

Este exemplar corresponda à redação final da tese
defendida por KENIA PENA DE SOUZA

e aprovada pela Comissão

Julgadora em 11 / 03 / 91

Orientador

Kenia Pena de Souza *n.t. aut.*

Restauração de Gravações Fonográficas por meio de Processamento Digital de Sinais

Dissertação apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universidade
Estadual de Campinas como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do
título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientador: Prof. Dr. José Geraldo Chiquito *n.t. aut.*

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

Campinas - SP
março 1991

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador, professor Dr. Jose Geraldo Chiquito, pelo grande apoio técnico, dedicação e determinação na realização do trabalho.

Ao professor Afonso Oliveira Alonso, pelo empréstimo dos discos fonográficos de 78 rpm, que foram de grande importância na avaliação dos resultados.

Ao Sr. Viriato Antônio Alonso, pela grande atenção dispensada e cessão de discos fonográficos de 78 rpm.

Aos que participaram do projeto do Sistema de Aquisição de Dados (SAD), Edson Bortolli, Paulo Oliveira e Jozué Vieira Filho, ferramenta indispensável para realização deste trabalho.

A Marcus de Aguiar Dias, pela grande ajuda na confecção das figuras e também pelo incentivo e apoio no decorrer desta tese.

Aos amigos Edson José Nagle e Adilson Sakahi Ohfigi, pela leitura de parte do texto.

A grande amiga Suely Ferreira Lopes, pelo incentivo na escolha do Mestrado.

A Dalila Haickel, pela sua amizade e apoio nos momentos mais difíceis.

As instituições financiadoras de pesquisas CAPES e CNPq, pelo suporte financeiro.

A Vitor Ciciliato, pela amizade e companheirismo durante os cursos.

A todos os amigos que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho.

Aos meus pais, Perseu e Marluce.
Para Marcus.

RESUMO

Este trabalho descreve algumas técnicas digitais empregadas na recuperação de gravações antigas realizadas em discos de 78 rpm. Nestas gravações podem ser encontrados, basicamente, dois tipos de ruídos: impulsivo, produzido pelos defeitos na superfície do disco, e do tipo gaussiano, produzido pelas micro-irregularidades dos plásticos utilizados nos discos de 78 rpm.

Para a redução do ruído foi utilizado um sistema de aquisição de dados para digitalizar o sinal de música a uma taxa de amostragem de 40 kHz, com 12 bits/amostra. O processamento foi realizado em um microcomputador do tipo IBM-PC.

A eliminação do ruído impulsivo foi realizada através de um esquema de detecção de impulsos e restauração não linear.

A redução do ruído gaussiano aproveitou-se do fenômeno de mascaramento apresentado pelo ouvido humano, que é incapaz de perceber um sinal fraco na presença de outro sinal forte. Fundamentado neste princípio, foi implementado um filtro digital dinâmico com a frequência de corte controlada pela energia do sinal de áudio acima de 1 kHz.

Também foi empregada a técnica da divisão do espectro de áudio em bandas de frequência, através de um banco de filtros. Cada banda recebia uma amplificação controlada pela energia do sinal na saída da secção correspondente do banco de filtros.

Foi também implementada uma técnica mista, empregando-se um filtro digital dinâmico para as frequências acima de 1 kHz e um banco de filtros para as frequências abaixo de 1 kHz.

ÍNDICE

1	Introdução.....	01
1.1	Apresentação do Trabalho.....	02
2	Sistemas de Redução de Ruído em Sinais de Áudio.....	03
2.1	Conceitos Fundamentais em Sistemas de Redução de Ruído.....	04
2.1.1	O Mascaramento Auditivo.....	04
2.1.2	Modulação do Ruído pelo Sinal.....	05
2.1.3	Gama Dinâmica.....	06
2.2	Sistemas Complementares.....	07
2.3	Sistemas não Complementares.....	11
2.4	Comentários.....	16
3	Algumas Técnicas Digitais de Redução de Ruído em Sinais de Áudio.....	17
3.1	Eliminação do Ruído Impulsivo.....	18
3.1.1	Técnica Digital para Redução do Ruído Impulsivo...	19
3.1.1.1	Filtro passa-altas.....	19
3.1.1.2	Detector de Envoltória.....	26
3.1.1.3	Derivador com Ajuste Automático de Limiar.....	26
3.1.2	Filtros Adaptativos da Mediana Híbridos.....	31
3.2	Eliminação do Ruído Gaussiano.....	33
3.2.1	Filtro Digital Dinâmico.....	34
3.2.1.1	Filtro passa-baixas.....	35
3.2.1.2	Bloco de controle.....	35
3.2.1.3	Filtro passa altas.....	37
3.2.1.4	Detector de Envoltória.....	39
3.2.1.5	Controlador.....	42
3.2.2	Técnica da Divisão do Espectro de Áudio.....	45
3.2.2.1	Banco de Filtros.....	46
3.2.2.2	Detector de Envoltória.....	54

	3.2.2.4	Amplificador de Ganho Controlado.....	54
	3.2.3	Técnica Mista.....	60
	3.2.3.1	Banco de Filtros.....	60
	3.2.3.2	Detector de Envoltória.....	61
	3.2.3.3	Amplificador de Ganho Controlado.....	61
	3.2.3.4	Filtro Digital Dinâmico.....	61
4		Avaliação dos Resultados.....	62
	4.1	Diagrama em Blocos do Sistema.....	63
	4.1.1	Digitalização do Sinal de Áudio.....	63
	4.2	Ruído Impulsivo.....	65
	4.2.1	Processamento para Eliminação do Ruído Impulsivo..	71
	4.3	Processamento para Eliminação do Ruído Gaussiano.....	75
	4.3.1	Filtro Digital Dinâmico.....	76
	4.3.2	Técnica da Divisão do Espectro de Áudio.....	78
	4.3.3	Técnica Mista.....	80
	4.4	Comentários Finais.....	82
		APÊNDICE A.....	83
		APÊNDICE B.....	100
		BIBLIOGRAFIA.....	104

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

Com a introdução das técnicas digitais, as gravações de áudio atingiram um nível de qualidade muito elevado, atingindo-se praticamente a perfeição. Entretanto, nas gravações mais antigas, ocorriam freqüentemente degradações de qualidade, devido à introdução de distorções e ruídos. As causas principais destas degradações eram:

- (1) Variações das respostas em freqüência e efeitos de ressonância dos transdutores empregados: microfones, cabeças de gravação e reprodução magnéticas, cápsulas de gravação e reprodução de discos, etc.
- (2) Limitações das respostas em freqüência dos meios físicos de armazenamento da informação de áudio: fita magnética, disco fonográfico, etc.
- (3) Ruídos introduzidos pelos meios de armazenamento: ruído do tipo gaussiano de fita magnética, ruído impulsivo produzido por defeitos superficiais e poeiras em discos fonográficos, ruído produzido pela perda momentânea do contato da fita magnética com a cabeça de gravação ou reprodução ("dropout", causado por sujeiras nas cabeças ou imperfeições na camada de óxido na fita), etc.

Estas degradações foram bastante reduzidas nas gravações feitas a partir da década de 50, que atingiram um nível de qualidade tão alto que as reproduções puderam se comparar com muita proximidade ao som original. Foi nessa época que surgiram os LP's, com a descoberta do material conhecido como "vinil". Obteve-se um aumento considerável na gama dinâmica junto com uma grande redução de ruído. Com o uso do vinil foi possível então reduzir a rotação do disco, que passou de 78 para 33 1/3 rpm. Assim, mais músicas puderam ser gravadas em um só disco. Passou a ser comum a expressão "Alta Fidelidade" para descrever o nível de realismo atingido nas reproduções com os melhores sistemas de áudio disponíveis a partir de então.

O nível de qualidade das gravações antigas, principalmente aquelas realizadas na primeira metade do século, deixava muito a desejar, dada a base tecnológica precária de então. Ressentia-se principalmente da falta dos amplificadores eletrônicos, o que obrigava ao uso de transdutores cuja ênfase estava na sensibilidade e não na fidelidade.

Muitas gravações deste período, de grande valor artístico, cultural e histórico, podem ser grandemente enriquecidas e melhoradas com um processamento adequado que cancele ou atenua as degradações introduzidas pelos sistemas de gravação de baixa qualidade que foram então empregados. Várias técnicas têm sido aplicadas para restauração da qualidade das gravações antigas, entretanto estas técnicas em geral utilizam métodos analógicos, que tornam o processamento muito limitado. O aparecimento de sistemas de aquisição de dados possibilitou a realização de processamentos com técnicas digitais, que apresentam um potencial praticamente ilimitado.

Com as técnicas digitais implementadas obtiveram-se resultados encorajadores na redução de ruído das gravações antigas, incentivando a continuação do estudo iniciado neste trabalho.

1.1 - APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

No capítulo 2 é feita uma descrição geral dos sistemas de redução de ruído existentes mais conhecidos, analisado-se as vantagens e desvantagens de cada técnica. São também introduzidos alguns conceitos para a compreensão do funcionamento destes sistemas.

No capítulo 3 são apresentadas as técnicas digitais utilizadas na implementação deste trabalho, explicando-se seu funcionamento e os aprimoramentos que podem ser utilizados.

No capítulo 4 são discutidos os experimentos realizados com as técnicas implementadas, onde é feita uma avaliação dos resultados obtidos e apresentadas as conclusões do trabalho.

CAPÍTULO 2

SISTEMAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS DE ÁUDIO

Os sistemas de redução de ruído mais simples usam métodos conhecidos como "estáticos". Estes métodos são assim chamados porque a quantidade de ênfase dada ao sinal de áudio é fixa e independente do tipo de sinal. Exemplos desses métodos são: a pré-ênfase e subsequente deênfase aplicada nas transmissões de FM e as equalizações utilizadas nas gravações em discos e fita magnética.

A evolução das técnicas de redução de ruído resultou em sistemas mais sofisticados que podem ser classificados em dois grupos: complementares e não complementares. Os sistemas complementares em princípio não introduzem alterações no sinal de áudio gravado, quando observado na entrada e na saída da cadeia de gravação/reprodução, pois nestes sistemas é realizada uma compressão da gama dinâmica do sinal de áudio antes da gravação e na reprodução uma expansão complementar restaura a gama dinâmica original. Os sistemas complementares são muito usados na gravação/reprodução de fita cassete.

Os sistemas não complementares em geral utilizam técnicas baseadas no fenômeno físico-acústico do mascaramento apresentado pelo ouvido humano para reduzir ruído em sinais de áudio já gravados. Os sistemas não complementares são usados apenas na reprodução, como por exemplo, em discos fonográficos, em fitas cassetes gravadas sem o sistema Dolby, etc.

A maioria dos sistemas não complementares, mesmo os mais aperfeiçoados, apresentam limitações. Dentre elas, pode-se citar o efeito da modulação do ruído pelo sinal, que altera o colorido natural da música. Entretanto, somente este tipo de sistema de redução de ruído pode ser empregado para a restauração das gravações antigas, já que, evidentemente, estas gravações não podem ser refeitas.

Neste capítulo serão apresentados inicialmente alguns conceitos fundamentais (mascaramento, modulação do ruído pelo sinal e gama dinâmica) para compreensão dos sistemas que serão discutidos logo em seguida.

2.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS EM SISTEMAS DE REDUÇÃO DE RUÍDO

2.1.1 O MASCARAMENTO AUDITIVO

Uma característica bastante conhecida da audição humana é que a capacidade de se ouvir um som mais fraco é reduzida ou inibida na presença de outro som mais forte. Este fenômeno é chamado de mascaramento auditivo, e foi investigado por vários anos (Giles, 1986a), principalmente com ruído mascarando a habilidade de se ouvir tons.

O mecanismo de audição no ouvido humano envolve a membrana basilar que tem aproximadamente 30 mm de comprimento por 0,5 mm de largura. Os nervos terminais que dão a sensação de audição são espaçados ao longo dessa membrana, para que a capacidade de se ouvir uma frequência não seja mascarada por outra frequência, quando tais frequências estão bem separadas. O ruído branco pode excitar a membrana basilar inteira, porque tem componentes espectrais em todas as frequências. Entretanto, para uma frequência simples, existirá uma faixa do espectro do ruído capaz de excitar os nervos terminais que respondem a essa simples frequência, e desta forma o mascaramento de um tom pode ser realizada por um ruído cujo espectro se sobreponha à frequência do tom.

Inversamente, um simples tom é completamente incapaz de mascarar o ruído de faixa larga, pois ele só pode excitar os nervos terminais de um ponto particular da membrana. Porém, as frequências do espectro do ruído, tanto de um lado como do outro da frequência do tom, excitarão partes diferentes da membrana e serão ouvidas. Os tons mais audíveis são os próximos da frequência natural do ouvido, entre 700 Hz e 1kHz.

Felizmente para a implementação de sistemas de redução de ruído em geral, a baixa capacidade de mascaramento se aplica somente a tons puros. Tão logo esses tons adquiram distorções, ocorra uma modulação de frequência ou mistura de tons, etc, a capacidade de

maskamento melhora drasticamente. Assim, música e voz, que têm uma alta concentração de energia em torno de 1 KHz, podem ser consideradas como excelentes fontes de maskamento de ruído, 30 dB mais efetivos que tons puros.

2.1.2 MODULAÇÃO DO RUÍDO PELO SINAL

A modulação do ruído pelo sinal é um fenômeno indesejável que pode ocorrer mais freqüentemente em sistema de redução de ruído de faixa larga, seja ele complementar ou não.

O sistema nervoso humano é muito sensível a mudanças e tende a ignorar ou filtrar os estímulos constantes. Dessa maneira, não é muito perturbador um ruído de nível moderado e constante junto com a música. Entretanto, mudanças do nível de ruído junto com a música prendem a atenção do ouvinte causando uma sensação desagradável.

A modulação do ruído pode ser causada por várias razões:

- (1) Sistemas que utilizam o fenômeno do maskamento para reduzir o ruído podem causar modulação do ruído quando as altas amplitudes do sinal variam muito rapidamente.
- (2) O ajuste incorreto dos tempos de ataque e relaxamento do estágio detector também pode causar modulação do ruído devido à rápida variação do nível de ruído.
- (3) Em sistemas multibanda, onde o ganho do sinal é controlado pela energia do sinal de áudio, a tentativa de se reduzir mais o ruído aumentando-se a faixa de variação deste ganho, em geral também aumenta a intensidade da modulação do ruído. Por esta razão, materiais com uma relação S/R muito pobre são os mais difíceis de recuperar.

Diante do exposto acima, para se evitar o efeito da modulação deve-se eliminar o ruído completamente (tarefa quase impossível) ou mantê-lo em um nível suficientemente baixo para que o ouvido não o perceba.

2.1.3 GAMA DINÂMICA

A gama dinâmica de um programa musical pode ser definida como a diferença (em dB) entre a potência da passagem mais forte e a potência da passagem mais fraca.

Em concertos, por exemplo, a gama dinâmica atinge valores de 90 a 100 dB. Entretanto, nas gravações antigas a gama dinâmica era reduzida para 60 ou 70 dB. Essa limitação se dava principalmente pela deficiência dos meios de armazenamento da informação de áudio: discos e fitas magnéticas.

Hoje, através do uso de sistemas de redução de ruído complementares, a gama dinâmica do sinal gravado em fita magnética fica praticamente inalterada.

2.2 SISTEMAS COMPLEMENTARES

Os sistemas complementares se dividem em dois tipos: alto nível e baixo nível. O sistema de alto nível utiliza a compressão e expansão apenas nos sinais fortes. Inversamente, o sistema de baixo nível utiliza compressão e expansão nos sinais fracos. O sistema de alto nível é bem mais sensível a erros devido a compressão ser realizada nos sinais mais fortes, onde qualquer alteração provoca efeitos indesejáveis no sinal reproduzido. Enquanto num sistema de baixo nível, as imperfeições se manifestam para os sinais fracos, sendo portanto menos audíveis (Shorter, 1975).

Nos sistemas complementares convencionais existem duas maneiras básicas para realizar a compressão e a expansão. Na primeira, se obtém o sinal de controle após o sinal de entrada passar pelo elemento de ganho variável (compressor); na expansão ou "decodificação" é feito o processo inverso, ou seja, o sinal de controle é obtido antes do sinal ser processado pelo elemento de ganho variável (expansor), como mostra a figura 2.1 (a). Este método é usado no sistema de alto nível de Burwen e no sistema de baixo nível ANRS ("Automatic Noise Reduction System"), que serão abordados adiante.

Na segunda, se obtém o sinal de controle do compressor antes do elemento de ganho variável. No expansor o sinal de controle é obtido depois do elemento de ganho variável, como mostra a figura 2.1 (b).

O sistema Dolby utiliza a técnica de baixo nível com uma importante diferença: a compressão é feita somando-se o sinal de baixo nível (já amplificado) ao sinal de entrada. A expansão é obtida subtraindo-se do sinal de entrada o sinal de baixo nível, como mostra a figura 2.1 (c).

Como citado anteriormente, os sistemas complementares previnem alterações na gama dinâmica. Alguns desses sistemas mais conhecidos serão apresentados a seguir.

O sistema Dolby A (Strembler, 1982) divide o espectro de áudio em quatro faixas de frequência e aplica de 10 a 15 dB de amplificação nas faixas individuais quando o nível do sinal de áudio cai abaixo de um nível pré-ajustado. Este nível está 45 dB abaixo de um nível padrão conhecido como "nível Dolby" e é ajustado como referência do nível de fluxo magnético da fita de gravação. O sinal amplificado é adicionado ao sinal original antes da gravação. Considerando que os níveis de gravação

e reprodução são ajustados apropriadamente, o sistema Dolby A pode aumentar a relação S/R de 10 a 15 dB sem apresentar nenhum efeito perceptível no sinal. Devido ao seu custo e complexidade, este sistema é somente utilizado em gravadores de fita profissionais, em estúdios de gravação. A figura 2.2 apresenta os diagramas de blocos do sistema Dolby A.

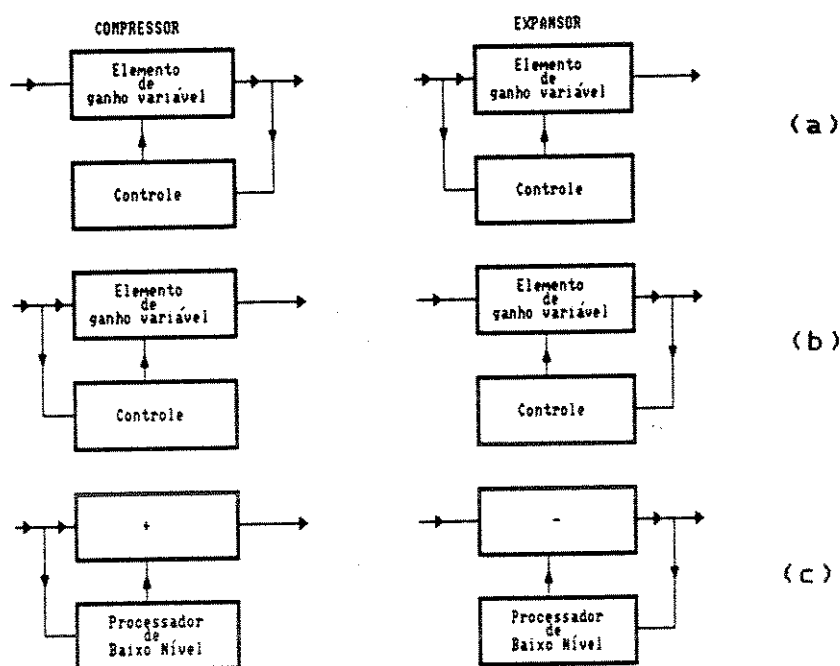


Figura 2.1: Métodos de compressão e expansão.

A versão mais simples, o Dolby B (Strembler, 1982), foi projetado para gravadores de fita domésticos. Para manter o custo baixo, a divisão do espectro de áudio em quatro faixas foi substituída por um único filtro passa-altas com corte em 600 Hz. Este filtro evita que tons de frequência baixa com amplitudes elevadas ativem o circuito de compressão.

A figura 2.3 mostra as características de pré-ênfase do sistema Dolby B. Seu uso em gravadores ficou muito popular com a utilização de circuitos integrados. Ele também é usado para transmissão de FM com uma constante de tempo de 25 μ s (6,4 kHz). Isto permite um melhoramento na relação S/R sem comprometer a compatibilidade com a deênfase fixa de 75 μ s usada nos receptores comuns de FM.

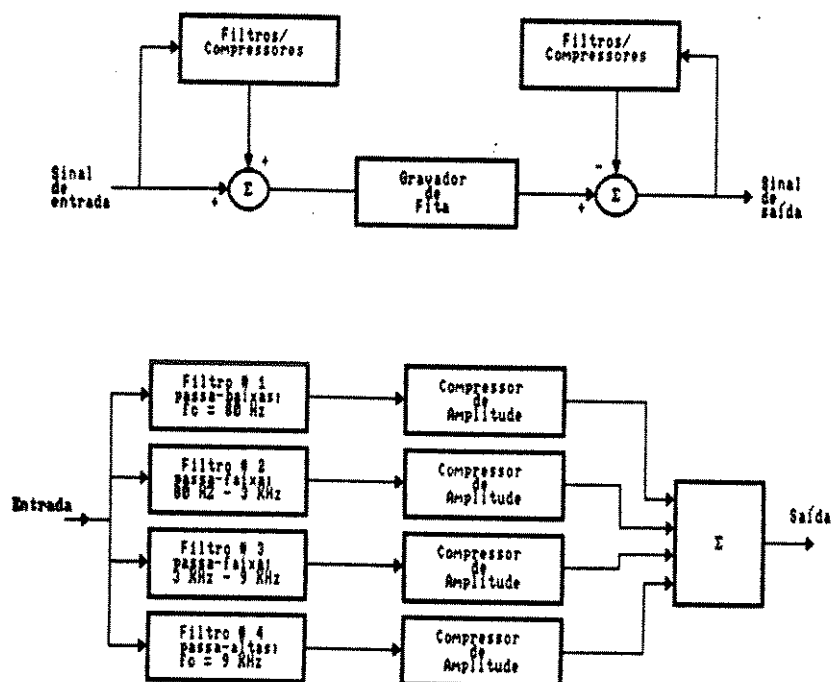


Figura 2.2: Sistema Dolby A.

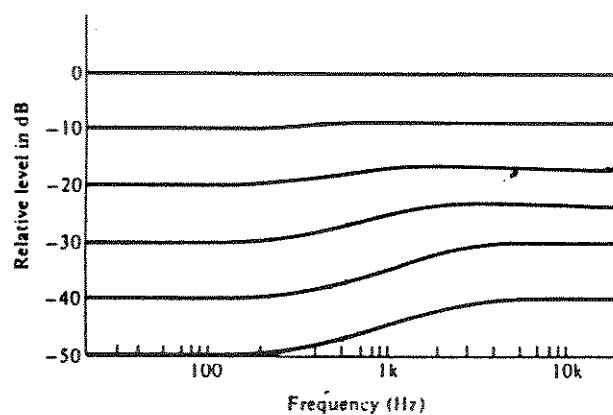


Figura 2.3: Características de pré-ênfase do Dolby B.

O sistema ANRS (Yamazaki e Masuda, 1973) usa uma técnica semelhante à empregada no sistema Dolby B. Neste sistema, durante a gravação, os sinais fracos são reforçados em relação ao ruído, enquanto os sinais fortes passam direto pelo sistema. Devido as semelhanças este sistema é praticamente permutável com o Dolby B.

O sistema de Burwen (Strembler, 1982) é mais elaborado que os sistemas descritos acima. Para controlar a variação de ganho do compressor é utilizado um detetor de pico; a pré-ênfase é feita nas frequências baixas e altas. As características da pré-ênfase dependem da velocidade de gravação selecionada. A razão de compressão é de 3:1 e a melhora da relação S/R é de 50 dB. Este sistema é caro e seu uso foi limitado a estúdios de gravação de alta qualidade. A figura 2.4 apresenta o diagrama de blocos do sistema de Burwen.

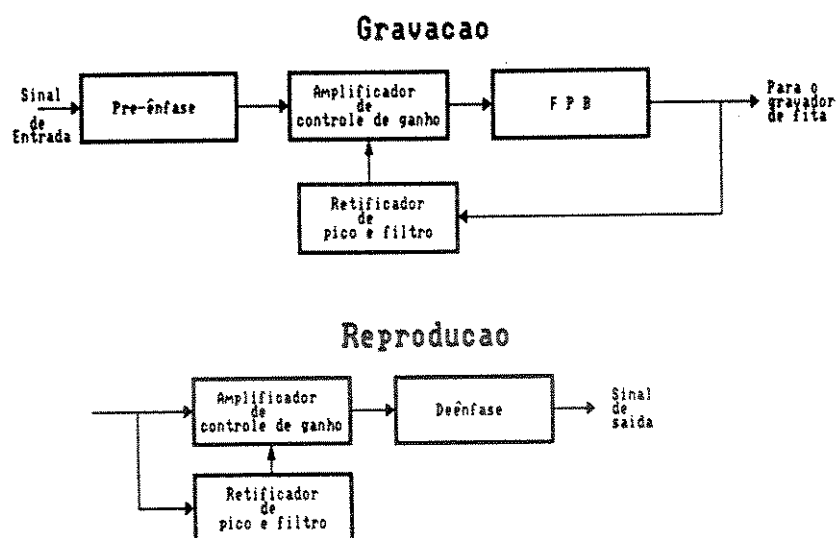


Figura 2.4: Sistema de Burwen.

2.3 SISTEMAS NÃO COMPLEMENTARES

Em 1947 Scott desenvolveu um sistema conhecido como "Supressor Dinâmico de Ruído" que usava o fenômeno do mascaramento para reduzir ruído em discos fonográficos de 78 rpm. Este sistema era basicamente um filtro passa-banda com corte abrupto, cujas frequências de corte eram determinadas pela energia em uma banda fixa. Um filtro passa-altas fixo e um filtro passa-baixas fixo forneciam sinais de controle proporcionais as energias nas bandas, que posicionavam os filtros passa-altas e passa-baixas para controlar a largura de faixa do sistema. Dessa maneira, se o um sinal não contivesse conteúdo em altas frequências a largura de faixa era reduzida e, conseqüentemente o ruído incidente sobre estas frequências era eliminado. O mesmo ocorreria para as baixas frequências.

O sistema de Scott permitia uma redução considerável do chiado do disco, do "rumble" (ruído provocado pelo prato do toca disco) e do ruído impulsivo, mas o melhoramento substancial na qualidade das gravações, devido ao avanço tecnológico da indústria de gravação, acabou levando ao abandono deste sistema. Um outro fator que contribuiu para o desuso deste sistema foi a impossibilidade de evitar perdas de detalhes musicais, eliminados junto com o ruído.

Burwen (1971) criou um Filtro Dinâmico de Ruído, que era baseado numa idéia parecida à utilizada no supressor de ruído de Scott. Seu sistema utilizava multiplicadores eletrônicos de precisão e integradores para variar a largura de faixa do sinal e superava as principais limitações do sistema de Scott.

O Filtro Dinâmico de Burwen consistia de um filtro passa-banda controlado pela energia em uma banda fixa. O filtro passa-banda era composto pela associação de um filtro passa-altas e um filtro passa-baixas, com frequências de corte variáveis. A Variação da frequência de corte do filtro passa-altas era obtida através de um sinal de controle proporcional a energia fornecida por um filtro passa-baixas fixo. Inversamente, a variação da frequência de corte do filtro passa-baixas era obtida através de um sinal de controle proporcional a energia fornecida por um filtro passa-altas fixo.

Os limites máximos e mínimos das frequências de corte eram ajustados de tal maneira que as flutuações na largura de faixa devido ao ruído não fossem audíveis. Assim, o ruído podia ser minimizado, mesmo que a qualidade do material processado fosse ruim.

A redução de ruído que se atingia nas frequências baixas estava entre 20 e 68 dB e nas frequências altas, entre 20 e 57 dB. A redução de ruído global para toda a faixa, porém, era de somente 10 a 15 dB. Esta redução relativamente pequena é todavia muito importante quando se utiliza equalização em frequências baixas e altas para compensar deficiências do alto falante, caixa acústica, etc., já que a equalização se faz geralmente nas frequências extremas, onde o sistema redutor de Burwen é mais eficiente.

Ives (1972) fez muitas críticas ao Filtro Dinâmico desenvolvido por Burwen. Segundo Ives, o sistema de Burwen não trabalhava corretamente com todo tipo de música, devido à obtenção incorreta do sinal de controle do filtro, que não usava a representação real do espectro da música, pois as frequências de corte eram posicionadas em função da energia do sinal em uma banda fixa, quando o que importava para Ives era somente a forma do espectro. Dessa forma o espectro da música mudava constantemente, e o critério para obtenção do sinal para controlar o filtro dinâmico de Burwen era constante. O erro introduzido pelo sinal de controle resultaria em uma filtragem imprópria, que poderia ser notado em certos trechos de música.

Como solução, Ives desenvolveu um sistema de redução de ruído fundamentado na análise do espectro de trechos curtos da música. Através desta análise, foi verificado que os espectros de curto prazo eram caracterizados por uma quina, seguida de uma queda abrupta até um valor constante, ou seja, até o nível de ruído do sistema. Uma curva aproximada desse espectro pode ser observada na figura 2.5.

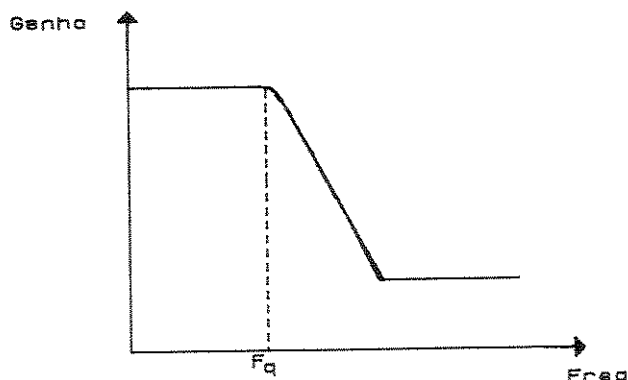


Figura 2.5: Curva aproximada da forma do espectro a curto prazo da música.

O sistema de Ives consistia de um filtro passa-baixas com corte abrupto, posicionado pela quina do espectro da música. Essa quina era obtida através da derivada do espectro a curto prazo da música. Dessa forma, era feita uma filtragem dinâmica que variava com o real espectro da música. Assim, o posicionamento da frequência de corte do filtro não era controlado por exemplo pela magnitude da sensação auditiva produzida pelo som ("loudness") ou pela energia em uma banda (o caso do Filtro Dinâmico), mas apenas pela forma do espectro da música.

Orban (1974) desenvolveu um sistema de expansão multibanda também baseado no fenômeno do mascaramento. Seu sistema dividia a banda de áudio em seções, semelhante a um equalizador gráfico. Os ganhos de cada seção eram controlados pela energia do sinal em cada banda. Esse sistema continha vários controles manuais que podiam ser ajustados para diferentes níveis de ruídos e tipos de espectros de áudio.

A figura 2.6 apresenta o diagrama de blocos do sistema de Orban. O sistema é composto por um banco com cinco filtros: um filtro passa-baixas com corte em 884 Hz; três filtros passa-banda com largura de faixa de uma oitava, centrados em 1,25 kHz, 2,5 kHz e 5 kHz; e um filtro passa-altas com corte em 7,07 kHz. O sinal proveniente do filtro passa-baixas é somado diretamente na saída, enquanto que os filtros restantes são equipados com expansores e produzem uma filtragem dinâmica do ruído. A soma da resposta de todos os cinco filtros apresenta ganho unitário sem deslocamento de fase. A entrada de cada expensor dispõe de um controle que determina o nível de sinal que causa o início da expansão.

Orban notou um efeito interessante que ocorria quando os ajustes dos limiares e a razão de expansão eram regulados para certos instrumentos do tipo piano, guitarra acústica e harpa. Os mesmos ajustes não se mostravam adequados para outros tipos de instrumentos com sons mais complexos, por exemplo os instrumentos de percussão (pratos, pandeiro, triângulo), pois provocavam modulação audível do ruído. Para evitar este efeito foi adicionado um circuito que calculava um fator chamado de CMC ("Coeficiente Correlativo de Mascaramento"). O CMC determina basicamente se um sinal é parecido com um tom ou com um ruído. Sons complexos são mais parecidos com ruído e são mais efetivos no mascaramento do mesmo. Os sons produzidos por instrumentos baseados em ressonância mecânica ou acústica, com sobretons essencialmente harmônicos, são parecidos com um tom e são menos efetivos no mascaramento do ruído. Dessa forma, através do CMC do sinal os limiares

são ajustados automaticamente, evitando assim a necessidade do ajuste dos controles para cada tipo de instrumento.

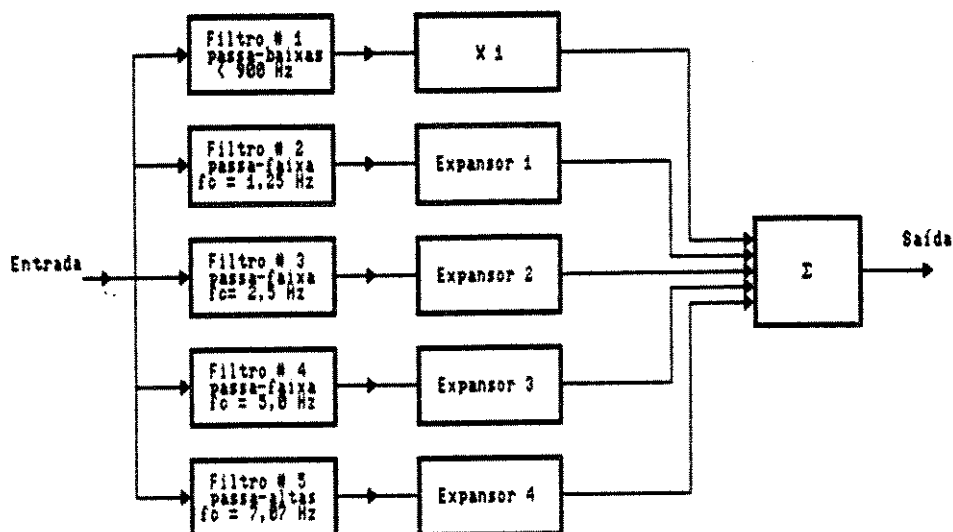


Figura 2.6: Sistema desenvolvido por Urban.

Um sistema não complementar de desenvolvimento recente utiliza o CI LM1894 projetado pela National (Giles, 1986) e foi denominado de DNR (Stereo Noise Reduction System). A operação deste sistema depende de 2 princípios:

- (1) A audibilidade do ruído é proporcional à largura de faixa do sistema; decrementando a faixa, reduz-se o ruído.
- (2) Um sinal é capaz de mascarar o ruído quando a relação S/R é suficientemente alta.

A figura 2.7 apresenta o diagrama de blocos do CI LM1894. Conforme se observa, o CI se destina ao uso em sistemas estereofônicos, onde cada canal (esquerdo e direito) do sinal de áudio é processado por um filtro passa-baixas com frequência de corte variável. A frequência de corte deste filtro pode ser ajustada continuamente e automaticamente entre 800 Hz e 35 kHz pelo sinal desenvolvido pelo controle. As duas entradas do sinal de áudio contribuem na obtenção da frequência de corte dos filtros (a mesma para os dois canais) que é feita através de um filtro passa-altas e um detector de pico. Este sistema pode ser usado para reduzir ruído em gravadores de fita cassete, vídeo, rádio e televisão, podendo-se atingir até 14 dB de redução.

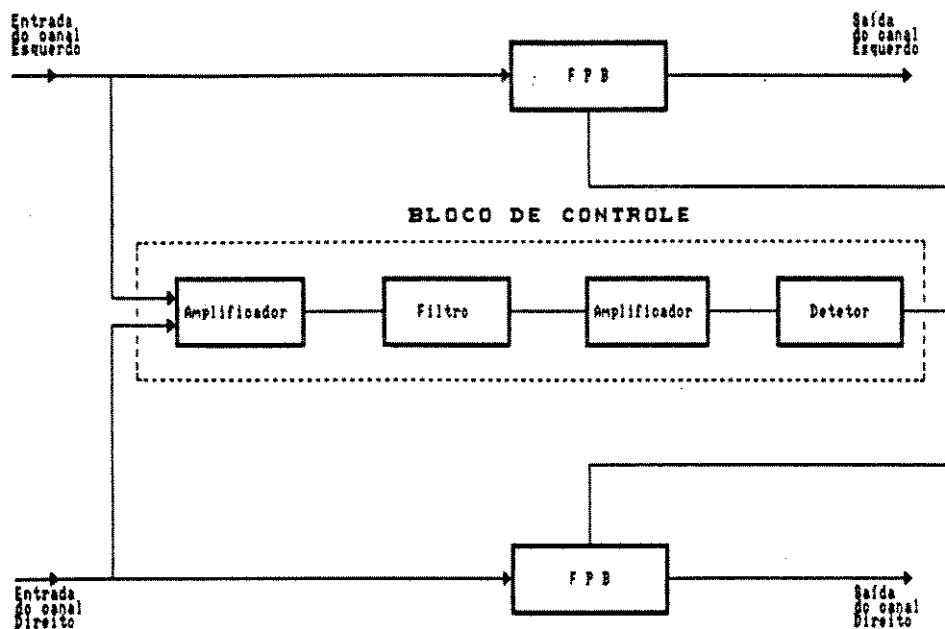


Figura 2.7: Formato básico do CI LM1894.

2.4 COMENTÁRIOS

No corpo deste capítulo foi abordado de uma maneira geral a evolução dos sistemas de redução de ruído para sinais de áudio. Observa-se pelo exposto que os sistemas complementares são muito eficientes, principalmente na redução do ruído em fita cassete, porém não são adequados para recuperar sinais já gravados.

Para a recuperação de gravações antigas devem ser usados necessariamente os sistemas não complementares. Neste trabalho foram desenvolvidos e testados vários métodos de redução de ruído, todos implementados por técnicas de processamento digital de sinais. Porém, como ficará patente, foram utilizados, na maioria dos casos, idéias inspiradas em processamentos analógicos já existentes. Particularmente, o sistema DNR projetado pela National, baseado no CI LM1894, foi usado como base de uma das técnicas propostas por este trabalho.

CAPÍTULO 3

ALGUMAS TÉCNICAS DIGITAIS DE REDUÇÃO DE RUÍDO EM SINAIS DE ÁUDIO

Como dito anteriormente, as gravações antigas apresentam grandes degradações de qualidade, como distorções e ruídos. No entanto o ruído é provavelmente o efeito mais desagradável que ocorre na reprodução destas gravações. O capítulo anterior apresentou uma série de procedimentos analógicos para atenuar os efeitos do ruído nestas gravações. Porém a implementação em forma analógica tem sempre esbarrado em limitações e dificuldades consideráveis.

A representação digital de sinais analógicos vem recebendo grande atenção nas últimas décadas devido ao aumento da velocidade de processamento que os equipamentos digitais vêm sofrendo. Além disso, o processamento em forma digital torna a implementação muito mais poderosa, flexível e viável.

Neste capítulo serão abordadas as técnicas digitais empregadas no processamento para reduzir ruído em gravações de áudio. Inicialmente será apresentado uma técnica empregada para eliminação do ruído impulsivo. Em seguida serão apresentadas três técnicas para a redução do ruído gaussiano.

3.1 ELIMINAÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO

O ruído impulsivo na reprodução de discos pode ser causado, por exemplo, por um arranhão no disco, um grão de poeira incrustado, etc. Geralmente estes defeitos de superfície provocam pulsos de ruído com largura entre 250 μ s e 3 ms. Para escolher corretamente a melhor técnica de eliminação do ruído impulsivo é necessário conhecê-lo e caracterizá-lo perfeitamente. Por isso, foi feito um estudo inicial da audibilidade deste ruído, que está apresentado no capítulo 4. A figura 3.1 apresenta alguns ruídos impulsivos típicos, onde foi utilizado um conversor A/D com níveis excursionando de -2048 a +2047.

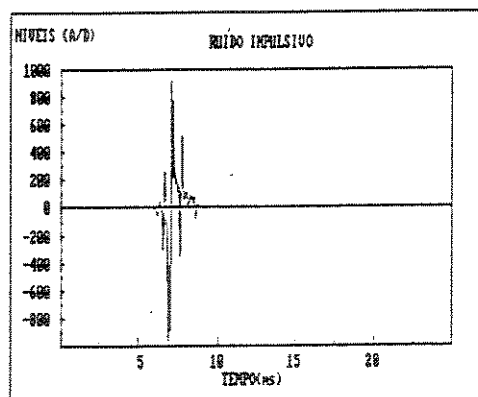
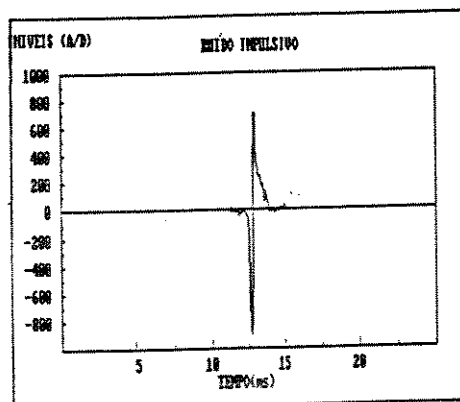
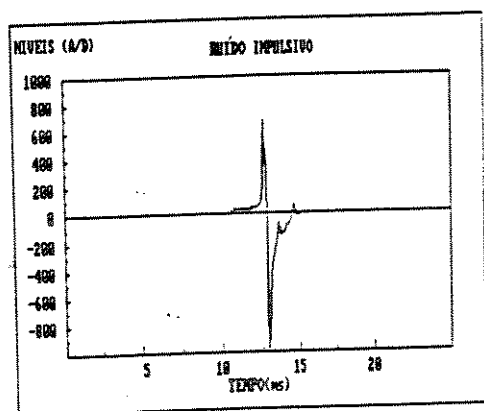


Figura 3.1: Curvas típicas do ruído impulsivo.

3.1.1.1 TÉCNICA DIGITAL PARA REDUÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO

A técnica utilizada para a eliminação do ruído impulsivo foi baseada em um esquema de detecção de impulsos e restauração não linear (figura 3.2). O esquema de detecção de impulsos é composto por três estágios: filtro passa-altas, detector de envoltória e um estágio derivador com ajuste automático de limiar. Estes estágios detectam a presença de um impulso de ruído e acionam o restaurador não linear que elimina o ruído do sinal.

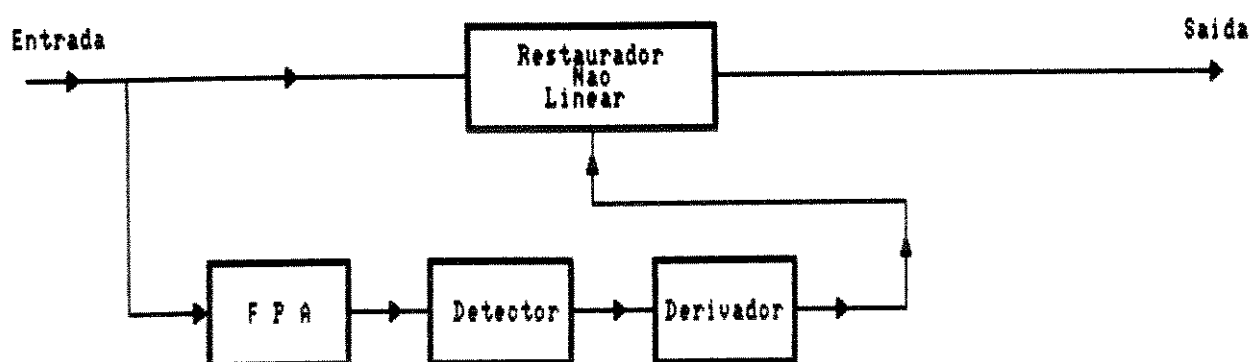


Figura 3.2: Sistema de Redução do ruído impulsivo.

3.1.1.1.1 FILTRO PASSA-ALTAS

Sabe-se que a energia do espectro de música se concentra em torno de 1 kHz. Assim, com a finalidade de separar a música do ruído, foi utilizado um filtro passa-altas, no esquema de detecção. A figura 3.3 apresenta a resposta em frequência (analógica) do filtro passa-altas, que cai com 18dB/oitava abaixo de 1 kHz e cresce com 12 dB/oitava entre 1 kHz e 5kHz. Estes valores foram baseados em (Giles, 1986b).

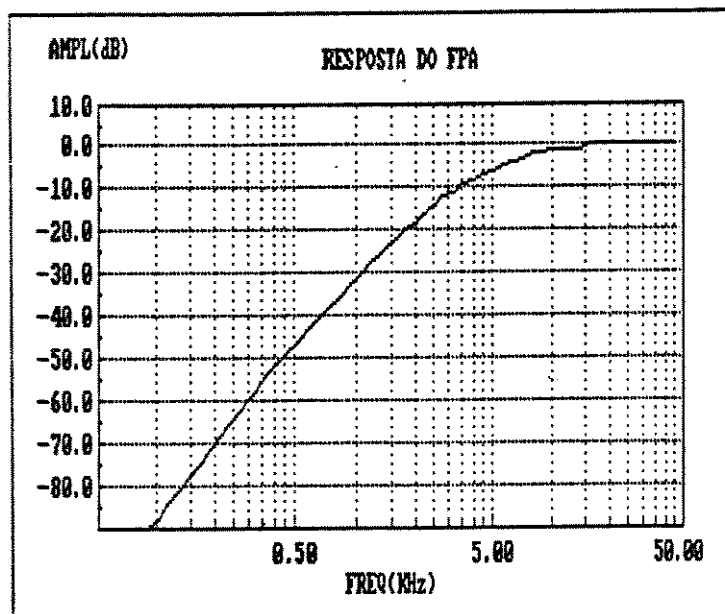


Figura 3.3: Resposta do filtro passa-altas

A função de transferência do filtro é dada por:

$$H(s) = \frac{s^3}{(s + P_1) \cdot (s + P_2)^2} \quad (1)$$

onde

$$\begin{cases} P_1 = 2 \cdot \pi \cdot 1000 \\ P_2 = 2 \cdot \pi \cdot 5000 \end{cases}$$

De acordo com a equação (1), $H(s)$ pode ser representada por três filtros em cascata, como mostra a figura 3.4.

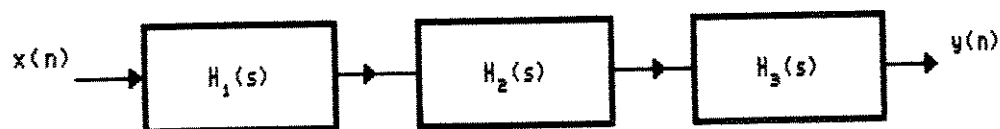


Figura 3.4: Filtro $H(s)$ em cascata

$$\text{onde } \left\{ \begin{array}{l} H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot H_3(s) \\ H_1(s) = \frac{s}{(s + P_1)} \quad ; \quad H_2(s) = H_3(s) = \frac{s}{(s + P_2)} \end{array} \right. \quad (2)$$

Para implementação deste filtro na forma digital, foram utilizados filtros IIR (reposta impulsiva infinita). A função de transferência do filtro digital foi obtida pela aplicação da transformação bilinear (Rabiner e Gold, 1975):

$$s = \frac{2 \cdot (1 - z^{-1})}{T \cdot (1 + z^{-1})} \quad (3)$$

onde $z = e^{j\theta}$, $\theta = \omega T$ e T é o período de amostragem, como mostra a figura 3.5.

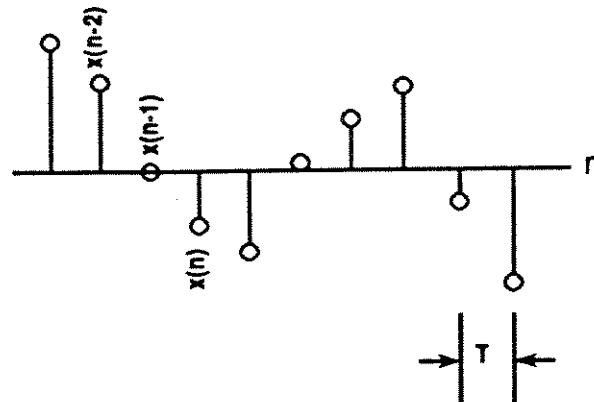


Figura 3.5: Dado amostrado padrão, $x(n)$

Substituindo a equação (3), na equação (1), obtêm-se a função de transferência do filtro no plano z . Assim, para $H_1(s)$, têm-se:

$$H_1(z) = \frac{2/T \cdot (1 - z^{-1})}{A_1 - B_1 \cdot z^{-1}} \quad (4)$$

onde $A_1 = 2/T + P_1$ e $B_1 = -2/T + P_1$

Aplicando-se, o operador da transformada z inversa, Z^{-1} , obtêm-se:

$$Z^{-1}\{H_1(z)\} = Z^{-1}\{Y(z)/X(z)\} \quad (5)$$

$$Z^{-1} \{ Y(z) \cdot [A_1 - z^{-1} \cdot B_1] \} = Z^{-1} \{ X(z) \cdot 2/T \cdot (1 - z^{-1}) \} \quad (6)$$

A propriedade do deslocamento no tempo da transformada z , estabelece que:

$$X(z) \cdot z^{-m} = Z \{ [x(n - m)] \} \quad (7)$$

onde n é a variável indexada discreta no tempo.

Para calcular a equação de diferença do filtro IIR, usa-se a propriedade da equação (7) na equação (6):

$$y_1(n) = 1/A_1 \cdot \{ 2/T \cdot [x(n) - x(n-1)] + y_1(n-1) \cdot B_1 \} \quad (8)$$

A representação dos dados variando no tempo é baseada na notação padrão, usada na teoria de filtros digitais (Oppenheim e Schafer, 1975). Nesta notação, $x(n)$ representa o dado amostrado corrente e $x(n-1)$ o dado amostrado anterior. De maneira similar, $y(n)$ é o valor de saída corrente e $y(n-1)$ o valor da saída na amostra anterior.

As equações de diferenças para as funções de transferência $H_2(s)$ e $H_3(s)$ são deduzidas de maneira similar a $H_1(s)$. Através das equações de diferença o filtro pode ser implementado diretamente em "software".

A figura 3.6 apresenta um trecho, com duração de um segundo, da música TICO-TICO NO FUBÁ de Zequinha de Abreu com o ruído impulsivo inserido. O mesmo trecho filtrado pelo filtro passa-altas é mostrado na figura 3.7. Comparando o sinal de música da figura 3.6 com o sinal filtrado pode-se notar que o filtro reforça o ruído facilitando a sua detecção. É através do gráfico da figura 3.7 que foram definidas as constantes de tempo do detetor de envoltória.

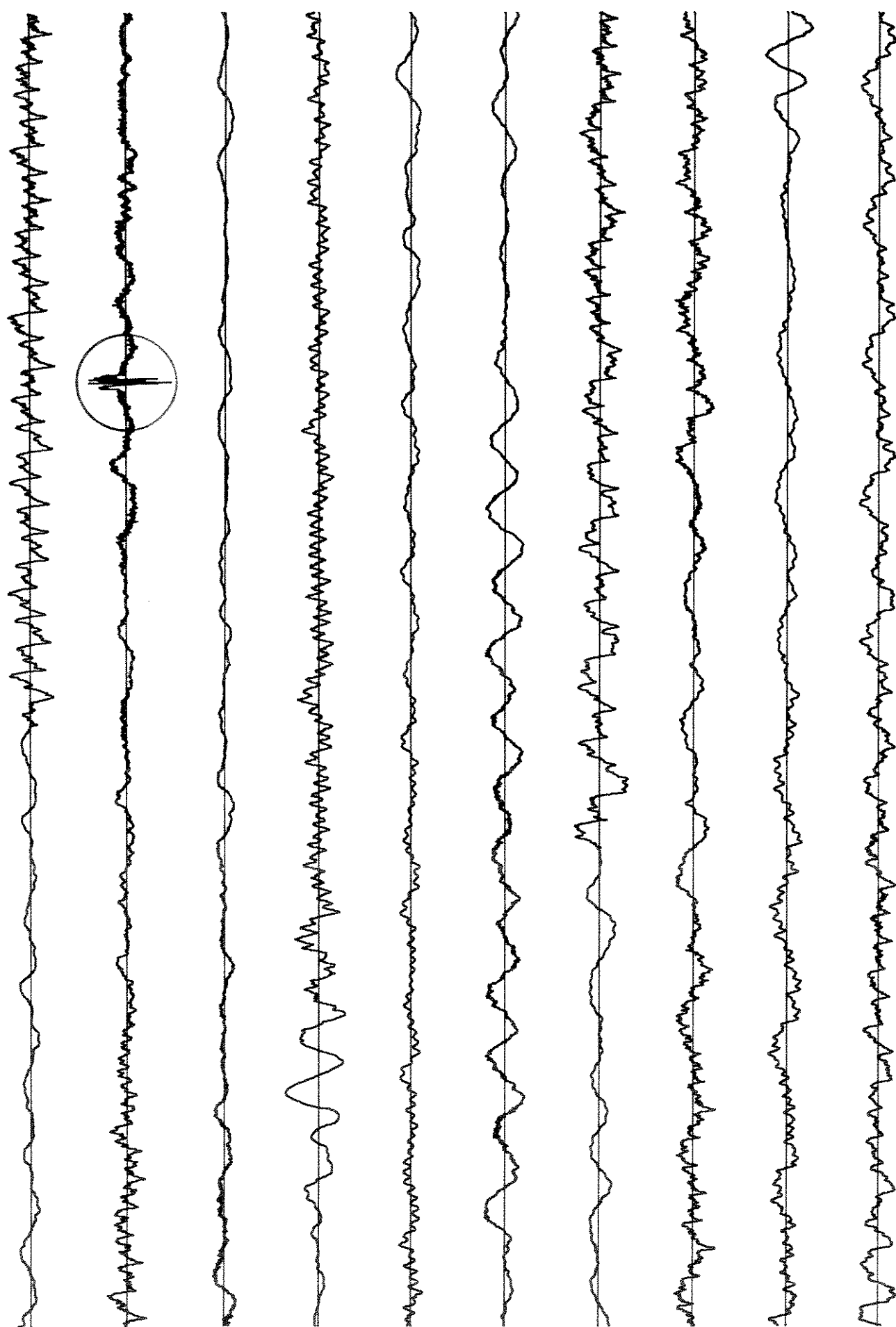
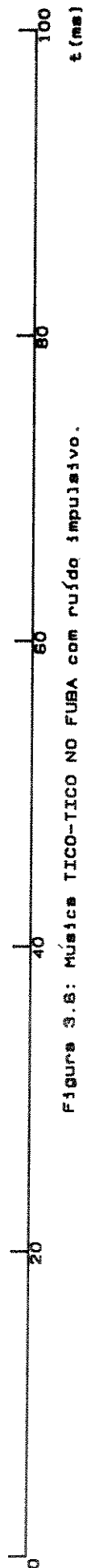


Figura 3.8: Música TICO-TICO NO FUBA com ruído impulsivo.



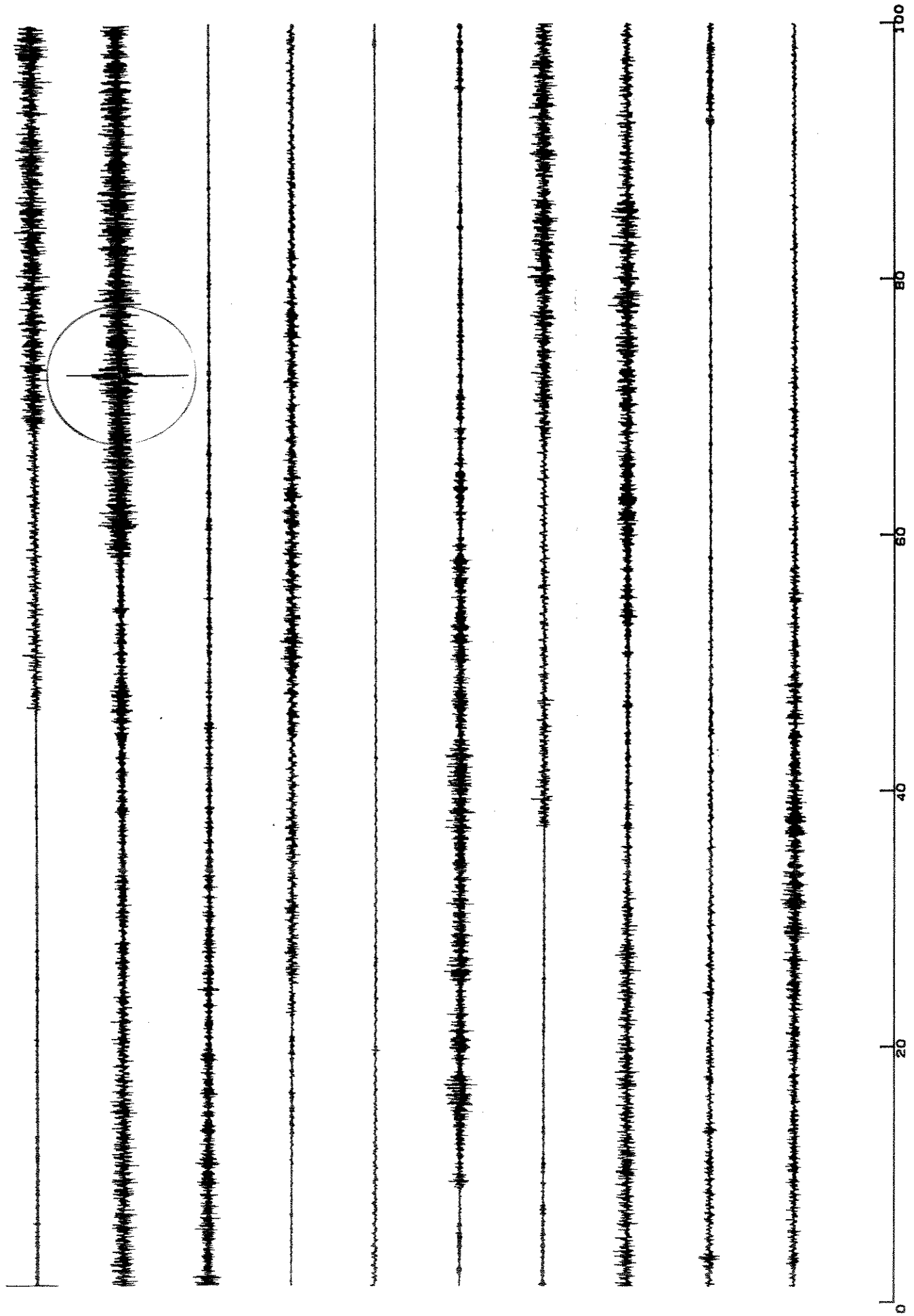


Figura 3.7: Sinais de saída do filtro passa altas.

3.1.1.2 DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

O sinal filtrado pelo filtro passa-altas é submetido a um detector de envoltória, cuja forma analógica é mostrada na figura 3.8.

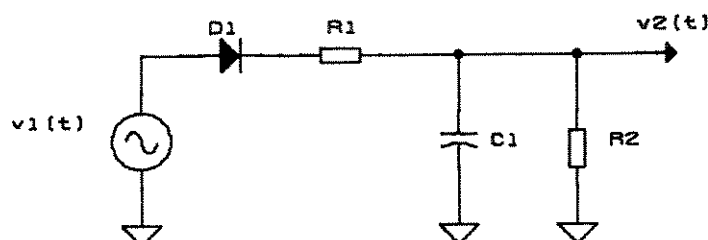


Figura 3.8: Detetor de Envoltória.

Na implementação digital deste detector (APÊNDICE B), as constantes de tempo $T_1 = R_1C_1$ e $T_2 = R_2C_1$ foram escolhidas empiricamente através da análise do sinal de saída do filtro passa-altas. Uma escolha que se mostrou adequada foi $T_1 = R_1C_1 = 0.05 \text{ ms}$ e $T_2 = R_2C_2 = 5 \text{ ms}$.

A figura 3.9 mostra a envoltória do sinal obtida.

3.1.1.3 DERIVADOR COM AJUSTE AUTOMÁTICO DE LIMIAR.

A borda de subida da envoltória do sinal é detectada através do estágio Derivador. Este estágio calcula a derivada usando 2 amostras consecutivas da envoltória, e compara esta derivada com um limiar determinado automaticamente.

A figura 3.10 mostra a envoltória da figura 3.9 submetida a este processo. Verifica-se, que o ponto onde está localizado o ruído tem sua amplitude bem evidenciada em relação ao resto do sinal.

Para se obter o ajuste automático do limiar, são calculadas duas funções: a função distribuição e a função distribuição acumulada complementar da derivada da envoltória do sinal. A função distribuição

mostra a distribuição dos valores da derivada até um valor máximo. O cálculo da função distribuição é feito até um valor limite, que é escolhido empiricamente através do gráfico da derivada da envoltória. Este limite está acima do maior pulso produzido pelo sinal e abaixo do pulso produzido pelo ruído. A função distribuição acumulada complementar mostra o número de amostras que serão atingidas em relação a um determinado limiar. Através do cálculo da função distribuição acumulada complementar é encontrado um valor para o limiar de detecção que não prejudique o sinal de música, isto é, que a probabilidade de falsa detecção de impulsos de ruído seja suficientemente baixa.

A detecção do ruído, como foi mencionada, é feita através da comparação do limiar com a derivada da envoltória. Caso seja encontrado um ruído, o restaurador é acionado, retirando o ruído do sinal. Esta restauração faz uma espécie de "cirurgia" no sinal, retirando algumas amostras em torno (± 1 ms) do ponto onde foi detectado o ruído e ligando estes pontos com uma reta. A quantidade de sinal de áudio perdida com esta restauração é imperceptível ao ouvido humano, pois como mencionado anteriormente, varia de 250 μ s a 3ms dependendo da largura do pulso do ruído.

A figura 3.11 apresenta o sinal da figura 3.6 restaurado, observar-se que o trecho restaurado é da ordem de 1,75 ms. Este trecho é inaudível e produz uma melhora substancial na música. Pode-se notar através da figura 3.11 que foi eliminado o ruído sem afetar o sinal.

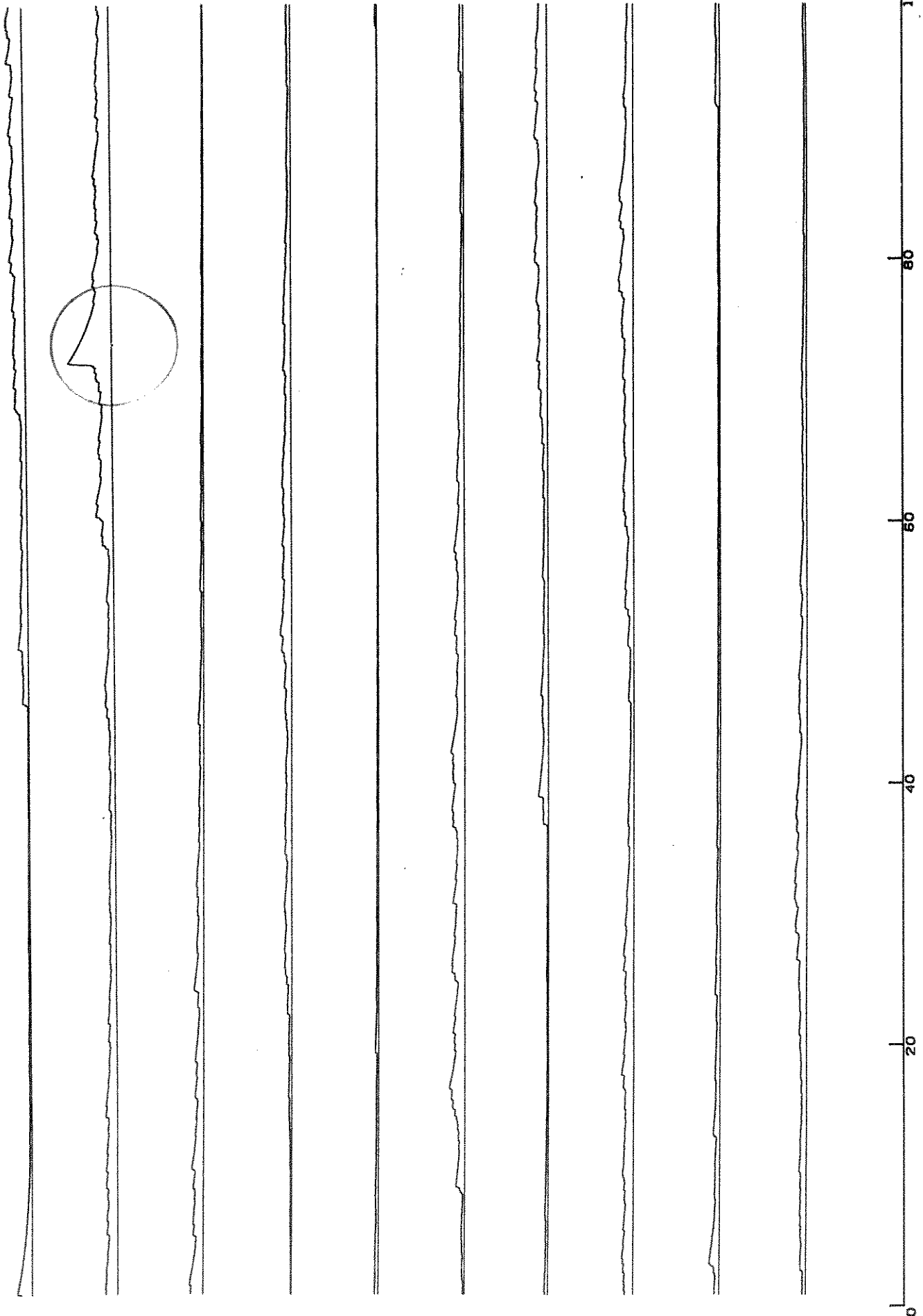


Figure 3.9: Sinal de saída do estágio detetor.

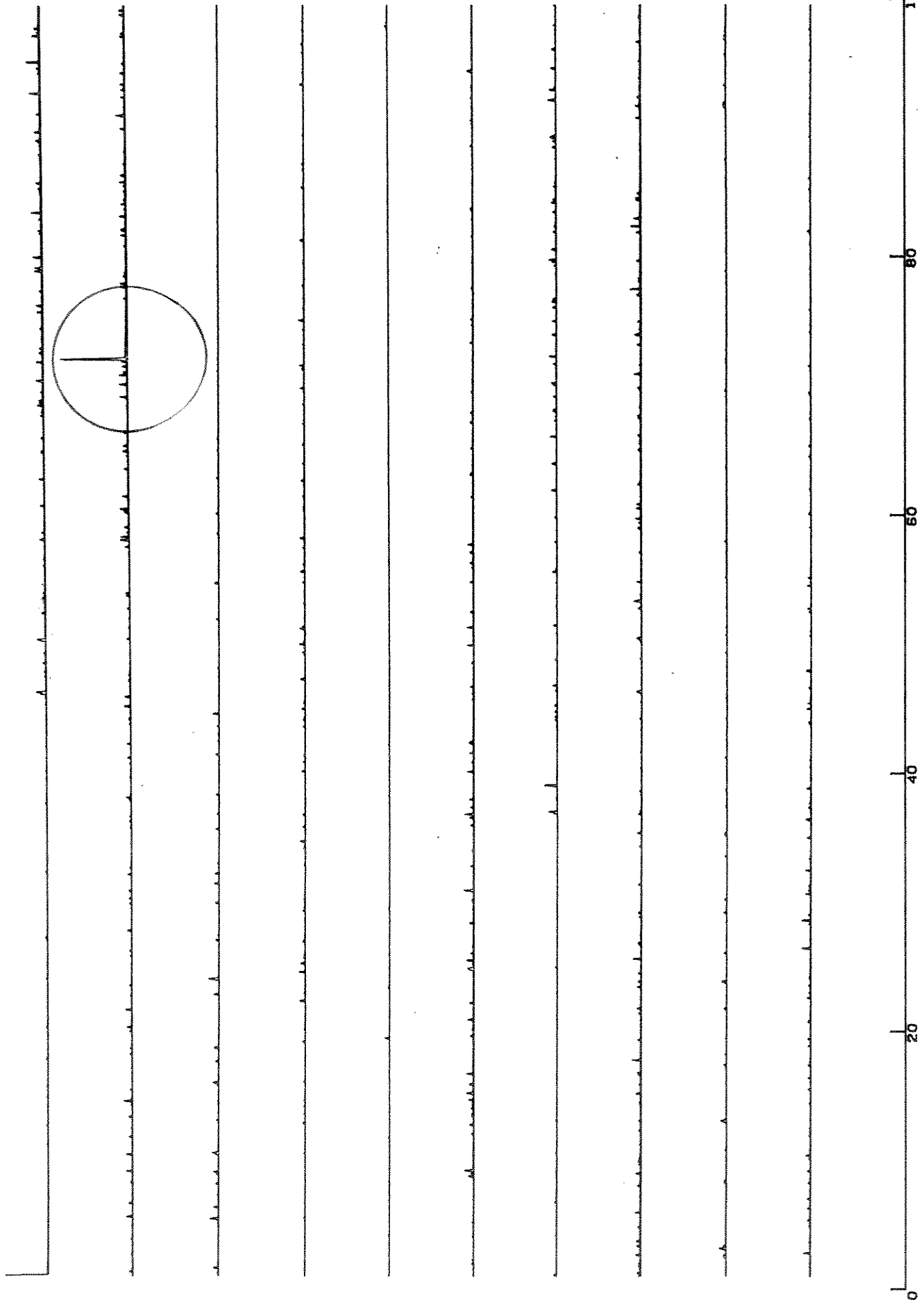


Figura 3.10: Sinal de saída do estágio derivador.

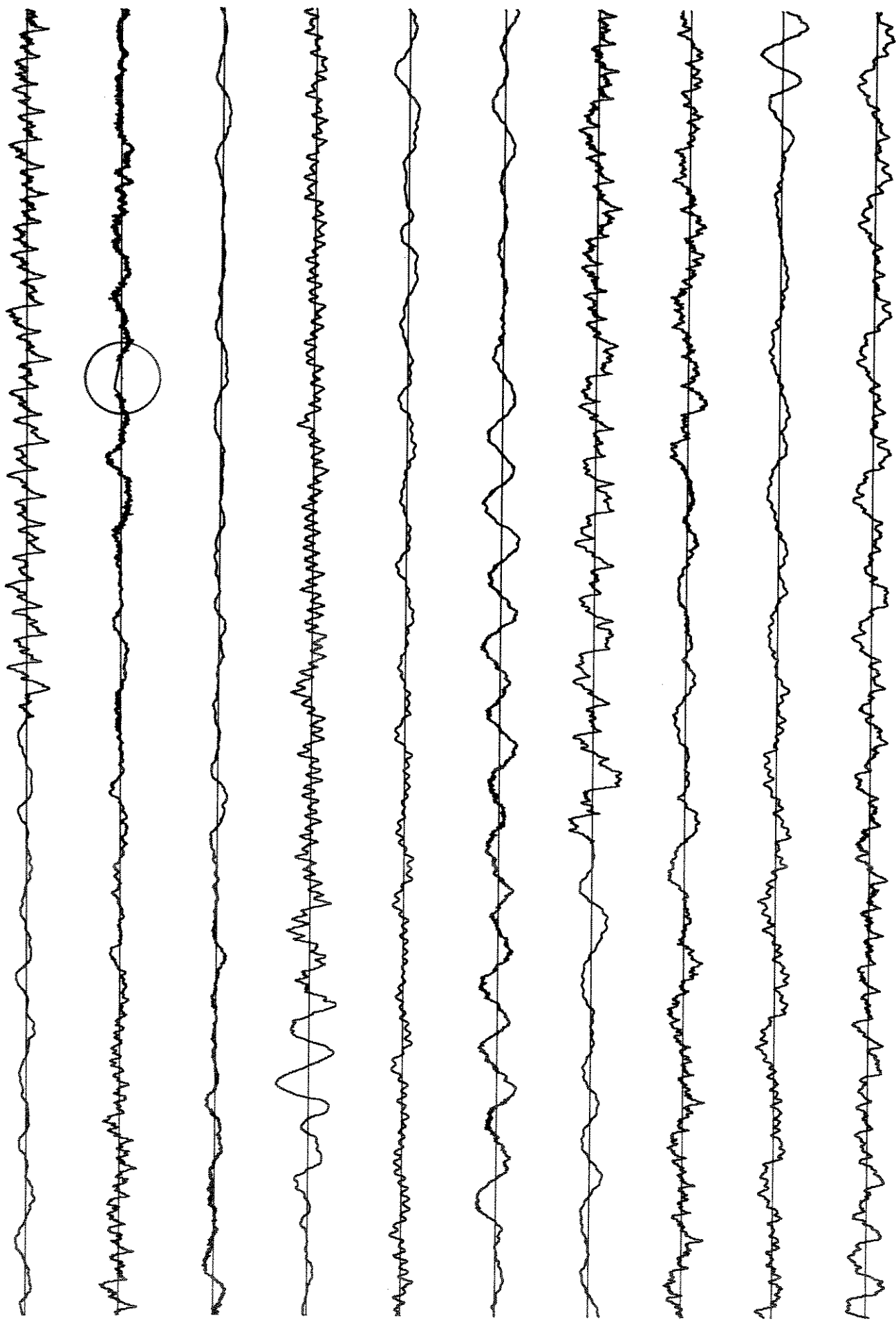
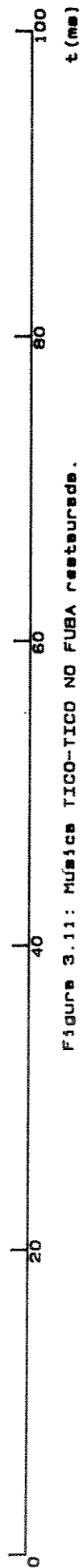


Figure 3.11: Música TICO-TICO NO FUBA restaurada.



3.1.2 FILTROS ADAPTATIVOS DE MEDIANA HÍBRIDOS

Uma outra técnica testada para eliminação do ruído impulsivo utiliza estruturas com Filtros Adaptativos de Mediana Híbridos (AMH). Os filtros AMH são formados por vários tipos de subestruturas, porém a usada foi com duplas subestruturas adaptativas (CAMH). No filtro CAMH (Neuvo et al., 1987), as subestruturas adaptativas são usadas para estimar o valor do sinal presente, através de seus valores passados e futuros. A saída dos dois preditores adaptativos ("forward" e "backward"), junto com o valor do sinal presente, são submetidos ao estágio da Mediana. Este estágio calcula o valor mediano destas três amostras (Gallagher, 1984). Tomando-se, por exemplo, os valores 5, 6 e 20 para as três amostras, o estágio da mediana fornece o valor 6 como sendo o valor mediano. A figura 3.12 mostra esta estrutura, cujas equações são:

$$y_{\text{CAMH}}(n) = \text{MED} [v_f(n), x(n), v_b(n)]$$

$$v_f(n) = \sum_{i=1}^N w_{fi}(n) \cdot x(n - i + 1 - \delta)$$

$$v_b(n) = \sum_{i=1}^N w_{bi}(n) \cdot x(n + i - 1 + \delta)$$

onde $w_{fi}(n)$, $v_f(n)$, $e_f(n)$ representam os coeficientes, saída e erro do preditor FA, respectivamente, e $w_{bi}(n)$, $v_b(n)$, $e_b(n)$ representam os coeficientes, saída e erro do preditor BA, respectivamente

As subestruturas adaptativas são baseadas no algoritmo LMS. No preditor FA (por exemplo, pois o mesmo se aplica no preditor BA) $v_f(n)$ é uma combinação linear das amostras da entrada

$$v_f(n) = \sum_{i=1}^N w_{fi}(n) x(n - (i-1)) = W_f(n)^T X(n)$$

onde $X(n)$ e $W_f(n)$ são, respectivamente, o vetor das amostras da entrada e o vetor dos coeficientes. O termo $W_f(n)^T$ representa a transposta de $W_f(n)$.

A saída $v_f(n)$ é comparada com a entrada $x(n)$ para formar o sinal de erro $e_f(n)$. O objetivo do preditor FA é adaptar os coeficientes de forma que o sinal de erro seja sempre minimizado.

O uso desta técnica não forneceu bons resultados, pois além de não detectar nem eliminar o ruído, introduziu muita distorção na música causando a perda das componentes de frequência alta do sinal.

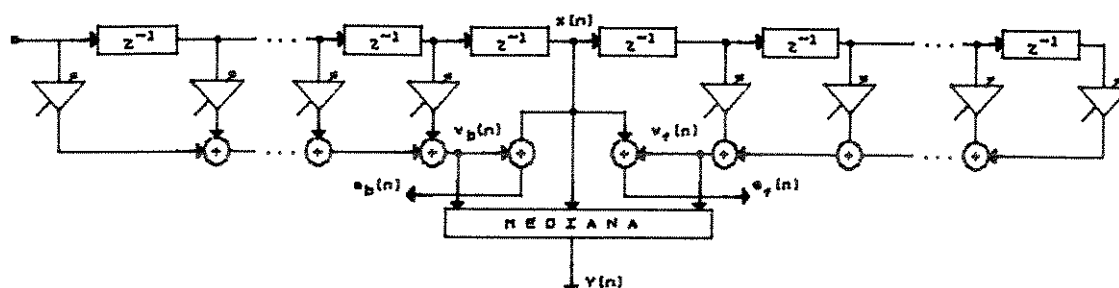


Figura 3.12: Filtros CAMH

3.2 - ELIMINAÇÃO DO RUÍDO GAUSSIANO

O ruído gaussiano produz o efeito de chiado na música. Este efeito é muito acentuado nas gravações mais antigas. Os métodos de eliminação do ruído impulsivo são métodos seletivos, que detectam o impulso, já que o ruído impulsivo afeta poucas amostras do sinal de áudio, entretanto estes métodos não se aplicam à eliminação do ruído gaussiano, que, diferentemente do ruído impulsivo, afeta todas as amostras do sinal de áudio indistintamente.

Baseado nos sistemas de redução de ruído descritos no capítulo anterior e no fenômeno do mascaramento apresentado pelo ouvido humano, implementaram-se três técnicas para a redução deste ruído.

Primeiro foi implementado um filtro digital dinâmico com a frequência de corte controlada pela energia do sinal de áudio acima de 1 kHz. Este sistema foi baseado no sistema de redução de ruído analógico da National, o DNR.

Em seguida foi empregada a técnica da divisão do espectro de áudio em bandas de frequência, através de um banco de filtros. Cada banda recebe uma amplificação controlada pela energia do sinal na saída da secção correspondente do banco de filtros.

A terceira técnica utilizada foi uma junção das duas anteriores. Inicialmente o sinal de áudio é processado pelo banco de filtros e é restaurado abaixo de 1 kHz, posteriormente o sinal é filtrado pelo filtro digital dinâmico que atua somente acima de 1 kHz.

Antes da implementação destas três técnicas foram medidos alguns espectros de trechos de gravações antigas. Verificou-se que estes espectros não contêm harmônicas significativas acima da frequência de 8 kHz. A inexistência de componentes espectrais significativas acima de 8 kHz nas gravações antigas permite que se faça um corte prévio nas frequências acima deste valor, eliminando-se uma parte significativa do ruído, sem prejuízo da parte musical.

3.2.1 FILTRO DIGITAL DINÂMICO

A figura 3.13 apresenta o diagrama básico do filtro digital dinâmico. O sinal de áudio é processado por um filtro passa-baixas cuja frequência de corte é ajustada entre 1 kHz e 15 kHz pelo sinal desenvolvido no bloco de controle. Na ausência do sinal de controle, a frequência de corte do filtro fica fixa em 1 kHz. Isto acontece quando não existe sinal de música na entrada do filtro e ruído de fundo da gravação é insuficiente para estabelecer um sinal de controle que incremente a frequência de corte do filtro passa-baixas além de 1 kHz. Inversamente, quando existe sinal de música na entrada do filtro, o sinal desenvolvido pelo bloco de controle é suficiente para incrementar a frequência de corte do filtro passa-baixas de tal maneira que todas as componentes harmônicas do sinal são transmitidas pelo filtro passa-baixas. As componentes do ruído que passam com o incremento da frequência de corte do filtro passa-baixas são mascaradas pelo sinal e são pouco audíveis.

Apesar da inexistência de componentes espectrais significativas acima de 8 kHz nas gravações antigas, o filtro digital dinâmico apresentou o efeito da modulação do ruído muito acentuado quando se impôs o limite para a frequência de corte em 8 kHz. A elevação do limite para 15 kHz diminuiu bastante este efeito.

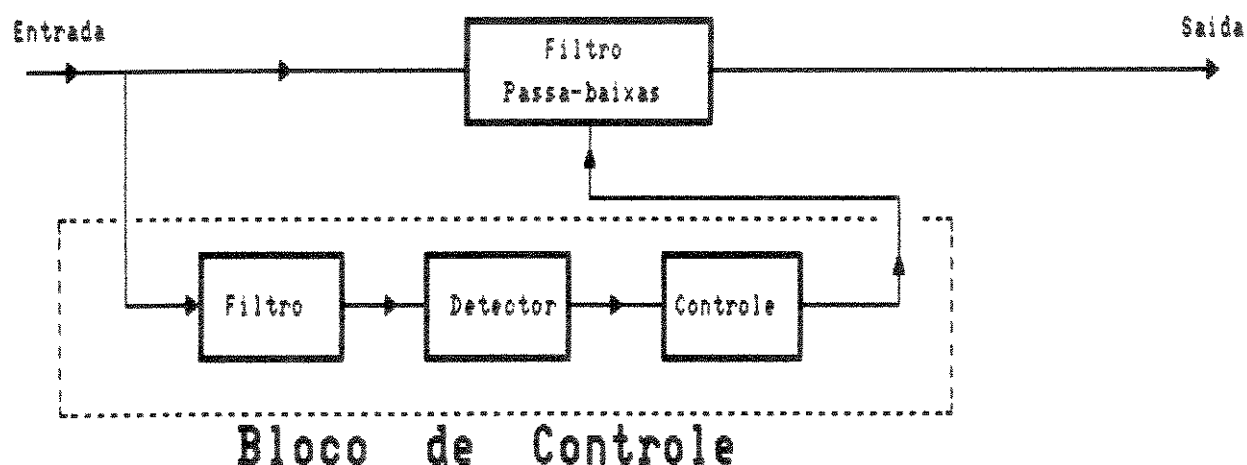


Figura 3.13: Filtro Digital Dinâmico.

3.2.1.1 FILTRO PASSA-BAIXAS

O filtro passa-baixas é um filtro digital que tem uma resposta plana abaixo da frequência de corte e uma inclinação com atenuação constante acima da frequência de corte. É do tipo Butterworth e foi implementado em duas versões: com inclinação de 12 dB/oitava e 18 dB/oitava, respectivamente. Os resultados obtidos estão apresentados no capítulo 4.

As funções de transferência analógicas dos filtros implementados são:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot w_c \cdot s + w_c^2}, \quad 12 \text{ dB/oitava}$$

$$H(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + w_c \cdot s + w_c^2} \cdot \frac{w_c}{s + w_c}, \quad 18 \text{ dB/oitava}$$

As funções de transferência digitais são obtidas pela utilização da transformação bilinear (APÊNDICE B).

As figuras 3.14 e 3.15 apresentam a resposta em frequência analógicas destes filtros com as frequências de corte colocados nos limites de 1 kHz e 15 kHz.

3.2.1.2 BLOCO DE CONTROLE

O bloco de controle controla a frequência de corte do filtro passa-baixas dinâmico através de três estágios: um filtro passa-altas, um detector de envoltória e um controlador, que serão descritos a seguir.

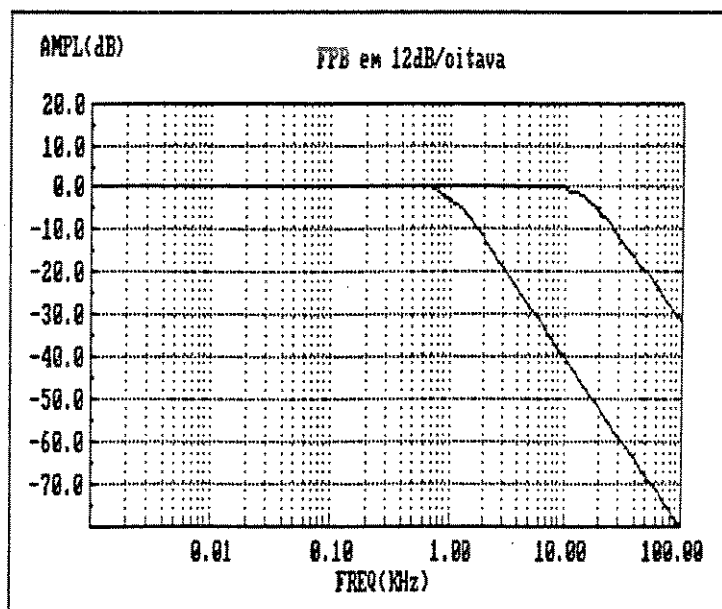


Figura 3.14: Resposta para o FPB em 12 dB/oitava.

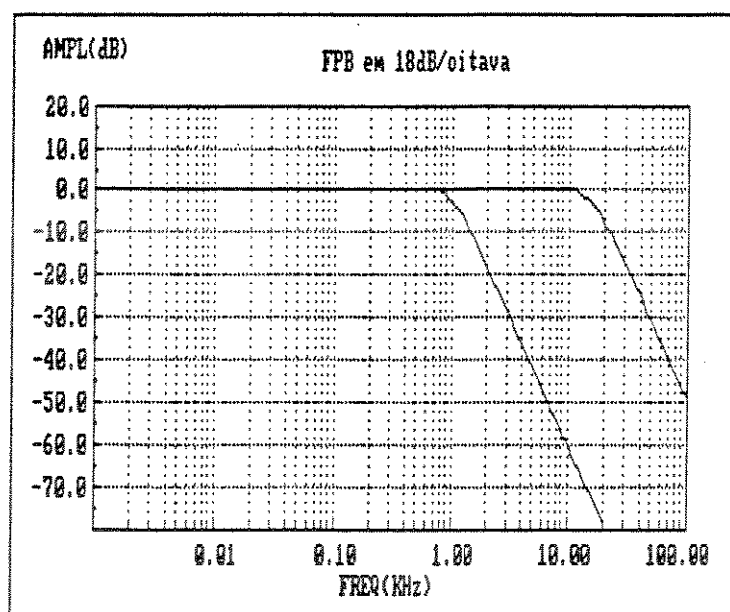


Figura 3.15: Resposta para o FPB em 18 dB/oitava.

3.2.1.3 FILTRO PASSA-ALTAS

Como dito no item 3.2.1, o filtro passa-baixas dinâmico é usado para cortar ou transmitir os sinais acima de 1 kHz, onde existem basicamente harmônicos dos instrumentos (figura 3.16).

Para que o sinal de controle seja obtido a partir da energia das componentes espectrais acima de 1 kHz, o bloco de controle utiliza um filtro passa-altas cujas características estão mostradas na figura 3.17. O filtro passa-altas apresenta sensibilidade baixa para frequências abaixo de 1 kHz, onde está a maior parte do programa musical. Porém a frequência de corte do filtro passa-altas foi colocado em 5 kHz para não prejudicar a passagem de sons provenientes de instrumentos múltiplos ou de solo, como violino ou pistão, que apresentam níveis de energia significativos nas frequências acima de 1 kHz.

A música FLAMENGO de Bonfiglio de Oliveira filtrada pelo filtro passa-altas do bloco de controle é mostrada na figura 3.18.

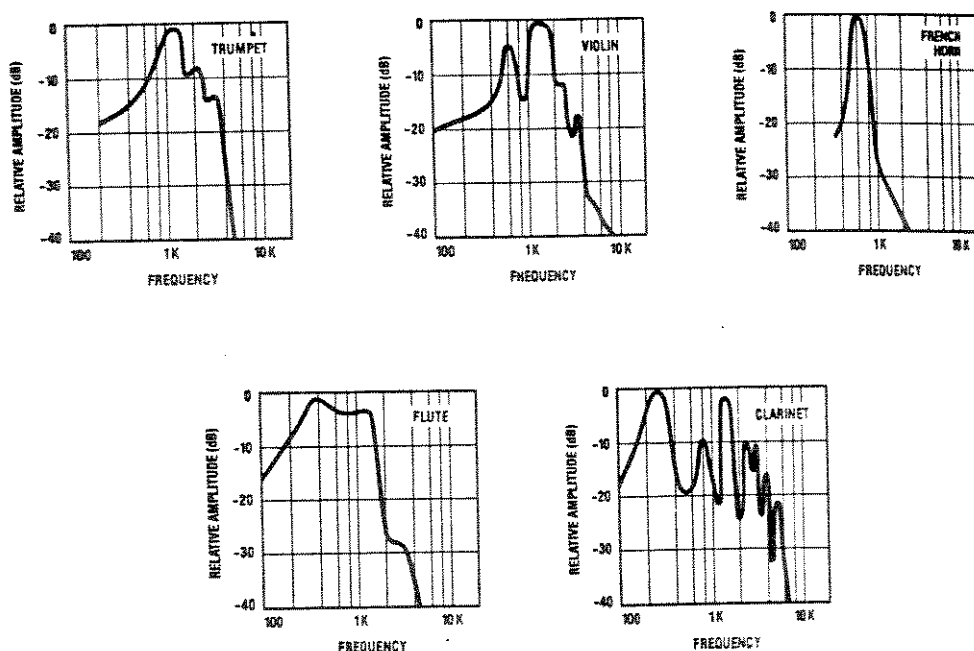


Figura 3.16: Espectro de alguns instrumentos musicais.

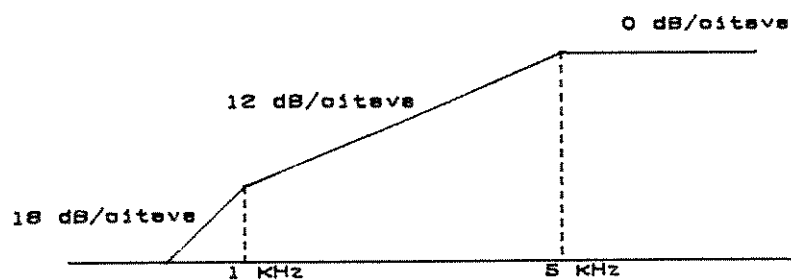


Figura 3.17: Características do filtro passa-altas.

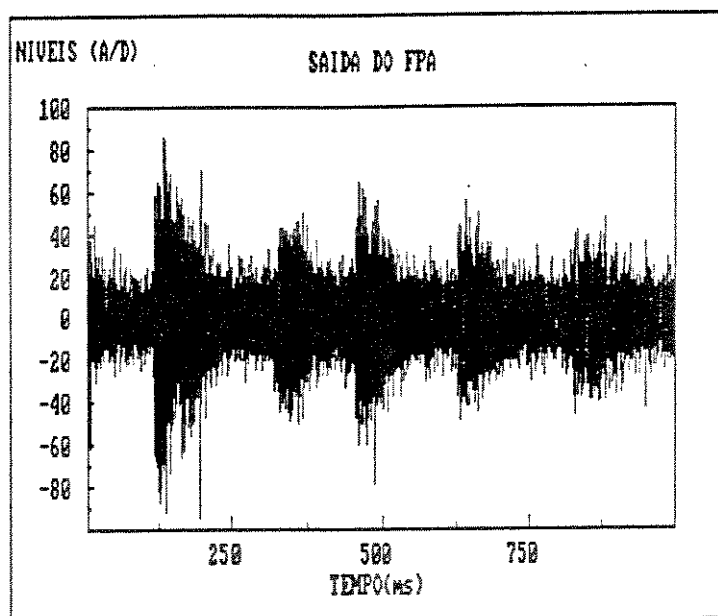


Figura 3.18: Saída do FPA para a música FLAMENGO.

3.2.1.4 DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

O detector de envoltória, apesar de ter a mesma forma analógica do circuito da figura 3.8, tem constantes de tempo um pouco diferentes daquelas empregadas na eliminação do ruído impulsivo. Os tempos de ataque ($T_1=R_1C_1$) e relaxamento ($T_2=R_2C_1$) são baseados na dinâmica do sinal e nas características do ouvido humano. Se o detector não responder rapidamente às bordas de transientes da música, haverá uma distorção no sinal, resultando na perda das componentes iniciais de altas frequências.

Sabe-se que, o tempo de subida de qualquer seleção musical depende do instrumento que está sendo tocado. Uma corneta inglesa, por exemplo, é capaz de atingir 60 % do seu pico de amplitude em 5 ms. Para outros instrumentos, o tempo de subida pode variar de 50 ms a 20 ms. Baseado nesses dados foi escolhido um tempo de ataque de 0,5 ms, suficiente pequeno para cobrir todos os casos encontrados na prática.

Cessando o transiente musical, a saída do detector deve retornar ao nível inicial. Um decaimento muito lento significa que para o período seguinte ao fim do transiente, a frequência de corte do filtro passa-baixas seria ainda relativamente alta e o ruído não seria mascarado. Inversamente, se o tempo de relaxamento for muito pequeno, para garantir um decremento rápido na frequência de corte, haverá modulação audível do ruído pelo sinal. Escolheu-se empiricamente um tempo de relaxamento baseado na observação do sinal de saída do filtro passa-altas, que varia para cada tipo de música.

Como já foi discutido no capítulo anterior, uma má escolha das constantes de tempo do detector, pode provocar o efeito da modulação do ruído pelo sinal. Um fator que também pode causar a modulação do ruído pelo sinal são as variações pequenas, mais rápidas, da envoltória, que, por melhor que seja o ajuste do tempo de relaxamento, são inevitáveis. Como solução para este problema, foi acrescentado ao detector de envoltória um circuito de filtragem não linear para suavizar o sinal de saída do detector (figura 3.19).

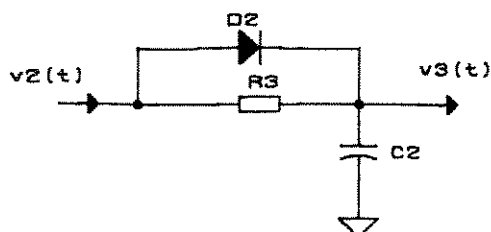


Figura 3.19: Circuito de filtragem não linear.

Na implementação digital deste esquema (APÊNDICE B), o diodo D2 é idealizado (V_D é arbitrário) e sua tensão de junção é ajustada empiricamente através da observação do sinal de saída do detector de envoltória. O tempo $T3=R3C2$ é ajustado para um valor maior que o tempo de relaxamento do detector ($T2=R2C1$) para obter-se uma maior suavização da envoltória.

A figura 3.20 mostra a envoltória da música FLAMENGO com o tempo de ataque em 0.5 ms e de relaxamento em 27 ms. Comparando com o gráfico da figura 3.18 nota-se que a envoltória realmente acompanha os picos positivos do sinal de saída do filtro passa-altas. A envoltória suavizada é mostrada na figura 3.21 com $T3 = 50$ ms e $V_D = 5$ V. Verifica-se que as pequenas variações foram atenuadas.

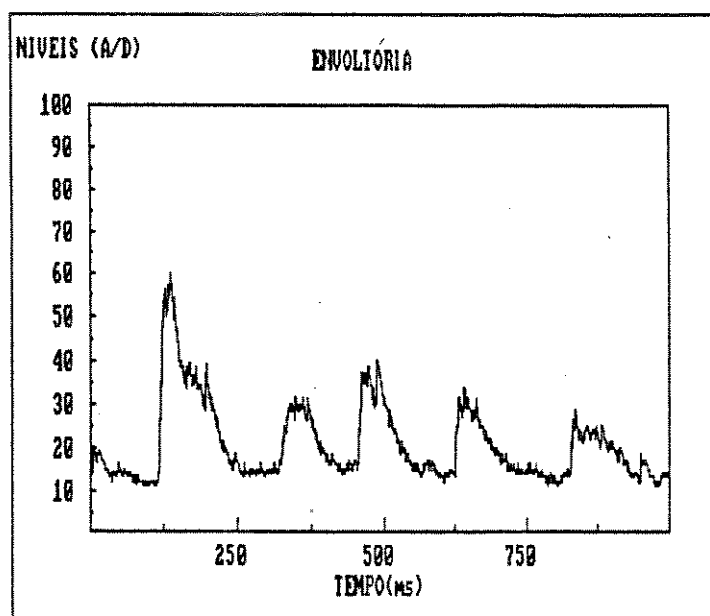


Figura 3.20: Envoltória da música FLAMENGO.

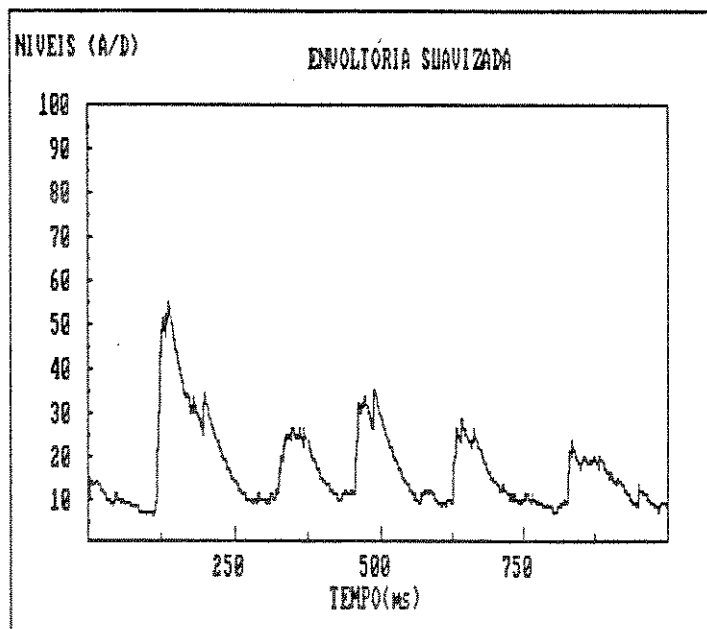


Figura 3.21: Envoltória suavizada

3.2.1.5 CONTROLADOR

Baseado na envoltória do sinal de áudio, o estágio controlador fornece a frequência de corte variável do filtro passa-baixas. Para realizar esta função o controlador foi implementado usando a curva apresentada na figura 3.22. Entre os pontos P1 e P2 pode ser implementado uma curva retilínea ou parabólica ou ainda $x^{1/2}$ (onde $x = (SC - SC1)/(SC2 - SC1)$) para controlar o filtro passa-baixas dinâmico. Os sinais SC1 (nível mínimo da envoltória do sinal) e SC2 (nível máximo da envoltória do sinal) são determinados experimentalmente através da observação do sinal de saída do detector. Os valores F1 e F2 representam as frequências de corte do filtro passa-baixas 1 kHz e 15 kHz, respectivamente.

Observando a figura 3.22 nota-se que a curva $x^{1/2}$ incrementa a frequência de corte mais rapidamente que a curva retilínea e parabólica, conseqüentemente a implementação da curva $x^{1/2}$ reduz menos o ruído que a curva retilínea e a parabólica.

Na figura 3.23 mostra-se a música FLAMENGO antes do processamento pelo filtro digital dinâmico e na figura 3.24 a música FLAMENGO processada, onde foi usada a curva do tipo parabólica no estágio controlador. Os experimentos realizados com as outras curvas e o melhor resultado obtido está apresentado no capítulo 4.

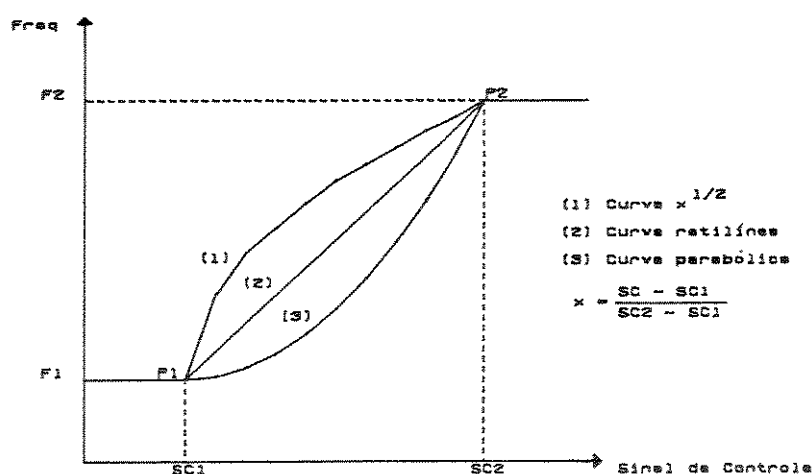


Figura 3.22: Curva implementada no estágio controlador.

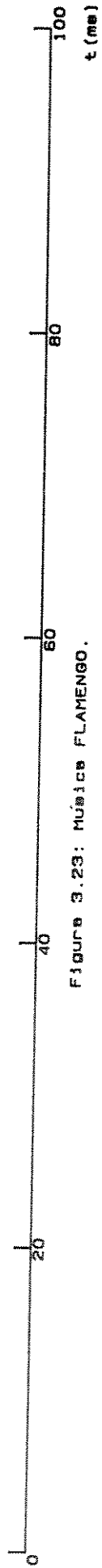
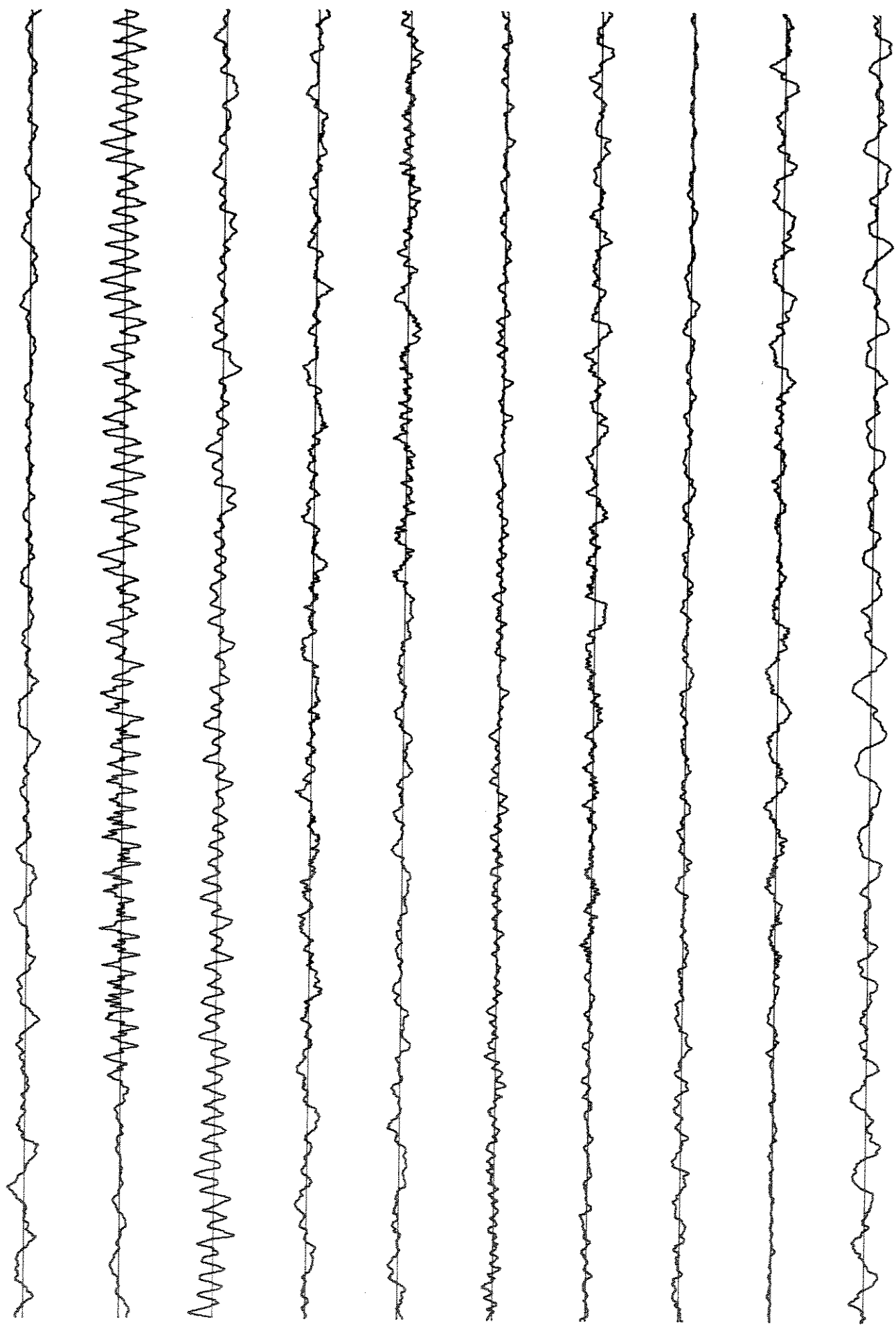


Figure 3.23: Música FLAMENGO.

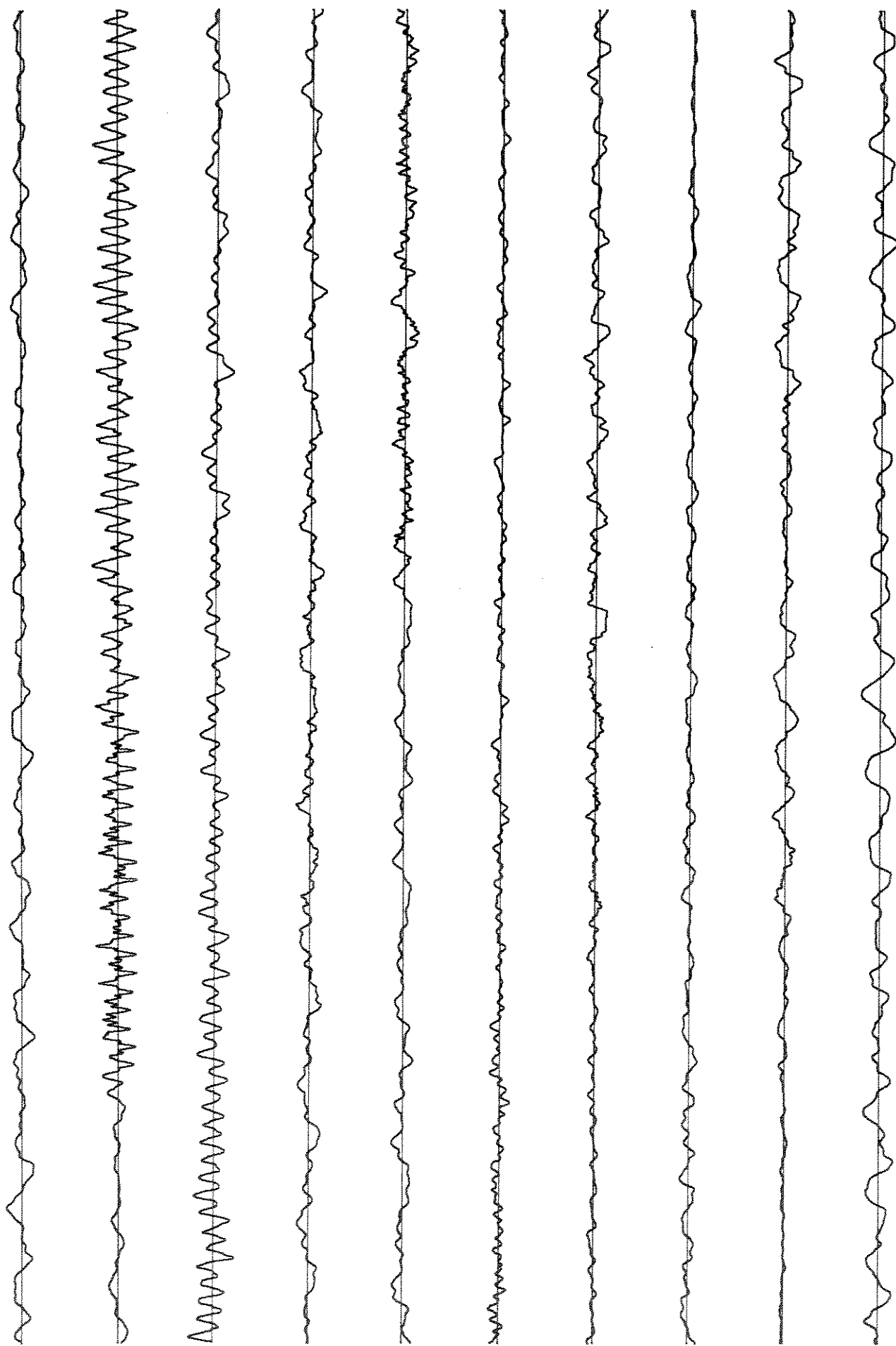


Figure 3.24: Música FLAMENGO RESTAURADA.



3.2.2 TÉCNICA DA DIVISÃO DO ESPECTRO DE ÁUDIO

O Filtro Digital Dinâmico apresenta duas limitações fundamentais:

- (1) Como a frequência de corte do filtro é sempre maior ou igual a 1kHz, todo o ruído abaixo desta frequência não sofre qualquer redução.
- (2) Por ser um filtro de faixa larga está mais sujeito ao efeito da modulação do ruído pelo sinal.

Diante dessas limitações, partiu-se para a construção de um esquema de redução de ruído mais elaborado, baseado na idéia de um equalizador gráfico controlado pelo sinal. Dessa maneira o ruído seria reduzido por faixas de frequência, tomando-se a precaução de se fazer um processamento mais forte nas frequências mais altas e mais ameno na região abaixo de 1 kHz, para se evitar a modulação audível do ruído pelo sinal.

Baseado neste princípio foi implementado o sistema apresentado na figura 3.25. O sinal de áudio é submetido a um banco de filtros em paralelo $H_1, H_2, \dots, H_N$, que divide o espectro do sinal de entrada $x(n)$, em N bandas contíguas. Em seguida cada banda recebe uma amplificação que varia com a energia do sinal em cada banda.

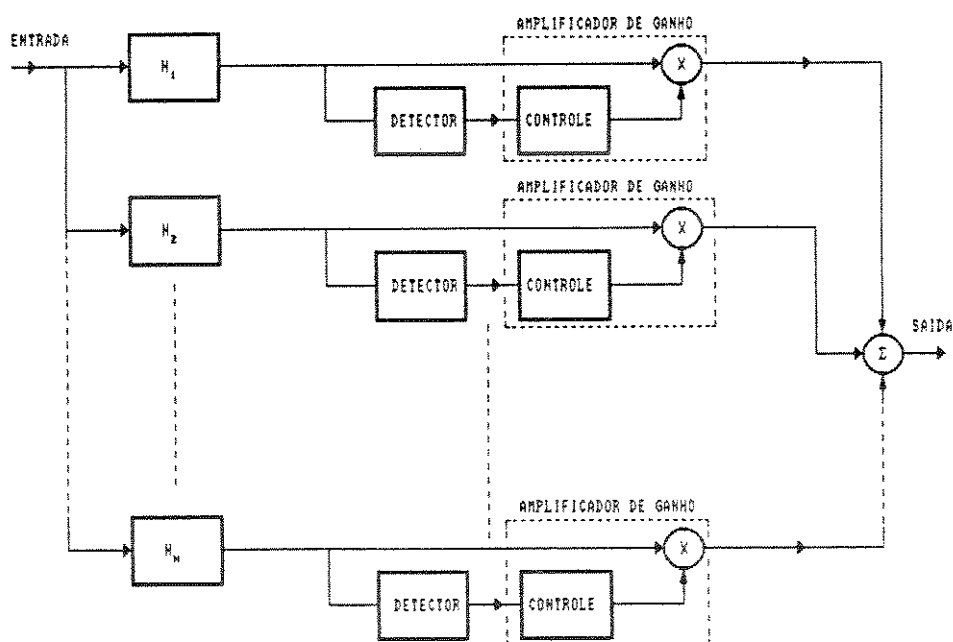


Figura 3.25: Técnica da Divisão do Espectro de Áudio

3.2.2.1 BANCO DE FILTROS

O banco de filtros necessita ter uma resposta plana para evitar a distorção do sinal de áudio. Como já citado no item 3.2, o espectro das gravações mais antigas não contém harmônicas significativas nas frequências acima de 8 kHz, por esta razão o banco de filtros foi implementado com uma faixa plana apenas até esta frequência.

Foi construído um banco de filtros IIR (Motorola, 1988), baseados em filtros analógicos, que são mais rápidos e mais fáceis de serem implementados, que os filtros FIR. O filtro fundamental é baseado no filtro passa-banda analógico de 2ª ordem mostrado na figura 3.26.

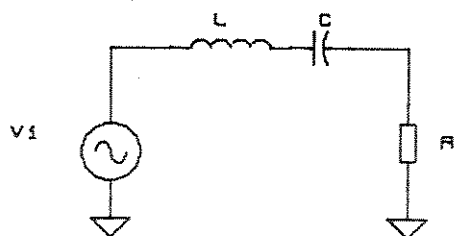


Figura 3.26: Filtro RLC Passa-Banda.

A função de transferência analógica é dada por:

$$H(j\omega) = \frac{R}{R + j(\omega L - 1/\omega C)}$$

$$H(s) = \frac{1}{1 + j.Q(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)}$$

Este filtro com apenas um par de pólos complexos conjugados só apresenta boa seletividade para valores de Q (fator de qualidade) muito altos. A solução foi a utilização de filtros com dois pólos. Foram realizados vários testes com filtros com dois pares de pólos complexos conjugados que apresentou uma boa resposta com um fator de qualidade $Q = 5$.

Para o filtro com dois pares de pólos complexos conjugados a função de transferência analógica passou a ser:

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s)$$

onde:

$$H_1(s) = \frac{s}{\frac{s^2 \cdot Q}{\Omega_{01}} + s + \Omega_{01} \cdot Q}$$

$$H_2(s) = \frac{s}{\frac{s^2 \cdot Q}{\Omega_{02}} + s + \Omega_{02} \cdot Q}$$

A função de transferência digital, foi obtida pela aplicação da transformação bilinear (o sinal de áudio foi amostrado em 40 kHz). Cada filtro digital foi implementado como mostra a figura 3.27.

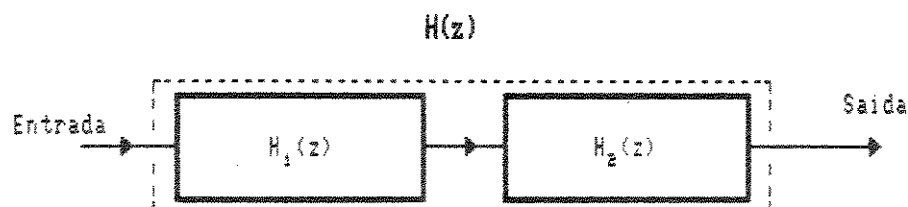


Figura 3.27: Filtro passa-banda com dois pares de pólos complexos conjugados.

O banco de filtros foi construído por um conjunto de filtros passa-banda com dois pares de pólos complexos conjugados. Estes filtros de 2ª ordem possuem frequências centrais que se estendem em forma de progressão geométrica, de 20 Hz até 8 kHz, numa densidade de 8 filtros por oitava.

Os filtros de 2ª ordem foram agrupados para formar 7 bandas, conforme o esboço da figura 3.28.

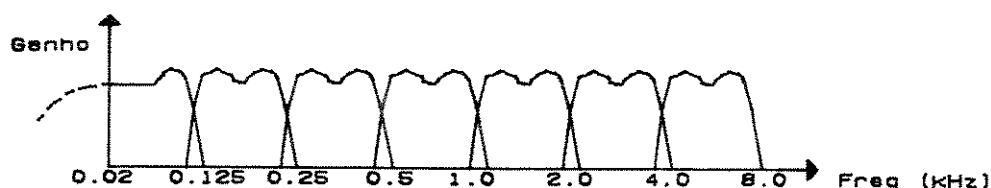
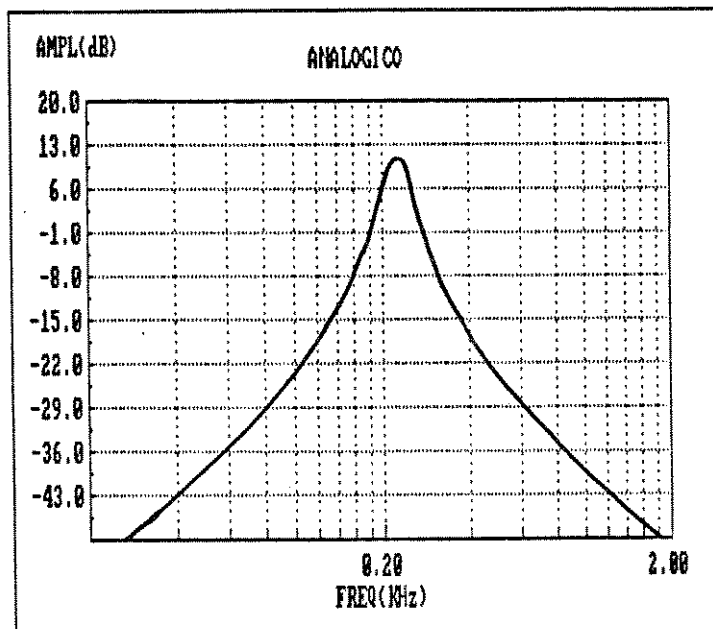


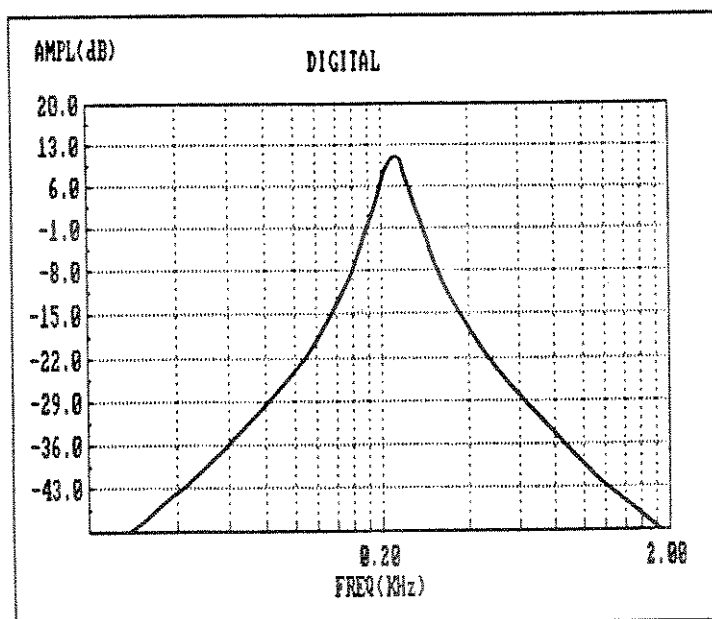
Figura 3.28: Divisão do espectro de áudio.

A figura 3.29 (a) e (b) mostram a resposta em frequência do filtro de 2ª ordem, analógico e digital, respectivamente. As figuras 3.30 (a) e (b) apresentam, respectivamente, a resposta analógica e digital de cada banda, junto com a resposta global do banco de filtros. A figura 3.31 apresenta a resposta da quinta banda, juntamente com a resposta de cada filtro de 2ª ordem que compõe esta banda. A distorção causada pela utilização da transformação bilinear fica evidente apenas no final da faixa em 8 kHz.

Uma gravação antiga da música DELICADO de Waldir Azevedo foi processada pelo banco de filtros e os sinais filtrados pelas bandas 1 à 7 são mostradas nas figuras 3.32 e 3.33, respectivamente.

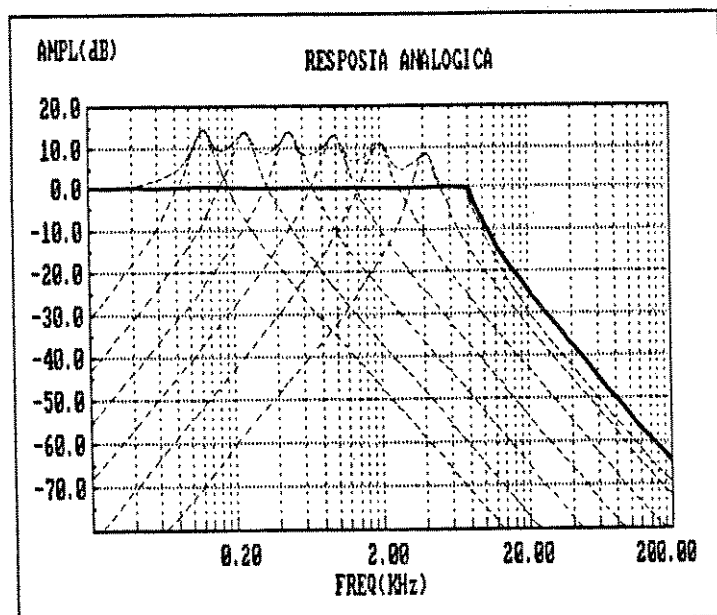


(a)

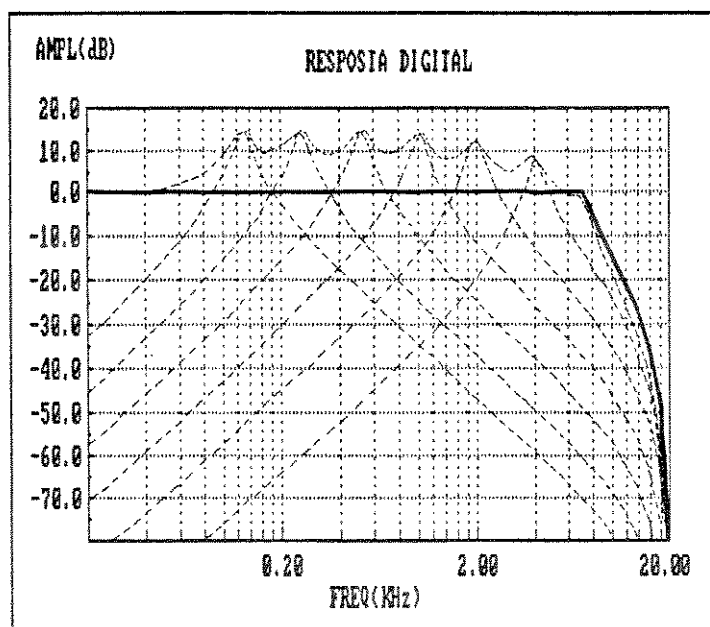


(b)

Figura 3.29: Resposta em frequência do filtro de 2ª ordem.



(a)



(b)

Figura 3.30: Resposta global do banco de filtros.

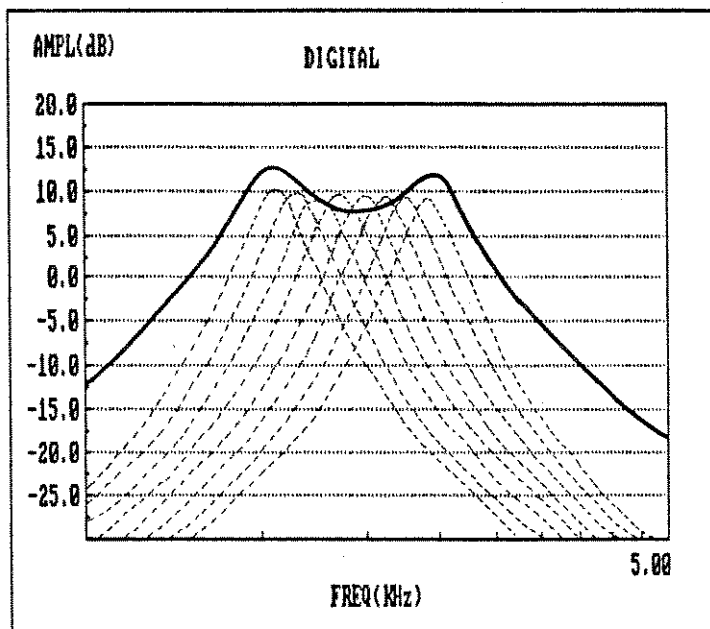
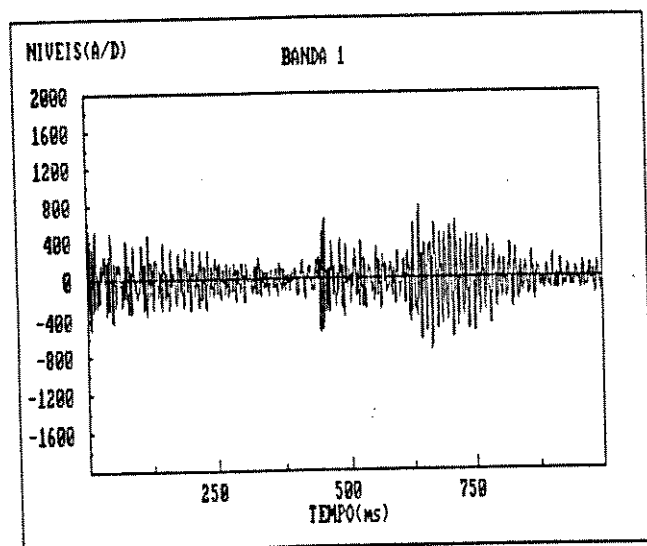
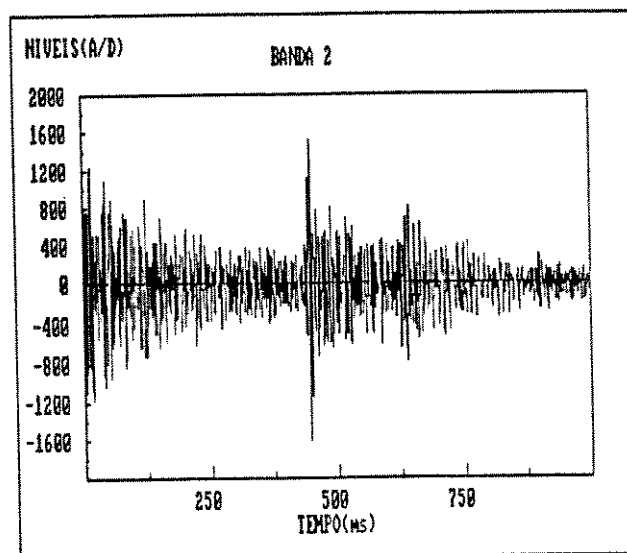


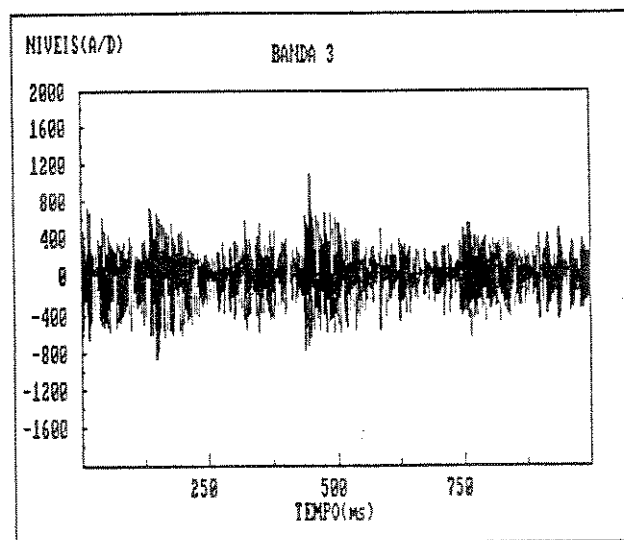
Figura 3.31: Resposta da 5ª banda.



(a)

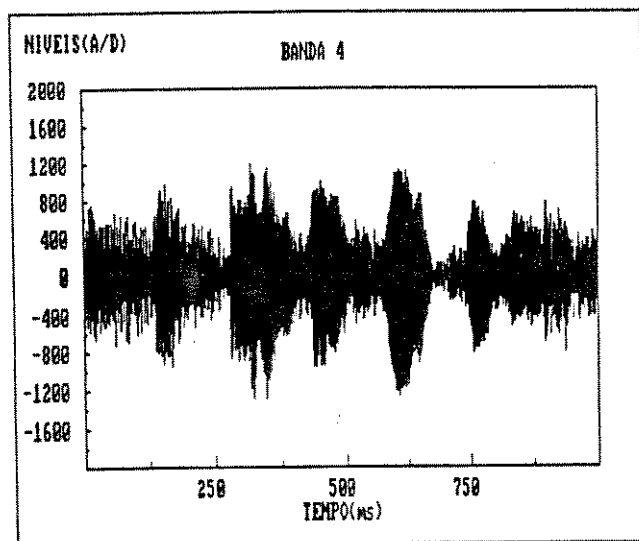


(b)

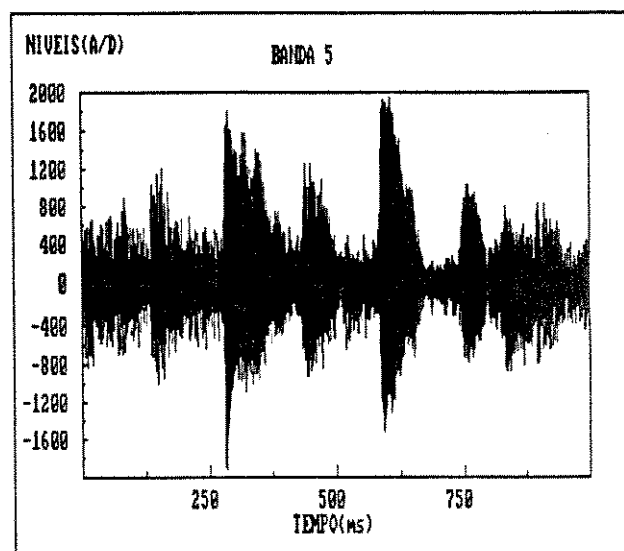


(c)

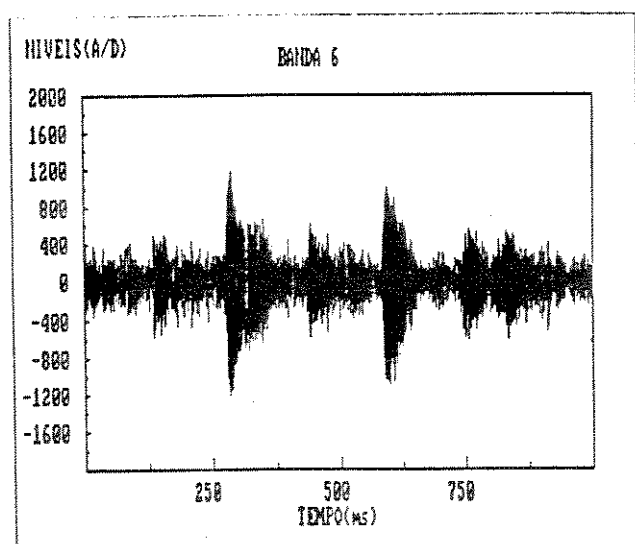
Figura 3.32: Sinais filtrados pelas bandas 1 (a), 2 (b), 3 (c).



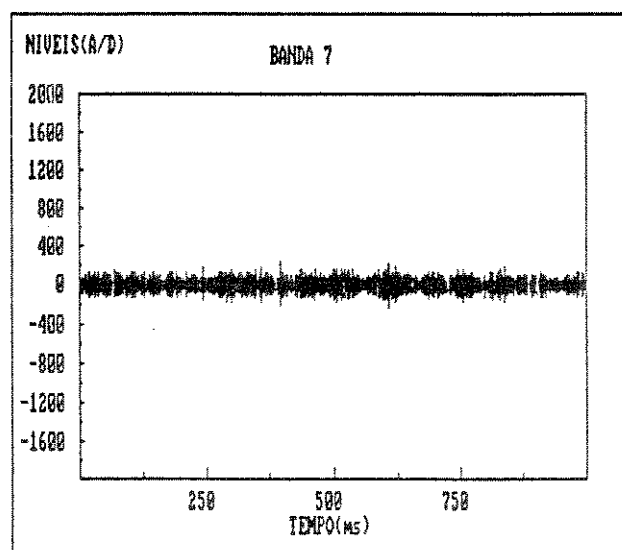
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.33: Sinais filtrados pelas bandas 4 (a), 5 (b), 6 (c), 7 (d).

3.2.2.2 - DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

Conforme o diagrama em blocos da figura 3.25, a saída de cada banda é submetida a um detector de envoltória que fornece um sinal proporcional a energia na banda correspondente. Cada detector é composto por um circuito cuja forma analógica foi apresentada na figura 3.8.

Os tempos de ataque e relaxamento, dos detectores, são ajustados empiricamente através da observação do sinal de saída de cada banda. As figuras 3.34 e 3.35 mostram, respectivamente, as envoltórias correspondentes aos sinais filtrados.

Da mesma forma que no Filtro Digital Dinâmico, as saídas dos detectores de envoltória são filtradas por um filtro não-linear (figura 3.19) que suavizam as pequenas variações da envoltória, evitando que as mesmas provoquem o efeito da modulação do ruído.

3.2.2.3 AMPLIFICADOR DE GANHO CONTROLADO

O ganho (que varia desde 1 até valores menores que 1) do amplificador colocado na saída de cada filtro varia com a envoltória do sinal de áudio em cada banda, assim a amplificação do sinal é realizada de maneira diferenciada em cada banda e o ruído pode ser reduzido sem prejudicar o sinal de áudio.

A variação do ganho pode ser implementada de várias formas, como mostra a curva da figura 3.36. Entre os pontos P1 e P2 a amplificação pode ser realizada por uma curva retilínea ou parabólica ou $x^{1/n}$ (onde $x = (A-A1)/(A2-A1)$). Com a implementação da curva parabólica o incremento do ganho será mais lento que com a curva retilínea ou com a curva $x^{1/n}$, e conseqüentemente a redução de ruído será maior.

Os valores de A1 e A2 são determinados através do sinal de saída do detector da banda correspondente. O valor de G2 é ajustado em 1. O valor de G1 pode variar desde zero até o valor de G2. A determinação de G1 está diretamente ligado à banda, pois como já mencionado anteriormente, nas bandas iniciais onde a frequência está abaixo de 1 kHz o processamento deve ser mais ameno para se evitar a modulação audível do ruído.

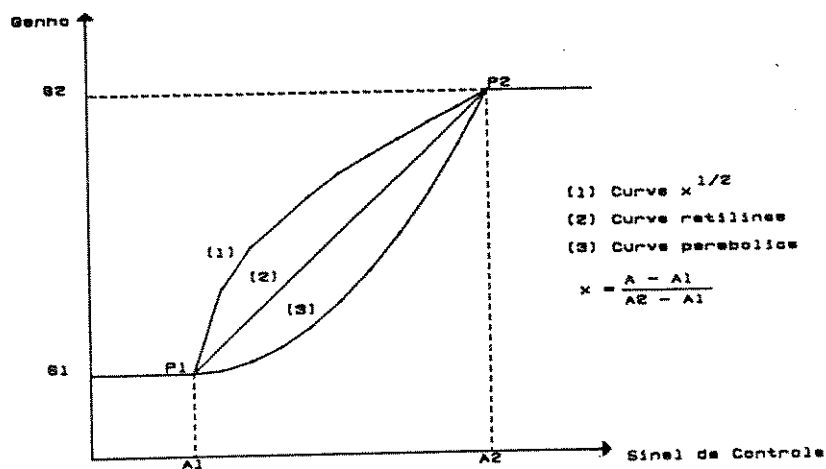
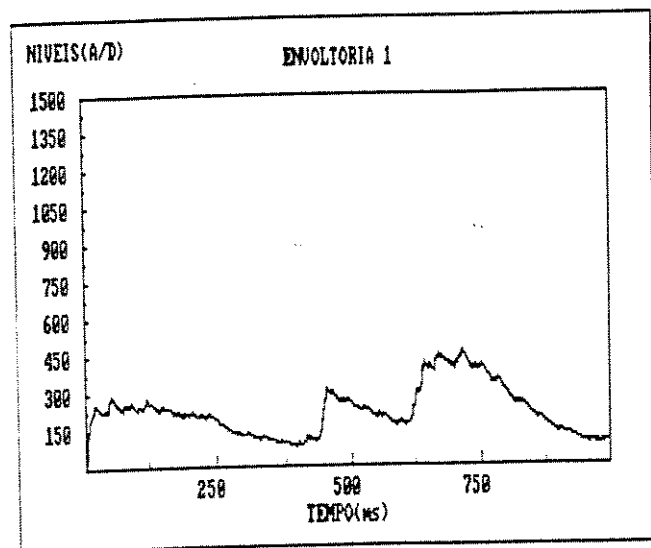
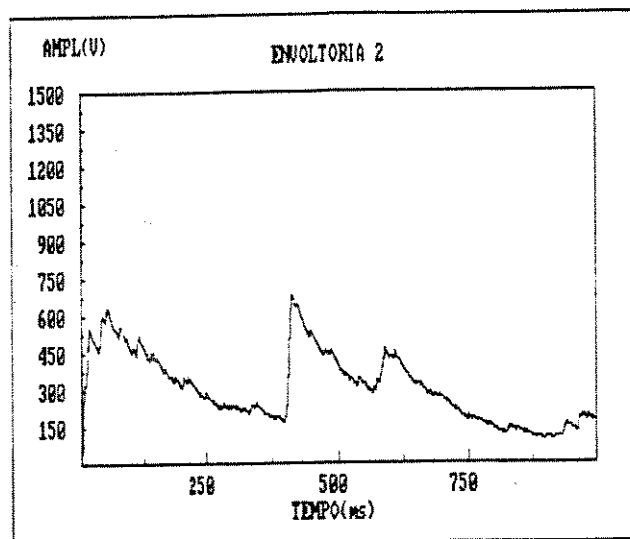


Figura 3.36: Curva do estágio Amplificador.

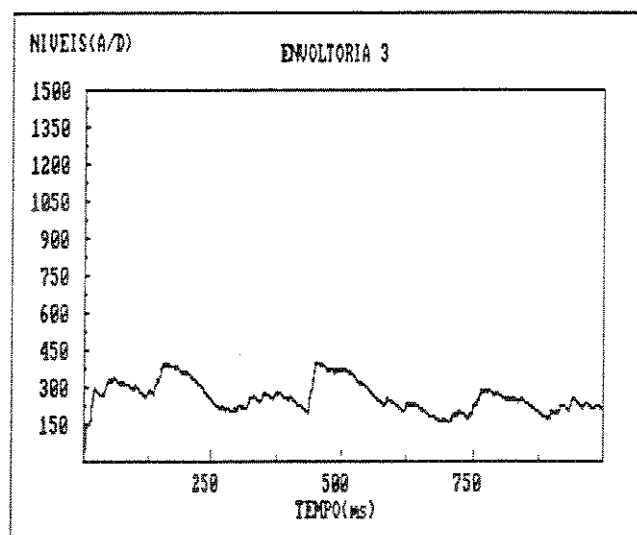
Após a multiplicação do ganho pelo sinal de saída de cada banda, estes sinais são somados para se obter o sinal restaurado. A figura 3.37 mostra um trecho, com duração de um segundo, da música DELICADO e a figura 3.38 mostra a mesma música processada pela técnica da divisão do espectro de áudio, onde foi implementada a curva retilínea nas 4 primeiras bandas e a curva parabólica nas bandas restantes. A discussão dos resultados obtidos com esta técnica será feita no capítulo 4.



(a)

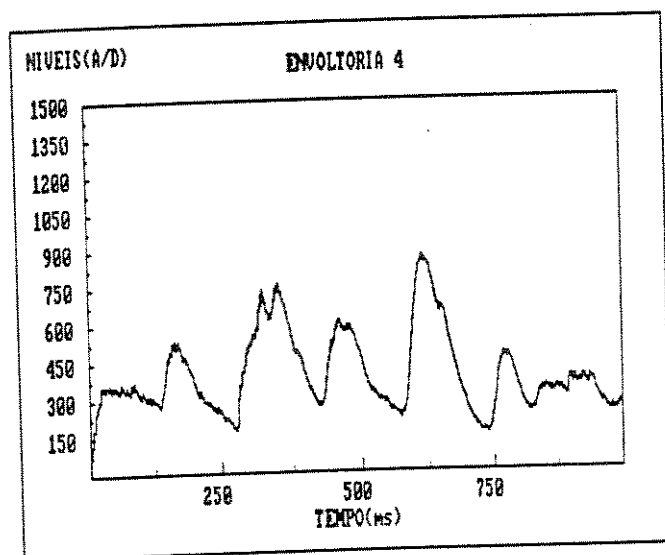


(b)

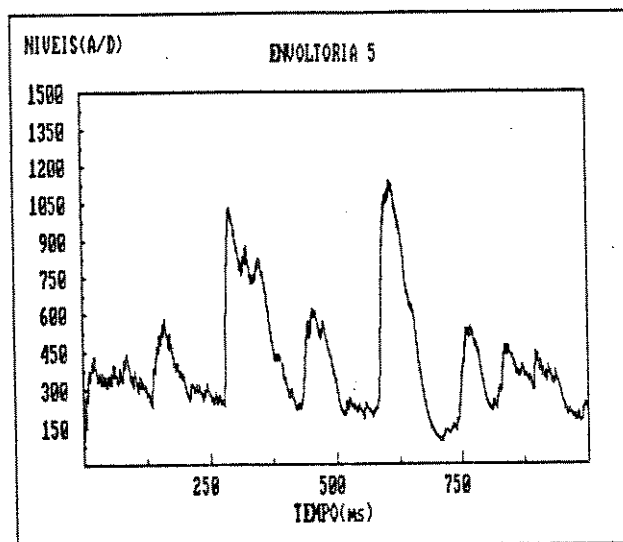


(c)

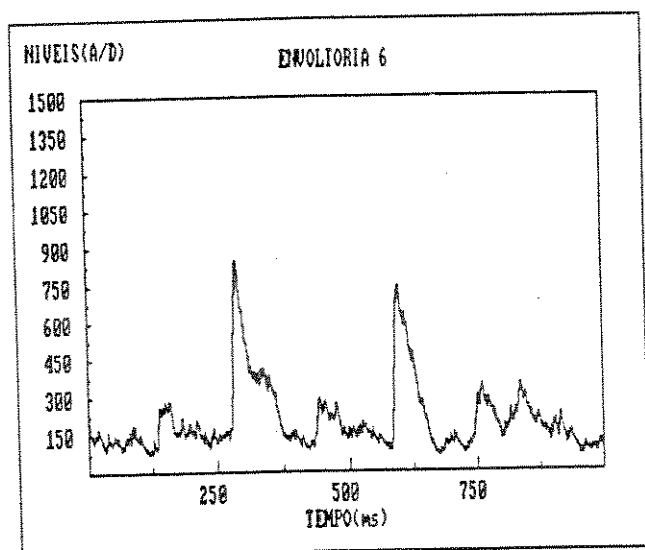
Figura 3.34: Envoltórias dos sinais filtrados 1 (a), 2 (b), 3 (c).



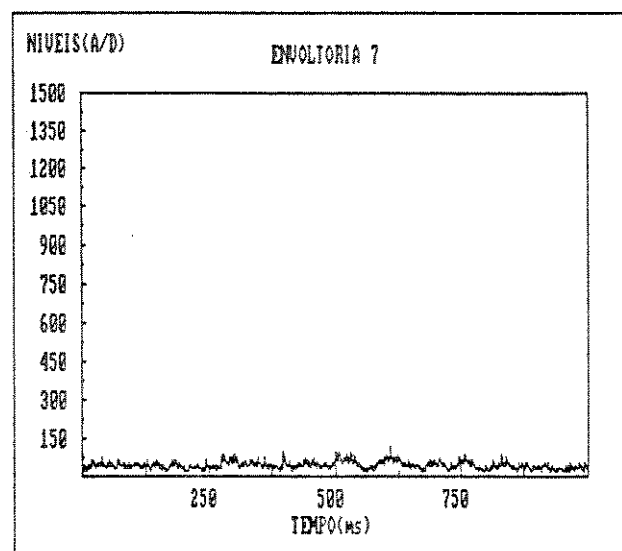
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 3.35: Envoltórias dos sinais filtrados 4 (a), 5 (b), 6 (c), 7 (d).

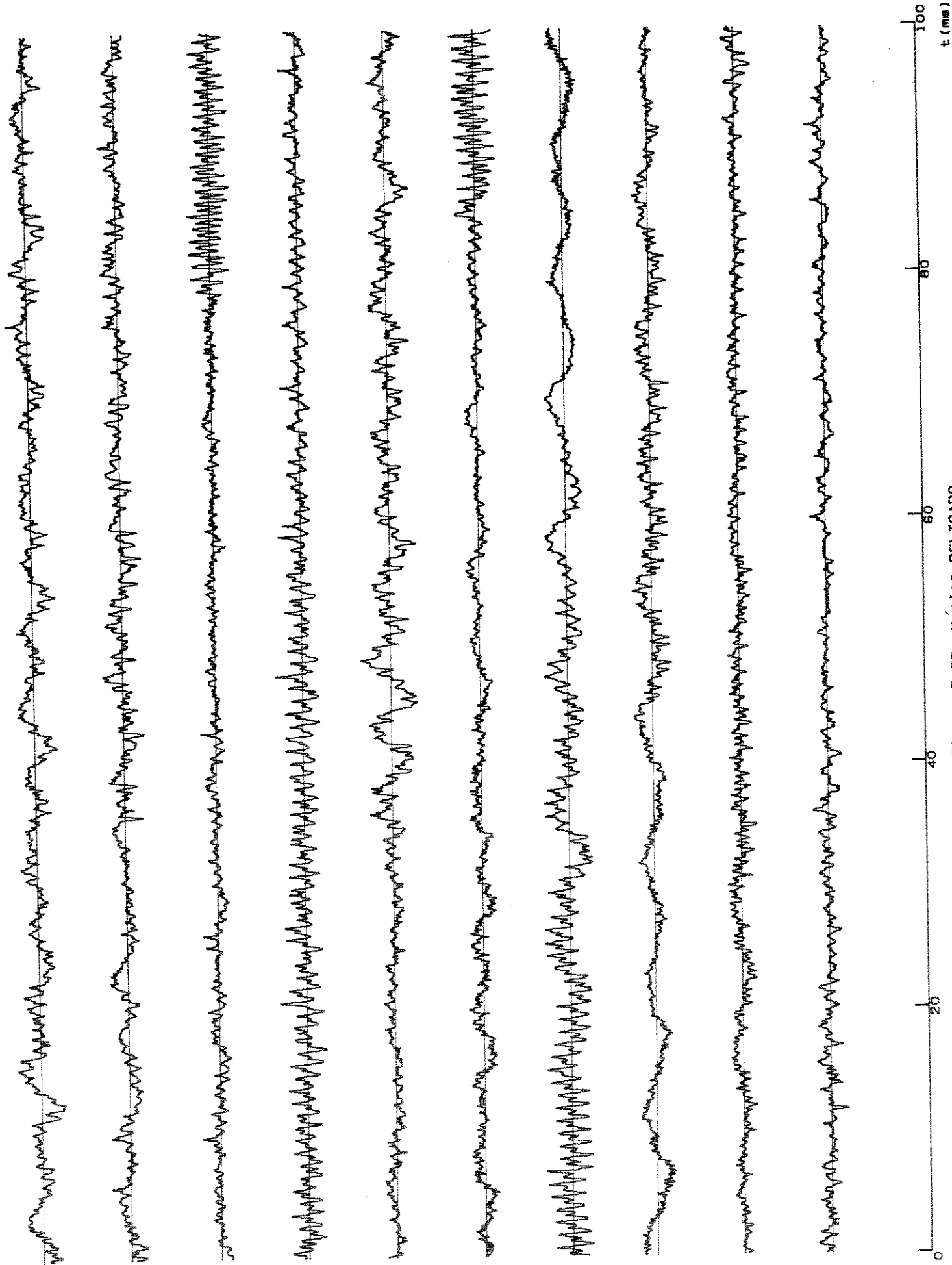


Figura 3.37: Música DELICADO.

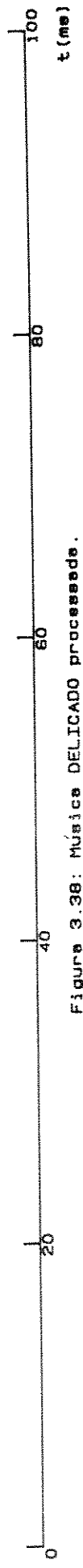
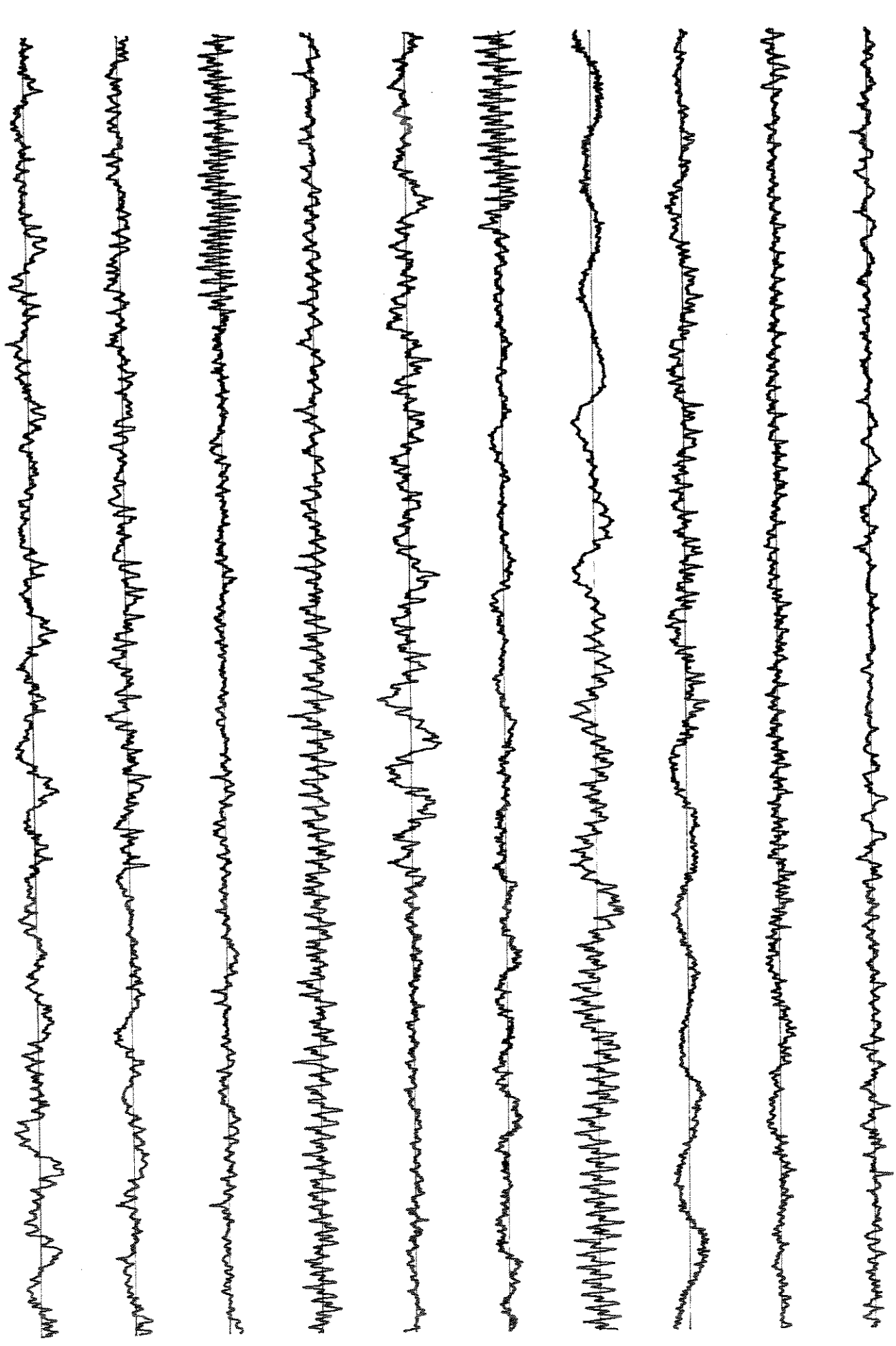


Figura 3.38: Música DELICADO processada.

3.2.3 TÉCNICA MISTA

Baseado nos resultados apresentados pelos dois métodos anteriores, foi encontrado uma técnica que reúne as melhores qualidades desses dois métodos e produz uma elevada redução do ruído gaussiano.

É utilizado um banco de filtros em paralelo para processar o sinal de áudio e reduzir o ruído existente abaixo de 1 kHz. A partir desta frequência o ruído é eliminado pelo filtro digital dinâmico. Seu diagrama de blocos é mostrado na figura 3.39.

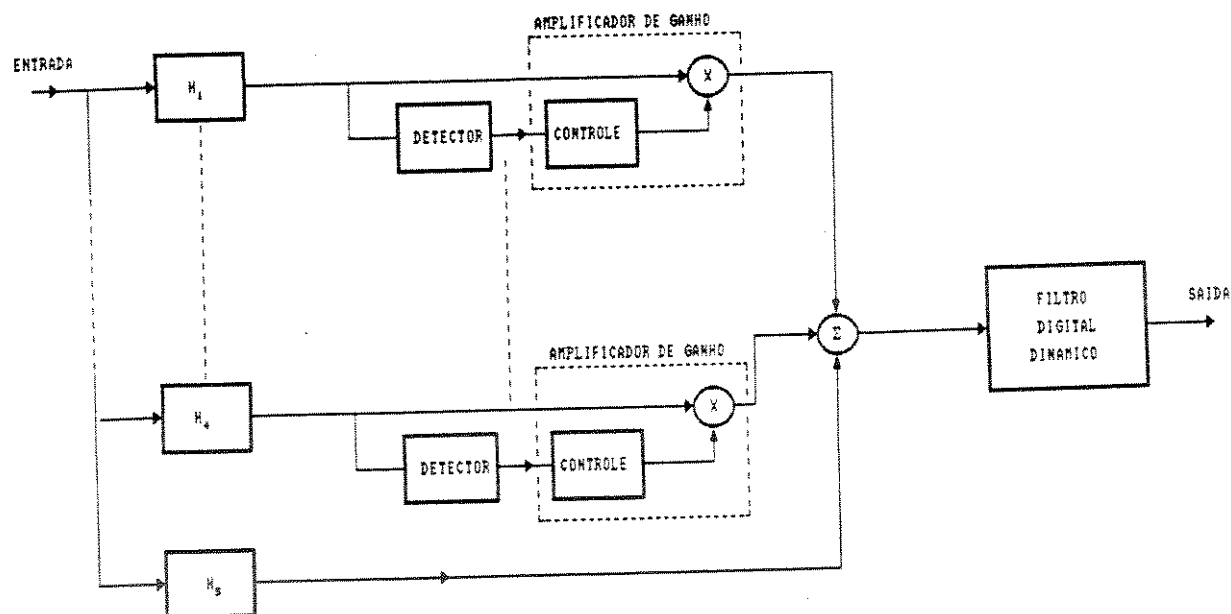


Figura 3.39: Técnica Mista.

3.2.3.1 BANCO DE FILTROS

Inicialmente o sinal de áudio é submetido ao banco de filtros em paralelo IIR, semelhante ao descrito no item 3.2.2.1. Entretanto, neste esquema o espectro do sinal é dividido somente em 5 bandas, onde as 4 primeiras bandas são as mesmas obtidas na técnica da divisão do espectro de áudio e a 5ª banda é a junção da 5ª, 6ª e 7ª banda do banco

descrito em 3.2.2.1. As 4 primeiras bandas assim obtidas cobrem a faixa de frequência até 1 kHz. A 5ª banda apresenta uma faixa de passagem de 1 kHz até 8 kHz.

3.2.3.2 DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

Como a restauração do sinal só é feita até 1 kHz foram colocados apenas 4 detectores nesta técnica, como mostrado na figura 3.39. Cada detector fornece um sinal de controle proporcional a energia do sinal de áudio em cada banda e seu funcionamento é o mesmo descrito no item 3.2.2.2.

3.2.3.3 AMPLIFICADOR DE GANHO CONTROLADO

Os amplificadores são usados também somente nas 4 primeiras bandas e o sinal da última banda é transmitido diretamente à saída, somando-se com os sinais das 4 primeiras bandas. O funcionamento de cada amplificador é semelhante ao descrito no item 3.2.2.3, onde o sinal de saída do estágio detector controla o ganho da banda correspondente através da implementação de uma das curvas mostradas na figura 3.36.

3.2.3.4 - FILTRO DIGITAL DINÂMICO

O filtro digital dinâmico apresentou ótimos resultados, porém o ruído existente abaixo de 1 kHz não sofre qualquer redução. A combinação deste filtro com a técnica que divide o espectro de áudio solucionou este problema. O filtro digital dinâmico apesar de ser de faixa larga é menos sensível ao efeito da modulação do ruído que a técnica da divisão do espectro de áudio, além do processamento ser mais rápido. O seu funcionamento já foi descrito no item 3.2.1.

Os experimentos realizados com a técnica mista estão apresentados no capítulo 4.

CAPÍTULO 4

AVALIAÇÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo trata especificamente da avaliação dos resultados obtidos com os algoritmos desenvolvidos para a restauração de gravações de áudio. As técnicas utilizadas nos processamentos já foram apresentadas no capítulo anterior.

Foi adotada uma avaliação subjetiva dos resultados, levando-se em conta a acústica não ideal da sala e as limitações dos equipamentos utilizados.

O trabalho foi realizado com os recursos disponíveis no Laboratório de Processamento de Sinais do Departamento de Comunicações (DECOM) da Faculdade de Engenharia Elétrica da UNICAMP.

4.1 DIAGRAMA EM BLOCOS DO SISTEMA

O sistema de redução de ruído proposto neste trabalho está representado esquematicamente na figura 4.1. O sinal de áudio, já gravado em fita cassete, é transferido para o Sistema de Aquisição de Dados (SAD), onde é digitalizado e armazenado (Vieira et al., 1989). Em seguida, o arquivo de áudio é transferido para o microcomputador em blocos de 64 kbytes, e processado em tempo não real pelos algoritmos desenvolvidos neste trabalho.

Todos os programas para redução de ruído foram desenvolvidos em FORTRAN 77 instalado em um microcomputador compatível com o IBM PC, equipado com coprocessador numérico. No APÊNDICE A estão apresentados alguns dos principais programas desenvolvidos neste trabalho.

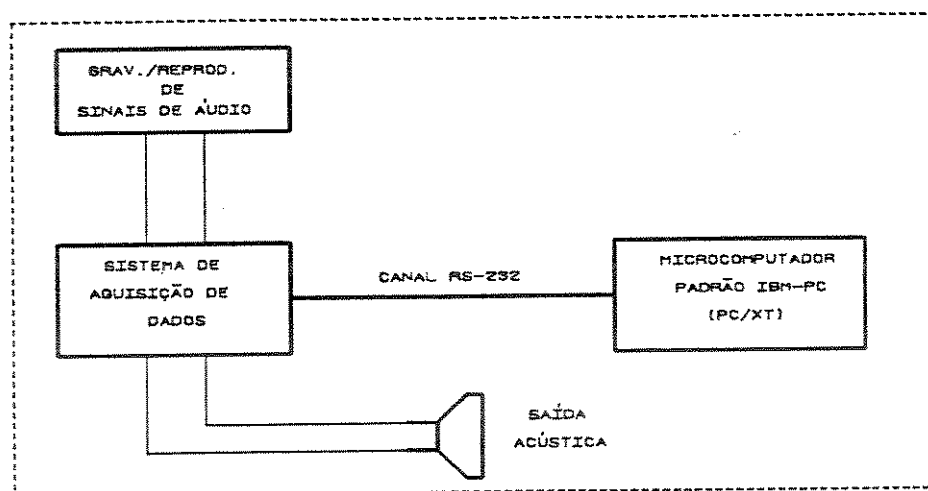


Figura 4.1: Sistema de redução de ruído.

4.1.1 DIGITALIZAÇÃO DO SINAL DE ÁUDIO.

A digitalização, como já foi dito, foi realizada no Sistema de Aquisição de Dados, SAD. Neste equipamento, o sinal analógico tem a

faixa limitada em 16 kHz por um filtro passa-baixas do tipo Chebyshev. Em seguida, o sinal é amostrado a uma taxa constante de 40 KHz e quantizado linearmente em 12 bits (4096 níveis).

As amostras do sinal de áudio são armazenadas na memória RAM do próprio SAD que tem atualmente 2 Mbytes. Essas amostras são transferidas em blocos de 64 kbytes para a memória do microcomputador através de uma interface RS-232. O SAD dispõe de inúmeras facilidades, como por exemplo: reproduzir o sinal de áudio armazenado na sua memória com taxas de amostragem diferentes da taxa utilizada na aquisição; o sinal restaurado pode ser transferido para o SAD e ser gravado em fita cassete ou reproduzido no auto-falante.

4.2 RUÍDO IMPULSIVO

Após a transferência do arquivo de áudio digitalizado para o microcomputador, é possível realizar inúmeras operações. A primeira operação utilizada foi a implementação da saída gráfica do arquivo de áudio digitalizado. Através desta saída pode ser identificado o ruído impulsivo. A figura 4.2 apresenta um trecho de música com vários ruídos impulsivos.

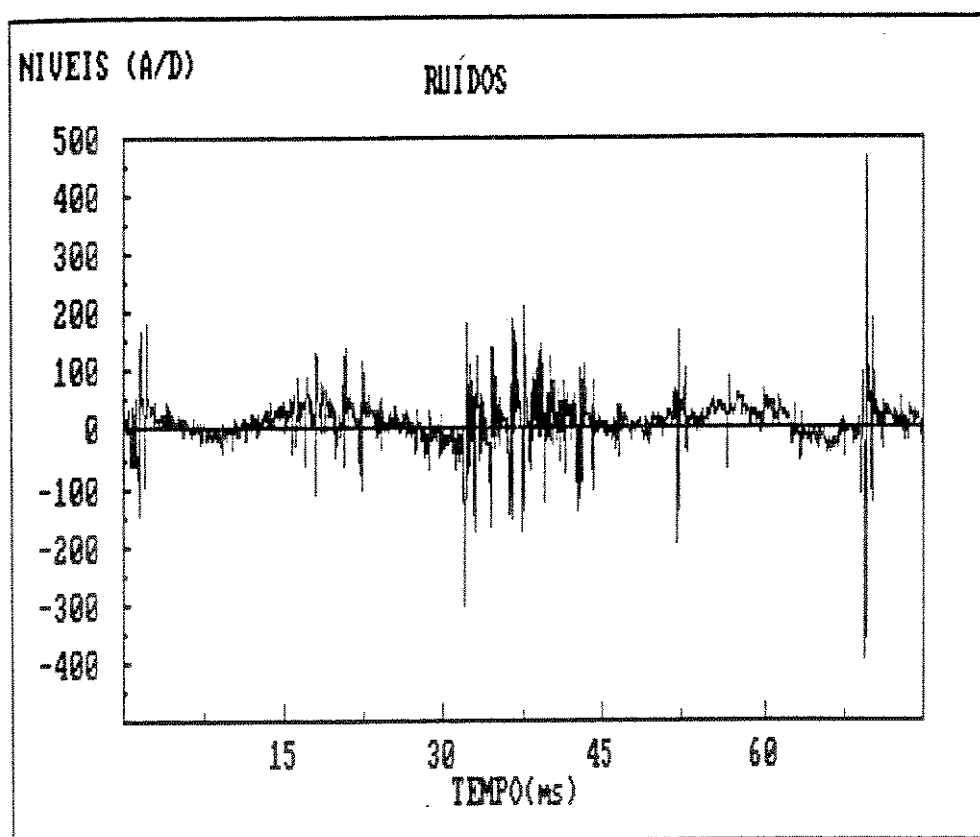


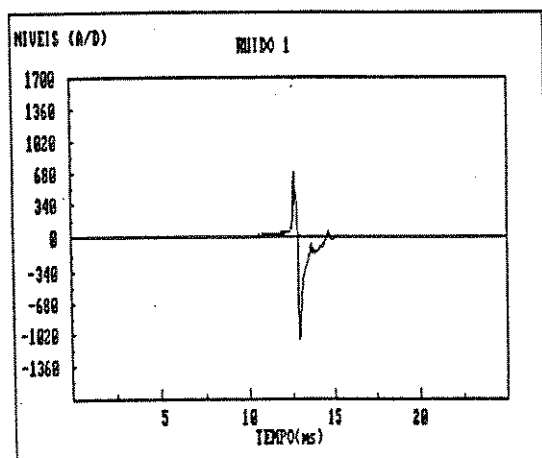
Figura 4.2: Trecho de música com vários ruídos do tipo impulsivo.

A seguir é apresentado um estudo da audibilidade do ruído impulsivo. Escolheram-se algumas músicas muito degradadas pelo ruído e após a identificação do ruído, estes foram isolados e armazenados em outros arquivos, para a formação de uma biblioteca de trabalho. A figura 4.3 mostra alguns ruídos da biblioteca de trabalho com a energia normalizada.

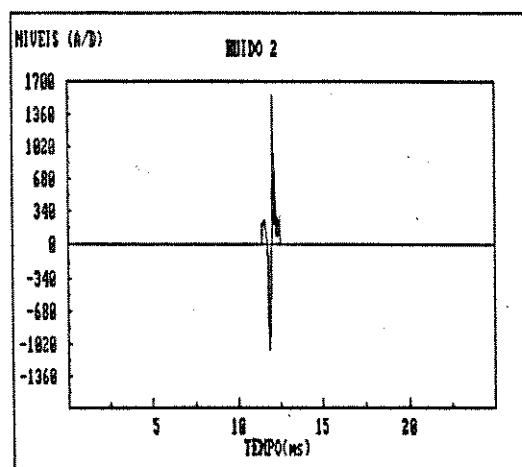
Para tornar a análise de audibilidade eficaz, foi utilizada uma gravação moderna e livre do ruído da música TICO-TICO NO FUBÁ evitando que quaisquer outras perturbações alterassem os resultados. Devido a flexibilidade do SAD para modificar a taxa de amostragem na reprodução do sinal de música, foi possível a identificação dos instrumentos em cada trecho da música. Em seguida, foram selecionados da biblioteca de ruídos dois ruídos: um grave de maior duração e outro agudo de menor duração que foram introduzidos na música em três trechos com instrumentos diferentes: no trecho com violão, com cavaquinho e com pandeiro, com níveis variados de energia.

A tabela 1 apresenta os resultados obtidos com o estudo. Para elaboração da tabela 1 considerou-se a energia do ruído impulsivo como sendo o somatório do quadrado da amplitude de cada amostra, durante a existência do ruído. Pela análise da tabela 1 verifica-se que para a mesma energia o ruído agudo apresentou maior audibilidade que o grave em todos os testes. Observa-se também que nos trechos com maior conteúdo em altas frequências, do tipo pandeiro, por exemplo, os ruídos necessitam de uma energia maior para serem audíveis. Através dos resultados da tabela 1, conclui-se que o ruído impulsivo é mais prejudicial em trechos de música com frequências baixas.

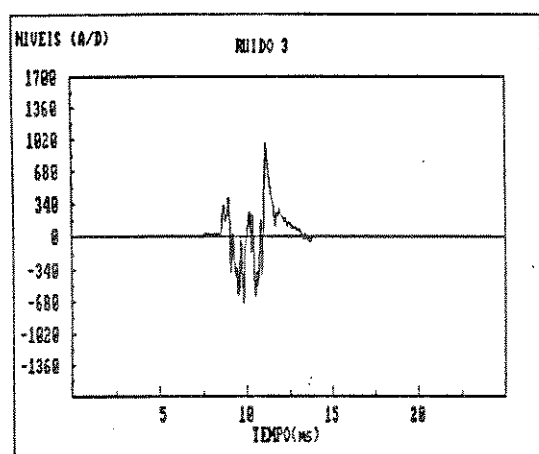
As figuras 4.4 e 4.5 mostram um trecho, com duração de um segundo, da música TICO-TICO NO FUBÁ com os ruídos grave (figura 4.3(c)) e o agudo (figura 4.3 (b)), respectivamente, colocados nos trechos citados acima.



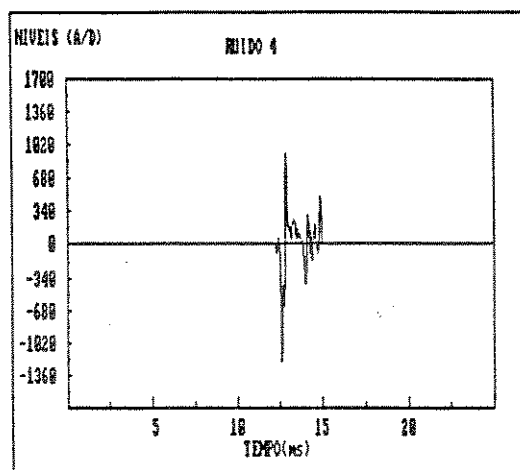
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.3: Ruídos da biblioteca de Trabalho.

TABELA 1 - Teste da Audibilidade do Ruído Impulsivo

Trecho de Musica	Energia do ruído	Tipo de ruído	Audibilidade
Violão	600	Agudo	Forte
Violão	150	Agudo	Moderada
Violão	37,5	Agudo	Fraca
Violão	9,37	Agudo	Muito Fraca
Violão	2,34	Agudo	Inaudível
Violão	600	Grave	Forte
Violão	150	Grave	Moderada
Violão	37,5	Grave	Fraca
Violão	9,37	Grave	Muito Fraca
Violão	2,34	Grave	Inaudível
Cavaquinho	600	Agudo	Forte
Cavaquinho	150	Agudo	Moderada
Cavaquinho	37,5	Agudo	Fraca
Cavaquinho	9,37	Agudo	Muito Fraca
Cavaquinho	2,34	Agudo	Inaudível
Cavaquinho	600	Grave	Forte
Cavaquinho	150	Grave	Moderada
Cavaquinho	37,5	Grave	Muito Fraca
Cavaquinho	9,37	Grave	Inaudível
Cavaquinho	2,37	Grave	Inaudível
Pandeiro	600	Agudo	Forte
Pandeiro	150	Agudo	Fraca
Pandeiro	37,5	Agudo	Muito Fraca
Pandeiro	9,37	Agudo	Inaudível
Pandeiro	2,34	Agudo	Inaudível
Pandeiro	600	Grave	Forte
Pandeiro	150	Grave	Fraca
Pandeiro	37,5	Grave	Inaudível
Pandeiro	9,37	Grave	Inaudível
Pandeiro	2,34	Grave	Inaudível

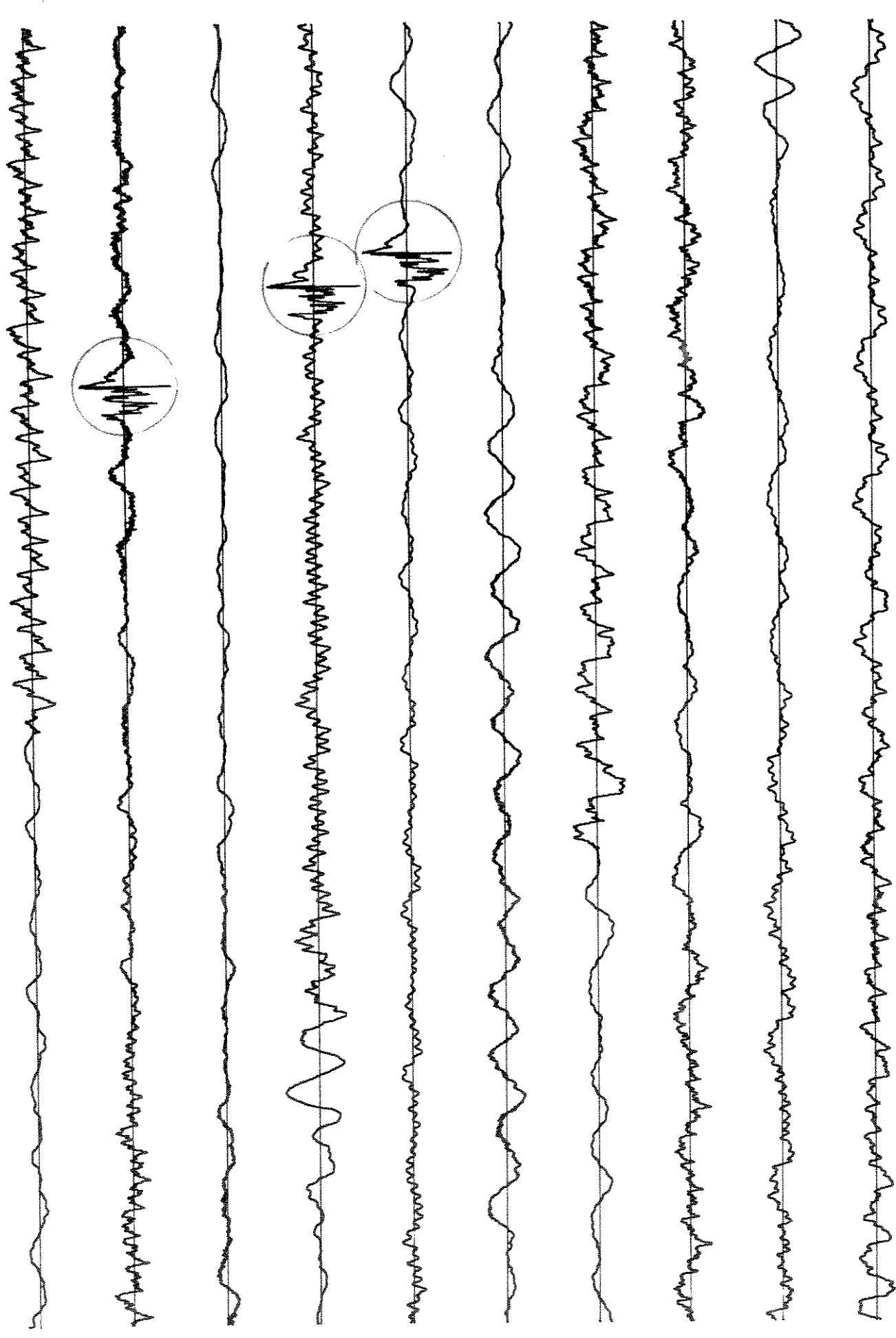


Figura 4.4: Música TICO-TICO NO FUBA com ruído impulsivo grave.

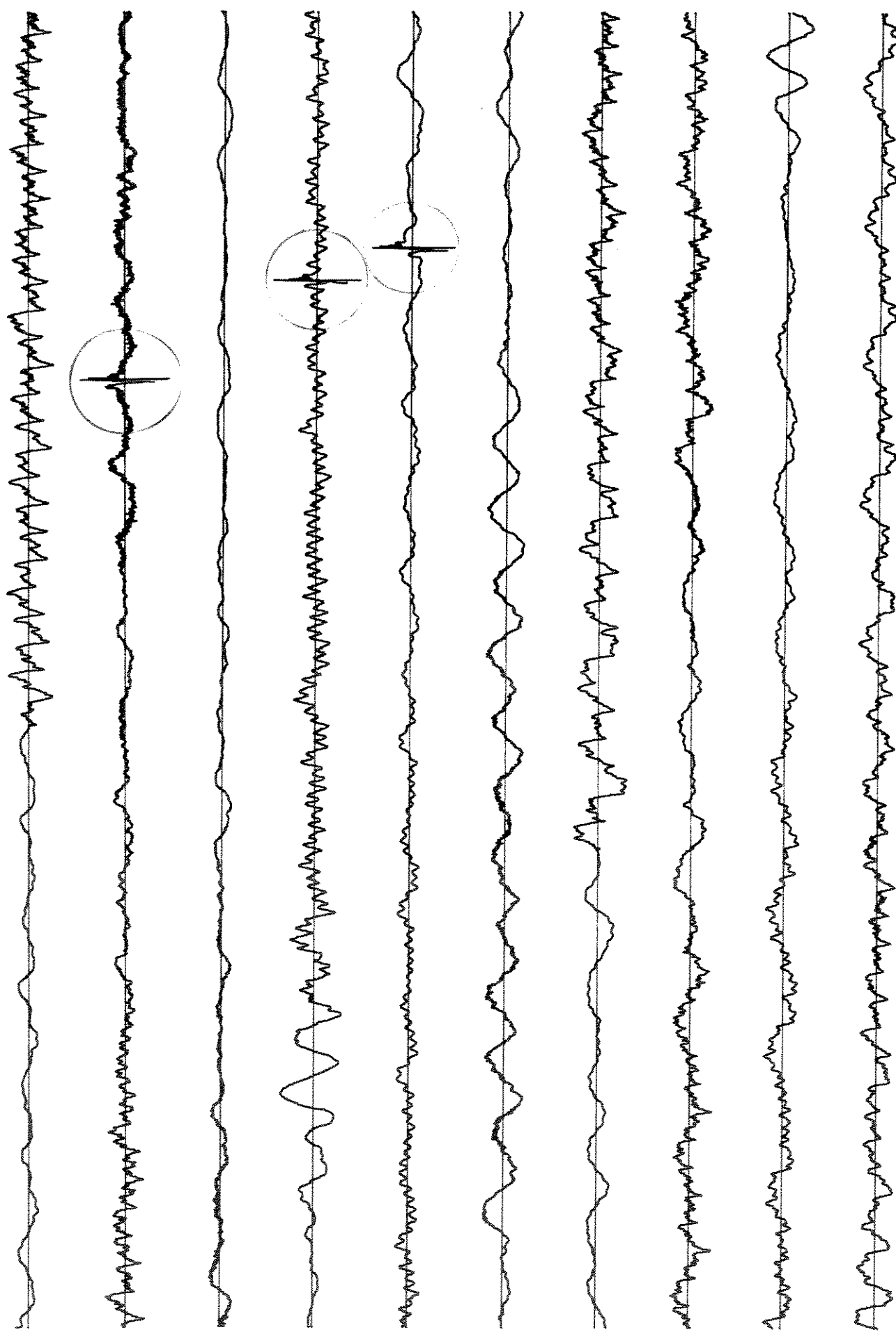


Figure 4.5: Música TICO-TICO NO FUBA com ruído impulsivo egudo.

4.2.1 PROCESSAMENTO PARA ELIMINAÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO

O processamento para eliminação do ruído impulsivo foi baseado no estudo de audibilidade apresentado no item anterior. No processamento utilizou-se a técnica digital apresentada no item 3.1.1 do capítulo 3. Com o objetivo de avaliar a eficiência do processamento, os testes foram realizados com ruídos de pouca audibilidade.

Dois aspectos importantes serão discutidos: as constantes de tempo do detector de envoltória e o intervalo usado para a detecção do ruído.

Em relação às constantes de tempo do detector, vários testes indicaram que o tempo de ataque $T_1 = 0.05$ ms e o tempo de relaxamento $T_2 = 5$ ms foram adequados para a detecção do ruído impulsivo. Assim tais parâmetros foram mantidos fixos para todos os testes realizados.

De acordo com o diagrama de blocos da figura 3.1 do capítulo 3, o sinal de áudio é filtrado pelo filtro passa-altas, passando em seguida pelo detector de envoltória e posteriormente pelo estágio derivador. No estágio derivador duas funções são calculadas: a função distribuição e a função distribuição acumulada complementar. A função distribuição é calculada a partir da derivada da envoltória de um trecho de música, com duração de um segundo. Através da observação visual do gráfico da derivada da envoltória, determina-se o valor aproximado do maior pico do sinal, que denomina-se valor máximo. A função distribuição mostra a distribuição dos valores da derivada até o valor máximo. A distribuição acumulada complementar mostra o número de amostras que serão atingidas em relação ao limiar de detecção. Assim, o limiar de detecção pode ser colocado onde a distribuição acumulada complementar é zero para garantir que nenhuma amostra do sinal seja detectada como ruído. O limiar de detecção é comparado com a derivada da envoltória e quando o ruído é detectado o restaurador não linear elimina o ruído impulsivo do sinal.

A música da figura 4.5 foi processada com o limiar no valor em que a distribuição acumulada complementar é zero, e o resultado ainda apresentou ruídos, pois os impulsos de baixa energia não foram detectados. Nos casos de ruído de baixa energia, é conveniente baixar o limiar de detecção, atingindo eventualmente algumas amostras do sinal, desde que a perda não seja muito prejudicial à música. A figura 4.6 apresenta o resultado do processamento da música da figura 4.5,

realizado com o limiar de detecção mais baixo. Observa-se que os ruídos foram eliminados, porém houve perdas na música.

Uma alternativa para eliminar o ruído sem prejudicar o sinal é diminuir o intervalo de duração do trecho de música usado no cálculo dos parâmetros estatísticos (distribuição e distribuição acumulada complementar dos valores da derivada da envoltória). Reduzindo o intervalo para 0,1 s, os ruídos de baixa energia podem ser detectados e eliminados sem alteração do sinal de áudio. A música apresentada na figura 4.7 foi processada com o limiar calculado neste intervalo. Comparando as figuras 4.6 e 4.7 nota-se que na figura 4.7 o ruído foi eliminado sem perdas do sinal de áudio.

Foram realizados também outros experimentos com ruídos de pouca audibilidade, que apresentaram os seguintes resultados:

- (1) Com o cálculo do limiar de detecção realizados em intervalos de 1 s da música, os ruídos de média e alta energia foram eliminados sem prejuízo do sinal de áudio.
- (2) Os ruídos de baixa energia podem ser eliminados de duas formas: utilizando intervalos menores no cálculo do limiar de detecção, da ordem de 0,1 s, ou baixando o limiar e atingindo algumas amostras do sinal. Estes procedimentos nem sempre são necessários já que estes ruídos são praticamente inaudíveis.

É importante ressaltar que o processamento do ruído impulsivo deve ser aplicado antes do processamento para o ruído gaussiano, para evitar que o algoritmo de redução do ruído gaussiano seja acionado desnecessariamente na presença do ruído impulsivo.

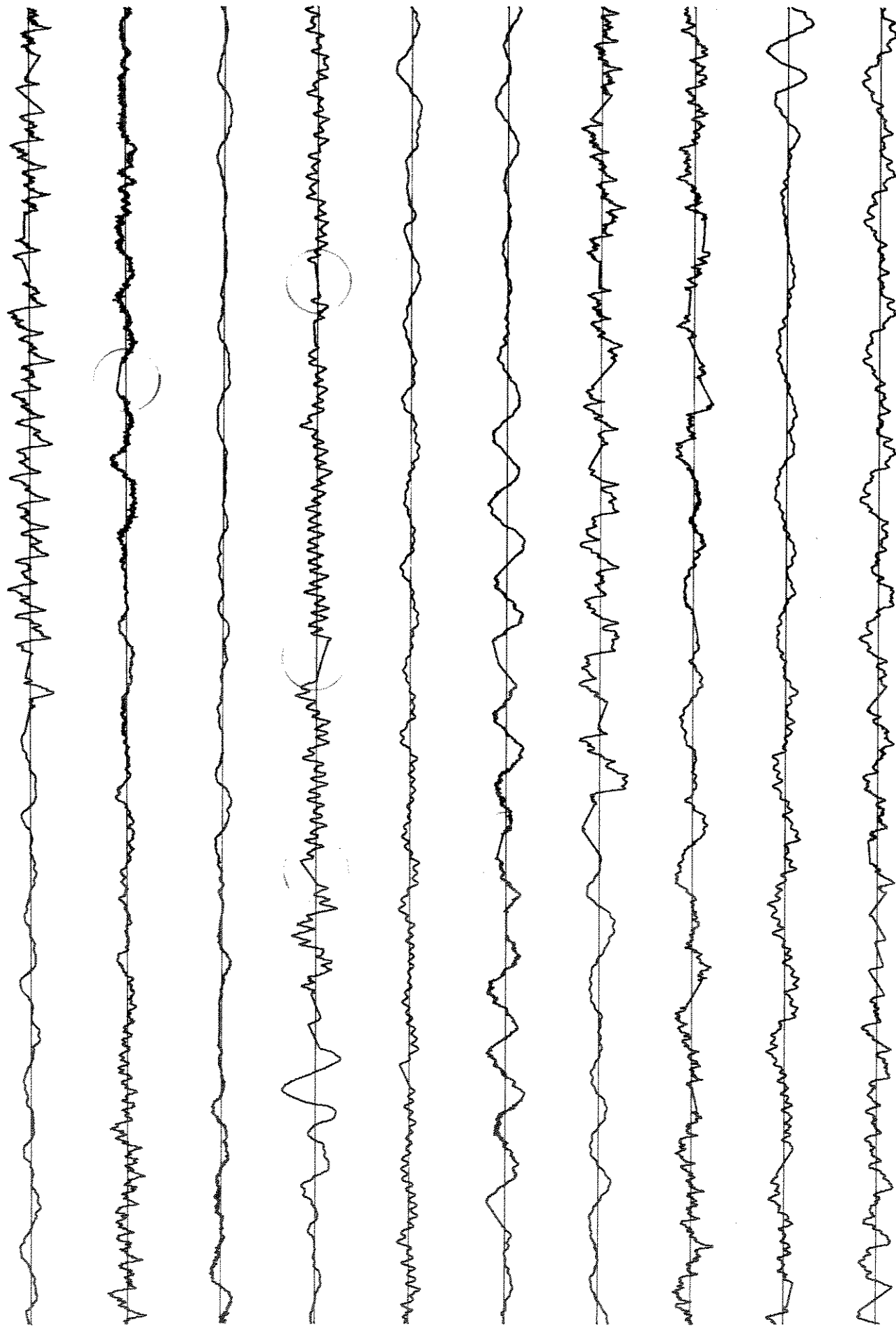
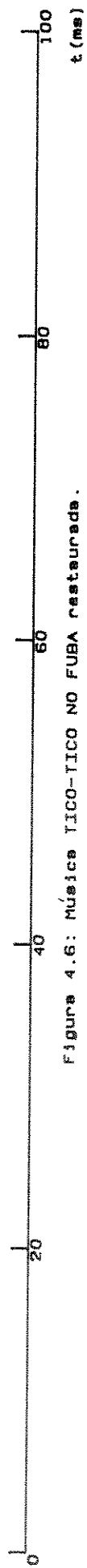


Figura 4.6: Música TICO-TICO NO FUBA restaurada.



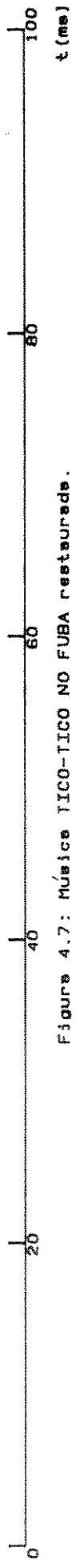
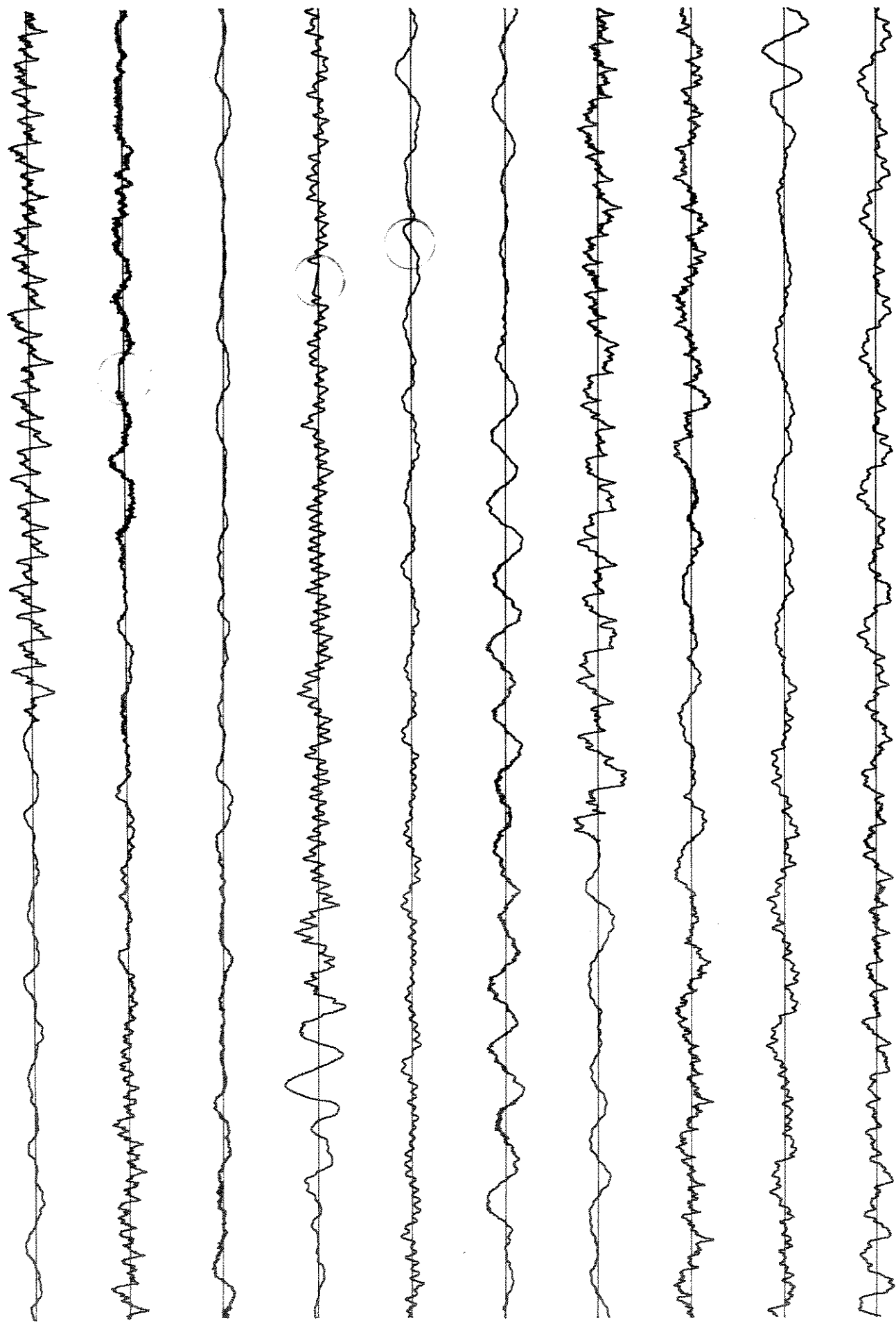


Figure 4.7: Música YICO-TICO NO FUBA restaurada.

4.3 PROCESSAMENTO PARA ELIMINAÇÃO DO RUÍDO GAUSSIANO.

Diferentemente do ruído impulsivo, que concentra sua energia no domínio do tempo, o ruído gaussiano está misturado com o sinal ao longo do tempo, afetando todas as amostras do sinal de áudio e portanto não pode ser eliminado pelos métodos usados na redução do ruído impulsivo. A figura 4.8 mostra um trecho da gravação antiga da música DELICADO muito degradada pelo ruído gaussiano.

Para redução do ruído gaussiano foram utilizadas três técnicas já descritas no capítulo 3: o filtro digital dinâmico, a técnica da divisão do espectro de áudio e a técnica mista.

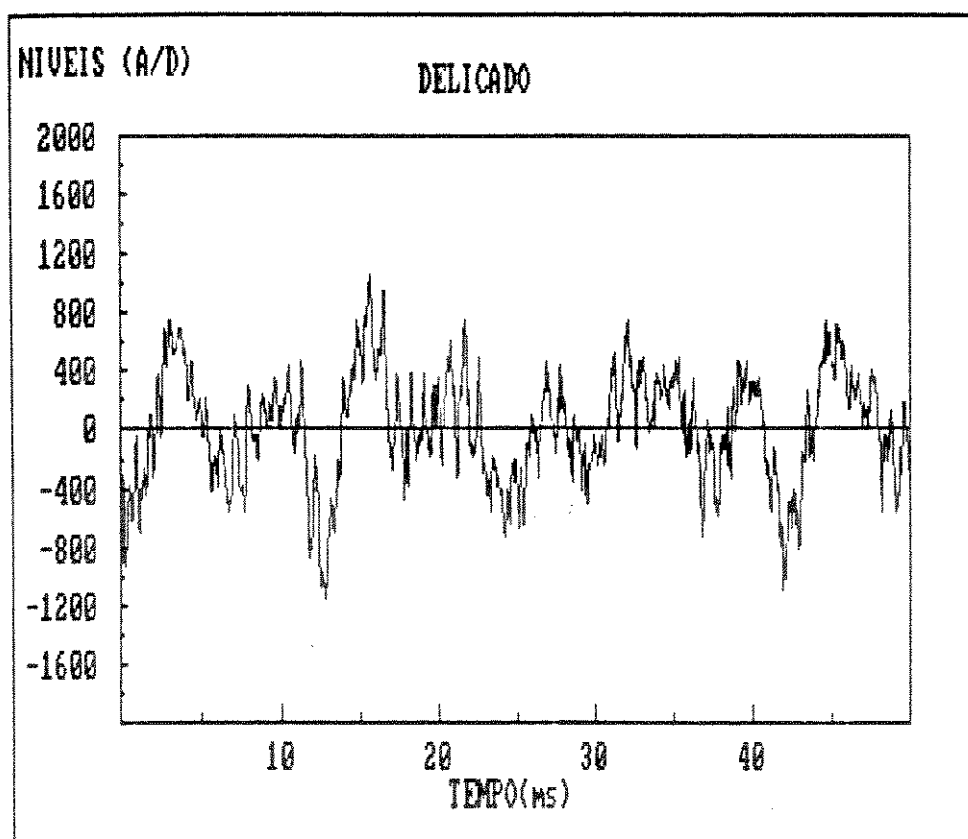


Figura 4.8 Música DELICADO.

4.3.1 FILTRO DIGITAL DINÂMICO.

O filtro digital dinâmico é formado por um filtro passa-baixas de faixa larga, cuja frequência de corte é controlada pelo bloco de controle como mostra a figura 3.13 do capítulo 3. O bloco de controle contém 3 estágios: um filtro passa-altas, um detector de envoltória e um controlador.

Por questões experimentais o filtro passa-baixas foi construído com duas atenuações na frequência de corte: 12 dB/oitava e 18dB/oitava.

Para determinar os parâmetros utilizados no processamento foram realizadas as seguintes etapas:

- (1) É necessário a análise visual do sinal filtrado pelo filtro passa-altas para a definição das constantes de tempo do estágio detector.
- (2) Após a definição das constantes de tempo do detector, deve-se analisar também a envoltória do sinal e comparar com o sinal filtrado, verificando se os tempos ajustados foram adequados. Através desta envoltória é ajustada a tensão de junção (V_D) do diodo do circuito de filtragem não linear.
- (3) Em seguida a envoltória suavizada é analisada para a determinação dos valores de SC1 e SC2 usados no estágio controlador. Neste estágio é implementada uma das curvas (entre os pontos P1 e P2) apresentadas na figura 3.22 do capítulo 3. Através do ajuste de SC1 na curva implementada pode-se eliminar mais ou menos ruído. O valor de SC2 é mantido fixo, pois representa o valor máximo da envoltória do sinal.

O ajuste dos parâmetros citados acima são realizados com um trecho de música com duração de 1 s e são mantidos fixos para os trechos de música restante.

Os testes com diversas músicas foram realizados com os tempos de ataque e relaxamento fixos em 5 ms e 27 ms, respectivamente. A tensão de junção do diodo (V_D) do circuito de filtragem não linear foi regulado para cada caso testado.

Com o filtro passa-baixas com a atenuação fixa em 12 dB/oitava foram testadas as três curvas (entre os pontos P1 e P2) no estágio

controlador: a retilínea, a parabólica, e a curva $x^{1/2}$, onde foram obtidos os seguintes resultados:

- (1) Utilizando uma curva retilínea, parte do ruído foi eliminado sem causar danos à música, entretanto ainda ficou um chiado grande de fundo.
- (2) Utilizando a curva $x^{1/2}$, pouco ruído foi eliminado e esta opção foi logo descartada.
- (3) A curva parabólica elimina mais ruído que as anteriores, porém dependendo do valor determinado para SC1 algumas componentes de altas frequências do sinal podem ser perdidas além de causar modulação do ruído.

A partir dos resultados obtidos concluiu-se que a opção mais adequada poderia ser a utilização de uma curva intermediária entre a retilínea e a parabólica. Assim utilizou-se a curva $x^{1.5}$ (entre os pontos P1 e P2) que produziu os melhores resultados na maioria dos casos testados, pois eliminou grande parte do ruído sem causar o efeito da modulação do ruído.

Para o filtro passa-baixas dinâmico com a atenuação em 18dB/oitava, os resultados obtidos não foram tão satisfatórios em relação aos resultados com uso da atenuação em 12 dB/oitava, pois causou muita perda nas componentes de altas frequências do sinal, além de ficar mais sensível ao efeito da modulação do ruído, mesmo quando implementou-se a curva $x^{1/2}$, que elimina menos ruído que as outras curvas.

O filtro digital dinâmico, ao contrário da técnica que elimina o ruído impulsivo, é mais eficaz para músicas cuja relação sinal/ruído (S/R) são moderadas ou altas. Para músicas com baixas relações S/R, ou seja, aquelas demasiadamente degradadas pelo ruído, a eficiência do filtro digital dinâmico ficou limitada ao aparecimento do efeito da modulação do ruído.

Um efeito que deve ser ressaltado é a perda aparente de alta frequência do sinal processado. Isto é mais provável acontecer com músicas modernas quando a relação S/R é muito pobre e com as músicas oriundas de gravações antigas que não contêm altas frequências. O efeito subjetivo da perda aparente de alta frequência foi induzido em forma reversa, quando o ruído de faixa larga foi adicionado a um sinal de música com faixa limitada em 3 kHz. Foi solicitado aos ouvintes que fizessem uma comparação entre a música com ruído e a música livre de ruído. Para tornar o teste mais interessante cada ouvinte foi

"informado" que a música sem ruído era resultado do processamento para remoção do ruído da música "original".

Quase todos os ouvintes interpelados disseram que a música "processada" sem ruído era mais agradável de se ouvir, porém "notava-se que o processamento havia cortado uma parte dos sons agudos".

A conclusão deste experimento é que um processamento para redução de ruído pode provocar uma perda aparente das frequências, mesmo que esta perda objetivamente não esteja ocorrendo.

4.3.2 TÉCNICA DA DIVISÃO DO ESPECTRO DE ÁUDIO

Como foi mencionado no capítulo 3, o filtro dinâmico apresentou algumas restrições. O banco de filtros veio como solução para alguns problemas apresentados pelo filtro dinâmico.

A figura 3.25 do capítulo 3 mostra o diagrama em blocos desta técnica. O espectro de áudio é dividido em 7 bandas por um banco de filtros em paralelo onde cada banda está acoplada com um detector de envoltória e um amplificador de ganho controlado.

A resposta de cada filtro do banco foi multiplicado por um fator de equalização para tornar a resposta global do banco de filtros digital plana (APÊNDICE B).

Para determinar os parâmetros utilizados no processamento da técnica da divisão do espectro de áudio foram seguidas as seguintes etapas.

- (1) Deve ser feita uma análise do sinal filtrado por cada banda para determinar as constantes de tempo do estágio detector, verificando-se se os valores ajustados foram adequados, ou seja, se a envoltória acompanha os picos positivos do sinal filtrado
- (2) Através da observação das envoltórias, são ajustados os valores da tensão de junção (V_D) dos diodos usados no circuito de filtragem não linear usado para suavizar as envoltórias.
- (3) A partir das envoltórias suavizadas são regulados os valores de A_1 e A_2 usados na implementação do amplificador de ganho controlado

O ajuste dos parâmetros citados acima são realizados com um trecho de música com duração de 1 s e são mantidos fixos para os trechos restante.

Foram realizados vários testes com diversas músicas variando-se as curvas (entre os pontos P1 e P2, mostrados na figura 3.36) do estágio amplificador de ganho. A curva implementada controla o ganho na saída de cada banda para reduzir o ruído. O ganho G2 fica fixo em 1 e o ganho G1 é variável com a banda.

Nos primeiros testes realizados o ganho G1 foi regulado em 0.3 para todas as bandas; posteriormente G1 foi regulado em 0.5 para as 5 primeiras bandas e em 0.3 para as bandas restantes.

Com o ganho $G1 = 0.3$ para todas as bandas foram obtidos os seguintes resultados: todas as curvas (parabólica, retilínea e $x^{1/2}$) testadas não conseguiram eliminar completamente o ruído além de causar uma grande modulação do ruído, pois o processamento foi muito drástico na região de maior concentração de energia do sinal (nas quatro primeiras bandas).

Os melhores resultados obtidos foram com o processamento diferenciado na região abaixo de 1 kHz, ou seja, quando G1 foi regulado para um valor próximo de $G2 = 1$ e a curva utilizada no estágio amplificador de ganho controlado foi a retilínea.

Devido ao longo tempo necessário para o microcomputador executar o processamento, da ordem de uma hora para cada segundo de música, não foi possível realizar muitos testes, pois cada avaliação do processamento necessita de pelo menos 5 segundos de música.

4.3.3 - TÉCNICA MISTA

Com o objetivo de melhorar os resultados obtidos com a utilização dos métodos anteriores e acelerar o processamento, foi feita a junção dos dois métodos (filtro digital dinâmico e técnica da divisão do espectro de áudio) formando uma técnica mista. O diagrama em blocos da técnica mista foi apresentado na figura 3.39 do capítulo 3. O sinal de áudio é processado por um banco de filtros em paralelo e processado abaixo de 1 kHz. Em seguida o sinal é filtrado pelo filtro digital dinâmico que atua somente acima de 1 kHz.

Para determinar os parâmetros utilizados no processamento da técnica mista foram cumpridas as seguintes etapas:

- (1) Para realizar o processamento através do banco de filtros são seguidos os mesmos procedimentos citados na técnica da divisão do espectro de áudio para o ajuste dos parâmetros como: constantes de tempo do estágio detector, tensão de junção do diodo (V_D) do circuito de filtragem não linear, A_1 , A_2 , G_1 , G_2 do amplificador de ganho controlado.
- (2) Para o ajuste dos parâmetros utilizados no filtro digital dinâmico são seguidos os mesmos procedimentos citados no item 4.3.2.

Os testes de várias músicas utilizando a técnica mista foram realizados em duas etapas:

- (1) Inicialmente o sinal de áudio foi processado pelo banco de filtros utilizando uma curva retilínea no estágio amplificador de ganho controlado (figura 3.36, capítulo 3), onde G_1 foi ajustado para 0,7 e A_1 foi ajustado experimentalmente de acordo com cada banda e música. Como o tempo para o processamento do banco de filtros é muito grande, não foi possível realizar muitas variações nos parâmetros nesta etapa.
- (2) Posteriormente o sinal é filtrado com o filtro digital dinâmico usando uma atenuação de 12 dB/oitava no filtro passa-baixas e a curva $x^{1,5}$ no estágio controlador, estes parâmetros ficaram fixos e os testes foram realizados variando o valor de A_1 nesta curva até o limite em que o sinal começa a modular o ruído.

Os testes apresentaram bons resultados, entretanto não foi possível explorar completamente a técnica mista devido ao tempo limitado para concluir o trabalho.

4.4 COMENTÁRIOS FINAIS

Neste trabalho foram implementadas várias técnicas digitais para minimizar ruídos em gravações de áudio, todas baseadas nos sistemas não complementares apresentados no capítulo 2.

A técnica utilizada para reduzir o ruído impulsivo foi muito eficiente, especialmente na remoção de impulsos de média e grande energia, que são justamente os mais audíveis.

O programa implementado na eliminação do ruído impulsivo é executado em um tempo relativamente rápido e os parâmetros envolvidos no processamento, como as constantes de tempo do estágio detector e limiar de detecção do estágio derivador, podem ser escolhidos e ajustados para valores fixos baseados em testes práticos. A partir dos resultados obtidos e fazendo-se um estudo mais elaborado pode-se melhorar ainda mais a técnica.

A redução do ruído gaussiano apresentou resultados satisfatórios, principalmente com a utilização da técnica mista. O filtro digital dinâmico apresentou bons resultados, porém o ruído abaixo de 1 kHz não sofre qualquer alteração. A técnica da divisão do espectro de áudio reduz o ruído em toda a faixa, entretanto, houve um aumento da complexidade e do tempo de processamento (seis vezes maior que o filtro digital dinâmico), além da grande sensibilidade à modulação do ruído pelo sinal.

No geral o trabalho atingiu os objetivos propostos, pois os resultados obtidos na redução do ruído nas gravações antigas foram bastantes significativos, bem acima do esperado. Entretanto, muitos melhoramentos podem ser feitos nos processamentos, principalmente em relação a automatização dos parâmetros que hoje são realizados manualmente.

APENDICE A

A.1 LISTAGEM DOS PRINCIPAIS PROGRAMAS DESENVOLVIDO NESTE TRABALHO

A.1.1 LISTAGEM DO PROGRAMA DESENVOLVIDO PARA ELIMINAÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO

```
C*****
C  PROGRAMA QUE IMPLEMENTA A TÉCNICA DE ELIMINAÇÃO DO RUÍDO IMPULSIVO.
*****
```

```
INTEGER*2 IY(44000),IV(44000),IG(44000),NDIST(100),ACUM(100)
CHARACTER A(3),B*3
EQUIVALENCE (A(1),B)
```

```
*****
C  VALORES INICIAIS DAS CONSTANTES UTILIZADAS
*****
```

```
C=0
E=0
R=0
S=0
Q=0
O1=0
O2=0
P=3.14159265358979
P1=2*P*1000
P2=2*P*5000
T=25E-6
T3=5E-5
```

T5=5E-3

C ABERTURA DOS ARQUIVO

OPEN(10,FILE=' ',STATUS='OLD',FORM='BINARY')

OPEN(20,FILE=' ',STATUS='NEW',FORM='BINARY')

C ENTRADA DE DADOS

WRITE(0,102)

102 FORMAT(5X,'ENTRE COM O NUMERO DE BANCOS')

READ(*,*)IB

C LEITURA DO ARQUIVO DE MÚSICA DIGITALIZADO

DO 201 M=1,IB

DO 21 I=1,43683,2

READ(10)B

IY(I)=(ICHAR(A(1))+(ICHAR(A(2))/16)*256 -2048)

IY(I+1)=(ICHAR(A(3)) + (MOD(ICHAR(A(2)),16))*256 -2048)

21 CONTINUE

C CÁLCULO DO FPA E DETETOR DE ENVOLTÓRIA

Z1=R

Z2=S

Z=Q

V2=E

TA=2/T

E1=1/(P1+TA)

F=1/(P2+TA)

G1=(TA-P1)*E1

G2=(TA-P2)*F

IY(0)=C

DO 4 I=2,43684

T1=Z1

T2=Z2

Z3=Z

Z1=TA*E1*(IY(I-1)-IY(I-2))+G1*T1

Z2=F*TA*(Z1-T1)+G2*T2

Z=F*TA*(Z2-T2)+G2*Z3

V3=V2

K=ABS(Z)

G3=T/(T+T3)

G4=T/(T+T5)

IF(V3.LT.K)THEN

V2=G3*(K+(T3/T)*V3)

ELSE

V2=G4*(T5/T)*V3

END IF

IY(I-1)=V2

4 CONTINUE

C=IY(43683)

R=Z1

```

S=Z2
Q=Z
E=V2
IF(M.EQ.1) S1=IV(1)
IG(1)=01
IG(2)=02
IG(3)=S1
*****
C    CÁLCULO DA DERIVADA DA ENVOLTÓRIA E DO LIMIAR DE DETECÇÃO
*****

      DO 12 I=4,43685
12    IG(I)=IV(I-2)
      DO 57 L=1,100
      NDIST(L)=0
57    ACUM(L)=0

      DO 13 I=1,43683
      V=ABS(IG(I+2+2)-IG(I-2+2))
      IF(V.GT.100)THEN
      NDIST(100)=NDIST(100)+1
      GOTO 13
      ELSE
      NDIST(1)=0
      NDIST(IFIX(V))=NDIST(IFIX(V))+1
      END IF
13    CONTINUE

      ACUM(100)=NDIST(100)
      ACUM(99)=NDIST(99)
      DO 51 I=98,1,-1
      ACUM(1)=0
51    ACUM(I)=ACUM(I+1)+NDIST(I)

```

```

DO 25 I=1,100
IF(ACUM(I).LE.20)THEN
T4=I
GOTO 23
ELSE
END IF
25 CONTINUE
23 DO 55 I=1,43683
V1=ABS(IG(I+2+2)-IG(I-2+2))
IF(V1.GT.T4)THEN
DO 15 N=I-35,I+35
15 IY(N)=IY(I-35)+(N-I+35)*(IY(I+35)-IY(I-35))/70
ELSE
END IF

55 CONTINUE
O1=IV(43681)
O2=IV(43682)
S1=IV(43683)

*****
C GRAVAÇÃO DO ARQUIVO DE MÚSICA PROCESSADO NO FORMATO DO SAD
*****

DO 201 I=1,43679,2
A(1)= CHAR(MOD(IY(I)+2048,256))
A(2)= CHAR(((IY(I)+2048)/256)*16 + (IY(I+1)+2048)/256)
A(3)= CHAR(MOD(IY(I+1)+2048,256))
201 WRITE(20)B
CLOSE(10)
CLOSE(20)
END

```

A 1.2 LISTAGEM DO PROGRAMA DESENVOLVIDO PARA O FILTRO DIGITAL DINÂMICO (12 dB/oitava)

```
*****
C   PROGRAMA PARA CALCULAR O FILTRO DIGITAL DINÂMICO 12dB/OITAVA
*****
```

```
INTEGER*2 IY(44000),IV(44000),IG(44000),IU(44000)
CHARACTER A(3),B*3
EQUIVALENCE (A(1),B)
```

```
*****
C   VALORES INICIAIS DAS CONSTANTES UTILIZADAS
*****
```

```
C=0
S1=0
E=0
R=0
S=0
Q=0
Y1=0
Y2=0
O1=0
O2=0
P=3.14159265358979
P1=2*P*1000
P2=2*P*5000
T=25E-6
W1=2*P*15E3
W2=2*P*1000
T3=5E-4
T5=27E-3
```

```

OPEN(10,FILE=' ',STATUS='OLD',FORM='BINARY')
OPEN(20,FILE=' ',STATUS='NEW',FORM='BINARY')

```

```

*****
C   ENTRADA DE DADOS

```

```

*****

WRITE(0,102)
102 FORMAT(5X,'ENTRE COM O NUMERO DE BANCOS, PONTOS, E L1, VD,T7 ')
READ(*,*)IB,ID,L1,VD,T7

```

```

*****
C   LEITURA DO ARQUIVO DE ENTRADA
*****

```

```

DO 201 M=1,IB
DO 21 I=1,ID,2
READ(10)B
IY(I)=(ICHAR(A(1))+(ICHAR(A(2))/16)*256 -2048)
IY(I+1)=(ICHAR(A(3)) + (MOD(ICHAR(A(2)),16))*256 -2048)
21 CONTINUE

Z1=R
Z2=S
Z=Q
V2=E
V4=S1
TA=2/T
E1=1/(P1+TA)
F=1/(P2+TA)
G1=(TA-P1)*E1
G2=(TA-P2)*F
IY(0)=C

```

C CÁLCULO DO FPA E DETETOR DE ENVOLTÓRIA

DO 4 I=2, ID+1

T1=Z1

T2=Z2

Z3=Z

Z1=TA*E1*(IY(I-1)-IY(I-2))+G1*T1

Z2=F*TA*(Z1-T1)+G2*T2

Z=F*TA*(Z2-T2)+G2*Z3

V3=V2

K=ABS(Z)

G3=T/(T+T3)

G4=T/(T+T5)

C G6=T/(T+T6)

G7=T/(T+T7)

IF(V3.LT.K)THEN

V2=G3*(K+(T3/T)*V3)

ELSE

V2=G4*(T5/T)*V3

END IF

V5=V4

DIF=V2-V4

IF(DIF.GE.VD)THEN

V4=V2-VD

ELSE

V4=G7*(T7/T)*V5

END IF

IY(I-1)=V4

4 CONTINUE

C=IY(ID)

R=Z1

S=Z2

Q=Z

E=V2

S1=V4

C CÁLCULO DO FILTRO PASSA-BAIXAS

IG(1)=O1

IG(2)=O2

DO 12 I=3, ID+2

12 IG(I)=IY(I-2)

C WC=2*P*W3

R3=SQRT(2.0)

R4=TA**2

DO 15 I=3, ID+2

IF(IV(I-2).LT.L1) THEN

WC=W2

ELSE

WC=W2+(W1-W2)*((IV(I-2)-L1)**2)/((55-L1)**2)

END IF

IF(IV(I-2) GT.55) WC=W1

R5=WC**2

R1=R4+R3*WC*R4*T/2+R5

R2=2*R5-2*R4

C1=R4-R4*T*R3*WC/2+R5

U=IG(I)*R5/R1+IG(I-1)*2*R5/R1+IG(I-2)*R5/R1-Y1*R2/R1-Y2*C1/R1

TEMP=Y1

Y1=U

Y2=TEMP

15 IU(I-2)=U

O1=IY(ID-1)

O2=IY(ID)

C GRAVAÇÃO DO ARQUIVO DE SAÍDA

DO 201 I=1, ID-1, 2

A(1)= CHAR(MOD(IU(I)+2048, 256))

A(2)= CHAR(((IU(I)+2048)/256)*16 + (IU(I+1)+2048)/256)

A(3)= CHAR(MOD(IU(I+1)+2048, 256))

201 WRITE(20)B

CLOSE(10)

CLOSE(20)

END

A 1.3 LISTAGEM DO PROGRAMA DESENVOLVIDO NA IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA DA DIVISÃO DO ESPECTRO DE ÁUDIO

PROGRAMA PARA CALCULAR UM BANCO DE FILTROS IIR

```

INTEGER*2 IY(44000),IZ(44000),IC(44000)
DIMENSION LM(8),L2(8),V2(8),V3(8),VD(8),V4(8),V5(8),T5(8)
REAL X(100),G(200),X1(100),X2(100),Z(100)
REAL Z1(100),Z2(100),XTEMP(100),ZTEMP(100),Z3,Z4(100),FTR(100)
REAL FS(100),GH(8),T3(8),T4(8),GL1(8)
REAL GL2(8),GL3(8),GL5(8)
REAL DX(200),DY(200),DW(200),EX(200),EY(200),EW(200)
CHARACTER A(3),B*3
EQUIVALENCE (A(1),B)

```

C VALORES INICIAIS DAS CONSTANTES UTILIZADAS

```

LM(0)=200
LM(1)=200
LM(2)=300
T=25E-6
GL5(3)=0.7
PI=3.14159265358979
NFIL=8
FMAX=8E3
Q=5
XK=0.1

```

```

OPEN(10,FILE=' ',STATUS='OLD',FORM='BINARY')
OPEN(20,FILE=' ',STATUS='NEW',FORM='BINARY')
OPEN(30,FILE='GANHO',STATUS='OLD')

```

```

*****

```

```

C  ENTRADA DE DADOS

```

```

*****

```

```

      WRITE(0,102)
102  FORMAT(5X,'ENTRE COM O NUMERO DE BANCOS, PONTOS')
      READ(*,*)IB,ID

```

```

      DO 110 N=0,2
        L2(N)=400
        GL5(N)=0 7
        VD(N)=40
        T3(N)=0 01
        T5(N)=0 08
110   T4(N)=0 1

```

```

      DO 111 N=3,6
        GL5(N)=0 3
        LM(N)=100
        VD(N)=80
        L2(N)=500
        T3(N)=T3(N-1)/2
        T5(N)=T5(N-1)/2
111   T4(N)=T4(N-1)/2

```

```

DO 1 N=0,6
V2(N)=0
V4(N)=0
GL1(N)=T/(T+T3(N))
1 GL2(N)=T/(T+T4(N))

```

```

*****

```

```

C  CÁLCULO DOS COEFICIENTES DOS FILTROS IIR

```

```

*****

```

```

D1=2/T
G1=Q*(D1**2)
E1=2*G1
KMAX=ALOG10(2*PI*FMAX/20)/ALOG10(2.)*NFIL

```

```

DO 3 K=1,KMAX
W0=20*2**((K-1.)/NFIL)
W01=W0*(1-XK/2)
W02=W0*(1+XK/2)
D2=G1/W01-D1+W01*Q
D3=E1/W01-2*W01*Q
D4=G1/W01+D1+W01*Q
E2=G1/W02-D1+W02*Q
E3=E1/W02-2*W02*Q
E4=G1/W02+D1+W02*Q
DX(K)=D1/D4
DY(K)=D3/D4
DW(K)=D2/D4
EX(K)=D1/E4
EY(K)=E3/E4
EW(K)=E2/E4
X(K)=0
X1(K)=0
X2(K)=0

```

X2(K)=0

Z(K)=0

Z1(K)=0

Z2(K)=0

Z4(K)=0

3 READ(30,19)G(K)

19 FORMAT(F10.5)

C LEITURA DO ARQUIVO DE MÚSICA

DO 201 L=1,IB

DO 4 I=1,ID,2

READ(10)B

IY(I)=(ICHAR(A(1))+(ICHAR(A(2))/16)*256 -2048)

IY(I+1)=(ICHAR(A(3)) + (MOD(ICHAR(A(2)),16))*256 -2048)

4 CONTINUE

DO 5 I=1,2

5 IC(I)=0

DO 9 I=3,ID+2

9 IC(I)=IY(I-2)

C CALCULO DOS FILTROS

DO 7 I=1,ID

Z3=0

FTRO=0

SOMA=0

DO 16 M=0,6

GH(M)=0

```

16  FTR(M)=0
    DO 6 K=1,KMAX
      X(K)=DX(K)*(IC(I+2)-IC(I))+DY(K)*X1(K)-DW(K)*X2(K)
      Z(K)=EX(K)*(X(K)-X2(K))+EY(K)*Z1(K)-EW(K)*Z2(K)
      Z4(K)=Z(K)*G(K)
      XTEMP(K)=X1(K)
      X1(K)=X(K)
      X2(K)=XTEMP(K)
      ZTEMP(K)=Z1(K)
      Z1(K)=Z(K)
6    Z2(K)=ZTEMP(K)

```

```

*****
C    CÁLCULO DA 1ª BANDA
*****

```

```

    DO 29 K=1,43
29  FTR0=Z4(K)+FTR0
    FTR(0)=FTR0

```

```

*****
C    CÁLCULO DA 2ª À 7ª BANDA
*****

```

```

    DO 14 M=1,6
      L1=44+(M-1)*8
      L3=L1+7
      IF(M EQ 6) L3=KMAX
    DO 14 K=L1,L3
14  FTR(M)=Z4(K)+FTR(M)

```

```
*****
C   CÁLCULO DAS ENVOLTÓRIAS E GANHO DO ESTÁGIO AMPLIFICADOR
*****
```

```
DO 15 N=0,6
V3(N)=V2(N)
FS(N)=ABS(FTR(N))
IF(V3(N) LT FS(N)) THEN
V2(N)=GL1(N)*(FS(N)+(T3(N)/T)*V3(N))
ELSE
V2(N)=GL2(N)*(T4(N)/T)*V3(N)
END IF
V5(N)=V4(N)
DIF=V2(N)-V4(N)
IF(DIF GE VD(N)) THEN
V4(N)=V2(N)-VD(N)
ELSE
V4(N)=GL2(N)*(T5(N)/T)*V5(N)
END IF
GH(N)=GL5(N)+(1-GL5(N))*(V4(N)-LM(N))/(L2(N)-LM(N))
IF(V4(N) LT LM(N)) GH(N)=GL5(N)
IF(V4(N) GT L2(N)) GH(N)=1
SOMA=SOMA+FTR(N)*GH(N)
15  CONTINUE
7   JZ(I)=SOMA
```

```
*****
C   GRAVAÇÃO DO ARQUIVO DE SAÍDA
*****
```

```
DO 201 I=1,ID-1,2
A(1)= CHAR(MOD(IZ(I)+2048,256))
A(2)= CHAR(((IZ(I)+2048)/256)*16 + (IZ(I+1)+2048)/256)
A(3)= CHAR(MOD(IZ(I+1)+2048,256))
201 WRITE(20)B
CLOSE(10)
CLOSE(20)
CLOSE(30)
END
```

APÊNDICE B

B.1 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO DETECTOR DE ENVOLTÓRIA

O detector de envoltória tem a forma analógica do circuito apresentado na figura 3.8 do capítulo 3. A seguir serão apresentadas as equações que foram implementadas no programa.

(a) Quando $v_1(t) \geq v_2(t)$ ou $v_2(n-1) \leq v_1(n)$

$$v_2(t) = v_1(t) - R_1 i_1(t)$$

$$v_2(t) = v_1(t) - R_1 C \frac{dv_2(t)}{dt}$$

$$v_2(n) = v_1(n) - \tau_1 / T (v_2(n) - v_2(n-1))$$

$$v_2(n) = \frac{T}{T + \tau_1} [v_1(n) + \tau_1 / T v_2(n-1)]$$

$$\tau_1 = R_1 C$$

(b) Quando $v_1(t) < v_2(t)$ ou $v_2(n-1) > v_1(n)$

$$v_2(t) = i_2(t) R_2$$

$$v_2(t) = -R_2 C \frac{dv_2(t)}{dt} = \tau_2 \frac{[v_2(n) - v_2(n-1)]}{T}$$

$$v_2(n) = \frac{T}{T + \tau_2} [\tau_2 / T v_2(n-1)]$$

$$\tau_2 = R_2 C$$

B.2 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO CIRCUITO DE FILTRAGEM NÃO LINEAR

O circuito de filtragem não linear tem a forma analógica do circuito apresentado na figura 3.19 do capítulo 3. A seguir serão deduzidas as equações que foram implementadas no programa

(a) Quando $v_2(t) - v_3(t) \geq v_D$

$$v_2(n) - v_3(n) \geq v_D$$

$$v_3(n) = v_2(n) - v_D$$

(b) Quando $v_2(t) - v_3(t) < v_D$

$$v_2(n) - v_3(n) < v_D$$

$$v_3(n) = \frac{T}{T + \tau_3} \left[\tau_3 / T v_2(n-1) \right]$$

$$\tau_3 = R_3 C$$

B.3 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL DO FILTRO PASSA-BAIXAS

(a) Para a inclinação do FPB em 12 dB/oitava:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + \sqrt{2} \cdot w_c \cdot s + w_c^2}$$

Aplicando a transformação bilinear, chegou-se a seguinte equação de diferença do filtro:

$$y(n) = \left[w_c^2 x(n) + 2 w_c^2 x(n-1) + w_c^2 x(n-2) - B_1 y(n-1) - C_1 y(n-2) \right] / A_1$$

onde:
$$\begin{cases} A_1 = 4/T^2 + 2\sqrt{2} w_c T + w_c^2 \\ B_1 = 2 w_c^2 + 8/T^2 \\ C_1 = w_c^2 - 2\sqrt{2} w_c^2 + 4/T^2 \end{cases}$$

(b) Para o FBP com inclinação em 18 dB/oitava:

$$H(s) = \frac{w_c^2}{s^2 + w_c s + w_c^2} \cdot \frac{w_c^2}{s + w_c}$$

Aplicando-se a transformação bilinear, chegou-se as seguintes equações de diferença:

$$y_1(n) = \left[w_c^2 x(n) + 2 w_c^2 x(n-1) + w_c^2 x(n-2) - y_1(n-1) B_2 - y_1(n-2) C_2 \right] / A_2$$

$$y_2(n) = \left[x(n) w_c + x(n-1) w_c - y_1(n-1)(w_c - 2/T) \right] / (2/T + w_c)$$

onde:
$$\begin{cases} A_2 = 4/T^2 + 2/T w_c + w_c^2 \\ B_2 = 2 w_c^2 + 8/T^2 \\ C_2 = 2/T w_c + 4/T^2 + w_c^2 \end{cases}$$

B4 CÁLCULO DO FATOR DE EQUALIZAÇÃO QUE TORNA A RESPOSTA GLOBAL DO BANCO DE FILTROS PLANA

O fator de equalização que multiplica a resposta de cada filtro no banco para tornar a resposta global plana foi calculado seguindo as seguintes etapas:

$$\text{Seja: } \begin{cases} H_i(\omega) ==> \text{Resposta de cada filtro.} \\ \omega_{oi} ==> \text{Freq. central de cada filtro.} \\ H_i(\omega_{oi}) = 1 ==> \text{Resposta Global Desejada.} \end{cases}$$

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^{43} H_i(\omega_{oi}) + \sum_{i=44}^{51} H_i(\omega_{oi}) + \dots + \sum_{i=84}^{91} H_i(\omega_{oi})$$

$$H(\omega) = \text{Banda 1} + \text{Banda 2} + \dots + \text{Banda 7}$$

Nota-se que $H(\omega)$ não é constante. Para tornar $H(\omega)$ constante foi introduzido um fator de equalização do tipo:

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^{43} g_i H_i(\omega_{oi}) + \sum_{i=44}^{51} g_i H_i(\omega_{oi}) + \dots + \sum_{i=84}^{91} g_i H_i(\omega_{oi})$$

A questão é encontrar g_i ($i = 1, 2, \dots, 91$) que torne $|H(\omega)|$ plana. Para isso foi elaborado o seguinte algoritmo:

1) Inicialmente $g_i = 1$ para todo i .

2) Calcula-se $|H(\omega_{oi})|$ para todo i .

3) Faz-se $g_i = 1/|H(\omega_{oi})|$ e verifica-se $|H(\omega)|$ é plana se não volte para (2).

BIBLIOGRAFIA

Burwen, R. S.; "A Dynamic Noise filter", J. Aud. Eng. Soc., vol. 19, pp. 115-120 (1971).

Gallagher, N. C., Coyle, E. J. e Fitch, J. P.; "Median Filtering by Threshold Decomposition" IEEE Trans. Acoust., vol. ASSP-32, pp. 1183-1188 (1984).

Giles, M.; "Audio Noise Reduction and Masking", National Semiconductor, Application Note 384 (1986a).

Giles, M.; "A Non-Complementary Audio Noise Reduction System", National Semiconductor, Application Note 386 (1986b).

Ives, F. H.; "A Noise-Reduction System: Dynamic Spectral Filtering", J. Aud. Eng. Soc., vol. 20, pp. 558-561 (1972).

Motorola, Inc.; "Digital Stereo 10-Band Graphic Equalizer Using the DSP56001; Application Report APR2D (1988).

Neuvo, Y., Nieminen, A., Heinonen, P., Miettinen, M.; "Music Restoration Using Median Type Filters With Adaptive Filter Substructures", Digital Signal Processing (1987).

Oppenheim, A. V. e Schaffer, R. W.; "Digital Signal Processing", New Jersey: Prentice-Hall (1975).

Orban, R.; "A Program-Controlled Noise Filter", J. Aud. Eng. Soc., vol. 22, pp. 2-9 (1974).

Rabiner, L. R. e Gold, B.; "Theory and Application of Digital Signal Processing", Prentice-Hall (1975).

Scott, H. H., "Dynamic Noise Suppressor", Electronics, vol. 20, pp. 96105 (1947).

Shorter, G., "An Introduction the Dolby Noise Reduction System", Wireless World (1975).

Strembler, F. G., "Introduction to communication Systems" (1982).

Vieira, J., Chiquito, J.G., Bortolli, E., Oliveira, P., "Processamento Digital de Sinais e Filtragem Adaptativa de Sinais de Baixa Frequência", Relatório Técnico Nº 88/0220-7, FAPESP (1989).

Yamazaki, M. e Masuda, I., "A New Automatic Noise-Reduction System (ANRS)", J. Aud. Eng. Soc., vol. 21, número 6 (1973).