



**AUTARQUIA ASSOCIADA À UNIVERSIDADE  
DE SÃO PAULO**

**DESENVOLVIMENTO DE UM AMPLIFICADOR ISOLADOR  
PARA ANÁLISE DE SINAIS DINÂMICOS**

**NICOLAU DYRJAWOJ**

**Dissertação apresentada como parte  
dos requisitos para obtenção do Grau  
de Mestre em Ciências na Área de  
Tecnologia Nuclear - Reatores.**

**Orientador:  
Dr. Eduardo Winston Pontes**

**São Paulo  
2003**

**INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES**  
**Autarquia Associada à Universidade de São Paulo**

**DESENVOLVIMENTO DE UM AMPLIFICADOR ISOLADOR PARA  
ANÁLISE DE SINAIS DINÂMICOS**

**NICOLAU DYRJAWOJ**



Dissertação apresentada como parte dos requisitos para obtenção do Grau de Mestre em Ciências na Área de Tecnologia Nuclear – Reatores.

**Orientador:**

**Dr. Eduardo Winston Pontes**

**SÃO PAULO**

**2003**

À minha esposa, Elisabeth  
Ao meu filho, Alexandre  
Ao meu filho, Víctor

## AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer às pessoas que contribuíram para a realização deste trabalho, em particular:

Ao Dr. Eduardo Winston Pontes, pela valiosa orientação, paciência e oportunidade de trabalhar ao lado de admirável profissional.

Ao Dr. Daniel Kao Sun Ting, pelo incentivo, apoio e acompanhamento.

Ao Dr. Ademar Ferreira, pelas sugestões.

Ao Dr. Adalberto José Soares, pela colaboração.

Ao Dr. Antônio Teixeira e Silva, pelo apoio e pelas sugestões.

Ao Dr. Roberto Navarro de Mesquita, pelo apoio e pelas sugestões.

Ao M.Sc. Alfredo José Alvim de Castro, pelo incentivo e pelas sugestões.

Ao M.Sc. Paulo Henrique Ferraz Masotti, pelo auxílio nos experimentos de rolamento.

Ao M.Sc. Paulo Roberto Bueno Monteiro, pelo apoio e pelas sugestões.

Ao M.Sc. Ricardo Diniz, pelo auxílio nos experimentos de distorção harmônica.

Aos demais amigos e companheiros do IPEN que apoiaram direta, ou indiretamente, a realização deste trabalho.

À minha mãe Maria e ao meu pai Wladimir (em memória), que sempre me apoiaram.

Ao INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES (IPEN) pela oportunidade de realizar este trabalho.

# DESENVOLVIMENTO DE UM AMPLIFICADOR ISOLADOR PARA ANÁLISE DE SINAIS DINÂMICOS

Nicolau Dyrjawoj

## RESUMO

A análise de sinais dinâmicos é uma técnica utilizada em diversas pesquisas no IPEN. Nessa análise, o sistema de monitoração utiliza condicionadores de sinais, aqui denominados de amplificadores isoladores. Para atender tais pesquisas, esses amplificadores devem possuir características especiais que não são encontradas nos principais equipamentos similares disponíveis no mercado. Apresentam-se neste trabalho os aspectos do desenvolvimento e as principais características de um amplificador isolador moderno, aplicável em plantas nucleares, capaz de processar sinais de amplitudes de frações de mV a V, na faixa de frequências de 0,001Hz a 10kHz, e possuindo isolação elétrica entre entrada e saída. Com o objetivo de avaliar e validar tal equipamento realizou-se uma série de experimentos. Os resultados obtidos demonstraram a viabilidade de sua utilização, com características adequadas, para a aplicação proposta. Este estudo possibilita a substituição do antigo amplificador isolador, desenvolvido no IPEN em meados da década de oitenta.

# **DEVELOPMENT OF AN ISOLATING AMPLIFIER FOR DYNAMIC SIGNAL ANALYSIS**

**Nicolau Dyrjawoj**

## **ABSTRACT**

Several researches at IPEN have been using dynamic signal analysis. In this analysis, the monitoring system is based on signal conditioners, which are called isolating amplifiers in this present work. In order to fulfill most of the research needs, these amplifiers must present special features, which are not found in commercially available similar equipment. This work describes the characteristics and development aspects of a modern isolating amplifier that is applicable to nuclear plants. Presenting input-output electrical isolation, the amplifier is able to process signals with amplitude ranging from fractions of mV to V and frequency from 0.001Hz to 10kHz. A set of experiments was performed to evaluate and validate the proposed equipment. The results demonstrate its feasibility and adequacy to the proposed application. This study enables the replacement of the old isolating amplifier previously developed at IPEN in the middle of the 1980s.

## SUMÁRIO

	Página
<b>INTRODUÇÃO</b> .....	01
<b>OBJETIVO</b> .....	02
<b>APRESENTAÇÃO DO TRABALHO</b> .....	03
<b>1. ANÁLISE DE SINAIS DINÂMICOS</b> .....	04
1.1 Introdução .....	04
1.2 Análise de sinais dinâmicos em plantas nucleares .....	05
1.3 Análise de sinais dinâmicos no IPEN .....	06
1.3.1 Laboratório de Análise de Vibração .....	07
1.4 Sistema de monitoração de sinais dinâmicos .....	09
1.4.1 Transdutor .....	10
1.4.2 Condicionador de sinais .....	10
1.4.3 Interface de aquisição de dados .....	11
1.4.4 Microcomputador .....	12
1.4.5 Programa para aquisição e processamento de sinais .....	12
<b>2. FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b> .....	14
2.1 Introdução .....	14
2.2 Erros no sinal de interesse .....	15
2.2.1 Compatibilidade eletromagnética .....	15
2.2.2 Absorção dielétrica .....	18
2.2.3 Ruído gerado nos componentes eletrônicos .....	20
2.2.3.1 Ruído térmico .....	23
2.2.3.2 Ruído de baixa frequência .....	24
2.2.3.3 Ruído "shot" .....	24
2.2.3.4 Ruído "popcorn" .....	25

2.2.3.5 Ruído em resistores .....	25
2.2.3.6 Ruído em amplificadores operacionais .....	26
2.3 Processamento do sinal no computador .....	28
2.3.1 Aliasing .....	29
2.3.2 Filtros "anti-aliasing" .....	30
2.3.2.1 Filtro de Butterwort .....	34
2.3.2.2 Filtro de Chebyshev .....	34
2.3.2.3 Filtro de Bessel .....	35
<b>3. DESENVOLVIMENTO DO AMPLIFICADOR ISOLADOR .....</b>	<b>36</b>
3.1 Introdução .....	36
3.2 Interfaces do amplificador .....	37
3.3 Arquitetura do amplificador isolador .....	39
3.3.1 Filtro passa-altas .....	41
3.3.2 Estágio de amplificação .....	42
3.3.2.1 Amplificador operacional .....	45
3.3.2.2 Ganho máximo de cada amplificador .....	46
3.3.2.3 Ruído do estágio de entrada .....	48
3.3.2.3.1 Cálculo da tensão eficaz do ruído total equivalente de entrada do A. I. ....	50
3.3.3 Estágio de isolamento .....	53
3.3.3.1 Isolador de sinais .....	55
3.3.3.2 Conversor DC/DC isolado .....	56
3.3.3.3 Conjunto de foto-acopladores .....	57
3.3.4 Estágio do filtro passa-baixas .....	58
3.3.4.1 Polinômios de Butterworth .....	58
3.3.4.2 Implementação .....	59
3.3.4.3 Ferramenta de cálculo .....	62
3.3.5 Indicador de saturação .....	63
3.3.6 "Buffer" de saída .....	64
3.3.7 Fonte de alimentação não-isolada .....	65
3.4 Aspectos construtivos .....	65
3.4.1 Placa de circuito impresso .....	66

3.4.2 Blindagens .....	69
<b>4. TESTES E RESULTADOS .....</b>	<b>71</b>
4.1 Introdução .....	71
4.2 Distorção Harmônica .....	73
4.2.1 Medição da Distorção Harmônica .....	74
4.2.2 Resultados .....	76
4.3 Ruído do amplificador isolador .....	80
4.3.1 Medição do ruído do amplificador isolador .....	81
4.3.2 Resultados .....	82
4.4 Resposta em frequência do amplificador isolador .....	85
4.4.1 Curva de ganho x frequência .....	86
4.4.2 Curva de fase-frequência .....	86
4.4.3 Resultados .....	87
4.5 Isolação .....	89
4.5.1 Avaliação da isolação .....	90
4.5.2 Resultados .....	91
4.6 Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR) .....	93
4.6.1 Medição da Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR) .....	94
4.6.2 Resultados .....	96
4.7 Análise de vibração em rolamentos .....	97
4.7.1 Objetivo do experimento .....	98
4.7.2 Componentes do experimento .....	99
4.7.2.1 Rolamento de teste .....	99
4.7.2.2 Simulador de Falhas de Maquinaria .....	99
4.7.2.3 Sistemas de monitoração de sinais dinâmicos .....	100
4.7.3 Descrição do experimento .....	102
4.7.4 Resultados .....	104
<b>5. CONCLUSÕES .....</b>	<b>110</b>

<b>APÊNDICES</b> .....	113
<b>A.1 Apêndice do capítulo 1</b> .....	114
A.1.1 Sistema condicionador de sinais .....	114
<b>A.2 Apêndice do capítulo 2</b> .....	115
A.2.1 Transformada de Fourier .....	115
<b>A.3 Apêndice do capítulo 3</b> .....	117
A.3.1 Características de alguns condicionadores similares existentes no mercado .....	117
A.3.2 Esquema elétrico do amplificador isolador .....	118
A.3.3 Lista de componentes do amplificador isolador .....	125
A.3.4 Dados para o cálculo da tensão eficaz do ruído total equivalente de entrada .....	127
A.3.5 Cálculo do filtro de 100Hz utilizando-se o programa FILTER2.EXE .....	128
A.3.6 Cálculo do filtro de 1kHz utilizando-se o programa FILTER2.EXE .....	128
<b>A.4 Apêndice do capítulo 4</b> .....	129
A.4.1 Características do amplificador isolador AI-B2 .....	129
A.4.2 Tabela comparativa das características dos amplificadores do CEND .....	130
A.4.3 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-A para ganho 12.800 .....	131
A.4.4 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B1 para ganho 10.000 .....	131
A.4.5 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (com blindagem e ganho 1.000) ..	132
A.4.6 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (sem blindagem e ganho 1.000) ...	132
A.4.7 Curva do ganho x frequência do filtro de 1kHz .....	133
A.4.8 Curva da fase x frequência do filtro de 1kHz .....	133
A.4.9 Curva do ganho x frequência do filtro de 10kHz .....	134
A.4.10 Curva da fase x frequência do filtro de 10kHz .....	134
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b> .....	135

## LISTA DE FIGURAS

	<b>Página</b>
Figura 1.1 - Exemplo de espectro de potência dos sinais provenientes de dois transdutores de deslocamento num PWR .....	06
Figura 1.2 - Diagrama simplificado de uma configuração do simulador de falhas em maquinaria (MFS) do L. A. V. do CEN .....	08
Figura 1.3 - Vista superior da posição dos acelerômetros do MFS .....	09
Figura 1.4 - Diagrama de blocos de um sistema de monitoração de sinais dinâmicos (1 canal) .....	10
Figura 2.1 - Tensão nos terminais de um capacitor devido à absorção dielétrica ....	18
Figura 2.2 - Tensão de erro devido à absorção dielétrica para diversos tipos de capacitores .....	19
Figura 2.3 - Circuito equivalente para análise de ruído de uma resistência .....	23
Figura 2.4 - Espectro de potência (PSD) da tensão de ruído de um resistor de carvão de 10k $\Omega$ em função da corrente .....	26
Figura 2.5 - Modelo de ruído de um amplificador operacional .....	27
Figura 2.6 - Espectro $X_c(f)$ do sinal $x_c(t)$ no domínio de tempo contínuo .....	29
Figura 2.7 - Espectros $X_a(f)$ do sinal amostrado $x_a(t)$ com $f_a > 2.f_m$ e $f_a < 2.f_m$ .....	29
Figura 2.8 - Filtro passa-baixas real .....	31
Figura 2.9 - Ganho x frequência de diversos filtros passa-baixas de quarta ordem e frequência de corte 10kHz .....	32
Figura 2.10 - Fase x frequência de diversos filtros passa-baixas de quarta ordem e frequência de corte 10kHz .....	33
Figura 3.1 - Interfaces do amplificador isolador .....	37
Figura 3.2 - Arquitetura do amplificador isolador .....	39
Figura 3.3 - Esquema simplificado do circuito do filtro passa-altas .....	41
Figura 3.4 - Estágio de amplificação do amplificador isolador .....	44
Figura 3.5 - Amplificador não-inversor e o seu diagrama de blocos .....	46

Figura 3.6 - Curva do módulo da resposta em frequência do operacional OPA627AM, com: frequência máxima de operação, ganho de malha aberta correspondente, e ganho de malha fechada do amplificador .....	47
Figura 3.7 - Modelo para análise de ruído do estágio de entrada .....	49
Figura 3.8 - Malha de corrente entre os dois terras .....	53
Figura 3.9 - Componentes responsáveis pela isolação elétrica: isolador de sinais, conversor DC/DC e conjunto de foto-acopladores .....	54
Figura 3.10 - Diagrama de blocos do isolador de sinais de acoplamento capacitivo ...	55
Figura 3.11 - Resposta em frequência normalizada do filtro passa-baixas: módulo ou simplesmente "ganho" e fase .....	59
Figura 3.12 - Célula MFB de dois pólos .....	60
Figura 3.13 - Circuito do estágio do filtro passa-baixas do amplificador isolador constituído de três filtros de Butterworth de 4 pólos passa-baixas com frequências de corte de 100Hz, 1kHz e 10kHz, seleccionáveis por meio de X6, X7 e X8 .....	61
Figura 3.14 - Interface homem máquina do programa da Burr-Brown para projeto de filtros .....	62
Figura 3.15 - Circuito do indicador de saturação .....	63
Figura 3.16 - Circuito do "buffer" de saída .....	64
Figura 3.17 - Circuito da fonte de alimentação não-isolada do amplificador isolador	65
Figura 3.18 - Regiões da placa de circuito impresso do amplificador isolador .....	67
Figura 3.19 - Conjunto de blindagens do amplificador isolador .....	69
Figura 4.1 - Fotos do módulo amplificador isolador e do módulo experimental de configuração .....	71
Figura 4.2 - Exemplo de distorção harmônica de um sinal senoidal de 50Hz .....	73
Figura 4.3 - Esquema do sistema de medição utilizado para determinar a distorção harmônica dos amplificadores isoladores .....	75
Figura 4.4 - Comportamento da DHT do gerador e dos amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A) em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário e frequência de corte máxima do filtro passa-baixas dos amplificadores, e frequência do sinal de 100Hz .....	77

Figura 4.5 -	Comportamento da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho (1, 10, 100, 1000), frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz .....	78
Figura 4.6 -	Comportamento da DHT do gerador e do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário, frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz e 1kHz .....	79
Figura 4.7 -	Esquema do sistema de medição utilizado para determinar o ruído dos amplificadores .....	82
Figura 4.8 -	Tensão de ruído de saída e seu espectro de potência do amplificador AI-B2 para ganho 10.000 e faixa de frequências de 0,001– 10kHz ...	84
Figura 4.9 -	Experimento para determinar a parte da curva de ganho x frequência definida pelo filtro passa-baixas .....	86
figura 4.10 -	Experimento para determinar a parte da curva de fase x frequência definida pelo filtro passa-baixas .....	87
Figura 4.11 -	Curvas teórica e experimental do ganho x frequência do filtro de 100Hz .....	88
Figura 4.12 -	Curvas teórica e experimental de fase x frequência do filtro de 100Hz .....	88
Figura 4.13 -	Esquema do sistema de medição utilizado para avaliar a mínima isolamento necessária para o amplificador isolador .....	90
Figura 4.14 -	PSD do sinal de saída do amplificador isolador para um sinal de entrada de 900mV (1kHz) e uma tensão de 0V aplicada entre os terras do equipamento .....	92
Figura 4.15 -	PSD do sinal de saída do amplificador isolador para um sinal de entrada de 900mV (1kHz) e uma tensão de 120Vrms aplicada entre os terras do equipamento .....	92
Figura 4.16 -	Tensão de modo comum aplicada num amplificador diferencial .....	94
Figura 4.17 -	Esquema utilizado para determinar a CMRR do amplificador isolador .....	95

Figura 4.18 - Componentes e parâmetros dos rolamentos utilizadas no cálculo das frequências características .....	97
Figura 4.19 - Esquema do MFS utilizado para o experimento de rolamento .....	100
Figura 4.20 - Sistema de monitoração AI-B2, utilizado para a avaliação do amplificador isolador AI-B2 .....	101
Figura 4.21 - Sistema de monitoração de referência, utilizado como padrão de comparação .....	102
Figura 4.22 - PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz) .....	106
Figura 4.23 - PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do sistema de monitoração de referência (com ganho de 100 mV/ms <sup>-2</sup> ) .....	106
Figura 4.24 - Frequências de rotação do eixo provenientes do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz) .....	107
Figura 4.25 - Frequências de rotação do eixo provenientes do sistema de monitoração de referência (com ganho de 100 mV/ms <sup>-2</sup> ) .....	107
Figura 4.26 - Frequências do defeito do rolamento provenientes do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz) .....	108
Figura 4.27 - Frequências do defeito do rolamento provenientes do sistema de monitoração de referência (com ganho de 100 mV/ms <sup>-2</sup> ) .....	108
Figura 4.28 - PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do amplificador de carga Brüel & Krær (com ganho de 100 mV/ms <sup>-2</sup> ) do sistema de monitoração de referência .....	109
Figura 4.29 - PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do amplificador AI-B2 (com ganho unitário e frequência de corte superior 10kHz) do sistema de monitoração de referência .....	109
Figura A.1.1- Sistema condicionador de sinais dinâmicos .....	114
Figura A.3.2- Esquema elétrico do amplificador isolador .....	118
Figura A.3.4- Curva da densidade de tensão de ruído do OPA627AM fornecida pelo fabricante .....	127

Figura A.3.5 - Cálculo do filtro de 100Hz utilizando-se o programa Filter2.EXE ..	128
Figura A.3.6 - Cálculo do filtro de 1kHz utilizando-se o programa Filter2.EXE ....	128
Figura A.4.3 - Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-A para ganho 12.800 .....	131
Figura A.4.4 - Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B1 para ganho 10.000 .....	131
Figura A.4.5 - Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (com blindagem e ganho 1.000) .....	132
Figura A.4.6 - Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (sem blindagem e ganho 1.000) .....	132
Figura A.4.7 - Curvas teórica e experimental do ganho x frequência do filtro de 1kHz .....	133
Figura A.4.8 - Curvas teórica e experimental de fase x frequência do filtro de 1kHz .....	133
Figura A.4.9 - Curvas teórica e experimental do ganho x frequência do filtro de 10kHz .....	134
Figura A.4.10- Curvas teórica e experimental de fase x frequência do filtro de 10kHz .....	134

## LISTA DE TABELAS

	<b>Página</b>
Tabela 2.1 - Condutividades e permeabilidades (relativas) de alguns materiais típicos .....	16
Tabela 2.2 - Composições típicas de algumas ligas de ferro-níquel .....	16
Tabela 2.3 - Constantes utilizadas para cálculo de perdas por reflexão .....	17
Tabela 2.4 - Absorção dielétrica para diversos tipos de capacitores .....	20
Tabela 3.1 - Comutação dos ganhos do estágio de amplificação .....	44
Tabela 3.2 - Valores para o cálculo da tensão eficaz do ruído total equivalente de entrada do amplificador isolador .....	51
Tabela 3.3 - Pólos da função de transferência de um filtro Butterworth de quarta ordem .....	59
Tabela 3.4 - Isolação dos componentes responsáveis pelo estágio de isolação .....	68
Tabela 3.5 - Eficiência das blindagens utilizadas no amplificador isolador .....	70
Tabela 4.1 - DHT do gerador e dos amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A) em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário e frequência de corte máxima do filtro passa-baixas dos amplificadores, e frequência do sinal de 100Hz .....	77
Tabela 4.2 - DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho (1, 10, 100, 1000), frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz .....	78
Tabela 4.3 - DHT do gerador e do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário, frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz e 1kHz .....	79
Tabela 4.4 - Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho elevado ( $\geq 10.000$ ) .....	83

Tabela 4.5 - Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho unitário .....	83
Tabela 4.6 - Ruído do amplificador AI-B2 para diversos ganhos e faixa de frequências de 0,001–10.000Hz .....	83
Tabela 4.7 - Efeito da blindagem no amplificador AI-B2 para ganho 1.000 e faixa de frequências de 0,001–10.000Hz .....	83
Tabela 4.8 - Algumas frequências de interesse da curva experimental e teórica de ganho x frequência dos filtros de 100Hz, 1kHz e 10kHz .....	89
Tabela 4.9 - Valores obtidos nas medidas para determinar a CMRR .....	96
Tabela 4.10 - Valores calculados da CMRR do amplificador isolador .....	96
Tabela 4.11 - Frequências características teóricas do rolamento .....	103
Tabela 4.12 - Frequências experimentais de rotação do eixo .....	104
Tabela 4.13 - Frequências teóricas e experimentais do defeito da pista externa .....	105
Tabela A.3.1- Características de condicionadores de sinais similares existentes no mercado .....	117
Tabela A.3.3- Lista de componentes do amplificador isolador .....	125
Tabela A.4.1- Características do Amplificador isolador AI-B2 .....	129
Tabela A.4.2- Características dos amplificadores isoladores do CEND .....	130

## INTRODUÇÃO

A utilização de técnicas de análise de sinais dinâmicos permite obter informações dos processos que ocorrem numa determinada planta industrial. Particularmente numa central nuclear, essas técnicas possuem grande utilidade, uma vez que normalmente seu circuito primário não é acessível devido à presença da radiação nuclear, como também qualquer parada desnecessária resulta em custos elevados.

Uma grande aplicação dessas técnicas é a detecção precoce do aparecimento de danos ou anomalias em componentes da planta. Como exemplo, por meio da análise de vibração, podemos identificar os desgastes das peças, a fadiga do material, rachaduras e outros defeitos. Em reatores nucleares, o estudo do sinal proveniente das câmaras de ionização permite avaliar condições de operação dos elementos combustíveis[1, 2].

Se algum sinal não habitual for identificado e as suas causas forem corretamente interpretadas, então, neste caso, é possível controlar uma falha. O tempo e o custo da manutenção da planta podem ser reduzidos, pois com a detecção precoce do aparecimento da falha, melhora-se a qualidade da manutenção preventiva.

Para implementar esse tipo de análise, é necessária a utilização de um sistema de monitoração de sinais dinâmicos compatível com os sinais de interesse. Uma parte de grande importância desse sistema é a de condicionamento de sinal realizada pelo equipamento aqui denominado "amplificador isolador"[3].

## OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é o estudo, desenvolvimento, e construção de um protótipo amplificador isolador com interface adequada para um sistema de configuração de ganho e frequência microprocessado. Tal equipamento deve possuir características elétricas especiais conjugadas de ganho-filtragem-isolação que não existem em equipamentos similares dos principais fabricantes de condicionadores de sinais encontrados no mercado. Particularmente, esse amplificador deve possuir uma isolação elétrica superior a 118 Vac e um ganho de tensão de até 10.000, de maneira a ser capaz de analisar sinais dinâmicos de amplitudes de frações de mV a V, com frequências na faixa de 0,001Hz a 10kHz. Como objetivo geral, pretende-se atender a uma ampla gama de aplicações, possibilitando sua interligação a vários tipos de sensores de processos.

Finalmente, como resultado deste trabalho, pretende-se substituir o amplificador isolador desenvolvido no IPEN em meados dos anos 80, denominado de "filtro amplificador isolador modelo 036-ZZ"[4]. Nos últimos quinze anos, houve uma grande evolução dos componentes eletrônicos, justificando o desenvolvimento de um novo equipamento com melhor desempenho. Tal equipamento é hoje utilizado pelo grupo de análise de sinais dinâmicos do Centro de Engenharia Nuclear (CEN) do Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares (IPEN).

## APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos necessários para descrever: a utilização do amplificador isolador, a teoria necessária para o seu desenvolvimento, seus circuitos eletrônicos, e os testes de avaliação e validação<sup>1</sup> realizados. Deste modo:

- No capítulo 1 descrevem-se os aspectos da análise de sinais dinâmicos realizada em plantas nucleares e particularmente no IPEN, e faz-se uma apresentação da organização dos sistemas de monitoração de sinais dinâmicos.
- No capítulo 2 apresentam-se os fundamentos teóricos necessários para o desenvolvimento do amplificador isolador, visando evitar a introdução de erros e informações não existentes no sinal processado.
- No capítulo 3 detalha-se o desenvolvimento da arquitetura e dos circuitos eletrônicos do amplificador isolador. Descrevem-se, também, os aspectos construtivos mais relevantes, necessários para garantir compatibilidade eletromagnética e isolamento elétrica entre entrada e saída.
- No capítulo 4 descrevem-se os testes realizados para avaliar e validar o equipamento, e apresentam-se os resultados obtidos.
- E finalmente, as conclusões, os comentários e as recomendações, constituem o Capítulo 5.

---

<sup>1</sup>Neste texto a palavra "validar" possui o seguinte significado: Comparar os resultados obtidos, utilizando-se o protótipo numa aplicação real, com os resultados obtidos por um equipamento de referência nas mesmas condições, demonstrando a adequação do protótipo para tal aplicação.

## **CAPÍTULO 1**

### **ANÁLISE DE SINAIS DINÂMICOS**

#### **1.1 Introdução**

Considera-se neste texto o termo "sinal dinâmico" como sendo a variação determinística ou aleatória de nível médio zero (componente ac) de um sinal proveniente de um transdutor. Desse modo, a componente de frequência zero não é considerada. Esse sinal dinâmico é também denominado neste texto como "sinal de interesse".

A técnica de análise de sinais dinâmicos está presente nos estudos de processos (tais como a análise de vibração e análise de ruído neutrônico) e na análise da integridade de sensores eletrônicos (como exemplo, a análise de tempo de resposta). Neste item, enfatiza-se a descrição da aplicação do amplificador isolador em análise de vibração.

Como exemplo, a técnica de análise de vibração é muito utilizada pela indústria para a avaliação do estado de funcionalidade de máquinas em sua rotina de trabalho e para solução de problemas durante a análise do processo. Sendo uma técnica não destrutiva, ela é uma das principais ferramentas da manutenção preventiva. Em especial, a indústria utiliza este método para determinar falhas em componentes de máquinas rotativas[5-7].

A operação de equipamentos eletromecânicos gera vibrações que possuem informações importantes sobre o estado da máquina. Essas vibrações podem ser produzidas pelo funcionamento normal ou defeituoso da máquina. As vibrações relacionadas às falhas, como as resultantes de desbalanceamento, desalinhamento e ressonância, devem ser identificadas e corrigidas.

Os sinais provenientes da análise de vibração são normalmente complexos. Para se realizar o diagnóstico desses sinais, é necessário utilizar ferramentas matemáticas tais como o espectro de frequência do sinal. Esse espectro é obtido por meio da transformada de Fourier.

Este capítulo descreve a análise de sinais dinâmicos utilizados em plantas nucleares e em alguns centros de pesquisa do IPEN. Também, apresenta o laboratório de vibração do CEND, descreve o sistema de monitoração de sinais dinâmicos, e define as características necessárias do módulo amplificador isolador (parte integrante do sistema condicionador de sinais).

## **1.2 Análise de sinais dinâmicos em plantas nucleares**

A análise de sinais dinâmicos é uma técnica aprovada para determinar a condição de operação dos componentes de plantas nucleares, indicando o aparecimento de prováveis falhas mecânicas. Em especial, utilizam-se as técnicas de análise de vibração e acústica nos reatores refrigerados a água pressurizada (PWR)[1].

Em reatores nucleares pode-se utilizar a técnica da análise de sinais dinâmicos para diagnosticar o estado de funcionalidade do gerador de vapor, das bombas do refrigerante, dos componentes internos do núcleo do reator, e a integridade de sensores (tais como: detetores de nêutrons, termopares e sensores de pressão). Ela também é utilizada para estudar alguns parâmetros nucleares, como os coeficientes de reatividade e o fluxo de nêutrons, e também parâmetros termodinâmicos, como a velocidade do fluxo do refrigerante e a variação da pressão[1, 2, 8, 9, 10].

Particularmente, a análise de vibração é utilizada para detectar defeitos, tais como: partes perdidas no vaso do reator, fadiga de materiais, e rachaduras. Isto é realizado por uma série de acelerômetros ligados no lado de fora do reator[11], que monitoram o movimento do vaso; e pela instrumentação do reator, que recebe sinais, principalmente, provenientes de câmaras de ionização e termopares.

O movimento de vibração dos componentes mecânicos internos ao vaso do reator produz alterações no volume do moderador, causando variações de reflexão de nêutrons. Essas variações são detectadas como sinal dinâmico pelos detectores de fluxo de nêutrons (câmaras de ionização internas e externas ao núcleo). Nos termopares, a componente dinâmica provém de fenômenos físicos tais como a formação de bolhas no refrigerante do reator.

Como exemplo, ilustra-se na figura 1.1 a densidade espectral de potência, também denominada "espectro de potência", dos sinais provenientes de dois transdutores de deslocamento absoluto situados no topo do vaso de pressão de um reator de água pressurizada (PWR) de 1350W. Os espectros contêm informações sobre: as diferentes variações de pressão (a), o desbalanceamento das principais bombas de refrigeração (b), a vibração da montagem do suporte do núcleo (c), os movimentos do "core barrel" e do vaso de pressão (d), e o movimento do conjunto total do reator (e)[2].

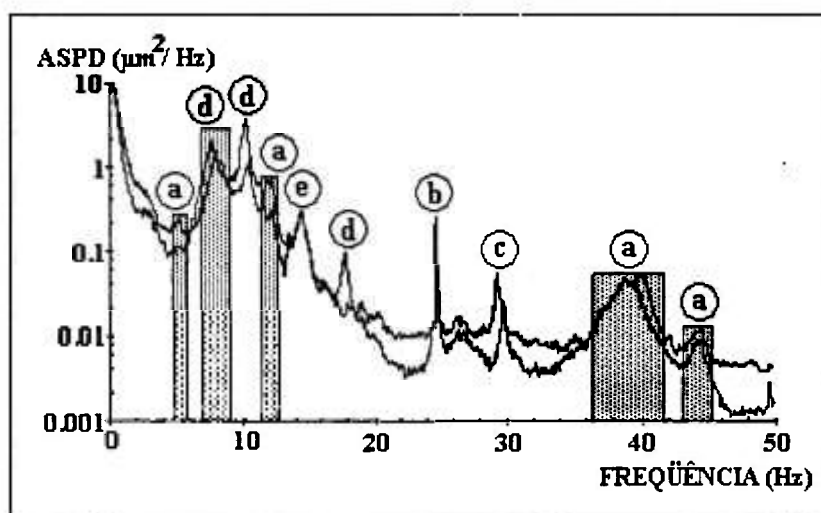


Figura 1.1. Exemplo de espectro de potência dos sinais provenientes de dois transdutores de deslocamento num PWR

### 1.3 Análise de sinais dinâmicos no IPEN

Emprega-se a técnica de análise de sinais dinâmicos nos centros do Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares (IPEN), tais como: o Centro de Engenharia Nuclear

(CEN) e o Centro do Reator de Pesquisas (CRPq). Neles, desenvolvem-se trabalhos onde analisam-se dados provenientes de transdutores nos reatores nucleares IEA-R1[12] e UCRI-MB01 e de diversos outros experimentos[13]. Como exemplo, pode-se citar a pesquisa para avaliação do estado de funcionamento das bombas dos circuitos primário e secundário do reator IEA-R1[14, 15].

Para realizar tais trabalhos, é necessário utilizar um sistema de monitoração de sinais dinâmicos. O amplificador isolador, parte desse sistema e tema desta dissertação, é um condicionador de sinais com características específicas que foi desenvolvido especialmente para o grupo do CEND. Tem como objetivo auxiliar nas pesquisas desenvolvidas no Laboratório de Análise de Vibração do Centro de Engenharia Nuclear (CEN) do IPEN, particularmente, na pesquisa de análise de vibração das bombas do circuito primário do reator IEA-R1, além de possibilitar sua utilização em diversos experimentos desenvolvidos por grupos de pesquisa do CEN. Como exemplos de atividades de pesquisa do CEN podem-se citar:

1. Análise de ruído neutrônico IPEN/MB-01[16].
2. Estudo da vibração induzida por ebulição subresfriada em feixe de varetas aquecidas[17-20].
3. Monitoração de vibração no sistema de alimentação do gerador de vapor de ANGRA I[21].
4. Medida de tempo de resposta de sensores de pressão e temperatura[22, 23].
5. Reconhecimento de padrões em análise de vibração.

### **1.3.1 Laboratório de Análise de Vibração**

Para realizar estudos e experimentos controlados de análise de sinais dinâmicos em máquinas rotativas, o CEN possui um Laboratório de Análise de Vibração equipado com um equipamento denominado de "simulador de falhas em maquinaria" ("Machinery Fault Simulator" - MFS). Este equipamento, modelo MFSv2.0 da empresa SpectraQuest, Inc.[24], é uma ferramenta utilizada para a análise de assinatura das falhas comuns em máquinas rotativas.

Tal equipamento é interligado com um sistema de monitoração de sinais dinâmicos que possibilita o estudo das características (ex: espectros) de vibração correspondentes a diferentes falhas em componentes mecânicos. Esse arranjo tem por objetivo final utilizar os dados resultantes para aprender a diagnosticar a ocorrência das falhas.

O MFS, projetado para configurar facilmente os diferentes componentes que formam o equipamento (tais como rolamentos, eixos, engrenagens e correias), tem a finalidade de simular desbalanceamento, desalinhamento e diversos defeitos. Na figura 1.2 apresenta-se o diagrama simplificado de uma configuração específica do MFS utilizada para análise de rolamentos. Ele é constituído por:

- ❑ Motor (A1)
- ❑ Controle eletrônico de velocidade (A2)
- ❑ Eixo principal (A3)
- ❑ Rolamentos (A4)
- ❑ Disco de inércia (A5)
- ❑ Controle de alinhamento (A6)

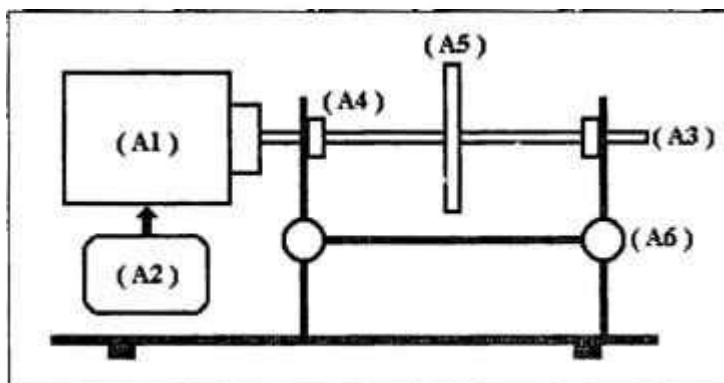


Figura 1.2. Diagrama simplificado de uma configuração do simulador de falhas em maquinaria (MFS) do Laboratório de Análise de Vibração do CEN

Com o objetivo de realizar os experimentos de análise de vibração, o MFS possui um conjunto de oito acelerômetros utilizados para a captura dos sinais. Conforme ilustrado na figura 1.3, eles estão posicionados em pontos específicos, de modo a efetuar leituras de vibração nas direções dos eixos x (2, 4, 6, 8), y (3) e z (1, 5, 7).

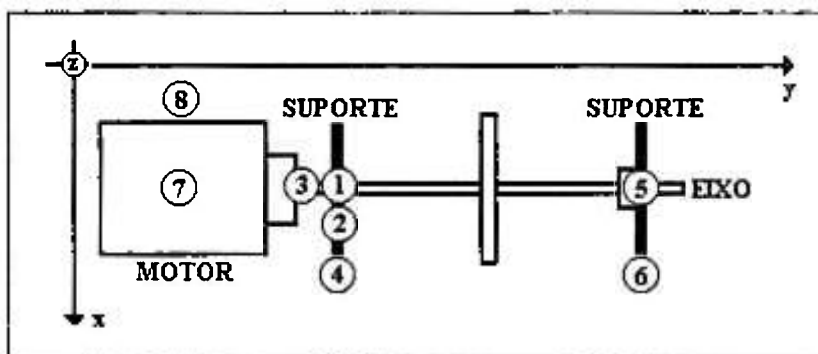


Figura 1.3. Vista superior da posição dos acelerômetros do MFS

#### 1.4 Sistema de monitoração de sinais dinâmicos

A análise de sinais em monitoração e diagnóstico utiliza um conjunto de equipamentos interligados, aqui denominado de "sistema de monitoração de sinais dinâmicos". Basicamente, esse sistema realiza o condicionamento e aquisição do sinal e posterior processamento em microcomputadores. Para isso, o sistema condiciona de forma adequada a componente dinâmica do sinal proveniente de transdutores instalados nos equipamentos monitorados, e em seguida, faz sua conversão analógica-digital. Numa configuração moderna, um microcomputador, possuindo um programa de processamento de sinais adequado, faz o controle do sistema e a análise do sinal digitalizado. Como exemplo, utilizando-se um algoritmo que implemente a análise de Fourier, pode-se identificar falhas associadas ao aparecimento de componentes de frequência de características anormais no espectro do sinal. Ilustra-se na figura 1.4 o esquema experimental básico de um canal de um sistema de monitoração de sinais dinâmicos. Ele é constituído de:

- Transdutor (A1a), pré-condicionador do sinal (A1b) e fonte (A1c)
- Condicionador de sinais (A2)
- Interface de aquisição de dados (A3)
- Microcomputador (A4)
- Programa para aquisição e processamento de sinais (A5)

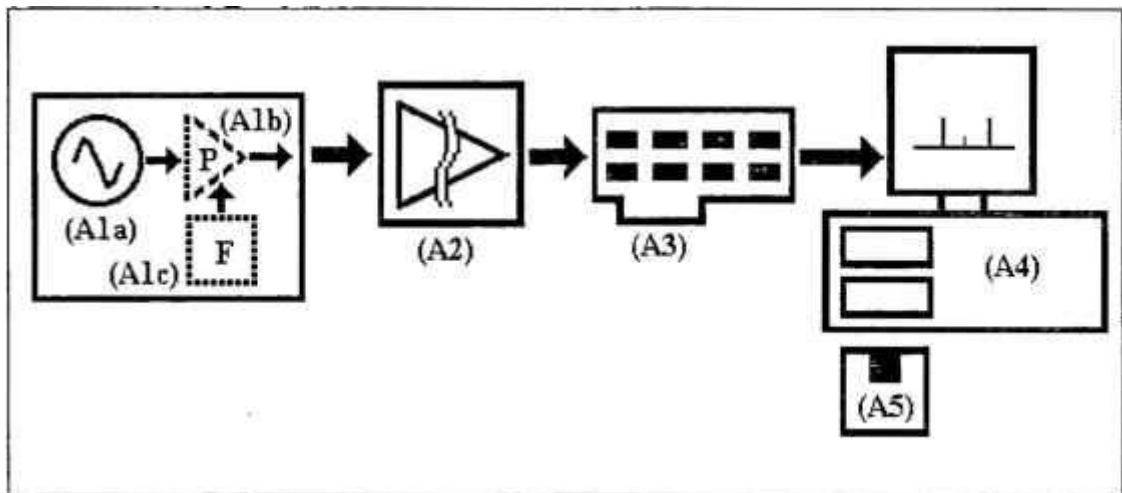


Figura 1.4. Diagrama de blocos de um sistema de monitoração de sinais dinâmicos (1 canal)

#### 1.4.1 Transdutor

É um componente utilizado para converter a variável de interesse em sinal elétrico (A1a). É instalado normalmente no equipamento que está sendo monitorado e pode eventualmente estar conectado a uma primeira eletrônica necessária para um pré-condicionamento e transmissão do sinal para os demais equipamentos (tais como: pré-amplificador (A1b) e fonte (A1c)). Utilizam-se em geral sensores do tipo: acelerômetro, sensor de processo (termopar, sensores de vazão, nível, pressão, etc.), e câmara de ionização.

#### 1.4.2 Condicionador de sinais

Denominado de amplificador isolador, o condicionador de sinais, é utilizado para filtrar, isolar e amplificar o sinal, antes de sua digitalização. Inicialmente, o condicionador separa o sinal dinâmico (variação) do sinal proveniente do sensor, por meio de um filtro passa-altas de baixa frequência de corte. Com o objetivo de preparar o sinal para digitalização, o condicionador normalmente amplifica o sinal dinâmico resultante, e em seguida, limita sua frequência superior por meio de um filtro passa-baixas de ordem

elevada (função "anti-aliasing"). Também, o condicionador separa eletricamente o processo do sistema de monitoração, por meio de isolamento elétrica.

O amplificador isolador, tema desta dissertação, faz parte do "sistema condicionador de sinais dinâmicos" constituído de um conjunto de amplificadores isoladores e outros componentes, capaz de processar os sinais provenientes de diversos transdutores instalados no equipamento monitorado. Tal sistema, descrito no apêndice (A.1.1), é basicamente composto de: amplificadores isoladores, módulo de configuração digital, e fonte de alimentação geral.

### **1.4.3 Interface de aquisição de dados**

É uma interface destinada a converter o sinal analógico em digital. Normalmente possui vários canais de entrada, sendo necessário realizar também a função de seleção ("multiplex") de um canal para conversão.

Os seguintes parâmetros são de importância na seleção de uma interface de aquisição de dados: taxa de amostragem máxima, resolução, número de entradas (canais), e faixa de operação.

A taxa de amostragem máxima determina a máxima taxa de conversão de dados da interface. Como exemplo, para uma frequência de corte de 10kHz é necessário uma interface com capacidade superior a 20k amostras/s (conforme o teorema de "Nyquist") para um canal de aquisição.

A resolução de um conversor analógico-digital é definida pelo número de bits que representa sua faixa de operação. Quanto maior for a resolução, menor será o erro de quantização.

O número de entradas (canais) determina quantos sinais, provenientes de diferentes sensores, uma interface é capaz de processar. Finalmente, a faixa de operação corresponde à gama de variação de tensão permitida para cada sinal.

#### **1.4.4 Microcomputador**

É necessário para controlar o sistema, armazenar e processar, por meio de um programa específico, os dados resultantes do sinal digitalizado. Em sistemas modernos, o microcomputador normalmente controla a interface de aquisição de dados que em muitos casos encontra-se montada no seu interior.

Quanto ao armazenamento, para análise de sinais numa grande faixa de frequências, normalmente necessita-se de maior capacidade de memória e velocidade de processamento. Devido à evolução dos microprocessadores, principais componentes dos microcomputadores, atualmente é possível realizar análises de sinais dinâmicos com computadores de desempenho adequado a um custo relativamente baixo.

Como exemplo, para o teste de rolamentos descrito no capítulo 4, no caso de utilizar-se uma frequência de amostragem de 50kHz com 500.000 pontos e dois canais, obtêm-se arquivos de dados com 16,6 Mbytes cada. Para armazenar e processar tais arquivos, é necessário um microcomputador com características adequadas de velocidade de processamento e capacidade de armazenamento de dados. Também, faz-se uso de programas de processamento matemático para a análise de sinais, tal como o "Matlab 5.0" que necessita uma configuração mínima de: microprocessador 486 com co-processador matemático (487), sistema operacional "Window 95" e espaço superior a 50Mbytes no disco rígido.

#### **1.4.5 Programa para aquisição e processamento de sinais**

Este programa tem por objetivo principal controlar a interface de aquisição de dados, e também, armazenar, analisar e apresentar os dados. Para isso, é possível utilizar um ou mais programas disponíveis no mercado (ex.: LabView e Matlab).

Basicamente existem duas fases distintas na análise de sinais dinâmicos: aquisição de dados e processamento. A sua implementação pode ser realizada de diversas maneiras. Como exemplo, pode-se executar a fase de processamento "off-line" utilizando-se o

mesmo (ou outro) programa que o utilizado para a aquisição. Nesse caso, os dados podem ser processados num outro microcomputador.

No caso da aquisição, o programa deve ter a capacidade, isto é possuir "drives" adequados, para controlar a interface de aquisição de dados e eventualmente algum dispositivo particular do experimento.

No caso do processamento, o programa deve permitir a utilização e implementação de funções e algoritmos para extrair as características de importância dos sinais. Entre eles, podem-se citar: transformada de Fourier (FFT), transformada "wavelet", funções estatísticas de segunda ordem e de ordem superior (HOS), etc.

Também o programa deve apresentar resultados ao usuário. Como exemplo, no caso dos espectros de frequência, os principais programas desenvolvidos para processamento de sinais possuem interfaces gráficas para visualizar, no monitor do computador, o sinal de entrada e seu espectro de frequência. Essas interfaces podem ser programadas conforme a necessidade do usuário.

## **CAPÍTULO 2**

### **FUNDAMENTOS TEÓRICOS**

#### **2.1 Introdução**

A análise de sinais dinâmicos está baseada na aquisição e análise da variação do sinal proveniente dos transdutores associados a um equipamento monitorado. Esta variação é denominada, neste texto, de "sinal de interesse". Ele possui informações importantes sobre o estado do equipamento ou processo analisado. Alguns textos de língua inglesa utilizam a expressão análise de ruído ("noise analysis")[2] para denominar este sinal. Com a finalidade de diferenciar o sinal de interesse do ruído indesejável introduzido por componentes ou fontes externas, utiliza-se a expressão "análise de ruído" neste texto apenas no caso do "ruído indesejável".

Os sinais dinâmicos são classificados em determinísticos, que podem ser representados de forma exata por uma equação matemática, e não determinísticos, também denominados de estocásticos. Fenômenos físicos, geralmente, produzem sinais estocásticos. Eles são divididos em estacionários e não estacionários. Os sinais estacionários possuem suas propriedades estatísticas invariáveis no tempo, sendo classificados como ergódigos quando os resultados das médias temporais tem o mesmo significado dos resultados das médias de conjunto. Normalmente, realiza-se a análise de sinais dinâmicos estocásticos na condição de serem ergódigos e estacionários[25].

Apresentam-se neste capítulo os conceitos relacionados aos erros presentes no sinal de interesse, provenientes de várias origens: do próprio condicionador de sinais, de sinais externos, e da seleção inadequada da frequência de amostragem do sinal. Tais erros devem ser sempre minimizados.

## 2.2 Erros no sinal de interesse

O sinal dinâmico proveniente dos transdutores é normalmente de baixa amplitude. Ele deve ser amplificado e filtrado pelo módulo amplificador isolador. Para que o amplificador não seja responsável por uma eventual deformação desse sinal, devem ser observados cuidados no seu projeto, construção e na escolha dos seus componentes eletrônicos. Para isso, consideram-se os seguintes pontos: compatibilidade eletromagnética em relação ao meio ambiente em que o sistema de medição se encontra inserido, absorção dielétrica dos isolantes dos capacitores do filtro passa-altas, e ruído gerado pelos componentes eletrônicos do circuito de entrada (resistores e amplificadores operacionais). Tal ruído, é um problema de engenharia freqüentemente encontrado nos sistemas de medição.

### 2.2.1 Compatibilidade eletromagnética

A compatibilidade eletromagnética (EMC) é definida como a habilidade do equipamento, ou sistema eletrônico, de funcionar de forma satisfatória no meio eletromagnético em que está inserido, sem introduzir ruídos nesse meio[26].

A interferência eletromagnética (EMI) provém do acoplamento dos campos: elétricos (E), provenientes principalmente das redes elétricas, antenas transmissoras e motores elétricos; e magnéticos (H), provenientes principalmente dos transformadores e dos fios condutores. Para minimizar os efeitos dessa interferência, utilizam-se normalmente blindagens eletromagnéticas.

A blindagem é uma partição metálica entre duas regiões no espaço. Ela é utilizada para controlar a propagação de campos elétricos e magnéticos de uma região para a outra. Dessa forma, ela pode ser utilizada para proteger um equipamento da interferência eletromagnética, ou para conter a propagação dos campos eletromagnéticos provenientes de uma fonte geradora.

Para blindar os campos elétricos (E) utilizam-se materiais condutores que possuem alta condutividade ( $\sigma$ ). Por outro lado, para blindar os campos magnéticos (H) utilizam-se

ligas de ferro-níquel que possuem alta permeabilidade ( $\mu$ ). A tabela 2.1 apresenta as condutividades ( $\sigma_R$ ) e as permeabilidades ( $\mu_R$ ) (relativas) de alguns materiais típicos[26] e a tabela 2.2 ilustra algumas ligas de ferro-níquel com suas composições típicas[27].

Tabela 2.1. Condutividades e permeabilidades (relativas) de alguns materiais típicos

<b>MATERIAL</b>	<b><math>\sigma_R</math></b>	<b><math>\mu_R</math></b>
prata	1,05	1
cobre	1	1
alumínio	0,61	1
níquel	0,20	100
mumetal (1kHz)	0,03	20.000

Tabela 2.2 Composições típicas de algumas ligas de ferro-níquel

<b>LIGA</b>	<b>COMPOSIÇÃO</b>
permalloy com molibdênio	78,5Ni + 3,8Mo + 11Fe
mumetal	76Ni + 5Cu + 2Cr + 17Fe
megaperm 6705	67Ni + 5Mn + 28Fe
supermalloy	79Ni + 5Mo + 16Fe

A eficiência de uma blindagem pode ser especificada em termos de sua capacidade de redução dos campos incidentes (magnético e elétrico). Diversos fatores alteram a eficiência de uma blindagem, tais como: o material e a geometria da blindagem, o tipo, a frequência e a direção do campo incidente.

Segundo Ott[26], para uma folha de material utilizada como blindagem e uma incidência perpendicular do campo eletromagnético, a eficiência da blindagem ( $S$ ) é calculada como sendo a soma das perdas por absorção ( $A$ ) e por reflexão ( $R$ ), acrescidas de um fator de correção ( $B$ ) decorrente das múltiplas reflexões existentes em blindagens de pouca espessura. Tem-se:

$$S = A + R + B \quad (\text{dB}) \quad (2.1)$$

As perdas por absorção ( $A$ ) ocorrem quando uma onda eletromagnética atravessa um meio. Estas perdas são calculadas, em dB, pela expressão:

$$A = 3,34.t.\sqrt{f.\mu_R.\sigma_R} \quad (\text{dB}) \quad (2.2)$$

onde,  $t$  é a espessura da blindagem em polegadas  
 $\mu_R$  é a permeabilidade relativa  
 $\sigma_R$  é a condutividade relativa  
 $f$  é a frequência da onda em Hz

O cálculo das perdas por reflexão ( $R$ ) considera a distância da fonte geradora dos campos eletromagnéticos. Para fontes próximas ( $r < \lambda/(2.\pi)$  onde  $\lambda$  é o comprimento de onda e  $r$  a distância da fonte medida em metros), as perdas por reflexão dos campos elétrico e magnético devem ser calculadas separadamente. Para fontes distantes, estes campos se combinam para formar uma onda plana. A expressão abaixo representa os dois casos:

$$R = C + 10.\log \left[ \left( \frac{\sigma_R}{\mu_R} \right) \left( \frac{1}{f^n . r^m} \right) \right] \text{ (dB)} \quad (2.3)$$

onde,  $C$ ,  $m$ , e  $n$  são constantes aplicadas na fórmula conforme ilustrado na tabela 2.3.

Tabela 2.3. Constantes utilizadas na equação 2.3 onde a seleção do tipo do campo é realizada por  $r < \lambda/(2.\pi)$

TIPO DE CAMPO	C	n	m
elétrico	322	3	2
onda plana	168	1	0
magnético	14,6	-1	-2

Para as blindagens finas, onde a múltipla reflexão deve ser levada em consideração, utiliza-se um fator de correção ( $B$ ). Uma blindagem é considerada fina quando a sua espessura for menor que a distância necessária para a onda ser atenuada a 37% do valor original. Nesse caso, calcula-se o fator de correção ( $B$ ) pela expressão:

$$B = 20.\log \left[ 1 - e^{-2t \sqrt{\frac{2,6}{\mu_R \lambda \sigma_R}}} \right] \text{ (dB)} \quad (2.4)$$

### 2.2.2 Absorção dielétrica

O amplificador isolador trata a componente variável do sinal proveniente do transdutor. Ele retira a componente de nível médio do sinal por meio de um capacitor de entrada utilizado no filtro passa-altas. Por ser um elemento reativo, o capacitor não introduz ruído no sinal de interesse. No entanto, ele pode deformar sinais de baixa amplitude devido ao fenômeno físico da absorção dielétrica.

Quando um capacitor é carregado, o seu dielétrico se polariza devido à criação de dipolos elétricos e ao alinhamento dos dipolos existentes na direção do campo. Os portadores móveis de cargas, existentes no dielétrico, migram através do material quando submetidos a um campo elétrico, estabelecendo uma carga espacial e criando dipolos macroscópicos. Esses portadores podem ficar presos no material, ou nas interfaces, e transferir energia ao dielétrico. A absorção dielétrica é resultado da natureza lenta desse processo[28].

Como exemplo, ilustra-se na figura 2.1 o fenômeno da absorção dielétrica num capacitor[29]. Inicialmente, carrega-se o capacitor por um período denominado de carga (a). Em seguida, para descarregar o capacitor, coloca-se seu terminais em curto-circuito por um breve instante de tempo (b). Finalmente, mede-se a tensão nos seus terminais em aberto (c). Observa-se a recomposição de parte da tensão de carga nos seus terminais, devido ao fenômeno da absorção dielétrica. Num modelo ideal esta tensão deveria ser nula.

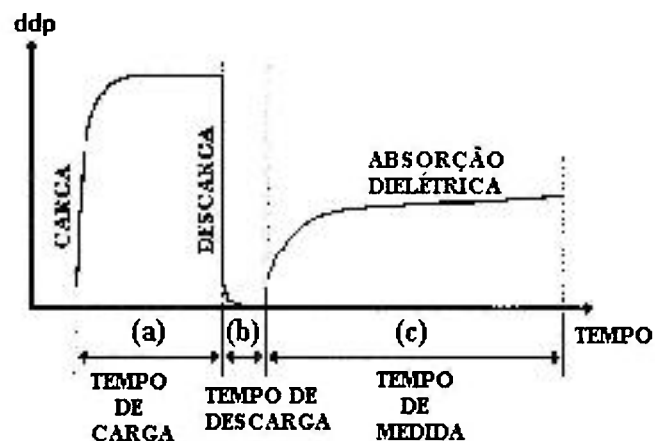


Figura 2.1. Tensão nos terminais de um capacitor devido à absorção dielétrica

Para determinar a absorção dielétrica dos capacitores, utilizam-se modelos matemáticos [30]. Por meio dos resultados da aplicação de tais modelos, podem-se comparar os diversos tipos de dielétricos e capacitores existentes no mercado. Como exemplo, a figura 2.2 (a,b) ilustra os gráficos obtidos para a absorção dielétrica, em milésimos da tensão inicial (10V), de diversos dielétricos[28]. A tabela 2.4 resume a absorção dielétrica medida em diversos capacitores encontrados no mercado, após o tempo de 0,1s da descarga[29].

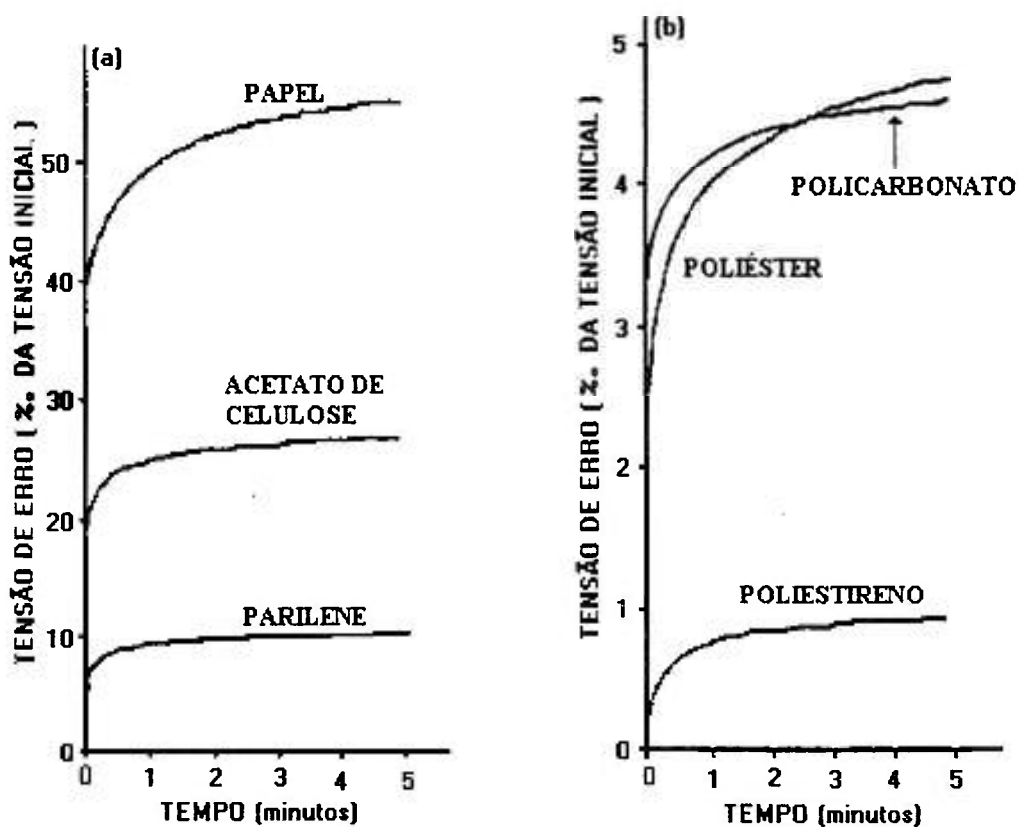


Figura 2.2 (a, b). Tensão de erro devido à absorção dielétrica para diversos tipos de capacitores

Tabela 2.4. Absorção dielétrica para diversos tipos de capacitores

<b>Tipo, Fabricante e Capacitância</b>	<b>Absorção dielétrica (%) após 0,1s</b>
Poliestireno radial, Philips, 0.33nF	0.225
"Styroflex" B31531, Siemens, 1nF	0.309
"Styroflex" B31531, Siemens, 0.2nF	0.482
Policarbonato FKC, Wilma, 1nF	7.19
"Dipped" mica CD15, Cornell Dubilier, 1nF	5.25
Poliéster MKS4, Wilma, 1nF	26.8
Cerâmico NPO, Philips, 1nF	123

Com base nos valores obtidos da tabela 2.4 e dos gráficos da figura 2.2, demonstra-se a importância da seleção de capacitores destinados aos projetos de circuitos de acoplamento, tais como filtros passa-altas, para evitar possíveis deformações do sinal de interesse.

Para os projetos de circuitos de acoplamento, os capacitores com dielétrico de poliestireno apresentam-se como a melhor opção de escolha, uma vez que possuem o menor valor de absorção dielétrica (500 vezes menor que os capacitores com dielétrico cerâmico). No entanto, os valores de sua capacitância são baixos (algumas centenas de pico farads), o que limita sua utilização nos projetos eletrônicos. Como opção, encontram-se capacitores com dielétricos de policarbonato e poliéster com alguns micro farads. Eles possuem um valor de absorção dielétrica aceitável para diversos tipos de projetos.

### 2.2.3 Ruído gerado nos componentes eletrônicos

Para amplificar o sinal de interesse proveniente do transdutor, o condicionador de sinais utiliza circuitos eletrônicos formados por diversos componentes, entre eles amplificadores operacionais e resistores. Tais componentes geram ruído eletrônico indesejável, dependente de processos intrínsecos nos seus materiais, processo de fabricação e arquitetura. Como regra, escolhem-se componentes eletrônicos geradores de baixo ruído, de modo a não introduzir erros no sinal de interesse.

O ruído pode ser definido como qualquer distúrbio indesejável que interfira com o sinal desejado[31]. Ele pode ser caracterizado como um processo aleatório, representado normalmente por certas funções determinísticas, associadas à tensão ou corrente da fonte geradora de ruído. Entre elas: a potência média de ruído, sua raiz quadrada ("valor eficaz"), e a densidade espectral de potência (espectro de potência).

Para descrever o ruído, utiliza-se neste trabalho principalmente o espectro de potência  $S(f)$ , definido da seguinte forma: "O espectro de potência de um processo aleatório real  $x(t)$ , estacionário no sentido amplo, é a transformada de Fourier de sua autocorrelação"[32]:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \tau} d\tau \quad (2.5)$$

onde,  $R(\tau) = E\{x(t + \tau) \cdot x(t)\}$  (2.6)

é a autocorrelação e  $E\{.\}$  é a expectância.

O teorema de Wiener-Khinchin[32], que relaciona o momento de segunda ordem do processo  $x(t)$  com seu espectro de potência, é de grande importância para a análise de ruído:

$$E\{x^2(t)\} = R(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cdot df \quad (2.7)$$

Note que como consequência desse teorema, o momento de segunda ordem de um processo  $x(t)$  numa faixa de frequências de interesse pode ser calculado integrando-se nessa faixa o espectro de potência  $S(f)$ .

Por outro lado, para um processo aleatório de média zero,  $E\{x^2(t)\}$  é a variância  $\sigma^2$ , onde  $\sigma$  é o desvio padrão. Também, para um processo ergódico,  $E\{x^2(t)\}$  representa a potência média do sinal  $x(t)$ , que pode ser representada pelo quadrado de seu valor eficaz (rms).

Freqüentemente em análise de ruído tem-se interesse em determinar o ruído na saída de um sistema linear cuja resposta em freqüência é  $H(f)$ . Para isso, tem-se a seguinte relação:

$$S_y(f) = S_x(f) |H(f)|^2 \quad (2.8)$$

onde,  $S_x(f)$  e  $S_y(f)$  são respectivamente os espectros de potência dos processos de entrada  $x(t)$  e de saída  $y(t)$  do sistema linear.

A unidade do espectro de potência da tensão de ruído é  $V^2/Hz$ , enquanto que a unidade do espectro de potência da corrente de ruído é  $A^2/Hz$ .

As especificações de ruído de componentes eletrônicos utilizam normalmente, no lugar do espectro de potência, a chamada "densidade de tensão ou corrente de ruído" definida por  $\sqrt{S(f)}$ , o que resulta nas unidades de  $V/\sqrt{Hz}$  e  $A/\sqrt{Hz}$ .

Finalmente, deve-se considerar que para processos aleatórios independentes de média zero: o espectro de potência da soma  $x(t) + y(t)$  é a soma dos respectivos espectros de potência, isto é,

$$S_{x+y}(f) = S_x(f) + S_y(f) \quad (2.9)$$

Os itens que se seguem tratam dos diversos tipos de ruído. Alguns deles não podem ser identificados, nem podem ser totalmente eliminados, porém podem ser manipulados. Dentre os principais tipos de ruído encontrados nos componentes eletrônicos, estão:

- ruído térmico ou Johnson
- ruído de baixa freqüência ou "flicker"
- ruído "shot"
- ruído "popcorn"

### 2.2.3.1 Ruído térmico

O ruído térmico foi observado por J. B. Johnson em 1927 e a análise teórica foi desenvolvida por H. Nyquist em 1928. Ele é causado pela vibração aleatória, termicamente excitada, dos portadores de carga num condutor. Este movimento de portadores é similar ao movimento browniano de partículas. Em qualquer condutor com temperatura acima do zero absoluto, os elétrons estão em movimento aleatório, e a sua vibração depende da temperatura. Como cada elétron possui uma carga de  $1,602 \times 10^{-19}$  C, resultam várias micro-correntes que surgem com o movimento aleatório dos elétrons no material. Embora a média da corrente total resultante seja zero, há uma variação aleatória de corrente que origina uma variação aleatória de tensão nos terminais do condutor[26]. Como resultado tem-se que o ruído térmico é um processo aleatório de média zero com distribuição gaussiana.

A figura 2.3 ilustra o modelo equivalente para análise de ruído de uma resistência  $R$ , onde  $v_R(t)$  é a tensão de ruído (processo aleatório) e  $S_{v_R}(f)$  é o espectro de potência correspondente.

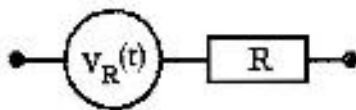


Figura 2.3 Circuito equivalente para análise de ruído de uma resistência

O espectro de potência  $S_{v_R}(f)$  correspondente à tensão de ruído térmico  $v_R(t)$  gerada pela resistência  $R$  é constante com a frequência e pode ser representado pela expressão[31]:

$$S_{v_R}(f) = 4.K.T.R. \quad (2.10)$$

onde,  $K$  é a constante de "Boltzman" ( $1,3805 \times 10^{-23}$  J/K)

$T$  é a temperatura do condutor (K)

### 2.2.3.2 Ruído de baixa frequência

O ruído de baixa frequência é conhecido por diversos outros nomes, tais como: ruído  $1/f$ , ruído de tremulação ("flicker noise"), ruído de excesso ("excess noise"), ruído rosa, ruído semicondutor e ruído de contato. Ele ocorre quando correntes elétricas circulam em meios descontínuos, como em componentes eletrônicos constituídos de materiais que possuem pequenas partículas moldadas (resistores de carvão), ou em componentes semicondutores (transistores, diodos e amplificadores operacionais) devido às propriedades da superfície do material. É possível diminuir o ruído na superfície do semicondutor com tratamento específico, porém é impossível eliminá-lo [26, 31].

O nível do ruído de baixa frequência aumenta com a diminuição da frequência ( $1/f$ ). O espectro de potência  $S_v(f)$  correspondente à tensão de ruído de baixa frequência  $v(t)$  é inversamente proporcional à frequência e pode ser representado pela expressão:

$$S_v(f) = \frac{K}{f} \quad (2.11)$$

onde,  $f$  é a frequência (Hz)

$K$  é uma constante que depende do tipo de material e de sua geometria

### 2.2.3.3 Ruído "shot"

O ruído "shot" é conhecido também por ruído Schottky. A passagem de corrente numa barreira de potencial resulta na variação aleatória em torno do valor médio da corrente elétrica devido à emissão aleatória de elétrons e lacunas. Este ruído é um processo aleatório de média zero com distribuição gaussiana e está presente em componentes eletrônicos como o transistor e o amplificador operacional [26, 31].

O espectro de potência  $S_i(f)$  correspondente à corrente de ruído "shot"  $i(t)$  num semiconductor é constante com a frequência e pode ser representado pela expressão:

$$S_i(f) = 2 \cdot q \cdot I_0 \quad (2.12)$$

onde,  $q$  é a carga do elétron ( $1.602 \times 10^{-19}$  C)  
 $I_0$  é o nível médio da corrente (A)

#### 2.2.3.4 Ruído "popcorn"

O ruído "popcorn" também é conhecido como ruído "burst". Ele é provocado, geralmente, por impurezas metálicas incorporadas nas junções dos semicondutores no decorrer do seu processo de fabricação. Está presente em diversos componentes, tais como: transistor, diodo e amplificador operacional. É possível eliminar este ruído aprimorando os processos de fabricação dos componentes[26].

#### 2.2.3.5 Ruído em resistores

O resistor gera dois tipos de ruído: o ruído térmico que não pode ser eliminado, e o ruído de baixa frequência que pode ser minimizado ou eliminado. O nível de ruído gerado nos resistores depende do valor da resistência, da temperatura, da faixa de frequências e do tipo de material do componente.

Existem três tipos básicos de resistores, que são: o resistor de carvão, que possui um elevado nível de ruído de baixa frequência; o resistor de fio enrolado, que não possui ruído de baixa frequência (ruído de contato), mas para altas frequências introduz impedância indutiva; e o resistor de filme metálico, que possui um baixo nível de ruído de baixa frequência, sendo o mais recomendado para projetos de baixo ruído[31].

Como exemplo, a figura 2.4 ilustra o nível de ruído gerado para diferentes frequências e correntes num resistor de carvão de  $10\text{k}\Omega$ . Para as baixas frequências predomina o ruído de contato ( $1/f$ ), e para as altas frequências predomina o ruído térmico[26].

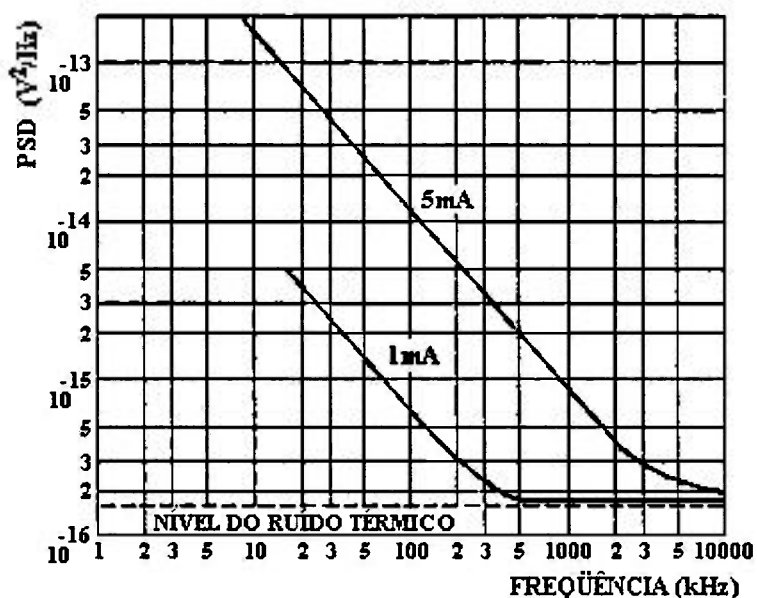


Figura 2.4. Espectro de potência (PSD) da tensão de ruído de um resistor de carvão de  $10\text{k}\Omega$  em função da corrente

### 2.2.3.6 Ruído em amplificadores operacionais

O amplificador operacional gera diversos tipos de ruído, tais como: ruído térmico, ruído de baixa frequência, ruído "shot" e ruído "popcorn". O seu estágio de entrada é responsável pela maior parte do ruído gerado pelo componente. Utiliza-se um modelo equivalente para o estudo de tal ruído.

Para determinar o espectro de potência  $S_{v_{ie}}(f)$  da tensão do ruído total equivalente de entrada  $v_{ie}(t)$  de um amplificador operacional, utiliza-se o modelo ilustrado na figura 2.5:

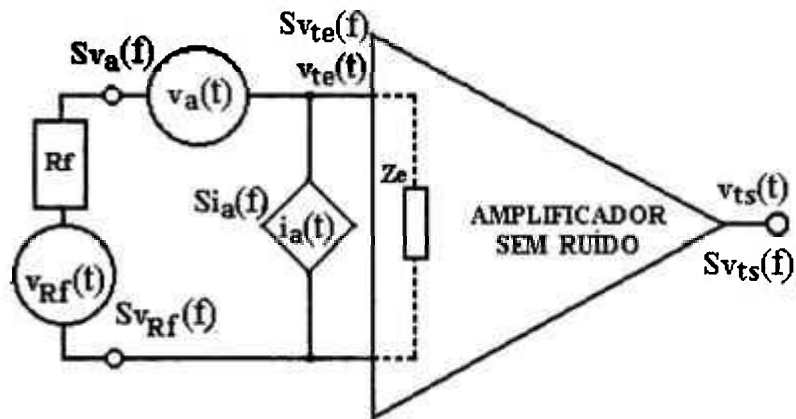


Figura 2.5. Modelo de ruído de um amplificador operacional[31]

onde,

$R_f$  é a resistência da fonte

$Z_e$  é a impedância de entrada do amplificador operacional

$v_{Rf}(t) \Leftrightarrow S_{vRf}(f)$  é a tensão do ruído térmico da resistência da fonte  $R_f$  e seu respectivo espectro de potência

$v_a(t) \Leftrightarrow S_{va}(f)$  é a tensão do ruído equivalente de entrada gerada pelo amplificador e seu respectivo espectro de potência

$i_a(t) \Leftrightarrow S_{ia}(f)$  é a corrente do ruído equivalente de entrada gerada pelo amplificador e seu respectivo espectro de potência

$v_{te}(t) \Leftrightarrow S_{vte}(f)$  é a tensão do ruído total equivalente de entrada e seu respectivo espectro de potência

$v_{ts}(t) \Leftrightarrow S_{vts}(f)$  é a tensão do ruído total equivalente de saída e seu respectivo espectro de potência

No modelo, representa-se o ruído do amplificador por um gerador de corrente de ruído de impedância infinita ( $i_a(t) \Leftrightarrow S_{ia}(f)$ ) e por um gerador de tensão de ruído de impedância zero ( $v_a(t) \Leftrightarrow S_{va}(f)$ ).

Considerando-se as fontes de ruído independentes,  $R_f \ll Z_e$ , a expressão 2.9, e o teorema da superposição referente a sistemas lineares, resulta:

$$S_{v_{ts}}(f) = S_{v_{Rf}}(f) + S_{v_a}(f) + S_{i_a}(f) \cdot R_f^2 \quad (2.13)$$

Finalmente, o modelo pode ser utilizado para configurações inversoras e não inversoras do amplificador operacional. Para isso, acrescentam-se os geradores de ruído correspondentes aos seus resistores de polarização. Como resultado, pode-se calcular o espectro de potência  $S_{v_{ie}}(f)$  da tensão do ruído total equivalente de entrada  $v_{ie}(t)$  do amplificador isolador.

### 2.3 Processamento do sinal no computador

Nos dias de hoje, o computador é um equipamento muito utilizado para realizar análise de sinais dinâmicos. Sendo um equipamento digital, o sinal proveniente do condicionador de sinais deve ser digitalizado (utilizando-se um conversor analógico-digital-ADC) e processado no domínio discreto por meio de algoritmos residentes em programas instalados no computador. Essa digitalização do sinal contínuo deve ser processada de forma adequada, avaliando-se corretamente a resolução necessária (número de bits do ADC), faixa de tensão de entrada, e a taxa de amostragem que deve atender ao teorema de Nyquist.

Uma vez digitalizado, o sinal discreto é submetido a certos tipos de processamento matemáticos para a extração das características de interesse. Um tipo de técnica muito utilizada é a análise espectral, onde transforma-se o sinal de interesse do domínio do tempo para o domínio da frequência por meio da transformada de Fourier<sup>1</sup>.

Para tal transformação, a amostragem do sinal com frequência adequada é de importância fundamental, uma vez que o "aliasing" pode produzir deformações indesejáveis no espectro, conforme explicado no próximo item.

---

<sup>1</sup> Apêndice A.2.1

### 2.3.1 Aliasing

Seja um sinal  $x_c(t)$  no domínio de tempo contínuo com espectro de frequências  $X_c(f)$  limitado numa frequência máxima  $f_m$ , conforme mostrado na figura abaixo.

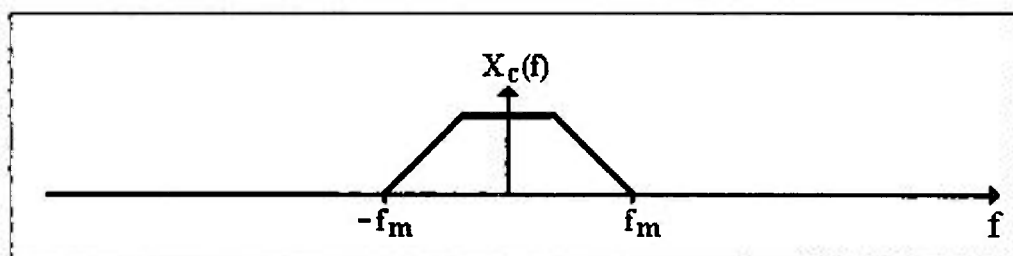


Figura 2.6. Espectro  $X_c(f)$  do sinal  $x_c(t)$  no domínio de tempo contínuo

A amostragem periódica desse sinal, com uma frequência de amostragem  $f_a$ , resulta num sinal amostrado  $x_a(t)$ , cuja transformada  $X_a(f)$  pode ser escrita como:

$$X_a(f) = \frac{1}{T_a} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c(f - k \cdot f_a) \quad (2.14)$$

Note que o espectro  $X_a(f)$  é constituído de infinitas réplicas  $X_c(f - k \cdot f_a)$  do espectro  $X_c(f)$  do sinal original  $x_c(t)$ , conforme representado na seguinte figura[33]:

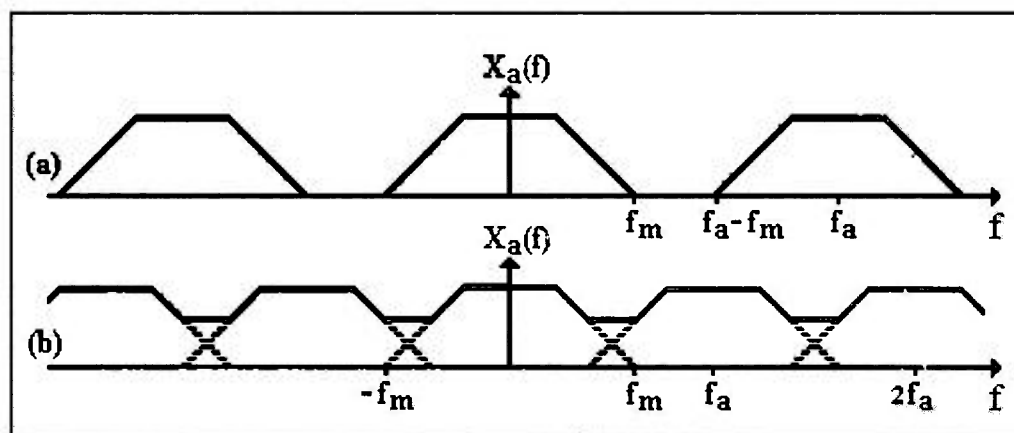


Figura 2.7. Espectros  $X_a(f)$  do sinal amostrado  $x_a(t)$  com (a)  $f_a > 2 \cdot f_m$  e (b)  $f_a < 2 \cdot f_m$

Verifica-se na figura que quando  $f_a > 2.f_m$  (teorema de Nyquist) as réplicas não se superpõem. Por outro lado se  $f_a < 2.f_m$  as réplicas se superpõem perdendo-se a informação original. Essa perda de informação devido à superposição das réplicas é denominada "aliasing". Para evitá-la, é necessário que a amostragem obedeça à condição de Nyquist:

$$f_a > 2.f_m \quad (2.15)$$

### 2.3.2 Filtros "anti-aliasing"

Normalmente considera-se apenas a parte do espectro do sinal correspondente a uma faixa de frequências de interesse. As componentes de frequência situadas acima dessa faixa devem ser minimizadas para evitar o fenômeno de "aliasing". Para isso, utiliza-se um "filtro anti-aliasing".

O filtro "anti-aliasing" é tipicamente um filtro passa-baixas analógico. Ele determina a frequência de corte superior do amplificador isolador e tem como principal função eliminar os problemas de "aliasing" na análise de sinais[25]. A qualidade do filtro, relacionada ao seu tipo e a sua ordem, é fundamental para permitir um bom desempenho do sistema de análise de sinais.

Para ilustrar a análise que se segue, considere a figura 2.8[34]. Um filtro passa-baixas ideal elimina todas as componentes de frequência (a) que estão situadas acima de uma frequência de corte pré-determinada ( $f_c$ ), sendo transparente para as frequências inferiores (b). Na prática, o filtro possui uma banda de transição (c) com certa inclinação entre a frequência de corte nominal e uma frequência de atenuação denominada "stopband" ( $f_{sb}$ ). Desse modo, um bom filtro "anti-aliasing" deve possuir uma resposta plana na região de interesse (d) e uma banda de transição de largura mínima.

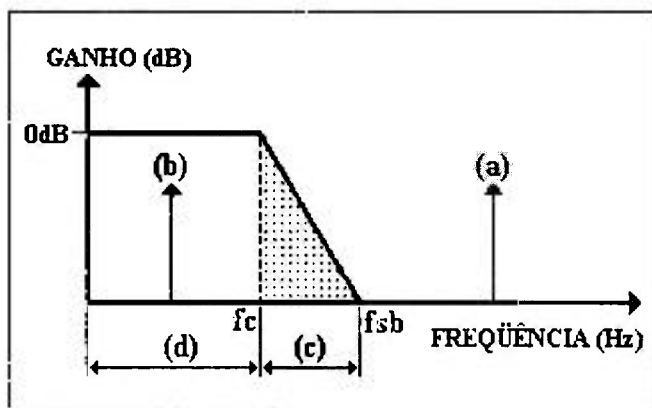


Figura 2.8. Filtro passa-baixas real

O filtro passa-baixas é representado matematicamente pela sua função de transferência, onde as raízes do denominador são os pólos do filtro que representam a sua ordem. Quanto maior o número de pólos menor será a região de transição entre a frequência de corte e a frequência de "stop-band". Para o filtro ser estável, estes pólos devem estar situados no lado esquerdo do plano-s[35].

Existem diversos tipos de filtros. Eles podem ser implementados para serem do tipo passivo ou do tipo ativo. Os filtros passivos são projetados com resistores, capacitores e indutores. Os filtros ativos necessitam de alimentação e são normalmente projetados com resistores, capacitores e amplificadores operacionais. Os filtros ativos são os mais recomendados, pois possuem melhores características de resposta[36].

Na figura 2.9 ilustram-se as curvas do módulo da resposta em frequência (ganho) dos três principais tipos de filtros: Bessel (a); Butterworth (b); e Chebyshev (c). Eles possuem a mesma inclinação assintótica para a banda de transição (entre a frequência de corte e a frequência "stopband") de 20dB/década/pólo (ou 6dB/oitava/pólo). Todos os filtros apresentados na figura são de quarta ordem, projetados para uma frequência de corte de 10kHz[37].

A frequência de "stop-band" do filtro passa-baixas estabelece a mínima frequência (Nyquist) que pode ser utilizada na amostragem do sinal, considerando determinado erro causado pelo "aliasing". É fácil ver que, para um dado filtro, quanto maior for a frequência de amostragem, menor será o erro causado pelo "aliasing".

Como exemplo, considerando os filtros da figura 2.9, para uma atenuação de 40dB (1% do sinal de entrada) e uma frequência de amostragem superior a duas vezes a frequência de 40dB indicada na figura, existe contribuição do "aliasing" inferior a 1% em relação ao sinal de interesse (condição aceitável para grande parte das aplicações de análise de sinais).

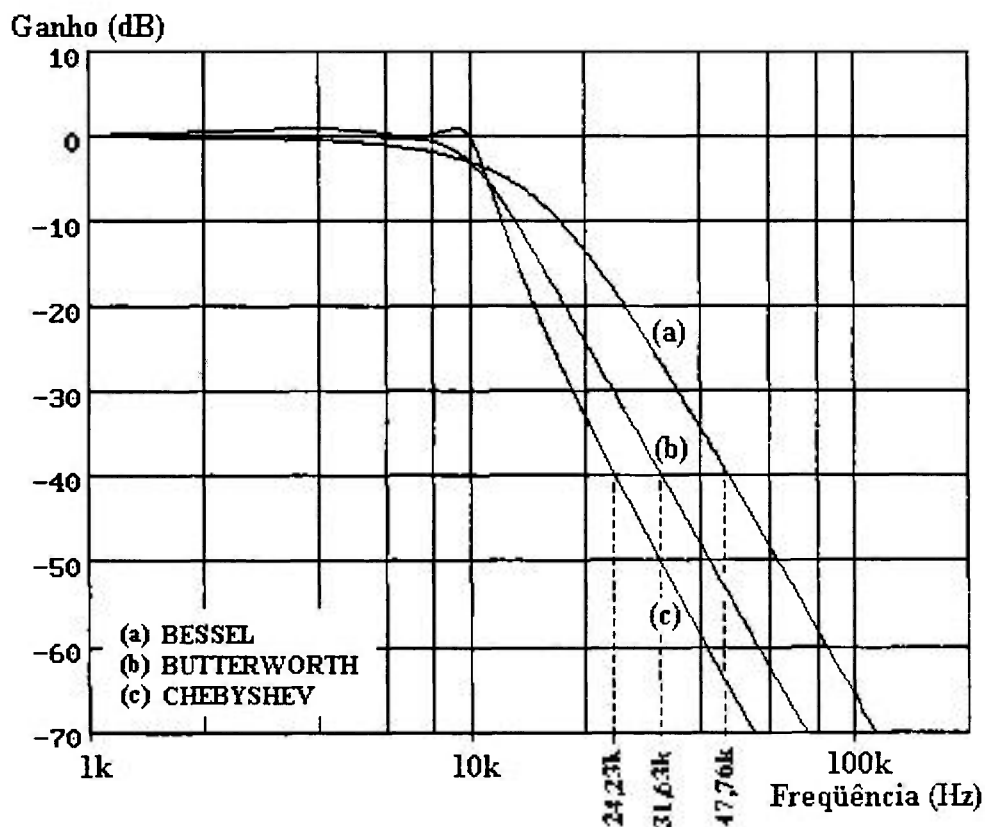


Figura 2.9. Ganho x frequência de diversos filtros passa-baixas de quarta ordem e frequência de corte 10kHz

Os filtros passa-baixas apresentados possuem uma característica não linear de fase em função da frequência. Essa característica é diferente para cada tipo de filtro. Como exemplo, a figura 2.10 ilustra as curvas de fase em função da frequência dos três principais modelos de filtros, representados na figura 2.9, em ordem decrescente de linearidade: Bessel (a), Butterworth (b), e Chebyshev (c).

A não linearidade da característica de fase é responsável por distorções no sinal de saída do filtro ("overshoot" e "ringing" para um degrau). O nível desta distorção depende do tipo do filtro utilizado[33, 35].

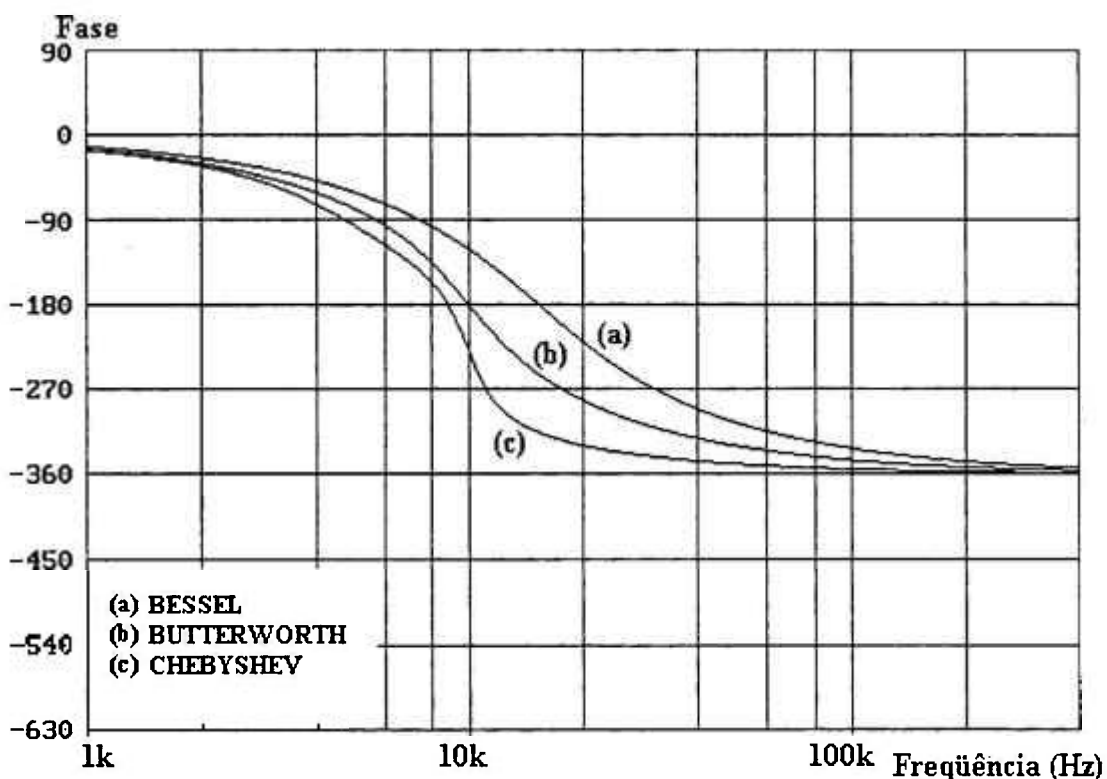


Figura 2.10. Fase x frequência de diversos filtros passa-baixas de quarta ordem e frequência de corte 10kHz

A escolha do tipo do filtro passa-baixas é um compromisso entre banda de transição, ganho, fase e distorção ("overshoot" e "ringing").

### 2.3.2.1 Filtro de Butterworth

Dentre os três filtros apresentados, o de Butterworth possui a resposta de ganho mais plana na banda passante. A banda de transição e a resposta ao degrau deste filtro possuem características intermediárias entre o filtro de Bessel (maior transição e menor distorção) e o filtro de Chebyshev (menor transição e maior distorção)[36-38].

A expressão abaixo define matematicamente o filtro passa-baixas de Butterworth de ordem  $n$  (normalizado)[38]:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad n = 1, 2, 3 \dots \quad (2.16)$$

onde,  $|H(j\omega)|$  é o ganho do filtro

$\omega$  é a frequência angular normalizada (rad/s)

$n$  é a ordem do filtro

### 2.3.2.2 Filtro de Chebyshev

Dentre os três tipos de filtros apresentados, o de Chebyshev possui a menor banda de transição, o que resulta numa menor frequência de amostragem. Como desvantagem em relação aos demais filtros, ele possui a resposta de ganho menos plana na banda passante e a menor linearidade na característica de fase. Conseqüentemente, possui maior distorção na resposta ao degrau.

A expressão abaixo descreve matematicamente o filtro passa-baixas de Chebyshev de ordem  $n$  (normalizado)[38]:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (2.17)$$

onde,  $|H(j\omega)|$  é o ganho do filtro

$\varepsilon$  é um parâmetro utilizado para o "ripple" do ganho

$T_n(\omega)$  é um polinômio de Chebyshev

### 2.3.2.3 Filtro de Bessel

Dentre os três tipos de filtros apresentados, o de Bessel possui a maior linearidade na característica de fase, e conseqüentemente a menor distorção na resposta ao degrau. A resposta de ganho deste filtro é intermediária entre a do filtro de Butterworth e Chebyshev [36-38]. Como desvantagem em relação ao demais filtros, ele possui a maior banda de transição, o que resulta numa maior frequência de amostragem.

O filtro passa-baixas de Bessel de ordem  $n$  é caracterizado pela sua função de transferência, definida matematicamente pela expressão[38]:

$$H(s) = \frac{k}{B_n(s)} \quad (2.18)$$

onde,  $H(s)$  é a função de transferência do filtro

$k$  é definido para  $B_n(0)$

$B_n(s)$  é o polinômio de Bessel de ordem  $n$

$n$  é a ordem do filtro

## CAPÍTULO 3

### DESENVOLVIMENTO DO AMPLIFICADOR ISOLADOR

#### 3.1 Introdução

O amplificador isolador, desenvolvido neste trabalho para ser utilizado em sistemas de monitoração de sinais dinâmicos, foi projetado para atender a uma série de requisitos de interesse da aplicação, apresentados a seguir.

Fundamentalmente, o amplificador isolador deve:

- Eliminar o nível médio do sinal, proveniente do transdutor instalado no processo, por intermédio de um filtro passa-altas de frequência de corte de 0,001Hz . Tal frequência é necessária para análise de ruído neutrônico[16].
- Possuir um estágio de amplificação capaz de amplificar até 10.000 vezes o sinal de interesse de baixa amplitude, sem introduzir distorção e ruído significativos. Para este projeto, adotou-se o requisito de amplificar sinais com amplitudes de até 100 $\mu$ Vrms, com ruído introduzido pelo equipamento menor que 5 $\mu$ Vrms (5% de erro em 100 $\mu$ Vrms), por ser o valor presente no amplificador 036-ZZ.
- Eliminar, com filtros "anti-aliasing", as componentes de alta frequência do sinal, situadas acima de 100Hz, 1kHz ou 10kHz. Como exemplo, em análise de ruído neutrônico limita-se a frequência máxima de análise em 100Hz e em experimentos de análise de vibração com acelerômetros em 10kHz[13].
- Possuir isolamento elétrica superior a 118Vac (ou 140Vdc)[39]. A análise dos sinais dinâmicos provenientes da instrumentação do sistema de proteção de uma planta nuclear deve utilizar amplificadores isoladores para evitar interferências nos sistemas da planta[8, 40].
- Indicar a saturação do sinal de saída para níveis de tensão acima de +10Vp e abaixo de -10Vp.

Existem diversos tipos de condicionadores de sinais, fabricados por várias empresas, que poderiam ser utilizados na função de amplificadores isoladores. No entanto, eles não possuem normalmente as características combinadas de ganho-filtragem-isolação compatíveis com as necessidades das pesquisas desenvolvidas no CEN do IPEN. Alguns fabricantes possuem uma linha de condicionadores dedicada aos transdutores a que estão associados, impedindo uma flexibilidade de seleção de sensores e de parâmetros. A limitação dos equipamentos comerciais disponíveis no mercado incentivou o desenvolvimento do amplificador isolador desenvolvido neste trabalho. O apêndice A.3.1 apresenta as características de alguns condicionadores de sinais similares existentes no mercado.

### 3.2 Interfaces do amplificador

O protótipo do amplificador isolador é um módulo projetado com uma arquitetura composta de diversos circuitos responsáveis pela implementação dos requisitos desejados de condicionamento do sinal. Para o seu funcionamento, o amplificador necessita de uma fonte externa e de um equipamento para configurar os ganhos e filtros denominado de módulo de configuração digital. Com o objetivo de atender aos requisitos necessários descritos no início deste capítulo, ilustra-se na figura 3.1 as interfaces adotadas para o amplificador isolador.

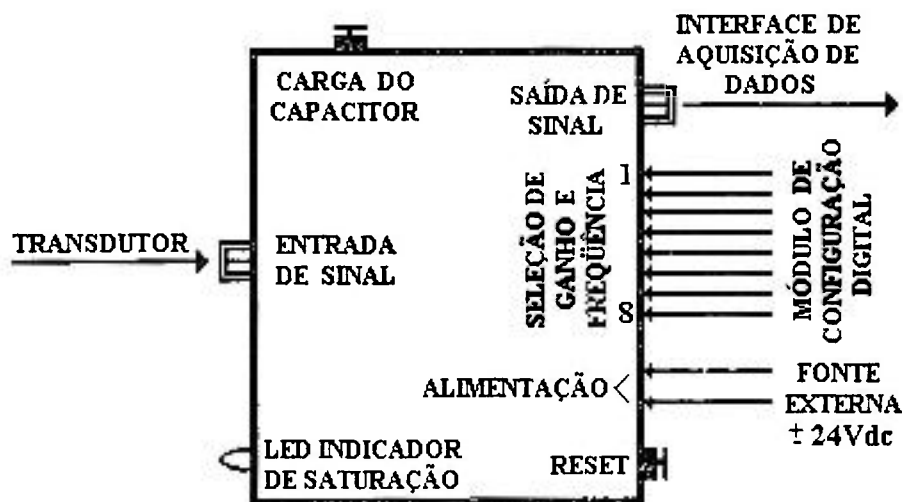


Figura 3.1. Interfaces do amplificador isolador

A partir da figura pode-se observar:

- um indicador luminoso (LED) para informar a saturação do sinal condicionado, provocada por eventual excesso de ganho;
- uma chave ("push-button") utilizada para o "reset" do circuito de saturação;
- dois conectores do tipo BNC utilizados para entrada do sinal proveniente do transdutor e saída do sinal condicionado para a interface de aquisição de dados;
- uma chave ("push-button") utilizada para diminuir a constante de tempo do circuito RC (resistor e capacitor) do filtro passa-altas de entrada;
- oito entradas digitais para seleção de ganho e frequência de corte do filtro passa-baixa;
- e duas entradas de alimentação.

Para o condicionamento do sinal, optou-se por utilizar nove ganhos e três frequências de corte do filtro passa-baixas. A seleção é realizada por meio de oito sinais externos de controle provenientes do módulo de configuração digital: três para os filtros e cinco para os ganhos. A implementação de tal módulo de configuração, que deverá ser capaz de configurar até oito amplificadores isoladores montados num "rack", está prevista para ser realizada futuramente. Nesta primeira etapa, essa seleção foi implementada por meio de um módulo de configuração experimental.

A implementação da fonte de alimentação externa do módulo amplificador também está prevista para ser realizada posteriormente. Com saída de  $\pm 24V$  dc não estabilizados, a fonte deverá ser responsável pela alimentação de oito módulos amplificadores isoladores e do módulo de configuração digital. Provisoriamente, foi substituída por uma fonte comercial (modelo MPC-3003D da empresa "Minipa") necessária para realizar os testes do amplificador.

### 3.3 Arquitetura do amplificador isolador

Para estabelecer a arquitetura apropriada do amplificador isolador, deve-se considerar sua operação em configurações limites de ganho, frequência e isolamento elétrica entre seus circuitos de entrada e de saída. Também, deve-se considerar os erros gerados por seus componentes eletrônicos. Particularmente em projetos de amplificadores para sinais dinâmicos de baixa amplitude, os erros originados no estágio de entrada (ruído, interferência eletromagnética e absorção dielétrica) são de importância fundamental[31]. Como exemplo, para reduzir o nível de ruído em sua saída, é necessário considerar no projeto a ordem dos diversos estágios do amplificador isolador.

Dos estudos referentes à arquitetura e aos componentes eletrônicos, concluiu-se que o equipamento deve ser composto por 5 estágios na seguinte ordem: filtro passa-altas, estágio de amplificação, estágio de isolamento, filtro passa-baixas, e "buffer" de saída. Além disso, os seguintes circuitos completam a arquitetura: indicador de saturação e fonte de alimentação não-isolada. Ilustra-se na figura 3.2 a arquitetura adotada para o amplificador isolador.

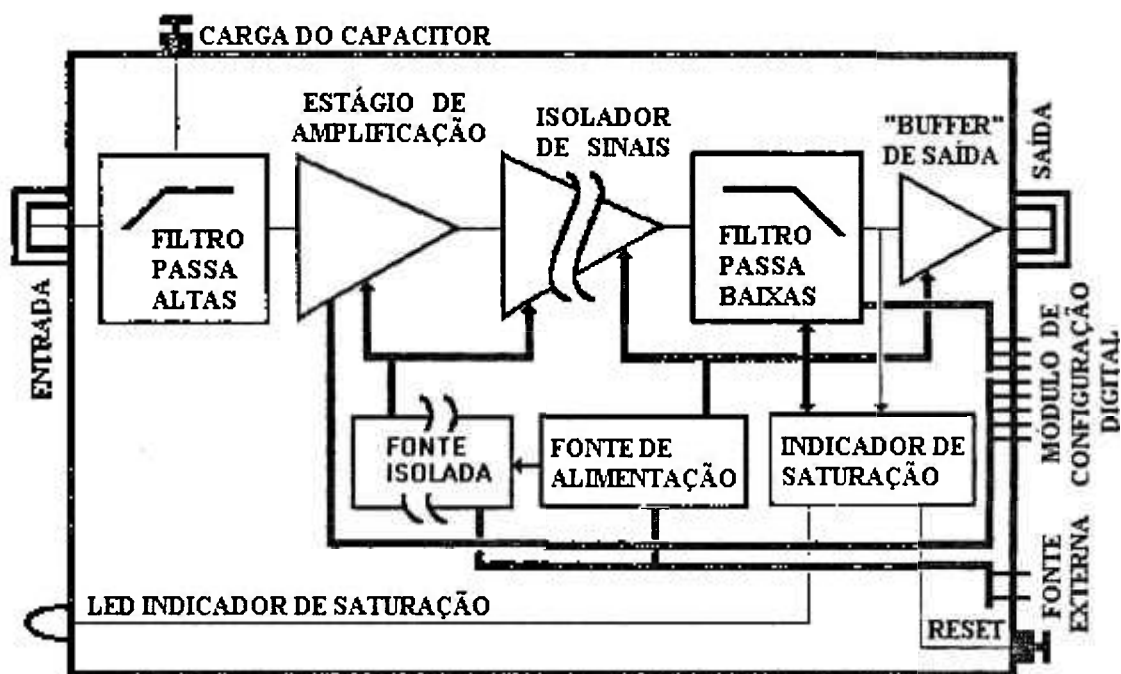


Figura 3.2. Arquitetura do amplificador isolador

O primeiro estágio é o filtro passa-altas. Ele é responsável pela eliminação do nível médio do sinal que deve ser retirado antes de sua amplificação para evitar uma eventual saturação do amplificador.

O segundo estágio é o de amplificação. Sua função é fornecer o ganho de tensão adequado. Com o objetivo de maximizar a relação sinal/ruído, amplifica-se o sinal antes de qualquer outro processamento.

O terceiro estágio é o de isolamento. Ele é o principal responsável pela isolamento elétrica entre entrada/saída. É constituído principalmente pelo isolador de sinais, que pelo fato de ser inerentemente ruidoso, deve estar localizado após o estágio de amplificação. Também, com o objetivo de assegurar a isolamento, os seguintes circuitos auxiliares compõem esse estágio: fonte de alimentação isolada e conjunto de foto-acopladores.

O quarto estágio é o filtro passa-baixas. Está situado mais próximo do final da cadeia de condicionamento de sinal para maximizar a relação sinal/ruído, pois dessa maneira todo ruído produzido pelos estágios anteriores é filtrado.

O quinto estágio é o "buffer de saída". Ele permite a conexão do amplificador isolador com a interface de aquisição de dados de um sistema de monitoração de sinais dinâmicos.

Finalmente, o indicador de saturação tem por função indicar por meio de um LED a condição de saturação do amplificador isolador. Está conectado na saída do filtro passa-baixas para não indicar a eventual saturação dos sinais com frequências superiores às frequências de corte do filtro.

Os dois primeiros estágios são alimentados pela fonte de alimentação isolada, enquanto os três últimos e o indicador de saturação são alimentados pela fonte de alimentação não-isolada.

Todos estes circuitos estão descritos individualmente nos próximos itens. O esquema elétrico completo e a lista dos componentes eletrônicos do amplificador isolador encontram-se nos apêndices (A.3.2 e A.3.3). Cabe ressaltar que para a implementação dos

circuitos, realizou-se uma pesquisa de componentes eletrônicos de alto desempenho existentes no mercado, com especial atenção aos produtos das empresas Burr-Brown e Analog Devices[41, 42].

### 3.3.1 Filtro passa-altas

Uma série de cuidados são necessários para o desenvolvimento do filtro passa-altas. Para não deformar o sinal, normalmente de tensão muito baixa, são necessários cuidados com a seleção do tipo de filtro e seus componentes, e com relação a seus aspectos construtivos.

Optou-se por um filtro passivo de um pólo constituído por dois tipos de componentes eletrônicos (resistor e capacitor). O pequeno número de componentes necessários para o projeto deste filtro reduz o ruído e interferência eletromagnética na entrada do estágio de amplificação. Neste primeiro protótipo, o filtro possui uma frequência de corte de cerca de 0,001Hz para atender aos experimentos de análise de ruído neutrônico. A figura 3.3 ilustra o esquema simplificado do circuito do filtro passa-altas.

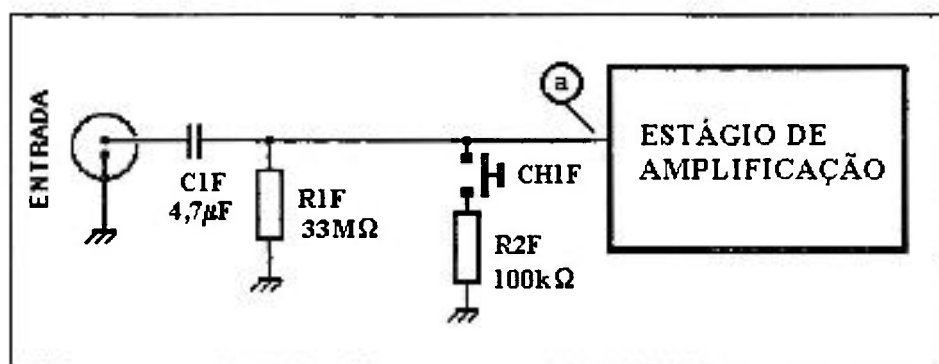


Figura 3.3. Esquema simplificado do circuito do filtro passa-altas

A frequência de corte do filtro é calculada pela expressão abaixo:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{1F} \cdot C_{1F}} \quad (3.1)$$

O filtro passa-altas é implementado por resistores de baixo ruído associados em série ( $R_{1F}$ ) e por capacitores ( $C_{1F}$ ) de baixa absorção dielétrica. Esses componentes estão diretamente ligados à entrada (a) do estágio de amplificação do equipamento. A escolha dos valores dos componentes eletrônicos do filtro é um compromisso entre: utilizar capacitores de capacitâncias elevadas e, conseqüentemente, com dielétricos que possuem maior absorção dielétrica; ou resistores com alta resistência, que elevam o valor da impedância de entrada do estágio de amplificação, tornando-a mais susceptível à interferência eletromagnética (EMI). Para o filtro passa-altas optou-se por utilizar capacitores de polycarbonato e resistores de filme metálico. Utiliza-se um resistor de baixo valor ( $R_{2F}$ ), conectado por meio de uma chave "push-button" normalmente aberta ( $CH_{1F}$ ), para reduzir a constante de tempo do capacitor ( $C_{1F}$ ).

Considerando aspectos de montagem, deve-se lembrar que correntes de fuga, provenientes da superfície da placa de circuito impresso, podem ser acopladas ao estágio de amplificação por meio do filtro passa-altas. Para evitar essas correntes, os componentes eletrônicos desse filtro são montados sobre mini-torres isolantes construídas de teflon. Também, os componentes são montados de forma compacta, com o objetivo de minimizar a área de interferência eletromagnética.

### **3.3.2 Estágio de amplificação**

Para amplificar sinais de baixa amplitude em freqüências altas, necessita-se de componentes de alto desempenho e uma arquitetura adequada. Os amplificadores operacionais, utilizados para este propósito, possuem normalmente limitações de ganho em freqüências elevadas. Não existe amplificador capaz de fornecer ganho estável de 10.000 vezes para uma largura de banda de 10kHz. Deste modo, para proporcionar o ganho desejado em toda faixa de freqüências é necessário utilizar um conjunto de amplificadores em cascata.

O primeiro amplificador da cascata é responsável pela entrada do sinal, sendo portanto o que apresenta características mais críticas. Os demais não possuem a mesma importância, uma vez que recebem o sinal amplificado. Entre as características de

importância, o primeiro amplificador deve possuir: baixa densidade de ruído, baixa variação térmica e alta impedância de entrada.

Para o desenvolvimento da arquitetura do estágio de amplificação, é necessário determinar: o ganho máximo de malha fechada do amplificador operacional polarizado como não-inversor, de modo a garantir sua insensibilidade nas frequências máximas de operação; e uma estimativa do ruído equivalente de entrada gerado pelos componentes do estágio de amplificação, para garantir o funcionamento do amplificador com ganho máximo (10.000) sem grande contribuição do ruído.

Embora seja justificado apenas no item 3.2.2.2, propõe-se neste trabalho um estágio de amplificação constituído por um conjunto de quatro amplificadores operacionais, polarizados como não inversores, conectados em cascata, conforme mostrado na figura 3.4. Cada amplificador fornece um ganho individual selecionável entre 1 e 10, sendo que o terceiro amplificador permite também a inclusão do fator 3 no ganho. O ganho total, de um sistema ligado em cascata, é o resultado do produto dos ganhos de malha fechada de cada amplificador, calculado pela expressão[43]:

$$G_{TOTAL} = G_{U1} \cdot G_{U10} \cdot G_{U11} \cdot G_{U16} \quad (3.2)$$

onde,  $G_{U1}$ ,  $G_{U10}$ ,  $G_{U11}$  e  $G_{U16}$  são os ganhos dos respectivos amplificadores.

Como resultado, este conjunto de amplificadores fornece um ganho total selecionável entre 1 e 10.000, em fatores de 3 e 10.

A comutação do ganho de cada amplificador é realizada por meio de relés com retenção (X1, X2, X3, X4, X5). Este tipo de componente consome energia apenas durante o tempo de comutação, diminuindo, desse modo, a potência fornecida pela fonte isolada. Como exemplo, considerando o relé utilizado, para essa comutação é necessário um pulso de 12Vdc durante 3ms com potência de 200mW.

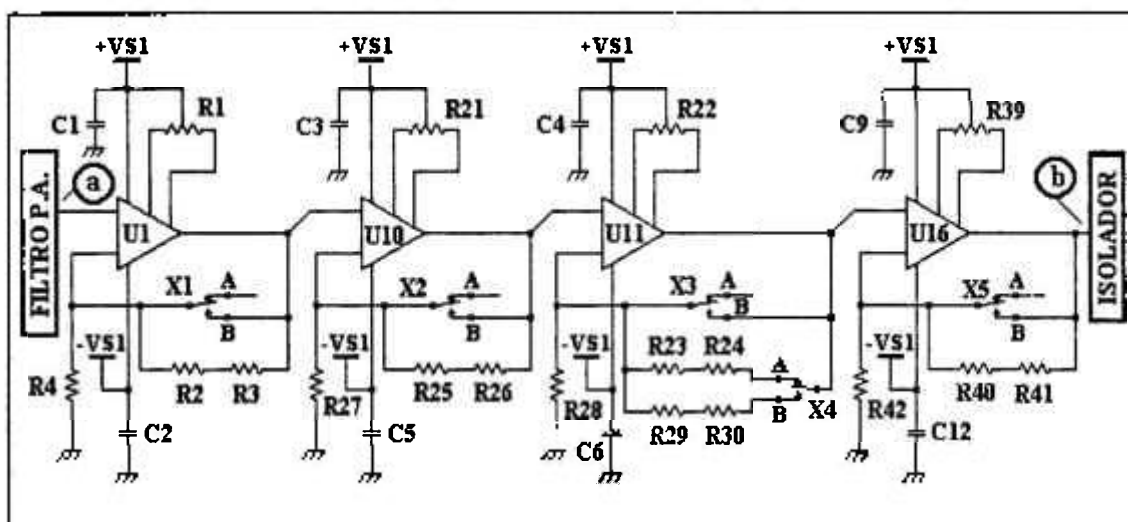


Figura 3.4. Estágio de amplificação do amplificador isolador

Para minimizar o ruído total produzido na saída pelos componentes eletrônicos desse estágio, é importante a escolha correta da seqüência de ativação dos ganhos de cada amplificador. Como regra geral, introduz-se ganho no sentido entrada  $\Rightarrow$  saída, isto é, introduz-se ganho num amplificador se o amplificador anterior da cascata já tiver ganho máximo. Desse modo, optou-se por selecionar a opção de ganho 3 no terceiro amplificador (controlado pelos relés X3 e X4).

O módulo de configuração digital é responsável pela seleção dos ganhos individuais dos amplificadores (U1, U10, U11, U16). Um circuito de interface aciona os relés (X1, X2, X3, X4, X5). A tabela 3.1 ilustra a posição dos contatos dos cinco relés utilizados para selecionar cada um dos nove ganhos.

Tabela 3.1. Comutação dos ganhos do estágio de amplificação

GANHO	X1:A	X1:B	X2:A	X2:B	X3:A	X3:B	X4:A	X4:B	X5:A	X5:B
G = 1	A	F	A	F	A	F	X	X	A	F
G = 3	A	F	A	F	F	A	F	A	A	F
G = 10	F	A	A	F	A	F	X	X	A	F
G = 30	F	A	A	F	F	A	F	A	A	F
G = 100	F	A	F	A	A	F	X	X	A	F
G = 300	F	A	F	A	F	A	F	A	A	F
G = 1.000	F	A	F	A	F	A	A	F	A	F
G = 3.000	F	A	F	A	F	A	F	A	F	A
G = 10.000	F	A	F	A	F	A	A	F	F	A

F = CONTATO DO RELÉ FECHADO

A = CONTATO DO RELÉ ABERTO

X = INDEPENDENTE DO ESTADO SELECIONADO

### 3.3.2.1 Amplificador operacional

O principal componente do estágio de amplificação é o amplificador operacional. Para sua escolha, é fundamental a análise de determinadas características, tais como: ruído, ganho de malha aberta, resposta em frequência, impedância de entrada, corrente e tensão de polarização, "drift" e consumo.

Considerando a figura 3.3 e 3.4, note que a entrada do primeiro amplificador U1 está conectada na saída do filtro passa-altas (a). O resistor  $R_{1F}$ , de alto valor, deste filtro está associado em paralelo com a entrada (impedância  $Z_{ir}$ ) do amplificador operacional (U1) realimentado. Para evitar a alteração do valor da frequência de corte do filtro passa-altas, a parte resistiva da impedância  $Z_{ir}$  deve ser muito maior que o valor da resistência  $R_{1F}$  do filtro passa baixas.

Também, considerando ainda o primeiro amplificador, sua corrente de "offset" gera uma tensão indesejável sobre o resistor  $R_{1F}$ . De modo geral, os erros de entrada (ruído, tensão devida à corrente de "offset" e tensão de "offset") são amplificados pelo ganho total do estágio de amplificação. O ruído deteriora o sinal de interesse, enquanto que a tensão devida à corrente de polarização e à tensão de "offset" alteram a linha de base do sinal de saída, reduzindo a faixa de operação do amplificador isolador. Normalmente, para determinada temperatura, a tensão de saída resultante desses dois últimos erros é cancelada na saída por meio de calibração, de modo que passa a ter influência apenas os efeitos resultantes da variação térmica de longo prazo.

Quanto maior for o ganho, maior serão esses erros. Para o maior ganho (pior caso), o erro devido ao ruído deve ser menor que um determinado valor (ex.: 5% do fundo de escala). Também o resultado dos erros causados pelo "offset" pode ser aceitável até determinado valor (ex.: 10% do fundo de escala).

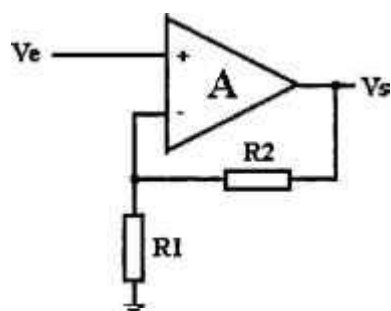
Os problemas descritos acima devem ser levados em conta na escolha dos componentes do estágio de amplificação. Como consequência, para os dois primeiros amplificadores (U1 e U10), selecionou-se o amplificador operacional OPA627AM (Burr-Brown) com transistores FET de entrada. Entre as características principais desse componente podem-se citar: impedância de entrada elevada ( $10^{13} \Omega$ ), baixa tensão de

"offset" ( $250\mu\text{V}$ ), baixa variação térmica da tensão de "offset" ( $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ), baixa corrente de "offset" ( $10\text{ pA}$ ), e baixa densidade espectral de tensão de ruído ( $4,8\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ). Para o terceiro e o quarto amplificadores (U11, U16), responsáveis por um ganho máximo de 100, optou-se pelo componente, de menor custo, OPA134PA da empresa Burr-Brown. Este componente possui baixa densidade de tensão de ruído ( $8\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ) e baixa variação térmica da tensão de "offset" ( $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ).

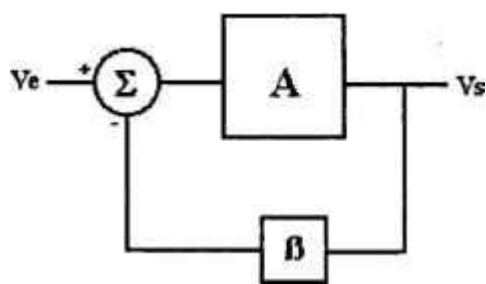
### 3.3.2.2 Ganho máximo de cada amplificador

O ganho máximo de cada amplificador operacional (U1, U10, U11, U16), polarizado como não-inversor, está relacionado com a sensibilidade a parâmetros existente nos sistemas de controle por realimentação. Para esta aplicação, considera-se a sensibilidade do ganho do amplificador polarizado ( $G$ ) em relação ao seu ganho de malha aberta ( $A$ ) em toda faixa de frequências de operação. A figura 3.5(a) e (b) ilustra o circuito básico de um amplificador não-inversor e seu diagrama de blocos correspondente[44], onde:

- $V_e$  é a tensão de entrada
- $V_s$  é a tensão de saída
- $A$  é o ganho de malha aberta
- $\beta$  é o fator de realimentação



(a) AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR



(b) DIAGRAMA DE BLOCOS

Figura 3.5 Amplificador não-inversor (a) e o seu diagrama de blocos (b)

O ganho de malha fechada  $G$  é calculado pela expressão abaixo:

$$G = \frac{V_s}{V_e} = \frac{A}{1 + A\beta} \quad \text{com} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.3)$$

E a sensibilidade do ganho  $G$  em relação ao ganho de malha aberta  $A$  é dada por[45]:

$$S_A^G = \frac{\partial G / G}{\partial A / A} = \frac{1}{1 + A\beta} \quad (3.4)$$

Neste projeto, para um ganho máximo de 10.000 do estágio de amplificação, utilizaram-se 4 amplificadores, resultando num ganho máximo de 10 por amplificador.

Considerando-se como exemplo a figura 3.6, o ganho de malha aberta do componente OPA627AM (b) é cerca de 100 vezes superior ao de malha fechada (c) para a frequência máxima de operação 10kHz (a). Dessa forma, a variação relativa do ganho de malha fechada torna-se 100 vezes menor que a variação relativa do ganho de malha aberta[46].

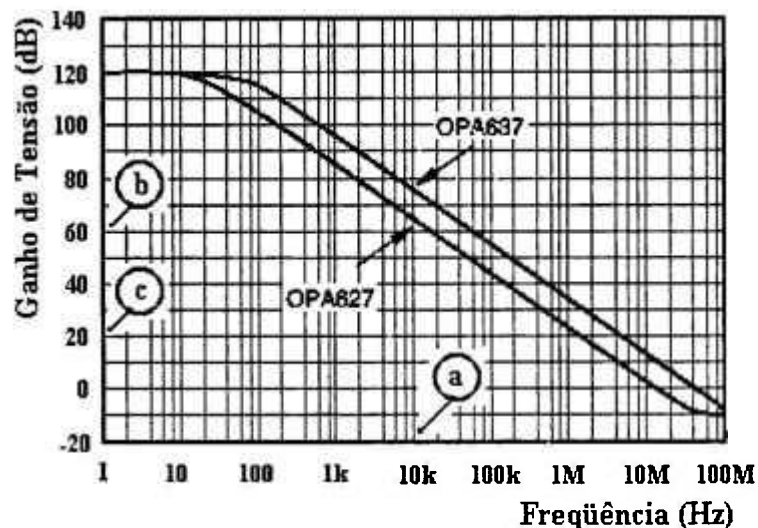


Figura 3.6. Curva do módulo da resposta em frequência do operacional OPA627AM, onde: (a) é a frequência máxima de operação, (b) é ganho de malha aberta correspondente, e (c) é o ganho de malha fechada do amplificador

Para o terceiro e quarto amplificadores (U11, U16) do estágio de amplificação, utiliza-se o amplificador operacional OPA134PA da Burr-Brown. Este componente possui uma característica de malha aberta semelhante à do amplificador OPA627AM, valendo portanto as mesmas considerações apresentadas acima.

### 3.3.2.3 Ruído do estágio de entrada

O estágio de entrada do amplificador isolador é constituído basicamente do filtro passa-altas e do primeiro amplificador operacional do estágio de amplificação. O estágio de entrada tem grande influência no desempenho do amplificador isolador, pois qualquer erro nele introduzido é amplificado com o ganho total do amplificador isolador. Particularmente, o ruído gerado nesse estágio é de importância fundamental. Como exemplo, para um ruído elevado gerado no primeiro amplificador (exemplo:  $1\text{mV}_{\text{rms}}$ ), o ganho máximo de 10.000 perde seu significado, pois o próprio ruído satura a saída do equipamento. Por outro lado, os erros introduzidos pelos demais estágios têm uma influência atenuada pelo ganho dos estágios anteriores.

Tendo em vista essas considerações, nota-se a necessidade de determinar o valor aproximado da amplitude de ruído para caracterizar o amplificador isolador. Para efeito de cálculo, consideram-se as seguintes fontes geradoras responsáveis pelo ruído total de entrada:

- o ruído térmico das diversas resistências do circuito: resistência de saída do transdutor, resistência do filtro passa-altas, e resistências de polarização do amplificador;
- o ruído equivalente de tensão e corrente na entrada do amplificador operacional.

Para determinar o ruído desse estágio utilizou-se o modelo ilustrado na figura 3.7[47]:

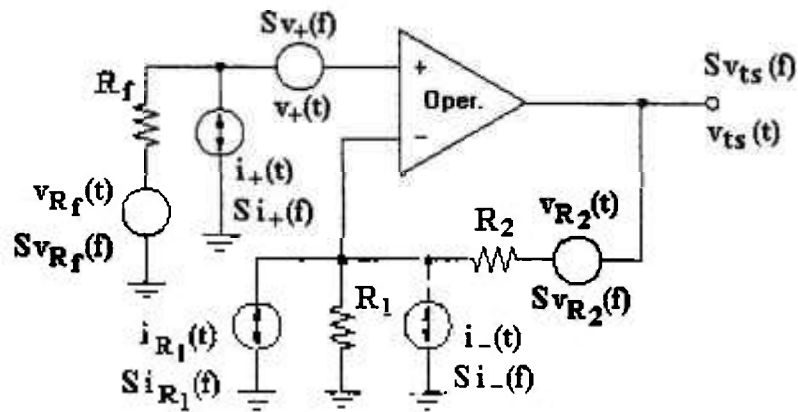


Figura 3.7. Modelo para análise de ruído do estágio de entrada

onde,

- $R_f$  é a resistência resultante da associação das resistências do transdutor e do filtro
- $R_1$  e  $R_2$  são resistores de polarização
- $v_+(t) \Leftrightarrow S_{v_+}(f)$  é a tensão do ruído equivalente da entrada (+) gerada pelo amplificador e seu respectivo espectro de potência
- $i_+(t) \Leftrightarrow S_{i_+}(f)$  é a corrente do ruído equivalente da entrada (+) gerada pelo amplificador e seu respectivo espectro de potência
- $i_-(t) \Leftrightarrow S_{i_-}(f)$  é a corrente do ruído equivalente da entrada (-) gerada pelo amplificador e seu respectivo espectro de potência
- $v_{R_f}(t) \Leftrightarrow S_{v_{R_f}}(f)$  é a tensão do ruído térmico da resistência  $R_f$  e seu respectivo espectro de potência
- $v_{R_2}(t) \Leftrightarrow S_{v_{R_2}}(f)$  é a tensão do ruído térmico da resistência  $R_2$  e seu respectivo espectro de potência
- $i_{R_1}(t) \Leftrightarrow S_{i_{R_1}}(f)$  é a corrente do ruído térmico da resistência  $R_1$  e seu respectivo espectro de potência
- $v_{ts}(t) \Leftrightarrow S_{v_{ts}}(f)$  é a tensão do ruído total equivalente de saída e seu respectivo espectro de potência

Com o objetivo de determinar o espectro de potência  $S_{v_{ts}}(f)$  da tensão de ruído total equivalente de saída  $v_{ts}(t)$ , utilizaram-se os conceitos, hipóteses e desenvolvimentos apresentados no item 2.2.3. Aplicando-se o teorema da superposição referente a sistemas lineares e reagrupando o resultado, pode-se escrever:

$$S_{v_{ts}}(f) = (S_{v_{+}}(f) + S_{i_{+}}(f) \cdot R_f^2 + 4 \cdot K \cdot T \cdot R_f) \cdot G^2 + S_{i_{-}}(f) \cdot R_2^2 + 4 \cdot K \cdot T \cdot R_2 \cdot G \quad (3.5)$$

onde,  $K$  é a constante de Boltzmann ( $1,3805 \times 10^{-23}$  J/K)

$T$  é a temperatura em graus Kelvin

e,

$$G = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.6)$$

é o ganho de malha fechada do amplificador não-inversor.

Para determinar o espectro de potência  $S_{v_{te}}(f)$  da tensão de ruído total equivalente de entrada  $v_{te}(t)$ , basta considerar a expressão:

$$S_{v_{te}}(f) = \frac{S_{v_{ts}}(f)}{G^2} \quad (3.7)$$

### 3.3.2.3.1 Cálculo da tensão eficaz do ruído total equivalente de entrada do amplificador isolador

Calcula-se a tensão eficaz  $\sigma_{te}$  (Vrms) do ruído total equivalente de entrada  $v_{te}(t)$ , utilizando-se o teorema de Wiener-Khinchin (ver item 2.2.3) para processos ergódicos de média zero na faixa de frequências de interesse. Pode-se escrever:

$$\sigma_{te}^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_{v_{te}}(f) \cdot df \quad (3.8)$$

onde,  $S_{v_{te}}(f)$  é o espectro de potência de  $v_{te}(t)$  e  $[f_1, f_2]$  define a faixa de frequências de interesse.

Substituindo  $S_{v_{te}}(f)$  pela associação das expressões 3.5 e 3.8, resulta:

$$\sigma_{te}^2 = \int_{f_1}^{f_2} \left( S_{v_+}(f) + S_{i_+}(f) \cdot R_f^2 + 4 \cdot K \cdot T \cdot R_f + \frac{S_{i_-}(f) \cdot R_2^2}{G^2} + \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot R_2}{G} \right) \cdot df \quad (3.9)$$

#### • Aplicação

Calcula-se a tensão eficaz  $\sigma_{te}$  (Vrms) entre 0,001Hz e 10kHz, de acordo com a última expressão, considerando o amplificador operacional OPA627AM utilizado no estágio de entrada. Como o espectro de potência  $S_{v_+}(f)$  do amplificador é decrescente (ruído 1/f) num primeiro trecho (0,001Hz-1kHz) e praticamente constante num segundo trecho (1-10kHz) de frequências, realizou-se o cálculo da integral acima em duas partes. Na tabela abaixo apresentam-se os dados utilizados para o cálculo.

Tabela 3.2 . Valores para o cálculo da tensão eficaz  $\sigma_{te}$  (Vrms) do ruído total equivalente de entrada  $v_{te}(t)$

IDENTIFICAÇÃO DOS DADOS	VALOR
$S_{v_+(0,001\text{Hz}-1\text{kHz})}(f)$	$((50-0,0452 \cdot f)\text{nV})^2/\text{Hz}$
$S_{v_+(1-10\text{kHz})}(f)$	$(4,8 \text{ nV})^2/\text{Hz}$
$S_{i_+}(f)$	$(2,5 \text{ fA})^2/\text{Hz}$
$S_{i_-}(f)$	$(2,5 \text{ fA})^2/\text{Hz}$
$R_f$	1000 $\Omega$
T	298,15 K (25 °C)
G	10
$R_2$	18000 $\Omega$

Deve-se ressaltar que os dados utilizados para os espectros de potência  $S_{v+}(f)$ ,  $S_{i+}(f)$  e  $S_{i+}(f)$  estão apresentados no apêndice (A.3.4) e foram obtidos da folha de dados do fabricante do amplificador operacional OPA627AM. Particularmente, a expressão de  $S_{v+(0,001\text{Hz}-1\text{kHz})}(f)$  foi obtida por meio de uma linearização da curva de densidade de tensão de ruído fornecida pelo fabricante. Note-se também que nos cálculos, considerou-se uma resistência de fonte de  $1\text{k}\Omega$ , uma temperatura ambiente de  $25\text{ }^\circ\text{C}$ , e um ganho não-inversor de malha fechada de 10.

Com base nesses valores, encontraram-se os seguintes resultados:

$$\sigma_{te}(0,001\text{Hz}-1\text{kHz}) \cong 980 \text{ nVrms}$$

$$\sigma_{te}(1-10\text{kHz}) \cong 790 \text{ nVrms}$$

Combinando-se, pode-se escrever:

$$\sigma_{te}(0,001\text{Hz}-10\text{kHz}) < 2 \text{ }\mu\text{Vrms}$$

Esse resultado é satisfatório, uma vez que ele mostra a viabilidade da utilização do ganho de 10.000 do amplificador isolador, visto que o ruído total na entrada representa menos de 2% do mínimo ( $100\mu\text{Vrms}$ ) sinal de interesse previsto para ser aplicado na entrada do equipamento.

As incertezas de cálculo decorrem principalmente das variações dos dados reais de um componente particular em relação aos dados fornecidos pelo fabricante. No entanto, deve-se considerar que não interessa um valor exato que determine o ruído, mas apenas uma estimativa de sua ordem de grandeza. Mesmo considerando esse fato, o valor acima obtido de  $\sigma_{te}(0,001\text{Hz}-10\text{kHz})$  se aproximou do valor medido experimentalmente, conforme mostrado no capítulo quatro deste texto.

### 3.3.3 Estágio de isolamento

A isolamento elétrica entre a entrada e a saída tem duas funções principais: minimizar erros devido ao acoplamento elétrico entre equipamentos e evitar que falhas se propaguem da saída para a entrada. Como consequência, o amplificador isolador possui alta rejeição modo-comum em tensões elevadas.

A entrada flutuante do amplificador com isolamento evita o erro, presente em sistemas não-isolados, devido à malha ("loop") de corrente resultante da tensão entre o terra do equipamento monitorado e o terra do sistema de monitoração. Geralmente, essa tensão possui componente de 60Hz, seus harmônicos, e várias componentes de ruído provenientes da alimentação do equipamento[48, 49]. A figura 3.8 ilustra a malha de corrente resultante da tensão entre os terras dos sistemas. A tensão medida ( $V_m$ ) num sistema não-isolado, resulta da soma da tensão entre os terras ( $\Delta V_t$ ) e da tensão do sinal de interesse ( $V_s$ ) proveniente do transdutor, conforme representado na expressão (3.10).

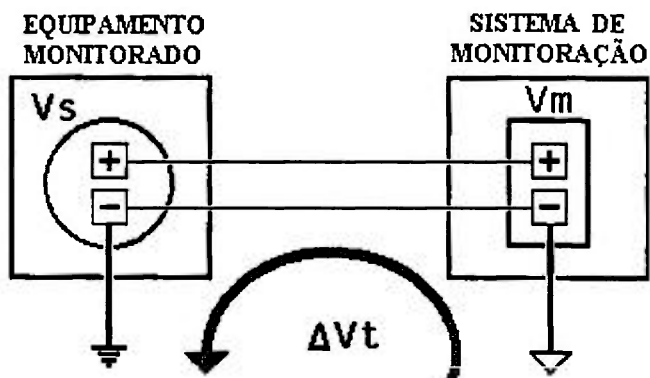


Figura 3.8. Malha de corrente entre os dois terras

$$V_m = V_s + \Delta V_t \quad (3.10)$$

Embora a utilização de entradas diferenciais minimizem esse problema, utiliza-se neste desenvolvimento a isolação elétrica, pois existem aplicações onde é necessário evitar que o sistema de monitoração ocasione tensões ou correntes danosas no equipamento monitorado. Em especial, nas aplicações relacionadas às plantas nucleares[50].

A isolação elétrica é obtida por meio da utilização de uma série de componentes eletrônicos e por certos cuidados construtivos. Os principais componentes responsáveis pelo estágio da isolação (figura 3.9) são: (a) isolador de sinais, (b) conversor DC/DC e (c) conjunto de foto-acopladores.

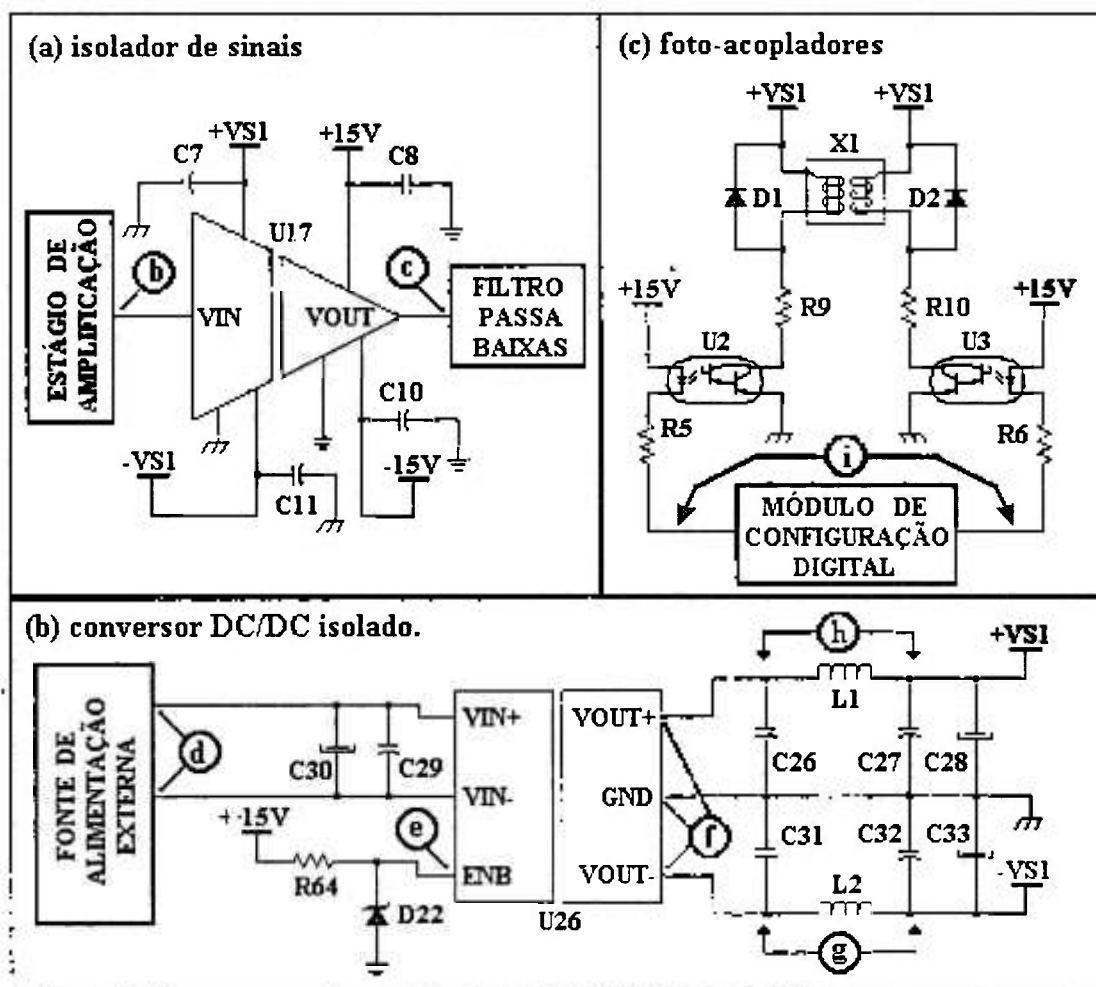


Figura 3.9. Componentes responsáveis pela isolação elétrica: (a) isolador de sinais, (b) conversor DC/DC e (c) conjunto de foto-acopladores

### 3.3.3.1 Isolador de sinais

Ilustra-se na figura 3.9 o isolador de sinais (U17). Ele está situado entre o filtro passa-baixas (c) e o estágio de amplificação (b) do amplificador isolador. O isolador de sinais assemelha-se a um amplificador operacional, porém possui uma descontinuidade elétrica entre sua entrada e saída denominada de "barreira de isolamento". Como resultado dessa separação elétrica, este componente necessita de duas fontes de alimentação: uma convencional para alimentar a saída e uma isolada para alimentar a entrada.

O isolador de sinais aumenta a qualidade da medição devido a sua entrada flutuante. Ele minimiza os erros de malha de terra pelo fato de possuir elevada taxa de rejeição de modo comum (CMRR)[51].

Os isoladores de sinais existentes no mercado possuem três tipos básicos de acoplamento (ou isolação) do sinal: óptico, eletromagnético (transformador) e capacitivo. A escolha do tipo de componente é um compromisso entre a exatidão, a linearidade, o tamanho físico do componente e o custo. O isolador de sinais com transformador permite alcançar uma maior resolução (16 bits) em comparação com o isolador de sinais mais barato com acoplamento capacitivo (12 bits). Por outro lado, o isolador de sinais com acoplamento óptico é mais rápido, porém apresenta uma pior linearidade que os demais[50].

No projeto utilizou-se o isolador de sinais de acoplamento capacitivo, devido ao seu baixo custo, sua eficiência e o seu pequeno tamanho físico. Ilustra-se na figura 3.10 o diagrama de blocos deste componente.

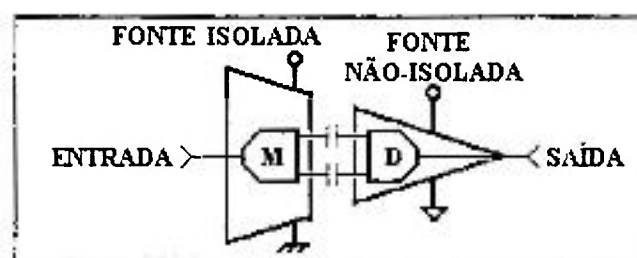


Figura 3.10. Diagrama de blocos do isolador de sinais de acoplamento capacitivo, onde (M) é o circuito de modulação e (D) o circuito de demodulação

Seu princípio de funcionamento consiste em isolar a entrada da saída por intermédio de um par de capacitores de baixo valor. O sinal na entrada é modulado e transmitido para a saída, onde é demodulado e convertido novamente para a forma original. Para evitar qualquer perturbação na análise de sinais, a frequência de modulação do isolador deve ser maior que a frequência máxima do sinal de interesse.

Como consequência do processo de modulação-demodulação, uma ondulação ("ripple") de tensão aparece na sua saída, que pode variar de 5mV a 25mV dependendo do componente. Essa ondulação pode ser removida com um filtro passa baixas na saída do amplificador. Porém, ainda sobra um ruído causado pela instabilidade ("jitter") do processo de modulação. Para reduzir o efeito desse ruído sobre o sinal desejado, amplifica-se o sinal antes do isolador de sinais[52].

### 3.3.3.2 Conversor DC/DC isolado

O conversor DC/DC isolado (U26) (figura 3.9) é o principal componente da fonte isolada do condicionador de sinais. Alimentado com tensão retificada e filtrada (d), utiliza um oscilador de alta frequência para realizar o chaveamento da tensão de entrada. Após a isolação, a tensão é retificada, filtrada e regulada, resultando na tensão de saída (f). O componente conversor DC/DC selecionado para este projeto possui uma entrada de controle (e), cuja função é habilitar a tensão nos terminais de saída.

A frequência de chaveamento do conversor DC/DC deve ser maior que a frequência máxima do sinal de interesse, pela mesma razão citada para o isolador de sinais. Além disso, deve ser distante da frequência de modulação do isolador de sinais. Uma diferença pequena entre as frequências de chaveamento desses dois componentes pode causar ruídos de baixa frequência que se sobrepõem ao sinal de interesse, e que são impossíveis de serem filtrados[52].

No projeto utilizou-se a fonte isolada GS5T24-5D15 da empresa SGS-Thomson. É um componente compacto que possui as seguintes características principais: tensão de saída regulada de  $\pm 15\text{Vdc}$  até 125mA, tensão de saída regulada de +5Vdc até 200mA, frequência de chaveamento de 120kHz, e tensão de isolação de 2500Vdc. Este componente

necessita de uma tensão de entrada de +24Vdc retificada e filtrada, e de uma tensão de 5Vdc (aplicada na entrada de controle "enable") necessária para habilitar a tensão de saída.

Para atenuar o ruído de alta frequência causado pelo chaveamento interno do conversor DC/DC isolado, utilizam-se no projeto da fonte isolada filtros passa-baixas do tipo  $\pi$  (g, h na figura 3.9b), formados de indutores (L1, L2) e capacitores (C26, C27, C28, C31, C32, C33). Esses filtros estão diretamente conectados nas saídas de alimentação (positiva e negativa) da fonte, onde os capacitores C26 e C31 dos filtros se associam com os capacitores internos de saída do componente U26. Portanto, a frequência de corte resultante é dada pela expressão[53]:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.11)$$

onde, L é a indutância e C a capacitância de saída do filtro  $\pi$ .

Considerando os indutores (L1, L2) de 220 $\mu$ H e os capacitores eletrolíticos (C28, C33) de 10 $\mu$ F, obteve-se a frequência de corte de  $f \cong 3,4kHz$ .

Também, utilizam-se capacitores de cerâmica de 100nF (C27, C32) para filtrar as componentes de alta frequência do ruído, onde as perdas dos capacitores eletrolíticos são elevadas. Neste caso, a frequência de corte dos filtros passa a ser  $f \cong 34kHz$ .

### 3.3.3.3 Conjunto de foto-acopladores

Para realizar o controle dos relés responsáveis pela seleção dos ganhos no estágio de amplificação, utiliza-se um conjunto de foto-acopladores.

Como exemplo, a figura 3.9c ilustra o circuito responsável pela configuração do ganho do primeiro amplificador. Por intermédio dos foto-acopladores (U2, U3) controlados pelo módulo de configuração digital (i), seleciona-se a posição dos contatos do relé miniatura X1 por meio da aplicação de uma tensão de 12Vdc sobre as bobinas do relé por

um período de 3ms. Os diodos de comutação (D1, D2) são utilizados como proteção contra transientes de tensão que ocorrem no momento que se desenergizam as bobinas.

No projeto utilizou-se o componente TIL197 da Texas Instruments que possui uma tensão de isolamento de 2,5kVrms.

### 3.3.4 Estágio do filtro passa-baixas

O filtro passa-baixas determina a frequência de corte superior do amplificador isolador e tem como principal função eliminar os problemas de "aliasing" na análise de sinais.

Existem vários tipos de filtros passa-baixas (tais como Butterworth, Bessel e Chebyshev) e suas características individuais estão descritas no capítulo 2. Além de definir o tipo do filtro, para completar a sua caracterização, é necessário definir o número de pólos e a frequência de corte. Desse modo, para este estágio, foi adotado um conjunto de três filtros Butterworth de quatro pólos cada, sendo possível selecionar as frequências de corte de 100Hz, 1kHz e 10kHz. Considerando sua característica de banda passante plana, sua inclinação assintótica de 80dB/década e os critérios de amostragem limitadores do aliasing, este tipo de filtro mostra-se satisfatório para a maioria das aplicações de análise de sinais dinâmicos.

#### 3.3.4.1 Polinômios de Butterworth

A função de transferência normalizada do filtro passa-baixas de Butterworth pode ser escrita como:

$$H(s) = \frac{1}{s^4 + 2,613.s^3 + 3,414.s^2 + 2,613.s + 1} \quad (3.12)$$

O denominador desta expressão é denominado de polinômio de Butterworth de quarta ordem. Os valores dos pólos dessa função estão representados na tabela 3.3[35] e a resposta em frequência (módulo e fase) correspondente é apresentada na figura 3.11.

Tabela 3.3. Pólos da função de transferência de um filtro Butterworth de quarta ordem

PÓLO	VALOR
S1	$-0,3827 + j0,9239$
S2	$-0,9239 + j0,3827$
S3	$-0,9239 - j0,3827$
S4	$-0,3827 - j0,9239$

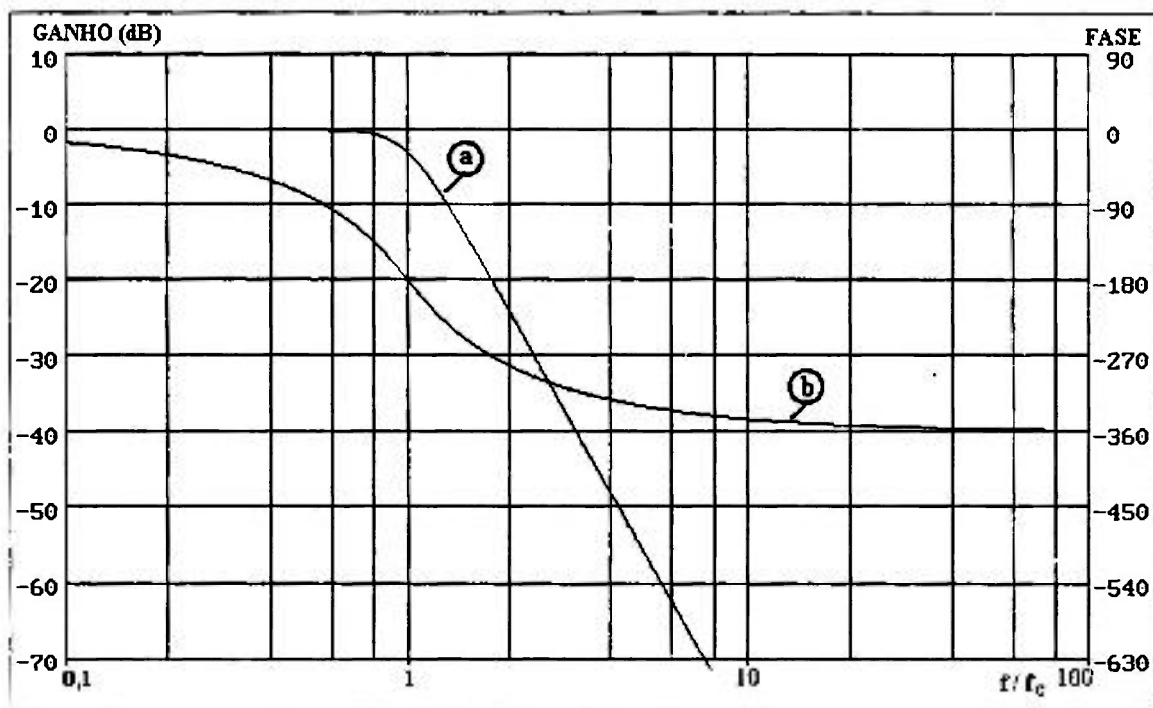


Figura 3.11. Resposta em frequência normalizada do filtro passa-baixas: (a) módulo ou simplesmente "ganho", (b) fase

### 3.3.4.2 Implementação

A construção desse filtro pode ser realizada utilizando-se componentes amplificadores operacionais de uso geral ou componentes específicos para projetos de filtros ativos, tais como: o componente UAF-42 da Burr-Brown que apresenta custo

elevado; e os do tipo "switched capacitor" que além de necessitarem de pré-filtros, apresentam maior ondulação ("ripple") e limitações de excursão de tensão.

Neste trabalho levando-se em consideração a aplicação, o custo e o desempenho, optou-se por utilizar a arquitetura MFB ("multiple feedback")[44] implementada com amplificadores operacionais OPA134 da Burr-Brown.

Pode-se implementar filtros de Butterworth de  $2n$  pólos, a partir de arranjos constituídos de  $n$  células de filtros ativos tipo MFB de dois pólos em cascata. Este tipo de arquitetura possui baixa sensibilidade em relação à variação dos parâmetros de seus componentes. Ilustra-se na figura 3.12 uma célula MFB de dois pólos.

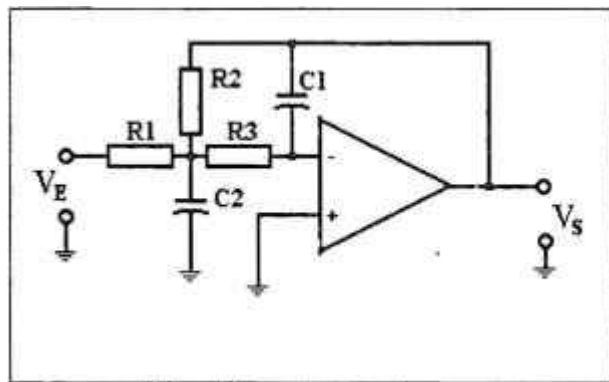


Figura 3.12 Célula MFB de dois pólos

A função de transferência  $H(s)$ , desse circuito, é calculada pela expressão[44]:

$$H(s) = \frac{V_S(s)}{V_E(s)} = \frac{-1/(R_1 \cdot R_3 \cdot C_2 \cdot C_1)}{s^2 + (s/C_2) \cdot (1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3) + 1/(R_3 \cdot R_2 \cdot C_2 \cdot C_1)} \quad (3.13)$$

onde,  $V_E$  é a tensão de entrada e  $V_S$  é a tensão de saída.

Para implementar um filtro Butterworth de 4 pólos utilizam-se duas células em cascata, de modo que sua função de transferência é o produto das funções de transferência de cada célula. Denominando as duas células de A e B, resulta a seguinte função de transferência:

$$H(s) = \frac{1/(R_{1A} \cdot R_{2A} \cdot C_{2A} \cdot C_{1A})}{[s^2 + (s/C_{2A}) \cdot (1/R_{1A} + 1/R_{2A} + 1/R_{3A}) + 1/(R_{2A} \cdot R_{3A} \cdot C_{2A} \cdot C_{1A})]} \cdot \frac{1/(R_{1B} \cdot R_{3B} \cdot C_{2B} \cdot C_{1B})}{[s^2 + (s/C_{2B}) \cdot (1/R_{1B} + 1/R_{2B} + 1/R_{3B}) + 1/(R_{3B} \cdot R_{2B} \cdot C_{2B} \cdot C_{1B})]} \quad (3.14)$$

Finalmente, considerando a implementação do protótipo, ilustra-se na figura 3.13 o circuito do estágio do filtro passa-baixas do amplificador isolador constituído de três filtros passa-baixas de Butterworth de 4 pólos, com frequências de corte de 100Hz, 1kHz e 10kHz, seleccionáveis (X6, X7, X8) pelo módulo de configuração digital.

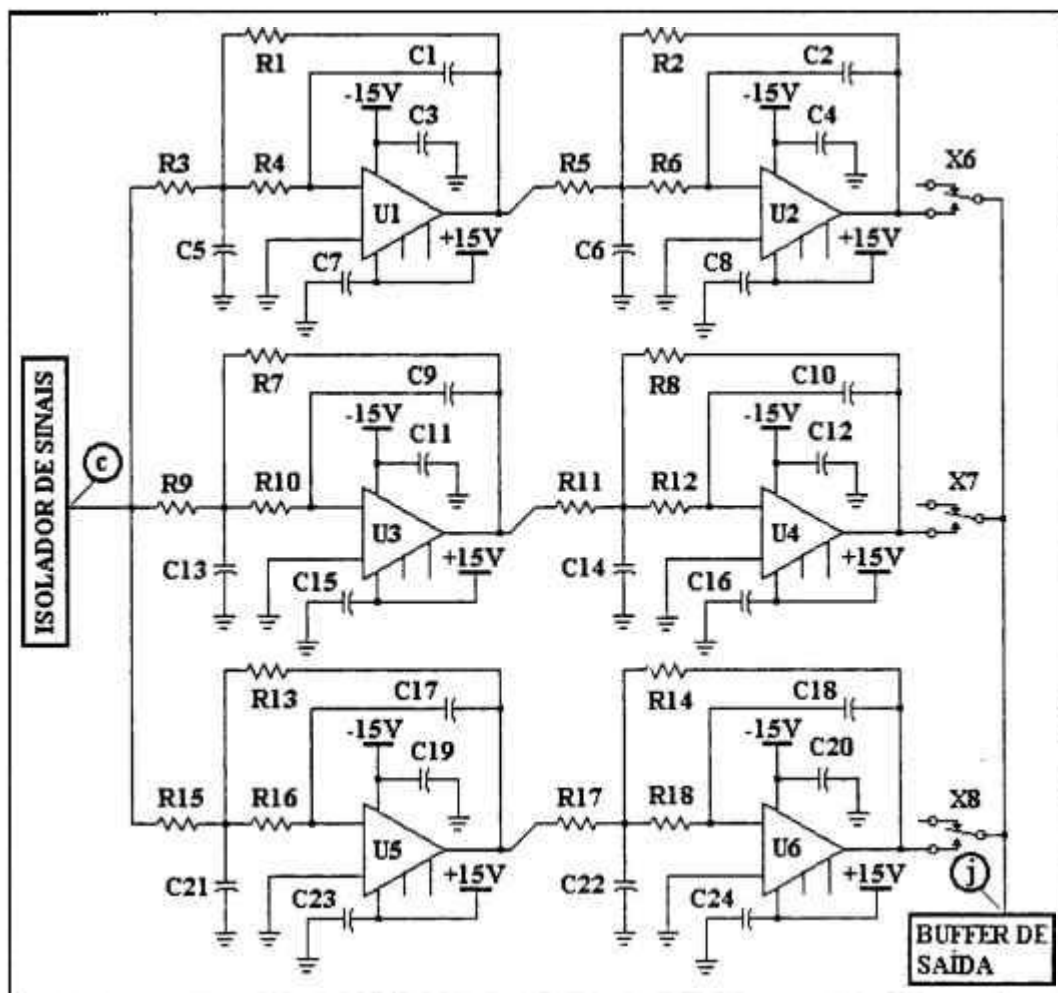


Figura 3.13. Circuito do estágio do filtro passa-baixas do amplificador isolador constituído de três filtros de Butterworth de 4 pólos passa-baixas com frequências de corte de 100Hz, 1kHz e 10kHz, seleccionáveis por meio de X6, X7 e X8

Considerando a ampla gama de aplicações de análise de sinais dinâmicos, pode ser de interesse ter certa flexibilidade quanto às opções de frequência de corte e número de pólos do filtro passa-baixas. Assim, para facilitar sua possível substituição, optou-se por sua construção num módulo independente da placa de circuito impresso do amplificador isolador.

### 3.3.4.3 Ferramenta de cálculo

Para o projeto dos filtros passa-baixas, utilizou-se o programa Filter2.exe da empresa Burr-Brown. É um programa utilizado para o desenvolvimento de diversos tipos de filtros. Como exemplo, a figura 3.14 ilustra a interface homem-máquina deste software na implementação do filtro Butterworth de quatro pólos com frequência de corte de 10kHz e arquitetura MFB. Como resultado, o programa fornece os valores dos componentes eletrônicos (R1, R2, R3, C1, C2) utilizados na polarização de cada amplificador operacional desse filtro[37]. Este programa também apresenta a resposta em frequência do filtro (módulo e fase) conforme ilustrado na figura 3.11.

WELCOME		▽ Circuit..... MFB <enter>				
This program can be used to design		Butterworth.... *				
Multiple-Feedback (MFB) and Sallen-Key		Chebyshev.....				
low-pass active filters. The default		Ripple.....				
type is MFB. Press <enter> to change		Bessel.....				
the circuit type.		Number of poles.. 4				
See Burr-Brown Application Bulletin		Cutoff frequency. 10.00 k				
AB-034 for details.		Response @ fx... 1.000 k				
↑ ↓ arrows move cursor to next line.		Scale Resistors. 10.00 k				
		Gain Entry.....				
		Capacitor menu..				
		Resistors..... Exact				
		Display.....				
<hr/>						
MFB, 4-Pole Low-Pass Butterworth, 10.00 kHz Cutoff						
<hr/>						
Section	R1	R2	R3	R4	C1	C2
A	6.786 k	6.786 k	11.31 k		1.000 nF	3.300 nF
B	5.204 k	5.204 k	10.36 k		470.0 pF	10.00 nF

Figura 3.14. Interface homem máquina do programa da Burr-Brown para projeto de filtros

Os resultados para os filtros de 100Hz e 1kHz encontram-se nos apêndices (A.3.5 e A.3.6).

### 3.3.5 Indicador de saturação

O indicador de saturação tem por objetivo indicar se o nível de tensão do sinal dinâmico ultrapassou a região linear de amplificação de  $\pm 10V_p$ . Dessa forma, o amplificador isolador informa a ocorrência da saturação do sinal de interesse em decorrência de uma programação de ganho inadequada.

Deve-se observar que a saturação do sinal, é responsável pelo aparecimento de harmônicos que interferem no resultado da análise espectral.

Ilustra-se na figura 3.15 o circuito do indicador de saturação implementado por um amplificador operacional quádruplo OPA4134 (U22) da Burr-Brown. Ele é composto basicamente de um retificador de onda completa (k), um circuito inversor (l), e um discriminador com memória (m).

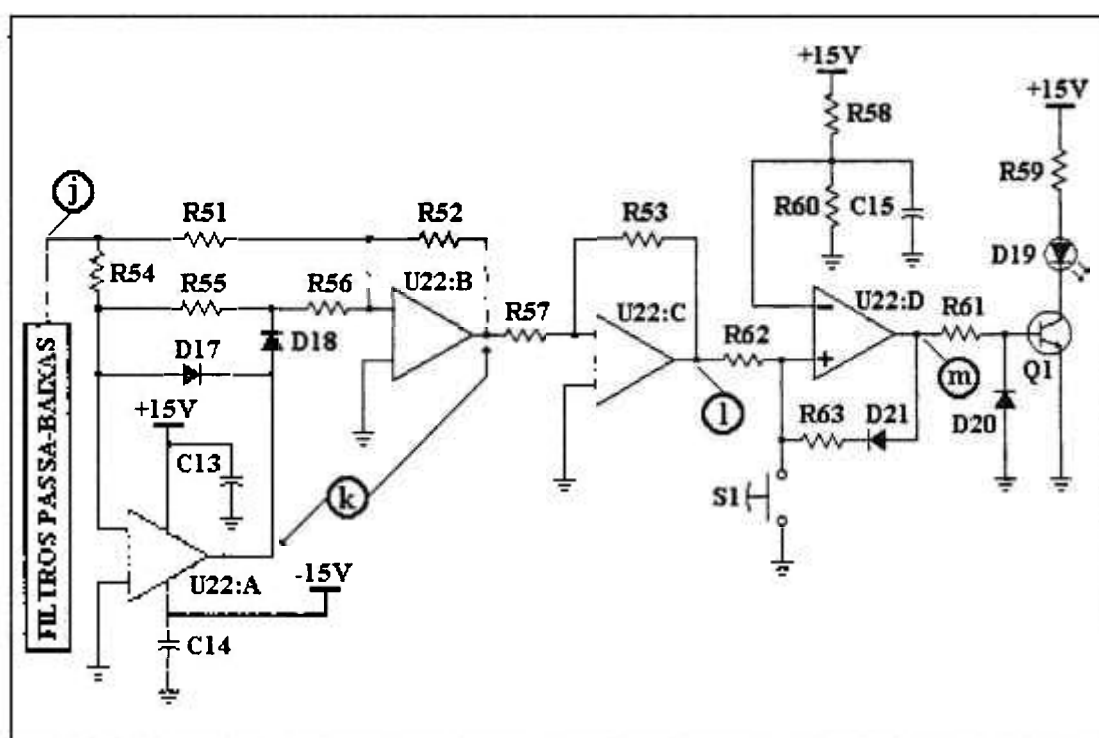


Figura 3.15. Circuito do indicador de saturação

O circuito retificador (k) tem por objetivo determinar o valor absoluto da tensão do sinal dinâmico para ser aplicado no circuito discriminador (m). Quando o valor da tensão em (l) for superior à tensão de referência (10Vdc) aplicada na entrada inversora (-) de U22:D, o diodo emissor de luz (LED) (D19) indica a saturação. A chave S1 é utilizada para o "reset" do circuito. Ela aplica 0V na entrada não inversora (+) do discriminador U22:D, fazendo com que o LED retorne à condição inicial.

### 3.3.6 "Buffer" de saída

É o circuito que permite a conexão do amplificador isolador com outros sistemas. Para isso, é necessário que acione cargas capacitivas com excursão plena de tensão, sem distorcer o sinal. Como consequência, o "buffer" deve possuir baixa impedância de saída e boas características de resposta para cargas capacitivas.

Adotou-se para este estágio um amplificador operacional (OPA134) polarizado com ganho unitário, alimentado pela fonte não-isolada. A figura 3.16 ilustra o esquema do circuito.

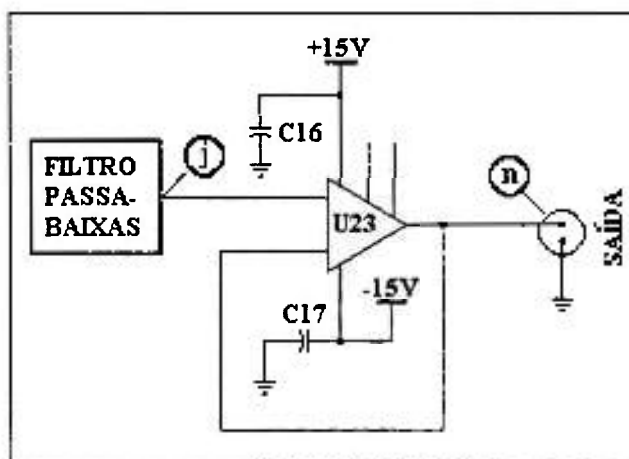


Figura 3.16. Circuito do "buffer" de saída

### 3.3.7 Fonte de alimentação não-isolada

A fonte de alimentação não-isolada simétrica ( $\pm 15\text{Vdc}$ ) (figura 3.17), com saída retificada, filtrada e estabilizada (p), é responsável por alimentar a região não-isolada do amplificador isolador (saída do isolador de sinais, filtro passa-baixas, indicador de saturação e "buffer" de saída). Ela é implementada basicamente com reguladores de tensão LM78L15 (U24) e LM79L15 (U25), e alimentada com uma tensão simétrica de  $\pm 24\text{Vdc}$  (o) não-estabilizada, proveniente da fonte de alimentação externa.

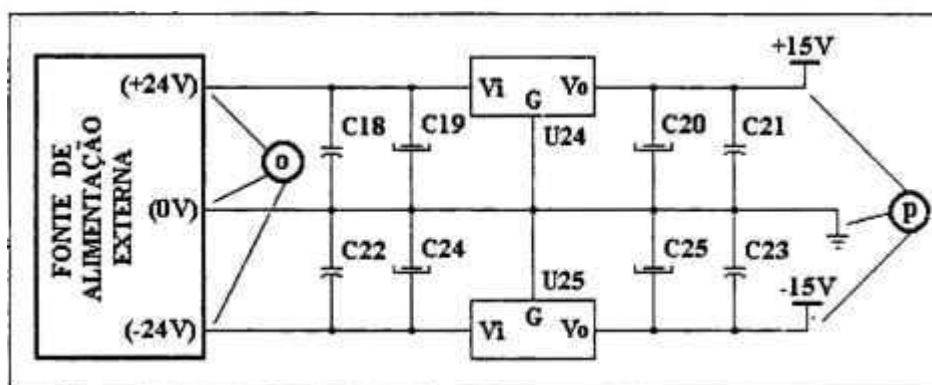


Figura 3.17. Circuito da fonte de alimentação não-isolada do amplificador isolador

### 3.4 Aspectos construtivos

Com o objetivo de minimizar os erros no sinal, foram selecionados componentes de qualidade para o projeto do amplificador isolador, conforme descrito nos capítulos 2 e 3, tais como: capacitores de baixa absorção dielétrica (policarbonato, poliestireno e poliéster), resistores de baixo ruído (filme metálico) e amplificadores operacionais com características especiais.

Além disso, para garantir seu funcionamento adequado, deve-se considerar uma série de aspectos construtivos, tais como: blindagem, aterramento, isolamento e projeto de conexão de cabos e conectores.

Em especial, na montagem final do equipamento devem ser levados em consideração: a forma e o material das diversas blindagens (referenciadas a terras diferentes), fios condutores internos que podem servir como captadores de interferências ou serem responsáveis por uma eventual perda de isolamento, conectores de entrada e saída, "layout" da placa de circuito impresso, e componentes mecânicos internos de fixação.

A seguir descrevem-se os detalhes de dois componentes de grande importância para o bom funcionamento do amplificador isolador: placa de circuito impresso e blindagens.

### **3.4.1 Placa de circuito impresso**

O "layout" da placa de circuito impresso é fundamental para o funcionamento correto dos vários circuitos eletrônicos que formam este equipamento. No seu projeto deve-se: evitar o acoplamento e a redução de isolamento entre os estágios de entrada (isolado) e de saída (não-isolado), devido a uma eventual proximidade de componentes e conexões desses estágios; e realizar conexões e aterramento adequados de modo a evitar efeitos parasitas.

Por outro lado, como o amplificador isolador pode fazer parte de um sistema de monitoração portátil, adotou-se também requisitos dimensionais no projeto da placa de circuito impresso. Assim, para a implementação deste primeiro protótipo, definiu-se uma placa de dimensões reduzidas de 10 cm x 22 cm.

A figura 3.18 ilustra o esquema simplificado do "layout" adotado para a placa de circuito impresso. O desenho é separado em áreas (isolada e não-isolada) e subdividido em regiões (A, B, C, D e E) conforme a função elétrica de cada circuito nelas alocado.

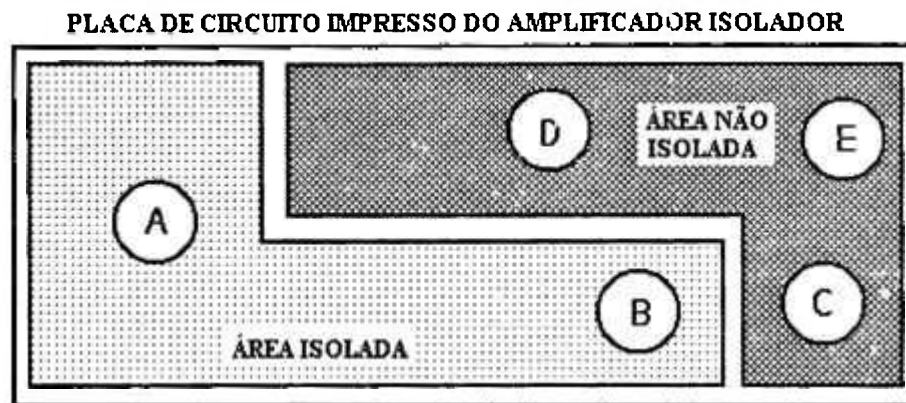


Figura 3.18. Regiões da placa de circuito impresso do amplificador isolador

A área composta pelas regiões (A) e (B) corresponde ao circuito de entrada isolado do equipamento, onde:

- A região (A) corresponde aos circuitos que formam o estágio amplificador e o filtro passa-altas. Esta região é crítica e deve ser blindada para evitar interferências eletromagnéticas. Também, o filtro passa-altas e a entrada do primeiro amplificador (U1) são montados sobre mini-torres de teflon para evitar a introdução de correntes parasitas provenientes da placa de circuito impresso. O aterramento é conectado num único ponto para evitar malhas de corrente.
- A região (B) corresponde ao circuito que forma a fonte isolada. Por ser fonte de interferência eletromagnética, este componente deve ser blindado e posicionado distante da região (A).

A composição das regiões (C), (D) e (E) corresponde à parte não-isolada do equipamento, onde:

- A região (C) corresponde ao circuito que forma a fonte de alimentação não-isolada do amplificador isolador.
- A região (D) corresponde aos circuitos que formam o indicador de saturação, o "buffer de saída" e o filtro passa-baixa. O filtro é montado em placa de circuito impresso separada e fixada mecanicamente sobre a região (D).
- A região (E) corresponde ao conector que interliga o amplificador isolador ao módulo de configuração digital e à fonte de alimentação externa.

Para garantir a isolação entre as duas regiões da placa (isolada e não-isolada), o "layout" do circuito é projetado para possuir uma distância mínima de 0,20 polegadas entre as trilhas dessas áreas.

Como resultado, a isolação total entre a entrada e a saída do amplificador isolador é superior a 250Vdc. Este resultado é obtido utilizando-se o menor valor de isolação dos componentes responsáveis pelo estágio de isolação. A tabela 3.4 resume a característica de isolação individual de cada um desses componentes.

Tabela 3.4. Isolação dos componentes responsáveis pelo estágio de isolação

<b>COMPONENTE</b>	<b>ISOLAÇÃO</b>
conversor dc/dc	2500 Vdc
foto-acoplador	2500 Vrms
isolador de sinais	1500 Vrms
placa de circuito impresso	maior que 250Vdc <sup>1</sup>

<sup>1</sup>Para uma distância de 3.00 mm ( $\approx 0,12$  polegadas) entre as trilhas, na superfície da placa de circuito impresso, a isolação elétrica está situada entre 251Vdc e 500Vdc [54].

### 3.4.2 Blindagens

Campos elétricos e magnéticos podem produzir erros particularmente no estágio de entrada onde a impedância é elevada. Para minimizar essa interferência, o equipamento utiliza um conjunto de três blindagens: (A) do estágio isolado, (B) da fonte isolada, e (C) do equipamento. A figura 3.19 ilustra essas blindagens.

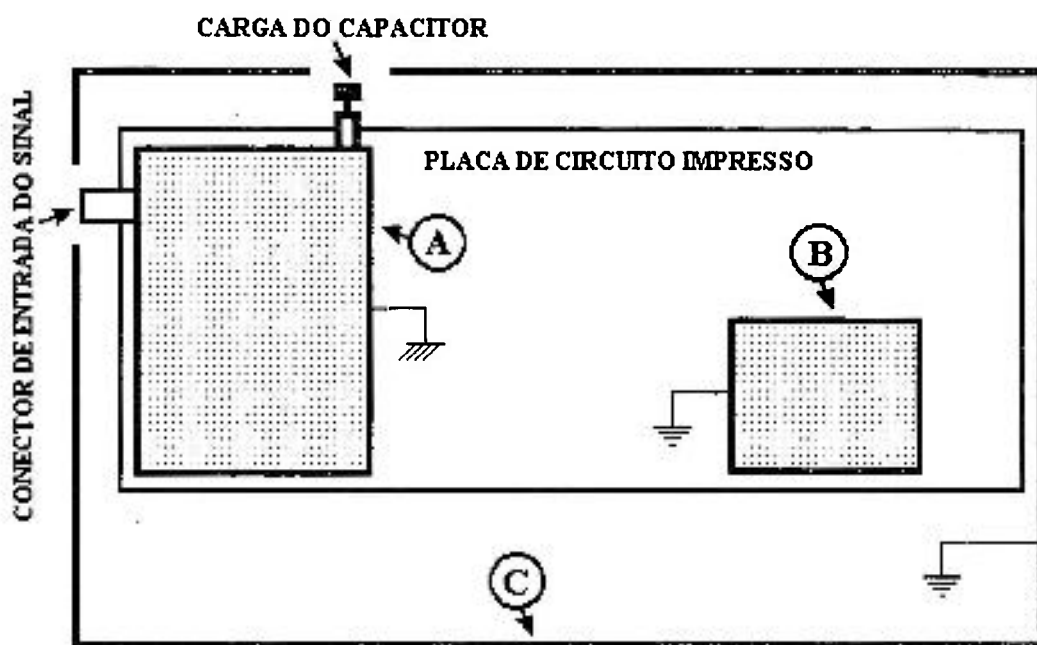


Figura 3.19. Conjunto de blindagens do amplificador isolador

Todo o equipamento é montado dentro de uma caixa de alumínio (C). Essa caixa está referenciada ao terra não-isolado do amplificador e funciona como uma blindagem do estágio não-isolado contra campos elétricos provenientes do meio ambiente. Além disso, ela é responsável pela fixação dos componentes mecânicos e das placas de circuito impresso do equipamento.

A blindagem do estágio isolado (A) é a mais importante desse conjunto de blindagens. Ela é utilizada para proteger todos os componentes da entrada isolada de interferências eletromagnéticas (EMI). É uma caixa fixada na placa de circuito impresso, referenciada ao terra isolado, onde estão fixados o conector de entrada de sinal e a chave de carga do capacitor do filtro passa-altas. O acesso externo ao conector é realizado mediante uma abertura no painel frontal da blindagem (C).

Esse arranjo mecânico incorpora o cabo de entrada de sinal, responsável por interligar o conector de entrada ao filtro passa-altas dentro da blindagem. Nessa montagem preserva-se a isolação do conector de entrada de sinal do equipamento.

A blindagem da fonte isolada (B) é uma caixa, referenciada ao terra não-isolado, que envolve todo o componente conversor DC/DC. Ela tem por objetivo impedir a propagação dos campos eletromagnéticos causados pelo processo de chaveamento sobre os demais circuitos do amplificador isolador.

Considerando as blindagens (A) e (B), utilizou-se o mumetal (da empresa Amueneal Manufacturing Corp.[55]) para blindar os campos magnéticos e o cobre para blindar os campos elétricos. O corpo das caixas é moldado em mumetal com espessura de 1,016 mm e revestido de cobre com uma espessura de 0,06 mm.

A eficiência destas blindagens pode ser observada calculando-se as perdas por absorção e por reflexão descritas em 2.2.1. Para o cálculo, consideraram-se:

- uma fonte emissora de campo eletromagnético com uma frequência de 1kHz situada a 1 metro da blindagem;
- e os seguintes dados de condutividade e permeabilidade:  $\sigma_{R(\text{COBRE})} = 1$ ;  $\mu_{R(\text{COBRE})} = 1$ ;  $\sigma_{R(\text{MUMETAL})} = 0,03$ ; e  $\mu_{R(\text{MUMETAL})} = 20.000$ [26].

Apresentam-se os resultados na tabela 3.5, onde observa-se a eficiência do mumetal por meio das perdas por absorção, de campos eletromagnéticos, e do cobre por meio das perdas por reflexão. Conclui-se que o mumetal é necessário para blindar os campos magnéticos (perdas por absorção = 103dB), para os quais o cobre não é eficiente (perdas por reflexão = 45dB).

Tabela 3.5. Eficiência das blindagens utilizadas no amplificador isolador

	PERDAS POR ABSORÇÃO	PERDAS POR REFLEXÃO (E)	PERDAS POR REFLEXÃO (H)
cobre	0,3 dB	232 dB	45 dB
mumetal	103 dB	174 dB	-----

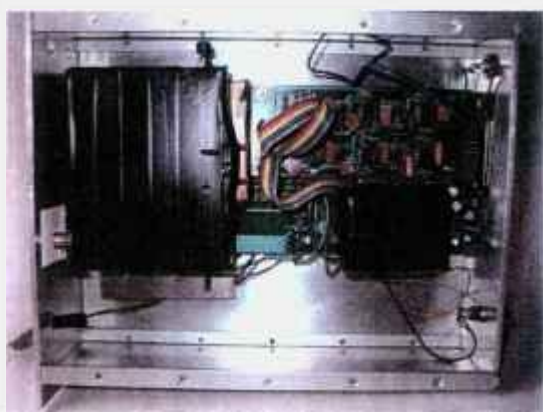
## CAPÍTULO 4

### TESTES E RESULTADOS

#### 4.1 Introdução

Com o objetivo de avaliar e validar o projeto do amplificador isolador descrito no capítulo 3, construíram-se no padrão IMS 5U (International Modular System), conforme mostrado na figura 4.1, os protótipos do módulo amplificador isolador e de um módulo experimental de configuração de ganhos e de filtros utilizado para testes.

Com o objetivo de avaliar o desempenho do amplificador isolador, realizou-se um conjunto de testes experimentais para determinar suas principais características<sup>1</sup>: distorção harmônica, ruído de entrada e saída, resposta em frequência, isolamento elétrico, e razão de rejeição de modo comum (CMRR). Também, para validar o equipamento para aplicações relacionadas à análise de vibração realizou-se uma análise espectral de um rolamento defeituoso.



(a)



(b)

Figura 4.1. Fotos do módulo amplificador isolador (a) e do módulo experimental de configuração (b)

<sup>1</sup> Um resumo de tais características encontra-se no apêndice A.4.1.

Para certos testes, tais como distorção harmônica e ruído realizaram-se comparações entre os amplificadores isoladores disponíveis na Divisão de Monitoração e Diagnóstico do CEN do IPEN<sup>2</sup>. Tais amplificadores são denominados neste texto como: AI-A, AI-B1 e AI-B2.

O amplificador isolador AI-A foi adquirido da Alemanha em meados da década de 80 para atender as necessidades de pesquisa da área de análise de sinais dinâmicos. Possui basicamente os seguintes recursos:

- Seleção de ganho: Duas seleções, uma variando de 1 até 1.000 e outra de 1 até 1024.
- Filtro passa altas (1 pólo): DC; 0,1 Hz; 1 Hz; 10 Hz.
- Filtro passa baixas (2 pólos): 20Hz; 50Hz; 100Hz; 150Hz; 300Hz; 1kHz; 3kHz; e 10kHz.

O amplificador isolador AI-B1, modelo 036-ZZ, foi desenvolvido em conjunto pelo IPEN e Marinha Brasileira em meados da década de 80. Tem sido utilizado principalmente para análise de ruído neutrônico e medidas de tempo de resposta[16, 22, 23]. Suas principais características são:

- Seleção de ganho: de 1 até 10.000.
- Filtro passa altas (1 pólo): 0,001Hz.
- Filtro passa baixas (1 pólo): 100Hz.

O amplificador isolador AI-B2, tema desta dissertação, foi desenvolvido com a finalidade de substituir o AI-B1. Projetado com componentes modernos, ele possui:

- Seleção de ganho: de 1 até 10.000.
- Filtro passa altas (1 pólo): 0,001Hz.
- Filtro passa baixas (4 pólos): 100Hz; 1kHz; e 10kHz.

---

<sup>2</sup>O apêndice A.4.2 apresenta uma tabela comparativa das características dos amplificadores isoladores utilizados no CEND.

## 4.2 Distorção Harmônica

A aplicação de um sinal senoidal na entrada de um amplificador deveria resultar na geração de uma onda senoidal perfeita em sua saída. Entretanto a onda de saída não é uma réplica exata da onda de entrada, pois vários tipos de erros podem ocorrer. Um desses erros de grande importância em análise de sinais dinâmicos, resultado de características não lineares inerentes aos componentes eletrônicos, é a "distorção harmônica". O comportamento não linear de dispositivos eletrônicos acrescenta harmônicos à frequência fundamental, originando a chamada distorção harmônica[56]. Desse modo, a distorção harmônica pode ser definida como: "Uma forma de distorção em circuitos analógicos que gera harmônicos (sinais cujas frequências são múltiplos inteiros do sinal de entrada). Ela é calculada como a relação entre a amplitude de um harmônico e a amplitude da componente fundamental"[57, 58].

A distorção harmônica pode ser medida observando-se a saída de um analisador de espectro quando aplicamos uma tensão senoidal na sua entrada[59]. Como exemplo, a figura 4.2 ilustra o espectro de um sinal correspondente a uma senóide de 50Hz com 20 Vpp proveniente do amplificador isolador AI-B2. Observam-se a frequência fundamental (F) de 50Hz e os seus respectivos harmônicos ( $H_2 \dots H_5$ ) no espectro do sinal.

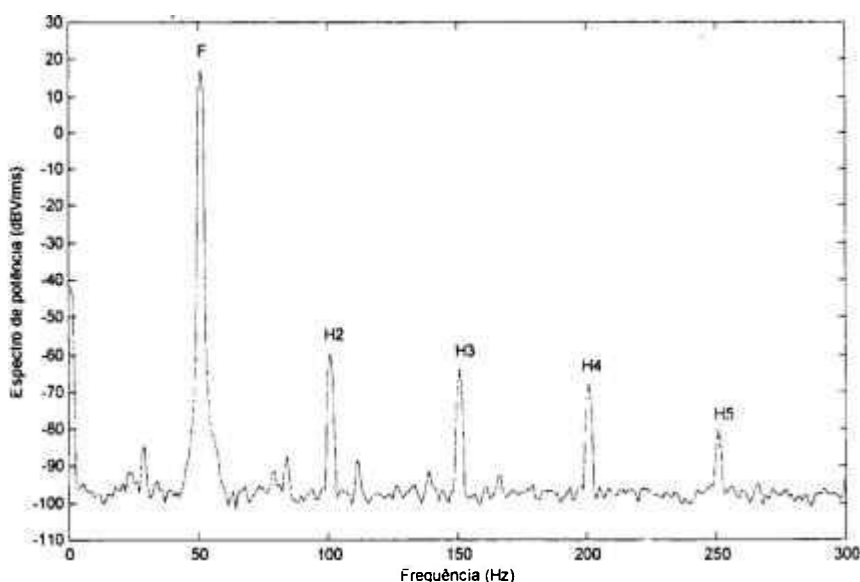


Figura 4.2. Exemplo de distorção harmônica de um sinal senoidal de 50Hz

Para calcular a distorção harmônica total faz-se a combinação de todos os harmônicos gerados, conforme a expressão:

$$DHT = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots + H_N^2}}{F} \quad (4.1)$$

onde,

$DHT$  é a distorção harmônica total

$H_2$  é a amplitude do segundo harmônico (Vrms)

$H_3$  é a amplitude do terceiro harmônico (Vrms)

$H_N$  é a amplitude do  $n$ ésimo harmônico (Vrms)

$F$  é a amplitude da componente de frequência fundamental (Vrms)

#### 4.2.1 Medição da Distorção Harmônica

Este experimento tem por objetivo comparar a DHT dos amplificadores isoladores utilizados no CEND (AI-B2, AI-B1, AI-A) para uma condição particular de ganho e frequência, e também determinar a DHT do amplificador isolador AI-B2 para diversos ganhos e frequências.

Ilustra-se na figura 4.3 o esquema do sistema de medição utilizado neste experimento. Ele é composto por: um gerador de funções da empresa Hewlett Packard modelo 33120A; uma placa de aquisição de dados da National Instruments, modelo DAQCard – AI-16XE-50 (20 kS/s, 16-bit Multifuntion I/O); um Notebook Pentium III (650MHz) modelo 7220CTe da empresa Toshiba com sistema operacional Windows 98; e o programa para processamento de sinais LabView 5.1, da empresa National Instruments.

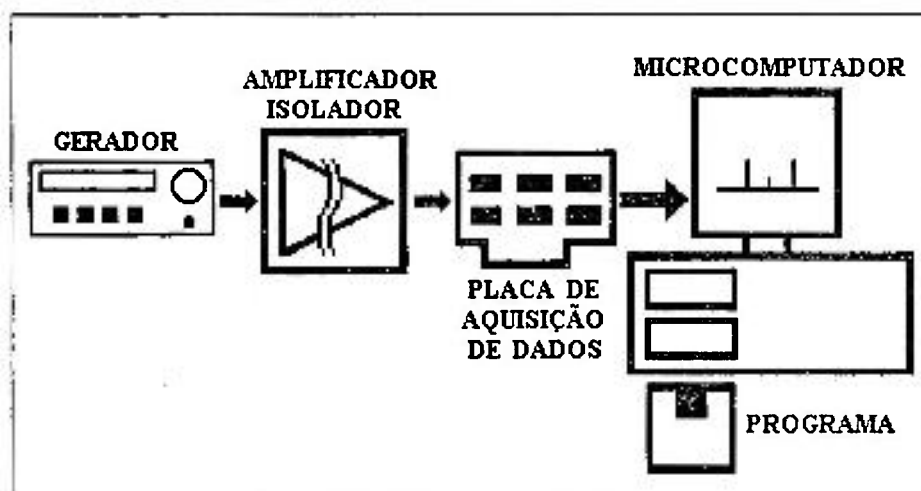


Figura 4.3. Esquema do sistema de medição utilizado para determinar a distorção harmônica dos amplificadores isoladores

Para a comparação da DHT dos três amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A), configurou-se cada amplificador em ganho unitário com filtros passa-baixas na condição de frequência máxima, e programou-se o gerador para uma senóide de 100Hz.

Para a avaliação da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função do ganho, configurou-se o AI-B2 em determinados ganhos (1, 10, 100 e 1000) com filtro passa-baixas na condição de frequência máxima, e programou-se o gerador para uma senóide de 100Hz.

Finalmente, para a avaliação da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da frequência, configurou-se o AI-B2 em ganho unitário com filtro passa-baixas na condição de frequência máxima, e programou-se o gerador para senóides de 100Hz e 1kHz. Devido a limitações da interface de aquisição de dados não foi possível realizar medidas com frequências superiores a 1kHz.

Em todas essas partes do experimento determinou-se a DHT do gerador para finalidade de comparação. Também, utilizaram-se diversas amplitudes do sinal do gerador (2Vpp, 4Vpp, .... 20Vpp), frequência de amostragem de 10kHz e 10.000 pontos de amostragem.

Por intermédio de um programa de tratamento matemático implementado no Matlab calculou-se a FFT dos sinais coletados. Utilizando-se os cinco primeiros harmônicos determinou-se a DHT conforme a equação 4.1.

Observe-se que, seguindo essa metodologia, a DHT obtida para os amplificadores refere-se, na verdade, à DHT do conjunto (gerador + amplificador). Como a DHT do gerador é de valor pequeno ( $<0,04\%$ ) para as aplicações de interesse, tem importância na análise apenas a DHT do conjunto (gerador + amplificador) que é superior à DHT do gerador. Essa abordagem é justificável, pois a DHT, assim como o ruído, é um erro, e portanto não interessa conhecer seu valor exato, mas apenas um valor conservativo que a quantifique.

#### 4.2.2 Resultados

Sintetizam-se os resultados nas seguintes tabelas e figuras:

- Tabela 4.1 e figura 4.4: Comparação da DHT dos três amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A)
- Tabela 4.2 e figura 4.5: Avaliação da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função do ganho
- Tabela 4.3 e figura 4.6: Avaliação da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da frequência

Tabela 4.1. DHT do gerador e dos amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A) em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário e frequência de corte máxima do filtro passa-baixas dos amplificadores, e frequência do sinal de 100Hz

AMPLITUDE Vpp	GERADOR THD %	AI-B2 THD %	AI-B1 THD %	AI-A THD %
2	0.018	0.022	0.016	0.045
4	0.020	0.017	0.010	0.043
6	0.017	0.016	0.011	0.042
8	0.020	0.017	0.018	0.043
10	0.020	0.018	0.024	0.047
12	0.017	0.014	0.043	0.044
14	0.018	0.015	0.055	0.044
16	0.017	0.017	0.080	1.412
18	0.018	0.017	0.116	5.352
20	0.033	0.020	0.221	8.608

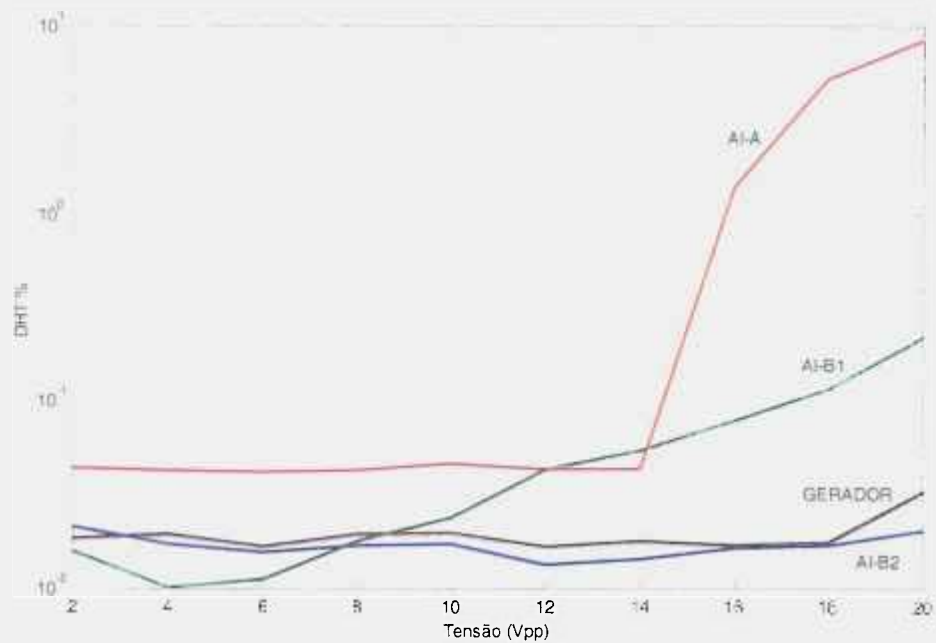


Figura 4.4. Comportamento da DHT do gerador e dos amplificadores isoladores (AI-B2, AI-B1, AI-A) em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário e frequência de corte máxima do filtro passa-baixas dos amplificadores, e frequência do sinal de 100Hz

Tabela 4.2. DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho (1, 10, 100, 1000), frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz

AMPLITUDE	GANHO	GANHO	GANHO	GANHO
Vpp	1	10	100	1000
	THD %	THD %	THD %	THD %
2	0.022	0.020	0.018	0.020
4	0.017	0.019	0.020	0.020
6	0.016	0.014	0.015	0.016
8	0.017	0.016	0.018	0.015
10	0.018	0.017	0.019	0.017
12	0.014	0.014	0.013	0.014
14	0.015	0.015	0.014	0.014
16	0.017	0.016	0.018	0.016
18	0.017	0.017	0.018	0.016
20	0.020	0.020	0.019	0.020

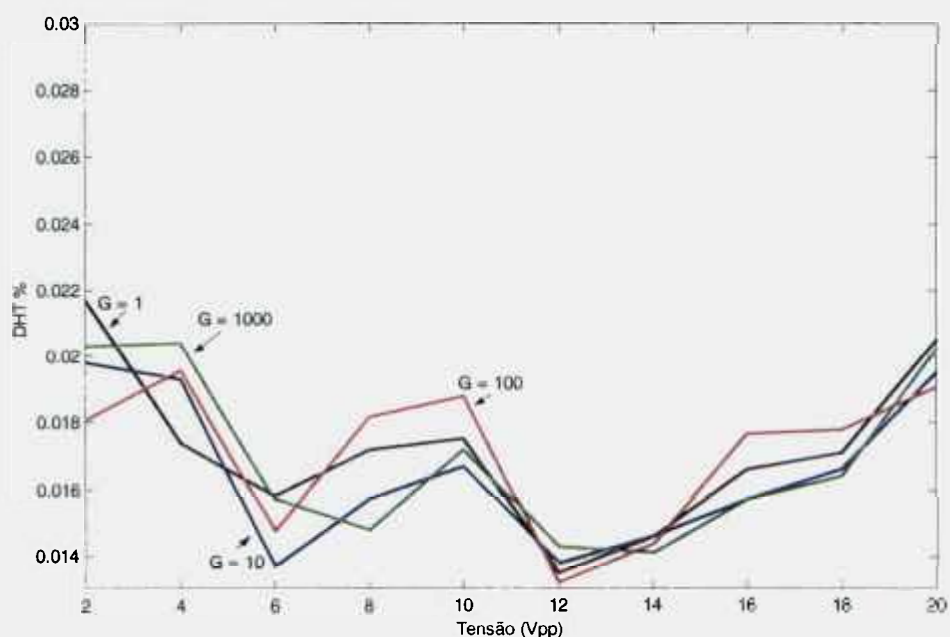


Figura 4.5. Comportamento da DHT do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho (1, 10, 100, 1000), frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz

Tabela 4.3. DHT do gerador e do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário, frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz e 1kHz

AMPLITUDE	GERADOR	AI-B2	GERADOR	AI-B2
Vpp	100Hz THD %	(100Hz) THD %	1kHz THD %	(1kHz) THD %
2	0.018	0.022	0.019	0.022
4	0.020	0.017	0.020	0.032
6	0.017	0.016	0.017	0.044
8	0.020	0.017	0.020	0.058
10	0.020	0.018	0.022	0.074
12	0.017	0.014	0.016	0.091
14	0.018	0.015	0.018	0.108
16	0.017	0.017	0.020	0.124
18	0.018	0.017	0.021	0.144
20	0.033	0.020	0.020	0.161

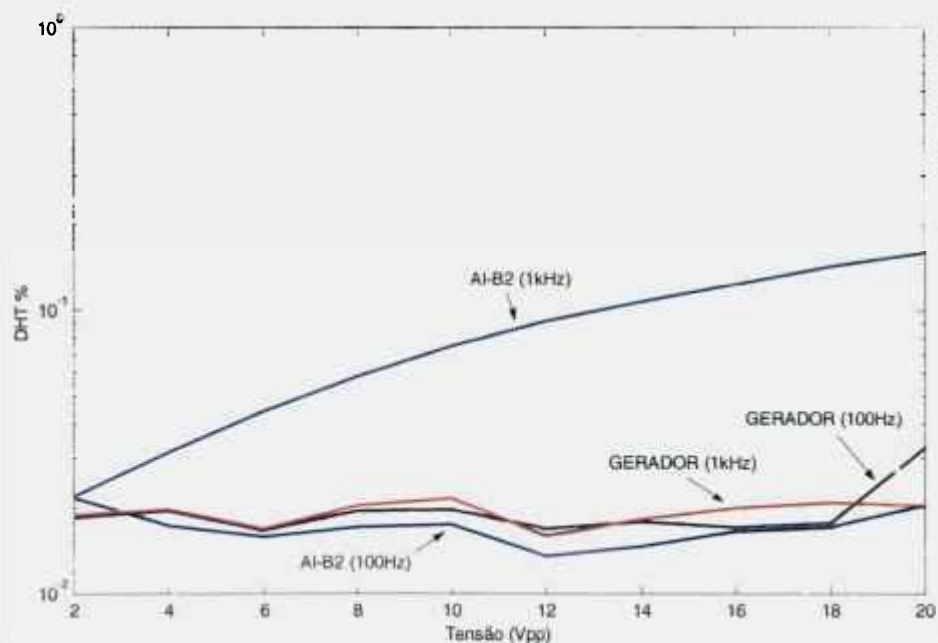


Figura 4.6. Comportamento da DHT do gerador e do amplificador isolador AI-B2 em função da amplitude do sinal, nas condições de: ganho unitário, frequência de corte máxima (10kHz) do filtro passa-baixas, e frequência do sinal de 100Hz e 1kHz

A DHT do gerador fornecida pelo fabricante de DC a 20kHz é menor que 0,04% [60]. De acordo com a tabela 4.1, observa-se que os valores estão próximos de 0,02%, sendo o maior valor 0,033% em 20Vpp e 100Hz. A concordância desses números é um ponto favorável para a aceitação da metodologia utilizada.

Por outro lado, deve-se considerar que embora a interface de aquisição de dados seja de 16 bits, considera-se que distorções da ordem de 0,005%, principalmente em baixas amplitudes do sinal (<5V), seja a resolução do equipamento. Isso explica as oscilações da DHT observadas nas figuras 4.4, 4.5 e 4.6.

Observa-se da figura 4.4 que o protótipo desenvolvido (AI-B2), objeto deste trabalho, produz uma DHT da ordem do gerador (0,02%) de valor inferior que a dos demais modelos para a maior parte das amplitudes do sinal de 100Hz. Nota-se também que a distorção tende a aumentar para amplitudes mais elevadas do sinal.

A figura 4.5 mostra que a DHT do amplificador AI-B2 é praticamente invariante com o ganho e de valor da ordem da DHT do gerador (0,02%) para 100Hz.

Observando a figura 4.6, verifica-se que a DHT do amplificador AI-B2 aumenta com a frequência, de modo que para um sinal de amplitude 5V@1kHz obteve-se uma DHT de 0,074% e para 10V@1kHz obteve-se 0,161%, valores aceitáveis para as aplicações de interesse. É possível mostrar por meio de teste complementar que a maior parte dessa distorção do amplificador é provocada pelo seu isolador de sinais. Finalmente, tal teste deveria ser realizado para a frequência máxima de operação do amplificador isolador (10kHz). No entanto, a falta de uma interface de aquisição de dados apropriada impossibilitou sua realização.

### 4.3 Ruído do amplificador isolador

Uma parte dos erros presentes na saída do amplificador isolador deve-se ao ruído intrínseco de seus componentes e à interferência eletromagnética.

Para ganho unitário ( $G = 1$ ), o ruído presente na saída deve-se à soma das contribuições dos ruídos gerados nos diversos estágios do amplificador isolador. Como os estágios de saída (do isolador de sinais em diante) possuem nível de ruído mais elevado que os demais, resulta que nesse caso, o ruído medido na saída corresponde praticamente ao ruído proveniente desses estágios. Por outro lado, para ganhos elevados (ex.:  $G = 10.000$ ), o ruído presente na saída deve-se praticamente ao ruído presente no estágio de entrada amplificado pelo ganho elevado. Dessa forma, nos testes apresentados a seguir, determina-se o ruído de saída nessas duas condições de ganho.

O nível de ruído é medido pelo seu valor eficaz ( $V_{rms}$ ) na saída, onde o sinal já está amplificado, o que evita a possibilidade do medidor introduzir ruído na entrada do amplificador. Para se obter o ruído equivalente de entrada é necessário medir o ruído na saída do equipamento e dividi-lo pelo ganho do circuito[26]. Para medir o valor eficaz de um ruído é utilizado um tipo de voltímetro denominado "true rms". Como princípio de funcionamento, esse aparelho utiliza um transdutor para converter a tensão de entrada em dissipação de calor e relacionar com uma tensão ( $V_{rms}$ ) equivalente.

#### **4.3.1 Medição do ruído do amplificador isolador**

O objetivo deste experimento é determinar e comparar o ruído medido na saída dos amplificadores isoladores utilizados no CEND (AI-B2, AI-B1, AI-A). Ilustra-se na figura 4.7 o esquema do sistema de medição utilizado neste experimento. Ele é composto por: um voltímetro "true rms" da HP modelo 3400A (banda passante de 10Hz até 10MHz); uma placa de aquisição de dados da "National Instruments", modelo DAQCard – AI-16E-4 (16 Inputs, 500 kS/s, 12-bit Multifunction I/O); um Notebook Pentium de (133MHz) 16MB de RAM, 256kB de memória cachê e sistema operacional Windows 95; e o programa para processamento de sinais LabView 5.1, da empresa "National Instruments".

Com a entrada de cada amplificador isolador em curto-circuito, e nas condições de ganho unitário, ganho 10.000 (12.800 para o AI-A) e frequência de corte superior máxima, determinaram-se a tensão eficaz ( $V_{rms}$ ) do ruído na saída, o espectro de potência correspondente, e a tensão eficaz do ruído equivalente na entrada para essa condição de

ganho elevado. Também determinou-se a tensão eficaz do ruído na saída do protótipo AI-B2 sem a blindagem do estágio de entrada.

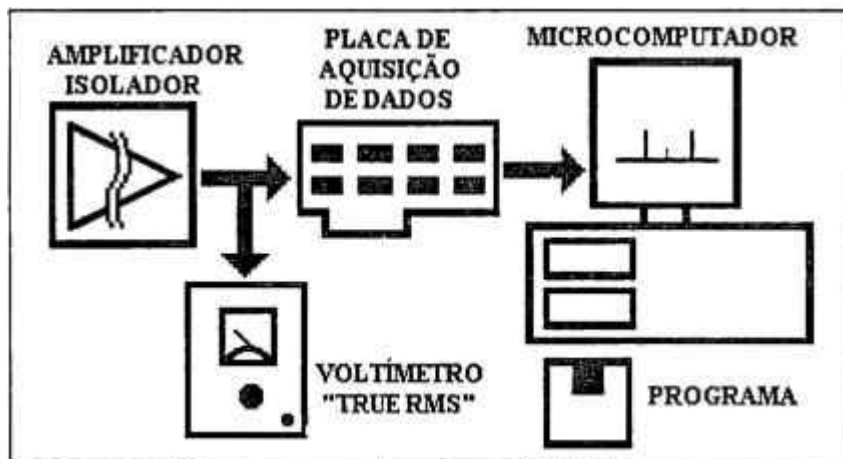


Figura 4.7. Esquema do sistema de medição utilizado para determinar o ruído dos amplificadores

### 4.3.2 Resultados

Os resultados são sintetizados nas seguintes tabelas e figuras:

- tabela 4.4: Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho elevado ( $\geq 10.000$ );
- tabela 4.5: Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho unitário;
- tabela 4.6: Ruído do amplificador AI-B2 para diversos ganhos e faixa de freqüências de 0,001–10.000Hz;
- tabela 4.7: Efeito da blindagem no amplificador AI-B2 para ganho 1.000 e faixa de freqüências de 0,001–10.000Hz;
- figura 4.8: Tensão de ruído de saída e seu espectro de potência do amplificador AI-B2 para ganho 10.000 e faixa de freqüências de 0,001–10.000Hz.

Tabela 4.4. Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho elevado ( $\geq 10.000$ )

MODELO DO FILTRO	GANHO	FAIXA DE FREQUÊNCIAS (Hz)	RUÍDO NA SAÍDA (mVrms)	RUÍDO EQUIVALENTE NA ENTRADA ( $\mu$ Vrms)
AI-A	12.800	0,1 – 10.000	105,0	8,20
AI-B1	10.000	0,001 – 1.000	50,0	5,00
AI-B2	10.000	0,001 – 10.000	16,0	1,60

Tabela 4.5. Ruído dos diversos amplificadores isoladores com ganho unitário

MODELO DO FILTRO	FAIXA DE FREQUÊNCIAS (Hz)	RUÍDO NA SAÍDA (mVrms)
AI-A	0,1 – 10.000	1,50
AI-B1	0,001 – 1.000	0,75
AI-B2	0,001 – 10.000	3,00

Tabela 4.6. Ruído do amplificador AI-B2 para diversos ganhos e faixa de frequências de 0,001–10.000Hz

GANHO DO AMPLIFICADOR AI-B2	RUÍDO NA SAÍDA (mVrms)
1	3,0
3	3,0
10	3,0
30	3,0
100	3,0
300	3,0
1.000	3,3
3.000	5,3
10.000	16,0

Tabela 4.7. Efeito da blindagem no amplificador AI-B2 para ganho 1.000 e faixa de frequências de 0,001–10.000Hz

MONTAGEM	RUÍDO NA SAÍDA (mVrms)
COM BLINDAGEM	3,3
SEM BLINDAGEM	12,0

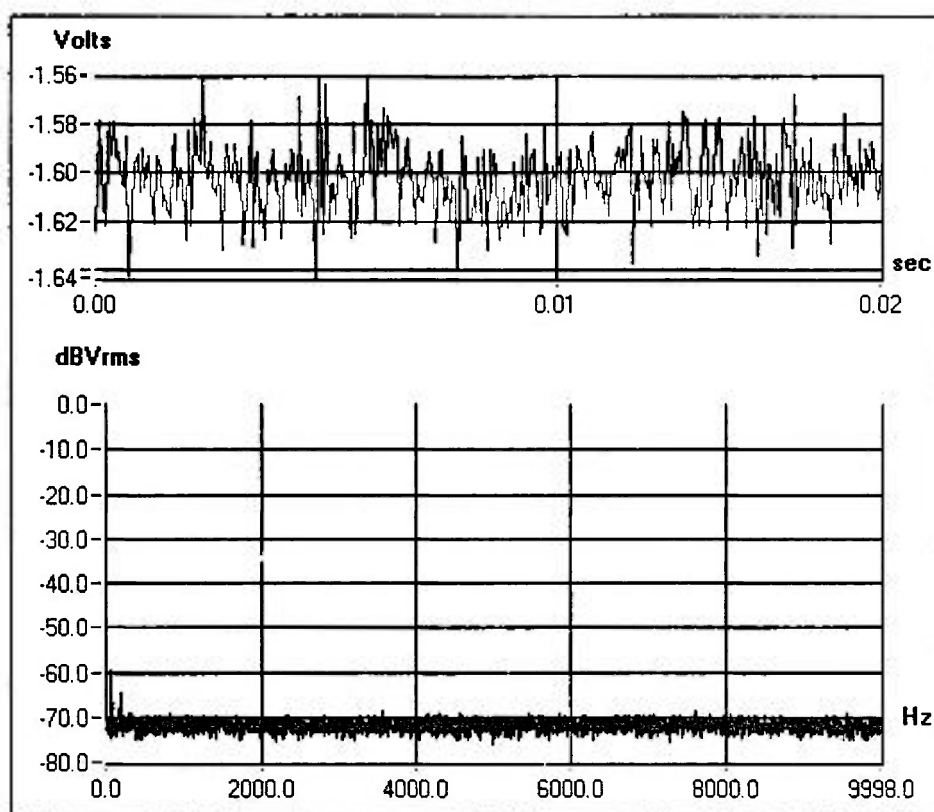


Figura 4.8. Tensão de ruído de saída e seu espectro de potência do amplificador AI-B2 para ganho 10.000 e faixa de frequências de 0,001 – 10.000Hz. O espectro de potência do ruído foi obtido considerando os seguintes parâmetros: frequência de amostragem de 20kHz, 10.000 pontos de amostragem, e 20 médias

Nota-se da tabela 4.4 que a tensão eficaz do ruído equivalente na entrada do protótipo AI-B2 é menor que a dos demais amplificadores, mesmo este possuindo uma faixa de frequências de operação superior aos demais. Embora a tensão eficaz do ruído de na saída do protótipo AI-B2 com  $G = 1$  seja de 3,0 Vrms, esse valor é praticamente gerado pelo seu estágio de saída (tabela 4.5) e não é amplificado pelo ganho do amplificador. Seu valor, embora maior que o dos demais amplificadores, é pequeno o suficiente para não comprometer a análise do sinal de interesse. Os amplificadores AI-A e AI-B1 possuem menor tensão eficaz de ruído na saída, resultante principalmente do componente isolador de sinais utilizado nesses projetos. No entanto, tais componentes possuem custo e tamanho maior.

O espectro de potência da tensão de saída do amplificador AI-B2 (figura 4.8) mostra um comportamento predominante de ruído branco limitado pela banda passante do amplificador. Nos apêndices A.4.3 e A.4.4 encontram-se para referência as curvas das tensões de ruído de saída e seus respectivos espectros de potência, correspondentes aos amplificadores isoladores AI-B1 e AI-A.

Os testes para verificar o efeito da blindagem no amplificador AI-B2 com ganho 1.000 (tabela 4.7), mostraram a eficiência da blindagem. Nos apêndices A.4.5 e A.4.6 encontram-se as curvas das tensões de ruído de saída e seus respectivos espectros de potência, referentes ao efeito da blindagem no amplificador AI-B2.

#### **4.4 Resposta em frequência do amplificador isolador**

A resposta em frequência é uma característica de interesse do amplificador isolador. Sendo uma expressão no domínio complexo, ela pode ser representada por curvas de módulo e fase em função da frequência, denominadas neste texto respectivamente de curvas de ganho x frequência e fase x frequência.

A resposta em frequência do amplificador isolador é praticamente definida em frequências baixas pelo filtro passa-altas e em frequências altas pelo filtro passa-baixas. Como o filtro passa-baixas é de um pólo, passivo, determinado apenas pela constante de tempo RC do circuito, não houve qualquer preocupação em avaliá-lo. Deve-se considerar também que sua avaliação deveria ser feita por métodos indiretos (resposta ao degrau), uma vez que sua frequência de corte é muito baixa (0,001 Hz). Por outro lado, além do filtro passa-baixas ser ativo e de 4 pólos, deve-se verificar que, na região de altas frequências, a resposta do amplificador isolador é definida apenas por esse filtro. Além disso, a exatidão dos valores e a qualidade dos componentes eletrônicos utilizados no projeto são de grande importância para que as curvas obtidas experimentalmente aproximem-se das previstas pela teoria. O objetivo deste experimento é determinar a parte da curva de resposta em frequência (ganho e fase) do amplificador isolador definida pelo filtro passa-altas, e comparar com as curvas teóricas obtidas pelo programa FILTER2.EXE.

#### 4.4.1 Curva de ganho x frequência

Para determinar a parte da curva de ganho x frequência definida pelo filtro passa-baixas foi utilizado um gerador de funções Hewlett Packard modelo 33120A e um multímetro de precisão Hewlett Packard modelo 34401A, conforme ilustrado na figura 4.9. O sinal proveniente do gerador é aplicado na entrada do amplificador isolador. A saída do amplificador isolador é conectada na entrada do multímetro.

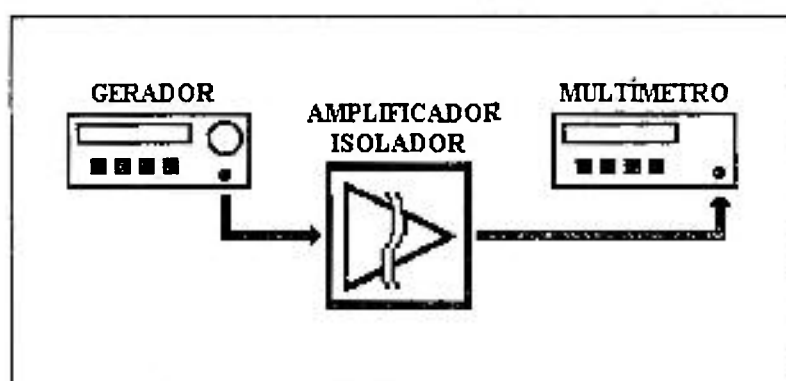


Figura 4.9. Experimento para determinar a parte da curva de ganho x frequência definida pelo filtro passa-baixas

A curva de ganho x frequência é obtida aplicando-se um sinal, com amplitude de 20Vpp, em diversas frequências. O ganho para cada frequência é obtido pela razão entre as tensões (rms) de saída e de entrada do filtro. A resposta é obtida utilizando-se um programa de tratamento matemático (MATLAB versão 5.3).

#### 4.4.2 Curva de fase x frequência

Para determinar a parte das curvas de fase x frequência definida pelo filtro passa-baixas foi utilizado um gerador de funções da empresa Hewlett Packard modelo 33120A e um osciloscópio digital da empresa Tektronix modelo TDS3034, conforme ilustrado na figura 4.10.

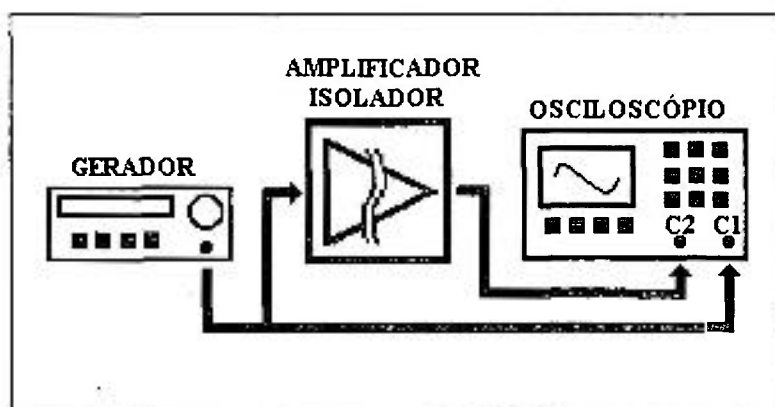


Figura 4.10. Experimento para determinar a parte da curva de fase x frequência definida pelo filtro passa-baixas

O sinal proveniente do gerador é aplicado no canal vertical 1 (C1) do osciloscópio e na entrada do amplificador isolador. A saída do amplificador isolador é conectada no canal vertical 2 (C2) do osciloscópio.

A característica de fase do amplificador é obtida aplicando-se um sinal, com amplitude de 20Vpp, em diversas frequências. A diferença das fases do canal C1 (sinal do gerador) e do canal C2 (sinal do amplificador) para cada frequência é obtida por meio da função de medida de fase do osciloscópio. Em seguida, é utilizado um programa de tratamento matemático (MATLAB versão 5.3) para determinara curva de fase x frequência.

#### 4.4.3 Resultados

As respostas em frequência teórica e experimental do filtro passa-baixas de 100Hz estão ilustradas na figura 4.11 com as curvas do ganho x frequência, e na figura 4.12 com as curvas de fase x frequência. Como os resultados para os filtros de 1kHz e 10kHz são similares e não apresentam detalhes adicionais, eles foram anexados como apêndices (A.4.7, A.4.8, A.4.9, A.4.10).

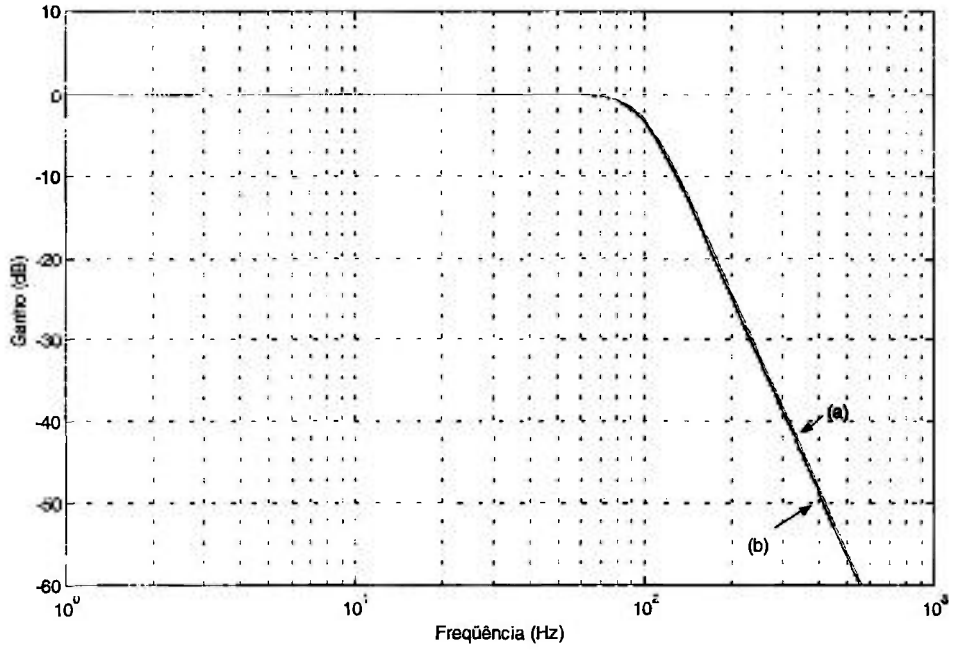


Figura 4.11. Curvas teórica (a) e experimental (b) do ganho x frequência do filtro de 100Hz

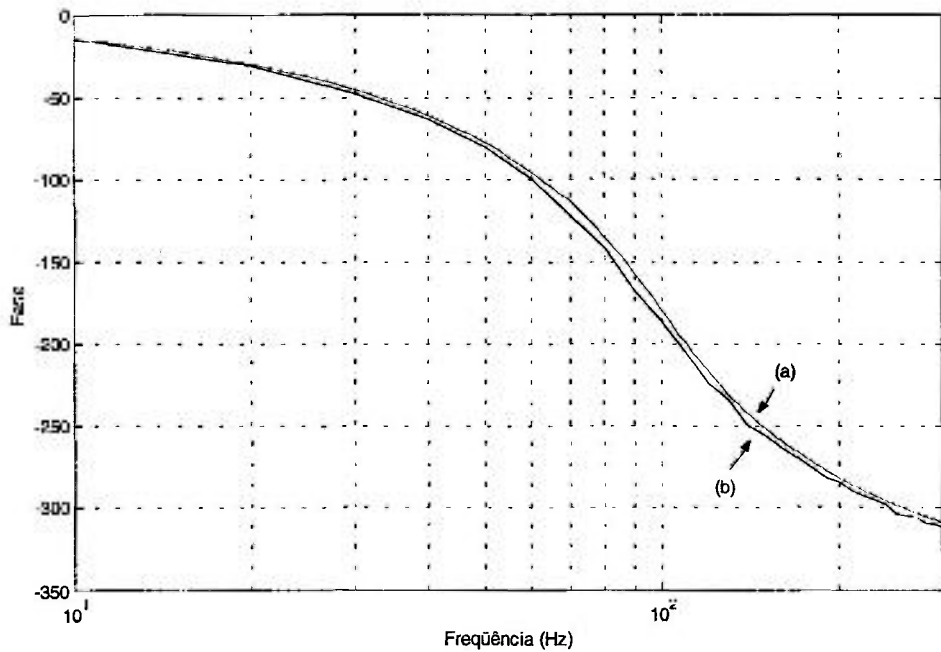


Figura 4.12. Curvas teórica (a) e experimental (b) de fase x frequência do filtro de 100Hz

A tabela 4.8 apresenta valores experimentais e teóricos das frequências para atenuação de 40dB e 60dB do sinal de entrada para os três filtros. Esses valores podem ser utilizados para o cálculo da frequência de amostragem em experimentos de análise de sinais dinâmicos.

Tabela 4.8. Algumas frequências de interesse da curva experimental e teórica de ganho x frequência dos filtros de 100Hz, 1kHz e 10kHz

FILTRO $F_{CORTE}$	FREQÜÊNCIAS DE INTERESSE	VALOR TEÓRICO (Hz)	VALOR EXPERIMENTAL (Hz)	ERRO %
100Hz	$F_{(-3dB)}$	100	98,3	1,7
	$F_{(-40dB)}$	316,3	310,2	1,9
	$F_{(-60dB)}$	562,3	552,6	1,7
1kHz	$F_{(-3dB)}$	1k	1k	< 1
	$F_{(-40dB)}$	3,2k	3,2k	< 1
	$F_{(-60dB)}$	5,6k	5,6k	< 1
10kHz	$F_{(-3dB)}$	10k	9,95k	< 1
	$F_{(-40dB)}$	31,6k	30,8k	2,8
	$F_{(-60dB)}$	56,2k	53,4k	6,8

Note que para o filtro de 100Hz representado nas figuras acima (4.11 e 4.12) e para os demais no apêndice (A.4.7 - A.4.10), o comportamento da função de transferência aproxima-se de forma satisfatória ao previsto pela teoria, onde observa-se a inclinação assintótica de -80dB/década. A tabela 4.8 quantifica os desvios observados para certas frequências de interesse. Tais desvios devem-se à inexatidão dos valores dos componentes utilizados na construção dos circuitos. Particularmente em frequências elevadas devem-se à baixa amplitude do sinal medido e ao ruído introduzido pelo amplificador isolador.

#### 4.5 Isolação

As medições de análise de sinais dinâmicos, realizadas a partir da instrumentação do sistema de proteção de uma planta nuclear, devem utilizar amplificadores isoladores para evitar interferências no processamento do sinal. Esta isolação deve ser superior a 118Vac.

#### 4.5.1 Avaliação da isolação

O objetivo deste experimento é determinar se o equipamento possui a mínima isolação necessária para a utilização em centrais nucleares. Ilustra-se na figura 4.13 o esquema do sistema de medição utilizado neste experimento. Ele é composto por: um transformador isolador (1:1); um variac tipo VM-115 da empresa Sociedade Técnica Paulista, com entrada de 115Vac (60Hz) e saída 130Vac (máximo de 1,5kVA); um sistema "no break" da empresa Beta Electronic, número de série 3430; um gerador de funções da empresa Hewlett Packard modelo 33120A; um multímetro de precisão da empresa Hewlett Packard modelo 34401A; uma placa de aquisição de dados da National Instruments, modelo DAQCard – AI-16E-4 (16 Inputs, 500 kS/s, 12-bit Multifunction I/O); um Notebook Pentium III (650MHz) modelo 7220CTe da empresa Toshiba com sistema operacional Windows 98; e o programa para processamento de sinais LabView 5.1, da empresa National Instruments.

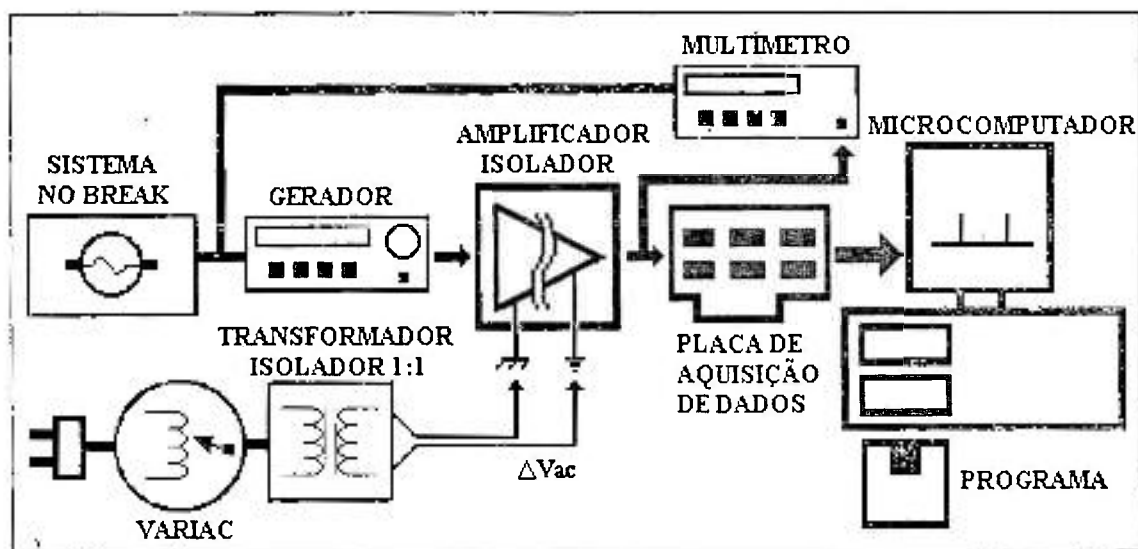


Figura 4.13. Esquema do sistema de medição utilizado para avaliar a mínima isolação necessária para o amplificador isolador

Um sinal senoidal proveniente do gerador, com 900mVp e frequência de 1kHz é aplicado na entrada de sinal do amplificador isolador. Entre os terras isolado e não-isolado do amplificador é aplicada uma tensão  $\Delta Vac$ . Com um ganho de 10 vezes, a saída do amplificador é monitorada por um multímetro digital e por um sistema de análise de sinais dinâmicos.

Para alimentar o gerador de sinais e o multímetro digital é utilizado um sistema "no break" desligado da rede de alimentação. O microcomputador é alimentado pela própria bateria, e a tensão entre os terras ( $\Delta V_{ac}$ ) é aplicada por intermédio de um transformador isolador. Deste modo, garante-se uma perfeita isolação entre os equipamentos utilizados para o experimento.

A característica de isolação é avaliada medindo-se a corrente parasita entre os dois terras quando submetidos a uma tensão entre eles de 120Vrms (60Hz), e também comparando-se os espectros de potência (PSD) dos sinais de saída do amplificador isolador em duas condições: tensão de 120Vrms (60Hz) e tensão nula entre os dois terras. Obtêm-se os espectros utilizando-se um sistema de monitoração de sinais dinâmicos com um programa de tratamento matemático (MATLAB versão 5.3).

#### 4.5.2 Resultados

Para a corrente parasita entre os dois terras quando submetidos a uma tensão entre eles de 120Vrms (60Hz), obteve-se 22 $\mu$ A. Esse resultado é aceitável, pois corresponde à corrente da malha dos terras, e não da malha do sinal. Note-se também que, esse valor pode ser facilmente minimizado no equipamento definitivo, aumentando-se a impedância parasita da isolação da montagem.

Ilustra-se na figura 4.14 o PSD do sinal de saída do amplificador isolador na condição de 0V entre os terras. Ele apresenta a frequência fundamental (A) e o segundo harmônico (B) do sinal proveniente do gerador. O valor medido pelo multímetro na saída do amplificador foi 6,2185 Vrms.

Na figura 4.15 ilustra-se a PSD do sinal de saída do amplificador isolador na condição de 120Vrms (60Hz) entre os terras. Da mesma forma que o caso anterior, ele apresenta a frequência fundamental (A) e o segundo harmônico (B) do sinal proveniente do gerador. O valor medido pelo multímetro na saída do amplificador foi: 6,2185 Vrms.

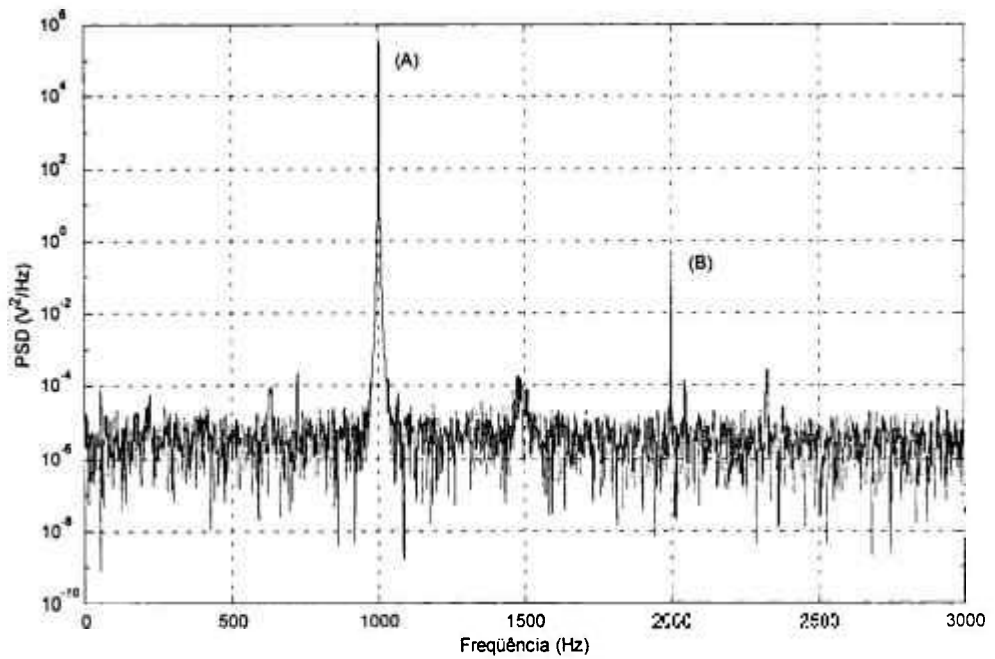


Figura 4.14. PSD do sinal de saída do amplificador isolador para um sinal de entrada de 900mV (1kHz) e uma tensão de 0V aplicada entre os terras do equipamento

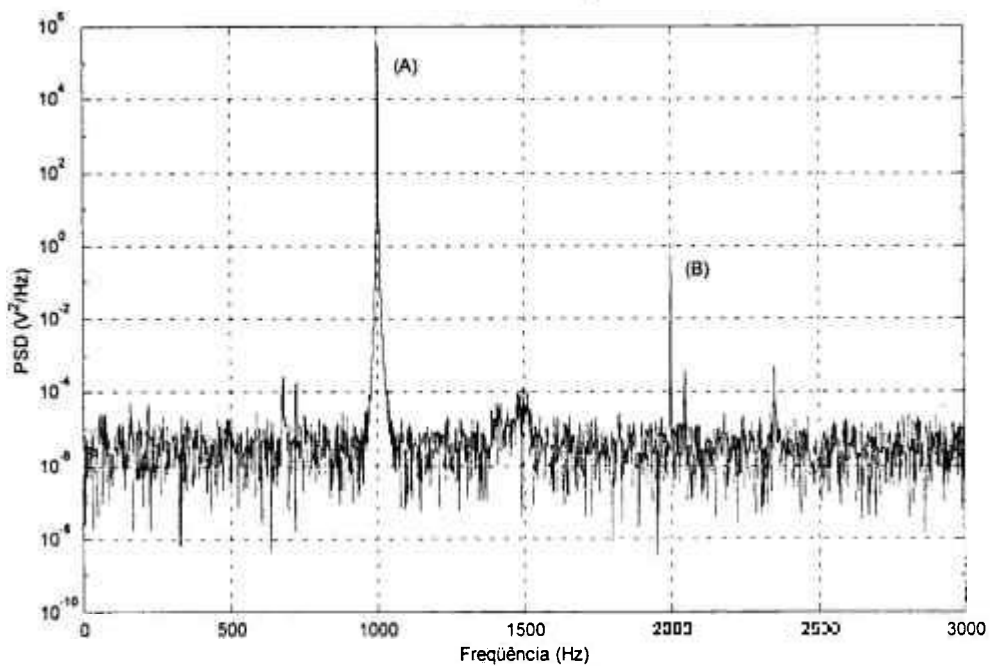


Figura 4.15. PSD do sinal de saída do amplificador isolador para um sinal de entrada de 900mV (1kHz) e uma tensão de 120Vrms aplicada entre os terras do equipamento

O PSD do sinal de saída para a tensão de 120Vrms aplicada entre os terras não apresenta componente de frequência de 60Hz perceptível, e não apresenta diferença significativa do PSD do sinal na condição de tensão nula aplicada entre os terras do amplificador. Além disso, as saídas apresentaram o mesmo valor para as duas condições (6,2185 Vrms).

Conclui-se que o equipamento opera satisfatoriamente com isolamento de 118Vrms (condição mínima de isolamento para amplificadores isoladores utilizados nas medições em plantas nucleares).

#### 4.6 Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR)

A tensão de modo comum, presente nas duas entradas (inversora e não inversora) de um amplificador diferencial em relação ao terra de saída, é denominada de tensão de modo comum ( $V_{MC}$ ).

A Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR = Common Mode Rejection Ratio) [26, 58] é uma medida da capacidade que um equipamento possui de rejeitar a tensão de modo comum, amplificando apenas o sinal de interesse. Ela é matematicamente representada pela expressão:

$$CMRR = 20 \cdot \log \left( \frac{A_d}{A_{MC}} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4.2)$$

onde:  $A_d$  é o ganho diferencial do amplificador

$A_{MC}$  é o ganho de modo comum

Ilustra-se na figura 4.16 a tensão de modo comum ( $V_{MC}$ ) e o sinal de interesse ( $V_{in}$ ) aplicado nas entradas inversora (-) e não-inversora (+) de um amplificador diferencial.



Figura 4.16. Tensão de modo comum aplicada num amplificador diferencial

#### 4.6.1 Medição da Razão de Rejeição de Modo Comum (CMRR)

A CMRR de um amplificador isolador deve ser alta, quando comparada com equipamentos sem isolação. Ilustra-se na figura 4.17 o esquema do arranjo adotado para determinar a razão de rejeição de modo comum (CMRR) do amplificador isolador. Ele é composto basicamente por: um transformador isolador (1:1); um variac tipo VM-115 da empresa Sociedade Técnica Paulista, com entrada de 115Vac (60Hz) e saída 130Vac (máximo de 1,5kVA); um sistema "no break" da empresa Beta Electronic, número de série 3430; e um multímetro de precisão da empresa Hewlett Packard modelo 34401A.

Calculou-se a CMRR do amplificador isolador para as seguintes condições:

- Entrada em curto circuito.
- Entrada com resistor de  $100\Omega$  para simular a impedância de saída de um transdutor genérico.

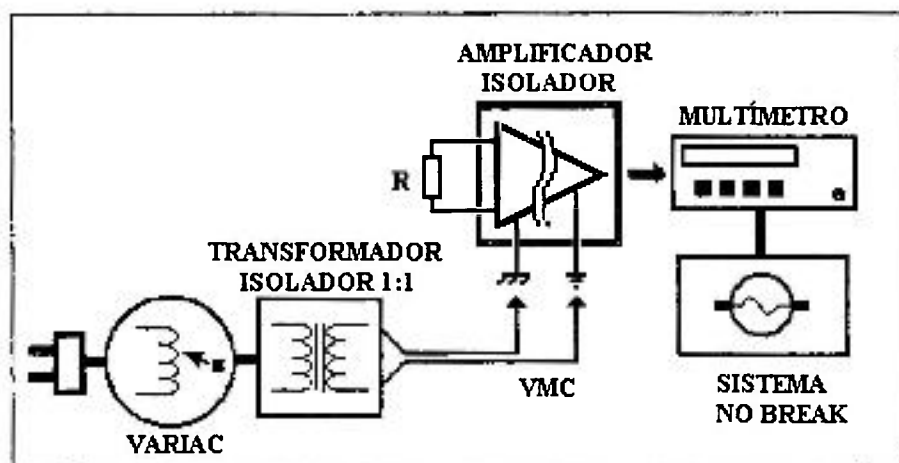


Figura 4.17. Esquema utilizado para determinar a CMRR do amplificador isolador

Selecionou-se o ganho do amplificador em 10.000 (correspondente ao ganho diferencial) e aplicou-se uma tensão de 120Vrms entre os terras isolado e não-isolado do equipamento (tensão de modo comum). Por meio de um multímetro digital mediu-se a tensão de saída do amplificador.

A isolação entre os equipamentos de medição é garantida utilizando-se um sistema "no break", desligado da rede de alimentação, para alimentar o multímetro digital, e um transformador isolador para aplicar a tensão modo comum entre os terras.

Obtém-se o ganho de modo comum ( $A_{MC}$ ), dividindo-se a fração de tensão incorporada na saída devido ao efeito da tensão de modo comum pela tensão de modo comum aplicada entre os terras do equipamento. Para determinar essa fração, é necessário subtrair a potência de ruído na saída do amplificador isolador na condição de tensão zero entre os terras da potência na saída na condição de 120Vrms entre os terras ( $V_{MC}$ ). Desse modo o  $A_{MC}$  é obtido pela expressão:

$$A_{MC} = \frac{\sqrt{V_{S (VMC=120Vrms)}^2 - V_{S (VMC=0Vrms)}^2}}{V_{MC}} \quad (4.3)$$

onde:  $A_{MC}$  é o ganho de modo comum

$V_{S(V_{MC}=120V_{rms})}$  é a tensão rms de saída do amplificador para uma  $V_{MC}$  de 120Vrms

$V_{S(V_{MC}=0V_{rms})}$  é a tensão rms de saída do amplificador para uma  $V_{MC}$  de 0Vrms

$V_{MC}$  é a tensão rms de modo comum

#### 4.6.2 Resultados

Apresentam-se na tabela 4.9 os valores obtidos para as duas condições de medição (entrada em curto-circuito e um resistor de 100Ω entre a entrada e o terra não isolado), e na tabela 4.10 os valores calculados da CMRR.

Tabela 4.9. Valores obtidos nas medidas para determinar a CMRR

TENSÃO APLICADA ENTRE OS TERRAS (Vrms)	TENSÃO DE SAÍDA PARA CURTO-CIRCUITO NA ENTRADA (Vrms)	TENSÃO DE SAÍDA PARA 100Ω NA ENTRADA (Vrms)
0	16,0	16,0
120	17,0	20,0

Tabela 4.10. Valores calculados da CMRR do amplificador isolador

CONDIÇÃO DE ENTRADA	CMRR (dB)
CURTO	166
R (100Ω)	161

Os resultados são excelentes. Como exemplo, o equipamento condicionador de sinais, não isolado, da empresa Brüel & Krær modelo 2690, utilizado nas medidas de análise de vibração no CEND do IPEN, possui uma CMRR > 50dB para tensões modo comum de baixa amplitude.

#### 4.7 Análise de vibração em rolamentos

A análise de vibração é uma das principais ferramentas utilizadas na monitoração do estado de rolamentos. Os componentes dos rolamentos vibram quando em operação, produzindo desta maneira diversas frequências.

Defeitos nos componentes do rolamento produzem frequências características que podem ser calculadas e diagnosticadas. Suas amplitudes indicam a gravidade dos defeitos. É possível, por exemplo, identificar defeitos na pista interna, pista externa, esferas, e defeitos relacionados ao desbalanceamento da gaiola do rolamento. Ilustram-se na figura 4.18 alguns componentes e parâmetros dos rolamentos utilizados no cálculo das frequências características:

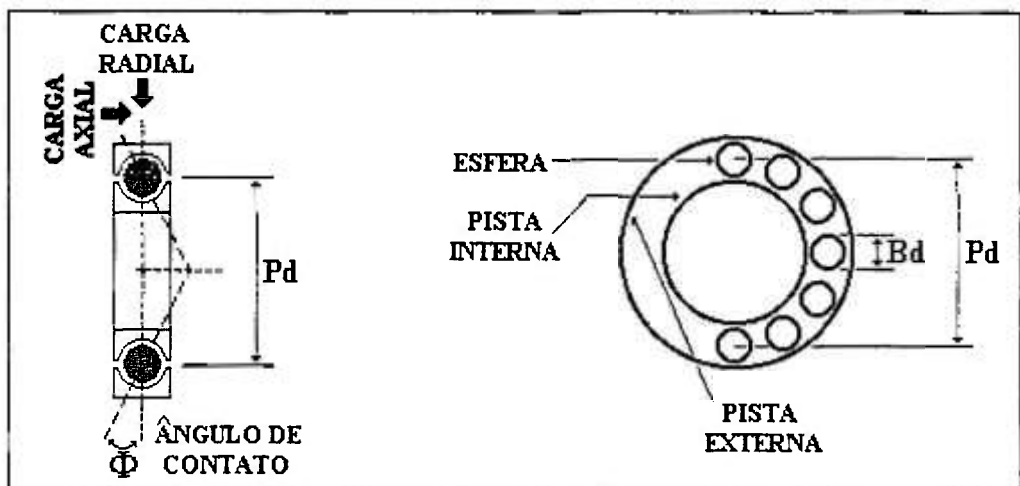


Figura 4.18. Componentes e parâmetros dos rolamentos utilizadas no cálculo das frequências características

Determinam-se as frequências características correspondentes aos defeitos citados por meio das expressões[11, 61].

$$BPFO = \frac{N}{2} \cdot \frac{RPM}{60} \left( 1 - \frac{Bd}{Pd} \cdot \cos \Phi \right) \quad (4.4)$$

$$BPF\text{I} = \frac{N}{2} \cdot \frac{RPM}{60} \left( 1 + \frac{Bd}{Pd} \cdot \cos \Phi \right) \quad (4.5)$$

$$BSF = \frac{Pd}{2 \cdot Bd} \cdot \frac{RPM}{60} \left[ 1 - \left( \frac{Bd}{Pd} \right)^2 \cdot \cos^2 \Phi \right] \quad (4.6)$$

$$FTF = \frac{1}{2} \cdot \frac{RPM}{60} \left( 1 - \frac{Bd}{Pd} \cdot \cos \Phi \right) \quad (4.7)$$

onde:

Bd é o diâmetro da esfera ("ball diameter")

Pd é o diâmetro correspondente aos centros das esferas opostas ("pitch diameter")

N é número de esferas

$\Phi$  é o ângulo de contato entre a esfera e a pista, resultante das cargas radiais e axiais aplicadas no rolamento

RPM é a frequência de rotação do rolamento

BPFO é a frequência resultante de defeitos na pista externa ("ball pass frequency outer")

BPFI é a frequência resultante de defeitos na pista interna ("ball pass frequency inner")

BSF é a frequência resultante de defeitos nas esferas ("ball spin frequency")

FTF é a frequência resultante do desbalanceamento da gaiola ("fundamental train frequency - cage")

#### 4.7.1 Objetivo do experimento

O experimento propõe demonstrar a funcionalidade do amplificador isolador AI-B2 num caso real de análise de vibração de rolamento. Para isso, comparam-se os resultados obtidos com um sistema utilizando-se o AI-B2 com aqueles obtidos com um sistema de referência.

Para demonstrar a funcionalidade do amplificador isolador, são determinadas as frequências provenientes da rotação do eixo e as frequências provenientes do defeito produzido no interior da pista externa do rolamento. Essas frequências são bem conhecidas na literatura, conforme foi descrito no início do item 4.7. Não é o objetivo deste experimento realizar uma análise mais completa de vibração do rolamento que identifique todas as componentes de frequência relevantes do espectro.

#### **4.7.2 Componentes do experimento**

Para realizar a análise de vibração do rolamento, utilizaram-se: um rolamento de teste com defeito no interior da pista externa, um simulador de falhas de maquinaria (MFS = Machinery Fault Simulator), dois sistemas de monitoração de sinais dinâmicos (um de referência e um de teste).

##### **4.7.2.1 Rolamento de teste**

O teste foi realizado com um rolamento desmontável de esferas da empresa FAG modelo E-20. Ele possui: número de esferas ( $N=11$ ), diâmetro da esfera ( $Bd=7,95$  mm), e diâmetro correspondente aos centros das esferas opostas ( $Pd=33,9$ mm). O defeito foi introduzido perfurando-se uma pequena cavidade no interior da pista externa.

##### **4.7.2.2 Simulador de Falhas de Maquinaria**

Utilizou-se um simulador de falhas de maquinaria da empresa SpectraQuest, (modelo MSFv2.0) montado com os seguintes componentes (figura 4.19): motor com controle de velocidade, eixo montado sobre dois suportes, disco de inércia necessário para simular carga nos rolamentos, rolamento padrão (A1) sem defeitos, e rolamento de teste (A2) monitorado por transdutor de deslocamento posicionado na direção do eixo z (5).

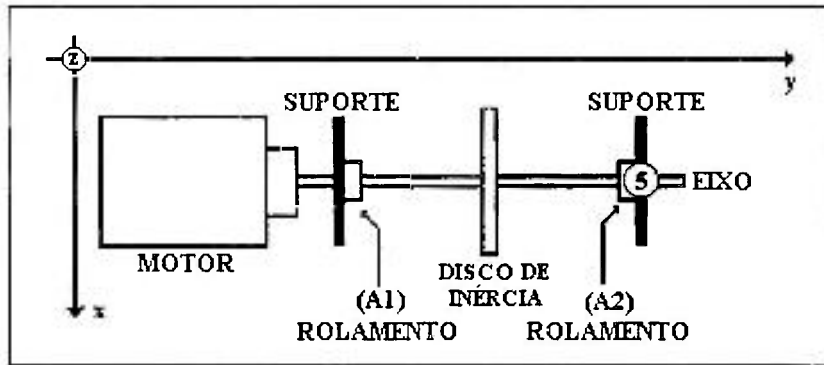


Figura 4.19. Esquema do MFS utilizado para o experimento de rolamento

#### 4.7.2.3 Sistemas de monitoração de sinais dinâmicos

Com o objetivo de validar o amplificador isolador AI-B2 foram utilizados dois sistemas de monitoração de sinais dinâmicos, denominados neste texto de "sistema de monitoração AI-B2" e "sistema de referência".

##### a) Sistema de monitoração AI-B2

Utiliza-se o sistema de monitoração AI-B2, ilustrado na figura 4.20, para avaliar o amplificador isolador AI-B2. Ele é composto por:

- *Transdutor de deslocamento com pré-amplificador (A1)*: Acelerômetro da empresa IMI (divisão de sensores) número de série: 603C01. Sensibilidade de 100mV/g para uma frequência de 100 Hz.
- *Fonte para pré-amplificador (A2)*: Fonte de alimentação para o pré-amplificador do transdutor de deslocamento (modelo 482A22 da empresa PCB Piezotronics).
- *Amplificador isolador (A3)*: Equipamento AI-B2 sendo avaliado.

- *Interface de aquisição de dados (A4)*: Placa de aquisição de dados da National Instruments, modelo DAQCard – AI-16E-4 (16 Inputs, 500 kS/s, 12-bit Multifunction I/O).
- *Microcomputador (A5)*: Notebook Pentium III (650MHz) modelo 7220CTe da empresa Toshiba. 128MB de memória RAM, 256kB de memória cachê (nível 2), e sistema operacional Windows 98.
- *Programa para processamento de sinais (A6)*: Programa LabView 5.1 da empresa National Instruments.

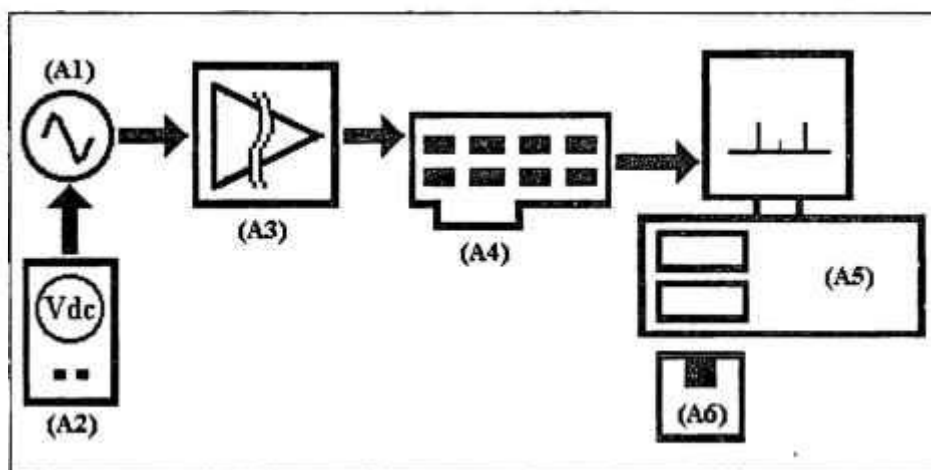


Figura 4.20. Sistema de monitoração AI-B2, utilizado para a avaliação do amplificador isolador AI-B2

#### b) Sistema de monitoração de referência

Utiliza-se o sistema de monitoração de referência, ilustrado na figura 4.21, como padrão de comparação com o sistema de monitoração AI-B2 descrito no item (a). Tal sistema utiliza o amplificador de carga da empresa Brüel & Krær de tradição na área de análise de vibração. Neste sistema, conecta-se o amplificador isolador AI-B2 para demonstrar que ele não introduz qualquer erro significativo no sinal da referência. Ele é composto por:

- *Transdutor de deslocamento (A1)*: Acelerômetro modelo 7701A-100 da empresa Endveco (número de série: 13932). Sensibilidade de 98,77 pC/g para uma frequência de 100 Hz.
- *Amplificador de carga (A2)*: Condicionador de sinais (modelo 2690 da empresa Brüel & Krær) utilizado para acelerômetros. Ganho até 10V/pC e frequência de corte superior de 100kHz.
- *Amplificador isolador (A3)*: Equipamento AI-B2 sendo avaliado.
- *Interface de aquisição de dados (A4)*: Placa de aquisição de dados da National Instruments, modelo DAQCard – AI-i6E-4 (16 Inputs, 500 kS/s, 12-bit Multifunction I/O).
- *Microcomputador (A5)*: Notebook Pentium III (650MHz) modelo 7220CTe da empresa Toshiba. 128MB de memória RAM, 256kB de memória cachê (nível 2), e sistema operacional Windows 98.
- *Programa para processamento de sinais (A6)*: Programa LabView 5.1 da empresa National Instruments.

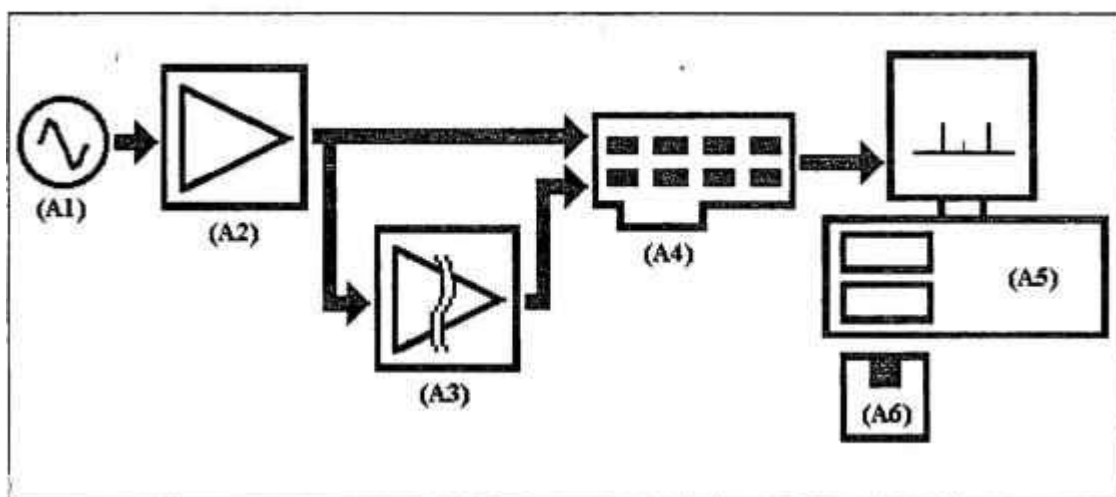


Figura 4.21. Sistema de monitoração de referência, utilizado como padrão de comparação

#### 4.7.3 Descrição do experimento

Montou-se o rolamento de teste no simulador de falhas de maquinaria para sofrer cargas radiais, resultando num ângulo de contato zero[62]. Adotou-se uma frequência de

giro do eixo de 37,30 Hz (2238 rotações por minuto). Essa frequência produz um espectro com características satisfatórias para a ilustração do exercício.

Com base nos dados da frequência de giro e dos elementos formadores do rolamento, calculou-se as frequências características do espectro por meio das expressões 4.4 à 4.7. Os resultados encontram-se na tabela 4.11.

Tabela 4.11. Frequências características teóricas do rolamento

	FREQÜÊNCIA FUNDAMENTAL (Hz)	SEGUNDO HARMÔNICO (Hz)	TERCEIRO HARMÔNICO (Hz)	QUARTO HARMÔNICO (Hz)	QUINTO HARMÔNICO (Hz)
EIXO	37,30	74,60	111,90	149,20	186,50
FTF	14,28	28,55	42,83	57,10	71,38
BSF	75,15	150,30	225,46	300,61	375,76
BPFO	157,04	314,08	471,12	628,16	785,20
BPFI	253,26	506,52	759,78	1.013,04	1.266,30

Normalmente, o espectro dos rolamentos exhibe frequências características próximas aos valores calculados. Entretanto, alguns desvios podem ocorrer. Como exemplo, devido às condições de carga (axiais e radiais), as esferas podem tender a rolar (ao redor de seu centro) mais do que girar (ao redor do centro do rolamento), causando a redução da frequência de giro. Desse modo, a frequência obtida do espectro pode estar deslocada em relação ao valor calculado[24].

Também uma diferença do valor medido e calculado pode ser proveniente da tolerância das medidas dos elementos do rolamento e do erro de medida da frequência de rotação do motor. Para minimizar os efeitos deste último, considera-se para o cálculo, o valor da frequência fundamental de rotação determinada pelo espectro de potência e não pela leitura do equipamento MSF.

Considerando o experimento, realizou-se a aquisição de dados para o sistema de monitoração AI-B2 e para o sistema de referência, na condição de: frequência de amostragem de 50kHz e 500.000 pontos (tempo de aquisição de 10s.). Compararam-se os espectros de potência (PSDs) obtidos nesses dois casos e determinaram-se as frequências de rotação do eixo e do defeito da pista externa do rolamento.

#### 4.7.4 Resultados

Ilustra-se na figura 4.22 o PSD obtido com o sistema de monitoração AI-B2 e na figura 4.23 o PSD obtido com o sistema de monitoração de referência. Para identificar as frequências provenientes da rotação do eixo e do defeito da pista externa do rolamento, utilizou-se a faixa de frequência entre 20 Hz e 480 Hz. As diferenças entre os espectros, em especial as amplitudes, são provavelmente decorrentes dos diferentes transdutores e correspondentes acoplamentos utilizados nas medidas. O transdutor (IMI) associado ao sistema de monitoração AI-B2 possui acoplamento por meio de rosca, enquanto que o transdutor (Endveco) associado ao sistema de monitoração de referência possui um acoplamento magnético. Entretanto os valores obtidos experimentalmente para as frequências provenientes da rotação do eixo e do defeito de pista externa do rolamento são os mesmos para os dois sistemas.

Ilustram-se as componentes de frequência visíveis provenientes da rotação do eixo na figura 4.24 para o sistema de monitoração AI-B2 e na figura 4.25 para o sistema de monitoração de referência. A tabela 4.12 apresenta os valores obtidos. Nota-se que os valores são idênticos para os dois sistemas.

Tabela 4.12. Frequências experimentais de rotação do eixo

RESULTADO	FREQÜÊNCIA FUNDAMENTAL (Hz)	SEGUNDO HARMÔNICO (Hz)	TERCEIRO HARMÔNICO (Hz)	QUARTO HARMÔNICO (Hz)	QUINTO HARMÔNICO (Hz)
SISTEMA DE REFERÊNCIA	37,30	74,60	111,90	149,20	NÃO VISÍVEL
SISTEMA AI-B2	37,30	74,60	111,90	149,20	NÃO VISÍVEL

Da mesma forma, a figura 4.26 e 4.27 apresentam as componentes de frequência visíveis provenientes do defeito na pista externa do rolamento no caso dos sistemas de monitoração AI-B2 e de referência, respectivamente. A tabela 4.13 apresenta os valores obtidos. Observa-se resultados experimentais idênticos para os dois sistemas, e uma diferença menor que 1 % entre os valores da frequência fundamental teórica e experimental. Descrevem-se as razões possíveis dessa diferença no item 4.7.3.

Tabela 4.13. Frequências teóricas e experimentais do defeito da pista externa

RESULTADO	FREQUÊNCIA FUNDAMENTAL (Hz)	SEGUNDO HARMÔNICO (Hz)	TERCEIRO HARMÔNICO (Hz)	QUARTO HARMÔNICO (Hz)	QUINTO HARMÔNICO (Hz)
TEÓRICO	157,04	314,08	471,12	628,16	785,20
SISTEMA AI-B2	155,60	311,20	466,80	NÃO VISÍVEL	NÃO VISÍVEL
SISTEMA DE REFERÊNCIA	155,60	311,20	466,80	NÃO VISÍVEL	NÃO VISÍVEL

Com o objetivo de demonstrar que nesta aplicação o amplificador isolador AI-B2 não introduz erros mensuráveis no sinal medido, utilizou-se o arranjo ilustrado na figura 4.21. Nesse arranjo, onde o amplificador AI-B2, programado com ganho unitário, está conectado na saída do amplificador de carga da Brüel & Krær. Ilustra-se na figura 4.28 o PSD do sinal proveniente do amplificador isolador AI-B2, e na figura 4.29 o PSD do sinal proveniente do amplificador da Brüel & Krær. Observa-se grande semelhança entre os espectros, tanto em relação às amplitudes quanto em relação às componentes de frequência. Dessa forma conclui-se que o amplificador AI-B2 não introduz nenhuma deformação relevante no espectro de potência.

Os resultados apresentados demonstram a funcionalidade do amplificador isolador AI-B2 para uma aplicação real de análise de vibração. Não foram observados desvios significativos nos espectros ao se utilizar o sistema de monitoração de referência e o sistema de monitoração AI-B2. Além disso, as características do rolamento obtidas dos espectros estão de acordo com os valores teóricos calculados.

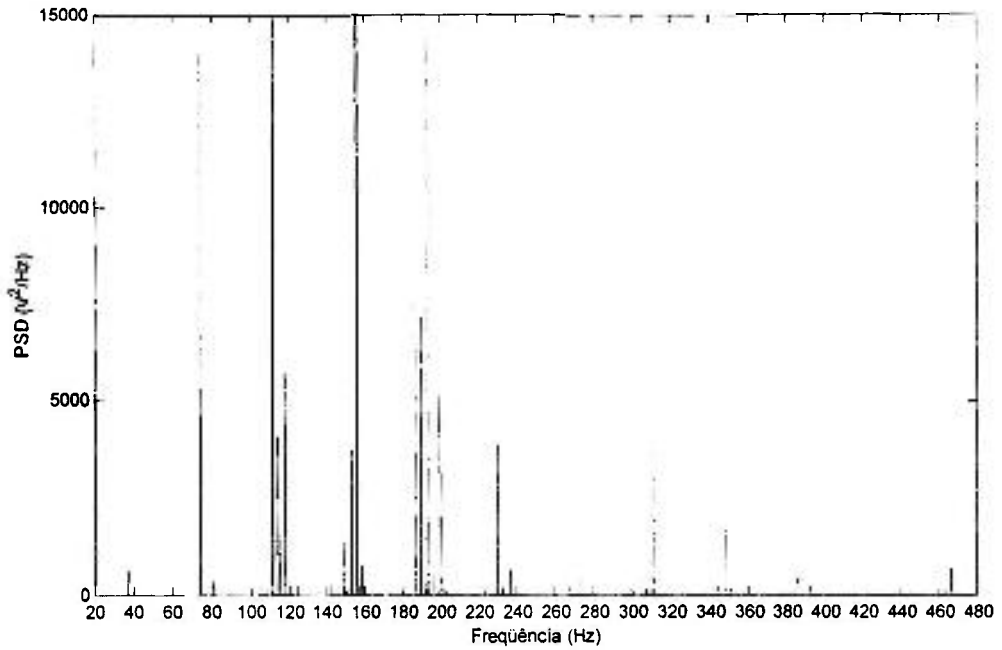


Figura 4.22. PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz)

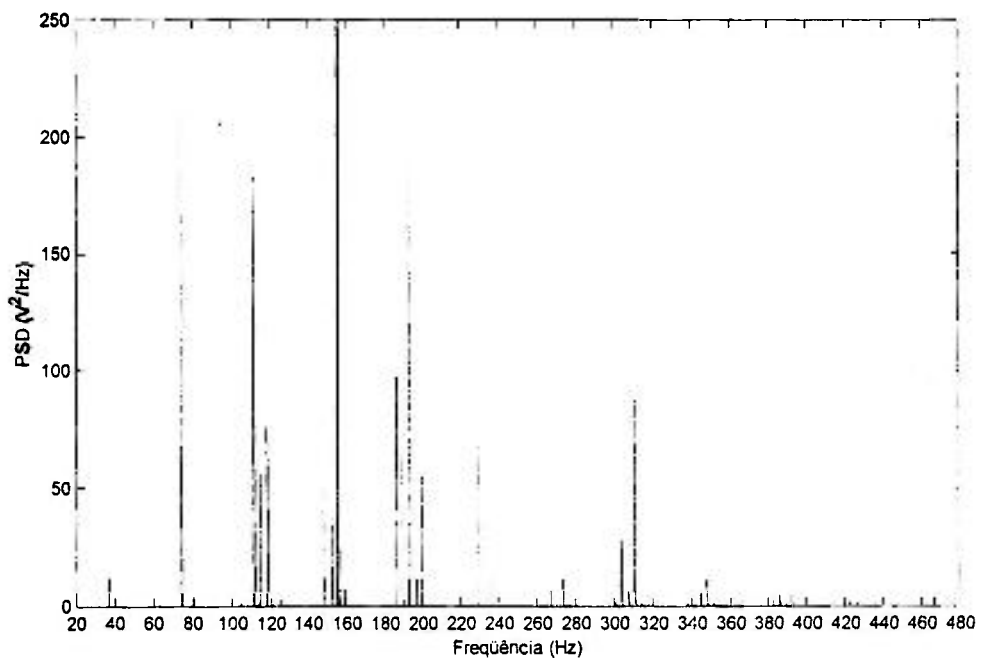


Figura 4.23. PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do sistema de monitoração de referência (com ganho de  $100 \text{ mV}/\text{ms}^2$ )

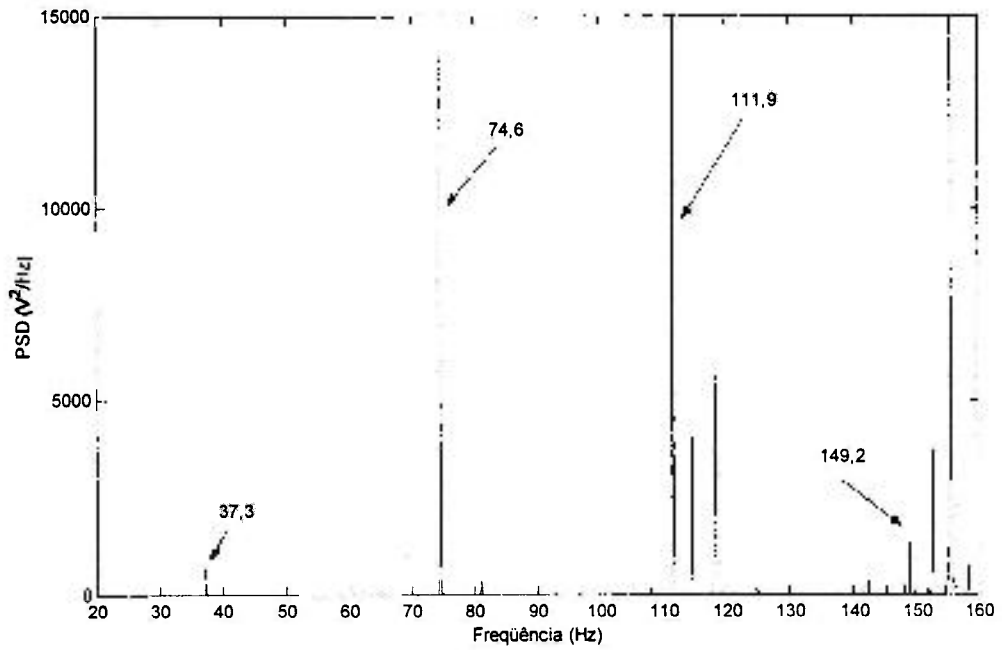


Figura 4.24. Frequências de rotação do eixo provenientes do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz)

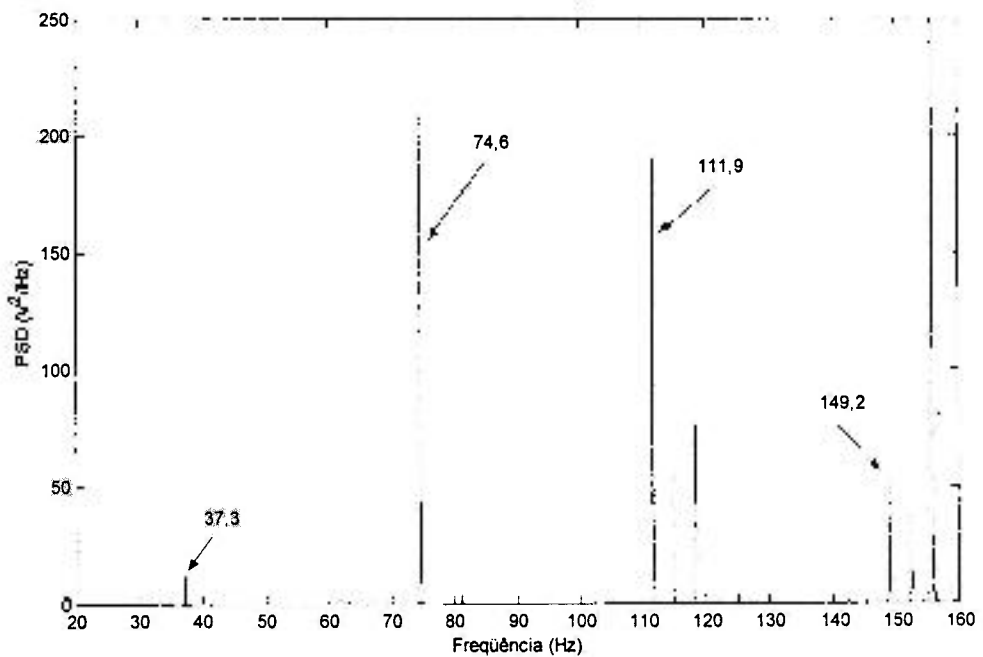


Figura 4.25. Frequências de rotação do eixo provenientes do sistema de monitoração de referência (com ganho de 100 mV/ms<sup>-2</sup>)

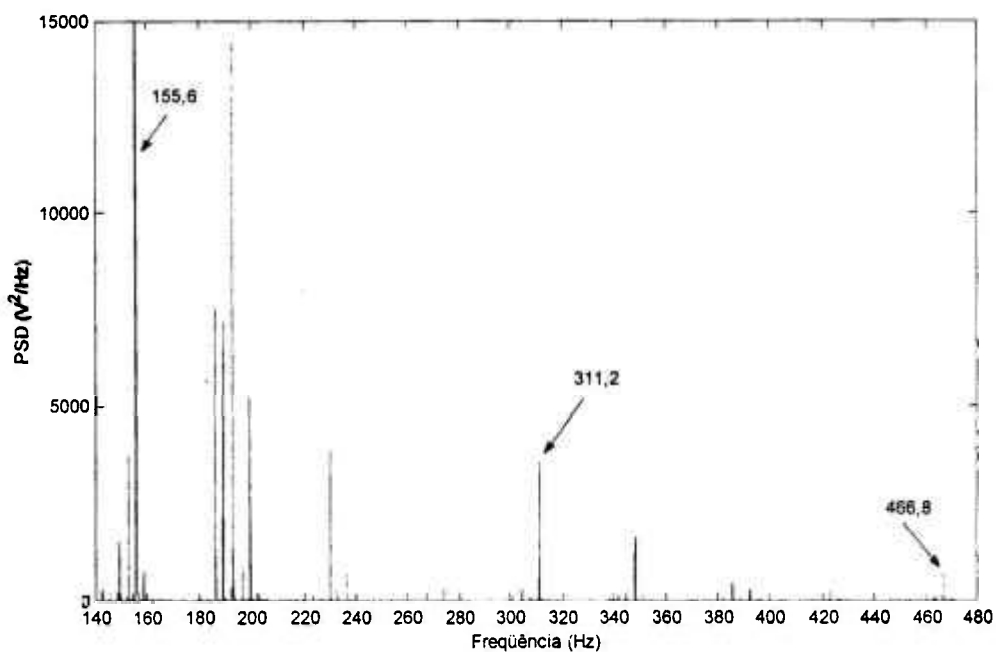


Figura 4.26. Frequências do defeito do rolamento provenientes do sistema de monitoração AI-B2 (com ganho 100 e frequência de corte superior 10kHz)

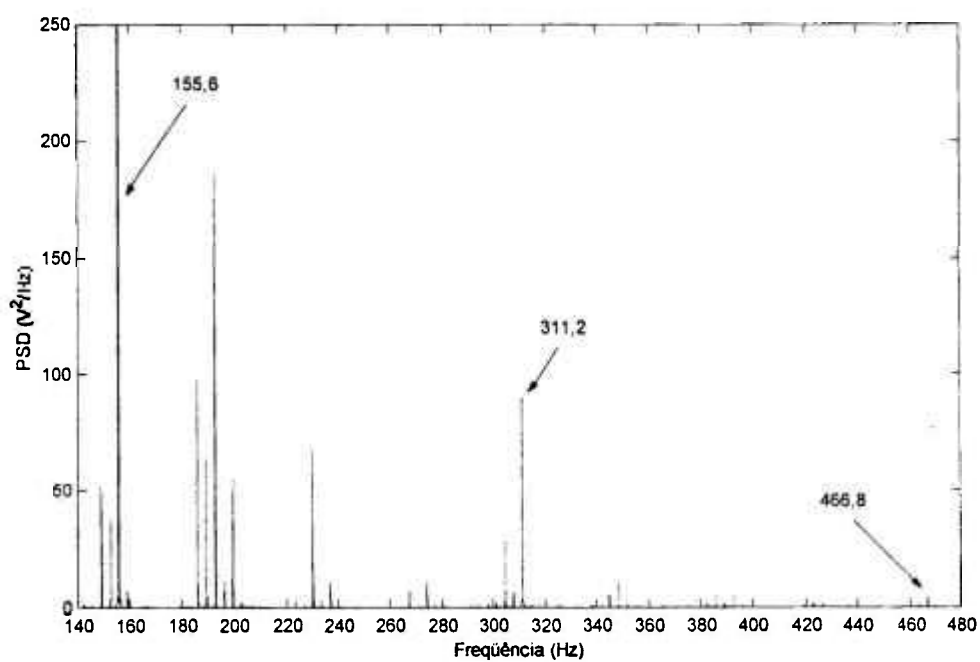


Figura 4.27. Frequências do defeito do rolamento provenientes do sistema de monitoração de referência (com ganho de 100 mV/ms<sup>-2</sup>)

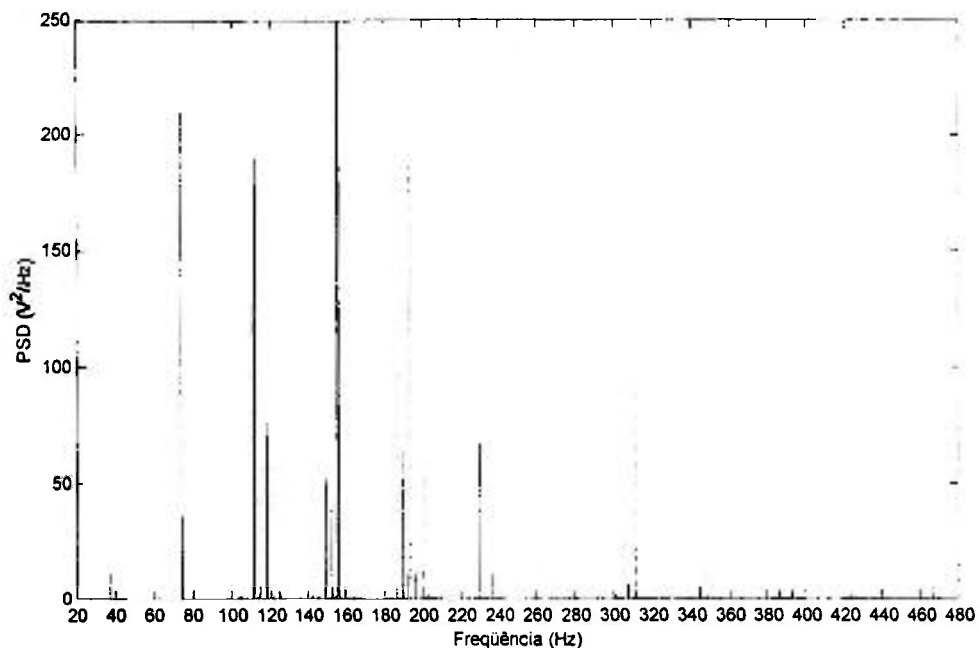


Figura 4.28. PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do amplificador de carga Brüel & Krær (com ganho de  $100 \text{ mV/ms}^{-2}$ ) do sistema de monitoração de referência

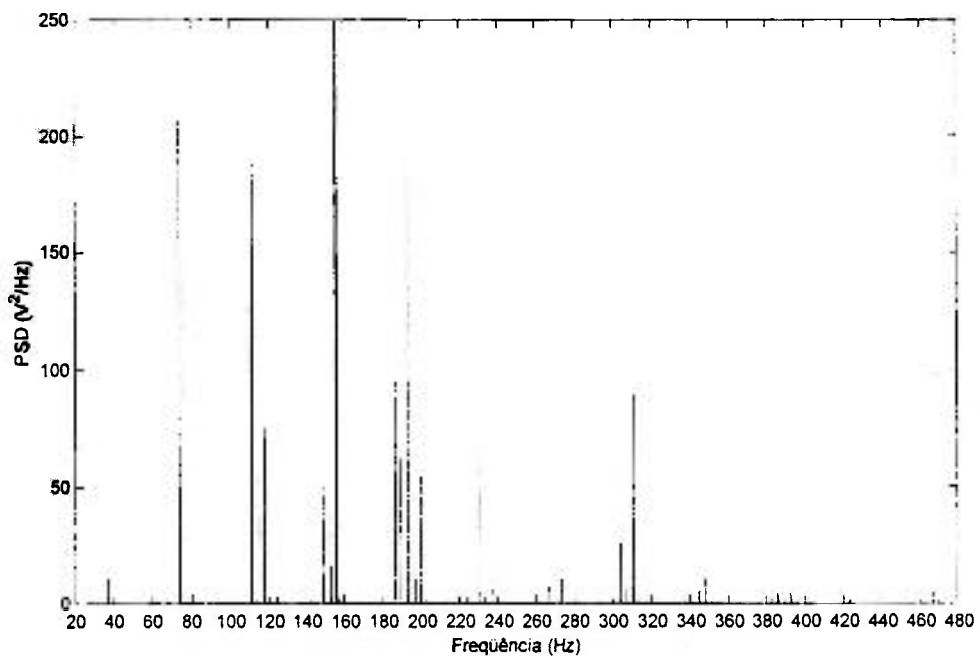


Figura 4.29. PSD do sinal do rolamento com defeito proveniente do amplificador AI-B2 (com ganho unitário e frequência de corte superior  $10\text{kHz}$ ) do sistema de monitoração de referência

## CAPÍTULO 5

### CONCLUSÕES

Desenvolveu-se neste trabalho um amplificador isolador (condicionador de sinais) com características especiais que não são encontradas nos equipamentos similares comerciais. Tal equipamento faz parte de sistemas de análise de sinais dinâmicos, sendo utilizado, em especial, nos diversos experimentos desenvolvidos por grupos de pesquisa do CEN.

A principal motivação para a realização deste trabalho foi substituir o amplificador isolador desenvolvido no IPEN em meados da década de 80. Os resultados dos testes de avaliação e validação realizados no protótipo demonstraram que tal substituição foi viabilizada.

No seu desenvolvimento, com o objetivo de atender às especificações propostas de isolamento, amplificação e faixa de frequências, foi necessário considerar uma série de itens relacionados ao seu projeto, particularmente, absorção dielétrica, ruído intrínseco, blindagens eletromagnéticas, componentes eletrônicos de alto desempenho, e filtros. Baseado nesse conhecimento, definiu-se uma arquitetura adequada, detalhou-se o circuito eletrônico correspondente, e fez-se uma modelagem do ruído intrínseco.

Também, na implementação do primeiro protótipo (AI-B2) considerou-se uma série de cuidados construtivos, em especial, no projeto da placa de circuito impresso, da isolamento e das blindagens, necessários para assegurar um desempenho final adequado.

Para determinar o desempenho do protótipo realizaram-se testes de avaliação e de validação, alguns deles comparando-se com equipamentos similares utilizados atualmente no CEND.

Para avaliar o protótipo, realizaram-se testes de distorção harmônica (linearidade), ruído, resposta em frequência, isolamento e rejeição de tensão modo comum.

Os testes de ruído equivalente na entrada do protótipo AI-B2 desenvolvido estão em concordância com os cálculos teóricos efetuados no Capítulo 2. Como resultado, considerando-se também os testes de eficiência da blindagem, demonstra-se a viabilidade de utilização do amplificador isolador para o ganho limite superior de 10.000 do equipamento.

Comparando-se os resultados dos testes de distorção harmônica e de ruído equivalente na entrada, entre os três modelos de amplificadores isoladores testados (AI-A, AI-B1 e AI-B2), conclui-se que o protótipo possui desempenho superior aos demais.

Os testes de resposta em frequência confirmaram as regiões definidas pelos três filtros ativos passa-baixas em relação às respostas teóricas. Também, deve-se acrescentar que os filtros do protótipo, pelo fato de serem de quarta ordem, possuem melhor desempenho para análise de sinais que os filtros dos outros amplificadores testados (AI-A, AI-B1).

Nos testes de isolamento demonstrou-se o funcionamento normal do amplificador isolador quando submetido a uma tensão de modo comum de 120 Vrms. Complementarmente, os testes de rejeição de tensão de modo comum mostraram resultados excelentes ( $CMRR > 160\text{db @ } 120\text{Vrms}$ ).

Finalmente, para validar o protótipo desenvolvido, realizou-se um experimento de análise de vibração de um rolamento com defeito. A validação foi realizada de duas maneiras: (a) por comparação com os resultados obtidos por um sistema de monitoração de referência baseado no amplificador sensível a carga da empresa Brüel & Krær modelo 2690; e (b) por comparação com resultados teóricos. Os resultados mostraram que os espectros obtidos com os dois amplificadores não apresentaram diferenças significativas e que as principais frequências características do rolamento foram identificadas com sucesso.

Em resumo, os testes realizados qualificam o protótipo para análise de sinais dinâmicos, e particularmente para sua utilização em reatores nucleares.

Como continuação deste trabalho, prevê-se o desenvolvimento do módulo de configuração digital e da fonte de alimentação geral, os quais juntamente com oito módulos amplificadores isoladores farão parte do "sistema condicionador de sinais". Tal sistema será portátil e destinado especialmente para os serviços de campo.

Para trabalhos futuros, apresenta-se como sugestão o desenvolvimento de um amplificador sem isolamento elétrica entre entrada e saída que atenda às aplicações não-nucleares. Tal amplificador teria custo e tamanho reduzidos, e seria de grande aplicação. Também, é possível aumentar por meio de pequenas modificações a faixa de frequências de operação do amplificador isolador AI-B2. Particularmente para 20kHz, simplesmente altera-se a frequência de corte do filtro passa-baixas para 20kHz.

## **APÊNDICES**

### **A.1 Apêndice do capítulo 1**

A.1.1 Sistema condicionador de sinais

### **A.2 Apêndice do capítulo 2**

A.2.1 Transformada de Fourier

### **A.3 Apêndice do capítulo 3**

A.3.1 Características de alguns condicionadores de sinais similares existentes no mercado

A.3.2 Esquema elétrico do amplificador isolador

A.3.3 Lista de componentes do amplificador isolador

A.3.4 Dados para o cálculo da tensão eficaz do ruído equivalente de entrada

A.3.5 Cálculo do filtro de 100Hz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

A.3.6 Cálculo do filtro de 1kHz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

### **A.4 Apêndice do capítulo 4**

A.4.1 Características do amplificador isolador AI-B2

A.4.2 Tabela comparativa das características dos amplificadores do CEND

A.4.3 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-A para ganho 12.800

A.4.4 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B1 para ganho 10.000

A.4.5 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (com blindagem e ganho 1.000)

A.4.6 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (sem blindagem e ganho 1.000)

A.4.7 Curva do ganho x frequência do filtro de 1kHz

A.4.8 Curva da fase x frequência do filtro de 1kHz

A.4.9 Curva do ganho x frequência do filtro de 10kHz

A.4.10 Curva da fase x frequência do filtro de 10kHz

### A.1.1 Sistema condicionador de sinais

Freqüentemente na análise de sinais dinâmicos, utilizam-se vários transdutores em posições diferentes no equipamento monitorado. Tendo em vista que cada módulo amplificador isolador (canal) processa apenas um transdutor, é necessário utilizar um sistema composto de vários canais. Este sistema é denominado neste texto de "sistema condicionador de sinais dinâmicos".

As medidas necessárias para a análise de sinais dinâmicos podem ser realizadas em laboratórios ou "in-loco". Para facilitar o trabalho de campo, é desejável utilizar um equipamento compacto e portátil. Por essa razão, adotou-se uma arquitetura de um sistema condicionador de sinais montado num "rack", conforme ilustrado na figura A.1.1. Ele deve possuir:

- oito módulos amplificadores isoladores (A1 a A8) com saídas independentes (S1 a S8), capazes de processar os sinais de entrada (E1 a E8) de até oito transdutores;
- um módulo de controle digital (MCD), capaz de configurar os ganhos e as características dos filtros dos oito canais;
- e uma fonte de alimentação geral (FG), necessária para alimentar o módulo digital e os oito canais de amplificadores.

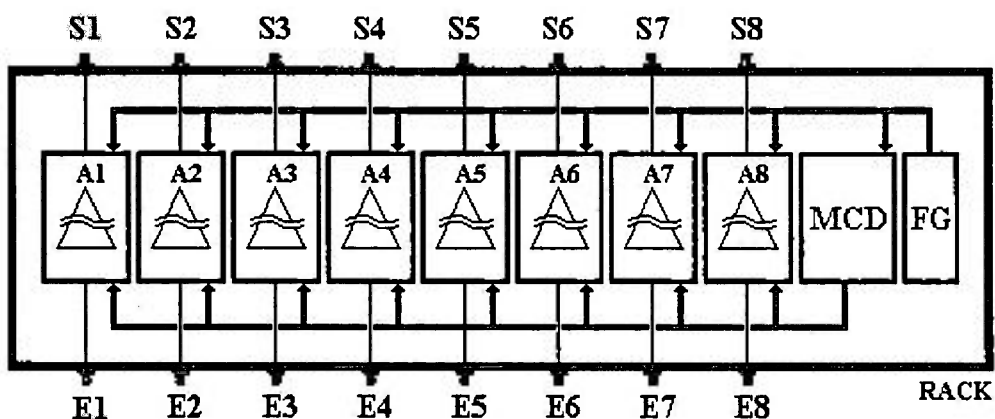


Figura A.1.1. Sistema condicionador de sinais dinâmicos

### A.2.1 Transformada de Fourier

A transformada de Fourier é uma das principais ferramentas matemáticas utilizadas em análise de sinais. Ela é normalmente empregada para decompor um sinal em componentes senoidais de diferentes frequências.

A transformada de Fourier  $X(f)$  de um sinal contínuo  $x(t)$  é calculada conforme a seguinte expressão[63]:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t} dt \quad (\text{A2.1a})$$

onde,  $j$  é a unidade imaginária  $\sqrt{-1}$ .

No microcomputador, digitaliza-se o sinal contínuo por meio de um processo de amostragem. Com o objetivo de realizar a análise de sinais discretos, faz-se a análise espectral utilizando-se a transformada discreta de Fourier (DFT). Define-se a transformada discreta de "Fourier" pela expressão[64]:

$$X_{(m)} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{(n)} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot m / N} \quad (\text{A2.1b})$$

onde,

$x(n)$  é a seqüência discreta das amostras correspondentes à variável contínua  $x(t)$ .

$X(m)$  é a DFT de  $x(n)$ .

$n$  é o índice das amostras de entrada correspondente ao domínio do tempo  
( $n = 0, 1, \dots, N-1$ ).

$m$  é o índice da DFT no domínio da freqüência ( $m = 0, 1, \dots, N-1$ ).

$N$  é o número de amostras.

O cálculo da DFT necessita de um grande número de multiplicações, que aumentam proporcionalmente com o quadrado do número de pontos de amostragem ( $N$ ), resultando num elevado tempo de processamento no microcomputador. Para diminuir esse tempo, utilizam-se determinados algoritmos para implementar a DFT. Estes algoritmos, descritos por J. W. Cooley e J. W. Tukey em 1965, são denominados de "algoritmos de transformadas rápidas de Fourier" (Fast Fourier Transform = FFT). Como exemplo, o radix-2 é um dos algoritmos FFT mais utilizado[64].

### A.3.1 Características de alguns condicionadores de sinais similares existentes no mercado

A tabela A.3.1 apresenta as características de ganho-filtragem-isolação do amplificador isolador desenvolvido (AI-B2) e de alguns equipamentos similares existentes no mercado. Analisaram-se condicionadores de sinais dos seguintes fabricantes:

- National Instruments[65], por possuir uma linha de produtos típicos para pesquisa e indústria;
- Brüel & Kjær[66], por serem típicos para aplicações na indústria;
- Lynx Aplicações[67], por ser fabricante nacional.

Tabela A.3.1. Características de condicionadores de sinais similares existentes no mercado

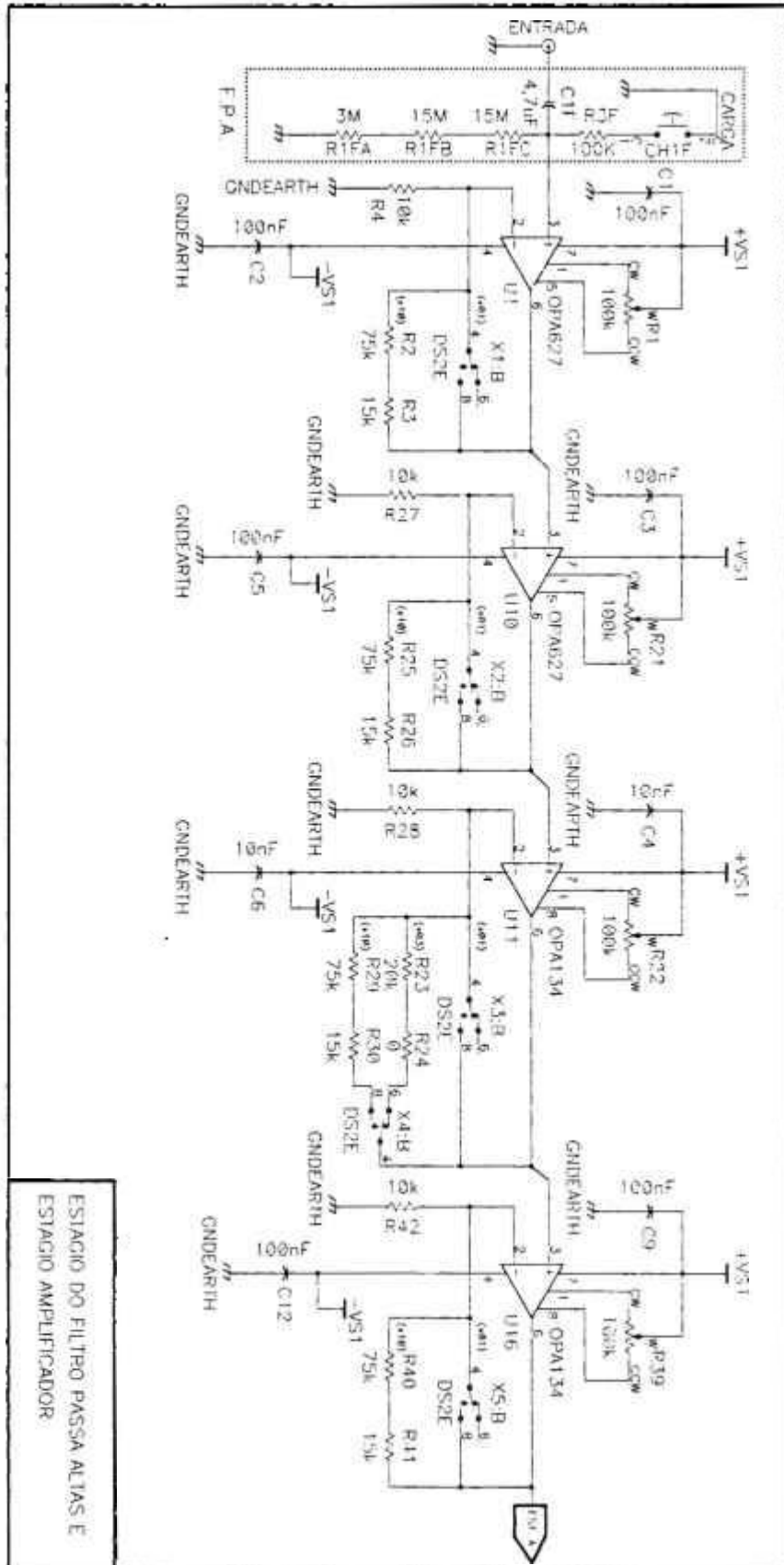
	AI - B2 PROTÓTIPO (USO GERAL)	SCXI - 1125 NATIONAL (TERMOPAR)	2690 DA Brüel & Kjær (ACELERÔMETRO)	AI2080 DA LYNX (TERMOPAR)
GANHO	1 até 10.000	0,01 até 2.000	0,1mV/pC até 10V/pC	1 até 1.000
FILTRO PASSA-ALTAS	passivo 0,001Hz ( 1pólo)	Não possui. Necessita de módulo adicional <sup>1</sup>	passivo 0,1Hz; 1,0Hz; 10Hz (2 pólos)	Não possui
FILTRO PASSA-BAIXAS	ativo 100Hz; 1kHz; 10kHz Butterworth (4 pólos)	4Hz; 10kHz Butterworth <sup>2</sup>	ativo 100Hz; 1kHz; 3kHz; 10kHz; 22,4kHz; 30kHz; 100kHz Butterworth (2 pólos)	ativo 1.000Hz Butterworth ( 2 pólos)
DISTORÇÃO	DHT < 0,2 % @ (0 – 10Vp / 1kHz)	Não linearidade ± 0,04%	DHT < 0,003% @ ganho ≤ 0,1V/pC	Não disponível
FAIXA DE TENSÃO	100 μVrms até ± 10Vp	± 2,5 mV até ± 5,0 V	6,32 Vp (SAÍDA)	±10 mVp até ±10Vp
CMRR	> 160 dB @ 120Vrms / 60Hz	160 dB @ 60Hz	> 50 dB @ 60Hz	> 90 dB @ 60Hz
ISOLAÇÃO	> 118 Vrms @ 120Vrms / 60Hz	> 300 Vrms @ 60Hz	Não há isolação	até 600Vrms @ 60Hz

<sup>1</sup>O módulo adicional SCXI-1305 possui um filtro de 0,16Hz, e o módulo adicional TBX-1329 possui um filtro de 0,072Hz.

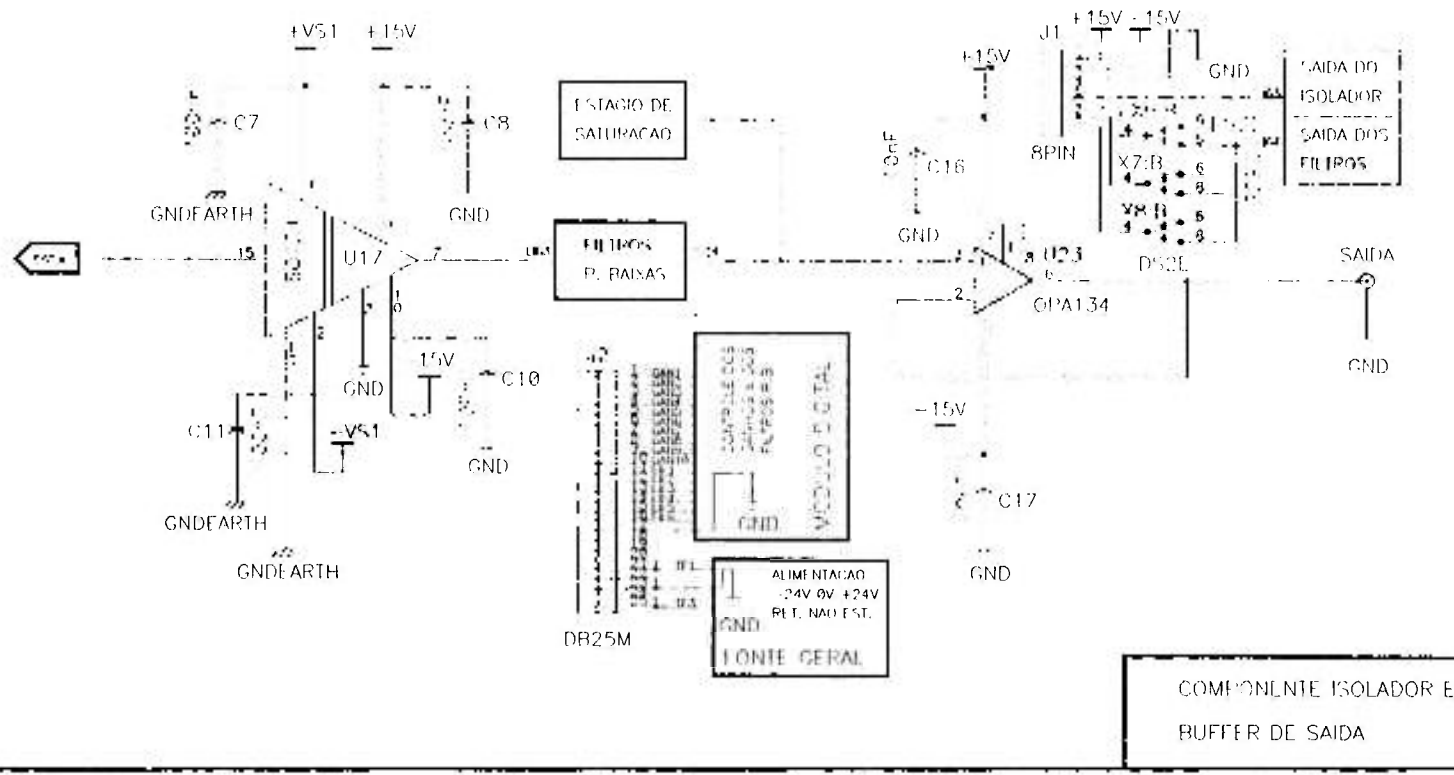
<sup>2</sup>Não especifica se é ativo ou passivo, e o número de pólos.

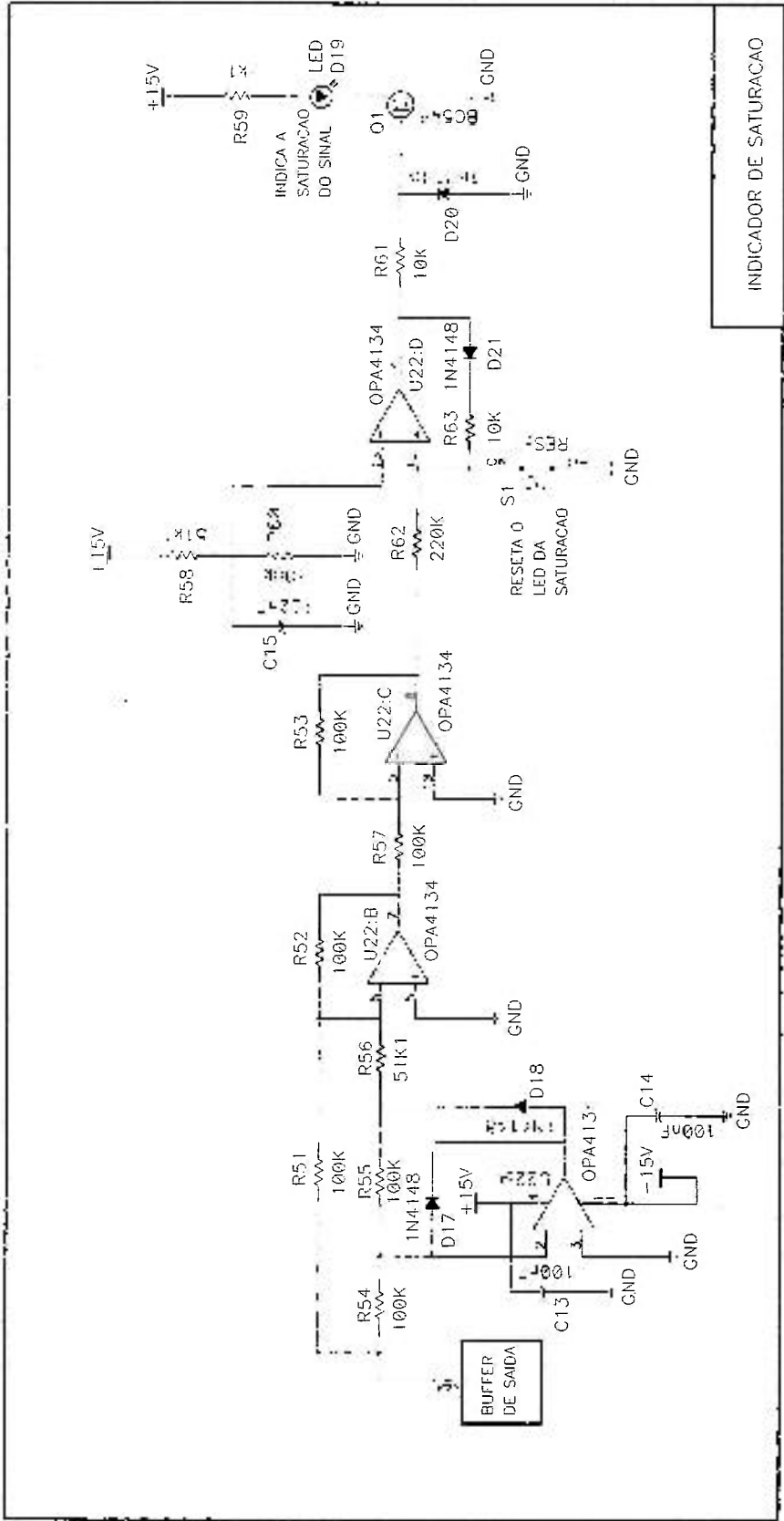
**A.3.2 Esquema elétrico do amplificador isolador**

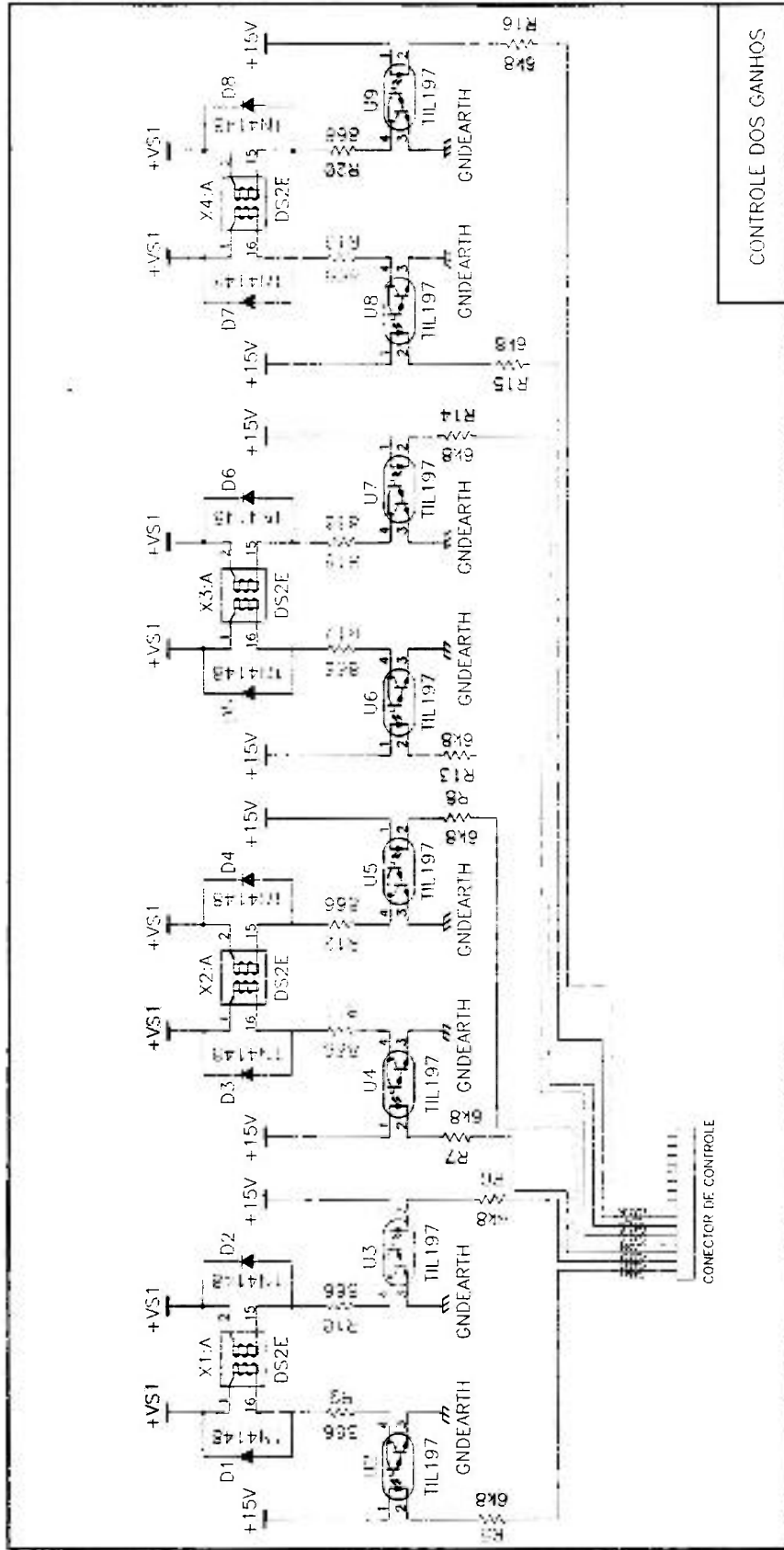
Figura A.3.2. Esquema elétrico do amplificador isolador



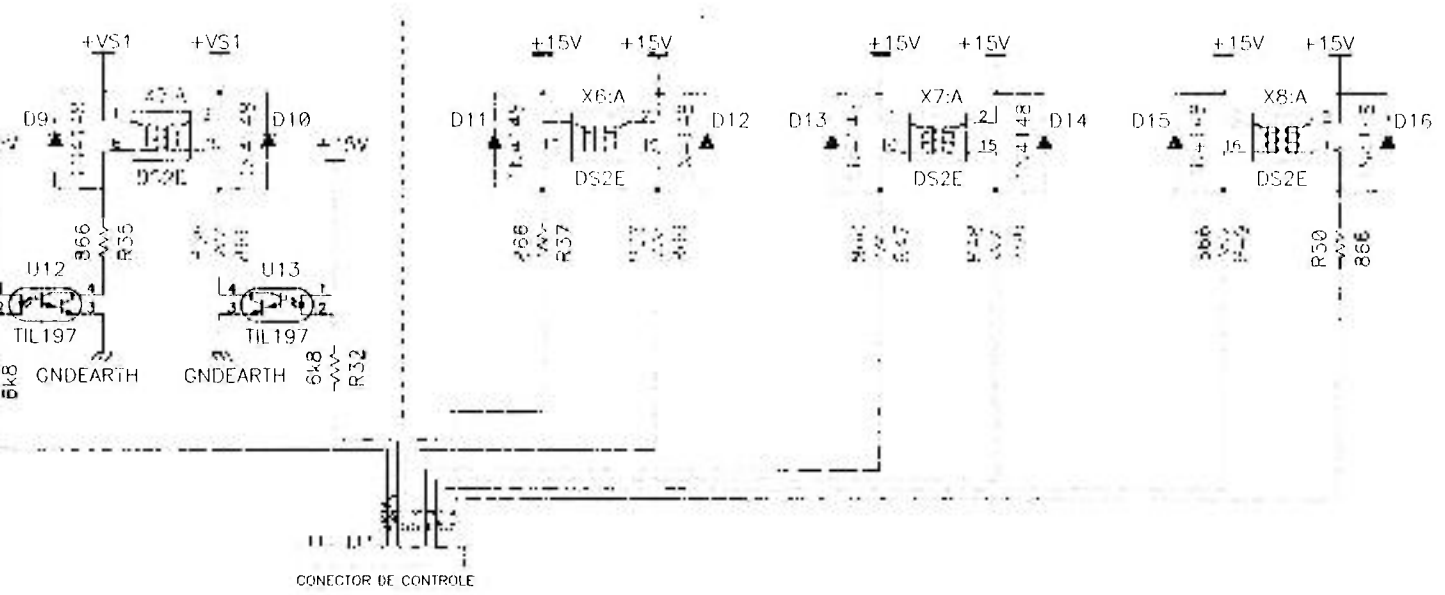
ESTACIO DO FILTRO PASSA ALTAS E ESTACIO AMPLIFICADOR







CONTROLE DOS GANHOS



CONTROLE DOS GANHOS  
SELECAO DOS FILTROS





### A.3.3 Lista de componentes do amplificador isolador

Tabela A.3.3. Lista de componentes do amplificador isolador

PLACA PRINCIPAL			
1	CONECTOR	8PIN	J1
2	CONECTOR	BNC	ENTRADA, SAIDA
22	CAPACITOR	100nF	C1,C2,C3,C5,C7,C8,C9,C10, C11,C12,C13,C14,C15,C18, C21,C22,C23,C26,C27,C29, C31,C32
4	CAPACITOR	10nF	C4,C6,C16,C17
3	C. ELETROLÍTICO	100 $\mu$ F-63V	C19,C24,C30
4	C. ELETROLÍTICO	10 $\mu$ F/25V	C20,C25,C28,C33
1	CONECTOR	DB25M	J2
20	DIODO	1N4148	D1,D2,D3,D4,D5,D6,D7,D8, D9,D10,D11,D12,D13,D14, D15,D16,D17,D18,D20,D21
1	CONVERSOR DC/ DC (SGS-THOMSON)	GS5T24- 5D15	U26
2	INDUTOR	220 $\mu$ H	L1,L2
1	ISOLADOR	ISO124	U17
1	LED	LED	D19
1	REGULADOR	LM78L15CZ	U24
1	REGULADOR	LM79L15CZ	U25
1	TRANSISTOR	BC548	Q1
3	OPERACIONAL	OPA134	U11,U16,U23
1	OPERACIONAL	OPA4134	U22
2	OPERACIONAL	OPA627	U1,U10
4	POTENCIÔMETRO	100k $\Omega$	R1,R21,R22,R39
1	PUSHBUTTON-NA	RESET	S1
8	RELÉ RETENÇÃO (MATSUSHITA)	DS2E-ML2- DC12V	X1,X2,X3,X4,X5,X6,X7,X8
1	RESISTOR	0 $\Omega$	R24
8	RESISTOR	100K $\Omega$	R51,R52,R53,R54,R55,R57, R60
6	RESISTOR	10K $\Omega$	R61,R63,R4,R27,R28,R42
4	RESISTOR	15k $\Omega$	R3,R26,R30,R41
1	RESISTOR	1k1 $\Omega$	R59
1	RESISTOR	20k $\Omega$	R23
1	RESISTOR	220k $\Omega$	R62
1	RESISTOR	4k22 $\Omega$	R64
2	RESISTOR	51k1 $\Omega$	R56,R58
10	RESISTOR	6k8 $\Omega$	R5,R6,R7,R8,R13,R14,R15, R16,R31,R32
4	RESISTOR	75k $\Omega$	R2,R25,R29,R40
16	RESISTOR	866 $\Omega$	R9,R10,R11,R12,R17,R18, R19,R20,R35,R36,R37,R38, R47,R48,R49,R50
10	FOTO-ACOPLADOR	TIL197	U2,U3,U4,U5,U6,U7,U8,U9, U12,U13
1	DIODO ZENER	4,7V	D22

---

 FILTRO PASSA-ALTAS
 

---

1	RESISTOR	3M $\Omega$	R1FA
2	RESISTOR	15M $\Omega$	R1FB,R1FC
1	RESISTOR	100K $\Omega$	R3F
1	CAPACITOR	4,7 $\mu$ F	C1F
1	PUSHBUTTON-NA	CH1F	CARGA

---



---

 PLACA DOS FILTROS PASSA-BAIXAS
 

---

1	CONECTOR	8PINOS	J1
1	CAPACITOR	100nF	C22
15	CAPACITOR	10nF	C3,C4,C6,C7,C8,C11,C12, C14,C15,C16,C17,C19,C20, C23,C24
2	CAPACITOR	1nF	C1,C9
1	CAPACITOR	33nF	C21
2	CAPACITOR	3n3F	C5,C13
1	CAPACITOR	4,7nF	C18
2	CAPACITOR	470pF	C2,C10
6	OPERACIONAL	OPA134	U1,U2,U3,U4,U5,U6
2	RESISTOR	103k6 $\Omega$	R12,R18
1	RESISTOR	10k36 $\Omega$	R6
2	RESISTOR	113k1 $\Omega$	R10,R16
1	RESISTOR	11k31 $\Omega$	R4
4	RESISTOR	52k04 $\Omega$	R8,R11,R14,R17
2	RESISTOR	5k204 $\Omega$	R2,R5
4	RESISTOR	67k86 $\Omega$	R7,R9,R13,R15
2	RESISTOR	6k786 $\Omega$	R1,R3

---

### A.3.4 Dados para o cálculo da tensão eficaz do ruído total equivalente de entrada do amplificador isolador

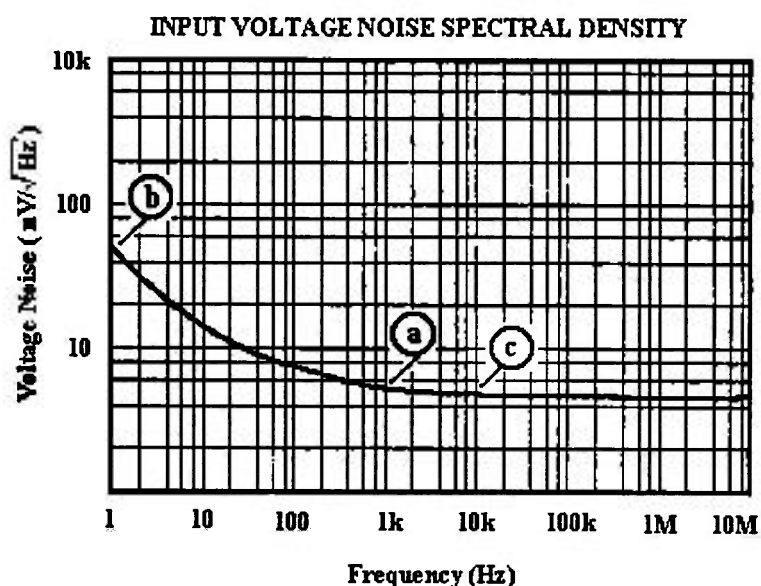


Figura A.3.4 Curva da densidade de tensão de ruído do componente OPA627AM fornecida pelo fabricante

A densidade da tensão de ruído na entrada é constante ( $4,8nV/\sqrt{Hz}$ ) para as frequências acima de 1kHz.

Para a faixa de frequências entre 0,001Hz (b) e 1kHz (a), a densidade de tensão de ruído sofre a influência, principalmente, do ruído de baixa frequência ( $1/f$ ). Para determinar seu valor, aproximou-se a curva entre os pontos (b) e (a) por uma reta, resultando no seguinte espectro de potência:

$$S_{vt_{(0,001Hz-1kHz)}}(f) = 50 - 0,0452 \cdot f \text{ (nV}^2/\text{Hz)} \quad (\text{A3.3})$$

### A.3.5 Cálculo do filtro de 100Hz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

WELCOME		▽ Circuit..... MFB <enter>				
This program can be used to design Multiple-Feedback (MFB) and Sallen-Key low-pass active filters. The default type is MFB. Press <enter> to change the circuit type.		Butterworth.... *				
See Burr-Brown Application Bulletin AB-034 for details.		Chebyshev.....				
↑ ↓ arrows move cursor to next line.		Ripple.....				
		Bessel.....				
		Number of poles.. 4				
		Cutoff frequency. 100.0				
		Response @ fx... 1.000 k				
		Scale Resistors. 100.0 k				
		Gain Entry.....				
		Capacitor menu..				
		Resistors..... Exact				
		Display.....				
-----						
MFB, 4-Pole Low-Pass Butterworth, 100.0Hz Cutoff						
-----						
Section	R1	R2	R3	R4	C1	C2
-----						
A	67.86 k	67.86 k	113.1 k		10.00 nF	33.00 nF
B	52.04 k	52.04 k	103.6 k		4.700 nF	100.0 nF

Figura A.3.5. Cálculo do filtro de 100Hz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

### A.3.6 Cálculo do filtro de 1kHz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

WELCOME		▽ Circuit..... MFB <enter>				
This program can be used to design Multiple-Feedback (MFB) and Sallen-Key low-pass active filters. The default type is MFB. Press <enter> to change the circuit type.		Butterworth.... *				
See Burr-Brown Application Bulletin AB-034 for details.		Chebyshev.....				
↑ ↓ arrows move cursor to next line.		Ripple.....				
		Bessel.....				
		Number of poles.. 4				
		Cutoff frequency. 1.000 k				
		Response @ fx... 1.000 k				
		Scale Resistors. 100.0 k				
		Gain Entry.....				
		Capacitor menu..				
		Resistors..... Exact				
		Display.....				
-----						
MFB, 4-Pole Low-Pass Butterworth, 1.000 kHz Cutoff						
-----						
Section	R1	R2	R3	R4	C1	C2
-----						
A	67.86 k	67.86 k	113.1 k		1.000 nF	3.300 nF
B	52.04 k	52.04 k	103.6 k		470.0 pF	10.00 nF

Figura A.3.6. Cálculo do filtro de 1kHz utilizando-se o programa FILTER2.EXE

### A.4.1 Características do amplificador isolador AI-B2

Tabela 4.1 Características do Amplificador isolador AI-B2

#### **GANHO**

Selecionável em: 1; 3; 10; 30; 100; 300; 1.000; 3.000; 10.000

#### **RUÍDO**

Entrada (0.001Hz - 10kHz) < 2 $\mu$ Vrms

Saída = 3,0 mVrms

Relação sinal/ruído para:

100 $\mu$ Vrms (SINAL) @ <2 $\mu$ Vrms (RUÍDO)  $\approx$  34 dB

#### **DISTORÇÃO HARMÔNICA**

DHT < 0,2% @  $\pm$  10Vpp / 1kHz

#### **FILTRO PASSA-BAIXAS**

Ativo

Butterworth 4 pólos (80dB/Década)

Selecionável em: 100Hz; 1kHz; 10kHz

#### **FILTRO PASSA-ALTAS**

Passivo

1 pólo: 0,001Hz

#### **ISOLAÇÃO**

Superior a 118Vrms @ 60Hz

#### **RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM**

CMRR > 160dB @ 120Vrms / 60Hz

#### **ENTRADA**

BNC (duplo)

Sinal de 100 $\mu$ Vrms até  $\pm$  10Vp

#### **SAÍDA**

BNC (simples)

Sinal de  $\pm$  10Vp

#### A.4.2 Tabela comparativa das características dos amplificadores isoladores utilizados no CEND

Tabela A.4.2. Características dos amplificadores isoladores do CEND

	AI-B2	AI-B1	AI-A
GANHO	1 até 10.000	1 até 10.000	1 até 1.000 & 1 até 1.024
FILTRO PASSA-ALTAS	passivo 0,001Hz (1 pólo)	passivo 0,001Hz (1 pólo)	passivo 0,1Hz; 1Hz; 10Hz (1 pólo)
FILTRO PASSA-BAIXAS	ativo 100Hz; 1kHz; 10kHz Butterworth (4 pólos)	passivo 100Hz (1 pólo)	ativo 20Hz; 50Hz; 100Hz; 150Hz; 300Hz; 1kHz; 3kHz; 10kHz (2 pólos)
RUÍDO DE ENTRADA	1,6 $\mu$ Vrms	5,0 $\mu$ Vrms	8,2 $\mu$ Vrms
RUÍDO DE SAÍDA	3,0 mVrms	0,75 mVrms	1,5 mVrms
DHT	< 0,05 % @ (0 – 10Vp / 100Hz) < 0,2 % @ (0 – 10Vp / 1kHz)	< 0,05% @ (0 – 5Vp / 100Hz) < 0,3 % @ (0 – 10Vp / 100Hz)	< 0,1% @ (0 – 5Vp / 100Hz) < 8,7 % @ (0 – 10Vp / 100Hz)
FAIXA DE TENSÃO	$\pm$ 10Vp	$\pm$ 10Vp	$\pm$ 10Vp
CMRR	> 160 dB @ 120Vrms / 60Hz	Não foi especificado	Não foi especificado
ISLOLAÇÃO	> 118 Vrms @ 120Vrms / 60Hz	Não foi especificado	Não foi especificado

#### A.4.3 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-A para ganho 12.800

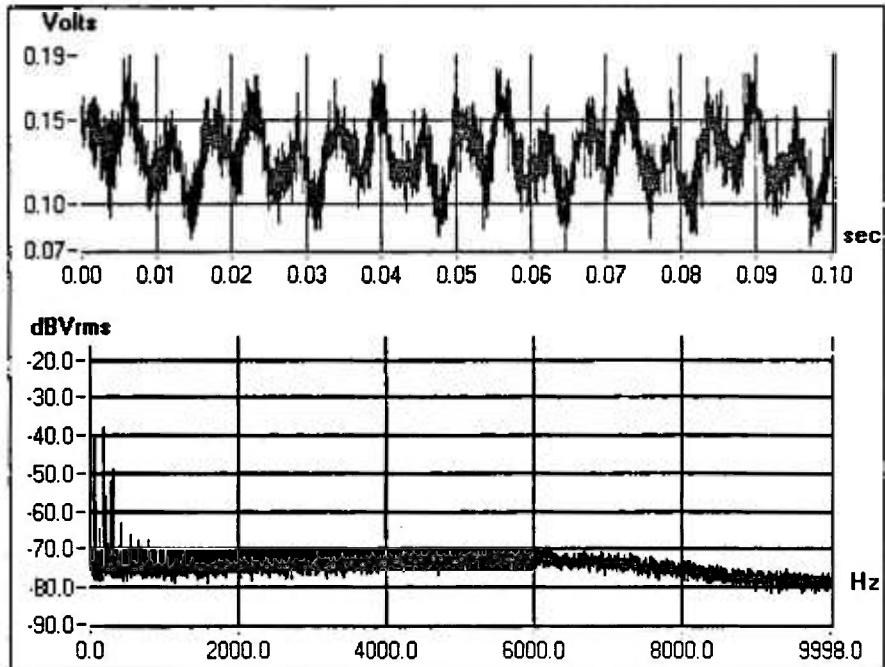


Figura A.4.3. Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-A para ganho 12.800

#### A.4.4 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B1 para ganho 10.000

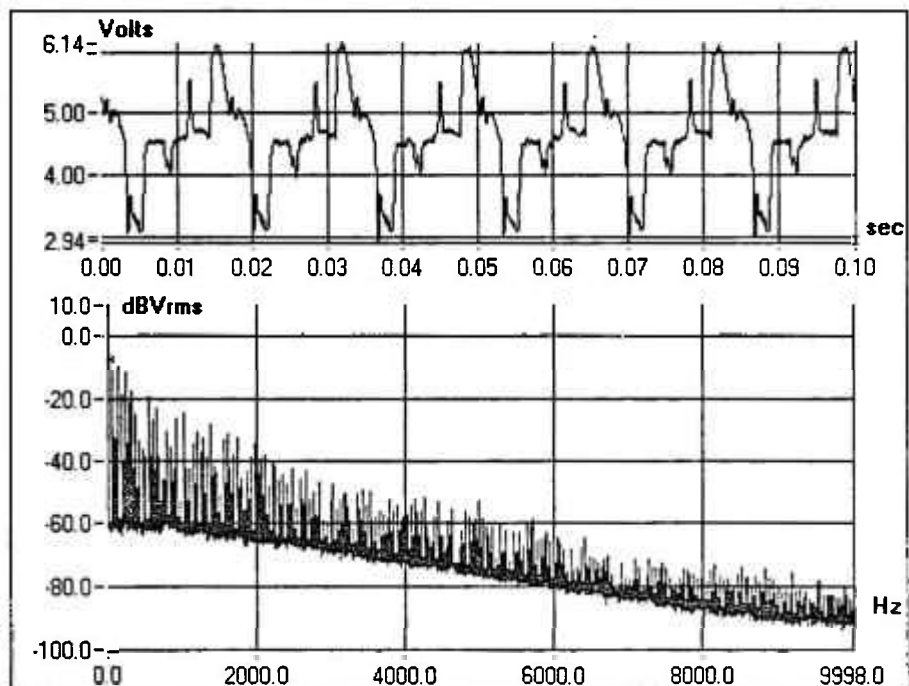


Figura A.4.4. Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B1 para ganho 10.000

#### A.4.5 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (com blindagem e ganho 1.000)

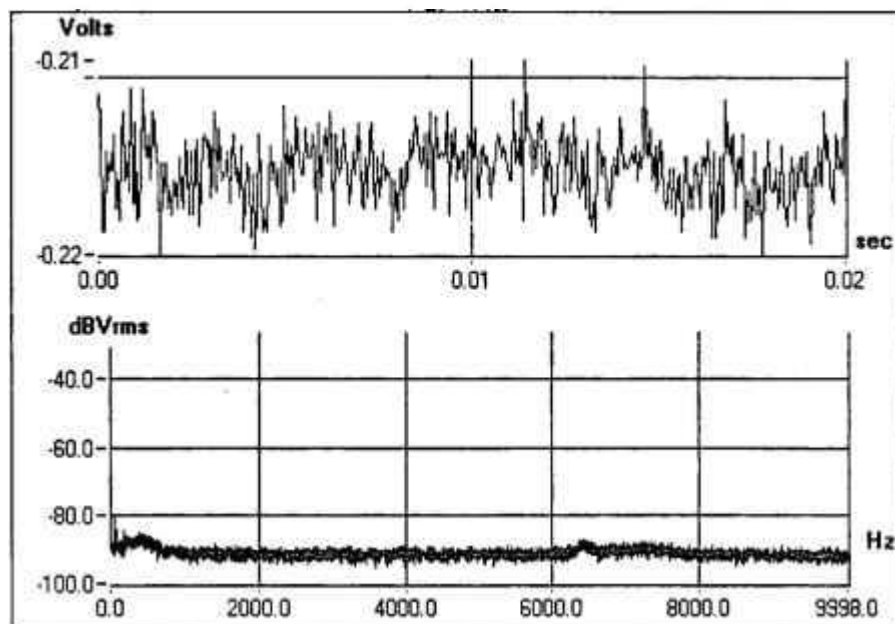


Figura A.4.5. Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (com blindagem e ganho 1.000)

#### A.4.6 Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (sem blindagem e ganho 1.000)

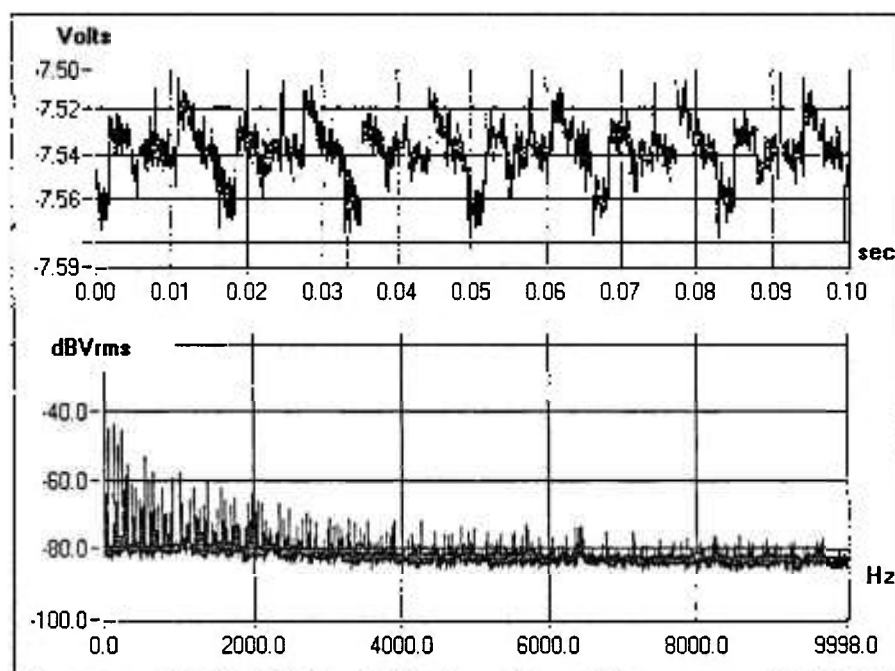


Figura A.4.6. Tensão de ruído de saída e o PSD do AI-B2 (sem blindagem e ganho 1.000)

#### A.4.7 Curva do ganho x frequência do filtro de 1kHz

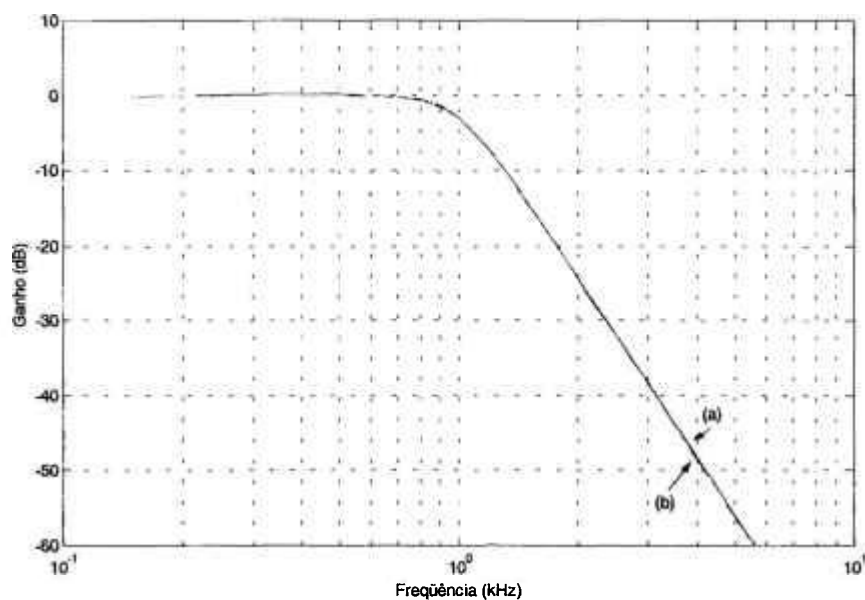


Figura A.4.7. Curvas teórica (a) e experimental (b) do ganho x frequência do filtro de 1kHz

#### A.4.8 Curva da fase x frequência do filtro de 1kHz

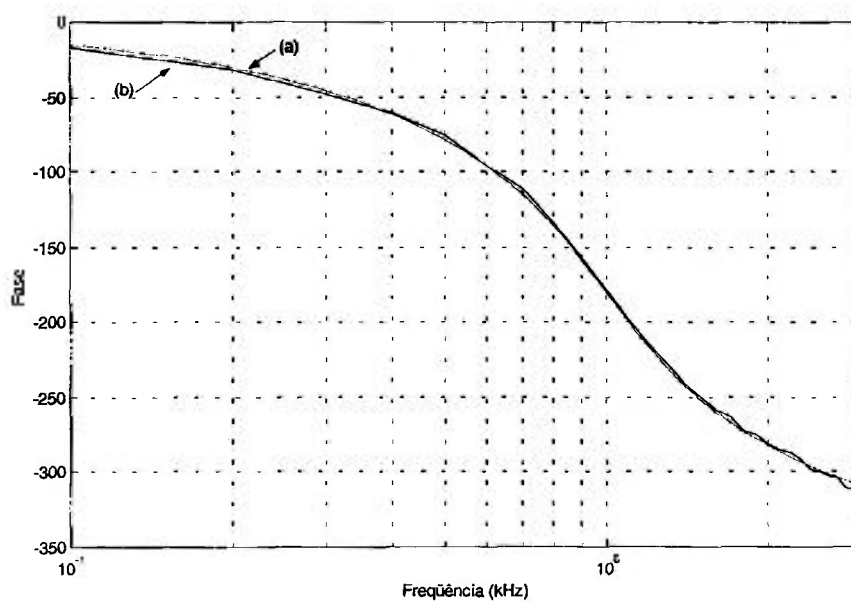


Figura A.4.8. Curvas teórica (a) e experimental (b) de fase x frequência do filtro de 1kHz

#### A.4.9 Curva do ganho x frequência do filtro de 10kHz

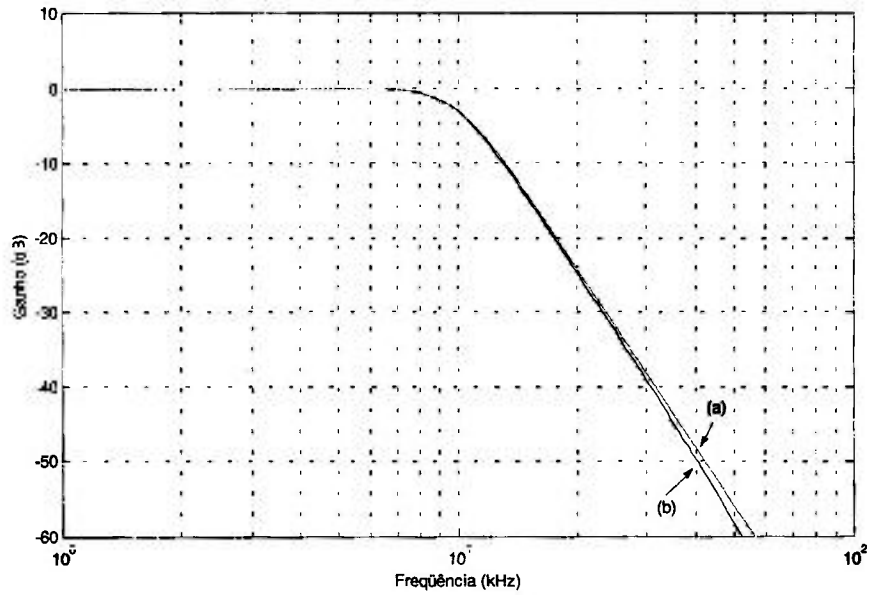


Figura A.4.9. Curvas teórica (a) e experimental (b) do ganho x frequência do filtro de 10kHz

#### A.4.10 Curva da fase x frequência do filtro de 10kHz

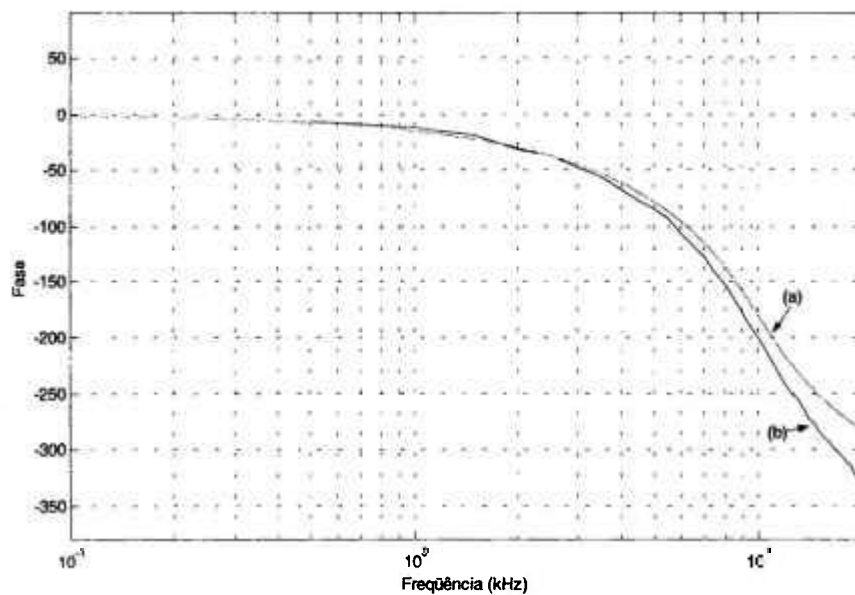


Figura A.4.10. Curvas teórica (a) e experimental (b) de fase x frequência do filtro de 10kHz

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BAUERNFEIND, V.; OLMA, B.J.; SURDEN, R.; WACH, D. Development of diagnostic methods for on-line condition monitoring of primary system components. **Kerntechnik**, v.58, n.2,1993.
- [2] PROCESS DATATEC. **Noise analysis**. Sorocaba, S.P.: 1989.
- [3] DYRJAWOJ, N.; PONTES, E.W.; TING, D.K.S. Desenvolvimento de um amplificador isolador para estudo de sinais dinâmicos. In: NATIONAL MEETING OF REACTOR PHYSICS AND THERMAL HYDRAULICS, 13., Aug. 11-16, 2002, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: 2002. (ENFIR XIII).
- [4] MARQUES, M.S.C. **Filtro amplificador isolador modelo 036-ZZ**. São Paulo: Coordenadoria de Projetos Especiais,1992. (Relatório interno).
- [5] BARKOV, A. Optimization of monitoring and diagnostics methods for rotating machines using vibration and noise measurements. [S.l.], Vibrotek, 2002. Disponível em: <<http://www.vibrotek.com/articles>>. Acesso em: 01 Fev. 2002.
- [6] PINEYRO, J.; KLEMPNOW, A.; LESCANO, V. Effectiveness of new spectral tools in the anomaly detection of rolling element bearings. **J. Alloys Compd.**, v. 310, p. 276-279, 2000.
- [7] MCFADDEN, P.D.; SMITH, J.D. The vibration produced by multiple point defects in a rolling element bearing. **J. Sound Vibr.**, v. 98, n. 2, p. 263-273, 1985.
- [8] RUNKEL, J.; STEGEMANN, D.; FIEDLER, J. Results of noise analysis in the WWER 440 – Type nuclear power plant Dukovany. In: SYMPOSIUM ON NUCLEAR REACTOR SURVEILLANCE AND DIAGNOSTIC, 7., June 19-23, 1995, Avignon. **Proceedings...** Avignon: 1995, v1. p. 78-86. (SMORN VII).
- [9] STEGEMANN, D.; RUNKEL, J. Experience with vibration monitoring in German PWRs Obrigheim, Grohnde, Brokdorf and Emsland. In: SYMPOSIUM ON NUCLEAR REACTOR SURVEILLANCE AND DIAGNOSTIC, 7., June 19-23, 1995, Avignon. **Proceedings...** Avignon: 1995, v1. p. 21-23. (SMORN VII).
- [10] RUNKEL, J.; LAGGIARD, E. STEGEMANN, D.; FIEDLER, J.; HEIDEMANN, P. Application of noise analysis in two BWR units of nuclear power plants Gundremmingen. In: SYMPOSIUM ON NUCLEAR REACTOR SURVEILLANCE AND DIAGNOSTIC, 7., June 19-23, 1995, Avignon. **Proceedings...** Avignon: 1995, v1. p. 58-66. (SMORN VII).
- [11] WOWK, V. **Machinery vibration - measurement and analysis**. New York: McGraw-Hill, 1991.

- [12] MONTEIRO, P.R.B.; GONÇALVES, I.M.P.; Sistema de aquisição de dados do reator IEA-R1. In: NATIONAL MEETING OF REACTOR PHYSICS AND THERMAL HYDRAULICS, 13., Aug. 11-16, 2002, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: 2002. (ENFIR XIII).
- [13] SERRA, R.C.; TECCO, D.G. Aquisição de dados, monitoramento e diagnóstico para controle preditivo e proteção de componentes rotativos de alta responsabilidade do reator IEA-R1 por análise de vibração. In: CONGRESSO GERAL DE ENERGIA NUCLEAR, 6., Oct. 27 – Nov. 01, 1996, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: 1996. 1 CD-ROM. (VI CGEN).
- [14] SERRA, R.C.; TECCO, D.G. Shaft crack detection on centrifugal pumps by vibration analysis. In: INTERNACIONAL CONFERENCE ON STRUCTURAL MECHANICS IN REACTOR TECHNOLOGY, 13., Aug. 13-18, 1995, Porto Alegre. **Proceedings...** Porto Alegre: 1995. p.315-318. (SMiRT 13).
- [15] SERRA, R.C.; TECCO, D.G. Commissioning of the vibration and temperature data acquisition system for the predictive control and protection of the rotating components of the IEA-R1 Reactor. In: NATIONAL MEETING OF REACTOR PHYSICS AND THERMAL HYDRAULICS, 11., Aug. 18-22, 1997, Poços de Caldas. **Anais...** Poços de Caldas: 1997, v. 838. p. 803-805. (ENFIR XI).
- [16] DINIZ, R.; SANTOS, A. A Noise analysis approach for measuring the decay constants and the relative abundance of delayed neutrons in a zero power critical facility. In: INTERNACIONAL CONFERENCE ON NUCLEAR DATA FOR SCIENCE AND TECHNOLOGY, Out. 7-12, 2001, Tsukuba. **Proceedings...** Tokyo: JAERI, 2002.
- [17] CASTRO, A.J.; MAPRELIAN, E.; TING, D.K.S. Onset of nucleate boiling and onset of fully developed subcooled boiling detection using pressure transducers signal spectral analysis. **J. Brazil. Soc. Mech. Sci.**, v. 23, n. 4, Dec. 4, 2001.
- [18] CASTRO, A.J.; STEGEMANN, D. Detecção da ebulição subresfriada através da análise espectral de sinais transdutores de pressão. In: ENCONTRO NACIONAL DE CIÊNCIAS TÉRMICAS, 6., 1996, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis: 1996. (ENCIT&LATCYM96).
- [19] CASTRO, A.J.; MARTENS, V.; STEGEMANN, D. Análise de vibrações em barras excitadas por ebulição subresfriada. In: ENCONTRO NACIONAL DE FÍSICA DE REATORES 1991, Atibaia. **Anais...** São Paulo, S.P: 1991.
- [20] CASTRO, A.J.; TING, D.K.S. Subcooled boiling detection using pressure transducers signal spectral analysis. In: MAINTENANCE AND RELIABILITY CONFERENCE, 1998, Tennessee. **Proceedings...** Tennessee: 1998.
- [21] CASTRO, A.J.; TING, D.K.S.; FERREIRA, W.R. Monitoração de vibrações no sistema de alimentação do gerador de vapor da usina nuclear Angra I. In: INTERNATIONAL NUCLEAR ATLANTIC CONFERENCE, Aug. 11-16, 2002, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: 2002. (INAC2002).

- [22] LOPES, P.R.L. **Estudo da Metrologia de Análise de Séries Temporais Aplicada à Monitoração do Tempo de Resposta dos Instrumentos Ligados ao Sistema de Proteção de Reatores Nucleares**. 1995. Dissertação (Mestrado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares, São Paulo.
- [23] PERILLO, P.R.S.; GONÇALVES, I.M.P.; SANTOS, R.C.; TING, D.K.S.; Response time measurement of temperature and pressure sensors of ANGRA-I nuclear power plant using noise analysis technique. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENGENHARIA MECÂNICA, 16., 2001, Uberlândia-M.G. **Anais...** Uberlândia: 2001. 1 CD-ROM. (XVI COBEM).
- [24] SPECTRAQUEST. **Spectra Quest's machinery fault simulator**. Disponível em: <<http://www.spectraquest.com/>>. Acesso em: 1 Fev. 2002.
- [25] PROAKIS, J.G.; MANOLAKIS, D.G. **Digital Signal Processing, Principles, Algorithms and Applications**. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1996.
- [26] OTT, H.W. **Noise reduction techniques in electronic systems**. 2.ed. New York: John Wiley, 1988.
- [27] SCHMIDT, W. **Materiais Elétricos – Isolantes e Magnéticos**. São Paulo: Edgard Blücher, 1979. v. 2.
- [28] HYYPPA, K. Dielectric Absorption in Memory Capacitors. **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, v. 21, n. 1, 1972.
- [29] KUENEN, J.C.; MEIJER, G.C.M. Measurement of Dielectric Absorption of Capacitors and Analysis of its Effects on VCO's. **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, v. 45, n.1, 1996.
- [30] IORGA, C. Compartment analysis of dielectric absorption in capacitors. **IEEE Trans. Instrum. Meas.**, v.7, n. 2, 2000.
- [31] MOTCHENBACHER, C.D.; FITCHEN, F.C. **Low Noise Electronic Design**. New York: John Wiley, 1973.
- [32] PAPOULIS, A. **Probability, random variables, and stochastic processes**. 3. ed. New York: McGraw-Hill, 1991.
- [33] OPPENHEIM, A.V.; SCHAFER, R.W.; BUCK, J.R. **Discrete-Time Signal Processing**. 2.ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1999.
- [34] LACANETTE, K. Basic introduction to filters – active, passive, and Switched-capacitor. In: NATIONAL SEMICONDUCTOR. **Data book**. Santa Clara: 1991. (Application note 779). Disponível em: <<http://www.national.com>>. Acesso em: 01 Jul. 2001.
- [35] DELIYANNIS, T.; SUN, Y.; FIDLER, J.K.; **Continuous-Time Active Filter Design**. New York: CRC Press, 1999.

- [36] WILLIAMS, A.B. **Electronic Filter Design Handbook**. New York: McGraw-Hill, 1981.
- [37] TRUMP, B.; STITT, R.M. MFB low-pass desing program. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucsson: 1991. (Application Bulletin AB-034B). Disponível em: <<http://www.burr-brown.com>>. Acesso em: 01 Jul. 2001.
- [38] LAM, H.Y.F. **Analog and digital filters: Desing and Realization**. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1979.
- [39] ELETRONUCLEAR. **Final safery analysis report**: Central Nuclear Almirante Álvaro Alberto Unidade 1. Rio de Janeiro, 2000. p. 7.7-22. Rev. 29.
- [40] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **Criteria for Protection Systems for Nuclear Power Generating Stations**. April 5, 1972. (IEEE Std 279-1971).
- [41] BURR-BROWN. **Catalog database**. Tucsson: 1999. 1 CD-ROM.
- [42] ANALOG DEVICES. **Winter 1999 Designer's Reference Manual**. Norwood: 1999. 1 CD-ROM.
- [43] BOYLESTAD, R; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos**. 3.ed. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1986.
- [44] GRAEME, G.J.; TOBEY, E.G.; HUELSMAN, P.L. **Operacional Amplifiers Design and Applications**. Singapore: McGraw-Hill, 1986.
- [45] CASTRUCCI, P. B. L.; BATISTA, L. **Controle linear – método básico**. São Paulo: Edgard Blücher, 1980.
- [46] STATA, R. User's guide to applying and measuring operation amplifier. In: ANALOG DEVICES. **Data book**. Norwood: 2001. (Specification Application Notes AN356). Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em 01 Jul. 2001.
- [47] STEFFES, M. Noise analysis for high speed op. amps. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucsson: 1996. (Application Bulletin.) . Disponível em: <<http://www.burr-brown.com>>. Acesso em: 01 Jul. 2001.
- [48] NOONAN, P. **Understanding isolation and performing high – voltage measurements**. Austin: National Instruments, 2000. Disponível em: <<http://www.ni.com>>. Acesso em: 01 Jul. 2001.
- [49] SOMMERVILLE, T. Isolation amplifiers hike accuracy and reliability. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucsson: 1999. (Application Bulletin AB-093). 1 CD-ROM.
- [50] KESTER, W.; BRYANT, J.; JUNG, W. Amplifiers for signal conditions. ANALOG DEVICES. Sect. 3. Disponível em: <<http://www.analog.com>>. Acesso em 01 Jul. 2001.

- [51] BURR-BROWN. Desing and application of transformer-coupled hybrid isolation amplifier model 3656. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucson: 1999. (Application Bulletin AB-078). 1 CD-ROM.
- [52] BACKER, B.C. Noise sources in applications using capacitive coupled isolated amplifiers. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucson: 1993. (Application Bulletin AB-047). Disponível em: <<http://www.burr-brown.com>>. Acesso: 01 Jul. 2001.
- [53] BURR-BROWN. DC-to-DC converter noise reduction. In: BURR-BROWN. **Data book**. Tucson: 1987. (Application Bulletin AB-162). Disponível em: <<http://www.burr-brown.com>>. Acesso em: 01 Jul. 2001.
- [54] HUGHEST, M.J.; COLWELL, M.A. **Réalisation de Circuits Imprimés**. Paris: Eyrolles, 1978.
- [55] AMUNEAL MANUFACTURING. **Magnetic shielding materials**. Disponível em: <<http://www.amuneal.com/theory/materials.htm>> . Acesso em: 01 Jun. 2002.
- [56] HELFRICK, A.D.; COOPER, W.D. **Instrumentação eletrônica Moderna e técnicas de medição**. Rio de Janeiro: Prentice Hall do Brasil, 1990.
- [57] ANALOG DEVICES. Ask the Applications Engineers 13. In: ANALOG DEVICES. **Catalog database**. Norwood: [s.d.]. Disponível em: <<http://www.ad.com>>. Acesso em: 01 Fev. 2002.
- [58] KLAASSEN, K.B. **Electronic measurement and instrumentation**. Cambridge: Cambridge University Press, 1996.
- [59] NATIONAL INSTUMENTS. Measurement Encyclopedia. In: ANALOG DEVICES. **Catalog database**. Norwood: [s.d.]. Disponível em: <<http://www.ni.com>>. Acesso em: 01 Fev. 2002.
- [60] HEWLETT-PACKARD. HP 33120A Funtion generator / arbitrary waveform generator: User's Guide. Loveland, CO, 1997.
- [61] GOLDMAM, P.E. **Vibration Spectrum Analysis**. 2.ed. New York: Industrial Press, 1999.
- [62] NORTON, M.P. **Fundamentals of noise and vibration analysis for engineers**. NewYork: Cambridge University Press, 2001.
- [63] BRIGGHAM, E.O. **The Fast Fourier Transform**. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 1974.
- [64] LYONS, R.C. **Understanding Digital Signal Processing**. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice-Hall, 2001.
- [65] NATIONAL INSTUMENTS. Signal Conditioning. In: PRODUCTS & SERVICES. **Catalog database**. Norwood: [s.d.]. Disponível em: <<http://sine.ni.com/apps/we/nioc.vp?lang=US&pc=mn&cid=3669>>. Acesso em:01 Jun.2002.

[66] Brüel & Kjær. Amplifiers. In: PRODUCTS. **Catalog database**. Nærum: [s.d.]. Disponível em: <<http://www.bksv.com/644.htm>>. Acesso em: 01 Jun. 2002.

[67] LYNX TECNOLOGIA ELETRÔNICA. Condicionadores de Sinal Lynx. In: PRODUTOS. **Catalog database**. São Paulo: [s.d.]. Disponível em: <<http://www.lynxtec.com.br/>>. Acesso em: 01 Jun. 2002.