
Sociedade de Engenharia de Áudio

Artigo de Convenção

Apresentado na XVII Convenção Nacional

7 - 9 de Maio de 2013, São Paulo, SP

Este artigo foi reproduzido do original entregue pelo autor, sem edições, correções e considerações feitas pelo comitê técnico deste evento. Outros artigos podem ser adquiridos através da Audio Engineering Society, 60 East 42nd Street, New York, New York 10165-2520, USA, www.aes.org. Informações sobre a seção brasileira podem ser obtidas em www.aesbrasil.org. Todos os direitos reservados. Não é permitida a reprodução total ou parcial deste artigo sem autorização expressa da AES Brasil.

Cálculo dos Níveis Aplicados nos Limiters dos DSPs

Original: 03 04 2013

Revisão: 10 05 2013

Homero Sette Silva
Gerente de Projetos

Etelj Industrial Eletrônica Ltda.
16708-020 - Jales - SP

homero@etelj.com.br

Resumo

Neste trabalho o cálculo dos níveis a serem aplicados na entrada threshold dos limiters dos DSPs é apresentado com riqueza de detalhes.

As equações utilizadas foram demonstradas, tendo sido desenvolvidos inúmeros exemplos didáticos de aplicação, enfocando diversos aspectos do problema.

Os tempos de attack e release, calculados através de equações, foram comparados com as sugestões na tabela da XTA.

Os tempos de release do dbx 260 também foram resumidos em uma equação.

A influência da variação da tensão da rede de energia elétrica na potência de saída dos amplificadores e, por conseguinte, no headroom do sistema, foi analisada por equações e representada em diversas tabelas práticas, e a influência deste fato foi levado em conta no equacionamento dos limiters, para evitar cliques na saída de potência.



Audio Engineering Society
BRASIL

Cálculo dos Níveis Aplicados nos Limiters dos DSPs

Homero Sette Silva
www.etelj.com.br

Conceitos Básicos

Os transdutores (falantes, drivers, tweeters) utilizados em sistemas profissionais estão sujeitos a um regime de trabalho muito variável, em função do tipo de música reproduzido, do ambiente (ar livre ou fechado), da índole e do nível de conhecimento do operador e da potência dos amplificadores disponíveis.

Se a potência média (*chamada erradamente de RMS*) for excedida por tempo significativo as bobinas queimam, por excesso de temperatura, o que também pode ser ocasionado por distorção excessiva, devido à sobrecarga, gerada pela presença de harmônicos, conforme vemos na Fig. 1 .

Hoje esses aspectos são bem entendidos pela maioria dos profissionais, já alertados do perigo de utilizar amplificadores com potência insuficiente uma vez que, provavelmente, vão produzir elevados níveis de distorção, o que costuma ser muito mais perigoso que picos elevados, não distorcidos. Daí a recomendação de se usar amplificadores com no mínimo o dobro da potência que será aplicada no transdutor, o que dará $10 \cdot \text{Log}(2) \approx 10 \cdot 0,3 = 3 \text{ dB}$ de headroom (folga). Fato importantíssimo é o fator de crista alto, geralmente associado aos programas musicais “normais”, ou seja, aqueles que não tiveram sua dinâmica profundamente reduzida por excesso de compressão. Em outras palavras, tipicamente, na música, encontramos picos com potências 10 vezes maiores que a potência média, ou seja: para 1000 Watts do pico teremos apenas 100 watts médios (erradamente chamados de potência RMS, conforme a referência bibliográfica 9).

Um sinal senoidal possui um fator de crista igual a 2 vezes (3 dB), uma vez que sua potência de pico é o dobro da potência média, pois $E_p^2 / E_{RMS}^2 = 2$. No exemplo acima, para este fator de crista igual a 2, teríamos 500 Watts médios aplicados no transdutor, ou seja, cinco vezes mais potência que no caso musical. Com onda quadrada seria ainda pior, pois seu fator de crista é unitário (0 dB) e o transdutor receberia 1000 Watts, durante todo o tempo.

$$\text{Fator de Crista} = \frac{P_{PICO}}{P_{MED}} \quad (\text{em vezes}) \quad \text{ou}$$

$$\text{Fator de Crista} = 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{P_{PICO}}{P_{MED}} \right) \quad (\text{em dB})$$

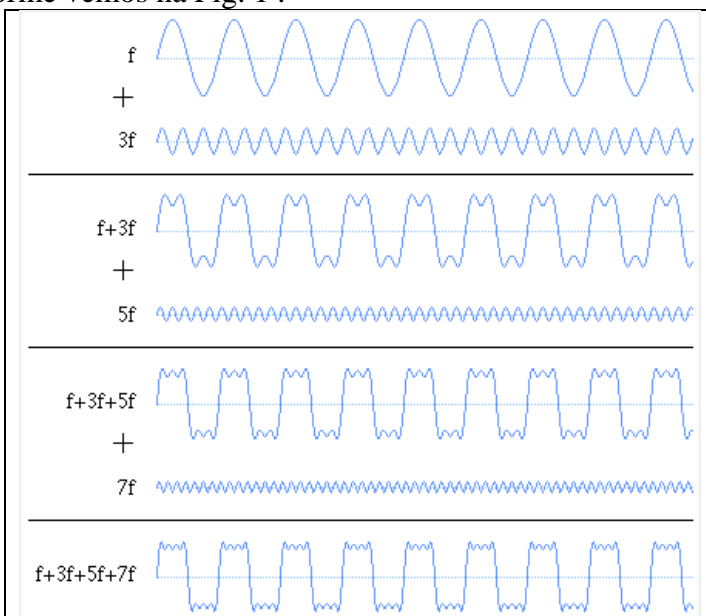


Fig. 1 - Conteúdo harmônico da onda quadrada.

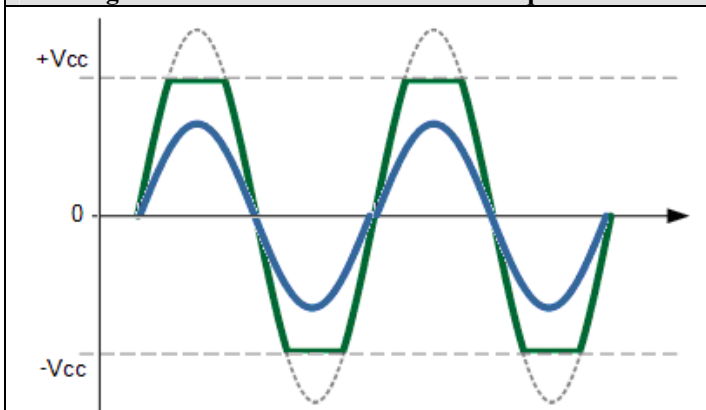


Fig. 2 – Distorção por ceifamento (verde).

Uma situação senoidal (ou quase) pode surgir devido a efeitos criados em baixas frequências, na gravação e/ou reprodução e, em médias frequências, por eventuais microfônias. Já a distorção por *clipamento* (ceifamento) tem como limite a onda quadrada e ocorre sempre que se tenta obter na saída de um amplificador uma tensão maior do que aquela que ele pode fornecer (o limite são as tensões $\pm V_{cc}$, da fonte de alimentação interna), conforme vemos na Fig. 2 .

Um amplificador alimentado com 80 Volts DC permitiria, no máximo, 80 Volts de pico na saída (supondo a inexistência de transformador na saída, como geralmente é o caso), e assim mesmo desprezando-se todas as inevitáveis quedas de tensão existentes no circuito.

Resumindo o que foi dito acima, um sinal musical típico (fator de crista alto), reproduzido sem distorção significativa, é capaz de produzir elevadas potências de pico, mas com uma potência média muito menor (ordem de grandeza de um décimo).



Os picos, conforme vemos na Fig. 3, devido sua curta duração, não produzem calor apreciável, mas são capazes de gerar esforços mecânicos elevadíssimos no conjunto móvel que podem ocasionar a quebra de cones e diafragmas e até o descolamento das bobinas. É por esse motivo que os fabricantes de falantes especificam seus produtos em função da potência média (calor) e da potência de programa musical (esforços mecânicos).

Assim, é preciso proteger os transdutores contra sobre cargas térmicas e mecânicas, onde, além do excesso de aceleração no conjunto móvel (*força é igual ao produto massa vezes aceleração*), incluímos também o deslocamento excessivo do mesmo, geralmente ocasionado por baixas frequências (daí a necessidade do uso de filtros passa altas).

Um fato importante, que não pode ser esquecido, é a proporcionalidade que existe entre a pressão acústica gerada por um falante e a aceleração em seu cone, ou seja: elevados valores de pressão acústica obrigatoriamente estarão ligados a acelerações elevadas e, por conseguinte, grandes esforços mecânicos estarão presentes no conjunto móvel.

Contra quais fatores deveríamos proteger os transdutores para aumentar sua confiabilidade em uso ? Acreditamos que os principais fatores a serem controlados seriam: temperatura da bobina, aceleração e deslocamento do conjunto móvel. Atualmente os processadores digitais disponíveis ainda não oferecem a possibilidade da supervisão direta desses itens, o que tentamos fazer indiretamente:

Temperatura:

Limitando o valor RMS do sinal, com detector de valor médio quadrático, para que a potência média não seja excedida, e limitando a amplitude máxima do sinal para evitar distorção por ceifamento.

Esforços mecânicos:

Limitando a amplitude dos picos de sinal, com detector de valor máximo.

Deslocamento:

Aplicando filtros do tipo HPF (*High Pass Filter* = filtro passa altas) para reduzir o deslocamento.

Controlando o Limiter

Os limiters, disponíveis nos processadores digitais, são controlados por um valor, em decibel, programável na interface com o usuário, e que pode estar em dBu, dBv ou dBfs (fundo de escala).

Para entender como funciona o processo imagine a existência de um VCA (*voltage controlled amplifier* = amplificador controlado por tensão), dentro do processador, onde a tensão de controle E_L (*threshold* = limiar) determinará o ganho, conforme vemos na Fig. 4.

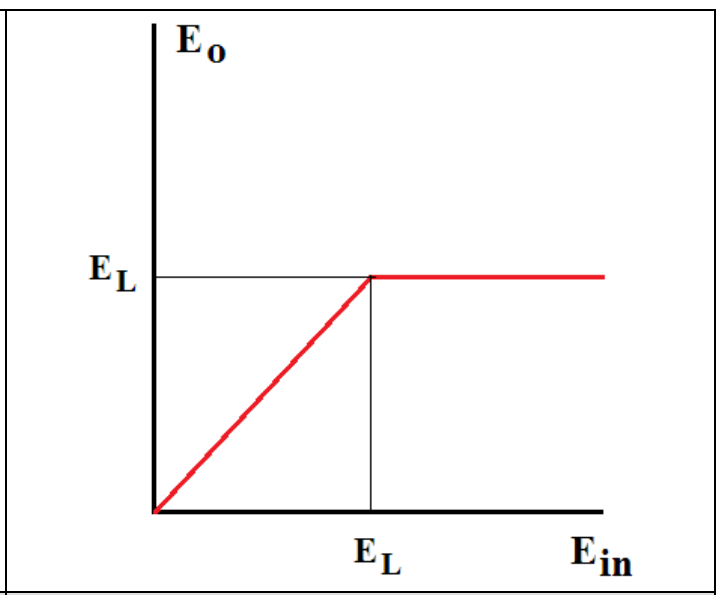
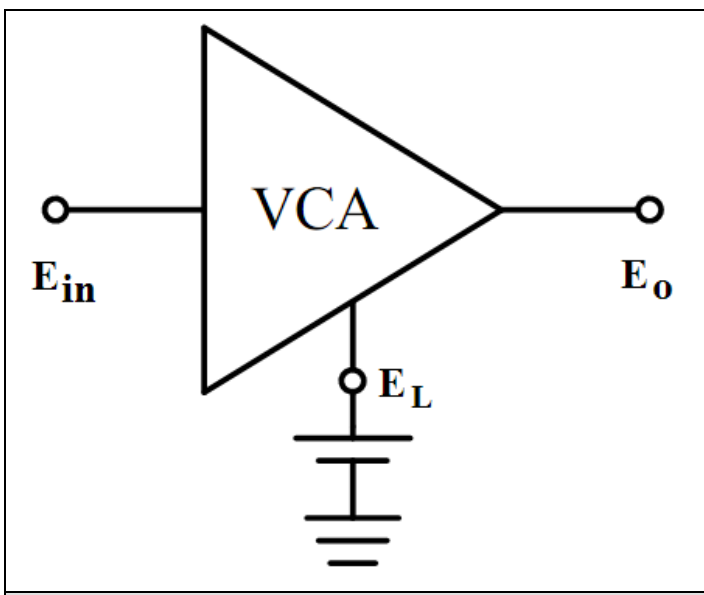


Fig. 4 – Analogia com VCA para entendimento do limiter.

Fig. 5 – $E_{IN} < E_O \Rightarrow E_O = E_{IN}$; $E_{IN} \geq E_O \Rightarrow E_O = E_L$

Uma vez aplicada a tensão E_L , (denominada *threshold* = limiar) na entrada do controle do ganho, esta tensão passará a ser o maior valor que poderá estar presente na saída, pois o ganho será automaticamente reduzido todas as vezes que o sinal na entrada do amplificador ultrapassar E_L . No entanto, sinais de amplitude inferior a E_L , na entrada do amplificador, aparecerão na saída com sua amplitude original, conforme mostra a Fig. 5, pois o ângulo de 45 graus da reta, nessa faixa de amplitude, implica em $y = x$.

Exemplo 1: para $E_L = 1V$, um sinal senoidal na entrada, com amplitude superior a esse valor, produzirá um sinal senoidal na saída, com 1 V de pico, ou seja, acima do limiar E_L o sinal será comprimido com uma taxa de compressão infinita.

A tensão eficaz E_S , aplicada na entrada do amplificador, conforme sua própria definição, produzirá uma potência média máxima na saída, P_A , sobre uma carga de impedância Z_A (2, 4, 8 ou 16 Ohms, conforme o caso), gerando uma tensão eficaz na saída igual a $\sqrt{P_A \cdot Z_A}$.

Já a tensão E_L , no controle do VCA do limitador, corresponderá a uma tensão de pico E_{Ap} , na saída do amplificador. A regra de três direta, abaixo, relaciona todas essas variáveis:

$$\begin{aligned} E_S &\Leftrightarrow \sqrt{P_A \cdot Z_A} & \therefore E_S \cdot E_{Ap} &= E_L \cdot \sqrt{P_A \cdot Z_A} & \therefore E_{Ap} &= \frac{E_L}{E_S} \cdot \sqrt{P_A \cdot Z_A} \\ E_L &\Leftrightarrow E_{Ap} \end{aligned}$$

A potência de pico P_P , produzida pela tensão de pico E_{Ap} , na saída do amplificador, alimentando um falante de impedância Z_F será dada por:

$$P_P = \frac{E_{Ap}^2}{Z_F} = \frac{E_L^2}{E_S^2} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{Z_F}$$

Como o fator de crista FC (aqui representando o *headroom* do sistema) é o cociente entre a potência de pico P_P e a potência média P_{ME} , sendo essa a potência média no falante, P_F , teremos:

$$FC = \frac{P_P}{P_{ME}} = \frac{P_P}{P_F} \quad \therefore P_P = FC \cdot P_F$$

Substituindo a expressão $P_P = \frac{E_L^2}{E_S^2} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{Z_F}$ na equação $P_P = FC \cdot P_F$, vem:

$$FC \cdot P_F = \frac{E_L^2}{E_S^2} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{Z_F} \quad \therefore E_L^2 = E_S^2 \cdot FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}$$

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} \quad \text{Para Falantes}$$

$$FC_M = \frac{P_A}{P_F} \cdot \frac{Z_A}{Z_F} \quad \text{Fator de Crista Máximo, em vezes, Para Falantes} \quad \Rightarrow \quad E_L = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC}{FC_M}}$$

E_L = Tensão a ser programada no limiter (em seu equivalente em dB).

E_S = Tensão eficaz de sensibilidade do amplificador.

FC = Fator de crista, em vezes.

P_F = Potência média do falante.

Z_F = Impedância nominal do falante.

P_A = Potência nominal do amplificador alimentando uma carga de impedância Z_A .

Z_A = Impedância nominal do amplificador.

No caso de drivers e tweeters, usados com crossovers ativos, deveremos fazer uso do fator empírico de redução de potência, igual a 0,4, conforme abaixo (*ver a referência bibliográfica 8*):

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{0,4 \cdot FC \cdot \frac{P_D \cdot Z_D}{P_A \cdot Z_A}} \quad \text{Para Drivers e Tweeters}$$

$$F_{CM} = \frac{1}{0,4} \cdot \frac{P_A}{P_D} \cdot \frac{Z_A}{Z_D} \quad \text{Fator de Crista Máximo, em vezes, Para Drivers e Tweeters} \Rightarrow E_L = E_S \cdot \sqrt{0,4 \cdot \frac{FC}{F_{CM}}}$$

P_D = Potência média do driver (para crossover passivo).

Z_D = Impedância nominal do driver.

Utilizando o Ganho

Partindo da tensão eficaz máxima na entrada do amplificador, E_S , e da tensão eficaz máxima obtida na saída do amplificador, dada por $\sqrt{P_A \cdot Z_A}$, podemos calcular o ganho de tensão do amplificador:

$$A_V = \frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S}$$

O objetivo do limiter é não permitir que a tensão na saída do amplificador ultrapasse um valor que exceda a potência máxima suportada pelos transdutores ou que o amplificador distorça por excesso de sinal. Assim, quando o sinal de áudio, aplicado no processador, iguala ou supera a tensão de controle E_L , o sinal fornecido pela saída do processador, que é aplicado na entrada do amplificador, tem sua amplitude máxima (pico) limitada em um valor E_L , que multiplicado pelo ganho A_V corresponderá à tensão de pico presente na saída do amplificador, E_{Ap} , o que leva ao equacionamento abaixo:

$$E_{Ap} = E_L \cdot A_V = E_L \cdot \frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \quad \text{Tensão máxima (pico) na saída do amplificador.}$$

$$P_p = \frac{E_{Ap}^2}{Z_F} = \frac{E_L^2}{Z_F} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{E_S^2} = \frac{E_L^2}{Z_F} \cdot A_V^2 \quad \text{Potência máxima (pico) na saída do amplificador.}$$

Como o fator de crista FC é o cociente entre a potência de pico P_p e a potência média P_{ME} , sendo essa a potência média no falante, P_F , teremos:

$$FC = \frac{P_p}{P_{ME}} = \frac{P_p}{P_F} \quad \therefore \quad P_p = FC \cdot P_F$$

Substituindo a expressão $P_p = \frac{E_L^2}{Z_F} \cdot A_V^2$ na equação $P_p = FC \cdot P_F$, vem:

$$FC \cdot P_F = \frac{E_L^2}{Z_F} \cdot A_V^2 \quad \therefore \quad E_L^2 = \frac{FC \cdot P_F \cdot Z_F}{A_V^2}$$

$$E_L = \frac{\sqrt{FC \cdot P_F \cdot Z_F}}{A_V} \quad \text{Para Falantes}$$

$$FC = \frac{E_L^2}{E_S^2} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} \quad ; \quad \text{Para } E_L = E_S \Rightarrow FC = FC_M \quad \therefore \quad FC_M = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F}$$

$$E_L = \frac{\sqrt{0,4 \cdot FC \cdot P_D \cdot Z_D}}{A_V} \quad \text{Para Drivers}$$

$$FC = \frac{1}{0,4} \cdot \frac{E_L^2}{E_S^2} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{P_D \cdot Z_D} \quad ; \quad \text{Para } E_L = E_S \Rightarrow FC = FC_M \quad \therefore \quad FC_M = \frac{1}{0,4} \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{P_D \cdot Z_D}$$

Tabela 1 - AMPLIFICADORES ETELJ				
MODELOS	PA 2 Ω	PA 4 Ω	PA 8 Ω	Sensibilidade Es
	Potências em Watts por Canal			Volts
SLIM 16.500 VMC	8250	4600	2450	1,55 ou 0,775
SLIM 10.000 VMC	5000	3150	1750	1,55 ou 0,775
SLIM 8000 VMC	4000	2350	1300	1,55 ou 0,775
SLIM 6000 AB	3000	1800	900	1,55 ou 0,775
SLIM 4000 AB	2000	1200	600	1,55 ou 0,775
SLIM 2500 AB	1250	750	375	1,55 ou 0,775
SLIM 1250 AB	625	406	263,5	1,55 ou 0,775
SLIM 6400 AB	-	800	500	1,55 ou 0,775
SLIM 3600 AB	-	450	250	1,55 ou 0,775
SLIM 2400 AB	-	300	195	1,55 ou 0,775
NITRO 6400	-	800	520	0,775
NITRO 4400	-	550	357,5	0,775
NITRO 3200	-	400	260	0,775
NITRO 2200	-	275	178,5	0,775
ESR 1600	-	200	130	0,775

A Tabela 1 fornece os valores de potências e impedâncias referentes a cada um dos modelos de amplificadores fabricados pela Etelj, bem como as respectivas tensões de sensibilidade.

Na Tabela 2 vemos o detalhamento dos parâmetros do amplificador Etelj, SLIM 10000 VMC, do interesse para o cálculo de limiters, com sensibilidades 0,775 Volts (0 dBu) e 1,55 Volts (+ 6 dBu).

Como potência, tensão e resistência relacionam-se através da equação $P = E^2 / R$, a tensão eficaz, presente na saída do amplificador, em função da potência e da impedância especificadas será dada por $E = \sqrt{P \cdot R}$, ou seja, $E_{ARMS} = \sqrt{P_A \cdot Z_A}$, conforme a nomenclatura utilizada.

Pela lei de Ohm, para uma carga com o dobro do valor, a potência deveria cair para a metade, ou seja, se a potência máxima em 2 Ohms vale 5000 Watts, em 4 Ohms deveria ser igual a 2500 Watts e não 3150 Watts, conforme a Tabela 1. Qual o motivo disso ? Isso se deve a uma razão prática: a fonte de alimentação não é ideal, de modo que sua tensão de saída, devido às resistências dos componentes e à constante de tempo finita dos filtros do retificador, eleva-se quando a corrente diminui, o que permite a obtenção de mais potência na presença de maiores impedâncias de carga.

No entanto, acima de 8 Ohms esse efeito é muito pequeno e por isso, com uma carga de 16 Ohms, obteremos praticamente a metade da potência fornecida em 8 Ohms.

$Z_A = 2 \Omega$	$Z_A = 4 \Omega$	$Z_A = 8 \Omega$	$Z_A = 16 \Omega$
$P_{A2\Omega} = 5000 \text{ W}$	$P_{A4\Omega} = 3150 \text{ W}$	$P_{A8\Omega} = 1750 \text{ W}$	$P_{A16\Omega} = 875 \text{ W}$
$E_{A_{RMS}} = \sqrt{P_A \cdot Z_A}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{P_A \cdot Z_A}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{P_A \cdot Z_A}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{P_A \cdot Z_A}$
$E_{A_{RMS}} = \sqrt{5000 \cdot 2}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{3150 \cdot 4}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{1750 \cdot 8}$	$E_{A_{RMS}} = \sqrt{875 \cdot 16}$
$E_{A_{RMS}} = 100,00 \text{ V}$	$E_{A_{RMS}} = 112,25 \text{ V}$	$E_{A_{RMS}} = 118,32 \text{ V}$	$E_{A_{RMS}} = 118,32 \text{ V}$
$E_s = 0,775 \text{ V}$			
$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$
$A_V = 100,00 / 0,775$	$A_V = 84,85 / 0,775$	$A_V = 118,32 / 0,775$	$A_V = 118,32 / 0,775$
$A_V = 129,03$	$A_V = 109,48$	$A_V = 152,7$	$A_V = 152,7$
$A_{V(dB)} = 42,2$	$A_{V(dB)} = 40,8$	$A_{V(dB)} = 43,7$	$A_{V(dB)} = 43,7$
$E_s = 1,55 \text{ V}$			
$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$	$A_V = E_{A_{RMS}} / E_s$
$A_V = 100,00 / 1,55$	$A_V = 84,85 / 1,55$	$A_V = 118,32 / 1,55$	$A_V = 118,32 / 1,55$
$A_V = 64,52$	$A_V = 54,74$	$A_V = 76,34$	$A_V = 76,34$
$A_{V(dB)} = 36,2$	$A_{V(dB)} = 34,8$	$A_{V(dB)} = 37,7$	$A_{V(dB)} = 37,7$
Tabela 2 - Parâmetros de interesse para os limiters do Amplificador Etejl Modelo SLIM 10000 VMC.			

Sensibilidade: 0,775 ou 1,55 Volts ?

Os amplificadores profissionais eram especificados por um ganho fixo (exemplo, 40 vezes) ou uma tensão eficaz na entrada igual a $\sqrt{0,6} = 0,775$ Volts, ou seja, 0 dBu, que produzia potência máxima na saída.

Com o advento dos processadores digitais os fabricantes perceberam que alguns modelos poderiam beneficiar-se de um sinal de maior amplitude, o que iria melhorar a relação sinal ruído.

O DCX2496 é um deles, pois aceita em sua entrada threshold níveis na faixa de -24 dB9 a 0 dB9, ou seja, amplitudes variando entre 567,86161 mV a 9 Volts. Já o modelo dbx 260 trabalha na faixa de -40 a +20 dBu, o que corresponde a uma faixa de 7,75 mV a 7,75 V, aceitando, portanto, níveis muito menores.

Assim, sensibilidades de 1,55 V, ou seja, o dobro de 0,775 V tornaram-se comuns como opção adicional a 0,775 V. Em alguns amplificadores valores até maiores que 2 V podem ser encontrados.

Normalmente a opção 1,55 V é conseguida colocando-se o potenciômetro de volume do amplificador na metade do curso, ou seja, na posição 12 horas. Isso traz dois inconvenientes, pois esta posição pode ser alterada inadvertidamente no transporte ou na instalação ou até propositalmente, por algum usuário “esperto” que julga ter feito o sistema “falar mais” ... Em ambos os casos os transdutores ficam com sua proteção prejudicada, correndo sério risco de dano.

Já em 0,775 V como esta sensibilidade corresponde ao ganho todo aberto, fica mais fácil verificar se o potenciômetro encontra-se em sua posição máxima na direita, o que normalmente é sempre verificado no final da montagem do sistema.

Elevar a tensão de sensibilidade é fácil de fazer, bastando diminuir a amplitude do sinal na entrada o que pode ser feito acrescentando-se um resistor R_s em série com a entrada do amplificador, até externamente, montado dentro do cabo de ligação do sinal. Se a impedância de entrada for igual a $10 \text{ K}\Omega$, um resistor com esse valor, em série com a entrada, irá duplicar a tensão de sensibilidade, que se era igual a 0,775 V passaria para 1,55 Volts. Colocando-se dois resistores de $10 \text{ K}\Omega$ em série com a entrada levaria a uma sensibilidade igual ao triplo da original. Usar sempre resistores com 1 % de tolerância para não prejudicar a relação sinal ruído da entrada balanceada. Calcule o resistor utilizando as equações abaixo:

$$E_s = E_{s2} \cdot \frac{Z_{IN}}{R_s + Z_{IN}} = \frac{E_{s2}}{\frac{R_s}{Z_{IN}} + 1} \quad \therefore \quad R_s = Z_{IN} \cdot \left(\frac{E_{s2}}{E_s} - 1 \right) \quad \text{onde } E_{s2} \text{ é a nova tensão de sensibilidade.}$$

Exemplos:

2 – Qual o fator de crista máximo que poderia ser utilizado em um amplificador SLIM 10000 VMC operando com quatro falantes de 500 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal ?

$$FC_M = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = \frac{5000 \cdot 2}{500 \cdot 8} = \frac{10000}{4000} = 2,5 \text{ vezes ou } 10 \cdot \text{Log}(2,5) \approx 4 \text{ dB}$$

Isto significa que nos picos musicais cada falante poderá receber, sem distorção, até $2,5 \cdot 500 = 1250$ Watts, ou seja, exatamente a quarta parte da potência total disponível por canal: $5000 / 4 = 1250$ Watts.

No caso do fator de crista máximo, $E_L = E_S$, ou seja, $E_L = 0,775$ Volts, o que equivale a 0 dBu, uma vez que $20 \cdot \text{Log}(0,775 / 0,775) = 20 \cdot \text{Log}(1) = 20 \cdot 0 = 0$ dBu.

Para processadores que utilizam níveis expressos em dBv, teríamos $-2,22$ dBv, pois $20 \cdot \text{Log}(0,775 / 1) = 20 \cdot \text{Log}(0,775) = 20 \cdot (-0,111) = -2,22$ dBv.

No caso do processador Behringer, modelo DCX2496, a tensão de referência é igual a 9 Volts, o que se denomina dB Full Scale (FS), ou seja, fundo de escala ou escala cheia. Assim, deveremos aplicar um nível de $-21,30$ dB9, pois $20 \cdot \text{Log}(0,775 / 9) = 20 \cdot \text{Log}(0,0861) = 20 \cdot (-1,065) = -21,30$ dB9.

Usando as equações desenvolvidas para essa finalidade, teremos:

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} = 0,775 \cdot \sqrt{2,5 \cdot \frac{500 \cdot 8}{5000 \cdot 2}} = 0,775 \cdot \sqrt{2,5 \cdot \frac{4000}{10000}} = 0,775 \cdot \sqrt{\frac{10000}{10000}} = 0,775 \text{ V.}$$

Ou:

$$E_L = \frac{\sqrt{FC \cdot P_F \cdot Z_F}}{A_V} = \frac{\sqrt{2,5 \cdot 500 \cdot 8}}{129,03} = \frac{\sqrt{2,5 \cdot 500 \cdot 8}}{129,03} = \frac{\sqrt{10000}}{129,03} = \frac{100}{129,03} = 0,775 \text{ V.}$$

3 – Que nível deveria ser aplicado em um limiter de modo a obter-se um fator de crista igual a duas vezes, em um sistema utilizado um amplificador SLIM 10000 VMC operando com quatro falantes de 500 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal ?

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} = 0,775 \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{500 \cdot 8}{5000 \cdot 2}} = 0,775 \cdot \sqrt{2 \cdot \frac{4000}{10000}} = 0,775 \cdot \sqrt{\frac{8000}{10000}} = 0,693 \text{ V}$$

$$E_{L(\text{dBu})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_L}{0,775}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{0,693}{0,775}\right) = -0,969$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_L}{1}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{0,693}{1}\right) = -3,185$$

$$E_{L(\text{dB9})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_L}{9}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{0,693}{9}\right) = -22,270$$

$$E_L = \frac{\sqrt{FC \cdot P_F \cdot Z_F}}{A_V} = \frac{\sqrt{2 \cdot 500 \cdot 8}}{129,03} = \frac{\sqrt{2 \cdot 500 \cdot 8}}{129,03} = \frac{\sqrt{8000}}{129,03} = \frac{89,44}{129,03} = 0,693 \text{ V, exatamente igual ao}$$

valor obtido anteriormente.

4 – Qual o fator de crista em um sistema utilizando um amplificador SLIM 10000 VMC operando com quatro falantes de 500 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal, considerando a tensão de sensibilidade igual a 1,55 Volts e aplicando o equivalente a 0,9868 Volts no threshold (limiar) ?

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} \quad \therefore \left(\frac{E_L}{E_S}\right)^2 = FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A} \quad \therefore FC = \left(\frac{E_L}{E_S}\right)^2 \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F}$$

$$FC = \left(\frac{0,9868}{1,55} \right)^2 \cdot \frac{5000 \cdot 2}{500 \cdot 8} = (0,6366)^2 \cdot \frac{10000}{4000} = 0,4053 \cdot \frac{10}{4} = 0,4053 \cdot 2,5 = 1,01 \approx 1 \text{ vez ou } 0 \text{ dB}$$

5 – Qual o fator de crista em um sistema utilizando um amplificador SLIM 10000 VMC operando com quatro falantes de 1000 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal, considerando a tensão de sensibilidade igual a 1,55 Volts e aplicando o equivalente a 1,41 Volts no threshold (limiar) ?

$$FC = \left(\frac{E_L}{E_S} \right)^2 \cdot \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = \left(\frac{1,41}{1,55} \right)^2 \cdot \frac{5000 \cdot 2}{1000 \cdot 8} = (0,9097)^2 \cdot \frac{10000}{8000} = 0,8275 \cdot 1,25 = 1,03 \approx 1 \text{ vez ou } 0 \text{ dB}$$

6 – Que amplificador deveríamos usar para alimentar quatro falantes de 1000 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal, operando com um fator de crista máximo igual a 2 vezes ?

$$FC_M = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} \therefore P_A = \frac{FC_M \cdot P_F \cdot Z_F}{Z_A} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 8}{2} = 8000 \text{ Watts}$$

Para uma potência de 8000 Watts por canal deveria ser utilizado o modelo SLIM 16500 VMC.

O Método XTA

Nos manuais de diversos processadores da XTA (www.xta.co.uk) encontramos uma tabela semelhante à Tabela 3 (aqui expandida para incluir 1,55 V de sensibilidade), acompanhada das instruções para seu uso no sentido de obterem-se os níveis a serem aplicados na entrada threshold do processador.

Ganhos em dB		Ganhos em Vezes		Tensões na Saída	Potências em Função da Carga		
$A_{V(dB)} = 20 \cdot \text{Log}(A_V)$		$A_V = \frac{E_{AL_{RMS}}}{E_S}$		$E_{AL_{RMS}}$	PA 8 Ω	PA 4 Ω	PA 2 Ω
dB	dB	Volt	Volt	Volts	Watts	Watts	Watts
$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$	$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$				
45	39	177,83	88,92	137,74	2371,71	4743,42	9486,83
44	38	158,49	79,25	122,77	1883,91	3767,83	7535,66
43	37	141,25	70,63	109,41	1496,45	2992,89	5985,79
42	36	125,89	62,95	97,52	1188,67	2377,34	4754,68
41	35	112,20	56,10	86,91	944,19	1888,39	3776,78
40	34	100,00	50,00	77,46	750,00	1500,00	3000,00
39	33	89,13	44,57	69,04	595,75	1191,49	2382,98
38	32	79,43	39,72	61,53	473,22	946,44	1892,87
37	31	70,79	35,40	54,84	375,89	751,78	1503,56
36	30	63,10	31,55	48,87	298,58	597,16	1194,32
35	29	56,23	28,12	43,56	237,17	474,34	948,68
34	28	50,12	25,06	38,82	188,39	376,78	753,57
33	27	44,67	22,34	34,60	149,64	299,29	598,58
32	26	39,81	19,91	30,84	118,87	237,73	475,47
31	25	35,48	17,74	27,48	94,42	188,84	377,68
30	24	31,62	15,81	24,49	75,00	150,00	300,00
Coluna 1	Coluna 2	Coluna 3	Coluna 4	Coluna 5	Coluna 6	Coluna 7	Coluna 8

Tabela 3 - Tabela da XTA, acrescida das colunas 2 e 4, para cálculo do nível a ser aplicado no limiter.

Para facilitar o entendimento da Tabela 3 vamos descrever o significado de cada uma de suas colunas:

Coluna 5 – Valores eficazes de diversas tensões, em Volts, na saída do amplificador.

Exemplo: 137,74 Volts (primeira linha)

Coluna 6 – Potências em Watts produzidas pelas tensões da coluna 5 em uma carga de 8 Ohms.

Exemplo: $137,74^2 / 8 = 2371,71$ Watts

Coluna 7 – Potências em Watts produzidas pelas tensões da coluna 5 em uma carga de 4 Ohms.

Exemplo: $137,74^2 / 4 = 4743,42$ Watts

Coluna 8 – Potências em Watts produzidas pelas tensões da coluna 5 em uma carga de 2 Ohms.

Exemplo: $137,74^2 / 2 = 9486,83$ Watts

Coluna 4 – Ganho do amplificador, em vezes, para uma sensibilidade de entrada igual a 1,55 Volts

Exemplo: $137,74 / 1,55 = 88,92$ Vezes

Coluna 3 – Ganho do amplificador, em vezes, para uma sensibilidade de entrada igual a 0,775 Volts

Exemplo: $137,74 / 0,775 = 177,83$ Vezes

Coluna 2 – Ganho do amplificador em dB correspondente ao ganho em vezes mostrado na coluna 4.

Exemplo: $20 \cdot \text{Log}(88,92) = 39$ dB

Coluna 1 – Ganho do amplificador em dB correspondente ao ganho em vezes mostrado na coluna 3.

Exemplo: $20 \cdot \text{Log}(177,83) = 45$ dB

Exemplos:

7 - Utilizando um processador XTA para gerenciar um sistema onde uma das vias é composta por 4 falantes de 500 Watts, 8 Ohms, ligados em paralelo na saída de um dos canais do amplificador Eteij modelo SLIM 10000 VMC, determine o nível a ser aplicado na entrada threshold do processador para proteção dos falantes. Usar a sensibilidade de 1,55 V (potenciômetro de volume do amplificador no meio do curso).

Ganhos em dB		Ganhos em Vezes		Tensões na Saída	Potências em Função da Carga		
$A_{V(dB)} = 20 \cdot \text{Log}(A_V)$		$A_V = \frac{E_{AL-RMS}}{E_S}$		E_{AL-RMS}	PA 8 Ω	PA 4 Ω	PA 2 Ω
dB $E_S = 0,775$	dB $E_S = 1,55$	Volt $E_S = 0,775$	Volt $E_S = 1,55$	Volts	Watts	Watts	Watts
38	32	79,43	39,72	61,53	473,22	946,44	1892,87
Coluna 1	Coluna 2	Coluna 3	Coluna 4	Coluna 5	Coluna 6	Coluna 7	Coluna 8

1) Em função da impedância resultante (8, 4 ou 2 Ohms) localize na coluna correspondente o valor igual ou imediatamente abaixo da potência total fornecida pelo canal do amplificador aos alto-falantes:

Coluna 8 | 1892,87 Watts em 2 Ohms | que é o valor logo abaixo de $4 \times 500 = 2000$ Watts

2) Converta o valor acima em dB utilizando as colunas 1 ou 2 conforme a sensibilidade (0,775 ou 1,55 V):

Coluna 2 | 32 dB | Para $E_S = 1,55$ Volts

3) Calcule o ganho do amplificador em dB, através da equação $A_{V(dB)} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S}\right)$:

$$A_{V(dB)} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{1,55}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{10000}}{1,55}\right) = 36,2 \approx 36$$

4) Subtraia o valor em 3) daquele obtido em 2) para obter o nível em dBv a ser aplicado no threshold:

$36 - 32 = 4$ dBv que corresponde a 1,5849 Volts, conforme a Tabela 4, na seção XTA, valor superior a 1,55 e que pode produzir ligeiro ceifamento nos picos. A falta de resolução do limiter do XTA aqui é percebida.

Demonstração:

O desenvolvimento abaixo visa verificar a validade do método sugerido pela XTA:

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} \quad ; \quad FC_M = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} \quad (\text{conforme desenvolvido anteriormente})$$

$$FC = \frac{P_A \cdot Z_A}{E_{AL_RMS}^2} = \frac{P_A}{P_F \cdot \frac{Z_F}{Z_A}} = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = FC_M \Rightarrow E_L = E_S$$

$$FC = \frac{P_A \cdot Z_A}{E_{AL_RMS}^2} = \frac{5000 \cdot 2}{61,53^2} = \frac{10000}{3785,9} = 2,64 \quad (\text{Exemplo 7, com a aproximação da Tabela 3})$$

$$FC = \frac{P_A}{P_F \cdot \frac{Z_F}{Z_A}} = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = \frac{5000 \cdot 2}{500 \cdot 8} = \frac{10000}{4000} = \frac{5000}{2000} = 2,5 = FC_M \quad (\text{Exemplo 7, exato})$$

Conforme vemos acima o método proposto pela XTA leva a um fator de crista igual ao máximo disponível no sistema e, devido à baixa resolução da Tabela 3, este fator de crista será ligeiramente maior que o máximo, o que não deveria acontecer. O fator de crista $FC \geq 2,6$ é maior que máximo, pois foi obtido com um erro de aproximação devido ao valor existente na tabela, 1892,87 Watts, no lugar de 2000 Watts, uma vez que $FC_M = 5000 / 2000 = 2,5$.

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} = E_S \cdot \sqrt{\frac{P_A \cdot Z_A}{E_{AL_RMS}^2} \cdot \frac{1}{\frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F}}} = E_S \cdot \sqrt{\frac{P_A \cdot Z_A}{E_S^2} \cdot \frac{1}{\frac{E_{AL_RMS}^2}{E_S^2} \cdot FC_M}} = \sqrt{\frac{P_A \cdot Z_A}{E_S^2} \cdot \frac{E_S^2}{E_{AL_RMS}^2} \cdot FC_M}$$

$$E_L = \frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \cdot \frac{1}{\frac{E_{AL_RMS}}{E_S}} \cdot \sqrt{\frac{E_S^2}{FC_M}}$$

$$E_{L(dBv)} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL_RMS}}{E_S} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_S^2}{FC_M} \right)$$

Na equação acima vemos que os dois primeiros termos reproduzem o procedimento sugerido pela XTA, mas surge um terceiro termo que ali não foi considerado.

Aplicando a equação acima, no cálculo do Exemplo 7, vem:

$$FC_M = \frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = \frac{5000 \cdot 2}{500 \cdot 8} = \frac{10000}{4000} = 2,5 \quad \text{ou} \quad FC_M = \frac{P_A}{P_F \cdot \frac{Z_F}{Z_A}} = \frac{5000}{500 \cdot 4} = \frac{5000}{2000} = 2,5$$

$$E_{L(dBv)} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{1,55} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{61,53}{1,55} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{1,55^2}{2,5} \right) = 36,2 - 32 - 0,17 = 4$$

No caso deste exemplo a terceira parcela é quase nula, pois:

$$\frac{E_S^2}{FC_M} = \frac{1,55^2}{2,5} = \frac{2,4}{2,5} = 0,96 \approx 1 \quad \text{o que implica em } 10 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_S^2}{FC_M}\right) \approx 10 \cdot \text{Log}(1) = 0$$

Assim, sempre que $E_S \approx \sqrt{FC_M}$ o resultado obtido pelo método da XTA estará aproximadamente correto.

8 – Recalcule o Exemplo 7 empregando a equação abaixo, desenvolvida anteriormente.

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC}{\frac{P_A \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F}}} = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC}{FC_M}} = 1,55 \cdot \sqrt{\frac{2,5}{2,5}} = 1,55 \text{ V}$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_L}{1}\right) = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{1,55}{1}\right) = 3,8 \approx 4$$

O resultado acima concordou com o fornecido pelo método da XTA, pois $E_S \approx \sqrt{FC_M}$.

Recalculando o exemplo 7 para $P_F = 1000 \text{ W}$, $Z_F = 8 \text{ Ohms}$, $P_A = 5000 \text{ W}$, $Z_A = 2 \text{ Ohms}$ e $E_S = 1,55 \text{ V}$, vem:

$A_{V(\text{dB})} = 20 \cdot \text{Log}(A_V)$		$A_V = \frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S}$		$E_{AL\text{-RMS}}$	PA 8 Ω	PA 4 Ω	PA 2 Ω
dB	dB	Volt	Volt	Volts	Watts	Watts	Watts
$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$	$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$				
41	35	112,20	56,10	86,91	944,19	1888,39	3776,78
Coluna 1	Coluna 2	Coluna 3	Coluna 4	Coluna 5	Coluna 6	Coluna 7	Coluna 8

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S}\right) - 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S}\right) + 10 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_S^2}{FC_M}\right)$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{1,55}\right) - 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{86,91}{1,55}\right) + 10 \cdot \text{Log}\left(\frac{1,55^2}{1,25}\right) = 36,19 - 35 + 2,84 = 4$$

$$FC = \frac{P_A}{P_{AL}} = \frac{P_A}{P_F \cdot \frac{Z_F}{Z_A}} = \frac{5000 \cdot 2}{1000 \cdot 8} = \frac{5000}{1000 \cdot 4} = \frac{5000}{4000} = 1,25 = FC_M \Rightarrow E_L = E_S$$

Conforme os resultados acima vemos que sem a contribuição da terceira parcela da equação, o método da XTA não levaria ao cálculo correto do nível de threshold, o que vai se repetir no próximo exemplo:

Recalculando o exemplo 7 para $P_F = 75 \text{ W}$, $Z_F = 8 \text{ Ohms}$, $P_A = 5000 \text{ W}$, $Z_A = 2 \text{ Ohms}$ e $E_S = 1,55 \text{ V}$, vem:

Ganhos em dB		Ganhos em Vezes		Tensões na Saída	Potências em Função da Carga		
$A_{V(\text{dB})} = 20 \cdot \text{Log}(A_V)$		$A_V = \frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S}$		$E_{AL\text{-RMS}}$	PA 8 Ω	PA 4 Ω	PA 2 Ω
dB	dB	Volt	Volt	Volts	Watts	Watts	Watts
$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$	$E_S = 0,775$	$E_S = 1,55$				
30	24	31,62	15,81	24,49	75,00	150,00	300,00

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{1,55} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{24,49}{1,55} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{1,55^2}{16,7} \right) = 36,19 - 24 - 8,41 = 3,8$$

$$FC = \frac{P_A}{P_{AL}} = \frac{P_A}{P_F \cdot \frac{Z_F}{Z_A}} = \frac{5000 \cdot 2}{75 \cdot 8} = \frac{5000}{75 \cdot 4} = \frac{5000}{300} = 16,7 = FC_M \Rightarrow E_L = E_S$$

Manipulando algebricamente a equação abaixo chegaremos a outra, mais simples, mas ainda para $FC = FC_M$:

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_S^2}{FC_M} \right)$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_S^2}{P_A \cdot Z_A} \cdot P_F \cdot Z_F \right)$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S} \right) + 10 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_S^2}{\sqrt{P_A \cdot Z_A}} \right)^2 + 10 \cdot \text{Log} (P_F \cdot Z_F)$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S} \right) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} \right)^2 + 10 \cdot \text{Log} (P_F \cdot Z_F)$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 10 \cdot \text{Log} (P_F \cdot Z_F) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_{AL\text{-RMS}}}{E_S} \right)$$

Resolução dos últimos exemplos usando a equação acima:

$$E_{L(\text{dBv})} = 10 \cdot \text{Log} (500 \cdot 8) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{61,53}{1,55} \right) = 10 \cdot \text{Log} (4000) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{61,53}{1,55} \right) = 36 - 32 = 4$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 10 \cdot \text{Log} (1000 \cdot 8) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{86,91}{1,55} \right) = 10 \cdot \text{Log} (8000) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{86,91}{1,55} \right) = 39 - 35 = 4$$

$$E_{L(\text{dBv})} = 10 \cdot \text{Log} (75 \cdot 8) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{24,49}{1,55} \right) = 10 \cdot \text{Log} (600) - 20 \cdot \text{Log} \left(\frac{24,49}{1,55} \right) = 27,8 - 24 = 3,78 \approx 4$$

Comentários

1 – A metodologia da XTA mostrou não ser capaz de fornecer valores corretos para situações gerais funcionando adequadamente apenas quando $E_S = \sqrt{FC_M}$. Além disso os valores em dBv, aplicados no threshold, levam sempre a um fator de crista igual ao máximo disponível no sistema, o que nem sempre é seguro, pois valores muito elevados podem colocar em risco os transdutores. Além disso o usuário não tem opção de escolha quanto ao fator de crista, o que é um grande inconveniente, em minha opinião.

Talvez, por esses motivos, a advertência no manual da XTA: “*por segurança ajuste os níveis no threshold 1 ou 2 dB abaixo do valor máximo calculado, ao utilizar o método proposto*”.

2 – Os níveis a serem programados no threshold do XTA devem estar compreendidos na faixa de + 22 a -10 dBv, variando em incrementos de 1 dBv, o que restringe a resolução dos níveis de potência que podem ser utilizados, conforme vemos nas colunas 5 a 8 da Tabela 3.

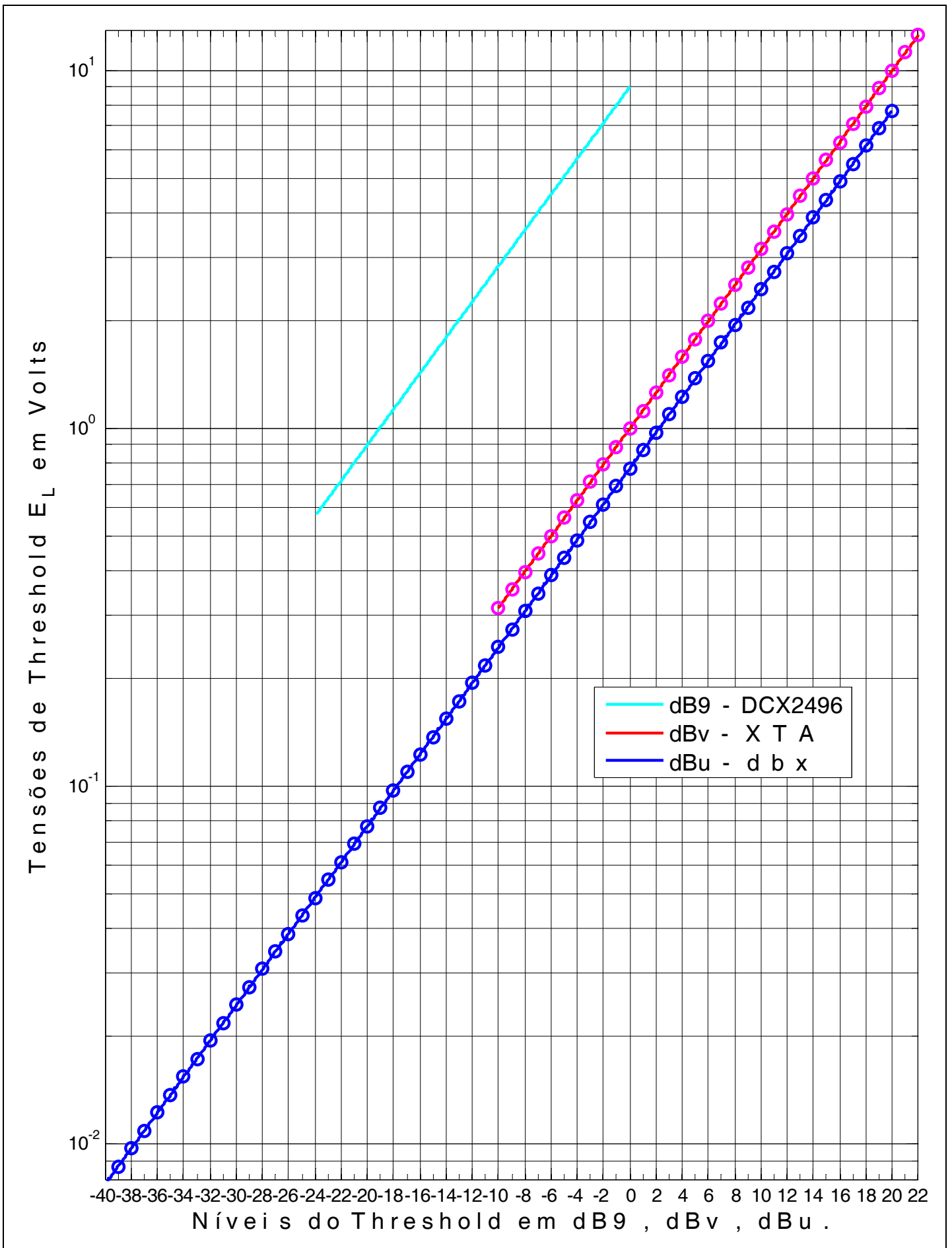


Fig. 6 - Comparação das tensões de threshold e níveis em dB para processadores DCX2496, XTA e dbx.

Tabela 4 - Tensões e Níveis de Threshold para Processadores dbx e XTA

d b x				X T A	
Volt	dBu	Volt	dBu	Volt	dBv
7,7460	20	0,2449	-10	12,5893	22
6,9036	19	0,2183	-11	11,2202	21
6,1528	18	0,1946	-12		
5,4837	17	0,1734	-13	10	20
4,8874	16	0,1546	-14	8,9125	19
4,3559	15	0,1377	-15	7,9433	18
3,8822	14	0,1228	-16	7,0795	17
3,4600	13	0,1094	-17	6,3096	16
3,0837	12	0,0975	-18	5,6234	15
2,7484	11	0,0869	-19	5,0119	14
				4,4668	13
2,4495	10	0,0775	-20	3,9811	12
2,1831	9	0,0690	-21	3,5481	11
1,9457	8	0,0615	-22		
1,7341	7	0,0548	-23	3,1623	10
1,5455	6	0,0489	-24	2,8184	9
1,3774	5	0,0436	-25	2,5119	8
1,2277	4	0,0388	-26	2,2387	7
1,0941	3	0,0346	-27	1,9953	6
0,9752	2	0,0308	-28	1,7783	5
0,8691	1	0,0275	-29	1,5849	4
				1,4125	3
0,7746	0	0,0245	-30	1,2589	2
0,6904	-1	0,0218	-31	1,1220	1
0,6153	-2	0,0195	-32		
0,5484	-3	0,0173	-33	1	0
0,4887	-4	0,0155	-34	0,8913	-1
0,4356	-5	0,0138	-35	0,7943	-2
0,3882	-6	0,0123	-36	0,7079	-3
0,3460	-7	0,0109	-37	0,6310	-4
0,3084	-8	0,0098	-38	0,5623	-5
0,2748	-9	0,0087	-39	0,5012	-6
		0,0077	-40	0,4467	-7
				0,3981	-8
				0,3548	-9
				0,3162	-10
Volt	dBu	Volt	dBu	Volt	dBv
d B x				X T A	

Tabela 5 - Tensões e Níveis de Threshold para Processador DCX2496

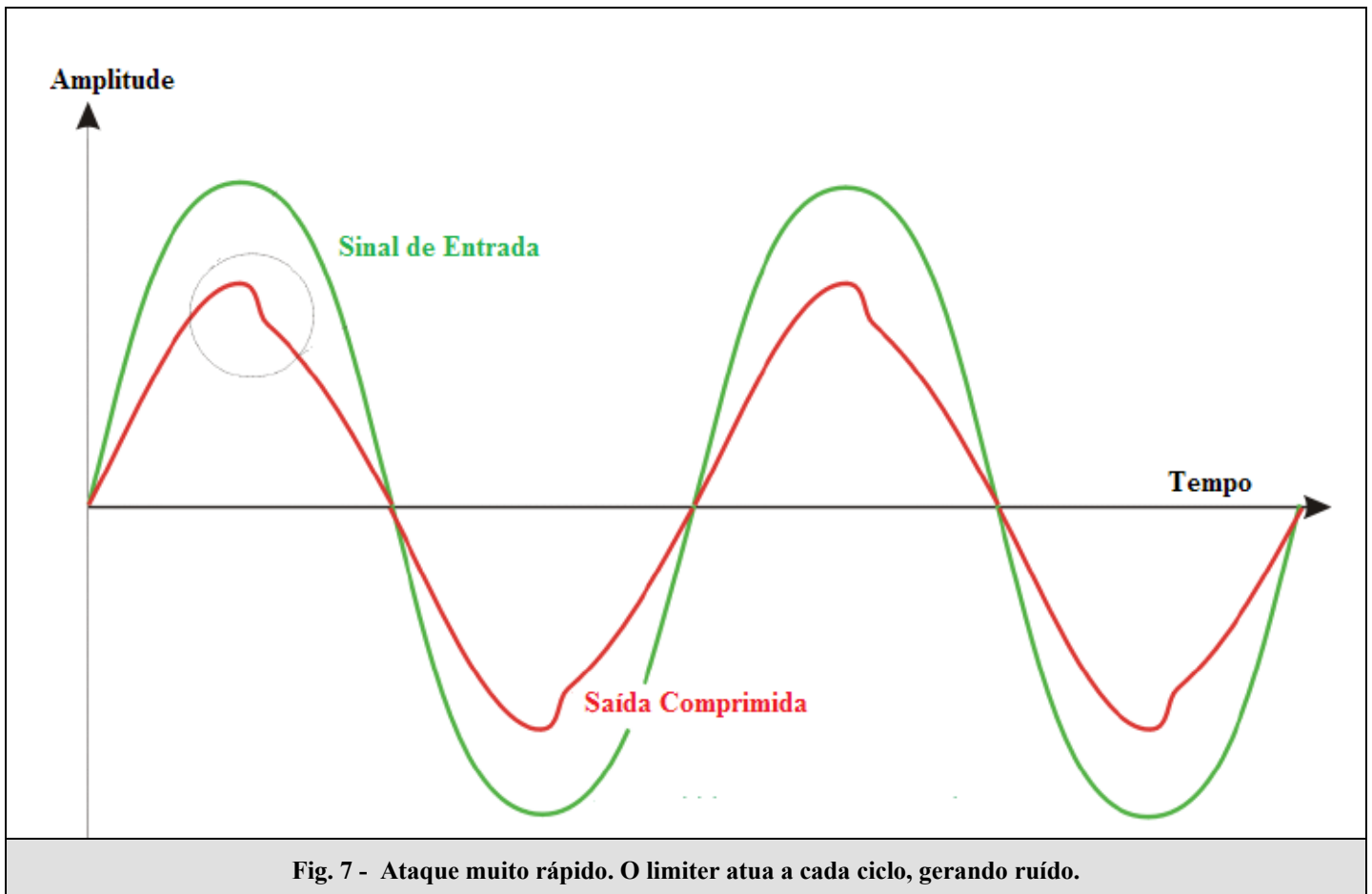
Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9
9,0	0	5,0611	-5,0	2,8460	-10,0	1,6005	-15,0	0,9	-20,0
8,8970	-0,1	5,0031	-5,1	2,8135	-10,1	1,5821	-15,1	0,8897	-20,1
8,7951	-0,2	4,9459	-5,2	2,7813	-10,2	1,5640	-15,2	0,8795	-20,2
8,6945	-0,3	4,8893	-5,3	2,7494	-10,3	1,5461	-15,3	0,8694	-20,3
8,5949	-0,4	4,8333	-5,4	2,7180	-10,4	1,5284	-15,4	0,8595	-20,4
8,4965	-0,5	4,7780	-5,5	2,6868	-10,5	1,5109	-15,5	0,8497	-20,5
8,3993	-0,6	4,7233	-5,6	2,6561	-10,6	1,4936	-15,6	0,8399	-20,6
8,3031	-0,7	4,6692	-5,7	2,6257	-10,7	1,4765	-15,7	0,8303	-20,7
8,2081	-0,8	4,6158	-5,8	2,5956	-10,8	1,4596	-15,8	0,8208	-20,8
8,1141	-0,9	4,5629	-5,9	2,5659	-10,9	1,4429	-15,9	0,8114	-20,9
8,0213	-1,0	4,5107	-6,0	2,5365	-11,0	1,4264	-16,0	0,8021	-21,0
7,9294	-1,1	4,4591	-6,1	2,5075	-11,1	1,4101	-16,1	0,7929	-21,1
7,8387	-1,2	4,4080	-6,2	2,4788	-11,2	1,3939	-16,2	0,7839	-21,2
7,7489	-1,3	4,3576	-6,3	2,4504	-11,3	1,3780	-16,3	0,7749	-21,3
7,6602	-1,4	4,3077	-6,4	2,4224	-11,4	1,3622	-16,4	0,7660	-21,4
7,5726	-1,5	4,2584	-6,5	2,3947	-11,5	1,3466	-16,5	0,7573	-21,5
7,4859	-1,6	4,2096	-6,6	2,3672	-11,6	1,3312	-16,6	0,7486	-21,6
7,4002	-1,7	4,1614	-6,7	2,3401	-11,7	1,3160	-16,7	0,7400	-21,7
7,3155	-1,8	4,1138	-6,8	2,3134	-11,8	1,3009	-16,8	0,7315	-21,8
7,2317	-1,9	4,0667	-6,9	2,2869	-11,9	1,2860	-16,9	0,7232	-21,9
7,1490	-2,0	4,0202	-7,0	2,2607	-12,0	1,2713	-17,0	0,7149	-22,0
7,0671	-2,1	3,9741	-7,1	2,2348	-12,1	1,2567	-17,1	0,7067	-22,1
6,9862	-2,2	3,9286	-7,2	2,2092	-12,2	1,2423	-17,2	0,6986	-22,2
6,9063	-2,3	3,8837	-7,3	2,1839	-12,3	1,2281	-17,3	0,6906	-22,3
6,8272	-2,4	3,8392	-7,4	2,1589	-12,4	1,2141	-17,4	0,6827	-22,4
6,7490	-2,5	3,7953	-7,5	2,1342	-12,5	1,2002	-17,5	0,6749	-22,5
6,6718	-2,6	3,7518	-7,6	2,1098	-12,6	1,1864	-17,6	0,6672	-22,6
6,5954	-2,7	3,7089	-7,7	2,0857	-12,7	1,1729	-17,7	0,6595	-22,7
6,5199	-2,8	3,6664	-7,8	2,0618	-12,8	1,1594	-17,8	0,6520	-22,8
6,4453	-2,9	3,6245	-7,9	2,0382	-12,9	1,1462	-17,9	0,6445	-22,9
6,3715	-3,0	3,5830	-8,0	2,0148	-13,0	1,1330	-18,0	0,6372	-23,0
6,2986	-3,1	3,5420	-8,1	1,9918	-13,1	1,1201	-18,1	0,6299	-23,1
6,2265	-3,2	3,5014	-8,2	1,9690	-13,2	1,1072	-18,2	0,6226	-23,2
6,1552	-3,3	3,4613	-8,3	1,9464	-13,3	1,0946	-18,3	0,6155	-23,3
6,0847	-3,4	3,4217	-8,4	1,9242	-13,4	1,0820	-18,4	0,6085	-23,4
6,0151	-3,5	3,3825	-8,5	1,9021	-13,5	1,0697	-18,5	0,6015	-23,5
5,9462	-3,6	3,3438	-8,6	1,8804	-13,6	1,0574	-18,6	0,5946	-23,6
5,8782	-3,7	3,3055	-8,7	1,8588	-13,7	1,0453	-18,7	0,5878	-23,7
5,8109	-3,8	3,2677	-8,8	1,8376	-13,8	1,0333	-18,8	0,5811	-23,8
5,7444	-3,9	3,2303	-8,9	1,8165	-13,9	1,0215	-18,9	0,5744	-23,9
5,6786	-4,0	3,1933	-9,0	1,7957	-14,0	1,0098	-19,0		
5,6136	-4,1	3,1568	-9,1	1,7752	-14,1	0,9983	-19,1		
5,5494	-4,2	3,1206	-9,2	1,7549	-14,2	0,9868	-19,2		
5,4858	-4,3	3,0849	-9,3	1,7348	-14,3	0,9755	-19,3		
5,4230	-4,4	3,0496	-9,4	1,7149	-14,4	0,9644	-19,4		
5,3610	-4,5	3,0147	-9,5	1,6953	-14,5	0,9533	-19,5		
5,2996	-4,6	2,9802	-9,6	1,6759	-14,6	0,9424	-19,6		
5,2389	-4,7	2,9461	-9,7	1,6567	-14,7	0,9316	-19,7		
5,1790	-4,8	2,9123	-9,8	1,6377	-14,8	0,9210	-19,8		
5,1197	-4,9	2,8790	-9,9	1,6190	-14,9	0,9104	-19,9		
Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9	Volt	dB9

Tempos de Attack e Release

O tempo de attack corresponde ao intervalo de tempo decorrido entre o momento em que o sinal de áudio atinge o nível de threshold e o instante em que o ganho será reduzido, ou seja, o limiter começa a atuar. Já o tempo de release indica o intervalo de tempo para que a limitação do sinal deixe de existir, contado a partir do momento em que a amplitude do sinal de áudio caiu e manteve-se abaixo do limiar (threshold).

Para fins de proteção quanto menor o tempo de attack, melhor e quanto maior a taxa de atenuação do crossover, melhor (24 dB/Oitava, por exemplo, no lugar de 12 dB/Oitava).

No entanto tempos de attack muito rápidos podem provocar distorções audíveis, muitas vezes percebidas sob a forma de cliques. Tempos de release pequenos podem ocasionar elevações súbitas no nível, enquanto releases lentos podem provocar compressão indesejável do sinal.



A Fig. 7 ilustra essa situação. A idéia é fazer com que os tempos de attack e release do limiter atuem no envelope do sinal (o contorno englobando vários ciclos) e não em ciclos individuais.

Sob o aspecto da percepção auditiva quando o tempo de attack permite que alguns ciclos com amplitude acima do limiar sejam reproduzidos tem-se uma sensação de grande impacto sonoro, o que é desejável.

Desse modo o tempo de attack a ser utilizado deverá ser uma solução de compromisso entre os aspectos técnicos (segurança dos transdutores) e artísticos.

Na Fig. 8 vemos uma situação que pode acontecer: o transiente mais rápido passou pelo limiter e os demais foram segurados. Se o sistema tem headroom suficiente, ou seja, potência disponível nos amplificadores, o pico não será ceifado e não produzirá sobre carga térmica, indo contribuir para o *punch* do sistema.

No entanto, caso sua amplitude seja muito elevada, poderá provocar dano mecânico ao conjunto móvel dos transdutores devido à força excessiva que vai ocasionar.

Programar adequadamente os tempos de attack e release é algo fundamental para aliar-se segurança com qualidade sonora.

Como os tempos de attack e release, pela lógica, devem estar relacionados com o período dos sinais de frequências mais baixas da via (onde atua o limiter) haverá entre eles uma relação inversa com a frequência de corte F_c , como mostra a Tabela 6, sugerida pela XTA.

Nesta tabela o tempo de release é igual a 16 vezes o tempo de attack e F_c , em Hz, que representa a frequência de corte inferior da via, não deve ser confundida com o Fator de Crista FC.

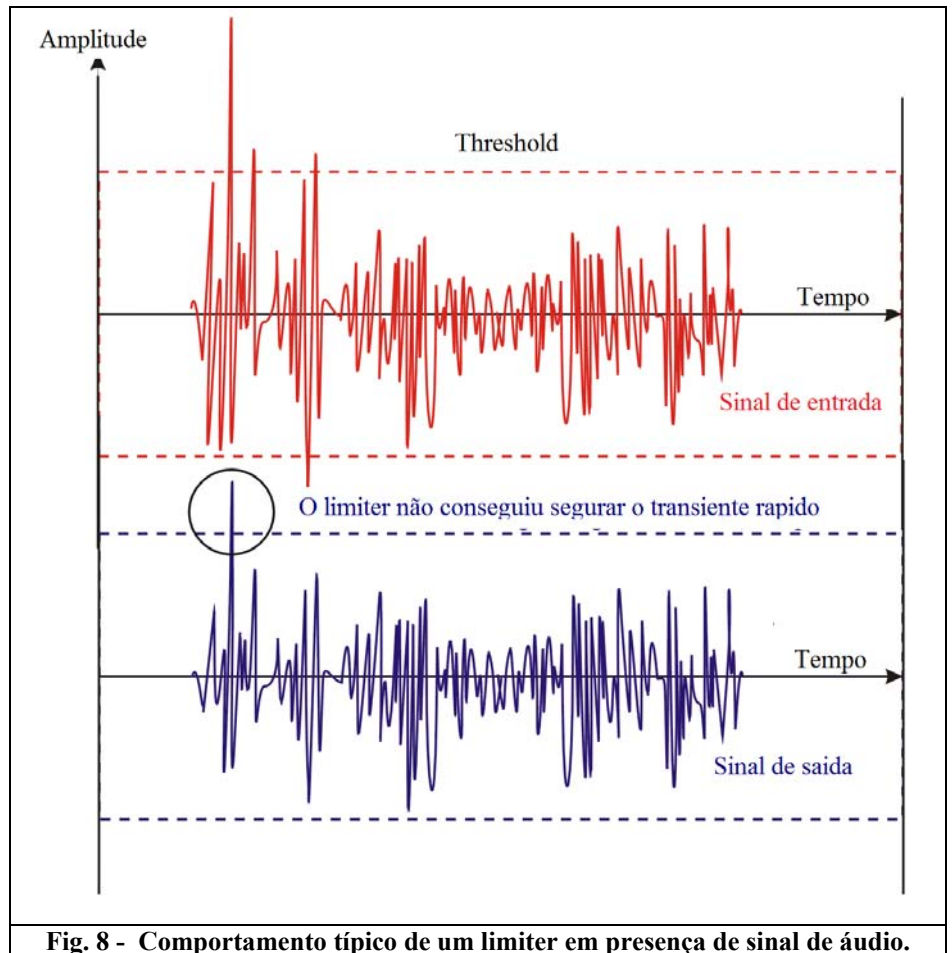


Fig. 8 - Comportamento típico de um limiter em presença de sinal de áudio.

Freq. de Corte Inferior F_c , em Hz, do Crossover	Tempo de Attack (mili segundos)	Tempo de Release = 16 x Tempo de Attack
< 10 a 31	45	720
31 a 63	16	256
63 a 125	8	128
125 a 250	4	64
250 a 500	2	32
500 a 1000	1	16
1000 a 2000	0,5	8
2000 a 32000	0,3	4

Tabela 6 - Frequências de corte F_c e tempos de attack e release recomendados pela XTA.

Equações dos Tempos de Attack e Release

Em função do exposto acima podemos calcular os tempos de attack e release através das equações abaixo, que concordam com os valores sugeridos pela XTA na Tabela 6, e que podemos visualizar na Fig. 9.

A Tabela 7 fornece os valores desses tempos para frequências de corte entre 10 Hz e 2 kHz.

Tempo de attack em ms	$TA_{(ms)} = \frac{500}{F_c}$	Tempo de release em ms	$TR_{(ms)} = 16 \cdot TA_{(ms)}$
-----------------------	-------------------------------	------------------------	----------------------------------

Equações propostas para o cálculo dos tempos de attack e release nos limiters.

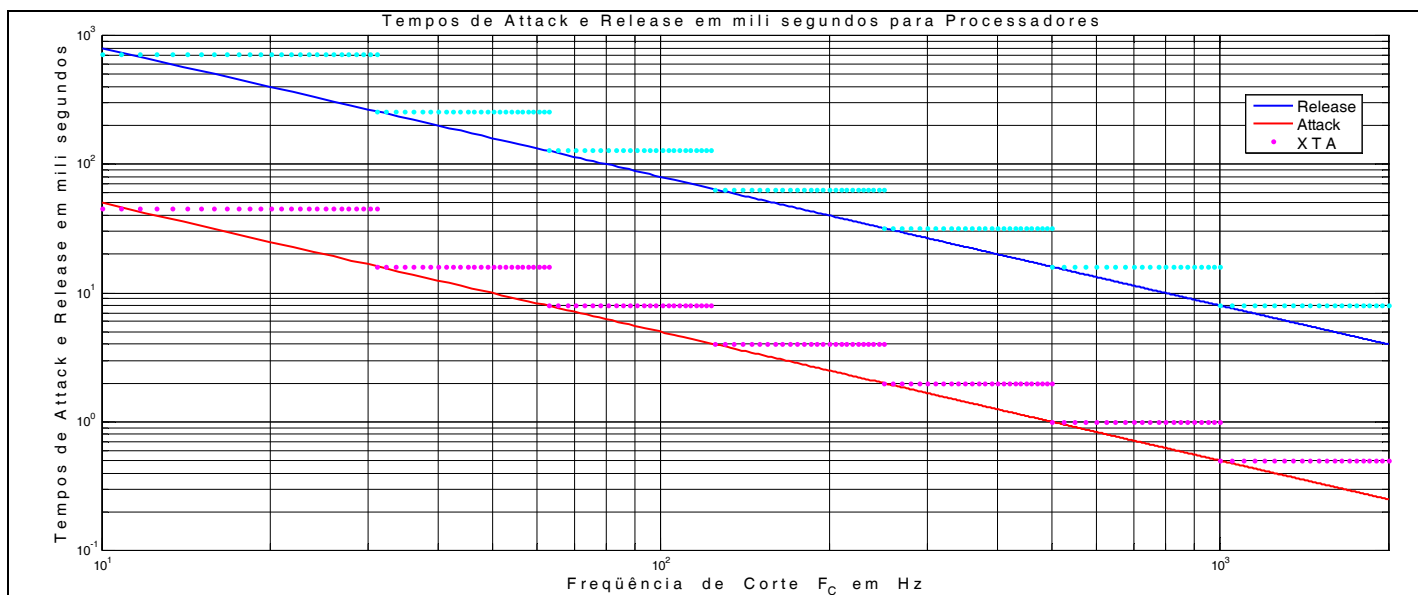


Fig. 9 - Gráficos dos tempos de attack e release dados pelas equações $TA_{(ms)} = \frac{500}{F_C}$; $TR_{(ms)} = 16 \cdot TA_{(ms)}$ e XTA.

Tabela 7 - Tempos de Attack e Release em Função da Frequência de Corte Inferior

$$TA_{(ms)} = \frac{500}{F_C} \text{ e } TR_{(ms)} = 16 \cdot TA_{(ms)}$$

Corte	Tempos de		Corte	Tempos de		Corte	Tempos de	
F_C	Attack	Release	F_C	Attack	Release	F_C	Attack	Release
Hz	mili segundos		Hz	mili segundos		Hz	mili segundos	
10	50	800	425	1,18	18,82	975	0,51	8,21
20	25	400	450	1,11	17,78	1000	0,50	8
30	16,67	266,67	475	1,05	16,84	1050	0,48	7,62
40	12,50	200	500	1	16	1100	0,45	7,27
50	10	160	525	0,95	15,24	1150	0,43	6,96
60	8,33	133,33	550	0,91	14,55	1200	0,42	6,67
70	7,14	114,29	575	0,87	13,91	1250	0,40	6,40
80	6,25	100	600	0,83	13,33	1300	0,38	6,15
90	5,56	88,89	625	0,80	12,80	1350	0,37	5,93
100	5	80	650	0,77	12,31	1400	0,36	5,71
125	4	64	675	0,74	11,85	1450	0,34	5,52
150	3,33	53,33	700	0,71	11,43	1500	0,33	5,33
175	2,86	45,71	725	0,69	11,03	1550	0,32	5,16
200	2,50	40	750	0,67	10,67	1600	0,31	5
225	2,22	35,56	775	0,65	10,32	1650	0,30	4,85
250	2	32	800	0,63	10	1700	0,29	4,71
275	1,82	29,09	825	0,61	9,70	1750	0,29	4,57
300	1,67	26,67	850	0,59	9,41	1800	0,28	4,44
325	1,54	24,62	875	0,57	9,14	1850	0,27	4,32
350	1,43	22,86	900	0,56	8,89	1900	0,26	4,21
375	1,33	21,33	925	0,54	8,65	1950	0,26	4,10
400	1,25	20	950	0,53	8,42	≥ 2000	0,25	4

Corte	Tempos de		Corte	Tempos de		Corte	Tempos de	
F_C	Attack	Release	F_C	Attack	Release	F_C	Attack	Release
Hz	mili segundos		Hz	mili segundos		Hz	mili segundos	

Outras Opções de TA e TR

Em trabalho publicado pela Crest Audio (ver referencia bibliográfica 1) foi sugerido um critério para cálculo de tempos de attack com base no dobro do período da frequência de corte inferior da via, ou seja, $2/F_c$ e um tempo de release 20 vezes maior.

A partir daí, para aqueles que desejarem mais opções de escolha para os tempos de attack apresentamos as relações mostradas na Tabela 8,

onde o tempo médio é a média geométrica entre os tempos lento e rápido e os tempos de release são 16 vezes maiores que os respectivos tempos de attack, conforme a sugestão da XTA.

A média geométrica foi escolhida por melhor representar a percepção das sensações fisiológicas, dentre elas a audição, que são sensíveis ao cociente entre os estímulos e não às suas diferenças:

$$T_{AM} = \sqrt{T_{AL} \cdot T_{AR}} = \sqrt{\frac{2}{F_c} \cdot \frac{1}{2 \cdot F_c}} = \sqrt{\frac{1}{F_c^2}} = \frac{1}{F_c}$$

Na Tabela 9 temos os valores propostos para tempos de attack e release, lentos, médios e rápidos, calculados para frequências de corte de 100 Hz e 1 kHz.

Tempos	Lento	Médio	Rápido
Attack	T_{AL}	T_{AM}	T_{AR}
	$T_{AL} = 2 / F_c$	$T_{AM} = 1 / F_c$	$T_{AR} = 1 / 2 \cdot F_c$
Release	T_{RL}	T_{RM}	T_{RR}
	$T_{RL} = 16 \cdot T_{AL}$	$T_{RM} = 16 \cdot T_{AM}$	$T_{RR} = 16 \cdot T_{AR}$

Tabela 8 – Opções para tempos de attack e release.

Fc = 100 Hz			Tempos	Fc = 1 kHz		
Lento	Médio	Rápido		Lento	Médio	Rápido
$T_{AL} = 20$ ms	$T_{AM} = 10$ ms	$T_{AR} = 5$ ms	Attack	$T_{AL} = 2$ ms	$T_{AM} = 1$ ms	$T_{AR} = 0,5$ ms
$T_{AL} = 2 / 100$	$T_{AM} = 1 / 100$	$T_{AR} = 0,5 / 100$		$T_{AL} = 2 / 1000$	$T_{AM} = 1 / 1000$	$T_{AR} = 0,5 / 1000$
$T_{RL} = 320$ ms	$T_{RM} = 160$ ms	$T_{RR} = 80$ ms	Release	$T_{RL} = 32$ ms	$T_{RM} = 16$ ms	$T_{RR} = 8$ ms
$T_{RL} = 16 \cdot 20$	$T_{RM} = 16 \cdot 10$	$T_{RR} = 16 \cdot 5$		$T_{RL} = 16 \cdot 2$	$T_{RM} = 16 \cdot 1$	$T_{RR} = 16 \cdot 0,5$

Tabela 9 – Exemplos de opções para tempos de attack e release para frequências de corte de 100 Hz e 1 kHz.

dbx 260

Este processador apresenta diferenças significativas na configuração de seu limiter, em relação a outros modelos similares, o que pode gerar alguma dificuldade.

O tempo de attack não difere daquele existente em outros processadores, atuando na faixa de 0,01 a 200 ms.

A primeira novidade é o tempo de *hold*, representando o intervalo em que o ganho é mantido reduzido, aceitando valores na faixa de 0 a 500 ms.

A segunda novidade é o tempo de release, definido em dB/s (dB por segundo), podendo ser variado de 5 a 360 dB/s, representando a velocidade com que o ganho irá variar, após a limitação do sinal, para voltar ao valor normal. Sinais de baixa frequência exigem menor velocidade enquanto os de frequências mais altas exigem maior velocidade.

Com isso em mente, criamos uma faixa de frequências variando de 10 Hz a 2 kHz e fizemos corresponder a esses extremos os limites do tempo de release, respectivamente 6 (e não 5) e 360 dB/s. Escolhendo um mesmo numero de pontos para as duas distribuições obtivemos a representação das mesmas em um gráfico linear, que correspondeu a uma reta, conforme vemos na Fig. 10 .

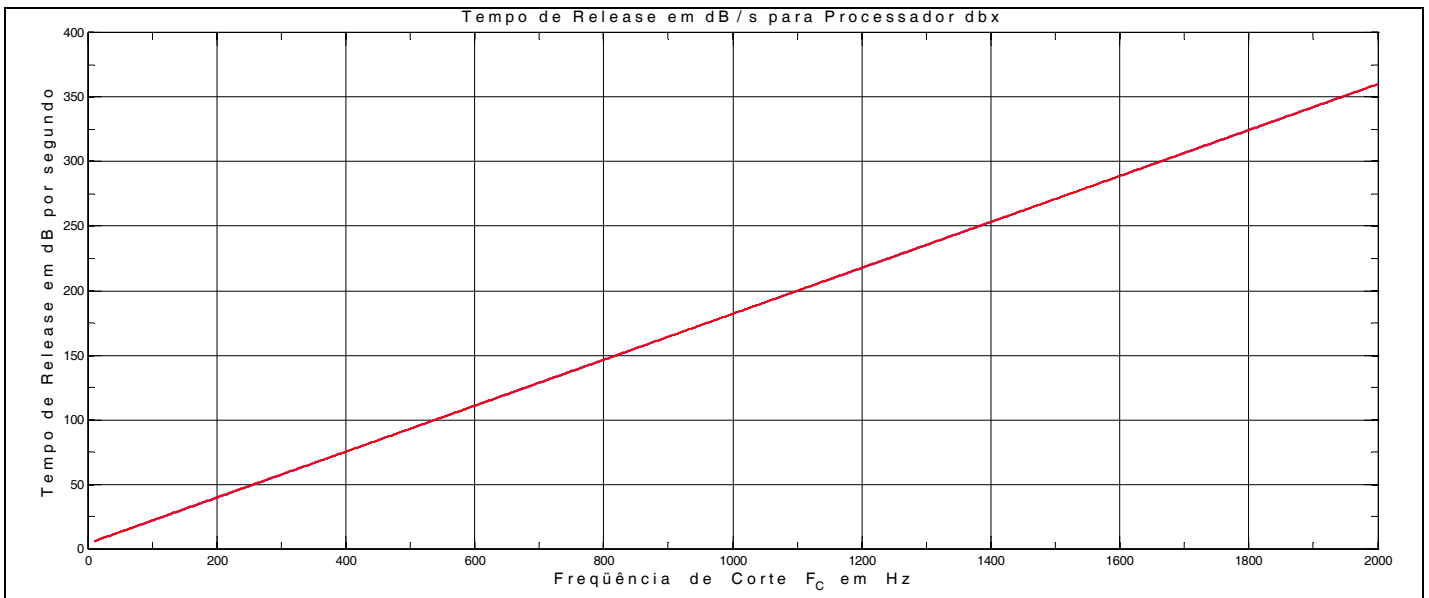


Fig. 10 - Gráfico linear da distribuição de freqüências de 10 Hz a 2 kHz e dos tempos de release de 6 a 360 dB/s.

Feito isso equacionamos algebricamente a reta da Fig. 9, conforme o procedimento abaixo:

$$F_{\text{MIN}} = 10 \text{ Hz} \quad ; \quad F_{\text{MAX}} = 2000 \text{ Hz} \quad ; \quad TR_{\text{MIN}} = 6 \text{ dB/s} \quad ; \quad TR_{\text{MAX}} = 360 \text{ dB/s} \quad ;$$

$$TR_{(\text{dB/s})} = a \cdot F_C + b$$

$$a = \frac{TR_{\text{MAX}} - TR_{\text{MIN}}}{F_{\text{MAX}} - F_{\text{MIN}}} = \frac{360 - 6}{2000 - 10} = \frac{354}{1990} \quad ;$$

$$b = TR_{\text{MIN}} - a \cdot F_{\text{MIN}} = 6 - \frac{354}{1990} \cdot 10 = 6 - \frac{354}{199} = \frac{6 \cdot 199 - 354}{199} = \frac{1194 - 354}{199} = \frac{840}{199}$$

Equação do Tempo de Release do dbx 260	$TR_{(\text{dB/s})} = \frac{354}{1990} \cdot F_C + \frac{840}{199}$
--	---

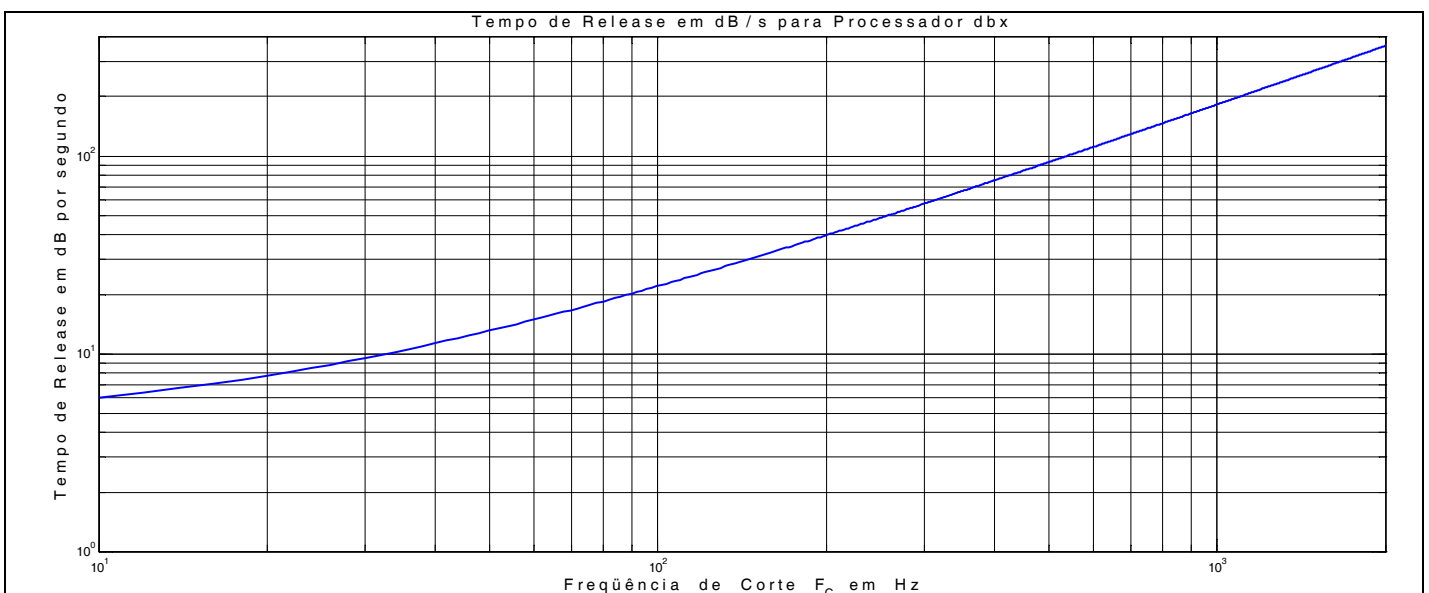


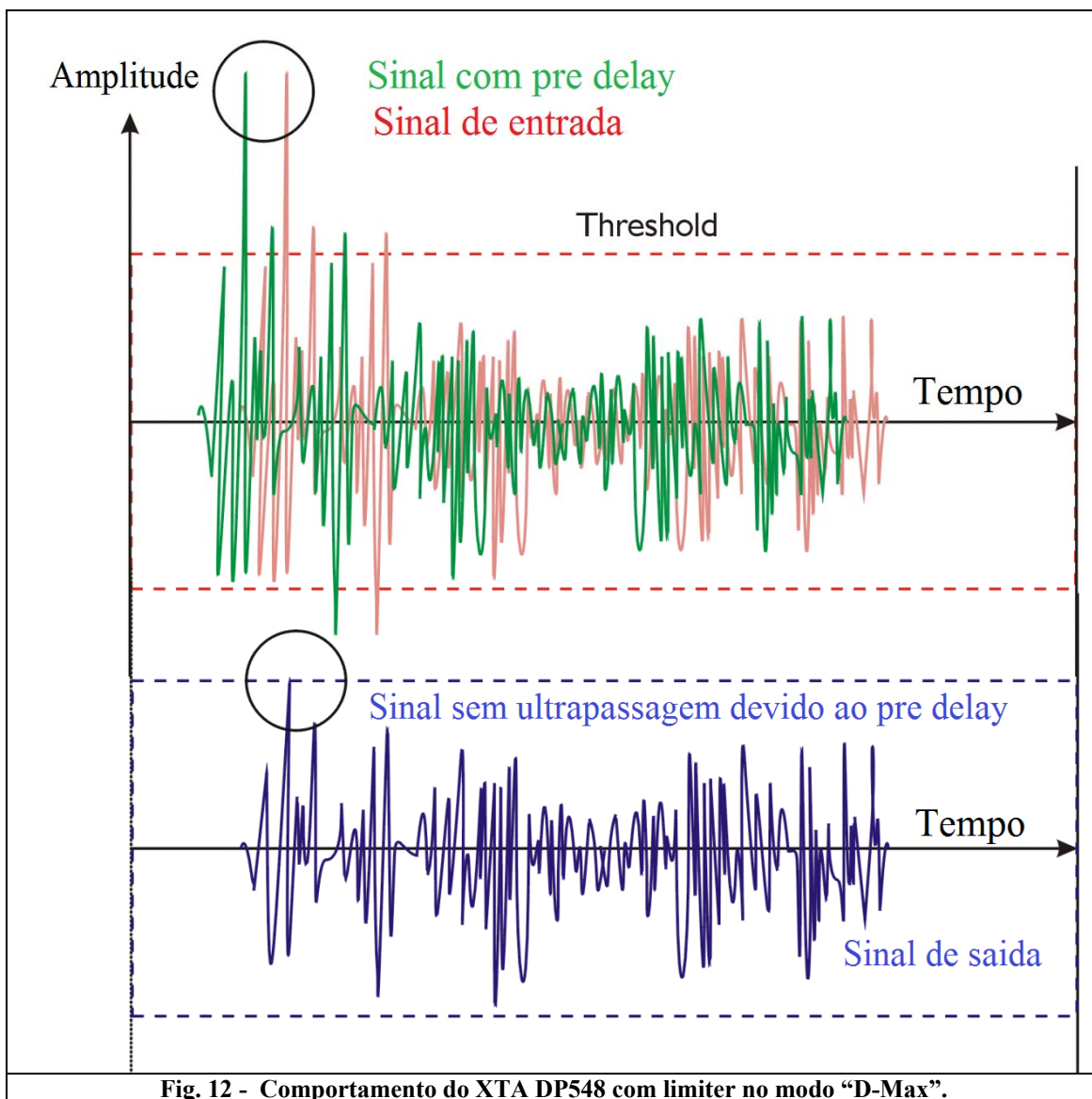
Fig. 11 - Gráfico loglog da distribuição de freqüências de 10 Hz a 2 kHz e dos tempos de release de 6 a 360 dB/s.

A representação em gráfico loglog, na Fig. 11, oferece uma visualização muito melhor do comportamento das variáveis ao longo de toda a faixa de variação.

A Dinâmica do Sinal

Nem todos os limiters funcionam da mesma forma, mas o limiter do popular DCX2496 sempre surpreendeu: seja pelo seu inusitado nível de referência em dB, igual a 9 Volts (fato não citado no manual do produto), ou pelo excelente desempenho do seu limiter, que mesmo sem a possibilidade de programar o tempo de attack, funciona de forma impecável.

A XTA anunciou seu novo limiter “D-Max”, que através de um pequeno (pré) delay (da ordem de dezenas de micro segundos), introduzido no sinal, permite que o processador confortavelmente preveja a amplitude do sinal a ser tratado e tome a decisão correta, em tempo hábil.



A Fig. 12 mostra a ação do “D-Max”, que foi capaz de limitar todos os picos do sinal, sem gerar distorção.

Será que o DXC2496 há muito tempo não usa uma solução semelhante ?

Variações na Rede

Nos amplificadores sem fonte chaveada, do tipo regulada, as variações da tensão na rede influem acentuadamente nos valores máximos da tensão e da potência na saída.

Se a tensão da rede aumenta, consegue-se obter um sinal não distorcido na saída, de amplitude maior que a especificada pelo fabricante, bastando aplicar na entrada uma tensão maior que a de sensibilidade E_s (o que provavelmente excederia os limites térmicos).

Se a tensão da rede diminui, com um sinal de amplitude E_s na entrada, teremos um sinal distorcido na saída.

Desse modo as variações da tensão da rede são sempre perigosas: com tensões acima do nominal os transdutores ficam sujeitos a potências maiores; com valores abaixo do nominal os transdutores podem receber sinais com elevados níveis de distorção por ceifamento. Por esses motivos os limiters devem ser ajustados adequadamente para não permitir que os valores máximos de potência sejam excedidos e também devem ser ajustados com um nível de threshold um pouco mais baixo para evitar distorção nas quedas de tensão na rede. Fatores de crista “de sobra” são muito úteis nesse aspecto.

Para termos uma idéia quantitativa de como a variação da rede influi na tensão de saída do amplificador, e na potência fornecida pelo mesmo, vamos definir as quantidades abaixo e fazer uma análise:

E_2 = Valor assumido pela tensão E_1 após a variação da mesma.

E_1 = Valor original da tensão ou a tensão nominal.

$\frac{E_2}{E_1}$ = Variação proporcional, em vezes.

$20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_2}{E_1}\right)$ = Variação proporcional, em dB.

$\Delta E = E_2 - E_1$ = Variação absoluta.

$\Delta E_R = \frac{E_2 - E_1}{E_1} = \frac{E_2}{E_1} - 1$ = Variação relativa.

$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \frac{E_2 - E_1}{E_1} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1\right)$ = Variação relativa percentual.

A variação em uma tensão E_1 , que alterou seu valor para E_2 (ou vice-versa) pode ser expressa das formas abaixo, o que nos permite calcular essa variação em decibel, em variação relativa e em variação relativa percentual, havendo equivalência entre cada uma dessas modalidades.

$$\frac{E_2}{E_1} \quad ; \quad 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{E_2}{E_1}\right) \quad ; \quad \Delta E_R = \frac{E_2 - E_1}{E_1} = \frac{E_2}{E_1} - 1 \quad ; \quad \Delta E_{R\%} = 100 \cdot \frac{E_2 - E_1}{E_1} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1\right)$$

Assim, uma variação de 2 vezes, equivale a 6 dB ou 100 % :

$$\frac{2}{1} \quad ; \quad 20 \cdot \text{Log}\left(\frac{2}{1}\right) = 6 \text{ dB} \quad ; \quad \Delta E_{R\%} = 100 \cdot \frac{2 - 1}{1} = 100 \cdot \left(\frac{2}{1} - 1\right) = 100 \%$$

As variações de tensão podem ser também expressas da forma abaixo:

$$\frac{E_2}{E_1} = 1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100} \quad ; \quad E_2 = E_1 \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)$$

Como a potência em uma carga R é dada pela equação $P = E^2 / R$, o cociente entre duas potências sobre uma mesma carga, combinando as equações acima, será dada por:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{E_2^2}{R_L} \cdot \frac{R_L}{E_1^2} = \left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 = \left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2$$

$$P_2 = P_1 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 = P_1 \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2$$

$$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{P_2}{P_1} - 1\right) = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1}\right)^2 - 1\right] = 100 \cdot \left[\left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2 - 1\right]$$

$P_2 = P_1 \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(1 \pm \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2 - 1\right]$
---	---

As Figs. 13 e 14 mostram as variações relativas percentuais entre variações positivas e negativas, respectivamente, de tensão e potência.

Na Tabela 10 temos uma visão geral das variações relativas de tensão e potência, para melhor entendimento dos conceitos.

As Tabelas 11 a 15 fornecem as quantidades da Tabela 10 com valores que permitem maior resolução.

Exemplos:

9 – Qual a tensão em uma rede de 127 V nominais sujeita a uma variação de 10% para mais ?

$$E_2 = E_1 \cdot \left(1 + \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right) = 127 \cdot \left(1 + \frac{10}{100}\right) = 127 \cdot (1 + 0,1) = 127 \cdot 1,1 = 139,7 \text{ Volts}$$

10 – Qual a tensão em uma rede de 127 V nominais sujeita a uma variação de 10% para menos ?

$$E_2 = E_1 \cdot \left(1 - \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right) = 127 \cdot \left(1 - \frac{10}{100}\right) = 127 \cdot (1 - 0,1) = 127 \cdot 0,9 = 114,3 \text{ Volts}$$

11 – Qual a variação de potência produzida em uma carga, alimentada por uma rede de 127 V nominais, cuja tensão sofreu um acréscimo de 10% ?

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(1 + \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2 = \left(1 + \frac{10}{100}\right)^2 = (1,1)^2 = 1,21$$

$$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{P_2}{P_1} - 1\right) = 100 \cdot (1,21 - 1) = 100 \cdot 0,21 = 21 \%$$

Um acréscimo de 10% na tensão (1,1 vezes) produziu uma elevação de 21% na potência, uma vez que a potência é diretamente proporcional ao quadrado da tensão ($1,1^2 = 1,21$ vezes).

12 – Qual a variação de potência produzida em uma carga, alimentada por uma rede de 127 V nominais, cuja tensão sofreu uma queda de 10% ?

$$\frac{P_2}{P_1} = \left(1 - \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2 = \left(1 - \frac{10}{100}\right)^2 = (0,9)^2 = 0,81$$

$$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{P_2}{P_1} - 1\right) = 100 \cdot (0,81 - 1) = 100 \cdot (-0,19) = -19 \%$$

13 – No exemplo anterior, qual a nova potência, após a queda da tensão na rede, sabendo-se que anteriormente era igual a 200 Watts ?

$$P_2 = P_1 \cdot \left(1 - \frac{\Delta E_{R\%}}{100}\right)^2 = 200 \cdot \left(1 - \frac{10}{100}\right)^2 = 200 \cdot (0,9)^2 = 200 \cdot 0,81 = 162 \text{ Watts}$$

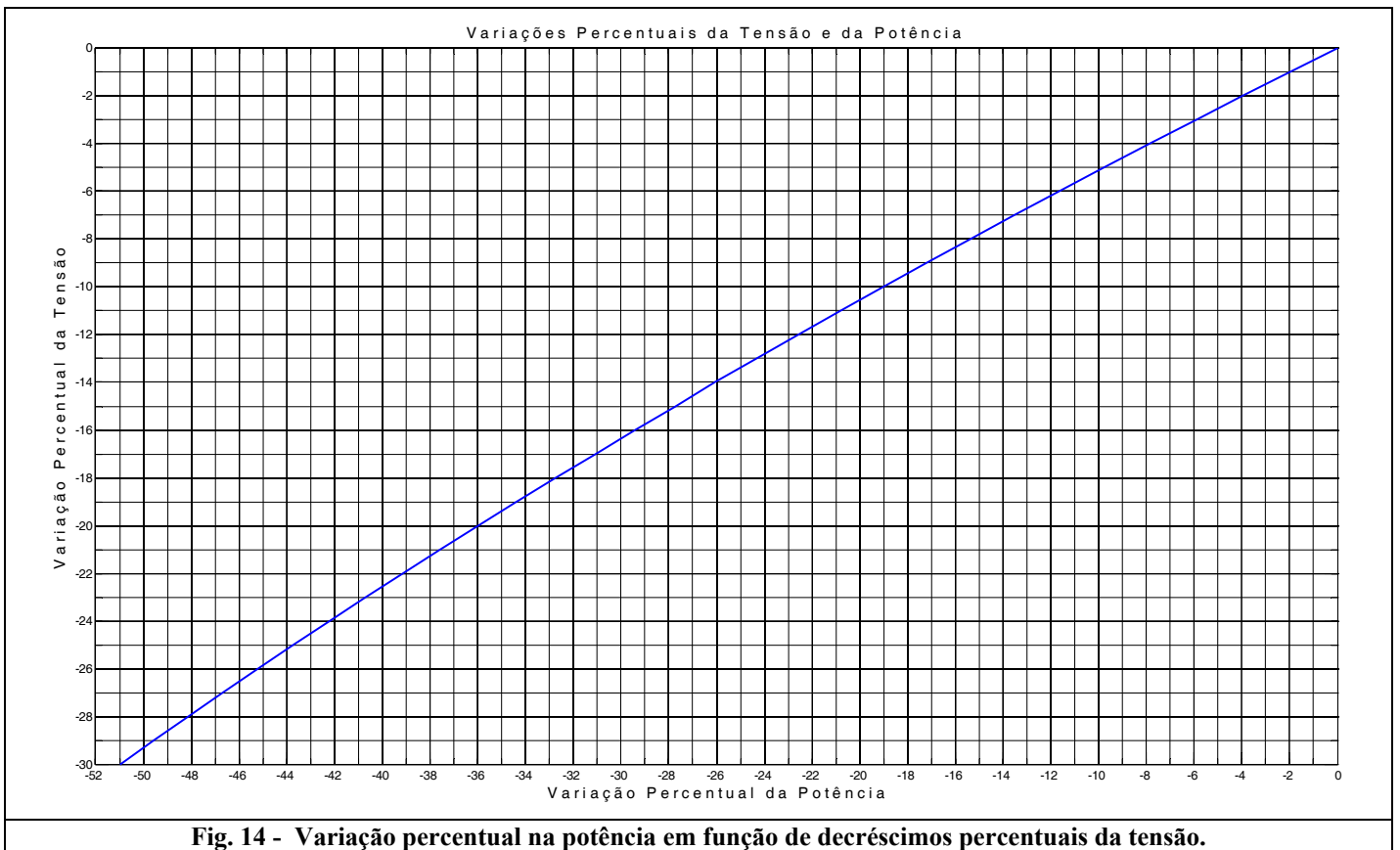


Tabela 10 – Visão Geral das Variações Relativas de Tensão e Potência

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
0,10	-20,00	-90	0,01	-99
0,20	-13,98	-80	0,04	-96
0,30	-10,46	-70	0,09	-91
0,40	-7,96	-60	0,16	-84
0,50	-6,02	-50	0,25	-75
0,60	-4,44	-40	0,36	-64
0,70	-3,10	-30	0,49	-51
$1/\sqrt{2}$	-3,01	-29,29	0,50	-50
0,80	-1,94	-20	0,64	-36
0,90	-0,92	-10	0,81	-19
1,00	0	0	1,00	0
1,10	0,83	10	1,21	21
1,20	1,58	20	1,44	44
1,30	2,28	30	1,69	69
1,40	2,92	40	1,96	96
$\sqrt{2}$	3,01	41,42	2,00	100
1,50	3,52	50	2,25	125
1,60	4,08	60	2,56	156
1,70	4,61	70	2,89	189
1,80	5,11	80	3,24	224
1,90	5,58	90	3,61	261
2,00	6,02	100	4,00	300
2,10	6,44	110	4,41	341
2,20	6,85	120	4,84	384
2,30	7,23	130	5,29	429
2,40	7,60	140	5,76	476
2,50	7,96	150	6,25	525
2,60	8,30	160	6,76	576
2,70	8,63	170	7,29	629
2,80	8,94	180	7,84	684
2,90	9,25	190	8,41	741
3,00	9,54	200	9,00	800
4,00	12,04	300	16,00	1500
5,00	13,98	400	25,00	2400
6,00	15,56	500	36,00	3500
7,00	16,90	600	49,00	4800
8,00	18,06	700	64,00	6300
9,00	19,08	800	81,00	8000
10,00	20,00	900	100,00	9900
11,00	20,83	1000	121,00	12000
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 11 – Variações Relativas de Tensão e Potência na Faixa de 0,1 a 0,5

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
0,10	-20	-90	0,01	-99
0,11	-19,17	-89	0,01	-98,79
0,12	-18,42	-88	0,01	-98,56
0,13	-17,72	-87	0,02	-98,31
0,14	-17,08	-86	0,02	-98,04
0,15	-16,48	-85	0,02	-97,75
0,16	-15,92	-84	0,03	-97,44
0,17	-15,39	-83	0,03	-97,11
0,18	-14,89	-82	0,03	-96,76
0,19	-14,42	-81	0,04	-96,39
0,20	-13,98	-80	0,04	-96,00
0,21	-13,56	-79	0,04	-95,59
0,22	-13,15	-78	0,05	-95,16
0,23	-12,77	-77	0,05	-94,71
0,24	-12,40	-76	0,06	-94,24
0,25	-12,04	-75	0,06	-93,75
0,26	-11,70	-74	0,07	-93,24
0,27	-11,37	-73	0,07	-92,71
0,28	-11,06	-72	0,08	-92,16
0,29	-10,75	-71	0,08	-91,59
0,30	-10,46	-70	0,09	-91,00
0,31	-10,17	-69	0,10	-90,39
0,32	-9,90	-68	0,10	-89,76
0,33	-9,63	-67	0,11	-89,11
0,34	-9,37	-66	0,12	-88,44
0,35	-9,12	-65	0,12	-87,75
0,36	-8,87	-64	0,13	-87,04
0,37	-8,64	-63	0,14	-86,31
0,38	-8,40	-62	0,14	-85,56
0,39	-8,18	-61	0,15	-84,79
0,40	-7,96	-60	0,16	-84,00
0,41	-7,74	-59	0,17	-83,19
0,42	-7,54	-58	0,18	-82,36
0,43	-7,33	-57	0,18	-81,51
0,44	-7,13	-56	0,19	-80,64
0,45	-6,94	-55	0,20	-79,75
0,46	-6,74	-54	0,21	-78,84
0,47	-6,56	-53	0,22	-77,91
0,48	-6,38	-52	0,23	-76,96
0,49	-6,20	-51	0,24	-75,99
0,50	-6,02	-50	0,25	-75,00
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 12 – Variações Relativas de Tensão e Potência na Faixa de 0,5 a 1,0

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
0,50	-6,02	-50	0,25	-75,00
0,51	-5,85	-49	0,26	-73,99
0,52	-5,68	-48	0,27	-72,96
0,53	-5,51	-47	0,28	-71,91
0,54	-5,35	-46	0,29	-70,84
0,55	-5,19	-45	0,30	-69,75
0,56	-5,04	-44	0,31	-68,64
0,57	-4,88	-43	0,32	-67,51
0,58	-4,73	-42	0,34	-66,36
0,59	-4,58	-41	0,35	-65,19
0,60	-4,44	-40	0,36	-64,00
0,61	-4,29	-39	0,37	-62,79
0,62	-4,15	-38	0,38	-61,56
0,63	-4,01	-37	0,40	-60,31
0,64	-3,88	-36	0,41	-59,04
0,65	-3,74	-35	0,42	-57,75
0,66	-3,61	-34	0,44	-56,44
0,67	-3,48	-33	0,45	-55,11
0,68	-3,35	-32	0,46	-53,76
0,69	-3,22	-31	0,48	-52,39
0,70	-3,10	-30	0,49	-51,00
0,71	-2,97	-29	0,50	-49,59
0,72	-2,85	-28	0,52	-48,16
0,73	-2,73	-27	0,53	-46,71
0,74	-2,62	-26	0,55	-45,24
0,75	-2,50	-25	0,56	-43,75
0,76	-2,38	-24	0,58	-42,24
0,77	-2,27	-23	0,59	-40,71
0,78	-2,16	-22	0,61	-39,16
0,79	-2,05	-21	0,62	-37,59
0,80	-1,94	-20	0,64	-36,00
0,81	-1,83	-19	0,66	-34,39
0,82	-1,72	-18	0,67	-32,76
0,83	-1,62	-17	0,69	-31,11
0,84	-1,51	-16	0,71	-29,44
0,85	-1,41	-15	0,72	-27,75
0,86	-1,31	-14	0,74	-26,04
0,87	-1,21	-13	0,76	-24,31
0,88	-1,11	-12	0,77	-22,56
0,89	-1,01	-11	0,79	-20,79
0,90	-0,92	-10	0,81	-19,00
0,91	-0,82	-9	0,83	-17,19
0,92	-0,72	-8	0,85	-15,36
0,93	-0,63	-7	0,86	-13,51
0,94	-0,54	-6	0,88	-11,64
0,95	-0,45	-5	0,90	-9,75
0,96	-0,35	-4	0,92	-7,84
0,97	-0,26	-3	0,94	-5,91
0,98	-0,18	-2	0,96	-3,96
0,99	-0,09	-1	0,98	-1,99
1	0	0	1	0
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 13 – Variações Relativas de Tensão e Potência na Faixa de 1 a 1,4

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
1	0	0	1	0
1,01	0,09	1	1,02	2,01
1,02	0,17	2	1,04	4,04
1,03	0,26	3	1,06	6,09
1,04	0,34	4	1,08	8,16
1,05	0,42	5	1,10	10,25
1,06	0,51	6	1,12	12,36
1,07	0,59	7	1,14	14,49
1,08	0,67	8	1,17	16,64
1,09	0,75	9	1,19	18,81
1,10	0,83	10	1,21	21
1,11	0,91	11	1,23	23,21
1,12	0,98	12	1,25	25,44
1,13	1,06	13	1,28	27,69
1,14	1,14	14	1,30	29,96
1,15	1,21	15	1,32	32,25
1,16	1,29	16	1,35	34,56
1,17	1,36	17	1,37	36,89
1,18	1,44	18	1,39	39,24
1,19	1,51	19	1,42	41,61
1,20	1,58	20	1,44	44
1,21	1,66	21	1,46	46,41
1,22	1,73	22	1,49	48,84
1,23	1,80	23	1,51	51,29
1,24	1,87	24	1,54	53,76
1,25	1,94	25	1,56	56,25
1,26	2,01	26	1,59	58,76
1,27	2,08	27	1,61	61,29
1,28	2,14	28	1,64	63,84
1,29	2,21	29	1,66	66,41
1,30	2,28	30	1,69	69
1,31	2,35	31	1,72	71,61
1,32	2,41	32	1,74	74,24
1,33	2,48	33	1,77	76,89
1,34	2,54	34	1,80	79,56
1,35	2,61	35	1,82	82,25
1,36	2,67	36	1,85	84,96
1,37	2,73	37	1,88	87,69
1,38	2,80	38	1,90	90,44
1,39	2,86	39	1,93	93,21
1,40	2,92	40	1,96	96
$\sqrt{2}$	3,01	41,42	2,00	100
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 14 – Variações Relativas de Tensão e Potência na Faixa de 1,5 a 5,9

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
1,50	3,52	50	2,25	125
1,60	4,08	60	2,56	156
1,70	4,61	70	2,89	189
1,80	5,11	80	3,24	224
1,90	5,58	90	3,61	261
2,00	6,02	100	4,00	300
2,10	6,44	110	4,41	341
2,20	6,85	120	4,84	384
2,30	7,23	130	5,29	429
2,40	7,60	140	5,76	476
2,50	7,96	150	6,25	525
2,60	8,30	160	6,76	576
2,70	8,63	170	7,29	629
2,80	8,94	180	7,84	684
2,90	9,25	190	8,41	741
3,00	9,54	200	9,00	800
3,10	9,83	210	9,61	861
3,20	10,10	220	10,24	924
3,30	10,37	230	10,89	989
3,40	10,63	240	11,56	1056
3,50	10,88	250	12,25	1125
3,60	11,13	260	12,96	1196
3,70	11,36	270	13,69	1269
3,80	11,60	280	14,44	1344
3,90	11,82	290	15,21	1421
4,00	12,04	300	16,00	1500
4,10	12,26	310	16,81	1581
4,20	12,46	320	17,64	1664
4,30	12,67	330	18,49	1749
4,40	12,87	340	19,36	1836
4,50	13,06	350	20,25	1925
4,60	13,26	360	21,16	2016
4,70	13,44	370	22,09	2109
4,80	13,62	380	23,04	2204
4,90	13,80	390	24,01	2301
5,00	13,98	400	25,00	2400
5,10	14,15	410	26,01	2501
5,20	14,32	420	27,04	2604
5,30	14,49	430	28,09	2709
5,40	14,65	440	29,16	2816
5,50	14,81	450	30,25	2925
5,60	14,96	460	31,36	3036
5,70	15,12	470	32,49	3149
5,80	15,27	480	33,64	3264
5,90	15,42	490	34,81	3381
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 15 – Variações Relativas de Tensão e Potência na Faixa de 6 a 11

-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$
6,00	15,56	500	36,00	3500
6,10	15,71	510	37,21	3621
6,20	15,85	520	38,44	3744
6,30	15,99	530	39,69	3869
6,40	16,12	540	40,96	3996
6,50	16,26	550	42,25	4125
6,60	16,39	560	43,56	4256
6,70	16,52	570	44,89	4389
6,80	16,65	580	46,24	4524
6,90	16,78	590	47,61	4661
7,00	16,90	600	49,00	4800
7,10	17,03	610	50,41	4941
7,20	17,15	620	51,84	5084
7,30	17,27	630	53,29	5229
7,40	17,38	640	54,76	5376
7,50	17,50	650	56,25	5525
7,60	17,62	660	57,76	5676
7,70	17,73	670	59,29	5829
7,80	17,84	680	60,84	5984
7,90	17,95	690	62,41	6141
8,00	18,06	700	64,00	6300
8,10	18,17	710	65,61	6461
8,20	18,28	720	67,24	6624
8,30	18,38	730	68,89	6789
8,40	18,49	740	70,56	6956
8,50	18,59	750	72,25	7125
8,60	18,69	760	73,96	7296
8,70	18,79	770	75,69	7469
8,80	18,89	780	77,44	7644
8,90	18,99	790	79,21	7821
9,00	19,08	800	81,00	8000
9,10	19,18	810	82,81	8181
9,20	19,28	820	84,64	8364
9,30	19,37	830	86,49	8549
9,40	19,46	840	88,36	8736
9,50	19,55	850	90,25	8925
9,60	19,65	860	92,16	9116
9,70	19,74	870	94,09	9309
9,80	19,82	880	96,04	9504
9,90	19,91	890	98,01	9701
10,00	20,00	900	100,00	9900
10,10	20,09	910	102,01	10101
10,20	20,17	920	104,04	10304
11,00	20,83	1000	121,00	12000
-	dB	%	-	%
$\frac{E_2}{E_1}$	$20 \cdot \text{Log} \left(\frac{E_2}{E_1} \right)$	$\Delta E_{R\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$	$\frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$	$\Delta P_{R\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right]$

Tabela 16 - Variações de Potência e Tensão na Rede de 127 Volts

$\Delta E_{R\%}$	Rede	E_2 / E_1	P_2 / P_1	$\Delta P_{R\%}$	$\Delta E_{R\%}$	Rede	E_2 / E_1	P_2 / P_1	$\Delta P_{R\%}$
%	Volts	-	-	%	%	Volts	-	-	%
0	127	1	1	0	0	127	1	1	0
1	128,27	1,01	1,02	2,01	-1	125,73	0,99	0,98	-1,99
2	129,54	1,02	1,04	4,04	-2	124,46	0,98	0,96	-3,96
3	130,81	1,03	1,06	6,09	-3	123,19	0,97	0,94	-5,91
4	132,08	1,04	1,08	8,16	-4	121,92	0,96	0,92	-7,84
5	133,35	1,05	1,10	10,25	-5	120,65	0,95	0,90	-9,75
6	134,62	1,06	1,12	12,36	-6	119,38	0,94	0,88	-11,64
7	135,89	1,07	1,14	14,49	-7	118,11	0,93	0,86	-13,51
8	137,16	1,08	1,17	16,64	-8	116,84	0,92	0,85	-15,36
9	138,43	1,09	1,19	18,81	-9	115,57	0,91	0,83	-17,19
10	139,70	1,10	1,21	21	-10	114,30	0,90	0,81	-19
11	140,97	1,11	1,23	23,21	-11	113,03	0,89	0,79	-20,79
12	142,24	1,12	1,25	25,44	-12	111,76	0,88	0,77	-22,56
13	143,51	1,13	1,28	27,69	-13	110,49	0,87	0,76	-24,31
14	144,78	1,14	1,30	29,96	-14	109,22	0,86	0,74	-26,04
15	146,05	1,15	1,32	32,25	-15	107,95	0,85	0,72	-27,75
16	147,32	1,16	1,35	34,56	-16	106,68	0,84	0,71	-29,44
17	148,59	1,17	1,37	36,89	-17	105,41	0,83	0,69	-31,11
18	149,86	1,18	1,39	39,24	-18	104,14	0,82	0,67	-32,76
19	151,13	1,19	1,42	41,61	-19	102,87	0,81	0,66	-34,39
20	152,40	1,20	1,44	44	-20	101,60	0,80	0,64	-36
21	153,67	1,21	1,46	46,41	-21	100,33	0,79	0,62	-37,59
22	154,94	1,22	1,49	48,84	-22	99,06	0,78	0,61	-39,16
23	156,21	1,23	1,51	51,29	-23	97,79	0,77	0,59	-40,71
24	157,48	1,24	1,54	53,76	-24	96,52	0,76	0,58	-42,24
25	158,75	1,25	1,56	56,25	-25	95,25	0,75	0,56	-43,75
26	160,02	1,26	1,59	58,76	-26	93,98	0,74	0,55	-45,24
27	161,29	1,27	1,61	61,29	-27	92,71	0,73	0,53	-46,71
28	162,56	1,28	1,64	63,84	-28	91,44	0,72	0,52	-48,16
29	163,83	1,29	1,66	66,41	-29	90,17	0,71	0,50	-49,59
30	165,10	1,30	1,69	69	-30	88,90	0,70	0,49	-51

Variações na Rede e no Fator de Crista

A variação da tensão da rede afeta a potência P_A do amplificador, pois quando a tensão da rede diminui, aplicando-se 0,775 V na entrada, provavelmente obteremos um sinal com os picos ceifados, ou seja, o valor da potência P_A cairá proporcionalmente ao quadrado da queda de tensão na rede.

Quando a rede subir não poderemos nos beneficiar disso, pois provavelmente os limites térmicos do amplificador seriam ultrapassados.

Uma das conseqüências da queda da tensão da rede é a diminuição do fator de crista máximo disponível, conforme demonstrado abaixo:

$$FC_{M1} = P_{A1} \cdot \frac{Z_A}{P_F \cdot Z_F} \quad ; \quad FC_{M2} = P_{A2} \cdot \frac{Z_A}{P_F \cdot Z_F} \quad \therefore \quad \frac{FC_{M2}}{FC_{M1}} = \frac{P_{A2}}{P_{A1}} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$$

$$\frac{FC_{M2}}{FC_{M1}} - 1 = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \quad \therefore \quad 100 \cdot \left[\frac{FC_{M2}}{FC_{M1}} - 1 \right] = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right] = \Delta FC_{M\%}$$

Tabela 17 - Variações de Potência e Tensão na Rede de 220 Volts

$\Delta E_{R\%}$	Rede	E_2 / E_1	P_2 / P_1	$\Delta P_{R\%}$	$\Delta E_{R\%}$	Rede	E_2 / E_1	P_2 / P_1	$\Delta P_{R\%}$
%	Volts	-	-	%	%	Volts	-	-	%
0	220	1	1	0	0	220	1	1	0
1	222,20	1,01	1,02	2,01	-1	217,80	0,99	0,98	-1,99
2	224,40	1,02	1,04	4,04	-2	215,60	0,98	0,96	-3,96
3	226,60	1,03	1,06	6,09	-3	213,40	0,97	0,94	-5,91
4	228,80	1,04	1,08	8,16	-4	211,20	0,96	0,92	-7,84
5	231	1,05	1,10	10,25	-5	209	0,95	0,90	-9,75
6	233,20	1,06	1,12	12,36	-6	206,80	0,94	0,88	-11,64
7	235,40	1,07	1,14	14,49	-7	204,60	0,93	0,86	-13,51
8	237,60	1,08	1,17	16,64	-8	202,40	0,92	0,85	-15,36
9	239,80	1,09	1,19	18,81	-9	200,20	0,91	0,83	-17,19
10	242	1,10	1,21	21	-10	198	0,90	0,81	-19
11	244,20	1,11	1,23	23,21	-11	195,80	0,89	0,79	-20,79
12	246,40	1,12	1,25	25,44	-12	193,60	0,88	0,77	-22,56
13	248,60	1,13	1,28	27,69	-13	191,40	0,87	0,76	-24,31
14	250,80	1,14	1,30	29,96	-14	189,20	0,86	0,74	-26,04
15	253	1,15	1,32	32,25	-15	187	0,85	0,72	-27,75
16	255,20	1,16	1,35	34,56	-16	184,80	0,84	0,71	-29,44
17	257,40	1,17	1,37	36,89	-17	182,60	0,83	0,69	-31,11
18	259,60	1,18	1,39	39,24	-18	180,40	0,82	0,67	-32,76
19	261,80	1,19	1,42	41,61	-19	178,20	0,81	0,66	-34,39
20	264	1,20	1,44	44	-20	176	0,80	0,64	-36
21	266,20	1,21	1,46	46,41	-21	173,80	0,79	0,62	-37,59
22	268,40	1,22	1,49	48,84	-22	171,60	0,78	0,61	-39,16
23	270,60	1,23	1,51	51,29	-23	169,40	0,77	0,59	-40,71
24	272,80	1,24	1,54	53,76	-24	167,20	0,76	0,58	-42,24
25	275	1,25	1,56	56,25	-25	165	0,75	0,56	-43,75
26	277,20	1,26	1,59	58,76	-26	162,80	0,74	0,55	-45,24
27	279,40	1,27	1,61	61,29	-27	160,60	0,73	0,53	-46,71
28	281,60	1,28	1,64	63,84	-28	158,40	0,72	0,52	-48,16
29	283,80	1,29	1,66	66,41	-29	156,20	0,71	0,50	-49,59
30	286	1,30	1,69	69	-30	154	0,70	0,49	-51

Como $\Delta E_{\%} = 100 \cdot \left(\frac{E_2}{E_1} - 1 \right)$ então $E_2 > E_1 \Rightarrow \Delta E_{\%} > 0$ e $E_2 < E_1 \Rightarrow \Delta E_{\%} < 0$ logo,

$$\frac{E_2}{E_1} = 1 \pm \frac{\Delta E_{\%}}{100} \quad \therefore \quad \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 = \left(1 \pm \frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 \quad \text{Logo,}$$

$$\Delta FC_{M\%} = 100 \cdot \left[\left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2 - 1 \right] = 100 \cdot \left[\left(1 \pm \frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 - 1 \right] \quad ; \quad \left(1 \pm \frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 = 1 \pm 2 \cdot \frac{\Delta E_{\%}}{100} + \left(\frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2$$

$$\Delta FC_{M\%} = 100 \cdot \left[\left(1 \pm \frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 - 1 \right] = 100 \cdot \left[1 \pm 2 \cdot \frac{\Delta E_{\%}}{100} + \left(\frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 - 1 \right] = 100 \cdot \left[\pm 2 \cdot \frac{\Delta E_{\%}}{100} + \left(\frac{\Delta E_{\%}}{100} \right)^2 \right]$$

$$\Delta FC_{M\%} = \frac{\Delta E_{\%}^2}{100} \pm 2 \cdot \Delta E_{\%}$$

Como $\Delta FC_{M\%} = 100 \cdot \left(\frac{FC_{M2}}{FC_{M1}} - 1 \right)$ \therefore $FC_{M2} = FC_{M1} \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta FC_{M\%}}{100} \right)$, vem:

$$FC_{M2} = FC_{M1} \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta FC_{M\%}}{100} \right)$$

A nova tensão a ser aplicada no limiter, E_{L2} , para acomodar uma variação de tensão da rede de E_1 para E_2 , que fez a potência do amplificador variar de P_{A1} para P_{A2} será dada conforme abaixo:

$$E_L = E_S \cdot \sqrt{FC \cdot \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A}} \quad \text{Como} \quad \frac{P_F \cdot Z_F}{P_A \cdot Z_A} = FC_{M2} \quad \Rightarrow \quad E_{L2} = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC_2}{FC_{M2}}} \quad \text{onde} \quad FC_2 \leq FC_{M2}$$

$$E_{L2} = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC_2}{FC_{M1}}} \quad \text{Para} \quad FC_2 \leq FC_{M2}$$

Exemplos:

14 – Determine a variação no fator de crista máximo produzida por uma queda de tensão na rede igual a 10%.

$$\Delta FC_{M\%} = \frac{\Delta E_{\%}^2}{100} \pm 2 \cdot \Delta E_{\%} = \frac{10^2}{100} - 2 \cdot 10 = 1 - 20 = -19 \%$$

15 – No Exemplo 3 um amplificador SLIM 10000 VMC, operando com quatro falantes de 500 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal, foi obtido um fator de crista igual a duas vezes, aplicando-se 0,693 V no limiter. Qual a nova tensão de threshold necessária para evitar distorção supondo uma queda de 10 % na tensão da rede ?

$$FC_{M1} = \frac{P_{A1} \cdot Z_A}{P_F \cdot Z_F} = \frac{5000 \cdot 2}{500 \cdot 8} = \frac{10000}{4000} = 2,5$$

$$\Delta FC_{M\%} = \frac{\Delta E_{\%}^2}{100} \pm 2 \cdot \Delta E_{\%} = \frac{10^2}{100} - 2 \cdot 10 = \frac{100}{100} - 20 = 1 - 20 = -19 \%$$

$$FC_{M2} = FC_{M1} \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta FC_{M\%}}{100} \right) = 2,5 \cdot \left(1 - \frac{19}{100} \right) = 2,5 \cdot (1 - 0,19) = 2,5 \cdot 0,81 = 2,025 \approx 2 \text{ vezes}$$

Como o fator de crista desejado (2 vezes) foi praticamente igual ao novo fator de crista máximo, após a queda da tensão da rede (2,025 vezes) nada precisará ser feito.

Assim, o headroom original do sistema (2,5 vezes) foi capaz de garantir o funcionamento mesmo com a queda de 10 % da tensão da rede. Esta é mais uma vantagem do uso de headroom adequado nos sistemas.

Comprovação:

Como o ganho não varia com a tensão da rede (para sinais não distorcidos), vem:

$$A_V = \frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} = \frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{0,775} = \frac{100}{0,775} = 129 \text{ vezes}$$

$$E_{Ap} = E_L \cdot A_V = 0,693 \cdot 129 = 89,4 \text{ Volts}$$

$$P_{Ap} = \frac{(E_{A2p})^2}{R} = \frac{(89,4)^2}{2} = \frac{7992,36}{2} = 3996,18 \approx 4000 \text{ Watts}$$

$$FC = \frac{4000}{4 \cdot 500} = \frac{4000}{2000} = 2 \text{ vezes}$$

16 – No Exemplo 3, com um amplificador SLIM 10000 VMC, operando com quatro falantes de 500 Watts e 8 Ohms, em paralelo, por canal, foi obtido um fator de crista igual a duas vezes, aplicando-se 0,693 Volts no limiter. Qual a nova tensão de threshold necessária para evitar distorção supondo uma queda de 20 % na tensão da rede ?

$$FC_{M1} = \frac{P_{A1}}{P_F} \cdot \frac{Z_A}{Z_F} = \frac{5000}{500} \cdot \frac{2}{8} = \frac{10000}{4000} = 2,5 \quad \text{Fator de Crista máximo com a rede normal}$$

$$\Delta FC_{M\%} = \frac{\Delta E_{\%}^2}{100} \pm 2 \cdot \Delta E_{\%} = \frac{20^2}{100} - 2 \cdot 20 = \frac{400}{100} - 40 = 4 - 40 = -36 \% \quad \text{Queda no Fator de Crista}$$

$$\text{Como } \Delta FC_{M\%} = 100 \cdot \left(\frac{FC_{M2}}{FC_{M1}} - 1 \right) \quad \therefore \quad FC_{M2} = FC_{M1} \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta FC_{M\%}}{100} \right)$$

$$FC_{M2} = FC_{M1} \cdot \left(1 \pm \frac{\Delta FC_{M\%}}{100} \right) = 2,5 \cdot \left(1 - \frac{36}{100} \right) = 2,5 \cdot (1 - 0,36) = 2,5 \cdot 0,64 = 1,6 \text{ vezes}$$

Optando pelo maior fator de crista disponível, ou seja, $FC_2 = FC_{M2} = 1,6$ vezes, vem:

$$E_{L2} = E_S \cdot \sqrt{\frac{FC_2}{FC_{M1}}} = 0,775 \cdot \sqrt{\frac{1,6}{2,5}} = 0,775 \cdot \sqrt{0,64} = 0,775 \cdot 0,8 = 0,62 \text{ Volts}$$

A tensão no threshold deverá ser reduzida de 0,693 Volts para 0,62 Volts para que o sinal não sofra distorção na saída. Isto diminuiu o headroom do sistema de 2 para 1,6 vezes.

Comprovação:

Como o ganho não varia com a tensão da rede (para sinais não distorcidos), vem:

$$A_V = \frac{\sqrt{P_A \cdot Z_A}}{E_S} = \frac{\sqrt{5000 \cdot 2}}{0,775} = \frac{100}{0,775} = 129 \text{ vezes}$$

$$E_{Ap} = E_L \cdot A_V = 0,62 \cdot 129 = 79,98 \approx 80 \text{ Volts}$$

$$P_{Ap} = \frac{(E_{Ap})^2}{R} = \frac{(80)^2}{2} = \frac{(6400)^2}{2} = 3200 \text{ Watts}$$

$$FC_2 = \frac{3200}{4 \cdot 500} = \frac{3200}{2000} = 1,6 \text{ vezes}$$

Sistemas Ativos com Circuitos Passivos

Os processadores de sinais são utilizados, na maioria dos casos, em sistemas ativos onde os transdutores de cada via são ligados diretamente na saída do respectivo amplificador que, por sua vez, recebe na entrada um sinal filtrado eletronicamente, dentro da faixa de trabalho ideal do transdutor.

Se acontecer algum problema na saída do amplificador como, por exemplo, a presença de tensão contínua (devido a curto nos transistores de potência), o processador nada poderá fazer para protegê-los e os transdutores fatalmente serão danificados.

A presença de circuitos passivos instalados dentro das caixas acústicas pode, sensivelmente, reduzir e limitar o prejuízo. Como exemplo citaremos os capacitores de polipropileno (evite eletrolíticos, mesmo bipolares) associados em série com cada driver, o que impedirá a queima dos mesmos por circulação de corrente contínua. A Fig. 15 fornece os valores dos capacitores, em μF , em função da frequência de corte, em Hz, e da impedância do transdutor, em Ohms. A frequência de corte dada pelo capacitor deverá estar abaixo daquela ajustada no crossover eletrônico ou no DSP, mas em um valor ainda seguro, para o driver.

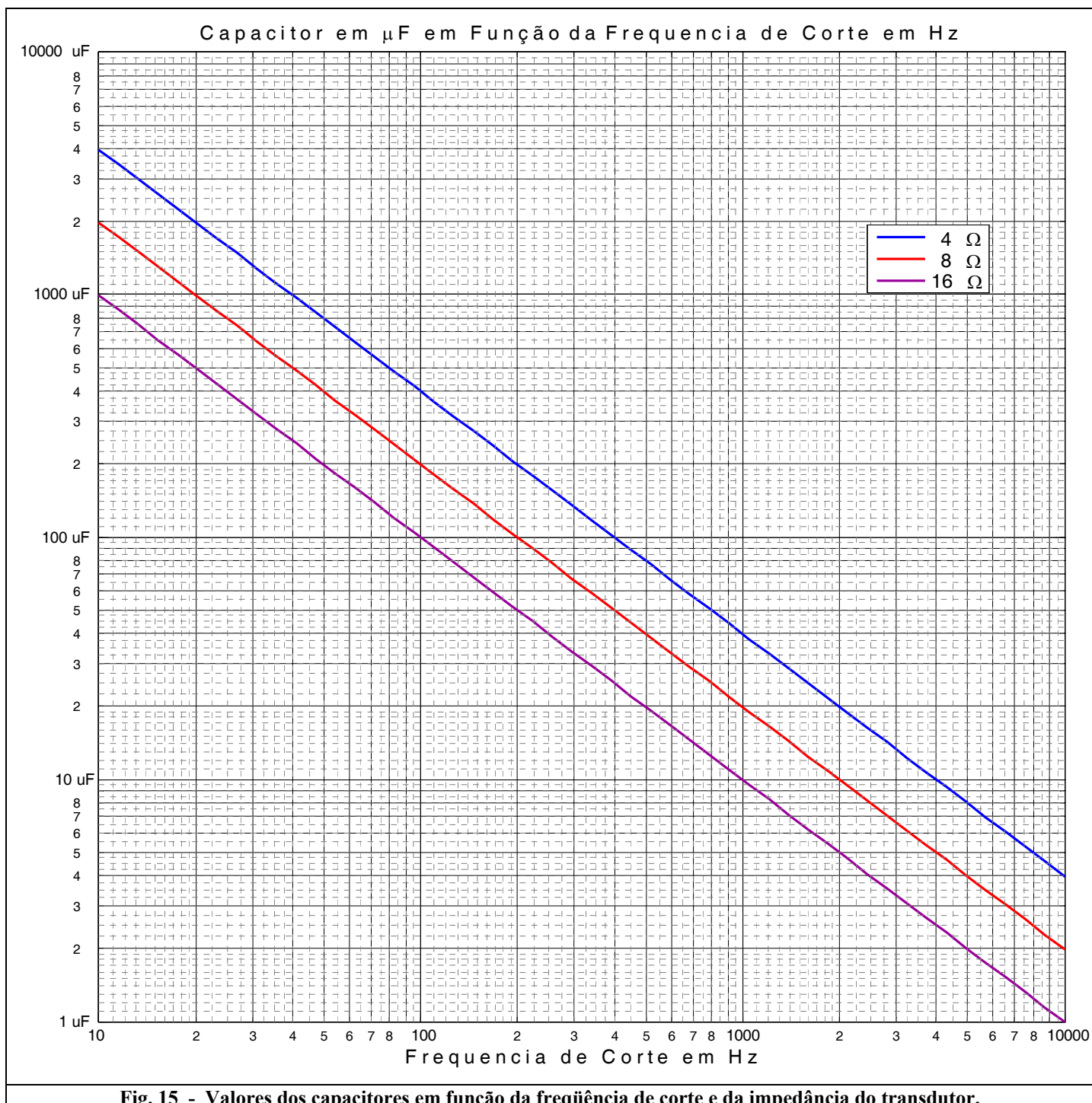


Fig. 15 - Valores dos capacitores em função da frequência de corte e da impedância do transdutor.

Capacitores também podem ser associados em série com falantes não só para proteção contra DC, mas até para introduzir reforço na resposta da faixa inferior (um software de simulação é necessário) embora os valores sejam um tanto elevados no caso de frequências baixas.

A Fig. 16 mostra as respostas produzidas por uma caixa Bass reflex normal (BR4), sem capacitor, e com capacitor em série com a bobina do falante, (BR5), onde podemos notar o reforço introduzido nas baixas frequências. O deslocamento do cone também é influenciado beneficemente pelo capacitor, exceto quanto a um pico no deslocamento, na faixa do infra som, o que pode ser contornado por um filtro passa altas, em torno de 30 Hz, ativado no DSP.

Indutores associados em série com os transdutores limitam os valores das variações da corrente na bobina, produzida pelo sinal de áudio, e protegem o conjunto móvel contra excessivos esforços mecânicos, pois a força relaciona-se com a corrente através da equação $f = \beta L \cdot i$.

Lembram-se das placas com componentes passivos instaladas dentro das caixas KF ?

Tinham a finalidade acima descrita, somando seus benefícios às vantagens do crossover eletrônico utilizado.

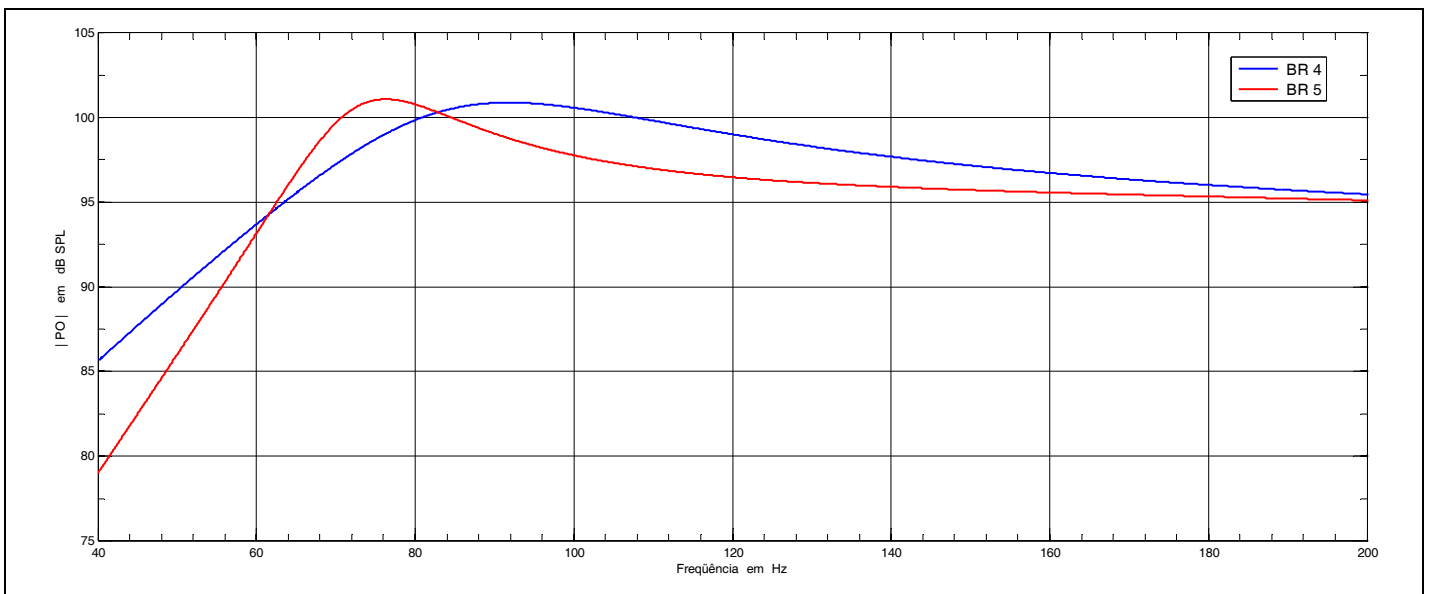


Fig. 16 - Resposta Bass Reflex BR4 (sem capacitor) e BR5 (com capacitor de 300 uF) em série com a bobina do falante.

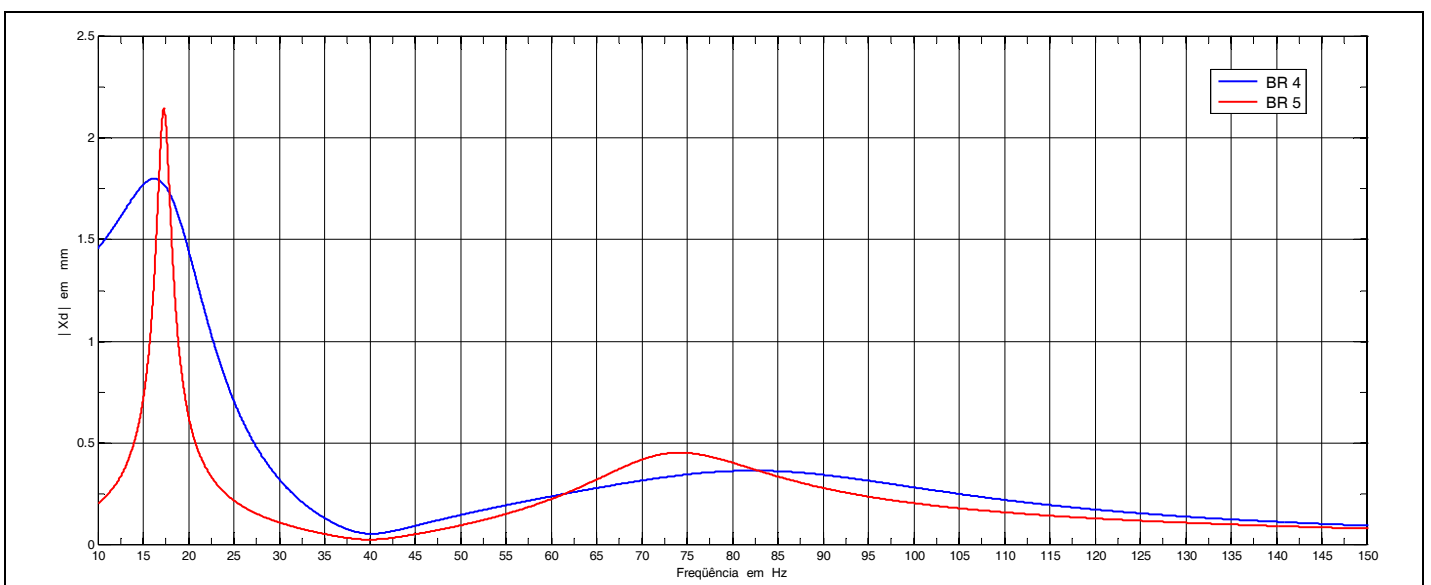


Fig. 17 - Deslocamento do cone em caixa BR4 (sem capacitor) e BR5 (com capacitor de 300 uF) em série com o falante.

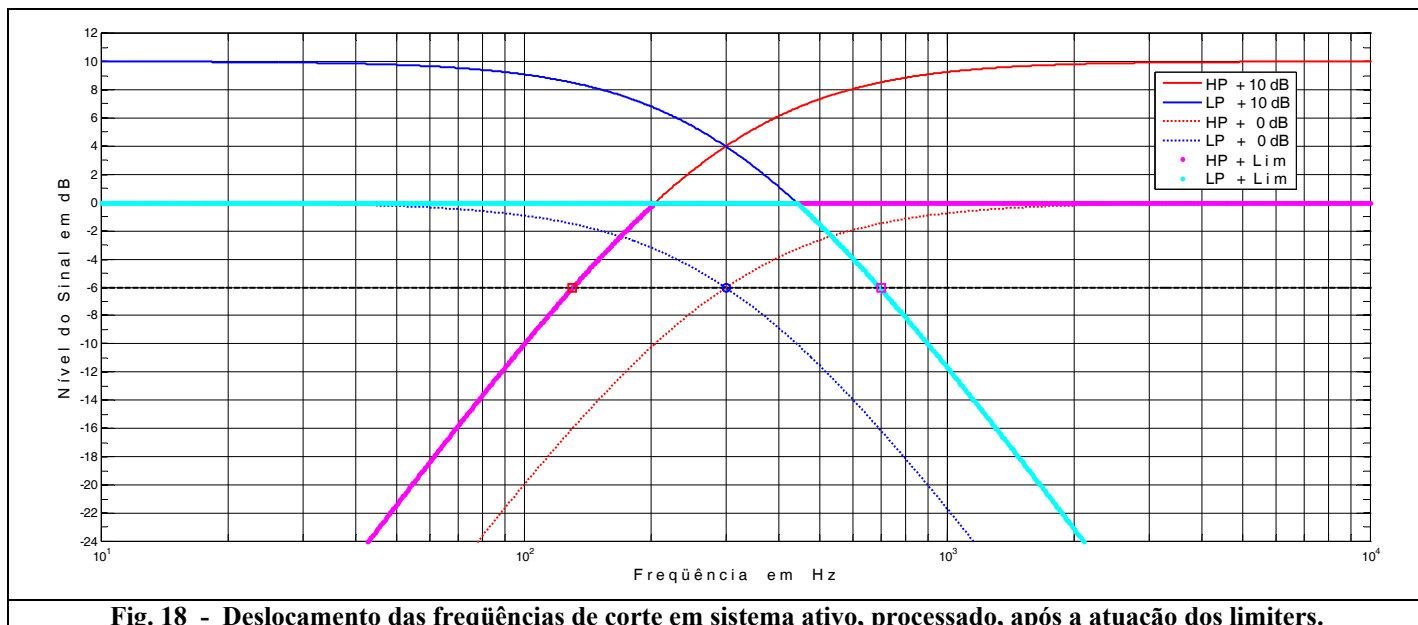


Fig. 18 - Deslocamento das frequências de corte em sistema ativo, processado, após a atuação dos limiters.

Finalmente, um alerta: sistemas com processamento ativo e limiters, mesmo quando adequadamente programados, podem, ainda assim, colocar em risco os transdutores ligados nas vias passa altas do sistema, como é o caso dos drivers.

A Fig. 18 mostra o comportamento de um sistema duas vias onde, para maior simplicidade, os transdutores possuem a mesma eficiência (o que geralmente não acontece com os drivers, muito mais sensíveis). As curvas pontilhadas azul e vermelha correspondem, respectivamente, às respostas passa baixa e passa alta do sistema, com um nível de sinal na entrada igual ao nível de threshold, ou seja, no limiar da atuação do limiter. Assim, ao menor acréscimo na amplitude do sinal o limiter atuará.

A frequência de corte do sistema é igual a 300 Hz e acontece em -6 dB, uma vez que os filtros são do tipo Linkwitz-Riley.

Agora imaginemos que o nível do sinal de entrada sofreu um acréscimo de 10 dB, o que provocou a ação do limiter, fazendo com que o sinal retornasse ao nível original (pois estava no limiar da compressão). Nessa situação as curvas de resposta das vias passa baixa e passa alta tornaram-se, respectivamente, as curvas ciano e magenta (grossas), estando os pontos de -6 dB (linha tracejada preta) em 130 Hz (quadrado vermelho) e 700 Hz (quadrado rosa), e não mais em 300 Hz (círculo).

Isso significa que o corte do transdutor da via passa baixas subiu até 700 Hz e o da via passa altas desceu até 130 Hz, o que pode danificar mecanicamente o reparo do transdutor (principalmente quando este for um driver), por excesso de deslocamento. Já o avanço de 300 para 700 Hz não produz dano, mas pode prejudicar o timbre.

Fica, portanto, clara a conveniência do uso de capacitores em série com os drivers, mesmo em sistemas (supostamente) protegidos por limiters.

Bibliografia

- 1 - White Paper - DSP Modules in Amplifier Systems
Disponível em <http://www.crestaudio.com/media/pdf/dsppaper.pdf>
- 2 - Manual do DCX2496 em português e inglês
Disponíveis em: http://www.behringer.com/assets/DCX2496_P0036_M_PT.pdf
http://www.behringer.com/assets/DCX2496_P0036_M_EN.pdf
- 3 - Manual do XTA modelo DP548
Disponível em http://www.audiocore.co.uk/pdfs/DP548_manual.pdf
- 4 - Manual do XTA modelo DP226
Disponível em http://www.audiocore.co.uk/pdfs/dp226_manual_V3.pdf
- 5 - Manual do dbx modelo 260 em português e inglês
Disponíveis em: <http://www.dbxaudio.com.br/marcas/upload/6d61265242d6b2b0de6f5a391c402916.pdf>
<http://www.dbxpro.com/system/documents/777/original/260Manual.pdf>
- 6 – Selecting the limiter threshold for a loudspeaker power limiter
Poul Petersen
Disponíveis em: <http://www.poulpetersen.dk/Appn/gblimthr.html>
- 7 - Limiter threshold calculator for a loudspeaker power limiter
Poul Petersen
Disponíveis em: <http://www.poulpetersen.dk/Appn/gblimthc.html>
- 8 – Aplicação Correta da Potência em Drivers e Tweeters: uma Análise de Densidade Espectral em Filtros Aplicando Sinal do Tipo Ruído Rosa
Marcio Lumertz Rocha
Apresentado na XIII Convenção Nacional da AES, de 26 a 28 de maio de 2009, em São Paulo, SP.
Disponível em www.homerosette.com .
- 9 – Potência “RMS” ou Potência Média ?
Homero Sette Silva
Apresentado na VIII Convenção Nacional da AES, de 7 a 9 de Junho de 2004, em São Paulo, SP.
Disponível em www.homerosette.com .

Agradecimentos

O Autor agradece:

À **Etelj** Industrial Eletrônica Ltda. pelos recursos colocados à disposição do Autor, que a exime de quaisquer responsabilidades quanto às informações aqui veiculadas, de inteira responsabilidade do Autor.

Ao Mauro Ludovico, da 4VIAS, www.4vias.com.br , pelas inúmeras sugestões e observações que em muito enriqueceram o presente trabalho, além da cuidadosa revisão final.