

DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE EXPERIMENTAL DE UM NOVO RETIFICADOR HÍBRIDO MONOFÁSICO DE 10 KW COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA E REDUZIDA DISTORÇÃO HARMÔNICA DE CORRENTE ADEQUADO PARA APLICAÇÕES EM VEÍCULOS DE TRANSPORTE URBANO COM TRAÇÃO ELÉTRICA.

GUSTAVO BRITO DE LIMA¹; LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS²

Resumo: Este trabalho apresenta o desenvolvimento e análise experimental do controle analógico utilizado em uma nova estrutura de retificador híbrido monofásico com elevado fator de potência (FP) e reduzida distorção harmônica de corrente (DHT_1) para aplicação como estágio pré-regulador de sistemas de tração elétrica. Trata-se de um conversor pré-regulador retificador capaz de promover a flexibilidade de alimentação, em corrente alternada ou contínua, para ônibus de transporte público tipo trólebus, contribuindo com a possibilidade de expansão da rede, a baixo custo, eliminando-se custos associados às estações retificadoras convencionais. A estrutura proposta é composta por um retificador monofásico de onda completa não controlado convencional, associado em paralelo a um retificador controlado não isolado. Destaca-se que o retificador monofásico controlado é capaz de compor a corrente de entrada, garantindo-se elevado FP e reduzida DHT_1 , tal como nos pré-reguladores convencionais, porém, o retificador controlado processa menos de 50% da potência total de saída, garantindo robustez e confiabilidade para a estrutura. Foi desenvolvido controle analógico para um protótipo de 10kW analisado em laboratório. A técnica de controle PWM utilizada é capaz de limitar a contribuição do retificador chaveado e, ao mesmo tempo, impor uma corrente de entrada cujo espectro harmônico está em conformidade com os limites impostos pela norma internacional IEC61000-3-4.

Palavras-Chave – Controle PWM, Correção do Fator de Potência, Retificadores Híbridos, Sistemas Elétricos de Transporte Urbano, Trólebus.

1) Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT), Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), Uberlândia, MG, Brasil 38400-902, e-mail: gu.eletrica@gmail.com

2) Universidade Federal de Uberlândia (UFU), Faculdade de Engenharia Elétrica (FEELT), Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), Uberlândia, MG, Brasil 38400-902, e-mail: lcfgreitas@yahoo.com.br

ABSTRACT

Abstract – This work presents the development and the experimental analysis of analog control for a new single-phase hybrid rectifier with high power factor (FP) and low harmonic distortion of current (THD_I), suitable for application in Trolleybus electrical traction systems. This front-end rectifier structure is capable to operate in AC or DC distribution network platforms, providing significant improvements in trolleybuses systems and in the costs and efficiency of urban distribution networks. The proposed structure is composed by an ordinary single-phase diode rectifier with parallel connection of a switched converter. It is outlined that the switched converter is capable of composing the input line current waveform assuring high PF and low DHT_I , however, the power rating of the switched converter is lesser than 50% of the total output power, assuring robustness and reliability for the proposed hybrid rectifier. Analog controller was developed for a 10kW prototype built and analyzed in laboratory. A PWM control strategy was implemented imposing quasi-sinusoidal input line current waveform and limiting the switched rectifier power contribution. It was found that the input line current harmonic spectrum is in accordance with the harmonic limits imposed by IEC61000-3-4.

Keywords – PWM Control, Power Factor Correction, Hybrid Rectifiers, Urban Electrical Transport, Electrical Vehicles, Trolleybus.

1. INTRODUÇÃO

Sistemas eficientes de controle de velocidade de máquinas rotativas tem sido alvo permanente e contínuo dos pesquisadores que atuam em eletrônica de potência. Nos últimos anos, graças à grande evolução alcançada na tecnologia de fabricação de dispositivos semicondutores, capazes de processar elevados valores de corrente e suportar severos transitórios e elevadas temperaturas, o desenvolvimento destes sistemas, para aplicação em veículos elétricos, permitiu o estabelecimento de uma sólida linha de pesquisa que tem atraído grande interesse por parte da comunidade científica [1-4].

Neste contexto, a tecnologia dos veículos elétricos utilizados no transporte público urbano tem se demonstrado como sendo um meio bastante eficiente de se reduzir a emissão de poluentes derivados do petróleo, em experiências realizadas em diversos países. Com a substituição de ônibus de transporte público movido a diesel por Veículos Híbridos, movidos a diesel e/ou eletricidade, ou por Trólebus, movidos somente por eletricidade, consegue-se reduzir drasticamente a emissão de poluentes como o dióxido de carbono, óxido de nitrogênio e praticamente zera a emissão de monóxido de carbono [5]. Apesar de o custo ser superior ao similar a diesel, a operação do ônibus elétrico é mais silenciosa, o tempo de vida é 4 vezes maior, os custos com manutenção chegam a ser, em média, 35% menor, além de reduzir em 90% a emissão de material particulado.

O sistema Trólebus tem se desenvolvido rapidamente como um sofisticado, não poluente, silencioso, rápido e popular meio de transporte urbano. Hoje em dia, devido a questões ambientais, a aplicação destes sistemas, ilustrado na figura 1, tem atraído novo e vigoroso interesse mundial, sendo também uma tendência esperada na América do Sul para os próximos anos [6-11].



(a)



(b)

Figura 1. Trólebus (a) na cidade de São Paulo – Eletra® (b) Projetos em implantação em países da Europa.

No que tange às redes de alimentação destes sistemas, em geral redes em corrente contínua (CC), um grande problema associado à dificuldade da expansão destas redes são os elevados custos e grandes áreas destinadas às subestações retificadoras, principalmente em grandes centros urbanos.

Neste sentido, como proposta de contribuir com a possibilidade de fácil expansão da rede de alimentação do sistema trólebus a baixo custo, permitindo que tais sistemas possam também operar em corrente alternada (CA), este trabalho propõe o desenvolvimento do controle analógico para um novo estágio pré-regulador retificador híbrido, a ser instalado no trólebus, permitindo operação em CC ou CA, conforme figura 2. Adicionalmente, quando em corrente alternada, proporciona a correção ativa das distorções harmônicas de corrente, sem comprometer a eficiência e confiabilidade do sistema, operando com elevado fator de potência. Vale ressaltar que a bidirecionalidade em potência, necessária durante as frenagens, é assegurada pelo controlador de velocidade hoje existente neste tipo de aplicação, tal qual encontrado nas locomotivas que operam a tração dos trens nas estradas de ferro fabricados pela ALSTOM® [12]. Portanto, a regeneração durante processos de frenagem, acontece para o barramento CC intermediário (link CC), não para o CA.

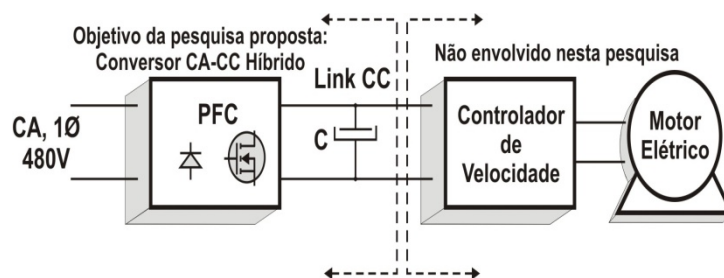


Figura 2. Sistema de alimentação monofásico CA simplificado utilizado em sistemas Trólebus.

A grande vantagem proporcionada por retificadores híbridos, trifásicos ou monofásicos, é a associação da robustez, confiabilidade e simplicidade dos retificadores não controlados a diodos com a redução de peso e volume proporcionada pelos retificadores chaveados, que operam em alta frequência de chaveamento. Desta forma, a potência nominal da estrutura híbrida pode ser drasticamente aumentada, sem prejudicar a eficiência global do retificador, o que não pode ser alcançado com retificadores PWM convencionais, sem aumentar consideravelmente os custos [13-17].

O retificador híbrido monofásico proposto é composto por um retificador monofásico não controlado (Ret-1) associado em paralelo com um retificador monofásico chaveado (Ret-2), como ilustrado na figura 3. Destaca-se que as principais vantagens de se utilizar retificadores híbridos como estágio pré-regulador com correção do fator de potência para conexão de conversores eletrônicos são:

- Maior rendimento global da estrutura, uma vez que os retificadores chaveados processam reduzida parcela de potência ativa entregue à carga;
- Menor custo, quando comparado com conversores pré-reguladores chaveados convencionais com FP unitário, uma vez que os dispositivos semicondutores utilizados nessas estruturas são dimensionados para potência nominal;
- Flexibilidade quanto ao atendimento às restrições impostas pela norma IEC610003-4, uma vez que a corrente imposta na rede CA de alimentação pode assumir diferentes formas, dependendo da DHT_1 desejada;
- Técnica de controle simples, de baixo custo e eficiente.

Conforme ilustrado na figura 3, a corrente drenada da rede (i_{in}) é a composição daquela requerida pelo retificador não controlado (i_1), com a parcela do retificador chaveado (i_2), sendo que a forma de onda da corrente i_2 é diretamente responsável pela característica final da forma de onda da corrente CA drenada da fonte de alimentação.

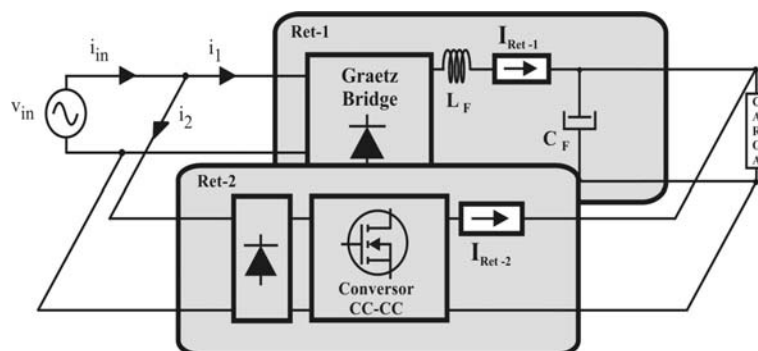


Figura 3. Arranjo topológico do retificador híbrido monofásico proposto.

2. MATERIAIS E MÉTODOS

Este trabalho foi desenvolvido obedecendo às seguintes etapas:

- Realização de um levantamento bibliográfico sobre os mais recentes estudos sobre o tema em questão buscando convalidar ainda mais as vantagens da estrutura de Retificador Híbrido Monofásico (RHM) proposto;
- Estudo analítico da implementação do retificador chaveado utilizado como o retificador 2 (Ret-2);
- Desenvolvimento de técnicas de controle do tipo PWM;
- Simulações computacionais;
- Montagem do protótipo e análise experimental;
- Submissão de artigos.

Inicialmente realizou-se uma revisão bibliográfica de temas relacionados à utilização de retificadores monofásicos de alto fator de potência utilizados na mitigação de conteúdo harmônico de corrente em conversores CA-CC. O levantamento bibliográfico baseou-se numa busca eletrônica através de revistas especializadas e eventos científicos disponíveis no Portal CAPES. Os resultados encontrados garantiram uma análise crítica do tema, permitindo a definição da topologia a ser implementada para a construção do protótipo.

Definida a topologia, o estudo foi voltado para a definição da estratégia de controle, foco deste trabalho, que será detalhada oportunamente. Foram realizadas simulações computacionais empregando a plataforma Pspice[®] a fim de verificar o comportamento de cada grupo retificador operando segundo a lógica de controle desenvolvida.

Verificados os resultados satisfatórios obtidos por simulação computacional da topologia, iniciou-se a montagem dos circuitos de controle. Todos os recursos necessários para a confecção das placas proveram do NUPEP (Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência).

Para complementar o trabalho, foi desenvolvido um software em plataforma Matlab[®] que, dentre outros recursos, gera a forma de onda da corrente de entrada do RHM e calcula seu espectro harmônico em função de um parâmetro que relaciona a parcela de potência processada pelo retificador não controlado com a potência de saída. Sabendo-se que o THD da corrente de entrada aumenta à medida que o retificador não controlado processa mais potência e tendo em mãos o espectro harmônico dessa corrente é possível compará-lo com o espectro da norma IEC61000-3-4 e definir qual a máxima potência a ser processada pelo

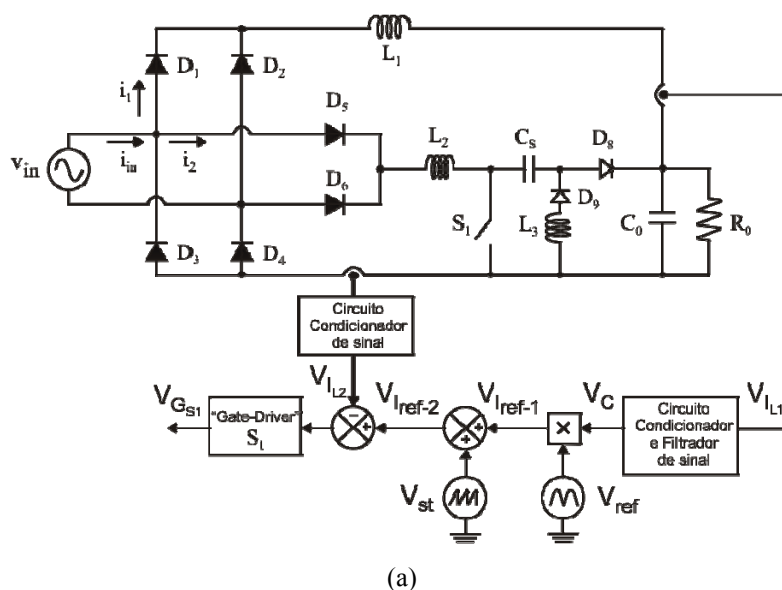
retificador não controlado para que o THD da corrente de entrada esteja nos limites estipulados pela norma.

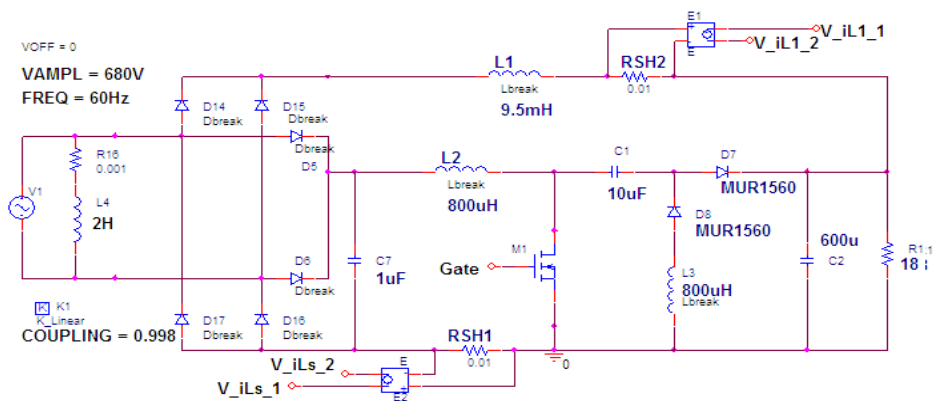
2.1 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Conforme dito, o retificador híbrido monofásico (RHM) é composto por dois retificadores associados em paralelo. Tendo em vista a corrente drenada pelo retificador não controlado operando em modo descontinuo de condução (MDC), a corrente requerida pelo retificador controlado deve ser tal que, somada à parcela de corrente do retificador não controlado, resulte em uma forma de onda quase senoidal cujo espectro harmônico esteja em conformidade com a IEC61000-3-4.

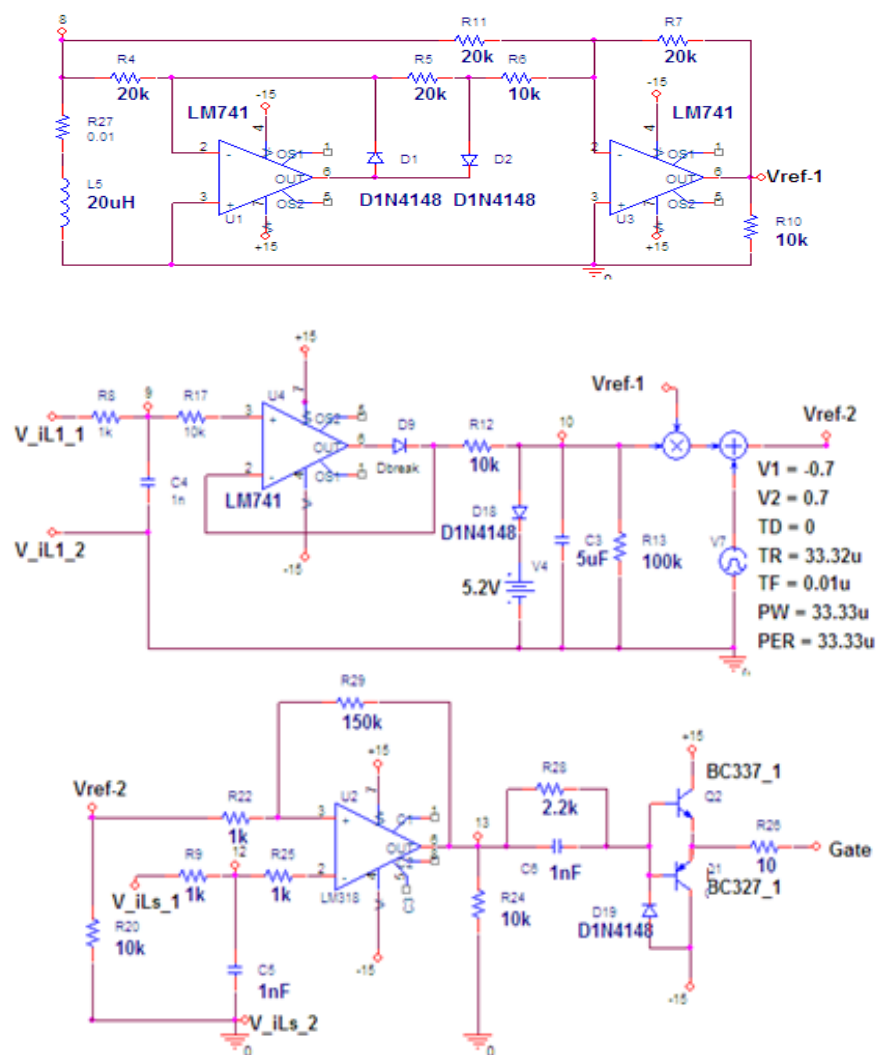
A estratégia adotada será baseada no controle por PWM (Pulse Width Modulation). Basicamente, a geração de pulsos é obtida pela comparação entre o sinal de realimentação de corrente ($I_{L1} + I_{L2}$) com um sinal PWM de referência (V_{Iref-2}), que consiste em uma senóide retificada (V_{ref}) somada a uma onda dente-de-serra (V_{st}).

Para geração do sinal PWM de referência deve-se retificar uma senóide e multiplicá-la por uma tensão de controle (V_c), que corresponde a um nível DC proporcional à carga aplicada ao RHM, gerando assim uma senóide de referência. Soma-se à senóide de referência (V_{Iref-1}) uma onda dente-de-serra com baixa amplitude e elevada frequência gerando um sinal PWM de referência pronto para ser comparado com a realimentação de corrente (V_{IL2}), que corresponde às correntes drenadas por ambos retificadores ($I_{L1}+I_{L2}$). Na saída do comparador tem-se os pulsos (V_{GS1}) para o acionamento do interruptor S do retificador controlado para que este opere segundo a lógica descrita. O diagrama de blocos do controle e o circuito simulado no Pspice[®] são mostrados na figura 4.





(b)



(c)

Figura 4. (a) diagrama de blocos (b) circuito de potência (c) circuito de controle

Nas seções que se seguem tem-se uma descrição detalhada do diagrama de blocos e dos resultados da simulação computacional.

2.2.1 Senóide Retificada (V_{ref})

Para obtenção de uma senóide retificada foi utilizado um retificador de precisão, conforme ilustrado na figura 5.

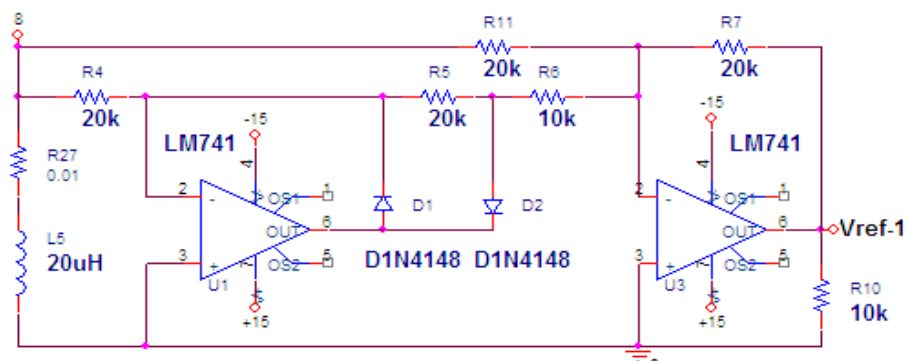


Figura 5. Retificador de precisão.

A amostra de tensão é obtida por um acoplamento entre o indutor L_4 , do circuito de potência, e o indutor L_5 , do circuito de controle, ilustrado na figura 4. Esse acoplamento simula a utilização de um transformador onde as bobinas do primário e secundário são representadas por L_4 e L_5 , respectivamente.

A figura 6 ilustra as formas de onda da tensão entrada e saída do retificador de precisão.

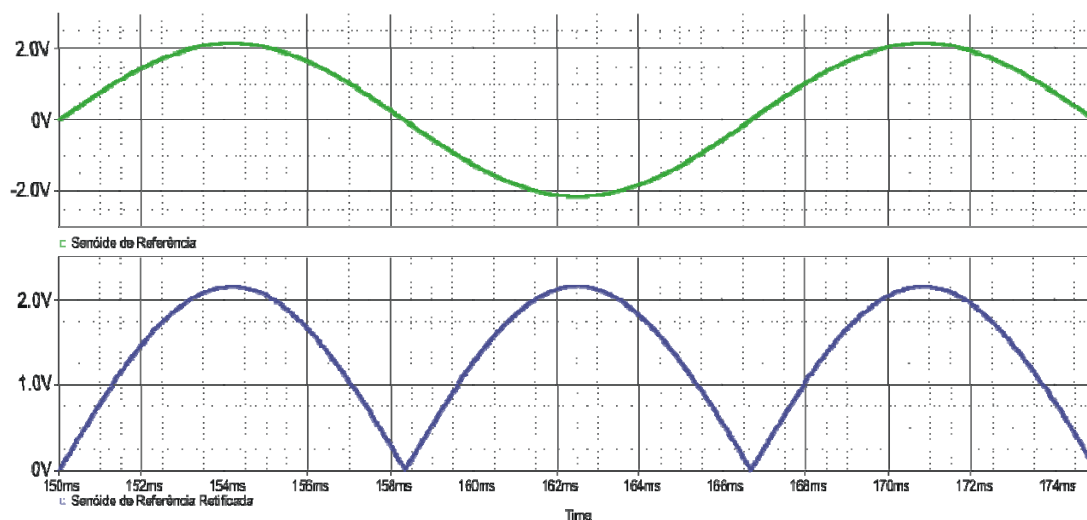


Figura 6. Forma de onda da amostra de senóide da rede (verde) e senóide retificada (azul).

O retificador de precisão foi escolhido visto a não necessidade de se conectar uma carga ao circuito retificador, carga esta necessária no retificador de onda completa convencional utilizando diodos retificadores.

2.2.2 Tensão de Controle (V_c)

A senóide retificada deve ser multiplicada por uma tensão de controle (V_c), que corresponde a um nível DC proporcional à carga aplicada ao conversor. Obtêm-se esse nível DC através do condicionamento e filtragem do sinal de tensão proporcional à corrente que flui através do indutor L_1 do retificador não controlado. Na simulação, foi utilizado um resistor (RSH2) de pequeno valor conectado em série com o indutor L_1 para obtenção da tensão proporcional à corrente neste ramo. A tensão é lida entre seus terminais e amplificada (E1), conforme destacado na figura 7.

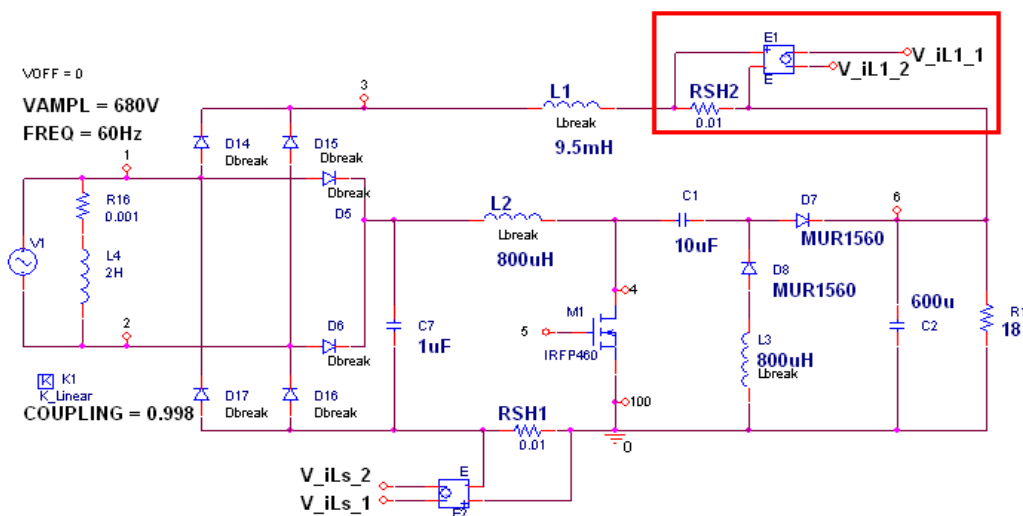
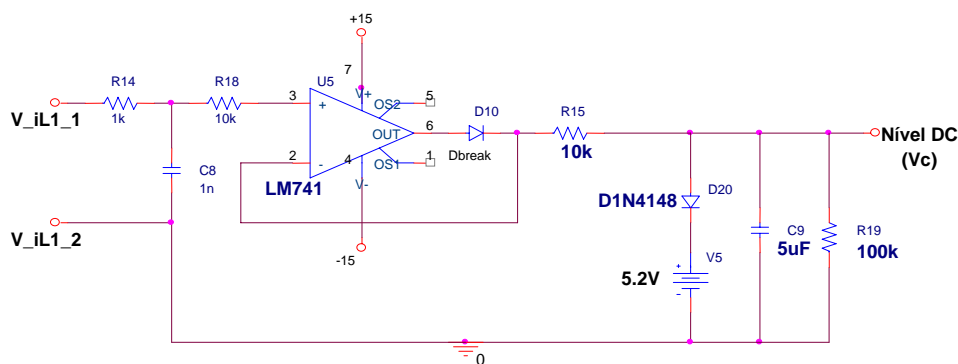
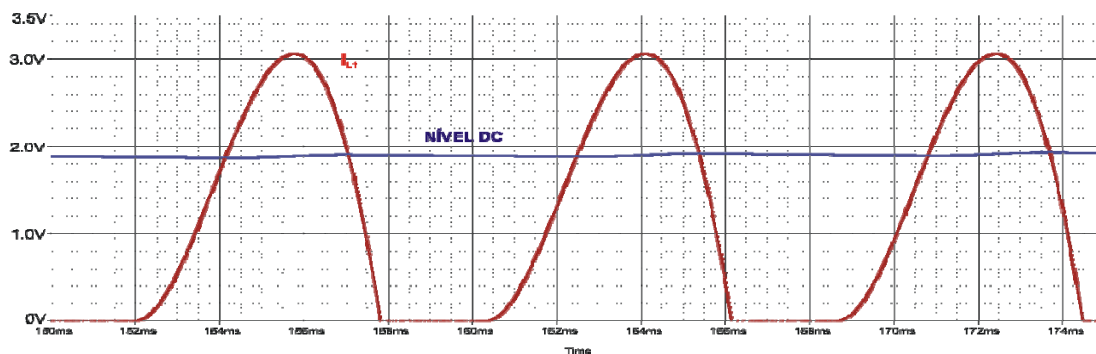


Figura 7. Arranjo para aquisição de tensão proporcional à corrente de carga.

Após a obtenção de uma tensão proporcional à corrente de carga é utilizado um circuito para condicionar e filtrar este sinal, obtendo assim o nível DC proporcional à corrente drenada pela carga. O circuito condicionador e as formas de onda de entrada e saída são ilustradas na figura 8.



(a)



(b)

Figura 8. (a) Circuito para condicionamento e filtragem do sinal de tensão proporcional à corrente de carga.

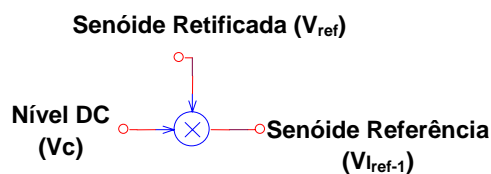
(b) Forma de onda da corrente através de L_1 e nível DC correspondente.

O arranjo de um diodo (D20) em série com a fonte de tensão (V5) na saída do circuito condicionador é uma proteção contemplada pela lógica de controle. Se a carga aumentar o sinal de referência aumentará proporcionalmente, levando o retificador controlado a processar mais potência, o que poderia causar sua destruição. Limitar o sinal de referência limita também a potência processada pelo retificador controlado. Assim, ao utilizar o arranjo descrito estaremos limitando a tensão de controle em um valor desejado de tensão, limitando também o sinal PWM de referência e, conseqüentemente, a potência a ser processada pelo retificador controlado, conforme desejado.

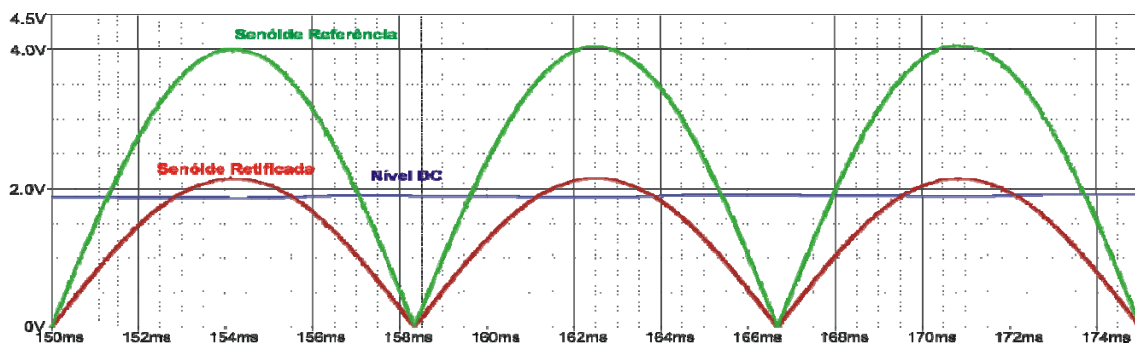
É importante ressaltar que um mau condicionamento da tensão de controle, ou seja, um nível DC com ripple considerável irá acarretar em um mau funcionamento do circuito de controle, visto que a multiplicação deste sinal por uma senóide resultaria em uma senóide atípica, gerando, conseqüentemente, uma referência distorcida capaz de comprometer o adequado funcionamento do circuito.

2.2.3 Multiplicador

Após a obtenção da senóide retificada (V_{ref}) e da tensão de controle (V_c) deve-se multiplicá-los a fim de se obter uma senóide de referência (V_{Iref-1}) com amplitude proporcional à carga. A figura 9 ilustra o módulo do multiplicador utilizado no Pspice[®] e as formas de onda de entrada e saída.



(a)



(b)

Figura 9. (a) Circuito multiplicador utilizado no Pspice® (b) Formas de onda das entradas e saída do multiplicador

Na saída do multiplicador tem-se a senóide de referência proporcional à carga aplicada ao conversor. Dessa forma, se houver variação na carga ocorrerá uma variação proporcional na senóide de referência.

2.2.4 Somador

Deve-se somar à saída do multiplicador uma onda dente-de-serra com baixa amplitude e elevada frequência. Há disponível no Pspice® uma fonte de sinais, representada por V7 na figura 4, na qual é ajustado os parâmetros para gerar uma onda de serra com amplitude de 1,4 V de pico a pico e frequência de 20 kHz. A figura 10 ilustra a forma de onda da saída do somador com detalhes da onda de dente-de-serra. Portanto, um sinal PWM de referência é obtido conforme esperado.

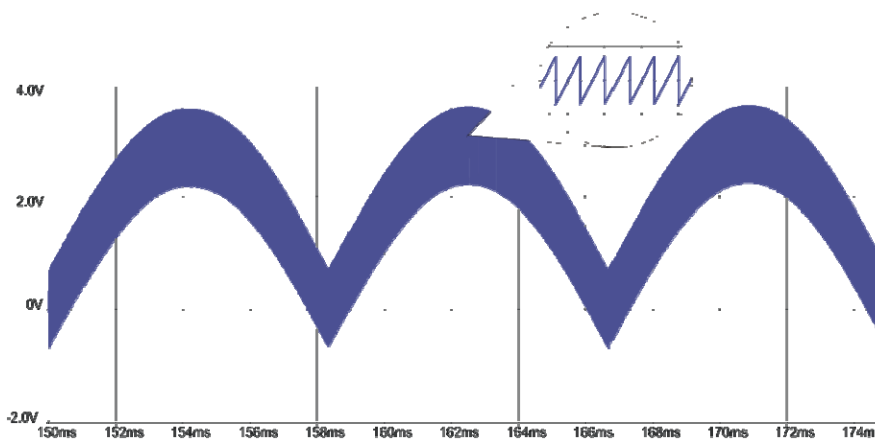


Figura 10. Saída do somador

2.2.5 Comparador

A geração dos pulsos se dá através da comparação do sinal PWM de referência com a realimentação de corrente, que corresponde à soma das correntes I_{L1} do retificador não controlado e I_{L2} do retificador controlado. O circuito comparador com suas entradas é mostrado na figura 11.

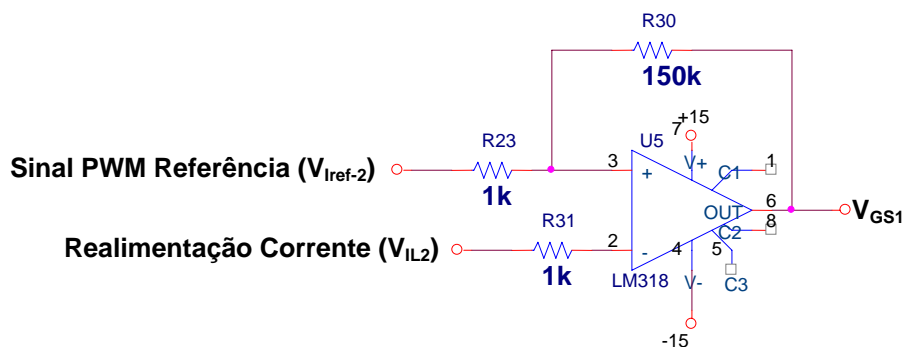


Figura 11. Circuito comparador com histerese.

Na simulação, a realimentação de corrente foi obtida da mesma maneira que se obteve o nível de tensão equivalente à corrente de carga, ou seja, utilizando um resistor (RSH1) de pequeno valor e amplificando a tensão entre seus terminais (E2), conforme destacado na figura 12.

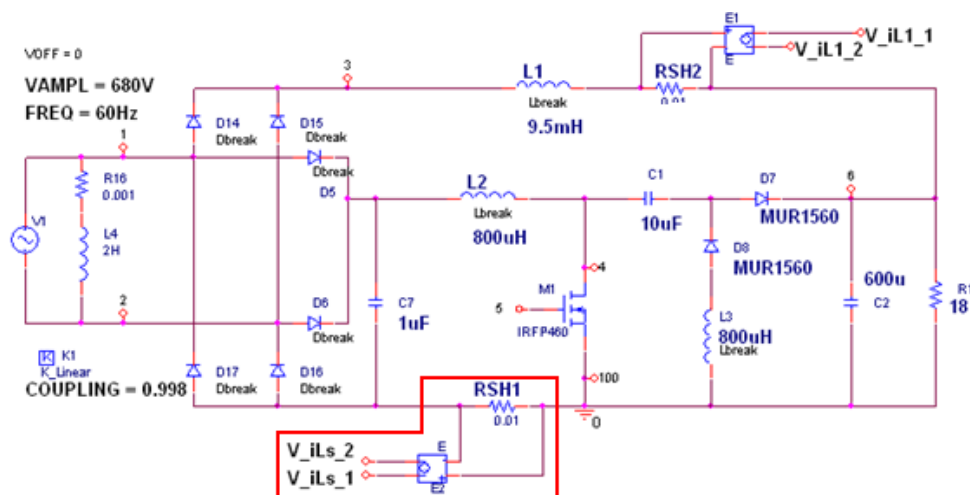


Figura 12. Arranjo para aquisição de tensão correspondente à realimentação corrente ($I_{L1} + I_{L2}$).

De acordo com o arranjo de comparador mostrado na figura 11, os pulsos de ataque de gatilho (V_{GS1}) serão gerados pela comparação do sinal de corrente realimentada (V_{IL2}) com um sinal PWM de referência (V_{Iref-2}).

Dessa forma a corrente de entrada do retificador híbrido é forçada a seguir o sinal PWM de referência, fazendo-a excursionar entre os limites da onda dente-de-serra. A figura 13 ilustra as formas de onda do sinal PWM de referência, a realimentação de corrente e os pulsos na saída do comparador, com detalhes da comparação e geração dos pulsos de comando do interruptor S1.

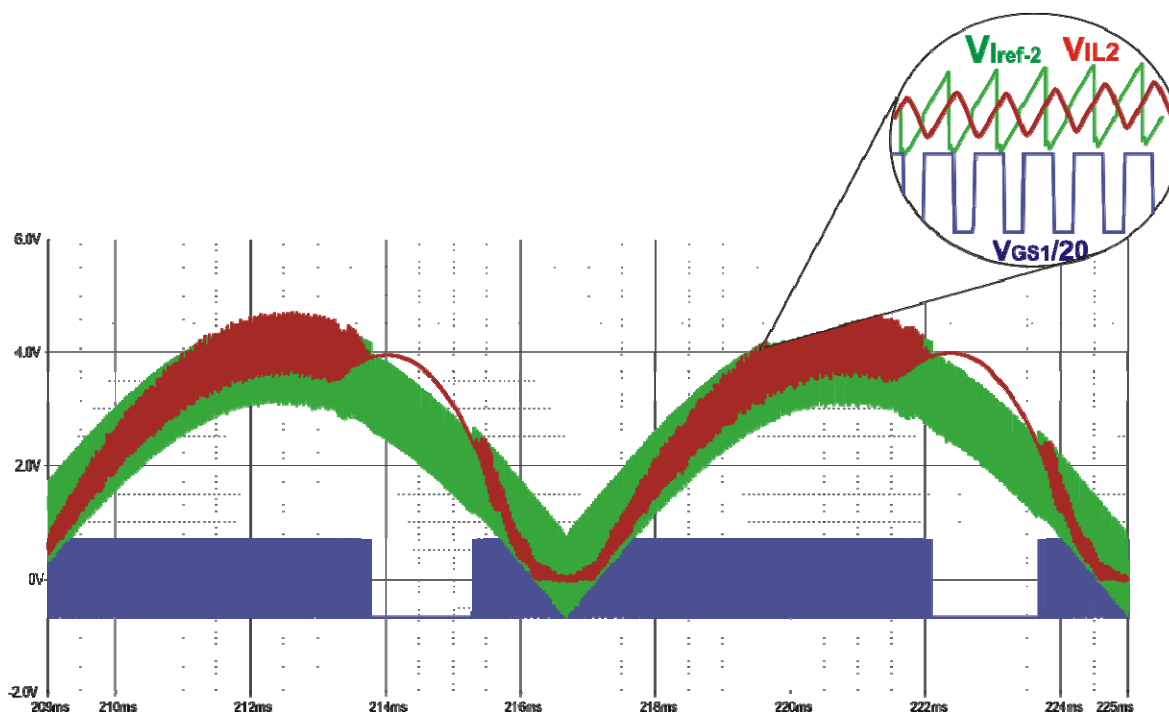


Figura 13. Senóide de referência somada à onda triangular, sinal de realimentação e pulsos de gatilho.

Há pulsos na saída do comparador quando o sinal de referência ($V_{\text{ref-2}}$) for maior que a realimentação de corrente (V_{GS1}). O pulso é retirado quando o sinal de realimentação ultrapassar a referência. O atraso na comparação é consequência da realimentação positiva utilizada no comparador. Esse arranjo é utilizado para evitar um sobre-chaveamento.

Na saída do comparador utiliza-se um arranjo push-pull, ilustrado na figura 6, para dar ganho de potência ao sinal de ataque de gatilho do interruptor.

3 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Após a realização de detalhadas simulações computacionais utilizando o software PSpice[®], o circuito de controle para o protótipo do retificador híbrido monofásico foi construído e analisado em laboratório. A figura 14 ilustra o protótipo e detalhes do controle.

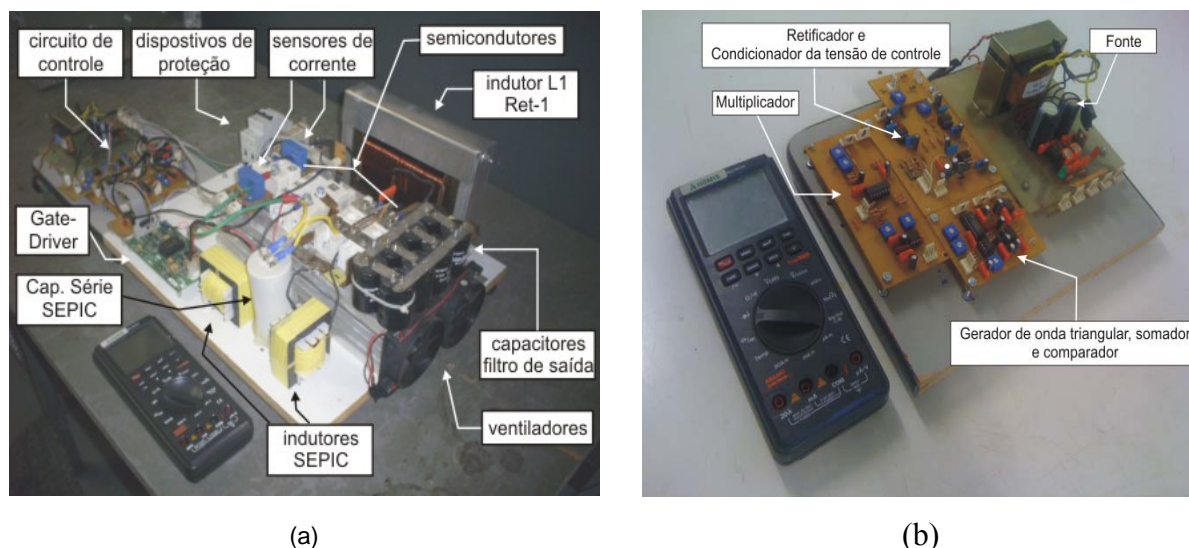


Figura 14. (a) Protótipo de 10 kW implementado em laboratório (b) circuito de controle

A potência nominal do protótipo é apenas uma pequena fração da potência nominal dos conversores utilizados em sistemas Trólebus, pois, no presente momento, o objetivo principal é comprovar experimentalmente a viabilidade técnica e econômica do arranjo topológico proposto. As especificações de projeto e os parâmetros do protótipo construído são apresentados na Tabela 1.

TABELA 1

Parâmetros do protótipo do retificador híbrido monofásico implementado.

Especificações de Projeto	
Tensão Média de Saída, V_0 (med) = 540 V	
Potência Total de Saída, P_0 = 10 kW	
Tensão de entrada, V_{in} (rms) = 480 V	
Frequência máxima de chaveamento, f = 20 kHz	
DHT ₁ = 17% em conformidade com a IEC61000-3-4	
Retificador Monofásico não controlado	Retificador Chaveado (SEPIC)
Ponte retificadora SKB 52/12 - SEMIKRON	Diodos da ponte retificadora, D_5 - D_6 SKMD 100 - SEMIKRON
Indutor de Filtro, L_1 = 9,5 mH	Indutores, L_2 - L_3 = 800 uH
Capacitor de filtro, C_0 = 800 μ F	Capacitor série, C_5 = 10 μ F
-	Interruptor, S_1 - IGBT SKM 145GAL176D - SEMIKRON
-	Diodos rápidos, D_8 - D_9 SKKE 120F - SEMIKRON

Os dados da especificação de projeto foram utilizadas para o desenvolvimento de programa em plataforma Matlab[®] para calcular as formas de onda das correntes drenadas por cada grupo retificador e sua composição, assim como o THD da corrente de entrada e seu espectro harmônico. A interface do programa é ilustrada na figura 15.

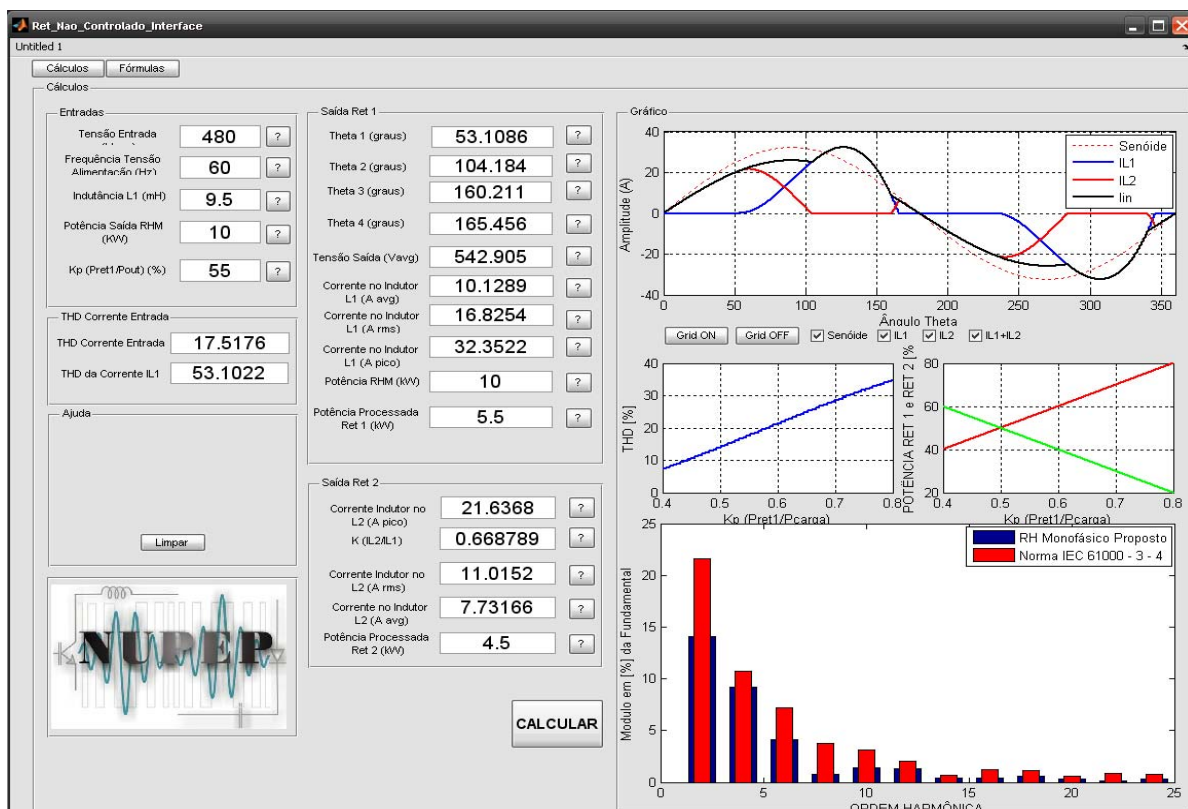


Figura 15. Interface do programa desenvolvido em plataforma Matlab[®]

Como dados de entrada são fornecidos a amplitude e frequência da tensão de alimentação, o valor do indutor do retificador não controlado, a potência de saída e a parcela de contribuição do retificador não controlado (K_p). Com esses parâmetros é possível obter a forma de onda das parcelas de corrente drenadas por cada grupo retificador e a sua composição, que corresponde à corrente de entrada do retificador híbrido monofásico.

O THD da corrente de entrada é obtido em função de K_p , que consiste em um parâmetro que relaciona a contribuição de potência do retificador não controlado com a potência de saída. Sabe-se que à medida que a contribuição de potência do retificador não controlado aumenta o THD da corrente de entrada aumenta segundo o perfil ilustrado na interface ($K_p \times \text{THD}$). Assim, o objetivo do programa desenvolvido é determinar qual a máxima contribuição de potência do retificador não controlado que forneça uma corrente de entrada que atenda aos limites de conteúdo harmônico impostos pela norma IEC 61000-3-4. O espectro harmônico da corrente de entrada é ilustrado juntamente com os limites impostos nela norma e para cada contribuição de potência do retificador controlado (K_p) tem-se um espectro harmônico correspondente. Dessa forma, variando-se a contribuição de potência do retificador não controlado o THD da corrente de entrada varia e seu valor máximo é definido

pela comparação do espectro harmônico da corrente de entrada com os limites impostos pela norma.

O programa fornece também as formas de onda das correntes drenadas por cada grupo de retificador, assim como valores de pico, eficaz e médio dessas correntes, sendo úteis no dimensionamento de indutores, capacitores, interruptores e diodos dos retificadores controlado e não controlado.

3.2 ANÁLISE EXPERIMENTAL

O circuito de controle proposto foi implementado nas dependências da Faculdade de Engenharia Elétrica, mais precisamente nas dependências do Núcleo de Estudo e Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP). Foram respeitadas as especificações do circuito simulado, a fim de se obter a máxima correspondência entre os valores simulados e medidos.

Nas seções que se seguem são descritos os processos, ilustradas formas de onda obtidas por aquisição de sinal no circuito implementado além de detalhes construtivos de projeto.

3.2.1 Senóide Retificada (V_{ref})

A senóide utilizada como referência deve provir de uma amostra de tensão da rede, garantindo que o circuito de potência e controle estejam na mesma referência. A amostra de tensão da rede foi obtida utilizando um transformador abaixador de 220/15 V alimentando um retificador de precisão, conforme ilustrado na figura 16.

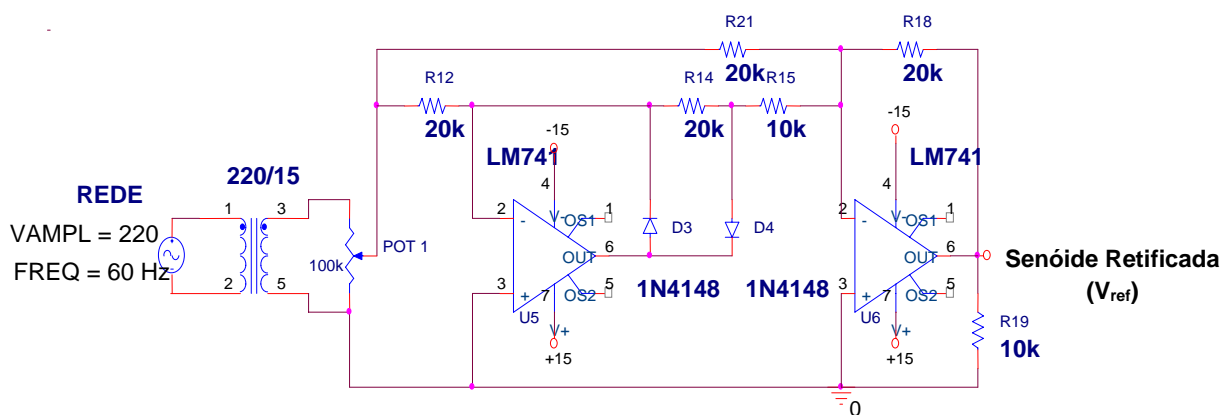


Figura 16. Retificador de precisão implementado com divisor de tensão

Na entrada do retificador foi utilizado um divisor de tensão (POT 1) visto a necessidade de ajuste na amplitude da senóide que é aplicada ao circuito multiplicador. A amplitude da senóide retificada (V_{ref}) tem relação com a contribuição de potência do

retificador controlado, uma vez que esta contribuição está diretamente relacionada com a amplitude da senóide de referência (V_{Iref-1}), que é produto da multiplicação da senóide retificada pela tensão de controle (V_c).

A figura 17 ilustra a amostra de tensão da rede e senóide retificada obtida por medição.

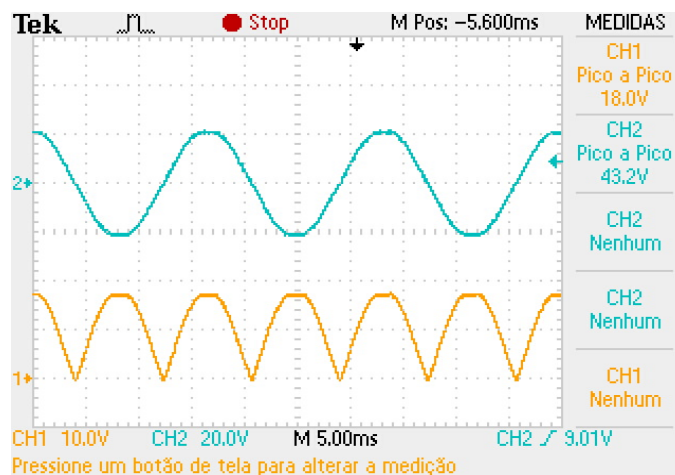
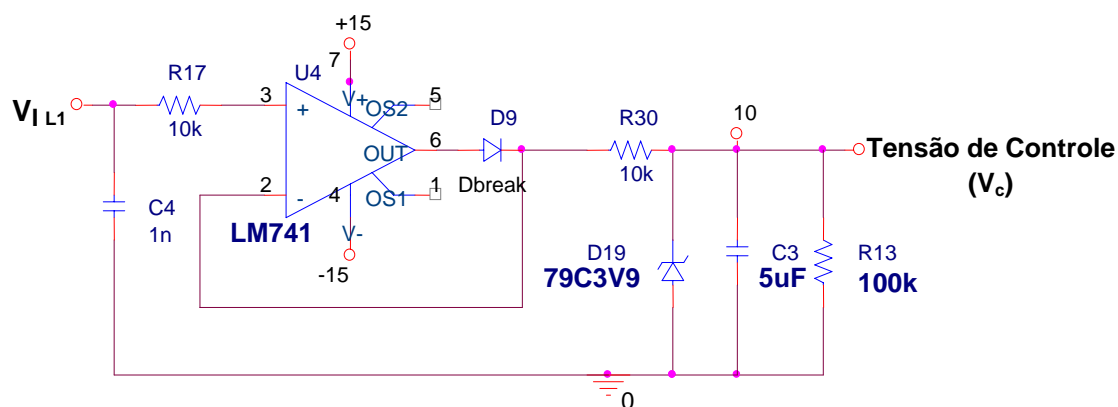


Figura 17. Ch. 1 Senóide retificada; Ch. 2 Amostra de tensão da rede

Conforme será detalhado na seção oportuna sobre o multiplicador, a amplitude da senóide retificada deverá estar limitada a um valor de pico, visto a saturação do circuito multiplicador.

3.2.2 Tensão de Controle (V_c)

Para a geração da tensão de controle deve-se retificar e filtrar um sinal de tensão proporcional à corrente que flui através do indutor L_1 do retificador não controlado. O sinal de tensão é obtido através de um sensor de corrente de efeito Hall inserido no ramo do indutor L_1 . O circuito de condicionamento do sinal proveniente do sensor de corrente utilizado e sua localização no circuito de potência é mostrada na figura 18.



(a)

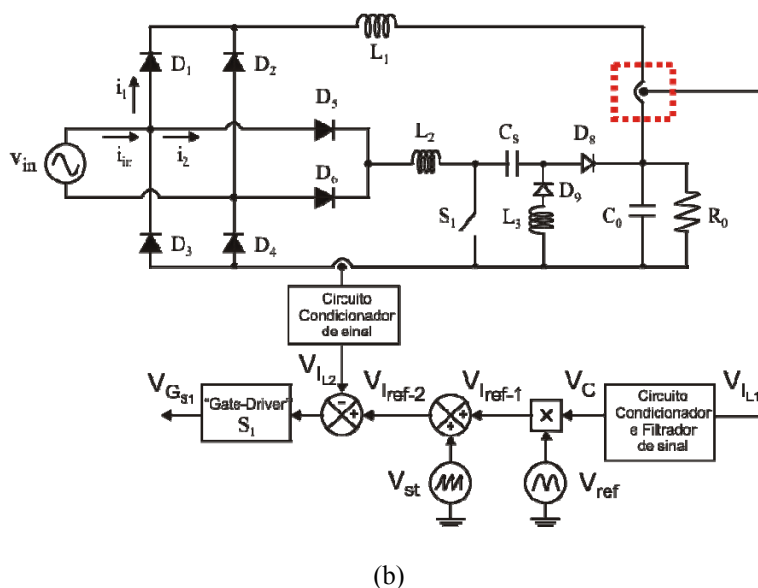


Figura 18. (a) Circuito condicionador do sensor de corrente. (b) Diagrama de blocos com destaque da localização do sensor de corrente.

A função desse circuito é condicionar e filtrar o sinal de tensão que corresponde à corrente que flui através do indutor L_1 , conforme descrito anteriormente.

Para fins de segurança do retificador controlado, na saída do circuito que condiciona e filtra o sinal de tensão proveniente do sensor de corrente proporcional à carga é utilizado um diodo Zener (D19), cuja função é limitar a tensão de saída do circuito condicionador. Com a tensão de controle (V_c) limitada, a senóide de referência (V_{Iref-1}), resultado da multiplicação da senóide retificada (V_{ref}) pela tensão de controle, também estará limitada, protegendo o retificador controlado contra sobre-correntes. Em outras palavras, a potência processada pelo retificador controlado fica limitada em um valor desejado mesmo se a potência elétrica solicitada pela carga for excessivamente elevada. Sem essa proteção, um aumento desenfreado da potência de saída faria o retificador controlado processar mais potência, acarretando na sua destruição.

Nesta aplicação o Zener utilizado foi de 3,9 V. Uma descrição detalhada a respeito desta especificação será tratada adiante.

3.2.3 Circuito Multiplicador

O circuito multiplicador foi implementado utilizando o circuito integrado LM1495, cujo diagrama esquemático completo é ilustrado na figura 19.

Deve-se definir os limites de tensão a serem aplicados nas entradas do multiplicador, objetivando evitar a saturação do mesmo. Os limites de saturação do LM1495 são definidos pelas equações:

$$V_{x_{m\acute{a}x}} = I_{13} \cdot R_y \quad (1)$$

$$V_{y_{m\acute{a}x}} = I_3 \cdot R_x \quad (2)$$

Onde:

$V_{x_{max}}$ - máximo nível de tensão aplicado no pino 9;

$V_{y_{max}}$ - máximo nível de tensão aplicado no pino 4;

I_{13} - correntes através de R_3 ;

I_3 - corrente através de R_{13} ;

R_y - resistor entre os pinos 10 e 11;

R_x - resistor entre os pinos 5 e 6.

Pelo projeto do circuito multiplicador os valores de I_{13} e I_3 são definidos como aproximadamente 1 mA. Os valores de R_y e R_x são fixados em $10\text{ k}\Omega$.

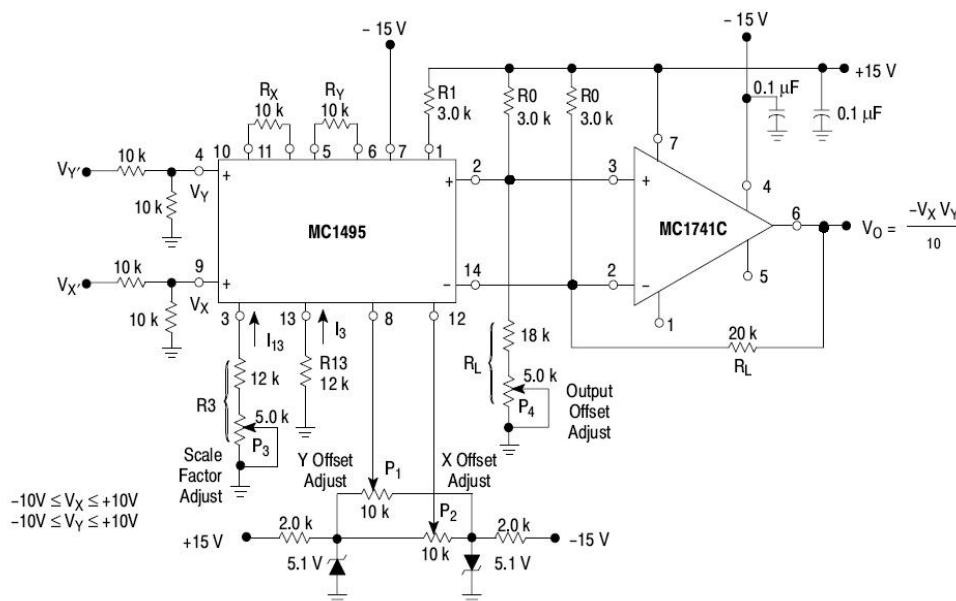


Figura 19. Circuito multiplicador utilizando o LM1495.

Dessa forma, a tensão máxima que pode-se aplicar ao multiplicador sem saturá-lo é igual a 10 V ($V_{x_{max}} = 10\text{ V}$, $V_{y_{max}} = 10\text{ V}$). A saída V_0 é dada por:

$$V_0 = -\frac{V_x \cdot V_y}{10} \quad (3)$$

Utiliza-se um divisor de tensão nos pinos de entrada 4 e 9 para que se possa aplicar uma tensão maior na entrada do divisor obtendo um sinal atenuado nas entradas dos pinos 4 e 9. Assim, V'_x e V'_y são as tensões na entrada do divisor e V_x e V_y a tensões nos pinos 4 e 9 do

multiplicador. É conveniente definir a tensão de saída em função de V'_x e V'_y . Assim, considerando um divisor de tensão com resistores iguais, tem-se que:

$$V_0 = -\frac{4}{10}V'_x \cdot V'_y \quad (4)$$

Dessa forma, a saída V_0 é dada pela multiplicação dos sinais V'_x e V'_y aplicados à entrada do divisor de tensão por um fator de atenuação de 0,4.

Os potenciômetros ligados nos pinos 2, 8 e 12 são utilizados para ajuste de *offset* e o potenciômetro ligado no pino 3 determinará qual o fator de multiplicação.

Para correção de *offset* é necessário um gerador de sinal capaz de gerar uma onda senoidal com 5 V de pico a pico a 1.0 kHz, sendo recomendado pelo fabricante os seguintes passos:

- *Offset* no eixo X
 - Conectar o gerador de sinal no pino 4.
 - Conectar o pino 9 no terra.
 - Ajustar o potenciômetro ligado no pino 12 até obter uma saída AC nula.
- *Offset* no eixo Y
 - Conectar o gerador de sinal no pino 9.
 - Conectar o pino 4 no terra.
 - Ajustar o potenciômetro ligado no pino 8 até obter uma saída AC nula.
- *Offset* na saída
 - Conectar os pinos 4 e 9 no terra.
 - Ajustar o potenciômetro ligado no pino 2 até obter uma saída DC nula.
- Ajuste do Fator de Escala
 - Aplicar 10 Vdc nos pinos 4 e 9.
 - Ajustar o potenciômetro ligado no pino 3 até obter uma saída com 10 Vdc.

Nesta aplicação a máxima amplitude da tensão de saída do circuito multiplicador antes da saturação é de 10 V. Dessa forma as tensões de entradas devem ser limitadas de tal forma que seu produto seja, no máximo, 20 V. A figura 20 ilustra as entradas do circuito multiplicador.

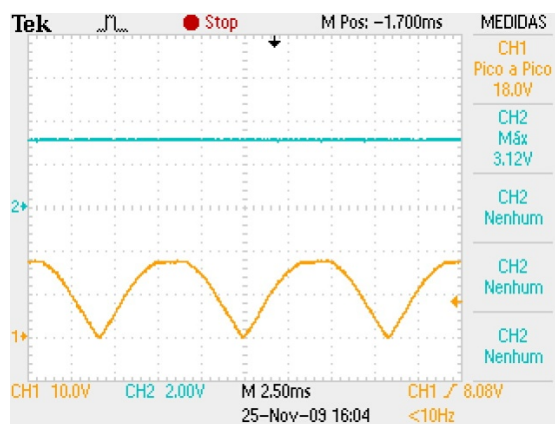


Figura 20. Ch. 1 Senóide Retificada; Ch. 2 Tensão de controle

Optou-se por limitar a senóide de referência em 5 V e o tensão de controle em 4 V. Isso justifica o uso do diodo Zener de 3,9 V, protegendo o conversor contra sobre-correntes, conforme descrito anteriormente, e evitando que o multiplicador sature. A figura 21 ilustra a forma de onda na saída do multiplicador.

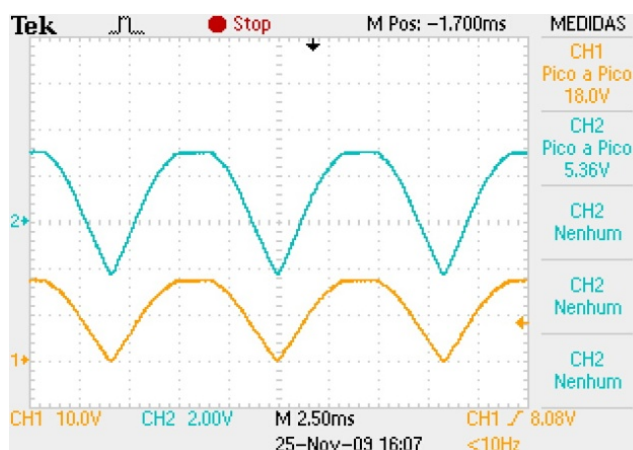


Figura 21. Ch.1 Senóide retificada; Ch. 2 Saída do multiplicador

Pode-se notar que na saída do multiplicador há um nível considerável de *offset*, que deve ser eliminado. Como será descrito adiante, esse desvio é compensado através de um nível DC ajustável acrescido ao somador, além da onda dente-de-serra.

3.2.4 Onda Dente-de-Serra (V_{st})

A onda dente-de-serra definirá os limites de excursão da corrente processada pelo retificador controlado. Sua frequência está diretamente relacionada com a frequência média de chaveamento.

Nesta aplicação, a forma de onda dente-de-serra (V_{st}) a ser gerada deve ter frequência de 20 kHz e amplitude em torno de 1V. Para sua geração utilizou-se o CI LM3525 na configuração mostrada na figura 22.

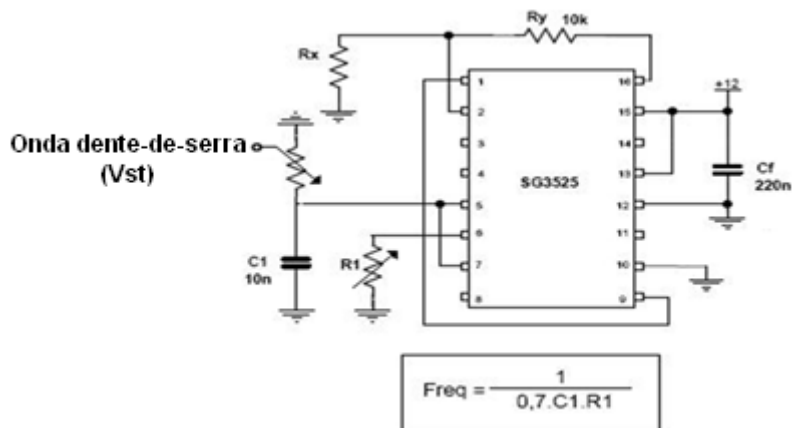


Figura 22. Circuito para geração da onda dente-de-serra.

Através do potenciômetro R_1 , ligado ao pino 6, pode-se regular a frequência da onda dente-de-serra e utilizando outro potenciômetro como divisor de tensão na saída (pino 5) pode-se ajustar a sua amplitude.

Verificou-se experimentalmente que, para amplitudes muito reduzidas, a onda distorce. Dessa forma optou-se por ajustar a amplitude da onda entre 0,8 a 1,0 V, ilustrada na figura 23.

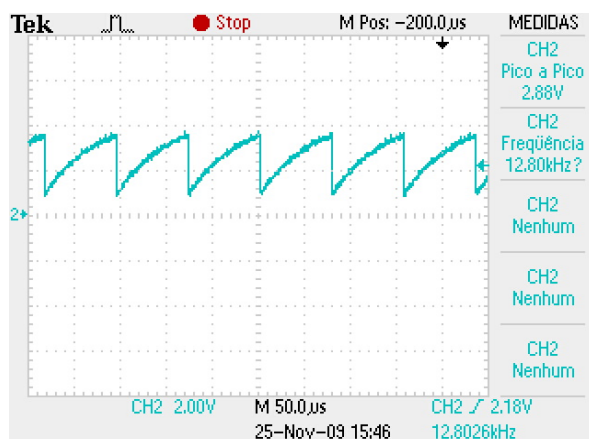


Figura 23. Onda dente de serra gerada pelo CI LM3525

Percebe-se uma pequena, porém desprezível, distorção na onda, devido à baixa amplitude ajustada.

3.2.5 Somador

É necessário somar a onda dente-de-serra à senóide de referência para geração do sinal PWM de referência a ser comparado com a realimentação de corrente. Para a implementação do somador foi utilizado o amplificador operacional LM741 na configuração mostrada na figura 24.

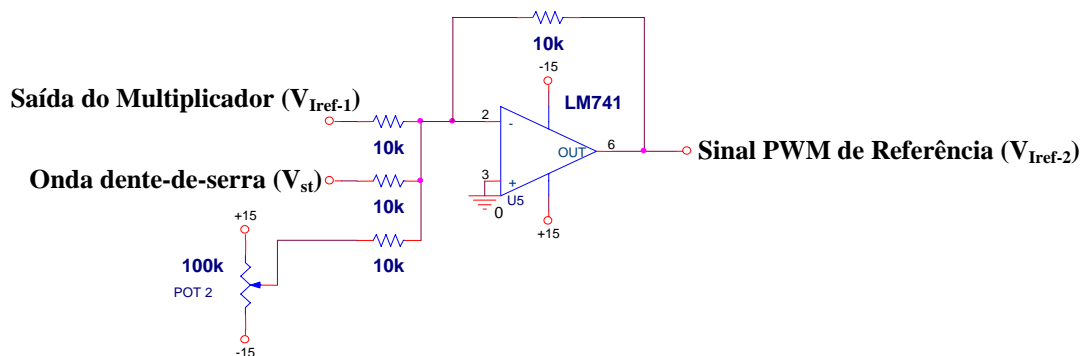


Figura 24. Circuito somador utilizando AO LM741

Além das entradas já mencionadas acrescentou-se uma outra correspondente a um nível DC ajustável entre -15 V a +15 V para correção de *offset* gerado pelo circuito multiplicador. O ajuste do nível DC no somador é realizado por um potenciômetro (POT 2) atuando como divisor de tensão. A figura 25 mostra forma de onda na saída do somador.

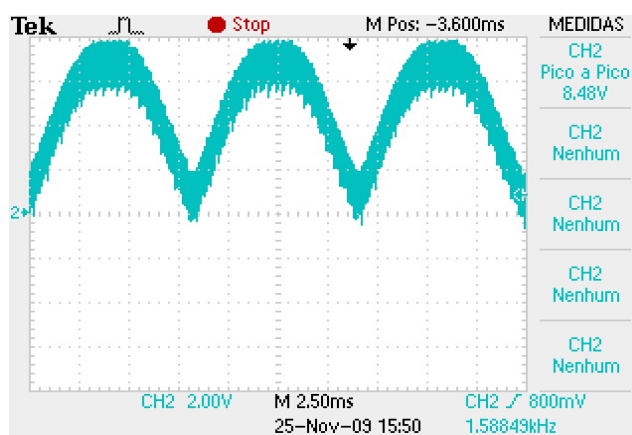


Figura 25. Saída do circuito somador

Assim, após corrigido o *offset*, deve-se ter na saída do somador uma senóide retificada a 120 Hz com uma onda dente de serra em alta frequência embutida (sinal PWM de referência). Esse sinal deve ser comparado com a realimentação de corrente para geração de pulsos.

3.2.6 Comparador

Por fim, para a geração dos os sinais de ataque de gatilho deve-se comparar o sinal PWM de referência com a realimentação de corrente. O comparador implementado e suas entradas é mostrado na figura 26.

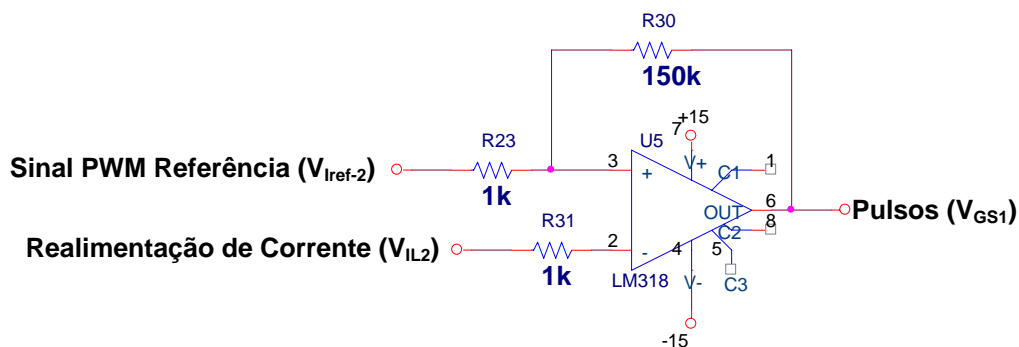


Figura 26. Circuito comparador com histerese.

Conforme descrito na seção referente à simulação computacional, utilizou-se um comparador com realimentação positiva para se obter histerese na comparação. Esse arranjo é utilizado para evitar um sobre-chaveamento.

A figura 27 ilustra os sinais de ataque de gatilho (V_{GS1}) e comprova a eficácia da técnica de controle proposta para controle da corrente imposta no indutor de filtro de entrada do retificador chaveado. A figura 27(a) ilustra o sinal de realimentação (V_{IL2}), o sinal de referência (V_{iref-2}) e o sinal de ataque de gatilho durante um ciclo do sinal de referência de corrente e a figura 27(b) ilustra, detalhadamente, a geração dos sinais de comando do interruptor do retificador chaveado através da comparação entre o sinal de referência e o sinal de corrente realimentado.

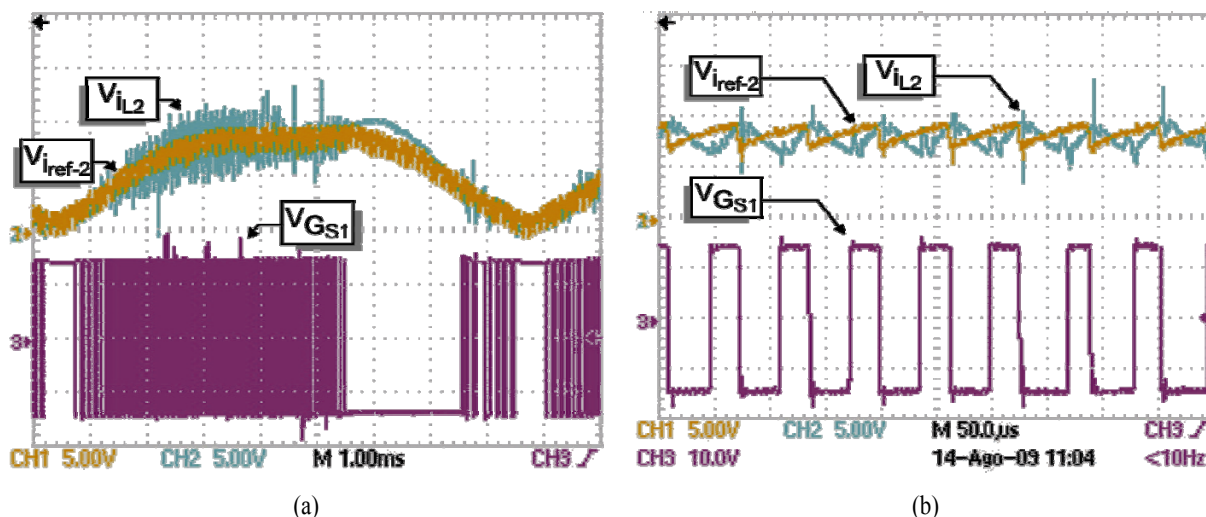


Figura 27. Sinais de Controle: (a) Ch1: Sinal de referência, Ch2: sinal de realimentação e Ch3: pulsos de gatilho (b) Detalhe da comparação entre o sinal de referência (V_{iref-2}) e o sinal de realimentação (V_{il2}) e o sinal de gatilho gerado (V_{GS1}).

Diferentemente do circuito simulado, onde utilizou-se um push-pull para dar ganho de potência no sinal PWM, entre a saída do comparador e o gate do interruptor do protótipo construído, foi inserido um driver de pulsos fabricado pela SEMIKRON[®] que, além da

função do push-pull, garante a segurança do interruptor, interrompendo os sinais de ataque de gatilho quando há operação indevida no interruptor, como curto-circuitos e sobrechaveamento.

3.2.7 Análise da Corrente CA de Alimentação

As figuras 28(a) e 28(b) ilustram como é feita a composição da corrente CA de alimentação. Observa-se que a corrente drenada pelo retificador monofásico não controlado (I_{L1}), característica do modo de operação descontínuo, se soma à corrente imposta no retificador controlado (I_{L2}) resultando em uma corrente de entrada (I_{in}) com forma de onda aproximadamente senoidal. A corrente CA de alimentação obtida é apresentada na figura 28(c). Observa-se que a corrente imposta no retificador controlado é tal que a forma de onda de corrente resultante na linha é muito próxima de uma forma senoidal, conforme esperado, apresentando reduzida taxa de distorção harmônica, conforme observado em seu espectro harmônico ilustrado na figura 28(d). Vale ressaltar que, apesar de a forma de onda da corrente CA de alimentação obtida ser atípica, seus componentes harmônicos encontram-se em conformidade com os limites impostos pela norma internacional IEC61000-3-4, comprovando a eficácia da solução proposta no que tange à mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação.

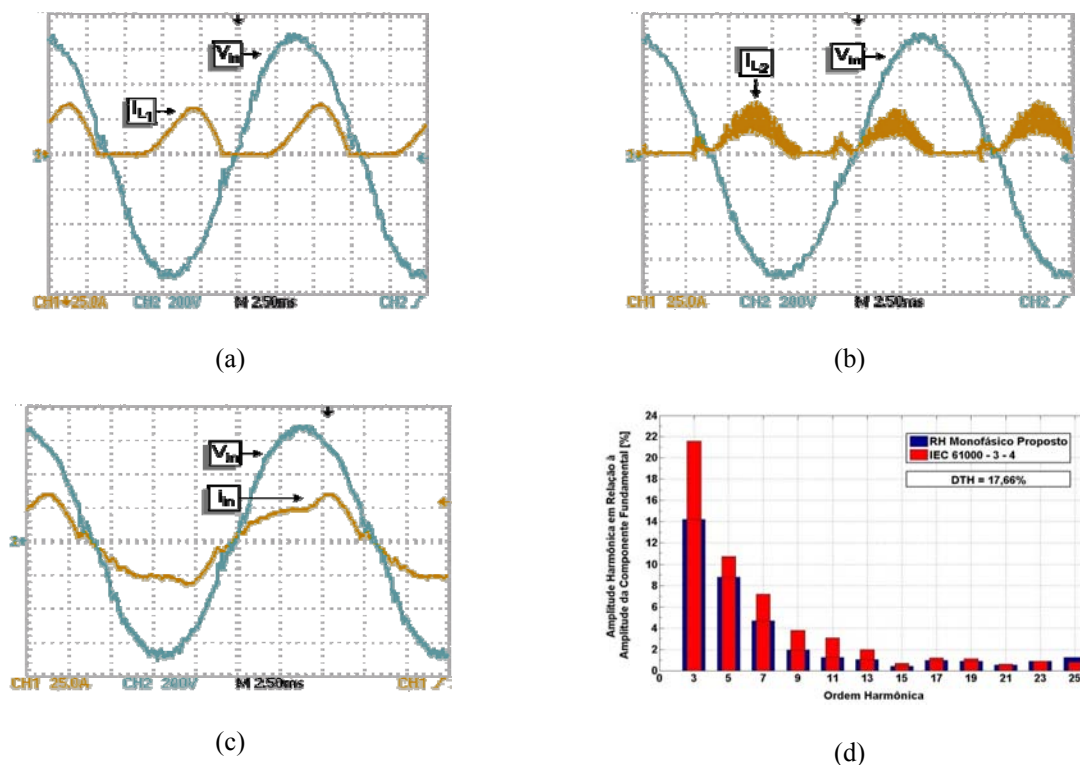


Figura 28. Tensão de alimentação e: (a) corrente no indutor de filtro do retificador não controlado (b) corrente no indutor de filtro do conversor SEPIC (c) corrente CA de alimentação obtida (d) espectro harmônico da corrente CA de alimentação em regime permanente.

A figura 29 ilustra as formas de onda de tensão (V_{in}) e corrente de alimentação (I_{in}), sendo que a figura 29(a) apresenta os resultados obtidos durante uma variação abrupta de carga, tendo sido aplicado um degrau positivo de carga, passando de 3,5kW para 10,5kW. A figura 29(b) apresenta os resultados obtidos em regime permanente. Observa-se na figura 29(a) que após quatro ciclos completos de 60Hz, indicado como Δt_2 , a corrente de alimentação se estabiliza e assume a forma de onda desejada. Observa-se ainda que, para a menor condição de carga, a corrente de alimentação é praticamente senoidal. É importante destacar que, durante o transitório de carga, indicado como Δt_1 , a solicitação adicional de potência elétrica é fornecida pelo retificador não controlado, garantindo o fornecimento pleno de energia, sem submeter o retificador chaveado a grandes esforços de corrente durante transitórios de carga. Portanto, conclui-se que a resposta dinâmica do conversor proposto é similar a de um retificador monofásico não controlado operando em DCM. Isto posto, acredita-se que esta é uma importante característica operacional do conversor proposto e que pode vir a ser bastante atrativa para a aplicação almejada. No que tange a mitigação do conteúdo harmônico da corrente CA de alimentação, destaca-se que o aumento no conteúdo harmônico de corrente e a diminuição do fator de potência, durante o intervalo de tempo Δt_2 , equivalente a 4 ciclos completos de 60Hz, é insignificante no contexto da qualidade da energia elétrica.

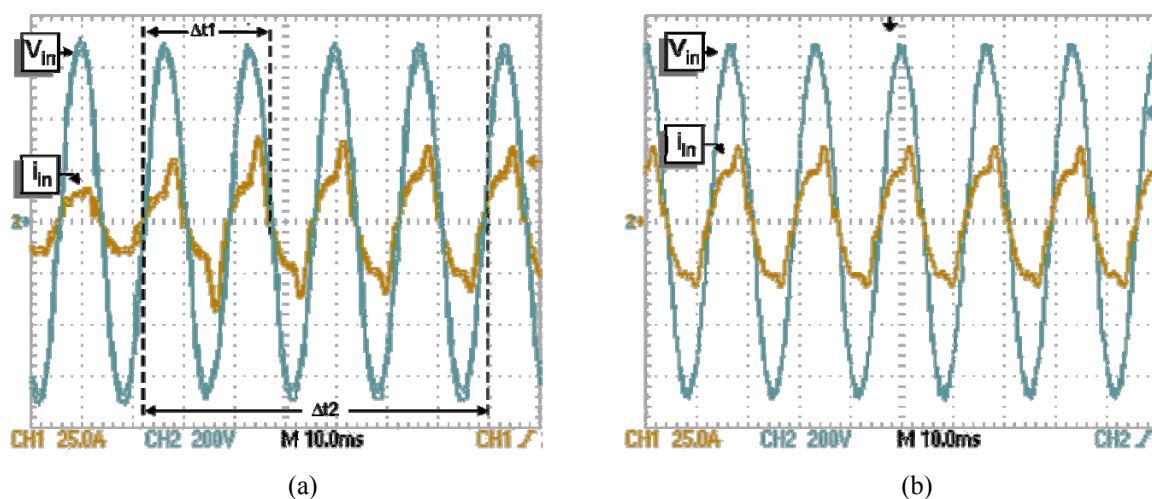


Figura 29. (a) Resposta dinâmica do retificador híbrido monofásico proposto com controle de corrente do indutor do conversor SEPIC com malha externa de corrente para geração da tensão de controle (b) Tensão e corrente de alimentação em regime permanente.

3.3 ARTIGOS PUBLICADOS

Concomitante ao trabalho de estudo, especificação, simulação e montagem do circuito de controle para a topologia proposta de retificador híbrido monofásico foram desenvolvidos artigos científicos que renderam publicações em conferências e periódicos. A submissão desses artigos apontam para a importância do tema no meio científico nacional e internacional e estimulam a continuidade da pesquisa na área.

- **Artigos publicados em conferências [26, 27]:**
 - L. C. G. Freitas; **G. B. Lima**, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “A NOVEL SINGLE-PHASE HPF HYBRID RECTIFIER SUITABLE FOR FRONT-END TROLLEYBUS SYSTEMS”, in Proc Of SOBRAEP Power Electronics Conference, Sept. 27 2009-Oct. 1, 2009, pp. 619 - 626.
 - L. C. G. Freitas; **G. B. Lima**, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “Proposal of a hybrid rectifier structure with HPF and low THD suitable for front-end trolleybuses systems supplied by AC distribution networks”, in Proc. Of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 20-24 Sept. 2009, pp. 451 - 458.
- **Artigos submetidos para periódicos:**
 - L. C. G. Freitas; **G. B. Lima**, A. P. Finazzi, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “Proposta de um Retificador Híbrido Monofásico para Aplicações em sistemas trólebus”, em *Eletrônica de Potência - SOBRAEP*, em análise.
 - L. C. G. Freitas; **G. B. Lima**, A. P. Finazzi, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “NOVEL SINGLE-PHASE HPF HYBRID RECTIFIER SUITABLE FOR FRONT-END ADJUSTABLE SPEED DRIVES USED IN TROLLEYBUSES SYSTEMS”, em *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, em análise.

4 CONCLUSÕES

Este trabalho apresenta o desenvolvimento, análise e resultados experimentais do controle analógico utilizado em uma nova estrutura topológica de retificador híbrido monofásico, com elevado fator de potência (FP) e reduzida distorção harmônica de corrente (DHTI), adequado para aplicações em sistemas de tração elétrica tipo Trólebus, operando tanto em CA, quanto em CC.

A estrutura proposta é composta por um retificador monofásico de onda completa não controlado convencional, associado a um retificador controlado (“chaveado”) não isolado

conectado em paralelo. Mostrou-se que o retificador controlado é capaz de compor a corrente de entrada, garantindo elevado fator de potência e reduzida DHT_I , tal como nos pré-reguladores retificadores convencionais. Entretanto, o retificador controlado (conversor chaveado em alta frequência) processa menos de 50% da potência total de saída, garantindo robustez e confiabilidade, recebendo assim, a denominação de retificador híbrido monofásico.

A técnica de controle PWM (Pulse Width Modulation) utilizada é capaz de limitar a contribuição do retificador controlado em no máximo 45% da potência nominal e, ao mesmo tempo, impor uma corrente de entrada cujo espectro harmônico está em conformidade com os limites impostos pela norma internacional IEC 61000-3-4. Resultados experimentais obtidos com a construção de protótipo de 10kW corroboram com a análise teórica apresentada e confirmam que o retificador controlado processa uma pequena fração da potência total de saída sem comprometer o funcionamento do retificador não controlado, e sem a necessidade de se utilizar técnicas de comutação não dissipativa.

Futuramente, pretende-se implementar a estratégia de controle utilizando dispositivos FPGA ou DSP e processar uma potência de 15 kW com a inserção de uma célula para comutação suave. Tal modificação topológica é necessária devido ao fato de o interruptor principal ser submetido a elevados picos de tensão durante a comutação, acarretando em sua destruição neste nível de potência.

5 AGRADECIMENTOS

O autor agradece ao professor Luiz Carlos Gomes de Freitas pela orientação, completo apoio no desenvolvimento deste trabalho e incentivo que, certamente, serão o alicerce de futuros trabalhos a serem desenvolvidos na área.

O autor agradece também à FAPEMIG (Processo N°: APQ-01915-09) e ao CNPQ (Processo N° 476987/2009-1) pelo apoio financeiro destinado ao desenvolvimento do trabalho.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] F. Marchio, V. Poletto, A. Russo, G. Torrisi, J. Notaro, G. Burlak, M. Mirowski, "A Revolution in power electronics: from "intelligent" to "super smart power" in automotive", in *Proc. Of Power Electronics in Transportation*, pp. 27-34, Outubro 2004.
- [2] X. Jing, I. Celanovic, D. Borojevic, D., "Device evaluation and filter design for 20 kW inverter for hybridelectric vehicle applications" in *Proc. Of Power Electronics in Transportation*, pp. 29-36, Outubro 1998.
- [3] K. M. Rahman, M. Ehsani, "Performance analysis of electric motor drives for electric and hybrid electric vehicle applications", in *Proc. Of Power Electronics in Transportation*, pp. 49-56, Outubro 1996.

- [4] H. Plesko, J. Biela, J. Luomi, J. W. Kolar, “Novel Concepts for Integrating the Electric Drive and Auxiliary DC–DC Converter for Hybrid Vehicles”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 6, pp. 3025-3034, Novembro 2008.
- [5] VE 2006 - 4º Seminário e Exposição de Veículos Elétricos, INEE - Instituto Nacional de Eficiência Energética;
- [6] I. Gonçalves, “Ainda falta uma política de transporte público que priorize ônibus de tecnologia limpa”, *Revista Híbrida*, Edição 0, pp.11-16, 2008.
- [7] L. Abrahan, “Power Electronics in German Railway Propulsion”, in *Proc. Of the IEEE*, vol. 76, no. 4, pp. 472-480, Abril 1988.
- [8] L. J. Brunton, “The Trolleybus History”, in *IEE Review*, Fevereiro 1992.
- [9] L. J. Brunton, “Why Not Trolleybus?” in *Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles (Ref. No. 2000/050)*, pp. 5/1-5/7, 2000.
- [10] O. L. Dias Gonzales-Paloma, “Environmental Friendly Electric Transport for Large Cities. The Case of Mexico City”, in *Proc. Of IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. KL1-KL4, Dezembro 2000.
- [11] A. Nava, J. Rodriguez, et.al., “Dynamic Performance of an Induction Motor Driven Trolleybus”, in *Proc. Of IEEE International Conference on Power Electronics and Drivers Systems*, pp. 416-421, Julho 1999.
- [12] G. M. Buiatti, J. A. Martín-Ramos, A. M. R. Amaral, P. Dworakowski, and A. J. M. Cardoso, “Condition Monitoring of Metalized Polypropylene Film Capacitors in Railway Power Trains”, in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, nº 10, Oct. 2009, pp. 3796-3805.
- [13] L. C. G. Freitas; E. A. A. Coelho; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “Um novo retificador trifásico híbrido multipulsos com elevado fator de potência”, in *Eletrônica de Potência*, 10(2): pp. 17–24, Novembro 2005.
- [14] L. C. G. Freitas; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “A novel programmable pfc based hybrid rectifier for ultra clean power application”. in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 959-966, Julho 2006.
- [15] L. C. G. Freitas; M. G. Simões; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, “Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of Power electronics converters”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3030-3041, Dezembro 2007;
- [16] J. O. Soares; C. A. Canesin; L. C. de Freitas; F. A. S. Gonçalves, “Retificador Trifásico Híbrido Operando com Controle Digital e Modulação por Histerese”, in *Eletrônica de Potência*, 13(4): pp. 241–250, Novembro 2008.
- [17] D. A. Paice, “Power Electronic Converter Harmonic Multipulse Methods for Clean Power”, Wiley, 2001 ISBN 0-7803-5394-3.
- [18] B. Sing, B. N. Sing, A. Chandra et al., “A review of three-phase improved power quality AC-DC converters”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, Junho 2004, pp. 641-660;
- [19] S. Freeland, “I. Unified Analysis of Converters with Resonant Switches, II. Input-Current Shaping for Single-Phase Ac-Dc Power Converters”, in *Tese de Doutorado - California Institute of Technology*, Capítulo 12, 1988,
- [20] R. W. Erickson and D. Maksimóvic, “ Fundamentals of Power Electronics”, Springer Science+Business Media Inc., ISBN 0-7923-7270-0.
- [21] O. García, J. A. Cobos, et. al., “Single Phase Power Factor Correction: A Survey”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, Maio 2003.
- [22] A. Fratta, P. Guglielmi, F. Villata, A. Vagati, “Efficiency and cost-effectiveness of AC drives for electric vehicles improved by a novel, boost DC-DC conversion structure”, in *Proc. of Power Electronics in Transportation*, pp. 11-19, Outubro 1998,
- [23] F. T. Wakabayashi e C. A. Canesin, “Retificador Pré-Regulador Boost com Elevados Fator de Potência e Rendimento, para Sistemas de Telecomunicações”, in *Eletrônica de Potência*, vol. 7, no. 1, Novembro 2002, pp. 71-78.
- [24] L. H. S. C. Barreto, J. B. Vieira Jr., E. A. A. Coelho, V. J. Farias, L. C. de Freitas, “The Bang-Bang Hysteresis Current Waveshaping Control Technique Used to Implement a High Power Factor Power Supply”, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 1, pp. 160-168, Janeiro 2004.
- [25] L. C. de Freitas, et al. “A lossless Commutation PWM Boost Converter with Unity Power Factor Operation”, in *Proc. of IEE European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 4454-4458, Setembro 1997.

- [26] L. C. G. Freitas; G. B. Lima, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, "A NOVEL SINGLE-PHASE HPF HYBRID RECTIFIER SUITABLE FOR FRONT-END TROLLEYBUS SYSTEMS", in Proc Of SOBRAEP Power Electronics Conference, Sept. 27 2009-Oct. 1, 2009, pp. 619 - 626.
- [27] L. C. G. Freitas; G. B. Lima, F. A. S. Gonçalves, G. A. Melo; C. A. Canesin; L. C. de Freitas, "Proposal of a hybrid rectifier structure with HPF and low THD suitable for front-end trolleybuses systems supplied by AC distribution networks", in Proc. Of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 20-24 Sept. 2009, pp. 451 - 458.