

RETIFICADOR ELEVADOR TRIFÁSICO COM UM INTERRUPTOR E OTIMIZAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO

Mauricio C. Azevedo, José Luiz F. Vieira e Domingos S. L. Simonetti

Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico
Departamento de Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Espírito Santo
Cx. Postal 01-9011 - Vitória - ES - 29060-970 - BRASIL
E-mails: j.vieira@ele.ufes.br, d.simonetti@ele.ufes.br

Resumo — Uma nova técnica de modulação da razão cíclica aplicada a retificadores trifásicos elevadores com um interruptor é apresentada neste artigo. A diferença com respeito à solução inicial similar é que a modulação da razão cíclica é feita por multiplicação de sinais, e não por soma. Desta forma, o conteúdo harmônico de baixa frequência permanece constante independente do valor de carga. Resultados experimentais permitem comparar a solução proposta (modulação por multiplicação) com a original (modulação por soma), e validam a técnica apresentada.

Abstract — In this paper a new duty-cycle modulation technique applied to a single-switch three-phase rectifier is proposed. Comparing with a previous alternative, the control strategy employed here adopts a duty-cycle modulation which is the product of the modulation function by the output of the voltage control loop, instead of using a summation of these two signals. By this way the low-order harmonic content can be kept nearly constant irrespective of load levels. Experimental results are also provided to confirm the validity of this methodology.

Key Words — Rectifiers, harmonics, shaping filters.

1 INTRODUÇÃO

O conversor elevador 3Φ com um interruptor (Fig. 1) (Prasad *et alii*, 1989; Ismail e Erickson, 1992; Simonetti *et alii* 1993; Kolar *et alii*, 1993) é uma solução bastante robusta para a retificação de tensão com alto fator de potência para a faixa de potência até 10 kVA. Sua operação mais simples é com razão cíclica e frequência constantes em modo de condução descontínua. A corrente nos indutores de entrada são descontínuas a cada ciclo de comutação, como pode ser visto na Fig. 2.a. Quando o interruptor é ligado, a corrente nos indutores cresce linearmente a partir de zero, positiva ou negativamente conforme a tensão da fase. Ao desligar-se o interruptor, os indutores descarregam para a saída do conversor a energia armazenada durante o tempo em que o interruptor ficou ligado (t_{on}). A menor das correntes chega primeiro a zero

(intervalo t_{don}), e pouco depois as outras duas também chegam a zero (intervalo t_{don2}). Não há circulação de corrente durante um intervalo de tempo t_{doff} , até que comece um novo período de comutação T_s . A corrente média calculada em um período de comutação em uma fase é dada nas eqs. (1), (2) e (3) para os intervalos $0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$, $30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$ e $60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$, respectivamente (Simonetti, 1993). A relação entre as correntes entre 0° e 90° e o valor no resto do período de rede é dada na eq. (4).

$$i_a(\omega t) = \frac{V_o d^2 T_s}{2L} \frac{\text{sen}(\omega t)}{[M - 3 \text{sen}(\omega t)]} \quad (1)$$

$$0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$$
$$i_a(\omega t) = \frac{V_o d^2 T_s}{4L} \frac{2M \text{sen}(\omega t) + \sqrt{3} \text{sen}(2\omega t - 120^\circ)}{[M - 3 \text{sen}(\omega t - 240^\circ)][M - \sqrt{3} \text{sen}(\omega t + 30^\circ)]} \quad (2)$$

$$30^\circ \leq \omega t \leq 60^\circ$$
$$i_a(\omega t) = \frac{V_o d^2 T_s}{2L} \frac{M \text{sen}(\omega t) + \sqrt{3} \text{sen}(2\omega t + 60^\circ)}{[M + 3 \text{sen}(\omega t - 240^\circ)][M - \sqrt{3} \text{sen}(\omega t + 30^\circ)]} \quad (3)$$

$$60^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$$
$$i_a(\omega t) = i_a(180^\circ - \omega t) = -i_a(180^\circ + \omega t) = -i_a(360^\circ - \omega t) \quad (4)$$

onde T_s é o período de comutação, L é a indutância de entrada, d a razão cíclica (t_{on}/T_s) e V_o a tensão de saída. O ganho de tensão M vale:

$$M = \frac{V_o}{V_1} \quad (5)$$

sendo V_1 o valor de pico da tensão de fase da entrada, com o que sempre temos $M > \sqrt{3}$. A forma da corrente de entrada dada nas eqs. (1)-(4) pode ser vista na Fig. 2.b, para $0^\circ \leq \omega t \leq 180^\circ$. O fator de potência (FP) e a taxa de distorção harmônica (THD) apresentados pela estrutura podem ser vistos na Fig. 3.

Entretanto, a operação com frequência e razão cíclica constantes pode gerar um conteúdo harmônico de baixa frequência que excede os limites dados por regulamentação internacional para esta faixa de potência, em especial a norma IEC61000-3-2. Tal norma estabelece limites de harmônicos de corrente para um equipamento alimentado desde a rede de 220-240V (valor eficaz de fase), e com corrente de entrada menor que 16 A (também eficaz). Para um equipamento trifásico, os limites dos harmônicos de ordem mais baixa encontram-se reproduzidos na Tabela 1. A norma não especifica limites para

Artigo Submetido em 31/08/98

1a. Revisão em 25/02/99; 2a. Revisão em 04/08/99;

Aceito sob recomendação do Ed. Consultor Prof. Dr. Edson H. Watanabe

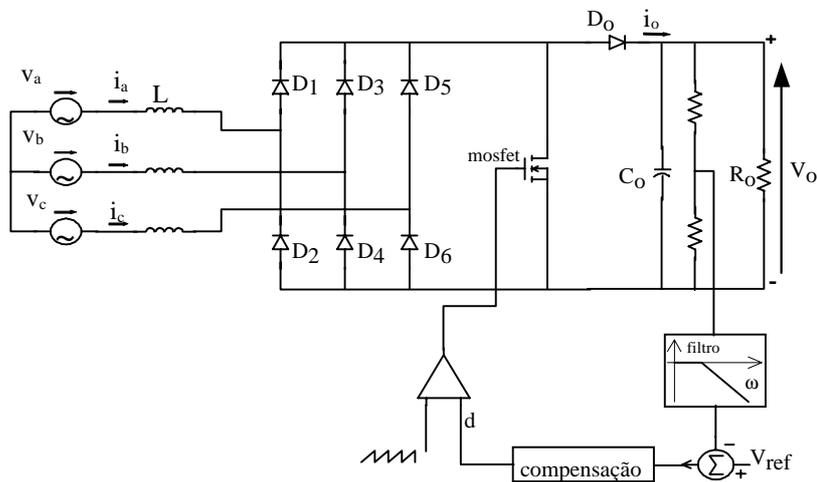


Fig. 1 - Retificador elevador trifásico com um interruptor, freqüência de comutação e razão cíclica constante.

Entretanto, operar com altos valores de M significa operar com alta tensão de saída, característica que nem sempre é desejável por causa da alta tensão a que estarão submetidos os interruptores. Como exemplo, em 220V, com $M=2,5$ pode-se operar atendendo à norma com 5,5 kW de potência, mas isso significa uma tensão de saída de 778V.

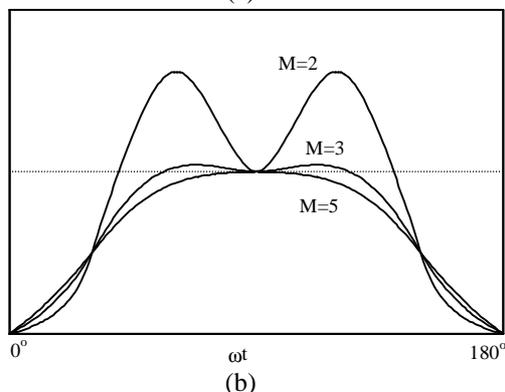
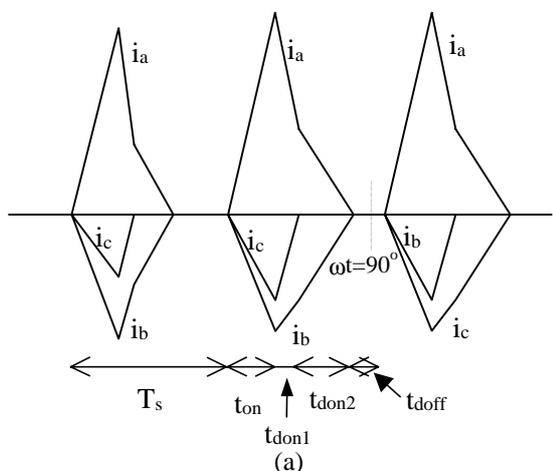


Fig. 2 - (a) Corrente nos indutores “boost” em uns poucos períodos de comutação; (b) Forma da corrente de entrada do retificador após filtrar o conteúdo de alta freqüência.

alimentação em 127V, porém usualmente adota-se uma relação inversamente proporcional entre tensão de alimentação e correntes harmônicas.

Considerando os limites dados na Tabela 1, pode-se determinar qual a máxima potência que o conversor visto na Fig. 1 pode operar cumprindo a norma. A Fig. 4 apresenta os valores de potência para M variando entre 1,8 e 5, considerando uma tensão de alimentação de 220V rms, valor de fase. Estão representadas as limitações considerando os 5°, 7°, 11° e 13° harmônicos.

Para operação com freqüência e razão cíclica constantes, o harmônico que restringe a potência permitida é a de ordem 5. Para altos valores de M , pode-se operar com potências maiores.

Tabela 1 - IEC61000-3-2 Classe A

Harmônico	Máximo valor permitido (A)
5 ^a	1,14
7 ^a	0,77
11 ^a	0,33
13 ^a	0,21

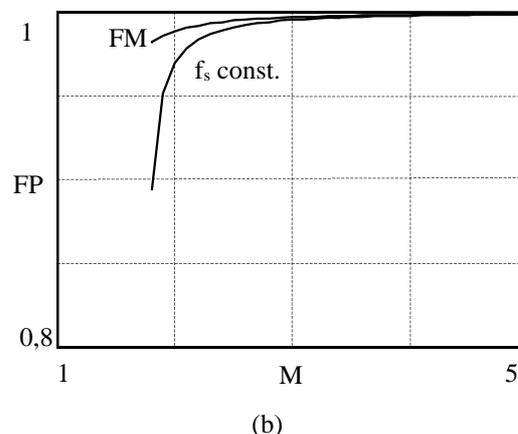
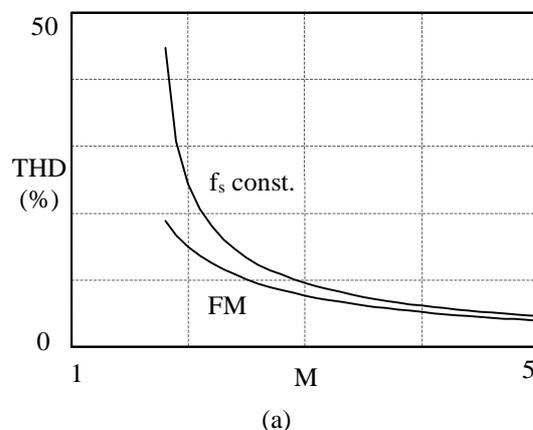


Fig. 3 - (a) Distorção harmônica total (THD) e (b) Fator de potência (FP) para o conversor elevador trifásico operando com freqüência e razão cíclica constantes, e FM.

A faixa de potência para baixos valores de M ($M < 3,5$) pode ser ampliada empregando algum método de controle que

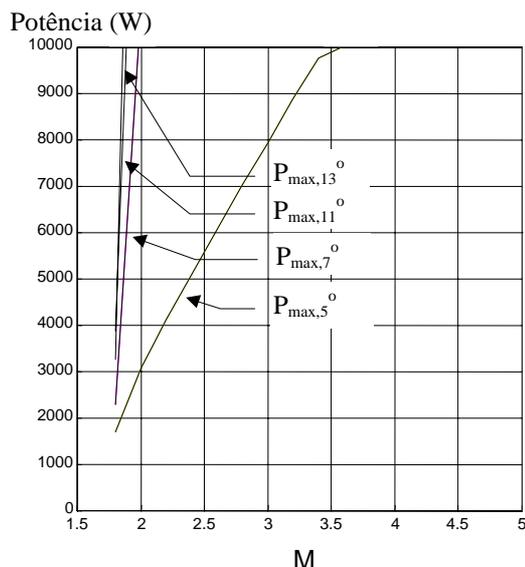


Fig. 4 – Limites de potência impostos pelos harmônicos do conversor da Fig. 1 com frequência e razão cíclica constantes, norma IEC61000-3-2.

proporcione redução dos harmônicos de baixa ordem. A primeira solução proposta com tal objetivo foi a operação no modo crítico de corrente (Simonetti *et alii*, 1993; Kolar *et alii*, 1993). Em tal implementação, sempre que a corrente pelo diodo de saída chega a zero inicia-se um novo período de comutação. A Fig. 5(a) mostra as correntes considerando a frequência de comutação com tal controle, enquanto a Fig. 5(b) mostra a forma da corrente de entrada após a filtragem do conteúdo harmônico de alta frequência. O conversor opera com tempo de condução constante do interruptor, gerando operação

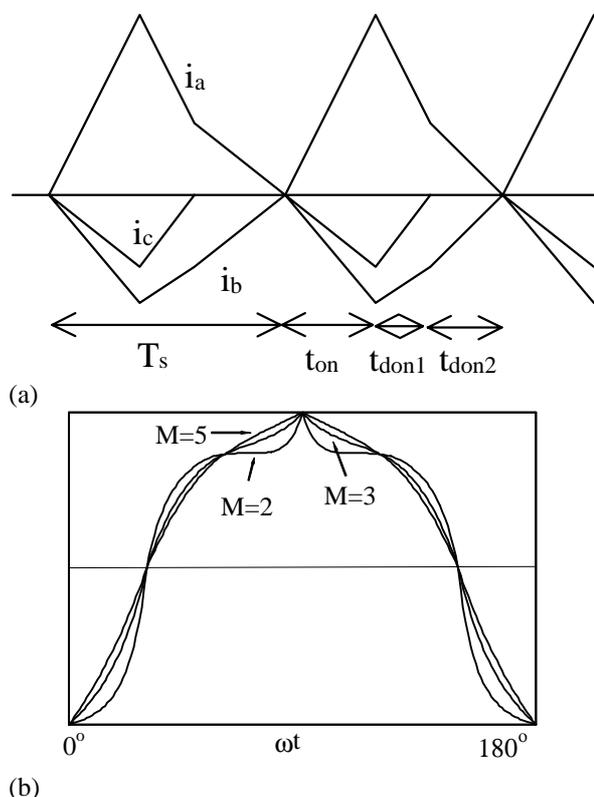


Fig. 5 - (a) Corrente nos indutores “boost” em uns poucos períodos de comutação com operação FM; (b) Forma da corrente de entrada do conversor após filtrar o conteúdo de alta frequência.

à frequência variável. A Fig. 6 mostra o comportamento da razão cíclica d ($d = t_{on} f_s$) durante parte de um período da tensão da rede; tal comportamento repete-se a cada 60° da tensão de alimentação. O fator de potência e a distorção harmônica podem ser vistos na Fig. 3. O limite de potência empregando tal técnica e cumprindo com a norma IEC61000-3-2, para diversos valores de M , pode ser vista na Fig. 7.

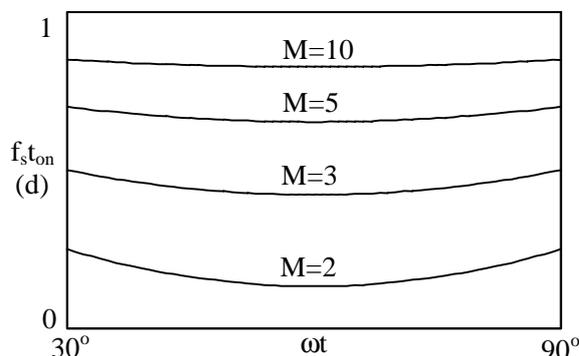


Fig. 6 – Variação da razão cíclica (ou frequência) para $30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$, operação FM.

Pode-se observar que com tal técnica a limitação é imposta pelos 13^o ($1,8 < M < 2,4$) e 7^o harmônicos ($2,4 < M < 2,8$), e que a potência de aplicação do conversor cumprindo a norma efetivamente é ampliada para baixos valores de M . O inconveniente da técnica FM é a operação com frequência variável ao longo de um período de rede, aliado ao aumento da frequência de comutação quando há redução de carga. Atualmente, as soluções com operação a frequência constante porém com modulação da razão cíclica (Neacsu *et alii*, 1996; Lee e Huang, 1996; Jang e Jovanovic, 1997; Schenk e Cuk, 1997) são as que apresentam maior interesse. O presente artigo mostra uma implementação que torna mais robusta (do ponto de vista de harmônicos) a solução apresentada por Jang e Jovanovic (1997).

2 MODULAÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA PELA TENSÃO DE ENTRADA

A operação do conversor no modo FM, como visto

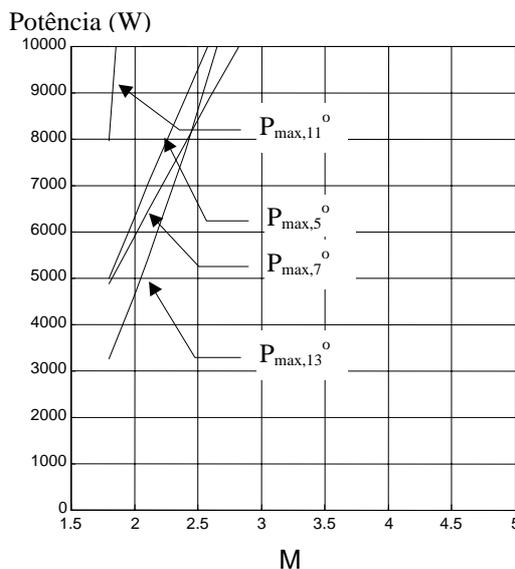


Fig. 7 – Limites de potência impostos pelos harmônicos do conversor da Fig. 1 com operação FM, norma IEC61000-3-2.

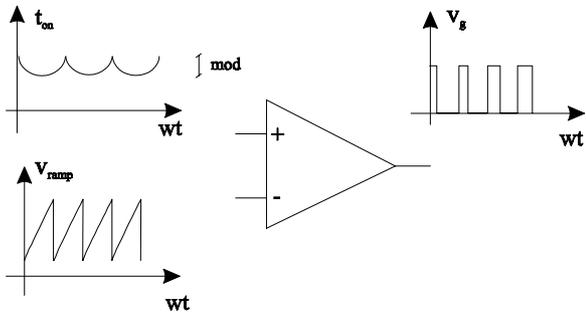


Fig. 8 - Modulação da razão cíclica a partir da tensão 3Φ retificada.

anteriormente, leva a uma frequência de comutação variável com tempo de condução constante do interruptor (Fig. 6). Tal resultado induz à análise do comportamento harmônico do conversor quando operando com frequência de comutação constante, porém razão cíclica variável. A curva da Fig. 6 pode ser vista como uma função constante (razão cíclica D) subtraída de uma outra função (de modulação) que é de mesma forma que a tensão de saída de um retificador trifásico em ponte completa. Tal técnica de redução de harmônicos através da modulação da razão cíclica pela tensão de alimentação foi apresentada por Jang e Jovanovic (1997). É uma solução de fácil implementação e que produz excelentes resultados. Consiste de modificar a tensão de comparação com a rampa de um controle PWM normal (razão cíclica constante) através da incorporação de um sinal obtido da tensão trifásica retificada, conforme mostra a Fig. 8, considerado f_s de baixo valor para fins de visualização. O peso da influência da tensão 3Φ é determinada pelo índice de modulação mod ; $mod=0$ significa influência nula (razão cíclica constante).

A razão cíclica de operação utilizada na implementação realizada por Jang e Jovanovic (1997) vem definida na Eq. (6):

$$d(\omega t) = D - mod \times f(v_{3\phi}) \quad (6)$$

A função $f(v_{3\phi})$ é facilmente obtida a partir da tensão 3Φ retificada, por exemplo usando o circuito mostrado na Fig. 9, e que matematicamente pode ser representada no intervalo $30^\circ \leq \omega t \leq 90^\circ$ por:

$$f(v_{3\phi}) = \text{sen}(\omega t + 30^\circ) \quad (7)$$

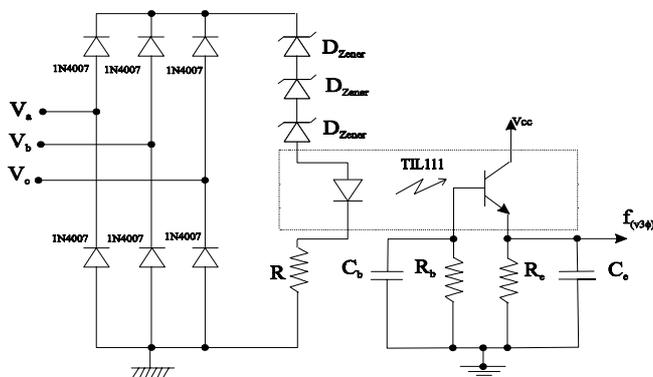


Fig. 9 - Obtenção da tensão de modulação da razão cíclica.

A função $f(v_{3\phi})$ é cíclica, repetindo-se a cada intervalo de 60° . Equações similares à eq. (7) podem ser encontradas para os intervalos anteriores e posteriores do período de rede. Para uma dada relação M , o índice mod modifica a forma de onda da corrente de entrada. A Fig. 10 mostra a forma de onda da

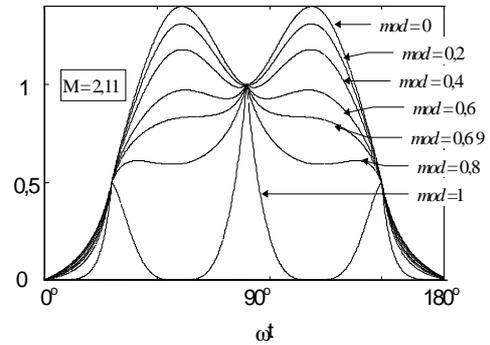


Fig. 10 - Forma de onda da corrente de entrada para $M=2,11$ e vários valores de mod ($mod=0$ significa razão cíclica constante).

corrente de entrada (filtrados os harmônicos de alta frequência para $M=2,11$ e diversos valores de mod).

Através de análise numérica, utilizando as equações (6) e (7) em (1)-(4), é possível encontrar, para um dado M , o índice de modulação que permite alcançar objetivos específicos, tais como fator de potência (FP) máximo, mínimo conteúdo do 5º e 7º harmônicos, etc. (Azevedo, 1998). A Fig. 11 mostra, para $1,8 < M < 5$, o valor de mod para os seguintes objetivos: máximo FP, mínimo valor conjunto dos 5º e 7º harmônicos ($(\sqrt{I_5^2 + I_7^2})$, 5º harmônico nulo e 7º harmônico nulo (nota-se

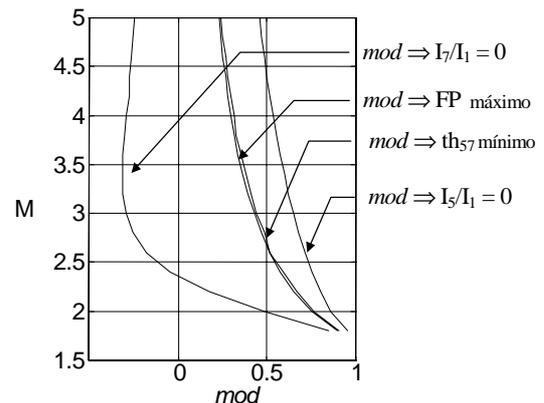


Fig. 11 - Valores de mod para alguns objetivos específicos.

que a maximização do FP tem praticamente o mesmo efeito que a minimização conjunta dos 5º e 7º harmônicos).

Entretanto, o critério que permite o aumento mais significativo da potência do conversor para baixos valores de M e cumprindo a norma já citada é o valor de modulação da razão cíclica que torna a relação entre o 13º harmônico e o 5º harmônico igual ao valor obtido usando os limites dados na Tabela 1 (desconsidera-se os efeitos dos harmônicos de ordem superior). O valor do índice mod para tal situação é mostrado na Fig. 12.a, com os respectivos limites de potência vistos na Fig. 12.b. Pode-se observar que para $M=2$ e operação com razão cíclica constante (Fig. 4) a norma é satisfeita operando no máximo com uma potência de 3 kW, enquanto com a modulação dada conforme a Fig. 12.a a potência pode chegar a 5 kW (Fig. 12.b)

3 A NOVA ABORDAGEM DE CONTROLE

A proposta anterior de modulação da razão cíclica através da tensão trifásica retificada consistia em somar ao sinal de saída do regulador de tensão o sinal de modulação (Fig. 13, com o bloco sendo um somador). Desta forma, as condições de

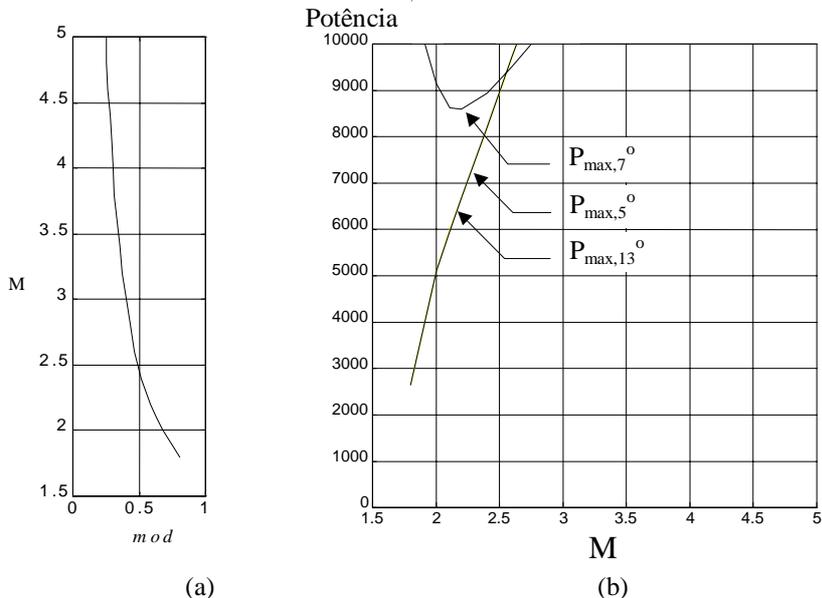


Fig. 12 – (a) Valor de mod que maximiza a potência; (b) Limites de potência alcançados.

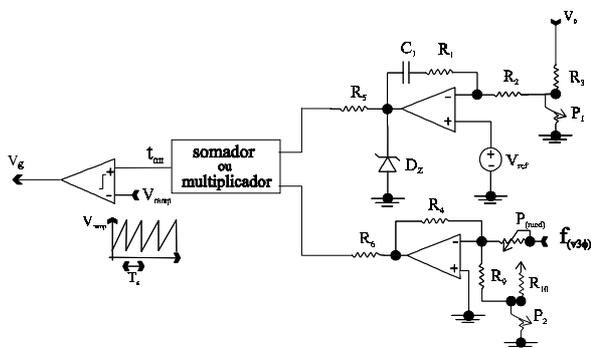


Fig. 13 - Solução proposta para modulação através da tensão de entrada por multiplicação ou soma.

operação desejadas são alcançadas apenas para a potência nominal, pois à medida que a carga diminui o valor D da eq. (6) também se reduz, alterando o mod efetivo. A solução aqui proposta consiste em multiplicar ambos sinais (Fig. 13, com o bloco sendo um multiplicador). A razão cíclica do interruptor neste caso pode ser escrita como:

$$d(\omega t) = D[1 - mod \times f(v_{3\phi})] \quad (8)$$

Tal alternativa permite que a forma da corrente de entrada permaneça constante e independente do valor de carga.

4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para verificar o comportamento dos harmônicos de baixa frequência com ambas soluções (somadora e multiplicadora) e carga variável, foi montado um protótipo conforme o circuito da Fig. 14, com as seguintes características:

$$\begin{aligned} P_{nom} &= 1,1 \text{ kW} & V_o &= 380 \text{ V} \\ V_{1,rms} &= 127 \text{ V} & (V_{1,pk} &= 180 \text{ V}) & f_s &= 40 \text{ kHz} \end{aligned}$$

O objetivo da montagem é comprovar o comportamento harmônico previsto teoricamente com as duas formas de modulação (soma e multiplicação), razão de implementar-se um protótipo com os níveis de tensão e potência especificados acima. O valor do índice de modulação foi escolhido de forma a obter o máximo FP possível, o que significa $mod = 0,69$ para $M = 2,11$. O circuito de potência do conversor implementado é mostrada na Fig. 14, com o valor dos componentes. A Fig. 15 mostra a forma de onda da corrente de entrada para cargas de 500 W e 1100 W (nominal), e solução somadora. Pode-se observar que a forma de onda de corrente varia com o nível de carga. Já a Fig. 16 mostra a forma da corrente empregando a modulação multiplicadora e os mesmos níveis de potência do caso anterior. Nota-se que a forma da corrente mantém-se essencialmente constante. Comparando os dois resultados, nota-se que a solução com soma produz idêntico resultado que a solução com multiplicação para a carga nominal, porém

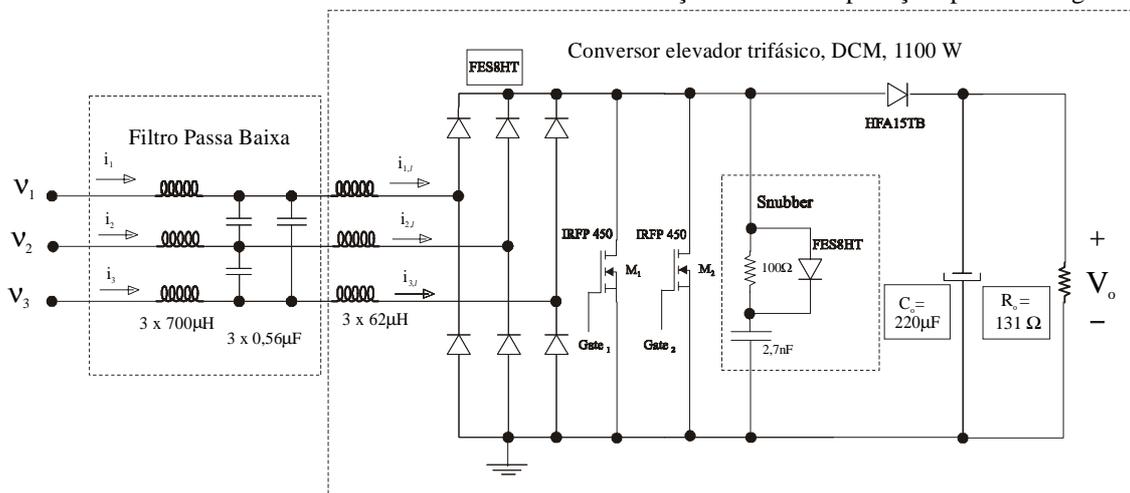


Fig. 14 - Circuito de potência do conversor elevador trifásico implementado.

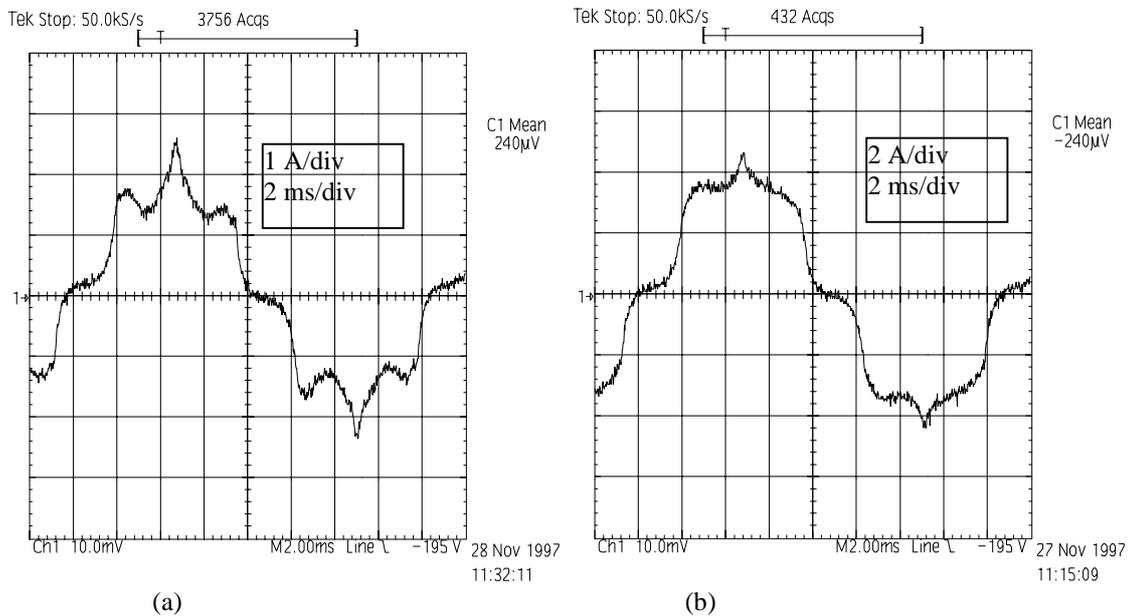


Fig. 15 - Corrente de entrada usando solução somadora: (a) carga de 500 W; (b) carga de 1100 W.

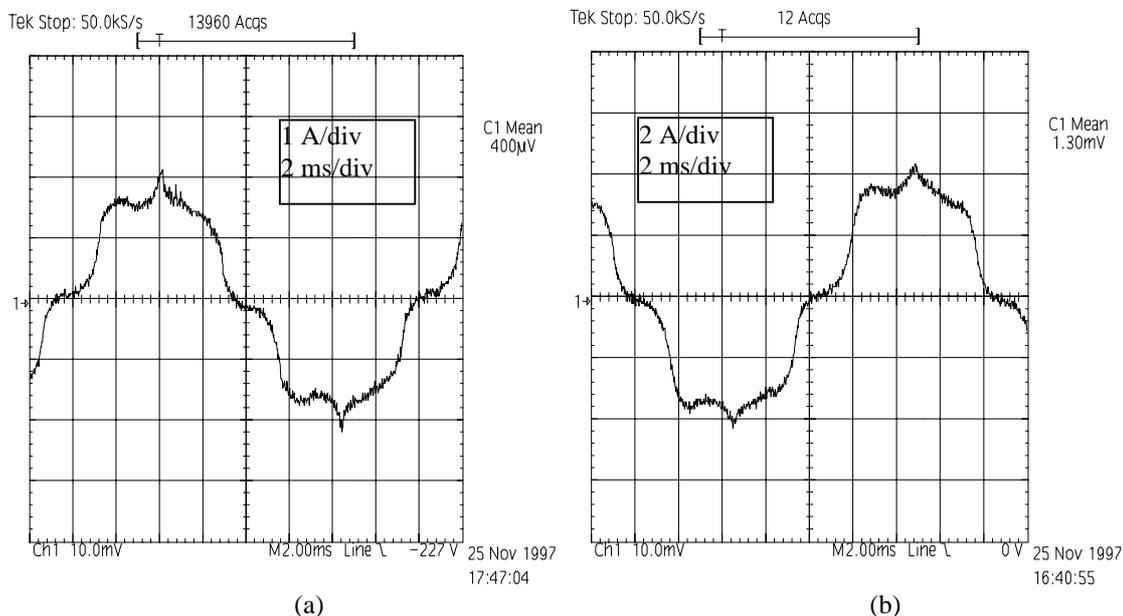


Fig. 16 - Corrente de entrada usando solução multiplicadora: (a) carga de 500 W; (b) para 1100 W.

degrada-se sensivelmente com a redução da carga enquanto a solução com multiplicação mantém praticamente inalterada a forma da corrente. A Tabela 2 mostra o valor relativo do 5° e 7° harmônicos, com relação à corrente fundamental, para as duas modulações (somadora e multiplicadora) e $mod=0,69$ (resultados experimentais). Também mostra tais harmônicos para operação com razão cíclica constante ($mod=0$, valores teóricos). Observa-se que a modulação multiplicadora mantém os percentuais harmônicos basicamente constantes, enquanto na modulação somadora presencia-se uma grande variação dos harmônicos. A tabela também apresenta a taxa de distorção harmônica (THD) para cada caso.

Na montagem efetuada, a estratégia multiplicadora foi facilmente implementada de duas maneiras: uma, empregando o integrado UC3854, que já inclui a função multiplicadora e o controlador PWM. Apesar de ser uma solução com menor número de componentes, apresenta como desvantagem o fato da tensão de comparação com a rampa ser muito pequena, já que a razão cíclica é pequena. A outra solução foi empregando

um multiplicador discreto (MC1495) e um controlador PWM UC3525, com apenas uma das saídas acionando o interruptor. Apesar de envolver um maior número de componentes discretos, o fato de utilizar apenas uma das saídas do CI 3525 resulta em uma tensão de comparação com a rampa com o dobro do valor que usando o UC3854, tornando o controlador mais robusto.

5 CONCLUSÕES

Uma alternativa para operação do retificador elevador 3Φ e um interruptor com frequência de comutação constante e modulação da razão cíclica, mantendo o valor percentual das componentes harmônicas, foi apresentada neste trabalho. Tal proposta consiste de modular a razão cíclica por multiplicação de sinais, e representa uma evolução em relação à modulação da razão cíclica pela tensão trifásica retificada por soma de sinais. Resultados experimentais para um protótipo de 1,1 kW foram obtidos, e verificou-se que o conteúdo harmônico

Tabela 2

Harmônico	razão cíclica constante ($mod = 0$)	Modulação multiplicadora		modulação somadora	
		1100 W	500 W	1100 W	500 W
5 ^a	20,58 %	8.95 %	9.13 %	8.84 %	1.75%
7 ^a	2.2 %	11.04 %	10.96 %	10.86 %	20.24%
THD	23%	16%	17%	16%	23%

relativo foi mantido essencialmente constante com diferentes níveis de carga, o que confirma a importância da solução apresentada. Embora para potência nominal ambas formas de modulação (soma e multiplicação) apresentem a mesma forma de onda de corrente, a modulação com multiplicação mantém o nível harmônico mesmo com variação de carga, o que pode ser requisito básico em instalações com grande número de cargas não lineares conectadas, e em que um pequeno diferencial de conteúdo harmônico pode significar a fronteira entre o aceitável e o prejudicial. Tal aspecto pode justificar a utilização de uma estrutura de controle ligeiramente mais complexa como a apresentada aqui.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Azevedo, M. C. (1998). “Um Alternativa para Redução de Harmônicas em Pré-Reguladores Elevadores Trifásicos com um Único Interruptor por Modulação da Razão Cíclica”, Dissertação de Mestrado, UFES, Vitória – E.S.
- Ismail, E. e Erickson, R. W. (1992). “A Single Transistor Three-Phase Power Factor Resonant Switch for High Quality Rectification”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 1341 - 1351.
- Jang, Y. e Jovanovic, M. M. (1997). “A Novel, Robust, Harmonic Injection Method for Single-Switch, Three-Phase, Discontinuous-Conduction-Mode Boost Rectifiers”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 469-475.
- Kolar, J., Ertl, H., e Zach, F. C. (1993). “Space Vector-Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 696 - 703.
- Lee, F. C. e Huang, Q. (1996). “Harmonic Reduction in a Single-Switch, Three-Phase Boost Rectifier with High Order Harmonic Injected PWM”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 1266 -1271.
- Neacsu, D. O., Yao, Z. e Rajagopalan, V. (1996). “Optimal PWM Control for Single-Switch Three-Phase AC-DC Boost Converter”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 727 - 732.
- Prasad, A., Ziogas, P. D. e Manias, S. (1989). “An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 58 – 65.
- Schenk, K. e Cuk, S. (1997). “A Simple Three-Phase Power Factor Corrector with Improved Harmonic Distortion”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 399-405.
- Simonetti, D. S. L., Sebastián, J. e Uceda, J. (1993). “Single-Switch Three-Phase Power Factor Preregulator under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current”, *Conference Record IEEE PESC*, pp. 657 - 662.