

Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP

Departamento de Engenharia Eletrônica

BT/PEE/94-08

**Implementação e Teste de Filtros do
Tipo Adaptativo e "Notch" para a
Remoção de Interferência de 60 Hz em
Sinais de Eletrocardiograma**

**Flávio Antônio Menegola
José Augusto de Mattos
José Gomes G. Filho
Sidney Silva Viana
Euvaldo F. Cabral Jr.**

São Paulo - 1994

Implementação e teste de filtros do tipo adaptativo e "Notch" para a remoção de interferência de 60 Hz em sinais de eletrocardiograma / F.A. Menegola ... |et al.| ... São Paulo : EPUSP, 1994. 24p. -- (Boletim Técnico da Escola Politécnica da USP, Departamento de Engenharia Eletrônica, BT/PEE/94-08)

1. Sinais - Processamento digital 2. Filtros elétricos (Adaptativos) 3. Eletrocardiograma I. Menegola, Flávio Antônio II. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia Eletrônica III. Título IV. Série

CDD 621.3822
621.3815324
616.1207547

IMPLEMENTAÇÃO E TESTE DE FILTROS DO TIPO ADAPTATIVO E “NOTCH” PARA A REMOÇÃO DE INTERFERÊNCIA DE 60 Hz EM SINAIS DE ELETROCARDIOGRAMA.

Autores: Flávio Antônio Menegola

José Augusto de Mattos

José Gomes G. Filho

Sidney Silva Viana

Euvaldo F. Cabral Jr.

EPUSP

Departamento de Engenharia Eletrônica

Caixa Postal 61548 Cep.: 05424-970

email: euvaldo@lcs.poli.usp.br

julho de 1994

Sumário: A remoção de interferência de 60 Hz e suas harmônicas em sinais de baixa frequência sem provocar alteração do espectro original nem sempre é possível. Neste trabalho são implementados e testados filtros do tipo *notch* e *adaptativo* aplicados a citada remoção de interferência da rede, especificamente em sinais de eletrocardiograma.

ÍNDICE

1. INTRODUÇÃO	4
2. FILTRO ADAPTATIVO	5
3. FILTRO NOTCH	12
3.1 FATOR DE GANHO	13
3.2 LOCALIZAÇÃO DE POLOS E ZEROS	14
3.3 SELEÇÃO DE PARÂMETROS	16
3.3.1 CÁLCULO DOS POLOS A SEREM ENSAIADOS	17
4. RESULTADOS OBTIDOS	20
5. CONCLUSÃO	22
6. PROCEDIMENTO PARA USO DO SOFTWARE	23
7. BIBLIOGRAFIA	24

1. INTRODUÇÃO:

Os sinais cardíacos (assim como outros potenciais elétricos biológicos) tem baixa amplitude (valor de pico de aproximadamente 1mV) e componentes freqüenciais de interesse para diagnósticos clínicos até 100 Hz. Interferências em freqüências mais altas (além de 100 Hz) são causadas por contrações musculares outras que não a do músculo cardíaco (EMG - Eletromiograma) e interferências de baixa freqüência (DC até 0,5 Hz) são causadas pelo movimento dos eletrodos em contato com o corpo do paciente.

A interferência de 60 Hz (ou 50 Hz em alguns países), devido à irradiação eletromagnética de equipamentos próximos ao local da monitoração cardíaca, afeta bastante o sinal obtido. A segunda harmônica (120 ou 100 Hz) dessa interferência (causada, por exemplo, por diodos retificadores de fontes de alimentação) também estão presentes embora em amplitude consideravelmente mais baixa. A terceira harmônica (180 ou 150 Hz) devida, por exemplo, a motores elétricos próximos já é praticamente desprezível.

Um filtro rejeita-banda (Notch), analógico, ajustado para 60 Hz era, até então, a única alternativa para eliminar essa interferência. Esse filtro tem o inconveniente de distorcer o sinal cardíaco pois além de eliminar componente de 60 Hz do sinal, também atenua componentes de freqüências próximas tanto acima quanto abaixo de 60 Hz. Um filtro digital convencional (FIR ou IIR) para essa mesma função, embora com um desempenho superior, comparado com o analógico, ainda sofre dos mesmos problemas.

Neste trabalho procuraremos mostrar, numa análise comparativa, essas duas alternativas para a remoção do ruído indesejável. A seguir será desenvolvida a idéia do filtro adaptativo para a remoção da interferência de 60 Hz e seu desempenho na análise de um sinal de ECG considerado normal (ausência de patologia). Na seqüência será apresentado o filtro “notch” para a remoção do ruído com as mesmas características.

Para os resultados obtidos será feita uma comparação do desempenho dos dois filtros já citados.

2. FILTRO ADAPTATIVO

Um filtro adaptativo, cujo algoritmo trata o sinal cardíaco (ECG) como um transiente sobreposto a um sinal senoidal de 60 Hz, tem como único parâmetro de adaptação a amplitude da senóide de interferência.

A figura abaixo mostra três sinais de interesse: $x(nT)$ é o sinal cardíaco corrompido por 60 Hz, $e(nT)$ é a interferência de 60 Hz estimada por um modelo de onda senoidal e $y(nT)$ é a saída do filtro.

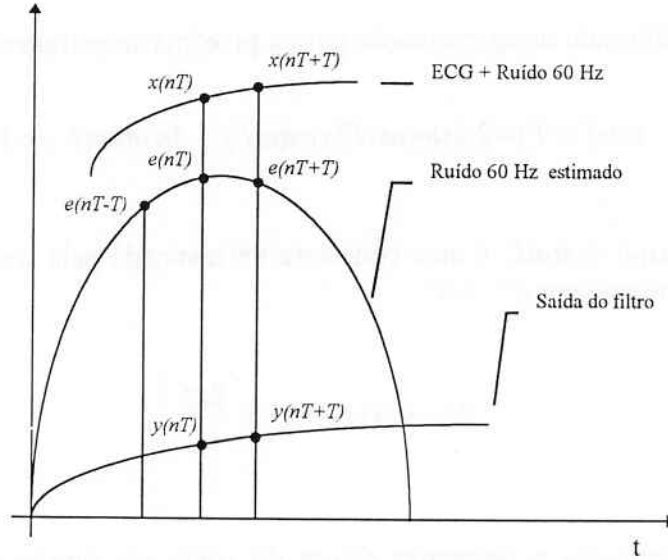


Fig. 1 Modelo para cancelamento de sinal de 60 Hz

O algoritmo supõe que o ruído, ou erro, $e(nT)$ é uma senóide de amplitude A e de frequência ω .

$$e(nT) = A \sin(\omega nT) \quad (2.1)$$

O ruído anterior, ou seja, uma amostra no passado será obtido substituindo-se (nT) por $(nT-T)$

$$e(nT-T) = A \sin(\omega nT - \omega T) \quad (2.2)$$

De forma equivalente o ruído na próxima amostragem poderá ser estimado por

$$e(nT+T) = A \sin(\omega nT + \omega T) \quad (2.3)$$

Aplicando a identidade trigonométrica

$$\sin(\alpha + \beta) = 2\sin(\alpha)\cos(\beta) - \sin(\alpha - \beta) \quad (2.4)$$

Onde

$$\alpha = \omega nT \quad e \quad \beta = \omega T \quad (2.5)$$

Substituindo na aproximação para a próxima amostragem do ruído

$$e(nT + T) = 2A\sin(\omega nT)\cos(\omega T) - A\sin(\omega nT - \omega T) \quad (2.6)$$

O termo $\cos(\omega T)$ é uma constante determinada pela frequência do ruído ω e da frequência de amostragem $f_s = 1/T$

$$N = \cos(\omega T) = \cos\left(\frac{2\pi f}{f_s}\right) \quad (2.7)$$

Expressando a estimativa futura do ruído em função de seu valor atual e passado

$$e(nT + T) = 2Ne(nT) - e(nT - T) \quad (2.8)$$

A saída futura do filtro será a diferença entre a entrada e a estimativa do ruído

$$y(nT + T) = x(nT + T) - e(nT + T) \quad (2.9)$$

Se a entrada $x(nT)$ fosse apenas o ruído (senóide de 60 Hz) e o valor estimado acompanhar o ruído, a saída $y(nT)$ seria sempre nula. O ECG tem um período onde praticamente não há atividade elétrica (isopotencial) e, neste período, poderíamos dizer que na entrada existe apenas o ruído. Para ajustar iterativamente a saída do filtro precisamos de uma realimentação para que possamos ajustar, também, a amplitude do sinal estimado $e(nT)$, para isso definiremos a função de diferenças

$$f(nT + T) = [x(nT + T) - e(nT + T)] - [x(nT) - e(nT)] \quad (2.10)$$

Essa equação será utilizada para determinar se a estimativa de $e(nT)$ foi muito pequena ou grande. Caso $f(nT + T) = 0$ a estimativa foi correta e não haverá necessidade de ajustar a estimativa futura, neste caso

$$e(nT + T) = e(nT + T) \quad (2.11)$$

Caso $f(nT + T) > 0$ a estimativa foi pequena e para corrigí-la deveremos aumentá-la de um pequeno passo d

$$e(nT + T) = e(nT + T) + d \quad (2.12)$$

No caso contrário $f(nT + T) < 0$ a estimativa foi pequena e deveremos diminuí-la de um pequeno passo d

$$e(nT + T) = e(nT + T) - d \quad (2.13)$$

A escolha de d é empírica e dela depende a velocidade com que o filtro se adapta as mudanças no nível de interferência. Se d aumentar o filtro gastará menos tempo para se adaptar ao nível de ruído, porém não acompanhará devidamente o ruído. Se d diminuir o filtro acompanhará melhor o ruído mas a custo de um maior tempo de adaptação. Se d for um valor extremo, alto ou baixo, o filtro nunca convergirá e o ruído não será eliminado.

Um valor típico para d é um valor *inferior* ao valor do bit menos significativo do conversor A/D utilizado. Por exemplo, para um conversor de 8 bits (0 a 255) um valor típico para d será 0,25 (1/4) ou 0,30.

Após esse ajuste o valor estimado para $e(nT + T)$ passará a ser $e(nT)$ para a próxima amostragem.

Durante as fases do batimento cardíaco, onde existe atividade elétrica, o filtro deixa de se adaptar ao ruído, porém tão lentamente que o sinal cardíaco não será praticamente alterado pois logo acontecerá uma nova fase de repouso (isopotencial).

Um ponto de destaque é que a componente de 60 Hz presente no sinal cardíaco não será influenciada pelo filtro, pois ele está acompanhando o ruído (60 Hz) em amplitude e fase. Caso a fonte de ruído seja removida haverá um surto na saída do filtro e ele irá se adaptar novamente deixando o sinal isento de interferências após um pequeno intervalo de tempo.

A figura abaixo mostra a fase de adaptação para $d=0,25$. Na parte superior temos o sinal cardíaco com forte interferência de 60 Hz e na parte inferior temos a saída do filtro. A taxa de amostragem utilizada foi de 200 amostras/s, quantização em 8 bits.

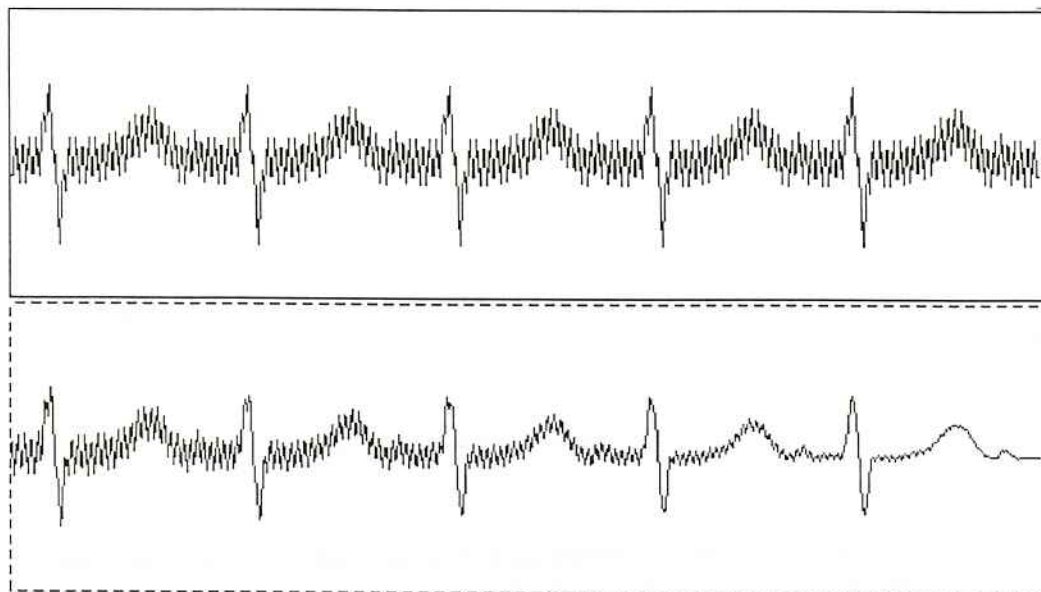


Fig. 2 Canal superior : Sinal cardíaco com interferência de 10 % de 60 Hz.
Canal inferior : Saída do filtro com parâmetro de adaptação $d=0,25$.

A figura abaixo mostra a fase de adaptação para $d=0,70$, na parte superior temos o sinal cardíaco com forte interferência de 60 Hz e na parte inferior temos a saída do filtro. A taxa de amostragem utilizada foi de 200 amostras/s, quantização em 8 bits.



Fig. 3 Canal superior : Sinal cardíaco com interferência de 10 % de 60 Hz.
Canal inferior : Saída do filtro com parâmetro de adaptação $d=0,70$.

A figura abaixo mostra a adaptação do filtro à falta de ruído. O filtro já havia se adaptado a presença do ruído quando este foi removido. Observe que existe um “surto” de ruído na remoção da interferência e logo após se inicia uma nova fase de adaptação. A taxa de amostragem foi, aqui e abaixo, novamente, de 200 amostras/s, e quantização em 8 bits.

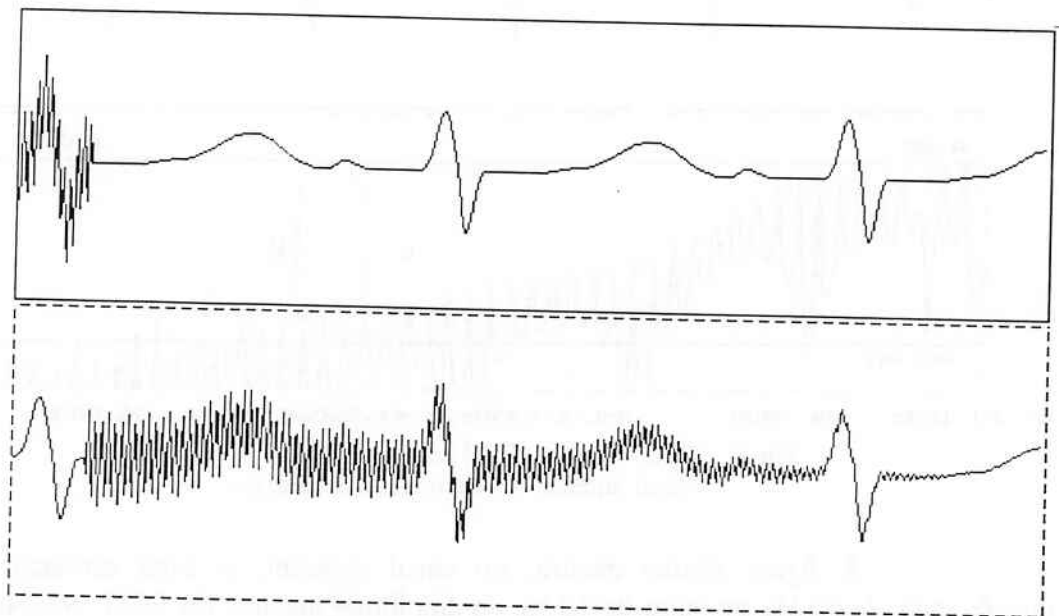


Fig. 4 Canal superior : Sinal cardíaco com interferência de 10 % de 60 Hz.
Canal inferior : Saída do filtro com parâmetro de adaptação $d=0,60$.

No caso de existir apenas ruído o filtro adapta-se e a saída está representada abaixo. Todo ruído será cancelado convergindo a saída para um nível DC.

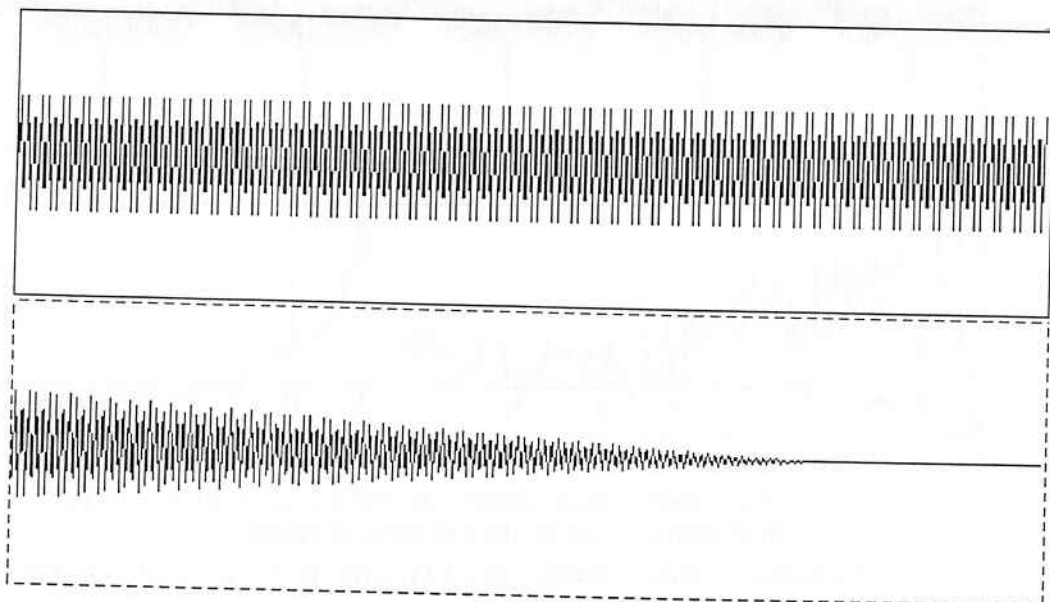


Fig. 5 Canal superior : Sinal de 60 Hz. Canal inferior : Saída do filtro ($d=0,60$)

Abaixo temos o eletrocardiograma, ECG, sem interferência de 60 Hz, e seu respectivo espectro. O ECG é de um indivíduo normal (sem nenhuma patologia). A taxa de amostragem desta, e de todas figuras subsequentes, foi de 200 amostras/s quantizada em 8 bits.

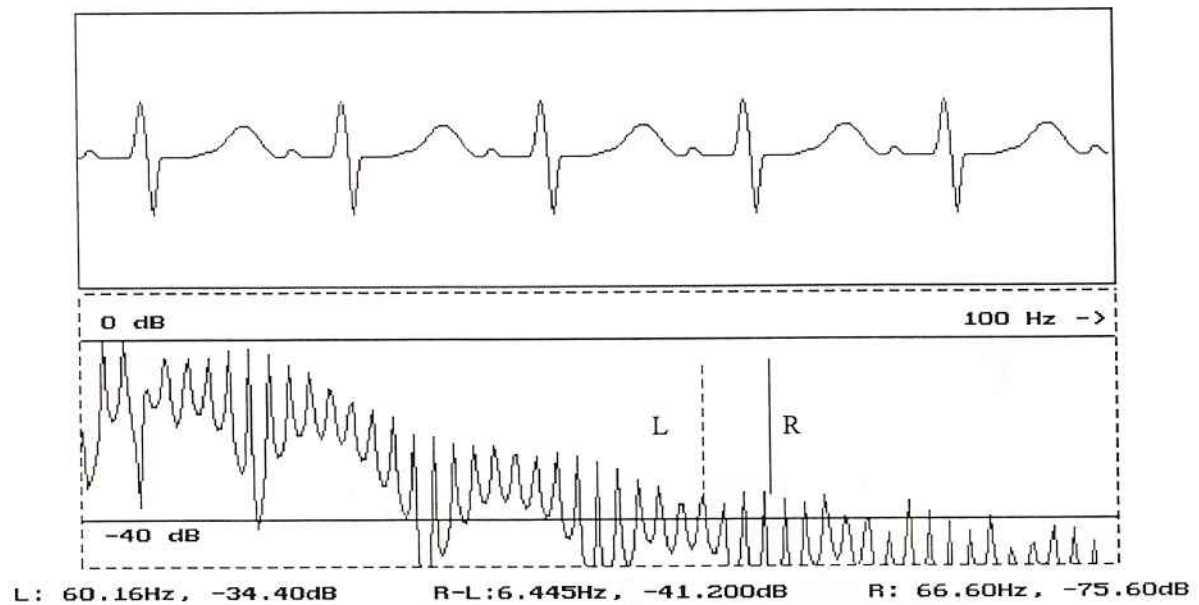


Fig. 6 Canal superior : ECG sem interferência.
Canal inferior : Espectro do sinal cardíaco.

A figura abaixo mostra, no canal superior, o sinal cardíaco com uma interferência de 60 Hz no valor de 10 %, da amplitude máxima do ECG. No canal inferior temos o espectro do sinal do ECG. Observe a forte interferência do ruído de 60 Hz.

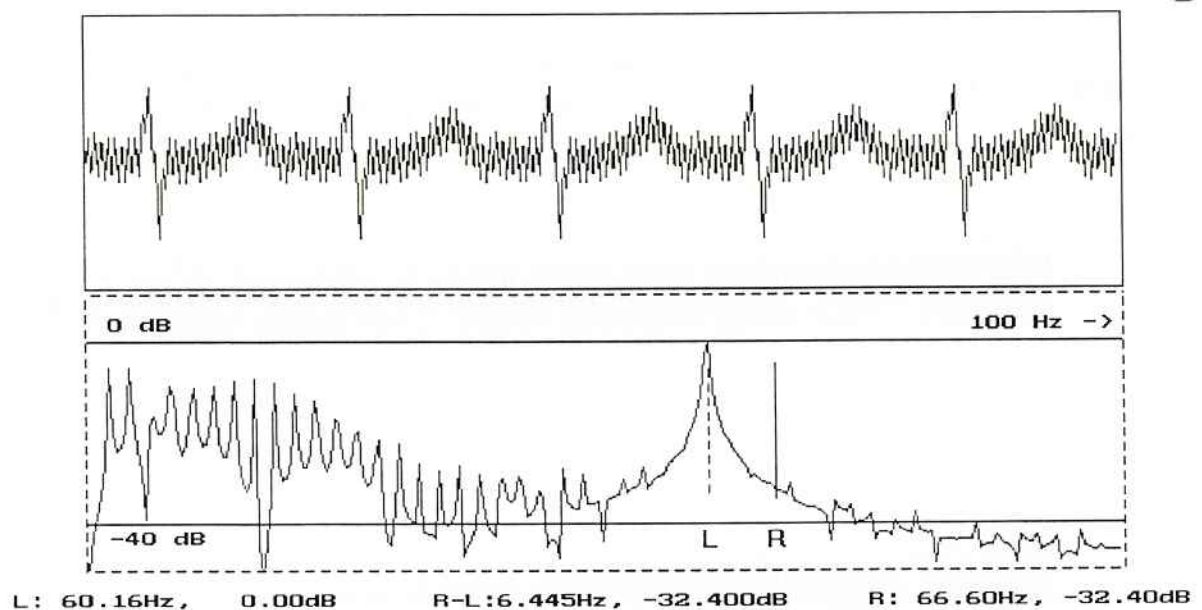


Fig. 7 Canal superior : Sinal cardíaco com interferência de 10 % de 60 Hz.
Canal inferior : Espectro do sinal do canal superior.

Finalmente, temos abaixo, o ECG com 10 % de ruído de 60 Hz, após a passagem pelo filtro adaptativo. Foi utilizado, como parâmetro de adaptação, $d=0,25$. O espectro do sinal filtrado é mostrado na parte inferior da figura. O sinal mostrado foi obtido após a fase de adaptação, ou seja, o filtro já se encontra no seu regime normal de trabalho.

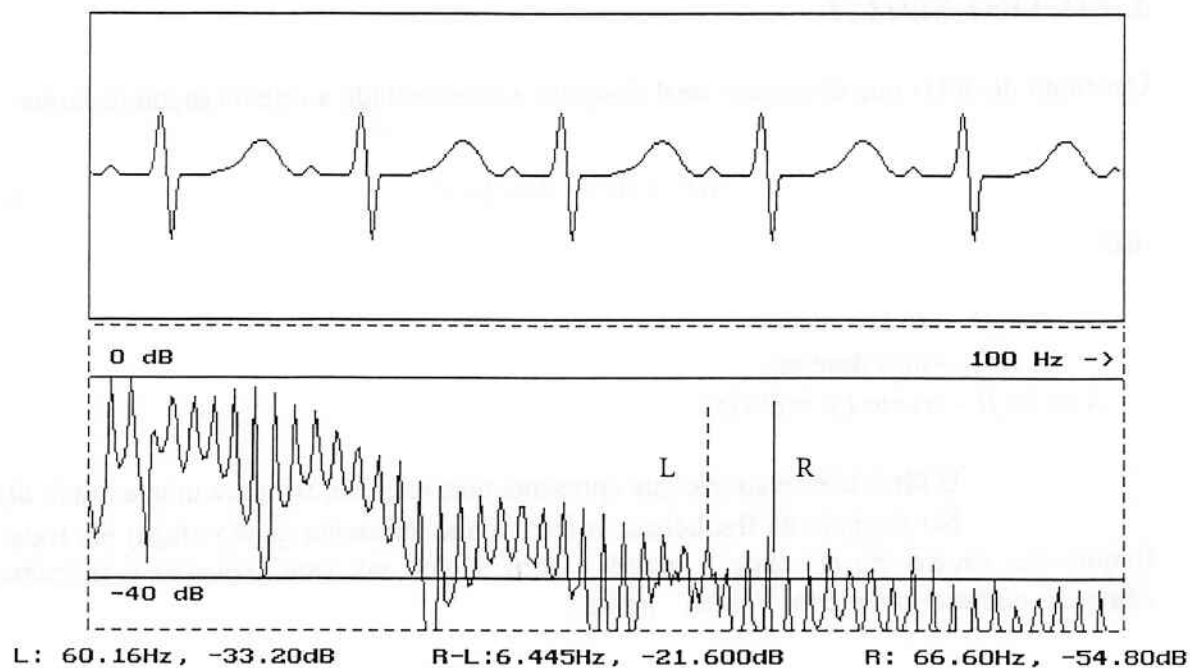


Fig. 8 Canal superior : ECG após a filtragem com parâmetro de adaptação $d=0,25$.
Canal inferior : Espectro do sinal filtrado.

Compare este sinal, após a filtragem, com o sinal da figura 6 onde é mostrado o ECG, ideal, sem ruído. Note a pequena distorção do sinal filtrado e a manutenção de componentes, originalmente presentes ao redor de 60 Hz, importantes para o diagnóstico clínico. Um filtro não adaptativo removeria, também, estas componentes

3. FILTRO NOTCH

Um ruído de 60Hz que distorce o sinal desejado é acrescentado a este da seguinte forma:

$$u(t) = s(t) + A \sin 2\pi ft \quad (3.1)$$

onde

$u(t) \rightarrow$ sinal ruidoso

$s(t) \rightarrow$ sinal desejado

$A \sin 2\pi ft \rightarrow$ ruído ($f = 60\text{Hz}$)

O filtro ideal é aquele que apresenta uma resposta $s(t)$ para uma entrada $u(t)$.

No domínio da frequência, o filtro linear apresenta ganho 1 (um) em todas as frequências exceto em ω_0 onde o ganho é zero. Como tal, este processo é tipicamente chamado de filtro *notch* com "notch" em ω_0 .

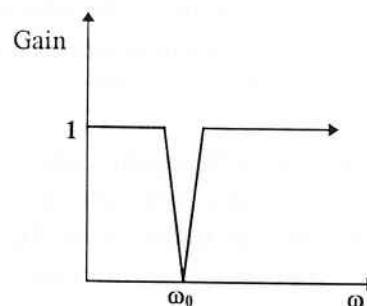


Fig. 9

Infelizmente a resposta ideal não pode ser realizada finalmente, e na prática podemos conseguir apenas uma aproximação. O filtro digital apresentado terá como resultado da digitalização uma sequência de entrada da forma:

$$y(k) = b_0 u(k) + b_1 u(k-1) + \dots + b_m u(k-m) - a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n) \quad (3.2)$$

onde:

$u(k) \rightarrow$ entrada

$y(k) \rightarrow$ saída

O comportamento em frequências do filtro digital será periódico com período $2\pi/T_s$, para T_s o período de amostragem, da forma como mostrada na figura 10.

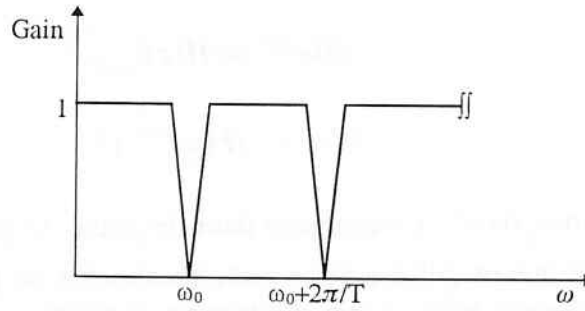


fig. 10

A escolha do T_s é importante para que as distorções resultantes em $s(t)$ estejam ao máximo dentro do intervalo de frequências e para que as distorções não sejam significativas, ou seja, é requerido que o conteúdo da energia de $s(t)$ esteja ao máximo dentro do intervalo de frequências $0 \leq \omega \leq \pi/T$.

3.1. FATOR DE GANHO

A função de transferência correspondente a um filtro digital caracterizado pela equação de diferença (3.2) é

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (3.3)$$

multiplicando por z^n resulta então:

$$H(z) = \frac{b_0(z - z_1)(z - z_2) \dots (z - z_s)}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_n)} \quad (3.4)$$

A resposta de qualquer sistema estável com a função de transferência (3.4) para uma entrada senoidal

$$u(k) = \sin k\omega T \quad (3.5)$$

é dada por

$$y(k) = |H(e^{j\omega T})| \sin(k\omega T + \theta) \quad (3.6)$$

onde

$$H(e^{j\omega T}) = H(z) \Big|_{z=e^{j\omega T}} \quad (3.7)$$

e

$$\theta = \angle \{ H(e^{j\omega T}) \} \quad (3.8)$$

O termo $|H(e^{j\omega T})|$ é chamado fator de ganho. O ganho em uma frequência ω depende da distância que os polos e zeros estão localizados do ponto crítico $e^{j\omega T}$ (vetor de tamanho unitário e ângulo ωT). Assim, se desejamos rejeitar completamente uma senoide $\sin(k\omega T)$, é necessário que a função de transferência do filtro tenha um zero em $z = e^{j\omega T}$ e $z = e^{-j\omega T}$ se a equação diferença do sistema possui coeficientes reais.

3.2. LOCALIZAÇÃO DE POLOS E ZEROS

Um filtro *notch* em ω_0 pode ser implementado com zeros localizados em $e^{j\omega_0 T}$ e $e^{-j\omega_0 T}$. A fim de que a resposta em frequência seja perto de 1 (um) para frequências próximas a frequência de rejeição ω_0 , é necessário alocar os polos devidamente próximos para inibir os efeitos dos zeros na vizinhança. Um exemplo é ilustrado na figura 11.

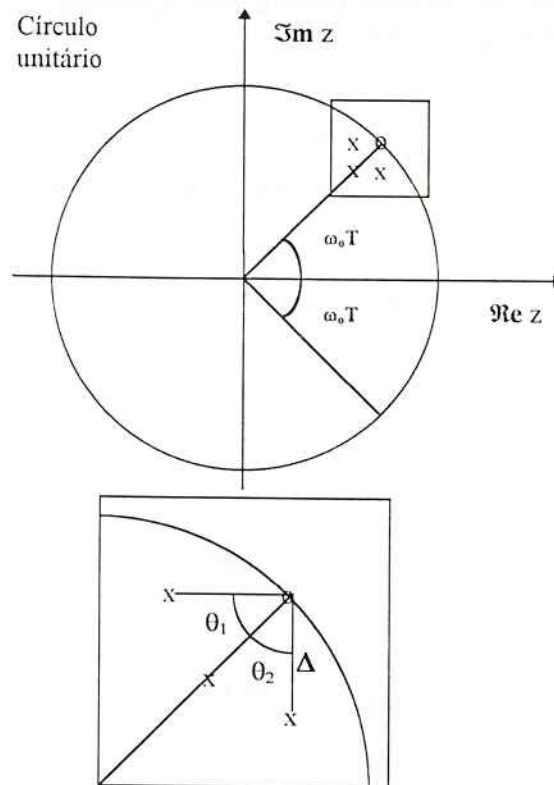


Figura 11.

A largura do filtro *notch*, depende diretamente do parâmetro Δ , definido por:

$$\Delta = T_s \pi.$$

Quanto menor esse parâmetro, melhor para a seletividade do filtro. Para uma frequência ω fora do intervalo, o fator de ganho na prática é constante. Portanto para um Δ muito pequeno, temos então um filtro que seletivamente rejeita o sinal $k\omega_0 T$ e passa outras frequências com ganho constante..

Entretanto, para o caso de um filtro de sexta ordem, com Δ muito pequeno, o filtro é "aproximadamente" estável, já que os polos estão muito próximos do círculo unitário. Dessa forma necessitamos precisamente determinar os polos e zeros por razões de estabilidade. Um outro problema é o truncamento computacional que irá acrescentar imprecisões nos resultados dos coeficientes. A implementação de um filtro notch com equações de diferença de sexta ordem, poderá levar a uma região de instabilidade por causa das imprecisões dos coeficientes.

Levando isto em conta, uma boa prática de modelagem é usar três filtros de segunda ordem em cascata como mostrado na figura abaixo

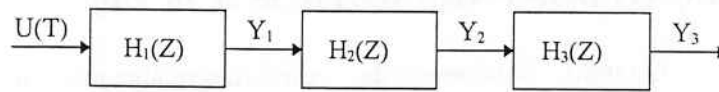


Fig. 12

A função de transferência de cada bloco é dada por:

$$H_i(z) = \frac{(z - e^{j\omega_0 T})(z - e^{-j\omega_0 T})}{(z - p_i)(z - p_i^*)} \quad \text{para } i = 1, 2, 3 \quad (3.9)$$

Pela figura 11 temos as localizações dos polos dados por:

$$\begin{aligned} p_1 &= e^{j\omega_0 T} - \Delta e^{j(\omega_0 T - \theta_1)} \\ p_2 &= (1 - \Delta)e^{j\omega_0 T} \\ p_3 &= e^{j\omega_0 T} - \Delta e^{j(\omega_0 T + \theta_2)} \end{aligned} \quad (3.10)$$

cascadeando ficamos com a seguinte equação de diferença:

$$\begin{aligned} y_i(k) &= u_i(k) - 2 \cos \omega_0 T u_i(k-1) + u_i(k-2) \\ &\quad + (p_i + p_i^*) y_i(k-1) - p_i p_i^* y_i(k-2) \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\text{para } i = 1, 2, 3$$

que nos dá as entradas e saídas dos três filtros.

Os coeficientes precisam ser exatamente determinados para as características desejadas, sendo então

$$p_i + p_i^* = 2[\cos w_0 T - \Delta \cos(w_0 T + \Phi_i)]$$

$$\text{para } i = 1, 2, 3$$

(3.12)

$$p_i p_i^* = 1 + \Delta^2 - 2\Delta \cos \Phi_i$$

$$\text{onde } \Phi_1 = -\theta_1 ; \Phi_2 = 0 \quad \Phi_3 = \theta_2$$

Infelizmente a caracterização dos coeficientes na prática nunca é feita, devido principalmente ao truncamento inerente na computação digital. Para isso, a seleção do parâmetro Δ é de fundamental importância.

3.3. SELEÇÃO DOS PARÂMETROS Δ , θ_1 e θ_2

Quando implementada computacionalmente, a equação diferença, os coeficientes irão armazenar um erro (ε_0) devido ao truncamento, como por exemplo:

$$2 \cos(w_0 T) \rightarrow 2 \cos w_0 T + \varepsilon_0 \quad (3.13)$$

isso irá deslocar o zero da função de transferência de

$$e^{jw_0 T} \rightarrow e^{j(w_0 T + \delta)} \quad (3.14)$$

assim, teremos:

$$\frac{\cos(w_0 T + \delta) - \cos w_0 T}{\delta} = \frac{\varepsilon_0}{2\delta} \quad (3.15)$$

uma boa aproximação pode ser obtida para δ da seguinte forma:

$$\delta = \frac{\varepsilon_0}{2 \sin w_0 T} \quad (3.16)$$

desta forma podemos prever o deslocamento dos zeros que terão uma rotação de $-\varepsilon_0 / 2 \sin(\omega_0 T)$ da sua posição dentro do círculo unitário.

O critério de projeto para o parâmetro Δ é:

$$\Delta \gg [\varepsilon_0 / 2 \sin w_0 T] \quad (3.17)$$

Assim, se selecionarmos a magnitude de Δ através da equação(3.17) e θ_1, θ_2 tipicamente $2\pi/5$ rad e que os polos $p_1 p_1^*, p_2 p_2^*$ e $p_3 p_3^*$ não tenham erro de truncamento, então, cada zero e polo do filtro “notch” real terá um ângulo de rotação de aproximadamente $-\varepsilon_i / 2 \sin(\omega_0 T)$ rad, a respeito do caso ideal da figura 11.

O fator de ganho terá então na frequência ω_0 do filtro real

$$|H(e^{j\omega T})| = \left| \frac{\varepsilon_0}{2\Delta \sin \omega_0 T} \right|^3 \quad (3.18)$$

como vemos pela inequação(3.17), que a supressão em $\omega = \omega_0$ irá se aproximar de zero como desejado.

3.3.1. CÁLCULO DOS POLOS A SEREM ENSAIADOS

DADOS:

$$\omega_0 = 2\pi f = 120\pi$$

$$0 \leq f \leq 100Hz$$

$$T = 0,005s$$

$$\text{típicos: } \theta_1 = \theta_2 = \frac{2\pi}{5} = 0,4\pi$$

$$\Delta = 0,005\pi$$

e das equações (3.10), chegamos a:

$$p_1 = 0,9952581 \quad \text{com} \quad \theta_1 = 108,86006$$

$$p_2 = 0,9842920 \quad \text{com} \quad \theta_2 = 108,00000$$

$$p_3 = 0,9952581 \quad \text{com} \quad \theta_3 = 107,13994$$

Como implementação do filtro acima calculado obtivemos as seguintes características:

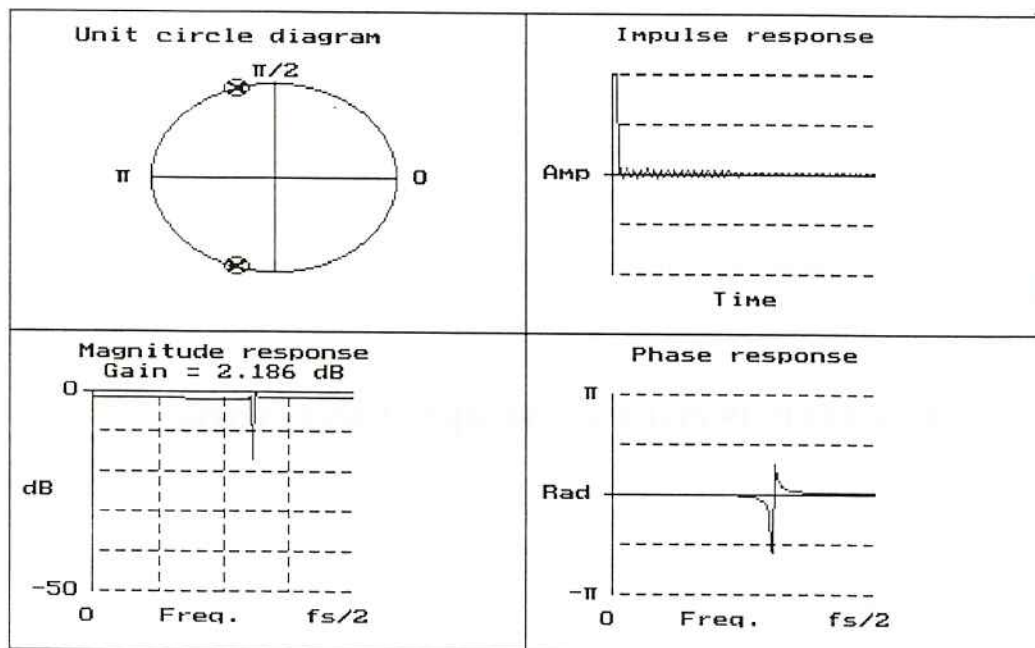


Fig. 13 a: Características do filtro calculado anteriormente

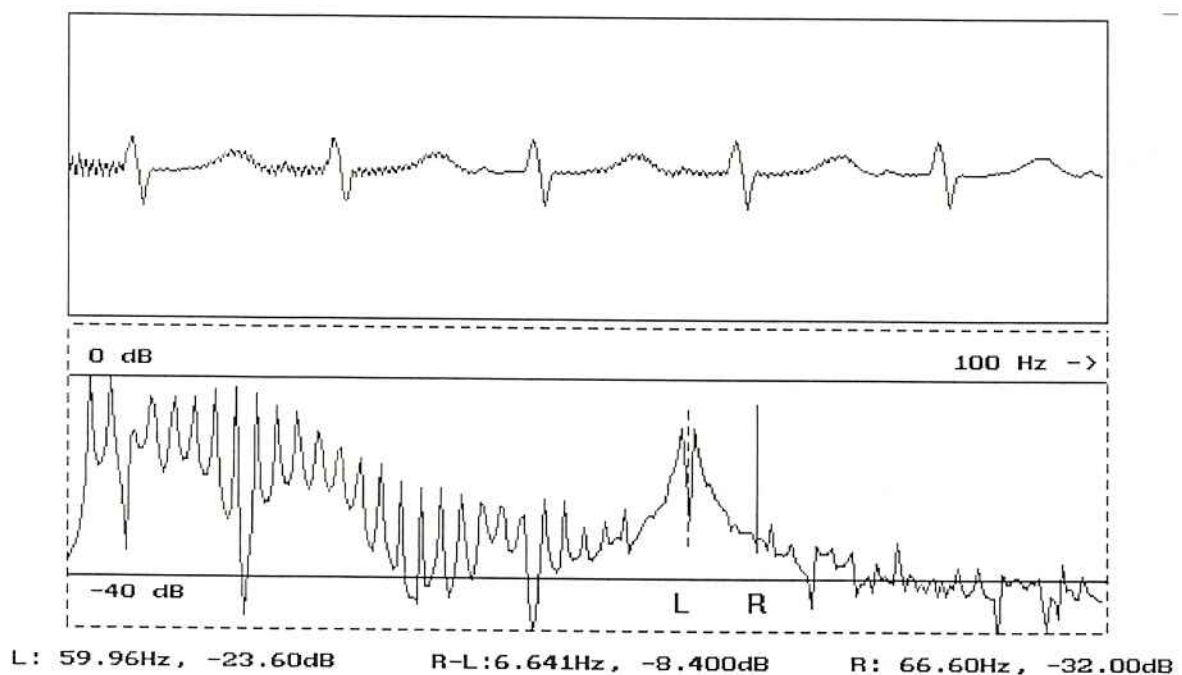


Fig. 13 b: Resposta do filtro calculado acima

Em seguida, afastando os polos dos zeros, com o intuito de diminuir a influência dos polos e mantendo a mínima variação sobre espectro, isto é, aumentando o valor de Δ , obtivemos uma atenuação maior em 60Hz com a seguinte resposta

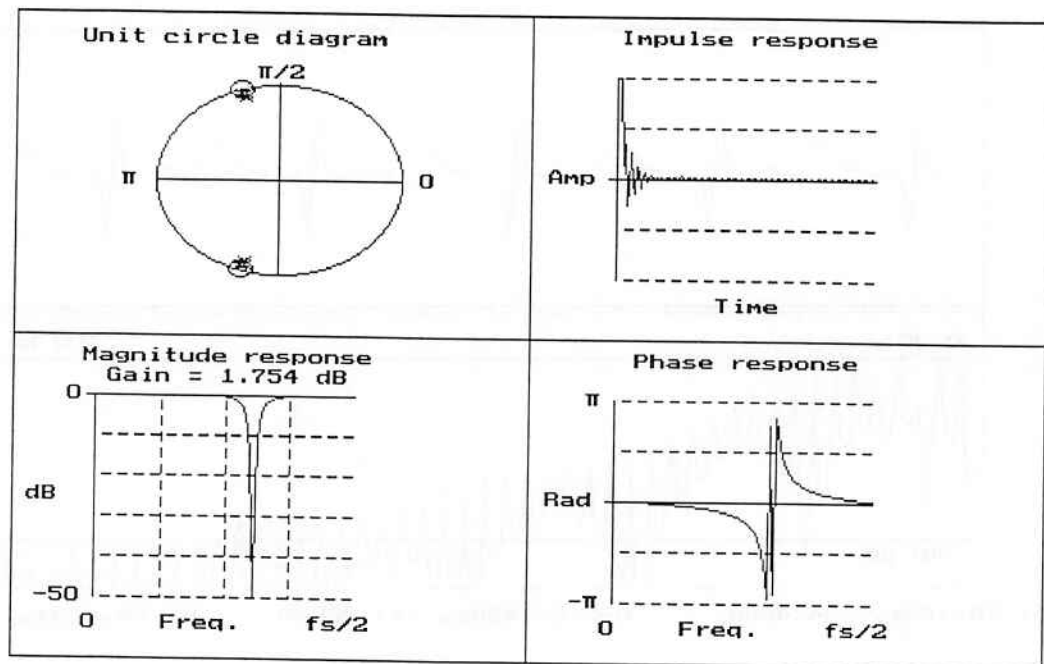


Fig. 14 a: Características do filtro alterado

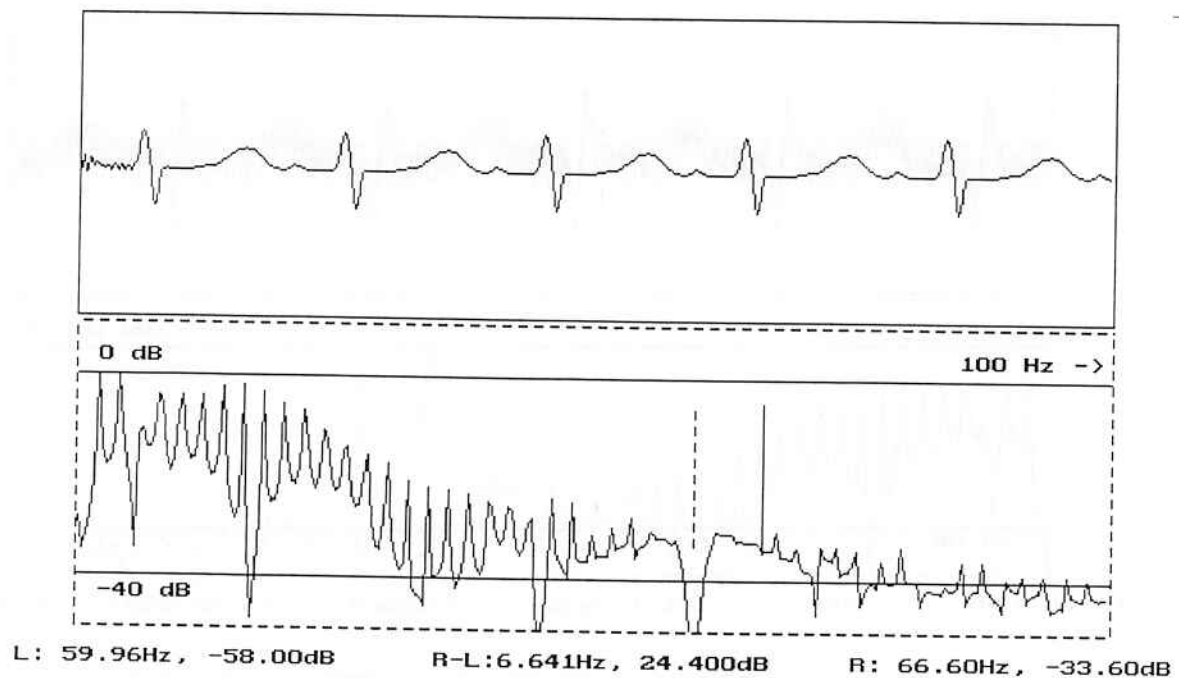


Fig 14 b: Resposta do filtro alterado

4. RESULTADOS OBTIDOS

Abaixo temos um sinal de ECG, de um indivíduo normal, sem ruído, e seu espectro; Na Figura 16 o mesmo sinal com interferência de 10 % de ruído de 60 Hz.

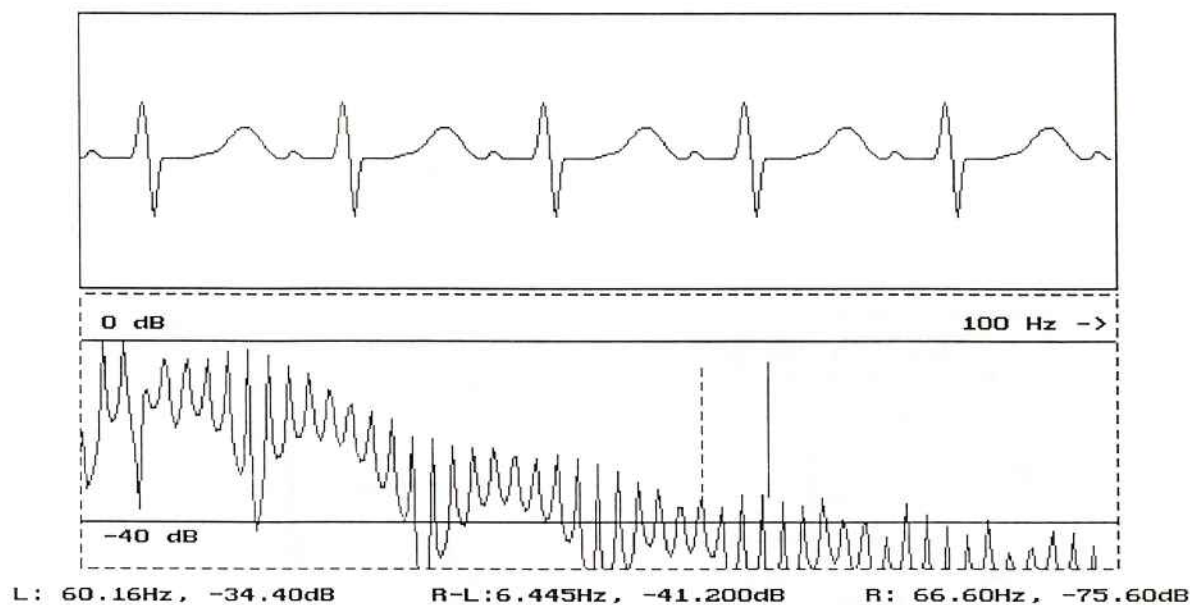


Fig. 15 Canal superior : ECG sem interferência.
Canal inferior : Espectro do sinal cardíaco.

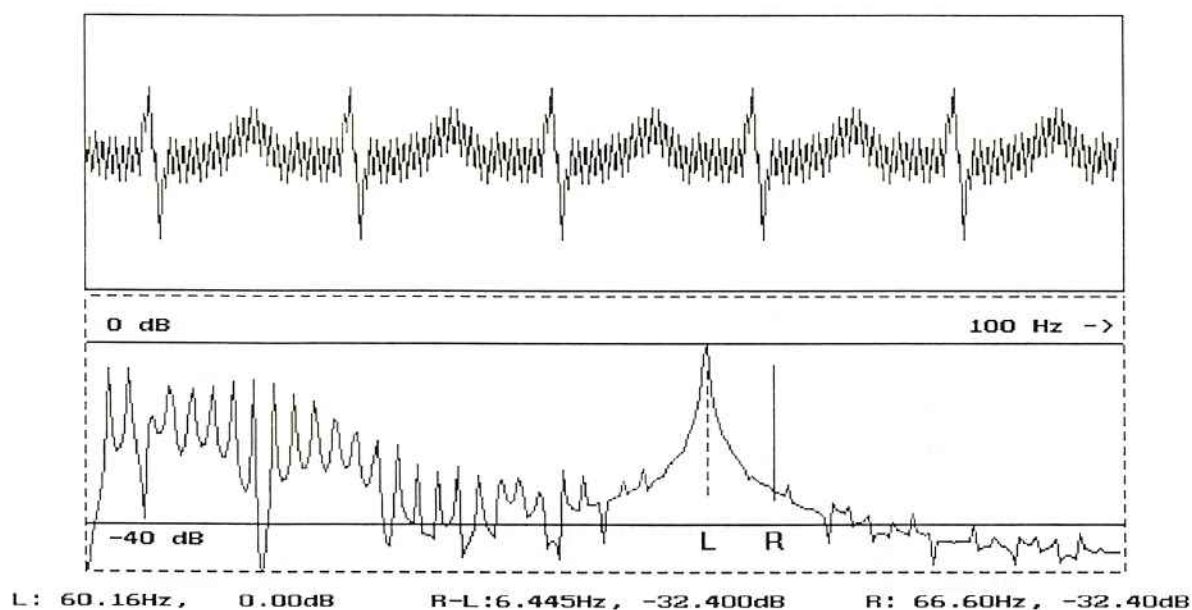


Fig. 16 Canal superior : Sinal cardíaco com interferência de 10 % de 60 Hz
Canal inferior : Espectro do sinal do canal superior.

Usando o filtro adaptativo para a remoção do ruído do sinal teremos o seguinte resultado

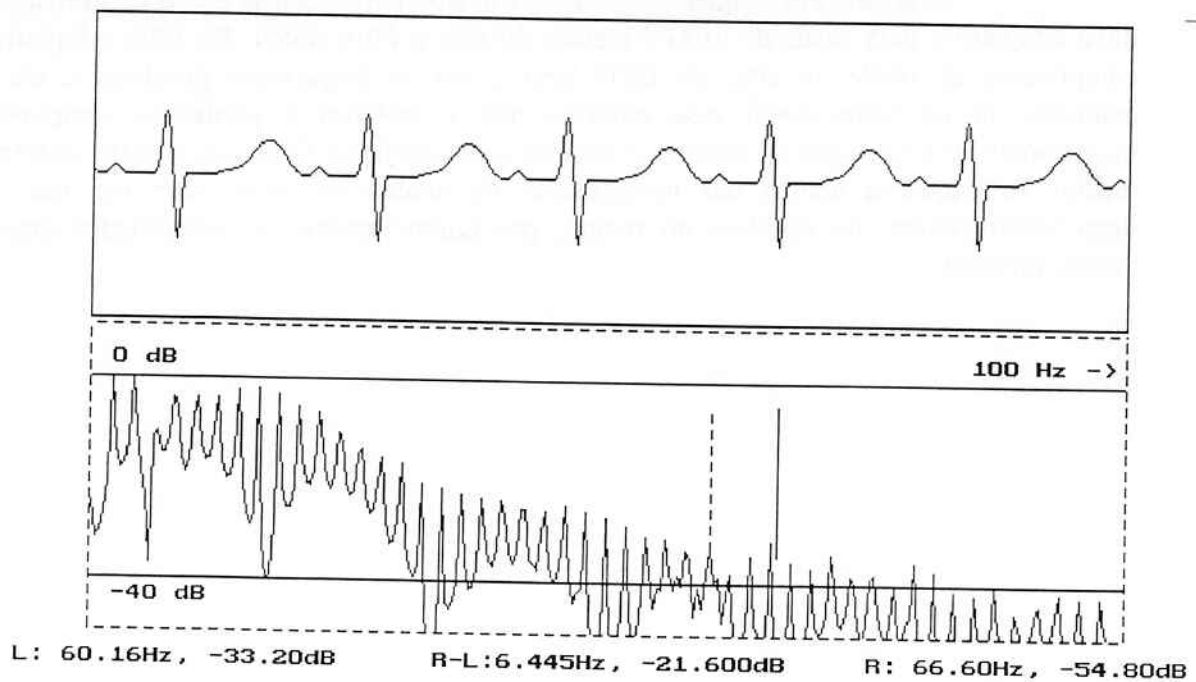


Fig. 17 Canal superior : ECG após a filtragem com parametro de adaptação $d=0,25$.
Canal inferior : Espectro do sinal filtrado.

O mesmo sinal, prejudicado pelo mesmo nível de ruído, submetido ao filtro *notch* nos dá como resultado

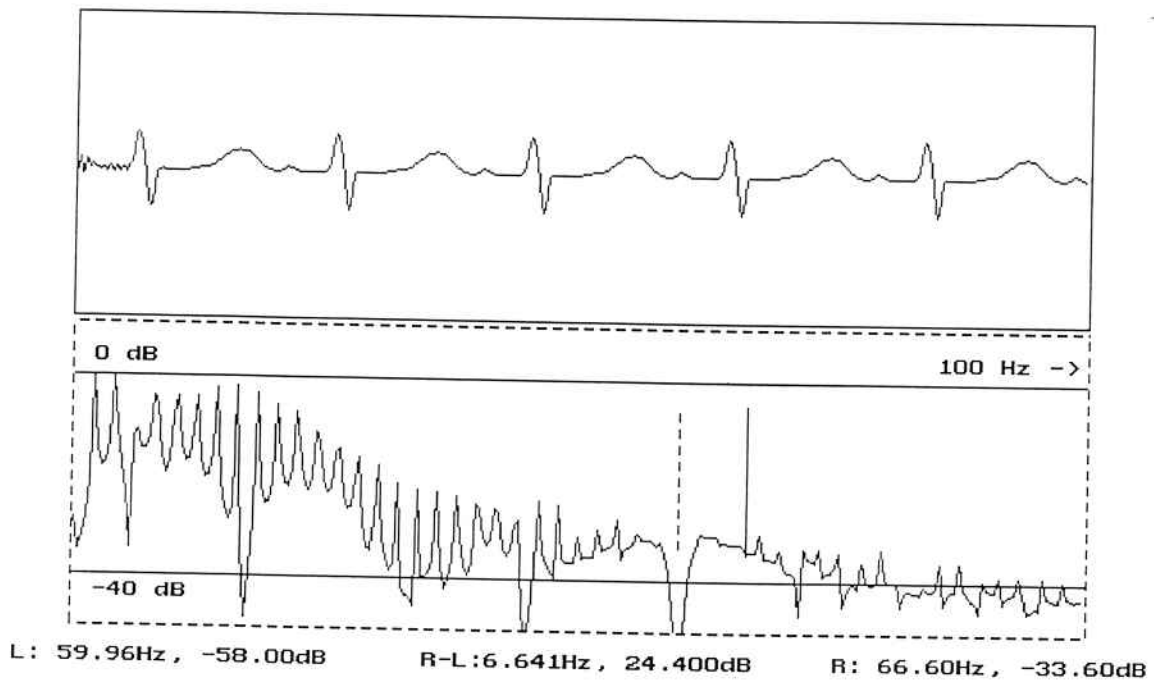


Fig. 18 Resposta do filtro alterado

5. CONCLUSÕES

A análise em frequência dos filtros deixou em evidência que a performance do filtro adaptativo para sinais de ECG é melhor do que o filtro *notch*. No filtro adaptativo a componente de 60Hz do sinal de ECG bem como as frequências próximas a ele são mantidas; já no filtro *notch* esse controle não é possível e perdemos componentes importantes do sinal, além de atenuar o sinal de saída do filtro. Com isso o filtro adaptativo melhor se enquadra dentro das necessidades de análise do sinal, uma vez que para diagnóstico clínico, no domínio do tempo, precisamos manter a característica (aspecto visual) do sinal.

6. PROCEDIMENTOS PARA O USO DO SOFTWARE

I. GERAÇÃO DO ECG PADRÃO

1. No menu principal selecione <GENWAVE>
2. Selecione <TEMPLATE> e escolha, para mesma função usada neste trabalho, template 1.
3. Escolha opção <60-Hz> e acrescente 10% de ruído de 60Hz, e observe a forma de onda pela opção <GENERATE>
4. Salve a forma de onda gerada para C:\DIGSCOPE\STDLIB com o nome "ADAPTING.DAT" no comando <WRITE FILE>.

II. FILTRO ADAPTATIVO

1. Volte ao menu principal e escolha a opção <ADV OPS> e nesse menu <ADAPTIVE> e tecla <ENTER>.
2. Escolha e teste o tempo de adaptação para vários parâmetros "d".
3. Volte ao menu principal e verifique o espectro de frequência tanto do sinal com ruído quanto o sinal filtrado, fazendo uso do <ACTIVE CH>.

obs: outras formas de onda podem ser geradas, porém o nome do arquivo a ser salvo deve ser sempre <ADAPTING.DAT>.

III. GERAÇÃO DO FILTRO NOTCH

1. Selecionar <FILTERS> no menu principal.
2. selecionar <DESIGN> no menu opções de filtros.
3. Faça a opção por filtro IIR
4. Aloca-se os polos e zeros com respectivos ângulos de acordo com os cálculos efetuados pela teoria anteriormente vista selecionando <PLACE>.
5. Salvar filtro.
6. Carregar a forma de onda a ser filtrada pelo genwave conforme procedimento "Geração do ECG padrão".
7. executar o filtro projetado <RUN FILTER>
8. Analisar o espectro do sinal filtrado <PWR. SPECT> e comparar com o espectro original sem ruído e com espectro do filtro adaptativo.

obs: os zeros estão alocados na mesma frequência, isto é, no círculo unitário e ângulo 108° .

7. BIBLIOGRAFIA

- [TOMP93] TOMPKINS, W. J., *Biomedical Digital Signal Processing* Prentice-Hall, Madison-USA - 1993.
- [CADZ94] CADZOV, J. A., *Digital Notch Filter Design Procedure*, IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-22, 1, PP.10-15, February 1994.

Para a geração das figuras que ilustram os sinais de ECG, seu espectro, e a resposta dos filtros considerados foi usado o programa DIGSCOPE (Digital Scope) da "University of Wisconsin" em Madison.

BOLETINS TÉCNICOS - TEXTOS PUBLICADOS

- BT/PEE/93-01 - Oscilador a HEMT - 10 GHz - FÁTIMA S. CORRERA, EDMAR CAMARGO
- BT/PEE/93-02 - Representação Senoidal da Voz através dos Polos do Filtro Preditor - MARCELO B. JOAQUIM, NORMONDS ALENS
- BT/PEE/93-03 - Blindagens por Grades Conductoras: Cálculo do Campo Próximo - LUIZ CEZAR TRINTINALIA, ANTONIO ROBERTO PANICALI
- BT/PEE/93-04 - Sistema de Otimização e Controle de Produção em Minas de Pequeno e Médio Porte - TSEN CHUNG KANG, VITOR MARQUES PINTO LEITE
- BT/PEE/94-01 - Determinação das Frases de Aplicação Forense para o projeto NESPER e Tese de Mestrado IME/94, com Base em Estudos Fonéticos - MARCONI DOS REIS BEZERRA, EUVALDO F. CABRAL JUNIOR
- BT/PEE/94-02 - Implementação e Teste de uma Rede Neural Artificial do Tipo KSON (Kohonen Self-Organizing Network) com Entradas Bidimensionais - MARCELO YASSUNORI MATUDA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-03 - Transformada de Walsh e Haar Aplicadas no Processamento de Voz - ALEXANDRE AUGUSTO OTTATI NOGUEIRA, THIAGO ANTONIO GRANDI DE TOLOSA, EUVALDO F. CABRAL JÚNIOR
- BT/PEE/94-04 - Aplicação de Redes Neurais ao Problema de Reconhecimento de Padrões por um Sonar Ativo - ALEXANDRE RIBEIRO MORRONE, CRISTINA COELHO DE ABREU, EDUARDO KOITI KIUKAWA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-05 - Tudo que se Precisa Saber sobre a Prática da FFT - Transformada Rápida de Fourier (Inclui Software) - ROGÉRIO CASAGRANDE, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-06 - A Survey on Speech Enhancement Techniques of Interest to Speaker Recognition - CELSO S. KURASHIMA, EUVALDO F. CABRAL JR.
- BT/PEE/94-07 - Identificação de Pulsos Decádicos em Linhas Telefônicas - ANTONIO P. TIMOSZCZUK, MÁRCIO A. MATHIAS, EUVALDO F. CABRAL JR.

