

UM NOVO RETIFICADOR TRIFÁSICO HÍBRIDO MULTIPULSOS COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

L.C. Gomes de Freitas¹; Ernane A. A. Coelho¹; Marcelo G. Simões²; Carlos A. Canesin³; Luiz Carlos de Freitas¹.

1) Universidade Federal de Uberlândia (UFU) – Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT)
Uberlândia, Minas Gerais, Brasil 38400-902, e-mail: freitas@ufu.br

2) Colorado School of Mines (CSM) – Engineering Division
Golden, Colorado, USA 80401-1887, e-mail: mgs@mines.edu

3) Universidade Estadual Paulista (UNESP) – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira
Ilha Solteira, São Paulo, Brasil 15385-000, e-mail: canesin@dee.feis.unesp.br

Resumo – Neste trabalho é proposto um novo retificador trifásico híbrido multipulsos, capaz de operar com elevado fator de potência (FP) e reduzida distorção harmônica total nas correntes de entrada (DHT_I). O retificador híbrido proposto é composto por um retificador trifásico de 6 pulsos não-controlado (Ponte de Graetz), associado com conversores *Boost* monofásicos conectados em paralelo, em cada braço do retificador não-controlado. Esta estrutura é capaz de operar com uma forma de corrente CA (Corrente Alternada) de alimentação imposta, proporcionando elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica total. Com o objetivo de comprovar as vantagens do retificador híbrido proposto, este artigo descreve seus princípios de operação, apresenta resultados experimentais detalhados e discussões a respeito do percentual de potência processada pelos conversores *Boost*, em relação à potência total de saída. Demonstra-se que apenas uma pequena fração da potência total de saída é processada pelos retificadores controlados, o que torna a estrutura proposta economicamente viável para aplicações de elevada potência, com um rápido retorno do investimento. Além disso, sua aplicação em grupos retificadores trifásicos não-controlados já existentes é perfeitamente possível, uma vez que os retificadores controlados podem ser facilmente integrados à estrutura. Os resultados de um protótipo de 6 kW, implementado em laboratório, e suas análises, demonstram a aplicabilidade da estrutura proposta para instalações de elevada potência.

Palavras-Chave – Retificadores Trifásicos Híbridos; Retificadores Multipulsos; Retificadores de 12-pulsos

A NOVEL HIGH-POWER-FACTOR THREE-PHASE HYBRID MULTIPULSE RECTIFIER

Abstract – In this paper it is proposed a novel three-phase hybrid rectifier capable to achieve high input

Artigo Submetido em 31/05/2005. Primeira Revisão em 28/08/2005. Aceito sob recomendação do Editor Especial Prof. Edson H. Watanabe.

power factor (PF), and low total harmonic distortion in the input currents (THD_I). The proposed high-power-factor hybrid rectifier is composed by a standard three-phase 6-pulse diode rectifier (Graetz bridge), with a parallel connection of single-phase *Boost* rectifiers in each three-phase rectifier leg. Such topology results in a structure capable of imposing the input current waveform, and providing conditions for obtaining high input power factor and low harmonic current distortion. In order to validate the proposed hybrid rectifier, this paper describes its principles of operation, with detailed experimental results and discussions on power rating of the required *Boost* converters as related to the desired total harmonic current distortion. It is demonstrated that only a fraction of the output power is processed through the *Boost* converters, making the proposed solution economically viable for very high power installations, with fast payback of the investment. Moreover, retrofitting to existing installations is also feasible since the parallel path can be easily controlled by integration with the existing DC-link. A prototype rated at 6 kW has been implemented in laboratory and fully demonstrated its operation, performance and feasibility to high power applications.

Keywords – Three-phase Hybrid Rectifiers; Multipulse Rectifiers; 12-pulse Rectifiers.

I. INTRODUÇÃO

Retificadores trifásicos não-controlados a diodos possuem significativa importância em várias aplicações industriais, para o fornecimento de um barramento CC de múltiplos propósitos. Entretanto, a forma de onda da corrente de entrada em circuitos retificadores a diodos apresenta-se de forma não senoidal e com elevado conteúdo harmônico [1]-[3]. Em função de restrições impostas por normas internacionais, tais como as IEC61000-3-2 e IEC61000-3-4, para aplicações monofásicas e trifásicas em baixas potências, o conversor *Boost* tornou-se uma opção clássica para operação como retificador pré-condicionador de elevado fator de potência, até alguns poucos kW. Entretanto, para aplicações que requerem potências na faixa de dezenas de kW, onde imperam as estruturas trifásicas, o conversor *Boost*

não se torna adequado, principalmente pelo elevado custo e volume, além de problemas relacionados com Interferência Eletromagnética e reduzida confiabilidade operacional.

Em sistemas retificadores de elevadas potências, onde se utilizam estruturas trifásicas clássicas, para se promover a redução da distorção harmônica da corrente de entrada e, conseqüentemente, obter-se elevado fator de potência, os retificadores de 12 pulsos e seus múltiplos têm se apresentado como sendo ótimas opções técnicas, visto que os mesmos garantem um bom desempenho do conjunto retificador, assim como robustez [4], [5]. Entretanto, somente através do uso de transformadores defasadores, transformadores LIT (*Line Side Interphase Transformers*) e/ou auto-transformadores defasadores, tem sido possível a implementação de retificadores multipulsos capazes de operarem com reduzida distorção harmônica na corrente de entrada e elevado fator de potência [4]-[9]. O uso destes transformadores em grupos retificadores faz com que o conjunto, como um todo, apesar da robustez da estrutura, se torne muito volumoso, pesado e de elevado custo, limitando suas aplicações tanto de forma operacional, quanto econômica, para aplicações em dezenas de kW. Além disso, a eliminação de transformadores LIT é particularmente desejável quando existem componentes harmônicos de tensão no sistema trifásico de alimentação. Isto se deve ao fato de que harmônicos de tensão provocam mudanças na tensão do barramento CC, fazendo com que o projeto dos transformadores LIT se torne bastante complicado [5], [8]-[10].

Desta maneira, em [11] os autores apresentaram uma estrutura de transformador defasador bastante simples e capaz de melhorar a divisão de corrente de carga entre dois grupos retificadores, eliminando a necessidade de se utilizar transformadores LIT. Entretanto, para compor a forma de onda da corrente CA de alimentação, é necessário um transformador de potência igual a $1,16 P_s$, aumentando custo, peso e volume da estrutura (P_s = potência nominal de saída). Neste mesmo contexto, em [12] os autores propuseram uma estrutura de retificador multipulsos controlado utilizando conversores *Boost* para impor uma corrente CA de alimentação com forma de onda senoidal. Neste caso, consegue-se um barramento CC com tensão controlada, mas, utilizam-se dois conversores *Boost* processando 50% da potência total de saída e um transformador de potência igual a $0,6169 P_s$, limitando a sua aplicação e aumentando custos, peso e volume da estrutura.

Em contrapartida, no sentido de oferecer uma opção alternativa para contornar estes problemas, em [13] foi apresentada uma nova concepção de retificador híbrido multipulsos onde conversores *Sepic* monofásicos foram associados em paralelo com cada braço de um retificador trifásico de 6 pulsos não controlado. Esta nova estrutura, ilustrada na Fig. 1, se caracteriza por ser capaz de operar com uma forma de onda da corrente CA de alimentação imposta. A principal idéia de um retificador híbrido multipulsos, com corrente de alimentação pré-estabelecida, é a imposição de uma forma de onda de corrente adequada através do uso de conversores controlados (chaveados), os quais contribuem apenas com uma pequena fração da energia total requerida pela carga. Desta maneira, a operação do grupo retificador

com elevado fator de potência e reduzida distorção harmônica total na corrente de alimentação é alcançada, utilizando-se uma estrutura bastante compacta e de elevado rendimento, ideal para aplicações até cerca de 50 kW.

Esta nova concepção de retificador trifásico híbrido multipulsos, não-isolado e de elevado fator de potência, denominado RHM-CFP, é composta por um retificador de 6 pulsos não-controlado convencional (Ret-1), associado a retificadores controlados não isolados (Ret-2), conforme Fig. 1. Os retificadores controlados são capazes de comporem os 12 pulsos ou mais da corrente de alimentação, garantindo elevado fator de potência com reduzida DHT₁ na corrente de entrada, tal como nos retificadores de 12 pulsos e multipulsos convencionais, porém, sem a necessidade da utilização de transformadores defasadores e transformadores LIT.

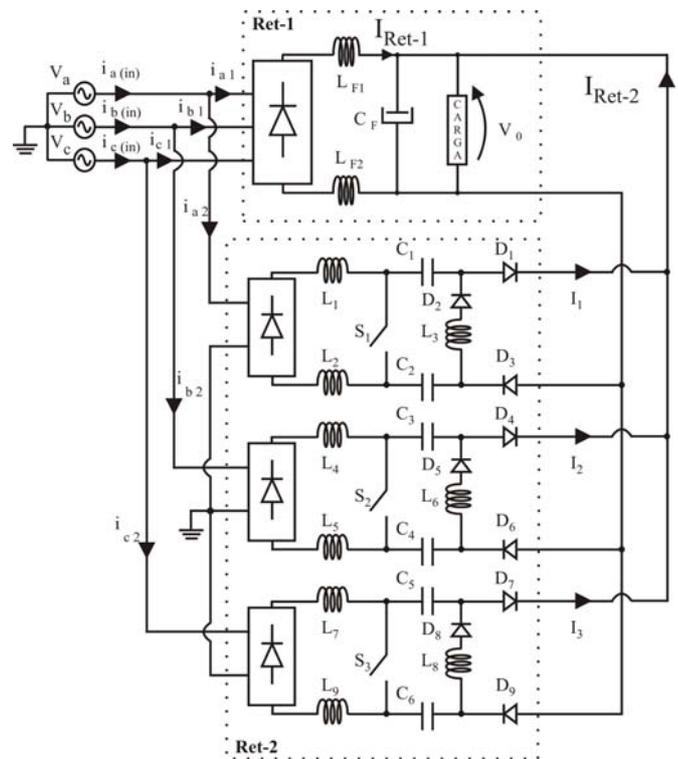


Fig. 1 - Retificador trifásico híbrido multipulsos não-isolado com elevado fator de potência (RHM-CFP).

Neste contexto, apresenta-se neste trabalho uma variação do retificador trifásico híbrido multipulsos de elevado fator de potência (RHM-CFP) apresentado em [13]. Esta nova estrutura, ilustrada na Fig. 2, utiliza conversores *Boost* ao invés de conversores *Sepic*. Os conversores chaveados são alimentados através de transformadores isoladores monofásicos, tornando possível a substituição dos retificadores *Sepic* pelos retificadores *Boost*, uma vez que:

- Garante-se que a tensão de alimentação dos retificadores *Boost* será sempre menor que a tensão do barramento CC;
- A corrente de cada retificador *Boost* é forçada a retornar pelo circuito do conversor *Boost* uma vez que a mesma fica confinada ao circuito do enrolamento secundário de cada transformador isolador.

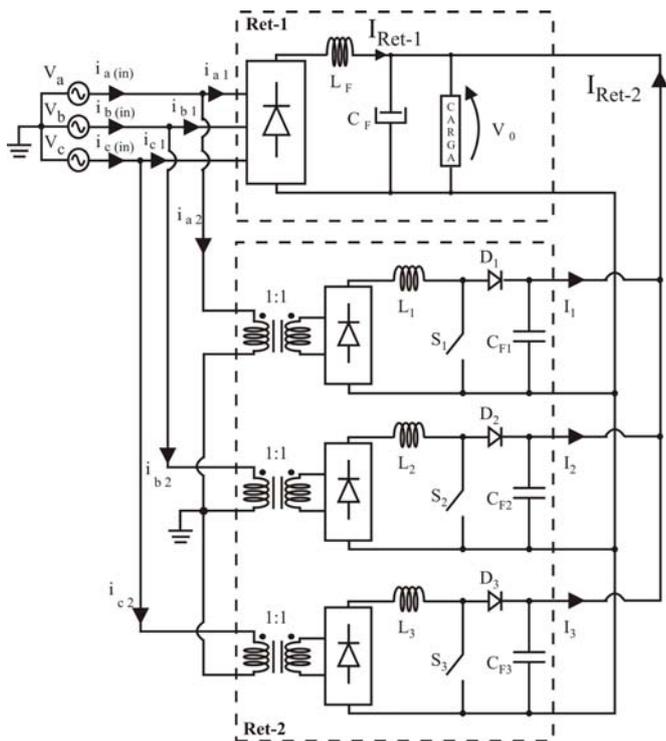


Fig. 2 - Novo retificador trifásico híbrido multipulsos de elevado fator de potência (RHM-CFP) utilizando conversores *Boost*.

Assim como apresentado em [13], o sistema proposto não utiliza transformadores defasadores nem transformadores LIT, portanto, resultando em menor custo, volume e peso, além de proporcionar um projeto bastante simples e eficiente. Através de análises realizadas por simulação, verificou-se que uma importante característica do retificador híbrido proposto é o fato de que o conjunto de retificadores controlados (Ret-2) é responsável pela transferência, processamento, de apenas 20% até 33% da potência total ativa requerida pela carga, dependendo da DHT_1 da corrente de entrada desejada. Isto significa que, para uma DHT_1 próxima de 5% na corrente de entrada, os retificadores controlados deverão processar em torno de 33% da potência ativa nominal, sendo que o restante será processado através do retificador não-controlado. Esta característica operacional do RHM-CFP proposto torna-o atrativo do ponto de vista técnico, científico e comercial.

Portanto, apresenta-se neste trabalho uma inovadora concepção topológica de retificador trifásico multipulsos, a qual oferece significativas vantagens em relação a diversas aplicações de retificadores que se utilizam de transformadores defasadores, com o propósito de obtenção de elevado fator de potência e atendimento às normas que restringem as distorções harmônicas nas correntes de alimentação e os níveis de interferências eletromagnéticas.

II. PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Conforme ilustrado na Fig. 2, o retificador híbrido proposto neste trabalho é constituído de uma combinação em paralelo de dois grupos retificadores. O primeiro é um retificador não-controlado de 6 pulsos (Ret-1) e o segundo é composto por três conversores *Boost* capazes de imporem

uma determinada corrente de entrada, acompanhando a forma de onda da referência pré-determinada (Ret-2). Desta forma, resulta desta combinação na corrente da linha A, as correntes i_{a1} e i_{a2} , sendo que i_{a1} é a corrente clássica dos retificadores de 6 pulsos não-controlados, enquanto que a corrente i_{a2} é aquela imposta pela referência desejada, conforme apresentado na Fig.3.

Portanto, tem-se que a composição das correntes i_{a1} e i_{a2} (i_{a1} somada a i_{a2}), assume a forma de 12 pulsos ($i_{a(in)}$), se assim for desejado, conforme referência exemplo da Fig. 3.

A forma de onda da corrente i_{a2} é diretamente responsável pela característica final da forma de onda da corrente CA de alimentação, promovendo, portanto, uma sensível redução de sua DHT_1 . Além disso, apenas uma fração da potência ativa total de saída é processada pelos retificadores *Boost*. Durante estudos realizados por simulação, verificou-se que o RHM-CFP, operando como um retificador de 12 pulsos convencional, processa em torno de 19,2% da potência ativa total de saída, garantindo-se uma DHT_1 menor do que 14%, conforme apresentado na Fig. 4.

Ressalta-se aqui o fato de que a corrente i_{a2} pode ser imposta de diversas formas, para determinadas DHT_1 desejadas, conforme Figs. 5 até 7. Esta propriedade operacional dos conversores *Boost*, com corrente totalmente controlada, permite impor uma corrente i_{a2} que, somada a i_{a1} , resulta em uma corrente de entrada $i_{a(in)}$ tal como a observada em retificadores de 24 pulsos por exemplo, conforme Fig. 6.

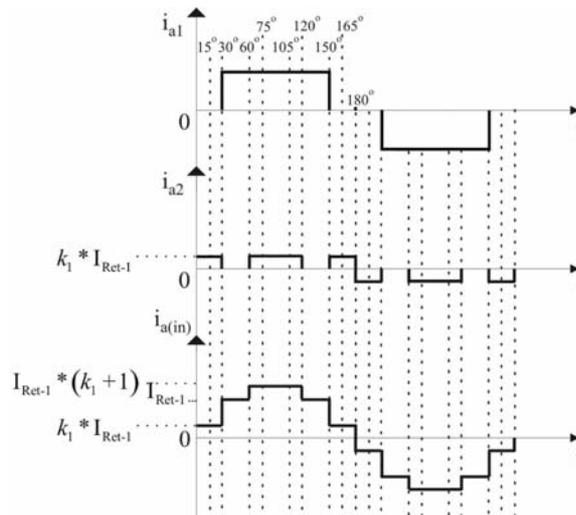


Fig. 3 - Formas de onda teóricas do RHM-CFP, no modo de operação de 12 pulsos.

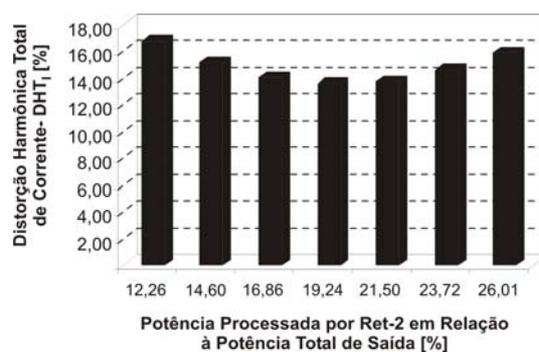


Fig. 4 - Contribuição de potência do Ret-2 em relação à potência total de saída do RHM-CFP, no modo de operação de 12 pulsos.

Para ilustrar o exposto nos parágrafos anteriores, as Figs. 5, 6 e 7 ilustram a composição da forma de onda do Ret-1, Ret-2 e da corrente $i_{a(in)}$, na configuração de corrente trapezoidal, na configuração de 24 pulsos e na configuração de fator de potência unitário (DHT₁ nula), respectivamente.

A questão principal é que, quanto menor a DHT₁ desejada, maior será a potência a ser processada pelos conversores *Boost* com correntes totalmente controladas, uma vez que o valor eficaz da corrente imposta deve ser aumentado para que se reduza a DHT₁. No limite, para que se tenha uma corrente de entrada $i_{a(in)}$ quase senoidal (DHT₁ próxima de 5%), os conversores *Boost* deverão processar cerca de 33% da potência total entregue à carga. Entretanto, observa-se que DHT₁ nula da corrente de entrada não é uma imposição das normas internacionais, tais como as IEC. Desta forma, deve-se buscar otimizar o projeto, reduzindo-se o fluxo de energia através dos conversores controlados, de tal forma a serem atendidos os limites impostos pelas normas, obtendo-se o maior rendimento global possível para a estrutura proposta.

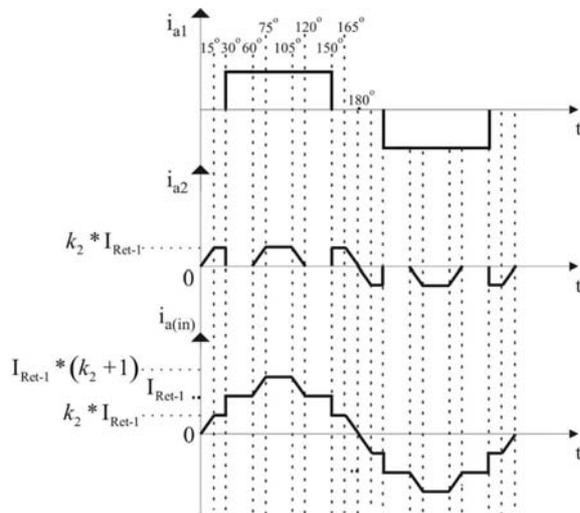


Fig. 5 - Formas de onda teóricas do RHM-CFP, no modo de operação com corrente trapezoidal.

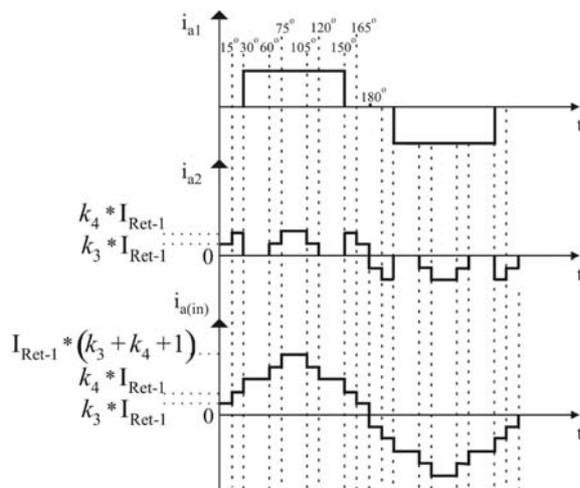


Fig. 6 - Formas de onda teóricas do RHM-CFP, no modo de operação de 24 pulsos.

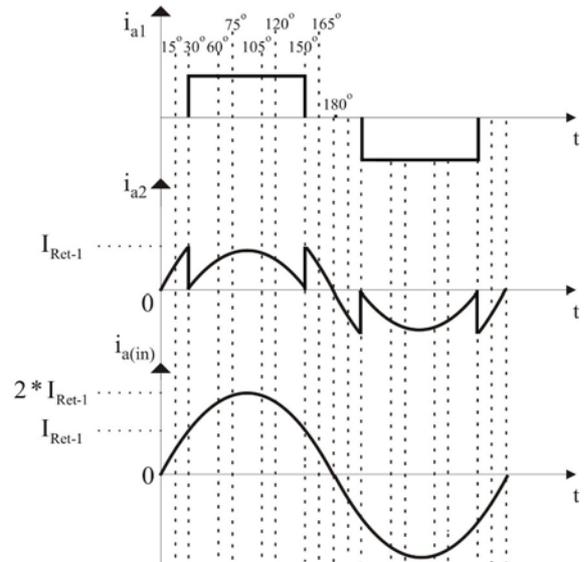


Fig. 7 - Formas de onda teóricas do RHM-CFP, no modo de operação de fator de potência unitário.

Destaca-se que os conversores em paralelo com correntes totalmente controladas, mostrados nas Figs. 1 e 2, processam a energia que é transferida para a carga, e, portanto, não se encaixam na categoria de *Compensadores Estáticos*, o que torna esta proposta inédita, tanto nos aspectos operacionais quanto com relação às topologias propostas.

III. ESTRATÉGIA DE CONTROLE

A técnica de controle utilizada se baseia na imposição da corrente de linha de entrada com baixa DHT₁ e elevado fator de potência (FP). A estratégia de controle se concentra em estabelecer a melhor relação entre a corrente I_{Ret-1} , do retificador convencional de 6 pulsos (Ret-1), e a corrente de entrada i_{a2} do retificador controlado (Ret-2). Desta maneira, obtém-se uma corrente de linha de entrada ($i_{a(in)}$) com baixa DHT₁. Por exemplo, se uma corrente de linha de entrada (i_a) de 12 pulsos é desejada, a estratégia de controle apresentada na Fig.8 deve ser implementada.

Para compor a forma de onda da corrente CA de alimentação ($i_{a(in)}$), uma amostra da tensão fase-neutro (v_a) deve ser retificada e comparada com níveis de tensão CC, desta maneira, é gerada uma forma de onda quadrada sincronizada com a tensão v_a , para impor a corrente i_{a2} , conforme apresentado na Fig. 3.

A tensão V_{REF} consiste na forma de onda de referência de corrente e pode ser fornecida por dispositivos analógicos ou digitais. Foi observado que, quando operando como um conversor de 12 pulsos convencional, a menor DHT₁ é alcançada quando a magnitude da corrente i_{a2} (Ret-2) é 33% da magnitude da corrente I_{Ret-1} (Ret-1), portanto, a tensão V_{REF} deve ser multiplicada por uma fração da corrente I_{Ret-1} . Desta maneira, obtém-se um sinal de referência igual a $V_{REF} \cdot (k_1 \cdot I_{Ret-1})$, onde k é igual a 1/3 da corrente que flui através do indutor de filtro (L_F) do retificador não-controlado (Ret-1). Para se obter um sinal PWM (Pulse Width Modulation) de referência, um sinal de tensão dente de serra (V_S) é adicionado ao sinal do circuito multiplicador. Concluindo, o sinal PWM de referência deve ser comparado

com o sinal de corrente que flui através do indutor L_1 (Ret-2), para gerar os sinais de ataque de gatilho para o interruptor S_1 (Ret-2). Portanto, a corrente que flui através do indutor L_1 (Ret-2), seguirá a forma de onda da referência imposta por uma simples técnica de controle de modulação por largura de pulso - PWM. A Fig. 9 ilustra que a melhor relação entre a corrente i_{a2} e a corrente I_{Ret-1} deve ser de aproximadamente 33% para que se consiga a menor DHT₁ da corrente CA de alimentação, quando o RHM-CFP opera como um retificador de 12 pulsos convencional.

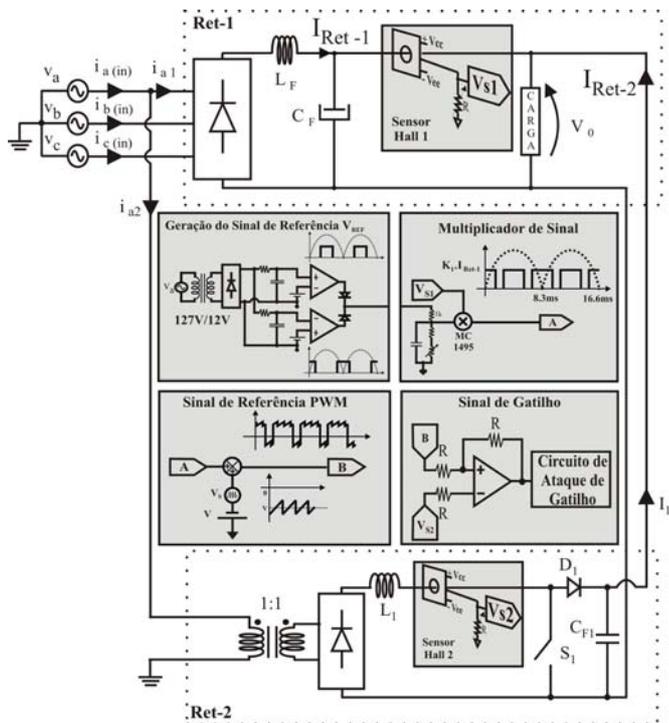


Fig. 8 - Diagrama de blocos esquemático representado a estratégia de controle PWM em malha fechada.

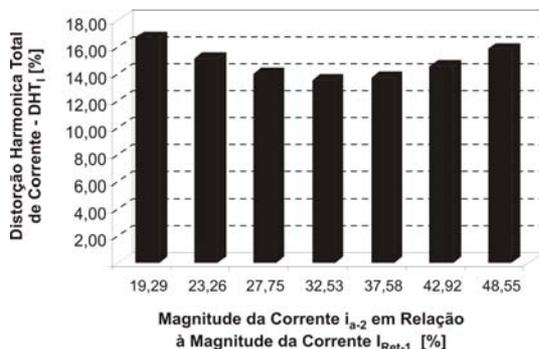


Fig. 9 – Relação entre i_{a2} e I_{Ret-1} para determinada DHT₁, no modo de operação de 12-pulsos.

IV. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a realização de um detalhado estudo desenvolvido por simulações, utilizando-se o PSpice, um protótipo de 6 kW do novo Retificador Trifásico Híbrido MultiPulsos de Elevado Fator de Potência (RHM-CFP) foi construído e avaliado em laboratório, conforme dados da Tabela I.

Deve-se ressaltar que a potência nominal dos transformadores isoladores disponíveis em laboratório e

utilizados para a construção do protótipo é muito maior que a potência processada pelos conversores *Boost* (Ret-2). Portanto, os autores estão concentrados no propósito de desenvolver um projeto detalhado destes transformadores, no intuito de promover um melhor estudo comparativo entre o conversor proposto neste trabalho e os conversores apresentados em [11], [12]. Entretanto, desde que os conversores *Boost* processam apenas cerca de 20% da potência total de saída (no modo de operação de 12 pulsos), é possível concluir que o volume e o peso dos transformadores isoladores utilizados para alimentar os conversores *Boost*, são extremamente reduzidos, quando comparado com as estruturas de retificadores multipulsos apresentadas em [11], [12].

TABELA I
Parâmetros Ajustados

Especificações de Projeto	
Tensão de Saída, $V_0 = 275,3$ V	
Potência Total de Saída, $P_0 = 5.931$ W	
Tensão fase-neutro, $v_a = 123,71$ V	
Tensão fase-neutro, $v_b = 122,97$ V	
Tensão fase-neutro, $v_c = 123,62$ V	
Retificador de 6 pulsos (Ret-1)	Retificadores Controlados (Ret-2)
Ponte retificadora trifásica, Toshiba 30J6P41	Ponte retificadora monofásica, HFA15TB60
Indutor de filtro, $L_F = 15$ mH	Indutor de filtro, $L_1-L_3 = 1,5$ mH
Capacitor de filtro, $C_F = 400$ μ F	Capacitor de filtro, $C_{F1}-C_{F3} = 47$ μ F
-	Interruptores, S_1-S_3 – IRFP460
-	Diodos Rápidos, D_1-D_3 – MUR1560
Potência Processada – 4.858 W (81,91%)	Potência Processada – 1.073 W (18,09%)
Transformadores Isoladores	
Potência Nominal, $S_{n1}-S_{n3} = 2,5$ kVA	
Relação de Transformação, $a = 1$	

Para ilustrar a operação do protótipo construído em laboratório, resultados experimentais são apresentados nas figuras que se seguem.

A Fig. 10 ilustra a corrente CA de alimentação (i_{a1}) do retificador de 6 pulsos não controlado (Ret-1), e a Fig. 11 ilustra a corrente CA de alimentação (i_{a2}) do conversor *Boost* conectado à fase A. A corrente de linha de alimentação ($i_{a(in)}$), resultado da combinação das correntes i_{a1} e i_{a2} ($i_{a(in)} = i_{a1} + i_{a2}$), é apresentada na Fig. 12.

A corrente de linha de alimentação ($i_{a(in)}$) é apresentada conjuntamente com a tensão fase-neutro (v_a) na Fig. 13.

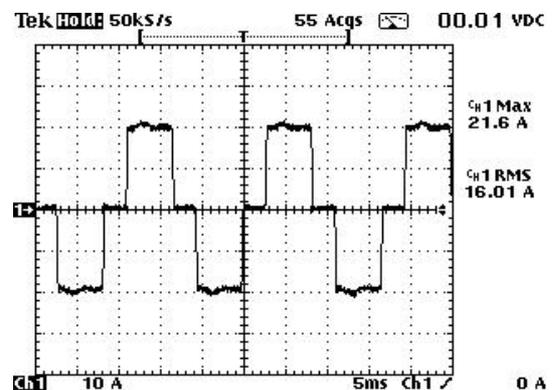


Fig. 10 – Corrente CA de alimentação (i_{a1}) do retificador de 6 pulsos não controlado (Ret-1).

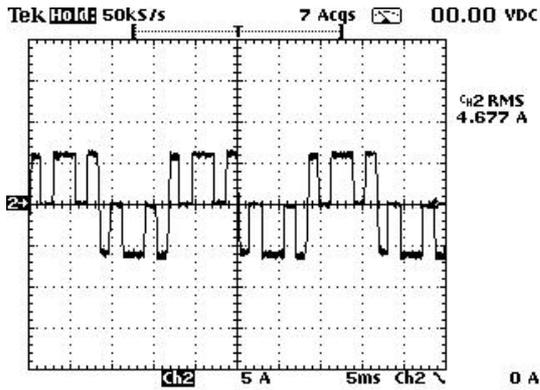


Fig. 11 – Corrente CA de alimentação (i_{a2}) do conversor *Boost* conectado à fase A.

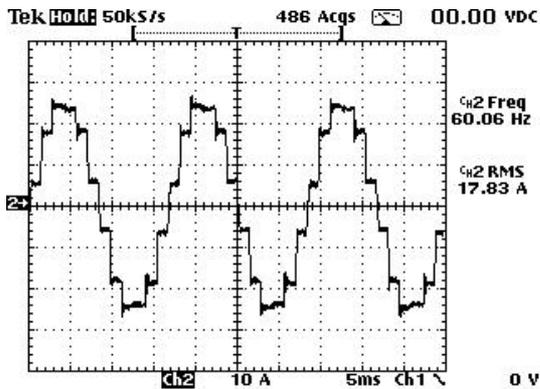


Fig. 12 – Corrente de linha de alimentação ($i_{a(in)}$).

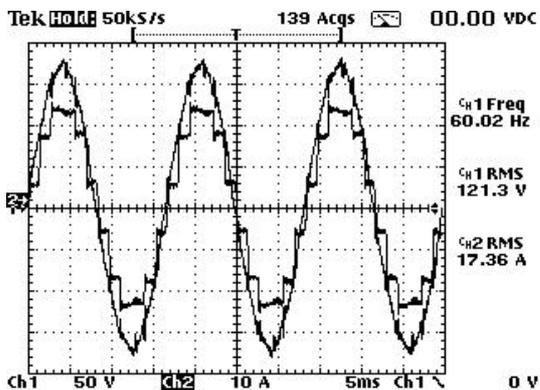


Fig. 13 – Corrente de linha de alimentação ($i_{a(in)}$) e a tensão fase-neutro (v_a).

As correntes de linha de alimentação $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, $i_{c(in)}$ e a tensão fase-neutro (v_a) são apresentadas na Fig. 14. Estes sinais foram obtidos utilizando-se um osciloscópio de dois canais, sendo que todos os sinais foram adquiridos com o “Trigger” ajustado para o canal 1 (tensão fase-neutro (v_a)).

A potência média de saída do retificador não-controlado (Ret-1) é ilustrada na Fig. 15, e a potência média na carga é ilustrada na Fig. 16.

O conteúdo harmônico das correntes de linha de alimentação e das tensões fase-neutro de alimentação, o fator de potência, o fator de deslocamento, a potência ativa, a

potência reativa e a potência aparente de cada fase do sistema de alimentação são apresentados nas Figs. 17, 18 e 19. Estes resultados foram obtidos utilizando-se o software *Tektronix Software Solutions: WSTRO & WSTROU WaveStar™ Software for Oscilloscopes / Versão Demo*. O protótipo construído em laboratório é apresentado na Fig. 20.

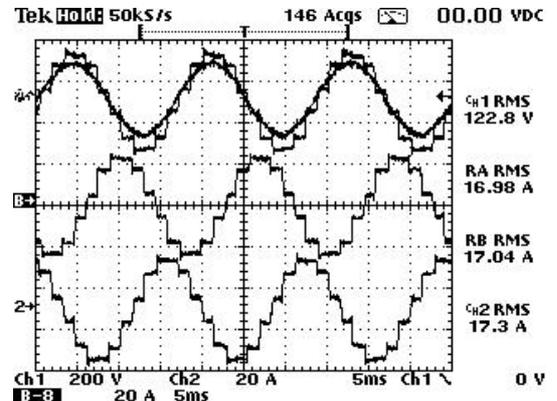


Fig. 14 – Correntes de linha de alimentação $i_{a(in)}$, $i_{b(in)}$, $i_{c(in)}$ e a tensão fase-neutro (v_a).

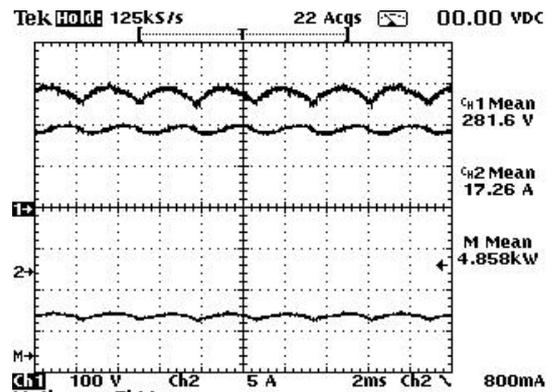


Fig. 15 – Ch.1: Tensão nos terminais + e - da ponte retificadora trifásica; Ch.2: Corrente no indutor de filtro L_f ; Ch.M: Potência média de saída do retificador não-controlado (Ret-1) – Ch.1 x Ch.2.

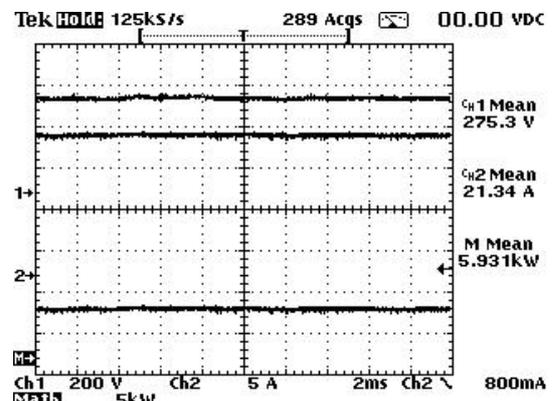
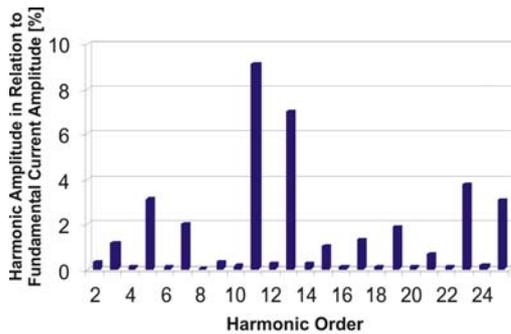
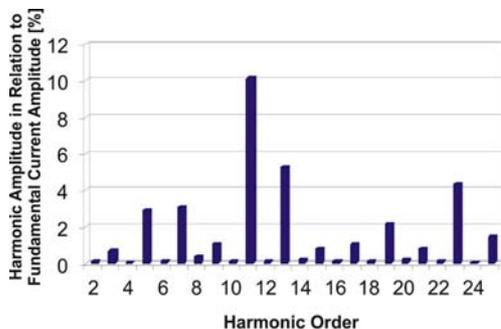


Fig. 16 – Ch.1: Tensão no barramento CC; Ch.2: Corrente na carga resistiva R_0 ; Ch.M: Potência média na carga – Ch.1 x Ch.2.



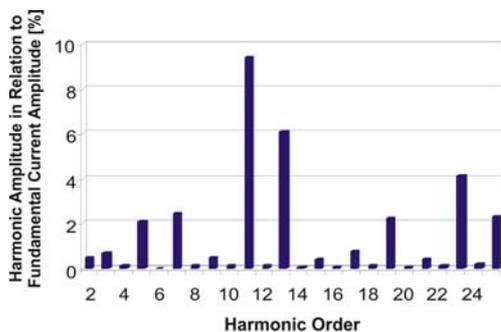
Tektronix Software Solutions: WSTRO & WSTROU WaveStar™		
Voltage Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 1		
Current Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 2		
Voltage = 123.71 V	Current = 17.548A	True Power = 2.1200k W
Voltage THD = 4.005 %	Current THD = 13.336 %	
Power Factor = 976.59m		
Displacement Power Factor = 5.2097 Degrees		
Apparent Power = 2.1708k VA	Reactive Power = 466.93 VAR	

Fig. 17 – Resumo dos dados relativos à fase A.



Tektronix Software Solutions: WSTRO & WSTROU WaveStar™		
Voltage Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 1		
Current Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 2		
Voltage = 122.97 V	Current = 17.156 A	True Power = 2.0644k W
Voltage THD = 3.943 %	Current THD = 13.370 %	
Power Factor = 978.54m		
Displacement Power Factor = 3.0546 Degrees		
Apparent Power = 2.1096k VA	Reactive Power = 434.75 VAR	

Fig. 18 – Resumo dos dados relativos à fase B.



Tektronix Software Solutions: WSTRO & WSTROU WaveStar™		
Voltage Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 1		
Current Waveform: [Tek THS700 Series].Data.Waveforms.CH 2		
Voltage = 123.62 V	Current = 18.006 A	True Power = 2.1739k W
Voltage THD = 4.180 %	Current THD = 12.822 %	
Power Factor = 976.62m		
Displacement Power Factor = 4.9597 Degrees		
Apparent Power = 2.2259k VA	Reactive Power = 478.48 VAR	

Fig. 19 – Resumo dos dados relativos à fase C.

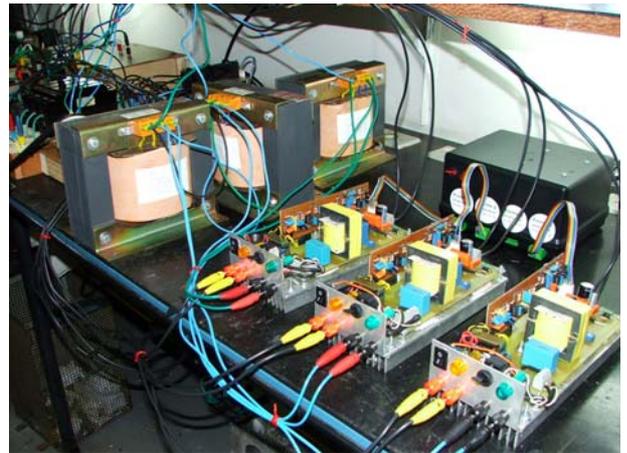


Fig. 20 – Protótipo implementado, detalhe principal do grupo retificador 2 (Ret-2).

V. CONCLUSÕES

Este artigo apresenta um novo retificador trifásico híbrido multipulsos, capaz de alcançar um fator de potência muito próximo da unidade. O sistema proposto é constituído de um conversor *Boost* alimentado por transformador isolador conectado em paralelo com cada perna de um tradicional retificador não controlado de seis pulsos, tornando possível a operação do conjunto com uma corrente de entrada pré-determinada. A faixa de potência dos conversores em paralelo (Ret-2) é uma fração da potência total, podendo variar de 20% a 33% da potência ativa de saída, dependendo da distorção harmônica total da corrente de entrada DHT_1 . Para uma DHT_1 em torno de 5%, apenas 33% da potência ativa nominal do conjunto será processada pelos conversores chaveados. Portanto, instalações de elevada potência são economicamente viáveis com um rápido retorno do investimento quando o retificador híbrido proposto é utilizado.

Com este conversor torna-se possível a obtenção de uma corrente de entrada CA com múltiplos pulsos, eliminando-se a necessidade de se utilizar transformadores defasadores e transformadores LIT, fazendo com que o projeto e a implementação de tal dispositivo sejam facilitadas consideravelmente. Portanto, os benefícios econômicos desta nova topologia são extremamente valiosos para instalações de elevada potência.

O princípio de operação do retificador proposto, a análise e os principais resultados experimentais foram detalhados, para um protótipo operacional de 6 kW.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPEMIG, CNPq e CAPES pelo suporte financeiro para o desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D.E., Rice, "A Detailed Analysis of Six-pulse Converter Harmonic Currents", *IEEE Transactions on Power Applications*, vol. 30, pp. 294-304, Mar./Apr. 1994.

- [2] D.A. Paice and R.J. Spreadbury, "Calculating and Controlling Harmonics caused by Power Converters", in *Proc. of the IEEE Industry Applications Society*, pp. 456-463, 1989.
- [3] W.F. Ray, R.M Davis, I.D. Weatherhogg, "The Three-Phase Bridge Rectifier with Capacitive Load", in *Proc. of the International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drivers*, pp 153-156, 1988.
- [4] J. Schaeffer, *Rectifier Circuits: Theory and Design*, New York: Wiley-Interscience, 1965.
- [5] D.A. Paice, *Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power*, New York - IEEE Press, ISBN.0.7803-1137-X, 1996.
- [6] G.E. April, G. Olivier, "A Novel Type of 12 Pulse Converter", in *Proc. of IEEE Industry Applications Society*, pp. 913-922, 1982.
- [7] S. Choi, P.N. Enjeti, D.A. Paice, "New 24-Pulse Diode Rectifier System for Utility Interface of High Power AC Motor Drives", in *Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 925-933, 1996.
- [8] G. Oliver et al "Novel Transformer Connection to Improve Current Sharing in High-Current DC Rectifiers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 127-133, Jan./Feb. 1995.
- [9] D.A. Rendusara et al "Design Considerations for 12-Pulse Diode Rectifier System Operating under Voltage Unbalance and Pre-Existing Voltage Distortion with Some Corrective Measures", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1293-1303, Nov./Dec. 1995.
- [10] P.A. Dahono et al "A Transformer Connection for Multipulse Rectifier Applications", in *Proc. of the IEEE International Conference on Power System Technology*, pp. 1021-1024, 2002.
- [11] N.P. Enjeti et al "A Wide Input Range Active Multipulse Tree-phase Rectifier for Utility Interface of Power Electronic Converters", in *Proc. of the IEEE Industry Applications Society*, pp. 2514-2519, 2002.
- [12] L.C. Gomes de Freitas, M.G. Simões, C.A. Canesin, L.C. de Freitas, "A Novel Programmable PFC Based Hybrid Rectifier for Ultra Clean Power Application", in *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 2172-2177, 2004.

DADOS BIOGRÁFICOS

Luiz Carlos Gomes de Freitas, nascido em Uberlândia (MG), em 1976, é engenheiro eletrícista (2001) e mestre (2003) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT). Atualmente é professor substituto da Faculdade de Engenharia Elétrica da UFU, e está desenvolvendo sua tese de doutorado no Núcleo de Eletrônica de Potência (NUEP) da mesma universidade. Sua área de atuação é eletrônica de potência e suas áreas de interesse são retificadores multipulsos e técnicas de controle utilizando FPGA e DSP.

Ernane Antônio Alves Coelho, nascido em Teófilo Otoni, Minas Gerais, em 1962, é engenheiro eletrícista (1987) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, mestre (1989) pela Universidade Federal de Santa Catarina,

Florianópolis e doutor (2000) pela Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte. Atualmente é professor titular do departamento de engenharia elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Minas Gerais. Sua área de atuação envolve inversores PWM, correção do fator de potência e novas tecnologias usando controle digital.

Marcelo Godoy Simões, nascido em São Paulo, em 1963, é engenheiro eletrícista (1985) e mestre (1990) pela Escola Politécnica da USP, doutor (1995) pela University of Tennessee e Livre-Docente (1998) pela Escola Politécnica da USP. Foi professor da Escola Politécnica da USP no período de 1989 a 2000 e atualmente é Professor Associado na Colorado School of Mines.

Sua área de área de atuação é eletrônica de potência e controle inteligente aplicados a sistemas alternativos de energia. Tem trabalhado como Editor Associado em diversas revistas do IEEE e como Editor Convidado na Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência. É um dos coordenadores da IEEE International Future Energy Challenge e foi Program Chair do IEEE PESC - Power Electronics Specialists Conference em 2005 e General Chair Do IEEE PEEW - Power Electronics Education Workshop em 2005.

Carlos Alberto Canesin, nascido em Lavínia (SP), em 1961, é engenheiro eletrícista (1984) pela Universidade Estadual Paulista – Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (UNESP-FEIS, Ilha Solteira (SP)), mestre (1990) e doutor (1996) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor adjunto efetivo do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da UNESP-FEIS. Foi editor geral da Revista Eletrônica de Potência (gestão 2003-2004), é editor associado da IEEE Transactions on Power Electronics e presidente da SOBRAEP-Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (gestão 11/2004-10/2006). Suas áreas de interesse incluem técnicas de comutação não-dissipativa, conversores CC-CC, retificadores e inversores, fontes de alimentação chaveadas, reatores para iluminação e técnicas de correção ativa do fator de potência.

Luiz Carlos de Freitas, nascido em Monte Alegre (MG), em 1952, é engenheiro eletrícista (1975) pela Universidade Federal de Uberlândia – Faculdade de Engenharia Elétrica (UFU-FEELT, Uberlândia (MG)) mestre (1985) e doutor (1992) em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina – Instituto de Eletrônica de Potência (UFSC-INEP), Florianópolis (SC). Atualmente é professor titular da Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT) da UFU e membro do Núcleo de Eletrônica de Potência (NUEP). Ele já publicou diversos artigos em áreas como conversores CC-CC, CC-CA e CA-CC com comutação suave e retificadores multipulsos. O professor Luiz Carlos de Freitas publicou no PESC'92, no APEC'93, no PESC'93 e na IEEE Transactions on Power Electronics – jan/1995, a evolução de células de comutação suave que promovem a entrada e saída de condução de interruptores com tensão zero, as quais têm sido amplamente utilizadas em pesquisas relativas à Eletrônica de Potência desde então.