

UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENG. ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA

TRABALHO DE CONCLUSÃO 2009

CONVERTOR ESTÁTICO CA-CC-CA SÉRIE

Bernard de Sá Gouveia
Orientador: Cursino Brandão Jacobina
06/abril/2009

Sumário

1	Introdução	II
2	Modelo do Sistema	III
3	Estratégia da <i>PWM</i>	V
4	Estratégia de Controle	VII
5	Análise de Distorção Harmônica Total (WTHD)	VIII
5.1	Análise para v_x^* , v_y^* e v_z^* iguais	VIII
5.1.1	Análise da Tensão de Barramento	VIII
5.1.2	Análise de WTHD	IX
5.2	Análise para compensação de v_o^*	XIII
5.2.1	Barramento	XIV
5.2.2	Análise de WTHD	XV
6	Resultado do Sistema	XVII
6.1	Simulação	XVII
6.2	Experimental	XVIII
7	Conclusão	XIX

Lista de Figuras

1	Conversor convencional monofásico.	II
2	Conversor proposto monofásico.	III
3	Diagrama de Bloco Controle.	VII
4	Curva da tensão v_{24} para $v_g = 1,0$ e $v_l = 1,0$	IX
5	Curva de tensão v_{24} para duas portadoras. Com $\mu = 0,5$ e $\mu = 1,0$	X
6	Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1,0$ e $v_l = 1,0$	X
7	Curvas de v_o para uma e duas portadoras	XI
8	Curvas das correntes de i_1 e i_3 para $\mu = 0,5$ e $1,0$ com duas portadoras.	XI
9	Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 0,8 - 1,0$	XII
10	Distorção Harmônica de i_1 para $v_g = 0,85$ e $v_l = 1,0$	XII
11	Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1,0 - 1,2$	XIII
12	O THD de v_{24} para $v_g = 0,8$ a $1,0$. e $v_g = 1,0$ a $1,2$	XV
13	Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1,0$	XV
14	Distorção Harmônica de v_{i1} para $v_g = 0,8 - 1,0$ e $v_g = 1,0 - 1,2$	XVI
15	Resultados da simulação. (a) tensão de entrada (v_g) e corrente de entrada (i_g). (b) tensão do barramento do conversor 1 e 2, E_{12} e tensão do barramento do conversor 3 e 4, E_{34} . (c) corrente de entrada i_g (a cima), e corrente de circulação i_o (a baixo). (d) tensão de referência da carga v_l^* (a cima), e tensão da carga v_l (a baixo).	XVII
16	Resultados experimental. (a) é mostrado o controle do fator de potência, onde a corrente de entrada (i_g) está sincronizado com a tensão de entrada (v_g) (a cima) tensão da carga (a baixo). (b) observa-se as tensões dos barramentos controlados, com a tensão de referência do barramento igual a 100V.(c) contém as curvas da corrente de circulação (i_o)(a cima) e da tensão de circulação. (d) é motrado a tensão de saída dos conversores v_2 (a cima) e v_4 (a baixo).	XVIII

1 Introdução

Em algumas aplicações, pode ser conveniente para reduzir o número de componentes dos conversores estáticos [1–4]. Por outro lado, a procura em várias aplicações de alto desempenho nos conversores [5–11] são caracterizados pela necessidade de aumentar a capacidade de potência, fiabilidade, eficiência, redundância. Esses conversores de alto desempenho podem ser obtidos através de um arranjo de conversor de baixa frequência.

Quando o objetivo é reduzir a potência e a corrente dos interruptores, a ligação paralela de conversores é uma solução conveniente. De fato, tem havido um aumento considerável na utilização de conversores em paralelo [5–9].

Por outro lado, em várias aplicações, é necessário reduzir a tensão nas chaves. Particularmente, quando é necessário utilizar uma bateria com o barramento-cc (por exemplo, UPS e sistemas de geração fotovoltaico), a redução da tensão barramento-cc é uma questão muito importante. Neste caso, a série de interruptores ou conexões de conversor pode ser utilizada [10–15].

Conversores ca-cc-ca convencionais monofásico são compostos por um retificador e um inversor usando quatro braços, como mostrado na Figura 1. Neste trabalho, uma topologia para conversores ca-cc-ca monofásico composto de um retificador monofásico em série e um inversor monofásico em série, como mostrado na Figura 2. Comparativamente com a configuração convencional que utiliza um único conversor ca-cc-ca, tal topologia é interessante porque a frequência de chaveamento do retificador e o barramento de tensão são menores.

O trabalho está organizado da seguinte forma. Inicialmente o sistema de modelagem será apresentado. Depois, a estratégia de PWM e de controle. Em seguida, é feito a análise da compensação e a análise de distorção harmônica total (WTHD).

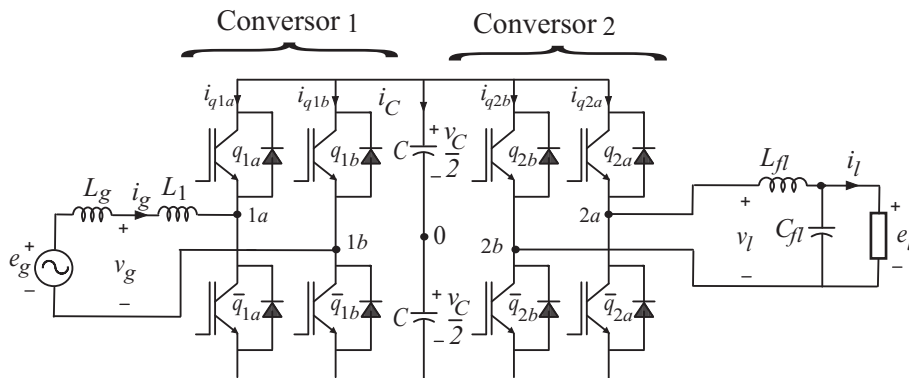


Figura 1: Conversor convencional monofásico.

2 Modelo do Sistema

O sistema restringe-se a uma fonte na entrada (e_g) com impedância interna (L_g), um filtro LC (L_l , C_l), uma carga, filtros indutivos (L_1 and L_3), conversores (1, 2, 3 e 4), dois bancos de capacitores. Os conversores 1, 2, 3 e 4 são constituídos de chaves q_{jn} , \bar{q}_{jn} onde $n = a$ e b e $j = 1, 2, 3$ e 4.

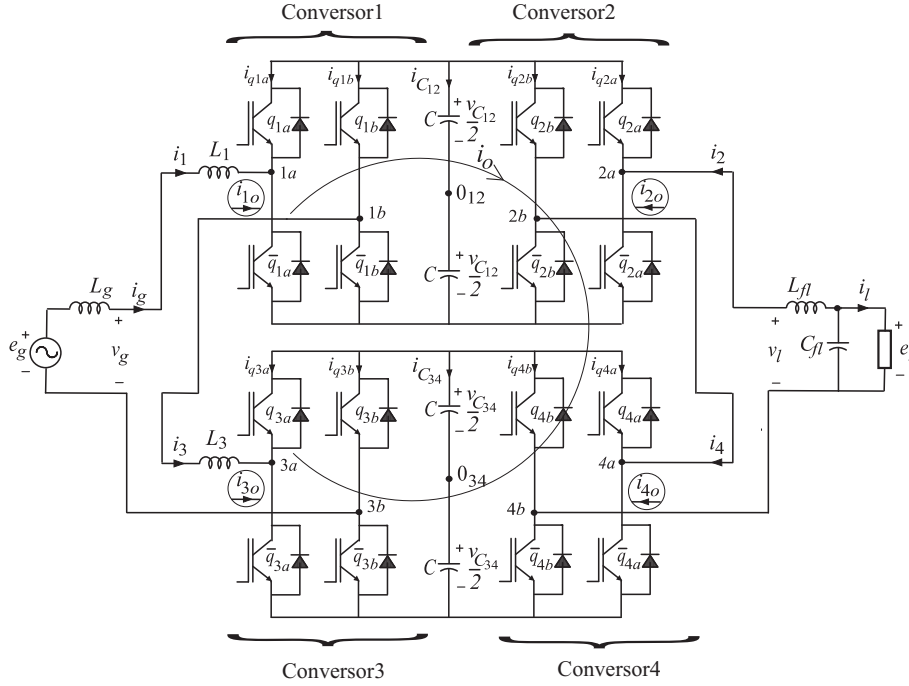


Figura 2: Conversor proposto monofásico.

As equações seguintes serão derivadas da Figura 2.

$$v_g = v_1 + v_3 + (r_1 + l_1 p)i_1 + (r_3 + l_3 p)i_3 \quad (1)$$

$$v_l = v_2 + v_4 \quad (2)$$

$$v_g - v_l = (r_1 + l_1 p)i_1 + v_{1a0_{12}} - v_{2a0_{12}} + v_{4b0_{34}} - v_{3b0_{34}} \quad (3)$$

$$0 = -(r_3 + l_3 p)i_3 + v_{1b0_{12}} - v_{2b0_{12}} + v_{4a0_{34}} - v_{3a0_{34}} \quad (4)$$

onde

$$v_1 = v_{1a0_{12}} - v_{1b0_{12}}, \quad v_2 = v_{2a0_{12}} - v_{2b0_{12}} \quad (5)$$

$$v_3 = v_{3a0_{34}} - v_{3b0_{34}}, \quad v_4 = v_{4a0_{34}} - v_{4b0_{34}} \quad (6)$$

e $p = d/dt$, $v_g = e_g - (r_g + l_g p)i_1$, v_l e a carga antes do filtro LC, $i_g = i_1$, $i_l = -i_2$ e os símbolos como r e l representam as resistências e indutâncias.

As correntes homopolares podem ser definidas por

$$i_{1o} = i_1 - i_3 \quad (7)$$

$$i_{2o} = i_2 - i_4 \quad (8)$$

$$i_{3o} = i_3 - i_1 \quad (9)$$

$$i_{4o} = i_4 - i_2. \quad (10)$$

Usando a lei dos nós, uma única corrente de circulação pode ser definida

$$i_o = i_{1o} = -i_{2o} = -i_{3o} = i_{4o} \quad (11)$$

Introduzindo i_o de (11), relacionando (1)-(4) tem-se

$$v_g = v_1 + v_3 + [r_1 + r_3 + (l_1 + l_3 p)]i_1 - (r_3 + l_3 p)i_o \quad (12)$$

$$v_l = v_2 + v_4 \quad (13)$$

$$v_o = v_{21} + v_{34} \quad (14)$$

$$= v_l - v_g + (r_3 + l_3 p)i_o + [(r_1 - r_3) + (l_1 - l_3)p]i_1 \quad (15)$$

onde

$$v_{21} = v_{2a0_{12}} + v_{2b0_{12}} - v_{1a0_{12}} - v_{1b0_{12}} \quad (16)$$

$$v_{34} = v_{3a0_{34}} + v_{3b0_{34}} - v_{4a0_{34}} - v_{4b0_{34}}. \quad (17)$$

A tensão de circulação v_o é usada para o controle da corrente de circulação i_o .

Da (15), pode-se notar que uma redução pode ser feita escolhendo $L_1 = L_3$ como L_1 (i.e., $r_1 = r_3 = r_1$, $l_1 = l_3 = l_1$). No caso, (12) até (15) determina-se

$$v_g = v_1 + v_3 + 2(r_1 + l_1 p)i_1 - (r_1 + l_1 p)i_o \quad (18)$$

$$v_l = v_2 + v_4 \quad (19)$$

$$v_o = v_{21} + v_{34} \quad (20)$$

$$= v_l - v_g + (r_1 + l_1 p)i_o.$$

Da (18)-(20) e (7) o modelo para i_1 e i_3 pode também ser re-escrita independentemente de i_o

$$2v_g - v_l = v_1 + v_3 - v_o + 2(r_1 + l_1 p)i_1 \quad (21)$$

$$v_l = v_1 + v_3 + v_o + 2(r_1 + l_1 p)i_3 \quad (22)$$

Quando $i_o = 0$ o modelo (12) e (13) é reduzido para

$$v_g = v_1 + v_3 + 2(r_1 + l_1 p)i_1 \quad (23)$$

$$v_l = v_2 + v_4. \quad (24)$$

O que é similar ao modelo de dois conversores convencionais independentes em série. Portanto, usa-se $v_1 + v_3$ e $v_2 + v_4$ para regular as correntes de entrada corrente i_1 e tensão de saída v_2 . A tensão de circulação v_o deve ser igual $v_l - v_g$ para manter a corrente de circulação i_o nula.

3 Estratégia da *PWM*

A tensão de pólo retificada $v_{1a0_{12}}$, $v_{1b0_{12}}$, $v_{2a0_{12}}$, $v_{2b0_{12}}$, $v_{3a0_{34}}$, $v_{3b0_{34}}$, $v_{4a0_{34}}$ e $v_{4b0_{34}}$ depende da condição das chaves, que são dadas por

$$v_{1a0_{12}} = (2q_{1a} - 1) \frac{v_{C12}}{2} \quad (25)$$

$$v_{1b0_{12}} = (2q_{1b} - 1) \frac{v_{C12}}{2} \quad (26)$$

$$v_{2a0_{12}} = (2q_{2a} - 1) \frac{v_{C12}}{2} \quad (27)$$

$$v_{2b0_{12}} = (2q_{2b} - 1) \frac{v_{C12}}{2} \quad (28)$$

$$v_{3a0_{34}} = (2q_{3a} - 1) \frac{v_{C34}}{2} \quad (29)$$

$$v_{3b0_{34}} = (2q_{3b} - 1) \frac{v_{C34}}{2} \quad (30)$$

$$v_{4a0_{34}} = (2q_{4a} - 1) \frac{v_{C34}}{2} \quad (31)$$

$$v_{4b0_{34}} = (2q_{4b} - 1) \frac{v_{C34}}{2} \quad (32)$$

onde v_{C12} e v_{C34} é a tensão de barramento.

Considerando que v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* e v_o^* denota a tensão de referência determinada pelos controladores, encontra-se

$$v_1^* = v_{1a0_{12}}^* - v_{1b0_{12}}^* \quad (33)$$

$$v_2^* = v_{2a0_{12}}^* - v_{2b0_{12}}^* \quad (34)$$

$$v_3^* = v_{3a0_{34}}^* - v_{3b0_{34}}^* \quad (35)$$

$$v_4^* = v_{4a0_{34}}^* - v_{4b0_{34}}^* \quad (36)$$

$$v_o^* = v_{2a0_{12}}^* + v_{2b0_{12}}^* - v_{1a0_{12}}^* - v_{1b0_{12}}^* \quad (37)$$

$$+ v_{3a0_{34}}^* + v_{3b0_{34}}^* - v_{4a0_{34}}^* - v_{4b0_{34}}^* \quad (38)$$

A largura de pulso dos sinais de gatilho pode ser diretamente calculado de uma tensão de pólo de referência $v_{1a0_{12}}^*$ até $v_{4b0_{34}}^*$.

Equações (33)-(37) não são suficientes para determinar as oito tensões de pólo. Introduce-se as variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* e v_z^* sendo

$$v_x^* = v_{1b0_{12}}^* \quad (39)$$

$$v_y^* = v_{2b0_{12}}^* \quad (40)$$

$$v_z^* = v_{4b0_{34}}^* \quad (41)$$

Da (33)-(37) e (39)-(41), pode ser escrito

$$v_{1a0_{12}}^* = v_1^* + v_x^* \quad (42)$$

$$v_{1b0_{12}}^* = v_x^* \quad (43)$$

$$v_{3a0_{34}}^* = \frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}v_3^* - \frac{1}{2}v_2^* + \frac{1}{2}v_4^* + \frac{1}{2}v_o^* - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (44)$$

$$v_{3b0_{34}}^* = \frac{1}{2}v_1^* - \frac{1}{2}v_3^* - \frac{1}{2}v_2^* + \frac{1}{2}v_4^* + \frac{1}{2}v_o^* - v_y^* + v_z^* + v_x^* \quad (45)$$

$$v_{2a0_{12}}^* = v_2^* + v_y^* \quad (46)$$

$$v_{2b0_{12}}^* = v_y^* \quad (47)$$

$$v_{4a0_{34}}^* = v_4^* + v_z^* \quad (48)$$

$$v_{4b0_{34}}^* = v_z^* \quad (49)$$

Dessas equações, pode ser visto que entre v_1^* , v_2^* , v_3^* , v_4^* e v_o^* , a tensão de pólo depende também de v_x^* , v_y^* e v_z^* . Estas variáveis podem ser escolhidas independentemente, desde que o valor máximo e mínimo da tensão de pólo seja respeitado. Tensão v_x^* , v_y^* e v_z^* pode ser obtida a partir de sua capacidade máxima, mínima e valores médios

$$v_{x \max}^* = v_C^*/2 - v_{13 \max}^* \quad (50)$$

$$v_{x \min}^* = -v_C^*/2 - v_{13 \min}^* \quad (51)$$

$$v_{x \text{med}}^* = (v_{x \max}^* + v_{x \min}^*)/2 \quad (52)$$

$$v_{y \max}^* = v_C^*/2 - v_{2 \max}^* \quad (53)$$

$$v_{y \min}^* = -v_C^*/2 - v_{2 \min}^* \quad (54)$$

$$v_{y \text{med}}^* = (v_{y \max}^* + v_{y \min}^*)/2 \quad (55)$$

$$v_{z \max}^* = v_C^*/2 - v_{4 \max}^* \quad (56)$$

$$v_{z \min}^* = -v_C^*/2 - v_{4 \min}^* \quad (57)$$

$$v_{z \text{med}}^* = (v_{z \max}^* + v_{z \min}^*)/2 \quad (58)$$

onde v_C^* é a tensão de barramento de referência, $v_{13 \max}^* = \max V_{13}$, $v_{13 \min}^* = \min V_{13}$, $v_{2 \max}^* = \max V_2$, e $v_{2 \min}^* = \min V_2$, $v_{4 \max}^* = \max V_4$, $v_{4 \min}^* = \min V_4$, com $V_{13} = \{v_1^*, 0, \frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}v_3^* - \frac{1}{2}v_2^* + \frac{1}{2}v_4^* + \frac{1}{2}v_o^* - v_y^* + v_z^*, \frac{1}{2}v_1^* - \frac{1}{2}v_3^* - \frac{1}{2}v_2^* + \frac{1}{2}v_4^* + \frac{1}{2}v_o^* - v_y^* + v_z^*\}$ e $V_2 = \{v_2^*, 0\}$, $V_4 = \{v_4^*, 0\}$. Tensão v_s^* , (onde $s = x, y, z$) pode ser escolhido igual a $v_{s \max}^*$, $v_{s \min}^*$ ou $v_{s \text{med}}^*$, respectivamente. Note que quando $v_{s \max}^*$ ou $v_{s \min}^*$ é selecionado, um dos braços do conversor opera com frequência de chaveamento zero. Por outro lado, operação com $v_{s \text{med}}^*$ pulso gera tensão centrada no período de amostragem, melhorando WTHD de tensões. Nesse relatório, as variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* , e v_z^* serão analisadas na seção posterior.

4 Estratégia de Controle

Na Figura 3 apresenta o diagrama de controle. A tensão de barramento v_{C12}^* e v_{C34}^* são ajustadas pela referência do barramento total v_{Ctotal}^* usando o controlador G_{VC} no caso será um controlador do tipo PI. O controle G_{VC} produz como saída a amplitude de corrente de referência da rede. Para controle das harmônicas e do fator de potência, a corrente instantânea de referência i_g^* sincronizado com a tensão da rede. Isso é dado pelo bloco G_{e_ig} , baseado com o sistema PLL.

Para evitar qualquer desbalanceamento entre as tensões de barramento criou-se uma nova malha, a tensão de barramento v_{C12}^* será ajustada usando o controlador G_{VC12} que no caso será um controlador PI. O controle G_{VC12} produz como saída o fator de ajuste k_{13} como mostrado na Figura 3.

A partir da leitura das correntes i_1 e i_3 tem-se os valores da corrente de circulação i_o , e o controle da corrente de circulação será dado pelo controlador G_{i_o} que terá como saída a tensão de circulação v_o .

A configuração é assumida para aplicações em que a frequência de entrada e saída são iguais. Então, a referência da tensão de carga está sincronizada com a tensão de saída. A sincronização é obtida com base na mesma abordagem utilizada para gerar a referência de i_g . O controle da tensão de carga é dado pelo controle de malha fechada pelo controlador G_{vll} .

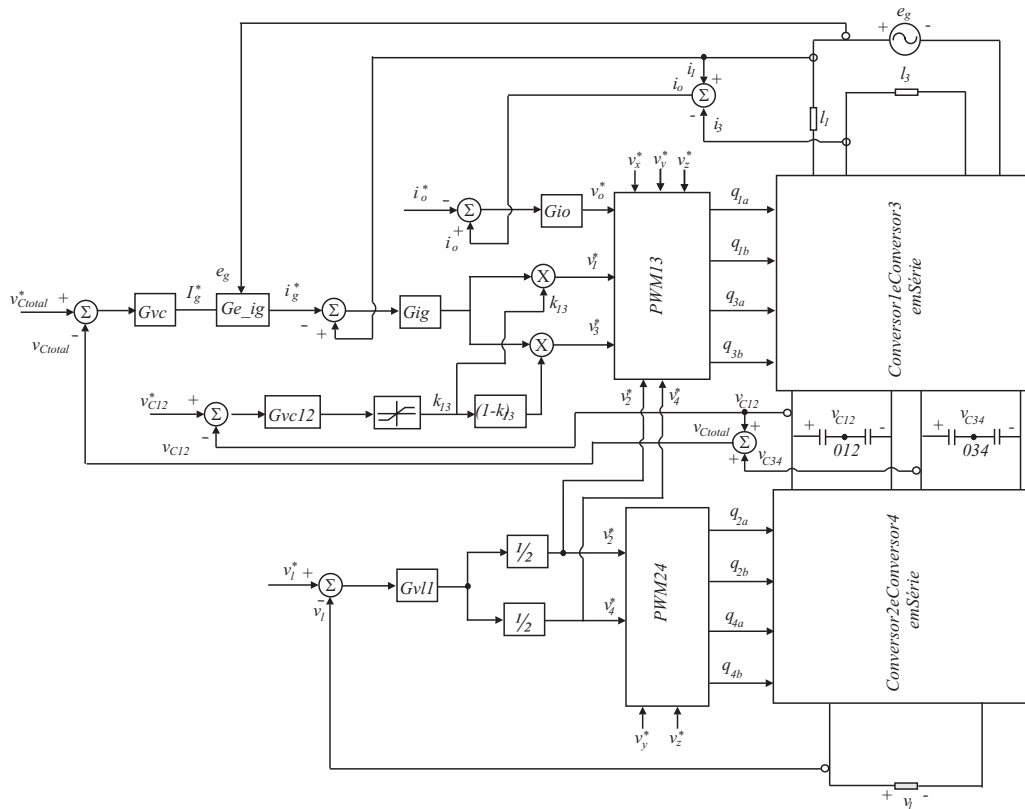


Figura 3: Diagrama de Bloco Controle.

5 Análise de Distorção Harmônica Total (WTHD)

O estudo do cálculo da distorção harmônica total (WTHD) dado por

$$WTHD(p)\% = \frac{100}{Y_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p \left(\frac{Y_n}{n}\right)^2}$$

onde $n = 2, 3, 4, 5, \dots$ é a ordem do harmônico, Y_1 é a amplitude da tensão fundamental, Y_n é a amplitude do n -ésimo e p é o número de harmônicos que serão considerados.

O WTHD será calculado das tensões $v_{13} = v_1 + v_3$, $v_{24} = v_2 + v_4$ pelas equações (18) e (19), e das tensões (v_{i1} e v_{i3}) proporcionais as correntes i_1 e i_3 definidas pelas tensões das equações (21) e (22), dessas tem-se:

$$v_{i1} = 2(r_1 + l_1 p)i_1 = 2v_g - v_l - v_1 - v_3 + v_o \quad (59)$$

$$v_{i3} = 2(r_1 + l_1 p)i_3 = v_l - v_1 - v_3 - v_o \quad (60)$$

O estudo será dividido em duas etapas, a primeira as variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* , e v_z^* variarão entre valores de $v_{s\min}^*$ a $v_{s\max}^*$ com valores iguais. Na segunda etapa v_y^* e v_z^* são escolhidos de maneira que anule a influência da tensão de circulação v_o^* , e v_x^* variará entre valores de $v_{s\min}^*$ a $v_{s\max}^*$.

5.1 Análise para v_x^* , v_y^* e v_z^* iguais

Nessa primeira análise considera-se as variáveis auxiliares iguais. A partir disso faz um estudo do barramento mínimo necessário para o funcionamento do sistema proposto, onde observa a influência da variação das indutâncias e da tensão da rede. Posteriormente faz-se uma análise da distorção harmônica total, considerando também a variação de 20% na tensão da rede e ainda comparando o sistema utilizando uma portadora (que será igual aos valores do convencional) e o de duas portadoras.

Os gráficos de WTHD serão analisados como Valor de distorção X μ_s , pois as tensões v_x^* , v_y^* e v_z^* podem ser escolhidos da seguinte forma

$$v_s^* = v_{s\min}^* + \mu_s (v_{s\max}^* - v_{s\min}^*) \quad (61)$$

onde $s = x, y$ ou z e μ é um fator proporcional que varia de $0 \leq \mu \leq 1$ quando as variáveis auxiliares variam de $v_{s\min}^*$ a $v_{s\max}^*$. Nota-se que o valor máximo ($\mu = 1$) ou mínimo ($\mu = 0$) são selecionados, nesse caso um dos braços do conversor estará com frequência de chaveamento nula. Por outro lado, a operação com os valores médios ($\mu = 0,5$) geram pulsos de tensão centralizados no período de amostragem, melhorando a distorção harmônica da tensão.

5.1.1 Análise da Tensão de Barramento

A tensão de barramento mínima necessária para modulação para as variáveis auxiliares v_x^* , v_y^* , e v_z^* com valores iguais, mostra-se na tabela 1.

A tabela 1 relaciona as diversas configurações de indutâncias em por unidade (p.u) com a variação da tensão de entrada em por unidade (p.u). Observa que para tensões de entrada menores que a nominal a tensão de barramento é definida pelas tensões de saída.

Do contrário, quando a tensão da rede for maior que a tensão nominal, o barramento dependerá da entrada e vê que o valor mínimo de barramento não será mais a metade da entrada. Por exemplo, quando a tensão da entrada é de $1,1p.u$ a tensão mínima necessária para o barramento não será de 0,55 e sim 0,597. Isto pode ser visto a partir das relações das equações de (42)-(45), obtendo

$$v_{1a012}^* - v_{3b034}^* = -\frac{1}{2} (v_1^* + v_3^* + v_o^*) \quad (62)$$

$$v_{1b012}^* - v_{3a034}^* = -\frac{1}{2} (v_1^* + v_3^* + v_o^*) \quad (63)$$

nesse caso (62) e (63) definirá a tensão de barramento. Como pode ser visto, o barramento não dependerá somente das tensões de entradas, e também da tensão de circulação.

Vg		0,8	0,9	1	1,1	1,2
L1	L2					
1	1	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6967
1	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6967
1	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6967
0,9	1	0,5	0,5	0,5	0,5971	0,6968
0,9	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5971	0,6968
0,9	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5971	0,6968
1,1	1	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6966
1,1	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6966
1,1	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5970	0,6966

Tabela 1 - Tensão de Barramento mínima necessária

5.1.2 Análise de WTHD

Para a realização da simulação e o cálculo da distorção harmônica foi considerado conforme o estudado do barramento, que a pior possibilidade de tensão seria de 1.2 p.u na entrada e portanto para esse caso pode ser visto que a tensão de barramento igual a 0,7 p.u.

A simulação para uma relação entre a entrada e a saída de 1(p.u)x1(p.u), a distorção harmônica para a tensão da carga (v_{24}) em função do μ é visto na Figura 4.

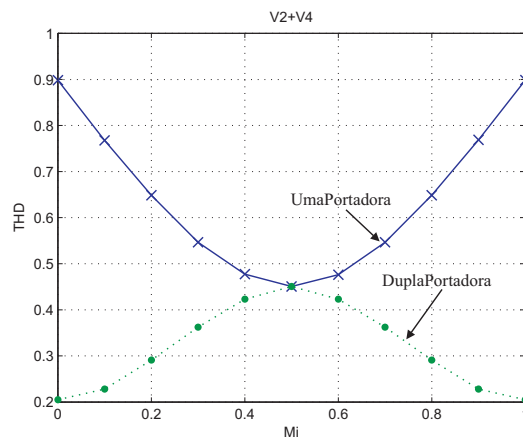


Figura 4: Curva da tensão v_{24} para $v_g = 1,0$ e $v_l = 1,0$.

Nota-se que para o caso particular em que $\mu = 0,5$ a WTHD terá o mesmo valor tanto para a configuração de uma portadora quanto para duas, entretanto para os outros valores de μ o sistema com duas portadoras a WTHD é menor que o sistema com uma portadora. Nesse caso, o sistema com o PWM com duas portadoras será o melhor a ser aplicado no sistema proposto. Se o sistema proposto com uma portadora fosse implementado, o comportamento da WTHD seria similar ao do sistema com a configuração convencional.

Considerando o melhor caso da redução na Figura 4, comparando $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ do sistema com duas portadoras e $\mu = 0,5$ para o sistema com uma portadora, a melhora do WTHD é em torno de 25%.

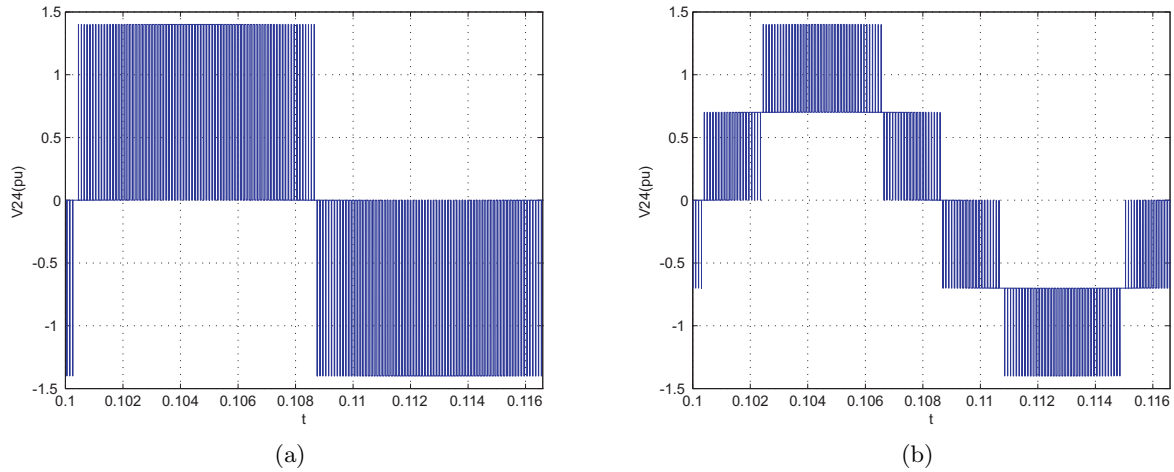


Figura 5: Curva de tensão v_{24} para duas portadoras. Com $\mu = 0,5$ e $\mu = 1,0$

A explicação do comportamento WTHD da Figura 4 pode ser dado pela Figura 5, onde é mostrado a tensão da carga com o PWM com uma portadora para $\mu = 0,5$ [Figura 5.a] e com o PWM com duas portadoras para $\mu = 1$ [Figura 5.b]. Nota-se que, para o conversor com PWM com duas portadoras tem a variação na amplitude dos pulsos com mais níveis do que para o conversor com PWM com uma portadora o que denota uma menor distorção harmônica .

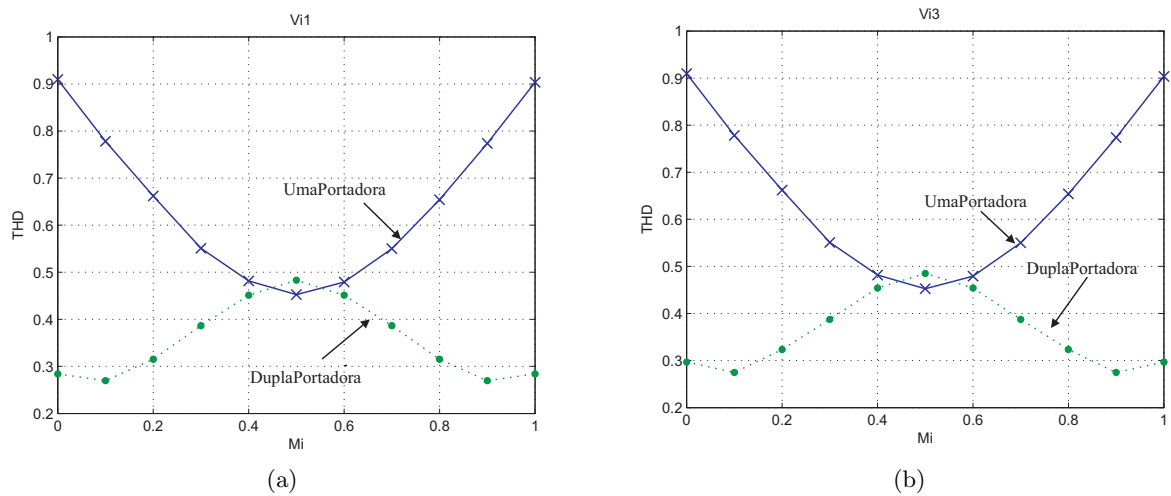


Figura 6: Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1,0$ e $v_l = 1,0$.

Da Figura 6 é visto a distorção harmônica para as tensões v_{i1} e v_{i3} em função de μ , onde i_1 e i_3 são proporcionais a essas tensões como é visto pelas equações (59) e (60). Percebe-se que no ponto com $\mu = 0,5$ o WTHD para uma e duas portadoras não possuem o mesmo valor devido a influência da tensão de circulação que pode ser visto pelas equações (21) e (22), para esse caso apesar de v_o ter média nula, há valores chaveados com pode ser visto na Figura 7.

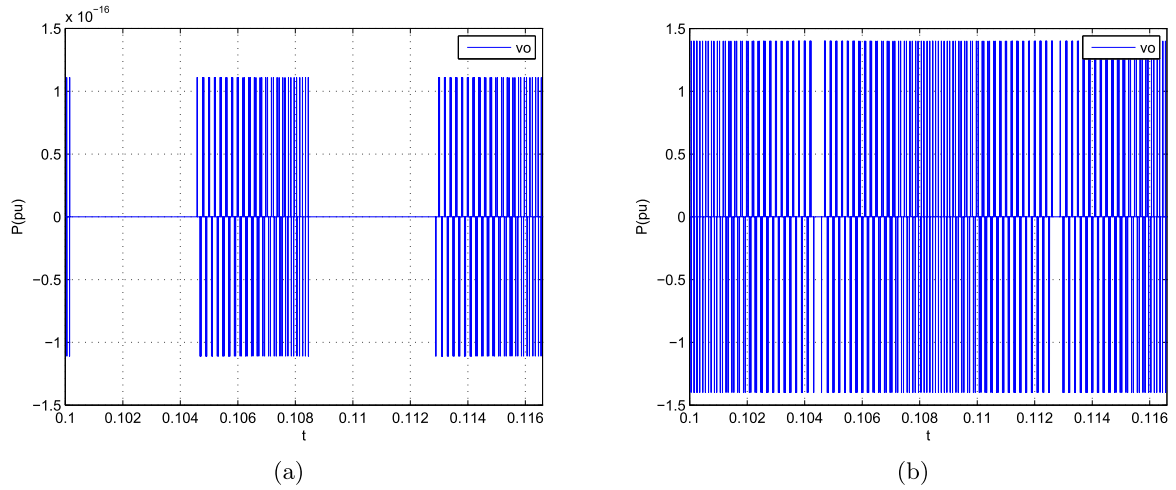


Figura 7: Curvas de v_o para uma e duas portadoras

A explicação do comportamento WTHD da Figura 6) pode ser dado pela Figura 8, é mostrado as curvas da corrente de entrada (i_g) e da corrente interna (i_3) em função do tempo para valores de $\mu = 0,5$ e $\mu = 1$, utilizando a configuração com PWM de duas portadoras. Nota-se que, a ondulação para configuração com $\mu = 0,5$ é maior que para $\mu = 1,0$.

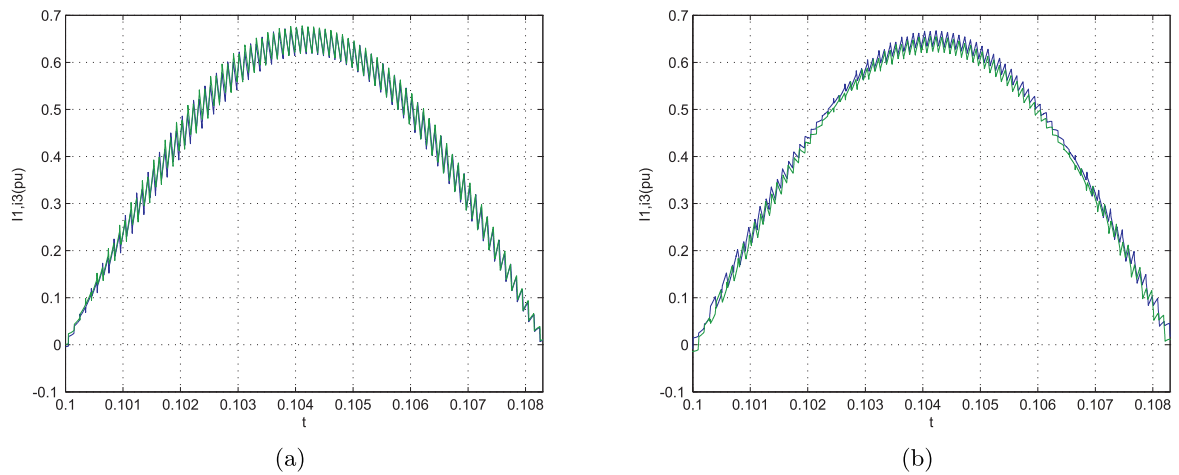


Figura 8: Curvas das correntes de i_1 e i_3 para $\mu = 0,5$ e $1,0$ com duas portadoras.

Tensão da rede menor que a nominal A simulação para valores da tensão de entrada menores que o nominal influenciará na WTHD da corrente de entrada, a distorção harmônica para as correntes da rede ($i_1 = i_g$) e interna (i_3), pode ser vista pela Figura 9, para valores de v_g igual a 0,8; 0,85; 0,9; 0,95; e 1,0.

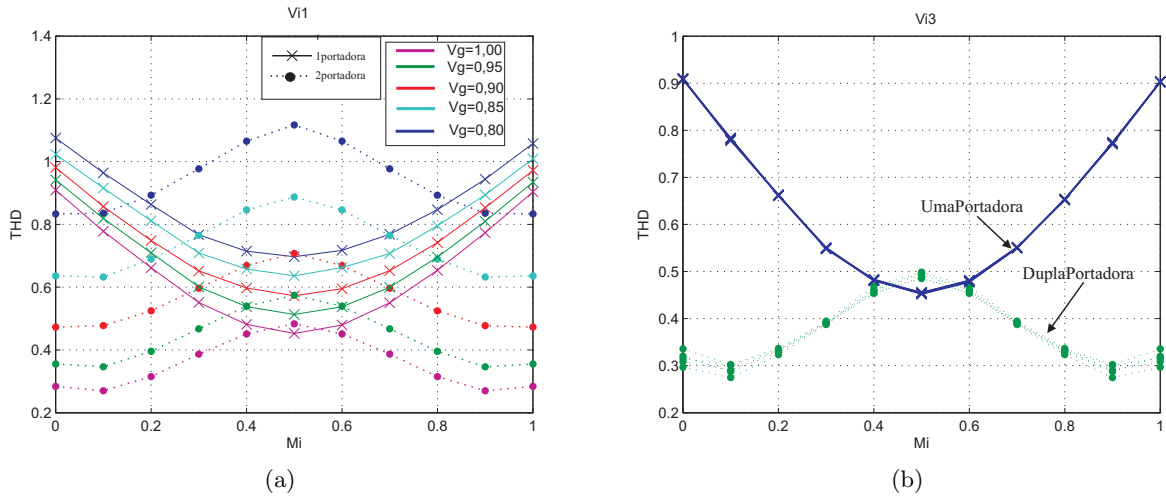


Figura 9: Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 0,8 - 1,0$.

Da Figura 9 observa-se que a WTHD da corrente interna (i_3) praticamente não se altera com a variação da tensão da rede, já na corrente de entrada (i_g) a distorção varia razoavelmente com a mudança da tensão de entrada.

Na corrente de entrada observa-se que a distorção aumenta quanto menor for a tensão de entrada para as duas configurações de portadoras. Porém para duas portadoras a distorção varia mais rapidamente, o que evidencia que, para valores de $v_g \leq 0,85$ a configuração com duas portadoras não será mais com menor distorção. Nesse caso, a configuração de PWM com duas portadoras não seria a melhor escolha. A melhor escolha para valores de v_g menor que 0,85 seria a configuração de uma portadora com $\mu = 0,5$.

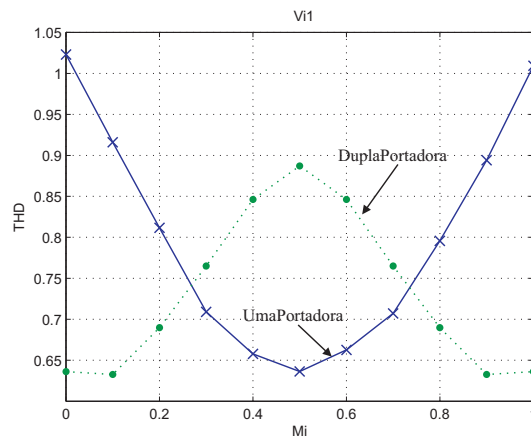


Figura 10: Distorção Harmônica de i_1 para $v_g = 0,85$ e $v_l = 1,0$.

Tensão da rede maior que a nominal A simulação para valores da tensão de entrada menores que o nominal influenciará na WTHD da corrente de entrada, a distorção harmônica para as correntes

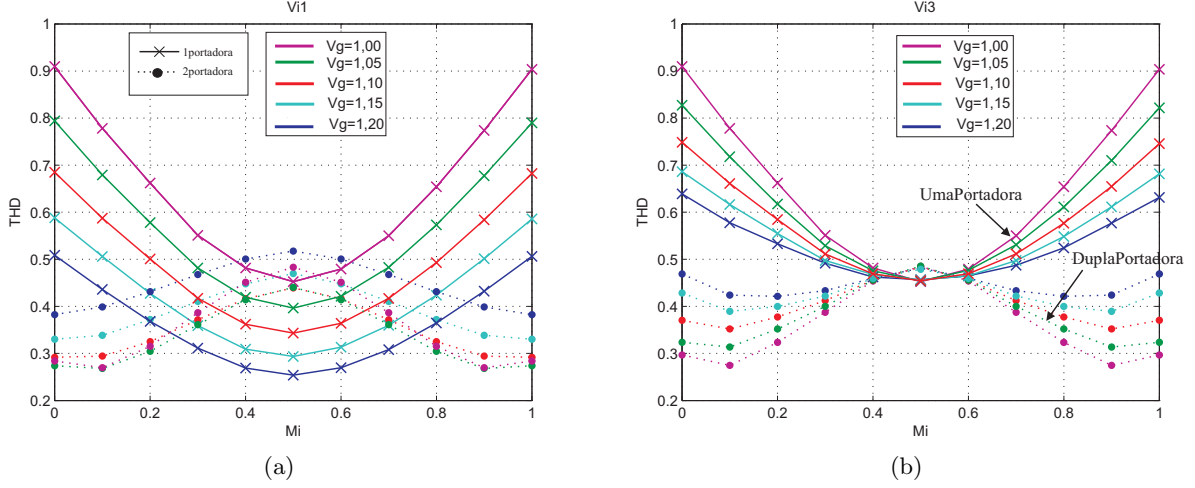


Figura 11: Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1, 0 - 1, 2$.

da rede ($i_1 = i_g$) e interna (i_3), pode ser vista pela Figura 11, para valores de v_g igual a 1, 0; 1, 05; 1, 1; 1, 15 e 1, 2 .

Da Figura 11a pode ser visto que a distorção da corrente i_1 para uma portadora tem um valor de WTHD melhor os valores maiores que a nominal, isso ocorre pois o barramento foi determinado para o pior caso que seria $v_g = 1, 2$. Ao contrário, para duas portadoras a WTHD para $v_g = 1, 2$ é pior que o nominal. Na Figura 11b, observa a distorção da corrente interna i_3 que para valores de $\mu = 0, 5$ não varia e para valores diferentes de 0,5 a WTHD será diferente.

Esse caso, onde as variáveis auxiliares variam igualmente, a escolha por qual configuração daria a menor distorção seria feita pela prioridade entra a tensão de carga ou a corrente de entrada.

Para a tensão de carga a escolha seria para $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ conforme o resultado da Figura 5. Já para a corrente de entrada escolheria $\mu = 0, 5$, pois apesar de ser desvantagem no nominal com relação a $\mu = 0$ ou $\mu = 1$ quando a tensão da rede varia a distorção para $\mu = 0, 5$ varia menos, conforme as Figuras 9 e 11.

5.2 Análise para compensação de v_o^*

Nessa segunda análise não se considera as variáveis auxiliares iguais. Agora as variáveis v_y e v_z serão escolhidas entre os valores de máximo e mínimo para que compense a tensão de circulação v_o . A tensão v_s em função do fator μ , pode ser dada pela expressão (64).

$$v_h = v_C^* \left(\frac{1}{2} - \mu_h \right) - (1 - \mu_h) v_{h \max} - \mu_h v_{h \min} \quad (64)$$

onde $h = y$ ou z e μ_h é um fator proporcional que varia de $0 \leq \mu_h \leq 1$ quando as variáveis auxiliares variam de $v_{h \min}^*$ a $v_{h \max}^*$. Lembrando-se que o valor máximo ($\mu_h = 1$) ou mínimo ($\mu_h = 0$) e v_C^* é a tensão de barramento.

Pelas equações (44) e (45) pode-se observar a influência de v_o , também pode-se ver que a forma de compensar v_o será fazendo

$$\frac{v_o}{2} = v_y - v_z \quad (65)$$

Pela equação (64), v_y e v_z podem ser representados por

$$v_y = v_C^* \left(\frac{1}{2} - \mu_y \right) - (1 - \mu_y) v_{h \max} - \mu_y v_{h \min} \quad (66)$$

$$v_z = v_C^* \left(\frac{1}{2} - \mu_z \right) - (1 - \mu_z) v_{h \max} - \mu_z v_{h \min} \quad (67)$$

Considerando a relação

$$\mu_y + \mu_z = 1 \quad (68)$$

pode ser definido μ_y pelas equações (65), (66) e (67).

$$\mu_y = \frac{1}{2} \left(-\frac{v_o}{2(-v_C^* + v_{h \max} - v_{h \min})} + 1 \right) \quad (69)$$

$$\mu_z = 1 - \frac{1}{2} \left(-\frac{v_o}{2(-v_C^* + v_{h \max} - v_{h \min})} + 1 \right) \quad (70)$$

A partir dessas relações faz um estudo do barramento mínimo necessário para o funcionamento do sistema proposto, onde observa a influência da variação das indutâncias e da tensão da rede. Posteriormente faz-se uma análise da distorção harmônica total, considerando também a variação de 20% na tensão da rede e ainda comparando o sistema utilizando uma portadora e o de duas portadoras.

Os gráficos de WTHD serão analisados como Valor de distorção X μ_x , pois as tensões v_x^* pode ser escolhida da seguinte forma

$$v_x^* = v_{x \min}^* + \mu_x (v_{x \max}^* - v_{x \min}^*) \quad (71)$$

Onde μ_x é um fator proporcional somente referente a variável auxiliar v_x^* .

5.2.1 Barramento

Portanto μ_y será diferente μ_z de forma a compensar v_o e resultado da compensação é mostrado na tabela 2.

Vg		0,8	0,9	1	1,1	1,2
L1	L2					
1	1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,597
1	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,5971
1	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,5971
0,9	1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,5971
0,9	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,5971
0,9	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,5971
1,1	1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,597
1,1	0,9	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,597
1,1	1,1	0,5	0,5	0,5	0,5473	0,597

Tabela 2 - Tensão de Barramento mínima necessária com Compensação de v_o^*

A tabela 2 da mesma forma que a tabela 1 relaciona as diversas configurações de indutâncias em por unidade (p.u) com a variação da tensão de entrada em por unidade (p.u). Observa que para tensões de entrada menores que a nominal a tensão de barramento é definida pelas tensões de saída.

Do contrário, quando a tensão da rede for maior que a tensão nominal, o barramento dependerá da entrada. Vê-se que o valor mínimo de barramento agora sempre será a metade da entrada, exatamente pelo fato de a influência da tensão de circulação ter sido anulada. Agora quando a tensão da entrada for de 1,1p.u ou 1,2p.u a tensão mínima necessária para o barramento será de, aproximadamente, 0,55p.u. e 0,6p.u..

5.2.2 Análise de WTHD

Para a realização da simulação e o cálculo da distorção harmônica foi considerado conforme o estudado do barramento, que a pior possibilidade de tensão seria de 1.2 p.u na entrada e portanto para esse caso pode ser visto que a tensão de barramento será igual a 0,6 p.u, conforme a tabela 2.

A simulação para a distorção harmônica para a tensão da carga (v_{24}), pode ser visto na Figura 12 como a distorção se comporta com as variação de v_g de 0,8 p.u a 1 p.u na Figura12.a e de 1 p.u a 1,2 p.u na Figura12.b.

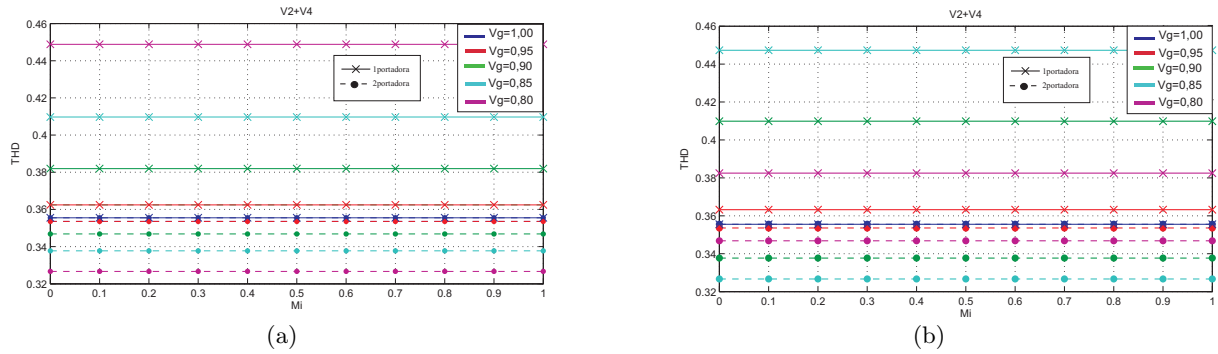


Figura 12: O THD de v_{24} para $v_g = 0,8$ a $1,0$. e $v_g = 1,0$ a $1,2$.

Nota-se que, na Figura 12 que a WTHD não varia com μ_x devido a compensação, ou seja, v_y será diferente v_z .

Observa-se também que a configuração com uma portadora sempre resultará na menor distorção harmônica na carga, independentemente que a variação da rede seja para mais ou para menos que a nominal.

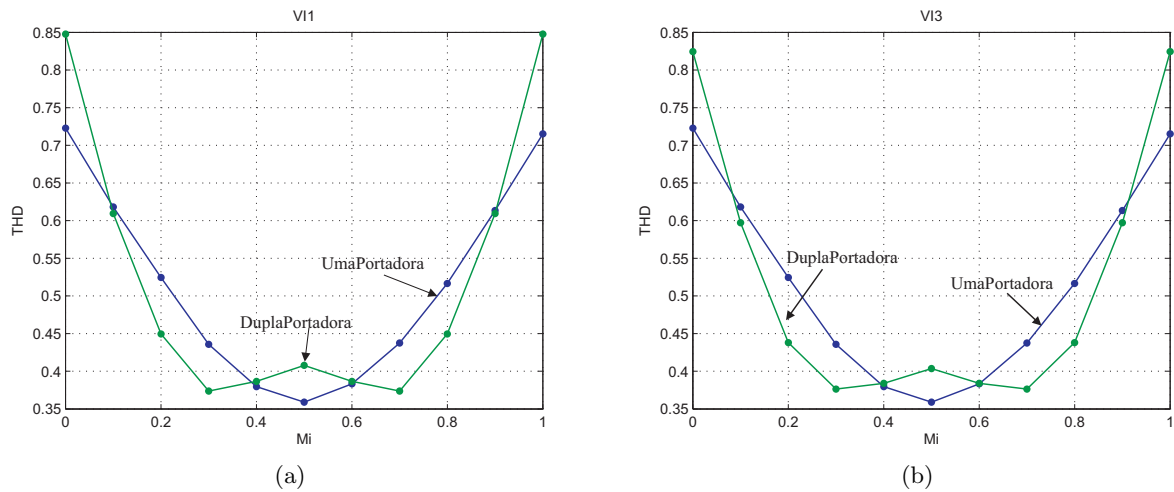


Figura 13: Distorção Harmônica de v_{i1} e v_{i3} para $v_g = 1,0$.

Da Figura 13 é visto a distorção harmônica para as tensões v_{i1} e v_{i3} em função de μ_x , onde i_1 e i_3 são proporcionais a essas tensões como é visto pelas equações (59) e (60). Percebe-se que a menor distorção será em $\mu_x = 0,5$ e que apresenta um WTHD menor com relação a configuração de uma portadora da seção anterior devido a redução de barramento.

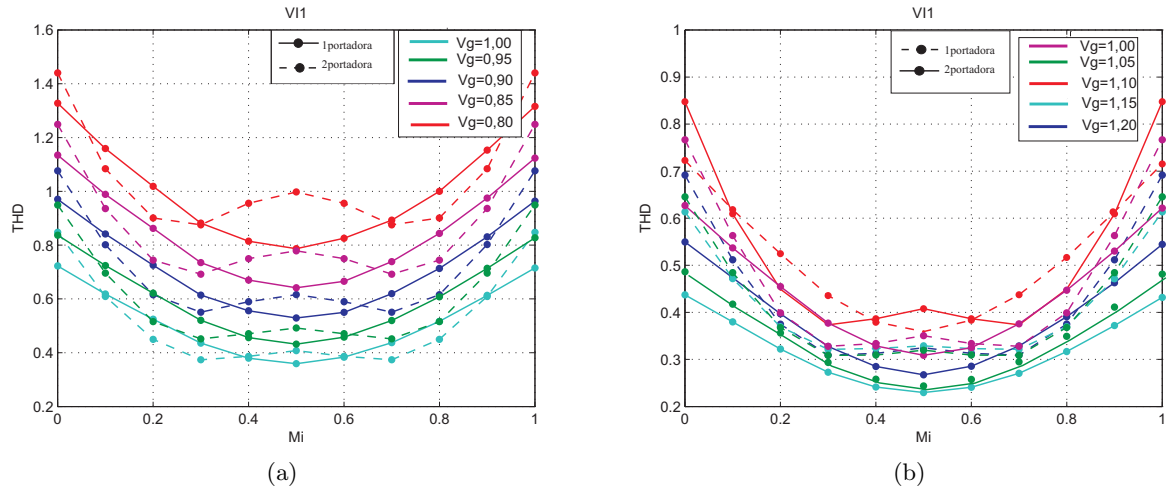


Figura 14: Distorção Harmônica de v_{i1} para $v_g = 0,8. - 1,0$ e $v_g = 1,0. - 1,2$

Da Figura 14 é observado como a distorção harmônica varia com a variação da tensão da rede v_g . Onde é mostrado separadamente quando a tensão da rede é menor que a nominal $0,8 \leq v_g \leq 1,0$ [Figura 14.a] e quando for maior que a nominal $1,0 \leq v_g \leq 1,2$ [Figura 14.b].

O sistema proposto pode ser implementado com tensões de barramento iguais a metade da rede, desde que haja compensação da circulação. Com isso possibilitando a diminuição da taxa de distorção harmônica e como foi visto na análise da WTHD que, para qualquer condição de tensão de entrada a melhor configuração seria a de uma portadora com $\mu = 0,5$, tanto com relação a tensão na carga quanto a corrente de entrada.

6 Resultado do Sistema

6.1 Simulação

O sistema proposto mostrado na Figura 2 foi simulado no ambiente PSIM. Alguns resultados foram escolhidos e mostrados na Figura 15. Figura 15(a) é mostrado o controle do fator de potência, onde a corrente de entrada (i_g) está sincronizado com a tensão de entrada (v_g). Na Figura 15(b) observa-se as tensões dos barramentos controlados, com a tensão de referência do barramento igual a 150V. Figura 15(c) contém as curvas da corrente de entrada (i_g) e a corrente de circulação (i_o), onde a corrente de circulação será nulo devido o controle estabelecido. Figura 15(d) é mostrado a tensão da carga (v_l) e a sua referência (v_l^*).

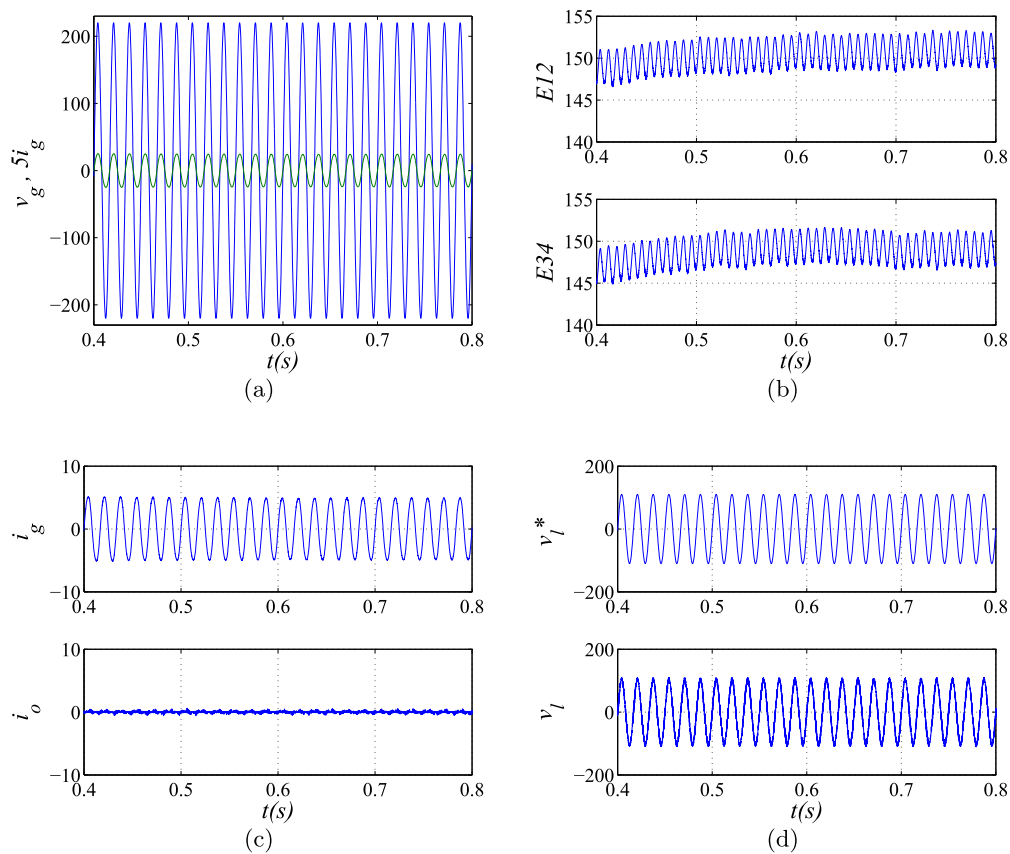


Figura 15: Resultados da simulação. (a) tensão de entrada (v_g) e corrente de entrada (i_g). (b) tensão do barramento do conversor 1 e 2, E_{12} e tensão do barramento do conversor 3 e 4, E_{34} . (c) corrente de entrada i_g (a cima), e corrente de circulação i_o (a baixo). (d) tensão de referência da carga v_l^* (a cima), e tensão da carga v_l (a baixo).

6.2 Experimental

O sistema motrado na Figura 2 foi implementado no laboratório. O set-up da bancada de testes experimental foi feita por um computador com conexões e sensores.

Figura 16(a) é mostrado o controle do fator de potência, onde a corrente de entrada (i_g) está sincronizado com a tensão de entrada (v_g) (a cima) tensão da carga (a baixo). Na Figura 16(b) observa-se as tensões dos barramentos controlados, com a tensão de referência do barramento igual a 100V. Figura 16(c) contém as curvas da corrente de circulação (i_o)(a cima) e da tensão de circulação. Figura 16(d) é motrado a tensão de saída dos conversores v_2 (a cima) e v_4 (a baixo).

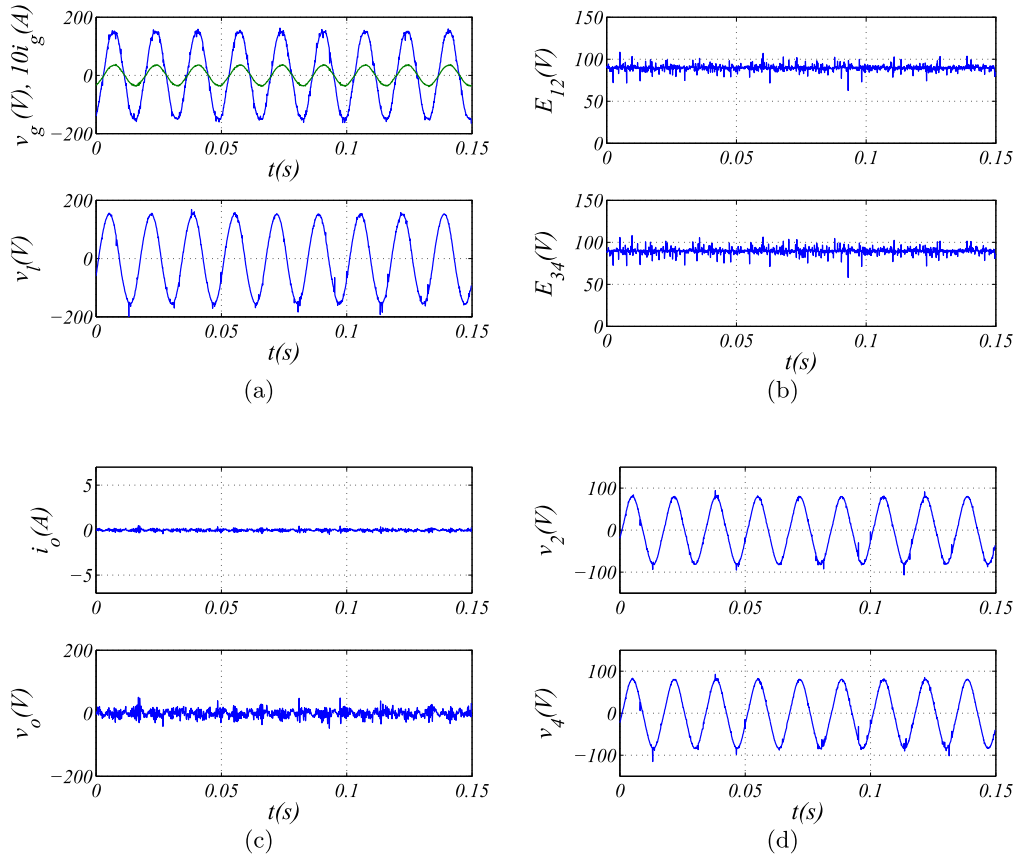


Figura 16: Resultados experimental. (a) é mostrado o controle do fator de potência, onde a corrente de entrada (i_g) está sincronizado com a tensão de entrada (v_g) (a cima) tensão da carga (a baixo). (b) observa-se as tensões dos barramentos controlados, com a tensão de referência do barramento igual a 100V.(c) contém as curvas da corrente de circulação (i_o)(a cima) e da tensão de circulação. (d) é motrado a tensão de saída dos conversores v_2 (a cima) e v_4 (a baixo).

7 Conclusão

Neste trabalho um conversor ca-cc-ca monofásico-monofásico em série foi proposto sem transformadores de isolamento. O modelo e as estratégias de controle do sistema foram desenvolvidos. A topologia proposta possibilita a redução da tensão e da potência nas chaves em comparação ao conversor convencional. As topologias podem melhorar a WTHD da tensão de entrada e saída.

Comparativamente com a configuração convencional que utiliza um conversor CA-CA monofásico, tal topologia é interessante porque a frequência de chaveamento do retificador e as tensões do barramento-cc são menores. A configuração é interessante para aplicações em que a frequência de entrada e saída são iguais e que seja necessária pequena tensão no barramento-cc (porque é usada uma bateria), tensão de saída regulada (mesmo com muita distorção na tensão de entrada), e corrente senoidal entrada em fator de potência unitário (p. e, universal compensador, UPS, sistemas de geração distribuída e fotovoltaica). Esta topologia pode ser adaptada para obter um conversor trifásico-trifásico série.

Referências

- [1] A. Bouscayrol, B. François, P. Delarue, and J. Niiranen , *Control implementation of a five-leg AC/AC converter to supply a three-phase induction machine*, IEEE Trans. Power Electron, 2005, pag.107–115.
- [2] J. R. Rodríguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana , *PWM regenerative rectifiers: state of the art*, IEEE Trans. Power Electron, 2005, pag.5-22.
- [3] O. Ojo, W. Zhiqiao, G. Dong, and S. Asuri , *High-performance speed-sensorless control of an induction motor drive using a minimalist single-phase PWM converter*, IEEE Trans. Ind. Appl., 2005, pag.996–1.004.
- [4] J.-H. Choi, J.-M. B. Kwon, J.-H. Jung, and B.-H. Kwon , *High-performance online UPS using three-leg-type converter*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2005, pag.889-897.
- [5] L. MatakasJr. and W. Kaiser , *Low harmonics, decoupled hysteresis type current control of a multi-converter consisting of a parallel transformer-less connection of VSC converters*, Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1997, pag. 1.633–1.640.
- [6] Z. Ye, D. Boroyevich, J.-Y. Choi, and F. C. Lee, *Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, pag.609–615.
- [7] S. K. Mazumder, *A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control*, IEEE Trans. Power Electron, 2003, pag.1.070-1.083.
- [8] Z. Ye, P. Jain, and P. Sen , *Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2007, pag.2.673-2.687.
- [9] M. Baumann and J. Kolar , *Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with dc-link current balancing*, IEEE Trans. Power Electron, 2007, pag.3.042-3.053.
- [10] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C. Silva, and J. Rodriguez , *High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors*, IEEE Trans. Power Electron, 2007, pag.3.042-3.053.
- [11] V. Agelidis, A. Balouktsis, and M. Dahidah, *A five-level symmetrically defined selective harmonic elimination PWM strategy: Analysis and experimental validation*, IEEE Trans. Power Electron, 2008, pag.19-26.
- [12] T. Meynard, M. Fadel, and N. Aouda , *CModeling of multilevel converters*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2008, pag.356-364.
- [13] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng , *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2002, pag.724-738.
- [14] B. A. Welchko, M. B. R. Correa, and T. A. Lipo , *A three-level MOSFET inverter for low power drives*, IEEE Trans. Power Electron, 2004, pag.669-674.
- [15] M. Ortuzar, R. Carmi, J. Dixon, and L. Moran, *Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link*, IEEE Trans. Ind. Electron, 2006, pag.477-485.