

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

***FRONT-END* PARA APARELHOS
AUDITIVOS ANALÓGICOS UTILIZANDO
TRANSFORMADAS WAVELET**

Lucas Araújo Prata Chrisóstomo

Brasília, 10 de Junho de 2014

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

FRONT-END PARA APARELHOS AUDITIVOS
ANALÓGICOS UTILIZANDO TRANSFORMADA
WAVELET

LUCAS ARAÚJO PRATA CHRISÓSTOMO

ORIENTADORA: SANDRO AUGUSTO PAVLIK HADDAD

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PGEA – 563/14

BRASÍLIA/DF: MAIO – 2014

FICHA CATALOGRÁFICA

CHRISOSTOMO, LUCAS ARAUJO PRATA

Front-end para aparelhos auditivos analógicos utilizando Transformada Wavelet [Distrito Federal] 2014.

xvii, 111p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica

1.Sistemas Analógicos

2.Transformada Wavelet

3.Circuitos integrados

4.Tratamento de áudio

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

CHRISOSTOMO., L. A. P.(2014). Front-end para aparelhos auditivos analógicos utilizando Transformada Wavelet. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEA – 563/14 Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 111p.

CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Lucas Araújo Prata Chrisóstomo.

TÍTULO: Front-end para aparelhos auditivos analógicos utilizando Transformada Wavelet. GRAU: Mestre ANO: 2014-05-23

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte dessa dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

Lucas Araújo Prata Chrisóstomo

SQS 103 Bloco E Apartamento 603, Asa Sul.

70.342-050 Brasília – DF – Brasil.

Dedicatória
Aos meus pais e amigos.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao professor Sandro Augusto Pavlik Haddad pelo auxílio, dedicação, orientação e outras inúmeras lições que foram transmitidas durante o período de convivência no laboratório, em sala de aula e nos outros ambientes que serviram para meu crescimento, não só profissional, mas também pessoal.

Agradeço aos demais professores que de alguma forma conseguiram acrescentar algum conhecimento em minha vida e me inspiraram a seguir os caminhos da engenharia e, mais precisamente, da eletrônica. A eles agradeço pelo valioso esforço na arte de ensinar.

Aos colegas de laboratório, pela amizade, companheirismo, suporte e entretenimento, e, mais do que tudo, por transformar aquele pequeno pedaço de concreto em um ambiente alegre, amistoso e agradável de se viver, mesmo que nele não seja possível ter a noção de noite ou dia, frio ou calor ou mesmo se do lado de fora está chovendo ou fazendo sol.

E por último, mas não menos importante, gostaria de agradecer a minha família, que esteve sempre me dando o suporte necessário durante toda a minha jornada, desde o meu nascimento até os dias de hoje. Agradeço ainda a Gabriela Melo Maia de Lacerda, que esteve comigo durante todo este período, pelo amor, carinho, companheirismo e dedicação que só ela soube me dar nos momentos que mais precisei. E claro, agradeço a Deus, sem o qual nada disso seria possível.

Lucas Araújo Prata Chrisóstomo

“Do or do not, there is no try.”

RESUMO

O uso de filtros analógicos em um sistema de áudio em um aparelho auditivo de processamento tem algumas vantagens quando comparado com sistemas digitais, entre eles, a relação sinal-ruído (SNR) é maior nesse tipo de tratamento e pode até mesmo melhorar quando a função usada no filtro é o primeiro dos derivativos Gaussian. Além disso, com um sistema analógico, o consumo de bateria será mais baixo, então não há nenhuma necessidade de conversores analógico/digital (ADC) e digital/analógico (DAC).

Este trabalho apresenta a concepção de um sistema analógico de baixa potência para aparelhos auditivos. Para provar a ideia, vários testes foram feitos, primeiro ao nível do sistema usando o programa MATLAB, SIMULINK ferramenta e todos os sinais presentes na ferramenta mencionada e, em seguida, no nível de circuito com a ferramenta de cadência para provar o real funcionamento do sistema.

Com as aproximações numéricas, conseguiu-se uma função no domínio do tempo que representa o tipo de pulso usado. Com esta nova função, uma manipulação em Laplace domínio foi feita e com o método de Padé. Foi usado para obter a função de transferência. Finalmente, a função de transferência foi representada no espaço de estado, porque tem baixa sensibilidade para variações nos valores, além de um incrível dispersão e gama dinâmica. Através de circuitos de translineares, que foi desenvolvido neste trabalho, foi implementado o filtro.

Em primeiro lugar era necessário encontrar uma base matemática para a função de filtro que poderia lidar com o sinal sonoro da melhor forma possível, testes foram feitos e após a definição da função, aproximações numéricas foram feitas no domínio do tempo e de Laplace para obter a função de transferência que foi implementada no espaço de estado [1]. Finalmente, esta representação foi aplicada no circuito e sistema de níveis através de um filtro de translineares.

Idealmente, você quer obter um sistema analógico que lida com o som de um ambientes de ruído e amplificação de voz do presente, ser eliminada ou pelo menos minimizar tanto quanto possível. Como pode ser visto durante o trabalho, a resposta chegada foi muito perto o desejado-do uso de ferramentas, cuja confiabilidade goza de grande aceitação entre a comunidade científica, assim, validar a metodologia proposta.

Palavras-chave: Prótese auditiva, Aparelhos Auditivos, Circuitos Integrados Eletrônicos, Controle de Ganho Automático (AGC), Processamento Analógico de Sinais, Transformada Wavelet, *root mean square* (RMS), espelho de corrente, comparadores.

ABSTRACT

The use of analog filters in a system for audio processing in a hearing aid has some advantages when compared with digital systems, among them, the signal-to-noise ratio (SNR) is greater in this type of treatment and can even improve when the function used in the filter is the first of the Gaussian derivative. In addition, with an analog system, the battery consumption will be lower, so there is no need for analog/digital converters (ADC) and digital/analog (DAC).

This work presents the design of a low power analog system for hearing aids. To prove the idea, several tests were made, first at system level using the program MATLAB, SIMULINK tool, and all signals present in the mentioned tool, then in the circuit level with the CADENCE tool to prove the real functioning of the system.

With the numerical approximations, a function was achieved in the time domain that represents the type of pulse used. With this new function, a manipulation in the Laplace domain was made, and with the Padé method. It was used to obtain the transfer function. At last, the transfer function was represented in state space, because it has low sensitivity to variations in values, in addition to an amazing sparsity and dynamic range. Through translinear circuits, which was developed in this work, the filter was implemented.

First of all it was necessary to find a mathematical basis for the filter function that could handle the audible signal the best way possible, tests were done and after the function definition, numerical approximations were made in the time domain and Laplace transform to obtain the transfer function that was implemented in the State space [1]. Finally, this representation was applied in circuit and system levels through a translinear filter.

Ideally, you want to get an analog system that deals with the sound of a voice amplification and noise environments present, be eliminated or at least minimized as much as possible. As can be seen in the course of the work, the answer reached was very close to the desired-from the use of tools, whose reliability enjoys wide acceptance among the scientific community, thus validating the methodology proposed.

SUMÁRIO

AGRADECIMENTOS.....	vi
RESUMO	viii
ABSTRACT.....	ix
SUMÁRIO.....	x
ÍNDICE DE FIGURAS	xii
ÍNDICE DE TABELAS	xiv
LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURAS E ABREVIACÕES	xv
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. ASPECTOS GERAIS	1
1.2. MOTIVAÇÃO	3
1.3. OBJETIVO.....	4
1.4. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	4
2. INTRODUÇÃO AOS APARELHOS AUDITIVOS	6
2.1. INTRODUÇÃO	6
2.2. DEFICIÊNCIAS AUDITIVAS	10
2.3. APARELHOS AUDITIVOS	11
2.3.1. HISTÓRICO DOS APARELHOS AUDITIVOS.....	12
2.3.2. PEÇAS DO APARELHO AUDITIVO	15
2.4. DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA	16
2.4.1. PRÓTESE AUDITIVA ANALÓGICA	17
2.4.2. PRÓTESE AUDITIVA DIGITAL.....	17
2.4.3. PRÓTESE AUDITIVA HÍBRIDA	18
3. FILTROS DE WAVELET ANALÓGICOS E APROXIMAÇÕES MATEMÁTICAS.....	19
3.1. INTRODUÇÃO	19
3.2. APROXIMAÇÕES DE FUNÇÕES.....	25
3.2.1. DESCRIÇÃO DE SISTEMAS NO ESPAÇO DE ESTADOS.....	27
3.2.2. REALIZAÇÃO ORTONORMAL	29
3.3. O TRANSCONDUTOR	31
3.4. FILTROS TRANSLINEARES (LOG-DOMAIN).....	32
3.4.1. INTEGRADOR <i>LOG DOMAIN</i>	34
4. PROJETO DE UM APARELHO AUDITIVO ANALÓGICO.....	38
4.1. DEFINIÇÃO	38
4.2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA	40
4.3. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO	45

4.4.	ANÁLISE DOS RESULTADOS	48
5.	IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO	57
5.1.	APROXIMAÇÃO DO FILTRO DA WAVELET	57
5.2.	REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS DO FILTRO.....	58
5.3.	IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO <i>LOG DOMAIN</i>	58
5.3.1.	Circuito RMS.....	67
5.3.2.	Circuito comparador	69
5.3.3.	Espelhos de corrente.....	70
5.3.4.	Circuito completo	72
	CONCLUSÃO E SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS	79
	BIBLIOGRAFIA	80
	APÊNDICE I	86
	APÊNDICE II	87
	APÊNDICE III	88
	APÊNDICE IV	89
	APÊNDICE V	91
	APÊNDICE VI	92

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1: Estrutura do ouvido [4].....	7
Figura 2-2: Pavilhão auricular [4].....	8
Figura 2-3: Ouvido médio [4].....	8
Figura 2-4: Labirinto [4].	9
Figura 2-5: Trombeta de ouvido [24].....	12
Figura 2-6: Primeiro aparelho auditivo BTE [24].	13
Figura 2-7: Exemplo de dispositivo ITE [10].	14
Figura 2-8: Exemplo de um dispositivo BTE [10].	15
Figura 2-9: Diagrama de blocos de uma prótese auditiva analógica	17
Figura 2-10: Diagrama de blocos de uma prótese auditiva digital.....	18
Figura 3-1: DWT através de MRA [34].....	22
Figura 3-2: Sistema da Transformada Wavelet. Plano de tempo- frequência [1].	22
Figura 3-3: Sinal de entrada com dois componentes de frequência em diferentes instantes [1].	23
Figura 3-4: Transformada de Fourier [1].	23
Figura 3-5: Inversa da Transformada de Fourier [1].	23
Figura 3-6: Transformada Wavelet Morlet com 7 escalas do sinal da Figura 3-3 [1]....	24
Figura 3-7(a) Derivada primeira da Gaussiana. (b) Derivada segunda da Gaussiana [1].	25
Figura 3-8: (a) função $f(x)$, (b) Série de Taylor, (c) aproximação de Padé, realizada utilizando-se alguns coeficientes da série de Taylor.	27
Figura 3-9: Diagrama de blocos da representação de Sistema de Estados.	28
Figura 3-10: Possibilidades de sistemas elétricos com variação de entradas e saídas....	31
Figura 3-11: Um loop TL de quatro junções PN [1].....	33
Figura 3-12: Princípio dos circuitos translineares dinâmicos	34
Figura 3-13: (a) Representação de um integrador log-domain, (b) diagrama de blocos correspondente [1].	35
Figura 3-14: Diagrama de blocos de um filtro log-domain.....	35
Figura 3-15: Filtro log-domain passa-baixa de primeira ordem.....	36
Figura 4-1: Fluxo de projeto do filtro da Wavelet.....	38
Figura 4-2: Onda plotada na escala dB SPL [47].	40
Figura 4-3: Onda plotada na escala dB HL [48].....	40
Figura 4-4: Diagrama de blocos do sistema proposto.....	41
Figura 4-5: Diagrama de blocos do banco de filtros de wavelet.	41
Figura 4-6: Diagrama de blocos do AGC	42
Figura 4-7: Limiar audível para pessoas com audição normal (Tracejada) e dor (pontilhada) e limiares audível (sólida) e de dor (ponto e traço) para pessoas com deficiência auditiva [49].....	43
Figura 4-8: Diagrama de blocos do sistema proposto.....	46
Figura 4-9: Diagrama de blocos do AGC.	47
Figura 4-10: Diagrama de blocos do AGC com limiares dinâmicos.....	47
Figura 4-11: Diagrama de blocos do sistema analógico para tratamento de áudio.	47
Figura 4-12: Diagrama de blocos acrescentando ruído branco ao som original.	48
Figura 4-13: Som original.	49
Figura 4-14: Som acrescido de ruído.	49
Figura 4-15: Diagrama de blocos da soma das wavelets [46].....	50
Figura 4-16: Coeficiente 1.....	50
Figura 4-17: Coeficiente 2.....	51

Figura 4-18: Coeficiente 4.....	51
Figura 4-19: Coeficiente 8.....	51
Figura 4-20: Coeficiente 16.....	52
Figura 4-21: Coeficiente 32.....	52
Figura 4-22: Coeficiente 64.....	52
Figura 4-23: Soma dos coeficientes.....	53
Figura 4-24: Comportamento da onda tratada pelo sistema proposto.....	54
Figura 4-25: Gráficos para mostrar o tratamento da onda sonora pelo sistema proposto [56].....	55
Figura 5-1: Resposta transiente do filtro.....	59
Figura 5-2: Espectro da frequência do filtro.....	59
Figura 5-3: (a) Integrador que representa as células A e C; (b) Representação das células no circuito.....	60
Figura 5-4: Circuito integrador da matriz B.....	60
Figura 5-5: Análise AC com variação da corrente de entrada.....	61
Figura 5-6: Filtro de primeira ordem em Espaço de Estados Log Domain.....	62
Figura 5-7: Filtro Log Domain.....	65
Figura 5-8: Testbench do filtro.....	66
Figura 5-9: Sinal de saída (inferior) e entrada (superior) do filtro.....	66
Figura 5-10: Circuito RMS-DC.....	67
Figura 5-11: Testbench do RMS-DC.....	68
Figura 5-12: Saída do circuito RMS-DC.....	68
Figura 5-13: Circuito do comparador.....	69
Figura 5-14: Testbench do comparador.....	69
Figura 5-15: Resposta transiente do circuito comparador.....	70
Figura 5-16: Circuito do espelho de corrente.....	71
Figura 5-17: Testbench para os espelhos.....	71
Figura 5-18: Corrente de entrada do sistema (inferior), corrente de saída do espelho (superior).....	72
Figura 5-19: Circuito do Filtro com o RMS implementado.....	72
Figura 5-20: Sinal de entrada (1), saída do filtro (2), saída RMS (3).....	73
Figura 5-21: Entrada do filtro (superior), saída do filtro (inferior) e saída RMS (médio).....	74
Figura 5-22: Circuito com a adição do comparador.....	74
Figura 5-23: Saída do sistema (1), saída do comparador (2 e 3).....	75
Figura 5-24: Circuito do PGA.....	76
Figura 5-25: Saídas do comparador (1 e 2), entrada do sistema (5), saída do filtro (4), saída do circuito (6).....	77
Figura 5-26: Circuito RMS seguindo a onda de saída do filtro.....	77

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1-1: Comparação de consumo de potência.	3
Tabela 2-1 Níveis de percepção dos níveis de deficiência auditiva [17].	10
Tabela 4-1: Limiares audíveis, intensidades em dB SPL.	43
Tabela 4-2: Limiares de dor, intensidades em dB SPL.	43
Tabela 4-3: Resultados do teste com voz grave [46].	44
Tabela 4-4: Resultado do teste com voz aguda [46].	44
Tabela 4-5: Saída do filtro [46].	45
Tabela 4-6: SNR nos diferentes estágios no caminho do processamento do sinal [56].	54
Tabela 5-1: Coeficientes da função e transferência utilizando o método de Padé.	57

LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURAS E ABREVIACÕES

<i>HL</i>	<i>HEARING LEVEL</i>
<i>SPL</i>	<i>SOUND PRESSURE LEVEL</i>
<i>BTE</i>	<i>APARELHOS AUDITIVOS RETRO AURICULARES</i>
<i>ITE</i>	<i>APARELHOS AUDITIVOS INTRA-AURAL</i>
<i>ITC</i>	<i>APARELHOS AUDITIVOS INTRA-CANAL</i>
<i>CIC</i>	<i>APARELHOS AUDITIVOS MICRO-CANAL</i>
<i>AGC</i>	<i>CONTROLE AUTOMÁTICO DE GANHO</i>
<i>DSP</i>	<i>DIGITAL SIGNAL PROCESSOR</i>
<i>CMOS</i>	<i>COMPLEMENTARY METAL OXIDE SEMICONDUCTOR</i>
μA	<i>MICRO AMPÈRE</i>
<i>nA</i>	<i>NANO AMPÈRE</i>
<i>IEEE</i>	<i>INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS</i>
<i>Gm</i>	<i>TRANSCONDUTÂNCIA</i>
<i>ADC</i>	<i>ANALOGIC DIGITAL CONVERTER</i>
<i>DAC</i>	<i>DIGITAL ANALOGIC CONVERTER</i>
<i>RMS</i>	<i>ROOT MEAN SQUARE</i>
<i>V</i>	<i>VOLT</i>
<i>ms</i>	<i>MILISEGUNDOS</i>
<i>dB HL</i>	<i>DECIBEL HEARING LEVEL</i>
<i>dB SPL</i>	<i>DECIBEL SOUND PRESSURE LEVEL</i>
<i>AGC</i>	<i>AUTOMATIC GAIN CONTROL</i>
<i>SNR</i>	<i>SIGNAL NOISE RELATION</i>
<i>Hz</i>	<i>HERTZ</i>
<i>Th</i>	<i>THRESHOLD LEVEL</i>
<i>DWT</i>	<i>DISCRETE WAVELET TRANSFORM</i>
<i>MRA</i>	<i>ANÁLISE DE MULTI RESOLUÇÕES</i>
<i>ELIN</i>	<i>EXTERNAMENTE LINEARES INTERNAMENTE NÃO LINEARES</i>
<i>ESS</i>	<i>ESTADO DE ESPAÇOS EXPONENCIAIS</i>
<i>TL</i>	<i>FILTROS TRANSLINEARES</i>
<i>DR</i>	<i>FAIXA DINÂMICA</i>
<i>WT</i>	<i>TRANSFORMADA WAVELET</i>
<i>AMS</i>	<i>Austria MicroSystems</i>

1. INTRODUÇÃO

Esta dissertação apresenta uma proposta de um sistema para tratamento de áudio em aparelhos auditivos que utilizam filtros analógicos com decomposição do sinal em *Wavelets* com a intenção de reduzir ruídos e melhorar a relação do sinal ruído (SNR).

1.1. ASPECTOS GERAIS

Os termos orelha e ouvido, embora gozando de certa similaridade para o censo comum e até mesmo em algumas publicações técnicas, relacionam-se a estruturas diferenciadas da anatomia humana. Enquanto o primeiro é tecnicamente reservado para a estrutura externa do sistema auditivo – às vezes denominado concha auditiva ou pavilhão auricular –, o segundo nomeia as estruturas internas em relação à calota craniana.

Ambos possuem importância no processo de audição, estando a orelha mais afeita à captação dos estímulos sonoros a partir do ambiente, enquanto o ouvido relaciona-se ao processo de condução, transmissão, modulação e integração desse mesmo estímulo, sendo ainda parte integrante do complexo sistema de equilíbrio do corpo [2]. O foco do nosso interesse na presente dissertação estará, por conseguinte, voltado para o ouvido, que é sendo anatômica e fisiologicamente dividido em três partes: o ouvido externo, o ouvido médio e o ouvido interno.

O ouvido é um órgão multifuncional, possui a função de percepção gravitacional (equilíbrio) e a captação sonora para permitir a comunicação [2]. Para melhor entendimento, o estudo do ouvido será dividido em partes externa, média e interna, pois cada uma possui propriedades, anatomia e função distintas para o processamento dos sinais sonoros [3]. Vale mencionar ainda a estrutura responsável pela tradução do sinal diferenciando as frequências mais altas (som agudo) das mais baixas (som grave) que é a membrana basilar presente na cóclea, cujo formato é similar a um caracol [3].

No momento oportuno será feito detalhamento da conformação anatomo-fisiológica do sistema auditivo e sua associação com os estímulos sonoros ambientais, e como cada segmento ou parte do ouvido interage com a onda sonora para, em *ultima ratio* permitir ao cérebro produzir a sensação de som, bem como a sensação de localização espacial e equilíbrio. Nesse momento, importa mencionar que o sistema é anatômica e funcionalmente dividido em três partes [3]: o ouvido externo, que vai da orelha até a membrana timpânica e é dotado de recursos arquitetônicos e biológicos destinados à condução da onda sonora, de modo eficaz e seguro. No ouvido externo, limitado por fora pelo tragus – prega cartilaginosa, semi-rígida que impede o acesso direto ao conduto auditivo externo –, e por dentro pela membrana timpânica ou

tímpano, encontram-se os pelos auriculares e o cerúmen; barreiras naturais mecânicas e biológicas à penetração de germes e agentes físicos e químicos eventualmente danosos às partes adjacentes [3].

Após o tímpano, que exerce simultaneamente a função de barreira e captação do som, inicia-se o ouvido médio ou câmara auditiva média, onde são encontrados os ossículos martelo, bigona e estribo, assim denominados em vista da similaridade com os objetos cujos nomes eles emprestam [4]. O conjunto, articulado numa extremidade com a membrana timpânica e na outra com a janela oval – “porta” para o ouvido interno –, possui a importante função de transmitir a vibração sonora. Esse controle exercido pelo sistema tímpano-ossículos, porém, tem seus limites, a partir dos quais o sistema pode ser comprometido reversível ou irreversivelmente.

O ouvido interno, parte constituinte do próprio sistema nervoso central, com o qual estabelece íntima relação através dos nervos auditivo e facial, possui a função de captação e processamento das vibrações sonoras que, como adrede mencionado, cumpre papel essencial nos processos vitais humanos, tanto em sentido bio-psicológico, como em relação aos aspectos sociais. Além de ser responsável pela percepção gravitacional (equilíbrio) [4]. Vale mencionar ainda a estrutura responsável pela tradução do sinal diferenciando as frequências mais altas (som agudo) das mais baixas (som grave) que é a membrana basilar presente na cóclea, cujo formato é similar a um caracol [5].

O ouvido humano é capaz de captar ondas sonoras de frequências que vão de 20Hz até 20kHz, embora esteja mais bem adaptado a frequências oscilantes entre 1kHz e 3kHz, mais próximas e afeitas às experiências cotidianas humanas. Nesse particular, diga-se, o ouvido humano fica muito aquém do cérebro de outros animais, cuja capacidade de percepção sonora apresenta espectro bem mais amplo.

O ouvido, em síntese, estabelece a vinculação entre a realidade física externa ao corpo, cuja expressão concreta se traduz na onda sonora, e o fenômeno da percepção do som, específico e próprio de cada indivíduo. Adiantamos aqui, embora esse tema volte a ser objeto do nosso interesse e estudo mais à frente (item 4.2) quando explicarmos o sistema de processamento proposto e a necessidade de transformação entre ambas as unidades, que o som pode ser mensurado, principalmente, por dois métodos: *Sound Pressure Level (SPL)* e *Hearing Level (HL)*.

Há muito tempo existem tentativas de melhorar as condições auditivas de quem necessita com o intuito de minorar as dificuldades de comunicação. O simples gesto de por as mãos em concha ao falar com alguém à distância, ou a utilização de ossos e, sobretudo, chifres com função de amplificador de som – práticas cujas origens se perdem no tempo se espalham entre povos e lugares os mais diversos –, dão testemunho dessa busca do gênio humano para ser ouvido e se fazer ouvir. Segundo relatos históricos consistentes, já no início do século XIX se fabricavam dispositivos com essa finalidade [6], porém com o passar dos anos eles foram aperfeiçoados devido ao avanço tecnológico. Contudo, mesmo com as novas tecnologias, novos estudos são necessários para aumentar o rendimento energético, diminuir o consumo da bateria – aspecto

importantíssimo nestes tempos de circuitos e mecanismos cada vez mais diminutos – e para melhorar a relação sinal-ruído (SNR), aumentando assim o entendimento do usuário e facilitando a comunicação.

Tendo como base as questões levantadas acima, esta pesquisa propõe um novo sistema de processamento onde o tratamento de áudio será feito em um espaço totalmente analógico, sem a necessidade de conversores analógico-digitais (ADC) ou mesmo digital-analógicos (DAC) e ainda de um microprocessador, isto permitirá a redução do consumo de bateria e do custo. A construção de filtros analógicos será indispensável, pois teremos neles uma primeira filtragem para amplificar o sinal desejado e amenizar o ruído do sinal de entrada. Haverá ainda um controle de ganho automático (AGC) para alterarmos as informações desejadas de modo a obter uma melhora na SNR.

1.2. MOTIVAÇÃO

Como mencionado, um dos desafios dos aparelhos auditivos é o processamento do som, devido à dificuldade em se conseguir separar o som dos ruídos inerentes em um ambiente de baixo consumo de potência. É necessário um sistema de baixo consumo de potência a fim de reduzirmos o tamanho das baterias utilizadas, e conseqüentemente, obter-se um aparelho auditivo cada vez mais portátil e leve. Além disso, é importante que seja prolongada a vida útil da bateria, para evitar trocas frequentes.

Existem vários sistemas propostos para os aparelhos auditivos [7], [8], [9], porém apresentam um consumo de potência considerável que pode ser visto na

Existem sistemas propostos para os aparelhos auditivos [7], [8], [9],, quase todos de razoável eficácia, porém de baixa eficiência, ou seja, que apresentam um consumo de potência considerável. Atualmente, a maioria dos sistemas propostos utiliza um processamento digital de sinal avançado a fim de se aumentar o conforto e eficiência sonora do aparelho auditivo para o usuário. Para estes sistemas, que utilizam um processamento digital de sinal, o consumo de potência deve-se, predominantemente, ao circuito de conversão do sinal do domínio analógico para o domínio digital, conhecido como conversor A/D e ao processador presente no sistema para processar o sinal.

Tabela 1-1: Comparação de consumo de potência.

Trabalhos	[8]	[7]	[9]	Este trabalho
Potência (μ W)	964	300	67	>0.1

Atualmente, a maioria dos sistemas propostos utilizam um processamento digital de sinal avançado, que tem como objetivo aumentar o conforto e eficiência sonora do aparelho auditivo para o usuário. Para estes sistemas que utilizam um processamento digital de sinal, o consumo de potência é, predominantemente, devido ao circuito de

conversão do sinal do domínio analógico para o domínio digital, conhecido com conversor A/D e ao processador presente no sistema para tratar o sinal.

Como motivação, é proposto uma busca por uma melhora na condição de vida das pessoas que tem dificuldade de audição, além de uma melhora na vida útil da bateria útil, diminuindo o consumo de potência.

1.3. OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema avançado de processamento de sinal analógico que não requer um circuito de conversão A/D e D/A e que, ao mesmo tempo, atenda as especificações técnicas do tratamento do sinal sonoro (SNR próxima do sinal original, explicado mais a frente e baixo consumo) para que o sistema proposto seja eficiente.

Como objetivos específicos, este trabalho cobre a implementação de um novo sistema para aparelhos auditivos com abordagem totalmente analógica; a análise de filtros com utilização de *wavelets* que podem ser utilizados no sistema; utilização do filtro com melhor SNR nos diferentes coeficientes testados; realização de testes a partir de diagramas de blocos do sistema, bem como a análise dos respectivos circuitos.

1.4. ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O segundo capítulo apresenta as características da anatomia do sistema auditivo humano, as características dos aparelhos auditivos comumente usados e a implementação dos mesmos. Estas explicações se fazem necessárias para que se possa entender onde estão os problemas comumente abordados pelos aparelhos, os tipos de deficiências usuais e como podem ser reparadas.

Nos capítulos seguintes, serão tratadas as etapas de definição e implementação de um filtro analógico que representa a Transformada Wavelet (WT), que será a técnica de processamento de sinal utilizado no sistema proposto. O motivo da utilização da WT será explicado em momento mais oportuno.

No terceiro capítulo, são apresentadas um panorama técnico das wavelet e o motivo de sua utilização nesse trabalho, bem como as aproximações numéricas utilizadas durante o projeto, tem-se ainda uma representação de sistemas no Espaço de Estados. No qual, além das conhecidas formas canônicas, é apresentada uma nova representação onde se consegue uma ótima esparsidade, sensibilidade e faixa dinâmica

(*dynamic range*). A análise e implementação do sistema de processamento do sinal são feitas utilizando técnicas de projeto de circuitos analógicos.

O quarto capítulo apresenta a realização do sistema descrito no Espaço de Estados por meio de filtro *Log Domain*. Será mostrado, ainda, os testes em nível de sistema para comprovar o funcionamento da ideia e os resultados obtidos.

O quinto capítulo apresenta todo o desenvolvimento do filtro, desde as aproximações numéricas realizadas, o cálculo da função de transferência do filtro no domínio de Laplace, implementação do Espaço de Estados e os resultados obtidos em simulações no ambiente EDA (*Electronic Design Automation*) da empresa *Cadence Design Systems*.

O sexto capítulo apresenta a conclusão deste trabalho, bem como uma breve apresentação sobre trabalhos futuros pertinentes.

2. INTRODUÇÃO AOS APARELHOS AUDITIVOS

Nesta seção, será feita uma explicação sobre a anatomia, fisiologia e biofísica do ouvido, pois o sistema proposto deve imitar seu funcionamento, será feita ainda uma explanação sobre os aparelhos auditivos mais utilizados; e, por último, sobre a ideia que se pretende abordar nesta dissertação.

2.1. INTRODUÇÃO

A anatomia do ouvido humano deve ser entendida primeiramente para se entender o processo da audição, ou seja, como as ondas são tratadas pelo aparelho auditivo humano, bem como para se entender os problemas usuais encontrados e como podem ser tratados.

Nesta sessão serão aprofundadas as noções já apresentadas item 1.1 acerca do complexo órgão responsável pela captação, transmissão e processamento do som, desde as suas fontes externas, localizadas no ambiente, até a sua conversão em estímulos nervosos compreensíveis pelo cérebro em nível de sistema nervoso. Seguir-se-á o esquema tradicionalmente proposto por anatomistas para a apresentação e discussão do sistema auditivo e, paralelamente, serão feitas considerações acerca da fisiologia do sistema auditivo. Como recurso didático serão utilizadas lâminas anatômicas disponibilizadas na bibliografia consultada, cujas fontes são pronta e oportunamente citadas.

Como mencionado no item 1.1, o ouvido é anatomicamente dividido em três partes, as quais estão esquematicamente mostradas em corte transversal na Figura 2-1.

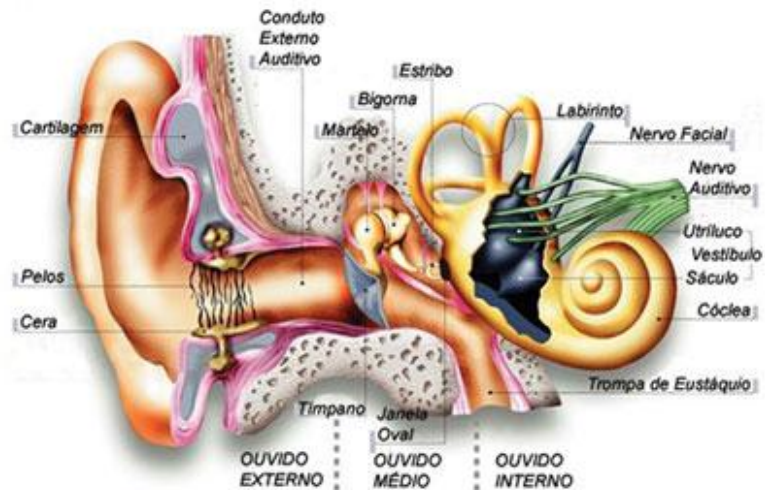


Figura 2-1: Estrutura do ouvido [4].

O ouvido externo é composto pelo pavilhão auricular, Figura 2-2, [4], [10]. O pavilhão auricular é responsável por captar e encaminhar o som para o interior do ouvido [3], enquanto que a membrana timpânica – película vibrátil responsável pela transmissão das vibrações sonoras - faz a separação entre o ouvido externo e médio. Ela pode ser dividida em três partes: zona central, intermediária e periférica. Ao vibrar em frequência baixa a zona central funciona como um pistão conservando sua forma; a periférica se movimenta como dobradiça aumentando a amplitude da onda. Quando a vibração é de baixa frequência, a membrana vibra em segmentos e perde sua propriedade rígida [11].

Já o ouvido médio é composto por três ossículos (estribo, bigorna e martelo) cuja função é a conversão de impedância da propagação média do som, do ambiente aéreo, presente no ouvido médio, para o ambiente líquido, presente no ouvido interno [10]. Os três ossículos fazem o acoplamento das impedâncias, unindo o ouvido externo ao ouvido médio com densidades diferentes, assim conseguem uma reflexão sonora mínima com transmissão máxima. Além disso, aumentam a capacidade perceptiva do tímpano em até 18 vezes.

O ouvido médio, nesse sentido, pode ser entendido como uma espécie de caixa preenchida por ar onde a membrana timpânica e os ossículos estão localizados. Ao receber as ondas sonoras, a estrutura vibra, movendo os três ossículos promovendo a propagação do som até a janela oval/ouvido interno. Além disso, pode-se colocar a tuba auditiva (ou trompa de Eustáquio), o nervo facial, os músculos tensor do tímpano e estapédio como participantes da anatomia do ouvido médio [12]. Os ouvidos médio e interno são protegidos por um osso (osso temporal) que se localiza na lateral da cabeça [4]. O ouvido interno é formado pelo labirinto ósseo, estrutura que apresenta o vestibulo, três canais semicirculares e a cóclea, que juntamente com o sáculo (vesícula presente no labirinto) são as estruturas indispensáveis para a audição [2].

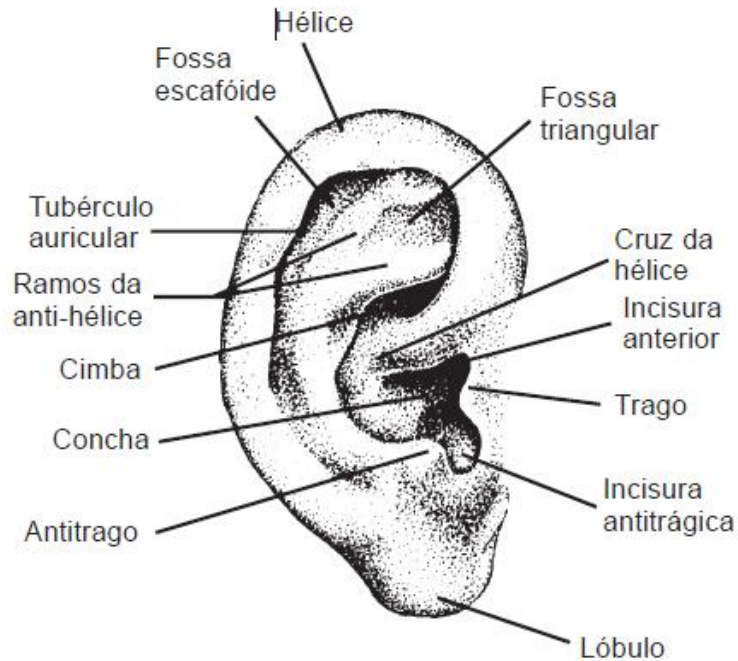


Figura 2-2: Pavilhão auricular [4].

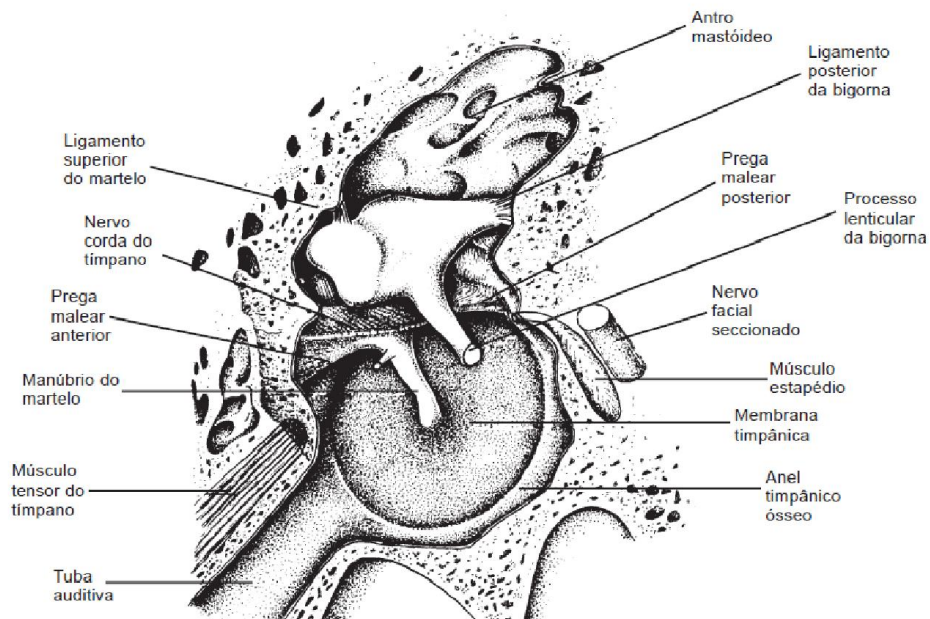


Figura 2-3: Ouvido médio [4].

Por fim tem-se o ouvido interno, onde as ondas sonoras que passaram pelas partes anteriores chegam e são recebidas pela janela oval, sendo transmitidas para as terminações nervosas ali presentes. É no ouvido interno que se encontram as principais

estruturas para o processo da audição. É composto pelo labirinto ósseo e membranoso [13]. Enquanto o labirinto ósseo, local onde se encontra a cóclea [10], possibilita a existência de ondas de pressão no fluido do ouvido interno, devido aos vários túneis que o formam, essas ondas através da cóclea são transmitidas ao cérebro para o processamento de informações [5]. Já o labirinto membranoso, onde estão as células ciliadas especializadas em captar as ondas sonoras e convertê-las em impulsos nervosos, é responsável pela transdução da onda mecânica em impulso sonoro [14]. As células ciliadas, distribuídas em pontos específicos da cóclea, possuem tamanhos e excitabilidade diferenciadas, de acordo com a frequência da onda sonora que chega ao ouvido interno.

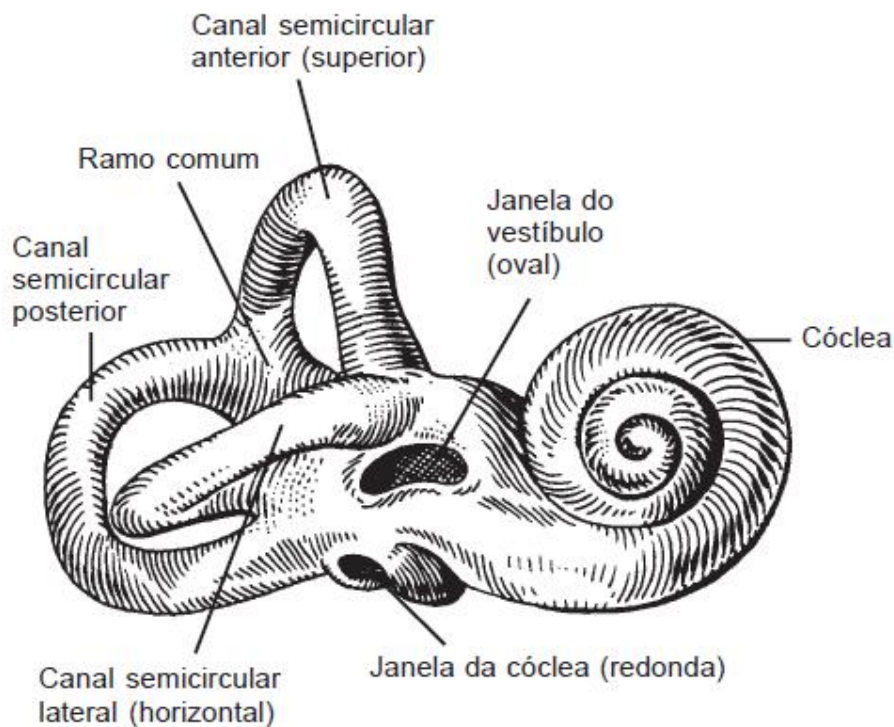


Figura 2-4: Labirinto [4].

Após essa apresentação da anatomia do sistema auditivo, onde se buscou evidenciar e diferenciar as várias e complexas estruturas que o constituem – cada uma delas possuindo funções bem definidas desde a captação do estímulo vibracional até a sua conversão em sons pelo córtex cerebral –, é possível se ter uma melhor ideia da biofísica da audição, onde cada parte descrita acima possui funções definidas na captação da informação sonora.

De forma bem resumida, o processo da audição se resume em três sub-processos. No primeiro têm-se as vibrações mecânicas deslocando as células ciliadas externas e as frequências sendo selecionadas pelas propriedades da membrana basilar. Com o

aumento da frequência, os canais de potássio são abertos e penetram nessas células, gerando os potenciais elétricos receptores e os microfônicos cocleares [15].

No segundo, esses potenciais elétricos geram estímulos mecânicos que constituem o início da eletromobilidade com a frequência do som. A amplificação pela vibração da membrana basilar é determinada em uma região específica (órgão de Corti) influenciada pela união das células ciliadas entre a membrana basilar e tectorial. Assim a vibração do líquido gera contrações rápidas para o funcionamento do amplificador coclear ativo [12].

No terceiro sub-processo, há a amplificação vibracional por estímulo de grande intensidade das células ciliadas internas. Além disso, ocorre a despolarização que gera potencial receptor e há liberação de neurotransmissores para processar a informação codificada de impulsos elétricos que são levados pelo nervo acústico até o sistema nervoso central [12]. No conjunto das ações envolvendo o sistema auditivo tem-se a conversão das vibrações do ambiente em sensações sonoras ou experiências de som, mas também a percepção de localização espacial e a noção de equilíbrio.

2.2. DEFICIÊNCIAS AUDITIVAS

A deficiência pode ser definida como perda total ou parcial da função do órgão, gerando dificuldade ou incapacidade de desenvolver alguma atividade. Podendo ser minimizada por adaptações [16]. O que define a categoria da deficiência é o nível de captação sonora que a pessoa consegue perceber como mostrado na Tabela 2-1 [17].

O nível de captação sonora que a pessoa consegue perceber define a categoria da deficiência e a natureza das próteses que podem ser utilizadas para atenuá-las, o como mostrado na Tabela 2-1 [17].

Tabela 2-1 Níveis de percepção dos níveis de deficiência auditiva [17].

Deficiência	Nível de captação sonora (dB HL)
Audição Normal	Entre 0 a 24 dB
Deficiência Auditiva Leve	Entre 25 a 39 dB
Deficiência Auditiva Moderada	Entre 40 a 69 dB
Deficiência Auditiva Severa	Entre 70 a 94 dB
Deficiência Auditiva Profunda	Acima de 94 dB

A deficiência auditiva pode ser dividida ainda em quatro tipos principais devido a sua causa: condutiva, sensorineural, mista e central (surdez central). A deficiência auditiva condutiva ocorre quando o som sofre interferência desde o ouvido externo. Esse padrão de anormalidade pode ser corrigido através de cirurgia ou tratamento clínico [18]. Ela é causada pela entrada de corpos estranhos no canal auditivo externo, perfurações do tímpano, má formação congênita e outras questões que possam lesar ou obstruir o canal auditivo [19].

A deficiência do tipo sensorineural é decorrência de lesões no ouvido médio e interno, o que impede a transmissão das ondas sonoras. Foi considerada irreversível até o aparecimento do implante coclear. Nesta tecnologia, as fibras nervosas são estimuladas a ponto de a informação chegar ao nervo auditivo e, depois, ao cérebro [12].

A deficiência mista é uma mescla entre as citadas anteriormente (condutiva e sensorineural) e pode ser causada por fraturas na tábua ou alterações do ouvido médio [18]. Ocorre geralmente por fatores genéticos [20].

Por fim, tem-se a surdez central, ela não tem por característica a diminuição da audição mas, sim, a dificuldade de compreensão das informações sonoras recebidas. Ela ocorre devido à falha de processamento dessas informações pelo tronco cerebral no sistema nervoso central [21].

Com a explicação do funcionamento anatômico do ouvido humano e os tipos de deficiência, foi possível definir o tipo de deficiência auditiva a ser estudada. Para isso, foi escolhida o tipo mais comum de deficiência: a condutiva. Isto é observado devido a explicação feita anteriormente sobre as características de cada problema (central, onde a surdez de nascença, e sensorineural, problemas ocorrem nos ossículos internos e no tímpano, ambos só podem ser resolvidos com os implantes cocleares, que não são objeto de estudo neste trabalho).

2.3. APARELHOS AUDITIVOS

O aparelho auditivo foi desenvolvido com a finalidade de auxiliar a percepção de sons em pessoas com algum tipo de dificuldade auditiva, melhorando a qualidade de vida através da comunicação [22]. Para tornar a audição o mais natural possível, as próteses foram evoluindo em questões de conforto, qualidade sonora e eficiência. Porém, a eficiência do sistema não depende apenas dele mesmo, mas também da percepção do paciente que o utiliza [23].

Isso implica que a utilização de uma prótese auditiva precisa ser antecedida de rigoroso exame clínico e laboratorial da pessoa que irá utilizar a prótese, pois o tipo de prótese precisa ser adaptada ao tipo de lesão e até mesmo ao estilo de vida, atividade profissional e até à idade do potencial beneficiário. Nem sempre certo aparelho auditivo

que beneficiou sobremaneira certa pessoa, interferindo positivamente na sua qualidade de vida, fará o mesmo benefício para outras pessoas, indistintamente.

2.3.1. HISTÓRICO DOS APARELHOS AUDITIVOS

Os primeiros aparelhos auditivos se beneficiavam da acústica e mecânica, trazendo, em alguns casos, benefícios aos usuários [24]. Um dos principais foi a trombeta de ouvido, que teve como ideia principal a utilização da mão em formato de concha atrás do ouvido para impulsionar a frequência exposta. Ela conseguia fornecer a direção para os sons desejados e protegia o ouvido contra a captação dos ruídos indesejados [6]. Sua imagem pode ser vista na Figura 2-5.



Figura 2-5: Trombeta de ouvido [24].

Seguindo ainda a linha da trombeta, foi criado o tubo de conversão, que conseguia aumentar a relação sinal-ruído sem uma amplificação direta. O som entrava por uma extremidade do tubo e seguia para dentro do canal auditivo [24]. Os aparelhos auditivos elétricos começaram a ser fabricados a partir do início dos anos 1920 e foram evoluindo seus modelos, acompanhando os avanços tecnológicos, até os dias de hoje.

Ainda no início do século XX, com a invenção do microfone de carbono, foi apresentado o aparelho auditivo de carbono. Porém, ele só era benéfico nas deficiências leves, já que produzia um som ruidoso devido ao atrito das bolas de carbono e também possuía uma frequência limitada [25]. Os avanços tecnológicos verificados ao longo desse século foram notáveis. Em meados do século, a invenção do transistor por John Bardeen e Walter Brattain, dos Laboratórios Bell, fizeram soar o gongo para o início da mais espetacular corrida tecnológica de que se tem notícia, na garupa da qual os aparelhos auditivos pegaram carona, aprimorando-se continuamente em termos de redução de tamanho e eficácia funcional.

No início de 1940, o aparelho auditivo de tubo à vácuo foi desenvolvido em tamanho relativamente pequeno (cabia no bolso). Com a desvantagem de ser alimentado por baterias, fato que o transformou em um aparelho de duas peças. Em 1953, ele foi

reduzido de tamanho com a diminuição dos componentes e da bateria, fato possível devido à utilização de transistores [25].

Os transistores também estão associados ao aperfeiçoamento dos aparelhos auditivos retro-auriculares (BTE). Os primeiros eram grandes se comparados aos atuais e seu surgimento teve o objetivo de resolver as perdas auditivas severas. Com o avanço da tecnologia, o microfone e o receptor – até então separados - puderam estar na mesma prótese, avanço possível – dentre outros – devido também à utilização de transistores. Além de outros dispositivos presentes no mesmo chip, o que permitiu redução significativa do tamanho e aumentou paralelamente a eficácia desses aparelhos [6]. A imagem de um BTE pode ser vista na Figura 2-6.



Figura 2-6: Primeiro aparelho auditivo BTE [24].

Os primeiros aparelhos auditivos funcionavam com processamento de sinal analógico. Eles precisavam de ajustes e, ao quais, eram feitos pelo médico especialista no próprio aparelho [24]. Em 1987 foi criado o primeiro aparelho auditivo digital. Que possuía um processador preso à pele e outro atrás da orelha, ambos conectados por um fio. Eles não foram produzidos em grandes quantidades e em 1989 foi fabricada uma única peça acoplada atrás da orelha alimentada por 3 (três) baterias [24]. Atualmente, devido às habilidades de redução de ruído, cancelamento de *feedback* e por possuir microfones direcionais com multicanais de processamento de sinal, a maioria dos fabricantes aderiram à tecnologia digital [6].

Pessoas com perda de audição têm vários modelos de aparelho auditivo à disposição. Esta diversidade de modelos existe devido à diferença no tamanho, o que afeta diretamente a vida útil da bateria dos dispositivos.

- 1) Intra-aural (ITE)
 - Este aparelho auditivo funciona bem para pessoas com perda auditiva moderada a severa. Ele se encaixa completamente na cavidade do ouvido. Como ele é bem largo, está entre os estilos mais

visíveis, mas a vida útil da bateria é maior. Além disso ele pode acomodar microfones direcionais e outros recursos adicionais;



Figura 2-7: Exemplo de dispositivo ITE [10].

2) Intra-canal (ITC)

- Funciona somente para perda de audição leve a moderada. Ele é personalizado para se ajustar ao tamanho e formato do canal do ouvido da pessoa. Ainda que esse aparelho seja imperceptível, seu tamanho pequeno dificulta seu ajuste e a troca da bateria. Alguns vêm com controle remoto para facilitar os ajustes de configuração. Podem apresentar ruídos de fundo devido a curta distância entre o microfone e o receptor.

3) Microcanal (CIC)

- É apropriado para perda de audição leve a moderada. Encaixa-se completamente no canal do ouvido externo, tornando-se quase invisível.

4) Retroauricular (BTE)

- Pode ajudar em todos os tipos de perda auditiva (desde leve à profunda). Os componentes estão em uma caixa que é colocada atrás da orelha, que se conecta a uma peça (molde) ao canal auditivo através de um tubo transparente. O som viaja a partir do molde para dentro do ouvido. Consegue acomodar perda auditiva progressiva, assim como o crescimento da mesma. Porém seu tamanho e o tubo de ligação o tornam bastante visível. Pode causar retorno do som se não estiver bem ajustado.



Figura 2-8: Exemplo de um dispositivo BTE [10].

5) Retroauricular com adaptação aberta

- Essa é a versão mais recente do BTE e resolve o problema da visibilidade. Um pequeno dispositivo se ajusta atrás da orelha e é conectado por um tubo até um alto-falante minúsculo dentro do canal auditivo. Este dispositivo proporciona uma qualidade de som melhor que os modelos do item 1 (ITE). Porém, como inconveniente, sua funcionalidade é exclusiva para pessoas com perda auditiva leve que ainda podem ouvir sons em frequências baixas e médias.

Após a diferenciação entre os diferentes tipos de aparelhos, o sistema a ser implementado tem como alvo a utilização em um ITE, pois ele é mais provável para alterações externas, como o acoplamento de mais microfones e uma bateria de vida útil maior.

2.3.2. PEÇAS DO APARELHO AUDITIVO

Os aparelhos auditivos são dispositivos bastante simples e consistem em quatro partes básicas:

- 1) O microfone capta o som do ambiente e o converte em um sinal elétrico que é enviado ao amplificador;
- 2) O amplificador aumenta o volume do som e envia-o para o receptor;
- 3) O alto-falante do receptor converte o sinal elétrico de volta para sinal sonoro e o envia para dentro do ouvido. Em seguida os impulsos são enviados para o tímpano;
- 4) Todos esses componentes são alimentados por uma bateria.

Um dos grandes problemas dos aparelhos auditivos é que eles não são eficazes para todos. Células ciliadas no ouvido interno devem capturar as vibrações que o

aparelho auditivo envia e converter essas vibrações em sinais nervosos. Desta forma, entende-se que são necessárias algumas células ciliadas no ouvido interno para que ele funcione.

2.4. DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

Uma prótese auditiva é basicamente composta por um amplificador com uma resposta de frequência limitada por um filtro. Em relação ao seu funcionamento, ele tem como base: microfone, amplificador, filtro e conversores (para circuitos analógico-digitais) [26]

O microfone funciona basicamente como um transdutor eletroacústico de entrada da prótese auditiva, que tem como função converter a energia acústica do meio em sinal elétrico equivalente [27]. Quando são omnidirecionais, eles captam sons em qualquer direção, por sua entrada ser única. No caso dos direcionais, captam o som igualmente no eixo da cápsula (0° e 180°), rejeitando o som que chega a 90° e a 270° . Atualmente, os mais utilizados são os omnidirecionais por sua melhor capacidade de captação sonora [28].

Os filtros podem ser analógicos ou digitais e a escolha da topologia depende da resposta em frequência que se deseja obter no sistema. Os mais usualmente encontrados são passa-baixa, passa-alta e passa-banda. Além disso, a característica da resposta no domínio da frequência define a função de transferência do filtro. Tal função pode ser definida através de funções conhecidas (Butterworth, Chebyshev etc). Outra forma de se conseguir projetar um filtro seria através da resposta ao impulso no domínio do tempo como, por exemplo seria a Transformada Wavelet. Através da resposta ao impulso, é possível encontrar a sua característica no domínio da frequência através da transformada de Fourier de tempo discreto (STFT) [29].

O amplificador presta-se, como o próprio nome já diz, para amplificar a intensidade do sinal elétrico e aumentar a capacidade de ganho. Um sistema de ganho ajustável, ou *Automatic Gain Control (AGC)*, consegue ajustar a intensidade do ganho de acordo com a entrada.

Podemos ainda definir uma prótese auditiva em três categorias baseada na topologia do sistema.

- 1) Prótese auditiva analógica;
- 2) Prótese auditiva digital;
- 3) Prótese híbrida.

2.4.1. PRÓTESE AUDITIVA ANALÓGICA

A prótese analógica transmite a onda elétrica no circuito de forma equivalente à onda sonora recebida pelo microfone. Tal informação, de característica elétrica, é a onda sonora recebida pelo microfone. Esta informação elétrica é amplificada, filtrada e convertida em onda sonora. Tem como vantagem o baixo custo e baixo consumo de energia, porém, os circuitos são menos versáteis tornando a adequação individual difícil, além de restrições relacionadas ao processamento de sinal [30].

Na Figura 2-9, é possível analisar um diagrama de blocos básico de um sistema de aparelho auditivo analógico, e seus componentes tais como microfone, amplificador e filtro.

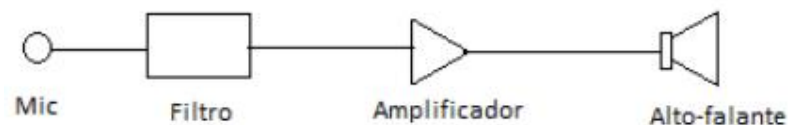


Figura 2-9: Diagrama de blocos de uma prótese auditiva analógica

2.4.2. PRÓTESE AUDITIVA DIGITAL

Neste tipo, a onda convertida pelo microfone é enviada ao conversor analógico/digital (ADC) onde é transformada em uma sequência de bits e, em seguida, enviada ao microprocessador, onde ocorrerá a filtragem e tratamento do sinal (amplificação ou atenuação) [28].

O microprocessador presente neste tipo de prótese conhecido como processador digital de sinais (DSP, em inglês) trata as informações recebidas através de filtragens múltiplas, amplificadores multicanais, ajustes seletivos dos níveis de saída máxima e controle automático de ganho (*Automatic Gain Control*, AGC) [31].

Após a amplificação, o sinal é enviado para um DAC (conversor digital/analógico) onde é novamente transformado em sinal elétrico e enviado ao receptor em formato de sinal sonoro. Um dos grandes problemas enfrentados para a utilização desse tipo de aparelho auditivo é o seu elevado consumo de energia e a velocidade do microprocessador no tratamento das informações [32].

Para representar o sistema, segue na Figura 2-10 um diagrama de blocos simplificado. Nele é possível perceber o microfone, responsável pela captação do som, o filtro que como o nome diz filtrará o sinal de entrada, o amplificador que irá

acrescentar um ganho, um dos ADCs para conversão da onda, o DSP para o tratamento da onda em questão (remover ruídos, por exemplo) e por último mais um ADC para a conversão novamente para sinal sonoro.

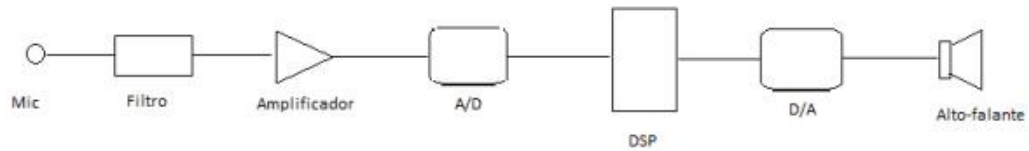


Figura 2-10: Diagrama de blocos de uma prótese auditiva digital.

2.4.3. PRÓTESE AUDITIVA HÍBRIDA

Existe ainda uma prótese que utiliza a combinação de processos analógicos e digitais igualmente programáveis. Neste tipo de prótese o processamento digital era utilizado em algumas funções (como programação do ganho) porém o tratamento do som ainda era feito por processos analógicos. A vantagem dessa prótese auditiva é ter o tamanho reduzido e ser mais eficiente porém seu custo é elevado e o ruído interno é mais elevado comparado com o sistema analógico [33].

A ideia de fazer um sistema analógico vem devido as vantagens dos aparelhos analógicos com relação aos digitais (menor consumo e baixo custo), porém é menos utilizado devido a sua dificuldade de adequação e por algumas vantagens existentes nos aparelhos digitais como o cancelamento de ruído. A utilização de novas técnicas presentes nesta dissertação se mostrou uma boa alternativa para o tratamento de áudio chegando a cancelar o ruído existente no sinal sonoro, fato existente nos aparelhos digitais.

Neste capítulo, foi explicado um pouco da evolução dos aparelhos auditivos, bem como um pouco da anatomia do ouvido humano. Baseado nessas informações, no próximo capítulo, será feita uma abordagem matemática de como será o funcionamento do sistema para aparelhos auditivos analógicos, bem como a implementação e análise em diagrama de blocos.

3. FILTROS DE WAVELET ANALÓGICOS E APROXIMAÇÕES MATEMÁTICAS

Após a explanação sobre aparelhos auditivos e como são classificados, neste capítulo, será feita uma análise da *wavelet*, em seguida serão apresentados os métodos utilizados durante o projeto de aproximação de funções no domínio do tempo. A opção pela representação das variáveis de trabalho no Espaço de Estados deveu-se ao fato dessa ferramenta permitir análise de sistemas com múltiplas entradas e saídas de maneira mais prática e operacional, o que faculta uma abordagem mais útil para esse projeto em termos de sensibilidade e faixa audível.

3.1. INTRODUÇÃO

A ideia original pertence a Fourier: “aproxime uma função complexa como uma soma ponderada de uma função simplificada, a qual é obtida através de uma função protótipo simples. ” A função protótipo pode ser chamada também de função base e pode ser imaginada como sendo um bloco, assim a função original pode ser aproximada, às vezes até ser representada totalmente, através da utilização de blocos similares. [34]

Existem muitas vantagens em tais aproximações e representações, por exemplo, a facilidade de se analisar funções com maior grau de complexidade, e ainda caso alguns desses blocos obtenham uma boa aproximação, então uma razoável compressão pode ser obtida para a representação da função original.

O conceito de processamento de sinal, importa saber, diz respeito às transformações verificadas em um sinal – ou conjunto de sinais – bruto, através de operações matemáticas, a fim de obter novos e melhores resultados. O processamento comumente utilizado pela comunidade acadêmica é a transformada de Fourier [35], que por apresentar a característica de ser uma integral expressa em funções senoidais multiplicadas por coeficientes, como a amplitude, poderia auxiliar no tratamento das ondas sonoras, já que é capaz de dizer quanto de uma determinada frequência existe naquele sinal [36].

Uma das primeiras formas de representação da função, utilizando funções de base ortogonal é sem dúvida a série de Fourier para sinais contínuos e periódicos:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk(2\pi/T)t}, c_k = \frac{1}{T} \int_T x(t) e^{-jk(2\pi/T)t} dt \quad (\text{Eq. 3.1})$$

onde $x(t)$ é o sinal a ser analisado, T é o período do sinal e c_k são os coeficientes de Fourier, representando os componentes do espectro de $x(t)$. As funções exponenciais complexas em frequências diferentes de $2\pi jk/T$ não são suportadas no tempo desde que eles tendam ao infinito, assim a representação de Fourier se torna inadequada para

análise de sinais não estacionários. A representação de Fourier não pode fornecer nenhuma informação com relação a localização das componentes espectrais no tempo. Isso se deve ao fato de sinais não estacionários terem suas disposições espectrais no tempo mutáveis. Infelizmente, na prática, a maioria dos sinais é do tipo não-estacionário, independente da sua fonte.

A STFT (*Short Time Fourier Transform*) era uma modificação necessária que permitia a análise dos sinais não-estacionários através da segmentação destes em pequenos pedaços e, então, fazendo os cálculos necessários na representação de Fourier para cada pedaço:

$$S(\tau, f) = \int x(t)w^*(t - \tau)e^{-2j\pi ft} dt \quad (\text{Eq. 3.2})$$

$$x(t) = \int_{\tau} \int_f S(\tau, f)w^*(t - f)e^{2j\pi ft} df d\tau$$

Onde $w(t)$ é a função de janela, f e τ são os parâmetros de frequência e translação do tempo, respectivamente, $*$ é o operador do conjugado complexo e $S(\tau, f)$ é o STFT de $x(t)$ na frequência f e translação τ . Observa-se que para cada frequência, f é uma localização no tempo e é obtida através da segmentação $x(t)$ por $w(t - \tau)$, com a função de janela centrada em $t = \tau$. Assim temos que a transformada de Fourier desse sinal segmentado fornece a localização da frequência [34].

O problema com este procedimento é a resolução constante para todas as frequências, afinal a mesma janela é utilizada para a análise do sinal como um todo. Se o sinal analisado tiver componentes em alta frequência, em um curto período de tempo, será necessária uma janela estreita para que fosse obtida uma boa resolução no tempo, porém uma janela estreita significa banda de frequência mais largas o que acarreta em uma resolução pior na frequência. Por outro lado, o contrário também é válido: se o sinal analisado tiver componentes em baixa frequência, a janela deve ser mais larga para que se consiga uma boa resolução na frequência ter-se-á, porém, uma resolução de tempo maior [34].

A vantagem por trás da transformada wavelet (WT) é que ela consegue prover resoluções no tempo e na frequência variáveis utilizando janelas de diferentes comprimentos. A WT, simplesmente, faz o oposto da STFT através da primeira decomposição do sinal em bandas de frequência e as analisa no tempo:

$$W(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int x(t)\psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (\text{Eq. 3.3})$$

$$x(t) = \frac{C_{\psi}}{a^2} \int_{a>0} \int_b W(a, b) \psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right) da \cdot db \quad (\text{Eq. 3.4})$$

onde $a > 0$ e b são parâmetros de escala e translação, respectivamente, ψ é a wavelet mãe, C_{ψ} é a constante que depende de ψ e $W(a, b)$ é a transformada wavelet contínua de

$x(t)$. A Eq. 3.3 pode ser vista como um produto interno de $x(t)$ com as versões escalares e de translação da função base ψ :

$$W(a, b) = \int x(t)\psi_{(a,b)}^*(t)dt, \text{ onde} \quad (\text{Eq. 3.5})$$

$$\psi_{(a,b)}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right), a > 0, b \in R$$

É importante notar que as versões escalares e de translação da função base são obtidos de uma função protótipo, a wavelet mãe. Vale mencionar ainda que o nome wavelet se origina da condição de admissão, esta condição requer que a função base seja finita (inglês, *small*) e de comportamento oscilatório (inglês, *wavy*), por isso o nome wavelet (*small wave*).

Para obter a transformada wavelet discreta (DWT), os parâmetros a e b precisam ser discretizados [34]. Daubechies mostrou a discretização através de $a = 2^j$ e $b = 2^j k$ o que renderá funções de base ortonormal para algumas escolhas de ψ :

$$\psi_{(j,k)}(t) = 2^{-j/2}\psi(2^{-j}t - k) \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Mallat mostrou que a Análise de Multi Resoluções (MRA) pode ser utilizada para obter a DWT de um sinal discreto através da iteratividade entre dois filtros, um passa baixa e um passa alta, e subsequentemente submostrá-los por 2 (dois) [34]. Na Figura 3-1 é possível observar o procedimento. Onde $g[n]$ e $h[n]$ são os filtros passa alta e passa baixa, respectivamente. O que é mostrado também são as bandas de frequência para cada nível [34]. A cada nível, o procedimento computa

$$y_{alta} = \sum_n x[n] \cdot g[2k - n] \quad (\text{Eq. 3.7})$$

$$y_{baixa} = \sum_n x[n] \cdot h[2k - n] \quad (\text{Eq. 3.8})$$

onde

$$h[N - 1 - n] = (-1)^n g[n] \quad (\text{Eq. 3.9})$$

com N sendo o número total de amostras em $x[n]$.

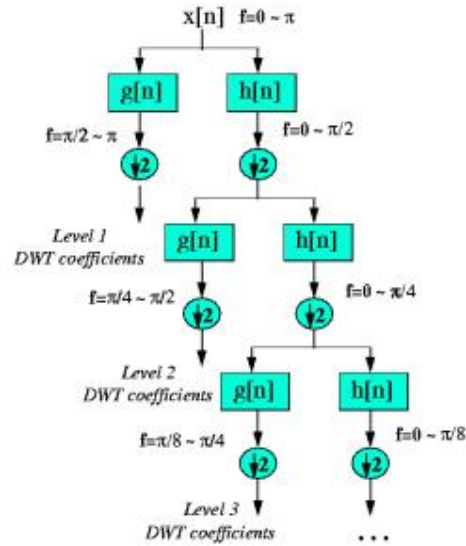


Figura 3-1: DWT através de MRA [34].

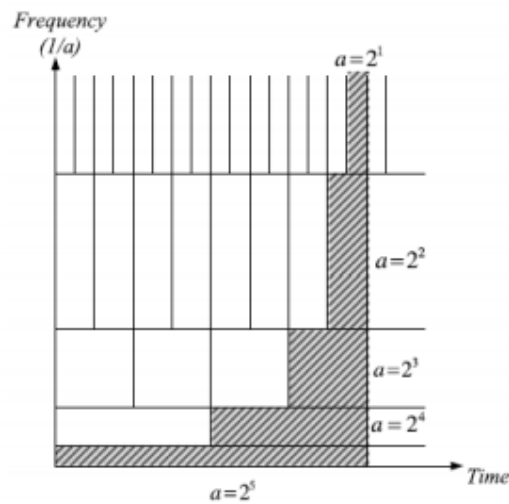


Figura 3-2: Sistema da Transformada Wavelet. Plano de tempo-frequência [1].

Como pode ser visto na Figura 3-2, a *Wavelet*, trabalha com coeficientes (escalas) que são representados pela letra “a”, sendo a frequência representada por $\frac{1}{a}$. Sendo assim, quanto maior for o coeficiente, menor será a frequência.

Nas Figura 3-3, Figura 3-4 e Figura 3-5 é possível verificar o comportamento de uma onda tratada pela Transformada de Fourier, mostrando claramente uma boa resolução do domínio da frequência (Figura 3-4), a perda de informação no domínio do tempo (Figura 3-5), quando aplicamos a transformada inversa de Fourier [1].

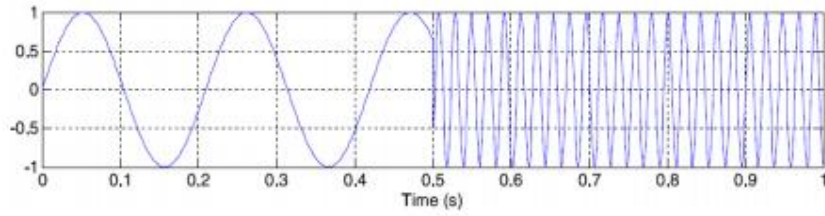


Figura 3-3: Sinal de entrada com dois componentes de frequência em diferentes instantes [1].

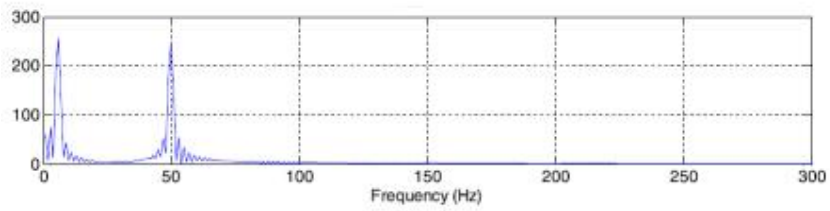


Figura 3-4: Transformada de Fourier [1].

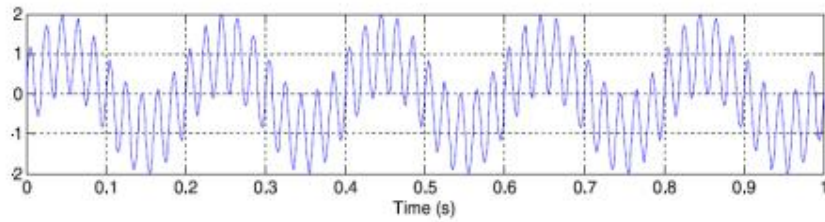


Figura 3-5: Inversa da Transformada de Fourier [1].

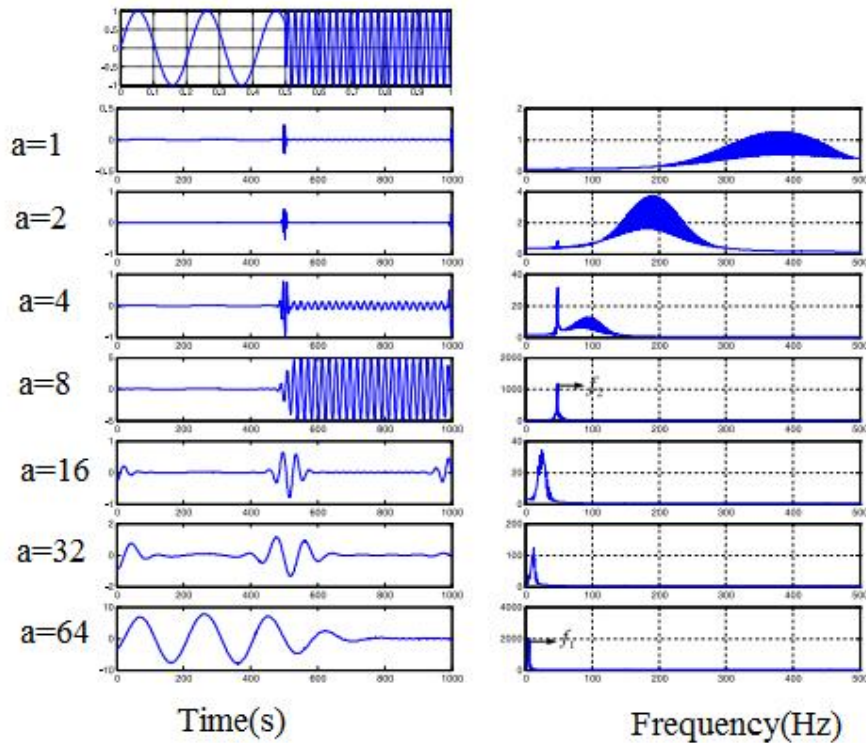


Figura 3-6: Transformada Wavelet Morlet com 7 escalas do sinal da Figura 3-3 [1].

A Transformada *Wavelet* tornou-se muito popular por vários motivos, dentre eles a facilidade em entregar uma abordagem sistemática para análise de sinais não estacionários. Entretanto várias outras representações no tempo e na frequência existiram por mais de 5 décadas e sempre tiveram suas limitações. A Transformada *Wavelet* é a única transformada linear que pode analisar sinais não estacionários com resoluções variáveis através da decomposição dos sinais em bandas de frequência [34]. Mais ainda, DWT é um algoritmo muito rápido com tempo polinomial e complexidade espacial o que a torna ainda mais atraente.

Outro motivo interessante para o uso da Transformada *Wavelet* é a sua capacidade de detecção de singularidades, tornando possível a obtenção de uma relevância maior para sinais semelhantes no processamento de sinais. A sua filtragem (*denoising*) detecta características transientes dos sinais, realizando uma alta correlação do sinal de entrada com a função e, conseqüentemente, eliminando o ruído presente na banda de frequência, que apresenta uma baixa correlação com a função de base da *Wavelet*. E a compressão de dados codifica as informações redundantes usando menos bits de dados, ou seja, compactando as informações [1], [37].

Existem vários tipos de *wavelet*-mãe (ou *wavelet*-base) bem definidos e dependendo da aplicação (e das propriedades da função *wavelet*), uma pode ser preferida sobre as demais [1]. Três diferentes tipos de *wavelet*-mãe sera apresentads

aqui, sendo elas as *wavelets* Gaussianas (derivadas da função Gaussiana), Morlet e Daubechies (dbN). Outras *wavelets*-mãe podem ser vistas em [38], [39].

Como será explicado mais a frente, a função a ser utilizada será a derivada primeira da Gaussiana. Devido a tal fato, nos parágrafos abaixo será feita uma explicação um pouco mais detalhada dessa função.

As *wavelets* Gaussianas (Gauss) são simétricas com suporte infinito. Sua família é definida a partir da sua função Gaussiana [1]:

$$\psi(t) = C_n * \frac{d^n}{dt^n} (e^{-t^2}) \quad (\text{Eq. 3.10})$$

onde n é a ordem, $\frac{d}{dt}$ é o símbolo da derivada e C é a constante de normalização, dependente de n . Funções Gaussianas são, geralmente, utilizadas como *wavelets*-mãe por sua melhor resolução no domínio do tempo e da frequência (produto tempo-frequência mínimo, $\Delta t \Delta \omega$). As funções Gauss1 e Gauss2 são mostradas na **Erro! Fonte de referência não encontrada.**(a) e Figura 3-7(b), respectivamente.

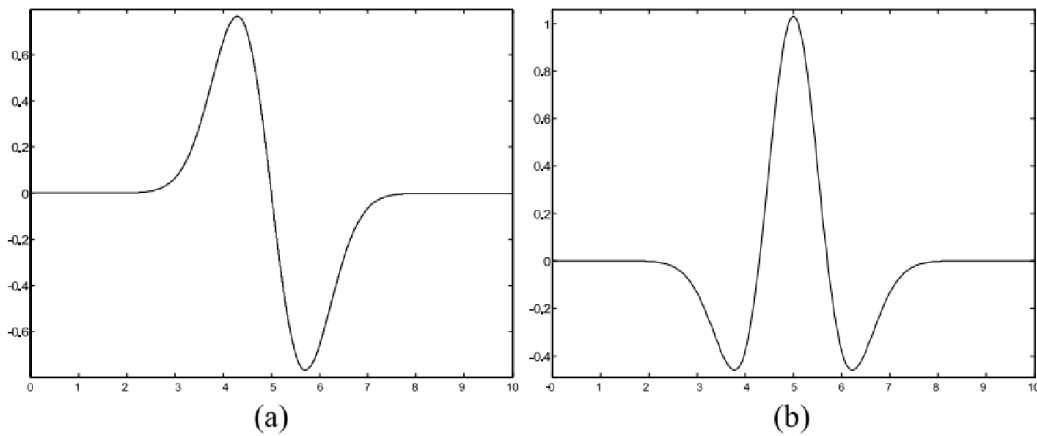


Figura 3-7(a) Derivada primeira da Gaussiana. (b) Derivada segunda da Gaussiana [1].

3.2. APROXIMAÇÕES DE FUNÇÕES

Existem situações onde se deseja manipular um conjunto de pontos, porém não se conhece ou não é possível se calcular a função que deu origem a eles. Surge a necessidade de se aproximar o comportamento dessa coleção de pontos através de uma função conhecida. Nessa seção será apresentado o método que realiza esse tipo de aproximação para a função de transferência.

Uma função de transferência é uma razão de polinômios definida no domínio de Laplace. Utilizando-se o método de Padé, pode-se obter essa razão a partir de outras funções por uma razão de polinômios. Em geral, este método é utilizado a partir da

expansão em série de Taylor da função [40]. Considere a seguinte série de Taylor calculada em torno de um determinado ponto, por exemplo em $x = 0$:

$$F(x) = c_0 + c_1x + \dots + c_kx^k + O(x^{k+1}) \quad (\text{Eq. 3.11})$$

Onde c_i são os coeficientes da série. Pretende-se encontrar uma razão de polinômios $\frac{P(x)}{Q(x)}$ tal que

$$\frac{P(x)}{Q(x)} = \frac{p_0+p_1x+\dots+p_mx^m}{q_0+q_1x+\dots+q_nx^n} = \hat{F}(x) \quad (\text{Eq. 3.12})$$

Sendo p_i, q_i os coeficientes de $P(x)$ e $Q(x)$, respectivamente, $\hat{F}(x)$ é a versão truncada da serie de Taylor e $m + n$ com $n \geq m$.

Os coeficientes de $P(x)$ e $Q(x)$ podem ser calculados a partir da seguinte relação:

$$P(x) = \hat{F}(x). Q(x) \quad (\text{Eq. 3.13})$$

Que, em matricial:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & 0 \\ c_1 & c_0 & & \vdots \\ \vdots & c_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_k & c_{k-1} & \dots & c_{k-n} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ \vdots \\ q_k \end{bmatrix} \quad (\text{Eq.3.14})$$

Observa-se, no entanto, que os coeficientes $p_{m+1} \dots p_k$ são nulos, de modo que o sistema linear em Eq. 3.14 se reduz a dois sistemas lineares. O primeiro resolvido é:

$$0 = \begin{bmatrix} c_{m+1} & \dots & 0 & 0 \\ c_{m+2} & & c_0 & \vdots \\ \vdots & & c_1 & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ c_{m+n} & \dots & \dots & c_m \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ \vdots \\ q_k \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.15})$$

E, a partir da resolução de Eq. 3.15, calculam-se os coeficientes $p_0 \dots p_m$ resolvendo o sistema linear

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & 0 \\ c_1 & c_0 & & \vdots \\ \vdots & c_1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_m & c_{m-1} & \dots & c_{m-n} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} q_0 \\ q_1 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.16})$$

A aproximação de Padé converge em um raio maior do que a série de Taylor para a mesma aproximação. Além dessa propriedade, aproximações de Padé são capazes de extrair informações da série de Taylor que a própria não é capaz de exibir. Para demonstrar essa propriedade, será utilizado um exemplo.

Considere a Eq. 3.17, a série de Taylor de ordem 10 para essa função é:

$$\hat{F}(x) = 1 - x^2 + \frac{1}{2}x^4 - \frac{1}{6}x^6 + \frac{1}{24}x^8 \quad (\text{Eq. 3.17})$$

E a aproximação de Padé a partir da série de Fourier é dada por:

$$\frac{P(x)}{Q(x)} = \frac{3500s^3 + 5000s^2 - 10000s + 5 \cdot 10^4}{4s^8 + 10s^7 - 110s^6 - 100s^5 + 500s^4 + 9000s^3 - 21000s^2 + 50000s + 20000} \quad (\text{Eq. 3.18})$$

A Figura 3-8(a) apresenta o gráfico da função original, na Figura 3-8(b), tem-se a função da Eq. 3.17 e na Figura 3-8(c), a aproximação de Padé, pode-se verificar que mesmo com a série de Taylor divergindo dentro do intervalo considerado, o polinômio de Padé conseguiu retirar a informação sobre o comportamento da função original e convergiu para um raio igual ao da série.

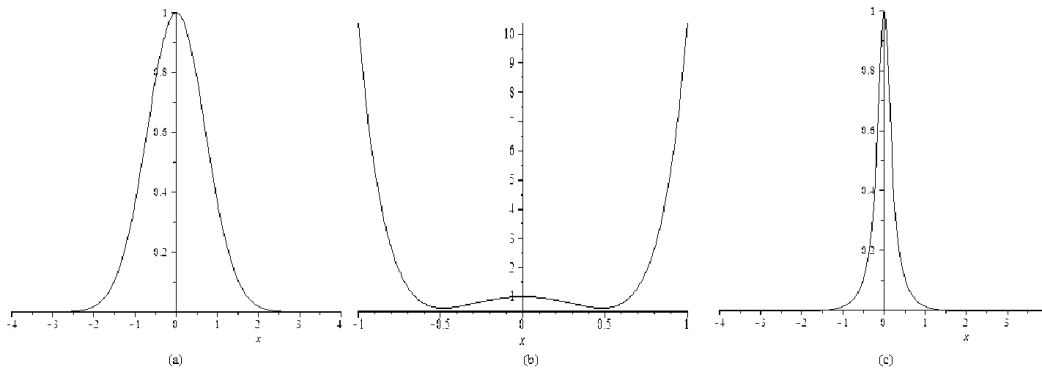


Figura 3-8: (a) função $f(x)$, (b) Série de Taylor, (c) aproximação de Padé, realizada utilizando-se alguns coeficientes da série de Taylor.

Como a função obtida será de alta ordem, para que seja possível ser feita uma implementação do filtro é necessário a utilização do Espaço de Estados.

3.2.1. DESCRIÇÃO DE SISTEMAS NO ESPAÇO DE ESTADOS

Sistemas dinâmicos podem ser descritos como uma combinação de várias equações diferenciais relacionando entradas e saídas múltiplas. A modelagem no Espaço de Estados permite uma representação mais organizada, de fácil manipulação matemática e controle computacional de um sistema [41], [42].

Considere um sistema dinâmico de ordem n com entrada, $u(t)$, e saída, $y(t)$, relacionadas da seguinte maneira:

$$\frac{dy^{(n)}(t)}{dt} + k_1 \frac{dy^{(n-1)}}{dt} + \dots + k_n y(t) = u(t) \quad (\text{Eq. 3.19})$$

Onde k_i são constantes. Definindo-se $x(t)$ como sendo uma variável de estado do sistema e separando-se a equação diferencial de ordem n em $y(t)$ por n equações diferenciais de primeira ordem em $x(t)$, obtêm-se:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= f_1(x_1, \dots, x_n; u; t) \\ \dot{x}_2(t) &= f_2(x_1, \dots, x_n; u; t) \\ &\vdots \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n; u; t) \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.20})$$

A saída do sistema também pode ser reescrita em função das variáveis de estado:

$$y(t) = g(x_1, \dots, x_n; u; t) \quad (\text{Eq. 3.21})$$

Considerando que esse sistema é linear, invariante no tempo, então a Eq. 3.20 e Eq.3.21 podem ser reescritas na forma matricial como:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.22})$$

Onde $\dot{x}(t)$ é o vetor de estados:

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \vdots \\ \dot{x}_n(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 3.23})$$

Sendo **A** a matriz de estados, **B** a matriz de entrada, **C** a matriz de saída e **D** a matriz de transmissão direta. O diagrama de blocos desse sistema é apresentado na Figura 3-9.

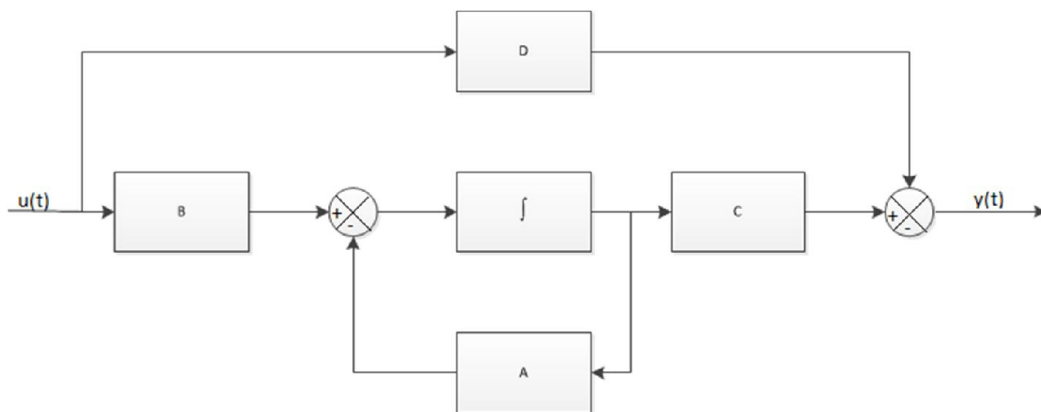


Figura 3-9: Diagrama de blocos da representação de Sistema de Estados.

Pode-se calcular a função de transferência de um sistema a partir de sua representação no Espaço de Estados de Laplace, obtêm-se:

$$sX(s) - x(0) = AX(s) + BU(s) \quad (\text{Eq. 3.24})$$

$$Y(s) = CX(s) + DU(s)$$

Estabelecendo condições iniciais nulas em Eq. 3.24 esta pode ser reescrita como

$$sX(s) - AX(s) = BU(s) \quad (\text{Eq. 3.25})$$

ou

$$(sI - A)X(s) = BU(s) \quad (\text{Eq. 3.26})$$

onde I é a matriz identidade. Isolando-se $X(s)$ obtêm-se:

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (\text{Eq. 3.27})$$

Combinando Eq. 3.24 e Eq. 3.27 resulta em:

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s) \quad (\text{Eq. 3.28})$$

Por definição, a função de transferência $H(s)$ de um sistema é a relação entre sua saída e sua entrada, ou seja:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_0s^n + \dots + b_n}{s^n + a_0s^{n-1} + \dots + a_n} \quad (\text{Eq. 3.29})$$

Portanto, a seguinte relação é obtida:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (\text{Eq. 3.30})$$

Para uma mesma função $H(s)$ existem outras várias representações no Espaço de Estados. Para esta dissertação será utilizada a forma ortonormal, ela será explicada no item 3.2.2.

3.2.2. REALIZAÇÃO ORTONORMAL

Como mencionado anteriormente, um sistema pode ter várias representações no Espaço de Estados. Porém, representações que permitam alcançar uma maior faixa dinâmica, bem como menor sensibilidade a variações de valores e de fácil implementação são mais desejadas. Uma representação que possui essas propriedades é a realização ortonormal. De acordo com [43], qualquer função de transferência estável pode ser convertida em uma representação ortonormal, a qual possui seguinte fórmula:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha_1 & 0 & \dots & 0 \\ -\alpha_1 & 0 & \alpha_2 & \dots & 0 \\ 0 & -\alpha_2 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 & \alpha_{n-1} \\ 0 & 0 & \dots & -\alpha_{n-1} & \alpha_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \sqrt{\frac{\alpha_n}{\pi}} \end{bmatrix} u \quad (\text{Eq. 3.31})$$

$$y = [c_1 \quad \dots \quad c_n] \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} \\ \dot{x}_n \end{bmatrix}$$

Onde os coeficientes α_i são calculados por meio da relação:

$$\alpha_i = \sqrt{\frac{1}{\beta_i \beta_{i+1}}} \quad 1 \leq i \leq n \quad (\text{Eq. 3.32})$$

$$\alpha_n = \frac{1}{\beta_n} \quad i = n \quad (\text{Eq. 3.33})$$

E os coeficientes β_i são obtidos por meio de uma expansão em diferenças divididas do polinômio do denominador da função de transferência. Para realizar essa expansão, deve-se inicialmente separar o denominador em uma soma de dois polinômios, um com graus somente pares - $D_{par}(s)$ - e outro, somente ímpares - $D_{impar}(s)$. A expansão em fração continuada é obtida por meio do seguinte cálculo:

$$\frac{D_{par}(s)}{D_{impar}(s)} = \beta_0 + \frac{r_0}{D_{impar}(s)} = \beta_0 + \frac{1}{\beta_1 + \frac{1}{r_0}} = \dots = \beta_0 + \frac{1}{\beta_1 + \frac{1}{\beta_2 + \frac{1}{\beta_3 + \frac{1}{\beta_n}}}} \quad (\text{Eq. 3.34})$$

Seguindo com os cálculos, utilizam-se os coeficientes β_n , calculados na Eq. 3.32, e o numerador da função de transferência - $N(s)$ - para obter os coeficientes c_i .

$$N(s) = c_1 F_1 + c_2 F_2 + \dots + c_n F_n \quad (\text{Eq. 3.35})$$

Sendo F_i uma função auxiliar obtida da seguinte forma:

$$F_i = \sqrt{\frac{\beta_1}{\pi}} * N(0)$$

$$F_2 = \frac{1}{\alpha_1} * F_1 \quad (\text{Eq. 3.36})$$

$$F_i = \frac{1}{\alpha_{i-1}} (s F_{i-1} + \alpha_{i-2} F_{i-2}) \quad 3 \leq i \leq n$$

Segundo [44], pode-se observar que a representação ortonormal apresenta *performance* em termos de faixa dinâmica próxima do caso ideal, mesmo com o aumento da ordem do sistema, enquanto outras representações desviam-se consideravelmente do caso ótimo.

3.3. O TRANSCONDUTOR

Imagine um sistema que trata simultaneamente das variáveis corrente e tensão em suas entradas e saídas. Avaliando as possibilidades de configuração, encontram-se:

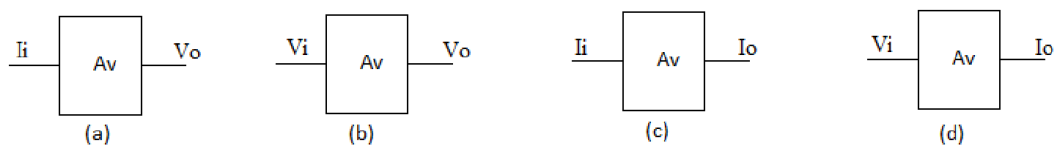


Figura 3-10: Possibilidades de sistemas elétricos com variação de entradas e saídas

Como pode ser visto na Figura 3-10, o sistema (a) recebe uma corrente I_i e fornece uma tensão V_o na saída. O ganho A_v do sistema pode ser definido como sendo a razão entre a corrente de entrada e a tensão de saída, também chamado de *ganho de transimpedância*. O sistema (b) recebe uma tensão de entrada V_i e fornece uma tensão de saída V_o . Partindo da ideia inicial utilizada no sistema (a), o ganho A_v é definido como a razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, também conhecido como *ganho de tensão*. Já no sistema (c), a entrada do sistema é uma corrente I_i e sua saída é uma corrente I_o ; nesse caso temos o ganho A_v conhecido como *ganho de corrente*. Por fim, no sistema (d) temos a relação entre a corrente de saída I_o e a tensão de entrada V_i definindo o ganho A_v como *ganho de transcondutância*.

Basicamente, o que foi dito acima é que um circuito transcondutor é aquele que converte uma tensão de entrada em uma corrente de saída por meio de um ganho de transcondutância A_v , ou seja,

$$A_v = \frac{\Delta I_o}{\Delta V_i} \quad (\text{Eq. 3.37})$$

Como características ideais, considera-se que o transcondutor, do ponto de vista da entrada, possui uma impedância infinita e do ponto de vista da saída, a célula de transcondutância apresenta impedância de saída infinita.

Os transcondutores são muito utilizados em circuitos eletrônicos, a exemplo dos amplificadores operacionais, filtros analógicos, amplificadores de ganho variável etc. Isso se deve a suas características como a linearidade e a transcondutância ajustável. Porém não é possível se conseguir algo totalmente desejável, pois existe uma relação entre essas duas características, de modo que à medida que se aumenta a tensão de

controle, a transcondutância aumenta proporcionalmente, na faixa de linearidade. Não esquecer ainda que a relação entre a corrente de saída e a tensão de entrada se afastará da região linear, à medida que os valores de ambas aumentam.

Com relação às configurações de transdutores, do ponto de vista dos transistores de entrada, se destacam os projetos onde eles são utilizados em saturação ou em tríodo. Um transconductor operar em saturação significa uma melhora do ganho, pois as transcondutâncias são maiores nessa região de operação, enquanto que operar em tríodo permite uma maior linearidade do sistema.

3.4. FILTROS TRANSLINEARES (LOG-DOMAIN)

A tensão de alimentação restringe drasticamente o valor máximo de sua faixa dinâmica (*Dynamic Range, DR*) alcançável utilizando técnicas de implementações de filtros, tais como MOSFET-C, G_m -C e *switched-capacitors*. Em adição com os transistores, que são transdutores não lineares, estas técnicas requerem o desenvolvimento de esquemas para linearização ou compensação, geralmente no aumento do consumo de potência e limitação da largura de banda. A classe de filtros translineares (TL) surgiu nos últimos anos [1] como um meio promissor de encarar os desafios dos filtros analógicos, isto é, consumo de potência mais baixo, baixa tensão de alimentação e altas frequências de operação.

A abordagem translinear é uma técnica em modo corrente - na qual é inerente a não linearidade - e executa uma compressão e uma expansão no sinal processado. Essa propriedade é chamada de princípio de *companding* (compressão e expansão). O benefício de um sistema *companding* é que o sinal com um DR particular pode ser processado em um sistema de blocos com um DR menor que o sinal, e assim, oferecer uma operação em baixas tensões (*low-voltage*) e baixas potências (*low-power*).

Circuitos translineares, também conhecidos como *log-domain*, são sistemas não lineares internamente e lineares externamente (*Externally Linear Internally Nonlinear systems, ELIN*), ou Circuitos de Espaço de Estados Exponenciais (*Exponential-State Space, ESS*). Esses tipos de circuitos exploram a função de transferência de grandes sinais exponenciais de um dispositivo semiconductor para implementar uma equação diferencial desejada - sendo ela linear ou não -, que será explicada a seguir [1].

Circuitos translineares são baseados em relações exponenciais entre tensão e corrente, uma característica para qualquer dispositivo cuja operação é dominada por portadores minoritários, como por exemplo diodos, transistores bipolares e transistores MOS (*Metal Oxide Semiconductor*) operando em inversão fraca. Eles podem ser *Circuito Translinear Estático (STL)* ou *Circuito Translinear Dinâmico (DTL)*. Circuitos STL são implementados para realizar funções de transferência estáticas. O princípio

deles é fazer *loops* em junções semicondutoras [1]. Um *loop* TL é caracterizado por um número ímpar de junções. O número de dispositivos com orientação horária é igual ao número de dispositivos no sentido anti-horário. Na Figura 3-11 temos um exemplo de *loop* de quatro junções PN.

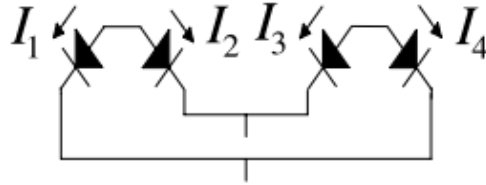


Figura 3-11: Um loop TL de quatro junções PN [1].

O princípio do STL diz que este circuito pode ser descrito em termos de corrente do coletor $I_1 - I_4$. O *loop* translinear é então descrito por uma equação em termos de produto de correntes:

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \quad (\text{Eq. 3.38})$$

Funções dinâmicas lineares ou não lineares (equações diferenciais), ou seja, dependentes da frequência, podem ser implementadas por circuitos translineares dinâmicos (DTL) [1]. O princípio é mostrado na Figura 3-12.

O circuito é descrito em termos da corrente de saída I_{out} do dispositivo exponencial e da capacitância I_{cap} fluindo pelo capacitor C . Pode-se observar que a tensão DC da fonte de alimentação V_{const} não afeta I_{cap} . I_{out} é baseado na lei das equações exponenciais e pode ser descrito por:

$$I_{out} = I_s e^{\frac{V_{cap}}{V_T}} \quad (\text{Eq. 3.39})$$

onde V_{cap} , I_s e V_T são tensão de capacitância, corrente de saturação e tensão térmica, respectivamente. Uma expressão para I_{cap} pode ser mostrada como sendo uma derivação no tempo da corrente de saída:

$$CV_T \dot{I}_{out} = I_{cap} I_{out} \quad (\text{Eq. 3.40})$$

onde o ponto representa a diferenciação no tempo. Essa expressão define o princípio dos circuitos translineares: “uma derivação no tempo de uma corrente pode ser mapeada em um produto de correntes.” [1]. Para a realização desse produto de correntes o princípio translinear convencional pode ser usado. Utilizando-se circuitos translineares dinâmicos, alguns classes de filtros podem ser utilizados [1]. Resumindo, a classe de filtros *log domain* é baseada em uma estrutura de saída transistor simples (*single-*

transistor) em linha, como mostrado na Figura 3-13. Porém, outros estágios de saída podem ser utilizados para implementar equações diferenciais não lineares.

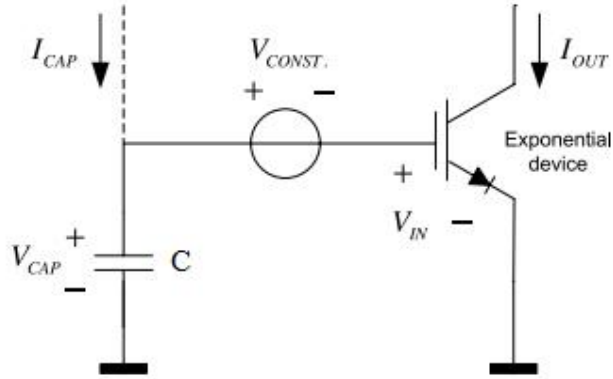


Figura 3-12: Princípio dos circuitos translineares dinâmicos

3.4.1. INTEGRADOR LOG DOMAIN

Um integrador típico *log-domain* pode ser caracterizado por um circuito diodo-capacitor, representado pela Figura 3-13(a), e pelo diagrama de blocos dado na Figura 3-13(b) [1], a seguir. Circuitos eletrônicos mapeiam operações matemáticas em silício. Para conseguir isso, as equações matemáticas devem ser transformadas em um conjunto de equações elétricas, que representam relações de tensão ou de corrente.

A corrente do capacitor I_{cap} pode ser expressa em termos de tensões V_{in} e V_C e obedece a lei exponencial do dispositivo (diodo, por exemplo):

$$I_{cap} = I_d = C\dot{V}_C = I_s e^{\frac{V_{in}-V_C}{V_T}} \quad (\text{Eq. 3.41})$$

onde I_s é a corrente de saturação e, estando o capacitor não carregado, $I_{cap} = I_d$. Da equação básica do *log domain* apresentada em Eq. 3.40, é possível perceber que um integrador é inerentemente não-linear. Para manter a linearidade global do sistema *log domain*, uma corrente é convertida em tensão por um conversor logarítmico e, então, processada internamente por um integrador não-linear antes de ser convertido em uma corrente de saída por um conversor exponencial. O diagrama de blocos do filtro *log-domain* linear é mostrado na Figura 3-14.

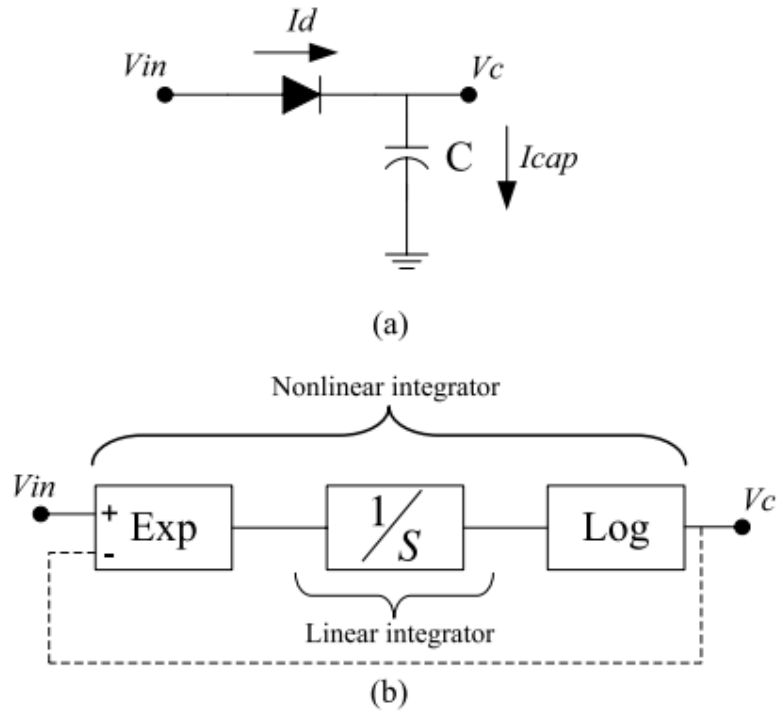


Figura 3-13: (a) Representação de um integrador log-domain, (b) diagrama de blocos correspondente [1].

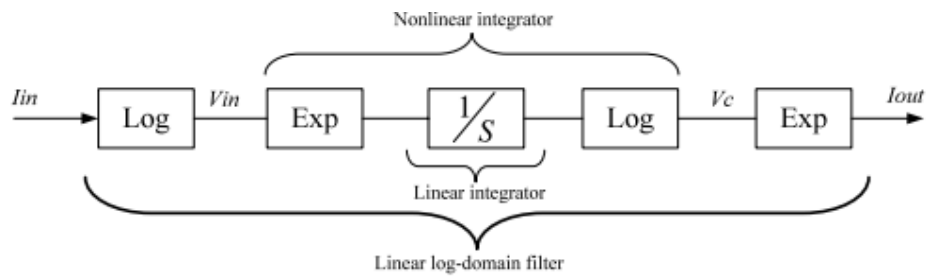


Figura 3-14: Diagrama de blocos de um filtro log-domain.

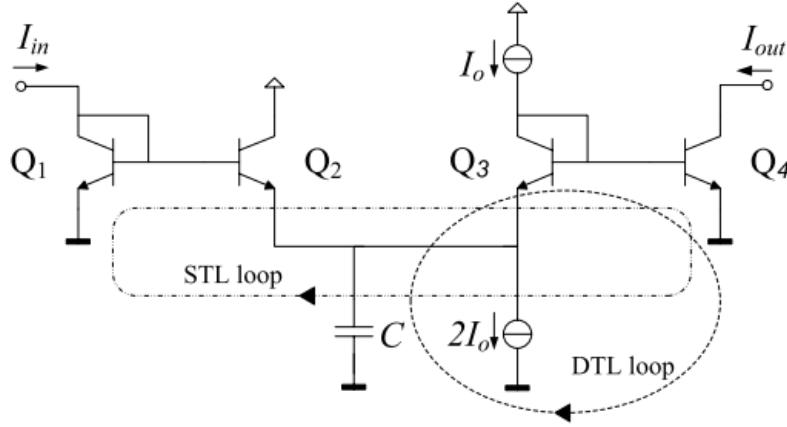


Figura 3-15: Filtro log-domain passa-baixa de primeira ordem.

Observa-se ainda a linearidade da expressão do filtro *log-domain* aplicando

$V_{in} = V_T \ln \frac{I_{in}}{I_S}$ e $V_C = V_T \ln \frac{I_{out}}{I_S}$ em Eq. 3.41:

$$CV_T \frac{d}{dt} \left[\ln \left(\frac{I_{out}}{I_S} \right) \right] = I_S \frac{e^{\ln \left(\frac{I_{in}}{I_S} \right)}}{e^{\ln \left(\frac{I_{out}}{I_S} \right)}} \Rightarrow CV_T \dot{I}_{out} \quad (\text{Eq. 3.42})$$

que nada mais é do que a equação diferencial da primeira ordem no domínio da corrente.

Levando-se em conta a perspectiva de circuito, a implementação mais simples de um filtro *log-domain* de primeira ordem é dado pela combinação de um *loop* estático e outro dinâmico, ambos mostrados na Figura 3-15 (estático como sendo *STL Loop* e dinâmico como *DTL Loop*). Uma implementação de filtro bipolar é dada em Figura 3-15. De acordo com o princípio STL, o produto das correntes das junções polarizadas diretamente nos dispositivos no sentido horário e anti-horário é igual. Com isso é possível deduzir:

$$I_1 I_3 = I_2 I_4 \Rightarrow I_{in} I_0 = (I_0 + I_{cap}) I_{out} \quad (\text{Eq. 3.43})$$

A equação do loop DTL, definida pelo capacitor e o transistor Q_4 , é expressa como:

$$I_{cap} I_{out} = CV_T \dot{I}_{out} \quad (\text{Eq. 3.44})$$

Substituindo-se Eq. 3.43 em Eq. 3.42, obtém-se:

$$CV_T \dot{I}_{out} + I_0 I_{out} = I_0 I_{in} \quad (\text{Eq. 3.45})$$

que é uma equação linear diferencial, descrevendo um filtro passa-baixa com frequência de corte ω_c :

$$\omega_c = \frac{I_0}{CV_T} \quad (\text{Eq. 3.46})$$

Nesse capítulo foram apresentados um panorama técnico de *wavelet* e métodos de aproximação de funções. Uma abordagem sobre *wavelet* se faz necessária porque foi o método utilizado na criação do filtro a ser implementado, enquanto que as aproximações numéricas demonstradas foram utilizadas para se conseguir uma função mais próxima da desejada. O Espaço de Estados foi utilizado devido a sua maior organização na representação de sistemas, fácil manipulação matemática e controle computacional. Dentre as formas de Espaço de Estados, a forma ortonormal foi escolhida devido a menor sensibilidade a variações de valores e de fácil implementação [45]. Em seguida, foi mostrada a análise matemática que foi utilizada como base para a criação do sistema, para os próximos capítulos serão explicadas a construção do sistema, os cálculos específicos para a implementação do circuito em questão e os testes feitos para verificar o correto funcionamento do mesmo.

4. PROJETO DE UM APARELHO AUDITIVO ANALÓGICO

Neste capítulo será desenvolvido um sistema analógico *low-power* para aparelhos auditivos. O sistema consiste em uma resposta um sinal de entrada sonoro, que será testado por um sinal sonoro ruidoso após seu desenvolvimento.

4.1. DEFINIÇÃO

Após teste com outros tipos de filtros (passa-baixa, passa-faixa, etc.) [46] foi definido que a derivada de primeira ordem da Gaussiana foi a onda que melhor eliminou o ruído em uma primeira filtragem do sinal sonoro. Após esta definição, foram feitas aproximações numéricas para se obter uma função no domínio do tempo que representasse uma integral gaussiana de primeira ordem (Gauss1). Com esta função, foi aplicado o método de Padé no domínio de Laplace para se calcular a função de transferência cuja resposta ao impulso é a própria forma de onda da integral gaussiana de primeira ordem. Por fim, com a função de transferência, foi calculada uma representação no Espaço de Estados, a qual implementada por meio de um filtro *Log domain*.



Figura 4-1: Fluxo de projeto do filtro da Wavelet.

Antes de começar com a descrição do sistema, vale ainda mais uma definição para se entender a diferença entre duas unidades mais utilizadas na mensuração do som: dB SPL e dB HL.

A unidade dB SPL (*sound pressure level*) que é a unidade de calibragem de um decibelímetro. Isto ocorre devido aos microfones utilizados que são sensíveis a mudanças na pressão sonora no ar, funcionamento similar ao da orelha humana. Em contraponto, tem-se os audiômetros são calibrados em dB HL (*hearing level*) e servem para avaliar a audição [47].

A razão para a diferenciação feita acima é a percepção do ouvido humano, que não consegue diferenciar todas as frequências igualmente bem, ou seja, o ouvido humano não consegue perceber as frequências baixas e altas tão bem como nas frequências entre 20Hz e 20kHz, sendo, porém, as frequências de 1kHz a 3kHz as mais bem captadas [47]. Por exemplo, o som mais fraco que uma pessoa jovem consegue escutar à 2,5kHz é 0 dB SPL. Em contraste, em uma frequência de 20Hz (resposta do tímpano fraca) o som precisa de 72dB SPL para que seja fracamente audível. Por outro lado, um som agudo na faixa de 15kHz precisa ser amplificado para 20dB SPL apenas para atingir o limiar de detecção [47].

Outro motivo para a utilização dessas duas escalas seria o formato da onda caso fosse plotada, enquanto que na escala dB SPL o gráfico seria uma onda curva no formato de ondas, como pode ser visto na Figura 4-2. Assim seria difícil informar quanto de perda auditiva uma pessoa teria por frequência. Já na escala dB HL a visualização se torna mais fácil, pois ela é uma reta. Assim qualquer desvio da linha indicará o grau de perda auditiva da pessoa. Desta forma é possível verificar que a conversão de uma escala para outra se dá através da adição de uma quantidade específica para cada frequência testada (cada frequência tem sua quantidade específica) [47].

Para que se possa entender o funcionamento da escala HL, uma audição normal, seria uma linha acima do topo do audiograma. Quando os audiologistas testam uma pessoa, qualquer desvio abaixo da linha de 0 dB HL indica uma perda [47]. Na Figura 4-3 é possível verificar um teste de audição na escala HL. Nela é possível verificar o grau de deficiência de uma pessoa de forma mais direta.

Para o cálculo de conversão foi utilizado uma tabela, disponível on-line, feita na ferramenta Microsoft Office Excel, a URL da mesma encontra-se no APÊNDICE IV.

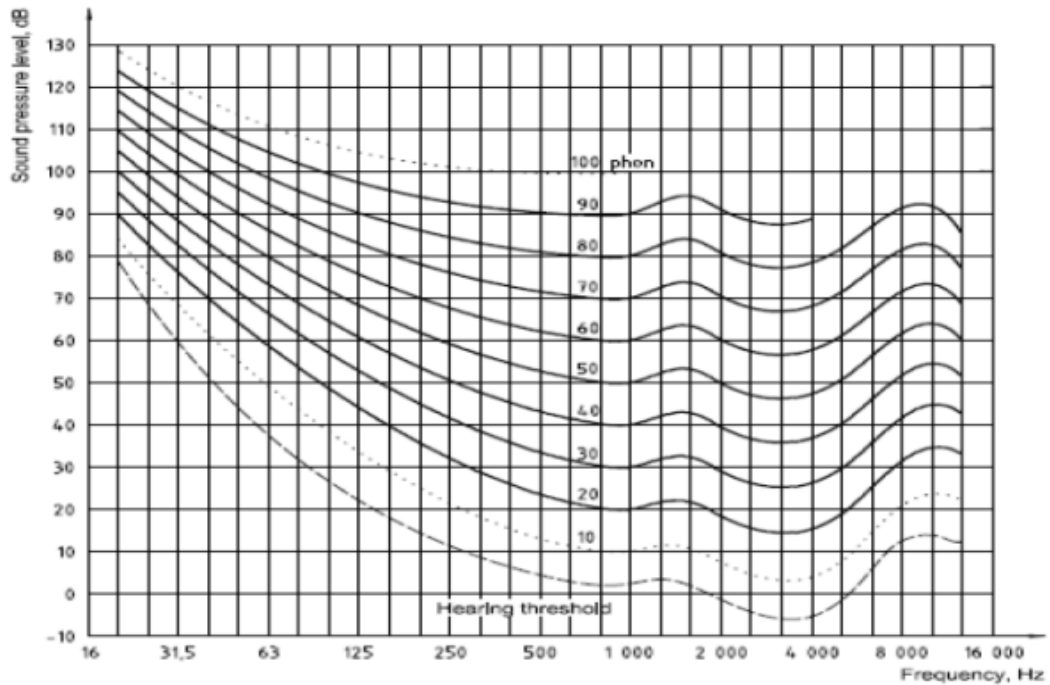


Figura 4-2: Onda plotada na escala dB SPL [47].

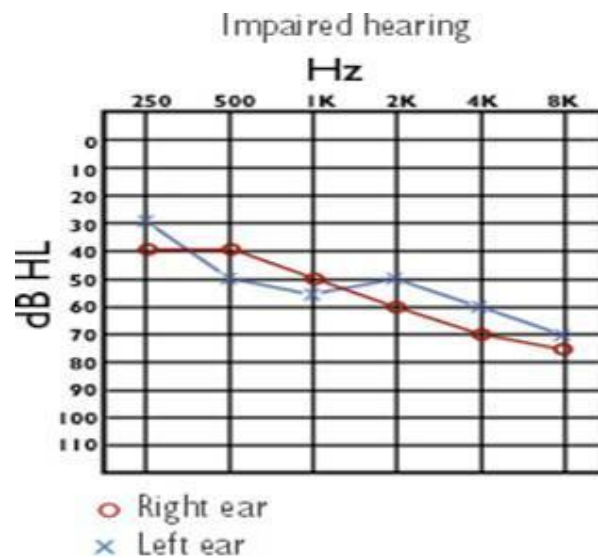


Figura 4-3: Onda plotada na escala dB HL [48].

4.2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Após ser feito uma apresentação da anatomia e como é feito o processamento dos sinais sonoros no ouvido, bem como um levantamento sobre a evolução das próteses produzidas ao longo dos anos, foi feita uma verificação das deficiências e limitações encontradas nessas próteses, que interferem na qualidade das informações recebidas, o

que, por via de consequência, determina diminuição na qualidade da experiência de som percebida.

No sistema proposto, o aparelho auditivo será completamente analógico, com o processamento de sinais a ser utilizado sendo a *Transformada Wavelet*. Dessa forma a utilização de ADCs e DSP se torna desnecessária. Outro ponto positivo da utilização da WT é a redução da potência do sistema, afinal o consumo maior é decorrente da utilização dos componentes conforme anunciados, ADC e DSP. Para ilustrar o que foi escrito, segue na Figura 4-4 o diagrama de blocos do sistema proposto.

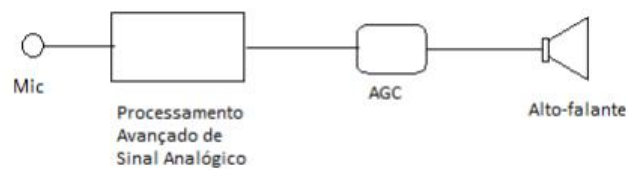


Figura 4-4: Diagrama de blocos do sistema proposto.

Como pode ser visto na Figura 4-4, temos o microfone, que será o responsável pela captação do som e conversão em ondas elétricas, em seguida este sinal passará por um processamento analógico, cujo responsável será um filtro de *wavelets* com coeficientes de 1 (um) a 64 (coeficientes utilizados pelo *software* MATLAB, da *MathWorks*), formando assim um banco de dados com as informações da onda convertida em sinal elétrico. Em seguida, as informações obtidas nesse filtro receberão um ganho para, por fim, os dados obtidos serem passados ao usuário na forma de onda sonora.

O sistema apresentado possui ainda um banco de filtros da WT que divide o sinal em escalas. Em cada saída das escalas da WT são aplicados AGCs permitindo à amplificação ou atenuação de cada componente com base no sinal de entrada.

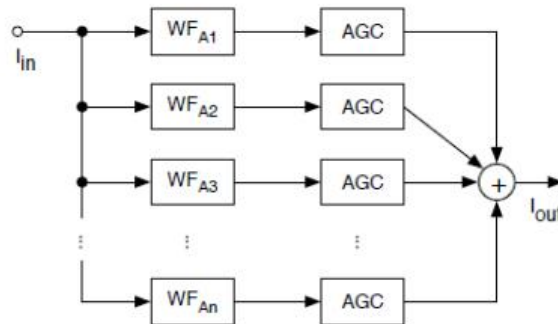


Figura 4-5: Diagrama de blocos do banco de filtros de wavelet.

Cada escala é processada por um filtro WT, para isso é necessário que o sinal de entrada seja decomposto, de modo que cada escala possua uma característica no domínio da frequência. Em seguida o sinal vai para os AGCs localizados na saída do filtro. Cada um deles é programado para modificar a onda, esta modificação (ganho ou atenuação) será aplicada caso a onda ultrapasse os limiares (*threshold*). A lógica de funcionamento, tendo como base os *thresholds*, será explicada a seguir.

A lógica dos *thresholds* é baseada nos limiares de audição e dor, o AGC consegue comparar o sinal de entrada (I_{in}) com os dois limiares, Th_1 e Th_2 . Dessa forma consegue-se descobrir o que seria a onda sonora - e se há a necessidade de amplificação ou atenuação - e o que seria ruído. Sabendo-se que Th_1 é menor que Th_2 , ter-se-á a seguinte lógica:

1) Sinal < Th_1

Neste caso pode-se afirmar que o sinal será menor que Th_2 , e que ruído será predominante, portanto a necessidade de alteração na amplitude da onda é desnecessário.

2) Th_1 < Sinal < Th_2

Neste caso, o sinal é predominante e existe a necessidade de amplificação no sinal. Essa amplificação será por um valor pré-definido anteriormente baseado em cálculos que se encontram no APÊNDICE V.

3) Sinal > Th_2

Tem-se, por fim, um sinal que possui uma potência muito elevada, o que irá ocasionar dor ao paciente, mesmo sem amplificação. Nesse caso, então, impõe-se a necessidade de uma atenuação.

Na Figura 4-6, pode-se observar o diagrama de blocos do AGC.

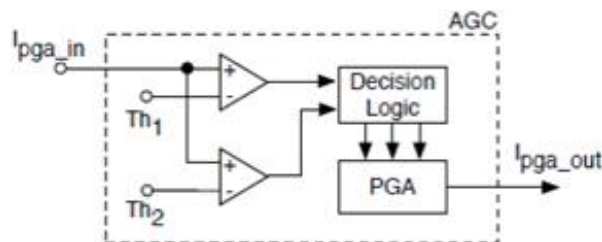


Figura 4-6: Diagrama de blocos do AGC

Outro ponto importante foi o limite de amplificação, pois existe um limiar de dor (limite que quando ultrapassado causa desconforto ao usuário da prótese). Como pode ser visto na Figura 4-7, o limiar de dor para pessoas com audição normal (linha pontilhada), é linear, enquanto que para pessoas com deficiência o limiar é variável de acordo com a frequência.

Quando se fala em limiares de audição, as pessoas sem deficiência precisam de uma intensidade maior para frequências baixas do que para frequências maiores, onde a necessidade de intensidade é o silêncio (praticamente 0, zero). A seguir, na Tabela 4-1 e Tabela 4-2, é possível verificar os valores dos limiares mencionados anteriormente.

Tabela 4-1: Limiares audíveis, intensidades em dB SPL.

Limiar audível	0-1 kHz	1-2 kHz	>2 kHz
Deficiência	30	50	70
Normal	20	0	0

Tabela 4-2: Limiares de dor, intensidades em dB SPL

Limiar de dor	0-1 kHz	1-2 kHz	>2 kHz
Deficiência	110	100	90
Normal	120	120	120

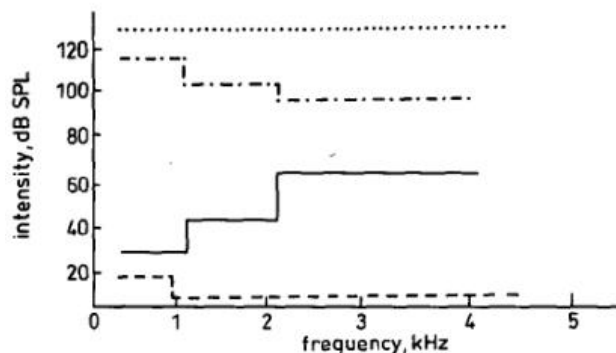


Figura 4-7: Limiar audível para pessoas com audição normal (Tracejada) e dor (pontilhada) e limiares audível (sólida) e de dor (ponto e traço) para pessoas com deficiência auditiva [49].

Considerando-se, então, o funcionamento do sistema, o sinal sonoro será amplificado ou atenuado se estiver abaixo do limiar de audição ou acima do limiar de dor, respectivamente. Tal procedimento baseia-se na lógica explicada anteriormente.

Passado esse estágio, foi necessária a definição de que WT seria utilizada. O procedimento consistia em passar as informações do som em alguns dos filtros existentes na ferramenta MatLab e selecionar alguns coeficientes (1, 2, 4, 8, 16, 32 e 64), após este tratamento, com o gráfico da onda de saída de cada coeficiente, foi extraído a relação sinal-ruído (SNR) de cada um.

Com a ajuda do MATLAB, foram analisados várias ondas-mãe para a construção do filtro WT, foram escolhidas algumas das existentes no software, entre elas estão: Haar [50], Daubechey (Daub) [50], [51], Symlet (Sym) [51], Coiflets (Coif) [51], Biorthogonal (Bior) [51], ReverseBior (Rbio), Meyer (Meyr), Dmeyer (Dmey), Gaussian (Gaus) [52], Mexican_hat (Mexh), Morlet (Morl). A escolha da *wavelet*

determina como será o formato da onda final [53]. Após os testes mostrados mais a frente nessa seção, foi escolhido como *wavelet* base a derivada gaussiana de primeira ordem (Gauss1) por tratar a onda melhor que as demais.

Inicialmente, o teste foi feito com uma voz masculina que consistia na frase: (“Oi, tudo bem?”) [46], com o objetivo de verificar o comportamento dos filtros quando a entrada era um som grave. A voz em questão, foi tratada por um filtro (no *software* MATLAB) e houve uma modificação das *wavelet* base utilizadas. Como pode ser observado na Tabela 4-3, os coeficientes maiores do filtro de função Gaussiana, 32 e 64 apresentaram um SNR maior que os demais, o que indica que para sons com frequência menor o filtro funcionou melhor [46].

Tabela 4-3: Resultados do teste com voz grave [46].

Coef	SNR (dB) dos filtros WT										
	Haar	DauB	Sym	Coif	Bior	Rbio	Meyr	Dmey	Gaus	Mexh	Morl
1											
2											
4									3,52		
8									7,60	2,50	
16	6,97	4,48			5,15	4,48			12,04	6,85	
32	9,90	1,05	6,02	7,04	9,89	7,88	6,23	4,08	20,00	14,22	4,61
64	14,80	13,98	10,10	9,85	13,98	14,01	3,29	3,09	20,00	15,56	3,16

Em seguida, foi feito um segundo teste, com o mesmo princípio do anterior, porém, dessa vez o som de uma risada feminina, encontrada em [54], com o objetivo de verificar o comportamento do filtro quando a onda de entrada é um sinal agudo. Os resultados obtidos estão na Tabela 4-4 [46]. Nesta tabela é possível verificar que as formas de onda da função Gaussiana apresentaram um valor SNR maior para os coeficientes menores, o que indicam que o filtro funcionou para as frequências maiores.

Tabela 4-4: Resultado do teste com voz aguda [46].

Coef	SNR dos filtros WT										
	Haar	daub	Sym	Coif	Bior	Rbio	Meyr	Dmey	Gaus	Mexh	Morl
1	6,20	6,02	7,95	6,02	6,02	6,02	10,45	9,11	7,82	6,58	6,80
2	5,70	6,34	9,12	5,70	5,70	5,70	12,04	12,04	7,95	10,45	10,70
4	2,92	5,34	6,85	6,25	5,57	5,10	4,08	4,08	13,97	13,34	8,60
8	3,87	7,13	7,96	7,84	6,74	6,74	9,54	9,54	15,56	15,91	9,54

16	9,73	12,22	6,37	7,60	11,85	10,88	13,06	10,88	17,50	17,69	5,77
32	10,88	16,60	13,98	12,04	16,90	13,97	10,26	16,77	20,00	18,58	10,88
64	12,56	12,57	16,90	16,48	15,19	13,97	20,48	19,55	16,47	7,95	21,93

Por fim, foi feita a análise do SNR de todos os coeficientes analisados, ou seja, verificando a onda do sinal de saída do filtro. O resultado obtido pode ser visto na Tabela 4-5, na qual se pode observar que dentre todos os testes, foi a função Gaussiana que obteve o melhor SNR, o que explica a sua utilização no sistema proposto [46]. Particularmente o filtro que utiliza a derivada de primeira ordem da Gaussiana (Gauss1).

Tabela 4-5: Saída do filtro [46].

Filtro da Wavelet	SNR Teste 1	SNR Teste2
Haar	8,28	11,54
Daubechy	8,79	16,65
Sym	7,6	15,91
Coif	7,95	12,82
Bior	9,17	15,26
Rbio	7,23	13,62
Meyr	4,86	17,23
Dmey	3,33	16,48
Gauss	15,56	20,28
Mexh	12,04	16,71
Morl	10,41	17,5

4.3. IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

Tendo como base os resultados dos testes da seção anterior, foi implementado o diagrama completo do sistema proposto somente utilizando circuitos no domínio analógico. O resultado pode ser visto na Figura 4-8.

A WT Gauss1 demonstrou uma *performance* melhor com relação à rejeição de ruído, e assim uma maior SNR, comparada com outras bases de *Wavelet* disponíveis na *Wavelet Toolbox* do MATLAB. Com essa definição, tem-se a Figura 4-8 que mostra o diagrama de blocos completo para o sistema proposto.

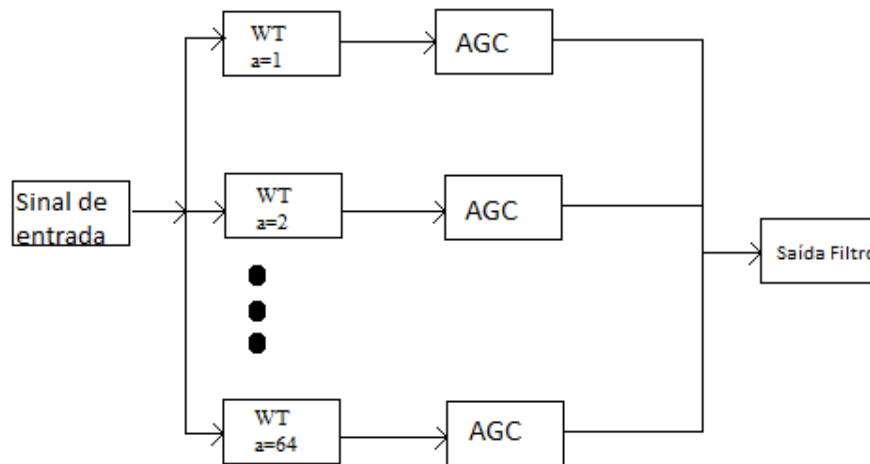


Figura 4-8: Diagrama de blocos do sistema proposto.

Para o sistema do AGC, foi proposto um circuito de ajuste de ganho programável (*Programmable Gain Control*, PGA) que utiliza um circuito *root mean square* (RMS) e comparadores, terminando em um *switch* que irá entregar um sinal amplificado, atenuado ou simplesmente deixa-lo passar sem alterações. Este sistema pode ser visto na Figura 4-9

Como se pode observar pela Figura 4-8 cada coeficiente do filtro passará por um AGC. A Figura 4-9 mostra o diagrama de blocos do sistema em questão, bem como sua lógica de decisão, na qual é verificado que o sinal de entrada será comparado com dois valores, mostrados na figura como fixos (0,3 para limiar de audição, $Th1$, e 4 para limiar de dor, $Th2$). Em uma primeira análise o sinal foi normalizado, bem como os valores de *threshold*. Na Figura 4-10, os valores foram trocados por um circuito RMS. Nele a onda de saída do detector de RMS é comparada com os limiares e então a verificação da necessidade de amplificação do sinal de entrada é feita.

Posteriormente, esses valores serão substituídos por um limiar adaptativo onde o sinal a ser modificado será apenas o que contém as informações da fala. Como pode ser visto, caso o sinal de entrada seja maior que o limiar $Th1$, a saída deste comparador receberá 1 e se for inferior, 0. Mesma análise será feita comparando com o segundo limiar, $Th2$, cujo valor é 4 (bloco *Compare to a constant*). No entanto, na saída deste comparador é acrescentada uma função inversora (bloco *Not*), de modo gerar 0 (zero) se a saída for maior que $Th2$ e 1 (um), caso seja menor.

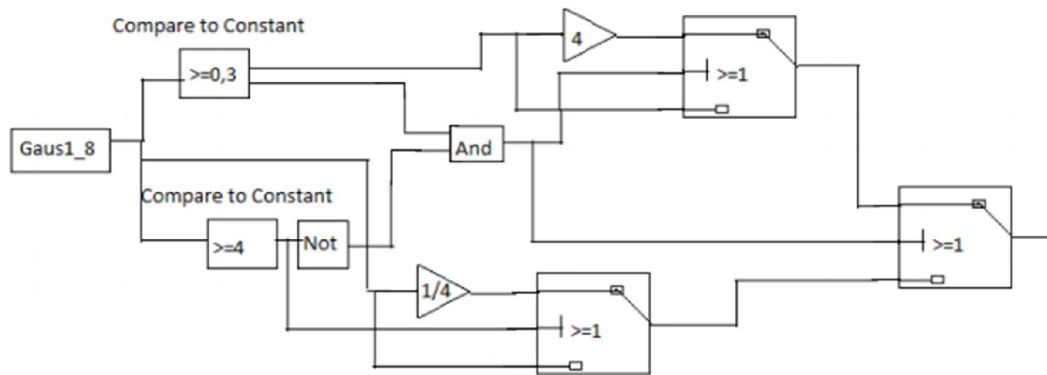


Figura 4-9: Diagrama de blocos do AGC.

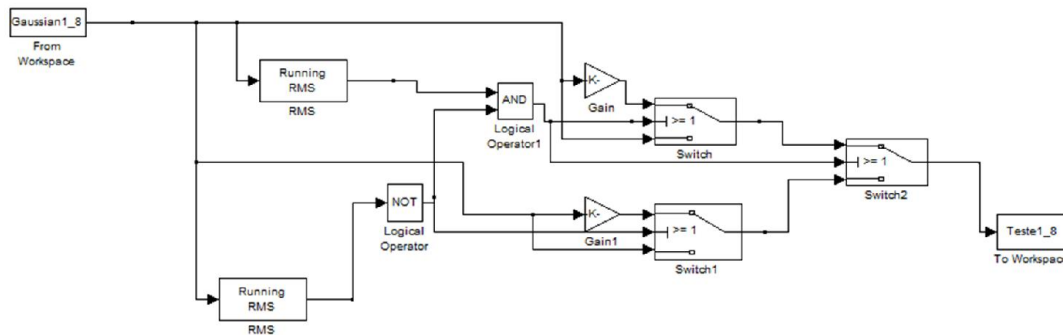


Figura 4-10: Diagrama de blocos do AGC com limiares dinâmicos.

Após os estágios de comparação, será obtida uma operação lógica para determinar o ganho ou a atenuação na onda de entrada. As combinações possíveis foram explicitadas no item 1) da seção 4.2.

Para o caso do ganho automático, tomou-se uso de equações presentes em [55] e através da fórmula presente foi descoberto os ganhos para cada frequência (de 500Hz a 4kHz). Para mais informações verificar o APÊNDICE IV.

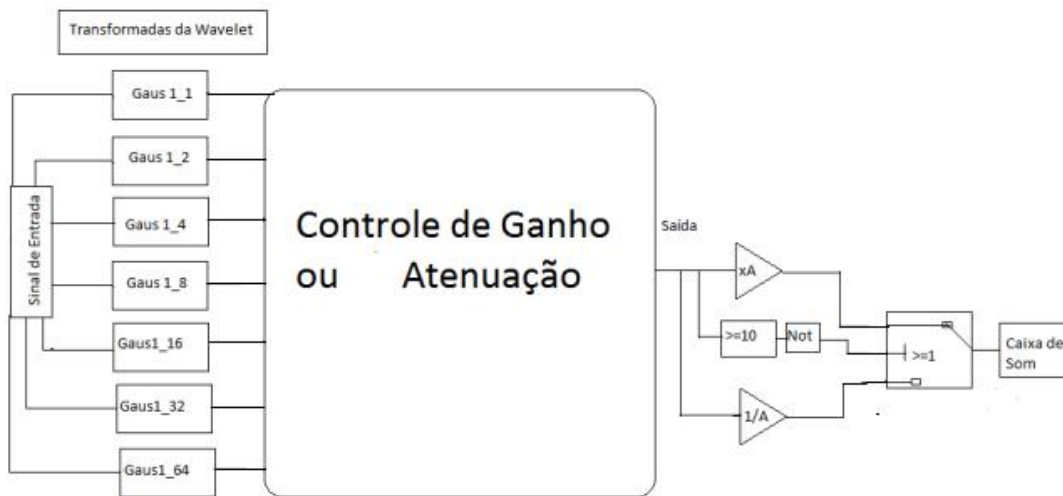


Figura 4-11: Diagrama de blocos do sistema analógico para tratamento de áudio.

Tal diagrama apresenta um sinal de entrada acrescido de ruído sendo tratado pelos filtros da *Wavelet*. Em seguida tem-se um estágio de controle de ganho ou atenuação automática. Na saída o sinal sonoro será amplificado ou sofrerá atenuação, caso tenha atingido o limiar de dor. Além disso, há um controle de ganho ajustável de acordo com a necessidade auditiva de cada paciente. Tal lógica de decisão pode ser vista na Figura 4-9 e Figura 4-10.

4.4. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Como teste final, foi gravado um som com vozes masculinas e femininas falando a seguinte frase: “*Hello, how are you?* ”. Em seguida foi acrescido um ruído branco através do *simulink* do MATLAB pelo diagrama apresentado na Figura 4-12. Devido ao grande número de sons que foram criados durante o teste, este som será nomeado de Som Original. Para verificar a diferença gráfica entre cada um dos sons gerados e o Som Original, foram utilizados *Scopes*.

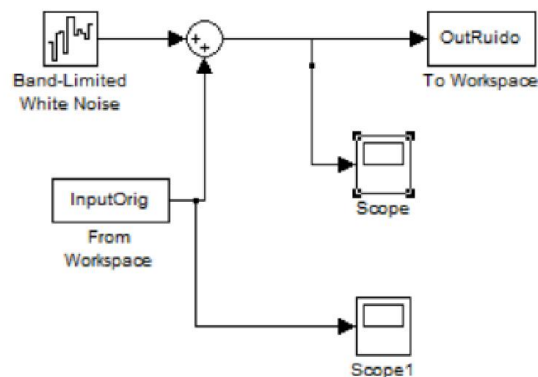


Figura 4-12: Diagrama de blocos acrescentando ruído branco ao som original.

O Som Original é mostrado na Figura 4-13 e foi gravado em uma sala com o mínimo de ruído possível com o auxílio do *software* Audacity e do microfone interno do *notebook* DELL L502X. É possível verificar que o Som Original possui um ruído bem inferior quando comparado a Figura 4-14. Vale ressaltar que a onda na Figura 4-13 é a onda gravada para servir como base nos testes, ou seja, ao fim dos testes a SNR deve ser a mais próxima possível da SNR desta onda. Enquanto que a onda da Figura 4-14 é a onda de entrada do sistema, ou seja, a onda a ser tratada, já com o acréscimo de ruído. Dessa forma verifica-se uma diferença grande entre elas e, conseqüentemente, a necessidade de tratamento da mesma.

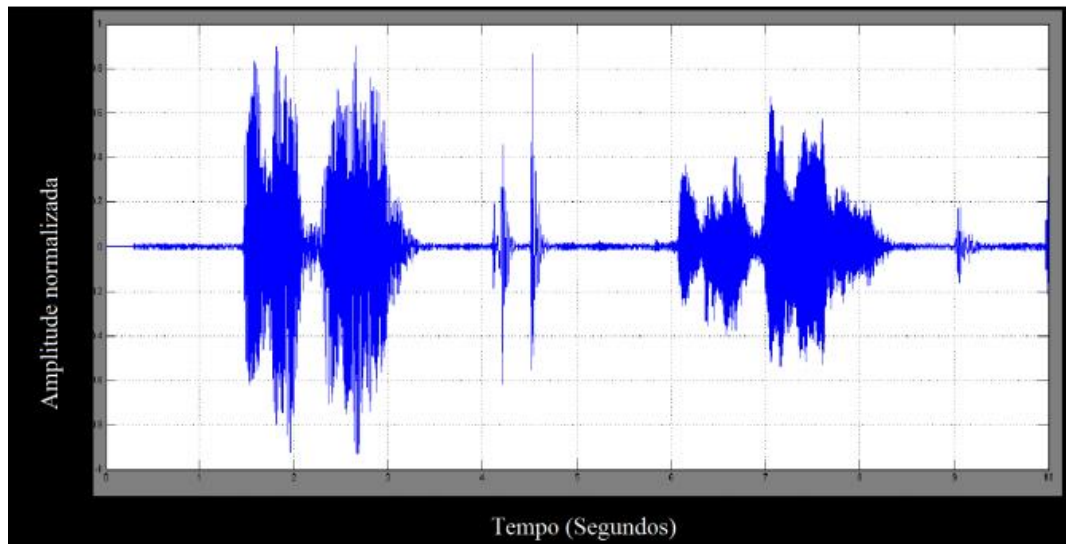


Figura 4-13: Som original.

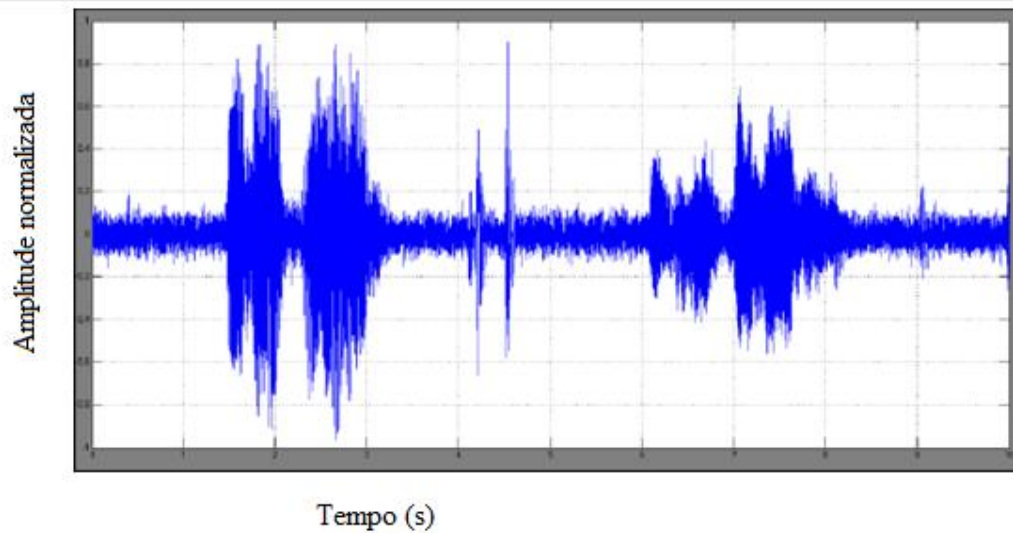


Figura 4-14: Som acrescido de ruído.

A fim de demonstrar a capacidade da *Wavelet* utilizando a função gaussiana, o Som Oficial foi tratado de modo a se comparar tanto à soma dos coeficientes da *Wavelet*, saída final do filtro, como à saída de cada um dos coeficientes, um a um. Para representar o que foi dito anteriormente, a Figura 4-15 mostra o diagrama de soma das *Wavelets*.

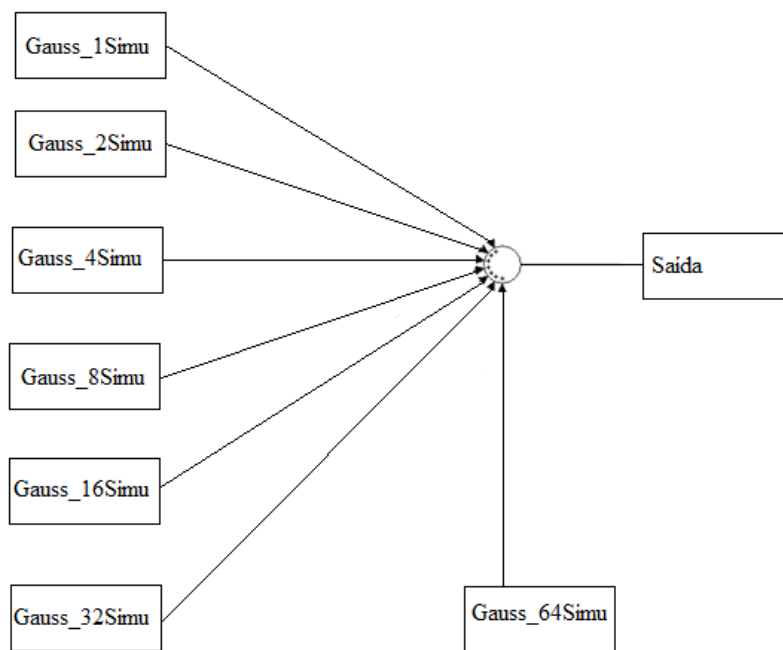


Figura 4-15: Diagrama de blocos da soma das wavelets [46].

As Figura 4-16, Figura 4-17, Figura 4-18, Figura 4-19, Figura 4-20, Figura 4-21 e Figura 4-22 mostram o comportamento da onda ao passar por cada filtro individualmente e a Figura 4-23 mostra seu comportamento a partir da soma de todos os coeficientes testados.

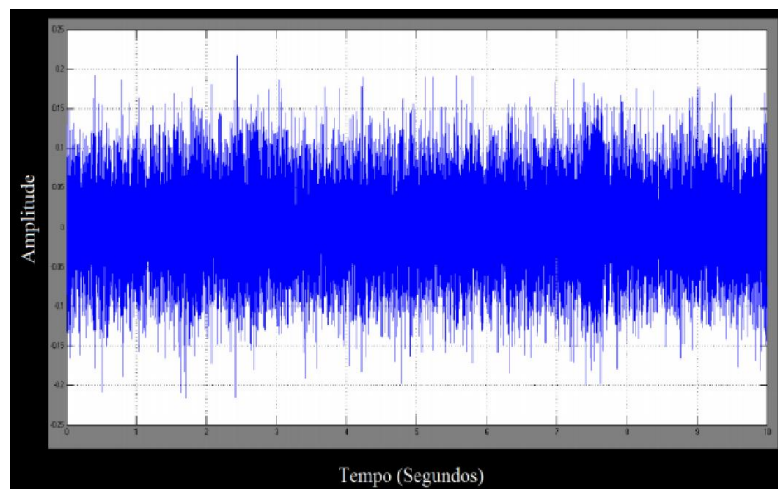


Figura 4-16: Coeficiente 1.

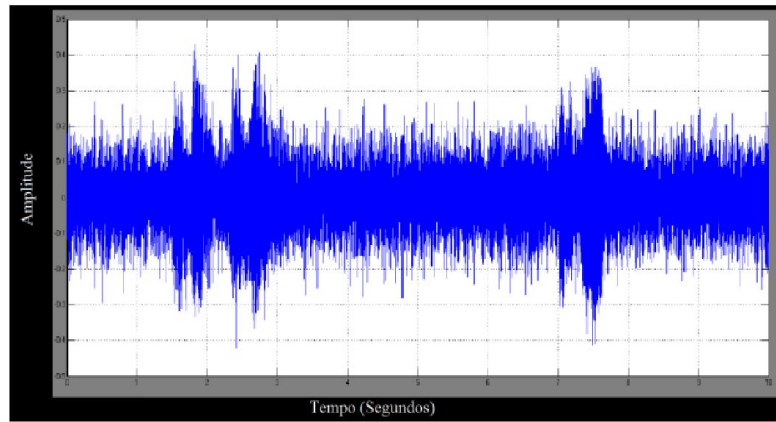


Figura 4-17: Coeficiente 2.

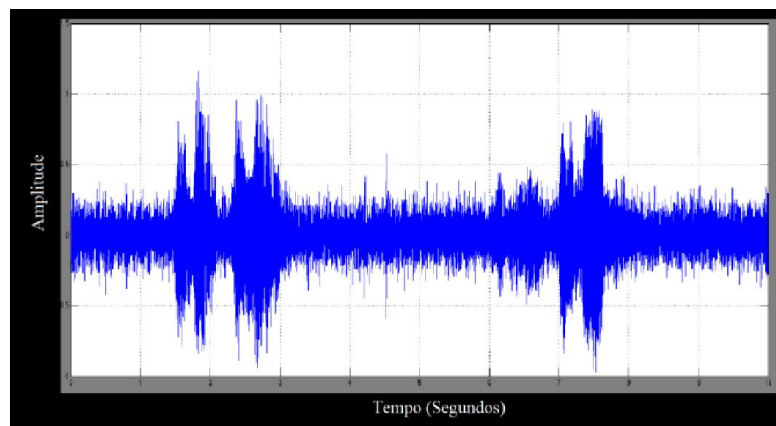


Figura 4-18: Coeficiente 4.

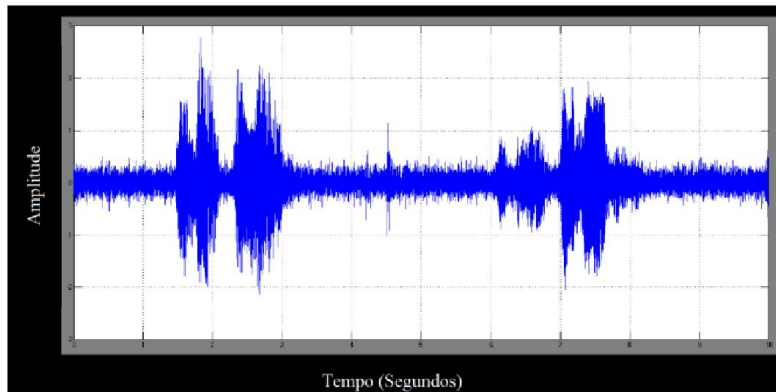


Figura 4-19: Coeficiente 8.

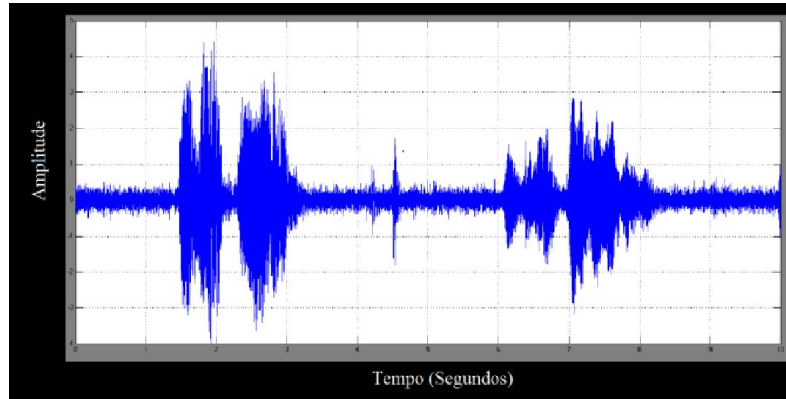


Figura 4-20: Coeficiente 16.

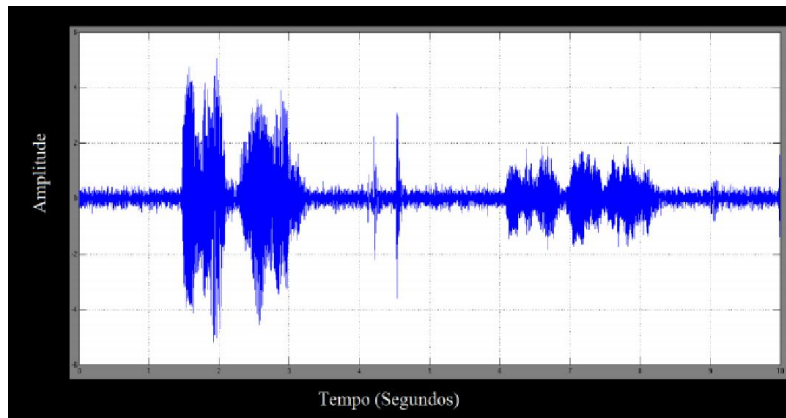


Figura 4-21: Coeficiente 32.

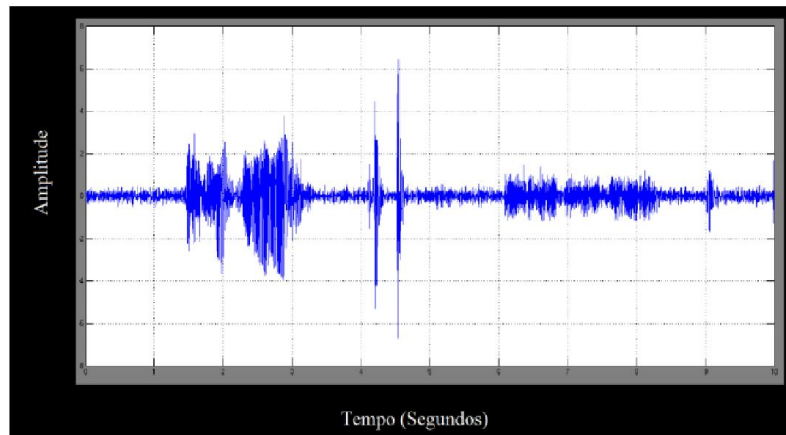


Figura 4-22: Coeficiente 64.

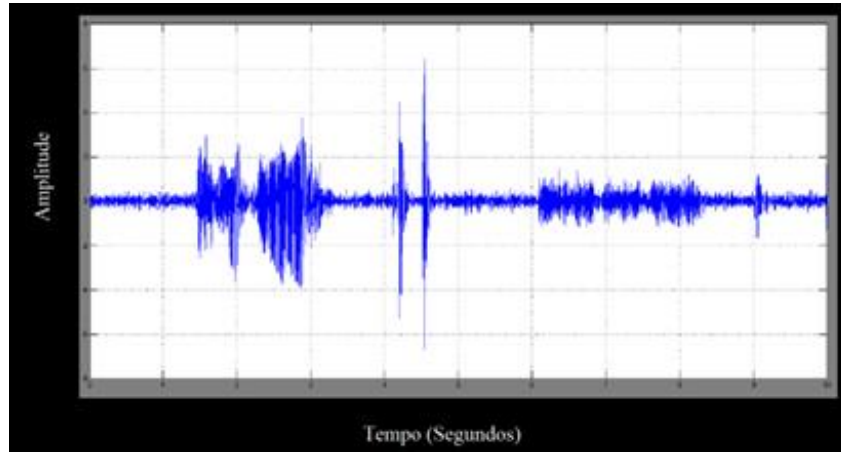


Figura 4-23: Soma dos coeficientes.

Tendo como base os gráficos apresentados, verifica-se que as escalas menores, $a=1$ e $a=2$, apresentam componentes do sinal próximos dos componentes do ruído, contribuindo com pouca informação relevante ao sinal final (soma dos coeficientes), podendo inclusive, caso fosse necessário, serem descartados, isso ocorre porque as frequências dos coeficientes não apresentam sinais sonoros.

Para as escalas seguintes, $a=4$ e $a=8$, já é possível observar uma diferença entre o som e o ruído, porém com componentes do ruído ainda muito elevados. Para as escalas $a=16$, $a=32$ e $a=64$, os sinais de áudio são mais relevantes do que o ruído inserido. Portanto, conclui-se que para este teste, as informações relevantes estão concentradas nas frequências mais baixas, correspondendo aos coeficientes mais altos.

Analisando os resultados individuais dos coeficientes da gaussiana e escutando o som após a passagem pelos filtros observa-se que os coeficientes 1, 2 e 4 apresentam ruído considerável, chegando a se confundir com o sinal, o que pode vir a piorar os resultados esperados. Dessa forma, tais coeficientes foram retirados e um novo diagrama foi feito.

Após um resultado satisfatório com a utilização da Transformada *Wavelet*, a segunda etapa do teste foi aplicada. O procedimento desta etapa se baseou na proposta deste trabalho (tratamento da onda sonora com ruído pela WT acrescido do estágio do AGC, explicado anteriormente). O resultado obtido, representado pela soma dos coeficientes acrescidos do estágio do AGC, é apresentado na Figura 4-24.

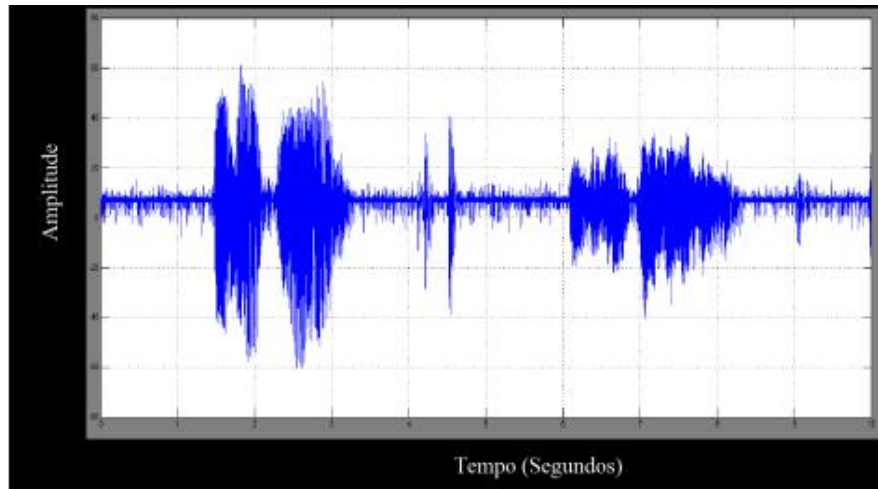


Figura 4-24: Comportamento da onda tratada pelo sistema proposto.

Durante a pesquisa, foi escrito um artigo, APÊNDICE VI. Nele, foi gravado um sinal sonoro com vozes masculina e feminina, em seguida o sinal foi corrompido (por meio de acréscimo de ruído) e o sistema proposto foi utilizado para tratamento do sinal. Na Figura 4-25 os gráficos (1) e (2) mostram o sinal de entrada e o áudio acrescido de ruído. As próximas quatro linhas mostram escalas da *Wavelet* ($a = \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$) após o tratamento com o AGC. Por fim, no gráfico (7) é apresentado o sinal de áudio reconstruído. Na Tabela 4-6 verifica-se que o sistema proposto pode melhorar consideravelmente a SNR da saída (36 dB) até quase a do Sinal Original (sem ruído), 39 dB, mesmo com uma baixa SNR do sinal com ruído (entrada do sistema), 16 dB. Outro fator que vale mencionar é a melhora da SNR com a presença do AGC (29 dB), mostrando que tal sistema corrobora para um sinal de saída mais próximo do desejado [56].

Tabela 4-6: SNR nos diferentes estágios no caminho do processamento do sinal [56].

Signal	SNR [dB]
Input Signal	39
Signal + Noise	16
Output without AGC	29
Output with AGC	36

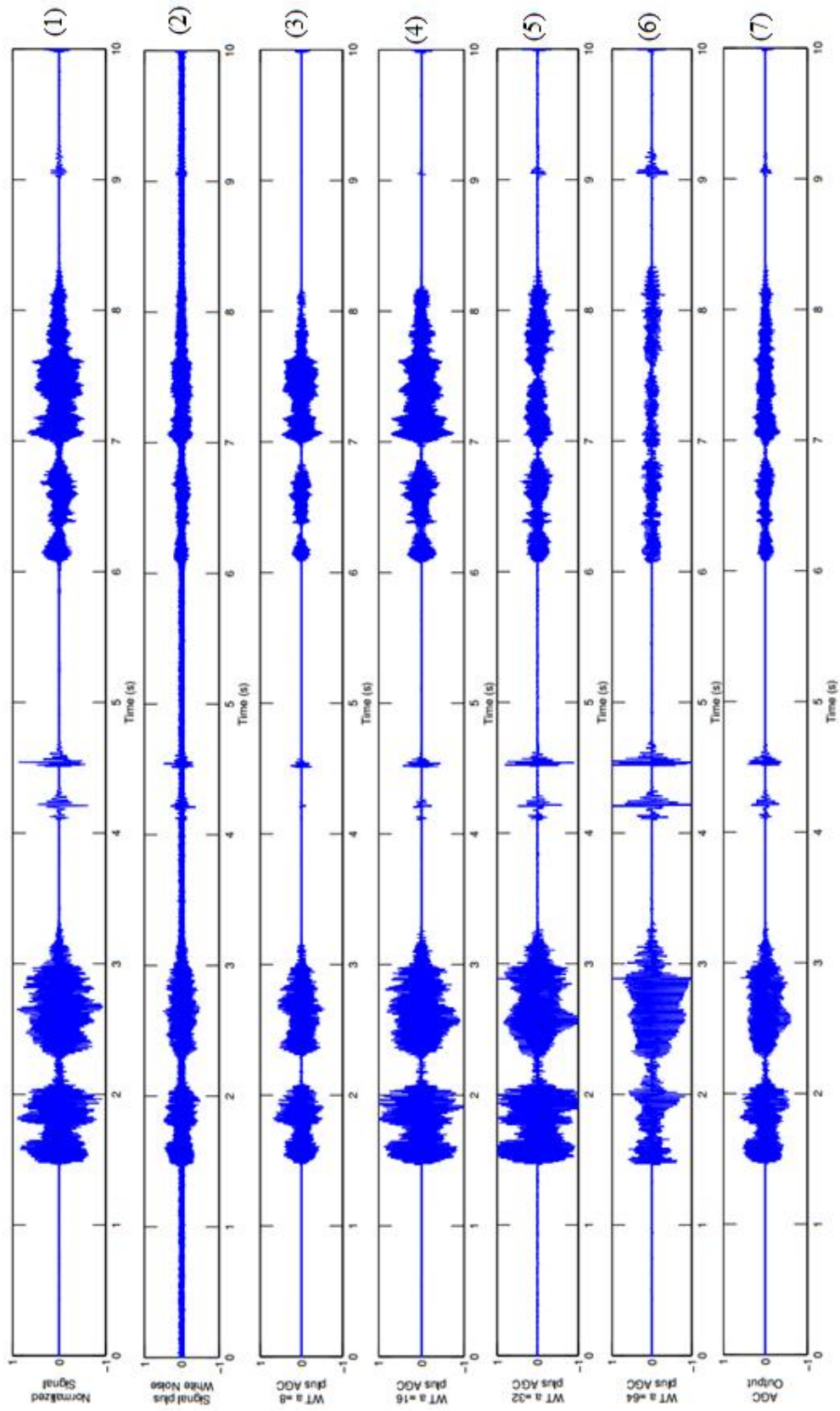


Figura 4-25: Gráficos para mostrar o tratamento da onda sonora pelo sistema proposto [56].

Nesse capítulo foram descritos o desenvolvimento e a implementação do sistema proposto para a presente dissertação. Para melhor entendimento dos objetivos, houve uma explicação ilustrada sobre as diferenças entre próteses auditivas analógicas, digital/analógicas e híbridas.

Por fim, fez-se uma sucinta explicação sobre a proposta do sistema para aparelhos auditivos totalmente analógicos, bem como uma descrição dos blocos constituintes do sistema. Resultados preliminares foram apresentados, comprovando assim a eficiência do sistema proposto.

5. IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO

Para esta seção, serão apresentados os cálculos matemáticos feitos para a implementação do circuito, bem como a topologia de cada bloco que o compõe, mostrando os circuitos utilizados e os testes para validação dos mesmos.

5.1. APROXIMAÇÃO DO FILTRO DA WAVELET

A escolha da derivada gaussiana de primeira ordem derivou da constatação de ser aquela que melhor prestou-se para o tratamento dos dados em estudo, após estudo de vários tipos de wavelet, como mostrado na Tabela 4-5.

Após a escolha da derivada primeira da Gaussiana, foi feita uma rotina em MAPLE, código mostrado no APÊNDICE I, para a geração da função de transferência, manipulação no domínio de Laplace e a obtenção do polinômio de Padé:

$$H(s) = \frac{0,5(p_6s^6 + p_5s^5 + p_4s^4 + p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0)}{q_{10}s^{10} + q_9s^9 + q_8s^8 + q_7s^7 + q_6s^6 + q_5s^5 + q_4s^4 + q_3s^3 + q_2s^2 + q_1s + q_0} \quad (\text{Eq. 5.1})$$

Os coeficientes da Eq. 5.1 são mostrados na Tabela 5-1.

Tabela 5-1: Coeficientes da função e transferência utilizando o método de Padé.

p_6	p_5	p_4	p_3	p_2	p_1	p_0
-3,6804 * 10 ³⁰	5,2813 * 10 ³⁴	-1,6978 * 10 ³⁴	4,7082 * 10 ³³	-4,4472 * 10 ³²	3,4443 * 10 ³¹	4,4792 * 10 ³⁰
q_0	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6
7,7098 * 10 ²⁹	1,5631 * 10 ³¹	1,5851 * 10 ³²	1,0439 * 10 ³³	4,8809 * 10 ³³	1,6788 * 10 ³⁴	4,2702 * 10 ³⁴
q_7	q_8	q_9	q_{10}			
7,8845 * 10 ³⁴	1,0066 * 10 ³⁵	7,9890 * 10 ³⁴	2,9826 * 10 ³⁴			

5.2. REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS DO FILTRO

Com a Eq. 5.1, foi possível calcular uma representação no Espaço de Estados para o filtro em questão. Dessa forma, antes da implementação, foi escolhida a representação ortonormal devido a sua característica de esparsidade, facilitando, assim, a implementação em circuito. Outra característica favorável a essa representação é o seu comportamento pouco abaixo do ótimo em termos de sensibilidade e faixa dinâmica.

O cálculo da representação da Eq. 5.1 foi feito em MATLAB, para isso foi gerado um código que se encontra no apêndice I. Com os cálculos feitos, foram obtidas as Eq. 5.2, Eq 5.3 e Eq 5.4.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1.072 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1.072 & 0 & 1.491 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.797 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1.491 & -1.797 & 0 & 2.068 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -2.068 & 0 & 2.38 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -2.38 & 0 & 2.839 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -2.839 & 0 & 3.642 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -3.642 & 0 & 5.377 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -5.377 & 0 & 11.78 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -11.78 & -20.27 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 5.2})$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 2,54 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 5.3})$$

$$C = [0,9747 \quad 2,22 \quad -1,216 \quad 0,6862 \quad -0,1699 \quad 0,02684 \quad 0,009911 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (\text{Eq. 5.4})$$

Com o Estado de Espaços calculado, partiu-se para a implementação do filtro *Log Domain*.

5.3. IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO LOG DOMAIN

Após o cálculo do Espaço de Estados (item 5.2), foi projetado um filtro *Log Domain* em nível de circuito. A primeira parte do circuito a ser implementado foram as células de transcondutância, juntamente com o filtro, para isso foi utilizado a ferramenta CADENCE. Como procedimento inicial, foi construído um filtro com componentes ideais.

Sua validação foi feita com a aplicação de um impulso na entrada da transcondutância que implementa a matriz **B** e verificou a corrente de saída na matriz **C**.

Outro fator que influencia os níveis de tensão e corrente é a amplitude do sinal de entrada. Por isso foi escolhido um valor que fizesse os transdutores trabalharem na sua região linear. A resposta transiente e sua resposta em frequência se encontram na Figura 5-1 e na Figura 5-2.

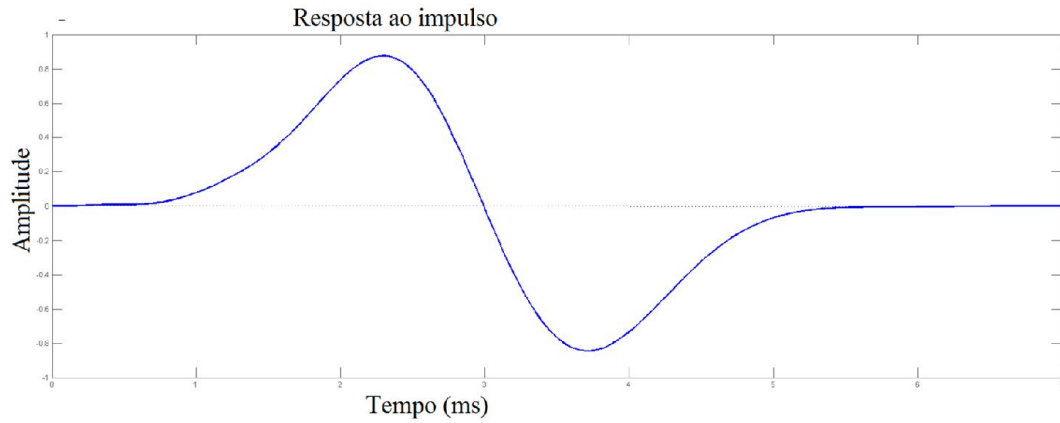


Figura 5-1: Resposta transiente do filtro.

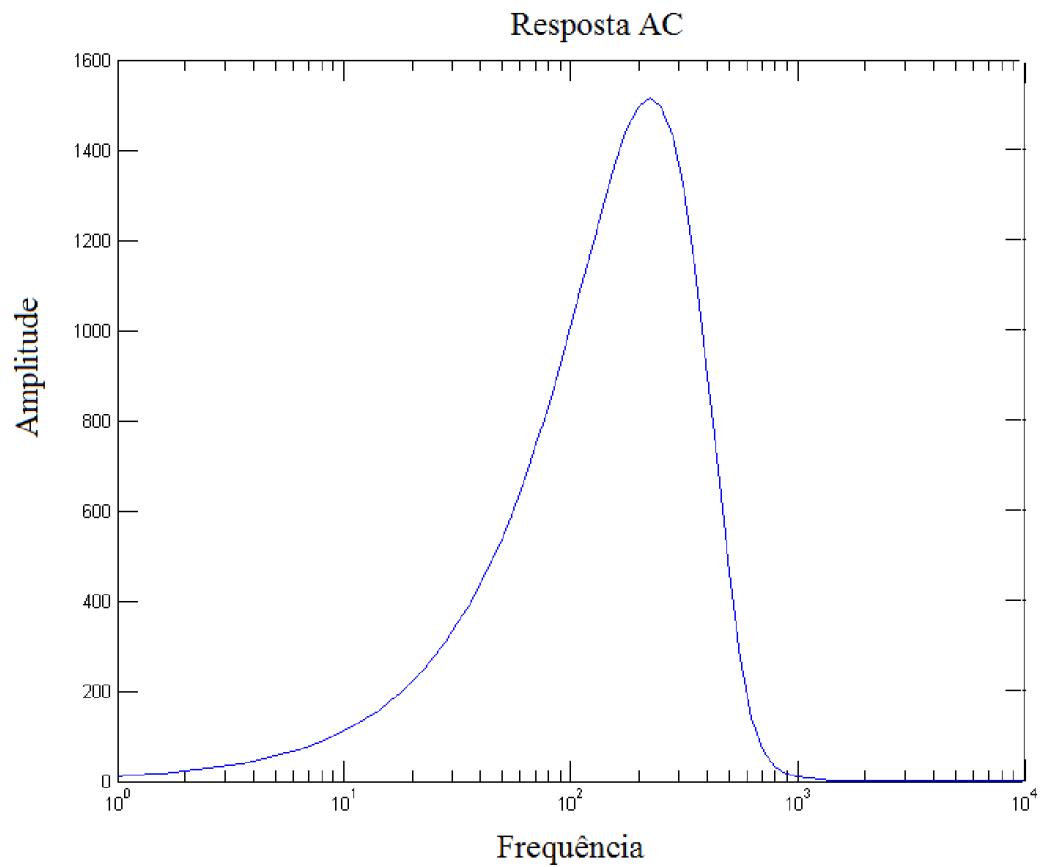


Figura 5-2: Espectro da frequência do filtro.

Com essa resposta da simulação transiente, pode-se verificar que os fatores de escala utilizados de fato implementam as matrizes nas Eq. 5.2, Eq. 5.3 e Eq. 5.4.

Após a validação da ideia, por meio de testes feitos com transdutores ideais, foram feitos dois modelos de integradores para a implementação das matrizes que compõem o filtro. A primeira implementação mostrada na Figura 5-3 representa as matrizes A e C, enquanto que na Figura 5-4 temos o circuito que representa a matriz B.

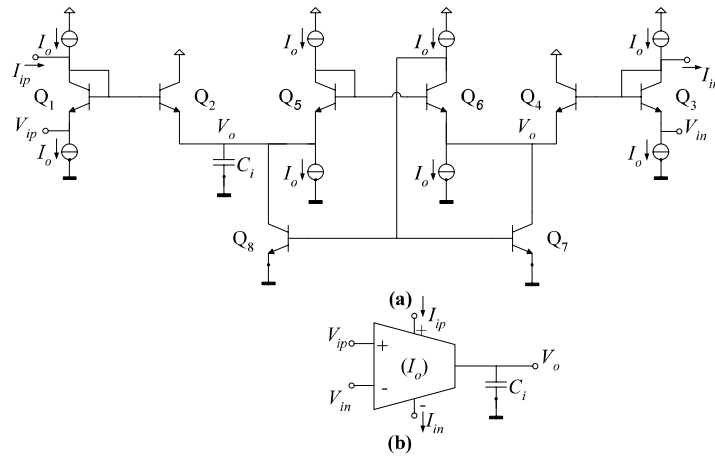


Figura 5-3: (a) Integrador que representa as células A e C; (b) Representação das células no circuito.

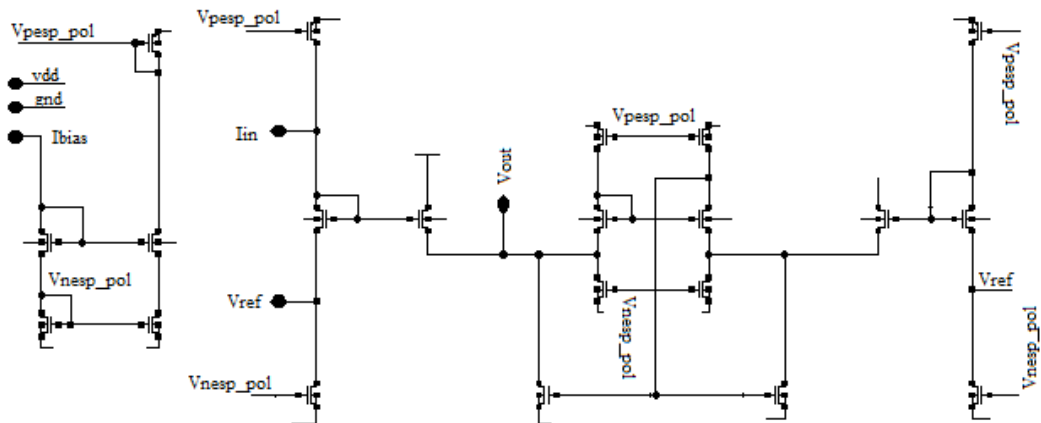


Figura 5-4: Circuito integrador da matriz B.

Uma maneira de verificar o funcionamento em frequência do filtro é verificar se com a variação da corrente de entrada, sua frequência de corte varia igualmente. Portanto, segundo a Eq. 3.45, a frequência de corte deve ser proporcional à corrente do sistema, portanto foi feito um teste com a corrente variando da ordem de 2 (duas) vezes, cujo resultado, que comprova o funcionamento do sistema. A corrente aplicada teve

como valor inicial 1nA, como foi multiplicada por 2 com a corrente anterior, obteve-se os valores 2nA, 4nA e 8nA. Os quatro valores estão mostrados na Figura 5-5.

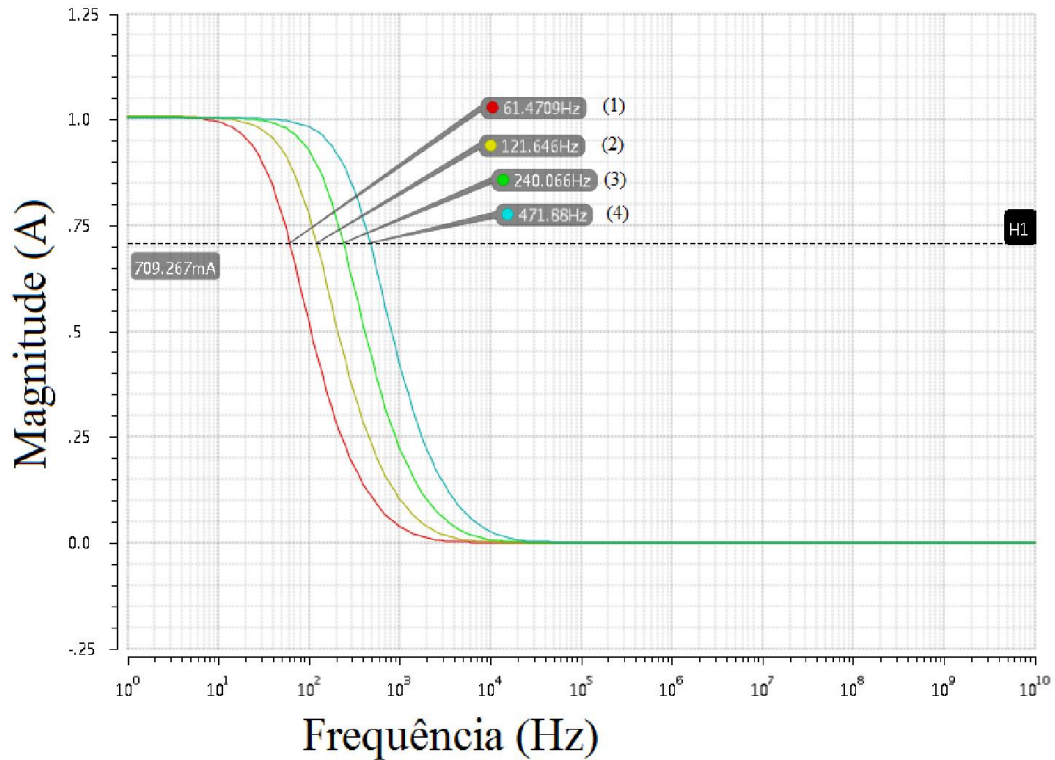


Figura 5-5: Análise AC com variação da corrente de entrada.

Como pode ser visto na Figura 5-3, os transistores Q1 e Q2 formam a entrada positiva, injetando corrente no capacitor, enquanto que Q3 e Q4 formam a entrada negativa, retirando corrente do capacitor através do espelho de corrente Q7 e Q8. Q5 e Q6 formam um buffer de tensão para que V_0 apareça na fonte Q4. A equação que descreve o comportamento deste circuito é:

$$C \frac{dV_0}{dt} = (I_0 + I_p) e^{\frac{V_p - V_0}{nV_T}} - (I_0 + I_n) e^{\frac{V_n - V_0}{nV_T}} \quad (\text{Eq. 5.5})$$

Em seguida, foi feito um cálculo para determinar a corrente de polarização I_0 do integrador. Para isso foi utilizado como base a topologia da Figura 5-6 (filtro de primeira ordem e matrizes com apenas um único elemento).

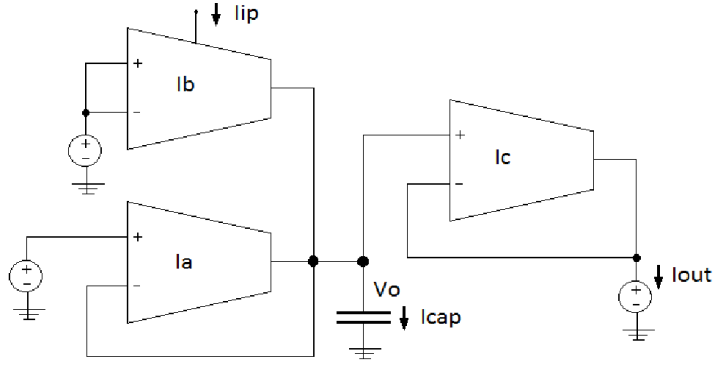


Figura 5-6: Filtro de primeira ordem em Espaço de Estados Log Domain.

A equação da célula de entrada, polarizada por I_b é:

$$I_{bout} = (I_b + I_{ip})e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}} - I_b e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}}$$

$$I_{bout} = I_{ip}e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}} \quad (\text{Eq. 5.6})$$

Para a célula de realimentação, polarizada por I_a , tem-se:

$$I_{aout} = I_a e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}} - I_a e^{\frac{V_o-V_0}{nV_T}}$$

$$I_{aout} = I_a (e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}} - 1) \quad (\text{Eq. 5.7})$$

Por fim, para célula de saída, polarizada por I_c , tem-se:

$$I_{out} = I_c e^{\frac{V_o-V_{ref}}{nV_T}} - I_c e^{\frac{V_{ref}-V_{ref}}{nV_T}}$$

$$I_{out} = I_c (e^{\frac{V_o-V_{ref}}{nV_T}} - 1) \quad (\text{Eq. 5.8})$$

Para o capacitor tem-se a relação entre corrente e tensão:

$$C \frac{dV_o}{dt} = I_{bout} + I_{aout} \quad (\text{Eq. 5.9})$$

Substituindo (Eq. 5.6) e (Eq. 5.7) em (Eq. 5.9), tem-se:

$$C \frac{dV_o}{dt} = (I_a + I_{ip})e^{\frac{V_{ref}-V_o}{nV_T}} - I_a \quad (\text{Eq. 5.10})$$

Podemos relacionar V_o com os termos exponenciais da forma:

$$\frac{d}{dt} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) = \frac{1}{nV_T} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) \frac{dV_o}{dt}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = nV_T \left[\frac{d}{dt} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) \right] e^{\frac{-V_o}{nV_T}} \quad (\text{Eq. 5.11})$$

Substituindo (Eq. 5.11) em (Eq. 5.10):

$$CnV_T \frac{d}{dt} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) = (I_a + I_{ip}) \left(e^{\frac{V_{ref}}{nV_T}} \right) - I_a \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) \quad (\text{Eq.5.12})$$

Derivando a (Eq. 5.8):

$$\begin{aligned} \frac{dI_{out}}{dt} &= I_c \frac{d}{dt} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) \left(e^{-\frac{V_{ref}}{nV_T}} \right) \\ \frac{d}{dt} \left(e^{\frac{V_o}{nV_T}} \right) &= \frac{1}{I_c} \frac{dI_{out}}{dt} \left(e^{\frac{V_{ref}}{nV_T}} \right) \end{aligned} \quad (\text{Eq. 5.13})$$

Substituindo (Eq. 5.13) em (Eq. 5.12) temos:

$$\frac{CnV_T}{I_c} \frac{dI_{out}}{dt} = I_a + I_{ip} - I_a \left(e^{\frac{V_o - V_{ref}}{nV_T}} \right) \quad (\text{Eq.5.14})$$

A partir de (Eq. 5.8) temos:

$$\frac{I_{out} + I_c}{I_c} = \left(e^{\frac{V_o - V_{ref}}{nV_T}} \right) \quad (\text{Eq. 5.15})$$

Substituindo (Eq. 5.15) em (Eq. 5.14):

$$\begin{aligned} \frac{CnV_T}{I_c} \frac{dI_{out}}{dt} &= I_a + I_{ip} - I_a \frac{I_{out} + I_c}{I_c} \\ CnV_T \frac{dI_{out}}{dt} &= I_{ip}I_c - I_a I_{out} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 5.16})$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$\frac{I_{out}}{I_{ip}} = \frac{\frac{I_c}{CnV_T}}{s + \frac{I_a}{CnV_T}} \quad (\text{Eq. 5.17})$$

A equação matemática do Espaço de Estados, com matrizes unitárias fica:

$$\frac{I_{out}}{I_{ip}} = \frac{BC}{s+A} \quad (\text{Eq. 5.18})$$

Comparando a (Eq. 5.17) com a (Eq. 5.18), é possível deduzir a forma de encontrar as correntes de polarização de cada célula de modo que o filtro implementado represente o Espaço de Estados matemático.

Para os elementos da matriz A, o cálculo das correntes de polarização I_a fica:

$$A_{ij} = \frac{I_{aij}}{C_i nV_T}$$

$$I_{aij} = A_{ij}C_i nV_T \quad (\text{Eq. 5.19})$$

Apesar da corrente de polarização I_b não aparecer na (Eq. 5.20), ela deverá ser utilizada como base para as correntes I_c . Como no sistema ortonormal, a matriz B possui apenas um elemento não-nulo, de índice 10, ocultaremos seu índice:

$$C_i B = \frac{I_{ci}}{C_i nV_T} \quad (\text{Eq. 5.20})$$

$$B = \frac{I_b}{C_{10} nV_T} \quad (\text{Eq. 5.21})$$

$$I_b = B C_{13} nV_T \quad (\text{Eq. 5.22})$$

$$I_{ci} = I_b C_i \quad (\text{Eq. 5.23})$$

Desse modo, tem-se as correntes necessárias para polarizar os integradores de forma a construir um filtro que represente a descrição em Espaço de Estados em sua base de tempo original. Para mudar a base de tempo que almejada, basta multiplicar todas as correntes por uma constante "K" dada por:

$$K = \frac{2\pi f}{Q} \quad (\text{Eq. 5.24})$$

onde " f " é a frequência central desejada em Hz, e " Q " é o fator de qualidade do filtro.

Assim, substituindo (Eq. 5.23) em (Eq. 5.18), (Eq. 5.19), as correntes de polarização ficam:

$$I_{aij} = A_{ij} \frac{2\pi f}{Q} C_i nV_T \quad (\text{Eq. 5.25})$$

$$I_b = B_j \frac{2\pi f}{Q} C_n nV_T \quad (\text{Eq. 5.26})$$

Após essas explicações, foi montado o circuito representado na Figura 5-7, nela pode-se observar as matrizes A, B e C.

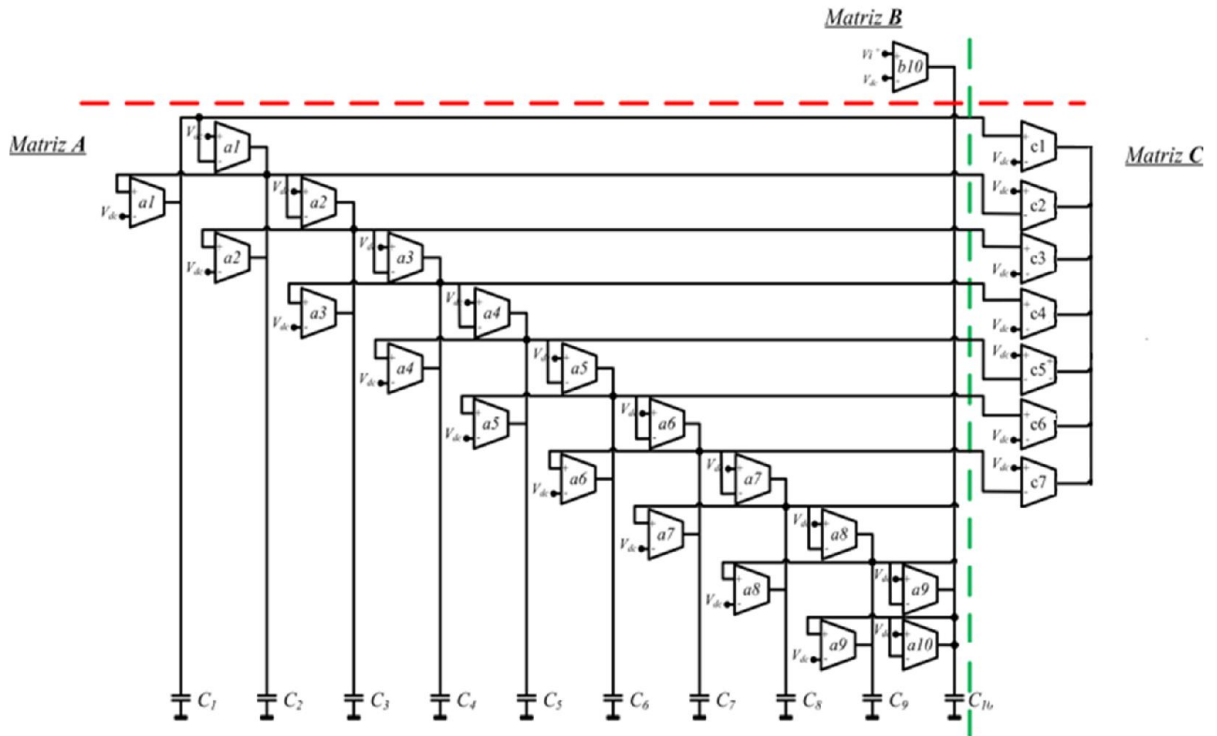


Figura 5-7: Filtro Log Domain.

A largura da faixa dinâmica de operação constituiu o problema encontrado durante a implementação, a ser equacionado oportunamente. Caso todos os capacitores tivessem o mesmo valor, alguns iriam necessitar de uma excursão de sinal maior que outros, sem a utilização do integrador da sua faixa de operação ou ter o sinal adentrando na faixa de ruído. Com a intenção de minimizar esses efeitos, foi realizado um escalonamento de capacitores, e, por consequência, das correntes de polarização, de modo a obter os sinais com faixas de frequência próximas.

Assim, com o auxílio da ferramenta MATLAB, foi desenvolvido um código “normalize_cap.m”, em anexo no APÊNDICE III, para que fossem encontrados os novos valores de capacitância. Com o circuito implementado, foi criado um *testbench* para verificar se a saída seria similar ao esperado (Figura 5-8).

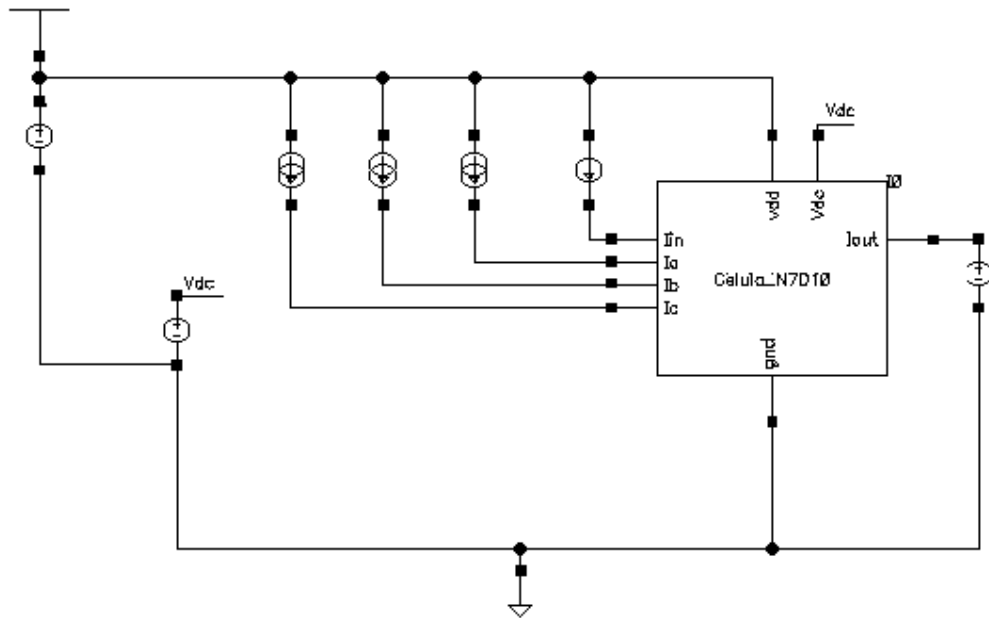


Figura 5-8: Testbench do filtro

Para os testes em nível de circuito, foi colocado um pulso de entrada, desta forma a saída do sistema seria a derivada primeira da gaussiana, comprovando o funcionamento do filtro. O resultado obtido é mostrado na Figura 5-9. No sinal de saída é possível verificar uma similaridade com o resultado encontrado no sistema ideal (Figura 5-1).

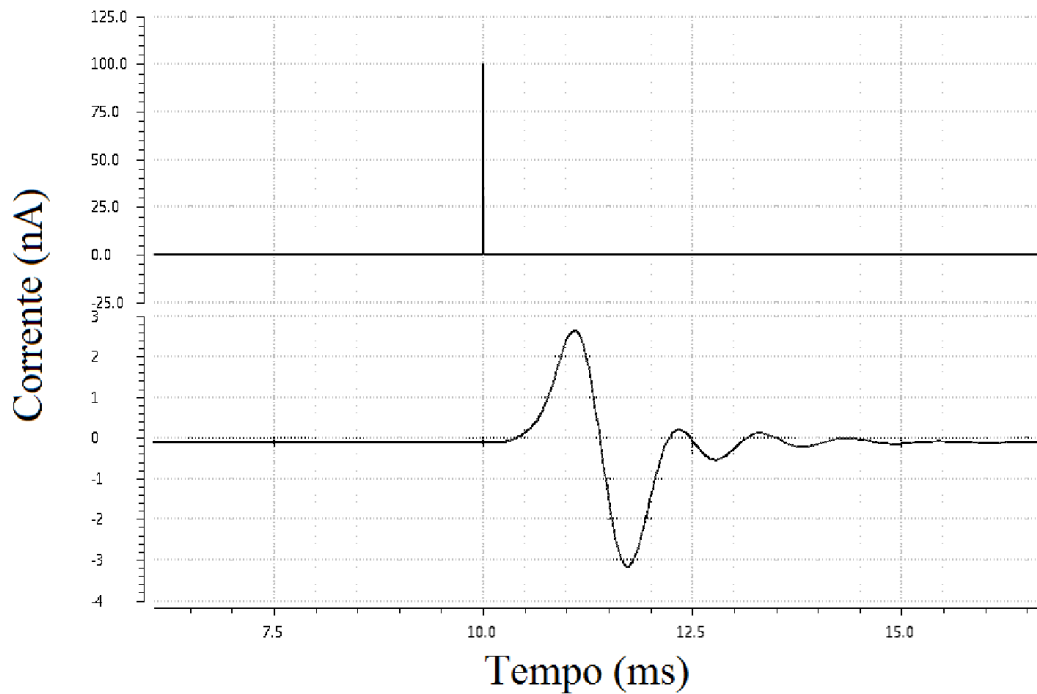


Figura 5-9: Sinal de saída (inferior) e entrada (superior) do filtro.

5.3.1. Circuito RMS

Como pôde ser visto na Figura 4-6, a comparação foi feita com constantes, o que seriam nossos limiares (bloco *Compare to a constant*). Para o sistema real, a comparação será feita através de um circuito RMS. Tal circuito tem como base [57] e sua estrutura é apresentada na Figura 5-10.

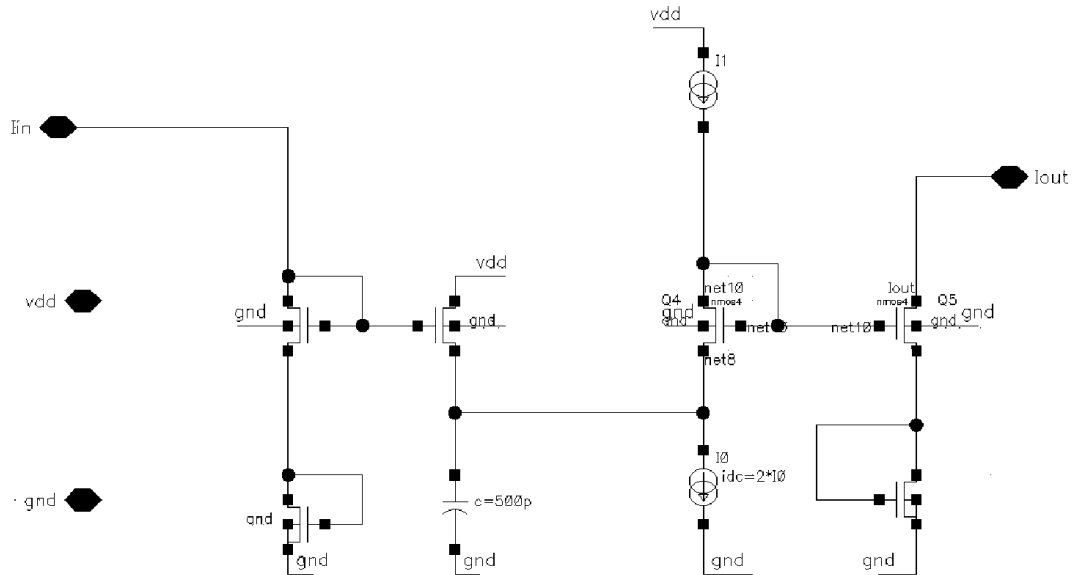


Figura 5-10: Circuito RMS-DC

Como teste para esse sistema, foi colocado como sinal de entrada uma onda quadrada, cujo sinal variasse de 10nA à 20nA. A Figura 5-12 mostra os resultados obtidos após uma simulação dos sinais de saída (*Iout*), gráfico superior, e entrada (*Iin*), gráfico inferior. O *testbench* pode ser visto na Figura 5-11.

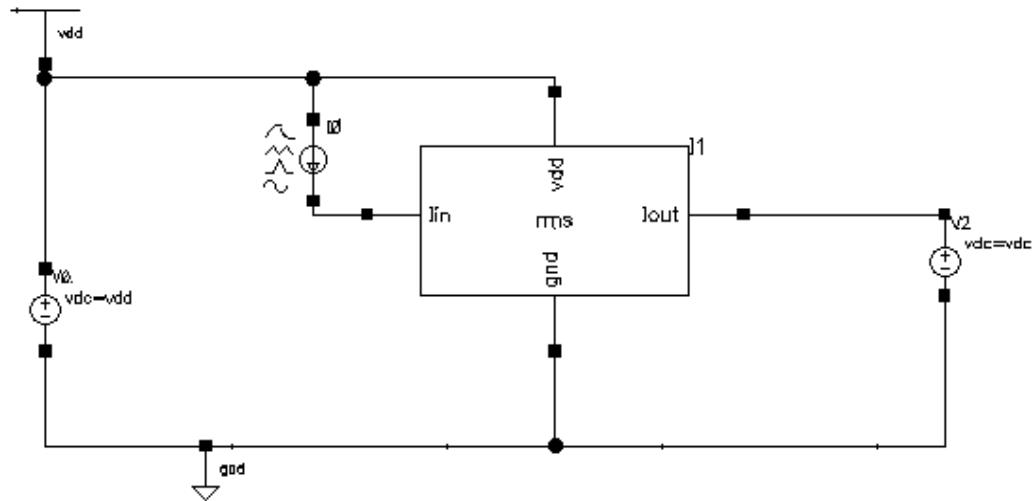


Figura 5-11: Testbench do RMS-DC.

A Figura 5-12 mostra o resultado da *simulação transiente* para uma onda quadrada. É possível perceber que com uma largura de pulso de 50% para a onda de entrada, a média do RMS-DC se encontra em 15,56nA.

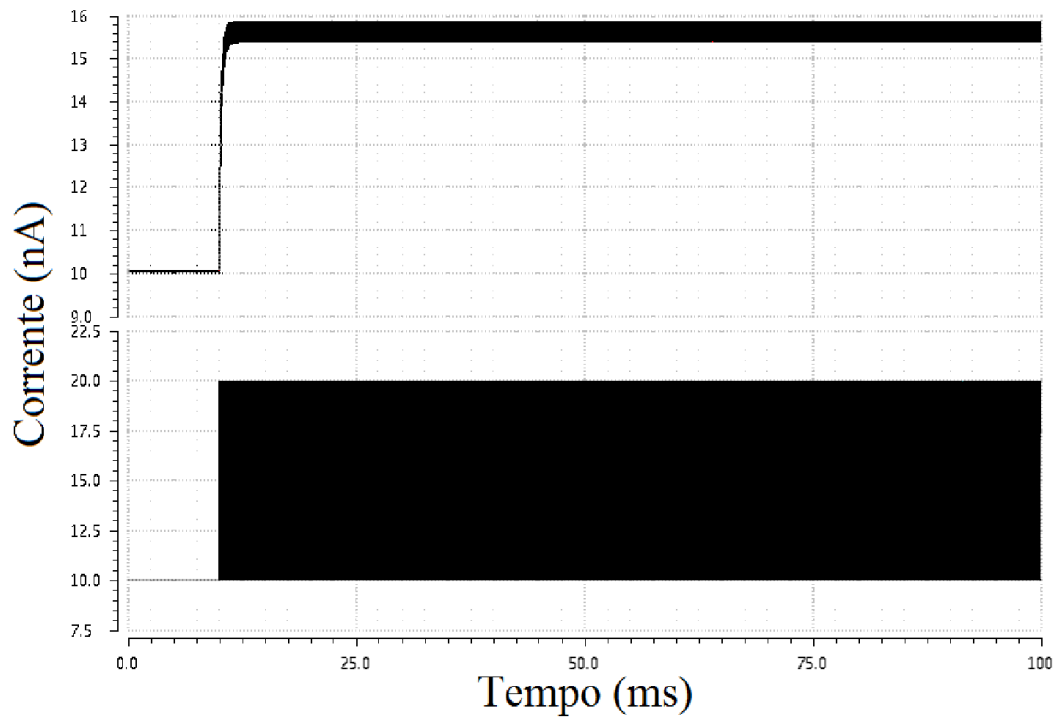


Figura 5-12: Saida do circuito RMS-DC.

Após a confirmação de funcionamento do circuito RMS-DC, passou-se para o passo seguinte que foi a implementação de um circuito comparador que pudesse perceber a necessidade de alteração na onda de entrada.

5.3.2. Circuito comparador

No comparador é onde a lógica da alteração do sinal é feita. Os sinais comparados são a saída do circuito RMS-DC e dos limiares atribuídos. O circuito do comparador utilizado foi o padrão, porém foi feito de modo a ser *low-power*, *high-speed*, cuja configuração é apresentada na Figura 5-13.

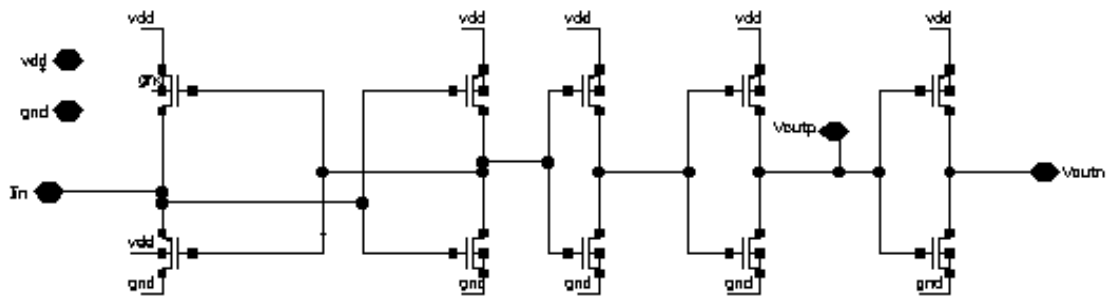


Figura 5-13: Circuito do comparador.

Após a montagem do circuito foram feitos dois testes. O primeiro tencionava observar como se comportaria o circuito isoladamente, para isso foi feita uma *testbench* como a mostrada na Figura 5-14. No circuito é possível verificar a entrada de dois sistemas de portas inversoras, cujo propósito é detectar quando a saída do RMS for maior que o limiar de audição.

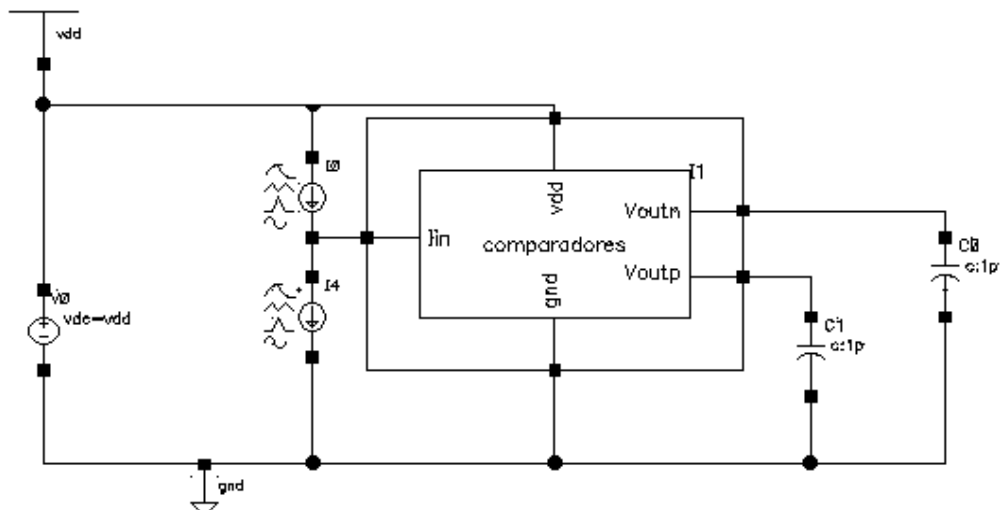


Figura 5-14: Testbench do comparador

A resposta desse teste pode ser vista na Figura 5-15, onde se observa o sinal de entrada. As ondas de saída representam a necessidade de se amplificar a onda de entrada e funcionam sempre de maneira contrária, ou seja, sempre que uma estiver com nível lógico “1” (tensão de saída em 1,5 V) a outra irá para nível lógico “0”. Para o teste em questão, foi colocada uma onda quadrada na entrada do sistema (1) e, como esperado, as saídas do sistema comparador se comportaram de maneira complementar (gráficos (1) e (2)).

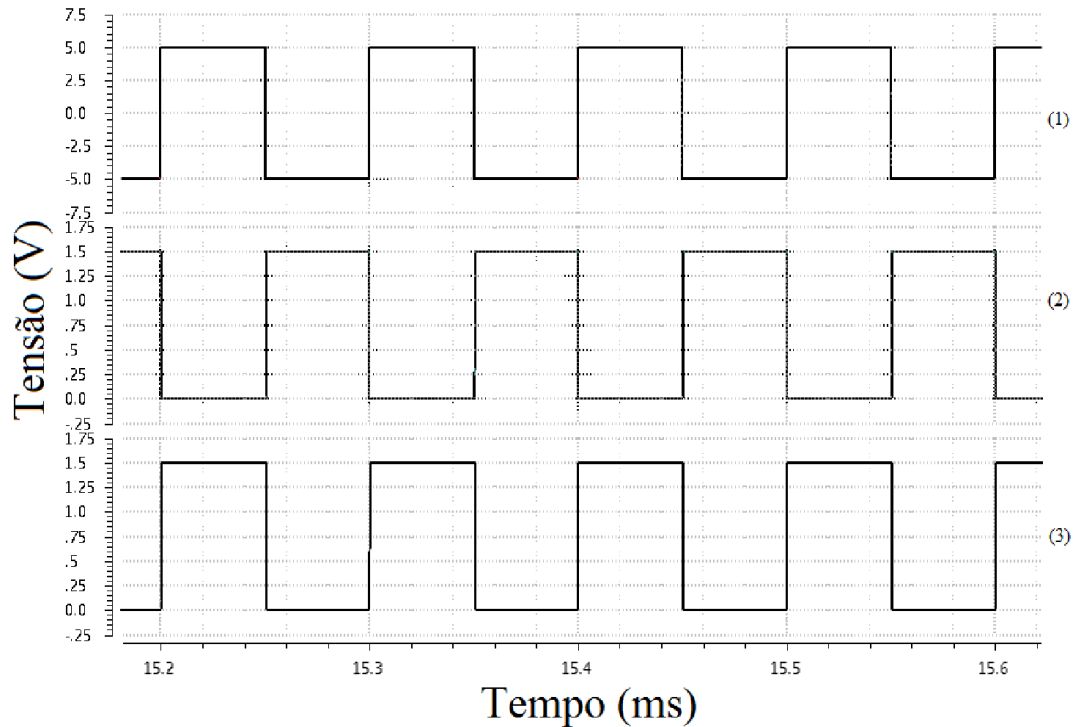


Figura 5-15: Resposta transiente do circuito comparador.

Por fim, para finalizar todo o circuito do AGC, têm-se os espelhos que irão dar o ganho desejado no sinal.

5.3.3. Espelhos de corrente

Neste item, foram feitos dois circuitos básicos de espelho de corrente com a pequena diferença de tamanho entre eles com a intenção de alterar o ganho quando a onda fosse passar pelos mesmos. A fim de explicação, será mostrado apenas um dos circuitos, pois, como a diferença é mínima, serão apenas citados os tamanhos utilizados e em que transistores será feita tal alteração.

O circuito do espelho segue na Figura 5-16, a diferença entre os circuitos dos espelhos utilizados encontra-se no comprimento do transistor da direita, que ao invés de ser multiplicado, foi dividido. Na Figura 5-17, é possível observar o *testbench* criado

para testar o funcionamento dos espelhos, seu resultado encontra-se na Figura 5-18, na qual é possível verificar a amplitude do sinal de entrada (gráfico superior) e sua saída (gráfico inferior) alterada, para fins de exemplo, o espelho multiplica a corrente por um fator de 5 (cinco), portanto, nele tem-se a corrente da direita, I_{out} , 5 (cinco) vezes maior que a corrente da esquerda, I_{in} .

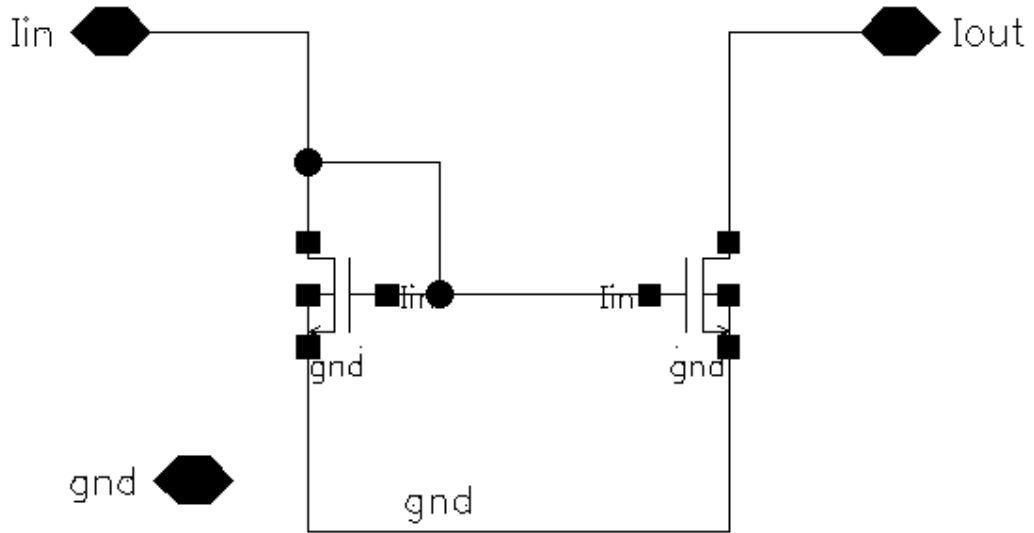


Figura 5-16: Circuito do espelho de corrente.

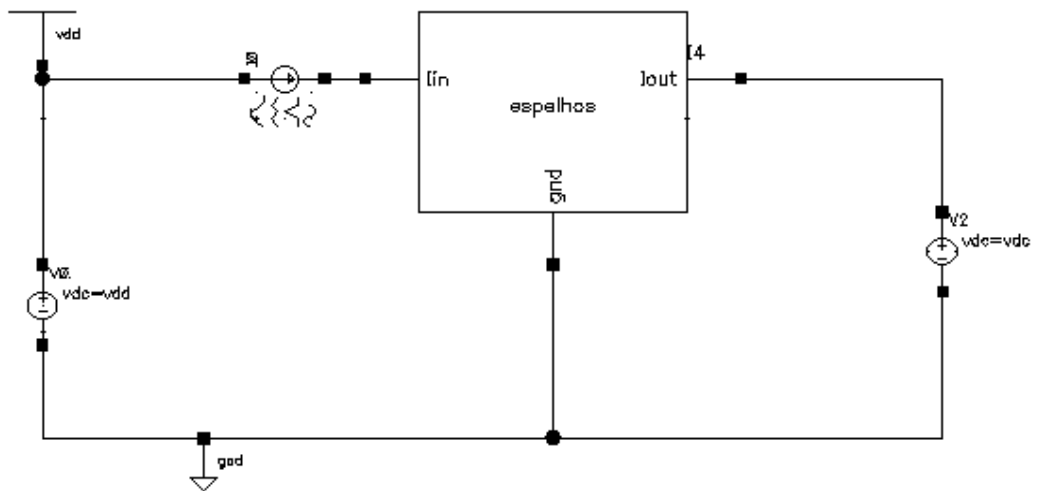


Figura 5-17: Testbench para os espelhos

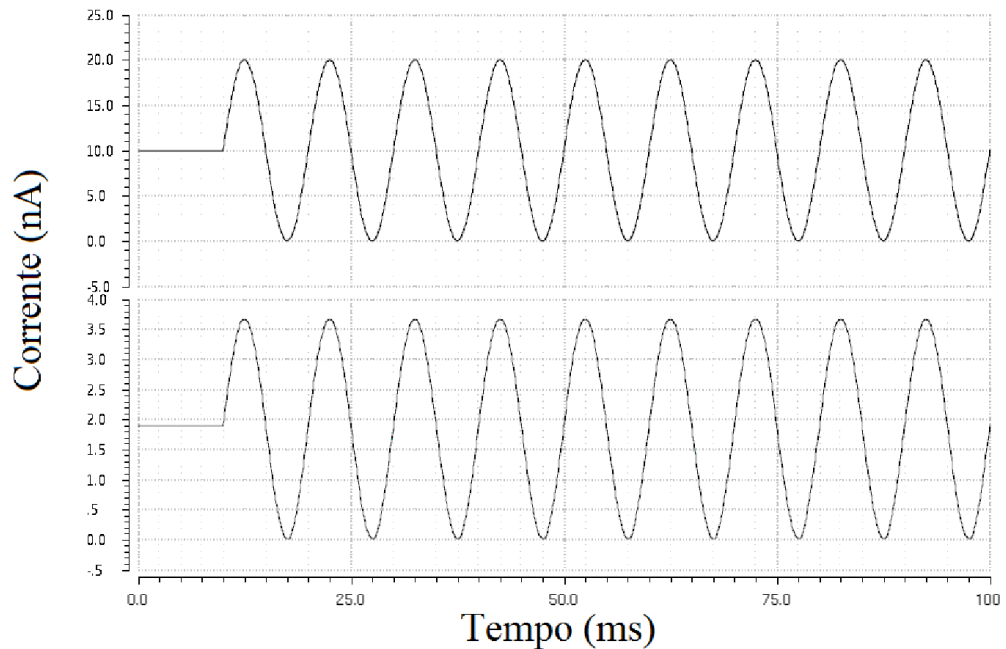


Figura 5-18: Corrente de entrada do sistema (inferior), corrente de saída do espelho (superior).

Após ter feito os testes dos circuitos em separado, será feita a junção dos blocos com o intuito de verificar seu comportamento como sistema e o resultado obtido no sistema proposto.

5.3.4. Circuito completo

O primeiro passo feito foi a adição do circuito RMS na saída do filtro, este destina-se à validação do correto funcionamento do circuito. Para isso, foi feito um *testbench* que é mostrado na Figura 5-19.

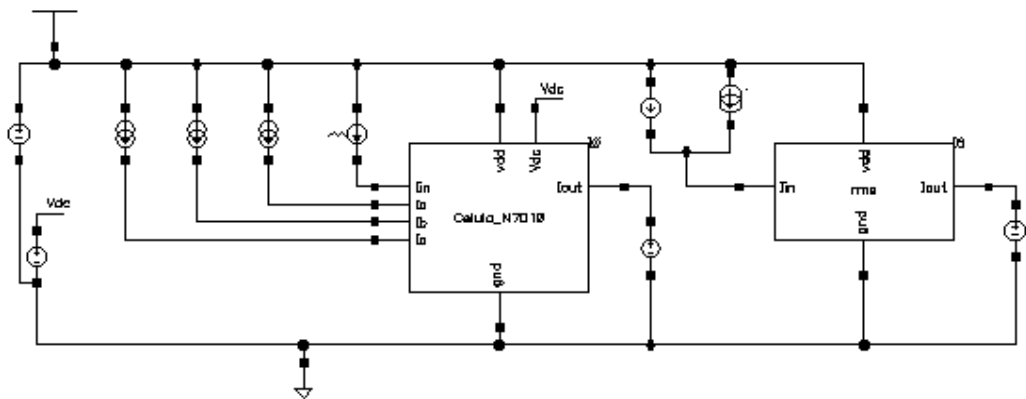


Figura 5-19: Circuito do Filtro com o RMS implementado.

A fonte de corrente controlada por corrente foi aplicada para se obter um perfeito “casamento” entre a saída do filtro e a entrada do RMS, além de acrescentar uma

corrente DC para o exato funcionamento do circuito RMS. Como resultado, obteve-se a saída mostrada na Figura 5-20. Nela é possível verificar que, para uma entrada pulsante, a resposta do filtro corresponde ao esperado, ou seja, a saída é a derivada primeira do sinal Gaussiano. Verifica-se também o correto funcionamento do circuito RMS, onde se consegue verificar uma mudança no sinal de entrada do circuito (circuito RMS) e logo em seguida começa a voltar para o estado inicial.

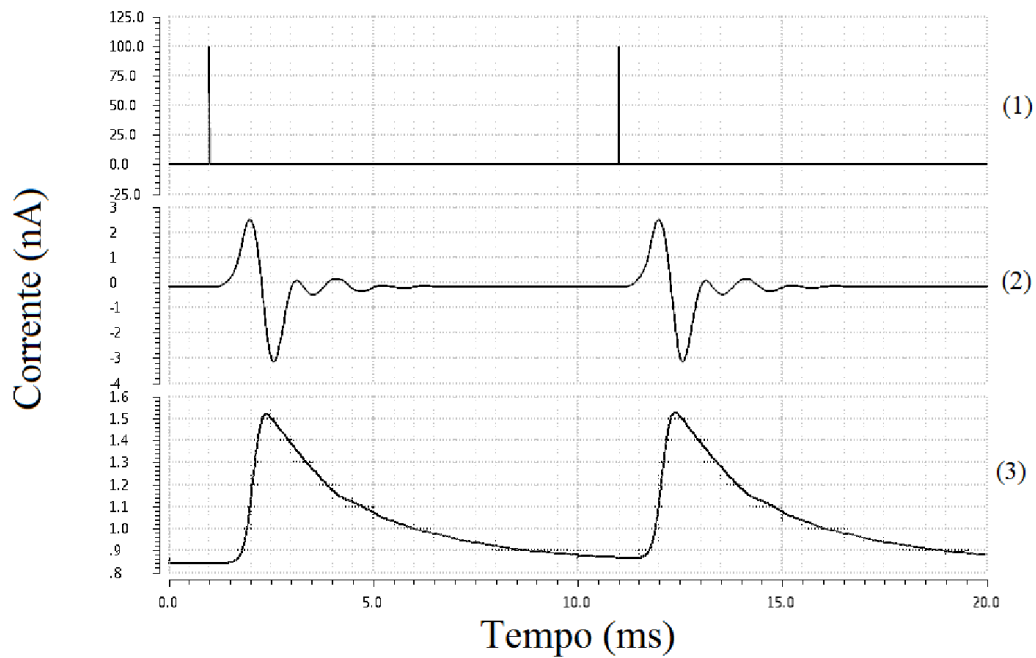


Figura 5-20: Sinal de entrada (1), saída do filtro (2), saída RMS (3).

Para validação final dos testes do circuito do filtro com o RMS, foi colocada uma onda sonora como sinal de entrada, essa troca foi feita tomando-se como base a Figura 5-19 trocando-se apenas a corrente de entrada, I_{in} (1), do bloco do filtro.

Como resultado, foi gerada a Figura 5-21 onde é possível verificar a saída do RMS (3) seguindo os picos de onda da saída do filtro (2)), dessa forma, o funcionamento do circuito é comprovado, já que a ideia do circuito RMS é a de seguir a onda de entrada no momento em ela for maior que o limiar definido, $Th1$.

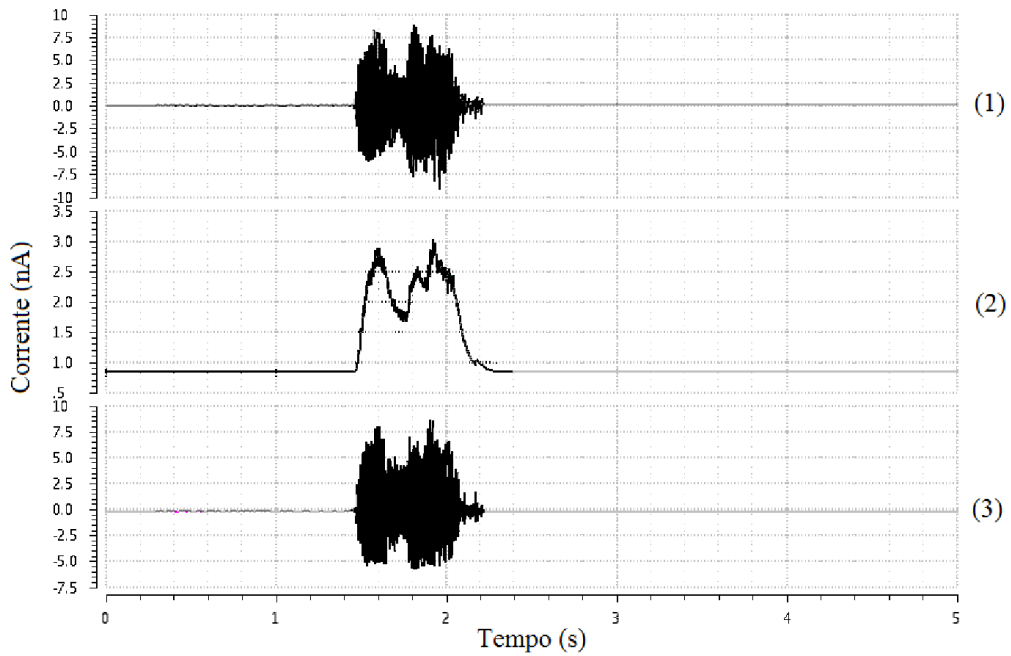


Figura 5-21: Entrada do filtro (superior), saída do filtro (inferior) e saída RMS (médio).

Para finalizar os testes do circuito, foi colocado na saída do RMS, um bloco comparador, Figura 5-22. Nesse circuito, a saída do RMS é comparada com uma corrente base, colocada manualmente, calculada como sendo 50% do maior pico de onda gerado no áudio. A partir desse ponto o sistema comparador irá informar que parte da onda deve ser amplificada, com isso uma chave será fechada e o ganho aplicado apenas na parte em questão.

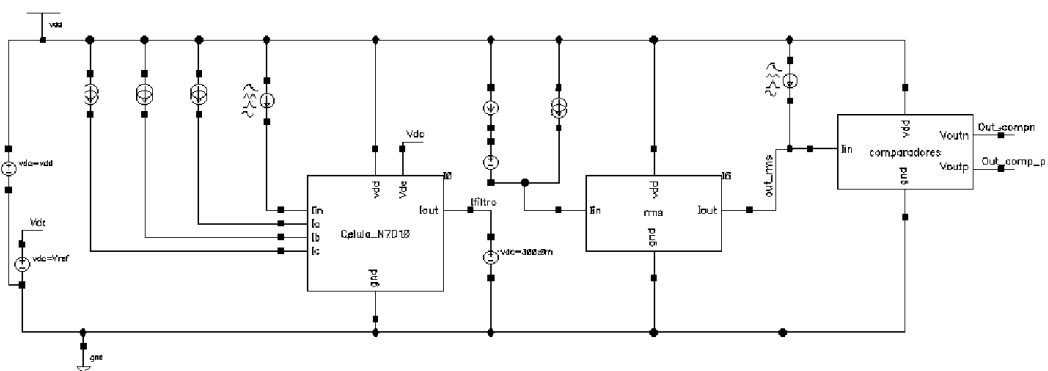


Figura 5-22: Circuito com a adição do comparador.

Para mostrar um resultado prático, foi feito um teste com uma onda de entrada com impulso (Iin). Os resultados podem ser vistos na Figura 5-23. Na qual se verifica

que as saídas do comparador, a partir do momento da detecção do RMS, ocorre a inversão, significando, pois, que deverá haver um ganho na onda de entrada do sistema. Dessa forma pode-se verificar na saída do sistema (1) a onda com o ganho aplicado.

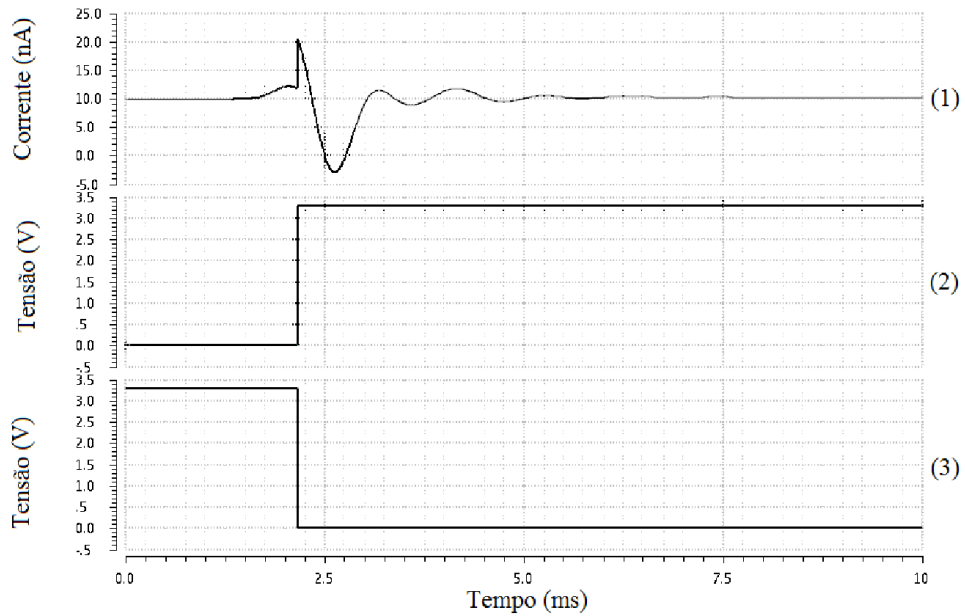


Figura 5-23: Saída do sistema (1), saída do comparador (2 e 3).

O circuito é mostrado na Figura 5-24, nele verifica-se dois circuitos de espelhos de corrente para enviar para a saída do sistema o ganho ou atenuação, se necessário. O circuito de decisão foi feito através das chaves (Chave 1 e Chave 2), as outras duas chaves (Chave 3 e Chave 4) se fazem presentes devido à potência liberada no seu estado de transição causar um pico de corrente que chegava a atenuar o sinal. Da forma como foi feito o circuito uma chave de cada par do espelho está sempre fechada evitando, assim, esse pico indesejado. Outro fato possível de se verificar é uma fonte de corrente na saída do primeiro espelho, que se faz presente para que a onda não seja deslocada quando o ganho for aplicado, assim garante-se que apenas a parte do sinal desejado será amplificada. O sinal de saída do sistema pode aparentar estar distorcido a princípio, porém quando se pensa que apenas a partir daquele momento o sinal base (Th1) foi ultrapassado, e somente a partir desse ponto a onda será amplificada, o formato da onda é explicado.

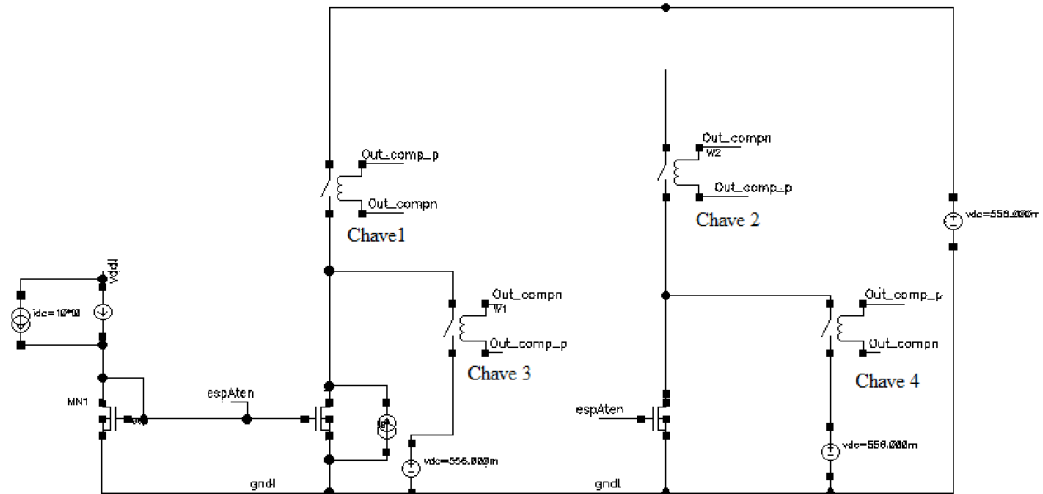


Figura 5-24: Circuito do PGA

Para provar o funcionamento do sistema para entradas de áudio, foi trocada a fonte de corrente de entrada por uma fonte com o sinal gravado, o resultado se encontra na Figura 5-25. Nela é verificada uma similaridade entre as ondas de entrada do filtro (5) e saída do mesmo (4) o que era esperado desde o começo. Comparando-se o sinal RMS (3) com as saídas dos comparadores, pode-se verificar no momento em que o RMS toma a forma do sinal, o circuito comparador inverte suas formas de onda e o ganho é aplicado, como pode ser visto na forma de onda da saída do sistema (6). É possível ver ainda que logo a seguir, quando o sinal retorna para seu valor inicial, os sinais dos comparadores voltam aos valores iniciais, deixando, assim, de aplicar o ganho e a onda passa a ser novamente a onda original.

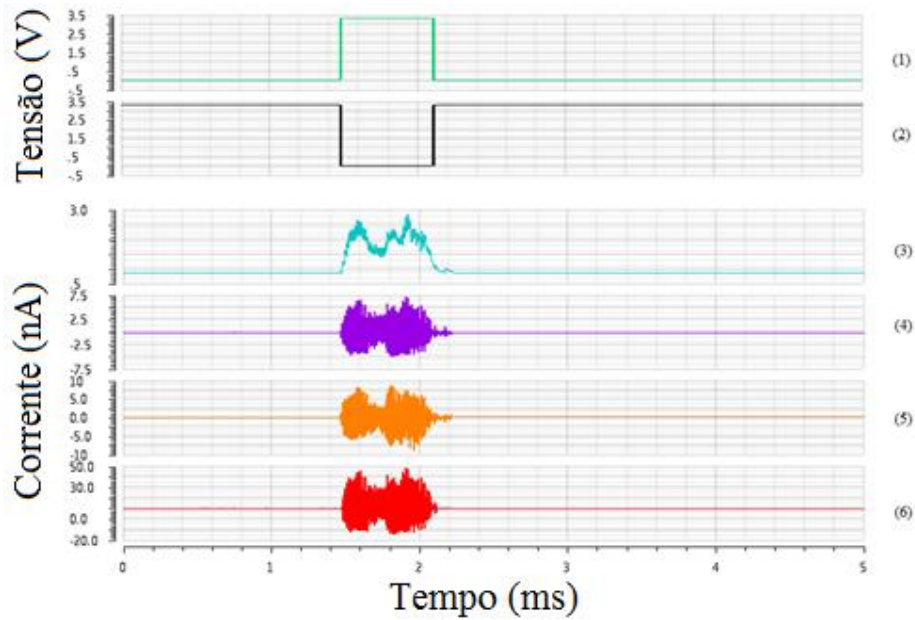


Figura 5-25: Saídas do comparador (1 e 2), entrada do sistema (5), saída do filtro (4), saída do circuito (6).

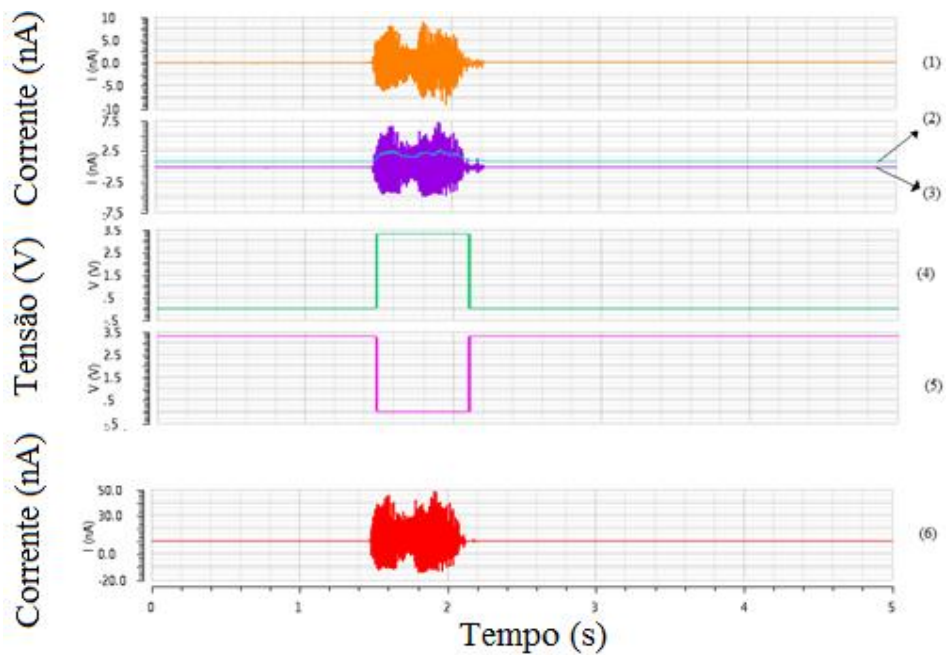


Figura 5-26: Circuito RMS seguindo a onda de saída do filtro.

A Figura 5-26 é uma cópia exata da Figura 5-25, porém ela se faz necessária para mostrar o funcionamento do sistema, nela é possível verificar que o circuito RMS começa a ser relevante a partir do momento em que as ondas de voz são detectadas. É possível verificar ainda que o final das ondas de saída do comparador possui picos, isso é ocasionado porque o sistema implementado não possui um detector de histerese, o que seria solucionado com a colocação de um sistema como esse nas saídas do comparador.

Neste capítulo foram mostradas as partes do sistema em nível de circuito e foram igualmente mostrados os testes pra validação, tanto no âmbito teórico quanto para a aplicação específica desejada. Para o capítulo seguinte, será feita uma conclusão acerca do que foi feito e alcançado e também algumas ideias para trabalhos futuros que não foram abordados neste trabalho.

CONCLUSÃO E SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho foi desenvolvido o projeto de um sistema de tratamento de som *low-power* analógico com aplicação em aparelhos auditivos, utilizando-se a ferramenta da *Transformada de Wavelet*. Primeiramente foi explicado um pouco acerca da história e evolução dos aparelhos auditivos.

Após estudo do funcionamento do ouvido humano, foi definido o método de abordagem para o problema. Dessa forma foram utilizados métodos matemáticos para se chegar a um comportamento similar ao do ouvido, com a criação de um filtro.

Após análise em nível de sistema e a comprovação do mesmo como método de filtragem e amplificação, através de testes, o sistema foi implementado nos circuitos envolvidos no trabalho. No passo seguinte, foi desenvolvido um sistema de *Automatic Gain Control* (AGC) onde seriam aplicados ganhos para determinadas faixas de frequência. Com o ganho aplicado na onda, seria feito a soma e o processo seria finalizado, com a onda final sendo transmitida para o ouvido humano.

Existem pontos a serem explorados, melhorados e aperfeiçoados, dentre os quais a necessidade de comparar a fisiologia com o funcionamento da prótese, a análise de outros coeficientes da *wavelet*, análise em frequência dos ganhos, um estudo mais bem detalhado dos ganhos específicos para cada frequência, além de um novo estudo para sons cujas frequências situem-se acima do limiar de dor. Ao fim da implementação foram feitos testes e, como pôde ser comprovado no decorrer desta dissertação, o sistema se mostrou funcional dando como resposta uma onda muito similar à onda de entrada.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Sandro Augusto Pavlik Haddad and Wouter Anton Serdijn, *Ultra Low-Power Biomedical Signal Processing*.: Springer, 2009.
- [2] O. C. Brasil, P. A. Pontes, and E. C. Melo, *Anatomia Cirúrgica da Orelha*. São Paulo: Roca, 2003.
- [3] B. M. Koeppen and B. A. Stanton, "Fisiologia," in *Fisiologia*. São Paulo: Elsevier, 2009.
- [4] A. L. Zorzetto. (2012) Anatomia da orelha. [Online]. <http://www.unirio.br/farmacologia/aulas%20fisiologia/2.%20sistema%20nervos/somestesia/anatomia%20do%20ouvido.pdf>
- [5] F. A. Menezes, *A Acústica Musical em Palavras e Sons*. São Paulo: Ateliê Editorial, 2003.
- [6] A. James and M. D. Campbell, *Helps to ear*. Chicago: Duncan Brothers, 1882.
- [7] Peng Qiao, Menno Lindwer, and Henk Corporaal, "A 0.964mW digital hearing aidm system," *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)*, pp. 1-4, 2011.
- [8] Francisco Serra-Graells, Lluís Gómez, and José Luis Huertas, "A True-1-V 300-uW CMOS-Subthreshold Log-Domain Hearing-Aid-On-Chip," *IEEE Journal os solid-state circuits*, vol. 39, no. 8, pp. 1271-1281, 2004.
- [9] Sunyoung Kim, Jae-Youl Lee, Namjun Cho, and Hoi-Jun Yoo, "A 0.9-V 67-uW Analog Front-End using Adaptative-SNR Technique for Digital Hearing Aid," *Circuits and Systems*, pp. 740-743, 2005.
- [10] Henning Puder, "Hearing aids: an overview of the state-of-the-art, challenges, and future trends of an interesting audio signal processing application," *Image and Signal Processing and Analysis, ISPA, Proceedings of 6th International Symposium*, pp. 1-6, 2009.
- [11] S. Frota, *Fundamentos de Fonoaudiologia*. Rio de janeiro: Guanabara Koogan, 2003.
- [12] L. A. Oliveira, *Fundamentos Históricos, Biológicos e Legais da Surdez*. Curitiba: Iesde Brasil, 2010.
- [13] J. Vigué and E. O. Martin, *O Grande Atlas do Corpo Humano*. São Paulo: Manole, 2007.

- [14] L. P. Gartner and J. L. Hiatt, *Tratado de histologia em Cores*. Rio de Janeiro: Elsevier, 2007.
- [15] A. P. Evedo, "feito de Produtos Químicos e Ruído na Gênese de Perda Auditiva Ocupacional," Fundação Oswaldo Cruz, 2004.
- [16] BRASIL, Lei 7.853, de 24 de Outubro de 1989, 1989.
- [17] A. R. Costa and F. A. Garcia, Desenvolvimento do Hardware para a Obtenção de DOA por Meio de Arranjo de Sensores: Aplicação em Prótese Auditiva, 2006.
- [18] C. M. Mainieri, *Desenvolviemnto e Aprendizagem de Alunos Surdos: Cognitivo, Afetivo e Social*. Curitiba: Iesde Brasil, 2012.
- [19] D. D. Smith, *Introdução à Educação Especial - Ensinar em Tempos de Inclusão*. Porto Alegre: Artmed, 2008.
- [20] S. A. Helito and P. Kauffman, *saúde - entendendo as doenças, a Enciclopédia Médica da Família*. São Paulo: Nobel, 2006.
- [21] M. E. Pedalini, P. H. Liberman, S. Pirana, J. J. Filho, and A. M. Câmara, "Análise do Perfil Audiológico de Idosos Através de Testes de Função Auditiva Periférica e Central," *Revista Brasileira de Otorrinolaringologia*, vol. 63, no. 5, pp. 489-496, 1997.
- [22] D. Gil, *Treinamento Auditivo em Adultos com Deficiência Auditiva*, 2006.
- [23] J. S. Carvalho, "Satisfação de Idosos em Aparelhos Auditivos Concedidos no estado do Tocantins," *Arquivo Internacional de Otorrinolaringologia*, vol. 111, pp. 416-426, 2007.
- [24] (2007, Novembro) Museu do Aparelho Auditivo. [Online]. <http://museudoaparelhoauditivo.com.br/index.php/a-evolucao-dos-aparelhos-auditivos-de-1800-a-1920/>
- [25] J. W. Berkeley, "Hearing Aid Device," 1940.
- [26] Wen Zhuo and E. Micheli-Tzanakou, "Hardware & Software Design of Digital Hearing Aids Based on Fixed Microphone Array.," *IEEE Engineering In Medicine And Biology*, pp. 123-125, 1998.
- [27] D. G. Costa. Microfones - Características e Aplicações. [Online]. http://www.dgcaudio.com.br/artigos/microfones_-_caracteristicas_e_aplicacoes.pdf
- [28] A. R. Campiotto, C. Levy, and D. E. Holzheim, *Tratado de FOnoaudiologia*.

São Paulo: Roca, 1997.

- [29] Lawrence R. Rabiner and Ronald W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*. New York: Prentice-hall, 1979.
- [30] Kátia Almeida and Maria Cecília M. Iorio, *Próteses auditivas – Fundamentos e aplicações clínicas*. São Paulo: Lovise, 2003.
- [31] K. Almeida and M. C. Iorio, *Próteses Auditivas - Fundamentos e Aplicações Clínicas*. São Paulo : Lovise, 1996.
- [32] A. M. Engebretson, "Benefits of Digital Hearing Aids," *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, pp. 238-248, 1994.
- [33] Denise A. A. Makiyama, Estudo sobre os defeitos técnicos em próteses auditivas concedidas pelo SUS na clínica-escola da universidade tuiuti do paraná, 2011.
- [34] Robi Polikar, "The Story Of Wavelets," *Physics and modern topics in mechanical and electrical engineering*, pp. 192-197, 1999.
- [35] M. H. Hayes, *Processamento Digital de Sinais*. São Paulo: Bookman, 2006.
- [36] S. Haykin and B. V. Veen, *Sinais e Sistemas*. São Paulo: Bookman, 1999.
- [37] Swiss Federal Institute of Technology Lausanne. Wavelet. [Online]. www.wavelet.org
- [38] Robert W. Adams, Filtering in the Log Domain, Maio 1979, Preprint 1470, presented at the 63rd AES Conference, New York, May.
- [39] Jader A. De Lima and Wouter A. Serdijn, "A compact nA/V CMOS triode-transconductor and its application to very-low frequency filters," *Circuits and Systems, ISCAS*, pp. 1988-1991, 2005.
- [40] G. A. Baker, *Essentials of Padé Approximants*. Massachusetts: Academic Press, 1975.
- [41] T. Kailath, *Linear Systems*. New York: Prentice Hall, 1980.
- [42] C. T. Cheng, *Linear Systems: Theory and Design*. Oxford: Oxford University Press, 1999.
- [43] D. A. Johns, W. M. Snelgrove, and A. S. Sedra, "Orthonormal Ladder Filters," *IEEE transactions on circuits and systems*, vol. 36, no. 3, 1989.

- [44] Eduard Sackinger and Walter Guggenbuhl, "A high-swing, high-impedance MOS cascode circuit," *Solid-State Circuits*, pp. 289-298, 1990.
- [45] Leonardo Camargo Neves, Projeto de um Filtro Analógico Gerador de Pulsos Prolato Esferoidais para Uso em Sistemas Ultra Wideband, 2013.
- [46] Gabriela M M Rodrigues, "Sistema para processamento de áudio em aparelhos auditivos baseado em filtros analógicos utilizando a decomposição wavelet," Brasília, 2014.
- [47] Neil Bauman. (2005) Hearing Loss Help. [Online]. <http://hearinglosshelp.com/weblog/understanding-the-difference-between-sound-pressure-level-spl-and-hearing-level-hl-in-measuring-hearing-loss.php>
- [48] Brigitte Chandler. (2010, Julho) Asbestos Related illnesses. [Online]. http://www.clmlaw.co.uk/asbestos_industrial_disease/2010/07/swindon-solicitor-urges-manufacturing-workers-to-insist-on-hearing-test/
- [49] M. Li, H. G. McAllister, N. D. Black, and T. A. De Perez, "Wavelet-based nonlinear AGC method of hearing aid loudness compensation," *IEEE Proceeding-Vision, Image and Signal Processing*, vol. 147, no. 6, pp. 502-507, 2000.
- [50] Mohamed I. Mahmoud, Moawad I. M. Dessouky, Salah Deyab, and Fatma Elfouly, "Comparison between Haar and Daubechies wavelet transformions on FPGA technology," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 26, pp. 68-72, 2007.
- [51] R. J. E. Merry, *Wavelet Theory and Applications*. Eindhoven, 2005.
- [52] Bmia. Bmia. [Online]. <http://bmia.bmt.tue.nl/education/courses/fev/book/pdf/04%20Gaussian%20derivatives.pdf>
- [53] Chapter 4 Wavelet Transform and Denoising. [Online]. <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-12062002-152858/unrestricted/Chapter4.pdf>
- [54] Soundsnap. [Online]. <http://www.soundsnap.com/search/audio/laugh+woman/score>
- [55] J. H. Macrae and H. Dillon, "Gain, frequency response, and maximum output requirements for hearing aids," *Journal of rehabilitation research and development*, vol. 33, no. 4, pp. 363-376, 1996.
- [56] Jose E. G. Medeiros et al., "A Fully Analog Low-Power Wavelet-based Hearing Aid Front End," *Biomedical Circuits and Systems Conference (BioCAS)*, pp.

242-245, 2013.

- [57] J. Mulder, A. C. Van der Woerd, W. A. Serdjin, and A. H. M. Van Roermund, "An RMS-DC converter based on the dynamic translinear principle," *Solid-State Circuits, Journal of IEEE*, pp. 1146-1150, 1997.
- [58] Behzad Razavi, *Design of Analog Integrated CMOS Circuits*. New York: McGraw Hill, 2000.
- [59] Tien-Yu Lo and Chung-Chih Hung, *IV CMOS Gm-C Filters*. New York: Springer, 2010.
- [60] Randal L. Geiger and Edgar Sanchez Sinencio, "Active filter design using operational transconductance amplifiers: a tutorial," *Circuits and Devices Magazine*, pp. 20-32, 1985.
- [61] Kendall Ling-chiao Su, *Analog Filters*. Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [62] John Macrae and Harvey Dillon, "Updated performance requirements for hearing aids," *Journal of Rehabilitation Research*, vol. 23, no. 3, pp. 41-56, 2000.
- [63] Metin Akay, "Wavelet applications in medicine," *Spectrum, IEEE*, vol. 34, no. 5, pp. 50-56, 1997.
- [64] Nathaniel A. Whitmal and Janet C. Rutledge, "Noise reduction in hearing aids: a case for wavelets-based methods," *Engineering in medicine and biology society*, vol. 3, pp. 1130-1135, 1998.
- [65] Yu-Cheng Su, Shuenn-Yuh Lee, and An-Po Lin, "A 0.6-V 1.8- μ W Automatic Gain Control Circuit for Hearing Aid," *Circuits and Systems*, pp. 113-116, 2008.
- [66] M. Taylor and R. M. McMinn, "Cytology of Repair in Experimental Perforations of the Tympanic Membrane and its Relationship to Chronic Perforations in Man," *Academy Ophthalmic Otolaryngology*, pp. 803-812, 1997.
- [67] L. Goldman and D. Ausiello, *Tratado de Medicina Interna*. Rio de Janeiro: Elsevier Brasil, 2005.
- [68] D. P. Mioni, *Amplificador de Áudio Classe D em Modulação Sigma-Delta Destinado a Aparelhos Auditivos*, 2007.
- [69] Philipos C. Loizou, "Mimicking the human ear," *Signal Processing Magazine*, vol. 15, no. 5, pp. 101-130, 1998.

- [70] Antonio López-Martín and Alfonso Carlosena, "A Current-Mode CMOS RMS-DC Converter for very Low-Voltage Applications," *Electronics, Circuits and Systems*, vol. 1, pp. 425-428, 2001.
- [71] L. Ravezzi, D. Stoppa, and G-F. Dalla Betta, "Simple High-Speed CMOS Current Comparator," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 22, pp. 1829-1830, 1997.
- [72] J. Mulder, W. A. Serdijn, A. C. van der Woerd, and A. H. M. van Roermun, "Dynamic Translinear RMS-DC Converter," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2067-2068, 1996.
- [73] Daniel Paulo Wiese Meneses Rocha, *Optimal Design Of Analogue Low-Power System: A Strongly Directional Hearing-Aid Adapter*. Delft: D. P. Wiese Meneses Rocha, 2003.

APÊNDICE I

Rotina para calcular a integral gaussiana de primeira ordem e encontrar a função de transferência, utilizada no software MAPLE 14.

No código abaixo, foi feita uma derivada primeira da função Gaussiana

```
> unassign('s');
> i:=sqrt(-1);
> f:=diff(exp(-(t-3)^2, t)); // derivada da função Gaussiana
> with(inttrans):
> laplace(f,t,s);           // Domínio de Laplace
> with(numapprox):
> a:=evalf[5](pade(laplace(f,t,s),s=0, [3,8])); // Aplicando Padé no
domínio de Laplace, setando a ordem do numerador e do denominador,
setando numero de casas a serem mostradas
```

APÊNDICE II

Código utilizado para encontrar o Espaço de Estados com a representação ortonormal, utilizada na ferramenta MATLAB.

```
clc;
clear all;

% Setando o valor da equação encontrada no MAPLE para o numerador
num = [4.4792*10^30, 3.4443*10^31, -4.4472*10^32, 4.7082*10^33, -
1.6978*10^34, 5.2813*10^34, -3.6804*10^30];
% Setando o valor da equação encontrada no MAPLE para o denominador
den = [+7.7098*10^29, +1.5631*10^31, +1.5851*10^32, +1.0439*10^33,
+4.8809*10^33, +1.6788*10^34, +4.2702*10^34, +7.8845*10^34,
+1.0066*10^35, 7.9890*10^34, +2.9826*10^34];

H = orthonormal2(num,den) % Criando o Espaço de Estados
ortonormalizados

[a, b, c, d] = ssdata(H); % Separando as matrizes A, B, C, e D para
serem impressas na tela

impulse (H)% Imprimindo gráfico da resposta ao impulso na tela o
Espaço de Estados
```

APÊNDICE III

Código da função `normalize_cap.m` utilizado para encontrar os valores dos capacitores normalizados, utilizada na ferramenta MATLAB.

```
function Cap = normalize_cap(H)
%% rotinas para encontrar o escalonamento de capacitores
[A,B,C,D] = ssdata(H);
N=length(A);
%% encontra o gramian control•vel K, e o gramian observ•vel W
K = gram(H,'c');
W = gram(H,'o');

%% multiplica por 2*pi
K = K*2*pi;
W = W*2*pi;

%% calcula o vetor alfa
for i=1:N
    Alfa(i) = 0;
    for j=1:N
        Alfa(i) = Alfa(i) + abs(A(i,j));
    end
end

%% calcula as capacitancias normalizadas

for i=1:N
    den_cap(i) = 0;
    for j = 1:N
        den_cap(i) = den_cap(i) + sqrt(Alfa(j)*K(j,j)*W(j,j));
    end
    Cap(i) = sqrt(Alfa(i)*K(i,i)*W(i,i))/den_cap(i);
end
```

APÊNDICE IV

As conversões de dB SPL para dB HL e vice-versa, foram feitas através de uma tabela e podem ser encontradas na URL abaixo.

comd.byu.edu/rh/dBcalculator.xls

Para se conseguir a conversão entre as duas unidades deve-se fazer o processo a seguir:

1) dB SPL para dB HL

- Tendo a frequência como base, deve-se subtrair o valor presente na Tabela.

Exemplo:

120 dB SPL equivale a 108 dB HL, pois em uma frequência de 4kHz, temos um valor de 12 dB SPL, logo $120 - 12 = 108$.

2) dB HL para dB SPL

- Tendo a frequência como base, deve-se subtrair o valor presente na Tabela.

Exemplo:

95 dB HL equivale a 104 dB SPL, pois em uma frequência de 2kHz, temos um valor de 9 dB SPL, logo $95 + 9 = 104$.

Tabela A-IV: Valores ANSI S3.6-1996.

Frequência (Hz)	RETSPL (dB SPL)	RETSPL (dB HL)
125	45	0
250	27	0
500	13,5	0
750	9	0
1000	7,5	0
1500	7,5	0
2000	9	0
3000	11,5	0
4000	12	0
6000	16	0
8000	15,5	0
Speech	20	0

APÊNDICE V

Fórmula para cálculo do ganho para determinadas frequências [55].

$$RREIG(f) = X + 0,31 * HTL(f) + K(f) + P(f)$$

onde,

RREIG(f) é a inserção recomendada,

HTL(f) é o nível limiar de audição, em dB HL,

K(f) é uma constante com valores dados na Figura A(TableA1),

P(f) é a correção para perda de audição profunda, valores dados na Figura A(Table A2),

$X = 0,05 * (SUM)$ para $SUM \leq 180$,

$X = 0,05 * (SUM) + 0,2 \left[\frac{(SUM-180)}{3} \right]$ para $SUM > 180$,

$SUM = HTL500 + HTL1000 + HTL2000$

Table A1.
Values of the additive constant K(f).

	FREQUENCY (Hz)									
	250	500	750	1000	1500	2000	3000	4000	6000	8000
K(f)	-17	-8	-3	+1	+1	-1	-2	-2	-2	-2

Table A2.
Values of the correction P(f) for profound hearing loss, as a function of HTL at 2000 Hz.

HTL2k	FREQUENCY (Hz)									
	250	500	750	1000	1500	2000	3000	4000	6000	8000
<95	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
95	4	3	1	0	-1	-2	-2	-2	-2	-2
100	6	4	2	0	-2	-3	-3	-3	-3	-3
105	8	5	2	0	-3	-5	-5	-5	-5	-5
110	11	7	3	0	-3	-6	-6	-6	-6	-6
115	13	8	4	0	-4	-8	-8	-8	-8	-8
120	15	9	4	0	-5	-9	-9	-9	-9	-9

HTL = hearing threshold level.

Figura A-V: Tabelas com valores para a fórmula [55].

A Fully Analog Low-Power Wavelet-Based Hearing Aid Front-end

Jose E. G. Medeiros^{*}, Lucas A. P. Chrisostomo^{*}, Gabriela Meira[†]

Yuri C. R. Toledo[‡], Matheus Pimenta[‡] and Sandro A. P. Haddad[†]

^{*}Department of Electrical Engineering, University of Brasilia, Brazil

[†]Faculty of Gama, University of Brasilia, Brazil

[‡]DFchip, Brasilia, Brazil;

j.edil@ene.unb.br; sandrohaddad@unb.br

Abstract—This paper presents a new low-power Hearing Aid Front-end based on an analog wavelet transform signal processing. The system consists of an analog wavelet filter bank and an Automatic Gain Control (AGC), with a new topology for the decision logic and a new circuit design for the Programmable Gain Amplifier (PGA). From simulation results, using a 0.18 μ m CMOS technology, the proposed circuit shows very good performance with respect to Signal-to-Noise Ratio (SNR) and loudness behavior in an ultra low-power environment.

I. INTRODUCTION

The presence of background noise pose difficulties to people in understanding speech by masking the speech signals. This problem become even more severe for hearing-impaired listeners. These people often find that the hearing aid systems which linearly amplify sound signals aggravate this intelligibility issue. Nonlinear techniques are therefore proposed to address this issues [1] [2].

Automatic Gain Control (AGC) systems have been implemented in hearing aids. These modules reduce gain when the input signal power becomes too high and provide more gain as the input signal becomes weaker. By doing this, the system can accommodate the speech signal for the dynamic range perception mask hearing-impaired listeners often respond to [3].

AGC systems improve comfort hearing level but do not alleviate noise related problems as they adjust dynamic range but do not affect Signal-to-Noise Ratio (SNR). One technique that has been already implemented in commercial hearing aids is to apply independent AGCs to different frequency regions thus reducing sound level on noisy frequency bands and amplifying speech frequency bands. Despite reducing noise masking effects and making speech more audible, it has been shown that this technique does not improve intelligibility [4].

Wavelet transform based techniques have been proposed in order to implement non-linear systems both for noise reduction and for loudness compensation on hearing aid systems. The authors of such systems claim improvements on noise

characteristics and loudness of the hearing aid output. These systems are implemented by using digital signal processing techniques and thus require Analog-to-Digital Converters (ADC) to sample the input signals and Digital-to-Analog Converters (DAC) to reconstruct the audio signals. These modules significantly contribute to dissipated power and are undesirable due to the low-power requirements of hearing aids [5].

This work proposes a wavelet-based hearing aid front-end implemented entirely on the analog domain. In this way, we are able to improve overall power consumption on the system and still implement non-linear wavelet-based processing techniques to achieve better noise and loudness performance on hearing aid systems. Section II presents the front-end system and its analog implementation, Section III presents the frontend performance and Section IV concludes this work.

II. NEW ANALOG HEARING AID FRONT-END

The proposed system is composed of a wavelet filter bank and linear AGCs. The wavelet filter bank divides the input signal into several bands that are then processed by AGCs. In this way, we can amplify or attenuate each signal component based on its power. Each wavelet filter implements a different scale of the chosen wavelet base function and therefore we have a decomposition of the signal where each component represents a feature of the input signal. Wavelet transforms perform a correlation analysis on the signal so that we can expect its output to be maximum when the input signal most resembles the wavelet function and much smaller when there is mostly uncorrelated noise.

Each AGC module is implemented using a Programmable Gain Amplifier and a threshold-based decision logic. The AGC input signal, I_{in} , is compared to two threshold levels

$Th_1 < Th_2$. If $Th_1 < I_{in} < Th_2$, we may have mostly signal on that wavelet scale and we thus amplify that signal component. If $I_{in} > Th_2$, that component may have too much energy to cause discomfort to the listener and this component is then attenuated. If $I_{in} < Th_1$, we may have mostly noise on that signal component and we thus attenuate that component. The threshold levels for each wavelet scale are set based on hearing and discomfort threshold levels for normal hearing and hearing-impaired people. Figure 1 presents a block diagram of the front-end circuit and the AGC. In order to avoid using ADCs and DACs on the system, we propose the implementation of the hearing aid front-end using all analog circuits. In this particular implementation, the values used for Th_1 and Th_2 are shown in Table I based on the work [2].

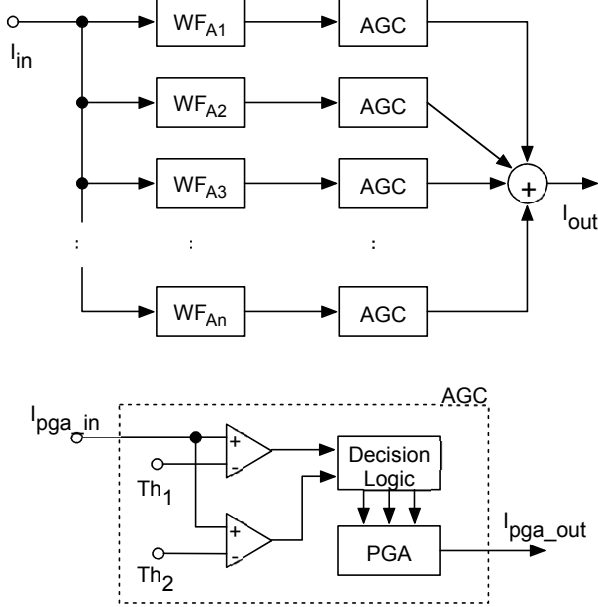


Fig. 1. Hearing Aid Wavelet-based Analog Front-end and Programmable Gain Amplifier.

TABLE I
 Th_1 AND Th_2 values.

	Threshold of hearing Th_1 [dB]	Threshold of pain Th_2 [dB]
Up to 1kHz	30	118
1kHz to 2kHz	50	100
Above 2kHz	70	90

A. Analog Wavelet Filters

The starting point of an Analog Wavelet Filter design is the definition of a stable and physically realizable transfer function that corresponds to the desired wavelet function. A linear differential equation having a predefined impulse response, however, does not always exist. Hence, approximation methods should be applied to obtain the transfer function of the filter, whose impulse response is the required wavelet. There are several mathematical techniques that are frequently used to achieve the best approximation possible [5].

In this paper, this approximation is based on the L_2 approach described in [6], providing the best accuracy compared to other techniques. From a top-level system analysis, the chosen wavelet basis for the hearing aid front-end was the 1st derivative of the Gaussian function (gaus1). This wavelet function has been approximated using the L_2 approach, with the impulse response of the 6th-order transfer function described below [6]

$$H(s) = \frac{-0.08946s^5 - 0.1683s^4 - 8.326s^3 + 6.642s^2 - 139.6s}{s^6 + 5.927s^5 + 30.52s^4 + 83.11s^3 + 163.6s^2 + 176.6s + 93.29} \quad (1)$$

The analog filter design that follows is based on an orthonormal ladder structure. The orthonormal representation shows the best performance compared to the other statespace description with respect to Dynamic Range, sparsity and sensitivity, which are the most relevant aspects for an ultra low-power analog dynamic system. [5]. Applying a simple mapping to the linear State-Space, one can obtain the corresponding G_m -C filter realization, which employs the nA/V

transconductors described in [6] as the main building blocks. The block diagram of the Analog Wavelet Filter, for one scale of the WT, is illustrated in Figure 2 [6].

$V_{TUNE} = 20$ mV	nA/V
gm1 [nA/V]	1,19
gm2 [nA/V]	1,64
gm3 [nA/V]	2,01
gm4 [nA/V]	2,43
gm5 [nA/V]	4,06
gm6 [nA/V]	5,93
gm7 [nA/V]	1,37
gm8 [nA/V]	0,97
gm9 [nA/V]	12,12
gm10 [nA/V]	1,47
gm11 [nA/V]	2,61
C [pF]	6 x 20

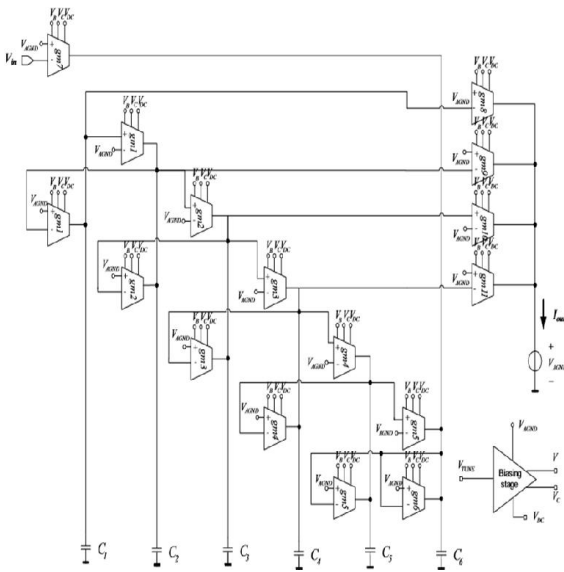


Fig. 2. Block diagram of the wavelet filter.

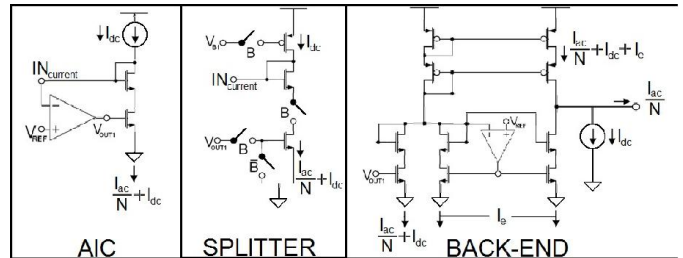
B. Programmable Gain Amplifier

The PGA is a current-mode amplifier composed by three main blocks. The circuit is represented in Figure 3. The AIC is the control block that allows the PGA to achieve high precision gain by controlling the I_{dc} current reference

Fig. 3. PGA block diagram

impedance path. It employs a low-power operational amplifier to create a feedback loop that minimizes drain voltage variations and to achieve high precision by almost eliminating channel modulation effects. The output voltage of the operational amplifier will be proportional to the current signal allowed to enter this branch. The amplifier was implemented using a single stage cascode topology with 70db open loop gain and a polarization current ranging from 10nA to 100nA. The power consumption is about 90nW for typical operation in a 0.18 μ m CMOS technology.

The PGA gain control is achieved by splitting the signal on different current branches and thus dividing the current allowed to enter the AIC branch. The basic splitting branch is composed by a PMOS current source, a diode connect NMOS transistor that creates a low impedance path and a N



MOS current source controlled by the feedback voltage generated on the AIC. Switches enable or disable the operation of cascaded branches and thus allows gain control. By adding more branches to the signal path, the more the signal is attenuated and less gain is achieved by the PGA. In this work, we implemented the current splitter using 8 current branches ($N = 8$ on Figure 3) controlled bit a 3-bit digital word (bits B on Figure 3). On other applications, we were able to achieve up to 15-bit resolution on the PGA gain by using the proposed topology.

In the back-end circuit, a current source controlled by the operational amplifier output voltage drives a copy of the splitted signal current into a cascode current mirror, thus achieving current gain on the output. A DC current (I_e) is used to set the operating point of the circuit. A feedback circuit on this stage allows the correction of mirroring errors. Bias currents (I_{dc}) introduced during the signal processing are also compensated on the output node.

c. Automatic Gain Control

The automatic gain control consists of a digital decision circuit, two comparators and the programable gain amplifier as shown in Figure 1. In the threshold decision logic circuit we implemented low-power hysteresis comparators. The design achieves high gain so that a minimum input amplitude signal of 10mV is necessary to switch it from 0 to VDD. The hysteresis comparator attained a gain of 80dB and consumes a total of 180nW in a 4KHz operation.

III. RESULTS

Figure 4 shows the simulated and L_2 approximated impulse responses of the wavelet filter. An excellent approximation to the L_2 approximated first Gaussian wavelet (gaus1) and the obtained simulated results of the G_m -C filter confirms the good performance of the analog wavelet filter design. The total error due to numeric approximation and truncation is 4.07%.

Figure 5 shows the PGA transient analysis conducted after implementing it on a $0.18\mu\text{m}$ technology. It shows eight gain configurations achieved by the PGA circuit. We achieved a $2,15\mu\text{W}$ power consumption on the PGA circuit, including the digital decision logic and comparators.

We also conducted a test case on the proposed front-end by recording an audio sample with a male

and a female voices and processing a noise corrupted version of it using the proposed front-end. The first two lines of Figure 6 shows the audio sample and the noise corrupted audio. The next four lines of the figure shows four wavelet scales ($a = \{8, 16, 32, 64\}$) signal components after AGC processing. Last line presents the reconstructed audio signal. Table II presents the SNR on each stage of the signal processing path. It can be seen that

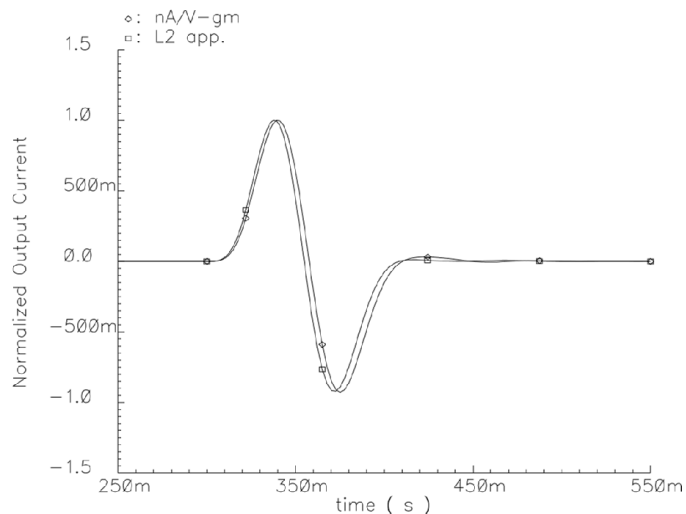


Fig. 4. Simulated and L_2 -approximated impulse response.

TABLE II
SNR ON DIFFERENT STAGES OF THE SIGNAL PROCESSING PATH.

Signal	SNR [dB]
Input Signal	39
Signal + Noise	16
Output without AGC	29
Output with AGC	36

the proposed front-end can greatly enhance the output SNR (36dB) to almost that of the SNR of the non-corrupted audio sample (39dB) even with a low SNR on the noise corrupted input signal (16dB).

IV. CONCLUSIONS

This paper described a new topology for hearing aid frontends based on an analog wavelet transform signal processing with an adaptative gain control circuitry. The proposed circuit presented good performance with respect to the SNR with an ultra low-power current consumption. Overall, the

new analog front-end topology proved to be a promising solution for advanced low-power signal processing in hearing aid systems.

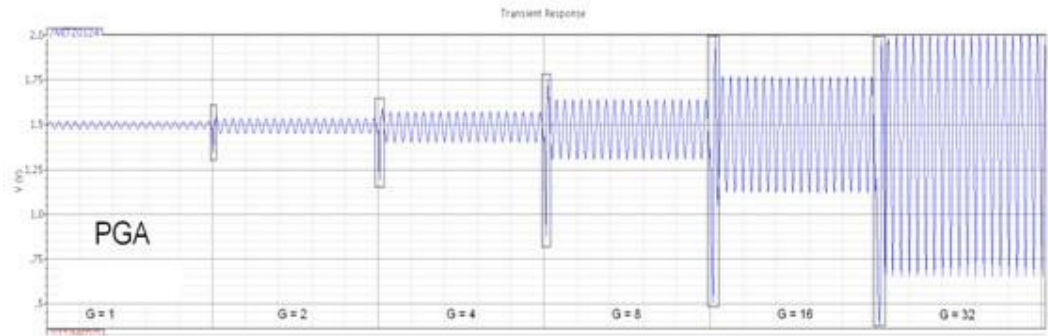


Fig. 5. PGA transient analysis.

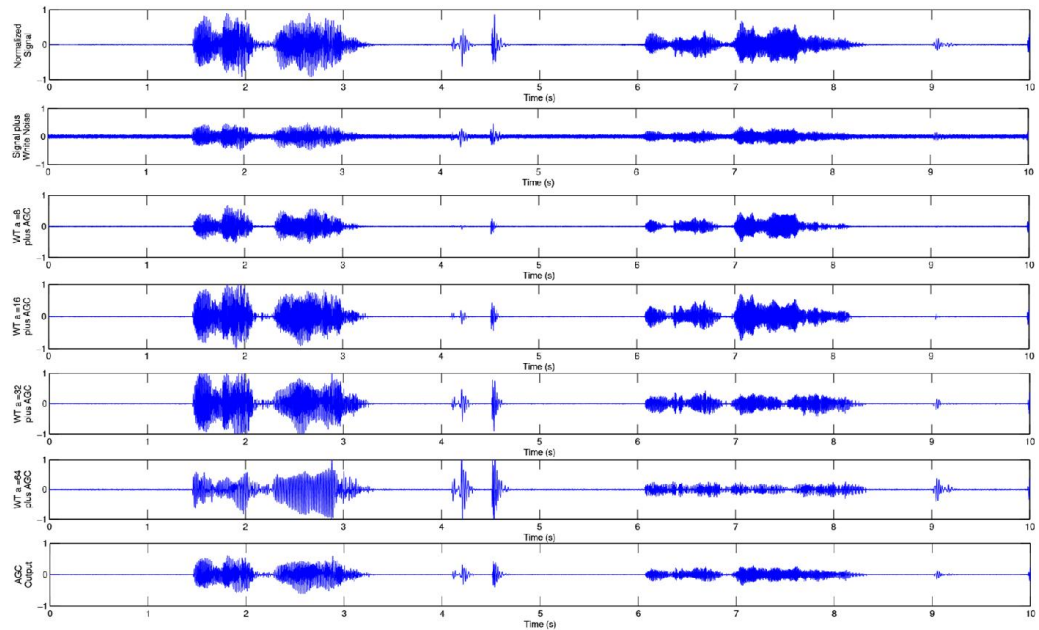


Fig. 6. Input audio sample, its wavelet decomposition and the processed audio output.

REFERENCES

- [1] N. A. Whitmal, J. C. Rutledge, and J. Cohen, "Reducing correlated noise in digital hearing aids," *Engineering in Medicine and Biology Magazine, IEEE*, vol. 15, no. 5, pp. 88–96, 1996.
- [2] M. Li, H. McAllister, N. Black, and T. De Perez, "Wavelet-based nonlinear agc method for hearing aid loudness compensation," *IEE Proceedings Vision, Image and Signal Processing*, vol. 147, no. 6, pp. 502–507, 2000.
- [3] P. C. Loizou, "Mimicking the human ear," *Signal Processing Magazine, IEEE*, vol. 15, no. 5, pp. 101–130, 1998.
- [4] B. W. Edwards, "Signal processing techniques for a dsp hearing aid," in *Circuits and Systems, 1998. ISCAS'98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on*, vol. 6. IEEE, 1998, pp. 586–589.
- [5] S. A. Haddad and W. A. Serdijn, *Ultra low-power biomedical signal processing: an analog wavelet filter approach for pacemakers*. Springer, 2009.
- [6] J. M. Karel, S. A. Haddad, S. Hiseni, R. L. Westra, W. A. Serdijn, and R. L. Peeters, "Implementing

wavelets in continuous-time analog circuits with dynamic range optimization," *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 2, pp. 229–242, 2012.