

ESTUDO DE UM INVERSOR DE FREQUÊNCIA UTILIZANDO UM RETIFICADOR TRIFÁSICO COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA

WESLEY H. MACIEL, EDUARDO M. VICENTE, PAULA DOS S. VICENTE, FERNANDO L. TOFOLI

*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João del-Rei
Praça Frei Orlando, 170 – Centro – São João del-Rei–MG – CEP 36307-352*

*E-mails: whmaciel@yahoo.com.br, eduardomoreira@ufsj.edu.br, paulasantos@ufsj.edu.br,
fernandolessa@ufsj.edu.br*

Abstract— This work presents the application of the three-phase three-level rectifier as the input stage of a rectifier-inverter system used in three-phase induction motor drives. The replacement of the conventional three-phase diode bridge is justified by the low input power factor due to the distorted input currents, thus compromising power quality. Some key aspects regarding the design procedure of both power and control circuits of the high power factor rectifier are presented. A comparative analysis involving both topologies, which are applied to a induction motor, is then developed, considering relevant aspects such as the dynamic response of the converter and the total harmonic distortion of the three-phase currents.

Keywords— harmonic content, power factor, power quality, rectifier-inverter systems, three-level rectifiers.

Resumo— Este trabalho apresenta a aplicação do retificador trifásico a três níveis como estágio de entrada de um inversor de frequência para acionamento de um motor de indução trifásico. A substituição da ponte trifásica a diodos convencional torna-se vantajosa diante do baixo fator de potência que esta estrutura desenvolve, comprometendo a qualidade da energia elétrica. São apresentados aspectos pertinentes ao projeto dos estágios de potência e de controle do conversor. Então, é realizada uma análise comparativa entre as duas topologias utilizando simulação computacional, analisando o desempenho frente à aplicação em um inversor de frequência. Aspectos pertinentes como distorção harmônica da corrente de entrada e resposta dinâmica do conversor controlado operando em malha fechada são analisados.

Palavras-chave— conteúdo harmônico, fator de potência, qualidade da energia elétrica, inversores de frequência, retificadores a três níveis.

1 Introdução

O emprego de inversores de frequência atualmente é o método mais eficiente para controle da velocidade de motores de indução. O uso conjunto do inversor de frequência e do motor de indução é vantajoso se comparado às máquinas de corrente contínua, uma vez que os custos com manutenção são reduzidos. A sensível redução de custos dos componentes semicondutores de potência tornou sua ampla adoção na indústria viável quando se deseja o controle da velocidade em máquinas rotativas.

Yingchao, Zhao, Ting e Liping (2010) afirmam que o processo para obtenção da tensão e frequência desejadas por meio de tais equipamentos passa por três estágios, segundo mostra a Figura 1: um retificador a diodos, o filtro associado ao barramento CC e interruptores controlados que realizam a inversão da tensão contínua.

Por sua vez, o uso de retificadores a diodos com filtro capacitivo se torna um problema pelo fato de o mesmo se comportar como uma carga não linear, pois quando conectados a uma fonte de tensão senoidal, drenam uma corrente distorcida, composta de uma componente fundamental e uma série de harmônicas.

Devido à presença do capacitor com elevado valor de capacitância, necessário para atenuar a ondulação da tensão de saída, a corrente de entrada possui um valor de pico elevado e circula durante um pe-

queno intervalo do período da tensão da fonte de alimentação senoidal. Assim, este conversor desenvolve baixo fator de potência e elevado nível de distorção harmônica da corrente drenada da fonte de alimentação.

No que se refere à representação discreta do diagrama de blocos supracitado, tem-se o esquema da Figura 1, onde um retificador trifásico alimenta um inversor e um motor de indução trifásico associados em cascata, conforme Sato e Noguchi (2010), Mohan, Undeland e Robbins (2002), e IEEE Power & Energy Society General Meeting (2009).

Os retificadores trifásicos a diodos utilizados como estágio CA-CC em inversores de frequência consistem em uma solução típica, simples e vastamente utilizada no mercado para aplicações que variam de algumas centenas a alguns milhares de watts. Entretanto, a topologia do retificador trifásico apresenta alguns inconvenientes. Nos casos reais de uso de retificadores, existe uma reatância do sistema CA que interfere nas formas de onda das correntes drenadas a partir da rede CA. Quando se considera a existência da reatância entre a rede de alimentação e o retificador, tem-se que o efeito da reatância de rede traduz-se na condução simultânea de diodos, acarretando uma diminuição do valor médio da tensão e modificando as formas de onda. Assim, existe um atraso na condição de bloqueio do diodo, denominado ângulo de comutação, que surge devido à presença da reatância CA.

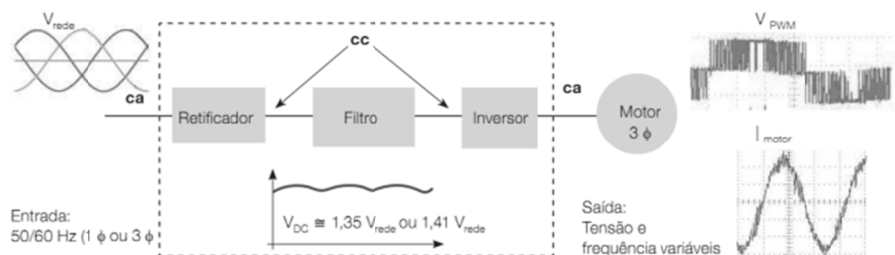


Figura 1. Digrma de blocos de um inversor de frequência típico.

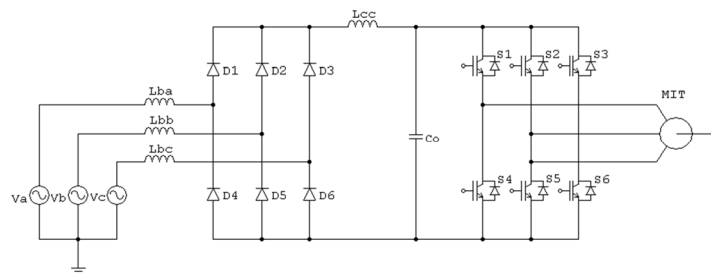


Figura 2. Representação dos blocos constituintes de um inversor de frequência típico.

Constata-se então que as formas de onda das correntes que circulam nas fases de alimentação destes equipamentos são descaracterizadas quando comparadas a uma onda senoidal, sendo, portanto, distorcidas e com conteúdo harmônico elevado. Por sua vez, de acordo Dugan, Mcgranachan e Beaty, (1995) a circulação de tais correntes ao longo do sistema elétrico produz quedas de tensão distorcidas, acarretando distorção da tensão da rede supridora .

Diversos problemas surgem em virtude do comprometimento da qualidade de energia diante dos elevados níveis de distorção harmônica da corrente injetada na rede de alimentação em corrente alternada, resultando em distorção da forma de onda da tensão de alimentação, dentro os quais é possível citar: excesso de ruído audível; sobreaquecimento em transformadores, motores e geradores; oscilações mecânicas em motores; interferências em sistemas de comunicação; aumentos nas perdas RI^2 nos condutores das linhas de distribuição e transmissão e transformadores; baixo fator de potência de entrada conforme descrito por Dugan, Mcgranachan e Beaty (1995).

As formas de onda e grandezas pertinentes à questão do baixo fator de potência em inversores de frequência são apresentadas na Figura 3.

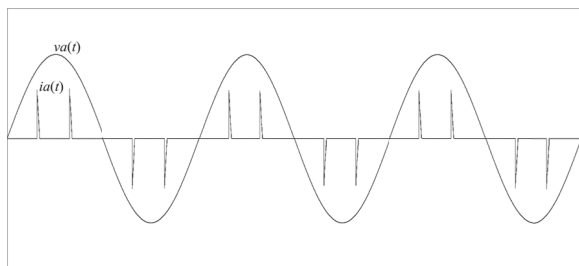


Figura 3. Formas de onda típicas de retificadores trifásicos a diodos empregados em inversores de frequência.

Neste contexto, a eletrônica de potência apresenta soluções imediatas, tanto no sentido de disponibilizar inúmeras topologias de conversores estáticos CA-CC controlados, quanto na proposição de técnicas de controle da corrente injetada na rede de alimentação alternada para emular o comportamento de uma carga resistiva por parte dos inversores de frequência.

Retificadores controlados do tipo *boost* são extremamente populares devido à natureza contínua da corrente no indutor para aplicações em médias e altas potências de acordo com Kwon, Choi e Kwon (2008). Normalmente, as características desejáveis nos retificadores *boost* PWM, que os tornam atrativos para o controle da injeção de correntes nas fases, são a redução dos esforços de corrente nos interruptores, minimização das perdas, baixas tensões de bloqueio para os interruptores e menores valores de corrente de recuperação reversa para os diodos, o que fornece alta confiabilidade aos conversores. Outras características residem no reduzido número de semicondutores e ótima qualidade da corrente absorvida da fonte de alimentação, implicando baixo custo e pequeno volume de filtro.

Assim, caso o retificador *boost* opere com correção de fator de potência, as formas de onda da tensão de alimentação e da corrente de entrada serão semelhantes àquelas apresentadas na Figura 4.

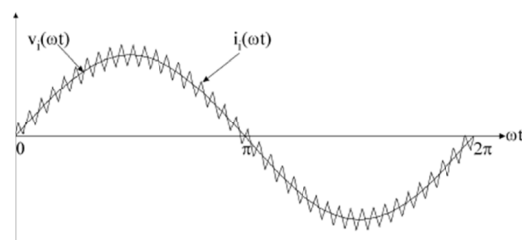


Figura 4. Formas de onda típicas de retificadores controlados.

Como foi previamente mencionado, existem inúmeras opções de topologias de retificadores trifásicos que podem ser empregadas na correção de fator de potência.

O retificador de seis pulsos descrito por Salmon (1995) é constituído por uma ponte completa de interruptores substituindo os seis diodos. A estrutura permite fluxo bidirecional de potência, embora os interruptores sejam submetidos a esforços de tensão e corrente significativos, além de necessitar de elevadas frequências de comutação para a redução das dimensões do filtro de entrada.

Outra opção reside na estrutura proposta por Prasad, Ziogas e Manias (1991), que possui simplicidade e baixo custo inerentes, embora opere em modo de condução descontínua, ocasionando níveis de interferência eletromagnética consideráveis.

Outras topologias apresentadas por Salmon (1995) podem operar com fator de potência unitário e com pequena parcela do valor eficaz da corrente de entrada circulando através dos interruptores, sendo que a maior parte desta circula através dos diodos da ponte retificadora. Desta forma, atribui-se aos conversores as características relevantes de baixo custo, perdas reduzidas e alta confiabilidade. Entretanto, a unidirecionalidade do fluxo de potência consiste em uma limitação inerente.

Sendo uma estrutura derivada a partir das topologias supracitadas, tem-se na Figura 5 o retificador trifásico a três níveis, que foi proposto inicialmente por Salmon (1995). Este apresenta um melhor desempenho da corrente de entrada, implicando menor custo e volume dos indutores utilizados como filtros. Outra vantagem deste conversor reside no fato de a tensão de bloqueio dos interruptores ser a metade da tensão de saída total. Como desvantagem, pode-se destacar a necessidade de uma malha de controle capaz de minimizar e eliminar possíveis desequilíbrios entre as tensões de cada saída diante da alimentação de cargas assimétricas conforme Figueiredo, Silva e Tofoli (2010).

O objetivo deste trabalho consiste em estudar por meio de simulações um inversor de frequência, em que são injetadas correntes senoidais nas fases da rede CA utilizando o retificador trifásico a três níveis em substituição ao retificador trifásico não controlado a diodos. Será realizada uma análise comparativa entre as duas topologias considerando aspectos importantes como a distorção harmônica da corrente de entrada e a resposta dinâmica do conversor controlado operando em malha fechada.

Espera-se que o retificador trifásico a três níveis apresente alto fator de potência e conteúdo harmônico reduzido da corrente injetada na rede CA, em acordo com limites especificados pela norma IEC 61000-3-2 (International Electrotechnical Commission, 1995).

Inicialmente, é apresentada uma revisão acerca dos estágios de potência e controle do retificador trifásico, que deverá operar utilizando a técnica de controle por corrente média. Então, são apresentados

a análise das curvas e os resultados obtidos na simulação.

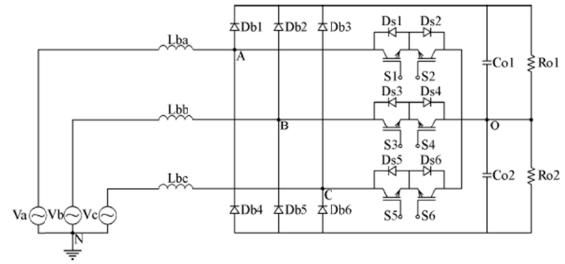


Figura 5. Retificador trifásico a três níveis (Salmon, 1995).

2 Revisão do Retificador Trifásico a Três Níveis

2.1 Circuito de Potência

O circuito de potência é constituído essencialmente das indutâncias de entrada, capacitâncias de saída, diodos *boost* e interruptores, sendo seu funcionamento descrito por Cruz, Lima e Antunes (2002).

A indutância *boost* é determinada a partir das expressões (1) a (4).

$$I_{i(ef.)} = \frac{P_o}{3 \cdot \eta \cdot V_i} \quad (1)$$

$$\beta = \frac{V_o}{\sqrt{2} \cdot V_i} \quad (2)$$

$$\Delta t_{LB(max)} = \frac{\beta}{4} \quad (3)$$

$$L_{ba} = L_{bb} = L_{bc} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_i}{f_s} \cdot \frac{\Delta t_{LB(max)}}{\Delta i_{LB(max)}} \quad (4)$$

onde:

- $I_{i(ef.)}$: corrente eficaz no indutor *boost*;
- P_o : potência aparente na saída;
- V_i : tensão de entrada de linha;
- V_o : tensão CC na saída do retificador;
- η : rendimento esperado do retificador;
- f_s : frequência de comutação;
- β : relação entre as tensões de saída e de entrada;
- L_{ba}, L_{bb}, L_{bc} : indutores *boost*.

A capacitância de saída é determinada por:

$$C = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{i(ef.)}}{12 \cdot \Delta V_o \cdot \omega \cdot \beta} \quad (5)$$

Os esforços de corrente no diodo *boost* são determinados por (6) e (7), e o esforços de corrente no interruptor são dados por (8) e (9).

$$i_{Db(méd.)} = \frac{I_i}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \beta} \quad (6)$$

$$i_{Db(ef.)} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_i}{\beta} \quad (7)$$

$$i_{S(méd.)} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_i}{4} \cdot \frac{(4 \cdot \beta - \pi)}{\pi \cdot \beta} \quad (8)$$

$$i_{s(ef.)} = \frac{\sqrt{6} \cdot I_i}{6} \cdot \sqrt{3 - \frac{8}{\pi \cdot \beta}} \quad (9)$$

2.2 Circuito de Controle

Diversas estratégias de controle típicas para imposição de correntes senoidais encontram-se descritas na literatura, como controle por histerese, corrente média e pico de corrente, segundo Rosetto, Spiazzi e Tenti (1994). Mais recentemente, o controle ciclo a ciclo e o autocontrole têm sido empregados, apresentados respectivamente por Smedley e Cúk (1995) e Borgonovo et al. (2005).

Dentre as técnicas supracitadas, a imposição da corrente de entrada e regulação da tensão de saída através da modulação por valores médios instantâneos da corrente de entrada tem sido amplamente utilizada, basicamente em função da disponibilidade comercial de circuitos integrados (CIs) exclusivamente dedicados a esta finalidade. Assim, deve-se ressaltar que esta é a técnica adotada no desenvolvimento deste trabalho.

A operação dinâmica do retificador a três níveis apresenta seis intervalos idênticos de operação, para o ciclo completo da tensão de alimentação. As características comuns para os intervalos de operação são:

- a tensão de fase do sistema trifásico de alimentação possui maior valor absoluto e sinal oposto às tensões das outras duas fases;
- o interruptor pertencente à fase com o maior valor absoluto de tensão apresenta razão cíclica sempre menor.

Em cada intervalo, três diodos comutam, um dos quais é relacionado à tensão de maior valor absoluto, enquanto outros dois são relacionados às tensões de mesmo sinal, de forma complementar a três interruptores. Assim, três diodos e três interruptores permanecem bloqueados, sendo que maiores detalhes acerca do funcionamento dessa topologia são fornecidos por Cruz, Lima e Antunes (2002) e não serão descritos nesse trabalho.

Para obter a função de transferência $G(s)$ do conversor, são consideradas apenas as variações no tempo das razões cíclicas e das correntes de entrada, sendo as outras grandezas invariantes e o circuito representado conforme a Figura 6 (Cruz, Lima e Antunes, 2002).

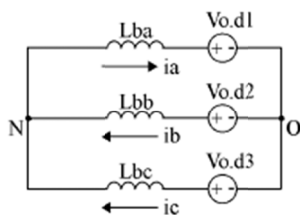


Figura 6. Circuito simplificado para a obtenção da função $G(s)$ (Cruz, Lima e Antunes, 2002).

Assim, obtém-se a função de transferência $G(s)$, descrita em (10).

$$G(s) = \frac{i_{Lb}(s)}{d(s)} = \frac{4}{3} \cdot \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (10)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor de entrada é deduzida analisando o estágio de saída do conversor como uma impedância equivalente a um capacitor em paralelo com resistor, alimentada por uma fonte que corresponde à corrente injetada neste estágio e é descrita em (11).

$$Z_o(s) = 3 \cdot \left(\frac{1}{\beta \cdot \pi} + \frac{1}{2} \right) \frac{R_{o1}}{s \cdot C_{o1} \cdot R_{o1} + 1} \quad (11)$$

sendo que R_{o1} é a resistência de carga conectada em uma das saídas do retificador.

3 Especificações de Projeto

3.1 Retificador a Três Níveis

Para o projeto do estágio de potência deste conversor, alguns dados preliminares, mostrados na Tabela 1, são necessários.

Tabela 1. Especificações para projeto do circuito de potência do retificador trifásico a três níveis

Parâmetro	Especificação
Potência de saída	$P_o = 1100 \text{ W}$
Tensão de entrada eficaz	$V_i = 127-220 V_{ca(ef)}$
Variação do valor eficaz da tensão de entrada	$\Delta V_i = \pm 10\%$
Frequência da rede	$f = 60 \text{ Hz}$
Frequência comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Tensão de cada estágio de saída	$V_o = 250 V_{cc}$
Rendimento aproximado	$\eta = 98\%$
Ondulação da tensão em cada saída	$\Delta V_o = 0,02 \cdot V_o$
Ondulação da corrente de entrada	$\Delta i_{Lb(\max)} = 0,2 \cdot I_{i(\text{pico})}$

Utilizando-se as expressões mostradas na Seção 2.1 e os dados da Tabela 1, foram dimensionados os parâmetros e componentes do retificador, mostrados na Tabela 2.

Tabela 2. Especificações dos componentes do retificador a três níveis

Parâmetro	Especificação
Corrente de pico no indutor	$I_{i(\text{pico})} = 2,41 \text{ A}$
Corrente eficaz no indutor	$I_{i(ef.)} = 1,701 \text{ A}$
Ganho do conversor	$\beta = 0,48$
Indutância boost	$L_b = 2 \text{ mH}$
Capacitância de saída	$C_o = 368 \mu\text{F}$

3.2 Inversor e Motor de Indução Trifásico

Deve-se ressaltar que, para o acionamento do inversor trifásico com seis interruptores da Figura 2, foi utilizada a modulação a três níveis. Por sua vez, o

projeto do conversor segue as recomendações de Martins e Barbi (2005).

A carga usada para o projeto foi um motor de indução trifásico de quatro polos W21 fabricado por WEG, sendo que alguns dados são mostrados na Tabela 3.

Tabela 3. Especificações do motor de indução utilizado no projeto e do inversor.

Parâmetro	Especificação
Motor de Indução	
Potência de saída	$P_o = 750 \text{ W}$
Tensão de entrada eficaz	$V_i = 127\text{-}220 \text{ V}_{ca(ef)}$
Corrente de entrada	$I = 2,83 \text{ A}$
Frequência	$f = 60 \text{ Hz}$
Fator de potência	$f_p = 0,68$
Inversor Trifásico	
Frequência comutação	$f_s = 25 \text{ kHz}$
Tensão do sinal de referência triangular	$V_{ref(triang)} = 10V_{pico}$
Frequência do sinal de referência triangular	$f_{ref(triang)} = 25 \text{ kHz}$

4 Resultados de Simulação

A Figura 7 apresenta as correntes nas fases do retificador não controlado a diodos, sendo que a distorção harmônica total é 155 % e o fator de potência é 0,5, como foi previsto na análise teórica. Por sua vez, a Figura 8 mostra as correntes nas fases do retificador a três níveis, sendo que a distorção harmônica total é 0,55 % e o fator de potência é 0,99.

A Figura 9 apresenta um degrau de carga aplicado ao retificador a três níveis, onde há a variação de 50% para 100% da carga. Observa-se que as correntes nas fases permanecem senoidais com baixo conteúdo harmônico.

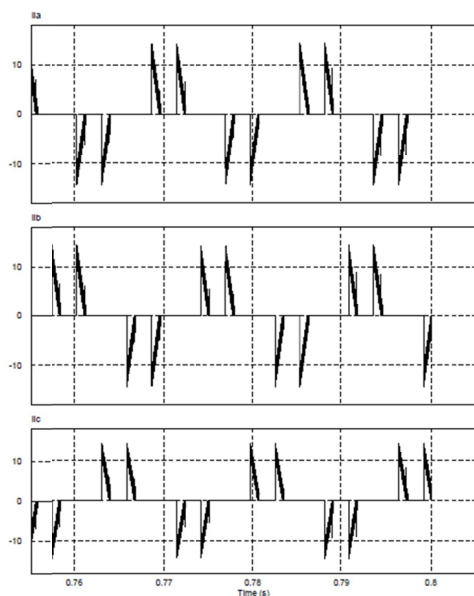


Figura 7. Correntes nas fases do retificador não controlado a diodos.

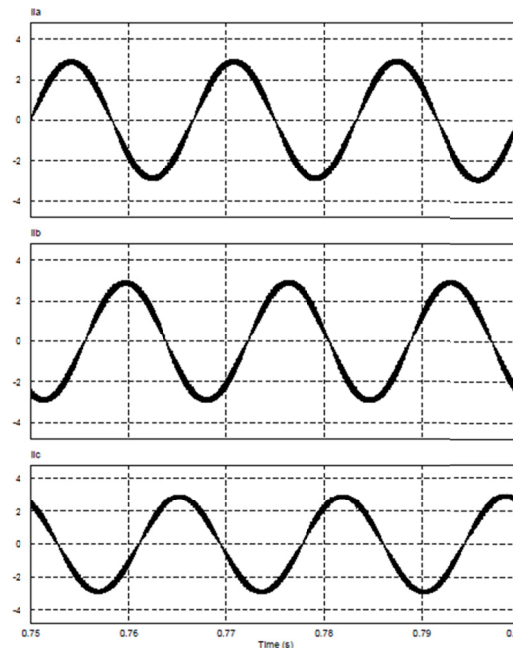


Figura 8. Correntes nas fases do retificador a três níveis.

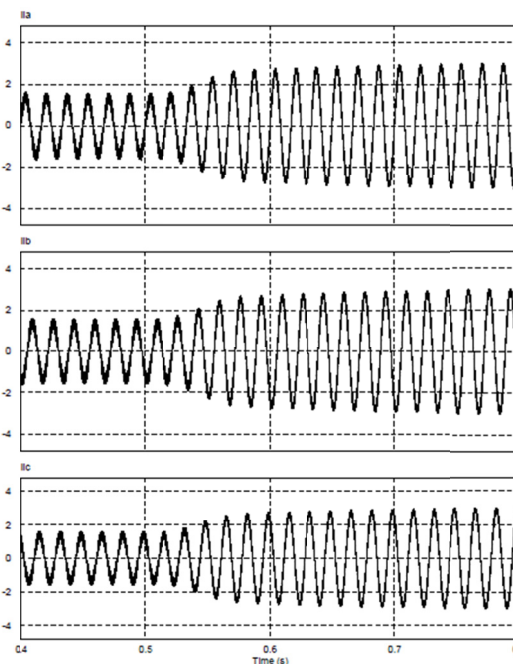


Figura 9. Degrau de carga aplicado ao retificador a três níveis.

Observa-se na Tabela 4 que a distorção harmônica da corrente em uma das fases para o retificador não controlado a diodos está acima dos valores máximos especificados na norma IEC 61000-3-2. Para o retificador a três níveis, os limites são perfeitamente atendidos conforme descrito na Tabela 5.

5 Conclusão

Este trabalho abordou aspectos pertinentes à aplicação de um retificador trifásico de alto fator de potência em substituição à estrutura não controlada convencional a diodos.

Tabela 4. Limites de distorção harmônica conforme a norma IEC 61000-3-2 para o retificador não controlado – classe A.

Parâmetro		Especificação
Ordem Harmônica (n)	Valor Admissível (A)	Espectro Harmônico (A)
3	2,3	0,1
5	1,14	2,49
7	0,77	2,25
9	0,40	>0,01
11	0,33	1,66
13	0,21	1,35
15	0,15	>0,01
17	0,13	0,84
19	0,12	0,68

Tabela 5. Limites de distorção harmônica conforme a norma IEC 61000-3-2 para o retificador a três níveis – classe A

Parâmetro		Especificação
Ordem Harmônica (n)	Valor Admissível (A)	Espectro Harmônico (A)
3	2,3	>0,01
5	1,14	>0,01
7	0,77	>0,01
9	0,40	>0,01
11	0,33	>0,01
13	0,21	>0,01
15	0,15	>0,01
17	0,13	>0,01
19	0,12	>0,01

O retificador trifásico a três níveis operando com a técnica de controle por corrente média e acionando um motor de indução acionado por um inversor de frequência apresentou corrente de entrada aproximadamente senoidal e alto fator de potência tanto para carga nominal como para 50% da carga. Assim, obteve-se a melhoria da qualidade da energia e melhor resposta dinâmica em comparação à estrutura convencional a diodos, ao custo do aumento da complexidade devido ao uso de controladores para a operação em malha fechada.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES, CNPq, FAPEMIG e INERGE pelo suporte fornecido durante a realização deste trabalho.

Referências Bibliográficas

- Borgonovo, D.; Remor, J. P.; Barbi, I. and Perin, A. J. (2005). A Self-Controlled Power Factor Correction Single-Phase Boost Pre-Regulator. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, pp. 2351–2357.
- Cruz, C. M. T.; Lima, F. K. A and Antunes, F. L. M. (2002). Unit Power Factor Single-Phase Rectifier with Reduced Conduction Loss Using a Non-Dissipative Passive Snubber. IEEE International Conference on Industrial Electronics.
- Dugan, R. C.; Mcgranachan, M. F. and Beaty, H. W. (1995). Electrical Power Systems Quality. Editora Mc Graw-Hill, EUA.

- Figueiredo, J. P. M.; Silva, B. L. A. and Tofoli, F. L. (2010). A Review of Single-Phase PFC Topologies Based on The Boost Converter. 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, pp. 1-6.
- International Electrotechnical Commission (1995), IEC 61000-3-2: Amendments for Equipment with AC Mains Power: Electromagnetic Compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current $\leq 16A$ per Phase).
- Kwon, M.; Choi, W. Y. and Kwon, B. H. (2008). Cost-Effective Boost Converter with Reverse-Recovery Reduction and Power Factor Correction. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 1, pp. 471–473.
- Martins, D. C. and Barbi, I. (2005). Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA. Edição dos autores.
- Maswood, A.I. and Fangrui Liu (2009). A Unity PF Rectifier-Inverter Under Unbalanced Supply, IEEE Power & Energy Society General Meeting, pp. 1-6.
- Mohan, N.; Undeland, T. M. and Robbins, W. P. (2002), Power Electronics: Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons, New York.
- Prasad, A.R.; Ziogas, P.D. and Manias, S (1991). An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 1, pp. 83-92.
- Rossetto, L.; Spiazzi, G. and Tenti, P. (1994). Control Techniques for Power Factor Correction Converters. Power Electronics, Motion Control (PEMC), September, pp. 1310–1318.
- Salmon, J. C. (1995). Circuit Topologies for PWM Boost Rectifiers Operated from 1-Phase and 3-Phase AC Supplies and Using Either Single or Split DC Rail Voltage Outputs, Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol. 1, pp. 473-479.
- Sato, A. and Noguchi T. (2010). Voltage-Source PWM Rectifier-Inverter Based on Direct Power Control and Its Operation Characteristics. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 5, pp. 1559-1567.
- Smedley, K. M. and Cuk, S. (1995). One-cycle Control of Switching Converters. IEEE Transactions on Power. Electronics, vol. 10, no. 6, pp. 625–633.
- Todd, P.C. (2004). UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design, Unitrode Application Note U-134. Disponível em <<http://www.s.ti.com/sc/psheets/slual44/slual44.pdf>>. Acesso em 05/08/2016.
- Yingchao, Z.; Zhengming Z.; Ting L. and Liping, J. (2012). An Integrated Control Method for Three-Level NPC Based PWM Rectifier-Inverter. 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 616-620.