



PIBIC/CNPq/UFPG-2010

CONVERSOR CA-CC-CA MONOFÁSICO EM PARALELO

Eddy Lopes Medeiros¹, Nady Rocha², Cursino Brandão Jacobina³.

RESUMO

Neste trabalho, um conversor monofásico CA-CC-AC é proposto. Ele é composto por dois retificadores monofásicos seguidos por dois inversores, também, monofásicos em um esquema de conexão em paralelo. A topologia proposta permite reduzir: a corrente e consequentemente a potência nas chaves e o estresse no barramento CC devido ao chaveamento. Também, é proposta uma estratégia PWM, a qual reduz a distorção harmônica no sistema quando comparado com o conversor monofásico CA-CC-CA convencional. Modelagem do sistema e estratégia de controle do sistema são apresentadas. Resultados da simulação são, também, apresentados.

Palavras-chave: distorção harmônica, retificador PWM, inversor PWM.

SINGLE-PHASE PARALLEL AC-DC-AC CONVERTER

ABSTRACT

In this paper, a single-phase AC-DC-AC converter is proposed. It is composed of two single-phases PWM rectifiers followed by two single-phases PWM inverters, in a parallel connection scheme. The proposed topology permits to reduce: the current and consequently the power ratings of the switches and the switching stress in dc-link capacitor. Also, it is proposed a PWM strategy, which allows reducing the harmonic distortion in the system when compared to the conventional single-phase AC-DC-AC converter. Suitable modeling and control strategy of the system are developed. Simulated results are presented.

Keywords: harmonic distortion, PWM rectifier, PWM inverter.

INTRODUÇÃO

Em algumas aplicações a fonte de alimentação e a carga são do tipo monofásico. Em certas ocasiões a fonte de alimentação apresenta harmônicas de várias ordens ou a carga necessita de uma amplitude diferente da que está disponível. Com o objetivo de contornar esses problemas e visando um fator de potência próximo do unitário, são utilizados conversores PWM. Os conversores PWM são compostos por um retificador, responsável pela transformação CA-CC, e um inversor, responsável pela transformação CC-CA.

O retificador PWM tem como saídas uma corrente senoidal e uma tensão constante no barramento CC. Na maioria das aplicações, prima-se por um fator de potência unitário. Atualmente, os retificadores PWM

¹ Aluno do Curso de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: eddy.medeiros@ee.ufcg.edu.br

² Aluno de Doutorado de Engenharia Elétrica, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: nady.rocha@ee.ufcg.edu.br

³ Engenharia Elétrica, Professoror. Doutor, Departamento de Engenharia Elétrica, UFPG, Campina Grande, PB, E-mail: jacobina@dee.ufcg.edu.br

têm sido utilizados como conversores CA-CC para acionamentos de máquinas, devido à capacidade regenerativa.

Com o intuito de reduzir a distorção harmônica e reduzir a corrente nas chaves dos conversores são utilizados conversores em paralelo. A conexão de conversores em paralelo vem ganhando cada vez mais espaço em aplicações tais como: filtros ativos de potência, fontes de energia renováveis, inversores, retificadores e conversores CA-CC-CA. Porém esta conexão possibilita o surgimento de correntes de circulação entre os conversores. Neste trabalho é proposta uma estratégia de controle, associada com a estratégia de controle PWM, para reduzir os efeitos dessa corrente de circulação.

Outra vantagem dos conversores em paralelo é a possibilidade da utilização de duas ou mais portadoras PWM, de mesma amplitude e mesma frequência, mas defasadas. Essa técnica é utilizada para melhorar a distorção harmônica das correntes e tensões de saída pelo defasamento entre as portadoras PWM. Desta forma é possível reduzir o tamanho dos indutores de filtro ou reduzir a frequência de chaveamento e manter a mesma distorção harmônica dos conversores que não são ligados em paralelos.

Este trabalho tem o objetivo de expor duas topologias de conversores CA-CC-CA: o conversor monofásico-monofásico com quatro braços e um barramento CC, chamado de topologia convencional, que utiliza um retificador PWM seguido de um inversor PWM, e o conversor em paralelo monofásico-monofásico com oito braços e dois barramentos CC, chamado de topologia MM8B2B, que utiliza dois conjuntos de retificadores PWM e inversores PWM em paralelo.

São apresentadas as duas topologias, modelagem do sistema e as estratégias de controle para a topologia proposta.

MATERIAL E MÉTODOS

Este trabalho foi desenvolvido no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas do Departamento de Engenharia Elétrica no Centro de Ciências e Tecnologia da Universidade Federal de Campina Grande – PB.

Material

Computador com os softwares PSIM 6.0 e MATLAB 7.6

Conversor CA-CC-CA Monofásico-Monofásico convencional

O conversor convencional é mostrado abaixo:

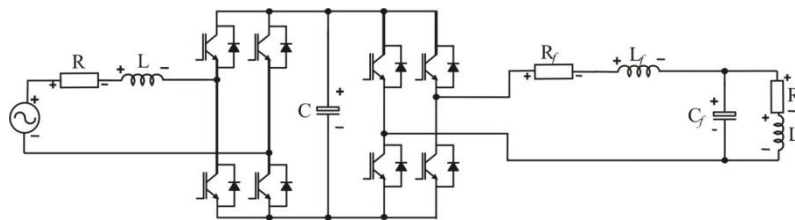


Figura 1: Conversor CA-CC-CA convencional

Conversor CA-CC-CA Monofásico-Monofásico Oito Braços e Dois Barramentos – MM8B2B

O conversor MM8B2B é mostrado na figura 7. Ele possui quatro conversores, sendo o conversor 1 e o conversor 3 retificadores e os conversores 2 e 4 inversores. O conversor 1 é formado pelas chaves q1a, q1b e seus complementares, o conversor 2 é formado pelas chaves q2a, q2b e seus complementares e assim por diante.

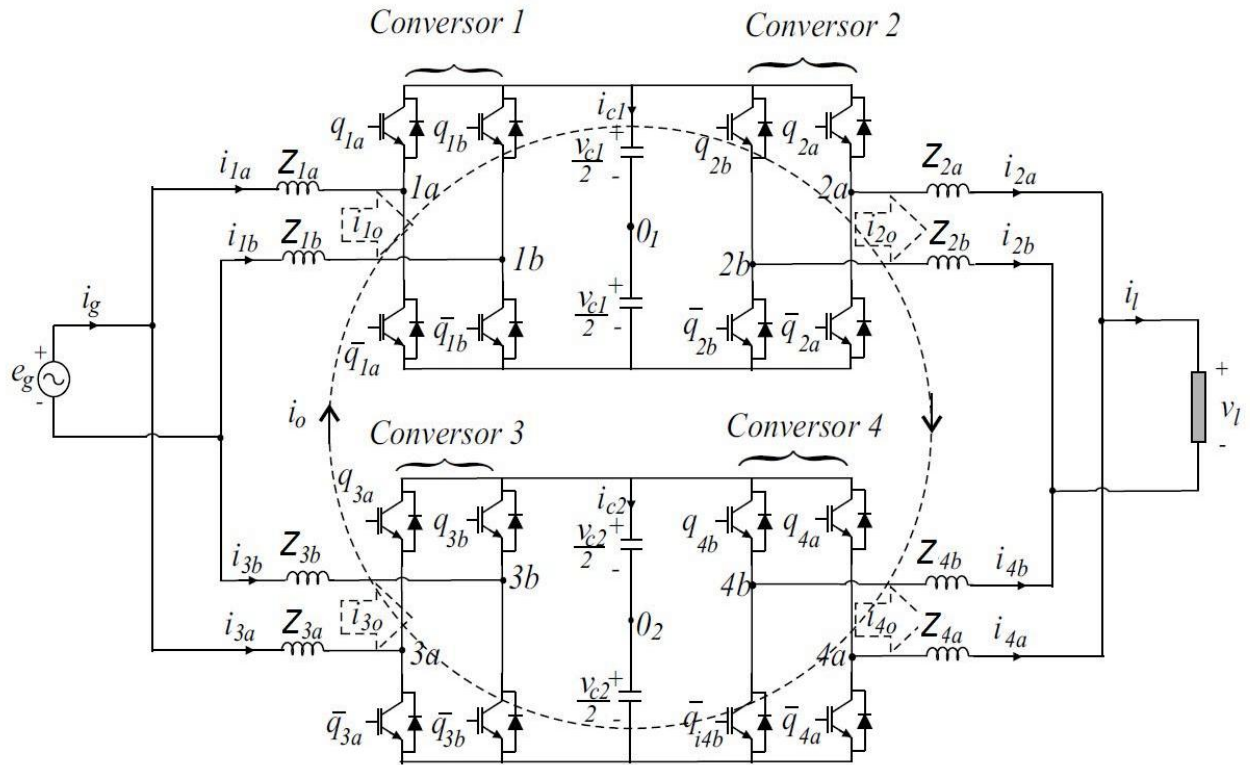


Figura 2: Conversor monofásico-monofásico oito braços e dois barramentos

Modelo do Sistema para o conversor MM8B2B

Para os conversores 1 e 3 temos as seguintes equações:

$$e_g = z_{1a}i_{1a} - z_{1b}i_{1b} + v_1 \quad (1)$$

$$e_g = z_{3a}i_{3a} - z_{3b}i_{3b} + v_3 \quad (2)$$

$$i_g = i_{1a} + i_{3a} \quad (3)$$

$$i_g = -i_{1b} - i_{3b} \quad (4)$$

Onde $z_{1a} = R_{1a} + j\omega l_{1a}$, $z_{1b} = R_{1b} + j\omega l_{1b}$, $z_{3a} = R_{3a} + j\omega l_{3a}$, $z_{3b} = R_{3b} + j\omega l_{3b}$ são as impedâncias de filtros em que R é a resistência e l é a indutância, $v_1 = v_{1a01} - v_{1b01}$, $v_3 = v_{3a02} - v_{3b02}$, e as tensões v_{1a01} , v_{1b01} , v_{3a02} , v_{3b02} são as tensões de pólo dos conversores 1 e 3, i_g é a corrente da rede monofásica e i_{1a} , i_{1b} , i_{3a} , i_{3b} são as correntes internas dos conversores 1 e 3.

Para os conversores 2 e 4 temos:

$$v_l = -z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} + v_2 \quad (5)$$

$$v_l = -z_{4a}i_{4a} + z_{4b}i_{4b} + v_4 \quad (6)$$

$$i_l = i_{2a} + i_{4a} \quad (7)$$

$$i_l = -i_{2b} - i_{4b} \quad (8)$$

Onde v_l é a tensão na carga e i_l é a corrente na carga.

Com a conexão em paralelo cria-se uma malha de circulação entre os conversores CA-CC-CA da qual se deduz as seguintes equações:

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} + v_{1a01} - v_{3a02} - v_{2a01} + v_{4a02} = 0 \quad (9)$$

$$z_{1a}i_{1a} - z_{3a}i_{3a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} + v_{1a01} - v_{3a02} - v_{2b01} + v_{4b02} = 0 \quad (10)$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + z_{2a}i_{2a} - z_{4a}i_{4a} + v_{1b01} - v_{3b02} - v_{2a01} + v_{4a02} = 0 \quad (11)$$

$$z_{1b}i_{1b} - z_{3b}i_{3b} + z_{2b}i_{2b} - z_{4b}i_{4b} + v_{1b01} - v_{3b02} - v_{2b01} + v_{4b02} = 0 \quad (12)$$

De onde podemos tirar:

$$v_o = z_{1a}i_{1a} + z_{1b}i_{1b} - z_{3a}i_{3a} - z_{3b}i_{3b} + z_{2a}i_{2a} + z_{2b}i_{2b} - z_{4a}i_{4a} - z_{4b}i_{4b} \quad (13)$$

Em que

$$v_o = -v_{1a0_1} - v_{1b0_1} + v_{3a0_2} + v_{3b0_2} + v_{2a0_1} + v_{2b0_1} - v_{4a0_2} - v_{4b0_2} \quad (14)$$

As correntes de circulação em cada conversor são definidas por:

$$i_{1o} = i_{1a} + i_{1b} \quad (15)$$

$$i_{3o} = i_{3a} + i_{3b} \quad (16)$$

$$i_{2o} = i_{2a} + i_{2b} \quad (17)$$

$$i_{4o} = i_{4a} + i_{4b} \quad (18)$$

Podemos escrever as equações de cada conversor em função de uma única corrente de circulação entre os conversores, ou seja, $i_o = i_{1o} = -i_{3o} = i_{2o} = -i_{4o}$.

Com isso o modelo do sistema torna-se:

$$e_g = (z_{1a} + z_{1b})i_{1a} - z_{1b}i_o + v_1 \quad (19)$$

$$e_g = (z_{3a} + z_{3b})i_{3a} + z_{3b}i_o + v_3 \quad (20)$$

$$v_l = -(z_{2a} + z_{2b})i_{2a} + z_{2b}i_o + v_2 \quad (21)$$

$$v_l = -(z_{4a} + z_{4b})i_{4a} - z_{4b}i_o + v_4 \quad (22)$$

$$v_o = (z_{1a} - z_{1b})i_{1a} - (z_{3a} - z_{3b})i_{3a} - (z_{2a} - z_{2b})i_{2a} + (z_{4a} - z_{4b})i_{4a} + (z_{1b} + z_{3b} + z_{2b} + z_{4b})i_o \quad (23)$$

As expressões acima representam o modelo dinâmico do conversor CA-CC-CA apresentado. Com elas podemos regular a corrente i_1 com a tensão v_1 , a corrente i_3 com a tensão v_3 . Já com as tensões v_2 e v_4 é controlada a tensão fornecida à carga e a tensão de circulação v_o é aplicada para controlar a corrente de circulação i_o .

Estratégia PWM para o MM8B2B

As tensões de pólo dependem dos estados de condução das chaves, ou seja:

$$v_{1a0_1} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (24)$$

$$v_{1b0_1} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (25)$$

$$v_{3a0_2} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (26)$$

$$v_{3b0_2} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (27)$$

$$v_{2a0_1} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (28)$$

$$v_{2b0_1} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{c1}}{2} \quad (29)$$

$$v_{4a0_2} = (2q_{4a} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (30)$$

$$v_{4b0_2} = (2q_{4b} - 1) \frac{v_{c2}}{2} \quad (31)$$

Onde v_{c1} e v_{c2} são as tensões de barramento CC.

Considerando-se que as tensões v_1^* , v_3^* , v_2^* , v_4^* e v_o^* são resultados dos controladores, tem-se:

$$v_1^* = v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* \quad (32)$$

$$v_3^* = v_{3a0_2}^* - v_{3b0_2}^* \quad (33)$$

$$v_2^* = v_{2a0_1}^* - v_{2b0_1}^* \quad (34)$$

$$v_4^* = v_{4a0_2}^* - v_{4b0_2}^* \quad (35)$$

$$v_o^* = -v_{1a0_1}^* - v_{1b0_1}^* + v_{3a0_2}^* + v_{3b0_2}^* + v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^* - v_{4a0_2}^* - v_{4b0_2}^* \quad (36)$$

Os sinais de gatilho das chaves podem ser obtidos diretamente das equações de pólo de referência, neste caso são necessárias oito equações para o cálculo do PWM, mas tem-se apenas cinco equações. Portanto é necessária a inclusão de três variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* definidas por:

$$v_x^* = \frac{v_{1a0_1}^* + v_{1b0_1}^*}{2} \quad (37)$$

$$v_y^* = \frac{v_{2a0_1}^* + v_{2b0_1}^*}{2} \quad (38)$$

$$v_z^* = \frac{v_{4a0_2}^* + v_{4b0_2}^*}{2} \quad (39)$$

Então temos as seguintes equações para as tensões de pólo de referência definidas por:

$$v_{1a0_1}^* = \frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (40)$$

$$v_{1b0_1}^* = -\frac{v_1^*}{2} + v_x^* \quad (41)$$

$$v_{3a0_2}^* = \frac{v_3^*}{2} + \frac{v_0^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (42)$$

$$v_{3b0_2}^* = -\frac{v_3^*}{2} + \frac{v_0^*}{2} - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (43)$$

$$v_{2a0_1}^* = \frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (44)$$

$$v_{2b0_1}^* = -\frac{v_2^*}{2} + v_y^* \quad (45)$$

$$v_{4a0_2}^* = \frac{v_4^*}{2} + v_z^* \quad (46)$$

$$v_{4b0_2}^* = -\frac{v_4^*}{2} + v_z^* \quad (47)$$

As tensões auxiliares podem ser escolhidas de forma independente, desde que, os máximos e mínimos das tensões de pólo sejam respeitadas, ou seja:

$$v_x^* \max = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1}^* \max \quad (48)$$

$$v_x^* \min = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{x1}^* \min \quad (49)$$

$$v_y^* \max = \frac{v_{c1}^*}{2} - v_{y1}^* \max \quad (50)$$

$$v_y^* \min = -\frac{v_{c1}^*}{2} - v_{y1}^* \min \quad (51)$$

$$v_z^* \max = \frac{v_{c2}^*}{2} - v_{z1}^* \max \quad (52)$$

$$v_z^* \min = -\frac{v_{c2}^*}{2} - v_{z1}^* \min \quad (53)$$

Onde v_{c1}^* e v_{c2}^* são as tensões de referência dos barramentos CC, $v_{x1}^* \max = \max V_{x1}^*$, $v_{x1}^* \min = \min V_{x1}^*$, $v_{y1}^* \max = \max V_{y1}^*$, $v_{y1}^* \min = \min V_{y1}^*$, $v_{z1}^* \max = \max V_{z1}^*$, $v_{z1}^* \min = \min V_{z1}^*$, com $V_{x1}^* = \{v_1^*/2, -v_1^*/2, v_3^*/2 + v_0^*/2 - v_y^* + v_z^*, -v_3^*/2 + v_0^*/2 - v_y^* + v_z^*\}$, $V_{y1}^* = \{v_2^*/2, -v_2^*/2\}$ e $V_{z1}^* = \{v_4^*/2, -v_4^*/2\}$

As tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* , podem ser escritas em função do fator de distribuição de roda livre, μ . O fator de roda livre pode variar de 0 a 1. Vale ressaltar que se os valores extremos (0 e 1) forem utilizados, um dos braços dos conversores funcionará com frequência de chaveamento igual a zero. Por outro lado, a utilização de valores médios, fornece sinais de tensão com THD melhorado.

$$v_x^* = \mu_x v_x^* \max + (1 - \mu_x) v_x^* \min \quad (54)$$

$$v_y^* = \mu_y v_y^* \max + (1 - \mu_y) v_y^* \min \quad (55)$$

$$v_z^* = \mu_z v_z^* \max + (1 - \mu_z) v_z^* \min \quad (56)$$

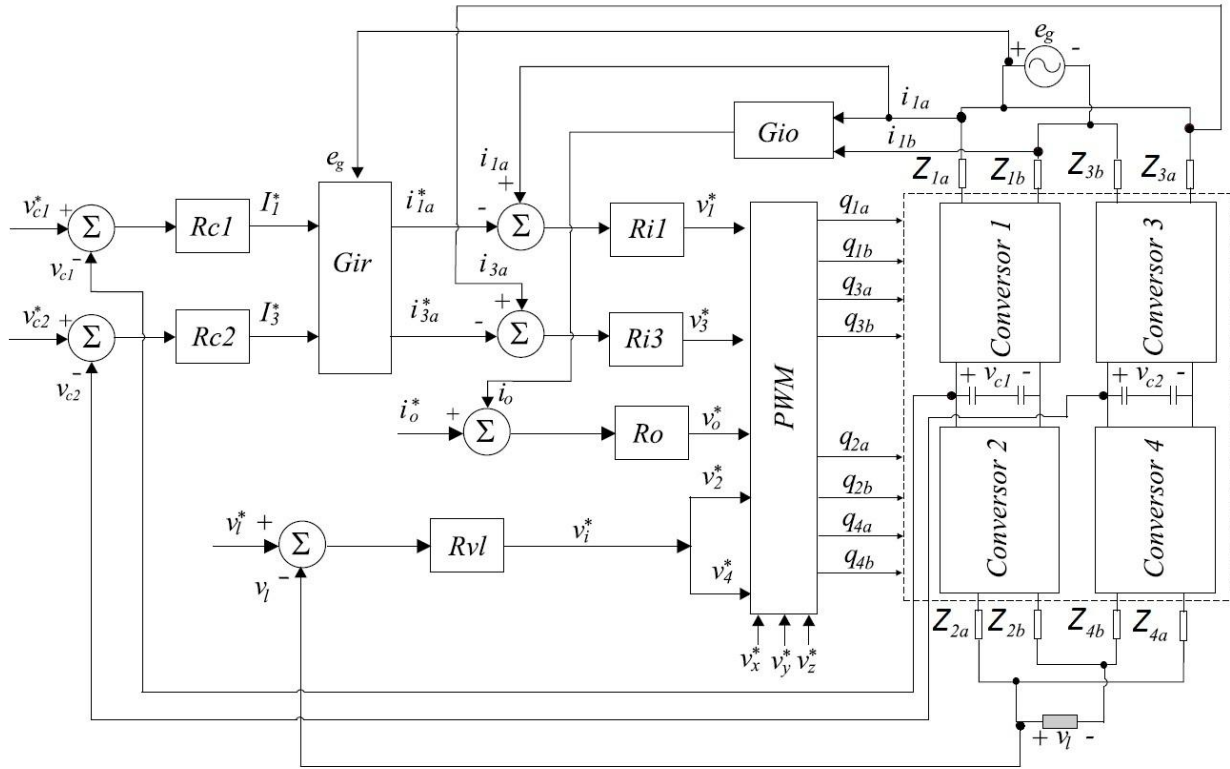


Figura 3: Diagrama de blocos do controle do conversor MM8B2B

Estratégia de Controle para o MM8B2B

A Figura 3 apresenta o diagrama de controle do sistema MM8B2B. A estratégia de controle para esse sistema garante uma tensão equilibrada e uma frequência constante nos terminais da carga, utilizando os conversores 2 e 4. O controle da corrente da rede permite a obtenção de fator de potência unitário e correntes senoidais no sistema monofásico bem como, a divisão do fluxo de corrente entre os conversores monofásicos além da regulação dos barramentos CC. Além disto, o sistema de controle garante a regulação da corrente de circulação.

A partir do diagrama de controle, a tensão v_{c1} do barramento CC é regulada pelo controlador PI convencional, representado pelo bloco $Rc1$ no seu valor de referência v_{c1}^* . Esse controlador fornece a amplitude de corrente de referência i_1^* desejada na entrada do conversor 3. O controle do fator de potência é obtido sincronizando as correntes instantâneas de referência i_{1a}^* e i_{3a}^* com a tensão da rede monofásica aplicando o bloco de sincronismo Gir , baseado no esquema de um PLL (*Phase-Locked-Loop*). O PLL utilizado é baseado na detecção do cruzamento pelo zero de forma a sincronizar as correntes internas dos conversores 1 e 3 com a tensão da rede e_g .

Os controladores i_{1a}^* e i_{3a}^* são implementados usando dois controladores PI modificados, representados pelos blocos $Ri1$ e $Ri3$. Quando a variável a ser controlada é senoidal, o controlador PI modificado garante erro zero, diferentemente do PI convencional. Esse controlador garante um ganho infinito na frequência de corte ω .

A função que descreve o controlador PI modificado é:

$$G_{PI} = \frac{K_p s^2 + 2K_i s + K_p \omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (57)$$

Os controladores $Ri1$ e $Ri3$ definem as tensões de referência v_1^* e v_3^* , desejada na entrada dos conversores 1 e 3, respectivamente. A corrente de circulação i_o é determinada pelo bloco Gio a partir das correntes medidas i_{1a} e i_{1b} . Esta corrente é regulada pelo controlador Ro , PI modificado. Na saída desse controlador tem-se a tensão de circulação de referência v_o^* .

O controle da tensão na carga é realizado a partir do controle PI modificado, representado pelo bloco $Rv1$. Na saída desse controlador, encontra-se as tensões de referência v_2^* e v_4^* .

As tensões de referência geradas pelos controladores v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* e v_o^* e as tensões auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* são aplicadas ao bloco PWM para o cálculo das tensões de pólo de referência. Essas tensões de pólos são então comparadas com uma, duas ou quatro portadoras PWM para gerar os sinais de gatilho das chaves do conversor CA-CC-CA proposto.

A estratégia de controle para este conversor é idêntica ao convencional, pode-se até mesmo utilizar os mesmos ganhos dos controladores. A única diferença é o acréscimo do controle da corrente de circulação.

RESULTADOS E DISCUSSÃO

Os resultados foram obtidos a partir dos dados mostrados na tabela 1.

Tabela 1: dados dos conversores

Dados	Valor
Tensão da rede E_g	10 V
Tensão da carga V_l	8 V
Corrente na carga I_l	4 A
Impedância de filtro $z_1 = z_3$	$0.01 + j\omega 0.0003$
Impedância de filtro $z_2 = z_4$	$0.25 + j\omega 0.00005$
Carga	$2.00 + j\omega 0.003$
Tensão no capacitor $v_{c1} = v_{c2}$	12 V
Frequência de chaveamento f_{ch}	5 kHz

Primeiramente foram comparados os conversores convencional e MM8B2B utilizando como fator de desempenho a taxa de distorção harmônica ponderada WTHD (do inglês *Weighted Total Harmonic Distortion*). A WTHD é um fator bastante relevante para a análise da poluição harmônica de uma tensão que usa cada componente harmônica como seu valor ponderado, sendo definido por:

$$WTHD(h) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{a_h}{h}\right)^2} \quad (58)$$

Onde a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_h é a amplitude da h^{th} componente harmônica e N_h é o número de harmônicas a ser considerado.

Na figura 4 é mostrado a WTHD da tensão gerada pelos conversores 1 e 3 para o MM8B2B ($v_g = (v_1 + v_3)/2$) e pelo conversor 1 para o convencional ($v_g = v_{1a0} - v_{1b0}$) e a WTHD da tensão gerada pelos conversores 2 e 4 para o MM8B2B ($v_m = (v_2 + v_4)/2$) e para o convencional ($v_m = v_{2a0} - v_{2b0}$) em função do fator de distribuição de roda livre μ .

A tensão v_g é responsável pelo controle da distorção harmônica da corrente da rede i_g . Enquanto a tensão v_m é responsável pelo controle da distorção harmônica da tensão da carga.

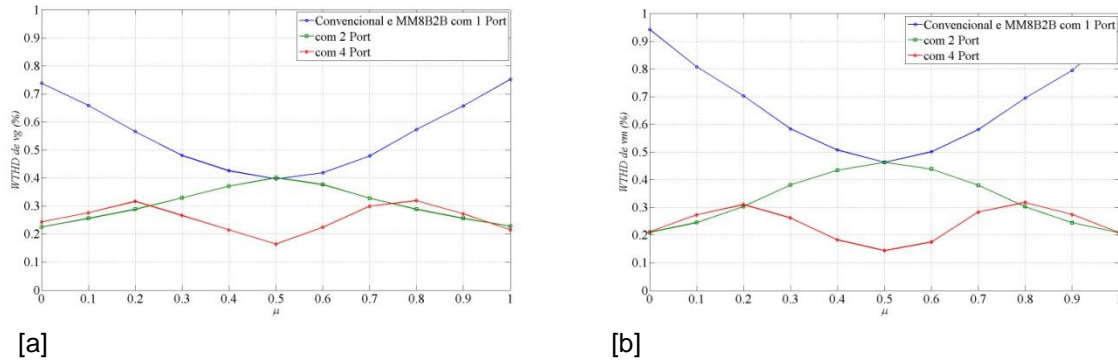


Figura 4: WTHD das tensões em função do fator de distribuição de roda livre μ . (a) Tensão v_g . (b) Tensão v_m .

A partir da figura 4(a), observa-se que a WTHD da tensão v_g da configuração MM8B2B com uma portadora PWM é igual à WTHD da topologia convencional para qualquer valor de μ . Já com duas portadoras PWM para o caso particular em que $\mu = 0.5$, tem-se a mesma WTHD que a topologia convencional, mas para os outros valores de μ a WTHD é menor. Por outro lado, uma melhor WTHD pode ser obtida com a utilização de quatro portadoras PWM. Para o v_m mostrado na figura 4(b) é similar ao v_g .

O comportamento da WTHD pode ser explicado a partir das tensões geradas pelos conversores, ou seja, as tensões v_g e v_m . Como o conversor convencional possui a mesma WTHD do MM8B2B para 1 portadora, são mostrados nas figuras que se seguem apenas os valores de v_g para o conversor MM8B2B com uma, duas e quatro portadoras, com $\mu = 0$, $\mu = 0.5$ e $\mu = 1$.

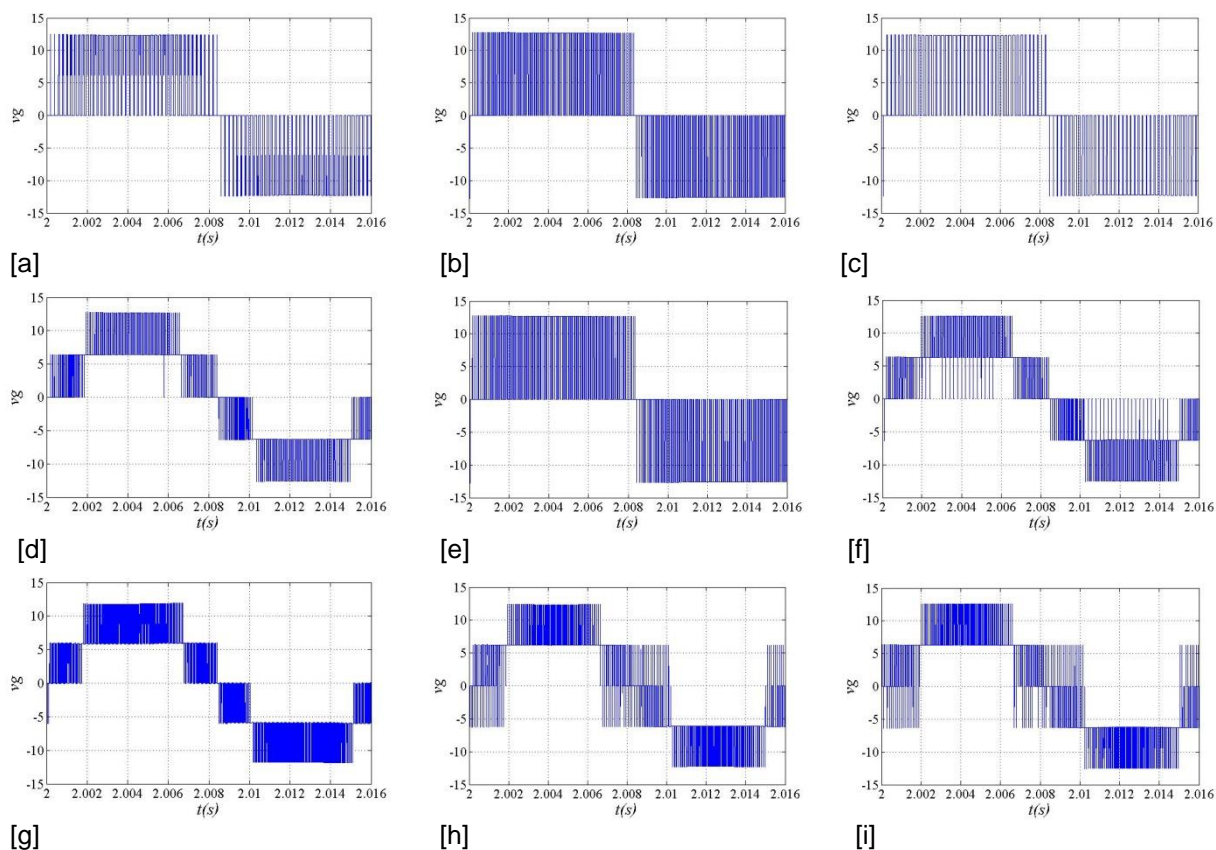


Figura 12: Tensão v_g (a) 1 Portadora, $\mu = 0$. (b) 1 Portadora, $\mu = 0.5$. (c) 1 Portadora, $\mu = 1$. (d) 2 Portadoras, $\mu = 0$. (e) 2 Portadoras, $\mu = 0.5$. (f) 2 Portadoras, $\mu = 1$. (g) 4 Portadoras, $\mu = 0$. (h) 4 Portadoras, $\mu = 0.5$. (i) 4 Portadoras, $\mu = 1$.

Verifica-se que para o caso com duas portadoras PWM ($\mu = 0$ ou $\mu = 1$) ou quatro portadoras PWM, tem-se o aumento do número de níveis da tensão v_g , o que significa uma redução do WTHD.

De forma análoga pode-se explicar a diminuição do WTHD da tensão v_m .

São apresentados agora os resultados obtidos para o conversor MM8B2B com 1, 2 e 4 portadoras com o μ fixo em 0.5.

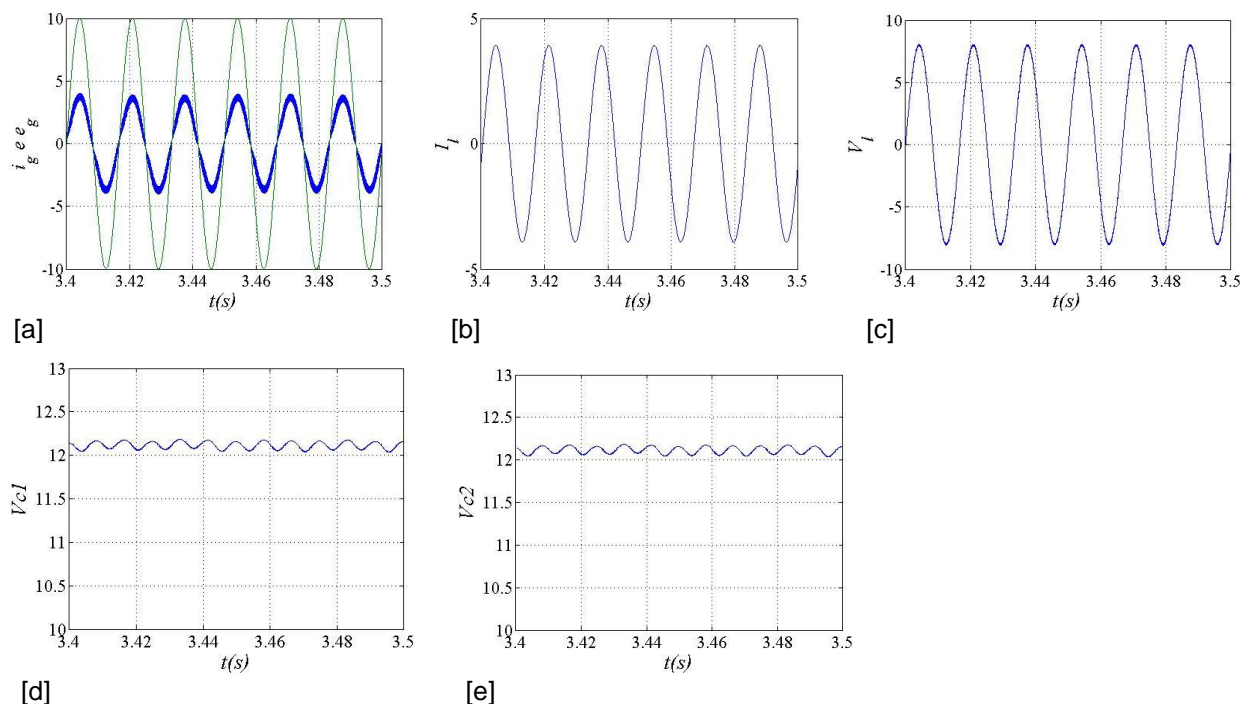


Figura 13: Resultados da topologia MM8B2B para 1 portadora PWM com $\mu = 0.5$. (a) Tensão e corrente disponível na rede. (b) Corrente na carga. (c) Tensão na carga. (d) Tensão V_{c1} . (e) Tensão V_{c2} .

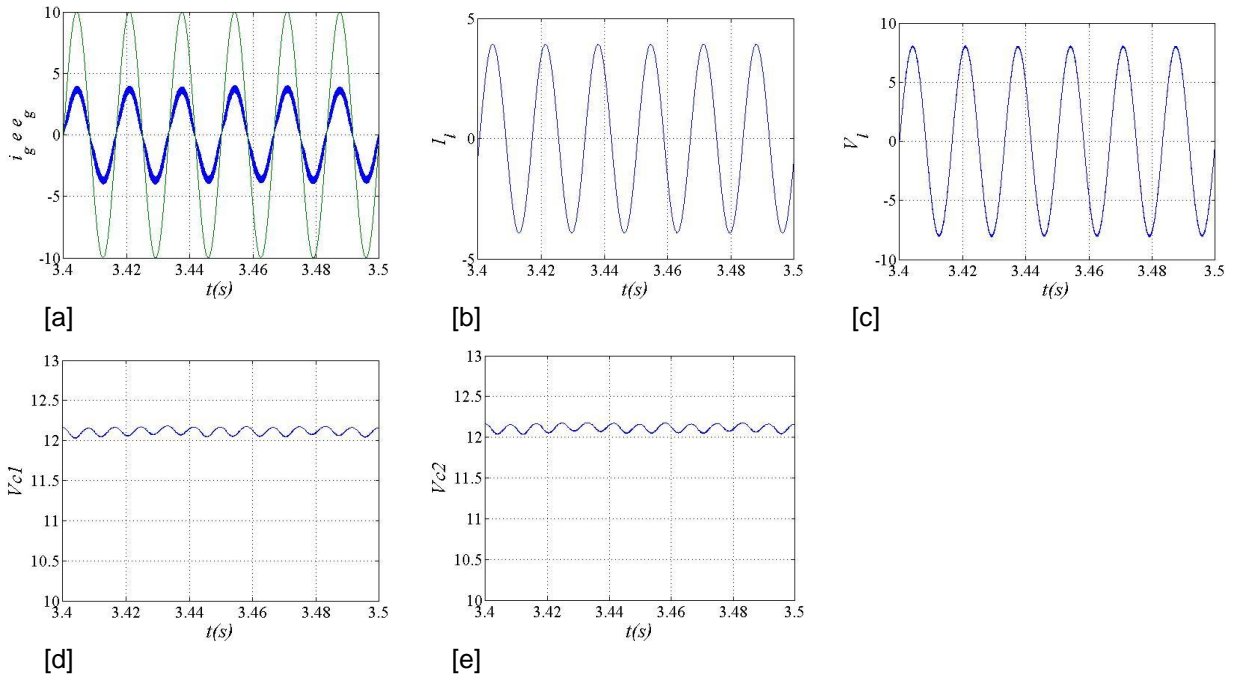


Figura 14: Resultados da topologia MM8B2B para 2 portadoras PWM com $\mu = 0.5$. (a) Tensão e corrente disponível na rede. (b) Corrente na carga. (c) Tensão na carga. (d) Tensão V_{c1} . (e) Tensão V_{c2} .

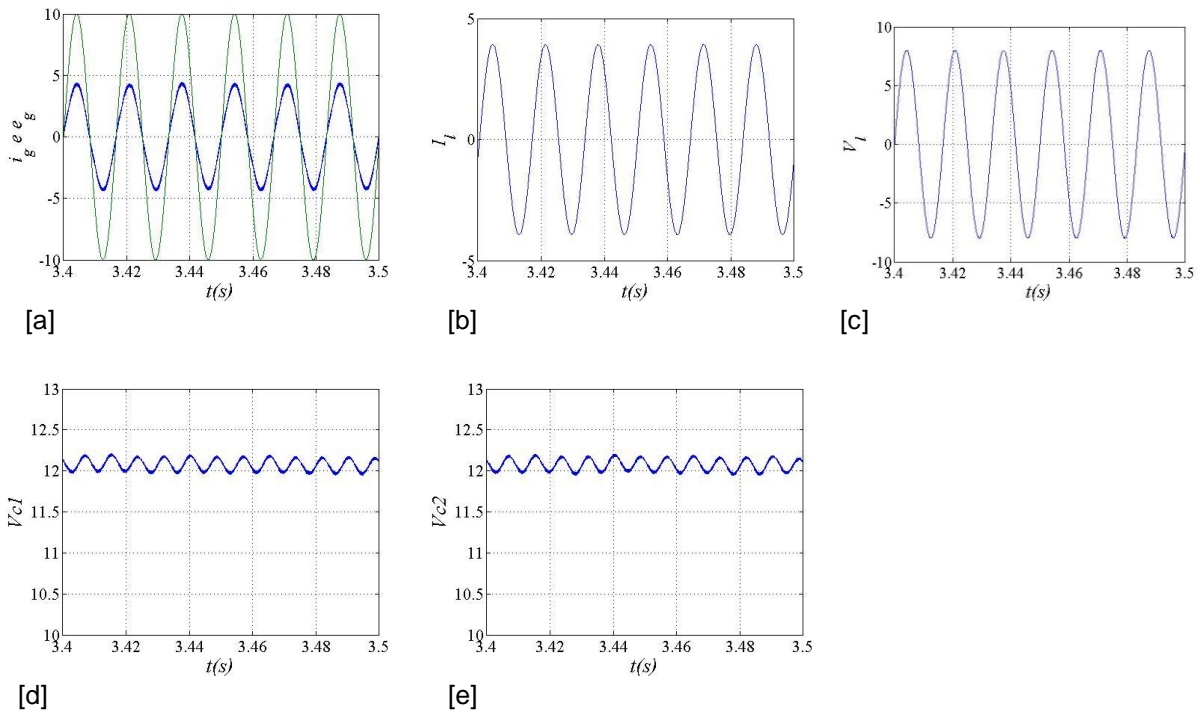


Figura 15: Resultados da topologia MM8B2B para 4 portadoras PWM com $\mu = 0.5$. (a) Tensão e corrente disponível na rede. (b) Corrente na carga. (c) Tensão na carga. (d) Tensão V_{c1} . (e) Tensão V_{c2} .

Verifica-se nas figuras acima que para 4 portadoras foi encontrada a menor oscilação da corrente de entrada devido à v_g ter o menor WTHD. Observa-se, também, uma menor oscilação na tensão de saída devido à tensão v_m ter o menor WTHD.

CONCLUSÕES

Diante dos resultados obtidos nesta pesquisa, comparando os conversores convencional e o MM8B2B, percebe-se que o MM8B2B oferece mais vantagens, pois além de diminuir as perdas devido à divisão da corrente ele tem a opção de aplicar várias portadoras PWM a qual reduz significativamente as harmônicas do sistema.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Cursino Brandão Jacobina pela oportunidade de participação no projeto. Ao CNPq pela bolsa de Iniciação Científica.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BAUER, J.; **Single-Phase Pulse Width Modulated Rectifier**. Acta Polytechnica Vol. 48 No.3/2008.

TIWARI, A.N.; AGARWAL, P; SRIVASTAVA, S.P.; **Modified hysteresis controlled PWM rectifier**. IEEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 150, No. 4, Julho, 2003.

JACOBINA, C.B.; SANTOS, E.C.; ROCHA, N.; **Generalized AC-DC Single-Phase Boost Rectifier**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, Fevereiro, 2010.