

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ELIMINADORES DO RUÍDO DE 60 Hz EM ELETROCARDIOGRAMAS

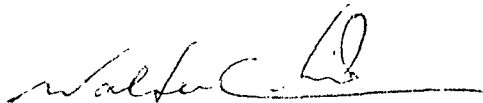
TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

FERNANDO LUIZ LISBOA WERLANG

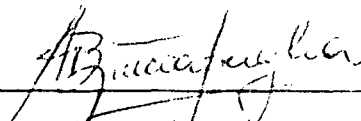
FLORIANÓPOLIS, 25 de fevereiro de 1982

Fernando Luiz Lisboa Werlang

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM CIÊNCIAS - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

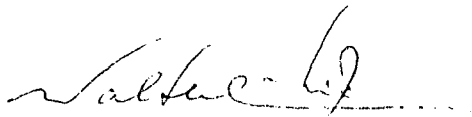


Prof. Walter Celso de Lima, L. D.
Orientador



Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

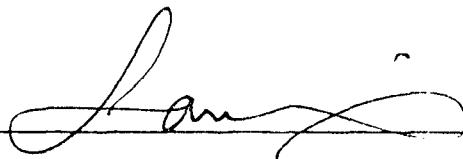
APRESENTADA PERANTE A BANCA EXAMINADORA COMPOSTA DOS PROFESSORES:



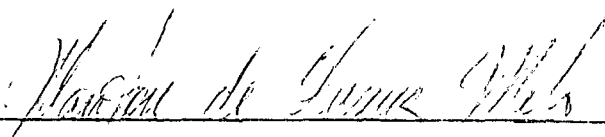
Prof. Walter Celso de Lima, L. D.



Prof. Carlos Inácio Zanchin, M. Sc.



Prof. Samir Youris Gerges, Ph. D.



Prof. Mairton de Oliveira Melo, M. Sc.

AGRADECIMENTOS

- Ao Prof. Walter C. Lima pelo companheirismo e oportunidade de realizar esta pesquisa.
- Ao Prof. Joni S. Fraga pela inestimável colaboração, esforço e companheirismo na implementação do eliminador de harmônicas.
- Ao Prof. Frederich Bordry pelo esforço e colaboração nas simulações realizadas no computador analógico.
- Ao Prof. Samir Y. Gerges, pelo companheirismo e colaboração na realização de medidas da DHT.
- Aos Profs. Marcos Cardoso Filho, Carlos I. Zanchin, Márcio Cheren, Jean Lou e Hilton A. Gründling pela dedicação e apoio prestados.
- Aos Profs. Antônio S. Sbissa (UFSC) e Carlos A. M. Gottschall (UFRGS) pelas interpretações dos resultados eletrocardiográficos obtidos.
- Ao desenhista José Carlos Luiz pela boa vontade e desenhos realizados.
- À bibliotecária Zuleika Berto pela boa vontade e espírito de colaboração na apresentação bibliográfica.
- Ao CNEN, FEESC e UFSC pelo apoio financeiro prestado.

SUMÁRIO

Simbologia	i
Resumo	vii
Abstract	viii
Capítulo 1 - INTRODUÇÃO	1
Capítulo 2 - ELIMINADOR ADAPTATIVO DO RUÍDO DE 60 Hz	6
2.1 - Método - Análise Matemática	6
2.2 - Método - Simulação	26
2.3 - Método - Testes	31
Capítulo 3 - ELIMINADOR DE HARMÔNICAS DE 60 Hz	33
3.1 - Método - Análise Matemática	33
3.2 - Método - Simulação	51
3.3 - Método - Circuito	54
3.4 - Método - Testes	75
Capítulo 4 - RESULTADOS	78
4.1 - Resultados do Eliminador Adaptativo Analógico	78
4.2 - Resultados do Eliminador de Harmônicas ..	82
Capítulo 5 - DISCUSSÃO	97
5.1 - Eliminador Adaptativo Analógico do Ruído de 60 Hz	98
5.2 - Eliminador de Harmônicas de 60 Hz	99
Capítulo 6 - CONCLUSÕES	104
BIBLIOGRAFIA	110
APÊNDICES	112
A - Programa que realiza o algoritmo do eliminador de harmô-	

nicas em linguagem assembler do PDP 11/40.....	112
B - Programa que realiza o algoritmo do eliminador de harmô nicas em linguagem Macro Assembler do Microprocessador 8085A	113
C - Equivalências entre as formas discreta e contínua	115

R E S U M O

Comenta-se os tipos de ruído que podem interferir em eletrocardiografia e estuda-se uma forma adequada de eliminar os ruídos de 60 Hz da rede. Pelas características dos sinais eletrocardiográficos, conclui-se que os eliminadores de ruído apresentam vantagens sobre os filtros convencionais. Os eliminadores são circuitos que eliminam ruído(s) de frequência(s) determinada(s) sem eliminar a(s) componente(s) de mesma frequência(s) do sinal.

Realiza-se análises matemáticas do eliminador adaptativo que utiliza o algoritmo da mínima média quadrática nas formas digital e analógica, bem como do eliminador de harmônicas. Simula-se o eliminador adaptativo analógico de 60 Hz e o eliminador de harmônicas digital de 60 Hz. Obtêm-se resultados da eliminação do ruído de 60 Hz em eletrocardiografia que são interpretados clinicamente. Com os resultados obtidos da simulação e a análise matemática realizada, avalia-se a constante de tempo dos eliminadores mais conveniente, e discute-se os resultados.

Implementa-se o eliminador que apresentou melhor desempenho utilizando o microprocessador 8085A e realiza-se medidas da distorção do sinal provocada pelo algoritmo. Tira-se conclusões.

A B S T R A C T

The types of noise that can cause interferences on electrocardiography are discussed, and means to eliminate the 60 Hz power supply noise are investigated. From the characteristics of the electrocardiographic signals, it is concluded that the noise eliminators are advantageous as compared with the conventional filters. The eliminators are networks that eliminate noises of given frequencies without affecting the signal components of the sine frequencies.

The adaptive eliminator based on the least mean squares algorithm, in both the digital and analog versions, and the harmonic eliminator are mathematically analysed. Both the 60 Hz analog adaptive eliminator and the 60 Hz digital eliminator are simulated. The results of the 60 Hz noise elimination are clinically interpreted. The most suitable eliminator time constant is obtained from mathematical analysis and simulation, and the results are discussed.

The eliminator that presents the best performance is implemented by using an 8085A microprocessor, and measurements of the signal distortion caused by the algorithm are taken.

SIMBOLOGIA

- A - Amplitude máxima do ruído de 60Hz.
- A_m - Amplitude máxima da harmônica m presente no ruído.
- AF_i - Pontos (no tempo) de máximos, mínimos e zeros do ECG analisado em série de Fourier.
- AT - Constante de atenuação ao sinal $n_1(t)$.
- b - Índice que assume os valores 1 ou 2.
- B - A máxima amplitude da tensão $n_1(t)$.
- c - Número inteiro positivo.
- C' - Constante que resulta de uma integração.
- D - A máxima harmônica de 60Hz presente em $n_0'(t)$.
- $e(AF_5)$ - Erro percentual da síntese de Fourier no ponto AF_5 .
- $e_s(t_s)$ - Erro da saída do eliminador adaptativo para seu valor ótimo com escalonamento no tempo.
- $\exp[\]$ - A exponencial da função entre colchetes.
- $E[\]$ - A expectância do sinal entre colchetes.
- ECG - O eletrocardiograma.
- ECG_s - O eletrocardiograma simulado e escalonado no tempo.
- f_A - A frequência de amostragem do eliminador de harmônicas.

- $f_{\text{ECG min}}$ - A mínima frequência espectral do ECG que implica numa distorção insignificante deste relativamente ao ECG com todas as frequências espectrais.
- f_{ECG_S} - Frequência do eletrocardiograma na simulação.
- G_T - Constante de atenuação.
- i - Índice que inicia em zero.
- j - Índice que representa a j -ésima amostra do sinal dentro de um ciclo de 60Hz da rede. Assume valores consecutivos no tempo desde zero até $(N-1)$.
- K_S - Constante de escalonamento no tempo.
- m - A ordem da harmônica de 60Hz.
- M - A ordem da máxima harmônica de 60Hz.
- n - Número inteiro qualquer.
- $n_0(t)$ - O ruído de 60Hz e harmônicas superiores.
- $n'_0(t)$ - O ruído $n_0(t)$ sem as harmônicas de frequência superior a $f_A/2$.
- $n'_0(i, j)$ - O ruído $n'_0(t)$ amostrado e sustentado no i -ésimo período de 60Hz e na j -ésima amostra (dentro) deste período.
- $n'_0(i, j)$
D - O sinal $n'_0(i, j)$ na forma digital.
- $n_0^*(t)$ - Interferência de 60Hz da rede.
- $n_0^*(i)$ - A interferência $n_0^*(t)$ na i -ésima amostra.
- $n_1(t)$ - A tensão da rede escalonada em amplitude.
- $n_2(t)$ - O sinal $n_1(t)$, atrasado de 90° .
- $n_b(i)$ - O sinal $n_b(t)$, na i -ésima amostra.

- N - Constante inteira que multiplicada por 60Hz fornece a frequência de amostragem.
- $N_1(t)$ - Função que multiplica $n_1(t)$ na saída do eliminador adaptativo analógico.
- $N_2(t)$ - Função que multiplica $n_2(t)$ na saída do eliminador adaptativo analógico.
- p - Valor em percentis da razão $E[y_D(i,j)]/R(j)$ quando $S(t)$ e $y(0,j)$ são nulos.
- p_a - Valor em percentis da razão $E[y(t+Tr,j)]/R(j)$ quando $S(t)$ e $y(0,j)$ são nulos.
- P - Onda do ECG.
- Q - Onda do ECG.
- R - Onda do ECG.
- $R(j)$ - A j -ésima amostra do ruído em um ciclo de 60 Hz.
- s - A unidade de tempo segundo.
- S - Onda do ECG.
- $S(t)$ - O sinal cardíaco (ECG).
- $S'(t)$ - O sinal cardíaco sem as componentes espectrais acima de $f_A/2$.
- $S'(i,j)$ - O sinal $S'(t)$ amostrado e sustentado no i -ésimo período de 60Hz e na j -ésima amostra deste período.
- $S'_D(i,j)$ - O sinal $S'(i,j)$ na forma digital.
- $S(i)$ - O sinal $S(t)$ na i -ésima amostra.
- $S_F(AF_i)$ - Síntese de Fourier no ponto AF_i .
- $S'(t+Tr,j)$ - O sinal $S'_D(i+1,j)$ na forma analógica e nas j -ésimas

amostras.

- t - Tempo em segundos.
- t_t - Tempo transcorrido após i iterações do algoritmo.
- t_s - Tempo na simulação.
- t^* - O tempo transcorrido após iniciar-se uma operação do eliminador em segundos. Este tempo, não possui correlação com o sinal ou ruído quando o processo é repetido várias vezes.
- T - Onda do ECG.
- T_A - Período de amostragem.
- T_r - Período da tensão da rede.
- U - Onda do ECG.
- U.M. - Unidade da máquina.
- w - Frequência angular da rede.
- w_s - Frequência angular da rede escalonada no tempo.
- $w_1(t)$ - A ponderação com o qual $n_1(t)$ contribuirá para gerar $y^*(t)$.
- $w_2(t)$ - A ponderação com a qual $n_2(t)$ contribuirá para gerar $y^*(t)$.
- $w_b(i)$ - A ponderação $w_b(t)$ na i -ésima amostra.
- w_{bop} - A ponderação $w_b(i)$ ótima.
- $y^*(t)$ - Estimativa do ruído de 60Hz presente no sinal cardíaco.
- $y_D(i,j)$ - Estimativa do ruído de 60Hz e harmônicas presente no sinal cardíaco, mais a $E[\{s(t)\}]$ e $S'(i,j)/u$ no i -ésimo

período de 60Hz e na j -ésima amostra deste período.

- $y_D(i,j)$ - O valor ótimo de $y_D(i,j)$.
- $\hat{O}PTIMO$
- $y(t,j)$ - O sinal $y_D(i,j)$ na forma analógica e nas j -ésimas amostras.
- $Z(t)$ - A saída do eliminador adaptativo.
- $Z(i)$ - O sinal $Z(t)$ na forma digital.
- $Z(i)$ - A saída ótima do eliminador adaptativo
- op
- $Z_D(i,j)$ - A saída do eliminador de harmônicas.
- $Z_D(i,j)$ - A saída $Z_D(i,j)$ ótima.
- $\hat{O}PTIMO$
- $Z_D(t)$ - A saída do eliminador de harmônicas na forma analógica, em níveis discretos.
- ∂ - Derivada
- ϵ - Sinal de erro.
- ϕ - A diferença de fase entre $n_0^*(t)$ e $n_1(t)$.
- ϕ_m - A fase da harmônica m em relação a tensão da rede.
- $\phi_b(n,n)$ - A função correlação entre $n_b(i)$ e $n_b(i)$.
- $\phi_b(S+n,n)$ - A função correlação entre $S(i)+n_0^*(i)$ e $n_b(i)$.
- μ - Constante que determina a velocidade de convergência do algoritmo para solução ótima.
- μ_b - Constante que determina a velocidade de convergência do eliminador adaptativo digital.
- μ_b^* - Constante que determina a velocidade de convergência

do eliminador adaptativo analógico.

- τ_{EAA} - Constante de tempo do eliminador adaptativo analógico.
- τ_{EAD} - Constante de tempo do eliminador adaptativo digital.
- τ_{EH} - Constante de tempo do eliminador de harmônicas.

1. INTRODUÇÃO

Os eletrocardiogramas (ECG) estão sujeitos a dois tipos de ruído que podem dificultar sua interpretação. São estes o ruído provocado pela interferência da rede e o ruído provocado pelas interferências da atividade elétrica muscular (ou eletromiograma). Este trabalho dedicar-se-á somente a examinar uma forma adequada de se eliminar o ruído da rede, que no Brasil é de 60Hz.

O ruído de 60Hz da rede sempre está presente na gravação de biopotenciais, seja devido às lâmpadas na sala, aos fios da alimentação dos equipamentos ou aos transformadores que compõe estes equipamentos.

Em 1973 Huhta & Webster [6] apresentaram uma relação das fontes do ruído de 60Hz e descreveram detalhadamente como a interferência de 60Hz chega ao eletrocardiograma. Conclui-se que o aparecimento da interferência de 60Hz se deve principalmente aos campos eletro-magnéticos nesta frequência. Ondas de rádio-frequência (RF), na verdade também interferem e HUNTSMAN & NICHOLS [7] propõe como solução colocar um filtro de RF para eliminar esta interferência.

Huhta & Webster mostraram que uma maneira de atenuar o problema é trançar os fios dos eletrodos. Após, colocar estes eletrodos no paciente de modo a formarem uma superfície entre os fios com a menor área possível. Outra solução é colocar uma blindagem para os campos elétricos e magnéticos. Isto é contudo, muito dispendioso.

Com uma cuidadosa atenção no projeto do equipamento e arranjo físico ("lay out") de gravação do ECG, é possível eliminar o ruído de 60Hz. Entretanto, na prática o arranjo físico da gravação (do ECG) nem sempre é bem controlado e é inevitável o aparecimento de algum ruído [9]. A dificuldade da interpretação do eletrocardiograma com ruído de 60Hz, deve-se ao fato deste de formar o traçado, mascarando a morfologia do mesmo e podendo dar um falso diagnóstico no caso em que reduz a amplitude da onda R.

Uma vez que o ruído de 60Hz esteja presente no sinal, sua remoção pode ser prejudicial, pois que sinais cardíacos típicos podem conter informações na frequência de ruído. Assim, a solução mais simples que é usar um filtro elimina banda nas frequências próximas aos 60Hz da rede normalmente distorcerá o sinal por remover informações nesta frequência. Além disso, causa deslocamentos de fase nas componentes espectrais próximas à frequência de ruído [9].

O presente trabalho descreve outro método de remover o ruído de 60Hz pelo emprego dos eliminadores de ruído. Os eliminadores de ruído são também conhecidos na literatura como canceladores de ruído. Possuem um algoritmo que realiza uma estimativa do ruído presente no sinal, a qual é subtraída do sinal de entrada com ruído (aditivo). Na saída o ruído é atenuado ou cancelado completamente.

Os eliminadores de ruído são uma variação da filtragem ótima. Fazem uso de uma entrada auxiliar ou de referência a partir de um ou mais sensores localizados em pontos no campo do ruído onde o sinal é fraco ou indelectável [15].

Os eliminadores do ruído de 60Hz, nos casos em que

são aplicáveis, apresentam vantagem sobre os filtros convencionais por não remover a componente espectral de 60Hz presente no sinal, por não causar defasagens nas diversas componentes espectrais e permitir níveis de filtragem do ruído difíceis ou impossíveis de se realizar por um filtro convencional.

A desvantagem dos eliminadores sobre os filtros convencionais é referente ao fato de levarem algum tempo para eliminar o ruído quando o equipamento é ligado, ou também a cada variação brusca na amplitude ou fase do ruído. Há também um pequeno risco de distorcer o sinal cardíaco.

O fato do ruído de 60Hz em ECG ser normalmente de frequência e amplitude constantes em curtos períodos de tempo [9], leva a crer que seja possível obter um bom desempenho na eliminação do ruído o emprego dos eliminadores de ruído.

Primeiramente analisa-se neste trabalho os eliminadores adaptativos que utilizam o algoritmo da mínima média quadrática (LMS) para eliminar o ruído de 60Hz. Posteriormente analisa-se o eliminador de harmônicas de 60Hz. Outros algoritmos de eliminadores são referidos em [15].

O desenvolvimento matemático do algoritmo do LMS foi apresentado por Widrow et alii. em 1967 [14] num trabalho que visa obter a recepção de um sinal de rádio-frequência segundo uma única direção desejada. A eliminação das rádio frequências de outras direções é conseguida com o uso de eliminadores adaptativos processando os sinais de antenas receptoras.

Em 1975 Widrow et alii [15] realizaram um estudo teórico e aplicado dos eliminadores adaptativos digitais que utilizam o algoritmo do LMS. No mesmo, em uma de suas aplicações, o

eliminador adaptativo digital é utilizado para eliminar o ruído de 60Hz do ECG.

Em 1976 Clark [3] implementou um eliminador adaptativo analógico que utiliza o algoritmo do LMS para eliminar o ruído de 60Hz em ondas triangulares, demonstrando suas vantagens nos resultados obtidos sobre um filtro convencional.

Em 1978 Brown & Malhotra [2] descreveram a operação do eliminador de harmônicas de 60Hz, mostraram seu algoritmo e implementaram-no em "hardware". Com este eliminador, foram realizadas simulações da filtragem do ruído de 60Hz em ECG.

Em 1980 Werlang & Lima [12] apresentaram uma análise matemática aproximada do eliminador adaptativo analógico que realiza o algoritmo do LMS para filtrar o ruído de 60Hz. Foi, também apresentado resultados da simulação do mesmo aplicado ao ECG.

Em 1981 Werlang & Lima [13] apresentaram uma análise matemática e a implementação do eliminador de harmônicas de 60Hz usando o microprocessador 8085A. Foi, também apresentado resultados da simulação do mesmo aplicado ao ECG.

Pelo material pesquisado, o eliminador adaptativo digital tem seu algoritmo analisado matematicamente em partes por diversos artigos. Estas análises nem sempre visam estabelecer as características deste eliminador na filtragem do ruído de 60Hz. Assim, desenvolveu-se uma análise matemática do eliminador adaptativo digital que utiliza o algoritmo do LMS. O desenvolvimento matemático é similar ao encontrado no material pesquisado, com exceção do cálculo da constante de tempo. Quanto ao eliminador adaptativo analógico, dentro do material estudado, as análises matemáticas são novas. Na análise matemática do eliminador adaptativo

analógico, todas as condições restritivas que foram necessárias para o desenvolvimento matemático, são também necessárias na prática. Isto não se verifica na análise do eliminador adaptativo digital.

A análise matemática do eliminador de harmônicas, é também nova e realizada de maneira similar a análise dos eliminadores adaptativos.

As análises matemáticas, permitem observar passo a passo a relação entre o sistema físico real e a equação matemática. Estas análises são necessárias, para a compreensão das características dos eliminadores.

Foram realizadas simulações do eliminador adaptativo analógico e do eliminador de harmônicas digital, sendo os resultados apresentados e discutidos. Observa-se que tanto o algoritmo na forma digital quanto analógica são equivalentes. Obviamente, na simulação também o são.

Neste trabalho é realizado um estudo dos parâmetros mais convenientes dos eliminadores para a filtragem do ruído de 60Hz em ECG.

As distorções observadas no ECG são explicadas em função das análises matemáticas realizadas.

Observa-se, nos últimos anos, um aumento do ruído de 60Hz em ECG quando realizados em salas de cirurgia. Isto ocorre devido ao aumento do número de equipamentos e linhas de força. Para resolver este problema, faz-se necessário eliminar o ruído de 60Hz e como não há qualquer equipamento desta natureza fabricado no Brasil, realizou-se a implementação do eliminador que apresentou o melhor desempenho nas simulações realizadas.

2. ELIMINADOR ADAPTATIVO DO RUÍDO DE 60 Hz.

Os eliminadores adaptativos tem ponderações com a finalidade de determinar as parcelas em seno e coseno, obtidas dos 60 Hz da rede, as quais se adaptam para eliminar o ruído. Embora neste trabalho seja empregado somente para eliminar os 60 Hz, outras frequências também podem ser eliminadas simultaneamente. Isto se consegue formando outros algoritmos semelhantes e operando-os em paralelo nas frequências desejadas.

O eliminador adaptativo é analisado matematicamente nas formas analógica e digital, sendo fisicamente realizável nas duas formas.

2.1. Método - Análise Matemática

O esquema do eliminador adaptativo do ruído¹ de 60 Hz é mostrado na FIG. 2.1.

1. Utiliza-se o termo ruído, com o mesmo significado de interferência.

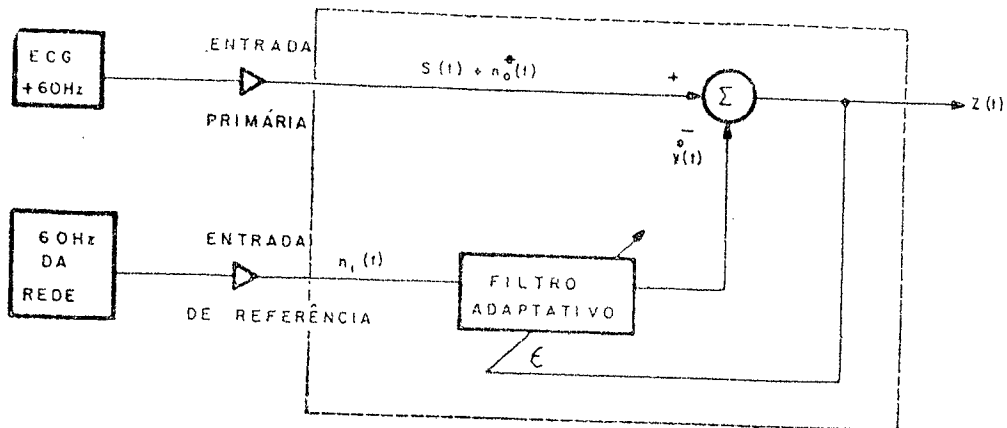


FIG. 2.1

Nesta Figura: $S(t)$ é o eletrocardiograma;

$n_0^*(t)$ é a interferência de 60Hz da rede;

$n_1(t)$ é a tensão da rede escalonada em amplitude;

$Z(t)$ é a saída do eliminador adaptativo;

ϵ é o sinal de erro (no caso igual a $Z(t)$);

$y^*(t)$ é a estimativa do ruído de 60Hz presente no sinal cardíaco.

O filtro adaptativo é mostrado na Fig. 2.2.

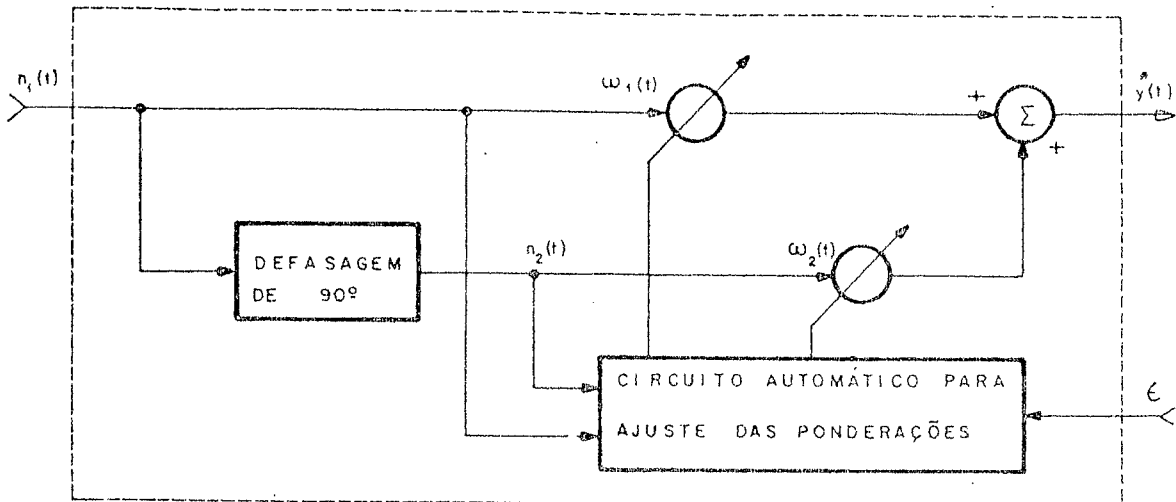


Fig. 2.2

Nesta Figura: $n_2(t)$ é o sinal $n_1(t)$ atrasado de 90° (em relação a $n_1(t)$);

$w_1(t)$ é a ponderação com a qual $n_1(t)$ contribuirá para gerar $y^*(t)$;

$w_2(t)$ é a ponderação com a qual $n_2(t)$ contribuirá para gerar $y^*(t)$.

Considerando a Fig. 2.1 tem-se:

$$Z(t) = S(t) + n_0^*(t) - y^*(t) \quad (2.1)$$

e pela Fig. 2.2 vem:

$$y^*(t) = w_1(t)n_1(t) + w_2(t)n_2(t) \quad (2.2)$$

Por (2.1) e (2.2), segue:

$$Z(t) = S(t) + n_0^*(t) - w_1(t) \cdot n_1(t) - w_2(t) \cdot n_2(t) \quad (2.3)$$

As condições para a operação deste filtro são:

I. Que $n_0^*(t)$ e $n_1(t)$ sejam estacionários, isto é,

que não variem suas propriedades estatísticas com o tempo, e tenham média zero.

II. Que $S(t)$ não esteja correlacionado com $n_0^*(t)$ e possua média zero.

Elevando-se ao quadrado ambos os membros de (2.1), segue:

$$Z^2(t) = S^2(t) + [n^*(t) - y^*(t)]^2 + 2 S(t) [n^*(t) - y^*(t)] \quad (2.4)$$

Tomando expectâncias em ambos os membros de (2.4), resulta:

$$E[Z^2(t)] = E[S^2(t)] + E[(n^*(t) - y^*(t))^2] \quad (2.5)$$

pois que pelas condições I e II, tem-se:

$$E[S(t)(n_0^*(t) - y^*(t))] = 0$$

Observa-se que em (2.5) a potência do sinal $E[S^2(t)]$ não é afetada quando o filtro é ajustado para minimizar a $E[Z^2(t)]$. Conseqüentemente, a minimização da potência na saída conduz a:

$$\min E[Z^2(t)] = E[S^2(t)] + \min E[(n_0^*(t) - y^*(t))^2] \quad (2.6)$$

Quando o filtro está ajustado para que a $E[Z^2(t)]$ seja minimizada, por (2.6), a $E[(n_0^*(t) - y^*(t))^2]$ é também minimizada. A saída do filtro adaptativo $y^*(t)$, que realiza esta minimização é, portanto, uma aproximação do ruído $n_0^*(t)$.

Por (2.6), tem-se que a menor potência de saída possível é $E[Z^2(t)] = E[S^2(t)]$ e quando isto é alcançado $E[(n_0^*(t) - y^*(t))^2] = 0$. Desta forma $y^*(t) = n_0^*(t)$ e $Z(t) = S(t)$. Neste caso, a minimização de potência de saída implicará num sinal de saída perfeitamente

livre de ruído.

Caso $n_0^*(t)$ seja nulo, $y^*(t)$ também será, e assim, não haverá aumento da potência de ruído na saída do eliminador adaptativo.

O objetivo é minimizar a média quadrática da saída (LMS). A grandeza de interesse é:

$$E[Z^2(t)] \stackrel{\Delta}{=} \overline{Z^2(t)} \quad (2.7)$$

Na forma digitalizada a equação (2.3) torna-se:

$$Z(i) = S(i) + n_0^*(i) - w_1(i)n_1(i) - w_2(i)n_2(i) \quad (2.8)$$

onde o índice i indica o i -ésimo instante de amostragem.

Por (2.7), tem-se:

$$E[Z^2(i)] \stackrel{\Delta}{=} \overline{Z^2(i)} \quad (2.9)$$

As ponderações $w_1(i)$ e $w_2(i)$ que minimizam (2.9) podem ser calculadas elevando-se ambos os membros de (2.8) ao quadrado:

$$\begin{aligned} Z^2(i) = & [S(i) + n_0^*(i)]^2 + [w_1(i)n_1(i) + w_2(i)n_2(i)]^2 - \\ & - 2[S(i) + n_0^*(i)][w_1(i)n_1(i) + w_2(i)n_2(i)] \quad (2.10) \end{aligned}$$

Tomando-se as expectâncias em ambos os membros de (2.10), vem:

$$\begin{aligned} E[Z^2(i)] = & E[(S(i) + n_0^*(i))^2] + E[w_1^2(i)n_1^2(i) + \\ & + w_2^2(i)n_2^2(i) + 2w_1(i)w_2(i)n_1(i)n_2(i)] - \\ & - 2.E[S(i) + n_0^*(i)][w_1(i)n_1(i) + w_2(i)n_2(i)] \quad (2.11) \end{aligned}$$

Com o objetivo de calcular as ponderações ótimas $w_1(t)$ e $w_2(t)$, que são constantes independentes do tempo porque $n_0^*(t)$, $n_1(t)$ e $n_2(t)$ são pressupostos estacionários (Condição I), segue:

$$\begin{aligned} E[Z_{op}^2(i)] &= E[(S(i) + n_0^*(i))^2] + w_{1op}^2 E[n_1^2(i)] + \\ &+ w_{2op}^2 E[n_2^2(i)] + 2 w_{1op} w_{2op} E[n_1(i)n_2(i)] - \\ &- 2 w_{1op} E[(S(i)+n_0^*(i))n_1(i)] - 2 w_{2op} E[(S(i)+n_0^*(i))n_2(i)] \quad (2.12) \end{aligned}$$

onde w_{1op} é a ponderação $w_1(i)$ ótima;

w_{2op} é a ponderação $w_2(i)$ ótima;

$Z_{op}(i)$ é a saída ótima do eliminador adaptativo.

Como $n_1(t)$ e $n_2(t)$ são senóides defasadas de 90° e com média zero pela condição I, tem-se:

$$E[n_1(i)n_2(i)] = 0 \quad (2.13)$$

Substituindo (2.13) em (2.12), vem:

$$\begin{aligned} E[Z_{op}^2(i)] &= E[(S(i)+n_0^*(i))^2] + w_{1op}^2 E[n_1^2(i)] + \\ &+ w_{2op}^2 E[n_2^2(i)] - 2 w_{1op} E[(S(i)+n_0^*(i))n_1(i)] - \\ &- 2 w_{2op} E[(S(i)+n_0^*(i))n_2(i)] \quad (2.14) \end{aligned}$$

Em termos da função correlação a expressão acima pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} E[Z_{op}^2(i)] &= E[(S(i)+n_0^*(i))^2] + w_{1op}^2 \phi_1(n,n) + \\ &+ w_{2op}^2 \phi_2(n,n) - 2 w_{1op} \phi_1(s+n,n) - 2 w_{2op} \phi_2(s+n,n) \quad (2.15) \end{aligned}$$

onde:

$$\phi_b(n, n) \stackrel{\Delta}{=} E[n_b^2(i)] \quad (2.16)$$

e

$$\phi_b(S+n, n) \stackrel{\Delta}{=} E[(S(i) + n_0^*(i)) n_b(i)] \quad (2.17)$$

e b é um índice que assume os valores 1 ou 2.

Para calcular as ponderações $w_{b \text{ op}}$, (que minimizam (2.9), deriva-se (2.15) como segue:

$$\frac{\partial E[Z_{\text{op}}^2(i)]}{\partial w_{b \text{ op}}} = 2w_{b \text{ op}} \phi_b(n, n) - 2\phi_b(S+n, n) \quad (2.18)$$

Para encontrar os pontos de máximos e mínimos:

$$w_{b \text{ op}} \cdot \phi_b(n, n) = \phi_b(S+n, n)$$

Como $\phi_b(n, n) > 0$ por (2.16), tem-se:

$$w_{b \text{ op}} = \frac{\phi_b(S+n, n)}{\phi_b(n, n)} \quad (2.19)$$

Esta ponderação é também conhecida como a ponderação óptima de Wiener-Hopf¹.

Trata-se de um ponto de mínimo para a equação (2.15), pois:

1. Norbert Wiener (EUA, 1894 - 1964)
Eberhard Hopf (AUSTRIA, 1902).

$$\frac{\partial^2 E [Z_{op}^2(i)]}{\partial w_b^2} = \phi_b(n, n). \quad 2 > 0 \quad (2.20)$$

Uma maneira de encontrar w_b $_{op}$ é resolver (2.19), mas este procedimento não apresenta nenhuma solução, porque seria necessário um conjunto infinito de amostras num tempo também infinito.

O ALGORÍTMO DA MÍNIMA MÉDIA QUADRÁTICA

O algoritmo da mínima média quadrática é similar ao método do MAIOR DECLIVE DESCENDENTE ("steepest descent"). De acordo com este método a ponderação $w_b(i+1)$ é igual a ponderação precedente $w_b(i)$ mais uma parcela proporcional ao negativo da variação $\overline{Z^2}(i)$ com relação a $w_b(i)$ conforme [14].

$$w_b(i+1) = w_b(i) - \mu_b \frac{\partial E [Z^2(i)]}{\partial w_b(i)}$$

onde:

μ_b é uma constante que controla a velocidade de convergência do algoritmo e a estabilidade ($\mu_b > 0$).

O algoritmo da mínima média quadrática difere do método anterior, por considerar $Z^2(i)$ de uma única amostra, em lugar da $E[Z^2(i)]$, resultando:

$$w_b(i+1) = w_b(i) - \mu_b \frac{\partial Z^2(i)}{\partial w_b(i)} \quad (2.21a)$$

Por (2.8) segue:

$$\frac{\partial Z^2(i)}{\partial w_b(i)} = -2Z(i)n_b(i) \quad (2.21b)$$

Substituindo (2.21b) em (2.21a) vem:

$$w_b(i+1) = w_b(i) + 2\mu_b Z(i)n_b(i) \quad (2.22)$$

O algoritmo da mínima média quadrática - equação (2.22) - é de fácil implementação computacional, conforme se apresenta na Fig. 2.3.

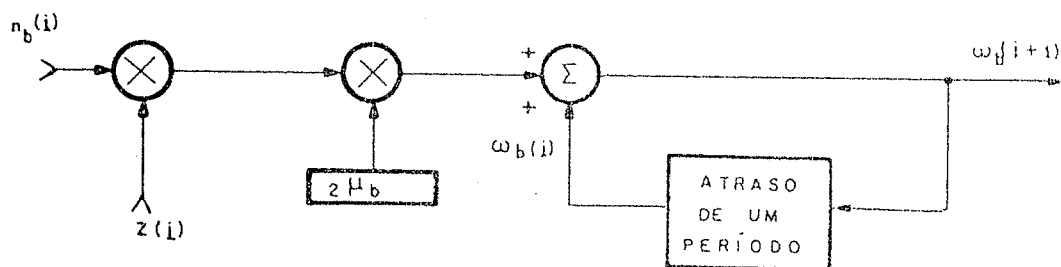


Fig. 2.3

A equação (2.22) pode ser reescrita como:

$$\frac{w_b(i+1) - w_b(i)}{(i+1)T_A - iT_A} = \frac{2\mu_b}{T_A} Z(i)n_b(i) \quad (2.23)$$

onde:

T_A é o período de amostragem pressuposto constante.

A equação acima tem a forma analógica equivalente:

$$\frac{d w_b(t)}{dt} = 2 \frac{\mu_b}{T_A} Z(t) n_b(t) \quad (2.23)$$

Demonstração da Convergência da Média da Ponderação

$w_b(i)$ Para o Valor Ótimo $w_b \text{ op}$

Pressupõe-se que o tempo entre sucessivas amostras é grande, de modo que não haja correlação entre $n_b(i+1)$ e $n_b(i)$. Esta pressuposição é normal em aproximações estocásticas [15].

Tomando-se expectâncias em ambos os membros de (2.22), resulta:

$$E[w_b(i+1)] = E[w_b(i)] + 2\mu_b E[Z(i) n_b(i)]$$

Por (2.8), tendo em vista (2.13), segue:

$$\begin{aligned} E[w_b(i+1)] &= E[w_b(i)] + 2\mu_b E[(S(i) + n_0^*(i)) n_b(i)] - \\ &- 2\mu_b E[w_b(i) n_b^2(i)] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Como a ponderação $w_b(i)$ é uma função dos sinais $n_b(i-1), n_b(i-2), \dots, n_b(0)$ pela equação (2.22), e como sucessivos vetores $n_b(i-1)$ e $n_b(i)$ foram pressupostos não correlacionados, $w_b(i)$ é independente de $n_b(i)$, donde resulta:

$$E[w_b(i) n_b^2(i)] = E[w_b(i)] E[n_b^2(i)] \quad (2.25)$$

Substituindo (2.25) em (2.24), vem:

$$\begin{aligned} E[w_b(i+1)] &= E[w_b(i)] \left\{ 1 - 2\mu_b E[n_b^2(i)] \right\} + \\ &+ 2\mu_b E[(S(i) + n_0^*(i)) n_b(i)] \end{aligned}$$

Em termos da função correlação, tem-se:

$$E[w_b(i+1)] = E[w_b(i)] [1 - 2\mu_b \phi_b(n,n)] + 2\mu_b \phi_b(S+n,n) \quad (2.26)$$

Chamando a ponderação inicial $w_b(0)$, após $i+1$ iterações em (2.26), tem-se:

$$E[w_b(i+1)] = w_b(0) [1 - 2\mu_b \phi_b(n,n)]^{i+1} + 2\mu_b \sum_{n=0}^i [1 - 2\mu_b \phi_b(n,n)]^r \phi_b(S+n,n) \quad (2.27)$$

Para que a equação acima convirja (para a solução ótima), é necessário que:

$$[1 - 2\mu_b \phi_b(n,n)] < 1 \quad (2.28)$$

Isto é equivalente a:

$$\frac{1}{\phi_b(n,n)} > \mu_b > 0 \quad (2.29)$$

Pela equação (2.28), tem-se:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} [1 - 2\mu_b \phi_b(n,n)]^{i+1} = 0 \quad (2.30)$$

Da fórmula da soma de séries geométricas e tendo em vista (2.28), tem-se:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} \sum_{r=0}^i \left[1 - 2\mu_b \phi_b(n, n) \right]^r = \frac{1}{2\mu_b \phi_b(n, n)} \quad (2.31)$$

Substituindo-se (2.30) e (2.31) em (2.27), vem:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} E[w_b(i+1)] = \frac{\phi_b(S+n, n)}{\phi_b(n, n)}$$

A comparação da equação anterior com (2.19) mostra diretamente a convergência deste algoritmo para a solução ótima.

Observa-se que a consideração da independência das sucessivas amostras $n_b(i-1)$ e $n_b(i)$, utilizada na demonstração da convergência da média da ponderação $w_b(i)$ para a solução ótima pode ser realizada sob condições de amostras de entrada altamente correlacionadas. Na verdade, em [15] mostra-se que simulações em computadores que não satisfazem a condição de independência, convergem para a solução ótima.

Análise Matemática do Eliminador do Ruído de 60Hz

Analógico

Considerando a tensão da rede satisfazendo a Condição I e dada por:

$$n_1(t) = B \cdot \text{sen } w t \quad (2.32)$$

onde:

B é a máxima amplitude da tensão da entrada de referência, considerada constante;

w é a frequência angular da rede, considerada cons
tante.

O ruído de 60Hz, dado por:

$$n_0^*(t) = A \cdot \text{sen}(w t + \phi) \quad (2.33)$$

onde:

ϕ é a diferença de fase entre $n_0^*(t)$ e $n_1(t)$;

A é a máxima amplitude do ruído, considerada cons
tante.

A equação (2.33) pode ser escrita como:

$$n_0^*(t) = A \cos\phi \text{sen } w t + A \text{sen}\phi \cos w t \quad (2.34)$$

Pela Fig. 2.2 vem:

$$n_2(t) = B \text{sen}(w t - 90^\circ) = -B \cos w t \quad (2.35)$$

Substituindo-se (2.32) e (2.35) em (2.34), vem:

$$n_0^*(t) = \frac{A}{B} \cos\phi n_1(t) - \frac{A}{B} \text{sen}\phi n_2(t) \quad (2.36)$$

Substituindo (2.36) em (2.3) e fatorando os termos
semelhantes, vem:

$$\begin{aligned} Z(t) = S(t) + \left[\frac{A}{B} \cos\phi - w_1(t) \right] n_1(t) - \\ - \left[\frac{A}{B} \text{sen}\phi + w_2(t) \right] n_2(t) \end{aligned} \quad (2.37)$$

As ponderações $w_1(t)$ e $w_2(t)$ óptimas que eliminam
o ruído de 60Hz são:

$$w_{1 \text{ op}} = \frac{A}{B} \cos \phi \quad (2.38)$$

$$w_{2 \text{ op}} = - \frac{A}{B} \cos \phi \quad (2.39)$$

fornecendo uma saída perfeitamente livre do ruído de 60Hz.

Uma maneira de encontrar $w_{b \text{ op}}$ é resolver (2.40):

$$w_b(t) = \frac{2}{B} E[(S(t) + n_0^*(t)) n_b(t)] \quad (2.40)$$

Demonstração da Equivalência da Equação Anterior Com a Solução Ótima:

Pela condição de não haver correlação entre o ECG e a tensão da rede, vem:

$$E[S(t) n_b(t)] = E[S(t)] E[n_b(t)]$$

Pelas equações (2.32) e (2.35), segue:

$$E[S(t) n_b(t)] = 0 \quad (2.41)$$

$$E[n_b^2(t)] = B^2/2 \quad (2.42)$$

$$E[n_1(t) n_2(t)] = 0 \quad (2.43)$$

Substituindo-se (2.36) em (2.40), vem:

$$w_b(t) = \frac{2}{B} E \left[\left(S(t) + \frac{A}{B} \cos \phi n_1(t) - \frac{A}{B} \sin \phi n_2(t) \right) \cdot n_b(t) \right]$$

Para $b=1$, vem:

$$w_1(t) = \frac{2}{B} E[S(t)n_1(t)] + \frac{2A}{B^2} \cos\phi E[n_1^2(t)] - \\ - \frac{2A}{B^2} \sin\phi E[n_1(t)n_2(t)] \quad (2.44)$$

Para $b=2$, vem:

$$w_2(t) = \frac{2}{B} E[S(t)n_2(t)] + \frac{2A}{B^2} \cos\phi E[n_1(t)n_2(t)] - \\ - \frac{2A}{B^2} \sin\phi E[n_2^2(t)] \quad (2.45)$$

Substituindo-se (2.41), (2.42) e (2.43) em (2.44) e (2.45), vem respectivamente:

$$w_1(t) = A \cos \phi$$

e

$$w_2(t) = -A \sin \phi$$

Isto mostra diretamente a igualdade da equação (2.40) para a solução óptima dada pelas equações (2.38) e (2.39).

Como a equação (2.40) requer um número infinito de amostras num tempo também infinito, nenhuma solução exata é possível. Assim, desenvolveu-se um algoritmo que converge para a solução óptima, como segue.

Pela equação (2.37), pode-se escrever:

$$Z(t) = S(t) + N_1(t)n_1(t) + N_2(t)n_2(t) \quad (2.46)$$

onde:

$$N_1(t) = \frac{A}{B} \cos \phi - w_1(t) \quad (2.47)$$

e

$$N_2(t) = -\frac{A}{B} \sin \phi - w_2(t) \quad (2.48)$$

Como a saída do eliminador adaptativo multiplicada por $n_b(t)$, terá sua expectância proporcional a $N_b(t)$, ao se fazer uma integração, esta, assim como a expectância, resultará numa média zero para os termos da equação (2.46) que não possuem a parcela $N_b(t) \cdot n_b(t)$. Assim se consegue uma ponderação $w_b(t)$, proporcional a $N_b(t)$, que aumenta quando $N_b(t)$ é positivo, se mantém constante quando $N_b(t)$ é igual a zero e diminui quando $N_b(t)$ é negativo. Esta é a maneira de calcular as ponderações $w_b(t)$ que realizam uma realimentação negativa dos termos em $N_b(t)$ conforme as equações (2.47) e (2.48).

Conforme o que foi descrito, tem-se:

$$w_b(t) = 2\mu_b^* \int Z(t) \cdot n_b(t) \cdot dt$$

onde:

μ_b^* é uma constante que controla a velocidade de convergência do algoritmo.

Derivando a expressão acima segue:

$$\frac{d w_b(t)}{dt} = 2\mu_b^* Z(t) n_b(t)$$

Esta é a mesma equação (2.23), bastando para tanto se fazer:

$$\mu_b^* = \mu_b / T_A \quad (2.49)$$

Cálculo da $E[w_b(t^*)]$ em função do tempo.

Considerando que t^* é o tempo transcorrido após iniciar-se uma operação do eliminador e medido em segundos, tem-se que a $E[w_b(t^*)]$ é a média de um infinito número de amostras de $w_b(t^*)$, obtidas por iniciar-se a operação do algoritmo um infinito número de vezes. O tempo de início da operação do algoritmo não pode estar correlacionado com o sinal ou ruído.

Substituindo (2.37) em (2.23) resulta:

$$\begin{aligned} \frac{d w_b(t^*)}{dt^*} + 2\mu_b^* [w_1(t^*)n_1(t^*) + w_2(t^*)n_2(t^*)]n_b(t^*) &= \\ = 2\mu_b^* S(t^*)n_b(t^*) + 2\mu_b^* \frac{A}{B} [\cos\phi n_1(t^*) - \sin\phi n_2(t^*)]n_b(t^*) \end{aligned}$$

Tomando as espectâncias em ambos os membros desta equação:

$$\begin{aligned} E\left[\frac{d w_b(t^*)}{dt^*}\right] &= 2\mu_b^* \left\{ E[w_1(t^*)n_1(t^*)n_b(t^*)] + \right. \\ &+ E[w_2(t^*)n_2(t^*)n_b(t^*)] \left. \right\} = 2\mu_b^* E[S(t^*)n_b(t^*)] + \\ &+ 2\mu_b^* \frac{A}{B} \left\{ \cos\phi E[n_1(t^*)n_b(t^*)] - \sin\phi E[n_2(t^*)n_b(t^*)] \right\} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Observa-se que:

$$\begin{aligned} E\left[\frac{d w(t^*)}{dt^*}\right] &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{d w_b(t^*)}{dt^*} dt \\ \therefore E\left[\frac{d w(t^*)}{dt^*}\right] &= \frac{d}{dt^*} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w_b(t^*) dt \\ \therefore E\left[\frac{d w_b(t^*)}{dt^*}\right] &= \frac{d}{dt^*} E[w_b(t^*)] \end{aligned} \quad (2.51)$$

Como $w_b(t)$ é uma função de $n_0^*(t)$ e $n_b(t)$ é um sinal estacionário, segue que $w_b(t)$ é independente de $n_b(t)$.

Assim, tem-se:

$$E[w_b(t^*)n_b^2(t^*)] = E[w_b(t^*)] E[n_b^2(t^*)] \quad (2.52)$$

e

$$E[w_b(t^*)n_1(t^*)n_2(t^*)] = E[w_b(t^*)] E[n_1(t^*)n_2(t^*)] \quad (2.53)$$

Substituindo (2.42) em (2.52):

$$E[w_b(t^*)n_b^2(t^*)] = E[w_b(t^*)] \frac{B^2}{2} \quad (2.54)$$

Substituindo (2.43) em (2.53):

$$E[w_b(t^*)n_1(t^*)n_2(t^*)] = 0 \quad (2.55)$$

Substituindo-se (2.51), (2.54), (2.55) e (2.41) na equação (2.50), resulta:

$$\begin{aligned} & \frac{d E[w_b(t^*)]}{dt^*} + \mu_b^* B^2 E[w_b(t^*)] = \\ & = 2\mu_b^* \frac{A}{B} \left\{ \cos\phi E[n_1(t^*)n_b(t^*)] - \sin\phi E[n_2(t^*)n_b(t^*)] \right\} \quad (2.56) \end{aligned}$$

Para $b=1$, substituindo-se (2.42) e (2.43) em (2.56), resulta:

$$\frac{d E[w_1(t^*)]}{dt^*} + \mu_1^* B^2 E[w_1(t^*)] = \mu_1^* A B \cos\phi \quad (2.57)$$

A solução da equação diferencial acima é apresentada

da a seguir:

$$E[w_1(t^*)] = \frac{A}{B} \cos\phi + C' \cdot \exp[-\mu_1^* B^2 t^*] \quad (2.58)$$

onde:

C' é uma constante de integração.

Para o instante inicial ($t^*=0$), tem-se:

$$E[w_1(0)] = w_1(0) = \frac{A}{B} \cos\phi + C'$$

Isto é:

$$C' = w_1(0) - \frac{A}{B} \cos\phi \quad (2.59)$$

Substituindo (2.59) em (2.58), vem:

$$E[w_1(t^*)] = \frac{A}{B} \cos\phi \left\{ 1 - \exp[-\mu_1^* B^2 t^*] \right\} + w_1(0) \exp[-\mu_1^* B^2 t^*] \quad (2.60)$$

Da mesma forma, para $w_2(t^*)$, tem-se:

$$\frac{d E[w_2(t^*)]}{dt^*} + \mu_2^* B^2 E[w_2(t^*)] = -\mu_2^* A B \sin\phi$$

cuja solução é:

$$E[w_2(t^*)] = -\frac{A}{B} \sin\phi \left\{ 1 - \exp[-\mu_2^* B^2 t^*] \right\} + w_2(0) \exp[-\mu_2^* B^2 t^*] \quad (2.61)$$

Demonstração da Convergência do Algoritmo do Eliminator Adaptativo Analógico na Média para a Solução Ótima.

Por (2.60), vem:

$$\lim_{t^* \rightarrow \infty} E[w_1(t^*)] = \frac{A}{B} \cos \phi$$

Por (2.61), vem:

$$\lim_{t^* \rightarrow \infty} E[w_1(t^*)] = -\frac{A}{B} \sin \phi$$

Estas equações comparadas com (2.38) e (2.39) mostram diretamente a convergência deste algoritmo para a solução ótima.

Observa-se que a condição de convergência do eliminador adaptativo analógico é diferente da condição de convergência do mesmo eliminador na forma digital, porque sendo este um sistema de primeira ordem, permite um ganho de malha teoricamente infinito, donde vem:

$$\infty > 2\mu_b^* > 0 \quad (2.62)$$

A constante de Tempo dos Eliminadores Adaptativos

A constante de tempo do eliminador adaptativo analógico, vem diretamente das equações (2.60) e (2.61) e vale:

$$\tau_{EAA} = 1/(\mu_b^* B^2) \quad (2.63)$$

onde:

τ_{EAA} é a constante de tempo do eliminador adaptativo analógico.

Para o eliminador adaptativo digital, pelas equações (2.49) e (2.61) vem:

$$\tau_{EAD} = T_A / (\mu_b B^2)$$

onde:

τ_{EAD} é a constante de tempo do eliminador adaptativo digital, também apresentada na literatura por τ_{LMS} .

2.2. Método - Simulação

A simulação foi realizada num computador analógico - híbrido¹, conforme a Fig. 2.4. A simbologia utilizada se encontra em [1].

1. Telefunken modelo RA770 do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC.

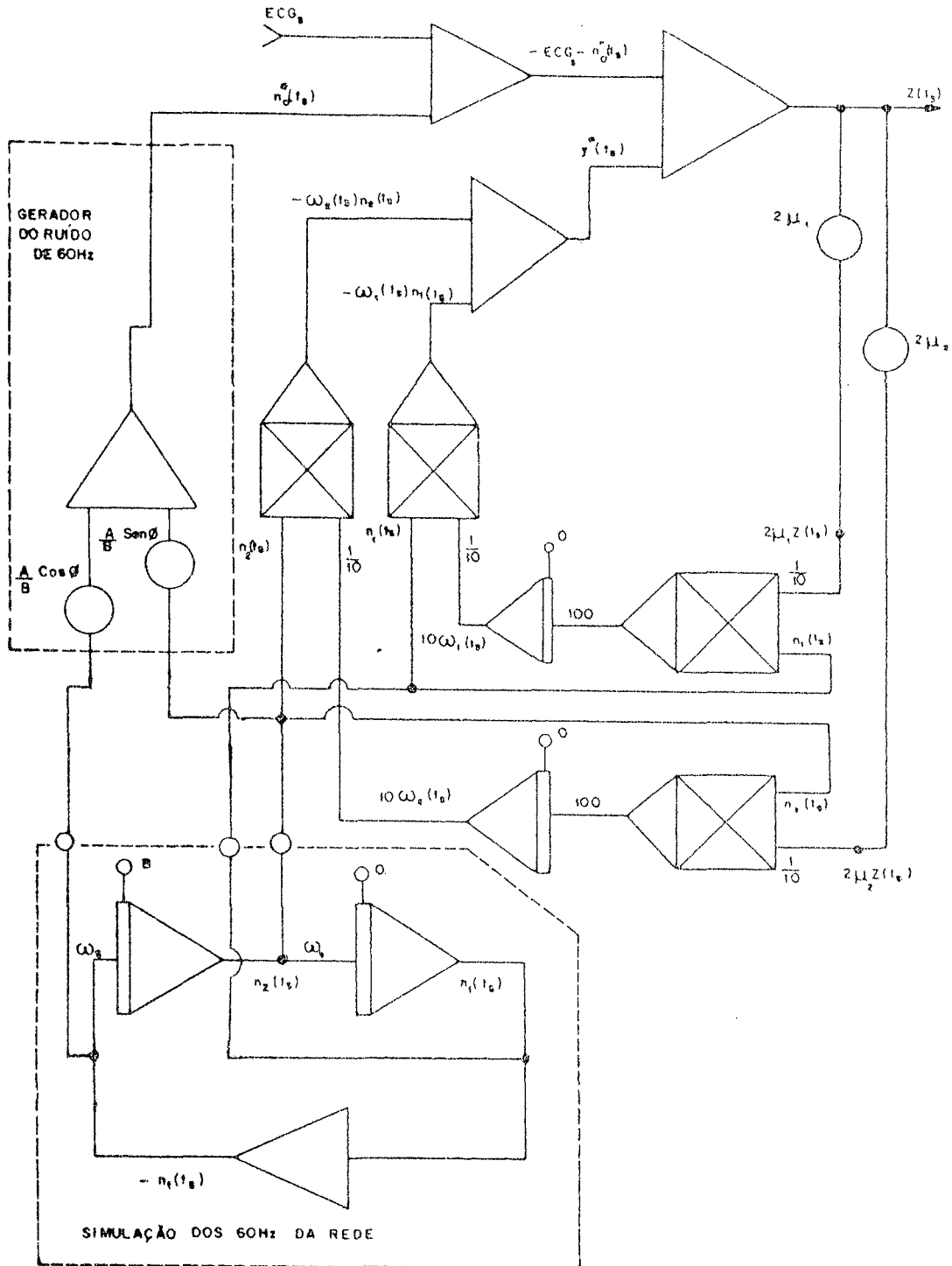


FIG. 2.4

Nesta figura: ECG_S é o eletrocardiograma simulado e escalonado no tempo;

$n_0^*(t_s)$ é o ruído $n_0^*(t)$ escalonado no tempo;

$n_b(t_s)$ é a tensão $n_b(t)$ escalonada no tempo;

t_s é o tempo na simulação;

w_s é a frequência angular da rede escalonada no tempo;

$w_b(t_s)$ é a ponderação $w_b(t)$ escalonada no tempo;

$y^*(t_s)$ é a saída do filtro adaptativo $y^*(t)$ escalonada no tempo;

$Z(t_s)$ é a saída do eliminador adaptativo escalonada no tempo.

Observa-se que a defasagem de 90° na fase de $n_1(t)$, foi realizada por uma integração:

$$n_2(t) = \int w/n_1(t) \cdot dt = -B \cos w t$$

O sinal cardíaco foi simulado em dois geradores de função ponto a ponto, num total de 40 pontos, conforme a FIG. 2.5.

Nesta Figura: U.M. é a unidade de máquina que no equipamento utilizado é de 10 V;

G_T é uma constante de atenuação igual a 0,0354.

Para os integradores, tem-se a seguinte tabela de combinações:

CI	OP	MODO
0	0	CONDIÇÕES INICIAIS
1	1	OPERAÇÃO

A frequência do gerador de onda quadrada da FIG. 2.5 é a mesma do sinal cardíaco simulado. Como o período do ECG

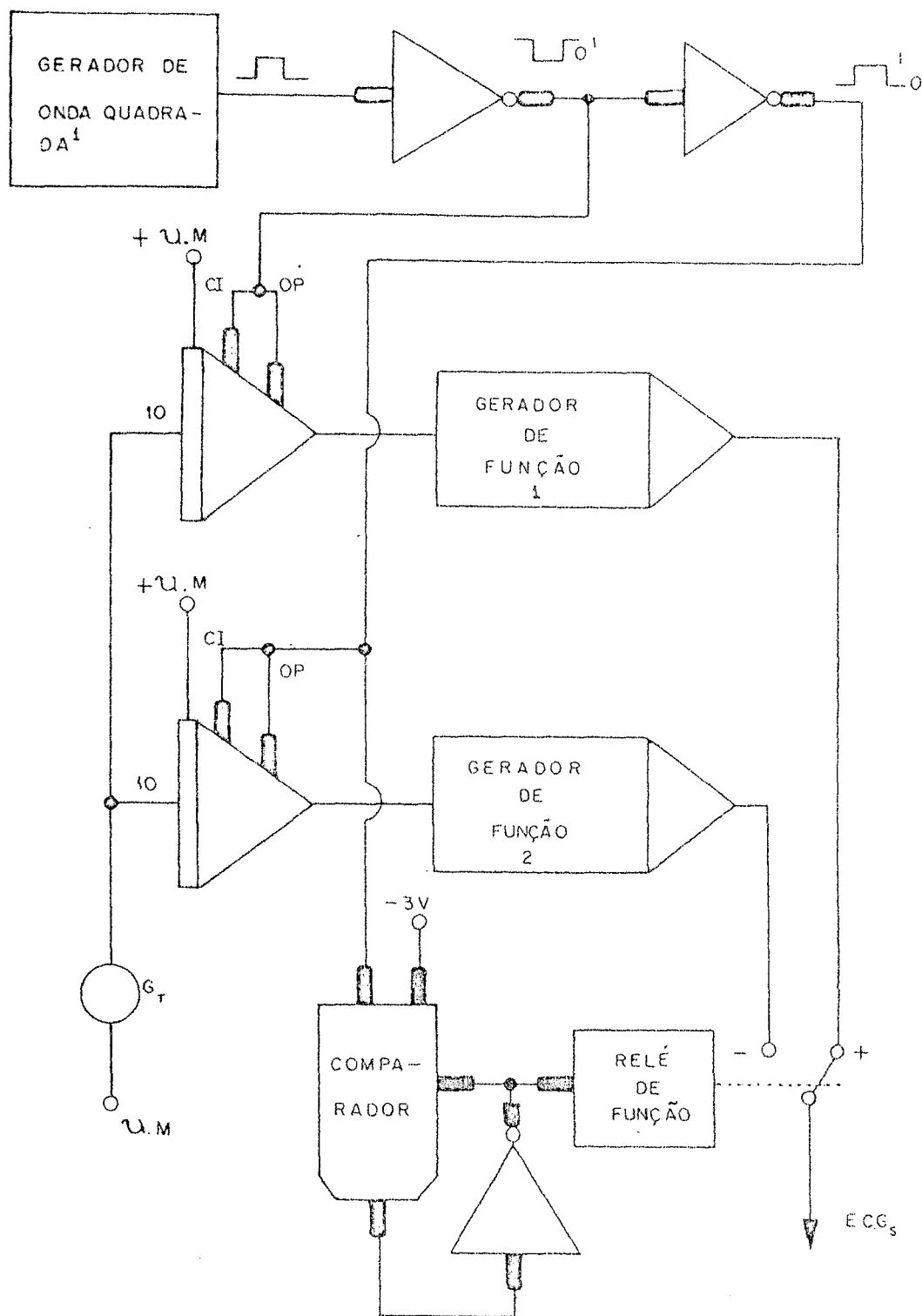


Fig. 2.5

foi pressuposto de 0,6s, a frequência do ECG simulado é:

$$ECG_s = \frac{1}{K_s 0,6s} \text{ Hz}$$

onde:

K_s é a constante de escalonamento no tempo.

Para que o traçador de gráficos respondesse ao ruído de 60 Hz simulado, arbitrou-se:

$$K_s = 6\pi$$

Arbitrou-se também:

$$B = 7,5V$$

$$\frac{A}{B} \cos\phi = \frac{A}{B} \sin\phi = 0,2$$

e

$$w_1(0) = w_2(0) = 0$$

Para determinar um valor conveniente para τ_{EAA} , fez-se:

1º) As constantes de tempo de cada laço de realimentação iguais, através da consideração de $\mu_1^* = \mu_2^*$;

2º) Traçou-se o ECG simulado;

3º) Traçou-se dez saídas do eliminador adaptativo analógico para dez valores diferentes da constante μ_b^* , desde 0,0375 até 0,375 a intervalos constantes de 0,0375;

4º) As dez saídas do eliminador adaptativo foram comparadas com o ECG simulado através da interpretação eletrocardiográfica, que levando em consideração o nível de filtragem concluiu que o valor mais conveniente é $\mu_b^* = 0,1875$.

Todas as demais simulações do eliminador adaptativo

analógico foram realizadas com $\mu_b^* = 0,1875$

Tem-se correspondendo a este valor por (2.61):

$$\tau_{EAA} = \frac{1}{K_s \mu_b^*} \left(\frac{1}{B} \right)^2 = 5,03 \text{ ms}$$

2.3. Método - Testes

Foram feitos dois tipos de testes:

1º) Testes subjetivos:

Foram traçados gráficos do ECG simulado e do ECG mais ruído de 60 Hz simulados, bem como da saída do eliminador adaptativo analógico para a entrada com ruído após a convergência do algoritmo e para diferentes ganhos da malha de realimentação. Os resultados foram avaliados através de interpretação clínica do eletrocardiograma.

Foi obtida uma fotografia de uma senóide na frequência de 53 Hz e outra fotografia da saída do eliminador adaptativo analógico; usando $\mu_b^* = 0,1975$. A razão de escolher-se 53 Hz; é para ter-se uma idéia da largura da banda de filtragem em torno dos 60 Hz. Observou-se que a saída foi atenuada de 6 dB em relação a entrada, o que mostra uma banda de filtragem grande em torno dos 60 Hz.

2º) Teste Objetivo:

Foi feita uma fotografia de $2,5 e_s^2(t_s)$, onde $e_s^2(t_s)$ é o erro quadrático da saída e dado por:

$$e_s^2(t_s) = [ECG_s - Z(t_s)]^2$$

Esta fotografia foi feita com $n_0^*(t_s)=0$.

Esta é uma indicação da distorção introduzida pelo eliminador adaptativo analógico. Trabalhou-se com $2,5 e_s^2(t_s)$, porque sendo $e_s^2(t_s)$ pequeno, não permite uma visão clara do erro quadrático.

3. ELIMINADOR DE HARMÔNICAS DE 60Hz.

Apresenta-se uma análise matemática do eliminador de harmônicas de 60Hz na forma digital e uma análise de sua constante de tempo. Embora se deduza matematicamente o algoritmo do eliminador de harmônicas na forma analógica, este não é fisicamente realizável. Isto porque o sinal só pode ser processado pelo algoritmo a cada período da tensão da rede de 60Hz. Este eliminador, por não possuir ponderações, não é adaptativo.

3.1. Método - Análise Matemática

O esquema do eliminador de harmônicas digital é apresentado na Fig. 3.1.

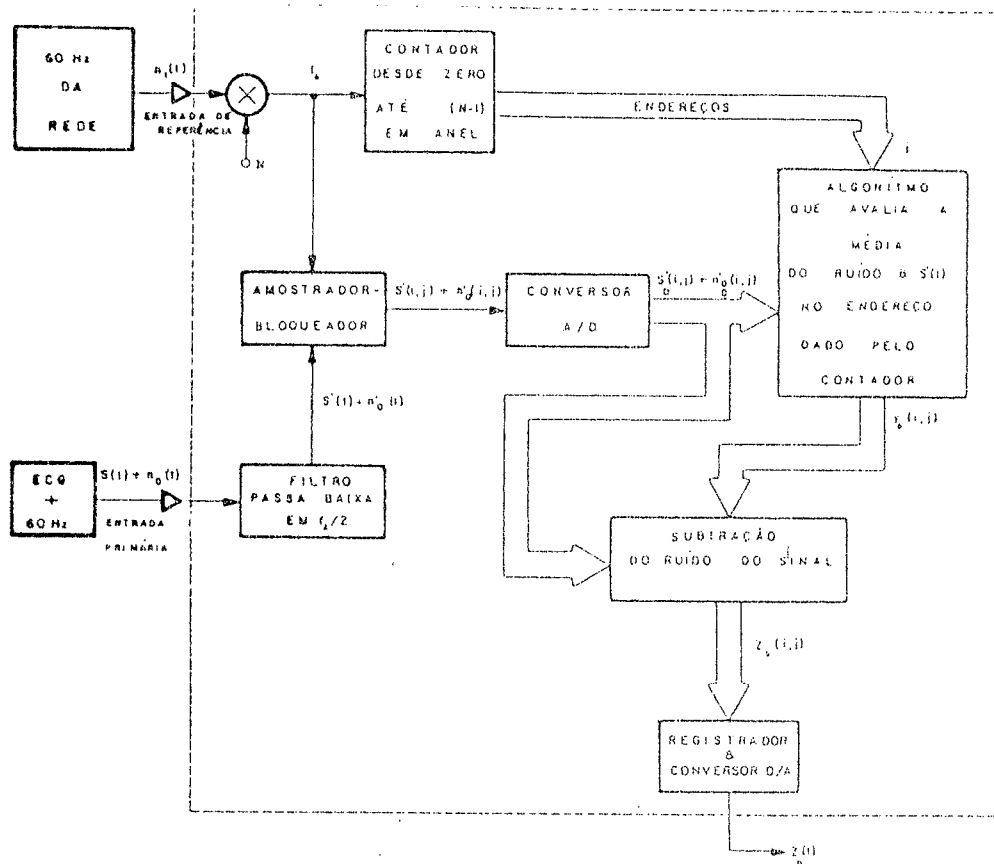


FIG. 3.1

Nesta Figura: i é o índice que representa o i -ésimo ciclo da tensão da rede. Arbitra-se nulo o valor inicial de i ;

j é o índice que representa a j -ésima amostra dentro de um ciclo de 60Hz da rede. Este assume valores consecutivos, no tempo, desde zero até $(N-1)$;

f_A é a frequência de amostragem que vale: $f_A = N \cdot 60\text{Hz}$;

N é uma constante inteira que multiplica os 60Hz para fornecer f_A ;

$y_D(i, j)$ é a estimativa do ruído presente no sinal cardíaco mais a $E[S'(t)]$ e $S'_D(i, j)/\mu$ no i -ésimo período de amostragem e na j -ésima amostra deste período;

$Z_D(i, j)$ é a saída digital do eliminador de harmônicas;

$Z_D(t)$ é o sinal $Z_D(i, j)$ na forma analógica, em níveis discretos;

$n_0(t)$ é o ruído de 60 Hz e harmônicas superiores, pressuposto estacionário;

$n'_0(i, j)$ é o ruído $n_0(t)$ na forma discreta e sem as harmônicas superiores a $f_A/2$;

$n'_D(i, j)$ é o sinal $n'_0(i, j)$ na forma digital;

$S(t)$ é o sinal cardíaco (ECG);

$S'(t)$ é sinal cardíaco excluindo as componentes espectrais acima de $f_A/2$;

$S'(i, j)$ é o sinal $S'(t)$ amostrado no i -ésimo período de 60 Hz e j -ésima amostra deste período;

$S'_D(i, j)$ é o sinal $S'(i, j)$ na forma digital.

Pressupondo o ruído $n_0(t)$ estacionário:

$$n_0(t) = \sum_{m=1}^M A_m \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi 60 \cdot m \cdot t}{s} + \phi_m\right) \quad (3.1)$$

onde:

M é a máxima harmônica considerada de 60 Hz;

A_m é a amplitude máxima da harmônica m (ou a funda

mental quando $m=1$);

ϕ_m é a fase da harmônica m em relação a tensão da rede;

m é a ordem da harmônica considerada;

s é a unidade de tempo (segundo);

t é o tempo em segundos.

Após a filtragem de $n_0(t)$, tem-se:

$$n'_0(t) = \sum_{m=1}^D A_m \cdot \text{sen}\left(\frac{2\pi 60m t}{s} + \phi_m\right)$$

onde:

D é a máxima harmônica considerada de 60Hz presente em $n'_0(t)$ ($D < N/2$).

Como $n_0(t)$ é pressuposto estacionário, $n'_0(t)$ também o será e, assim:

$$n'_0(t) = n'_0(t + n T_r) \quad (3.2)$$

onde:

T_r é o período da tensão da rede ($T_r=1/60s$);

n é um número inteiro qualquer.

Por (3.2), vem:

$$n'_0(i, j) = R(j) \quad (3.3)$$

onde:

$R(j)$ é a j -ésima amostra da interferência dentro de qualquer ciclo de 60Hz.

Como a espectância de uma constante é a própria constante, por (3.3) vem:

$$E[n'_0(i,j)] = R(j) \quad (3.4)$$

A condição para a operação deste eliminador é que não haja correlação entre a tensão da rede e o ECG, e assim:

$$E[S'_D(i,j)] = E[S'(t)] \quad (3.5)$$

Pela Fig. 3.1, tem-se:

$$Z_D(i,j) = S'_D(i,j) + n'_0(i,j) - y_D(i,j) \quad (3.6a)$$

Por (3.3) vem:

$$Z_D(i,j) = S'_D(i,j) + R(j) - y_D(i,j) \quad (3.6b)$$

Como o objetivo é eliminar o ruído de 60Hz e harmônicas superiores, e como pela Fig. 3.1 $y_D(i,j)$ é uma função de $S'_D(i,j) + n'_0(i,j)$, uma solução ótima é fazer $y_D(i,j)$ como segue:

$$y_{D, \text{ÓPTIMO}}(i,j) = E[S'_D(i,j) + n'_0(i,j)] \quad (3.7)$$

onde:

$y_{D, \text{ÓPTIMO}}(i,j)$ é o valor ótimo de $y_D(i,j)$.

Ainda, substituindo (3.4) e (3.5) em (3.7), resulta:

$$y_{D, \text{ÓPTIMO}}(i,j) = E S'(t) + R(j) \quad (3.8)$$

Substituindo (3.8) em (3.6b), vem:

$$z_D(i, j) = s_D'(i, j) - E[s'(t)] \quad (3.9)$$

ÓPTIMO

onde:

z_D é a saída ótima do eliminador de harmônicas.
ÓPTIMO

Analisando a expressão acima, observa-se que:

1º) O nível médio da entrada foi cancelado, caracterizando o comportamento de um filtro passa alta;

2º) A saída do eliminador está livre dos 60Hz e de todas as suas harmônicas superiores.

O ALGORÍTMO DO ELIMINADOR DE HARMÔNICAS

Uma vez que o cálculo da espectância requer um número infinito de amostras num tempo também infinito, o cálculo da equação (3.7) não é realizável fisicamente. Assim, desenvolveu-se um algoritmo que converge para a solução ótima, utilizando para tanto um somatório das amostras de entrada:

$$y_D(i+1, j) = n_D^i(i+1, j) + s_D'(i+1, j) \frac{1}{\mu} + \left[1 - \frac{1}{\mu} \right] y_D(i, j) \quad (3.10)$$

onde:

μ é a constante que determina a velocidade de convergência do algoritmo e a estabilidade do sistema.

Substituindo-se (3.10) em (3.6a), vem:

$$z_D(i+1, j) = S'_D(i+1, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) + \left[n'_D(i+1, j) + y_D(i, j) \right] \left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \quad (3.11)$$

Observa-se que o sinal $S'_D(i+1, j)$ é multiplicado pelo fator $\left(1 - \frac{1}{\mu}\right)$, assim:

$$\left(1 - \frac{1}{\mu}\right) \neq 0 \quad (3.12)$$

Demonstração da Convergência do Algoritmo do Eliminator de Harmônicas na Média Para a Solução Ótima

Substituindo-se (3.3) em (3.10), vem:

$$y_D(i+1, j) = [R(j) + S'_D(i+1, j)] \frac{1}{\mu} + y_D(i, j) \left[1 - \frac{1}{\mu}\right] \quad (3.13)$$

Estabelecendo-se que a condição inicial para $y_D(i, j)$ é $y_D(0, j)$. Após $i+1$ iterações da expressão (3.13) a partir de $y_D(0, j)$, tem-se:

$$y_D(i+1, j) = R(j) \left[\frac{1}{\mu} \sum_{r=0}^i \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] + \frac{1}{\mu} \sum_{r=0}^i \left[S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] + y_D(0, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^{i+1} \quad (3.14)$$

Para que haja convergência da equação acima, é necessário que:

$$\left[1 - \frac{1}{\mu} \right] < 1$$

Esta é a condição de convergência para a solução ótima, e equivalente a:

$$\nu > \mu > 1/2 \quad (3.15)$$

Considerando a inequação (3.12):

$$\infty > \mu > 1 \quad \text{e} \quad 1 > \mu > 1/2 \quad (3.16)$$

Avaliando-se as espectâncias em ambos os membros da equação (3.14):

$$\begin{aligned} E[y_D(i+1, j)] &= \frac{1}{\mu} E \left[R(j) \sum_{r=0}^i \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] + \\ &+ \frac{1}{\mu} E \left[\sum_{r=0}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] + E \left[y_D(0, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^{i+1} \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

Para a primeira parcela da equação (3.17) tem-se pela fórmula do somatório de séries geométricas:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} E \left[R(j) \left[\sum_{r=0}^i \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] \right] = R(j) \mu \quad (3.18)$$

Para a segunda parcela da equação (3.17) vem por (3.5) que:

$$\begin{aligned} \lim_{i \rightarrow \infty} E \left[\sum_{r=0}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] &= \\ = \lim_{i \rightarrow \infty} E [S'(t)] E \left[\sum_{r=0}^i \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

Uma vez que $S'_D(i+1-r, j)$ é independente de $\left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r$,

ou ainda, pela fórmula do somatório de séries geométricas:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} E \left[\sum_{r=0}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] = E [S'(t)]_{\mu} \quad (3.20)$$

Para a terceira parcela da equação (3.17), tendo em vista (3.15):

$$\lim_{i \rightarrow \infty} E \left[Y_D(0, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^{i+1} \right] = 0 \quad (3.21)$$

Substituindo-se (3.18), (3.20) e (3.21) em (3.17)

resulta:

$$\lim_{i \rightarrow \infty} E [Y_D(i+1, j)] = R(j) + E [S'(t)].$$

Isto mostra diretamente a convergência deste algoritmo para a solução ótima dada pela equação (3.8).

Embora tenha sido pressuposto para a demonstração da convergência do algoritmo do eliminador de harmônicas que o ruído $n_0(t)$ fosse estacionário, é provável que esta condição seja muito restritiva e que este algoritmo seja também capaz de rastrear o ruído para lentas variações nas amplitudes e fases da fundamental e harmônicas superiores a 60Hz.

Cálculo do Tempo Necessário Para que o Algoritmo
Convirja Para a Solução Ótima.

O tempo para que o algoritmo convirja para a solução ótima é função do número de iterações i . Como o tempo entre duas iterações sucessivas é pressuposto constante e é igual ao período da tensão da rede:

$$t_t = i \cdot T_r \quad (3.22)$$

onde:

t_t é o tempo transcorrido entre i iterações do algoritmo.

O número de iterações necessárias para que $y_D(i, j)$ atinja p % do valor do ruído é dado pela primeira parcela da equação (3.14):

$$\frac{p}{100} = \frac{1}{\mu} \left[\sum_{r=0}^{i-1} \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right] \quad (3.23)$$

Observa-se que $p < 100$ pois para $p = 100$ o número de iterações seria infinito.

Como o algoritmo é para ser implementado digitalmente consegue-se uma redução no tempo de processamento nos casos em que:

$$\mu = 2^c$$

onde:

c é um número inteiro positivo.

O cálculo do número de iterações e o tempo necessário

para estas, em função de p e μ é apresentado na TABELA 1.

TABELA. 1 - CÁLCULO DA EQUAÇÃO (3.24)

P →	85		90		95	
	t_t (m seg)	i	t_t (m seg)	i	t_t (m seg)	i
2	50	3	66,67	4	83,33	5
4	116,67	7	133,33	8	183,33	11
8	250	15	300	18	383,33	23
16	500	30	600	36	783,33	47
32	1000	60	1216,67	73	1583,33	95

onde:

i é o número mínimo de iterações para que se alcance pelo ao menos o valor p da TABELA 1.

A Constante de Tempo do Eliminador de Harmônicas

O algoritmo do eliminador de harmônicas é dado por:

$$y_D(i+1, j) = \left[S'_D(i+1, j) + R(j) \right] \frac{1}{\mu} + y_D(i, j) \left(1 - \frac{1}{\mu} \right)$$

Rearranjando os termos e dividindo por T_r :

$$\frac{Y_D(i+1, j) - Y_D(i, j)}{(i+1) T_r - i T_r} + \frac{1}{\mu T_r} Y_D(i, j) = [S'_D(i+1, j) + R(j)] \frac{1}{\mu T_r}$$

Esta, na forma analógica, é equivalente a:

$$\frac{dy(t, j)}{dt} + \frac{1}{\mu T_r} y(t, j) = [S'(t+T_r, j) + R(j)] \frac{1}{\mu T_r}$$

onde:

$y(t, j)$ é o sinal $y_D(i, j)$ na forma analógica e nas j -ésimas amostras;

$S'(t+T_r, j)$ é o sinal $S'_D(i+1, j)$ na forma analógica e nas j -ésimas amostras.

Para ser possível avaliar a constante tempo da equação acima, é necessário que se considere o valor médio dos sinais num tempo t^* :

$$\frac{dy(t^*, j)}{dt^*} + \frac{1}{\mu T_r} y(t^*, j) = [S'(t^*+T_r, j) + R(j)] \frac{1}{\mu T_r} \quad (3.24)$$

Tomando as espectâncias em ambos os membros da equação (3.24):

$$E \left[\frac{dy(t^*, j)}{dt^*} \right] + \frac{1}{\mu T_r} E[y(t^*, j)] = \left\{ E[S'(t^*+T_r, j)] + E[R(j)] \right\} / (\mu T_r) \quad (3.25)$$

Como a espectância de uma constante é a própria constante:

$$E[R(j)] = R(j) \quad (3.26)$$

Por (3.5):

$$E [S'(t^* + T_r, j)] = E [S'(t)] \quad (3.27)$$

Para o tempo t^* :

$$E \left[\frac{dy(t^*, j)}{dt^*} \right] = \frac{d E[y(t^*, j)]}{dt^*} \quad (3.28)$$

Substituindo (3.26), (3.27) e (3.28) em (3.25), resulta:

$$\frac{d E [y(t^*, j)]}{dt^*} + \frac{1}{\mu T_r} E [y(t^*, j)] = \left\{ E[S'(t)] + \right. \\ \left. + R(j) \right\} \frac{1}{\mu T_r}$$

A solução desta equação é:

$$E [y(t^*, j)] = R(j) + E[S'(t)] + C' \exp[-t^*/\tau_{EH}] \quad (3.29)$$

onde:

$$\tau_{EH} = \mu T_r \quad (3.30)$$

e, τ_{EH} é a constante de tempo do eliminador de harmônicas.

Para $t^*=0$, por (3.26), vem:

$$C' = y(0, j) - R(j) - E[S'(t)] \quad (3.31)$$

Substituindo-se (3.31) em (3.29):

$$E[y(t^*, j)] = \left\{ R(j) + E[S'(t)] \right\} \left\{ 1 - \exp[-t^*/\tau_{EH}] \right\} +$$

$$+ y(0, j) \exp \left[- t^* / \tau_{EH} \right] \quad (3.32)$$

Pela equação (3.32), na forma analógica obtêm-se os mesmos resultados da TABELA 1. Observe que a equivalência se dá para:

$$E \left[y(t^* + T_r, j) \right] = \left\{ R(j) + E \left[S'(t) \right] \right\} \cdot \left\{ 1 - \exp \left[-(t^* + T_r) / \tau_{EH} \right] \right\} + y(0, j) \exp \left[-(t^* + T_r) / \tau_{EH} \right]$$

Então:

$$p_a = \left\{ 1 - \exp \left[-(t^* + T_r) / \tau_{EH} \right] \right\} 100\%$$

onde:

p_a é o valor percentual da razão $E \left[y(t^* + T_r, j) \right] / R(j)$, quando $S(t)$ e $y(0, j)$ são nulos.

A Distorção do Sinal Cardíaco como uma função de μ .

A distorção do sinal cardíaco deve-se a desvios do valor ótimo de $y_D(i+1, j)$ em função das amostras do ECG. Estes desvios são causados pelo segundo termo da equação (3.14):

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mu} \sum_{r=0}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu} \right)^r &= \frac{S'_D(i+1, j)}{\mu} + \\ + \frac{1}{\mu} \sum_{r=1}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu} \right)^r & \quad (3.33) \end{aligned}$$

Como no segundo membro da equação acima a primeira

parcela irá apenas atestar o sinal cardíaco, deseja-se que o termo:

$$\frac{1}{\mu} \sum_{r=1}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r$$

se aproxime a uma constante, para qualquer iteração $i, i+1, i+2, \dots, i+n$. Então, o objetivo é que:

$$\frac{1}{\mu} \sum_{r=1}^{i+n} S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \approx \frac{1}{\mu}$$

$$\left\{ \sum_{r=1}^i S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \right\} \quad (3.34)$$

$$\therefore \frac{1}{\mu} \sum_{r=i+1}^n S'_D(i+1-r, j) \left(1 - \frac{1}{\mu}\right)^r \approx 0 \quad (3.35)$$

Por (3.35), conclui-se que, quanto maior a constante μ , mais a equação acima se aproxima de zero, e assim, menor é a distorção do sinal cardíaco.

Pressupõe-se que a amplitude do ruído $n_0(t)$ varia com o tempo. Para uma boa filtragem do ruído de 60Hz, este deverá ser rastreado pelo algoritmo num curto espaço de tempo. Tendo em vista estes comentários, fez-se as seguintes considerações:

a) Para $\mu=32$, o tempo de convergência é de aproximadamente 1,2s (vide TABELA 1). Este tempo é grande.

b) Para $\mu=16$, o tempo de convergência é de aproximadamente 0,6s (vide TABELA 1). Este tempo é aceitável. Por (3.30) tem-se: $\tau_{EH} = 266,7\text{ms}$.

Visando não comprometer o tempo para rastrear o ruído

do e o nível de distorção do ECG, realizou-se simulações com $\mu=16$. Obteve-se baixo nível de distorção medido pelo erro quadrático. Desde que para valores menores de μ a distorção aumenta (vide equação 3.35), adotou-se então para todas as análises realizadas $\mu=16$.

Obteve-se uma estimativa da frequência espectral mínima do ECG que implica numa distorção insignificante. Para esta estimativa adotou-se o seguinte método:

1º) Foi feito um desenvolvimento do ECG em Série de Fourier, com a frequência da fundamental de 1,667 Hz, uma vez que esta é a frequência do ECG analisado;

2º) Foram desprezados os termos de ordem superior a 200, posteriormente 300, 400 etc. até 900;

3º) Foi feita a Síntese de Fourier dos termos remanescentes, nos pontos mais significativos e para diferentes números de termos da série conforme o item anterior;

4º) Foi tabelado o erro entre o sinal real e o sintetizado no ponto de maior distorção percentual do sinal.

5º) Com base na tabela do erro avaliou-se a máxima frequência espectral do ECG.

A Fig. 3.2 mostra o ECG utilizado na análise de Fourier e a TABELA 2 mostra os resultados da Síntese de Fourier.

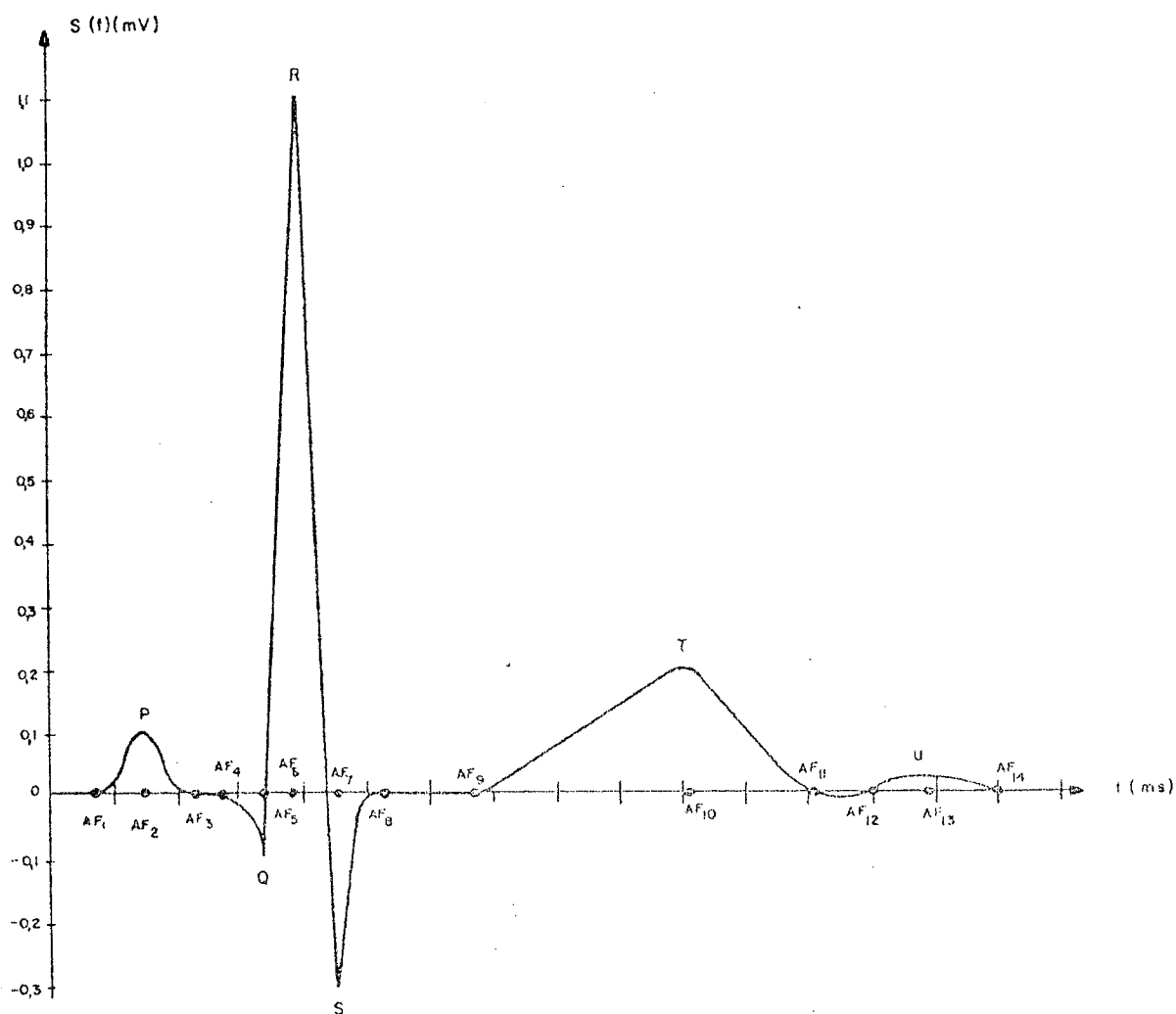


Fig. 3.2

Por exemplo, na segunda linha da TABELA 2 em $S_F(AF_i)$, observa-se o resultado da Síntese (que é a amplitude do ECG no ponto AF_i), desprezando-se os termos de ordem superior a 200.

Pela TABELA 2 observa-se que um dos pontos críticos é AF_5 (rico em altas frequências). Neste ponto tem-se um erro, em função do número da série, dado por:

$$e(AF_5) = \frac{S_F(AF_5) - 1,1 \cdot 10^{-1}}{1,1 \cdot 10^{-1}} * 100\%$$

T A B E L A 2

Número da Série	Frequência maior Harmônica*	$S_F(AF_1)$	$S_F(AF_2)$	$S_F(AF_3)$	$S_F(AF_4)$	$S_F(AF_5)$	$S_F(AF_6)$	$S_F(AF_7)$	$S_F(AF_8)$	$S_F(AF_9)$	$S_F(AF_{10})$	$S_F(AF_{11})$	$S_F(AF_{12})$	$S_F(AF_{13})$	$S_F(AF_{14})$
200	333,33	-4,811E-4	9,936E-2	-2,162E-4	-7,829E-4	-9,046E-2	1,083	-2,863E-1	-1,766E-4	-6,682E-4	1,978E-1	-5,813E-4	-3,569E-4	2,215E-2	-4,522E-4
300	500,00	-4,263E-4	9,955E-2	-3,825E-4	-4,002E-4	-9,355E-2	1,088	-2,923E-1	-1,137E-4	-6,104E-4	1,975E-1	-5,108E-4	-4,732E-4	2,204E-2	-4,197E-4
400	666,66	-4,535E-4	9,953E-2	-6,067E-4	-4,547E-4	-9,521E-2	1,091	-2,946E-1	-2,549E-4	-6,126E-4	1,975E-1	-5,227E-4	-5,185E-4	2,200E-2	-4,203E-4
450	750,00	-4,539E-4	9,953E-2	-4,247E-4	-4,365E-4	-9,507E-2	1,092	-2,952E-1	-9,284E-4	-5,768E-4	1,975E-1	-5,099E-4	-5,156E-4	2,202E-2	-4,494E-4
500	833,33	-4,746E-4	9,944E-2	-4,472E-4	-5,875E-4	-9,639E-2	1,093	-2,957E-1	-3,241E-4	-5,713E-4	1,975E-1	-5,208E-4	-5,121E-4	2,203E-2	-5,079E-4
600	1000,00	-4,675E-4	9,952E-2	-4,457E-4	-4,545E-4	-9,703E-2	1,094	-2,965E-1	-8,238E-4	-5,597E-4	1,975E-1	-5,067E-4	-4,833E-4	2,206E-2	-4,641E-4
700	1166,66	-4,754E-4	9,951E-2	-5,500E-4	-4,920E-4	-9,750E-2	1,095	-2,971E-1	-3,759E-4	-5,613E-4	1,975E-1	-5,135E-4	-4,657E-4	2,205E-2	-4,535E-4
800	1333,33	-4,836E-4	9,946E-2	-4,768E-4	-5,531E-4	-9,792E-2	1,095	-2,975E-1	-3,653E-4	-5,474E-4	1,975E-1	-5,133E-4	-4,748E-4	2,207E-2	-5,090E-4
900	1500,00	-4,811E-4	9,951E-2	-4,663E-4	-4,724E-4	-9,819E-2	1,096	-2,976E-1	-7,186E-4	-5,426E-4	1,975E-1	-5,062E-4	-4,984E-4	2,205E-2	-4,783E-4
∞ [†]	∞	0,000	1,000E-1	0,000	0,000	-1,1000E-1	1,100	-3,000E-1	0,000	0,000	1,960E-1	0,000	0,000	2,251E-2	6,000

* A frequência de fundamental é 1/0,6Hz.

† Nesta linha tem-se os valores reais do ECG.

TABELA 3

NÚMERO DA SÉRIE	FREQÜÊNCIA MAIOR HARMÔNICA	$e(AF_5)$	DIFERENÇA DE ERRO
200	333,33	- 17,8%	
300	500,00	- 15,0%	2.8%
400	666,66	- 13,4%	1.6%
450	750,00	- 12,8%	1.0%
500	833,33	- 12,4%	
600	1000,00	- 11,8%	0.6%
700	1116,00	- 11,4%	0.4%
800	1333,33	- 11,0%	0.4%
900	1500,00	- 10,7%	0.3%

Considerando-se que em AF_5 o sinal tem amplitude próxima de zero e que a diferença do erro tem valores pequenos e com pouca alteração quando o número da série é maior ou igual a 600, assumiu-se:

$$f_{\text{ECG}}^{\text{mín}} = 1000\text{Hz.}$$

3.2. Método - Simulação

Realizou-se a simulação do eliminador de harmônicas num minicomputador¹, conforme o diagrama em blocos da Fig.3.3.

1. PDP 11/40 da DIGITAL Corp do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC.

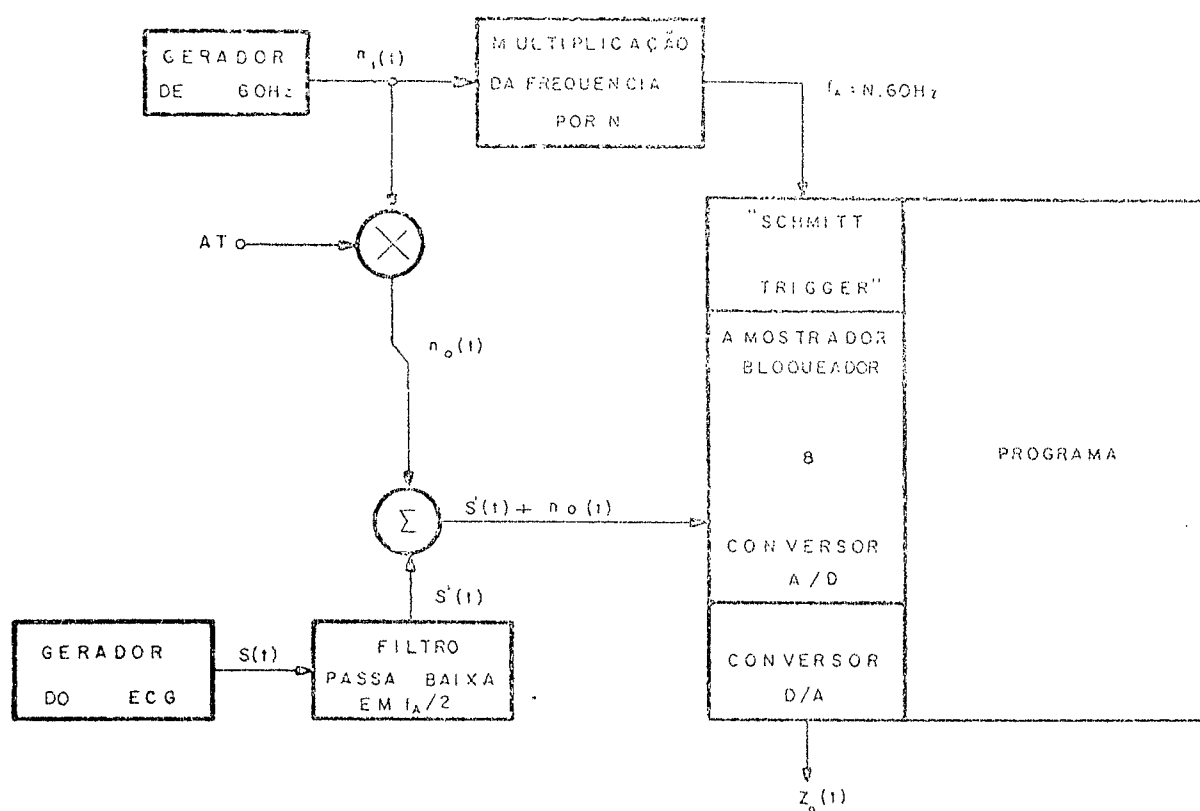


FIG. 3.3

Na Fig. 3.3 AT é uma constante de atenuação para os 60Hz do gerador.

Como a máxima frequência espectral do sinal é de 1KHz, pelo teorema da amostragem segue:

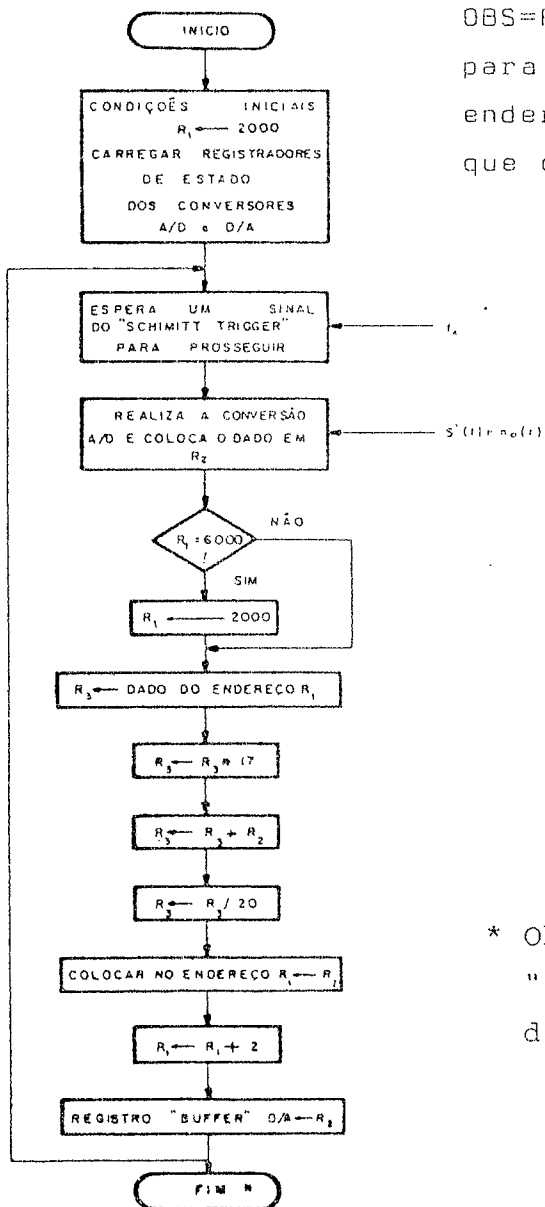
$$f_A > 2 \text{ KHz}$$

Satisfazendo a inequação acima, utilizou-se na simulação $f_A = 61,44\text{KHz}$. Para esta frequência são necessários 1.024 endereços de memória para armazenar $y_D(i+1, j)$. Para $\mu=16$, a equação (3.10), resulta:

$$y_D(i+1, j) = \frac{1}{16} [n'_D(i+1, j) + s'_D(i+1, j) + 15y_D(i, j)]$$

O programa foi executado no "Macro-Assembler" do PDP 11/40 [4] que opera em base oito.

O fluxograma do programa é mostrado na Fig.3.4, e a programação correspondente, no Apêndice A.



OBS= R_1 é um apontador para cada um dos 1024 endereços de memória que contém $y_D(i+1, j)$.

* Observa-se que o sistema está em "loop" e o comando de término é dado pelo operador.

FIG. 3.4

3.3. Método - Circuito

O circuito é mostrado no diagrama de blocos da Fig.

3.5. Cada um dos principais blocos é analisado a seguir.

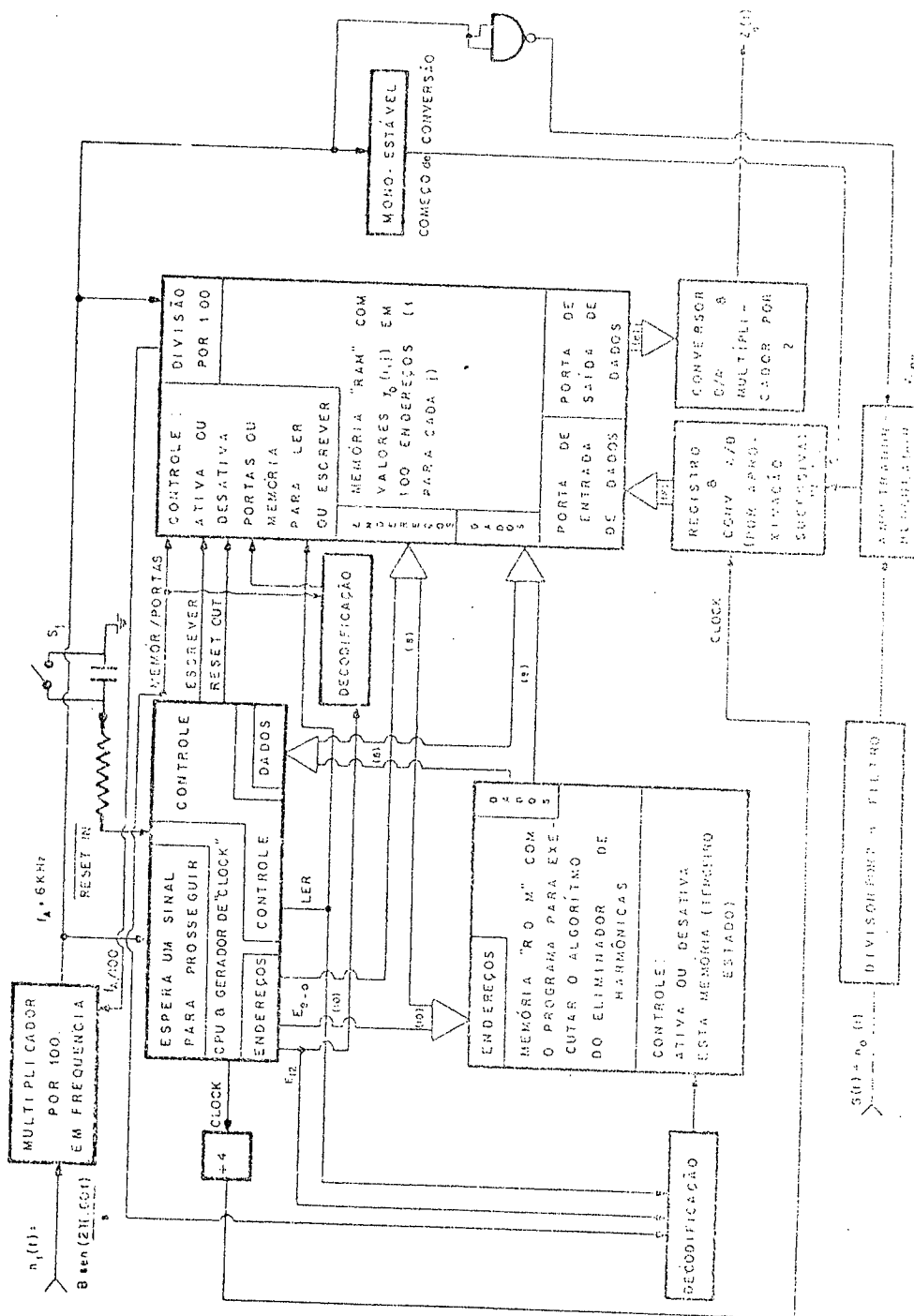


FIG. 3.5

1. Foi implementado no Laboratório de Técnicas Digitais da UFSC.

O Multiplicador por 100 em Frequência

O multiplicador por 100 foi implementado conforme a Fig. 3.6.

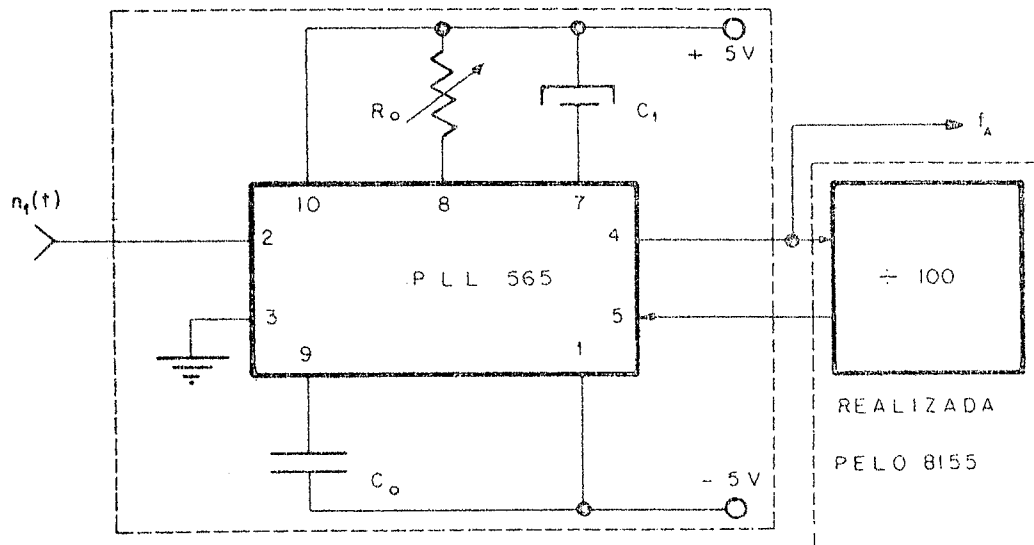


Fig. 3.6

A entrada de 60Hz escalonada em amplitude é:

$$n_1(t) = 1,0 \operatorname{sen}\left(\frac{2\pi \cdot 60t}{s}\right) [V]$$

Da mesma forma que na simulação, satisfazendo a inequação do teorema da amostragem, fez-se:

$$f_A = 6\text{KHz}$$

por ter sido adotado $N = 100$.

Logo:

$$f_0 = 6\text{KHz}.$$

onde:

f_0 é a frequência de livre oscilação do PLL.

Por [11]:

$$f_0 \approx \frac{10}{3,7 \cdot R_0 C_0} \quad (3.36)$$

Arbitrando-se $C_0 = 3,3 \text{ nF}$, resulta:

$$R_0 \approx 13,6 \text{ k}\Omega$$

Fez-se $R_0 = R_1 + P_1$ com $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ e $P_1 = 6,8 \text{ k}\Omega$, conforme a Fig. 3.7.

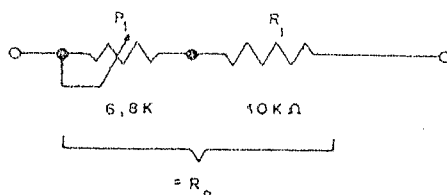


Fig.3.7

Para a configuração da Fig. 3.6 por [11]:

$$f_c \approx \pm 2 \cdot 10^{-2} \frac{f_0}{\tau \pi V_{CC}} \quad (3.37)$$

e

$$\tau = 3,6 \cdot 10^3 C_1 \quad (3.38)$$

onde:

f_c é a faixa de captura do PLL;

V_{CC} é a tensão total aplicada ao PLL;

τ é uma constante de tempo.

Para evitar modulação significativa de f_c , na frequência de 120Hz, tomou-se um valor grande para C_1 , limitado apenas pela faixa de captura do PLL.

Fazendo: $f_c = \pm 0,45\text{Hz}$, vem por (3.37) e (3.38) que:

$$C_1 = 105\mu\text{F}.$$

Adotou-se:

$$C_1 = 100\mu\text{F}.$$

O Filtro Passa Baixa e o Divisor por Dois

O filtro passa baixa e o divisor por dois foram implementados conforme a Fig. 3.8.

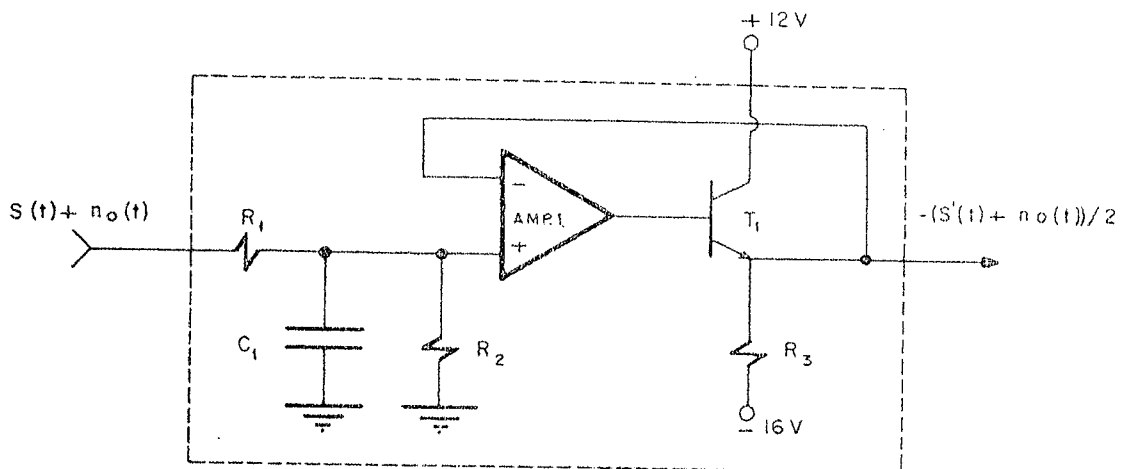


Fig.3.8

Como o conversor A/D utilizado opera em níveis entre $\pm 5V$, é necessário dividir por dois o sinal de entrada:

$$R_1 = R_2$$

Estabelecendo-se que:

$$R_1 \gg Z_{ECG}$$

onde:

Z_{ECG} é a impedância de saída do eletrocardiógrafo.

Arbitrou-se então:

$$R_1 = R_2 = 47K\Omega$$

Para não distorcer o sinal cardíaco no processo de amostragem foram filtradas as frequências acima de 3KHz. Para que as mesmas atingissem níveis aceitáveis foi colocado um capacitor C_1 :

$$C_1 = \frac{1}{R_{Th_1} \cdot f_{ct} \cdot 2\pi}$$

onde:

$$R_{Th_1} = (R_1 + Z_{ECG}) // R_2;$$

f_{ct} é a frequência de corte do filtro passa baixa e vale 3KHz.

Como $Z_{ECG} \ll R_1$, vem:

$$R_{Th_1} \approx R_1 // R_1 = 23,5K\Omega$$

Logo:

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot 3K \cdot 23,5K} \text{ F} = 2,26 \text{ nF}$$

Adotou-se:

$$C_1 = 2,2 \text{ nF}$$

Por fim, há um estágio seguidor de emissor, para diminuir a impedância do sinal a ser amostrado.

Para que o transistor T1 esteja sempre na região ativa, e haja capacidade da saída drenar corrente, arbitrou-se:

$$R_3 = 4,7K\Omega$$

O Amostrador - Bloqueador Com o Controle Lógico

O amostrador - bloqueador com o controle lógico foi implementado conforme a Fig. 3.9.

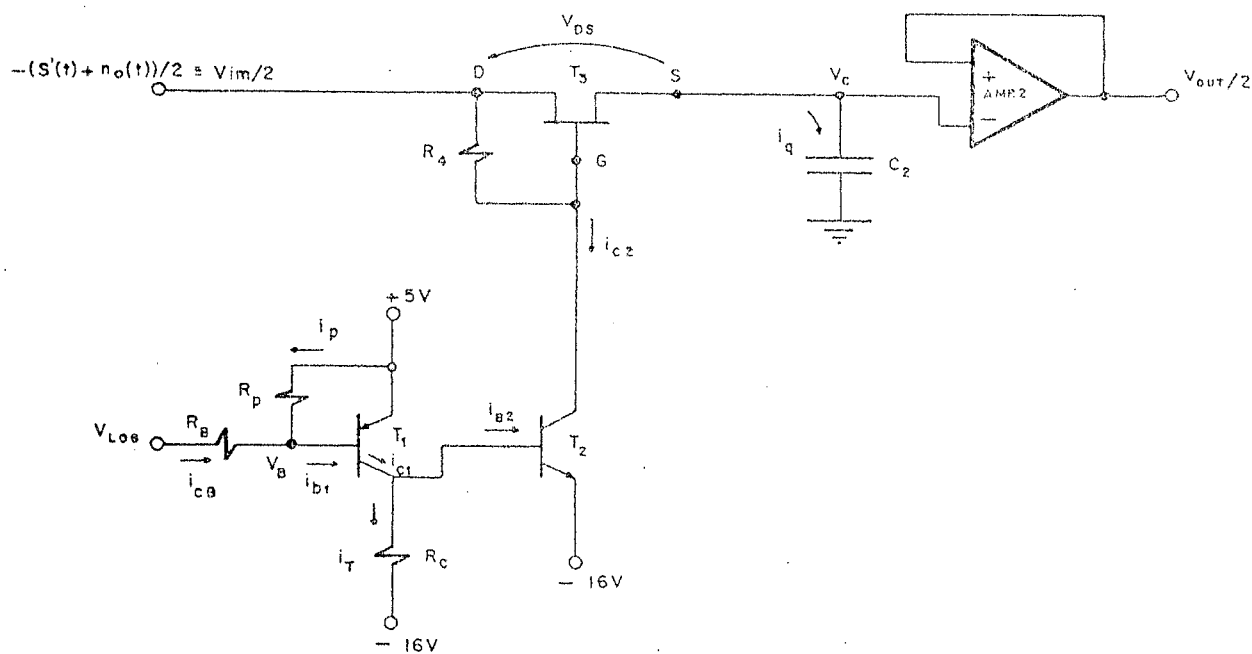


Fig. 3.9

A constante de tempo formada com o capacitor C_2 é dada por:

$$\tau_2 = R_{Th_2} \cdot C_2$$

onde:

R_{Th_2} é a resistência entre "Dreno" e "Source" do FET. Trata-se de uma resistência dinâmica (função de V_{DS}) quando o FET está conduzindo.

Escolhendo o FET em T3=2N3819, um valor comumente usado é:

$$R_{Th_2} = 600\Omega$$

O tempo em que o FET permanecerá conduzindo é t_{won} :

$$t_{won} = \frac{1}{2 \cdot f_A} = 83,33 \text{ ns}$$

Fazendo: $t_{won} = 10\tau$ para que o erro entre o sinal amostrado e V_C seja desprezível:

$$C_2 = \frac{t_{won}}{R_{Th_2} \cdot 10} = 16,66 \text{ nF}$$

Então:

$$C_2 = 15 \text{ nF}$$

O AMP2 é o CA3140, que possui entrada de alta impedância (FET) e um alto "Slew Rate" de $9V/\mu s$.

Os pulsos de sincronismo entre a conversão A/D e amostragem são mostrados na Fig. 3.10.

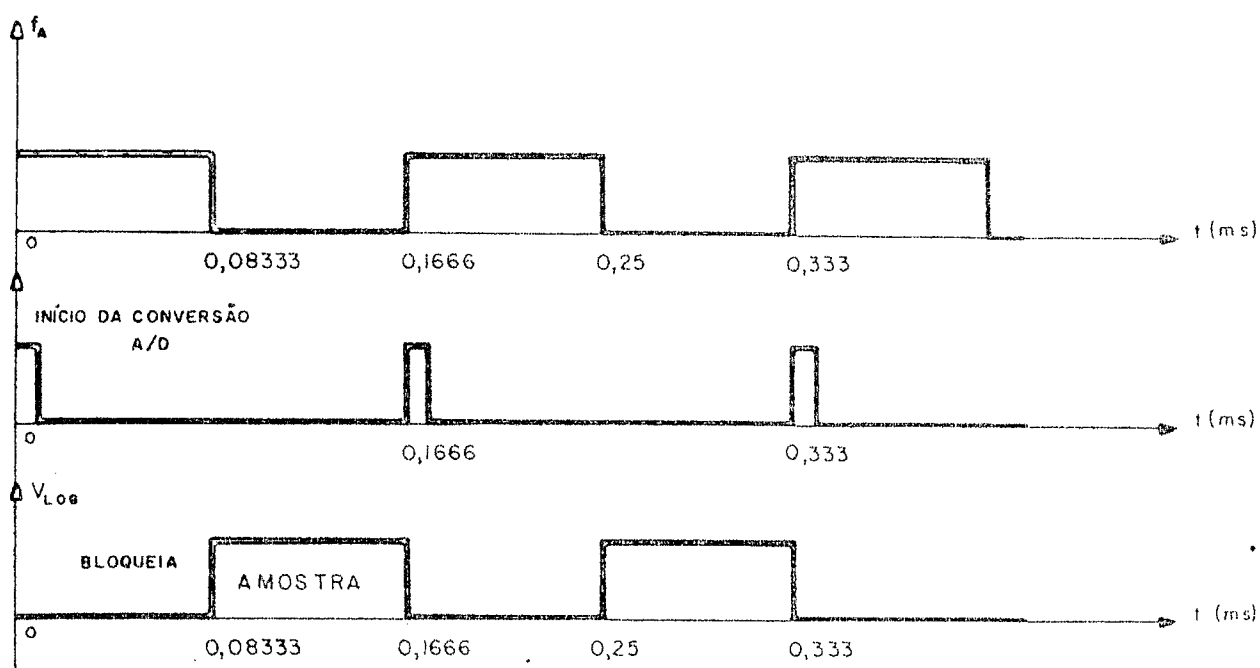


Fig. 3.10

O projeto do controle lógico do amostrador -bloqueador é feito a seguir.

Pela Fig. 3.9:

a) Para V_{LOG} no nível lógico alto, T1 deverá estar na região de corte;

b) Para V_{LOG} no nível lógico baixo, T1 deverá estar na região ativa e T2 na região de saturação.

Para satisfazer a condição (a), é necessário que:

$$V_{BE1} < V_{BE(ON)}$$

e tomando para T1 o BC546B, arbitrou-se com margem de segurança:

$$V_{BE1} < 0,4V \quad (3.39)$$

A tensão V_{BE1} pela Fig. 3.9 e pelo fato de V_{LOG} advir de uma porta TTL, pode ser escrita como:

$$V_{BE1} = 5V - \frac{5V[R_B + R_{TTL(H)}] + V_{LOG(H)}R_p}{(R_B + R_{TTL(H)} + R_p)} \quad (3.40)$$

onde:

$R_{TTL(H)}$ é a resistência de saída da porta TTL no nível lógico alto;

$V_{LOG(H)}$ é o nível lógico alto da porta TTL.

Por (3.39) e (3.40), vem:

$$0,4V[R_B + R_{TTL(H)} + R_p] > [5V - V_{LOG(H)}]R_p \quad (3.41)$$

Um valor comumente usado para $R_{TTL(H)}$ é 70 ohms. Para a equação (3.41), o pior caso ocorre para $V_{LOG(H)}$ mínimo que arbitrou-se em 3V. Substituindo-se estes dados em (3.41), resulta:

$$R_B + 70\Omega > 4R_p \quad (3.42)$$

Para satisfazer a condição (b) é necessário que:

$$V_{BE1} > V_{BE(ON)} \quad (3.43)$$

A tensão V_{BE1} , considerando a Fig. 3.9 e o fato de V_{LOG} advir de uma porta TTL, pode ser escrita:

$$V_{BE1} = 5V - \frac{5V[R_{TTL(L)} + R_B] + V_{LOG(L)}R_p + i_{b1}R_p[R_{TTL(L)} + R_B]}{[R_{TTL(L)} + R_B + R_p]} \quad (3.44)$$

onde:

$R_{TTL}(L)$ é a resistência de saída da porta TTL no nível lógico baixo;

$V_{I,LOG}(L)$ é o nível lógico baixo da porta TTL.

Para dar uma margem de segurança a (3.44), considerou-se:

$$V_{BE1} > 0,7V \quad (3.45)$$

Substituindo-se (3.45) em (3.44), resulta:

$$0,7V [R_{TTL}(L) + R_B + R_P] < [5V - V_{I,LOG}(L) - i_{b1} (R_{TTL}(L) + R_B)] R_P \quad (3.46)$$

Para que seja cumprida a condição de T2 estar saturado, vem pela Fig. 3.9 que:

$$i_{C2} = \frac{V_{in}/2 + 16V - V_{CEsat2}}{R_4}$$

No pior caso, tem-se:

$$i_{C2}^{m\acute{a}x} = \frac{21V - V_{CEsat2}}{R_4}$$

Arbitrando:

$$i_{C2}^{m\acute{a}x} = 1 \text{ mA}$$

tem-se escolhendo para T2 o BC558B que:

$$V_{CEsat2} = 80 \text{ mV} \quad (\text{valor típico})$$

Logo:

$$R_4 = 22 \text{ K}\Omega$$

Tomando:

$$h_{FE2} = 100$$

mín

resulta:

$$i_{b2} = \frac{i_{C2}^{\text{máx}}}{h_{FE2}^{\text{mín}}} = 10 \text{ }\mu\text{A} \quad (\text{na região ativa})$$

Para garantir a saturação de T2, arbitrou-se:

$$i_{b2} = 300 \text{ }\mu\text{A} \quad (\text{na região de saturaç\~{a}o})$$

Pela Fig. 3.9, vem:

$$i_{C1} = i_{b2} + i_T \quad (3.47)$$

e

$$R_C = \frac{V_{BEsat2}}{i_T} \quad (3.48)$$

Para $i_{C2} = 0,72 \text{ mA}$, vem:

$$V_{BEsat2} = 640 \text{ mV}$$

e arbitrando:

$$i_T = 900 \text{ }\mu\text{A} \quad (3.49)$$

Segue por (3.45):

$$R_C = 680 \Omega$$

Com os valores conhecidos de i_{b_2} e i_T substituindo-se em (3.47):

$$i_{C_1} = 1,2 \text{ mA}$$

$$\text{Tem-se para } i_{C_1 \text{ m\~{i}n}} = 0,5 \text{ mA:}$$

$$h_{FE1 \text{ m\~{i}n}} = 125$$

Logo:

$$i_{b_1 \text{ m\~{a}x}} = \frac{i_{C_1}}{h_{FE1 \text{ m\~{i}n}}} = 9,6 \mu\text{A}$$

e substituindo em (3.46):

$$0,7V [R_{TTL}(L) + R_B + R_P] < [5V - V_{LOG}(L) - 9,6 \cdot 10^{-6} A (R_{TTL}(L) + R_B)] R_P \quad (3.50)$$

Pressupondo no pior caso:

$$V_{LOG}(L) \text{ m\~{a}x} = 0,8 \text{ V}$$

Resulta por (3.50):

$$0,7V [R_{TTL}(L) + R_B + R_P] < [4,2V - 9,6 \cdot 10^{-6} A (R_{TTL}(L) + R_B)] R_P \quad (3.51)$$

Um valor comumente usado para $R_{TTL}(L)$ é de 10Ω .

Substituindo este valor na equação acima:

$$0,7V[10 \Omega + R_B + R_P] < [4,2V - 9,6 \cdot 10^{-6} A (R_B + 10 \Omega)] R_P \quad (3.52)$$

A inequação (3.42) pode ser escrita como:

$$R_B + 70 \Omega = 4,2 R_P$$

$$\therefore R_B + 10 \Omega = 4,2 R_P - 60 \Omega \quad (3.53)$$

Substituindo (3.53) em (3.52), vem:

$$0,7V[5,2R_P - 60 \Omega] < [4,2V - 9,6 \cdot 10^{-6} A (4,2R_P - 60 \Omega)] R_P \quad (3.54)$$

Esta inequação pode ser escrita como:

$$0,7V[5,2R_P - 60 \Omega] = 1,04 [4,2V - 9,6 \cdot 10^{-6} A (4,2R_P - 60 \Omega)] R_P$$

$$\therefore R_P^2 4,1933 \cdot 10^{-5} A - R_P \cdot 7,28 \cdot 10^{-1} V - 4,2V \Omega = 0$$

$$\therefore R_P \cong 15 \text{ K}\Omega$$

Por (3.53):

$$R_B \cong 62 \text{ K}\Omega$$

A implementação do eliminador de harmônicas foi realizada com base no microprocessador 8085A.

Na memória ROM 2708 gravou-se o programa, apresentando no Apêndice B, que realiza o algoritmo do eliminador

de harmônicas ($\mu=16$). A linguagem em minemônicos se encontra em [8]. O fluxograma do programa é mostrado na Fig. 3.11.

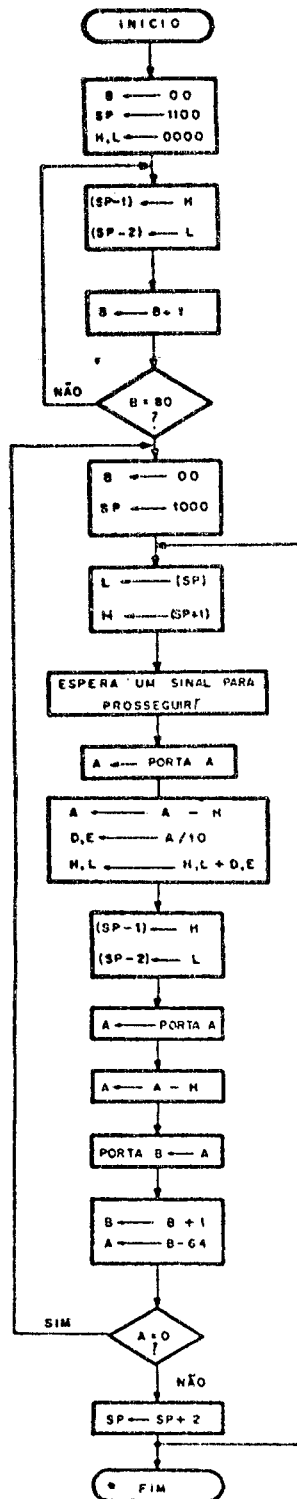


FIG. 3.11

Na Fig. 3.11: SP é um ponteiro para as posições de memória que contém o ruído;

A é o acumulador (8 bits);

H, L e D, E são pares de registradores (16 bits).

Na porta A, tem-se a entrada do sinal (vindo de um conversor A/D).

Na porta B, tem-se a saída do sinal (indo a um conversor D/A).

* O término do processamento ocorre quando o sistema é desligado pelo operador, já que o mesmo está em "loop".

Como os dados de entrada/saída do eliminador de harmônicas tem 8 bits e os pares de registradores da CPU possuem 16 bits, fez-se o processamento do sinal cardíaco de modo a perder-se o mínimo de informação devido a esta limitação (de bits). Este fato pode ser observado na Fig. 3.12, onde apresenta-se um mapa dos sinais que ocorrem durante uma iteração do algoritmo. Os sinais escritos a direita desta figura ocupam os bits hachura dos correspondentes (a esquerda).

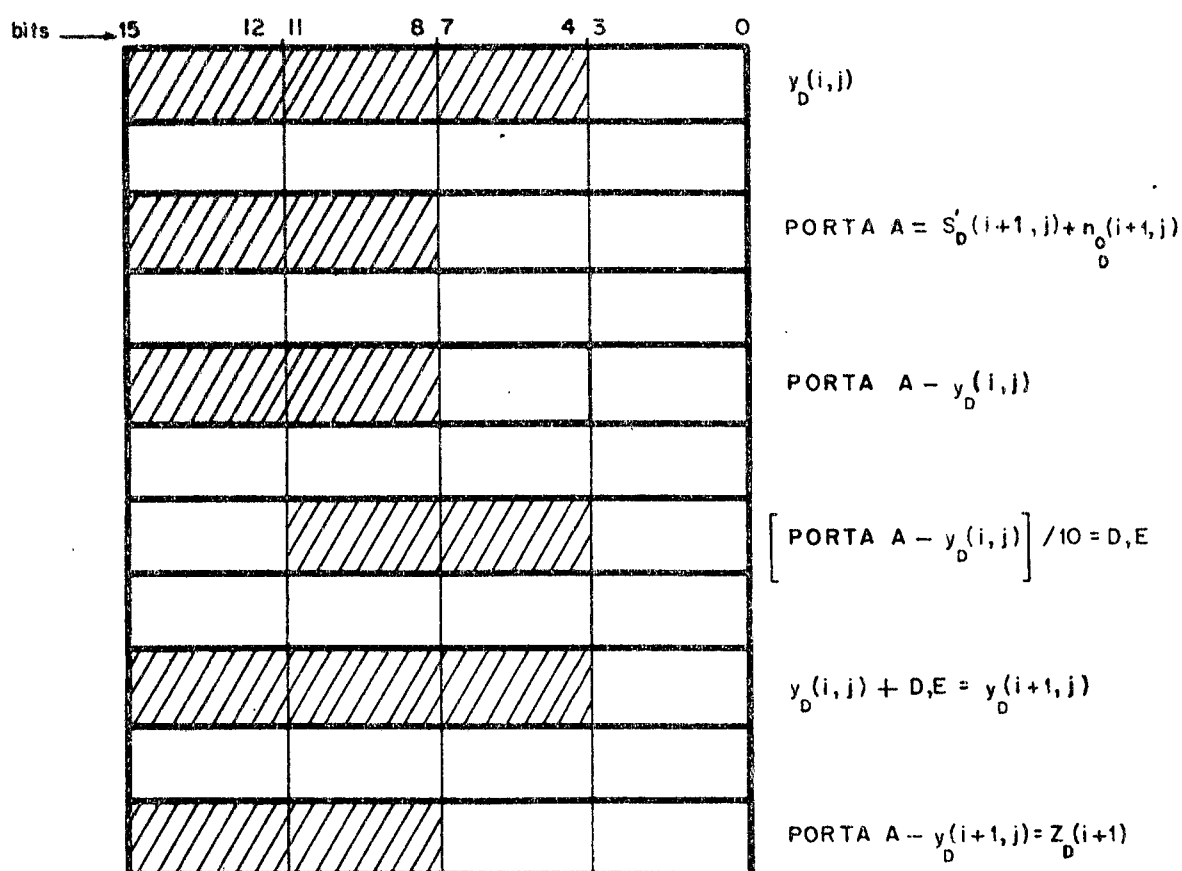


Fig. 3.12

O Microprocessador utilizado para implementar o algoritmo do eliminador de harmônicas é composto pelos quatro Circuitos Integrados (CI) a seguir:

8085A - CPU
 2708 - Memória ROM (1 K bytes)
 8212 - Memória Intermediária ("buffer")
 8155 - Memória RAM (256 bytes) além de um conta
dor programável (TIMER) e 2 portas I/O de 8 bits.

Circuito Combinacional para habilitar a Operação dos CIs 2708 e 8155.

Ao se ligar o sistema, o barramento de endereços da CPU, é colocado na posição zero. Para que a CPU leia em ordem as instruções contidas na memória ROM, a habilitação da mesma de verá ocorrer para os endereços de memória mais baixos, começando por zero.

O bit 12 do barramento de endereços (A 12) foi o bit escolhido para distinguir qual das memórias deverá ser habi litada para a leitura. Isto porque os endereços do programa gra vado na ROM, não alcançam este bit.

Com base no exposto acima, fez-se a habilitação do CI2708 que é ativo baixo conforme a Fig. 3.13.

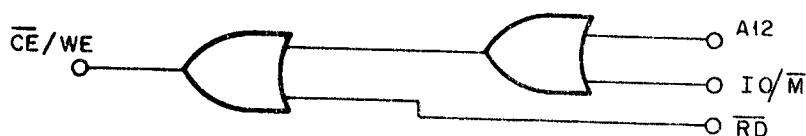


Fig. 3.13

Para o CI8155 que também é ativo baixo, fez-se a habilitação conforme a Fig. 3.14.

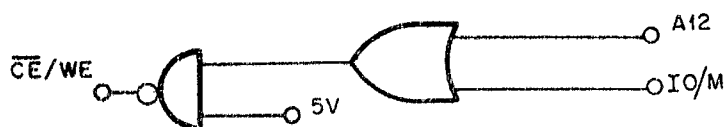


Fig.3.14

Observa-se que neste CI o contador programável está sempre operando independente do estado do sinal $\overline{CE/WE}$ ("CHIP ENABLE"/"WRITE ENABLE").

A Conversão Analógica/Digital

A conversão analógica - digital é realizada pelo ADC800 que é um conversor, por aproximação sucessiva, de 8 bits.

São dados do fabricante [10]:

- Frequência de "clock" máxima de 800 KHz;
- Tensão de conversão de 40 períodos de relógio;
- O sinal convertido é disponível num registro de saída, até que a próxima conversão tenha terminado.

De acordo com estes dados utilizou-se a frequência de relógio de 750 KHz, obtida por dividir-se o "clock out" da CPU por 4, do que resulta um tempo de conversão de $53,33 \cdot 10^{-6}$ s.

O Sincronismo Entre a CPU e o Conversor A/D

O 8085A é colocado em estado de espera (HLT) no final de cada iteração do algoritmo. Um pulso no TRAP (que é sensível a subida) faz com que uma nova iteração do algoritmo recomece. A primeira instrução é entrar com o sinal convertido à forma digital. No programa que realiza o algoritmo do eliminador de harmônicas são feitas duas buscas, a um mesmo sinal convertido num tempo entre estas de $50,66 \cdot 10^{-6}$ s. Isto porque o processamento se torna mais rápido em relação à armazenagem do sinal na primeira vez que entra e para se dispor de uma memória maior, caso se queira elevar a frequência de amostragem. Decorre que o sinal convertido não pode se alterar durante este tempo. Assim, os sinais de sincronismo são mostrados na Fig. 3.15.

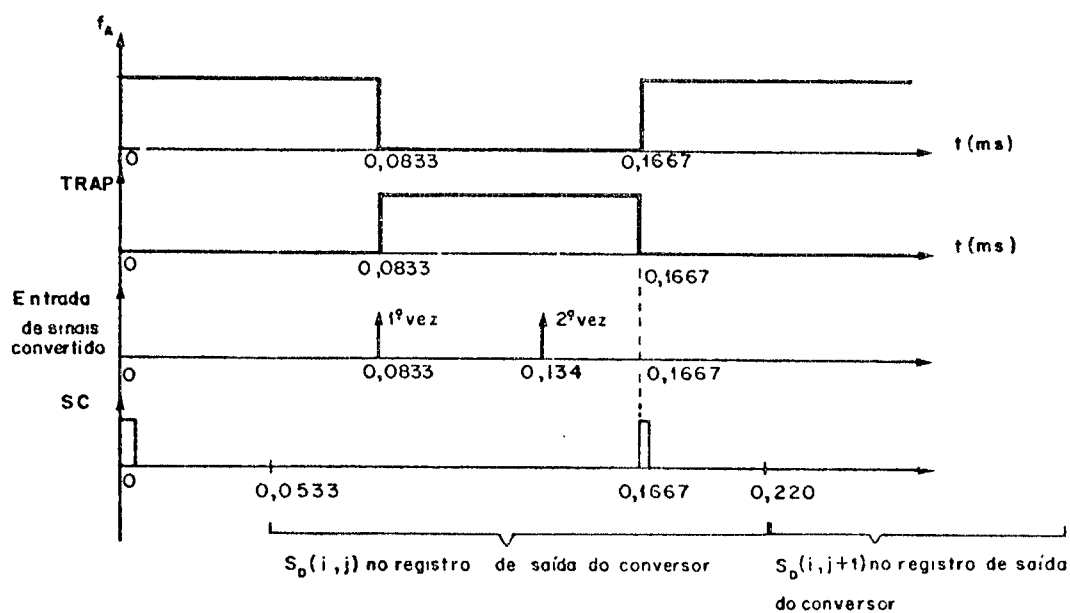


Fig. 3.15

O circuito completo é apresentado na Fig. 3.16.

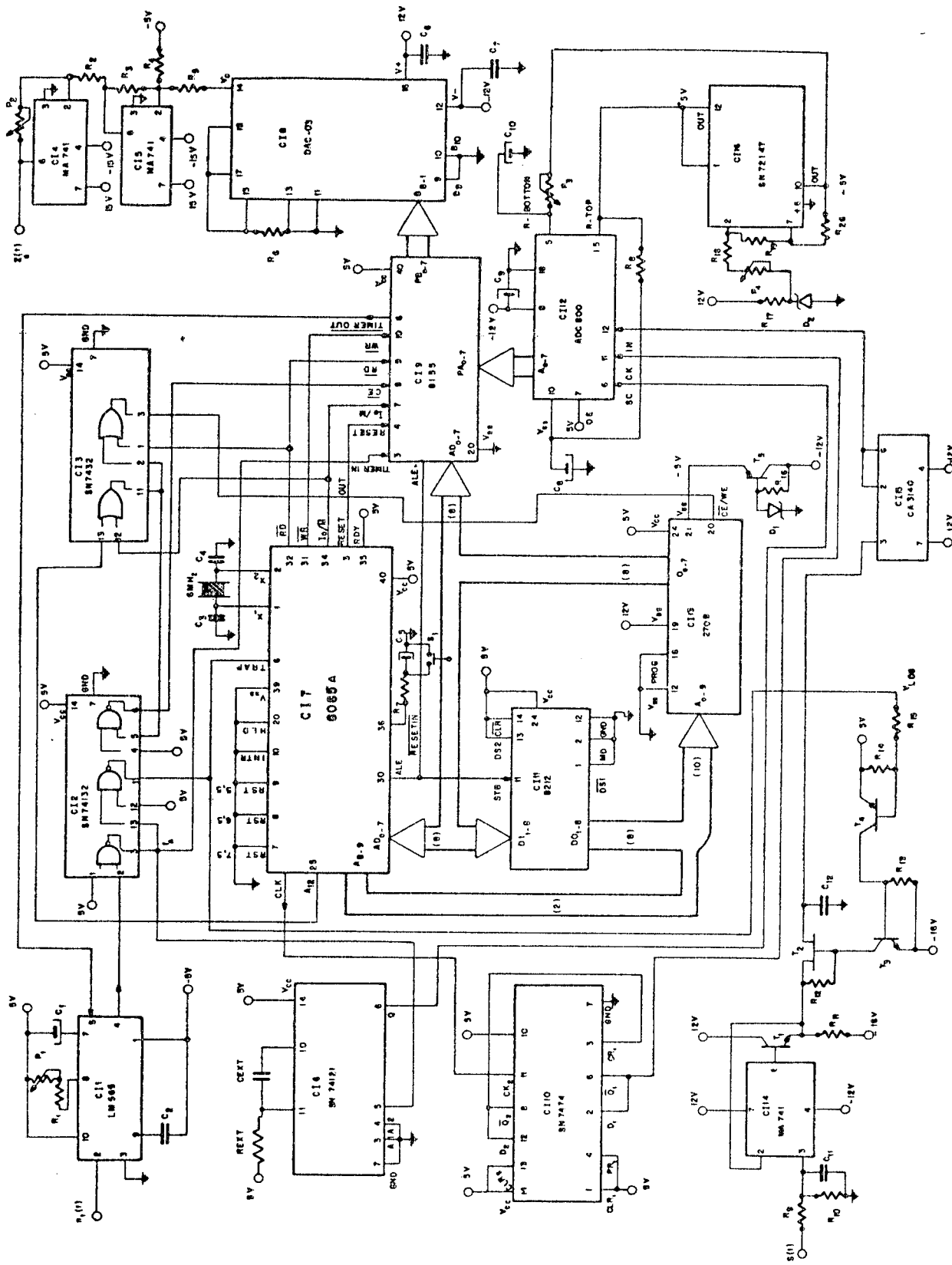


FIG. 3.16

LISTA DOS COMPONENTES

- RESISTORES:

R1, R3, R4, R5: 10 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R11, R2: 4,7 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R6: 82 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R7: 12 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R8: 10 Ω , 1/8 W, tol. 10%

R9, R10: 47 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R12: 22 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R13: 680 Ω , 1/8 W, tol. 10%

R14: 15 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R15: 62 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R16: 470 K Ω , 1/4 W, tol. 10%

R17: 1 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

R18: 560 Ω , 1/8 W, tol. 10%

R19, R20: 5 K Ω , 1/4 W, tol. 10%

R_{EXT}: 1,2 K Ω , 1/8 W, tol. 10%

POTENCIÔMETROS:

P1: 6,8 K Ω linear de carvão

P2: 10 K Ω linear de carvão

P3: 1 K Ω linear de carvão

CAPACITORES:

C1: 100 μ F/16 V

C2: 3,3 nF/16 V (cerâmico ou plate)

C3, C4: 18 pF/16 V (plate)

C5: 22 μ F/16 V

C6, C7: 100 nF/16 V (schiko)

C8, C9, C10: 4,7 μ F/16 V

C11: 2,2 nF/16 V (cerâmico)

C12: 15 nF/16 V (cerâmico)

DIODOS:

D1: 1 N5524 (Zener 5,6 V)

D2: 1 N5526 (Zener 6,8 V)

TRANSISTORES:

T1, T3, T5: BC 546 IBRAPE

T2: 2 N3819 (FET)

T4: BC 558 IBRAPE

CIRCUITOS INTEGRADOS:

CI 1: LM 565(PLL) National Semic. Inc.

CI 2: SN 74132 Texas Instruments

CI 3: SN 7432 Texas Instruments

CI 4, CI 5, CI 14: μ A 741 RCA Corp.

CI 6: SN 74121 Texas Instruments

CI 7: 8085A,	Intel Corp.
CI 8: DAC-03	
CI 9: 8155	Intel Corp.
CI 10: SN 7474	Texas Instruments
CI 11: 8212,	Intel Corp.
CI 12: ADC 800	National Semic. Inc.
CI 13: 2708	Intel Corp.
CI 15: CA 3140	RCA Corp.
CI 16: SN 72147	Texas Instruments
CRISTAL: Um na frequência de 6MHz	

3.4. Método - Testes

Foram feitos dois tipos de testes:

1) Testes Subjetivos:

Foram fotografados os sinais do ECG gerado e ECG mais ruído de 60Hz gerados. A seguir, fotografou-se a saída do eliminador de harmônicas simulado para a entrada com ruído. Esta última foi comparada com o ECG gerado visando identificar a distorção causada pelo eliminador e sua influência na interpretação do ECG.

Obteve-se gráficos do ECG gerado e ECG mais ruído de 60Hz gerados. A seguir, obteve-se um gráfico da saída do eliminador de harmônicas implementado para a entrada com ruído.

Para mostrar-se a característica de um filtro passa alta do eliminador de harmônicas, obteve-se um gráfico de uma

senóide na frequência de 0,43Hz da entrada e saída do mesmo. Mostra-se que a saída nesta frequência é atenuada de 3.dB (em relação a entrada).

2) Testes Objetivos:

Tirou-se uma fotografia de $2,5 e_s^2(t_s)$ do eliminador de harmônicas simulado, onde $e_s^2(t_s)$ é o erro quadrático da saída:

$$e_s^2(t_s) = (ECG_s - Z(t_s) \frac{16}{15})^2$$

A fotografia foi feita com $n_0(t_s)=0$.

Esta é uma indicação da distorção introduzida pelo eliminador de harmônicas de 60Hz. Serve para uma comparação com expressão equivalente do eliminador adaptativo analógico.

Foram traçados os espectros de Fourier em escala logarítmica de entradas senoidais e suas respectivas saídas no eliminador de harmônicas implementado nas frequências de 2,1 Hz, 11 Hz, 46 Hz, 92 Hz, 304 Hz e 596 Hz. A razão do uso destas frequências é explicada a seguir.

As frequências analisadas obedeceram ao seguinte critério:

1) Estão todas presentes no espectro (de frequências) do ECG;

2) Como no equipamento utilizado¹ o sinal é primeiramente armazenado em 4.096 pontos de amostragem, ou 2048,1024..

1. Fourier Analyser: Hewlett Packard Modelo 5451C do Laboratório de Acústica e Vibrações da UFSC.

conforme se deseje, segue-se que: com a finalidade do sinal analisado ficar armazenado na memória um número de períodos inteiros é necessário a seguinte relação entre a frequência de amostragem e a frequência do sinal:

$$f_A = 4096 \cdot f_{\text{SINAL}} \cdot n$$

onde:

f_{SINAL} é a frequência do sinal

Caso contrário haverá dificuldades na avaliação dos resultados.

3) Como para frequências mais elevadas os efeitos do erro de quantização, se tornam mais acentuados, utilizou-se para as frequências de 304 Hz e 596 Hz a frequência de amostragem de 6 KHz do eliminador no "TRIGGER EXTERNO" do Fourier Analyser¹.

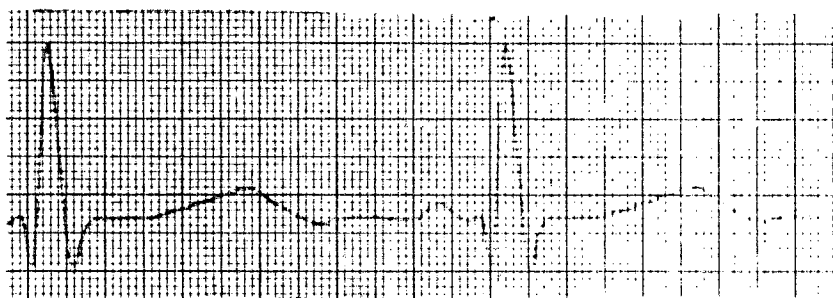
Para frequências da ordem de 100 Hz ou menos não colocou-se no "TRIGGER EXTERNO" os 6 KHz da frequência de amostragem porque o espectro de Fourier destas senóides apresentavam-se concentrados no início do eixo das frequências, dificultando a medida das potências espectrais.

1. ANALOG TO DIGITAL CONVERTER MODELO 5466B. Hewlett Packard.

4. RESULTADOS

4.1. Resultados do eliminador adaptativo analógico do ruído de 60Hz.

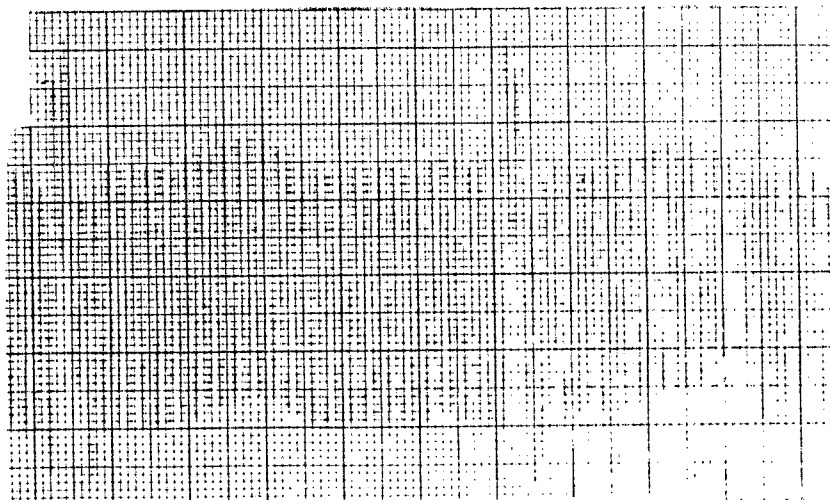
Na fig. 4.1.1 é apresentada uma amostra do ECG simulado.



Escala:
abcissas; 0,1 s/cm
ordenadas; 0,61 V/cm

FIG. 4.1.1

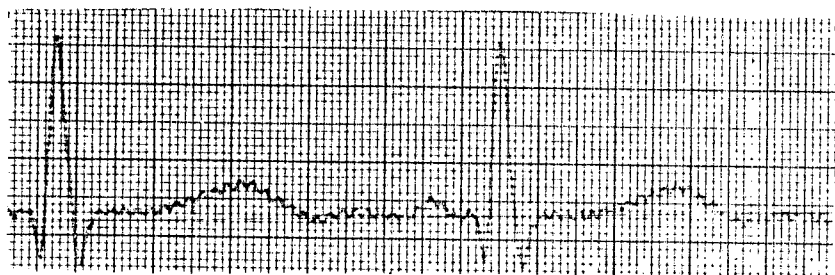
Na fig. 4.1.2 é apresentada uma amostra do ECG simulado com o ruído de 60Hz também simulado.



Escala:
abcissas; 0,1 s/cm
ordenadas; 0,61 V/cm

FIG. 4.1.2

Nas fig. 4.1.3 a-j, são apresentadas as saídas do eliminador adaptativo analógico para ganhos de malha ($2\mu_b^*$) desde 0,075 até 0,75 em intervalos de 0,075 usando como entrada o sinal apresentado na fig. 4.1.2.

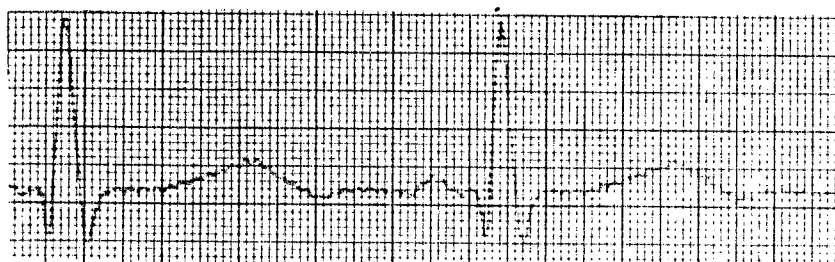


(a)

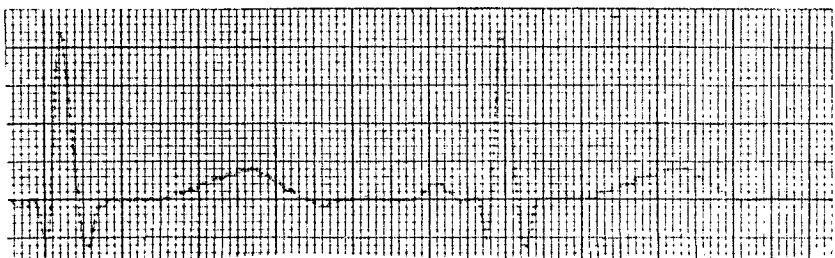
Escala:

abcissas; 0,1 s/cm

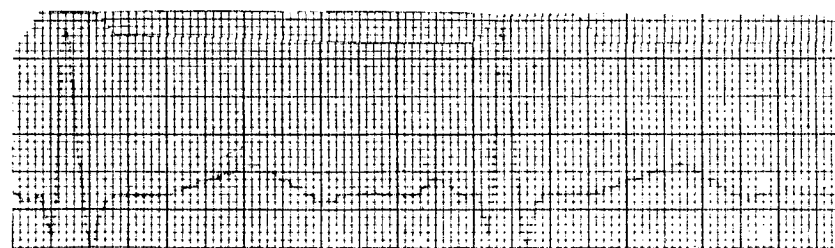
ordenadas; 0,61 V



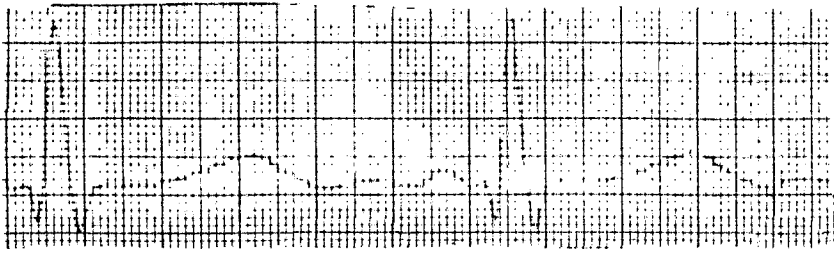
(b)



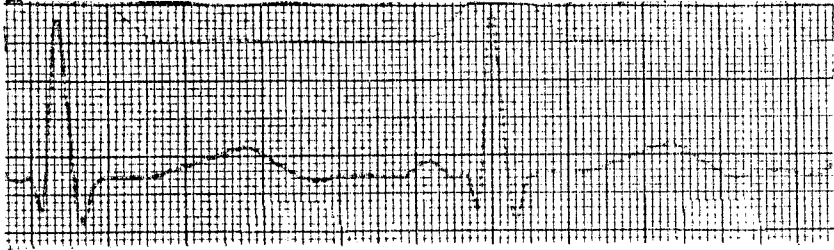
(c)



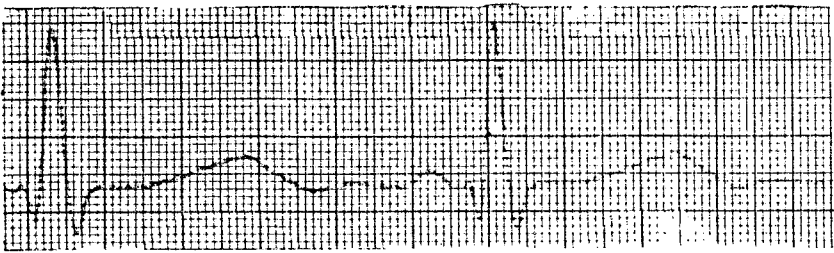
(d)



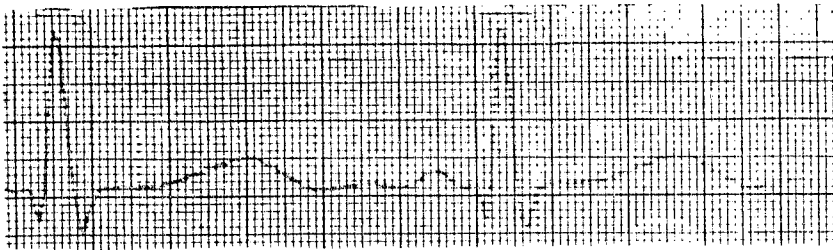
(e)



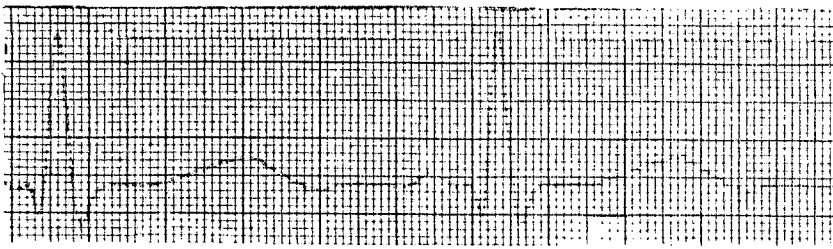
(f)



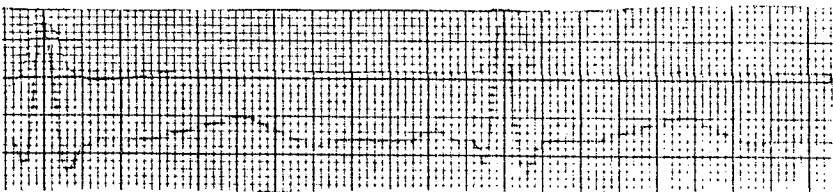
(g)



(h)



(i)



(j)

FIG. 4.1.3

Na Fig. 4.1.4a é apresentada uma outra amostra do ECG simulado. Na Fig. 4.1.4b é apresentada a saída do eliminador adaptativo para a mesma. Na Fig. 4.1.4c é mostrado o erro quadrático da saída multiplicado por 2,5 (vide secção 3.3).

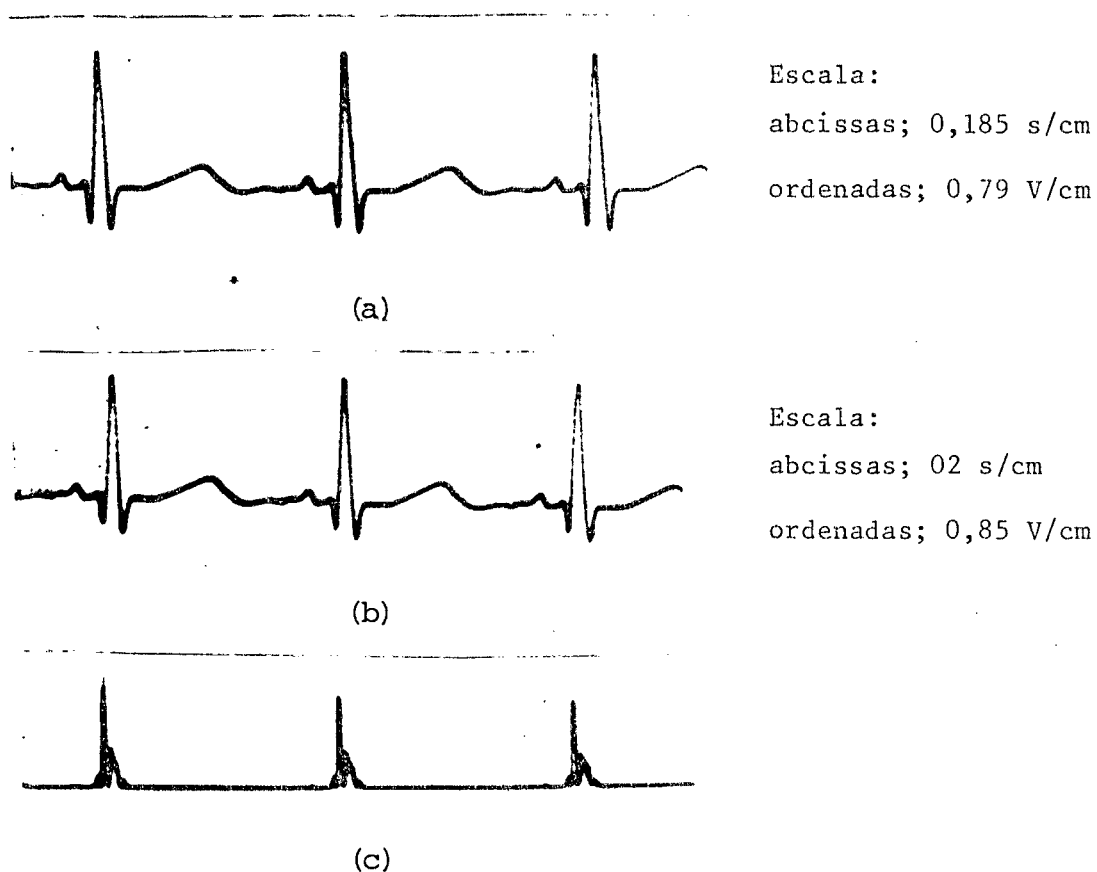
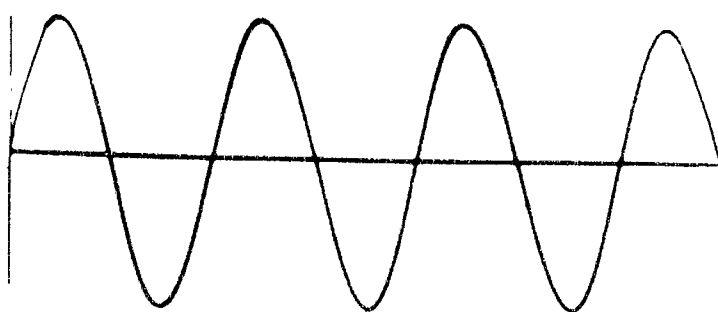


FIG. 4.1.4

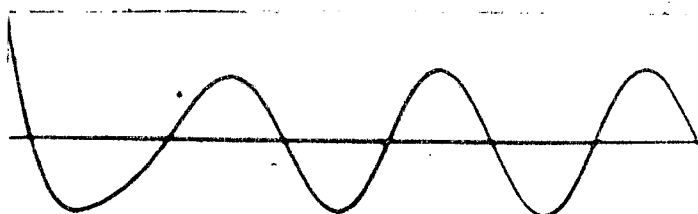
Na Fig. 4.1.5a é apresentada uma senóide¹ na frequência de 53Hz e na Fig. 4.1.5b é mostrada a saída do eliminador adaptativo para a mesma.

¹ Gerada no: Test Oscilator da Hewlett Packard Modelo: M651B.



(a)

Escala:
 abcissas; 0,077 s/cm
 ordenadas; 1,21 V/cm

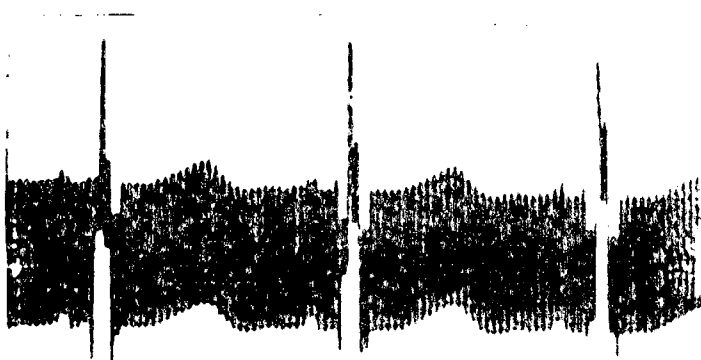


(b)

FIG. 4.1.5

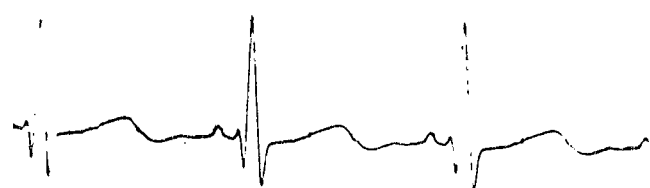
4.2. Resultados do eliminador de harmônicas de 60Hz

Na Fig. 4.2.1a é apresentado o ECG da Fig. 4.1.4a com ruído de 60Hz. Na Fig. 4.2.1b é apresentada a saída do eliminador de harmônicas simulado para a entrada acima e na Fig.4.2.1c é apresentado o erro quadrático do eliminador de harmônicas simulado multiplicado por 2,5 (vide secção 3.4).



(a)

Escala:
 abcissas: 0,18 s/cm
 ordenadas; 0,79 V/cm



(b)

Escala:

abcissas; 0,214 s/cm

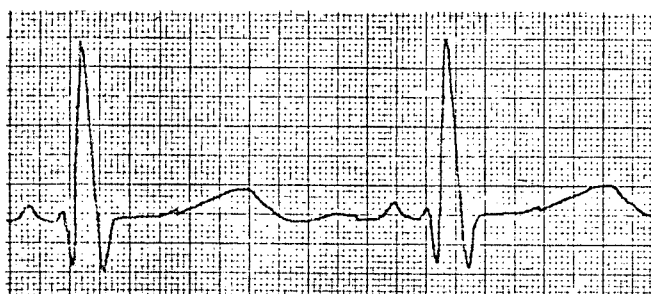
ordenadas; 0,85 V/cm



(c)

FIG. 4.2.1

Na Fig. 4.2.2a é apresentada uma amostra do ECG simulado. Na Fig. 4.2.2b é apresentada uma amostra do ECG com ruído de 60Hz simulados e na Fig. 4.2.2c é apresentada a saída do eliminador de harmônicas implementado para a entrada acima.

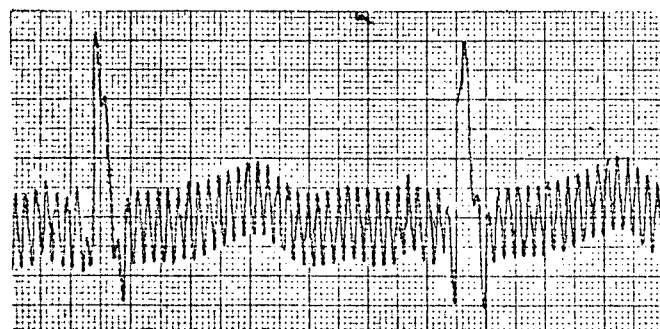


(a)

Escala:

abcissas; 0,1 s/cm

ordenadas; 0,47 V/cm



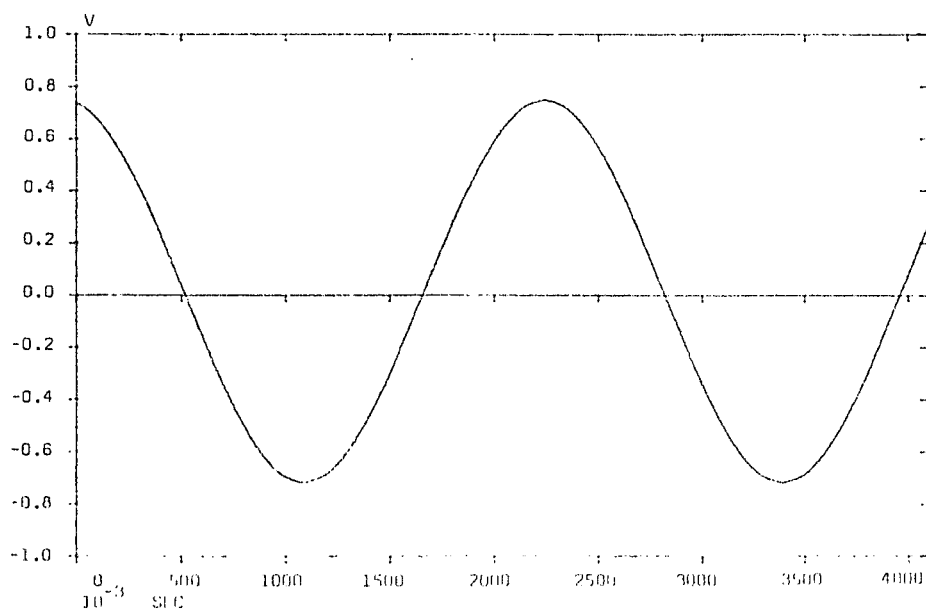
(b)



(c)

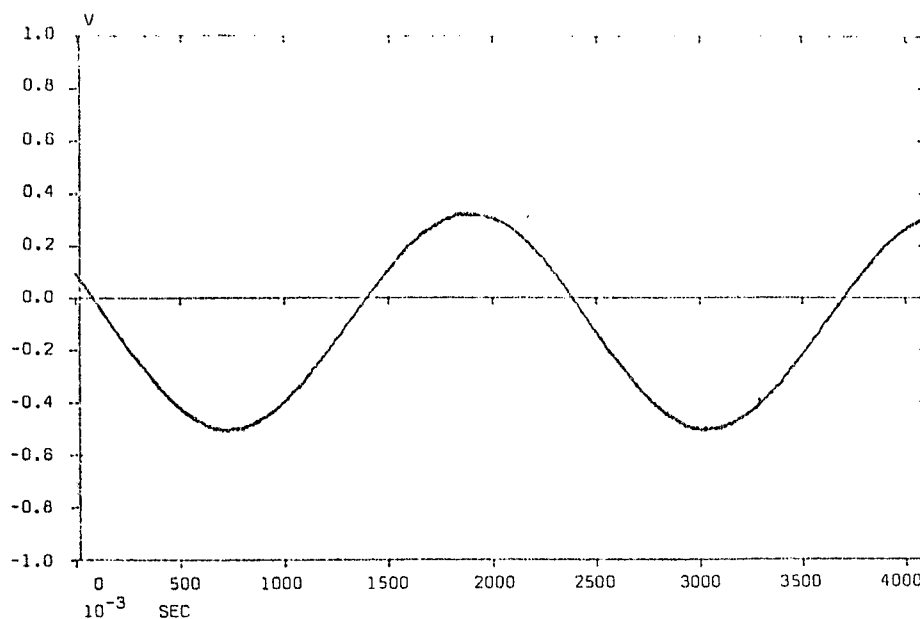
FIG. 4.2.2

Na Fig. 4.2.3a é apresentada uma senóide na frequência de 0,43Hz e na Fig. 4.2.3b é apresentada a saída do eliminador de harmônicas implementado para a mesma. (vide secção 3.4).



(a)

FIG. 4.2.3



(b)

FIG. 4.2.3

Na Fig. 4.2.4a, é apresentado o espectro de Fourier¹ de uma senóide² na frequência de 2,1Hz e 15Vpp.

-
1. I. Fourier Analyser: Hewlett Packard Modelo 5451C.
 - I.1. System Control Modelo 5477A.
 - I.2. Analog to Digital Converter Modelo 5466B.
 - I.3. Processor Modelo 7900A.
 - I.4. Disc Driver Modelo 7900A.
 2. Gerada no Function Generator: Hewlett Packard Modelo 3310A.

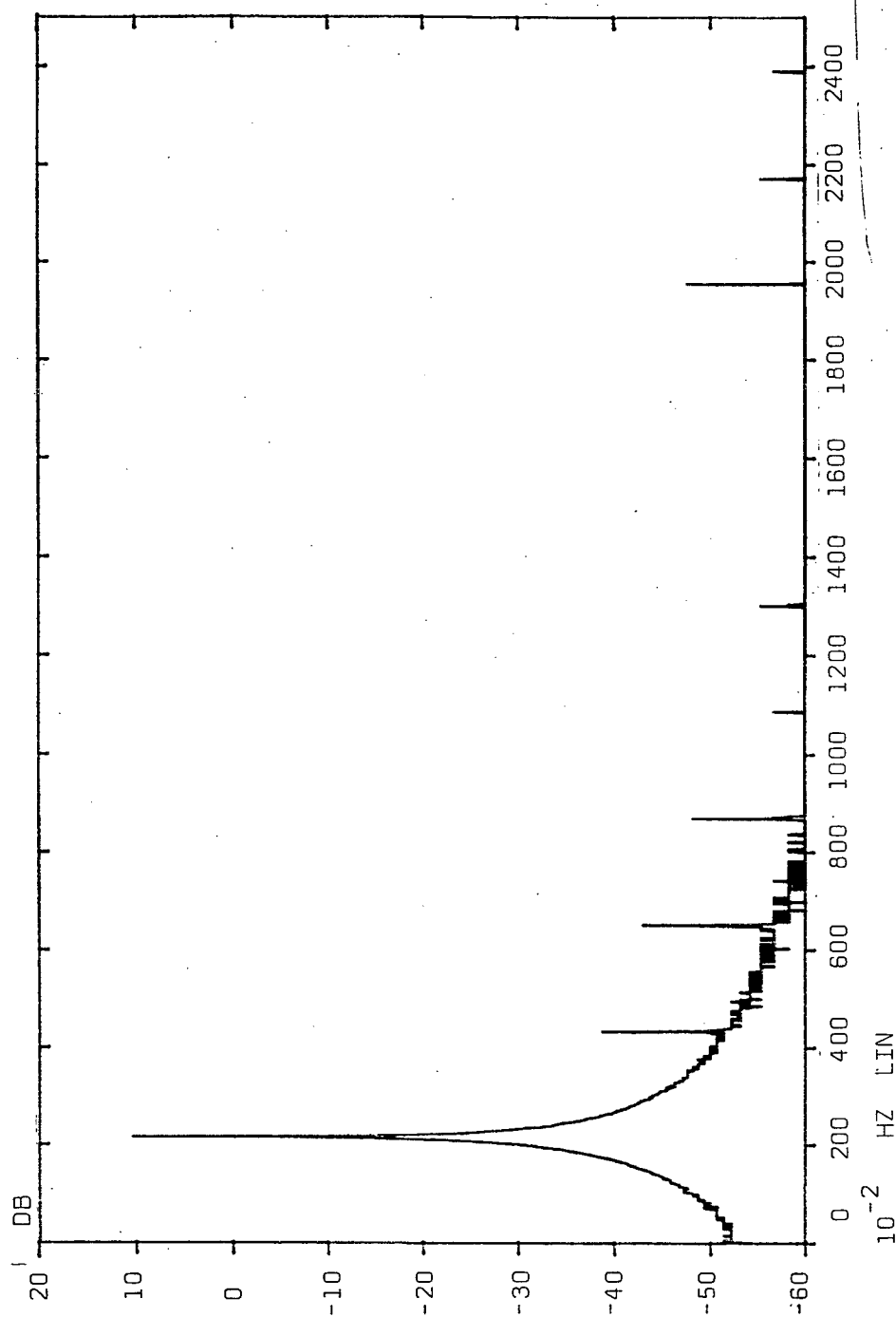


FIG. 4.2.4a

Na Fig.4.2.4b é apresentado o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado, para a mesma senóide de 2,1Hz.

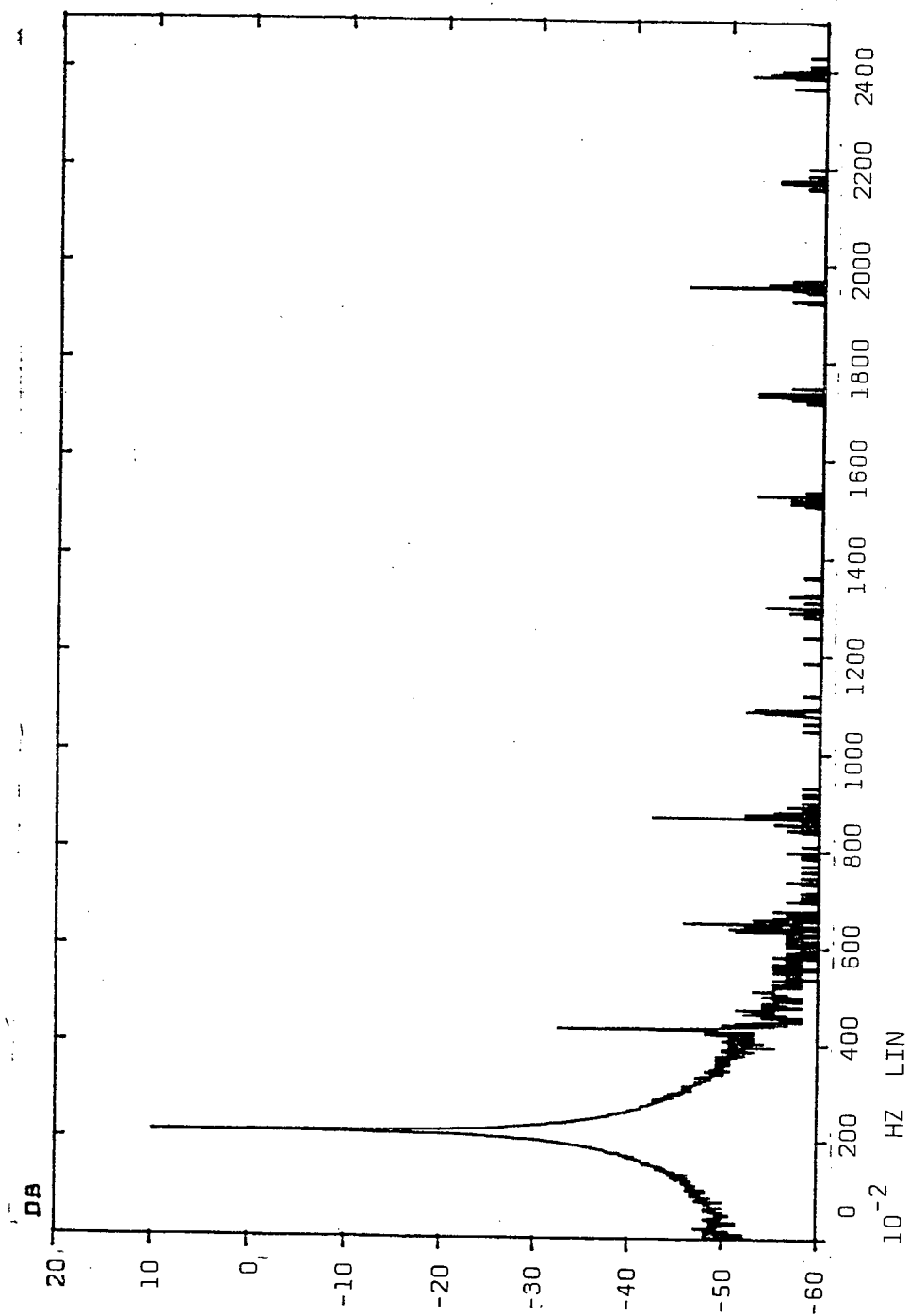


FIG. 4.2.4b

Na Fig. 4.2.5a, é apresentado o espectro de Fourier de uma senóide na frequência de 11Hz e 15Vpp.

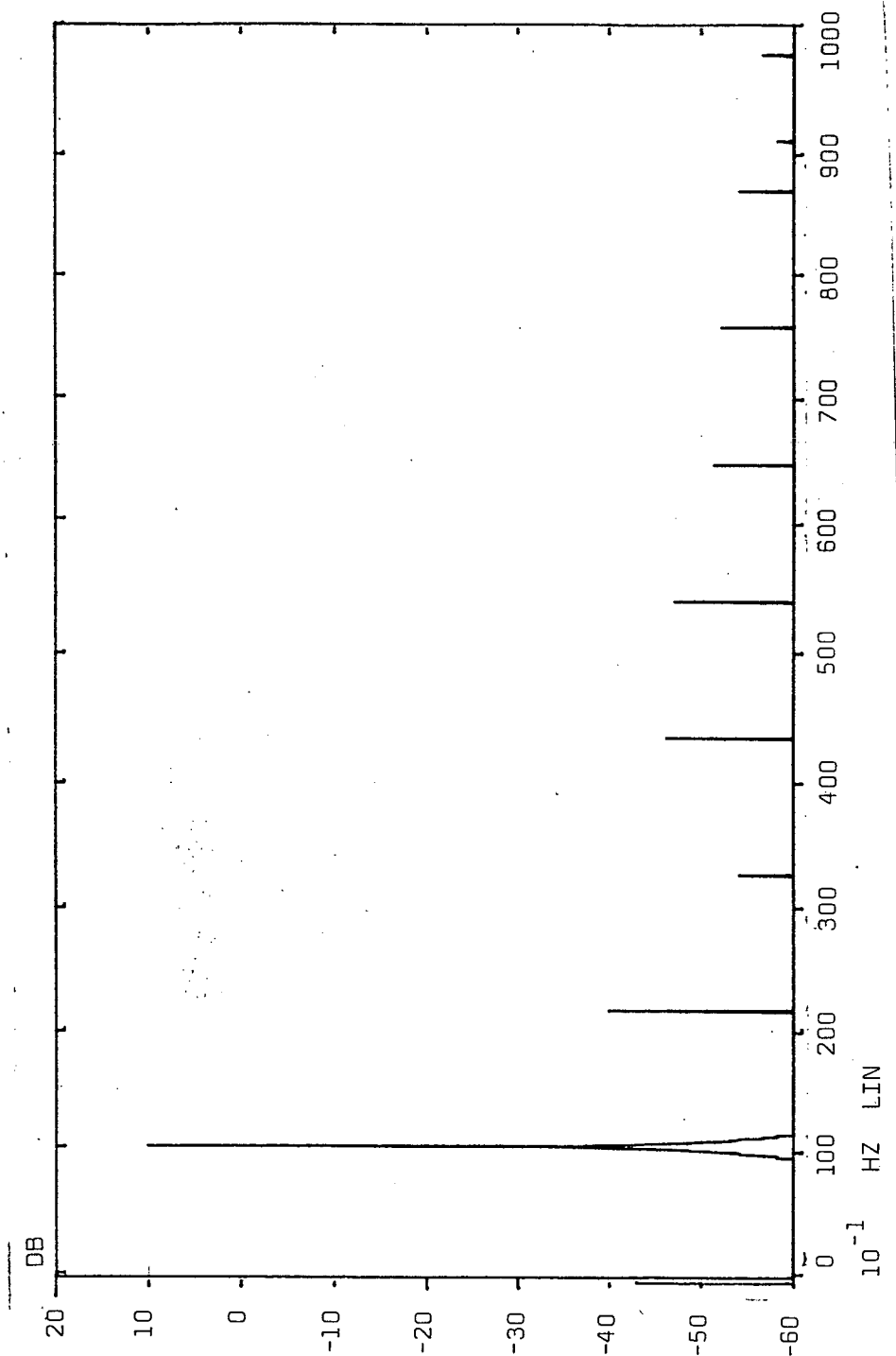


FIG. 4.2.5a

Na Fig. 4.2.5b é apresentado o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado para a mesma senóide de 11Hz.

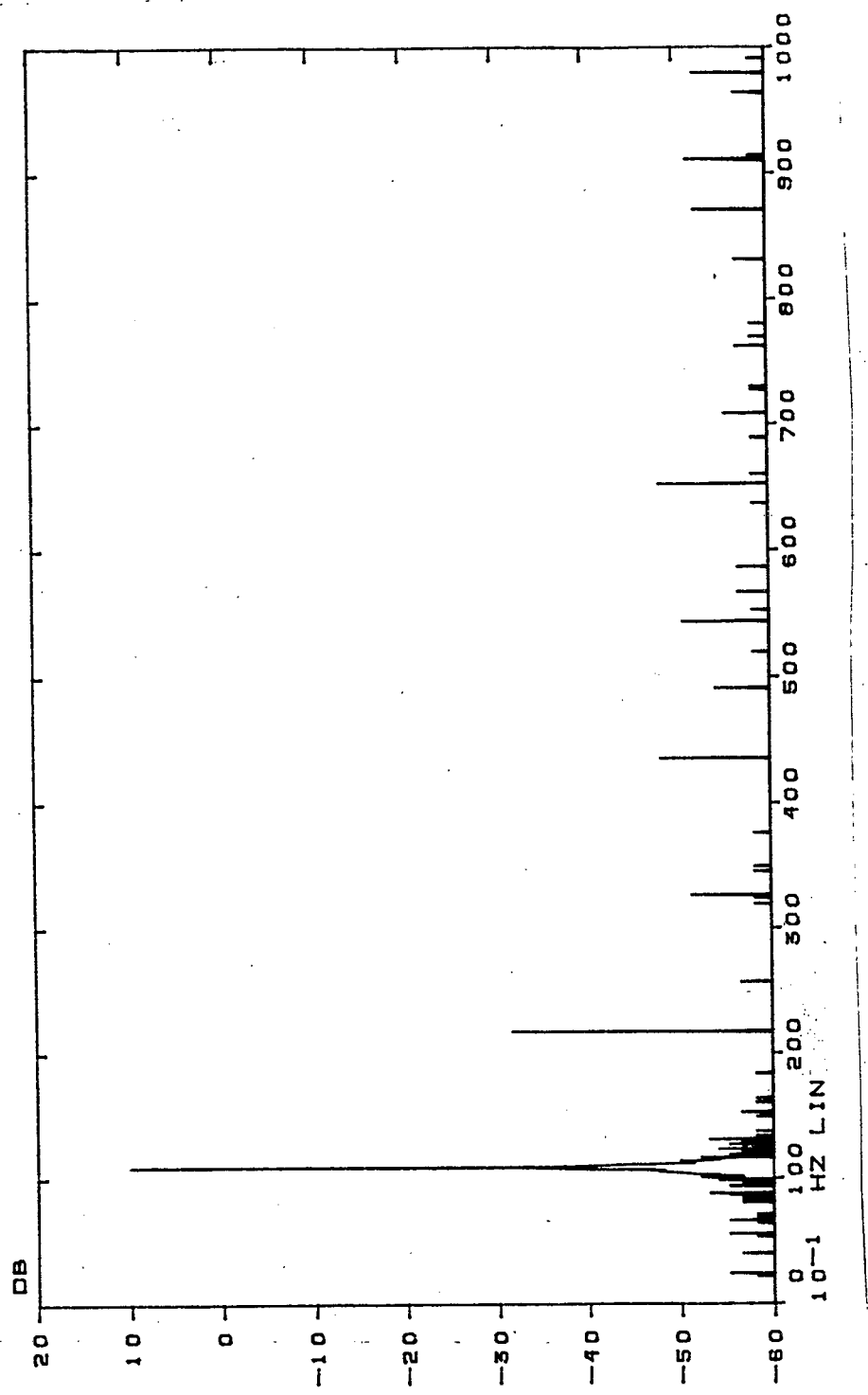


FIG. 4.2.5b

Na Fig. 4.2.6a, é apresentado o espectro de Fourier de uma senóide¹ na frequência de 46Hz e 15Vpp.

1. Gerada no: Test Oscilator da Hewlwt Packard Modelo 651B.

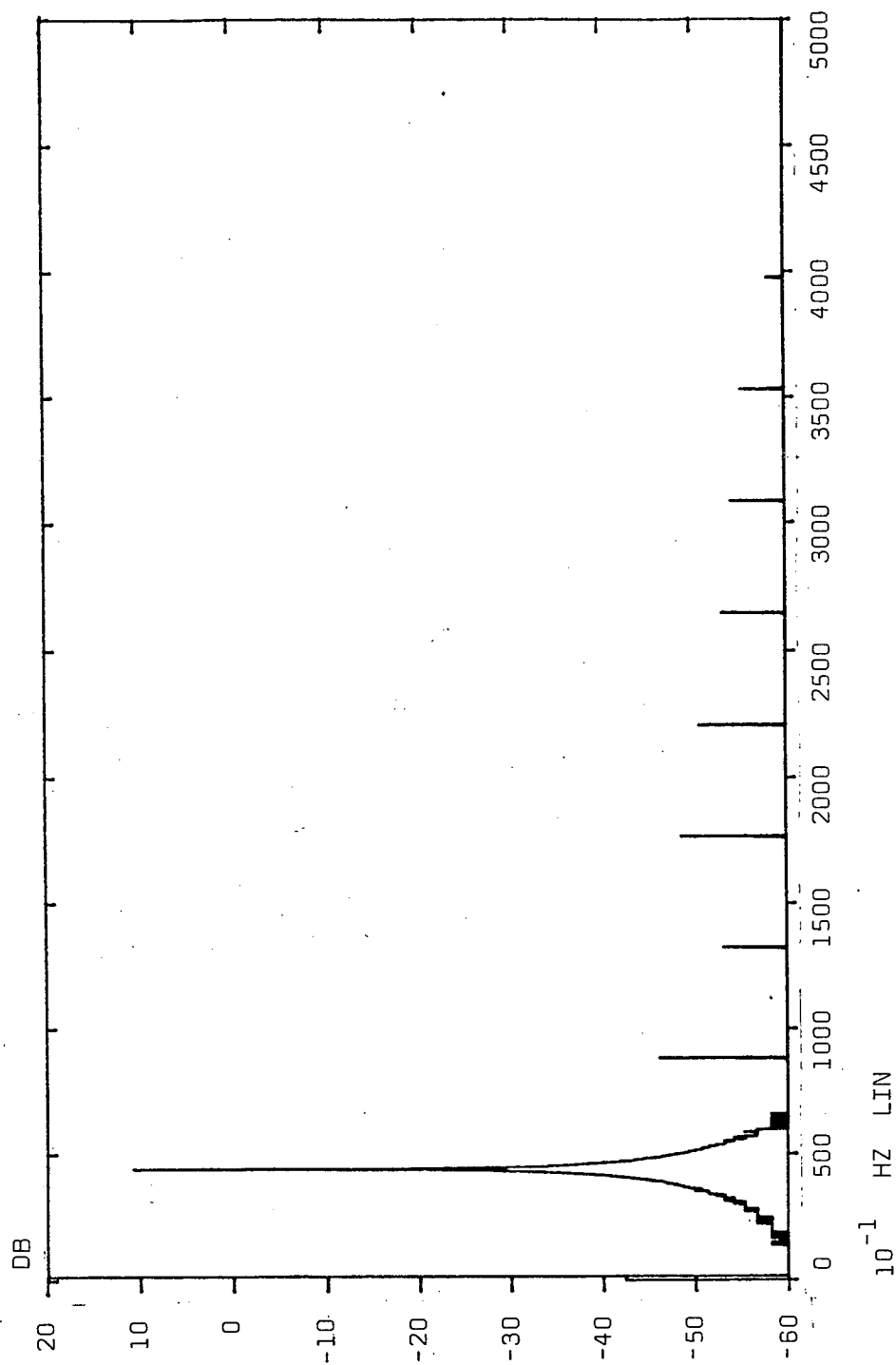


FIG. 4.2.6a

Na Fig. 4.2.6b, tem-se o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado, para a mesma senóide de 46Hz.

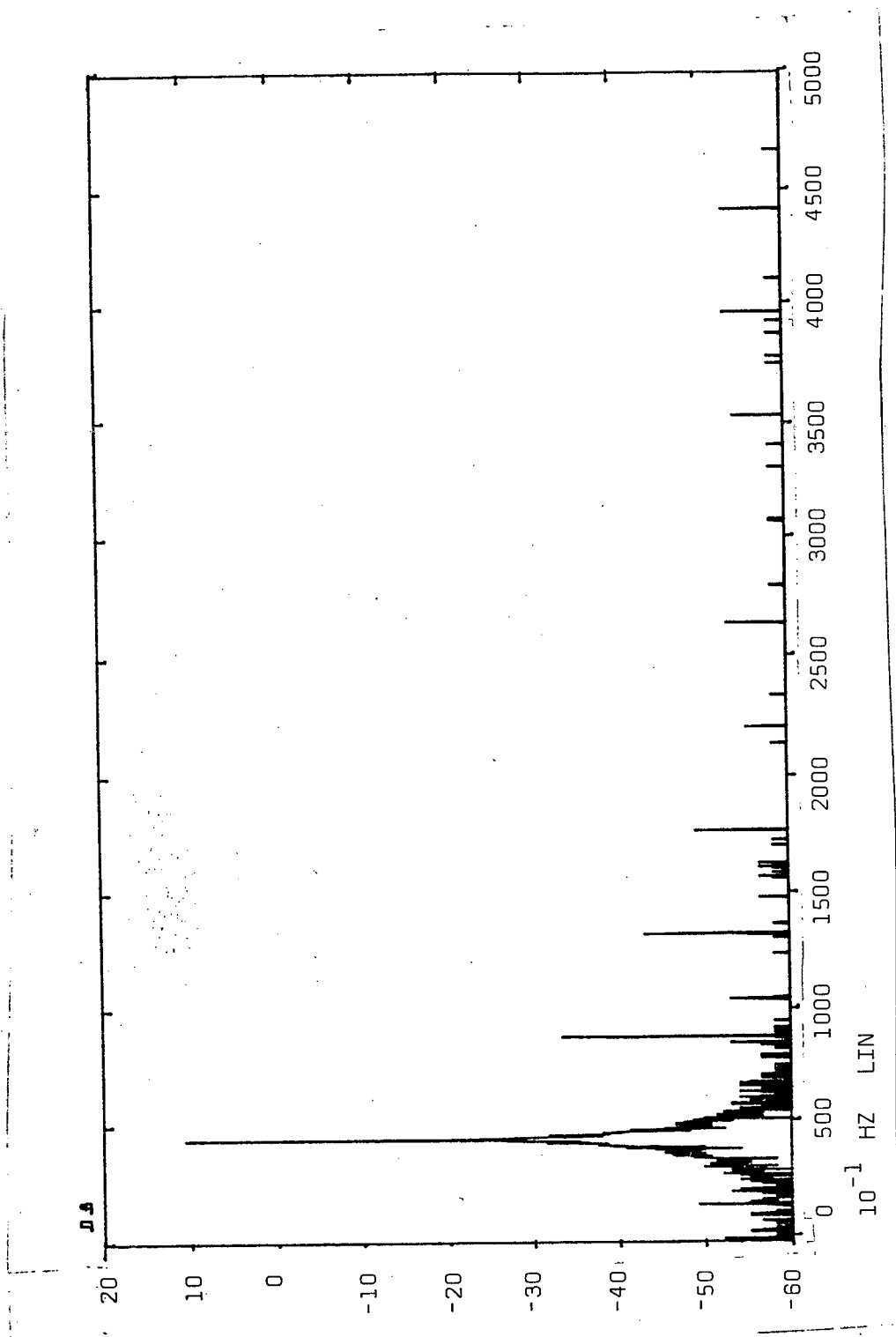


FIG. 4.2.6b

Na Fig. 4.2.7a, é apresentado o espectro de Fourier de uma senóide na frequência de 92Hz e 15Vpp.

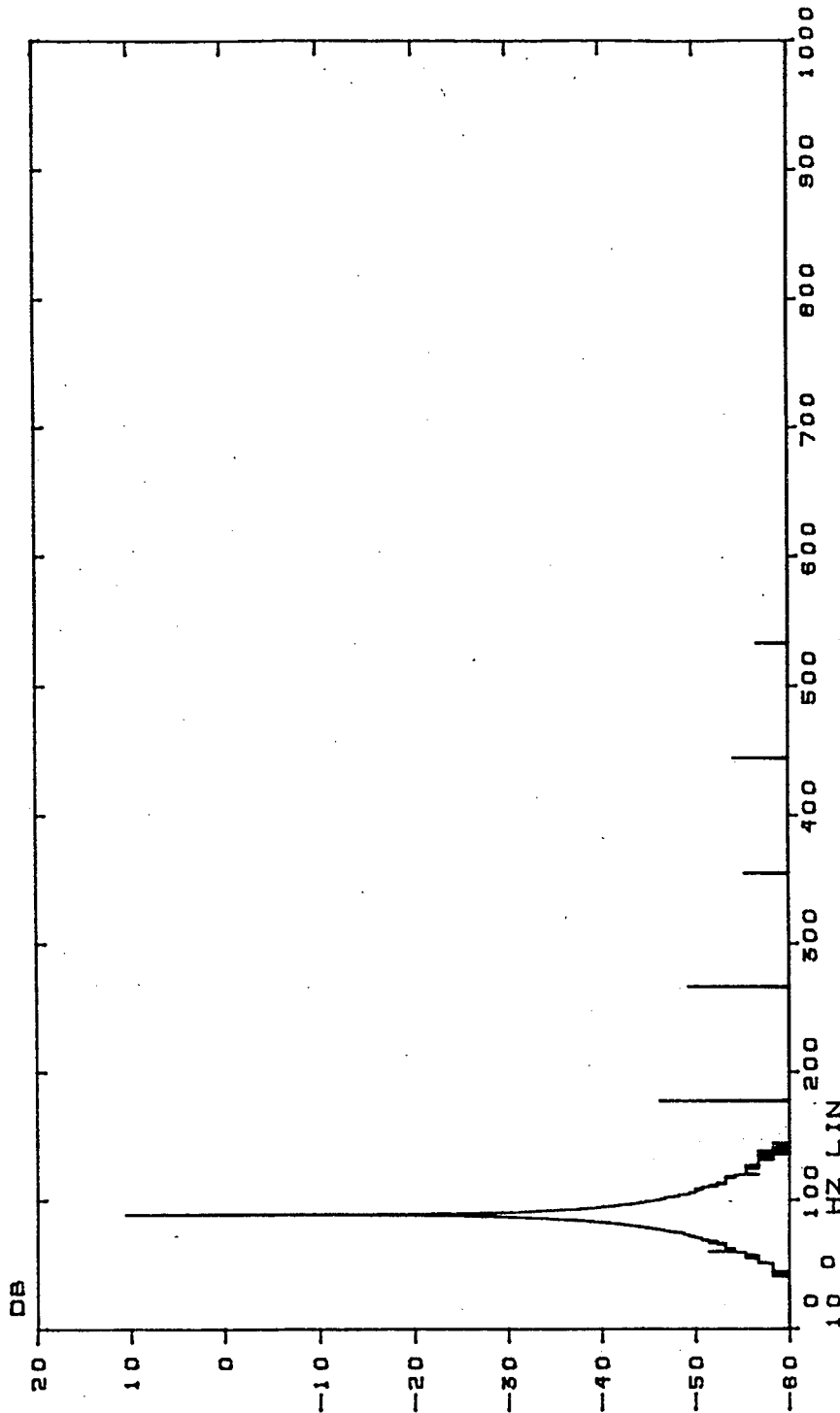


FIG. 4.2.7a

Na Fig. 4.2.7b, é apresentado o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado, para a mesma senóide de 92Hz.

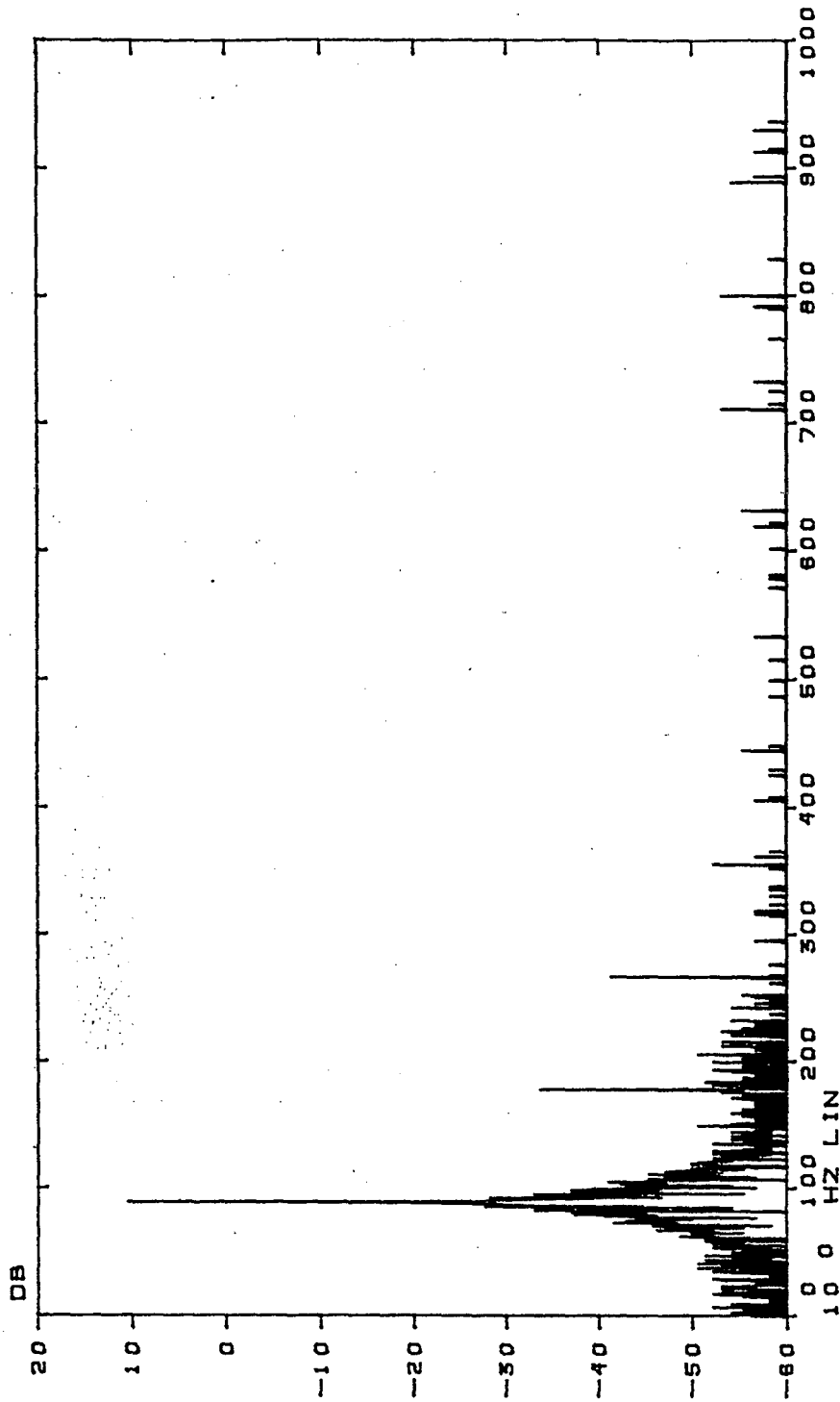


FIG. 4.2.7b

Na Fig. 4.2.8a, é apresentado o espectro de Fourier de uma senóide na frequência de 304Hz e 15Vpp. Na entrada "Trigger Externo" do Fourier Analyser, colocou-se os 6K Hz da frequência de amostragem do eliminador de harmônicas.

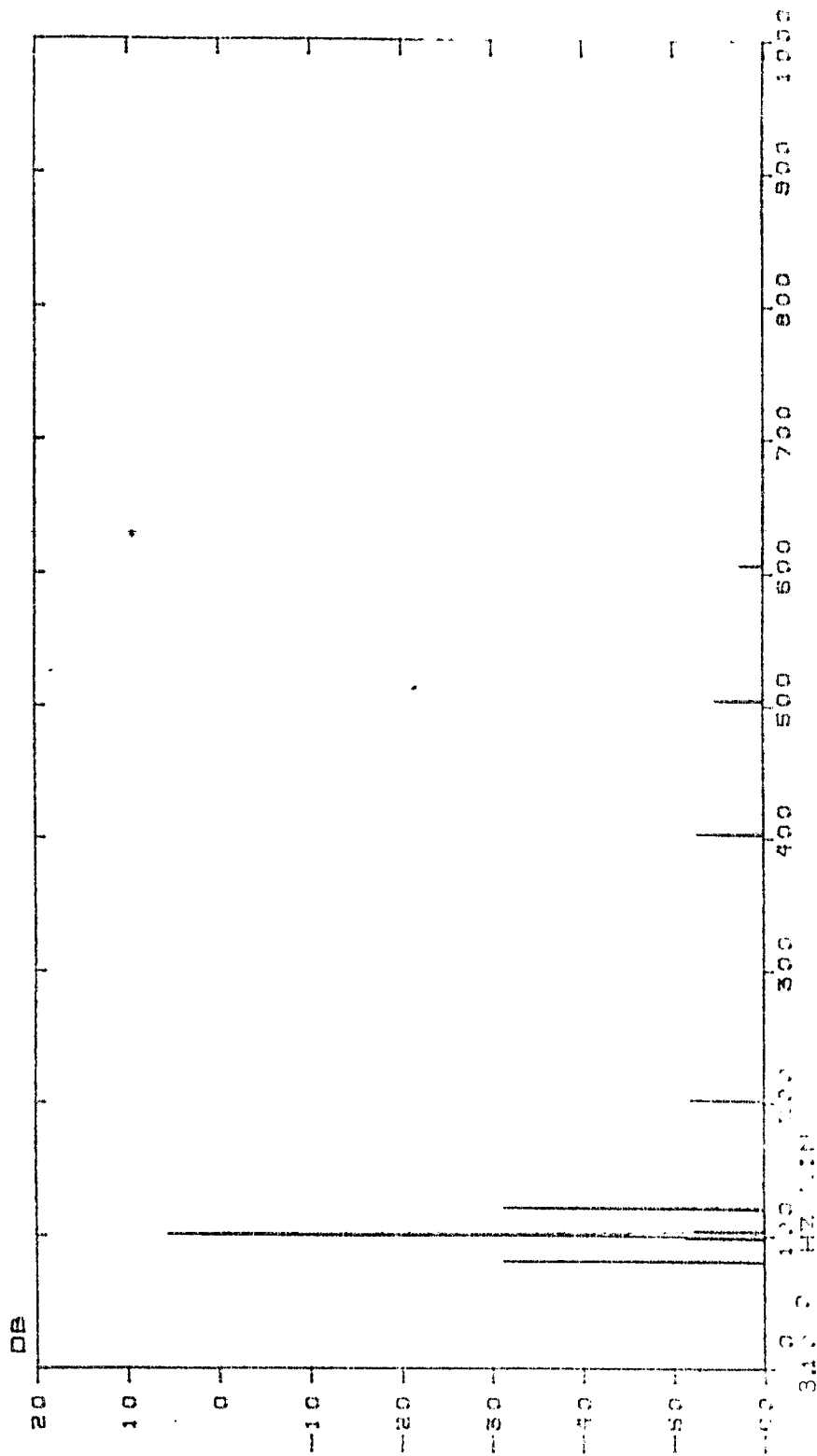


FIG. 4.2.8a

Na Fig. 4.2.8b, é apresentado o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado, para a mesma senóide de 304Hz.

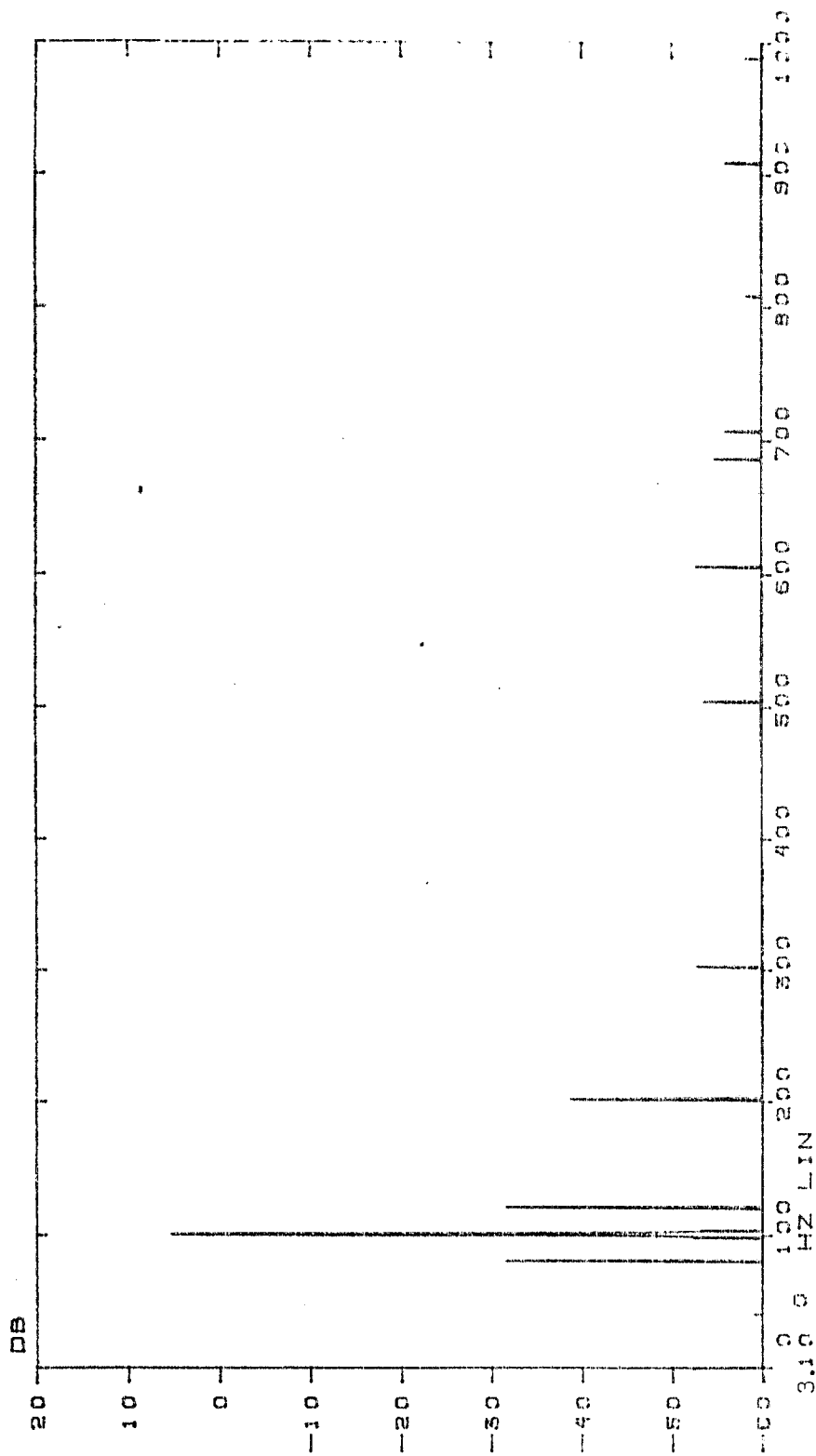


FIG. 4.2.8b

Na Fig. 4.2.9a, é apresentado o espectro de Fourier de uma senóide na frequência de 596Hz e 15Vpp.

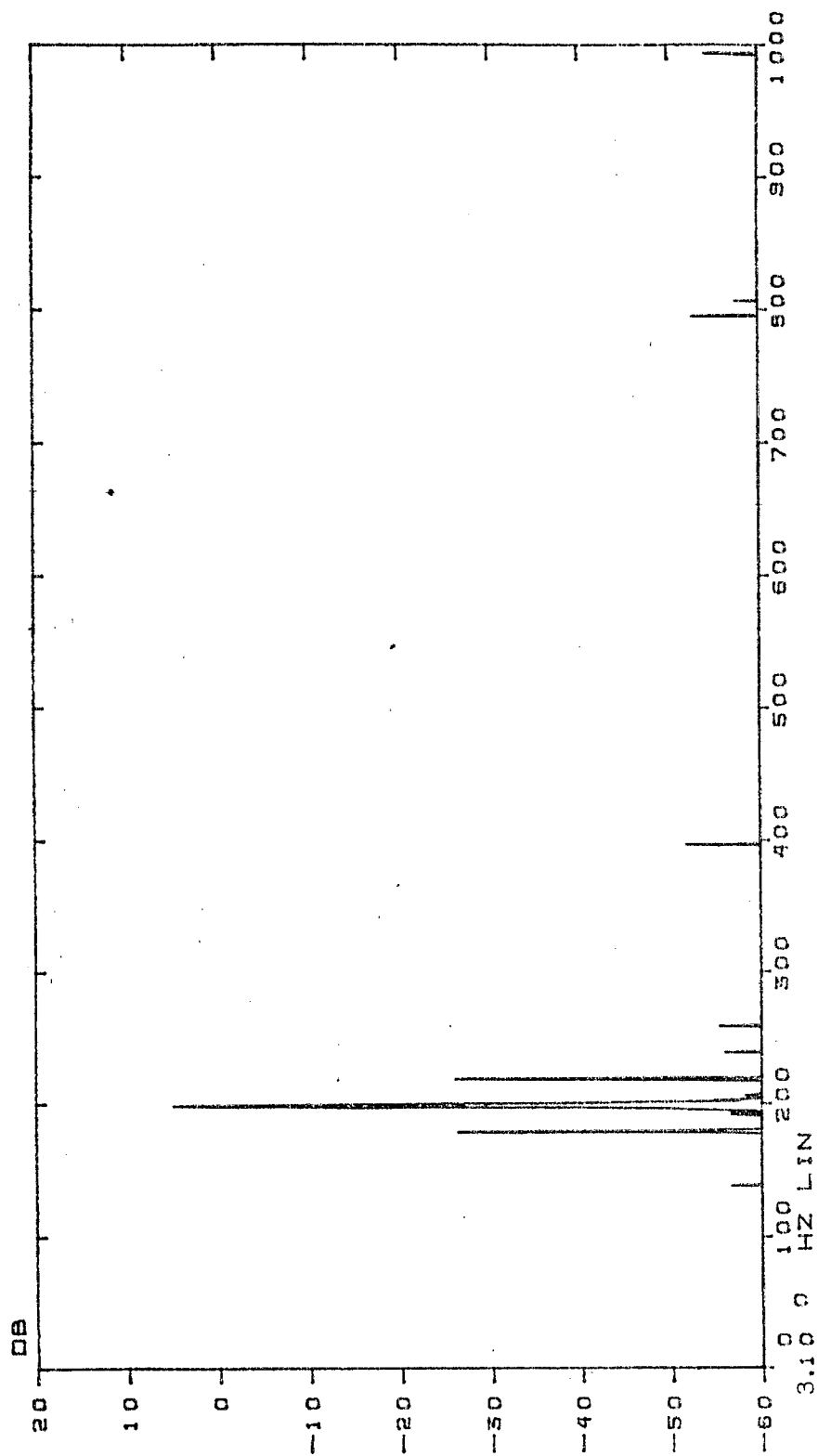


FIG. 4.2.9a

Na Fig. 4.2.9b, é apresentado o espectro de Fourier da saída do eliminador de harmônicas implementado, para a mesma senóide de 596Hz.

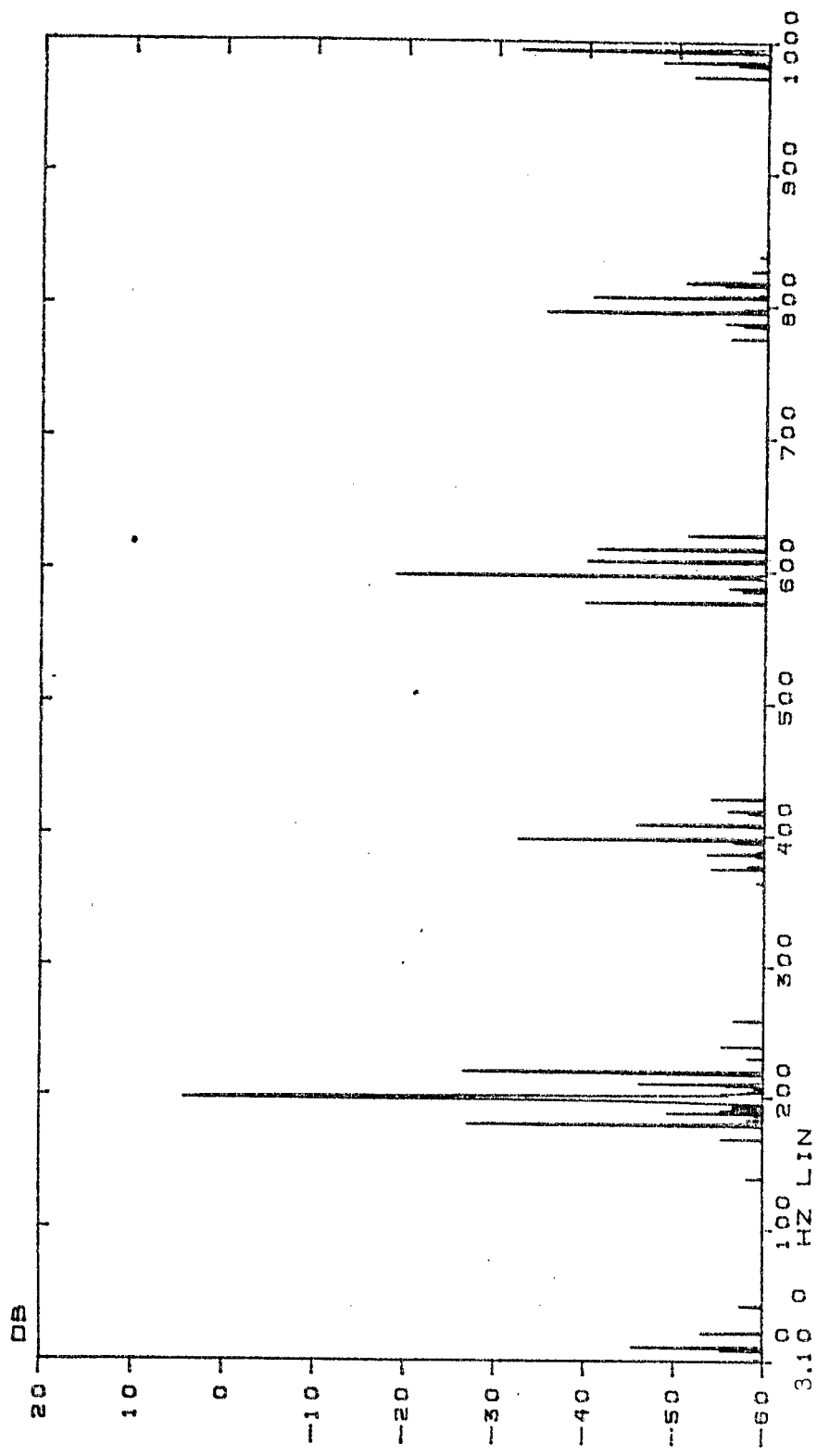


FIG. 2.9.b

5. DISCUSSÃO

5.1. Eliminador Adaptativo Analógico do Ruído de 60Hz.

A análise clínica dos resultados obtidos das Fig. 4.1.3 a-j indicou:

O traçado que apresenta a melhor morfologia, em relação ao prévio, é aquele assinalado com 0.1875. As diferenças não são clinicamente valorizáveis e está livre de interferência.

Comparação em relação ao prévio:

Onda R - apresenta menos 10% do valor inicial, na amplitude.

Onda Q - apresenta menos 16.7% na amplitude negativa em relação ao valor inicial.

Onda S - sem alteração.

Complexo QRS - sem alteração na duração.

Observa-se pela Fig. 4.1.3 a-j que o complexo QRS ds ECG sofreu uma redução na amplitude com o aumento do ganho de malha e que diminuindo o ganho de malha houve um aumento do ruído de 60Hz na saída do eliminador. Este comportamento do eliminador adaptativo ocorre porque para um tempo finito há uma correlação entre os 60Hz da rede e o sinal. Esta correlação diminui quando o tempo de convergência aumenta e vice-versa. Há uma variação no valor das ponderações em torno do seu valor ótimo pro

porcional à correlação entre o sinal e o ruído. Do exposto acima segue:

- 19) A diminuição do ganho de malha ($2\mu_b^*$) aumenta a constante de tempo do eliminador adaptativo (2.63), ou seja, aumenta o tempo de convergência. Assim, as ponderações levam mais tempo para atingirem seu valor ótimo quando saem deste, devido a correlação sinal-ruído existente. Durante este tempo de adaptação aparece o ruído de 60Hz na saída.
- 20) O aumento do ganho de malha ($2\mu_b^*$) diminui o tempo de convergência. Então as ondas Q e R do ECG, que possuem uma correlação significativa com os 60Hz, num pequeno tempo de convergência passam a serem interpretadas pelo algoritmo como sendo principalmente ruído de 60Hz. Como consequência são atenuadas significativamente.

Uma análise da Fig. 4.1.4c mostra que no complexo QRS do ECG, há uma distorção significativa das referidas ondas, não sendo atingida a minimização do erro quadrático esperada estatisticamente.

Pela Fig. 4.1.5, observa-se que uma senóide na frequência de 53Hz, é atenuada pelo eliminador adaptativo. Isto porque a constante τ_{EAA} é muito pequena, assim, a condição de não haver correlação entre o sinal (53Hz) e os 60Hz da rede, não se mantém verdadeira em tão pequeno espaço de tempo.

5.2. Eliminador de Harmônicas de 60Hz

A análise clínica do resultado obtido da Fig.4.2.2c

indicou:

- A distorção da saída do eliminador de harmônicas é mínima em relação ao traçado prévio, praticamente não se manifestando quanto a amplitude das ondas P, Q e R e com uma distorção (de 9%) da onda S, sem importância clínica.
- O exame do segmento ST e das ondas T e U, mantém a fidelidade ao sinal original, permitindo apreciar as características morfológicas necessárias para um diagnóstico eletrocardiográfico. Não se alterou a duração das diversas fases do eletrocardiograma.

Pela Fig. 4.2.1a, observa-se que as distorções mais intensas do ECG ocorrem nas ondas S e T do mesmo. A onda S do ECG teve sua amplitude aumentada e a onda T teve sua amplitude reduzida. Explicações para estas distorções observadas na saída do eliminador de harmônicas são:

- 1º) O mesmo apresenta a característica de filtrar o valor médio do sinal de entrada e baixas frequências (frequência de corte obtida experimentalmente em torno de 0,43Hz pela Fig. 4.2.3). Então, a onda T que é rica em baixas frequências espectrais, sofre uma redução em sua amplitude. Observa-se que frequências da ordem de 0,05Hz e que são necessárias para a preservação do ECG [5], podem passar por este eliminador, uma vez que o ECG varia com o tempo seu espectro de frequências de modo a não haver tempo para que $y_D(i,j)$ rastreie as baixas frequências.
- 2º) Como a onda R do ECG tem um valor médio bastante maior que o restante do sinal (vide Fig. 3.2), por algumas iterações do algoritmo, o sinal $y_D(i+1,j)$ também irá aumentar seu valor

médio. Assim, a saída do eliminador de harmônicas, conforme a equação (3.6b), aumenta a amplitude negativa da onda **S** do ECG.

Observa-se pelas Fig. 4.2.1 e Fig. 4.2.2 que:

- A frequência de amostragem de 6K Hz do eliminador de harmônicas implementado (vide Fig. 4.2.2) não alterou o desempenho deste em relação ao eliminador de harmônicas simulado, na frequência de 61,44K Hz (vide Fig. 4.2.1).

O cálculo das distorções do eliminador de harmônicas implementado, em diversas frequências espectrais do ECG é apresentado a seguir.

Sabe-se que:

$$DHT = \frac{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_0}$$

onde: DHT é a distorção harmônica total;

A_0 é a amplitude da fundamental;

A_i é a amplitude da i -ésima harmônica.

Pela Fig. 4.2.4 a-b, em 2,1Hz, obtém-se:

$$DHT_{\text{entrada}} = 4,8894 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{e } DHT_{\text{saída}} = 8,3220 \cdot 10^{-3}$$

Observa-se que o erro de quantização do eliminador de harmônicas implementado, está sendo avaliado como fazendo parte da DHT, o que não é verdadeiro. Assim, tem-se:

$$DHT_{\text{eliminador}} < DHT_{\text{saída}} - DHT_{\text{entrada}}$$

$$DHT_{\text{eliminador}} < 3,4326 \cdot 10^{-3}$$

Pela Fig. 4.2.5 a-b em 11Hz:

$$DHT_{\text{entrada}} = 3,9538 \cdot 10^{-3}$$

$$DHT_{\text{saída}} \approx 8,7655 \cdot 10^{-3}$$

Logo:

$$DHT_{\text{eliminador}} < 4,812 \cdot 10^{-3}$$

Pela Fig. 4.2.6 a-b em 46Hz:

$$DHT_{\text{entrada}} = 2,3640 \cdot 10^{-3}$$

$$DHT_{\text{saída}} \approx 7,6645 \cdot 10^{-3}$$

Logo:

$$DHT_{\text{eliminador}} < 5,301 \cdot 10^{-3}$$

Pela Fig. 4.2.7 a-b em 92Hz:

$$DHT_{\text{entrada}} = 1,9982 \cdot 10^{-3}$$

$$DHT_{\text{saída}} \approx 7,4286 \cdot 10^{-3}$$

Logo:

$$DHT_{\text{eliminador}} < 5,430 \cdot 10^{-3}$$

Observa-se que o erro de quantização não é considerado na DHT obtida da Fig. 4.2.8 a-b, uma vez que a mesma foi realizada colocando-se no "trigger externo" do "Fourier Analyser" os 6K Hz da frequência de amostragem do eliminador de harmônicas.

Pela Fig. 4.2.8 a-b em 304Hz:

$$DHT_{\text{entrada}} = 2,3948 \cdot 10^{-3}$$

$$DHT_{\text{saída}} = 7,2734 \cdot 10^{-3}$$

Logo:

$$DHT_{\text{eliminador}} \approx 4,879 \cdot 10^{-3}$$

Uma vez que não houve convergência do espectro de Fourier para zero no resultado da Fig. 4.2.9b, não se apresenta o cálculo desta distorção harmônica total.

Observe-se que a frequência de amostragem do eliminador de harmônicas implementado (6K Hz) pode ser aumentada até 7,68 KHz por carregar o registrador de estado do TIMER do 8155 com 128 em lugar de 100. Além de pequenos ajustes nos sinais de sincronismo como o "Start Conversion" do ADC 800. Este procedimento, contudo, não influirá significativamente numa melhora do desempenho do eliminador.

6. CONCLUSÕES

Ambos os eliminadores (de harmônicas e adaptativo) possuem um compromisso entre o tempo de convergência para a solução ótima e a distorção introduzida no sinal cardíaco. Isto porque a avaliação do nível de ruído existente no sinal é feita estatisticamente. Assim, quanto mais tempo existir para a convergência dos algoritmos, melhor será este cálculo, com mais amostras e quanto menor for o tempo para a convergência mais a avaliação do ruído existente será influenciada pelo próprio sinal. Este processo causará uma maior distorção do sinal.

A saída dos eliminadores subtrai a estimativa do ruído do sinal com ruído, por isto não apresentam defasagens das diversas frequências espectrais do sinal.

O eliminador de harmônicas filtra os 60Hz num nível superior ao eliminador adaptativo analógico, para um mesmo nível de distorção do sinal, conforme pode-se observar pelas Fig. 4.1.4b e Fig. 4.2.1b. Para estas figuras a distorção máxima do ECG, caracterizada pelo erro quadrático, pertence ao eliminador adaptativo, conforme as Fig. 4.1.4c e Fig. 4.2.1c.

A seguir, é apresentada uma análise clínica comparativa dos resultados das simulações do ECG nos dois eliminadores (de harmônicas e adaptativo).

A distorção do eliminador adaptativo para $\mu_b^* = 0,1875$ é um pouco maior que a distorção do eliminador de harmônicas com

$\mu=16$ e incide principalmente sobre o complexo QRS (na onda R com 10% de alteração da amplitude, na onda Q com 16,7% de alteração da amplitude). Mas, ainda assim, o traçado é bastante fiel ao original e permite uma boa interpretação clínica.

É uma característica do eliminador de harmônicas filtrar o valor médio do sinal cardíaco, enquanto que o eliminador adaptativo não filtra este valor médio. O eliminador adaptativo diminui o nível de filtragem do ruído na medida em que o valor médio do sinal cardíaco em módulo o vai aumentando.

Características do Eliminador Adaptativo Analógico

A construção deste eliminador é simples e suas características de filtragem são razoavelmente boas.

Como sugestão, a constante de tempo τ_{EAA} deverá ser alterável pelo ganho de malha $2\mu_b^*$ de modo que a mesma fique numa faixa entre 8,38 ms e 4,20 ms para se ter um controle da distorção versus nível de filtragem.

Sugere-se em trabalhos futuros colocar um filtro passa banda em $60\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ na saída $Z(t)$ antes de fechar a malha de realimentação. Para um melhor desempenho, pode-se acrescentar outro filtro semelhante na saída $y(t)$. conforme a Fig. 6.1.

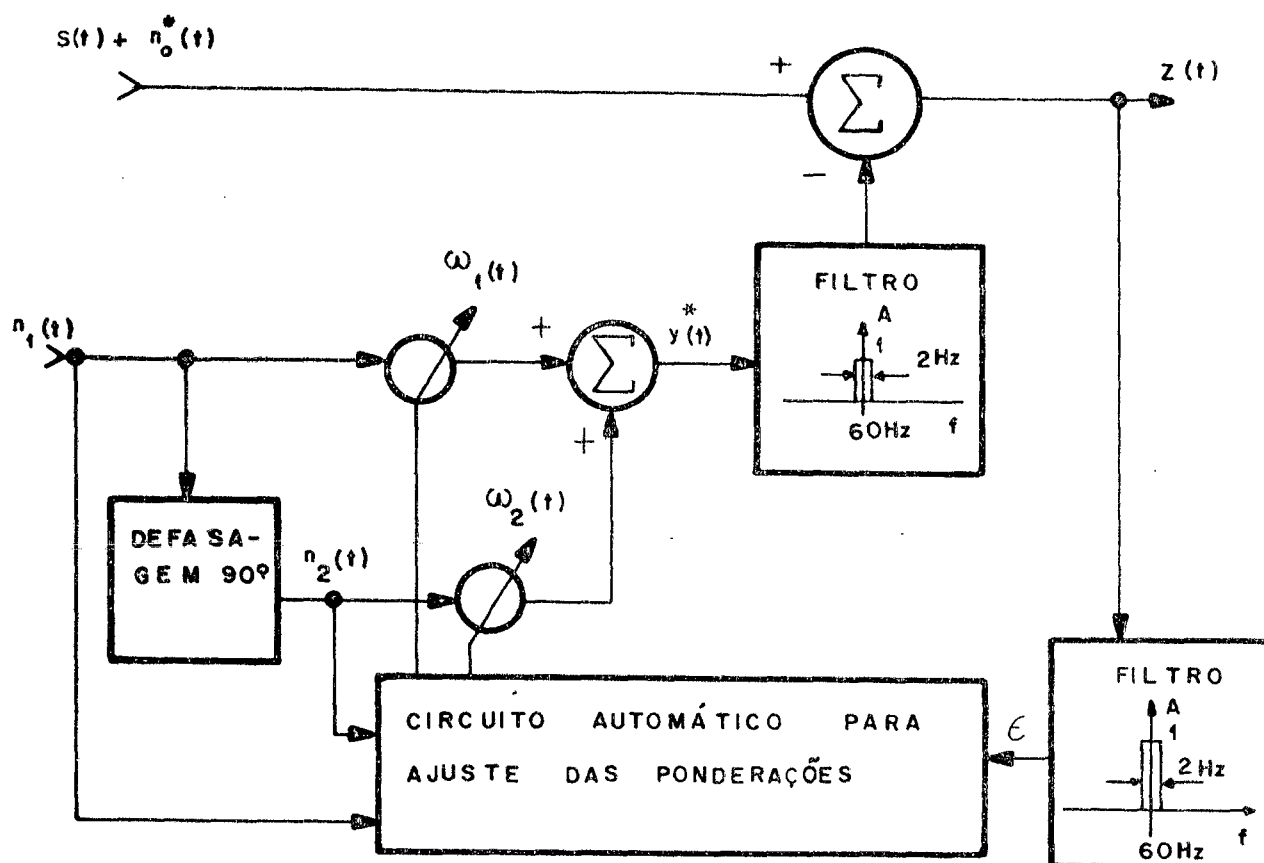


Fig. 6.1

Características do eliminador de harmônicas de 60Hz:

A construção deste eliminador foi muito facilitada pelo uso do Microprocessador 8085A. Isto permitiu a implementação de um eliminador de harmônicas relativamente barato e compacto. Considerando-se o fato de que este circuito tem poucos componentes, infere-se que este eliminador apresenta uma boa confiabilidade. A memória ROM 2708 permite também uma mudança do coeficiente $\mu=16$ reprogramando-a. Como sugestão, pode-se gravar outra memória ROM para realizar o algoritmo do eliminador de harmônicas com $\mu=32$. Pode-se também colocar uma chave a disposição do

operador para selecionar qual das memórias ROM será utilizada. Consegue-se com $\mu=32$ uma menor distorção do sinal cardíaco e uma menor frequência de corte inferior, a um custo de um maior tempo de convergência do algoritmo.

Outra sugestão, com o intuito de reduzir a distorção causada pelo eliminador de harmônicas, é utilizar um filtro passa banda em $60\text{Hz} \pm 1\text{Hz}$ e ganho aproximadamente unitário, na banda de passagem, e outros, semelhantes em suas harmônicas superiores, a serem colocados antes do algoritmo do eliminador de harmônicas conforme a Fig. 6.2. Observa-se pela Fig. 6.2 que este sistema não reduzirá a amplitude do sinal e nem eliminará seu valor médio, característica esta que, por certo, fornecerá um desempenho significativamente melhor ao eliminador de harmônicas.

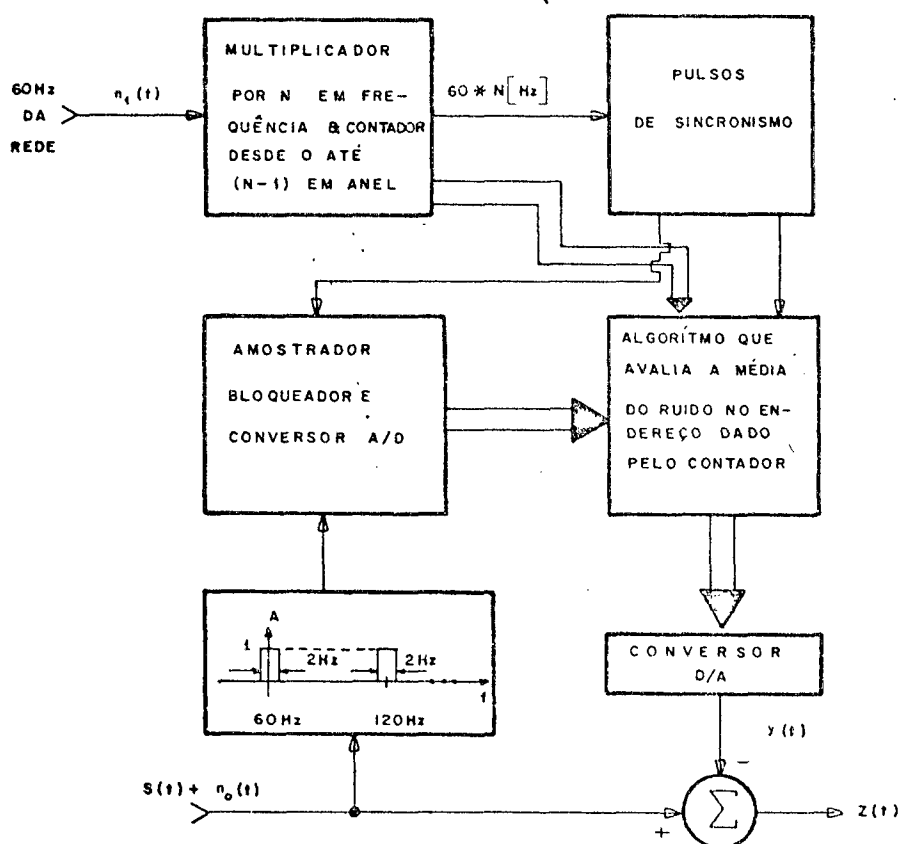


FIG. 6.2

Sugere-se em futuros trabalhos, utilizar o algoritmo dos eliminadores vindos de equações diferenciais de ordem superior ao primeiro grau, para se obter um melhor controle do tempo de convergência para a solução ótima versus distorção do sinal.

Para o eliminador adaptativo, tem-se:

$$\sum_{n=1}^q \frac{\alpha_n}{(T_A)^{q-n}} \cdot \frac{d^n [w_b(t)]}{dt^n} =$$

$$= \frac{2\mu_b}{(T_A)^q} \cdot z(t + (q-1)T_A) \cdot n_b(t + (q-1)T_A)$$

onde:

α_n é uma constante cujo valor final (α_q) é igual a um (1) e da qual depende a estabilidade do sistema.

Para o eliminador de harmônicas, tem-se:

$$\sum_{n=0}^q \frac{\beta_n}{(T_r)^{q-n}} \cdot \frac{d^n [y(t,j)]}{dt^n} =$$

$$= \frac{\beta_0}{(T_r)^q} \cdot [s'(t + qT_r, j) + n'_0(t + qT_r, j)]$$

onde:

β_n é uma constante cujo valor final (β_q) é igual a um (1) e da qual depende a estabilidade do sistema.

Para passar estas equações na forma contínua para a forma discreta, o processo é simples (vide Apêndice C). Como i ilustração, tem-se para $n=2$.

$$w_b(i+2) = 2\mu_b z(i+1)_{nb}(i+1) + w_b(i+1)(2 - \alpha_1) + \\ + w_b(i)(\alpha_1 - 1)$$

e

$$y(i+2, j) = \beta_0 [s'(i+2, j) + n'_0(i+2, j)] + \\ + y(i+1, j)(2 - \beta_1) + y(i, j)(\beta_1 - \beta_0 - 1)$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- 01 - BENNET , A.W. Introduction to computer simulation. St. Paul, West Publ. 1974, 455p.
- 02 - BROWN, P.B. & MALHOTRA, L. A 60-Hz harmonic eliminator. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, 25(4): 392-7, July, 1978.
- 03 - CLARK, G.A. Cancel 60 Hz and other noise with adaptive filters, Other benefits include less signal distortion than conventional techniques. Electronic Design, Rochelle Park, 24(20): 74-9, Sept. 1976.
- 04 - DIGITAL. Processor handbook: 04/05/10/35/40/45. Maynard, 1975. cap. 4-5.
- 05 - HAMBLEY, A.R.; MORUZZI, R.L.; FELDMAN, A.L. The use of intrinsic components in an ECG filter. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, 21(6): 469-73, Nov. 1974.
- 06 - HUHTA, J.C. & WEBSTER, J. 60-Hz interference in electrocardiography. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, 20(2): 91-101, Mar. 1973.
- 07 - HUNTSMAN, L.L. & NICHOLS, G.L. A low-cost high - gain amplifier with exceptional noise performance. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, 18(4): 301-2, July, 1971.
- 08 - INTEL. Component data catalog. Santa Clara, 1978. cap. 4, 11.
- 09 - KELLY, K.K. & CALVERT, T.W. The removal of coherent noise from short digitized records. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, New York, 17(1), Jan. 1970.

- 10 - NATIONAL SEMICONDUCTOR. Linear databook. Santa Clara, 1980. cap. 8.
- 11 - SIGNETICS. Digital, linear, MOS, applications. Sunnyvale, 1974. p. 6-1-96.
- 12 - WERLANG, F.L.L.; LIMA, W.C. de; SBISSA, A.S. Simulação de um filtro adaptativo analógico para ruídos de 60 Hz em eletrocardiogramas. Ciência e Cultura, São Paulo, 32(7): 98, Jul. 1980. Suplemento.
- 13 - WERLANG, F.L. & LIMA, W.C. Eliminador digital del ruído de 60 Hz en eletrocardiogramas. In: IV Congreso chileno de ingeniería eléctrica. Santiago de Chile, casa editora, Vol. 3, p. 356-72, 1981.
- 14 - WIDROW, B.; MANTEY, P.E.; GRIFFITHS, L.J.; GOODE, B.B. Adaptive antenna systems. Proceedings of the IEEE, New York, 55(12): 2143-59, Dec. 1967.
- 15 - WIDROW, B.; GLOVER Jr., J.R.; MCCOOL, J.M.; KAUNITS, J.; WILLIAMS, C.S.; HEARN, R.H.; ZEIDLER, J.R.; DONG Jr., E.; GOODLIN, R.C. Adaptive noise cancelling: principles and applications. Proceedings of the IEEE, New York, 63(12): 1692-717, Dec. 1975.

APÊNDICE A

Programa que realiza o algoritmo do eliminador de harmônicas em linguagem assembler do PDP 11/40.

```

$ Z1 E UM CNTADOR DESDE 2000 ATE 6000 OCTAL
  MOV #2000,%1
$ CARREGAR O STATUS REGISTER DO CONVERSOR A/D
  MOV #002120,@#170400
$ ZERAR O BUFFER REGISTER DO CONVERSOR D/A
  CLR @#177776
$ ESPERA UM SINAL NO SCHMITT TRIGGER PARA PROSSEGUIR
B:   BR B
$ REALIZA A CONVERSAO A/D, COLOCANDO O RESULTADO EM %2
AD:  MOV @#170402,%2
$ PREPARA A ENTRADA
  SUB #4000,%2
$ TESTA SE %1 E IGUAL A 6000
  CMP #6000,%1
$ SE NAO E IGUAL A 6000 VAI PARA A
  BNE A
$ INICIALIZA %1 EM 2000
  MOV #2000,%1
..$ O DADO DO ENDEREÇO %1 VAI PARA %3
A:   MOV (%1),%3
$ MULTIPLICA %3 POR 17 EM OCTAL
  MUL #17,%3
  ADD %2,%3
$ DIVIDE %3 POR 20 EM OCTAL
  ASR %3
  ASR %3
  ASR %3
  ASR %3
$ COLOCA %3 NO ENDEREÇO %1 E APOS INCREMENTA %1 DE 2
  MOV %3,(%1)+
  SUB %3,%2
$ COLOCA %2 NO BUFFER REGISTE DO CONVERSOR D/A
  MOV %2,@#176762
  RTI

+A S E C T
.=300
.W O R D   A D
.W O R D   300
.E N D

```

APÊNDICE B

Programa que realiza o algoritmo do eliminador de harmônicas em linguagem Macro Assembler do Microprocessador 8085A.

- Controle da Operação do 8155.

```

0000 0000      1      ORG      00
0000 3EC2      2      MVI      A,0C2H
0002 D300      3      OUT      0F0H
0004 3E64      4      MVI      A,64H
0006 D3F4      5      OUT      0F4H
0008 3E40      6      MVI      A,40H
000A D3F5      7      OUT      0F5H

```

- Zera as memórias RAM de 00H até 100 H.

```

000C 0600      8      MVI      B,00
000E 310011    9      LXI      SP,1100H
0011 210000   10      LXI      H,0000
0014 E5       11 R:    PUSH     H
0015 04       12      INR      B
0016 78       13      MOV      A,B
0017 FE80     14      CFI      80H
0019 C21400   15      JNZ      K

```

- Termina o zeramento das memórias RAM.

```

001C 0600     16 P:    MVI      B,00
001E C32500   17      JMP      C
0024 0024     18      ORG      24H
0024 C9       19      RET

```

- SP será incrementado desde 1000 H até 10C8H

```

0025 310010   20 C:    LXI      SP,1000H

```

- A estimativa do ruído vai para o par H,L.

```

0028 E1       21 R:    POP      H

```

- Espera a interrupção por um TRAP.

```

0029 76       22      HLT

```

- Entra o dado da porta A e prepara-o.

```

002A DF1      23      IN       0F1H
002C 2F       24      CMA
002D D680     25      SUI      80H

```

- Termina a preparação do dado de entrada.

002F 94 26 SUB H

- O dado da entrada menos a estimativa do ruído fica em A e C.

0030 4F 27 MOV C,A

- ALGORÍTMO PARA DIVIDIR POR 16 O DADO DO ACUMULADOR.

- O resultado da divisão fica no par D,E.

```

0031 FA3900                28                    JM            A
0034 E6F0                 29                    ANI           OF0H
0036 C33B00               30                    JMP           B
0039 F60F                 31                    ORI           OFH
003B 0F                    32                    RRC          
003C 0F                    33                    RRC          
003D 0F                    34                    RRC          
003E 0F                    35                    RRC          
003F 57                    36                    MOV           B,A
0040 79                    37                    MOV           A,C
0041 07                    38                    RLC          
0042 07                    39                    RLC          
0043 07                    40                    RLC          
0044 07                    41                    RLC          
0045 E6F0                 42                    ANI           OF0H
0047 5F                    43                    MOV           E,A

```

- Termino da divisão.

```

0048 19                    44                    DAD           D
0049 E5                    45                    PUSH          H
004A DBF1                 46                    IN            OF1H
004C 2F                    47                    CMA          
004D 94                    48                    SUB           H

```

- Saída do dado processado.

```

004E D3F2                 49                    OUT           OF2H
0051 04                    50                    INR           B
0052 78                    51                    MOV           A,B
0053 D664                 52                    SUI           64H
0055 CA1C00               53                    JZ            P
0058 33                    54                    INX           SP
0059 33                    55                    INX           SP
005A C32800               56                    JMP           Q
005D 00                    57                    END

```

APÊNDICE C

Equivalências entre as formas discreta e contínua:

Forma Contínua

Forma Discreta

$$t + nT_A$$

$$i + n$$

$$\frac{d x(t)}{d t}$$

$$\frac{x(i+1) - x(i)}{T_A}^*$$

$$\frac{d^2 x(t)}{d t^2}$$

$$\frac{x(i+2) - 2x(i+1) + x(i)}{T_A^2}^{**}$$

$$\frac{d^3 x(t)}{d t^3}$$

$$\frac{x(i+3) - 3x(i+2) + 3x(i+1) - x(i)}{T_A^3}$$

...

...

* Observa-se que:

$$\frac{d x(t)}{d t} = \lim_{T_A \rightarrow 0} \frac{x(t+T_A) - x(t)}{T_A}$$

** Observa-se que:

$$\frac{d^2 x(t)}{d t^2} = \lim_{T_A \rightarrow 0} \frac{\frac{d x(t+T_A)}{d t} - \frac{d x(t)}{d t}}{T_A}$$

$$\therefore \frac{d^2 x(t)}{d t^2} = \lim_{T_A \rightarrow 0} \frac{x(t + 2T_A) - 2x(t + T_A) + x(t)}{T_A^2}$$