



Sociedade de Engenharia de Áudio

Artigo de Congresso

Apresentado no 4º Congresso da AES Brasil
10ª Convenção Nacional da AES Brasil
08 a 10 de Maio de 2006, São Paulo, SP

Este artigo foi reproduzido do original final entregue pelo autor, sem edições, correções ou considerações feitas pelo comitê técnico. A AES Brasil não se responsabiliza pelo conteúdo. 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 são reservados. Não é permitida a reprodução total ou parcial deste artigo sem autorização expressa da AES Brasil.

O Método FCC de Correção para Amplificadores Chaveados Operando no Esquema Sigma Delta – Resultados Fundamentais

Marcelo H. M. Barros

Grupo de Materiais e Dispositivos, Departamento de Física e Engenharia Física, Universidade Federal de São Carlos, 13565-905, São Carlos, São Paulo.
HotSound. Ind. Com. de Equipamentos Eletrônicos Ltda, 13.270-294, Valinhos, São Paulo.
marcelo@hotsound.com.br

RESUMO

Este artigo irá expor as bases e os resultados fundamentais do método FCC de correção para amplificadores chaveados. Centrado no tratamento matemático, via técnica variacional, este procedimento introduziu melhoras muito significativas no sistema amplificador chaveado, chegando a ter desempenho completamente similar a um amplificador linear de alto padrão, em termos da distorção, da resposta em frequências, do módulo da impedância de saída e do ruído residual de fundo, mas preservando a alta eficiência energética típica de um amplificador chaveado.

1. DESCRIÇÃO GERAL

O método FCC consiste em um procedimento sistemático para implementação de um conformador de ondas (wave-shaping) [5,6,7] em estrutura recorrente na malha de realimentação de amplificadores chaveados, a fim de se obter a modulação 1-bit sigma-delta [6,7] com o máximo de fidelidade ao sinal original. O procedimento consiste em postular um grupo de operadores, ALPHA, BETA e GAMMA- i , onde cada um deles representa uma etapa deste conformador de ondas, mas com vários parâmetros livres. Nestes operadores aplicaram-se técnicas variacionais [8,9] a fim de encontrar os melhores valores para os parâmetros livres que minimizam os erros introduzidos nas diversas partes do amplificador chaveado. O resultado surge na forma de equações de vínculos, que inter-relacionam os parâmetros livres e diminuem os graus de liberdade para apenas alguns poucos dados, que foram posteriormente identificados como dados de sistema. Partindo destes poucos dados de sistema, inerentes a um dado conversor acoplado a um módulo de

potência chaveado classes AD ou BD (que daqui a diante chamaremos simplesmente *plataforma*) e por meio das equações de vínculo obtidas, puderam-se determinar os parâmetros livres de forma fechada e assim, estes operadores, inicialmente genéricos, se tornaram específicos para uma dada plataforma e puderam ser finalmente convertidos em circuito eletrônico, por meio dos métodos usuais. Esse conformador de ondas, assim obtido, foi inserido em uma plataforma classe BD [4]. A adição desse conformador caracterizou o sistema como um grande modulador sigma-delta [6], com o estágio de saída fazendo parte desse loop [7]. Este procedimento de otimização introduziu melhoras muito significativas no amplificador chaveado sigma-delta, chegando a ter um desempenho muito próximo, e até melhor em alguns aspectos, aos amplificadores lineares de potência compatível, mas preservando sua principal virtude – a alta eficiência energética, algo em redor de 95%, independente da potência de saída, contra os típicos 50-60% dos amplificadores lineares (mas somente na máxima potência).

2. DESCRIÇÕES FUNCIONAIS DE ALPHA, BETA E GAMMA-*i*, AS EQUAÇÕES DE VÍNCULO E O MÉTODO VARIACIONAL

Um amplificador chaveado (classe-AD) típico é descrito por Attwood [2,3], Vanderkooy [4] e citado por Duncan [1] e consiste na seguinte estrutura básica:

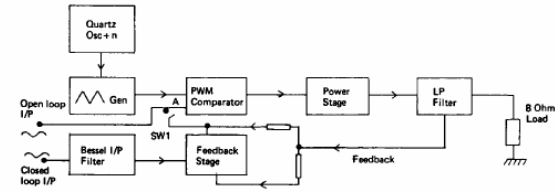


Fig.1 – Amplificador chaveado básico (após 1983), como proposto por Attwood

Esse modelo pode ser considerado padrão. Em [4], Vanderkooy cita a classe BD como uma variante da classe AD original. A alta eficiência energética destas plataformas é largamente discutida na literatura e não será considerada aqui. O sinal aplicado (da banda de áudio, 20-20kHz) é convertido no bloco *PWM Comparator*, onde emerge como um sinal binário, de apenas 2 estados e de frequência constante; no caso de Attwood e Vanderkooy seguindo o esquema PWM (*pulse width modulation*) [2,3,4]:

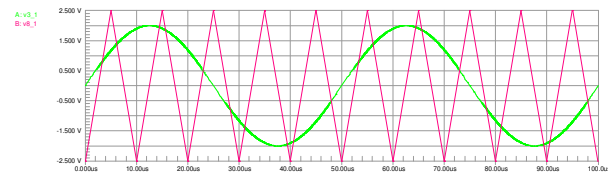


Fig. 2 – Amostragem PWM, com $F_b=100\text{kHz}$, $F_s=20\text{kHz}$ e $M=0,8$, segundo [4]

Na figura 2, o sinal aplicado F_s é senoidal puro com $F=20\text{kHz}$ e o relógio (clock), chamado *bias* em [4], tem frequência de 100kHz e é do tipo rampa (triangular). M é o índice de modulação [4]. O sinal PWM aparece na figura 3:

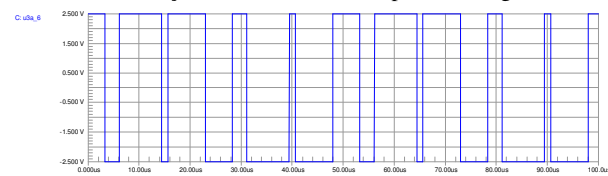


Fig. 3 – Sinal PWM, para a amostragem da figura 2, segundo [4]

A conversão 1-bit sigma-delta é descrita (neste artigo) por Klugbauer-Heilmeier e por Esslinger [6,7]. Para o mesmo sinal aplicado ($F_s = 20\text{kHz}$) tem a forma como segue:

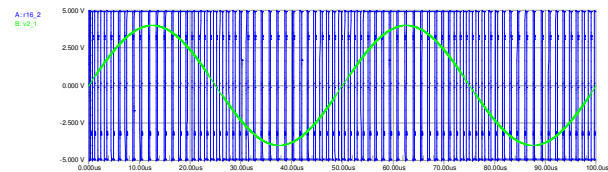


Fig. 4 – Conversão 1-bit sigma-delta para $F_s = 20\text{kHz}$ e $M = 0,8$ segundo [6,7]

Onde se percebe claramente a diferença fundamental entre o esquema PWM e o SDM (*sigma-delta modulation*): a densidade de amostras não é mais uma constante do sistema.

O sinal portador (*carrier*, ou *bias* em [4]) pode ser removido por um filtro passa-baixas (bloco *LP Filter*, na fig. 1) a fim de recuperar o sinal original. Procedimentos deste tipo já foram extensivamente tratados na literatura.

Attwood [2,3], Vanderkooy [4] e vários outros pesquisadores dedicaram grande parte de seu trabalho à procura de um método de correção que elevasse o padrão de qualidade sonoro dos amplificadores chaveados ao mesmo nível dos amplificadores lineares. Uma leitura destes trabalhos e outros, pode esclarecer o quão custoso é esse objetivo, especialmente em situações de grande potência, como é o caso do áudio profissional.

O método NDFL, proposto por Cherry para amplificadores lineares [5], forneceu a inspiração básica para a procura de uma técnica recorrente de realimentação negativa aplicada a amplificadores chaveados e essa é a proposta do método FCC, consistindo em um conformador de ondas de estrutura recorrente, otimizado matematicamente para realimentar um conversor SDM operando em classe AD ou BD. Sua estrutura guarda certa semelhança com a proposta por Cherry [5] para amplificadores lineares.

O sistema inicia com um bloco alimentador ALPHA (α), que distribui o sinal para $n+1$ conformadores diferenciadores, iniciando com BETA (β) e se estendem através dos GAMMA- i (Γ_i), ($i = 1,2,\dots,n$). O índice i pode assumir qualquer valor inteiro positivo e será mostrado que os erros introduzidos pelas não-linearidades do conversor SDM + estágio de potência decrescem quando i aumenta, ocorrendo uma melhora muito significativa de todos os parâmetros do amplificador chaveado.

ALPHA, BETA e os GAMMA- i são funcionalmente descritos pelas seguintes funções transferência (não são funções realimentação), no domínio da variável complexa s (transf. de Laplace), como está definido em [9]:

$$\alpha(s) = \frac{1}{A} \frac{1}{Bs+1} \quad (1)$$

$$\beta(s) = C \frac{Ds+1}{Es+1} \quad (2)$$

$$\Gamma_i(s) = F_i \frac{G_i s + 1}{H_i s + 1} \quad (3)$$

onde $i = 1,2,\dots,n$ e os parâmetros A, B, C, D, E, F, G e H são inicialmente desconhecidos. A, C e F_i são adimensionais e B, D, E, G_i e H_i têm dimensões de inverso da frequência angular.

Através de um procedimento sistemático de otimização, realizado por métodos variacionais [8,9], foi possível determinar os melhores parâmetros A, B, C, D, E, F, G e H , de modo que os graus de liberdade, inicialmente 8, foram drasticamente reduzidos. O processo variacional forneceu algumas equações de vínculo, que permitiram diminuir os graus de liberdade. Os parâmetros restantes, três no total, foram identificados como dados de sistema, chamados A, A_0 e $\Delta\omega_L$ e são oriundos da plataforma adotada, seguindo a prescrição:

A = ganho desejado em malha fechada;

A_0 = ganho de malha aberta;

$\Delta\omega_L$ = largura de banda, definida como sendo o inverso da resolução máxima da plataforma adotada que por sua vez é definida como sendo o pulso de duração mais curta que a plataforma é capaz de produzir.

O índice i , que a princípio poderia assumir qualquer valor inteiro positivo, na prática depende da largura de banda da plataforma utilizada e da largura de banda do conformador de ondas. Como i afeta diretamente a função sensibilidade, existirá um valor para o qual o sistema se tornará instável. Também está diretamente relacionado com a complexidade do sistema. Assim, optou-se por escolher um i que fornecesse ao amplificador chaveado o melhor desempenho, a partir do qual um incremento não traz nenhuma melhora significativa (convergência). Com a plataforma classe BD utilizada no protótipo a convergência foi rapidamente atingida, com $i = 3$.

2.1 O Método Variacional

Um dos métodos mais interessantes e antigos usados na física-matemática é o do *cálculo das variações* [8,9]. A idéia central está em minimizar (ou maximizar) uma certa função estática, chamada *funcional*, por meio de pequenas variações em alguns de seus parâmetros. Daremos aqui apenas um exemplo de como essa técnica pode ser usada para tratar problemas em muitas dimensões, tal como foi realizado com o método FCC, mas apenas para ilustrar o seu uso. O caso da *corda distendida*, como uma corda de piano ou de violão é típico e de grande interesse.

Uma corda distendida pode ser considerada como um sistema com infinitos graus de liberdade, cada elemento dx sendo tratado como uma partícula de massa ρdx . Portanto a energia cinética de um sistema de partículas como esse

$$E_{cin} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N m_i v_i^2 \text{ torna-se uma integral } E_{cin} = \frac{1}{2} \int_0^L (\rho dx) \left(\frac{\partial u}{\partial t} \right)^2$$

A energia potencial da corda deformada é mais facilmente calculada como sendo o trabalho efetuado contra a força de tensão T . O comprimento da corda deformada é um pouco maior do que o comprimento original L e é dado por

$$L' = \int ds = \int_0^L \sqrt{1 + \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2} dx$$

Para deformações pequenas, temos que

$$\sqrt{1 + \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2} \cong 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2, \text{ por conseguinte, a extensão } \Delta L$$

da corda é aproximadamente $\Delta L = L' - L \cong \frac{1}{2} \int_0^L \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 dx$, e a

energia potencial (trabalho realizado contra T) é dada por

$$E_{pot} \cong T \Delta L \cong \frac{T}{2} \int_0^L \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 dx, \text{ esta análise nos permite escrever}$$

o Lagrangeano do sistema como sendo

$$\mathcal{L} = E_{cin} - E_{pot} = \int_0^L \left[\frac{\rho}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial t} \right)^2 - \frac{T}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 \right] dx$$

Segundo o princípio de Hamilton, o movimento da corda deve ser tal que a integral

$$J = \int_{t_0}^{t_1} \int_0^L \left[\frac{\rho}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial t} \right)^2 - \frac{T}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 \right] dx dt, \text{ onde } t_0 \text{ e } t_1 \text{ são dois}$$

instantes arbitrários no tempo, seja *estacionária*. A equação de Euler-Lagrange para J toma então a forma

$$\frac{D}{Dt} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial u_t} + \frac{D}{Dx} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial u_x} = 0, \text{ Em que a quantidade}$$

$$\mathcal{L} = \frac{\rho}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial t} \right)^2 - \frac{T}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2, \text{ é geralmente chamada de}$$

densidade Lagrangeana. Procedendo com as operações necessárias, reduz-se a equação de Euler-Lagrange à forma familiar:

$$-T \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} + \rho \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = 0$$

que pode agora ser resolvida pelos métodos usuais de EDP. Demonstrou-se assim, como o método variacional pode reduzir um problema de muitas dimensões para formas mais brandas. Estes métodos são fartamente descritos na literatura usual de física-matemática.

3. RESULTADOS

Um protótipo com potência na faixa de 2kWav (@ 2 ohms) realizado seguindo as definições encontradas em [4] para a classe BD foi implementado para análise, inicialmente em malha aberta. Numa segunda etapa, para comparação, foi aplicado o método de realimentação proposto em [4] e finalmente, em uma terceira etapa foi aplicado o método FCC. O conformador de ondas FCC foi construído usando-se os métodos usuais de análise, após a obtenção dos parâmetros a partir das equações de vínculo e para os seguintes dados de sistema:

$$A = 24\text{dB}$$

$$A_0 = 26\text{dB}$$

$$\Delta\omega_L = \frac{2\pi}{8 \times 10^{-7} \text{ s}}$$

Nas medições foi empregado o analisador Audio Precision System One + DSP com software APWin 2.24, interfaceado pelo filtro auxiliar Audio Precision AUX-0025, conforme prescrito em [11]. As cargas são puramente resistivas. Todas as medições foram executadas em conformidade com as referências encontradas em [1], [10] e [11].

A análise para malha aberta, com $F_b=192\text{kHz}$ forneceu $\text{THD+N}=0,6\%$, em regime permanente senoidal de 1kHz, carga fixa resistiva de 8 ohms e potência média na carga, conforme definida em [1,10], de aprox. 625 Wav.

Em [4] está definida uma técnica de realimentação para amplificadores chaveados. Ela foi implementada no mesmo protótipo classe BD, a fim de se fazer uma comparação direta com o método FCC. A medição forneceu $\text{THD+N} = 0,9\%$,

nas mesmas condições. E como citado por Vanderkooy [4], a realimentação produzida por um integrador introduz distorção, apesar de alguma melhora em outras figuras de mérito.

Na próxima etapa, foi introduzido o conformador FCC, mantendo-se a mesma plataforma utilizada para as medidas anteriores. Foram executadas medidas sucessivas nas mesmas condições e a cada uma incrementava-se o índice i de uma unidade, a fim de atestar a diminuição da THD+N com o aumento de i , como foi antecipado em 2.

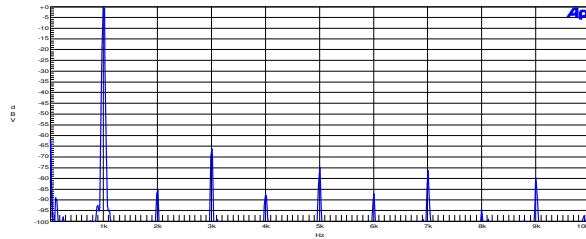


Fig. 5 – Análise espectral da tensão (normalizada) na carga, para $i = 1$. $THD+N=0,057\%$

Com $i = 1$ já foi possível obter um valor bem superior aos registrados anteriormente. Aumentando i ainda mais, vem:

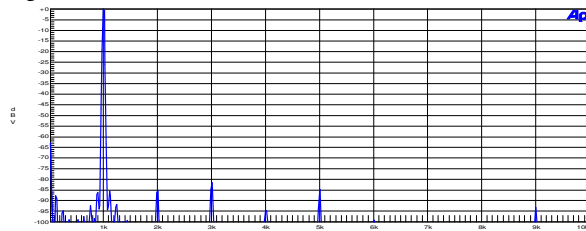


Fig. 6 – Análise espectral da tensão na carga, para $i = 2$. $THD+N=0,013\%$

Já próximo da região de convergência. Incrementando i de mais uma unidade:

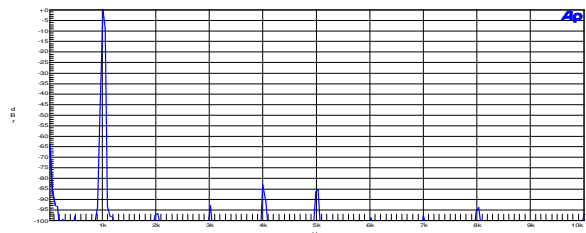


Fig. 7 – Análise espectral da tensão na carga, para $i = 3$. $THD+N=0,009\%$

A convergência foi visivelmente alcançada para $i = 3$ e a $THD+N$ alcançou um valor mais que dez vezes melhor que o nível de referência de 0,1%.

O método FCC provê o melhoramento de todas as principais figuras de mérito do amplificador chaveado, tais como: resposta em frequências, ruído residual de fundo, módulo da impedância de saída e a já (parcialmente) analisada, distorção harmônica+ruído. Na próxima sub-seção serão apresentados os resultados para todas essas figuras de mérito, mantendo fixo $i = 3$ e fazendo-se imediata referência aos valores obtidos com o método de [4] e os obtidos com um amplificador linear de alto padrão (de potência compatível,

que chamaremos *amplificador linear de referência*) e ter-se-á uma exata idéia da posição em que o método FCC colocou a plataforma chaveada classe BD.

3.1 Resposta em Frequências

Inicialmente a magnitude da resposta em frequências, para o método FCC:

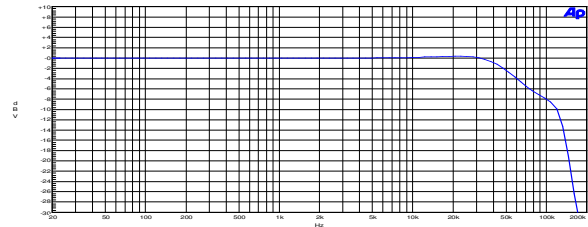


Fig. 8 – Magnitude normalizada da resposta em frequências para uma carga resistiva de 2 ohms, método FCC, exibindo a atuação do filtro AUX-0025

Percebe-se que, na banda de áudio, a resposta é perfeitamente plana, pois o que se vê é quase que totalmente a “marca” do filtro AUX-0025 [11]. Pode-se fazer a mesma medida para o método proposto em [4] e nas mesmas condições.

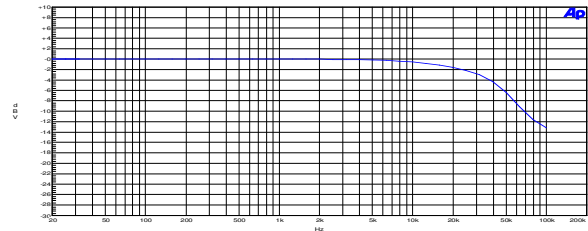


Fig. 9 – A mesma resposta em magnitude, obtida para o método proposto em [4]

Onde fica evidente a superioridade do método FCC em altas frequências.

O próximo passo será examinar a fase da resposta, em relação à entrada, conforme definido em [1,10]. Somente para o método FCC encontra-se:

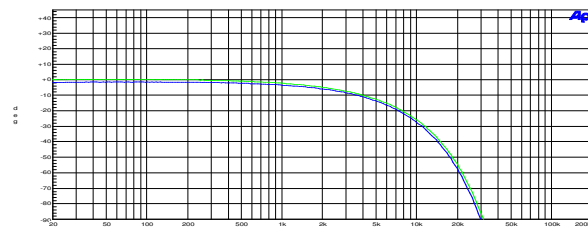


Fig. 10 – Fase da resposta em frequências para o método FCC (2Ω). Acima a resposta do filtro AUX-0025 e abaixo a resposta do protótipo interfaceado pelo filtro AUX-0025

Este gráfico mostra o pouco atraso introduzido pelo amplificador chaveado assistido pelo método FCC, com carga resistiva de 2 ohms. Para o método proposto em [4] o atraso introduzido chegou a -90deg em 30kHz, mostrando a sua inabilidade de reproduzir as frequências mais altas do espectro de áudio. No caso do amplificador linear usado como referência, os resultados são bastante compatíveis com os obtidos pelo protótipo assistido pelo método FCC.

3.2 Ruído Residual de Fundo

Agora a análise espectral por FFT do ruído residual de fundo presente na saída do amplificador quando sua entrada é desconectada [1,10]. Inicialmente para o método FCC:

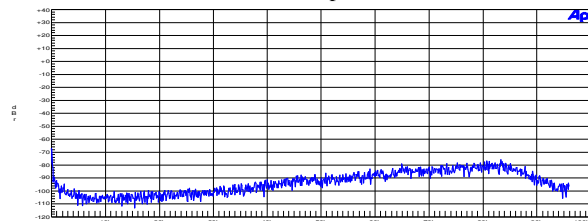


Fig. 11 – Análise espectral do ruído residual de fundo para o método FCC. $dBr=dBu$

Nota-se que dentro da banda de áudio o range dinâmico, conforme definido em [1,10] é extremamente grande, com $SNR(22-22kHz) = 109,8dBr$. O amplificador linear de referência possui $SNR(22-22kHz) = 100dBr$.

Para o protótipo assistido pelo método proposto em [4];

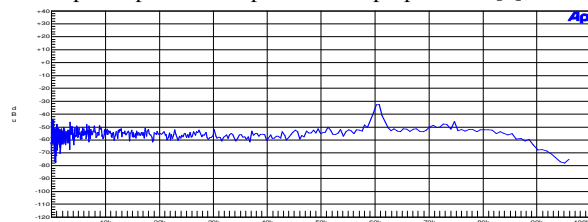


Fig. 12 – Análise espectral do ruído residual de fundo para o método proposto em [4]

o quadro é bastante inferior, com $SNR(22-22kHz) = 82dBr$. Verifica-se que, no parâmetro ruído residual de fundo, o amplificador chaveado assistido pelo método FCC obteve um resultado que supera o amplificador linear de referência.

3.3 Módulo da Impedância de Saída e Fator de Amortecimento

O fator de amortecimento (damping factor), como está definido em [1,10] pode ser facilmente obtido relacionando a resposta em frequências para uma carga conhecida com a resposta em frequências para uma carga infinitamente grande (amplificador com a saída em aberto) e calculando-o de acordo com as definições encontradas em [1,10]. A partir do fator de amortecimento pode-se calcular o módulo da impedância de saída, ainda conforme [1,10]. Um bom e suficiente valor para o fator de amortecimento se situam entre algumas centenas (200-600). Calculando-se o fator de amortecimento na frequência de 50Hz, obtém-se, para o método FCC, $D \approx 400 @ 8 \text{ ohms}$. A partir desse valor a impedância de saída (módulo) é obtida, $|Z| = 0,02 \text{ ohms}$. Para o amplificador linear de referência, nas mesmas condições, é obtido $D \approx 570$ com um respectivo $|Z| = 0,014 \text{ ohms}$.

O mesmo procedimento para o protótipo assistido pelo método proposto em [4] obteve $D \approx 28 @ 8 \text{ ohms}$, com um respectivo $|Z| = 0,286 \text{ ohms}$. O valor original (obtido com a plataforma sem nenhuma realimentação) foi $D \approx 10 @ 8 \text{ ohms}$, com $|Z| = 0,8 \text{ ohms}$. Mais uma vez, os resultados para o amplificador chaveado + FCC concordam muito bem com os obtidos para o amplificador linear de referência.

3.4 Distorção Harmônica Total + Ruído

Agora serão feitas análises detalhadas da THD+N. O primeiro procedimento consiste em se fixar a frequência do sinal senoidal e variar sua amplitude [1,10]; para cada incremento na amplitude é feita uma medida da THD+N. Primeiro, para o método FCC:

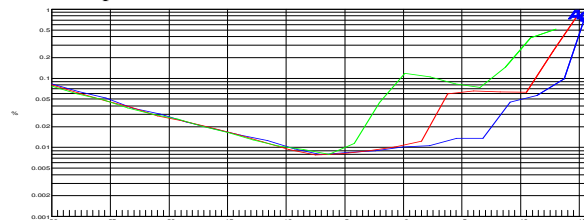


Fig. 13 – THD+N versus amplitude de entrada com sinal de teste de 1kHz para o método FCC. A amplitude de saída é 24dB maior. Abaixo carga de 8 ohms, ao centro carga de 4 ohms e acima carga de 2 ohms

Onde se fez a mesma medida para três cargas diferentes. Pode-se ver que a THD+N fica restrita a valores inferiores ao valor de referência na maior parte do intervalo, elevando-se somente nos limites de sua potência máxima. Por outro lado, atinge valores excepcionais (0,008%) em potências medianas. Para comparação, na próxima figura, a mesma medida, para o protótipo assistido pelo método de [4], onde confirmamos o resultado fornecido no início dessa seção.

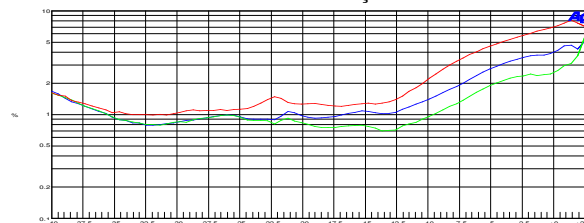


Fig. 14 – THD+N versus amplitude de entrada com sinal de teste de 1kHz, para o método proposto em [4]. A amplitude de saída é 32dB maior. Abaixo carga de 8 ohms, ao centro carga de 4 ohms e acima carga de 2 ohms.

A próxima figura exibe a THD+N versus amplitude para o amplificador linear de referência, que possui potência ligeiramente inferior ao do protótipo FCC apresentado, mas pôde fornecer uma comparação útil.

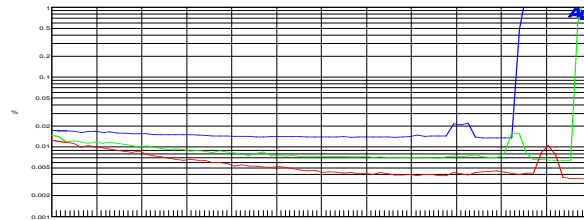


Fig. 15 – THD+N versus amplitude de entrada com sinal de teste de 1kHz para o amplificador de referência. A amplitude de saída é 32dB maior. Abaixo carga de 8 ohms, ao centro carga de 4 ohms e acima carga de 2 ohms.

Este excelente amplificador de tecnologia linear fornece uma

base segura do ponto onde o método FCC colocou a plataforma chaveada classe BD utilizada no protótipo. Agora, em lugar de se fixar a frequência e varrer a amplitude será feito o contrário. Se Fixa a amplitude e varre-se a frequência [1,10]. O gráfico assim obtido é o de THD+N versus frequência.

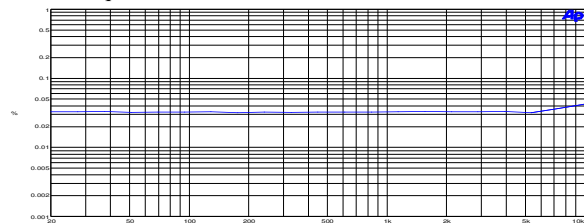


Fig. 16 – THD+N versus frequência @ -6dB do máximo sinal admissível, para carga de 2 ohms. Amplificador chaveado + FCC

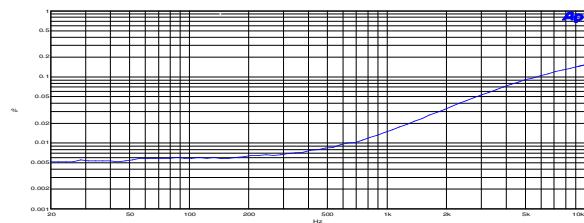


Fig. 17 – THD+N versus frequência @ -6dB do máximo sinal admissível, para carga de 2 ohms. Amplificador linear de referência

Onde se verifica, por comparação, a excepcional linearidade proporcionada pelo método FCC em relação às diferentes frequências do espectro de áudio. O amplificador linear de referência apresenta níveis excepcionalmente baixos de THD+N nas frequências mais baixas, contudo, nas mais altas o comportamento não é tão bom. Em um sistema de alta qualidade este amplificador provavelmente seria indicado para as frequências mais baixas (sistema de graves), já o amplificador chaveado FCC poderia ser utilizado em qualquer faixa de frequências.

Em toda a seção 3.4 a banda passante considerada pelo analisador foi de 22-22kHz.

4. FOTO DO PROTÓTIPO

O protótipo utilizado nas análises media cerca de 27x15cm e pesava cerca de 500g, com potência na faixa de 2kWavg.

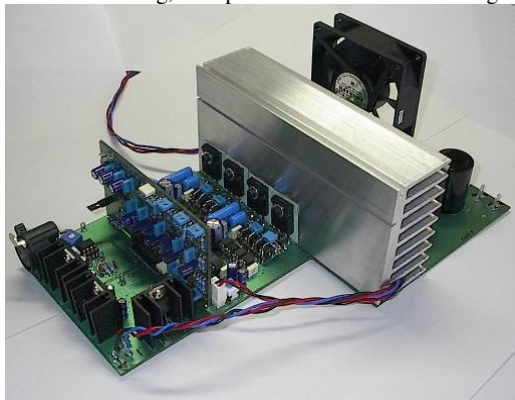


Fig. 18 – Protótipo classe BD + FCC

5. CONCLUSÕES

O amplificador de áudio foi criado logo após a invenção da válvula eletrônica, na década de 1910. A sua enorme importância econômica logo se tornou óbvia e atualmente o número de pessoas, cujas atividades dependem, direta e indiretamente desse objeto é continuamente crescente. A importância econômica de se gerar tecnologias de alto rendimento energético vai desde uma simples redução do volume e peso transportado (menor custo com transporte) até uma redução no consumo de energia elétrica.

Atualmente, universidades e empresas do mundo todo buscam desenvolver seus próprios métodos em amplificação chaveada e sempre com os mesmos objetivos: alta eficiência energética e grande fidelidade sonora.

O método FCC visa a implementar a modulação sigma-delta de maneira otimizada para grande qualidade sonora, mas mantendo a alta eficiência energética. No futuro, com o aperfeiçoamento destes métodos de alta eficiência, os amplificadores lineares poderão estar no mais completo desuso.

Torna-se, portanto imperativo, que o meio acadêmico do Brasil, bem como às suas indústrias do setor de áudio profissional, dominem métodos próprios e competitivos de amplificação chaveada. Lembrando que os vários métodos recentemente desenvolvidos no mundo todo são proprietários e mantidos sob proteção.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Duncan, Ben; "High Performance Audio Power Amplifiers", Butterworth-Heinemann, 1996;
- [2] Attwood, Brian E.; "Very High Fidelity Quartz Controlled PWM (class D) Stereo Amplifiers for Consumer and Professional Use", An Audio Engineering Society PrePrint, 1978;
- [3] Attwood, Brian E.; "Design Parameters Important for the Optimization of Very-Fidelity PWM Audio Amplifiers", An Audio Engineering Society PrePrint, 1982;
- [4] Vanderkooy, J.; "New Concepts in Pulse-Width Modulation", An Audio Engineering Society PrePrint, 1994;
- [5] Cherry, Edward M; "Nested Differentiating Feedback Loops in Simple Audio Power Amplifiers", J. Audio Eng. Soc., Vol. 30, No. 5, 1982 May;
- [6] Klugbauer-Heilmeyer, Josef; "A Sigma Delta Modulated Switching Power Amp", An Audio Engineering Society Preprint, preprint 3227,1992;
- [7] R. Esslinger, G. Gruhler and R.W. Stewart; "Digital Audio Power Amplifiers Using Sigma Delta Modulation – Linearity Problems in the Class-D Power Stage", Audio Engineering Society Convention Paper, 2001;
- [8] Arfken, G.B. & Weber, H.J., "Mathematical Methods for Physicists", Academic Press, 1995;
- [9] Butkov, E., "Mathematical Physics", Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1968;
- [10] Metzler, B. "Audio Measurement Handbook", Audio Precision, Inc., 1993;
- [11] Hofer, B., "Measuring Switch-Mode Power Amplifiers", Write paper, Audio Precision, Inc., 2003.