

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Daniel Nogueira Ruiz

***Uma Proposta de
Amplificador Classe D, para
Aplicação em Próteses
Auditivas, Utilizando
Tecnologia CMOS 0,35 μ m***

Itajubá
2007

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Daniel Nogueira Ruiz

***Uma Proposta de
Amplificador Classe D, para
Aplicação em Próteses
Auditivas, Utilizando
Tecnologia CMOS 0,35 μm***

*Dissertação submetida ao Programa de Pós Graduação
em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica,
Área de concentração em Microeletrônica*

*Orientador: Prof. Robson Luiz Moreno, Dr.
Co-Orientador: Prof. Tales Cleber Pimenta, PhD.*

Itajubá
2007

Aos meus pais, Abel e Maria,
e à minha irmã Denise, dedico.

*“O cavalo prepara-se para o dia da batalha,
mas do Senhor vem a vitória.”*

Provérbios 21:31

Agradecimentos

Primeiramente a Deus, por estar ao meu lado em todos os momentos, principalmente naqueles de grande adversidade, e por ter me dado força, garantido o cumprimento de todas as condições necessárias para eu ter conquistado todas as vitórias com as quais fui presenteado até hoje.

Aos professores orientadores, Robson Luiz Moreno e Tales Cleber Pimenta, pela confiança, amizade e pelo notável apoio técnico e pessoal com que fui brindado na realização deste trabalho.

Aos amigos do Grupo de Microeletrônica, pelas ajudas e sugestões recebidas para melhoria deste trabalho, pelo apoio nos momentos em que as circunstâncias, além do escopo deste trabalho, não eram favoráveis a mim, e pela manutenção de um agradável ambiente de trabalho.

Ao Dr. João Batista Macedo Vianna, médico neurologista, ao fonoaudiólogo Roberto M. Yoshimura e à fonoaudióloga Márcia Lopes, pelo entusiasmo e boa vontade em contribuir com este trabalho, esclarecendo dúvidas pertinentes às suas áreas de atuação.

Ao Prof. João Cândido Fernandes, da UNESP de Bauru, pela indicação bibliográfica que contribuiu para o esclarecimento de dúvidas e para a escrita deste trabalho.

Aos amigos e familiares que indiretamente me apoiaram nesta luta.

A UNIFEI, por ter me acolhido em seu programa de mestrado.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), que através do programa “Demanda Social”, viabilizou financeiramente a realização desse trabalho.

Meus sinceros agradecimentos.

Resumo

O amplificador Classe D tem sido cada vez mais utilizado em aplicações que demandam alto rendimento, especialmente nos sistemas eletrônicos alimentados por bateria. Nas próteses auditivas, que é a aplicação onde este trabalho está inserido, a Classe D é a classe de amplificação que mais tem sido usada como amplificador de saída.

Com toda esta popularidade, o amplificador tem sido motivação de muitos estudos. Para usufruir de suas vantagens, é necessário que o amplificador Classe D seja bem projetado.

O amplificador Classe D trabalha de maneira diferente dos tradicionais amplificadores lineares. Ele emprega modernas técnicas de modulação a fim de obter a amplificação desejada, normalmente na forma de ganho de corrente.

Este trabalho tem como objetivo o estudo de diferentes técnicas de implementação desta classe de amplificador, bem como a proposição, projeto e verificação de uma topologia.

Um amplificador Classe D em circuito integrado com alto rendimento e alta fidelidade foi alcançado, implementado usando o processo de difusão TSMC 0,35 μ m.

Abstract

Class D amplifiers have been widely used in high performance devices, mainly those powered by batteries. Class D amplifiers are the mostly used power amplifier in hearing aid devices, which is the focus of this work.

Due to its popularity, the class D amplifier has been widely studied; nevertheless, in order to take its advantages, it must be properly design.

Unlike the traditional amplifiers, the class D amplifiers makes use of modern modulation techniques in order to obtain the desired amplifications, main in the form of current gain.

The objectives of this work were the study of different implementation techniques, and the proposal, design, implementation and verification of a class D amplifier topology.

It was designed a high efficiency high fidelity integrated class D amplifier in CMOS for the TSMC 0.35 μ m process.

ÍNDICE

ÍNDICE DE FIGURAS	10
ÍNDICE DE TABELAS	12
LISTA DE SÍMBOLOS	13
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	14
1.1 – O Contexto deste Trabalho	14
1.2 – Organização deste Trabalho	16
CAPÍTULO 2 – A AUDIÇÃO HUMANA E A SURDEZ	18
2.1 – A anatomia do sistema auditivo	18
2.1.1 – O ouvido externo	19
2.1.2 – O ouvido médio	19
2.1.3 – O ouvido interno	20
2.2 – Características Fisiológicas da Audição	22
2.2.1 – A percepção da frequência	22
2.2.2 – A percepção da intensidade	23
2.2.3 – Sensibilidade do ouvido às variações na intensidade do som	23
2.3 – A Surdez	24
CAPÍTULO 3 – PRÓTESES AUDITIVAS: CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES	28
3.1 – Próteses Auditivas Convencionais	29
3.2 – Próteses Auditivas em Armação de Óculos	30
3.3 – Próteses Auditivas Retroauriculares	30
3.4 – Próteses Auditivas Intra-Aurais	31
3.5 – Próteses Auditivas Analógicas	32
3.6 – Próteses Auditivas Digitais	33
3.7 – Próteses Auditivas Digitalmente Programáveis	34
3.8 – Classificação das Próteses de Acordo com o Número de Canais	35
3.9 – Medição das características eletroacústicas das próteses auditivas	35
3.10 – Próteses Auditivas de Condução Óssea	35
CAPÍTULO 4 – ESTÁGIOS DE SAÍDA E AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA	38
4.1 – Introdução	38
4.2 – Níveis Aceitáveis de Distorção	39
4.3 – Classes de Amplificadores	40
4.3.1 – Amplificador classe A	41
4.3.2 – Amplificador classe B	43
4.3.3 – Amplificador classe AB	46
4.3.4 – Amplificador Classe D	47
4.3.5 – Amplificador classe G	48
4.3.6 – Amplificador classe H	50
4.3.7 – Amplificador Classe I	50
4.4 – Escolha do Amplificador de Saída para a Prótese Auditiva	51
CAPÍTULO 5 – TÉCNICAS DE PROJETO	53
5.1 – Técnicas de Modulação Encontradas na Literatura	53
5.2 – A Modulação PWM	53
5.2.1 – Espectro de Frequência de Um Sinal PWM	56
5.2.2 – O Efeito da Linearidade da Portadora na DHT e a Escolha da Frequência da Portadora	59
5.3 – A Modulação Sigma-Delta ()	60

CAPÍTULO 6 – PROJETO DO AMPLIFICADOR CLASSE D.....	62
6.1 – A Escolha do Comparador.....	62
6.2 – Visão Geral do Amplificador Implementado	64
6.3 – A Malha de Controle	65
6.4 – Projeto da Malha de Controle.....	67
6.4.1 – Dimensionamento dos transistores	67
6.4.2 – Projeto do Amplificador Operacional	69
6.4.3 – Ajustes feitos nas dimensões dos transistores	70
6.4.4 – Testando a atuação da malha de controle	70
6.4.5 – Estabilidade	73
6.5 – Projeto do Modulador PWM	77
6.6 – O Filtro de Saída.....	81
6.7 – O Estágio de Saída.....	81
6.8 – Simulações do Amplificador Projetado.....	84
6.9 – Layout.....	85
CAPÍTULO 7 – SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS	90
CAPÍTULO 8 – CONCLUSÃO.....	91
ANEXO A – ANÁLISE DO MISTURADOR DO MODULADOR PWM	92
BIBLIOGRAFIA.....	95

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 – Diagrama de blocos do CI da prótese auditiva em desenvolvimento	15
Figura 2.1 – O sistema auditivo humano [2]	18
Figura 2.2 – Seção transversal da cóclea [2]	20
Figura 2.3 – O órgão de Corti [2]	21
Figura 2.4 – Padrões de amplitude [2]	22
Figura 2.5 – Limiares auditivos [2]	25
Figura 2.6 – Audiograma típico de perda auditiva neurossensorial em um idoso [2]	26
Figura 2.7 – Audiograma típico de perda auditiva condutiva [2]	27
Figura 3.1 – Prótese auditiva convencional [1]	29
Figura 3.2 – Prótese auditiva em haste de óculos [1]	30
Figura 3.3 – Prótese auditiva retroauricular [1]	31
Figura 3.4 – Prótese auditiva intra-auricular [1]	32
Figura 3.5 – Prótese auditiva intracanal [1]	32
Figura 3.6 – Prótese auditiva microcanal [1]	32
Figura 3.7 – Diagrama de bloco de uma prótese auditiva analógica [1]	33
Figura 3.8 – Diagrama de bloco de uma prótese auditiva digital [1]	34
Figura 3.9 – Acoplador de 2 mililitros [1]	36
Figura 3.10 – Exemplo de um vibrador ósseo [1]	37
Figura 4.1 – Um amplificador seguidor de fonte operando em classe A	41
Figura 4.2 – Característica de transferência do seguidor de fonte	42
Figura 4.3 – Amplificador classe B	44
Figura 4.4 – Característica de transferência do amplificador classe B	44
Figura 4.5 – Estágio de saída classe AB	46
Figura 4.6 – Polarização do amplificador classe AB por espelho de corrente	47
Figura 4.7 – Topologia básica de um amplificador classe D [13]	48
Figura 4.8 – Circuito básico do amplificador classe G [14]	49
Figura 4.9 – Distorção nos instantes de chaveamento [14]	49

Figura 6.11 – Resposta em Freqüência. Caso típico. Menor MF = 85°	74
Figura 6.12 – Resposta em freqüência. Caso lento. Menor MF = 87°	75
Figura 6.13 – Resposta em freqüência. Caso rápido. Menor MF = 83°	75
Figura 6.14 – Resposta em freqüência. Caso de pior um. Menor MF = 33°	76
Figura 6.15 – Resposta em freqüência. Caso de pior zero – Menor MF = 90°	76
Figura 6.16 – Destaque do modulador PWM	77
Figura 6.17 – Resposta transiente do inversor-comparador	80
Figura 6.18 – Correto funcionamento do inversor-comparador	80
Figura 6.19 – Seqüência de inversores gradualmente crescentes [26]	82
Figura 6.20 – Esquemático do Estágio de Saída	84
Figura 6.21 – Forma de onda da tensão na carga	86
Figura 6.22 – Rendimento do amplificador	86
Figura 6.23 – Layout do circuito de controle, resistores de polarização e modulador PWM	87
Figura 6.24 – Layout do circuito dos inversores de saída	88
Figura 6.25 – Layout final do circuito com pads	89
Figura 7.1 – Diagrama em blocos do classe D com controlador bang-bang	90
Figura A.1 – Circuito do Misturador	92

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 6.1 – Dimensões dos Transistores da Malha de Controle e do Amplificador operacional	70
Tabela 6.2 – Dimensões dos Transistores do Estágio de Saída	85
Tabela 6.3 – Comparação com Outros Trabalhos	87

LISTA DE SÍMBOLOS

AASI	Aparelho de Amplificação Sonora Individual
C_C	Capacitor de compensação
DHT	Distorção Harmônica Total
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
	Rendimento de um amplificador
P_L	Potência dissipada na carga
P_S	Potência fornecida pela fonte de alimentação
PWM	Modulação em Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
	Sigma-delta
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Corporation Limited
μ_n	Mobilidade dos elétrons
μ_p	Mobilidade das lacunas
V_{THC}	Tensão de Limiar do Inversor
V_{tn}	Tensão de limiar do transistor NMOS
V_{tp}	Tensão de limiar do transistor PMOS
V_{DS}	Tensão dreno-fonte
V_{GS}	Tensão gate-fonte
V_{SD}	Tensão fonte-dreno
V_{SG}	Tensão fonte-gate
ZOH	Zero Order Hold

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 – O Contexto deste Trabalho

A audição é um sentido fundamental à vida, desempenhando um papel importante na sociedade, pois é à base do desenvolvimento da comunicação humana. Um indivíduo com incapacidade auditiva pode sofrer sérios danos em sua vida social, psicológica e profissional, surgindo, também, sentimentos de insegurança, medo, depressão, isolamento, além de tensão no ambiente familiar, devido à falta de atenção do portador de deficiência auditiva.

Aproximadamente 10% da população mundial têm alguma parcela de perda auditiva [1]. Essa insuficiência pode originar-se de vários fatores, tais como: idade avançada, longa exposição a sons em alto volume, hereditariedade, doenças, reação a medicamentos, etc.

Dependendo do tipo de perda auditiva, próteses auditivas, também conhecidas como aparelhos auditivos ou AASI's (aparelhos de amplificação sonora individual) podem ser prescritas para compensar essa deficiência na audição. Esta compensação é feita através da amplificação diferenciada do espectro de áudio-freqüências.

Os equipamentos de auxílio à audição são compostos por transdutores (microfone e fone de ouvido) e circuitos eletrônicos a eles associados. São características essenciais para estes circuitos eletrônicos a integração, a operação em baixos níveis de tensão e baixa potência, e a possibilidade de programação devido ao fato de o tipo de deficiência auditiva ser específica de cada usuário.

Existem diversas classificações para as próteses auditivas e também diferentes arquiteturas [1]. O Grupo de Microeletrônica da Universidade Federal de Itajubá está desenvolvendo uma prótese auditiva utilizando a tecnologia de circuitos integrados, visando um circuito de baixo custo, com programação de algumas características de seus blocos objetivando uma melhor adequação as necessidades do portador de deficiência auditiva. A arquitetura da prótese auditiva em desenvolvimento está apresentada na Figura 1.1.

O sinal de entrada entregue pelo microfone é de baixa intensidade. Visando um melhor condicionamento do sinal, o sinal de áudio será inicialmente processado por um pré-amplificador com baixo ruído. O pré-amplificador deve ser projetado de forma a proporcionar

um primeiro ganho ao sinal vindo do microfone, antes que esse chegue ao estágio de controle automático de ganho, que será responsável pelo ajuste do ganho propriamente dito.

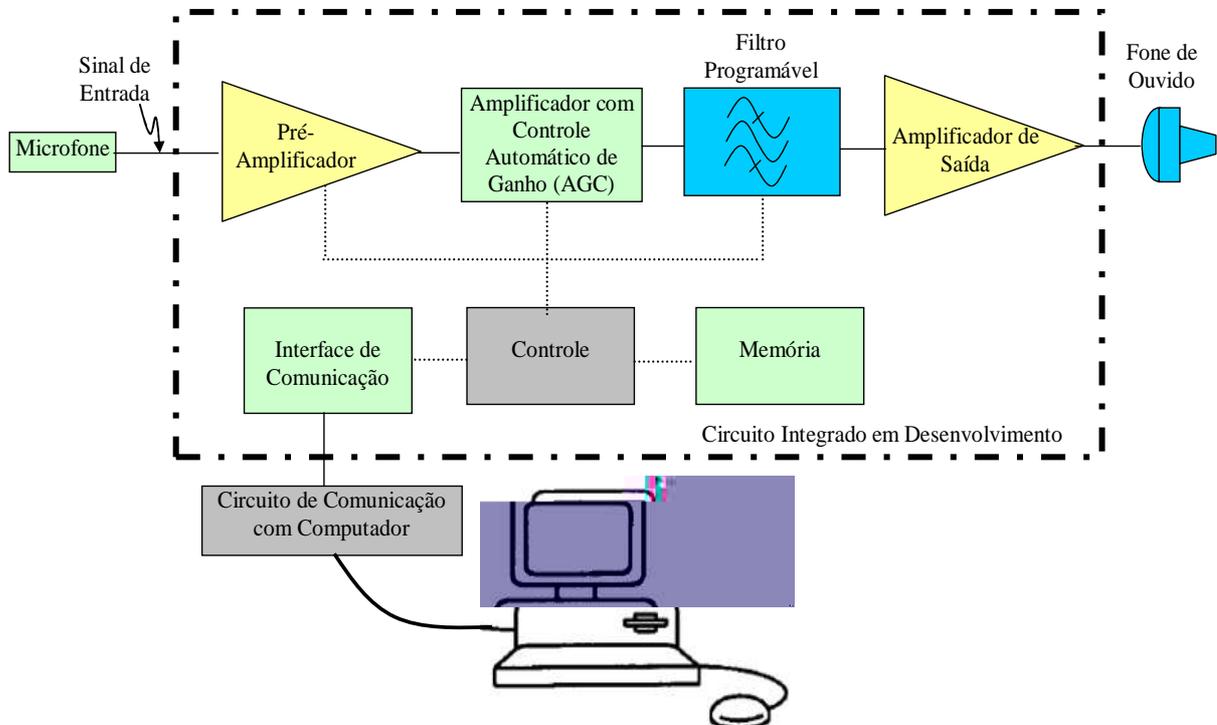


Figura 1.1 – Diagrama de blocos do CI da prótese auditiva em desenvolvimento.

O controle automático de ganho (também chamado de compressor) é basicamente um circuito em malha fechada que ajusta automaticamente o ganho de tensão do amplificador, tal que a tensão de saída permaneça dentro de uma faixa desejada.

O filtro tem a função de realizar a equalização do sinal a ser entregue para o portador de deficiência auditiva. A técnica a ser utilizada para a construção do filtro deve permitir alta capacidade de integração de seus componentes, baixa tensão de alimentação e baixo consumo de potência, ajuste de largura de faixa, ganho ajustável e fator de qualidade constante. Estas características contribuem para o ajuste das condições de operação do aparelho, o qual necessitará se adequar às necessidades do paciente, que geralmente não necessita de correção homogênea nas diferentes frequências do sinal de entrada.

Para acionar o fone de ouvido, o amplificador de saída deve fornecer um ganho de potência, na forma de ganho de corrente, adequado à impedância do fone. Uma vez que trabalha com níveis de potência consideráveis, é necessário que ele apresente um bom rendimento, evitando o desperdício de potência, principalmente pelo fato de se tratar de um sistema alimentado por baterias.

A memória tem a finalidade de armazenar a programação a ser realizada pelo especialista que acompanha o portador de deficiência auditiva.

O circuito de comunicação com o computador permite que o profissional qualificado, utilizando um computador externo, acesse a memória do circuito integrado de auxílio auditivo. Com o acesso, pode ser transferida a programação dos parâmetros que adaptem a operação do circuito às necessidades do usuário, bem como obtidas as informações armazenadas em programação anterior, permitindo assim análises rotineiras da programação implementada e condições de operação do circuito, obtidas pelos circuitos de monitoração dos blocos componentes do dispositivo.

O objetivo deste trabalho é propor, executar as simulações elétricas e finalmente confeccionar um layout para o amplificador de saída da prótese auditiva. O amplificador de saída deverá apresentar alto rendimento, baixa distorção, bem como ser alimentado com baixa tensão.

1.2 – Organização deste Trabalho

Este trabalho está organizado em 7 capítulos, sendo este de introdução, o último de conclusão e os demais dedicados aos estudos teóricos e ao desenvolvimento do projeto.

O Capítulo 2 dedica-se ao estudo da audição humana, do ponto de vista de sua anatomia e fisiologia. As origens bem como os tipos de surdez e suas características são investigadas.

No Capítulo 3 as principais características, classificações e arquiteturas são apresentadas. Este estudo é importante no sentido de conhecer o sistema onde este trabalho terá aplicação. O adequado conhecimento do sistema é fundamental para que o projeto a ser desenvolvido neste trabalho seja bem especificado.

O Capítulo 4 faz um estudo dos amplificadores de saída, também conhecidos como amplificadores de potência, num contexto geral, independente da aplicação. Suas principais características e requisitos serão esclarecidos. Em seguida, diversas classes de amplificadores utilizadas em aplicações de áudio serão apresentadas e comparadas entre si, justificando a escolha da Classe D para implementar o amplificador de saída da prótese auditiva.

O Capítulo 5 traz informações teóricas mais detalhadas que irão ajudar a escolher uma topologia para implementação do amplificador de saída classe D.

Após os preliminares estudos teóricos, o Capítulo 6 dedica-se a descrever passo a passo o projeto do amplificador classe D deste trabalho, com base no conhecimento teórico adquirido.

Finalmente, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões obtidas com o desenvolvimento deste trabalho.

CAPÍTULO 2 – A AUDIÇÃO HUMANA E A SURDEZ

Este capítulo tem por objetivo trazer ao leitor os conceitos básicos e a descrição do sistema auditivo humano sob o ponto de vista da anatomia. Este entendimento é necessário para a compreensão das causas que levam ao aparecimento dos diferentes tipos de perdas auditivas, um dos quais (a perda auditiva condutiva, conforme será vista) tem nas próteses auditivas seu tratamento mais eficaz. A escrita da maior parte deste capítulo foi baseada na referência [2]. Os trechos que foram baseados em outras referências terão as citações no próprio texto.

2.1 – A anatomia do sistema auditivo

O sistema auditivo humano é dividido em ouvido externo, ouvido médio e ouvido interno. A Figura 2.1 o ilustra em detalhes o sistema.

— Escala vestibular

2.1.1 – O ouvido externo

O ouvido externo, também conhecido por orelha externa, ou simplesmente orelha, é composto pelo pavilhão auricular cartilaginoso e por um canal auditivo, chamado *meato acústico*, que conduz o som captado pelas orelhas até o ouvido médio. É um canal cilíndrico com cerca de 2,5 a 3 centímetros de comprimento, que parte do fundo do pavilhão auricular e se dirige até a *membrana timpânica* [1].

2.1.2 – O ouvido médio

O ouvido médio começa na membrana timpânica, também conhecida como

puxa o cabo do martelo em direção ao interior do ouvido médio enquanto que o *músculo estapedio* empurra o estribo para fora. Estas duas forças opostas fazem com que o sistema oscicular desenvolva uma alta rigidez, o que reduz a condução oscicular dos sons de baixa frequência (principalmente frequências abaixo de 1 kHz). Esta atenuação no nível sonoro, que pode chegar até a 40 dBs (o que é equivalente, por exemplo, à diferença de intensidade sonora entre uma voz alta e o som de um sussurro), tem duas funções importantes: (1) proteger a cóclea de danos causados pelo som muito alto e (2) mascarar sons de baixa frequência em ambientes com som muito alto, permitindo, dentro do possível, que a pessoa possa se concentrar nos som acima de 1 kHz, ou seja, na faixa em que a maior parte das informações são transmitidas através da voz.

2.1.3 – O ouvido interno

O ouvido interno é formado pela cóclea e pelo *nervo auditivo* (ou *nervo coclear*). A Figura 2.2 mostra a seção transversal da cóclea.

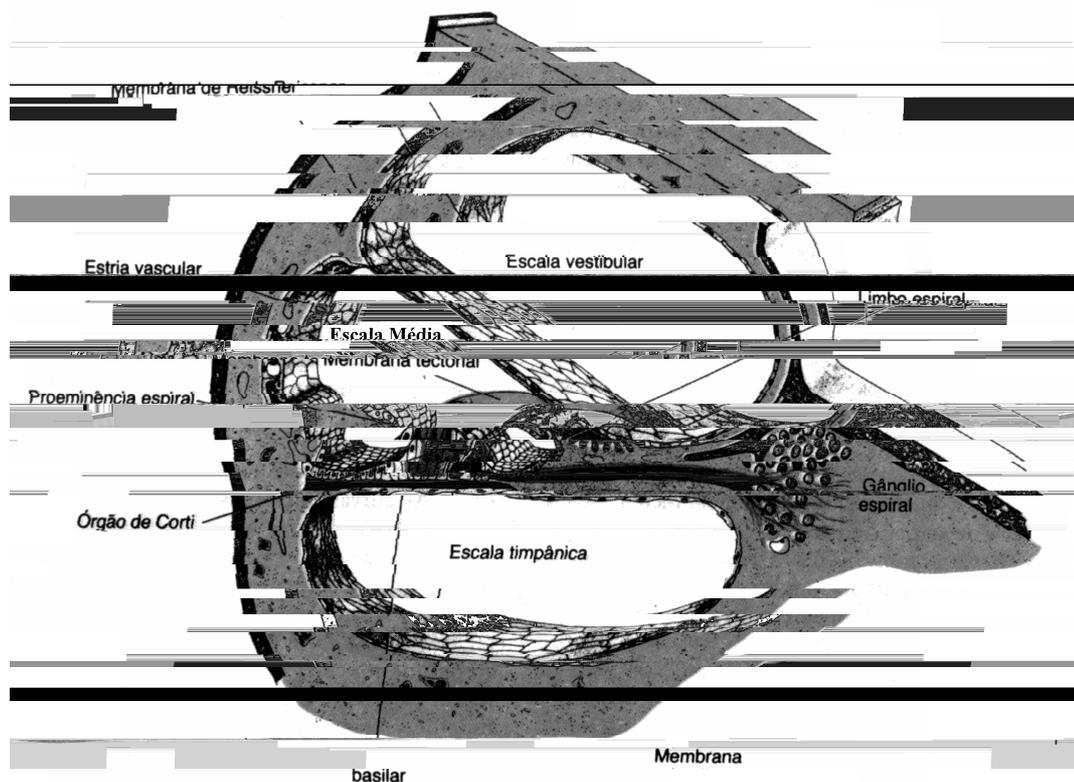


Figura 2.2 – Seção transversal da cóclea [2].

A cóclea possui três cavidades principais: a *escala vestibular*, a *escala média* e a *escala timpânica*. A escala vestibular e a escala timpânica são preenchidas por um líquido chamado *perilinf*a, enquanto que a escala média é preenchida por um líquido chamado *endolinfa*.

As vibrações sonoras vindas do ouvido médio “viajam” pelo ouvido interno através destas cavidades e da *membrana basilar*, que separa o duto coclear da rampa timpânica. O *órgão de Corti*, ilustrado na Figura 2.2 e detalhado na Figura 2.3, é um órgão receptor que gera impulsos nervosos em resposta à vibração da membrana basilar. As *células ciliares* são as responsáveis por tal função. Quando tais células são curvadas em direção à rampa vestibular, elas se despolarizam e quando se curvam em direção oposta, elas se hiperpolarizam, gerando assim um potencial elétrico alternado (impulsos nervosos), que estimula as terminações do *nervo coclear*, que está ligado por sinapses às bases das células ciliares. O nervo coclear por fim transmite estes impulsos nervosos ao cérebro, para que as informações que o som transporta sejam interpretadas.

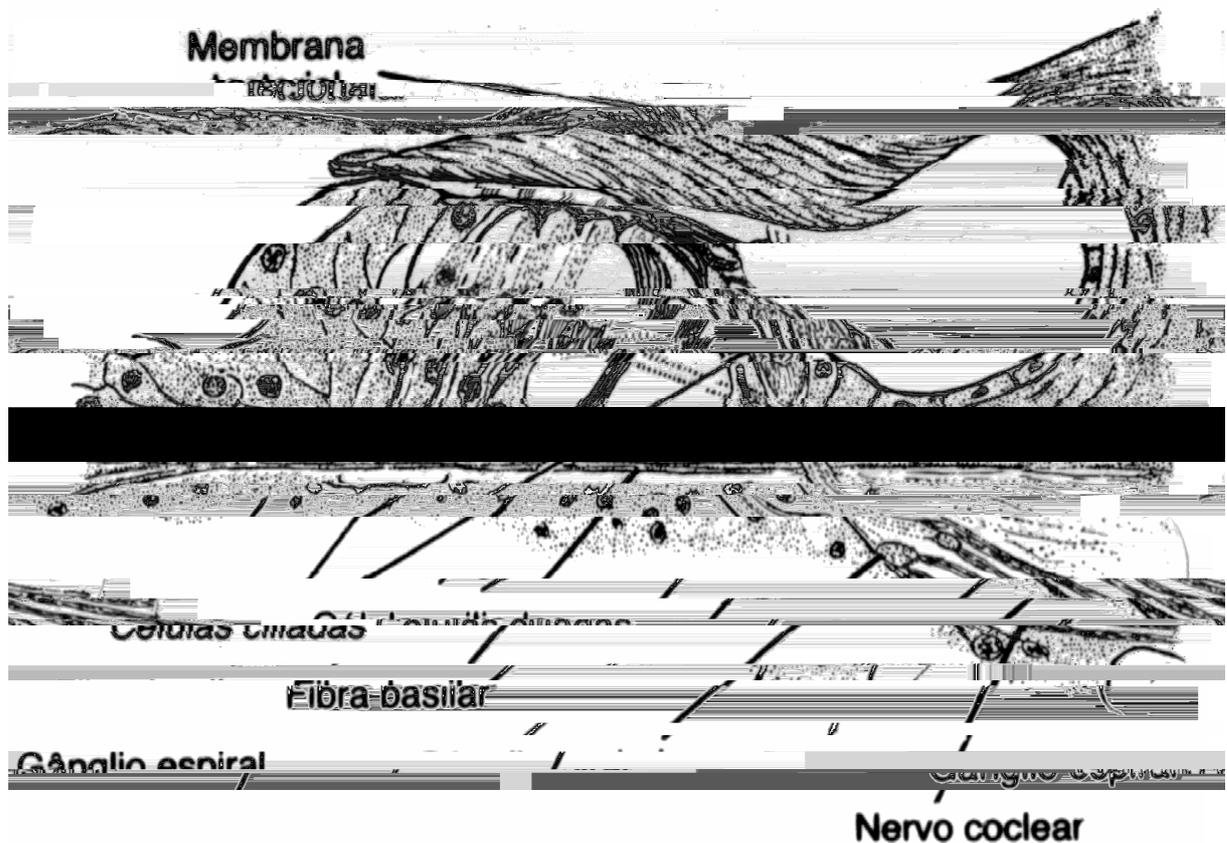


Figura 2.3 – O órgão de Corti [2].

Uma propriedade interessante do ouvido interno é a chamada *condução óssea*. Devido ao fato da cóclea estar embutida em uma cavidade óssea do *osso temporal*, chamada *labirinto ósseo*, se porventura o crânio sofrer algum tipo de vibração, esta vibração fará com que os fluidos líquidos da cóclea vibrem também. Sendo assim, é possível a utilização de *vibradores ósseos*, que são vibradores eletrônicos colocados no crânio, para a recuperação da audição de pacientes acometidos pela surdez do tipo condutiva, conforme será visto adiante.

2.2 – Características Fisiológicas da Audição

2.2.1 – A percepção da frequência

A membrana basilar possui diferentes frequências naturais de ressonância ao longo de seu comprimento. Sendo assim, a porção da membrana basilar com frequência natural de ressonância igual à da frequência do som, vibrará com maior intensidade. Uma onda de alta frequência viaja apenas uma pequena distância além deste ponto de máxima vibração e cessará de vibrar, quanto maior a frequência, menor a distância propagada além do ponto de ressonância. O cérebro detecta a posição da membrana basilar que foi mais estimulada e assim conseguimos ter a percepção da frequência do som. A Figura 2.4 mostra os chamados *padrões de amplitude* de vibração da membrana basilar para diferentes frequências. Nos gráficos são mostradas as distâncias, a partir da interface do estribo com a cóclea, em que ocorrem as máximas amplitudes de vibração para cada frequência.

Figura 2.4

2.2.2 – A percepção da intensidade

O sistema auditivo pode determinar a intensidade do som por pelo menos três diferentes mecanismos:

- 1) Na medida em que o som torna-se mais intenso, a amplitude da vibração da membrana basilar e das células ciliares aumenta, portanto as células ciliares excitam as terminações nervosas a taxas mais rápidas.
- 2) Com o aumento da amplitude da vibração, mais células ciliares da porção ressonante da membrana basilar serão estimuladas, causando uma *soma espacial* dos impulsos nervosos, ou seja, a transmissão dos mesmos através de muitas fibras nervosas, ao invés de poucas.
- 3) Certas células ciliares não são estimuladas até que a vibração da membrana basilar alcance um nível relativamente intenso. Acredita-se que a estimulação de tais células de certa maneira “avisa” o sistema nervoso que o som está alto.

2.2.3 – Sensibilidade do ouvido às variações na intensidade do som

A sensação de variação da intensidade do som, “interpretada” pelo ouvido segue aproximadamente a proporção da raiz cúbica da variação relativa real da intensidade do som. Em outras palavras:

O som do ruído mais alto que o ouvido pode suportar faz a membrana basilar vibrar com uma amplitude cerca de um trilhão (10^{12}) de vezes maior que a amplitude da vibração causada pelo som de um suave sussurro. Porém, o ouvido interpreta essa variação como uma diferença relativa de 10.000 vezes na intensidade do som.

Isso quer dizer que a escala de intensidade é grandemente “comprimida” pelo mecanismo de percepção de som do sistema auditivo, o que permite à pessoa interpretar uma faixa de variação na intensidade de som muito maior do que a que seria possível caso não houvesse essa compressão.

Em virtude de a faixa de intensidades de som que o ouvido humano consegue discriminar ser muito extensa, usa-se expressar a intensidade do som usando logaritmos. Sendo assim, definiu-se a unidade *bel* (B), em homenagem a Alexandre Graham Bell, pesquisador de acústica e o inventor do telefone.

Dizer que um certo som tem intensidade de 1 bel significa dizer que sua intensidade é 10 vezes maior que a menor intensidade de som audível (10^{-16} W/cm²). Matematicamente:

$$Bel = \log \frac{I}{I_0} \quad (2.1)$$

onde I é o valor absoluto da intensidade do som e I₀ é a intensidade de referência do som, igual a 10^{-16} W/cm²

Na prática, porém é usada a unidade *decibel* (dB), que significa um décimo de bel. Matematicamente:

$$dB = 10 * \log \frac{I}{I_0} \quad (2.2)$$

A sensibilidade do ouvido humano à intensidade do som varia com a frequência, conforme mostra a Figura 2.5. Para cada frequência, há um *limiar auditivo*, que é a intensidade mínima audível e um *limiar de dor*, quando começa a haver uma sensação de formigamento no ouvido. Na Figura 2.5, o limiar auditivo está representado pela curva sólida inferior e o limiar de dor pela curva sólida superior. Para efeito de comparação, a curva tracejada representa o *limiar de tato*, que é a intensidade sonora a partir da qual o sentido do tato começa a perceber as ondas sonoras.

2.3 – A Surdez

Existem basicamente dois tipos de surdez: a *surdez neurosensorial*, causada por danos à cóclea ou ao nervo coclear, e a *surdez condutiva*, causada por danos ao

mecanismo de transmissão do som até a cóclea. Se a cóclea ou o nervo coclear forem permanentemente lesados, conseqüentemente a surdez não terá cura.

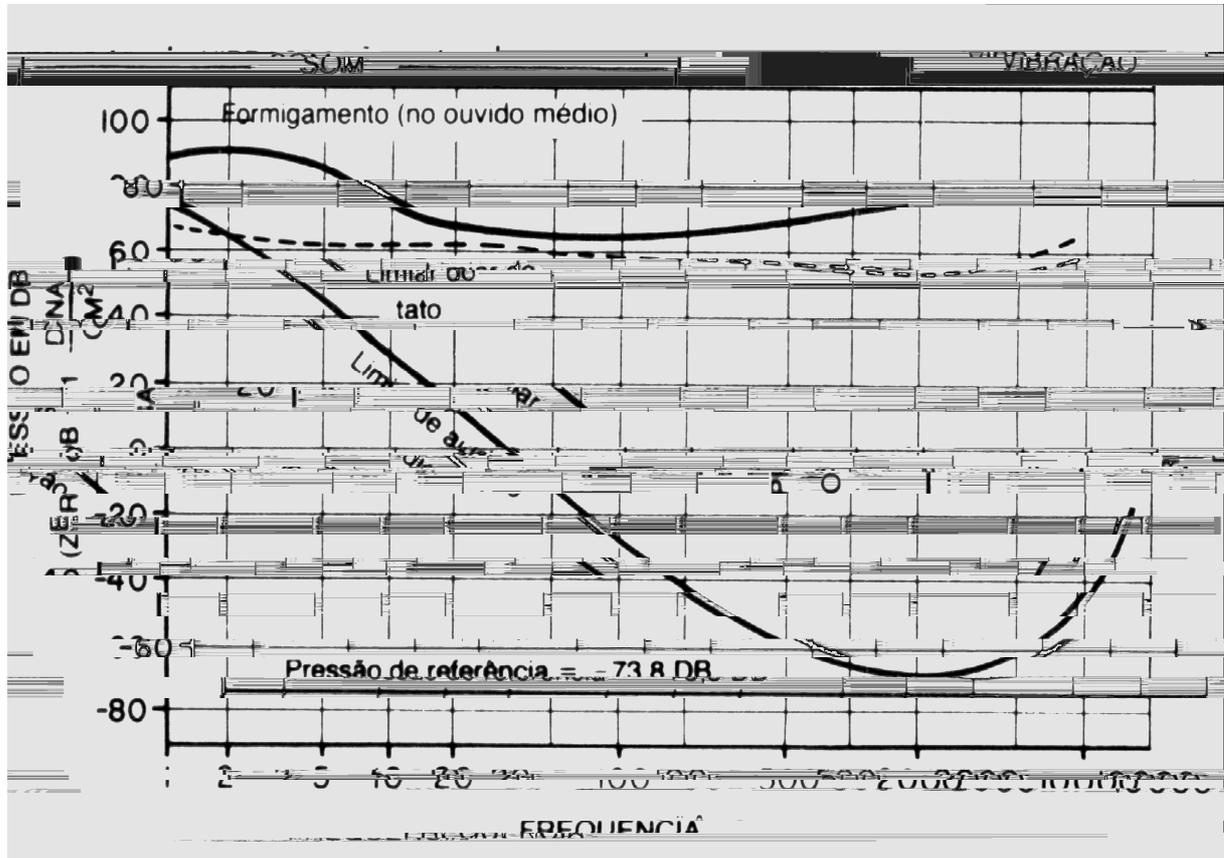


Figura 2.5 – Limiares auditivos [2].

Para determinar a natureza da deficiência auditiva, é feito um exame no paciente, chamado *audiometria*. Neste exame, um equipamento eletrônico, o *audiômetro*, gera tons puros de diferentes frequências e os envia para um fone de ouvido conectado ao paciente. O equipamento é calibrado para que o nível zero de intensidade sonora para cada frequência gerada coincida com o limiar de audição de uma pessoa normal. O equipamento possui também um controle de volume, que é aumentado ou diminuído em relação ao nível zero até que o paciente comece a ouvir o tom. Se por exemplo, for necessário aumentar o volume em 30 dB além do nível zero em uma determinada frequência, diz-se que o paciente está com uma perda auditiva de 30 dB nesta frequência em particular.

De posse do nível de perda auditiva em cada frequência testada, é plotado um gráfico chamado *audiograma*, conforme mostrado na Figura 2.6. Além do fone de ouvido, o audiômetro também é equipado com um vibrador ósseo para testar a condução óssea. Ambos

os níveis de perda auditiva (via aérea e via óssea) são plotados no audiograma. O audiograma da Figura 2.6 é típico de perda auditiva neurosensorial, onde tanto a condução via aérea quanto a condução via óssea foram semelhantemente prejudicadas.

Na Figura 2.6, as maiores perdas se encontram nas altas frequências. Tais perdas podem ser causadas por danos na base da cóclea, muito comum em idosos. Outros padrões de perda auditiva podem ocorrer, como:

1) perdas auditivas em baixas frequências, causadas principalmente pela exposição excessiva a sons altos, uma vez que os sons de baixa frequência são usualmente mais altos e causam maiores danos ao órgão de Corti.

2) perdas em todas as frequências causada pela sensibilidade do órgão de Corti a alguns medicamentos, como antibióticos tais como estreptomicina, gamicina e cloranfenicol.

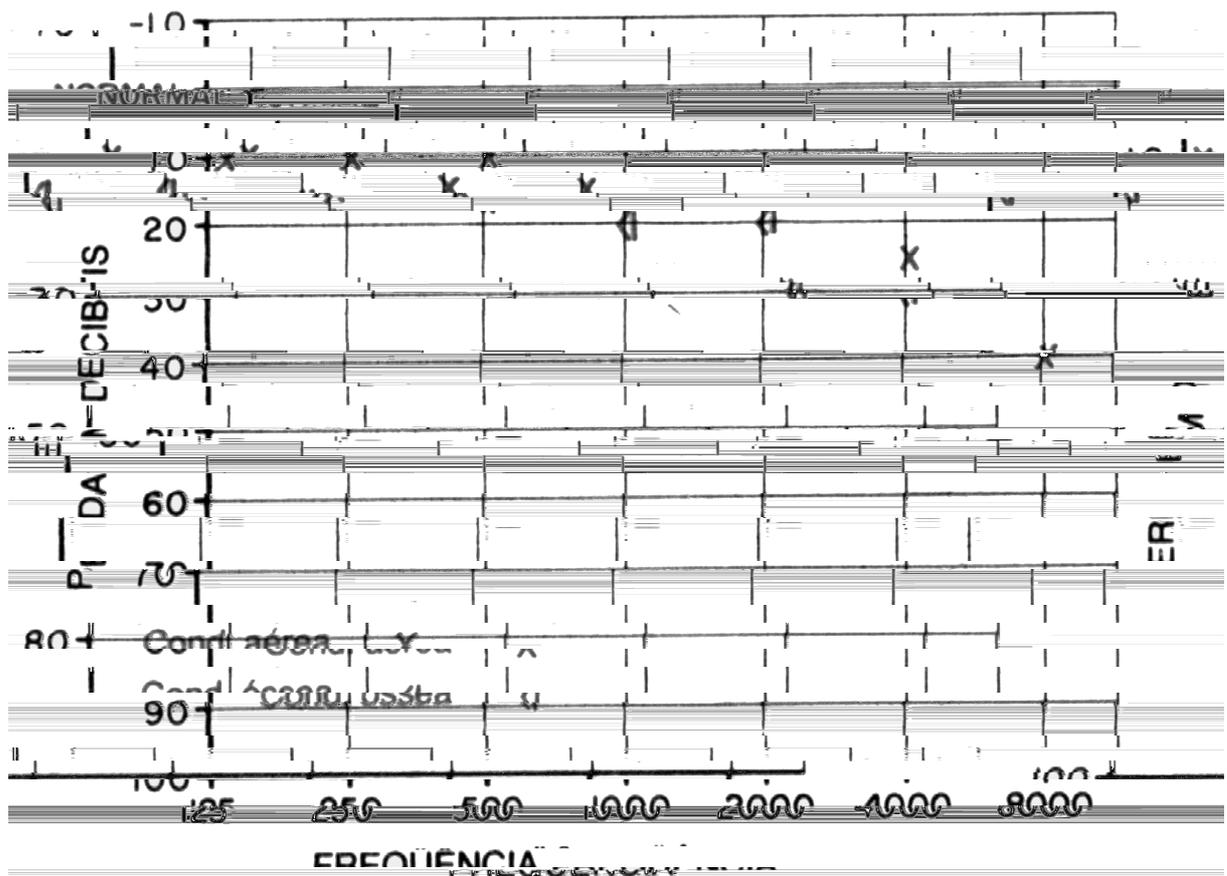


Figura 2.6 – Audiograma típico de perda auditiva neurosensorial em um idoso [2].

O audiograma típico de uma perda auditiva condutiva é mostrado na Figura 2.7. Nele, observa-se que a condução óssea praticamente não é afetada, somente a condução

via ária, razoavelmente uniforme em todas as frequências, sendo ligeiramente maior nas baixas frequências. Este tipo de perda é causado principalmente por fibrose do ouvido médio seguida por repetidas infecções do mesmo ou por fibrose causada por uma doença hereditária chamada *otosclerose*. Neste tipo de perda, a base do estribo torna-se enrijecida. Para este tipo de perda auditiva, as próteses auditivas são indicadas.

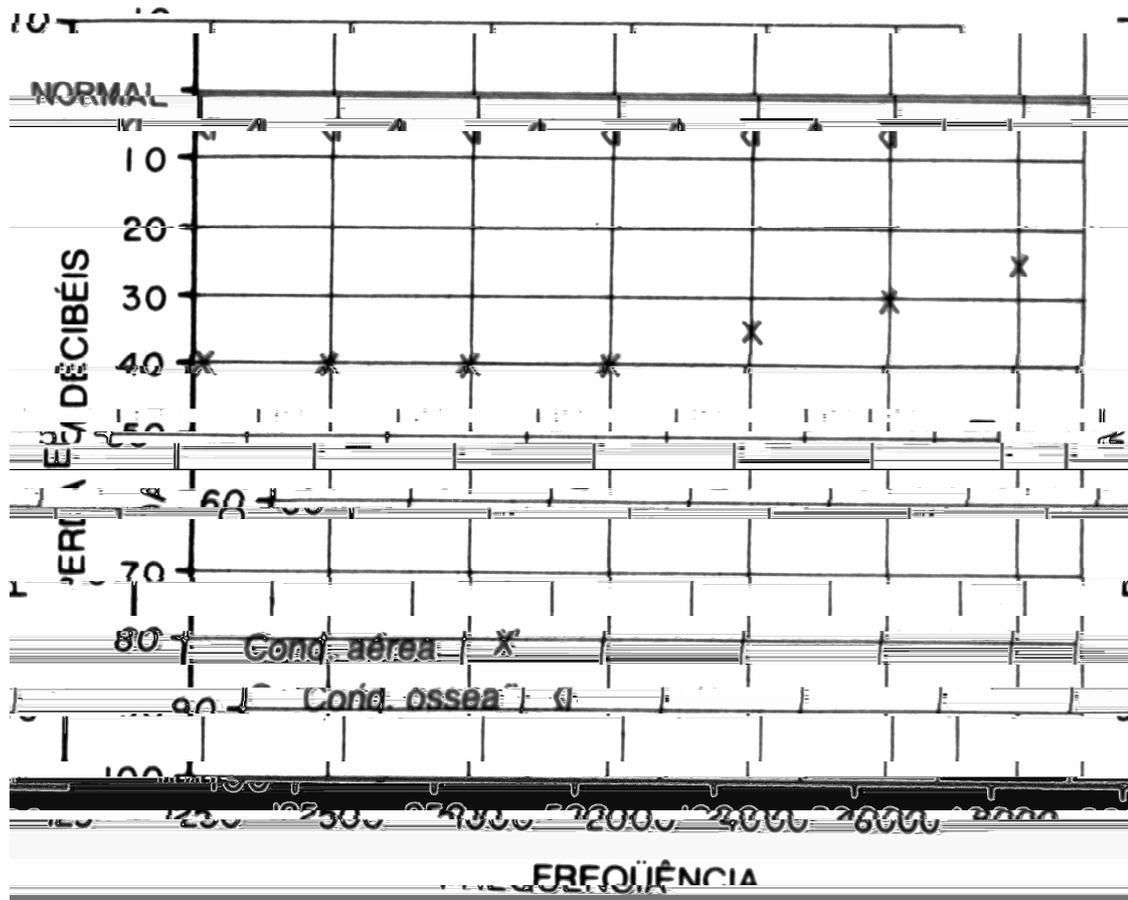


Figura 2.7 – Audiograma típico de perda auditiva condutiva [2].

CAPÍTULO 3 – PRÓTESES AUDITIVAS: CARACTERÍSTICAS E ESPECIFICAÇÕES

Conforme visto no Capítulo 1, a surdez do tipo condutiva é passível de tratamento. De acordo com profissionais da área de audiologia (ciência que estuda a audição), todo indivíduo portador de perda de audição pode ser considerado como candidato em potencial ao uso das chamadas próteses auditivas [1], também conhecidas como aparelhos auditivos, Aparelhos de Amplificação Sonora Individuais (AASI), entre outros nomes.

Descrevendo de maneira mais simples, uma prótese auditiva é um sistema que capta o som do meio ambiente, converte-o em sinais elétricos através de um transdutor de entrada (o microfone), trata estes sinais elétricos, converte novamente estes sinais elétricos em ondas sonoras através de um transdutor de saída (receptor ou fone de ouvido) e entrega estas ondas sonoras amplificadas ao paciente.

Porém, com o avanço da microeletrônica, as próteses auditivas tornaram-se cada vez menores e mais sofisticadas e, além de simplesmente amplificar, as próteses auditivas atuais podem modificar o som, compensando distorções naturais de sensação sonora que os pacientes possam vir a apresentar.

Na atual conjuntura, as próteses auditivas podem ser classificadas:

- quanto ao seu local de uso (posição em que ocupam no ouvido)
 - convencionais
 - armação de óculos
 - retroauriculares
 - intra-aurais
 - concha
 - meia-concha
 - canal
 - microcanal
- quanto ao processamento utilizado
 - analógica
 - digitalmente programável

- digital
- de acordo com o número de canais
 - monocanal
 - multicanal
- quanto a linearidade do ganho
 - linear
 - não-linear
- quanto ao modo de transmissão do som amplificado
 - condução aérea
 - condução óssea

3.1 – Próteses Auditivas Convencionais

Também conhecidas como prótese de caixa, ou ainda de bolso, são próteses em que o microfone, o circuito amplificador e os demais componentes estão localizados em uma caixa presa na roupa do usuário. Um ou dois fones de ouvido são ligados por fio ao corpo do aparelho, conforme mostrado na Figura 3.1.

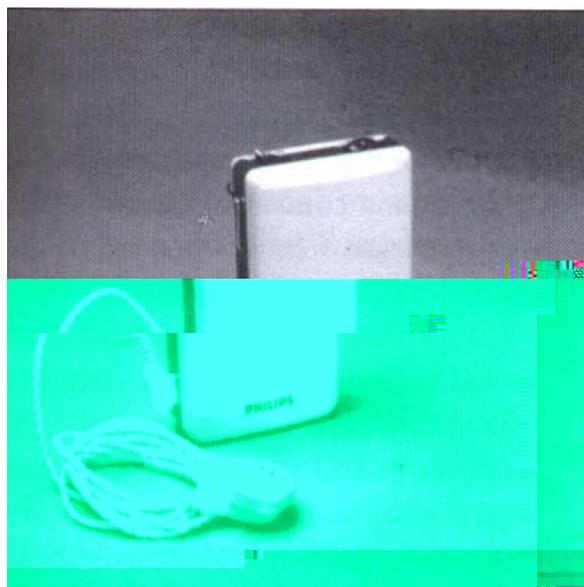


Figura 3.1 – Prótese auditiva convencional [1].

Até algum tempo atrás eram as mais indicadas para perdas de audição profundas, na tentativa de obtenção de grandes ganhos com pequena possibilidade de realimentação acústica. Porém, atualmente conseguem-se resultados melhores em termos de ganho com as próteses retroauriculares (vistas mais adiante). Assim, estas próteses convencionais estão caindo em desuso, ficando sua indicação praticamente restrita àqueles indivíduos com limitações motoras importantes. Uma vantagem deste tipo de prótese é que devido ao tamanho do aparelho, os controles com acesso ao usuário nas próteses convencionais são grandes e robustos, o que facilita a sua adaptação e manipulação.

3.2 – Próteses Auditivas em Armação de Óculos

Nestas os componentes estão montados dentro de armação haste de óculos, feita para esta finalidade. A Figura 3.2 é uma ilustração deste tipo de prótese. Muito aceitas no passado, hoje encontram-se em desuso. Normalmente o microfone localiza-se próximo à lente, enquanto que o receptor localiza-se na face inferior da haste.



Figura 3.2 – Prótese auditiva em haste de óculos [1].

3.3 – Próteses Auditivas Retroauriculares

Têm todos os seus componentes colocados em uma pequena caixa em forma de vírgula que se adapta atrás do pavilhão auricular. Um tubo em forma de gancho (*gancho de som*) contorna o pavilhão auricular e acopla o receptor ao molde auricular. São indicadas para perdas auditivas variando de grau leve a profundo, e possui boa aceitação estética. Podem ser encontradas em vários tamanhos, o que o torna o tipo mais versátil, ou seja, pode conter

virtualmente todas opções tecnológicas (que normalmente demandam circuitos maiores), embora não simultaneamente. Na Figura 3.3 pode-se ver detalhes do formato bem como da adaptação deste tipo de prótese no paciente.

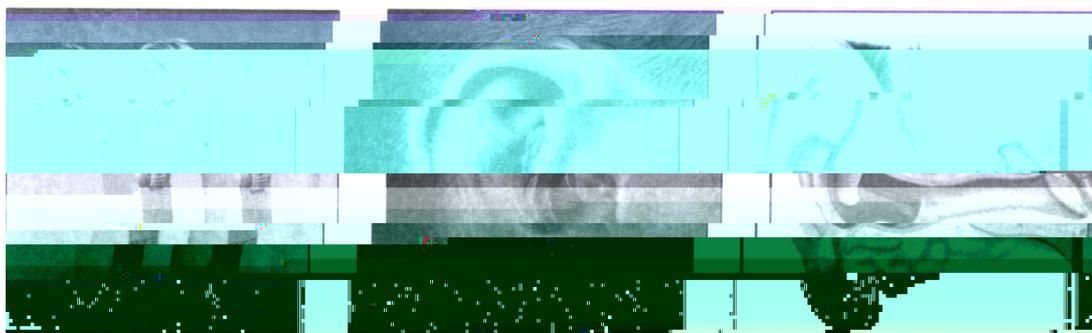


Figura 3.3 – Prótese auditiva retroauricular [1].

3.4 – Próteses Auditivas Intra-Aurais

Surgiram com o desenvolvimento da microeletrônica, que conforme já foi dito, permitiu com que o tamanho das próteses fosse diminuído. Este tipo de prótese caracteriza-se por permitir a completa inserção dentro da concha ou meato acústico do usuário. Nesta prótese o molde auricular do indivíduo faz a vez da caixa externa da prótese. Este tipo de prótese costuma ser sub-classificado, de acordo com o espaço ocupado no ouvido externo, em *intra-auricular*, *intracanal* ou *microcanal*.

As próteses *intra-auriculares* ocupam parte do meato acústico externo e a concha do pavilhão auricular, esta de forma completa (prótese concha) ou incompleta (prótese concha baixa ou meia concha). Quando a prótese ocupa o meato acústico externo sem invadir a concha, ela é chamada de *intracanal*. Uma prótese intracanal muito pequena é às vezes chamada de *minicanal*. Por fim, se o meato acústico externo é ocupado somente em sua porção mais profunda, a prótese é chamada de *microcanal* ou CIC (*Completely In The Canal*). Uma prótese com inserção muito profunda, com a saída do receptor muito próxima à membrana timpânica é denominada de *peritimpânico*.

As Figuras 3.4, 3.5 e 3.6 ilustram as próteses intra-auriculares, intracanaís e microcanaís, respectivamente. Em cada uma dessas figuras é mostrado o formato da prótese (prótese não colocada na orelha), a aparência dela quando em uso e a posição ocupada por ela no meato acústico.



Figura 3.4 – Prótese auditiva intra-auricular [1].



Figura 3.5 – Prótese auditiva intracanal [1].



Figura 3.6 – Prótese auditiva microcanal [1].

3.5 – Próteses Auditivas Analógicas

Utilizam circuito convencional de filtros, amplificadores e controles. Apresentam como vantagem a simplicidade e baixo custo, porém como desvantagens podem-se citar, entre outras, a menor versatilidade do circuito, o que torna a adaptação mais difícil, e também as restrições quanto ao processamento do sinal, em relação à tecnologia digital de

processamento de sinais (DSP). Um diagrama de bloco comumente encontrado nas próteses auditivas analógicas é mostrado na Figura 3.7.

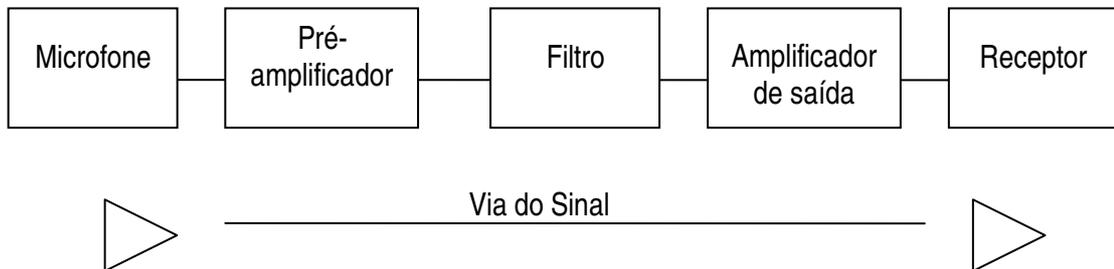


Figura 3.7 – Diagrama de bloco de uma prótese auditiva analógica [1].

Neste sistema, o pré-amplificador tem a função de proporcionar um ganho de tensão para o sinal elétrico vindo do microfone, que é de baixa intensidade. O filtro é o bloco responsável por ajustar a resposta em frequência do sistema à necessidade do paciente, enquanto que o amplificador de saída é responsável por dar um ganho de potência ao sinal suficiente para o acionamento do receptor (alto-falante ou fone de ouvido), que converte o sinal elétrico em ondas sonoras “amplificadas”.

3.6 – Próteses Auditivas Digitais

Nestas próteses, o processamento acústico do sinal é feito por circuitos digitais. Assim como na prótese analógica, o sistema possui um microfone que capta o som e o transforma em sinal elétrico analógico. Antes de este sinal analógico ser enviado para o amplificador convencional, ele passa por um conversor analógico/digital (A/D), que o transforma em uma seqüência de dígitos, que serão enviados a um microprocessador, que realiza o processamento digital deste sinal. O microprocessador executa um programa, que implementa um ou mais algoritmos de processamento do sinal. O processamento do sinal é responsável por várias funções específicas, como filtragem do sinal, ajustes seletivos dos níveis máximos de saída, controle automático do ganho, compressão do ganho, entre outras. A Figura 3.8 mostra um diagrama de bloco de uma prótese digital.

Esta seqüência numérica “transformada” é então enviada a um conversor digital/analogico (D/A). O sinal analógico entregue pelo D/A é enviado ao receptor, que o reproduzirá.

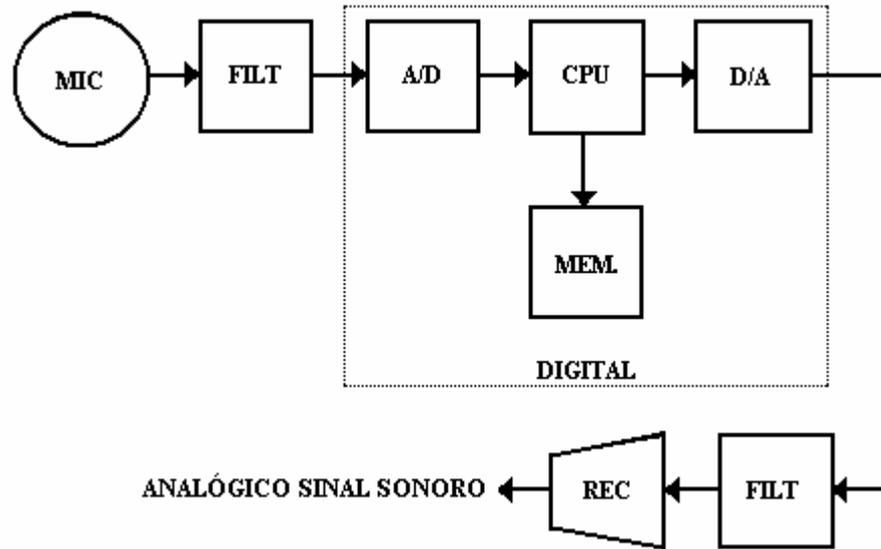


Figura 3.8 – Diagrama de bloco de uma prótese auditiva digital [1].

3.7 – Próteses Auditivas Digitalmente Programáveis

Com a evolução tecnológica, a tecnologia digital passou a ser utilizada nas próteses auditivas. O emprego da tecnologia digital nas mesmas fez com que as tecnologias analógica e digital passassem a coexistir nas próteses, originando a chamada “tecnologia híbrida”.

As próteses auditivas híbridas combinam as vantagens de cada uma das tecnologias (analógica e digital), ou seja, utilizam o melhor do circuito analógico e o aprimora, incorporando os benefícios da tecnologia digital, como por exemplo, as poderosas técnicas de processamento digital de sinais.

Estas próteses são também programáveis, ou seja, parâmetros como resposta em frequências, ganho acústico, saída máxima, compressão e outros são ajustados por uma unidade externa de programação. Os parâmetros ajustados são armazenados em uma ou mais memórias e são mantidos até que uma nova programação seja realizada. A programação ou reprogramação pode ser feita com rapidez e praticidade.

Um diagrama em bloco de uma prótese auditiva híbrida é mostrado na Figura 1.1.

3.8 – Classificação das Próteses de Acordo com o Número de Canais

Uma prótese *monocanal* é aquela que processa todas as frequências do som de forma única. Já uma prótese *multicanal* divide o som em diferentes regiões de frequência e processa cada uma destas regiões separadamente. Teoricamente, quanto maior o número de canais, maior a precisão do ajuste à configuração audiométrica do usuário.

3.9 – Medição das características eletroacústicas das próteses auditivas

As medições das características eletroacústicas das próteses auditivas seguem um padrão único e conhecido a fim de que diferentes próteses auditivas possam ser comparadas “com justiça”.

No procedimento básico para realização de tais medidas ajustam-se os controles devidos, aplica-se um sinal acústico ao microfone e a saída do receptor é analisada após passar por um dispositivo padronizado.

Um dos dispositivos utilizados para simular a interação acústica entre o receptor e a orelha é o chamado *acoplador de 2 ml*, que pode ser visualizado na Figura 3.9. O acoplador consiste em uma peça de metal com um tubo. Este tubo simula as interações acústicas entre o receptor e o molde auricular. Este tubo termina em uma cavidade cilíndrica com um volume interno de 2 ml, que simula o volume médio existente no ouvido externo após a inserção do molde auricular.

3.10 – Próteses Auditivas de Condução Óssea

Tanto as próteses auditivas de condução aérea (as que foram vistas até aqui) quanto às próteses auditivas de condução óssea são similares até o estágio de transdução de saída. A partir daí, o sinal amplificado é convertido respectivamente em som ou vibração.

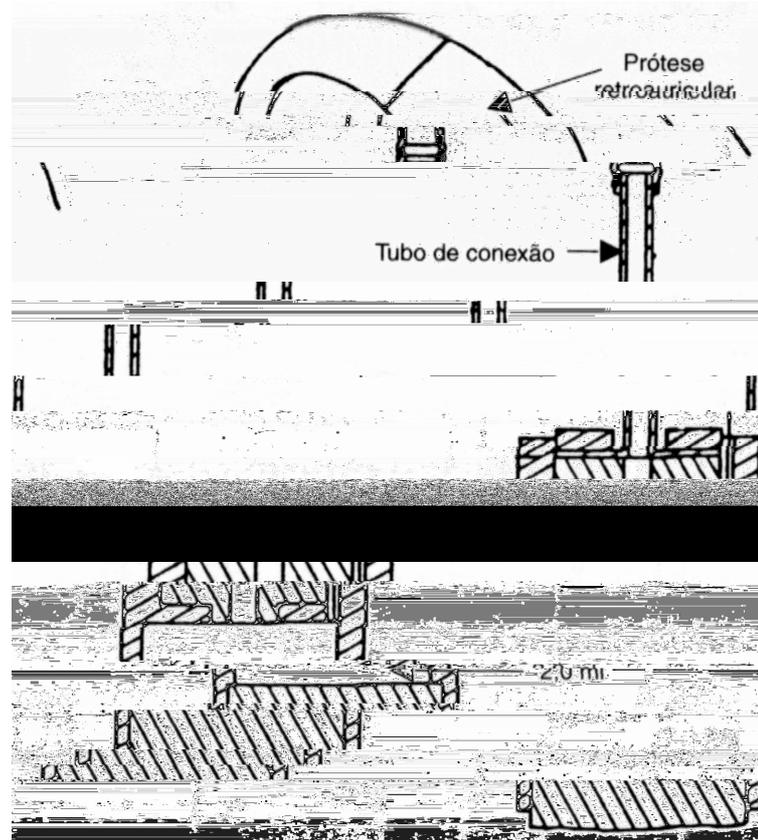


Figura 3.9 – Acoplador de 2 milímetros [1].

As próteses auditivas de condução óssea utilizam o mecanismo de audição por via óssea (descrito na seção 2.1.3). O sinal elétrico amplificado é transformado em vibração mecânica e transmitido ao usuário da prótese através de um vibrador em vez de um receptor.

Esta forma de adaptação apresenta duas importantes limitações: (1) para que a transmissão da vibração seja efetiva, é necessária uma grande pressão; (2) faixa de frequências e níveis de intensidade permitido pelos vibradores são restritos. Estas limitações fazem com que o uso de tal adaptação fique restrito a casos com impossibilidade de adaptação por via aérea, como por exemplo, ausência do pavilhão auricular, atresia do meato acústico ou impossibilidade de oclusão do meato acústico externo na presença de problemas crônicos no ouvido médio.

Uma das soluções de implante são as chamadas *próteses auditivas ancoradas no osso*, através de implantes de titânio ósteo-integrados na região temporal, conforme ilustra a Figura 3.10.

Este capítulo finaliza então o estudo sobre as próteses auditivas, e o próximo capítulo dedica-se ao estudo do amplificador de saída, que pode ser visto na Figura 3.7 e que,

conforme já foi mencionado, é o bloco responsável pelo ganho de potência, suficiente para o acionamento do receptor.

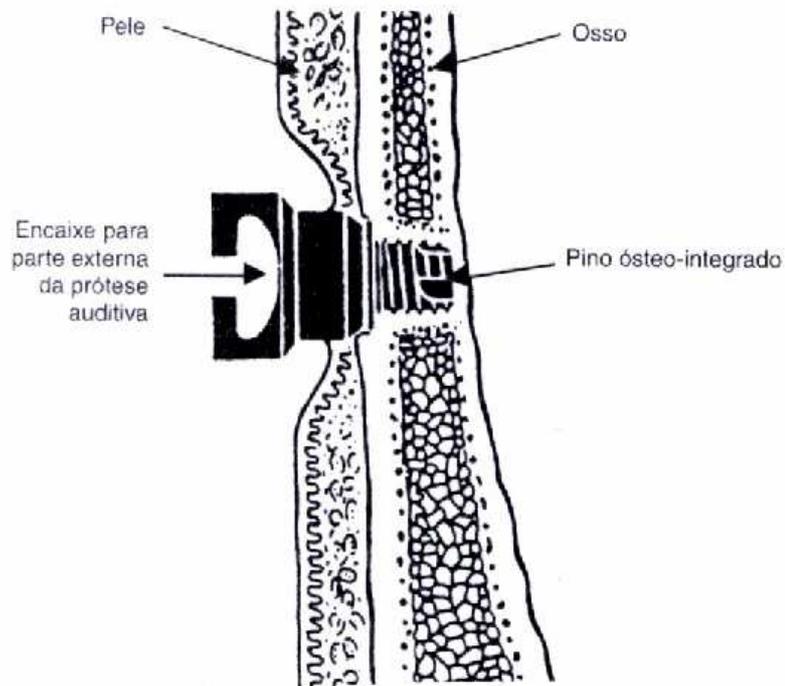


Figura 3.10 – Exemplo de um vibrador ósseo [1].

Antes de encerrar este capítulo, uma breve discussão sobre a escolha da tecnologia será feita. Pretende-se, com este trabalho, juntamente com outros trabalhos futuros, desenvolver uma prótese auditiva completa, com objetivo de nacionalizar a tecnologia bem como proporcionar aos pacientes uma solução simples, de baixo custo, porém de qualidade. Dentre as principais tecnologias estudadas (analógica, digital e híbrida), escolheu-se a tecnologia híbrida para o desenvolvimento deste trabalho e dos trabalhos futuros. A razão desta escolha fundamenta-se no quesito custo, e também em estudos que indicam que, embora não se consiga toda a flexibilidade que a tecnologia digital proporciona, a tecnologia híbrida é uma tecnologia já bastante amadurecida e que ainda proporciona qualidade na amplificação dos sons.

CAPÍTULO 4 – ESTÁGIOS DE SAÍDA E AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

O capítulo anterior dedicou-se ao estudo da prótese auditiva como sistema. Neste capítulo, os estágios de saída, ou amplificadores de potência serão vistos de forma geral. Como será visto, os amplificadores são divididos em classes de operação. As classes de amplificadores que encontram aplicação para sinais de áudio serão estudadas e comparadas.

4.1 – Introdução

Um amplificador de potência é simplesmente um amplificador com estágio de saída de alta potência [3]. A principal função do estágio de saída é proporcionar um ganho de potência suficiente para acionamento da carga. Este ganho de potência comumente ocorre na forma de ganho de corrente. O ganho de tensão neste estágio normalmente é próximo da unidade.

Por ser o estágio final do amplificador, o estágio de saída normalmente lida com sinais tensão de grandes amplitudes, não sendo portanto de prática o uso de modelos de pequenos sinais na análise do mesmo. Por trabalhar com sinais de grande amplitude, uma preocupação no projeto do estágio de saída é que ele continue sendo linear, ou seja, que a **distorção harmônica total (DHT)** seja a menor possível, não prejudicando sensivelmente a qualidade do sinal. Para os amplificadores de áudio, que é o caso deste projeto, a DHT deve ser pequena o suficiente de maneira que seja insensível aos nossos ouvidos. A DHT é um indicador de quanto o sinal está distorcido em relação a uma frequência fundamental. A DHT pode ser expressa em porcentagem ou em decibéis [5], determinadas pelas Equações 4.1a e 4.1b, respectivamente:

$$DHT \equiv \frac{\sqrt{V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + V_{h4}^2 + \dots}}{V_f} \times 100\% \quad (4.1a)$$

$$DHT \equiv 10 \cdot \log \left(\frac{V_{h2}^2 + V_{h3}^2 + V_{h4}^2 + \dots}{V_f^2} \right) \quad (4.1b)$$

onde:

V_f é o valor eficaz da componente harmônica de frequência fundamental (f_1);

V_{hi} é o valor eficaz da i -ésima componente harmônica, de frequência $i \cdot f_1$.

Outra exigência importante no projeto de um amplificador de potência ou estágio de saída é com relação à *eficiência*. Define-se *eficiência* de um estágio de saída como a relação entre a potência entregue à carga e a potência consumida da fonte. Para que um estágio de saída ou amplificador de potência seja *eficiente*, a potência dissipada internamente deve ser a menor possível, minimizando o desperdício de potência, que reduz desnecessariamente a vida útil das baterias.

4.2 – Níveis Aceitáveis de Distorção

Definir quais são os níveis aceitáveis ou toleráveis de distorção pelo ouvido humano é uma tarefa difícil [6]. Isso ocorre porque a percepção de um som como sendo “agradável” ou “desagradável” depende de muitos fatores, entre eles:

- do tipo de distorção presente.
- da largura de banda do amplificador utilizado.
- do espectro do som de entrada (se é um tom puro, uma música, etc.).
- da intensidade das componentes harmônicas presentes na saída.
- da ordem dos harmônicos e como eles se combinam.

Níveis permissíveis de distorção para uma prótese auditiva não estão claramente definidos. Em [6], são citados diversos estudos de diferentes autores, cada estudo apontando um nível de distorção como sendo aceitável. Na maioria dos estudos citados, os autores concordam que até 10% de DHT em uma prótese auditiva é um nível aceitável de distorção (que não causa desconforto ao paciente).

4.3 – Classes de Amplificadores

Os amplificadores de potência são classificados em função do modo como operam. Assim, na medida em que diferentes classes de amplificadores foram sendo propostas, foi se atribuindo letras do alfabeto a elas. Há várias classes de amplificadores propostas na literatura, cada qual mais apropriada para determinados tipos de aplicações. Para amplificação de sinais de áudio, as seguintes classes podem ser utilizadas:

- Classe A;
- Classe B;
- Classe AB;
- Classe D;
- Classe G;
- Classe H;
- Classe I.

Outras classes, como as classes C, E e F, por exemplo, não são utilizadas para amplificar sinais de áudio e sim para sinais de RF. Estes amplificadores trabalham com faixas estreitas de frequência, cuja frequência central é a frequência de ressonância de um indutor e um capacitor em série (no amplificador classe E) ou em paralelo (nos amplificadores classes C e F). Eles não são apropriados para trabalhar com sinais de áudio, pois são idealizados para trabalhar com uma estreita faixa de frequência, e a faixa de frequência dos sinais de áudio, que não é estreita e corresponde a frequências baixas, demanda capacitores e/ou indutores de grande valor [4].

A partir deste ponto, cada uma destas classes empregadas em áudio será apresentada. Antes disso, vale a pena ressaltar que esta classificação se aplica a cada um dos estágios de um amplificador de múltiplos estágios; porém, um amplificador com múltiplos estágios é classificado em função da classe do estágio de saída do mesmo.

4.3.1 – Amplificador classe A

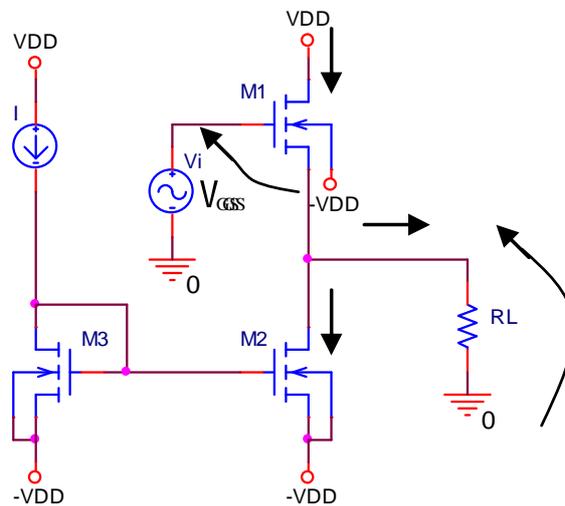
Para a implementação do estágio de saída classe A, as configurações seguidor de emissor (na tecnologia bipolar) ou seguidor de fonte (na tecnologia MOS) são as mais populares, devido à baixa resistência de saída que apresentam (o que é desejável em um estágio de saída) [3].

Para operar em classe A, o seguidor de fonte mostrado na Figura 4.1 deve ser polarizado com uma corrente I maior que a amplitude da corrente de carga i_L , de modo a evitar que o transistor M1 entre em corte.

A Figura 4.2 mostra a característica de transferência deste amplificador. Desprezando pequenas variações na tensão v_{GS1} , pode-se dizer que a característica de transferência do seguidor de fonte é descrita por:

$$v_L = v_i - v_{GS1} \quad (4.2)$$

onde v_{GS1} é a tensão porta-fonte de M1.



onde V_{DS2sat} é o limiar de saturação de M2 [3]. A Equação 4.2 mostra que o ganho deste estágio, entre os limites de saturação da tensão de saída, é idealmente unitário.

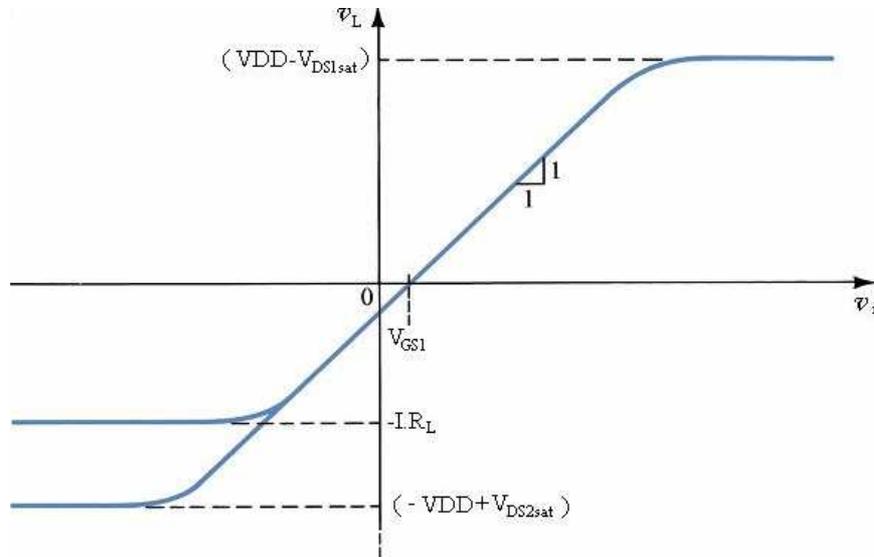


Figura 4.2 – Característica de transferência do seguidor de fonte.

O rendimento da conversão de potência para qualquer amplificador é dado por [3]:

$$\eta \equiv \frac{P_L}{P_S} \quad (4.3)$$

onde:

P_L é a potência dissipada na carga

P_S é a potência fornecida pela fonte de alimentação

Para o seguidor de fonte da Figura 4.1, supondo que a tensão na carga seja senoidal com componente DC nula e valor de pico V_o , a potência na carga será dada por:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \quad (4.4)$$

O valor médio da corrente em M1 é I , logo a potência exigida de cada fonte de alimentação é $V_{dd} \times I$. Logo, a potência média total das fontes de alimentação é

$$P_s = 2.V_{dd}.I \quad (4.5)$$

As Equações (4.2) e (4.3) combinadas resultam em:

$$\eta = \frac{1}{4} \frac{V_o^2}{I R_L V_{dd}} = \frac{1}{4} \left(\frac{V_o}{I R_L} \right) \left(\frac{V_o}{V_{dd}} \right) \quad (4.6)$$

Examinando a Equação (4.6), observa-se que o máximo rendimento ocorreria com $V_o = I \times R_L$ e $V_o = V_{dd}$, sendo este rendimento ideal máximo 25%. Em condições típicas de operação, $V_o < V_{dd}$ e $V_o < I \times R_L$, resultando em um rendimento prático menor que 25% (ainda não foi computada no cálculo do rendimento a corrente usada para polarizar M3). O rendimento obtido na prática está na faixa de 10% a 20% [3]. Este baixo rendimento faz com que o uso de amplificadores operando em classe A seja justificado apenas para aplicações de baixas potências e que requeiram baixa distorção harmônica. Baixa distorção harmônica é uma vantagem desta classe de amplificadores, uma vez o transistor de saída M1 conduz 360° (durante todo o período da onda) e nunca sai de sua região de saturação (no caso da tecnologia MOS) ou linear (no caso da tecnologia bipolar).

4.3.2 – Amplificador classe B

Um amplificador classe B é mostrado na Figura 4.3. Nele, os transistores PMOS e NMOS são conectados de tal maneira que nunca conduzem simultaneamente.

O amplificador funciona da seguinte maneira: quando a entrada v_i for zero, os dois transistores estarão em corte e a tensão de saída será nula. Quando a tensão v_i sobe para além da tensão de limiar de M_n (transistor NMOS), este conduz e funciona como um seguidor de fonte. v_L segue v_i , ou seja, $v_L = v_i - v_{gsMN}$. Analogamente, quando v_i cai abaixo da tensão de limiar de M_p , este conduz e funciona também como um seguidor de fonte, com $v_L = v_i + v_{gsMP}$. Este amplificador também é conhecido pela operação *push-pull*: M_n empurra (push) a

corrente da fonte para a carga quando v_i é positiva e Mp puxa (pull) a corrente da carga quando v_i é negativa. Cada transistor conduz 180° do período de onda (um semiciclo).

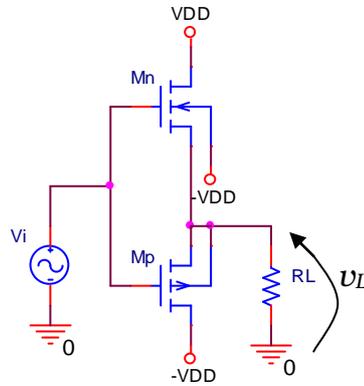


Figura 4.3 – Amplificador classe B.

A curva de transferência do estágio classe B é mostrada na Figura 4.4. Nas proximidades de zero de v_i existe uma *faixa morta*, que resulta em uma *distorção de cruzamento (crossover)*. Nesta região de operação, os dois transistores estão em corte. Esta é a grande desvantagem do amplificador classe B: esta distorção de cruzamento, que será tanto maior quanto menor for a amplitude do sinal, produz um som desagradável nos amplificadores de áudio.

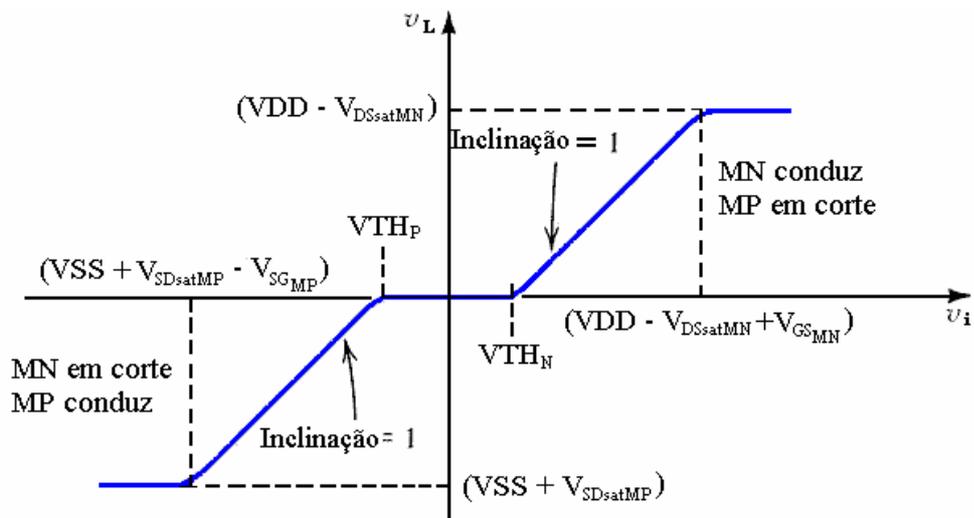


Figura 4.4 – Característica de transferência do amplificador classe B.

Para o cálculo do rendimento da conversão de potência do estágio classe B [3], considera-se a tensão na carga v_L como uma senóide perfeita com amplitude V_o . Feita esta aproximação, a potência média na carga será:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{V_o^2}{R_L} \quad (4.7)$$

A corrente de cada fonte de alimentação consiste em semiciclos de onda com pico de V_o/R_L . Logo, a corrente média em cada fonte será $V_o/(\pi R_L)$. Assim, a potência total das fontes de alimentação será:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \frac{V_o}{R_L} V_{DD} \quad (4.8)$$

Logo, o rendimento será dado por:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_o}{V_{DD}} \quad (4.9)$$

Quanto maior o valor de V_o , maior o rendimento. O valor máximo de V_o é limitado pelo limiar de saturação de MN e MP. Para tensões dreno-fonte de saturação desprezíveis em comparação com a amplitude do sinal de entrada, ou seja, quando V_o é aproximadamente igual a V_{DD} , o rendimento é máximo, dado por:

$$\eta_{MÁX} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (4.10)$$

Comparando a Equação (4.10) com a Equação (4.6), percebe-se o quão mais eficiente pode ser o amplificador classe B em relação ao amplificador classe A (que tem um rendimento máximo de 25%). Porém, como desvantagem, o amplificador classe B apresenta a distorção de cruzamento, que prejudica muito a qualidade do sinal.

4.3.3 – Amplificador classe AB

Este amplificador elimina a distorção de cruzamento presente no amplificador classe B. Isto é conseguido por uma pequena polarização dos transistores de saída [3], conforme mostra a Figura 4.6.

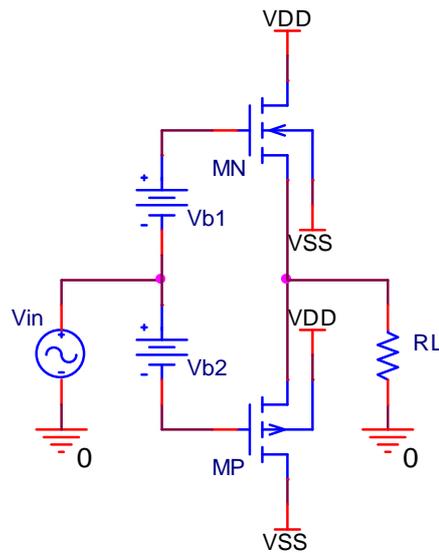


Figura 4.5 – Estágio de saída classe AB.

As tensões de polarização V_{b1} e V_{b2} devem ser o mais próximas possível das tensões de limiar de MN e MP, respectivamente, para que a distorção de cruzamento seja efetivamente eliminada.

Uma das soluções possíveis para gerar as tensões de polarização V_{b1} e V_{b2} é através de transistores conectados a diodo, polarizados com uma corrente de referência I_{ref} , conforme mostra a Figura 4.6. Esta técnica é baseada

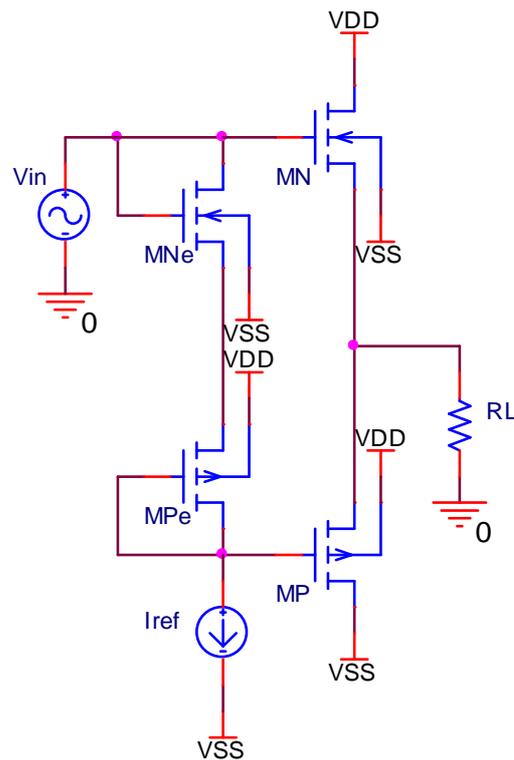


Figura 4.6 – Polarização do amplificador classe AB por espelho de corrente.

4.3.4 – Amplificador Classe D

O amplificador classe D é o que mais tem sido utilizado como amplificador de saída para próteses auditivas [5, 7-12]. A principal razão de esta classe ser a mais indicada para o amplificador de saída é o alto rendimento que tal configuração pode alcançar.

O estágio de saída de um amplificador classe D, conforme ilustrado na Figura 4.7, é formado por um par de transistores, normalmente formando um inversor. Estes transistores devem ter dimensões suficientes de modo a fornecer a corrente necessária para a carga (fone de ouvido).

A principal diferença entre o amplificador classe D e os amplificadores lineares (classes A, B e AB) está no modo de operação [13]: enquanto que nestes últimos os transistores do estágio de saída operam na região linear (na tecnologia bipolar) ou na região de saturação (na tecnologia MOS), no amplificador classe D os transistores do estágio de saída operam ora na região de saturação (na tecnologia bipolar) ou triodo (na tecnologia MOS), ora na região de corte. Pode-se dizer que ora estão “completamente ligados” ora

“completamente desligados”. Além disso, os transistores nunca conduzem simultaneamente, exceto num curto intervalo de tempo durante a transição de estado do inversor.

Operando desta maneira, o amplificador classe D consegue alcançar rendimentos superiores aos lineares pelo seguinte fato: se um transistor do estágio de saída estiver “completamente ligado”, apresenta queda de tensão idealmente nula; se estiver “completamente desligado”, apresenta corrente idealmente nula. Com isso, a dissipação de potência neles é desprezível. Daí o alto rendimento, que em condições ideais alcançaria 100% [13].

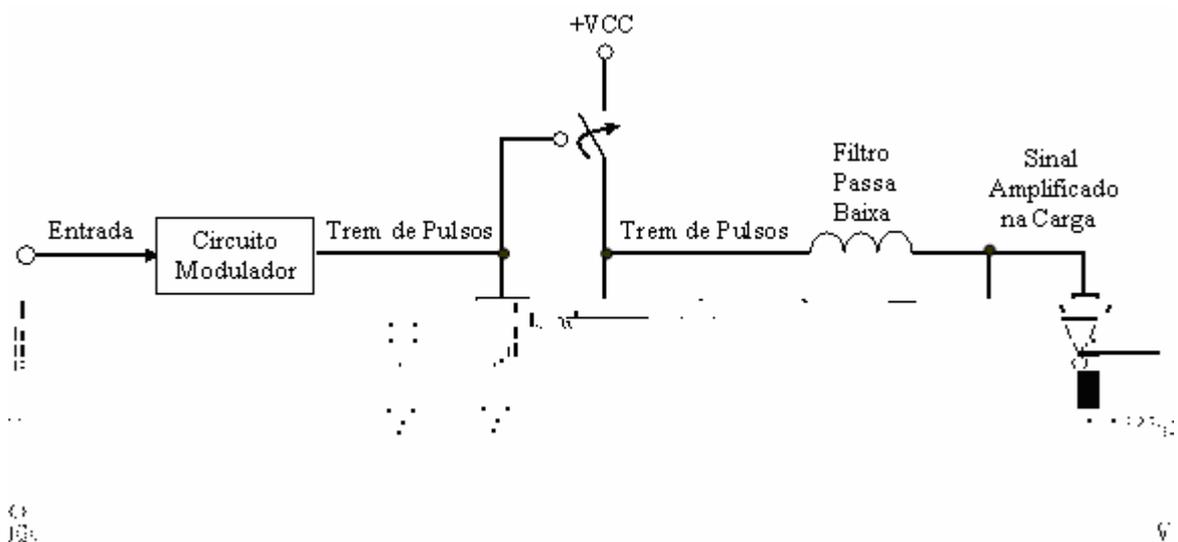


Figura 4.7 – Topologia básica de um amplificador classe D [13].

Entre a saída do amplificador classe D e a carga deve ser colocado um filtro passa-baixa com a finalidade de eliminar as componentes de alta frequência oriundas da portadora, restituindo a forma de onda do sinal a ser entregue à carga.

4.3.5 – Amplificador classe G

Esta classe de amplificador trabalha com quatro níveis diferentes de tensão de alimentação: $\pm V_{C1}$ e $\pm V_{C2}$. Seu circuito básico pode ser visto na Figura 4.8. Entre as bases de Q_1 e Q_1' e a fonte de sinal há três diodos em série.

Este amplificador funciona da seguinte maneira: Enquanto a tensão de entrada e_i estiver entre o intervalo $\pm V_{C1}$ de Q_1 , os transistores Q_2 e Q_2' estarão cortados [14].

Quando a mesma ultrapassar $+V_{C1}$, Q_2 é ligado, e a corrente de coletor passa a ser suprida pela tensão de alimentação $+V_{C2}$. Quando isso acontece, o diodo D torna-se reversamente polarizado e corta a corrente vinda da fonte de alimentação $+V_{C1}$. O análogo acontece quando e_i cai abaixo de $-V_{C1}$: Q_2' é ligado e D' é cortado.

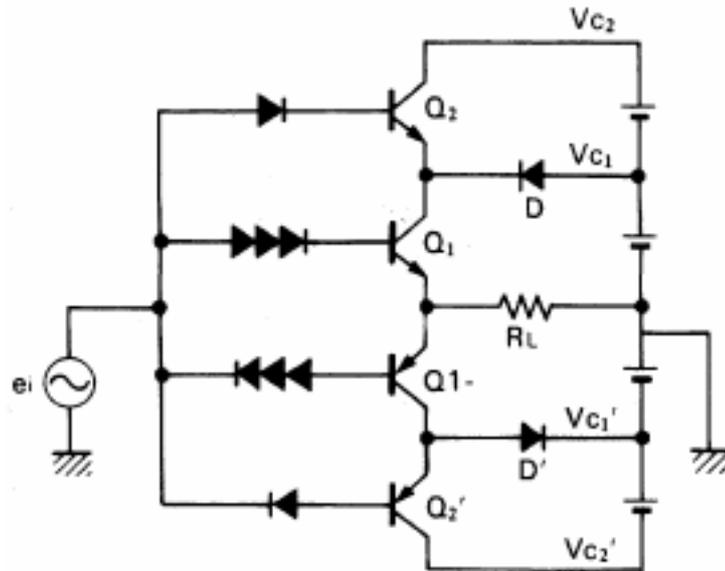


Figura 4.8 – Circuito básico do amplificador classe G [14].

Esta classe apresenta como vantagem um bom rendimento, cujo máximo teórico é de 85,9%, quando $V_{C1} = \frac{V_{C2}}{\sqrt{2}}$ [15]. Porém, apresenta como desvantagem uma distorção no sinal sobre a carga nos instantes em que os níveis de alimentação são comutados, devido à limitada velocidade de chaveamento dos diodos e transistores [14, 15]. Tal distorção pode ser visualizada na Figura 4.9.

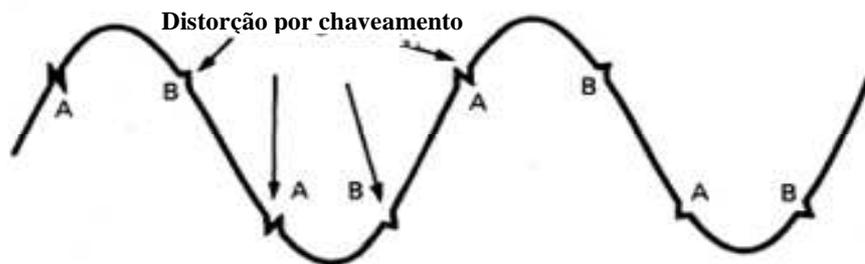


Figura 4.9 – Distorção nos instantes de chaveamento [14].

4.3.6 – Amplificador classe H

O amplificador classe H, cujo princípio é mostrado na Figura 4.10, lembra o amplificador classe G, só que ao invés de os transistores estarem ligados em série, estão ligados em paralelo [15].

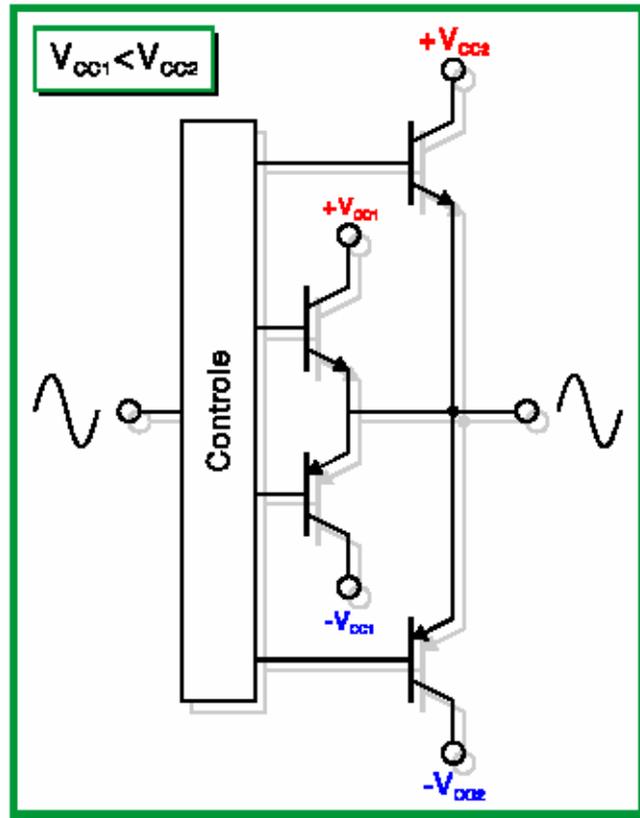


Figura 4.10 – Princípio do amplificador classe H [15].

O bloco de controle faz a comutação dos sinais. Em baixas potências, a menor tensão de alimentação é utilizada, e aumentando o nível do sinal de entrada, o sinal é comutado para o par de transistores ligados à fonte de alimentação de maior valor.

4.3.7 – Amplificador Classe I

Esta classe combina as vantagens dos amplificadores classes A e D, ou seja, aproveita a linearidade do classe A e a eficiência do classe D [15]. Na Figura 4.11 tem-se um diagrama básico para esta classe.

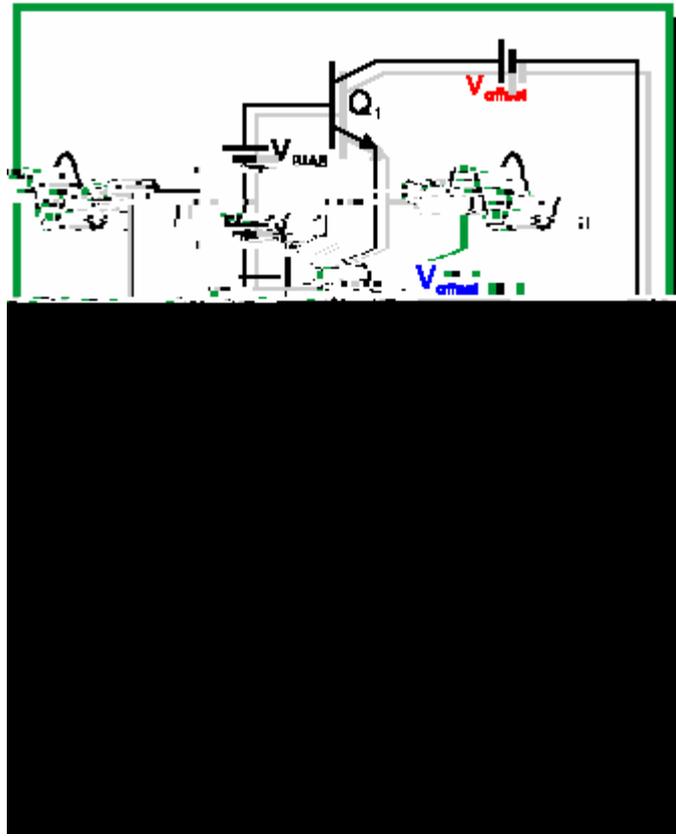


Figura 4.11 – Diagrama básico de um amplificador classe I [15].

O sinal de áudio é aplicado tanto ao classe A quanto ao classe D. O classe A fica encarregado de fornecer potência ao alto-falante enquanto que os pulsos de largura variável gerados pelo classe D fica encarregado de polarizar o classe A. Assim, a polarização do classe A estará sempre acompanhando o sinal de áudio.

4.4 – Escolha do Amplificador de Saída para a Prótese Auditiva

Conforme foi visto na visão geral dos amplificadores de potência, é desejável que os mesmos tenham boa eficiência, a fim de evitar dissipações desnecessárias de energia na forma de calor. No caso específico das próteses auditivas, outros requisitos desejáveis são a operação com baixas tensões de alimentação (uma vez que são sistemas alimentados por pilhas) e menor distorção possível (para clareza e conforto do paciente), menor área de silício

possível (a fim de facilitar a adaptação em pequenos moldes, que quanto menores forem, melhor aceitação estética proporcionarão).

Os amplificadores classes A, B e AB (principalmente os classes A e AB) apresentam boa fidelidade, no entanto, os baixos rendimentos práticos alcançados têm inviabilizado suas escolhas como amplificadores de potência nesta aplicação.

Outras classes, como a G, H e I apresentam melhores rendimentos práticos. No entanto, a classe D, por apresentar rendimentos melhores que estas classes, é mais utilizada neste tipo de aplicação. Além disso, é mais simples de implementar em tecnologia MOS, uma vez que estas classes citadas são mais apropriadamente implementadas utilizando a tecnologia bipolar. A desvantagem da baixa fidelidade da classe D pode ser contornada através de otimizações nas técnicas de modulação.

Feitas estas considerações, escolheu-se a classe D para implementar o amplificador de saída deste trabalho. O próximo capítulo detalhará algumas outras características do classe D bem como técnicas usadas no projeto deste tipo de amplificador.

CAPÍTULO 5 – TÉCNICAS DE PROJETO

No último capítulo foi visto que o amplificador classe D gera o sinal de saída através de transistores operando como chave. Logo, é necessário que esses transistores sejam comandados por sinais pulsados. Estes sinais pulsados carregam a informação do sinal de áudio de entrada pelo uso de alguma técnica de modulação. Neste capítulo serão vistas as técnicas de modulação mais comumente utilizadas para gerar estes sinais. Será visto também como otimizar o rendimento deste estágio.

5.1 – Técnicas de Modulação Encontradas na Literatura

As técnicas de modulação que mais freqüentemente aparecem na literatura são a modulação PWM e a Sigma-Delta [7, 15-16].

5.2 – A Modulação PWM

A Modulação por Largura de Pulsos - PWM (do inglês **P**ulse **W**idth **M**odulation), como o próprio nome diz, transporta a informação na largura de pulsos, que é variada de acordo com o valor instantâneo do sinal modulante. Esta modulação, como mostra a Figura 5.1, é implementada comparando-se o sinal modulante com uma onda portadora, normalmente uma onda triangular ou dente-de-serra, cuja freqüência deve ser consideravelmente superior à maior freqüência encontrada no sinal modulante. Na saída do comparador tem-se um pulso, que será alto quando o sinal modulante for maior que a portadora e baixo caso contrário [13].

Existem duas modalidades básicas de modulação PWM: a modulação PWM utilizando amostragem natural e a modulação PWM utilizando amostragem uniforme [17].

A modulação PWM utilizando amostragem natural, ilustrada na Figura 5.2, consiste na comparação instantânea do sinal modulante com a portadora. É um processo totalmente analógico. Um circuito básico que implementa este tipo de modulação PWM é

mostrado na Figura 5.1. O instante da transição de nível do sinal PWM praticamente coincide com o instante em que o sinal modulante iguala-se à portadora [17].

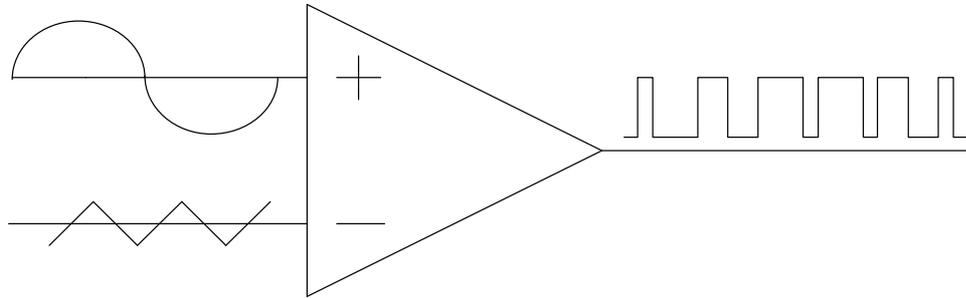


Figura 5.1 – Modulação PWM.

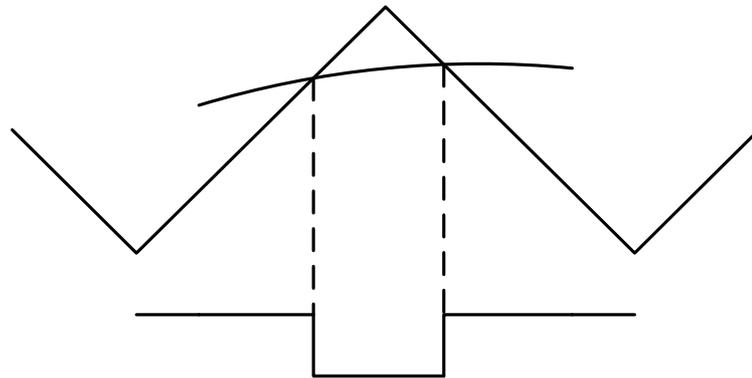


Figura 5.2 – Amostragem Natural.

A modulação PWM utilizando amostragem uniforme é empregada em circuitos onde todo o circuito é digital [17]. Neste tipo de modulação PWM, o sinal modulante é digitalizado por um conversor A/D e a portadora é gerada utilizando-se um contador crescente/decrescente. A comparação é feita entre os números binários correspondentes ao sinal de entrada digitalizado e a saída do contador, que representa a portadora. A Figura 5.3 mostra as formas de onda resultantes do emprego deste tipo de modulação.

Como o objetivo deste trabalho é propor um amplificador classe D a ser empregado em uma prótese auditiva analógica, a modulação PWM utilizando amostragem natural será mais apropriada para a implementação do amplificador, caso se opte por empregar a modulação PWM. Outro atrativo da amostragem natural é a menor distorção harmônica resultante [11], uma vez que a distorção é um parâmetro crítico que deve ser minimizado.

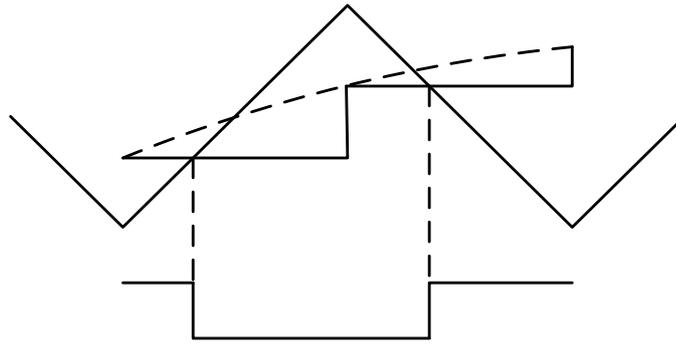


Figura 5.3 – Amostragem Uniforme.

A largura instantânea do pulso pode ser modelada em função do sinal modulante $e_m(t)$ pela Equação 5.1 [18]:

$$\tau(t) = \tau_0 + K \cdot e_m(t) \quad (5.1)$$

onde:

$\tau(t)$ é a largura instantânea do pulso,

τ_0 é a largura de pulso na ausência de sinal modulante, ou quando o valor instantâneo deste é zero,

K é uma constante do circuito modulador, que é a razão entre a variação de largura no pulso e o valor instantâneo do sinal modulante, com unidade s/V (segundos por volt).

Caso o sinal modulante seja uma senóide do tipo $e_m(t) = E_m \sin(\omega_m t + \phi)$, a largura instantânea do pulso será então:

$$\tau(t) = \tau_0 + K \cdot E_m \sin(\omega_m t + \phi) = \tau_0 \left[1 + \frac{K \cdot E_m}{\tau_0} \sin(\omega_m t + \phi) \right] = \tau_0 [1 + M \sin(\omega_m t + \phi)] \quad (5.2)$$

onde $M = \frac{K \cdot E_m}{\tau_0}$ é definido como sendo o índice de modulação, que também pode ser

definido como a razão entre as amplitudes das ondas modulante e portadora.

Para que se consiga reproduzir com fidelidade sinais com a maior variação possível de índices de modulação, é necessário fazer $\tau_0 = T_0 / 2$, ou seja, igual à metade do

período da portadora. Esta condição é satisfeita fazendo-se com que o nível de referência do sinal modulante seja igual à média aritmética entre os valores instantâneos máximos e mínimos da portadora. Com esta condição satisfeita, as Equações 5.1 e 5.2 são válidas para $0 < M < 1$, uma vez que a largura de pulso mínima possível é a largura nula (saída em nível baixo durante todo o período) e a largura de pulso máxima possível é igual ao período da portadora (saída em nível alto durante todo o período).

5.2.1 – Espectro de Frequência de Um Sinal PWM

Um trem de pulsos de largura fixa τ e amplitude E_0 apresenta a seguinte decomposição em Série de Fourier [18]:

$$e(t) = \frac{E_0\tau}{T_0} + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen} \frac{n\pi\tau}{T_0} \cos(n\omega_0 t) \quad (5.3)$$

Para o sinal PWM estudado até agora, a largura fixa τ deve então ser substituída pela largura instantânea dada pela Equação 5.2, ficando:

$$e(t) = \frac{E_0\tau_0}{T_0} + \frac{M \cdot E_0\tau_0}{T_0} \text{sen}(\omega_m t) + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen} \left[\frac{n\pi\tau_0}{T_0} + \frac{nM\pi\tau_0}{T_0} \text{sen}(\omega_m t) \right] \cos(n\omega_0 t) \quad (5.4)$$

O primeiro termo da Equação (5.4) corresponde ao valor médio do sinal PWM. O segundo corresponde à componente fundamental. O terceiro membro é notável, uma vez que carrega dentro de si uma parcela do tipo $\text{sen}[a + b \text{sen}(\omega_m t)]$. No século XIX, o físico e astrônomo alemão Friedrich Bessel desenvolveu duas funções transcendentais parecidas com esta em séries trigonométricas, de acordo com a Equação 5.5:

$$\text{sen}[b \text{sen}(\omega_m t)] = 2 \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} J_k(b) \text{sen}(k\omega_m t) \quad (5.5a)$$

$$\text{cos}[b \text{sen}(\omega_m t)] = J_0(b) + 2 \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} J_k(b) \text{cos}(k\omega_m t) \quad (5.5b)$$

Os coeficientes $J_k(b)$ são as chamadas *funções de Bessel de 1ª Espécie*. Sua expressão analítica é dada pela Equação 5.6 [19]:

$$J_k(b) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(-1)^p}{2^{2p+k} p! \Gamma(p+k+1)} b^{2p+k} \quad (5.6)$$

(x) é a *função gama*, definida pela Equação 5.7 [19]:

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad (5.7)$$

As funções de Bessel são muito trabalhosas para serem calculadas manualmente. Na prática, os coeficientes das séries da Equação 5.5 são obtidos por meio de tabelas, gráficos (como os da Figura 5.4) ou ainda usando softwares especializados em cálculos matemáticos, como por exemplo, o Matlab®. No Matlab, o coeficiente $J_k(b)$ é facilmente obtido usando o comando *besselj*, com a sintaxe *besselj(k,b)*.

Usando a identidade trigonométrica $\text{sen}(x+y) = \text{sen } x \cos y + \text{sen } y \cos x$, as séries da Equação 5.5, e por fim as identidades trigonométricas $\text{sen } x \cos y = \frac{\text{sen}(y+x) + \text{sen}(y-x)}{2}$ e $\cos x \cos y = \frac{\cos(y+x) + \cos(y-x)}{2}$, chega-se a expressão final para a série de Fourier do sinal PWM:

$$\begin{aligned} e(t) = & \frac{E_0 \tau_0}{T_0} + \frac{M \cdot E_0 \cdot \tau_0}{T_0} \text{sen}(\omega_m t) + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}\left(\frac{n\pi\tau_0}{T_0}\right) J_0\left(\frac{nM\pi\tau_0}{T_0}\right) \cos(n\omega_0 t) \\ & + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \text{sen}\left(\frac{n\pi\tau_0}{T_0}\right) \sum_{k=2,4,\dots}^{\infty} J_k\left(\frac{nM\pi\tau_0}{T_0}\right) \cos[(n\omega_0 \pm k\omega_m)t] \\ & + \frac{2E_0}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cos\left(\frac{n\pi\tau_0}{T_0}\right) \sum_{k=1,3,\dots}^{\infty} J_k\left(\frac{nM\pi\tau_0}{T_0}\right) \text{sen}[(n\omega_0 \pm k\omega_m)t] \end{aligned} \quad (5.8)$$

Os dois primeiros termos da Equação 5.8 já foram comentados. O terceiro termo corresponde aos harmônicos da portadora, enquanto os dois últimos termos correspondem a somatórias de componentes harmônicos centrados em relação aos harmônicos

da portadora, distante destes em frequências múltiplas da frequência do sinal modulante. A Figura 5.5 corresponde ao espectro de um sinal PWM, de acordo com a Equação 5.8.

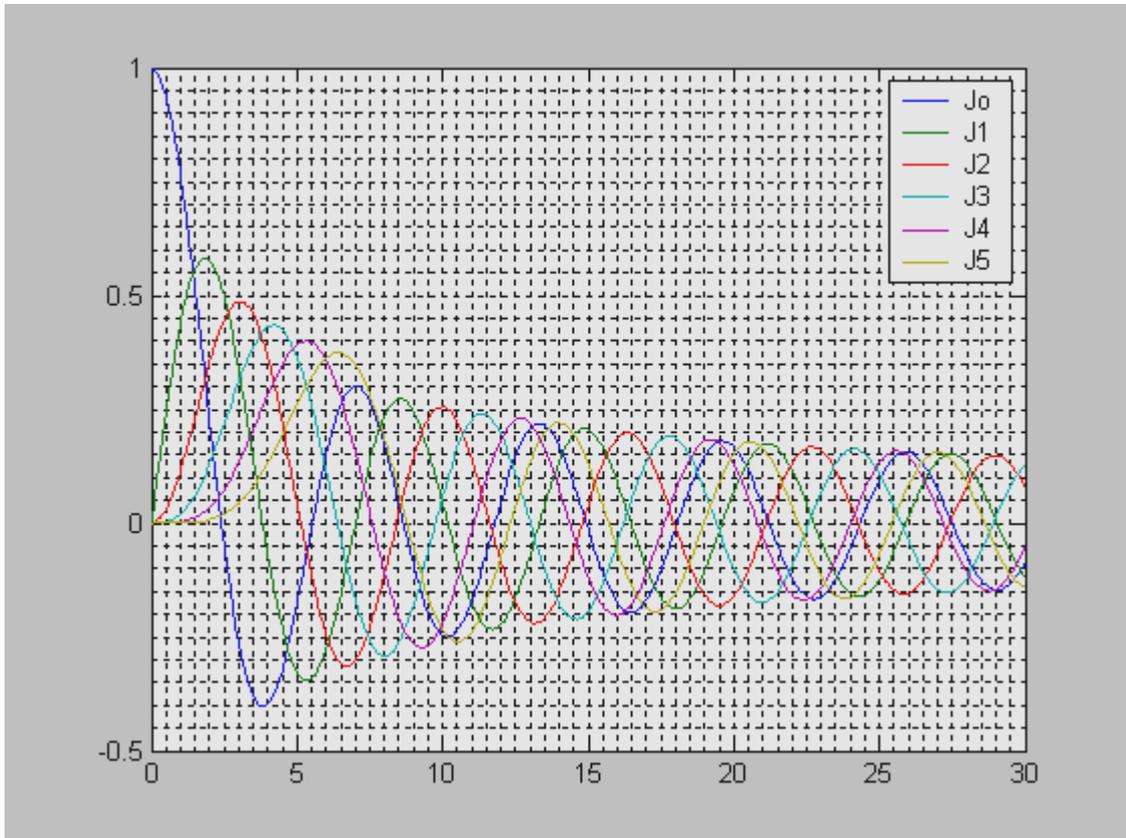


Figura 5.4 – Gráfico dos coeficientes das funções de Bessel.

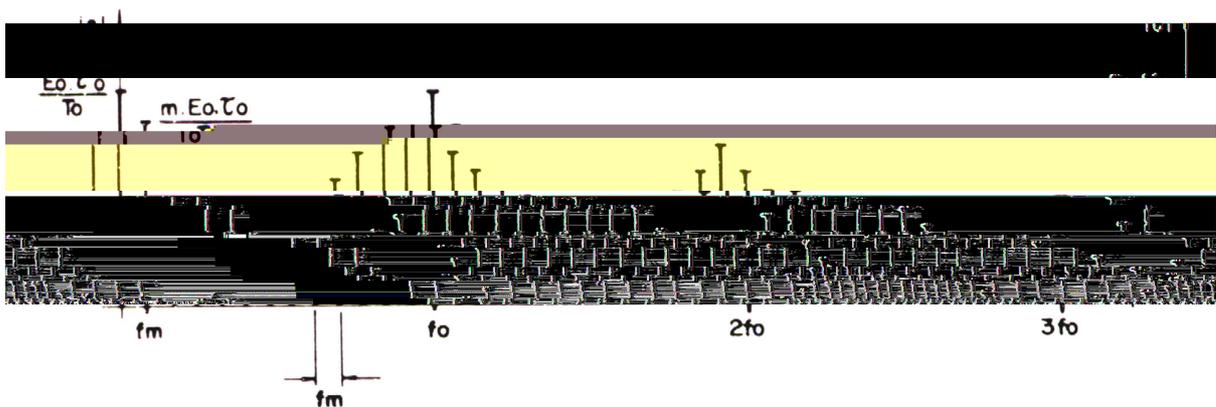


Figura 5.5 – Espectro do sinal PWM [18].

A característica mais marcante do espectro de um sinal PWM é que os maiores componentes são os harmônicos da portadora. Os demais componentes tendem a serem tanto menores quanto mais afastados do harmônico da portadora ao qual está relacionado.

Com base nesta característica, uma boa prática a ser adotada no projeto de um modulador PWM é escolher a frequência da portadora sendo o mais alta possível em relação a maior frequência que pode estar presente no sinal modulante. Quanto maior a frequência da portadora, mais atenuados serão seus componentes pelo filtro passa-baixa usado como demodulador PWM, minimizando-se assim a distorção harmônica.

5.2.2 – O Efeito da Linearidade da Portadora na DHT e a Escolha da Frequência da Portadora

Um cuidado que se deve ter é o de fazer com que a portadora seja o mais próxima possível de uma triangular ou dente-de-serra, ou seja, o mais linear possível. Em projeto de circuitos integrados, é comum usar um circuito RC como integrador para obter uma onda triangular a partir de uma onda quadrada, que é mais fácil de ser obtida. Em [16] é feita uma análise matemática do efeito da não-linearidade da portadora na distorção harmônica de um amplificador classe D. Para avaliar este efeito, partiu-se do equacionamento de uma onda modulante senoidal e de uma portadora exponencial (saída do integrador RC), iguais às da Figura 5.6.

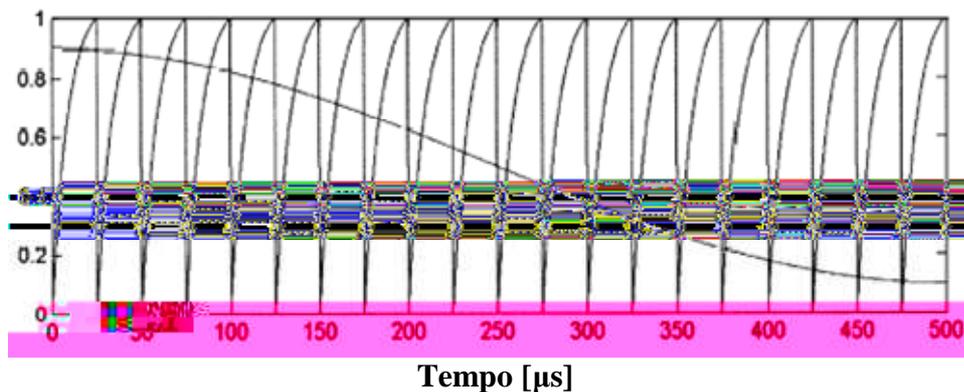


Figura 5.6 – Sinais modulante e portadora reais [16].

Foi deduzida uma expressão matemática para um sinal modulante transformado de tal maneira que se esse sinal modulante transformado fosse modulado com uma portadora ideal, o sinal modulado resultante teria a mesma forma de onda do sinal modulante original modulado pela portadora exponencial.

Na Figura 5.7 pode ser visualizada a diferença entre as formas de onda dos sinais modulantes original e equivalente.

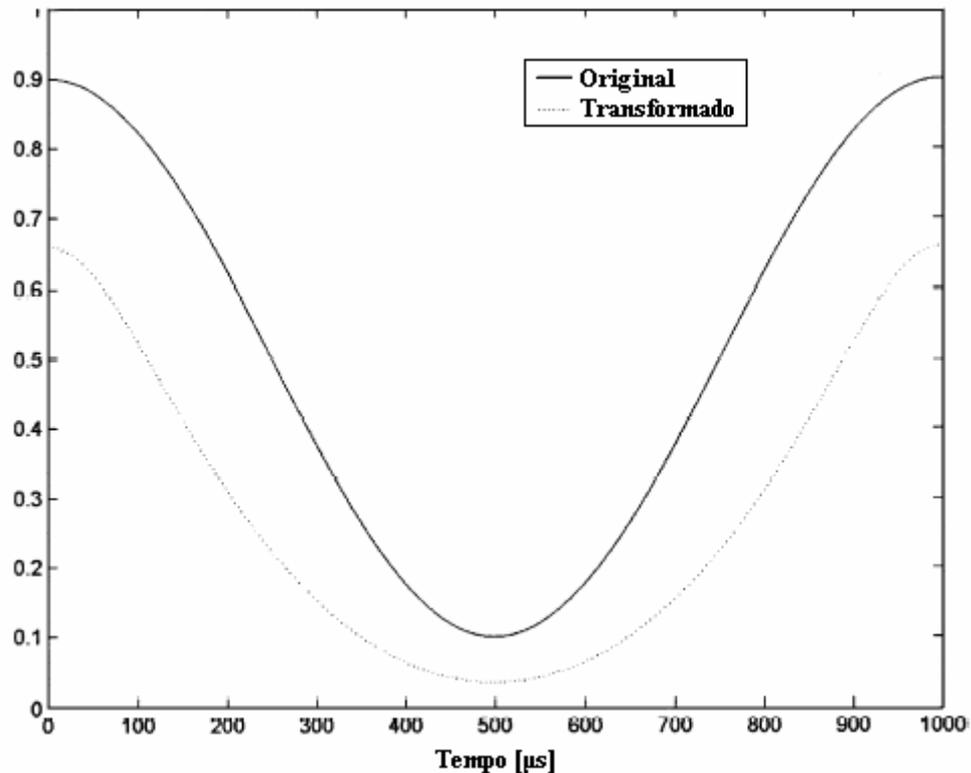


Figura 5.7 – Comparação entre os sinais modulantes.

A expansão em série de Fourier obtida é bastante complexa, porém a origem do aumento na distorção harmônica pode ser explicado pelo fato de que, matematicamente, o sinal modulante deixou de ser uma senoide pura e passou a ter ele próprio componentes harmônicas em outras frequências.

A solução de se obter a portadora integrando uma onda quadrada não é condenável. Deve-se apenas tomar o cuidado de se fazer uma adequada escolha da frequência da onda quadrada e da constante de tempo RC de maneira que a onda triangular resultante seja o mais linear possível.

5.3 – A Modulação Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)

Na modulação Sigma-Delta (), a informação também é codificada em largura de pulsos. Porém, neste tipo de modulação a saída é negativamente realimentada como

ilustrado na Figura 5.8. A diferença entre o sinal de entrada e a saída passa por um integrador. A saída deste integrador é convertida para digital por um comparador, que finalmente é amostrada por um Zero Order Hold (ZOH). Este sinal amostrado constitui a saída [13].

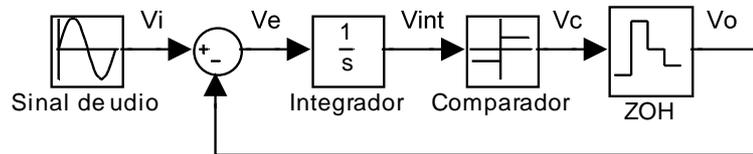


Figura 5.8 – Modulação .

Nesta modulação, a portadora não precisa ser gerada externamente. O próprio trem de pulsos da saída é sobreposto ao sinal modulante pelo somador. Ao passar pelo integrador, o trem de pulsos se converterá em uma onda triangular.

A modulação apresenta algumas vantagens em relação à modulação PWM: a portadora não necessita ser gerada externamente e a distorção harmônica gerada é menor que a gerada pela modulação PWM, uma vez que existe uma realimentação. Por outro lado, o circuito é mais complexo e apresenta maior consumo [16].

Para o projeto do amplificador Classe D foi escolhida a modulação PWM, priorizando-se a simplicidade e o baixo consumo proporcionados por esta modulação.

CAPÍTULO 6 – PROJETO DO AMPLIFICADOR

CLASSE D

No capítulo 5 apresentou-se a opção pela técnica de modulação PWM com amostragem natural no projeto do amplificador Classe D deste trabalho. Este capítulo dedica-se à descrição passo-a-passo do projeto, bem como a mostrar os resultados obtidos em simulação e finalmente, o seu respectivo layout.

O amplificador foi projetado para uma alimentação de 1,4 Volts, que é um valor adotado pelos fabricantes de próteses auditivas. O processo de difusão utilizado é o TSMC 0,35 μ m.

6.1 – A Escolha do Comparador

Conforme foi visto na seção 5.2, a modulação PWM é realizada pela comparação de dois sinais: o modulante, que é o sinal de áudio, e a portadora, que é uma onda triangular ou dente de serra.

Uma solução interessante apontada pela literatura para a implementação do circuito comparador é o uso de um inversor digital [22-24]. Da curva de transferência de um inversor, ilustrada na Figura 6.1, observa-se que o inversor “compara” a tensão de entrada com uma tensão de limiar V_{THC} . Assim, se a entrada for menor que V_{THC} , a saída será alta, e se a entrada for maior que V_{THC} , a saída será baixa. Quando a entrada for igual a V_{THC} , ocorre a transição de estado lógico da saída. Da Figura 6.1, observa-se que $V_{THC} = 0,6V$.

O uso de um inversor operando como comparador proporciona uma série de vantagens, tais como [26]:

- Simplicidade, o que implica em facilidade de projeto
- Velocidade, decorrente do fato de ser um circuito simples, apresentando pequenos atrasos de propagação e, diferentemente dos comparadores convencionais, o slew rate não é limitado pela corrente de polarização

- Pode oferecer a corrente de carga/descarga que for necessária, para uma determinada tensão de alimentação, mas ao mesmo tempo apresenta baixo consumo, uma vez que o inversor só conduz durante a transição de estado.

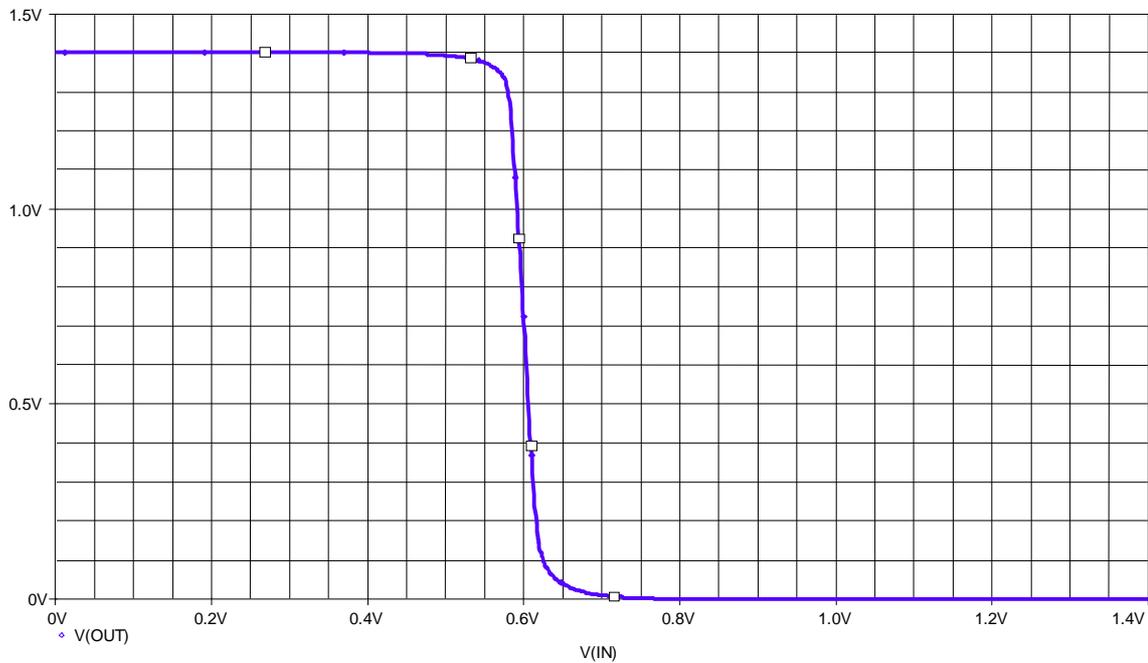


Figura 6.1 – Curva de transferência de um inversor.

Em meio a estas vantagens existe porém uma desvantagem: a tensão V_{THC} é sensível a variações de processo de fabricação e a temperatura. V_{THC} é dada pela Equação 6.1 [3]:

$$V_{THC} = \frac{\sqrt{\mu_n \frac{W_n}{L_n} V_m} + \sqrt{\mu_p \frac{W_p}{L_p} |V_{tp}|}}{\sqrt{\mu_n \frac{W_n}{L_n}} + \sqrt{\mu_p \frac{W_p}{L_p}}} \quad (6.1)$$

onde:

μ_n é a mobilidade dos elétrons,

W_n é a largura de canal do transistor NMOS do inversor,

L_n é o comprimento de canal do transistor NMOS do inversor,

V_{tn} é a tensão de limiar do transistor NMOS,

μ_p é a mobilidade das lacunas,

W_p é a largura de canal do transistor PMOS do inversor,
 L_p é o comprimento de canal do transistor PMOS do inversor,
 V_{tp} é a tensão de limiar do transistor PMOS.

A dependência de V_{THC} com a temperatura e processo está implícita na mobilidade dos portadores bem como nas tensões de limiares de cada transistor.

O que tornam indesejadas as variações de V_{THC} é o fato de que tais variações dão origem a uma corrente quiescente na carga, mesmo na ausência de sinal na entrada do amplificador.

Esta condição de ausência de sinal na entrada, ou sinal modulante, significa que na entrada do inversor aparece apenas o sinal da portadora. Em um projeto que otimiza o rendimento, a tensão V_{THC} e o valor médio da portadora devem ser feitos iguais, para que nesta condição o sinal PWM na saída do modulador seja um trem de pulsos com ciclo de trabalho de 50% e conseqüentemente, a corrente média na carga seja nula.

Sendo assim, torna-se necessário o desenvolvimento de alguma técnica para estabilizar V_{THC} , de modo a viabilizar tecnicamente a utilização do inversor na implementação do comparador.

Apesar desta desvantagem, o inversor operando como comparador continua sendo uma boa solução para implementar a modulação PWM, conforme pôde ser verificado por simulações. Assim, optou-se por implementar o comparador através de um inversor.

6.2 – Visão Geral do Amplificador Implementado

O circuito completo do amplificador implementado está representado na Figura 6.2.

Os transistores M1, M2 e M3 formam um inversor-comparador ligeiramente modificado, de tal maneira que a sua polarização DC possa ser controlada, mantendo-se V_{THC} constante. A malha de controle é o bloco responsável por tal controle.

Na entrada do inversor-comparador aparecem sobrepostos o sinal de áudio e a portadora.

O estágio de saída consiste em uma seqüência de inversores cascadeados, projetados para fornecer o nível de corrente necessário para suprir a carga.

O filtro passa-baixa, conforme já foi discutido nas seções 4.3.4 e 5.2.1, filtra as componentes harmônicas de alta frequência, oriundas da portadora e da intermodulação entre o sinal de áudio e a portadora.

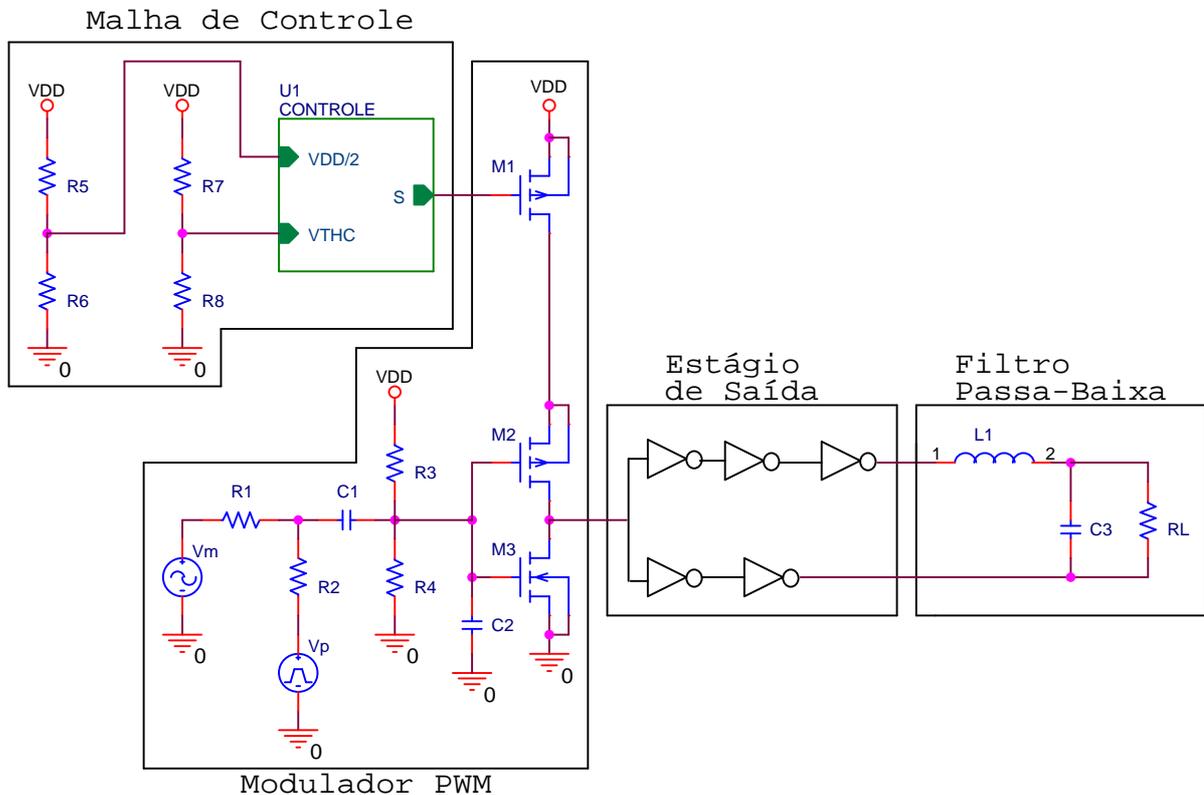


Figura 6.2 – Diagrama em blocos do amplificador.

6.3 – A Malha de Controle

A Figura 6.3 mostra a malha de controle proposta para estabilizar a tensão de limiar do inversor-comparador, que corresponde ao bloco CONTROLE, visto no esquemático da Figura 6.2. Trata-se de uma malha fechada de controle com realimentação negativa (uma vez que se deseja estabilidade).

Embora também se trate de uma topologia do tipo mestre-escravo [20], esta topologia proposta neste trabalho é uma topologia modificada em relação a outras topologias propostas em artigos.

O inversor formado por M1-M3 é uma réplica escalonada do inversor-comparador do modulador PWM. Sua entrada deve ser polarizada com a tensão V_{THC}

desejada enquanto que a entrada inversora do amplificador operacional deve ser polarizada com metade da tensão de alimentação. Para o adequado funcionamento da malha de controle é necessário que estas duas tensões de polarização sejam precisas. Assim, é importante que R5 com R6 sejam feitos “casados” no layout, assim como R7 com R8, de maneira que suas relações, e conseqüentemente as tensões de polarização obtidas através destes divisores resistivos variem o mínimo possível em conseqüência a variações de processo e temperatura.

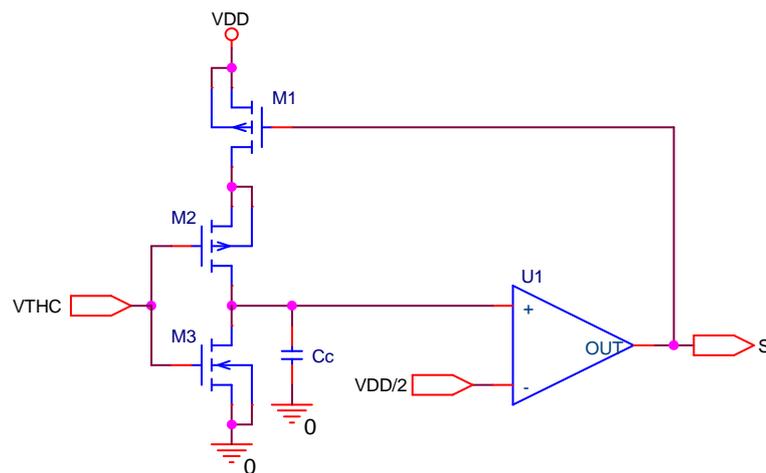


Figura 6.3 – Malha de Controle.

O transistor M1 deve ser polarizado na região ôhmica de modo que ele possa fornecer um nível adequado de corrente para a operação do inversor e ao mesmo tempo tenha uma queda de tensão fonte-dreno bastante pequena, de maneira a permitir que os transistores M2 e M3 continuem operando com níveis de tensão próximos ao de um inversor comum.

O funcionamento desta malha de controle pode ser explicado da seguinte maneira: suponha que para uma dada tensão V_{THC} na entrada do inversor, a tensão na saída do mesmo aumente devido a variações de temperatura ou de parâmetros de processo. Uma vez que a tensão na saída do inversor é aplicada à entrada não inversora do amplificador operacional, a saída deste sobe. O amplificador operacional atua então sobre o inversor diminuindo sua corrente, o que faz com que a saída do inversor volte a cair, até se estabilizar em seu valor nominal. O raciocínio é análogo para o caso em que a tensão na saída do inversor venha a diminuir.

Devido ao elo de realimentação, a tensão na saída do inversor se estabiliza em um valor próximo (tão mais próximo quanto maior for o ganho de realimentação) da tensão aplicada à entrada inversora do amplificador operacional. Polarizando a entrada inversora do

operacional com $V_{DD}/2$, é estabelecida a tensão de limiar do inversor como sendo igual à tensão aplicada em sua entrada.

Conforme foi dito, o inversor-comparador do modulador PWM é uma réplica escalonada do inversor da malha de controle. Isso implica que, se eles forem polarizados em DC com as mesmas tensões, as tensões nas suas saídas serão as mesmas. Assim, a mesma tensão de limiar é estabelecida no inversor-comparador do modulador PWM. A razão de se ter escalonado os inversores será explicada na seção 6.5.

6.4 – Projeto da Malha de Controle

Para o projeto da malha de controle, visto na Figura 6.3 foram adotadas as seguintes tensões e correntes de polarização:

$$V_{THC} = 0,6V$$

$$V_{SD_M1} = 0,05V$$

$$V_{G_M1} = 0,6V$$

$$I = 2 \text{ A}$$

Para o processo de difusão utilizado, os parâmetros de transcondutância e as tensões de limiar são:

$$\beta_n = \mu_n C_{ox} = 129,6 \mu A / V^2$$

$$\beta_p = \mu_p C_{ox} = 45,6 \mu A / V^2$$

$$V_{tn} = 0,47V$$

$$V_{tp} = -0,72V$$

6.4.1 – Dimensionamento dos transistores

Procedendo aos cálculos das razões de aspecto:

- Transistor M1, operando na região ôhmica:

$$I = \beta_p \frac{W}{L} \left[(V_{SG} - |V_{tp}|)V_{SD} - \frac{V_{SD}^2}{2} \right]$$

$$\frac{W}{L} = \frac{I}{\beta_p} \left[(V_{SG} - |V_{tp}|)V_{SD} - \frac{V_{SD}^2}{2} \right]^{-1}$$

Substituindo os valores:

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{45,6 \cdot 10^{-6}} \left[(1,4 - 0,6 - 0,72)0,05 - \frac{0,05^2}{2} \right]^{-1} = 15,95$$

$$\text{Para } L = 0,4 \text{ m, } W = 15,95 \times 0,4 \cdot 10^{-6} = 6,4 \text{ m}$$

- Transistor M2, operando na região de saturação:

$$I = \frac{\beta_p}{2} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{tp}|)^2$$

$$\frac{W}{L} = \frac{2I}{\beta_p} (V_{SG} - |V_{tp}|)^{-2}$$

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \times 2 \cdot 10^{-6}}{45,6 \cdot 10^{-6}} (1,35 - 0,6 - 0,72)^{-2} = 97,47$$

$$\text{Para } L = 0,4 \text{ m, } W = 97,47 \times 0,4 \cdot 10^{-6} = 39 \text{ m}$$

- Transistor M3, operando na região de saturação:

$$\frac{W}{L} = \frac{2I}{\beta_n} (V_{GS} - V_{tn})^{-2}$$

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \times 2 \cdot 10^{-6}}{129,6 \cdot 10^{-6}} (0,6 - 0,43)^{-2} = 1,07$$

Para $W = 0,6 \text{ m}$, $L = 0,6 \cdot 10^{-6} / 1,07 = 0,6 \text{ m}$

6.4.2 – Projeto do Amplificador Operacional

A Figura 6.4 mostra o esquemático do amplificador operacional empregado na malha de controle. Trata-se de um amplificador operacional pseudo-diferencial de um único estágio. Para os cálculos manuais da polarização DC, partiu-se das seguintes especificações:

- Tensão de entrada de modo comum: 0,7V
- Tensão de saída: 0,6V
- Corrente em cada ramo: 2 μ A

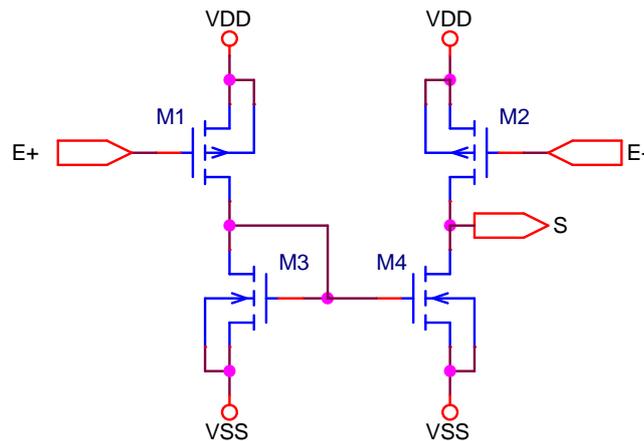


Figura 6.4 – Amplificador operacional.

Os transistores PMOS M1 e M2 não puderam ser calculados manualmente devido à inexistência de modelos matemáticos que caracterizem sua operação na região de inversão moderada. As dimensões para estes transistores, obtidas por simulação, foram $W/L = 43 \text{ m} / 1,4 \text{ m}$.

Para os transistores M3 e M4, operando na região de saturação:

$$\frac{W}{L} = \frac{2I}{\beta_n} (V_{GS} - V_{tn})^{-2}$$

$$\frac{W}{L} = \frac{2 \times 2 \cdot 10^{-6}}{129,6 \cdot 10^{-6}} (0,6 - 0,43)^{-2} = 1,07$$

Para $L = 1,4 \text{ m}$, $W = 1,4 \cdot 10^{-6} \times 1,07 = 1,5 \text{ m}$

O ganho DC apresentado por este amplificador operacional é 117 V/V. Conforme será verificado em simulações posteriores, este simples amplificador operacional atende as especificações.

6.4.3 – Ajustes feitos nas dimensões dos transistores

Alguns ajustes nas dimensões dos transistores foram feitos através do uso do simulador a fim de se conseguir atender com mais precisão às especificações. A Tabela 6.1 lista as dimensões calculadas e a dimensão final, ajustada por simulação para cada transistor.

Tabela 6.1 – Dimensões dos Transistores da Malha de Controle e do Amplificador operacional.

Transistor	Bloco	W/L Calculado [μm]	W/L Final [μm]
M1	Controle	6,4 / 0,4	7,9 / 0,4
M2	Controle	39 / 0,4	58,5 / 0,4
M3	Controle	0,6 / 0,6	0,6 / 0,4
M1, M2	Amplificador Operacional	————	43 / 1,4
M3, M4	Amplificador Operacional	1,5 / 1,4	2,2 / 1,4

6.4.4 – Testando a atuação da malha de controle

Para testar a atuação da malha de controle, foram feitas simulações de varredura DC da característica de transferência do inversor. Para cada variação de processo,

foram realizadas simulações paramétricas nas temperaturas de 25, 37 e 70 °C e para tensões VTHC ajustadas em 0,25V e 0,62V. Os resultados são listados nas Figuras 6.5 à 6.9.

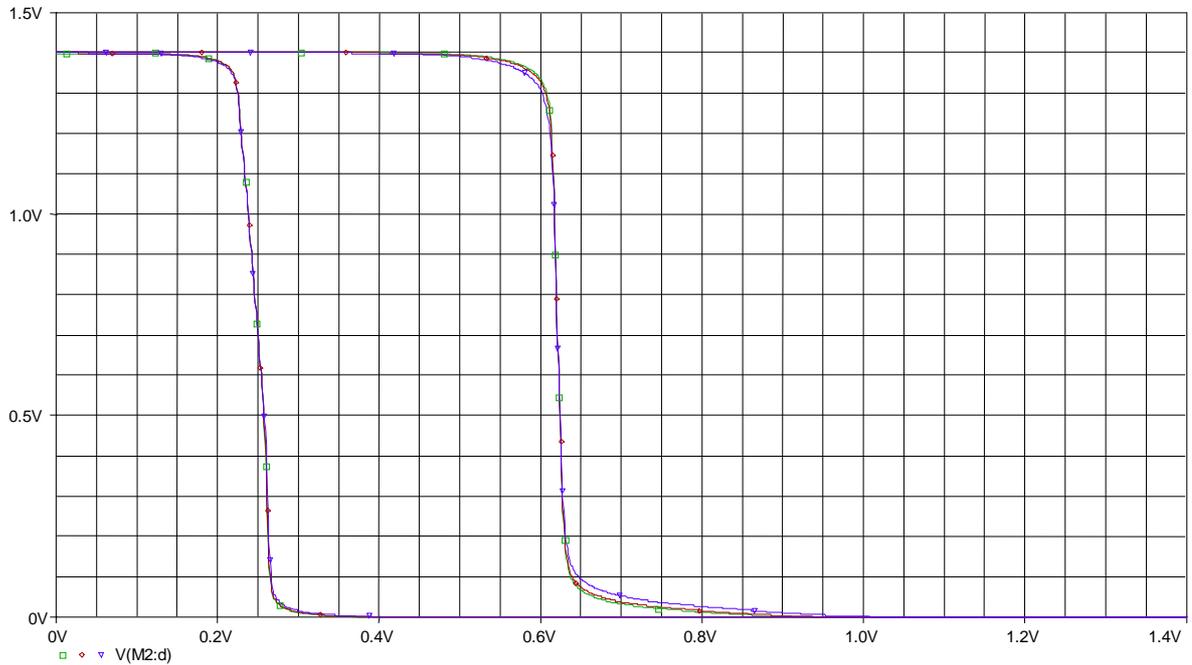


Figura 6.5 – Curva de transferência do inversor controlado – caso típico.

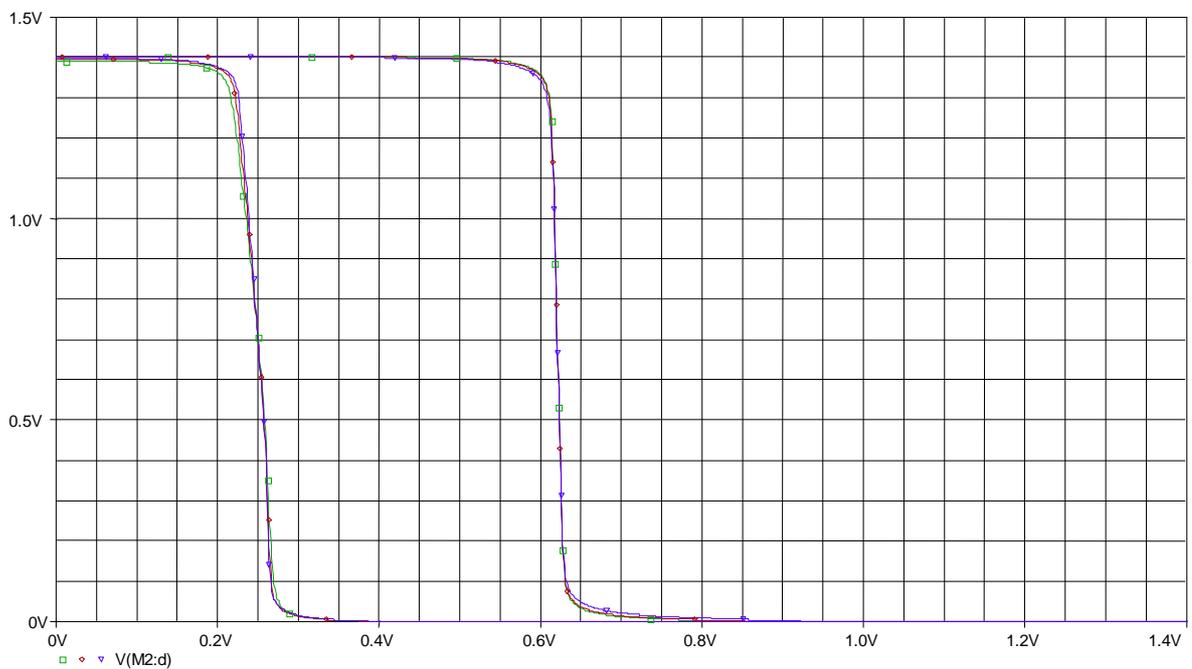
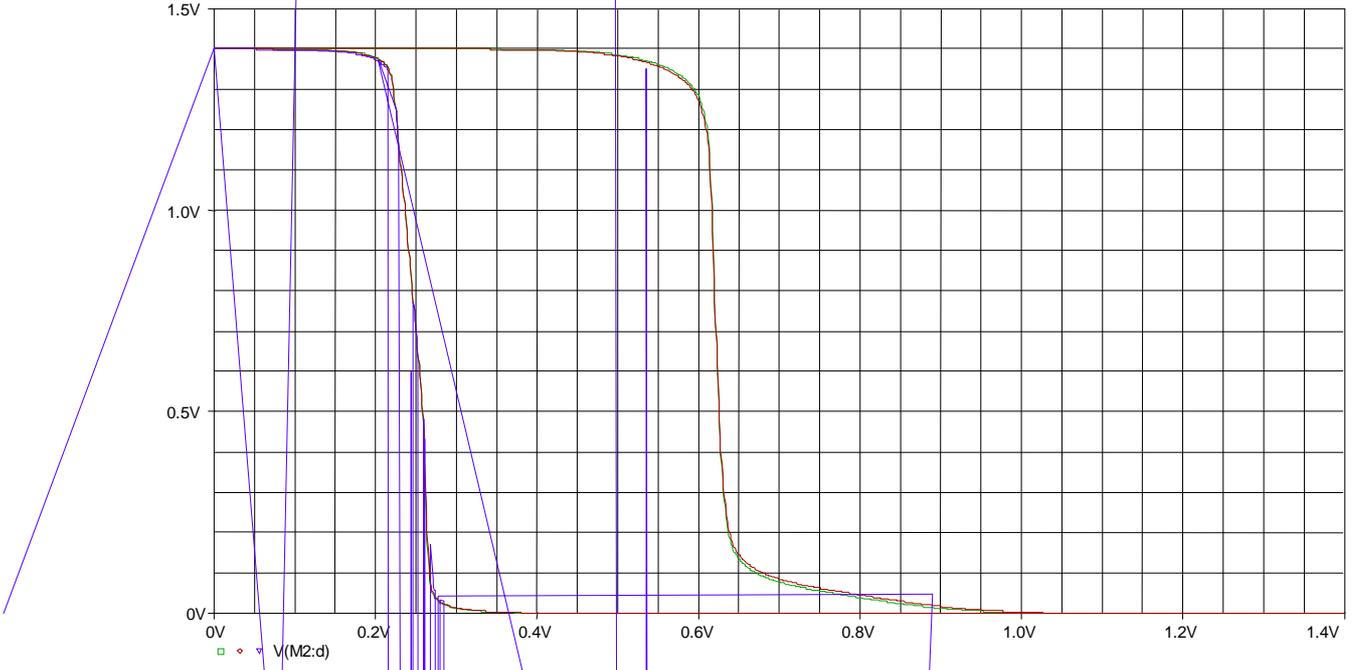


Figura 6.6 – Curva de transferência do inversor controlado – caso lento.



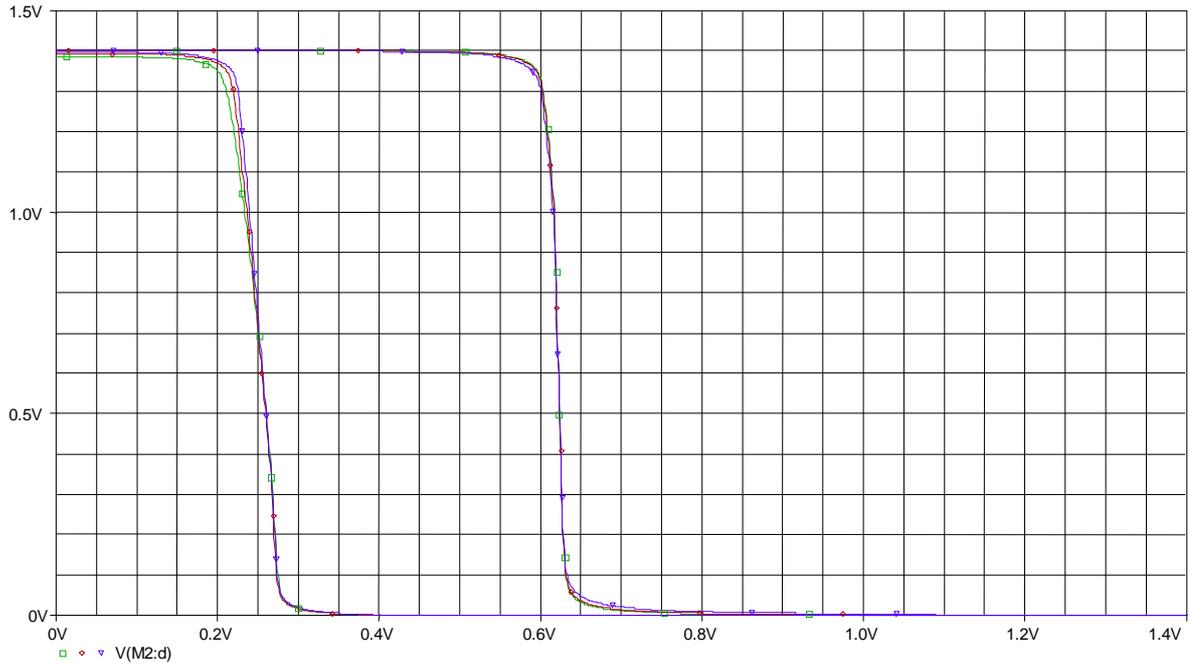


Figura 6.9 – Curva de transferência do inversor controlado – caso de pior zero.

As Figuras 6.5 a 6.9 mostram que a malha de controle consegue atuar em todas as condições limites de processo e temperatura, mantendo constante a tensão de limiar do inversor dentro de uma faixa que pode ser ajustada desde 0,25V até 0,62V.

6.4.5 – Estabilidade

Para garantir a estabilidade em malha fechada, é necessário a inserção de um capacitor de compensação C_c , conforme indicado na Figura 6.3. Através de simulações chegou-se a conclusão que o melhor ponto para inserção do capacitor de compensação (o que demanda a menor capacitância de compensação) é entre a saída do inversor-comarador e o terra. O capacitor de compensação necessário é de 22 nF. Como o capacitor não poderá ser integrado, escolheu-se este valor por ser um valor comercial. As Figuras 6.11 a 6.15 mostram as simulações de resposta em frequência realizadas, nas temperaturas de 25, 37 e 70 °C, conforme indicado na Figura 6.10.

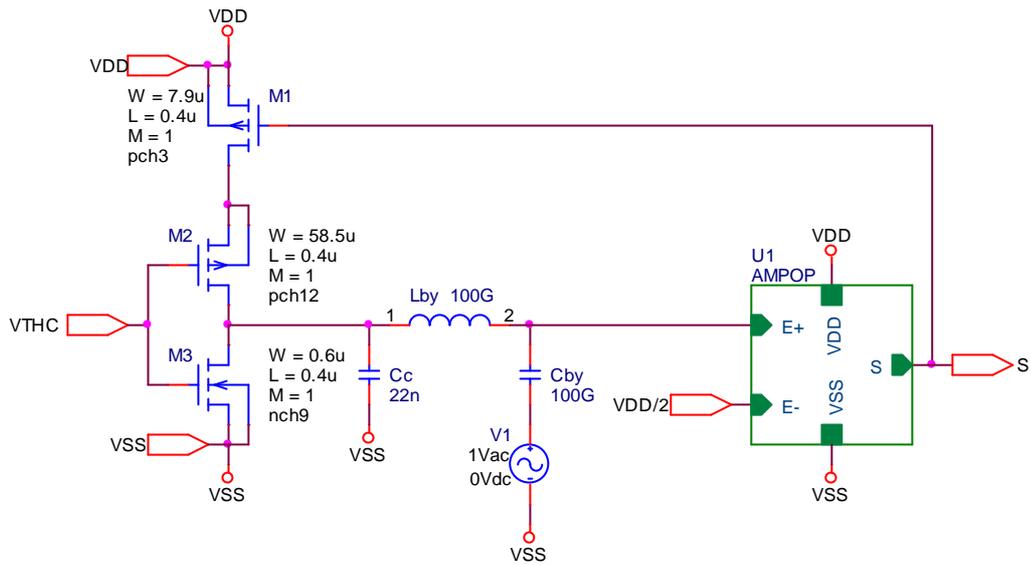
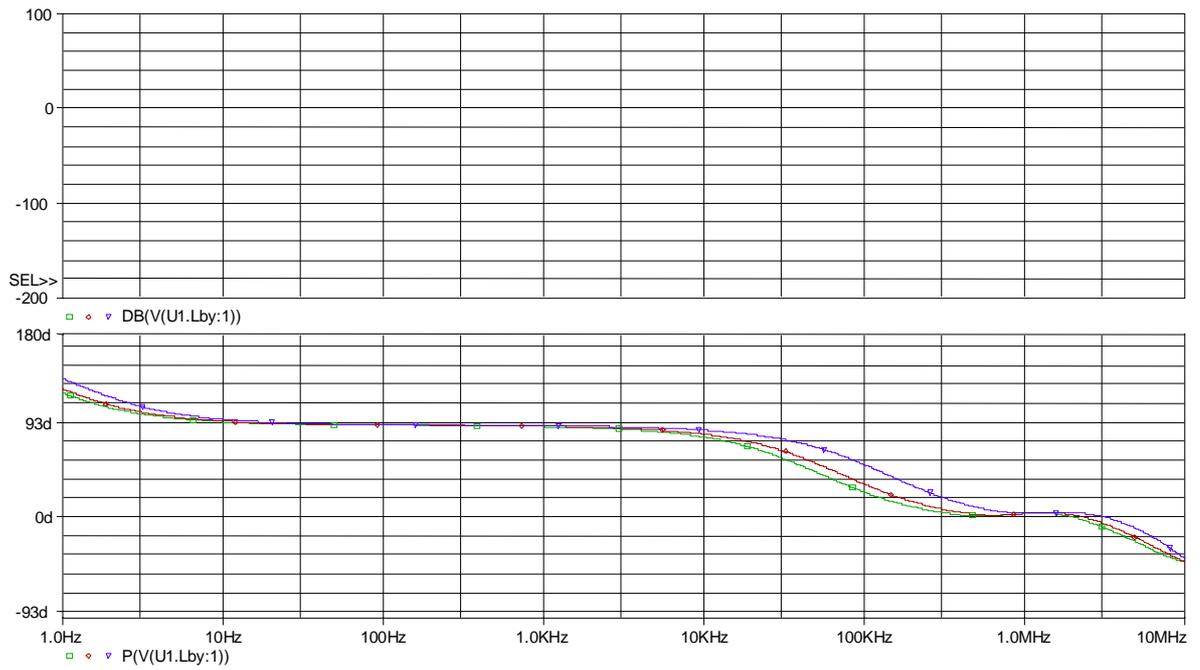


Figura 6.10 – Configuração usada para simular a resposta em frequência.



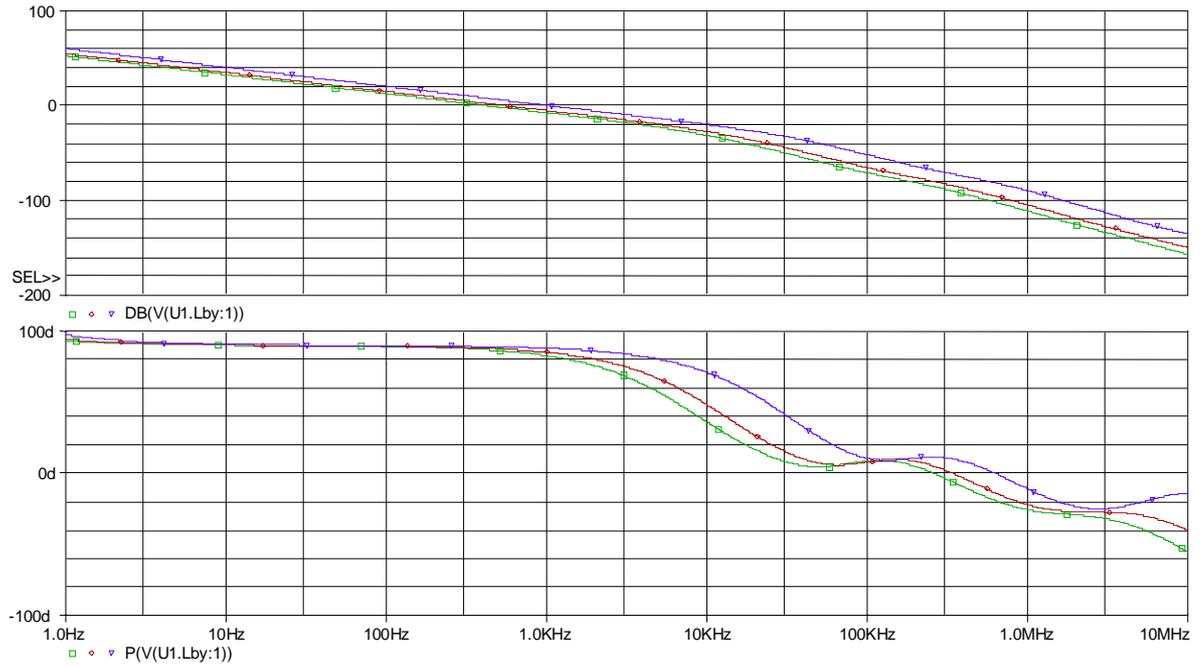


Figura 6.12 – Resposta em frequência. Caso lento. Menor MF = 87°.

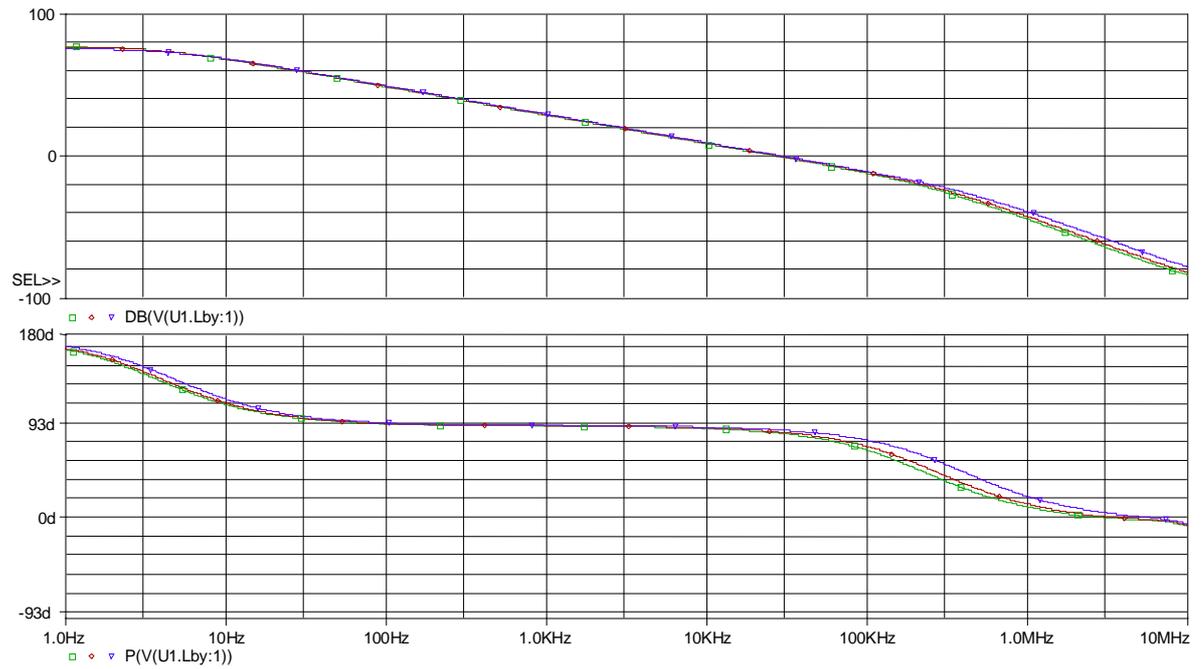
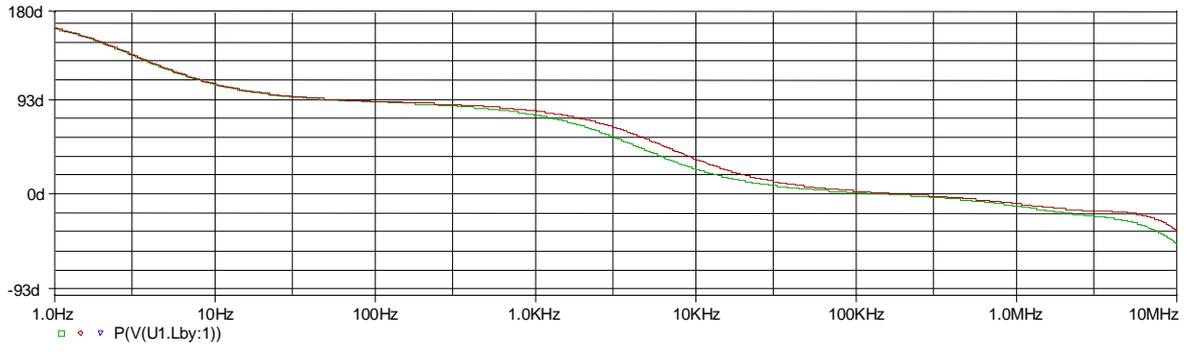


Figura 6.13 – Resposta em frequência. Caso rápido. Menor MF = 83°.



6.5 – Projeto do Modulador PWM

O modulador PWM, destacado na Figura 6.16, pode ser visto como um “misturador de duas entradas”, entradas estas que são o sinal modulante (simulado por uma fonte de tensão senoidal V_m) e a portadora, que é uma onda quadrada (simulada pela fonte V_p), que será transformada em onda triangular na entrada do inversor-comparador (nó V_x). Sobreposto a esta portadora triangular, aparece o sinal de áudio, sem transformações significativas. As Equações 6.2 e 6.3 modelam a função de transferência deste filtro em relação ao sinal modulante e ao gerador da portadora, respectivamente.

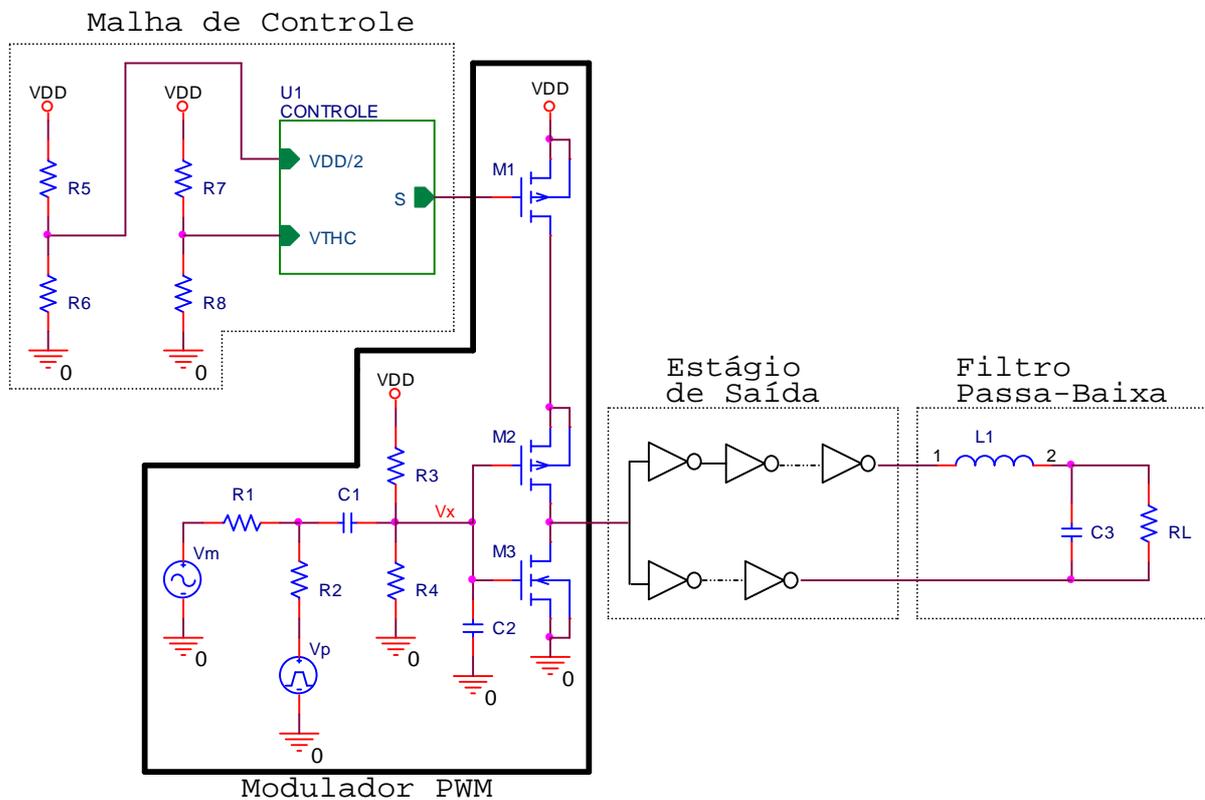


Figura 6.16 – Destaque do modulador PWM.

$$\frac{V_x(s)}{V_m(s)} = \frac{R_2 R_{34} C_1 s}{R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 s^2 + [R_{34} (R_1 + R_2) (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1] s + (R_1 + R_2)} \quad (6.2)$$

$$\frac{V_x(s)}{V_p(s)} = \frac{R_1 R_{34} C_1 s}{R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 s^2 + [R_{34} (R_1 + R_2) (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1] s + (R_1 + R_2)} \quad (6.3)$$

onde $R_{34} = R_3 // R_4$

Comparando-se as Equações 6.2 e 6.3, vem que:

$$\frac{V_x(s)}{V_m(s)} = \frac{R_2}{R_1} \frac{V_x(s)}{V_p(s)} \quad (6.4)$$

Este resultado tem uma importante implicação prática: pode-se controlar o índice de modulação M (que foi definido na seção 5.2.1) ajustando-se a razão entre R_2 e R_1 , além da possibilidade de se fazê-lo pelo ajuste da relação entre as amplitudes de V_m e V_p .

Conforme é discutido no Anexo A, a função de transferência deste misturador é a função de transferência de um filtro passa-faixa. No Anexo A é deduzida a expressão para as frequências de corte inferior e superior.

Para este projeto, fez-se a banda passante do filtro de 20 Hz a 10 kHz. Para a portadora, escolheu-se implementá-la através de um gerador de onda quadrada de frequência de 200 kHz. Por ser uma frequência 20 vezes maior que a frequência de corte superior do filtro, a onda resultante no nó V_x é uma onda triangular com razoável linearidade, o que minimiza a distorção harmônica total do amplificador, conforme foi discutido na seção 5.2.1. Para o projeto deste filtro os cálculos mostraram a impossibilidade de se alcançar tal banda passante desejada somente com resistores e capacitores integrados. Diante desta limitação, decidiu-se fazer os capacitores C_1 e C_2 externos. Foram escolhidos os valores comerciais de 68 nF e 2,2 nF para C_1 e C_2 , respectivamente. Sugere-se o uso de capacitores SMD, que demandam menos espaço para montagem.

A relação R_1/R_2 foi escolhida buscando garantir o maior índice de modulação possível sem degradar a fidelidade do amplificador, considerando a entrada de áudio excursionando de 0V a V_{DD} .

A relação R_3/R_4 foi escolhida de forma a manter o valor médio da tensão no nó V_x em torno de 0,55V, valor este escolhido com base nas tensões de limiar dos transistores P e N de maneira a polarizar adequadamente os transistores M2 e M3 do inversor-comparador. R_7 e R_8 foram feitos iguais a R_3 e R_4 , respectivamente, programando a malha de controle para ajustar a tensão de limiar do inversor-comparador neste valor de 0,55V.

Com a ajuda do software Matlab, foram feitos os cálculos para os resistores, a partir dos valores escolhidos para C_1 , C_2 , para as razões R_1/R_2 e R

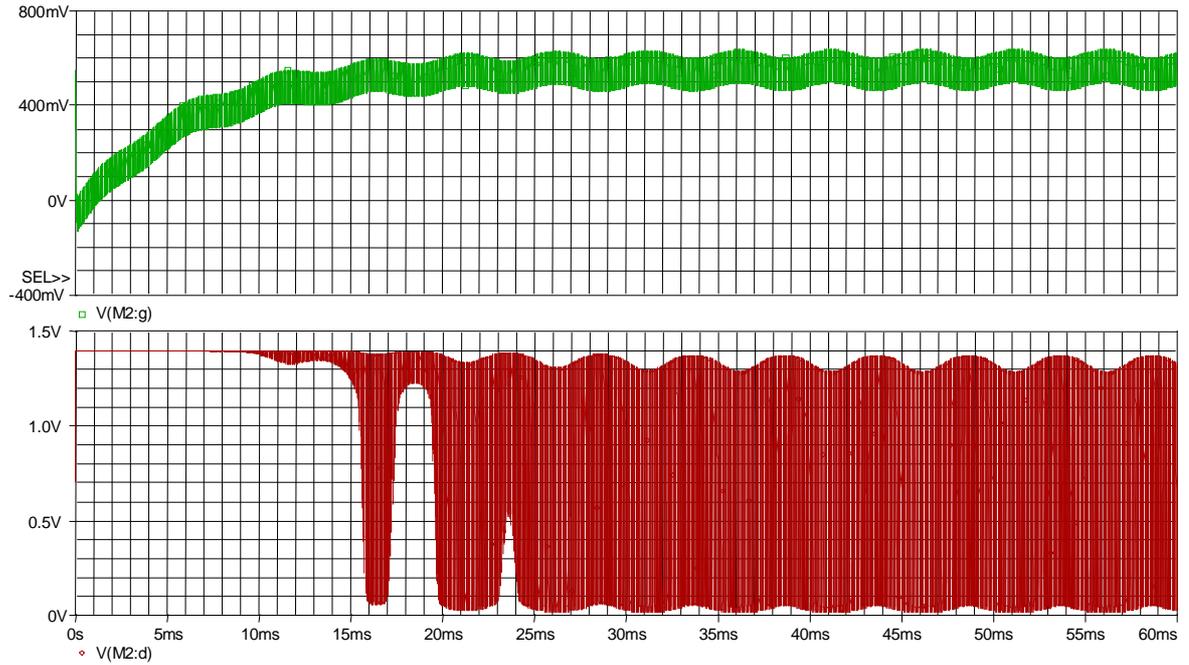


Figura 6.17 – Resposta transiente do inversor-comparador.

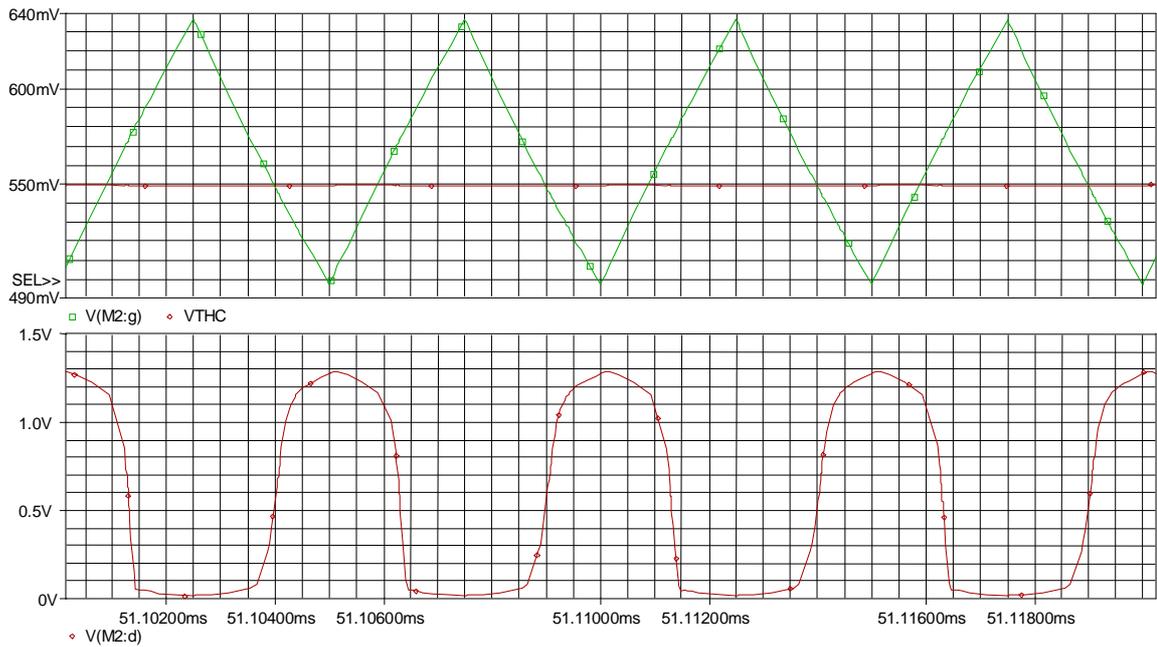


Figura 6.18 – Correto funcionamento do inversor-comparador.

6.6 – O Filtro de Saída

O filtro de saída não é implementado, sendo usado apenas para simulações. Na prática, os fones de ouvido apresentam resposta em frequência do tipo passa-baixa [23-24], o que permite considerar o acionamento do fone de ouvido diretamente a partir do sinal PWM entregue pelo estágio de saída.

O filtro que aparece nas Figuras 6.2 e 6.16 é um filtro passa-baixa de 2ª ordem, com função de transferência dada pela Equação 6.7.

$$G(s) = \frac{R_L}{R_L L_1 C_3 s^2 + L_1 s + R_L} \quad (6.7)$$

Os pólos da função de transferência são dados pela Equação 6.8.

$$p_{1,2} = \frac{-L_1 \pm \sqrt{L_1^2 - 4R_L^2 L_1 C_3}}{2R_L L_1 C_3} \quad (6.8)$$

O filtro deve ser especificado em função da carga. Os fones de ouvido utilizados em aparelhos auditivos possuem impedâncias que variam dentro de uma ampla faixa. A escolha da carga a ser simulada foi feita com base em consulta ao site do fabricante de próteses auditivas Knowles [25].

Escolheu-se especificar a carga a ser acionada como 20 Ω , a menor impedância encontrada no catálogo de receptores deste fabricante. A partir deste valor de carga, foi calculado o valor da capacitância e da indutância, de modo a se fazer os dois pólos iguais em 10 kHz. Os valores obtidos foram: $L_1 = 740 \mu\text{H}$ e $C_3 = 470 \text{nF}$.

6.7 – O Estágio de Saída

Conforme já foi apresentado na seção 6.2, o estágio de saída consiste em uma seqüência de inversores cascadeados, projetados para fornecer o nível de corrente necessário para suprir a carga.

O uso de uma seqüência de inversores, como está sugerido na Figura 6.19, é uma técnica muito usada [24-26]. Não se trata simplesmente de replicar inversores de mesmas dimensões em seqüência. É necessário que o tamanho dos inversores aumente gradualmente como sugerido pela figura. O último transistor da seqüência deve ser adequadamente dimensionado para acionar a carga. Ele, por sua vez, carrega o inversor anterior e assim sucessivamente. Para que os atrasos de propagação sejam minimizados, é necessário que o tamanho dos transistores sejam aumentados. Porém, se todos os transistores forem feitos do mesmo tamanho, a área ocupada seria muito grande. Por esta razão aumenta-se gradualmente o tamanho dos inversores.

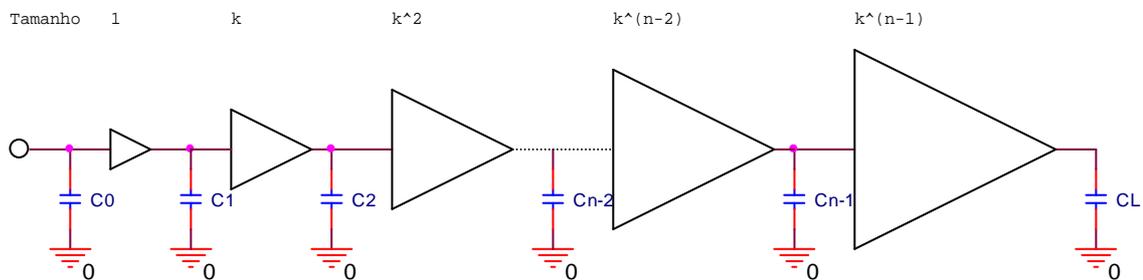


Figura 6.19 – Seqüência de inversores gradualmente crescentes [26].

A razão entre as dimensões de um determinado inversor e o seu anterior pode ser constante (independentemente da ordem de cada inversor no estágio) ou variável (dependendo da localização do inversor). Neste último caso, as dimensões dos transistores do inversor do estágio $k+1$ e k são assim relacionados:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{k+1} = \beta_v^{k+1} \left(\frac{W}{L}\right)_k \quad (6.9)$$

A primeira estratégia resulta em menor atraso de propagação [24, 27]. Na referência [27], é proposto um método para otimizar o atraso de propagação baseado nesta estratégia.

Para a carga de 20 , a dimensão do último inversor deve ser consideravelmente grande, e para a frequência de portadora que foi escolhida, buscando otimizar a DHT, o atraso de propagação tornou-se um problema a ser solucionado. Para minimizar o atraso de propagação, decidiu-se então adotar a estratégia proposta em [27].

Esta estratégia consiste em fazer a razão de área entre dois inversores consecutivos igual a $M^{1/N}$ (fator de escalonamento relativo), onde $M = C_L/C_0$, C_L é a capacitância de carga e C_0 é a capacitância equivalente na entrada do primeiro inversor. N é o número de inversores.

O atraso de propagação de cada inversor é igual a $M^{1/N} * t_{p0}$, onde t_{p0} é o atraso de propagação do primeiro inversor. O atraso de propagação ao longo de todo o estágio de saída é então:

$$t_p = N.M^{1/N}t_{p0} \quad (6.10)$$

O esquemático do estágio está ilustrado na Figura 6.20. O uso de duas seqüências de inversores, ao invés de uma só, tem como justificativa um aumento de 4 vezes na potência entregue à carga.

O dimensionamento dos primeiros inversores de cada seqüência foi feito com base na Equação 6.1 para $V_{THC} = 0,575V$ (mesma tensão de “overdrive” para os dois transistores) e depois foram feitos ajustes por simulação, chegando-se às dimensões $W_p / L_p = 4,9\mu / 0,4\mu$ e $W_n / L_n = 0,6\mu / 0,4\mu$.

O fator de escalonamento do último inversor em relação ao primeiro foi obtido através de simulações buscando-se obter um bom rendimento. O fator de escalonamento de 10.000 proporcionou um bom rendimento. O número de inversores foi calculado pela Equação 6.10 para um tempo de propagação total de 100 ns, sendo o atraso de propagação dos primeiros inversores de cada seqüência medidos como sendo igual a 3,8 ns.

O fator de escalonamento relativo seqüência superior de inversores é então $M^{1/N} = 10000^{1/7} = 3,73$. N foi substituído na fórmula como sendo igual a 7 considerando o último inversor da seqüência como a carga de capacitância C_L .

Para a seqüência inferior, o fator de escalonamento relativo é $M^{1/N} = 10000^{1/6} = 4,64$.

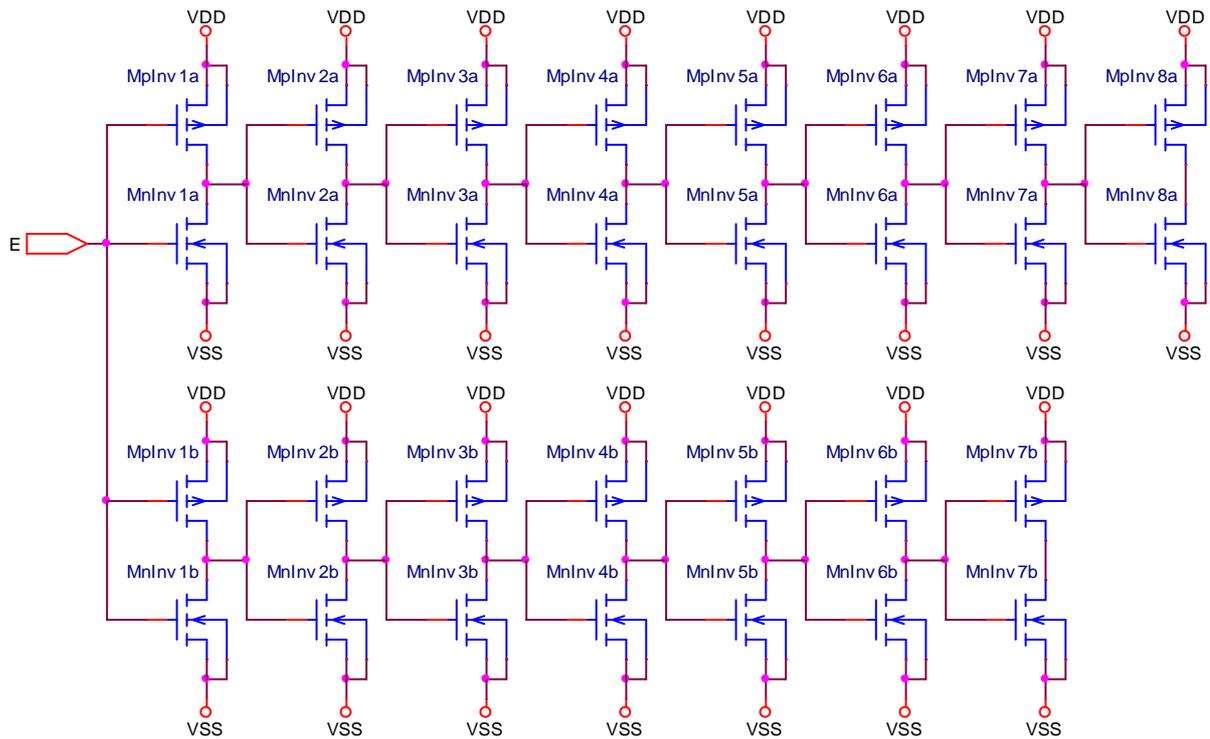


Figura 6.20 – Esquemático do Estágio de Saída.

A Tabela 6.2 lista as dimensões finais de cada transistor. Todos os transistores têm comprimentos de canal igual $0,4\mu\text{m}$.

6.8 – Simulações do Amplificador Projetado

Foram feitas várias simulações a fim de validar o funcionamento do amplificador projetado. A frequência do sinal de entrada é 10 kHz (pior caso de distorção harmônica total, conforme discutido na Seção 5.2.1). A frequência da portadora é 200 kHz.

A Figura 6.21 mostra a forma de onda da tensão na carga e a Figura 6.22 mostra a medição do rendimento do amplificador. O g

DHT comparável com os obtidos por outros autores e consegue atender os principais requisitos de um amplificador classe D, conforme discutido na Seção 4.1.

Tabela 6.2 – Dimensões dos Transistores do Estágio de Saída.

Transistor	W [μm]	Transistor	W [μm]
MpInv1a	4,9	MnInv1a	0,6
MpInv2a	18,3	MnInv2a	2,2
MpInv3a	68,1	MnInv3a	8,3
MpInv4a	253,8	MnInv4a	31,1
MpInv5a	946	MnInv5a	115,8
MpInv6a	3526,5	MnInv6a	431,8
MpInv7a	13145,2	MnInv7a	1609,6
MpInv8a	49000	MnInv8a	6000
MpInv1b	4,9	MnInv1b	0,6
MnInv2b	22,7	MnInv2b	2,8
MnInv3b	105,5	MnInv3b	12,9
MnInv4b	490	MnInv4b	60
MnInv5b	2274,4	MnInv5b	278,5
MnInv6b	10556,7	MnInv6b	1292,6
MpInv7b	49000	MnInv7b	6000

6.9 – Layout

O layout do circuito foi desenvolvido na ferramenta Mentor Graphics® utilizando o software IC e o pacote ADK® criado pela Mentor Graphics® para facilitar o trabalho de elaboração do layout utilizando o processo de fabricação TSMC 0,35 μm disponibilizado pela MOSIS®.

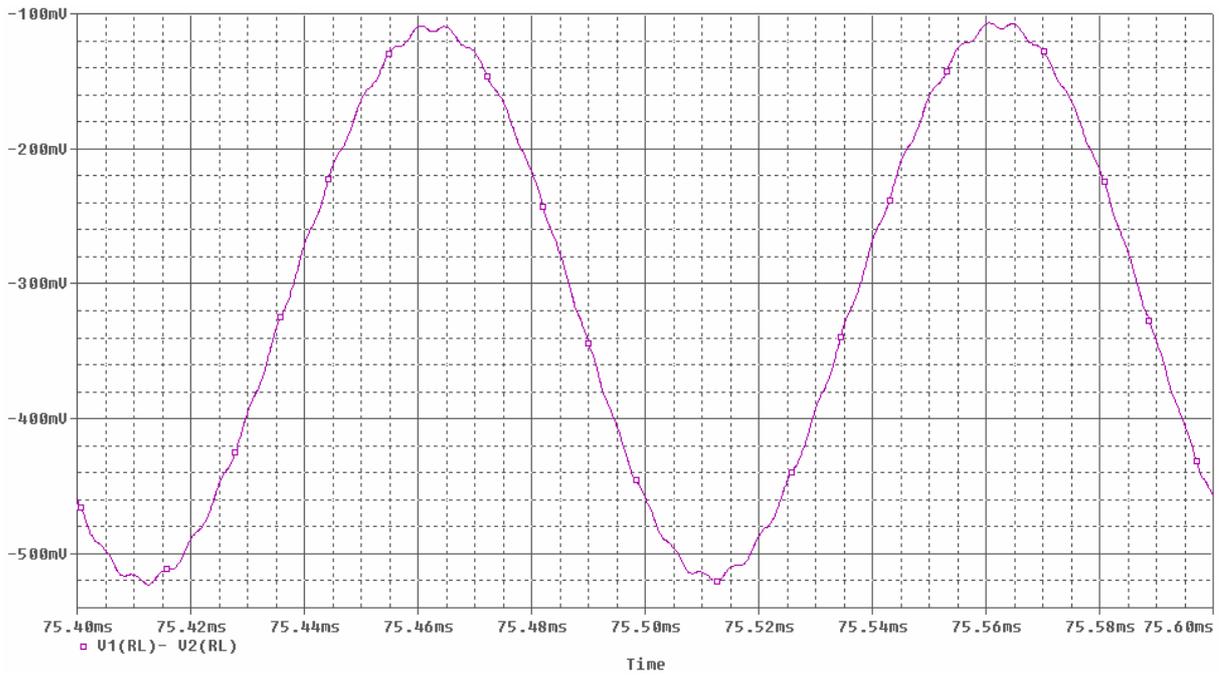


Figura 6.21 – Forma de onda da tensão na carga.

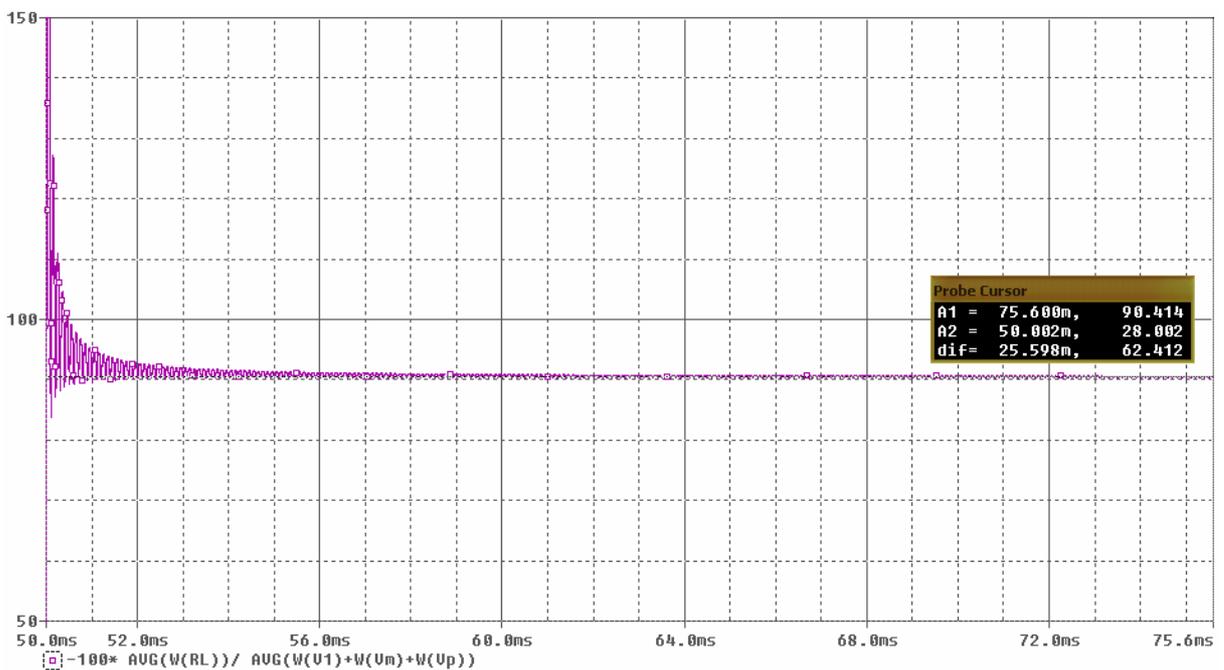


Figura 6.22 – Rendimento do amplificador.

A Figura 6.23 apresenta o layout da malha de controle do circuito, em conjunto com os resistores de polarização e o modulador PWM (Figura 6.16). Nela destaca-se uma região de contatos de substrato (anel de guarda), visando uma boa polarização do substrato.

Tabela 6.3 – Comparação com Outros Trabalhos

Proposto em:	V _{DD} [V]	Resistência de Carga [Ω]	Frequência da Portadora [kHz]	THD [%]	Efficiency [%]
[20]	2,5	600	40	2,2	-
[22]	1,3	600	40	3,3	-
Este trabalho	1,4	20	200	3,63	90,4%

Os transistores que possuem grandes dimensões foram implementados através de vários transistores menores ligados em paralelo. Os resistores implementados são do tipo Poço N.

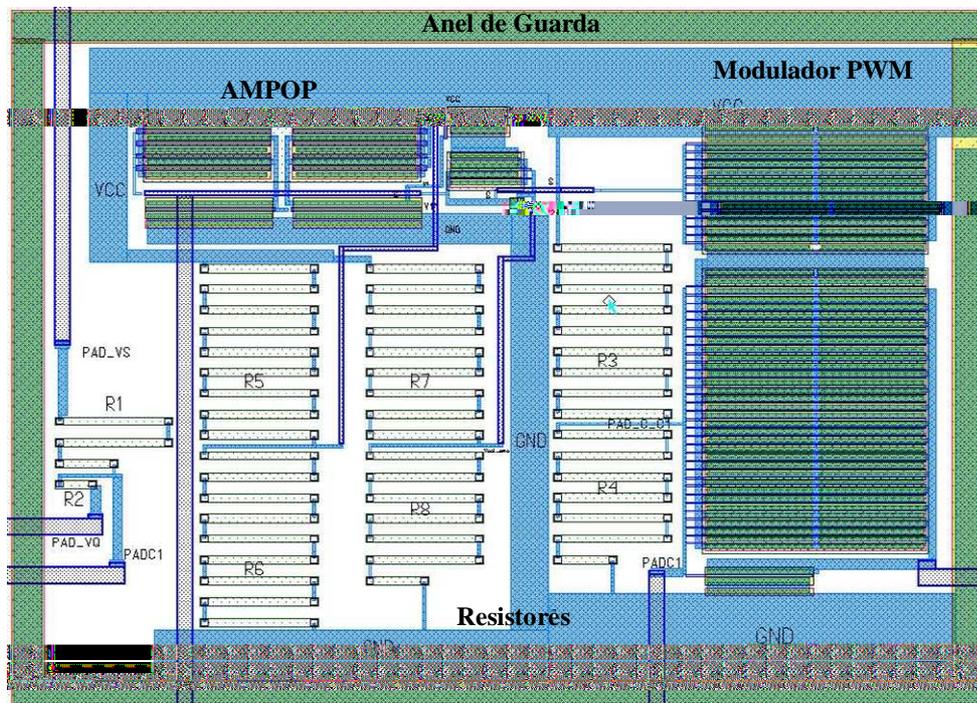
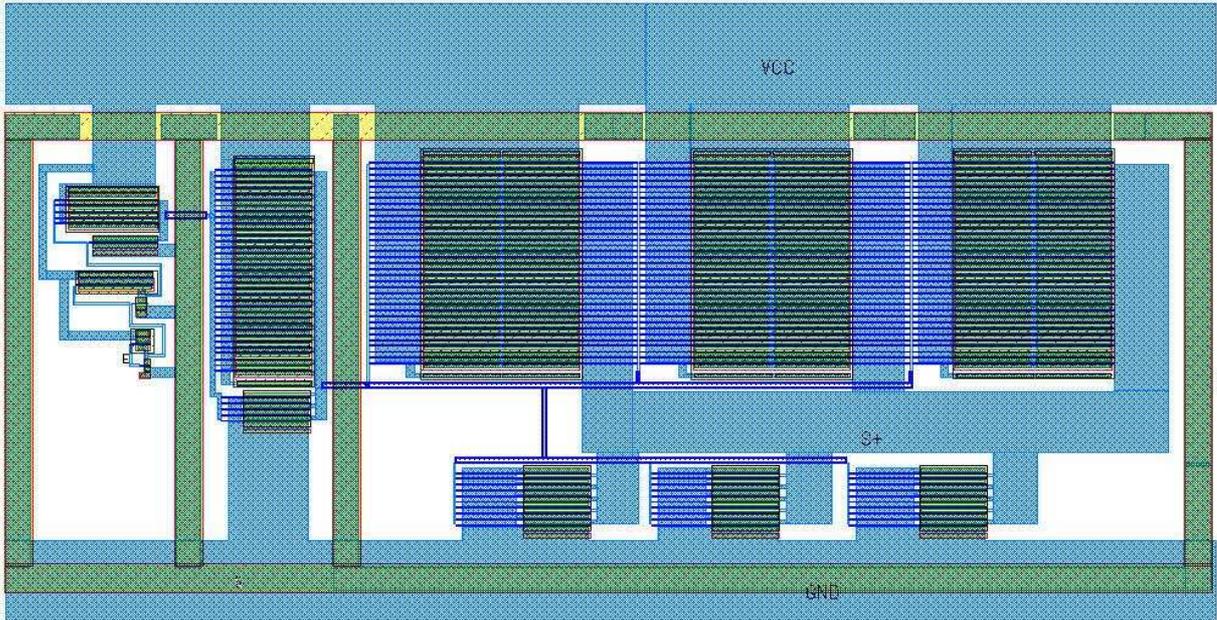
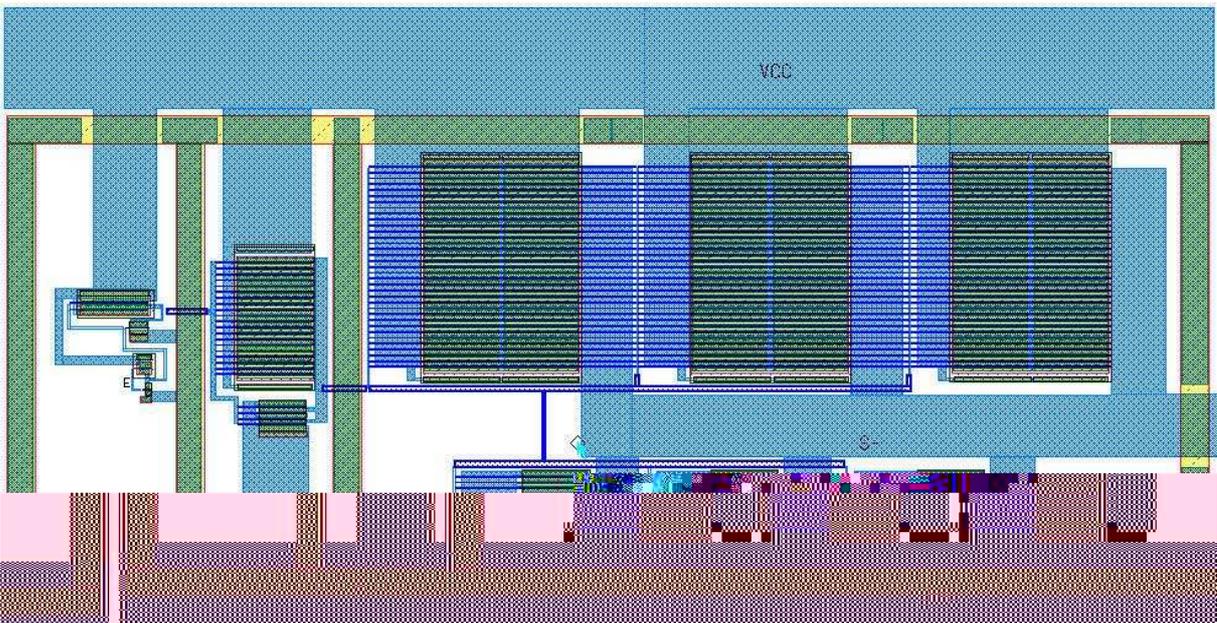


Figura 6.23 – Layout do circuito de controle, resistores de polarização e modulador PWM.

A Figura 6.24 apresenta o layout dos inversores de saída, cujo esquemático está ilustrado na Figura 6.20.



(a) Inversores que controlam a saída positiva.



(b) Inversores que controlam a saída negativa.

Figura 6.24 – Layout do circuito dos inversores de saída

A Figura 6.25 apresenta o layout do circuito final com os pads. O circuito completo, incluindo os pads de entrada/saída ocupa uma área de 1,5 mm x 1,5 mm.

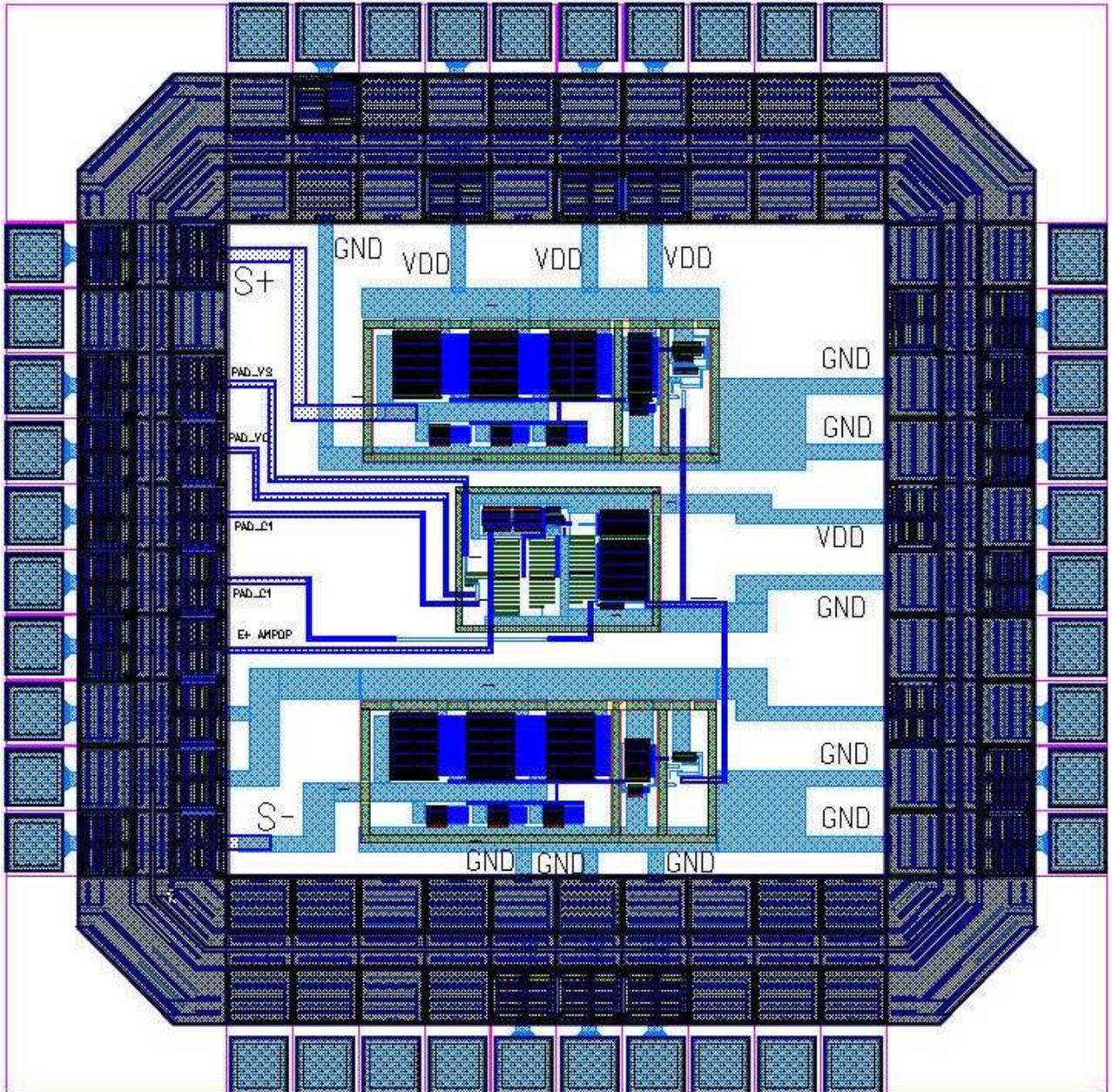


Figura 6.25 – Layout final do circuito com pads.

CAPÍTULO 7 – SUGESTÃO PARA TRABALHOS FUTUROS

Recentemente, a técnica de controle Bang-Bang, também conhecida na área de automação industrial como controle ligado/desligado tem sido explorada como alternativa às técnicas apresentadas no Capítulo 5 para geração dos pulsos de chaveamento do estágio de saída do classe D [31-33].

A representação em diagrama de blocos de um controlador Bang-Bang pode ser vista na Figura 7.1.

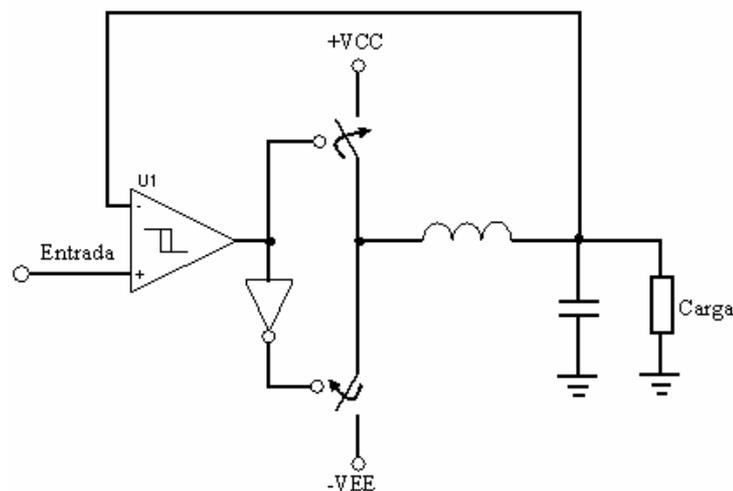


Figura 7.1 – Diagrama em blocos do classe D com controlador bang-bang.

Neste controlador, o sinal de entrada é comparado com o sinal de saída, gerando os pulsos de chaveamento para os transistores do estágio de saída. A histerese é utilizada a fim de evitar chaveamento espúrio da saída na presença de ruído. Como pode ser observado, nesta técnica não é necessária a geração externa da portadora, pois o elo de realimentação negativa faz com que a saída siga a entrada, resultando níveis de distorção harmônica semelhantes ao alcançado com a técnica de modulação sigma-delta.

O desafio para adaptar esta técnica para um circuito de baixa tensão de alimentação, como é o caso desta aplicação, está em se implementar um comparador com alta velocidade de operação, o que não foi conseguido no desenvolvimento deste trabalho. Sugere-se então o estudo de técnicas para implementação deste tipo de comparador.

CAPÍTULO 8 – CONCLUSÃO

Foi desenvolvido o projeto elétrico de um amplificador classe D utilizando tecnologia CMOS 0,35 μm da TSMC.

Para desenvolver o projeto do amplificador classe D foi necessário realizar um estudo sobre os problemas auditivos enfrentados por portadores de deficiência, visando conhecer a aplicação do aparelho que irá utilizar o amplificador desenvolvido neste trabalho.

A pesquisa permitiu o entendimento das especificações dos aparelhos de auxílio auditivo e auxiliou na especificação e projeto do circuito.

As simulações indicam um bom funcionamento do circuito. A difusão não foi possível, dentro do prazo de conclusão do trabalho. O grupo de microeletrônica da Universidade Federal de Itajubá, no momento que o projeto foi concluído, não dispunha de recursos para enviar o circuito para a fabricação.

Entretanto, as simulações realizadas e a verificação realizada no layout, garantindo a implementação idêntica aos circuitos esquemáticos simulados, indicam a grande possibilidade de sucesso dos testes que serão realizados após a fabricação do circuito.

Após os estudos e simulações realizadas, acredita-se que as principais contribuições deste trabalho são:

- Proposta de uma arquitetura modificada em relação aos trabalhos já publicados. Neste caso, foi sugerida uma alteração no circuito da malha de controle para estabilizar a polarização e conseqüentemente o ponto de transição do inversor-comparador do modulador PWM. A configuração proposta, diferente de outras soluções propostas em artigos, apresentou um baixo consumo e foi capaz de estabilizar o ponto de operação do inversor em uma ampla faixa de variação de temperatura e processo.

- Trazer para o Grupo de Microeletrônica da Universidade Federal de Itajubá, conhecimento sobre o projeto de amplificadores classe D, voltados para aplicações biomédicas, uma vez que este é o primeiro trabalho realizado pelo grupo no desenvolvimento do aparelho de auxílio auditivo, cuja proposição foi realizada no início deste trabalho.

- Demonstração da viabilidade de utilizar um processo de fabricação CMOS, voltado para aplicações digitais, no desenvolvimento de circuitos analógicos que atendam as necessidades da área de engenharia biomédica.

ANEXO A – ANÁLISE DO MISTURADOR DO MODULADOR PWM

Neste anexo a resposta em frequência do misturador do modulador PWM será deduzida. O circuito deste misturador é repetido na Figura A.1 para maior clareza.

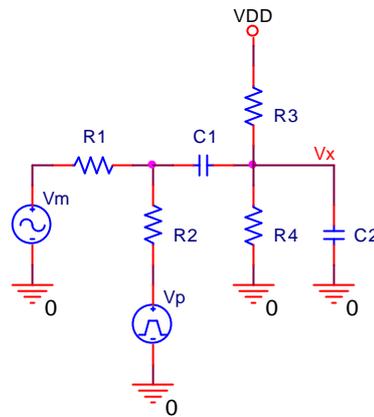


Figura A.1 – Circuito do Misturador.

Conforme já foi mencionado na Seção 6.5, as suas entradas são os sinais modulante V_m e a portadora V_p e no nó V_x , que correspondente à saída do misturador, deve sair o sinal modulante sobreposto à portadora, com um nível DC determinador pelo divisor resistivo R3-R4.

Analisando-se o circuito da Figura A.1, chega-se às seguintes funções de transferência em Laplace para as entradas V_m e V_p :

$$\frac{V_x(s)}{V_m(s)} = \frac{R_2 R_{34} C_1 s}{R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 s^2 + [R_{34} (R_1 + R_2) (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1] s + (R_1 + R_2)} \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{V_x(s)}{V_p(s)} = \frac{R_1 R_{34} C_1 s}{R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 s^2 + [R_{34} (R_1 + R_2) (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1] s + (R_1 + R_2)} \quad (\text{A.2})$$

Este misturador se comporta em relação às duas entradas como um filtro passa-faixa, cuja expressão genérica é dada por [30]:

$$G(s) = \frac{c \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} s + \omega_o^2} \quad (\text{A.3})$$

ω_o é a frequência de ressonância, frequência esta em que o ganho da função de transferência é máximo, c é uma constante e Q é o fator de qualidade, definido como:

$$Q = \frac{\omega_o}{BW} \quad (\text{A.4})$$

BW é a largura de banda do filtro, igual a $\omega_{cs} - \omega_{ci}$, onde ω_{ci} é a frequência de corte inferior e ω_{cs} é a frequência de corte superior.

Comparando as Equações A.1 ou A.2 com A.3 tem-se:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2}} \quad (\text{A.5})$$

$$Q = \frac{\sqrt{(R_1 + R_2) R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2}}{R_{34} (R_1 + R_2) (C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1} \quad (\text{A.6})$$

A função de transferência da Equação A.3, para excitações senoidais torna-se:

$$G(j\omega) = \frac{j\omega c}{(\omega_o^2 - \omega^2) + j \frac{\omega \omega_o}{Q}} \quad (\text{A.7})$$

Para $\omega = \omega_o$, o ganho máximo, pela Equação A.7 é:

$$A_{m\acute{a}x} = G(j\omega) |_{\omega=\omega_o} = \frac{cQ}{\omega_o} \quad (\text{A.8})$$

As frequências de corte são obtidas resolvendo a equação a seguir:

$$|G(j\omega)| = \frac{\sqrt{2}}{2} A_{m\acute{a}x} \quad (\text{A.9})$$

Desenvolvendo a express\~{a}o para o m\~{o}dulo da fun\~{c}o de transfer\~{e}ncia e substituindo o valor do ganho m\~{a}ximo na Equa\~{c}o A.9, chega-se a:

$$\frac{\omega c}{\sqrt{(\omega_o^2 - \omega^2)^2 + \frac{\omega_o^2 \omega^2}{Q^2}}} = \frac{\sqrt{2}Qc}{2\omega_o} \quad (\text{A.10})$$

Resolvendo a Equa\~{c}o A.10 para ω , chega-se \~{a} express\~{a}o das frequ\~{e}ncias de corte superior e inferior, dadas pelas Equa\~{c}o\~{e}s A.11 e A.12, respectivamente.

$$\omega_{cs} = \frac{\omega_o}{2Q} \left(\sqrt{1 + 4Q^2} + 1 \right) \quad (\text{A.11})$$

$$\omega_{ci} = \frac{\omega_o}{2Q} \left(\sqrt{1 + 4Q^2} - 1 \right) \quad (\text{A.12})$$

Substituindo (A.5) e (A.6) em (A.11) e (A.12), tem-se as express\~{o}es para as frequ\~{e}ncias de corte em fun\~{c}o dos componentes utilizados no circuito do misturador, conforme as Equa\~{c}o\~{e}s A.13 e A.14.

$$\omega_{cs} = \frac{\sqrt{[R_{34}(R_1 + R_2)(C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1]^2 + 4(R_1 + R_2)R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 + R_{34}(R_1 + R_2)(C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1}}{2R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2} \quad (\text{A.13})$$

$$\omega_{ci} = \frac{\sqrt{[R_{34}(R_1 + R_2)(C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1]^2 + 4(R_1 + R_2)R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2 - R_{34}(R_1 + R_2)(C_1 + C_2) + R_1 R_2 C_1}}{2R_1 R_2 R_{34} C_1 C_2} \quad (\text{A.14})$$

BIBLIOGRAFIA

- [1] ALMEIDA, Kátia e IORIO, Maria Cecília Martinelli. **Próteses Auditivas – Fundamentos Teóricos e Aplicações Clínicas**. Local: Ed. Lovise, 2ª Edição Revisada e Ampliada, 2003.
- [2] GUYTON, Arthur C. **Textbook of Medical Physiology**. 8. ed. United States of America: Harcourt Brace, 1991.
- [3] SEDRA, Adel S., SMITH, Kenneth C. **Microeletrônica**. 4. ed. São Paulo: Makron Books, 2000.
- [4] MALVINO, Albert P. **Eletrônica**, Vol. 1. 2.ed. São Paulo: McGraw-Hill, 1987.
- [5] CALLIAS, François, SALCHLI, François H. e GIRARD, Dominique. **A Set of Four IC's in CMOS Technology for a Programmable Hearing Aid**. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 24, Nº 2, April 1989, pp. 301-312.
- [6] AGNEW, Jeremy. **The Causes and Effects of Distortion and Internal Noise in Hearing Aids**. Trends in Amplification, Vol. 3, Nº 3, 1998, pp. 82-118.
- [7] DAPKUS, Don. **Class-D Audio Power Amplifiers: An Overview**, Texas Instruments, Dallas, 2000, pp. 400-401.
- [8] AGNEW, Jeremy e VALENTE, Lisa Gullede Potts Michael. **Sound Quality Judgements in Class A and Class D Hearing Aids**, American Journal of Audiology, Vol. 6, Nº 2, pp. 33-44.
- [9] LI, Huiyun, GWEE, Bah Hwee e CHANG, Joseph S. **A Digital Class D Amplifier Design embodying a novel Sampling Process and Pulse Generator**, School of Electrical and Electronic Engineering, Nanyang Technological University, Singapore, 2001, pp. 826-829.

- [10] TAN, M. T. et al. **Novel self-error-correction pulse width modulator for a class D hearing instrument amplifier**, IEE Proceedings on Circuits Devices Systems, Vol. 148, N° 5, October 2001, pp. 261-266.
- [11] GWEE, Bah Hwee, CHANG, Joseph S. e LI, Huiyun. **A Micropower Low-Distortion Digital Pulsewidth Modulator for a Digital Class D Amplifier**, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 49, N° 4, April 2002, pp. 245-256.
- [12] CHANG, Joseph S. et al. **A Novel Low-Power Low-Voltage Class D Amplifier with Feedback for Improving THD, Power Efficiency and Gain Linearity**, IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2001, Sydney, Vol. 1, pp. 635-638.
- [13] BLOECHL, Mark, BATAINEH, Mohannad e HARREL, Dale. **Class D Switching Power Amplifiers: Theory, Design, and Performance**, IEEE Proceedings, SoutheastCon, 2004, pp. 123-146.
- [14] SAMPEI, Tohru et al. **Highest Efficiency and Super Quality Audio Power Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation**, IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-24, N° 3, August 1978.
- [15] BORTONI, Rosalfonso. **Amplificadores de Potência**.
- [16] TAN, Meng Tong et al. **An Investigation Into the Parameters Affecting Total Harmonic Distortion in Low-Voltage Low-Power Class-D Amplifiers**, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 50, N° 10, October 2003, pp. 1304 – 1315.
- [17] MELLOR, P. H., LEIGH, S. P. e CHEETHAM, B. M. G. **Improved Sampling Process for a Digital, Pulse-Width-Modulated, Class D Power Amplifier**.
- [18] GOMES, Alcides Tadeu. **Telecomunicações: Transmissão e Recepção. AM-FM-Sistemas Pulsados**. São Paulo: Érica, 1985.

- [19] KREIDER, Donald et al. **Introdução à Análise Linear: Problemas de Valores de Contorno**. Vol. 3, Rio de Janeiro: Livro Técnico S/A, 1972.
- [20] Meng Tong Tan, Joseph S. Chang and Yit Chow Tong. **A Process and Temperature Independent Inverter-Comparator for Pulse Width Modulation Applications**. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 2001, pp. 97-110.
- [21] Meng Tong Tan, Joseph S. Chang and Yit Chow Tong. **A novel self-error correction pulse width modulator for a class D amplifier for hearing instruments**. IEEE International Symposium on Circuits & Systems, Florida, USA, pp. 261-264, June 1998.
- [22] Meng Tong Tan, Joseph S. Chang and Yit Chow Tong. **A novel self-tuning pulse width modulator based on master-slave architecture for a Class D Amplifier**. Proc. IEEE International Symposium on Circuit & Systems, Florida, USA, pp. 164-167, June 1999.
- [23] Jeremy Agnew. **Simulating audio transducers with SPICE**. Electronics Design, pp. 45-49, Nov. 7, 1991.
- [24] Jeremy Agnew. **Computer models of hearing aid transducers for integrated circuits design**. J. Acoust. Soc. America 91(3), pp. 1745-1753, March 1992.
- [25] Home-page da divisão Knowles Electronics do Grupo Knowles, multinacional do ramo de próteses auditivas: <http://www.knowlselectronics.com>. Acesso em 14/02/2007.
- [26] HEDENSTIERNA, Nils e JEPPSON, Kjell O. **CMOS Circuit Speed and Buffer Optimization**. IEEE Transactions on Computer Aided Design, Vol. CAD-6, Nº 2. March 1987.
- [27] LIN, Hung Chang e LINHOLM, Loren W. **An Optimized Output Stage for MOS Integrated Circuits**. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-10, Nº 2, April 1975.
- [28] VEMURU, Srinivasa R. e THORBJORNSEN, Arthur R. **Variable-Taper CMOS Buffer**. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 26, Nº 9, September 1991.

- [29] SHOJI, M. **CMOS Digital Circuit Technology**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1987, pp. 366-369.
- [30] FILHO, Sidnei Noceti. **Filtros Seletores de Sinais**. Florianópolis: Editora da UFSC, 1998.
- [31] GE, Tong et al. **A Low Power Low Voltage Class D Amp Based on Sigma Delta and Bang Bang Control**. IEEE International Workshop on Biomedical Circuits & Systems, 2004, pp. 13-16.
- [32] GE, Tong, TANG, Meng Tong e CHANG, Joseph S. **Design and Analysis of a Micropower Low-Voltage Bang-Bang Control Class D Amplifier**. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005, pp. 224-227.
- [33] KAO, C. H., LIN, W. P. e CHEN, W. C. **High efficiency and low distortion switching power amplifier for hearing aids**. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005, pp. 224-227.

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)