

# Transformador de Estado Sólido de Três Estágios Utilizando Conversor DAB e Inversor Multinível *H-Bridge* Cinco Níveis em Cascata

Pablo F. S. Costa<sup>†</sup>, Pedro H. B. Löbler<sup>†</sup>, Leandro Roggia<sup>§</sup> e Luciano Schuch<sup>†</sup>

<sup>†</sup>Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

Email: pablofscosta, phlobler, schuch.prof (@gmail.com)

<sup>§</sup>Colégio Técnico Industrial de Santa Maria - CTISM

Email: roggia@gmail.com

Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, RS, Brasil

**Resumo**—Este trabalho propõe um módulo de potência para Transformadores de Estado Sólido (*Solid-State Transformers – SST*) baseado na topologia de três estágios de conversão de energia. O módulo é composto por dois conversores *Dual Active Bridge* (DAB) no estágio intermediário, os quais são utilizados para reduzir os níveis de tensão e gerar o barramento CC para o inversor *H-bridge* em cascata de cinco níveis. Controladores de tensão para ambas as topologias são projetados para que os níveis de tensão do barramento CC e de saída CA se mantenham constantes mesmo durante transitórios de carga.

**Palavras-Chave** – Transformador de Estado Sólido, Conversor DAB, Inversor *H-bridge* cinco níveis

## I. INTRODUÇÃO

Os SSTs são equipamentos que utilizam tecnologias da eletrônica de potência para realizar conversões de tensão e assim substituir os transformadores convencionais de baixa frequência, combinando isolamento galvânica de média ou alta frequência e conversores estáticos. Os SSTs conseguem reduzir significativamente o volume e o peso dos elementos magnéticos, permitem ainda a inclusão de novas funções, tais como: correção do fator de potência, regulação de tensão instantânea, compensação de queda de tensão, isolamento de falha, redução do conteúdo harmônico e saída CC [1], [2].

Aplicações típicas de SST se dão em microrredes, estações de carga de veículos elétricos, centrais de processamento de dados, sistemas de tração de grande porte, entre outros.

Em um sistema de microrrede o SST é um dos elementos de maior importância, como mostra a Fig. 1, onde sistemas de energia renovável distribuída e cargas CA são conectados ao barramento de distribuição de alta tensão através do SST. Ainda é possível realizar a conexão de cargas CC através de um barramento CC gerado pelo conversor intermediário. Uma estrutura possível de ser utilizada em SSTs é uma topologia de três estágios [3], como o apresentado na Fig. 2. Neste caso, os conversores CA/CC de média tensão (MT) e baixa tensão (BT) estão conectados às redes de alta tensão (AT) e BT, respectivamente. A conexão CC entre esses conversores dá-se por meio de um conversor CC/CC de alta potência, onde

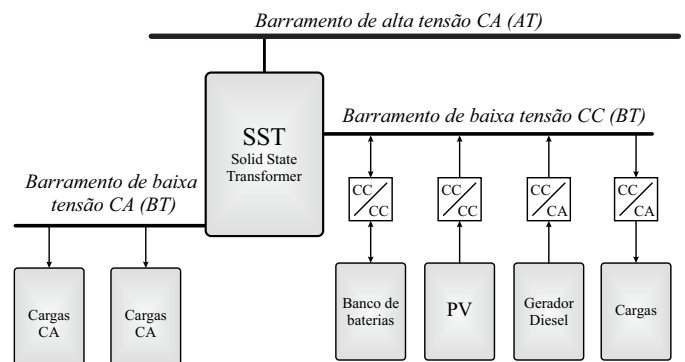


Figura 1: Estrutura SST em uma microrrede

o isolamento e a redução dos níveis de tensão são obtidos através de uma ligação CA de média frequência (MF).

Como mostrado na Fig. 3, o SST consiste de um retificador CA/CC multinível em cascata, um conversor CC/CC *Dual Active Bridge* (DAB) e um inversor CC-CA multinível para conexão com o barramento CA de saída. O barramento CC é regulado para 200 V e pode ser distribuído para facilitar a conexão de baterias e outros recursos alimentados em tensão CC. O estágio retificador é composto por um conversor *H-bridge* em cascata. Os conversores DAB regulam o barramento CC de baixa tensão e o inversor de saída pode ser composto por um inversor *H-bridge* em cascata para fornecer tensão CA com frequência de 60 Hz [1].

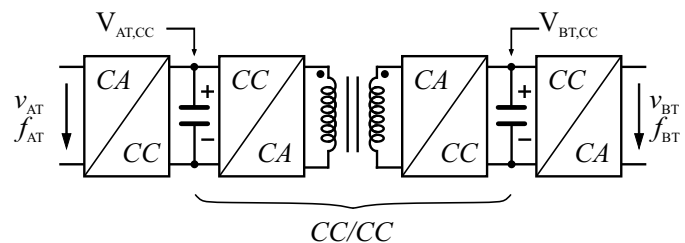


Figura 2: Estrutura de três estágios de um SST.

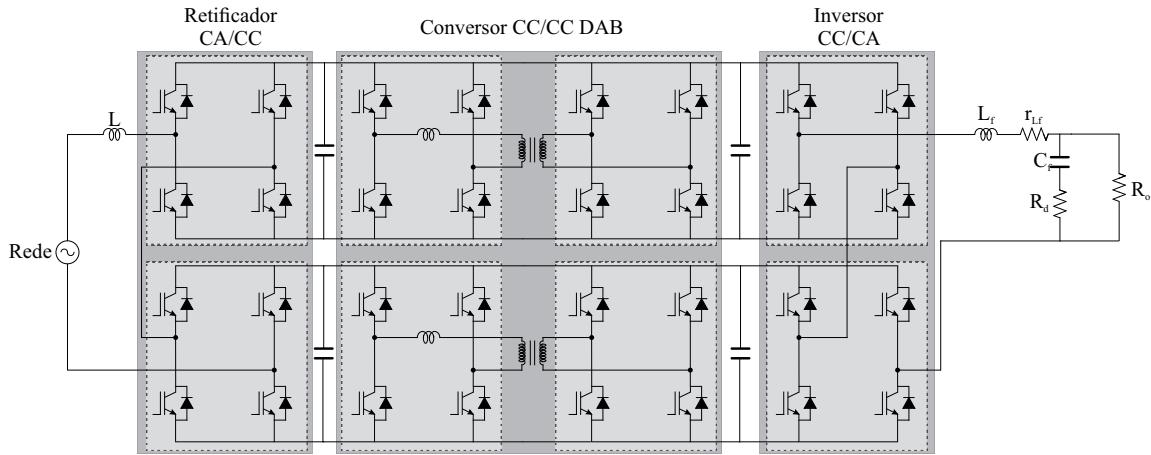


Figura 3: Configuração de SST utilizada no decorrer do trabalho

Por suas características, os SSTs têm recebido crescente destaque para as futuras redes de distribuição, sendo considerados como uma das dez tecnologias emergentes de maior importância [4]. Contudo, apesar das vantagens, o nível de tensão de operação dos SSTs, os quais podem chegar a dezenas de quilovolts, é um dos desafios a serem superados. Como a tecnologia atual de semicondutores não apresenta dispositivos para esta aplicação, a utilização de arquiteturas de conversores modulares tem despertado o interesse dos pesquisadores [5].

Por estes motivos, conversores modulares têm surgido como soluções potenciais devido ao menor custo. Ainda, possibilita facilidade de manutenção, uma vez que caso algum módulo apresente falha este pode ser substituído sem comprometer a estrutura como um todo e, também, permitem a ampliação da capacidade de processamento de energia com a simples adição de módulos. Tais fatores, inevitavelmente, garantem redundância e maior confiabilidade [6], [7]. Recentemente, o uso de configurações multiníveis se tornou mais interessante para aplicações como retificador ativo e como inversores em SSTs. Além disso, a técnica multinível facilita a redução de harmônicos e ainda podem manter o fator de potência próximo à unidade com um filtro CA menor para reduzidas frequências de comutação [8].

Este artigo propõe um módulo SST de 1 kVA, baseado na topologia de três estágios como apresentado na Fig. 3. Serão abordados apenas o estágio intermediário composto por dois conversores DAB para regular a tensão do barramento CC em 200 V e o estágio de conexão com a rede, o qual é configurado por um inversor *H-bridge* em cascata de cinco níveis para interface direta com o barramento CA de BT de 220 V eficaz.

## II. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

### A. Conversor DAB

O conversor CC/CC bidirecional DAB foi proposto inicialmente em [9] e [10] como uma topologia com elevada densidade de energia e potência. A topologia DAB é atraente pois possui comutação sob *Zero Voltage Switching* (ZVS - comutação com zero de tensão) e fluxo bidirecional de

potência. O conversor DAB consiste de dois conversores *Full-Bridge* e um transformador de alta frequência como mostra a Fig. 4. Cada ponte ativa é controlada com ciclo de trabalho constante (50%) para garantir uma forma de onda de tensão quadrada de alta frequência nos terminais do transformador.

Considerando a presença da indutância de dispersão do transformador e um indutor auxiliar com um valor projetado e conhecido, o fluxo de potência entre as pontes ativas é controlado utilizando a Modulação por Defasagem Angular (*Phase Shift Modulation* - PSM). Deste modo, a transferência bidirecional de potência pode ser alcançada. A indutância  $L_{dab}$  é o principal elemento de transferência de potência, sendo composta pela indutância de dispersão do transformador e, caso necessário, por um indutor auxiliar conectado em série [11].

Diferentemente de outros conversores CC-CC isolados, os conversores DAB possuem uma configuração simétrica, a qual permite o fluxo bidirecional de energia necessário para aplicações em SSTs. O fluxo de energia de um conversor DAB pode ser controlado variando o deslocamento angular entre as duas pontes ativas. Essa mudança de fase altera a tensão através da indutância de dispersão do transformador. Dessa forma, a direção do fluxo de energia e a quantidade de energia transferida são controladas [12].

### B. Inversor cinco níveis *H-bridge* em cascata

Os conversores multiníveis *H-bridge* em cascata monofásicos (CHB) são uma das topologias multiníveis mais popula-

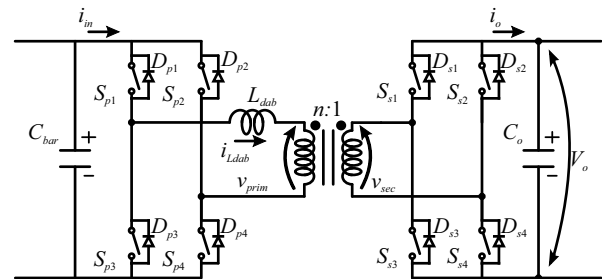


Figura 4: Conversor DAB clássico.

res, devido à sua estrutura modular, reduzida frequência de comutação e pequeno número de componentes, comparado com outras topologias multiníveis. Essas vantagens tornam o conversor CHB um importante elemento na estrutura de controle para inúmeras aplicações de média e alta potência. Ele tem sido empregado em transformadores de estado sólido, compensadores síncronos, sistemas fotovoltaicos (PV) conectados à rede e retificadores ativos [13]. A Fig. 5 apresenta o inversor *H-bridge* cinco níveis.

Outras razões para a escolha desta topologia são as seguintes: 1) o número de componentes utilizados na construção de cada *H-bridge* é linearmente escalonado com o número de níveis; 2) os inversores *H-bridge* formam uma seção modular para cada perna de fase, o que facilita a construção e a manutenção; e 3) o número de níveis pode ser aumentado para permitir a conexão direta do conversor à média e alta tensão, o que evita o uso de transformadores convencionais [14].

Para inversores *full-bridge* e *H-bridge* em cascata a modulação *phase-shift* é a estratégia mais utilizada, pois proporciona uma melhora na THD da tensão de saída [15], [16]. Podem ser utilizadas  $(n - 1)$  portadoras, defasadas de  $360^\circ/(n - 1)$  e as componentes harmônicas mais significativas da tensão estarão dispostas nas bandas laterais em torno de  $(n - 1)f_{sw}$ , resultando em uma redução significativa no filtro de saída [17], sendo  $n$  o número de níveis do conversor e  $f_{sw}$  a frequência de comutação dos interruptores.

Ainda, com a modulação *phase-shift*, para índices de modulação de frequência ( $m_f$ ) pares, a tensão de saída do inversor apresenta apenas harmônicos ímpares [18]. O índice de modulação de frequência é dado pela relação entre a frequência das portadoras (frequência de chaveamento) e a frequência da fundamental ( $f_o$ ),

$$m_f = \frac{f_{sw}}{f_o} \quad (1)$$

Outra vantagem dessa estratégia de modulação aplicada ao conversor *H-bridge* é que todas as células do inversor processam potências similares [18].

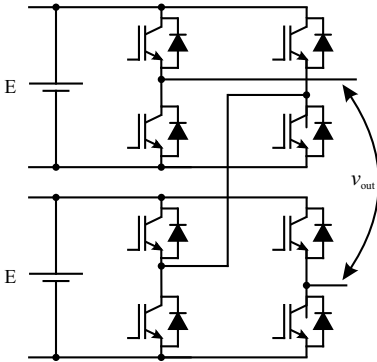


Figura 5: Inversor *H-bridge* em cascata cinco níveis.

### III. MODELAGEM E CONTROLE DOS CONVERSORES DO MÓDULO SST

#### A. Modelagem e controle da tensão de saída do conversor DAB

Para a obtenção do modelo de pequenos sinais do conversor DAB foi aplicada a técnica de modelagem por valores médios conforme [19].

A equação (2) mostra a função de transferência que será utilizada para realizar o projeto do controlador da tensão de saída do conversor DAB, a qual relaciona a tensão  $V_{o\_DAB}$  com o ângulo de defasagem. Os parâmetros para quantificar  $G_{V_{o\_DAB}}(s)$  são dados na Tab. 1.

$$G_{V_{o\_DAB},\alpha} = \frac{V_{in\_DAB}(\pi - 2\alpha_{DAB})}{2\pi f_{sw\_DAB} L_{DAB} n_{Tr} \pi} \frac{R_{o\_DAB}}{R_{o\_DAB} C_{o\_DAB} s + 1} \quad (2)$$

O sistema de controle deste estágio é responsável pela regulação da tensão do barramento capacitivo intermediário, o qual é equivalente a tensão de saída do conversor DAB,  $V_{o\_DAB}$ . Desta forma, o sistema de controle possui apenas uma única malha de tensão realimentada, como mostra a Fig. 6. O controlador de tensão  $C_{v\_DAB}(z)$  faz com que a tensão  $V_{o\_DAB}$  consiga rastrear a referência de tensão contínua  $V_{o\_DAB}^*$ , mantendo-a regulada.

No controlador  $C_{v\_DAB}(z)$  projetado para a malha de compensação de tensão é utilizado um controlador do tipo PI, cuja função de transferência no domínio da frequência discreta é dada por,

$$C_{PI_{V_{o\_DAB}}}(z) = k_p + k_i \frac{z}{z + 1} \quad (3)$$

onde:

$k_p$  - ganho proporcional

$k_i$  - ganho integral

O controlador é projetado para garantir que o sistema compensado em malha aberta apresente uma margem de ganho mínima de 5 dB e uma margem de fase de  $60^\circ$ .

Tabela I: Parâmetros do Conversor DAB

Parâmetro	Valor	Símbolo
Tensão de saída	200 V <sub>rms</sub>	$V_{o\_DAB}$
Tensão de entrada	400 V	$V_{in\_DAB}$
Potência nominal	500 W	$P_{o\_inv}$
Frequência de chaveamento	20 kHz	$f_{sw\_inv}$
Relação de transformação	1/2	$n_{TR}$
Ângulo de defasagem nominal	$20^\circ$	$\alpha_{DAB}$
Indutor de transferência de potência	98,7 $\mu$ H	$L_{DAB}$
Capacitor de saída	6800 $\mu$ F	$C_{o\_DAB}$

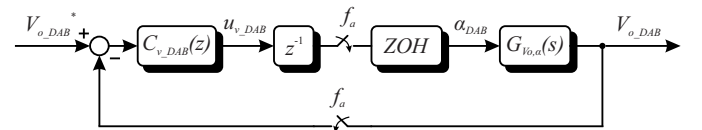


Figura 6: Estrutura de controle do conversor DAB.

## B. Modelagem da planta e projeto do controlador do inversor

A topologia *H-bridge* em cascata é associada a um filtro *LC* com amortecimento passivo que compõe o circuito de saída do inversor, conforme mostra a Fig. 7. O amortecimento passivo do filtro *LC* é composto pelo indutor  $L_f$  e pelo capacitor  $C_f$ , ainda são associados resistores de amortecimento a estes dispositivos ( $r_{Lf}$  e  $R_{Cf}$ ). A utilização de  $R_{Cf}$  é necessária para amortecer o pico de magnitude na frequência de ressonância do filtro e evitar uma condição de instabilidade na operação do conversor em malha fechada e em baixa carga [20].

A equação (4) mostra a função de transferência que relaciona a tensão de saída pela razão cíclica do inversor *H-bridge* cinco níveis em cascata, conforme [21].

A Fig. 8 ilustra o diagrama de blocos do sistema de controle digital do inversor. A função de transferência definida na equação (4) relaciona  $V_{o\_inv}(s)$  e  $d_{inv}(s)$ , sendo assim utilizada para o projeto do controlador da malha de tensão. As especificações para quantificar  $G_{V_o, Den\_inv}(s)$  são dadas na Tab. 2.

Para o controlador  $C_{v\_inv}(z)$  projetado para a malha de compensação de tensão foi utilizado um controlador do tipo PID, cuja função de transferência no domínio da frequência discreta é dada por,

$$C_{PID\_Voinv}(Z) = k_p + k_i \frac{z}{z+1} + k_d \frac{z-1}{z} \quad (5)$$

onde:

$k_p$  - ganho proporcional

$k_i$  - ganho integral

$k_d$  - ganho derivativo

O controlador é projetado para garantir que o sistema compensado em malha aberta apresente uma margem de ganho mínima de 5 dB e uma margem de fase de 60°.

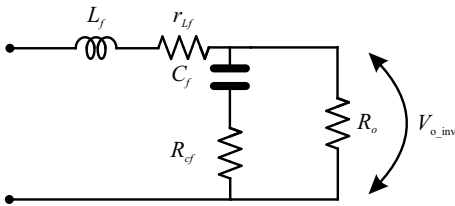


Figura 7: Filtro LC passa baixa de saída.

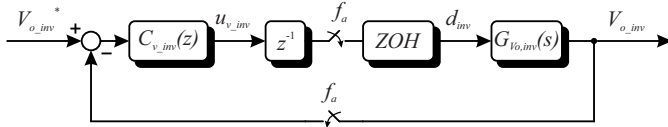


Figura 8: Estrutura de controle do inversor *H-bridge* de 5 níveis.

$$G_{o\_inv} = \frac{2V_{in\_inv}C_fR_{Cf}s + 1}{\left(L_fC_f\frac{C_fL_fR_{Cf}}{R_o}\right)s^2\left(\frac{L_f}{R_o} + \frac{C_fR_{Cf}r_{Lf}}{R_o} + C_f r_{Lf} + C_fR_{Cf}\right)s\left(\frac{r_{Lf}}{R_o} + 1\right)} \quad (4)$$

Tabela II: Parâmetros do inversor

Parâmetro	Valor	Símbolo
Tensão de saída	220 V <sub>rms</sub>	$V_{o\_rms}$
Índice de modulação	0,7625	$M$
Tensão total do barramento CC	200 V	$V_{in\_inv}$
Potência nominal	1 kW	$P_{o\_inv}$
Frequência de chaveamento	3 kHz	$f_{sw\_inv}$
Frequência fundamental de saída	60 Hz	$f_o$
Frequência de corte do filtro <i>LC</i> de saída	240 Hz	$f_{LC}$
Ondulação de corrente de saída	20 %	$\Delta i_{Lf}$
Indutor do filtro de saída	1,14 mH	$L_f$
Capacitor do filtro de saída	385 $\mu$ F	$C_f$
Resistores de amortecimento	10 $\Omega$	$r_{Lf}$ e $R_{Cf}$

## IV. RESULTADO DE SIMULAÇÃO

Nesta seção será avaliado o desempenho das topologias do conversor DAB e do inversor *H-bridge* em cascata de cinco níveis a partir de resultados de simulação obtidos através do *software* PSim®. Os resultados são obtidos de acordo com os parâmetros apresentados nas Tab. 1 e 2.

A Fig. 9 apresenta a tensão multinível, a tensão CA e a modulação implementada para o inversor *H-bridge* operando em regime permanente com carga nominal de 1 kW.

Neste teste o inversor é conectado a uma carga resistiva. A Fig. 9 (a) apresenta a tensão multinível e a tensão CA de saída e na Fig. 9 (b) é mostra a modulação *phase shift* implementada. Nota-se que nesta configuração a THD da tensão de saída fica em torno de 3,28 %, valor abaixo do estabelecido pelo PRODIST módulo 8, o qual apresenta como parâmetro que a THD deve ser inferior a 10 % da fundamental para níveis de tensão inferiores a 1 kV.

Na sequência foi aplicado um degrau de carga na saída do inversor, este degrau foi de 100 % para 0 % de carga em aproximadamente 72 ms para comprovar o funcionamento dos controladores projetados. As formas de onda da tensão multinível, da tensão CA e da corrente são apresentadas na Fig. 10. Como mostra a Fig. 10 (a) a tensão multinível de saída não apresenta distorção no momento em que o degrau é aplicado. O comportamento da tensão CA e da corrente de saída são apresentados na Fig. 10 (b), onde pode-se observar que ocorre uma pequena variação de amplitude na tensão, a qual é rapidamente compensado pelo controlador, enquanto a corrente de saída vai do seu valor nominal para 0 A, comprovando o degrau de carga. A THD incluindo a variação da tensão de saída com o degrau aplicado apresentou valor de 3,92 %.

A Fig. 11 apresenta as formas de onda da tensão de saída dos dois conversores DAB com o mesmo degrau de carga

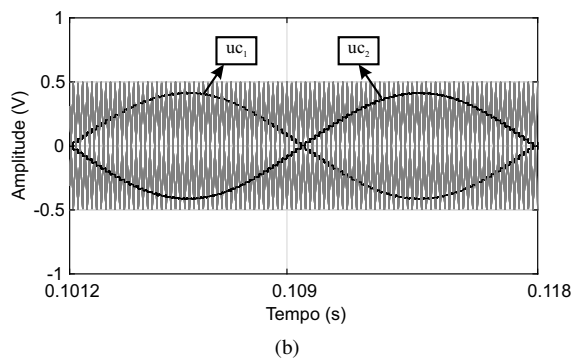
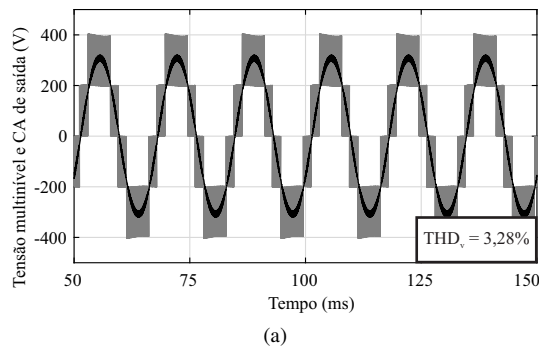


Figura 9: Formas de onda do conversor *H-bridge* em cascata de cinco níveis: (a) tensão multinível e tensão CA de saída e (b) sinais modulantes  $uc_1$  e  $uc_2$  e triangulares.

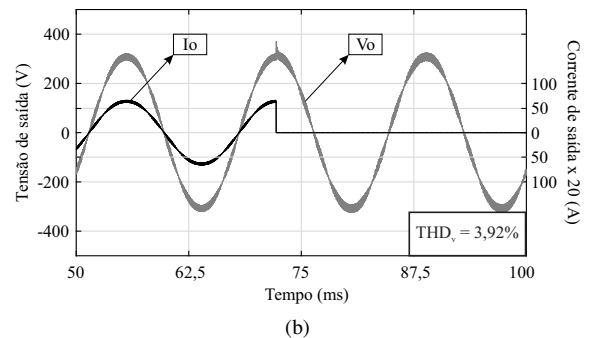
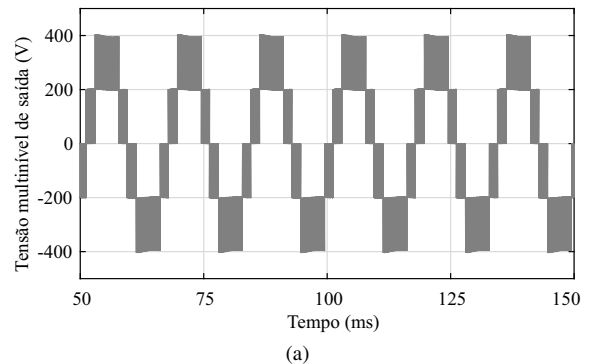


Figura 10: Formas de onda do conversor *H-bridge* em cascata de cinco níveis com degrau de carga de 100 % para 0 %: (a) tensão multinível de saída, (b) tensão CA e corrente de saída (vezes 20).

aplicado ao inversor (degrau na carga na saída do inversor). Apesar de apresentar ondulação de 120 Hz no barramento CC o controlador projetado para o conversor atua de forma rápida e sem sobressinal, comprovando assim o seu desempenho

A Fig. 12 mostra que as harmônicas dominantes da tensão de saída estão nas bandas laterais em torno de 12 kHz, que é quatro vezes o valor da frequência de comutação. Comprova-se dessa forma o equacionamento apresentado anteriormente como em [17], onde as componentes harmônicas mais significativas da tensão devem estar dispostas nas bandas laterais em torno de  $(n - 1)f_{sw}$ , sendo uma das vantagens deste tipo de modulação. Observa-se ainda que não aparecem harmônicas de ordem par, devido  $mf$  ser igual a 50.

## V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma estrutura de um módulo de potência com três estágios de conversão de energia para um SST. Foram apresentadas as topologias do estágio intermediário responsável por regular a tensão do barramento CC de baixa tensão e o inversor *H-bridge* de cinco níveis para conexão com a rede. Controladores de tensão para ambas as topologias foram projetados, sendo comprovado seu desempenho via simulação com degrau de carga na saída do inversor. Comprovou-se ainda que a distorção harmônica para modulação PWM *phase shift* é reduzida e que as harmônicas mais significativas irão aparecer apenas em torno do quádruplo da frequência de comutação.

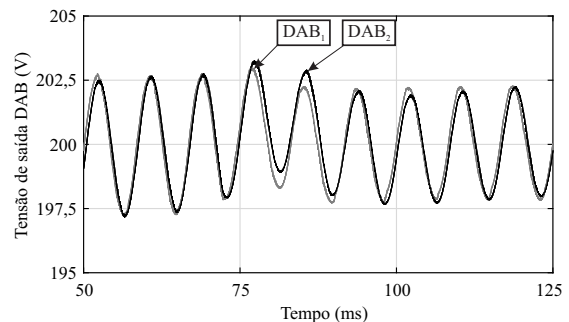


Figura 11: Tensão de saída dos conversores DAB do estágio intermediário com degrau de carga.

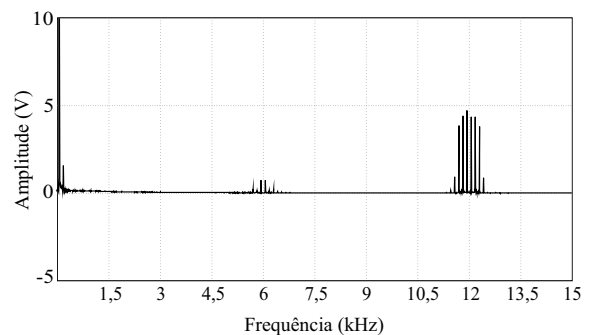


Figura 12: THD da tensão CA de saída.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, do INCTGD e órgãos financiadores (CNPq processo n° 465640/2014-1, CAPES processo n° 23038.000776/2017-54 e FAPERGS n° 17/2551-0000517-1).

## REFERÊNCIAS

- [1] T. Zhao, G. Wang, S. Bhattacharya, and A. Q. Huang, "Voltage and power balance control for a cascaded h-bridge converter-based solid-state transformer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1523–1532, 2012.
- [2] T. Zhao, J. Zeng, S. Bhattacharya, M. E. Baran, and A. Q. Huang, "An average model of solid state transformer for dynamic system simulation," in *2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting*. IEEE, 2009, pp. 1–8.
- [3] L. Heinemann and G. Mauthe, "The universal power electronics based distribution transformer, an unified approach," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, vol. 2. IEEE, 2001, pp. 504–509.
- [4] "Technology review - 10 emerging technologies," Massachusetts Institute of Technology (MIT), 2010. [Online]. Available: [www.technologyreview.com/magazine/2010/05/](http://www.technologyreview.com/magazine/2010/05/)
- [5] H. R. Mamede, V. N. Trucco, D. Tobias, L. Brighenti *et al.*, "Proposta de uma estrutura cc-cc com redundância interna de módulos conversores para aplicações em transformadores de estado sólido."
- [6] M. Stieneker and R. W. De Doncker, "System efficiency estimation of redundant cascaded-cell converters in applications with high-power battery energy storage systems," in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. IEEE, 2012, pp. 1–6.
- [7] H. R. Mamede, W. M. dos Santos, and D. C. Martins, "A dab-based solid-state transformer with high reliability as to the power supply," in *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [8] Y. Shi and H. Li, "Isolated modular multilevel dc–dc converter with dc fault current control capability based on current-fed dual active bridge for mvdc application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2145–2161, 2018.
- [9] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications," in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE, 1988, pp. 796–805.
- [10] M. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, 1992.
- [11] A. R. Alonso, J. Sebastian, D. G. Lamar, M. M. Hernandez, and A. Vazquez, "An overall study of a dual active bridge for bidirectional dc/dc conversion," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, 2010, pp. 1129–1135.
- [12] H. Qin, "Dual active bridge converters in solid state transformers," 2012.
- [13] D. Yang, N. Wu, L. Yin, and Z. Lu, "Natural frame control of single-phase cascaded h-bridge multilevel converter based on fictive-phases construction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 5, pp. 3848–3857, 2018.
- [14] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded h-bridge multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, 2015.
- [15] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, no. 4, pp. 858–867, 2002.
- [16] G. Henn, P. Praça, R. Silva, D. Oliveira Jr, and L. Barreto, "Adapted modulation for thd performance improvement and losses reduction on multilevel inverters," *Revista SOBRAEP*, vol. 16, no. 2, pp. 103–109, 2011.
- [17] V. G. Agelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier pwm techniques," in *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196)*, vol. 1. IEEE, 1998, pp. 172–178.
- [18] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003, vol. 18.
- [19] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. Hendrix, "Transformer-coupled multiport zvs bidirectional dc–dc converter with wide input range," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 771–781, 2008.
- [20] R. W. Erickson, "Optimal single resistors damping of input filters," in *APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)*, vol. 2. IEEE, 1999, pp. 1073–1079.
- [21] T. Vargas, S. S. Queiroz, G. S. da Silva, and C. Rech, "Estudo da controlabilidade do conversor dual-active bridge em estruturas de conversores em cascata," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 24, no. 1, pp. 18–26, 2019.