

Dimensionamento e Avaliação de Estágios de Potência de Amplificadores de Áudio Classes A, B, AB, G e H, Assistido por Análise Computacional

Rosalfonso Bortoni^{1,2}, Sidnei Noceti Filho¹ e Rui Seara¹

1 – LINSE: Circuitos e Processamento de Sinais

Universidade Federal de Santa Catarina

www.linse.ufsc.br

2 – INATEL, Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí

www.inatel.br

Resumo - Este artigo apresenta um procedimento de análise, dimensionamento e avaliação de estágios de potência de amplificadores de áudio operando nas Classes A, B, AB, G e H com cargas reativas. Esse estudo considera um sinal de excitação senoidal e tecnologias BJT, IGBT e MOSFET. São utilizados modelos eletro-mecano-acústicos de alto-falantes e caixas acústicas cujos parâmetros são obtidos pelo modelo Thiele-Small [3], e um modelo eletro-térmico equivalente do sistema transistor-dissipador-ambiente associado às potências média e instantânea dissipadas.

I. INTRODUÇÃO

Com o surgimento da válvula triodo (1906), a música pôde ser transmitida pela primeira vez via rádio frequência (1907). A partir de 1915 começaram a surgir os primeiros sistemas de amplificação de voz e, posteriormente, música para grandes públicos [1]. Surgiu, então, o amplificador de áudio.

Desde então, a necessidade de potentes sistemas de reproduções de voz e de música tem levado ao estudo de novas técnicas de sonorização e de concepção de novas estruturas de amplificadores de áudio. Devido à grande quantidade de caixas acústicas [2], de sua baixa eficiência [3], e da grande quantidade de potência elétrica requerida, tem sido procurado obter, cada vez mais, para os amplificadores de potência, maior rendimento, dentre outras melhorias. Desde então, têm surgido diversas classes de operações.

As classes de operações são caracterizadas pelo ponto de operação e/ou modo de operação do estágio de saída do circuito amplificador de potência. Neste trabalho serão abordadas as Classes A, B, AB, G e H. Na literatura encontram-se outras classes de operações, como as Classes C, D, E, F, I e S [4,6,7,8].

As classes A, B, AB, G e H serão analisadas e tratadas sob as mesmas considerações de operação, utilizando-se cargas resistivas e reativas (esta última, representando as estruturas de alto-falantes e caixas acústicas usualmente empregadas); nesse caso são utilizados os modelos eletro-mecano-acústicos apresentados em [3].

O objetivo deste trabalho é fornecer os parâmetros de análise do funcionamento do estágio de saída, no que se refere às correntes envolvidas, às tensões do estágio, às potências e ao desempenho térmico da etapa sob diversas situações e condições de operação. Todos esses parâmetros são obtidos, considerando-se um sinal de excitação senoidal, de forma genérica, independentemente da tecnologia do transistor empregada (BJT, IGBT ou MOSFET).

Até então, a quase totalidade de estudos realizados são dedicados a classes de operações distintas, sob condições bastante específicas. Para se ter uma visão mais abrangente do estado-da-arte de amplificadores de áudio vamos, agora, fazer uma breve revisão bibliográfica destas estruturas amplificadoras.

Os amplificadores Classe A são os de menor rendimento, porém são os que apresentam menor distorção; no entanto, são discutidos apenas para fins de comparação [1,5,6,7,8].

De um modo geral, a maioria das análises são desenvolvidas para cargas resistivas [5,6,7,8,9,11,12,13,14,15], e quando cargas reativas são consideradas a classe de operação utilizada fica, quase sempre, restrita à Classe B (ou Classe AB, considerando-se pequena corrente de polarização) [16,17,18,19]. Isto se deve por este tipo de classe apresentar um equacionamento mais simples (neste caso é utilizado cargas com o módulo da impedância constante, variando-se apenas a fase). Em alguns casos são também considerados modelos comerciais de caixas acústicas [20,21,22].

As Classes G e H operam com diferentes tensões de alimentações no estágio de potência. Elas foram equacionadas e comumente descritas e analisadas apenas para dois estágios [9,11,12,13,23,24]; não foi encontrado na literatura expressões para as Classes G e H com mais de dois estágios; algumas citações são mencionadas para três e quatro estágios [1,9,10]. Além disso, todas as análises são feitas para tecnologias de transistores distintas (BJT ou MOSFET) e o dimensionamento nessas etapas é superficialmente abordado [10].

Em face à pouca ou insuficiente quantidade de informações e/ou falta de generalização dos

tratamentos matemáticos encontrados na literatura, relativos aos estágios de potência, propõe-se neste trabalho:

- uma análise unificada das Classes A, B, AB, G e H, tanto para cargas resistivas quanto para cargas reativas;
- uma expressão genérica para as Classes G e H de múltiplos estágios;
- uma generalização da expressão do rendimento para as Classes A, B, AB, G e H;
- um equacionamento para as diferentes classes levando em conta as tecnologias BJT, IGBT e MOSFET;
- uma metodologia para o dimensionamento da etapa de potência a partir das potências média e instantânea dissipadas, e do modelo eletro-térmico do sistema transistor-dissipador-ambiente, considerando-se carga reativa.

II. CARGA RESISTIVA

II.1. CLASSES A, B E AB.

A Fig. 1 mostra o diagrama de uma etapa de saída (estágio complementar), a qual constitui a célula básica de amplificadores Classes A, B e AB.

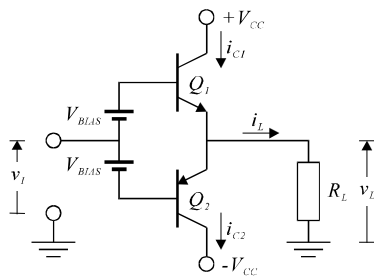


Fig. 1 – Etapa de saída de amplificadores Classes A, B e AB.

Para essas classes, a potência média total fornecida pelas duas fontes (V_{CC1} e V_{CC2}) de alimentação é $P_S = P_{S+} + P_{S-} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_C$, uma vez que as potências médias fornecidas por cada uma das fontes de alimentação P_{S+} e P_{S-} são iguais. Para a Classe A, I_C é a corrente quiescente I_Q no transistor Q_1 . Para a Classe B, I_C é a corrente média, \bar{I}_S , em Q_1 , que conduz apenas um semi-ciclo por período, e, para a Classe AB, I_C é a corrente média $\bar{I}_S(\theta_Q)$, função da corrente de polarização, I_Q , e da corrente fornecida à carga, i_L (ver Fig. 3). Nas três classes, tem-se que $V_{CC} = V_{L \max} + V_{CEsat}$.

A Fig. 2 mostra as correntes de coletor e a corrente na carga de um estágio de saída Classe A. Nesta figura, I_{man} , definida como corrente de manutenção, é a corrente necessária para garantir que o transistor opere na região ativa direta para as condições extremas de excursão do sinal. Nesse caso tem-se que

$$I_Q = \frac{I_{L \max}}{2} + I_{man} \quad (1)$$

então,

$$P_S = 2 \cdot (V_{L \max} + V_{CEsat}) \cdot \left(\frac{I_{L \max}}{2} + I_{man} \right) \quad (2)$$

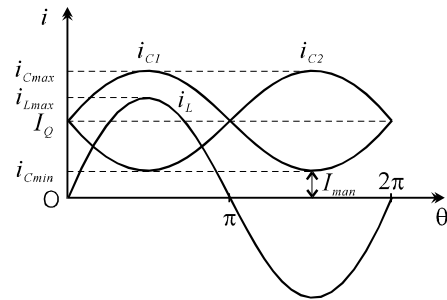


Fig. 2 – Correntes nos coletores dos transistores Q_1 e Q_2 e na carga.

A potência média na carga, P_L , é dada por $P_L = V_L^2 / (2 \cdot R_L)$, sendo V_L a tensão de pico na carga. Definindo-se o fator γ como $\gamma = I_{man} / I_{L \max}$ e considerando que $I_{L \max} = V_{L \max} / R_L$, pode-se obter o rendimento $\eta = P_L / P_S$, por:

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L \max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (V_{CEsat} / V_{L \max})} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma} \quad (3)$$

A equação (3) nos mostra que o rendimento teórico máximo para operação em Classe A é 50%, isto considerando $V_{CEsat} = 0$, $I_{man} = 0$ e $V_L = V_{L \max}$. Esta equação é válida também para dispositivos IGBT. Pode ser mostrado que no caso de dispositivos MOSFET, a razão $V_{CEsat} / V_{L \max}$ em (3) é agora dada por R_{DSon} / R_L , onde R_{DSon} é a resistência de condução entre dreno e a fonte do MOSFET [15]. Assim,

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_L}{V_{L \max}} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + (R_{DSon} / R_L)} \cdot \frac{1}{1 + 2\gamma} \quad (4)$$

No caso de Classe B, deve-se considerar $V_{BIAS} = 0$. Como $\bar{I}_S = I_L / \pi$ e $I_L = V_L / R_L$, pode-se mostrar que:

$$P_S = 2 \cdot V_{L \max} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L \max}} \right) \cdot \frac{I_L}{\pi} \quad (5)$$

Sabendo-se que $\eta = P_L / P_S$, obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L \max}} \cdot \frac{1}{1 + (V_{CEsat} / V_{L \max})} \quad (6)$$

A equação (6) nos mostra que o rendimento teórico máximo para operação em Classe B é 78,5%, isto considerando $V_{CEsat} = 0$ e $V_L = V_{L \max}$. De forma análoga ao que foi obtido para os amplificadores Classe A, para dispositivos MOSFET, obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L \max}} \cdot \frac{1}{1 + (R_{DSon} / R_L)} \quad (7)$$

No caso de Classe AB, deve-se considerar V_{BLAS} maior do que zero, porém menor do que a necessária tensão para operação em Classe A (Fig. 1). Na Fig. 3, estão representadas as correntes de polarização, I_Q , e a fornecida à carga, i_L , e as correntes nos coletores, i_{C1} e i_{C2} , função do ângulo θ . Baseando-se nesta figura, pode-se mostrar que a corrente média $\bar{I}_S(\theta_Q)$ é dada por:

$$\bar{I}_S(\theta_Q) = I_Q \cdot \theta_Q \cdot \frac{2}{\pi} + \frac{I_L}{\pi} \cdot \cos \theta_Q, \quad (8)$$

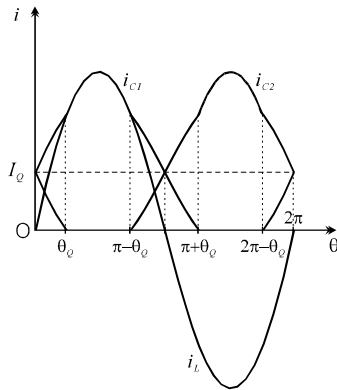


Fig. 3 – Correntes nos coletores dos transistores e na carga.

onde $I_Q < I_{L,max}/2$ e θ_Q é o ângulo de transição entre a operação em Classe A e Classe AB. Esse ângulo pode ser expresso em função dos parâmetros de projeto como é mostrado a seguir. Com base na Fig. 3, pode-se obter $I_Q = (I_{L,max}/2) \cdot \sin \theta_Q$ ou, alternativamente, $\theta_Q = \sin^{-1}(2I_Q / I_{L,max})$, e, através de (8), determinar uma expressão para $\bar{I}_S(\theta_Q)$ em função apenas de θ_Q e I_L . Assim,

$$\bar{I}_S(\theta_Q) = \frac{I_{L,max}}{\pi} \cdot \theta_Q \cdot \sin \theta_Q + \frac{I_L}{\pi} \cdot \cos \theta_Q. \quad (9)$$

Para $\theta_Q = 0$, $\bar{I}_S(\theta_Q) = I_L/\pi$, opera-se em Classe B. Para $\theta_Q = \pi/2$, $\bar{I}_S(\theta_Q) = I_{L,max}/2$, opera-se em Classe A (com $I_{man} = 0$). Caso $0 < \theta_Q < \pi/2$, tem-se a polarização Classe AB [5]. Assim, pode-se mostrar que:

$$P_S = \frac{2V_{L,max}}{\pi R_L} \cdot \left(1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L,max}}\right) \cdot (V_{L,max} \theta_Q \sin \theta_Q + V_L \cos \theta_Q), \quad (10)$$

e o rendimento ($\eta = P_L / P_S$):

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{V_{CEsat}}{V_{L,max}}} \cdot \frac{\frac{V_L}{V_{L,max}}}{\theta_Q \cdot \sin \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \cos \theta_Q}. \quad (11)$$

Para dispositivos MOSFET, obtém-se:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{DSon}}{R_L}} \cdot \frac{\frac{V_L}{V_{L,max}}}{\theta_Q \cdot \sin \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \cos \theta_Q}. \quad (12)$$

A Fig. 4 mostra, para $V_{CEsat} = 0$, o rendimento em função da potência de saída, parametrizada pelo o fator λ , dado por $\lambda = 2 \cdot I_Q / I_{L,max}$. Com isso, obtém-se a transição entre a Classe B ($I_Q = 0$) e a Classe A ($I_Q = I_{L,max}/2$), para $I_{man} = 0$.

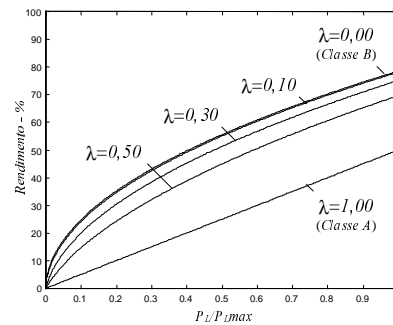


Fig. 4 – Rendimentos dos amplificadores Classe AB.

II.2. CLASSES G E H DE MÚLTIPLOS ESTÁGIOS

As definições para as Classes G e H adotadas neste trabalho estão de acordo com as encontradas nas referências [1,10,13,23,24].

Na Fig. 5, são mostradas as estruturas básicas dos estágios de saída dos amplificadores de potência Classe G (Fig. 5a) [13,23] e Classe H (Fig. 5b,c) [1,10,24] de múltiplos estágios. Nessas estruturas, as etapas de saída podem ser polarizadas em Classe A, B ou AB. Neste trabalho, considera-se, inicialmente, polarização Classe B; posteriormente, faz-se as considerações para as polarizações Classes A e AB.

Analisando o circuito da Fig. 5a, pode-se escrever (desconsiderando as perdas nos diodos):

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1} + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2} + \dots + 2 \cdot V_{CCN} \cdot \bar{I}_{SN} \quad (13)$$

onde \bar{I}_{Si} ($i = 1, \dots, N$) são as correntes médias fornecidas pelas fontes V_{CCi} . Na Fig. 6, θ_{Ti} ($i = 1, \dots, N$) é o ângulo de transição correspondente à entrada em operação do i -ésimo estágio e

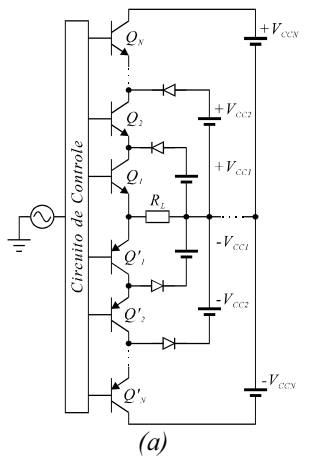
$$V_{CCi} = \alpha_i \cdot V_{L,max} + i \cdot V_{CEsat}, \quad i = 1, \dots, N. \quad (14)$$

Substituindo (14) em (13), obtém-se:

$$P_S = 2 \cdot \sum_{i=1}^N [\alpha_i \cdot V_{L,max} + i \cdot V_{CEsat}] \cdot \bar{I}_{Si}. \quad (15)$$

Isolando α_i em (14) e considerando que $\alpha_N = 1$, obtém-se:

$$\alpha_i = \frac{V_{CCi} - i \cdot V_{CEsat}}{V_{CCN} - N \cdot V_{CEsat}}. \quad (16)$$



$$\theta_{T(i-1)} = \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_L \max}{V_L} \cdot \alpha_{i-1} \right), \begin{cases} \alpha_{i-1} \leq \frac{V_L}{V_L \max} < \alpha_i \\ \alpha_0 = 0 \\ \alpha_N = 1 \\ i = 1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (17)$$

$$\theta_{T0} = 0 \text{ e } \theta_{TN} = \frac{\pi}{2}$$

A corrente \bar{I}_{Si} é dada por:

$$\bar{I}_{Si} = \frac{I_L}{\pi} \cdot \int_{\theta_{T(i-1)}}^{\theta_{T(i)}} \text{sen } \theta \cdot d\theta, \quad i = 1, \dots, N. \quad (18)$$

Resolvendo (18) e substituindo em (15), resulta em:

$$P_S = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_L}{R_L} \cdot \sum_{i=1}^N A_i, \quad (19)$$

onde $A_i = (\alpha_i - \alpha_{i-1} + V_L \max / V_{CEsat}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)}$.

Substituindo (19) em $\eta = P_L / P_S$, obtém-se o rendimento do amplificador Classe G com N estágios:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_L \max} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N B_i} \quad (20)$$

onde $B_i = (\alpha_i - \alpha_{i-1} + V_L \max / V_{CEsat}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)}$.

Para dispositivos MOSFET, é possível mostrar que o rendimento é dado por:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_L \max} \cdot \frac{1}{\sum_{i=1}^N C_i} \quad (21)$$

onde $C_i = (\alpha_i - \alpha_{i-1} + R_{DSon} / R_L) \cdot \cos \theta_{T(i-1)}$.

Analisando os circuitos da Fig. 5b,c, pode-se escrever (desconsiderando as perdas nos diodos e nas chaves SW):

$$P_S = 2 \cdot V_{CC1} \cdot \bar{I}_{S1} + 2 \cdot V_{CC2} \cdot \bar{I}_{S2} + \dots + 2 \cdot V_{CCN} \cdot \bar{I}_{SN} \quad (22)$$

e

$$V_{CCi} = \alpha_i \cdot V_L \max + V_{CEsat}. \quad (23)$$

Substituindo (23) em (22), obtém-se:

$$P_S = 2 \cdot \sum_{i=1}^N [(\alpha_i \cdot V_L \max + V_{CEsat}) \cdot \bar{I}_{Si}]. \quad (24)$$

Comparando as equações (24) e (15), nota-se que a diferença entre elas é o fator i que multiplica V_{CEsat} . Esse fator não aparece em (24) porque os transistores estão associados em uma configuração diferente.

Considerando-se os mesmos parâmetros de projeto do item anterior, pode-se escrever as seguintes expressões para o rendimento da etapa empregando dispositivos BJT (ou IGBT):

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_L \max} \cdot \frac{1}{\frac{V_{CEsat}}{V_L \max} + \sum_{i=1}^N D_i} \quad (25)$$

onde $D_i = (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)}$ e, para dispositivos MOSFET:

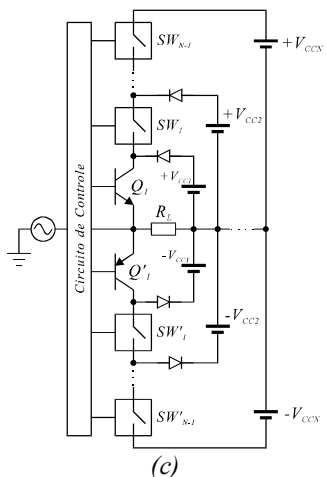
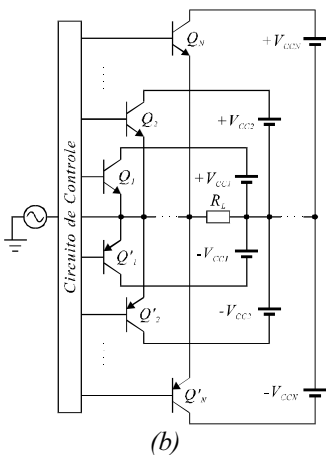


Fig. 5 – Estágio de saída de amplificadores de múltiplos estágios: (a) Classe G e (b,c) Classe H.

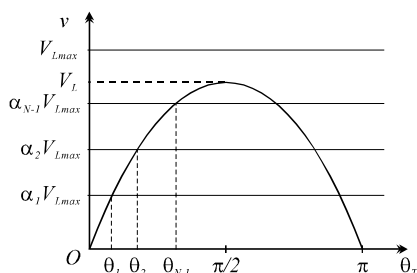


Fig. 6 – Ângulos de transição.

Com base na Fig. 6, pode-se escrever:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \frac{1}{\frac{R_{DSON}}{R_L} + \sum_{i=1}^N E_i} \quad (26)$$

onde $E_i = (\alpha_i - \alpha_{i-1}) \cdot \cos \theta_{T(i-1)}$.

Para $V_{CEsat} = 0$, as equações (25) e (26) tornam-se idênticas às (20) e (21), respectivamente.

A Fig. 7 apresenta os rendimentos das Classes G e H para diferentes valores de N , considerando polarização Classe B.

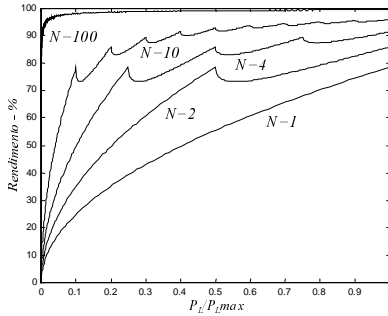


Fig. 7 – Classes G e H para múltiplos estágios, com $V_{CEsat} = 0$ e polarização Classe B.

Consideremos, agora, um caso prático em que $V_{CEsat} \neq 0$. As Figs. 8a,b apresentam, respectivamente, os rendimentos das Classes G e H para $V_{CEsat}/V_{L,max} = 0,025$ e $N=4$; $V_{CEsat}/V_{L,max} = 0,015$ e $N=6$.

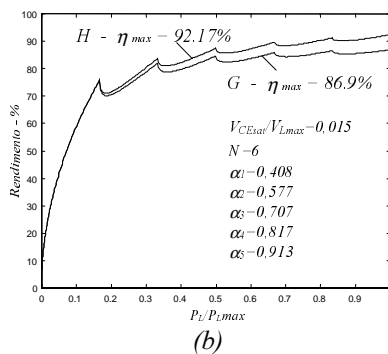
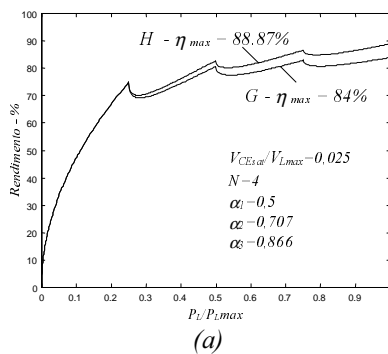


Fig. 8 – Exemplos de rendimentos das Classes G e H: (a) $N=4$ e (b) $N=6$.

II.3. COMPARAÇÃO ENTRE OS RENDIMENTOS

A Fig. 9 mostra uma comparação entre os rendimentos das diversas classes estudadas. Para essa

comparação, foram adotados os seguintes valores dos parâmetros: $V_{CEsat}/V_{L,max} = 0,03$ (para todas as classes), $\gamma = 0,10$ (Classes A), $\lambda = 0,02$ (Classe AB), $\alpha = 0,55$ (Classes G e H de 2 estágios, polarização Classe B). O menor rendimento foi obtido para a configuração Classe A, com um rendimento máximo de 40,6%. O maior foi para a configuração Classe H cujo valor máximo foi de 82,2%. Os rendimentos máximos obtidos para as configurações Classes B e AB são aproximadamente 76,2% e 76,1%, respectivamente. A pequena diferença observada entre as curvas é atribuída à pequena corrente de polarização do estágio Classe AB. Como esperado, os rendimentos das Classes G e H são idênticos até o ponto de transição. A partir desse ponto, ocorre uma diferença causada pelas topologias particulares. O rendimento máximo para a configuração Classe G foi de 80,1%.

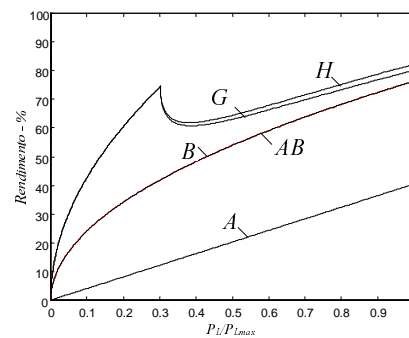


Fig. 9 – Comparação entre o rendimentos das Classes A, B, AB, G e H.

II.4. SÍNTESE

Uma expressão unificada para os rendimentos das Classes A, B, AB, G e H pode ser obtida comparando-se as equações (3), (6), (11), (20) e (25). Assim, pode-se escrever:

$$\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot X(\theta_Q) \cdot Y(N) \cdot Z(\gamma) \quad (27)$$

onde,

$$X(\theta_Q) = \frac{\frac{V_L}{V_{L,max}}}{\theta_Q \cdot \sin \theta_Q + \frac{V_L}{V_{L,max}} \cdot \cos \theta_Q} \quad (28)$$

$$Y(N) = \frac{1}{(1-k) \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L,max}} + \sum_{i=1}^N \left[\left(\alpha_i - \alpha_{i-1} + k \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L,max}} \right) \cdot \cos \theta_{T(i-1)} \right]} \quad (29)$$

e

$$Z(\gamma) = \frac{1}{1+2\gamma} \quad (30)$$

O termo $X(\theta_Q)$ determina a classe de operação em função da polarização: Classes A, B e AB; o termo $Y(N)$ determina a classe de operação em função do modo de operação: Classes G ($k=1$) e H ($k=0$); o termo $Z(\gamma)$ é função de γ para a polarização Classe A e igual a 1 para as demais classes.

Através de (27) obtém-se diretamente as Classes G e H com polarização Classe A ($\theta_Q = \pi/2$ e $\gamma \geq 0$) ou AB ($0 < \theta_Q < \pi/2$).

As equações (27), (28) e (30) são válidas para dispositivos BJT, IGBT e MOSFET sendo que a equação (29) é válida somente para dispositivos BJT e IGBT; substituindo o termo V_{CEsat}/V_{Lmax} por R_{DSon}/R_L , tem-se a equação (29) válida também para dispositivos MOSFET.

III. CARGA REATIVA

III.1. POTÊNCIA MÉDIA NA CARGA

Na prática, de maneira diferente de como é considerado na maioria dos estudos, os amplificadores de áudio-freqüência são carregados com alto-falantes ou caixas acústicas de uma (alto-falante + gabinete acústico) ou mais vias (alto-falantes + gabinete acústico + divisor passivo de freqüências). Alto-falantes e caixas acústicas têm uma impedância complexa [3] e, portanto, dependem da freqüência.

Assim, a potência na carga é da forma:

$$P_L(\omega) = \frac{V_L^2}{2 \cdot |Z_L(\omega)|} \cdot \cos \varphi(\omega) \quad (31)$$

onde $|Z_L(\omega)|$ e $\varphi(\omega)$ são, respectivamente, a magnitude e a fase da impedância de carga. (Veja exemplo na Fig. 10 e Apêndice B).

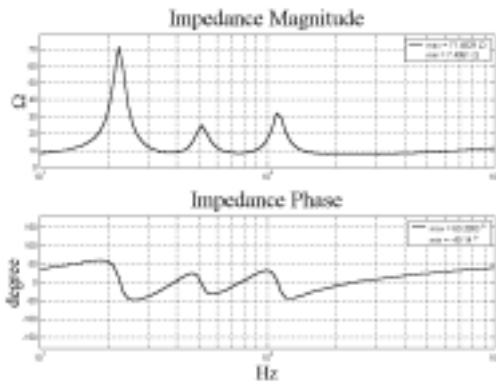


Fig. 10 – Magnitude e fase da impedância de carga (caixa band-pass de 6ª ordem).

Na análise que segue, é estudado o efeito de $Z_L(\omega)$ no comportamento das classes em questão. Assim,

$$I_L = \frac{V_L}{|Z_L(\omega)|} \quad (32)$$

e

$$I_{Lmax} = \frac{V_{Lmax}}{|Z_L(\omega)|_{min}} \quad (33)$$

onde I_L é a corrente de pico na carga, e V_{Lmax} e I_{Lmax} são os máximos valores de V_L e I_L , respectivamente. A Fig. 11 mostra a potência na carga reativa, cuja impedância é mostrada na Fig. 10, considerando um amplificador que é capaz de fornecer 100 watts em uma carga de 8Ω .

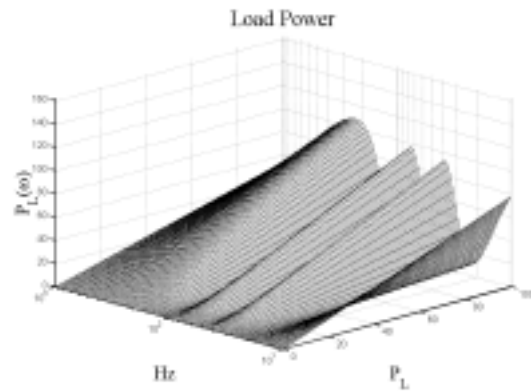


Fig. 11 – Potência na carga reativa (Fig. 10).

III.2. RENDIMENTO

Refazendo as análises descritas na Seção 2, agora considerando as Eqs. (31), (32) e (33), obtém-se a expressão do rendimento $\eta(\omega)$ (considerando cargas reativas), para as Classes A, B, AB, G e H, usando dispositivos BJT e IGBT. Para MOSFET, basta substituir a razão V_{CEsat}/V_{Lmax} por $R_{DSon}/|Z_L(\omega)|_{min}$.

$$\eta(\omega) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_L}{V_{Lmax}} \cdot X(\theta_Q) \cdot Y(N) \cdot Z(\gamma) \cdot R(\omega) \cdot \cos \varphi(\omega) \quad (34)$$

onde,

$$R(\omega) = \frac{|Z_L(\omega)|_{min}}{|Z_L(\omega)|} \quad (35)$$

O termo $R(\omega)$ é função de $Z_L(\omega)$ para a polarização Classe A e igual a 1 para as demais classes; os demais termos são definidos no item 2.4.

III.3. POTÊNCIA MÉDIA DISSIPADA

A potência média dissipada, $P_D(\omega)$, pode ser determinada a partir da potência média na carga ($P_L(\omega)$) e do rendimento ($\eta(\omega)$), através da seguinte expressão:

$$P_D(\omega) = P_L(\omega) \cdot \left(\frac{1}{\eta(\omega)} - 1 \right) \quad (39)$$

Substituindo as expressões dos rendimentos em (39), juntamente com (31), calcula-se as potências médias dissipadas para cada uma das classes em questão.

III.4. POTÊNCIA INSTANTÂNEA DISSIPADA

A potência instantânea dissipada em um dos braços da etapa *push-pull*, $P_d(t)$, pode ser determinada através do produto da corrente instantânea, $i(t)$, pela tensão instantânea, $v(t)$ (ambas no mesmo braço). Assim,

$$P_d(t) = i(t) \cdot v(t) \quad (40)$$

onde

$$i(t) = \begin{cases} i'(t) = \frac{V_{L\max}}{|Z_L(\omega)|} \cdot F, & i'(t) \geq 0 \\ 0, & i'(t) < 0 \end{cases} \quad (41)$$

para operação nas Classes A, B, AB, G e H, sendo

$$F = \frac{\theta_Q}{\pi} \cdot \text{sen} \theta_Q \cdot (1 + a \cdot 2\gamma \cdot \text{sen}(\omega t)) + \text{sen}(\omega t) \cdot \cos \theta_Q, \quad a = 1$$

quando polarizado em Classe A e $a = 0$ quando polarizado em Classe B ou AB, e

$$v(t) = V_{L\max} \cdot \left[\alpha_i + b \cdot \frac{V_{CEsat}}{V_{L\max}} - \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \right] \quad (42)$$

sendo $b = 1$ e $\alpha_i = 1$, para Classes A, B e AB; $b = 1$ e $\alpha_i = \alpha_1$ para $\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0$ e $b = i$ para $\alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i$, para Classe G; $b = 1$ para $\alpha_{i-1} < |\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega))| \leq \alpha_i$, para Classe H (Fig. 5b); $b = 1$ e $\alpha_i = \alpha_1$ para $\text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq 0$ e $b = 1$ para $\alpha_{i-1} < \text{sen}(\omega t + \varphi(\omega)) \leq \alpha_i$, para Classe H (Fig. 5c); $i = 1, 2, \dots, N$.

IV. DIMENSIONAMENTO

Os transistores devem operar dentro de limitações impostas pelo fabricante (dados de manuais) para que se obtenha um correto funcionamento. Em [25], [26] e [27], um método para dimensionamento via análise do comportamento térmico da junção do transistor, assumindo que a forma de onda do sinal da potência dissipada é um trem de pulsos, simulando a operação em regime de "comutação" (chaveando), é apresentado e discutido. Contudo, o esforço da etapa de saída é função da classe de operação (que, aqui, não opera em regime de comutação), da polarização, das perdas e da carga (função da frequência); de forma que o dimensionamento baseado em um trem de pulsos, não corresponde à complexidade dos esforços envolvidos.

Assim, da mesma forma que em [10], usou-se modelar o efeito térmico desejado pela filtragem do sinal de potência instantânea dissipada ($P_d(t)$) através de um sistema linear invariante (equivalente térmico) representando o sistema transistor-dissipador-ambiente. Dessa forma, pode-se obter as temperaturas média e instantânea de junção (T_J e $T_J(t)$) do(s) transistor(es) envolvido(s) no processo.

IV.1. LIMITAÇÕES DOS TRANSISTORES

As limitações dos transistores são dadas através da "Área de Operação Segura" (SOA – Safe Operating Area) fornecida pelo fabricante, onde são dadas as limitações de corrente ($I_{C\max}$ ou $I_{D\max}$), de tensão ($V_{CE\max}$ ou $V_{DS\max}$) e de potência ($P_{D\max}$), para uma determinada temperatura ambiente (T_A) ou de case (invólucro, T_C) [28,29].

Desta forma, deve-se ter que,

$$i(t)_{\max} < I_{C\max} \text{ ou } I_{D\max} \quad (43)$$

$$v(t)_{\max} < V_{CE\max} \text{ ou } V_{DS\max} \quad (44)$$

$$P_{D\max} < P_{D\max} \quad (45)$$

$$T_{J\max} < T_{J\max} \quad (46)$$

$$T_J(t)_{\max} < T_{Jpk} \quad (47)$$

onde $T_{J\max}$ e $T_J(t)_{\max}$ são as temperaturas média e instantânea máximas de junção e $T_{J\max}$ e T_{Jpk} são as temperaturas média e de pico máximas permitidas na junção (dados fornecidos pelo fabricante).

IV.2. CIRCUITO EQUIVALENTE ELETRO-TÉRMICO

O circuito elétrico equivalente térmico, simplificado, de um sistema transistor-dissipador-ambiente é apresentada na Fig. 12 [30]. Essa configuração foi escolhida por possibilitar a obtenção das temperaturas de interesse para este trabalho: temperaturas média (T_J) e instantânea ($T_J(t)$) de junção, a temperatura no case (T_C) e a temperatura ambiente (T_A); sendo a primeira a única que não é medida diretamente.

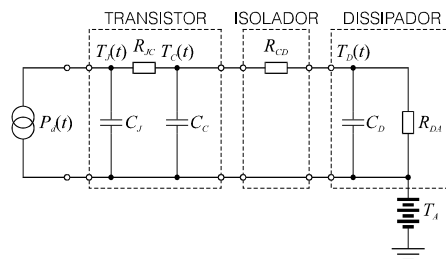


Fig. 12 – Circuito elétrico equivalente térmico.

O circuito eletro-térmico da Fig. 12 é comum aos dispositivos BJT, IGBT e MOSFET.

Para análise do valor médio da temperatura, as capacitâncias térmicas passam a apresentar uma reatância infinita, considerando-se apenas as resistências térmicas. Assim,

$$T_J = P_D \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) + T_A \quad (48)$$

ou ainda

$$T_J = P_D \cdot R_{JC} + T_C \quad (49)$$

Que são as expressões para o cálculo de T_J em regime permanente de operação, a partir dos dados de projeto ($P_D, R_{JC}, R_{CD}, R_{DA}, T_C$ e T_A , onde R_{JC}, R_{CD} e R_{DA} são as resistências térmicas entre junção e case, case e dissipador, dissipador e ambiente, respectivamente).

IV.3. ASSOCIAÇÃO DE TRANSISTORES

A Fig. 13 mostra o circuito da Fig. 12 adaptado para N_T transistores, para a qual pode-se escrever:

$$P'_d(t) = 2 \cdot \frac{P_d(t)}{N_T} \quad (50)$$

$$R'_{DA} = R_{DA} \cdot N_T \quad (51)$$

e

$$C'_D = \frac{C_D}{N_T} \quad (52)$$

Onde $P'_d(t)$ é a potência instantânea dissipada em cada transistor, R'_{DA} e C'_D são, respectivamente, a resistência térmica e a capacitância térmica do dissipador "vistas" por cada transistor, e N_T é o número de transistores associados.

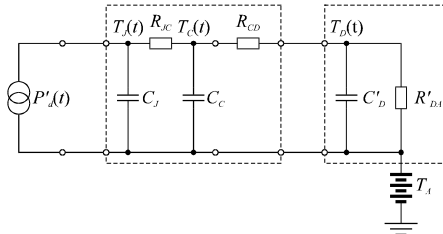


Fig. 13 – Circuito elétrico-térmico para um transistor, em associação com N_T transistores.

Aqui, foram considerados transistores casados e a associação feita de modo a permitir uma distribuição uniforme da potência. Na prática, dois procedimentos são usados para promover o casamento entre os transistores. O primeiro é a seleção prévia dos transistores (parâmetros semelhantes) e o segundo é a introdução de uma pequena realimentação negativa no circuito (resistores de emissor/fonte).

IV.4. CÁLCULO DA TEMPERATURA INSTANTÂNEA DE JUNÇÃO

A temperatura instantânea de junção, $T_J(t)$, é calculada através do produto convolução entre a potência instantânea dissipada, $P'_d(t)$, e a resposta ao impulso do sistema, $Z_T(t)$. Desta forma:

$$T_J(t) = P'_d(t) * Z_T(t) \quad (53)$$

onde $Z_T(t)$ é a resposta ao impulso do sistema $Z_T(s)$ (Fig. 12 e Apêndice A), obtida pela transformada inversa de Laplace [31].

Atribuindo valores aos componentes do circuito da Fig. 12 ($R_{JC} = R_{CD} = R_{DA} = 1 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$, $C_J = 0,01 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $C_C = 1 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $C_D = 100 \text{ J}/^\circ\text{C}$, $T_A = 2 \text{ } ^\circ\text{C}$ e $T_{J\text{max}} = 3 \text{ } ^\circ\text{C}$), constatou-se que $\bar{T}_J(t) \cong P_D \cdot (R_{JC} + R_{CD} + R_{DA}) + T_A = T_J$ (Fig. 14), e que $\bar{T}_J(t)$ só será igual à T_J em $t \rightarrow \infty$, onde $\bar{T}_J(t)$ é o valor médio de $T_J(t)$ [32].

Portanto, calculando-se $T_{J0}(t)$ ($T_J(t)$ para $T_A = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$) para o primeiro período de $P'_d(t)$ e sobrepondo $T_{J0}(t)$ à T_J , obtida a partir de (48), determina-se o valor de $T_J(t)$ para $t \rightarrow \infty$ (Fig. 15), pois na prática $C_J \ll C_C \ll C_D$. Assim,

$$T_J(t)|_{t \rightarrow \infty} = T_{J0}(t) - \bar{T}_{J0}(t) + T_J \quad (54)$$

e

$$\bar{T}_{J0}(t) = \frac{1}{T} \cdot \int T_{J0}(t) \cdot dt, \quad T = \text{período de } P_d(t) \quad (55)$$

onde $T_J(t)|_{t \rightarrow \infty}$ é a temperatura instantânea de junção para $t \rightarrow \infty$; $T_{J0}(t)$ é a temperatura instantânea de junção para o primeiro ciclo de $P'_d(t)$ e $T_A = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$; e $\bar{T}_{J0}(t)$ é o valor médio de $T_{J0}(t)$.

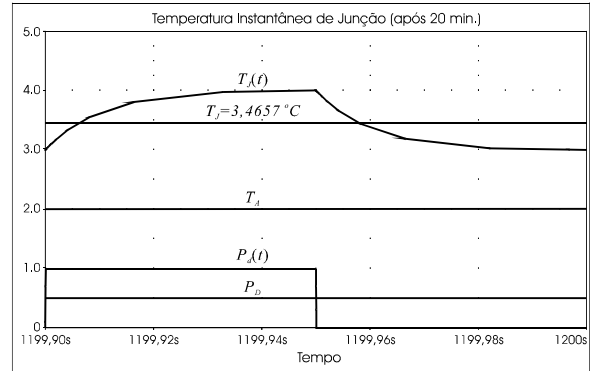


Fig. 14 – Último ciclo de $T_J(t)$ para 1200 s de simulação.

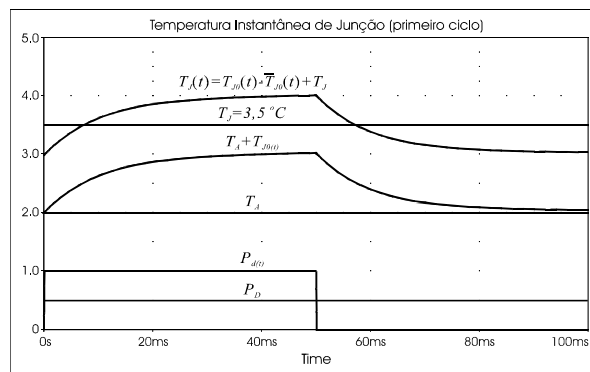


Fig. 15 – Demonstração de $T_J(t)$ calculada a partir de (54).

V. AVALIAÇÃO

O objetivo desta Seção é fazer uma comparação entre os esforços de uma etapa de saída quando esta é projetada considerando-se carga resistiva (método convencional) e carga reativa (proposta deste trabalho).

Dimensionou-se uma etapa de saída, operando em Classe B, de modo a se obter 100 watts em uma carga resistiva de valor igual a 8Ω ; em seguida, foram calculadas as potências, o rendimento, as tensões, as correntes e as temperaturas envolvidas, considerando-se a carga reativa da Fig. 10 e Apêndice B) (o que, teoricamente, deveria ter em uma impedância nominal de 8Ω). Para efeito de comparação, fez-se o mesmo (carga reativa) para uma etapa de saída operando em Classe H (Fig. 5c) com 4 estágios e α 's iguais aos da Fig. 8a.

Os dados de projeto são: $P_L = 100 \text{ W}$, $R_L = 8 \Omega$, $V_{CEsat} = 3 \text{ V}$, $I_{Cmax} = 10 \text{ A}$, $V_{CEmax} = 140 \text{ V}$, $P_{Dmax} = 125 \text{ W}$, $R_{JC} = 1.0 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $R_{CD} = 0.7 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $R_{DA} = 0.2 \text{ }^\circ\text{C/W}$, $C_J = 0.01 \text{ J/}^\circ\text{C}$, $C_C = 1 \text{ J/}^\circ\text{C}$, $C_D = 100 \text{ J/}^\circ\text{C}$, $T_{Jmax} = T_{Jpk} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ e $T_A = 40 \text{ }^\circ\text{C}$.

Com esses dados, para respeitar todos os critérios estabelecidos na Seção 4, foi necessário 1 par de transistores (configuração *push-pull*), resultando num total de 2 transistores ($N_T = 2$). Na Tabela 1 estão apresentados os resultados dos esforços das etapas de saída Classes B e H, para cargas resistiva e reativa.

	Classe B Resistiva	Classe B Reativa	Classe H Reativa
N_T	2	2	2
$P_D(\omega)_{max}$	46,8 W	56,1 W	39,5 W
$P_L(\omega)_{max}$	100 W	108 W	108 W
$\eta\%(\omega)_{max}$	73,06 %	73,06 %	84,11 %
$i_C(t)_{max}$	5,0 A	5,4 A	5,4 A
$v_{CE}(t)_{max}$	83,0 V	83,0 V	63,0 V
$P_d'(t)_{max}$	57,8 W	126,6 W	70,2 W
T_{Jmax}	84,5 $^\circ\text{C}$	93,3 $^\circ\text{C}$	77,5 $^\circ\text{C}$
$T_{J0}(t)_{max}$	31,9 $^\circ\text{C}$	66,4 $^\circ\text{C}$	35,9 $^\circ\text{C}$
$T_J(t)_{max}$	104,3 $^\circ\text{C}$	142,2 $^\circ\text{C}$	104,4 $^\circ\text{C}$
T_{Cmax}	61,1 $^\circ\text{C}$	65,2 $^\circ\text{C}$	57,8 $^\circ\text{C}$
V_{CC1}	-	-	23,0 V
V_{CC2}	-	-	31,3 V
V_{CC3}	-	-	37,6 V
V_{CC4}	43,0 V	43,0 V	43,0 V

Tabela 1 – Resumo comparativo dos esforços para cargas resistiva e reativa.

Na prática, o dimensionamento de uma etapa de potência é comumente realizado considerando-se apenas carga resistiva; é atribuída uma margem de segurança e testa-se o circuito. Desta forma, não há qualquer garantia de que a etapa de potência seja bem dimensionada, podendo tornar o projeto tecnicamente ou comercialmente inviável.

As Figs 16 a 22 (a,b,c), resumem o que foi apresentado e discutido nesse trabalho: as figuras com índice "a" ilustram o caso Classe B com carga resistiva e as figuras com índice "b" e "c" ilustram os casos Classes B e H com carga reativa, respectivamente.

Nota-se que, mesmo para valores "médios" (carga resistiva), o esforço da etapa de potência é bastante significativo (predominante) para frequências abaixo de 20 Hz; para valores "instantâneos" (cargas resistivas e reativas), esse esforço é ainda mais acentuado. Garantindo-se que não haverá sinal com frequências abaixo de 20 Hz (que teoricamente não são audíveis) consegue-se uma otimização no dimensionamento, sem com isso prejudicar a qualidade dos resultados.

Um outro ponto importante a se comentar são os mínimos existentes na magnitude da impedância da carga reativa, que atingem valores menores que a impedância nominal do alto-falante (8Ω). Através de análises gráficas esses mínimos são prontamente detectados. Além disso, as próprias cargas (alto-falantes/divisores passivos/caixas acústicas) podem ser testadas (por simulação) antes mesmo de serem efetivamente utilizadas, principalmente, no caso de se ter divisores passivos, pois estes, associados com os alto-falantes, podem resultar em sistemas de 16ª ordem ou maior.

Pode-se concluir que um correto dimensionamento é obtido quando este é feito considerando-se cargas reativas, e quanto mais dedicado for o projeto (cargas específicas) melhor será o desempenho da etapa de potência.

Em casos genéricos (amplificadores para fins gerais) deve-se testar o maior número possível de configurações de cargas para se chegar a um resultado adequado.

VI. CONCLUSÕES E DISCUSSÕES

Amplificadores de áudio são dispositivos utilizados nos mais diferentes e diversos tipos de aplicações. Dimensioná-los é uma tarefa árdua devido às diversas variáveis envolvidas no projeto: condições climáticas (umidade, temperatura, etc.), tipos de aplicações (instalações fixas, móveis, etc.), tipos transistores (diferentes propriedades, tolerância nas características elétricas, etc.) e, principalmente, as estruturas de caixas acústicas utilizadas.

Foi proposto neste trabalho um procedimento para o dimensionamento de etapas de potência de amplificadores Classes A, B, AB, G e H, considerando carga reativa, qualquer tipo de polarização, modo de operação e o tipo de dispositivo utilizado (BJT, IGBT e MOSFET). Também foram desenvolvidas expressões para a determinação de rendimentos para as Classes G e H para um número arbitrário de estágios.

Foi demonstrada a importância de se considerar cargas reativas, e não apenas cargas resistivas, pelo fato de as potências dissipadas para cargas reativas (caso real) poderem atingir valores bem maiores do que as potências dissipadas para cargas resistivas. Se menores potências são consideradas no projeto, a etapa de saída fica subdimensionada, fazendo com que a temperatura de junção ultrapasse o valor máximo permitido. Até então, o procedimento usual tem sido considerar cargas resistivas atribuindo-se uma margem de segurança, mas que não garante o bom dimensionamento da etapa de saída, porque pode tornar o projeto tecnicamente ou comercialmente inviável. Os resultados obtidos permitem um criterioso dimensionamento do projeto de etapas de potência, tanto sob o ponto de vista técnico quanto econômico.

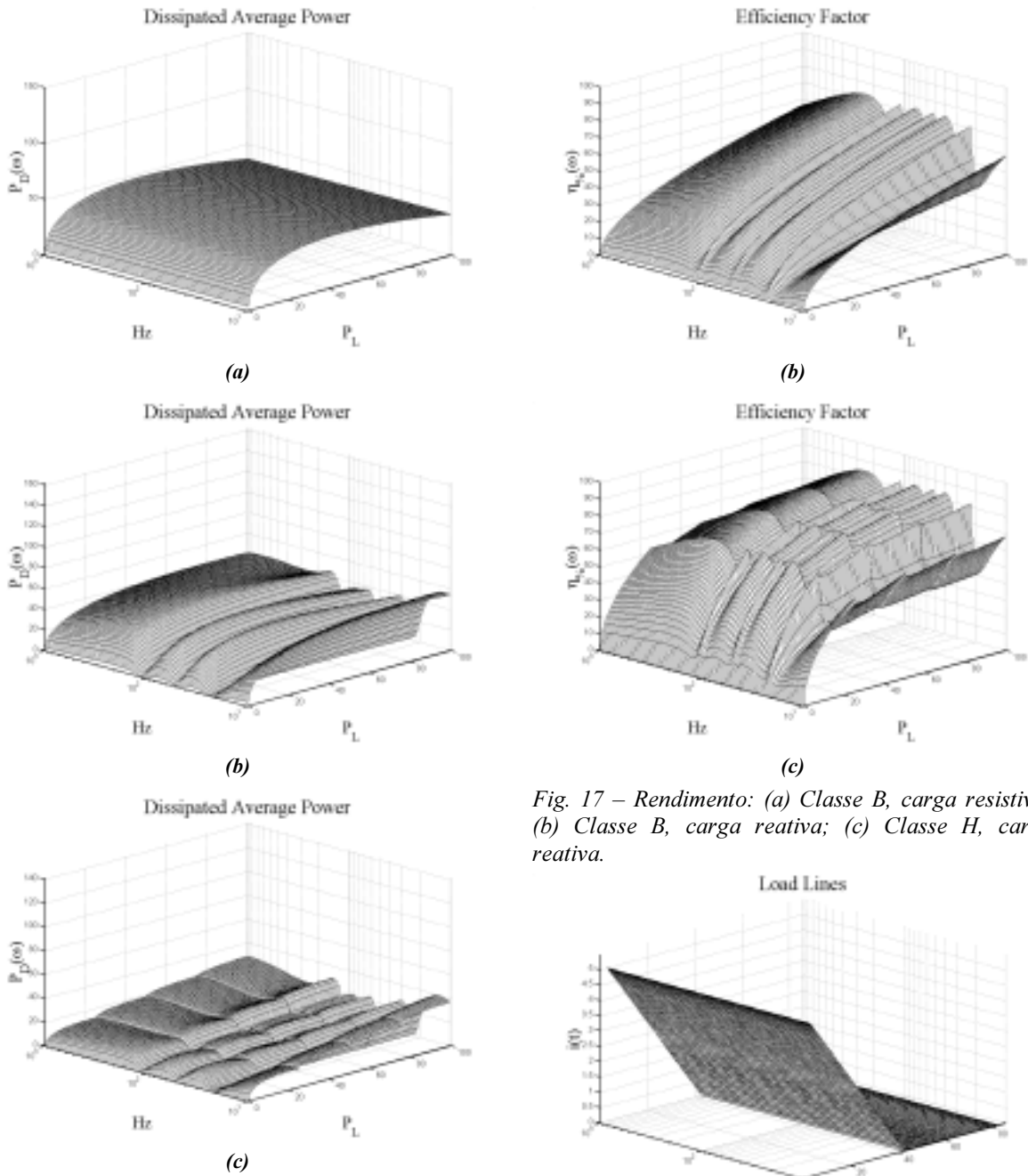


Fig. 16 – Potência média dissipada: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c)

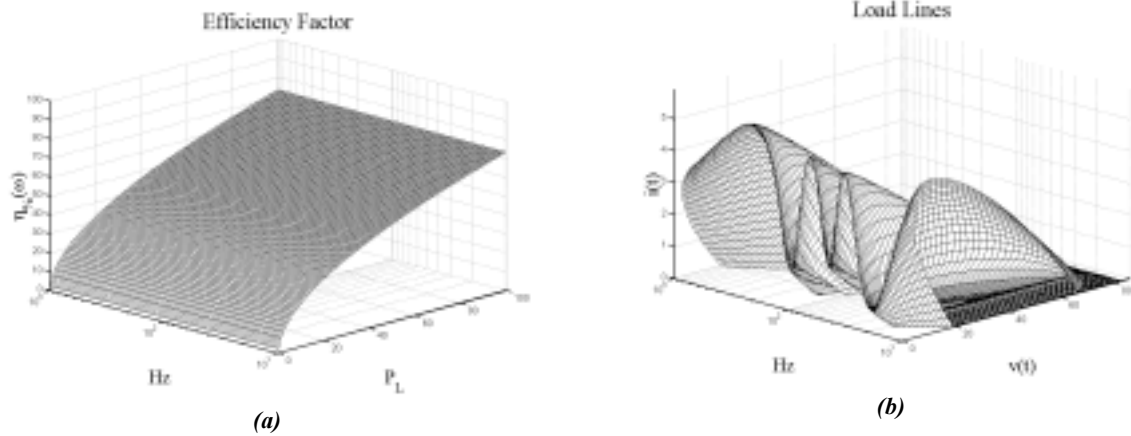


Fig. 17 – Rendimento: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.

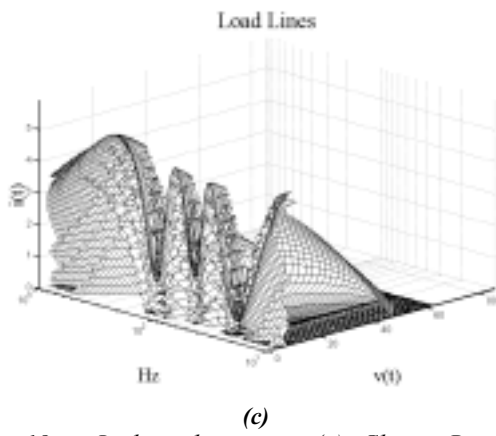


Fig. 18 – Linhas de carga: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.

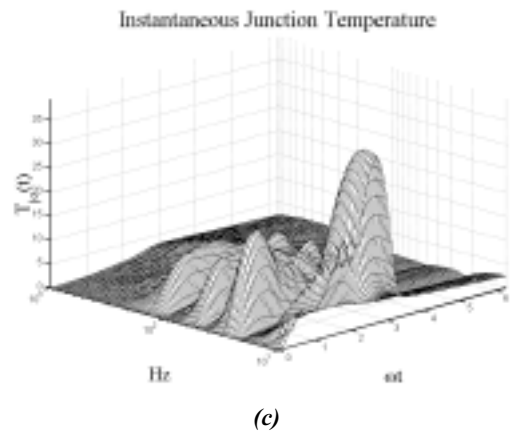
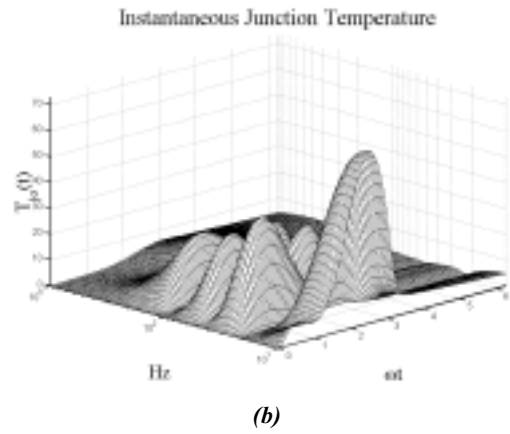
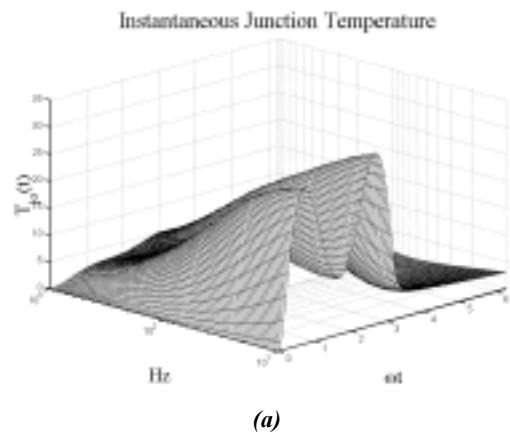


Fig. 20 – Temperatura instantânea de junção: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.

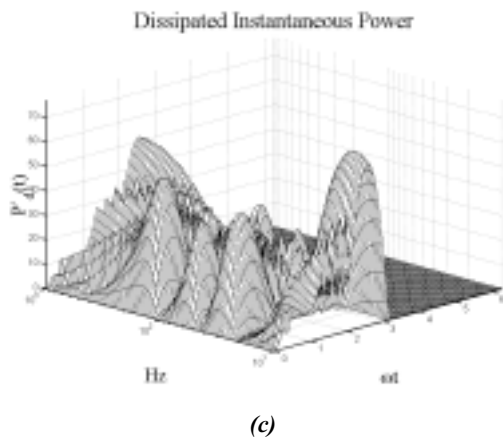
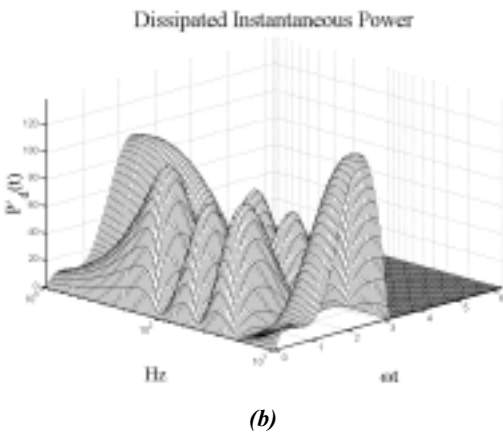
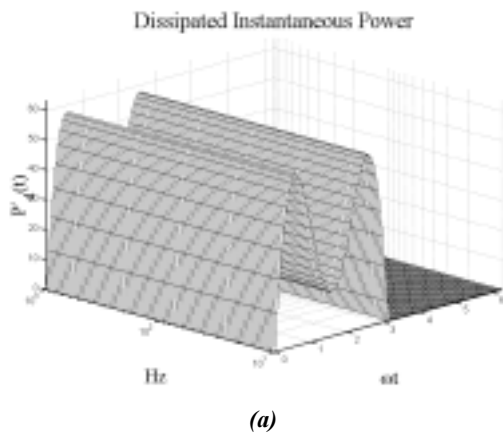
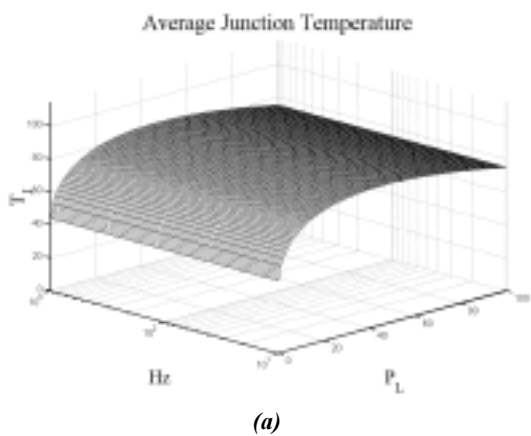


Fig. 19 – Potência instantânea dissipada: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.



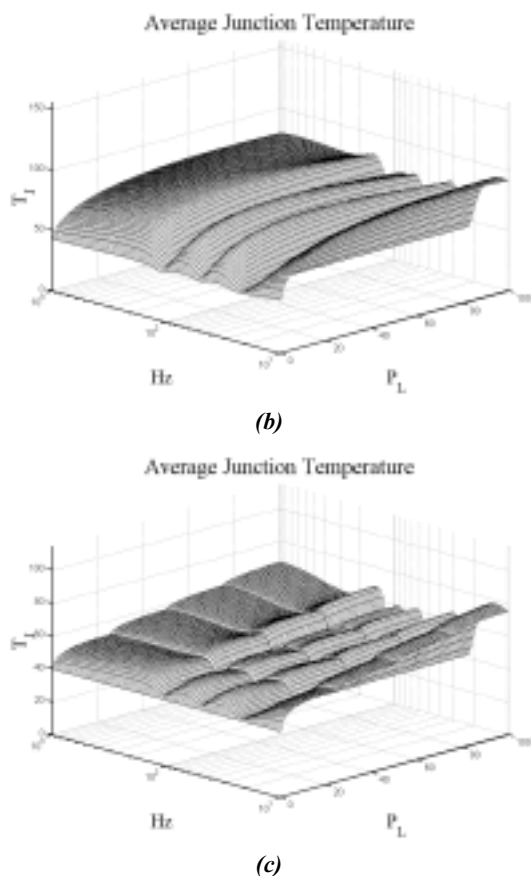


Fig. 21 – Temperatura média de junção: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.

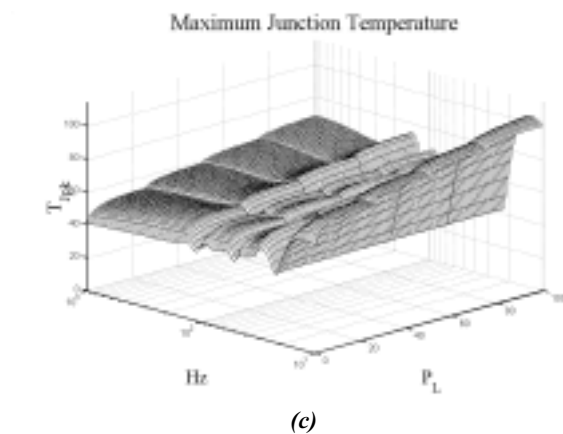
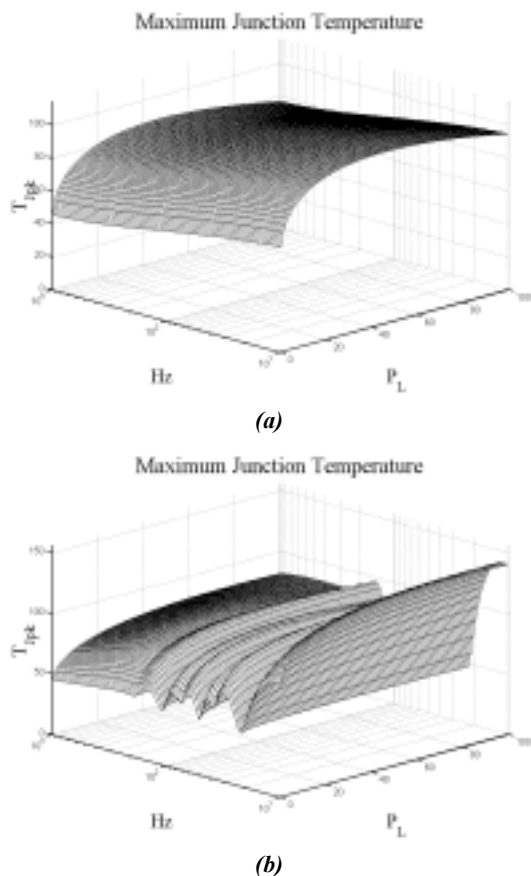


Fig. 22 – Temperatura máxima de junção: (a) Classe B, carga resistiva; (b) Classe B, carga reativa; (c) Classe H, carga reativa.

REFERÊNCIAS

- [1] Ben Duncan, *High Performance Audio Power Amplifier*, Newnes, 1997;
- [2] Don and Carolin Davis, *Sound System Engineering*, 2nd Edition, Sams, 1994;
- [3] Homero Sette Silva, *Análise e Síntese de Alto-falantes & Caixas Acústicas pelo Método de Thiele-Small*, H. Sheldon Serviços e Marketing Ltda., 1996;
- [4] Frederik H. Raab, "High Efficiency Amplification Techniques," *IEEE Circuits and Systems*, December, 1975;
- [5] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits*, Fourth Edition, Oxford University Press, 1998;
- [6] Jae Hoon Jeong, Nam Sung Jung and Gyu Hyeong Cho, "A High Efficiency Class A Amplifier with Variable Power Supply," *Audio Engineering Society 100th Convention*, Copenhagen, May 11-14, 1996;
- [7] Jae Hoon Jeong, Gue Hong Kim, Byeong Rok Min, Che Hong Ahn and Gyu Hyeong Cho, "A High Efficiency Class A Amplifier Accompanied by Class D Switching Amplifier," *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, St. Louis, Missouri, June 22-27, 1997;
- [8] Jae Hoon Jeong, "A Novel High Efficiency and Wide Bandwidth Power Amplifier by Analog Power Amplifier and High Dynamic Switching Power Supplies," *Audio Engineering Society 104th Convention*, Amsterdam, May 16-19, 1998;
- [9] Frederik H. Raab, "Average Efficiency of Class-G Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. CE-32, No. 2, May, 1986;
- [10] Eric Mendenhall, "Computer Aided Design and Analysis of Class B and Class H Power Amplifier Output Stages," *Audio Engineering Society 101st Convention*, Los Angeles, California, November 8-11, 1996;
- [11] Saburo Funada and Henry Akiya, "A Study of High-Efficiency Audio Power Amplifiers Using a Voltage Switching Method," *Journal of The*

Audio Engineering Society, Vol. 32, No. 10, October, 1984;

[12] Harushige Nakagaki, Nobutaka Amada and Shigeki Inoue, "A High-Efficiency Audio Power Amplifier," Journal of The Audio Engineering Society, Vol. 31, No. 6, June, 1983;

[13] Tohru Sampei, Shinichi Ohashi, Yoshihiro Ohta and Shigei Inoue, "Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs in Class G Operation," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-24, No. 3, August, 1978;

[14] Tohru Sampei, Shinichi Ohashi, "100 Watt Super Audio Amplifier Using New MOS Devices," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-23, No. 3 August, 1977;

[15] Leonard Baker, "Power Dissipation in Class B Amplifiers," IRE Transactions on Audio, September/October, 1962;

[16] Tomlinson Holman, "New Factors in Power Amplifier Design," Journal of The Audio Engineering Society, Vol. 29, No. 7/8, July/August, 1981;

[17] Daniel R. Von Recklinghausen, "Class B Amplifier Dissipation, Instantaneous and Steady State," IEEE Transaction on Audio, Vol. AU-13, No. 4, July/August, 1965;

[18] Gideon F. Inbar, "Thermal and Power Considerations in Class B Transistorized Amplifiers," IEEE Transaction on Audio, Vol. AU-13, No. 4, July/August, 1965;

[19] Jeffrey H. Johnson, "Power Amplifiers and The Loudspeaker Load: Some Problems and a Few Suggestions," Audio, August, 1977;

[20] Eric Benjamin, "Audio Power Amplifiers for Loudspeaker Loads," Journal of The Audio Engineering Society, Vol. 42, No. 9, September, 1994;

[21] Matti Ojala and Pertti Huttunen, "Peak Current Requirement of Commercial Loudspeaker Systems," Journal of The Audio Engineering Society, Vol. 35, No. 6, June, 1987;

[22] Ilpo Martikainen and Ari Varla, "About Loudspeaker System Impedance With Transient Drive," Audio Engineering Society 71st Convention, Montreux, March 2-5, 1982;

[23] Len Feldman, "Class G High Efficiency Hi-Fi Amplifier," Radio Electronics, August, 1976;

[24] Len Feldman, "Class H Variproportional Amplifier," Radio Electronics, October, 1977;

[25] Kim Gauen, "Designing with TMOS Power MOSFETs," MOTOROLA, AN-913;

[26] Ralph Locher, "Introduction to Power MOSFETs and Their Applications," National Semiconductors, AN-558, December, 1988;

[27] Bruce Trump, "Power Amplifiers Stress and Power Handling Limitations," Burr-Brown, AB-039, 1993;

[28] MOTOROLA, *Bipolar Power Transistor Data*, DL111/D, Ver. 7, 1995;

[29] MOTOROLA, *TMOS Power MOSFET Transistor Device Data*, DL135/D, Ver. 6, 1996;

[30] Douglas Self, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Newnes, 1996;

[31] Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky and S. Hamid Nawab, *Signals & Systems*, Second Edition, Prentice Hall, 1996;

[32] Rosalfonso Bortoni, "Análise, Dimensionamento e Avaliação de Estágios de Potência de Amplificadores de Áudio Classes A, B, AB, G e H," Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Pós-graduação em Engenharia Elétrica, abril de 1999.

APÊNDICE A

A impedância $Z_T(s)$ vista por $P'_d(t)$ é dada por (Fig. 12):

$$Z_T(s) = \frac{A \cdot s^2 + B \cdot s + C}{s^3 + D \cdot s^2 + E \cdot s + F}$$

onde

$$A = \frac{1}{C_J}$$

$$B = \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C'_D \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{CD}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{JC}}$$

$$C = \frac{R_{JC} + R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}}$$

$$D = \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C'_D \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_C \cdot R_{CD}} + \frac{1}{C_C \cdot R_{JC}} + \frac{1}{C_J \cdot R_{JC}}$$

$$E = \frac{R_{JC} + R_{CD} + R'_{DA}}{C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{R_{CD} + R'_{DA}}{C_J \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}} + \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot R_{JC} \cdot R_{CD}}$$

$$F = \frac{1}{C_J \cdot C_C \cdot C'_D \cdot R_{JC} \cdot R_{CD} \cdot R'_{DA}}$$

APÊNDICE B

Para a composição da carga complexa, considerou-se um sistema *band-pass* de 6^a ordem (caixa acústica + alto-falante) [3], cujo circuito equivalente elétrico é apresentado na Fig. B1.

Os dados do sistema são: $F_s = 40 \text{ Hz}$, $Q_{ts} = 0,4$, $Q_{es} = 0,42$, $V_{as} = 120 \text{ l}$, $R_E = 6,4 \Omega$, $R_{ed} = 20 \times 10^{-3} \cdot f^{0,7} \Omega$, $L_e = 10 \times 10^{-3} \cdot f^{-0,3} \text{ H}$, $V_{b1} = 120 \text{ l}$, $F_{b1} = 40 \text{ Hz}$, $V_{b2} = 45 \text{ l}$, $F_{b2} = 82 \text{ Hz}$ e $Q_L = 7$ [3].

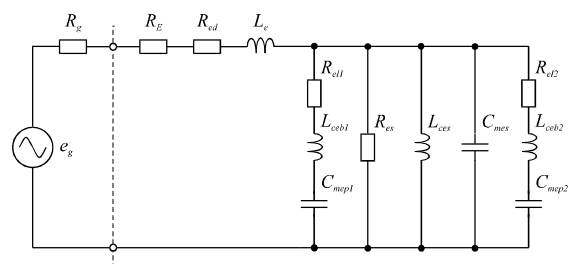


Fig. B1 – Circuito elétrico equivalente do sistema *Band-pass* de 6^a ordem.

$$Z_{vc}(s) = R_E + R_{ed} + s \cdot L_e + \frac{N_{Z_{eq}}(s)}{D_{Z_{eq}}(s)}$$

Onde:

$$N_{Z_{eq}}(s) = R_{es} \cdot \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot (s^4 + A \cdot s^3 + B \cdot s^2 + C \cdot s + D) \cdot s$$

$$A = \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} + \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}}$$

$$B = \omega_{b1}^2 + \frac{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}{Q_{L1} \cdot Q_{L2}} + \omega_{b2}^2$$

$$C = \omega_{b1}^2 \cdot \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 \cdot \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}}$$

$$D = \omega_{b1}^2 \cdot \omega_{b2}^2$$

$$D_{Z_{eq}}(s) = s^6 + E \cdot s^5 + F \cdot s^4 + G \cdot s^3 + H \cdot s^2 + I \cdot s + J$$

$$E = \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} + \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} + \frac{\omega_s}{Q_{ms}}$$

$$F = \omega_{b1}^2 + \frac{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}{Q_{L1} \cdot Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot \left(\frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} + \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} \right) + \omega_s^2 \cdot (1 + \alpha)$$

$$G = \omega_{b1}^2 \cdot \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 \cdot \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot \left(\omega_{b1}^2 + \frac{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}{Q_{L1} \cdot Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 \right) + \omega_s^2 \cdot \left[\frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} \cdot (1 + \alpha_2) + \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} \cdot (1 + \alpha_1) \right]$$

$$H = \omega_{b1}^2 \cdot \omega_{b2}^2 + \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot \left(\omega_{b1}^2 \cdot \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 \cdot \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} \right) + \omega_s^2 \cdot \left[\omega_{b1}^2 \cdot (1 + \alpha_2) + \omega_{b2}^2 \cdot (1 + \alpha_1) + \frac{\omega_{b1} \cdot \omega_{b2}}{Q_{L1} \cdot Q_{L2}} \right]$$

$$I = \frac{\omega_s}{Q_{ms}} \cdot \omega_{b1}^2 \cdot \omega_{b2}^2 + \omega_s^2 \cdot \left(\omega_{b1}^2 \cdot \frac{\omega_{b2}}{Q_{L2}} + \omega_{b2}^2 \cdot \frac{\omega_{b1}}{Q_{L1}} \right)$$

$$J = \omega_s^2 \cdot \omega_{b1}^2 \cdot \omega_{b2}^2$$

$$\alpha_1 = \frac{V_{as}}{V_{b1}}, \quad \alpha_2 = \frac{V_{as}}{V_{b2}}$$

BIOGRAFIAS

Rosalfonso Bortoni nasceu em São Lourenço, MG, em 1965. Obteve o título de Engenheiro Eletricista (ênfase em Eletrônica e Telecomunicações) pelo INATEL – Instituto Nacional de Telecomunicações de Santa Rita do Sapucaí, MG, em 1993. Foi professor da Escola Técnica de Eletrônica Francisco Moreira da Costa no período de 1990 a 1995. Em 1996 iniciou seus estudos em pós-graduação na Universidade Estadual de Londrina (UEL), onde obteve o título de Engenheiro de Segurança. Posteriormente obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Em

1999 iniciou seu Doutorado, também na UFSC, com o tema em Sistemas de Áudio. Desde 1990 vem atuando profissionalmente como consultor e projetista de equipamentos de áudio e é autor de vários artigos publicados em revistas técnicas. Atualmente integra o Departamento de Projetos e Consultoria (PRODEP) do INATEL e é membro da Audio Engineering Society (AES).

E-mail: rosalfonso@inatel.br

Sidnei Noceti Filho atualmente é Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Concluiu seu curso de graduação em Engenharia Elétrica na UFSC em 1975 e ingressou na carreira acadêmica em 1976. Obteve o título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica pela UFSC em 1980 e obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica - Área de Eletrônica na COPPE/Universidade Federal do Rio de Janeiro, RJ em 1985. É pesquisador do CNPq e desenvolve seus trabalhos de pesquisa no Laboratório de Instrumentação Eletrônica: Circuitos e Processamento de Sinais (LINSE), nas áreas de filtros analógicos contínuos e amostrados, instrumentação eletrônica, processamento de sinais e projeto de circuitos integrados. Suas publicações incluem 1 livro intitulado “Filtros Seletores de Sinais”, 1 Dissertação de Mestrado, 1 Tese de Doutorado, 55 trabalhos em congressos nacionais e internacionais e 8 trabalhos em revistas internacionais.

E-mail: sidnei@linse.ufsc.br

Rui Seara nasceu em Florianópolis, SC, em 1951. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, SC, em 1975. Obteve o título de Mestre em Ciências de Engenharia Elétrica pela UFSC, em 1980. Especializou-se em Instrumentação-Metrologia pela Ecole Supérieure d'Electricité de Paris, França, em 1982. Obteve o título de Doutor em Engenharia Elétrica pela Université Paris Sud de Paris, França, em 1984. Foi Chefe do Laboratório de Eletrônica do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC de 1978 a 1981. Foi Subchefe do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC de 1992 a 1993. Foi Coordenador de Pesquisa do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC de 1992 a 1997. Atualmente é Supervisor do Laboratório de Instrumentação Eletrônica: Circuitos e Processamento de Sinais (LINSE) da UFSC, cargo que ocupa desde 1985. É Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC, onde leciona disciplinas de graduação e pós-graduação bem como orienta alunos em dissertações de mestrado e teses de doutorado. Possui vários artigos publicados em periódicos nacionais e internacionais bem como participação em diversos congressos nacionais e internacionais. Efetua pesquisas nas áreas de: Processamento de Voz e Imagem, Filtros Digitais, Filtros Adaptativos, Filtragem Analógica e Instrumentação Eletrônica.

E-mail: seara@linse.ufsc.br