



ESCOLA POLITÉCNICA DA UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA MECÂNICA

PMC 581 - PROJETO MECÂNICO II

Instrumentação de uma Balanceadora Dinâmica de Rotores

Relatório Final

9,7 (nove e sete)
Nota

Professor Orientador - Dr. Linilson Padovese

21 de dezembro de 1998

Alex Fabiano Oraggio - 503196

Sumário

Resumo	3
1. Introdução	4
2. Por que Balancear	7
3. Objetivos	8
4. Material utilizado	10
4.1. Os sensores de força	10
4.2. O sensor de velocidade	10
4.3. A frente analógica	11
4.4. O inversor de frequência	11
4.5. O conversor A/D	11
4.6. Programas de computador	11
5. Metodologia	12
5.1. Esquema de ligação	12
5.2. A medição	12
6. Processamento de Sinais Digitais	13
6.1. Filtros Digitais	14
6.1.1. Filtro para 5 Hz	16
6.1.2. Filtro para 15 Hz	18
6.2. Cálculo da fase	20
7. Eletrônica Proposta	21
7.1. O amplificador de carga	21
7.1.1 Circuito do Amplificador de carga	22
7.2. O multiplexador	23
7.3. O amplificador de instrumentação programável	23
7.4. O conversor A/D	23
7.5. O filtro <i>anti-aliasing</i>	23
7.6. O circuito completo	27
8. Referência Bibliográfica	28
9. Apêndice 1 - Programa para Filtragem (5 Hz)	29
10. Apêndice 2 - Programa para Filtragem (15 Hz)	30
11. Apêndice 3 - Desenho do Sensor	31

Resumo

Esse relatório resume as atividades desenvolvidas na disciplina PMC-581 e descreve os resultados atingidos no projeto *Instrumentação de uma Balanceadora Dinâmica de Rotores*. Serão apresentados um breve histórico do projeto, soluções investigadas, soluções adotadas, métodos e resultados obtidos. Enfoque especial será dado à solução adotada, - filtros digitais - em função de ela não ser usual nesse campo de aplicação.

1. Introdução

Em 1996, o autor foi convidado por duas empresas nacionais - uma do interior do estado e outra do grande ABC - a participar do desenvolvimento de uma Balanceadora Dinâmica de mancais rígidos para rotores rígidos. A balanceadora, apesar do caráter genérico de aplicação, foi idealizada para suportar o balanceamento de árvores de manivelas de motores diesel rápidos de caminhões e ônibus. A empresa do interior, Italmicro, foi responsável pela construção dos sistemas mecânicos da máquina, i.e., base e mancais. A empresa do grande ABC, Transmícron, responsabilizou-se pela construção dos sistemas eletrônicos da máquina. Ao autor ficou a tarefa de suprir o *software* de controle da máquina. O desenvolvimento terminou no final de 1997, conseguindo-se um desempenho satisfatório. Hoje, a máquina de balancear desenvolvida é um produto comercial.

A seguir, temos um diagrama de blocos dos vários sub-sistemas da máquina disponível comercialmente (fig. 1.1):

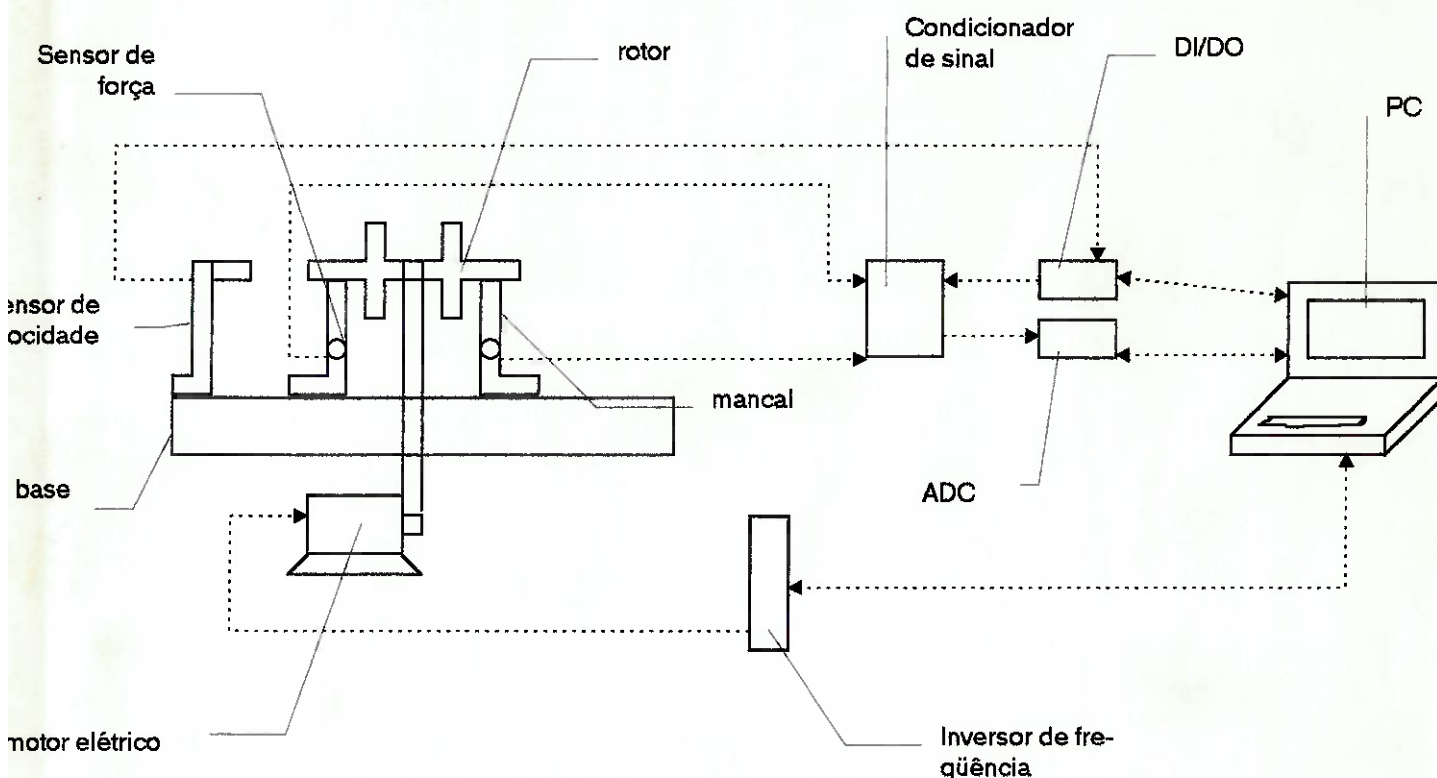


figura 1.1: diagrama de blocos da balanceadora

- **sensor de força:** são em número de dois, um para cada mancal. São constituídos por dois suportes internos, três placas condutoras, duas cerâmicas piezoelétricas e um anel de nylon.
- **mancal:** também são em número de dois. Nos mancais fica apoiado o rotor a ser balanceado e ficam alojados os sensores de força.

- sensor de velocidade: Além de monitorar a velocidade do rotor, o sensor marca a referência no rotor. Seu funcionamento é baseado em reflexão ótica.
- motor elétrico: um motor trifásico de 2 CV é responsável pelo acionamento do rotor. A transmissão de potência é feita através de correia.
- inversor de frequência : é responsável pelo controle de velocidade do motor. O uso de um inversor de frequência possibilita velocidade variável do rotor. O inversor recebe comandos do microcomputador através de uma *interface* serial RS485.
- condicionador de sinal: é o circuito responsável por deixar o sinal dos sensores de força piezoelétricos em um formato adequado para a amostragem. O circuito condicionador de sinal recebe informações do sistema DI/DO.
- ADC: é o conversor analógico-digital do sistema. Na máquina comercial, o conversor tem 13 bits e é do tipo integrador. Executa 10 conversões por segundo. Está conectado ao *bus* do microcomputador.
- DI/DO: São os canais digitais de entrada e saída. Estão também conectados ao *bus* do computador. São responsáveis por ler o sinal do sensor de velocidade, e enviar pulsos de controle ao circuito condicionador de sinal.
- PC: É o computador do sistema. É responsável pelo controle do inversor de frequência, do ADC e do DI/DO. Além disso, realiza a *interface* homem-máquina. Com os dados geométricos do rotor e as informações de força dos mancais, o computador é capaz de calcular a massa e a posição angular em cada plano para que o desbalanceamento seja corrigido.

Apesar da máquina operar satisfatoriamente, ela apresenta as seguintes limitações ou desvantagens:

- 1) Operação insatisfatória em baixas rotações (300 rpm - 450 rpm) devido à limitações do circuito condicionador.
- 2) Baixa precisão (da ordem de 10%).
- 3) Tempo elevado para obtenção dos valores de ângulo e massa de correção (da ordem de 30 s).
- 4) Eletrônica demasiado complexa.

A maioria dos problemas citados acima derivam do circuito condicionador de sinal e do conversor A/D.

Em seguida temos um diagrama de blocos desse sistema (fig. 1.2):

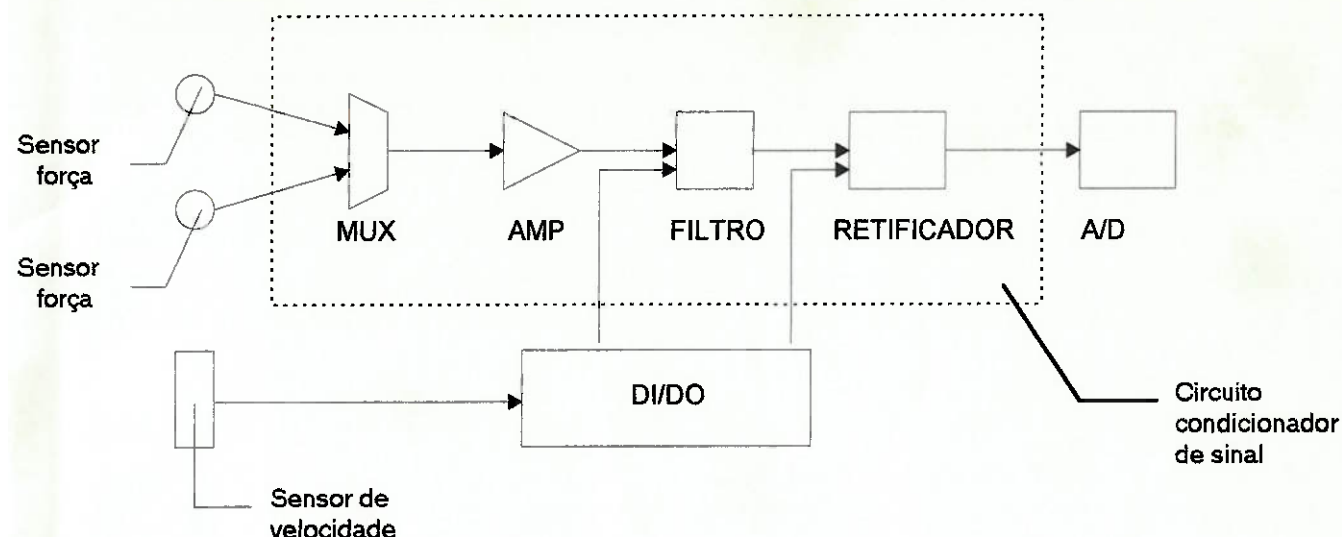


figura 1.2: diagrama de blocos do circuito condicionador e A/D

Vejamos seu funcionamento:

O Mux seleciona qual sensor será lido. Em seguida há um amplificador e um filtro. Esse filtro, baseado nos dados enviados pelo sensor de velocidade, fornece, aproximadamente, o sinal senoidal referente ao desbalanceamento. Posteriormente essa senóide é retificada em uma determinada fase especificada, e o nível DC resultante é amostrado pelo A/D.

Imediatamente verifica-se que há “eletrônica demais”. A priori, não há necessidade do retificador. Bastaria amostrar a senóide e fazer as determinações de amplitude e fase com a senóide amostrada. Mas o A/D não é veloz o suficiente para amostrar a senóide. A frequência da senóide varia de 5 Hz a 15 Hz e a taxa máxima de amostragem do A/D é 10 Hz. O *aliasing*, nessas condições, é inevitável. O fato de haver um A/D tão lento no sistema é um desejo do fabricante da eletrônica, que quis aproveitar um antigo projeto de A/D existente.

Outro problema está no filtro. Em baixas rotações, o circuito não consegue entregar uma senóide. A razão não é conhecida. O próprio fabricante da eletrônica desconhece o funcionamento desse filtro. O circuito do filtro foi “copiado” de uma máquina alemã concorrente e é bastante complexo.

Além disso, o circuito retificador tem um tempo de *setup* extremamente alto, o que ocasiona os elevados períodos de tempo necessários para determinação do desbalanceamento.

O sistema eletrônico também não apresenta ajustagem de ganho. A amplificação é fixa. Obviamente, desbalanceamentos muito fortes ou muito fracos não podem ser adequadamente lidos pelo sistema.

2. Por que Balancear ?

Quando um rotor é forçado a girar em torno de um eixo diverso de um dos seus eixos centrais de inércia, esforços devem ser aplicados no rotor para que o movimento seja executado.

No caso de um rotor bi-apoiado, os mancais deverão aplicar esses esforços. Dependendo da distância entre o eixo geométrico de rotação e o eixo de inércia, esses esforços - esforços de desbalanceamento - poderão ser maiores ou menores.

É possível que os esforços sejam tão grandes que a vida útil dos mancais seja comprometida, ou então, dependendo da rigidez dos mesmos, níveis de vibração inaceitáveis surjam na máquina.

O Balanceamento consiste em modificar a distribuição de massas do rotor de tal forma que o eixo geométrico de rotação coincida com o eixo de inércia. É claro que, na técnica, nunca é necessário que os dois eixos sejam coincidentes. É necessário apenas que os níveis de vibração ou os esforços nos mancais sejam reduzidos a valores aceitáveis. Para tal, há uma norma - ISO 1940 - que relaciona o desbalanceamento máximo admissível com o tipo de aplicação do rotor.

A máquina utilizada nesse trabalho é voltada para o balanceamento de rotores rígidos (rotores rígidos tem sua velocidade de operação muito abaixo da primeira velocidade crítica). Para a correção da distribuição de massas de um rotor rígido, bastam dois planos de correção de massa. As massas a serem adicionadas ou retiradas nos planos de correção (esses planos podem ser arbitrariamente escolhidos, mas na prática, planos próximos aos mancais do rotor traduz-se em menores massas de correção) podem ser prontamente obtidas através da geometria do rotor e os esforços nos mancais, utilizando-se das equações de equilíbrio de forças e de momento.

Como a geometria do rotor pode ser prontamente determinada, basta medir os esforços nos mancais para que as massas de correção sejam determinadas.

Na máquina em questão, os sensores de força são montados de tal maneira que apenas esforços horizontais são detectados pelos sensores. Numa condição ideal, um eixo desbalanceado girando na máquina exerce uma excitação puramente senoidal nos sensores. Esse sinal senoidal teria a frequência de rotação do rotor. A amplitude desse sinal, que é o máximo esforço exercido no mancal, relaciona-se diretamente com o máximo desbalanceamento. A fase da senóide, em relação a uma referência adotada no rotor, dá a informação da posição angular das massas de correção nos planos de balanceamento.

3. Objetivos

O objetivo desse projeto é desenvolver um sistema de medição em estado-da-arte, de forma a proporcionar elevada precisão na determinação do desbalanceamento, rapidez na determinação deste, simplicidade na eletrônica e baixo custo total do sistema.

A guia geral para o projeto do sistema de medição é fazer com que a eletrônica analógica seja a mínima necessária, de forma que seja possível a amostragem do sinal do sensor piezoelétrico tão cedo quanto possível. Assim, minimiza-se os erros em função das imprecisões do domínio analógico. O processamento posterior do sinal seria integralmente feito no domínio digital.

O sistema de medição constituir-se-á de uma frente analógica para condicionamento de sinais, um sub-sistema de conversão analógico-digital, que poderá ou não ser fornecido por terceiros, já pronto, e um sub-sistema de software responsável pelo processamento digital do sinal e determinação do desbalanceamento, além do controle geral da máquina.

É necessário aqui verificar-se porque o sinal lido do sensor piezoelétrico, em sua forma bruta, é inadequado para a determinação dos esforços nos mancais. Constata-se, durante a operação da máquina, a existência de vibrações em frequências diversas da frequência de rotação do rotor. Essas vibrações têm as mais variadas origens, desde ruídos provenientes dos rolamentos (tanto dos mancais do rotor quanto dos mancais do motor elétrico) até ruídos provenientes da correia de tração do rotor. Tais vibrações também são medidas pelos sensores, e somam-se ao sinal do desbalanceamento. Esse fato pode ser visto na figura 3.1

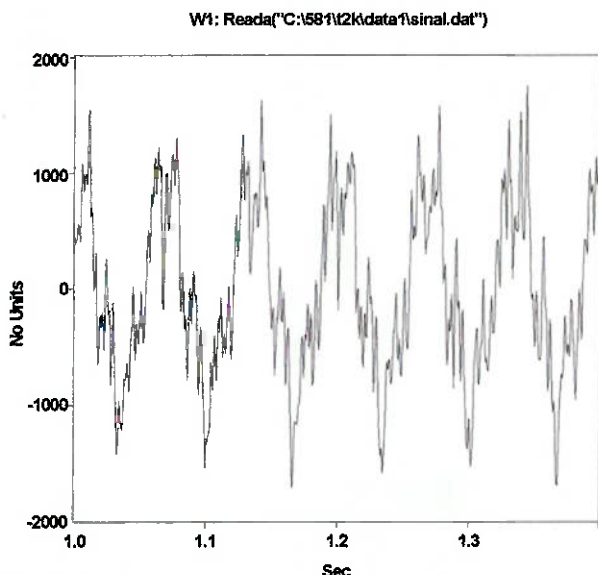


figura 3.1: sinal do sensor piezoelétrico de um rotor desbalanceado, a 900 rpm.

Na figura 3.1, devido ao fato do desbalanceamento ser o sinal dominante, a periodicidade deste é facilmente discernível, e sua amplitude até poderia ser estimada com razoável precisão.

Mas isso não acontece necessariamente, como na figura 3.2. Aqui, o desbalanceamento é muito menor que os demais sinais existentes no sistema. Fica claro aqui a necessidade do tratamento dos sinais, de forma a se determinar, inequivocamente, a amplitude e

fase do sinal de frequência igual à frequência de rotação do rotor.

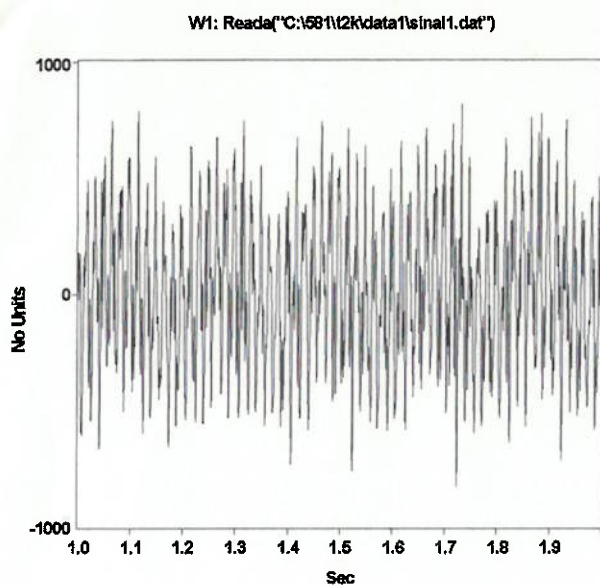


figura 3.2: sinal do sensor piezoelétrico de um rotor desbalanceado, a 300 rpm.

4. Materiais utilizados

4.1. Os sensores de força

Os sensores de força têm seu funcionamento baseado no fenômeno da piezoelectricidade. É desnecessário aqui explicar acuradamente o fenômeno. É suficiente saber que alguns materiais são capazes de gerar cargas elétricas após sofrerem certa deformação. O fenômeno também funciona no sentido contrário.

Inicialmente, estava sendo usado o sensor já pronto (que é fabricado pelo próprio fabricante da Balanceadora). Esse sensor é constituído de dois discos cerâmicos piezoelétricos (ϕ 15 x 0,9). Esses discos são fornecidos pela Thornton Inpec, empresa de Vinhedo-SP. Um desenho do sensor pode ser visto no apêndice.

Conforme o desenho, cada sensor é um sanduíche com a seguinte composição: Disco de aço - disco (fino) de cobre - disco cerâmico - disco (fino) de cobre - disco cerâmico - disco (fino) de cobre - disco de aço.

Embora de funcionamento satisfatório, as curvas dos sensores são desconhecidas e o fabricante das cerâmicas, depois de consultado também não possui dados de desempenho das cerâmicas.

Na montagem original, os sensores apresentavam os seguintes problemas: devido à montagem extremamente rígida, os discos cerâmicos se quebravam com muita facilidade. E, devido ao fato de não haver isolamento elétrico com a máquina, havia problemas de captação de ruídos eletromagnéticos provenientes do inversor de frequência.

Ambos os problemas foram resolvidos alterando-se um pouco a forma construtiva do sensor. Agora, só há um disco cerâmico, que está em contato, em ambos os lados, com dois discos de fenolite. Os disco de fenolite, além de proporcionar um melhor acentamento mecânico da cerâmica, reduzindo as chances de trinca, isolam eletricamente a cerâmica piezoelétrica do restante da máquina.

4.2. O sensor de velocidade

O sensor de velocidade é um sensor de fibra ótica por reflexão do tipo claro-escuro. Utiliza-se um sensor Sunx modelo FX-7. Um disco plástico metade branco e metade negro é fixado na ponta do rotor no qual o balanceamento será medido. Quando o rotor gira, o sensor entrega um sinal de onda quadrada cuja frequência é a frequência de rotação do próprio sensor. A saída do sensor, nos testes atuais, é conectada ao IRQ 7 do IBM-PC. Esse IRQ está disponível na porta paralela do micro.

É possível então, com um *software* adequado, medir a rotação do rotor e também ter uma referência no rotor.

É importante verificar que esse subsistema é fundamental para a determinação da fase do desbalanceamento e, portanto, pela posição angular da colocação ou retirada de massa no rotor.

4.3. A frente analógica

Para execução das medições e investigação dos métodos para tratamento dos sinais digitais, foi utilizado um amplificador de carga da Brüel e Kjaer, modelo 2635.

O amplificador de carga constitui um elemento chave na leitura de um sinal de um elemento piezoelétrico. Ele é responsável pelo "casamento" de impedância entre a cerâmica piezoelétrica e o restante do circuito.

O amplificador utilizado da Brüel & Kjaer, além de prover esse "casamento" possui ainda um amplificador com ganho ajustável, integradores para a leitura das vibrações como velocidades ou deslocamentos e um filtro de frequência de corte ajustável (que fez o papel de filtro anti-aliasing).

Em todas as medições nas quais foi utilizado o amplificador B&K, este sempre esteve na posição de medição de vibração como uma aceleração (i.e., sem participação dos integradores), e frequência de corte do filtro ajustada em 100 Hz. O único parâmetro ajustado foi o ganho do amplificador, para que adequasse aos vários níveis de desbalanceamentos testados ao nível do conversor A/D.

4.4. O Inversor de frequência

É uma especificação do projeto que seja possível balancear um rotor em diversas rotações. Na máquina original, elas são 300; 450; 600; 750 e 900 rpm. Para se conseguir isso, a solução mais adequada é a utilização de um inversor de frequência para operar o motor de indução. No trabalho, foi utilizado um inversor Toshiba VF-S7, de alimentação monofásica e potência de 2 CV.

Para agilizar as medições, foi projetado e construído um circuito de acoplamento ótico entre as entradas digitais do inversor e saída digital do PC (porta paralela).

4.5. O conversor A/D

Foi utilizada uma placa de aquisição de dados acoplada ao barramento de um PC. A placa, fabricada pela *PCLab*, possui um AD574, que pode amostrar sinais em 12 bits até 30 kHz. A placa possui, além de vários canais digitais de entrada e saída, 16 canais A/D, 2 canais D/A e um temporizador.

A placa de aquisição da *PCLab*, apesar do projeto antigo, possibilita programação direta em C ou Assembler, sem a necessidade de programas *drivers* auxiliares, como as placas mais modernas e sofisticadas.

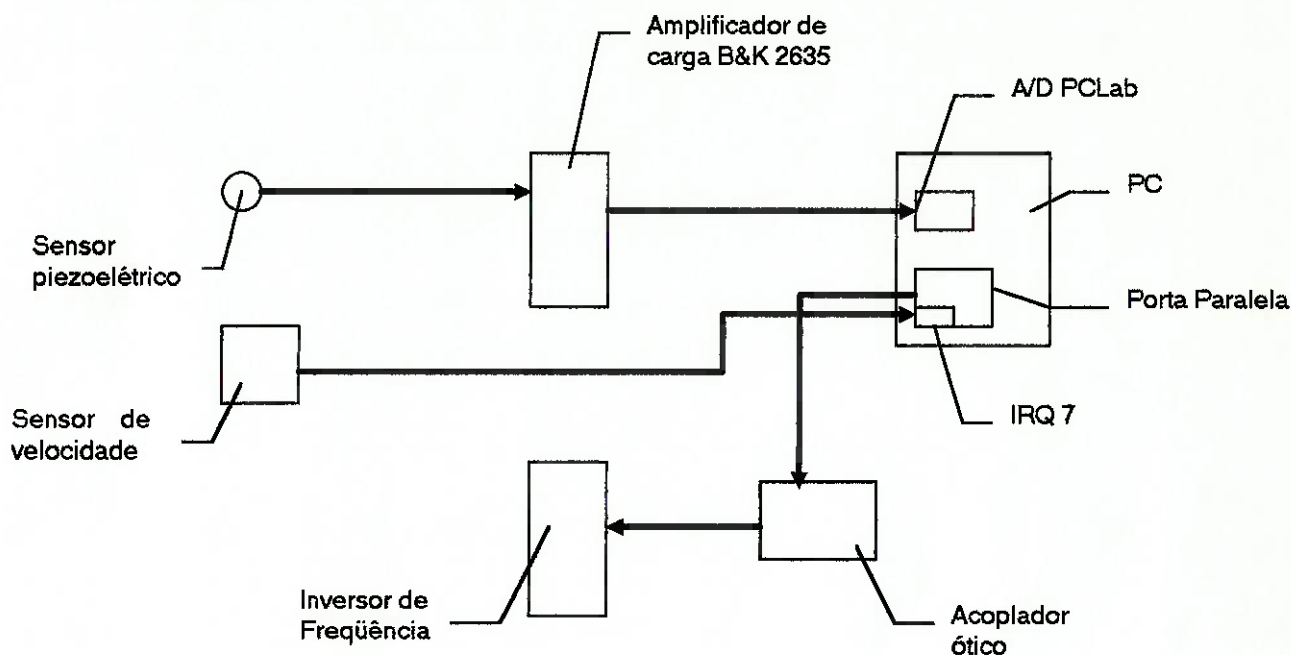
4.6. Programas de computador utilizados

A aquisição de dados foi realizada por um programa próprio construído especificamente para o projeto. A análise dos dados e demais estudos matemáticos, bem como projeto dos filtros, foi feita no MATLAB.

O Projeto dos circuitos elétricos foi realizado no CAD Tango.

5. Metodologia

5.1. Esquema de ligação



5.2. A medição

Para as medições realizadas com o objetivo de se investigar métodos adequados de processamento de sinais digitais, verificou-se, experimentalmente, que uma taxa de amostragem de 2 kHz se mostrou aceitável.

Foi fixado um *range* de ± 2 V para o A/D e o ganho do amplificador B&K foi ajustado de forma a atender esse *range*.

Determinou-se também, empiricamente, que 20.000 pontos de amostragem seriam suficientes para o processamento.

De maneira a agilizar as medições, foi incorporado ao programa de aquisição rotinas especiais para se fazer a mudança de velocidade do inversor, de forma automática. 4 bits digitais, provenientes da porta paralela do PC, seguiam para o acoplador óptico e deste para as entradas digitais do inversor de frequência, de forma a ser possível selecionar uma dentre as 15 velocidades pré-programadas.

Para determinação da velocidade do rotor e marcação da referência neste, o sinal do sensor de velocidade óptico, que gera uma onda retangular com frequência igual à frequência de rotação do rotor, disparava uma interrupção no PC. Foi utilizado a IRQ 7, por estar facilmente acessível através da porta paralela do PC.

6. Processamento de Sinais Digitais

Por que é necessário o processamento de sinais digitais? Para descobrirmos a resposta, vamos observar o sinal coletado (fig. 6.1) de um ensaio com um rotor desbalanceado.

Todos os sinais mostrados obedeceram os métodos já discutidos de aquisição. Utilizou-se o amplificador B&K e seu filtro, com frequência de corte a 100 Hz, como filtro *anti-aliasing*. A frequência de amostragem foi de 2 kHz. Cada aquisição aqui mostrada constituiu de 16384 pontos.

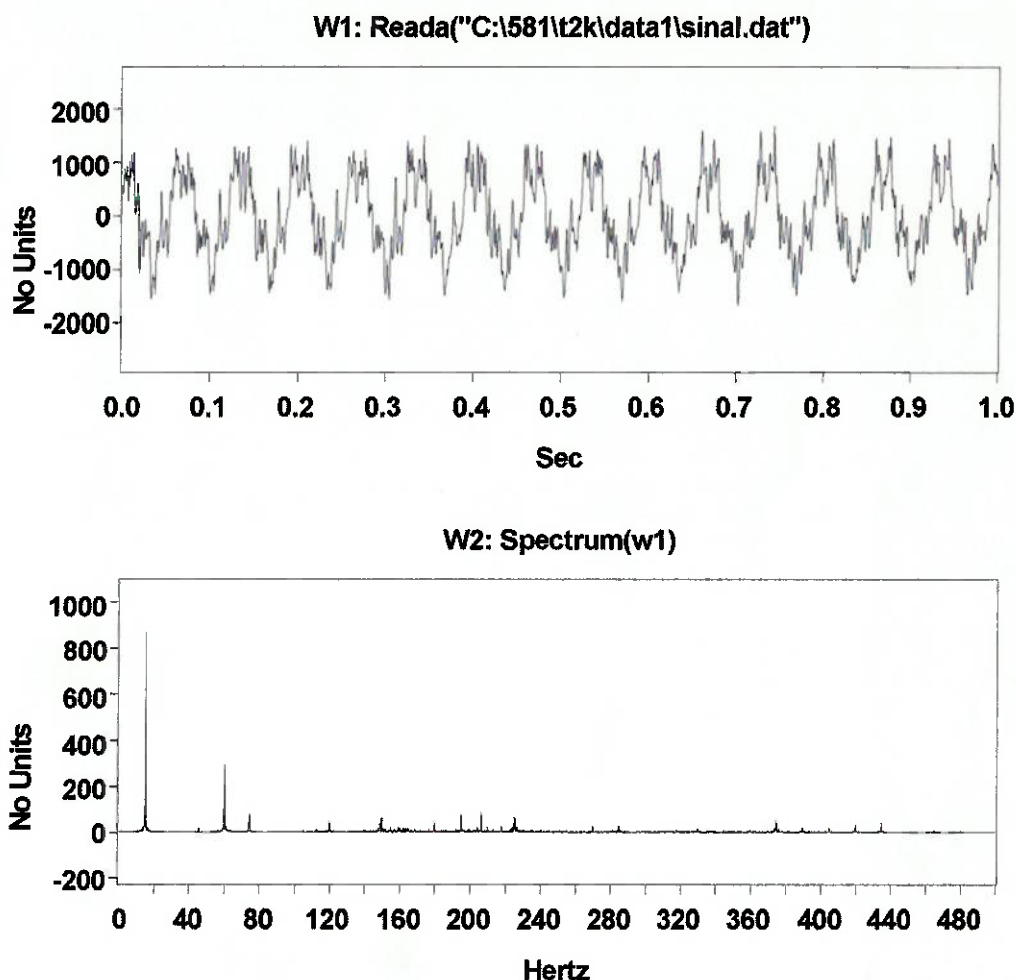


figura 6.1: sinal no tempo e espectro de frequência . Rotor a 900 rpm.

Embora seja visível uma onda periódica na figura 6.1, esse sinal não é adequado para análise direta. No espectro de frequência verificamos uma raia intensa em 15 Hz (a rotação do rotor é de 900 rpm).

Um outro exemplo (fig.6.2) representa o sinal do mesmo rotor com o mesmo desbalanceamento, mas girando a 300 rpm.

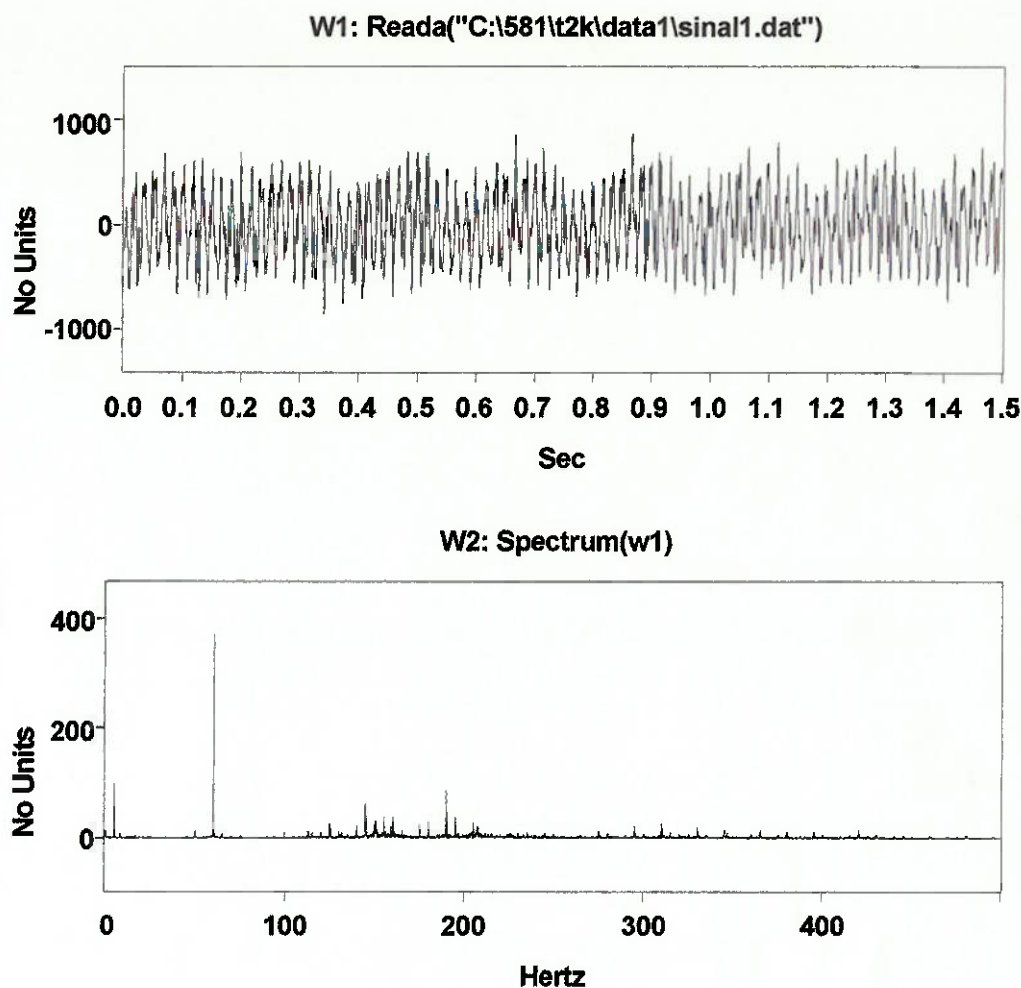


figura 6.2: sinal no tempo e espectro de frequência . Rotor a 300 rpm.

Aqui fica evidenciada a possibilidade de se usar FFT para determinação da amplitude na frequência desejada. Foram feitas várias experiências e constatou-se que a FFT é muito imprecisa para determinação de amplitude. As variações, entre uma amostra e outra, chegavam a mais de 10%.

Decidiu-se então utilizar-se de filtros digitais. A intenção é fazer o sinal digital passar por um filtro passa-banda extremamente estreito. O sinal resultante seria então uma senóide na frequência da banda passante.

6.1. Filtros Digitais

Os filtros digitais, sob alguns aspectos, possuem algumas familiaridades com os conhecidos filtros analógicos, mas há diferenças fundamentais.

Os filtros digitais nada mais são do que uma somatória de convolução realizada sobre um sinal discreto. Projetar um filtro consiste em tão somente determinar os "parâmetros do filtro", que nada mais são do que as respostas a impulso do filtro.

O conceito de aplicação dos filtros digitais nesse trabalho é extremamente simples. Caso se aplicasse um filtro passa-banda suficientemente estreito na região do sinal de interesse, então teria-se, como saída do filtro, uma senóide que representaria exatamente o esforço no sensor em função do desbalanceamento somente.

Em razão de a taxa de amostragem (2 kHz) ser relativamente muito alta em relação à região de interesse (5Hz - 15Hz) é impossível realizar a filtragem com um único filtro passa-banda, em uma única operação, devido à ordem excessivamente elevada do filtro nessas condições.

Isso pode ser facilmente visto ao se estudar a forma matemática de um filtro digital:

$$y(n) = -\sum_{k=1}^N a_k y(n-k) + \sum_{k=0}^M b_k x(n-k)$$

Os parâmetros do filtro nada mais são do que os coeficientes a_k e b_k . A ordem do filtro é o número de coeficientes. A literatura sugere que filtros tenham, no máximo, uma ordem de 250. Um único filtro passa-banda para ser aplicado ao problema do balanceamento, em uma frequência de amostragem de 2 kHz, teria uma ordem maior que 6659.

Para contornar esse problema, uma solução é reduzir a taxa de amostragem (decimação) do sinal tanto quanto for necessário e realizar a filtragem de banda nessa taxa reduzida. Com taxas de amostragem reduzidas, a filtragem passa-banda teria uma ordem muito menor.

Para aplicações de decimação, a melhor opção são filtros de resposta finita ao impulso (FIR). Esse filtro também será usado na fase passa-banda, devido à sua característica exclusiva de distorção linear de fase, e tem a seguinte forma matemática:

$$y(n) = \sum_{k=1}^N a_k x(n-k)$$

Será mostrado a seguir dois bancos de filtro utilizados, um cujo sinal de interesse está em 15 Hz (rotor girando a 900 rpm) e outro cujo sinal de interesse está em 5 Hz (rotor girando a 300 rpm).

Ambos os bancos são formados por quatro filtros. Os três primeiros filtros são passa-baixa e são responsáveis pela decimação. O último filtro, passa-banda, entrega o sinal de interesse na frequência desejada.

6.1.1 Filtro para 5 Hz (rotor a 300 rpm)

Os três primeiros filtros (A,B e C) são passa-baixa e participam da operação de decimação. O quarto filtro (D) realiza a filtragem passa-banda propriamente dita. Os parâmetros dos filtros são os seguintes:

Filtro A: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 2000 Hz
 frequência de passagem : 255 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 480 Hz
 ordem : 40
 ripple: 0.002 dB

Filtro B: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 1000 Hz
 frequência de passagem : 50 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 100 Hz
 ordem : 92
 ripple: 0.002 dB

Filtro C: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 200 Hz
 frequência de passagem : 10 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 20 Hz
 ordem : 90
 ripple: 0.002 dB

Filtro D: FIR passa-banda

frequência de amostragem : 40 Hz
 frequência de passagem : 4.95 Hz - 5.15 Hz
 frequência de atenuação em 51 dB: < 4 Hz - > 6 Hz
 ordem : 156
 ripple: 0.005 dB

Os três primeiros filtros são passa-baixa e executam a conversão da taxa de amostragem de 2000 kHz (frequência utilizada na aquisição) para 40 Hz (50 x).

O atraso de fase total do sistema pode ser facilmente calculado e vale:

$$156/2+90/2/5+92/2/5/5+40/2/5/5/2=89.2\sim90$$

As curvas de resposta em frequência dos 4 filtros podem ser apreciadas na figura 6.3.

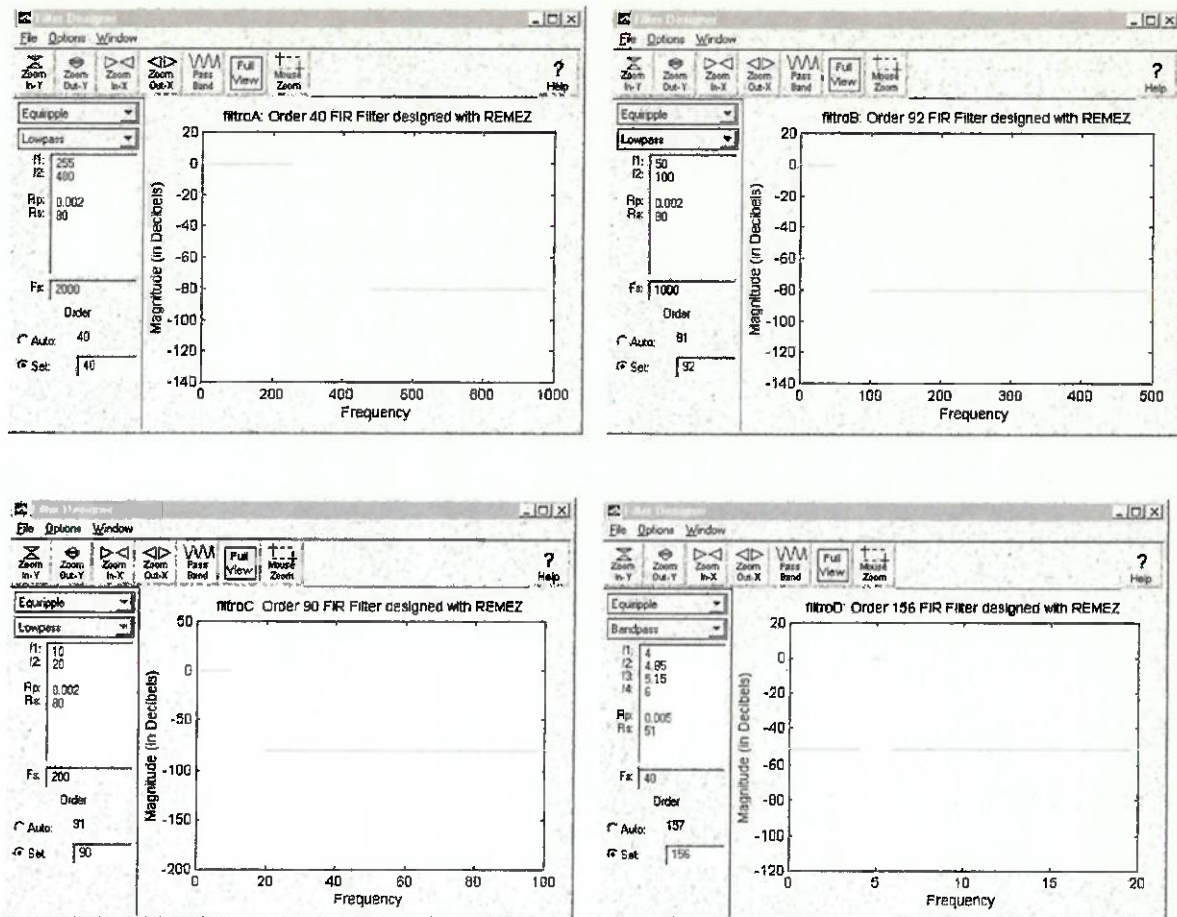


figura 6.3 : filtros para 5 Hz

Um exemplo de aplicação deste sistema de filtros pode ser visto na figura 6.4 :

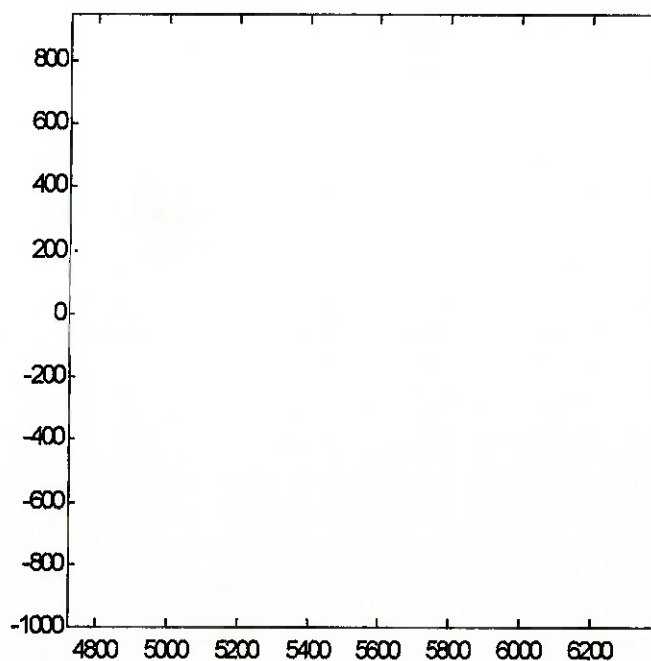


figura 6.4: sinal bruto e sinal amostrado. Rotor a 300 rpm

6.1.2. Filtro para 15 Hz (rotor a 900 rpm)

Os três primeiros filtros (A,B e C) são passa-baixa e participam da operação de decimação. O quarto filtro (D) realiza a filtragem passa-banda propriamente dita. Os parâmetros dos filtros são os seguintes:

Filtro A: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 2000 Hz
 frequência de passagem : 255 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 480 Hz
 ordem : 40
 ripple: 0.002 dB

Filtro B: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 1000 Hz
 frequência de passagem : 50 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 100 Hz
 ordem : 92
 ripple: 0.002 dB

Filtro C: FIR passa-baixa

frequência de amostragem : 200 Hz
 frequência de passagem : 10 Hz
 frequência de atenuação em 80 dB: 20 Hz
 ordem : 90
 ripple: 0.002 dB

Filtro D: FIR passa-banda

frequência de amostragem : 40 Hz
 frequência de passagem : 4.95 Hz - 5.15 Hz
 frequência de atenuação em 51 dB: < 4 Hz - > 6 Hz
 ordem : 156
 ripple: 0.005 dB

Os três primeiros filtros são passa-baixa e executam a conversão da taxa de amostragem de 2000 kHz (frequência utilizada na aquisição) para 50 Hz (40 x).

O atraso de fase total do sistema pode ser facilmente calculado e vale:

$$(166/2) + (230/2)/5 + (60/2)/5/4 + (40/2)/5/4/2 = 108 \text{ amostras.}$$

As curvas de resposta em frequência dos 4 filtros podem ser apreciadas na figura 6.5 :

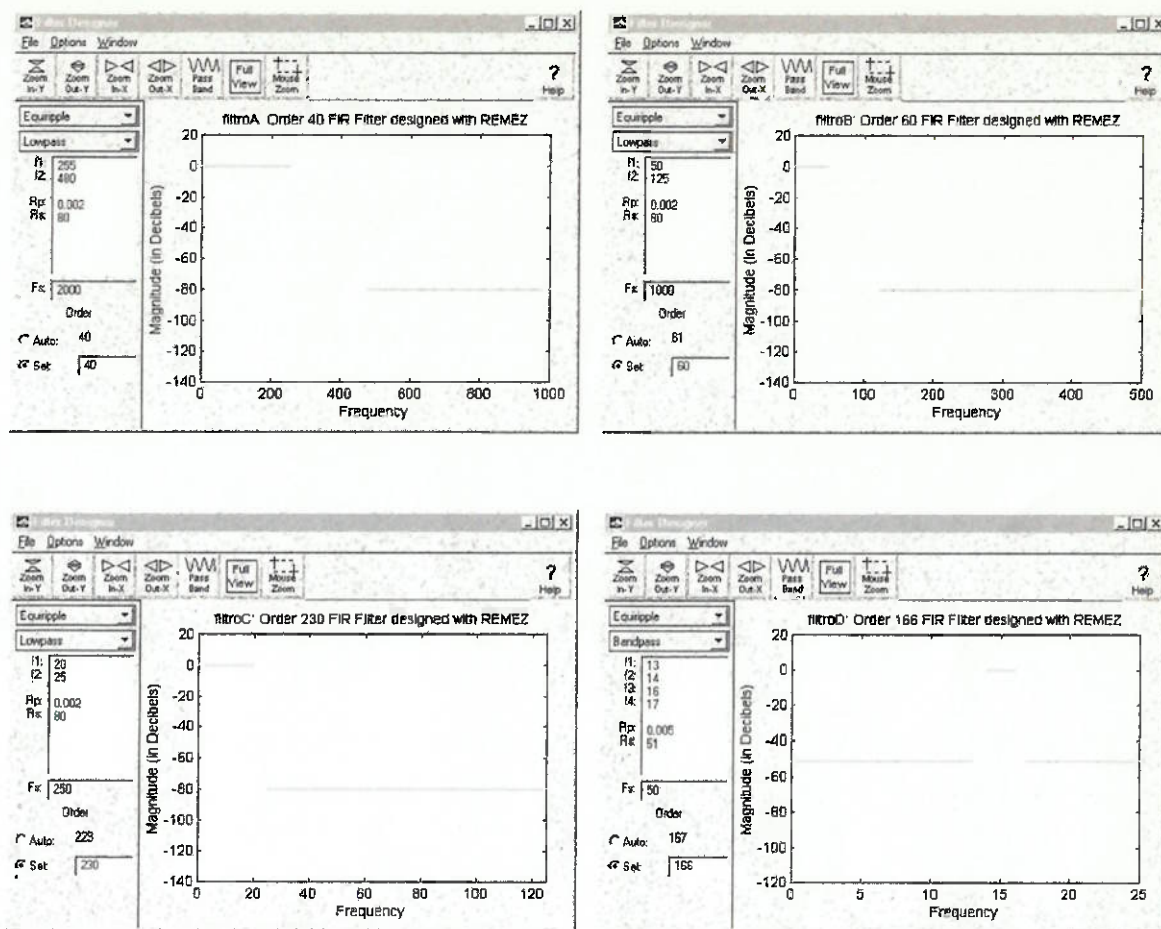


figura 6.5 : filtros para 15 Hz

Um exemplo de aplicação deste sistema de filtros pode ser visto na figura 6.6 :

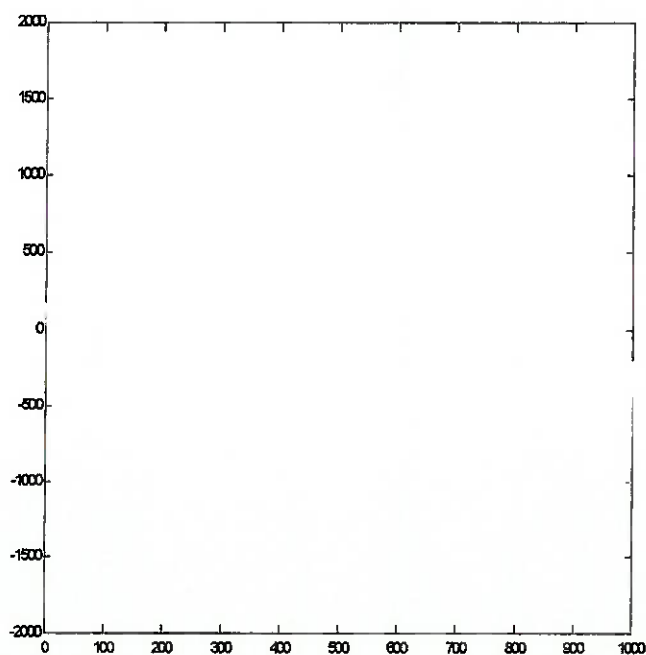


figura 6.6: sinal bruto e sinal amostrado. Rotor a 900 rpm

6.2. Cálculo da fase

A fase da onda senoidal em relação à referência no eixo é obtida a partir do seguinte processo: quando o foto-sensor detecta a passagem pela referência, a interrupção IRQ7 é disparada e o computador armazena qual ponto do sinal está sendo amostrado naquele instante. Após a aquisição, filtragem e retorno do sinal filtrado à frequência de amostragem original, tem-se os pontos de amostragem nos quais o onda atinge seu máximo. A diferença de fase é o número de amostras entre o número de amostragem armazenado na interrupção e o ponto no qual a onda tem amplitude máxima.

7. Eletrônica Proposta

Em função dos requisitos de projeto, temos o seguinte diagrama de blocos da eletrônica mínima necessária:

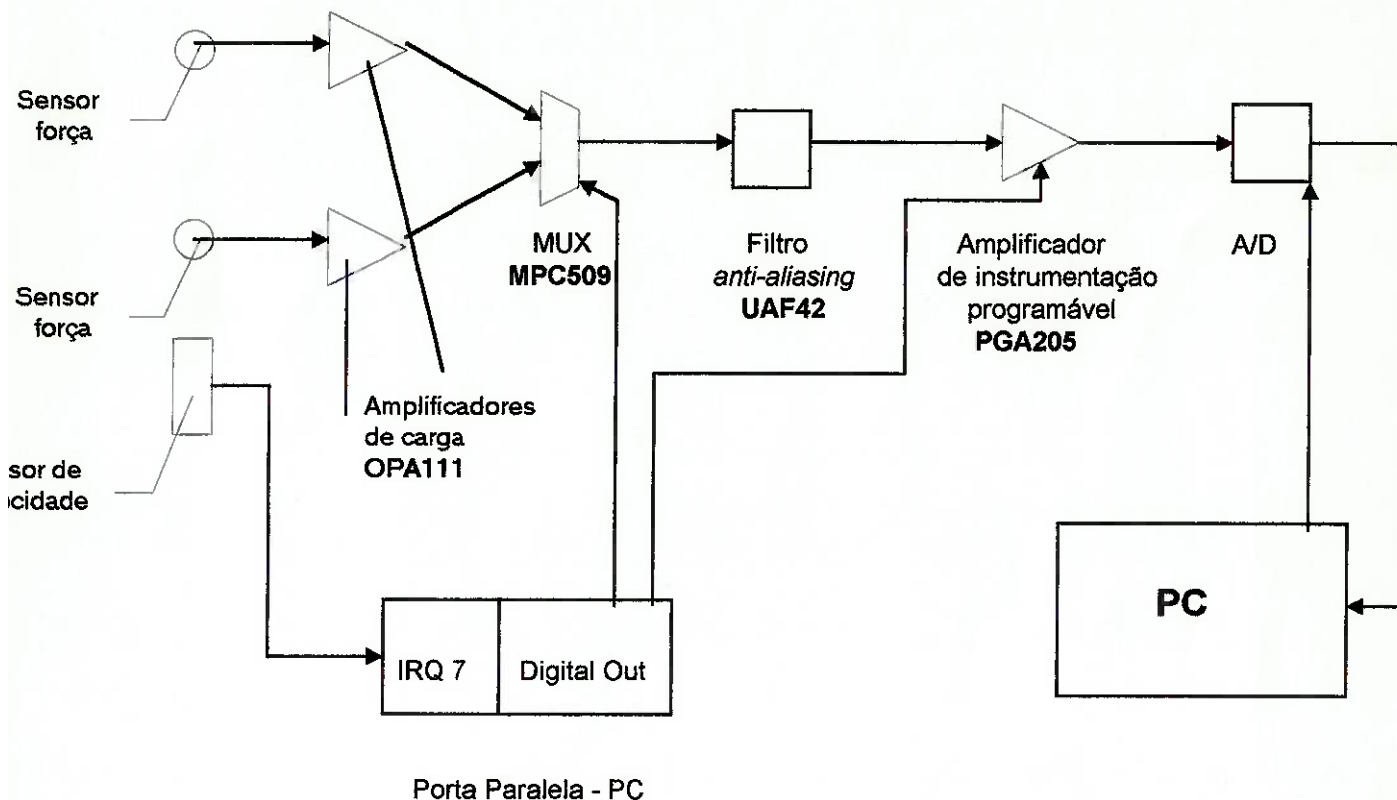


figura 3.2: diagrama de blocos do sistema de aquisição proposto

7.1. O amplificador de carga

Esse componente do sistema é responsável por transformar o sinal em alta-impedância do sensor piezoelétrico em sinal de baixa-impedância, adequado para processamento.

A configuração adotada será a sugerida pela Burr-Brown em seu catálogo de amplificadores operacionais. O amp-op selecionado foi o OPA111. Foi escolhido em função de sua adequação à construção de amplificadores de carga, ao custo razoável, e à disponibilidade no mercado nacional.

7.1.1. Circuito do amplificador de carga

O circuito do amplificador de carga (fig. 7.1) foi baseado num circuito proposto no manual da Burr-Brown e foi implementado, embora ele não tenha operado satisfatoriamente.

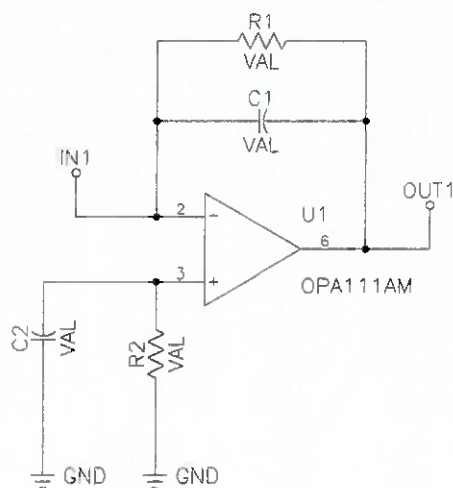


figura 7.1: Amplificador de carga

O circuito impresso utilizado pode ser visto na figura 7.2.

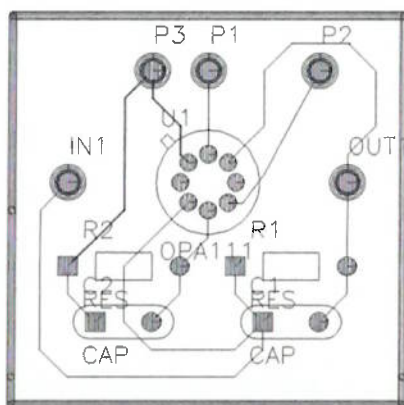


figura 7.2: o circuito impresso para o amplificador de carga

7.2. O multiplexador

Em razão do alto custo da eletrônica, notadamente o amplificador de instrumentação e o filtro universal, optou-se por fazer uma única eletrônica para os dois sensores, ao invés de uma eletrônica para cada sensor.

A desvantagem de se usar uma eletrônica com multiplexador é que cada sensor tem de ser amostrado individualmente. Usando uma eletrônica independente para cada sensor, seria possível amostrar os dois sensores simultaneamente e então reduzir o tempo total de amostragem.

O Multiplexador selecionado foi o MPC509A da Burr-Brown.

7.3. O amplificador de instrumentação programável

De forma a se poder manipular tanto sinais fracos quanto sinais fortes, optou-se por utilizar um amplificador de instrumentação programável digitalmente. O amplificador escolhido, o PGA205, da Burr-Brown, permite ganhos extremamente acurados de 1,2,4 e 8.

7.4. O conversor A/D

Nas medições efetuadas até então, tem-se utilizado de uma placa de aquisição de dados da Advantek, com um conversor A/D de 12 bits, modelo AD574. Esse sistema tem-se mostrado adequado, mas outras opções para aquisição de dados também estão sendo estudadas.

Uma possibilidade seria utilizar-se de conversores com tecnologia sigma-delta. Esses conversores, devido às suas características internas, aliviam os requerimentos do filtro *anti-aliasing*, pois amostram o sinal a frequências altíssimas. Depois, internamente, esses conversores filtram o sinal amostrado e, a partir de uma abordagem *Multirate* reduzem a taxa de amostragem do sinal, deixando-o adequado para processamento futuro. A maioria dos conversores pesquisados são adequados para utilização conjunta com processadores DSP, pois possuem o *BUS* de dados serial.

7.5. O filtro *anti-aliasing*

Está previsto que a eletrônica analógica seja a menor possível e que o processamento de sinais seja feito no domínio digital.

Como o sinal analógico será amostrado, é necessária algumas considerações sobre a frequência de amostragem e as especificações do filtro *anti-aliasing*, que nada mais é que um filtro passa-baixa convenientemente projetado. (esse filtro é indispensável em sistemas onde há amostragem de sinais).

De acordo com o teorema de Nyquist, para que **toda** a informação de um sinal seja preservada na amostragem, basta amostrar o sinal no dobro da maior frequência presente no sinal.

Sabe-se que as frequências de interesse presentes no sistema da máquina balanceadora estão entre 5 Hz (300 rpm) e 15 Hz (900 rpm). (Essas rotações são as rotações limites definidas nas especificações da máquina.)

Assim sendo, bastaria, numa primeira consideração, amostrar o sinal a 30 Hz. Mas é claro que isso não funciona! Sabe-se que há componentes de frequência muito maior no sinal. Logo, o sinal deve ser filtrado de forma a assegurar que as frequências elevadas sejam suficientemente atenuadas. Concomitantemente, deve-se escolher uma frequência de amostragem que mantenha o *aliasing* em níveis mínimos.

Segundo [1], é recomendável manter-se o nível de *aliasing* num nível não detectável pelo A/D. Num A/D de 12 bits (talvez a resolução mais popular, e que será usada nesse projeto) é adequado que a atenuação a partir da frequência de Nyquist seja de 80 dB.

Para determinar-se as especificações do filtro e frequência de amostragem, é ainda necessário decidir-se que tipo de filtro será utilizado. O tipo de filtro determina o comportamento do sinal na banda passante e a distorção de fase nessa banda. Embora as distorções tanto de fase quanto de amplitude possam ser ignoradas, pois os erros podem ser determinados e então uma calibração pode solucionar esse problema, ficaria muito mais simples se as distorções fossem as menores possíveis. (Desse modo, basta apenas que a máquina seja calibrada numa única rotação)

A menor distorção de amplitude (mais importante que fase) na banda passante é obtida com um filtro do tipo Butterworth.

Com um filtro do tipo Butterworth, a distorção de fase em baixas frequências (que são as frequências de interesse - 5 Hz a 15 Hz) é tanto menor quanto maior for a frequência de corte. Temos aqui um compromisso, pois quanto maior a frequência de corte, maior a frequência na qual será atingido a atenuação de 80 dB. Essa frequência determinará a frequência de amostragem.

Outro fator é a ordem do filtro. Quanto maior a ordem, mais rapidamente é atingida a frequência de atenuação desejada, e menor é a frequência de amostragem necessária. A priori, é interessante ter uma frequência de amostragem baixa, pois isso significa um A/D mais barato e carga computacional menor. Mas os filtros de ordem elevada são mais caros, mais complexos, e sofrem mais intensamente de problemas de instabilidade e variação de valores de componentes. Temos aqui outro compromisso.

Inicialmente, decidiu-se, como filtro *anti-aliasing*, um filtro Butterworth de 4ª ordem (atenuação de 80 dB/década) com frequência de corte em 500 Hz. Lembremos que a maior frequência de interesse é 15 Hz. A frequência de corte elevada deveria garantir baixos níveis de distorção, tanto em fase quanto em amplitude, na região de interesse.

Nessas condições, teria-se atenuação de 80 dB em 5 kHz. Para obedecer Nyquist, bastaria amostrar em 10 kHz. Esse filtro está implementado e está funcionando de acordo com as especificações. Mas ele foi abandonado.

Para aumentar a simplificação do sistema e aumento de precisão, optou-se por utilizar o filtro universal da Burr-Brown, UAF42. Embora permita uma grande simplificação no circuito eletrônico, esse *chip* é de elevado custo. Assim sendo, preferiu-se utilizar apenas um *chip*. Utilizando-se de apenas um UAF42, a máxima ordem possível é terceira, ou seja, há disponível uma atenuação de 60 dB/década.

Outro fator não considerado previamente é o desperdício de se preservar todo o sinal. Como a máxima frequência de interesse é 15 Hz (900 rpm - máxima rotação da má-

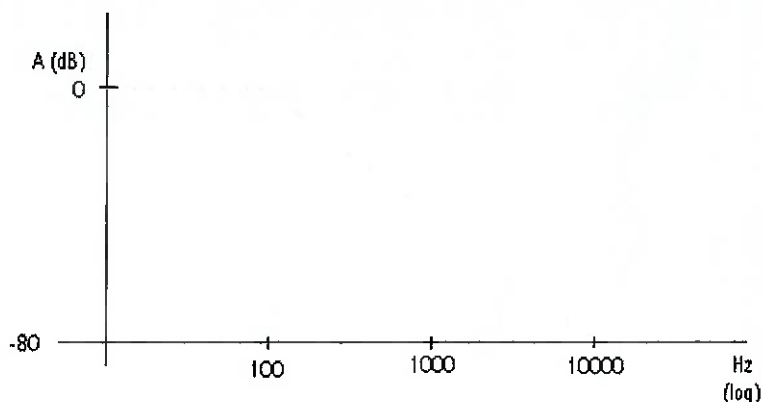
quina) não é absolutamente necessário amostrar o sinal no dobro da frequência na qual ocorre 80 dB de atenuação. Para a situação de filtro de 4ª ordem e f_c em 500 Hz, caso o sinal seja amostrado em, digamos, 6 kHz, ocorrerá *aliasing*, mas apenas na região entre 1 kHz e 5 kHz. Assim sendo, não é realmente necessário amostrar em 10 kHz, se apenas as baixas frequências são de interesse. Pode-se observar esse fato com um exemplo:

Sabe-se que a maior frequência de interesse é 15 Hz. Por questões de simplicidade, arredonda-se para 50 Hz.

Utilizando-se o filtro do amplificador da B&K 2635, tem-se um filtro *anti-aliasing* Butterworth de 2ª ordem, frequência de corte de 100 Hz e atenuação de 40 dB/década.

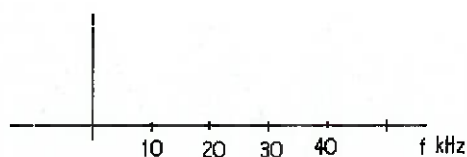
Para que os erros devido ao *aliasing* tornem-se insignificantes, devemos filtrar (analogicamente) o sinal de tal forma que o nível presente na metade da frequência de amostragem (frequência de Nyquist) seja menor ou igual ao nível equivalente ao erro de discretização do conversor A/D. Para um conversor A/D de 12 bits, é necessária então uma atenuação de 80 dB.

Com o filtro B&K, 80 dB de atenuação só é atingida a 10 kHz. Portanto, deve-se amostrar o sinal a 20 kHz. É claro que aqui há uma consideração de "pior" caso. Essa análise assume que se tem, em altas frequências, sinais com nível igual ao nível máximo que pode ser convertido pelo A/D, isto é, caso o *range* do A/D seja $\pm 10V$, há componentes a 10 kHz com amplitudes de 10V. É claro que essa é uma condição que raramente acontecerá na prática, mas é difícil saber qual é a maior frequência do sinal, e qual o seu nível.



resposta em frequência do filtro butterworth do amplificador de carga da B&K

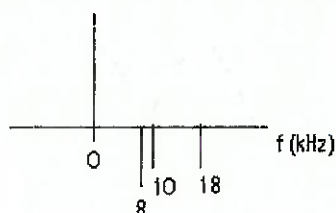
Observa-se, nessas condições, uma representação teórica do espectro de frequência do sinal amostrado:



Sabe-se que o espectro do sinal amostrado repete-se nos múltiplos da frequência de amostragem. (Aqui só estão representadas as duas primeiras repetições, no sentido positivo. Sabemos que o espectro repete-se infinitamente nos dois sentidos.)

Introduz-se então, propositadamente, *aliasing* no sistema, amostrando o sinal a 18 kHz.

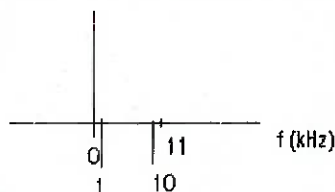
Tem-se então o seguinte espectro:



A pequena região em vermelho é onde ocorreu *aliasing*. As componentes entre 8 e 10 kHz estão perdidas e não podem ser recuperadas, mas as componentes até 8 kHz estão intactas.

A idéia então é permitir o máximo *aliasing* possível, conservando intacta apenas a banda de interesse, que para aplicação deste trabalho é de 50 Hz.

Só para amadurecimento da idéia, se se amostrar o sinal a 11 kHz, tem-se o seguinte espectro :



Aqui, as componentes até 1 kHz estão preservadas.

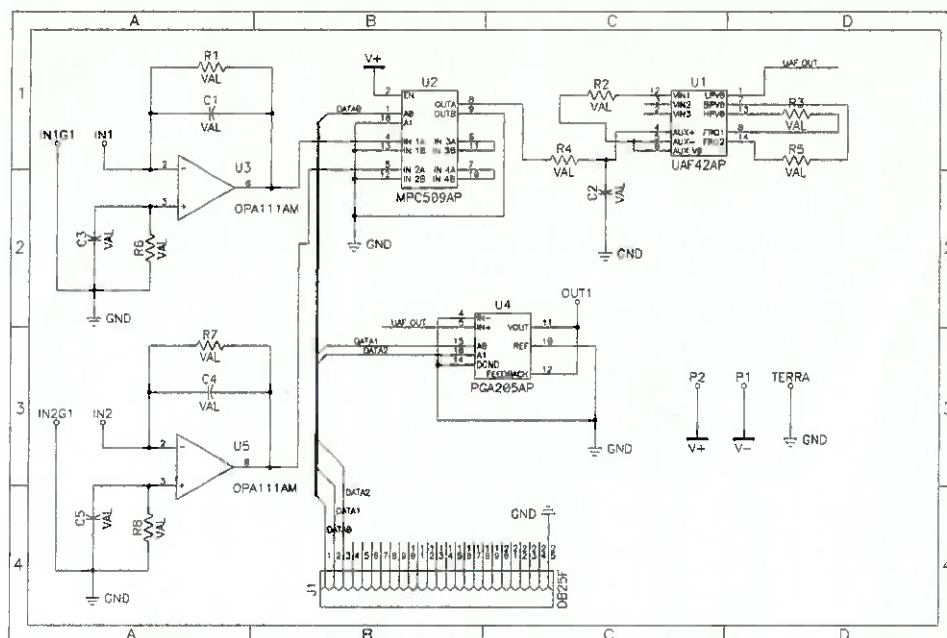
O último fator, que de fato determinará todos os parâmetros discutidos acima, é a necessidade de um valor mínimo de frequência de amostragem, ditado pela resolução angular desejada. No projeto, almejar-se-á uma resolução angular mínima de um grau. Como a determinação de fase será calculada a partir do número de amostragens entre a marca da referência dada pelo sensor de velocidade e pelo ponto de máxima amplitude da senóide, é necessário então, no mínimo, 360 amostras por volta do rotor. Como a máxima rotação prevista do rotor é 900 rpm (15 Hz), temos então uma frequência de amostragem mínima de 5,4 kHz. Será utilizada uma frequência de amostragem de 6 kHz.

Com a frequência de amostragem imposta (6 kHz), e um filtro Butterworth de 3ª ordem já selecionado, basta então determinar a frequência de corte do filtro.

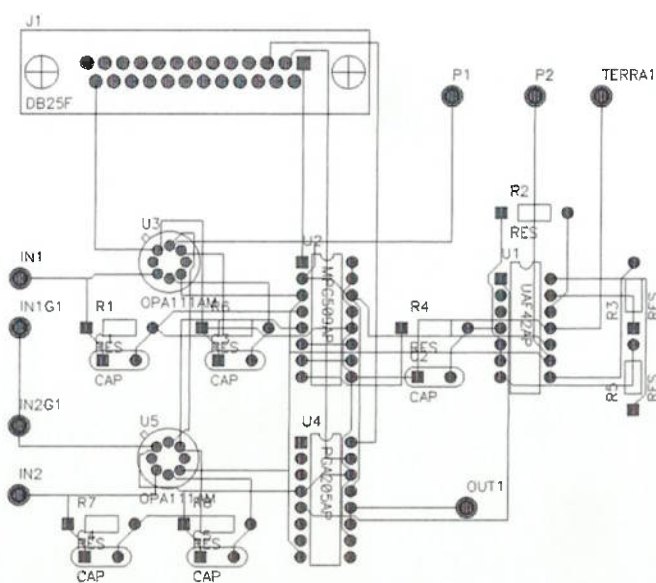
Fazendo a frequência de corte em 200 Hz, temos 80 dB de atenuação em 4360 Hz. Logo, entre 0 e 1640 Hz, não há *aliasing* detectável pelo A/D.

7.6. O circuito completo

Para uma futura implementação, tem-se abaixo o circuito analógico completo:



O circuito impresso para a implementação do circuito é mostrado a seguir:



8. Referências Bibliográficas

- 1) Ifeachor, E; Jervis, B, "Digital Signal Processing", Addison-Wesley, Dorset, 1993.
- 2) Burr-Brown, "1998 CD-ROM Catalog", USA, 1997.
- 3) Analog Devices, "Designer's Reference Manual - Winter 97/98", MA, 1997.
- 4) Brüel & Kjaer, "Technical Documentation Charge Amplifier 2635", Naerum, 1993.
- 5) Toshiba, "VF-S7 Manual", Tokyo, 1997.
- 6) Brüel & Kjaer, "Piezoelectric Accelerometer and Vibration Preamplifiers Handbook", Glostrup, 1987.
- 7) Malvino, A, "Eletrônica", Makron Books, São Paulo, 1997.
- 8) Motorola, "Optoelectronics Device Data", USA, 1993.
- 9) Wesley, M, "Tango", Ed. Érica, São Paulo, 1993.

9. Apêndice 1 - Programa de filtragem (5 Hz) - MATLAB

(zautof5.m)

```
clear all
load filtro5a
name1='b1_26_';
name2='.dat';

for i=0:9,
    t=int2str(i);
    name=strcat(name1,t,name2);
    load (name);
end

for g=0:9,
    t=int2str(g);
    name=strcat(name1,t);
    sinal=eval(name);
    newf5;
    xyz(g+1)=ans;
end
```

(newf5.m)

```
%clear
%load sinais
%load filtro5a
%sinal=sig300_1;

y1=filter(filtroA.tf.num,filtroA.tf.den,sinal);
y2=y1(1:2:end);
y3=filter(filtroB.tf.num,filtroB.tf.den,y2);
y4=y3(1:5:end);
y5=filter(filtroC.tf.num,filtroC.tf.den,y4);
y6=y5(1:5:end);
y=filter(filtroD.tf.num,filtroD.tf.den,y6);
y=y(90:end);

z=interp(y,50);

i=10;
k=1;
while i<=(length(z)-9);

    if z(i-1)<z(i) & z(i-2)<z(i) & z(i-3)<z(i) & z(i-4)<z(i) & z(i-5)<z(i) & z(i-6)<z(i) & z(i-7)<z(i) &
z(i-8)<z(i) & z(i-9)<z(i) & z(i+1)<z(i) & z(i+2)<z(i) & z(i+3)<z(i) & z(i+4)<z(i) & z(i+5)<z(i) &
z(i+6)<z(i) & z(i+7)<z(i) & z(i+8)<z(i) & z(i+9)<z(i)
        picos(k)=z(i);
        k=k+1;
    end;
    i=i+1;
end;
mean(picos(15:end))

%fid = fopen('z.dat','w');
%fprintf(fid,'%f \n',z);
%fclose(fid);
```

10. Apêndice 2 - Programa de filtragem (15 Hz) - MATLAB

(zautof15.m)

```
clear all
load filtro15
name1='b13_26_';
name2='.dat';

for i=0:9,
    t=int2str(i);
    name=strcat(name1,t,name2);
    load (name);
end

for g=0:9,
    t=int2str(g);
    name=strcat(name1,t);
    sinal=eval(name);
    newf15;
    xyz(g+1)=ans;
end
```

(newf15.m)

```
y1=filter(filtroA.tf.num,filtroA.tf.den,sinal);
y2=y1(1:2:end);
y3=filter(filtroB.tf.num,filtroB.tf.den,y2);
y4=y3(1:4:end);
y5=filter(filtroC.tf.num,filtroC.tf.den,y4);
y6=y5(1:5:end);
y=filter(filtroD.tf.num,filtroD.tf.den,y6);
y=y(109:end);

z=interp(y,40);

i=10;
k=1;
while i<=(length(z)-9);

    if z(i-1)<z(i) & z(i-2)<z(i) & z(i-3)<z(i) & z(i-4)<z(i) & z(i-5)<z(i) & z(i-6)<z(i) & z(i-7)<z(i) &
z(i-8)<z(i) & z(i-9)<z(i) & z(i+1)<z(i) & z(i+2)<z(i) & z(i+3)<z(i) & z(i+4)<z(i) & z(i+5)<z(i) &
z(i+6)<z(i) & z(i+7)<z(i) & z(i+8)<z(i) & z(i+9)<z(i)
        picos(k)=z(i);
        k=k+1;
    end;
    i=i+1;
end;
mean(picos(15:end))
```

