

AMPLIFICADOR CLASSE D DE POTÊNCIA ALIMENTADO COM FONTE DE TENSÃO CC SIMPLES OU SIMÉTRICA

Leandro Vilefort, Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, Ernane Antônio Alves Coelho,
Luiz Carlos de Freitas e João Batista Vieira Jr

Universidade Federal de Uberlândia – UFU/Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT- NuPEP
Uberlândia, MG - Brasil

e-mails: leandrovilefort@gmail.com, fabiovince@yahoo.com.br, ernane@ufu.br, freitas@ufu.br, batista@ufu.br

Resumo – Este artigo apresenta o estudo de uma topologia de amplificador Classe D de potência, alimentado com uma fonte cc ou fonte simétrica, adequado para operar com *subwoofers*. A estrutura proposta não necessita de fonte de alimentação estabilizada e filtro LC passa baixas na saída como ocorre com os amplificadores Classe D tradicionais. Um protótipo de 1 kW foi implementado em laboratório obtendo-se rendimento de 90 % e taxa de distorção harmônica (TDH) inferior a 1,25 %. Princípio de operação, estratégia de controle e resultados experimentais para o amplificador alimentado com uma fonte cc e fonte simétrica também são apresentados.

Palavras-Chave – Amplificador Classe D de Potência, Alto Rendimento, Comutação Suave, Filtro LC, TDH.

CLASS D POWER AMPLIFIER SUPPLIED WITH A SINGLE OR SYMMETRICAL DC POWER SUPPLY

Abstract – This paper presents the study of a high power Class-D audio amplifier supplied by a single or symmetrical power source for subwoofer applications. A regulated dc voltage supply is not needed as well as a load dependent LC low pass output filter overcoming the disadvantages of ordinary Class-D audio amplifiers structures. A laboratory prototype was implemented and it was found that efficiency around 90 % and Total Harmonic Distortion (THD) below 1.25 % could be achieved. Principle of operation analysis, control strategy and experimental results using a single and symmetrical dc power supply are also included in this paper proposal.

Keywords – Class-D Power Amplifier, High Efficiency, LC Filter, Soft Switching, THD.

I. INTRODUÇÃO

Os amplificadores chaveados e os híbridos apresentam rendimento elevado e, dependendo do controle implementado, oferecem baixa TDH. As principais características destes amplificadores são:

- 1) Classe D – os dispositivos de potência destes amplificadores operam no corte ou na saturação. Na prática são obtidos rendimentos em torno de 90 % [1]. Neste contexto, os amplificadores Classe D possuem rendimento superior aos amplificadores (Classe A, B e AB) [2].
- 2) Amplificadores Híbridos (*Switch-Mode assisted linear amplifier* - SMALA), são amplificadores compostos por um amplificador Classe D e um linear (Classe A, B ou AB)[3-4]. A idéia de se cascatear um amplificador linear com um chaveado foi apresentada pela primeira vez por [5].

Os amplificadores chaveados tradicionais, Figura 1, são formados por um estágio modulador de largura de pulso (PWM), um estágio de potência e um filtro passa baixas de saída. No estágio PWM, o sinal de referência é comparado com um sinal dente de serra de alta frequência de tal modo que se obtenham pulsos proporcionais ao sinal de referência amplificado.

O estágio de potência é freqüentemente composto por uma estrutura do tipo inversor de tensão em ponte completa para que os níveis de potência de saída mais elevados possam ser alcançados, principalmente, em aplicações de baixa tensão.

O filtro de saída é usado para remover as componentes harmônicas do sinal PWM recompondo o sinal de referência amplificado aplicado à carga.

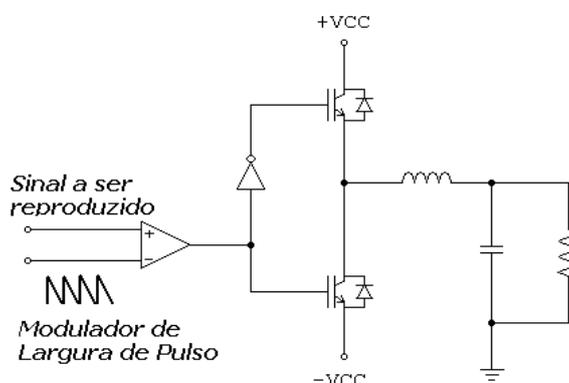


Fig. 1. Conversor Classe D convencional.

Buscando-se reduzir o nível de ruído, devido à não linearidade do amplificador chaveado e evitar a distorção causada pelo cruzamento por zero (*crossover distortion*), inúmeros circuitos com diferentes topologias e estratégias de controle foram propostos na literatura técnica e científica [6-10].

Vale salientar que o sinal PWM gerado depende do nível da fonte de alimentação do circuito de potência. Portanto, qualquer oscilação de tensão afetará o sinal PWM amplificado distorcendo o sinal. Para solucionar esse problema, um circuito de realimentação deve ser implementado, como mencionado em [11-12].

Em trabalhos anteriores, a topologia exibida na Figura 2, proposta por [13-14], apresentou uma inovação expressiva, com relação aos amplificadores Classe D tradicionais, eliminando o filtro passa baixas na saída. Além disso, o controle realimentado foi implementado com um circuito de baixo custo e, em caso de disparo simultâneo dos quatro interruptores devido a ruído, os indutores em série protegem os interruptores. Por outro lado, este arranjo necessita de quatro interruptores e utiliza *snubber* dissipativo em todos os interruptores.

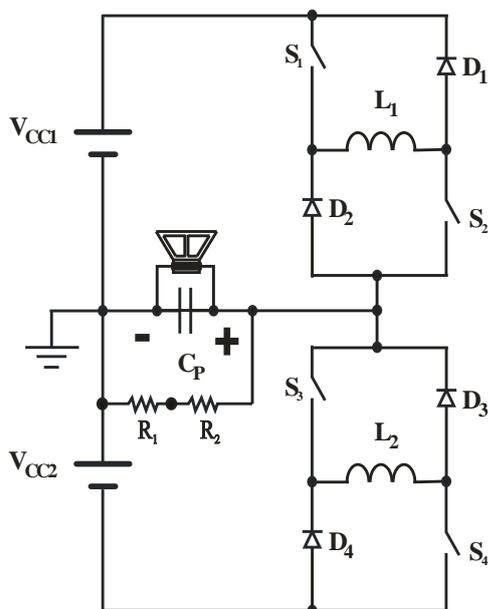


Fig. 2. Conversor Classe D apresentado em trabalhos anteriores.

Com o objetivo de reduzir o número de interruptores da topologia apresentada na Figura 2 e evitar o uso de *snubbers* dissipativos, uma nova topologia de amplificador Classe D foi desenvolvida e é apresentada neste trabalho.

As principais vantagens da topologia proposta, mostrada na Figura 3, com relação às estruturas apresentadas em trabalhos anteriores são:

- A nova topologia utiliza apenas dois interruptores e, conseqüentemente, dois circuitos de comando proporcionando redução de custo;
- Comutação suave é naturalmente obtida, o que reduz a emissão de EMI (interferência eletromagnética);
- *Snubbers* dissipativos são desnecessários.

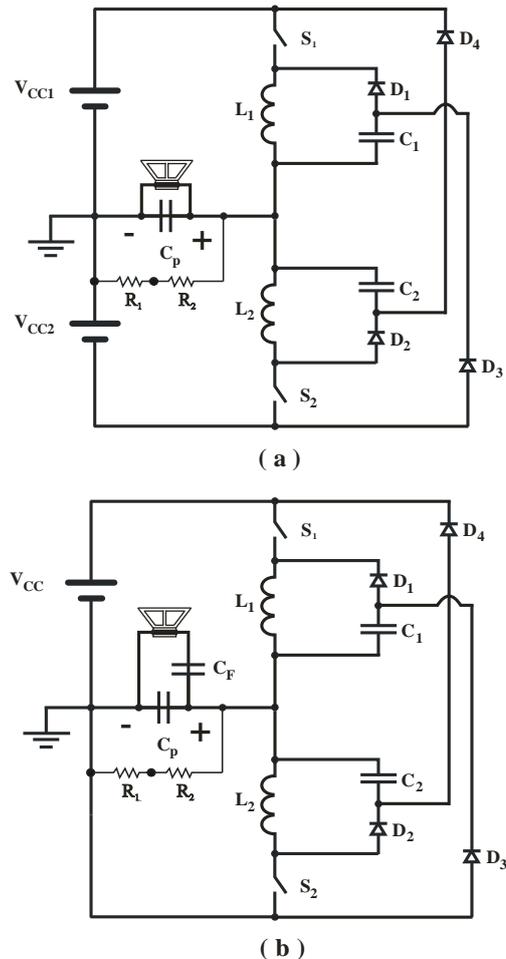


Fig. 3. (a) Amplificador alimentado com fonte simétrica (b) Amplificador alimentado com uma única fonte.

II. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Os interruptores S_1 e S_2 operam de forma complementar, isto é, quanto o interruptor S_1 está conduzindo o interruptor S_2 está aberto e vice-versa. Com o objetivo de introduzir o princípio de operação do amplificador de potência proposto, os estágios de operação serão descritos a seguir.

Primeira Etapa: durante o semi-ciclo positivo da tensão V_{CP} , cuja polaridade está indicada na Figura 4 (a), a carga recebe energia da fonte de tensão V_{CC1} ou V_{CC} através do indutor L_1 . Ao mesmo tempo, o capacitor C_2 recebe a energia armazenada em L_2 e parte desta energia é desviada para o indutor L_1 através do diodo D_4 .

Segunda Etapa: existe um tempo morto no instante da abertura de um interruptor e o fechamento de outro, como indicado na Figura 4 (b). Portanto, o circuito composto por C_1 , C_2 , D_1 e D_2 recebe a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 quando os interruptores S_1 e S_2 estão simultaneamente abertos. Neste instante, parte da energia é devolvida para as fontes de tensão V_{CC1} e V_{CC2} (alimentação com fonte simétrica) ou V_{CC} (alimentação com uma fonte) através dos diodos D_3 e D_4 . Este comportamento evita sobretensão nos interruptores S_1 e S_2 , dispensa o uso de *snubbers* e, conseqüentemente, eleva o rendimento do amplificador.

Terceira Etapa: quando o amplificador está sendo alimentado com fonte simétrica a fonte de tensão V_{CC2} , junto à carga, ajuda a modular a forma de onda de tensão de saída, como mostrado na Figura 4 (c). Se a fonte simétrica for trocada por uma única fonte, o indutor L_2 é usado como uma carga ativa para diminuir a tensão no capacitor C_P . Ao mesmo tempo o indutor L_2 recebe a energia armazenada no capacitor C_1 , através do diodo D_3 .

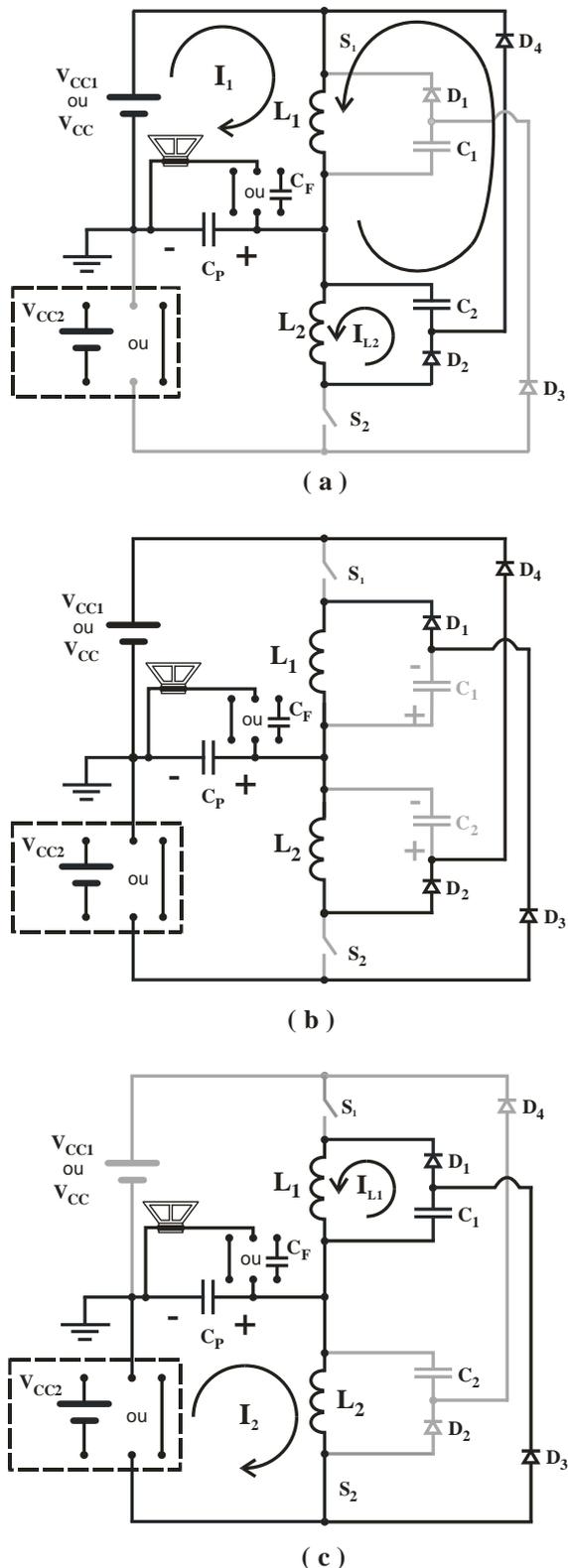


Fig. 4. Etapas de Operação.

Os sinais de gatilho dos interruptores S_1 e S_2 são obtidos por meio de laço de histerese entre a comparação da amostra de tensão do sinal de saída (tensão sobre o capacitor C_P) e a tensão de referência, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 5. Dessa maneira, a forma de onda de tensão de saída segue o sinal de referência por meio de uma estratégia de controle de baixo custo.

Assim, a frequência de chaveamento, do conversor proposto depende da dinâmica do circuito de realimentação e da rapidez do comparador utilizado. No protótipo implementado, a frequência de chaveamento está em torno de 50 kHz.

Um divisor resistivo é utilizado para medir a tensão de saída e o sinal é aplicado na entrada inversora de um comparador, implementado com um LM318, como mostrado na Figura 6. O sinal de referência é aplicado na entrada não inversora do amplificador operacional e o resultado da comparação é utilizado para comandar os interruptores S_1 e S_2 de modo complementar.



Fig. 5. Diagrama de blocos do amplificador.

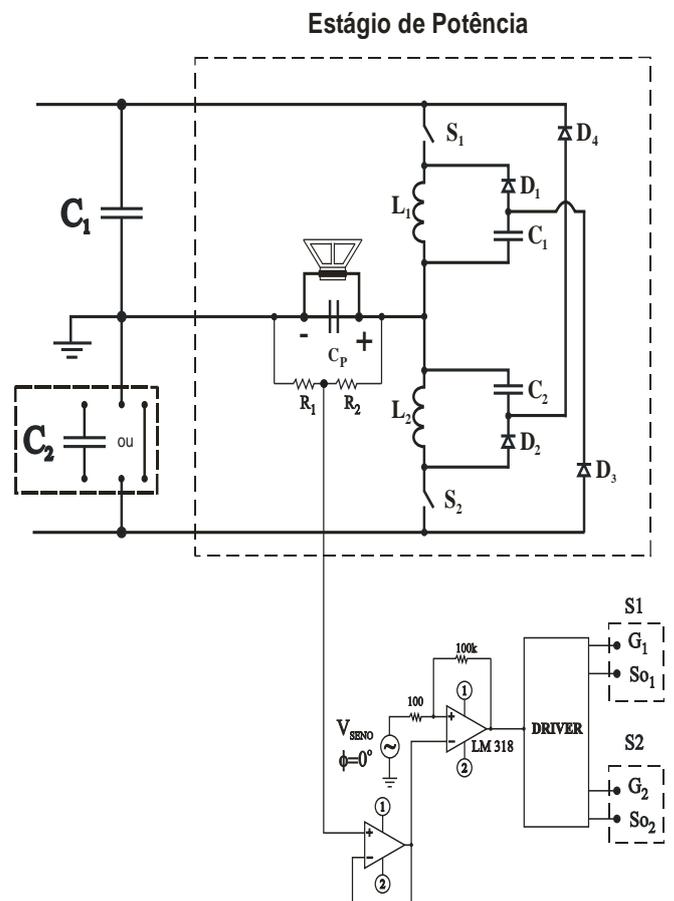


Fig. 6. Diagrama esquemático do circuito de controle.

III. ROTEIRO DE PROJETO

O máximo *slew-rate* deve ser considerado com o objetivo de alcançar uma concepção precisa de projeto do amplificador. Ele é calculado considerando a máxima frequência da onda senoidal ou triangular a ser amplificada.

A análise matemática é baseada em um sinal de entrada senoidal, ao invés de um sinal de entrada triangular, a fim de simplificar o roteiro de projeto. Sendo assim, o sinal instantâneo de entrada está apresentado em (1).

$$v(t) = V_{pk} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (1)$$

Onde:

V_{pk} - valor de pico do sinal senoidal;

ω - Frequência angular ($2\pi f$);

Então, o *slew-rate* desejado pode ser calculado por:

$$\frac{dv(t)}{dt} = \omega \cdot V_{pk} \cdot \cos(\omega t) \quad (2)$$

A máxima variação de tensão ocorre no cruzamento por zero para a máxima frequência a ser amplificada, já que $\cos(0) = 1$, como mostrado na Figura 7, resultando em (3).

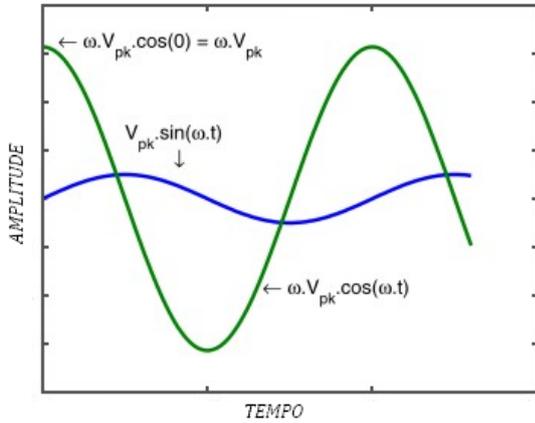


Fig. 7. Onda senoidal (azul) e sua derivada (verde) utilizada na análise matemática.

$$\frac{dv(t)}{dt} = \omega \cdot V_{pk} \quad (3)$$

A equação (4) relaciona corrente e capacitância e é importante para calcular a corrente necessária para produzir o *slew-rate* desejado no capacitor de filtro de saída.

$$I_{pk} = C \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (4)$$

Combinando as equações (3) e (4), resulta em:

$$I_{pk} = 2\pi \cdot f_{max} \cdot C \cdot V_{pk} \quad (5)$$

Onde:

f_{max} - máxima frequência a ser amplificada.

A máxima corrente sobre o indutor provoca a máxima variação de tensão no capacitor. As condições iniciais estão indicadas com subscrito 0, por exemplo V_{C0} e I_{L0} . Portanto, a tensão do indutor é:

$$V_L(s) = s \cdot L \cdot I_L(s) - L \cdot I_{L0} \quad (6)$$

Sendo $V_{C0} = q_0/C$, têm-se:

$$V_C(s) = \frac{I_L(s)}{s \cdot C} + \frac{V_{C0}}{s} \quad (7)$$

Se $V_{CC} = V_L + V_C$, resulta em:

$$\frac{V_{CC}}{s} = V_L(s) + V_C(s) \quad (8)$$

Substituindo (6) e (7) em (8), obtém-se:

$$I_L(s) = \frac{V_{CC} - V_{C0}}{L(s^2 + 1/L \cdot C)} + \frac{s \cdot I_{L0}}{(s^2 + 1/L \cdot C)} \quad (9)$$

Como a frequência angular é:

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (10)$$

Então:

$$I_L(s) = \frac{V_{CC} - V_{C0}}{L \cdot \omega_0} \cdot \frac{\omega_0}{(s^2 + \omega_0^2)} + I_{L0} \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)} \quad (11)$$

Como a impedância característica do circuito ressonante é:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (12)$$

Então, aplicando-se a transformada inversa de Laplace à equação (13), obtém-se a corrente instantânea abaixo.

$$i_L(t) = I_{L0} \cdot \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{CC} - V_{C0}}{Z_0} \cdot \text{sen} \omega_0(t - t_0) \quad (13)$$

Para $I_{L0} = V_{C0} = 0$, obtém-se:

$$i_L(t) = \frac{V_{CC}}{\sqrt{L/C}} \cdot \text{sen} \omega_0(t - t_0) \quad (14)$$

A equação (14) mostra que a corrente máxima no indutor ocorre quando $\text{sen} \omega_0(t - t_0) = 1$. Dessa maneira, igualando as equações (5) e (14), obtém-se a equação (15) que relaciona a indutância e a capacitância com a finalidade de obter o máximo *slew-rate*.

$$L \cdot C = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{max}^2 \cdot V_{pk}^2} \quad (15)$$

É importante salientar que a impedância da carga não foi considerada porque ela não está relacionada ao *slew-rate*. Entretanto, tem relevância na análise da resposta em frequência e/ou do projeto do filtro.

A soma das capacitâncias C_p , C_1 e C_2 é igual à capacitância de ressonância C . Valores apropriados para C_1 e C_2 são:

$$C_p \leq (C_1 = C_2) \leq 2 \cdot C_p \quad (16)$$

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para a obtenção dos resultados experimentais foram utilizados os seguintes equipamentos: gerador de função da HP 33120A, fonte de alimentação MCE 1310, wattímetro Yokogawa WT230 e osciloscópio Tektronix TDS 2022B.

Os resultados experimentais, para o protótipo de 1 kW, foram obtidos de acordo com os parâmetros apresentados na Tabela I.

TABELA I

Parâmetros do Amplificador Proposto

Parâmetros	Valores
Capacitores C_1 e C_2	$2 \mu s$
Capacitor C_P	$1 \mu s$
Indutores L_1 e L_2	$1 mH$
Diodos D_1, D_2, D_3 e D_4	HFA15TB60
Interruptor S_1	SK45GAR063
Interruptor S_2	SK45GAL063
Driver	SKHI 20op
Tempo Morto	$5 \mu s$
Amplificador Operacional	LM318

A Figura 8 apresenta as curvas de rendimento em função da potência de saída dos amplificadores alimentados com uma única fonte e com fonte simétrica. Os ensaios de rendimento foram realizados com onda senoidal de 200 Hz. Nota-se que o rendimento atinge 90 % ou mais a partir de 600 W de potência de saída e TDH inferior a 1,2% conforme mostra a Figura 9.

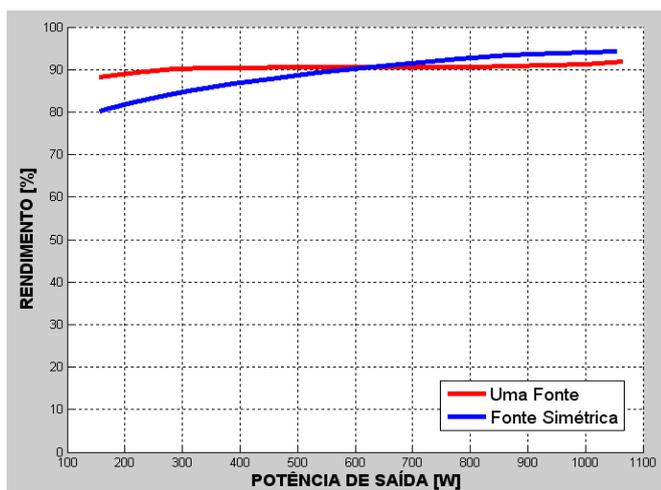


Fig. 8. Curva do rendimento em função da potência de saída.

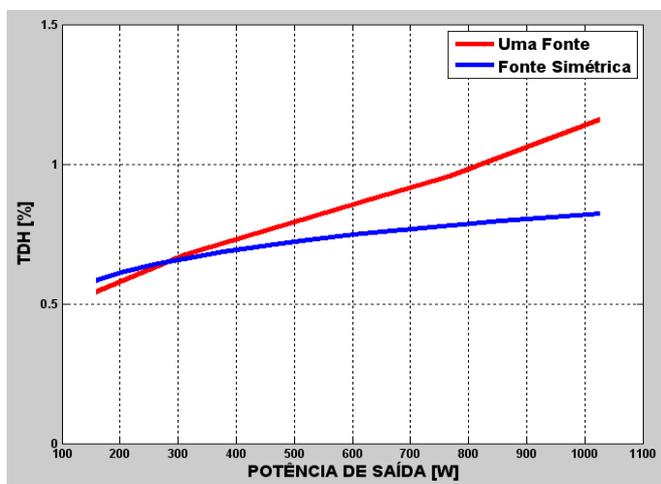


Fig. 9. TDH em função da potência de saída.

As curvas de ganho em função da frequência (diagrama de Bode) são apresentadas na Figura 10. As frequências utilizadas nos experimentos foram: 10, 20, 40, ..., 80, 100, 200, 400, 600 ..., 4k8, 5k, 6k ..., 9k, 10k, 15k e 20kHz.

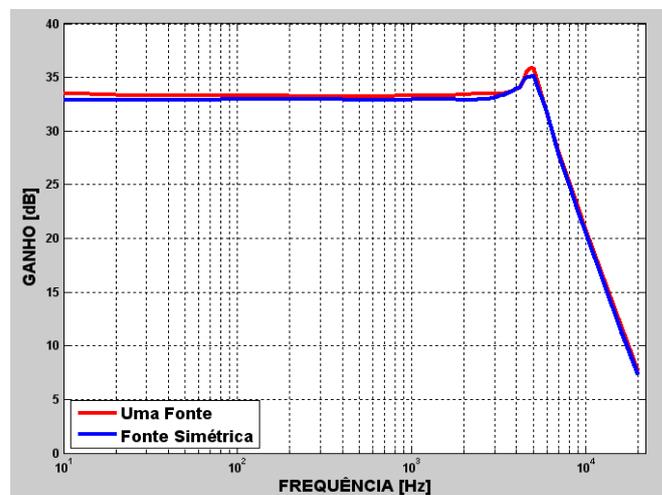


Fig. 10. Curva do ganho em dB em função da frequência.

As formas de onda de referência e amplificada são apresentadas nas Figuras 11 e 12, respectivamente, sendo que os sinais de referência foram gerados por programa de computador com frequência fundamental de 60 Hz, 1,8V de pico, e conteúdo harmônico semelhante ao de um contrabaixo, contendo 2ª com 0,42 V, 4ª com 1,26 V e 8ª harmônica com 0,51 V de pico. O experimento demonstra o comportamento do amplificador quando submetido a uma forma de onda com características semelhantes à encontrada na reprodução de sinal de áudio.

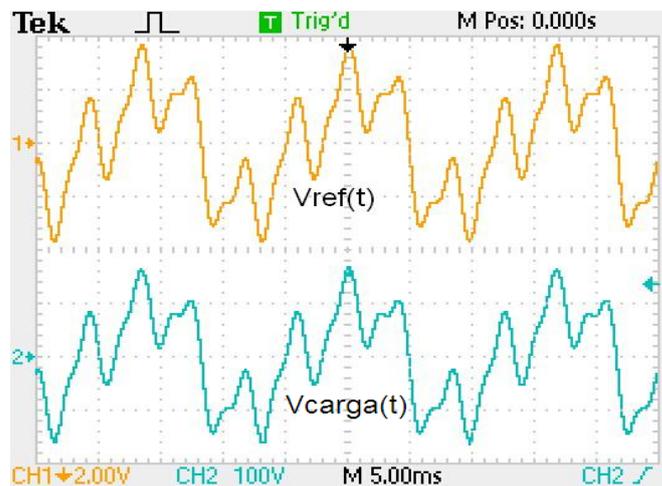


Fig. 11. Formas de onda do sinal de referência (V_{REF}) e do sinal amplificado (V_{CARGA}) no Amplificador com Uma Fonte.

As Figuras 13 e 14 exibem o espectro de frequência até a 15ª harmônica do sinal de referência e do sinal amplificado apresentados nas Figuras 11 e 12, respectivamente, onde se observa a semelhança entre as amplitudes das componentes harmônicas dos sinais de entrada e de saída. Nesse experimento, a TDH do sinal de referência é 78,83 %, a TDH do sinal amplificado no amplificador alimentado com uma

fonte (Figura 11) é 79,00 % e a TDH do sinal amplificado no amplificador alimentado com fonte simétrica (Figura 12) é 79,09 %. Deste modo, a taxa de distorção provocada pelo amplificador alimentado com uma fonte é de 0,17 % e a taxa de distorção causada pelo amplificador alimentado com fonte simétrica é de 0,26 %.

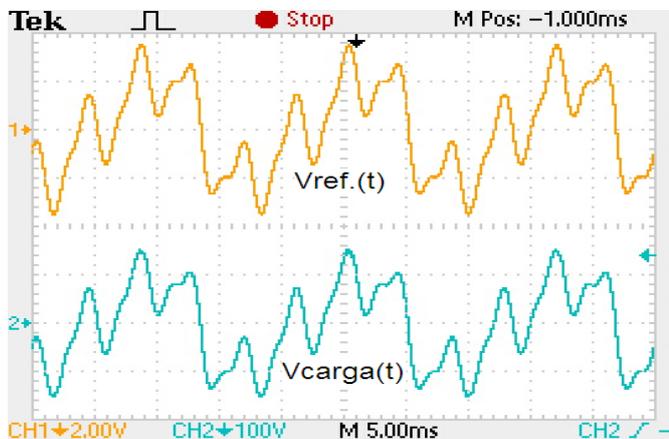


Fig. 12. Formas de onda do sinal de referência (V_{REF}) e do sinal amplificado (V_{CARGA}) no Amplificador com Fonte Simétrica.

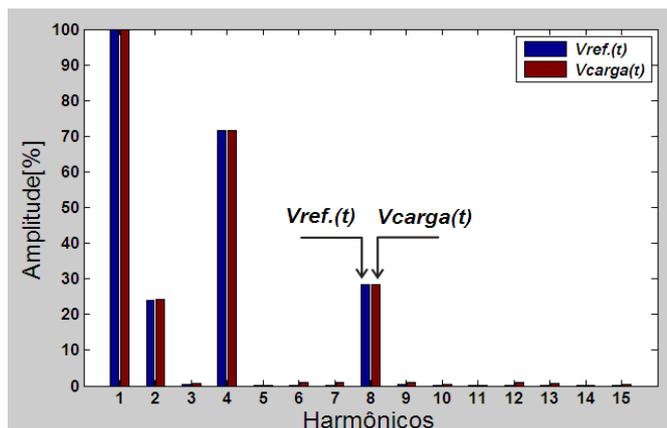


Fig. 13. Espectro de frequência do sinal de referência (V_{REF}) e do sinal amplificado (V_{CARGA}) no Amplificador com Uma Fonte.

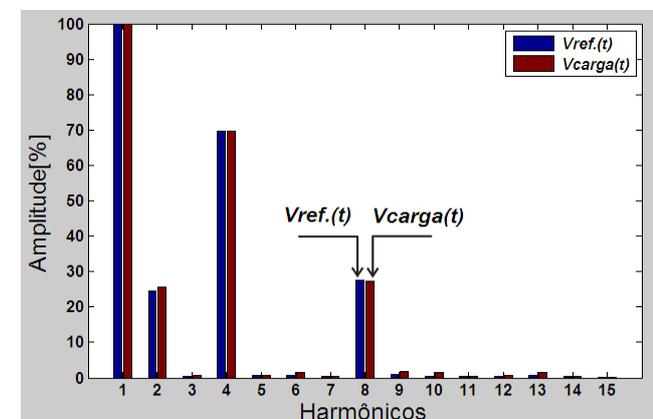


Fig. 14. Espectro de frequência do sinal de referência (V_{REF}) e do sinal amplificado (V_{CARGA}) no Amplificador com Fonte Simétrica.

O valor do *slew-rate* do amplificador para as duas configurações de fonte de entrada é exibido nas Figuras 15 e 16. Uma onda quadrada de 400 Hz foi utilizada como sinal de referência com o objetivo de medir a taxa de variação da rampa em seu ponto de máxima inclinação. O valor medido para o amplificador alimentado com uma fonte foi de $176V \div 105\mu s = 1,676V/\mu s$ e o *slew-rate* medido no amplificador alimentado com fonte simétrica foi de $176V \div 87,5\mu s = 2,011V/\mu s$.

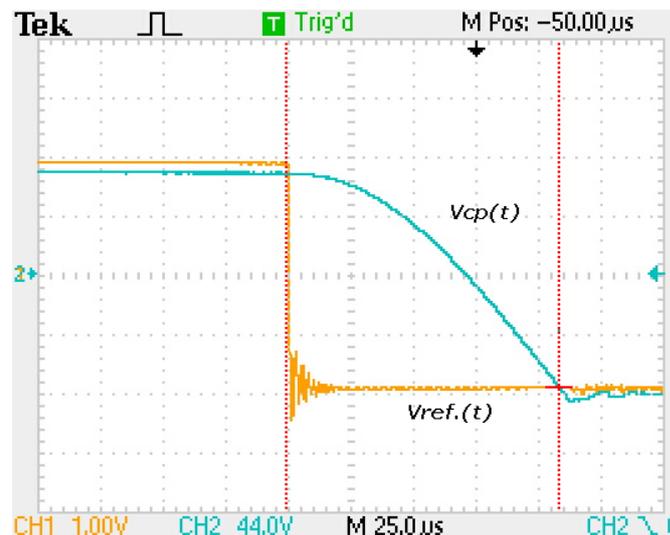


Fig. 15. *Slew-rate* de 1,676V/ μs . Onda quadrada de 400 Hz (V_{REF}) e detalhe da rampa (V_{CP}) para o Amplificador com Uma Fonte.

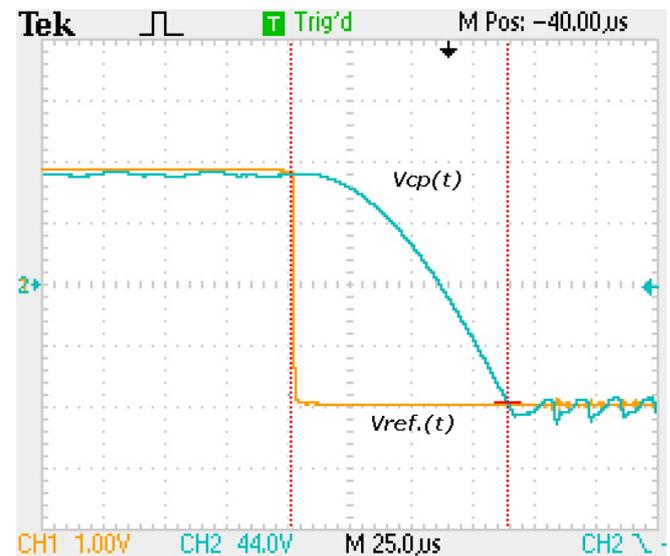


Fig. 16. *Slew-rate* de 2,011V/ μs . Onda quadrada de 400 Hz (V_{REF}) e detalhe da rampa (V_{CP}) para o Amplificador com Fonte Simétrica.

A Figura 17 mostra as formas de onda de tensão e corrente no interruptor S_2 para o Amplificador com Uma Fonte. Nota-se que a comutação suave somente é obtida em algumas comutações. Por outro lado, no Amplificador com Fonte Simétrica, é obtida comutação ZVS e ZCS no interruptor S_2 , conforme mostrado na Figura 18.

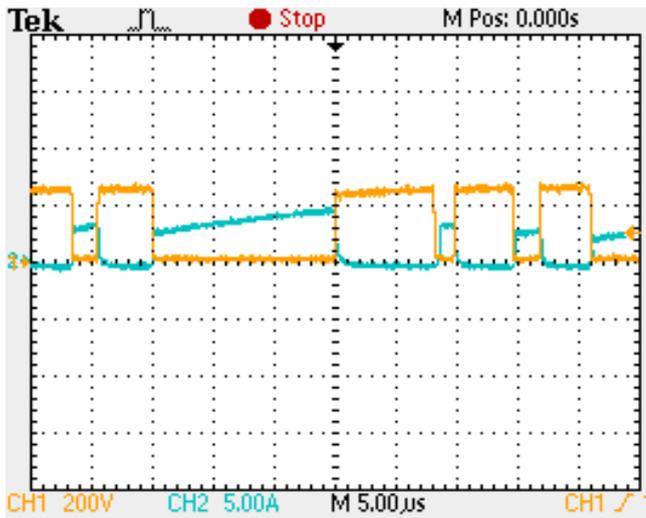


Fig. 17. Comutação no interruptor S_2 no Amplificador com Uma Fonte

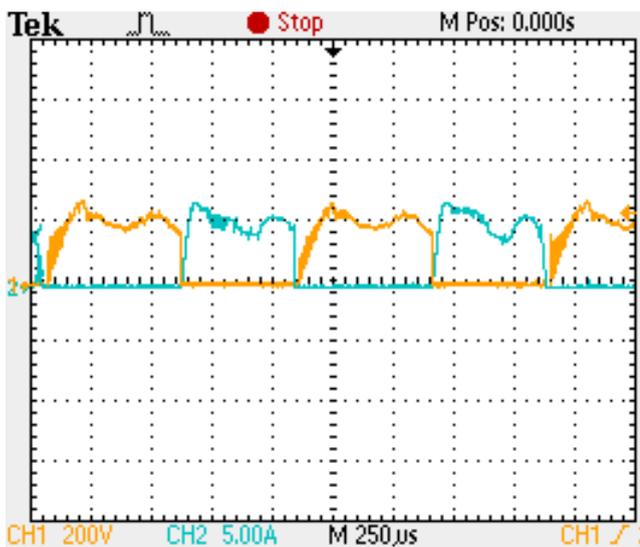


Fig. 18. Comutação no interruptor S_2 no Amplificador com Fonte Simétrica

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta um amplificador de potência Classe D utilizado para *subwoofer* que pode ser alimentado com uma única fonte ou fonte simétrica.

O amplificador proposto possui estrutura topológica simples, não necessitando de filtro externo e fonte de tensão de regulada devido ao controle de baixo custo baseado em comparação com histerese. Resultados experimentais apresentam rendimento superior a 90 % e TDH inferior a 1,25 %.

As principais vantagens da topologia estudada com relação a trabalhos anteriores são: circuito composto por apenas dois interruptores e, conseqüentemente, necessidade de somente dois circuitos de ataque de gatilho, o que proporciona redução dos custos; não utiliza *snubbers* dissipativos e apresenta comutação não dissipativa.

Frequências de corte superiores às apresentadas podem ser obtidas bastando alterar os valores de L e C do circuito de potência.

O amplificador alimentado com fonte simétrica possui algumas vantagens em relação ao amplificador com uma fonte. Entre elas pode-se citar: não necessita de capacitor na saída para a remoção do nível cc, apresenta TDH inferior, *slew-rate* superior e comutação não dissipativa. Por outro lado, o amplificador com uma fonte possui a vantagem de não necessitar de duas fontes de tensão independentes.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Capes, Fapemig e CNPq pelo suporte com bolsas de mestrado e doutorado e pelos recursos provenientes de projetos de pesquisa utilizados na aquisição de equipamentos para o laboratório.

REFERÊNCIAS

- [1] D. P. Mioni, S. Finco and J. A. Pomilio "Experimental results for a Low Voltage and High Efficiency Audio Power Amplifier Designed for Hearing Aids Applications", 9^o Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, pages 978-983, 2007.
- [2] G. R. Walker "A Class B Switch-Mode Assisted Linear Amplifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pages 1278-1285, 2003.
- [3] H. Ertl, J. W. Kolar and F. C. Zach "Basic consideration and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, pages 116-123, 1997.
- [4] Zee, A. R. and E. Tuijl (1999). A power-efficiency audio amplifier combining switching and linear techniques, *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, 1999.
- [5] G. B. Yundt "Series or parallel-connected composite amplifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, pages 48-54, 1986.
- [6] V. M. E. Antunes, V. F. Pires and J. F. A. Silva "Narrow Pulse Elimination PWM for Multilevel Digital Audio Power Amplifiers Using Two Cascaded H-Bridges as a Nine-Level Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pages 425-434, 2007.
- [7] A. E. Gianart, R. M. Bass, W. Marshall Leach Jr and T. G. Habetl "Analysis of the Class AD Audio Amplifier Including Hysteresis Effects," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pages. 679-685, 2003.
- [8] Z. Lai and K. M. Smedley "A New Extension of One-Cycle Control and Its Application to Switching Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, pages 99-105, 1996.
- [9] A. R. Oliva, S. A. Simon and V. Vo Thuy "A Multi-Loop Voltage-Feedback Filterless Class-D Switching Audio Amplifier using Unipolar Pulse-Width-Modulation," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, pages 312-319, 2004.
- [10] C. Pascual, Z. Song, P. T. Krein, D. V. Sarwate, P. Midya and W. J. Roeckner "High-Fidelity PWM Inverter for Digital Audio Amplification: Spectral Analysis,

Real-Time DSP Implementation, and Results,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pages 473-485, 2003.

- [11] J. S. Chang, M. T. Tan, Z. Cheng and Y. C. Tong. “Analysis and Design of Power Efficient Class D Amplifier Output Stages.” *IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 897-902, 2000.
- [12] K. Nilsen “High-Fidelity PWM-Based Amplifier Concept for Active Loudspeaker Systems with Very Low Energy Consumption” *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 45, no. 7/8, pp. 554-570, 1997.
- [13] F. V. R. Silva, J. B. Vieira Jr., E. A. A. Coelho and L. C. Freitas (1999a). A New Audio Switched Power Amplifier’, *Proceedings of IEEE INTELEC’1999 - International Telecommunications Energy Conference*, Copenhagen. Piscataway - NJ – USA, pp. 01-06.
- [14] F. V. R. Silva, J. B. Vieira Jr., E. A. A. Coelho and L. C. Freitas (1999b). A new switched Power Amplifier for High Power Applications, *INTELEC – International Telecommunications Energy Conference Copenhagen. Proceedings of IEEE’1999*, Piscataway - NJ- USA: IEEE PRESS, pp. 01-06.

DADOS BIOGRÁFICOS

Leandro Sousa Vilefort, nascido em 20/04/1983 em Uberlândia - MG, é engenheiro eletricitista com ênfase em Eletrônica e Telecomunicações (2008) pela Universidade Federal de Uberlândia (UFU). Atualmente é mestrando do Núcleo de Eletrônica de Potência (NuPEP) na UFU. Suas áreas de interesse são: amplificadores de áudio chaveados, modelamento e controle de conversores, novas topologias de conversores, eficiência energética, qualidade de energia e processamento digital de sinais.

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva, nascido em 30/08/1974 em Itapuí-SP, é engenheiro eletricitista (2000) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (2003) e doutor em Engenharia Elétrica (2007) pela Universidade Federal de Uberlândia. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia.

Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Fábio Vincenzi é membro da SOBRAEP.

Ernane Antônio Alves Coelho, nasceu em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962. Recebeu a graduação em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 1987, o título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1989 e o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 2000. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Possui mais de 100 artigos científicos publicados. Suas áreas de interesse são: Inversores PWM, correção de fator de potência e controle digital baseado em microcontroladores e DSPs.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em 01/04/1952 em Monte Alegre-MG, é engenheiro eletricitista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1985) e doutor em Engenharia Elétrica (1992) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. Luiz Carlos de Freitas é membro fundador da SOBRAEP.

João Batista Vieira Júnior, nascido em 23/04/1955 em Panamá-GO, é engenheiro eletricitista (1980) pela Universidade Federal de Uberlândia, mestre (1984) e doutor em Engenharia Elétrica (1991) pela Universidade Federal de Santa Catarina. Atualmente é professor titular da Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: conversão de potência em alta frequência, modelamento e controle de conversores, circuitos para correção de fator de potência e novas topologias de conversores. Dr. João Batista Vieira Jr. é membro fundador da SOBRAEP.