



UTILIZAÇÃO DE UM CRITÉRIO SIMPLES PARA COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO DE CONVERSORES ESTÁTICOS DE POTÊNCIA ESTUDADOS EM CURSOS DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Fernando Lessa Tofoli – fernandolessa@ufsj.edu.br

Ramon Moreira Lemos – ramonmoreiralemos@hotmail.com

Dênis de Castro Pereira – dencastro10@hotmail.com

Wesley Josias de Paula – wjpeletrica@yahoo.com.br

Universidade Federal de São João del-Rei, Departamento de Engenharia Elétrica

Praça Frei Orlando, 170 – Centro

CEP 36307-52 – São João del-Rei-MG, Brasil

Resumo: *O estudo de conversores estáticos nos cursos de graduação em Engenharia Elétrica normalmente é abordado nas disciplinas correlatas à eletrônica de potência, onde são estudados tópicos diversos como princípios de funcionamento e projeto das estruturas. Porém, aspectos que tangem às perdas nos elementos semicondutores e rendimento dificilmente são investigados, visto que por vezes é necessário confeccionar protótipos experimentais, o que demanda tempo e experiência prática. Neste contexto, este trabalho propõe um critério simples e rápido que permite definir qual estrutura de conversor estático possui melhor desempenho em um dado ponto de operação sob a ótica dos elementos semicondutores que compõem o estágio de potência. Assim, é possível definir de forma simples e rápida qual estrutura possui melhor desempenho diante de várias possíveis escolhas.*

Palavras-chave: *Conversores CC-CC, Dispositivos semicondutores, Perdas, Potência comutada.*

1. INTRODUÇÃO

A eletrônica de potência é uma subárea da Engenharia Elétrica que se dedica ao estudo dos conversores estáticos de potência, os quais por sua vez recebem essa denominação porque não possuem partes móveis, ao contrário dos motores e geradores elétricos. Trata-se também de uma área de estudos inerentemente multidisciplinar e interdisciplinar no âmbito desta grande área da Engenharia.

Em qualquer processo de conversão energética, a redução das perdas e a otimização da eficiência tornam-se fatores de suma importância, em função do custo da energia elétrica e da remoção do calor dissipado. Logo, a concepção de conversores estáticos com custo, peso e volume reduzidos, bem como elevada robustez, tem sido o fator impulsionador de pesquisas em âmbito industrial e acadêmico (CRUZ *et. al.*, 2002).

Para definir qual conversor estático é o mais adequado para ser utilizado em uma determinada aplicação, vários itens devem ser analisados. Dentre estes, destacam-se a robustez, a densidade de potência, o rendimento, aspectos construtivos, e principalmente os custos (BARBI, 2000) e (RASHID, 1999).

As características principais de cada conversor dependem basicamente da topologia. Obviamente as perdas, o volume e os custos obtidos variam significativamente com o tipo de tecnologia empregada e com a qualidade do semicondutor adotado. O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende apenas da topologia. Depende também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semicondutor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de *layout*, que introduzem elementos parasitas que prejudicam o funcionamento do circuito.

Diante do exposto, este trabalho tem por objetivo apresentar um método de análise focado no que diz respeito aos semicondutores de potência (diodos e interruptores) operando em alta frequência, sobretudo no que se refere aos esforços de tensão e corrente aos quais estes dispositivos são submetidos. A análise de tais esforços é importante, pois tem impacto direto no custo e no rendimento total do conversor. Pretende-se introduzir o conceito de potência comutada, que de forma geral representa uma avaliação do custo, perdas e do volume atingidos por uma determinada estrutura, tomando como base os esforços nos semicondutores. Através de um estudo adequado, busca-se estabelecer uma análise comparativa entre topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados, isto é, os conversores *buck*, *boost*, *buck-boost*, apresentando-se critérios de elegibilidade para as topologias em uma dada aplicação. Posteriormente, o mesmo critério é aplicado a dois conversores isolados bastante conhecidos, ou seja, os conversores *forward* a um e dois interruptores, comparando-se devidamente os mesmos.

2. CONCEITO DE POTÊNCIA COMUTADA

Sabe-se que o custo é diretamente proporcional ao nível de tensão suportado por um semicondutor. Além disso, o valor da resistência de condução de um interruptor do tipo MOSFET obedece à relação estabelecida pela expressão (1) (BOSE, 1997) e (ERICKSON, 1997).

$$R_{DS(on)} \propto (V_{DS(max)})^{2,6} \quad (1)$$

onde $V_{DS(max)}$ é a máxima tensão suportada pelo componente, definida na folha de dados do dispositivo.

De acordo com a Equação (1), as perdas de condução obtidas em estruturas operando com interruptores do tipo MOSFET apresentam uma forte dependência com a tensão máxima aplicada sobre este dispositivo. Perdas mais elevadas geralmente representam um aumento do volume de dissipadores.

Verifica-se que os esforços aos quais cada semicondutor é submetido constituem um fator importante para a seleção prática de uma determinada topologia, exercendo influência direta sobre o custo total, perdas e volume finais da estrutura (KOLAR & ETRL, 1999).

Entretanto, avaliar as perdas em cada semicondutor constitui uma tarefa trivial apenas para conversores que utilizam uma quantidade reduzida de semicondutores, como é o caso

dos conversores CC-CC monofásicos (SOKAL *et al.*, 1991). Todavia, para conversores mais complexos o esforço exigido torna-se bem mais significativo. Desta forma torna-se interessante estabelecer um critério que permita realizar de maneira rápida e simples, uma análise comparativa para diferentes tipos de conversores no que diz respeito aos esforços aos quais são submetidos os semicondutores.

No que tange à comparação do desempenho de conversores estáticos do ponto de vista do rendimento, a literatura apresenta diversos exemplos. Entretanto, normalmente estes trabalhos são focados em estudos quantitativos onde são comparadas algumas topologias entre si, resultando em análises mais aprofundadas e complexas. Por exemplo, os estudos desenvolvidos por (CAVALCANTI, *et. al.*, 2003) apresentam uma comparação entre as perdas em conversores com comutação suave e dissipativa, onde a metodologia utilizada consiste na utilização de expressões matemáticas e gráficos comparativos que requerem uma quantidade considerável de cálculos.

O conceito da potência comutada representa a potência total que é processada por um dado dispositivo semicondutor. De forma genérica, pode-se defini-la matematicamente como sendo o produto entre os valores máximos de tensão e corrente sobre este dispositivo, isto é:

$$P_C \triangleq V_{m\acute{a}x} \cdot I_{m\acute{a}x} \quad (2)$$

onde P_C é a potência comutada, $V_{m\acute{a}x}$ é a máxima tensão aplicada no semicondutor em volts e $I_{m\acute{a}x}$ é a máxima corrente que circula no semicondutor em ampères.

A seguir, este conceito será utilizado de forma a se obter um método quantitativo que permita determinar qual conversor é mais adequado para uma dada aplicação do ponto de vista do rendimento.

2.1. Aplicação do conceito da potência a conversores CC-CC não isolados clássicos

Inicialmente, deve-se considerar o conversor *buck* ideal operando no modo de condução contínua, que é mostrado na Figura 1. Para que a estrutura seja considerada ideal, deve-se substituir o estágio de saída constituído pelo capacitor C_o e pela resistência de carga R_o por uma fonte de tensão CC denominada V_o , a qual representa a tensão de saída desejada. Desta forma, a tensão na carga não apresentará ondulação em alta frequência. Além disso, o indutor deve ser grande o suficiente para que a ondulação da corrente seja desprezível. Quando isto ocorre, os valores máximos da corrente e da tensão tanto no diodo quanto no interruptor serão representados pela grandeza indicada na linha tracejada com pontos, de acordo com as formas de onda da Figura 2. Por exemplo, a tensão máxima no interruptor será igual a V_i , enquanto a corrente máxima será igual a I_o . O diodo também estará sujeito a estes mesmos esforços.

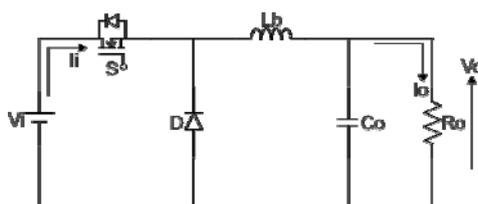


Figura 1 – Conversor *buck*.

Definindo a potência comutada pelo interruptor $P_{C(s)}$ como sendo o produto entre os valores máximos de tensão e corrente sobre este dispositivo, pode-se estabelecer:

$$P_{C(s)} \triangleq V_{S(máx.)} \cdot I_{S(máx.)} \quad (3)$$

$$P_{C(s)} = V_i \cdot I_o \quad (4)$$

Mas, para o modo de condução contínua, a característica de transferência estática do conversor é dada pela Equação (5):

$$V_o = D \cdot V_i \quad (5)$$

Assim, substituindo a Equação (5) em (4) tem-se:

$$P_{C(s)} = \frac{V_o}{D} \cdot I_o \quad (6)$$

Sabe-se que a potência de saída é dada pela Equação (7):

$$P_o = V_o \cdot I_o \quad (7)$$

Então, substitui-se a Equação (7) em (6):

$$P_{C(s)} = \frac{1}{D} \cdot P_o \quad (8)$$

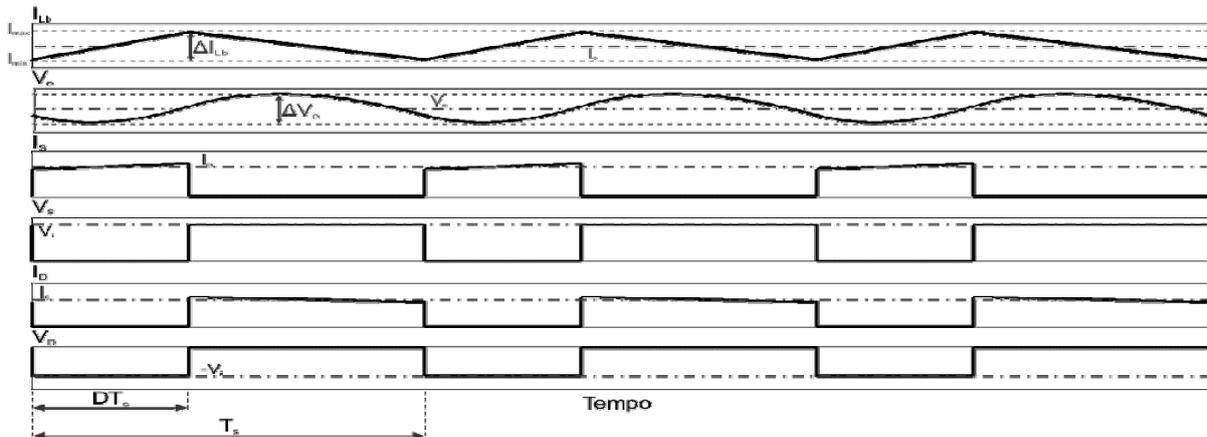


Figura 2 – Formas de onda representando a operação do conversor *buck* em modo de condução contínua.

Normalizando em função da potência de saída, tem-se:

$$\frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (9)$$

Realizando o mesmo procedimento para o diodo é possível determinar a expressão para a potência comutada por este dispositivo. Assim:

$$P_{C(D)} \triangleq V_{D(máx.)} \cdot I_{D(máx.)} \quad (10)$$

$$P_{C(D)} = V_i \cdot I_o \quad (11)$$

A Equação (11) resulta em:

$$P_{C(D)} = \frac{1}{D} \cdot P_o \quad (12)$$

Finalmente, tem-se:

$$\overline{P_{C(D)}} = \frac{P_{C(D)}}{P_o} = \frac{1}{D} \quad (13)$$

Desta forma, a potência total comutada pelo conversor *buck* operando no modo de condução contínua pode ser definida através da Equação (14):

$$\overline{P_{C(\text{total})}} = \overline{P_{C(S)}} + \overline{P_{C(D)}} = \frac{2}{D} \quad (14)$$

Verifica-se então que a potência comutada pelo conversor *buck* é dependente do ponto de operação. De fato, este resultado já era esperado, pois, considerando a potência de saída constante, os esforços nos interruptores (diodo e transistor) dependem justamente das características de operação do conversor. Supondo, por exemplo, que a tensão de entrada seja reduzida, para manter a potência de saída constante é necessário aumentar a razão cíclica. Como a corrente de carga permanece constante, de acordo com a Equação (3), os esforços sobre o interruptor diminuem (PETERSON, 1986), de modo que o mesmo ocorre com o diodo (STAFFIERE, 1995).

O mesmo procedimento supracitado pode ser reproduzido para o conversor *boost* ideal operando no modo de condução contínua. Novamente, as ondulações da corrente no indutor e da tensão no capacitor devem ser desprezadas. Assim, a tensão máxima aplicada no interruptor e no diodo será igual a V_o , enquanto a corrente máxima que circula nestes semicondutores é igual a I_i .

De forma análoga, pode-se realizar algumas manipulações matemáticas de modo a determinar a potência total comutada pelo conversor *boost* operando no modo de condução contínua, a qual é dada pela Equação (15):

$$\overline{P_{C(\text{total})}} = \overline{P_{C(S)}} + \overline{P_{C(D)}} = \frac{2}{1-D} \quad (15)$$

Considerando ainda o conversor *buck-boost* ideal operando no modo de condução contínua. Verifica-se que a máxima corrente que circula no interruptor é a corrente de entrada I_i . Por outro lado, o interruptor fica submetido à soma da tensão de entrada V_i e da tensão de saída V_o em estado de bloqueio. Deve-se ressaltar que estes esforços também são válidos para o diodo.

As demais topologias CC-CC não isoladas com característica abaixadora e elevadora de tensão, isto é, os conversores Ćuk, SEPIC e zeta desenvolvem exatamente os mesmos esforços de corrente e tensão nos respectivos elementos semicondutores. Portanto, o desenvolvimento matemático que se segue também é válido para os conversores supracitados.

Através da definição de potência comutada estabelecida anteriormente pela Equação

(3), obtém-se a potência total comutada pelo conversor *buck-boost* operando no modo de condução contínua:

$$\overline{P_{C(total)}} = \overline{P_{C(S)}} + \overline{P_{C(D)}} = \frac{2}{D \cdot (1-D)} \quad (16)$$

2.2. Aplicação do conceito da potência a conversores CC-CC isolados clássicos

Inicialmente, deve-se considerar o conversor *forward* ideal operando no modo de condução contínua, o qual é mostrado na Figura 3. Para que a estrutura seja considerada ideal, deve-se substituir o estágio de saída constituído pelo capacitor C_o e pela resistência de carga R_o por uma fonte de tensão CC denominada V_o , a qual representa a tensão de saída desejada. Desta forma, a tensão na carga não apresentará ondulação em alta frequência. Além disso, o indutor deve ser grande o suficiente para que a ondulação da corrente seja desprezível, bem como são desprezados as perdas visto que o conversor é ideal. Quando isto ocorre, os valores máximos da corrente e da tensão não dependerão das respectivas ondulações. Além disso, deve-se garantir que na prática a máxima razão cíclica seja menor que 0,5 para evitar a saturação magnética do transformador.

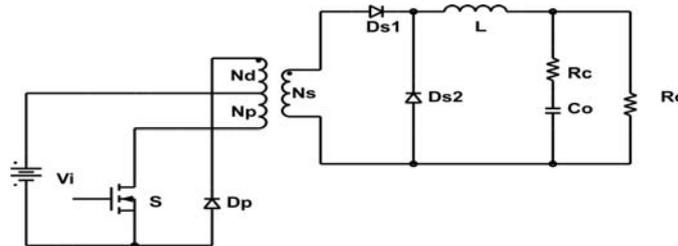


Figura 3 – Conversor *forward* a um interruptor.

A relação de tensão de entrada e tensão de saída do conversor *forward* a um interruptor:

$$V_o = V_i \cdot D \cdot \frac{N_s}{N_p} = V_i \cdot D \cdot n_2 \quad (17)$$

Para o conversor *forward* a um interruptor, os esforços de tensão e corrente no interruptor de comutação são dados por:

$$V_{S(max)} = V_i \cdot \left(1 + \frac{N_p}{N_d} \right) \quad (18)$$

$$I_{S(max)} = I_p = \frac{1,2 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (19)$$

$$n_1 = \frac{N_p}{N_d} = 1 \quad (20)$$

onde N_p e N_d são os números de espiras dos enrolamentos primário e desmagnetização, respectivamente e P_o é a potência de saída.

Substituindo as Equações (18) a (20) em (3), tem-se:

$$P_{C(s)} = \frac{2,4 \cdot P_o}{D} \quad (21)$$

A potência comutada no interruptor é parametrizada em relação à potência de saída para manter todos os cálculos na mesma base, isto é:

$$\frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{P_{C(s)}}{P_o} = \frac{2,4}{D} \quad (22)$$

O mesmo procedimento pode ser desenvolvido para o diodo D_p . Neste caso, os esforços de tensão são os mesmos válidos para o interruptor. Porém, o esforço de corrente corresponde a apenas 20% da corrente no interruptor. Logo, a Equação (3) torna-se:

$$P_{C(Dp)} = V_{Dp(máx)} \cdot I_{Dp(máx)} \quad (23)$$

onde $P_{C(Dp)}$ é a potência comutada pelo diodo primário D_p , $V_{Dp(máx)}$ é a máxima tensão no diodo D_p e $I_{Dp(máx)}$ é a máxima corrente no diodo D_p .

Assim, os valores de $V_{Dp(máx)}$ e $I_{Dp(máx)}$ podem ser estabelecidos pelas Equações (24) e (25), respectivamente.

$$V_{Dp(máx)} = V_i \cdot \left(1 + \frac{N_d}{N_p}\right) \quad (24)$$

$$I_{Dp(máx)} = 0,2 \cdot I_p = \frac{0,24 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (25)$$

Substituindo as Equações (24) e (25) em (23), tem-se:

$$P_{C(Dp)} = 2 \cdot V_i \cdot \frac{0,24 \cdot P_o}{V_i \cdot D} \quad (26)$$

Desta forma, a Equação (26) pode ser parametrizada em relação à potência de saída:

$$\frac{P_{C(Dp)}}{P_o} = \frac{P_{C(Dp)}}{P_o} = \frac{0,48}{D} \quad (27)$$

Analogamente, o procedimento se repete para o cálculo da potência comutada nos diodos secundários D_{s1} e D_{s2} :

$$P_{C(Ds)} = V_{Ds(máx)} \cdot I_{Ds(máx)} \quad (28)$$

Além disso, tem-se os seguintes esforços de tensão:

$$V_{Ds(máx)} = V_i \cdot n_2 \quad (29)$$

Usando a Equação (17), é possível reescrever a equação (29) como:

$$V_{Ds(máx)} = \frac{V_o}{D \cdot n_2} \cdot n_2 \quad (30)$$

Além disso, obtém-se o máximo esforço de corrente:

$$I_{Ds(máx)} = I_o \quad (31)$$

Substituindo as Equações (30) e (31) em (28), tem-se:

$$P_{C(Ds)} = \frac{V_o}{D \cdot n_2} \cdot n_2 \cdot I_o \quad (32)$$

Assim, pode-se simplificar a Equação (32) como:

$$P_{C(s)} = \frac{P_o}{D} \quad (33)$$

A potência comutada nos diodos secundários normalizados em relação à potência de saída é:

$$\overline{P_{C(Ds1)}} = \overline{P_{C(Ds2)}} = \frac{1}{D} \quad (34)$$

Finalmente, a potência comutada total no conversor *forward* a um interruptor operando em modo de condução contínua pode ser obtida por:

$$\overline{P_C} = \overline{P_{C(s)}} + \overline{P_{C(Dp)}} + \overline{P_{C(Ds1)}} + \overline{P_{C(Ds2)}} \quad (35)$$

Substituindo-se as Equações (22), (27) e (34) em (35), obtém-se:

$$\overline{P_C} = \frac{2,4}{D} + \frac{0,48}{D} + \frac{1}{D} + \frac{1}{D} = \frac{4,88}{D} \quad (36)$$

O conversor *forward* a dois interruptores também é uma estrutura derivada do conversor *buck* que emprega um transformador de alta frequência. A inclusão de um interruptor e um diodo de desmagnetização adicional representa uma evolução do conversor com apenas um interruptor, pois isso elimina a necessidade do enrolamento de desmagnetização. Assim, o próprio enrolamento primário realiza a desmagnetização quando os dois interruptores são bloqueados. Esta característica determina que a máxima razão cíclica teórica ($D_{máx}$) não pode ultrapassar 0,5 (BARBI, 2001) A Figura 4 representa o conversor *forward* a dois interruptores.

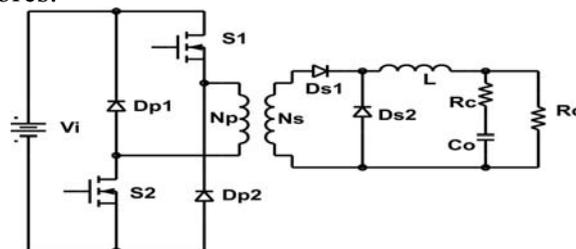


Figura 4 – Conversor *forward* a dois interruptores.

Aplicando-se a mesma metodologia anterior, chega-se à seguinte expressão para a potência comutada total normalizada:

$$\overline{P_C} = \frac{4,88}{D} \quad (37)$$

Verifica-se um comportamento semelhante nas duas estruturas isoladas. Esta conclusão é válida se o mesmo tipo e modelo de semicondutor for usado em ambas as topologias. Porém, sabe-se que uma das principais vantagens do conversor *forward* a dois interruptores sobre a topologia da Figura 3 é a redução dos esforços de tensão sobre os elementos controlados, que são iguais à tensão de entrada, ou seja, metade do valor obtido no conversor *forward* a um interruptor. Deve-se então considerar que a potência comutada por si só não é um critério definitivo para estimar o rendimento de conversores, mas sim uma ferramenta auxiliar que depende do conhecimento das características básicas de cada topologia em particular.

3. ESTUDO DE CASO

Suponha inicialmente que se deseje projetar um conversor CC-CC não isolado elevador segundo as especificações da Tabela 1. Nesse caso, há cinco possibilidades, isto é, os conversores *boost*, *buck-boost*, Čuk, SEPIC e zeta. Porém, é difícil definir qual estrutura apresenta o melhor desempenho em termos do rendimento, sendo que é necessário estimar todas as perdas e/ou implementar um protótipo experimental para cada estrutura.

Tabela 1 – Especificações dos conversores elevadores.

Parâmetro	Especificação		
	<i>Boost</i>	<i>Buck-boost</i>	Čuk, SEPIC e Zeta
Tensão de entrada CC	$V_i=50$ V	$V_i=50$ V	$V_i=50$ V
Tensão de saída CC	$V_o=100$ V	$V_o=100$ V	$V_o=100$ V
Razão cíclica nominal	$D=0,5$	$D=0,666$	$D=0,666$
Potência de saída nominal	$P_o=100$ W	$V_o=50$ W	$V_o=50$ W
Frequência de comutação	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz	$f_s=50$ kHz
Ondulação da corrente no(s) indutor(es)	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_L=500$ mA	$\Delta i_{L1}=500$ mA $\Delta i_{L2}=500$ mA
Ondulação da tensão no(s) capacitor(es)	$\Delta V_o=0,0125 \cdot V_o$	$\Delta V_o=0,0125 \cdot V_o$	$\Delta V_1=0,0125 \cdot V_o$ $\Delta V_o=0,0125 \cdot V_o$

Resolvendo as equações (14) e (15) obtidas anteriormente, tem-se que as potências totais comutadas pelos conversores *boost* e *buck-boost* são iguais a 4 e 9, respectivamente, sendo este resultado ilustrado graficamente na Figura 5. Assim, o conversor *boost* é aquele que apresenta melhor desempenho, pois possui a menor potência comutada, de modo que este fato é confirmado por sua respectiva curva na Figura 5. Todos os conversores abaixadores-elevadores possuem o mesmo valor da potência comutada, embora o conversor *buck-boost* possua o melhor desempenho dentre todos eles por apresentar um único indutor e um único capacitor.

No intuito de comprovar esse fato, inicialmente foram projetados os cinco conversores supracitados para as condições da Tabela 1, obtendo-se os parâmetros listados na Tabela 2.

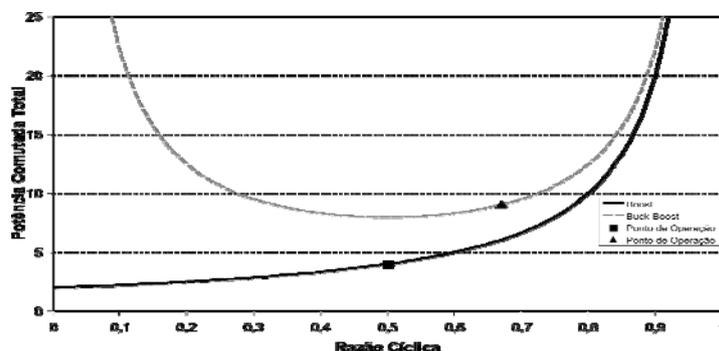


Figura 5 – Comparação entre as curvas teóricas das potências comutadas pelos conversores *boost* e *buck-boost*.

Tabela 2 – Componentes dos estágios de potência dos conversores elevadores.

Componentes	<i>Boost</i>	<i>Buck-boost</i>	Ćuk, SEPIC e Zeta
Indutor(es)	$L_b=1$ mH - Núcleo 30/14 - 75 espiras - 1 fio AWG20	$L_b=1,333$ mH - Núcleo 42/15 - 96 espiras - 2 fios AWG20	$L_1=1,333$ mH - Núcleo 30/14, 100 espiras, 1 fio AWG $L_2=1,333$ mH - Núcleo 30/7, 111 espiras, 1 fio AWG20
Capacitor(es)	$C_o=8$ μ F	$C_o=10,667$ μ F	$C_1=10,667$ μ F; $C_o=1$ μ F
Esforços	<i>Boost</i>	<i>Buck-boost</i>	Ćuk, SEPIC e Zeta
Corrente média no interruptor	$I_{S(méd.)}=1$ A	$I_{S(méd.)}=2$ A	$I_{S(méd.)}=2$ A
Corrente eficaz no interruptor	$I_{S(ef.)}=1,418$ A	$I_{S(ef.)}=2,452$ A	$I_{S(ef.)}=2,461$ A
Corrente máxima no interruptor	$I_{S(máx.)}=2,25$ A	$I_{S(máx.)}=3,25$ A	$I_{S(máx.)}=3,5$ A
Tensão reversa no interruptor	$V_{S(rev.)}=100$ V	$V_{S(rev.)}=150$ V	$V_{S(rev.)}=150$ V
Corrente média no diodo	$I_{D(méd.)}=1$ A	$I_{D(méd.)}=1$ A	$I_{D(méd.)}=1$ A
Corrente eficaz no diodo	$I_{D(ef.)}=1,414$ A	$I_{D(ef.)}=1,732$ A	$I_{D(ef.)}=1,732$ A
Corrente máxima no diodo	$I_{D(máx.)}=2,25$ A	$I_{D(máx.)}=3,25$ A	$I_{D(máx.)}=3,5$ A
Tensão reversa no diodo	$V_{D(rev.)}=100$ V	$V_{D(rev.)}=150$ V	$V_{S(rev.)}=150$ V

Sabe-se que o desempenho dos conversores depende essencialmente das especificações dos semicondutores utilizados. Desta forma, serão adotados dois estudos de casos a saber:

- 1) Caso A: MOSFET IRF640 ($V_{DS}=200$ V, $R_{DS(on)}=0,18$ Ω , $I_D=18$ A@25°C) e diodo MUR1520 ($V_{rev}=200$ V, $V_F=0,85$ V, $t_{rr}=35$ ns);
- 2) Caso B: MOSFET IRFP460 ($V_{DS}=500$ V, $R_{DS(on)}=0,27$ Ω , $I_D=20$ A@25°C) e diodo MUR1560 ($V_{rev}=600$ V, $V_F=1,2$ V, $t_{rr}=50$ ns).

No caso A, as especificações do diodo e do interruptor são próximas aos valores máximos calculados na Tabela 2. Por outro lado, no caso B propositalmente são utilizados semicondutores cujas especificações máximas de tensão e corrente são muito superiores aos valores previamente determinados, o que implica o superdimensionamento dos mesmos.

Assim, foram determinadas as curvas de rendimento teórico para os conversores CC-CC supracitados para os casos A e B. Constata-se que o conversor *boost* é a topologia que apresenta melhor desempenho, pois possui a menor potência comutada. Este era um resultado

esperado, pois esta estrutura desenvolve menores esforços de tensão e corrente do que os conversores abaixadores-elevadores, o que está associado também à potência comutada total pelos elementos semicondutores.

Naturalmente, espera-se também que as perdas por condução no MOSFET IRFP460 sejam maiores que no MOSFET IRF640, pois a resistência de condução entre dreno e fonte é maior no primeiro caso. Os resultados obtidos na Figura 6 evidenciam que os semicondutores têm influência direta no comportamento das estruturas. Assim, o caso A representa a melhor situação para todos os conversores do ponto de vista do rendimento.

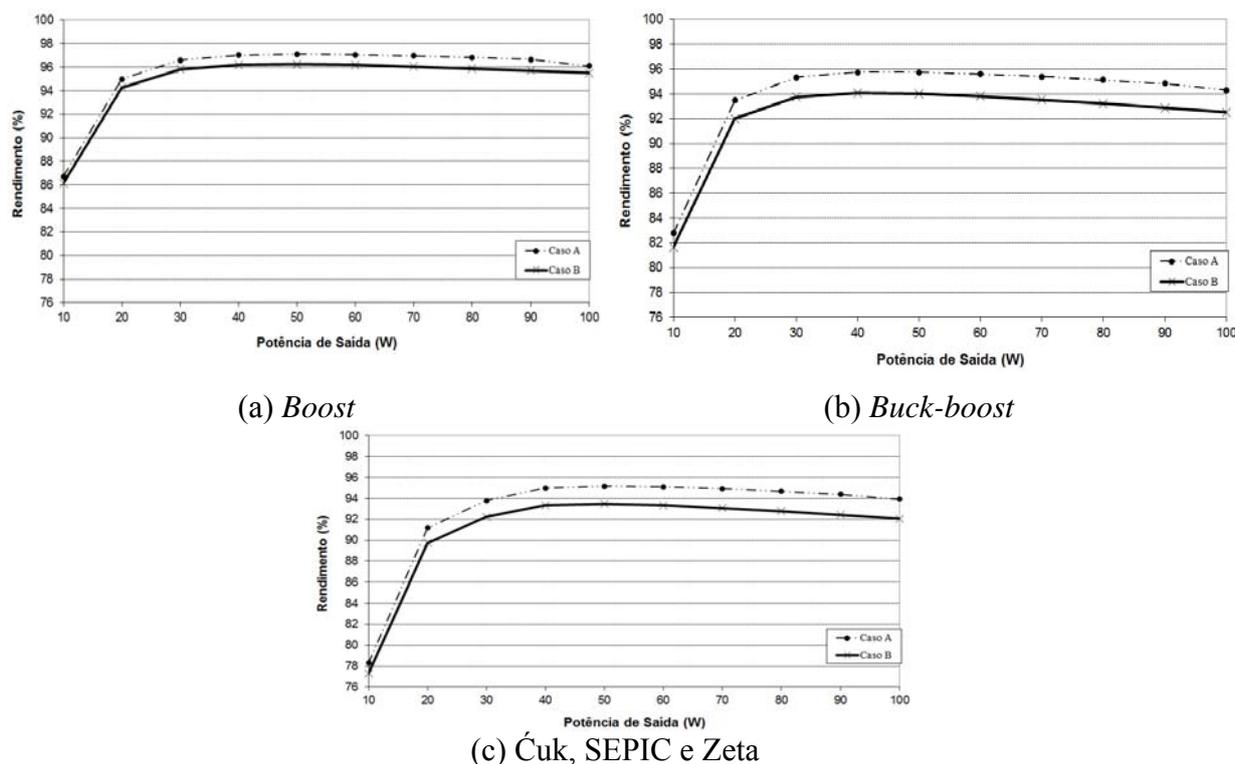


Figura 6 – Comparação entre as curvas de rendimento dos conversores CC-CC elevadores para os casos A e B.

4. CONCLUSÃO

O valor das perdas nos semicondutores de potência de um determinado conversor está diretamente relacionado com o volume total e com o custo final do conversor. Entretanto, a determinação das perdas não depende apenas da topologia. Depende também da frequência de comutação, do tipo de dispositivo semicondutor utilizado, da modulação empregada, sem considerar as características de *layout*, que introduzem elementos parasitas que prejudicam o funcionamento do circuito.

O conceito de potência comutada introduzido neste trabalho estabelece um critério que possibilita a realização, de forma simples, rápida e objetiva, de uma análise comparativa entre diversas topologias, permitindo determinar quais estruturas não apresentam um bom desempenho em um determinado ponto de operação.



Entretanto, o rendimento, volume e custos só podem ser quantitativamente avaliados através dos métodos tradicionais. O conceito de potência comutada deve ser utilizado apenas para uma análise qualitativa, uma vez que os resultados obtidos através deste método levam em consideração apenas as características próprias de cada topologia.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES, CNPq, FAPEMIG e INERGE pelo suporte fornecido durante a realização deste trabalho.

5. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BARBI, Ivo. Eletrônica de potência. 3a edição, edição do autor, Florianópolis, 2000.
- BARBI, Ivo. Projeto de fontes chaveadas, 4a edição, edição do autor, 2001
- BOSE, Bimal K. Electronics and variable frequency drives – Technology and applications, Wiley IEEE – Press 1997. 660 p.
- CAVALVANTI, M. C.; SILVA, E. R.; JACOBINA, C. B.; BOROYEVICH, D.; DONG, W. Comparative evaluation of losses in soft and hard-switched inverters, In: IEEE Industry Applications Conference, Salt Lake City, v. 3, p. 1912-1917, 2003.
- CRUZ, C. M. T.; LIMA, F. K. A.; ANTUNES, F. L. M. Unit power factor single-phase rectifier with reduced conduction loss using a non-dissipative passive snubber, In: IEEE International Conference on Industrial Electronics, v.1, p. 1123–1128, 2002
- ERICKSON, R. W. Fundamentals of power electronics, Editora: Chapman and Hall, 1997.
- KOLAR, J.W.; ETRL, H. Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains. In: The 21st International Telecommunications Energy Conference, Denmark, 1999.
- PETERSON, W. A. Design techniques for very wide Input Range Power Converters, In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 20-25, 1986.
- RASHID, H. R. Eletrônica de potência: Circuitos, dispositivos e aplicações. Ed. Makron Books, 1999.
- SOKAL, N. O.; REDL, R.; KISLOVSKI, A. S. Dynamic analysis of switching-mode DC-DC converters, 1a edição, Van Nostrand Reinhold, 1991.
- STAFFIERE, D. T. Designing product for the environment, In: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, p. 76-77.

PROPOSAL FOR THE APPLICATION OF THE CONTROL SYSTEM THEORY FOR TEACHING POWER ELECTRONICS IN UNDERGRADUATE COURSES

Abstract: *The study of static power converters in undergraduate Electrical Engineering courses is usually introduced in the power electronics discipline, where many topics such as operating principles and design of structures are covered. However, aspects that concern the losses in semiconductor elements and efficiency are hardly investigated, since sometimes it is necessary to implement experimental prototypes, which does requires time and practice experience. Within this context, this paper proposes a fast and simple criterion that defines which structure has better performance at a given operating point from the perspective of semiconductor elements. It is then possible to define which structure presents the best performance among many possible choices.*