

Amplificador de Áudio em “Class G”

por
Pedro Ferreira

ISEL, 30 de Setembro 2005

Resumo

Este projecto consiste no dimensionamento e construção de um amplificador de áudio em “Class G” com monitorização e controlo digital. A designação “Class G” vem pelo facto do amplificador ter dois modos (podendo haver mais) distintos de funcionamento, até uma determinada potência funciona em “Class A” e acima dessa potência em “Class C”. A tensão de saída na carga do amplificador determina a comutação do modo. A potência eficaz de saída obtida em “Class C” é de 156 [W] para uma carga resistiva de 6 ohm, e em “Class A” é de 75 [W], para a mesma carga.

O andar de saída é constituído por transístores bipolares, que funcionam nos dois modos de funcionamento e por transístores MOSFET's que funcionam só em “Class C”. Os transístores de saída bipolares e MOSFET's, são arrefecidos por ventilação forçada, controlada por microcontrolador, por forma a evitar o sobreaquecimento e a minimizar a dimensão dos dissipadores.

Para caracterizar o amplificado, foram realizadas algumas medições experimentais, nomeadamente a distorção de intermodulação (norma do ITU-R), a distorção harmónica total, a relação sinal/ruído, o damping factor, o slew-rate e a potência na carga.

Foi acrescentado ao sistema, um microcontrolador que permite monitorizar as seguintes grandezas: a temperatura dos transístores bipolares de saída, as tensões de alimentação, a corrente de polarização dos transístores em “Class A” e o seu modo de funcionamento (“Class A” ou “Class C”). Consoante as grandezas medidas, o microcontrolador tem ainda a função de proteger o sistema. O interruptor de on/off é controlado pelo microcontrolador, por forma a minimizar picos de corrente quando se liga o amplificador e a proteger a carga do amplificador contra tensões DC, quando este se desliga.

Introdução

O início deste projecto teve como grande objectivo o dimensionamento e construção de um amplificador de alta-fidelidade com 150W de potência eficaz, segundo o conceito de Peter Walker[1] (*a straight wire with gain*).

De forma a atingir este objectivo o amplificador tem de funcionar em Class A. Porém, numa topologia *Push-Pull*, temos um rendimento de 50% à potência máxima, o que para valores de 150W na carga, leva o amplificador a consumir 300W em repouso, assim como os transístores de saída a dissipar 300W. Por forma a melhorar o rendimento, mantendo uma configuração em “Class A”, achei interessante projectar um amplificador com dois modos de funcionamento, ou seja, até uma determinada potência o amplificador funcionará em “Class A” e acima desta potência, funcionará noutro modo que apresente um rendimento superior.

Pegando numa ideia, que nasceu no Japão na empresa Hitachi em meados dos anos 70, aparece então no mercado a denominada “Class G”, que consiste de uma forma sucinta, num andar de saída com dois modos de funcionamento em vários patamares de comutação, sendo os últimos modos sempre em “Class C”.

Este projecto tem um patamar de comutação, que define o modo de funcionamento do amplificador e um valor máximo de tensão constante (55V), fornecido pela fonte de alimentação. O patamar de comutação está situado nos 30V, o que significa, que o andar de saída vai funcionar em “Class A” até uma tensão na carga de pico de 30V e a partir desta tensão, entra em funcionamento outro andar (“Class C”) de saída, até aos 55V.

A relação entre as tensões define a potência a dissipar pelos dois andares de amplificação, ou seja, quanto maior a relação de tensões menor é a potência dissipada pelos transístores do segundo andar e maior é a potência dissipada pelos transístores do primeiro andar (ver figura 1).

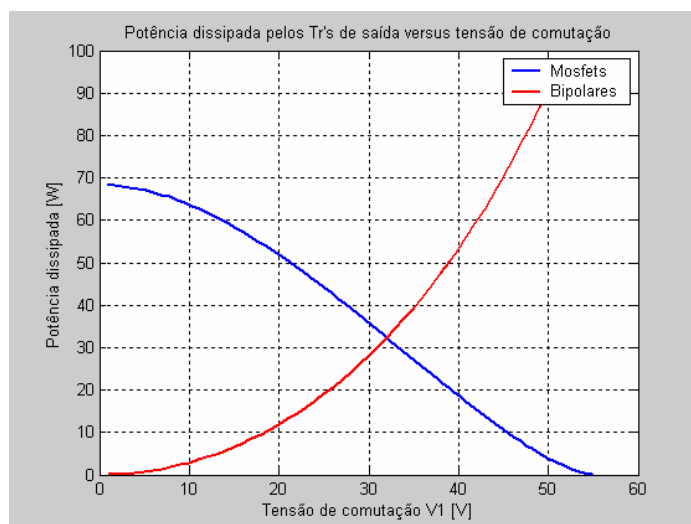


Figura 1. Potência dissipada pelos transistores de saída versus tensão de comutação

Arquitectura do Amplificador

O amplificador projectado tem uma arquitectura de três andares, representados na figura 2.

Existe também no mercado a arquitectura de dois andares (bastante comum em amplificadores com válvulas), esta mais complexa de projectar e com resultados inferiores.

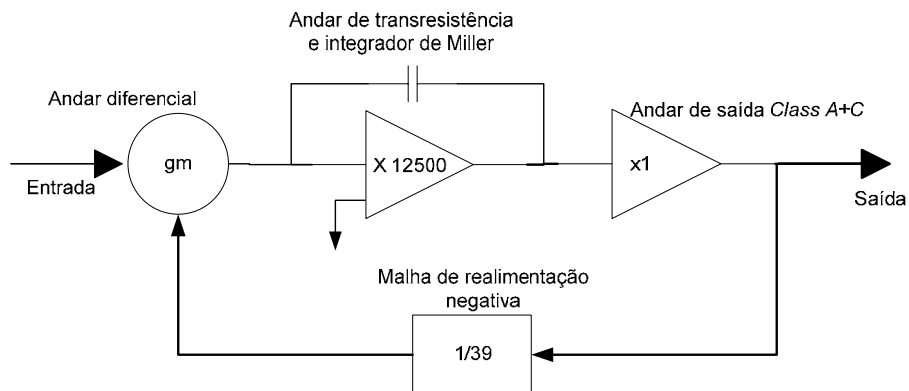


Figura 2. Arquitectura de 3 andares do amplificador

Andar de transcondutância

O primeiro andar é um andar diferencial de transcondutância caracterizado por um par diferencial na entrada com fonte de corrente, circuito cascode e carga activa em espelho de corrente.

Com o par diferencial minimizamos a distorção de 2ª harmónica, consegue-se melhorar a resposta linear do andar através da realimentação local negativa e através da corrente de polarização do andar podemos ajustar o valor de *slew-rate* do amplificador. O valor de transcondutância deste andar é 9 mA/V.

Andar de transresistência

Este andar converte a corrente da saída do par diferencial em tensão para o andar de saída, tensão esta que teoricamente deverá ser *rail-to-rail*. Este andar por vezes é referido como “VAS - Voltage Amplifier Stage” [2], pois é este andar que providencia o ganho de tensão do amplificador, tornando-o ideal para a compensação.

Este andar não contribui substancialmente para a distorção global do amplificador, pois para frequências baixas, a realimentação global lineariza a resposta de todo o amplificador e a malha de compensação lineariza as altas frequências através da realimentação local. Uma vez que o andar de saída tem ganho de tensão unitário, o ganho em malha aberta do amplificador para baixas frequências é constante e para altas frequências diminui, decaindo 6dB/oitava a partir do primeiro pólo.

Andar de Saída

O andar de saída deste projecto é constituído por dois grupos de transístores (ver figura 3). Um grupo de transístores que vão funcionar em “Class A” e “Class C” e outro grupo de transístores que funcionam exclusivamente em “Class C”.

O primeiro grupo de transístores Q5, Q9, Q4 e Q10 são transístores bipolares, em que se optou por uma topologia CFP “*Complementary Feedback Pair*” em paralelo. A configuração paralela tem dois objectivos: garantir uma maior fiabilidade ao andar devido às potências em jogo e garantir que os transístores funcionem numa zona mais limitada possível em torno do seu ponto de funcionamento em repouso (PFR). Desta forma garante-se uma zona de funcionamento mais linear do transístor, em que o valor do seu parâmetro beta sofre uma menor variação. As resistências R12 e R17 estabilizam o PFR no andar de saída (realimentação local negativa).

O segundo grupo de transístores M8 e M5 são transístores MOSFET’s, dispositivos que vão funcionar em “Class C” e suportam correntes até aos 9A e tensão máxima *dreno-source* de 110V. Os díodos que se encontram ligados à base dos driver’s, permitem manter os MOSFET’s em corte até o primeiro andar entrar na zona de corte perto dos 30V na saída.

Para uma relação de tensões de 0.55 (30/55) e uma carga resistiva de 6 ohm, a potência máxima dissipada nos transístores do primeiro andar é de 29.2W e de 36W para os do segundo andar, totalizando 65.2W.

Para uma tensão de alimentação máxima de 55V podemos então esperar uma potência eficaz entregue na carga de 252W, correspondendo a um rendimento à potência máxima teórico de 79% para a “Class G”.

As resistências R28, R29, R30 e R31 servem para compensar as diferenças entre os transístores que estão em paralelo, nomeadamente nas tensões V_{BE} . Deste modo garantimos que ambos os transístores em paralelo estão aproximadamente a debitar a mesma corrente.

Os diodos de comutação entre a Class A e Class C são diodos schottky (D42 e D45) que garantem que a comutação de *on* para *off* e vice-versa seja a mais rápida possível. Estes componentes, por não existirem na década de 70 e por problemas técnicos verificados nos amplificadores “Class G”, ditaram o abandono da topologia por parte da Hitachi.

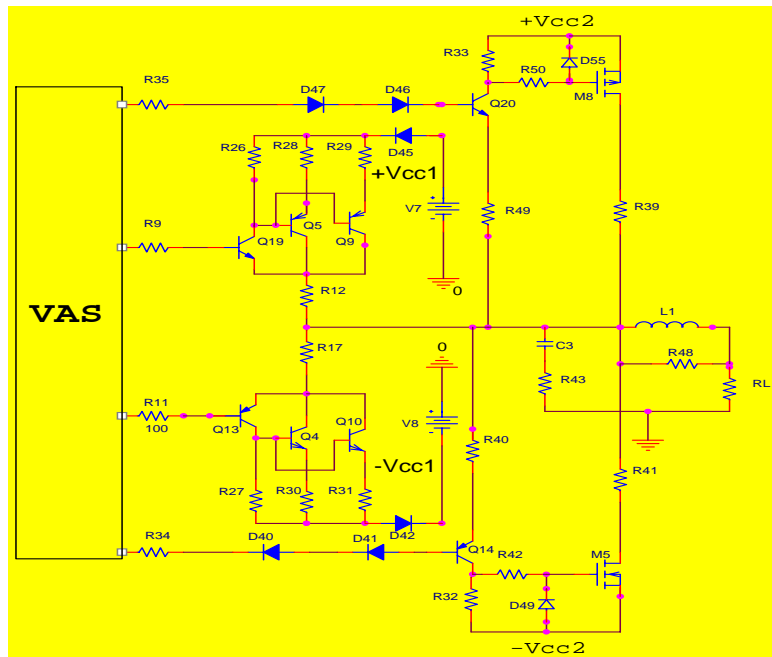


Figura 3. Esquema do andar de saída

Medições efectuadas

Foram efectuadas medições ao amplificador nomeadamente a distorção até à terceira harmónica em diversos níveis de potência, distorção de inter modulação (norma do ITU-R), impedância de saída, *slew-rate*, relação sinal-ruído sem ponderação, sensibilidade, potência de saída e tensão de *offset* (ver tabela 1).

| Potência de Saída | | THD-3 | | IMD | | Slew-Rate | | |
|------------------------------------|------------------------------------|---------------------|---------------------|--------------|----------------------|-------------------|-------------------|-----------------------------|
| “Class A” Carga 7.3Ω [W] rms | “Class C” Carga 7.3Ω [W] rms | 1Khz a 136W % | 5Khz a 136W % | a 5W % | Relação S/R dB | “Class A” μs/V | “Class C” μs/V | Damping Factor a 1kHz |
| 55 | 155 | 0.3 | 0.5 | 0.018 | 79.5 | -20 +24 | -16 +17 | 216 |

Tabela 1. Medições efectuadas

Módulo de alimentação controlo e monitorização

Foi desenvolvido para este projecto um módulo de controlo e monitorização (ver figura 4) baseado num microcontrolador. O módulo monitoriza as tensões de alimentação, a corrente de polarização dos transístores em “Class A”, a sua temperatura, controle do sistema de ventilação, controle do *power-up* e *power-down* e detecção do modo de funcionamento em “Class A” ou “Class C”. O sistema de alimentação é clássico, baseado num transformador toroidal de 500VA com rectificação completa para todas as tensões e relés de arranque.

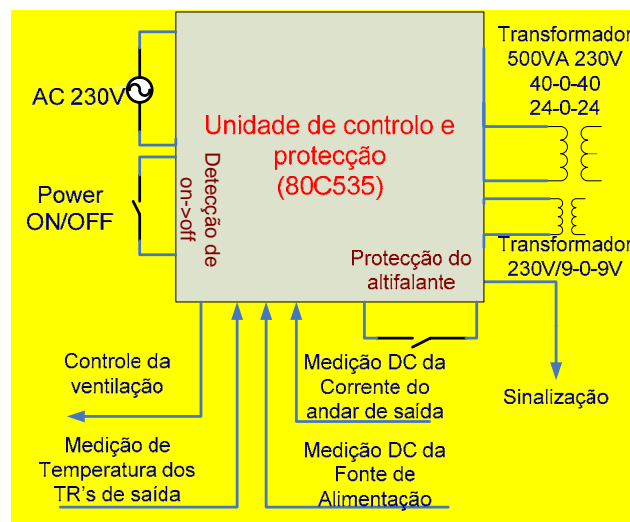


Figura 4. Módulo de controlo e monitorização

Trabalho futuro

O módulo de controle e monitorização poderá ser efectuado por um PIC, reduzindo as dimensões actuais do módulo, permitindo no futuro controlar e monitorizar vários amplificadores.

A fonte de alimentação deveria ter mais capacidade de armazenamento de energia, assim como se deveria estudar e implementar um circuito de correcção do factor de potência.

O andar de entrada deverá ser implementado com transístores emparelhados.

No andar de saída deverá ser estudado um circuito de protecção de potência para os transístores de saída.

[1] Walker, Peter, engenheiro fundador da marca “Quad” em 1936.

[2] Self, Douglas, “Áudio Power Amplifier Design Handbook”, 3ª edição 2002.