

ANÁLISE COMPARATIVA UTILIZANDO SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DE CONVERSORES ELEVADORES DE TENSÃO C.C.-C.C. EMPREGADOS EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE ELÉTRICA

Avyner Lorrán de Oliveira Vitor – avynerlohan@hotmail.com
 Fernando Marcos de Oliveira – fernandomarcos.eng@hotmail.com
 Sérgio Augusto Oliveira da Silva – augus@utfpr.edu.br
 Leonardo Poltronieri Sampaio – sampaio@utfpr.edu.br

Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Campus Cornélio Procopio-PR,
 Laboratório de Eletrônica de Potência, Qualidade de Energia e Energias Renováveis - LEPQER

Resumo. A energia solar tem sido considerada por muitos pesquisadores como a mais promissora das fontes de energia do futuro. Contudo, a aplicabilidade de painéis fotovoltaicos depende de diversos fatores, tais como eficiência e custo. Nos dias de hoje, além de sua baixa eficiência, o painel fotovoltaico é ainda considerado uma tecnologia cara. Em função disso, é necessário aprimorar ao máximo os meios de adaptação da energia oferecida pelos painéis. Uma vez que, em algumas aplicações, a tensão c.c. disponibilizada pelos painéis fotovoltaicos (FV) é baixa quando se deseja conectar o sistema FV na rede elétrica através de um conversor c.c.-c.a., torna-se necessária a utilização de conversores c.c.-c.c. elevadores. Assim, estes devem ser projetados de modo a evitar qualquer desperdício de energia. Este trabalho visa a simulação e análise por comparação de algumas topologias de conversores c.c.-c.c. elevadores, abordando aspectos de extrema importância para aplicação em painéis fotovoltaicos, tal como a eficiência dos conversores.

Palavras-chave: Energia Solar, Painéis Fotovoltaicos, Conversores c.c.-c.c. elevadores.

1. INTRODUÇÃO

A energia solar é considerada uma fonte limpa e com impacto ambiental nulo durante a operação, gerando resíduos somente no processo produtivo dos painéis fotovoltaicos (FV) e em seu descarte (Alves, 2013). Além disso, a indústria de painéis cresceu numa taxa anual de 40% na última década (Kroposki et al., 2009). Diante desse cenário, a energia proveniente do sol tem-se mostrado uma alternativa quanto às questões da crise de energia e aquecimento global.

Não obstante, a tensão de saída de arranjos fotovoltaicos é relativamente baixa, normalmente situada entre 12V e 40V. Portanto, para sua utilização, muitas vezes é necessário um estágio de elevação de tensão para adequação ao nível requerido pelos inversores de tensão conectados à rede elétrica, tais como *full-bridge*, *half-bridge*, *multi-níveis*, entre outros. A opção tradicional é a conexão de painéis em série (Hutchens, 2010). Todavia, transtornos em relação à incompatibilidade dos módulos e eventuais pontos de sombras, especialmente em áreas urbanas, interferem negativamente na potência de saída (Li e He, 2011), haja vista que tais painéis entregam corrente contínua proporcional à radiação solar recebida por suas células. Nessas situações é mais viável a utilização da conexão paralela, a qual, contudo, não eleva a tensão na saída. Pode-se, porém, evitar as supramencionadas desvantagens conectando um conversor c.c.-c.c. na saída do arranjo fotovoltaico.

O escopo do trabalho é a simulação e comparação de características de algumas topologias de conversores c.c.-c.c. que podem ser utilizadas para elevar a tensão contínua fornecida por gerador fotovoltaico visando à utilização em inversores para sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica. As características a serem comparadas são eficiência e esforços de corrente e tensão e as topologias simuladas são: *boost*, *boost interleaved*, *boost* quadrático, *reboost* e *charge-pump reboost*.

Para cada conversor é exibida sua configuração, ilustrada na Fig. 1 e Fig. 2, princípio de funcionamento, equacionamento, formas de onda e sua aplicabilidade em sistemas FV, abordando aspectos tais como eficiência, complexidade topológica e de comando, esforços de tensão e de corrente, entre outros.

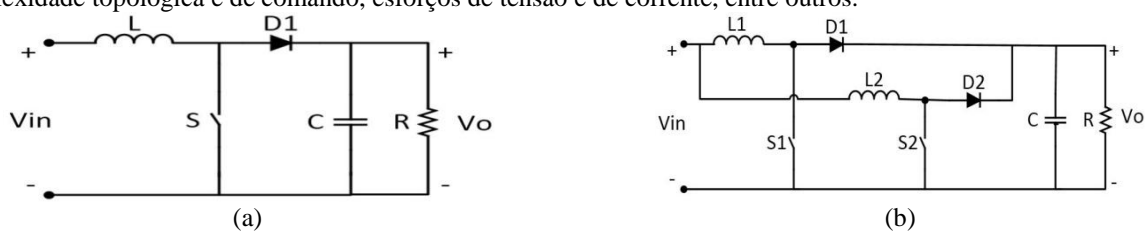


Figura 1 – Conversor: (a) *Boost* e (b) *Interleaved*

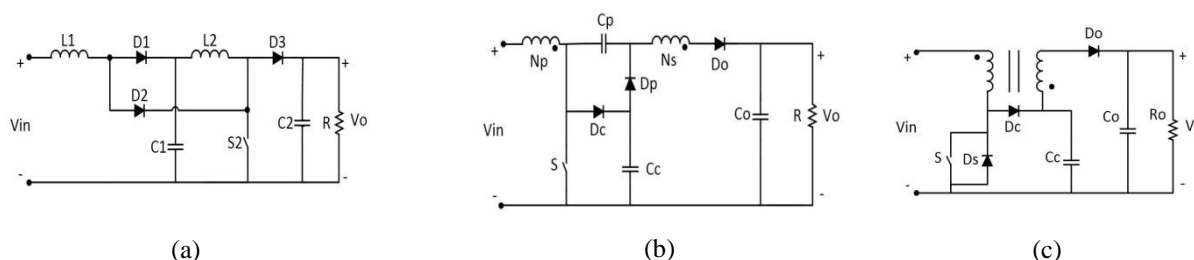


Figura 2 – (a) Boost quadrático; (b) reboost; (c) charge-pump reboost

2. CONVERSORES C.C.-C.C. PARA APLICAÇÃO FOTOVOLTAICA

São diversas as aplicações que demandam o uso de conversores de corrente contínua. Especificamente, para sistemas fotovoltaicos, os conversores devem ser do tipo elevadores de tensão, devendo apresentar, basicamente, os seguintes requisitos:

- Elevado ganho de tensão. Em geral, tensão na saída maior que seis vezes a tensão na entrada é requerida. No que tange esse aspecto, as duas maiores preocupações são a respeito das elevadas corrente na entrada e tensão na saída (Zhao e Lee, 2003). Grandes magnitudes de corrente provocam grandes esforços e perdas ôhmicas no enrolamento do indutor presente na entrada, comum a todas as topologias analisadas. Elevadas tensões causam problemas de recuperação reversa nos diodos retificadores e/ou chaves estáticas, exigindo componentes de maior capacidade de bloqueio, dependendo da topologia.
- Elevada eficiência. A maioria dos painéis apresenta eficiência não superior a 23%, sendo, portanto, considerada muito baixa em comparação com outras fontes de energia alternativas, como eólica ou célula combustível. Logo, o condicionamento da energia fornecida pelo painel FV deve apresentar eficiência superior a 90%, de modo a permitir que a energia seja aproveitada da melhor forma possível (Alves, 2013).
- Não é requerida isolamento galvânica. Os únicos conversores que possuem tal característica, dentre os analisados, são o *reboost* e o *charge-pump reboost*. Como será demonstrada, tal característica possui tanto vantagens quanto desvantagens. Todavia, recentemente, para aplicações de potência pouco elevada, a isolamento galvânica tem sido removida com a finalidade de aumentar a eficiência e reduzir custos (Buticchi et al., 2010).

Em suma, este trabalho procura otimizar o processo de transferência de energia entre os painéis FV e a rede elétrica. Para tanto, os conversores c.c.-c.c devem ser projetados para que proporcione elevados ganhos com a maior eficiência possível.

3. ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

Para o projeto foram considerados os dados do painel da SolarWorld SW 245 versão 2.0, cujo os valores serão apresentados na Tab. 1 e os dados de projeto dos conversores estão dispostos na Tab. 2. Foram considerados dois módulos em paralelo nas simulações.

Tabela 1 - Característica do painel FV

CARACTERÍSTICAS DO MÓDULO FV		
Potência máxima	$P_{m\acute{a}x}$	245Wp
Tensão de circuito aberto	V_{dc}	37,5V
Tensão no ponto de máxima potência	V_{mpp}	30,8V
Corrente de curto circuito	I_{sc}	8,49A
Corrente no ponto de máxima potência	I_{mpp}	7,96A

*STC: 1000 W/m², 25°C, AM 1,5

Tabela 2 - Dados de projeto dos conversores

PARÂMETROS		
Tensão de saída	V_o	230V
Ondulação de corrente	ΔI_L	20% de I_o
Ondulação de tensão	ΔV_C	5% de V_o
Frequência de chaveamento	f_s	50KHz

4. TOPOLOGIAS E SIMULAÇÕES

4.1 Boost

O conversor *boost* (ou *step-up*) é considerado o mais básico conversor c.c.-c.c. elevador de tensão, sendo o preferido para esta finalidade em função de suas baixas perdas condutivas e simplicidade (Tseng e Liang, 2004). Esse proporciona, facilmente, baixos ganhos de tensão, contudo, quando se necessita ganhos mais elevados as dificuldades de operação o inviabilizam seu uso. A Fig. 1(a) exibe sua topologia. Como pode ser observado, esse conversor c.c.-c.c. utiliza apenas um indutor L , um capacitor C , um diodo D_1 e uma chave S de alta frequência, geralmente um MOSFET. Dada uma tensão de entrada, V_{in} , é obtida na saída uma tensão V_o sempre superior ou igual.

O princípio de funcionamento se divide em duas etapas: a primeira quando a chave S esta fechada, e a segunda quando a chave S esta aberta. Durante a primeira etapa o indutor L armazena energia na forma de campo magnético, enquanto o capacitor entrega à carga a energia anteriormente acumulada na forma de campo elétrico. O diodo D_1 , reversamente polarizado, segrega o circuito em duas malhas. Na segunda etapa de funcionamento, quando o diodo D_1 está diretamente polarizado, a fonte e o indutor fornecem energia para a carga e, simultaneamente, para o capacitor. O diodo e a chave devem ser projetados de modo a suportar uma tensão igual à tensão de saída.

A Eq. (1) exibe o ganho de tensão do *boost*. A razão entre o tempo no qual a chave se encontra ligada (T_{on}) e o tempo total do período (T_s) é conhecida como razão cíclica D , ou seja, $D = T_{on}/T_s$.

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

Verifica-se que, teoricamente, o ganho de tensão tende ao infinito quando a razão cíclica se aproxima ao valor unitário. Na prática, contudo, o ganho de tensão é limitado devido às perdas associadas ao indutor, capacitor, a chave de potência e o diodo (Tseng e Liang, 2004). Quanto mais elevada a razão cíclica maior é o tempo no qual a chave permanece fechada, maior é a ondulação de corrente nos componentes e maiores são as perdas na chave e no diodo (Li e He, 2011). Outrossim, pode ocasionar sérios problemas de recuperação reversa no diodo retificador da saída, uma vez que este conduz por um período de tempo extremamente curto. Concluindo, uma elevada razão cíclica degrada radicalmente a eficiência do conversor, e, portanto, deve ser evitada.

a) Equações de projeto

Durante o tempo no qual a chave conduz, DT_s , tem-se que a tensão no indutor V_L é igual à tensão de entrada, V_{in} . Uma vez que $V_L = L\Delta I_L/\Delta t$, reorganizando encontra-se a ondulação de corrente no indutor durante tal período. Para a segunda etapa de funcionamento a tensão no indutor se torna igual à diferença entre a tensão e saída e a tensão de entrada. A corrente na entrada é maior que a corrente na saída na mesma proporção do ganho do conversor. Logo, um ganho elevado e um baixo valor de carga conduzem a corrente de entrada a patamares elevados, fazendo com que os componentes sofram um maior estresse e prejudicando a eficiência pelo aumento das perdas por efeito Joule.

As perdas totais no indutor podem ser verificadas como as perdas no cobre do enrolamento, modelada como uma resistência em série R_s com a indutância. O valor da resistência R_s dependente da frequência e temperatura a que esta submetida, do material e dimensões do condutor, características construtivas, entre outros (Vaucourt, 2004). A relação de ganho estático é reduzida pelo fator η , que representa a eficiência, como mostra a Eq. (2)

$$\eta = \frac{1}{\left(\frac{1}{(1 - D)^2} \frac{R_s}{R_o} + 1\right)} \quad (2)$$

Diante da Eq. (2) percebe-se a relevância da relação R_s/R_o no que diz respeito a eficiência na transferência de potência. A Fig. 3 representa a curva do ganho estático em função da razão cíclica para o caso ideal e para diversas razões R_s/R_o . Percebe-se que a operação do conversor torna-se mais inviável à medida que essa razão se eleva.

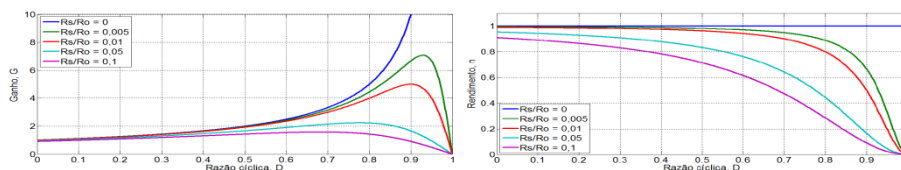


Figura 3 – Ganho estático e eficiência do conversor *boost* em função da razão cíclica, para o caso ideal e para diversas relações R_s/R_o .

As Eq. (3) e Eq. (4) representam os valores de indutância e capacitância respectivamente.

$$L = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L f_s} \quad (3)$$

$$C = \frac{VoD}{\Delta V_C R_o f_s} \quad (4)$$

b) Simulações

De acordo com a Eq. (1), para que seja obtida a tensão requisitada, 230V, verifica-se que é necessária uma razão cíclica é $D = 0,826$. Para os dados mencionados, calcula-se a corrente de carga $I_o = 1,73A$, $\Delta V_C = 23V$, $\Delta I_L = 0,346A$, para as ondulações de corrente do indutor e de tensão no capacitor, $L = 1,91mH$ e $C = 1,242\mu F$, respectivamente. Nas simulações foi desconsiderado o período transitório, portanto, as figuras desta seção exibem somente valores de tensão

e corrente em regime permanente. A Fig. 4 exibe as formas de onda para tensão na carga, considerando o *boost* ideal e com $R_s/R_o = 0,01$. Verifica-se que *boost* ideal atingiu os 230V na saída, como projetado. Todavia, o *boost* com R_s atingiu um valor médio em torno de 170V, apresentando uma eficiência $\eta = 0,75$, conforme indica a Eq. (2).

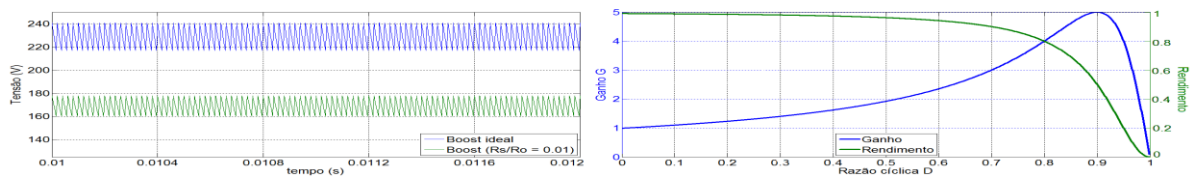


Figura 4 – Tensão na carga, ganho e eficiência para *boost* ideal e com $R_s/R_o = 0,01$.

Conclui-se que para aplicações às quais não exigem ganhos extremos, o conversor *boost* convencional mostra-se uma boa escolha, principalmente, por sua simplicidade. Contudo, caso contrário, outras topologias devem ser consideradas.

4.2 Boost Interleaved

O conceito *interleaved* busca melhorar o funcionamento do conversor *boost* convencional acrescentando " n " novas células *boost* em paralelo, cada uma contendo um novo indutor, chave de potência e diodo. Nesse trabalho será estudado o conversor com $n = 2$, ou seja, duas células. Basicamente, cada nova célula aumenta a potência que pode ser entregue pelo conversor, permitindo obter um ganho maior de tensão pela redução dos esforços de corrente (Alves, 2013). Caracterizam-se também como vantagens desta topologia (Li e He, 2011): minimização da ondulação de corrente; redução do tamanho dos componentes passivos; menor aquecimento pela distribuição da corrente entre as células; melhora da resposta transitória. A Fig. 1(b) exibe a topologia do conversor *boost interleaved* com duas células.

O princípio de funcionamento ocorre de maneira semelhante à do conversor *boost* convencional: quando a chave S_1 do dispositivo é ligada, a corrente no indutor L_1 aumenta linearmente. Durante este período L_1 armazena energia na forma de campo magnético. Quando a chave S_1 é aberta, o diodo D_1 conduz e a energia anteriormente armazenada no indutor L_1 é entregue à carga na saída. Após metade do ciclo de comutação de S_1 , S_2 também é ligada. Destaca-se neste ponto que as chaves são acionadas com a mesma frequência, todavia, defasadas entre si pelo fator $1/nf_s$. Devido a esse fato, a mais baixa ondulação de corrente na entrada ocorre para uma razão cíclica de 0,5 (Ganta et al., 2012). Uma vez que ambos os canais de alimentação são combinados no capacitor de saída, a frequência de oscilação é o dobro daquela encontrada em um conversor *boost* convencional. A amplitude da ondulação da corrente de entrada é pequena, sendo esta uma característica extremamente atraente para as fontes renováveis de energia tais como painéis fotovoltaicos (Ganta et al., 2012).

a) Equações de projeto

Tal qual o princípio de funcionamento, o equacionamento do conversor *boost interleaved* é de fato semelhante ao equacionamento do *boost* convencional. Por conveniência não serão refeitos os cálculos, uma vez que tanto as expressões do ganho estático quanto para o dimensionamento dos elementos de filtragem são as mesmas, com uma ressalva: o capacitor deve ter capacitância igual à metade do original, uma vez que, como mencionado, a frequência a ser filtrada é o dobro da frequência de chaveamento para a topologia em questão. Portanto, o capacitor é o único elemento a ser modificado em relação ao projeto do conversor *boost* convencional, passando a ser $C = 0.621\mu\text{F}$ para essa aplicação.

b) Simulações

A Fig. 5 exibe as formas de onda para tensão na carga, considerando o *boost interleaved* ideal e também com $R_s/R_o = 0,01$. A fim de comparação, é exibida também a tensão na saída referente ao conversor *boost* convencional considerando o mesmo R_s . Destaca-se a ondulação do conversor *interleaved*, cuja frequência é o dobro quando comparada ao *boost* convencional. Verifica-se que a tensão de saída atingiu 230V, tal qual a tensão encontrada no conversor *boost* convencional ideal. Já com R_s o *boost interleaved* atingiu um valor médio em torno de 192V, contra os 170V já verificados do *boost* com o mesmo R_s . A eficiência do referido conversor é $\eta = 0,86$.

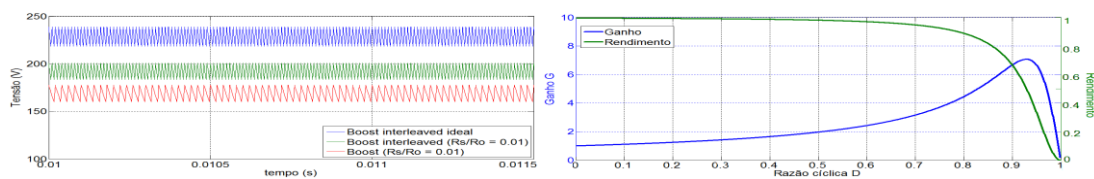


Figura 5 - Tensão na carga, ganho e eficiência para *boost interleaved* ideal e com $R_s/R_o = 0,01$.

Como pode ser percebido, foi reforçada a ideia de que o conversor *interleaved* sofre menos com as perdas em função da elevada corrente de entrada, uma vez que essa se dividiu em dois ramos distintos. Nota-se também que, como a corrente em cada célula é menor, as perdas em condução para os diodos também o serão.

Dessa forma, percebe-se que o conversor *boost interleaved* permite o processamento de uma potência mais elevada, tanto quantas forem às células adicionais. Como a corrente elevada da entrada se divide entre as células, as perdas no cobre dos enrolamentos dos indutores diminuem, elevando a eficiência. Contudo, o ganho estático do *boost interleaved* é o mesmo do *boost* convencional. Caso seja necessário elevar a tensão a patamares ainda mais elevados, outras topologias devem ser consideradas. Outra desvantagem é o maior número de elementos (indutores, diodos e chaves ativas), e, consequentemente, maior complexidade, custo, peso e volume. Dentre as principais vantagens, destaca-se ainda que o processo de filtragem se tornasse mais simples e eficiente, haja vista a ondulação de tensão do capacitor C de saída é " n " vezes a frequência de operação do conversor, o que implica em um capacitor menor na saída. Tal fato se traduz em menor custo e maior qualidade da tensão de saída. Além disso, a resistência em série equivalente tem seu valor decrescido pela metade para a topologia com duas células. Essa vantagem se refletiu em uma melhora na eficiência do processo. Vale lembrar que nos estudos não foram consideradas as perdas na comutação das chaves e nos diodos, mas sim, somente a resistência série dos indutores.

4.3 Boost Quadrático

Também conhecido como *cascade boost converter (twostages)*, esse conversor c.c.-c.c. é uma opção quando se necessita elevados ganhos sem incrementar a razão cíclica a níveis extremos. Como será deduzido, o ganho estático do *boost* quadrático (dois estágios) é o dobro do *boost* convencional. De fato, o ganho ocorre em progressão geométrica de acordo com o número de estágios inseridos (Luo e Ye, 2004). Cada estágio adiciona um indutor, um capacitor e um diodo, configurados conforme a Fig. 2(a).

Princípio de funcionamento: durante a primeira etapa, na qual a chave está ligada, têm-se três malhas. Na primeira malha o indutor L_1 acumula energia na forma de campo magnético. Na segunda malha o capacitor C_1 entrega energia anteriormente armazenada na forma de campo elétrico ao indutor L_2 . A tensão V_{C1} é igual à tensão de saída V_o que se encontraria na saída do conversor *boost* convencional, de acordo com a Eq. (5). Finalmente, na terceira malha o capacitor C_2 entrega energia à carga. Durante a segunda etapa de funcionamento, a chave deixa de conduzir. Ambos os indutores entregam a energia armazenada na etapa anterior à carga e aos capacitores.

$$V_{C1} = V_{in} \frac{1}{(1 - D)} \quad (5)$$

a) Equações de projeto

Durante o tempo no qual a chave conduz (primeira etapa de funcionamento), DT_s , tem-se que a tensão no indutor, V_{L1} , é igual à tensão de entrada V_{in} . As ondulações de corrente ΔI_{L1} e ΔI_{L2} para essa etapa podem ser conferidas nas Eq. (6) e (7), respectivamente.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in}DT_s}{L_1} \quad (6)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{C1}DT_s}{L_2} \quad (7)$$

Na segunda etapa de funcionamento, encontra-se uma malha contendo o indutor L_1 , o capacitor C_1 e a fonte de entrada. Sendo assim, verifica-se que a tensão no capacitor, V_{C1} se iguala à soma das tensões V_{L1} e V_{in} . Uma vez que o tempo de duração dessa etapa dura um período de tempo equivalente a $(1 - D)T_s$, é possível encontrar a Eq. (8). Observa-se ainda uma malha contendo C_1 , C_2 e a carga. Tem-se para essa malha que a tensão no indutor, V_{L2} , é equivalente a soma das tensões V_{C1} e V_o . A Eq. (9) exprime a ondulação de corrente em L_2 para o período em questão.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(V_{C1} - V_{in})(1 - D)T_s}{L_1} \quad (8)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_o - V_{C1})(1 - D)T_s}{L_2} \quad (9)$$

Confrontando as Eq. (7) e (9), e lembrando a Eq. (5), procede-se o seguinte equacionamento para encontrar o ganho:

$$V_o = V_{C1} \frac{1}{(1 - D)} \quad (10)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (11)$$

Seguindo esse raciocínio, pode-se observar que:

$$I_{L1} = I_{in} = I_o \frac{1}{(1-D)^2} \quad (12)$$

$$I_{L2} = I_o \frac{1}{(1-D)} \quad (13)$$

Voltando à primeira etapa de funcionamento, verifica-se ainda que a corrente em C_1 é a mesma corrente que percorre L_2 . Com a Eq. (14) a ondulação de tensão em C_1 pode ser encontrada, como segue:

$$\Delta V_{C1} = \frac{V_o D T_s}{(1-D) C_1 R_o} \quad (14)$$

Tem-se ainda para a primeira etapa de funcionamento uma malha contendo o capacitor C_2 e a carga. Sendo assim, a corrente I_{C2} é igual à corrente na carga, I_o . Reorganizando, encontra-se a ondulação de tensão no capacitor C_2 , explicitada pela Eq. (15).

$$\Delta V_{C2} = \frac{V_o D T_s}{R_o C_2} \quad (15)$$

Reorganizando as Eq. (7), (10), (14) e (15) em função da frequência f_s , encontra-se as seguintes expressões para o valor dos indutores, L_1 e L_2 , e capacitores, C_1 e C_2 :

$$L_1 = \frac{V_{in} D}{\Delta I_{L1} f_s} \quad (16)$$

$$L_2 = \frac{V_{in} D}{(1-D) \Delta I_{L2} f_s} \quad (17)$$

$$C_1 = \frac{V_o D}{(1-D) \Delta V_{C1} R_o f_s} \quad (18)$$

$$C_2 = \frac{V_o D}{\Delta V_{C2} R_o f_s} \quad (19)$$

Para o projeto do quadrático a razão cíclica é $D = 0,583$. Com auxílio das Eq. (16) a (19), calcula-se o valor dos elementos de filtragem, tais como: $L_1 = 1,35mH$; $L_2 = 3,23mH$; $C_1 = 2,1\mu F$; $C_2 = 0,877\mu F$.

b) Simulações

A Fig. 6 exibe as formas de onda para tensão na carga para o conversor *boost* quadrático ideal e também com $R_s/R_o = 0,01$ (foi considerado que as resistências em série de ambas os enrolamentos são iguais, $R_{s1} = R_{s2} = R_s$). É exibida também a tensão na saída para o *boost* convencional com mesmo R_s . Verifica-se que o referido conversor atingiu os 230V na tensão de saída. Já com R_s o conversor atingiu um valor médio em torno de 157V, valor inferior aos 170V do *boost* convencional com R_s . O quadrático nessa aplicação exibe uma eficiência $\eta = 0,70$, o que destaca uma fragilidade desta topologia diante de elevados valores R_s em relação a R_o . De fato, Yang (2012) afirma que o conversor *boost* quadrático se apresenta como solução quando se necessita elevado ganho, contudo, destaca também que tanto o custo quanto a eficiência estão comprometidos nesse conversor.

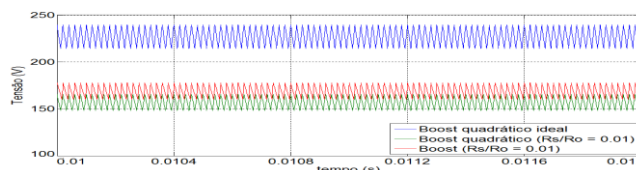


Figura 6 - Comparação entre as formas de onda para tensão na carga para o *boost* quadrático ideal, *boost* quadrático com R_s e *boost* convencional com R_s .

Logo, conclui-se que o conversor *boost* quadrático é uma opção quando se deseja evitar uma razão cíclica próxima de um. Todavia, nas condições analisadas, o conversor se mostrou pouco eficiente. Destaca-se neste ponto que as perdas relativas aos diodos e chave não foram consideradas. Conclusões mais fundamentadas podem ser obtidas por uma análise incluindo tais fatores. Outro ponto desfavorável do conversor em questão é a elevada tensão na chave e no diodo, igual à saída, como no caso do *boost* convencional e do *boost interleaved*.

4.4 Reboost

O conversor CC-CC isolado *flyback* pode alcançar altos níveis de ganho de tensão, contudo, apresenta baixa eficiência em função da reatância de dispersão (Tseng e Liang, 2004). A fim de melhorar essa eficiência foi concebido o conversor *reboost*, que pode ser observado na Fig. 2(b).

A principal adversidade relativa ao *flyback* é justamente o fato de que toda a energia entregue à saída circula obrigatoriamente pelo transformador, gerando perdas e esforços extras nas chaves semicondutoras (Alves, 2013). Portanto, a proposta do conversor *reboost* é criar um caminho de fluxo de energia direto da entrada para a saída, fazendo com que parte da energia não mais circule pelo transformador. Tal caminho é chamado de *actived clamped circuit* e é responsável por reciclar a energia antes perdida pela reatância de dispersão (Liang e Tseng, 2005). O capacitor C_C ainda suprime os picos de tensão que possam surgir na chave durante o período transitório do chaveamento.

Como resultado dessas modificações, pode-se dizer que o *reboost* é formado por duas topologias distintas: o *flyback* e o *boost*. Percebe-se que o transformador, a chave S e o diodo de saída D_o formam o conversor *flyback*; enquanto que o primário do transformador, a chave S e o diodo D_C constituem o *boost*. Em razão disso, o conversor *reboost* é mais conhecido como *boost-flyback*. Além disso, uma pequena modificação no circuito é amplamente mais estudada na literatura: o capacitor da saída C_o não é conectado à referência, mas sim ao terminal do secundário do transformador. Essa adaptação não modifica o ganho do conversor, mas permite um menor capacitor seja utilizado.

Princípio de funcionamento: para realizar esta análise, os indutores acoplados são modelados como um transformador ideal, uma indutância de magnetização L_m e duas indutâncias de dispersão (*leakege inductor*), L_{LK1} e L_{LK2} . Admite-se que $L_m \gg L_{LK}$. Considerando a operação em condução contínua, as etapas de funcionamento são descritas a seguir. Durante a primeira etapa de funcionamento, a chave S é acionada. A tensão em L_m é igual à tensão na entrada V_{in} . Os capacitores na saída fornecem energia para a carga. O pico da corrente na entrada é obtido no momento em que a chave comuta. Durante a segunda etapa de funcionamento, a energia acumulada na forma de campo magnético em L_m é descarregada na capacitância parasita da chave C_o . Este período compreende um espaço de tempo curto, portanto, muitas vezes é negligenciado. Na terceira etapa de funcionamento o diodo D_C começa a conduzir e grande parte da corrente oriunda de L_m flui através do capacitor de *clamp*, C_C . Enquanto a corrente em D_C decresce, a corrente em D_o continua aumentar. Na quarta etapa de funcionamento, a corrente através de D_C é responsável por carregar o C_C , e, simultaneamente, suprir corrente para a carga. Para a quinta etapa de funcionamento, a corrente em C_C vai à zero. A corrente que flui por D_o é então responsável por carregar C_o e também fornecer corrente à carga.

a) Equações de projeto

Primeiramente, é necessário se atentar à segunda etapa de funcionamento. Percebe-se que a malha da entrada consiste em um conversor *boost* no período no qual a chave S bloqueia corrente. Portanto, a tensão no primário do transformador, v_{pri} , é equivalente à tensão no indutor do *boost* para esse período de funcionamento e a tensão no capacitor C_C é tal qual a tensão na saída de um *boost* convencional. Caso sejam consideradas as resistências série dos enrolamentos, R_{s1} e R_{s2} , a eficiência do conversor é dada pela Eq. (20) (Liang e Tseng, 2005).

$$\eta = \frac{1}{1 + \left(1 + D \frac{N_s}{N_p}\right)^2 \frac{D}{(1-D)^2} \frac{R_{s1}}{R_o} + \frac{1}{(1-D)} \frac{R_{s2}}{R_o}} \quad (20)$$

b) Simulações

A Fig. 7 exibe curvas de ganho e eficiência em função da razão cíclica D , para relação de espiras $N_s/N_p = 1$, $N_s/N_p = 3$ e $N_s/N_p = 5$, e para diversas razões R_s/R_o . As resistências série dos enrolamentos são consideradas $R_{s1} = R_{s2} = R_s$, mesmo sabendo que na realidade as resistências do primário e do secundário se diferem. Percebe-se que com uma maior relação de espiras é possível conseguir ganhos mais elevados sem níveis extremos de razão cíclica. Contudo, à medida que a relação de espiras aumenta, a eficiência decai.

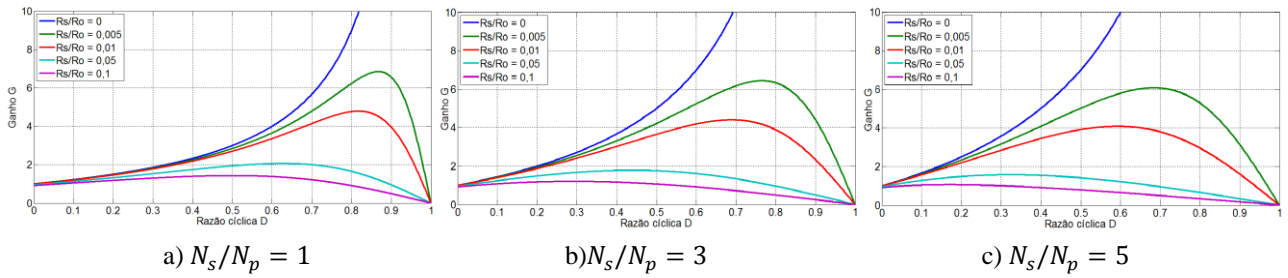


Figura 7 - Comparação entre ganho e eficiência em função da razão cíclica, para diversas relações de espiras e diversas razões R_s/R_o .

4.5 Charge-Pump Reboost

Com o intuito de amenizar a alta variação de corrente na entrada provocada pelo conversor *reboost*, foi concebido o conversor *charge-pump reboost*, o qual pode ser observado na Fig. 2(e). A diferença é a adição de um circuito denominado *charge-pump* (composto por um capacitor e um diodo), o qual permite a continuidade da corrente de entrada com poucas modificações no circuito, mas garantindo um alto ganho estático (G) e redução de esforços nos elementos semicondutores (Alves, 2013).

Analisando a topologia deste conversor, nota-se que o *charge-pump reboost* é resultado da combinação de três diferentes configurações: *boost*, *flyback* e *charge-pump*. Primeiramente, o *flyback* permite elevados ganhos de tensão, haja vista a relação de transformação N_s/N_p (Kyritsis et al., 2008). Os inconvenientes já mencionados referentes ao *flyback* são sanados pelo circuito *clamp* – idêntico ao circuito de saída do *boost*. Finalmente, adicionando o circuito *charge-pump*, tem-se um ganho ainda mais elevado em função do capacitor colocado através do transformador. Outrossim, esse capacitor reduz o problema da corrente na entrada evitando sua descontinuidade (Yu et al., 2009). Essa modificação, em especial, o torna mais apropriado em aplicações de sistemas FV.

A principal desvantagem desta topologia provém do próprio circuito *charge-pump*: quando esse é ligado, a corrente que vem do capacitor do circuito de *clamp*, C_c , é limitada somente por indutâncias parasitas (Hutchens, 2010). Com isso a corrente no circuito *charge-pump* pode se tornar extremamente alta no instante do acionamento ou para casos de razão cíclica muito baixa. Conforme Yu (2009), é possível evitar essa corrente, denominada *inrush*, pela adição de um pequeno indutor em três lugares estratégicos na malha de *charge-pump*. Dessa forma, o circuito comporta-se como a topologia ressonante proposta por Kyritsis (2008), a qual não é foco do respectivo trabalho.

Princípio de funcionamento: como no caso do *reboost*, os indutores acoplados são modelados como um transformador ideal e duas indutâncias de dispersão. Durante a primeira etapa de funcionamento a chave S está ligada. A energia flui da fonte para L_{LK1} , sendo acumulada na forma de campo magnético. Durante a segunda etapa de funcionamento a chave S abre. A energia anteriormente armazenada em L_{LK1} é transferida para o capacitor C_c . Destaca-se que o circuito *clamp* limita picos de tensão na chave. A corrente começa a percorrer também o capacitor *pump* o enrolamento secundário. A indutância L_{LK2} limita variações de corrente na saída. A terceira etapa de funcionamento se inicia quando a energia armazenada em L_{LK1} é totalmente transferida ao capacitor C_c , deixando de circular corrente pela malha *clamp*. A corrente continua a fluir da fonte à carga através de C_p . Quando a chave é acionada novamente dá-se início à quarta etapa de funcionamento. Corrente continua fluindo no secundário devido à indutância L_{LK2} , que atrasa o bloqueio do diodo D_o . A fonte fornece novamente energia à L_{LK1} . A corrente no capacitor C_p inverte seu sentido e energia é transferida entre os capacitores C_c e C_p . A quinta etapa de operação se inicia quando cessa a energia armazenada em L_{LK2} , e então o diodo D_o se bloqueia. A corrente continua fluindo no circuito *pump* até que se equalizem as tensões entre os capacitores C_c e C_p , ou até que a chave S se bloqueie.

a) Equações de projeto

Como para o conversor *reboost*, a malha da entrada consiste em um conversor *boost* no período no qual a chave S bloqueia corrente. Portanto, a tensão no primário do transformador, v_{pri} , é equivalente a tensão no indutor do *boost* para esse período de funcionamento. Isso significa que tanto o valor de v_{pri} quanto de v_{sec} e v_{C_c} são iguais ao valor encontrado no conversor *reboost*.

Por fim, como foi descrito no princípio de funcionamento, a tensão em C_c é equivalente à tensão em C_p . Unindo tais informações e adicionando a tensão V_{C_p} à Fig. 6, encontra-se (21) e (22).

$$V_o = V_{in} + v_{pri} + v_{C_p} + v_{sec} \quad (21)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(2 + D \frac{N_s}{N_p} \right) \frac{1}{(1 - D)} \quad (22)$$

b) Simulações

A Fig. 8 exibe curvas de ganho e eficiência em função da razão cíclica D , para relação de espiras $N_s/N_p = 1$, $N_s/N_p = 3$ e $N_s/N_p = 5$, para diversas razões R_s/R_o . Como no caso do *reboost*, à medida que a relação de espiras aumenta é possível conseguir ganhos mais elevados com o ônus de uma eficiência inferior.

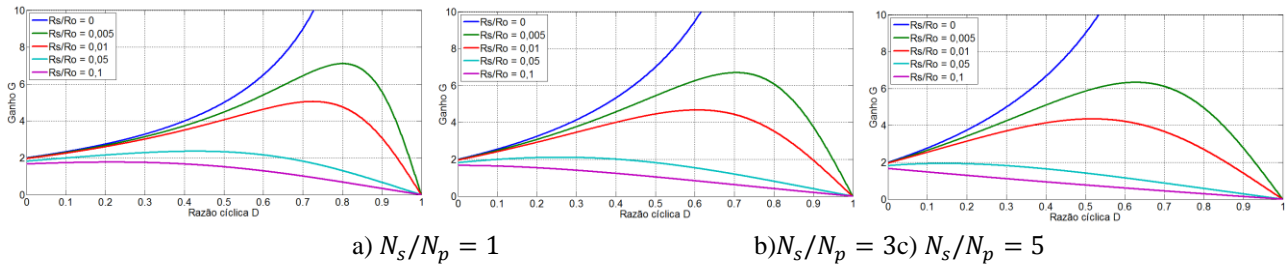


Figura 8 - Comparação entre ganho e eficiência em função da razão cíclica, para diversas relações de espiras e diversas razões R_s/R_o .

Vale destacar que esforço de tensão no diodo de saída será mais elevado que em qualquer outro componente na topologia. Ademais, a tensão de pico em D_o pode ser significativamente superior – na ordem de 50% – em função da capacitância parasita durante comutação (Hutchens, 2010).

5. ANÁLISE DOS RESULTADOS

A Fig. 9 exibe curvas de ganho G em função da razão cíclica D , comparando as topologias estudadas nesse trabalho. A relação entre resistência dos enrolamentos e resistência de carga é considerada para o caso $R_s/R_o = 0,01$ e a relação de espiras para o *reboost* e *charge-pump reboost* para o caso $N_s/N_p = 3$. Destacam-se os elevados ganhos em baixas taxas de razões cíclicas para os conversores *reboost* e *charge-pump*. Além disso, as diferentes topologias de conversores apresentam valores diferentes para eficiência, dentre os quais se chama a atenção para o conversor *interleaved*, o qual apresentou maior eficiência em relação aos demais.

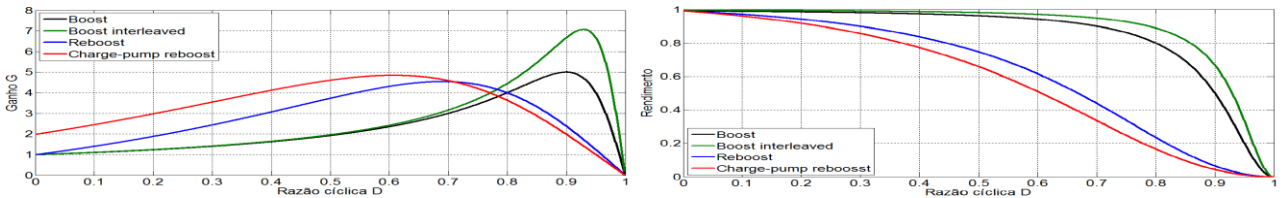


Figura 9 - Curvas de ganho e eficiência em função da razão cíclica para diversos conversores.

A Tab. 3 mostra uma comparação dos conversores c.c.-c.c. elevadores apresentados neste trabalho, a fim expor um panorama dos vários aspectos investigados neste trabalho.

Tabela 3 - Resultados das simulações.

CONVERSOR	RAZÃO CÍCLICA	GANHO REAL	EFICIÊNCIA	Nº DE ELEMENTOS
<i>Boost</i>	0,826	4,3	75%	4
<i>Boos tinterleaved</i>	0,826	4,9	86%	7
<i>Boost quadrático</i>	0,583	4	70%	8
<i>Reboost</i>	0,542	4	72%	7
<i>Charge-pump reboost</i>	0,428	4,5	77%	10

Pode-se verificar na Tab. 3 que a eficiência do *boost interleaved* é superior quando comparada as demais topologias. Porém, a quantidade de elementos passivos no *boost interleaved* é maior do que os elementos do *boost* convencional. Os esforços de corrente na entrada do conversor *boost interleaved* são altos devido à razão cíclica elevada. O *Charge-pump reboost* possui uma eficiência elevada em relação aos outros conversores, ficando atrás apenas do *boost interleaved*. O esforço de corrente é menor entre as topologias apresentadas, porém, o número de elementos passivos do *Charge-pump reboost* é maior entre elas.

6. CONCLUSÃO

Neste trabalho foi realizada simulação e aferição das características das topologias de conversores c.c.-c.c. *boost*, *boost interleaved*, *boost* quadrático, *reboost* e *charge-pump reboost*, destacando suas particularidades quando para aplicação em inversores para sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica.

Fica claro que, para as características de projeto estipulado neste trabalho, o conversor *boost interleaved* destaca-se em termos de eficiência. Isso se deve ao fato de que a elevada corrente de entrada provoca elevadas perdas ôhmicas nos demais conversores estudados, enquanto que no *boost interleaved* tais efeitos são em grande parte minimizados. Ao contrário, o conversor *boost* quadrático exibe extremos ganhos em detrimento da eficiência. No entanto, sua utilização se torna mais apropriada quando os elementos indutivos apresentam valores de resistência série desprezíveis. Também foi possível verificar que, caso as especificações do projeto inviabilizem o uso de uma elevada razão cíclica, as topologias *reboost* e *charge-pump reboost* mostram-se mais atraentes. Entretanto, a necessidade da adição de isolamento galvânica e um maior número de componentes devem ser considerados.

Esse estudo enfatiza a importância da escolha a propriedade topologias de conversores c.c.-c.c. elevadores aplicados em sistemas FV, uma vez que a eficiência destes conversores é de fundamental importância para que haja um aproveitamento adequado da energia proveniente dos painéis FV, uma vez que estes, comumente, não apresentam uma elevada eficiência.

REFERÊNCIAS

- Alves, M. G., 2013. Mini-inversores para aproveitamento de energia fotovoltaica, com técnicas de mppt, sincronismo e conexão com a rede de ca em bt, proteção de ilha, gerenciamento da energia e da operação, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista.
- Buticchi, G., Franceschini, G., Lorenzani, E., Barater, D. and Fratta, A., 2010. A novel compensation strategy of actual commutations for ground leakage current reduction in FVtransformerless converters, IECON 2010 - 36th Annual conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3179-3184.
- Ganta, M., Nirupa, P., Akshitha, T. and Seyezhai, R., 2012. Simple and efficient implementation of two-phase interleaved boost converter for renewable energy source, International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering 2(4).
- Hutchens, C. L., 2010. Design and control of charge-pumped reboost converter for FV applications, Dissertação de Mestrado, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, Virginia.
- Kroposki, B., Margolis, R. and Ton, D., 2009. Harnessing the sun, Power and Energy Magazine, IEEE 7(3): 22-33.
- Kyritsis, A. C., Tatakis, E. and Papanikolaou, N., 2008. Optimum design of the current source flyback inverter for decentralized grid-connected photovoltaic systems, Energy Conversion, IEEE Transactions on 23(1): 281-293.
- Li, W. and He, X., 2011. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications, Industrial Electronics, IEEE Transactions on 58(4): 1239-1250.
- Liang, T. J. and Tseng, K. (2005). Analysis of integrated boost-flyback step-up converter, Electric Power Applications, IEE Proceedings - 152(2): 217-225.
- Luo, F. and Ye, H., 2004. Positive output cascade boost converters, Electric Power Applications, IEE Proceedings - 151(5): 590-606.
- Tseng, K. and Liang, T. J., 2004. Novel high-efficiency step-up converter, Electric Power Applications, IEE Proceedings - 151(2): 182-190.
- Vaucourt, C., 2004. Choosing Inductors and Capacitors for DC/DC Converters, Texas Instruments.
- Yu, W., Hutchens, C., Lai, J.-S., Zhang, J., Lisi, G., Djabbari, A., Smith, G. and Hegarty, T., 2009. High efficiency converter with charge pump and coupled inductor for wide input photovoltaic ac module applications, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp. 3895-3900.
- Zhao, Q. and Lee, F. (2003). High-efficiency, high step-up dc-dc converters, Power Electronics, IEEE Transactions on 18(1): 65-73.

COMPARATIVE ANALYSIS USING COMPUTER SIMULATION OF STEP-UP DC-DC CONVERTERS APPLIED TO GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Abstract. The solar energy has been considered by many researchers the most promising source energy of the future. However, the applicability of photovoltaic panels depends on several factors, such as the efficiency and cost. Nowadays, besides its low efficiency, the photovoltaic (PV) array is considered a very expensive technology. As a result, it is necessary to improve the ways of adapting the available energy provided by the photovoltaic arrays. Once the available DC voltage provided by photovoltaic panels is low to connect the PV system to the grid via a DC-AC converter, it becomes necessary to use of step-up DC-DC converters. Thus, they must be designed to avoid any waste of energy. This paper deals with the simulation and analysis by comparison of several topologies of step-up DC-DC converters, addressing aspects of extreme importance for application in photovoltaic systems, such as the efficiency of the DC-DC converters.

Key words: Solar Energy, Photovoltaic Panels, Step-up DC-DC Converters, Comparison.