

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CURSO SUPERIOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LÍGIA MAY TANIGUCHI

**IMPLEMENTAÇÃO DE BANCO DE FILTROS UTILIZANDO
MODULATED LAPPED TRANSFORM PARA APLICAÇÃO EM
PRÓTESE AUDITIVA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CORNÉLIO PROCÓPIO
2017

LÍGIA MAY TANIGUCHI

**IMPLEMENTAÇÃO DE BANCO DE FILTROS UTILIZANDO
MODULATED LAPPED TRANSFORM PARA APLICAÇÃO EM
PRÓTESE AUDITIVA**

Trabalho de Conclusão de Curso,
apresentado ao Curso Superior de
Engenharia Elétrica da Universidade
Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR,
Campus Cornélio Procópio.

Orientador: Prof. Dr. Bruno Catarino Bispo.

CORNÉLIO PROCÓPIO
2017



Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Campus Cornélio Procópio
Departamento Acadêmico de Elétrica
Curso de Engenharia Elétrica



FOLHA DE APROVAÇÃO

Lígia May Taniguchi

Implementação de banco de filtros utilizando Modulated Lapped Transform para aplicação em prótese auditiva.

Trabalho de conclusão de curso apresentado às 17:30hs do dia 30/11/2017 como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista no programa de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná. O candidato foi arguido pela Banca Avaliadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Avaliadora considerou o trabalho aprovado.

Prof(a). Dr(a). Bruno Catarino Bispo - Presidente (Orientador)

Prof(a). Dr(a). Cristiano Marcos Agulhari - (Membro)

Prof(a). Dr(a). María Eugenia Dajer - (Membro)

RESUMO

TANIGUCHI, Lígia May. **Implementação de banco de filtros utilizando *Modulated Lapped Transform* para aplicação em prótese auditiva.** 2016. 51 p. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2017.

O presente trabalho propõe a implementação e simulação de um banco de filtros utilizando a *Modulated Lapped Transform* (MLT) para aplicação em próteses auditivas. Inicialmente, uma revisão de literatura sobre banco de filtros e transformadas em blocos foi realizada, constatando que transformadas em blocos podem apresentar artefatos audíveis, necessitando da sobreposição dos blocos. Nesse contexto, foi realizada a implementação, em um ambiente simulado da transformada em blocos sobreposta conhecida como MLT. Diante disso, foi definida uma perda de sensibilidade auditiva de acordo com um teste de audiometria. Dessa forma, foram desenvolvidas simulações do banco de filtro com intuito de analisar a decomposição do sinal, a reconstrução perfeita e a amplificação nas faixas de frequências requeridas. Definiu-se a decomposição do sinal em 64 faixas de frequências por meio de três métodos de amplificação do sinal. O primeiro método fundamenta-se nas bandas críticas do ouvido humano, o segundo, por sua vez, baseia-se nas faixas de frequências utilizadas no teste de audiometria e o terceiro por meio da decomposição em oitavas. A quantidade de filtros empregada para a decomposição do sinal no problema proposto apresentou resultados satisfatórios. A reconstrução do sinal foi avaliada e constatada nas simulações para o banco de filtros sem amplificação. Os ganhos foram definidos proporcionalmente à perda, onde a verificação se deu de forma gráfica e audível. Por fim, o trabalho permitiu verificar que a prótese auditiva necessita de amplificação em faixas de frequências isoladas e que o banco de filtro apresentado neste trabalho demonstrou ser eficiente para essas necessidades.

Palavras-chave: Banco de filtros. Prótese auditiva. *Modulated Lapped Transform*.

ABSTRACT

TANIGUCHI, Lígia May. **Implementação de banco de filtros utilizando *Modulated Lapped Transform* para aplicação em prótese auditiva.** 2016. 51 p. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Cornélio Procópio, 2017.

The present paper proposes the implementation and simulation of a filter bank using the Modulated Lapped Transform (MLT) for application in hearing aids. Initially, a literature review about filter bank and block transformations was carried out, showing that block transforms have audible artifacts, necessitating the overlapping of the blocks. In this context, an implementation of a overlapped block transform known as MLT was carried out in a simulated environment. In view of this, a loss of auditory sensitivity was proposed according to an audiometry test. In this way, the filter bank simulations were developed in order to analyze the signal decomposition, the perfect reconstruction and the amplification in the required frequency bands. Signal decomposition was defined in 64 frequency bands by means of three methods of signal amplification. The first method is based on the critical bands of the human ear, the second method is based on the frequency bands used in the audiometry test and the third method by means of octave decomposition. The number of filters used for signal decomposition in the proposed problem presented satisfactory results. The reconstruction of the signal was evaluated and verified in the simulations for the filter bank without amplification. The gains were defined proportionally to the loss, and the verification was done graphically and audibly. Finally, the study allowed to verify that the hearing aid needs amplification in isolated frequency bands and that the filter bank presented in this work proved to be efficient for these needs.

Keywords: Filter banks. Hearing aid. Modulated Lapped Transform.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	9
1.1	OBJETIVOS.....	10
1.1.1	Objetivo Geral.....	10
1.1.2	Objetivos Específicos.....	10
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	12
2.1	ANATOMIA E FISIOLOGIA DO OUVIDO HUMANO.....	12
2.1.1	Audição Humana.....	13
2.1.2	Patologias.....	14
2.1.3	Prótese Auditiva.....	16
2.2	BANCO DE FILTROS DIGITAIS.....	17
2.2.1	Decomposição Polifásica e Identidades Nobres.....	20
2.2.2	Reconstrução Perfeita.....	23
2.2.3	Bancos de QMF e Bancos de CQF.....	24
2.2.4	Transformadas em Blocos.....	26
2.2.5	Transformadas em Blocos com Sobreposição.....	29
2.2.6	<i>Modulated Lapped Transform</i>	31
3	METODOLOGIA.....	36
3.1	IMPLEMENTAÇÃO DA MLT.....	36
3.1.1	Definições.....	36
3.1.2	Tipologia do Bando de Filtros.....	38
3.2	SIMULAÇÃO DO BANCO DE FILTROS.....	40
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	42
4.1	CARACTERÍSTICA DO BANCO COM 64 BANDAS.....	42
4.2	AMPLIFICAÇÃO DO SINAL.....	43
5	CONCLUSÃO.....	48
	REFERÊNCIAS.....	49

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Anatomia do ouvido	12
Figura 2 - Área de audição	13
Figura 3 - Audiograma	16
Figura 4 - Aparelho auditivo digital	16
Figura 5 - Composição de um banco de filtros	18
Figura 6 - Decimação do sinal $x(n)$ com $M = 3$	18
Figura 7 - Interpolação de um sinal. (a) Sinal original. (b) Inserção de zeros entre as amostras. (c) Sinal interpolado após o filtro	20
Figura 8 - Processo de decimação sem decomposição polifásica	22
Figura 9 - Processo de decimação com decomposição polifásica	22
Figura 10 - Processo de decimação com decomposição polifásica aplicando as identidades nobres	23
Figura 11 - Banco de filtros utilizando decomposição polifásica aplicando identidades nobres	23
Figura 12 - Bancos de QMF	24
Figura 13 - Bancos de CQF	26
Figura 14 - Divisão de um sinal de comprimento N em J blocos de comprimento M	26
Figura 15 - Interpretação das transformadas em blocos direta e inversa como um banco de filtros com reconstrução perfeita	28
Figura 16 - Transformadas em blocos com sobreposição com $L=2M$	29
Figura 17 - Transformadas em blocos com sobreposição como um banco de filtros para $L=2M$	30
Figura 18 - Representação do filtro $h(n)$: resposta em frequência e resposta ao impulso	32

Figura 19 - Resposta em frequência do banco de filtros utilizando a MLT com $M=16$	
33	
Figura 20 - Ganho de 5 para um banco de filtros com 16 bandas	34
Figura 21 - Ganho de 5 entre 2 a 6 kHz com o banco de filtros de 16 bandas ...	35
Figura 22 - Análise do sinal no domínio da frequência	37
Figura 23 - Teste de audiometria	37
Figura 24 - Banco de filtros com $M=64$	42
Figura 25 - Erro entre o sinal de saída e o sinal de entrada	43
Figura 26 - Ganho em cada faixa de frequência	44
Figura 27 - Ganho fundamentando-se no teste de audiometria	45
Figura 28 - Ganho utilizando a decomposição em oitavas	46

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço o meu orientador Bruno Catarino Bispo pelos ensinamentos tanto profissionais quanto pessoais, amizade e paciência ao longo desse período de trabalho.

Aos meus familiares, em especial minha mãe e meu pai, Maria Neusa Sutil Taniguchi e Gilberto Katsushigue Taniguchi, pelos esforços feitos para que eu tivesse a oportunidade de seguir com minha formação, às minhas irmãs, Maiara Mitiko Taniguchi, Karen Itsuki Taniguchi, Keila Emy Taniguchi e Laís Aya Taniguchi, e também ao Bruno Matheus Simões, pelo auxílio em todas as ocasiões necessárias.

A todos do grupo LPSA, em especial a Letícia Veiga Cena da Silva e ao Murilo Monteiro Cinel, pela ajuda, amizade e alguns “migués”.

Aos meus amigos, Eduardo Nogueira, Afonso Serrano, João Paulo, Lucas Miller, Luiz Yamashita, Matheus Presotto, Patrick Oliveira, Paulo Stachuk, Paulo Yamashita Filho, Ruhan Pontes, Samuel Cardoso e Vinícius Gomes, pela ajuda, companhia e bons momentos passados ao longo desses anos.

A todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UTFPR que estiveram presentes nessa jornada, em especial ao professor Murilo da Silva, pelas aulas excepcionais e ao professor Paulo Rogério Scalassara por todos os ensinamentos e companheirismo.

Aos professores Cristiano Marcos Agulhari e Maria Eugênia Dajer pela amizade e colaboração com o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR) – Campus Cornélio Procopio.

1 INTRODUÇÃO

Segundo a World Health Organization (2017), a deficiência auditiva atinge 360 milhões de pessoas em todo o mundo, sendo que 1,1 bilhão de jovens estão em risco de perda de audição devido à exposição ao ruído excessivo. Além do ruído excessivo, a deficiência auditiva pode ser hereditária ou causada por doenças infecciosas, complicações maternas no momento do nascimento ou envelhecimento (WHO, 2017). Para os idosos, a deficiência auditiva representa uma das três doenças mais comuns (TEIXEIRA, 2007).

O aumento do número de pessoas com esta disfunção tem incentivado pesquisas em próteses auditivas que, contrário à cirurgia e ao implante, é uma solução não invasiva. O objetivo da prótese auditiva é contornar tais disfunções a partir da amplificação do som para o ouvido humano. No entanto, esta perda de sensibilidade auditiva pode ocorrer em algumas faixas de frequências isoladas e com intensidades diferentes, tornando-se insatisfatória a amplificação do sinal (som) como um todo, pois os sons fracos se tornariam audíveis e os sons mais intensos se tornariam desconfortavelmente altos (MOORE, 2012). Dessa forma, se faz necessária a utilização de uma ferramenta, nomeada banco de filtros, capaz de decompor o sinal em faixas de frequência isoladas, possibilitando a manipulação da amplitude do sinal na faixa de frequência desejada (SOUZA, 2009).

O banco de filtros é composto por duas seções: análise e síntese. Na seção de análise estão localizados filtros com a função de dividir o sinal e na seção de síntese estão localizados filtros com a função de reconstruir o sinal. Essa estrutura de um banco de filtros pode ser vista como uma transformada em blocos direta e inversa nas seções de análise e síntese, respectivamente (DINIZ, 2004). Entretanto, as transformadas em blocos apresentam os denominados efeitos de bloqueamento, que são produzidos pela descontinuidade entre os blocos (PELAES, 1998) e, quando se trabalha com sinais de voz, os efeitos de bloqueamento podem aparecer como artefatos audíveis (WYRSCH, 2000). Tal efeito de bloqueamento pode ser reduzido aplicando a sobreposição entre os

blocos, resultando nas denominadas Transformadas em Blocos com Sobreposição, sendo uma delas a *Modulated Lapped Transform* (MLT).

A MLT é amplamente empregada em processamento de áudio e imagem, como por exemplo, em um sistema de compressão Dolby AC-3 (SHLIEN, 1997) e também, no padrão da camada de ISO/IEC MPEG-Audio III (FERREIRA apud WYRSCH, 2000). Ela é composta por um filtro protótipo passa-baixas modulada por um cosseno, sendo esse mesmo protótipo utilizado como filtros passa-faixas e passa-altas, por meio da alteração na frequência de referência.

Nesse contexto, o presente trabalho apresenta um estudo de um projeto de banco de filtros aplicados à prótese auditiva utilizando a MLT. Além disso, o trabalho inclui simulações computacionais, propondo uma deficiência auditiva, a fim de analisar os tipos de decomposição de bandas e a reconstrução perfeita do sinal. Para isso, analisou-se três metodologias fundamentadas nas bandas críticas do ouvido, no teste de audiometria e na decomposição em oitavas a fim de verificar a metodologia que apresentou os melhores resultados de amplificação para o teste proposto.

1.1 Objetivos

Neste tópico serão apresentados o objetivo geral e os objetivos específicos da pesquisa.

1.1.1 Objetivo Geral

Elaborar um projeto de banco de filtros digitais utilizando a *Modulated Lapped Transform* que seja capaz de conferir benefício à audição em faixas de frequências isoladas, propondo uma perda de sensibilidade auditiva e, a partir disso, simular três bancos de filtros. Por fim, comparar os bancos de filtros e definir a estrutura que proporcionou os melhores resultados para a perda considerada.

1.1.2 Objetivos Específicos

- a) Estudar conceitos de sinais digitais, incluindo a Transformada de Fourier de Tempo Discreto, Transformada de Fourier Discreta e a Transformada Z.
- b) Estudar conceitos de filtros digitais e bancos de filtros.
- c) Estudar sobre o ouvido humano: fisiologia e as causas de perda de sensibilidade auditiva.
- d) Definir um tipo de perda de sensibilidade auditiva, utilizando um teste de audiometria.
- e) Considerando as perdas de sensibilidade auditiva, implementar, via software MATLAB, três bancos de filtros utilizando a MLT com metodologias de amplificação distintas.
- f) Simular a decomposição de frequências com 64 filtros uniformes.
- g) Aplicar um ganho de acordo com o teste de audiometria.
- h) Aplicar o ganho de acordo com as bandas críticas do ouvido humano.
- i) Aplicar o ganho de acordo com a decomposição em oitavas.
- j) Realizar testes para verificar a reconstrução perfeita em todos os casos.
- k) Realizar testes por métodos gráficos a fim de analisar a amplificação em cada faixa de frequência.
- l) Realizar testes utilizando a percepção audível.
- m) Comparar os três bancos de filtros, a fim de verificar a estrutura que apresentou melhores resultados para a perda de sensibilidade auditiva proposta.

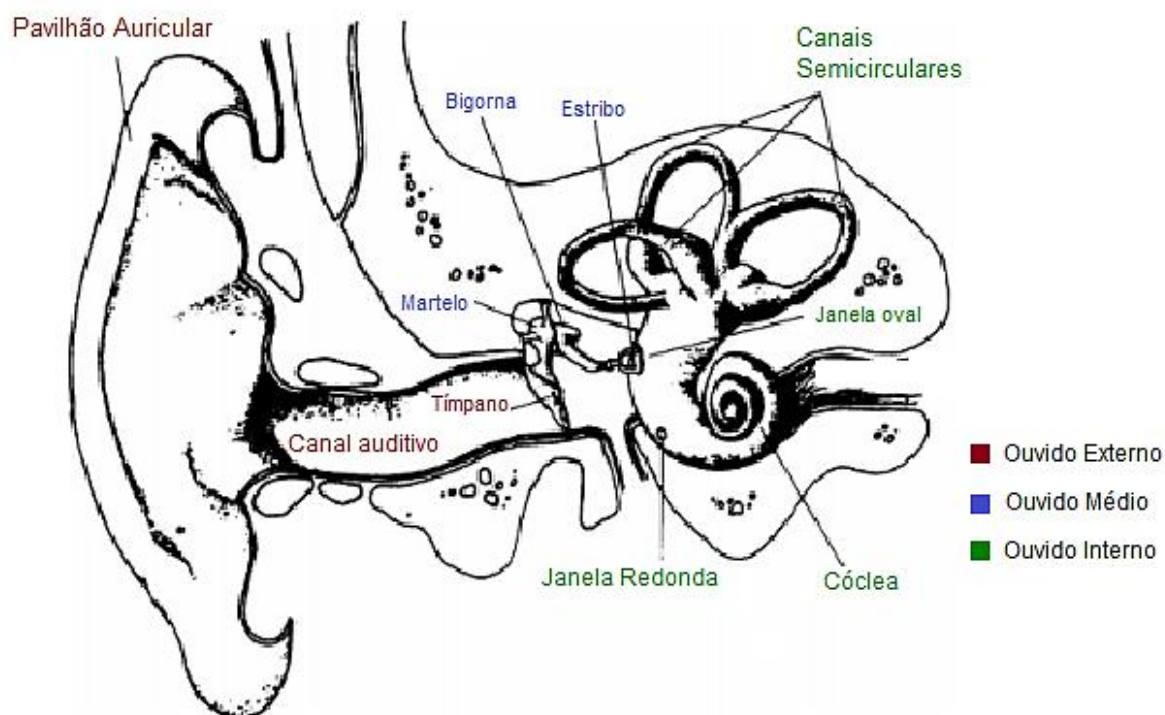
2 REFERENCIAL TEÓRICO

Nesta seção será realizada a fundamentação teórica sobre o tema abordado.

2.1 Anatomia e Fisiologia do Ouvido Humano

O ouvido humano funciona como um receptor de vibrações acústicas, fazendo com que o cérebro interprete-os como sons. Segundo Souza (2009), essa interpretação ocorre por um mecanismo dividido em ouvido externo, ouvido médio e ouvido interno, como é apresentado na Figura 1.

Figura 1- Anatomia do ouvido.



Fonte: Adaptado de Moore (2012).

O ouvido externo é composto pelo pavilhão auricular e canal auditivo, que têm as funções de coletar e enviar as ondas sonoras até a membrana do tímpano (GARBE, 2010). A membrana timpânica apresenta uma fina e transparente camada de pele flexível, separando o canal auricular do ouvido médio, sendo que seu movimento atua no comando do ouvido médio (DERRIDA, 1991).

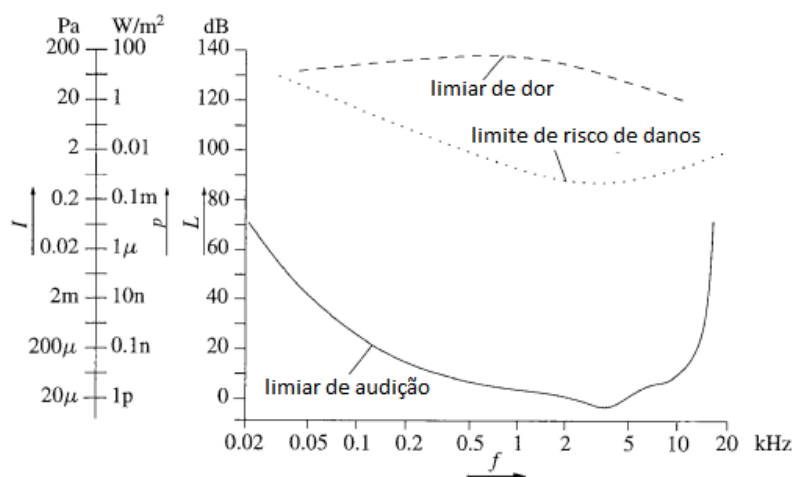
O ouvido médio é composto por três ossos denominados Martelo, Bigorna e Estribo. Segundo Quintela (2007), esses ossos desempenham o movimento consecutivo advindo da vibração da membrana timpânica com o papel de amplificar a pressão sonora. A vibração desempenhada pelo Estribo é transmitida para uma membrana que se encontra encostada a ele, a qual é chamada de membrana da cóclea.

A partir da membrana coclear, tem-se o início do ouvido interno, o qual é composto pela cóclea, labirinto e canal auditivo interno. A cóclea tem um formato em espiral embebido por um líquido e, internamente, células formadas por cílios são fixadas em sua parede. A movimentação da membrana coclear faz o líquido movimentar os cílios da cóclea produzindo uma pequena energia elétrica que é conduzida por um nervo que vai do canal auditivo interno até o cérebro (QUINTELA, 2007). A partir disso, o cérebro interpreta o sinal como sons.

2.1.1 Audição humana

Segundo Moore (2012), “o som se origina a partir da vibração de um objeto e esta vibração é impressa no meio circundante (normalmente ar) como um padrão de alterações na pressão”. Assim, este som é representado por uma onda sonora composta por frequência e uma amplitude definida pela pressão sonora. Utilizando a frequência desta vibração em função da pressão, pode-se verificar a área de audição humana, sendo apresentada pela Figura 2.

Figura 2 - Área de audição.



Fonte: Adaptado de WYRSCH (2000).

A Figura 2 permite notar que a audição humana é limitada em, aproximadamente, 2 Hz à 20 kHz, sendo que para cada frequência é necessário um valor de pressão que, juntos, definem a sensibilidade auditiva. A curva inferior refere-se ao limiar da audição humana (em dB), que representa a pressão mínima necessária para que um som em determinada frequência seja ouvido pelo ser humano (MOORE, 2012). De maneira similar, as duas curvas superiores mostram a pressão mínima capaz de causar danos aos seres humanos.

2.1.2 Patologias

De acordo com o Manual de Audiologia disponibilizado pelo Conselho Federal e Regional de Fonoaudiologia (2013), existem três tipos de perda auditiva: condutiva, sensorineural e mista. Cada tipo de perda está relacionado com a região do ouvido no qual está a lesão, isto é, ouvido externo, médio ou interno. A correção do problema depende da região do ouvido e da média tonal, quantificação do grau da perda auditiva, sendo que cada caso é resolvido com um implante, uma cirurgia ou um aparelho auditivo.

A perda auditiva do tipo condutiva é localizada na região do ouvido externo ou médio causada, geralmente, por má formação do ouvido médio, infecções ou ruptura da membrana timpânica. Esta perda é normalmente classificada como de grau leve ou moderado. Na maioria dos casos, a correção é feita utilizando uma prótese auditiva.

A perda auditiva do tipo sensorineural é localizada na região do ouvido interno, ocasionada pela ausência ou danificação das células ciliadas. Neste caso, é necessária a verificação da quantidade de células que apresentam o problema e, dessa forma, classificar a intensidade da perda. Para o caso de poucas células, a perda auditiva é classificada como leve ou moderada, sendo corrigida com a utilização de próteses auditivas ou implantes de ouvido médio, dependendo da região da cóclea afetada. Para o caso de muitas ou todas as células, a perda é classificada como severa a profunda sendo que, na maioria dos casos, a correção é feita com implante coclear.

A perda auditiva mista é a combinação das duas perdas já citadas, podendo apresentar diversos problemas. Desse modo, tanto a classificação quanto a correção se dá a partir de cada caso.

Segundo Lloyd e Kaplan (1978), os graus de perda auditiva podem ser classificados conforme os valores de média tonal, sendo utilizado a unidade de dB HL (*hearing level*), ou seja, uma medida em que o valor medido corresponde à diferença de intensidade com base em uma audição normal em cada frequência. A classificação dos graus de perda auditiva é apresentada conforme o Quadro 1.

Quadro 1 - Classificação do grau de perda auditiva.

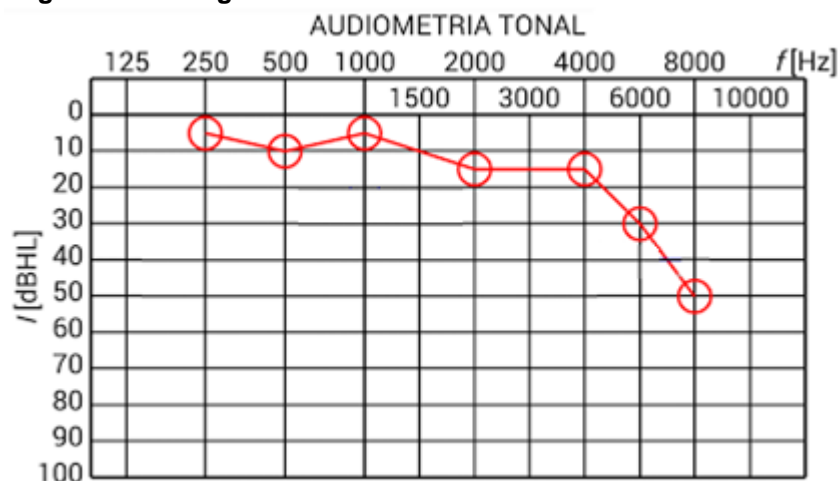
MÉDIA TONAL	DENOMINAÇÃO	HABILIDADE PARA OUVIR A FALA
≤ 25 dBHL	Audição normal.	Nenhuma dificuldade significativa.
26 – 40 dBHL	Perda auditiva de grau leve.	Dificuldade com fala fraca ou distante.
41 – 55 dBHL	Perda auditiva de grau moderado.	Dificuldade em fala com nível de conversação.
56 – 70 dBHL	Perda auditiva de grau moderadamente severo.	A fala deve ser forte: dificuldade em conversação em grupo.
71 – 90 dBHL	Perda auditiva de grau severo.	Dificuldade com fala intensa: entende somente fala gritada ou amplificada.
≥ 91 dBHL	Perda auditiva de grau profundo.	Pode não entender nem a fala amplificada. Depende da leitura labial.

Fonte: Autoria própria.

A verificação da perda de sensibilidade auditiva é feita a partir de um teste de audiometria. Existem dois tipos de teste: tonal e vocal. O primeiro consiste em apresentar sons por meio de um fone de ouvido e um vibrador ósseo, sendo que o paciente identifica se houve a constatação do som (ASHA, 2017). No segundo teste, é verificado o reconhecimento de palavras utilizando um fone de ouvido.

O teste de audiometria tonal é o mais comum e se divide em: via aérea e via óssea. Cada via está relacionada à localização das estruturas afetadas do aparelho auditivo, sendo necessária a avaliação e comparação de ambos os testes (Manual de Audiologia, 2013). A Figura 3 apresenta um exemplo de um teste de audiometria tonal, em que é examinado o nível de audição em algumas frequências definidas. Nesse audiograma, exemplificou-se um caso de perda de sensibilidade do tipo sensorineural, o qual apresenta a perda com mais intensidade nas altas frequências.

Figura 3 - Audiograma.



Fonte: ASHA, 1977.

2.1.3 Aparelho Auditivo Digital

De acordo com Souza (2009), os principais componentes do aparelho auditivo são: microfone, amplificador, controle de ganho, receptor e a bateria. Existem diversos modelos de próteses auditivas, sendo que algumas se diferenciam de acordo com o grau de perda de sensibilidade auditiva. A Figura 4 apresenta os principais modelos de próteses auditivas.

Figura 4 - Modelos de próteses auditivas digitais.



Fonte: Adaptado de Aparelho Auditivo (2017)

O funcionamento do aparelho auditivo digital pode ser dividido em quatro etapas:

- Conversão analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A): é a conversão de um sinal contínuo (analógico) para um sinal discreto (digital) e vice-versa

(IDOETA, 1990). O sinal discreto é caracterizado por intervalos no eixo do tempo em que cada instante é medido a amplitude do sinal (SEDRA, 1995), de modo que essa caracterização é realizada a partir do número de bits e frequência de amostragem.

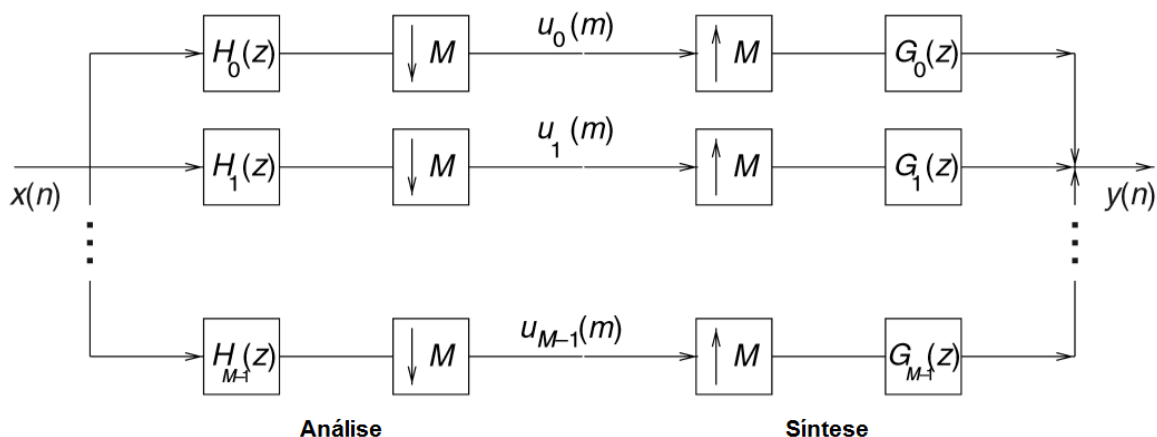
- Controle automático do ganho: é utilizado para evitar variações bruscas da intensidade sonora tanto abaixo do limiar de audição quanto acima do limiar de dor e garantindo a inteligibilidade da informação (SOUZA, 2009).
- Banco de filtros digitais: é responsável por realizar a decomposição de faixas de frequências isoladas e reconstruir o sinal de forma que não haja distorções ou perdas de informação.
- Cancelamento de feedback acústico: é realizado a fim de evitar ecos e apitos nos aparelhos auditivos (SOUZA, 2009). Tais fenômenos são resultados do acoplamento acústico entre o alto-falante e o microfone, sendo que o cancelamento é realizado a partir de sistemas adaptativos (BISPO, 2008).

De forma geral, este trabalho terá enfoque em apenas uma etapa do funcionamento da prótese auditiva: banco de filtros digitais.

2.2 Bancos de Filtros Digitais

A diminuição da sensibilidade auditiva indica que o ouvido necessita de mais intensidade sonora para escutar determinado som. Entretanto, em geral, a sensibilidade auditiva diminui em algumas faixas de frequências isoladas e com intensidades diferentes em cada faixa de frequência. Dessa forma, é fundamental que o sinal seja fragmentado para realizar a amplificação exigida em cada faixa de frequência. Para produzir a divisão do sinal, utiliza-se uma ferramenta chamada banco de filtros, mostrada pela Figura 5.

Figura 5 - Composição de um Banco de Filtros.

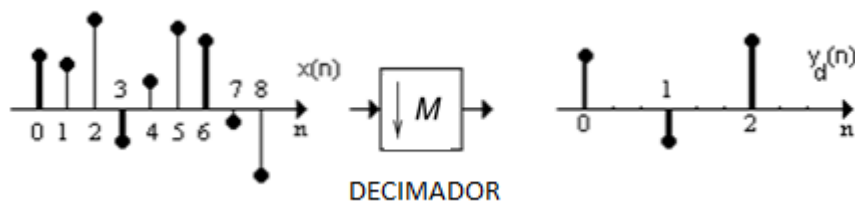


Fonte: Adaptado de Diniz (2004).

O banco de filtros é separado em seção de análise e seção de síntese. A seção de análise é composta primeiramente por filtros $H_k(z)$ capazes de decompor o sinal em diferentes faixas de frequências, sendo que o sinal resultante de cada filtro $H_k(z)$ apresenta uma taxa de amostragem igual a do sinal original, aumentando-se assim o número total de amostras a serem processadas. Como a prótese auditiva necessita de um processamento em tempo real, não é possível trabalhar com uma alta taxa de amostragem e, portanto, se faz necessária uma subamostragem do sinal em cada banda, conhecida como decimação.

De acordo com Diniz (2004) decimar um sinal por M é reduzir sua taxa de amostragem em M vezes, de modo que mantenha uma entre cada M amostras do sinal. A Figura 4 ilustra a operação de decimação para $M=3$.

Figura 6 - Decimação do sinal $x(n)$ com $M = 3$.



Fonte: Adaptado de Pinto (2012).

No domínio da frequência, o espectro do sinal decimado se torna:

$$X_d(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X\left(e^{j\frac{\omega-2\pi k}{M}}\right) \quad (1)$$

Analisando a Equação (1) é possível verificar que o espectro do sinal no domínio da frequência será expandido por um fator M e depois repetido com período 2π . Esse conjunto de alterações pode causar a sobreposição do espectro ou *aliasing*, implicando na perda de informações. Para que não ocorra o *aliasing*, é necessário que a largura de banda do sinal original esteja limitada no intervalo de $[\frac{-\pi}{M}, \frac{\pi}{M}]$, sendo que essa primeira delimitação será responsável pelo filtro $H_0(z)$.

Após a seção de análise tem-se o processamento do sinal, sendo que para a prótese auditiva tal processamento consiste em aplicar um ganho em cada faixa de frequência a partir de uma perda especificada. A atenuação do sinal sonoro pode ser vista de maneira análoga ao fracionamento, ou seja, um ouvido que interpreta apenas metade da intensidade sonora indica que o sinal foi dividido por dois. Sabendo que o limiar de audição é a curva característica de um ouvido saudável, pode-se defini-lo como uma curva de referência. Assim, a curva característica de um ouvido não saudável resultaria no deslocamento de uma ou mais faixas de frequências, indicando que o ouvido necessita de uma intensidade maior.

O teste de audiometria é registrado a partir da diferença entre as duas curvas, sendo utilizado a unidade de dB HL (*hearing level*). Dessa forma, a amplificação deve multiplicar o sinal proporcionalmente à perda, utilizando a Equação (2).

$$Ganho = 10^{\frac{P}{10}} \quad (2)$$

A variável P é a diferença entre a intensidade das curvas em dB HL.

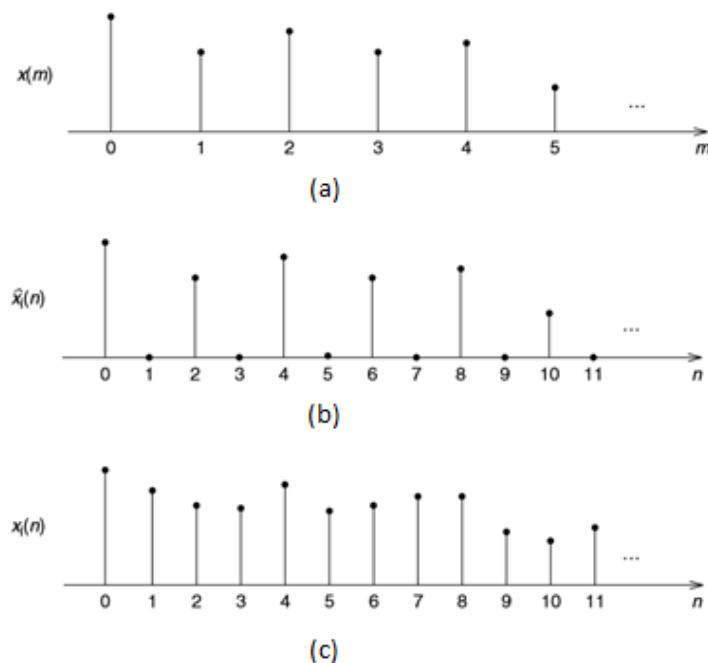
Posteriormente, este sinal é transmitido para uma nova seção chamada de síntese. Essa seção é composta primeiramente pela interpolação do sinal, isto é, um aumento da taxa de amostragem de forma que seja a mesma do sinal original. Essa interpolação por um fator M resulta em incluir M-1 zeros entre cada duas amostras suas (DINIZ, 2004).

No domínio da frequência, a interpolação é definida a partir da Equação (3).

$$\hat{X}_i(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega M}) \quad (3)$$

A Equação (3) expressa que, na frequência, o espectro do sinal será comprimido por um fator M e a adição de $M-1$ cópias do espectro entre 0 a 2π . A fim eliminar as $M-1$ cópias do espectro original entre 0 a 2π , são adicionados filtros $G(z)$ após a interpolação de modo que no domínio do tempo verifica-se uma modificação nos valores das amostras nulas, devido à influência das amostras vizinhas do sinal original, como mostra a Figura 7.

Figura 7 - Interpolação de um sinal. (a) Sinal original. (b) Inserção de zeros entre as amostras. (c) Sinal interpolado após o filtro.



Fonte: Diniz (2004).

Finalmente, o sinal é reagrupado e o sinal de saída é gerado. O processo de decimação e de interpolação podem ser otimizados computacionalmente utilizando o princípio da decomposição polifásica.

2.2.1 Decomposição Polifásica e Identidades Nobres

A decomposição polifásica é implementada com a finalidade de melhorar a eficiência do processamento do sinal. Ela modifica a estrutura do sistema de

banco de filtros, utilizando a definição de transformada Z mostrado na Equação (4).

$$H(z) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h(k)z^{-k} \quad (4)$$

De acordo com Vaidyanathan (1993), a partir de manipulações matemáticas é possível obter duas equações equivalentes a $H(z)$, a primeira responsável pela filtragem na operação de decimação e a segunda pela filtragem na operação de interpolação, mostradas pelas equações (5) e (6), respectivamente.

$$H(z) = \sum_{j=0}^{M-1} z^{-j} E_j(z^M) \quad (5)$$

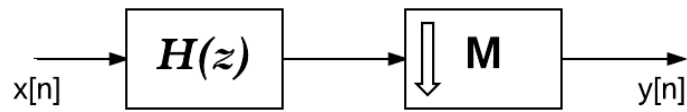
$$H(z) = \sum_{j=0}^{M-1} z^{-(M-1-j)} R_j(z^M) \quad (6)$$

Cada uma das equações apresentam as componentes polifásicas, sendo que para a decimação é definida por $E_j(z)$ e para a interpolação por $R_j(z)$. Devido à equivalência das equações (5) e (6), a componente $R_j(z)$ é definida por $E_{M-1-j}(z)$, sendo $E_j(z)$ definido pela Equação (7).

$$E_j(z) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h(Ml + j)z^{-l} \quad (7)$$

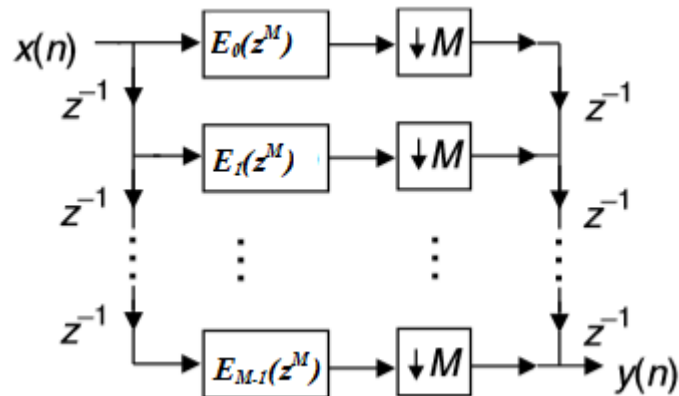
Segundo Oppenheim (2014), o filtro $H(z)$ calcula uma amostra de saída a cada valor de n , mas apenas uma de cada M amostras de saída é retida após a decimação, como apresenta a Figura 8. Substituindo $H(z)$ pela Equação (5), tem-se a Figura 9.

Figura 8 - Processo de decimação sem decomposição polifásica.



Fonte: Adaptado de OPPENHEIM (2014).

Figura 9 - Processo de decimação com decomposição polifásica.



Fonte: Adaptado de OPPENHEIM (2014).

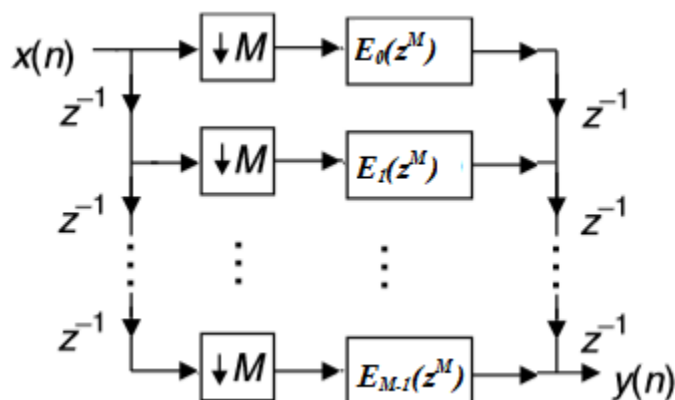
Uma maneira de otimizar este processo é rearranjando os blocos de decimação, utilizando as identidades nobres, as quais são dadas, matematicamente, pelas relações de igualdade das equações (8) e (9), respectivamente.

$$D_M\{X(z)\}E(z) = D_M\{X(z)E(z^M)\} \quad (8)$$

$$I_L\{X(z)R(z)\} = I_M\{X(z)\}R(z^L) \quad (9)$$

Onde D_M representa o operador decimação-por-M e I_M representa o operador interpolador-por-M. Assim, a decomposição polifásica, juntamente com as identidades nobres, é ilustrada na Figura 10. Desta forma, o sinal será decimado diminuindo o número de amostras que serão processadas pelo filtro, ou seja, não se calculam amostras que serão descartadas, tornando seu processamento mais rápido. Similarmente, esse processo ocorre na interpolação, utilizando a decomposição polifásica aplicando as identidades nobres.

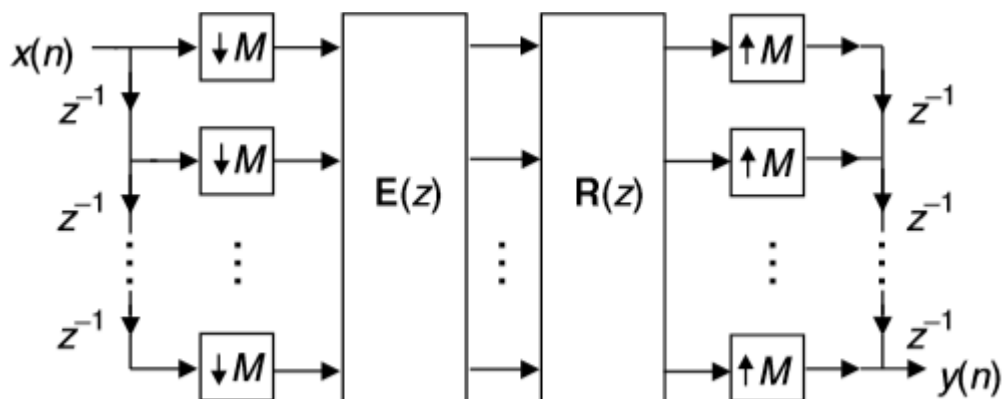
Figura 10 - Processo de decimação com decomposição polifásica aplicando as identidades nobres.



Fonte: Adaptado de OPPENHEIM (2014).

Dessa forma, pode-se representar um banco de filtros utilizando a decomposição polifásica e as identidades nobres conforme a Figura 11.

Figura 11 - Banco de filtros utilizando decomposição polifásica aplicando identidades nobres.



Fonte: DINIZ (2004).

2.2.2 Reconstrução Perfeita

Um banco de filtros é dito com reconstrução perfeita se, na ausência de processamento, o sinal reconstruído equivale ao sinal de entrada atrasado, indicando que a multiplicação das componentes polifásicas deve resultar em uma matriz identidade (DINIZ, 2004). Dessa forma, pode-se definir que a reconstrução é perfeita quando a multiplicação das componentes polifásicas resulta, então, na matriz identidade seguida de um atraso por amostra, como mostra a Equação (10), sendo Δ o atraso por amostra.

$$\mathbf{R}(z)\mathbf{E}(z) = \mathbf{I} z^{-\Delta} \quad (10)$$

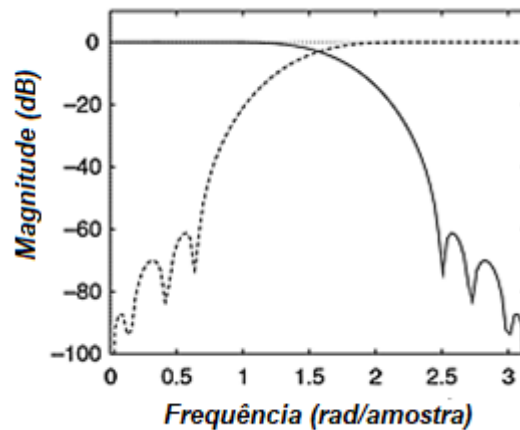
2.2.3 Bancos de QMF e Bancos de CQF

De acordo com Croisier (1976), bancos de filtros espelhados em quadratura ou simplesmente QMF são bancos em que o filtro de análise passa-alta é projetado de forma a alternar a resposta ao impulso do filtro passa-baixa, isto é:

$$H_1(z) = H_0(-z) \quad (11)$$

De acordo com Diniz (2004) "para a escolha dos filtros de análise, a resposta de módulo do filtro passa-alta, $|H_1(e^{j\omega})|$, é a imagem espelhada da resposta de módulo do filtro passa-baixa, $|H_0(e^{j\omega})|$, em relação à frequência de quadratura, $\frac{\pi}{2}$ ". Na Figura 12 é possível verificar espelhamento do filtro passa-baixa utilizado como filtro passa-alta.

Figura 12 – Bancos de QMF.



Fonte: Adaptado de DINIZ (2004).

Contudo, o banco de filtros QMF, no processo de decimação, apresenta o efeito de *aliasing*, de forma que esse efeito possa ser revertido escolhendo filtros para o processo de interpolação conforme as equações (12) e (13). Dessa forma, o *aliasing* é evitado utilizando os filtros $G_0(z)$ e $G_1(z)$ localizados na seção de síntese.

$$G_0(z) = H_1(-z) \quad (12)$$

$$G_1(z) = -H_0(-z) \quad (13)$$

O banco de filtros em quadratura conjugados (CQF) foi projetado com base nos bancos de QMF. Em casos mais triviais, os bancos de QMF são facilmente implementados e com a possibilidade de reconstruir o sinal sem perdas, porém a reconstrução perfeita é limitada para alguns casos neste tipo de banco. Dessa forma, foi projetado o banco de CQF para obter reconstrução perfeita nos casos em que o banco QMF apresenta problemas.

Nesse caso, o filtro passa-alta de análise é dado pela Equação (14).

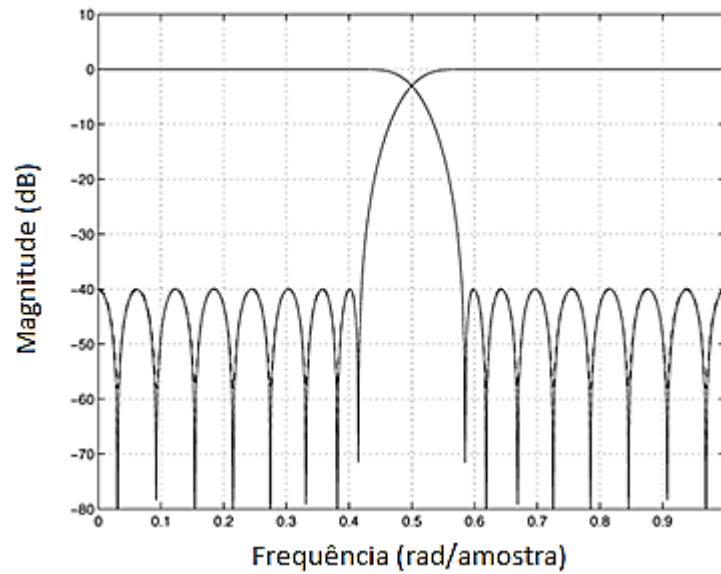
$$H_1(z) = z^{-N} H_0(-z^{-1}) \quad (14)$$

Para que haja reconstrução perfeita os filtros de síntese são construídos a partir das equações (14) e (15).

$$G_0(z) = z^{-N} H_1(z^{-1}) \quad (15)$$

$$G_1(z) = -H_0(-z) \quad (16)$$

Figura 13 – Bancos CQF.

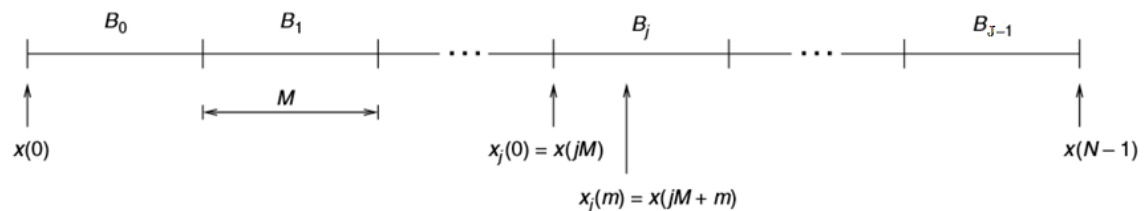


Fonte: LU (2009).

2.2.4 Transformadas em Blocos

Uma alternativa para realizar a função de um banco de filtros de M faixas com reconstrução perfeita é utilizando transformadas em blocos. Neste processo o sinal é separado em J blocos de tamanho M , mostrado pela Figura 14. Após a separação do sinal, aplica-se uma transformada discreta em cada bloco, definida na forma matricial e generalizada como mostra a Equação 17 (DINIZ, 2004).

Figura 14 - Divisão de um sinal de comprimento N em J blocos de comprimento M .



Fonte: Diniz (2004).

$$Y_j = C_M \cdot x_j \quad (17)$$

onde Y_j é a representação discreta do sinal na frequência de cada bloco, C_M representa a matriz transformação e x_j representa o j -ésimo bloco do sinal x . A

Equação (17) pode ser reescrita em notação matricial como mostra a Equação (18), sendo $c_k(m)$ os coeficientes dos fitos.

$$\begin{bmatrix} Y_j(0) \\ Y_j(1) \\ Y_j(2) \\ \vdots \\ Y_j(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0(0) & c_0(1) & c_0(2) & \cdots & c_0(M-1) \\ c_1(0) & c_1(1) & c_1(2) & \cdots & c_1(M-1) \\ c_2(0) & c_2(1) & c_2(2) & \cdots & c_2(M-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M-1}(0) & c_{M-1}(1) & c_{M-1}(2) & \cdots & c_{M-1}(M-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_j(0) \\ x_j(1) \\ x_j(2) \\ \vdots \\ x_j(M-1) \end{bmatrix} \quad (18)$$

A definição da transformada em bloco inversa é dada na forma matricial mostrada pela Equação (19).

$$\mathbf{x}_j = \gamma(\mathbf{c}_M^*)^T \cdot \mathbf{Y}_j \quad (19)$$

onde γ é uma constante. Uma alternativa para representar a Equação (18) é reescrevendo em notação matricial como mostra a Equação (20).

$$\begin{bmatrix} x_j(0) \\ x_j(1) \\ x_j(2) \\ \vdots \\ x_j(M-1) \end{bmatrix} = \gamma \begin{bmatrix} c_0^*(0) & c_1^*(0) & c_2^*(0) & \cdots & c_{M-1}^*(0) \\ c_0^*(1) & c_1^*(1) & c_2^*(1) & \cdots & c_{M-1}^*(1) \\ c_0^*(2) & c_1^*(2) & c_2^*(2) & \cdots & c_{M-1}^*(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_0^*(M-1) & c_1^*(M-1) & c_2^*(M-1) & \cdots & c_{M-1}^*(M-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_j(0) \\ Y_j(1) \\ Y_j(2) \\ \vdots \\ Y_j(M-1) \end{bmatrix} \quad (20)$$

A partir da Equação (17), pode-se perceber que:

$$Y_j(k) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k(m) \cdot x_j(m) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k(m) \cdot x(Mj + m) \quad (21)$$

E a partir da Equação (19), temos que:

$$x_j(m) = \gamma \sum_{k=0}^{M-1} c_k^*(m) \cdot Y_j(k) \quad (22)$$

$$x(Mj + m) = \gamma \sum_{k=0}^{M-1} c_k^*(m) \cdot Y_j(k) \quad (23)$$

As amostras de cada bloco podem ser agrupadas de forma que as primeiras amostras de todos os blocos estejam separadas da segunda amostra de todos os blocos e assim por diante, como apresenta a Equação (24).

$$u_k(j) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k(m) \cdot x(Mj + m) \quad (24)$$

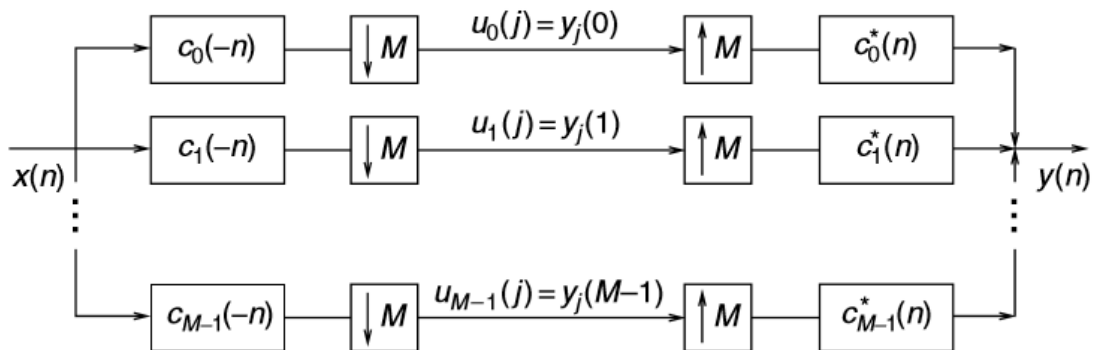
em que $u_k(j)$ é igual a $y_j(k)$. Dessa forma, $u_k(j)$ pode ser interpretado como o resultado da decimação por M da filtragem de $x(n)$ por um filtro cuja resposta ao impulso é $c_k(-n)$ (DINIZ, 2004).

De forma análoga, a transformada inversa é definida como mostra a Equação 25, no qual $u_{ki}(j)$ é como o sinal $u_k(j)$ interpolado por um fator M (DINIZ, 2004).

$$c_k(m)u_k(j) = \sum_{m=0}^{M-1} c_k(m) \cdot u_{ki}(Mj - m) \quad (25)$$

A Figura 15 ilustra a representação de um banco de filtros como uma transformada em blocos.

Figura 15 - Interpretação das transformadas em blocos direta e inversa como um banco de filtros com reconstrução perfeita.



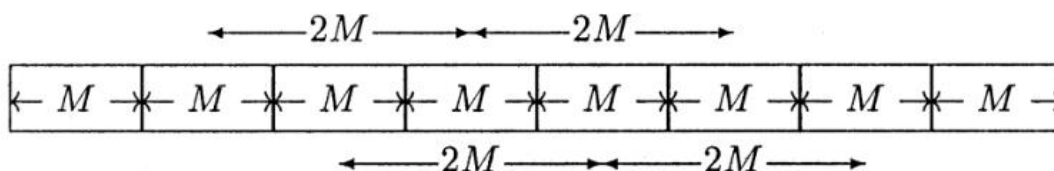
Fonte: Diniz (2004).

2.2.5 Transformada em Blocos com Sobreposição

Por processarem cada bloco individualmente, as transformadas em bloco apresentam os denominados efeitos de bloqueamento, que são produzidos pela descontinuidade entre os blocos, pois as últimas amostras do bloco não casam perfeitamente com as primeiras amostras dos blocos adjacentes (PELAES, 1998). Quando se trabalha com sinais de voz, os efeitos de bloqueamento podem aparecer como artefatos audíveis (WYRSCH, 2000). Contudo, o efeito de bloqueamento pode ser reduzido aplicando a sobreposição entre os blocos, resultando nas denominadas Transformadas em Blocos com Sobreposição (*Lapped Transform*).

Diferentemente da transformada em blocos, uma transformada sobreposta tem suas bases, ou filtros, de tamanho $L > M$, estendendo-se além das fronteiras do bloco (OLIVEIRA, 2008), como mostra a Figura 16.

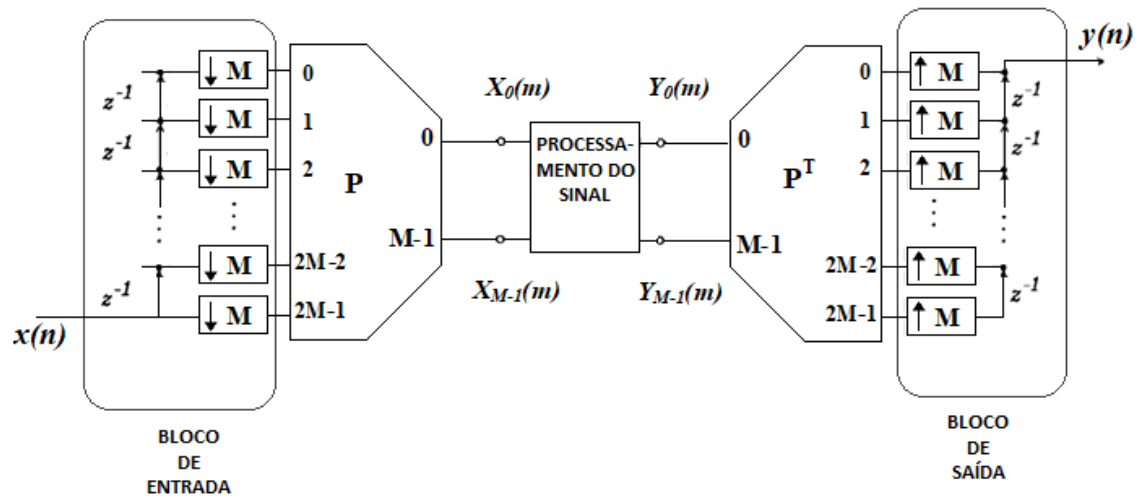
Figura 16 - Transformadas em blocos com sobreposição com $L=2M$.



Fonte: QUEIROZ (2010).

O processo de transformada em blocos com sobreposição é definido a partir de um sinal $x(n)$, o qual é dividido em J blocos de tamanho L , sendo que esse sinal será representado na frequência por meio da matriz transformação P . De maneira análoga à transformada em blocos, o sinal será decimado e interpolado por um fator M , sendo que a interpolação do sinal é feita após o processamento. Por fim, o sinal é representado no domínio do tempo utilizando a matriz transformação P^T . Como o sinal de entrada são blocos sobrepostos, tem-se o sinal de saída sobreposto de forma que o sinal de saída final será a soma dos blocos sobrepostos o que resultará em um sinal $y(n)$. A Figura 17 apresenta a estrutura da Transformada em Blocos Sobreposta.

Figura 17 - Transformadas em blocos com sobreposição como um banco de filtros para $L=2M$.



Fonte: Adaptado de MALVAR (1990).

A transformada direta e inversa são definidas de acordo com as equações (26) e (27), respectivamente.

$$\begin{bmatrix} X_j(0) \\ X_j(1) \\ X_j(2) \\ \vdots \\ X_j(M-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_0(0) & P_0(1) & P_0(2) & \dots & P_0(L-1) \\ P_1(0) & P_1(1) & P_1(2) & \dots & P_1(L-1) \\ P_2(0) & P_2(1) & P_2(2) & \dots & P_2(L-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{M-1}(0) & P_{M-1}(1) & P_{M-1}(2) & \dots & P_{M-1}(L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_j(0) \\ x_j(1) \\ x_j(2) \\ \vdots \\ x_j(L-1) \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} y_j(0) \\ y_j(1) \\ y_j(2) \\ \vdots \\ y_j(L-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_0(0) & P_1(0) & P_2(0) & \dots & P_{M-1}(0) \\ P_0(1) & P_1(1) & P_2(1) & \dots & P_{M-1}(1) \\ P_0(2) & P_1(2) & P_2(2) & \dots & P_{M-1}(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_0(L-1) & P_1(L-1) & P_2(L-1) & \dots & P_{M-1}(L-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_j(0) \\ Y_j(1) \\ Y_j(2) \\ \vdots \\ Y_j(M-1) \end{bmatrix} \quad (27)$$

Segundo Malvar, para que a transformada em blocos com sobreposição apresente a reconstrução perfeita, deve-se obedecer à condição das equações (28) e (29).

$$(\mathbf{1} \mathbf{0}) P P^T \begin{pmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} + (\mathbf{0} \mathbf{1}) P P^T \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{pmatrix} = \mathbf{I} \quad (28)$$

$$(\mathbf{1} \mathbf{0}) P P^T \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{1} \end{pmatrix} = (\mathbf{0} \mathbf{1}) P P^T \begin{pmatrix} \mathbf{1} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = \mathbf{0} \quad (29)$$

2.2.6 Modulated Lapped Transform (MLT)

A MLT é definida a partir de um filtro protótipo passa-baixa. Para se obter reconstrução perfeita, a resposta ao impulso $h(n)$ desse filtro protótipo deve apresentar as características dadas pelas equações (30) e (31).

$$h(L - 1 - n) = h(n) \quad (30)$$

$$h^2(n) + h^2(n + M) = 1 \quad (31)$$

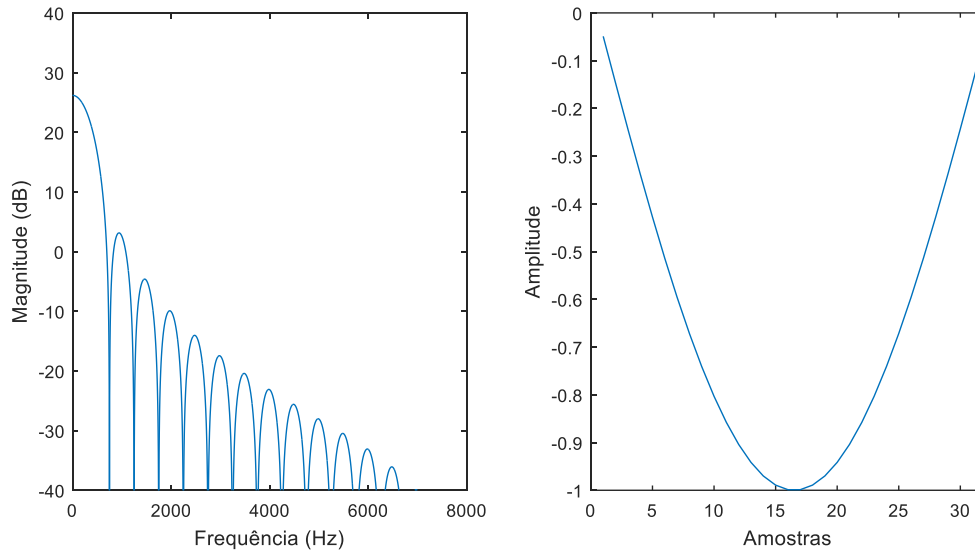
Além disso, o filtro deve apresentar a propriedade de normalização polifásica, a qual indica a reconstrução perfeita de um sinal de entrada contínuo com apenas a sub-banda passa-baixa se a entrada for unitária.

A única janela que satisfaz a reconstrução perfeita e a normalização polifásica é dada pela equação (32).

$$h(n) = \pm \text{sen} \left[\frac{\pi}{2M} \left(n + \frac{1}{2} \right) \right] \quad (32)$$

A resposta ao impulso $h(n)$ e a resposta em frequência desse filtro podem ser visualizados na Figura 18.

Figura 18 - Representação do filtro $h(n)$ para $M=16$: resposta em frequência e resposta ao impulso.



Fonte: Autoria própria.

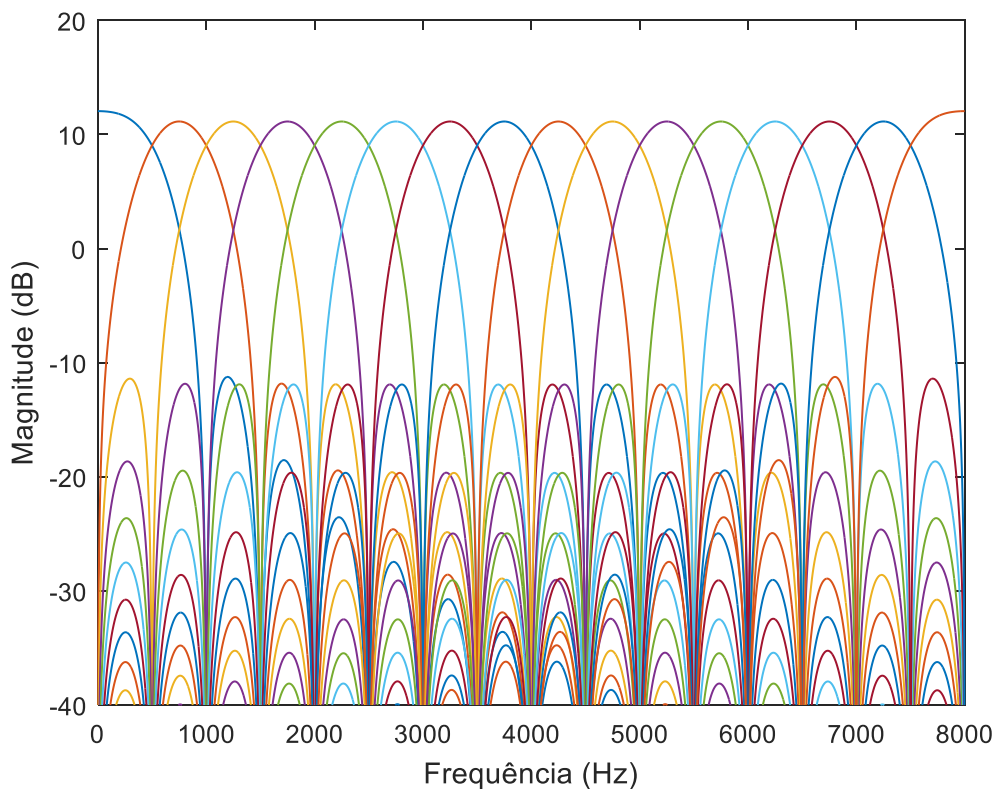
A modulação de $h(n)$ ocorre por meio da multiplicação do filtro por uma função cosseno. Conseqüentemente, na frequência, essa modulação implica na multiplicação do sinal por uma exponencial complexa, resultando no deslocamento da resposta em frequência do filtro. Dessa forma, é possível gerar a um banco de filtros utilizando a MLT a partir de um filtro passa-baixa, onde a resposta em frequência de todos os filtros resultam do deslocamento da resposta em frequência do filtro protótipo passa-baixa. De maneira simplificada, o filtro de síntese é definido como:

$$p_k = h(n) \sqrt{\frac{2}{M}} \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(k + \frac{1}{2} \right) \cdot \left(n - \frac{L-1}{2} \right) + \frac{\pi}{4} \right], \quad (33)$$

onde k é a linha da matriz e L é o tamanho do filtro passa-baixa $h(n)$.

Assim, pode-se representar a resposta em frequência do banco de filtros por meio da Figura 19.

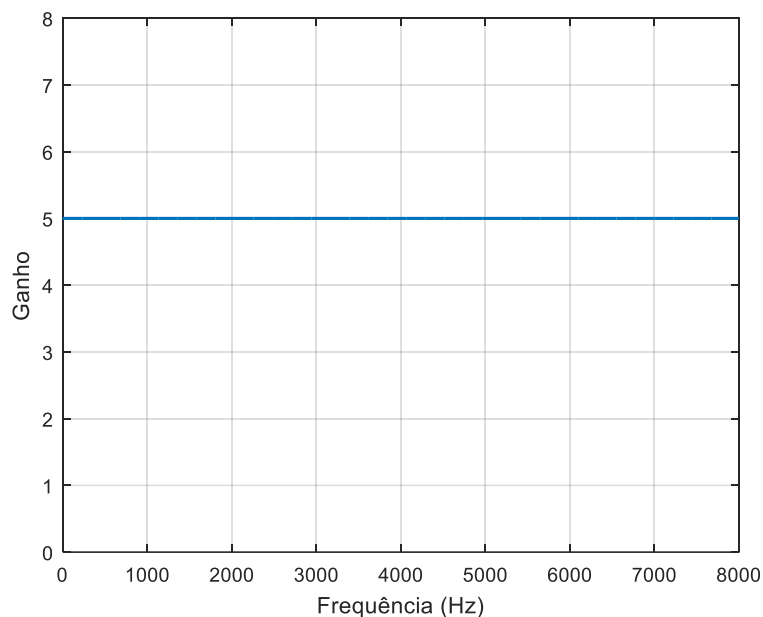
Figura 19 - Resposta em frequência do banco de filtros utilizando a MLT com $M=16$.



Fonte: Autoria própria.

Utilizando a Figura 19, observa-se que as respostas em frequência dos filtros se sobrepõem, de forma que as faixas de frequências de cada filtro apresentam *aliasing*. Entretanto, para ganhos iguais em todas as faixas de frequências, o *aliasing* é cancelado na seção de síntese e a reconstrução perfeita é obtida. A Figura 20 apresenta a divisão entre os espectros dos sinais de saída e entrada da MLT quando um ganho igual a 5 é aplicado em todas as faixas de frequências.

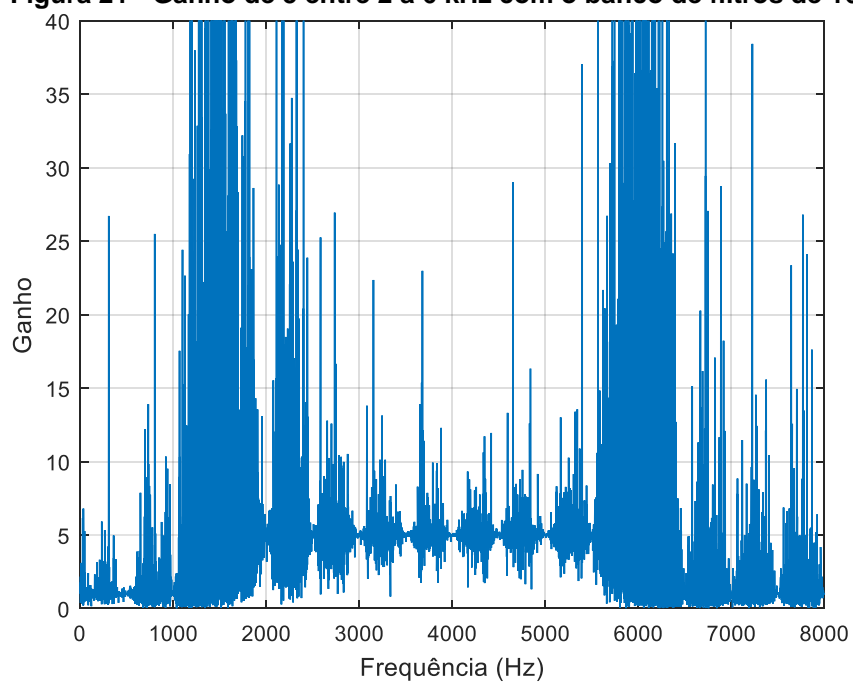
Figura 20 - Ganho de 5 para um banco de filtros com 16 bandas.



Fonte: Autoria própria.

Neste caso, a MLT não apresentou distorções no ganho do sinal. Isso ocorre, pois a amplificação não é imposta para um único filtro e, embora ocorra o *aliasing*, a reconstrução perfeita é adquirida. Em um segundo caso, foi aplicado o ganho para uma faixa de frequência isolada entre 2 a 6 kHz, no entanto, como cada filtro apresenta uma influência em outras frequências, o ganho é evidente em todo o espectro, ou seja, nesse caso não é adquirida a reconstrução perfeita, como mostra a Figura 21.

Figura 21 - Ganho de 5 entre 2 a 6 kHz com o banco de filtros de 16 bandas.



Fonte: Autoria própria.

3. METODOLOGIA

3.1. Implementação da MLT

3.1.1. Definições

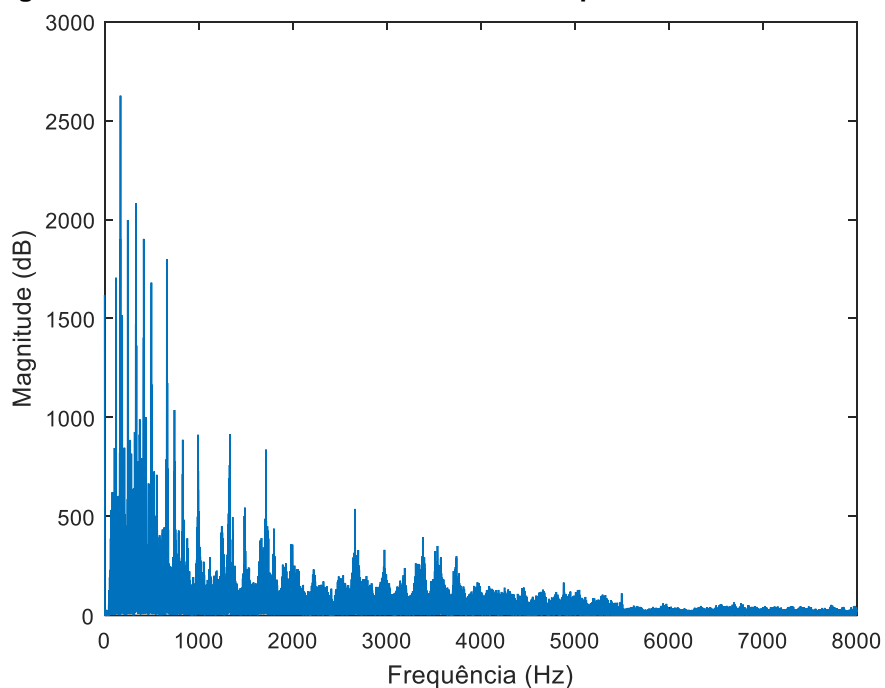
Fundamentando-se na Equação 35, foi realizada a implementação da MLT em um ambiente simulado, definindo as características do banco de filtros de acordo com a literatura.

De acordo com Brennan (1998), um aparelho auditivo pode conter um banco de filtros uniformes com 32 bandas, valor este adequado para a discriminação na fala. Wyrsh (2000) analisou o conceito de eco acústico e observou que 64 bandas permitem um desempenho suficiente para a redução de tal artefato. Nesse sentido, o valor de M foi definido como 64 bandas uniformes.

A MLT é definida como uma transformada sobreposta em que as entradas sobrepostas apresentem um tamanho L . O valor de L é determinado pelo cancelamento do *aliasing* no domínio do tempo, no qual L assume duas vezes o tamanho do bloco de entrada, ou seja, $L=128$ (Princen, 1986).

Em seguida, definiu-se o sinal de entrada da MLT. Optou-se por utilizar o trecho da música William Tell Overture de Gioacchino Rossini. As características da música correspondem a um trecho de 40 segundos, frequência de amostragem de 16 kHz e mono-canal. A música é composta por sons instrumentais, os quais apresentam mais intensidade nas frequências de até 5 kHz. A intensidade de cada frequência é representada na Figura 22.

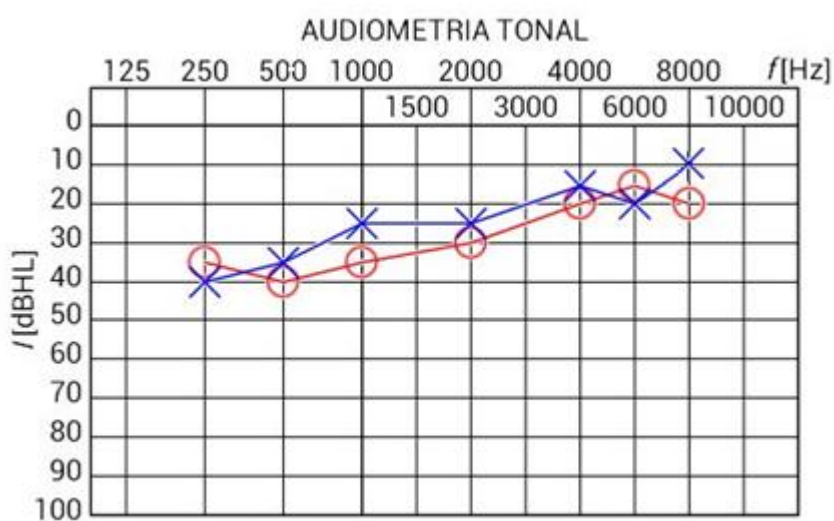
Figura 22 - Análise do sinal no domínio da frequência.



Fonte: Autoria própria.

Em consequente, foi utilizada a perda de sensibilidade auditiva descrita na Figura 23, a qual foi obtida através de um teste de audiometria. A curva em vermelho refere-se ao teste para o ouvido direito e a curva em azul para o ouvido esquerdo, sendo uma curva característica de perda do tipo condutiva.

Figura 23 - Teste de audiometria.



Fonte: Adaptado de E-audiologia.

A equação (2) foi utilizada para calcular o ganho necessário para compensar, em cada frequência, a perda auditiva do ouvido direito ilustrada no teste de audiometria. O ganho necessário em cada frequência é apresentado no Quadro 2.

Quadro 2 - Ganho em cada faixa de frequência.

Frequência (Hz)	Ganho (dB)	Ganho (W/m ²)
250	35	56,234
500	40	100,00
1000	35	56,234
2000	30	31,622
4000	20	10,000
6000	15	5,6234
8000	20	10,000

Fonte: Autoria própria.

3.1.2. Tipologia do banco de filtros

A simulação utilizando três tipologias de banco de filtros com 64 bandas foi executada a fim de verificar qual tipologia apresenta o melhor resultado. Cada banda possui uma faixa de frequência de 150 Hz, de forma que cada tipologia agrupou as bandas de maneiras distintas. Os resultados foram avaliados de acordo com a amplificação na faixa de frequência correta e a verificação se deu por métodos gráficos e audíveis.

A primeira tipologia baseia-se em utilizar as bandas críticas do ouvido humano. De acordo com Greenwood (1960), a banda crítica é um intervalo de frequência que se presume representar distâncias iguais na membrana basilar, de modo que, a resolução para mais de uma frequência é limitada em intervalos. Dessa forma, frequências que se encontram na mesma banda são classificadas pelo ouvido como sendo a mesma frequência, possibilitando que o banco de filtros seja construído fazendo uso desses intervalos.

As bandas críticas estão expostas no Quadro 3, sendo tal estrutura foi apresentada por Wyrsh (2000).

A partir da análise das bandas críticas, foi realizada uma estrutura de forma que a amplificação do sinal ocorreu em conjunto com filtros localizados na mesma banda crítica. O Quadro 3 contém também, as faixas de frequências adquiridas com essa estrutura e o filtro correspondente àquela faixa.

Quadro 3 – Bandas críticas do ouvido humano e faixas de frequência da MLT.

Banda	Bandas críticas		MLT		Filtros
	Frequência inicial	Frequência final	Frequência inicial	Frequência final	
1	0	100	0	125	1
2	100	200	125	250	2
3	200	300	250	375	3
4	300	400	250	375	3
5	400	510	375	500	4
6	510	630	500	625	5
7	630	770	625	750	6
8	770	920	750	875	7
9	920	1080	875	1125	8 e 9
10	1080	1270	1125	1250	10
11	1270	1480	1250	1500	11 e 12
12	1480	1720	1500	1750	13 e 14
13	1720	2000	1750	2000	15 e 16
14	2000	2320	2000	2375	17 a 19
15	2320	2700	2375	2750	20 a 22
16	2700	3150	2750	3125	23 a 25
17	3150	3700	3125	3750	26 a 30
18	3700	4400	3750	4375	31 a 35
19	4400	5300	4375	5250	36 a 42
20	5300	6400	5250	6375	43 a 51
21	6400	7700	6375	7750	52 a 62
22	7700	8000	7750	8000	63 a 64

Fonte: Autoria própria.

A segunda tipologia consistiu na análise do teste de audiometria. Foi realizada a separação das faixas de frequências de maneira que a frequência examinada no audiograma seja determinada como a frequência central de cada conjunto, como mostra o Quadro 4.

Quadro 4 - Conjunto dos filtros para amplificação.

	Filtros	Faixas de frequências (Hz)
Banda 1	1 a 3	0 a 375
Banda 2	4 a 6	375 a 750
Banda 3	7 a 12	750 a 1500
Banda 4	13 a 24	1500 a 3000
Banda 5	25 a 40	3000 a 5000
Banda 6	41 a 56	5000 a 7000
Banda 7	57 a 64	7000 a 8000

Fonte: Autoria própria.

Para a terceira tipologia de banco de filtros, foi considerada a decomposição em oitavas. A decomposição em oitavas é muito utilizada no processamento de áudio e imagem, sendo caracterizada por dividir o sinal com um filtro passa-baixa e outro passa-alta, em que, posteriormente, a saída do filtro passa-baixa será decomposta novamente (SILVA, 2005). O Quadro 5 apresenta as faixas de frequência e os filtros correspondentes.

Quadro 5 - Conjunto dos filtros para amplificação.

	Filtros	Faixas de frequências (Hz)
Banda 1	1 a 2	0 a 250
Banda 2	3 a 4	250 a 500
Banda 3	5 a 8	500 a 1000
Banda 4	9 a 16	1000 a 2000
Banda 5	17 a 32	2000 a 4000
Banda 6	32 a 64	4000 a 8000

Fonte: Autoria própria.

Para a última faixa de frequência, foi considerada a perda de sensibilidade auditiva examinada em 4000 Hz, devido ao ouvido possuir sensibilidade maior nessa frequência em comparação com as frequências mais altas.

3.2. Simulação da MLT

Sabe-se que o banco de filtros tem a necessidade de manter a característica do sinal original, sendo que para a prótese auditiva, a única modificação no sinal de saída do banco de filtros deve ser a amplitude do sinal. Dessa forma, foi realizado o teste de reconstrução perfeita utilizando o grau de similaridade entre o sinal de entrada e o sinal de saída, calculando a diferença entre os sinais.

O teste de reconstrução perfeita do sinal foi verificado simulando o banco de filtros sem amplificar o sinal. Como nesse trabalho utilizou-se apenas banco de filtros com 64 bandas, o teste de reconstrução perfeita foi verificado uma vez validando as três tipologias dos bancos de filtros.

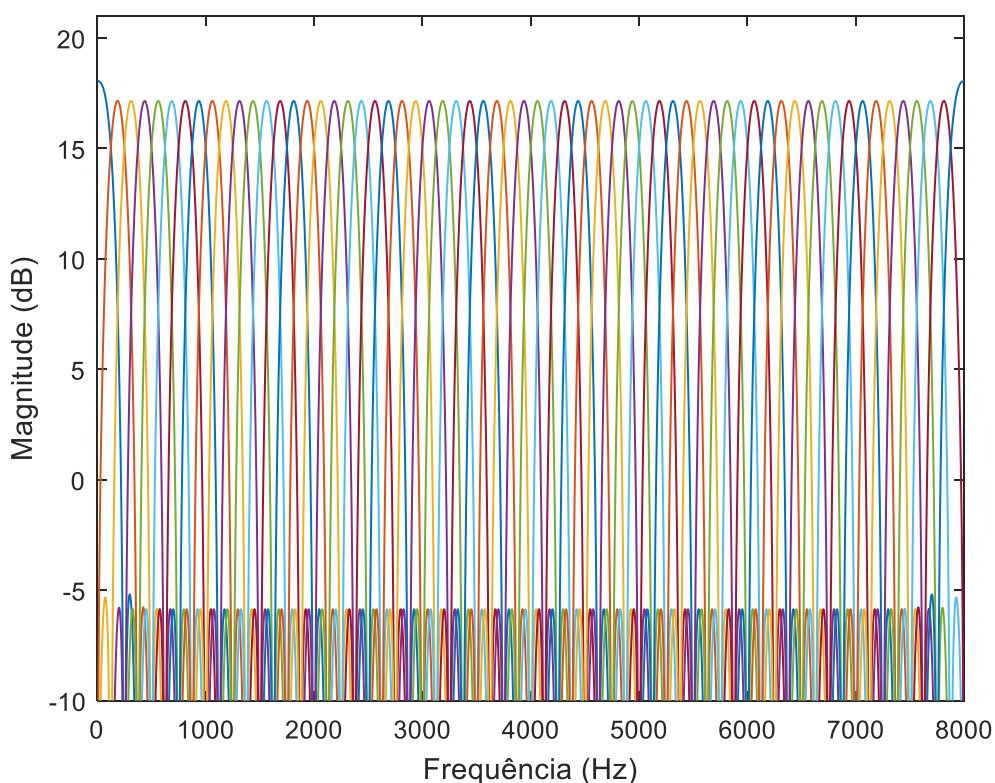
Foi verificada a amplificação do sinal. Para isso, foi necessária a análise no domínio da frequência tanto do sinal de entrada como do sinal de saída. Posteriormente, realizou-se o quociente entre o sinal de saída e o sinal de entrada na frequência e geraram-se os gráficos correspondentes a cada tipologia.

4. RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1. Característica do Banco de Filtros com 64 Bandas

Os bancos de filtros utilizados consistiram em uma estrutura de 64 bandas uniformes, sendo a resposta em frequência mostrada na Figura 24.

Figura 24 - Banco de filtros com M=64.

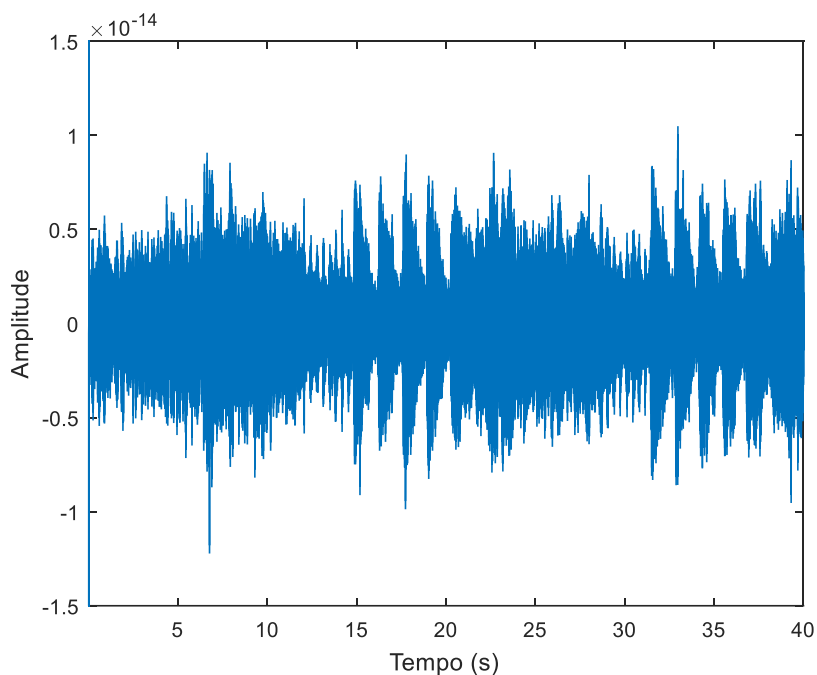


Fonte: Autoria própria.

As bandas, por serem uniformes, apresentam uma pequena interferência igual entre os filtros vizinhos de 250 Hz, ou seja, cada filtro apresenta uma alta seletividade na faixa de frequência solicitada. Além disso, é notória a interferência de lóbulos laterais em todo o espectro de frequência, porém, com uma magnitude menor que -5 dB.

Foi realizado, primeiramente, o teste de reconstrução perfeita, sendo o erro entre os sinais mostrado na Figura 25.

Figura 25 - Erro entre o sinal de saída e o sinal de entrada do banco de filtros.



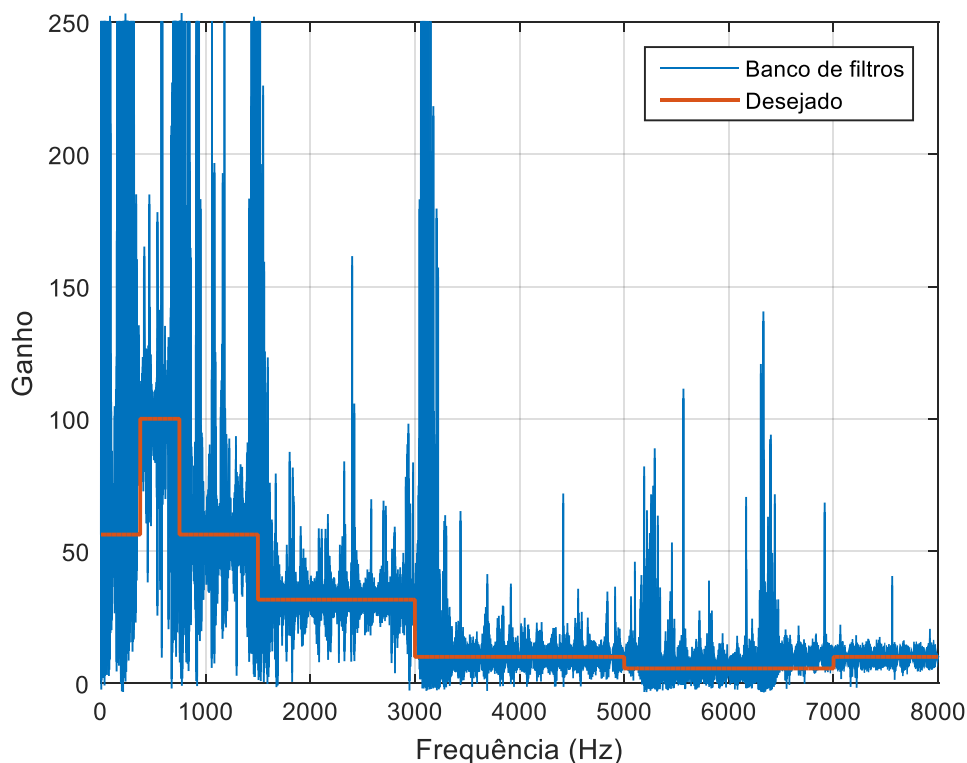
Fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 25, constatou-se que essa estrutura de banco de filtros apresentou reconstrução perfeita, pois o erro obtido foi na ordem de 10^{-14} , ou seja, a diferença dos sinais de saída e entrada é praticamente desprezível.

4.2. Amplificação do sinal

A primeira tipologia consistiu na decomposição de acordo com as bandas críticas do ouvido humano. Foi realizado o ganho em cada conjunto de filtros de acordo com a perda especificada no Quadro 2. O ganho gerado em cada frequência é mostrado pela Figura 26.

Figura 26 - Ganho em cada faixa de frequência.



Fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 26, pôde-se conferir, inicialmente, que houve a amplificação em sete faixas de frequências isoladas. Comparando as duas curvas do gráfico, constatou-se que as três primeiras bandas apresentam menor nitidez no ganho proposto se comparado com as outras bandas. Além disso, observou-se que ao final da sexta banda, o ganho realizado não é o valor do ganho requerido.

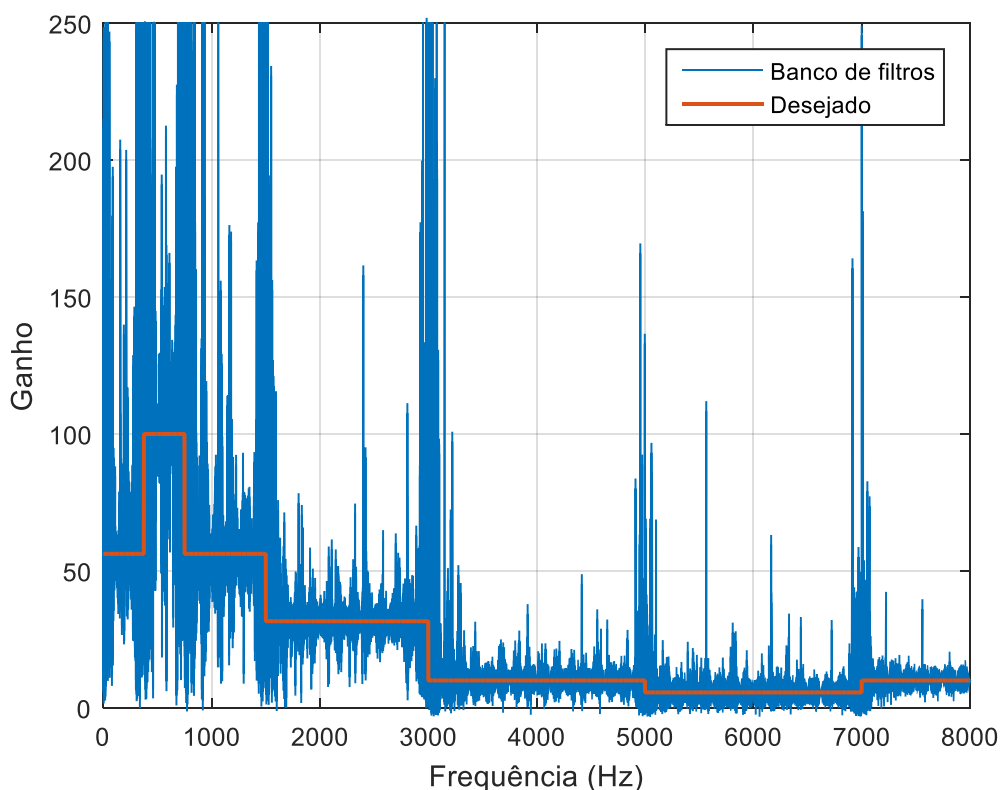
Nas três primeiras bandas, a distorção do sinal se destacou, pois a faixa de frequência em que se realizou o ganho é menor que as demais, dificultando a estabilização da amplitude. Além disso, como a amplificação foi obtida por um valor elevado, comparado às bandas vizinhas, a distorção tende a aumentar.

Para o restante dos conjuntos, nota-se que houve poucas oscilações no ganho, porém, foi observada uma amplificação maior entre 6400 a 7000 Hz. Essa amplificação ocorreu porque as bandas críticas não são limitadas igualmente com o teste de audiometria proposto, causando essa diferença entre os ganhos em algumas faixas de frequências, sendo nessa faixa a diferença mais visível.

Por fim, realizou-se o teste utilizando a percepção auditiva, notando-se a elevação da intensidade sonora.

A segunda tipologia consistiu na decomposição de acordo com teste de audiometria proposto. Foi aplicado o ganho em cada banda de filtros de acordo com a perda. O ganho gerado em cada faixa de frequência é mostrado pela Figura 27.

Figura 27 - Ganho fundamentando-se no teste de audiometria.



Fonte: Autoria própria.

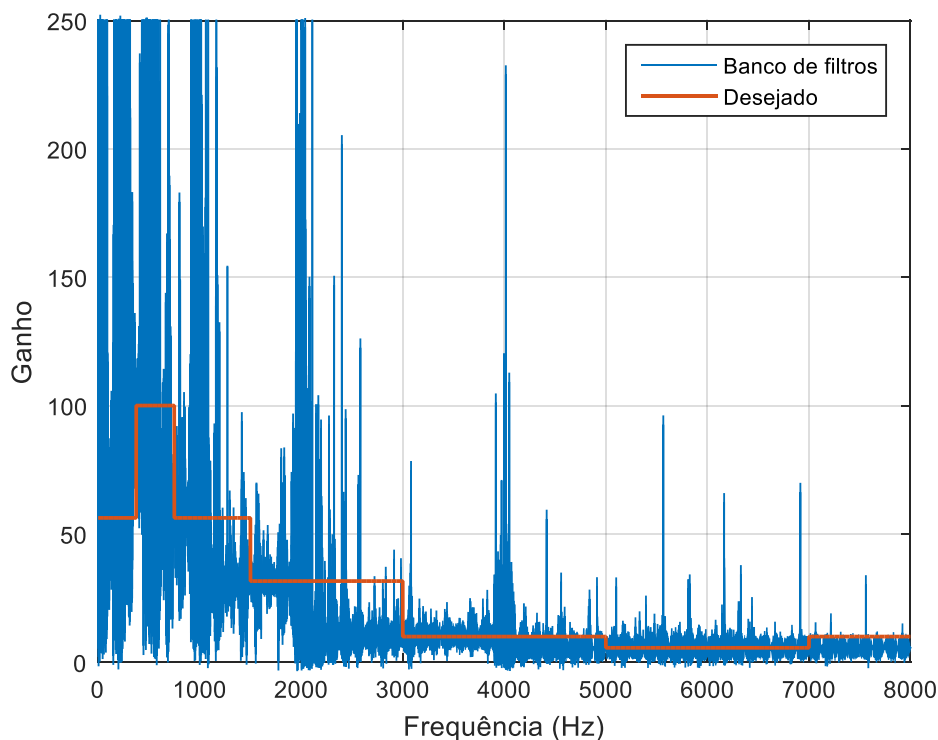
Neste teste, observa-se que também houve distorção entre as ampliações, sendo destacadas as distorções nas três primeiras bandas. Contudo, observa-se que todas as faixas de frequências obtiveram a amplificação requerida.

As distorções neste banco de filtros foram similares às distorções do primeiro banco de filtros. As ampliações ocorreram nas faixas de frequências corretas, em razão do banco de filtros fundamentarem-se no próprio teste utilizado.

Por fim, efetuou-se o teste de percepção auditiva, novamente, e notou-se a elevação da intensidade sonora, confirmando a amplificação do sinal.

A terceira tipologia utiliza a decomposição em oitavas. Foi realizado o ganho em cada faixa de frequência, sendo mostrado na Figura 28.

Figura 28 - Ganho utilizando a decomposição em oitavas.



Fonte: Autoria própria.

Por meio da Figura 28, constatou-se que houve interferências entre os ganhos nas três primeiras bandas, porém nas altas frequências houve a suavização da amplitude, conferindo um perfil mais constante que os outros bancos de filtros. Além disso, observa-se que há um erro no ganho aplicado em algumas faixas de frequências.

A amplitude gerada por esse banco de filtros foi relativamente o mais inadequado, pois apesar de apresentar menos oscilações nas altas frequências, o ganho aplicado é de amplitude diferente do requerido. Este banco de filtros possuiu a seletividade apenas nas baixas frequências, prejudicando pacientes com perdas de sensibilidade auditiva nas altas frequências.

Além disso, foram realizados testes de percepção audível, notando também a elevação da intensidade sonora.

Todos os áudios utilizados para os testes utilizando a percepção auditiva podem ser encontrados pelo link [<https://goo.gl/CCvdDW>]. O áudio original foi

atenuado com a mesma proporção dos áudios amplificados, de forma a verificar o aumento da energia do sinal como um todo e com mais intensidade nas baixas frequências, sendo a faixa de frequência que apresentou maior grau de perda.

Por fim, pretende-se expandir o presente trabalho, utilizando, por exemplo, um caso real de deficiência auditiva para as análises dos testes de percepção auditiva e verificar novas metodologias de banco de filtros utilizando a MLT para aplicação em prótese auditiva.

5. CONCLUSÃO

Foi realizada a revisão de literatura sobre banco de filtros digitais utilizando a MLT a fim de proporcionar benefícios à audição em faixas de frequências isoladas. De forma que, esse levantamento bibliográfico feito ao longo do trabalho, sobre filtros digitais bem como a fisiologia do ouvido humano, proporcionou o embasamento teórico necessário para a execução do trabalho.

Para a realização do trabalho, foi proposto, primeiramente, um teste de audiometria, permitindo o estudo da perda de sensibilidade auditiva em faixas de frequências isoladas e com intensidades distintas de até 40 dB HL. Desse modo, pôde-se verificar a seletividade da amplificação aplicada para três tipologias de banco de filtros.

A implementação em ambiente simulado empregando os três bancos de filtros, foram fundamentados nas bandas críticas, no teste de audiometria e na decomposição em oitavas, foi efetuada com 64 bandas para todos os casos, porém, com métodos de amplificação distintos entre eles. Os sinais obtidos nos testes de reconstrução perfeita não apresentaram distorções indesejáveis. Dentre as três tipologias de banco de filtros utilizadas, a segunda apresentou maior seletividade na faixa de frequência requerida e a terceira apresentou oscilações menores na amplitude do ganho. Contudo, os três bancos de filtros analisados apresentaram amplificação muito próxima da amplificação desejada.

Além disso, a amplificação foi verificada por métodos de percepção auditiva. Em todas as tipologias propostas, foi constatado um aumento de intensidade sonora, principalmente, nas baixas frequências, as quais se identificou o maior grau de perda na sensibilidade auditiva.

REFERÊNCIAS

APARELHO AUDITIVO. **Principais Modelos de Aparelhos Auditivos**. Disponível em: < <http://www.aparelhoauditivo.com/principais-modelos-aparelhos-auditivos/>>. Acessado em 21 de outubro de 2017.

ASHA: AMERICAN SPEECH-LANGUAGE-HEARING ASSOCIATION. **Pure-Tone Testing**.. Disponível em: < <https://www.asha.org/public/hearing/Pure-Tone-Testing/>>. Acessado em: 21 de outubro de 2017.

ASHA: AMERICAN SPEECH-LANGUAGE-HEARING ASSOCIATION. **Manual Pure-Tone Threshold Audiometry**. 1977.

BISPO, B. C. **Cancelamento de Eco Elétrico em Redes Telefônicas e Acústico em Sistemas de Teleconferência**. 2008. 122f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2008.

COCHLEA. **Ouvido**. 2010 Disponível em: <<http://www.cochlea.org/po/ouco/ouvido>>. Acesso em: 20 de outubro de 2017.

DERRIDA, J. **Margens da filosofia**. Campinas, SP. Parpirus, 1991.

DINIZ, Paulo Sergio Ramirez; SILVA, Eduardo Antônio Barros da; LIMA NETTO, Sergio. **Processamento digital de sinais: projeto e análise de sistemas**. Porto Alegre: Bookman, 2004. 590 p.

FERREIRA, A. J. S. **Convolutional Effects in Transform Coding with TDAC: An Optimal Window**. IEEE Transactions on Speech and Audio Processing, 4(2): 104-114, March 1996.

GARBE, Carolina A. **Estudo biomecânico para reabilitação do ouvido médio humano**. 130 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Biomédica) – Universidade do Porto, Portugal. 2010.

GREENWOOD, Donald D. Auditory Masking and the Critical Band. **The Journal Of The Acoustical Society Of America**, v. 33, n. 4, april 1960.

IDOETA, Ivan V.; CAPUANO, Francisco Gabriel. **Elementos de eletrônica digital**. 16. ed. São Paulo: Érica, 1990. 352 p.

LLOYD, L. L.; KAPLAN, H. **Audiometric interpretation: a manual o basic audiometry**. Baltimore: Univ. Park Press, 1978.

LU, W.;HINAMOTO, T. Direct Design of Orthogonal Filter Banks and Wavelets. **IEEE Circuits and Systems**, v. X. p. 83, jun. 2009.

MALVAR, H.S.; VAIDYANATHAN P.P. Filter banks for signal representation and source coding. **IEEE Signal Processing Magazine**, v. 16, p. 16-18, mar. 1999.

MALVAR, H.S. Lapped Transform for Efficient Transform/ Subband Coding. **IEEE Transactions On Acoustics Speech And Signal Processing**, v. 38, p. 974, jun. 1990.

MALVAR, H. S. **Signal Processing with Lapped Transforms**. Brasília: Artech House, 1991, 357 p.

MOORE, Brian C. J. **An introduction to the psychology of hearing**. Cambridge: Brill, 2012.

OLIVEIRA, Rafael G. **Avaliação Do Desempenho De Transformadas Sobrepostas E Wavelets Nos Codificadores Padrão JPEG2000 E H.264/AVC**. 2008. 82 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade de Brasília, Brasília, 2008.

OPPENHEIM, A.V.; SCHAFER, R. W., BUCK, J.R. **Discrete-time signal processing**. 2.ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1998.

PELAES, Evaldo G. **Aplicações na Codificação e Interpolação de Imagens para Redução de Efeitos de Blocos**. 1998. 159 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1998.

PINTO, Daniel F. **Uso De Banco De Filtros Em Separação Cega De Fontes**. 2012. 67 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.

PRINCEN, J. P.; BRADLEY, A. B. Analysis/synthesis filter bank design based on time domain aliasing cancellation, **IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing**, vol. 34, pp. 1153-1 161, Oct. 1986.

QUEIROZ, Ricardo L. **Digital Signal Processing Fundamentals**. 2 ed. [S.l.]: CRC Press, 2010.

QUINTELA, Lara M. F. **Modelação Geométrica e Computacional do Ouvido Médio – Análise de Casos**. Mestrado em Engenharia Biomédica. Universidade do Porto, Portugal, 2007.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth Carless. **Microeletrônica**. São Paulo, SP: Makron Books, 1995. 2 v.

SHLIEN, S. The Modulated Lapped Transform, Its Time-Varying Forms, and Its Applications to Audio Coding Standards. **IEEE Transactions on Speech and Audio Processing**, vol. 5, no 4, Jul. 1998.

SILVA, Sandro V. BAMPI Sérgio. Implementação de Arquitetura para a Transformada Wavelet Discreta Unidimensional em FPGAS. **IBERCHIP**. April, 2005.

SISTEMA DE CONSELHOS FEDERAL E REGIONAIS DE FONOAUDIOLOGIA. **Manual de Procedimentos em Audiometria Tonal Limiar, Logoaudiometria e Medidas de Imitância Acústica**. 2013.

SOUZA, Matheus R. **Estudo Sobre Aparelhos Auditivos Digitais: Princípios Dos Circuitos Essenciais De Projeto E Visão Geral Das Tecnologias Atuais**. 2009. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo, São Carlos, 2009.

TEIXEIRA, Adriane R. THEDY, Roberta B. JOTZ, Geraldo. BARBA, Marion C. Sintomatologia Depressiva em Deficientes Auditivos Adultos e Idosos: Importância do Uso de Próteses Auditivas. **International Archives of Otorhinolaryngology**, v.11, n.4, p. 453-458, 2007.

VAIDYANATHAN, P. P. **Multirate systems and filter banks**. New Jersey: [s.n.], 1993.

WORLD HEALTH ORGANIZATION. **Deafness and hearing loss**. Disponível em: <<http://www.who.int/topics/deafness/en/>>. Acesso em: 20 de julho de 2016.

WORLD HEALTH ORGANIZATION. **Surdez e Perda de Audição**. Disponível em: <<http://www.who.int/mediacentre/factsheets/fs300/en/>>. Acesso em: 01 de novembro de 2017.

WYRSCH, Sigisbert. **Adaptive subband signal processing for hearing instruments**. 2000. 209 f. Tese (Doutorado em Ciências Técnicas) - Swiss Federal Institute Of Technology Zürich, Zurique, 2000.