

## 6. OUTRAS TOPOLOGIAS COM COMUTAÇÃO NÃO-DISSIPATIVA

### 6.1 Inversor pseudo-ressonante

Um inversor pseudo-ressonante [6.1] é composto por um conversor em ponte, possuindo, adicionalmente, um indutor e um capacitor em paralelo com a carga, com objetivo de proporcionar comutação sob tensão nula. A carga é tipicamente do tipo fonte de corrente, ou seja, apresenta uma elevada impedância dinâmica, absorvendo uma corrente constante.

T1 e T3 são mantidos em condução até que a corrente  $i_L$  (que circula por  $L_r$ ) seja positiva e com valor igual a  $I_p$ . Durante este intervalo, a tensão sobre o capacitor é  $+E$ . Desligando ambos transistores, a corrente do indutor passará a circular por  $C_r$  de uma maneira ressonante, invertendo a tensão no capacitor para  $-E$ . Quando a tensão atinge este valor os diodos D2 e D4 entram em condução, o que causará a redução de  $i_L$  de uma forma linear. T2 e T4 devem receber um comando para ligarem durante a condução dos diodos, entrando em condução quando a corrente se inverte, sem dissipar potência, e iniciando o semi-ciclo negativo.

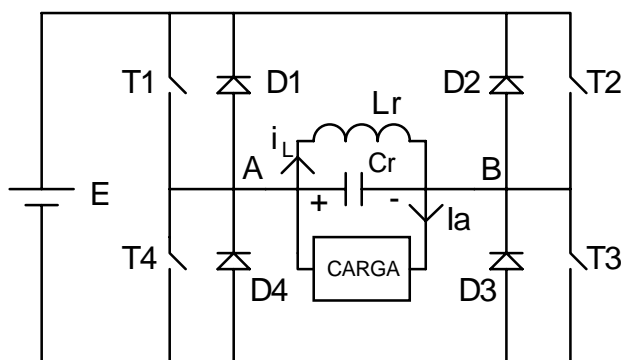


Figura 6.1. Inversor pseudo-ressonante

Como se vê na figura 6.2., a tensão sobre a carga é praticamente quadrada e a frequência de ressonância é muitas vezes maior que a frequência de chaveamento. Com um acionamento adequado das chaves este conversor pode operar em MLP, produzindo saídas em baixa frequência, se desejado. O uso de um retificador como carga leva à implementação de um conversor CC-CC. A substituição da fonte de tensão por uma de corrente permite sintetizar um conversor com operação ZCS.

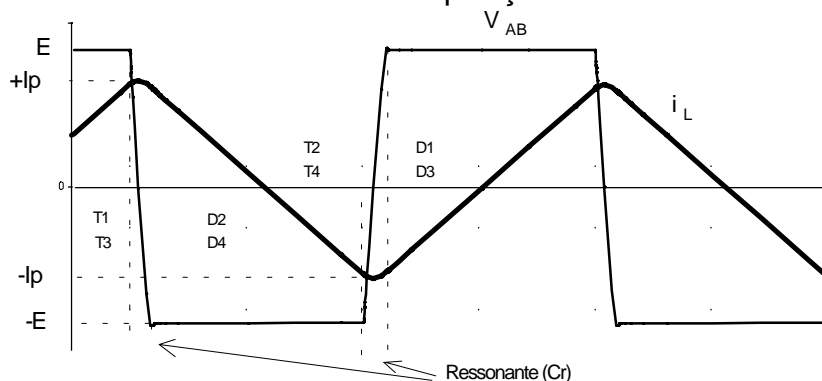


Figura 6.2. Formas de onda do inversor pseudo-ressonante

A obtenção de comutação suave exige um valor mínimo para a corrente de pico dado por:

$$I_p \geq I_a + 2 \cdot E \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (6.1)$$

## 6.2 Conversor ressonante “single-ended”

Diferentemente do que foi visto para os conversores ressonantes, estudados anteriormente, estes inversores “single-ended” apresentam apenas um interruptor comandado e a inversão da tensão sobre a carga se dá pela ocorrência da própria ressonância [6.2].

Estes circuito são comumente utilizados em conversores para aquecimento indutivo em alta frequência, de forma que a carga equivalente é uma resistência, associada à potência consumida no aquecimento

A figura 6.3. mostra uma topologia (alimentada em tensão) destes conversores, chamada de regenerativa (por permitir a inversão no sentido da corrente).

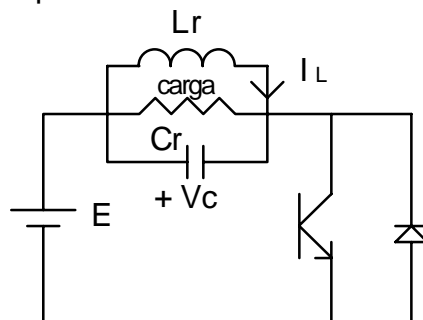


Figura 6.3. Conversor ressonante “single-ended”

A figura 6.4. mostra as formas de onda da corrente pelo indutor e da tensão aplicada à carga.

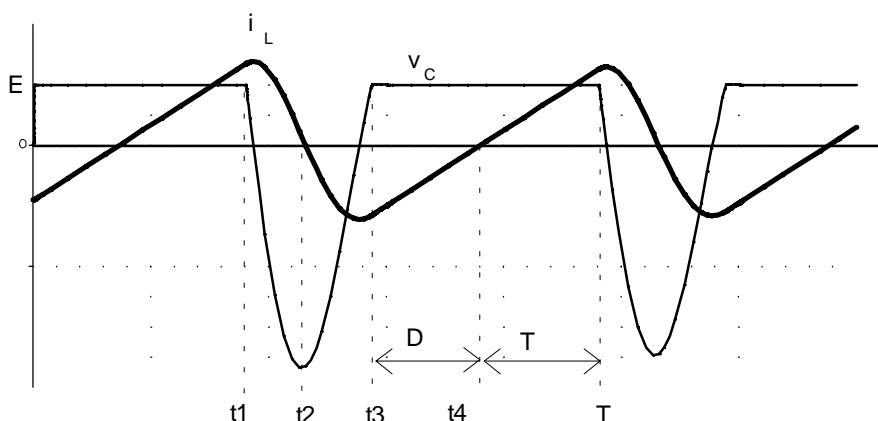


Figura 6.4. Formas de onda do conversor ressonante “single-ended”

Quando conduz o transistor a tensão de entrada é aplicada à carga (e também ao circuito ressonante). O capacitor se encontra carregado e  $v_c = E$ . A corrente pelo indutor cresce linearmente. Quando o transistor é desligado, em  $t_1$ , o faz sob tensão nula. A corrente da indutância circula pela carga e pelo capacitor, de modo ressonante. A tensão

$v_C$  se torna negativa, atingindo um pico, em  $t_2$ , cujo valor é muito superior à tensão de entrada (em função das condições iniciais da corrente do indutor e da tensão do capacitor). A ressonância prossegue e a tensão volta a ser positiva. Quando atinge um valor igual ao da tensão de entrada (em  $t_3$ ) o diodo entra em condução, mantendo  $v_C$  constante. Durante a condução do diodo é enviado o comando para ligar o transistor, o que ocorre apenas quando a corrente se torna positiva (em  $t_4$ ), reiniciando o ciclo.

### 6.3 Conversor semi-ressonante

Considerando o conversor elevador de tensão convencional, a corrente de entrada  $i_i$  é composta por uma fonte de tensão,  $E$ , associada em série com um indutor  $L_r$ . Sendo  $L_r$  suficientemente pequeno para permitir operação no modo descontínuo, no momento da entrada em condução da chave não ocorre dissipação de potência, o que ocorrerá no desligamento.

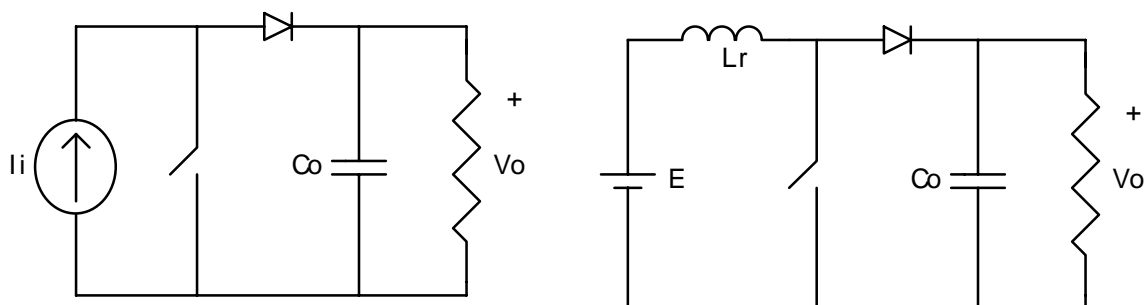


Figura 6.5. Conversor boost

Considere-se um capacitor  $C_r$  cujo valor forme um circuito ressonante juntamente com  $L_r$ , cuja frequência seja maior do que a frequência de operação do conversor. Existem 3 possibilidades de colocação de  $C_r$  no circuito de modo a obter comutação ZVS. A chave  $S$  deve ser bidirecional em corrente ou em tensão [6.3].

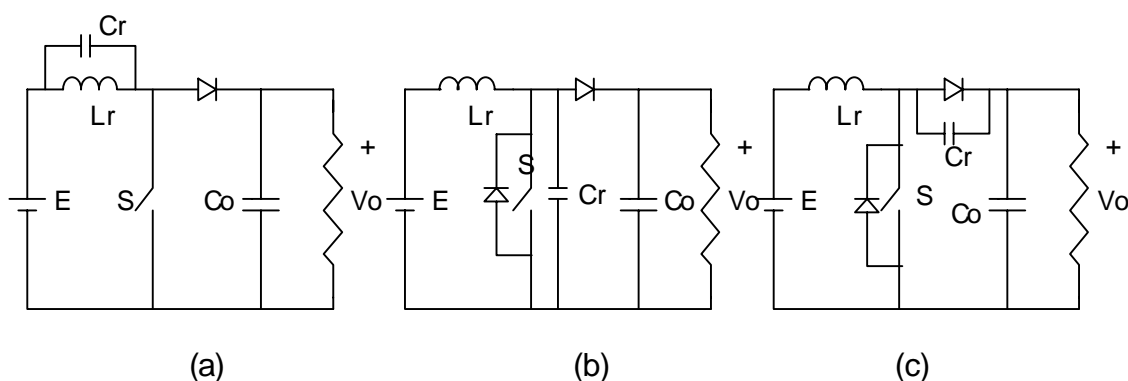


Figura 6.6. Possibilidades de conversor boost semi-ressonante

Os conversores semi-ressonantes necessitam de uma quantidade menor de componentes passivos do que os quase-ressonantes equivalentes, e são particularmente adequados às aplicações de baixa potência, podendo operar em frequências elevadas (na faixa de MHz).

Nas diferentes topologias geradas, um dos elementos ressonantes opera também como elemento de armazenamento de energia e filtro. O processamento de energia entre duas fontes de corrente leva a um circuito similar, mas operando em ZCS.

Consideremos o circuito da figura 6.6.b. Se o interruptor for um transistor MOSFET, a exigência de uma bidirecionalidade de corrente é atendida. Além disso, a capacitância do dispositivo é absorvida pelo capacitor ressonante, de modo que os elementos parasitas do componente afetam positivamente o desempenho do conversor.

A figura 6.7. mostra formas de onda no circuito.

Consideremos que o transistor está conduzindo e que no instante  $t_1$  ele é desligado. Como o capacitor  $C_r$  está descarregado, esta comutação é do tipo ZVS. O capacitor se carrega de modo ressonante até que sua tensão atinja a tensão da carga (em  $t_2$ ), quando o diodo de saída entra em condução e energia é transferida para a saída. A tensão sobre  $L_r$  se torna constante e a corrente de entrada decai linearmente. No instante  $t_3$  esta corrente se inverte, desligando o diodo de saída. Volta a ocorrer ressonância, reduzindo a tensão sobre  $C_r$ . Em  $t_4$  esta tensão se anula e o diodo em anti-paralelo com o transistor conduz. A corrente passa a crescer linearmente. Durante a condução deste diodo é enviado o sinal de comando para o MOSFET, o qual entra em condução apenas a corrente se torne positiva, em  $t_5$ , reiniciando o ciclo. A entrada em condução do transistor é ZCS.

A inversão da polaridade da corrente de entrada obviamente exige uma fonte receptiva à regeneração de potência. A operação no modo descontínuo faz com que ocorra um "stress" de corrente pelos componentes. No entanto, em aplicações de baixa potência e alta frequência, é uma topologia interessante.

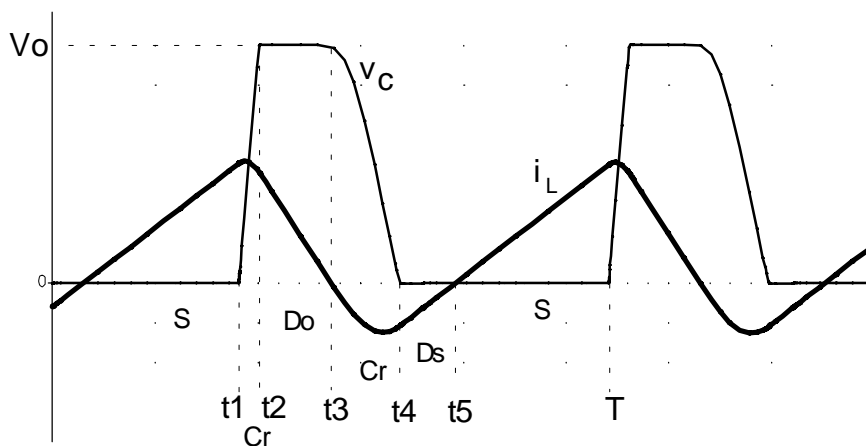


Figura 6.7. Formas de onda de conversor boost semi-ressonante.

#### 6.4 Características desejáveis de topologias com comutação suave

Existe uma infinidade de topologias propostas na literatura que permitem obter comutações suaves dos interruptores. Uma questão que se coloca, assim, é como compará-las. São indicados a seguir alguns critérios que podem ser levados em consideração.

- Comutações ZVS são, em princípio, preferíveis para os componentes com maior capacitâncias (MOSFET);
- Comutação ZCS é preferível para componentes com "rabo de corrente" (IGBT);
- A quantidade de novos elementos ativos (principalmente transistores) deve ser mínima;

- A quantidade de elementos indutivos adicionais deve ser mínima;
- A quantidade total de novos elementos deve ser mínima;
- Caso existam transistores adicionais, eles devem, preferivelmente, estar no mesmo potencial de acionamento de um dos transistores da topologia original;
- O sinal de comando do(s) transistor(es) adicional(is) deve, de preferência, ser síncrono com o sinal de um dos transistores originais. Se puder ser o mesmo sinal, melhor;
- A topologia modificada deve permitir comutação suave para todos os componentes ativos, inclusive os adicionais;
- O circuito modificado deve, preferivelmente, continuar operando com o mesmo tipo de modulação do circuito original;
- O circuito adicional não deve promover aumento nas exigências de tensão e de corrente dos componentes do circuito original;

### 6.5 Conversor ZVS Quase-onda-quadrada, MLP (ZVS - QSC - MLP)

De modo semelhante aos conversores semi-ressonantes, esta família de circuitos também faz com que o indutor funcione tanto como elemento armazenador de energia a ser transferida à saída como componente do circuito ressonante. A figura 6.8. mostra um conversor abaixador de tensão, enquanto na figura 6.9. tem-se algumas formas de onda. Note-se que a capacitância do interruptor principal é absorvida pelo capacitor ressonante. A principal diferença com os conversores semi-ressonantes é que o interruptor auxiliar, S1, permite a operação com frequência fixa, ou seja, MLP.

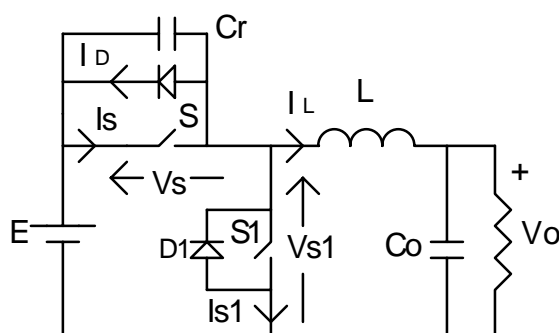


Figura 6.8. Conversor buck ZVS-QSC

No instante  $t_0$  o interruptor principal, S, é desligado. A presença de  $C_r$  garante um comportamento ZVS. O diodo  $D_1$  só entrará em condução quando  $V_s$  atingir o valor da tensão de entrada, o que ocorre em  $t_1$ . No intervalo entre  $t_1$  e  $t_2$  a tensão aplicada sobre o indutor é negativa, de modo que sua corrente se reduz. O sinal de acionamento para o interruptor auxiliar, S1, é enviado durante este intervalo, de modo que quando a corrente se tornar negativa, possa fluir por ele.

Antes do início da próxima condução de S, S1 deve ser desligado, o que produz uma nova ressonância entre L e  $C_r$ . A tensão sobre  $C_c$  se reduz e, quando atinge zero (instante  $t_3$ ), leva o diodo em anti-paralelo com a chave à condução. Enquanto a corrente for ainda negativa, envia-se o sinal de acionamento para S, o qual entra em condução apenas a corrente se inverte, completando o ciclo.

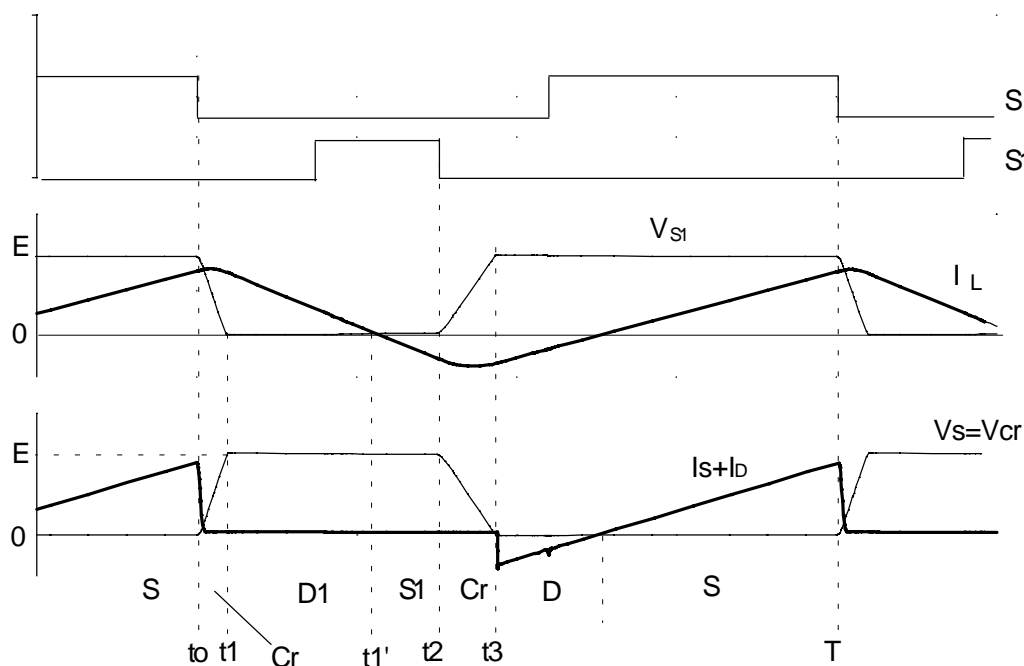


Figura 6.9. Formas de onda de conversor ZVS-QSC-MLP

Como vantagens deste tipo de conversor pode-se citar:

- ZVS para ambos interruptores
- Não ocorre “stress” de tensão (em relação a um conversor MLP simples)
- Fluxo de potência bidirecional.

Como desvantagens tem-se:

- “Stress” de corrente nos transistores.  
Como a corrente da carga é a corrente *média* pelo indutor, e como a corrente pelo indutor deve poder se tornar negativa, o pico de  $i_L$  é, obviamente, muito maior do que a corrente de saída.
- Elevada ondulação das correntes de entrada e de saída.
- Sinais de comando distintos
- Interruptores com emissor (ou source) em potenciais diferentes.  
Isto torna necessário circuitos de acionamento com fontes isoladas para cada interruptor.

## 6.6 Conversores MLP com transição sob tensão nula (ZVT-MLP)

A figura 6.10. mostra um conversor elevador de tensão que difere de uma topologia MLP convencional pela adição de uma rede ressonante auxiliar [6.5], composta, além do  $L_r$  e  $C_r$ , do interruptor  $S_2$  e dos diodos  $D_2$  e  $D_3$ .

Diferentemente do que ocorre nos conversores que empregam chaves ressonantes (ZVS), aqui se faz a introdução de um circuito auxiliar que se comporta como uma espécie de “snubber” ativo, que reduz a potência a ser dissipada sobre o interruptor e envia essa energia para a carga ou para a fonte.

Embora o exemplo utilizado seja de um conversor elevador de tensão, pode-se aplicar este princípio a qualquer das topologias.

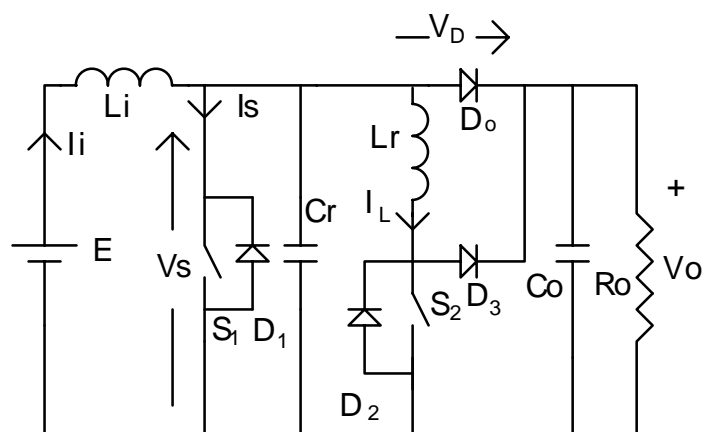


Figura 6.10. Conversor boost ZVT-MLP

A figura 6.11. mostra algumas formas de onda referentes a este conversor.

A figura 6.12. mostra os diferentes circuitos referentes a cada intervalo de funcionamento do circuito.

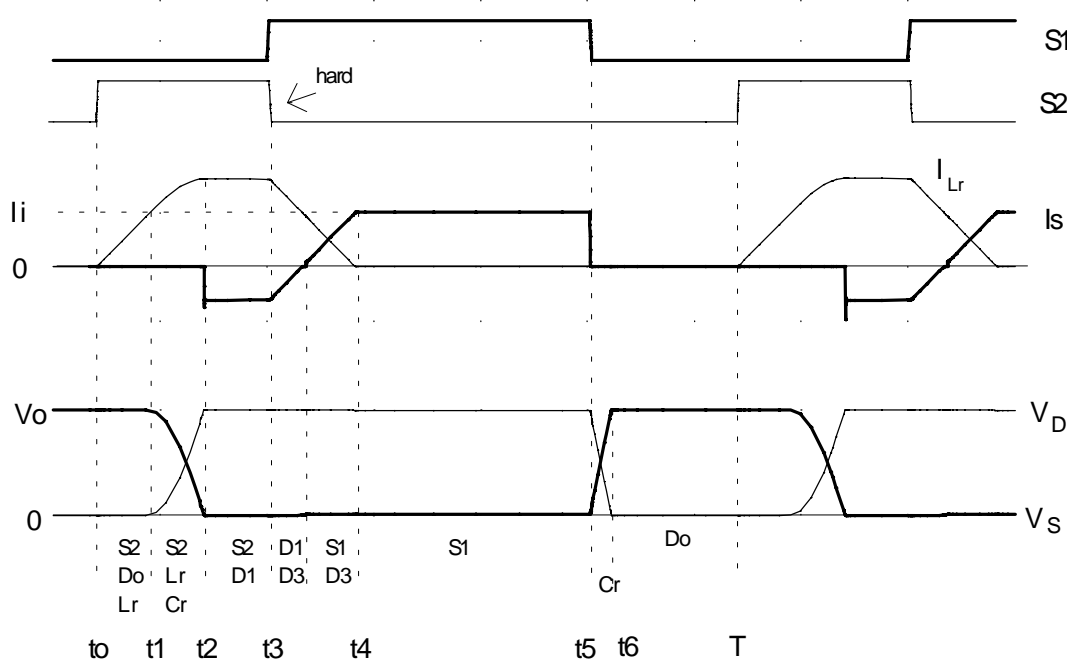


Figura 6.11. Formas de onda de conversor boost ZVT-PWM

Consideremos que inicialmente ambos interruptores estejam desligados e que a corrente circula pelo diodo de saída. A indutância de entrada é suposta suficientemente grande para se poder desconsiderar a ondulação de sua corrente. No instante  $t_0$  o interruptor auxiliar, S2, entra em condução. A corrente por Lr cresce linearmente até atingir o nível da corrente que circulava pelo diodo,  $I_i$ , desligando-o. Este intervalo é dado por:

$$t_1 - t_0 = \frac{I_i \cdot L_r}{V_0} \quad (6.2)$$

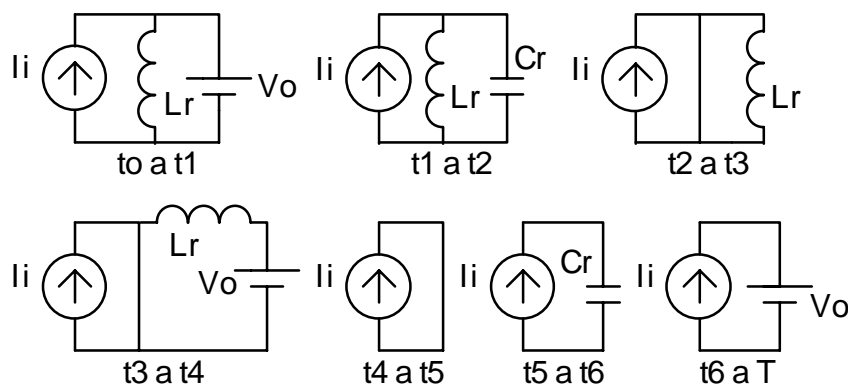


Figura 6.12. Circuitos equivalentes a cada intervalo de funcionamento.

A corrente  $I_{Lr}$  continua a crescer, agora com um comportamento ressonante.  $Cr$ , que estava carregado, se descarrega até zera sua tensão (em  $t2$ ), quando o diodo  $D1$  entra em condução.

$$t2 - t1 = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{Lr \cdot Cr} \quad (6.3)$$

Para obter uma entrada em condução não dissipativa, o sinal de comando de  $S1$  deve ser aplicado durante a condução de  $D1$  (ou seja, após  $t2$ ). Entre  $t2$  e  $t3$  conduzem  $S2$  e  $D1$ , de modo que a tensão sobre  $Lr$  é nula e a corrente por ele se mantém constante.

Em  $t3$ ,  $S2$  é desligado, o que força a corrente  $i_{Lr}$  a circular por  $D3$ , fazendo-a decair linearmente. Isto provoca um desligamento *dissipativo* de  $S2$ , uma vez que a tensão sobre este interruptor cresce para o valor da tensão de saída. Entre  $t3$  e  $t4$  a corrente  $Is$  se torna positiva, passando a circular por  $S1$ .

Quando a corrente  $I_{Lr}$  se anula,  $D3$  desliga, em  $t4$ . Como  $S1$  está conduzindo, energia está sendo armazenada na indutância de entrada, até que, em  $t5$ ,  $S1$  é desligado. Como  $Cr$  está descarregado, esta desligamento é sob tensão nula. Em  $t6$  a tensão  $Vs$  atinge o valor da tensão de saída e o diodo  $Do$  entra em condução, completando o ciclo.

Como vantagens deste tipo de comutação pode-se citar:

- Comutação suave (ZVS) tanto para o interruptor principal quanto para o diodo de saída.  
Isto é especialmente interessante em aplicações com tensão elevada (como em PFP), uma vez que a capacitância do diodo produz muitos problemas no desligamento.
- Mínimo “stress” de tensão e de corrente.  
Não ocorre aumento nos valores máximos de tensão e de corrente a serem suportados pelos componentes além dos limites de um conversor MLP convencional.
- Comutação suave para uma ampla variação de tensão de entrada e de corrente de saída  
Como é claro das formas de onda, a tensão média de saída (igual à tensão de entrada somada à tensão média sobre o diodo  $Do$ ) depende da duração dos intervalos  $(t3-t2)$  e  $(t6-t5)$ . O primeiro tem duração constante (eq. 6.2) e o segundo depende da intensidade da corrente de saída. No entanto, a ocorrência de comutação suave *não* depende da corrente de carga ou da tensão de entrada, fato que ocorre em outros tipos de conversores.
- Interruptores referenciados a um mesmo potencial, facilitando o acionamento.



Como desvantagens pode-se citar:

- Sinais de comando são distintos.
- Desligamento dissipativo do interruptor auxiliar

### 6.7 Conversores MLP com transição sob corrente nula (ZCT-PWM)

Assim como técnicas de comutação a tensão nula tem um interesse adicional em aplicações que usam MOSFET, uma vez que a energia presente nas capacitâncias do componente são absorvidas, técnicas de comutação, especialmente o desligamento, a corrente nula são mais interessantes para circuitos que operam com IGBT, uma vez que anulam os efeitos das perdas decorrentes do “rabo” de corrente presente na corrente de coletor deste tipo de componente. Ressalte-se, no entanto, que novas gerações de IGBTs tem apresentado importantes reduções neste fenômeno, com processos de desligamento bastante velozes [6.6].

Analogamente ao que foi descrito para a técnica de ZVT, os circuitos que utilizam ZCT utilizam componentes que formam um circuito auxiliar que tem como função desviar a corrente do interruptor principal antes de seu desligamento, de modo a que a comutação se dê sem perdas. Além disso, devem também, idealmente, propiciar uma entrada em condução não dissipativa.

A figura 6.16. mostra um conversor elevador de tensão operando com desligamento do interruptor principal sob corrente nula. Outras topologias podem empregar o mesmo princípio de operação que será descrito a seguir.

Note-se a presença de uma chave adicional, além de diodos e do circuito ressonante. Este circuito ressonante é ativado apenas durante alguns instantes de modo a criar as condições para o desligamento a corrente nula da chave principal.

Consideremos na análise que a corrente de entrada é constante. A figura 6.14. mostra algumas formas de onda pertinentes ao circuito, enquanto na figura 6.15. temos os circuitos equivalentes em cada fase de operação.

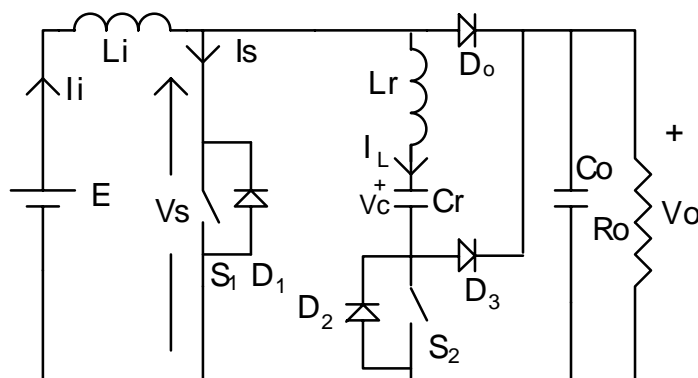


Figura 6.16. Conversor boost ZCT-PWM.

Consideremos que inicialmente a chave principal, S1, está conduzindo e que por ela passa uma corrente constante,  $I_i$ , que é a corrente de entrada. Suponhamos que o capacitor ressonante,  $C_r$ , está carregado com uma tensão negativa de valor  $V_p$ . No instante  $t_0$  o interruptor auxiliar S2 entra em condução, iniciando a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ . Esta ressonância força a redução da corrente por S1 de uma forma senoidal. Após  $1/4$  de período a corrente ressonante atinge seu valor máximo e a tensão sobre  $C_r$  se anula. O valor deste pico de corrente deve ser maior do que a corrente de entrada de modo que seja



carregando com uma corrente constante igual a  $I_i$ . Quando a corrente ressonante se tornar menor do que a corrente de entrada  $I_o$  entra em condução.

Em regime, a tensão com que o capacitor se carrega,  $V_p$ , é menor do que  $V_o$  de modo que se pode escrever:

$$V_p = \frac{I_i \cdot Z_o}{\cos\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{t_d}{T_o}\right)} \quad (6.6)$$

$$T_o = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r} \quad (6.7)$$

Entre  $t_2$  e  $t_3$  conduz apenas o diodo  $D_o$ , enviando energia para a saída. Em  $t_3$ ,  $S_1$  é ligado de modo dissipativo. Por ele passa a corrente de entrada que se soma à corrente da ressonância que se reinicia. A tensão  $V_c$  torna a se inverter e em  $t_4$  completa-se o meio-ciclo ressonante, com uma tensão igual a  $-V_p$ .

A corrente por  $S_1$  torna-se igual à corrente de entrada e mantém-se assim até o interruptor  $S_2$  seja ligado, completando o ciclo.

Pelas formas de onda de  $I_L$  e de  $V_c$ , nota-se que a energia presente no circuito ressonante, em regime, é constante, de modo que não existe transferência de energia do circuito ressonante para o restante do circuito.

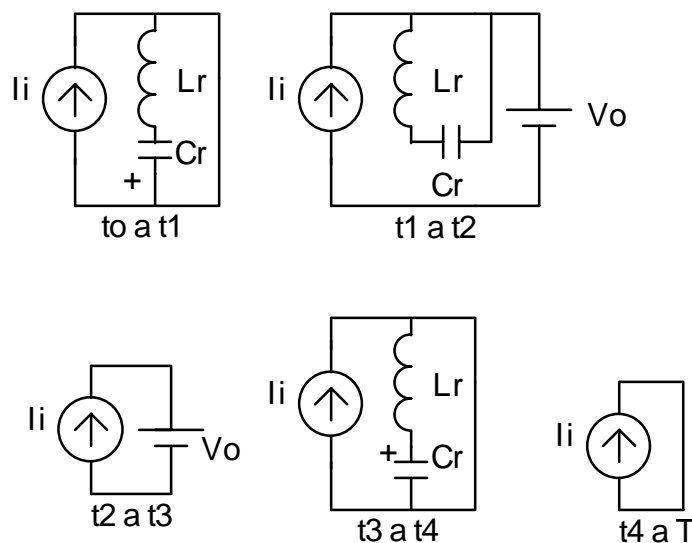


Figura 6.15. Circuitos equivalentes em cada fase de operação.

Como vantagens deste circuito pode-se mencionar:

- Desligamento sob corrente nula do interruptor principal
- Não ocorre “stress” de tensão sobre os componentes
- Não existe energia reativa circulando pelo circuito
- Corrente RMS pelo interruptor não se altera em relação ao circuito MLP, apesar do pico de corrente na entrada em condução.
- Ampla faixa de variação para a carga e a entrada.
- Sinais de comando aplicados com um mesmo referencial.

Como desvantagens tem-se:

- A entrada em condução do interruptor principal e o desligamento do diodo de saída são dissipativos

- Capacitâncias parasitas não são absorvidas pelo circuito
- Sinais de comando não simultâneos.

## 6.8 Exemplos de outros circuitos de auxílio à comutação

### 6.8.1 Fonte de corrente com alto fator de potência, baseado em conversor Cuk

A topologia estudada é essencialmente um conversor Cuk com transformador, tendo na entrada um retificador trifásico. As indutâncias de entrada são colocadas em série com cada fase da alimentação, conforme mostrado na figura 6.16. A saída opera como fonte de corrente [6.7].

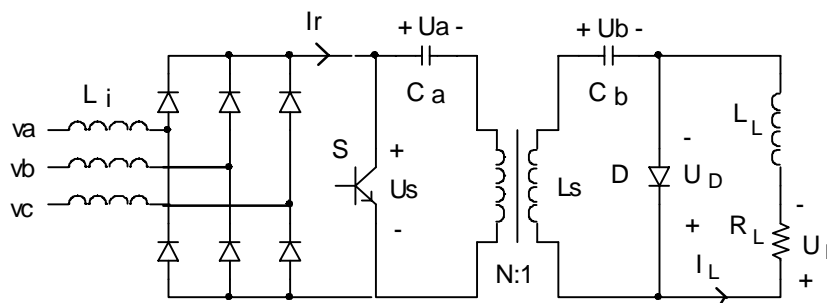


Figura 6.16. Conversor Cuk, isolado, com entrada trifásica e carga indutiva

Esta topologia apresenta vários aspectos interessantes: alto fator de potência (desde que se opere em condução descontínua nos indutores de entrada), uma única chave comandada, controle com frequência fixa, isolamento em alta frequência. Como pontos negativos tem-se a comutação dissipativa e o "stress" de tensão e de corrente a que fica sujeito o interruptor. O uso deste conversor como fonte de tensão já foi descrito anteriormente [6.7] [6.8].

Devido à isolamento em alta frequência, aplicações ficam limitadas a potências relativamente baixas (1 ou 2 kW).

Considera-se uma carga indutiva. Nestes casos, o valor da corrente de saída pode ser fixo ou sujeito a ajustes.

O equacionamento desenvolvido na sequência é feito a partir das seguintes suposições: condução *descontínua* nos indutores de entrada (para que as correntes médias de entrada sejam senoidais) ; condução *contínua* no diodo de saída (durante o tempo em que o interruptor S está aberto, há sempre corrente por D); tensão constante, com ondulação desprezível nos capacitores; interruptores ideais; operação em regime. O ciclo de trabalho é denominado  $\delta$ . O período de chaveamento, T. A tensão de alimentação (valor RMS de linha), V.  $L_L$  é a indutância da carga e  $R_L$  sua componente resistiva. A ondulação na corrente de saída é suficientemente pequena para se poder considerar  $I_L$  constante. Demonstra-se que a relação entre a corrente de saída e a largura de pulso é constante, o que é um resultado bastante interessante do ponto de vista da característica estática do conversor.

$$I_L = K \cdot \delta \quad (6.8)$$

O valor de K é dado por:

$$K = \frac{\sqrt{6} \cdot V}{4 \cdot N \cdot R_L} \cdot \left[ 1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot R_L \cdot T \cdot N^2}{3 \cdot L_i}} \right] \quad (6.9)$$

Demonstra-se também que:

$$U_s = K \cdot R_L \cdot N \quad (6.10)$$

Este é outro resultado importante, qual seja, a tensão a ser suportada pelo interruptor é constante, diferentemente do que ocorre no caso de fonte de tensão, quando a tensão cresce com a diminuição de  $\delta$ .

### a) A comutação

O fato de o transistor estar submetido a uma tensão elevada praticamente impõe o uso de um IGBT, uma vez que um MOSFET para tal tensão, tipicamente apresenta uma elevada resistência de condução. O processo de desligamento de um IGBT, por sua vez, apresenta um fenômeno de "tail" de corrente, que pode tornar as perdas de desligamento bastante significativas.

Por esta razão, a busca de uma alternativa para se obter comutação suave, especialmente no desligamento, se torna importante [6.9]. No que se refere à entrada em condução, uma possibilidade de que seja suave, é que se realize a corrente nula [6.10], o que pode ocorrer se se permitir um comportamento de condução descontínua na saída.

O uso de comutação suave permite ainda uma relativa redução nos níveis de interferência eletromagnética [6.11]. A necessidade de filtros na entrada do circuito (trifásico), a fim de obter uma corrente praticamente senoidal na rede também auxilia a redução da IEM conduzida.

### b) O circuito de proteção contra sobre-tensão e seu emprego para obter desligamento a tensão nula

A figura 6.18. mostra as principais formas de onda do circuito, enquanto o diagrama do conversor está na figura 6.19., indicando o circuito não-dissipativo empregado para a limitação dos picos de tensão que ocorrem no desligamento da chave S, devido, principalmente, à indutância de dispersão do transformador.

É possível, mantendo a capacidade de limitação do pico de tensão, fazer este circuito funcionar de modo a garantir um desligamento da chave S sob tensão nula. Observe-se que o desligamento é a comutação mais crítica, uma vez que ocorre quando a corrente pela chave é máxima, quando ocorrem sobre-tensões e quando existe o fenômeno de rabo da corrente do IGBT.

Para a análise da figura 6.18., suponhamos inicialmente que a indutância de dispersão seja nula. Consideremos que ao final do intervalo em que o transistor está desligado a corrente de saída do retificador seja nula, que a tensão  $U_c$  seja igual à tensão de saída refletida ao primário e que o diodo de saída esteja em condução.

Quando S entra em condução, o capacitor  $C_c$  ressoa com  $L_c$ . Pelo interruptor circula a soma da corrente do retificador com a componente ressonante e com a corrente de saída refletida (D é bloqueado). No instante T1 a tensão  $U_c$  atinge o valor  $-U_a$  e o diodo D1 entra em condução. Supondo  $C_a \gg C_c$ , a tensão sobre  $L_c$  se torna praticamente constante (igual a  $U_a$ ) e sua corrente decai linearmente. Ao final do tempo de condução (T2), o transistor se abre sob tensão nula. O capacitor  $C_c$  se carrega com uma corrente praticamente constante. Em T3 a tensão no primário atinge o valor da tensão de saída

(refletida), levando o diodo de saída à condução. No intervalo entre  $T_3$  e  $T_6$  a corrente do retificador vai a zero.

Na verdade, a presença da indutância de dispersão faz com que, no instante  $T_3$ , ao ocorrer a inversão do sentido da corrente pelos enrolamentos do transformador, surja um pico de tensão, o qual é limitado pela presença do capacitor  $C_c$ , e eleva sua tensão acima do valor  $N \cdot U_L$ .

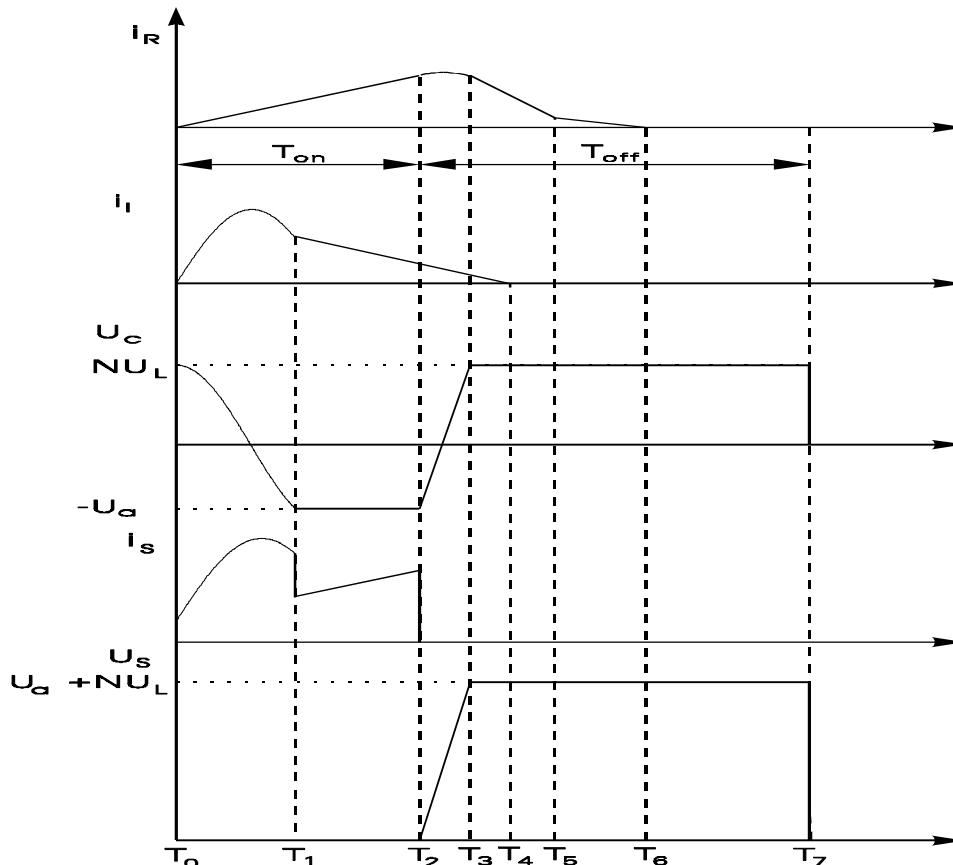


Figura 6.18. Principais formas de onda do conversor com circuito auxiliar. Caso ideal (sem sobre-tensão)

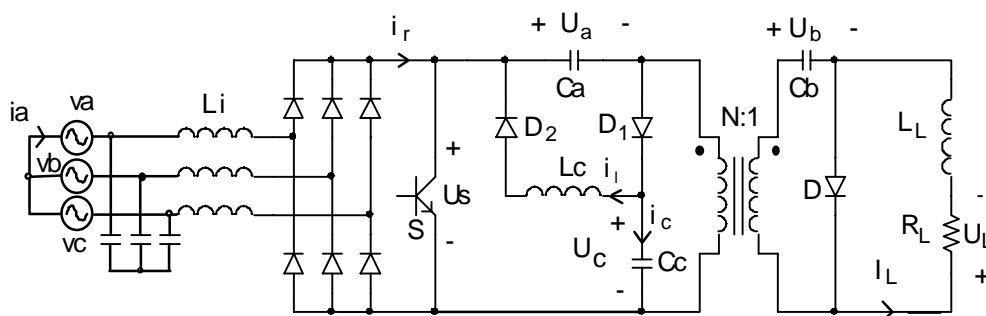


Figura 6.19. Conversor com circuito para desligamento a tensão nula

A condição para que se obtenha sempre desligamento a tensão nula é:

$$U_c > U_a \quad (6.11)$$

Sem considerar a sobre-tensão, esta condição equivale a  $\delta > 0,5$ .

Esta restrição não é muito severa pois, via de regra, para um melhor aproveitamento do material magnético do transformador, a operação em regime se faz em torno deste ponto. Já para situações transitórias, em que o ciclo de trabalho é menor do que 50%, o que ocorre é que a tensão com a qual  $C_c$  se carrega é inferior àquela necessária para realizar a comutação sem perdas, constituindo-se num fator de redução das perdas de desligamento, mas não sua eliminação.

Considerando a presença da sobre-tensão, o máximo ciclo de trabalho que ainda garante uma comutação sob tensão nula será inferior a 50%. A amplitude da tensão sobre o capacitor  $C_c$  depende do valor de sua capacitância. Com uma dada indutância de dispersão a tensão pode ser expressa em função da impedância do circuito formado por  $C_c$  e a referida indutância, chamada aqui de  $L_d$ .

$$U_c = U_L \cdot N + \sqrt{\frac{L_d}{C_c}} \cdot \left( \frac{I_L}{N} + \hat{I}_r \right) \quad (6.12)$$

Como se nota na figura 6.18., a presença do capacitor  $C_c$  retarda ligeiramente a entrada em condução do diodo de saída, o que significa, do ponto de vista da carga, um maior ciclo de trabalho em relação àquele do transistor.

### c) Resultados experimentais

Os resultados experimentais apresentados a seguir foram colhidos em um conversor operando com as seguintes características:

Tensão de entrada: 220V (valor RMS de linha)

Frequência de chaveamento: 50kHz

Corrente nominal de saída: 10A

Carga: 4Ω, 4mH (400 W)

$C_a$ : 1μF;  $C_b$ : 56μF;  $C_c$ : 20nF

$L_i$ : 330μH;  $L_s$ : 50μH;  $L_c$ : 160μH

$N$ : 7,4

A figura 6.20. mostra a corrente e a tensão no capacitor do circuito de limitação da sobre-tensão. Nota-se a corrente praticamente constante que circula por ele no intervalo de carga da capacitor. A descarga ocorre de modo ressonante até que a tensão negativa se iguale à tensão  $U_a$ , quando a corrente praticamente cessa de circular por  $C_c$ .

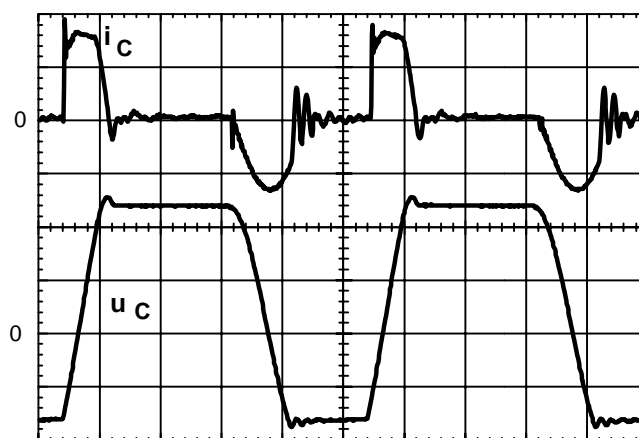


Figura 6.20. Corrente e tensão no capacitor  $C_c$  (5A/div) e (200V/div) Horiz.: 4μs/div.

A figura 6.21. mostra corrente e tensão sobre o IGBT, vendo-se claramente o desligamento sob tensão nula e o rabo de corrente. Note-se que a corrente inicial não é nula, apresentando um valor igual à corrente de saída refletida ao primário do transformador. A sobre-tensão é de aproximadamente 150V.

A eficiência medida do conversor, à potência nominal foi de 90%. O fator de potência medido, à potência nominal foi de 0,98.

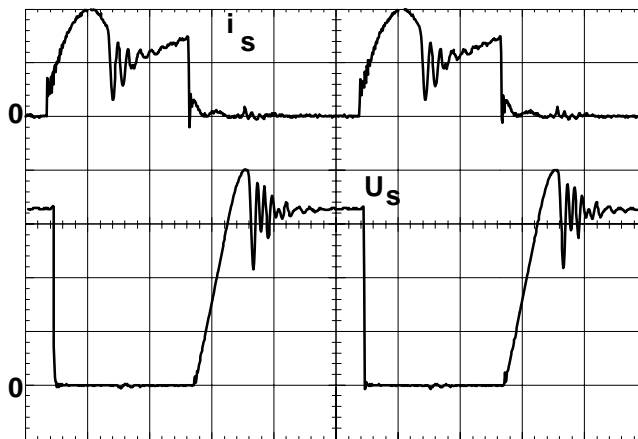


Figura 6.21. Corrente (2A/div) e tensão (200V/div) no interruptor. Horiz.: 4μs/div

### 6.8.2 Fonte de Tensão com comutação suave utilizando conversor com capacitor flutuante

A figura 6.22 mostra conversores Cuk e SEPIC modificados, ditos com capacitor flutuante [6.12], operando como fonte de tensão regulada. O circuito possui 2 interruptores os quais controlam, respectivamente, os estágios de entrada e de saída, de maneira independente.

A topologia permite uma isolação em alta frequência e o circuito, com o comando adequado, possibilita comutações suaves sem aumento nos esforços dos componentes e sem a necessidade de circuitos adicionais [6.13].

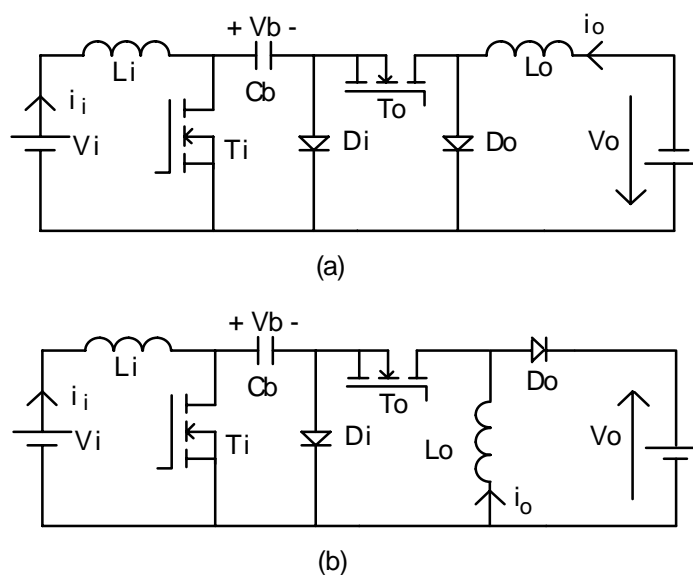


Figura 6.22 Conversores Cuk (a) e SEPIC (b) com capacitor flutuante.



### 6.8.2.1 Conversor Cuk com capacitor flutuante operando em CCM

Em CCM, a característica estática do conversor Cuk tradicional (sem  $T_o$  e  $D_o$ ), para um ciclo de trabalho  $\delta_i$  aplicado ao interruptor  $T_i$ , é:

$$V_o = V_i \cdot \frac{\delta_i}{1 - \delta_i} \quad (6.13)$$

A presença de  $T_o$  e  $D_o$  introduz um novo intervalo controlável no qual o capacitor  $C_b$  permanece desconectado do circuito. O estágio de entrada realiza uma função elevadora de tensão, tendo a tensão sobre  $C_b$  como saída.:

$$V_b = \frac{V_i}{1 - \delta_i} \quad (6.14)$$

O estágio de saída tem uma característica abaixadora de tensão em relação a  $V_b$ :

$$V_o = V_b \cdot \delta_o \quad (6.15)$$

onde  $\delta_o$  é o ciclo de trabalho de  $T_o$ .

A relação entre a entrada e a saída mantém uma característica elevadora-abaixadora de tensão, mas com dois comandos separados:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\delta_o}{1 - \delta_i} \quad (6.16)$$

Os sinais de acionamento são síncronos. Para a correta operação do conversor é necessário que:

$$\delta_i \geq \delta_o \quad (6.17)$$

A razão para isto é que o capacitor  $C_b$  só se encontra conectado de forma a enviar energia para o estágio de saída durante a condução de  $T_i$ . Quando o diodo  $D_i$  conduz, a tensão de entrada do conversor abaixador será nula.

Do balanço de carga obtém-se uma relação entre as correntes médias de entrada e de saída,  $I_i$  e  $I_o$ , respectivamente:

$$I_i \cdot (1 - \delta_i) = I_o \cdot \delta_o \quad (6.18)$$

A corrente de entrada é controlada por  $\delta_i$ , enquanto a de saída é controlada por  $\delta_o$ .

Durante o intervalo  $(\delta_o \cdot \tau)$  ( $\tau$  é o período de chaveamento)  $T_o$  conduz e o capacitor  $C_b$  é descarregado pela corrente  $I_o$ . Quando  $T_o$  desliga ( $T_i$  ainda está em condução) a corrente pelo capacitor é zero e sua tensão permanece constante. Durante o intervalo  $[(1 - \delta_i) \cdot \tau]$  ambos transistores estão desligados e a corrente de entrada recarrega  $C_b$ .

No circuito mostrado na figura 6.23 o diodo  $D_i$  é o diodo reverso de  $T_o$ . Quando  $T_i$  é desligado, a corrente de entrada flui através deste diodo. Embora com um componente a menos, o inconveniente desta solução é aumentar as perdas de condução, uma vez que a corrente de entrada deve atravessar 2 diodos.

#### 6.8.2.2 Comutação suave e isolação

Esta topologia permite obter diversas comutações suaves para os transistores e diodos sem a necessidade de circuitos adicionais. Uma capacitância  $C_s$  colocada entre os terminais de dreno e fonte de  $T_o$ , adiciona-se à capacitância própria do transistor e propicia um desligamento do tipo ZVS, o que equivale a uma entrada em condução para  $D_o$  também ZVS. Este diodo passa a conduzir apenas quando  $C_s$ , carregado pela corrente de saída, atingir uma tensão igual a  $V_b$  (considerando o valor refletido ao primário, caso o circuito tenha transformador).

Uma vez que  $T_i$  desliga após  $T_o$ , tem-se também sobre este transistor um desligamento ZVS. A corrente de entrada descarrega  $C_s$ , levando  $D_i$  a uma entrada em condução ZVS.

Para permitir a  $T_o$  ligar sob tensão nula, seu sinal de comando deve ser enviado com um pequeno avanço em relação ao sinal que ligará  $T_i$ . A entrada em condução do transistor de entrada é dissipativa, assim como o desligamento de  $D_o$ .

De qualquer modo, sem circuitos adicionais 6 das 8 comutações presentes no conversor são suaves, o que é um mérito adicional desta topologia. A figura 6.23 mostra os estágios de operação e na figura 6.24 tem-se resultados de simulação, indicando claramente as comutações ZVS.

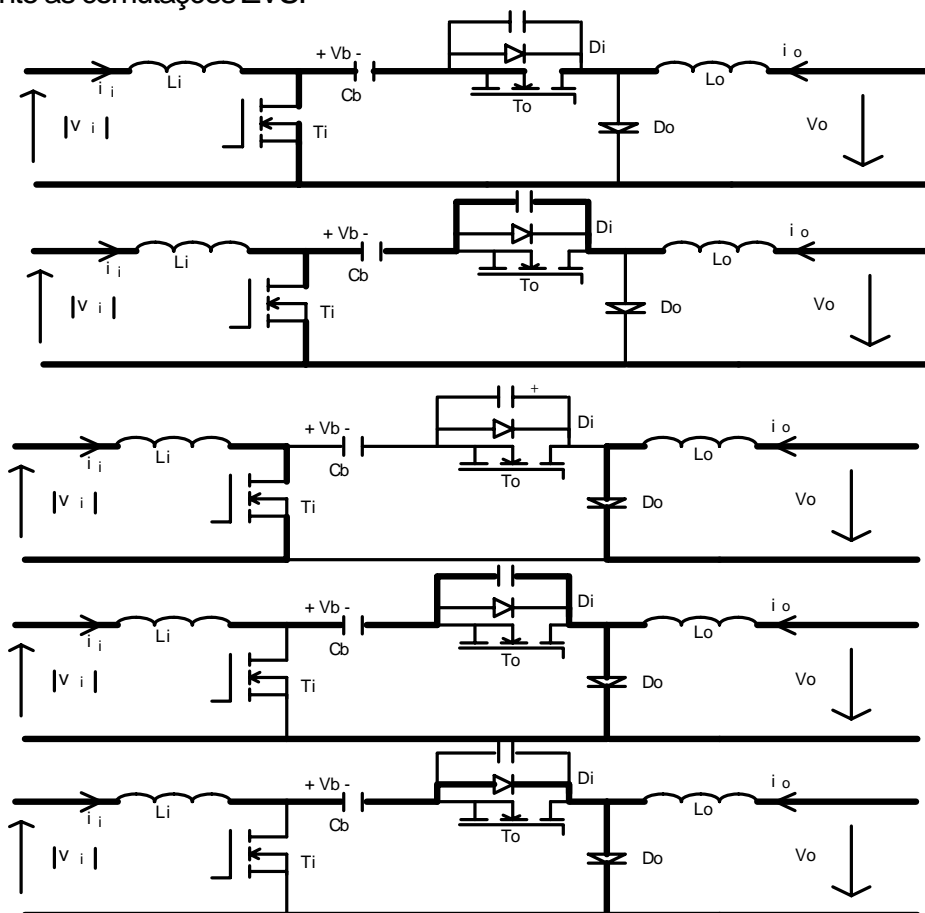


Figura 6.23. Estágios de operação do conversor com comutação suave.

Neste caso deve-se operar no modo de condução descontínua, a fim de garantir a desmagnetização do núcleo. Este modo de funcionamento também permite manter reduzida a ondulação em alta frequência na corrente de entrada. No entanto, a corrente do indutor de saída deve inverter de polaridade, levando à comutação do diodo  $D_o$  sob corrente nula. A entrada em condução de  $T_i$  será, neste caso, também sob corrente nula. Ou seja, todas as comutações se tornam suaves. A operação no modo descontínuo implica em elevados picos de corrente no lado do secundário, aumentando as perdas por condução. Assim, não necessariamente a eficiência global será maior neste caso.

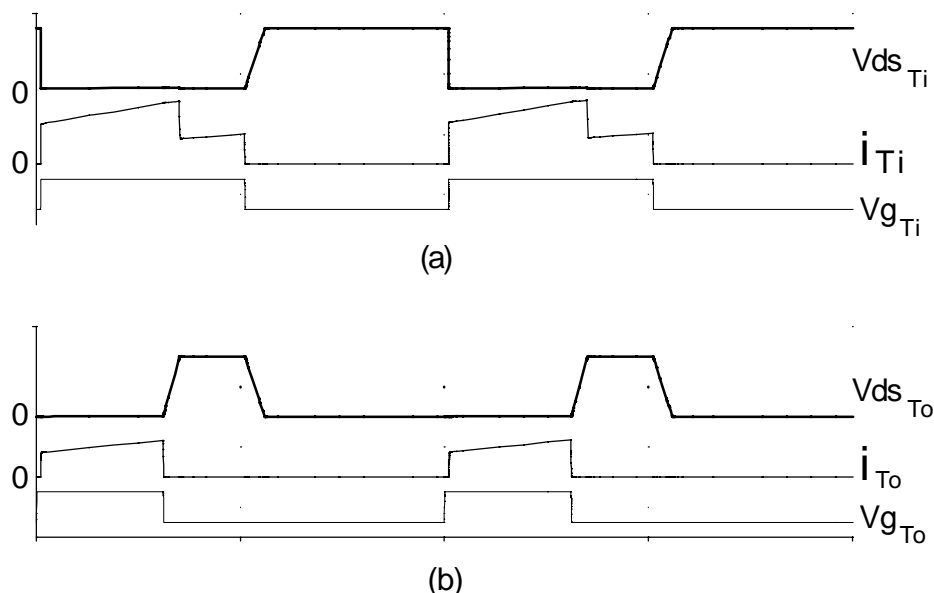


Figura 6.24. Tensão, corrente e sinal de comando nos transistores  $T_i$  e  $T_o$ .

Múltiplas saídas podem ser obtidas, cada uma delas com um pós-regulador próprio.

A indutância de dispersão do transformador produz uma sobretensão no momento em que  $T_i$  é desligado, provocando uma inversão no sentido da corrente pelo transformador. Um circuito “snubber” ou um limitador de tensão deve ser usado com o objetivo de limitar o pico de tensão que se observa sobre os transistores.

### 6.8.2.3 Resultados experimentais

#### Conversor não-isolado

Um protótipo não-isolado foi construído com as seguintes características:

- Tensão de saída: 50V
- Potência de saída: 500W
- Frequência de chaveamento: 100 kHz

O rendimento do circuito é mostrado na figura 6.25 para diversos níveis de potência de entrada. Mesmo operando a 100 kHz obtém-se, para uma larga faixa de potência, uma eficiência superior a 90%.

Figura 6.26 mostra as formas de onda de tensão e de corrente sobre  $T_o$ . As comutações ZVS são claras. Quando  $T_i$  liga o diodo  $D_o$  desliga e a corrente por  $T_o$  muda de sentido. A oscilação observada na tensão é devida a ressonância entre  $C_s$  e indutâncias parasitas presentes na malha intermediária do conversor. O pico de corrente é devido à corrente de recombinação reversa de  $D_o$ .

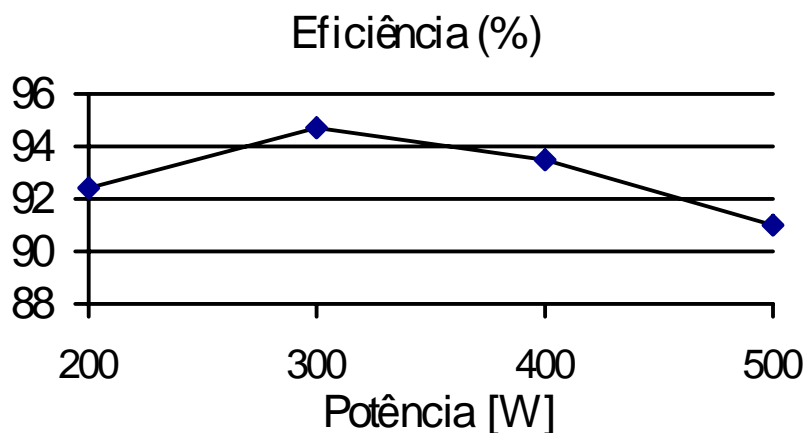


Figura 6.25 .Rendimento medido do conversor.

#### *Conversor com saída isolada*

Para um conversor com saída isolada com as mesmas características do conversor não-isolado (transformador 1:1), operando com potência de entrada de 250 W, a eficiência medida nesta potência foi de 86%. Confirma-se assim que a elevação das perdas de condução devido à operação em DCM são maiores do que o ganho que se obtém por todas as comutações serem suaves.

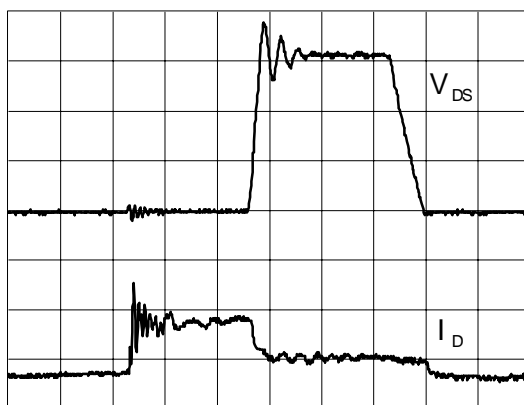


Figura 6.26. Tensão (100V/div.) e corrente (5A/div.) em  $T_O$ . Horiz.: 500 ns/div.

### **6.9 Referências Bibliográficas**

- [6.1] Patterson, O.D. and Divan D.M.: "Pseudo-Resonant Converter Technologies". Proc. of IEEE, vol. 76, no. 4, April 1988.
- [6.2] I. Barbi: "Progress in the Development of High-Frequency Non-Dissipative Commutation Power converter Technologies". Proc. of I Power Electronics Seminar, LAMEP, Florianópolis, 1988, pp. 01-16.
- [6.3] Suzuki, S. and Barbi, I.: "Boost Zero-Voltage Switching Semi-Resonant Converter Analysis (ZVS-SRC)". Proc. of I Power Electronics Seminar, LAMEP, Florianópolis, 1988, pp. 43-49.
- [6.4] G. Hua and F. C. Lee: "Soft-Switching Techniques in PWM Converters". Proc. of IECON '93, pp. 637-646.

- [6.5] G. Hua, C.S. Leu and F. C. Lee: "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters". Proc. of PESC '92, Toledo, Spain, 1992, pp. 55-61.
- [6.6] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang and F. C. Lee: "Novel Zero-Current-Transition PWM Converters". IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 9, no. 6, Nov. 1994, pp. 601-606.
- [6.7] J. A. Pomilio and G. Spiazzi: "High-Precision Current Source Using Low-Loss, Single-Switch, Three-Phase AC/DC Converter". IEEE Trans. On Power Electronics, July 1996, vol. 11, no. 4, pp. 561-566.
- [6.8] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo, and F. Dal Lago: "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability". Proc. of INTELEC '92, Oct. 1992, Washington, USA, pp. 279-285.
- [6.9] K. Heumann, Ch. Keller and R. Sommer: "Behavior of IGBT Modules in Zero-Voltage-Switch Applications". Proc. of PESC '92, Jun. 1992, Toledo, Spain, pp. 19-25.
- [6.10] J.A.Pomilio and G.Spiazzi: "Soft-Commutated Cuk and SEPIC Converters æ Power Factor Preregulators". Proc. of IECON '94, Bologna, Italy, Sept. 1994
- [6.11] P. Caldeira, R. Liu, D. Dalal and W.J. Gu: "Comparison of EMI Performance of MLP and Resonant Power Converters". Proc. of PESC '93, Seattle, USA, Jun. 1993, pp. 134-140.
- [6.12] L. STEFANOVIC AND S. CUK: "Capacitive Idling Converters with Decoupled Input Voltage and Output Load Regulation Loops". PESC '93 Conference Record, Seattle, USA, 1993.
- [6.13] E. A. Vendrusculo and J. A. Pomilio: "Low-Loss, High-Power Factor Voltage Supply Using a Capacitive Idling Converter". Proc. of IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warsaw, Poland, June 17-20, pp. 767-772.