

# ESTUDO DE UM CONVERSOR BIDIRECIONAL BASEADO NO CONVERSOR BOOST COM BAIXOS ESFORÇOS DE TENSÃO NOS INTERRUPTORES

Fabiano Gonzales Nimitti  
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil  
e-mail:fabsnimitti@gmail.com

Antônio Manuel Santos Spencer Andrade  
Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil  
e-mail:antoniom.spencer@gmail.com

**Resumo**—Uma nova topologia não isolada de conversor chaveado bidirecional com baixo esforços nos interruptores é apresentada neste artigo. A topologia permite tanto elevar quanto rebaixar a tensão em suas portas, possui baixo esforço de tensão nos semicondutores e com isso permite a utilização de interruptores com menor resistência interna, assim diminuindo as perdas por condução e preservando a eficiência. O conversor proposto possui diferentes modos de operação tais como acionamento interleaved, síncrono e desacoplado. Entretanto este artigo ressalta apenas o modo síncrono que foi validado utilizando simulações onde foi obtido um desempenho superior quando comparado às principais topologia bidirecionais conhecidas.

**Keywords** – bidirecional, boost, buck, chaveado, esforços.

## I. INTRODUÇÃO

A crescente poluição causada pelos combustíveis fósseis, sendo os veículos movidos a combustão interna os principais causadores desta poluição, demonstra que é necessário buscar alternativas menos poluentes e mais eficientes para dessa forma amenizar a poluição advinda destes meios poluidores. Os veículos elétricos ou híbridos são uma alternativa menos poluentes que os veículos de combustão, visto que os motores elétricos não geram gases durante seu funcionamento e nem dependem diretamente de combustíveis fósseis.

Veículos elétricos são dependentes da energia elétrica armazenada em suas baterias, para melhorar a autonomia do veículo é adicionado um sistema de freios regenerativos [1-4]. Este tipo de freio atua de forma a aproveitar a energia cinética da rotação das rodas no momento que o motor está desacelerando, tornando o motor um gerador. Dessa forma a corrente elétrica deve fluir do sistema de baterias para o motor em momentos de aceleração e do motor para o sistema de baterias em momentos de frenagem.

Nestes veículos também se destaca a capacidade de funcionar como um banco de baterias [5] que podem ser carregadas no período diurno, quando a energia é mais barata, e utilizadas para suprir parte da demanda da rede elétrica residencial no período noturno, quando a energia é mais cara.

Em ambas as aplicações mencionadas existe diferença entre os níveis de tensão da bateria do veículo e do barramento CC da aplicação, assim é preciso tanto elevar como rebaixar a tensão para que a aplicação em questão possa ser realizada.

Para suprir esta necessidade foi pensado nos conversores bidirecionais que possuem características tanto elevadora quanto rebaixadora. Estes conversores são classificados como isolados ou não isolados, dependendo da aplicação.

Os conversores isolados são utilizados quando existe a necessidade de referenciais separados e isolados galvanicamente, em geral o isolamento é feito através de um transformador de alta frequência. Conversores isolados podem obter alto ganho de tensão apenas ajustando a relação de espiras no transformador, porém a eficiência é ligeiramente menor que os não isolados e os interruptores sofrem de surtos de alta tensão devido a descarga da indutância de dispersão dos transformadores.

Os conversores não isolados são utilizados onde não há necessidade de qualquer tipo de isolamento entre os lados de alta e baixa tensão. Destes se destaca o conversor buck/boost [6,7] entretanto devido a resistência parasitas dos componentes este conversor não está apto a operar com altos ganhos de tensão.

Diferentes topologias não isoladas bidirecionais tem sido propostas, as quais utilizam técnicas de alto ganho de tensão, tais como indutor acoplado [8-11], capacitor chaveado [12-15], indutor chaveado [16-19], entre outros. Conversores que levam essas características em suas topologias alcançam um elevado ganho, porém apresentam grande número de componentes, elevada complexidade de operação e altos esforços sobre seus componentes.

Este trabalho possui objetivo de apresentar uma nova topologia bidirecional, a qual apresenta baixos esforços em seus componentes, elevado ganho, baixo número de componentes e suas saídas são unipolares atuando no primeiro e quarto quadrante  $V \times I$ . Este artigo está organizado de forma a apresentar os modos de operação, cada etapa

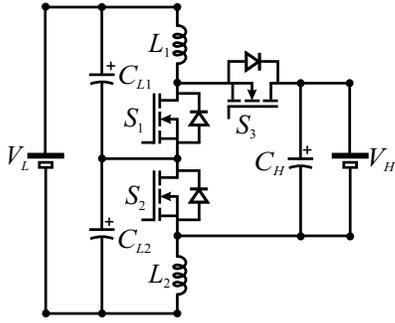


Figura 1: Conversor proposto.

de operação de seus referidos modos, os esforços nos componentes, ganhos estáticos, metodologia de projeto e resultados simulados.

## II. ETAPAS DE FUNCIONAMENTO

O conversor estudado e proposto para este trabalho pode ser visto na Figura 1. É composto por dois interruptores  $S_1$  e  $S_2$  para o modo elevador que juntos são capazes de dividir os esforços de tensão, dessa forma cada um suporta apenas metade da tensão de saída. O interruptor  $S_3$  é utilizado para o modo rebaixador de tensão.

### A. Modo elevador

No modo elevador o conversor possui a topologia apresentada na Figura 2. Com uma fonte de baixa tensão em  $V_L$  que é elevada e aplicada sobre a carga  $R_L$ . Neste modo o conversor possui 2 etapas de operação.

1) *Primeira etapa* [Figura 3(a),  $0 - DT_s$ ]: o interruptor  $S_3$  está desligado e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão ligados.

Os indutores ficam em paralelo com a tensão de entrada, formando um divisor indutivo.

$$V_{L_1} = V_{L_2} = \frac{V_L}{2} \quad (1)$$

Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão ligados, dessa forma a tensão sobre eles é nula.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = 0 \quad (2)$$

O interruptor  $S_3$  está desligado, então deve suportar a tensão de saída.

$$V_{S_3} = V_H \quad (3)$$

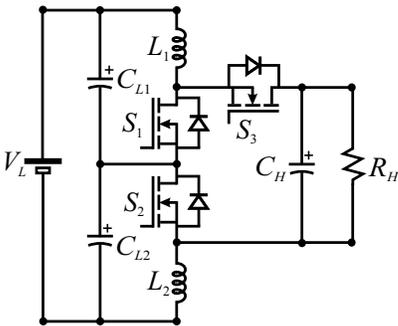


Figura 2: Conversor em modo elevador.

As correntes nos indutores podem ser descritas utilizando a tensão sobre os mesmos.

$$i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) = I_L(0) + \left(\frac{V_L}{2L}\right)t \quad (4)$$

As correntes nos interruptores podem ser consideradas as mesmas dos indutores.

$$i_{S_1}(t) = i_{S_2}(t) = i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) \quad (5)$$

Como o interruptor  $S_3$  está desligado, sua corrente é nula.

$$I_{S_3} = 0 \quad (6)$$

2) *Segunda etapa* [Figura 3(b),  $DT_s - T_s$ ]: o diodo intrínseco do interruptor  $S_3$  está conduzindo devido a tensão reversa dos indutores e os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão desligados.

Um terminal dos indutores está conectado a  $V_L$  e outro em  $V_H$ , assim os indutores formam um divisor indutivo de tensão.

$$V_{L_1} = V_{L_2} = \frac{V_L - V_H}{2} \quad (7)$$

O diodo intrínseco de  $S_3$  está conduzindo, logo sua tensão é nula.

$$V_{S_3} = 0 \quad (8)$$

Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão desligados e ambos estão conectados em série, a condução do diodo intrínseco de  $S_3$  leva a tensão de saída para cima dos interruptores.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{V_H}{2} \quad (9)$$

Os indutores desmagnetizam.

$$i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) = I_L(DT_s) + \left(\frac{V_L - V_H}{2L}\right)(t - DT_s) \quad (10)$$

Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão desligados, assim, sua corrente é nula.

$$I_{S_1} = I_{S_2} = 0 \quad (11)$$

A corrente no diodo intrínseco do interruptor  $S_3$  é a mesma corrente que passa nos indutores .

$$i_{DS_3}(t) = i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) \quad (12)$$

### B. Modo rebaixador

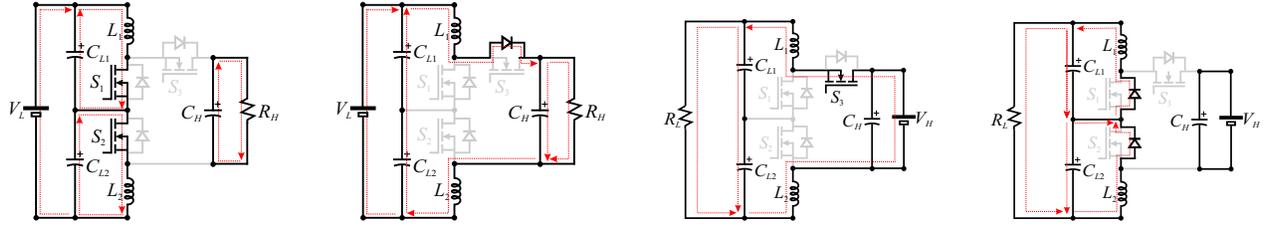
No modo rebaixador de tensão o conversor possui a topologia apresentada na Figura 4. Com uma fonte de alta tensão em  $V_H$  que é rebaixada e aplicada sobre a carga  $R_L$ .

1) *Primeira etapa* [Figura 3(c),  $0 - DT_s$ ]: os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão desligados e  $S_3$  ligado.

Em um terminal do indutor tem-se  $V_H$  e no outro terminal a saída  $V_L$ , dessa forma os dois indutores ficam em série dividindo a tensão resultante.

$$V_{L_1} = V_{L_2} = \frac{V_H - V_L}{2} \quad (13)$$

Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em paralelo com a tensão de entrada  $V_H$  formando um divisor de tensão, dessa forma cada



(a) Primeira etapa do modo elevador. (b) Segunda etapa do modo elevador. (c) Primeira etapa do modo rebaixador. (d) Segunda etapa do modo rebaixador.

Figura 3: Etapas de operação

um dos interruptores deve suportar individualmente a metade da tensão de entrada.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = \frac{V_H}{2} \quad (14)$$

O interruptor  $S_3$  encontra-se conduzindo, assim, idealmente a tensão sobre o mesmo é nula.

$$V_{S_3} = 0 \quad (15)$$

Os indutores estão em etapa de magnetização.

$$i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) = I_L(0) + \left( \frac{V_H - V_L}{2L} \right) t \quad (16)$$

Os interruptores  $S_1$  e  $S_2$  não estão em condução, portanto sua corrente é zero.

$$I_{S_1} = I_{S_2} = 0 \quad (17)$$

O interruptor  $S_3$  está em condução, por onde passa toda a corrente que alimenta a topologia.

$$i_{S_3} = i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) \quad (18)$$

2) Segunda etapa [Figura 3(d),  $DT_s - T_s$ ]: o interruptor  $S_3$  não está conduzindo, os diodos intrínsecos dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão em condução devido a tensão reversa dos indutores.

Os diodos intrínsecos dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$  estão conduzindo colocando os indutores inversamente em paralelo com a saída, portanto a tensão sobre cada indutor é a metade da tensão de saída  $V_L$ .

$$V_{L_1} = V_{L_2} = \frac{-V_L}{2} \quad (19)$$

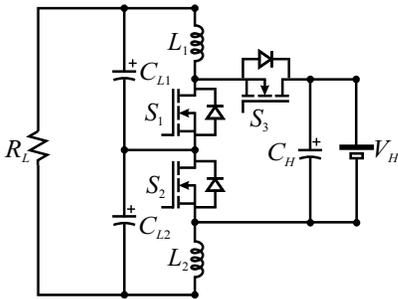


Figura 4: Conversor em modo rebaixador.

A tensão sobre os diodos intrínsecos e consequentemente a tensão sobre  $S_1$  e  $S_2$  é idealmente nula.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = 0 \quad (20)$$

Devido os diodos intrínsecos de  $S_1$  e  $S_3$  estarem conduzindo o interruptor  $S_3$  fica em paralelo com a tensão de entrada  $V_H$ , portanto, a tensão que surge sobre o mesmo é a própria tensão de entrada.

$$V_{S_3} = V_H \quad (21)$$

Os indutores estão em processo de desmagnetização.

$$i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) = I_L(DT_s) - \left( \frac{V_L}{2L} \right) (t - DT_s) \quad (22)$$

Os diodos intrínsecos de  $S_1$  e  $S_2$  devem suportar toda a corrente da topologia.

$$i_{DS1}(t) = i_{DS2}(t) = i_{L_1}(t) = i_{L_2}(t) \quad (23)$$

O interruptor  $S_3$  não está conduzindo, logo sua corrente é nula.

$$I_{S_3} = 0 \quad (24)$$

As formas de ondas teóricas para o modo rebaixador podem ser vistas na Figura 5(a) e para o modo elevador na Figura 5(b).

### C. Ganho estático

O ganho estático do conversor é calculado utilizando o conceito de conservação da energia, onde a tensão média sobre os indutores é igual a zero.

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L dt = 0 \quad (25)$$

Os 2 indutores são iguais e de mesma indutância.

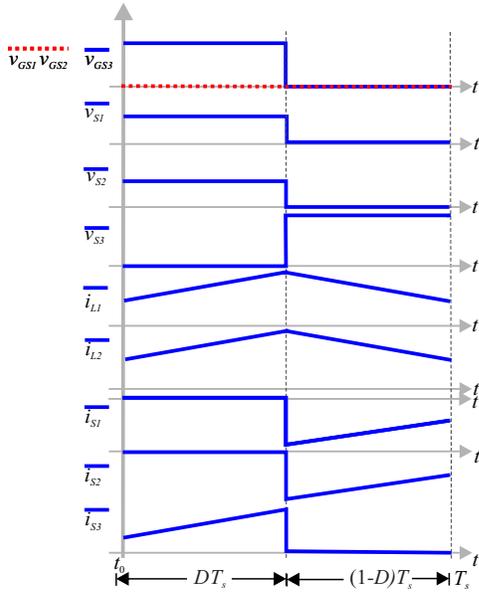
$$\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} V_L dt = 0 \quad (26)$$

1) Modo elevador:

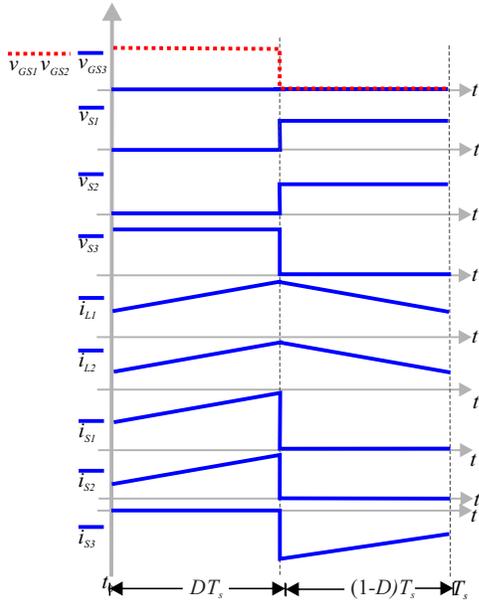
$$\frac{2}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} \frac{V_L}{2} dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{V_L - V_H}{2} dt \right) = 0 \quad (27)$$

Ao resolver as integrais e isolar o ganho estático chega-se a um ganho estático típico do conversor elevador.

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{1}{1-D} \quad (28)$$



(a) Modo rebaixador.



(b) Modo elevador.

Figura 5: Formas de onda teóricas.

2) *Modo rebaixador:*

$$\frac{2}{T_s} \left( \int_0^{DT_s} \frac{V_H - V_L}{2} dt + \int_{DT_s}^{T_s} \frac{-V_L}{2} dt \right) = 0 \quad (29)$$

Resolvendo as integrais e simplificando obtêm-se o ganho estático do conversor em modo rebaixador.

$$\frac{V_L}{V_H} = D \quad (30)$$

### III. METODOLOGIA DE PROJETO

O conversor foi pensado tendo o conversor boost como base, logo pode-se adaptar a modelagem do boost para a aplicação

no conversor proposto. Em modo rebaixador a topologia utiliza 2 capacitores, ao final do cálculo deve-se adaptar o valor do capacitor calculado para 2 capacitores em série. Mesmo processo deve ser para o indutor visto que existem dois indutores que se conectam em série na topologia.

#### A. Cálculo dos indutores

Utilizando o conceito de conservação de potência sabe-se que a potência de entrada deve ser idealmente igual a potência de saída.

$$V_L I_{L_{Med}} = \frac{V_H^2}{R_H} \quad (31)$$

Adaptando com o ganho estático do modo elevador, na Equação 28, pode-se obter a corrente média do indutor em função da tensão de entrada e razão cíclica.

$$I_{L_{Med}} = \frac{V_L}{R(1-D)^2} \quad (32)$$

A variação da corrente no indutor representa os picos de máxima e mínima corrente no indutor.

$$\Delta I_L = \frac{V_L D T_s}{L} \quad (33)$$

Consequentemente as correntes máximas e mínimas são descritas por:

$$I_{MAX} = \frac{V_L}{R(1-D)^2} + \frac{V_L D T_s}{2L} \quad (34)$$

$$I_{MIN} = \frac{V_L}{R(1-D)^2} - \frac{V_L D T_s}{2L} \quad (35)$$

O ganho estático é calculado considerando uma condução contínua, ou seja, a corrente no indutor sempre sendo positiva. Para que isso ocorra a corrente  $I_{MIN}$  deve ser zero.

$$I_{MIN} = \frac{V_L}{R(1-D)^2} - \frac{V_L D T_s}{2L} = 0 \quad (36)$$

O período pode ser considerado em termos de frequência.

$$T_s = \frac{1}{F_s} \quad (37)$$

Substituindo a Equação 37 na Equação 36:

$$\frac{V_L}{R(1-D)^2} = \frac{V_L D}{2L F_s} \quad (38)$$

A indutância mínima para que as condições acima sejam respeitadas:

$$L_{Min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2F_s} \quad (39)$$

Entretanto, também pode-se descrever o indutor utilizando a variação de corrente no mesmo, sendo esta modelagem a mais utilizadas em projetos.

$$L = \frac{V_L D}{\Delta I_L F_s} \quad (40)$$

Diferente do boost, a topologia apresenta 2 indutores em série, fazendo-se necessário a adaptação do valor encontrado para dois indutores série.

$$L_1 = L_2 = \frac{L}{2} \quad (41)$$

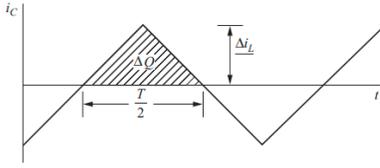


Figura 6: Triângulo para cálculo de  $\Delta Q$ . Fonte: [20]

### B. Capacitor do lado de alta tensão

Fazendo uso do conceito de carga no capacitor pode ser modelado o capacitor do modo elevador.

$$Q = CV \quad (42)$$

O conversor em modo elevador apresenta um ripple  $\Delta V_H$  na tensão de saída e utilizando o ripple chega-se na máxima variação de tensão aceitável para o projeto.

$$\Delta Q = \left( \frac{V_H}{R} \right) DT_s = C\Delta V_H \quad (43)$$

$$\Delta V_H = \frac{V_H D}{RCF_s} \quad (44)$$

Com uso do conceito apresentado pode-se obter o valor do capacitor mínimo para estabilizar a saída.

$$C_{H_{min}} = \frac{D}{R \left( \frac{\Delta V_H}{V_H} \right) F_s} \quad (45)$$

### C. Capacitor do lado de baixa tensão

Os indutores já foram calculados no modo elevador e podem ser reaproveitados para o modo rebaixador. Dessa forma deve-se apenas calcular o capacitor.

A variação de corrente nos indutores em modo rebaixador é descrita por:

$$\Delta I_L = - \left( \frac{V_L}{L_1 + L_2} \right) (1 - D) T_s \quad (46)$$

Para calcular o valor do capacitor novamente usa-se o conceito de carga no mesmo.

$$Q = CV_L \quad (47)$$

$$\Delta Q = C\Delta V_L \quad (48)$$

$$\Delta V_L = \frac{\Delta Q}{C} \quad (49)$$

O  $\Delta Q$  é calculado utilizando a área da variação de corrente no capacitor. Essa variação possui formato triangular, como pode ser visto na Figura 6.

$$A_{Tri} = \frac{Base \cdot Altura}{2} \quad (50)$$

Onde:

Base é a metade do período.

Altura é a metade da variação de corrente nos indutores.

Dessa forma, a variação de carga é descrita por:

$$\Delta Q = \frac{\left( \frac{T_s}{2} \right) \left( \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{2} = \frac{T_s \Delta I_L}{8} \quad (51)$$

Substituindo na equação 49, obtêm-se:

$$\Delta V_L = \frac{T_s \Delta I_L}{8C} \quad (52)$$

Substituindo  $\Delta I_L$  pela Equação 33, e  $T$  pela equação 37, tem-se:

$$\Delta V_L = \frac{V_L(1 - D)}{8(L_1 + L_2)CF_s^2} \quad (53)$$

Isolando o valor do capacitor, chega-se em:

$$C = \frac{1 - D}{8(L_1 + L_2) \left( \frac{\Delta V_L}{V_L} \right) F_s^2} \quad (54)$$

Deve-se separar o capacitores em 2 capacitores série, como de fato é solicitado pela topologia.

$$C_{L1} = C_{L2} = 2C \quad (55)$$

## IV. RESULTADOS SIMULADOS

Com o uso do software PSIM® o conversor pôde ser simulado e avaliado com os parâmetros da Tabela I

Tabela I: Parâmetros

Parâmetro	Valor
$L_1$ e $L_2$	300 $\mu$ H
$C_{L1}$ e $C_{L2}$	220 $\mu$ F
$C_H$	22 $\mu$ F
$V_L$	48V
$V_H$	200V
$D_H$	0,76
$D_L$	0,24
$R_H$	40 $\Omega$
$R_L$	2,4 $\Omega$
$I_{oH}$	5A
$I_{oL}$	20,8A
$P_H$ e $P_L$	1kW
Frequência de chaveamento	50kHz

Na Figura 7(a) pode ser visto as formas de ondas simuladas durante o período de comutação do conversor em modo rebaixador.

Na Figura 7(b) pode ser visto as formas de ondas simuladas durante o período de comutação do conversor em modo elevador.

É notável que os níveis de tensão e corrente teóricos e simulados seguem quase que perfeitamente a modelagem matemática apresentada neste artigo.

## V. CONCLUSÃO

Existe uma relação entre a tensão suportada pelo mosfet e a potência dissipada pelo mesmo. A tendência é que quanto maior a tensão suportada pelo mesmo, maior seja sua resistência intrínseca, logo maior a potência dissipada.

Por meio deste estudo pode ser concluído que a topologia

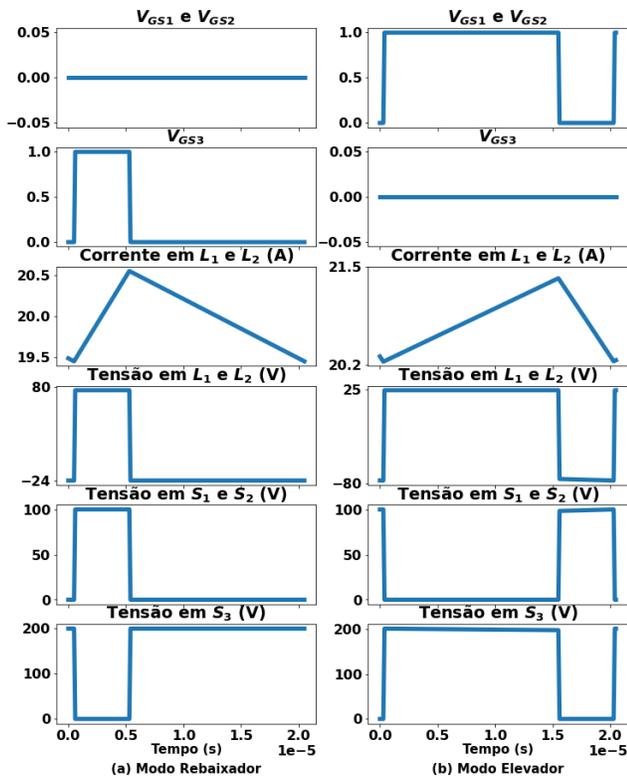


Figura 7: Formas de onda simuladas.

bidirecional de baixos esforços nos interruptores leva vantagem sobre os conversores tradicionais como boost e boost interleaved justamente fazendo o uso do conceito mencionado no parágrafo anterior. Por exemplo, os interruptores de um conversor boost ou boost interleaved submetido na mesma situação da simulação descrita anteriormente devem suportar no mínimo a tensão de saída, enquanto a topologia bidirecional de baixos esforços nos interruptores pode admitir interruptores que suportem até metade da tensão de saída e consequentemente interruptores com resistências intrínsecas menores, dessa forma aumentando a eficiência em relação às topologias descritas devido a menor potência dissipada.

## VI. AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

## REFERÊNCIAS

[1] E. Ceuca, A. Tulbure and M. Risteiu, "The Evaluation of Regenerative Braking Energy", presented at IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packagin, Pitesti, Romania, 2010.  
 [2] L. Hongwei, H. Xiaoyin, C. Liang and T. Junhui, "Study on Control Strategy of Regenerative Braking for Electric Bus based on Braking Comfort", presented at Proceedings of 2011 International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology, Harbin, China, 2011.  
 [3] L. Ming, C. Zeyu, Y. Ying, B. Jiangman, "Regenerative braking control strategy for a hybrid electric vehicle with rear axle electric drive", presented at Chinese Automation Congress, Jinan, China, 2017.

[4] L. Chao, H. Chengkun, Y. Ye, Z. Junzhi, "Control, Modeling and Simulation on A Novel Regenerative Brake System of Electric Vehicle", presented at 4th International Conference on Control Science and Systems Engineering, Wuhan, China, 2018.  
 [5] Seyed Hossein Hosseini, Reza Ghazi and Hamed Heydari-doostabad, "An Extendable Quadratic Bidirectional DC-DC Converter for V2G and G2V Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 6, pp. 4859-4869, 2020.  
 [6] C. C. Lin, L. S. Yang, G. W. Wu, "Study of a non-isolated bidirectional DC-DC converter", Power Electronics, vol 6, pp. 30-37, 2013.  
 [7] Caricchi, F., Crescimbin, F., Capponi, F. G. and Solero, L, "Study of bi-Directional buck-boost Converter topologies for application in electrical vehicle motor drives", presented at APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, 1998.  
 [8] M. Rezvanyardom, A. Mirzaei, "Zero Voltage Transition Non-Isolated Bidirectional Buck-Boost DC-DC Converter with Coupled Inductors", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, pp. 1-1, 2020.  
 [9] Thilina. S. A., D. R. Nayanaseri, S. G. D Jayasinghe, "Family of Boost Converters Based on Switched Coupled Inductor and Voltage Lifter Cell", presented at 8th International Conference on Power and Energy Systems, Colombo, Sri Lanka, 2018.  
 [10] K. Alireza, W. Liwei, D. Hoda, A. Hossein, F. Amir, S. Amin Mohammad, "A Two-Stage Coupled-Inductor-Based Cascaded DC-DC Converter with a High Voltage Gain", presented at IEEE Canadian Conference of Electrical and Computer Engineering, Edmonton, AB, Canada, 2019.  
 [11] L. Sang-Jung, K. Myoung, J. Jee-Hoon "Coupled Inductor Design Methodology to Improve Energy Transfer Efficiency in Active Cell Balancing Circuit using Multi-Winding Coupled Inductor", presented at 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Busan, Korea (South), 2019.  
 [12] Abdulaziz Jarallah Alateeq, T. S. Kalkur, "Step Up Switching Capacitor DC-to-DC Converter Using Ferroelectric Capacitor", presented at IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectric, Atlanta, GA, USA, 2017.  
 [13] S. Banu Sagpazar, C. Woosik, K. kyueong, C. Sewan "Three-level Resonant Switched Capacitor Boost Converter" presented at 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Busan, Korea (South), 2019.  
 [14] K. K. Law, K. W. E. Cheng, and Y. P. Benny Yeung "Design and Analysis of Switched-Capacitor-Based Step-Up Resonant Converters", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol 52, no. 5, pp. 943-948, 2005.  
 [15] K. Jonathan, C. Kevin, "Modeling of Capacitor Impedance in Switching Converters", IEEE Power Electronics Letters, vol. 3, no. 4, pp. 136-140, 2005.  
 [16] S. Gagandeep, S. Shalki, L. Radhika, T. Nilanjan, M. Prabhakar, "High Gain DC-DC Converter Based on Hybrid Switched-Inductor Topology for PV Application", presented at IEEE International Conference on System, Computation, Automation and Networking, Pondicherry, India, 2019.  
 [17] T. Porselvi, M. Arounassalame, "A novel Single Switch High Gain dc-dc Converter", presented at IEEE India International Conference on Power Electronics, Jaipur, India, 2018.  
 [18] H. Anh-Vu, C. Tae-Won, L. Hong-Hee, K. Heung-Geun, N. Eui-Cheol, "Active Switched-Capacitor and Switched-Inductor Z-Source Inverters", presented at IEEE International Conference on Industrial Technology, Conference Location: Busan, Korea (South), 2014.  
 [19] O. Abdel-Rahim, A. Ziad, K. Salah "Switched Inductor Switched Capacitor Based Active Network Inverter for Photovoltaic Applications", presented at International Conference on Innovative Trends in Computer Engineering, Aswan, Egypt, 2018.  
 [20] Daniel W. H., Power Electronics, 3rd ed. USA: McGraw-Hill, 2011.