

ESTUDO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PWM PARA UM RETIFICADOR MONOFÁSICO BRIDGELESS SEPIC COM ELEVADO FATOR DE POTÊNCIA

WILLIAM J. KREMES, CARLOS HENRIQUE ILLA FONT

Depto. de Eletrônica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Av. Monteiro Lobato, s/n, 84016-210, Jardim Carvalho, Ponta Grossa, Paraná
E-mails: william_kremes@hotmail.com, illafont@utfpr.edu.br

Abstract— This paper presents the analysis of a single-phase bridgeless SEPIC rectifier operating with two different modulation strategies. The rectifier operates in discontinuous conduction mode with high power factor and output voltage control. This rectifier has the advantage of providing high power factor with low input filtering effort, as Boost rectifiers. The disadvantage is the increase of component count. To the development of this study, this paper shows the theoretical analysis with each modulation strategy, followed by design equations. Experimental results from the single-phase rectifier with 220V input voltage, 200V output voltage, 50kHz switching frequency and 500W output power are presented.

Keywords— Single-phase PWM rectifier; SEPIC; Bridgeless; PWM Modulation; High power factor.

Resumo— Este trabalho apresenta uma análise de um retificador monofásico *bridgeless* SEPIC operando com duas estratégias de modulação. O retificador opera no modo de condução descontínuo com elevado fator de potência e controle da tensão de saída. Esta topologia de retificador tem a vantagem de proporcionar elevado fator de potência com baixo esforço de filtragem na entrada, como retificadores Boost. A desvantagem fica no aumento do número de componentes. Para desenvolvimento do estudo, este trabalho aborda uma análise teórica do conversor com cada modulação, seguido pela apresentação das equações de projeto. Por fim, são apresentados os resultados experimentais para o retificador monofásico, operando com uma tensão de entrada de 220 V, tensão de saída de 200 V, frequência de comutação de 50 kHz e potência de saída de 500 W.

Palavras-chave— Retificador PWM monofásico; SEPIC; *Bridgeless*; Modulação PWM; Elevado fator de potência.

1 Introdução

Retificadores PWM vêm sendo muito utilizados nas mais diversas aplicações, tais como acionamentos de motores (Bilgin, 2002), aerogeradores (Nicolás, 2002), entre outras, a fim de realizar a interface com a rede elétrica ou com geradores elétricos de sistemas alternativos de energia elétrica. Estes retificadores trazem uma série de vantagens se comparados com os retificadores tradicionais não controlados ou controlados por tiristores, com correntes de entrada senoidais, com baixa taxa de distorção harmônica e elevado fator de potência (Simonetti, 1997).

Uma das principais topologias utilizadas para correção de fator de potência (PFC) é o conversor CC-CC Boost operando no modo de condução contínuo (MCC) – em MCD a dificuldade em alcançar um fator de potência elevado é maior – conectado em cascata com um retificador a diodos (Singh, 2003). Com essa configuração, tem-se a necessidade de uma malha de controle para a tensão de saída e uma para a corrente de entrada, aumentando a complexidade do circuito, além de, dependendo dos níveis de tensão contínua demandados pela carga, exigir dois estágios de conversão de energia.

Uma das alternativas para contornar este problema, se dá pela utilização de um retificador PFC SEPIC operando no modo de condução descontínuo (MCD), pelos seguintes motivos: o conversor SEPIC em MCD opera como um seguidor de tensão, logo a corrente de entrada segue naturalmente a tensão de entrada, sem a necessidade de uma malha de controle de corrente (Tibola, 2011) (Simonetti, 1997); possi-

bilita fácil isolamento entre a entrada e a saída (Ismail, 2009); único estágio de conversão de energia; a ondulação da corrente de entrada é definida no projeto, ajudando a determinar os valores dos componentes magnéticos (Mahdavi, 2011).

Alguns fatores limitantes dessa topologia são os elevados valores de corrente e de tensão nos semicondutores e a utilização de um número maior de componentes (Bianchin, 2015) (Melo, 2010).

Quando se utiliza topologias do tipo *bridgeless*, observa-se um número menor de semicondutores em condução no caminho da corrente entre a alimentação do conversor e a carga, em uma ou várias etapas de operação. Portanto, estas topologias são potenciais para se obter um rendimento superior ao das topologias convencionais por diminuir as perdas por condução (Ismail, 2009) (Mahdavi, 2011) (Onal, 2016).

Dessa forma, o objeto de estudo deste trabalho é a análise comparativa do desempenho de duas técnicas de modulações PWM aplicadas ao retificador monofásico *bridgeless* SEPIC operando no MCD. Serão apresentadas a topologia, as duas estratégias de modulações, as etapas de operação, o equacionamento para projeto e os resultados obtidos experimentalmente, bem como análise e conclusão da diferença entre o desempenho da estrutura com cada modulação.

2 Retificador Monofásico *Bridgeless* SEPIC

Da mesma forma que para o conversor CC-CC, a topologia SEPIC, quando empregada como retificador, também pode ser utilizada nos modos de operação MCC e MCD. Porém, neste trabalho é aborda-

da a aplicação desse conversor como retificador com elevado fator de potência somente em MCD, devido à vantagem já vista anteriormente, de em MCD não haver necessidade de uma malha de controle para a corrente, diminuindo, dessa forma, a complexidade do sistema.

A estrutura do retificador monofásico *bridgeless* SEPIC abordado neste trabalho é apresentada na figura 1.

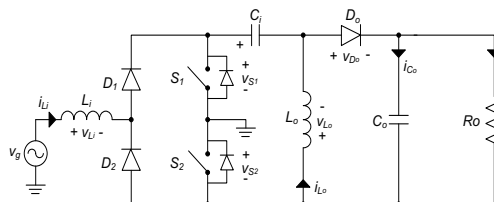


Figura 1. Retificador monofásico *bridgeless* SEPIC

2.1 Etapas de Operação para o Conversor Operando com Modulação PWM Tradicional

Operando com a modulação PWM tradicional, o mesmo pulso de comando é enviado simultaneamente para os dois interruptores controlados. Com essa modulação, e operando em MCD, o retificador SEPIC irá apresentar três etapas de operação em cada semiciclo.

Durante a primeira etapa de operação, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, e o diodo D_o está bloqueado. As correntes nos indutores L_i e L_o crescem linearmente segundo as relações V_g/L_i e V_g/L_o , respectivamente. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

A segunda etapa de operação inicia quando os interruptores S_1 e S_2 são comandados a bloquear. O diodo em antiparalelo do interruptor S_2 começa a conduzir, completando a etapa de retificação. O diodo D_o também entra em condução. A energia armazenada nos indutores L_i e L_o é transferida para o capacitor C_i , capacitor C_o e para a carga R_o . As correntes nos indutores L_i e L_o decrescem linearmente segundo as relações $-V_o/L_i$ e $-V_o/L_o$, respectivamente.

A terceira etapa de operação inicia no instante em que as correntes mínimas nos indutores L_i e L_o chegam a um mesmo módulo, tendo os sinais opostos. Dessa forma o diodo D_o bloqueia antes que os interruptores S_1 e S_2 entrem em condução, garantindo o modo de operação descontínuo do conversor. O diodo em antiparalelo do interruptor S_2 continua conduzindo, completando o módulo de retificação. Nesta etapa, o capacitor C_o é o responsável por alimentar a carga R_o .

As demais etapas ocorrem no semiciclo negativo. Neste momento, o diodo em antiparalelo do interruptor S_1 entrará em condução a fim de completar o estágio de retificação. O funcionamento das etapas é análogo ao semiciclo positivo.

As etapas de operação descritas acima estão ilustradas na figura 2.

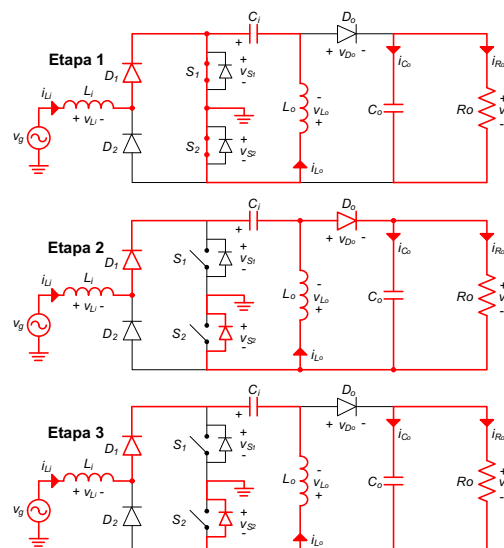


Figura 2. Etapas de operação para o retificador com modulação PWM tradicional

2.2 Etapas de Operação para o Conversor Operando com Modulação PWM Alternativa

A modulação PWM alternativa tem como objetivo impedir que os diodos em antiparalelo dos interruptores entrem em condução. Assim, o próprio canal do transistor será utilizado para realizar a retificação.

Com essa modulação os interruptores são comandados com pulsos de comando distintos. No semiciclo positivo, o interruptor alocado na parte superior é comandado a comutar segundo a modulação PWM e o interruptor alocado na parte inferior mantém o comando acionado, de forma que a corrente sempre passe pelo canal nesse semiciclo, completando o retificador.

No semiciclo negativo o comando dos interruptores se inverte: enquanto o interruptor na posição inferior comuta segundo a modulação PWM nesse semiciclo, o interruptor na posição superior mantém-se acionado.

O retificador operando com a modulação PWM alternativa também apresenta três etapas em cada semiciclo.

Durante a primeira etapa de operação, os interruptores S_1 e S_2 são comandados a conduzir, e o diodo D_o está bloqueado. As correntes nos indutores L_i e L_o crescem linearmente segundo as relações V_g/L_i e V_g/L_o , respectivamente. A carga R_o é alimentada pelo capacitor C_o .

A segunda etapa de operação se inicia quando o interruptor S_1 é comandado a bloquear. O interruptor S_2 continua a conduzir. O diodo D_o entra em condução. A energia armazenada nos indutores L_i e L_o é transferida para o capacitor C_i , o capacitor C_o e para a carga R_o . As correntes nos indutores L_i e L_o decrescem linearmente segundo as relações $-V_o/L_i$ e $-V_o/L_o$, respectivamente.

A terceira etapa de operação inicia-se no instante em que as correntes mínimas nos indutores L_i e L_o chegam a um mesmo módulo, tendo os sinais opostos. Dessa forma o diodo D_o bloqueia antes que o

interruptor S_1 entre em condução, garantindo o modo de operação descontínuo do conversor. O interruptor S_2 continua em condução. Nesta etapa, o capacitor C_o é o responsável por alimentar a carga R_o .

Com a operação ocorrendo no momento em que a tensão de entrada está no semiciclo negativo, o funcionamento das chaves se inverte: S_1 permanece ativa durante todo este semiciclo e S_2 é comandada a comutar.

As etapas de operação para o conversor operando com esta modulação alternativa, descritas acima, estão ilustradas na figura 3.

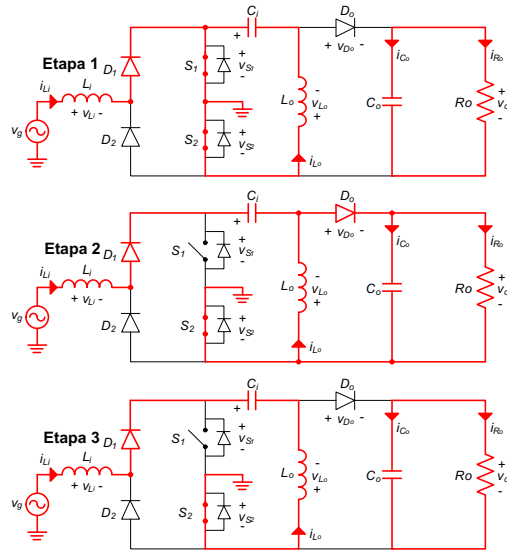


Figura 3. Etapas de operação para o retificador com modulação PWM alternativa

2.3 Principais Formas de Onda Ideais

Com base nas etapas de operação, as principais formas de onda de tensão e de corrente para o retificador monofásico *bridgeless* SEPIC podem ser obtidas. Lembra-se que as formas de onda apresentadas são válidas para um semiciclo da rede elétrica, logo apresenta três etapas de operação e considera-se que os elementos que compõem a estrutura do conversor são ideais.

Na figura 4 podem-se observar as principais formas de onda das tensões, e que são válidas para as duas modulações. Na figura 5 têm-se as formas de onda para as correntes. Para as duas modulações, as formas de onda para as correntes são as mesmas; a única diferença é o caminho por onde a corrente circula nas etapas 2 e 3: ou pelo diodo em antiparalelo na modulação tradicional e ou pelo canal na modulação alternativa.

3 Equações de Projeto

Os valores das indutâncias L_i e L_o são apresentados em (1) e (2), respectivamente. O indutor de entrada L_i é calculado a partir de uma especificação de ondulação de corrente enquanto que o indutor de saída L_o é calculado a partir do valor de L_i , garantindo a operação no MCD.

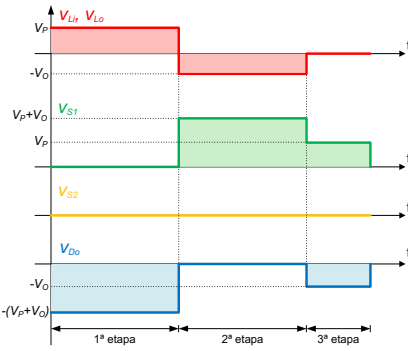


Figura 4. Principais formas de onda ideais das tensões nos indutores, interruptores e diodo, para um período de comutação

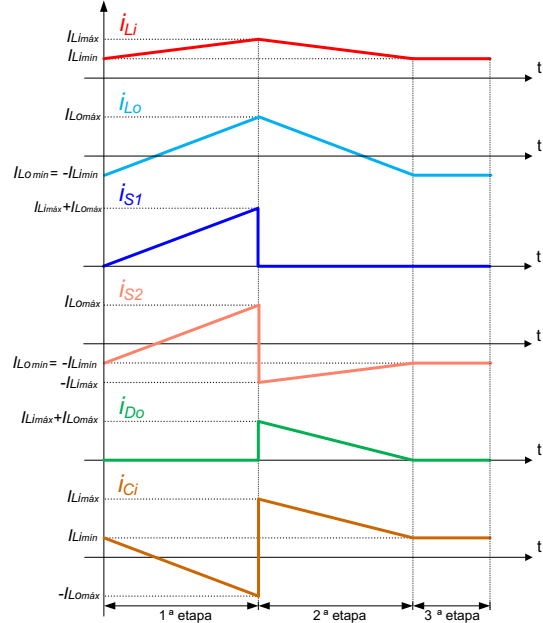


Figura 5. Principais formas de onda ideais das correntes nos indutores, nos interruptores, no diodo e no capacitor C_i , para um período de comutação

$$L_i = \frac{V_p D}{\Delta i_{Li} f_s} \quad (1)$$

$$L_o = \frac{L_i R_o V_p^2 D^2}{4 L_i V_o^2 f_s - R_o V_p^2 D^2} \quad (2)$$

Onde:

- V_p : valor de pico da tensão de entrada;
- V_o : valor médio da tensão de saída;
- Δi_{Li} : ondulação de corrente no indutor L_i ;
- R_o : valor da resistência de carga;
- f_s : frequência de comutação;
- D : razão cíclica nominal.

Os valores médios e eficazes das correntes nos indutores L_i e L_o são definidos pelas equações (3), (4) e (5).

$$I_{Li_{ef}} = \sqrt{\frac{D^3 V_p^2 \left[12 V_o^2 L_i D (L_i + 2 L_o) + L_o^2 (16 V_o^2 - 9 V_p^2 D^2) \right]}{96 V_o^2 L_i^2 L_o^2 f_s^2}} \quad (3)$$

$$I_{Lo_{med}} = \frac{D^2 V_p^2 (L_i + L_o)}{4 V_o L_i L_o f_s} \quad (4)$$

$$I_{L_{oq}} = \sqrt{\frac{128V_p V_o L_i^2 - 192V_p V_o L_i^2 D + 54V_p^2 L_i L_o D \pi + 48V_o^2 L_i^2 \pi - 36V_o^2 L_i^2 D \pi - 27V_p^2 L_o^2 D \pi}{288V_o^2 L_i^2 L_o^2 f_s^2 \pi}} \quad (5)$$

As equações (6) e (7) representam, respectivamente, os valores das capacitâncias C_i e C_o . O capacitor C_i é projetado a partir de uma especificação de ondulação de tensão enquanto que o capacitor C_o é projetado a partir de uma especificação de *hold-up-time*.

$$C_i = \frac{D^2 V_p [D(V_p L_o - V_o L_i) + 2V_o L_i]}{8V_o^2 L_i^2 L_o \Delta V_{C_i} f_s^2} \quad (6)$$

$$C_o = \frac{2P_o t_{hold}}{V_o^2 - (0,9V_o)^2} \quad (7)$$

Onde:

- ΔV_{C_i} : ondulação da tensão no capacitor C_i ;
- P_o : potência de saída;
- t_{hold} : tempo de *hold-up*.

4 Resultados Experimentais

O protótipo do retificador foi construído a partir das especificações apresentadas na tabela 1. A lista de componentes utilizados para a construção da parte de potência do conversor está apresentada na tabela 2. Na figura 6, apresenta-se uma imagem do protótipo do conversor.

Tabela 1. Especificações de projeto.

Especificação	Valor
Tensão de entrada	220 V
Tensão de saída	200 V
Potência de saída	500 W
Frequência de comutação	50 kHz
Razão cíclica nominal	0,35
Tempo de <i>hold-up</i>	8 ms
Ondulação da tensão no capacitor C_i	10 %
Ondulação da corrente no indutor L_i	10 %

O circuito de controle foi implementado a partir do circuito integrado UC3525. Para implementação da modulação alternativa, foi utilizado um circuito auxiliar, composto por: um opto acoplador 4n25, responsável pela detecção da passagem por zero; um comparador LM311, como o valor da tensão de saída do opto acoplador é 0,7 V quando está em nível baixo (devido à queda do diodo interno), faz-se necessário o uso do comparador para que, quando a saída estiver em nível baixo, a tensão seja nula para então o sinal ser enviado para os demais circuitos integrados (CI); um CI 7404, um CI 7432, responsáveis pela lógica da modulação; um CI 7407, *buffer* utilizado para elevar o nível alto da tensão do modulador, pois os *drivers* operam com tensões acima de 12 V.

Tabela 2. Componentes utilizados.

Componente	Especificação
Indutor L_i	Indutância: 6,67 mH Número de espiras: 220 Fio condutor: 18 AWG Núcleo: APH46P60
Indutor L_o	Indutância: 120,6 μ H Número de espiras: 29 Fio condutor: 64 x 32 AWG Núcleo: EE 42/20 3C90
Transistores S_1 e S_2	SPW47N60C3 (650V/47A)
Diodo D_o	C3D06060 (600V/6A)
Diodos D_1 e D_2	1N5408 (1000V/3A)
Capacitor C_i	1,2 μ F/250V
Capacitor C_o	6 x 470 μ F/400 V

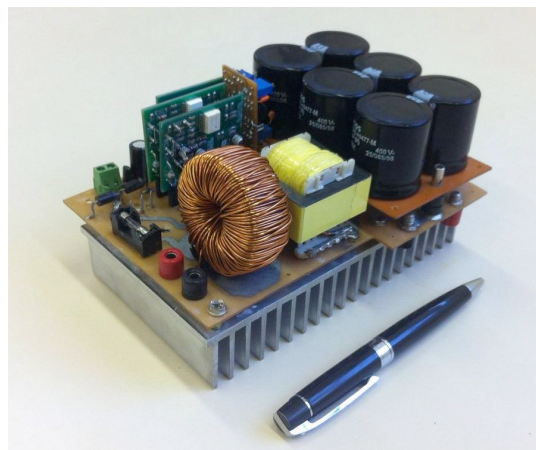


Figura 6. Protótipo do retificador monofásico *bridgeless* SEPIC

4.1 Retificador Operando com Modulação PWM Tradicional

A figura 7 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada. Observa-se que a corrente de entrada está em fase com a tensão de entrada. Na figura 8 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica total (THD) da corrente é de 3,30 %. Na figura 9 são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão de saída é de 200,8 V enquanto que o valor médio da corrente de saída é de 2,4 A, processando pouco mais de 480 W de potência.

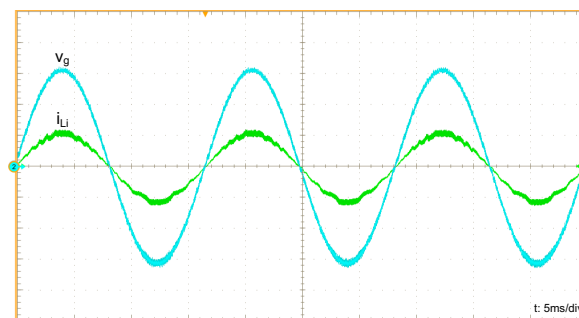


Figura 7. Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada

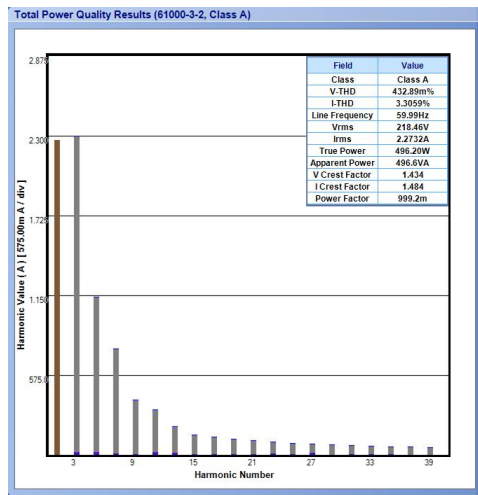


Figura 8. Espectro harmônico da corrente de entrada

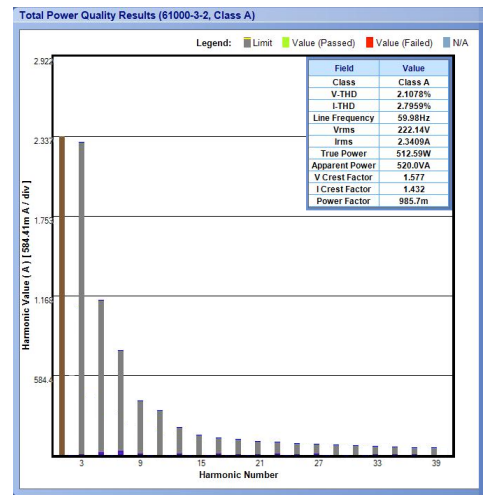


Figura 11. Espectro harmônico da corrente de entrada

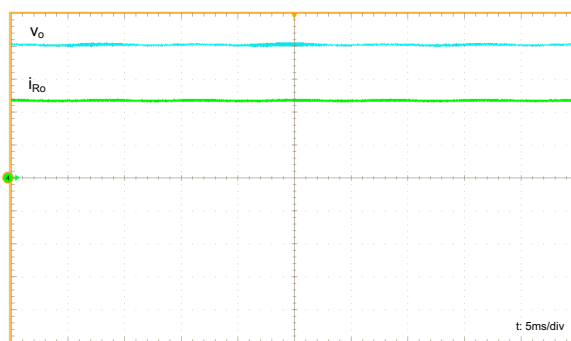


Figura 9. Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída

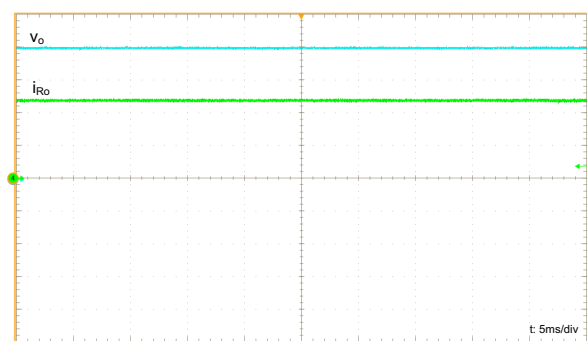


Figura 12. Tensão (50 V/div) e corrente (1 A/div) de saída

4.2 Retificador Operando com Modulação PWM Alternativa

A figura 10 apresenta as formas de onda da tensão e da corrente de entrada, onde se observa que a corrente está em fase com a tensão. Na figura 11 tem-se o espectro harmônico da corrente de entrada. A taxa de distorção harmônica total da corrente é de aproximadamente 2,80 %. Por meio da figura 12, são apresentadas as formas de onda da tensão e da corrente de saída. O valor médio da tensão de saída é de 200,1 V enquanto que o valor médio da corrente de saída é de 2,4 A, processando aproximadamente 480 W de potência.

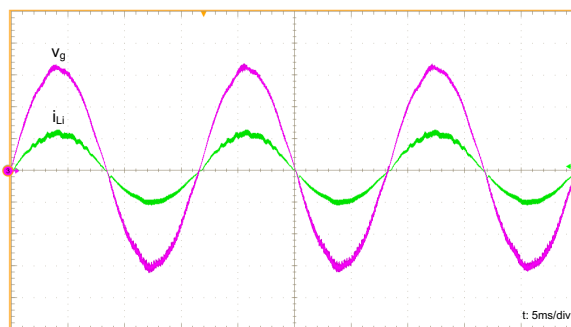


Figura 10. Tensão (100 V/div) e corrente (3 A/div) de entrada

4.3 Análise Comparativa das Estratégias de Modulação PWM

Como ora mencionado, o objetivo deste trabalho consiste na realização de uma análise comparativa entre os resultados experimentais do retificador operando com modulação tradicional e com a modulação alternativa. Tal análise pode ser desenvolvida a partir dos dados apresentados nos gráficos das figuras 13 e 14. O gráfico da figura 13 apresenta as curvas de rendimento, já o gráfico da figura 14 apresenta as curvas da THD de corrente em função da potência de saída.

Observa-se na figura 13 que para a modulação alternativa o rendimento foi maior em toda a faixa de operação. Isto se justifica pelo fato de o canal do MOSFET apresentar menores perdas em condução que o diodo em antiparalelo.

Na figura 14, observa-se que o retificador, quando opera com a modulação tradicional, apresenta uma corrente de entrada com menor taxa de distorção harmônica em praticamente toda faixa de operação, sendo que próximo da potência nominal os valores da taxa de distorção harmônica tendem a serem equivalentes. Observou-se que nas menores potências o comando não está exatamente sincronizado com a rede elétrica, havendo pequenos atrasos. Estes atrasos não comprometem o funcionamento do conversor, porém contribuem para uma pior qualidade das correntes de entrada.

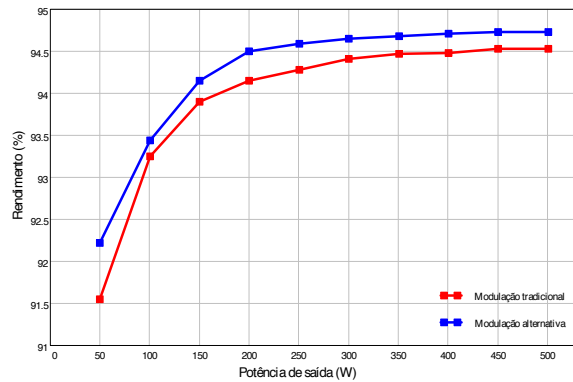


Figura 13. Curva experimental do rendimento em função da potência de saída

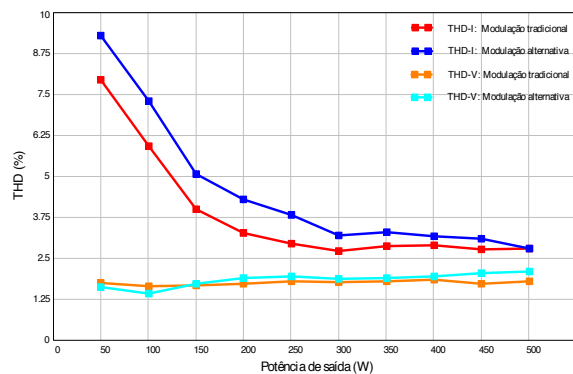


Figura 14. Curva experimental da THD em função da potência de saída

5 Conclusão

Neste trabalho foi apresentado o estudo de duas técnicas de modulação PWM aplicadas em um retificador monofásico *bridgeless* SEPIC com elevado fator de potência. No modo de condução descontínuo o retificador não necessita de um sistema de controle de corrente, visto que o conversor emula, idealmente, uma carga resistiva, apresentando um fator de potência unitário. Além da análise teórica, foi apresentado o equacionamento necessário para se projetar os elementos passivos do retificador SEPIC.

Os resultados experimentais apresentados mostram o correto funcionamento do conversor, com ambas as modulações, sendo satisfatória, dessa forma, as etapas de análise, equacionamento, projeto e construção do protótipo.

Comparando-se as duas modulações, conclui-se que a modulação alternativa, de fato eleva o rendimento do conversor, já que diminui as perdas por condução. Esta modulação pode apresentar resultados mais expressivos quando se utiliza um interruptor onde o diodo em antiparalelo apresenta maiores quedas de tensão. Com relação à THD, a modulação alternativa apresentou números maiores, devido aos pequenos atrasos na sincronização com a rede elétrica, que causam leves distorções na corrente de entrada. Uma melhora pode ser obtida com a utilização de um sincronismo mais preciso, como a utilização de um PLL (*Phase-Locked Loop*).

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES pelo suporte financeiro na forma de Bolsa de Mestrado concedida ao Engenheiro William de Jesus Kremes, agradecem ao doutorando Paulo Junior Silva Costa por conceder o protótipo do retificador SEPIC e agradecem ao Prof. Dr. Eloi Agostini Junior do Departamento Acadêmico de Eletrônica da UTFPR-PG por incentivar a realização deste trabalho.

Referências Bibliográficas

- Bianchin, C. G.; Gules, R.; Badin, A. A. et al. (2015). High-power-factor rectifier using the modified SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 30, No. 8, pp. 4349 – 4364.
- Bilgin, H. F.; Kose, K. N.; Zenginobuz, G. et al. (2002). A unity-power-factor buck-type PWM rectifier for medium/high-power DC motor drive applications. *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, pp. 1412 – 1425.
- Ismail, E. H. (2009). Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 4, pp. 1147 – 1157.
- Mahdavi, M.; Farzanehfard, H. (2011). Bridgeless SEPIC PFC rectifier with reduced components and conduction losses. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 9, pp. 4153 – 4160.
- Melo, P. F. de; Gules, R.; Romaneli, E. F. R. et al. (2010). A modified SEPIC converter for high-power-factor rectifier and universal input voltage applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 2, pp. 310 – 321.
- Nicolás, C. V.; Blázquez, F.; Ramirez, D. et al. (2002). Guidelines for the design and control of electrical generator systems for new grid connected wind turbine generators. *IEEE IECON 2002*, pp. 3317 – 3325.
- Onal, Y. and Sozer, Y. (2016). Bridgeless SEPIC PFC converter for low total harmonic distortion and high power factor. *IEEE APEC 2016*, pp. 2693 – 2699.
- Simonetti, D. S. L.; Sebastian, J. and Uceda, J. (1997). The discontinuous conduction mode Sepic and Cuk power factor preregulators: analysis and design. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 630 – 637.
- Singh, B.; Singh, B. N.; Chandra, A. et al. (2003). A review of single-phase improved power quality AC-DC converters”, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 5, pp. 962 – 981.
- Tibola, G. and Barbi, I. (2011). Isolated three-phase high power factor rectifier based on the SEPIC converter operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 11, pp. 4962 – 4969.