

ANDRÉ LUÍS DALCASTAGNÊ

**MANUAL DE UTILIZAÇÃO DO PROGRAMA
DIVCALC**

**FLORIANÓPOLIS
2003**

SUMÁRIO

APRESENTAÇÃO	ii
1 INTRODUÇÃO	1
1.1 DEFINIÇÕES	1
1.2 MODELAGEM DE UM DIVISOR DE FREQUÊNCIA PASSIVO	2
1.3 PROJETO DE DIVISORES DE FREQUÊNCIA PASSIVOS	4
2 APRESENTAÇÃO DO DIVCALC	7
2.1 INSTALAÇÃO DO DIVCALC	7
2.2 OS ARQUIVOS DE ENTRADA	7
2.3 A JANELA INICIAL	8
2.4 A OPÇÃO “VERIFICAR E/OU ALTERAR SPL E ZVC DE UM TRANSDUTOR”	10
2.5 PROJETANDO UMA VIA	14
2.6 A OPÇÃO “VERIFICAR RESPOSTAS DO DIVISOR COMPLETO”	17
3 PROJETO DE UM DIVISOR DE FREQUÊNCIA PASSIVO	19
3.1 DEFINIÇÃO DO TIPO DE DIVISOR DE FREQUÊNCIA DESEJADO	19
3.2 O PROJETO DA VIA PASSA-BAIXA	21
3.3 O PROJETO DA VIA PASSA-ALTA	26
3.4 O SISTEMA COMPLETO	30
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	34
ANEXO 1 – 15SW1P	35
ANEXO 2 – D3300Ti	38

Apresentação

O DivCalc foi o resultado de um Curso de Mestrado no Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina. Essa pesquisa foi desenvolvida por André Luís Dalcastagnê, sob orientação do Prof. Sidnei Noceti Filho e co-orientação de Homero Sette Silva.

Com o DivCalc, pode-se projetar divisores de frequência de até 4 vias com inclinações de 6, 12, 18 ou 24 dB/oitava na banda de rejeição. O projeto de um divisor de frequência é realizado em função das curvas medidas de impedância equivalente e resposta em frequência dos transdutores utilizados no sistema. Os dados de cada transdutor são informados através de dois arquivos tipo texto com três colunas na seguinte ordem: frequência, magnitude e fase.

Para que o DivCalc funcione corretamente é necessário que:

- o programa Matlab esteja instalado;
- o *tollbox* de otimização esteja instalado no Matlab (Optimization Toolbox);
- a área da tela do vídeo esteja configurada em 800x600 pixels.

Este manual está dividido em três partes. Na primeira parte, fala-se brevemente sobre os fundamentos de divisores de frequência passivos. Na segunda parte, todas as partes do programa do DivCalc são apresentadas. Na terceira parte, é realizado o projeto de um divisor de frequência passivo de duas vias, segunda ordem. Esse capítulo serve como um tutorial para os usuários do DivCalc.

Introdução

A banda de áudio, normalmente considerada na faixa entre 20 e 20000 Hz, não pode ser reproduzida com qualidade por apenas um alto-falante devido à sua grande extensão. A solução para esse problema é separar o espectro de frequência do sinal elétrico a ser convertido em pressão sonora em duas ou mais bandas e destinar um alto-falante específico para reproduzir cada uma dessas faixas de frequência.

Realizar esta divisão do espectro de frequência é a principal função dos divisores de frequência, também conhecidos como *crossover networks* ou, simplesmente, *crossovers*. Portanto, um divisor de frequência é um conjunto de dois ou mais filtros, responsável por determinar o espectro de frequência dos sinais elétricos enviados aos transdutores do sistema. Por sistema, consideraremos o conjunto formado pelo divisor de frequência e pelos alto-falantes.

1.1 Definições

Neste manual, duas grandezas associadas a um alto-falante serão mencionadas: a impedância equivalente e a função de transferência do transdutor. Considere a Figura 1.1, onde s representa a variável complexa de Laplace. O índice “vc” vem de *voice coil*.

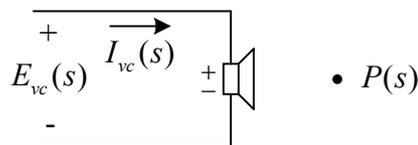


Figura 1.1: Grandezas associadas a um alto-falante.

A impedância equivalente de um alto-falante é definida como a relação entre a tensão aplicada nos seus terminais e a corrente que circula através deles:

$$Z_{vc}(s) = \frac{E_{vc}(s)}{I_{vc}(s)} \quad (1.1)$$

A função de transferência de um alto-falante é a relação entre a pressão sonora produzida em um ponto do espaço e a tensão aplicada nos seus terminais:

$$T(s) = \frac{P(s)}{E_{vc}(s)} \quad (1.2)$$

A resposta em frequência ($s = j\omega$) de um alto-falante será representada por $T(\omega)$.

1.2 Modelagem de um Divisor de Frequência Passivo

O sistema formado pelo divisor de frequência e pelos alto-falantes pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 1.2, onde na entrada se tem o sinal elétrico e na saída, a pressão sonora total produzida em um ponto do espaço. Idealmente, um divisor de frequência deve fazer com que a pressão sonora na saída seja análoga ao sinal elétrico de entrada, independentemente da frequência.

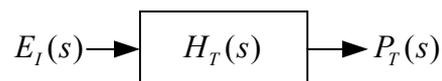


Figura 1.2: Sistema formado pelo divisor de frequência e alto-falantes.

A Figura 1.3 mostra este sistema implementado com um divisor de frequência passivo. Por simplicidade, representou-se um divisor de frequência de duas vias. O índice “1” representa a via passa-baixa, o índice “2”, a via passa-alta e o índice “T”, o sistema completo. Apesar dessa simplificação, tudo o que será visto pode ser estendido para divisores de frequência de três ou mais vias. O amplificador de potência foi montado antes dos filtros do divisor de frequência, pois é a forma comumente empregada. A sua função de transferência será desconsiderada, pois na faixa de operação dos divisores de frequência pode-se assumir que o amplificador de potência está atuando na sua faixa plana.

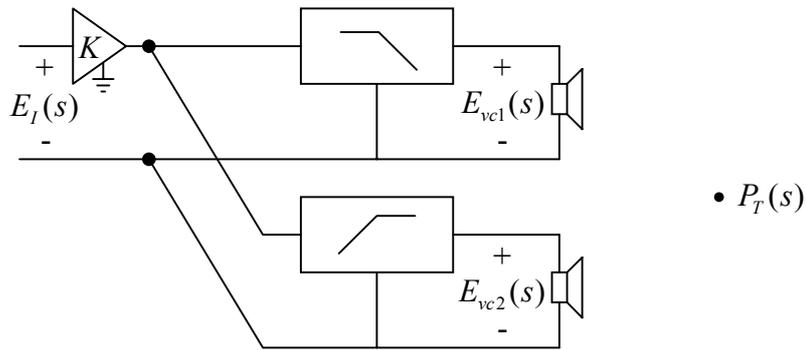


Figura 1.3: Divisor de frequência passivo de duas vias.

A pressão sonora total produzida pelo sistema é a soma das pressões sonoras produzidas por cada uma de suas vias. Portanto:

$$P_T(s) = P_1(s) + P_2(s) \tag{1.3}$$

As funções de transferência das vias k são independentes e dadas por:

$$H_k(s) = P_k(s) / E_I(s) \tag{1.4}$$

Combinando as equações (1.3) e (1.4), pode-se escrever a pressão sonora produzida pelo sistema como:

$$P_T(s) = H_1(s) \times E_I(s) + H_2(s) \times E_I(s) \tag{1.5}$$

de onde determina-se que:

$$H_T(s) = P_T(s) / E_I(s) = H_1(s) + H_2(s) \tag{1.6}$$

Portanto, fica evidenciado que o projeto de um divisor de frequência paralelo pode ser feito via a via, pois a função de transferência do sistema completo é a soma das funções de transferência de cada uma de suas vias.

A função de transferência de uma via, conforme a Figura 1.3, pode ser dividida em dois termos:

$$H_k(s) = \frac{P_k(s)}{E_I(s)} = \frac{E_{vck}(s)}{E_I(s)} \times \frac{P_k(s)}{E_{vck}(s)} \tag{1.7}$$

O termo:

$$F_k(s) = E_{vck}(s) / E_I(s) \quad (1.8)$$

é a função de transferência do filtro da via. O termo:

$$T_k(s) = P_k(s) / E_{vck}(s) \quad (1.9)$$

é a função de transferência do transdutor. Assim, cada via é formada por dois sistemas independentes em cascata, cuja função de transferência é:

$$H_k(s) = F_k(s) \times T_k(s) \quad (1.10)$$

Portanto, o alto-falante influencia de duas maneiras na função de transferência de uma via: através de $T(s)$ e da sua impedância equivalente, que age sobre $H_F(s)$.

1.3 Projeto de Divisores de Frequência Passivos

Como dito anteriormente, divisores do tipo paralelo podem ser projetados via a via, já que elas são circuitos independentes. O projeto de cada via constitui-se pela definição da função de transferência, escolha da topologia da rede para realizar essa função e, finalmente, cálculo dos valores dos componentes do filtro.

Por exemplo, se for desejado projetar um divisor de frequência Butterworth de segunda ordem com $\omega_c = 2\pi 800$ rad/s, as funções de transferência desejadas são:

$$H_1(s) = \frac{2,5266 \times 10^7}{s^2 + 7108,6s + 2,5266 \times 10^7} \quad (1.11)$$

$$H_2(\bar{s}) = G \times \frac{s^2}{s^2 + 7108,6s + 2,5266 \times 10^7} \quad (1.12)$$

Um possível divisor de frequência passivo que pode implementa tais funções está mostrado na Figura 1.4. O resistor em série com o transdutor da via passa-alta serve

para compensar a maior sensibilidade, em geral, do alto-falante da via passa-alta em relação à do alto-falante da via passa-baixa.

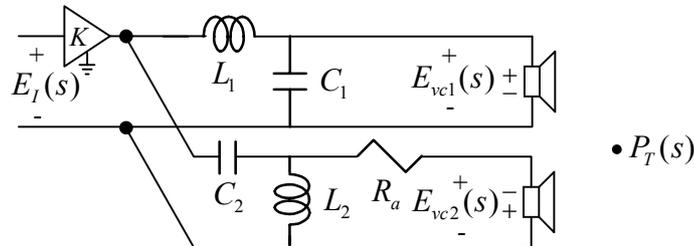


Figura 1.4: Divisor de frequência passivo de duas vias segunda ordem.

A função de transferência da via passa-baixa é:

$$F_1(s) = \frac{E_{vc1}(s)}{E_I(s)} = \frac{1/L_1C_1}{s^2 + \frac{1}{Z_{vc1}(s)C_1}s + \frac{1}{L_1C_1}} \quad (1.13)$$

A função de transferência da via passa-alta é:

$$F_2(s) = \frac{E_{vc2}(s)}{E_I(s)} = \frac{Z_{vc2}(s)}{R_2 + Z_{vc2}(s)} \times \frac{s^2}{s^2 + \frac{1}{(R_2 + Z_{vc2}(s))C_2}s + \frac{1}{L_2C_2}} \quad (1.14)$$

Igualando as equações (1.11) e (1.13), e considerando a impedância equivalente do transdutor como sendo puramente resistiva e igual a 8Ω , calcula-se os seguintes valores para os componentes da via passa-baixa: $L_1 = 2,3 \text{ mH}$ e $C_1 = 17,584 \mu\text{F}$. O procedimento deve ser repetido para a via passa-alta, sabendo-se qual o valor da atenuação G necessária para o circuito. As fórmulas para cálculo de divisores de frequência passivos considerando transdutores com impedância equivalente puramente resistiva podem ser facilmente encontradas na literatura, como em [1].

Entretanto, sabe-se que a impedância equivalente do transdutor não é puramente resistiva. Como esse parâmetro entra no cálculo das funções de transferência dos filtros, conforme mostram as equações (1.13) e (1.14), os filtros calculados, na realidade, não são do tipo Butterworth. Além disso, as funções de transferência das vias são dadas pela

multiplicação das funções de transferência dos seus filtros pelas funções de transferência dos respectivos transdutores (equação (1.10)). Assim, mesmo se as funções de transferência dos filtros fossem Butterworth, as funções de transferência das vias não seriam Butterworth. Como a função de transferência do sistema é a soma das funções de transferência das vias (equação (1.6)), o sistema também não é Butterworth. Portanto, o que se pode concluir é que utilizando os valores calculados através das fórmulas clássicas de projeto de filtros analógicos, o sistema não irá possuir a resposta em frequência desejada.

No projeto de uma via, não se tem controle sobre $T(s)$. O que se pode fazer é ajustar $F(s)$, de modo que $H(s)$ se torne mais próxima possível da função desejada. Modificar $F(s)$ significa alterar os valores dos componentes do filtro. Desenvolver uma solução analítica para o sistema não é possível, devido à sua alta complexidade. O que se pode fazer é partir dos valores calculados via fórmulas clássicas e modificá-los empiricamente, até se obter um resultado satisfatório. Outra opção é utilizar métodos numéricos, que são a base dos programas de otimização de divisores de frequência.

Nesse último ponto se enquadra o DivCalc. Ele é um programa para otimização de divisores de frequência passivos, que trabalha em função das curvas medidas de impedância equivalente (magnitude e fase) e resposta em frequência (magnitude em termos de *SPL* e fase) dos transdutores utilizados no sistema. No DivCalc, há a possibilidade de se projetar divisores de frequência de até 4 vias com inclinações de 6, 12, 18 ou 24 dB/oitava na banda de rejeição. O procedimento utilizado no DivCalc é baseado no método descrito em [2,3]. O desenvolvimento completo do DivCalc está descrito detalhadamente em [4,5].

Apresentação do DivCalc

2.1 Instalação do DivCalc

Para instalar o DivCalc, deve-se descompactar o arquivo DivCalc.zip. Em um diretório denominado DivCalc, serão criados uma série de arquivos com a extensão .m (funções), extensão .fig (figuras), além de algumas figuras (.jpg e .fig), que são utilizadas em janelas do programa. Um diretório Arquivos será criado no mesmo diretório de instalação, no qual são disponibilizados os arquivos de dados do *subwoofer* 15SW1P e do *driver* de compressão de titânio D3300Ti: 15SWEX_I.txt e D33EX_I.txt (impedância); 15SWEX_R.txt e D33EX_R.txt (resposta em frequência). Esses arquivos serão utilizados no Capítulo 3, no projeto de um divisor de frequência de duas vias.

Para rodar o DivCalc no Matlab, deve-se alterar o diretório do Matlab ("current directory") para o diretório no qual o DivCalc foi instalado. Outra opção é adicionar o caminho do diretório do DivCalc através da opção "Set Path". Esse procedimento é mais prático, pois só será necessário na primeira vez em que se for utilizar o DivCalc.

Para que o DivCalc seja corretamente visualizado, é necessário que a área da tela do vídeo seja de 800x600 pixels. Outro ponto importante é que o Optimization Toolbox deve estar instalado no Matlab.

2.2 Os Arquivos de Entrada

Para utilizar o DivCalc, são necessários dois arquivos de dados para cada transdutor do sistema: um com as r medidas de magnitude, em termos de SPL , e fase da pressão sonora em um ponto do espaço e o outro com as r medidas de magnitude e fase da

impedância equivalente. Ambos os arquivos devem ser do tipo texto, com qualquer extensão, e possuir três colunas. A disposição dos dados nos arquivos deve ser do tipo fmp (*frequency magnitude phase*). No arquivo de pressão sonora, a primeira coluna é a frequência em Hertz; a segunda, o *SPL*; a terceira, a fase da pressão sonora em graus. No outro arquivo, a primeira coluna é a frequência em Hertz; a segunda, a magnitude da impedância equivalente em ohms; a terceira, a fase da impedância equivalente em graus. Como exemplo, veja os arquivos 15SWEX_R.txt e 15SWEX_I.txt.

O número de medidas r realizadas bem como a faixa de frequência adotada são livres, porém é importante salientar que as frequências discretas devem ser idênticas em todos os arquivos. Outra característica importante é que o separador decimal dos valores medidos deve ser caracterizado pelo ponto, “.”, e não pela vírgula.

Um aspecto muito importante é que as medidas dos transdutores devem ser tomadas com eles já instalados na caixa acústica. Isso porque as características de um alto-falante para baixas frequências (impedância equivalente e resposta em frequência) são altamente influenciadas pelo anteparo de montagem. Além disso, as medidas de pressão sonora de todos os transdutores devem ser tomadas no mesmo ponto do espaço e utilizando um sinal elétrico com mesmo nível de tensão, já que o *SPL* produzido por um alto-falante varia com o valor do sinal elétrico aplicado nos seus terminais. O ponto de medida da pressão sonora deve ser escolhido no eixo considerado como o principal da caixa acústica.

2.3 A Janela Inicial

O DivCalc inicia com a janela mostrada na Figura 2.1: Clicando em “Continuar”, a janela “Opção desejada” (Figura 2.2) será mostrada. Nessa janela, o usuário deve informar o que deseja fazer. Existem três possibilidades. A primeira é escolher um dos três tipos de filtro (“Passa-baixa”, “Passa-alta” ou “Passa-faixa”) e o valor desejado para a taxa de atenuação do *SPL* na banda de rejeição (“6 dB/8”, “12 dB/8”, “18 dB/8” ou

“24 dB/8”). Essas escolhas devem ser feitas quando se deseja projetar uma das vias do divisor.



Figura 2.1: Janela “DivCalc”.

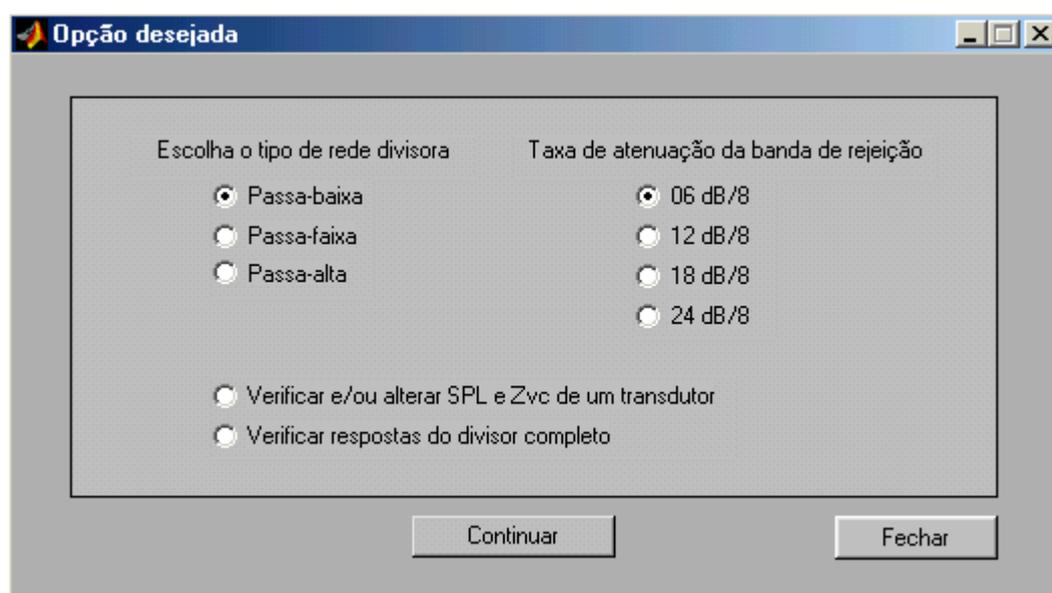


Figura 2.2: Janela “Opção desejada”.

A segunda possibilidade disponível é “Verificar e/ou alterar SPL e Z_{vc} de um transdutor”. Essa ferramenta serve para visualizar as curvas de SPL e impedância equivalente de um transdutor na forma gráfica e permite que se adicione circuitos para compensação da sua impedância equivalente e/ou SPL [1].

A terceira opção é “Verificar respostas do divisor completo”, que serve para, após projetadas todas as vias do sistema e suas respostas terem sido salvas, verificar a impedância de entrada e a pressão sonora (SPL e fase) do sistema completo.

Escolhido o que se deseja fazer, clica-se em “Continuar” para que a janela adequada seja disponibilizada. O botão “Fechar” serve para que a respectiva janela seja finalizada e está presente em todas as janelas do programa.

2.4 A Opção “Verificar e/ou alterar SPL e Z_{vc} de um transdutor”

Os alto-falantes possuem características de impedância equivalente e função de transferência próprias quando montados ao ar livre ou montado em um anteparo. Porém, em algumas situações, é interessante modificá-las através do uso de componentes passivos dispostos em série ou paralelo com o alto-falante, dependendo do que se quer ajustar.

Em termos de impedância equivalente, um alto-falante para baixas frequências possui um ou mais picos, dependendo de onde esteja montado, além do crescimento da sua impedância com a frequência. Idealmente, ele deveria apresentar uma impedância constante com a frequência. Em algumas situações, essas características podem impedir que uma resposta adequada para o sistema seja obtida, mesmo através de um processo de otimização. Por exemplo, um pico próximo da frequência de cruzamento desejada pode prejudicar a resposta em frequência do sistema.

Em termos de resposta em frequência, pode ocorrer que a resposta em frequência de um alto-falante apresente um pico ou um vale muito acentuado em uma determinada faixa de frequência. Esse tipo de fenômeno também pode ser reduzido com o uso de uma impedância em série com o transdutor, por exemplo.

Como exemplo de projeto, foi simulado com o DivCalc, um circuito para a compensação de *SPL* e impedância equivalente do *tweeter* ST300, mostrado na Figura 2.3.

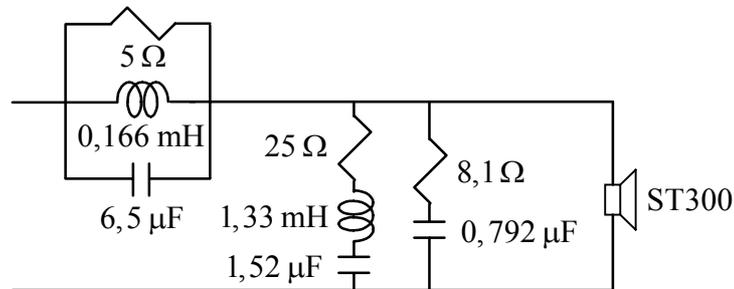


Figura 2.3: *Tweeter* ST300 com as impedâncias opcionais.

Para simular este circuito, seleciona-se a opção “Verificar e/ou alterar *SPL* e *Z_{vc}* de um transdutor” na janela “Opção desejada” (Figura 2.2) e clica-se em “Continuar”. A janela “Visualização das características de transdutores” será aberta:

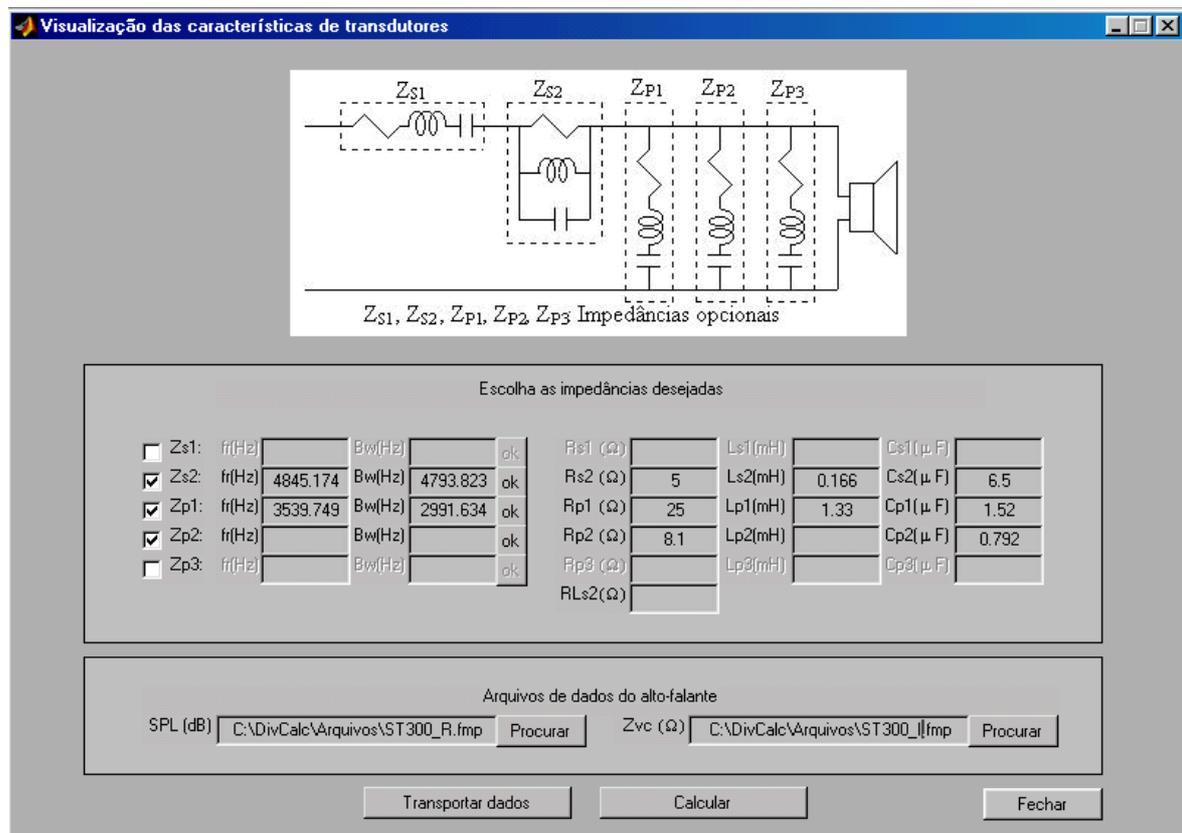


Figura 2.4: Janela “Visualização das características de transdutores”.

Na parte “Arquivos de dados do alto-falante”, deve-se informar os nomes dos arquivos de dados do alto-falante, no caso o ST300, e os diretórios onde eles estão salvos. Para facilitar a busca desses arquivos, pode-se clicar na tecla “Procurar”, para que uma janela de busca seja aberta (Figura 2.5), com a qual se pode localizar o arquivo desejado.

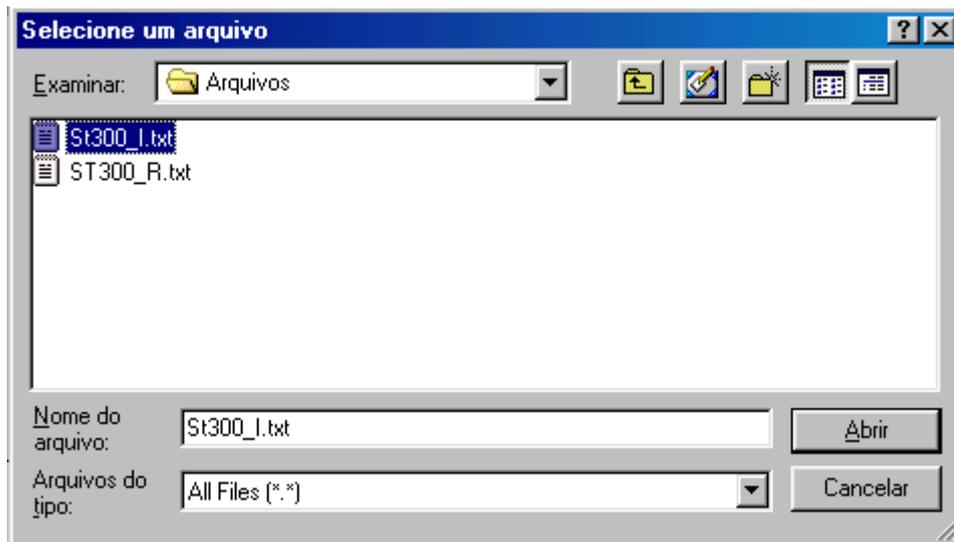


Figura 2.5: Janela “Selecione um arquivo”.

O próximo passo é informar ao programa os valores dos componentes da Figura 2.3 nos campos da Figura 2.4. O circuito ressonante paralelo deve obrigatoriamente ser colocado na impedância “Zs2”. Assim, seleciona-se “Zs2” e digita-se os valores de R , L e C nos campos “Rs2”, “Ls2” e “Cs2”, respectivamente. Em todo o programa, os capacitores devem ser informados em μF , os indutores em mH e os resistores em Ω . O resistor “RLs2” representa a resistência ôhmica do indutor “Ls2”, que, neste exemplo, foi considerada zero. Quando todos os três elementos de uma das impedâncias opcionais (“Zs1”, “Zs2”, “Zp1”, “Zp2” ou “Zp3”) forem informados, o valor da frequência de ressonância e da largura de banda da impedância serão mostrados nos campos “fr(Hz)” e “Bw(Hz)”, respectivamente. Uma alternativa que pode ser útil na determinação dos valores dos componentes de uma das impedâncias é informar o valor de um dos seus componentes e os valores de frequência de ressonância e largura de banda desejados. Feito isso, clica-se

em “ok” e os demais componentes são automaticamente calculados e os seus valores apresentados nos devidos campos.

O circuito *RLC* série em paralelo com o alto-falante pode ser colocado em “Zp1”, “Zp2” ou “Zp3”. Neste exemplo, optou-se por colocá-lo em “Zp1”. Sendo assim, seleciona-se “Zp1” e os valores de *R*, *L* e *C* dessa impedância são digitados nos campos “Rp1”, “Lp1” e “Cp1”, respectivamente.

A impedância Zobel foi colocada em “Zp2”. Assim, os seus valores de *R* e *C* foram digitados nos campos “Rp2” e “Cp2”, respectivamente. Um ponto muito importante: o campo “Lp2” deve ser deixado em branco. Desse modo, o programa desconsidera esse componente. Qualquer componente que não for desejado deve ser deixado em branco. Por exemplo, se for necessário apenas um resistor, somente o seu valor deve ser digitado no devido campo; os valores dos demais componentes não devem ser informados.

Depois de todos os dados terem sido informados, aciona-se a opção “Calcular”. Quatro gráficos são mostrados: magnitude e fase da impedância equivalente do transdutor, fase da pressão sonora e *SPL*. Quando alguma impedância de correção é utilizada, como neste caso, são mostradas as curvas originais e corrigidas de cada uma das grandezas referidas anteriormente. A Figura 2.6 mostra um desses gráficos, o do *SPL* do alto-falante.

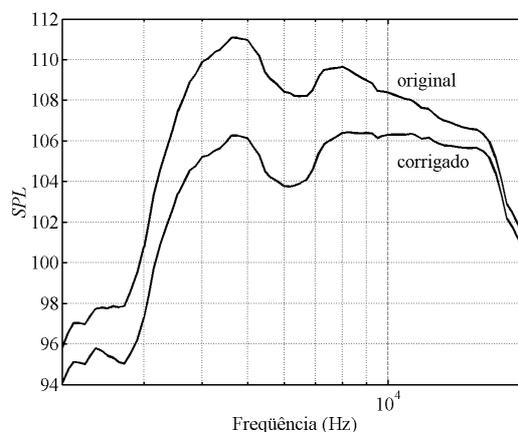


Figura 2.6: *SPL* original e corrigido do *tweeter* ST300.

A tecla “Transportar dados” (Figura 2.4) abre a janela “Transporte de dados” (Figura 2.7), cuja finalidade é informar para qual das janelas de projeto de uma via, os valores presentes nos campos da janela “Visualização das características dos transdutores” devem ser transferidos. Essa ferramenta é bastante útil quando primeiramente se ajusta as curvas de um alto-falante para depois se projetar uma via que o utilize como transdutor. Por exemplo, se na Figura 2.7 a tecla “Transportar” fosse acionada, os dados digitados na Figura 2.4 seriam transferidos para a janela de projeto de uma via passa-baixa de ordem 1.

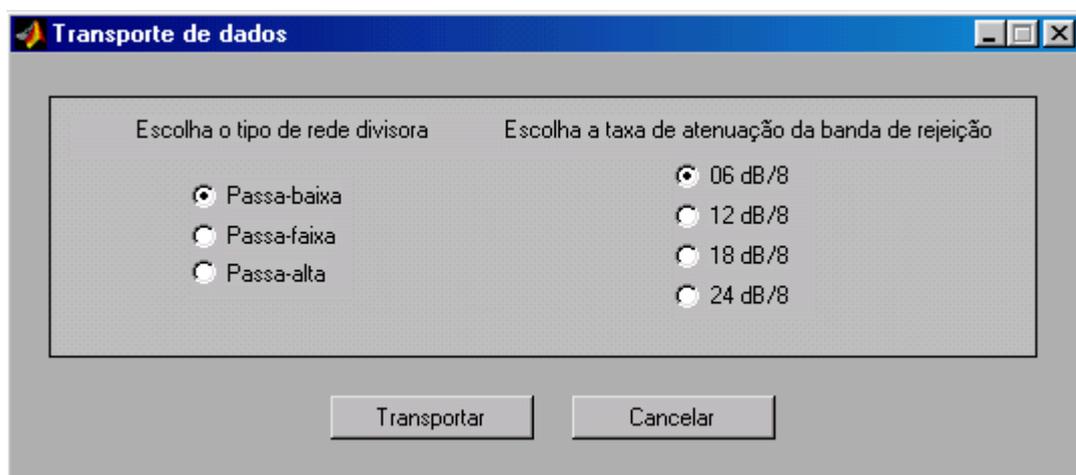


Figura 2.7: Janela “Transporte de dados”.

2.5 Projetando uma Via

Quando se deseja projetar um via, deve-se escolher na janela “Opção desejada” (Figura 2.2), uma das três opções de filtro e o valor desejado para a taxa de atenuação do *SPL* na banda de rejeição. Por exemplo, se for desejado um filtro passa-baixa de segunda ordem, deve-se selecionar as opções “Passa-baixa” e “12 dB/8” e, em seguida, clicar em “Continuar”. Com isso, a janela “Rede passa-baixa, 12 dB/8” é aberta (Figura 2.8).

Nos campos intitulados “Valor máximo”, deve-se informar os limites superiores admitidos para os valores dos componentes da via. Nos campos “Valor mínimo”, informam-se os limites inferiores admitidos aos valores dos componentes.

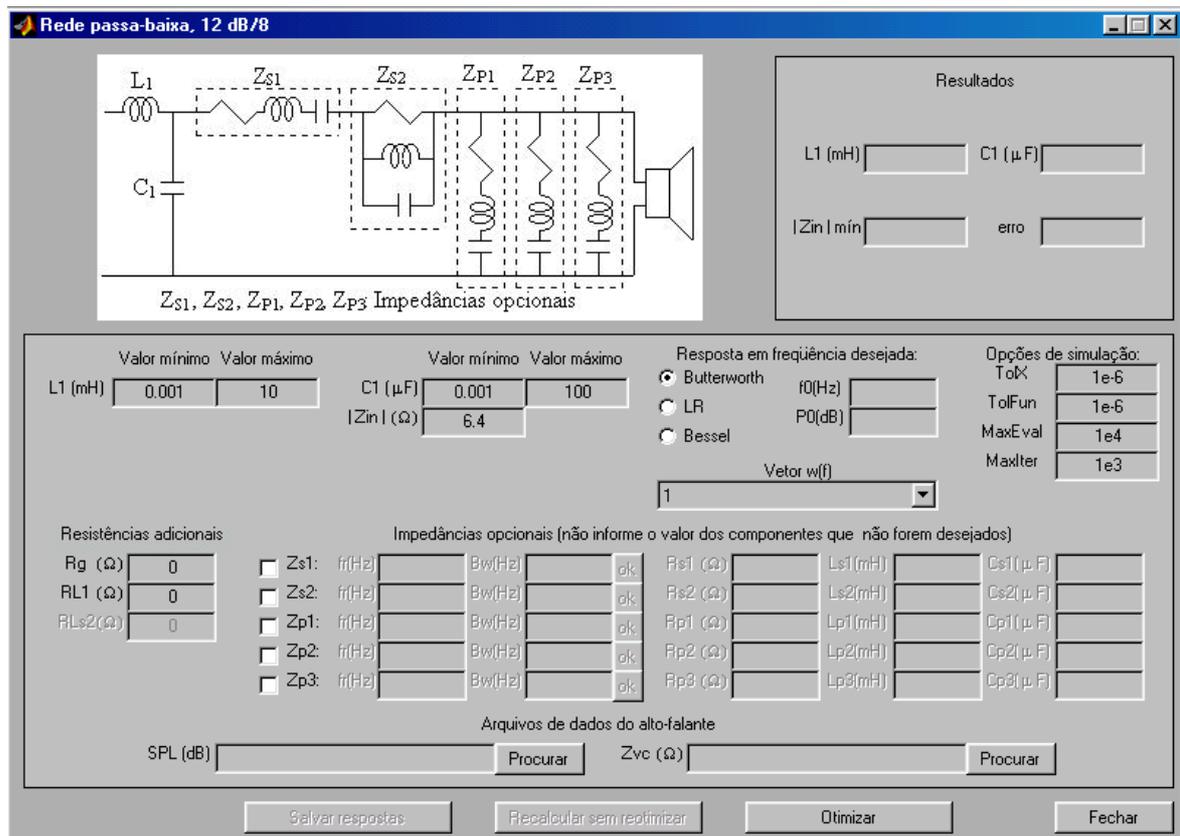


Figura 2.8: Janela “Rede passa-baixa, 12 dB/8”.

Em “Resposta em frequência desejada”, deve-se selecionar um dos três tipos disponíveis (Butterworth, Bessel ou Linkwitz-Riley) e informar o valor da frequência de cruzamento em “f0(Hz)” e do *SPL* na banda passante em “P0(dB)”.

Em “Opções de simulação”, existem quatro parâmetros: “TolX”, “TolFun”, “MaxEval” e “MaxIter”. Os dois primeiros são critérios de parada: “TolX” representando a tolerância dos componentes do filtro e “TolFun”, a tolerância da função erro que o programa minimiza. O parâmetro “MaxEval” é o número máximo de vezes que erro pode ser chamada a cada iteração e “MaxIter”, o número máximo de iterações permitidas.

Em “Vetor w(f)”, deve-se escolher uma das opções disponíveis. Na primeira, considera-se peso igual em todas as frequências. Na segunda, o programa atribui um peso menor para as frequências da banda de rejeição em relação às da banda de passagem.

Em “Resistências adicionais”, informa-se o valor da resistência de saída do amplificador de potência em “Rg (Ω)” e da resistência do indutor “L₁” em “RL1 (Ω)”.

A parte “Impedâncias opcionais” funciona exatamente da mesma maneira que a janela “Verificar e/ou alterar SPL e Z_{vc} de um transdutor”. É nesses campos que os dados, transferidos através da janela “Transporte de dados” (Figura 2.7) são colocados.

A parte “Arquivos de dados do alto-falante” também é igual à da janela “Verificar e/ou alterar SPL e Z_{vc} de um transdutor”.

Informados todos os dados necessários ao projeto, aciona-se a tecla “Otimizar” e o programa retorna os valores otimizados dos componentes em “Resultados” (Figura 2.8). Além disso, é apresentado o valor final da função erro em “erro” e o mínimo valor da magnitude da impedância de entrada da via em “Z_{in min}”.

Após a otimização, cinco gráficos são apresentados: (i) magnitude e fase da *look back impedance* [4,6], que é a impedância equivalente que o próprio alto-falante “enxerga”; (ii) fase da impedância equivalente do transdutor e da impedância de entrada da via; (iii) magnitude da impedância equivalente do transdutor e da impedância de entrada da via; (iv) fase da pressão sonora do transdutor e da via; (v) *SPL* do transdutor e da via.

Terminado o projeto da via passa-baixa, deve-se salvar as respostas, para em uma etapa posterior, juntá-las com as das demais vias e, dessa forma, verificar as respostas do sistema completo. Para isso, clica-se em “Salvar respostas” e a janela mostrada na Figura 2.9 é aberta.

A escolha da extensão do arquivo a ser salvo é livre. O formato do arquivo é do tipo texto. São salvas as seguintes variáveis: frequência; impedância do alto-falante (magnitude e fase); impedância de entrada da via (magnitude e fase); fase da pressão sonora do alto-falante e da via; *SPL* do alto-falante e da via.

A opção “Recalcular sem reotimizar” (Figura 2.8) serve para que, caso alguma impedância opcional ou resistência adicional seja modificada e/ou inserida, o usuário tenha a possibilidade de verificar as respostas da via em questão sem que os componentes

anteriormente otimizados sejam recalculados. Essa opção e a “Salvar respostas” (Figura 2.8) estão desabilitadas porque nenhuma otimização ainda foi realizada. Depois de se otimizar pela primeira vez, elas são habilitadas.

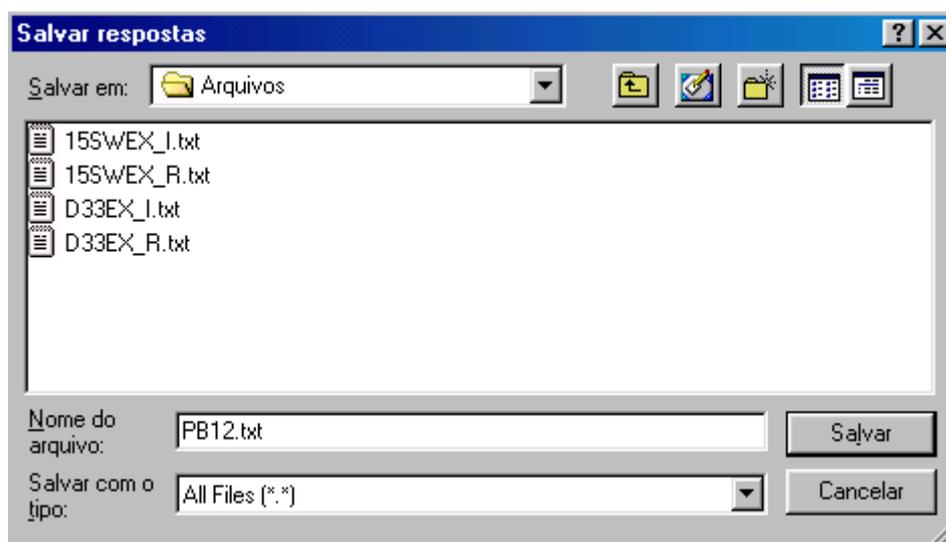


Figura 2.9: Janela “Salvar respostas”.

2.6 A Opção “Verificar respostas do divisor completo”

Concluído o projeto das vias do sistema, é necessário conhecer as respostas do sistema completo. Para isso, seleciona-se, na janela “Opção desejada” (Figura 2.2), a opção “Verificar respostas do divisor completo” e clica-se em “Continuar”. A janela mostrada na Figura 2.10 é aberta.

Nesta etapa, deve-se carregar os arquivos com as respostas de cada via, salvos anteriormente. Para isso, aciona-se o botão “Procurar”, que funciona de forma idêntica às outras partes do programa. Ao lado do nome de cada arquivo, deve-se informar a polaridade que se deseja utilizar no respectivo alto-falante: normal (“+”) ou invertida (“-”).

Clicando em “Calcular”, quatro gráficos são mostrados: fase da impedância de entrada de cada uma das vias e do sistema completo; magnitude desses parâmetros; fase da

pressão sonora produzida por cada uma das vias e pelo sistema; *SPL* produzido por cada uma das vias e pelo sistema.

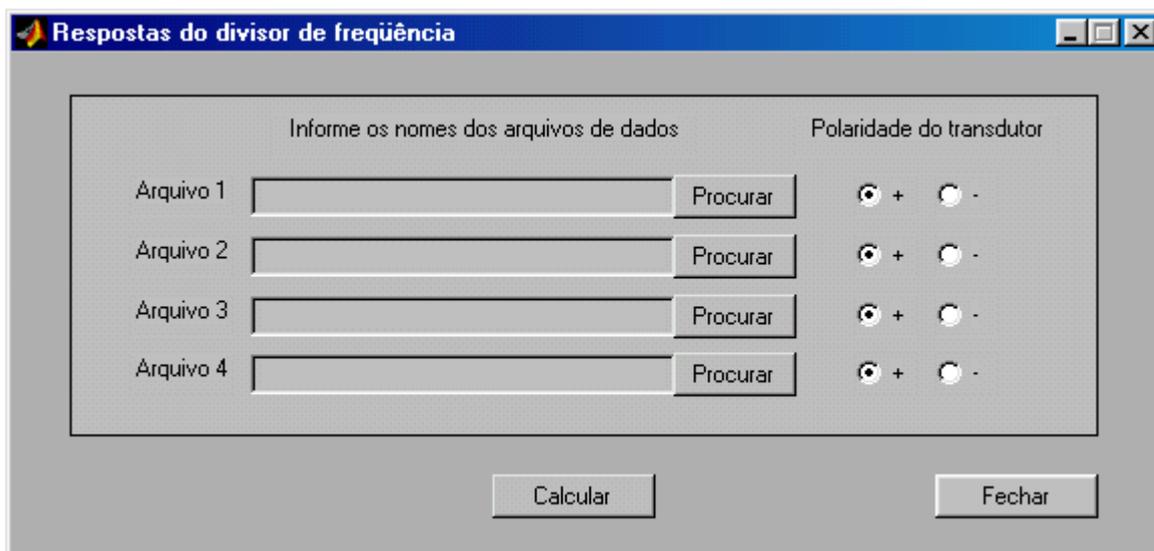


Figura 2.10: Janela “Respostas do divisor de frequência”.

Finalizando, o procedimento de uso do DivCalc é o seguinte:

- 1) ajustar, se necessário, as características do transdutor através da opção “Verificar e/ou alterar *SPL* e *Zvc* de um transdutor” (Figura 2.2);
- 2) projetar todas as vias do sistema, salvando as respostas com a opção “Salvar respostas” (Figura 2.8);
- 3) Verificar o resultado final, através da opção “Verificar respostas do divisor completo” (Figura 2.2).

Projeto de um Divisor de Freqüência Passivo

Neste capítulo, será mostrado o projeto de um divisor de freqüência passivo de duas vias passo a passo, que serve como um tutorial do DivCalc, ajudando o usuário a entender o uso adequado do programa.

3.1 Definição do Tipo de Divisor de Freqüência Desejado

O divisor de freqüência a ser projetado será utilizado em uma caixa do tipo refletor de graves, com o *subwoofer* 15SW1P (Anexo 1) e o *driver* de compressão de titânio D3300Ti (Anexo 2). As curvas dos transdutores devem ser medidas com eles já instalados na caixa acústica, especialmente as do alto-falante para baixas freqüências, no caso um *subwoofer*. Além disso, as medidas de pressão sonora (*SPL* e fase) de ambos os transdutores devem ser tomadas em um mesmo ponto. O ponto de medida escolhido está a 1 m do *driver* de compressão sobre o seu eixo, como pode ser visto na Figura 3.1.

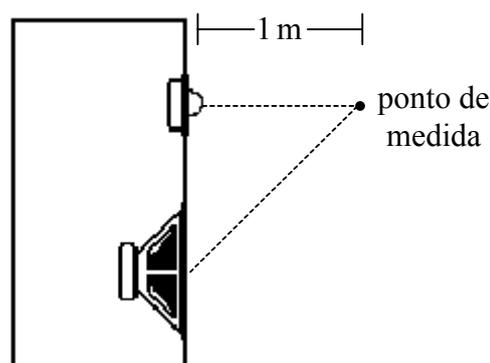


Figura 3.1: Ponto de medida do *SPL* e da fase da pressão sonora dos transdutores.

O eixo do *driver* de compressão foi considerado como o de referência porque a resposta polar de um *subwoofer*, ou de um *woofer*, é mais constante em função do ângulo

de medida do que a de um *driver* de compressão ou *tweeter*. Ou seja, a pressão sonora produzida pelo *subwoofer* no eixo do *driver* ainda é boa, o que torna vantajoso considerar esse eixo como o de referência. A corneta utilizada no *driver* de compressão o torna bem mais direcional do que um *subwoofer*, ou seja, a energia por ele produzida fica concentrada em uma região menor do espaço.

As curvas de *SPL* dos transdutores estão mostradas na Figura 3.2. Essas medidas foram obtidas em uma câmara anecóica, utilizando sinal senoidal de valor eficaz 2,83 V. Esse valor foi utilizado porque normalmente o *SPL* é medido a 1 m do alto-falante, fornecendo-se uma potência de 1 W, valor que para um alto-falante com impedância nominal de 8 Ω é obtido com uma tensão eficaz de 2,83 V, pois $(2,83 \text{ V})^2 / 8 \Omega = 1 \text{ W}$.

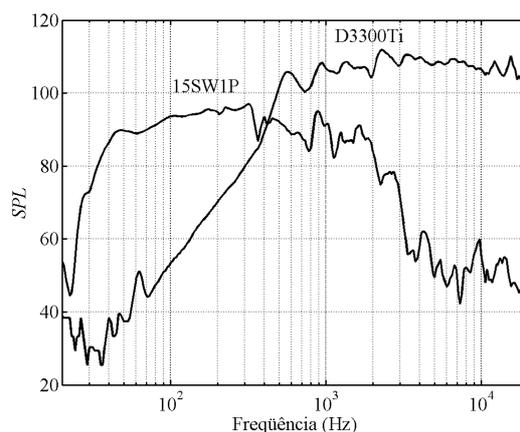


Figura 3.2: *SPL* no ponto de medida dos alto-falantes instalados na caixa acústica protótipo.

Observando as curvas da figura acima, pode-se verificar que em 800 Hz, o *SPL* dos dois alto-falantes ainda pode ser considerado dentro da banda de passagem. Por esse motivo, essa frequência foi adotada como sendo a frequência de cruzamento do sistema. O *SPL* do *subwoofer* possui um valor aproximado de 95 dB na banda passante. Portanto, o *SPL* do sistema foi arbitrado em 95 dB. O divisor escolhido foi do tipo Butterworth de segunda ordem. De segunda ordem, por ser uma boa relação entre custo, devido à sua baixa ordem, e taxa de atenuação, de 12 dB/oitava. Do tipo Butterworth, por ser o mais tradicional no projeto de divisores de frequência.

Uma questão a ser discutida é a frequência de cruzamento escolhida, 800 Hz. A faixa de operação típica de um *subwoofer* vai até 80 Hz. Porém, verificando o *SPL* do *subwoofer* 15SW1P, foi constatado que esse valor de frequência de cruzamento é adequado, devido à sua alta qualidade. Além disso, foi respeitado o valor mínimo recomendado pelo fabricante para a frequência de corte do *driver* de compressão D3300Ti, que é 800 Hz. Caso a frequência de cruzamento escolhida fosse menor, o diafragma de titânio desse alto-falante poderia ser quebrado devido ao excessivo deslocamento do seu cone, que ocorre quando a frequência diminui excessivamente. Esses fatos comprovam a importância de se conhecer as características dos transdutores utilizados no projeto, de modo a se extrair o máximo dos seus desempenhos sem danificá-los. Determinadas todas as características desejadas para o sistema, o seu projeto pode ser iniciado.

3.2 O Projeto da Via Passa-Baixa

Para projetar a via passa-baixa, seleciona-se na janela “Opção desejada” (Figura 2.2) as opções “Passa-baixa” e “12 dB/8” e clica-se em “Continuar”, abrindo a janela “Rede passa-baixa, 12 dB/8”. Na Figura 3.3, essa janela é mostrada após a otimização.

O valor máximo admitido para o indutor foi 2,2 mH e para o capacitor, 100 μF . O valor máximo do capacitor foi arbitrado em 100 μF por ser o maior capacitor não-eletrolítico disponível comercialmente, segundo nosso conhecimento. Capacitores eletrolíticos não devem ser utilizados na construção de divisores de frequência porque possuem não-idealidades bastante acentuadas [7], tais como: não-linearidade da sua capacitância (capacitância variável com a tensão), alta tolerância, comportamento indutivo em frequências relativamente baixas e o fato de serem polarizados. No caso do indutor, ele precisa ser construído, por isso não possui um valor comercial máximo. O valor de 2,2 mH foi estipulado após algumas tentativas, nas quais se observou que esse é o menor valor que ainda leva o circuito a apresentar uma boa resposta em frequência. Esse fato será melhor explicado posteriormente.

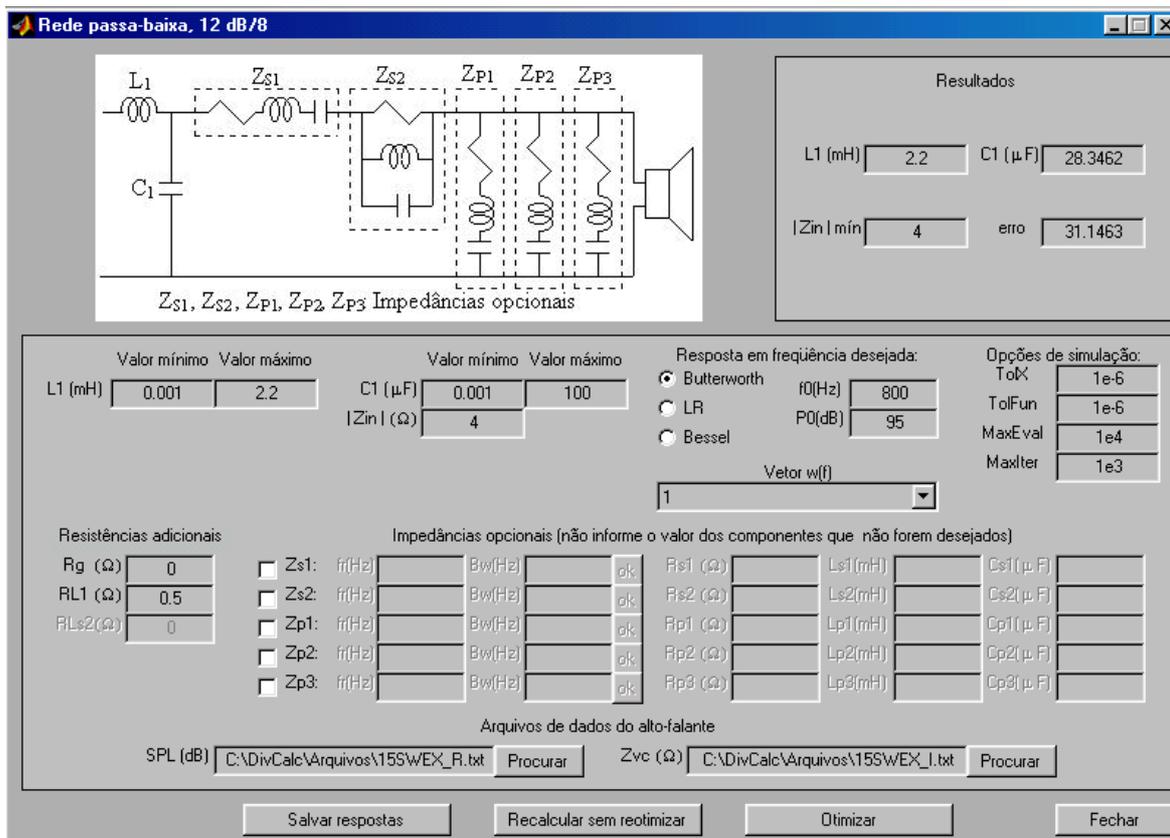


Figura 3.3: Janela “Rede passa-baixa, 12 dB/8” após otimização.

O valor mínimo admitido para o indutor foi 0,001 mH e para o capacitor, 0,001 µF. O mínimo valor de magnitude da impedância de entrada da via foi arbitrado em 4 Ω, por ser o maior valor que não causou um grande erro no *SPL* da via. Valores maiores fizeram com que o programa encontrasse valores de componentes que respeitavam essa restrição às custas de uma grande diferença entre o *SPL* desejado e o obtido.

A resposta em frequência desejada selecionada foi Butterworth, a frequência de cruzamento, 800 Hz e o *SPL*, 95 dB.

As “Opções de simulação” “TolX” e “TolFun” foram arbitradas em 1×10^{-6} . Quanto menor forem esses critérios de parada, mais refinada será a solução encontrada. Entretanto, deve-se diminuí-los somente até quando ocorrer uma melhora significativa na solução encontrada, a ponto de compensar o maior tempo necessário para os cálculos. O parâmetro “MaxEval” foi considerado como sendo 1×10^4 e “MaxIter”, 1×10^3 .

Em “Vetor $w(f)$ ”, foi escolhida a primeira opção, que significa peso igual para todas as frequências.

A resistência de saída do amplificador de potência foi considerada nula e a resistência do indutor “ L_1 ” foi considerada como sendo $0,5 \Omega$. Um baixo valor para a resistência do indutor foi adotado por se tratar de uma via passa-baixa [4].

Nenhuma das impedâncias opcionais foi utilizada neste projeto. Por isso, os campos de “Impedâncias opcionais” foram deixados em branco.

Em “Arquivos de dados do alto-falante” foram informados os caminhos dos arquivos de dados referentes ao *subwoofer* 15SW1P (15SWEX_I.txt e 15SWEX_R.txt).

Informados todos os dados necessários ao projeto, aciona-se a tecla “Otimizar” e o programa retorna os valores otimizados dos componentes em “Resultados” (Figura 3.3). Além disso, é apresentado o valor final da função erro minimizada em “erro” e o mínimo valor da magnitude da impedância de entrada da via em “Zin min”. O valor otimizado de “ L_1 ” foi 2,2 mH e de “ C_1 ”, 28,3 μF . O valor do indutor foi igual ao valor máximo admitido para esse componente. Isso significa que se fosse admitido um valor maior, um *SPL* mais próximo do desejado seria obtido. Entretanto, essa melhora não foi significativa a ponto de compensar o aumento de peso e custo do componente. Pode-se notar que o mínimo valor admitido para a magnitude da impedância de entrada da via foi respeitado. As descritas no Capítulo 2 também são mostradas. É importante salientar que todos os gráficos apresentados neste manual foram modificados para que possam ser visualizados em uma impressão preto e branco.

A *look back impedance* da via passa-baixa está mostrada na Figura 3.4. O seu valor tende a zero em baixas e em altas frequências.

A impedância equivalente do alto-falante e de entrada da via passa-baixa são mostradas na Figura 3.5. A impedância de entrada aumenta com a frequência, por se tratar de um sistema passa-baixa. Pode-se verificar a existência de dois picos na magnitude da

impedância equivalente do *subwoofer* 15SW1P, que ocorrem porque esse alto-falante está montado em um refletor de graves.

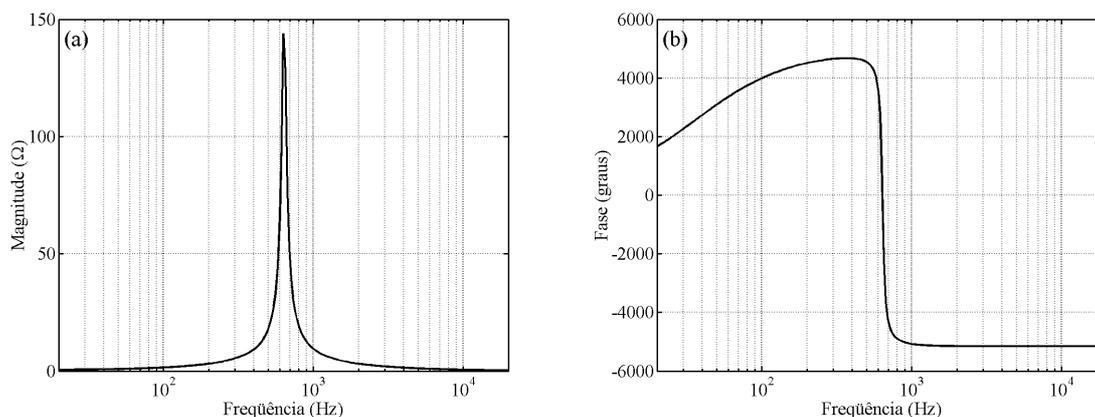


Figura 3.4: Look back impedância da via passa-baixa: (a) magnitude; (b) fase.

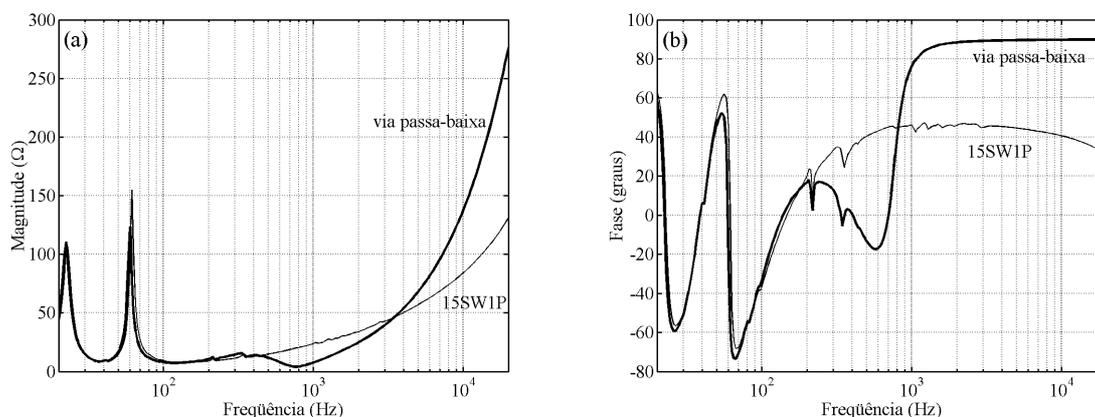


Figura 3.5: Impedância: (a) magnitude; (b) fase.

As fases das pressões sonoras, no ponto de medida, devido ao transdutor e à via estão mostradas na Figura 3.6. Uma questão interessante a se observar é a grande diferença na fase da pressão sonora da via em relação à da função desejada. Isso mostra que, apesar de o filtro passivo utilizado ser de segunda ordem, a função de transferência da via possui uma ordem bem maior, devido ao alto-falante. Essa diferença na fase não inviabiliza a otimização realizada, pois o que se está buscando é um *SPL* plano para o sistema, o que será mostrado em uma etapa seguinte.

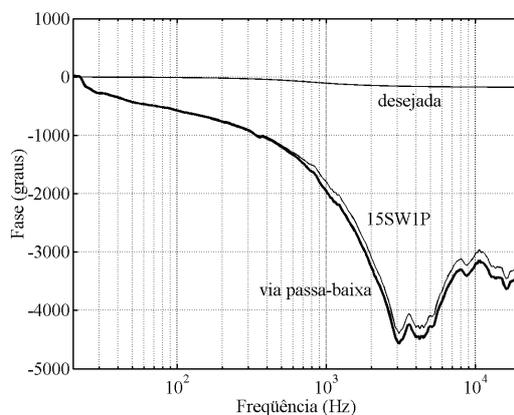
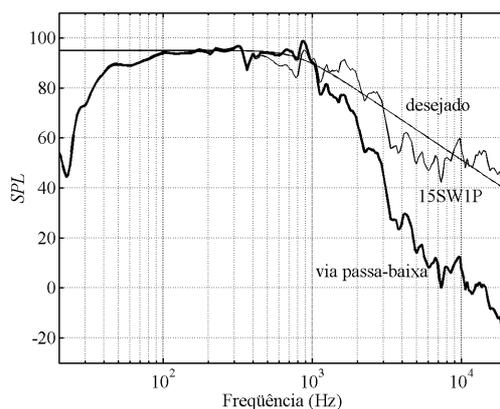


Figura 3.6: Fase da pressão sonora.

O *SPL* do alto-falante e da via passa-baixa são apresentados na Figura 3.7. Observando as curvas, pode-se pensar que o *SPL* do alto-falante está mais próximo do desejado do que o da própria via, que foi otimizado. Porém, pode-se notar que na banda passante, o *SPL* da via está bem mais próximo da curva ideal do que o *SPL* do alto-falante. Na banda de rejeição, é interessante que o *SPL* produzido pela via tenha uma inclinação maior do que a da função desejada. Isso porque, quanto menor a influência provocada pela via fora da sua faixa de operação, mais plano será o *SPL* do sistema.

Figura 3.7: *SPL*.

Terminado o projeto da via passa-baixa, deve-se salvar as respostas, para em uma etapa posterior, juntá-las com as da via passa-alta e, dessa forma, verificar as

respostas do sistema completo. Para isso, clica-se em “Salvar respostas” e a janela mostrada na Figura 3.8 é aberta.

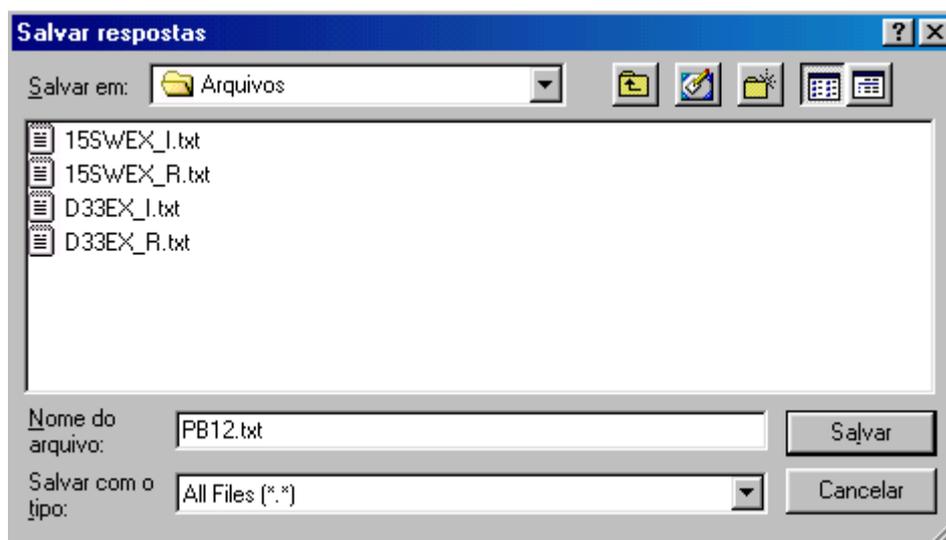


Figura 3.8: Janela “Salvar respostas”.

A escolha da extensão do arquivo a ser salvo é livre. O formato do arquivo é do tipo texto. São salvas as seguintes variáveis: frequência; impedância do alto-falante (magnitude e fase); impedância de entrada da via (magnitude e fase); fase da pressão sonora do alto-falante e da via; *SPL* do alto-falante e da via.

A opção “Recalcular sem reotimizar” (Figura 3.3) serve para que, caso alguma impedância opcional ou resistência adicional seja modificada e/ou inserida, o usuário tenha a possibilidade de verificar as respostas da via em questão sem que os componentes anteriormente otimizados sejam recalculados.

3.3 O Projeto da Via Passa-Alta

Para projetar a via passa-alta, seleciona-se, na janela “Opção desejada” (Figura 2.2), as opções “Passa-alta” e “12 dB/8”, e clica-se em “Continuar”. Com isso, a janela “Rede passa-alta, 12 dB/8” é aberta. Na Figura 3.9, essa janela é mostrada, já após a etapa de otimização.

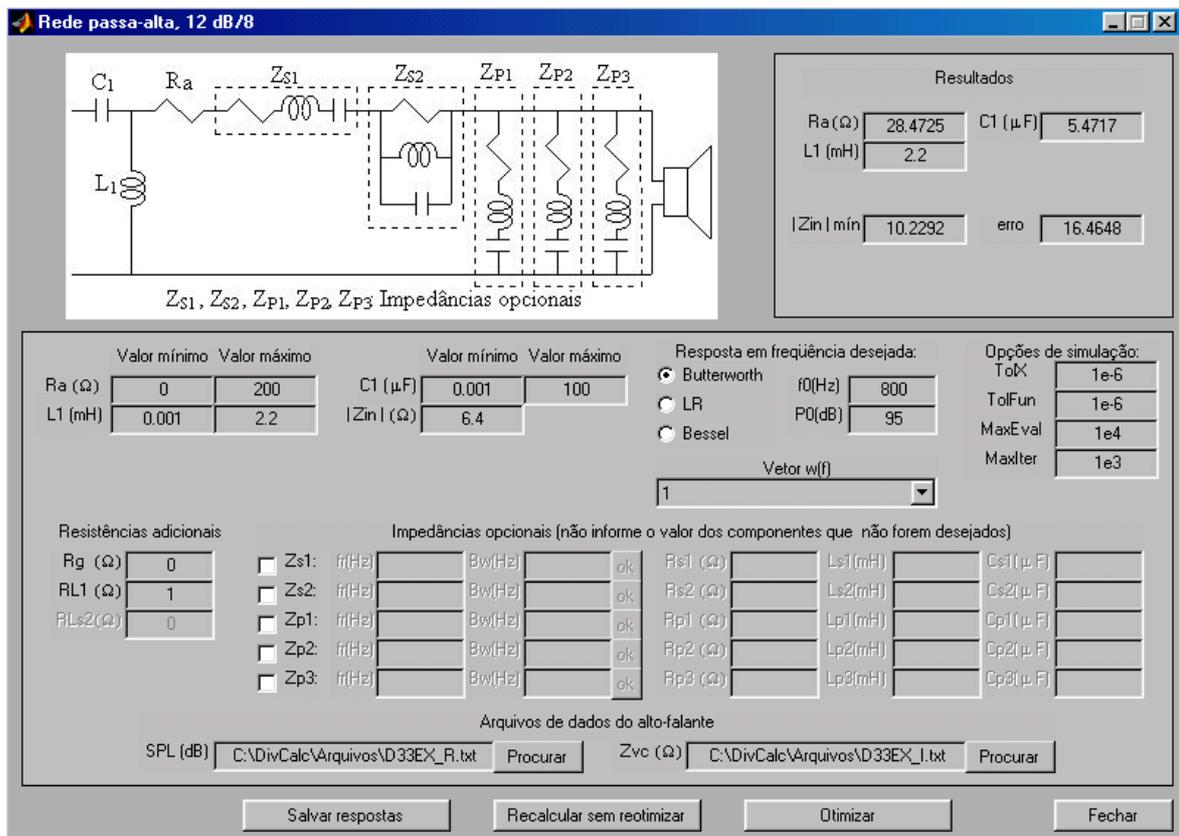


Figura 3.9: Janela “Rede passa-alta, 12 dB/8” após otimização.

Uma diferença em relação ao projeto da via passa-baixa é que foi arbitrado como mínimo valor para a magnitude da impedância de entrada desta via $6,4 \Omega$, já que, nesse caso, o valor desse parâmetro não é crítico. Além disso, foi admitida para o indutor uma resistência maior, 1Ω , porque um baixo valor desse parâmetro não é tão importante quanto em uma via passa-baixa.

O valor do indutor “L₁” otimizado foi de $2,2 \text{ mH}$, do capacitor “C₁”, $5,47 \mu\text{F}$ e do resistor “Ra”, $28,47 \Omega$. Novamente, o valor do indutor foi igual ao máximo valor admitido para o componente. A razão de não se aumentar esse limite é a mesma já explicada para o caso da via passa-baixa. O mínimo valor da magnitude da impedância de entrada desta via foi $10,2 \Omega$, que é superior ao mínimo estipulado, $6,4 \Omega$.

A *look back impedance* da via passa-alta está mostrada na Figura 3.10.

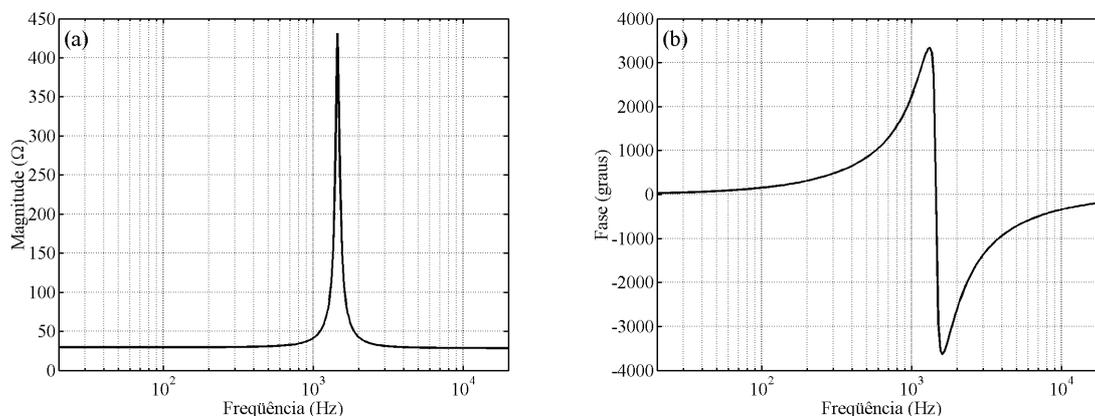


Figura 3.10: *Look back impedance* da via passa-alta: (a) magnitude; (b) fase.

A impedância equivalente do alto-falante e de entrada da via passa-alta são apresentadas na Figura 3.11. Nesse caso, a impedância de entrada da via é alta em baixas freqüências e diminui com o aumento da freqüência.

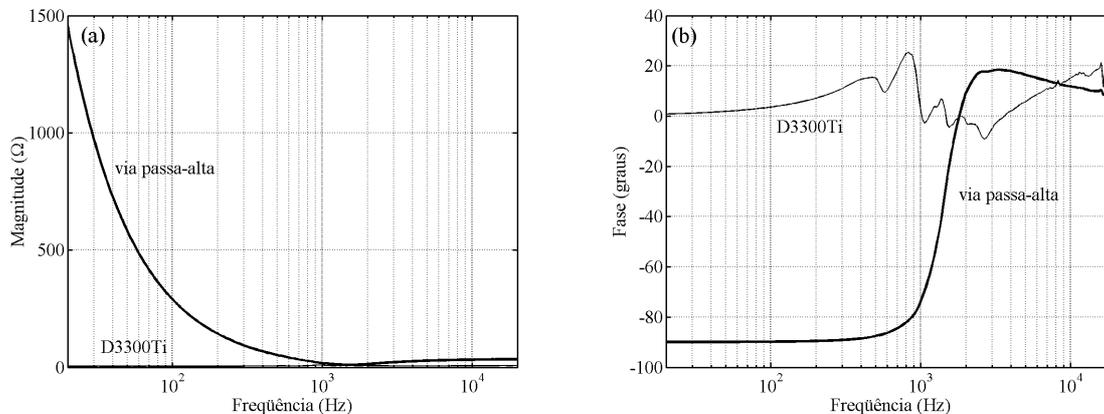


Figura 3.11: Impedância: (a) magnitude; (b) fase.

A magnitude da impedância equivalente do *driver* de compressão é muito pequena em relação ao valor em baixas freqüências de $|Z_{in}(f)|$ da via passa-alta. Dessa forma, não pôde ser notada na Figura 3.11. Por esse motivo, essa curva foi ampliada e apresentada novamente na Figura 3.12. Diferentemente do alto-falante para baixas freqüências da via passa-baixa, a impedância do *driver* de compressão não foi afetada pela caixa onde está montado, no caso do tipo refletor de graves.

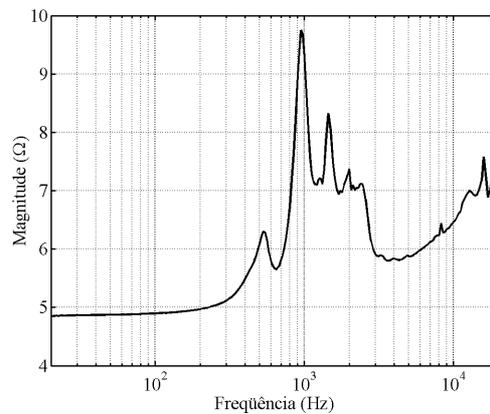


Figura 3.12: Magnitude da impedância equivalente do *driver* de compressão D3300Ti.

As fases das pressões sonoras do transdutor e da via passa-alta no ponto de medida estão mostradas na Figura 3.13. Novamente, há uma grande diferença entre a fase da pressão sonora da via em relação à da função desejada. O motivo disso ocorrer é o mesmo já explicado para o caso da via passa-baixa.

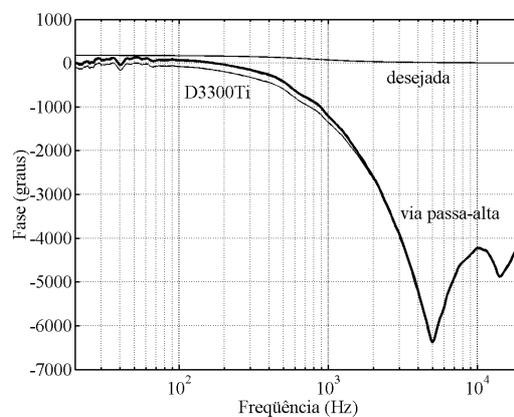
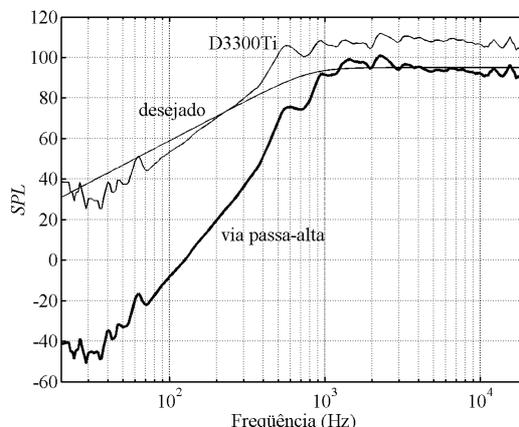


Figura 3.13: Fase da pressão sonora.

O *SPL* do alto-falante e da via passa-alta são apresentados na Figura 3.14. Novamente, o *SPL* da via está muito mais próximo do desejado na banda passante e apresenta uma inclinação maior do que a da função desejada na banda de rejeição. O efeito de R_a é facilmente percebido, já que na banda passante, o alto-falante apresenta um *SPL* em torno de 110 dB e a via, aproximadamente 95 dB, que é o valor desejado.

Figura 3.14: *SPL*.

Assim como na via passa-baixa, depois de terminado o projeto da via passa-alta, as suas respostas devem ser salvas, através da opção “Salvar respostas”.

3.4 O Sistema Completo

Concluído o projeto das vias do sistema, é necessário conhecer as respostas do sistema completo. Para isso, seleciona-se na janela “Opção desejada” (Figura 2.2) a opção “Verificar respostas do divisor completo” e clica-se em “Continuar”. A janela mostrada na Figura 3.15 é aberta.

Nesta etapa, deve-se carregar os arquivos com as respostas de cada via, salvos anteriormente. Para isso, aciona-se o botão “Procurar”, que funciona de forma idêntica às outras partes do programa. Ao lado do nome de cada arquivo, deve-se informar a polaridade que se deseja utilizar no respectivo alto-falante: normal (“+”) ou invertida (“-”).

Clicando em “Calcular”, quatro gráficos são mostrados. No primeiro, é mostrada a fase da impedância de entrada de cada uma das vias e do sistema completo. No segundo, a magnitude desses parâmetros. Esses dois gráficos estão mostrados na Figura 3.16.

Como a impedância de entrada do sistema é o paralelo das impedâncias de entrada de suas vias, em baixas frequências, a sua impedância de entrada tende à da via passa-baixa, devido ao seu menor valor, e, em altas frequências, à da via passa-alta pelo

mesmo motivo. Para uma melhor visualização, na Figura 3.17, mostra-se uma ampliação das curvas de magnitude da impedância de entrada das duas vias e do sistema, que, para o amplificador de potência, é a de maior importância. O seu valor mínimo é aproximadamente $4,1\ \Omega$ em 750 Hz.

No terceiro gráfico (Figura 3.18), apresenta-se a fase da pressão sonora do sistema, juntamente com as fases das pressões sonoras de cada uma das vias. Novamente, a fase da pressão sonora do sistema é bem diferente da fase da função desejada.

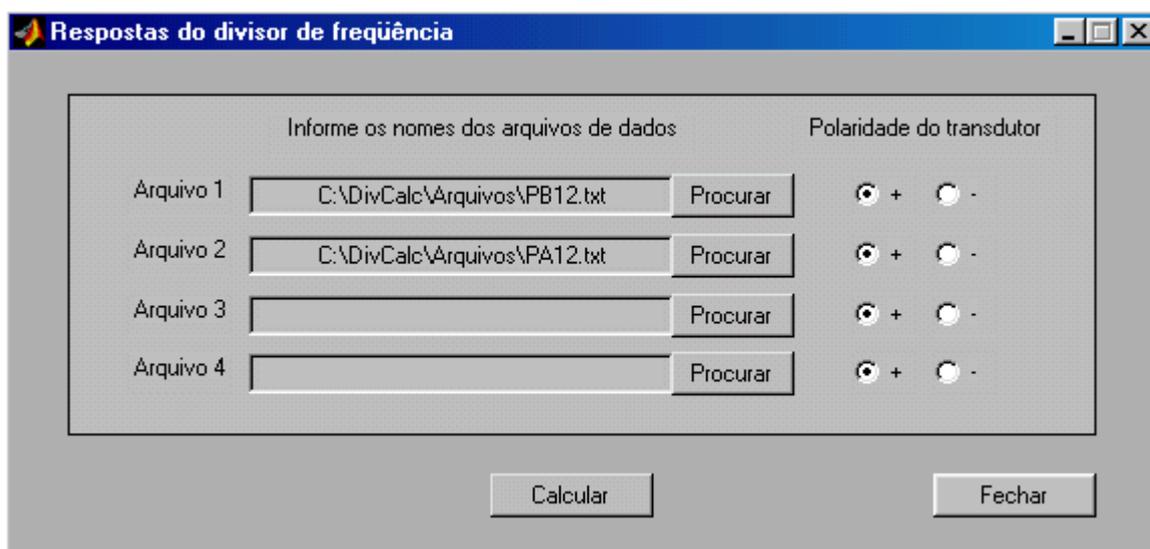


Figura 3.15: Janela “Respostas do divisor de freqüência”.

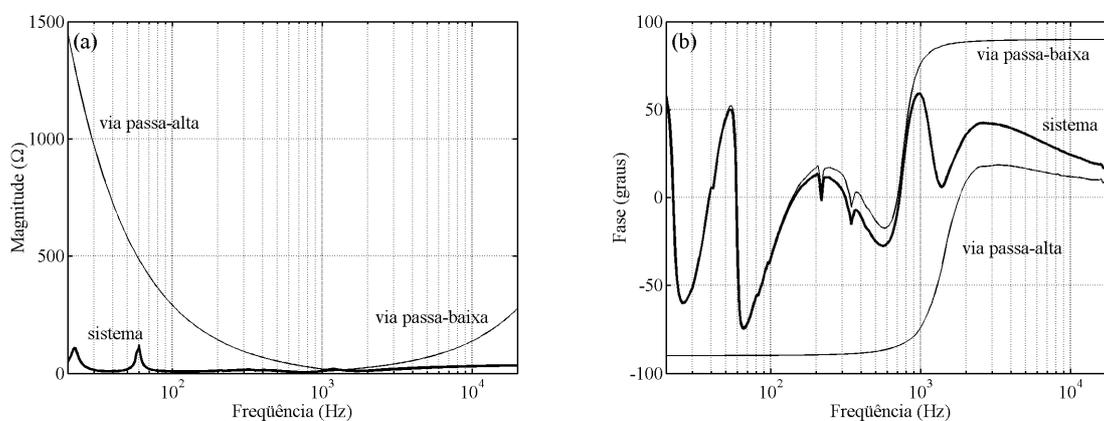


Figura 3.16: Impedância de entrada: (a) magnitude; (b) fase.

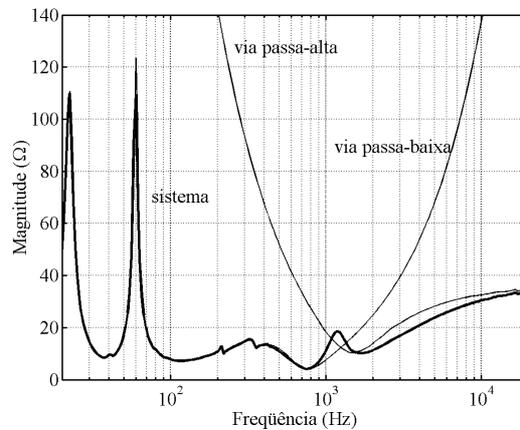


Figura 3.17: Ampliação da curva de magnitude da impedância de entrada.

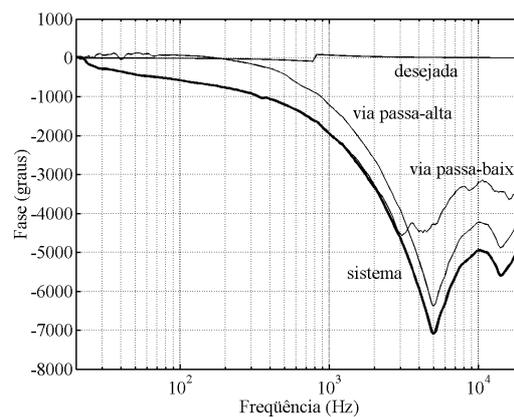


Figura 3.18: Fase da pressão sonora.

No quarto gráfico, é mostrado o *SPL* produzido por cada uma das vias e pelo sistema completo. Na Figura 3.19, o *SPL* produzido pelo sistema é apresentado tanto para ligação normal como para a invertida.

Um fato importante deve ser ressaltado. Um sistema Butterworth de segunda ordem ideal deve utilizar a ligação invertida [1], a fim de se evitar o ponto nulo na frequência de cruzamento. Porém, simulando os dois tipos de ligação, foi verificado que a ligação normal (Figura 3.19 (a)) apresenta melhor resultado para este projeto em relação à ligação invertida (Figura 3.19 (b)), ou seja, um *SPL* mais plano. A diferença no *SPL* dos dois tipos de ligação é percebida em torno da frequência de cruzamento, região na qual

ocorre a maior interação entre as pressões sonoras produzidas pelas duas vias. Por esse motivo, a ligação normal foi a utilizada na montagem da caixa protótipo. Esse fato ocorreu porque a resposta em freqüência de um alto-falante é muito diferente daquela considerada como ideal (magnitude constante fase linear), além de a sua impedância equivalente ser uma função complexa. Portanto, no projeto de um divisor de freqüência, os dois tipos de ligação devem ser simulados para poder se optar pela que apresenta o melhor resultado.

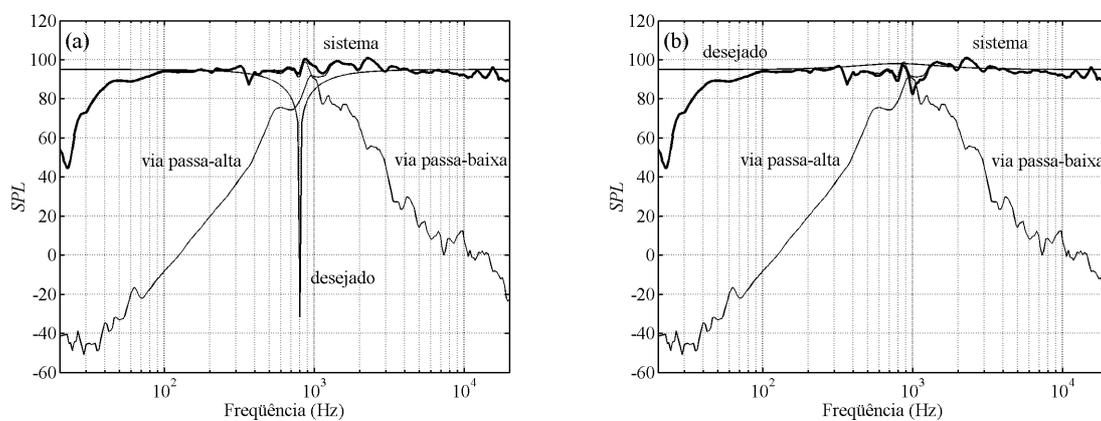


Figura 3.19: *SPL*: (a) ligação normal; (b) ligação invertida.

Após todos esses passos, chega-se ao divisor de freqüência final (Figura 3.20): Por ser tratar de um divisor de duas vias, não foi projetada uma via passa-faixa. Caso fosse necessária uma via desse tipo (para um divisor de três ou mais vias), a forma de projetá-la seria idêntica à de uma via passa-baixa ou passa-alta. A única diferença é que iria se informar duas freqüências de cruzamento em “ $f_1(\text{Hz})$ ” e “ $f_2(\text{Hz})$ ”, ao invés de apenas uma no campo “ $f_0(\text{Hz})$ ”.

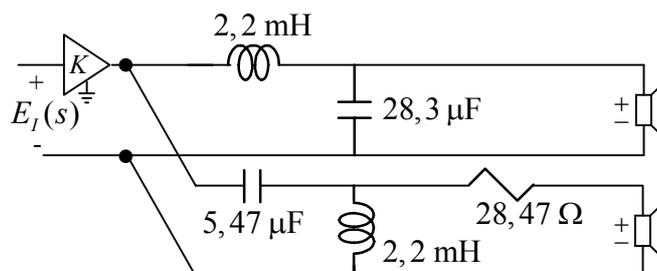


Figura 3.20: Divisor de freqüência projetado.

Referências Bibliográficas

- [1] DICKASON, V. **Caixas Acústicas e Alto-falantes**. 5. ed. Rio de Janeiro: H. Sheldon Serviços de Marketing Ltda., 1997.
- [2] ADAMS, G. J. Computer-Aided Loudspeaker System Design Part I: Synthesis Using Optimization Techniques. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 26, n. 11, p. 826-837, 1978.
- [3] ADAMS, G. J.; ROE S. P. Computer-Aided Design of Loudspeaker Crossover Networks. **Journal of the Audio Engineering Society**, v. 30, n. 7, p. 496-503, 1982.
- [4] DALCASTAGNÊ, A. L. **Desenvolvimento de um Programa para Projeto de Divisores de Frequência Passivos Baseado nas Curvas de Resposta e Impedância dos Transdutores**. Florianópolis, 2002. 108 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [5] DALCASTAGNÊ, A. L. Desenvolvimento de um Programa para Projeto de Divisores de Frequência Passivos Baseado nas Curvas de Resposta e Impedância dos Transdutores. In: Simpósio Brasileiro de Metrologia em Acústica e Vibrações - SIBRAMA, 2., 2002, Rio de Janeiro.
- [6] RISCH, J. M. Loudspeaker Crossover Look Back Impedance. In: Convention of the Audio Engineering Society, 105., 1998, San Francisco.
- [7] NOCETI FILHO, S. **Filtros Seletores de Sinais**. 1. ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 1998.

ANEXO 1 – 15SW1P

Subwoofer profissional de 15" desenvolvido especialmente para atender às exigências dos sistemas de reprodução sonora de alta potência na faixa de subgraves, capaz de suportar 800 watts RMS com grande deslocamento linear do cone.

O conjunto móvel utiliza aranha dupla de Polyamide Fiber, que garante a linearidade de excursão mesmo com temperaturas elevadas. A bobina móvel possui 100 mm (4") de diâmetro, fôrma de fibra de vidro e fio chato de alumínio revestido com cobre.

O conjunto magnético foi projetado com software de elementos finitos, proporcionando o máximo aproveitamento do fluxo magnético. A utilização de peça polar estendida garante uma maior linearidade do campo magnético ao longo do deslocamento da bobina, o que reduz significativamente a distorção.

Um sistema triplo de ventilação (furo central, seis furos na arruela inferior e seis janelas na carcaça) garante a necessária refrigeração de modo que os elevados valores de potência possam ser suportados.

O cone não prensado, é impregnado para oferecer grande rigidez aos elevados esforços mecânicos existentes e apresentar elevada resistência à umidade.

A carcaça em alumínio injetado possui grande rigidez estrutural e atua como dissipador de calor, além de não introduzir perdas no fluxo magnético.

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Diâmetro nominal	380 (15)	mm (in)
Impedância nominal	8	Ω
Impedância mínima @ 118 Hz	7,2	Ω
Potência		
Programa Musical ¹	1.600	W
RMS (NBR 10.303) ²	800	W
AES ³	800	W
Sensibilidade (1W/1m) média entre 80 e 250 Hz	96	dB SPL
Compressão de potência @ 0 dB (Pot. nom.)	3,5	dB
Compressão de potência @ -3 dB (Pot. nom.)/2	2,8	dB
Compressão de potência @ -10 dB (Pot. nom.)/10	0,8	dB
Resposta de frequência @ -10 dB	30 a 2.500	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 (60 - 600 Hz).

PARÂMETROS DE THIELE-SMALL

Fs (frequência de ressonância)	36	Hz
Vas (volume equivalente do falante)	155	l
Qts (fator de qualidade total)	0,33	
Qes (fator de qualidade elétrico)	0,34	
Qms (fator de qualidade mecânico)	12,78	
η (eficiência de referência em meio espaço)	2,84	%
Sd (área efetiva do cone)	0,0814	m ²
Vd (volume deslocado)	350,0	cm ³
Xmáx (deslocamento máx. (pico) c/ 10% distorção)	9,3	mm
Xlim (deslocamento máx. (pico) antes do dano)	25,0	mm

Condições atmosféricas no local de medição dos parâmetros TS:

Temperatura	27	°C
Pressão atmosférica	1.010	mb
Umidade relativa do ar	51	%

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	20,8	Tm
Densidade de fluxo no gap	0,90	T
Diâmetro da bobina	100	mm
Comprimento do fio da bobina	39,7	m
Coefficiente de temperatura do fio (α25)	0,00372	1/°C
Temperatura máxima da bobina	275	°C
θvc (temperatura máx. da bobina/potência máx.)	0,34	°C/W
Hvc (altura do enrolamento da bobina)	32,0	mm
Hag (altura do gap)	13,5	mm
Re (resistência da bobina)	5,5	Ω
Mms (massa móvel)	119,0	g
Cms (compliance mecânica)	167,1	μm/N
Rms (resistência mecânica da suspensão)	2,1	kg/s

PARÂMETROS NÃO-LINEARES

Le @ Fs (indutância da bobina na ressonância)	12,327	mH
Le @ 1 kHz (indutância da bobina em 1 kHz)	2,183	mH
Le @ 20 kHz (indutância da bobina em 20 kHz)	0,501	mH
Red @ Fs (resistência de perdas na ressonância)	0,67	Ω
Red @ 1 kHz (resistência de perdas em 1 kHz)	9,18	Ω
Red @ 20 kHz (resistência de perdas em 20 kHz)	85,49	Ω
Krm (coeficiente da resistência de perdas)	13,621	mΩ
Kxm (coeficiente da indutância da bobina)	160,686	mH
Erm (expoente da resistência de perdas da bobina)	0,745	
Exm (expoente da indutância da bobina)	0,508	

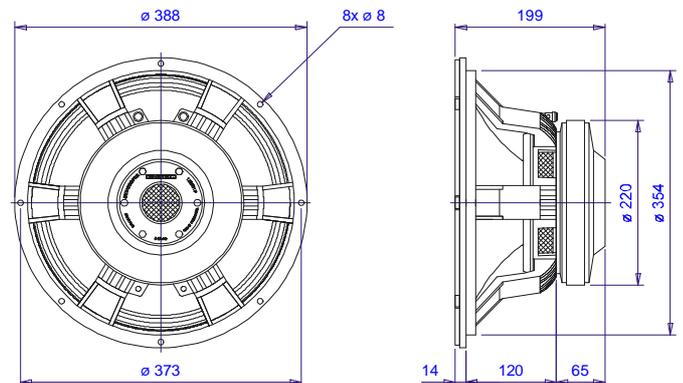


INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferrite de bário
Peso do ímã	3.440 g
Diâmetro x altura do ímã	220 x 24 mm
Peso do conjunto magnético	11.800 g
Material da carcaça	Alumínio injetado
Acabamento da carcaça	Pintura epoxi, cor preta
Acabamento das arruelas	Cromatização azul
Material do fio da bobina	CCAW flat
Material da fôrma da bobina	Fibra de vidro
Material do cone	Celulose fibra longa não prensada
Volume ocupado pelo falante	6,6 l
Peso líquido do falante	13.920 g
Peso total (incluindo embalagem)	14.700 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	43 x 43 x 23 cm

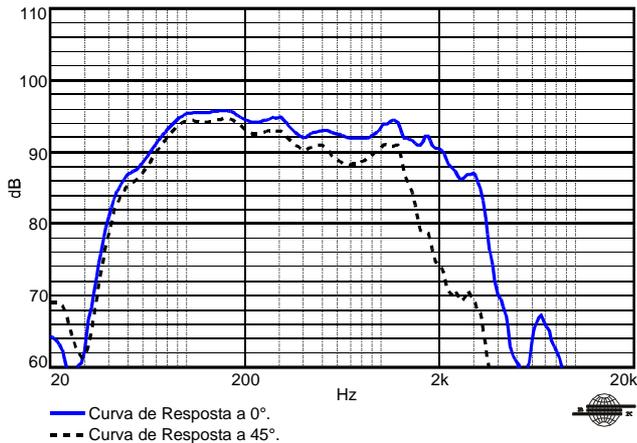
INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Número de furos de fixação	8
Diâmetro dos furos de fixação	8,0 mm
Diâmetro do círculo dos furos de fixação	373 mm
Diâmetro do corte para montagem frontal	345 mm
Diâmetro do corte para montagem traseira	355 mm
Tipo do conector	Pressão p/ fio nu
Polaridade	Tensão + no borne vermelho; deslocamento p/ frente
Distância mín. entre parede da caixa e a traseira do falante	75 mm

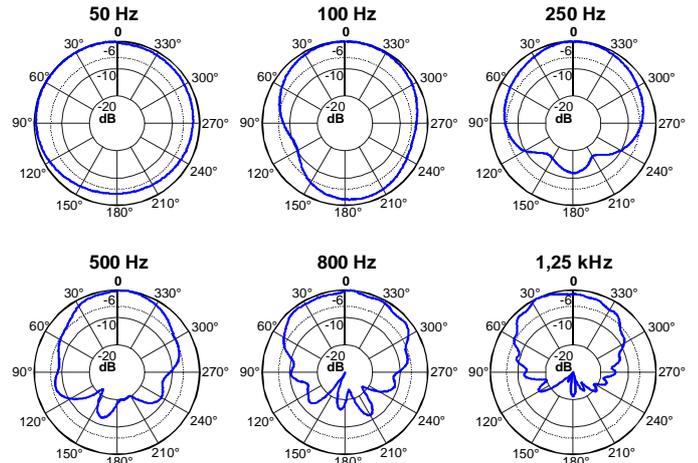


Dimensões em mm.

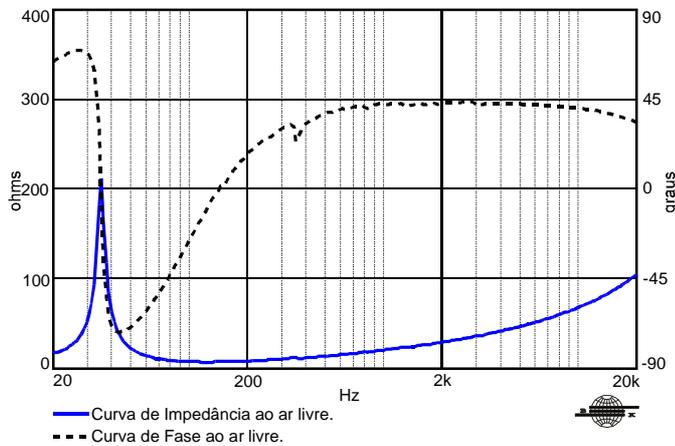
CURVAS DE RESPOSTA (0° e 45°) NA CAIXA DE TESTE EM CÂMARA ANECÓICA, 1 W / 1 m



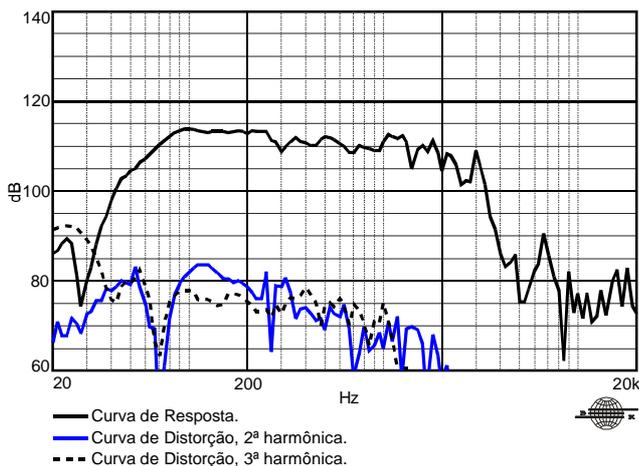
CURVAS DE RESPOSTA POLAR



CURVAS DE IMPEDÂNCIA E FASE AO AR LIVRE



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



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)

HB1502B1 HB1505D1

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

CAIXA DE TESTE UTILIZADA

Caixa bass reflex c/ 1 duto \varnothing 12,5 cm e 2 cm de comprimento, volume interno de 110 litros.

Kapton®: Marca Registrada da DuPont.

MCS® (Multi Cooling System): Marca Registrada da Selenium.

Devido aos avanços tecnológicos, reservamo-nos o direito de inserir modificações sem prévio aviso.
Página: 2/2 Ed.: 00 - 09/01

ELETRÔNICA SELENIUM S.A.
BR 386 - Km 435 - 92.480-000
Nova Santa Rita - RS - Brasil
Tel.: (51) 479-4000 - Fax: (51) 479-1042
Atendimento Técnico 0800 51 4161
Atendimento Comercial 0800 51 4114
www.selenium.com.br

ANEXO 2 – D3300Ti

O modelo D3300Ti é um driver de compressão com qualidade excepcional.

Pode ser utilizado em caixas de reforço de som P.A., monitoras e caixas de retorno (palco e side-fill), como também sonorizações fixas em ginásios, parques de exposições, estádios ou em ambientes onde se requer alto nível de pressão acústica.

Esta performance é conseguida pela excelente combinação de seus componentes:

- O diafragma tipo domo foi especialmente projetado em puro titânio, mais rígido e leve que os materiais normalmente usados, mesmo quando exposto a grandes deslocamentos devido às altas potências e permitindo alta sensibilidade.

- Suspensão em IPF® (Impregnated Polymer Fiber), garantindo menor distorção.

- Transformador acústico "Phase Plug" injetado em alumínio com várias aberturas otimizadas minimizando cancelamentos de fase.

- Conjunto magnético com alto fluxo, possuindo na parte interna um anel de curto circuito em cobre que reduz a indutância da bobina em altas frequências e consequentemente aumentando a eficiência.

- Bobina móvel fabricada com fio chato (copper clad) resistente a altas temperaturas e enrolada em fôrma de Kapton® obtendo-se um conjunto de grande estabilidade e resistência.

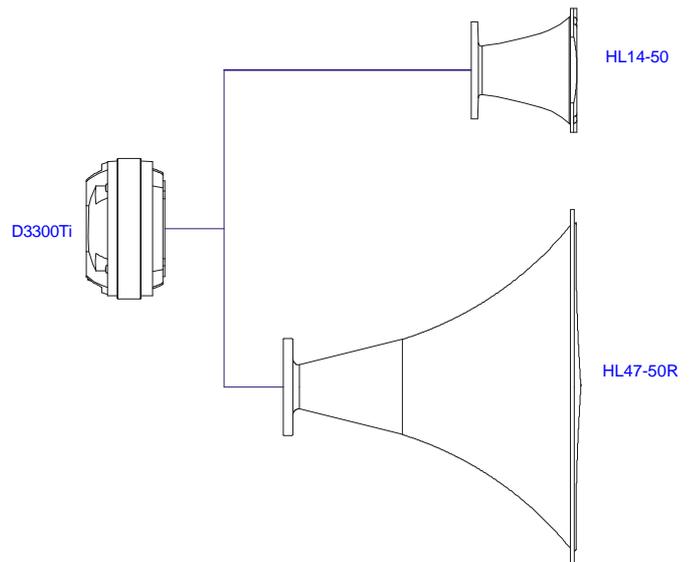
- O conjunto móvel (reparo) possui uma perfeita auto-centragem sendo também de fácil troca em caso de eventual defeito. No caso de troca do reparo siga atentamente as instruções contidas no folheto que o acompanha para evitar danos ocasionados por erro de montagem.

- Possui boca de 50 mm (2") de diâmetro acoplando diretamente a cornetas com o mesmo diâmetro de garganta.

- Base e tampa em alumínio injetado conferem a estrutura do driver grande robustez.



CONEXÃO DRIVER x CORNETA



ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Impedância nominal	8	Ω
Impedância mínima @ 3.650 Hz	6,1	Ω
Potência		
Programa Musical (c/ xover 800 Hz 12 dB / oit) ¹	150	W
RMS (NBR 10.303) (c/ xover 800 Hz 12 dB / oit) ²	75	W
Sensibilidade		
Em corneta, 1W @ 1m, no eixo ³	110	dB SPL
Em tubo, 1mW ⁴	117	dB SPL
Resposta de frequência @ -10 dB	500 a 25.000	Hz
Diâmetro da garganta	50	mm
Material do diafragma	Titânio	
Diâmetro da bobina	75	mm
Re (resistência da bobina)	4,8	Ω
Densidade de fluxo no gap	1,70	T
Frequência de corte mínima recomendada (12 dB / oit)	800	Hz

¹ Especificações para uso de programa musical e de voz, permitindo distorção harmônica máxima no amplificador de 5%, com o crossover passivo recomendado, 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 Medida com corneta HL14-50, média entre 2.000 e 17.000 Hz.

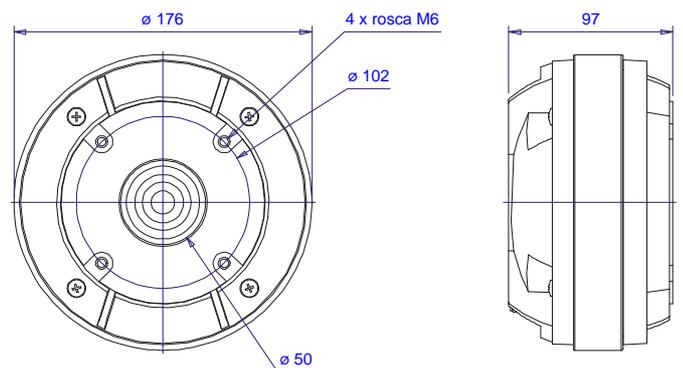
⁴ A sensibilidade representa o SPL em um tubo de ondas planas de 25 mm de diâmetro, média entre 800 e 3.000 Hz.

INFORMAÇÕES ADICIONAIS

Material do ímã	Ferrite de bário
Peso do ímã	1.600 g
Diâmetro x altura do ímã	169 x 19 mm
Peso do conjunto magnético	4.970 g
Material da base e tampa	Alumínio
Acabamento da base e tampa	Pintura epoxi, cor preta
Acabamento das arruelas	Cromatização azul
Material do fio da bobina	CCAW flat
Material da fôrma da bobina	Poliimida (Kapton®)
Comprimento do fio da bobina	4,7 m
Altura do enrolamento da bobina	2,0 mm
Coefficiente de temperatura do fio (α25)	0.00404 1/°C
Volume ocupado pelo falante	1,8 l
Peso líquido do falante	5.630 g
Peso total (incluindo embalagem)	5.975 g
Dimensões da embalagem (C x L x A)	20 x 20 x 16 cm

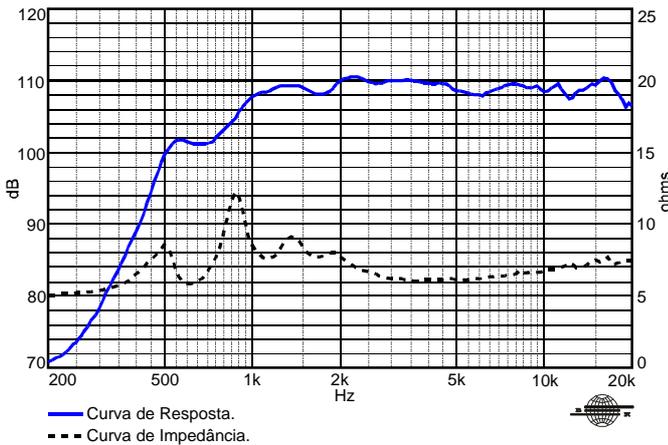
INFORMAÇÕES PARA MONTAGEM

Conexão com a corneta	Parafusado no flange
Número de furos de fixação	4 (M6) espaçados igualmente
Diâmetro dos furos de fixação	102 mm
Tipo do conector	Pressão p/ fio nu
Polaridade	Tensão + no borne vermelho; deslocamento do diafragma na direção da garganta

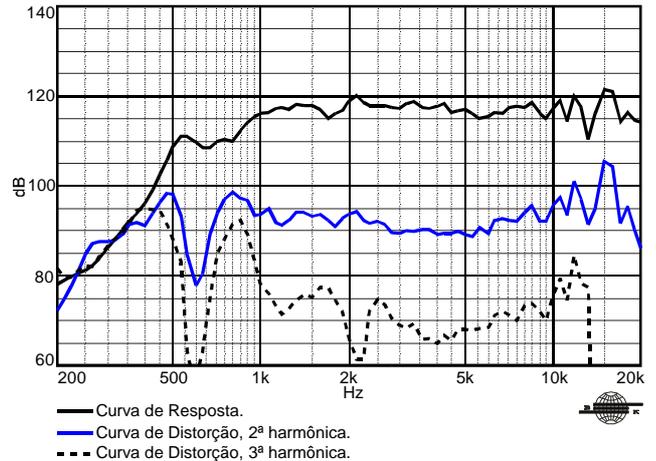


Dimensões em mm.

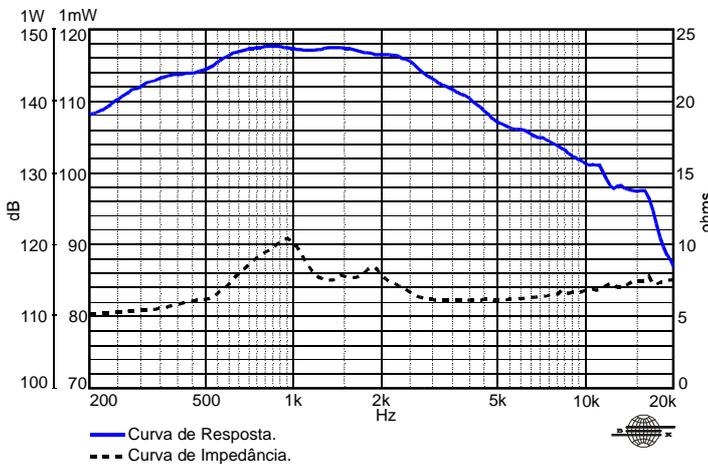
CURVAS DE RESPOSTA E IMPEDÂNCIA C/ CORNETA HL14-50 EM CÂMARA ANECÓICA, 1 W / 1 m



CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA C/ CORNETA HL14-50, 7,5 W / 1 m.

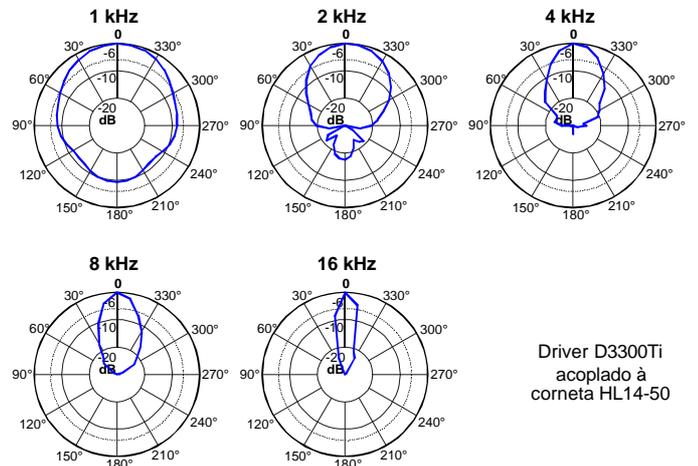


CURVAS DE RESPOSTA E IMPEDÂNCIA C/ TUBO DE ONDAS PLANAS, 1 mW



Curvas de resposta e impedância medidas com o driver acoplado a um tubo de ondas planas de 50 mm de diâmetro. A sensibilidade está referenciada a um tubo com 25 mm de diâmetro.

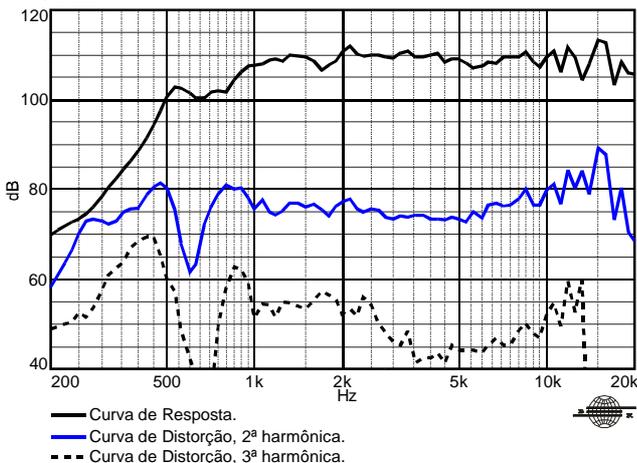
CURVAS DE RESPOSTA POLAR



Driver D3300Ti
acoplado à
corneta HL14-50

— Curva de Resposta Polar.

CURVAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA C/ CORNETA HL14-50, 1 W / 1 m.



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.