

Boost Quadrático Diferencial

1st Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

2nd Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

3rd Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

4th Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

5th Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

6th Given Name Surname
dept. name of organization (of Aff.)
name of organization (of Aff.)
City, Country
email address

Resumo—Conversores CC-CC são usados constantemente em muitas aplicações, dentre elas as fontes de energia renováveis como painéis fotovoltaicos e células a combustíveis. Neste artigo é apresentada uma nova configuração para a topologia CC-CC do conversor *boost* quadrático. A topologia *Boost Quadrático Diferencial* é desenvolvida de modo a obter alto ganho de tensão necessário as aplicações fotovoltaicas e se torna um excelente candidato para o estágio CC-CC de microinversores. Além disso, essa configuração diminui os esforços nos componentes do circuito, como é explicitado dos resultados, garantindo uma melhor performance para o conversor.

Index Terms—conversores CC-CC; *boost* quadrático; alto ganho; diferencial.

I. INTRODUÇÃO

Energia solar fotovoltaica tem chamado a atenção nos últimos tempos como alternativa para diversificar a matriz energética à partir da geração distribuída, visando suprir a demanda crescente de eletricidade [1], [2].

Sistemas fotovoltaicos possuem certas características que merecem atenção:

- suprimimento intermitente de energia devido as variações do meio ambiente;
- exigência de um alto ganho de tensão do conversor CC-CC, visto que os painéis fornecem normalmente baixas tensões em relação a tensão consumida pela carga;
- necessidade de regulação de tensão com variação de carga e
- baixo *ripple* de corrente de entrada [6].

O caso particular de sistemas fotovoltaicos que utilizam módulos CA ou microinversores, a questão do volume e eficiência do conversor também são parâmetros importantes para definição da topologia empregada, além de cumprir a exigências do alto ganho de tensão, regulação de tensão e baixo *ripple* de corrente de entrada, conforme anteriormente citado.

Uma das topologias mais utilizadas, quando se trata de elevação de tensão, é a topologia *boost*. Esse tipo de conversor possui um número pequeno de componentes, é de simples construção, não-isolado e de baixo custo. Idealmente, o conversor *boost* alcança um elevado ganho de tensão que na prática é limitado pelas resistências intrínsecas de cada componente do circuito, o que interfere diretamente nas

perdas do conversor. Além disso, há um esforço muito grande na chave do conversor pois a razão cíclica de trabalho se torna elevada [3].

Existem outras técnicas aplicadas ao conversor *boost*, citando como exemplo o uso de capacitor e indutor chaveado, células multiplicadoras, indutores acoplados, uso de transformadores e etc. Dependendo da aplicação a inclusão de muitos componentes não torna a topologia do conversor muito atrativa. Aumenta também a dificuldade no projeto de controladores com a inclusão de mais componentes acumuladores de energia [4].

Outra forma de elevar o ganho de tensão do conversor *boost* clássico é adicionar um novo estágio *boost*. Conversor conhecido como *boost* cascata possui também *design* simples, porém opera com duas chaves e dois diodos. O esforço nos componentes do primeiro estágio é baixo e o conversor pode operar com frequências mais altas [5].

Eliminando um interruptor do conversor *boost* cascata obtém-se o conversor *boost* quadrático, o que implica no mesmo ciclo de trabalho para os interruptores dos dois estágios. Usualmente o *boost* quadrático é utilizado quando se deseja tensões elevadas na carga e um alto valor de ganho estático, assim, essas duas características fazem com que a chave tenha que suportar uma tensão elevada durante o bloqueio e que consiga conduzir uma corrente elevada. Esses fatores exigem um semicondutor mais robusto, que pode encarecer o projeto final do conversor, além de aumentar a potência dissipada na chave. Possui vantagens para aplicações de baixa potência onde projetos magnéticos sofisticados não são necessários [4].

A partir do exposto, é proposta a topologia *boost* quadrático diferencial. Esta topologia combina as qualidades do conversor *boost* quadrático convencional, mas oferece um ganho de tensão elevado utilizando um menor ciclo de trabalho dos interruptores. Ainda, diminui os esforços de corrente nas chaves, já que a corrente total do circuito será dividida nos dois estágios distintos.

O artigo é dividido em quatro seções: seção 1 apresenta a introdução, seção 2 faz a análise do conversor *boost* quadrático diferencial e um comparativo da topologia exposta com as demais estruturas de conversores *boost*. A seção 3

apresenta um projeto exemplo e os resultados de simulação do projeto e a conclusão do artigo é exposta na seção 4.

II. ANÁLISE DO CONVERSOR BOOST QUADRÁTICO DIFERENCIAL

Nesta seção é descrito o funcionamento do conversor em modo de condução contínua (CCM). Em seguida, é feita uma análise comparativa com outras estruturas de conversores *boost*. Por fim, a metodologia de projeto do conversor é descrita.

A. Princípio de Funcionamento

A Figura 1 apresenta o conversor *boost* quadrático diferencial. Esse conversor é composto por duas topologias *boost* quadráticas com ligação em modo diferencial com a fonte de alimentação. Em relação a análise desse conversor, as seguintes considerações são feitas:

- O conversor opera em regime permanente;
- Os capacitores são grandes o suficientes, logo são livres de ondulações;
- Os componentes possuem comportamento ideal, isto é, livre de perdas e parasitas.

A topologia quadrática diferencial apresentada possui duas etapas de operação. Na primeira etapa, os indutores são magnetizados e na segunda etapa os indutores são desmagnetizados. As principais formas de ondas deste conversor são apresentadas na Figura 3.

Etapa 1 [$t_0 - t_1$] (Figura 2(a)): Essa etapa inicia quando os interruptores S_1 e S_2 entram em condução. Os indutores L_1 e L_3 são magnetizados através da tensão da fonte de entrada v_{in} , enquanto que os indutores L_2 e L_4 são magnetizados através das tensões dos capacitores V_{C1} e V_{C3} , respectivamente. Os diodos D_3 e D_6 estão diretamente polarizados, enquanto os diodos D_1 , D_2 , D_4 , D_5 estão bloqueados. A tensão de saída V_o é dada de forma diferencial com as tensões dos capacitores C_2 e C_4 , isto é, $V_o = V_{C4} + V_{C2} - V_{in}$. Esta etapa termina quando os interruptores são bloqueados.

Etapa 2 [$t_1 - T_s$] (Figura 2(b)): Essa etapa inicia quando os interruptores S_1 e S_2 são bloqueados. Os indutores L_1 e L_3 são desmagnetizados através da tensão de entrada $V_{in} - V_{C1}$ e $V_{in} - V_{C3}$, respectivamente, enquanto que os indutores L_2 e L_4 são desmagnetizados através da tensão dos capacitores $V_{C1} - V_{C2}$ e $V_{C3} - V_{C4}$, na devida ordem. Os diodos D_3 e D_6 estão reversamente polarizados, enquanto que os diodos D_1 , D_2 , D_4 , D_5 entram em condução. A tensão de saída V_o é dada de forma diferencial com as tensões dos capacitores C_2 e C_4 , isto é, $V_o = V_{C4} + V_{C2} - V_{in}$. Ao término desta etapa se conclui um período de chaveamento.

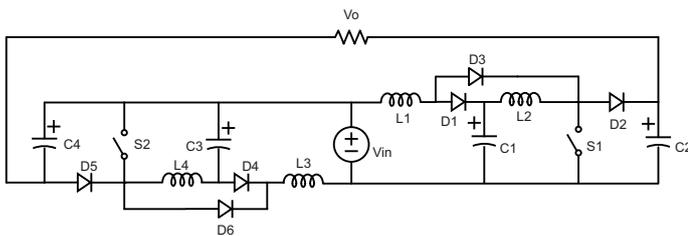


Figura 1: Conversor Boost Quadrático Diferencial.

B. Ganho Estático de Tensão

Conforme foi apresentado anteriormente, a tensão de saída do conversor proposto é dado por (1).

$$V_o = (V_{C1} + V_{C2}) - V_{in} \quad (1)$$

Observa-se através da Figura 1, que a tensão dos capacitores C_2 e C_4 é igual a $\frac{1}{(1-D)^2}$. Essa tensão representa o valor de tensão para um conversor *boost* quadrático. Assim, a expressão (1) pode ser reescrita de acordo com (2)

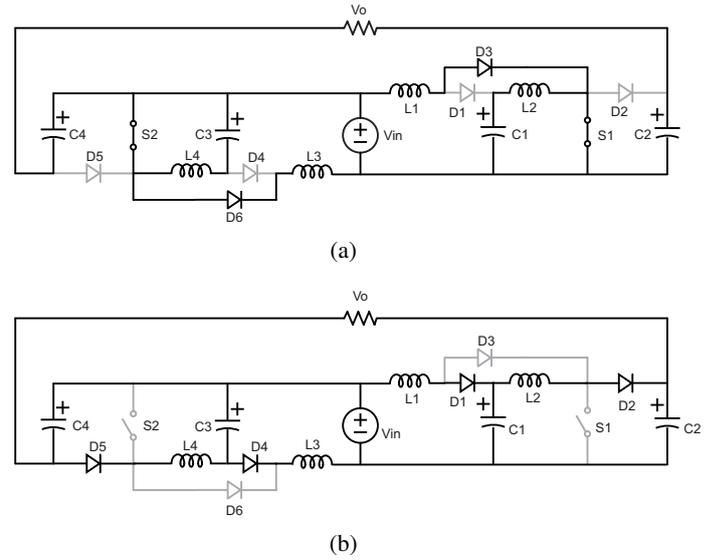


Figura 2: Etapas de operação do conversor proposto. (a) Etapa 1. (b) Etapa 2.

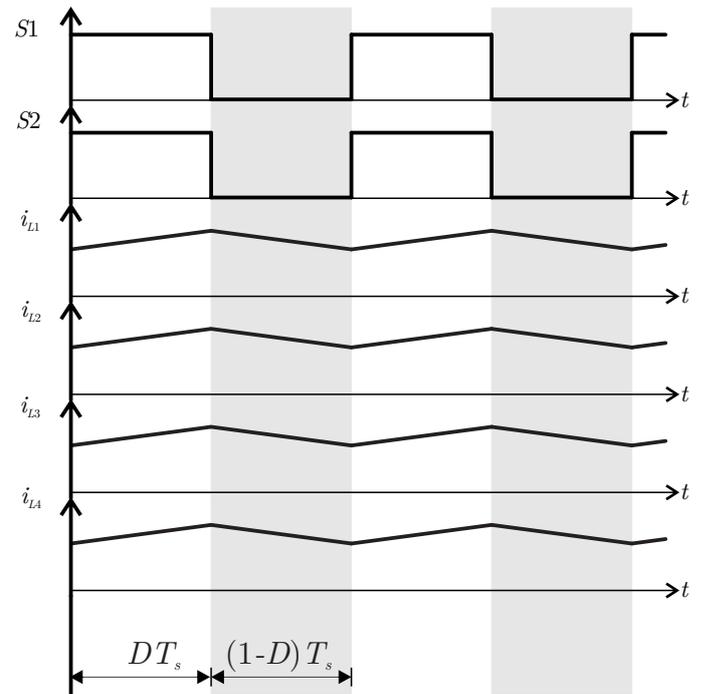


Figura 3: Principais formas de onda do conversor proposto.

Tabela I: Comparação das topologias *boost*.

Conversor	Ganho estático M	Esforço de tensão nos interruptores V_s	Esforço de tensão nos diodos de saída V_D	Ganho de corrente M_I
<i>Boost</i>	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$1-D$
<i>Boost Cascata e Boost Quadrático</i>	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$(1-D)^2$
<i>Boost Diferencial</i>	$\frac{2}{1-D} - 1$	$\frac{2}{1-D} - 1$	$\frac{2}{1-D} - 1$	$\frac{1-D}{1+D}$
<i>Boost Quadrático Diferencial</i>	$\frac{2}{(1-D)^2} - 1$	$\frac{2}{(1-D)^2} - 1$	$\frac{2}{(1-D)^2} - 1$	$\frac{(1-D)^2}{1+D}$

$$V_o = \left(\frac{1}{(1-D)^2} V_{in} + \frac{1}{(1-D)^2} V_{in} \right) - V_{in} \quad (2)$$

Simplificando (2), o ganho do conversor diferencial quadrático é definido por:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{(1-D)^2} - 1 \quad (3)$$

A Figura 4 mostra uma comparação de ganhos estáticos de topologias *boost*. Dentre as estruturas apresentadas, o conversor diferencial quadrático apresenta o maior ganho de tensão em toda faixa da razão cíclica (D). Além disso, deve ser ressaltado que os conversores *boost* quadrático e cascata possuem o mesmo ganho de tensão. No gráfico onde os ganhos são apresentados, há a sobreposição dessas formas de onda.

C. Análise Comparativa

Com o intuito de avaliar o desempenho do conversor apresentado em relação a outras topologias *boost* já bem difundidas na literatura, a Tabela I apresenta uma análise comparativa desses conversores. Os conversores avaliados são: Conversor *Boost*; Conversor *Boost Cascata*; Conversor *Boost Quadrático*; Conversor *Boost Diferencial* e por fim, o *Boost Quadrático Diferencial* (dif.quad). Como pode ser

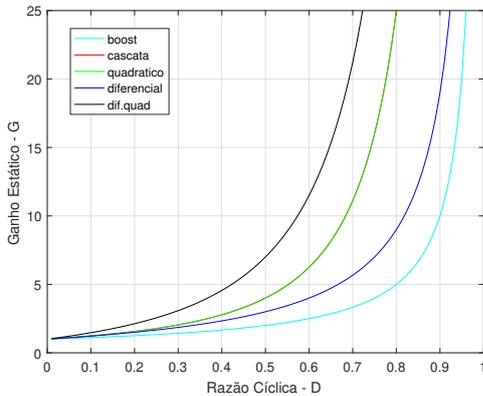


Figura 4: Comparativo dos ganhos estáticos de tensão

visto, cada um dos conversores apresenta suas características de esforços de corrente e tensão.

A Figura 5 ilustra o esforço de tensão nos interruptores dos conversores citados normalizado pelo ganho de tensão para diferentes valores de razão cíclica. Nesta Figura 5 fica evidente que o esforço de tensão nos interruptores do conversor proposto é menor para toda faixa da razão cíclica, isto é, para o mesmo ganho de tensão, significa que os esforços de tensão nos interruptores (V_{S1} e V_{S2}) do conversor apresentado é sempre menor comparado as outras topologias. Consequentemente, no projeto do conversor, a tecnologia de interruptores MOS utilizada possuirá menor valor de $R_{DS(on)}$, o que agrega na conservação do rendimento da topologia.

Executando o mesmo tipo de análise para os diodos de saída dos conversores *Boost*, tem-se que o esforço de tensão nesses diodos é normalizado pelo ganho de tensão. Através da Figura 6, o esforço de tensão nos diodos de saída do conversor quadrático diferencial é menor para toda faixa da razão cíclica. Assim, para o mesmo ganho de tensão, significa que o esforço de tensão nos diodos (V_{D2} e V_{D5}) do conversor proposto é sempre menor que as outras topologias *boost*. Do mesmo modo, no momento do projeto do conversor, o diodo utilizado possuirá menor valor de V_F , o que também agrega na conservação do rendimento da topologia.

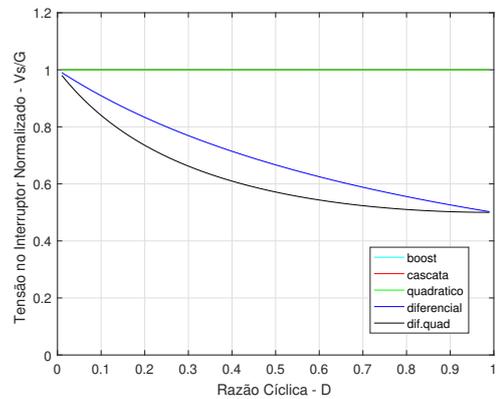


Figura 5: Esforço de tensão nos interruptores normalizada vs razão cíclica

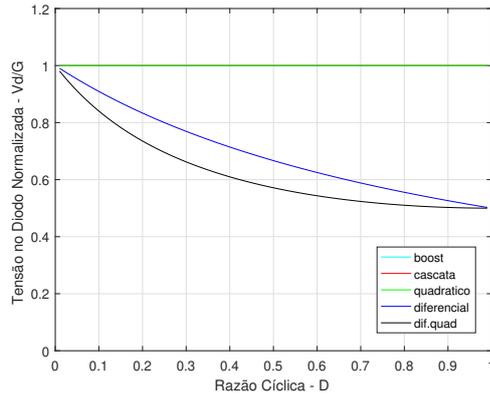


Figura 6: Esforço de tensão nos diodos de saída normalizada vs razão cíclica

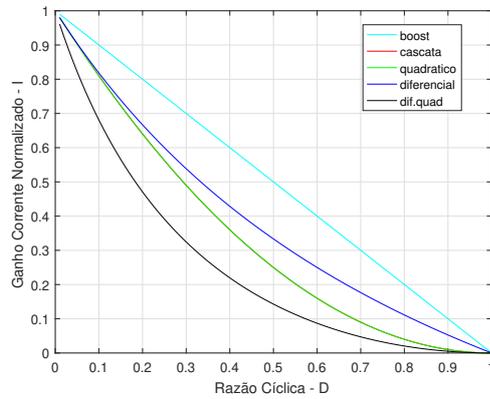


Figura 7: C

Por fim, a Figura 7 apresenta o ganho de corrente de cada uma das topologias *boost* normalizada pela corrente de entrada. Do mesmo modo que ocorreu anteriormente, o conversor proposto apresenta menores estresses de corrente para toda faixa da razão cíclica. Essa característica permite afirmar que as perdas de condução serão menores comparadas as demais topologias, já que as perdas de condução estão atreladas a corrente *RMS* ao quadrado que flui pelos componentes multiplicada pela resistência intrínseca do componente ($P_{cond} = I_{RMS}^2 R$).

D. Metodologia de Projeto

Os valores de indutância e capacitância utilizados no conversor são encontrados através das equações fundamentais destes componentes. As expressões a seguir relacionam, no caso dos indutores, tensão e a variação de corrente Δ_i . Para o caso dos capacitores, a relação se dá através da corrente e taxa de variação de tensão Δ_V .

$$L_1 = L_3 = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta i_{L1;3}} \quad (4)$$

$$L_2 = L_4 = \frac{V_{in} D}{(1-D) f_s \Delta i_{L2;4}} \quad (5)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{I_{in} D (1-D)}{f_s \Delta V_{C1}} \quad (6)$$

Tabela II: Parâmetros de Simulação

Parâmetro	Valor
P_{in}	315W
V_{in}	36,6V
I_{in}	8,61A
V_o	400V
I_o	0,79A
R	508 Ω

Tabela III: Parâmetros de Simulação

Parâmetro	Valor
$L_{1;3}$	495 μ H
$L_{2;4}$	5,63mH
$C_{1;3}$	24,88 μ F
$C_{2;4}$	2,48 μ F
$\Delta I_{L1;3}$	0,74A
$\Delta I_{L2;4}$	0,16A
$\Delta V_{C1;3}$	1,4V
$\Delta V_{C2;4}$	3,22V
f_s	60kHz
D	0,6

$$C_2 = C_4 = \frac{I_o D}{f_s \Delta V_{C2;4}} \quad (7)$$

III. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação. A Tabela II relaciona os parâmetros utilizados para a simulação. Vale salientar que os parâmetros de tensão e corrente de entrada são referentes a um painel fotovoltaico de 315W. A tensão de saída especificada (400V) é referente a um barramento CC padrão para aplicações fotovoltaicas monofásicas. A Tabela III mostra os valores dos componentes do circuito.

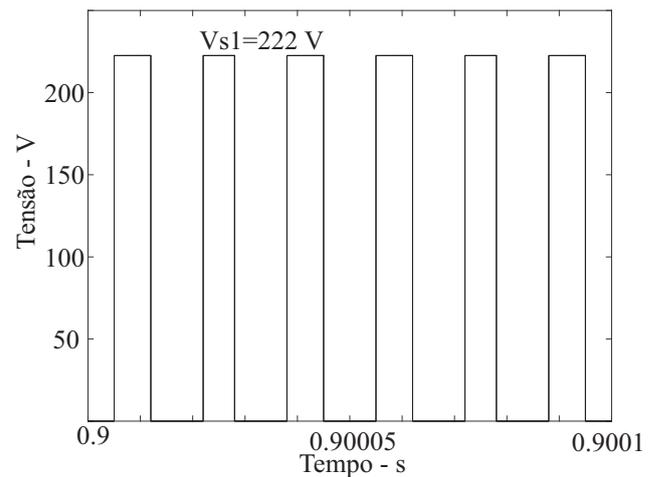


Figura 8: Tensão na Chave S_1 .

IV. CONCLUSÕES

A partir do exposto no artigo, tem-se as seguintes conclusões:

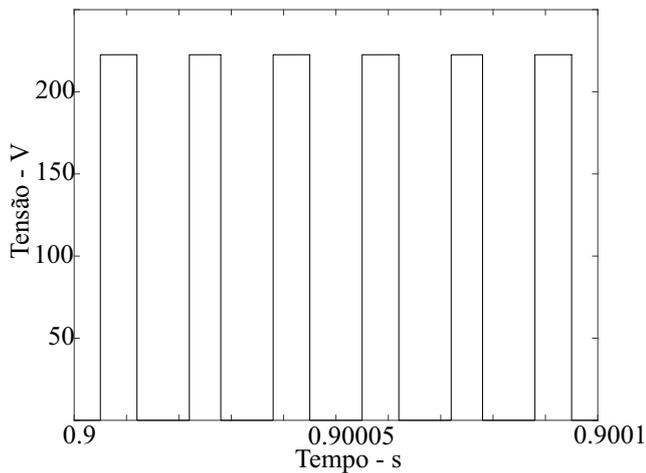


Figura 9: Tensão na Chave S_2 .

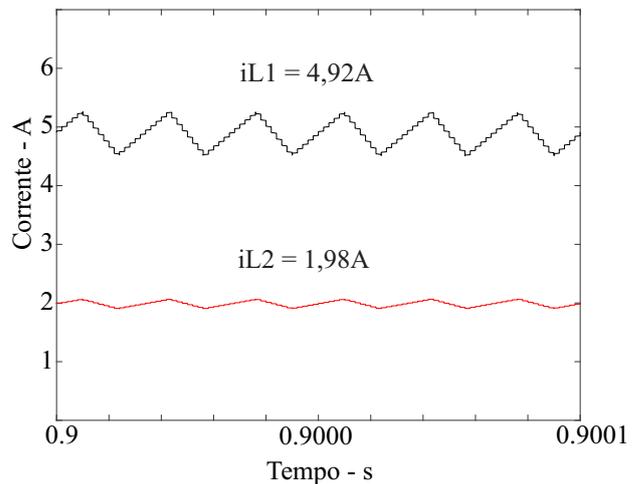


Figura 11: Corrente nos Indutores L_1 e L_2

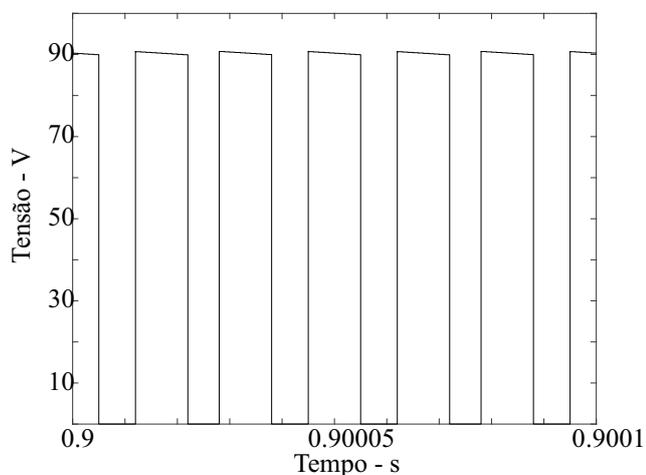


Figura 10: Tensão no Diodo D_1 .

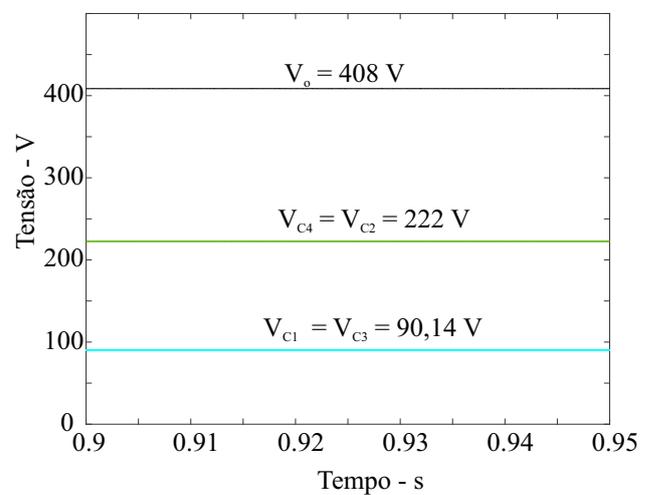


Figura 12: Tensão de Saída Diferencial; Tensão nos capacitores.

- A corrente de entrada é dividida nos dois estágios quadráticos, diminuindo as perdas de condução;
- Os esforços de tensão nas chaves são menores pois cada estágio quadrático amplifica uma parcela da tensão final;
- As perdas de condução são menores para toda a faixa de razão cíclica;
- Topologia comparada com as demais estruturas *boost* obtém um ganho elevado de tensão com a menor razão cíclica para o mesmo ganho de tensão;
- estrutura simples e de baixo custo, haja visto a redução dos esforços nos componentes do circuito.

V. AGRADECIMENTOS

Os autores gostariam de expressar sua gratidão ao INCTGD e aos órgãos financiadores CNPq (processo 465640/2014-1), CAPES (processo 23038.000776/2017-54) e FAPERGS (17/2551-0000517-1) pelo incentivo à pesquisa.

REFERÊNCIAS

- [1] S. Balci, N. Altin, H. Komurcugil and I. Sefa, "Performance analysis of interleaved quadratic boost converter with coupled inductor for fuel cell applications," IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, 2016, pp. 3541-3546.
- [2] F. Blaabjerg, Zhe Chen and S. B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194, Sept. 2004. doi: 10.1109/TPEL.2004.833453
- [3] S. Choi, V. G. Agelidis, J. Yang, D. Coutellier and P. Marabeas, "Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived DC-DC high-gain transformer-less converter," in IET Power Electronics, vol. 4, no. 1, pp. 168-180, January 2011. doi: 10.1049/iet-pel.2009.0339
- [4] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg and B. Lehman, "Step-Up DC-DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017. doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318
- [5] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch and M. Martins, "Analysis and Design of High-Efficiency Hybrid High Step-Up DC-DC Converter for Distributed PV Generation Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics. doi: 10.1109/TIE.2018.2840496
- [6] A. M. S. S. Andrade and M. L. d. S. Martins, "Quadratic-Boost With Stacked Zeta Converter for High Voltage Gain Applications," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 4, pp. 1787-1796, Dec. 2017.
- [7] A. M. S. S. Andrade, H. L. Hey, L. Schuch and M. L. da Silva Martins, "Comparative Evaluation of Single Switch High-Voltage Step-Up Topologies Based on Boost and Zeta PWM Cells," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 3, pp. 2322-2334, March 2018. doi: 10.1109/TIE.2017.2745467
- [8] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey and M. L. da Silva Martins, "Synthesis and Comparative Analysis of Very High

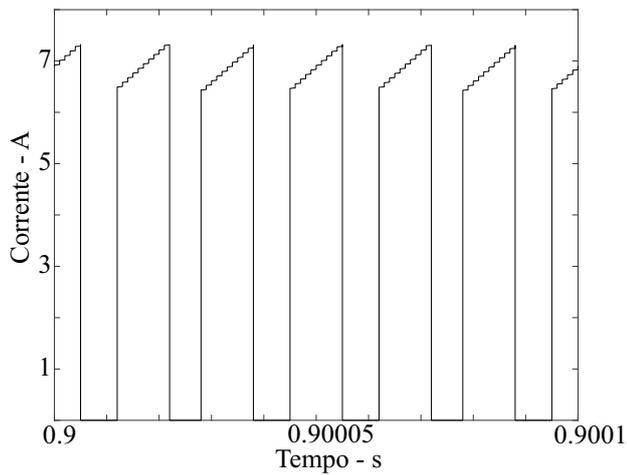


Figura 13: Corrente nos Interruptores S_1 e S_2

Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells,"in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5880-5897, July 2018.

- [9] D. B. Viet, Y. Lembeye, J. P. Ferrieux, J. Barbaroux and Y. Avenas, "New high power — high ratio non isolated DC-DC boost converter for fuel cell applications,"2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, 2006, pp. 1-7.
- [10] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch and M. L. da Silva Martins, "High Step-Up PV Module Integrated Converter for PV Energy Harvest in FREEDM Systems,"in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 2, pp. 1138-1148, March-April 2017.
- [11] I. Laird D. D. C. Lu "High step-up DC/DC topology and MPPT algorithm for use with a thermoelectric generator"IEEE Trans. Power Electron. vol. 28 no. 7 pp. 3147-3157 Jul. 2013.
- [12] C. M. Lai C. T. Pan M. C. Cheng "High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for DC-microgrid applications"IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 48 no. 1 pp. 161-171 Jan./Feb. 2012.
- [13] R. W. Erickson D. Maksimovic Fundamentals of Power Electronics New York NY USA:Springer 2001.