

INVERSOR INTEGRADO COM AUTOTRANSFORMADOR DOBRADOR DE TENSÃO

JULIANO F. ANDRADE¹, DOUGLAS R. CORRÊA², LEANDRO S. VILEFORT¹, FERNANDO L. TOFOLI³,
ANIEL S. MORAIS⁴

¹*Instituto Federal do Triângulo Mineiro - Campus Patrocínio, Patrocínio, Minas Gerais, Brasil.
Av. Lúcia Terezinha Lassi Capuano, 255 - Bairro: Chácara das Rosas - CEP: 38.747-792 - Patrocínio/MG*

²*Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia Campus Patos de Minas, Patos de Minas, Minas Gerais, Brasil.
R. Major Jerônimo, 566, sala 402 - Centro, Patos de Minas - MG, CEP: 38700-002.*

³*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de São João Del-Rei, São João Del-Rei, Minas Gerais, Brasil.
Praça Frei Orlando, 170, Centro, DEPEL, Sala 4.16- EL, São João Del-Rei, CEP: 36.307-352.*

⁴*Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, Minas Gerais, Brasil.
Av. João Naves de Ávila, 2121 - bloco 1E - Santa Mônica, Uberlândia - MG, CEP: 38.400-902.*

E-mails: julianofaria@iftm.edu.br, drcorrea@ufu.br,
leandrovilefort@iftm.edu.br, fernandolessa@ufsj.edu.br, aniel@ufu.br.

Abstract— This paper discusses a new inverter topology that uses an autotransformer as a voltage doubler. This device duplicate the output voltage from a DC voltage source using two-level sinusoidal PWM modulation (SPWM) in the control of the switches. A low pass filter provide a sinusoidal waveform in the output. A simulation with inductive load was done, demonstrating advantages in its use. The proposed topology was analyzed by simulation to evaluate the feasibility and consequent assembly of a prototype.

Keywords— Autotransformer, Two-level SPWM, Voltage Doubler, Voltage Inverter.

Resumo— Este artigo aborda uma nova topologia de inversor que utiliza um autotransformador como elemento dobrador de tensão. Ele dobra a tensão de saída a partir de uma fonte de tensão contínua, utilizando modulação PWM senoidal de dois níveis (SPWM) no comando dos interruptores. Na saída do inversor de tensão foi colocado um filtro passa baixa para extrair uma onda fundamental senoidal. Foi feito uma simulação com carga de característica indutiva, demonstrando-se vantagens na sua utilização. A topologia proposta foi analisada por simulação visando avaliar a viabilidade e consequente montagem de um protótipo.

Palavras-chave— Autotransformador, Dobrador de Tensão, Inversor de Tensão, SPWM dois níveis.

1 Introdução

A crescente demanda por fontes renováveis e o uso de *smartgrids* cadenciou em novas propostas de topologias de inversores (Rashid, 2011). Estamos caminhando para a era dos prosumidores, ou seja, produtor e consumidor ao mesmo tempo, os quais estão distribuídos como pequenas fontes de energia, ampliando a capacidade do sistema elétrico (Boroyevich et al., 2013). Nesse sentido, os inversores conectados à rede realizam a conversão da energia gerada localmente, tornando-a adequada para o acoplamento à rede elétrica (Ekanayake et al., 2012).

O futuro sistema de energia necessitará de controles otimizados para aproveitar ao máximo os circuitos existentes, manter a flexibilidade e facilitar a conexão dos recursos de energia renovável em todos os níveis de tensão. Sistemas fotovoltaicos, assim como outras fontes de energia renováveis, são geralmente CC e um inversor é necessário para conectar os dispositivos à rede CA. Mesmo turbinas eólicas, embora possam ser conectadas diretamente à rede,

geralmente é usada alguma forma de conversão de CA para CC e, em seguida, de CC para CA. Essas ações de controle só podem ser obtidas convenientemente usando uma interface eletrônica de energia (Ekanayake et al., 2012).

Algumas fontes alternativas, como as células a combustível e alguns arranjos fotovoltaicos disponibilizam energia na forma de fonte de tensão com níveis abaixo da tensão de pico da rede. Esses valores fazem com que seja necessária a inclusão de um estágio CC-CC de elevação de tensão integrado ao estágio CC-CA (Vilefort et al., 2012). O conversor Boost é o mais utilizado para este fim (Novaes et al., 2007). Contudo, seu ganho de tensão é limitado, devido às perdas de condução, quando a razão cíclica se aproxima da unidade (Maksimovic et al. 1991). Existem alguns inversores que possuem o estágio de elevação e/ou abaixamento de tensão integrado à sua topologia como (Fernando et al., 2013), (Melo et al., 2018), (Piazza et al., 2014).

Esse trabalho propõe o conversor ilustrado na Figura 1, com o intuito de obter uma topologia de um

conversor CC-CA com número reduzido de interruptores, *gate-drivers* e com tensão duplicada na saída, garantindo peso e volume reduzidos.

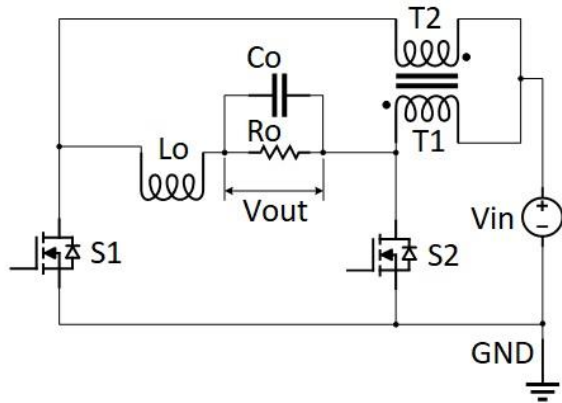


Figura 1. Topologia do conversor proposto.

Uma topologia que apresenta grande versatilidade é o conversor CC-CA em meia ponte, mostrado na Figura 2. Outra topologia que se mostra interessante é o conversor CC-CA em ponte completa, mostrada na Figura 3. São topologias amplamente conhecidas (Martins et al., 2005), (Barbi et al., 2007), (Gerent et al., 2005), (Barbi et al., 2001) e (Leonardo et al., 2010).

O inversor aqui proposto é derivado do conversor meia ponte, pois possui apenas dois interruptores e um *gate-driver* duplo. Porém, a tensão de saída é quadruplicada em relação à tensão de cada fonte desse conversor, conforme está ilustrado na Figura 2.

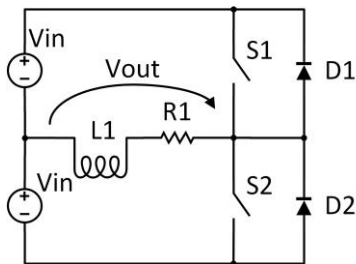


Figura 2. Conversor CC-CA em meia ponte.

Comparado ao conversor em ponte completa, Figura 3, o conversor proposto utiliza apenas uma fonte de alimentação, sua tensão de saída é o dobro da tensão de saída deste e apresenta menores perdas de comutação devido ao número reduzido de interruptores. Além disso, por necessitar apenas de um *gate-driver* duplo, consome menos energia e seu custo será reduzido.

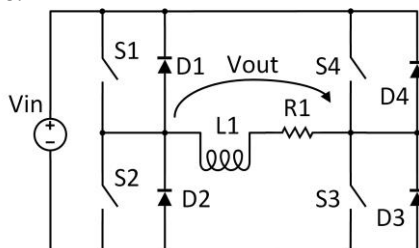


Figura 3. Conversor CC-CA em ponte completa.

O emprego do autotransformador em série com a fonte de alimentação, permite que a tensão induzida em seu enrolamento seja somada à tensão de entrada, dobrando a tensão na carga. Em consequência disso, a tensão nas chaves torna-se o dobro da tensão da entrada. Como este inversor possui um dobrador de tensão integrado, naturalmente os esforços nos interruptores serão maiores.

Em (Blewitt et al., 2008) encontram-se algumas soluções para mitigar estes esforços nos semicondutores, como o uso de um diodo externo de recuperação reversa mais rápida. Em (Schiavon, 2007) tem-se o uso de circuitos *snubbers* no qual é possível a redução da taxa de crescimento da corrente através dos interruptores na entrada em condução, e a taxa de crescimento da tensão sobre estes, durante o bloqueio.

A fábrica de semicondutores CREE lançou nota de aplicação sobre o MOSFET de carbeto de silício SiC (Callanan et al., 2011) e (Richmond, 2003) relata que a substituição de um diodo de silício *Ultrafast Soft-recovery* por um diodo *Schottky* de Carbeto de Silício (SiC), em aplicações com comutação dissipativa utilizando IGBT, pode-se obter redução de até 80% nas perdas de comutação no diodo e redução de até 50% nas perdas de comutação no IGBT.

A topologia proposta é derivada do conversor meia ponte, pois emprega apenas dois interruptores ativos acionados de forma complementar. Porém, como no conversor em ponte completa, utiliza apenas uma fonte de alimentação CC (V_{in}). Além disso, possui um autotransformador com o intuito de dobrar a tensão da fonte alimentação, garantindo o dobro de tensão na carga ($V_{out} = 2.V_{in}$), enquanto que no conversor meia ponte a tensão de saída é a metade da tensão de entrada.

2 Descrição da Topologia Proposta

O inversor de tensão proposto, mostrado na Figura 1, tem como principal elemento o uso de um autotransformador (relação 1:1). O objetivo é verificar seu comportamento no caso mais geral, isto é, com carga de característica indutiva (R-L).

Os interruptores controlados operam com Modulação por Largura de Pulso Senoidal (SPWM) de dois níveis. Esta técnica foi escolhida por ser amplamente utilizada devido à sua grande vantagem de baixar o conteúdo da Distorção Harmônica Total (DHT) contido na forma de onda de saída (Zope et al., 2012) e (Martins et al., 2005).

Em (Zope et al., 2012) temos que a frequência do sinal de referência (F_r) determina a frequência de saída do inversor. A amplitude da senóide de referência (V_{sen}) controla o índice de modulação (M_a) e, consequentemente, a tensão de saída (V_{out}) como mostra na Figura 4.

Uma vez que a saída do inversor é afetada pela frequência de comutação, ela irá conter harmônicos

nesta frequência de comutação. O ciclo de trabalho de um interruptor do inversor é denominado de taxa de modulação de amplitude (Ma) e é dada por:

$$Ma = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \quad (1)$$

Onde V_{sen} e V_{tri} se refere aos valores de pico das tensões. Se $Ma \leq 1$, a amplitude da componente fundamental da tensão de saída apresenta uma relação linear com o índice de modulação, a qual é determinada pela expressão (2).

$$V_{OUT_MAX} = Ma \cdot V_{in} \quad (2)$$

Onde V_{OUT_MAX} é a tensão de saída máxima e V_{in} é a tensão de entrada CC, ambas em [volt].

O valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída é controlado através do parâmetro Ma (Martins et al., 2005).

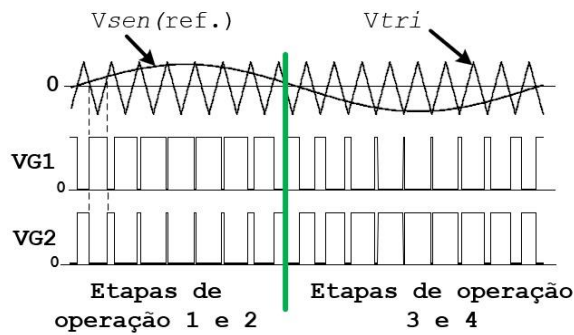


Figura 4. SPWM bipolar com uma portadora triangular e uma moduladora senoidal. VG1 aplicado ao S1. VG2 aplicada ao S2.

3 Princípio de Operação

Nesta análise os componentes são considerados ideais. Os sinais de comando dos interruptores S1 e S2 são complementares entre si com variação do índice de modulação Ma entre 0 e 1 (0 a 100%).

3.1 Etapa 1 de operação:

Durante o período ativo do interruptor S1 a tensão de entrada V_{in} é aplicada ao indutor T2 do autotransformador de relação 1:1, induzindo uma tensão igual a V_{in} em T1, porém com polaridade invertida, devido à disposição dos enrolamentos. Dessa forma a tensão entre os pontos a e b da Figura 5 será o dobro da tensão da fonte.

Vale salientar que, devido à razão entre os dois enrolamentos do autotransformador serem iguais, a corrente de carga é igualmente dividida entre esses enrolamentos. Neste instante a corrente em S1 será a mesma corrente fornecida pela fonte V_{in} . A corrente na carga R_o será igual a corrente em T1, ou seja, metade da corrente fornecida pela fonte V_{in} . Quando

o interruptor está aberto a tensão nele será a mesma da carga.

A polaridade de V_{ab} fica como mostrada na Figura 5. Neste instante há transferência de energia da fonte V_{in} para a carga. Esta etapa termina com a abertura do interruptor S1 e subsequente fechamento do interruptor S2.

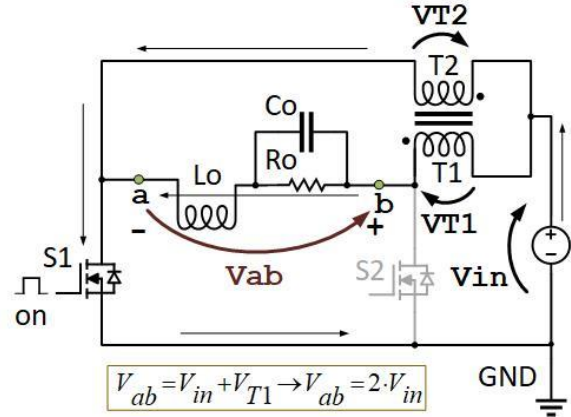


Figura 5. Etapa 1 de operação. Interruptor S1 fechado.

3.2 Etapa 2 de operação:

Quando o interruptor S2 é fechado, por um período relativamente menor do que S1, não se tem uma condução instantânea de corrente através do interruptor S2. A saída do inversor tem uma característica indutiva (filtro passa baixa na saída) e se faz necessário haver um caminho possível para a transferência da energia armazenada nos indutores durante a etapa 1. Este caminho é realizado pelo diodo intrínseco do interruptor S2, como mostra a Figura 6.

Para manter o fluxo de corrente na carga, esta passa pelo indutor T2 retornado à fonte V_{in} . Esta condução leva a ter a tensão $VT2$. Assim $VT2$ induz uma tensão de igual valor sobre $VT1$, porém de sentido contrário, devido ao autotransformador. Nesse sentido, verifica-se que a tensão entre os pontos a e b será o dobro da tensão da fonte.

Neste instante há transferência de energia da carga para a fonte V_{in} .

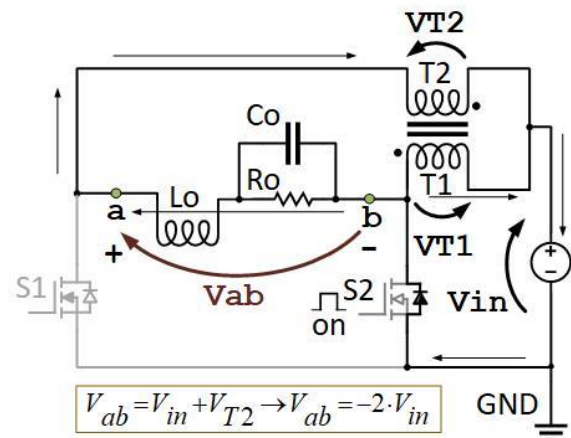


Figura 6. Etapa 2 de Operação. Condução do diodo intrínseco do interruptor S2.

3.3 Etapa 3 de operação:

Inicia-se o semiciclo negativo da senóide de referência como mostra a Figura 4. Esta etapa assemelha-se com a etapa 1, porém o interruptor S2 é fechado por um período maior que o interruptor S1, como mostra a Figura 7. Verifica-se que a tensão entre os pontos a e b será o dobro da tensão da fonte, mas agora com sentido oposto ao da etapa 1. Neste instante há transferência de energia da fonte V_{in} para a carga.

A polaridade de V_{ab} fica como mostrada na Figura 7. Esta etapa termina com a abertura do interruptor S2 e subsequente fechamento do interruptor S1.

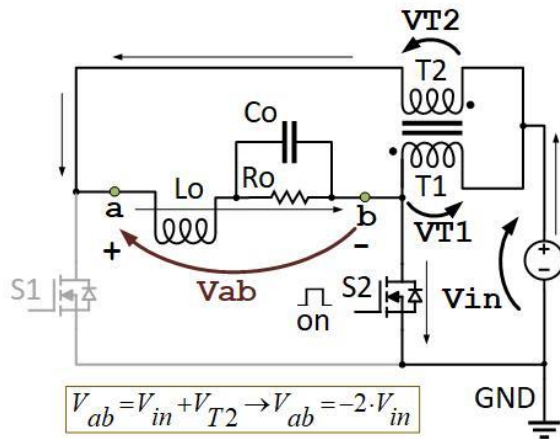


Figura 7. Etapa 3 de Operação. Interruptor S2 fechado.

3.4 Etapa 4 de operação:

Esta etapa assemelha-se à etapa 2. Não há condução instantânea da corrente através de S1. É necessário haver um caminho possível para a transferência da energia armazenada no indutor durante a etapa 3. Então, este caminho é realizado pelo diodo intrínseco do interruptor S1, como mostra a Figura 8.

Verifica-se que a tensão entre os pontos a e b será o dobro da tensão da fonte. Neste instante há transferência de energia da carga para a fonte V_{in} .

Dessa forma, temos todas as etapas de operação.

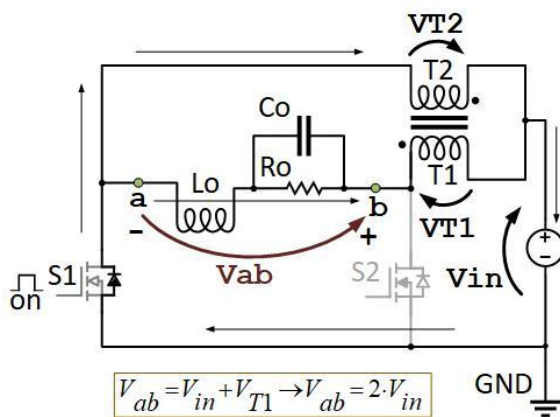


Figura 8. Etapa 4 de Operação. Condução do diodo intrínseco do interruptor S1.

A Figura 9 mostra como fica a tensão V_{ab} juntamente com o acionamento dos interruptores.

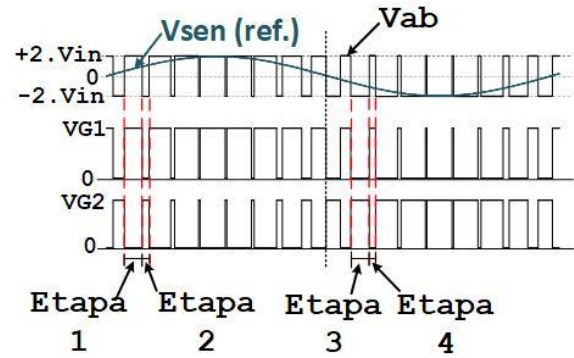


Figura 9. Tensão V_{ab} e etapas de operação.

4 Filtro de Saída

Na saída do estágio inversor é utilizado um filtro L-C para que o conteúdo harmônico seja filtrado e somente as frequências próximas à frequência fundamental estejam presentes na saída. A frequência de operação do filtro de saída é a mesma da comutação dos interruptores. Os interruptores do inversor são ideais, sendo que comutam de forma complementar e a tensão na fonte CC (V_{in}) é assumida como constante. Para dimensionar o indutor do filtro, é feita a consideração que o fator de potência da saída é unitário.

Segundo (Martins et al., 2005) para projetar o filtro de saída, considera-se a carga resistiva pura e calcula-se R_o equivalente para a frequência fundamental, conforme a equação (3):

$$R_o = |Z_o| = \frac{V_{O_{RMS}}^2}{P_o} \cdot \cos \phi \quad (3)$$

Onde $V_{O_{RMS}}$ é o valor eficaz da componente fundamental da tensão de saída, e $\cos \phi$ é o fator de deslocamento considerado unitário.

Em seguida adota-se um valor para o fator de amortecimento entre 0,707 e 1 ($0,707 \leq \zeta \leq 1,0$). A frequência de corte f_c deve ficar uma década abaixo da frequência de chaveamento F_s .

A frequência de corte é determinada por:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (4)$$

Obtemos então os parâmetros L_o e C_o do filtro de saída através das equações (5) e (6), onde ζ é o fator de amortecimento.

$$C_o = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot \zeta \cdot f_c \cdot R_o} \quad (5)$$

$$L_o = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_c)^2 \cdot C_o} \quad (6)$$

Para determinação adequada da capacitância do filtro, deve-se levar em consideração que pequenos valores da capacitância permitem alta regulação da tensão de saída e a corrente no inversor ligeiramente superior à corrente de carga. Em contrapartida, para um valor elevado da capacitância, resulta em uma baixa regulação de saída e um grande aumento da corrente do inversor sobre a corrente de carga (Bezerra et al., 2010) e (Menezes et al., 2007).

O espectro de frequência da tensão de saída sem filtro, para $Ma = 1$, está mostrado na Figura 10.

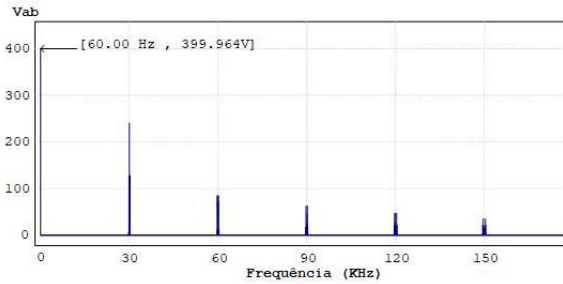


Figura 10. Espectro de frequência para a modulação PWM senoidal de dois níveis com $Ma=1$.

Em (Martins et al., 2005) vemos que as amplitudes harmônicas são função de Ma , e a primeira componente harmônica do espectro de saída gira em torno da frequência de modulação.

Nesta simulação será analisada a frequência (F_r) de 50 Hz e dois valores de tensão de saída: 100 V_{RMS}, e 240 V_{RMS}, que atende os extremos das tensões utilizadas na maioria dos países.

4.1 Projeto do filtro L-C

A tabela 1 contém os parâmetros utilizados nos cálculos.

Aplicando a equação (3) para 100 V_{RMS}, e 240 V_{RMS}, respectivamente, obtemos $R_{o1} = 10 \Omega$ e $R_{o2} = 57,6 \Omega$.

Calculando o capacitor de filtro (C_o) pela equação (5) e considerando a frequência de corte $f_c = 3$ kHz, uma década abaixo da frequência de chaveamento F_s , obtemos $Co1 = 2,65 \mu F$ e $Co2 = 0,46 \mu F$.

Calculando o indutor de filtro (L_o) pela equação (6) e considerando a mesma frequência de corte f_c anterior, obtemos $Lo1 = 1,06$ mH e $Lo2 = 6,11$ mH.

Tabela 1. Valores dos parâmetros utilizados no projeto.

Parâmetro	Valor	Atributo
V_{in}	200	Tensão de Entrada dc (V)
P_o	1	Potência de Saída (kW)
$Vo1$	100	Tensão de saída eficaz 1 (V)
$Vo2$	240	Tensão de saída eficaz 2 (V)
$\cos \phi$	1	Fator de Potência
ζ	1	Fator de amortecimento
F_s	30	Frequência de chaveamento (kHz)
F_r	50	Frequência fundamental de saída (Hz)

5 Resultados Simulados

O circuito proposto foi simulado usando o software PSIM®. A carga está representada pela letra Z.

Os resultados da simulação a seguir adotaram os parâmetros das Tabelas 1, Tabela 2 e Tabela 3.

Tabela 2. Valores dos parâmetros utilizados na simulação para 100V_{RMS}.

Parâmetro	Valor	Atributo
Ma	0,354	Índice de modulação
$Lo1$	1,06	Indutor de Filtro de saída (mH)
$Co1$	2,65	Capacitor de Filtro de saída (μF)
R_o	10	Carga Resistiva (Ω)
$L1$	10	Carga Indutiva (mH)

Tabela 3. Valores dos parâmetros utilizados na simulação para 240V_{RMS}.

Parâmetro	Valor	Atributo
Ma	0,849	Índice de modulação
$Lo2$	6,11	Indutor de Filtro – Saída (mH)
$Co2$	0,46	Capacitor de Filtro de saída (μF)
R_o	57,6	Carga Resistiva (Ω)
$L1$	10	Carga Indutiva (mH)

A tensão de alimentação (V_{in}) é fixa em 200 V_{CC} e a tensão de saída foi ajustada pelo índice de modulação Ma , conforme equação (7). Dessa forma obtemos um índice de modulação $Ma = 0,354$ para $V_{out} = 100V_{RMS}$ e $Ma = 0,849$ para $V_{out} = 240V_{RMS}$. Na equação (7) V_{in} é multiplicado por dois por causa do dobrador de tensão, efeito este devido ao autotransformador no circuito.

$$V_{out_{RMS}} = \frac{(2 \cdot V_{in}) \cdot Ma}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

As Figuras 11 e 12 apresentam os circuitos utilizados na simulação.

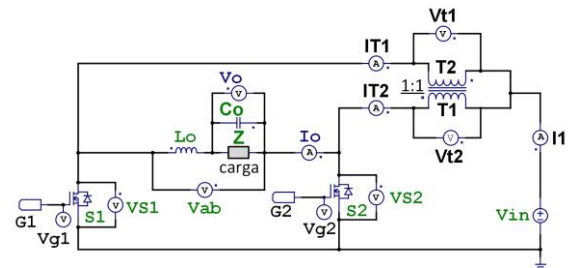


Figura 11. Simulação do Circuito proposto (PSIM).

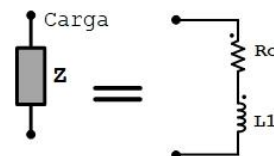


Figura 12. Carga R-L utilizada na simulação.

5.1 Resultados da simulação para frequência fundamental de saída de 50Hz, carga indutiva Ro-L1, Vo1 eficaz de 100V e Vo2 eficaz de 240V.

O intervalo de tempo $t_a - t_b$ destacado nas Figuras 13 a 18 (a), são apresentados de forma detalhada nas Figuras 13 a 18 (b).

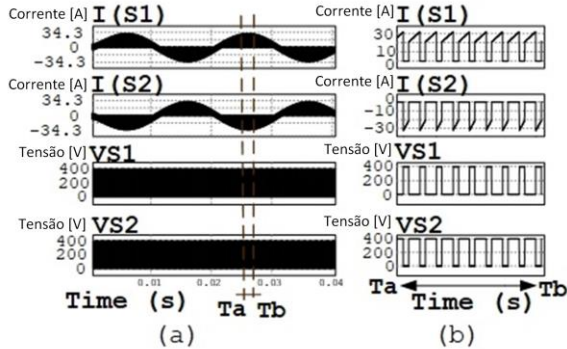


Figura 13. Para 100 V_{RMS}. (a) Corrente nos interruptores S1 (IS1) e S2 (IS2). Tensão sobre os interruptores S1 (VS1) e S2 (VS2). (b) Intervalo $t_a - t_b$.

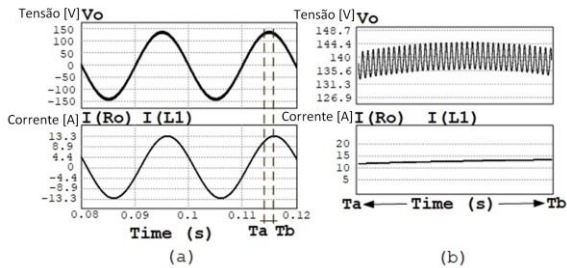


Figura 14. Para 100 V_{RMS}. (a) Tensão de saída Vo1 (V_{out}) e corrente de saída Io – IL1. (b) Intervalo $t_a - t_b$.

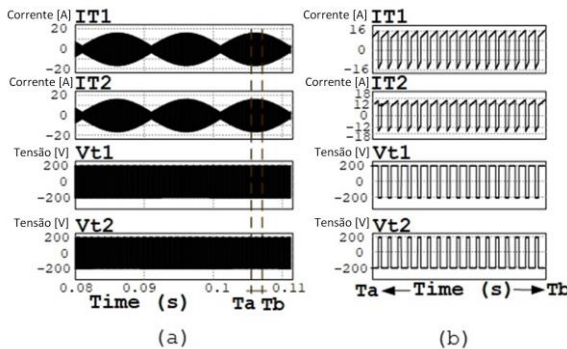


Figura 15. Para 100 V_{RMS}. (a) Corrente no autotransformador (IT1 e IT2) e tensão no autotransformador (Vt1 e Vt2). (b) Intervalo $t_a - t_b$.

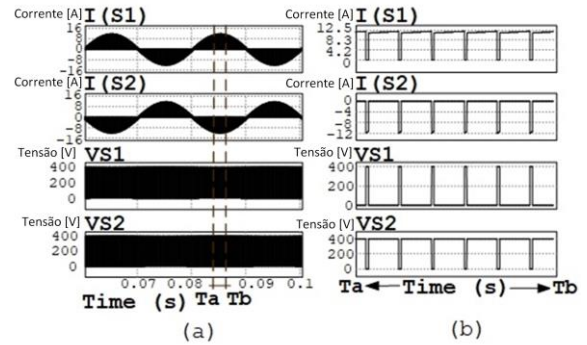


Figura 16. Para 240 V_{RMS}. (a) Corrente nos interruptores S1 (IS1) e S2 (IS2). Tensão sobre os interruptores S1 (VS1) e S2 (VS2). (b) Intervalo $t_a - t_b$.

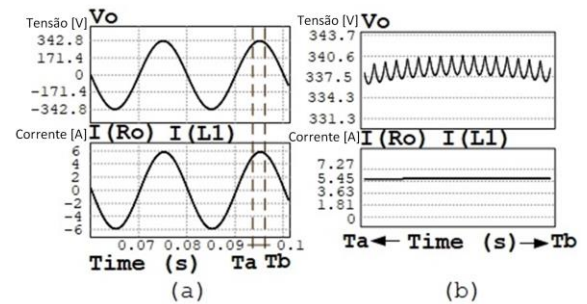


Figura 17. Para 240 V_{RMS}. (a) Tensão de saída Vo1 (V_o) e corrente de saída Io – IL1. (b) Intervalo $t_a - t_b$.

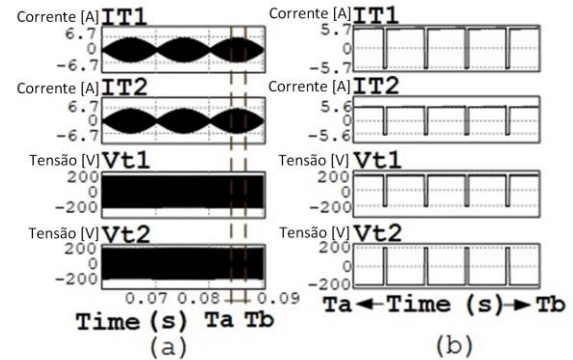


Figura 18. Para 240 V_{RMS}. (a) Corrente no autotransformador (IT1 e IT2) e tensão no autotransformador (Vt1 e Vt2). (b) Intervalo $t_a - t_b$.

5 Conclusão

Este artigo apresentou uma nova topologia de inversor integrado com autotransformador dobrador de tensão, o qual obtém um valor de tensão na carga igual ao dobro da tensão da alimentação CC utilizando um autotransformador. Foram apresentadas as etapas de operação e as principais formas de onda.

As principais vantagens desta topologia são: apresenta apenas uma fonte de tensão CC; a tensão PWM na saída é o dobro da tensão de alimentação; utiliza apenas dois interruptores e somente um *gate-driver* duplo.

Com o intuito de reduzir peso e volume da estrutura, pretende-se utilizar autotransformador com núcleo toroidal. Além disso, serão utilizados semicon-

dutores de potência de tecnologia SiC, com corrente de recuperação reversa nula, reduzindo-se tanto as perdas por comutação quanto a necessidade de emprego de dissipadores de calor volumosos e/ou *snubbers* dissipativos, até mesmo, células de auxílio à comutação.

Foi realizada a simulação, análise qualitativa e quantitativa do conversor de Tensão com Dobrador de Tensão Integrado Utilizando Autotransformador validando o princípio de funcionamento do mesmo.

Referências Bibliográficas

- Barbi, I., Martins, D. C., (2001). Teoria Fundamental da Eletrônica de Potência, Florianópolis, Edição dos Autores.
- Barbi I., Lazzarin T. B., Hausmann R., Larico H. S., Piazza G. L., (Maio 2007). Projeto de Inversor Monofásico, Conjunto de relatórios. Departamento de Engenharia Elétrica – Centro Tecnológico, INEP – Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis. Disponível para download: <<http://ivobarbi.com/apostilas/>> . Acesso em: 01 dez. 2017.
- Bezerra, L. D. S., (Fevereiro de 2010). Conversor de alto ganho associado a um inversor para aplicação em sistemas autônomo de energia elétrica. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará,.
- Blewitt W.M., Gurwicz D.I., (28th August 2008). Reduction of power MOSFET losses in hard-switched converters, The Institution of Engineering and Technology, Electronics Letters online no: 20081414, doi: 10.1049/el:20081414
- Boroyevich D., Cvetkovic I., Burgos R., and Dong D., (2013). Intergrid: a future electronic energy network?. IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron., vol. 1, pp. 127-138,.
- Callanan, B., Cree Inc., (January 2011). Application Considerations for Silicon Carbide MOSFETs”. Cree’s Application Note: CPWR-AN08, Rev.
- Ekanayake J., Liyanage K., Wu J., Yokoyama A., Jenkins N., (2012). Smart Grid Technology and Applications. pp. 1-12, pp. 189 – 202. Wiley, Hoboken. ISBN 978-0-470-97409-4.
- Fernando C. M., Garcia L. S., Freitas L. C., Buiatti G. M., Coelho E. A. A., Freitas L. C. G., (2013) Novel transformeless single-stage 4-switches buck-boost inverter. Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC).pp. 2811–2816.
- Gerent, F. H., (2005). Metodologia de Projeto de Inversores Monofásicos de Tensão para Cargas Não-Lineares. Dissertação (Mestrado) - Curso de Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico., Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- Leonardo, P. S., (Agosto de 2010). Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, pra o aproveitamento de Fontes Alternativa e Renováveis de Energia Elétrica. Ilha Solteira, , Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira.
- Maksimovic D., Cuk S., (1991). Switching converters with wide DC conversion range. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, pp. 151–157.
- Martins D. C., Barbi I., (Maio 2005). Eletrônica de Potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA. Florianópolis: Ed. Dos autores.
- Melo F. C., Garcia L. S., Freitas L. C., Coelho E. A. A., Farias V. J., Freitas L.C. G., (March 2018). Proposal of a Photovoltaic AC-Module With a Single-Stage Transformerless Grid-Connected Boost Microinverter. IEEE Transactions on Industrial Eletronics, Vol. 65, No. 3.
- Menezes, L. M., (Julho de 2007). Projeto INVERSOL – Desenvolvimento de uma fonte ininterrupta de energia com possibilidade de uso em sistema fotovoltaico. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Ceará.
- Novaes Y., Rufer A., Barbi I., (2007). A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications. Power Conversion Conference – Nagoya, pages 601 – 607.
- Piazza G. L., Barbi I., (Sep. 2014). New step-up/step-down DC–AC converter. IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 9, pp. 4512–4520.
- Rashid, M. H., (2011). Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, And Applications. 3rd. ed. Pensacola, FL, U.s.a, Butterworth-heinemann, Elsevier Inc, All rights reserved.
- Richmond, J., (2003-2006). Hard-Switched Silicon IGBTs? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky Diodes”. Cree’s Application Note: CPWR-AN03, Rev B.
- Schiavon G. J., (17 dezembro de 2007). No-break 1,2KVA, Senoidal, Operando em Malha Fechada: Circuito de Potência, Circuito de Controle Analógico e Circuito de Controle Digital com DSC. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de engenhoar elétrica. Londrina.
- Vilefort L. S., Silva F. V. R., Coelho E. A. A., Freitas L. C., Vieira Jr J. B., (Fevereiro de 2012). Conversor Boost Quadrático SR-ZVS-QRC PWM. Aceito para publicação em 29/02/2012 por recomendação do editor João Onofre P. Pinto. Eletrônica de Potência, Campo Grande, v. 17, n. 1, p. 393-400.
- Zope P. H., Bhangale P. G., Sonare P., Suralkar S. R., (October 2012). Design and Implementation of carrier based Sinusoidal PWM Inverter International Journal of Advanced Research in

Electrical, Electronics and Instrumentation
Engineering, Vol. 1, Issue 4, , ISSN: 2278 –
8875.