

Inversor Trifásico Multinível Aplicado a Sistemas de Geração de Energia Fotovoltaica

Luan A. C. Mendonca* Filipe A. da C. Bahia* Fabiano F. Costa*
André P. N. Tahim* José R. Pinheiro*

* Universidade Federal da Bahia - UFBA, Salvador - Ba, Brasil
(e-mail: luan.aleixo@ufba.br; filipe.bahia@ufba.br;
fabiano.costa@ufba.br; atahim@ufba.br; jrenes@gepoc.ufsm.br).

Abstract: In line with the rapid increase in the use of renewable energy sources, this work proposes the application of a three-phase multilevel frequency inverter composed of two cascade inverters in photovoltaic (PV) power generation systems. This topology was originally proposed for machine control, but its advantages in energy efficiency and the reduced number of devices compared to other topologies already consolidated in the literature, make it a viable alternative for application in energy generation systems.

Resumo: Em concordância com o acelerado crescimento da utilização de fontes renováveis de energia, este trabalho propõe a aplicação de um inversor de frequência trifásico multinível composto por dois inversores em cascata em sistemas de geração de energia fotovoltaica (PV). Esta topologia foi proposta originalmente para o controle de máquinas, porém suas vantagens na eficiência energética e o reduzido número de dispositivos em comparação a outras topologias já consolidadas na literatura, tornam uma alternativa viável para aplicação em sistemas de geração de energia.

Keywords: Three-phase inverter; Cascade Inverter; Multilevel Inverter; Photovoltaic Systems; Distributed Generation.

Palavras-chaves: Inversor Trifásico; Inversor em Cascata; Inversor Multinível, Sistemas Fotovoltáicos; Geração Distribuída.

1. INTRODUÇÃO

Para minimizar os impactos ambientais decorrentes da utilização dos combustíveis fósseis, muitos países vêm incentivando a utilização de fontes alternativas de energia. Dentre elas, a energia PV é uma das que apresenta menores impactos ambientais, além de possuir fácil instalação e baixos custos de manutenção. Diante desses aspectos, a utilização dos sistemas PV vem se tornando cada vez mais comum e as estimativas apontam um crescimento acelerado ao longo dos próximos anos conforme pode ser visto em Solangi et al. (2011).

Concomitantemente ao aumento da utilização de fontes renováveis de energia, tem-se observado um crescimento de sistemas de microgeração distribuída conectados à rede através de conversores estáticos. Como consequência, surgem preocupações com os impactos gerados na rede em decorrência do aumento da distorção harmônica total ou do inglês *Total Harmonic Distortion (THD)*, tais como aquecimento dos transformadores e condutores, aumento do fator de potência e danos em cargas como mostrado por Sakar et al. (2018).

O inversor trifásico tradicional de dois níveis apresentado na Figura 1, apesar da sua simplicidade e baixo custo de implementação, possui elevados valores de THD ao ser comparado com topologias multiníveis. Nestes casos, os filtros necessários para supressão do conteúdo harmônico

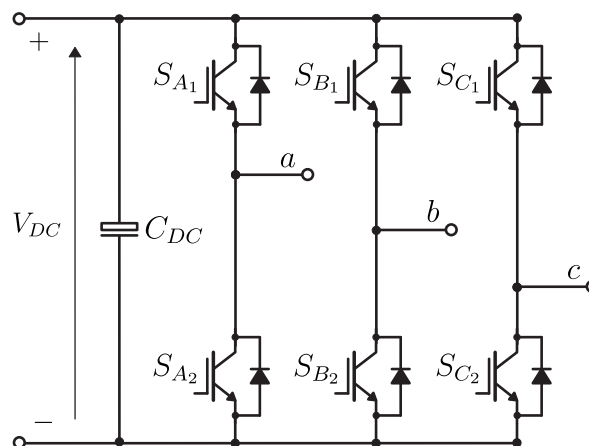


Figura 1. Inversor trifásico de dois níveis tradicional.

se tornam maiores e mais caros, o que pode fazer com que o projeto se torne inviável principalmente em aplicações de média e alta potência conforme apresentado em Rajesh et al. (2016).

Em decorrência das limitações do inversor tradicional, vem ocorrendo nos últimos anos um crescente interesse sobre os inversores multiníveis ou do inglês *Multilevel Inverters (MLI)* (Juyal and Arora (2016)). O conceito principal deste tipo de topologia é a sintetização de múltiplos de-

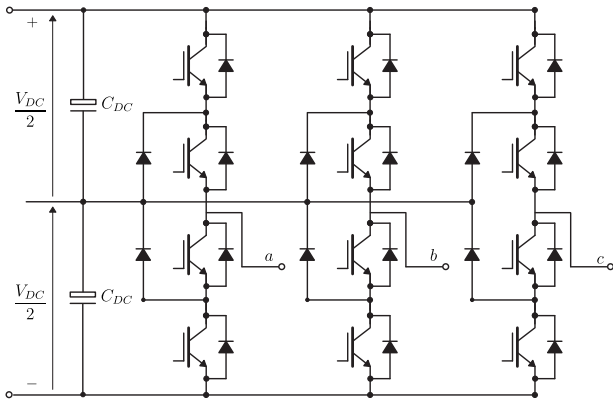


Figura 2. Inversor NPC multinível.

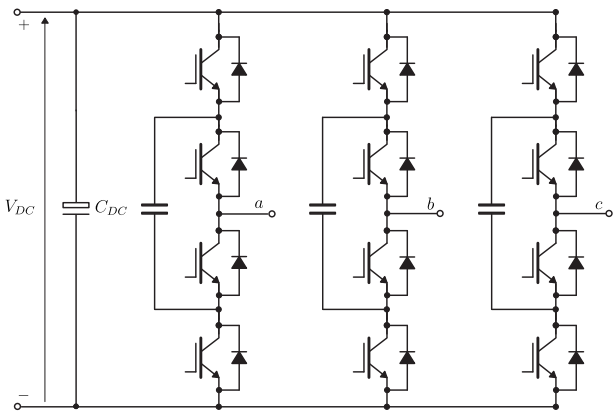


Figura 3. Inversor de capacitor flutuante multinível.

graus na tensão de saída do inversor, fazendo com que a forma de onda se aproxime cada vez mais de uma senoide, reduzindo assim o conteúdo harmônico e os valores de tensão suportados pelas chaves (Suresh et al. (2016)). Algumas topologias de MLI já são consolidadas na literatura. Nas Figuras 2 e 3 são apresentadas respectivamente as topologias NPC, proposta por Nabae et al. (1981) e o inversor de capacitor flutuante, analisada em Teodorescu et al. (2002).

Este artigo apresenta a modelagem e o controle de um MLI conectado à rede. A topologia utilizada é formada por dois inversores de dois níveis ligados em cascata (Figura 4) e foi proposta inicialmente para o controle e o acionamento de máquinas nos trabalhos de Somasekhar and Gopakumar (2003) e Vinod and Baiju (2016). Entretanto, o menor número de dispositivos em relação aos inversores NPC e de capacitor flutuante torna esta uma opção à ser considerada para a aplicação em sistemas de geração de energia distribuída.

2. MODELAGEM

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões no lado da rede é possível escrever as equações das três fases do inversor da Figura 4.

$$v_{an} = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a r_a + v_a \quad (1)$$

$$v_{bn} = L_b \frac{di_b}{dt} + i_b r_b + v_b \quad (2)$$

$$v_{cn} = L_c \frac{di_c}{dt} + i_c r_c + v_c \quad (3)$$

Onde i_x , v_x e v_{xn} correspondem respectivamente à corrente de saída do inversor, à tensão de fase da rede e à tensão entre a saída do inversor e o neutro (n) (com x assumindo os índices a , b e c).

A grandeza v_{xn} pode ser reescrita em função das tensões de polo do inversor e da diferença de potencial entre o neutro da rede (n) e o ponto intermediário dos capacitores do barramento DC (0):

$$v_{xn} = v_{x0} + v_{n0} \quad (4)$$

Onde v_{a0} , v_{b0} e v_{c0} correspondem às tensões de polo do inversor e dependem unicamente dos estados das chaves. A grandeza v_{n0} é definida como a tensão de modo comum do inversor e BenAbdelghani et al. (2002) mostra que o seu valor é dado por:

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} \quad (5)$$

Pelas análises das equações (4) e (5), é possível observar que v_{xn} depende tanto dos estados do braço x como dos demais. Isso implica que o circuito da Figura 4 apresenta equações acopladas, o que dificulta o projeto e a implementação do sistema de controle. Para contornar este problema, utiliza-se as transformações de Clarke e Park para converter as tensões trifásicas de um sistema de referência estático abc para um sistema rotativo dq que possui a mesma velocidade angular da rede. As matrizes das transformações podem ser vistas nas equações (6) e (7).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

Aplicando as transformações (6) e (7) nas equações (1), (2) e (3) obtemos as equações dinâmicas do lado AC no referencial dq :

$$v_{dn} = L_q \frac{di_d}{dt} + i_d r_d + v_d - \omega L i_q \quad (8)$$

$$v_{qn} = L_q \frac{di_q}{dt} + i_q r_q + v_q + \omega L i_d \quad (9)$$

Os termos $(v_d - \omega L i_q)$ e $(v_q + \omega L i_d)$ das equações (8) e (9) foram omitidos no projeto do controlador e posteriormente foram compensados somando-se ao sinal de controle. As funções de transferência obtidas no referencial dq foram:

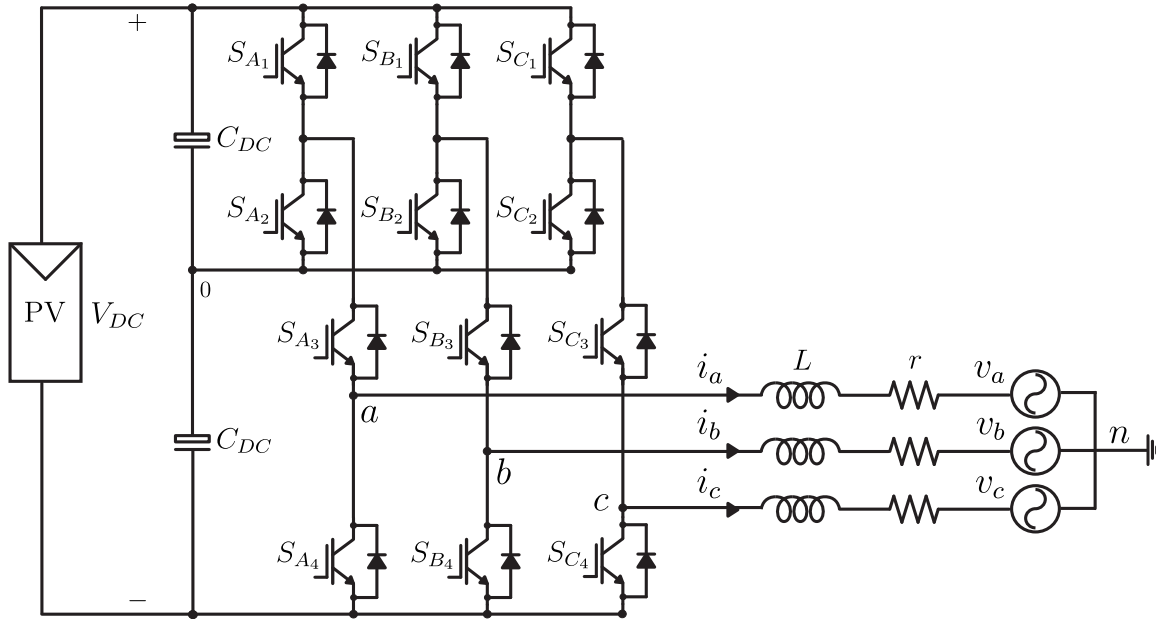


Figura 4. Topologia proposta.

$$\frac{i_d(s)}{v_{dn}^*(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (10)$$

$$\frac{i_q(s)}{v_{qn}^*(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (11)$$

O diagrama de controle resultante pode ser visto na Figura 5.

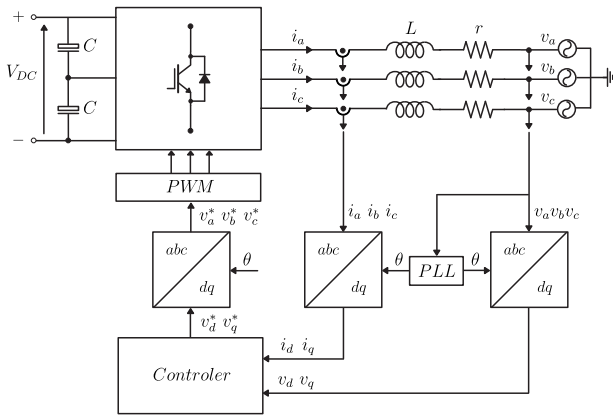


Figura 5. Diagrama de controle.

3. MODULAÇÃO

A técnica de acionamento das chaves utilizada neste trabalho foi a modulação por largura de pulso senoidal ou do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) em decorrência do seu baixo consumo de recursos computacionais conforme analisado por Dsa et al. (2019).

Na Figura 6 é apresentado o princípio de funcionamento do SPWM, onde a tensão senoidal de referência é comparada com duas portadoras triangulares.

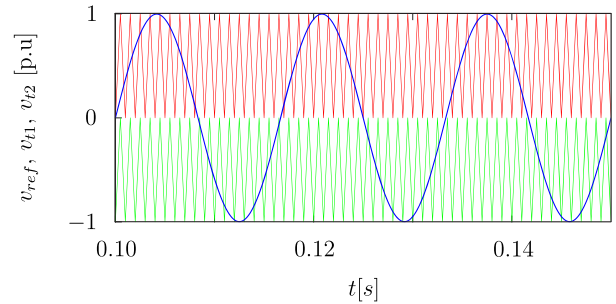


Figura 6. Comparação entre a tensão de referência e duas portadoras triangulares na modulação SPWM.

O resultado da comparação entre os dois sinais gera os pulsos para disparo das chaves conforme o algoritmo apresentado na Tabela 1.

Tabela 1. Algoritmo implementado na geração dos pulsos das chaves.

Condição	Estado das Chaves
$v_a^* > v_{t1}$	$S_{A1} = 1$ e $S_{A2} = 0$
$v_a^* < v_{t1}$	$S_{A1} = 0$ e $S_{A2} = 1$
$v_a^* > v_{t2}$	$S_{A3} = 1$ e $S_{A4} = 0$
$v_a^* < v_{t2}$	$S_{A3} = 0$ e $S_{A4} = 1$
$v_b^* > v_{t1}$	$S_{B1} = 1$ e $S_{B2} = 0$
$v_b^* < v_{t1}$	$S_{B1} = 0$ e $S_{B2} = 1$
$v_b^* > v_{t2}$	$S_{B3} = 1$ e $S_{B4} = 0$
$v_b^* < v_{t2}$	$S_{B3} = 0$ e $S_{B4} = 1$
$v_c^* > v_{t1}$	$S_{C1} = 1$ e $S_{C2} = 0$
$v_c^* < v_{t1}$	$S_{C1} = 0$ e $S_{C2} = 1$
$v_c^* > v_{t2}$	$S_{C3} = 1$ e $S_{C4} = 0$
$v_c^* < v_{t2}$	$S_{C3} = 0$ e $S_{C4} = 1$

A implementação do SPWM produz um atraso na síntese da tensão na saída do inversor. Dessa forma, a equação dinâmica da etapa de modulação pode ser aproxima-

mada por um atraso que depende unicamente do período de chaveamento T_s .

$$G_d(s) = \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}} \quad (12)$$

4. CONTROLE

Com as funções de transferência da planta e da etapa de modulação obtidas em (10), (11) e (12) foi determinada a malha de controle do sistema conforme pode ser visto na Figura 7.

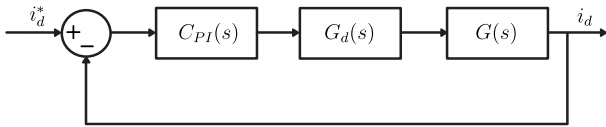


Figura 7. Malha de controle.

Para o projeto do controlador, largura de banda foi definida como sendo:

$$\omega_b = \frac{\omega_s}{10} = \frac{2\pi f_s}{10} \quad (13)$$

A margem de fase determinada foi de 60° .

O diagrama de bode obtido para o sistema pode ser visto na Figura 8.

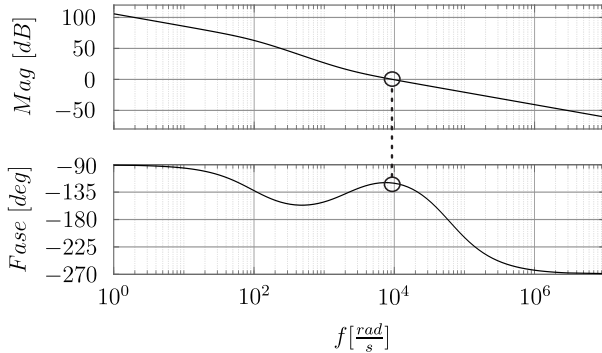


Figura 8. Diagrama de bode.

5. SIMULAÇÕES

O circuito da Figura 4 foi simulado utilizando o controlador projetado conforme diagrama de bode apresentado na Figura 8.

A referência para as correntes de saída foi definida conforme a equação:

$$i_{pico}^* = \frac{P_s \sqrt{2}}{3V_{rms}} \quad (14)$$

Onde o fator de potência unitário foi assegurado pelo controle.

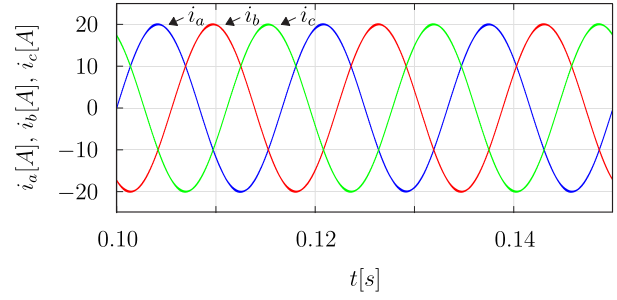


Figura 9. Correntes i_a , i_b e i_c injetadas na rede.

O gráfico das correntes obtidas para uma potência injetada de $5.39kW$ pode ser vistos na Figura 9.

As formas de onda das tensões de fase e de linha sintetizadas pelo inversor podem ser vistas nas Figuras 10 e 11.

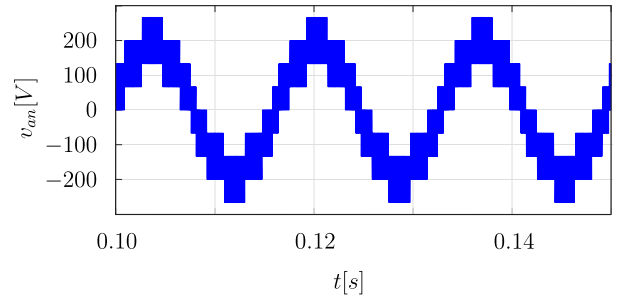


Figura 10. Tensão da fase a do inversor.

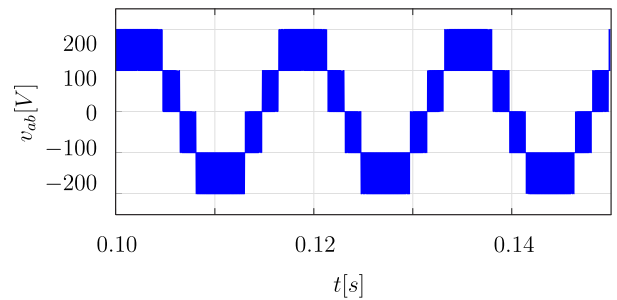


Figura 11. Tensão de linha v_{ab} do inversor.

Na Figura 12 são apresentadas no mesmo gráfico a corrente de saída do inversor i_a e a tensão da fase a da rede. É possível observar que as formas de onda estão em fase entre si. O fator de potência obtido foi de 0.999.

Em seguida foram realizadas simulações utilizando os mesmos parâmetros para o inversor tradicional e para o inversor NPC. As formas de onda da corrente de saída juntamente com a tensão da rede podem ser vistas nas Figuras 13 e 14.

Os parâmetros utilizados para as simulações podem ser vistos na Tabela 2.

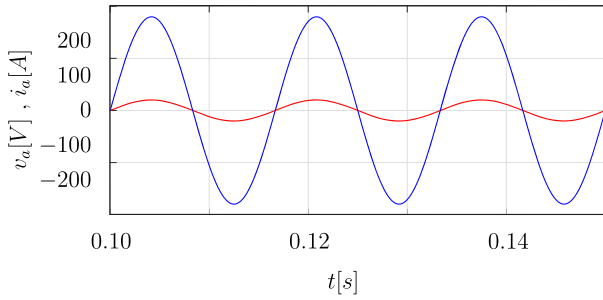


Figura 12. Comparativo entre a corrente i_a e a tensão da fase a da rede na topologia proposta.

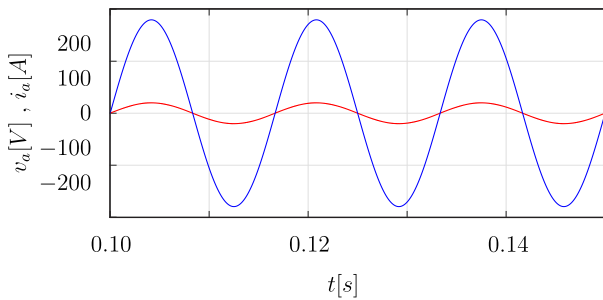


Figura 13. Comparativo entre a corrente i_a e a tensão da fase a da rede no inversor tradicional.

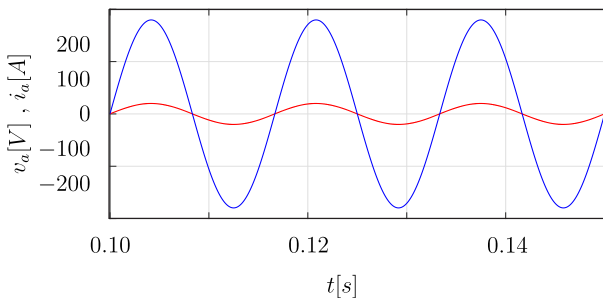


Figura 14. Comparativo entre a corrente i_a e a tensão da fase a da rede no NPC.

Tabela 2. Parâmetros de simulação.

Parâmetros	Valores
L	$5mH$
r	0.5Ω
C_{DC}	$2mF$
V_{DC}	$400V$
V_{rede}	$127V_{rms}$
f_{rede}	$60Hz$
f_s	$15KHz$

5.1 Perdas

Em seguida foram realizadas simulações de perdas na topologia proposta, no inversor tradicional e no NPC.

Na Tabela 3 podem ser vistos os valores de perdas de condução e perdas de comutação para a topologia proposta e para o NPC em relação ao inversor tradicional considerando a potência de saída de $5.39kW$.

Tabela 3. Comparativo de perdas em relação ao Inversor Tradicional

	Condução	Comutação	Total
NPC	1.89	1.41	1.83
Topologia Proposta	1.62	0.5	1.48

Na Figura 15 é apresentado o gráfico que relaciona as perdas totais dos três inversores com a potência injetada na rede. Este gráfico foi normalizado pela perda do inversor tradicional à uma potência injetada de $1kW$.

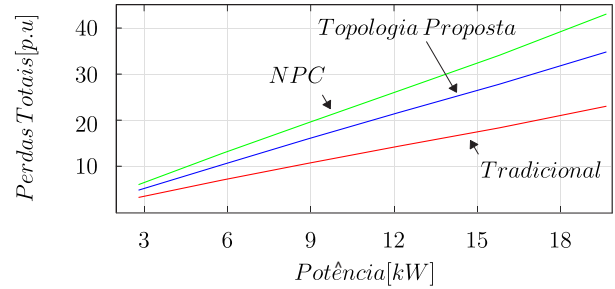


Figura 15. Perdas do NPC, do Inversor tradicional e da Topologia Proposta em função da potência injetada na rede.

5.2 THD

Foram realizadas simulações das THD's das correntes de saída da topologia proposta e do inversor tradicional. Com os parâmetros apresentados na Tabela 2 e mantendo a potência fixada em $5.39kW$, a topologia proposta apresentou 0.62% de THD enquanto o inversor tradicional apresentou 0.98% .

Em seguida, foram realizadas simulações variando apenas o valor da indutância do filtro de saída e os resultados obtidos podem ser vistos no gráfico da Figura 16.

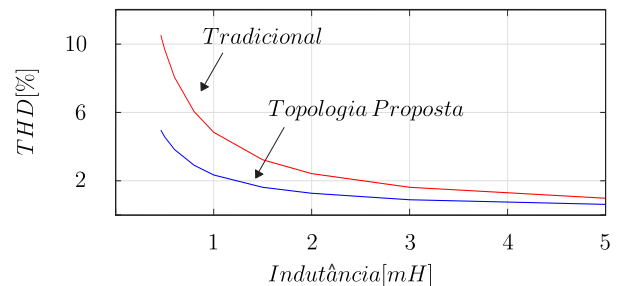


Figura 16. Comparação das THD's da topologia proposta e do inversor tradicional em função da indutância do filtro de saída.

6. DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Pela análise das Figuras 12, 13 e 14, é possível aferir que a modelagem e o controle desenvolvidos apresentaram resultados excelentes para seguimento de referência da corrente injetada e garantia do fator de potência unitário (em todos os casos o fator de potência obtido foi de 0.999).

As tensões de saída da topologia proposta apresentaram formas de onda sem deformações e contiveram nove níveis

na tensão de fase e cinco níveis na tensão de linha exatamente como o esperado pela teoria (vide Figuras 10 e 11).

As correntes i_a , i_b e i_c apresentaram formas de onda defasadas de 120° e com valores de amplitude condizente com a referência aplicada conforme observado na Figura 9.

A análise da Tabela 3 e da Figura 15 mostrou que dentre os três inversores estudados, o tradicional foi o que apresentou as menores perdas, o que já era esperado em decorrência do menor número de elementos em série no caminho da corrente. Já a topologia proposta, apresentou aproximadamente 24% a menos de perdas que o NPC e ainda conta com a vantagem de não necessitar dos diodos de grampeamento, o que reduz os custos totais de implementação prática.

Avaliando o gráfico da Figura 16, é possível observar que a topologia proposta apresentou níveis inferiores de THD na corrente de saída em comparação ao inversor tradicional para todos os valores de indutância testados. A diferença na THD cresce de forma mais acentuada para valores inferiores a $1.5mH$. Foi possível aferir também, que para atingir um valor de 4.9% de THD, a indutância necessária na topologia proposta foi de $460\mu H$ enquanto que no inversor tradicional foi de $1mH$. Este resultado mostra que, apesar do maior número de chaves e perdas, os inversores multiníveis possuem a vantagem de reduzir significativamente os valores dos filtros necessários para manter a THD dentro das normas técnicas.

7. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a aplicação do inversor de frequência trifásico multinível composto por dois inversores em cascata conectado à rede em um sistema de geração de energia PV. Foi desenvolvida a modelagem e sugerido os métodos de desacoplamento das equações para tornar o projeto do sistema de controle mais simples. Foi apresentado o algoritmo para implementação da modulação afim de fornecer uma alternativa prática para aplicações embarcadas. A eficiência energética obtida foi superior ao NPC, uma das topologias mais bem consolidadas na literatura. O reduzido número de dispositivos também foi um ponto de destaque, uma vez que contribui diretamente para a escalabilidade do sistema. Os baixos níveis de THD em comparação aos inversores de dois níveis possibilitam a redução de componentes passivos e contribuem para a redução do custo total do sistema. Este trabalho contribuiu adicionando mais uma alternativa ao condicionamento da energia elétrica gerada em sistemas PV.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia e ao Laboratório de Eficiência Energética da Escola Politécnica, ambos prestaram apoio e forneceram a infraestrutura necessária para o desenvolvimento deste trabalho.

REFERÊNCIAS

BenAbdelghani, A., Martins, C.A., Roboam, X., and Meynard, T.A. (2002). Use of extra degrees of freedom

in multilevel drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5), 965–977.

Dsa, D., Uma, L., and Bindu, S. (2019). Performance comparison of two-level voltage source converter with sinusoidal pwm and space vector pwm for hvdc application. In *2019 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE)*, 1–6. IEEE.

Juyal, V.D. and Arora, S. (2016). Power quality improvement of a system using three phase cascaded h-bridge multilevel inverters (a comparison). In *2016 International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE)*, 1–7. IEEE.

Nabae, A., Takahashi, I., and Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, (5), 518–523.

Rajesh, B. et al. (2016). Comparison of harmonics and thd suppression with three and 5 level multilevel inverter-cascaded h-bridge. In *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 1–6. IEEE.

Sakar, S., Balci, M.E., Aleem, S.H.A., and Zobaa, A.F. (2018). Integration of large-scale pv plants in non-sinusoidal environments: Considerations on hosting capacity and harmonic distortion limits. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 82, 176–186.

Solangi, K., Islam, M., Saidur, R., Rahim, N., and Fayaz, H. (2011). A review on global solar energy policy. *Renewable and sustainable energy reviews*, 15(4), 2149–2163.

Somasekhar, V. and Gopakumar, K. (2003). Three-level inverter configuration cascading two two-level inverters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 150(3), 245–254.

Suresh, L.P. et al. (2016). A brief review on multi level inverter topologies. In *2016 international conference on circuit, power and computing technologies (ICCPCT)*, 1–6. IEEE.

Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Cengcelci, E., and Enjeti, P.N. (2002). Multilevel inverter by cascading industrial vsi. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4), 832–838.

Vinod, B. and Baiju, M. (2016). Space vector based dtc scheme for a 3-level inverter realized by cascading two 2-level inverters. In *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 1–6. IEEE.