

Conversor CA-CC-CA unidirecional: entrada monofásica com transformador em cascata e saída trifásica alimentando um motor com enrolamentos em aberto

Ilaneide J. N. Silva* Nady Rocha*
 Gleice M. da S. Rodrigues* Edgard L. L. Fabrício**
 Victor F. M. B. Melo***

* *Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal da Paraíba, PB, (e-mails: (ilaneide.silva, nadyrocha, gleice.rodrigues)@cear.ufpb.br)*

** *Unidade Acadêmica de Controle e Processos Industriais, Instituto Federal da Paraíba, PB, (e-mail: edgard.fabricio@ifpb.edu.br)*

*** *Departamento de Engenharia de Energias Renováveis, Universidade Federal da Paraíba, PB, (e-mail: victor@cear.ufpb.br)*

Abstract: This paper presents an analysis of a single-phase to three-phase AC-DC-AC conversion topology. This system is composed of two multilevel rectifiers with cascaded transformers and two three-phase inverters feeding an open-end induction motor. The system control model and strategy are presented. Comparing the model with the conventional single-phase converter, the proposed topology has the least number of controlled switches. In addition, the system ensures balanced dc-link voltages and sinusoidal grid current with high power factor. Simulated results are also presented.

Resumo: Este artigo apresenta a análise de uma topologia de conversão CA-CC-CA monofásico para trifásico. Este sistema é composto por dois retificadores multiníveis com transformadores em cascata e dois inversores trifásicos convencionais que alimentam um motor de indução com os enrolamentos em aberto. O modelo e a estratégia de controle do sistema são apresentados. Comparando com o conversor monofásico para trifásico convencional, a topologia proposta possui menor número de chaves controladas. Além disso, o sistema garante tensões balanceadas no barramento CC e corrente da rede senoidal com alto fator de potência. Resultados simulados também são apresentados.

Keywords: Multilevel converter; hybrid converter; converter with cascaded transformer; OEWM; single-phase to three-phase conversion; LSPWM.

Palavras-chaves: Conversor multinível; conversor híbrido; conversor com transformador em cascata; configuração com os enrolamentos em aberto; conversão monofásico para trifásico; LSPWM.

1. INTRODUÇÃO

Com a evolução dos estudos da eletrônica de potência, a utilização de conversores monofásicos para trifásicos se tornou uma ótima alternativa em diversos segmentos como, por exemplo, em sistemas de tração elétrica (trens elétricos) (Drabek et al., 2011), sistema de geração distribuída (Santos et al., 2010), fonte de alimentação ininterrupta (*Uninterruptible Power Supply* - UPS) (Machado et al., 2006) e entre outras aplicações.

Políticas que visam à redução do uso de combustíveis fósseis e o aumento da densidade populacional são elementos que impulsionam o desenvolvimento de veículos elétricos sobre trilhos. O sistema de tração dos trens elétricos utiliza motores trifásicos ao invés de motores monofásicos, devido às vantagens dos motores trifásicos em relação aos motores monofásicos, tais como: menor custo, maior relação

kW/kg, conjugado sem ondulação de segunda harmônica, maior eficiência etc (Ershad and Mehrjardi, 2018). Contudo, em virtude do menor custo de implementação e manutenção, a alimentação dos trens elétricos é proveniente de redes elétricas monofásicas de alta tensão. Os níveis de tensão comumente utilizados são 15 kV em países como Alemanha, Suécia e Suíça; 11-12 kV nos Estados Unidos e 25 kV na Rússia, Japão e Índia (Popov et al., 2019). Um típico sistema de tração é mostrado na Figura 1, ele consiste de um transformador de baixa frequência, um conversor CA-CC e um inversor fonte de tensão.

Conforme mostrado em (Cipriano et al., 2012), nos últimos anos foram propostas na literatura técnica diferentes configurações de conversores para a conversão de energia de uma rede elétrica monofásica para alimentar uma carga trifásica. A configuração convencional é apresentada na

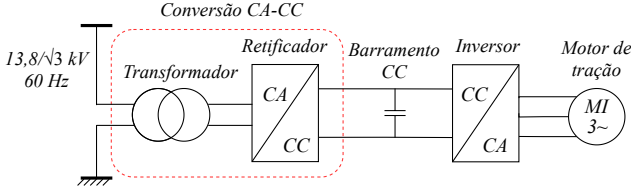


Figura 1. Sistema de tração convencional.

Figura 2, que consiste em um conversor monofásico CA-CC em ponte completa e um inversor trifásico.

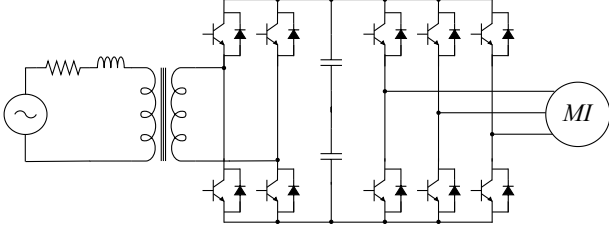


Figura 2. Configuração convencional para conversão monofásica para trifásica.

As perdas por chaveamento e os níveis de corrente e tensão nas chaves de potência se tornaram uma preocupação com o uso de conversores em média e alta potência, pois a eficiência do sistema é reduzida. Como solução, os conversores multiníveis têm sido aplicados devido suas vantagens, tais como: melhora da qualidade da forma de onda da corrente e da tensão e diminuição dos esforços de corrente e das perdas dos dispositivos de comutação (Sau et al., 2018; Rodriguez et al., 2007). Dentre as configurações multiníveis, pode-se destacar: conversores com o ponto neutro grampeado (do inglês, *Neutral Point Clamped* ou NPC) (Joseph et al., 2019; Zhang et al., 2017), conversores com capacitor flutuante (do inglês, *Flying Capacitor* ou FC) (Jang et al., 2018; Du et al., 2018), conversores em cascata (do inglês, *Cascaded H-Bridge* ou CHB) (Ramos et al., 2020; Mortezaei et al., 2018) e configurações com os enrolamentos em aberto (do inglês, *Open-End Winding* ou OEW) (Wirayajati et al., 2018; Zhu et al., 2014). Uma configuração multinível utilizando um retificador com transformador em cascata na entrada e uma máquina com os enrolamentos em aberto na saída é apresentada na Figura 3 (Almeida et al., 2019).

Com o intuito de reduzir o número de dispositivos controlados e o número de *drives* aplicados, nos últimos anos, variações da configuração convencional utilizando diodos no circuito do conversor CA-CC têm sido propostas, como mostrado na Figura 4 (de Moraes Lima Marinus et al., 2016; Jacobina et al., 2014).

Nesse contexto, este artigo apresenta um sistema multinível de conversão de energia monofásica para trifásica. Essa configuração é adaptada da configuração apresentada na Figura 3, na qual um braço controlado de cada retificador foi substituído por um braço não controlado, com o uso de diodos. O lado da rede é composto por dois retificadores semicontrolados e dois transformadores com o primário conectado em cascata. Além disso, o lado da carga é constituído por dois inversores trifásicos que alimentam um motor de indução com os enrolamentos em aberto, essa conexão também é conhecida por *Open-End Winding*

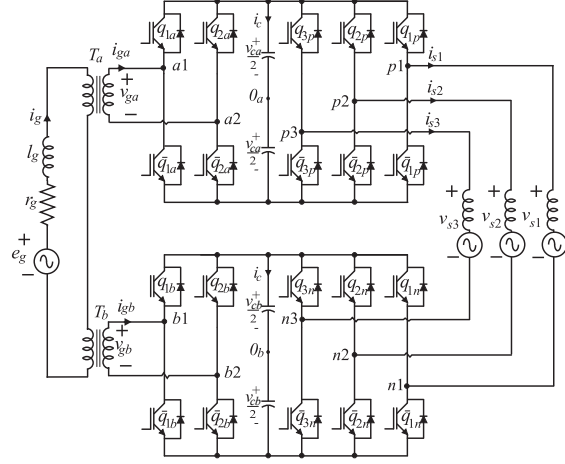


Figura 3. Topologia multinível monofásico-trifásica com retificador controlado proposta em (Almeida et al., 2019)

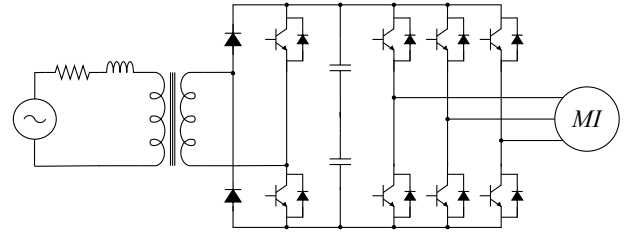


Figura 4. Configuração com retificador semicontrolado para conversão monofásica para trifásica.

Induction Machine (OEWM). Este artigo apresenta também o modelo do sistema proposto, a estratégia de controle das tensões dos barramentos e do controle da corrente da rede e os resultados das simulações.

Comparando a configuração proposta com o modelo convencional de conversão, suas vantagens são: menor esforço de tensão e potência nos dispositivos comutadores, menor nível de tensão nos barramentos CC para gerar a mesma tensão média na máquina e tensões multiníveis no lado da rede e da máquina, diminuindo, assim, a taxa de distorção harmônica da tensão. Em comparação com a topologia apresentada em (Almeida et al., 2019), o modelo proposto apresenta como vantagens: redução de 50% do número de chaves controladas e *drives* no lado do retificador, por conseguinte, redução dos custos e complexidade do sistema; o que pode levar a diminuição das perdas por chaveamento e aumento da eficiência do sistema.

2. MODELO DO SISTEMA

A topologia apresentada na Figura 5 é composta por dois retificadores em ponte completa (Conversores A e B), onde estes são isolados por dois transformadores monofásicos de baixa frequência (T_a e T_b), dois barramentos CC formados por bancos de capacitores e dois inversores trifásicos (P e N) que alimentam um OEWM. Utilizando essa configuração no motor é possível reduzir o dv/dt , pois é gerada uma tensão multinível nos enrolamentos do motor, e as tensões dos barramentos CC são reduzidas.

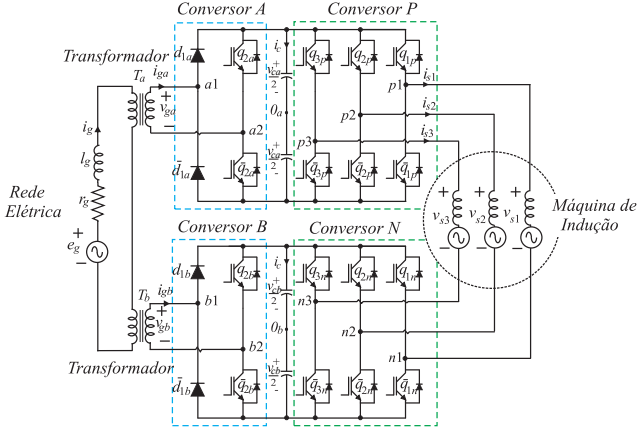


Figura 5. Topologia proposta para conversão monofásica para trifásica com retificador semicontrolado.

Os transformadores são responsáveis por garantir o isolamento galvânico entre a rede e os retificadores semicontrolados e também são utilizados para obter a tensão multinível na saída. Isto ocorre porque, no lado da rede, os enrolamentos dos transformadores são conectados em cascata com a rede monofásica, conforme mostrado na Figura 5.

As topologias com transformadores em cascata podem ser simétricas, se as relações de transformação de ambos os transformadores forem iguais, ou assimétricas, caso as relações de transformação sejam diferentes. Neste trabalho, foi utilizada a relação de transformação simétrica, devido à empregabilidade de componentes semelhantes, enquanto que com a relação de transformação assimétrica seria necessário adotar componentes com níveis de corrente mais elevados.

2.1 Modelo do Conversor do Lado da Rede

Para modelagem do sistema, as seguintes considerações foram adotadas: tensão da rede senoidal, indutância e resistência interna da rede foram desprezadas e os transformadores foram considerados ideais. As equações que descrevem o modelo de entrada do sistema são dadas por:

$$e_g = r_g i_g + l_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (1)$$

$$i_{gk} = \eta i_g \quad (2)$$

$$v_g = \eta(v_{ga} + v_{gb}) \quad (3)$$

$$v_{gk} = v_{gk10k} - v_{gk20k} \quad (4)$$

$$v_{gk10k} = (2d_{1k} - 1) \frac{v_{ck}}{2} \quad (5)$$

$$v_{gk20k} = (2q_{2k} - 1) \frac{v_{ck}}{2} \quad (6)$$

onde $k = a, b$, e_g e i_g são a tensão e corrente da rede, respectivamente, r_g e l_g representam a resistência e a indutância do filtro de entrada, respectivamente, v_g é a tensão gerada pelos dois retificadores referidas ao lado da rede, i_{gk} são as correntes de entrada dos retificadores, η é a relação de transformação dos transformadores, v_{gk} são as tensões geradas pelos retificadores, v_{gk10k} e v_{gk20k} são as tensões de polos dos retificadores, d_{1k} e q_{2k} são os estados de comutação dos diodos e das chaves controladas dos retificadores, respectivamente, e v_{ck} são as tensões dos barramentos CC.

A topologia apresenta duas condições de operação. Se a corrente $i_{gk} \geq 0$, então os diodos superiores d_{1k} entram em condução, desta maneira $v_{k10k} = v_{ck}/2$; e se a corrente $i_{gk} < 0$ os diodos inferiores d_{1k} entram em condução e $v_{k10k} = -v_{ck}/2$.

Considerando os dois retificadores com fluxo bidirecional de potência conforme ilustrado na Figura 3, 16 (dezesseis) estados de comutação são obtidos. Contudo, na topologia proposta os estados de chaveamento dependem do sentido da corrente, e devido ao uso das chaves unidirecionais (diodos) somente 8 (oito) estados de comutação são obtidos, conforme apresentado na Tabela 1. Além disso, usando dois transformadores com relação de transformação 1:1 e barramentos CC iguais ($v_{ca} = v_{cb} = E$) cinco níveis de tensão são obtidos na tensão de saída.

Tabela 1. Estados das chaves e dos diodos e tensão total gerada pelos retificadores.

Estado das chaves e diodos				Tensões trafos		Tensão de saída
d_{1a}	q_{2a}	d_{1b}	q_{2b}	v_{ga}	v_{gb}	v_g
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	-E	-E
0	1	0	0	-E	0	-E
0	1	0	1	-E	-E	-2E
1	0	1	0	E	E	2E
1	0	1	1	E	0	E
1	1	1	0	0	E	E
1	1	1	1	0	0	0

2.2 Modelo do Conversor do Lado da Máquina

As equações do modelo dos conversores que alimentam o OEWM são representadas como:

$$v_{srj} = v_{pj0a} - v_{nj0b} \quad (7)$$

$$v_{sj} = v_{srj} + v_{0a0b} \quad (8)$$

$$v_{0a0b} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 (v_{pj0a} - v_{nj0b}) \quad (9)$$

$$v_{pj0a} = (2q_{jp} - 1) \frac{v_{ca}}{2} \quad (10)$$

$$v_{nj0b} = (2q_{jn} - 1) \frac{v_{cb}}{2} \quad (11)$$

onde $j = 1, 2, 3$, v_{pj0a} e v_{nj0b} são as tensões de polos dos conversores P e N, respectivamente, v_{sj} são as tensões aplicadas na máquina, v_{0a0b} é a tensão entre os pontos médios dos barramentos CC e q_{jp} e q_{jn} são os estados das chaves dos inversores P e N, respectivamente.

Considerando os dois inversores, há 64 (sessenta e quatro) possibilidades de chaveamentos e o número de níveis depende das tensões dos barramentos CC. No entanto, utilizando a relação simétrica na relação de transformação dos transformadores é possível gerar nove níveis na tensão de saída.

2.3 Modelo da Máquina

Um motor de indução trifásico foi usado neste trabalho e o modelo matemático que descreve seu comportamento dinâmico em *odq*, no referencial estacionário, é descrito pelo seguinte conjunto de equações:

$$v_{sdq}^s = r_s i_{sdq}^s + \frac{d\Phi_{sdq}^s}{dt} \quad (12)$$

$$0 = r_r i_{rdq}^s + \frac{d\Phi_{rdq}^s}{dt} - j\omega_r \Phi_{rdq}^s \quad (13)$$

$$\Phi_{sdq}^s = l_s i_{sdq}^s + l_m i_{rdq}^s \quad (14)$$

$$\Phi_{rdq}^s = l_m i_{sdq}^s + l_r i_{rdq}^s \quad (15)$$

$$c_e = Pl_m(i_{sq}^s i_{rd}^s - i_{sd}^s i_{rq}^s) \quad (16)$$

$$J_m \frac{d\omega_m}{dt} = c_e - c_m - F_m \omega_m \quad (17)$$

onde v_{sdq}^s e v_{rdq}^s são os vetores dq de tensão do estator e rotor, respectivamente, r_s e r_r são as resistências dos enrolamentos do estator e rotor, respectivamente, i_{sdq}^s e i_{rdq}^s são os vetores dq de correntes do estator e rotor, respectivamente, Φ_{sdq}^s e Φ_{rdq}^s são os vetores de fluxo dq do estator e rotor, respectivamente, ω_r é a velocidade angular do rotor, l_s e l_r são as indutâncias próprias do estator e rotor, respectivamente, l_m é a indutância mútua, c_e é o conjugado eletromagnético, P é o número de par de polos da máquina, J_m é a constante de inércia da máquina, ω_m é a rotação mecânica do motor ($\omega_r = P\omega_m$), c_m é o conjugado mecânico e F_m é coeficiente de atrito da máquina.

3. ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

Na Figura 6 é apresentado o diagrama de controle da topologia proposta. As tensões dos barramentos CC são controladas por meio da soma das tensões de cada barramento ($v_c = v_{ca} + v_{cb}$). Um controlador proporcional-integral (PI) é utilizado para ajustar o valor de v_c ao seu valor de referência e a sua saída fornece a amplitude da corrente de referência da rede (I_g^*). A fim de eliminar a distorção na passagem pelo zero, a tensão gerada pelos conversores (v_g) é medida, ao invés da tensão da rede (e_g). Apesar do fator de potência não ser unitário, o sistema ainda garante um elevado fator de potência. A tensão v_g é aplicada ao bloco PLL (*Phase Locked Loop*), no qual determina-se o ângulo estimado ($\hat{\theta}_g$). O ângulo estimado ($\hat{\theta}_g$) e a amplitude da corrente (I_g^*) são aplicadas ao bloco G_{ig} , encontrando, assim, a corrente de referência da rede (i_g^*). A corrente da rede é regulada por um controlador de dupla sequência (Jacobina et al., 2001) que define em sua saída a tensão de referência v_g^* , que é aplicada ao bloco PWM, conforme ilustrado na Figura 6.

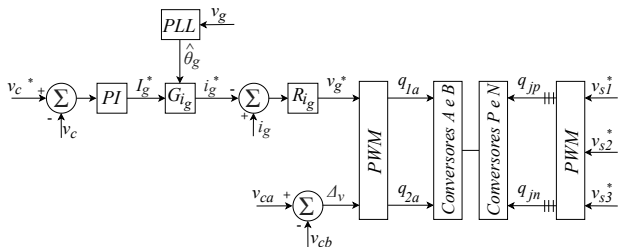


Figura 6. Diagrama de controle do sistema.

Os ganhos do controlador de corrente foram obtidos a partir da função de transferência de malha fechada representada pela equação (18). Para o cálculo dos ganhos, o controlador de dupla sequência pode ser modelado por um

controlador PI convencional, conforme mostrado na Figura 7.

$$T = \frac{\frac{K_{p_i}}{r_g} (S + \frac{1}{K_{p_i}})}{S^2 + \frac{1}{T_g} (\frac{K_{p_i}}{r_g} + 1)S + \frac{K_{i_i}}{T_g r_g}} \quad (18)$$

Do polinômio característico com polo duplo, os ganhos são calculados como:

$$K_{p_i} = 2\zeta\omega_n l_g - r_g \quad (19)$$

$$K_{i_i} = \omega_n^2 l_g \quad (20)$$

onde ζ é o fator de amortecimento, sendo adotado 0,87, e ω_n é a frequência natural de oscilação.

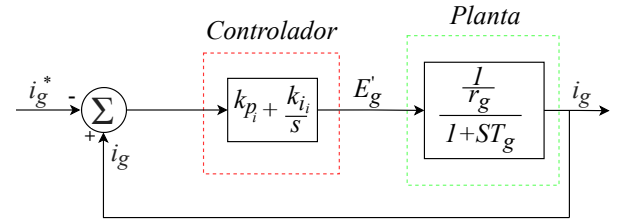


Figura 7. Diagrama de controle de corrente.

O controle da tensão v_c não garante o balanceamento das tensões dos dois barramentos CC do conversor. Com o intuito de manter as tensões dos barramentos balanceadas, a diferença da tensão entre os dois barramentos deve ser nula, isto é, $\Delta_v = v_{ca} - v_{cb} = 0$. Porém, considerar este valor nulo nas aplicações pode levar o sistema a divergir, uma vez que existem oscilações de segunda harmônica intrínseca no barramento CC, portanto foi utilizado $\Delta_v^* = 10$, que corresponde a 8,3% da tensão do barramento CC. Utilizando essa variável e observando a direção da corrente de referência da rede, pode ser definido a sequência de chaveamento adequada para manter o equilíbrio das tensões individuais dos barramentos e o menor número de comutações possíveis, conforme mostrado na Tabela 2. Nesta Tabela foi definido quatro setores diferentes (setor I, II, III e IV) a partir dos cinco níveis de tensão de saída possíveis (-2E, -E, 0, E, 2E), como apresentado na Figura 8.

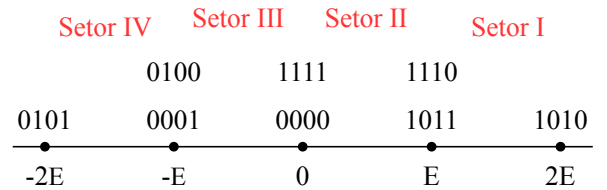


Figura 8. Setores do controle de chaveamento dos retificadores.

Tabela 2. Balanceamento dos capacitores.

	$i_g^* \geq 0$		$i_g^* < 0$	
	$\Delta_v \geq \Delta_v^*$	$\Delta_v < \Delta_v^*$	$\Delta_v \geq \Delta_v^*$	$\Delta_v < \Delta_v^*$
Setor I	1010/1110	1010/1011	-	-
Setor II	1110/1111	1011/1111	-	-
Setor III	-	-	0000/0100	0000/0001
Setor IV	-	-	0100/0101	0001/0101

Os vetores escolhidos para cada setor devem preservar o equilíbrio das tensões dos barramentos CC. De maneira

geral, o estado 10 no retificador carrega o seu respectivo barramento CC, enquanto o estado 01 descarrega este barramento CC. Por outro lado, os estados 00 e 11 mantêm o barramento CC do retificador sem alteração. Por exemplo, considerando o setor I e a corrente positiva ($i_g^* \geq 0$), se $\Delta_v \geq \Delta_v^*$, então a tensão do barramento CC do conversor A é maior do que a tensão do barramento CC do conversor B, logo é escolhido os chaveamentos 1010 para gerar o nível 2E e 1110 para gerar o nível E. Na situação em que $\Delta_v < \Delta_v^*$, indica-se que a tensão do barramento CC do conversor A é menor do que a tensão do barramento CC do conversor B, portanto é preferível escolher o chaveamento 1011 para gerar o nível E.

4. ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO

A estratégia de modulação utilizada nos conversores do lado da rede e do lado da carga foi a modulação por largura de pulso com nível deslocado, também conhecida como *Level-Shifted Pulse Width Modulation* (LSPWM). Essa modulação é interessante para aplicações multiníveis, nas quais são necessárias $n - 1$ portadoras triangulares deslocadas para sua aplicação, onde n é o número de níveis de tensão (Omer et al., 2014).

Considerando os conversores A e B, foram utilizadas quatro portadoras triangulares de alta frequência, uma para cada setor da Figura 8, obtendo-se uma forma de onda com cinco níveis no lado da rede. As portadoras são comparadas com a tensão de referência (v_g^*) e a sequência de vetores escolhidos teve o objetivo de manter as tensões dos barramentos CC equilibradas.

Na modulação dos conversores P e N, cada fase é tratada individualmente para gerar v_{sj} , com $j = 1, 2$ e 3, o que acarreta em três níveis de tensão e quatro possibilidades de chaveamento, como mostrado na Figura 9. Dessa forma, as duas portadoras necessárias para essa modulação são comparadas com as tensões de polos de referência para determinar os estados de comutação, de modo que:

$$v_{j0}^* = v_{sj}^* + v_x^* \quad (21)$$

onde v_{sj}^* são as tensões de fase de referência e v_x^* é a variável auxiliar, que é um sinal de sequência zero injetado para um inversor trifásico.

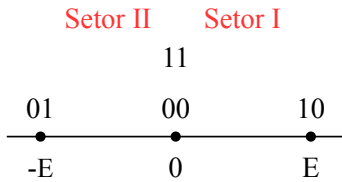


Figura 9. Setores do controle de chaveamento dos inversores.

A tensão auxiliar pode ser escolhida arbitrariamente, desde que os valores máximo e mínimo das tensões de polos sejam respeitados. Portanto:

$$v_{x\max}^* = \frac{E^*}{2} - \max(v_{sj}^*) \quad (22)$$

$$v_{x\min}^* = -\frac{E^*}{2} - \min(v_{sj}^*) \quad (23)$$

onde E^* é o valor da tensão de referência do barramento CC do conversor.

Então, a tensão auxiliar pode ser escrita por um fator μ_x com $0 \leq \mu_x \leq 1$, assim:

$$v_x^* = \mu_x v_{x\max}^* + (1 - \mu_x) v_{x\min}^* \quad (24)$$

5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Nesta seção são apresentados os resultados da simulação que foram obtidos com tensão de fase da rede igual a 127 V_{RMS} e frequência de 60 Hz, tensão dos barramentos CC de 120 V, capacitância de 3000 μF e a resistência e indutância do filtro de entrada de 0,1 Ω e 10 mH, respectivamente. O motor de indução trifásico com potência de 2 kW opera com tensão de fase de 220 V_{RMS} e frequência de 60 Hz, porém a máquina opera com um conjugado mecânico de 5 N.m e um controle volts/hertz foi implementado utilizando uma frequência de operação igual a 25 Hz. Os outros parâmetros do sistema e da máquina são apresentados nas Tabelas 3 e 4.

Tabela 3. Parâmetros do sistema utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
r_g	0,1 Ω	l_g	10 mH
C	3000 μF	η	1:1
μ_x	0,5	E	120 V
f_{rede}	60 Hz	e_g	127 V_{RMS}
f_{chave}	10 kHz	f_{motor}	25 Hz
P_{motor}	2 kW	C_m	5 N.m

Tabela 4. Parâmetros da máquina utilizados na simulação.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
R_s	3 Ω	R_r	2,99 Ω
l_s	614,1 mH	l_r	614,1 mH
l_m	599,2 mH	F_m	0,001
J_m	0,005 $kg.m^2$	Polos	2

A tensão e corrente da rede são apresentadas na Figura 10, onde a corrente está controlada, com uma forma de onda senoidal e praticamente sem distorção na passagem pelo zero. Entretanto, apesar da corrente ser sincronizada com a tensão gerada pelos retificadores, ao invés da tensão da rede, observa-se que o fator de potência ainda é elevado. A corrente da rede apresenta uma taxa de distorção harmônica, do inglês, *Total Harmonic Distortion* (THD), de 2,85%.

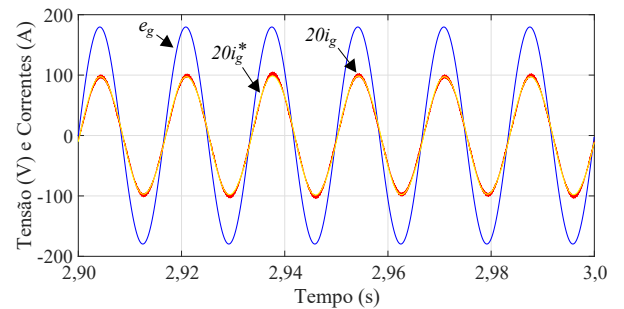


Figura 10. Tensão e_g e corrente i_g da rede.

Na Figura 11 observa-se a tensão de entrada com cinco níveis. Isto ocorre devido ao uso do transformador em cascata no circuito do retificador. Essa forma de onda apresenta uma taxa de distorção harmônica ponderada, do inglês, *Weighted Total Harmonic Distortion* (WTHD), de 0,30%.

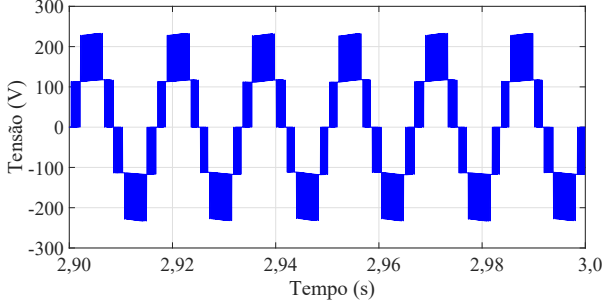


Figura 11. Tensão de entrada v_g .

As tensões dos barramentos estão sob controle, conforme observado na Figura 12 e nota-se que o balanceamento das tensões foi eficaz, visto que apesar das pequenas variações ($\pm 1,7\%$) o valor segue a referência. Nota-se que essas variações são dadas devido a existência de uma componente de segunda harmônica em virtude da tensão monofásica.

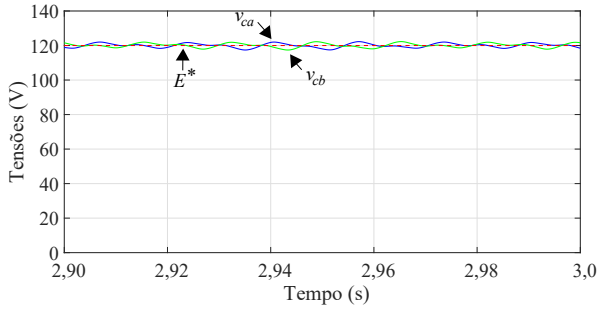


Figura 12. Tensões dos barramentos CC v_{ca} e v_{cb} .

As tensões e correntes da carga são observadas nas Figuras 13 e 14, respectivamente. Verifica-se que as tensões da carga são trifásicas e apresentam nove níveis. Nota-se que as correntes da carga são trifásicas, senoidais e defasadas 120° entre si.

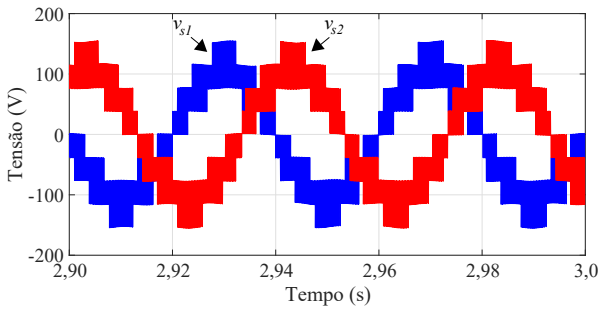


Figura 13. Tensões da máquina v_{s1} e v_{s2} .

Nas Figuras 15 a 17 são apresentados o comportamento quando é introduzida uma carga RL em paralelo com o OEWM no instante 1,5 s, onde o valor da resistência e

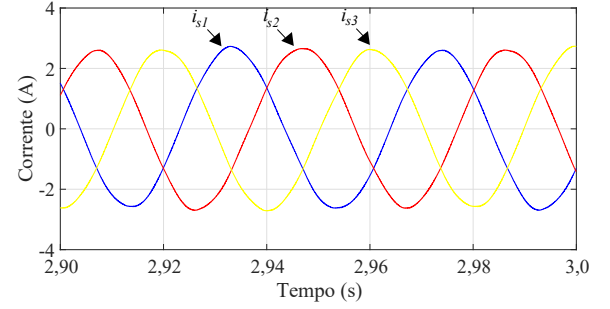


Figura 14. Correntes da máquina i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} .

indutância é 150Ω e 6 mH, respectivamente. Na Figura 15 observa-se que com a adição da carga RL ao sistema o controle da corrente da rede é feito instantaneamente. Nota-se que ela continua senoidal e sem distorção na passagem pelo zero. As tensões dos barramentos CC estão controladas e balanceadas, de modo que com a adição da carga RL as tensões continuam seguindo a referência com pequenas variações de $\pm 3,1\%$, conforme apresentado na Figura 16. As correntes da carga (correntes do OEWM com a corrente da carga RL) apresentam uma pequena distorção devido as oscilações de segunda harmônica das tensões dos barramentos CC, como mostrado na Figura 17.

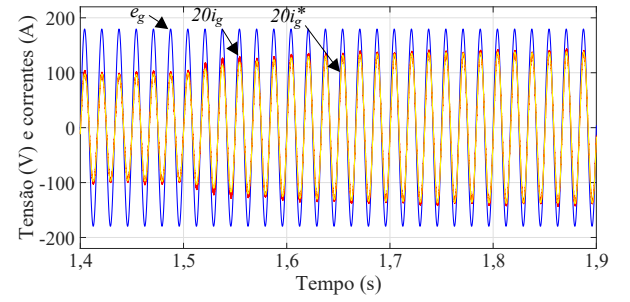


Figura 15. Tensão e_g e corrente i_g da rede com inserção da carga RL.

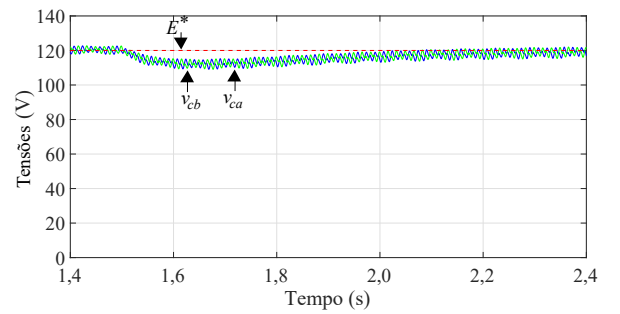


Figura 16. Tensões dos barramentos CC v_{ca} e v_{cb} com inserção da carga RL.

6. CONCLUSÃO

Uma topologia de conversor CA-CC-CA monofásico para trifásico foi proposta neste artigo. Essa configuração garante tensão de entrada de cinco níveis e corrente de entrada senoidal, sem distorção pela passagem pelo zero e com alto fator de potência, mesmo usando dois braços

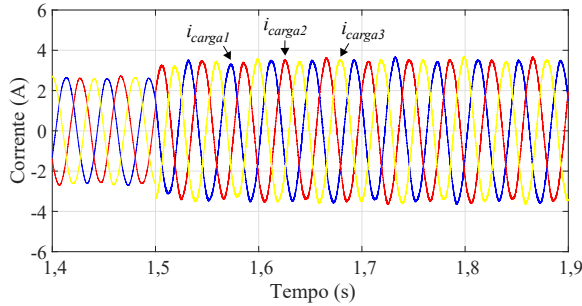


Figura 17. Correntes da carga i_{carga1} , i_{carga2} e i_{carga3} .

não controlados no circuito do retificador. As tensões dos barramentos CC foram controladas e balanceadas utilizando a técnica de balanceamento proposta neste trabalho e a estratégia PWM. A topologia ainda garante tensões trifásicas e com nove níveis na saída e correntes trifásicas e senoidais. Portanto os resultados apresentados validam a aplicabilidade da topologia proposta.

AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de agradecer a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo suporte financeiro.

REFERÊNCIAS

- Almeida, A.D.D., Rocha, N., Fabricio, E.L.L., Caldeira, C.A., Rodrigues, G.M.S., and Freitas, I.S. (2019). Single-phase to three-phase ac-dc-ac converter based on cascaded transformers rectifier and open-end winding induction motor. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1–6.
- Cipriano, E., Jacobina, C.B., da Silva, E.R.C., and Rocha, N. (2012). Single-phase to three-phase power converters: State of the art. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(5), 2437–2452.
- de Moraes Lima Marinus, N.S., Jacobina, C.B., Rocha, N., and dos Santos, E.C. (2016). Ac–dc–ac three-phase converter based on three three-leg converters connected in series. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4), 3171–3181.
- Drabek, P., Peroutka, Z., Pittermann, M., and Cedl, M. (2011). New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11), 5041–5048.
- Du, S., Wu, B., and Zargari, N.R. (2018). Common-mode voltage elimination for variable-speed motor drive based on flying-capacitor modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(7), 5621–5628.
- Ershad, N.F. and Mehrjardi, R.T. (2018). A low cost single-phase to three-phase power converter for low-power motor drive applications. In *2018 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, 1–6.
- Jacobina, C.B., de Rossiter Correa, M.B., Pinheiro, R.F., da Silva, E.R.C., and Lima, A.M.N. (2001). Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(6), 1807–1816.
- Jacobina, C.B., Rocha, N., d. M. L. Marinus, N.S., and dos Santos, E.C. (2014). Single-phase to three-phase dc-link converters with reduced controlled switch count. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(2), 1150–1160.
- Jang, Y., Kim, S., and Kim, R. (2018). Model predictive control for cascaded flying capacitor cell multilevel converter. In *2018 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, 1–5.
- Joseph, A., Bak, Y., Lee, K., and Lee, S.S. (2019). Fault-tolerant and reconfiguration control for boost multi-level npc converter fed doubly fed induction machines. In *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, 2466–2472.
- Machado, R.Q., Buso, S., and Pomilio, J.A. (2006). A line-interactive single-phase to three-phase converter system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(6), 1628–1636.
- Mortezaei, A., Simões, M.G., Busarello, T.D.C., Marafão, F.P., and Al-Durra, A. (2018). Grid-connected symmetrical cascaded multilevel converter for power quality improvement. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), 2792–2805.
- Omer, P., Kumar, J., and Surjan, B.S. (2014). Comparison of multicarrier pwm techniques for cascaded h-bridge inverter. In *2014 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science*, 1–6.
- Popov, A., Fratu, A., Lepadat, I., Helerea, E., and Cojanu, V. (2019). Monitoring the cost of energy for powering the railway electric traction system. In *2019 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS)*, 1–6.
- Ramos, E.R., Leyva, R., G. Farivar, G., Tafti, H.D., Townsend, C.D., and Pou, J. (2020). Incremental passivity control in multilevel cascaded h-bridge converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8), 8766–8778.
- Rodriguez, J., Bernet, S., Wu, B., Pontt, J.O., and Kouro, S. (2007). Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6), 2930–2945.
- Santos, E.C.D., Jacobina, C.B., Rocha, N., Dias, J.A.A., and Correa, M.B.R. (2010). Single-phase to three-phase four-leg converter applied to distributed generation system. *IET Power Electronics*, 3(6), 892–903.
- Sau, S., Karmakar, S., and Fernandes, B.G. (2018). Modular transformer-based regenerative-cascaded multicell converter for drives with multilevel voltage operation at both input and output sides. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(7), 5313–5323.
- Wiryajati, I.K., Giriantari, I.A.D., Kumara, I.N.S., and Jasa, L. (2018). Simple carrier based space vector pwm schemes of dual-inverter fed three-phase open-end winding motor drives with equal dc-link voltage. In *2018 International Conference on Smart Green Technology in Electrical and Information Systems (ICSGTEIS)*, 65–70.
- Zhang, Z., Wang, F., Wang, J., Rodríguez, J., and Kennel, R. (2017). Nonlinear direct control for three-level npc back-to-back converter pmsg wind turbine systems: Experimental assessment with fpga. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 13(3), 1172–1183.

Zhu, B., Prasanna, U.R., Rajashekara, K., and Kubo, H. (2014). Comparative study of pwm strategies for three-phase open-end winding induction motor drives. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, 395–402.