

## 5. CONVERSORES QUASE-RESSONANTES

Os conversores quase-ressonantes procuram associar as técnicas de comutação suave presentes nos conversores ressonantes às topologias usualmente empregadas em fontes (buck, boost, Cuk, etc.).

Os conversores quase-ressonantes associam às chaves semicondutoras um circuito ressonante (composto por um indutor e um capacitor) de modo que as mudanças de estado das chaves ocorram sempre sem dissipação de potência, seja pela anulação da corrente (ZCS: zero current switch), seja pela anulação da tensão (ZVS: zero voltage switch).

A figura 5.1. mostra as estruturas das chaves ressonantes, as quais, substituindo os interruptores nas topologias básicas, permitem operá-los sempre com comutação suave.

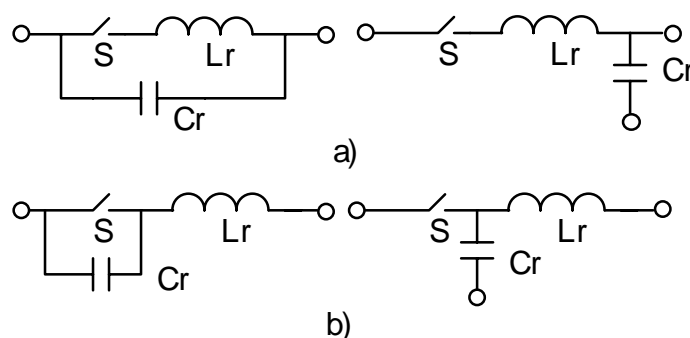


Figura 5.1. a) Interruptores ressonantes a corrente zero (ZCS)  
b) Interruptores ressonantes a tensão zero (ZVS)

Se o interruptor ZCS é implementado de modo a que seja possível a passagem de corrente apenas num sentido, ele é dito de meia-onda. Se a corrente puder circular com ambas polaridades, tem-se o interruptor de onda completa, como se vê na figura 5.2.

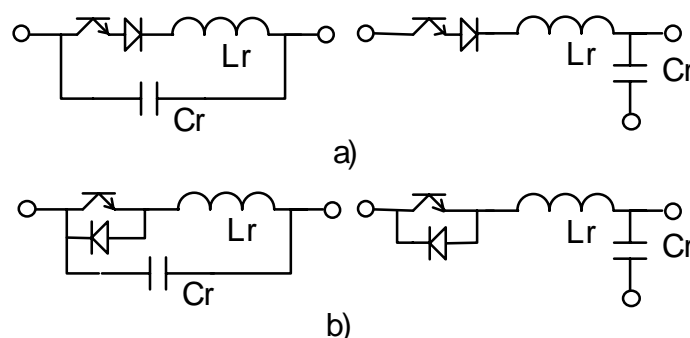


Figura 5.2. Interruptores ZCS com:  
a) Configuração de meia-onda e b) configuração de onda completa

Da mesma forma que para os interruptores ZCS, os ZVS tem as configurações de meia-onda (nas quais a tensão sobre o interruptor só pode assumir uma polaridade) e de onda completa (quando ambas polaridades são possíveis de serem suportadas pelo interruptor), como se vê na figura 5.3.

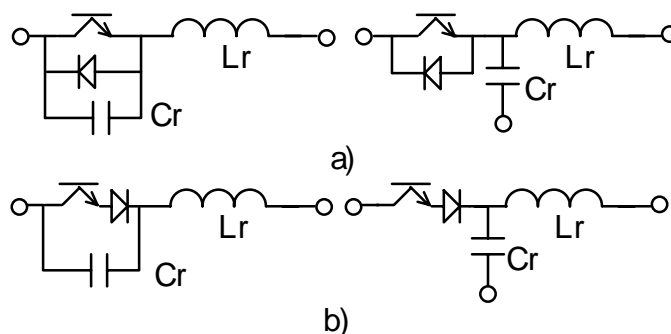


Figura 5.3. Interruptores ZVS com:  
a) Configuração em meia-onda e b) em onda completa

A figura 5.4. mostra algumas das topologias básicas quando convertidas para operar com ZCS e ZVS. Note-se que a única alteração é a substituição do interruptor simples pelos interruptores descritos anteriormente.

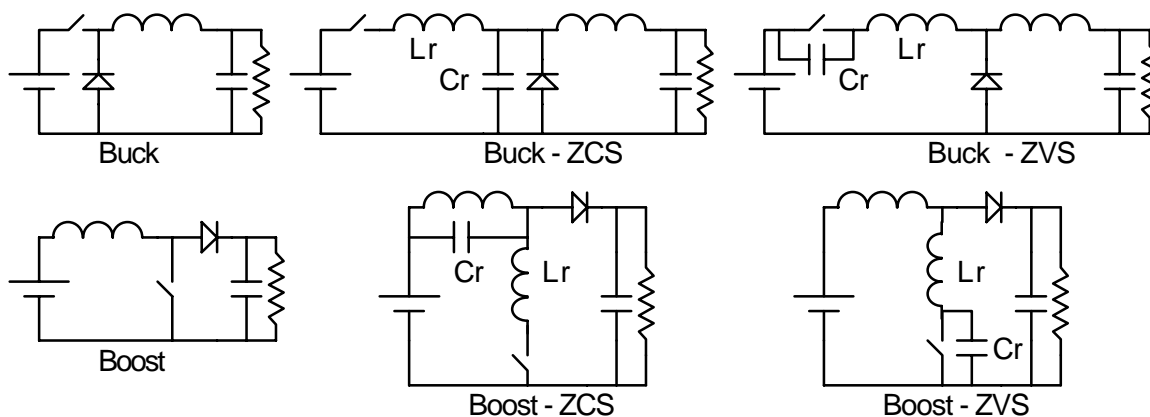


Figura 5.4. Conversores Buck e Boost nas configurações básica, ZCS e ZVS

### 5.1 Conversores operando com ZCS

Neste tipo de conversor, a corrente produzida em uma malha ressonante flui através da chave, fazendo-a entrar e sair de condução sob corrente nula.

Considerando um conversor abaixador de tensão (figura 5.5), a chave simples é substituída por uma outra que é associada ao capacitor  $C_r$  e ao indutor  $L_r$ . O indutor de filtro é suficientemente grande para considerar-se  $I_o$  constante.

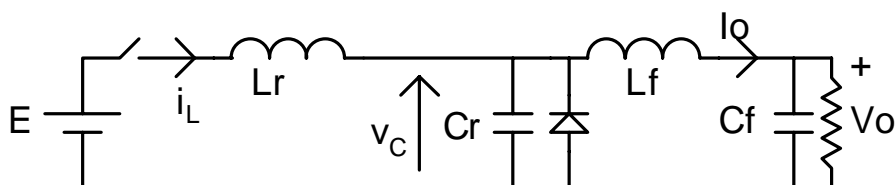


Figura 5.5. Conversor buck - ZCS

### 5.1.1 Conversor de meia-onda

A figura 5.6. mostra as formas de onda para o conversor operando com um interruptor de meia-onda.

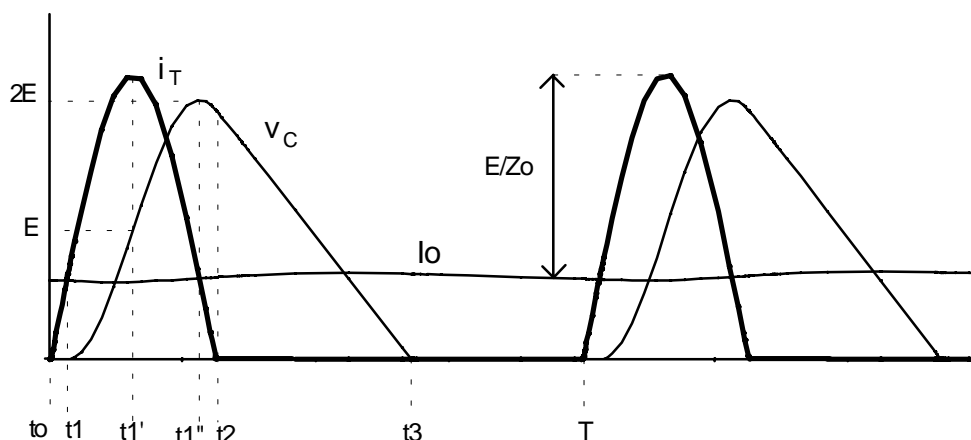


Figura 5.6. Formas de onda para conversor buck, ZCS, meia onda

Com a chave aberta,  $i_o$  flui pelo diodo e  $v_C$  e  $i_L$  são nulas. Em  $t_0$  a chave é ligada e  $i_T$  cresce linearmente. Enquanto  $i_T < i_o$  o diodo continua a conduzir. Em  $t_1$ ,  $i_T = i_o$ , o diodo desliga e se inicia a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ .

O excesso de  $i_T$  em relação a  $i_o$  circula por  $C_r$ , carregando-o. Em  $t_1'$  tem-se o pico de  $i_T$  e  $v_C = E$ . Em  $t_1''$   $i_T$  se torna menor que  $i_o$  e  $v_C = 2E$ . A corrente  $i_T$  continua a cair e a diferença para  $i_o$  é suprida pela descarga de  $C_r$ . Em  $t_2$   $i_T$  vai a zero e a chave desliga naturalmente, já que não há caminho para a inversão da corrente. A partir deste momento deve ser removido o sinal de acionamento do transistor.

Entre  $t_2$  e  $t_3$   $C_r$  se descarrega a corrente constante. Quando sua tensão se anula o diodo torna a entrar em condução.

As equações pertinentes ao circuito são:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (5.1)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.2)$$

O intervalo no qual o indutor se carrega linearmente é:

$$t_1 = \frac{L_r \cdot i_o}{E} \quad (5.3)$$

A evolução da corrente durante o intervalo ressonante é:

$$i_L = i_o + \frac{E}{Z_o} \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_1)], \quad \text{para } t_1 < t < t_2 \quad (5.4)$$

A corrente pelo interruptor se anula em:

$$t_2 = \frac{\arcsin\left[\frac{-Z_o \cdot I_o}{E}\right]}{\omega_o} + t_1 \quad (5.5)$$

A tensão presente no capacitor ressonante neste instante é:

$$v_C(t_2) = E\{1 - \cos[\omega_o \cdot (t_2 - t_1)]\} \quad (5.6)$$

A descarga linear do capacitor obedece à seguinte equação:

$$v_C = v_C(t_2) - \frac{I_o}{C_r} \cdot (t - t_2), \quad \text{para } t_2 < t < t_3 \quad (5.7)$$

A tensão se anula em:

$$t_3 = t_2 + \frac{v_C(t_2) \cdot C_r}{I_o} \quad (5.8)$$

Note que  $V_o$  é a tensão média sobre o capacitor  $C_r$  (pois a tensão média sobre  $L_f$  é nula). Como a forma de  $v_C$  depende a corrente  $I_o$ , a regulação deste circuito (em malha aberta) não é boa. Registre-se ainda que o capacitor fica sujeito a uma tensão com o dobro da tensão de entrada, enquanto a corrente de pico pela chave é maior do que o dobro da corrente de saída.

A tensão de saída é dada por:

$$V_o = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_1}^{t_2} E \cdot \{1 - \cos[\omega_o \cdot (t - t_1)]\} \cdot dt + \int_{t_2}^{t_3} \left[ v_C(t_2) - \frac{I_o}{C_r} (t - t_2) \right] \cdot dt \right\} \quad (5.9)$$

Nota-se a dependência da tensão de saída com a corrente de carga (que é a que descarrega o capacitor  $C_r$  entre  $t_2$  e  $t_3$ ). A figura 5.7. mostra a variação de  $V_o$  (normalizada em relação à tensão de entrada) com a corrente (normalizada em relação à corrente de pico do circuito ressonante). Assim, é necessária a presença de uma carga mínima de modo que se proceda à descarga de  $C_r$  dentro do período de chaveamento.

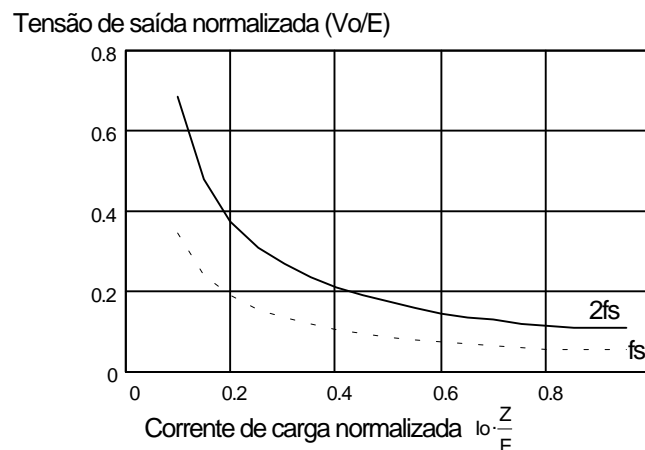


Figura 5.7. Variação da tensão de saída com a corrente da carga

O funcionamento da topologia se dá com um tempo fixo de condução de transístor (entre  $t_0$  e  $t_2$ ). A variação da tensão de saída é feita variando-se a taxa de repetição da condução do transístor, ou seja, por modulação em frequência.

A figura 5.8. mostra a variação da tensão de saída (normalizada) com a variação da frequência de chaveamento (normalizada em relação à frequência de ressonância), para diferentes valores de corrente de carga (normalizada em relação a  $E/Z_0$ ).

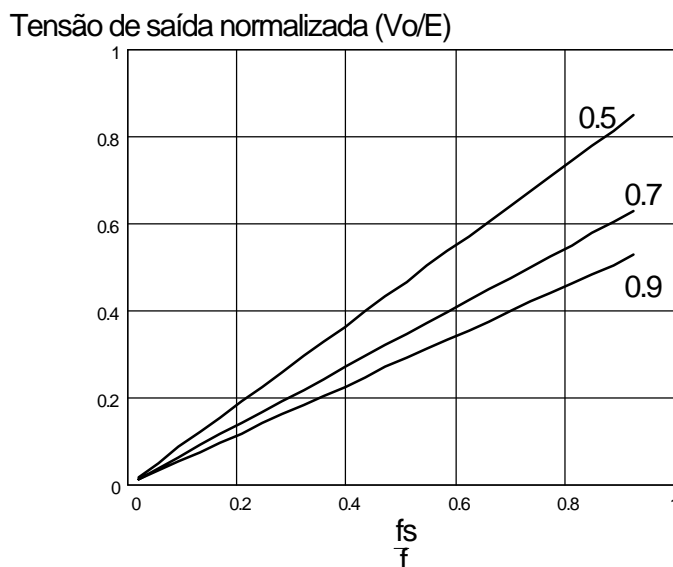


Figura 5.8. Variação da tensão de saída com a frequência de chaveamento, para diferentes correntes de carga.

Para que seja possível a ocorrência de comutação não-dissipativa, é necessário que o valor de pico da senóide de corrente,  $E/Z_0$ , (que se inicia em  $t_1$ ) seja maior que  $I_o$ , uma vez que isto garante que a evolução de  $i_T$  se fará de modo a inverter sua polaridade (veja eq. 5.4).

Uma outra possibilidade de se obter um circuito ZCS é mostrada na figura 5.9., alterando-se a posição do capacitor. Neste caso a máxima tensão sobre o capacitor fica limitada a  $\pm E$ . A figura 5.10. mostra as formas de onda pertinentes.

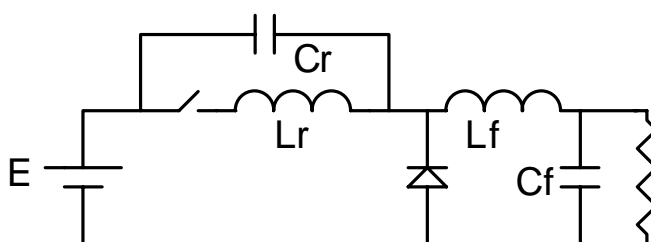


Figura 5.9. Conversor buck-ZCS

### 5.1.2 Conversor de onda completa

Uma alteração neste circuito é que melhora sua regulação, tornando a tensão de saída menos dependente da corrente  $I_o$ , consiste na inclusão de um diodo em anti-paralelo com o transístor, de modo que seja possível a inversão da corrente  $i_T$ , prosseguindo o comportamento ressonante por quase todo o ciclo. A descarga linear de  $Cr$  só ocorrerá

quando se anular  $i_T$ , o que ocorrerá para um valor muito menor de  $v_C$ , em relação ao caso anterior.

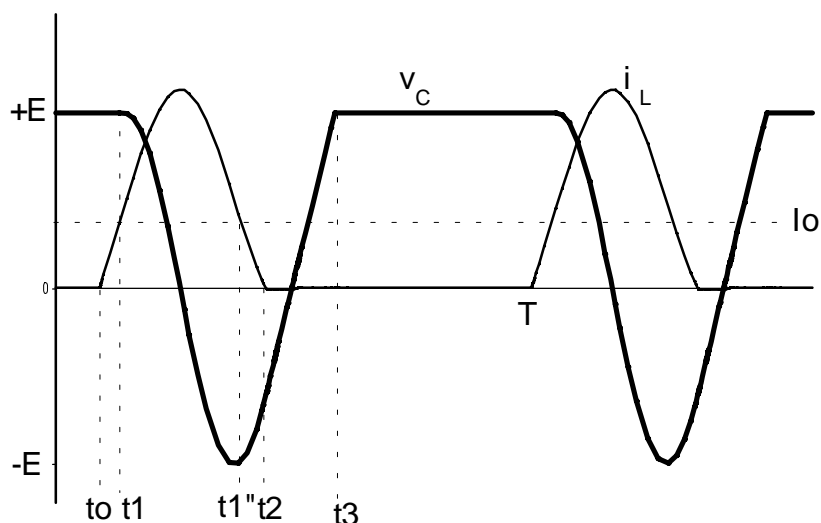


Figura 5.10. Formas de onda do conversor buck-ZCS modificado.

As equações são as mesmas descritas anteriormente, apenas o instante  $t_2$  é obtido para um ângulo maior que  $270^\circ$  (no caso de meia-onda o ângulo é menor do que  $270^\circ$ ).

A figura 5.11. mostra as formas de onda. Nota-se a redução expressiva do intervalo linear de decaimento da tensão no capacitor, o que contribui decisivamente para a redução da influência da corrente de saída sobre a tensão.

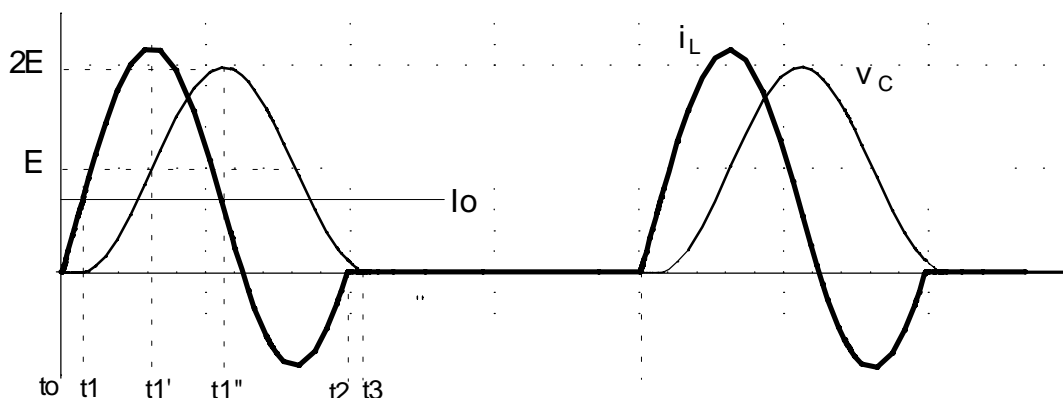


Figura 5.11. Formas de onda da corrente e da tensão nos componentes do circuito ressonante

A figura 5.12. mostra a variação da tensão de saída (normalizada em relação à tensão de alimentação) com a corrente de carga (normalizada em relação à corrente de pico do circuito ressonante), para dois valores de frequência de chaveamento. Obviamente o comportamento é muito mais independente da corrente do que o caso do conversor de meia-onda.

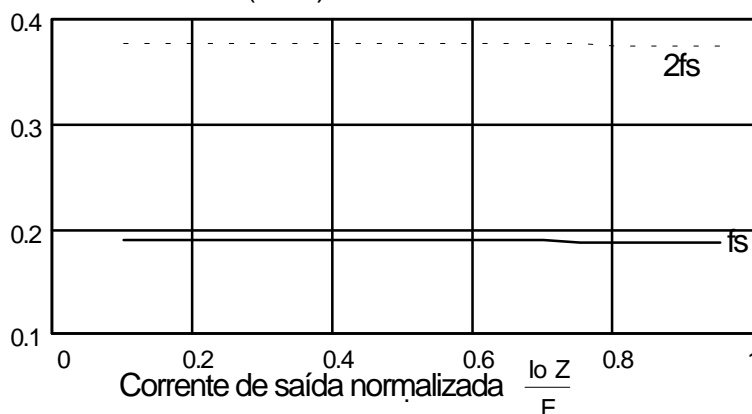
Tensão de saída normalizada ( $V_o/E$ )

Figura 5.12 Variação da tensão de saída com a corrente de carga.

## 5.2 Conversor operando com ZVS

Nestes conversores o capacitor ressonante produz uma tensão nula sobre a chave, devendo ocorrer o chaveamento sob esta situação.

O circuito mostrado é de uma topologia abaixadora de tensão. O funcionamento é de meia-onda, uma vez que o diodo não permite a inversão da tensão no capacitor. A corrente de saída pode ser considerada constante ( $L_f$  grande o suficiente) durante o intervalo em que ocorre a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ .

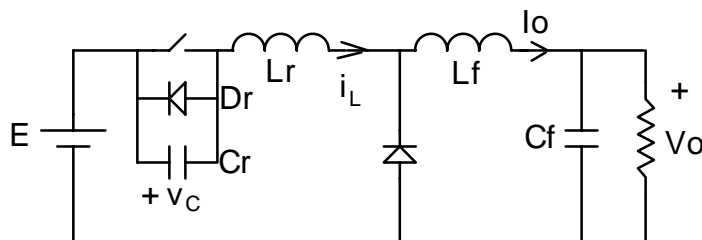


Figura 5.13. Conversor buck-ZVS

A figura 5.14. mostra as formas de onda do circuito ressonante.

Inicialmente, pela chave circula  $I_o$ , mantendo  $v_C=0$ . Em  $t_0$  a chave é aberta sob tensão nula.

A tensão  $v_C$  cresce linearmente (com o capacitor sendo carregado por  $I_o$ ) até atingir a tensão de alimentação  $E$  ( $t=t_1$ ). Neste instante o diodo de circulação,  $D$ , fica diretamente polarizado e passa a conduzir.  $C_r$  e  $L_r$  então iniciam sua ressonância.

A corrente  $i_L$  diminui, enquanto a corrente que circula por  $D$  vai crescendo complementarmente, a fim de perfazer  $I_o$ . Em  $t_1'$ ,  $i_L=0$  e  $v_C$  atinge seu pico,  $v_C=E+Z_o.I_o$ .

Em  $t_1''$   $v_C=E$  e  $i_L=-I_o$ . Em  $t_2$ ,  $v_C=0$  e não se inverte por causa do diodo  $D_r$ , que entra em condução, permanecendo assim enquanto a corrente  $i_L$  for negativa (até  $t_2'$ ). Entre  $t_2$  e  $t_2'$ ,  $i_L$  varia linearmente.

O sinal de comando para a entrada em condução do transistor deve ser aplicado durante a condução do diodo, de modo que, apenas a corrente pelo indutor ressonante se inverta, em  $t_2$ , o transistor entre em condução. A corrente continua crescendo de forma linear, até atingir  $I_o$ , em  $t_3$ , desligando o diodo de livre-circulação.

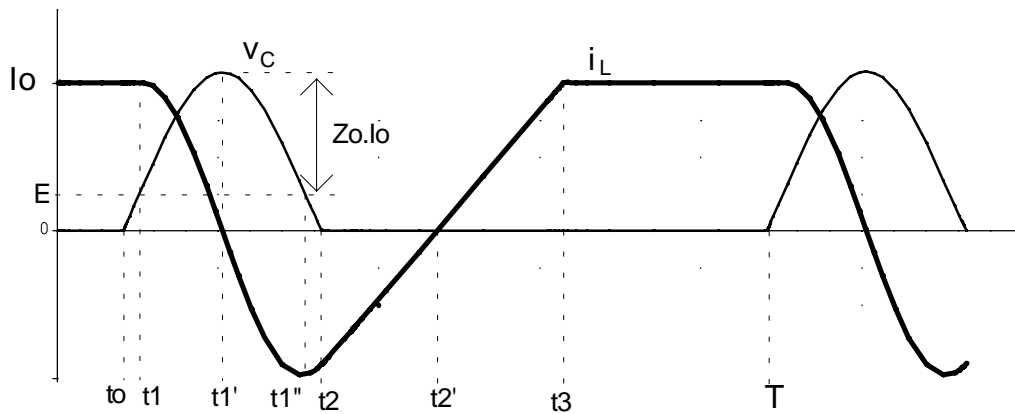


Figura 5.14. Formas de onda do conversor buck-ZVS

O instante  $t_1$  é dado por:

$$t_1 = \frac{E \cdot C_r}{I_o} \quad (5.10)$$

A ressonância ocorre entre os instantes  $t_1$  e  $t_5$ . A tensão no capacitor obedece à seguinte equação:

$$v_C = E + Z_o \cdot I_o \cdot \sin[\omega_o \cdot (t - t_1)] \quad (5.11)$$

O instante  $t_2$ , no qual a tensão sobre o capacitor  $C_r$  se anula é:

$$t_2 = t_1 + \frac{1}{\omega_o} \cdot \arcsin\left(\frac{-E}{Z_o \cdot I_o}\right) \quad (5.12)$$

No intervalo ressonante a corrente por  $L_r$  segue a seguinte equação:

$$i_L = I_o \cdot \cos[\omega_o \cdot (t - t_1)] \quad , \quad \text{para } t_1 \leq t \leq t_2 \quad (5.13)$$

Após  $t_2$  e até  $t_3$  a corrente varia linearmente:

$$i_L = i_L(t_2) + \frac{E}{L_r} \cdot (t - t_2) \quad , \quad \text{para } t_2 \leq t \leq t_3 \quad (5.14)$$

O instante  $t_3$  é dado por:

$$t_3 = t_2 + \frac{L_r \cdot [I_o - i_L(t_2)]}{E} \quad (5.15)$$

Como as tensões médias sobre as indutâncias são nulas, a tensão de saída é a diferença entre a tensão de entrada e a tensão média sobre o capacitor ressonante.

$$V_o = E - \bar{v}_C \quad (5.16)$$



$$V_o = E - \frac{1}{T} \cdot \left\{ \int_0^{t_1} \frac{I_o \cdot t}{C_r} \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} [E + Z_o \cdot I_o \cdot \sin[\omega_o(t - t_1)]] \cdot dt \right\} \quad (5.17)$$

A grandeza  $Z_o \cdot I_o$  deve ser maior que  $E$ , caso contrário  $v_C$  não irá se anular, e  $D_r$  não conduzirá, fazendo com que a entrada em condução do transistor se dê sob tensão não nula.

Neste circuito, o tempo desligado da chave é constante, podendo-se variar a tensão de saída pelo ajuste da frequência.

Novamente aqui o capacitor e a chave semicondutora devem suportar uma tensão de pico com valor maior do que o dobro da tensão de entrada e que aumenta com o aumento da corrente de saída.

A figura 5.15. mostra a variação da tensão de saída (normalizada em relação à tensão de alimentação) com a frequência de chaveamento (normalizada em relação à frequência de ressonância), para diferentes correntes de carga (normalizadas em relação a  $E/Z_o$ ).

Nota-se que quanto maior a corrente, menor a tensão de saída. Isto se explica facilmente, uma vez que para correntes maiores o pico da tensão sobre  $C_r$  aumenta e, portanto, a tensão média sobre este capacitor, reduzindo assim a tensão de saída.

Existe um limite tanto para a máxima corrente, quanto para a máxima frequência, acima do qual a tensão média sobre o capacitor se iguala à tensão de entrada. O aumento da frequência de chaveamento ou da corrente levaria, em princípio, a tensões negativas de saída, o que não é possível devido à existência do diodo de livre-circulação.

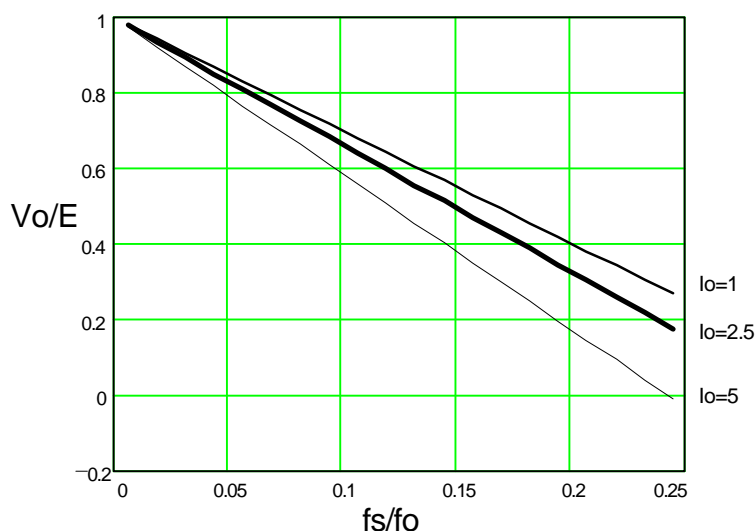


Figura 5.15. Variação da tensão de saída com a frequência de chaveamento, para diferentes correntes de carga.

### 5.2.1 Conversor ZVS com limitação da sobre-tensão

É possível um circuito operar em ZVS sem sobre-tensão, às custas de uma maior complexidade. Neste caso, a tensão sobre a chave não ultrapassa a tensão de alimentação. Quando a tensão sobre algum dos capacitores tende a ultrapassar  $E$ , o diodo do ramo complementar entra em condução, grampeando a tensão.

A figura 5.16. mostra o circuito, enquanto na figura 5.17. tem-se as formas de onda nos componentes do circuito ressonante.

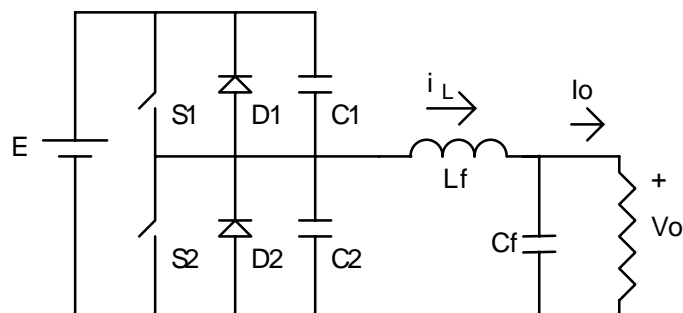


Figura 5.16. Conversor buck-ZVS com limitação da sobre-tensão

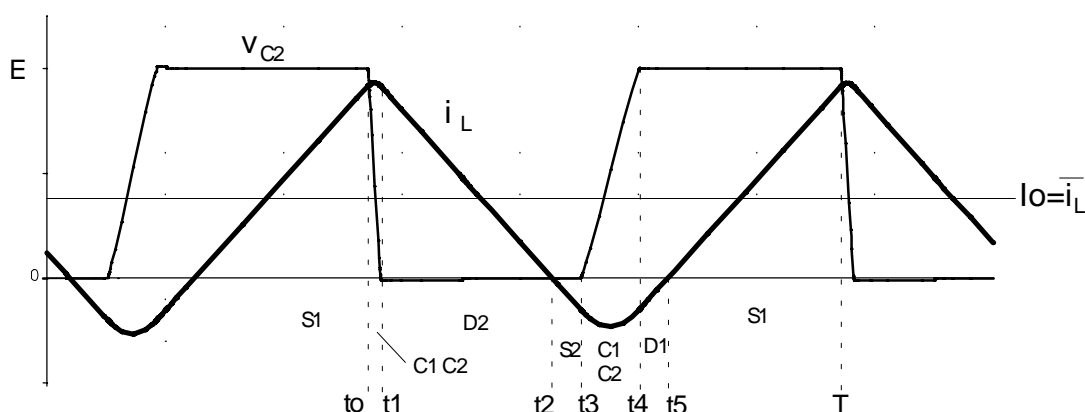


Figura 5.17. Formas de onda do conversor buck-ZVS com limitação da sobre-tensão

O circuito opera como um abaixador de tensão. Quando S1 ou D1 estão conduzindo, a corrente pela indutância cresce, uma vez que  $E > V_o$ .

A tensão de saída é igual à tensão média sobre o capacitor C2. Consideremos, para efeito de análise do funcionamento do circuito, que  $v_{C2}$  seja igual à tensão de entrada, E, e que S1 esteja conduzindo. A tensão sobre o capacitor C1 é, obviamente, zero. No instante  $t_0$  S1 é desligado e a sua tensão terminal cresce de acordo com o processo de carga de C1. A continuidade da corrente de indutância se dá através dos capacitores: C2 vai se descarregando e C1 vai se carregando, de modo que a soma de suas tensões seja sempre igual à tensão de alimentação. Como a corrente da indutância varia pouco, a forma observada da tensão sobre os capacitores é praticamente linear.

Quando  $v_{C2}$  se anula (em  $t_1$ ) o diodo D2 entra em condução. Sobre a indutância é aplicada a tensão de saída e a corrente decai linearmente. Durante a condução de D2 é enviado sinal de acionamento para S2, o qual entra em condução apenas a corrente  $i_L$  se torne negativa (em  $t_2$ ).

No instante  $t_3$ , S2 é desligado e sua tensão terminal cresce a partir do zero, com uma inclinação que depende do valor da corrente (negativo e aproximadamente constante) pela indutância. A tensão  $v_{C2}$  cresce, enquanto  $v_{C1}$  diminui. Quando a tensão sobre C2 atinge o valor da tensão de entrada (em  $t_4$ ), D1 entra em condução, e a corrente de saída cresce linearmente, com uma inclinação que depende da diferença entre as tensões de entrada e de saída. Durante a condução de D1 é enviado sinal de acionamento para S1, o qual entra em condução quando a corrente se torna positiva (em  $t_5$ ), completando o ciclo.

Este tipo de arranjo pode ser utilizado nos conversores ressonantes apresentados no capítulo anterior, quando operando em frequência acima da frequência de ressonância, possibilitando obter ambas comutações não-dissipativas.

### 5.3 Comparação entre ZCS e ZVS

Ambas técnicas operam com modulação em frequência para ajustar a tensão de saída.

Em ZCS, o interruptor deve conduzir uma corrente de pico maior do que o dobro da corrente da carga. Para que seja possível o desligamento da chave com corrente nula, a corrente de saída não pode exceder o valor  $E/Z_o$ , ou seja, existe uma mínima resistência de carga admissível. Por outro lado, como o capacitor ressonante se descarrega com a corrente da carga, é necessária uma mínima corrente, ou seja, uma resistência máxima deve ser especificada. A operação em onda completa praticamente elimina a dependência da tensão de saída com a carga.

Em ZVS, o interruptor deve suportar uma tensão direta que é maior do que o dobro da tensão de alimentação do circuito. O pico de tensão é dado por  $E+Z_o.I_o$ , ou seja, quanto maior a corrente de saída, maior a tensão aplicada ao interruptor. Para que ocorra uma entrada em condução suave, existe uma corrente de saída mínima (ou seja, uma máxima resistência de carga). Caso  $I_o$  cresça, a tensão sobre o interruptor também crescerá proporcionalmente. Por esta razão, esta técnica é adotada essencialmente para aplicações de carga constante.

Em geral, ZVS é preferível ao ZCS para altas frequências. A razão relaciona-se com as capacitâncias intrínsecas do interruptor. Quando a chave é ligada sob corrente nula, mas com uma tensão em seus terminais, a carga armazenada nas capacitâncias internas é dissipada sobre o componente. Este fenômeno se torna mais significativo em frequências muito elevadas. Por outro lado, nenhuma perda ocorre em ZVS.

Tipicamente, conversores ZCS são operados até frequências de 1 a 2 MHz, enquanto os ZVS podem atingir 10 MHz.

### 5.4 Introdução de controle por MLP

De forma similar ao apontado para os conversores ressonantes, os conversores quase-ressonantes podem operar de modo semelhante ao MLP pela interrupção do ciclo ressonante. Para tanto é necessária a inclusão de um interruptor adicional, o qual é comandado de maneira independente do interruptor principal.

#### 5.4.1 Conversor ZCS-MLP

Considerando o caso ZCS, a introdução de uma chave em série com o capacitor possibilita interromper o processo de descarga, mantendo a tensão do capacitor no valor de pico. A figura 5.18. mostra um conversor buck-ZCS, com um interruptor auxiliar que interrompe o ciclo ressonante.

O início da ressonância não é afetado, uma vez que a corrente circula pelo diodo desta chave auxiliar ( $D_a$ ). Quando a tensão atinge o pico e a corrente tende a se inverter, não existe caminho, uma vez que o transistor ( $S_a$ ) não se encontra acionado.

A figura 5.19. mostra as formas de onda da corrente por  $L_r$ , da tensão sobre  $C_r$  e da tensão sobre o diodo de saída.

Recorde-se que a tensão de saída é igual à tensão média sobre o diodo,  $v_o$ . Quando é interrompido o processo ressonante, a corrente da carga (praticamente contínua) continua a ser suprida pelo interruptor principal,  $S_p$ , de modo que a tensão aplicada ao diodo de saída é praticamente a tensão de alimentação. Assim, interrompendo o intervalo ressonante por um tempo cuja duração é variável, com o controle operando a frequência fixa, tem-se o ajuste da tensão de saída por MLP.

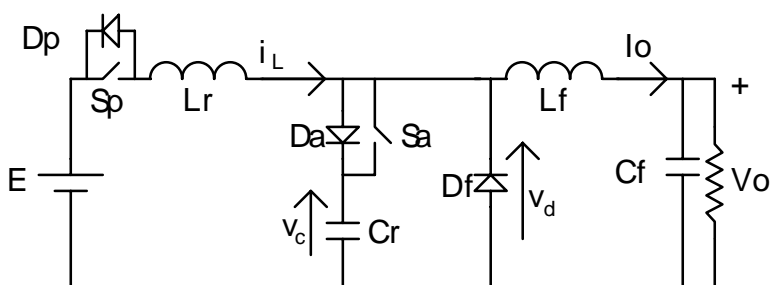


Figura 5.18. Conversor buck-ZCS-MLP

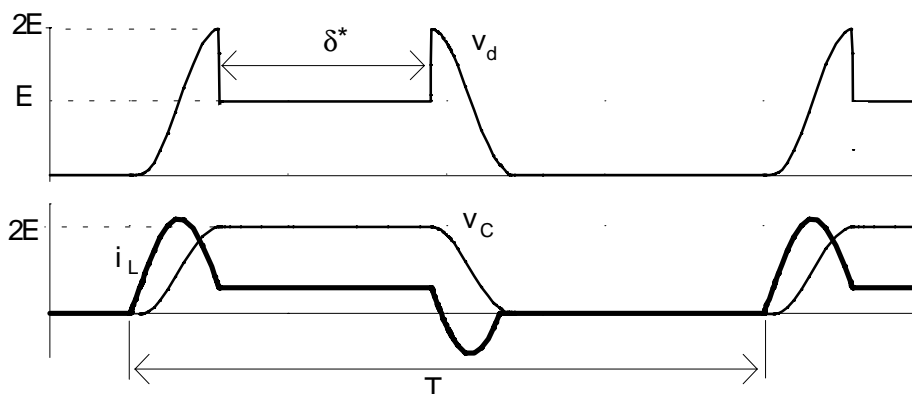


Figura 5.19. Formas de onda no diodo de saída e no circuito ressonante

Persiste ainda a influência do intervalo de ressonância sobre a tensão de saída, que se caracteriza por um acréscimo nesta tensão em relação ao que seria a saída MLP normal, considerada um ciclo de trabalho de valor  $\delta^*$ . No entanto, utilizando valores elevados da frequência de ressonância (em relação à frequência de chaveamento), o efeito global é praticamente o de um circuito controlado em MLP, como se vê na figura 5.20. Note-se que a tensão média dentro dos intervalos ressonantes é igual à tensão de entrada,  $E$ , de modo que, do ponto de vista da tensão de saída, é como se o ciclo de trabalho fosse aumentado de uma porção equivalente a 1 ciclo ressonante. A equação 5.18. dá a expressão para o valor da tensão de saída em função de intervalo de bloqueio da ressonância ( $\delta^*$ ) e da relação entre a frequência de chaveamento,  $f_s$ , e a frequência de ressonância,  $f_o$ .

$$V_o = E \cdot \left( \delta^* + \frac{f_s}{f_o} \right) \quad (5.18)$$

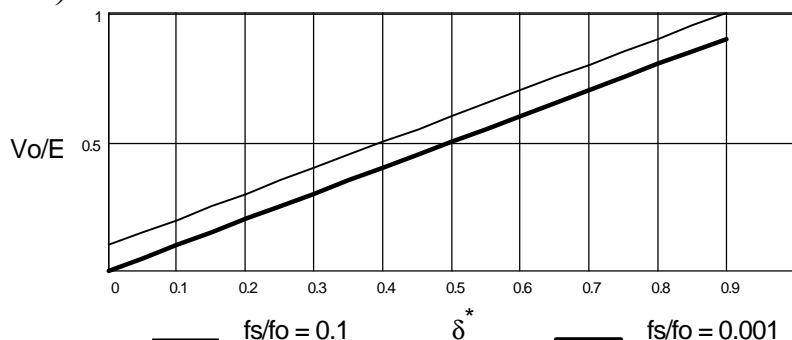


Figura 5.20. Variação da tensão de saída com o intervalo de interrupção do ciclo ressonante, para diferentes frequências de chaveamento

### 5.4.2 Conversor ZVS-MLP

De forma análoga ao que foi apresentado para o conversor ZCS, é possível também alterar o conversor ZVS de modo a ter um comportamento tipicamente MLP, ou seja, que tenha a tensão de saída ajustável não pela variação da frequência, mas pelo controle do intervalo de condução dos interruptores.

A figura 5.21. mostra uma topologia de conversor abaixador de tensão para operação em MLP. A condução da chave auxiliar produz um intervalo em que se inibe a realização da ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ , como se pode analisar pelas formas de onda da figura 5.25.

Consideremos que a chave  $S_p$  esteja conduzindo e que por ela passe a corrente de carga,  $I_o$ , suposta constante. A tensão aplicada ao filtro de saída é a própria tensão de entrada (uma vez que não há queda sobre  $L_r$ ).

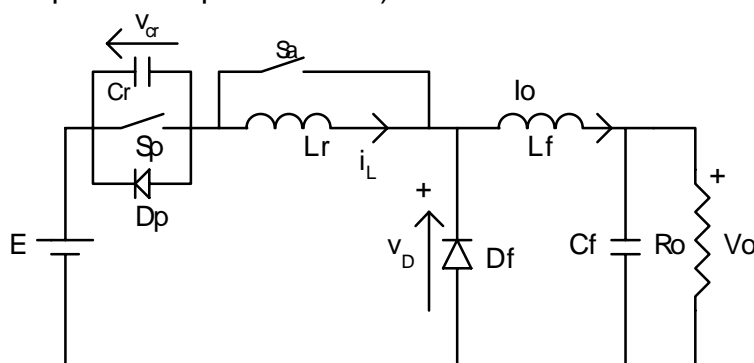


Figura 5.21. Conversor ZVS operando em MLP

A chave auxiliar,  $S_a$ , entra em condução ainda durante a condução de  $S_p$ , mas não ocorre nenhuma alteração nas formas de onda do circuito. No instante  $t_0$  a chave principal é aberta sob tensão nula (o capacitor  $C_r$  está descarregado). Este capacitor se carrega linearmente com a corrente de saída, fazendo com que a tensão  $v_D$  se reduza da mesma forma, até que, em  $t_1$ , o diodo de livre-circulação entra em condução e a corrente da saída circula por ele. Como a chave auxiliar continua conduzindo, o indutor  $L_r$  também entra num intervalo de livre-circulação até que em  $t_2$  o interruptor  $S_{aux}$  é aberto (sob tensão nula).

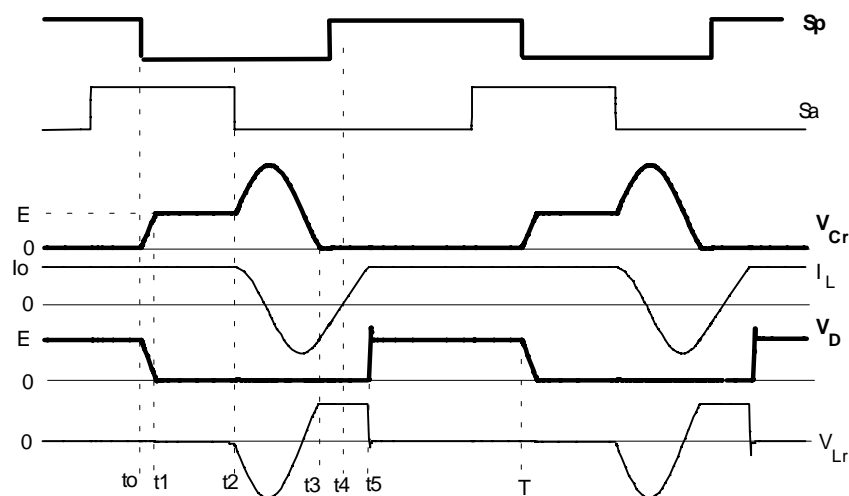


Figura 5.25. Formas de onda do conversor ZVS-MLP

Inicia-se então a ressonância entre  $L_r$  e  $C_r$ . A tensão sobre o capacitor cresce ainda mais, por causa da energia presente em  $L_r$ , produzindo importante sobre-tensão sobre o interruptor principal. A tensão prossegue o comportamento oscilante até que, em  $t_3$ , se anula, levando à condução do diodo em anti-paralelo com a chave principal, por onde passa a circular a corrente presente em  $L_r$ . Esta corrente assume uma variação linear. Durante a condução do diodo envia-se o sinal de comando para o interruptor, o qual entra em condução apenas a corrente se torne positiva (em  $t_4$ ). A corrente de entrada cresce até atingir o nível da corrente de saída, quando o diodo de livre-circulação desliga, completando o ciclo (em  $t_5$ ).

Nota-se que a tensão sobre o diodo obedece à tensão de comando de  $S$ , a menos de atrasos, que dependem do circuito ressonante e dos parâmetros do circuito (como a tensão de entrada, a corrente de carga, etc.).

### 5.5 Referências Bibliográficas

- [5.1] Lee, F.C.: "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies". Proc. of IEEE, vol. 76, no. 4, April 1988, pp. 377-390
- [5.2] D. Maksimovic and S. Cuk: "A General Approach to Synthesis and Analysis of Quasi-Resonant Converters". IEEE Trans. On Power Electronics, vol.6, no. 1, Jan. 1991, pp. 127-140.
- [5.3] I. Barbi, J. C. Bolacell, D. C. Martins, F. B. Libanio: "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design, and Experimentation". IEEE PESC'89, pp. 873-880.
- [5.4] D. Maksimovic and S. Cuk: "Constant-Frequency Control of Quasi-Resonant Converter". IEEE Trans. On Power Electronics, vol 6. No. 1, Jan. 1991, pp. 141-150.