

CONVERSORES ESTÁTICOS CC-CC COM COMUTAÇÃO SUAVE

Ivo Barbi*, Senior Member IEEE, e Eduardo Deschamps**, Member IEEE

* Universidade Federal de Santa Catarina - Depto. de Engenharia Elétrica
INEP - Instituto de Eletrônica de Potência (www.inep.ufsc.br) - Cx. Postal 5119
88.040-970 - Florianópolis - SC - Brasil

** Universidade Regional de Blumenau - Centro de Ciências Tecnológicas
Depto. de Engenharia Elétrica - Cx. Postal 1507
89.010-971 - Blumenau - SC - Brasil
e-mail: edudes@furb.rct-sc.br

Resumo - Este artigo tem como objetivo apresentar concisamente os conversores estáticos CC-CC com comutação suave mais conhecidos para o processamento da energia elétrica com alta frequência.

São apresentadas as topologias mais comumente encontradas, tanto para modulação em frequência (FM) como para modulação por largura de pulso (PWM), operando com comutação do tipo ZVS e do tipo ZCS.

Para cada princípio que dá origem a uma célula de comutação suave, é apresentada a família básica dos conversores CC-CC não-isolados por ela gerados, e é descrito o princípio de funcionamento de um dos conversores da família tomado como exemplo. Além disso, são apresentadas as principais formas de onda, as equações mais importantes que caracterizam o conversor e a respectiva característica externa.

Ao todo dez famílias de conversores CC-CC com comutação suave são apresentadas ao longo do texto.

I. INTRODUÇÃO

Os conversores estáticos CC-CC não-isolados tradicionalmente usam circuitos de ajuda à comutação (snubbers) para reduzir as perdas de comutação nos semicondutores e atenuar os efeitos causados pela comutação do ponto de vista de interferência por alta frequência.

Os circuitos de ajuda à comutação porém, não reduzem as perdas do conversor. Além disso, representam custo adicional e dificuldades na construção dos equipamentos.

Para reduzir ou eliminar os efeitos da comutação, foram propostos ao longo dos últimos anos os conversores com comutação suave, que genericamente podem ser classificados como ZVS (zero-voltage switching) e ZCS (zero-current switching). No primeiro caso, quando o semiconductor é colocado em condução, a sua tensão se anula antes da corrente através dele começar a crescer. No segundo caso, quando o semiconductor é bloqueado e a sua corrente se anula antes da tensão nos seus terminais começar a crescer.

Do ponto de vista da modulação, os primeiros conversores com comutação suave operavam apenas com modulação em frequência (FM). Esforços adicionais foram feitos pelos pesquisadores e hoje quase todos os conversores com

comutação suave são modulados por largura de pulso (PWM).

Nas páginas seguintes são reunidos e descritos sucintamente os conversores CC-CC com comutação suave mais importantes segundo o ponto de vista dos autores.

O enfoque é dado a partir de células de comutação não-dissipativas que geram famílias de conversores CC-CC equivalentes, empregando-se uma regra geral que consiste na aplicação de tensão entre os pontos a e c , e a extração ou injeção de corrente no ponto b da célula.

II. CONVERSORES SEMI-RESSONANTES ZVS (ZERO VOLTAGE SWITCHING)

A. Célula Semi-Ressonante ZVS FM

A filosofia de operação dos conversores semi-ressonantes ZVS baseia-se na reversibilidade da corrente extraída do ponto b da célula de comutação da figura 1, a fim de que possa ser realizada a carga e descarga de um capacitor adequadamente posicionado, permitindo que se tenha comutação sob tensão nula dos interruptores. A reversibilidade de corrente no ponto b é obtida através de conexão de um indutor suficientemente pequeno para permitir operação no modo descontínuo.

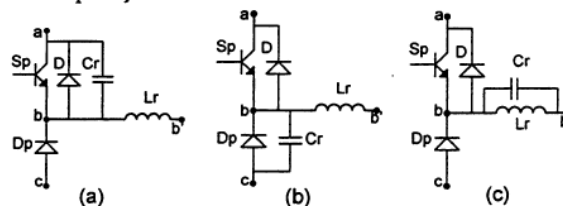


Fig. 1 - Células semi-ressonante ZVS FM bidirecionais em corrente.

Para obtenção de topologias unidirecionais em corrente conecta-se a chave Sp e diodo D em série.

B. Análise do Conversor Boost Semi-Ressonante ZVS FM

A utilização da célula apresentada na figura 1.a permite a geração do conversor boost semi-ressonante ZVS com modulação em frequência apresentado na figura 2 [1].

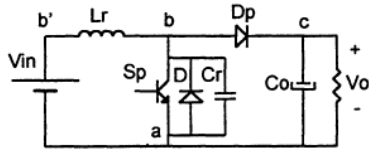


Fig. 2 - Conversor boost SR ZVS FM.

As etapas de operação do conversor podem ser observadas na figura 3.

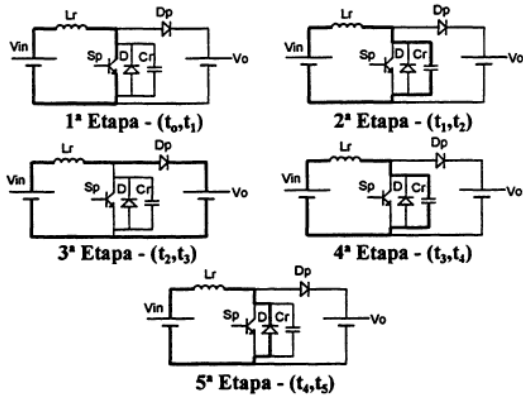


Fig. 3 - Etapas de operação.

O controle deste conversor é baseado no sensoreamento da corrente de pico no indutor ressonante L_r . Quando esta corrente atinge um valor determinado (I_1), a chave Sp é bloqueada. A entrada em condução da chave se dará naturalmente, quando a tensão sobre a mesma se anular (tiristor-dual). Com este controle, a variação da frequência de chaveamento com a mudança de carga se torna auto ajustável.

Para que possa haver transferência de energia para a carga e comutação ZVS nos interruptores a seguinte condição deve ser respeitada:

$$2 < \beta < 1 + \sqrt{1 + \alpha^2} \quad (1)$$

Onde:

$$\beta = \frac{V_o}{V_{in}} \quad (2)$$

$$\alpha = \frac{I_1}{V_{in}} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

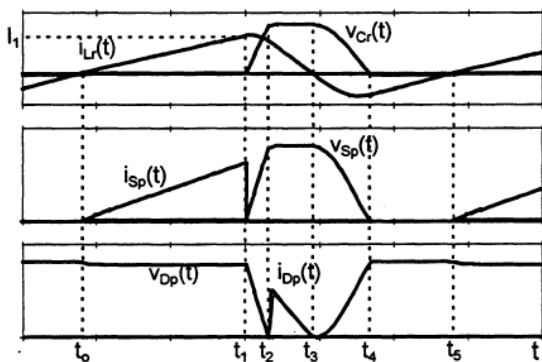


Fig. 4 - Principais formas de onda.

A característica externa do conversor boost ZVS FM é definida pela expressão (4).

$$\bar{I}_o = \frac{f_s}{f_o} \cdot \frac{(2 \cdot \beta + \alpha^2 - \beta^2)}{4 \cdot \pi \cdot (\beta - 1)} \quad (4)$$

Onde:

$$\bar{I}_o = \frac{I_o \cdot \alpha}{I_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_o)^2} \quad (5)$$

f_s = frequência de chaveamento = $f(\alpha)$

f_o = frequência de ressonância

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (6)$$

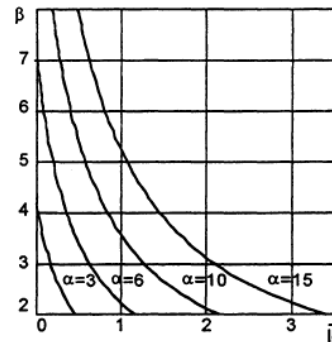


Fig. 5 - Característica externa do conversor boost semi-ressonante ZVS FM.

C. Célula Semi-Ressonante ZVS PWM

Os conversores gerados pela célula semi-ressonante ZVS FM, apresentado na seção anterior, apresentam como uma de suas desvantagens a operação com frequência variável. A utilização das células apresentadas na figura 6 permite que seja feito o controle da energia entregue à carga através de uma interrupção do ciclo ressonante, devido à ação da chave auxiliar em série com o indutor L_r , o que permite tornar a frequência de chaveamento constante.

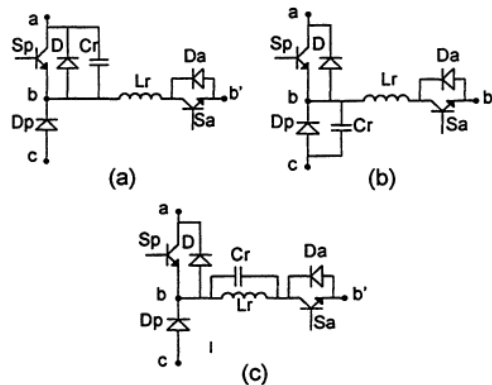


Fig. 6 - Células semi-ressonante ZVS PWM.

D. Análise do Conversor Boost Semi-Ressonante ZVS PWM

A utilização da célula apresentada na figura 6.a permite a geração do conversor boost semi-ressonante ZVS com

interrupção do ciclo ressonante (PWM) [2] apresentado na figura 7.

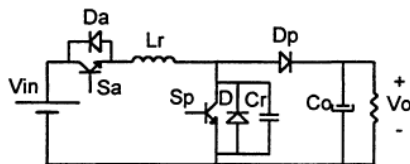


Fig. 7 - Conversor boost SR ZVS PWM.

As etapas de operação do conversor são apresentadas na figura 8.

O controle do fluxo de potência passa a ser realizado pela variação do tempo de duração da sexta etapa. Por simplificação, o controle do tempo de duração desta etapa, também chamado de t_{off} , pode ser feito de maneira linear com respeito ao tempo de condução da chave principal (Sp), ou seja, a medida que se reduz o tempo de condução da chave principal, o tempo t_{off} aumentará.

A chave principal Sp continuará com comutação ZVS, enquanto a chave auxiliar apresentará comutação ZCS. Uma variação desta topologia permite a operação das duas chaves com comutação ZVS.

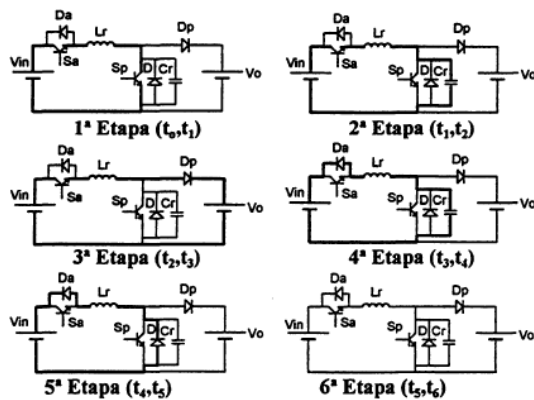


Fig. 8 - Etapas de operação.

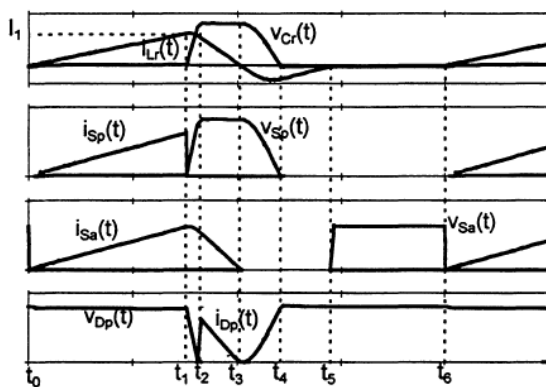


Fig. 9 - Principais formas de onda.

Da mesma forma que para o conversor boost semi-ressonante ZVS FM, o conversor apresentado nesta seção também deve respeitar a condição definida pela expressão (1), garantindo assim transferência de energia para a carga e comutação ZVS.

A característica externa do conversor boost semi-ressonante ZVS PWM é definida pela expressão (4), sendo que neste caso a frequência de chaveamento f_s é fixa e independente do valor de α .

Assim sendo, dado que a medida que o tempo t_{off} varia, para controle do fluxo de potência, o tempo de condução da chave Sp também varia para manutenção da frequência de chaveamento constante, a característica externa do conversor boost semi-ressonante ZVS PWM será a mesma do caso FM (figura 5).

A principal desvantagem que pode ser observada nos conversores semi-ressonantes apresentados consiste nos elevados valores de corrente de pico, mesmo para baixas potências, resultando em mau aproveitamento das chaves e perdas de condução elevadas.

Entretanto a miniaturização que pode ser obtida com estes conversores operando em alta frequência os torna vantajosos para a sua utilização como pequenas fontes distribuídas, principalmente na área de eletrônica embarcada.

III. CONVERSORES ZVT (ZERO VOLTAGE TRANSITION)

A. Célula de Comutação ZVT

As técnicas de comutação não-dissipativa do tipo semi-ressonante ou quase-ressonante levam a esforços de tensão e corrente muito elevados.

A fim de se reduzir esses esforços sobre os semicondutores, foi proposto em [3] a adição de uma célula de comutação auxiliar (também conhecida como *baby-boost*) resultando na célula de comutação ZVT apresentada na figura 10.

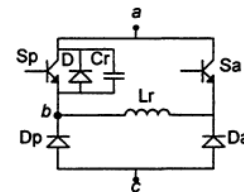


Fig. 10 - Célula ZVT.

Seu princípio de funcionamento consiste em se colocar em condução a chave Sa para que, em uma primeira etapa, a corrente sobre o diodo Dp venha a extinguir-se. Com a chave Sa ainda em condução, inicia-se um processo de descarga do capacitor Cr, até que sua tensão se anule colocando o diodo D em condução, permitindo assim, que se comande a chave Sp a conduzir sob tensão nula. Após a entrada em condução de Sp, pode-se bloquear Sa. O diodo Da serve para que se realize a desmagnetização de Lr e regenera esta energia para a fonte, carga ou outro elemento de acumulação capacitivo. A entrada em condução da chave auxiliar será ZCS, enquanto que seu bloqueio será dissipativo.

A função da célula apresentada na figura 10 é definida pela expressão (7).

$$f(\alpha, D) = D - \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \left[\alpha + 1 - \frac{1}{2 \cdot \alpha} \right] \quad (7)$$

B. Análise do Conversor Boost ZVT

O conversor boost ZVT é apresentado na figura 11.

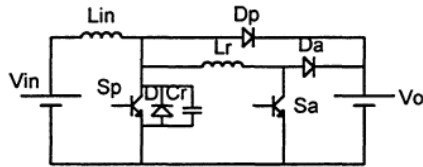


Fig. 11 - Conversor boost ZVT.

As etapas de operação e as principais formas de onda são apresentados nas figuras 12 e 13 respectivamente.

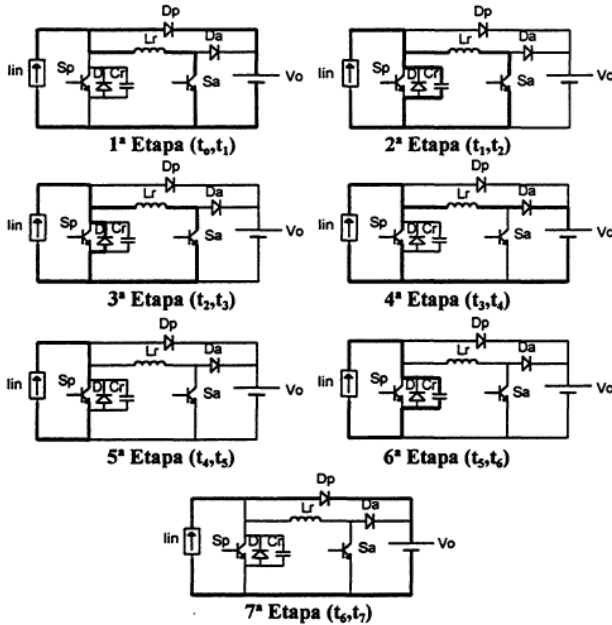


Fig. 12 - Etapas de operação.

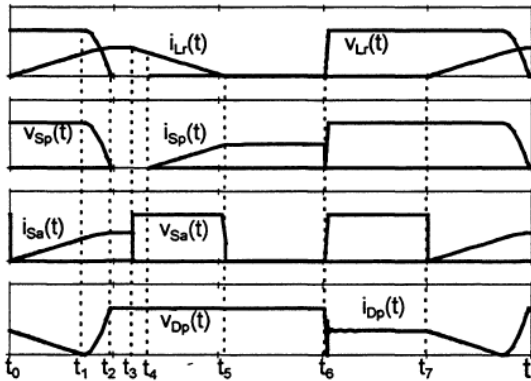


Fig. 13- Principais formas de onda.

A característica externa do conversor boost ZVT é definida pela expressão (8).

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, D)} \quad (8)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{I_{in}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (9)$$

$$D = (t_6 - t_1) \cdot f_s \quad (10)$$

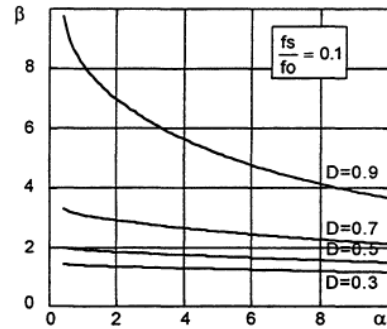


Fig. 14 - Característica externa do conversor boost ZVT.

C. Célula de Comutação ZVT INEP

A célula de comutação ZVT apresentada no item anterior leva os conversores, baseados na mesma, a apresentarem perdas de comutação na chave auxiliar. Além disso, a corrente eficaz na chave auxiliar é totalmente dependente do tempo de condução da mesma.

Para se conseguir comutação não dissipativa na chave auxiliar, e fazer com que ocorra a auto-extinção de sua corrente, foi proposta em [4] a célula de comutação apresentada na figura 15.

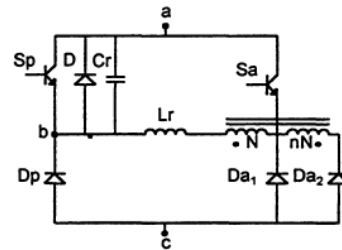


Fig. 15- Célula ZVT INEP.

A célula de comutação proposta apresenta uma fonte auxiliar (emulada por um auto-transformador) que efetua a desmagnetização do indutor ressonante, extinguindo naturalmente a corrente na chave auxiliar Sa.

A função da célula apresentada na figura 15 é definida pela expressão (11).

$$f(\alpha, D) = D + \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot \alpha} - \frac{1}{n} \cdot \cos^{-1} \left(\frac{1}{1-n} \right) - \frac{\alpha \cdot n}{(n-1)} - \frac{1}{n} \cdot \sqrt{n \cdot (n-2)} \right] \quad (11)$$

Onde:

n = relação de transformação

D. Análise do Conversor Boost ZVT INEP

O conversor boost ZVT PWM empregando a célula de comutação proposta é apresentado na figura 16.

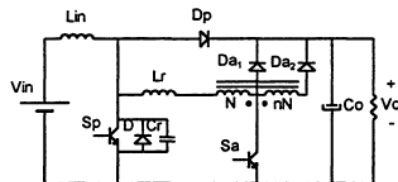


Fig. 16 - Conversor boost ZVT INEP.

Para fins de análise do funcionamento do conversor boost ZVT o auto-transformador será substituído por uma fonte auxiliar de valor $\frac{V_o}{n}$.

Para ocorrer comutação não-dissipativa deve ser satisfeita a seguinte condição: $n \geq 2$.

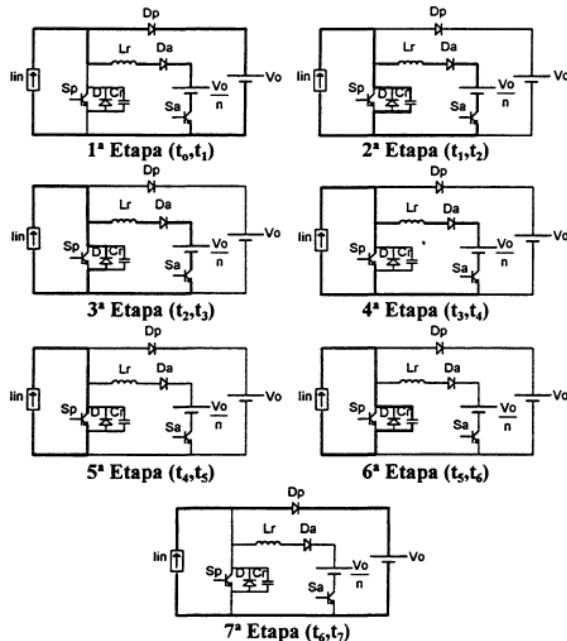


Fig. 17 - Etapas de operação.

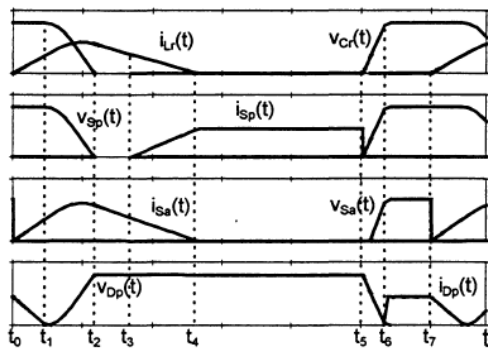


Fig. 18 - Principais formas de onda.

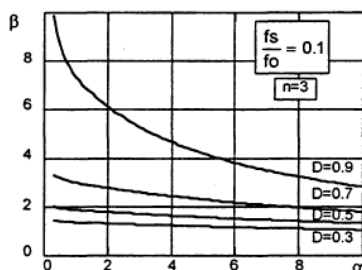


Fig. 19 - Característica externa do conversor boost ZVT INEP.

A característica externa do conversor boost ZVT INEP é definida pela expressão (12).

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, D)} \quad (12)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{I_{in}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13)$$

$$D = (t_6 - t_2) \cdot f_s \quad (14)$$

E. Célula de Comutação ZVT PWM

Na figura 20 é apresentada um nova célula composta por uma chave principal do tipo ZVS em conjunto com uma célula auxiliar do tipo ZCS proposta em [5].

Suas principais características são: perfeita comutação não-dissipativa da chave principal a vazio e a potência processada pela chave auxiliar ser independente da carga.

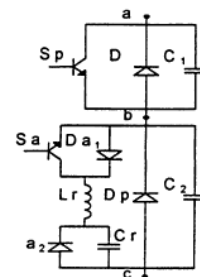


Fig. 20- Célula ZVT PWM.

A função desta célula é definida pela expressão (15).

$$f(\alpha, D) = D - \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \cdot \left[\alpha + \sin^{-1} \left(\frac{\alpha}{2} \right) - \frac{1}{\alpha} \right] \quad (15)$$

F. Análise do Conversor Boost ZVT PWM

O conversor boost ZVT PWM com a nova célula de comutação é apresentado na figura 21.

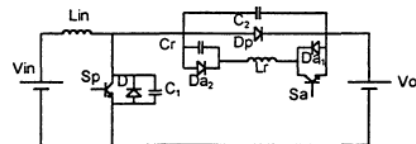


Fig. 21 - Conversor boost ZVT PWM.

O princípio de funcionamento consiste em se colocar em condução a chave Sa para, em um primeiro momento, a corrente sobre o diodo Dp venha a extinguir-se. Com a chave Sa em condução inicia-se um processo de descarga do capacitor C₁, até que sua tensão se anule colocando o diodo D em condução, permitindo que se comande a chave Sp a conduzir sob tensão nula. Após a entrada em condução da chave Sp inicia-se um processo de descarga linear de L_r, que permitirá o bloqueio sob corrente nula da chave Sa.

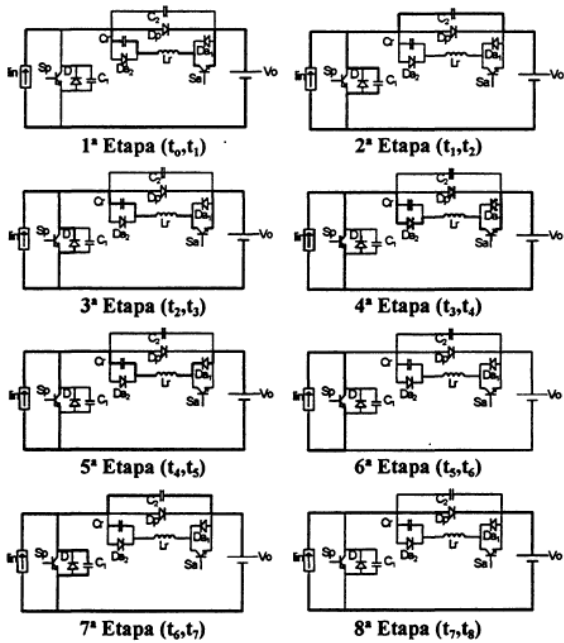


Fig. 22 - Etapas de operação.

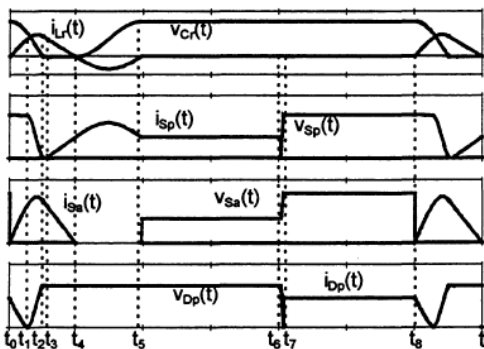


Fig. 23 - Principais formas de onda.

Para que o conversor possa operar com comutação sob tensão nula na chave S_p , a tensão no capacitor C_2 deve alcançar o valor da tensão V_o . Para tanto o valor máximo da

relação $\frac{Cr}{C_1 + C_2}$ é definido na curva da figura 24.

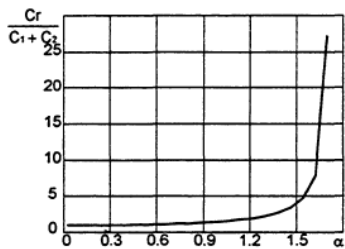


Fig. 24 - Região limite de operação.

A característica externa do conversor boost ZVT PWM é definida pela expressão abaixo (16).

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, D)} \quad (16)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{I_{in}}{V_o} \cdot \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (17)$$

$$D = (t_6 - t_0) \cdot f_s \quad (18)$$

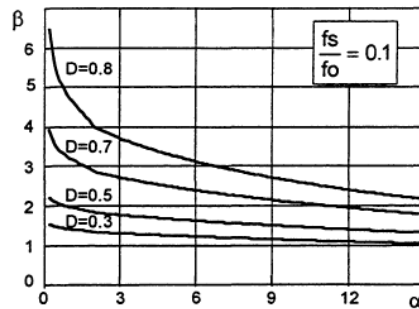


Fig. 25 - Característica externa do conversor boost ZVT PWM.

IV. CONVERSORES DO TIPO ZVRT

A. Célula de Comutação ZVRT

A célula de comutação ZVRT apresentada na figura 26 permite a geração de conversores com comutação não-dissipativa em todos os semicondutores. Ela se baseia no emprego de uma transição ressonante de curta duração para realizar a comutação não-dissipativa através da carga e descarga complementar dos capacitores em paralelo com cada uma das chaves [6]. Esta carga e descarga é alcançada pela retirada ou injeção de corrente no ponto central do braço da célula de comutação, através da conexão de um indutor suficientemente pequeno para permitir a operação em modo descontínuo.

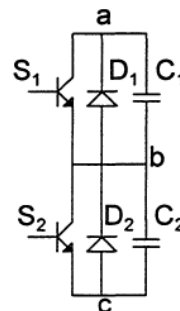


Fig. 26 - Célula de comutação ZVRT.

Os conversores gerados podem operar a frequência constante, porém em valores de razão cíclica próximos a um ou a zero, a comutação deixa de ser não-dissipativa. Isto ocorre porque, nestas situações, a energia armazenada no indutor é insuficiente para carregar e descarregar as capacitâncias de comutação.

B. Análise do Conversor Boost ZVRT

O conversor boost ZVRT é apresentado na figura 27.

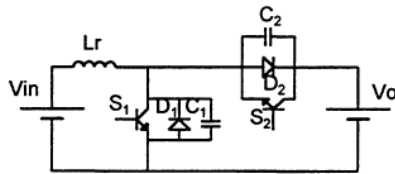


Fig. 27 - Conversor boost ZVRT.

As etapas de operação e as principais formas de onda são apresentados nas figuras 28 e 29 respectivamente.

Na segunda etapa ocorre a carga de C_1 e a descarga de C_2 , através da corrente no indutor L_r . Na quinta etapa ocorre o inverso, ou seja, a carga de C_2 , e a descarga de C_1 , através da corrente no indutor L_r . Deve-se então garantir que a carga e a descarga dos capacitores ocorra sem problemas. Para isso a energia no indutor L_r no início da ressonância deve ser suficiente para carregar e descarregar os capacitores da tensão inicial para a tensão final.

Assim, a fim de que possa ser obtida comutação não-dissipativa pode ser determinado o valor máximo da indutância L_r pela expressão (19).

$$L_r \leq \frac{V_{in}^2 \cdot D}{k \cdot P_{o_{max}} \cdot f_s} \quad (19)$$

O valor de k deve ser maior do que dois para garantir que a corrente no indutor se inverta.

$P_{o_{max}}$ = potência de saída máxima

$$D = [(t_1 - t_0) + (t_6 - t_5)] \cdot f_s \quad (20)$$

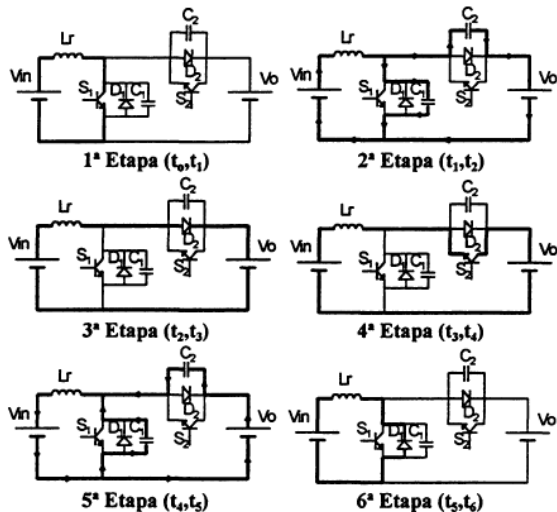


Fig. 28 - Etapas de operação.

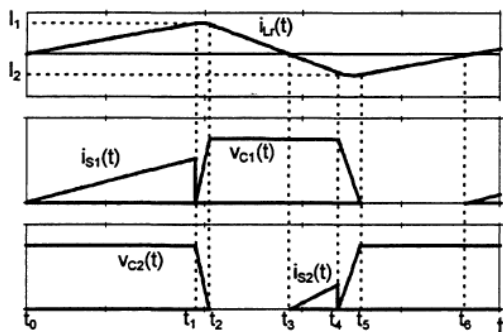


Fig. 29 - Principais formas de onda.

A principal desvantagem deste conversor é o elevado valor eficaz da corrente nas chaves, uma vez que a corrente deve sempre excursionar nos dois quadrantes para garantir a comutação.

Este conversor se mostra bastante apropriado para o comando por valores extremos da corrente, uma vez que deste modo estará sempre sendo garantida corrente suficiente para realizar a comutação. Neste caso a frequência de chaveamento será variável.

V. CONVERSORES ZVS-PWM COM GRAMPEAMENTO ATIVO

A. Célula de Comutação ZVS PWM com Grampeamento Ativo

Na figura 30 são apresentadas as células de comutação ZVS PWM com grampeamento ativo [7].

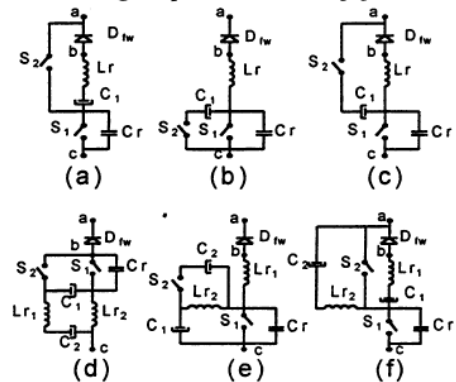


Fig. 30- Células ZVS PWM com grampeamento ativo.

A função destas células é definida pela expressão (21).
 $f(L_n, D) = D - 2 \cdot L_n \quad (21)$

B. Análise do Conversor Boost ZVS PWM com Grampeamento Ativo

A partir das células da figura 30 é possível gerar seis diferentes circuitos de conversores boost. Na figura 31 é apresentado o conversor boost-buck-boost, que será analisado nesta seção.

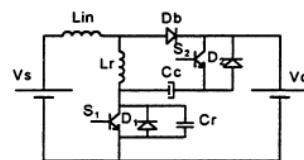


Fig. 31 - Conversor boost-buck-boost ZVS PWM com grampeamento ativo.

O princípio de funcionamento do conversor consiste na carga e descarga do capacitor C_r , de tal forma que é possível a obtenção de comutação ZVS tanto na entrada em condução

quanto no bloqueio da chave S_1 . Quando a tensão no capacitor C_r atinge o valor $V_{Cc} + V_o$ esta é grampeada. Deste modo é possível colocar a chave S_2 em condução sob tensão nula.

Para que o conversor possa operar com comutação sob tensão nula deve ser respeitada a seguinte condição:

$$L_n \geq \frac{(1-D)}{f_o \cdot (1-D) - 2} \cdot f_s \quad (22)$$

Onde:

$$L_n = L_r \cdot \frac{I_o \cdot f_s}{V_{in}} \quad (23)$$

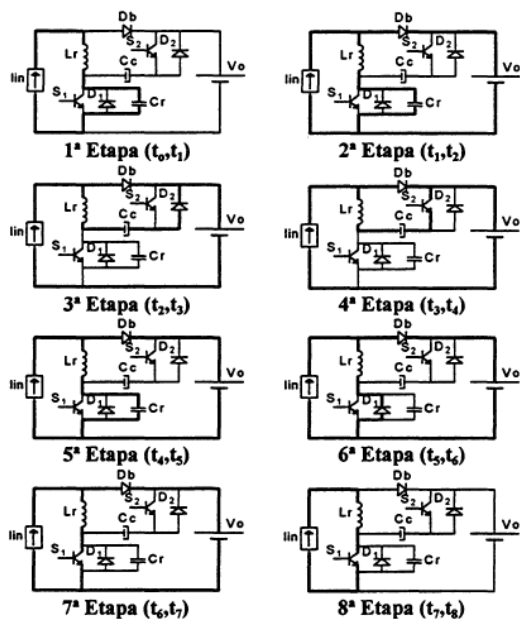


Fig. 32 - Etapas de operação.

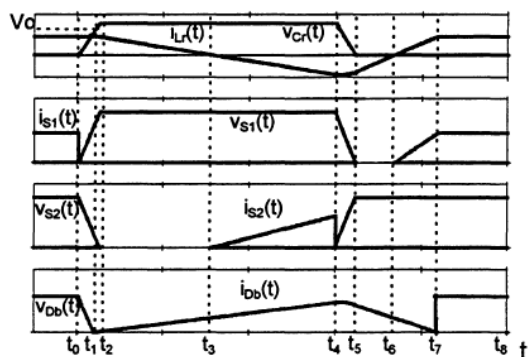


Fig. 33 - Principais formas de onda.

Além disso, é necessário que exista um intervalo de tempo entre o bloqueio de S_2 e a entrada em condução de S_1 para que se obtenha comutação suave. Este tempo pode ser calculado pela expressão (24).

$$t_d = \frac{V_o + V_{Cc}}{2 \cdot I_{in}} \cdot C_r + \frac{I_{in}}{2 \cdot V_o} \cdot L_r \quad (24)$$

A característica externa do conversor sob estudo é definida pela expressão a seguir:

$$\beta = \frac{1}{1 - f(L_n, D)} \quad (25)$$

Onde:

$$D = (t_8 - t_5) \cdot f_s \quad (26)$$

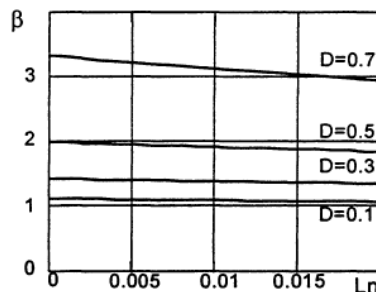


Fig. 34 - Característica externa do conversor boost-buck-boost ZVS PWM com grampeamento ativo.

VI. CONVERSORES ZCS PWM

A. Célula de Comutação ZCS PWM

Na figura 35 é apresentada uma célula ZCS PWM proposta em [8].

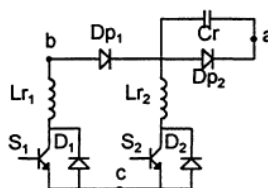


Fig. 35- Célula ZCS PWM.

A função desta célula é definida pela expressão (27).

$$f(\alpha, Dc) = Dc + \frac{f_s}{f_{o1}} \left(\frac{2 \cdot L - \alpha^2}{2 \cdot \alpha \cdot L} + A - B + \frac{\omega t_7}{\sqrt{L}} \right) \quad (27)$$

Onde:

$$f_{o1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Lr_2 \cdot Cr}} \quad (28)$$

$$A = \frac{\pi}{2} + \frac{[2 \cdot \pi - \cos^{-1}(-L)]}{\sqrt{1+L}} \quad (29)$$

$$B = \frac{1}{\alpha} \left[\sqrt{L} \cdot \sin(\omega t_7) + \sqrt{1-L} \cdot \cos(\omega t_7) \right] \quad (30)$$

$$\omega t_7 = \left\{ \sin^{-1} \left[\sqrt{L - \alpha^2} - \alpha \cdot \sqrt{\frac{1-L}{L}} \right] \right\} \quad (31)$$

$$L = \frac{Lr_2}{Lr_1} \quad (32)$$

B. Análise do Conversor Boost ZCS PWM

O conversor boost ZCS PWM gerado a partir da célula proposta é apresentado na figura 36.

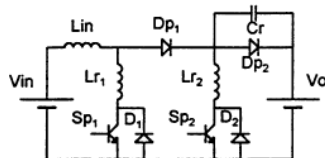


Fig. 36 - Conversor boost ZCS PWM.

O princípio de funcionamento do conversor consiste em forçar que a corrente na chave Sp_1 se anule antes que seja enviado o sinal de bloqueio para a mesma. Também na entrada em condução a chave Sp_1 terá comutação ZCS. Devido ao comportamento ressonante das correntes e tensões do circuito, a chave Sp_2 também comutará sob corrente nula.

Para que ocorra comutação não-dissipativa a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$\alpha < \frac{Lr2}{Lr1} < 1 \quad (33)$$

Onde:

$$\alpha = \frac{I_{in}}{V_o} \sqrt{\frac{Lr2}{Cr}} \quad (34)$$

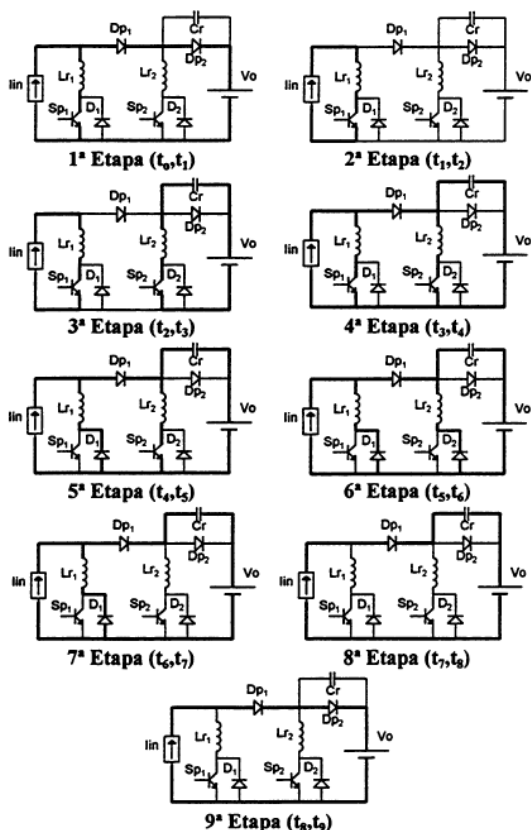


Fig. 37 - Etapas de operação.

A característica externa do conversor é definida pela expressão (35).

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, Dc)} \quad (35)$$

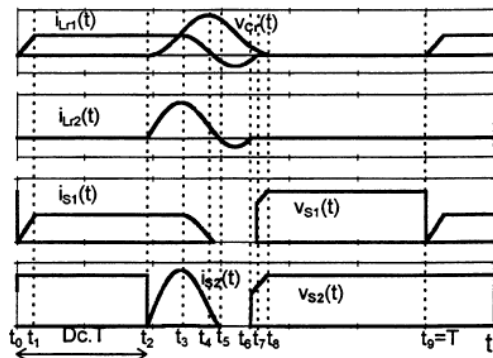


Fig. 38 - Principais formas de onda.

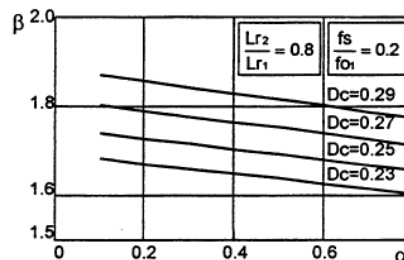


Fig. 39 - Característica externa do conversor boost ZCS PWM

VII. CONVERSORES QUASE-RESSONANTES

A. Células de Comutação ZCS

Na figura 40 são apresentadas as células de comutação quase-ressonantes ZCS que geram os conversores com modulação por largura de pulso (PWM) [9].

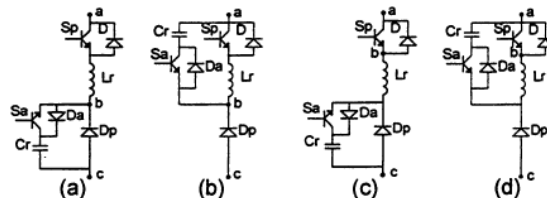


Fig. 40 - Células quase-ressonantes ZCS PWM.

A função das células apresentadas na figura 40 é definida na expressão (36).

$$f(\alpha, tc) = \frac{fs}{2 \cdot \pi \cdot fo} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sin^{-1}(\alpha) + 2 \cdot \pi - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} + tc \cdot fs \quad (36)$$

Onde:

tc = tempo de interrupção do ciclo ressonante

$$fo = \frac{1}{2\pi \sqrt{Lr \cdot Cr}} \quad (37)$$

Na figura 41 são apresentadas as células de comutação quase-ressonantes ZCS que geram os conversores com controle do fluxo de potência através de modulação em frequência (FM) [10].

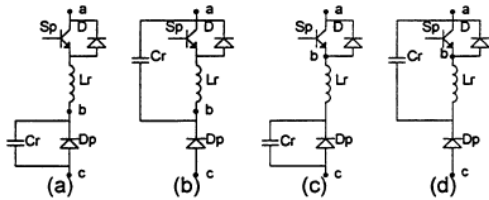


Fig. 41 - Células quase-ressonantes ZCS FM.

A função das células da figura 41 é apresentada na expressão (38).

$$f(\alpha) = \frac{f_s}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \left\{ \frac{\alpha}{2} + \frac{1}{\alpha} - \sin^{-1}(\alpha) + 2 \cdot \pi - \sqrt{\frac{1}{\alpha^2} - 1} \right\} \quad (38)$$

B. Análise do Conversor Boost Quase-Ressonante ZCS PWM

A partir da célula da figura 40.a é possível gerar o conversor boost quase-ressonante apresentado na figura 42.

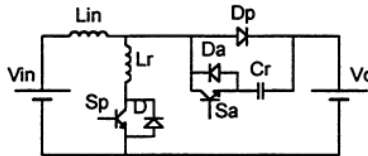


Fig. 42 - Conversor boost quase-ressonante ZCS PWM.

Para que ocorra comutação ZCS deve ser respeitada a seguinte condição:

$$\alpha < 1 \quad (39)$$

Sendo:

$$\alpha = \frac{I_{in}}{V_o} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (40)$$

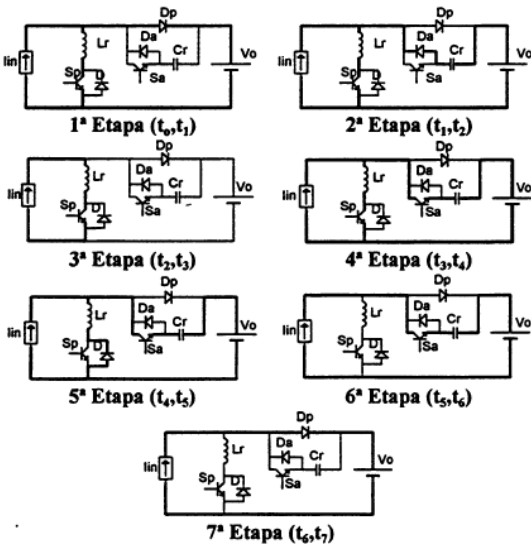


Fig. 43 - Etapas de operação.

A terceira etapa corresponde à etapa de interrupção do ciclo ressonante.

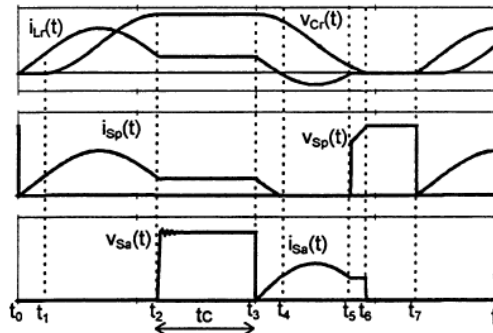


Fig. 44 - Principais formas de onda.

A característica externa do conversor sob estudo é definida pela expressão abaixo:

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, tc)} \quad (41)$$

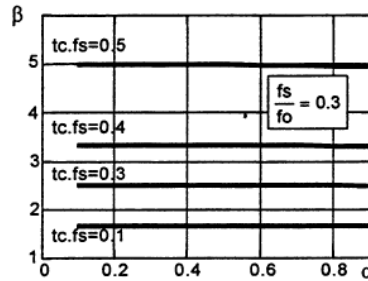


Fig. 45 - Característica externa do conversor boost quase-ressonante ZCS PWM.

O conversor boost quase-ressonante ZCS PWM pode ser considerado um caso particular do conversor PWM, já que a única diferença em seu funcionamento corresponde à terceira etapa de operação, que não existe no caso de modulação em frequência.

C. Células de Comutação ZVS

Na figura 46 são apresentadas as células de comutação quase ressonantes ZVS que geram os conversores com modulação por largura de pulso (PWM) para controle do fluxo de potência [11].

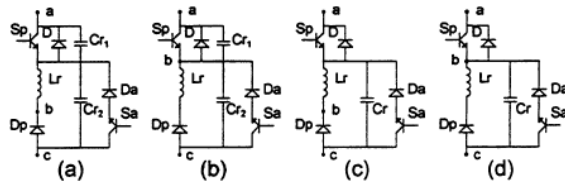


Fig. 46 - Células quase-ressonantes ZVS PWM.

A função das células da figura 46 é definida na expressão (42).

$$f(\alpha, tc) = 1 - \frac{fs}{2\pi fo} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} - tc \cdot fs \quad (42)$$

Onde:

tc = tempo de interrupção do ciclo ressonante

$$fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lr \cdot Creq}} \quad (43)$$

Na figura 47 são apresentadas as células de comutação quase-ressonantes ZVS que geram os conversores com controle do fluxo de potência através de modulação em frequência (FM) [12].

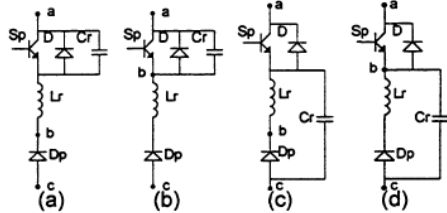


Fig. 47 - Células quase-ressonantes ZVS FM.

A função das células da figura 47 é apresentada na expressão (44).

$$f(\alpha) = 1 - \frac{fs}{2 \cdot \pi \cdot fo} \left\{ \frac{1}{2\alpha} + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1} + \pi + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\alpha}\right) \right\} \quad (44)$$

D. Análise do Conversor Boost Quase-Ressonante ZVS PWM

A partir da célula da figura 46.a é possível gerar o conversor boost quase-ressonante apresentado na figura 48.

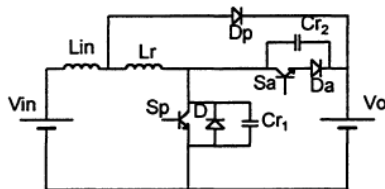


Fig. 48 - Conversor boost quase-ressonante ZVS PWM

Para que ocorra comutação ZVS deve ser respeitada a seguinte condição:

$$\alpha > 1 \quad (45)$$

Sendo:

$$\alpha = \frac{Iin}{Vo} \sqrt{\frac{Lr}{Creq}} \quad (46)$$

$$Creq = Cr1 + Cr2 \quad (47)$$

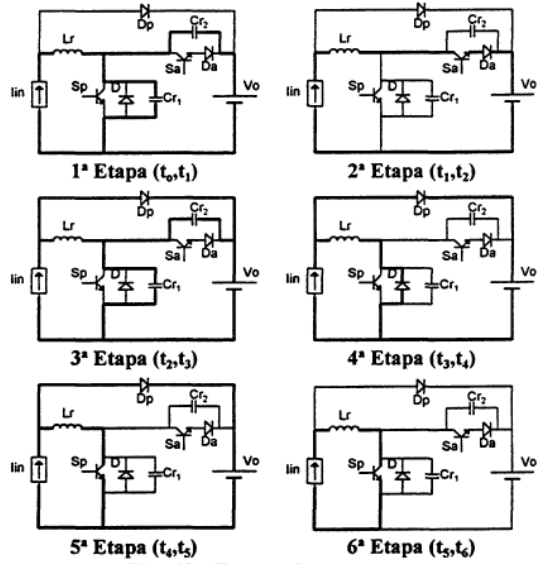


Fig. 49 - Etapas de operação.

A segunda etapa corresponde à etapa de interrupção do ciclo ressonante.

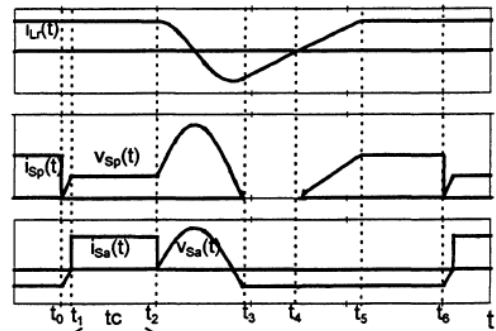


Fig. 50 - Principais formas de onda.

A característica externa do conversor sob estudo é definida pela expressão abaixo:

$$\beta = \frac{1}{1 - f(\alpha, tc)} \quad (48)$$

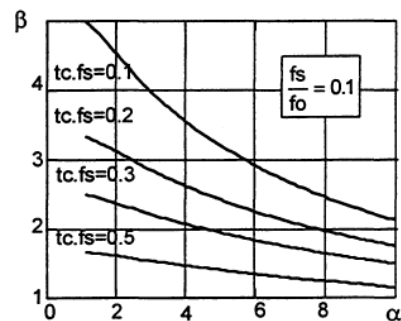


Fig. 51 - Característica externa do conversor boost quase-ressonante ZVS PWM.

O conversor boost quase-ressonante ZVS FM pode ser considerado um caso particular do conversor PWM.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Villaça, M.V.M. & Barbi, I. - "A Boost Zero-Voltage Switched Semi-Resonant Converter (ZVS-SRC)" - *Power Electronics Seminar* - 1988 - pp.37-42.
- [2] Souza, A.F. & Barbi, I. - "Conversor Boost Semi-Ressonante ZVS com Interrupção do Ciclo Ressonante" - *INEP Relatório Interno* - 1995.
- [3] Hua, G.; Liu, C.S & Lee, F.C. - "Novel Zero Voltage Transition PWM Converters"- *PESC'92 Records* - pp. 55-61.
- [4] Martins, D.C.; Seixas, F.J.M.; Brilhante, J.A. & Barbi, I. - "A Family of DC-to-DC PWM Converters Using a New ZVS Commutation Cell"- *PESC'93 Records* - pp. 524-530.
- [5] Souza, A.F. & Barbi, I. - "Conversor Buck ZVT PWM" - *INEP Relatório Interno* - 1995.
- [6] Henze, C.P.; Martin, H.C. & Parsley, D.W. - "Zero-Voltage Switching in High Frequency Power Converters Using Pulse Width Modulation"- *APEC'88 Records* - pp. 33-40.
- [7] Duarte, C.M. & Barbi, I. - "A Family of ZVS PWM Active Clamping DC-to-DC Converters Synthesis, Analysis, Design and Experimentation"- *INTELEC'95 Records* - pp.502-509.
- [8] Canesin, C.A. & Barbi, I. - "Novel Zero-Current Switching PWM Converters"- *IEEE Transactions on Industrial Electronics* - a ser publicado.
- [9] Barbi, I.; Bolacell, J.C.; Martins, D.C & Libano, F.B. - "Buck Quasi-Resonant Converter Operating at Constant Frequency: Analysis, Design and Experimentation"- *PESC'89 Records* - pp. 873-880.
- [10] Liu, K.; Oruganti, R.; Lee, F.C. - "Quasi-Resonant Converters - Topologies and Characteristics"- *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PE-2, n. 1 - January 1987.
- [11] Barbi, I.; Perin, A.J. & Martins, D.C - "A New Family of Pulse-Width Modulated Zero-Voltage Switching DC-to-DC Converters: Topologies, Analysis and Experimentation"- *IAS Annual Meeting* - 1990 - pp. 25-30.
- [12] Lee, F.C. - "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies"- *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, n.4 - April 1988.

DADOS BÍGRAFICOS

Ivo Barbi, nasceu em Gaspar (SC), em 1949. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC, em 1973. Em 1976 recebeu o título de Mestre pela mesma Universidade e em 1979 o título de Doutor pelo Institut National Polytechnique de Toulouse, França. Desde 1974 é professor da UFSC e atualmente professor titular do departamento de Engenharia Elétrica. É membro fundador da SOBRAEP tendo sido seu primeiro Presidente. Desde 1992, é Editor Associado na área de Conversores de Potência da IEEE Transactions on Industrial Electronics. Sua área de atuação compreende modelagem,

análise, projeto e aplicações de conversores estáticos operando em alta frequência e correção de fator de potência de fontes de alimentação.

Eduardo Deschamps, nasceu em Blumenau (SC), em 1966. Formou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina-UFSC em 1987. Em 1990 recebeu o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela mesma Universidade. Desde 1990 é professor do departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Regional de Blumenau-FURB. Encontra-se atualmente realizando doutoramento no INEP-UFSC. Sua área de interesse compreende simulação de conversores estáticos, comutação não dissipativa e conversores multiníveis.