

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Interface do Amplificador Classe D com Alto-falante: Estudo
e modelagem. Forma de interação destas unidades para
integração em caixas ativas**

Cláudio Alexandre Pinto Tavares

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Pedro Francisco Donoso Garcia, Dr.

Belo Horizonte, 09 de fevereiro de 2010

"Interface do Amplificador Classe D com Alto-falante:
estudo e modelagem. Forma de interação destas
unidades para integração em caixas acústicas"

Cláudio Alexandre Pinto Tavares

Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada
pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos
necessários à obtenção do grau de *Mestre em Engenharia Elétrica*.

Aprovada em 09 de Fevereiro de 2010.

Por:



Pedro Francisco Donoso Garcia - Dr.
Prof. DELT/UFMG - Orientador



Lenin Martins Ferreira Moraes - Dr.
Prof. DELT/UFMG



Marcos Antônio Severo Mendes - Dr.
Prof. DELT/UFMG

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Luciana, pelo amor incondicional, companheirismo e paciência infundável.

Ao meu filho ou filha, que esta por chegar. Abençoado seja.

Aos meus pais pela vida e pela determinação,

Ao amigo e professor Elice pelo exemplo,

Ao Pedro Donoso, por ser professor no mais correto e profundo sentido desta profissão

A Deus ofereço minha fé

Aos livros e discos, companheiros inseparáveis...

RESUMO

A maioria dos equipamentos de sonorização existentes atualmente tem por base os amplificadores lineares transistorizados (classes A, B e AB), uma tecnologia estabelecida que, entretanto, possui como desvantagens características a baixa eficiência na conversão da potência, tamanho físico e custos elevados.

Os atuais amplificadores chaveados ou classe D, que permitem o aumento da densidade de potência e eficiência, sem necessidade de volumosos dissipadores de calor e com sensível redução do custo aproximam-se em qualidade sonora dos amplificadores lineares e os superam em termos de eficiência energética.

Os amplificadores classe D são ainda pouco aproveitados no campo das médias potências (tipicamente 25W a 250W). Nestes níveis podemos empregar o conceito de alto-falante ativo, cujo amplificador de potência é colocado dentro da caixa acústica. Especificamente, o uso em sistemas multicanais para *Home Theater*, som automotivo de alta qualidade, aplicações para sonorização de ambientes como estúdios (monitores de referência), ou pequenos auditórios e salas de aula, onde fatores como eficiência energética, redução do volume, peso e custos se tornam prioridade, sem prejuízo da qualidade sonora.

Por outro lado, o desenvolvimento dos alto-falantes para reprodução de áudio, permanece condicionado a pequenas melhorias nos conceitos elementares desenvolvidos no começo do século passado.

O filtro passa-baixas tipicamente LC, utilizado na saída dos amplificadores para eliminar a onda portadora do sinal de áudio, que é geralmente um sinal PWM (Modulação por Largura de Pulso), compromete diretamente o tamanho do amplificador, o seu custo e sua qualidade sonora.

Este trabalho tem o objetivo específico de estudar a interface amplificador/alto-falante, para verificar em que condições é possível a retirada do filtro LC nesta escala de potências.

É descrito o princípio de funcionamento do amplificador classe D, em seguida modelamos o alto falante como uma carga complexa para este amplificador. Realizamos testes com uma topologia comercial, através da construção de um protótipo de amplificador e a utilização de diversos alto falantes comerciais para o estudo da interface alto falante/amplificador. São comparados os resultados teóricos e práticos para a conexão do amplificador ao alto-falante com o filtro LC e sem este, para os diversos alto falantes com características distintas

ABSTRACT

Most of the sound equipments existent today has for base the transistorized linear amplifiers (class A, B and AB), an established technology that, however, it possesses as characteristic disadvantages the low efficiency in the conversion of the energy, physical size and high costs.

The switched amplifiers or class D, that allow the increase of the power density, with great increase in the efficiency, without need of heat transfers and with sensitive reduction of the cost. They approach in sound quality of the linear amplifiers and they overcome them in terms of energy efficiency.

The class D amplifiers are still little taken advantage of in the field of the averages power (typically 25W to 250W). In these levels we can use the concept of active loudspeaker, whose power amplifier is placed inside of the acoustic box. Specifically, the use in multichannel systems for Home Theater, car sound, applications for Public Address, in studios (reference monitors), or small auditoriums and class rooms, where you factor as energy efficiency, reduction of the volume, weight and costs become priority, without damage of the sound quality.

On the other hand, the development of the loudspeakers for audio reproduction, stays conditioned to small improvements in the elementary concepts developed at the beginning of last century.

The low-pass filter, typically LC, used in the amplifiers to eliminate the carrier of the audio signal, that is usually a PWM (Pulse Width Modulation), it commits the size of the amplifier, your cost and your sound quality directly.

This work presents a study of the interface amplifier/loudspeaker, to verify in that conditions are possible the retreat of the filter LC in this scale of power.

The operation of the amplifier class D is described, after that we modeled the speaker as a complex load for this amplifier. We accomplished tests with a commercial topology, through the construction of an amplifier prototype and the high several commercial loudspeakers' use for the study of the interface amplifier/loudspeaker. Being compared the theoretical and practical results for the connection of the amplifier to the loudspeaker with the filter LC and without this, for the several loudspeakers with different characteristics.

Sumário

Resumo.....	ii
Abstract.....	iii
Lista de Figuras.....	vii
Lista de Tabelas.....	x
Lista de símbolos.....	xi
1. Introdução.....	1
1.1 - Apresentação e contexto.....	1
1.2 - Motivação: Objetivo Específico.....	4
1.3 - Metodologia: Objetivos Gerais.....	6
<i>i</i> - Caracterização do amplificador classe D, baseado na descrição de um amplificador comercial para estudos e experiências.....	6
<i>ii</i> - Estudo do alto falante (carga ativa).....	6
<i>iii</i> – Simulações e testes.....	7
<i>iv</i> - Conclusão final e Proposta de continuidade.....	7
2. O Amplificador Classe D.....	8
2.1 - Introdução.....	8
2.2 - O amplificador Classe D básico.....	10
2.2.1- Tipos de modulação.....	10
2.2.1.1 - PWM.....	10
2.2.1.2 - Sigma Delta.....	12
2.2.2 - Etapa de Saída.....	14
2.2.3 - Filtro Passa Baixas.....	18
2.3 - Módulo de desenvolvimento classe D com potência escalonada.....	19
2.3.1 – Modulo de desenvolvimento.....	20

2.3.2 – Driver.....	21
2.3.3 – MOSFETs.....	23
2.3.4 – Filtro.....	25
2.4 - conclusão.....	26
3. Transdutor Eletro – Acústico: Alto-falante.....	27
3.1 - Introdução.....	27
3.2 - Princípio de funcionamento do alto-falante.....	28
3.3 - Caixas acústicas.....	30
3.3.1 - Baffles.....	30
3.3.2 - Gabinete de fundo aberto.....	31
3.3.3 - Gabinete fechado.....	31
3.3.4 - Caixa ventilada.....	31
3.3.5 - Labirinto acústico.....	32
3.4 - Método de Thiele-Small.....	32
3.4.1 - Analogias Eletromecânicas.....	34
3.4.2 - Baffle Infinito.....	39
3.4.3 - Fator de Qualidade.....	45
3.4.4 – Não Linearidades do Alto-falante.....	47
3.5 - Conclusão.....	50
4.Simulações e testes.....	51
4.1 – Introdução.....	51
4.2 – Parâmetros Determinados.....	52
4.2.1 - Potência RMS.....	52
4.2.2 - BW – Resposta em frequência.....	53
4.2.3 – Rendimento.....	53
4.2.4 – Sensibilidade.....	53
4.3 – Especificações da Plataforma de Ensaios.....	54
4.3.1 – Dados do amplificador.....	54
4.3.2 – Baffle.....	54
4.3.3 – Equipamentos utilizados nos ensaios.....	56

4.3.4 – Fonte de alimentação.....	57
4.3.5 – Medição da temperatura.....	58
4.3.6 – Filtro para medição.....	61
4.4 – Simulações.....	62
4.4.1 – Simulação do alto-falante 10CV4.....	64
4.4.2 – Simulação do alto-falante 10PW3.....	65
4.5 – Parâmetros.....	66
4.5.1 – Resposta em frequência.....	66
4.5.2 - Corrente Quiescente.....	67
4.5.3 – Verificação do Chaveamento PWM.....	67
4.6 – Ensaio de rendimento.....	68
4.6.1 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga resistiva 4 Ω com filtro LC	69
4.6.2 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga resistiva 4 Ω sem filtro LC	71
4.6.3 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga resistiva 8 Ω com filtro LC	73
4.6.4 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga resistiva 8 Ω sem filtro LC	75
4.6.5 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga alto-falante 10CV4 com filtro LC.....	77
4.6.6 - Ensaio de Rendimento vs Potência para carga alto-falante 10CV4 sem filtro LC.....	78
4.7 – Análise da potência no amplificador na frequência de chaveamento.....	81
4.8 – Conclusão.....	82
5, Conclusão final e Proposta de continuidade.....	83
5.1 – Conclusão final.....	83
5.2 – Proposta de continuidade.....	85
Referências Bibliográficas.....	86
Anexo 1.....	89
Anexo 2.....	90

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Anúncio do amplificador Sinclair X10 [1].....	2
Figura 1.2 – Gráfico do rendimento típico de amplificadores Classe A, B e D[4].....	3
Figura 2.1 – Amplificador classe AB bi-amplificado (60+70Watts).....	9
Figura 2.2 – Amplificador classe D bi-amplificado (250+250Watts).....	9
Figura 2.3 - Amplificador PWM Básico.....	10
Figura 2.4 - Formas de onda típicas do PWM: na saída do comparador(A) e na entrada do filtro (B).....	11
Figura 2.5 - Diagrama de blocos do modulador delta analógico.....	12
Figura 2.6 - Diagrama de blocos do modulador sigma delta analógico.....	13
Figura 2.7 – Formas de onda presentes no modulador sigma delta analógico.....	13
Figura 2.8 – Modulador sigma delta utilizado em um amplificador classe D.....	14
Figura 2.9 - Comparação entre conversor Buck e amplificador Classe D.....	15
Figura 2.10 - Filtro Passa Baixas 2º Ordem.....	18
Figura 2.11 - Amplificador digilite 6.4 (Empresa HotSound).....	20
Figura 2.12 – Funções Principais: amplificador de erro, comparador PWM, gate driver e circuitos de proteção [6].....	22
Figura 2.13 – Programação do Tempo Morto.....	23
Figura 2.14 – Esquema simplificado de um canal do módulo amplificador.....	24
Figura 2.15 – Filtro de saída do módulo amplificador.....	25
Figura 3.1 – Componentes de um Alto-falante.....	29
Figura 3.2 – Curvas de impedância e fase típicas de um alto-falante montado no Baffle infinito (exemplo).....	29
Figura 3.3 – Plano de irradiação do alto-falante ao ar livre (corte).....	30
Figura 3.4 – Baffle.....	30
Figura 3.5 – Gabinete aberto.....	31
Figura 3.6 – Gabinete fechado.....	31
Figura 3.7 – Gabinete ventilado.....	32
Figura 3.8 – Labirinto acústico.....	32

Figura 3.9 – Analogia entre massa (M) e indutância (L).....	35
Figura 3.10 – Força X Deslocamento.....	35
Figura 3.11 – Analogia entre Compliância mecânica (C_M) e capacitância (C).....	36
Figura 3.12 – Transformador acoplando lado acústico ao mecânico.....	38
Figura 3.13 – Circuito equivalente ao modelo eletro-mecano-acústico do alto-falante.....	39
Figura 3.14 - Circuito equivalente ao modelo eletro-mecânico do alto-falante.....	40
Figura 3.15 - Circuito equivalente ao modelo do alto-falante em Baffle Infinito.....	44
Figura 3.16 - Circuito equivalente na primeira ressonância.....	45
Figura 3.17 – Impedância elétrica (RE) refletida no lado mecânico.....	46
Figura 3.18 – Modelo completo do alto-falante em baffle infinito.....	49
Figura 4.1 – Curvas de impedância e fase típicas de um alto-falante montado no Baffle infinito (exemplo).....	52
Figura 4.2 - Confecção do Baffle.....	55
Figura 4.3 – setup de testes.....	57
Figura 4.4 – Esquema da fonte utilizada nos testes.....	58
Figura 4.5 – Tipos de alto-falantes: aberto (a) fechado (b).....	58
Figura 4.6 – Posição de inserção dos termopares: aberto (a) fechado (b).....	59
Figura 4.7 – (a) inserção do termopar na câmara (b) inserção do termopar no conjunto magnético (c) conjunto montado para a medição de temperatura.....	60
Figura 4.8 – Circuito do filtro para medição.....	61
Figura 4.9 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do filtro de testes.....	62
Figura 4.10 – Circuito equivalente ao alto-falante 10CV4.....	64
Figura 4.11 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do alto-falante 10CV4.....	64
Figura 4.12 – Circuito equivalente ao alto-falante 10CV4.....	65
Figura 4.13 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do alto-falante 10PW3.....	66
Figura 4.14 – Resposta em frequência do Amplificador.....	66
Figura 4.15 - PWM antes do filtro, amplificador conectado à carga resistiva.....	67
Figura 4.16 - Forma de onda de tensão (50V/div) amostras do pwm oscilando a 1kHz ...	68
Figura 4.17 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω com filtro LC.....	69
Figura 4.18 – Curva Rendimento vs.Potência para o ensaio de 4Ω resistivo com filtroLC	70
Figura 4.19 – Dados de rendimento fornecidos pelo fabricante [13,14].....	70
Figura 4.20 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω, sem filtro LC.....	71

Figura 4.21 – Curva Rendimento Potência para o ensaio de 4Ω resistivo sem filtro LC....	72
Figura 4.22 – Comparação Rendimento vs. Potência para o ensaio de 4Ω resistivo com e sem o filtro LC.....	72
Figura 4.23 – Dados do ensaio para carga resistiva 8Ω, com filtro LC.....	73
Figura 4.24 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio de 8Ω resistivo com filtro LC	74
Figura 4.25 – Dados do ensaio para carga resistiva 8Ω, sem filtro LC.....	75
Figura 4.26 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio de 8Ω resistivo sem filtro LC	76
Figura 4.27 – Comparação Rendimento X Potência para o ensaio de 8Ω resistivo com e sem o filtro LC.....	76
Figura 4.28 – Dados do ensaio para carga alto-falante 10CV4 com filtro LC (a-h).....	77
Figura 4.29 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio com o alto falante 10CV4 com o filtro LC.....	78
Figura 4.30 – Dados do ensaio com saída de 20W para carga alto-falante 10CV4 sem filtro LC.....	78
Figura 4.31 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio alto-falante 10CV4 sem filtro LC.....	80
Figura 4.32 – Comparação Rendimento vs. Potência para o ensaio alto-falante 10CV4 com e sem o filtro LC.....	80
Figura 4.33 – Etapa de filtragem do amplificador conectada ao alto-falante 10CV4.....	81
Figura 4.34 – Análise da potência fornecida pelo amplificador de 20Hz a 600kHz com o filtro de saída.....	81
Figura 4.35 – Análise da potência fornecida pelo amplificador de 20Hz a 600kHz sem o filtro de saída.....	82

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Resistores recomendados para programação do Tempo Morto.....	22
Tabela 2.2 – MOSFETs para áudio digital.....	23
Tabela 2.3 – Relaciona potência, tensão de alimentação e carga com os MOSFETs para áudio digital.....	24
Tabela 4.1 – Corrente quiescente do amplificador.....	67
Tabela 4.2 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω com filtro LC.....	69
Tabela 4.3 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω sem filtro LC.....	71
Tabela 4.4 – Dados do ensaio para carga resistiva 8Ω com filtro LC.....	73
Tabela 4.5 – Dados do ensaio para carga resistiva 8Ω sem filtro LC.....	75
Tabela 4.6 – Dados do ensaio para alto-falante 10CV4 com filtro LC.....	77
Tabela 4.7 – Dados do ensaio para alto-falante 10CV4 sem filtro LC.....	79

Lista de Simbolos

A.F	- Alto-falante
BV_{DSS}	- Máxima tensão Dreno-Fonte
β	- Densidade de fluxo na bobina do alto-falante
βL	- Fator de força
C_M	- Compliância mecânica
C_{ms}	- Compliância mecânica do speaker
C_{oss}	- Capacitância de saída do MOSFET
ct	- Coeficiente de temperatura do fio
E_g	- Força eletromotriz que representa o amplificador
E_{rm}	- Constante adimensional
E_{sw}	- Energia de chaveamento
E_{xm}	- Constante adimensional
f_{sw}	- Frequência de chaveamento
η	- Rendimento
$\eta\%$	- Rendimento percentual
$I_{(D\ RMS)}$	-Máxima corrente de Dreno
I_{LPP}	- Ripple de corrente devido à saturação do núcleo do indutor
$I_{(s)}$	- Corrente elétrica
K	- Fator devido á temperatura da junção do MOSFET
K_{rm}	- Constante expressa em ohm
K_{xm}	- Constante expressa em Henrys
L	- Comprimento da bobina dentro do campo magnético
L_{ed}	- Comportamento não linear da indutância da bobina
γ	- Comprimento de onda
M_{ms}	- Massa mecânica do speaker
$P_{chaveamento}$	- Perdas por chaveamento
$P_{condução}$	- Perdas por condução
P_{gate}	- Perdas no gate

Q_g	- carga do gate
Q_{rr}	- Carga de recuperação reversa do diodo intrínseco
Q_{TS}	- Fator de qualidade total do alto-falante
$R_{DS(on)}$	- Resistência entre dreno e fonte
R_E	- Resistência DC da bobina
R_e	- Resistência total da bobina (parte real + reativa)
R_{ed}	- Resistência da bobina que depende da frequência (reativa)
R_g	- Resistência interna do amplificador
R_m	- Resistência mecânica
R_{ms}	- Resistência mecânica do speaker
R_p	- Resistência equivalente paralela
S_d	- Área do diafragma do alto-falante
$S_d:1$	- Transformador que acopla o lado acústico ao lado mecânico
T_A	- Temperatura ambiente
T_B	- Temperatura da bobina
t_r e t_f	- Tempos de subida e de queda do MOSFET
$U_{(s)}$	- Pressão sonora
V_{bus}	- Tensão do barramento de alimentação do amplificador
V_{driver}	- Tensão no driver de gate
$V_{(s)}$	- Velocidade
X_c	- Reatância capacitiva
X_L	- Reatância indutiva
X_p	- Reatância equivalente paralela
Z_A	- Impedância acústica
$Z_{EM(s)}$	- Impedância elétrica que veio do lado mecânico
Z_m	- Impedância mecânica
$Z_{vc(s)}$	- Impedância da bobina vista pelo amplificador

CAPITULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – APRESENTAÇÃO E CONTEXTO

Os equipamentos de áudio destinados aos consumidores residenciais devem apresentar como característica básica a fidelidade na reprodução sonora para qualquer tipo de programa. Hoje, sistemas de áudio que pretendem envolver o ouvinte ou o espectador, com o efeito psicológico de transportá-lo para o ambiente onde a gravação foi realizada, estão presentes nos equipamentos de áudio destinados a uso residencial, em ambientes de espetáculos ou em veículos automotivos. Estes equipamentos utilizam 5, 6, 7 ou mais canais de áudio, consequentemente com um número semelhante de amplificadores e de caixas acústicas. Estes equipamentos devem ser capazes de reprodução do som de mídias, tanto para filmes quanto para música com o maior realismo possível.

A maioria dos equipamentos de sonorização existentes à venda no mercado atual tem por base os amplificadores lineares transistorizados, desenvolvidos a partir de meados do século passado, contrastando com o surpreendente desenvolvimento, nas últimas décadas, das fontes de sinal, tais como o CD, DVD e SACD (super áudio CD) e recentemente o Blu-Ray. O desempenho dos amplificadores lineares atingiu a mais alta qualidade há apenas algumas poucas gerações de equipamentos, porém as desvantagens características desse tipo de amplificador, como a baixa eficiência na conversão da potência, tamanho físico e custos elevados, permanecem inalteradas.

As melhorias nos amplificadores de áudio, por muito tempo estiveram focadas em amplificadores lineares, mas utilizando os mesmos estágios de potência baseados em transistores, da metade do último século (classes A, B, AB), estas melhorias ocorreram principalmente a partir da integração de dispositivos eletrônicos.

Capítulo 1 – Introdução

O conceito de amplificadores chaveados surgiu na década dos anos sessenta. A primeira unidade comercial deste tipo de amplificador foi produzida em dezembro de 1964 denominada de “Sinclair X10” e consistia em uma unidade do tipo “faça você mesmo”, fabricada pela Sinclair Radionics de Cambridge. Este amplificador produzia apenas 2,5Watts e era instável, devido às inconsistências e as limitações dos transistores de Germânio, disponíveis naquela época. Este amplificador não teve grande influência sobre o mercado tecnológico de amplificadores. A Figura 1.1 mostra o anuncio deste amplificador [1].

Figura 1.1 – Anúncio do amplificador Sinclair X10 [1]

Algumas possibilidades foram exploradas durante os anos 70 e a partir da década de 1980, com o desenvolvimento dos FETs e MOSFETs com tempo de chaveamento rápido, é que os amplificadores Classe D, se tornaram novamente uma proposição prática. [2]

Com a tecnologia atual de componentes eletrônicos e transistores, utilizados na implementação de amplificadores chaveados, onde esta incluída a Classe D, cujo princípio de operação é semelhante a um inversor síncrono tipo Buck com modulação PWM [5], os sistemas de áudio se beneficiaram significativamente. Com isto, os amplificadores tiveram aumento da densidade de potência, com grande aumento na eficiência, sem necessidade de volumosos dissipadores de calor e com sensível redução do custo. Estes amplificadores

Capítulo 1 – Introdução

aproximam-se em qualidade sonora dos amplificadores lineares e os superam em termos de eficiência energética, pois os amplificadores chaveados têm eficiência superior a 90% enquanto os lineares por volta dos 70% [4], conforme mostra a figura 1.2.

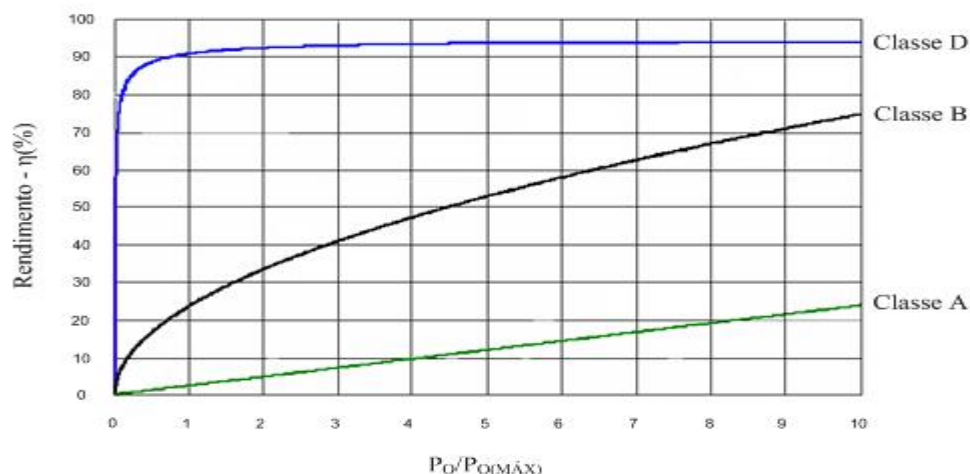


Figura 1.2 – Gráfico do rendimento típico de amplificadores Classe A, B e D[4]

Por outro lado, o desenvolvimento dos alto-falantes para reprodução de áudio, permanece condicionado a pequenas melhorias nos conceitos elementares, lembrando que estes alto-falantes eletrodinâmicos foram desenvolvidos no começo do século passado. Existem outros tipos de transdutores eletroacústicos presentes no mercado, especialmente os eletrostáticos, que são uma versão dual aos altofalantes eletrodinâmicos. Estes dispositivos eletrostáticos possuem uma forte posição no mercado de alta fidelidade residencial [3,6].

Já é uma realidade, no seguimento de áudio residencial a mudança de 2 canais da reprodução em estéreo, que caracterizou o mercado até a década dos anos noventa, para os sistemas multicanais com 6, 7 e até mesmo 9 canais. A necessidade de mais canais de áudio favorece a comercialização dos sistemas de alto falantes ativos. Em um sistema deste tipo, o amplificador de potência é colocado dentro da caixa acústica, associado a filtros ativos reduzindo o espaço necessário, adequando-o assim às necessidades do consumidor.

Alto-falantes ativos (com amplificador dedicado) associados à *crossovers* ativos apresentam vantagens quando comparados com os amplificadores separados dos alto-falantes (sistemas convencionais). Estas vantagens podem ser listadas:

- a) O *crossover* pode ser implementado eletronicamente, atuando somente em níveis de sinal. Esta característica aumenta a liberdade de alcançar as funções de aproximação dos filtros e equalização;

Capítulo 1 – Introdução

- b) O fator de amortecimento (damping) deixa de existir, pois não há cabo de alimentação das caixas de som ou dos alto-falantes, conseqüentemente eliminando também as perdas de nível de sinal no cabo;
- c) Os amplificadores que alimentam estes alto-falantes podem ser de menor tamanho e de menor potência (pela eliminação do fator de damping ou perdas no cabo);
- d) Possibilidade de melhor distribuição dos amplificadores/alto-falantes pelo ambiente, devido ao menor tamanho e peso, permitindo a integração correta com a acústica do espaço físico;
- e) A eliminação do cabeamento entre a fonte de sinal e o amplificador, possibilitando o envio do sinal a estes por meio de dispositivos Wireless.

Pode-se utilizar este tipo de sistema em som automotivo, reduzindo o tamanho, o peso, o cabeamento e aumentando-se desta forma a eficiência do sistema de sonorização. Com a implantação de *crossovers* precisos, ou pelo processamento de sinais através de um DSP, podem-se implementar sistemas de sonorização mais eficientes, de forma a obter maior inteligibilidade, seja de um programa musical ou de fala. Topologias com 5 ou 6 canais, com pequenos alto-falantes ativos alocados em pontos estratégicos determinados pela acústica da carroceria dos veículos, poderão dar contribuições na sonorização automotiva. Além disto, pode-se eliminar custo e peso do automóvel devido aos fios ou cabos de cobre e do próprio amplificador.

1.2 – MOTIVAÇÃO: OBJETIVO ESPECIFICO

O amplificador Classe D tem atualmente, sua aplicação dividida em dois campos:

- a) Baixa potência – alguns miliwatts até aproximadamente 5W, que são dispositivos utilizados em produtos portáteis tais como celulares, players de mídia pessoal, PDA (Personal Digital Assistant) e notebooks;
- b) Alta potência – Amplificadores de P.A. (Public Address) para sonorização de grandes ambientes, subwoofers de maior porte e ainda, aplicações em áudio automotivo, onde minimizar o consumo de energia é importante.

Capítulo 1 – Introdução

Estes dois campos possuem justificativas distintas para o emprego desta topologia de amplificadores. No primeiro, o consumo de energia e o tamanho são importantes, no segundo, o problema do tamanho e peso é menos considerado (mas ainda importante).

Os amplificadores classe D podem ainda, ser mais aproveitados em um terceiro campo onde é ainda pouco explorado, que é o das médias potências (tipicamente 25W a 250W), onde podemos empregar o conceito de alto-falante ativo. Especificamente, o uso em sistemas de *Home Theater*, som automotivo de alta qualidade, aplicações para sonorização de estúdios (monitores de referência), ou pequenos auditórios e salas de aula.

Neste caso, as quatro variáveis apresentadas anteriormente tornam-se prioridade: eficiência energética, redução do volume, peso e custos. Temos ainda uma variável que deve ser considerada em separado, por fazer parte de todo sistema de reprodução do áudio, que é a qualidade do sinal de áudio entregue ao alto-falante.

O filtro passa-baixas tipicamente LC, utilizado na saída dos amplificadores para eliminar a onda portadora do sinal de áudio, que é geralmente um sinal PWM (Modulação por Largura de Pulso), compromete três destas variáveis, que são: o volume do amplificador, o seu custo e sua qualidade sonora. Entretanto, mostra-se que o uso apropriado de um filtro de saída em um amplificador classe D traz algumas vantagens, tais como: a limitação da corrente no alto-falante, redução significativa da interferência eletromagnética (EMI) e proteção do alto-falante da ação das ondas quadradas do chaveamento [7].

Portanto, deve-se buscar uma solução que possa promover o equilíbrio entre as características positivas e negativas, relacionadas com o uso do filtro no amplificador.

Existe um trabalho relevante neste sentido realizado na Dinamarca por um grupo de pesquisas denominado “ACT –Active Transducers research Project” na Ørsted-DTU, Technical University of Denmark” [4], que consiste em construir amplificador e alto-falante totalmente dedicados entre si, pela modificação total dos parâmetros da bobina, a partir de fio de seção quadrada e utilizando o conjunto magnético do alto-falante como dissipador de calor.

Pelo exposto anteriormente, esta dissertação tem o objetivo específico de estudar a interface amplificador/alto-falante, para verificar em que condições é possível a retirada do filtro LC, bem como, os requisitos para que isto seja implementado nesta escala de potências, onde um primeiro critério de análise é relativo ao rendimento do amplificador, como ele se comporta neste contexto, sem que tenhamos que modificar o alto-falante, permitindo o uso de componentes comerciais. Na continuidade deste trabalho pretende-se determinar através das

Capítulo 1 – Introdução

características físicas e da curva da impedância do alto-falante, quais seriam os parâmetros necessários para que ele pudesse lidar com o conteúdo de alta frequência sem ser danificado.

1.3 – METODOLOGIA: OBJETIVOS GERAIS

A seguir é apresentada a sequência de procedimentos adotados para o desenvolvimento desta dissertação:

i. Caracterização do amplificador classe D, baseado na descrição de um amplificador comercial para estudos e experiências.

Nesta etapa será descrito o princípio de funcionamento do amplificador Classe D, algumas topologias e suas vantagens e desvantagens. Será definido o modelo de amplificador, o tipo de realimentação, o tipo de filtro LC, a frequência de chaveamento, os circuitos de proteção e verifica-se todos os dados necessários para referenciar nossos testes. O uso de um amplificador já desenvolvido comercialmente é justificado pelo objetivo de integrar amplificador e alto-falante com um mínimo de modificações, e permitir um levantamento das características que devem ser observadas para a escolha dos dois dispositivos, de modo que eles possam interagir sem prejuízo da eficiência e da qualidade sonora. Este primeiro item será apresentado no Capítulo 2.

ii. Estudo do alto falante (carga ativa).

As especificações de grande parte dos amplificadores de áudio disponíveis no mercado consideram a cargas como sendo resistivas em seus testes, sendo os valores das resistências de 8, 4 ou 2Ω . Esta situação é confortável para o amplificador, pois neste caso, ele simplesmente fornece energia para a carga e seu desempenho é função apenas dele próprio, com pouca importância dada à carga.

Entretanto, os alto-falantes são cargas complexas, com baixa eficiência (cerca de 2%), convertendo praticamente toda a energia elétrica dos amplificadores em calor. Os alto-falantes podem se danificar facilmente se seus limites não forem respeitados. A impedância do alto-falante varia muito, sendo extremamente reativa, variando de capacitiva a indutiva dependendo da frequência em que esta operando, além de sofrerem influência da temperatura ambiente, pressão atmosférica e umidade do ar.

Capítulo 1 – Introdução

Neste estudo será definido o modelo elétrico do alto-falante que será usado nas simulações e nos testes práticos. Este modelo tem por base a teoria de Thiele-Small [8,9], através desta teoria definimos as equações que utilizaremos nas simulações.

É abordado apenas o modelo para o alto falante ao ar livre e aquele montado em caixas acústicas do tipo fechadas, pois o diagrama fasorial destas caixas é semelhante ao do falante ao ar livre.

Esta dissertação pretende estabelecer bases para este tipo de análise, fundamentando o conhecimento para desenvolvimentos futuros, onde uma proposta de continuidade será a de utilizar outros modelos de caixas acústicas que apresentam diagramas fasoriais diversos. Este estudo será apresentado no Capítulo 3.

iii. Simulações e testes.

Uma vez definidos os parâmetros do amplificador e do alto-falante, a interface entre os dois dispositivos será abordada. É realizado um conjunto de simulações utilizando a função paramétrica do software Spice TM, que permitem uma análise com inserção de variáveis nas equações que descrevem o circuito. Estas análises ocorrem com varredura de toda a faixa de frequência audível. Deste modo podemos avaliar comportamento do amplificador conectado à carga complexa, e como é o comportamento da impedância e fase do sinal nesta condição, com ou sem o filtro de saída LC.

Nesta etapa será apresentada a montagem do hardware para testes que envolveram tanto o amplificador Classe D escolhido, quanto os alto-falantes segundo as prescrições da NBR 5308 [10]. Serão apresentados os testes com cargas resistivas e com os alto-falantes comerciais, cujos parâmetros foram utilizados nas simulações. Em seguida são realizados ensaios com as modificações propostas na simulação e o levantamento dos dados pertinentes. O Capítulo 4 desta dissertação apresentará os resultados da simulação dos alto-falantes e os ensaios realizados.

iv. Avaliação dos resultados e conclusões.

Nesta última etapa da pesquisa foram abordadas as técnicas de avaliação e apresentados os resultados obtidos, os quais formam o Capítulo 5. Também serão apresentadas as conclusões e proposta de continuidade desta pesquisa.

CAPITULO 2

O AMPLIFICADOR CLASSE D

2.1 – INTRODUÇÃO

Como o próprio nome indica, o amplificador linear opera seus transistores de potência na região ativa ou linear de funcionamento. Este fato caracteriza um amplificador com eficiência por volta de 60%. Para o caso dos amplificadores chaveados, os transistores continuamente estão operando como uma chave, ou seja, na região de corte ou saturação. Isto melhora a eficiência, elevando-a para cerca de 90% [4].

Outras vantagens são obtidas com este tipo de amplificador e, com o avanço nas tecnologias de controle do chaveamento e de construção das chaves, podemos destacar a diminuição do peso e custo, que possibilitam a utilização de mais canais por espaço. Isto favorece a aplicações diversas tais como os equipamentos de áudio destinados aos consumidores residenciais, que devem apresentar como característica básica a fidelidade na reprodução sonora para qualquer tipo de programa. Hoje, sistemas de áudio que pretendem envolver o ouvinte ou o espectador, com o efeito psicológico de transportá-lo para o ambiente onde a gravação foi realizada, estão presentes nos equipamentos de áudio destinados a uso residencial, em ambientes de espetáculos ou em veículos automotivos. Estes equipamentos utilizam 5, 6, 7 ou mais canais de áudio, com um número semelhante de amplificadores e de caixas acústicas. Estes equipamentos devem ser capazes de reprodução do som de mídias, tanto para filmes quanto para música com o maior realismo possível.

Para comparação entre o amplificador linear e o Classe D, a figura 2.1, mostra um monitor de referência ativo para estúdios bi-amplificado classe AB da marca M-Audio com um canal de 60Watts para os altas frequências e outro de 70Watts para as baixas frequências. O dissipador de calor comum aos dois amplificadores tem as dimensões 12cm de largura x 11cm de altura e 2,5cm de espessura, ou seja as dimensões do dissipador são maiores do que as da placa principal, mais que dobrando a área útil necessária para acondicionar o equipamento.



Figura 2.1 – Amplificador classe AB bi-amplificado (60+70Watts)

A figura 2.2 mostra o módulo classe D utilizado neste trabalho, um amplificador estéreo que pode atingir 250W em 2 canais ou 500W operando como um canal único em configuração ponte, que poderia ser utilizado para a mesma finalidade, o dissipador mede apenas 3cm de altura x 10cm de comprimento e 1,5cm de largura.

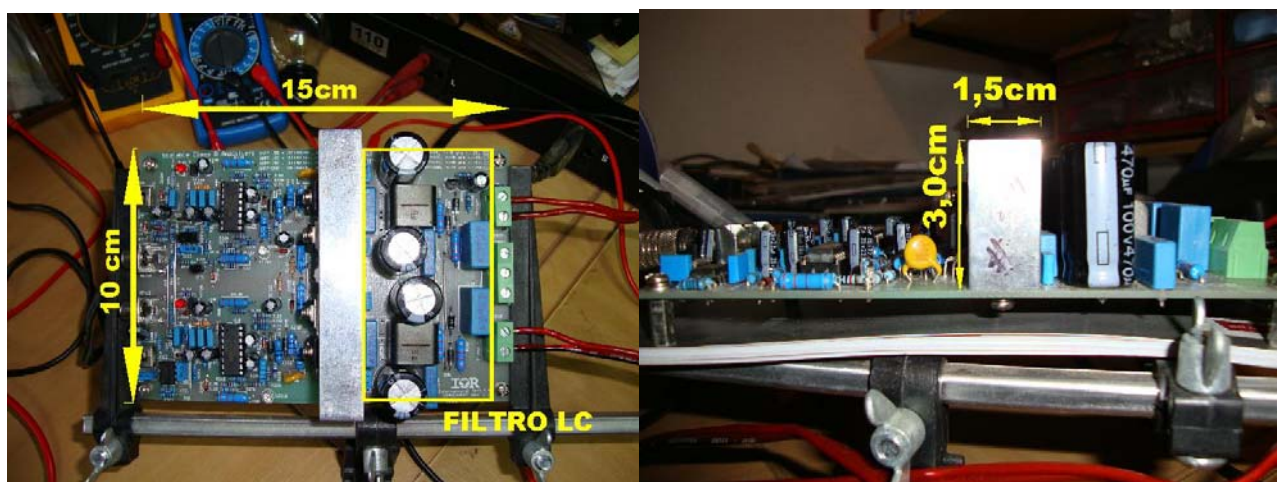


Figura 2.2 – Amplificador classe D bi-amplificado (250+250Watts)

A densidade de potência aumentou cerca de 5 vezes; na foto pode-se perceber a região onde está localizado o filtro de saída corresponde a cerca de 40% do tamanho da placa deste

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

amplificador classe D, portanto, um estudo sobre a viabilidade de redução ou mesmo supressão deste filtro, que é o escopo deste trabalho é plenamente justificado.

Como existem diversas técnicas para a obtenção da classe D, seja do ponto de vista do tipo de modulação, topologia do conversor, filtro de saída, realizou-se uma análise da literatura existente sobre cada bloco que compõe esta classe de amplificadores para decidirmos qual seria a configuração escolhida para ser utilizada no estudo da interface amplificador/alto-falante, com o objetivo de reduzir ou eliminar o filtro de saída.

2.2 – O AMPLIFICADOR CLASSE D BÁSICO

2.2.1 – Tipos de Modulação

A modulação é definida como o “processo pelo qual alguma característica da onda portadora é variada de acordo com o sinal contendo a informação” [17], o amplificador Classe D utiliza este processo para introduzir o sinal de áudio ao comando de suas chaves.

Neste tipo de amplificador, o sinal de áudio é somado à largura de pulso de uma onda quadrada. Duas técnicas possíveis para se obter esta soma são o PWM (Modulação por Largura de Pulso) e SDM (Modulação Sigma-Delta), ambas foram estudadas e a modulação PWM é a que escolhemos para compor o amplificador classe D utilizado neste trabalho, em função do exposto a seguir.

2.2.1.1 - PWM

O sinal PWM nos amplificadores Classe D é gerado por um comparador que, simplesmente compara o sinal de áudio com um sinal de referência que é tipicamente uma onda triangular. A figura 2.3 mostra a estrutura básica de um amplificador classe D com modulação PWM

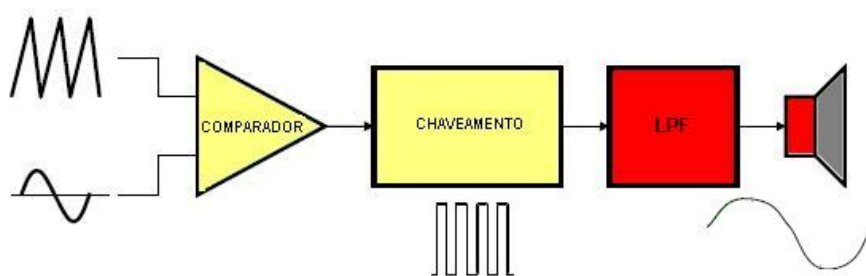


Figura 2.3 - Amplificador PWM Básico

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Quando a amplitude do sinal de áudio é maior do que a amplitude do sinal de referência, o duty cycle do sinal PWM é maior.

Para obtermos um sinal PWM apropriado visando representar uma entrada analógica, a amplitude do sinal de referência deve ser maior do que a amplitude máxima da entrada. Outro fator importante é a frequência do sinal de referência, que deve ser maior do que a do sinal de entrada para que a saída possa reproduzir fielmente este sinal, a figura 2.4 ilustra os diversos sinais que compõem a modulação PWM básica.

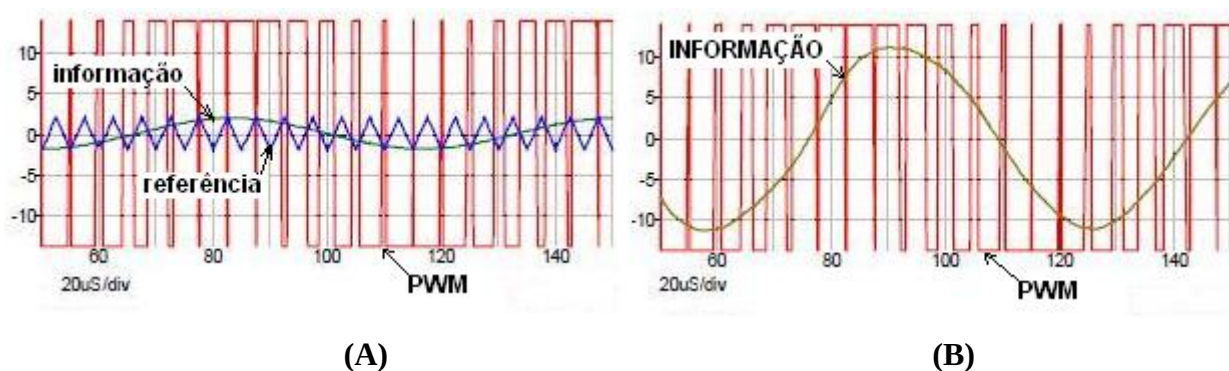


Figura 2.4 - Formas de onda típicas do PWM: na saída do comparador (A) e na entrada do filtro (B)

Apesar da simplicidade, o circuito que gera a onda triangular, possui algumas limitações. Normalmente dois amplificadores operacionais são utilizados: um produz uma onda quadrada e outra faz a integração desta para obter a forma de onda triangular.

Como a frequência de chaveamento é superior a 300kHz, necessitamos de AMP-OPs rápidos (mais caros e difíceis de se encontrar) ou realiza-se a montagem do oscilador utilizando transistores. Em ambos os casos deve-se garantir a estabilidade da frequência e da amplitude, pois quaisquer variações irão afetar o espectro do sinal de saída do amplificador, com duas consequências diretas: um aumento do nível de interferência eletromagnética (EMI) e a possibilidade de surgimento do sinal de chaveamento dentro da banda passante do filtro LC de saída do amplificador, aumentando a distorção Harmônica (THD) [11].

Uma medida que se tornou possível com o desenvolvimento dos dispositivos de estado sólido é a utilização dos moduladores PWM auto-oscilantes. Estes moduladores criam as oscilações internamente, utilizando o estágio de potência como referência, são usualmente caracterizados com alto PSRR (Power Supply Rejection Ratio), limitando a possibilidade de erros e garantindo boa estabilidade, desde que se mantenha o índice de modulação inferior à unidade (tipicamente $M_{MAX} = 0,8$), por exemplo, aumentando a tensão de alimentação em

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

relação à máxima tensão na carga [12]. Em virtude do exposto, consideramos como premissa a utilização de um amplificador que seja auto-oscilante, em nosso módulo de testes.

2.2.1.2 – Sigma Delta

A modulação Sigma-Delta é uma derivação da modulação Delta (MD) muito utilizada em transmissão digital de sinais pulsados. Na MD, um sinal de mensagem de entrada é superamostrado (ou seja, a uma taxa muito superior ao critério de Nyquist) para aumentar propositalmente, a correlação entre amostras adjacentes do sinal. O aumento da correlação é feito de forma a permitir a utilização de uma estratégia de quantização simples para a construção do sinal codificado, desta forma a modulação delta fornece uma aproximação em degrau para a versão superamostrada do sinal amostrado (áudio no caso), o diagrama de blocos básico deste tipo de modulador é mostrado na figura 2.5.

A diferença entre o sinal de entrada e sua aproximação é quantizada em apenas dois níveis, representados por $\pm\Delta$ e correspondendo às diferenças positiva e negativa. Portanto, se a aproximação está abaixo do sinal de entrada em qualquer instante amostrado, ela é aumentada por Δ , e se está acima do sinal, ela é diminuída por Δ . Desde que o sinal de entrada não varie muito rapidamente de uma amostra para outra (daí a necessidade de superamostragem), a aproximação em degrau permanece dentro de $\pm\Delta$ do sinal de entrada [17].

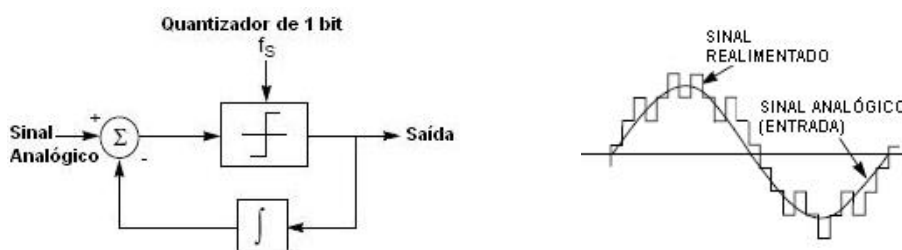


Figura 2.5 - Diagrama de blocos do modulador delta analógico

Na modulação Sigma-Delta, a integração é incorporada à entrada do sinal, o que promove uma pré-ênfase e melhora a correlação entre amostras adjacentes da entrada do modulador delta, o que tende a aumentar a performance total do sistema [17]. O sinal de áudio está contido em um número de ciclos de clock. Basicamente, para determinar qual é o valor do sinal de entrada em um dado instante, devemos determinar o valor médio da forma de onda SDM em um específico número de ciclos de clock, onde cada valor médio aproxima-se mais do valor real do sinal de entrada.

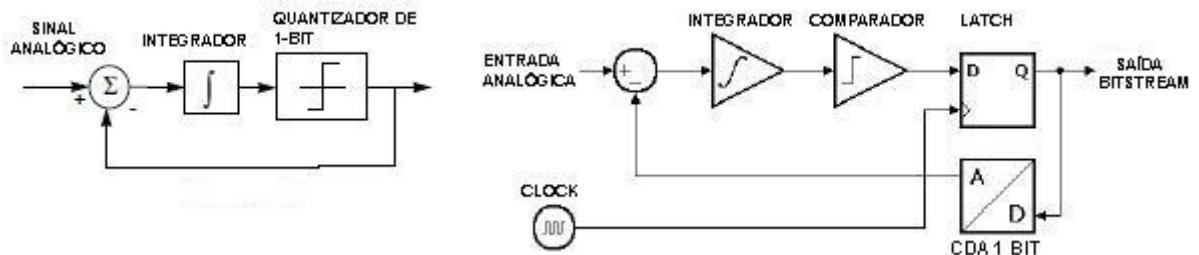


Figura 2.6 - Diagrama de blocos do modulador sigma delta analógico

A saída do circuito sample & hold, é uma onda quadrada “bitstream”, ou seja, um sinal serial de 1 bit com uma taxa de amostras muito maior do que o dado amostrado, sua propriedade principal é que seu nível médio representa o nível médio do sinal de entrada. Um nível alto ou baixo, que representam o maior ou menor valor possível, no caso do modulador analógico, um conversor DA de um bit converte a informação “alta” ou “baixa” em dois níveis precisos de tensão, por exemplo -1V e +1V e depois entrega ao somador.

A entrada do integrador recebe uma forma de onda senoidal “recortada” por uma onda quadrada de alta frequência. Após o integrador, resulta em uma onda senoidal com uma onda triangular de alta frequência somada a ela, a polaridade deste sinal é utilizada para gerar uma onda quadrada que é amostrada e retorna a entrada, fechando o laço de controle. As figuras 2.6 e 2.7 ilustram as diversas etapas do processo.

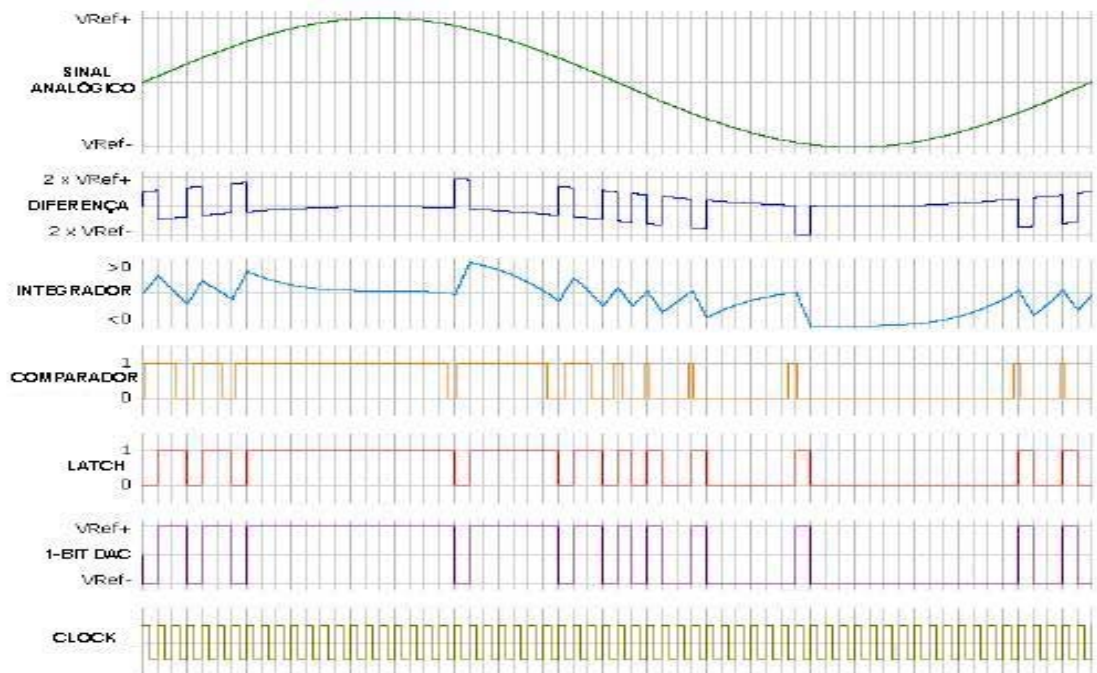


Figura 2.7 – Formas de onda presentes no modulador sigma delta analógico

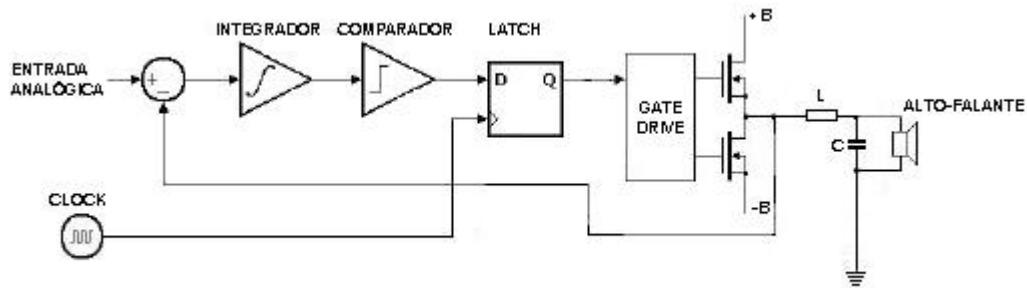


Figura 2.8 – Modulador sigma delta utilizado em um amplificador classe D

Quando utilizamos esta modulação em um amplificador classe D, podemos retirar o conversor DA, pois ao invés de realimentarmos o bitstream via conversor, utilizamos diretamente a saída do sinal resultante do chaveamento dos transistores. Deste modo, asseguramos a independência do modulador às variações de tensão da fonte. O valor da tensão na entrada do filtro LC é exatamente proporcional ao sinal analógico da entrada o que é importante para o correto funcionamento sigma delta [16].

Esta técnica de modulação possui algumas vantagens sobre o PWM, principalmente no que diz respeito à substituição do oscilador para criação da forma de onda triangular, por um circuito de amostragem e retenção que pode utilizar um flip-flop tipo D para produzir uma onda quadrada, obtida utilizando um cristal oscilador [11].

Entretanto, possui a desvantagem de necessitar de um filtro de saída de alta ordem e também as altas frequências de clock, que aumentam as perdas de chaveamento nos transistores de saída [12].

Esta desvantagem da modulação SDM necessitar de um filtro de saída de ordem superior foi decisiva para a nossa escolha em focar este trabalho em uma modulação PWM, pois assim evitamos o aumento do volume e peso do amplificador.

2.2.2 – Etapa de saída

Após a modulação, o sinal de onda quadrada resultante é utilizado para comandar os transistores de saída. Quando um destes transistores esta desligado, a corrente e consequentemente a potência dissipada é zero. Quando ligado, a tensão sobre ele é zero, fazendo a perda de potência também zero. Deste modo, teoricamente, a eficiência aproxima-se de 100% .

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Um amplificador Classe D é análogo a um conversor Buck síncrono conforme mostra a Figura 2.9:

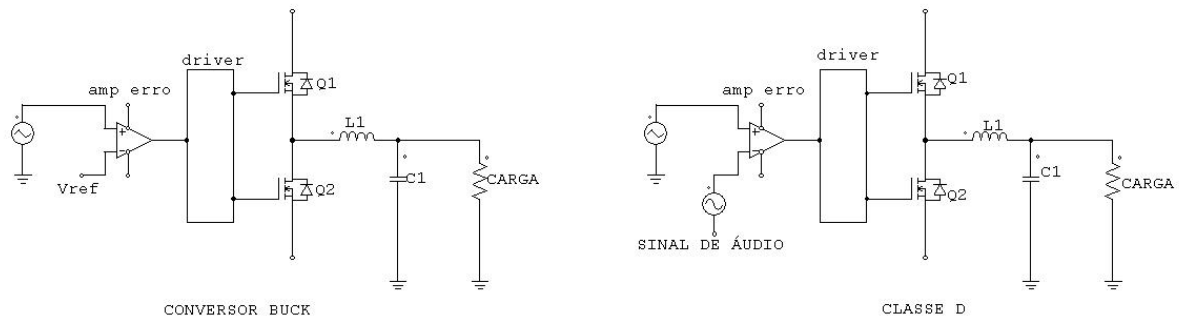


Figura 2.9 - Comparação entre conversor Buck e amplificador Classe D

De fato, trata-se de uma aplicação diferente para um mesmo circuito, onde o sinal de referência para o conversor Buck é uma tensão com pequena taxa de variação, proveniente do circuito de realimentação e, no caso do amplificador Classe D, o sinal de referência é o sinal de áudio, que muda constantemente. Isto significa que o Duty Cycle é relativamente fixo no conversor Buck e esta constantemente mudando no amplificador Classe D, com valor médio de 50%. Outra diferença é que os transistores MOSFET utilizados no conversor Buck podem possuir características diferentes para os lados “de cima” e “de baixo” da ponte, com baixa resistência entre dreno e fonte ($R_{DS(on)}$) para ciclos maiores e baixa carga de gate (Q_g) para ciclos curtos, enquanto o amplificador Classe D deve possuir os dois MOSFETs semelhantes, com mesmo $R_{DS(on)}$ para os dois transistores de saída [5].

O MOSFET utilizado no amplificador é inicialmente determinado pela Máxima Tensão Dreno-Fonte (BV_{DSS}), em função da potência desejada ($P_{saída}$), da impedância nominal da carga, topologia da ponte (ponte completa ou meia ponte) e fator de modulação (M) [18].

Ponte Completa:

$$BV_{DSS} = \sqrt{\frac{2 \times P_{saída} \times R_{carga}}{M}} + \text{fator de segurança} \quad (2.1)$$

Meia Ponte:

$$BV_{DSS} = 2 \times \sqrt{\frac{2 \times P_{saída} \times R_{carga}}{M}} + \text{fator de segurança} \quad (2.2)$$

O fator de segurança normalmente utilizado varia entre 10% e 50%.

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Deve-se escolher o menor valor possível para BV_{DSS} porque este parâmetro está diretamente relacionado com o $R_{DS(on)}$, ou seja, alto BV_{DSS} significa alta $R_{DS(on)}$ e, portanto aumenta as perdas de potência.

A eficiência do amplificador classe D esta relacionada com as perdas totais nos MOSFETs, que são as perdas por condução, chaveamento e carga no gate. A temperatura da junção e o tamanho do dissipador dependem destas perdas.

As perdas por condução estão diretamente relacionadas à $R_{DS(on)}$, que é dependente da temperatura e o cálculo destas perdas deve ser realizado utilizando-se as condições máximas de operação do amplificador, com a resistência dreno-fonte, máxima temperatura da junção e a máxima corrente de dreno $I_{D(RMS)}$:

$$P_{condução} = (I_{D(RMS)})^2 \times R_{DS(ON)} \quad (2.3)$$

A carga do gate (Q_g) é a carga necessária para o gate comutar a t_{on} no MOSFET. É independente da temperatura e está diretamente relacionado à velocidade do dispositivo, ou seja, baixa Q_g favorece a velocidades maiores de chaveamento e baixas perdas no gate (P_{gate}), diminuindo as perdas de chaveamento levando a maior eficiência.

$$P_{gate} = 2 \times Q_g \times V_{driver} \times f_{sw} \quad (2.4)$$

Onde V_{driver} é a tensão de driver do gate

As perdas por chaveamento no MOSFET são resultado do tempo que o dispositivo leva para comutar (t_{on}) e (t_{off}), podem ser determinadas pela relação entre a energia de chaveamento (E_{sw}) e a frequência de chaveamento (f_{sw}):

$$P_{chaveamento} = E_{sw} \times f_{sw} \quad (2.5)$$

Onde:

$$E_{sw} = \int_0^t V_{DS}(t) \times I_D(t) dt \quad (2.6)$$

Sendo t = período do pulso de chaveamento

As perdas totais no chaveamento ficam:

$$P_{chaveamento total} = P_{chaveamento} + P_{gate} \quad (2.7)$$

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

As perdas do chaveamento podem ser estimadas utilizando as especificações desejadas para o amplificador e pelos parâmetros dos MOSFETs fornecidos em datasheets [18]:

$$P_{chaveamento} = [0,5 \times I_D \times V_{bus} \times (t_r + t_f) \times f_{sw}] + [0,5 \times C_{oss} \times V_{bus}^2 \times f_{sw}] + [K \times 0,5 \times Q_{rr} \times V_{bus} \times f_{sw}] \quad (2.8)$$

Onde:

V_{bus} = Tensão do barramento de alimentação do amplificador;

t_r e t_f = Tempos de subida e de queda do MOSFET;

C_{oss} = Capacitância de saída do MOSFET;

Q_{rr} = Carga de recuperação reversa do diodo intrínseco

K = fator devido á temperatura da junção do MOSFET.

O fluxo de energia em um amplificador classe D de ponte completa, é semelhante ao de um amplificador linear, ou seja, sempre direcionado à carga, entretanto, em um amplificador com a topologia meia-ponte, o fluxo de energia pode ser bidirecional, levando a variações na tensão de alimentação, devido á carga dos capacitores da fonte pela energia que retorna. Este fato ocorre principalmente quando reproduzindo frequências inferiores a 100Hz e é chamado de “bus pumping” [5].

Este fenômeno é uma das principais causas da degradação da qualidade do áudio no amplificador Classe D. Nestes amplificadores, o ganho é proporcional à tensão de alimentação e é comum que estes amplificadores utilizem a realimentação para compensar as variações nesta tensão; entretanto as fortes variações podem criar distorção. A maior parte da energia que retorna para a fonte é devida a energia armazenada no indutor do filtro de saída. Geralmente a fonte não tem como absorver a energia que retorna da carga e conseqüentemente, aparecem flutuações de tensão. Que são mais freqüentes em quatro situações:

1. Reprodução de baixas frequências (< 100Hz);
2. Baixa impedância na carga (< 4Ω);
3. Pouca filtragem na fonte;
4. Aumentam com Duty Cycles = 25% e 75%.

O fenômeno não ocorre em topologias de ponte completa porque a energia que retorna por uma lado da ponte é consumida pelo outro lado devido ao chaveamento.

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Além disto, o amplificador Classe D possui outras causas de imperfeições que são listadas a seguir [5]:

1. Não linearidades no sinal PWM do modulador entregue ao estágio de chaveamento devido à resolução baixa e/ou Jitter (variação aleatória dos instantes de amostragem);
2. Erros de tempo adicionados pelos drivers de gate dos transistores, como tempo morto, t_{on}/t_{off} e tempo de subida e queda (t_r/t_f);
3. Limitações nas características das chaves, como resistência ($R_{DS(on)}$), limites na velocidade de chaveamento ou características do diodo intrínseco na chave;
4. Componentes parasitas que podem introduzir ruídos ou falhas no chaveamento;
5. Não linearidades no filtro PB da saída.

Neste trabalho, estudaremos principalmente as não linearidades no filtro PB da saída, com conseqüentes ramificações aos outros pontos de imperfeições.

Pelo exposto, é importante observar que o amplificador Classe D escolhido, precisa possuir facilidade de controle do tempo morto no driver e devemos garantir que os parâmetros como velocidade de chaveamento, $R_{DS(on)}$, Q_{rr} e Q_g sejam compatíveis com o exigido para o processamento de um sinal de áudio.

2.2.3 – Filtro Passa Baixas

Esta forma de onda modulada, seja PWM ou Sigma Delta, é demodulada por um filtro passa baixas na saída do amplificador, um exemplo típico é mostrado na figura 2.10.

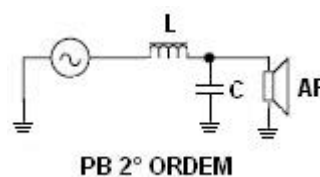


Figura 2.10 - Filtro Passa Baixas 2º Ordem

O filtro pode ser de 2º, 3º ou 4º ordem, normalmente Butterworth, o indutor e o capacitor devem possuir características específicas. O indutor deve possuir baixa resistência CC, sem vazamento de fluxo, com pequeno tamanho, pouca saturação. O capacitor deve ser pequeno, com pouca dissipação, pequeno tamanho, baixa resistência intrínseca (ESR) e com tensão compatível, com o barramento de alimentação.

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

A qualidade do indutor no filtro de saída é importante tanto para a boa reprodução do áudio quanto para a eficiência do amplificador, devemos observar que a indutância muda com a corrente na carga, o que causa distorção, bem como a saturação do núcleo do indutor aumenta o ripple de corrente significativamente, que é dado por:

$$I_{LPP} = \frac{V_{bus}}{L \times f_{sw}} \quad (2.9)$$

O filtro deve ser calculado de acordo com a largura de banda requerida e preferencialmente devemos projetar o filtro LC com $Q=0,7$ para a impedância nominal da carga, objetivando a resposta de frequência plana [5]. Deve-se atentar para o fato de que quanto maior a frequência de corte, mais conteúdo da onda de chaveamento presente na carga e que, quanto menor a frequência de corte, maior o tamanho do indutor. Neste trabalho, procuraremos utilizar uma topologia que utiliza 2º ordem, em função do tamanho e simplicidade.

Como o ouvido humano atua como um filtro passa-faixa que deixa passar as frequências compreendidas entre 20Hz e 20kHz aproximadamente [20], e a frequência de chaveamento é muitas vezes maior que 20kHz o único sinal que se ouve é o do áudio amplificado, mesmo com as imperfeições do filtro.

2.3 - MÓDULO DE DESENVOLVIMENTO CLASSE D COM POTÊNCIA ESCALONADA

Os diversos equipamentos de áudio citados anteriormente (receptores AV, MP3 players, som automotivo) e outros aparelhos portáteis de alto desempenho, são diretamente beneficiados ao utilizarem amplificadores classe D quando considerarmos as vantagens inerentes ao uso desta tecnologia descritas no capítulo anterior.

Entretanto, às suas necessidades de potência podem variar bastante, desde alguns Watts como os amplificadores para fone de ouvido, até amplificadores profissionais existentes no mercado com vários kW, como os da empresa HotSound série Digilite (que na verdade são híbridos B-D)



Figura 2.11 - Amplificador digilite 6.4 (Empresa HotSound)

O Desenvolvimento de um amplificador de áudio classe D de alta performance exclusivo para cada um destes equipamentos (produtos) consome tempo e pode apresentar um alto custo.

Sendo assim, uma plataforma simples de projeto que apresente a possibilidade de modificarmos a potência de saída do amplificador entre 25W e 500W e avaliarmos diversos parâmetros importantes se mostra interessante para auxiliar em nosso estudo.

2.3.1 – Modulo de desenvolvimento

Após a análise dos parâmetros que um amplificador classe D deveria possuir para permitir que o objetivo desta dissertação fosse alcançado, levando-se em consideração as características analisadas em 2.2, a escolha recaiu sobre os módulos de desenvolvimento da International Rectifier.

Este fabricante desenvolveu uma plataforma de projeto de referência p/ amplificador de potência de áudio classe D de dois canais com a potência de saída escalonada [13]. Além de possibilitar que um projetista modifique a etapa de potência de saída desde 25W por canal até 250W por canal, a plataforma oferece também a possibilidade de empregarmos topologias de meia ponte (estéreo) ou de ponte completa (canais conectados em ponte) [15].

Em nosso estudo utilizamos somente a versão em estéreo. Assim podemos alterar um canal e comparar com o outro que permanece inalterado, possibilitando uma boa referência para observação dos efeitos das modificações introduzidas nos filtros de saída de um dos canais do módulo para a avaliação da interface amplificador/ alto falante.

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Este amplificador utiliza o circuito integrado IRS2092, que é um driver de áudio classe D de alta tensão (200V), indicado para aplicações nas potências citadas. Possui características e funções que facilitam o projeto e montagem de amplificadores de áudio classe D para alta potência em placa de circuito impresso de face simples. Esse driver é combinado com MOSFETs de potência com parâmetros como velocidade de chaveamento, $R_{DS(on)}$, Q_{rr} e Q_g compatíveis com o exigido para o processamento de um sinal de áudio [19].

Deve ser montado em uma placa de circuito impresso de face simples, apresentando um layout de PCI destinado aos circuitos periféricos com tamanho compacto e dimensionado para esta aplicação com frequências altas [15]. O módulo requer um dissipador de calor para operação normal (com 1/8 da potência contínua especificada). Todas as subdivisões da tensão fornecida pela fonte de alimentação externa e os circuitos de proteção necessários também estão incluídos neste módulo de desenvolvimento.

2.3.2 - Driver

O circuito integrado do driver de áudio mostrado na figura 2.12, integra quatro funções essenciais que são requeridas para o desenvolvimento de um amplificador de áudio classe D de alta performance, que são:

- Amplificador de erro;
- Comparador PWM;
- Gate driver (com função para tempo morto);
- Circuitos de proteção robustos.

Os circuitos de proteção incluídos realizam a tarefa importante de proteção contra sobrecargas, usando controle com reset automático e circuito contra travamento por subtensão (UVL0). Essencialmente, as características de proteção múltipla são:

- Proteção contra sobrecorrente (OCP), a proteção contra sobretensão no MOSFET (OVP);
- Proteção CC do MOSFET – lado alto e lado baixo, e a proteção contra sobretemperatura (OTP).

A proteção contra sobrecorrente (OCP) ao detectar um curto circuito, imediatamente desliga o PWM, após aproximadamente um segundo é feita uma tentativa, religando o PWM e novamente desligando se a sobrecorrente persistir, este procedimento é repetido até que o problema seja eliminado.

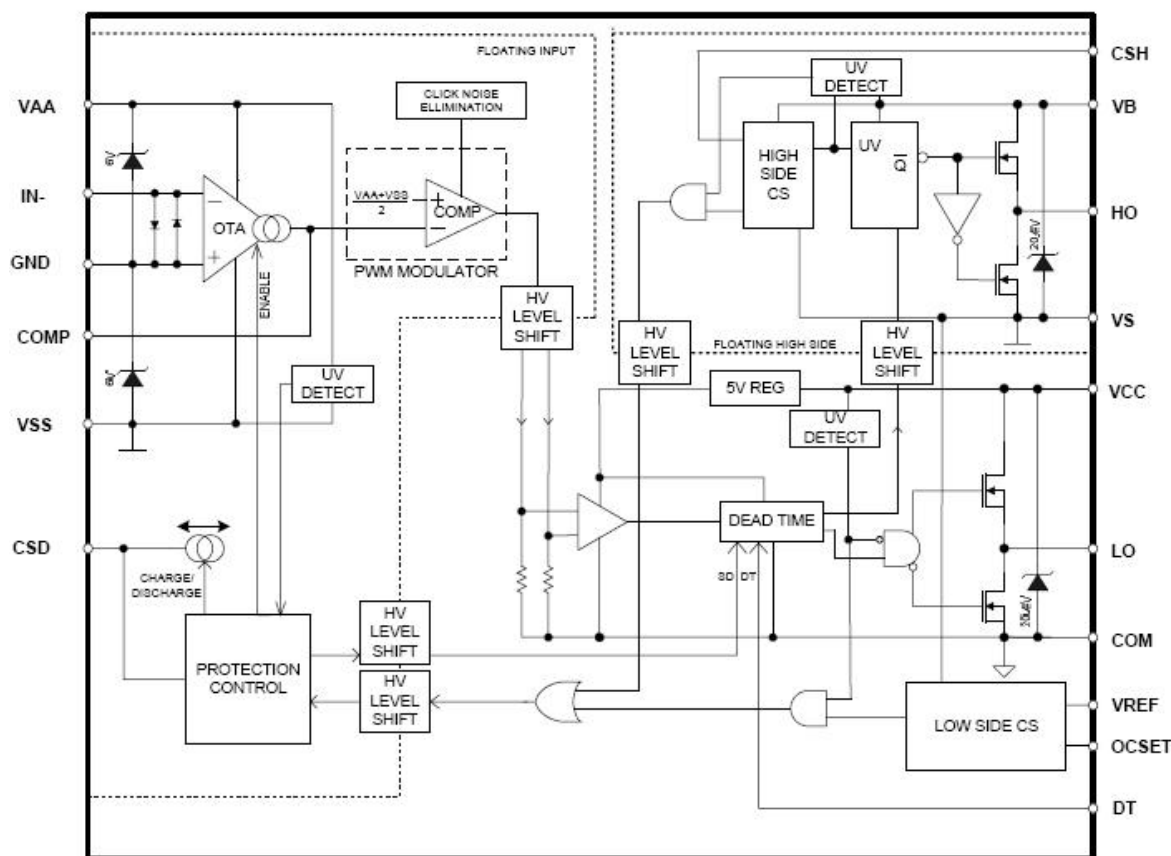


Figura 2.12 – Funções Principais: amplificador de erro, comparador PWM, gate driver e circuitos de proteção [15]

Pode-se programar o “tempo morto (DT)” para a obtenção de uma distorção harmônica total (THD) melhorada. De fato, o DT pode ser selecionado para um melhor desempenho, de acordo com o modelo do MOSFET, minimizando-se assim sua duração e evitando danos ao componente, portanto, não exige nenhum ajuste externo de temporização no gate do transistor [15].

A seleção do tempo morto é realizada com base na tensão aplicada no pino DT do chip, através de apenas dois resistores externos ligados a esse pino, conforme mostra a Figura 2.13.

Tabela 2.1 – Resistores recomendados para programação do Tempo Morto

TEMPO MORTO	R1	R2	TENSÃO DT/SD
DT1	<10K	ABERTO	Vcc
DT2	5,6K	4,7K	0,46 x Vcc
DT3	8,2K	3,3K	0,29 x Vcc
DT4	ABERTO	<10K	COM

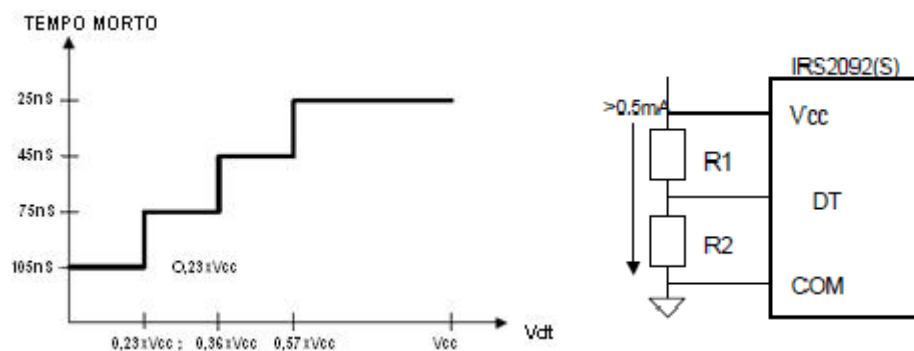


Figura 2.13 – Programação do Tempo Morto

2.3.3 - MOSFETs

Para que se tenha possibilidade de escolha da potência de saída, aliada a uma resposta correta na banda passante do áudio, este módulo utiliza os MOSFETs de áudio digital desenvolvidos pela IR que oferecem parâmetros e encapsulamentos projetados para aplicações em amplificadores classe D. Na realidade, cada transistor deste tipo consiste de duas “chaves MOSFET” de potência ligadas em uma configuração de meia ponte para obtenção de baixo R_{on} [19].

Além disso, a sua carga de gate (Q_g), a carga de recuperação reversa do diodo (Q_{rr}) e a resistência interna de gate (R_G (int.)), bem como o encapsulamento, são todos produzidos para melhorar a performance do amplificador de áudio classe D nas características de rendimento, THD e EMI.

O módulo possibilita selecionar o MOSFET mais adequado para a potência de saída desejada. A Tabela 1 apresenta quatro diferentes MOSFETs de áudio digital com diversos conjuntos de combinações desses parâmetros (Q_g , Q_{rr} , R_G int., $R_{DS(on)}$, encapsulamento) além da BV_{DSS} para diferentes valores de potência de saída. A tabela 2.2 mostra os componentes que podem ser utilizados neste módulo [19]:

MOSFET	BV_{DSS}	$R_{DS(ON@10Vm)(\Omega)}$	Q_g (nC)	Q_{rr} (nC)	$R_G(int)(\Omega)$	Encapsul.
IFRI4024H-117P	55	48	8,9	11	2,3	TO-22OFP
IFRI4212H-117P	100	58	12	56	3,4	TO-22OFP
IFRI4019H-117P	150	80	13	140	2,5	TO-22OFP
IFRI4020H-117P	200	80	19	230	3,0	TO-22OFP

Tabela 2.2 – MOSFETs para áudio digital

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Empregando-se esses MOSFETs de potência, a saída escalonada de 25 W por canal até 250 W por canal pode ser configurada conforme ilustra a Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Relaciona potência, tensão de alimentação e carga com os MOSFETs para áudio digital

CONFIGURAÇÕES		DISPOSITIVO			
IR POWER MOSFET	FET	IRFI4024H-117P	IRFI4212H-117P	IRFI4019H-117P	IRFI4020H-117P
MEIA PONTE	8Ω	25W x 2	60W x 2	125W x 2	250W x 2
	4Ω	50W x 2	120W x 2	250W x 2	NÃO SUPORTADO
PONTE COMPLETA	8Ω	100W x 1	240W x 1	500W X 1	NÃO SUPORTADO
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO NOMINAL	+B, -B	±25V	±35V	±50V	±70V
TENSÃO DE ALIMENTAÇÃO MAX./MIN.	+B, -B	±20V~±28V	±28~±45V	±45~±60V	±60V~±70V
GANHO DE TENSÃO	Gv	20	30	36	40

O esquema simplificado do circuito utilizando topologia em meia ponte para esse projeto de referência é exibido na Figura 2.14.

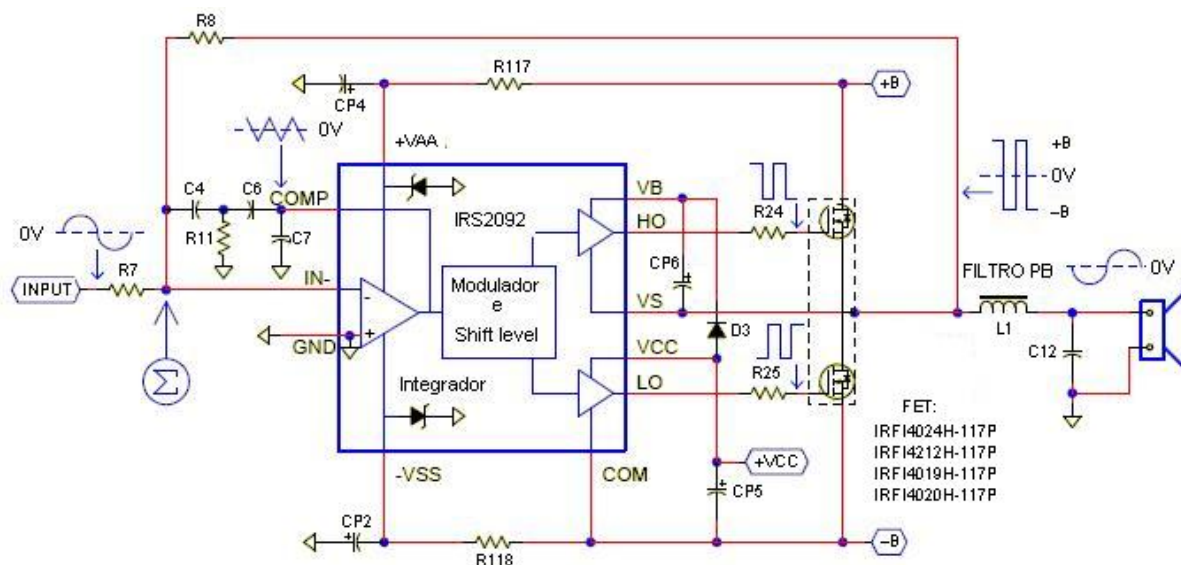


Figura 2.14 – Esquema simplificado de um canal do módulo amplificador [13]

Como observamos na tabela 2.3, as saídas dos MOSFETs podem ser configuradas tanto em topologia de meia ponte como de ponte completa, e que, na configuração de meia ponte, o projeto permite o controle de alto-falantes de 8Ω ou 4Ω de impedância. A ponte completa foi

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

projetada para controlar somente cargas de 8Ω . Não utilizaremos em nossas análises esta configuração em ponte de onda completa.

Por exemplo, o IRFI4019-117P com capacidade p/ suportar 100V de BV_{DSS} , fornece 125W por canal com Alto-falantes de 8Ω ou 250W por canal com carga de 4Ω em ponte de $\frac{1}{2}$ onda. Ou então, usando-se MOSFETs do tipo IRFI4024H-117P com $BV_{DSS} = 55V$ em ponte de $\frac{1}{2}$ onda, o amplificador oferece 25W por canal com Alto-falantes de 8Ω , ou 50W por canal com carga de 4Ω .

2.3.4 - Filtro

Na saída da etapa de potência que compreende os MOSFETs de áudio digital, temos uma onda PWM amplificada. O sinal de áudio é recuperado da sua forma de onda PWM pelo filtro passa-baixas (LC) na saída, conforme mostra a figura 2.15.

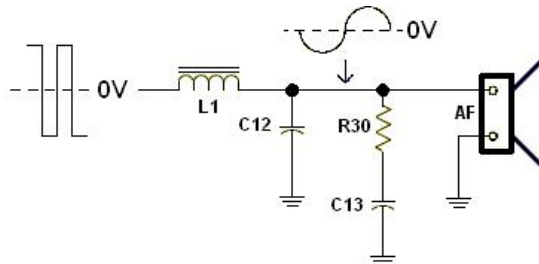


Figura 2.15 – Filtro de saída do módulo amplificador

Este circuito filtra a frequência da portadora de chaveamento e entrega o sinal de áudio para o Alto-falante. O sinal de entrada do amplificador deve ser um sinal analógico com frequência compreendida entre 20Hz e 20kHz com até $3V_{RMS}$ de amplitude, com impedância da fonte de 600Ω no máximo. Um sinal de entrada com frequências entre 30kHz a 60kHz pode causar ressonância no filtro LC de saída, ocasionando um pico de corrente que flui através do estágio de chaveamento, especialmente com cargas maiores que 8Ω . Esta ressonância no filtro LC pode ativar a proteção OCP. Outro aspecto que pode acionar a proteção é a saturação do núcleo do indutor, que aumenta significativamente o ripple de corrente.

Porém, para eliminar quaisquer ressonâncias LC e melhorar a resposta de frequência com baixas impedâncias de carga, um filtro RC (R30 e C13) chamado “circuito Zobel” sucede o filtro passa-baixas. Também é utilizado um filtro RC (R2 e C2) na entrada de sinal que trabalha como um filtro RF de entrada para prevenir interferências de RF (RFI), estes componentes podem ser observados no esquema completo do amplificador (anexo 1).

Capítulo 2 – O Amplificador Classe D

Quando utilizamos somente um canal e altas potências, pode aparecer em baixas frequências o efeito de “bus pumping”, característico das topologias classe D de meia-ponte. Como o fluxo de energia no estágio de chaveamento é bidirecional, existe um período onde o amplificador entrega energia para a fonte; como a fonte não pode absorver esta energia que retorna da carga, teremos como consequência o aumento da tensão de alimentação, ou seja, flutuações na tensão de alimentação do amplificador. A maior parte desta energia provém do armazenamento da energia no indutor do filtro de saída.

Algumas condições podem piorar este efeito, como baixas frequências na saída, altas potências na tensão de saída e/ou baixa impedância na carga (maior energia transferida entre as fontes), baixa capacitância no barramento de alimentação.

A proteção OVP protege o amplificador de variações excessivas no barramento de alimentação, monitorando somente a fonte +B, assumindo que as variações de tensão são simétricas em ambas as fontes (+B e -B).

2.4 – CONCLUSÃO:

Após análise dos tipos de amplificadores classe D existentes no mercado, conclui-se que a utilização da plataforma de desenvolvimento da International Rectifier atende às diversas premissas que identificamos durante a pesquisa bibliográfica [5], [7], [11], [13], [14], [15], [16], [18], [19].

A montagem do amplificador é simples, com a utilização de componentes de encapsulamento DIP, o que possibilita a remoção/substituição dos componentes quando da realização dos testes. Possui diversos sistemas de proteção, utiliza modulação PWM auto-oscilante a uma frequência elevada ($\approx 400\text{kHz}$), utilizando um filtro LC de 2º ordem.

Os transistores MOSFETs são dedicados para áudio, o que favorece sua robustez e o atendimento das principais características exigidas para este tipo de aplicação, fornecidos em encapsulamentos que já integram meia ponte.

A escalabilidade entre potências também foi um fator decisivo, por permitir a análise utilizando-se diversas tensões de alimentação e ainda, a possibilidade de variar parâmetros importantes como o tempo morto e a frequência de oscilação com substituição de poucos componentes.

CAPÍTULO 3

TRANSDUTOR ELETRO – ACÚSTICO: ALTO-FALANTE

3.1 – INTRODUÇÃO

Para o estudo sobre a interface amplificador/alto-falante, é necessário o conhecimento do alto-falante para obter um modelo apropriado, que permitirá realizar simulações com maior precisão e eventualmente possamos determinar os parâmetros que poderão ser modificados de forma a obter um alto-falante comercial, o qual permita melhorar a eficiência do amplificador classe D.

A história deste transdutor começa com a patente de 1876 registrada por Alexander Graham Bell [21], que consistia em um meio de registrar a fala graficamente para o ensino de surdos-mudos. Ao desenvolver um transdutor para este uso ele acabou por criar o telefone. O receptor de telefone criado tinha o seguinte princípio: O sinal de entrada era aplicado a um solenóide para produzir um campo magnético com a forma de onda do áudio, este campo atraía um leve e fino diafragma metálico.

A massa relativa diafragma metálico era uma fonte de ressonâncias e os receptores de rádio, com este princípio de funcionamento foram abandonados devido à baixa fidelidade, entretanto incontáveis dispositivos semelhantes foram produzidos para a telefonia. O termo em inglês “loudspeaker”, utilizado até hoje, teve origem nesta época em função do alto nível de sinal produzido (apesar da baixa qualidade).

As frequências envolvidas neste transdutor de áudio eram consideravelmente altas para os padrões da engenharia mecânica da época. É razoável supor que é muito mais fácil mover componentes a altas frequências quando eles são pequenos e leves, desta forma o desenvolvimento subsequente do alto-falante seguiu este caminho. O sistema motor utilizado

Capítulo 3 – O Transdutor eletro-acústico: Alto-Falante

no alto-falante foi patenteado por Sir Oliver Lodge em 1898 [22], mas, pela ausência de sistemas amplificadores ele não foi utilizado.

Com o surgimento da válvula termoiônica, com o conseqüente desenvolvimento do rádio, surge então, um grande mercado consumidor e o termo “loudspeaker” foi adotado definitivamente para o transdutor eletroacústico. O princípio de funcionamento deste dispositivo encontra-se no trabalho de Rice e Kellog na década de 20, que descreveu essencialmente o alto-falante como o conhecemos até hoje. Eles construíram um produto conhecido como Radiola 104, com um amplificador classe A de 10Watts. O alto-falante utilizado neste equipamento utilizava para gerar um campo magnético fixo um indutor. Este primeiro alto-falante tinha como conseqüência o aumento do consumo de energia e riscos com a alta tensão para alimentar este campo magnético.

O desenvolvimento da tecnologia dos materiais magnéticos tornou possível a substituição do indutor de campo por um ímã permanente. No final da década de 1930 este novo alto-falante foi adotado e aconteceram pouquíssimas mudanças no conceito desde então [23].

Os alto-falantes são dispositivos de baixo rendimento. Para que seja feita a transformação da energia elétrica enviada pelo amplificador, em energia mecânica, e posteriormente em energia acústica, ele dissipa em forma de calor aproximadamente 98% da energia fornecida pelo amplificador (e isso considerando alto-falantes de alta qualidade), isso quer dizer que de cada 100W rms aplicados nos bornes de um alto-falante, teremos apenas 2W de potência acústica efetiva [3,6].

3.2 – PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO DO ALTO-FALANTE

Os transdutores eletro-acústicos de frequências graves, médias e agudas, encontrados na maioria das caixas acústicas, baseiam-se todos em um mesmo conceito: um diafragma em movimento, devido a um campo eletromagnético modulado em amplitude, atuando em conjunto com um ímã permanente. Este mecanismo é análogo a um motor elétrico, sendo o rotor substituído pela bobina móvel.

A Figura 1 ilustra um corte de um alto falante (A.F.) eletro-acústico. Quando se aplica corrente à bobina móvel, um campo eletromagnético é produzido perpendicularmente ao fluxo da corrente e ao campo do ímã permanente. A força mecânica resultante obriga o

Capítulo 3 – O Transdutor eletro-acústico: Alto-Falante

diafragma (cone) a se deslocar em um movimento perpendicular ao campo magnético no entreferro, movimentando o ar em ambos os lados [3].

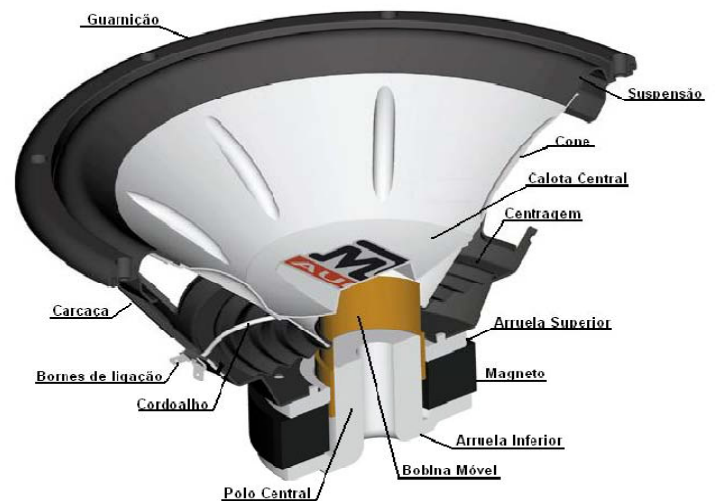
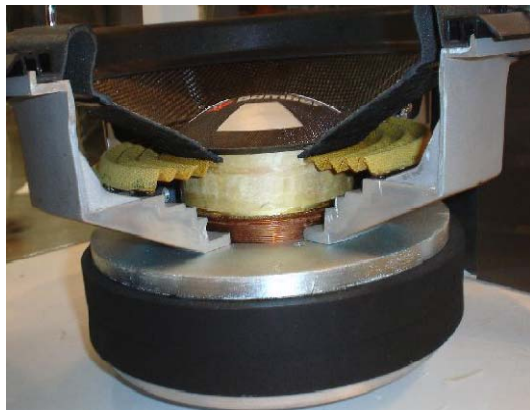


Figura 3.1 – Componentes de um Alto-falante

Existem três sistemas distintos, interligados que operam simultaneamente em um A.F:

1. O sistema motor: composto pelo ímã, peça polar, entreferro e bobina móvel;
2. O Diafragma: cone que pode ser de diferentes materiais;
3. A Suspensão: constituída pela aranha ou centragem e o anel de suspensão.

As especificações técnicas mais comumente conhecidas do falante são:

- Impedância Nominal;
- Sensibilidade;
- Resposta de Frequência;
- Potência;

Os fabricantes fornecem estes parâmetros em seus catálogos, como aqueles constantes no anexo 2.

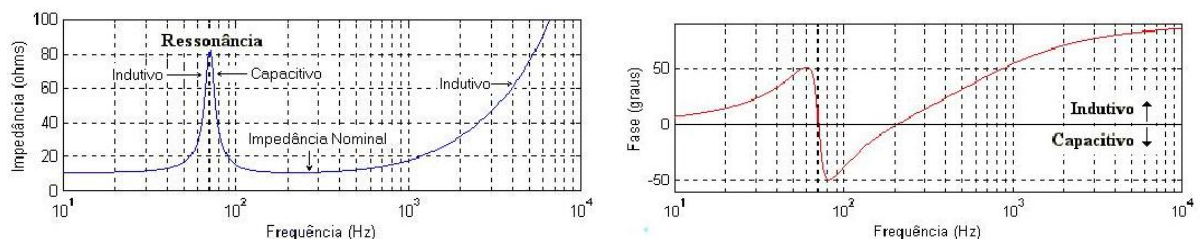


Figura 3.2 – Curvas de impedância e fase típicas de um alto-falante montado no Baffle infinito (exemplo)

3.3 - CAIXAS ACÚSTICAS

Um alto-falante ao ar livre possui um plano de irradiação ilustrado na Figura 3. Na linha do plano do cone (ou seja, ouvindo o alto-falante pelo seu lado) não existe reprodução de som, como as frequências maiores do que a área efetiva do cone podem ultrapassar a linha divisória entre a frente e a parte de traz dele (e assim são canceladas, em função da fase invertida), não vai haver reprodução de som de baixa frequência.

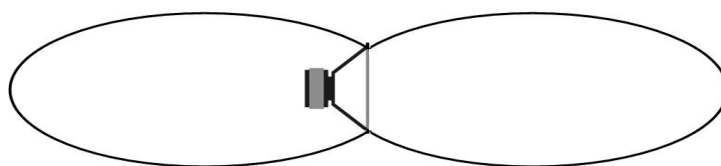


Figura 3.3 – Plano de irradiação do alto-falante ao ar livre (corte)

Existem diversos modelos de caixas acústicas, e cada uma delas interfere de forma característica no desempenho do sistema [6].

3.3.1 - Baffles:

O Baffle consiste de um anteparo que separa a parte frontal da parte traseira do alto-falante conforme mostra a figura 3.4, aumentando a distância que as ondas devem percorrer para se encontrar. Este recurso aumenta a capacidade de reproduzir baixas frequências, sendo que o seu tamanho é um fator limitante. Idealmente o baffle deveria ter o tamanho infinito, evitando assim qualquer cancelamento, mas como na prática isto não ocorre, as ondas frontais se encontram com certo atraso com as ondas traseiras, causando cancelamento em alguns comprimentos de onda e somatório em outros. Para evitar que isto aconteça, é interessante que seu formato seja irregular, ou que o diafragma seja montado fora do centro do baffle, conforme indica a Norma 5308/1982 [3, 24, 10].

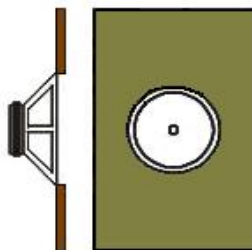


Figura 3.4 – Baffle

3.3.2 – Gabinete de fundo aberto

Estes gabinetes são bastante utilizados, tipicamente em alguns modelos de caixas acústicas amplificadas para uso com instrumentos. Ele é conhecido por produzir um grande pico na resposta causado pela ressonância acústica, em uma frequência que é função do alto-falante e prioritariamente do gabinete. Esta configuração não tem boa fidelidade, mas para melhorar sua resposta o gabinete deve ser o mais raso possível, com o mínimo de obstrução acústica, especialmente na parte traseira.

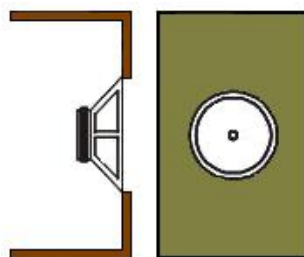


Figura 3.5 – Gabinete aberto

3.3.3 – Gabinete Fechado

Neste tipo de gabinete não existe interferência entre as ondas frontais e traseiras, além de diminuir um pouco a excursão do cone (devido à pressão interna. Entretanto, na frequência de ressonância, ocorre um pico na resposta. Em altas frequências, a ressonância acústica interna cria irregularidades na resposta, que pode ser reduzida revestindo-se internamente a caixa com um material para absorção acústica.

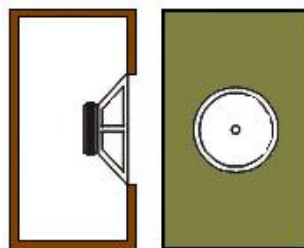


Figura 3.6 – Gabinete fechado

3.3.4 – Caixa Ventilada

Também chamada de “bass-reflex” ou irradiador passivo, apresenta uma abertura frontal na parte inferior, permitindo que a onda traseira produzida pelo diafragma contribua para o

Capítulo 3 – O Transdutor eletro-acústico: Alto-Falante

sistema, em uma estreita faixa de frequências. Conseqüentemente, este tipo de caixa fornece uma melhor resposta de graves. Pode ter um dimensionamento difícil, em função da sintonia do duto.

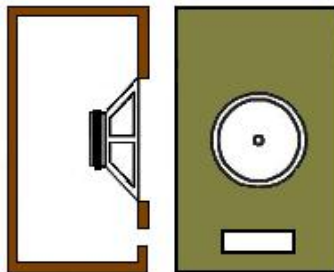


Figura 3.7 – Gabinete ventilado

3.3.5 – Labirinto Acústico

A estrutura contém um longo túnel de passagem de ar, forrado com material absorvente. A influência do labirinto pode ser comparada a uma linha de transmissão longa e com muitas perdas, onde grande parte da energia é dissipada e uma pequena parcela é refletida. Com este artifício, é possível reduzir a frequência de ressonância dos sons graves, aumentando a faixa de resposta do alto-falante.

O dimensionamento correto do comprimento do túnel, faz com que a onda sonora que deixa a abertura fique em fase com a onda frontal, proporcionando a soma destas e, melhorando o rendimento. Este processo é semelhante ao da caixa ventilada, com o aumento gradual da seção transversal do túnel, o labirinto se comporta como uma corneta de baixa frequência.

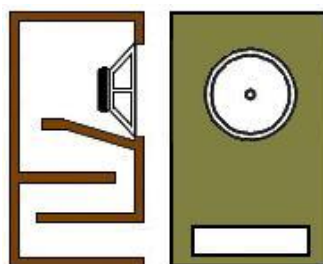


Figura 3.8 – Labirinto acústico

3.4 - MÉTODO DE THIELE-SMALL

O modelo de Thiele-Small é um conjunto padronizado de parâmetros que definem o comportamento de um alto-falante, muito usados para o projeto de caixas acústicas. Foi

Capítulo 3 – O Transdutor eletro-acústico: Alto-Falante

desenvolvido por A. Neville Thiele da Australian Broadcasting Commission em 1960. Ele observou que o circuito equivalente de um alto-falante ou caixa acústica correspondia ao de um filtro passa-altas, sendo assim ele passou a aplicar a metodologia de filtros elétricos à caixa acústica e o alto-falante.

Esta teoria ficou esquecida entre 1960 e 1971, quando Richard H. Small da Universidade de Sydney (Austrália) a colocou novamente em voga em um congresso da AES, a teoria ficou conhecida como parâmetros de Thiele-Small (TS) [8,9].

Foi introduzida no Brasil em 1980, por Paulo Fernando Cunha Albuquerque da Unicamp através de 12 artigos publicados na revista Antenna [26]. Com este conhecimento, se tornou possível medir os parâmetros do A.F. pelos terminais da bobina, já que o acoplamento entre o lado acústico e o elétrico é relativamente pequeno. Qualquer pessoa com um gerador de áudio e um multímetro poderia levantar os parâmetros TS, ou seja, os parâmetros publicados pelo fabricante poderiam ser conferidos facilmente pelo consumidor final [25].

O método TS é uma aproximação, porém se revelou uma ferramenta poderosa para um problema complexo, pois o AF é um dispositivo que é parte elétrico, parte mecânico e cuja saída é uma interface com o lado acústico.

Com o modelo TS, ao medirmos um mínimo de três parâmetros, já podemos afirmar que a resposta deste alto-falante é subamortecida ou superamortecida, se ele favorece o uso em caixas bass-reflex ou cornetas, por exemplo.

Exemplificando:

O fator de qualidade mecânico de um material determina como a energia cedida ao material é armazenada e dissipada. No alto-falante, isto está relacionado ao timbre e é chamado de parâmetro Q_{TS} (fator de qualidade total):

Q_{TS} Alto – Resposta subamortecida (grave retumbante)

Q_{TS} Baixo – Resposta superamortecida

Quanto maior o campo magnético menor o Q_{TS}

Os parâmetros Thiele-Small são intrinsecamente para pequenos sinais, visto que eles assumem que a resposta permanece plana por todo o espectro de áudio, o que não acontece na prática com o alto-falante.

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

Algumas não linearidades do Alto falante foram descritas atualmente. Na época de sua concepção Thiele e Small não consideraram estes fatores.

Para medir os parâmetros TS (frequência de ressonância, fatores de qualidade) é necessário conhecer apenas o pico da 1ª ressonância. Para modelar este pico, não é necessário conhecer o comportamento não linear indutância da bobina e da resistência.

Entretanto, se quisermos representar toda a curva da impedância, devemos considerar estas não-linearidades, caso contrário para frequências acima de 2 KHz poderemos ter um erro considerável.

No lado Acústico, com o alto falante montado em um painel de grande tamanho (Baffle infinito) [10] teremos a situação ideal para uma simulação matemática. A teoria que fundamenta os parâmetros, divide o Alto-falante em três partes: o lado elétrico, o mecânico e o acústico.

3.4.1 – Analogias Eletromecânicas

Para o entendimento dos parâmetros de Thiele-Small, é necessário realizar algumas analogias entre fenômenos físicos e elétricos:

$$f = M \times \frac{dv}{dt} \quad (3.1)$$

$$e = L \times \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

Onde:

Força (f) = massa X aceleração

Tensão (e) = indutância X variação da corrente no tempo

Força e tensão são variáveis dependentes, massa e indutância são constantes e velocidade e corrente são variáveis independentes, sendo assim estas duas equações são idênticas e podemos estabelecer uma correspondência (analogia) entre elas.

Existe, portanto, uma analogia entre força e tensão elétrica, entre Massa e indutância e entre velocidade e corrente, isto é:

$$\begin{aligned} f &\Leftrightarrow e \\ M &\Leftrightarrow L \\ v &\Leftrightarrow i \end{aligned} \quad (3.3)$$

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

Sendo assim, podemos trocar uma massa por uma indutância (por exemplo, se analisarmos a suspensão de um automóvel, podemos substituir uma massa de uma tonelada por um indutor de mil Henryes, ao invés de aplicar uma força de 1N, podemos aplicar uma tensão de 1V e verificamos como esta suspensão se comporta em função da velocidade simplesmente analisando o comportamento da corrente.

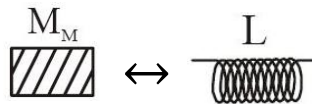


Figura 3.9 – Analogia entre massa (M) e indutância (L)

Deste modo trazemos uma análise no domínio da mecânica para o domínio da eletricidade.

A lei de Hooke da mecânica nos diz que a relação entre a força e o deslocamento (x) numa mola é dada pela seguinte equação:

$$f = Kx \quad (3.4)$$

Força é diretamente proporcional ao deslocamento

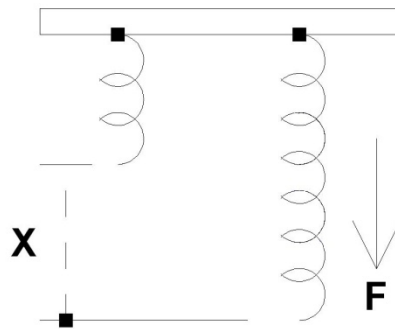


Figura 3.10 – Força X Deslocamento

$$K = \frac{f}{x} = \frac{N}{m} = \text{elastância} \quad (3.5)$$

Em alto falantes trabalhamos com o inverso desta constante que é $1/K = \text{compliância} = m/N$

$$e = \frac{1}{C} \int i dt \quad \text{Tensão no capacitor (e)} \quad (3.6)$$

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

Analogamente:

$$f = \frac{1}{c} \int v dt = \frac{x}{c} \quad (\text{deslocamento sobre } C) \quad (3.7)$$

Trabalhando com a compliância:

$$C_m = x/f \quad (3.8)$$

Então, C é o inverso da elastância = compliância mecânica (C_m) que é o análogo do capacitor, assim da mesma maneira que iremos representar a massa por uma indutância, representaremos a compliância mecânica por uma capacitância.

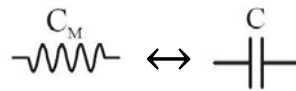


Figura 3.11 – Analogia entre Compliância mecânica (C_M) e capacitância (C)

Deste modo conseguimos equacionar o lado mecânico do alto-falante em um circuito equivalente elétrico.

Analisando as resistências

$$R_e = \frac{e}{i} = \text{Resistência elétrica} \quad (3.9)$$

$$R_m = \frac{f}{v} = \frac{N}{m/s} = \frac{N \cdot s}{m} = \text{Resistência mecânica} \quad (3.10)$$

onde f = força e v = velocidade

$$N = \text{força} = \text{massa} \times \text{aceleração} = kg \cdot \frac{m}{s^2}$$

substituindo : (3.11)

$$\frac{kg \cdot m}{s^2} \times \frac{s}{m}$$

Temos que

$$R_m = \frac{N \cdot s}{m} = \frac{kg}{s} \quad (3.12)$$

No caso dos alto falantes chamamos resistência mecânica de R_{ms} significando resistência mecânica do speaker.

O que vale para resistência em termos de unidades vale para a impedância.

Vamos entender agora a impedância acústica (Z_a):

$$Z_a = \frac{P}{V} = \frac{\frac{\text{força}}{\text{area}}}{\frac{m^3}{s}} = \frac{N/m^2}{m^3/s}$$

Onde $V = \text{Vazão}$

consequentemente : (3.13)

$$Z_a = \frac{N}{m^2} \times \frac{s}{m^3}$$

$$Z_a = N \cdot s / m^5$$

Vamos introduzir um novo conceito que relaciona a impedância mecânica com a impedância acústica:

A impedância mecânica, a exemplo da resistência mecânica, tem por unidades

$$Z_m = \frac{N \cdot s}{m} = \frac{kg}{s} \quad (3.14)$$

E a impedância acústica como vimos, tem por unidades:

$$Z_a = \frac{N \cdot s}{m^5} \quad (3.15)$$

Fazendo:

$$\frac{Z_m}{Z_a} = \frac{N \cdot s}{m} \times \frac{m^5}{N \cdot s} = m^4 \quad (3.16)$$

m^4 = quadrado da área (uma interpretação possível);

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

A interpretação mais interessante para este conceito é “a área do diafragma ao quadrado” que chamamos de Sd^2 .

Em acústica tudo que produz som esta se movendo, consiste em uma superfície em movimento, esta superfície a que estamos chamando de diafragma, no alto falante consiste no cone somado à suspensão (área efetiva).

$$Z_m = Z_a \cdot Sd^2 \quad (3.17)$$

Podemos relacionar esta equação ao transformador:

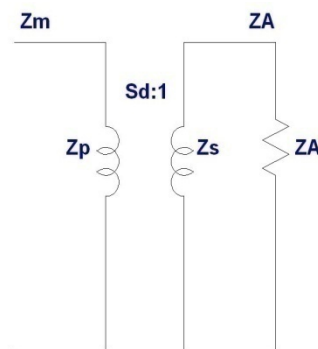


Figura 3.12 – Transformador acoplando lado acústico ao mecânico

Ao colocarmos uma impedância de carga no secundário, esta se reflete ao primário do trafo, se dissermos que o primário é o lado mecânico e o secundário é o lado acústico, e ainda, dissermos que a relação de espiras é $Sd:1$ teremos que, a impedância refletida no lado mecânico será a impedância do lado acústico vezes o quadrado da relação de espiras:

$$Z_m = Z_a \cdot Sd^2 \quad (3.18)$$

Então podemos utilizar um trafo para fazer o acoplamento do lado acústico para o lado mecânico, sendo que a impedância acústica muda quando montamos o alto falante num Baffle, e mais ainda quando o AF é montado numa caixa acústica.

Capítulo 3 – O Transdutor eletro-acústico: Alto-Falante

3.4.2 – Baffle Infinito

Vamos agora definir o circuito que será visto pelo amplificador, com o alto falante montado em um Baffle Infinito:

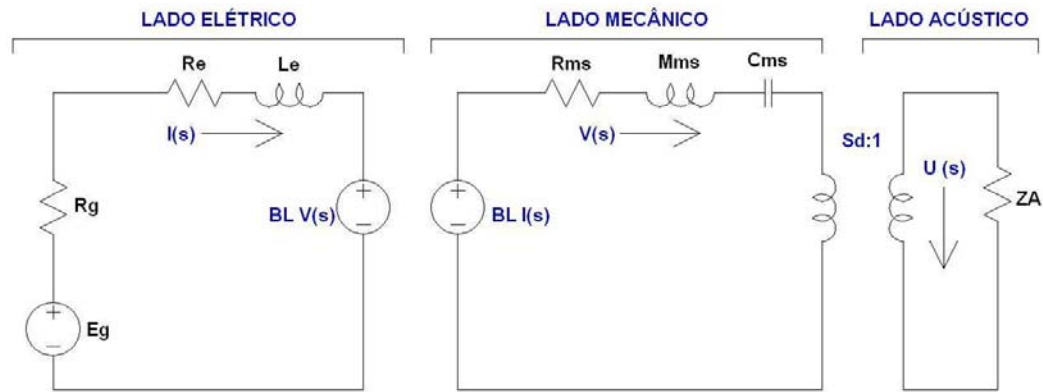


Figura 3.13 – Circuito equivalente ao modelo eletro-mecano-acústico do alto-falante

Onde:

$I_{(s)}$ = corrente elétrica

$V_{(s)}$ = velocidade

$U_{(s)}$ = Pressão sonora

O conjunto R_{ms} (resistência mecânica), M_{ms} (massa) e C_{ms} (compliância) formam o conjunto da suspensão (aranha+anel+perdas) que formam a compliância total do alto falante, onde R_{ms} representa as perdas por atrito das fibras do cone e suspensão;

As fontes de tensão são:

β = densidade de fluxo na bobina;

L = comprimento da bobina dentro do campo magnético;

Então $\beta \cdot L =$ fator de força (3.19)

$\beta \cdot L \cdot I_{(s)}$ = é um gerador de força (lado mecânico), a dimensão é N e esta força agindo em impedâncias mecânicas produz uma velocidade $V_{(s)}$.

Podemos observar que este gerador de força depende completamente da corrente que circula na bobina (lado elétrico).

No lado elétrico o gerador assinalado com $\beta \cdot L \cdot V_{(s)}$ é devido ao fato de que, como o cone está solidário a uma bobina, que se desloca dentro do campo do ímã permanente, se

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

provocamos uma velocidade no cone, teremos uma tensão induzida que é diretamente proporcional à velocidade (gerador de tensão).

L_e = indutância da bobina, que varia sempre com a frequência (diminui com o aumento da frequência);

R_e = resistência da bobina, que é dividida em duas partes: uma depende da frequência (R_{ed}) e outra R_E , que é independente (medida com o ohmímetro).

Até o momento, vamos considerar apenas a R_E e a indutância como sendo fixa (linear), posteriormente, ainda neste capítulo, trataremos das não linearidades.

R_g = resistência interna do amplificador, que não tem nada a ver com a questão de 4,8 ou 16Ω popularmente conhecida (que são, na verdade, impedâncias de carga recomendáveis) seu valor é tipicamente 0,002.

E_g = força eletromotriz que representa o amplificador.

$S_d:1$ = transformador que acopla o lado acústico ao lado mecânico;

Z_A = impedância acústica que se reflete no lado mecânico segundo as relações do transformador, já explicitadas anteriormente.

Uma maneira muito simples de se medir os parâmetros do alto falante é a partir da curva de impedância, que é o quociente entre a tensão aplicada no circuito do alto falante e a corrente que circula para dentro dos terminais da bobina.

Refletindo Z_A para o lado mecânico, obteremos o circuito mostrado na Figura 3.14.

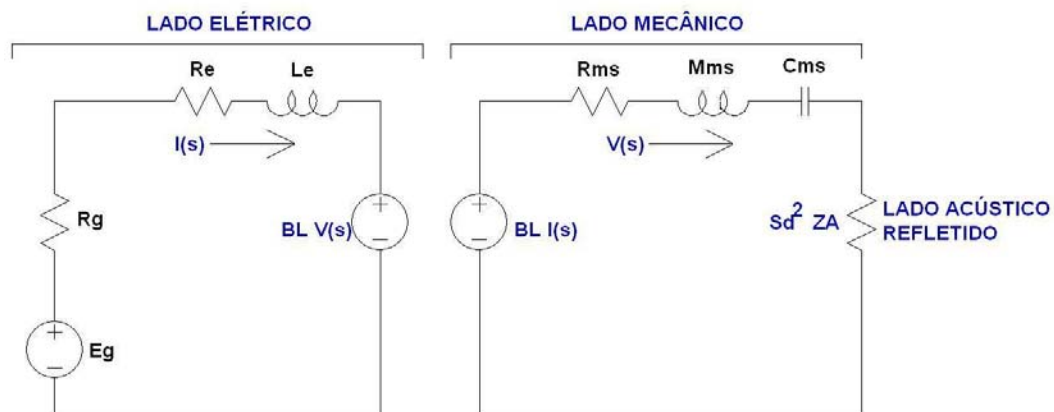


Figura 3.14 - Circuito equivalente ao modelo eletro-mecânico do alto-falante

Note que $S_d^2 Z_A$ é uma impedância acústica, que fisicamente não existe no lado mecânico. É importante perceber que o circuito é dinâmico, uma alteração no lado acústico repercute no lado elétrico modificando a corrente que percorre a bobina, bem como alterações no lado elétrico vão influenciar o lado acústico.

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

Uma forma de comprovarmos esta interação consiste em ligarmos um osciloscópio e um gerador de sinais nos terminais do alto-falante de modo a visualizarmos as figuras de Lissajous. Ao variarmos a frequência do gerador de sinais até encontrarmos a ressonância obteremos uma reta de Lissajous. Ao aproximarmos a mão do cone, perceberemos que esta reta irá se modificar para uma elipse, comprovando a interação entre o lado acústico e o lado elétrico.

Fazendo outras analogias devemos lembrar que, se o alto falante esta ao ar livre, ou em um baffle infinito, a impedância Z_A é descrita por uma resistência em série com uma indutância (resistência acústica do ar, caso mais simples), se estiver montado em uma caixa acústica, o volume desta caixa esta representado por uma capacitância, se a caixa tiver um duto, este é uma indutância em paralelo com aquela capacitância e ainda teremos a resistência acústica do ar que é a resistência em serie com a indutância.

Voltando ao modelo, aplicaremos a lei de Kirchooff nas duas malhas para explicitar as equações que o descrevem:

$$E_g = [(R_g + R_e) + s \cdot L_e] \cdot I_{(s)} + \beta L \cdot V_{(s)} \quad (3.20)$$

s em regime permanente equivalendo a $j\omega$

$$\beta L \cdot I_{(s)} = V_{(s)} \cdot \langle Rms + s \cdot Mms + \frac{1}{s \cdot Cms} + Sd^2 \cdot Z_{A(s)} \rangle \quad (3.21)$$

Ressaltamos o fato que devemos ter o cuidado de lembrar que a malha que representa a parte mecânica (não é um circuito elétrico e sim, o análogo elétrico de um circuito mecânico) do A.F esta trabalhando com força I e velocidade V, entretanto o raciocínio fundamentado na eletricidade permanece correto.

Definindo a impedância mecânica como:

$$Z_{M(s)} = Rms + s \cdot Mms + \frac{1}{s \cdot Cms} + Sd^2 \cdot Z_{A(s)} \quad (3.22)$$

Substituindo (3.22) em (3.21), obteremos (3.23):

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

$$\beta L \cdot I_{(s)} = V_{(s)} \cdot Z_{M(s)} \therefore V(s) = \frac{\beta L \cdot I_{(s)}}{Z_{M(s)}} \quad (3.23)$$

Substituindo $V_{(s)}$ na primeira equação (3.20):

$$Eg = [(Rg + Re) + s \cdot Le] \cdot I_{(s)} + \frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}} \cdot I_{(s)} \quad (3.24)$$

$$\frac{Eg}{I_{(s)}} = Z_{vc(s)} = Rg + Re + s \cdot Le + \frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}} \quad (3.25)$$

Onde $Z_{vc(s)}$ = impedância da bobina vista pelo amplificador

Neste ponto, podemos dividir esta impedância em dois grupos que são $Rg + Re + s \cdot Le$ (resistências próprias da bobina), e $\frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}}$ que é a reflexão da impedância do lado mecânico do alto falante, ou seja, qualquer impedância que existe no lado mecânico aparece invertida e multiplicada por $(\beta L)^2$.

Assim,

$$Z_{EM(s)} = \frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}} = \frac{(\beta L)^2}{R_{ms} + s \cdot M_{ms} + \frac{1}{s \cdot C_{ms}} + Sd^2 \cdot Z_{A(s)}} \quad (3.26)$$

Onde:

$Z_{EM(s)}$ é a impedância elétrica que veio do lado mecânico;

R_{ms} é a resistência mecânica do speaker;

M_{ms} é a massa móvel do speaker;

C_{ms} é a compliância mecânica do speaker;

$Sd^2 \cdot Z_{A(s)}$ é a impedância acústica refletida para o lado mecânico

Vale ressaltar que o denominador da equação 3.26 representa o ramo serie do lado mecânico do alto-falante.

Dividindo numerador e denominar de 3.26 por $(\beta L)^2$:

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

$$Z_{EM(s)} = \frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}} = \frac{1}{\frac{Rms}{(\beta L)^2} + \frac{s \cdot Mms}{(\beta L)^2} + \frac{1}{s \cdot (\beta L)^2 \cdot Cms} + \frac{Sd^2 \cdot Z_{A(s)}}{(\beta L)^2}} \quad (3.27)$$

Dividindo os termos no denominador por seus respectivos elementos para colocarmos a equação na forma dos inversos da soma dos inversos:

$$Z_{EM(s)} = \frac{(\beta L)^2}{Z_{M(s)}} = \frac{1}{\frac{1}{\frac{Rms}{(\beta L)^2}} + \frac{1}{\frac{s \cdot Mms}{(\beta L)^2}} + \frac{1}{s \cdot (\beta L)^2 \cdot Cms} + \frac{1}{\frac{Sd^2 \cdot Z_{A(s)}}{(\beta L)^2}}} \quad (3.28)$$

Com a equação colocada na forma acima, fica evidente que a impedância refletida do lado mecânico para o lado elétrico fica igual ao inverso da soma dos inversos, ou seja, os componentes que estavam em série, no lado mecânico, se associaram em paralelo no lado elétrico.

Note que, apesar de no lado mecânico a compliância ser análoga a um capacitor, no lado elétrico devido ao “giro” na impedância (que aparece invertida) a reatância capacitiva se transforma numa reatância indutiva; portanto $(\beta L)^2 C_{ms}$ é um indutor, o mesmo acontece com a reatância indutiva que muda para uma reatância capacitiva que fica $\frac{Mms}{(\beta L)^2}$ sendo um capacitor.

Na notação de Thiele-Small fica:

$$Re s = \frac{(\beta L)^2}{Rms} \quad (3.29)$$

$$Cmes = \frac{Mms}{(\beta L)^2} \quad (3.30)$$

$$Lces = (\beta L)^2 \cdot Cms \quad (3.31)$$

Onde **mes** significa **massa** do lado **elétrico** do **speaker**;

ces significa **compliância** do lado **elétrico** do **speaker**

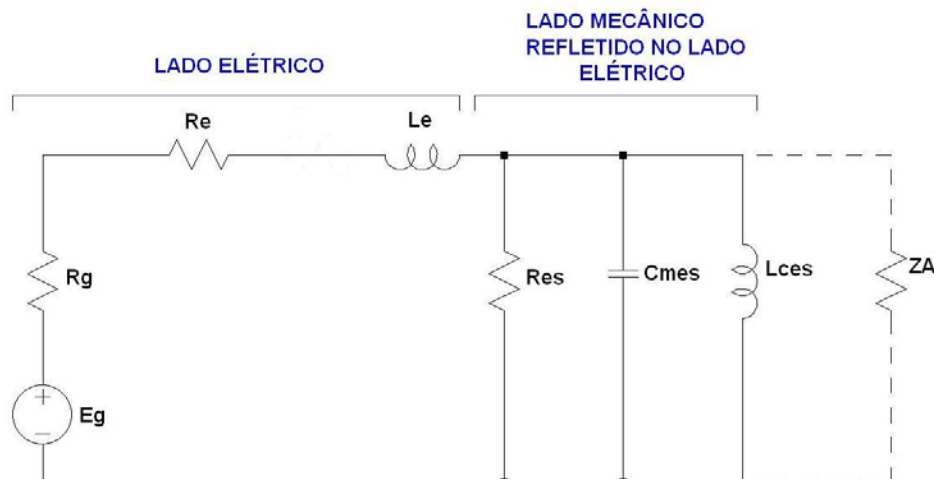


Figura 3.15 - Circuito equivalente ao modelo do alto-falante em Baffle Infinito

Este modelo é perfeitamente viável para estudos na região da primeira ressonância, onde percebemos o seguinte:

- L_e torna-se inteiramente desprezível;
- Não leva em consideração a variação da resistência R_e com a frequência (também aceitável nesta região);
- A impedância acústica também é desprezada, entretanto, quando fazemos a medição dos parâmetros (frequência de ressonância, por exemplo), a impedância acústica já está implícita no lado mecânico pois os parâmetros estão em série, ou seja, ao medir ela já está somada ao parâmetro M_{ms} .

Infelizmente a reatância indutiva do ar varia com a frequência, entretanto esta componente é considerável em baixas frequências, porém para o conjunto ela ainda é desprezível, então podemos prosseguir com esta simplificação.

Este modelo sem as não linearidades funciona bem até a região onde o alto falante trabalha como um pistão, ou seja, até o momento em que o perímetro dele se iguala ao comprimento de onda do sinal, na verdade podemos trabalhar até o dobro da frequência sem maiores problemas, para um A.F. de 18" esta frequência corresponde a aproximadamente 300Hz, além disto aparecem problemas com modos de vibração do cone.

A segunda ressonância do A.F. é dada pela indutância da bobina e pela reflexão da massa C_{mes} e é usada como o melhor indicador da impedância nominal do transdutor.

Na primeira ressonância, o circuito série existente no lado mecânico (ressonância série) implica que as reatâncias M_{ms} e C_{ms} se anulam, sobrando apenas R_{ms} que é a impedância

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

mínima nesta situação, o βL é grande para frequências altas, sendo assim, devido à relação $R_{es} = \frac{(\beta L)^2}{R_{ms}}$. Temos então no lado elétrico uma alta impedância, e o circuito fica reduzido a:

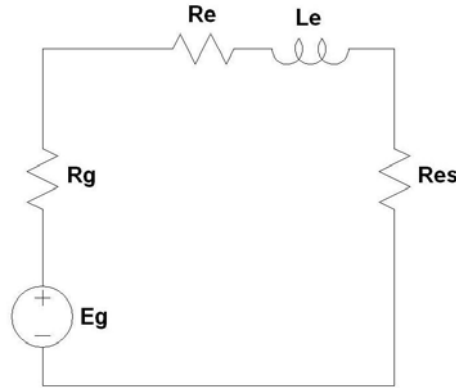


Figura 3.16 - Circuito equivalente na primeira ressonância

3.4.3 – Fator de Qualidade

O fator de qualidade mecânico de um material determina como a energia cedida ao material é armazenada e dissipada. No alto-falante, isto está relacionado ao timbre e é chamado de parâmetro Q_{TS} (fator de qualidade total), conceito que é demonstrado a seguir.

Por definição o fator de qualidade é [27]:

$$Q = \frac{\text{energia armazenada}}{\text{energia dissipada}} \text{ que é uma grandeza adimensional.} \quad (3.32)$$

$$Q = \frac{X_L \cdot I^2}{R \cdot I^2} = \frac{X_L}{R} \quad (3.33)$$

Na ressonância o módulo de X_L = módulo de $X_c \Rightarrow |X_L| = |X_c|$

$$X_L = \omega s \cdot Mms \quad (3.34)$$

$$X_c = \frac{1}{\omega s \cdot Cms} \quad (3.35)$$

$$\text{Igualando as duas equações temos: } \omega s^2 = \frac{1}{Mms \cdot Cms} = \omega s = \sqrt{\frac{1}{Mms \cdot Cms}} \quad (3.36)$$

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

$$Q_{ms} = \frac{\omega s \cdot M_{ms}}{R_{ms}} = \text{equação do fator de qualidade mecânico} \quad (3.37)$$

$$Q_{ms} = \frac{1}{\omega s \cdot C_{ms} \cdot R_{ms}} \quad (3.38)$$

Onde: $\omega s = 2\pi F s$

$F s$ = frequência de ressonância mecânica

$$F s = \frac{1}{\sqrt{M_{ms} \cdot C_{ms}} \cdot 2\pi} \quad (3.39)$$

Para sabermos o Q elétrico, refletimos a impedância elétrica para o lado mecânico:



Figura 3.17 – Impedância elétrica (RE) refletida no lado mecânico

$$Q_{es} = \frac{\omega s \cdot M_{ms}}{\frac{(\beta L)^2}{RE}} \quad (\text{na ressonância}) \quad (3.40)$$

O fator de qualidade total do alto falante será:

$$Q_{Ts} = \frac{\omega s \cdot M_{ms}}{\frac{(\beta L)^2}{RE} + R_{ms}} \quad (3.41)$$

(neste caso computamos a resistência refletida pelo lado elétrico, somado ao lado mecânico)

Vale lembrar que na região da 1ª ressonância, todos os componentes que variam com a frequência podem efetivamente ser desprezados.

$$Q_{TS} = \frac{(\beta L)^2 / RE}{\omega S \cdot Mms} + \frac{Rms}{\omega S \cdot Mms} \quad (3.42)$$

⇓

$$\frac{1}{Q_{es}} + \frac{1}{Q_{ms}} \quad \text{Qts é análogo à associação de duas resistências em paralelo}$$

Como $Q_{ms} \gg Q_{es}$

Equivale dizer que o Q_{TS} é aproximadamente Q_{es} e, portanto o som que ouvimos do alto-falante é predominantemente definido pelo lado elétrico.

O valor do Q_{ts} é importante para a decisão sobre qual tipo de caixa acústica ele deve ser utilizado, um valor alto neste parâmetro indica um grave mais profundo ou persistente no tempo. Valores muito baixos podem resultar em uma resposta pobre de graves, ou seja, um alto valor de do Q_{ts} ou um valor muito baixo podem não ser recomendáveis.

Os parâmetros levantados através do modelo TS utilizando apenas os componentes não lineares da bobina representam perfeitamente o alto falante em termos de impedância, em termos de resposta precisamos levar em conta a impedância de radiação do ar.

3.4.4 – Não Linearidades do Alto-falante

O modelo de Thiele-Small não leva em consideração as variações da indutância e da resistência em uma situação dinâmica de trabalho do alto-falante.

Observamos que a indutância do alto-falante varia mesmo em pequenos sinais, demonstrando sua não linearidade. A própria resistência do transdutor varia com pequenos sinais, o que acrescenta ainda um fator ambiental ao modelo. Em uma utilização com altos níveis sonoros, com as caixas pintadas de preto e expostas ao sol direto, já foram identificados Alto-falantes trabalhando em temperaturas superiores a 250°C na bobina, nesta temperatura o transdutor praticamente se desmancha, pois as colas se desfazem.

A temperatura causa o risco de dano e uma grande alteração nos valores dos parâmetros TS. O Q_{TS} é inversamente proporcional à resistência da bobina, esta resistência pode até dobrar em função da temperatura, assim o fator de qualidade total e o fator de qualidade elétrico crescem muito, afetando o timbre e a eficiência do falante, outro fator interessante é o deslocamento do cone. Portanto, um dado que limita a potência do alto-falante é a temperatura da bobina [28, 29, 30]

A seguinte equação descreve o comportamento da temperatura [28]:

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

$$T_B = T_A + \left(\frac{R_B}{R_e} - 1 \right) \times \left(T_A - 25 + \frac{1}{ct} \right) \quad (3.43)$$

⇓

$$R_B = \left(\frac{T_B - T_A}{T_A - 25 + \frac{1}{ct}} + 1 \right) \times R_e \quad (3.44)$$

Onde:

T_A = Temperatura ambiente

T_B = Temperatura da bobina

R_e = Resistência DC do alto-falante

R_B = Resistência da bobina do alto-falante corrigida pela temperatura

ct = coeficiente de temperatura do fio

R_e , ct , são dados fornecidos em catálogo, onde também é informada a temperatura ambiente em que foi realizada a medição na fábrica.

A diminuição da eficiência do alto falante produz o efeito chamado compressão de potência, onde um aumento de 10dB por exemplo, na potência elétrica entregue ao alto falante, produzirá menos do que 10dB de aumento na potência acústica.

Na medição dos parâmetros TS, aplicamos sinais que deslocarão muito pouco o cone do AF, assim a bobina atua apenas em regiões bem lineares do ponto de vista do campo magnético o que não ocasiona distorção. Situação diferente da prática, onde grandes sinais são aplicados e um deslocamento forte do cone ocorre. Nestes casos, quando o cone (com a bobina acoplada) penetra muito no campo magnético dentro do conjunto magnético (arruela inferior, anel de ferrite, arruela superior e pino central) ela encontra uma condição mais linear e mais intensa deste campo, entretanto, quando o cone se desloca para fora a bobina saindo parcialmente do gap e começa a encontrar o ar livre, o campo magnético cai violentamente. Podemos perceber que a densidade de fluxo β , que na teoria de TS é uma constante, na prática se torna variável, dependendo da posição do cone do alto falante.

Ao aplicarmos uma senoide de alto nível, a bobina (juntamente com o cone) vai se deslocar bastante, a bobina atravessará regiões que são muito não-lineares, um microfone captando o áudio emitido por este Alto-falante mostrará uma senoide distorcida, que apresentará um nível médio diferente de zero devido á distorção. Este nível médio é chamado componente DC.

O deslocamento do cone muda todos os parâmetros, até mesmo a compliância. Se aplicássemos uma componente contínua para deslocar o cone para frente, e medíssemos a

Capítulo 3 – O Transdutor eletro–acústico: Alto-Falante

freqüência de ressonância, notaríamos que esta ficou maior. A compliância diminui toda vez que o deslocamento aumenta, porque as fibras da suspensão são esticadas. Um alto-falante medido na horizontal e na vertical apresentaria variações na freqüência de ressonância pela atuação da força da gravidade (alterações na compliância) [25].

A resistência da bobina que varia com a freqüência (não linear), e dada pela expressão:

$$Re d = Krm(\omega^{Erm}) \text{ onde:} \quad (3.43)$$

Krm é uma constante expressa em ohms e Erm é uma constante adimensional, no expoente.

O comportamento não linear da indutância da bobina é expresso por:

$$Led = Kxm \cdot \omega^{(Exm-1)} \text{ onde:} \quad (3.44)$$

Kxm é uma constante expressa em Henrys e Exm é uma constante adimensional, no expoente.

Os valores de Krm, Erm e Exm podem ser obtidos a partir da curva de impedância [25].

O modelo incluindo os parâmetros não lineares fica:

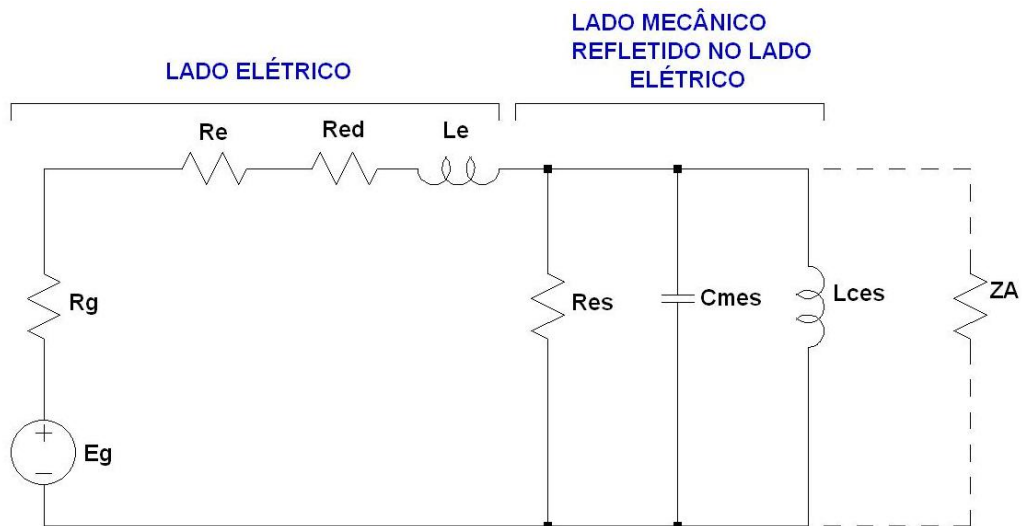


Figura 3.18 – Modelo completo do alto-falante em baffle infinito

3.5 – CONCLUSÃO

O método de Thiele-Small é uma teoria elegante, que descreve razoavelmente bem, um dispositivo que é de baixa eficiência, sofre muitas influências externas e influencia diretamente na qualidade da reprodução sonora e no comportamento do amplificador. Este é projetado e testado, na maioria das vezes, considerando-se as cargas como resistivas.

Entretanto, pode-se perceber pelos modelos apresentados que, os transdutores são cargas complexas, mudando o seu comportamento em função da frequência, condições do ambiente de reprodução, características mecânicas e temperatura.

Neste capítulo foi determinado o modelo do alto-falante (carga reativa) que será utilizado nas simulações. Sob tais condições, os amplificadores são muito mais exigidos em seus esforços. Portanto, estes modelos servem para, através das simulações, determinar os parâmetros para as análises de rendimento do amplificador nas duas situações (filtro LC presente ou ausente), permitindo ainda uma análise comparativa entre o funcionamento com carga resistiva e com a carga complexa.

Na próxima etapa de nosso estudo, será feita a simulação para os modelos apresentados, utilizando dados de fabricantes e as equações descritas. Estas simulações utilizarão a função .param do PSPICE, assim todos os parâmetros que mudam com a frequência e temperatura, serão avaliados através da entrada dos valores das variáveis conhecidas nas equações.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÕES E TESTES

4.1 – INTRODUÇÃO

Será analisado o amplificador pelo ponto de vista do rendimento. Este é um critério muito utilizado para justificar o emprego da Classe D, entretanto, a literatura consultada apresenta estes dados em função de cargas puramente resistivas. A proposta deste trabalho, ao analisar a interface entre o amplificador e o alto-falante, considera as características reativas desta carga, conforme a análise feita no capítulo 3.

Para implementar os testes com precisão, necessita-se saber como se comporta a impedância a cada frequência medida. Considerando que se trata de uma carga complexa vista pelo amplificador, as informações referentes ao módulo e fase da impedância são fundamentais para a validade deste trabalho, a figura 4.1 mostra curvas de impedância típicas de um alto falante montado no baffle infinito.

Se a carga é capacitiva (tensão atrasada da corrente), o alto-falante pode ter uma situação em que a corrente é muito alta, mas a tensão é nula, causando um forte impacto na saída do amplificador.

A carga que a caixa acústica representa para o amplificador pode ser determinada a partir da frequência onde a reatância capacitiva é máxima, ou seja, o maior ângulo de fase capacitivo. Porém, cargas com fase acima de 40° , em baixas frequências, ou no intervalo de 1 a 2kHz, são um indicador de carga difícil de ser manejada pelo amplificador.

O ponto de mínima impedância também é importante, valores abaixo de 3Ω , quando a curva cruza o eixo horizontal em frequências muito baixas ou muito altas, podem caracterizar uma carga problemática [3].

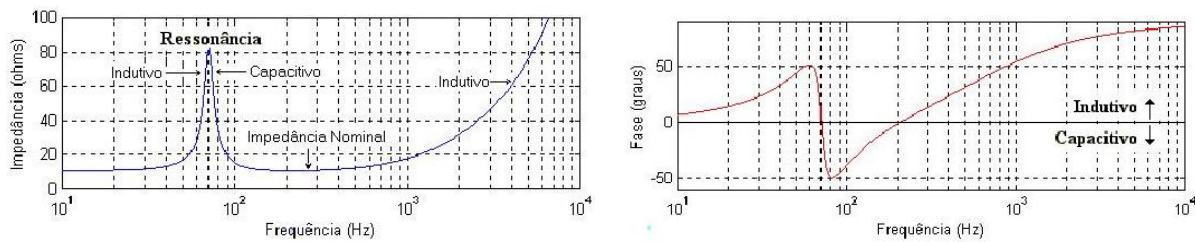


Figura 4.1 – Curvas de impedância e fase típicas de um alto-falante montado no Baffle infinito (exemplo)

O foco principal deste trabalho é a interface amplificador/alto-falante onde analisamos o comportamento para diferentes cargas (alto-falantes diversos e cargas resistivas), com e sem o filtro LC. Este trabalho não se deteve nos conceitos específicos da qualidade sonora (exceção de algumas observações pontuais), que serão propostos como continuidade deste trabalho.

Realiza-se três análises primordiais do rendimento do amplificador em cada situação, com filtro LC presente na saída e sem este, para as cargas resistivas (4Ω e 8Ω) e alto-falante de impedância nominal igual a 8Ω .

Todos os ensaios são realizados com a potência máxima de $100W_{RMS}$ entregues à carga, pois o alto-falante de teste trabalha com esta potência no máximo, exceções serão apontadas no momento em que ocorrerem.

Os ensaios são feitos com os dados da simulação com correção para a temperatura ambiente.

4.2 – PARÂMETROS DETERMINADOS

Além das análises mencionadas são realizadas as seguintes medições:

4.2.1 - Potência RMS:

$$P = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} \quad (4.1)$$

Onde:

P = Potência RMS

V_{RMS} = Tensão RMS na carga

R_L = Resistência real na carga (vista pelo amplificador em função da impedância complexa)

4.2.2 - BW – Resposta em frequência

Um amplificador de áudio deve possuir uma resposta em frequência plana em magnitude, em toda sua faixa de operação, com frequências de corte inferior a 20Hz e superior a 20KHz, e uma resposta de fase com defasamento de zero graus, ao longo da faixa. Essas condições são necessárias para se reproduzir um som de forma bastante fiel, sem reforçar nenhuma frequência específica, e sem introduzir distorção por deslocamento de fase. Esse parâmetro é traçado através da análise de ganho e fase do sinal de saída em relação ao de entrada de um amplificador, durante uma varredura de frequência.

4.2.3 – Rendimento

O rendimento (η) é dado por:

$$\eta = \frac{\text{Potência fornecida à carga}}{\text{Potência consumida da fonte de energia}} \quad (4.2)$$

$$\eta\% = \eta \times 100 \quad (4.3)$$

Este o principal fator que leva ao uso do amplificador classe D, seu alto rendimento é que tem difundido o seu uso principalmente em aplicações portáteis, conforme mencionado nos capítulos 1 e 2.

4.2.4 – Sensibilidade

A sensibilidade de um amplificador fornece o nível do sinal de entrada que leva o amplificador à sua potência nominal. Exemplificando, um amplificador que atinge a potência nominal a uma entrada de 0.8 Vrms é mais sensível do que aquele em que tal situação ocorre a 1Vrms.

Normalmente a sensibilidade de uma amplificador é expressa em dBV ou dBu.

A impedância de entrada esta relacionada com a sensibilidade de um amplificador. Para se obter na entrada do circuito praticamente toda a tensão fornecida pela fonte de sinal, esta impedância é projetada para ser elevada. Embora, a princípio, possa parecer que uma impedância alta causaria uma maior susceptividade a ruídos, na prática observa-se que isso não ocorre de maneira tão prejudicial e não existe uma norma que defina exatamente este valor [32].

4.3 – ESPECIFICAÇÕES DA PLATAFORMA DE ENSAIOS

4.3.1 – Dados do amplificador

O manual do amplificador especifica algumas condições [13,14]:

- Tensão de alimentação $\pm 50V$, podendo variar entre ($\pm 45V \sim \pm 60V$) a tensão escolhida para o teste foi de $53V$, aproximadamente 90% da tensão máxima.
- 4Ω de impedância de carga
- Frequência PWM de $\approx 400kHz$
- Ganho de tensão de $\approx 36x$ (Max.)
- Corrente quiescente $+50mA/-80mA$
- 90% eficiência@120W, um canal
- Amortecimento = 2000 antes do filtro/170 após o filtro

O circuito completo do amplificador encontra-se no anexo (1)

A corrente máxima permitida na entrada foi estabelecida em $5A$, que é suficiente para os testes.

O gerador do sinal de entrada não deve ultrapassar $3V_{RMS}$ com uma impedância de saída $\leq 600\Omega$ (dados do fabricante), na prática observamos que níveis de entrada superiores a $2V_{RMS}$ fazem a proteção atuar, pois desestabilizam o PWM.

4.3.2 - Baffle

Os ensaios foram realizados com os alto-falantes ao ar livre, montado em um Baffle. Um alto-falante funcionando sem nenhum tipo de isolamento entre sua parte frontal e a traseira apresenta um forte cancelamento para frequências iguais ou menores ao diâmetro útil do cone, pois o ar comprimido à frente do cone é rapidamente absorvido pela rarefação do ar em sua parte anterior.

A forma teórica de solucionar este problema do “curto-circuito” acústico é montar o alto-falante em um painel de grandes dimensões, conhecido por “Baffle Infinito”. Para reprodução de graves sem cancelamento, as dimensões deste painel devem ser tais que o comprimento de onda da frequência seja de metade do caminho do ar entre a frente e a traseira do alto-falante. Abaixo desta frequência, haverá uma queda da pressão sonora de 6dB por oitava[26].

Capítulo 4 – Simulações e testes

Entretanto, esta queda de 6dB do Baffle Infinito acaba por ser uma vantagem deste tipo de montagem sobre as caixas acústicas, pois estas apresentam tipicamente quedas de 12dB e 24dB por oitava. Isto significa que mesmo um alto-falante montado em um Baffle de dimensões proporcionalmente reduzidas permite a reprodução sonora de graves em frequências mais baixas devido à queda lenta do nível sonoro.

O Baffle padrão para ensaios, recomendado pela NBR [10] possui as dimensões de 1,65m de altura X 1,35m de largura, o alto-falante deve ser montado fora do eixo das medidas para evitar quaisquer ressonâncias. Na prática a menor frequência que pode ser reproduzida utilizando-se este baffle é de 382Hz, determinados utilizando a equação:

$$\gamma = \frac{340m/s}{f} \quad (4.4)$$

Onde γ = comprimento de onda e f = frequência

O painel de madeira de que dispúnhamos era de tamanho reduzido inferior ao recomendado para a norma, 1,30m X 0,92m e o Baffle então apresenta uma frequência de corte 772 Hz. Como os testes realizados não são de performance acústica, um Baffle nas dimensões aproximadas às da NBR proporcionaria o isolamento necessário para não provocar interações significativas entre o lado acústico e mecânico do alto-falante que pudessem comprometer a sua curva de impedância, desde que mantido a pelo menos 1m das paredes da sala [10].



Figura 4.2 - Confeção do Baffle

Capítulo 4 – Simulações e testes

Devido ao conteúdo de EMI gerado pelo amplificador classe D, principalmente com a ausência do filtro de saída, todo o conjunto para testes foi montado em plataformas instaladas no Baffle, para manter os cabos de interligação com pequeno comprimento.

O setup final de testes fica montado deste modo:

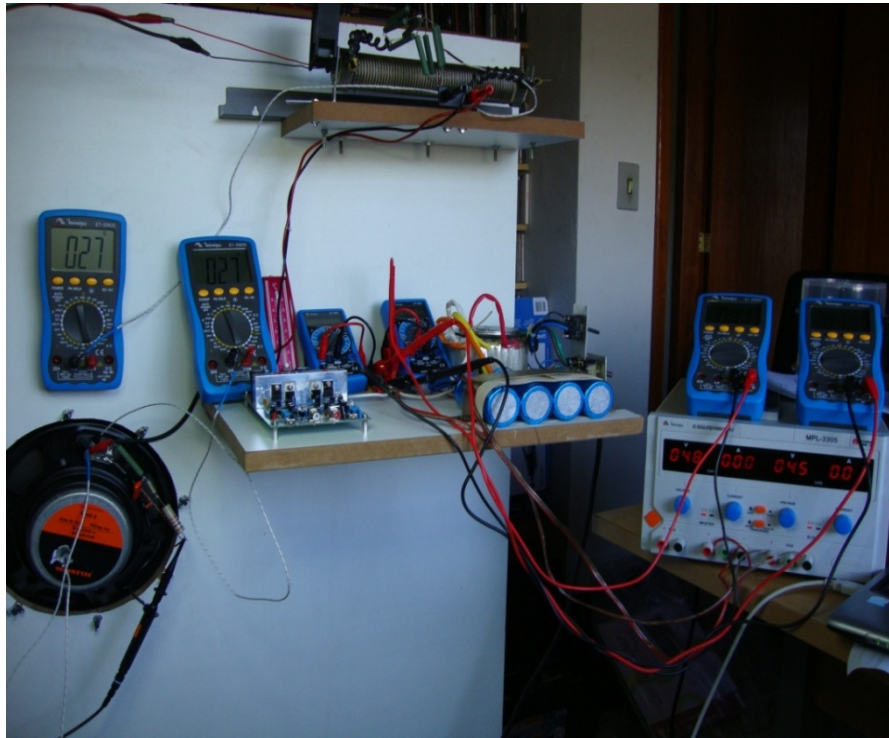


Figura 4.3 – setup de testes

4.3.3 – Equipamentos utilizados nos ensaios

- 01 Osciloscópio de 250 MHz
- 01 Gerador de funções 20MHz
- 01 Gerador de áudio
- 01 Analisador de espectro 1GHz
- 01 fonte regulada dupla 30V x 5^a
- 01 Notebook Core 2 Duo – 4Gb RAM
- 09 Multímetros Digitais
- 02 Multímetros analógicos
- 01 Ponte LCR
- 01 Capacímetro

- 01 Carga resistiva de $8\Omega \times 250W$
- 01 Carga resistiva de $4\Omega \times 500W$
- 01 Alto falante Selenium modelo 10CV4
- 01 Alto-falante Selenium modelo 10PW3
- 01 Alto-falante Selenium modelo 8PW3
- 03 Termopares tipo K ($-20^{\circ}C$ a $+250^{\circ}C$)

Os testes foram realizados utilizando aparelhos comerciais, entretanto sem a aferição prévia pelo IMMETRO.

4.3.4 – Fonte de alimentação

Como exposto no capítulo 2, existe a possibilidade de “bus punping” na fonte de energia. Não faz parte do escopo deste trabalho a construção de uma fonte estabilizada, e optamos por construir um fonte linear comum, com os componentes disponíveis no laboratório e a associarmos com uma fonte regulável de $30V \times 5A$, para obtermos a possibilidade de ajuste da tensão, mantendo-a sempre no mesmo valor escolhido para todos os testes (53V). O esquema final da fonte é mostrado na figura 4.4.

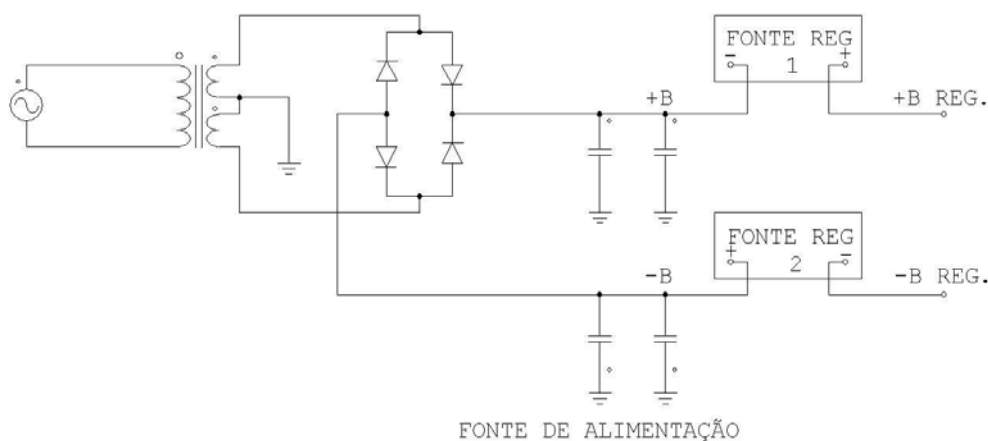


Figura 4.4 – Esquema da fonte utilizada nos testes

O transformador é um toroidal de $33+33V \times 9A$ e os capacitores são de $10.000\mu F \times 70V$

4.3.5 – Medição da temperatura

Durante o processo de montagem de um alto-falante, no momento da colagem da bobina ao cone, o espaço entre ela e o entreferro é preenchido por um calço provisório para a obtenção de um alinhamento preciso. Este procedimento deixa a região do conjunto bobina/peça polar exposta a partículas estranhas que, se por ventura penetrarem neste espaço causarão grandes inconvenientes.

Para evitar este problema, o conjunto é coberto por um domo, que resolve esta situação mas causa outros inconvenientes. São utilizados normalmente dois tipos de domos: sólidos e porosos. O domo sólido não permite a passagem de ar através dele, criando uma câmara acústica que tem pressão variável de acordo com o movimento do cone. Como a área entre a bobina e a peça polar é insuficiente para aliviar a pressão causada pelo deslocamento, pode ocorrer uma dificuldade extra na movimentação do cone. Duas soluções são empregadas pelos fabricantes para este problema, a primeira delas consiste em ventilar a peça polar, perfurando um orifício através dela, para permitir que o ar possa passar por uma abertura na peça traseira como mostrado na figura 4.5 (a). A outra solução é realizar perfurações no cone na parte compreendida entre a aranha e o domo, bem próximas da bobina, aliviando assim a pressão, como mostrado na figura 4.5 (b) [3].

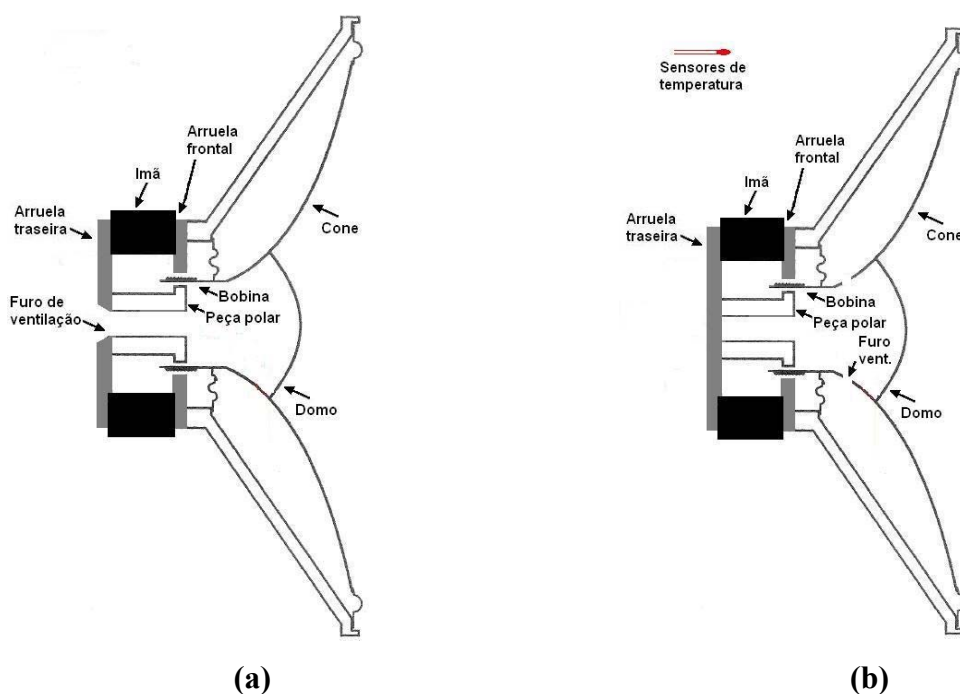


Figura 4.5 – Tipos de alto-falantes: aberto (a) fechado (b)

Estas formas de montagem afetam a temperatura final da bobina de modo diferente, portanto, utiliza-se neste trabalho posicionamentos distintos para os sensores, conforme mostra a figura 4.7.

As implicações relacionadas com o tipo de domo também seguem na direção de problemas com a eficiência acústica, resposta em frequência, compliância do alto-falante, alterações nos fatores de qualidade e outros. Para este trabalho, somente as observações sobre a temperatura são consideradas.

Nos testes foram inseridos 2 sensores de temperatura (termopar tipo K) nos alto falantes como mostra a figura 4.6 (a) e (b) e a figura 4.7:

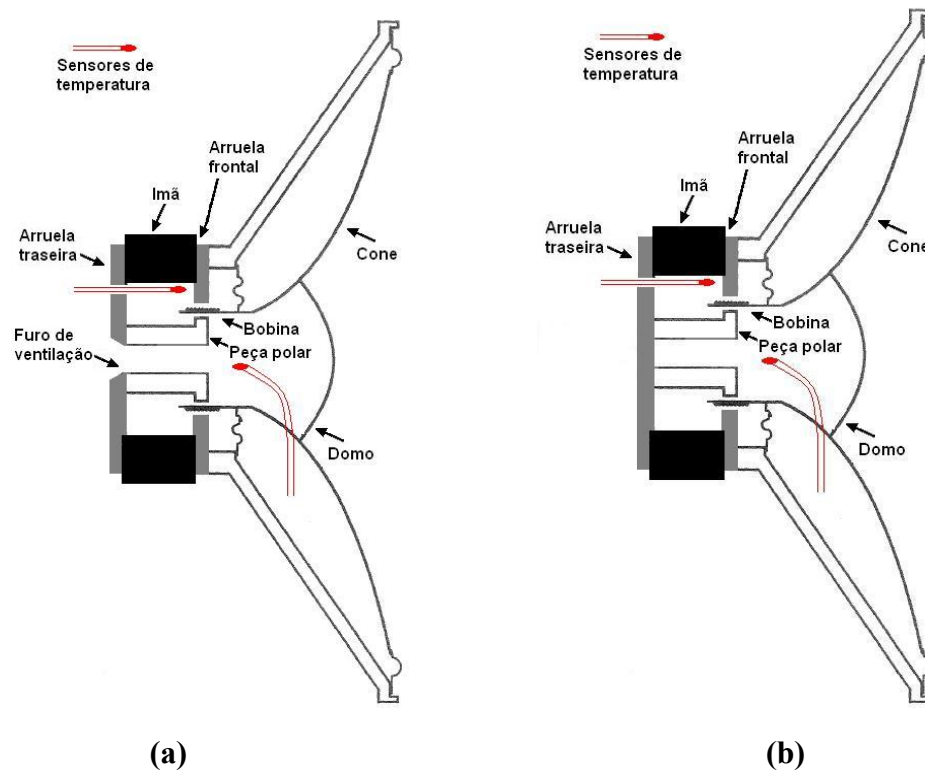


Figura 4.6 – Posição de inserção dos termopares: aberto (a) fechado (b)

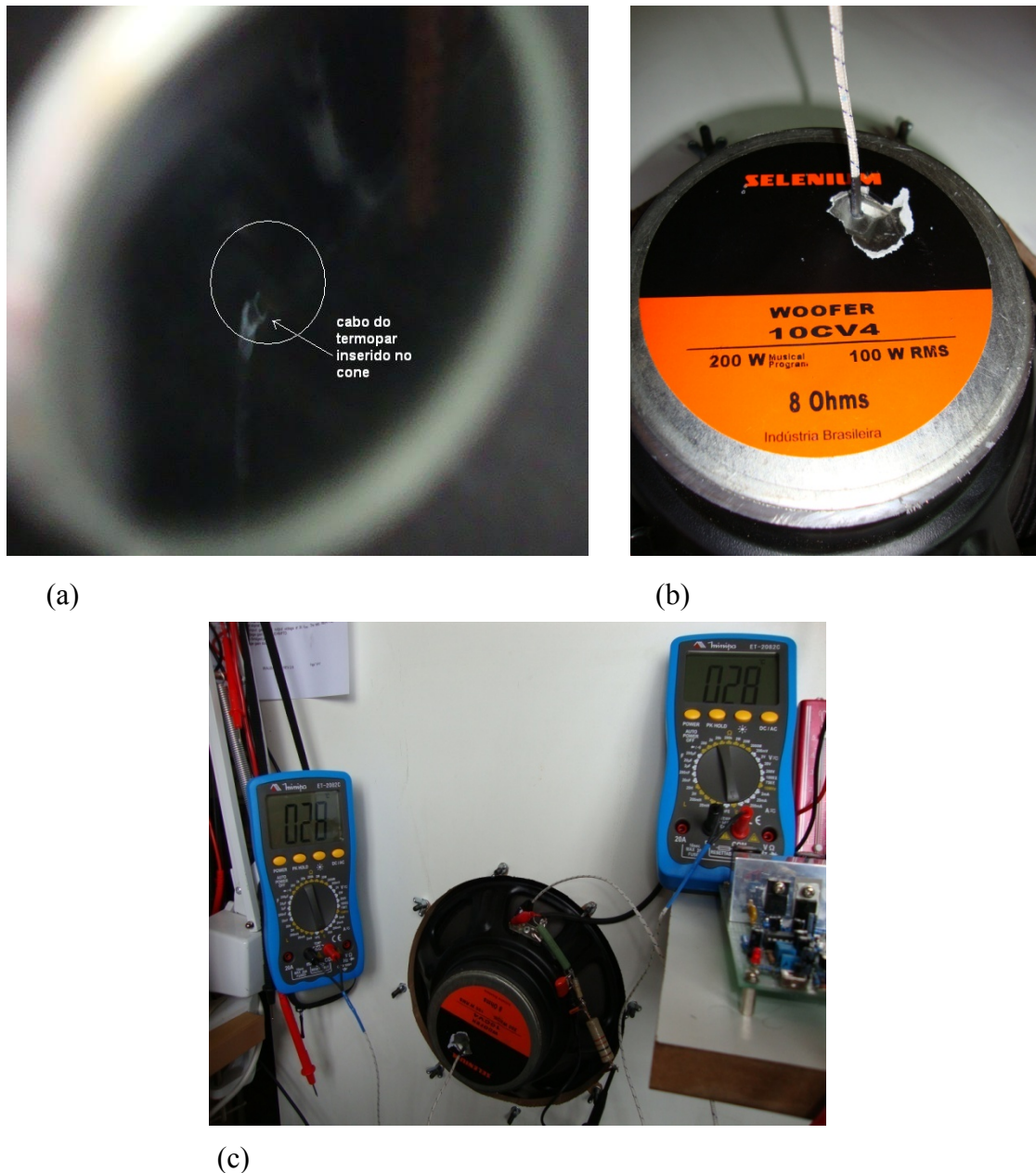


Figura 4.7 – (a) inserção do termopar na câmara (b) inserção do termopar no conjunto magnético (c) conjunto montado para a medição de temperatura

No caso de se utilizar um sinal senoidal para a medição da temperatura, sua frequência deverá estar acima da primeira ressonância, nas proximidades do ponto de impedância mínima (circula mais corrente na bobina – pior situação), este ponto é determinado pela curva da impedância à temperatura ambiente, determinada por nosso modelo. Normalmente, recomenda-se tensão entre 10 e 20 Volts RMS no alto-falante [3].

4.3.6 – Filtro para medição

O sinal PWM presente na saída quando não utilizamos o filtro LC do amplificador classe D, torna impossível a medição dos sinais de áudio.

Para efetuar estas medições, foi implementado um filtro de 3º ordem sugerido em [5] para ser colocado em série com as pontas de prova do osciloscópio.

O filtro construído para esta aplicação deve ser passivo, pois um filtro ativo permaneceria com as mesmas limitações de um aparelho de medição, principalmente com relação ao Slew Rate dos amplificadores operacionais, que influenciariam nas medidas [33].

O filtro foi construído conforme o esquema elétrico mostrado na fig 4.8, que inclui o circuito de entrada do osciloscópio composto pelas capacitâncias e impedâncias da ponta de prova com atenuação 10X e do osciloscópio.

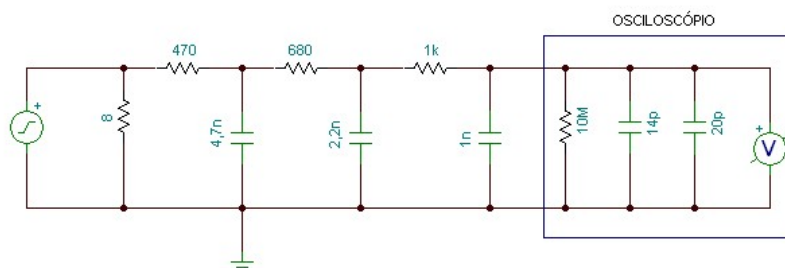


Figura 4.8 – Circuito do filtro para medição

Na prática este filtro não se comporta como um filtro de 3ª ordem teórico, apesar de contar com 3 elementos de armazenamento de energia, sua primeira queda de 20dB ocorre em 163,6kHz e os 40dB ocorrem depois da frequência de oscilação do amplificador classe D. Entretanto, ele pode ser utilizado porque as frequências que utilizaremos nos testes não superam os 8kHz devido à limitação da resposta de frequência dos alto-falantes do ensaio. Apesar disto, detectou-se um erro percentual na tensão RMS medida pelo osciloscópio que deve-se a um ruído residual que ainda permanece após o filtro, como ele é um erro sistemático e surge de modo igual em todas as medições, fizemos as correções das tensões medidas multiplicando-as por um fator de correção de 0,9538. A figura 4.9 mostra a resposta em frequência do filtro, simulada no software Tina.

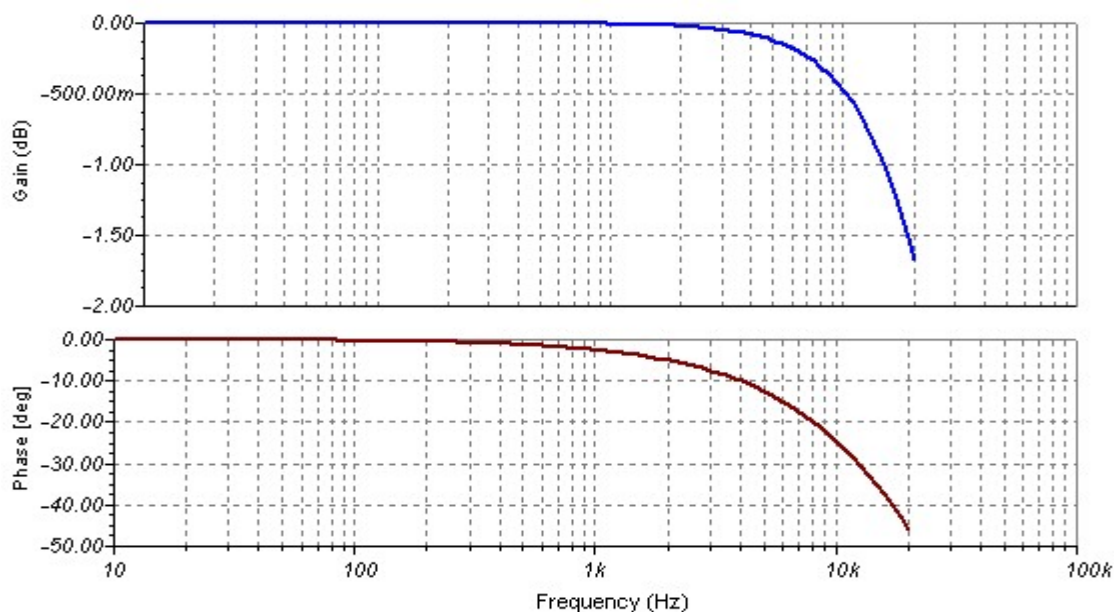


Figura 4.9 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do filtro de testes

4.4 – SIMULAÇÕES

O programa LTspice, que é uma versão do software SPICE dedicada para circuitos de chaveamento, com menores exigências computacionais e com interface totalmente compatível com o programa original, podendo inclusive importar e exportar modelos para este foi o utilizado neste trabalho.

Para a comparação dos parâmetros do amplificador, alimenta-se o modelo com os dados dos alto-falantes, marca Selenium que são fornecidos em catálogo anexo (2). Acrescenta-se também a temperatura ambiente e a temperatura da bobina que serão medidas durante os testes e servirão como referência para manter a validade dos dados obtidos na simulação, extraídos da curva de impedância do alto-falante.

As equações foram inseridas na simulação utilizando a função .PARAM e permitem que, através da inserção dos dados de catálogo, pode-se obter todos os dados relacionados com a curva de impedância do alto-falante, uma dificuldade encontrada foi que o programa exibe os ângulos de fase determinados provavelmente em função da tangente da curva, não conseguimos encontrar nenhuma função que o fizesse exibir os valores dentro do primeiro e segundo quadrantes, entretanto os valores verificados permanecem coerentes, pois considerando que:

$$X = X_L - X_C \quad (4.5)$$

e

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} \quad (4.6)$$

Onde R = parte real da impedância

X = parte imaginária

X_L = reatância indutiva

X_C = reatância capacitiva

Ou seja, se a tangente é negativa a impedância é predominantemente capacitiva e se a tangente é positiva, a impedância é indutiva.

O modelo da impedância resultante na simulação é uma impedância série, ou seja, uma parte real (R) em série com uma parte imaginária (X), fazendo:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (4.7)$$

Como a tensão é medida no osciloscópio conectado em paralelo com a carga total que é uma impedância série, temos que calcular a impedância paralela equivalente, para que a tensão medida seja aquela que é aplicada sobre a parte real R, que posteriormente será utilizada nos cálculos de potência, através da transformação série-paralelo, que resulta em um R paralelo (R_p) e um X paralelo (X_p), definido por:

$$R_p = \frac{R^2 + X^2}{R} \quad (4.8)$$

e

$$X_p = \frac{R^2 + X^2}{X} \quad (4.9)$$

Que nos fornece o R real que deve ser utilizado na equação 4.1

4.4.1 – Simulação do alto-falante 10CV4

O catálogo que forneceu os dados para a simulação deste alto-falante se encontra no anexo (2), a figura 4.10, mostra o circuito equivalente:

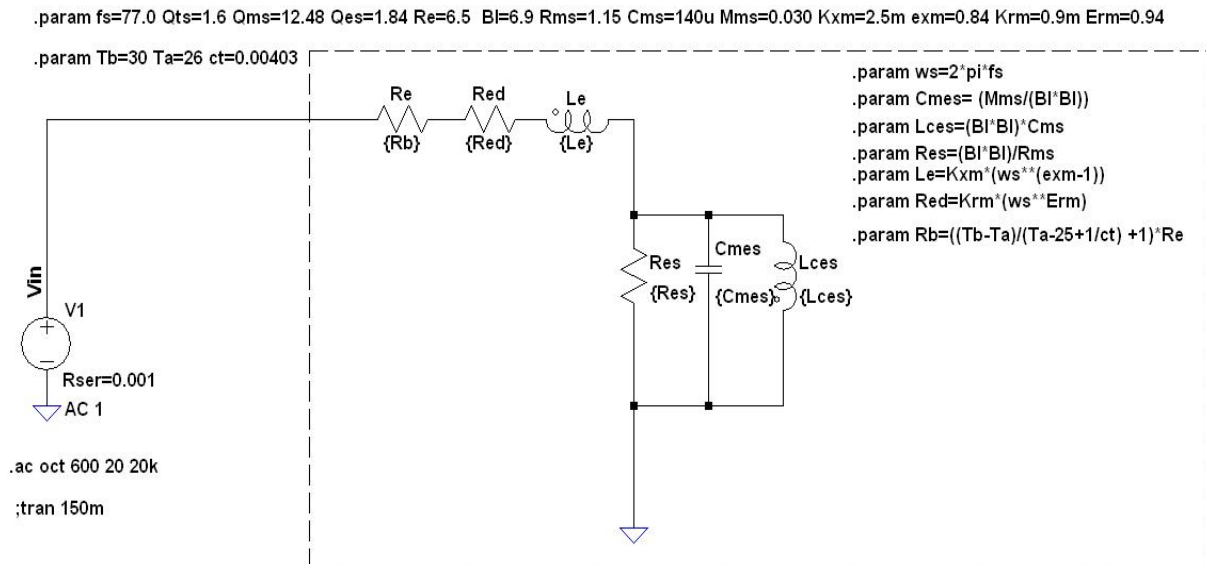


Figura 4.10 – Circuito equivalente ao alto-falante 10CV4

E a figura 4.11 mostra a curva da impedância, com os módulos e fases, em destaque as oitavas de frequências utilizadas em nossos testes

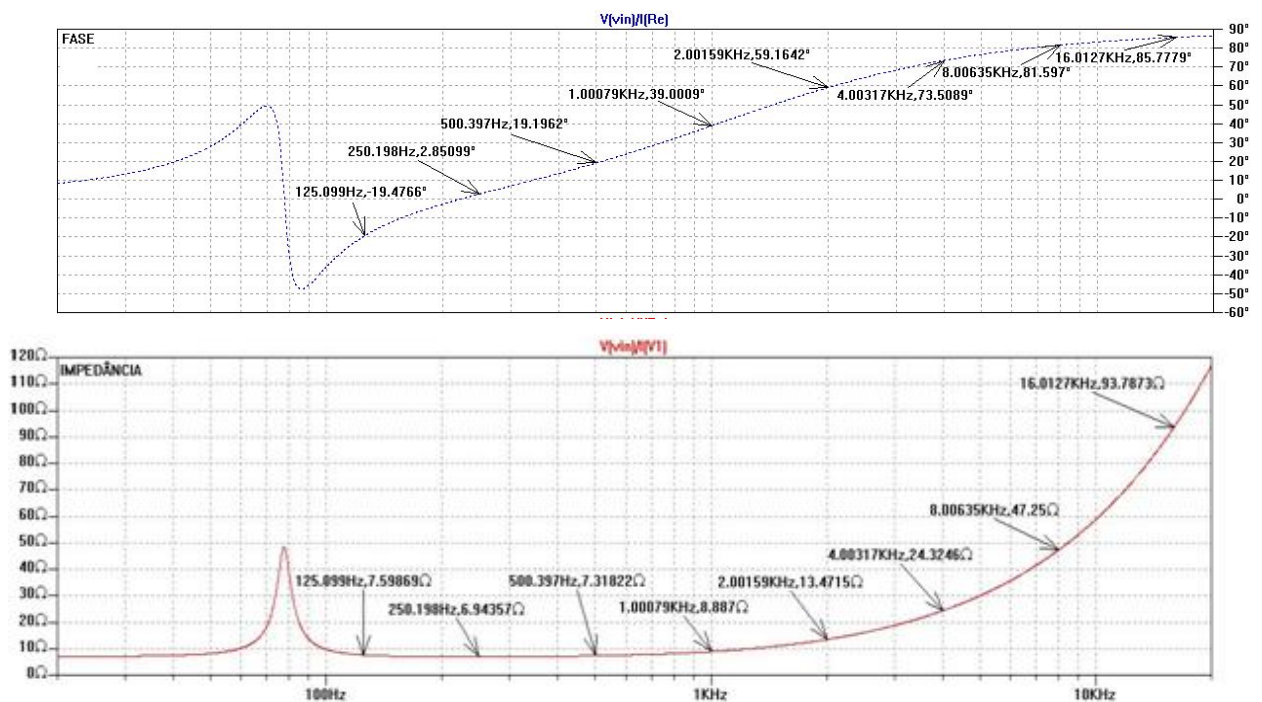


Figura 4.11 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do alto-falante 10CV4

Foram destacadas somente as oitavas que estão incluídas na resposta de frequência deste alto-falante, que é de 70Hz a 8kHz, exceção feita à frequência de 16kHz que foi incluída como uma referência de frequência fora da resposta, para fins de comparação.

Com base nestas informações, fizemos os cálculos e determinamos a resistência que seria utilizada para o cálculo da potência e conseqüentemente do rendimento em todas as análises.

4.4.2 – Simulação do alto-falante 10PW3

O catálogo que forneceu os dados para a simulação deste alto-falante se encontra no anexo 2, a figura 4.12, mostra o circuito equivalente:

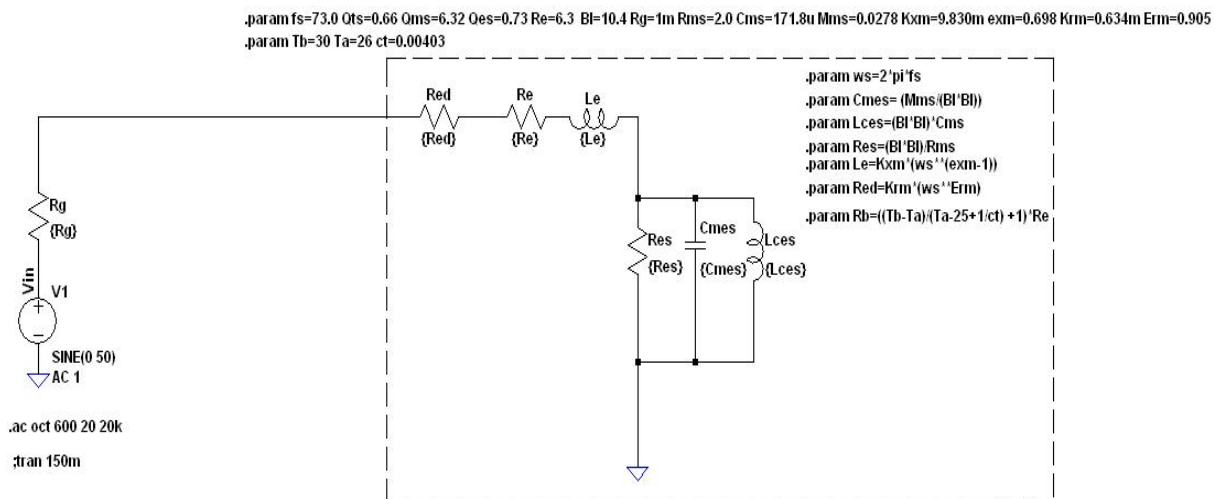


Figura 4.12 – Circuito equivalente ao alto-falante 10PW3

A figura 4.13 mostra a curva da impedância, com os módulos e fases, em destaque as oitavas de frequências serão utilizadas em testes com este alto-falante. Pode-se fazer uma comparação, por observação direta das diferenças entre um dispositivo e outro, fabricados com o mesmo diâmetro de 10”, e com a mesma impedância nominal, mas com finalidades distintas, sendo que o modelo 3PW10 é direcionado para uma melhor resposta de graves, como podemos observar na curva, não só do ponto de vista da resposta em frequência mas da forma do pico de ressonância, que é mais largo, ou seja, com uma caída de nível mais suave.

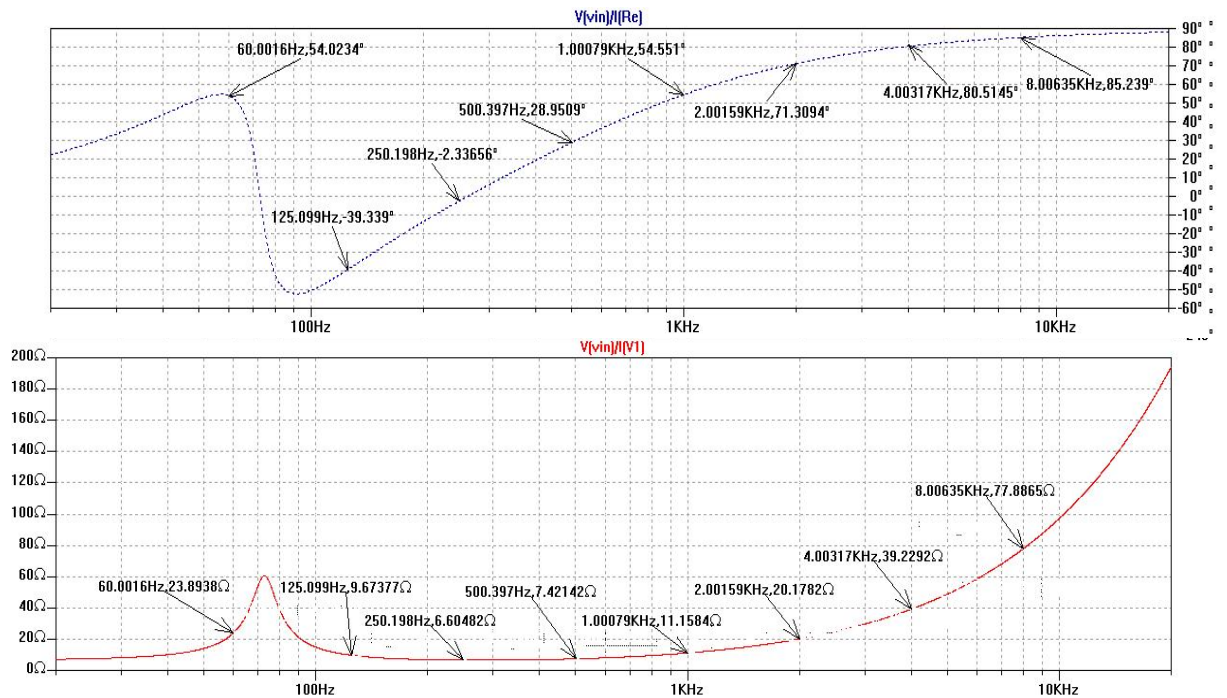


Figura 4.13 – Curvas de magnitude e fase vs. frequência do alto-falante 10PW3

4.5 – PARÂMETROS

4.5.1 – Resposta em frequência

A resposta em frequência do amplificador foi determinada nas condições de teste com carga resistiva de 8Ω, o ganho médio de tensão medido ficou em 35 (sinal de entrada x sinal de saída), a curva encontrada é mostrada na figura 4.14:

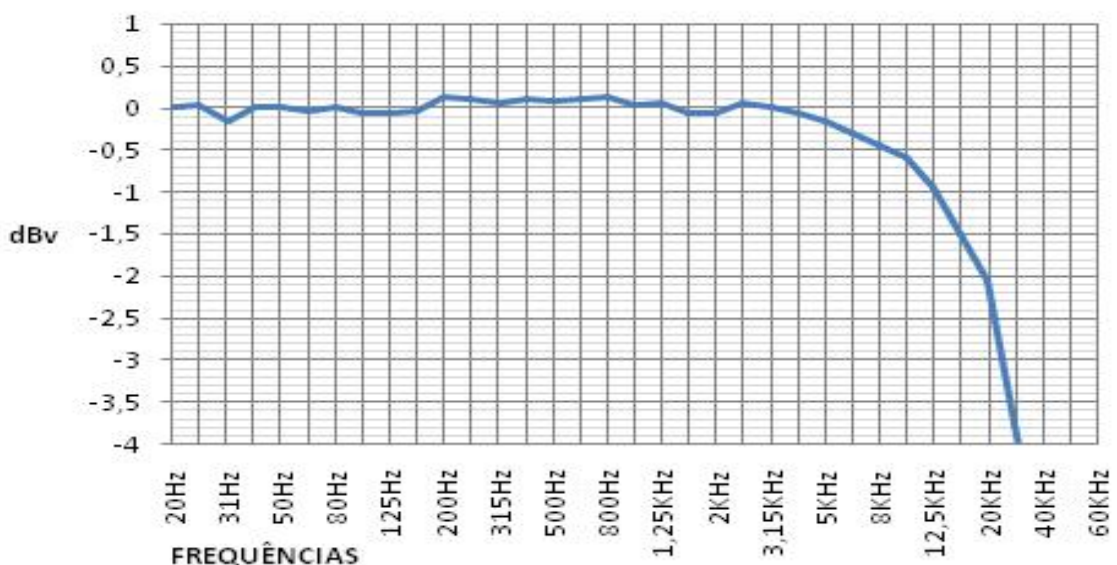


Figura 4.14 – Resposta em frequência do Amplificador

4.5.2 - Corrente Quiescente:

A Medição realizada com o amplificador original, contando ainda com os filtros LC de ambos os canais, tensão de alimentação de 53V, com carga resistiva de 4Ω e entrada curto-circuitada esta na tabela 4.1 (a), e a medição da corrente quiescente realizada após a retirada do filtro LC esta na tabela 4.1 (b):

Tabela 4.1 – Corrente quiescente do amplificador

AMPLIFICADOR COM FILTRO LC		AMPLIFICADOR SEM FILTRO LC	
Corrente Quiescente com PWM desligado		Corrente Quiescente com PWM desligado	
+B	29,6mA	+B	29,6mA
-B	37,8mA	-B	37,8mA
Corrente Quiescente com PWM ligado		Corrente Quiescente com PWM ligado	
+B	48,1mA	+B	109,4mA
-B	95mA	-B	162,9mA
POTÊNCIA CONSUMIDA = 4,553W		POTÊNCIA CONSUMIDA = 14,4319W	

(a)

(b)

As tabelas mostram um aumento considerável na corrente quiescente do amplificador, quando o filtro LC é retirado, implicando em um aumento da potência consumida da fonte em 3,17 vezes a potência inicial, o que afeta o rendimento.

4.5.3 – Verificação do Chaveamento PWM:

A forma de onda do chaveamento, verificada na saída do CI driver IRS2092 antes do filtro de saída com PWM oscilando sem sinal na entrada é mostrada na figura 4.15:

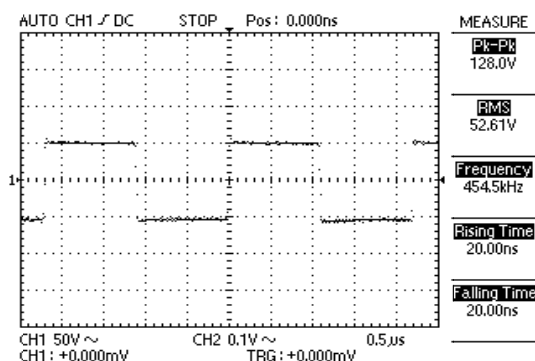


Figura 4.15 – Forma de onda de tensão (50V/div) PWM antes do filtro, amplificador conectado à carga resistiva

A figura 4.16 mostra diversos momento do chaveamento com um sinal de 1kHz na entrada, pode-se observar a variação da frequência e do duty-cycle.

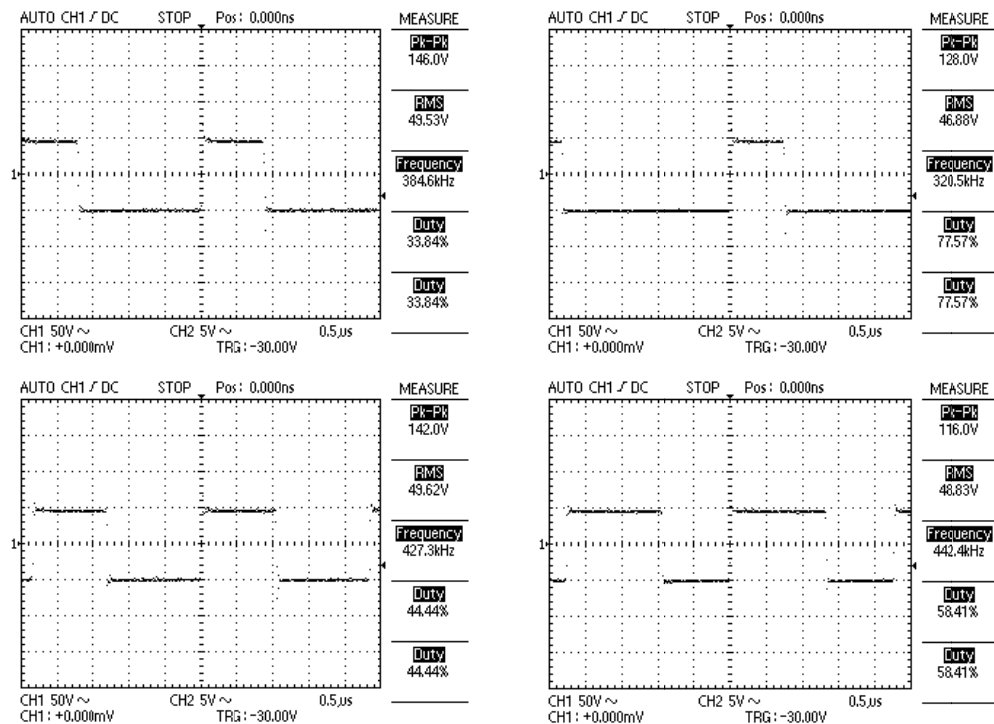


Figura 4.16 - Forma de onda de tensão (50V/div) com amostras do pwm oscilando a 1kHz

4.6 – ENSAIOS DE RENDIMENTO

Os ensaios de rendimento são realizados tipicamente a uma frequência de 1KHz ou em uma frequência específica, para efeito de comparação [33], todos os ensaios de alto falante foram realizados com as condições de temperatura especificadas nas simulações, e controladas através da medição contínua, em caso de variação, o conjunto é resfriado e nova medição realizada.

Os cálculos foram efetuados utilizando-se a tensão medida sobre o alto-falante, (impedância paralelo equivalente, conforme descrito em 4.4) para cálculo da potência efetiva de saída, em seguida calcula-se a potência absorvida da fonte e obtem-se o rendimento.

4.6.1- Ensaio de Rendimento X Potência para carga resistiva de 4 Ω com filtro LC

A figura 4.17 mostra o sinal em carga resistiva de 4 Ω , capturadas pelo osciloscópio durante o ensaio com potência de 20W (a) e a máxima potência conseguida do amplificador antes da saturação.

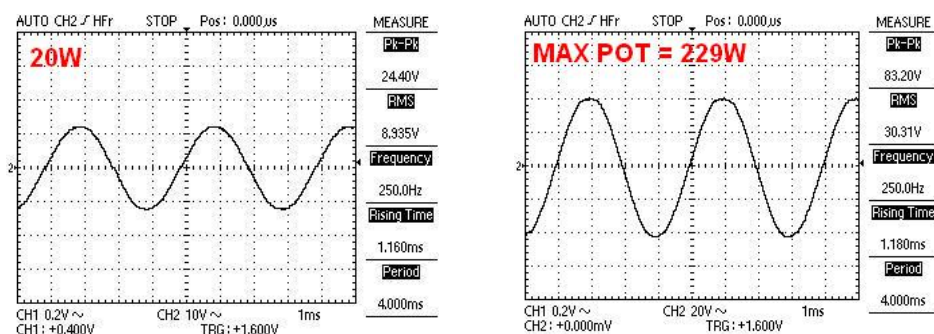


Figura 4.17 – Dados do ensaio para carga resistiva 4 Ω com filtro LC

A tabela 4.2 mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais:

Tabela 4.2 – Dados do ensaio para carga resistiva 4 Ω com filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	6,322	9,91	0,17	0,22	9,01	11,66	48,34
20W	8,935	19,96	0,28	0,33	14,84	17,49	61,73
30W	10,940	29,92	0,40	0,44	21,20	23,32	67,21
40W	12,660	40,07	0,50	0,55	26,50	29,15	72,00
50W	14,150	50,05	0,61	0,66	32,33	34,98	74,37
60W	15,520	60,22	0,72	0,76	38,16	40,28	76,77
80W	17,890	80,01	0,92	0,97	48,76	51,41	79,88
100W	20,050	100,50	1,14	1,18	60,42	62,54	81,73
150W	24,470	149,69	1,66	1,70	87,98	90,10	84,06
229,67W	30,310	229,67	2,45	2,50	129,85	132,50	87,54

A figura 4.18 mostra a curva do Rendimento vs. Potência obtida, foram mantidas as premissas iniciais de tensão de alimentação de 53 V e temperatura controlada, os dados são compatíveis com o informado no catálogo do fabricante da plataforma de desenvolvimento [13,14], analisados em condições semelhantes (50 V e 4 Ω resistiva), mostrados na figura 4.19, comprovando a correção do “setup” de testes.

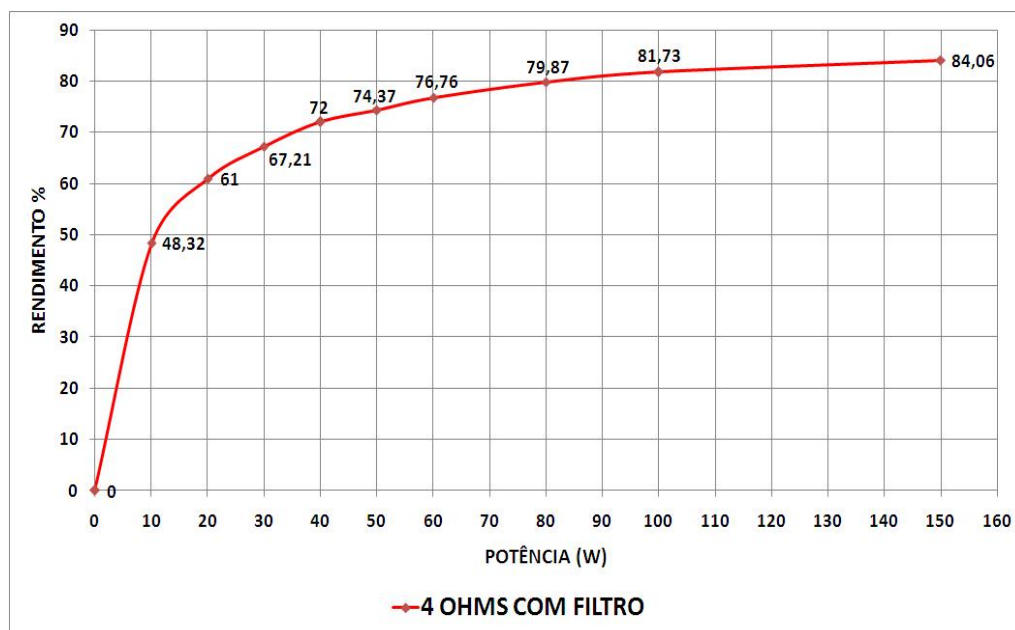


Figura 4.18 – Curva Rendimento X Potência para o ensaio de 4Ω resistivo com filtro LC

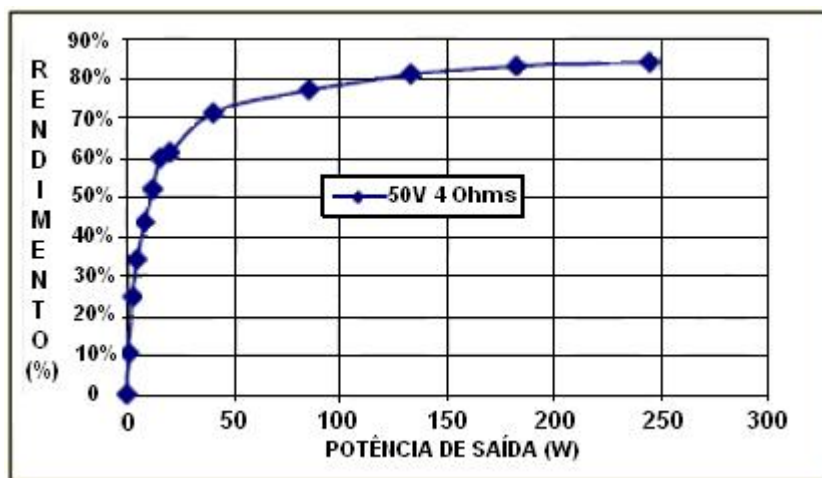


Figura 4.19 – Dados de rendimento fornecidos pelo fabricante [13,14]

4.6.2- Ensaio de Rendimento vs. Potência para carga resistiva de 4 Ω sem filtro LC

A figura 4.20 mostra o sinal em carga resistiva de 4Ω, capturadas pelo osciloscópio durante o ensaio.

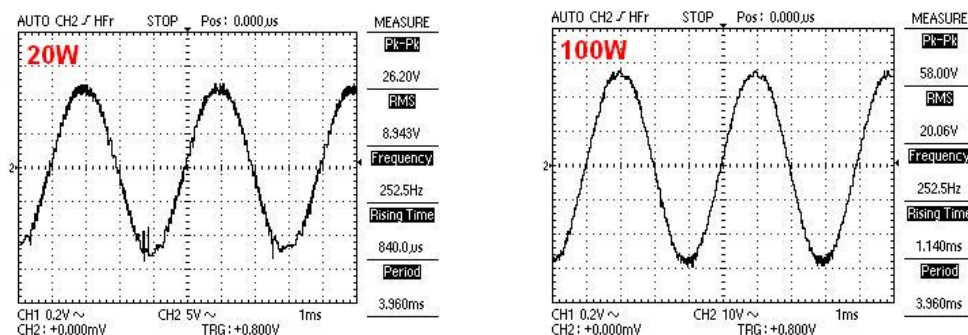


Figura 4.20 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω, sem filtro LC

A tabela 4.3 mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais:

Tabela 4.3 – Dados do ensaio para carga resistiva 4Ω sem filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	6,339	9,91	0,17	0,22	9,01	11,66	48,34
20W	8,943	17,62	0,28	0,33	14,84	17,49	54,50
30W	10,90	29,92	0,40	0,44	21,20	23,32	67,21
40W	12,65	40,07	0,50	0,55	26,50	29,15	72,00
50W	14,18	50,05	0,61	0,66	32,33	34,98	74,37
60W	15,51	60,22	0,72	0,76	38,16	40,28	76,77
80W	17,84	80,01	0,92	0,97	48,76	51,41	79,88
100W	20,06	100,50	1,14	1,18	60,42	62,54	81,73
150W	24,46	149,57	1,70	1,71	90,10	90,63	82,76

A figura 4.21 mostra a curva de rendimento obtida com o ensaio nestas condições:

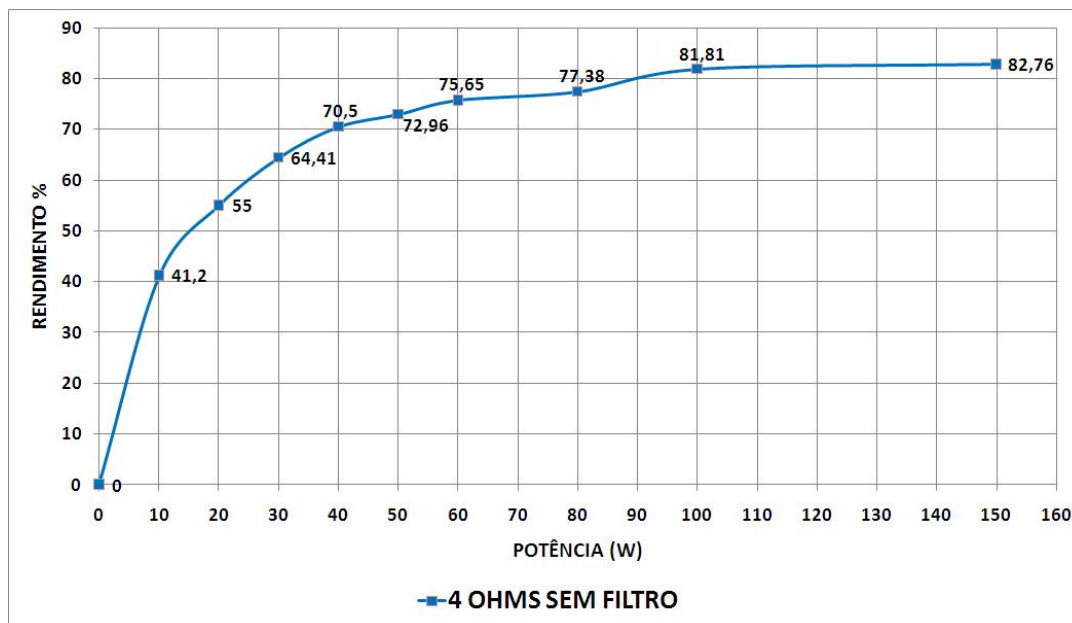


Figura 4.21 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio de 4Ω resistivo sem filtro LC

A figura 4.22 mostra um comparativo entre as curvas obtidas nas duas situações, com e sem o filtro LC:

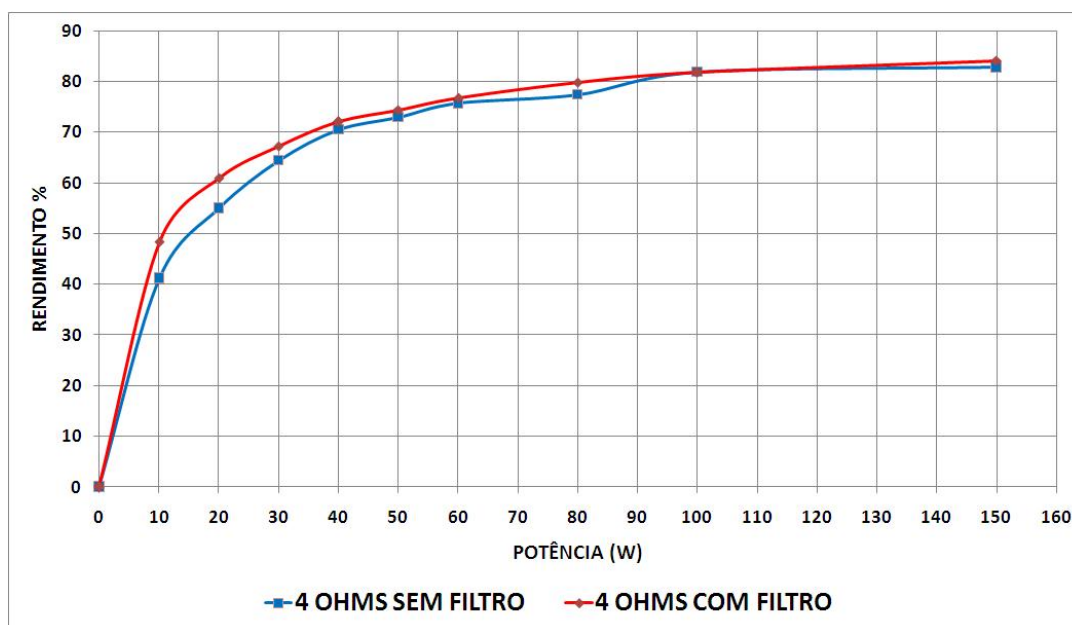


Figura 4.22 – Comparação Rendimento vs. Potência para o ensaio de 4Ω resistivo com e sem o filtro LC

4.6.3 - Ensaio de Rendimento vs. Potência para carga resistiva de $8\ \Omega$ com filtro LC

A figura 4.23 mostra o sinal em carga resistiva de $8\ \Omega$, capturadas pelo osciloscópio durante o ensaio.

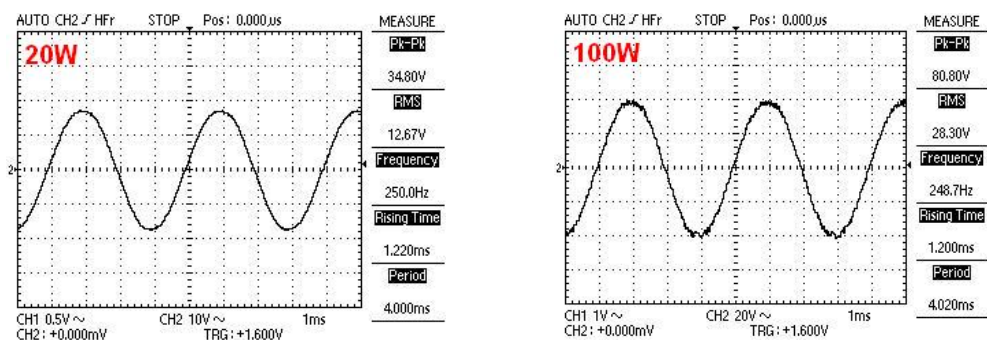


Figura 4.23 – Dados do ensaio para carga resistiva $8\ \Omega$, com filtro LC

A tabela 4.4 mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais:

Tabela 4.4 – Dados do ensaio para carga resistiva $8\ \Omega$ com filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	8,935	9,98	0,16	0,20	8,48	10,60	52,30
20W	12,67	20,07	0,26	0,30	13,78	15,90	67,61
30W	15,52	30,10	0,35	0,39	18,55	20,67	76,78
40W	17,83	39,74	0,44	0,49	23,32	25,97	80,62
50W	20,03	50,15	0,55	0,60	29,15	31,80	82,28
60W	21,90	59,95	0,64	0,69	33,92	36,57	85,05
80W	25,33	80,20	0,83	0,87	43,99	46,11	89,01
100W	28,30	100,11	1,03	1,07	54,59	56,71	89,94
150W	34,70	150,51	1,50	1,54	79,50	81,62	93,41

A figura 4.24 mostra a curva de rendimento obtida com o ensaio nestas condições:

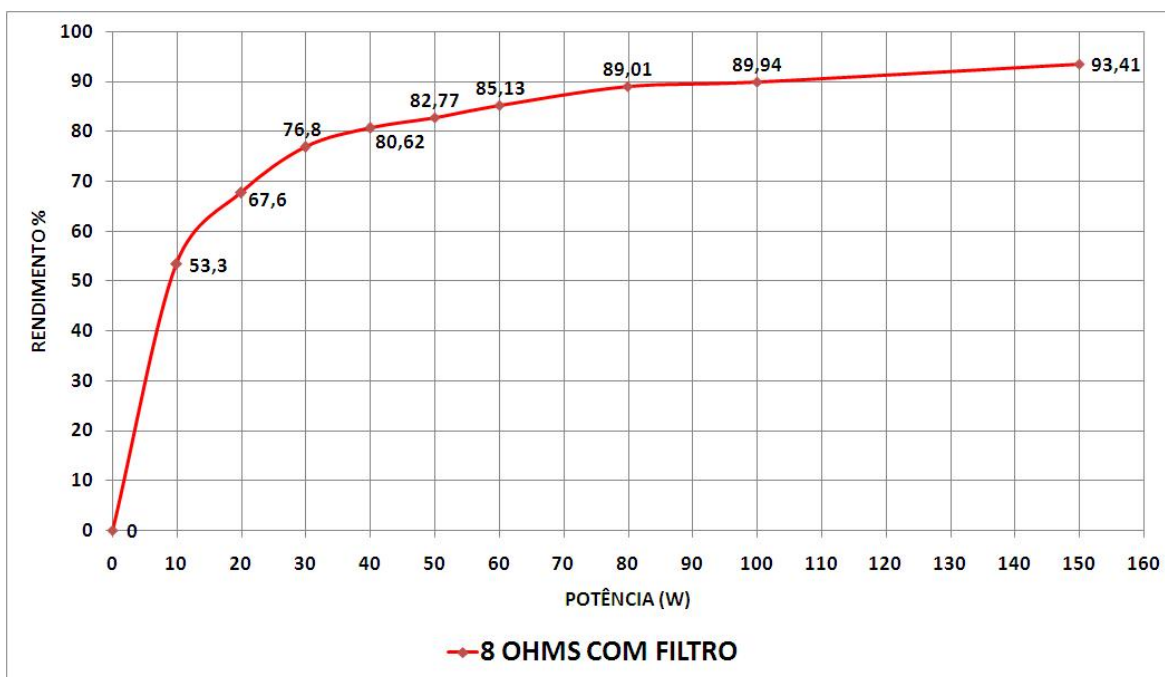


Figura 4.24 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio de 8 Ω resistivo com o filtro LC

Observa-se um aumento do rendimento, que ocorre devido ao fato de que o amplificador foi projetado para trabalhar com esta impedância nominal quando utilizado na configuração estéreo, somado ao fato de que o fabricante utiliza uma carga resistiva semelhante para o projeto.

4.6.4 - Ensaio de Rendimento vs. Potência para carga resistiva de $8\ \Omega$ sem filtro LC

A figura 4.25 mostra o sinal em carga resistiva de $8\ \Omega$, capturadas pelo osciloscópio durante o ensaio.

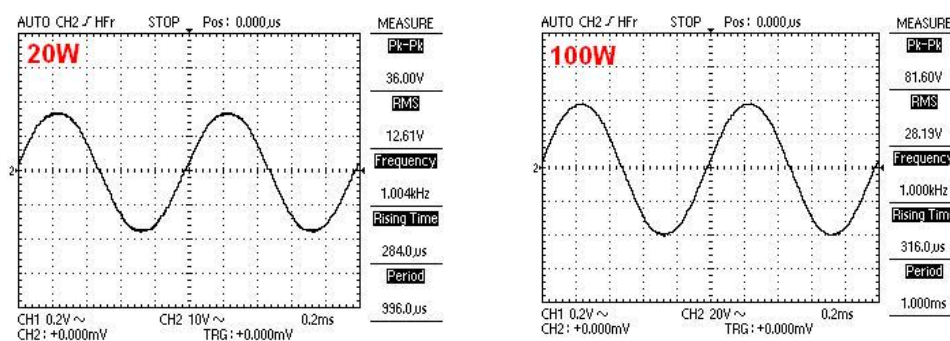


Figura 4.25 – Dados do ensaio para carga resistiva $8\ \Omega$, sem filtro LC

A tabela 4.5 mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais:

Tabela 4.5 – Dados do ensaio para carga resistiva $8\ \Omega$ sem filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	8,935	9,98	0,21	0,25	11,13	13,25	41,02
20W	12,61	19,88	0,32	0,35	16,96	18,55	56,30
30W	15,49	29,99	0,41	0,45	21,73	23,85	65,82
40W	17,88	39,96	0,52	0,55	27,56	29,15	70,53
50W	20,00	50,00	0,62	0,65	32,86	34,45	74,28
60W	21,91	60,01	0,72	0,76	38,16	40,28	76,49
80W	25,30	80,01	0,93	0,95	49,29	50,35	80,29
100W	28,28	99,97	1,10	1,13	58,30	59,89	84,60
150W	34,64	149,99	1,60	1,62	84,80	85,86	87,89

A figura 4.26 mostra a curva de rendimento obtida:

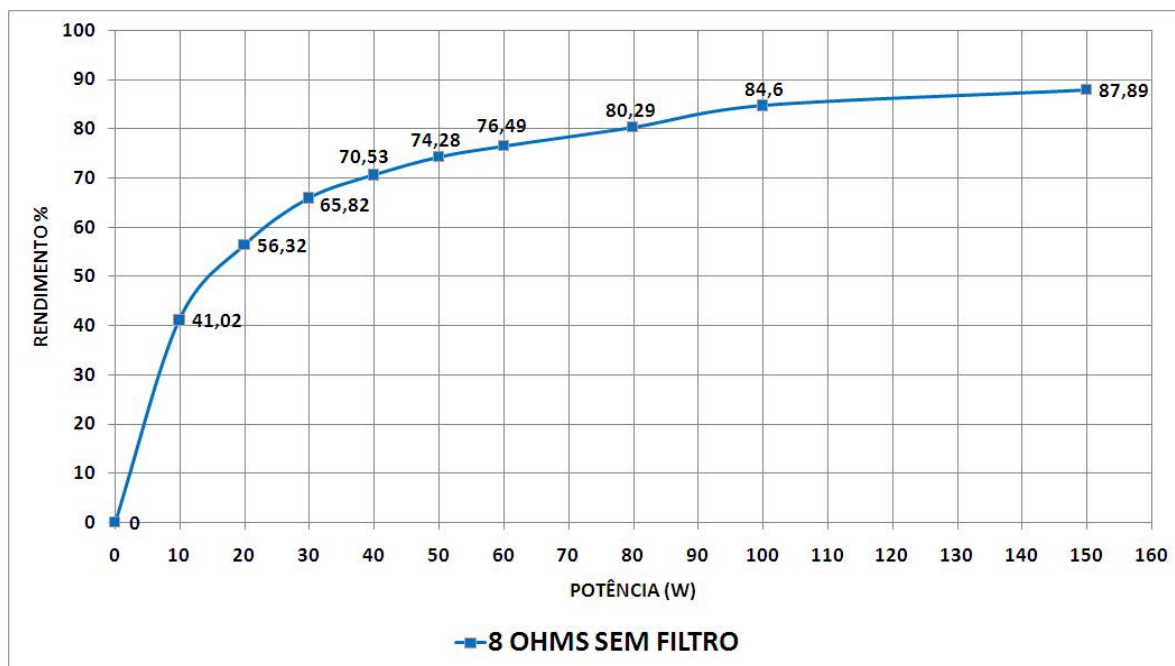


Figura 4.26 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio de 8Ω resistivo sem filtro LC

A figura 4.27 mostra um comparativo entre as curvas obtidas nas duas situações, com e sem o filtro LC:

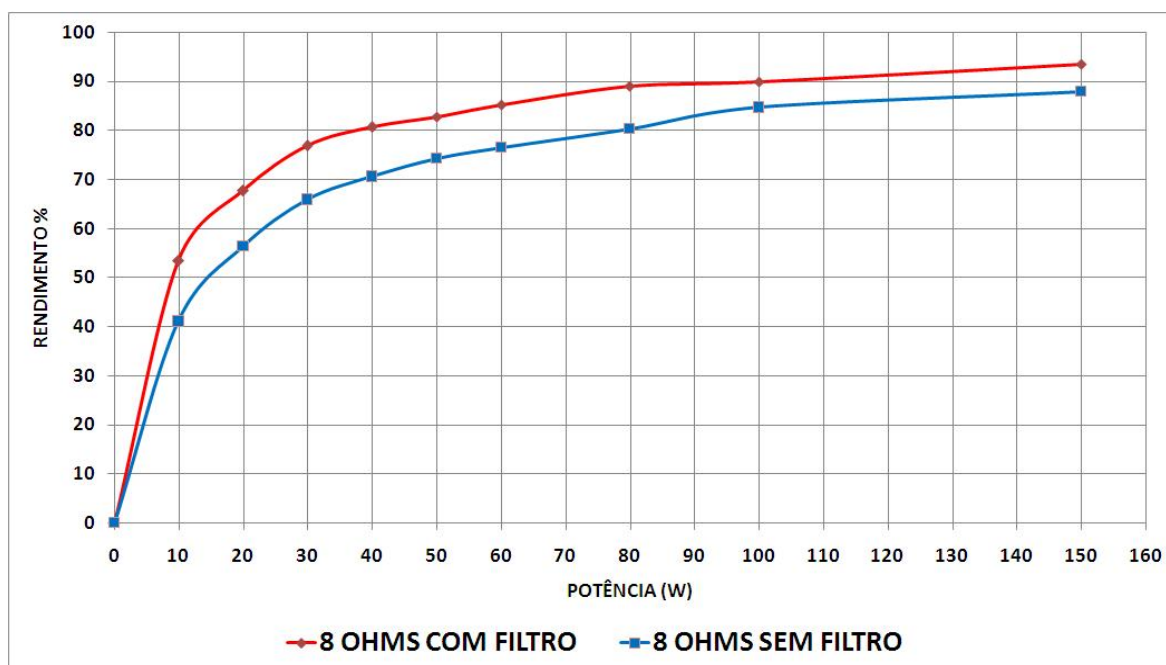


Figura 4.27 – Comparação Rendimento vs. Potência para o ensaio de 8Ω resistivo com e sem o filtro LC

4.6.5 - Ensaio de Rendimento vs. Potência para carga alto-falante 10CV4 com filtro LC

A figura 4.28 mostra as formas de onda da entrada e saída do amplificador e uma foto do instante de uma das medições (10W), com o controle de temperatura a 30°C e a corrente consumida de cada ramo da fonte de alimentação naquele momento.

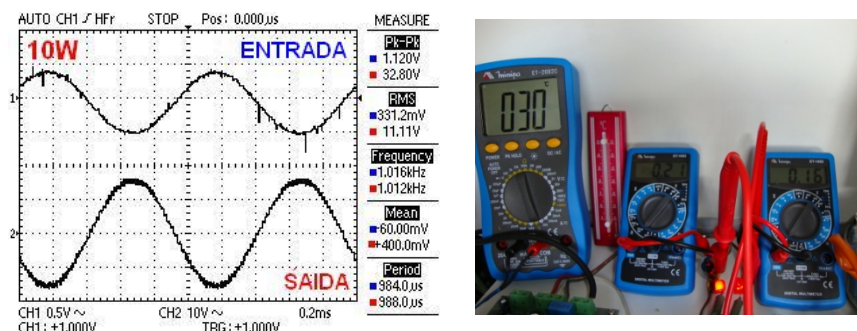


Figura 4.28 – Dados do ensaio com saída de 10W para carga alto-falante 10CV4 com filtro LC

A tabela 4.6 a seguir mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais, a tensão de saída inclui o fator de correção exposto em 4.3.6, a resistência paralelo equivalente do alto falante em 1kHz é de 11,44Ω. Este valor corresponde ao encontrado na simulação do modelo que representa este alto falante nas condições do ensaio, utilizando-se a equação 4.8, observa-se que, nos ensaios com alto falantes foi considerada como potência máxima para testes o valor de 100W, para preservar os limites de operação indicados pelo fabricante:

Tabela 4.6 – Dados do ensaio para alto-falante 10CV4 com filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	10,65	9,91	0,16	0,21	8,48	11,13	50,53
20W	15,21	20,22	0,26	0,31	13,78	16,43	67,00
30W	18,58	30,19	0,37	0,41	19,61	21,73	73,02
40W	21,45	40,21	0,47	0,51	24,91	27,03	77,42
50W	24,02	50,43	0,54	0,58	28,62	30,74	84,96
60W	26,13	59,66	0,63	0,67	33,39	35,31	86,60
80W	30,38	80,68	0,85	0,89	45,05	47,17	87,49
100W	33,91	100,56	1,00	1,20	53,00	63,60	93,93

A figura 4.29 mostra a curva de rendimento obtida com o ensaio nestas condições:

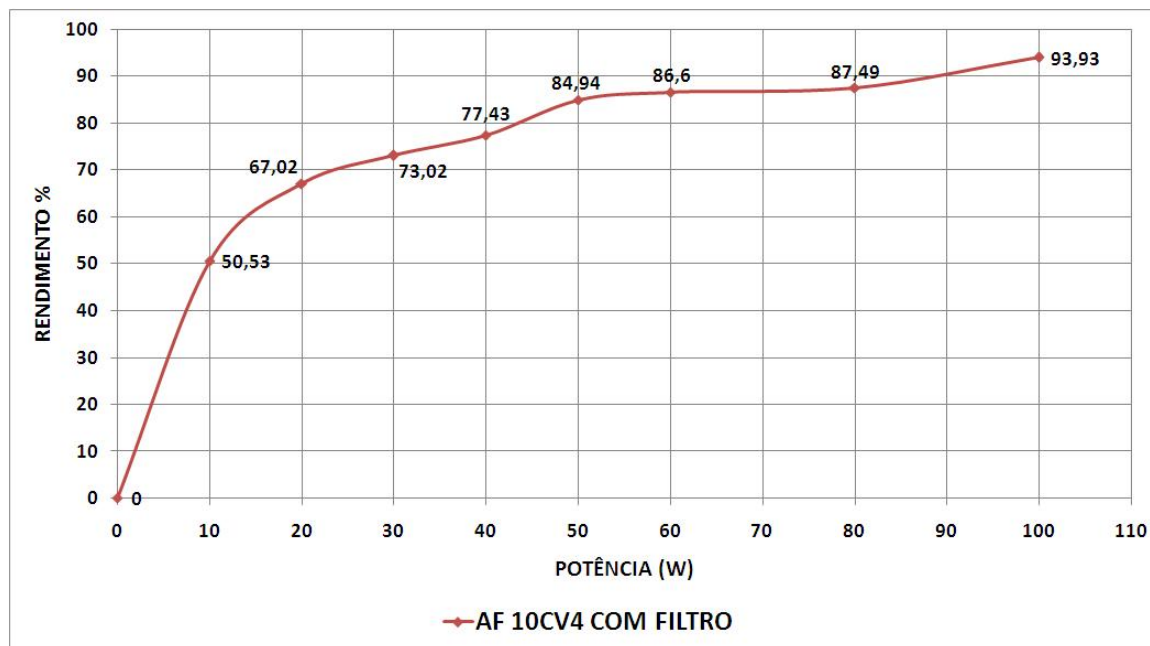


Figura 4.29 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio com o alto falante 10CV4 com o filtro LC

4.6.6 - Ensaio de Rendimento vs. Potência para carga alto-falante 10CV4 sem filtro LC

A figura 4.30 mostra as formas de onda da entrada e saída do amplificador e uma foto do instante de uma das medições (20W), com o controle de temperatura a 30°C.

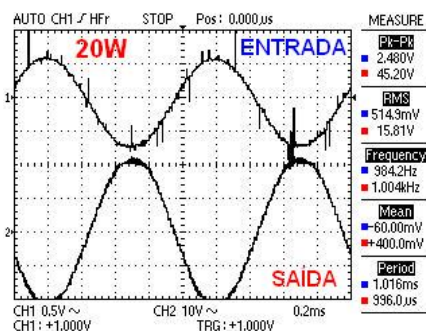


Figura 4.30 – Dados do ensaio com saída de 20W para carga alto-falante 10CV4 sem filtro LC

A tabela 4.7 a seguir mostra os resultados das medições nestas condições, para diversas potências nominais, a tensão de saída inclui o fator de correção exposto em 4.3.6, a resistência paralelo equivalente do alto falante em 1kHz é de $11,44\Omega$. Este valor corresponde ao encontrado na simulação do modelo que representa este alto falante nas condições do ensaio, utilizando-se a equação 4.8, observa-se que, nos ensaios com alto falantes foi considerada como potência máxima para testes o valor de 100W, para preservar os limites de operação indicados pelo fabricante:

Tabela 4.7 – Dados do ensaio para alto-falante 10CV4 sem filtro LC

POTÊNCIA NOMINAL (W)	TENSÃO DE SAÍDA (V)	POTÊNCIA DE SAÍDA (W)	CORRENTE +B (A)	CORRENTE -B (A)	POTÊNCIA DE ENTRADA +B (W)	POTÊNCIA DE ENTRADA -B (W)	η (%)
10W	10,65	9,91	0,21	0,28	11,13	14,84	38,16
20W	15,15	20,07	0,31	0,37	16,43	19,61	55,69
30W	18,51	29,97	0,40	0,47	21,20	24,91	65,00
40W	21,40	40,04	0,48	0,55	25,44	29,15	73,34
50W	23,92	50,02	0,58	0,65	30,74	34,45	76,73
60W	26,18	59,93	0,65	0,72	34,45	38,16	82,53
80W	30,38	80,68	0,83	0,91	43,99	48,23	87,49
100W	33,92	100,56	1,06	1,09	56,18	57,77	88,64

A figura 4.31 mostra a curva de rendimento obtida com o ensaio nestas condições:

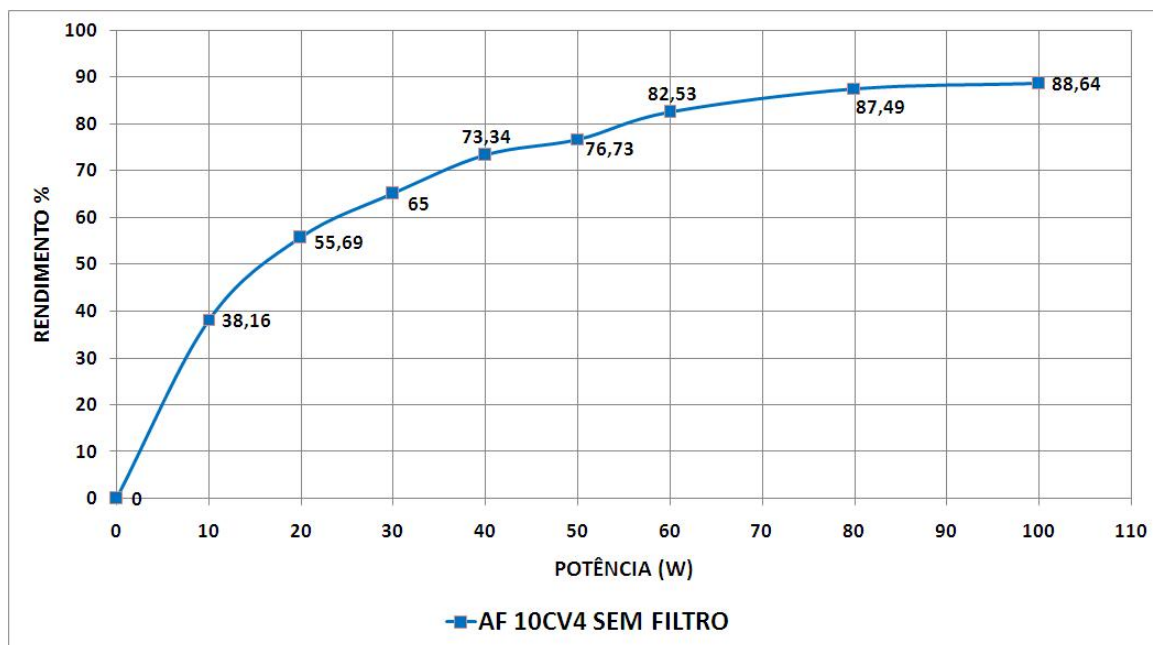


Figura 4.31 – Curva Rendimento vs. Potência para o ensaio alto-falante 10CV4 sem filtro LC

A figura 4.32 mostra um comparativo entre as curvas obtidas nas duas situações, com e sem o filtro LC:

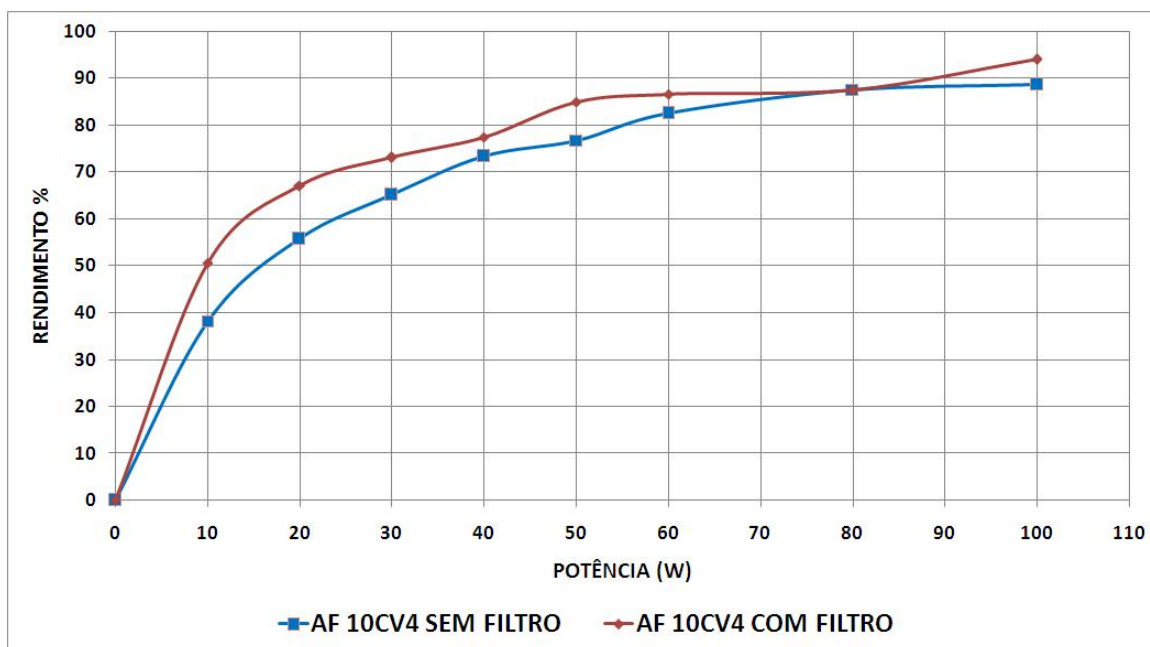


Figura 4.32 – Comparação Rendimento vs. Potência para o ensaio alto-falante 10CV4 com e sem o filtro LC

4.7-ANÁLISE DA POTÊNCIA NO AMPLIFICADOR NA FREQUÊNCIA DE CHAVEAMENTO

A figura 4.33 mostra o circuito para simulação dos filtros de saída do amplificador conectados ao alto-falante 10CV4.

Foi realizada a simulação para determinar a potência entregue ao conjunto filtros/alto-falante, com o objetivo de verificar a queda do rendimento do amplificador quando retirado o filtro LC. A frequência de chaveamento do amplificador é de 450kHz , portanto a simulação estende-se dos 20Hz até 600kHz.

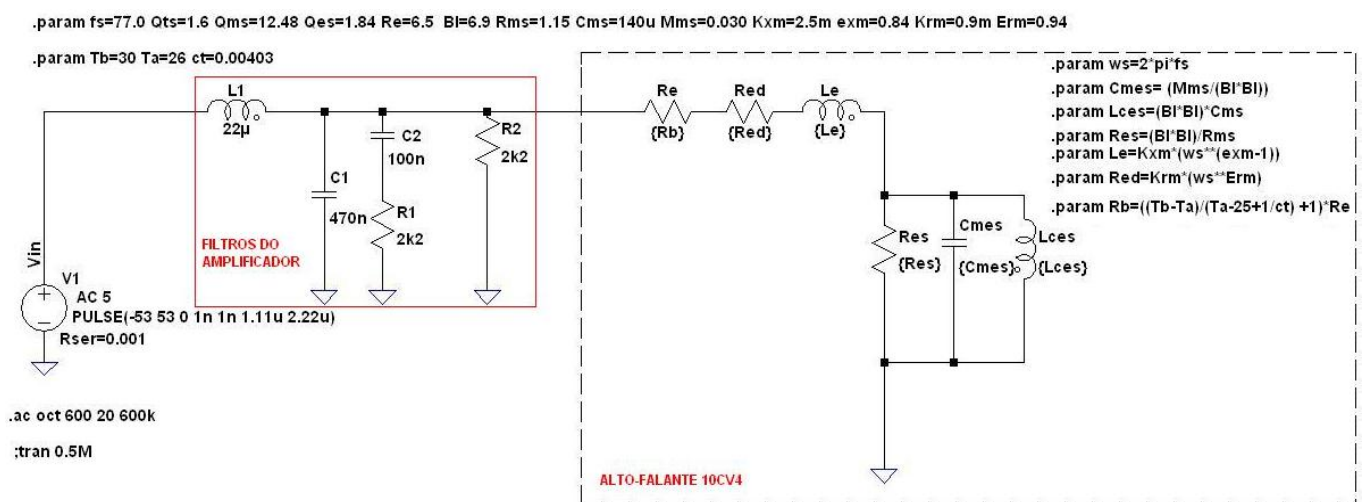


Figura 4.33 – Etapa de filtragem do amplificador conectada ao alto-falante 10CV4

A figura 4.34 mostra a curva da potência destaca-se a baixa potência fornecida pelo amplificador na frequência de chaveamento. Pode-se verificar um forte pico na região de 50kHz, devido à ressonância do indutor do filtro LC.

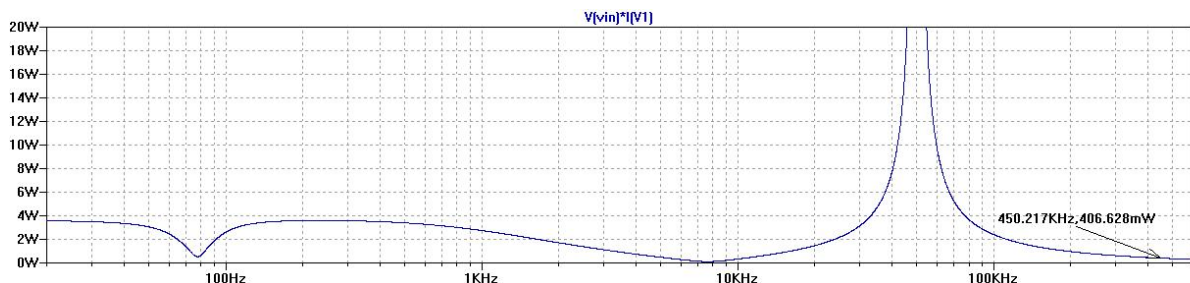


Figura 4.34 – Análise da potência fornecida pelo amplificador de 20Hz a 600kHz com o filtro de saída

A figura 4.35 é semelhante à anterior e mostra a mesma análise, sem o filtro de saída do amplificador.

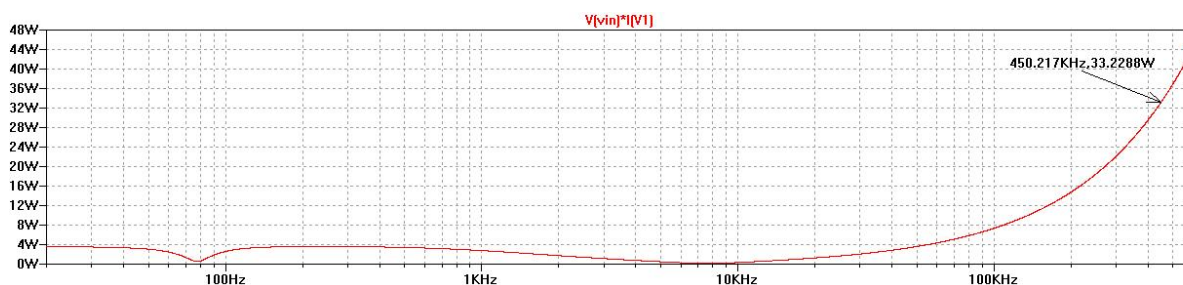


Figura 4.35 – Análise da potência fornecida pelo amplificador de 20Hz a 600kHz sem o filtro de saída

Pode-se perceber que o pico de potência na região de 50kHz foi eliminado, entretanto a potência na região acima de 100kHz aumenta.

4.8–CONCLUSÃO

Neste capítulo utiliza-se o modelo do alto-falante descrito no capítulo 3 para determinar qual a parte real da impedância que o alto falante apresenta nas diversas frequências envolvidas, e utilizamos este dado para fazermos a análise da potência na carga pela medição da tensão.

Os resultados das medições foram comparados com a curva de rendimento para a situação de conexão do amplificador ligado a uma carga resistiva de $4\ \Omega$ e obteve resultados semelhantes.

Observa-se uma queda do rendimento do amplificador quando utilizado sem o filtro LC tanto em cargas resistivas quanto com alto-falantes. Foi simulado o comportamento de um amplificador com a presença ou não do filtro e conectado ao modelo do alto-falante 10CV4 onde se observa um aumento da potência envolvida quando da ausência do filtro, comprovando a queda do rendimento.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÃO FINAL E PROPOSTA DE CONTINUIDADE

5.1 – CONCLUSÃO FINAL

Os objetivos deste trabalho de dissertação foram os de estabelecer critérios e metas para verificar a possível retirada do filtro de saída LC do amplificador chaveado Classe D. A motivação desta pesquisa é mercadológica devido a que filtro LS tem custos e ocupa uma área considerável de circuito impresso.

Uma constatação importante retirada da pesquisa bibliográfica é o fato de que todos os ensaios do amplificador são realizados com cargas resistivas, onde é atribuída uma margem de segurança para o teste do circuito. Isto é constatado para ensaios de qualquer classe do amplificador. A carga natural de um amplificador de áudio é um alto-falante que tem características elétricas bem definidas. Desta forma, não há qualquer garantia de que a etapa de potência seja bem dimensionada, o que pode inviabilizar o projeto técnica e comercialmente.

A pesquisa foi realizada com a intenção de se encontrar, de uma maneira prática, dados reais sobre a carga (alto-falante) conectada ao amplificador em testes, o que se revelou uma ferramenta útil para avaliações não somente com a classe D de amplificadores, mas também com as outras classes de amplificadores. Ao utilizar um programa para simulação com a possibilidade de acessarmos de forma objetiva as equações que regem o funcionamento do alto-falante, utilizando o método de Thiele-Small, simplifica-se o estudo, pois para qualquer frequência escolhida para o teste. Pode-se determinar a real carga ligada ao amplificador, são fornecidos ao programa dados como a temperatura do alto-falante. Existe a dependência da variação da resistência da bobina em função da temperatura ou a variação da densidade magnética do ímã do alto-falante, os quais influenciam muito o comportamento da carga.

Capítulo 5 – Conclusão final e Proposta de continuidade

A análise de desempenho do amplificador também é avaliada através do parâmetro do rendimento, pois este é um critério muito utilizado para justificar o emprego de amplificadores Classe D.

Desta forma, com a retirada do filtro LC do amplificador, sem outras medidas de compensação o rendimento não pode sofrer uma queda apreciável. Entretanto, observa-se que, a corrente quiescente do amplificador sofre um aumento de mais de 3 vezes, conseqüentemente aumentando o consumo de potência da fonte que passa de 4,55 W com o filtro LC, para 14,44 W com a retirada do mesmo.

Os ensaios realizados no conjunto amplificador classe D – carga, mostram que o rendimento tem pouca variação quando em carga de 4Ω resistiva, o que era esperado, pois o amplificador foi projetado para trabalhar com este tipo de carga. Fato que foi confirmado pela comparação com a curva do rendimento fornecida pelo fabricante do amplificador. Quando retiramos o filtro LC, o rendimento tem maior queda em baixas potências e à medida que as potências vão ficando maiores esta queda do rendimento (sempre comparando com a situação onde o filtro esta presente) diminui.

Ao realizar os ensaios para carga de 8Ω resistiva, percebe-se a mesma tendência, com maior queda no rendimento em todas as potências.

No caso de utilizar alto-falante como carga, os resultados se aproximam da situação apresentada nos ensaios para carga resistiva de 8Ω , pois esta é a impedância nominal do alto-falante, porém como era de se esperar, devido ao fato de utilizarmos uma carga complexa, a curva do rendimento oscila um pouco (como mostrado nos ensaios de rendimento -4.6). Pode-se concluir que esta variação é devida às não linearidades do alto-falante.

No teste de audição (testes subjetivos) não foi encontrada diferença apreciável na reprodução do conteúdo sonoro. Conclui-se que a eliminação do filtro LC pode ser realizada, para uso em potências específicas e não em larga escala, pois o rendimento apresenta uma queda maior em potências menores. A energia do chaveamento presente na carga é intensa, o que pode danificar o alto-falante de baixa potência ou dispositivos direcionados para reprodução de frequências mais altas, como drivers de médios e os Tweeters. Deve-se considerar a questão da EMI, que aumenta fortemente com a retirada do filtro de saída do amplificador; conforme

Capítulo 5 – Conclusão final e Proposta de continuidade

ficou demonstrado em diversas situações durante a coleta de informações, o que levou à adoção de medidas para minimizar sua influência nos testes. O trabalho apontou a direção a ser seguida, conforme a proposta inicial, e é base para outras pesquisas, que são objeto da proposta de continuidade.

5.2 – PROPOSTA DE CONTINUIDADE

A necessidade de expansão dos testes para além das medidas de rendimento se tornou clara. Uma comparação do desempenho do amplificador com outros alto-falantes é um caminho a ser seguido.

A obtenção de dados sobre o amplificador alimentando diferentes modelos de alto-falantes é necessário. Desta forma é possível de obter conhecimento de quais parâmetros do alto-falante são desejados para a melhoria efetiva da interface amplificador/auto-falante.

Realizar medições para várias frequências de áudio, verificar a distorção harmônica da saída do amplificador assim como outros fatores de mérito dos amplificadores de áudio, são necessárias para o conhecimento do conjunto e determinar a eliminação do filtro de saída LC. Realizar testes do amplificador alimentando caixas acústicas, que são cargas ainda mais complexas que um único alto-falante.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Duncan, Ben, “High Performance Audio Power Amplifiers”, 1st edition, Newnes, 1997.
- [2] Self, D, “Audio Power Amplifier Design Handbook”, 4th edition, Newnes, 2006.
- [3] Dickason, Vance; “Caixas acústicas & Alto-falantes”, H. Sheldon Serviços de Marketing, Sexta edição, 2006.
- [4] Poulsen, Søren; Ph.D. Thesis “Towards Active Transducers”, Technical University of Denmark, 2004.
- [5] Honda, Jun & Adams, Jonathan; “Class D Audio Amplifier Basics”, Application Note AN-1071, International Rectifier, 2005
- [6] Silva, Homero Sette & Silva, Carlos C; ”Alto-Falantes e caixas acústicas, características e utilização” SEMEA, 2002.
- [7] Score, Michael D., Application Report, “Reducing and Eliminating the Class-D Output Filter”, Application Report SLOA023, Texas Instruments, 1999
- [8] Small, R. H., “Vented-Box Loudspeaker Systems, Parts I-IV ”, J. Audio Eng. Soc., vol. 21, pg. 363–372 (1973 Junho); pg. 438–444 (1974 Julho/Agosto); pg. 549–554 (1973 Setembro); pg. 635–639 (1973 Outubro).
- [9] Thiele, A. Neville, “Loudspeakers in Vented Boxes – Parts I-II” J. Audio Eng. Soc; vol 19, pg. 382-392 (1971 Maio); pg. 471-483 (1971 junho).
- [10] NBR 5308; “Alto-falantes – Medição de Características – Método de ensaio”, 1982.
- [11] Bloechl, M., Bataineh, M., Harrel, D; “Class D Switching Power Amplifiers: Theory, Design, and Performance” SoutheastCon, Proceedings, IEEE, 2004, pp. 123-146.
- [12] Ljusev, P., Andersen, M; “Self-oscillating Modulators for Direct Energy Conversion Audio Power Amplifiers” AES 27^o International Conference, Copenhagen, Denmark, 2005.
- [13] Honda, Jun, Rodriguez, M. “High Voltage Class D Audio Driver realizes 500W on a Single Layer Board”, International Rectifier, 2007.

Referências Bibliográficas

- [14] Honda, Jun; Rodriguez, M. Liu W., “25W-500W Scalable Output Power Class D Audio Power Amplifier Reference Design Using the IRS2092 Protected Digital Audio Driver” Reference Design International Rectifier, 2007.
- [15] Honda, Ju; Cheng X. Liu W., “IRS2092(S) Functional Description”, Application Note AN-1138, International Rectifier, 2007.
- [16] Park, S., “Principles of Sigma Delta Modulation for Analog-To-Digital Converters”, Motorola Inc, 1991.
- [17] Haykin, Simon; Moher, M., “Introdução aos sistemas de comunicação” 2º edição, Bookman, 2008.
- [18] Cerezo, J., “Class D Audio Amplifier Performance Relationship to MOSFET Parameters”, Application Note AN-1071, International Rectifier, 2006.
- [19] INTERNATIONAL RECTIFIER, Digital Audio MOSFET – IRFI4019H-117P,IRFI4020H-117P, IRFI4024H-117P, IRFI4212H-117P, www.irf.com, 2007
- [20] Mirol, V. A., “Fisiologia da Audição: Revisão e Considerações”, I Seminário de Engenharia de Áudio – SEMEA 2002, Belo Horizonte, MG, Junho 2002.
- [21] Bell, A. G, US Patent 174,465 (1876).
- [22] Rice, C W & Kellog, E W, “Notes on the development of a new type of hornless loudspeaker” JAIEE, 12, 461 – 480 (1925).
- [23] I. Borwick, John, “Loudspeaker and Headphone Handbook”, Focal Press, Oxford, third edition, 2001.
- [24] Bissochi Junior, Carlos A; “Proposta de uma nova família de conversores denominados EIE: Aplicações em áudio, análise genérica e resultados experimentais” T. Doutorado,UFU, maio 2003.
- [25] Silva, Homero Sette, “Fundamentação na modelagem matemática de Alto-falantes e caixas acústicas” SEMEA minicurso, 2002.
- [26] Albuquerque, P. F. C- Autor de diversos artigos sobre a Teoria T-S, publicados em Revista ANTENNA, junho de 1980 a fevereiro de 1981.
- [27] Wright, J. R. “An Empirical Model for Loudspeaker Motor Impedance” J. Audio Eng. Soc., Vol. 38, N°10, pg. 749-754, Outubro 1990.
- [28] Silva, Homero Sette, “variação da resistência da bobina móvel em função da temperatura”, 4º Congresso AES-Brasil, Junho2000.

Referências Bibliográficas

- [29] Monteiro, Ruy R. B. “Interface amplificador falante em regime de alta potência”, 4º Congresso AES-Brasil, Junho 2000.
- [30] Silva, Homero Sette “O Alto-Falante em regime de grandes sinais”, 1º Congresso AES-Brasil, Outubro 1996.
- [31] Bortoni, Rosalfonso, “Análise, Dimensionamento e Avaliação de Estágios de Potência de Amplificadores de Áudio Classes A, B, AB, G, H.”, Dissertação de Mestrado, UFSC, Abril 1999.
- [32] Bortoni, Rosalfonso, “Amplificadores de Áudio – Fundamentos Características e Aplicações”, H. Sheldon Serviços de Marketing, 2002.
- [33] Hofer, Bruce “Measuring switch mode Power amplifiers”, White Paper, Audio Precision Inc, 2003.

ESQUEMA ELÉTRICO DO MÓDULO AMPLIFICADOR UTILIZADO NOS TESTES



ANEXO 2

CATÁLOGOS DOS ALTO FALANTES UTILIZADOS



WOOFER CV4 10CV4

Woofers profissionais de 10" desenvolvidos para atender as mais diversas necessidades em reforço de som nas faixas de frequências médias e baixas. Indicado para utilização em unidades móveis ou em ambientes como boates, clubes, salões e auditórios.

A grande eficiência na reprodução sonora se deve a excelente combinação de seus componentes.

O cone leve, fabricado com fibras longas, proporciona ao conjunto móvel grande estabilidade, alto rendimento e baixa distorção.

A bobina móvel é fabricada com fio resistente às altas temperaturas e enrolada em forma de Kapton®.

A carcaça em chapa de aço reforçada, com pintura epoxi, dá ao conjunto grande resistência e estrutura mecânica.

A calota em alumínio garante uma perfeita dissipação do calor proveniente da bobina móvel.

O uso de adesivos de alta resistência garante aos componentes uma ótima colagem e durabilidade.

A exposição a níveis de ruído além dos limites de tolerância especificados pela Norma Brasileira NR 15 - Anexo 1*, pode causar perdas ou danos auditivos. A Selenium não se responsabiliza pelo uso indevido de seus produtos. (*Portaria 3214/78).

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Diâmetro nominal	254 (10)	mm (in)
Impedância nominal	8	Ω
Impedância mínima @ 208 Hz	6,48	Ω
Potência		
Programa musical ¹	200	W
RMS (NBR 10.303) ²	100	W
Sensibilidade (2,83V@1m) média entre 300 e 3.000 Hz	93	dB SPL
Compressão de potência @ 0 dB (pot. nom.)	4,5	dB
Compressão de potência @ -3 dB (pot. nom.)/2	2,5	dB
Compressão de potência @ -10 dB (pot. nom.)/10	0,9	dB
Resposta de frequência @ -10 dB	70 a 8.000	Hz

¹ Especificações para uso de programa musical e de voz, permitindo distorção harmônica máxima no amplificador de 5%, sendo a potência calculada em função da tensão na saída do amplificador e da impedância nominal do transdutor.

² Norma Brasileira NBR 10.303, com a aplicação de ruído rosa durante 2 horas ininterruptas.

PARÂMETROS DE THIELE-SMALL

Fs (frequência de ressonância)	77	Hz
Vas (volume equivalente do falante)	25	l
Qts (fator de qualidade total)	1,6	
Qes (fator de qualidade elétrico)	1,84	
Qms (fator de qualidade mecânico)	12,48	
ηo (eficiência de referência em meio espaço)	0,59	%
Sd (área efetiva do cone)	0,035	m ²
Vd (volume deslocado)	80,5	cm ³
Xmáx (deslocamento máx. (pico) c/ 10% distorção)	2,3	mm
Xlím (deslocamento máx. (pico) antes do dano)	7,5	mm

Condições atmosféricas no local de medição dos parâmetros TS:

Temperatura	22	°C
Pressão atmosférica	1.000	mb
Umidade relativa do ar	52	%

Parâmetros de Thiele-Small medidos após amaciamento de 2 horas com metade da potência NBR.

É admitida uma tolerância de ± 15% nos valores especificados.

PARÂMETROS ADICIONAIS

βL	6,9	Tm
Densidade de fluxo no gap	1,05	T
Diâmetro da bobina	32	mm
Comprimento do fio da bobina	9	m
Coefficiente de temperatura do fio (α25)	0,00403	1/°C
Temperatura máxima da bobina	265 (509)	°C(°F)
θvc (temperatura máx. da bobina/potência máx.)	2,65 (5,09)	°C/W(°F/W)
Hvc (altura do enrolamento da bobina)	11	mm
Hag (altura do gap)	6,3	mm
Re (resistência da bobina)	6,5	Ω
Mms (massa móvel)	30	g
Cms (compliance mecânica)	140	μm/N
Rms (resistência mecânica da suspensão)	1,15 kg/s	

PARÂMETROS NÃO-LINEARES

Le @ Fs (indutância da bobina na ressonância)	0,930	mH
Le @ 1 kHz (indutância da bobina em 1 kHz)	0,617	mH
Le @ 20 kHz (indutância da bobina em 20 kHz)	0,382	mH
Red @ Fs (resistência de perdas na ressonância)	0,164	Ω
Red @ 1 kHz (resistência de perdas em 1 kHz)	1,395	Ω
Red @ 20 kHz (resistência de perdas em 20 kHz)	17,28	Ω
Krm (coeficiente da resistência de perdas)	0,9	mΩ
Kxm (coeficiente da indutância da bobina)	2,5	mH
Errm (expoente da resistência de perdas da bobina)	0,94	
Exm (expoente da indutância da bobina)	0,84	

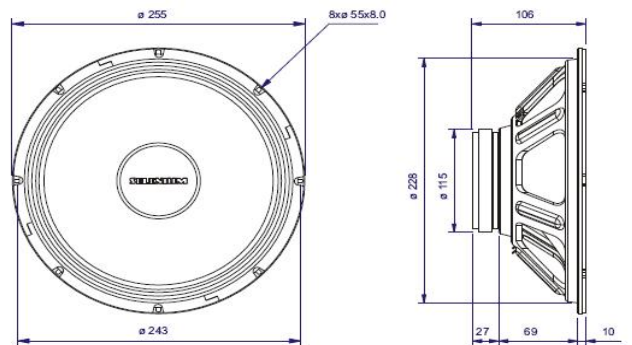


INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferrite de bário
Peso do ímã	560 g
Diâmetro x altura do ímã	115 x 14 mm
Peso do conjunto magnético	1.560 g
Material da carcaça	Chapa de aço
Acabamento da carcaça	Pintura epoxi, cor preta
Material do fio da bobina	Cobre
Material da forma da bobina	Poliimida (Kapton®)
Material do cone	Celulose fibra longa
Volume ocupado pelo falante	1,4 l
Peso líquido do falante	2.020 g
Peso total (incluindo embalagem)	2.320 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	26 x 26 x 14 cm

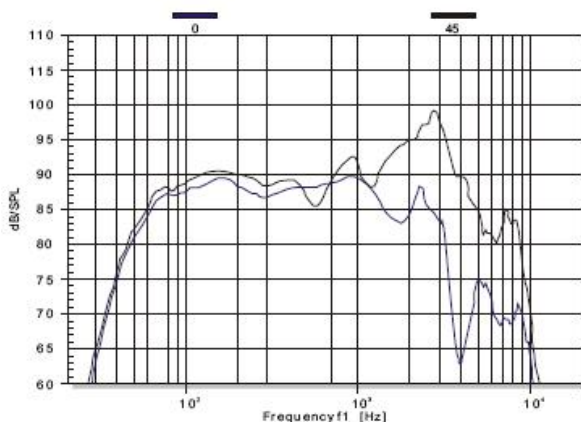
INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Número de furos de fixação	8
Dimensões dos furos de fixação	5,5 x 8 mm
Diâmetro do círculo dos furos de fixação	243 mm
Diâmetro do corte para montagem frontal	231 mm
Diâmetro do corte para montagem traseira	225 mm
Tipo do conector	Soldável
Polaridade	Tensão + no (+); deslocamento p/ frente
Distância mín. entre parede da caixa e a traseira do falante	75 mm

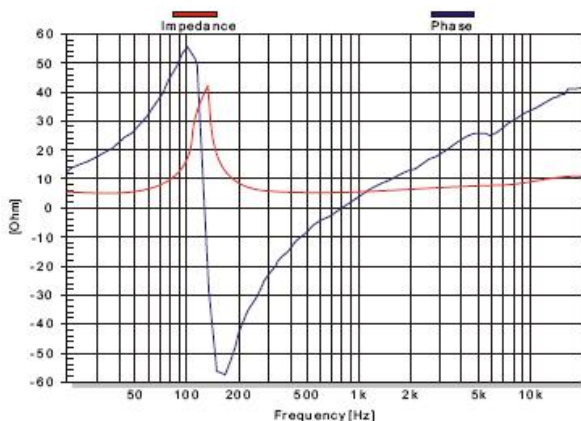


Dimensões em mm.

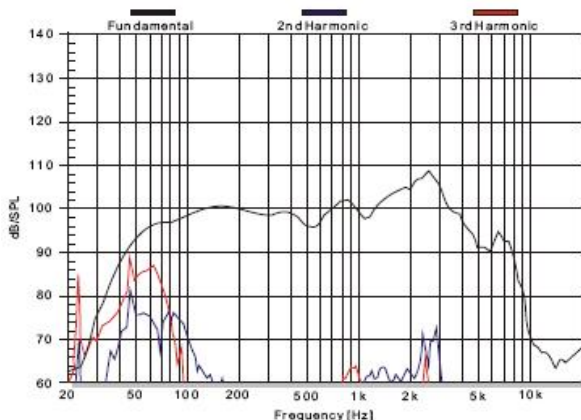
CURVAS DE RESPOSTA (0° e 45°) NA CAIXA DE TESTE EM CÂMARA ANECÓICA, 1W / 1 m



CURVAS DE IMPEDÂNCIA E FASE AO AR LIVRE



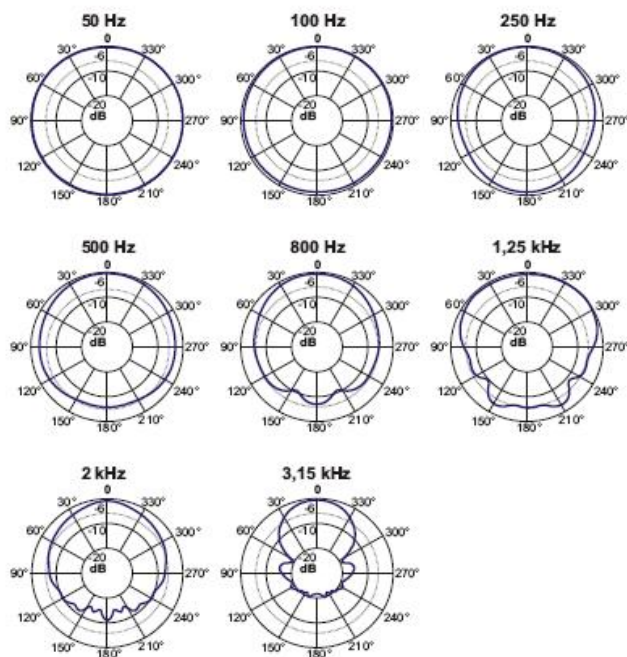
CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA A 10% DA POTÊNCIA NBR, A 1 m



CAIXA DE TESTE UTILIZADA

Caixa bass reflex c/ 1 duto ø 7,5 cm e 11 cm de comprimento, volume interno de 100 litros.
Kapton®: Marca Registrada da Du Pont.

CURVAS DE RESPOSTA POLAR



— Curva de Resposta Polar.

COMO ESCOLHER O AMPLIFICADOR

O amplificador deve ser capaz de fornecer o dobro da potência RMS do alto-falante. Este headroom de 3 dB deve-se à necessidade de acomodar os picos que caracterizam o sinal musical.

CALCULANDO A TEMPERATURA DA BOBINA

Evitar que a temperatura da bobina ultrapasse seu valor máximo é extremamente importante para a durabilidade do produto. A temperatura da bobina pode ser calculada através da equação:

$$T_R = T_A + \left(\frac{R_A}{R_R} - 1 \right) \left(T_A - 25 + \frac{1}{\alpha_{25}} \right)$$

T_A , T_R = temperaturas da bobina em °C.

R_A , R_R = resistência da bobina nas temperaturas T_A e T_R , respectivamente.

α_{25} = coeficiente de temperatura do condutor, a 25 °C.

COMPRESSÃO DE POTÊNCIA

A elevação da resistência da bobina com a temperatura provoca uma redução na eficiência do alto-falante. Por esse motivo, se, ao dobrarmos a potência elétrica aplicada, obtivermos um acréscimo de 2 dB no SPL ao invés dos 3 dB esperados, podemos dizer que houve uma compressão de potência de 1 dB.

COMPONENTES NÃO-LINEARES DA BOBINA

Devido ao acoplamento com a ferragem do conjunto magnético, a bobina dos alto-falantes eletrodinâmicos exibe um comportamento não-linear que pode ser modelado através de diversos parâmetros. Os parâmetros K_m , K_{xm} , E_m e E_{xm} , por exemplo, permitem calcular o valor da resistência e da indutância da bobina em função da frequência.

PROJETO(S) DE CAIXA(S) ACÚSTICA(S) SUGERIDA(S)

Kit auditório Kit eleitoral

Para outros projetos de caixas acústicas, consulte nosso website.

Devido aos avanços tecnológicos, reservamo-nos o direito de inserir modificações sem prévio aviso.

Cód.: NA Rev.: 01 - 01/06

www.selenium.com.br

www.seleniumloudspeakers.com

Woofer de 10" profissional desenvolvido para atender as mais diversas necessidades de sonorização de médios e pequenos ambientes, apresentando excelente desempenho na reprodução de médias e baixas frequências.

Indicado para reforço de som em boates, clubes, salões, auditórios, conjuntos musicais e também para caixas monitoras.

A sua grande eficiência na reprodução sonora deve-se à excelente combinação de seus componentes:

- O cone leve fabricado com fibras longas e a suspensão em tecido impregnado proporcionam ao conjunto móvel grande estabilidade, alto rendimento e baixa distorção.
- A bobina móvel é fabricada com fio resistente a altas temperaturas e enrolada em forma de Kapton®.
- A carcaça em chapa de aço reforçada, com pintura epoxi, confere ao conjunto elevada resistência mecânica.
- O uso de adesivos de alta resistência garante aos componentes uma ótima colagem e durabilidade.

*10PW3-SLF: Produto sem logotipo frontal Selenium impresso na calota.

A exposição à níveis de ruído além dos limites de tolerância especificados pela Norma Brasileira NR 15 - Anexo 1*, pode causar perdas ou danos auditivos. A Selenium não responsabiliza-se pelo uso indevido de seus produtos. (*Portaria 3214/78).

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Diâmetro nominal	255 (10)	mm (in)
Impedância nominal	8	Ω
Impedância mínima @ 315 Hz	7,0	Ω
Potência		
Programa Musical ¹	300	W
RMS (NBR 10.303) ²	150	W
AES ³	150	W
Sensibilidade (2,83V@1m) média entre 100 e 2.000 Hz	98	dB SPL
Compressão de potência @ 0 dB (pot. nom.)	2,7	dB
Compressão de potência @ -3 dB (pot. nom.)/2	1,7	dB
Compressão de potência @ -10 dB (pot. nom.)/10	0,5	dB
Resposta de frequência @ -10 dB	60 a 6.000	Hz

¹ Especificações para uso de programa musical e de voz, permitindo distorção harmônica máxima no amplificador de 5%, sendo a potência calculada em função da tensão na saída do amplificador e da impedância nominal do transdutor.

² Norma Brasileira NBR 10.303, com a aplicação de ruído rosa durante 2 horas ininterruptas.

³ Norma AES (100 - 1.000 Hz).

PARÂMETROS DE THIELE-SMALL

Fs (frequência de ressonância)	73	Hz
Vas (volume equivalente do falante)	29	l
Qts (fator de qualidade total)	0,66	
Qes (fator de qualidade elétrico)	0,73	
Qms (fator de qualidade mecânico)	6,32	
ηo (eficiência de referência em meio espaço)	1,51	%
Sd (área efetiva do cone)	0,0350	m ²
Vd (volume deslocado)	43,75	cm ³
Xmáx (deslocamento máx. (pico) c/ 10% distorção)	1,25	mm
Xlim (deslocamento máx. (pico) antes do dano)	8,5	mm

Condições atmosféricas no local de medição dos parâmetros TS:

Temperatura	24	°C
Pressão atmosférica	1.002	mb
Umidade relativa do ar	54	%

Parâmetros de Thiele-Small medidos após amaciamento de 2 horas com metade da potência NBR.

É admitida uma tolerância de ± 15% nos valores especificados.

PARÂMETROS ADICIONAIS

βL	10,4	Tm
Densidade de fluxo no gap	1,15	T
Diâmetro da bobina	46	mm
Comprimento do fio da bobina	11,6	m
Coefficiente de temperatura do fio (α25)	0,00344	1/°C
Temperatura máxima da bobina	275	°C
θvc (temperatura máx. da bobina/potência máx.)	1,83	°C/W
Hvc (altura do enrolamento da bobina)	10,5	mm
Hag (altura do gap)	8,0	mm
Re (resistência da bobina)	6,3	Ω
Mms (massa móvel)	27,8	g
Cms (compliance mecânica)	171,8	μm/N
Rms (resistência mecânica da suspensão)	2,0	kg/s

PARÂMETROS NÃO-LINEARES

Le @ Fs (indutância da bobina na ressonância)	1,544	mH
Le @ 1 kHz (indutância da bobina em 1 kHz)	0,699	mH
Le @ 20 kHz (indutância da bobina em 20 kHz)	0,280	mH
Red @ Fs (resistência de perdas na ressonância)	0,16	Ω
Red @ 1 kHz (resistência de perdas em 1 kHz)	1,73	Ω
Red @ 20 kHz (resistência de perdas em 20 kHz)	26,10	Ω
Krm (coeficiente da resistência de perdas)	0,634	mΩ
Kxm (coeficiente da indutância da bobina)	9,830	mH
Erm (expoente da resistência de perdas da bobina)	0,905	
Exm (expoente da indutância da bobina)	0,698	

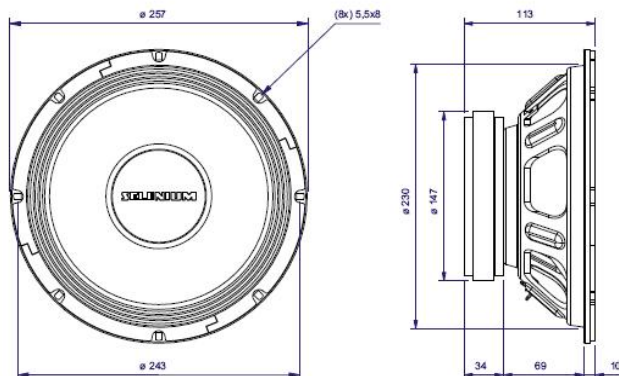


INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferrite de bário
Peso do ímã	1.240 g
Diâmetro x altura do ímã	147 x 18 mm
Peso do conjunto magnético	3.200 g
Material da carcaça	Chapa de aço
Acabamento da carcaça	Pintura epoxi, cor preta
Acabamento das arruelas	Cromatização azul
Material do fio da bobina	Cobre
Material da forma da bobina	Poliimida (Kapton®)
Material do cone	Celulose fibra longa
Volume ocupado pelo falante	1,3 l
Peso líquido do falante	3.710 g
Peso total (incluindo embalagem)	4.040 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	26 x 26 x 13,5 cm

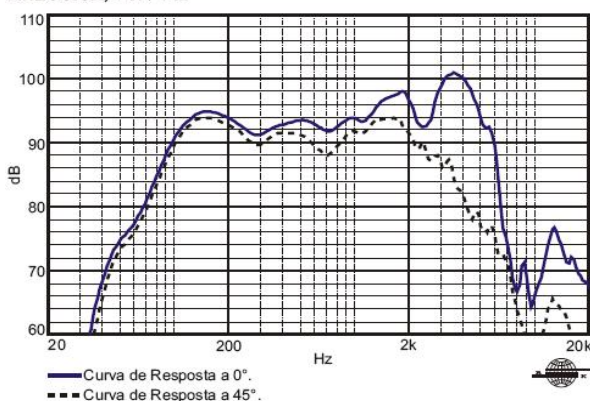
INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Número de furos de fixação	8
Diâmetro dos furos de fixação	5,0 mm
Diâmetro do círculo dos furos de fixação	243 mm
Diâmetro do corte para montagem frontal	231 mm
Diâmetro do corte para montagem traseira	225 mm
Tipo do conector	Soldável
Polaridade	Tensão + no (+): deslocamento p/ frente
Distância mín. entre parede da caixa e a traseira do falante	75 mm

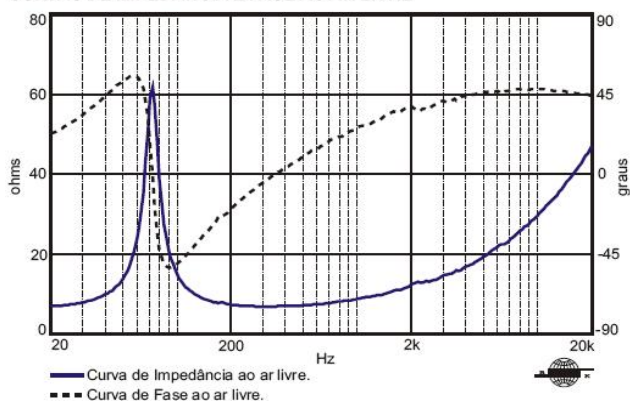


Dimensões em mm.

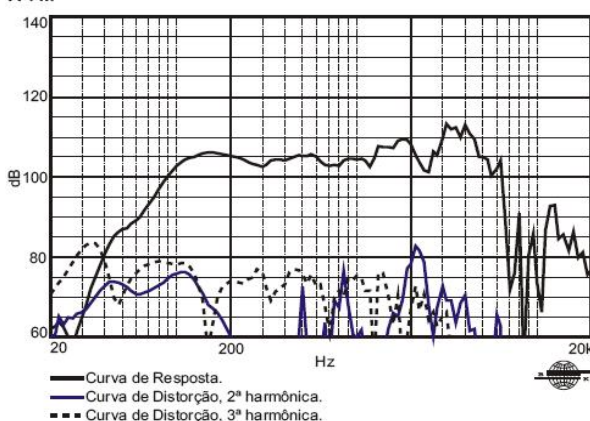
CURVAS DE RESPOSTA (0° e 45°) NA CAIXA DE TESTE EM CÂMARA ANECÓICA, 1 W / 1 m



CURVAS DE IMPEDÂNCIA E FASE AO AR LIVRE



CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA A 10% DA POTÊNCIA NBR, A 1 m

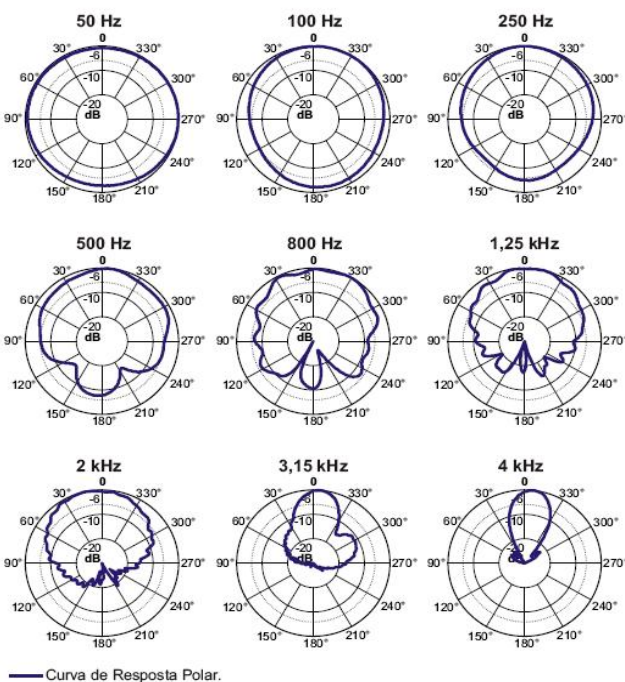


CAIXA DE TESTE UTILIZADA

Caixa bass reflex c/ 1 duto Ø 7,5 cm e 3,7 cm de comprimento, volume interno de 28 litros.

Kapton®: Marca Registrada da Du Pont.

CURVAS DE RESPOSTA POLAR



COMO ESCOLHER O AMPLIFICADOR

O amplificador deve ser capaz de fornecer o dobro da potência RMS do alto-falante. Este headroom de 3 dB deve-se à necessidade de acomodar os picos que caracterizam o sinal musical.

CALCULANDO A TEMPERATURA DA BOBINA

Evitar que a temperatura da bobina ultrapasse seu valor máximo é extremamente importante para a durabilidade do produto. A temperatura da bobina pode ser calculada através da equação:

$$T_B = T_A + \left(\frac{R_B}{R_A} - 1 \right) \left(T_A - 25 + \frac{1}{\alpha_{25}} \right)$$

T_A , T_B = temperaturas da bobina em °C.

R_A , R_B = resistência da bobina nas temperaturas T_A e T_B , respectivamente.

α_{25} = coeficiente de temperatura do condutor, a 25 °C.

COMPRESSÃO DE POTÊNCIA

A elevação da resistência da bobina com a temperatura provoca uma redução na eficiência do alto-falante. Por esse motivo, se ao dobrarmos a potência elétrica aplicada obtivermos um acréscimo de 2 dB no SPL ao invés dos 3 dB esperados, podemos dizer que houve uma compressão de potência de 1 dB.

COMPONENTES NÃO-LINEARES DA BOBINA

Devido ao acoplamento com a ferragem do conjunto magnético, a bobina dos alto-falantes eletrodinâmicos exibe um comportamento não-linear que pode ser modelado através de diversos parâmetros. Os parâmetros K_{rm} , K_{xm} , E_{rm} , E_{xm} , por exemplo, permitem calcular o valor da resistência e da indutância da bobina em função da frequência.

PROJETO(S) DE CAIXA(S) ACÚSTICA(S) SUGERIDA(S)

VB10PW2A

Para outros projetos de caixas acústicas, consulte nossa home-page.