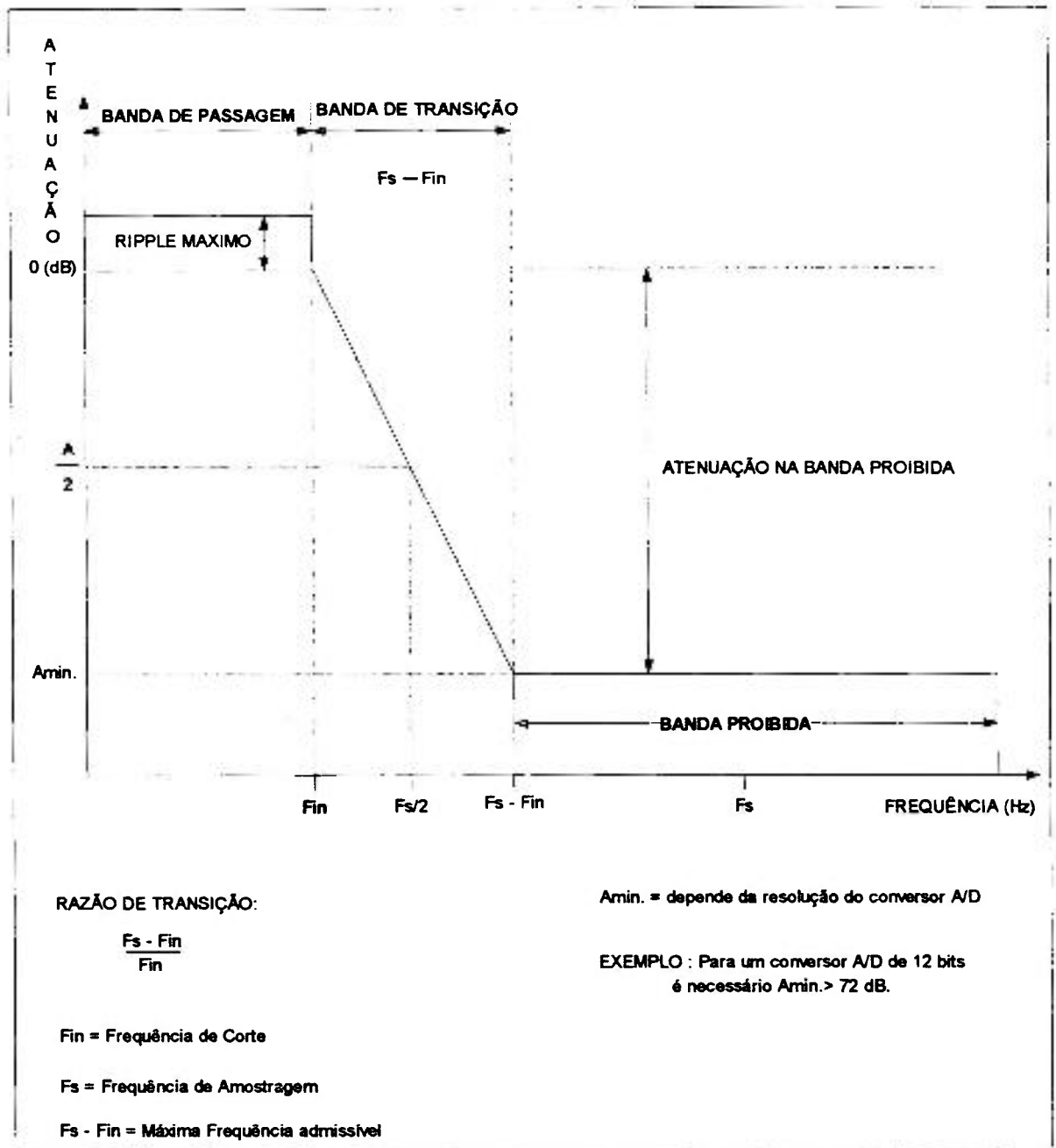


FIG. 5.18 - REQUISITOS P/ FILTRO ANTI-ALIASING

5.5 - Especificação do Filtro Anti-Aliasing (F. A. A.)

O projeto do filtro “anti-aliasing” foi realizado adotando-se os seguintes critérios:

- apresentar baixo “ripple” na banda de passagem; (<0,5 dB)
- apresentar atenuação > 60 dB na banda proibida;
- ganho unitário;
- alimentação bipolar;
- utilizar circuitos ativos com baixa emissão de ruído; (da ordem de 18 nV/Hz^{1/2})
- utilizar resistores e capacitores com tolerância de +/- 1%.

Alimentação: +/- 15 Vcc

Variação do ganho na banda de passagem +/- 0,5 dB;

Nível de sinal na banda proibida: < 60 dB;

Tipo de Filtro: Butterworth;

Ordem: n = 12

Topologia: Múltiplas Realimentações

Amplificador Operacional a ser utilizado: TL072;

Frequências de corte desejáveis: 1; 10; 30; 60; 100 Hz;

5.6 - Características de Hardware do F. A. A.

O Diagrama de Blocos do filtro está representado nas figuras 5.19 e 5.20.

Em face aos critérios fixados a escolha do tipo de aproximação matemática desejada para o filtro recaiu na função resposta do filtro tipo Butterworth, de ordem $n=12$. Esta ordem foi conseguida através da colocação em cascata de 6 estágios de filtros de ordem $n=2$, na topologia de múltiplas realimentações.

Como elementos ativos foram utilizados os amplificadores operacionais TL072 e TL074^{21,30,31} por apresentarem baixa tensão de off-set de entrada (3mV) e baixa emissão de ruído.(18 nV/Hz^{1/2})

Para o cálculo dos diferentes estágios do filtro, utilizou-se o método descrito nas referências [5], [20], [24], e [26] realizando a decomposição em frações parciais de 2ª ordem do polinômio de Butterworth de ordem $n=12$. Determinaram-se 6 coeficientes sendo um para cada estágio, e calcularam-se a partir deste coeficiente, os valores dos elementos deste estágio (resistor e capacitor). Maiores detalhes sobre o cálculo do filtro “antialiasing”, podem ser vistos no Apêndice 1.

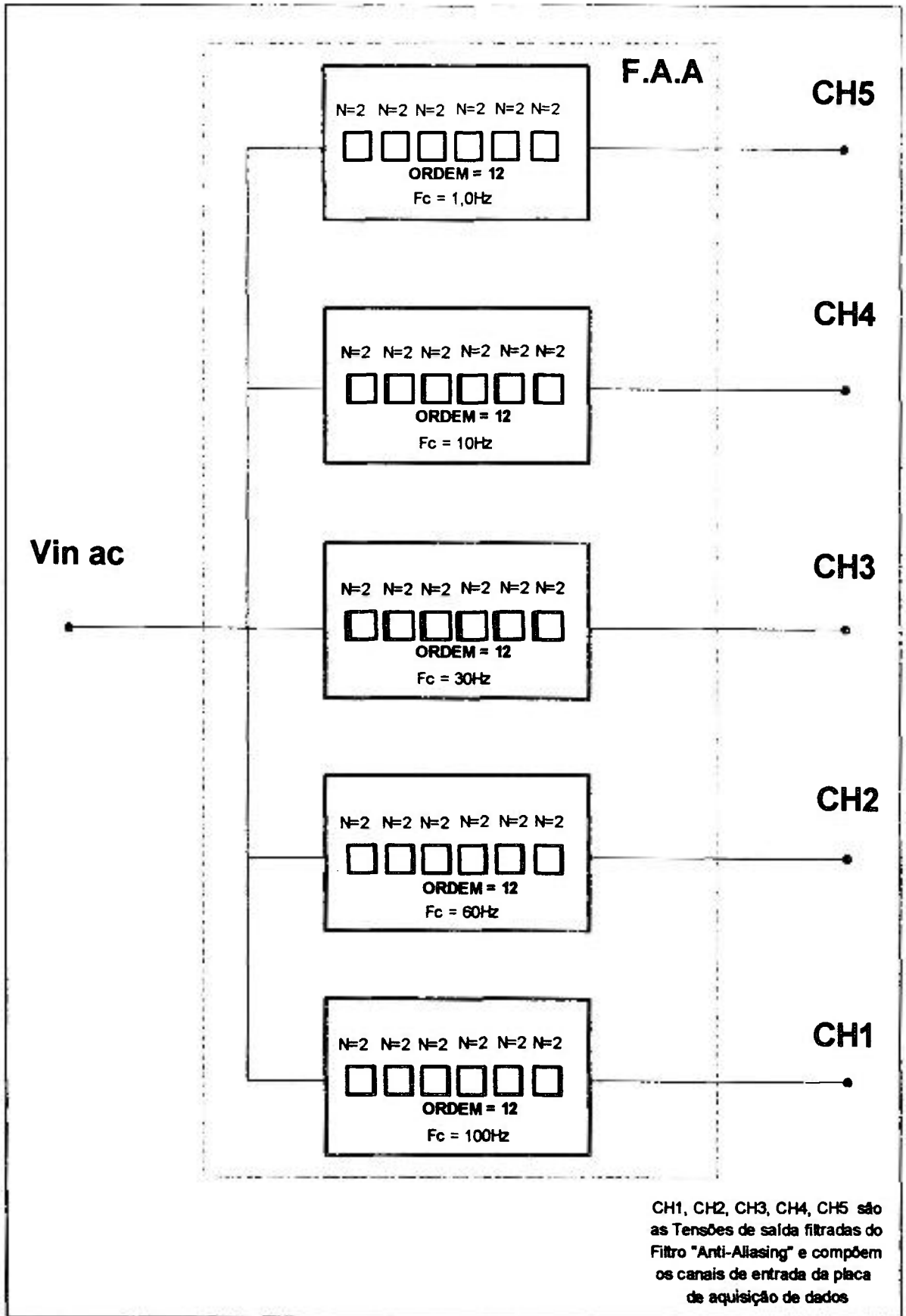


FIG. 5.19 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO FILTRO "ANTI-ALIASING"

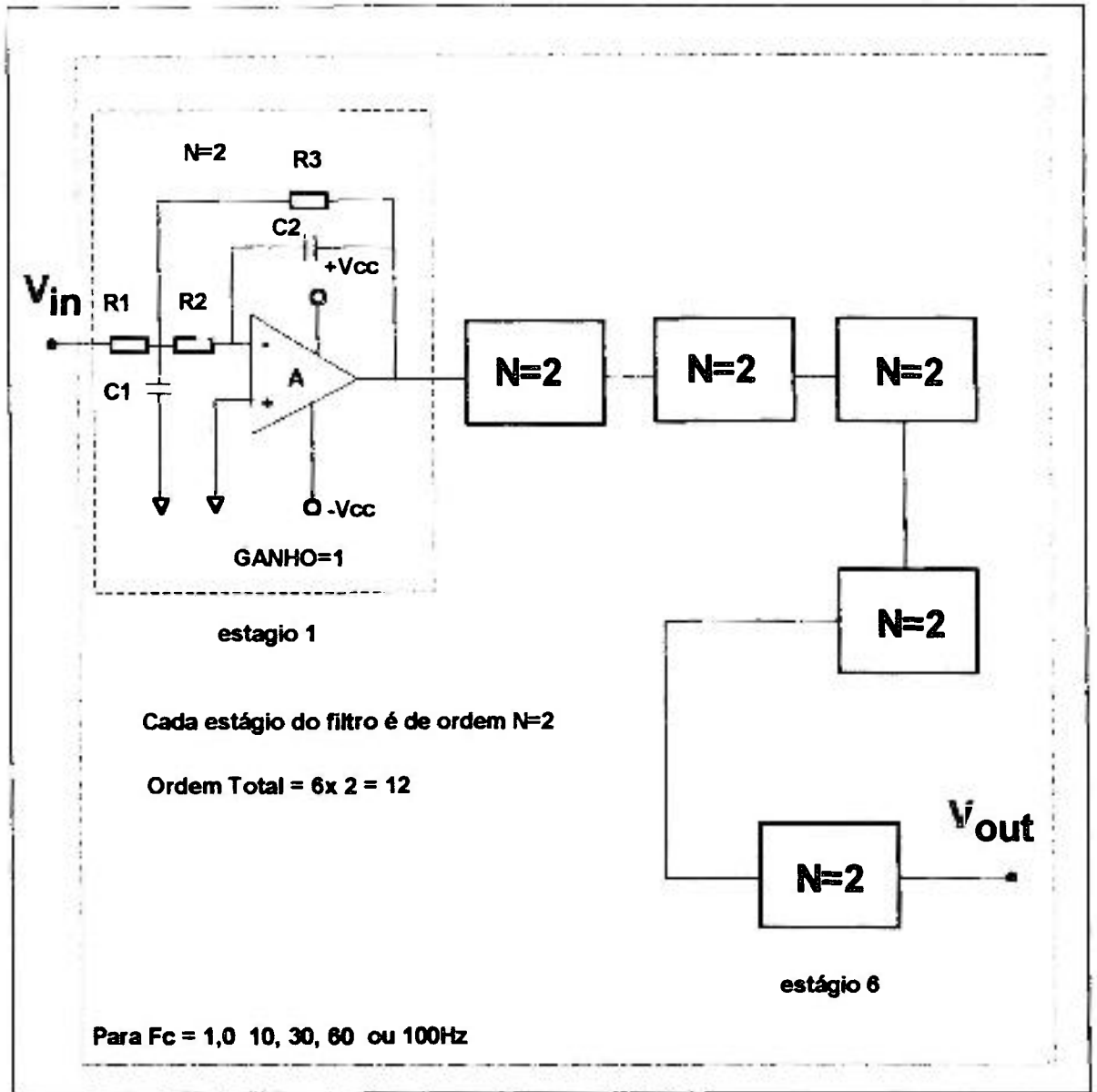


FIG. 5.20 - ESTRUTURA DO FILTRO "ANTI-ALIASING"

5.7 - Alimentação da Placa Condicionadora de Sinais

Para realizar a alimentação da Placa Condicionadora de Sinais utilizaram-se duas fontes independentes mais um conversor DC/DC. Uma fonte com saídas +5V e +/- 15V, alimenta a parte de saída do eletrômetro e filtros anti-aliasing. A outra fonte com saídas de +/- 15V alimenta o conversor DC/DC utilizado junto à entrada do eletrômetro. Ao invés de utilizarmos duas fontes independentes, consideramos ser mais apropriado, e prático, o uso de dois conversores DC/DC, um para o eletrômetro e o outro para os filtros. Isto só não foi possível devido ao consumo de corrente tanto do eletrômetro quanto do filtro, inviabilizando a utilização de qualquer conversor disponível na época no desenvolvimento.

Para atender à exigência de alimentação separada entre entrada e saída do amplificador de isolamento, utilizou-se um conversor DC/DC. O conversor DC/DC utilizado é o BB-700 da BURR-BROWN.⁶ Este conversor, conforme fig. 5.21, é constituído por um bloco oscilador com função de realizar o chaveamento da tensão DC aplicada à entrada do conversor. A tensão DC chaveada é aplicada ao primário do transformador obtendo-se no secundário a tensão DC chaveada, isolada. Esta tensão é retificada e filtrada obtendo-se na saída as tensões de +/- 15 Vdc, que alimentam o estágio de entrada diferencial e amplificação programável e o estágio de entrada do amplificador de isolamento, do estágio de isolamento.

O estágio de saída do amplificador de isolamento é alimentado pela tensão DC aplicada à entrada do conversor DC/DC.

Um conversor DC/DC é simplesmente uma fonte chaveada de dimensões reduzidas, que chaveia a tensão DC de entrada convertendo-a numa tensão de saída DC isolada.

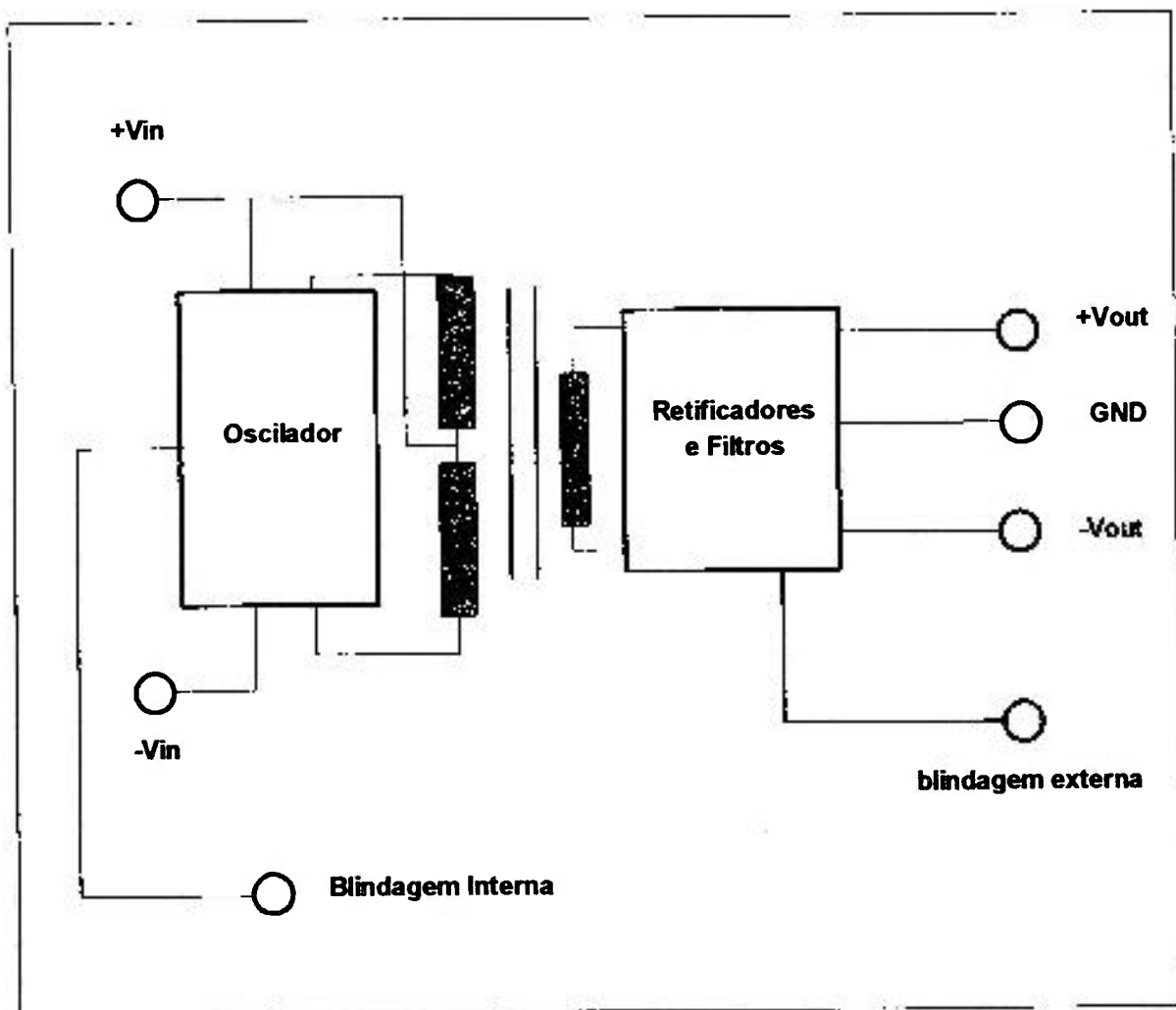


FIG.5.21 - DIAGRAMA DE BLOCOS DO CONVERSOR DC/DC ISO700

6- TESTES DE LABORATÓRIO

6.1 - Teste do Eletrômetro

Uma vez montado o circuito do eletrômetro na placa condicionadora de sinais procedeu-se à execução de seu ensaio para teste de funcionamento e levantamento de curva característica. A bancada de teste do eletrômetro em laboratório está representada na fig.6.1

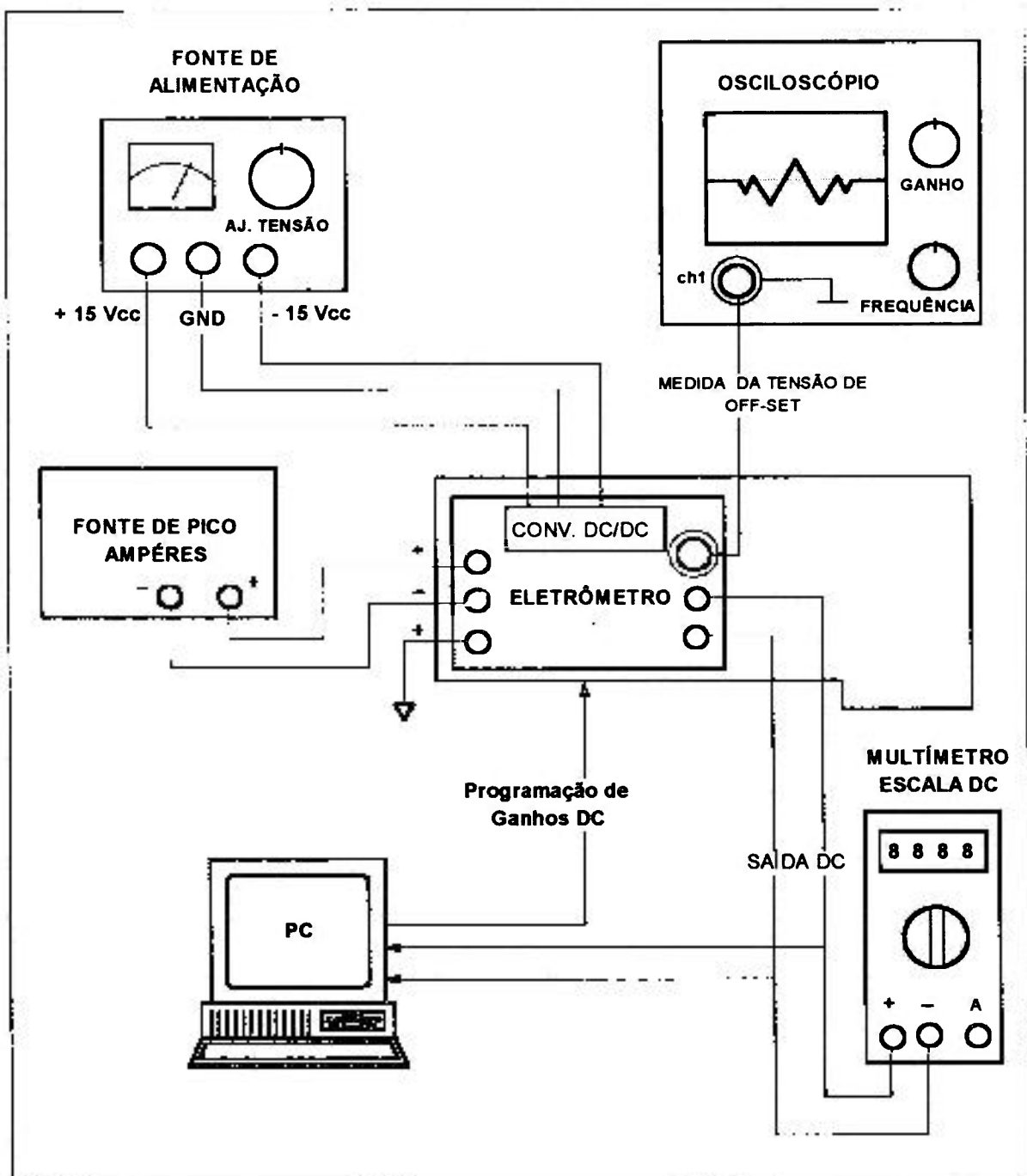


FIG.6.1 - BANCADA DE TESTE DO ELETROMETRO

Para realização do teste foi utilizada uma fonte HP, modelo 2260 com 3 saídas +5,0/+15/-15 Vdc como alimentação da placa condicionadora de sinais e ligada diretamente aos bornes de entrada do conversor DC/DC utilizado, no caso o modelo BB700 da Burr-Brown conforme visto anteriormente na seção 5.7.

Como fonte de sinal que simula o sinal proveniente do detetor, foi utilizada uma fonte de pico-Amperes modelo 261 da Keithley, conectada na entrada de sinal do eletrômetro.

Para monitoração da tensão de off-set, na saída de cada etapa de amplificação do eletrômetro, utilizou-se um osciloscópio digital modelo TDS-320 da Tektronix.

Finalmente na saída de tensão DC do eletrômetro conectou-se um multímetro de 3 e 1/2 dígitos, ajustado na escala de 20 Vdc com finalidade de monitorar a tensão na saída DC do eletrômetro. Antes de iniciarmos qualquer ensaio procedemos a verificação da corrente da fonte de pico-Amperes medindo-a através de um eletrômetro comercial da Keithley (o modelo 614). As medidas mostraram um erro inferior a 1%.

Iniciamos o ensaio ligando o PC, (já com a placa condicionadora de sinais instalada) e carregamos o software de programação de ganhos, com máximo ganho para saída de tensão DC do eletrômetro (ganho 200) de forma a procedermos ao ajuste de off-set antes de injetarmos sinal na entrada do eletrômetro. O software de ajuste de ganho foi realizado na linguagem Qbasic estando residente na memória de disco rígido do PC. A listagem do software está disponível no anexo.

No PC o ganho DC varia de 1 a 200. Como no eletrômetro já temos no estágio de entradas diferenciais um ganho fixo de 100, quando programamos pelo PC um ganho de 200, temos na realidade um ganho total de 20000 entre a entrada e a saída de sinal no eletrômetro. Da mesma forma programando o ganho 1 temos na realidade um ganho total de 100. A estrutura do software está representada na fig. 6.2

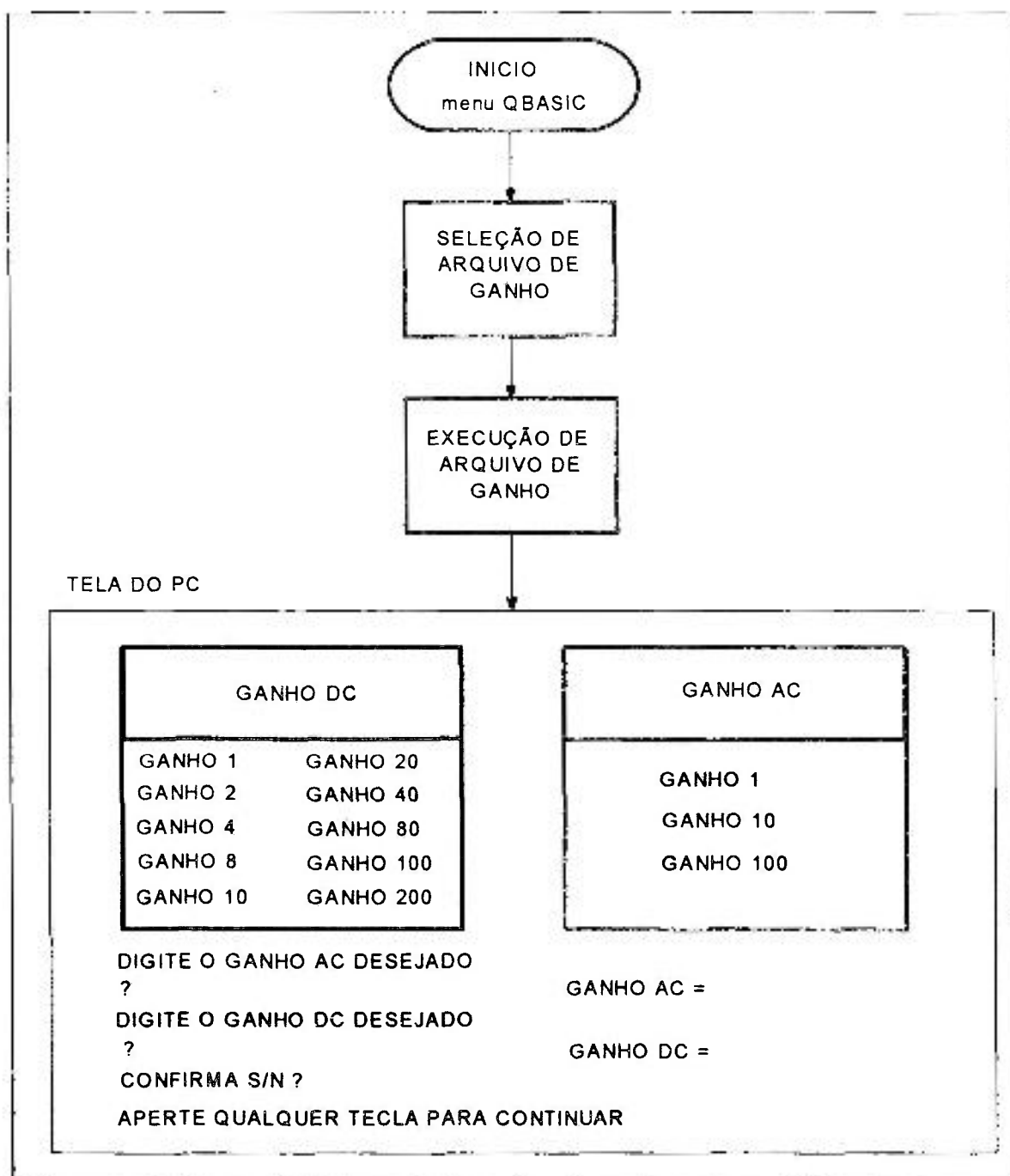


FIG. 6.2 - PROGRAMA DE SELEÇÃO DE GANHOS

Uma vez ajustado o ganho máximo (20.000) procedeu-se ao ajuste de off-set dos amplificadores do eletrômetro através dos potenciômetros de ajuste existentes no circuito (R13, R14, R15, R17, R20, R21) conforme esquema em anexo, anotando-se o valor da tensão de off-set ajustada.

Após a realização do ajuste de off-set, prosseguimos o ensaio ligando a fonte de pico-Amperes, variando o valor da corrente de entrada desde $2,5 \times 10^{-11}$ até 1×10^{-8} Amperes, variando o ganho no PC, invertendo a polaridade do sinal aplicado e anotando o valor da tensão de saída lida no multímetro.

6.1.1 - Resultados

As tabelas 6.1 e 6.2 mostram a variação da tensão na saída DC do eletrômetro, em função da corrente de entrada aplicada para ganho real máximo de 20000 (ganho 200 no PC) e ganho real mínimo de 100 (ganho 1 no PC).

Teoricamente o eletrômetro realiza a transformação da corrente de entrada I_{in} na tensão de saída V_{out} amplificada através do ganho programável G_{prog} .

No caso do ganho programável ser mínimo temos:

$$V_{out} = V_{in} \times G_{prog. min.}; \quad (eq.6.1)$$

onde $V_{in} = R_{in} \times I_{in}; \quad (eq.6.2)$

como $R_{in} = 400K\Omega$ então $V_{in} = 4.10^5 * I_{in}; * G_{prog.min.}$, ou seja no caso de ganho programável mínimo $G_{prog.min.} = 100$, o resultado fica:

$$V_{out} = I_{in} \times 4.10^7 \text{ (V)} \quad (eq.6.3)$$

Da mesma forma para ganho programado máximo temos a relação:

$$V_{out} = I_{in} \times 8 \times 10^9 \text{ (V)} \quad (eq.6.4)$$

Nas tabelas a 1ª coluna mostra a corrente aplicada através da fonte de pico-Amperes, inclusive com inversão de polaridade. A 2ª coluna mostra a leitura da tensão DC obtida no multímetro conectado na saída DC do eletrômetro. A 3ª coluna mostra os valores da tensão do eletrômetro descontada a tensão de off-set. A 4ª coluna mostra o valor teórico da tensão no eletrômetro equivalente a corrente DC injetada no ganho programado. Finalmente a última coluna mostra o erro de fundo de escala obtido para cada valor de corrente injetada. O erro de fundo de escala é obtido através da seguinte expressão:

$$(\text{Valor da Coluna 4} - \text{Valor da Coluna 3}) / |V_{fe.max}| \quad (\text{eq.6.5})$$

onde $V_{fe.max}$ é o valor da tensão máxima de fundo de escala obtida na saída do eletrômetro conforme a polaridade da corrente injetada. Na tabela 6.1 para correntes positivas $V_{fe.max} = 10,004 \text{ V}$ e para correntes negativas $V_{fe.max} = 10,005 \text{ V}$.

TABELA 6.1 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO ELETRÔMETRO EM FUNÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA APLICADA. (PARA GANHO DE 100)

corrente da fonte (A)	Tensão do Eletrômetro (V)	subtraindo tensão de off-set (V)	Valor Teórico Ganho 100 (V)	Erro % Fundo de Escala
0,00E+00	0,003			
2,00E-07	2,005	2,002	2,000	-0,020
4,00E-07	4,007	4,004	4,000	-0,040
6,00E-07	6,007	6,004	6,000	-0,040
8,00E-07	8,011	8,008	8,000	-0,080
1,00E-06	10,007	10,004	10,000	-0,040
-1,00E-06	-10,002	-10,005	-10,000	0,050
-8,00E-07	-7,997	-8,000	-8,000	0,000
-6,00E-07	-6,000	-6,003	-6,000	0,030
-4,00E-07	-4,000	-4,003	-4,000	0,030
-2,00E-07	-1,999	-2,002	-2,000	0,020
0,00E+00	0,004		0,000	

Na tabela 6.2, para correntes positivas, $V_{fe,max} = 0,995$ V e para correntes negativas $V_{fe,max} = 1,043$ V.

TABELA 6.2 - VARIAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA DO ELETRÔMETRO EM FUNÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA APLICADA. (PARA GANHO DE 20.000)

corrente da fonte (A)	Tensão do Eletrometro (V)	subtraindo tensão de off-set (V)	Valor Teórico Ganho 20000 (V)	Erro % Fundo de Escala
0,00E+00	-0,565			
2,50E-11	-0,392	0,173	0,200	2,700
5,00E-11	-0,189	0,376	0,400	2,400
7,50E-11	0,015	0,580	0,600	2,000
1,00E-10	0,200	0,765	0,800	3,500
1,25E-10	0,430	0,995	1,000	0,500
-1,25E-10	-1,608	-1,043	-1,000	4,100
-1,00E-10	-1,421	-0,856	-0,800	5,400
-7,50E-11	-1,220	-0,655	-0,600	5,200
-5,00E-11	-1,019	-0,454	-0,400	5,100
-2,50E-11	-0,817	-0,252	-0,200	5,000
0,00E+00	-0,616	-0,051	0,000	

Os resultados obtidos nas tabelas 6.1 e 6.2 são também mostrados nos gráficos das figuras 6.3 e 6.4 que possuem na escala das abscissas o valor da corrente injetada em Amperes (A) e nas ordenadas o valor equivalente da tensão de saída do eletrometro (V). A análise das figuras mostra claramente o comportamento linear do eletrometro desenvolvido. Conforme podemos comprovar pelas tabelas 6.1 e 6.2 o erro máximo obtido no ganho 100 foi inferior a 1% e para o ganho de 20000 foi inferior a 5,5%. Um erro máximo de 5,5% pode ser considerado um resultado satisfatório, pois está dentro do intervalo de erro da fonte de pico-Ampères que é de aproximadamente 10%.

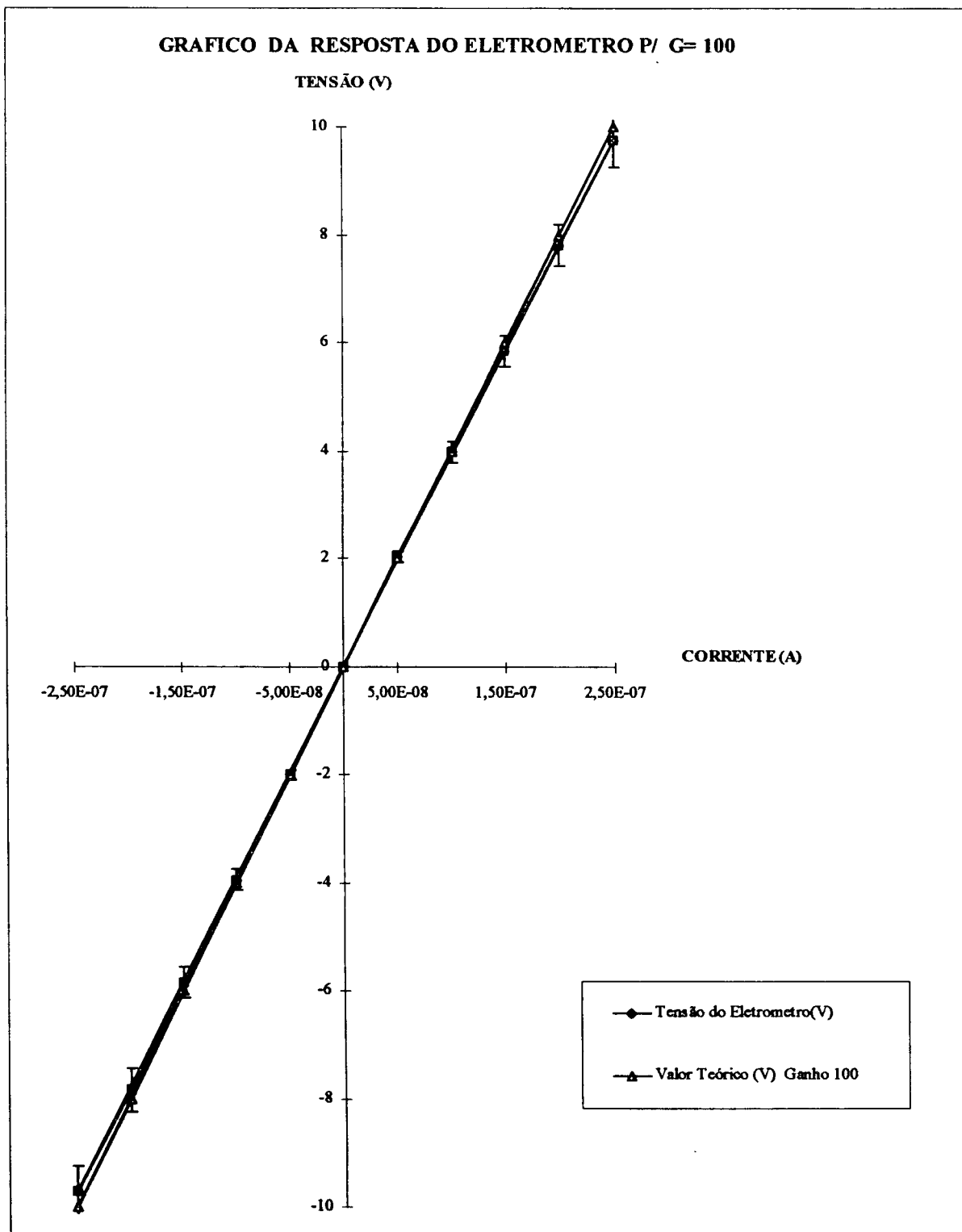


FIG. 6.3 - GRÁFICO DA RESPOSTA EM TENSÃO DO ELETRÔMETRO, NO GANHO 100, RELATIVO À CORRENTE INJETADA.

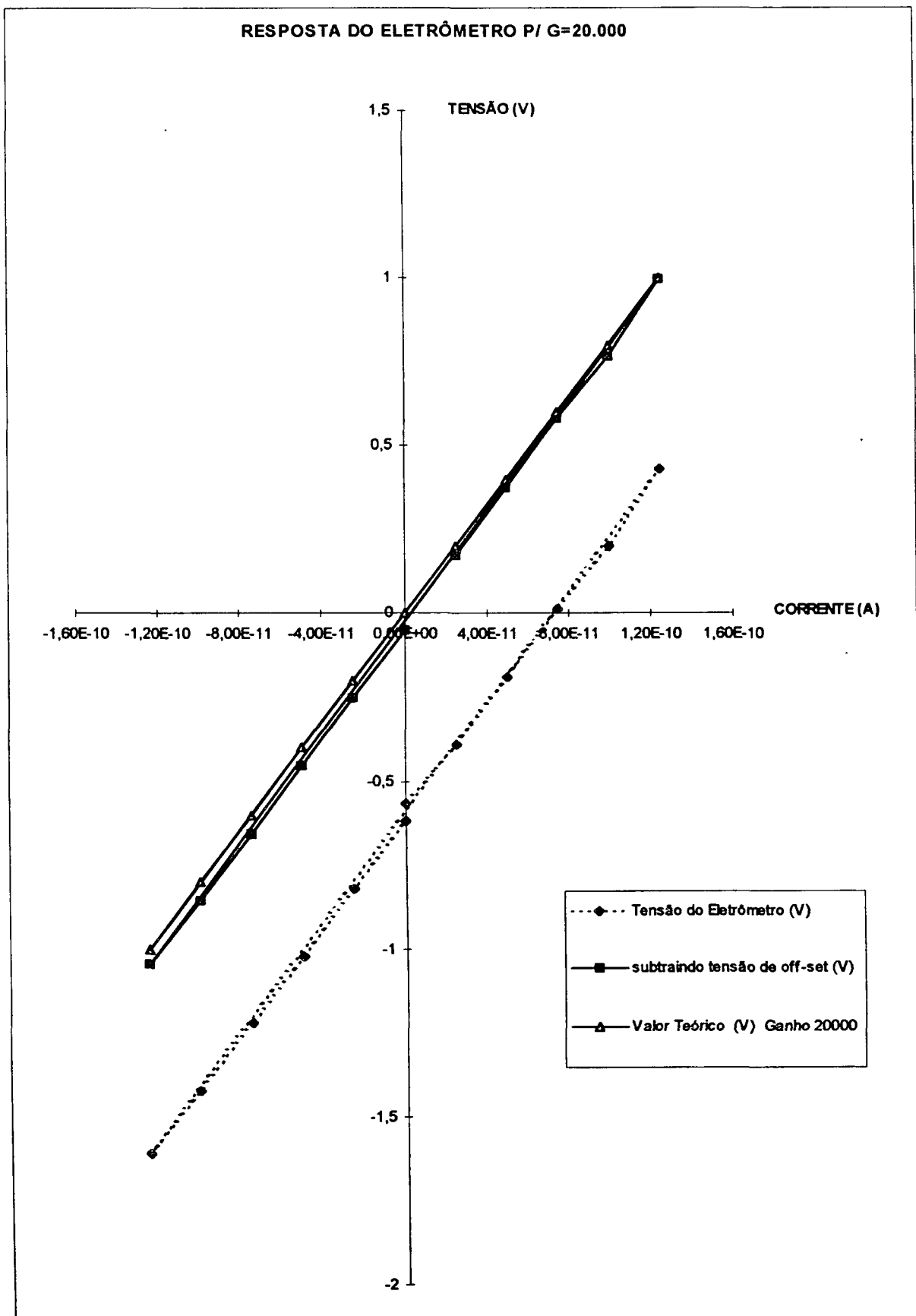


FIG. 6.4 - GRÁFICO DA RESPOSTA EM TENSÃO DO ELETRÔMETRO, NO GANHO 20.000, RELATIVO À CORRENTE INJETADA

6.2 - Teste dos F. A. A.

Finalizada a montagem do circuito dos filtros anti-aliasing procedemos ao teste do circuito em laboratório tal como foi feito com o eletrômetro, para levantamento da resposta em frequência de cada filtro. O arranjo experimental para o teste está representado na fig.6.5.

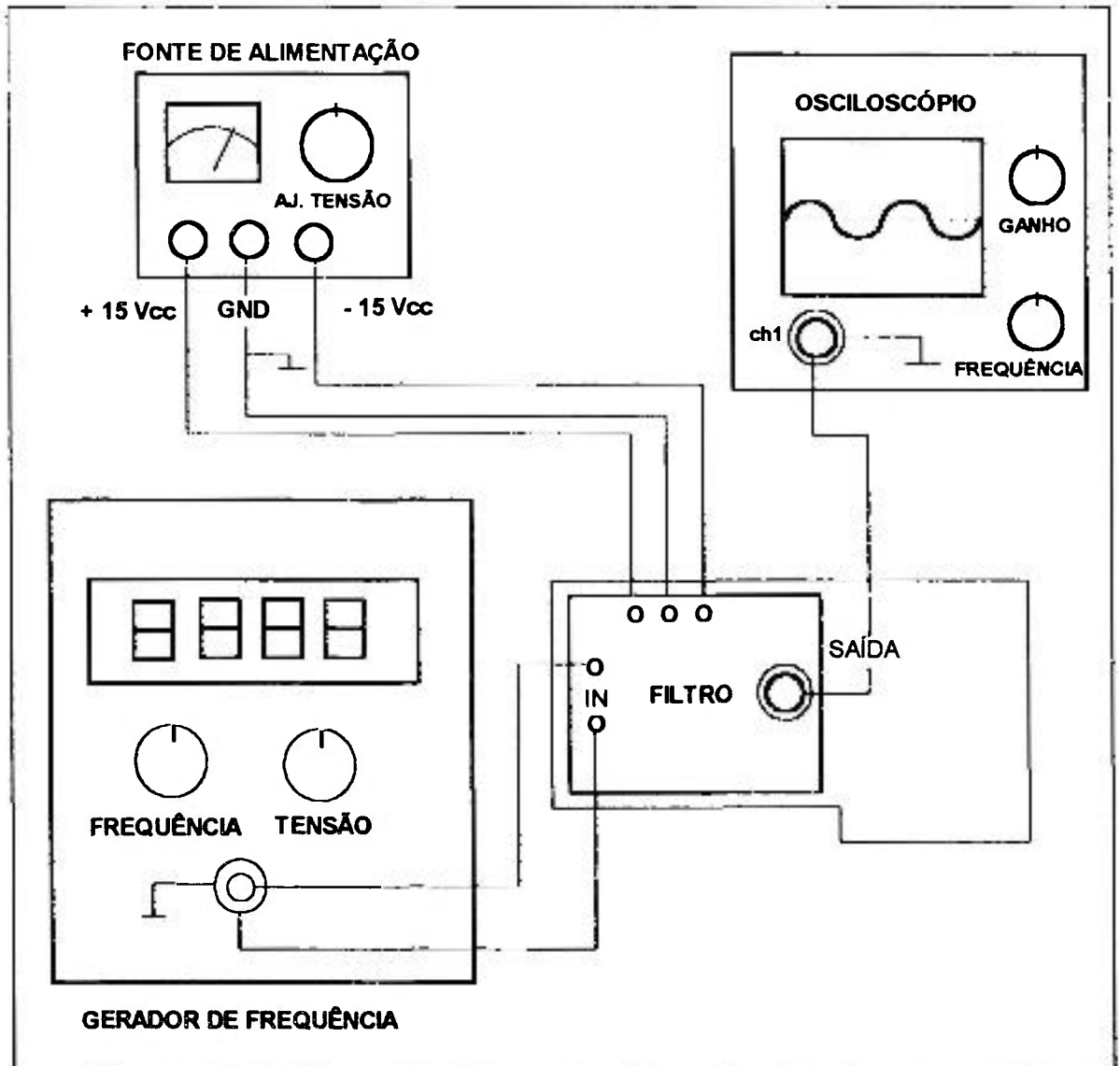


FIG. 6.5 - BANCADA DE TESTE DO FILTRO "ANTI-ALIASING"

Para a alimentação do circuito dos filtros foi utilizada uma fonte de alimentação DC da HP modelo 6235A da HP com saídas +15/-15 Vdc, conectada aos pinos de alimentação do circuito dos filtros. Como fonte de geração de sinal foi utilizado um gerador de frequência da HP modelo 8111A com frequência ajustável de 1Hz a 20 MHz, conectado na entrada dos filtros. Para monitoração deste sinal e do sinal de saída dos filtros utilizou-se um osciloscópio digital da Tektronix modelo TDS-320.

Para realização deste teste não conectamos a placa condicionadora de sinais ao PC pois o intuito foi de realizar somente o teste dos filtros com levantamento de sua resposta em frequência.

Iniciou-se o teste ajustando o nível da tensão de saída do gerador de frequência em 20 Vpp, (+/- 1%) com forma de onda senoidal. Em seguida variou-se a frequência do sinal de $0,5 f_c$ até $2 f_c$, onde f_c é a frequência de corte ajustada para cada filtro, tomando-se os devidos cuidados para não haver variação na amplitude do sinal aplicado. Para cada valor de frequência ajustado no gerador, realizou-se a medida do valor RMS e de pico a pico (Vpp) da tensão de saída de cada filtro.

6.2.1 - Resultados

As tabelas 6.3 à 6.7; mostram a resposta em frequência dos filtros anti-aliasing para frequências de corte de 100, 60, 30, 10 e 1Hz, respectivamente.

A primeira coluna das tabelas representa o valor da frequência ajustada no gerador. A segunda coluna representa a tensão de saída dos filtros expressa em Volts RMS. A terceira coluna representa a tensão de saída dos filtros em Volts pico a pico (Vpp). Finalmente a última coluna representa o ganho de tensão dos filtros em dB, definido conforme equação 6.5

$$\text{GANHO (dB)} = 20 \text{ LOG } V_o/V_{in} \quad (\text{eq.6.6})$$

Com estes dados traçamos as curvas de resposta em frequência dos filtros representadas nas figs. 6.6 à 6.10, nas quais o eixo das abscissas representa o valor da frequência e o eixo das ordenadas o valor do ganho em dB.

Condições: $19,8 < V_{in} < 20,2$ Vpp ou $V_{in} = 6,95$ Vrms

$F_c = 100$ Hz

TABELA 6.3 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ANTI-ALIASING
PARA $F_c = 100$ Hz

F(Hz)	Tensão de saída (Vrms)	Tensão de saída (Vpp)	G (dB)
50	7,222	20,6	0,3
55	7,244	20,6	0,36
60	7,25	20,6	0,36
65	7,262	20,8	0,38
70	7,24	20,6	0,35
75	7,229	20,6	0,34
80	7,149	20,6	0,24
85	7,034	20,4	0,1
90	6,741	19,2	-0,26
95	6,056	17,4	-1,19
100	4,743	13,6	-3,31
105	3,128	9,0	-6,93
110	1,908	5,8	-11,23
115	1,358	4,0	-14,18
120	0,762	2,24	-19,2
125	0,466	1,4	-23,5
130	0,291	0,88	-27,5
135	0,192	0,600	-31,17
140	0,129	0,400	-34,6
145	0,082	0,264	-38
150	0,056	0,192	-42
155	0,039	0,150	-45
160	0,028	0,116	-48
165	0,021	0,086	-50,4
170	0,015	0,080	-53,3
180	0,011	0,070	-56
200	0,008	0,053	-58

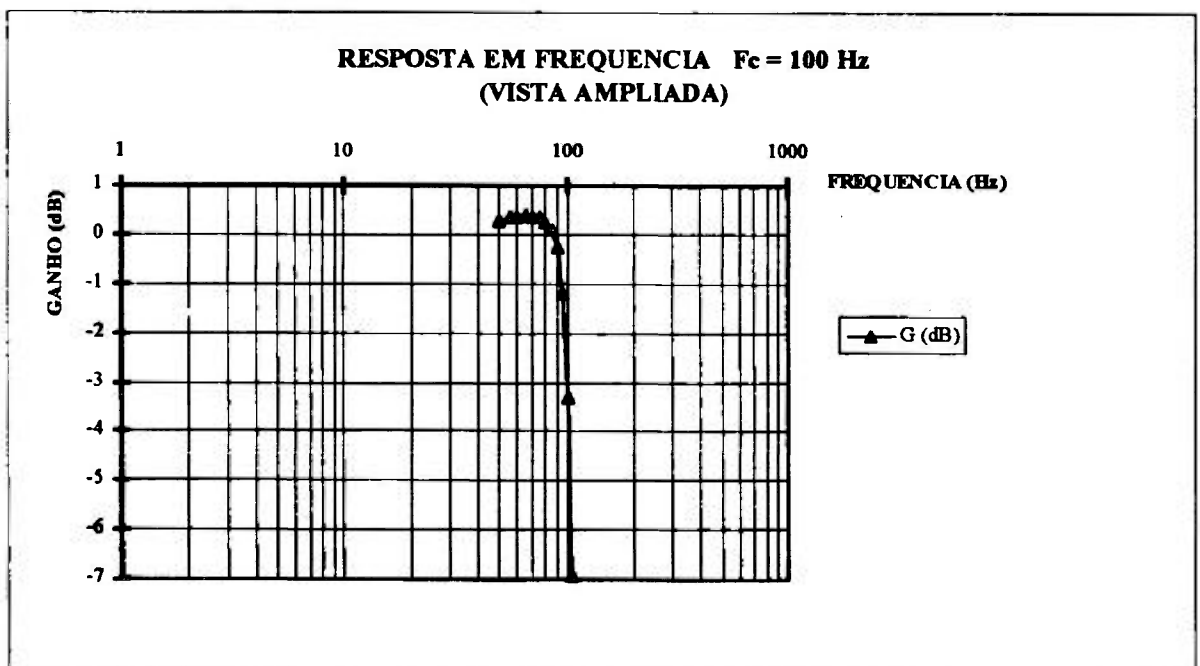
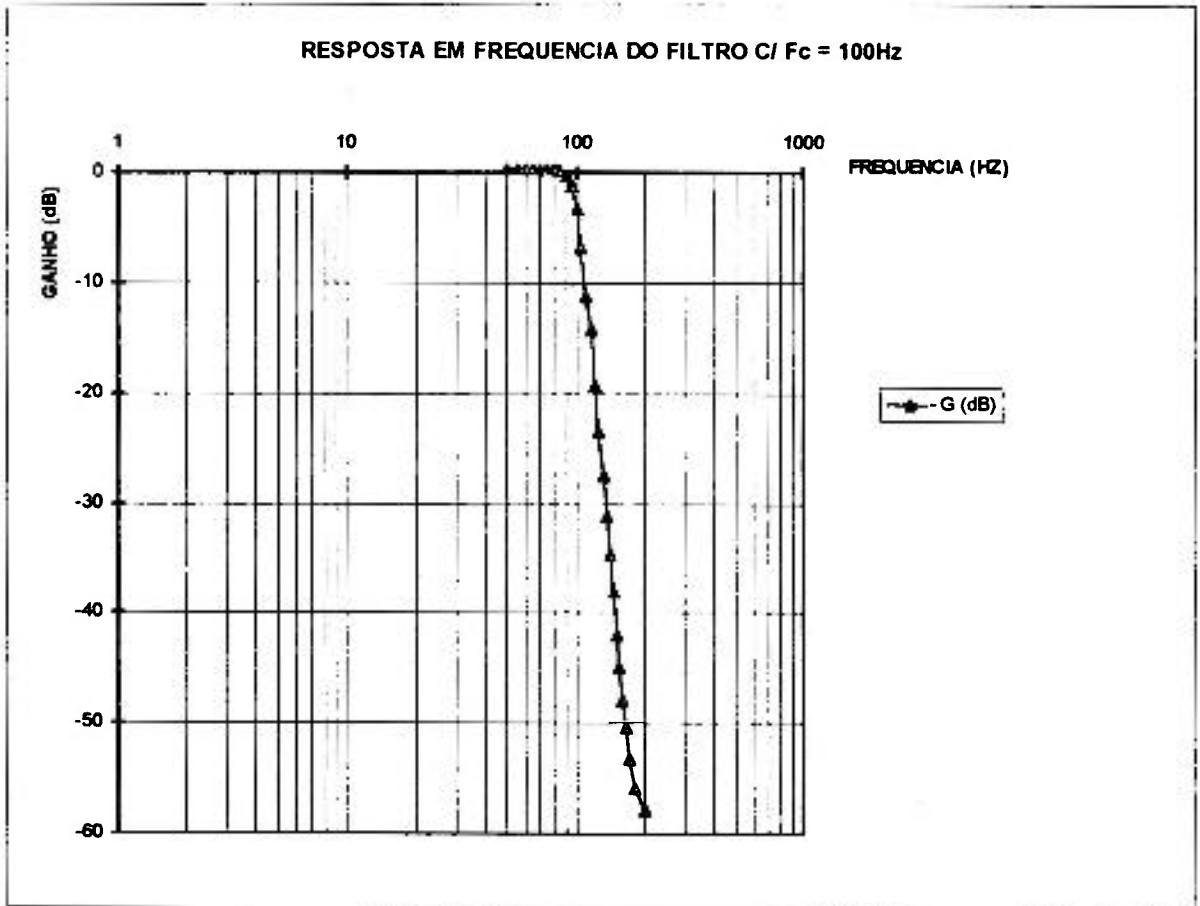


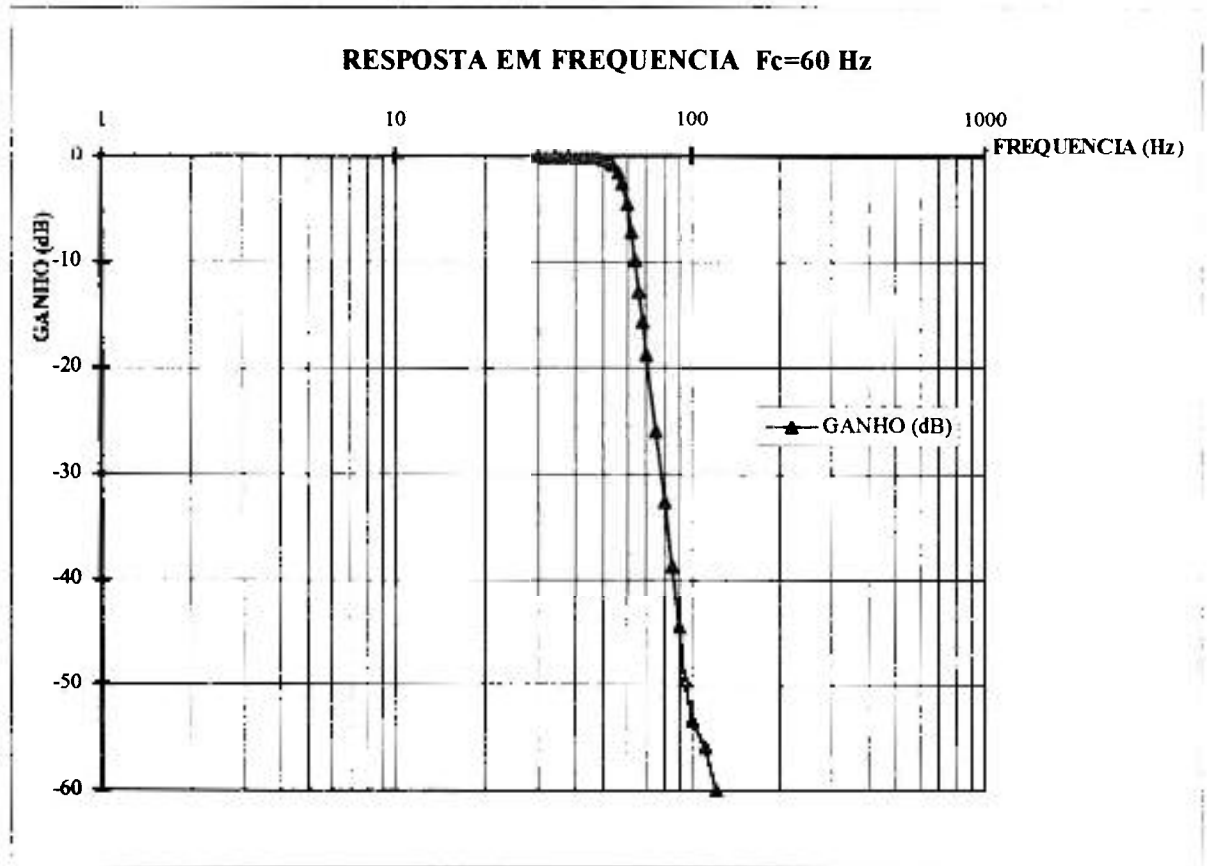
FIG. 6.6 - a) GRÁFICO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO COM FREQUÊNCIA DE CORTE $F_c = 100\text{Hz}$; b) VISTA AMPLIADA

$F_c=60\text{Hz}$

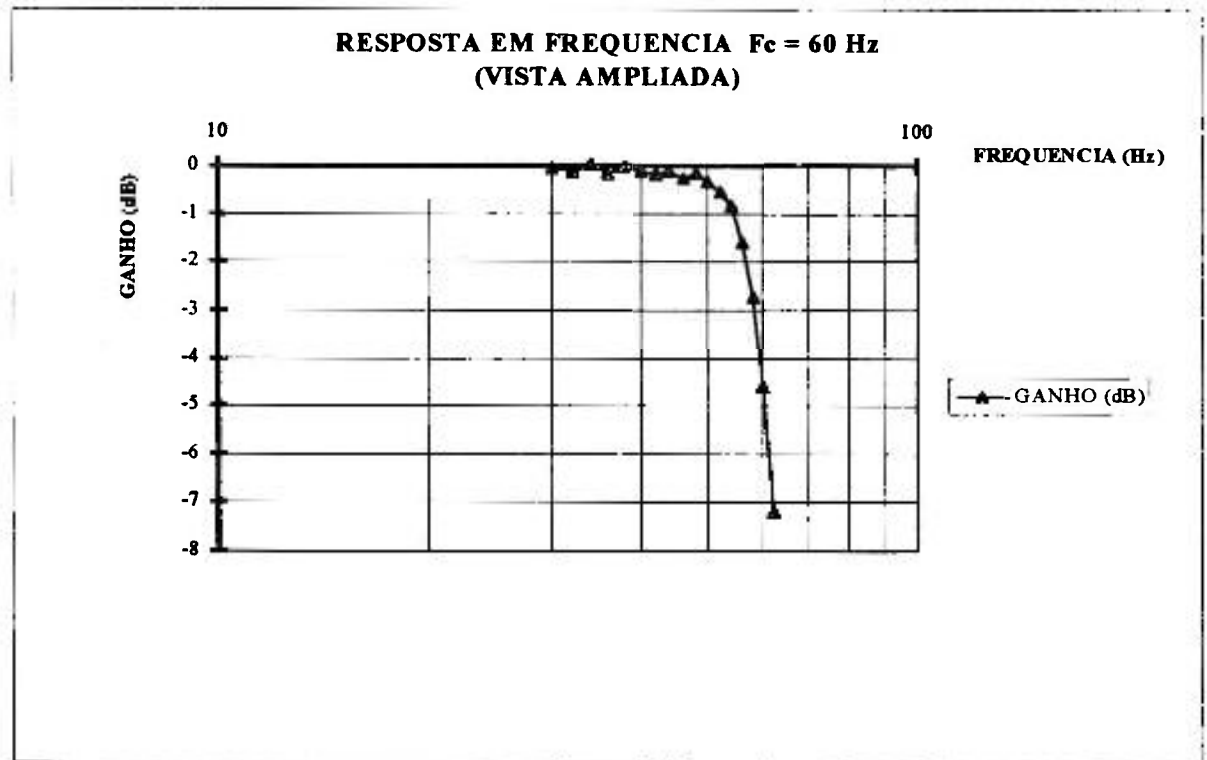
TABELA 6.4 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ANTI-ALIASING

PARA $F_c = 60 \text{ Hz}$

F (Hz)	Tensão de saída (Vrms)	Tensão de saída (Vpp)	G (dB)
30	6,922	19,8	-0,035
32	6,853	19,8	-0,122
34	6,976	19,6	0,032
36	6,835	19,6	-0,144
38	6,956	19,6	0,0075
40	6,862	19,6	-0,11
42	6,799	19,6	-0,19
44	6,868	19,6	-0,1
46	6,763	19,6	-0,24
48	6,835	19,2	-0,14
50	6,685	19,2	-0,33
52	6,528	18,8	-0,54
54	6,307	18,0	-0,84
56	5,785	16,6	-1,6
58	5,094	14,4	-2,7
60	4,083	12,0	-4,6
62	3,046	9,0	-7,15
64	2,225	6,6	-9,89
66	1,583	4,64	-12,85
68	1,142	3,28	-15,7
70	0,803	2,48	-18,74
75	0,347	1,04	-26
80	0,162	0,504	-32,64
85	0,079	0,256	-38,8
90	0,041	0,160	-44,6
95	0,023	0,092	-49,6
100	0,015	0,062	-53,3
110	0,010	0,050	-56
120	0,007	0,051	-60



a)



b)

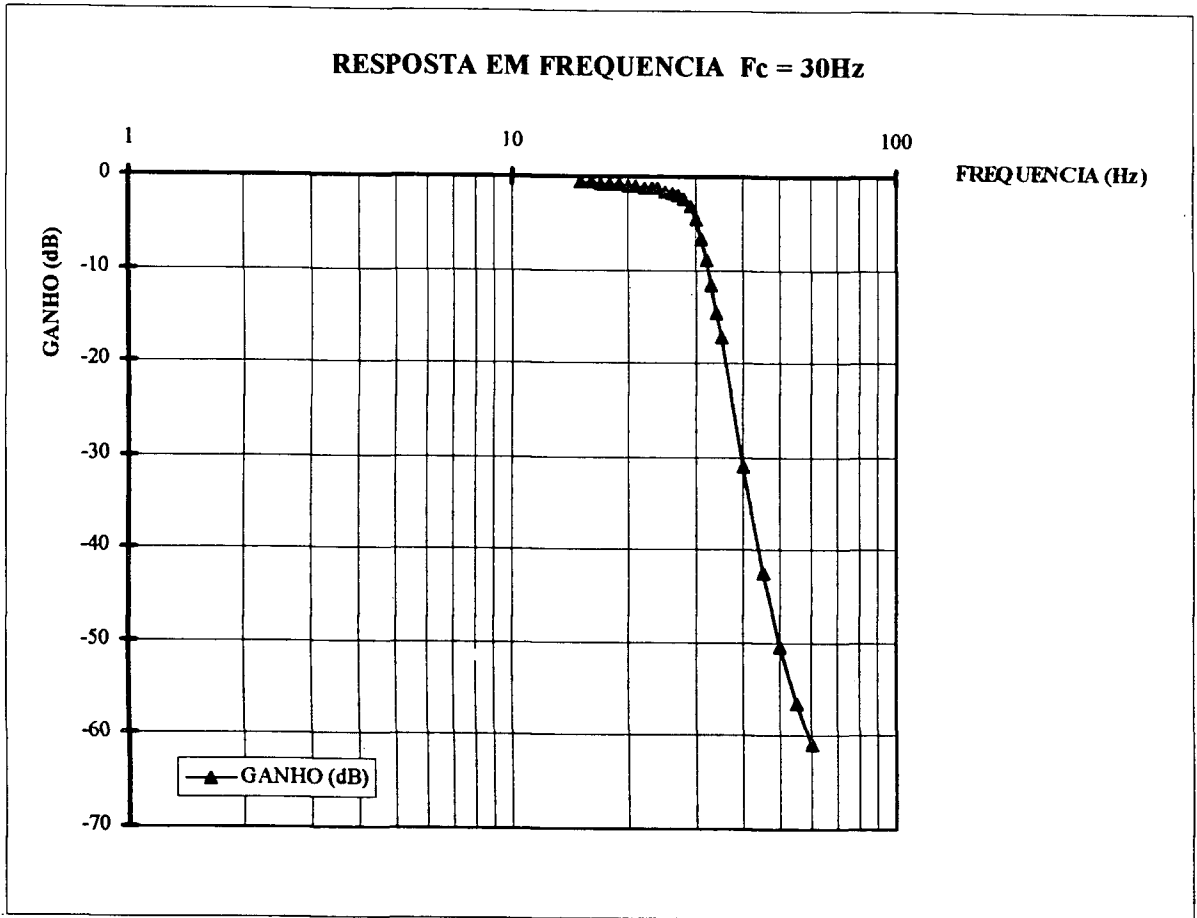
FIG. 6.7 - a) GRÁFICO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO COM FREQUÊNCIA DE CORTE $F_c = 60$ Hz; b) VISTA AMPLIADA

$F_c = 30 \text{ Hz}$

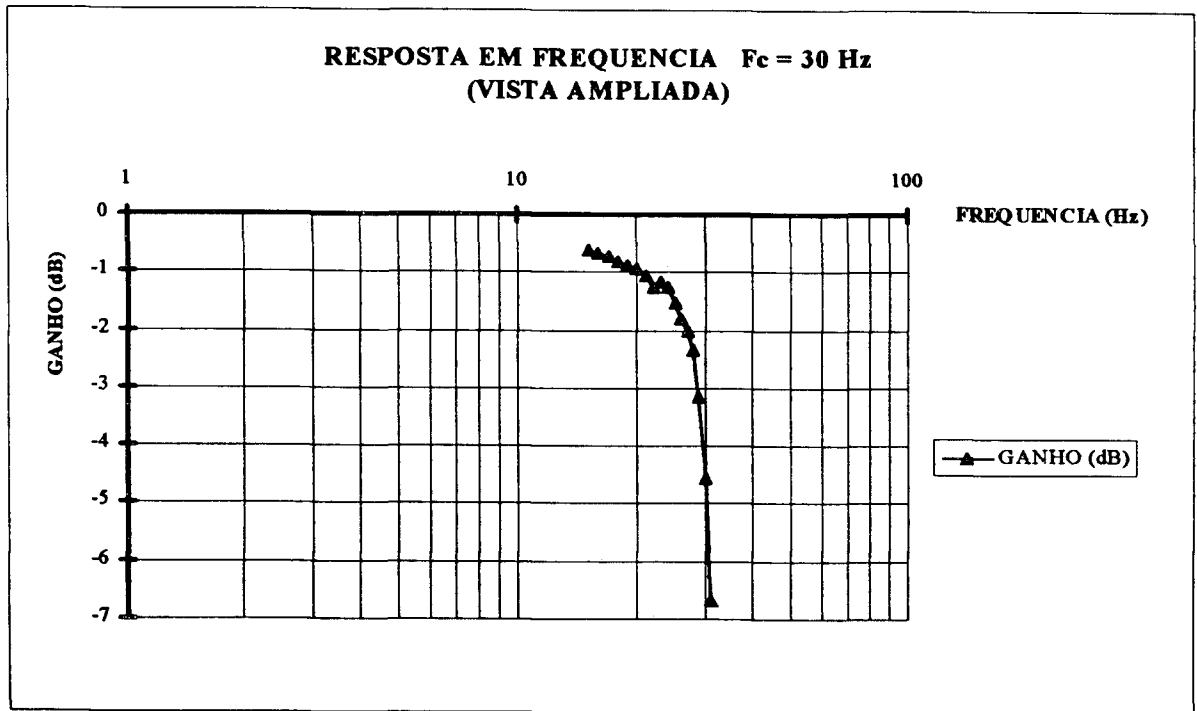
TABELA 6.5 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ANTI-ALIASING

PARA $F_c = 30 \text{ Hz}$

F (Hz)	Tensão de saída (Vrms)	Tensão de saída (Vpp)	G (dB)
15	6,498	18,8	-0,59
16	6,436	18,4	-0,67
17	6,404	18,2	-0,72
18	6,333	18,2	-0,815
19	6,295	18,0	-0,867
20	6,244	18,0	-0,94
21	6,165	17,6	-1,05
22	6,018	17,4	-1,26
23	6,068	17,2	-1,18
24	6,012	17,0	-1,27
25	5,828	16,8	-1,53
26	5,649	16,4	-1,81
27	5,508	15,8	-2,02
28	5,035	15,0	-2,35
29	4,846	13,8	-3,14
30	4,114	12,0	-4,56
31	3,227	9,40	-6,67
32	2,5	7,40	-8,89
33	1,828	5,4	-11,61
34	1,287	3,8	-14,65
35	0,965	3,0	-17,15
40	0,195	0,64	-31
45	0,052	0,192	-42,5
50	0,021	0,092	-50,4
55	0,014	0,072	-56,6
60	0,007	0,046	-60,9



a)



b)

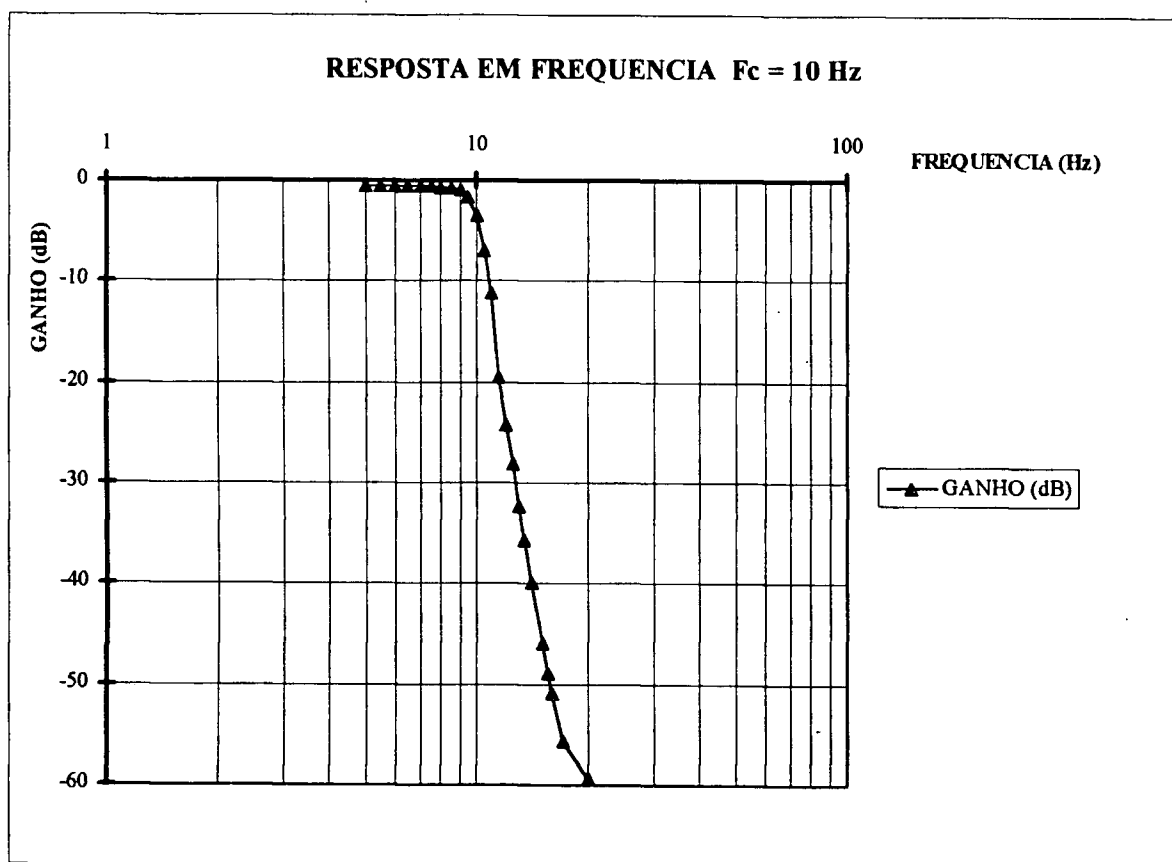
FIG. 6.8 - a) GRÁFICO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO COM FREQUÊNCIA DE CORTE $F_c = 30\text{Hz}$; b) VISTA AMPLIADA

$F_c = 10\text{Hz}$

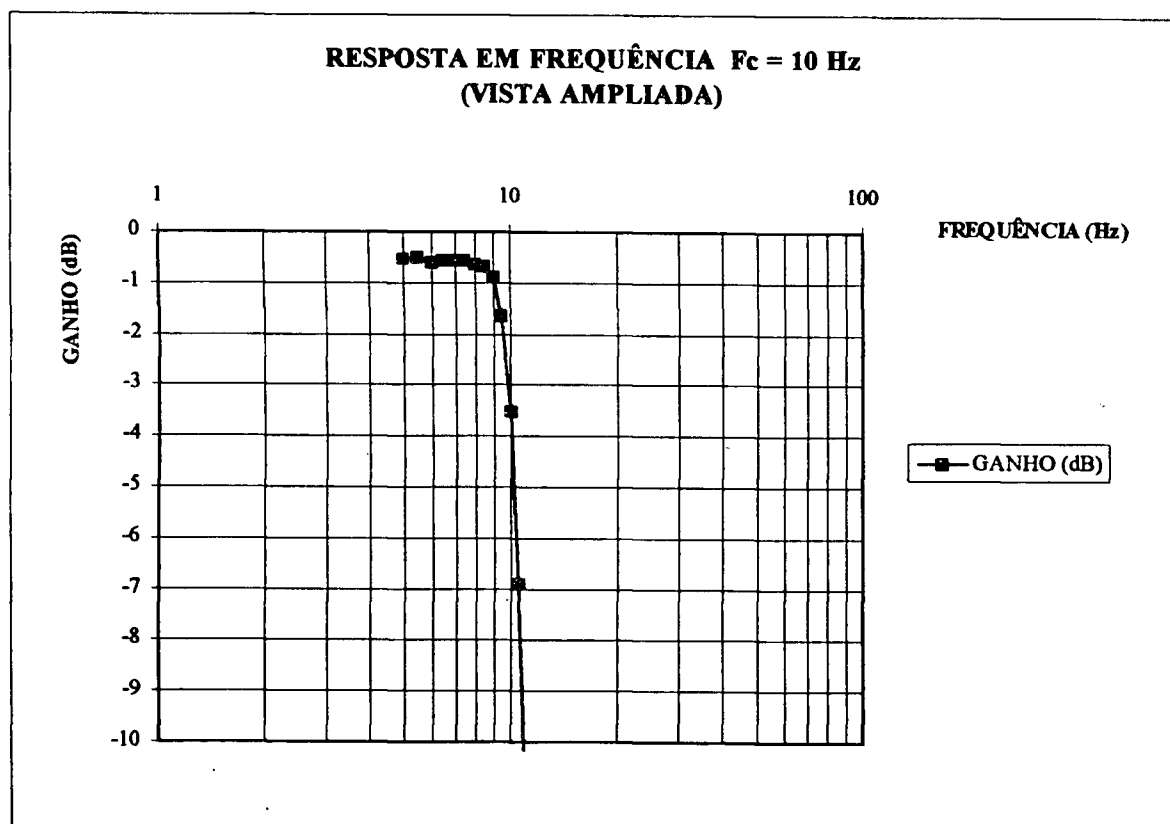
TABELA 6.6 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ANTI-ALIASING

PARA $F_c = 10\text{ Hz}$

F (Hz)	Tensão de saída (Vrms)	Tensão de saída (Vpp)	GANHO (dB)
5,0	6,526	18,8	-0,55
5,5	6,558	18,8	-0,5
6,0	6,489	18,8	-0,6
6,5	6,495	18,6	-0,58
7,0	6,513	18,6	-0,57
7,5	6,524	18,8	-0,56
8,0	6,446	18,6	-0,66
8,5	6,435	18,4	-0,67
9,0	6,26	17,8	-0,91
9,5	5,746	16,4	-1,65
10	4,636	13,4	-3,52
10,5	3,136	9,0	-6,91
11	1,908	5,8	-11,23
11,5	0,739	2,4	-19,5
12	0,427	1,24	-24,25
12,5	0,273	0,820	-28,1
13	0,167	0,52	-32,4
13,5	0,113	0,34	-35,7
14	0,069	0,252	-40
15	0,034	0,148	-46
15,5	0,024	0,098	-49
16	0,019	0,076	-51
17	0,013	0,057	-55,8
20	0,011	0,054	-59,4



a)



b)

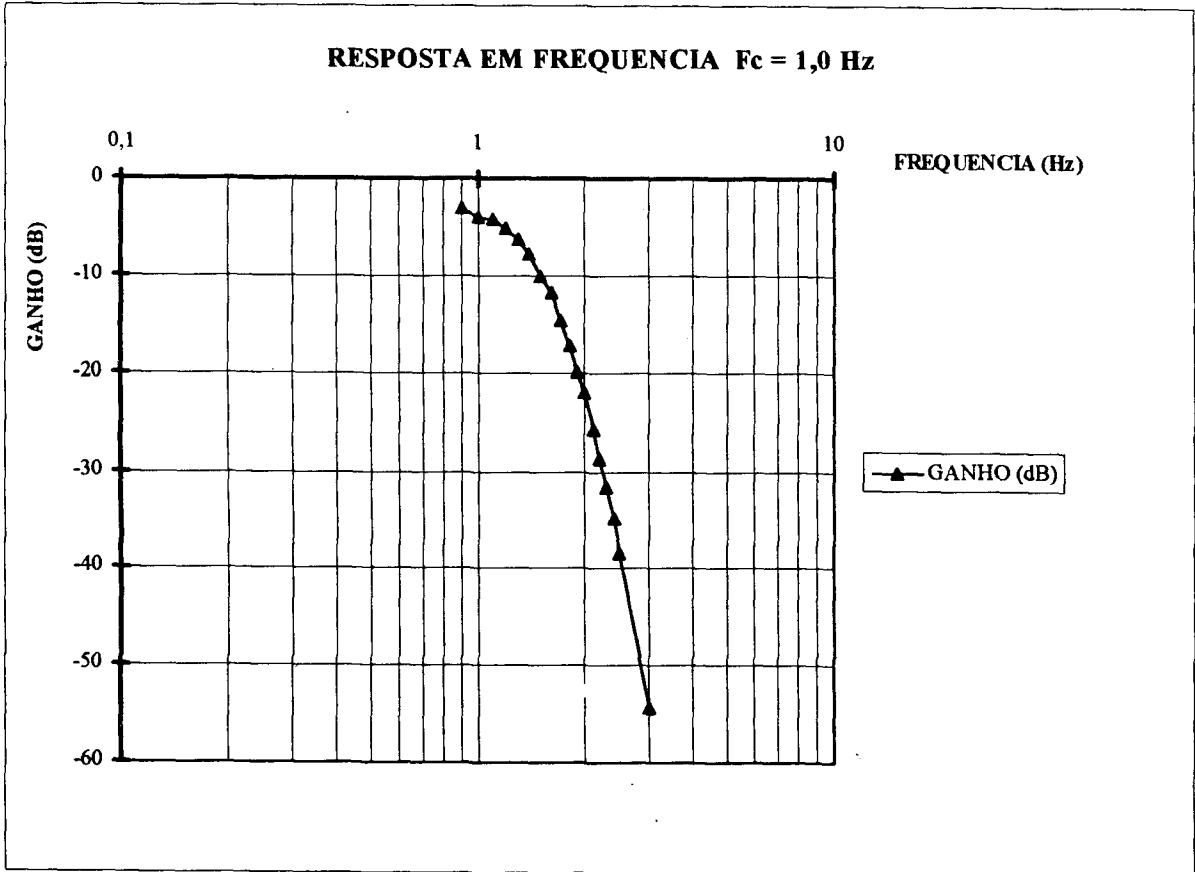
FIG. 6.9 - a) GRÁFICO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO COM FREQUÊNCIA DE CORTE $F_c = 10$ Hz; b) VISTA AMPLIADA

$16 < V_{in} < 19,6 V_{pp}$ p/ $F_c = 1,0$ Hz

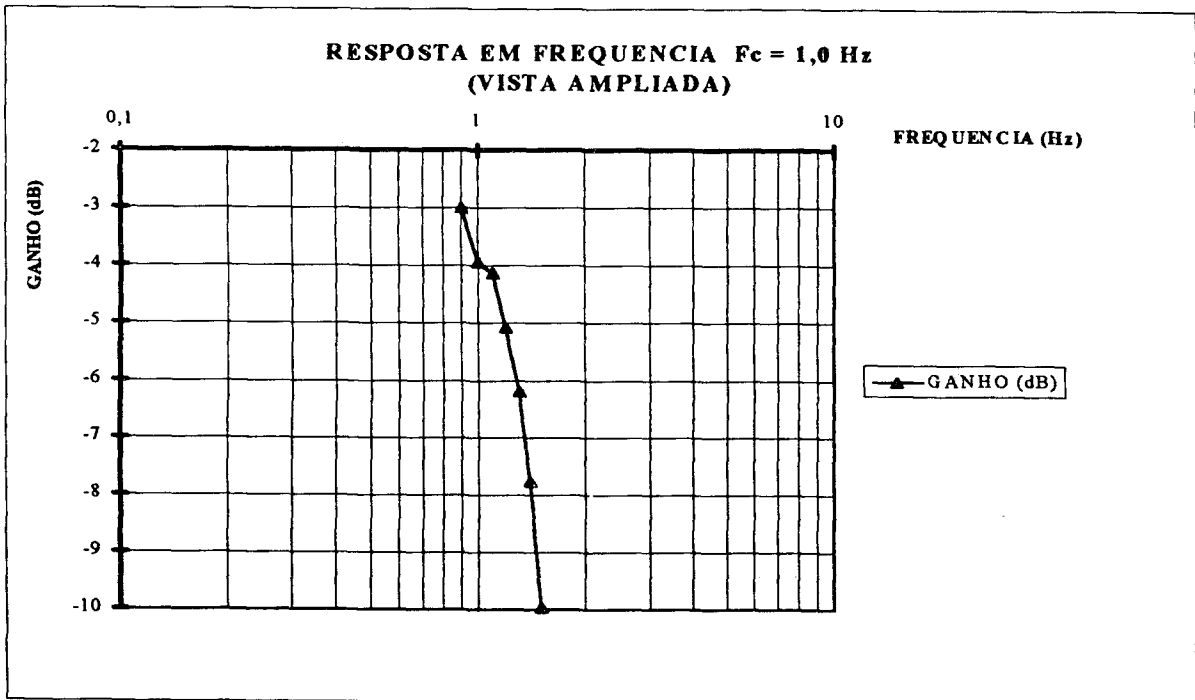
TABELA 6.7 - RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO ANTI-ALIASING

PARA $F_c = 1,0$ Hz

F (Hz)	Tensão de saída (Vrms)	Tensão de saída (Vpp)	G (dB)
0,9	4,55	13,0	-3,0
1,0	4,08	12,6	-3,95
1,1	4,0	11,8	-4,12
1,2	3,59	10,6	-5,06
1,3	3,148	9,2	-6,2
1,4	2,63	7,8	-7,76
1,5	2,04	6,2	-9,97
1,6	1,66	4,8	-11,76
1,7	1,19	3,8	-14,65
1,8	0,878	2,6	-17,3
1,9	0,657	2,0	-19,8
2,0	0,512	1,36	-22,0
2,1	0,331	1,0	-25,76
2,2	0,234	0,72	-28,7
2,3	0,168	0,56	-31,65
2,4	0,116	0,44	-34,87
2,5	0,077	0,26	-38,4
3,0	0,012	0,072	-54,4
3,5	0,009	0,053	-60



a)



b)

FIG. 6.10 - a) GRÁFICO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO FILTRO COM FREQUÊNCIA DE CORTE $F_c = 1,0$ Hz; b) VISTA AMPLIADA.

Conforme os dados obtidos o teste dos filtros "anti-aliasing" em laboratório mostrou uma atenuação máxima da ordem de 60 dB por oitava.

6.3 - Testes de Integração em Laboratório

Uma vez realizados os testes separados do eletrômetro e dos filtros anti-aliasing, procedeu-se ao teste da placa condicionadora de sinais como um todo, estando aplicado em suas entradas diferenciais um sinal DC e um sinal AC. A placa condicionadora de sinais foi conectada ao PC junto com a placa de aquisição de dados. O diagrama completo da arquitetura de hardware bem como o diagrama da montagem experimental do teste de integração estão representados nas figuras 6.11 e 6.12.

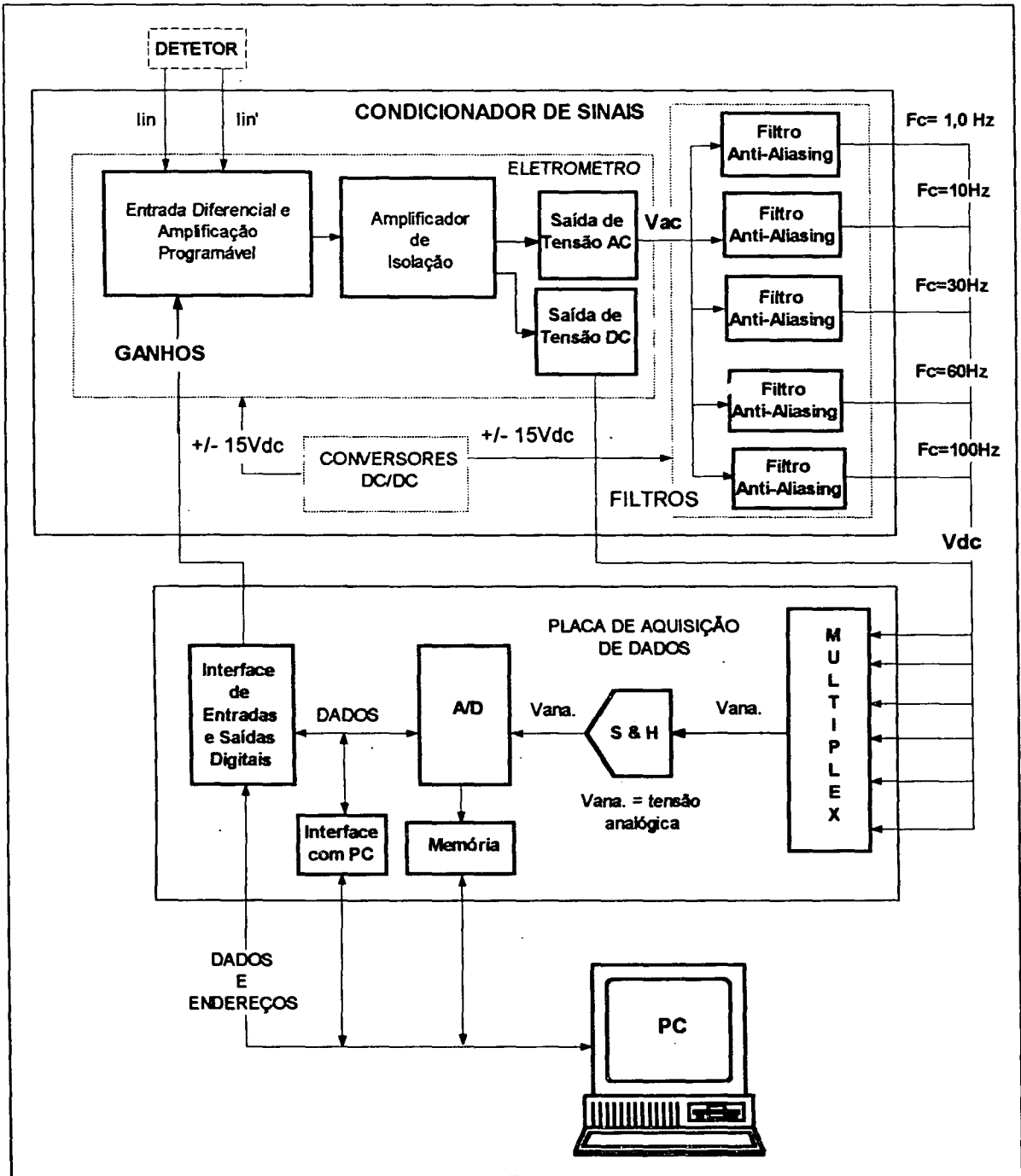


FIG. 6.11 - ARQUITETURA DE HARDWARE

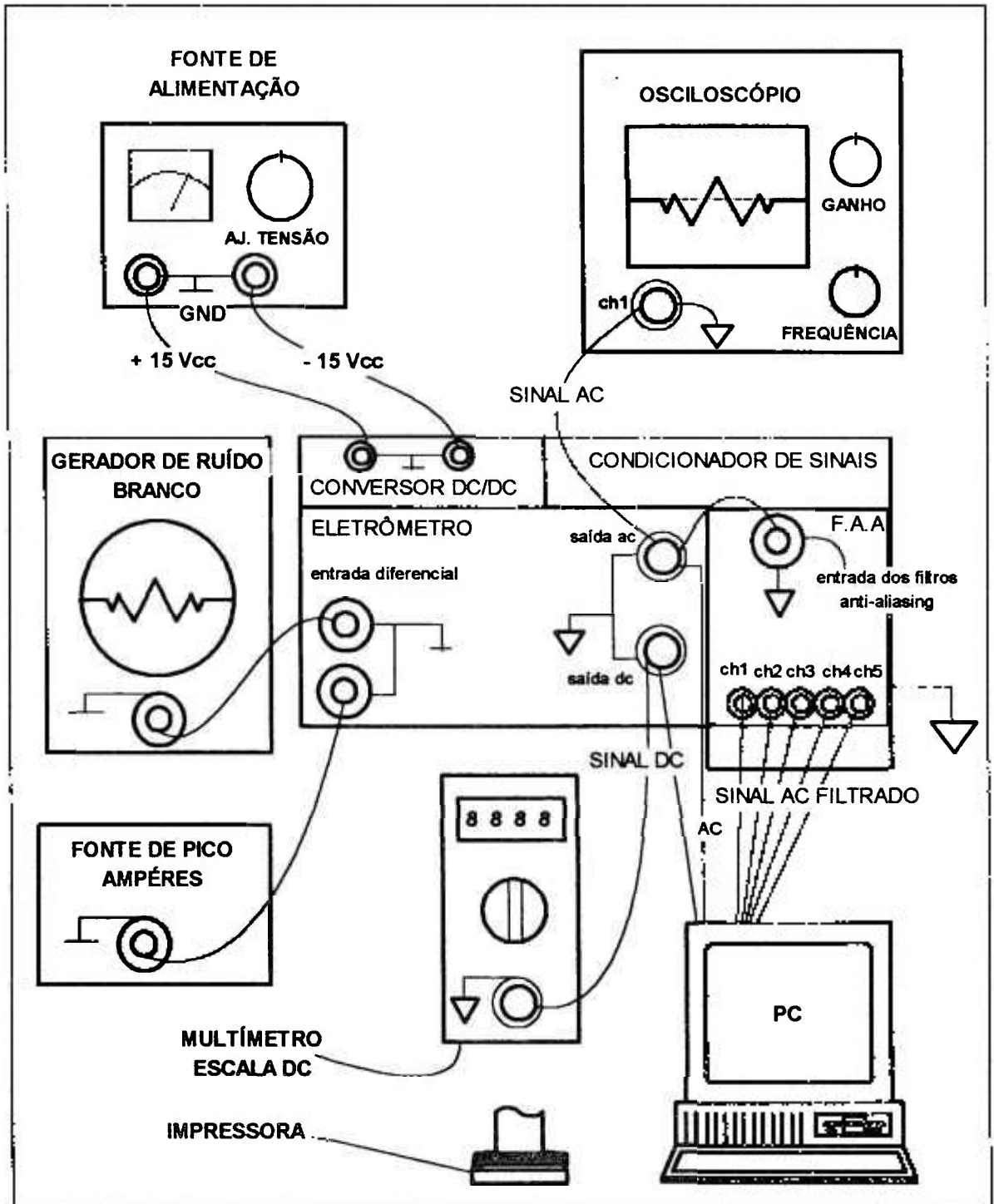


FIG. 6.12 - BANCADA DE TESTE DE INTEGRAÇÃO

Para a alimentação da placa condicionadora de sinais, conectada ao PC, utilizaram-se duas fontes de alimentação DC da HP modelo 6235A com saídas de +15/-15 Vdc. Na entrada de sinal da placa condicionadora de sinais foi conectado um gerador de ruído branco desenvolvido em nosso laboratório², que fornece uma amplitude máxima de 50 mVpp. Na entrada de compensação da placa foi conectada uma fonte de pico-Amperes da Keythley, modelo 261, ajustada na escala de -10^{-8} A. Para monitoração da tensão de saída AC do eletrômetro utilizou-se um osciloscópio digital da Tektronix modelo TDS-320. Na saída DC do eletrômetro conectou-se um multímetro ajustado na escala de 20 Vdc.

O objetivo deste teste é avaliar o comportamento da placa condicionadora de sinais (conectada no PC) na presença de sinais AC e DC aplicados em suas entradas, de forma a simular o ruído neutrônico produzido no reator, antes de procedermos aos testes de campo.

O teste foi iniciado ligando o PC e carregando o software de programação de ganhos. Selecionamos o valor 10 para o ganho AC e 100 para o ganho DC. Em seguida ligamos a fonte de alimentação e o gerador de ruído branco, mantendo a fonte de pico-Amperes desligada, de forma a avaliarmos o espectro do sinal AC puro, sem influência do sinal DC. Estando o sinal AC com amplitude adequada para a realização da aquisição de dados, acionamos um novo programa, desta vez para aquisição de dados denominado AQDADOS. Este programa fornecido junto com a placa de aquisição de dados permite selecionar os canais a monitorar e realizar o registro dos dados na memória, para posteriormente serem processados na forma de gráfico, tabela, forma de onda ou análise de espectro. Este software permite selecionar 16 canais em modo comum ou 8 canais em modo diferencial.

Para realização dos testes foi selecionado o canal 0 para monitorar a saída DC do eletrômetro da placa condicionadora de sinais; canal 1 para monitorar o sinal AC da saída do filtro de 100 Hz; canal 2 para monitorar a saída AC do filtro de 60 Hz; canal 3 para monitorar a saída AC do filtro de 30 Hz; canal 4 para saída AC do filtro de 10Hz, canal 5

para saída AC do filtro de 1Hz e finalmente o canal 6 para monitorar a saída AC do eletrômetro (espectro do ruído branco amplificado).

Com este programa procedemos à aquisição dos dados de ensaio, armazenando em memória de massa os diversos sinais e o resultado da análise espectral, para posterior processamento (impressão e análise off-line). Uma vez concluído o experimento com sinal AC, passamos ao experimento de superposição do sinal AC no sinal DC. Para isto ligamos a fonte de pico-Amperes, que estava desligada, na escala - 1.10^{-8} A e carregamos novamente o programa de seleção de ganhos, selecionando o valor de 100 para o ganho AC e 20 para o ganho DC, de forma que tanto o sinal DC quanto o sinal AC estivessem adequados para aquisição de dados. Uma vez ajustados os ganhos, passamos novamente a utilizar o programa AQDADOS, executando toda a aquisição de interesse, gravando em memória as formas de onda e a análise espectral dos sinais.

6.3.1 - Resultados

Os resultados obtidos no teste de integração são mostrados nas figuras 6.13 à 6.16 e nos espectros seguintes figuras 6.17 à 6.20.

As figuras 6.13 e 6.14 mostram as formas de onda obtidas injetando-se apenas ruído branco. A figura 6.13 mostra para o sinal x o canal 6, que é o canal através do qual monitoramos o ruído branco. O sinal y representa o sinal da saída do filtro “anti-aliasing” de 100 Hz (canal 1). A figura 6.14 mostra o sinal obtido na saída de cada filtro “anti-aliasing”: sinal x, canal 2, corresponde à saída do filtro de 60 Hz; sinal y, canal 3, corresponde à saída do filtro de 30 Hz; sinal z, canal 4 corresponde à saída do filtro de 10Hz e o sinal w, canal 5, corresponde à saída do filtro de 1,0 Hz.

SINAIS AC COLETADOS NO TESTE DE INTEGRAÇÃO INJETANDO RUIDO
BRANCO NA ENTRADA DO ELETRÔMETRO

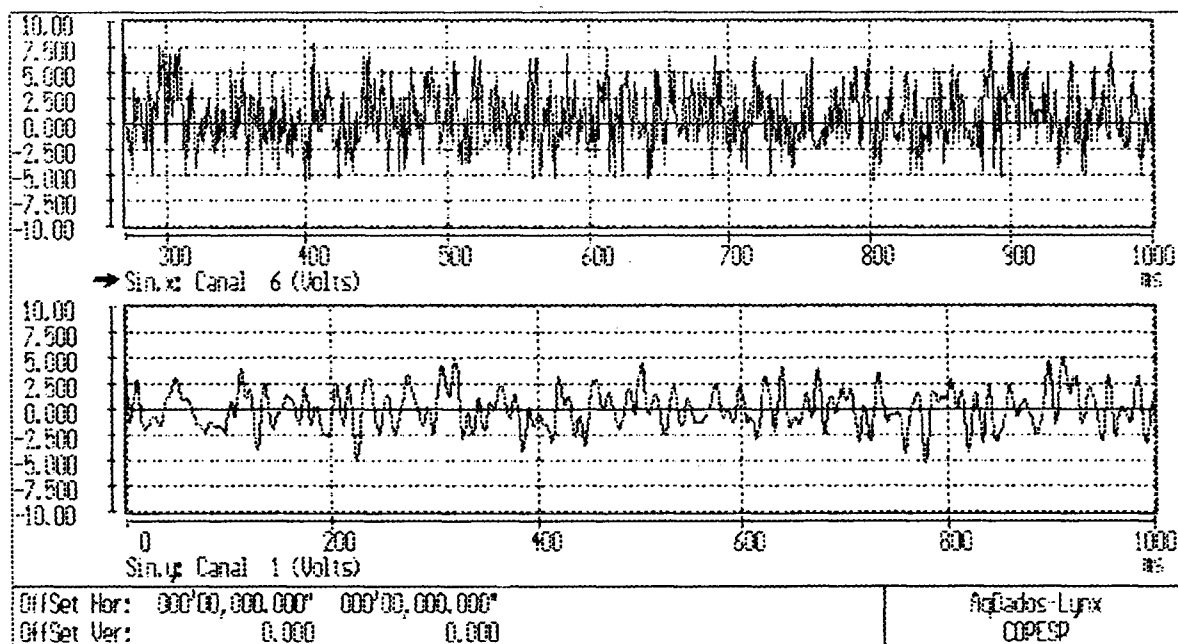


FIG.6.13 - CANAL 6: RUIDO BRANCO INJETADO
CANAL 1: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 100\text{Hz}$)

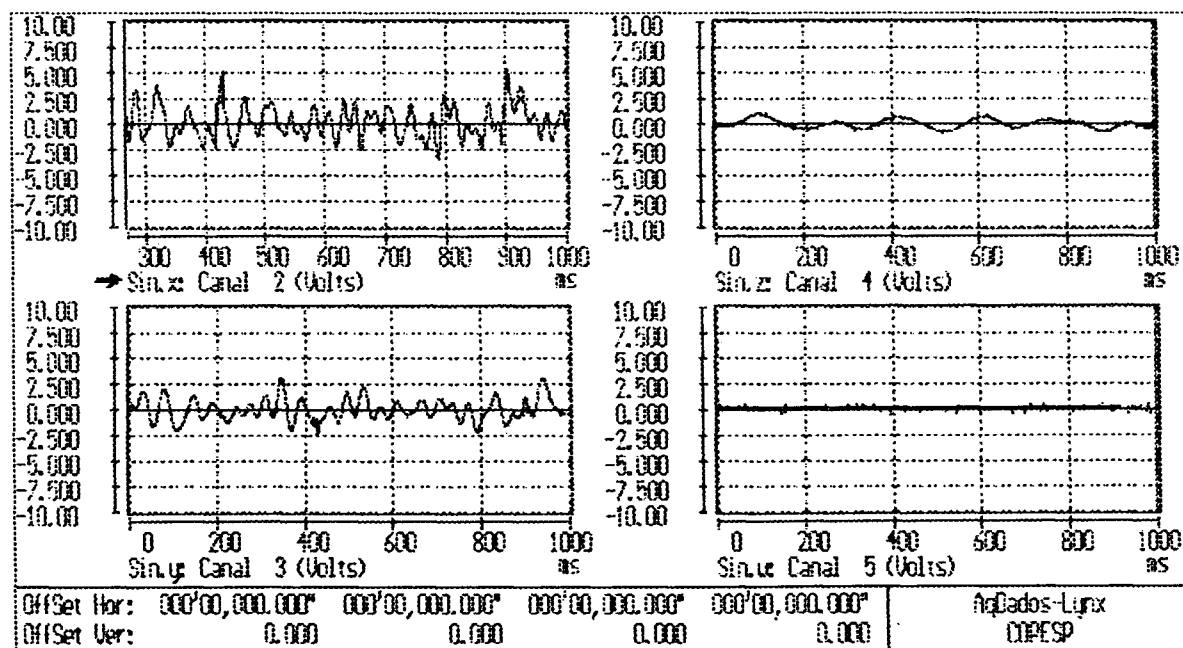


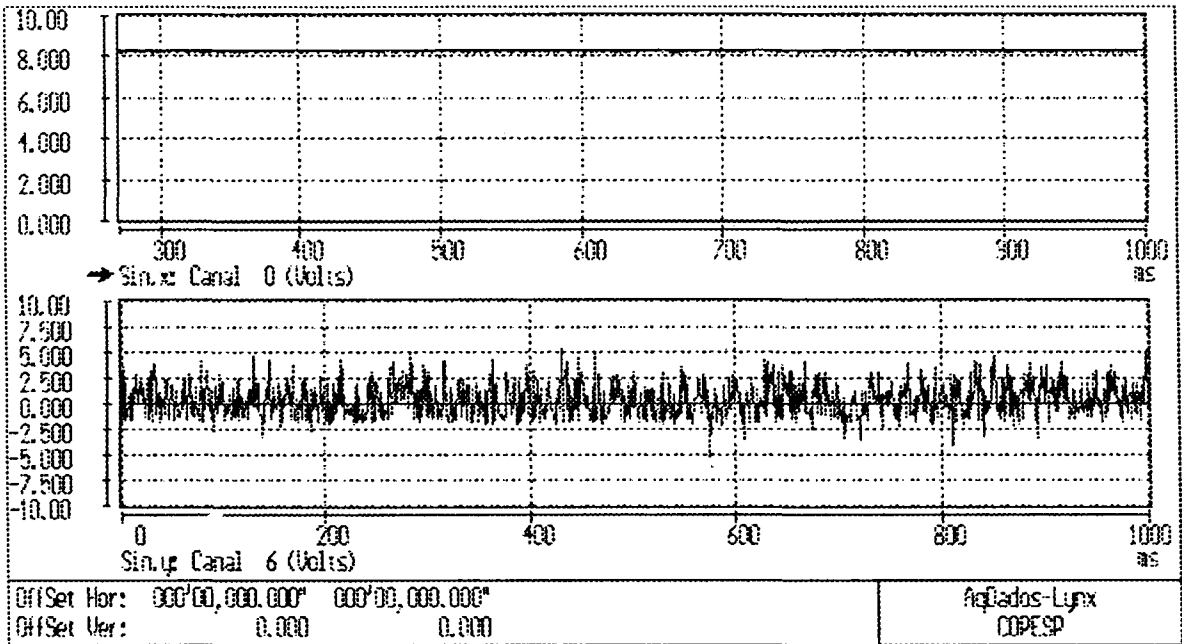
FIG. 6.14 - CANAL 2: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 60\text{Hz}$)
CANAL 3: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 30\text{Hz}$)
CANAL 4: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 10\text{Hz}$)
CANAL 5: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 1,0\text{Hz}$)

As figuras 6.15 e 6.16 mostram as formas de onda obtidas com componente AC superposta ao sinal DC. A fig. 6.15 mostra para o sinal x, canal 0, o sinal DC (8,0V), injetado numa das entradas do eletrômetro. No sinal y, canal 6, é mostrado o sinal AC injetado através do gerador de ruído branco na outra entrada do eletrômetro. A fig. 6.16 mostra de forma semelhante à fig.6.14, o sinal obtido na saída dos seguintes filtros “anti-aliasings”: 100, 60, 30, 10Hz.

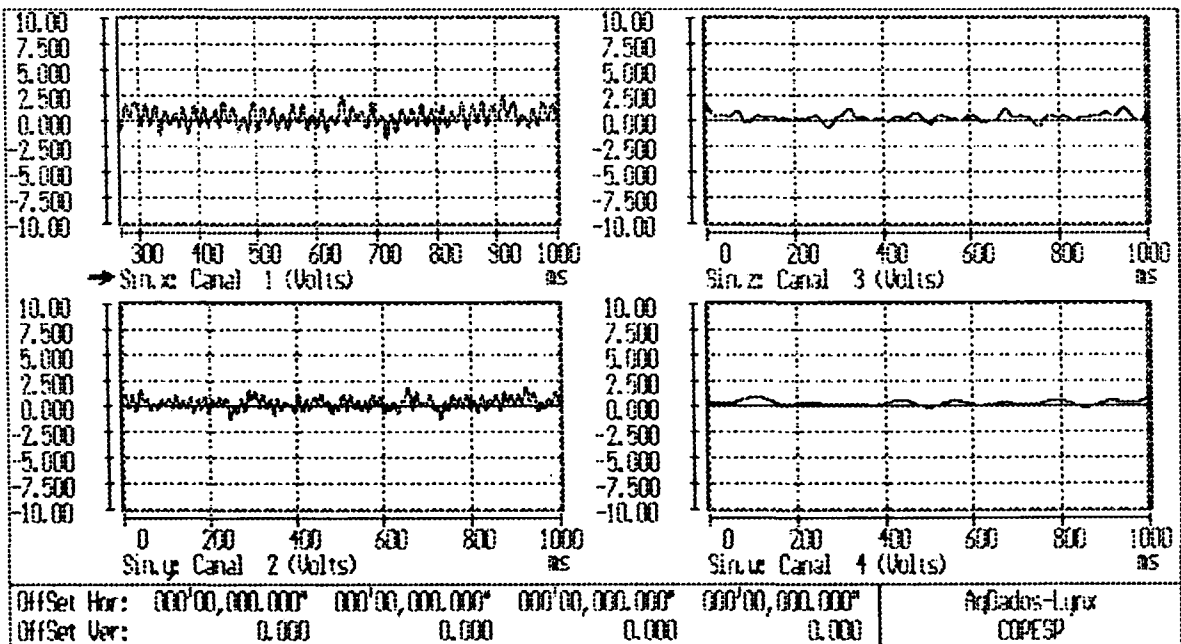
Nas figuras 6.17 e 6.18 estão representados os espectros obtidos injetando-se apenas ruído branco numa das entradas do eletrômetro. Nenhuma componente relevante de frequência foi observada nestes espectros. A atenuação obtida nestes espectros, desde $0,5 F_c$ até $2 F_c$, é da ordem de 36 dB. Nas frequências de corte a atenuação em média é de 6 dB.

Nas figuras 6.19 e 6.20 estão representados os espectros obtidos com a componente AC superposta ao sinal DC, injetando-se numa das entradas do eletrômetro o sinal do gerador de ruído branco e na outra entrada do eletrômetro o sinal DC da fonte de Pico-Amperes. Nestes espectros pode se visualizar a componente de frequência de 60 Hz com amplitude de 385 mVrms. Os resultados obtidos mostram que a atenuação nas frequências de corte foi em média de 4 dB e a atenuação obtida entre $0,5 F_c$ e $2 F_c$ é da ordem de 39 dB.

**SINAIS COLETADOS NO TESTE DE INTEGRAÇÃO COM COMPONENTE AC
SUPERPOSTA AO SINAL DC**



**FIG.6.15 - CANAL 0: SINAL DC INJETADO
CANAL 6: SINAL AC INJETADO**



**FIG. 6.16 - CANAL 1: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 100\text{Hz}$)
CANAL 2: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 60\text{Hz}$)
CANAL 3: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 30\text{Hz}$)
CANAL 4: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 10\text{Hz}$)**

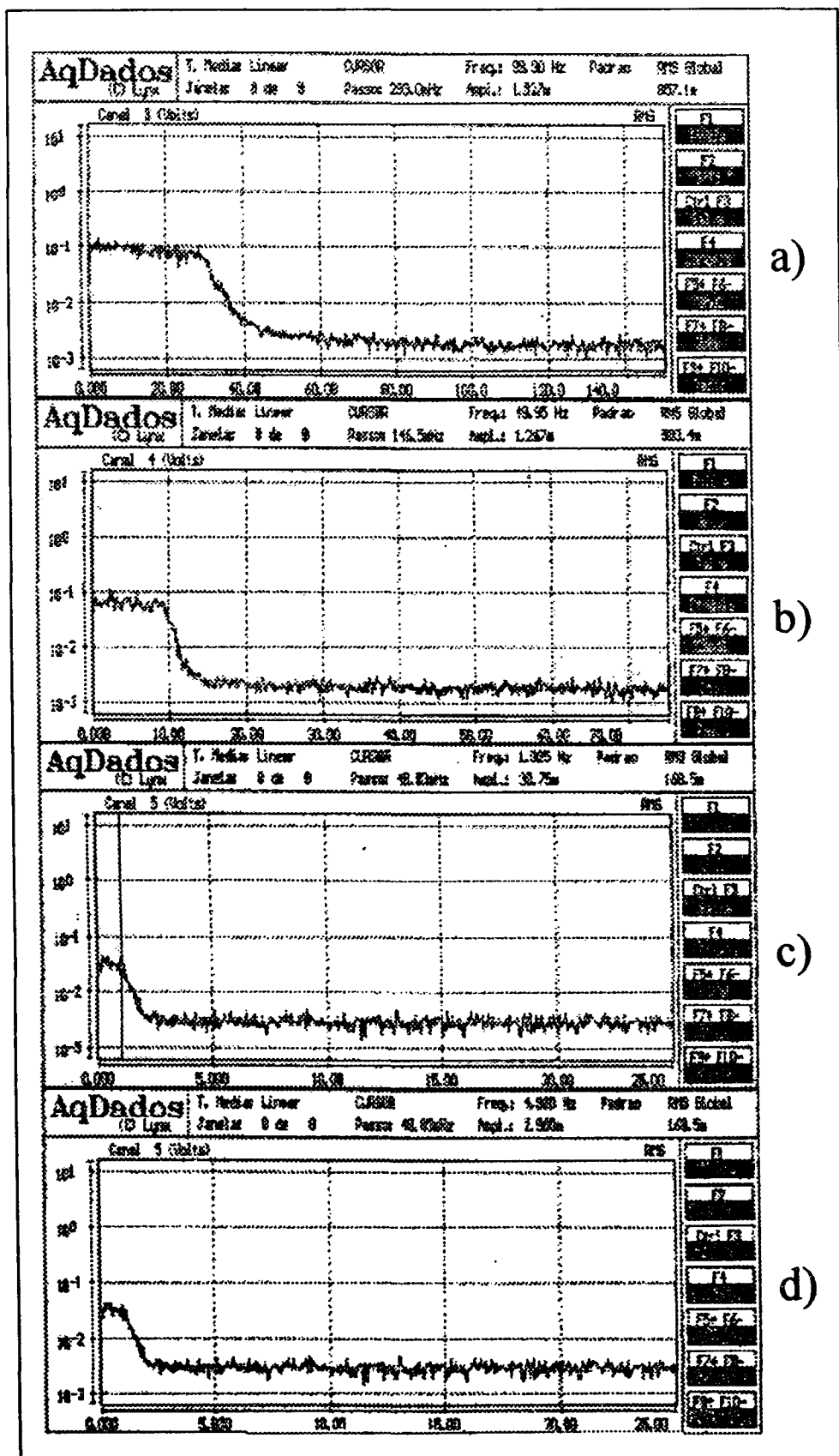
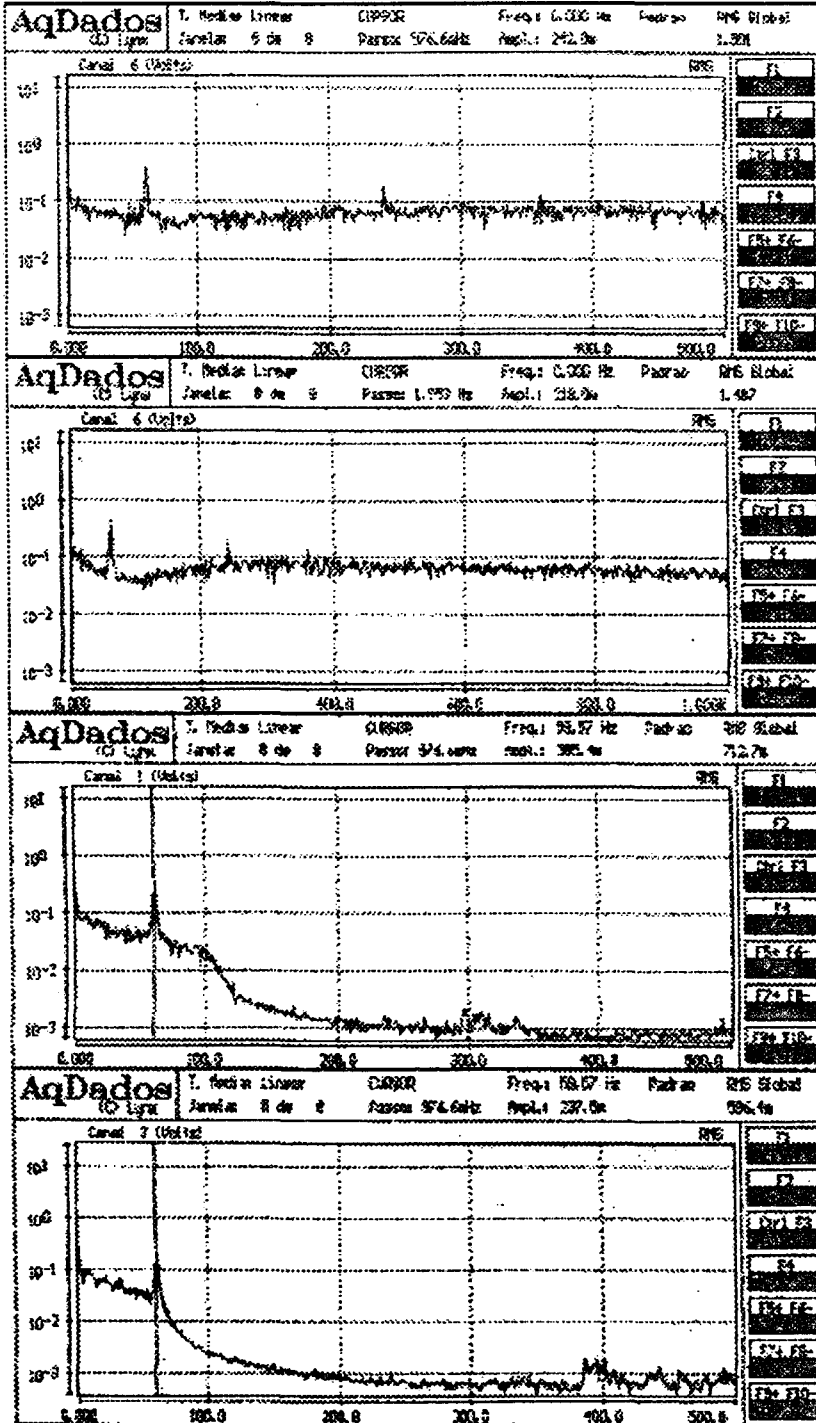


FIG. 6.18 - a) CANAL 3: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 30\text{Hz}$)
 b) CANAL 4: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 10\text{Hz}$)
 c) e d) CANAL 5: ESPECTROS DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 1,0\text{Hz}$)

RELAÇÃO DE ESPECTROS COM RUÍDO BRANCO SUPERPOSTO AO SINAL DC



a)

b)

c)

d)

FIG. 6.19 - a) CANAL 6: ESPECTRO DO RUÍDO BRANCO INJETADO ATÉ 500Hz
 b) CANAL 6: ESPECTRO DO RUÍDO BRANCO INJETADO ATÉ 1000Hz
 c) CANAL 1: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 100\text{Hz}$)
 d) CANAL 2: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 60\text{Hz}$)

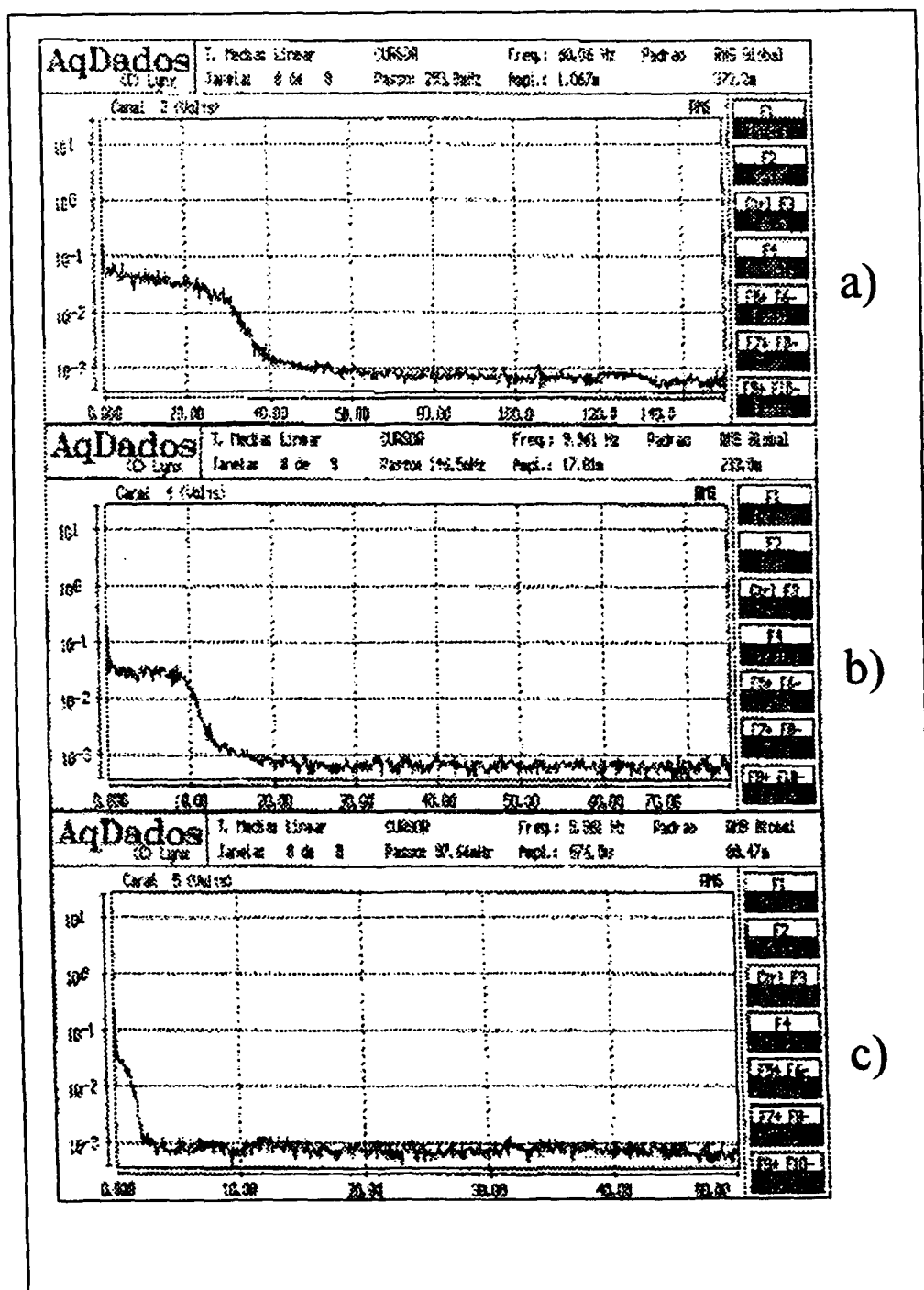


FIG.6.20 - a) CANAL 3: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 30\text{Hz}$)
 b) CANAL 4: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 10\text{Hz}$)
 c) CANAL 5: ESPECTRO DO SINAL AC FILTRADO ($F_c = 1,0\text{Hz}$)

7- TESTES DE CAMPO

Uma vez realizados os testes de integração em laboratório, conforme descrito em 6.3, consideramos o conjunto placa condicionadora de sinais e placa de aquisição de dados apropriadas para medidas de análise de ruído em reatores, utilizando os sinais provenientes dos detetores nucleares, e passamos aos testes de campo.

Os testes em campo foram realizados utilizando-se detetores instalados no reator experimental IPEN/MB-01.

O arranjo experimental montado na sala de controle do reator pode ser visualizado na fig. 7.1.

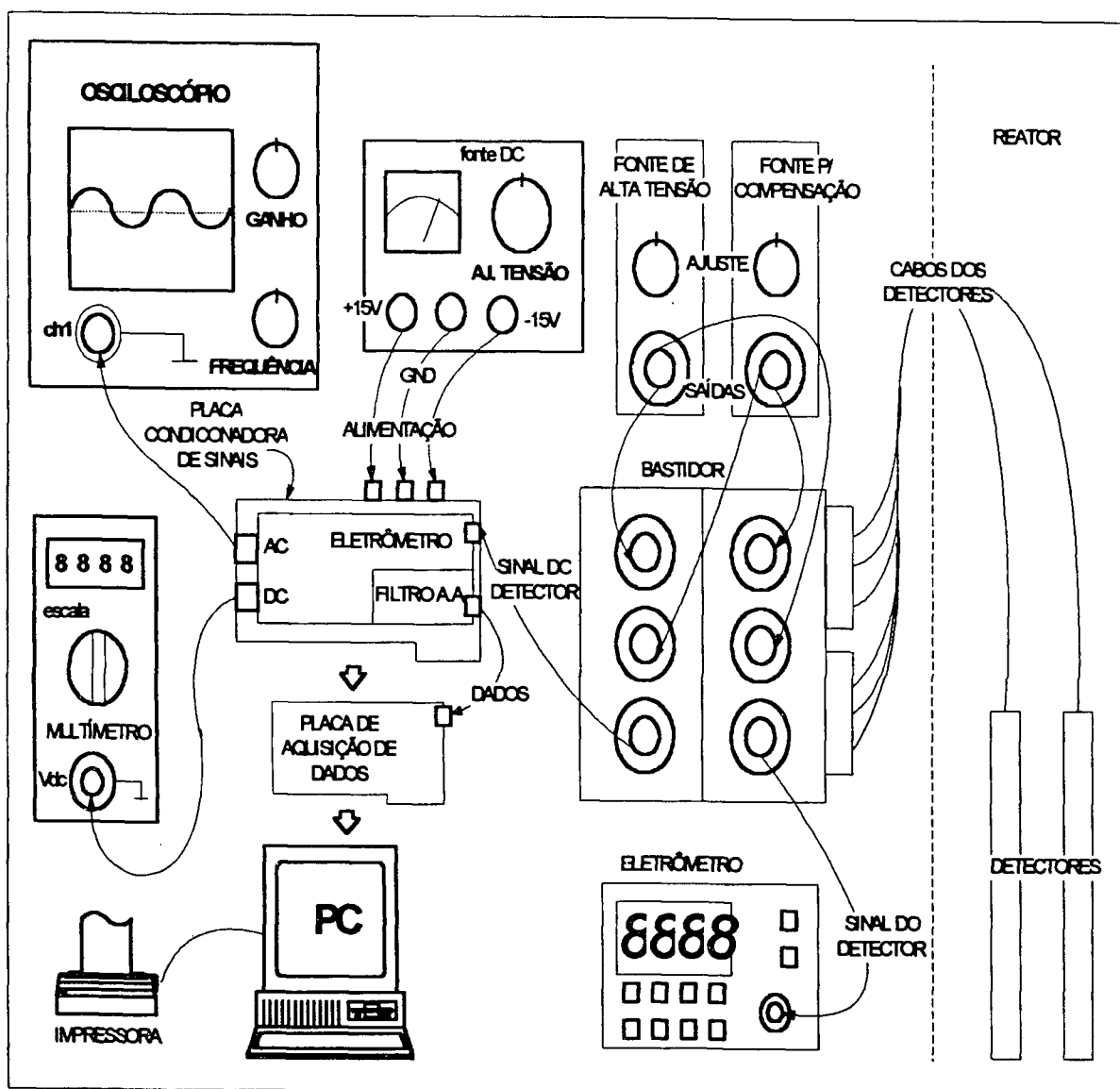


FIG. 7.1 - BANCADA EXPERIMENTAL NO REATOR IPEN-MB/01

Para realização dos testes de campo como detectores foram utilizadas duas Câmaras de Ionização Compensadas(CIC) da Merlin-Gerin modelo CC-80. Os cabos que saem destas câmaras, localizadas junto ao núcleo, chegam até um bastidor localizado na sala de controle da instalação. Para medida do sinal proveniente de cada CIC conectou-se a instrumentação aos respectivos grupos de conectores do bastidor. Num dos grupos de conectores do bastidor que recebe o sinal proveniente de uma das CICs, conectou-se a placa condicionadora de sinais, que por sua vez está inserida num dos "slots" do PC. Além desta placa conectou-se ainda uma fonte de alta tensão para polarização da CIC e uma fonte de baixa tensão para compensação da câmara de ionização.

No outro grupo de conectores do bastidor além da fonte de polarização e da fonte de compensação necessárias para o funcionamento da outra CIC, conectou-se um eletrômetro comercial, modelo 614 da Keithley. Desta forma pudemos comparar a leitura do eletrômetro com a leitura do sinal da placa de condicionamento do PC.

Deve-se ressaltar que para realização dos testes não foi permitido realizar mudanças na posição dos detectores em relação ao núcleo, nem qualquer outra mudança no arranjo do núcleo. Antes de iniciar-se os testes procedeu-se a uma calibração do eletrômetro existente na placa condicionadora de sinais, injetando um sinal de corrente através de uma fonte de pico-Amperes modelo 261 da Keithley e ajustando o valor do off-set de saída. Para realizar os testes era pedido ao operador da mesa de controle da instalação ligar o reator e ir subindo a potência através da movimentação das barras de controle até que fosse atingida a potência desejada.

Em seguida procedeu-se à tomada de medidas experimentais, medindo-se e anotando os valores da corrente no eletrômetro comercial e da tensão de saída DC da placa condicionadora de sinais através de um multímetro ajustado na escala DC. O sinal DC também podia ser visualizado na tela do PC onde já havia sido feito o ajuste de ganho através do programa descrito na seção 6.1. Uma vez feito o ajuste de ganho o valor DC do sinal do detetor passou a ser monitorado através do programa de aquisição de dados, Aqdados. A tensão de saída AC do eletrômetro da placa condicionadora de sinais era visualizada na tela de um osciloscópio modelo TDS 320 da Tektronix. Este sinal, juntamente com os sinais de saída dos diversos filtros “anti-aliasing” existentes na placa condicionadora de sinais eram enviados a placa de aquisição de dados onde também seriam processados pelo programa Aqdados, residente na memória do PC.

Selecionou-se o canal 0 para monitorar a saída DC do eletrômetro da placa condicionadora de sinais; canal 1 para monitorar o sinal AC da saída do filtro de 100 Hz; canal 2 para monitorar a saída AC do filtro de 60 Hz; canal 3 para monitorar a saída AC do filtro de 30 Hz; canal 4 para monitorar a saída AC do filtro de 10Hz e canal 5 para monitorar a saída AC do filtro de 1Hz. Devemos ressaltar que os dados de todos os filtros foram registrados para que possamos realizar a análise espectral do sinal da saída de cada filtro e avaliar o seu desempenho.

7.1 - Resultados

A tabela 7.1 mostra os resultados obtidos em campo conforme descrição anterior. Nela podemos observar que para cada potência ajustada na mesa de controle do reator corresponde um valor proporcional da corrente de uma CIC, medida em eletrômetro comercial e um valor proporcional de tensão medida na saída DC do eletrômetro, correspondente a outra CIC. Na sexta coluna da tabela a tensão esperada foi obtida através da expressão :

$$V_{out} = V_{in} \times G_{prog} = I_{in} \times R_{in} \times G_{prog} \quad (eq.7.1)$$

$$V_{out} = I_{in} \times 4. 10^5 \times G_{prog} \quad (eq.7.2)$$

Na sétima coluna, a corrente esperada foi obtida através da expressão:

$$I_{in} = V_{out} / 4. 10^5 \times G_{prog} \quad (eq.7.3)$$

A ultima coluna da tabela mostra o erro percentual obtido para cada medida.

TABELA 7.1 - RESULTADOS OBTIDOS NO REATOR

POTÊNCIA DO REATOR	CORRENTE MEDIDA(a) (x 10 ⁻⁹ A)	TENSÃO MEDIDA (V)	GANHO PROGRAMA DO	CORRENTE ESPERADA (x 10 ⁻⁹ A)	TENSÃO ESPERADA (V)	ERRO (%)
PARTIDA	1,3	11,5	20.000	1,43	10,4	+10
	2,73	9,84	10.000	2,46	10,92	-9,8
	5,0	1,9	1000	4,75	2,0	-5
	6,0	2,3	1000	5,75	2,4	-4
60mW	6,9	2,6	1000	6,5	2,76	-5,8
0,1W	11,5	4,52	1000	11,3	4,6	-2
0,5W	55,2	9,2	400	57,5	8,83	+4
1W	115	9,0	200	112,5	9,2	-2
2W	227	9,5	100	237,5	9,08	+4,6
3W	341	saturação	100	300	13,64	-

(a) - utilizando-se um eletrômetro comercial modelo 614 da Keithley

Conforme podemos comprovar pela tabela 7.1, o erro médio obtido foi da ordem de 5%. O erro de 10% se deve a imprecisão de valores na partida do reator com fluxo de neutrons não muito estável. Nas potências de 3 e 4 W a saída de tensão apresentou valores máximos não indicando a real tensão de saída esperada, pois houve saturação na tensão de saída. Por outro lado a sensibilidade do detetor ou proximidade deste do núcleo não possibilitou testar o eletrômetro com potências mais altas (10 e 100W) uma vez que na partida já atingiam-se valores da ordem de 10⁻⁹A, quando o esperado era obterem-se correntes da ordem de 10⁻¹¹ ou 10⁻¹⁰ A.

Como resultado da análise espectral realizada nos sinais coletados no reator foram obtidos 18 espectros, representados nas figs. 7.2 à 7.10, mostrando também o valor da tensão RMS correspondente a determinada frequência de interesse.

Nas figuras 7.2 e 7.3 temos o resultado da análise espectral realizada na saída do filtro “anti-aliasing” com frequência de corte de 100 Hz. Para cada espectro pode-se visualizar o valor da tensão RMS correspondente a uma frequência de interesse. Nestes espectros podemos destacar a componente correspondente a frequência de 60 Hz, com amplitude de 790,8 Vrms. O valor da tensão na frequência de 25 Hz é de 200 mVrms. O valor da tensão na frequência de 100 Hz é de 32,55 mVrms e o valor da tensão na frequência de 200 Hz é de 1,962 mVrms. Na frequência de 100 Hz o sinal sofre atenuação de:

$$G = -20 \cdot \text{LOG}(32,55/200) = -15,77 \text{ dB}$$

Na frequência de 200 Hz o sinal sofre atenuação de :

$$G = -20 \cdot \text{LOG}(1,962/200) = -40,16 \text{ dB}$$

Nas figs. 7.4 e 7.5 temos o resultado da análise espectral realizada na saída do filtro “anti-aliasing” com frequência de corte de 60 Hz. Para cada espectro pode se observar o valor da tensão RMS correspondente à determinada frequência de interesse. Nestes espectros aparece a componente de frequência de 60 Hz que em relação ao filtro de 100 Hz está atenuada de:

$$G = -20 \cdot \text{LOG}(489,8/790,8) = -4,16 \text{ dB}$$

O valor da tensão na frequência de 40 Hz é de 100 mVrms. Para a frequência de 59,28 Hz temos a tensão correspondente de 50,71 mVrms. E finalmente para a frequência de 100 Hz temos a tensão de 1,265 mVrms. Se desconsiderarmos o pico de tensão que ocorre na frequência de 60 Hz, na frequência de 59,28 Hz o sinal sofre atenuação de :

$$G = -20 \text{ LOG}(50,71/100) = -5,9 \text{ dB}$$

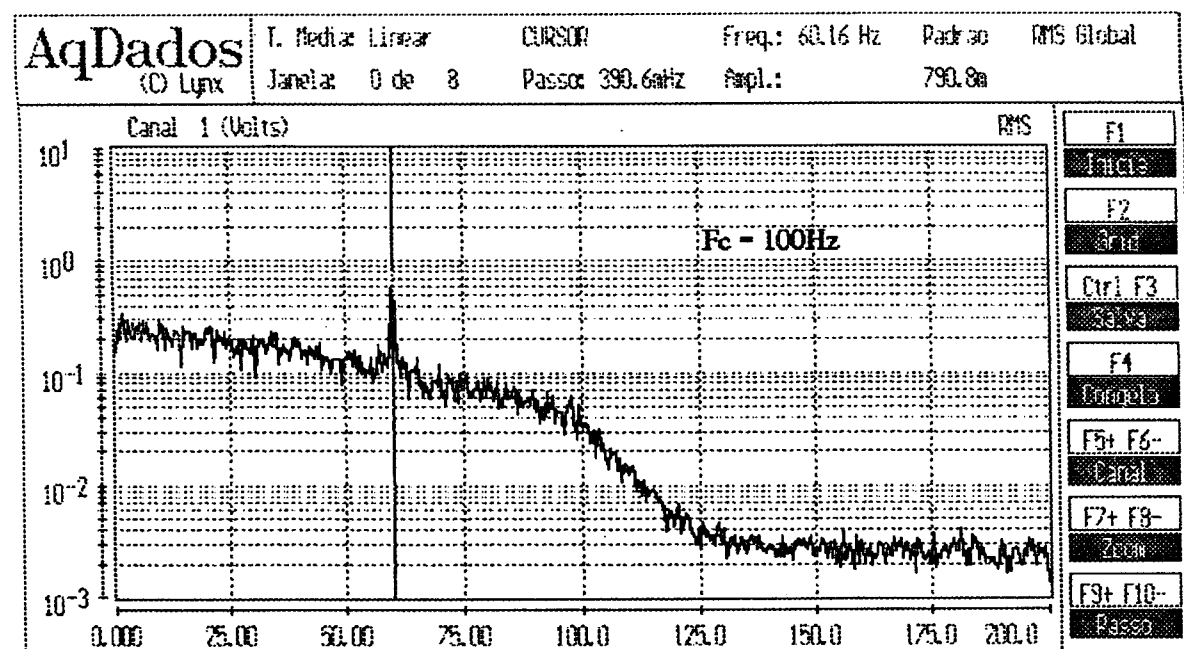
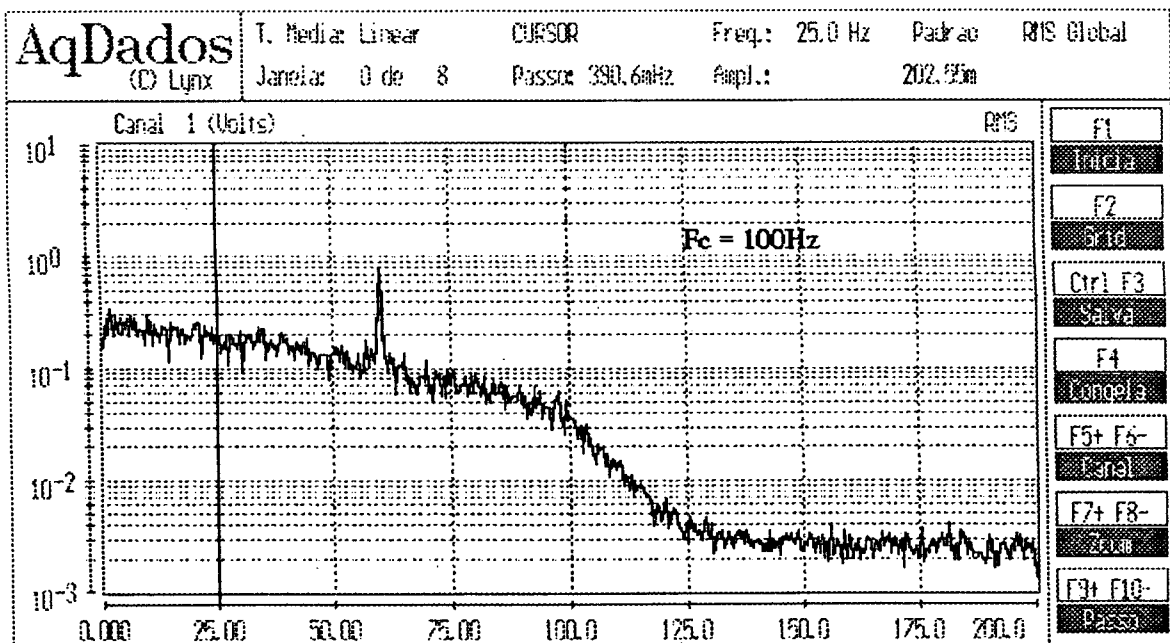
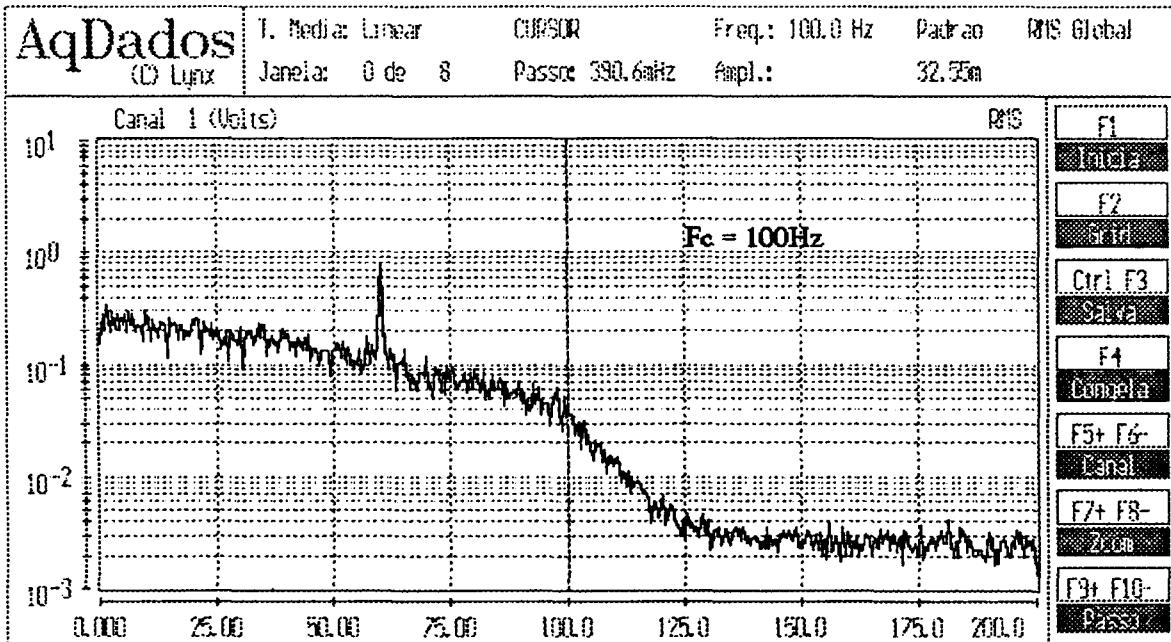
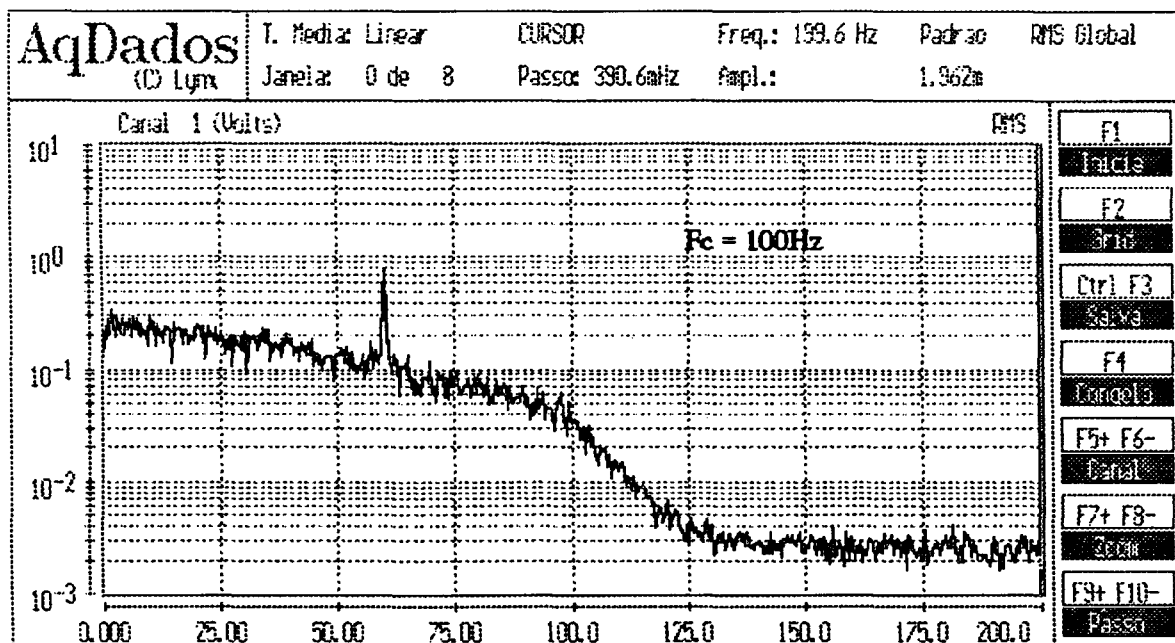


FIG. 7.2 - CANAL 1: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 100\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 25Hz e b) 60Hz

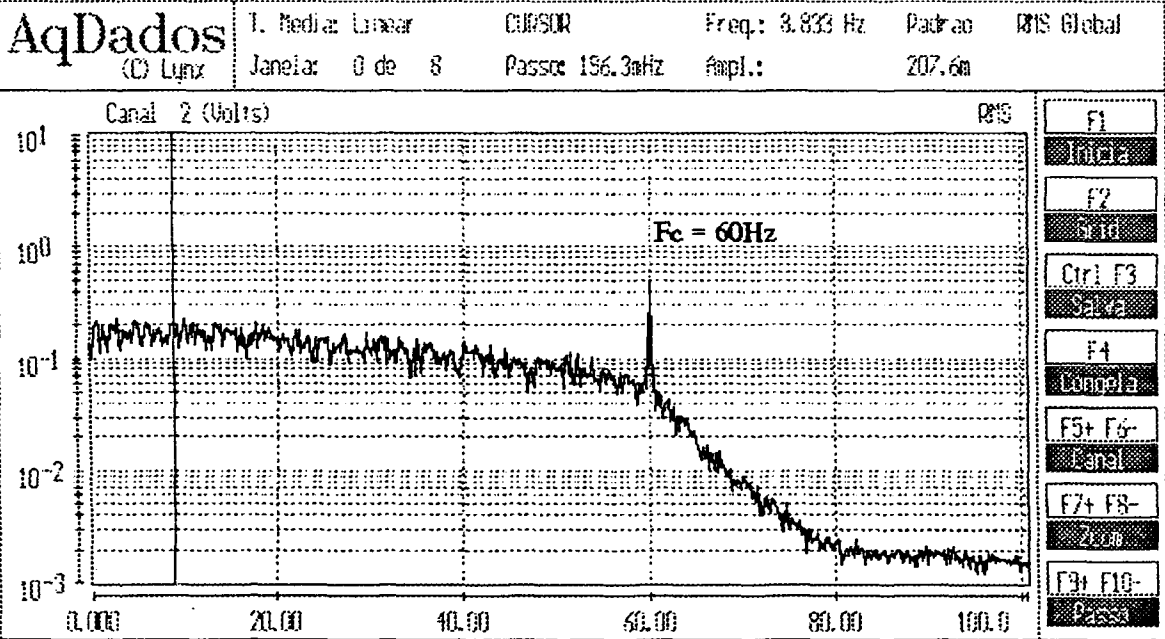


a)

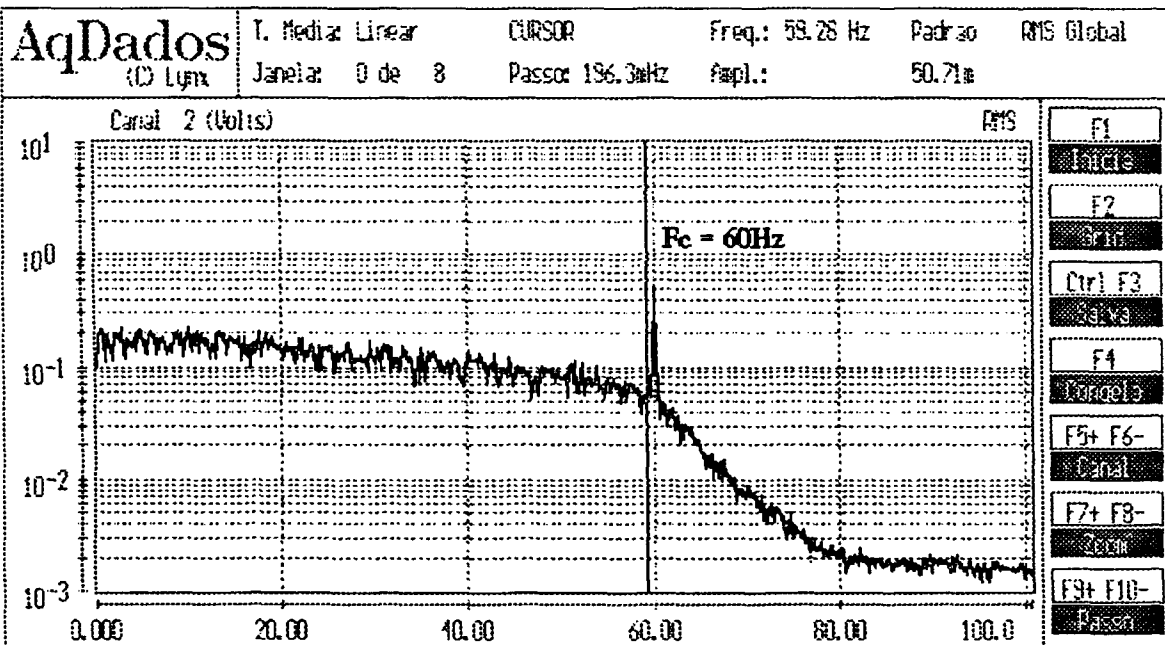


b)

FIG. 7.3 - CANAL 1: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 100\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 100Hz e b) 200Hz

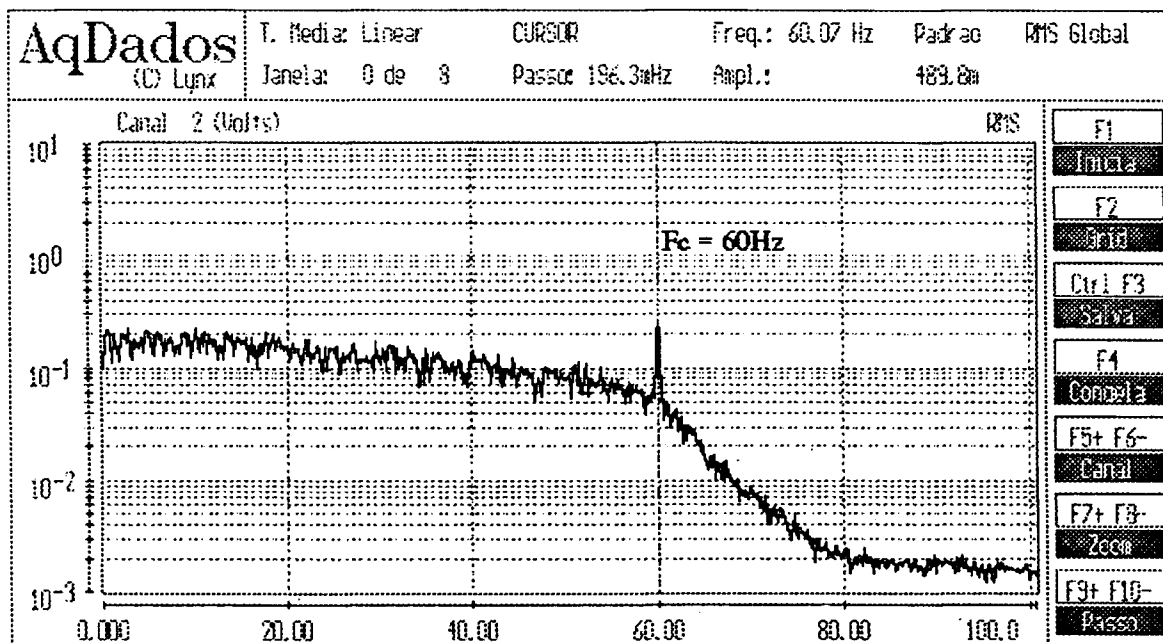


a)

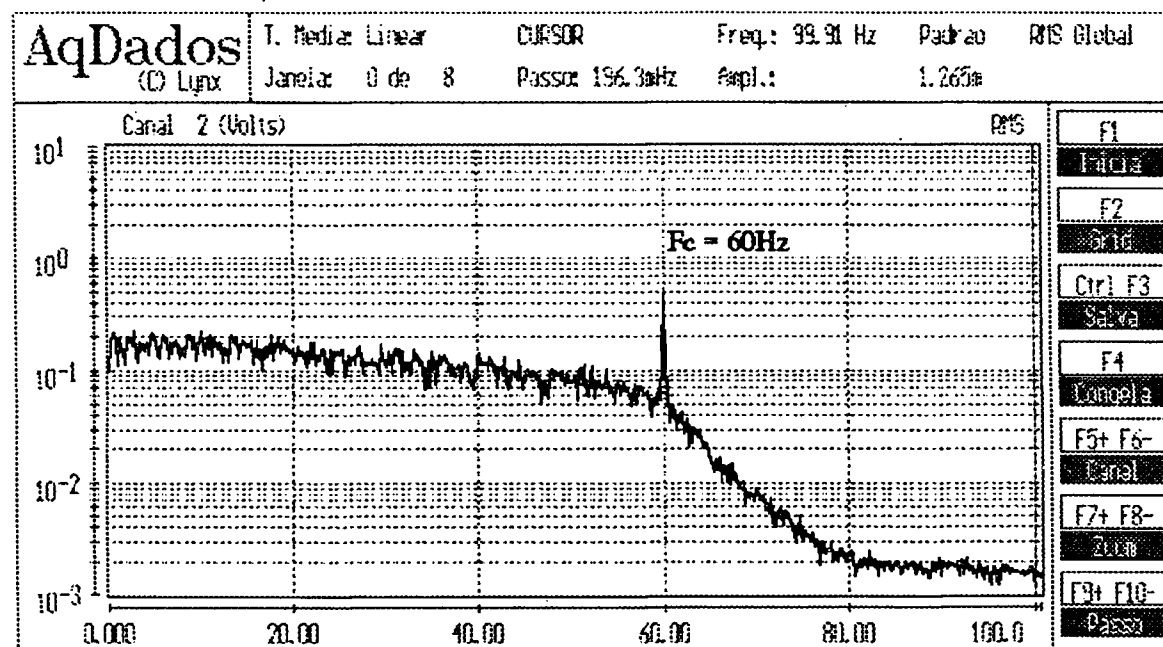


b)

FIG.7.4 - CANAL 2: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 60\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 8,3Hz e b) 59Hz



a)



b)

FIG. 7.5 - CANAL 2: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 60\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 60Hz e b) 100Hz

Na frequência de 100 Hz a atenuação é de :

$$G = - 20\text{LOG}(1,265/100) = -39 \text{ dB}$$

Nas figs. 7.6 e 7.7 temos o resultado da análise espectral realizada na saída do filtro ““anti-aliasing”” de frequência de corte de 30 Hz. Para cada espectro mostra-se o valor da tensão RMS correspondente a determinada frequência de interesse. Nenhuma componente relevante de frequência aparece nestes espectros. O valor na frequência de 20 Hz é de 100 mVrms. Para a frequência de 30 Hz temos a correspondente tensão de 60 mVrms e para frequência de 50 Hz a tensão de 2,28 mVrms. A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 30 Hz é de:

$$G = - 20\text{LOG}(60/100) = - 4,4 \text{ dB}$$

A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 50 Hz é de :

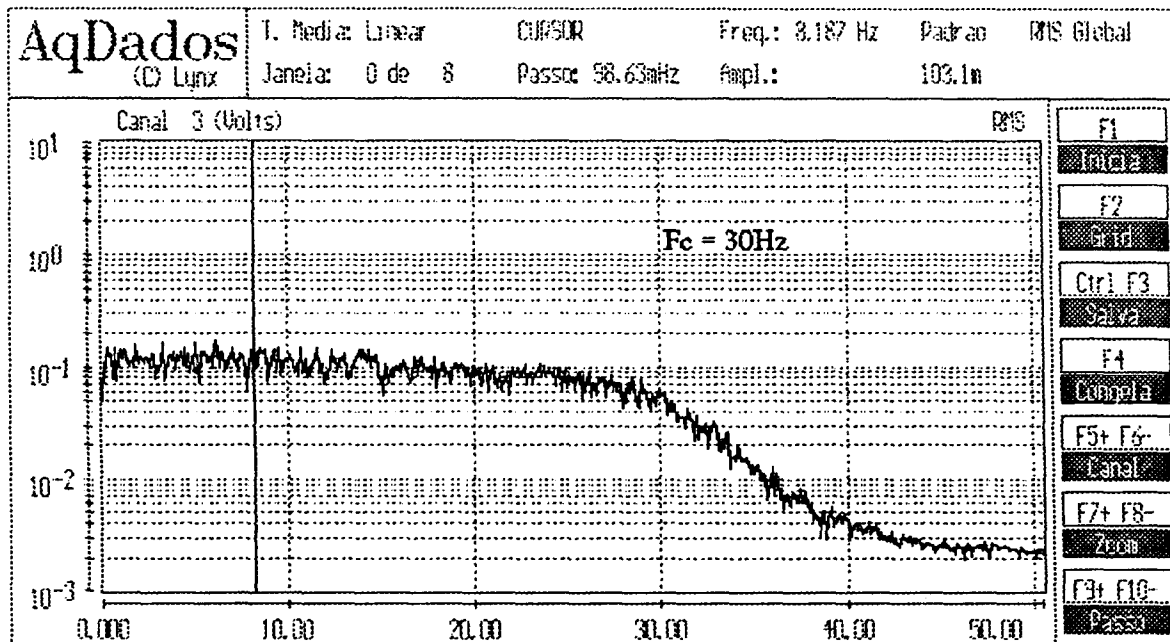
$$G = - 20\text{LOG}(2,28/100) = -32,84 \text{ dB}$$

Os espectros da fig. 7.8 mostram o resultado da análise espectral realizada na saída do filtro ““anti-aliasing”” de 10Hz. Nenhuma componente relevante de frequência aparece nestes espectros. O valor da tensão na frequência de 2,681 Hz é de 102,7 mVrms. Para frequência de 10Hz a tensão é de 50 mVrms e para a frequência de 30 Hz a tensão é de 1 mVrms. A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 10Hz é de:

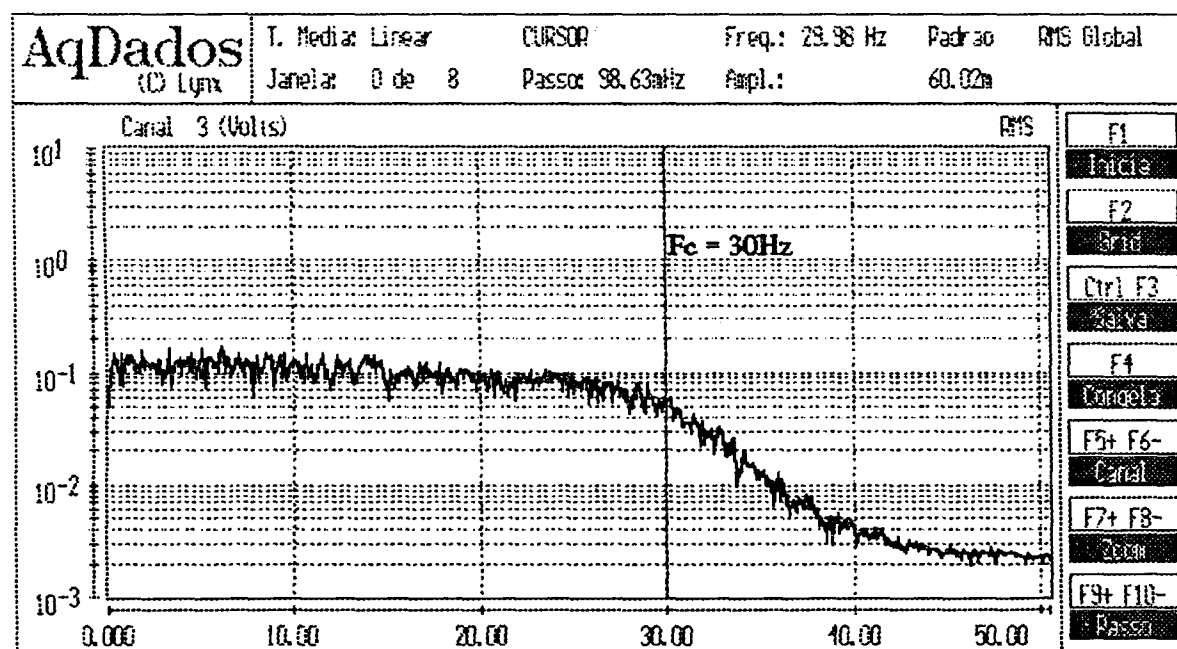
$$G = - 20\text{LOG}(50/102,7) = - 6,25 \text{ dB}$$

A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 30 Hz é de :

$$G = - 20\text{LOG}(1/102,7) = - 40,23 \text{ dB}$$

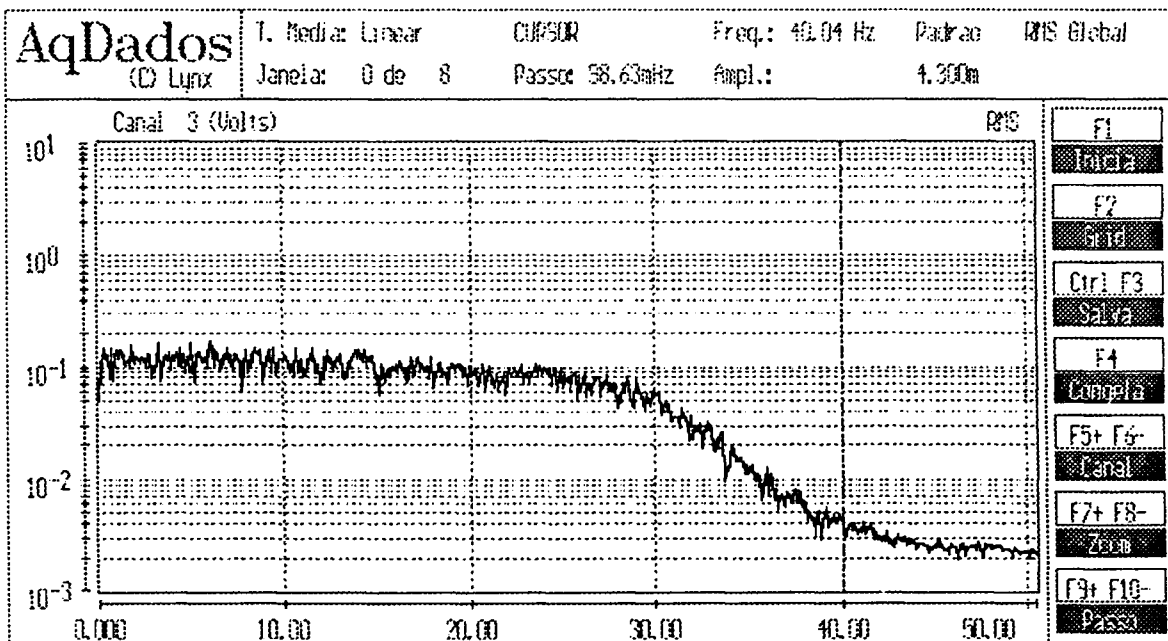


a)

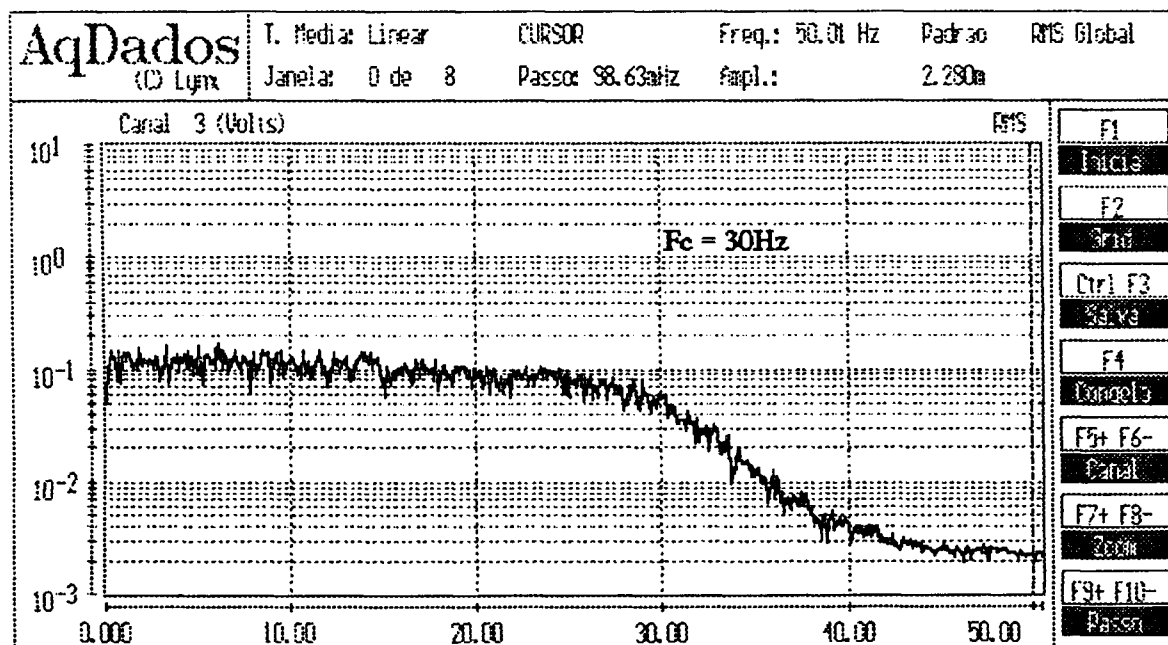


b)

FIG. 7.6 - CANAL 3: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 30\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 8.2Hz e b) 30Hz

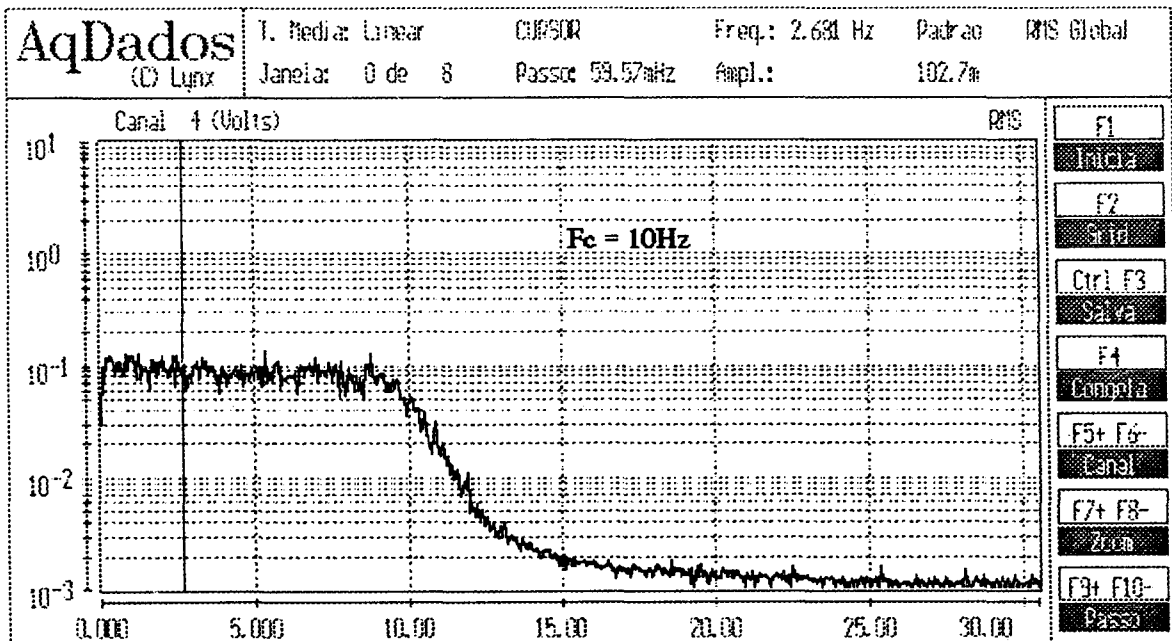


a)

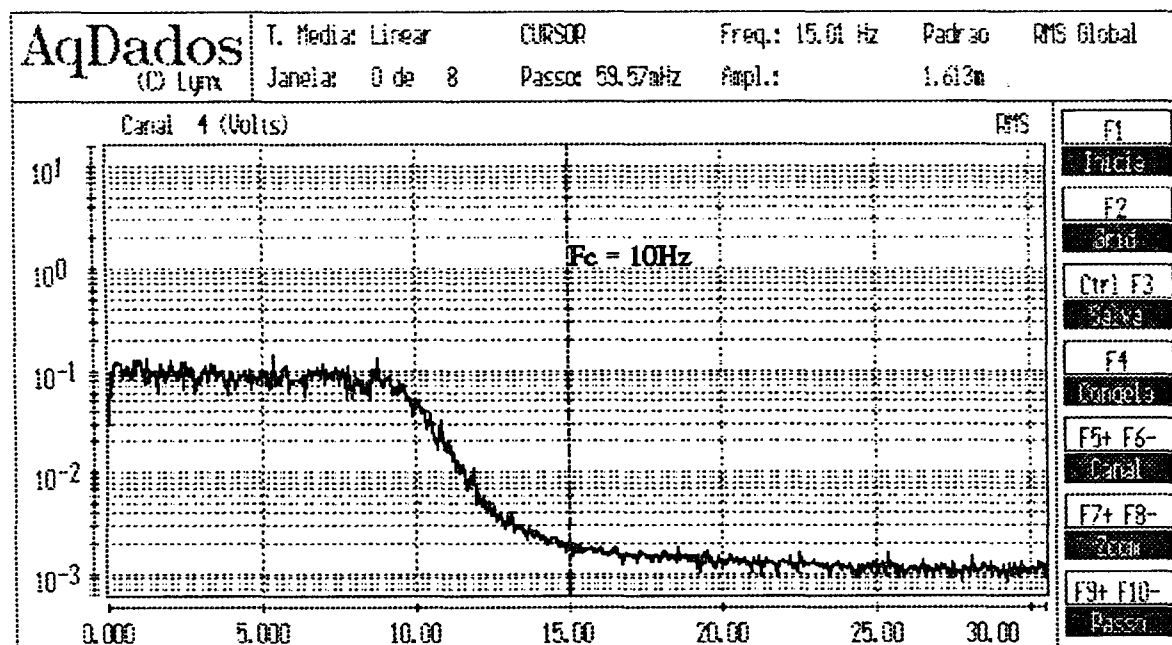


b)

FIG. 7.7 - CANAL 3: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 30\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 40Hz e b) 50Hz



a)



b)

FIG. 7.8 - CANAL 4: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 10\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) 2,7Hz e b) 15Hz

Finalmente os espectros das figs. 7.9 e 7.10 mostram o resultado da análise espectral realizada na saída do filtro “anti-aliasing” de 1,0 Hz. Nenhuma componente relevante de frequência aparece nestes espectros. O valor da tensão na frequência de 0 Hz é de 79,68 mVrms. O valor da tensão na frequência de 1,0 Hz é de 32,43 mVrms e para a frequência de 10Hz é de 0,78 mVrms. A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 1,0 Hz é de:

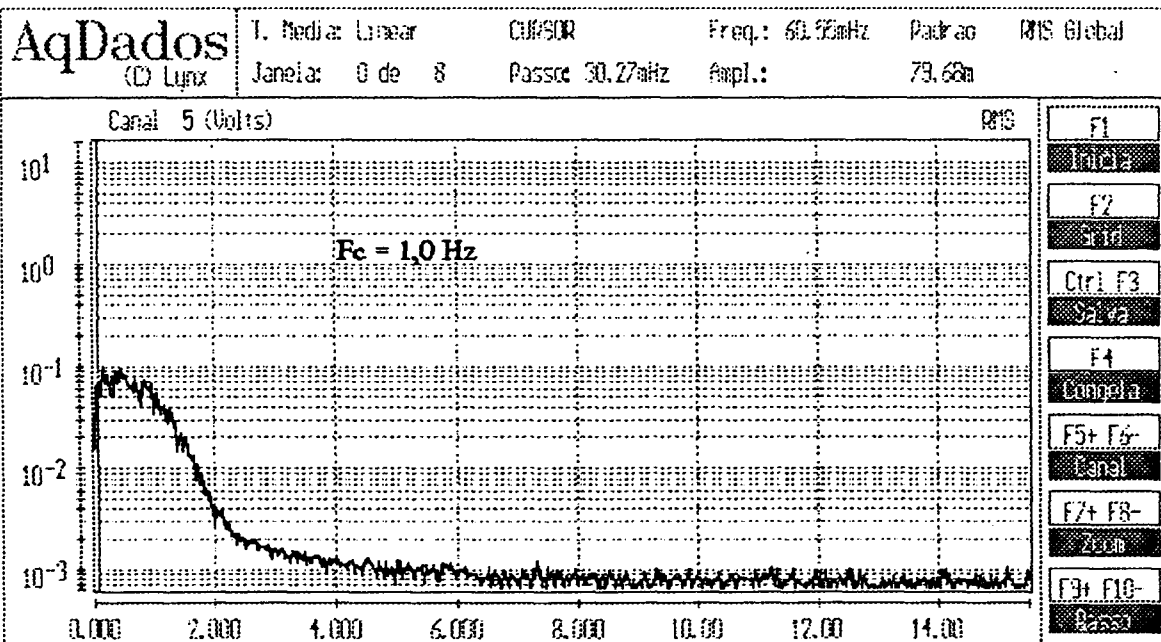
$$G = -20\text{LOG}(32,43/79,68) = -7,8 \text{ dB}$$

A atenuação sofrida pelo sinal na frequência de 10Hz é de :

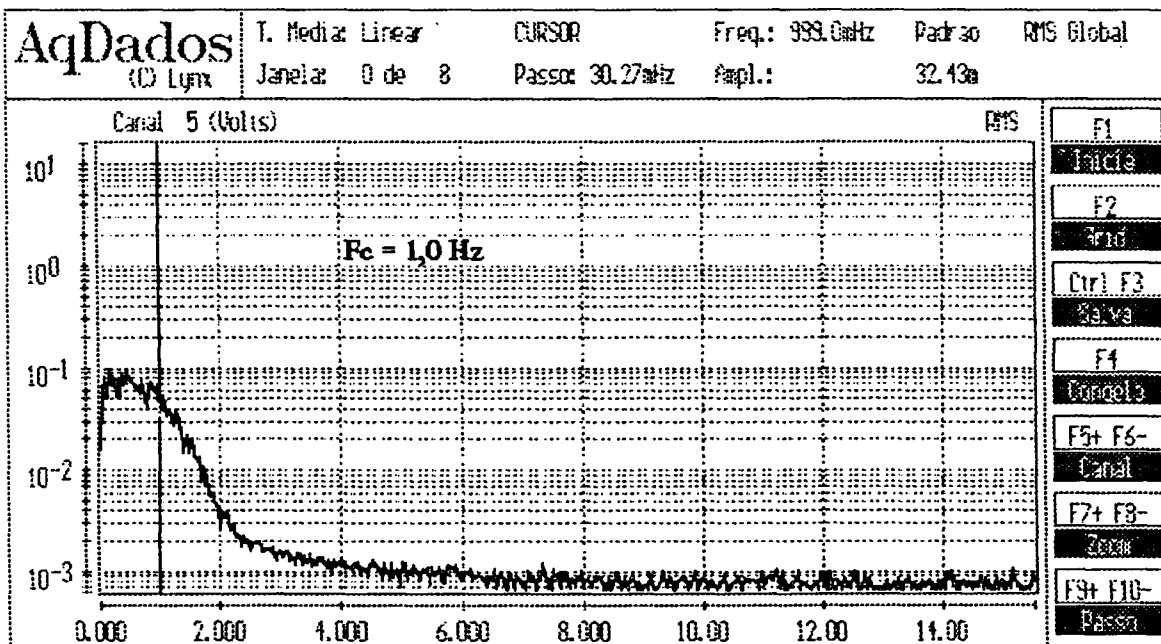
$$G = -20\text{LOG}(0,78/79,68) = -40,18 \text{ dB}$$

Nas figuras 7.11 e 7.12 estão representadas as formas de onda dos sinais filtrados, coletados no reator.

O canal 0 (sinal x da fig. 7.11) mostra o valor DC (4,6V) correspondente a potência de 1W no reator. No canal 1 (sinal y da fig. 7.11) a amplitude máxima do sinal é de 5 Vpp, que diminui até obtermos para o canal 5 (sinal w da fig. 7.12) um valor inferior a 1 Vpp. O canal 1 é a saída do filtro “anti-aliasing” de frequência de corte de 100 Hz e o canal 5, é a saída do filtro “anti-aliasing” de frequência de corte de 1,0 Hz.

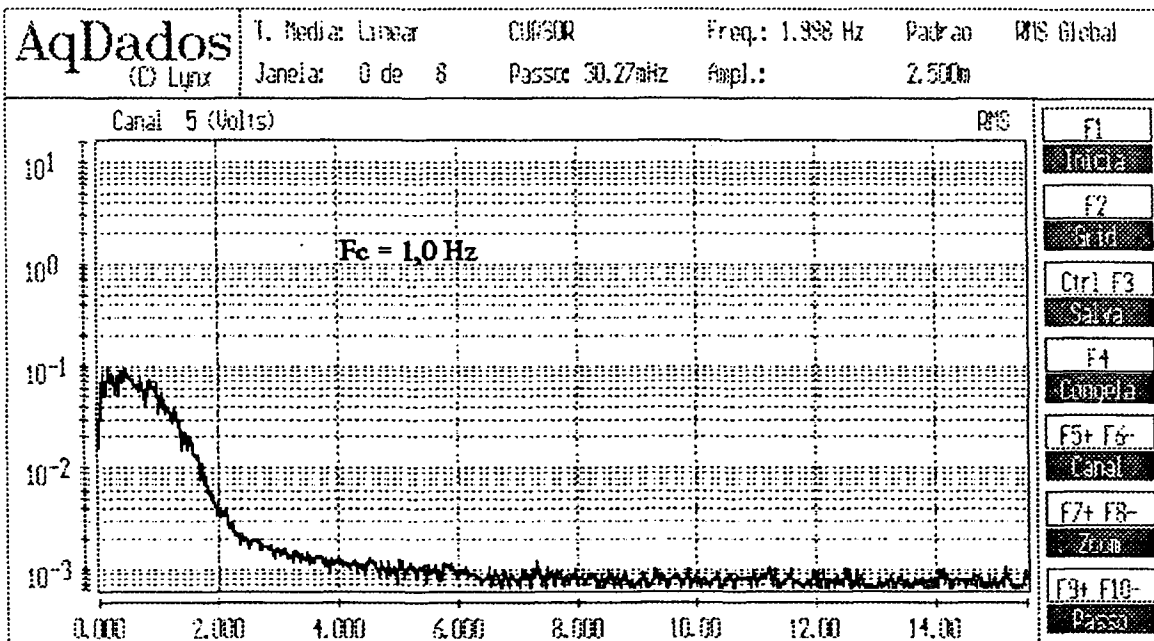


a)

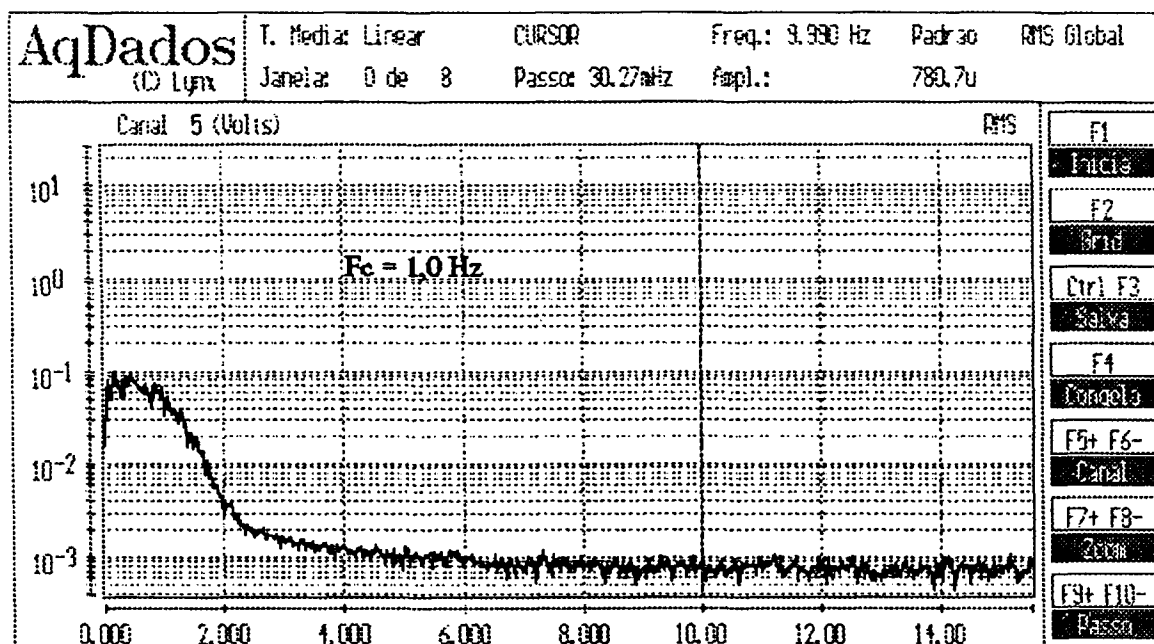


b)

FIG. 7.9 - CANAL 5: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 1,0\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) $0,6\text{Hz}$ e b) $1,0\text{Hz}$



a)



b)

FIG. 7.10 - CANAL 5: Espectro do sinal AC na saída do filtro com $F_c = 1,0\text{Hz}$ e com valor de tensão para frequência de a) $2,0\text{Hz}$ e b) 10Hz

SINAIS AC FILTRADOS COLETADOS NO REATOR

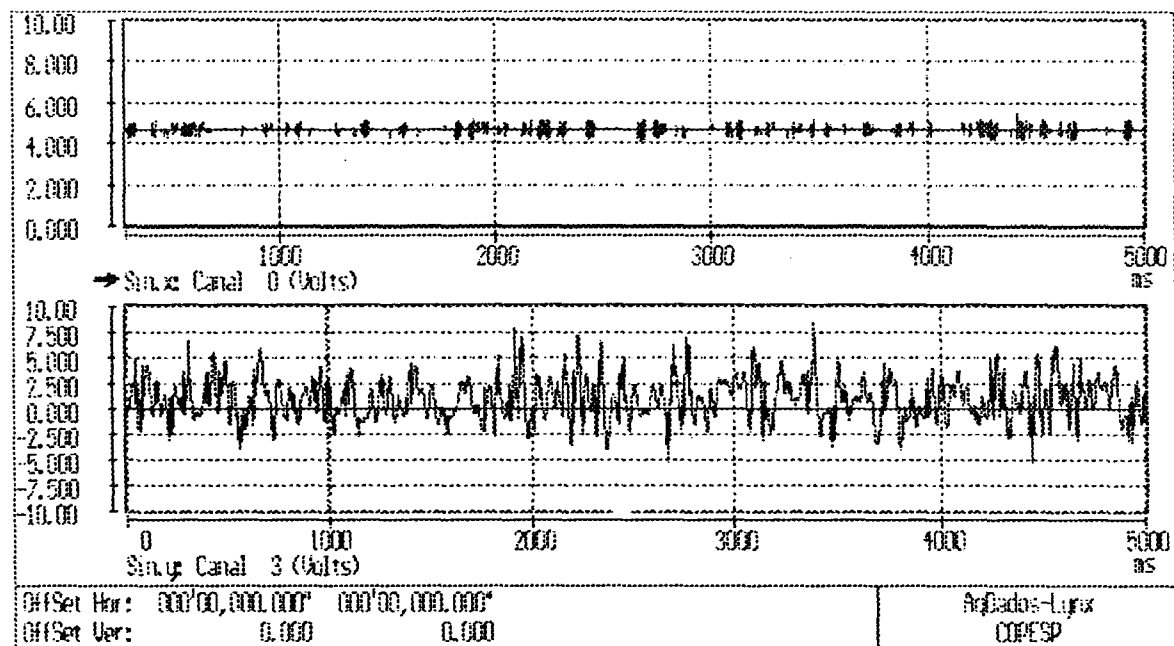


FIG. 7.11 - CANAL 0: SINAL DC OBTIDO NA POTENCIA DE 1W,
CANAL 1: SINAL AC FILTRADO ($F_c = 100\text{Hz}$)

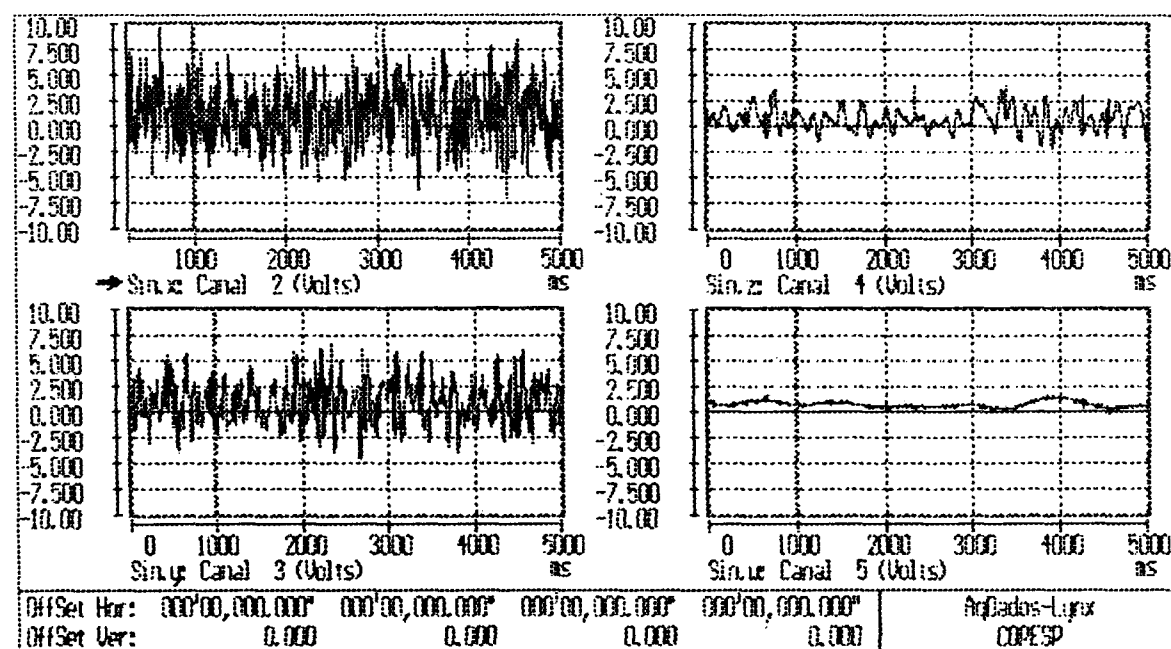


FIG. 7.12 - SINAIS AC FILTRADOS: CANAL 2 ($F_c = 60\text{Hz}$),
CANAL 3 ($F_c = 30\text{Hz}$),
CANAL 4 ($F_c = 10\text{Hz}$),
CANAL 5 ($F_c = 1,0\text{Hz}$)

8 - CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O teste da placa Condicionadora de Sinais em laboratório apresentou um desempenho satisfatório confirmando aquilo que foi projetado e esperado.

Nos testes de campo realizados com a instrumentação do reator IPEN-MB/01 comprovamos um rendimento satisfatório do eletrômetro correspondendo àquilo que era esperado. Já o filtro “anti-aliasing” não apresentou o mesmo desempenho que obteve em laboratório, estando seus resultados um pouco abaixo do que era esperado. Uma possível explicação é o fato de termos utilizado nos testes de laboratório, um gerador de frequências com tensão de saída de 20 Vpp enquanto que o sinal gerado pela instrumentação do reator, na saída AC do eletrômetro, foi da ordem de 5 Vpp. Considerando ainda que este sinal foi enviado à placa de aquisição de dados para ser processado no PC, pode ter sofrido alguma atenuação neste trajeto. Uma melhoria possível seria reforçar a saída dos filtros colocando-se um “driver” mais apropriado, de forma a compatibilizar a impedância do sinal a ser transmitido até a placa de condicionamento de sinais.

Considera-se importante que se realizem outras coletas de dados numa potência maior e em presença de maior ruído neutrônico tal como as componentes relacionadas na tabela 3.1, de forma que se possa validar completamente o projeto. No mais considera-se o desenvolvimento do protótipo concluído.

9 - APÊNDICE

APÊNDICE 1 - CALCULO DOS FILTROS "ANTI-ALIASING"^{5,20,24,26}

Para o filtro passa-baixa tipo Butterworth, temos a função de transferência $H(s)$ dada pela seguinte expressão:

$$H(s) = \frac{G \cdot b_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0}$$

onde G é o ganho do filtro, n é a ordem do filtro e b_0 , b_1 e b_{n-1} são constantes.

O filtro Butterworth pode ser decomposto numa associação de filtros quadráticos conectados em cascata, o que resulta:

$$H(s) = \frac{G \cdot b_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0} = \frac{G \cdot b_0}{\prod_{i=1}^m (s^2 + a_i \cdot s + b_i)}$$

onde a_i , e b_i são coeficientes do polinômio de 2ª ordem;

para $n=12$, $m=n/2=6$; o ganho do filtro é unitário logo $G b_0 = 1$ e assim resulta na expressão:

$$H(s) = \frac{G \cdot b_0}{\prod_{i=1}^6 (s^2 + a_i \cdot s + b_i)}$$

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + a_1 \cdot s + b_1) \cdot (s^2 + a_2 \cdot s + b_2) \cdot (s^2 + a_3 \cdot s + b_3) \cdot \dots \cdot (s^2 + a_6 \cdot s + b_6)}$$

Cálculo dos coeficientes dos polinômios de 2ª ordem

Um polo genérico pode ser dado pela expressão:

$$s_K = \sigma_K \pm j\omega_K$$

$$\sigma_K = -\operatorname{sen}\left[\frac{(2K-1)\cdot\pi}{n\cdot 2}\right]$$

$$\omega_K = \operatorname{cos}\left[\frac{(2K-1)\cdot\pi}{n\cdot 2}\right]$$

$$a_I = 2\sigma_K$$

$$b_I = \sqrt{(\sigma_K^2 + \omega_K^2)}$$

para $n = 12$ obtemos os seguintes pólos já agrupados:

$$s_{1,12} = -0,130526 \pm j 0,991445 \text{ o qual resulta } a_1 = 0,261052 \text{ e } b_1 = 1;$$

$$s_{2,11} = -0,382683 \pm j 0,923879 \text{ o qual resulta } a_2 = 0,765366 \text{ e } b_2 = 1;$$

$$s_{3,10} = -0,608761 \pm j 0,793353 \text{ o qual resulta } a_3 = 1,217522 \text{ e } b_3 = 1;$$

$$s_{4,9} = -0,793353 \pm j 0,608761 \text{ o qual resulta } a_4 = 1,586706 \text{ e } b_4 = 1;$$

$$s_{5,8} = -0,923879 \pm j 0,382683 \text{ o qual resulta } a_5 = 1,847758 \text{ e } b_5 = 1;$$

$$s_{6,7} = -0,991445 \pm j 0,130526 \text{ o qual resulta } a_6 = 1,98289 \text{ e } b_6 = 1;$$

Assim a função de transferência do filtro $H(s)$ fica:

$$H(s) = \frac{1}{(s^2 + 0,261052 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 0,765366 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 1,217522 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 1,586706 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 1,847758 \cdot s + 1) \cdot (s^2 + 1,98289 \cdot s + 1)}$$

Desta forma o filtro tipo Butterworth que desejamos implementar de ordem $n = 12$ e ganho unitário, será constituído por 6 estágios de filtros quadráticos (2ª ordem) conectados em cascata no sentido dos coeficientes decrescentes. O coeficiente do primeiro estágio será a_6 , do segundo estágio a_5 e assim por diante até o sexto e último estágio cujo coeficiente será a_1 . Cada estágio utiliza topologia de múltiplas realimentações com ganho unitário, conforme ilustrado na figura 9.1 O esquema elétrico completo do filtro “anti-aliasing” para as várias frequências de corte pode ser visto no anexo. Para o cálculo dos componentes de cada estágio (resistores e capacitores), dada a frequência de corte f_c , são utilizadas as seguintes expressões:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$C_2 = \frac{10}{f_c}$$

o valor de C_2 será dado em [μ F] para valor de frequência em [Hz] e adota-se o valor comercial mais próximo. O valor dos resistores é dado em [Ohms] ou [Ω]

$$R_2 = \frac{2 \cdot (K+1)}{\left[a_i \cdot C_2 + \sqrt{a_i^2 \cdot C_2^2 - 4b_i C_1 C_2 \cdot (K+1)} \right] \cdot \omega_c}$$

$$K = \frac{R_2}{R_1}$$

como $K = 1$ logo $R_1 = R_2$;

$$C_1 \leq \frac{a_i^2 \cdot C_2}{4b_i \cdot (K+1)}$$

$$R_3 = \frac{1}{b_i \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot \omega_c^2 \cdot R_2}$$

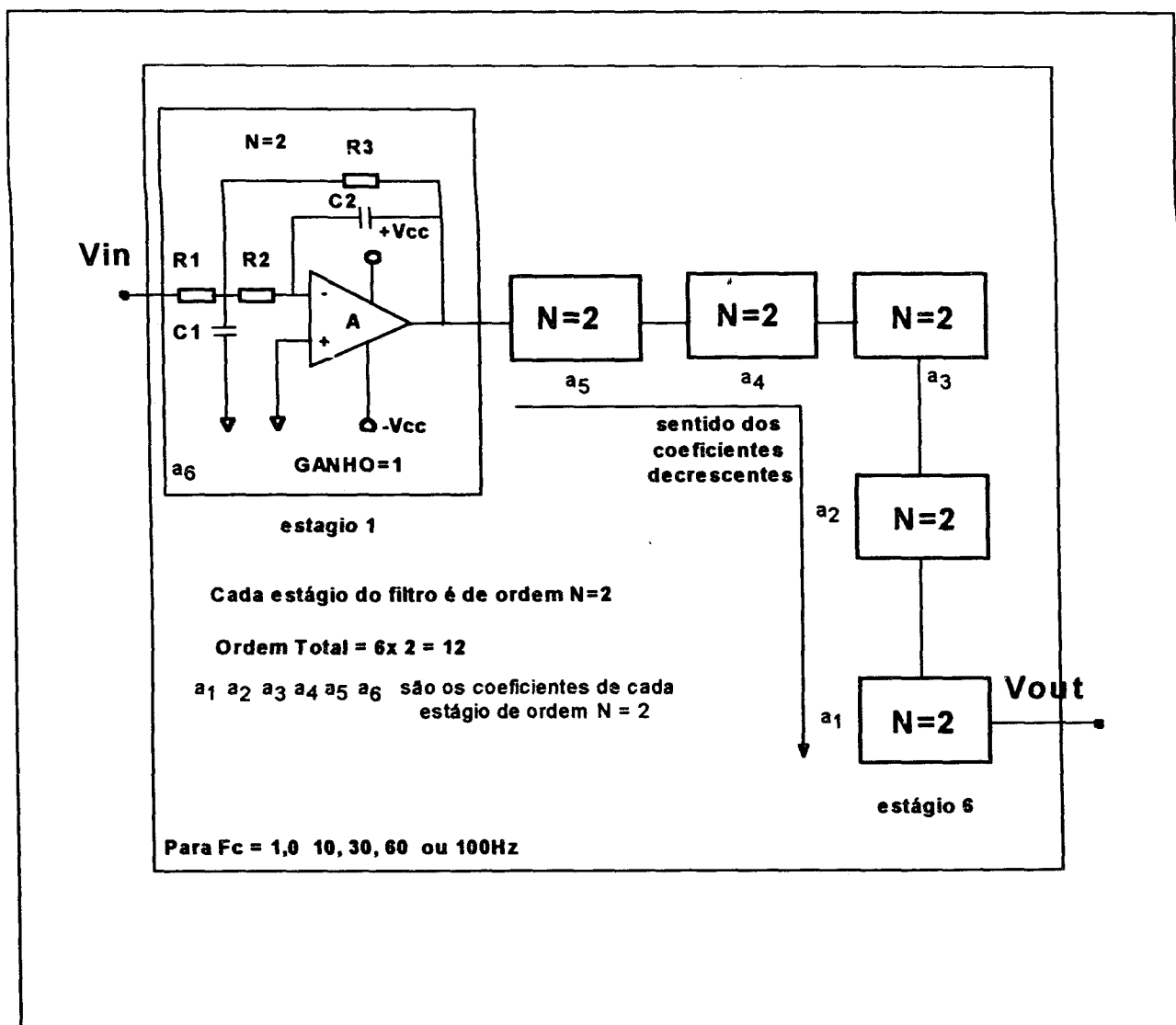


FIG. 9.1 - ESTRUTURA DE UM FILTRO "ANTI-ALIASING"

APÊNDICE 2 - Calculo dos filtros do eletrômetro no estágio de entrada diferencial e amplificação e estágio de saída^{12,24}

filtros de 1ª ordem no estágio de entrada diferencial e amplificação:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{16} \cdot C_{17}}$$

$$p / f_c \cong 400\text{Hz}$$

$$\text{adotou-se} \rightarrow C_{17} = 47\text{nF}$$

$$R_{16} = 9\text{K}\Omega$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{41} \cdot C_{42}}$$

$$C_{42} = 1,5\mu\text{F}$$

$$R_{41} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{42} \cdot f_{c1}} = 1\text{M}\Omega$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{25} \cdot C_{34}}$$

$$C_{34} = 0,1\mu\text{F}$$

$$R_{25} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{34} \cdot f_{c2}} = 15,9\text{K}\Omega$$

filtro de 2ª ordem no estágio de saída do eletrômetro:

$$\omega = 2\pi \cdot f_c = \frac{1}{R_{29,30} \cdot \sqrt{C_{38} \cdot C_{39}}}$$

$$p / f_c = 1\text{Hz}$$

$$R_{29,30} = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot \sqrt{C_{38} \cdot C_{39}}}$$

$$C_{38} = C_{39} = 0,68\mu\text{F}$$

$$R_{29} = R_{30} = 234\text{K}\Omega$$

$$\text{adotado} \rightarrow 220\text{K}\Omega$$

$$R_{31} = 442\text{K}\Omega$$

10 - REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] - ANALOG DEVICES - *ANALOG DIGITAL CONVERSION HANDBOOK*, 1988.
- [2] - ANDERSON, G. C.; FINNIE, B. W.; GORDON, T. R. Pseudo-random and random test signals. *HP Journal*, vol. 19, n.1, 1967.
- [3] - AKKUS, B.; ANAÇ, H.; ALSAN, S.; ERK, S. Digital reactivity meter. *Turkish Journal of Nuclear Science*, vol.18, n.1, pg. 5-18, 1991.
- [4] - BINNEY, S. E.; BAKIR, A.J.M. Development of a personal computer based reactivity meter for a research reactor. *Nuclear Technology*, vol. 85, pg.12-21, 1989.
- [5] - BLINCHIKOFF e ZVEREV. *Filtering in the time and domain frequency*
- [6] - BURR-BROWN - *INTEGRATED CIRCUITS*, vol. 33 e 33b, 1990.
- [7] - CENTRO TECNOLOGICO DA MARINHA EM SÃO PAULO - *Placa condicionadora de sinais para SPD*. RP430011S178441, 1994.
- [8] - CHAMBERS, W. Know your options and requirements when designing filters. *EDN*, vol. , n. , 05/08/1991.
- [9] - COELHO, P. R.; BRASKO FERREIRA, P. S.; MOREIRA, J. M. L. Experimentos de inserção de reatividade. VIII - ENCONTRO NACIONAL DE FÍSICA DE READORES E TERMOIDRAULICA, 17-20 setembro, 1991, Brasil, Atibaia. *Anais ... São Paulo: Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares*, pg. 257-259, 1991.

- [10] - EGGBRECHT, L. C. *Interfacing to the IBM personal computer*. 2ed., Sams, 1993.
- [11] - FORTEC, ECS-DOCWS2I.90. *Documentação técnica do SDNI*, 1990.
- [12] - FRANCO, S. *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*. Mc Graw Hill, 1988.
- [13] - FRY, D. N. Experience in reactor malfunction diagnosis using on-line noise analysis. *Nuclear Technology*, vol.10, pg. 273-281, 1971.
- [14] - KEITHLEY. *Low level measurements* 4ed., 1993.
- [15] - KNOLL, G. F. *Radiation detection and measurements*. 2ed., 1989.
- [16] - KUC, R. *Introduction to digital signal processing*. Mc Graw Hill Book Company, 1988.
- [17] - LAMARSH, J. R. *Introduction to nuclear engineering*. Addison-Wesley Publishing Company, 1975.
- [18] - LANG, T. T. *Computerized instrumentation*. John Wiley & Sons, 1991.
- [19] - MARCH LEUBA, J.; SANCHIS, R.; MUÑOZ COBO, J.L.; VERDU, G. Técnicas de analisis de ruido neutronico en reactores de potencia. *Energia Nuclear*, Espanha, n.29, pg 15-28, Jan/Fev. 1985.
- [20] - MOSCHYTZ e HORN. *Active filter design handbook*
- [21] - NATIONAL. *CMOS DATA CONVERSION/AQUISITION*, 1984.
- [22] - NOISE ANALYSIS. Apostila de curso da Datatec/Process S/C, 1989.

- [23] - NUCLEAR POWER PLANT DIAGNOSTICS USING FOURIER ANALYSIS TECHNIQUES. Application note HP, n.243, 1982.
- [24] - PERTENCE, A. *Amplificadores operacionais e filtros ativos*. Mc Graw Hill, 3ed, 1988.
- [25] - RUIZ, E. J. A.; REYES, A. B. Development of a digital reactivity device. *Investigacion mas desarrollo*, Mexico, vol. 1(3), pg. 45-48, Dec. 1993.
- [26] - SEDRA e BRACKETT. *Filter theory and design: active and passive*
- [27] - SHARP, K. R. Understanding antialiasing filters. *EDN*, vol. , n. , 13/12/1990.
- [28] - SILVA, A. A.; BRASKO FERREIRA, P. S. Medidas de ruído no reator pwr Angra 1. VIII - ENCONTRO NACIONAL DE FÍSICA DE READORES E TERMOIDRAULICA, 17-20 setembro, 1991, Brasil, Atibaia. *Anais ...* São Paulo: Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, pg. 261-265, 1991.
- [29] - STRASSBERG, D. Avoid overspecifying antialiasing filters. *EDN*, vol. , n. , 18/07/1991.
- [30] - TEXAS - *LINEAR*, 1989.
- [31] - TEXAS - *Linear and interface circuits applications*, 1987.
- [32] - THE FUNDAMENTAL OF SIGNAL ANALYSIS. Application Note HP, n. 243, 1982.
- [33] - TOMPKINS, W. J.; WEBSTER, J. G. *Interfacing sensors to the IBM-PC*. Prentice Hall, Engewood Cliffs, New Jersey 07632, 1988.

- [34] - TRAPON, G. Comment mesurer les resistances de très forte valeur. *T.L.E.*, France, n.454, pg.41-45, 1980.
- [35] - WOOD, R.T.; MILLER, L.F.; PEREZ, R.B. Applications of a surveillance and diagnostics methodology using neutron noise from a pressurized water reactor. *Nuclear Safety*, vol.33, n.1, pg. 23-35, 1992.

11 - ANEXOS

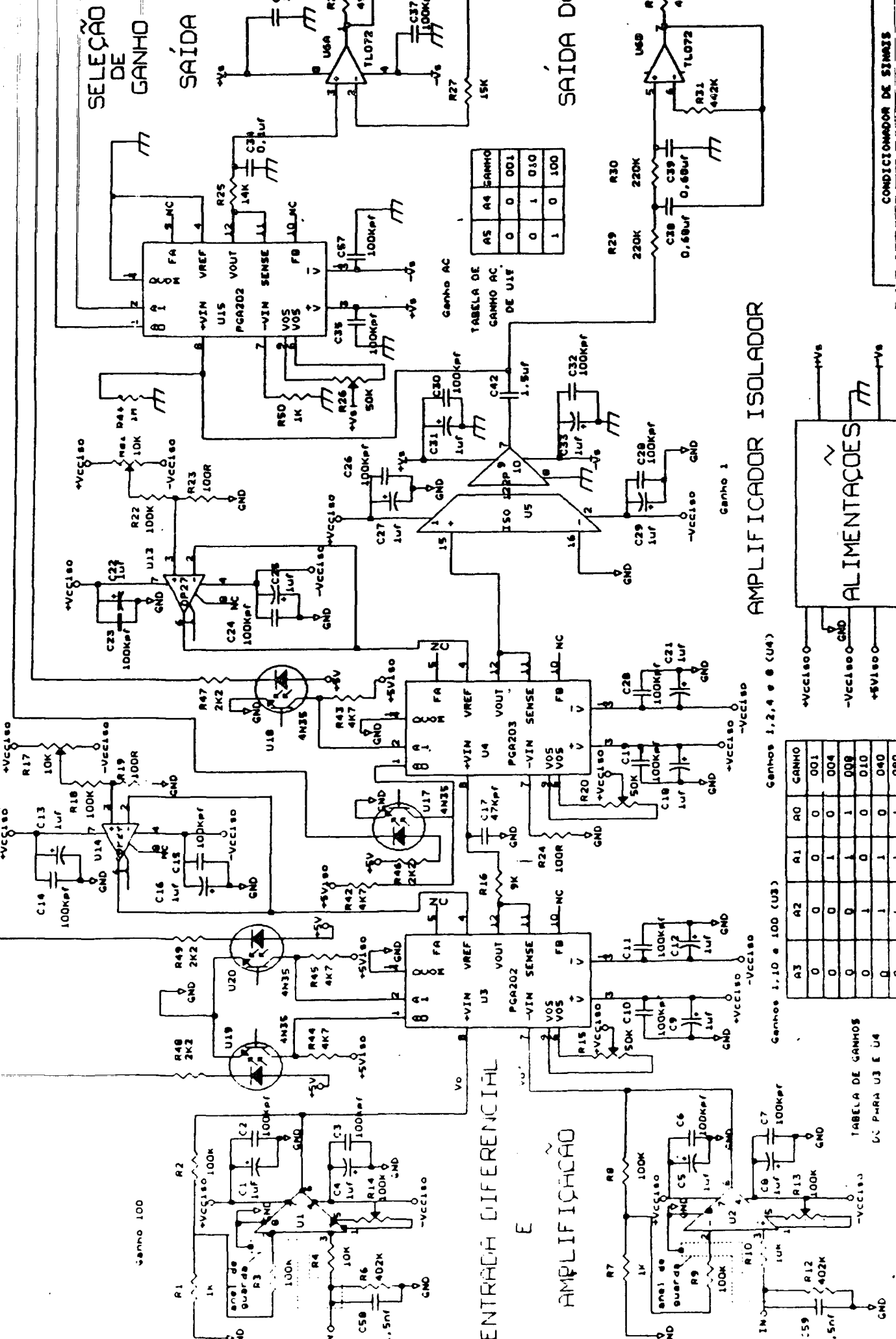
Encontram-se em anexo os seguintes documentos:

- circuito elétrico do eletrômetro e do filtro anti-aliasing para as varias frequências de corte;
- lista de material do eletrômetro e do filtro anti-aliasing;
- listagem do software de programação de ganhos escrito em linguagem Qbasic.

SELEÇÃO DE GANHO

SAÍDA

SAÍDA DC



Ganho 100

Ganho AC

Ganho 1

Ganhos 1, 10 e 100 (U3)

Ganhos 1, 2, 4 e 8 (U4)

ENTRADA DIFERENCIAL E AMPLIFICACAO

AMPLIFICADOR ISOLADOR

ALIMENTAÇÕES

TABELA DE GANHO AC DE U1F

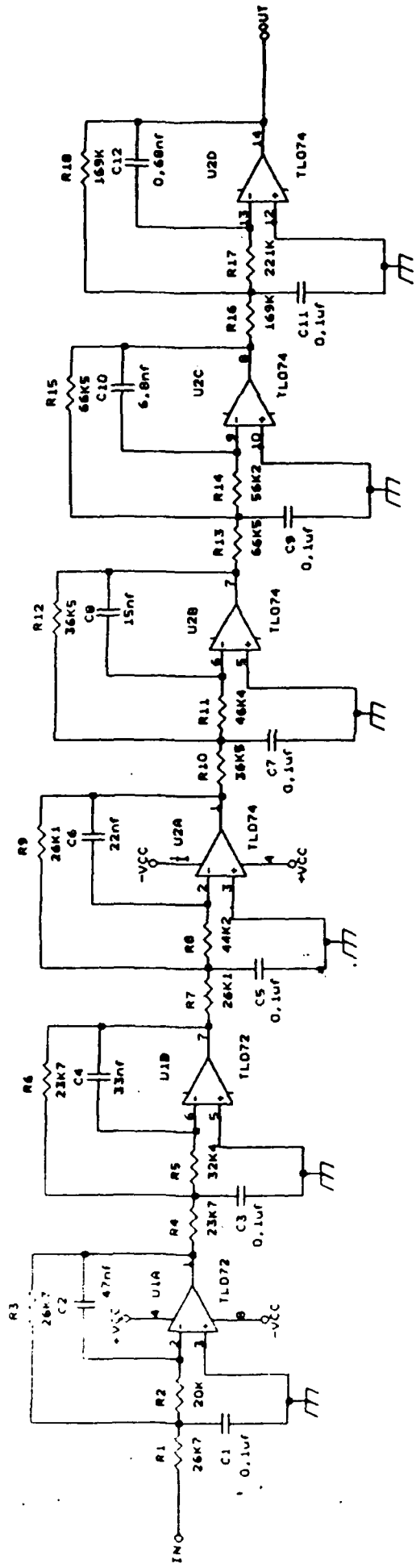
A5	A4	GANHO
0	0	001
0	1	010
1	0	100

A3	A2	A1	A0	GANHO
0	0	0	0	001
0	0	1	0	004
0	0	1	1	008
0	1	0	0	010
0	1	1	0	040
0	1	1	1	nan

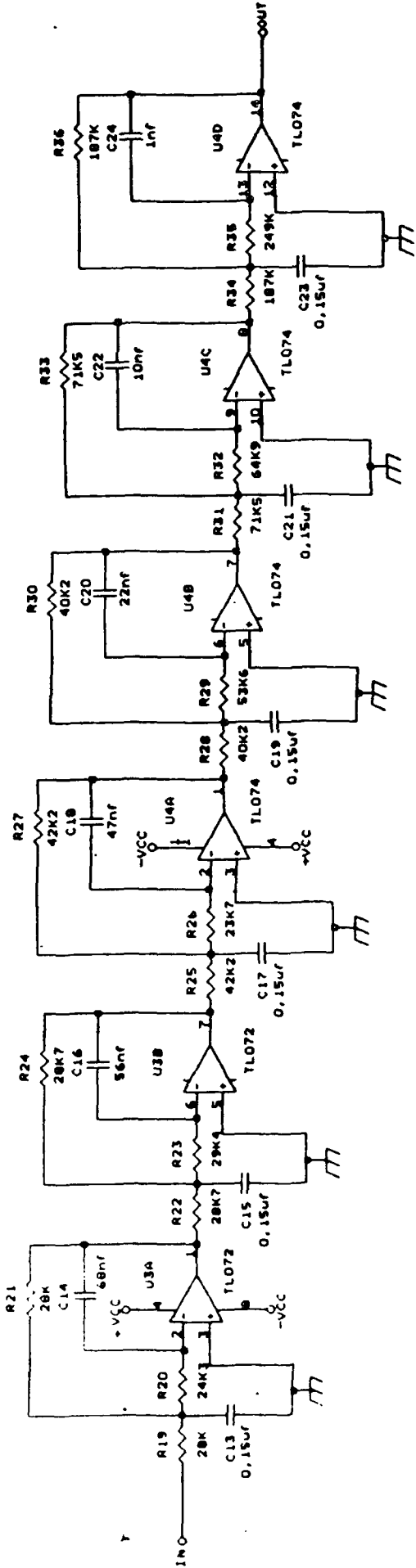
TABELA DE GANHOS DC PARA U3 E U4

CONDICIONADOR DE SINAIS

$F_c = 100\text{Hz}$



$F_c = 60\text{Hz}$



Obs. +VCC = 15V • -VCC = -15V

PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 1/08		
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
01	03	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	1KΩ	PHILIPS	R1, R7, R50
02	06	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	100KΩ	PHILIPS	R2,R3,R8,R9,R18, R22
03	02	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	10K	PHILIPS	R4, R10
04	02	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	133KΩ	PHILIPS	R5, R11
05	02	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	402KΩ	PHILIPS	R6, R12
06	02	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	100 Ω	PHILIPS	R19, R23
07	01	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	442KΩ	PHILIPS	R31
08	02	RESISTOR DE FILME METALICO,0,4W,1%, E-24, MR25	49,9 Ω	PHILIPS	R28, R32

PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 2/08		
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
09	05	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25	10KΩ	PHILIPS	R16,R33,R34,R35, R36
10	01	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25 (OPCIONAL)	100Ω	PHILIPS	R24
11	02	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25	15KΩ	PHILIPS	R25, R27
12	02	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25	220KΩ	PHILIPS	R29, R30
13	06	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24,CR25	4,7KΩ	PHILIPS	R37,R38,R42,R43, R44, R45
14	01	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25	1MΩ	PHILIPS	R41
15	08	RESISTOR DE FILME CARBONO, 0,33W, 5%,E24, CR25	2,2KΩ	PHILIPS	R46, R47, R48, R49 R51, R52, R53, R54

		PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 3/08
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
16	02	POTENCIÔMETRO QUADRADO MULTIVOLTAS, CERMET, 10%, 25 VOLTAS, 0,5W	100KΩ	BOURNS	R13, R14
17	03	POTENCIÔMETRO QUADRADO MULTIVOLTAS CERMET, 10%, 25 VOLTAS, 0,5W	47KΩ	BOURNS	R15, R20, R26
18	02	POTENCIÔMETRO QUADRADO MULTIVOLTAS CERMET, 10%, 25 VOLTAS, 0,5W	10KΩ	BOURNS	R17, R21
19	02	POTENCIÔMETRO QUADRADO MULTIVOLTAS CERMET, 10%, 25 VOLTAS, 0,5W	1KΩ	BOURNS	R39, R40
20	16	CAPACITOR ELETROLITICO, ALUMINIO, 63V, RADIAL, SERIE 85049	1μF/63V	SIEMENS	C1, C4, C5, C8, C9, C12 C13, C16, C18, C21, C22 C25, C27, C29, C31, C33
21	01	CAPACITOR ELETROLITICO, ALUMINIO 100V, RADIAL, SERIE 85042	1,5μF/100V	SIEMENS	C42

		PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 4/08
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
22	07	CAPACITOR ELETROLITICO, ALUMINIO, 50V,RADIAL, SERIE 85049	10µF/50V	SIEMENS	C45, C53, C54, C61, C62, C63, C64
23	19	CAPACITOR CERAMICO, 50V	100KpF/50V	THOMSON	C2,C3,C6,C7,C10, C11,C14,C15,C19,C20 C23,C24,C26,C28,C30 C32,C35,C36,C37
24	01	CAPACITOR CERAMICO 100V	47KpF/100V	THOMSON	C17
25	02	CAPACITOR CERAMICO, MULTICAMADA, 100V, CODIGO VP43ZU684A	0,68µF/100V	VITRAMON	C38, C39
26	18	CAPACITOR POLIESTER METALIZADO, 100V	100KpF/100V	PHILIPS	C34,C40,C41,C43,C44 C46,C47,C48,C49,C50 C51,C52,C55,C56,C57 C65,C66, C67
27	02	CAPACITOR DE POLIESTER METALIZADO100V	1,5nF/100V	PHILIPS	C58, C59
28	01	CAPACITOR CERAMICO, 2KV	20KpF/2KV	THOMSON	C60

		PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 5/08
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
29	02	DIODO DE SINAL	1N4148	PHILIPS	D1,D2
30	02	TRANSISTOR BIPOLAR PNP	2N2907	PHILIPS	Q1,Q2
31	02	AMPLIF. OPERACIONAL ELETROMETRO.	OPA 111 BM	BURR BROWN	U1, U2
32	02	AMPLIFICADOR DE INSTRUM. PROGRAMÁVEL	PGA 202	BURR BROWN	U3, U15
33	01	AMPLIFICADOR DE INSTRUM. PROGRAMÁVEL	PGA 203	BURR BROWN	U4
34	01	AMPLIFICADOR ISOLADOR	ISO 122P	BURR BROWN	U5
35	01	AMPLIFICADOR OPERACIONAL	TLO82	TEXAS	U6
36	02	AMPLIFICADOR OPERACIONAL	OP27	ANAL. DEVICES	U13, U14
37	01	CIRCUITO INTEGRADO REGISTRADOR	LM74HC373	NATIONAL	U8, U11
38	01	CIRCUITO INT. COMPARADOR DIGITAL, 8 BITS	LM74HC688	NATIONAL	U9
39	01	CIRC. INT. COM 3 PORTAS LÓGICAS TIPO NOU	LM74HC27	NATIONAL	U10
40	01	REGULADOR DE TENSÃO +5V/1A	LM7805	NATIONAL	U7
41	01	REGULADOR DE TENSÃO -15V/1A	LM7915	NATIONAL	U16 (N. UTILIZADO)

		PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 6 /08
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
42	03	REGULADOR DE TENSÃO +15V/1A	LM7815	NATIONAL	U21 (N. UTILIZADO) U22, U23
43	04	FOTOACOPLADOR	LM4N35	NATIONAL	U17,U18,U19,U20
44	02	CONVERSOR CC/CC SAIDA : +/- 15VDC	PPD1R5-24-15	LAMBDA	U12, U24
45	02	RELES DE ALTA ISOLAÇÃO C/ 2 CONTATOS NA (OPCIONAIS)	CUPE002A112	RELETEC	RL1, RL2
46	01	BLINDAGEM EXTERNA DE ALUMINIO		CTMSP	
47	07	SOQUETE DE CIRC. INTEGRADO	SPT-4S	CELIS	
48	04	SOQUETE DE CIRC. INTEGRADO	SPT-7S	CELIS	
49	02	SOQUETE DE CIRC. INTEGRADO	SPT-8S	CELIS	
50	02	SOQUETE DE CIRC. INTEGRADO	SPT-10S	CELIS	
51	01	CONECTOR PARA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO, TIPO EURO HIBRIDO	8609360C11376 5000E1	BURNDY	
52	02	CONTATOS DO CONECTOR HIBRIDO, MACHO	8609-F21-41-C1	BURNDY	

		PROJETO: MODULO CONDICIONADOR DE SINAL		EMISSÃO: 26/02/96	PAGINA: 7/08
LISTA DE MATERIAL: ELETROMETRO DE CORRENTE					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
53	02	CONTATOS P/ CABOS DO ELETROMETRO	8609-F11-32-C1	BURNDY	

		PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI		REVISÃO: 0	
				EMISSION: 04/04/96		PÁGINA: 2	
		LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz		AUTOR: Claude Emile Strohl			
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO		
01	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	17K8Ω	PHILIPS	R74		
02	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	20KΩ	PHILIPS	R2,R56		
03	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	22K1Ω	PHILIPS	R38		
04	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	22K6Ω	PHILIPS	R76,R78		
05	05	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	23K7Ω	PHILIPS	R4,R6,R26,R58,R60		
06	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	24K3Ω	PHILIPS	R20,R41		

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI		REVISÃO: 0	
		EMISSÃO: 04/04/96		PÁGINA: 3	
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0 Hz		AUTOR: Claude Emile Strohl			
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
07	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	24K9Ω	PHILIPS	R44
08	08	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	26K1Ω	PHILIPS	R7,R9,R37,R39,R61,R63,R79 R81
09	04	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	26K7Ω	PHILIPS	R1,R3,R55,R57
10	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	27KΩ	PHILIPS	R40,R42
11	04	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	28KΩ	PHILIPS	R19,R21,R73,R75
12	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	28K7Ω	PHILIPS	R22,R24

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI		REVISÃO: 0	
		EMISSÃO: 04/04/96		PÁGINA: 4	
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0 Hz					
AUTOR: Claude Emile Strohl					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
13	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	29K4Ω	PHILIPS	R23
14	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	32K4Ω	PHILIPS	R5,R59
15	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	33K2Ω	PHILIPS	R77
16	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	34KΩ	PHILIPS	R43,R45
17	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	35K7Ω	PHILIPS	R82,R84
18	05	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	36K5Ω	PHILIPS	R10,R12,R47,R64,R66

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI		REVISÃO: 0	
		EMISSÃO: 04/04/96		PÁGINA: 5	
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz					
AUTOR: Claude Emile Strohl					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
19	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	40K2Ω	PHILIPS	R28,R30
20	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	41K2Ω	PHILIPS	R46,R48
21	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	42K2Ω	PHILIPS	R25,R27
22	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	43K2Ω	PHILIPS	R80
23	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	44K2Ω	PHILIPS	R8,R62
24	03	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	46K4Ω	PHILIPS	R11,R65,R83

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI		REVISÃO: 0	
		EMISSÃO: 04/04/96		PÁGINA: 6	
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz		AUTOR: Claude Emile Strohl			
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
25	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	53K6Ω	PHILIPS	R29,R86
26	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	56K2Ω	PHILIPS	R14,R68
27	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	59KΩ	PHILIPS	R50
28	03	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	64K9Ω	PHILIPS	R32,R49,R51
29	06	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	66K5Ω	PHILIPS	R13,R15,R67,R69,R85,R87
30	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	71K5Ω	PHILIPS	R31,R33

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI	REVISÃO: 0		
		EMISSÃO: 04/04/96	PÁGINA: 7		
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
31	08	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	169KΩ	PHILIPS	R16,R18,R52,R54,R70,R72 R88,R90
32	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	187KΩ	PHILIPS	R34,R36
33	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	215KΩ	PHILIPS	R89
34	02	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	221KΩ	PHILIPS	R17,R71
35	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	226KΩ	PHILIPS	R53
36	01	RESISTOR DE METALFILME, 0,4W, 1%, E-24, MR-25	249KΩ	PHILIPS	R35

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI	REVISÃO: 0
		EMISSÃO: 04/04/96	PÁGINA: 8

LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz AUTOR: Claude Emile Strohl

ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
37	06	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	6,8µf	PHILIPS/ICOTRON	C49,C51,C53,C55,C57,C59
38	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	3,3µf	PHILIPS/ICOTRON	C50
39	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	2,2µf	PHILIPS/ICOTRON	C52
40	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	1,5µf	PHILIPS/ICOTRON	C54
41	07	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	1,0µf	PHILIPS/ICOTRON	C37,C39,C41,C43,C45,C47, C56
42	02	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,47µf	PHILIPS/ICOTRON	C38,C58

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI	REVISÃO: 0		
		EMISSÃO: 04/04/96	PÁGINA: 9		
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz		AUTOR: Claude Emile Strohl			
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO
43	07	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,33µf	PHILIPS/ICOTRON	C25,C27,C29,C31,C33,C35, C40
44	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,22µf	PHILIPS/ICOTRON	C42
45	08	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,15µf	PHILIPS/ICOTRON	C13,C15,C17,C19,C21,C23, C26,C44
46	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,12µf	PHILIPS/ICOTRON	C28
47	07	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	0,1µf	PHILIPS/ICOTRON	C1,C3,C5,C7,C9,C11,C30
48	02	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	68nf	PHILIPS/ICOTRON	C14,C46

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI	REVISÃO: 0
		EMISSÃO: 04/04/96	PÁGINA: 11

PROJETO: CONDICIONADOR DE SINAL		ÁREA: RTI	REVISÃO: 0		
		EMISSÃO: 04/04/96	PÁGINA: 10		
LISTA DE MATERIAL: FILTROS ANTI-ALIASING DE 100,60,30,10 e 1,0Hz					
ITEM	QUANT.	DESCRIÇÃO	VALOR/REF.	FABRICANTE	IDENTIFICAÇÃO

49	02	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	56nf	PHILIPS/ICOTRON	C16,C32
50	03	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	47nf	PHILIPS/ICOTRON	C2,C18,C60
51	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	33nf	PHILIPS/ICOTRON	C4
52	03	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	22nf	PHILIPS/ICOTRON	C6,C20,C34
53	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	15nf	PHILIPS/ICOTRON	C8
54	01	CAPACITOR POLIESTER METALI- ZADO, 100V	10nf	PHILIPS/ICOTRON	C22

NEXT K

LOCATE 3, 42
PRINT "GANHO AC"

REM /* ENTRADA DE DADOS */

LOCATE 15, 20
PRINT "Digite o GANHO AC desejado"
INPUT A

LOCATE 17, 20
PRINT "Digite o GANHO DC desejado"
INPUT D

LOCATE 20, 20
PRINT "GANHO AC="; A
LOCATE 21, 20
PRINT "GANHO DC="; D
PRINT "CONFIRMA S/N "
INPUT R\$

IF R\$ = "N" THEN END

SELECT CASE A

CASE 1

IF D = 1 THEN Y = &HC0
IF D = 2 THEN Y = &HC1
IF D = 4 THEN Y = &HC2
IF D = 8 THEN Y = &HC3
IF D = 10 THEN Y = &HC4
IF D = 20 THEN Y = &HC5
IF D = 40 THEN Y = &HC6
IF D = 80 THEN Y = &HC7
IF D = 100 THEN Y = &HC8
IF D = 200 THEN Y = &HC9

CASE 10

IF D = 1 THEN Y = &HD0
IF D = 2 THEN Y = &HD1
IF D = 4 THEN Y = &HD2
IF D = 8 THEN Y = &HD3
IF D = 10 THEN Y = &HD4
IF D = 20 THEN Y = &HD5
IF D = 40 THEN Y = &HD6
IF D = 80 THEN Y = &HD7
IF D = 100 THEN Y = &HD8
IF D = 200 THEN Y = &HD9

CASE 100

IF D = 1 THEN Y = &HE0
IF D = 2 THEN Y = &HE1
IF D = 4 THEN Y = &HE2
IF D = 8 THEN Y = &HE3
IF D = 10 THEN Y = &HE4
IF D = 20 THEN Y = &HE5
IF D = 40 THEN Y = &HE6
IF D = 80 THEN Y = &HE7
IF D = 100 THEN Y = &HE8
IF D = 200 THEN Y = &HE9

END SELECT