

EXCITAÇÃO DE ETAPAS DE POTÊNCIA CLASSE AB: UMA NOVA ABORDAGEM

Francisco Janssen

Centro Federal de Educação Tecnológica de Sergipe
Av. Gentil Tavares da Mota 1166, Aracaju – SE, CEP 49055-260
Brasil
e-mail: fjanssen@fisica.ufs.br

Resumo – Os amplificadores de potência de áudio ocupam uma posição limítrofe entre a ciência e a arte, devido à sua aplicação e ao perfil muito exigente do usuário desses equipamentos. O objetivo deste trabalho é apresentar deficiências de projeto que reconhecidamente afetam a qualidade do sinal, especificamente na etapa excitadora, e apresentar uma nova abordagem para o projeto desta etapa. Ao final é apresentado um projeto como exemplo.

Palavras-Chave – amplificador, áudio, etapa, excitador, saída, potência.

AB POWER AMPLIFIER DRIVER STAGE: A NEW APPROACH

Abstract – Audio power amplifiers occupy a place in the border between science and art, due to the typical application and users that have very demanding profile. The objective of this work is to present deficiencies of project that one knows affect the quality of the signal, specifically in the driver stage, and to present a new approach for this problem. Finally a project example is presented.

Keywords – amplifier, audio, driver, output, power.

I. INTRODUÇÃO

Apesar de meio século de trabalho no desenvolvimento de amplificadores de potência de áudio transistorizados com etapa de saída em classe B ou AB, muito ainda pode ser feito para melhorar o desempenho desses circuitos.

Enquanto o funcionamento da etapa de saída propriamente dita é bastante trivial, a excitação e a polarização dessa etapa envolvem diversos problemas complexos que afetam profundamente o desempenho do amplificador [1].

Os primeiros amplificadores transistorizados utilizavam configurações derivadas dos circuitos valvulados e empregavam transformadores de acoplamento, o que simplifica bastante o projeto, mas introduz distorção devida à magnetização do núcleo, limitação na resposta em frequência e aumento do tamanho, peso e custo do amplificador [2].

Artigo Submetido em 23/08/2004. Primeira Revisão em 01/10/2004.
Segunda Revisão em 18/11/2004. Aceito sob recomendação do Editor Especial Prof. Pedro Francisco Donoso-Garcia.

Muitas configurações para o circuito excitador têm sido desenvolvidas com o objetivo de obter bom desempenho e custo aceitável. Nos amplificadores típicos das décadas de 60 e 70, as distorções causadas pelos circuitos eram compensadas com níveis elevados de realimentação negativa, levando a amplificadores que apresentavam bons resultados em testes de bancada com sinais senoidais e cargas resistivas, mas qualidade insatisfatória quando trabalhavam com sinais musicais complexos e cargas reativas, que provocavam instabilidades não compensáveis pela malha de realimentação [3][4]. A qualidade subjetiva desses amplificadores, quando comparada à dos amplificadores valvulados ainda existentes, deu origem ao preconceito em relação aos amplificadores transistorizados que persiste até hoje. A partir da década de 80, a tendência foi a redução do ganho de cada etapa, a melhoria das qualidades do amplificador em malha aberta e a utilização moderada de realimentação negativa, resultando em amplificadores de boa qualidade subjetiva, mas elevada complexidade e custo [5].

Este trabalho apresenta uma alternativa na forma de alimentação da etapa de potência que simplifica o circuito de excitação e ainda permite o uso de componentes com especificações menos rígidas.

II. CONFIGURAÇÕES TRADICIONAIS

Uma configuração simples e tradicional pode ser vista na figura 1. A etapa de saída é composta pelo par complementar Q1 e Q2, polarizada por R1, R2 e V1. Q3 funciona como amplificador emissor comum, tendo como carga R3 e a etapa de saída.

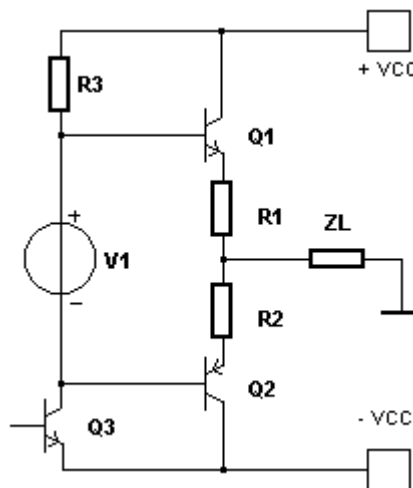


Fig. 1. Configuração simples de etapa de saída.

O transistor Q3 opera com sinais de grande amplitude e o uso de um resistor de emissor, que funciona como realimentação local, é adequado para reduzir a distorção e também melhorar a estabilidade do ponto de operação. Um capacitor entre coletor e base também funciona como realimentação, reduzindo o ganho e a tendência a oscilações em altas frequências, ver R4 e C1 na figura 2. É importante que a resposta em frequência do excitador não seja maior que a da etapa de saída, para evitar instabilidades [5].

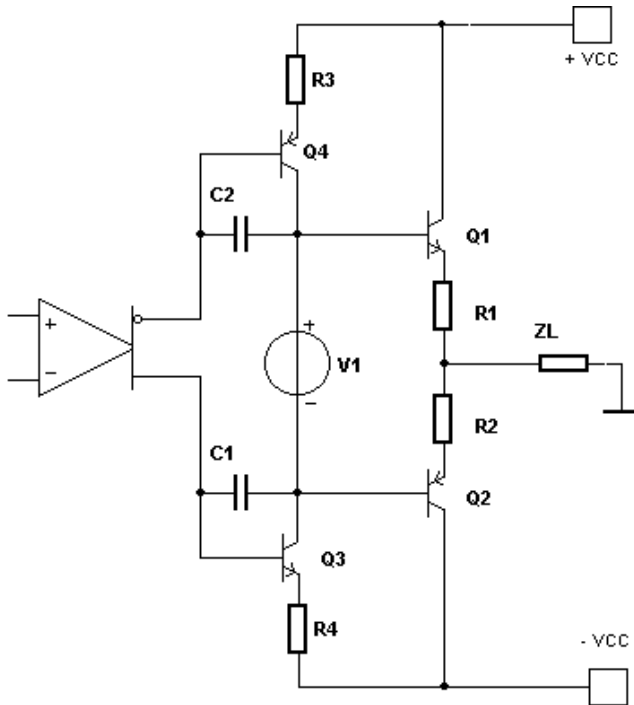


Fig. 2. Configuração típica de etapa de saída.

O maior problema nessa configuração é causado pela carga representada pela etapa de saída. Para evitar distorção, o valor de R3 na figura 1 deve ser muito menor que a impedância vista na entrada da etapa de saída. Em amplificadores de maior potência, onde a tensão de alimentação atinge valores elevados, a potência dissipada em R3 e a escolha de Q3 na figura 1 tornam-se críticas [6].

Uma solução adotada para esse problema é o uso de transistores ou arranjos *Darlington* na saída. O problema com esta solução é que torna-se mais difícil compensar termicamente o ponto de operação dos transistores de saída, pois a tensão base - emissor do transistor ou arranjo é significativamente maior [7]. Para obter uma estabilidade térmica aceitável é necessário aumentar o valor de R1 e R2, o que leva a um aumento na impedância de saída, sacrificando o fator de amortecimento. A impedância de saída do amplificador em malha aberta tem influência direta na qualidade subjetiva da reprodução de baixas frequências, pois apesar de ser possível reduzir a impedância de saída do amplificador com realimentação negativa, a malha de realimentação deveria ser ajustada ao comportamento de cada alto-falante conectado ao amplificador. Nesse aspecto o transformador de saída utilizado em amplificadores valvulados (e em alguns transistorizados) oferecia uma vantagem: impedância de saída muito baixa, especialmente em baixas frequências [8].

O desenvolvimento relativamente recente de transistores de efeito de campo de potência representa uma solução eficiente e elegante para esse problema, pois a substituição dos transistores de saída Q1 e Q2 por transistores de efeito de campo elimina o risco de avalanche térmica, apresenta para o excitador uma impedância elevada, apesar de complexa, e dispensa os resistores R1 e R2, reduzindo drasticamente a impedância de saída [9][10].

Para transistores bipolares, uma outra solução é a substituição de R3 por uma fonte de corrente constante (Q4 da figura 2). Assim, a potência consumida pelo excitador é reduzida, mas Q3 deixa de ser um amplificador emissor comum, passando a ser uma fonte de corrente. Excitar a etapa de saída com corrente faz com que a etapa de saída deixe de ser um seguidor de tensão para ser fonte de corrente também. Pode parecer mais natural conectar um alto-falante eletrodinâmico a uma fonte de corrente que a uma fonte de tensão [2], mas deve-se considerar que isso faz com que seja difícil manter a estabilidade do amplificador, pois o circuito equivalente do alto-falante passa a ter papel mais importante na malha de realimentação [11].

Uma evolução dessa configuração consiste em controlar a fonte de corrente (Q4) da mesma maneira que Q3, ver figura 2. Isso reduz ainda mais a potência dissipada pelos transistores excitadores, mas aumenta a complexidade do circuito.

Nos amplificadores de alta potência (acima de 100 Wrms), Mesmo com as estratégias de redução de potência do circuito excitador acima mencionadas, as necessidades de ganho de potência, tensão coletor - emissor e dissipação de potência para os transistores excitadores são severas, chegando ao extremo de não ser possível obter esses parâmetros com um único estágio. Recorre-se então a circuitos mais complexos, com duas ou mais etapas excitadoras em cascata, aumentando o custo do equipamento a quantidade de distorção e a possibilidade de instabilidade devido à complexidade da função de transferência. O projeto de um amplificador com esta configuração é uma tarefa difícil e muitas vezes ingrata, pois pode ser impossível garantir a estabilidade para qualquer carga ou sinal de entrada [2].

III. UMA NOVA ABORDAGEM

A potência realmente necessária para excitar a etapa de saída é bem menor que a manipulada pelo circuito excitador de um amplificador convencional. Isso ocorre porque a alimentação do circuito excitador é retirada de uma fonte com a mesma referência que a fonte que alimenta a etapa de saída, apesar do excitador necessitar apenas fornecer tensão suficiente para fazer conduzir a junção base - emissor dos transistores de saída. Caso a etapa excitadora seja alimentada por uma fonte cuja referência seja aproximadamente a tensão de emissor dos transistores de saída (ponto em comum a R1, R2 e ZL da figura 3), a tensão dessa fonte pode ser bem menor, reduzindo a potência dissipada pelo circuito excitador, o ganho de potência necessário e a tensão coletor - emissor a ser suportada pelos transistores excitadores. Isso representa não só economia de energia, mas principalmente menor complexidade do circuito, o que implica em menor custo e melhora das características de malha aberta, já que

estas características podem ser melhores se menor for o número de elementos ativos do amplificador [2].

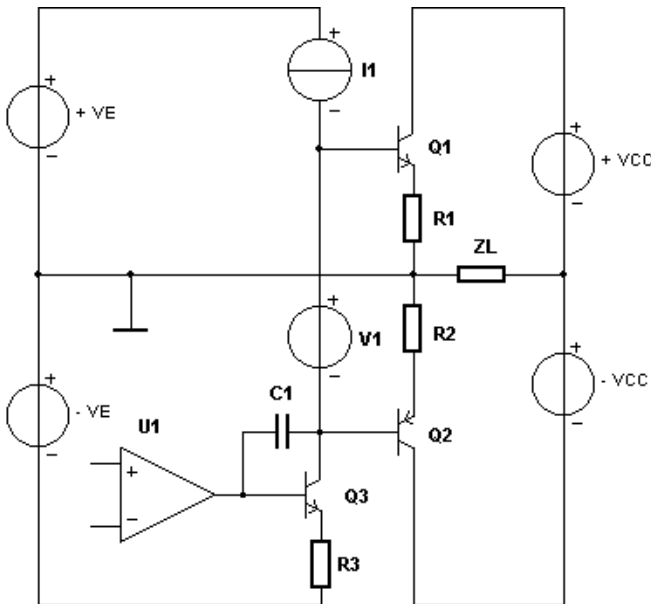


Fig. 3. Excitador com alimentação independente.

É importante ressaltar que o referencial passou a ser a junção de R1 e R2 e o ponto comum da fonte simétrica da etapa de saída passou a ser flutuante. Isso é feito para simplificar o acoplamento do sinal na entrada do amplificador.

Com a tensão de alimentação da etapa excitadora reduzida, a corrente I_1 pode ser aumentada e mantida constante, sem que isto represente dissipação exagerada em Q3 e no transistor utilizado como fonte de corrente. As especificações de potência e tensão para esses transistores são também bastante reduzidas em relação à configuração convencional.

IV. CIRCUITO EXEMPLO

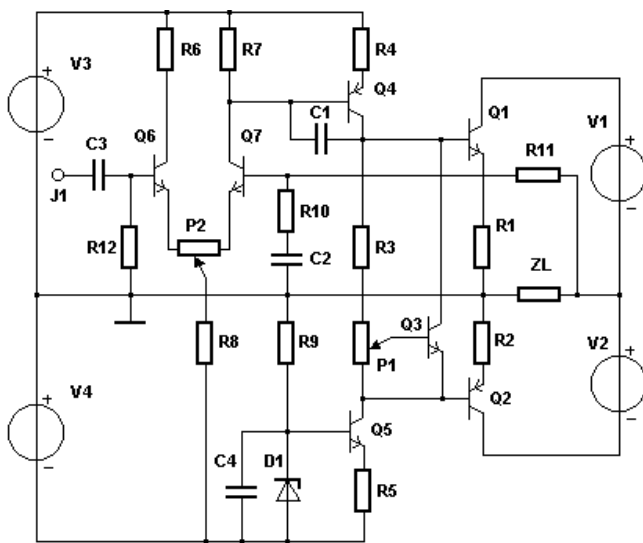


Fig. 4. Circuito Exemplo.

Na figura 4 é apresentado um circuito exemplo de projeto. Q1, Q2, R1 e R2 formam a etapa de saída. Q3, R3 e P1 fazem a polarização da etapa de saída. Q3 deve estar em contato térmico com os transistores da etapa de saída e o ponto de operação é ajustado em P1. Q5, R5, R9, C4 e o diodo Zener D1 formam a fonte de corrente fixa. C4 elimina o ruído branco produzido por D1. Q4 e R4 formam o amplificador de corrente, C1 faz o papel de realimentação local, limitando o ganho desse estágio para altas frequências. Para amplificadores de potência elevada, pode ser necessário um ganho de corrente maior em Q4, possivelmente com o uso de um transistor *darlington*. Q6 e Q7 formam um par diferencial, empregado para facilitar a aplicação da realimentação via R10, R11 e C2. Este último tem a função de reduzir o ganho para frequências muito baixas, reduzindo a componente contínua da tensão na saída. P2 limita o ganho desta etapa e permite o ajuste de *offset* do amplificador. R7 lineariza a impedância vista pelo coletor de Q7, devido à não linearidade da impedância vista na base de Q4. R6 deve ter valor aproximado ao módulo da impedância vista pelo coletor de Q7, para que o par diferencial Q6 e Q7 seja o mais equilibrado possível. R8 serve como fonte de corrente para o par diferencial (não é necessário que esta corrente seja absolutamente constante), R12 polariza a base de Q6 e C3 faz o acoplamento do sinal de entrada aplicado a J1.

Os valores dos componentes para um amplificador de 400 W_{RMS} com carga de 8 Ω são mostrados na tabela 1.

Tabela 1
Valores dos componentes para o amplificador
400 W com $Z_L = 8 \Omega$

Posição	Valor
R1, R2	0,1 Ω / 5 W
R3	100 Ω / 125mW
R4, R5	22 Ω / 5 W
R6, R7, R8, R9, R10, R12	1 kΩ / 125 mW
R11	47 kΩ / 125 mW
P1	470 Ω
P2	100 Ω
C1	100 pF
C2	470 μF
C3, C4	10 μF
D1	5,6 V / 400 mW
Q1	MJL3281A
Q2	MJL1302A
Q3, Q5	BD135
Q4	BD136
Q6, Q7	BC548
V1, V2	90 V / 4 A (10 A pico)
V3, V4	12 V / 250 mA

O circuito foi simulado com o programa Multisim 2001 da Interactive Image Technology Ltd. Nas figuras 5, 6 e 7 são mostradas formas de onda em alguns pontos importantes do circuito.

Observa-se na Figura 5 que a forma de onda das tensões nas bases de Q1 e Q2 apresentam suave distorção de correção de *crossover*. Observa-se também que a diferença

de tensão entre os dois sinais permanece praticamente constante, comprovando a estabilidade do ponto de operação da etapa de saída para sinais de grande amplitude.

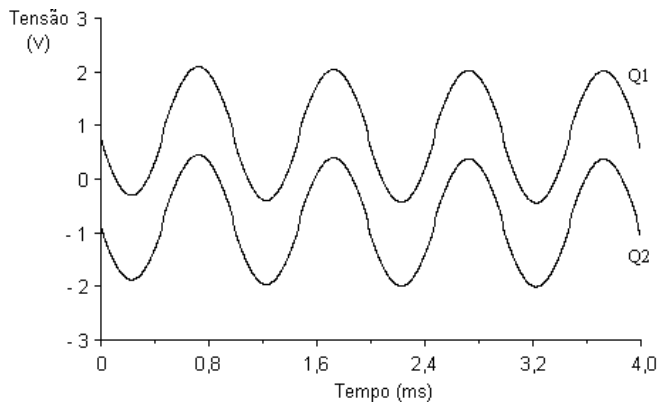


Fig. 5. Formas de onda das tensões nas bases de Q1 e Q2, para 400 W na saída.

Para sinais de pequena amplitude pode-se comprovar o funcionamento do circuito de polarização pela Figura 6, que ilustra a corrente nos transistores de saída, através das tensões nos emissores de Q1 e Q2.

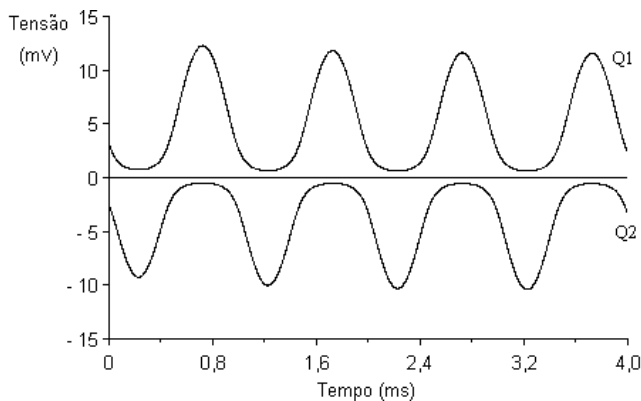


Fig. 6. Formas de onda das tensões nos emissores de Q1 e Q2, para 43 mW na saída.

As tensões nos coletores de Q6 e Q7, figura 7, mostram que o par diferencial está bem equilibrado e que a distorção nas etapas excitadora e de potência é pequena.

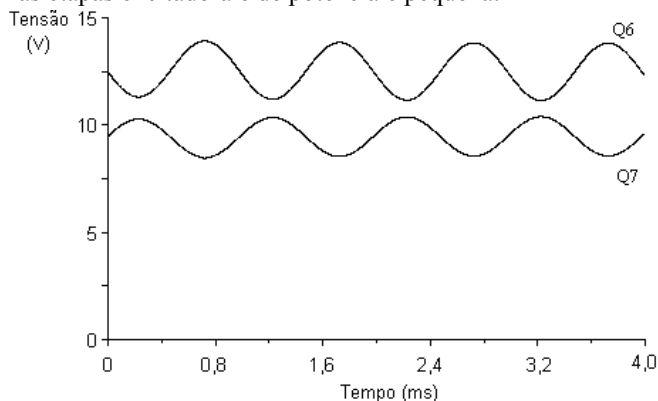


Fig. 7. Formas de onda das tensões nos coletores de Q6 e Q7, para 400 W na saída.

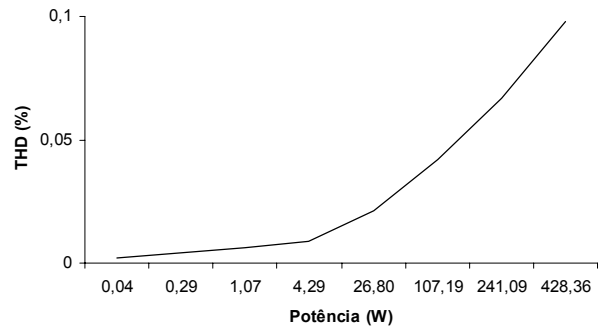


Fig. 8. Distorção harmônica em função da potência de saída.

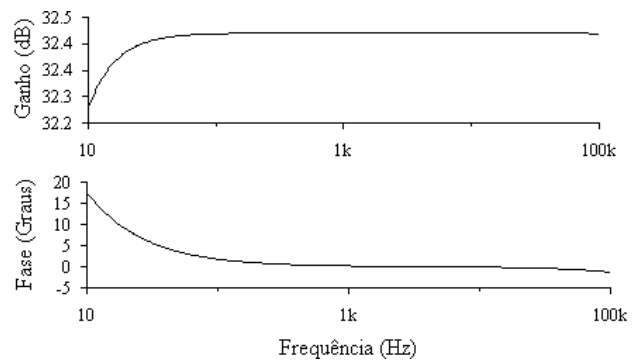


Fig. 9. Diagramas de ganho e fase para 400 W na saída.

V. CONCLUSÕES

A mudança apresentada na forma de se alimentar as etapas de saída e excitadora dos amplificadores de potência de áudio em classe AB permite obter circuitos relativamente mais simples, como no exemplo apresentado. Apesar de ser apenas um circuito exemplo que pode ser melhorado, Os resultados da simulação foram bons, como pode-se ver nas figuras 8 e 9.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Cherry, Edward M., *Feedback, Sensitivity and Stability of Audio Power Amplifiers*, AES Journal, vol. 30, pp. 282-294, May 1982.
- [2] Self, Douglas, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Newness, 3ª Edição, Oxford, 2002.
- [3] Black, H. S. "Inventing the Negative Feed-Back", IEEE Spectrum, vol. 14, pp. 55-60, December 1977.
- [4] Chase, Robert F., *Design Aspects of Transistor Power Amplifiers*, AES Journal, vol. 10, pp. 232-235, July 1962.
- [5] Leach, Jr., W. Marshall, *Suppression of Slew-Rate and Transient Intermodulation Distortions in Audio Power Amplifiers*, AES Journal, vol. 25, pp. 466-473, July/August 1977.
- [6] Slone, G. Randy, *High-Power Audio Amplifier Construction Manual*, McGraw-Hill, New York, 1999.
- [7] Haas, George C. *Design Factors and Considerations in Full Complementary Symmetry Audio Power Amplifiers*, AES Journal, vol. 16, pp. 321-326, July 1968.

- [8] Spicer, Stephen, *Firsts In High Fidelity: The Products And History Of H. J. Leak & Co Ltd.*, Softbound, London, 2000.
- [9] Cordell, Robert R., *A MOSFET Power Amplifier with Error Correction*, AES Journal, vol. 32, pp. 2-17, January/February 1984.
- [10] Bortoni, Rosalfonso; Filho, Sidnei Noceti; Seara, Rui, *On the Design and Efficiency of Class A, B, AB, G, and H Audio Power Amplifier Output Stages*, AES Journal, vol. 50, pp. 547-563, June 2002.
- [11] Mills, P. G. L.; Hawksford, M. O. J., *Transconductance Power Amplifier Systems for Current-Driven Loudspeakers*, AES Journal, vol. 37, pp. 809-822, October 1989.

DADOS BIOGRÁFICOS

Francisco Janssen, nascido em 14/10/1965 em São Paulo é engenheiro eletricitista (1992) pela Universidade Federal de Campina Grande e mestrando em Física da Matéria Condensada pela Universidade Federal de Sergipe.

Ele foi, de 1994 a 1995, coordenador dos Laboratórios de Eletrônica e, de 1995 a 1996, coordenador do curso de Eletrônica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Sergipe (CEFET-SE). Atualmente é professor do CEFET-SE. Suas áreas de interesse são: eletrônica de potência, automação, instrumentação, controle de processos e ciência dos materiais.