

# AMPLIFICADOR CLASSE D DE POTÊNCIA UTILIZADO EM FONTE CA PROGRAMÁVEL EMPREGADA PARA REALIZAR TESTES DE DESEMPENHO DE EQUIPAMENTOS ELETRÔNICOS NO CONTEXTO DA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA

Fábio Vincenzi Romualdo da Silva<sup>1</sup>, João Batista Vieira Júnior<sup>2</sup>, Ernane Antônio Alves Coelho<sup>3</sup>,  
Valdeir José Farias<sup>4</sup> e Luis Carlos de Freitas<sup>5</sup>

Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica – FEELT, Laboratório de Eletrônica de Potência, Av. João Naves de Ávila, 2121 - Campus Santa Mônica, Bloco “3N”, CEP 38400-902, Uberlândia-MG, Brasil.  
e-mails: [fabiovince@yahoo.com.br](mailto:fabiovince@yahoo.com.br)<sup>1</sup>, [batista@ufu.br](mailto:batista@ufu.br)<sup>2</sup>, [ernane@ufu.br](mailto:ernane@ufu.br)<sup>3</sup>, [valdeir@ufu.br](mailto:valdeir@ufu.br)<sup>4</sup>, [freitas@ufu.br](mailto:freitas@ufu.br)<sup>5</sup>

**Resumo** - Este artigo apresenta o desenvolvimento de um amplificador Classe D utilizado em fonte CA trifásica programável. O amplificador proposto proporciona, em uma larga faixa de frequência, tensão CA estável com amplitude e frequência variável. Além disso, formas de ondas genéricas podem ser reproduzidas com baixa distorção harmônica. Fontes CA programáveis podem ser utilizadas em testes de equipamentos eletrônicos, eletrodomésticos, motores ou qualquer outro equipamento que necessite ser alimentado por uma fonte de energia elétrica mono ou polifásica. Resultados experimentais utilizando diversas formas de onda são apresentados comprovando a eficácia da solução proposta.

**Palavras-Chave** - Fontes de Alimentação CA, Amplificador Classe D, Formas de Onda Genérica, Distorção Harmônica.

## CLASS D POWER AMPLIFIER USED IN PROGRAMMABLE AC POWER SOURCE IDEAL TO ANALYSE ELECTRONIC EQUIPMENT PERFORMANCE IN THE ELECTRICAL POWER SYSTEM QUALITY CONCEPT

**Abstract** - This paper presents the development of a Class D Power Amplifier used in power stage of a programmable three phase AC power source. The amplifier described in this paper is capable of providing a stable AC voltage with variable amplitude and variable frequency over a wide range. Moreover, it can generate low harmonic distortion arbitrary waveforms. A programmable AC voltage source is very well suited for testing electronic equipment, appliances, consumer products, motors or other equipment which has to be supplied by a single or polyphase mains. Experimental results are presented using different waveforms.

**Keywords** - AC Power Source, Class D Power Amplifier, Generic Wave Forms, Harmonic Distortion.

Artigo submetido em 09/02/2008. Revisões em 04/05/2008 e 21/12/2008.  
Aceito por recomendação do editor Fernando L. M. Antunes.

## I. INTRODUÇÃO

Atualmente, os avanços tecnológicos relacionados com a qualidade da energia elétrica é uma constante preocupação das comunidades nacionais e internacionais.

As áreas de interesse surgem aos estudos referentes à operação de grandes, médios e pequenos equipamentos eletrônicos encontrados nas indústrias, comércio e residências. Devido aos distúrbios presentes na rede elétrica, os equipamentos eletrônicos precisam ser menos sensíveis a essas variações, por outro lado, há uma tendência de aumento de consumo deste recurso energético por parte de cargas não lineares.

As indústrias e consumidores urbanos necessitam de equipamentos mais rápidos, produtivos e eficientes. Deste modo, todo esforço visa melhorar a qualidade de operação dos equipamentos eletrônicos revertendo o lucro para o consumidor de energia elétrica.

É interessante notar, que o equipamento eletrônico instalado para aumentar a produtividade é o que mais sofre com os distúrbios de energia elétrica no sistema de distribuição. Sendo, em muitos casos, fonte adicional de problemas relacionados com qualidade da energia elétrica.

Como todo o processo industrial é automatizado a operação dos equipamentos e respectivos controles se tornam dependentes da qualidade da energia elétrica [1]. Estima-se que os distúrbios relacionados com a má qualidade da energia elétrica vão desde, a má operação do sistema de distribuição de energia elétrica, perda de produções industriais, avarias de hardware e de servidores de dados ou sistema de backup, interrupção de transações bancárias, desconexão de servidores e sistemas de comunicação, atualmente, custe às empresas Norte Americanas mais de US\$ 50 bilhões por ano [2].

Deste modo, a obtenção de um amplificador Classe D utilizado em uma fonte CA programável, com baixa taxa de distorção harmônica, utilizada em testes laboratoriais, é de grande importância quanto a qualidade da energia elétrica, entregue na rede de distribuição, que não se encontra de acordo com os padrões ideais.

Uma fonte de tensão CA programável monofásica tradicional, apresenta, um inversor PWM, em ponte completa, com um filtro passa baixa na saída e uma fonte trifásica CA programável, um inversor PWM trifásico, com um filtro passa baixa em cada braço. A saída do inversor fornece uma forma de onda modulada por largura de pulso de

alta frequência que passa por um filtro LC utilizado para suprimir o sinal da frequência de chaveamento (e seus harmônicos) de modo a compor o sinal amplificado entregue na carga.

Vale ressaltar, que os amplificadores Classe D tradicionais também utilizam a mesma estratégia de acrescentar um filtro LC na saída do inversor com o propósito de remover a frequência de chaveamento e suas harmônicas [3-5].

O controle de uma fonte de tensão CA programável monofásica ou trifásica tradicional é realizada retirando-se uma amostra do sinal presente na carga que é aplicada em um processador digital de sinais (DSP) como o TMS320F2812 da Texas Instruments, por exemplo. Cabe ao DSP realizar a comparação, entre o sinal na carga com o sinal de referência determinado pelo usuário por meio de um PC com placa de aquisição de dados ou gerador de sinais dedicado com interface própria.

A partir da forma de onda de saída medida na carga e da forma de onda de referência, definida pelo usuário, o DSP determina os sinais de chaveamento aplicados no inversor.

Para se atingir a resposta dinâmica desejada e manter a carga livre de distúrbios ou variações dos parâmetros do circuito necessitam-se, de uma técnica de controle avançada com o propósito de manter um controle rigoroso em malha fechada [6].

Nos últimos anos, os inversores PWM com controle em malha fechada foram usados em fontes ininterruptas de tensão (UPS), reguladores automáticos de tensão (VARs) e fontes de tensão programáveis (PACS). Nestas aplicações, os inversores PWM devem ser capazes de proporcionar tensão senoidal para diversas condições de carga, na qual apenas pode ser alcançada em malha fechada.

O principal desafio é desenvolver técnicas de controle com respostas dinâmicas rápidas, de modo, a corrigir as distorções no sistema de potência CA devido a presença de cargas não lineares. Assim, muitos esforços têm sido realizados no sentido de melhorar a resposta transitória da estratégia de controle.

Neste contexto, é difícil encontrar artigos que se referem a PACS, entretanto, sabe-se que, as especificações de projeto das fontes programáveis são mais rígidas que as especificações de projeto relacionadas a UPS e VAR. Por exemplo, uma especificação típica de taxa de distorção harmônica total (THD) para um sistema UPS instalado em uma linha com frequência de 60 Hz, é de no máximo 5% e para um projeto relacionado a PACS é de no máximo 3% [7].

Fontes programáveis CA trifásicas são muito úteis, na realização de testes laboratoriais de equipamentos elétricos e eletrônicos, com o propósito de emular um sistema de energia elétrica, que opera em condições não ideais. Deste modo, sinais ideais ou não, são necessários na realização de testes de sensibilidade e suportabilidade de equipamentos eletrônicos submetidos a uma variedade de distúrbios comumente presente, no sistema de distribuição de energia elétrica no que se refere à qualidade da energia elétrica [8].

Devido à elevada aplicabilidade das PACS, este artigo, propõe uma nova topologia de amplificador Classe D utilizado no estágio de potência de PACS. Este novo arranjo usa um circuito de controle implementado com um

amplificador operacional LM318, ao invés, de um controle tradicional que utiliza DSP e algoritmos complexos de modo a proporcionar baixa taxa de distorção, e livrar a carga de distúrbios, como mencionado anteriormente.

Além disso, a topologia proposta, proporciona uma inovação significativa eliminando o filtro LC adicional utilizado na saída das topologias tradicionais.

A Figura 1 mostra a nova topologia de amplificador Classe D, usado para implementar o estágio de potência da PACS proposta. Este novo arranjo proporciona alto rendimento, baixo THD e no caso de condução simultânea das chaves  $S_1$  e  $S_2$  a topologia não sofre avarias devido à presença dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ . A condução simultânea das chaves, pode ocorrer, devido presença de ruídos no circuito de controle ou por componentes que estejam apresentando má operação.

Logo, a fonte CA trifásica implementada com este amplificador consiste de três amplificadores Classe D de potência conectados em paralelo, de tal forma, que cada módulo é usado para implementar uma fase da fonte programável, como mostrado na Figura 2. Este novo arranjo possui todos os benefícios do novo amplificador Classe D proposto, além de, proporcionar baixa taxa de distorção harmônica (THD menor que 3%) atendendo as especificações estabelecidas para o projeto de PACS.

De modo geral, este artigo está organizado como especificado a seguir: A Seção II apresenta o roteiro de projeto do amplificador proposto. A Seção III mostra a estratégia de controle usada para se alcançar um baixo THD e um circuito de controle de baixo custo. A Seção IV mostra os resultados experimentais dos testes laboratoriais da PACS proposta. Finalmente, a Seção V contém a conclusão. Princípio de operação são apresentados em [9].

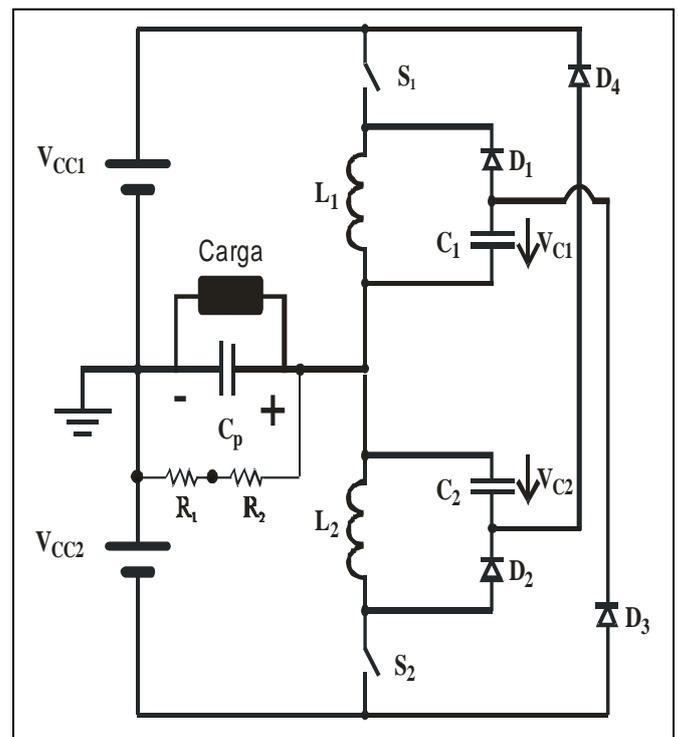


Fig. 1. Nova topologia de amplificador Classe D de potência.

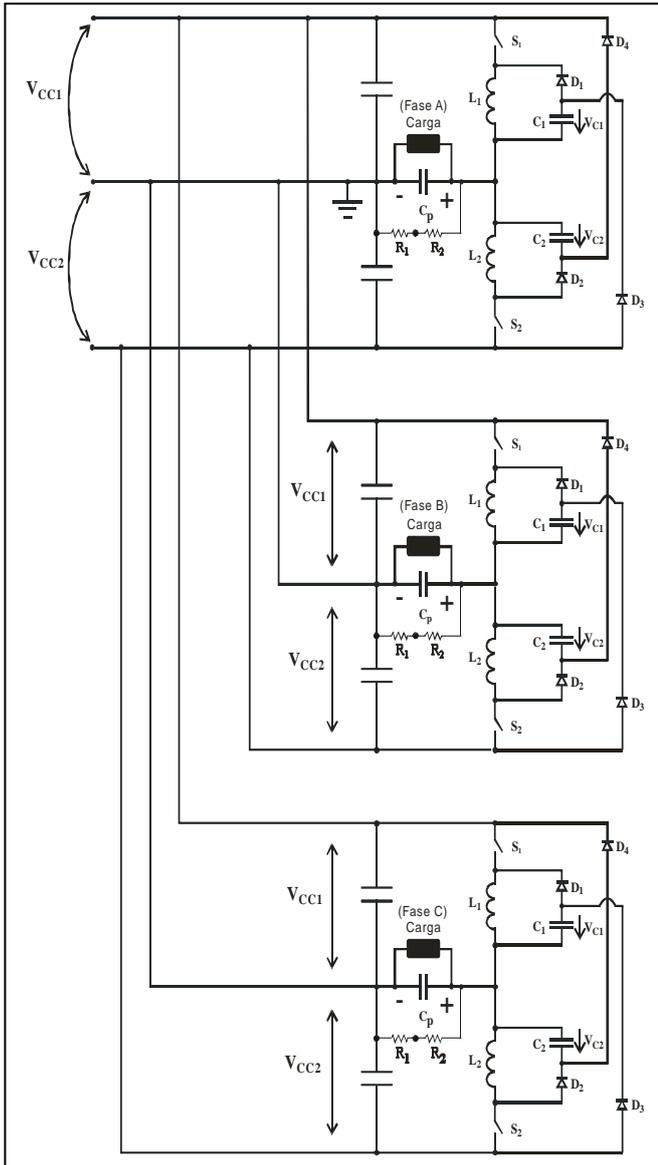


Fig. 2. Estágio de potência da fonte programável CA proposta composta de três amplificadores Classe D de potência.

## II. ROTEIRO DE PROJETO

O valor máximo do *slew-rate*, deve ser, considerado de modo a se alcançar um projeto preciso do amplificador Classe D proposto. O *slew-rate* é a máxima taxa de variação ( $dv/dt$ ) da saída do amplificador. Este valor na teoria deveria ser infinito, o que na realidade não acontece. O *slew-rate* é o fator que limita a máxima frequência que pode ser amplificada, deste modo, o máximo *slew-rate* é determinado considerando a máxima frequência da forma de onda senoidal ou triangular a ser amplificada. É prática comum, em amplificadores de áudio, determinar o *slew-rate* máximo utilizando-se forma de onda senoidal, por ser facilmente gerada em frequências e amplitudes variáveis e por simplificar a elaboração de cálculos matemáticos.

Quanto maior a frequência da forma de onda a ser reproduzida, maior o *slew-rate* necessário, para que sejam reproduzidas, com baixa taxa de distorção harmônica. A

forma de onda quadrada não pode ser considerada para o cálculo do máximo *slew-rate*, pois teoricamente, esta forma de onda possui *slew-rate* infinito.

Por conseguinte, a equação do sinal instantâneo é apresentada em (1).

$$v(t) = V_{pk} \cdot \sin(\omega.t) \quad (1)$$

Onde:

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

$\omega$  - frequência angular  $2.\pi.f$  ;

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

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

A máxima variação de tensão ocorre no cruzamento por zero para a máxima frequência a ser amplificada, de modo que  $\cos(0) = 1$ , Isso significa que  $\cos(\omega.t)$  presente na equação (2) pode ser eliminado resultando em (3).

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

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 (3) e (4) resulta em:

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

Onde:

$f_{max}$  - frequência máxima a ser amplificada.

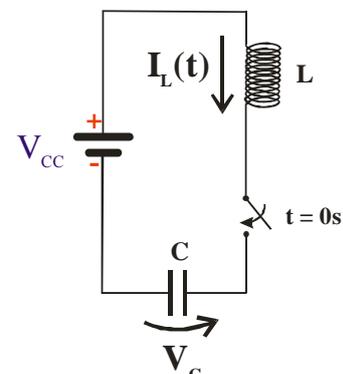


Fig. 3. Circuito equivalente LC (*slew-rate* positivo).

O valor dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , bem como o valor do capacitor  $C_p$ ,  $C_1$  e  $C_2$  determinará o valor do *slew-rate* máximo do amplificador. Por este motivo, o circuito mostrado na Figura 4 pode ser usado para encontrar a equação da corrente que, produz o máximo *slew-rate*.

Baseado no circuito LC série mostrado na Figura 3 pode-se obter o valor de pico da corrente  $i_L(t)$ . A máxima corrente, através do indutor, causa a máxima variação de tensão no capacitor  $C$ . A condição inicial foi indicada com o sub-índice 0, por exemplo  $V_{C0}$  e  $I_{L0}$ . De modo que a tensão sobre o 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:

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

Se a frequência angular é:

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

Então:

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

Se a impedância característica do circuito ressonante é:

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

E aplicando a transformada inversa de Laplace, a corrente instantânea sobre o indutor é:

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

Para  $I_{L0} = V_{C0} = 0$ , obtém:

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

A Equação 14 mostra que a corrente máxima no indutor ocorre quando  $\sin \omega_0(t - t_0) = 1$ . Desta maneira, fazendo (5) igual a (14), obtém (15) que relaciona a indutância e a capacitância para se obter o *slew-rate* desejado.

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

É importante notar que a impedância da carga não foi considerada porque a carga não é relacionada com o *slew-rate*. Entretanto, a impedância da carga é relevante 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 ressonante  $C$ . Valores apropriados para  $C_1$  e  $C_2$  são:

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

### III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A estratégia de controle está fundamentada na histerese como pode ser observado na Figura 4. Conseqüentemente, a frequência de chaveamento, depende da dinâmica da realimentação. No conversor proposto, a frequência de chaveamento está em torno de 50 kHz.

A frequência de chaveamento de um amplificador Classe D tradicional é constante, o que proporciona vantagens no projeto do filtro de saída. Por outro lado, a topologia proposta opera com duas fontes de corrente, implementadas por meio dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ , na modulação do sinal amplificado sobre o capacitor de filtro  $C_p$ , no estágio de saída. Deste modo, baixo THD pode ser obtido usando técnicas de controle por histerese.

Um divisor resistivo é usado, para coletar, uma amostra do sinal de saída do amplificador. Este sinal é então enviado para uma entrada inversora de um comparador, implementado com um LM318. Na entrada, não inversora é aplicada o sinal de referência desejado, que o usuário define por meio, de uma interface desenvolvida para plataforma Windows.

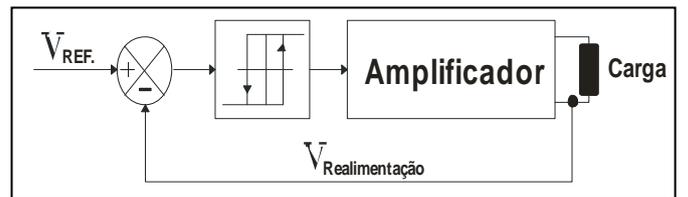


Fig. 4. Diagrama de blocos da estratégia de controle.

Um gerador de sinais trifásico, juntamente, com uma interface para plataforma Windows foi desenvolvido, para gerar os sinais aleatórios para a aquisição dos resultados experimentais. A forma de onda genérica desejada é configurada na interface Windows e os parâmetros da forma de onda trifásica desejada é enviada para o gerador de sinais, por meio, de um link de radio frequência. O sinal de referência da Fase A, produzido pelo gerador de sinais trifásico, é aplicado, na entrada não inversora do comparador com histerese utilizada no controle da Fase A, como mostrado na Figura 5. O resultado da comparação, gerada pelo comparador é usado para comandar as chaves  $S_1$  e  $S_2$  de modo complementar.

O sinal de referência da Fase B é aplicado na entrada não inversora do comparador de histerese utilizada no controle da Fase B, o mesmo ocorrendo para a Fase C.

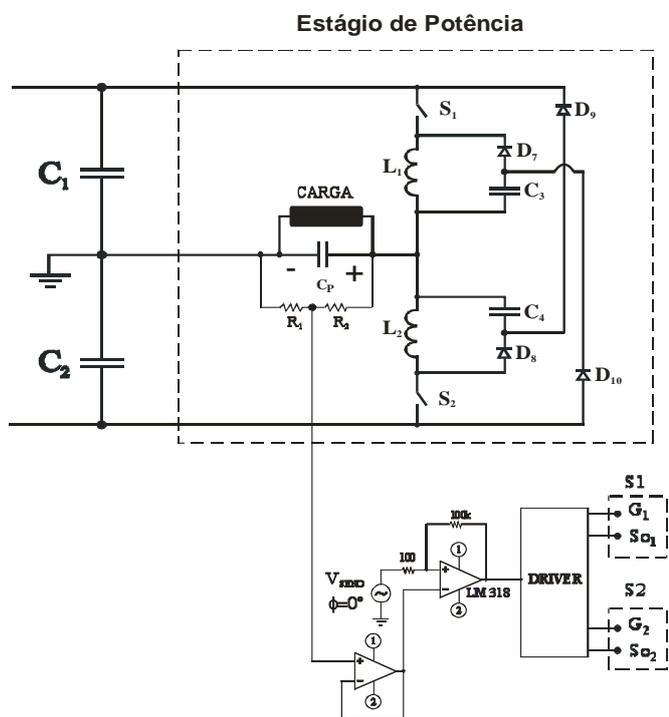


Fig. 5. Diagrama de blocos da estratégia de controle.

#### IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O rendimento do amplificador de potência proposto é mostrado na Figura 6. O rendimento de quase 94%, foi alcançado para a tensão nominal de 110V rms e potência nominal 1 kW.

O gráfico do ganho do inversor em função da frequência está representado, na Figura 7 demonstrando que a topologia proposta possui características de um circuito de segunda ordem. A frequência de corte do amplificador é de 2 kHz, o que permite, ao amplificador amplificar até trigésima harmônica de uma fundamental de 60 Hz com THD inferior a 3% atendendo as exigências para PACS. A Figura 8 exibe a taxa de distorção harmônica total do sinal de saída do amplificador para diferentes condições de carga.

A Figura 9 (a) e (b) mostra a seqüência negativa que contém três senoides deslocadas de  $120^\circ$  de acordo com a rotação de fase normal A-C-B, porque B está adiantada da fase A de  $120^\circ$ , e a fase C está atrasada da fase A de  $120^\circ$ .

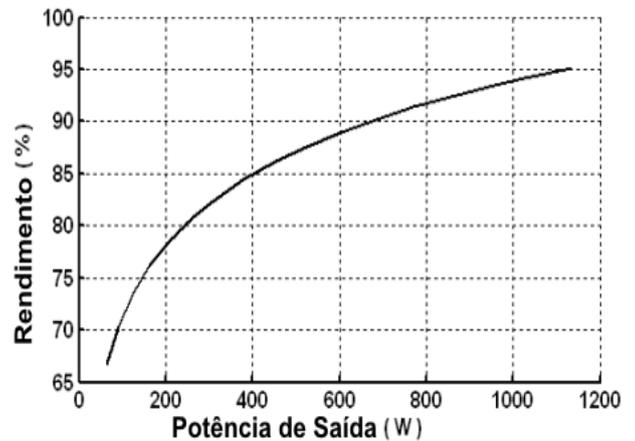


Fig. 6. Rendimento do amplificador de potência proposto com relação a potência de saída.

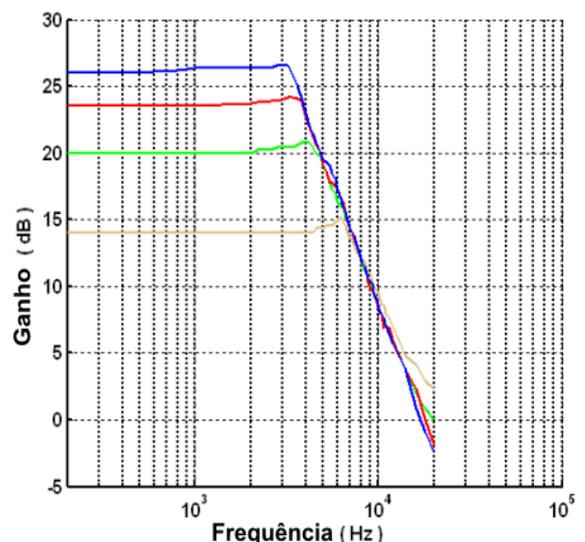


Fig. 7. Ganho do inversor em função da frequência.

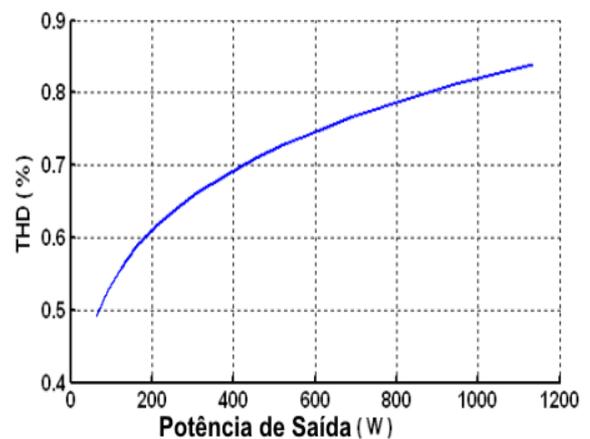
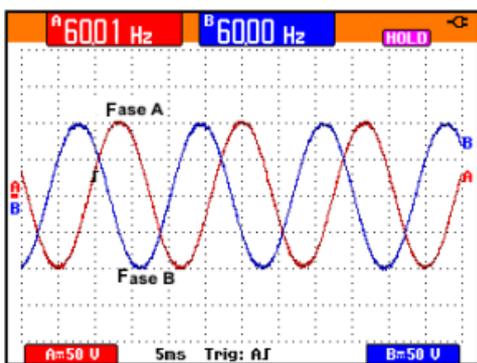
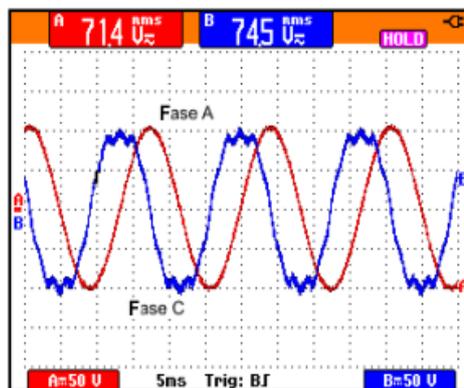


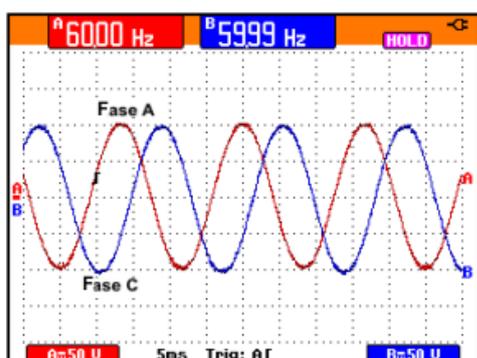
Fig. 8. THD do sinal de tensão na saída para diferentes condições de carga.



(a)



(b)

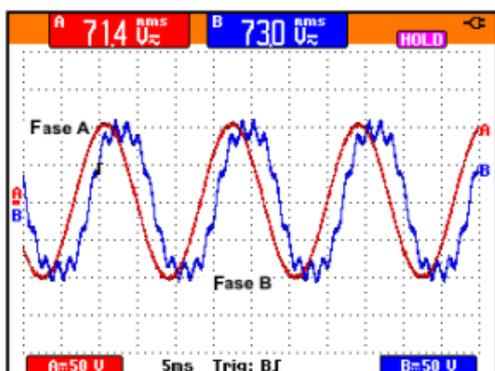


(b)

Fig. 9. Senoides balanceadas deslocadas de 120°.

O próximo teste foi baseado em harmônicas. Uma harmônica é definida como uma componente de uma onda periódica, que apresenta frequência múltipla da frequência fundamental. Este teste experimental tem como objetivo demonstrar a capacidade da fonte de reproduzir sinais aleatórios.

A Figura 10.a mostra uma forma de onda senoidal de 70  $V_{RMS}$  na fase A. A fase B é uma senoide de 70  $V_{RMS}$  com 3° e 11° harmônica de 7  $V_{RMS}$ . A Figura 10.b mostra que a fase C é uma senoide de 70  $V_{RMS}$  mais 3° harmônica de 7  $V_{RMS}$  e 9° harmônica de 3.5  $V_{RMS}$ . A fase B está atrasada da fase A por 45° e a fase C está adiantada da fase A de 90°. Nota-se que o deslocamento entre as fases, também, pode ser programado.



(a)

Fig. 10. Fase B e Fase C com harmônicos e valores de deslocamento distintos.

Com o objetivo de verificar o desempenho do conversor proposto o software FLUKEVIEW®, foi usado para obter o espectro harmônico do sinal de entrada e saída do amplificador de potência Classe D proposto.

O sinal escolhido foi uma forma de onda quadrada composta pela fundamental mais as harmônicas ímpares, até a vigésima quinta ordem, de acordo com a Série de Fourier que representa esta forma de onda, foram utilizadas como referência na fase A, da fonte programável, sendo que, esta forma de onda apresenta elevado THD por ser uma onda quadrada. No entanto, se o amplificador gerar um sinal amplificado com o mesmo THD do sinal de referência, significa que a distorção introduzida pelo amplificador é zero e, portanto, ele seria ideal. Como na prática o amplificador ideal não existe o objetivo é verificar o desempenho do amplificador proposto.

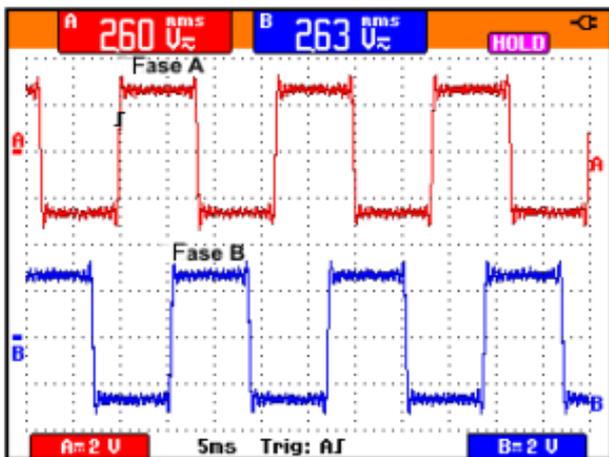
Além disto, neste teste, a forma de onda quadrada exige o *slew-rate* máximo do amplificador proposto já que, teoricamente, o *slew-rate* de uma forma de onda quadrada é infinito. Este experimento visa, verificar a distorção provocada pelo amplificador em uma forma de onda que exige o seu máximo *slew-rate* o que comprova uma boa resposta dinâmica do conversor.

A Figura 11.b mostra o espectro harmônico do sinal de referência da fase A exibida na parte superior da Figura 11.a.

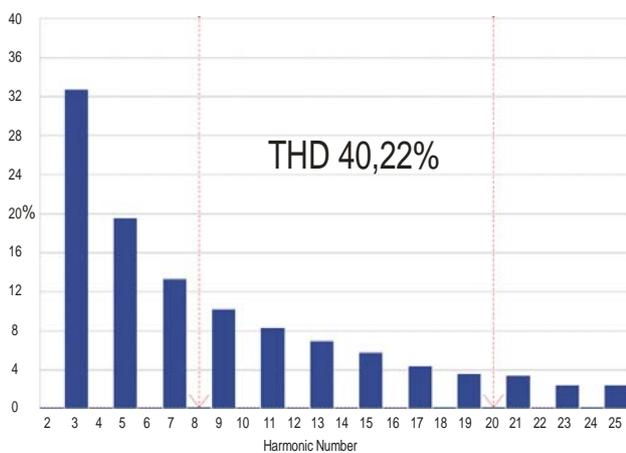
A Figura 13.b mostra o espectro harmônico do sinal de referência amplificado, relacionado a forma de onda exibida na fase A mostrada na parte superior da Figura 13.a.

O cálculo do THD provocado pelo amplificador de potência proposto na forma de onda de referência da fase A pode ser encontrado por meio dos valores do THD apresentados nas Figuras 11.b e 13.b. Para este ensaio, em específico o THD provocado pelo amplificador foi de 0.42% o que significa que o sinal amplificado sofreu distorção desprezível se comparado com o sinal de referência, mesmo exigindo do amplificador um elevado  $dv/dt$ , presente na forma de onda quadrada.

Finalmente, a Figura 12 mostra o protótipo da fonte trifásica programável implementada, em laboratório para a obtenção dos resultados experimentais.

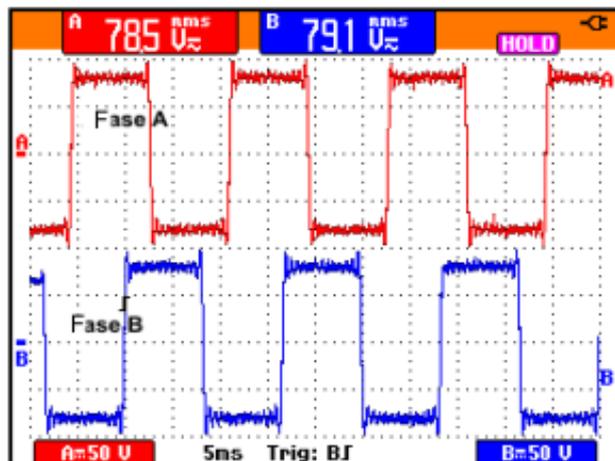


(a)

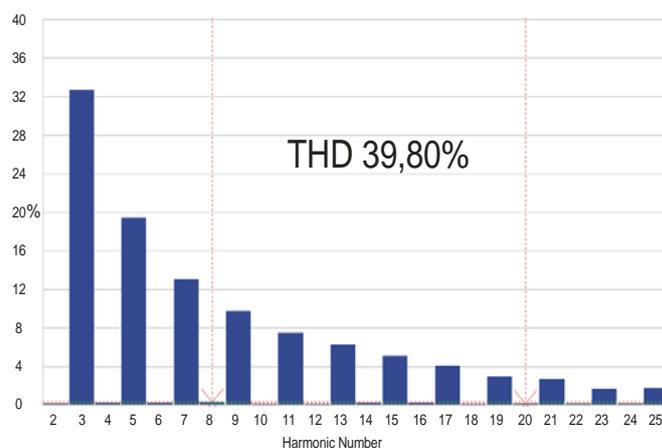


(b)

Fig. 11. (a) Sinal de referência da fase A e B, (b) THD do sinal de referência da Fase A sem a fundamental (1<sup>o</sup> componente que equivale a 100% no gráfico).



(a)



(b)

Fig. 13. (a) Sinal de referência amplificado na fase A e B, (b) THD do sinal de referência amplificado da fase A sem a fundamental (1<sup>o</sup> componente que equivale a 100% no gráfico).

## V. CONCLUSÕES

Este artigo apresentou uma nova topologia de amplificador classe D, usado no estágio de potência de uma fonte programável CA, com baixa taxa de distorção harmônica.

Para verificar, o esquema proposto, vários experimentos foram conduzidos, usando um protótipo construído para este estudo.

Nesta nova topologia, o filtro passa baixa, utilizado em inversores PWM trifásicos tradicionais, com o propósito de remover as componentes harmônicas do sinal PWM gerado, não é necessário. Além disso, o novo arranjo usa um circuito de controle baseado, em um comparador com histerese implementado com um LM318 que proporciona baixo custo de manutenção ao contrário dos controles com DSP, que além de serem mais caros, inviabilizam a manutenção pela simples troca do circuito integrado, pois necessitam ser programados pela fábrica.

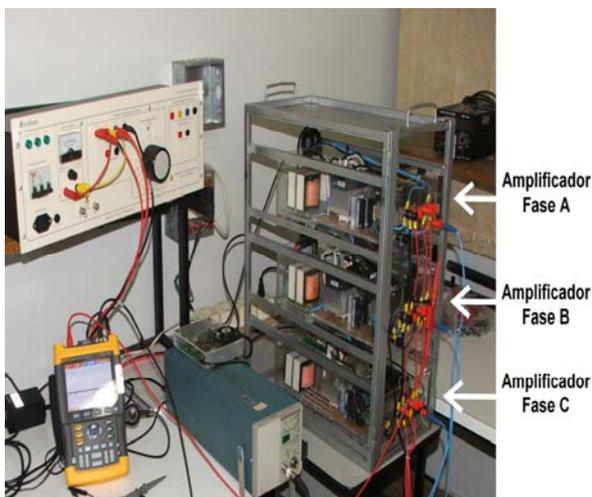


Fig. 12. Protótipo implementado em laboratório.

No caso de condução simultânea das chaves  $S_1$  e  $S_2$ , que pode ser provocada por ruídos, a topologia não sofre avarias devido à presença dos indutores  $L_1$  e  $L_2$ .

Um roteiro de projeto e estratégia de controle também foram apresentados neste artigo.

#### REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R. C. Dugan, M. F. McGranahan, S. Santoso, and H. W. Beaty, *Electrical Power System Quality*, 2nd ed. McGraw-Hill, 2004.
- [2] E. Matheson, A. Jouanne, A. Wallace, "A Remotely Operated Power Quality Test Platform Based on a 120 kVA Fully Programmable Three-Phase Source," *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1188-1195, September 2001.
- [3] D. Dapkus, "Class-D Audio Power Amplifiers: An Overview", *Proceedings of ICCE'00 - International Conference on Consumer Electronics*, Digest of Technical Papers. pp. 400-401, 2000.
- [4] J. S. Chang, M. T. Tan, Z. Cheng, 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.
- [5] 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.
- [6] K. S. Low, "A DSP-Based Variable AC Power Source", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 4, pp. 992-996, August 1998.
- [7] Y. Y. Tzou, R. S. Ou, S. L. Jung and M. Y. Chang, "High-Performance Programmable AC Power Source with Low Harmonic Distortion Using DSP-Based Repetitive Control Technique", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 715-725, July 1997.
- [8] M. Mezaroba, J. A. Heerd, A. L. Batschauer "Fonte de Alimentação CA Monofásica com Adição de Harmônicos", *Eletrônica de Potência*, vol. 12, no. 2, pp. 121-128, Julho 2007.
- [9] F. V. R. da Silva, J. B. Vieira Jr., L. C. G. Freitas, L. C. Freitas, "Novel Class-D Amplifier for Automotive and Public Audition Audio Applications", *In: 12th European Conference on Power Electronics and Applications*, CD-ROM, Aalborg, 2007.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Fábio Vincenzi Romualdo da Silva**, nascido em 30/08/1974 em Itapui-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.

**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. Vieira Jr. é membro fundador 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. Ele tem 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.

**Valdeir José Farias**, nasceu em Araguari, Minas Gerais, em 1947. Recebeu a graduação em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia em 1975, o título de mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Minas Gerais em 1981 e o título de doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Estadual de Campinas em 1989. Atualmente é professor Adjunto do curso de Engenharia Elétrica na Universidade Federal de Uberlândia. Suas áreas de interesse são: Conversores com comutação suave e filtros ativos.

**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. de Freitas é membro fundador da SOBRAEP.