

PEA-2488 Eletrônica de Potência II - NOTAS DE AULA

Conversores CC/CC

Prof. Lourenço Matakas Jr./Wilson Komatsu

2º semestre/2015 – v 1.1

1. Introdução

Os conversores CC/CC (corrente contínua para corrente contínua) são basicamente utilizados em:

- Fontes de alimentação chaveadas¹ e reguladas de elevado rendimento destinadas a equipamentos eletrônicos (computadores, televisores, equipamentos de telecomunicações). Na maioria dos casos a energia é obtida da rede elétrica operando em corrente alternada (CA). Nestes casos, utiliza-se um bloco retificador (CA/CC) e a seguir um bloco conversor CC/CC atuando como regulador de tensão conforme ilustrado na figura 1.1.

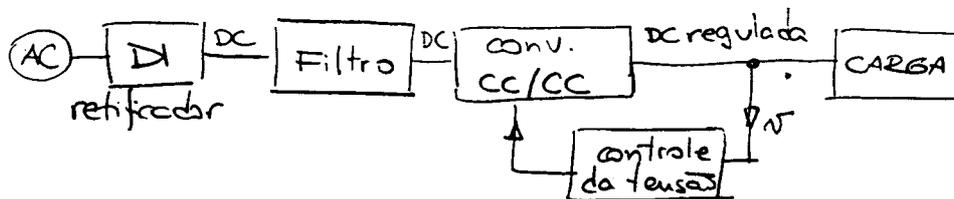


Fig. 1.1: Fonte chaveada típica contendo retificador e conversor CC/CC.

- Conversores para tração elétrica que permitem que a tensão entregue ao motor CC tracionário varie de zero ao valor da fonte de alimentação CC (linha aérea ou terceiro trilho), conforme mostrado na figura 1.2.

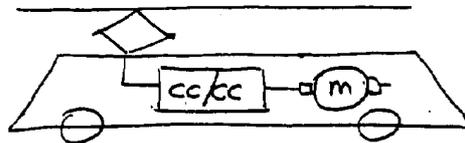


Fig. 1.2: Alimentação de um motor CC tracionário com um conversor CC/CC.

- Conversores para fontes alternativas de energia que interligam geradores eólicos ou painéis solares de baixa potência, que fornecem energia em CC com tensão variável, com sistemas CC de tensão constante, como bancos de baterias ou conversores CC/CA para interligação à rede CA convencional.

Uma característica desejável nestes conversores é a alta eficiência, ou seja, baixas perdas de operação. Isto é conseguido pela operação das chaves eletrônicas (transistores de potência) em modo chaveado, ou seja, cortado (desligado) e saturado (ligado). Desta forma as perdas de operação da chave eletrônica são devidas às perdas de condução (quando ligado) e de chaveamento (quando ligando ou desligando).

Nestas notas de aula as chaves eletrônicas são modeladas na maioria dos casos como chaves ideais (impedância nula quando acionados e circuito aberto quando desligados). Esta simplificação permite estudar os princípios de funcionamento adequadamente.

¹ A fonte da figura 1.1 é chamada chaveada por causa da operação com bloco conversor CC/CC não ser em modo linear, como nas fontes lineares, mas sim em modo chaveado.

2. O Conversor Abaixador (“Buck converter”/”Step-down converter”)

2.1 Operação com carga resistiva

A figura 2.1 mostra o circuito básico de um conversor abaixador alimentando uma carga resistiva. A chave é acionada com o sinal lógico $s(t)$ ($s=0$ (chave aberta) ou $s=1$ (chave fechada)), apresentado na figura 2.1, resultando em uma tensão de carga $v_0(t)$ e uma corrente de carga $i_0(t)$ mostrados na mesma figura. A chave permanece fechada por um tempo t_{on} e desligada por um intervalo t_{off} , durante um tempo de chaveamento com período T_s .

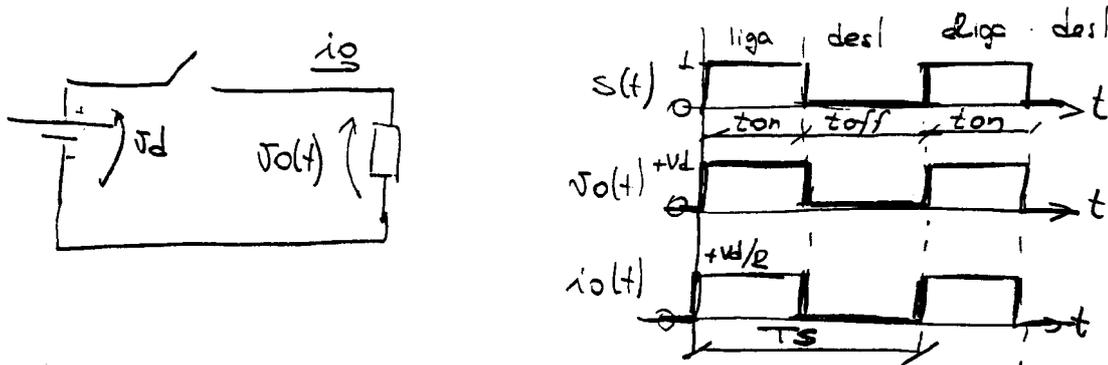


Fig. 2.1: Conversor CC/CC abaixador básico com com formas de onda.

A tensão média na carga é dada por:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) dt = \frac{V_d \cdot t_{on}}{T_s} = V_d \cdot D \quad (2.1), \text{ onde } D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.2)$$

ou seja, o valor médio da tensão na carga varia linearmente com o fator D , que é o ciclo de trabalho ou “duty-cycle”.

Pode-se calcular a potência na carga pela definição, obtendo-se:

$$P_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) \cdot i_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) \cdot \frac{v_0(t)}{R} dt = \frac{V_d^2 \cdot t_{on}}{R \cdot T_s} = \frac{V_d^2}{R} \cdot D \quad (2.3)$$

A potência também varia linearmente com D . O rendimento energético é dado por $\eta = \frac{P_0}{P_d}$ (2.4), onde P_d é a potência na entrada do conversor. Se as perdas no conversor forem nulas, $P_0 = P_d$ e $\eta = 1$. Na prática $P_d = (P_0 + \text{perdas})$, levando a $\eta < 1$.

2.2 Alimentando uma carga indutiva

A maioria das cargas de interesse prático são indutivas. Um motor de corrente contínua por exemplo pode ser adequadamente modelado pela associação série da sua resistência e indutância de armadura (excitação independente) e de uma fonte de tensão representando a força contra-eletromotriz. Um motor de corrente contínua pode ser alimentado por uma tensão pulsada como a da figura 2.1, se o período T_s da tensão for consideravelmente menor que o da constante L/R do motor, pois nesta situação o motor “enxerga” praticamente o valor médio da tensão pulsada e haverá uma ondulação de corrente do motor dentro de parâmetros aceitáveis.

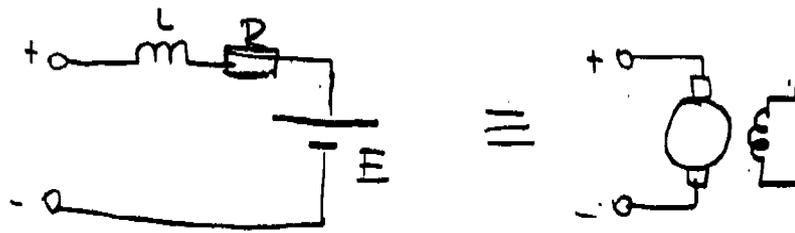


Fig. 2.2: Modelo da armadura de um motor CC com excitação independente.

Ao se alimentar uma placa de computador, ou qualquer equipamento eletrônico, não se admite uma tensão pulsada como a da figura 2.1, exigindo-se a inserção de um filtro LC entre o conversor e a carga. Logo, o circuito da figura 2.1 ficaria conforme a figura 2.3.

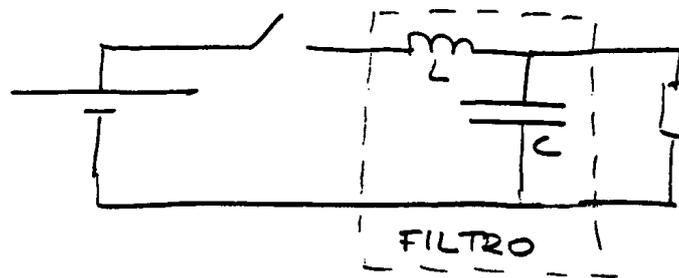


Fig. 2.3: Conversor CC/CC abaixador com filtro LC (**circuito incorreto**).

Para as duas cargas acima a chave não pode ser aberta se a corrente que passa por ela não for nula, pois isto causaria uma sobretensão no indutor ($v_L = L \cdot (di_L/dt)$), que seria imediatamente aplicada à chave, destruindo-a. Este problema pode ser resolvido com um diodo, o diodo de retorno, conforme mostrado na figura 2.4, o que proporciona um caminho para a corrente do indutor enquanto a chave estiver aberta. Na figura 2.4 ilustram-se os casos acima discutidos, o do motor CC e o da fonte chaveada, mostrando-se que ambos podem ser adequadamente modelados substituindo-se o indutor e demais elementos do filtro LC e da carga por uma fonte de corrente. Esta hipótese é válida se a ondulação na corrente do indutor (i_L) tiver pequena amplitude, ou seja, se i_L for praticamente constante. Isto se consegue aumentando-se o valor de L ou da frequência de chaveamento, conforme equacionado mais à frente.

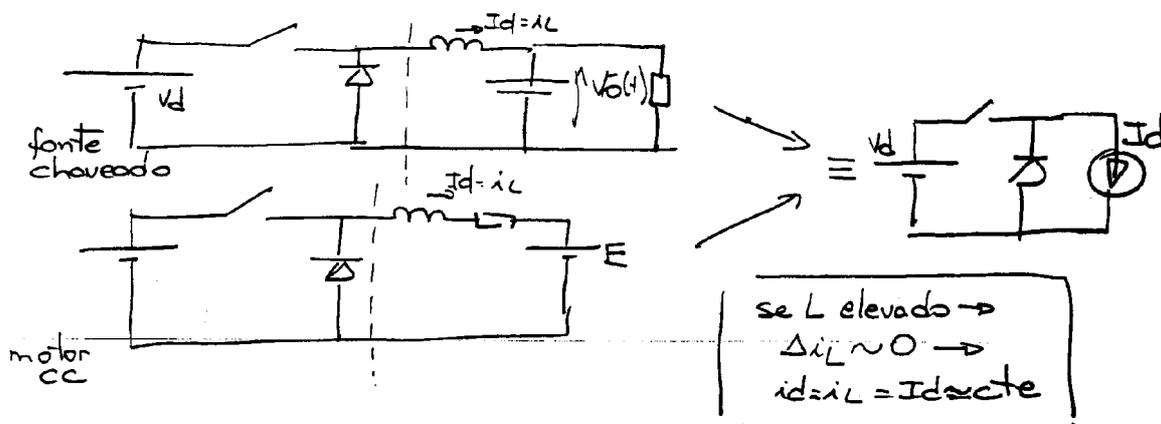


Fig. 2.4: Conversores CC/CC abaixadores completos com circuito equivalente.

A operação do diodo de retorno (também chamado “free-wheeling diode”²) pode ser entendida com o auxílio da figura 2.5. Se a chave estiver fechada (figura 2.5a) o diodo estará reversamente polarizado, constituindo um bipolo com elevada impedância (praticamente um circuito aberto). Tem-se neste caso $v_o(t) = V_d$. Ao se abrir a chave, a fonte de corrente (corrente no indutor) encontrará um caminho alternativo pelo diodo, polarizando-o diretamente. Neste caso $v_o(t) = 0$, tal como no circuito básico da figura 2.1.

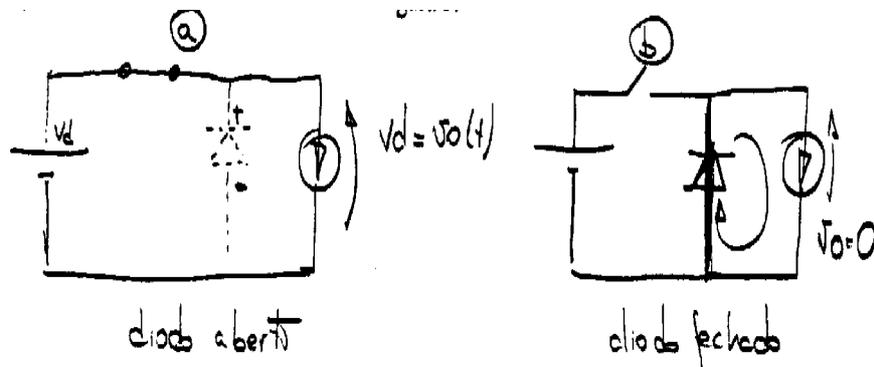


Fig. 2.5: Modos de operação da fonte CC/CC abaixadora.

2.3 Análise da Fonte com Filtro LC

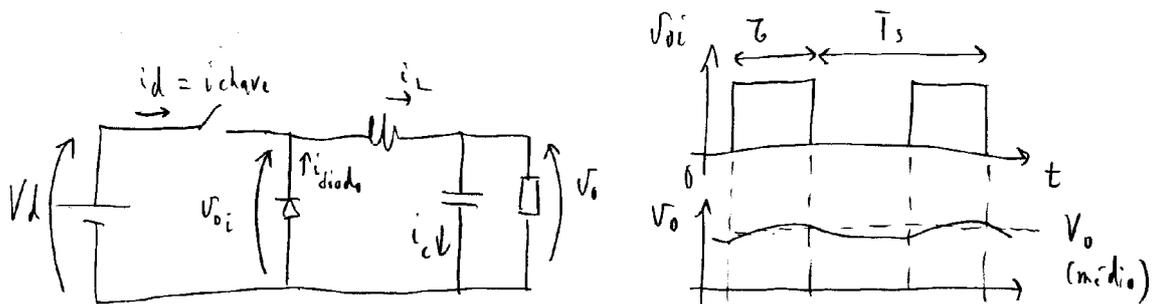


Fig. 2.6: Conversor. CC abaixador com filtro LC e formas de onda de tensão na entrada e saída do filtro LC.

2.3.1 Análise do domínio da frequência (utilizando a série de Fourier)

Objetivos:

- determinar o valor médio de $v_o(t)$
- determinar a amplitude da ondulação de $v_o(t)$

O circuito da figura 2.6 pode ser representado pelo circuito equivalente da figura 2.7 para se calcular a tensão $v_o(t)$.

2 Como o diodo de retorno é chamado em inglês de “free-wheeling diode”, isto originou traduções exóticas em português, como p.ex. “diodo de roda livre”. Também pode ser designado, menos usualmente, como “diodo de continuidade de corrente”.

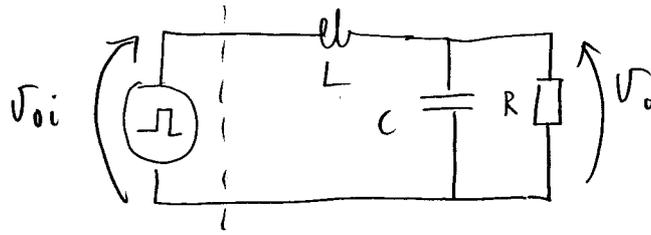


Fig. 2.7: Circuito equivalente do conversor CC/CC.

O espectro da tensão sobre o diodo $v_{oi}(t)$ tem um componente V_{oi} de frequência nula, que corresponde ao valor médio de $v_{oi}(t)$, e componentes de frequências $n.f_s$ (onde $f_s = 1/T_s =$ frequência de chaveamento) (vide figura 2.8).

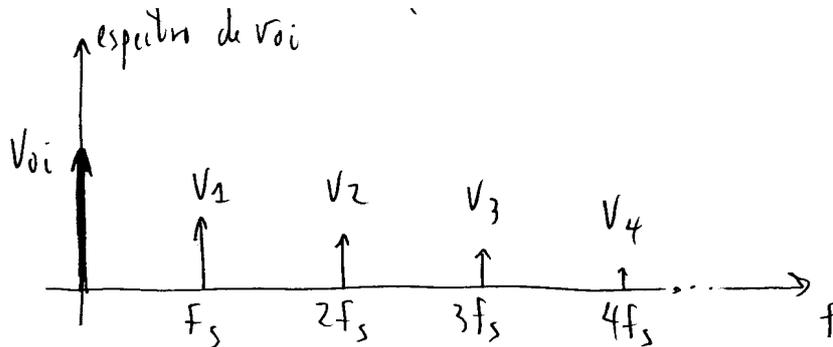


Fig.2.8: Espectro de v_{oi} .

Assim, o circuito da figura 2.7 pode ser redesenhado como na figura 2.9.

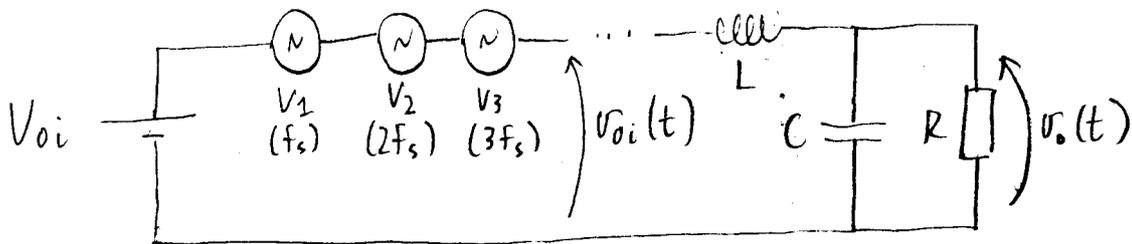


Fig. 2.9: Decomposição de $v_{oi}(t)$.

Aplicando-se o teorema da superposição, pode-se obter a resposta de cada componente de $v_{oi}(t)$. Assim, para o componente v_o (constante), tem-se o circuito da figura 2.10.

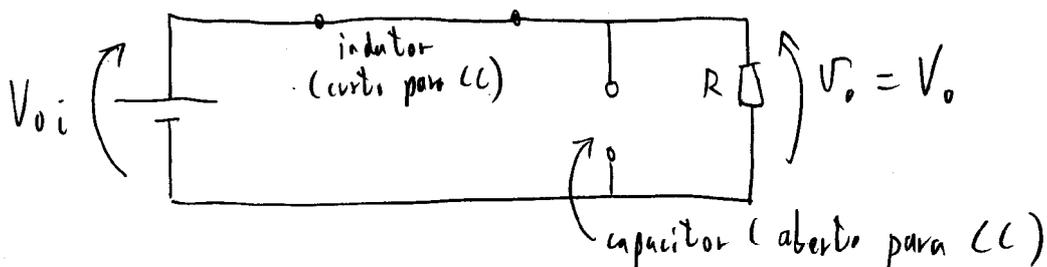


Fig. 2.10: Resposta de v_o aplicada ao filtro LC, na frequência nula.

1º resultado importante:

- O valor médio de $v_o(t)$ (V_o) é igual ao de $v_{oi}(t)$ (V_{oi}). O filtro LC preserva o valor médio da tensão de entrada em sua saída³.

Pode-se calcular a tensão de saída para os demais harmônicos. A atenuação de tensão é dada por (verificar esta fórmula como exercício):

$$\frac{v_o(\omega)}{v_{oi}(\omega)} = \frac{1}{j\frac{\omega L}{R} + (1 - \omega^2 LC)} \quad (2.5)$$

2º resultado importante:

- Para baixas frequências: $\left(\omega < \sqrt{\frac{1}{LC}} = \text{freq. de ressonância} = \omega_c\right) \Rightarrow \left|\frac{v_o(\omega)}{v_{oi}(\omega)}\right| = 1$ (2.6)

- Para elevadas frequências: $\left(\omega > \sqrt{\frac{1}{LC}} = \omega_c\right) \Rightarrow \left|\frac{v_o(\omega)}{v_{oi}(\omega)}\right| = \frac{1}{\omega^2 LC} = \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2$ (2.7)

Conclusão: A frequência de chaveamento $\omega_s = 2\pi f_s$ (2.8) deve ser bem maior que a frequência de ressonância do filtro LC $\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ (2.9) para que se possa usufruir da atenuação de $(1/\omega^2)$ para os harmônicos acima da frequência de chaveamento.

Exemplo: se o harmônico em questão tiver frequência de $10\omega_c$, ele será atenuado de $\left|\frac{v_o(\omega)}{v_{oi}(\omega)}\right| = \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2 = \left(\frac{1}{10}\right)^2 = \frac{1}{100}$

2.3.2 Análise no domínio do tempo (para regime de condução contínua no indutor)

Neste modo de operação a corrente no indutor é sempre positiva (maior que zero). Faz-se a análise, neste ítem, a partir dos valores instantâneos dos correntes e tensões. Formas de onda típicas são mostrados nas figuras 2.11a, 2.11b e 2.11c.

Período t_{on} :

- chave fechada
- diodo aberto
- $i_d = i_L$
- $i_{diodo} = 0 [A]$
- $v_{oi} = V_d$

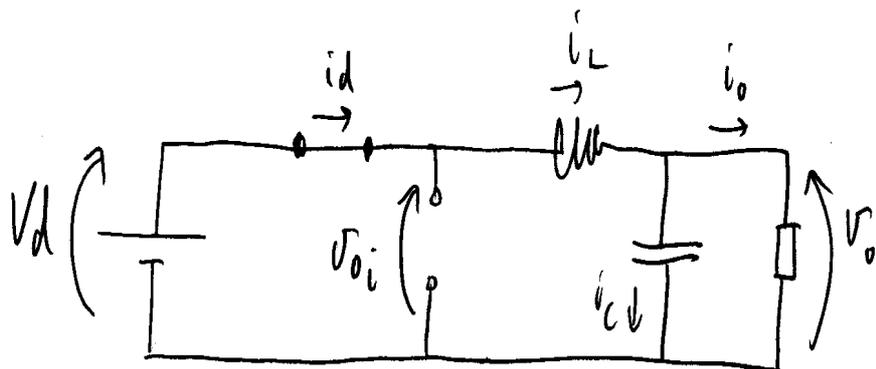


Fig. 2.11a: Modos de operação do conversor abaixador, com continuidade de corrente em L . Chave CH ligada.

3 Este resultado é válido se houver continuidade de corrente pelo indutor L , conforme situação da figura 2.10.

Período t_{off} :

- chave aberta
- diodo fechado
- $i_d = 0$
- $i_{diodo} = i_L$
- $v_{oi} = 0 [V]$

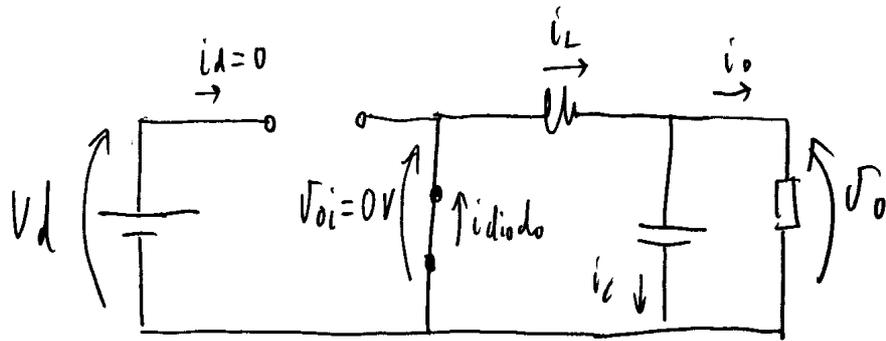


Fig. 2.11b: Modos de operação do conversor abaixador, com continuidade de corrente em L . Chave CH desligada.

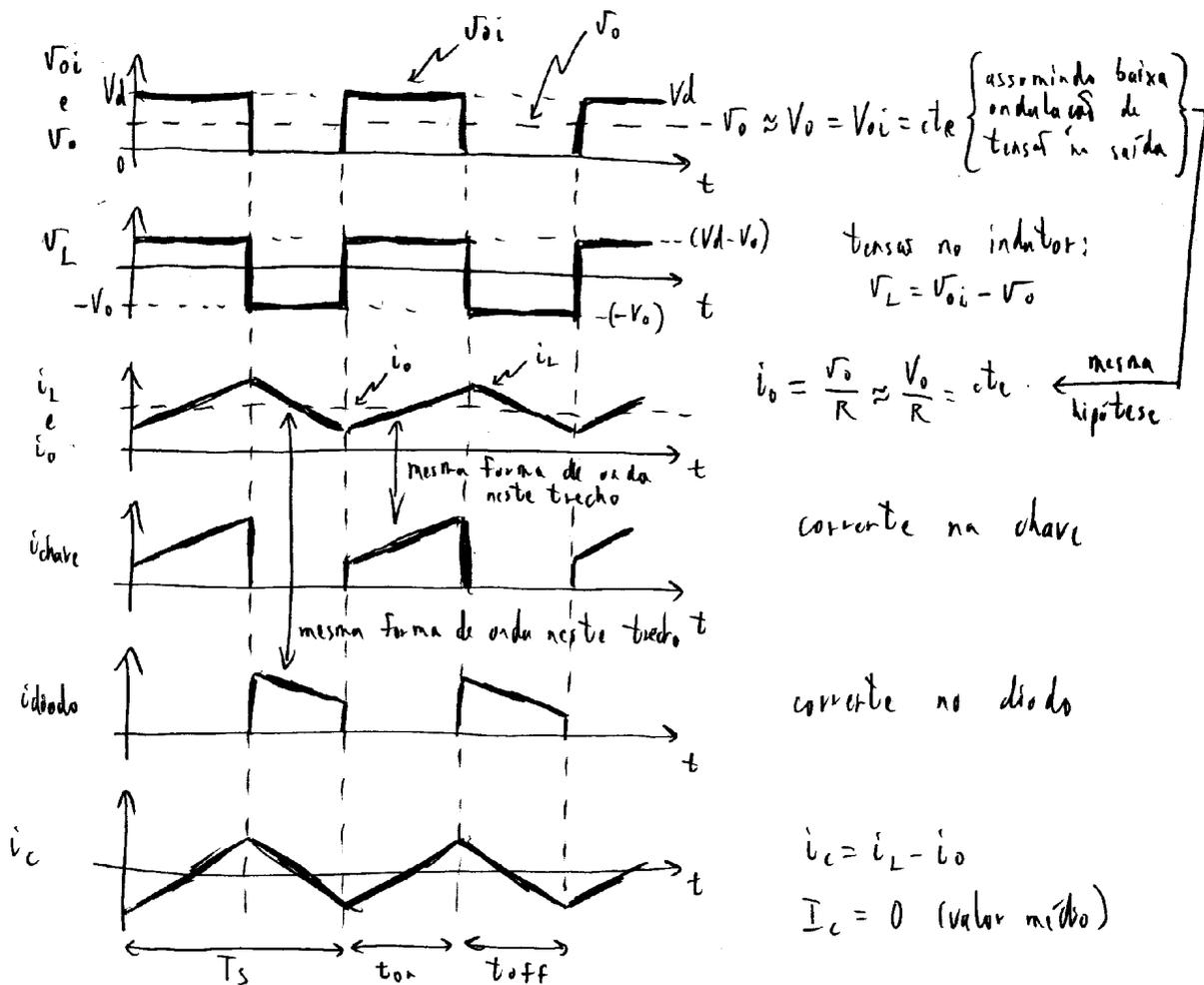


Fig. 2.11c: Formas de onda do conversor abaixador, com continuidade de corrente em L .

2.3.2.1 Equacionamento da relação entre valores médios de entrada e de saída

- potência de saída do conversor (admitindo-se tensão de saída sem ondulação): $P_o = V_o \cdot I_o$
- potência de entrada do conversor: $P_d = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_d(t) \cdot i_d(t) dt = V_d \cdot \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_d(t) dt = V_d \cdot I_d$

- para conversor sem perdas ($\eta=1$): $P_0=P_d$, logo $V_0 \cdot I_0 = V_d \cdot I_d \Rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{I_d}{I_0} = D$ (2.10)
(vide equação 2.1). Tem-se um “transformador de corrente contínua” com relação de transformação “ D ”.

2.3.3 Análise no domínio do tempo (para regime de condução descontínua no indutor)

A redução da corrente média de carga a níveis inferiores a $\Delta I_L/2$ faz com que a corrente no indutor fique nula até que a chave seja ligada novamente. As formas de onda tornam-se como as da figura 2.12.

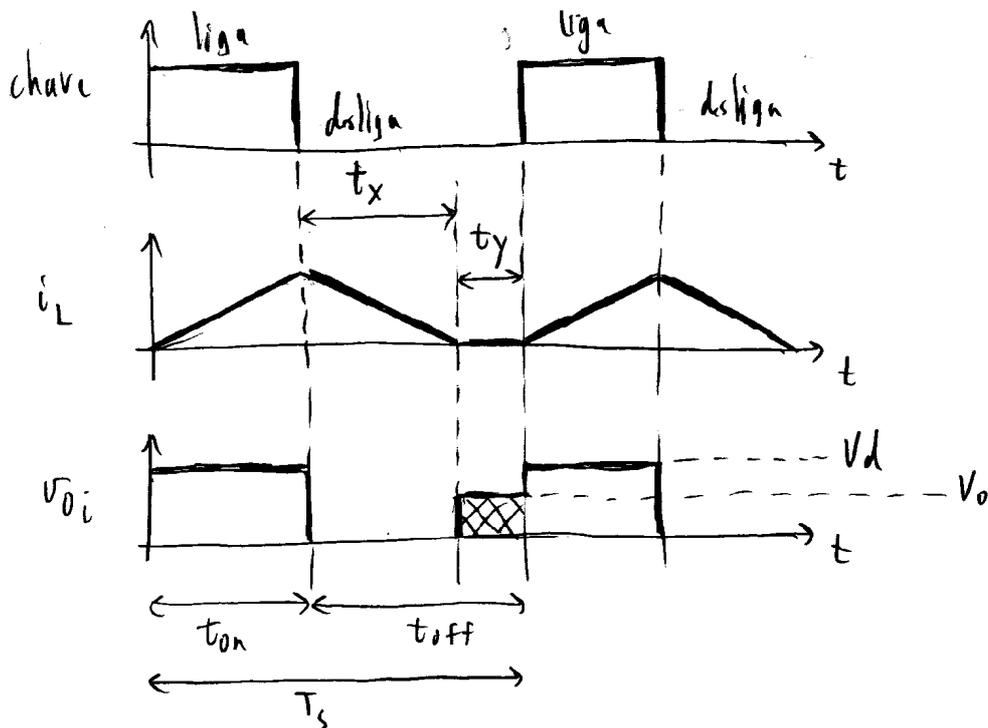


Fig. 2.12: Formas de onda do conversor abaixador, com descontinuidade de corrente no indutor L .

Durante o período t_y a corrente no indutor i_L é nula, ocasião que o diodo e o transistor (chave) estarão abertos. O circuito assume a topologia da figura 2.13:

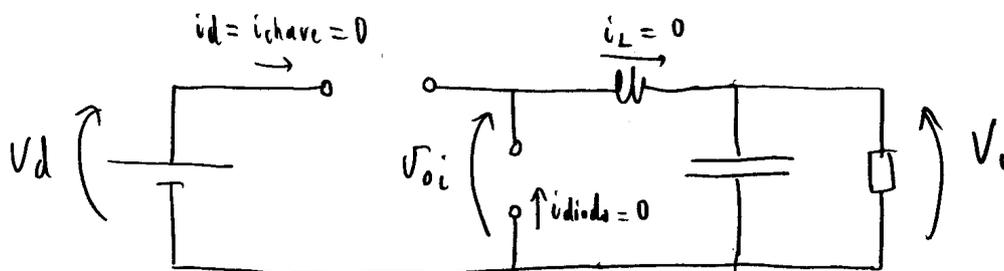


Fig. 2.13: Operação do conversor abaixador durante t_y (corrente nula no indutor L).

Com $i_L=0$ a tensão no indutor torna-se nula e $V_{oi}=V_0$ (vide figura 2.12).

Note-se que na figura 2.11a (no regime de condução contínua), $v_{oi}=0$ durante todo o período t_{off} , mas isto ocorre somente no período t_x do regime de descontinuidade de corrente, pois durante o período t_y , $v_{oi}=V_0$ (figura 2.13). Assim, o valor médio de v_{oi} aumenta para um determinado valor de D , não mais valendo a expressão $V_{oi}=D \cdot V_d$ (fica como exercício determinar a nova expressão para $V_0=f(V_d, D, t_y, t_x)$).

Como visto anteriormente, o ganho do filtro LC para frequência nula vale “1” (é unitário), ou seja $V_{oi}=V_0$.

3. O Conversor Elevador (“Boost converter”)

Aplicação: fontes com tensão de saída positiva e valor médio maior que o valor médio da tensão de entrada.

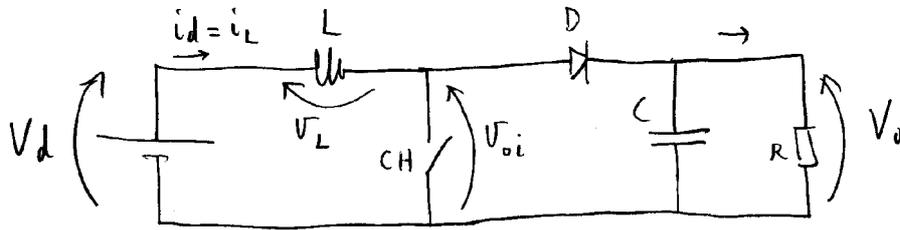
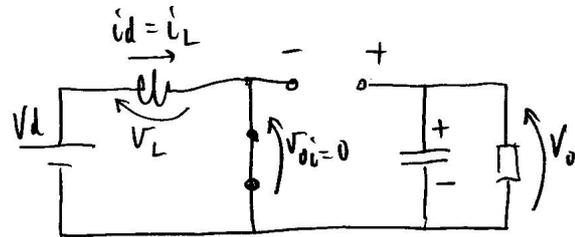


Fig. 3.1: Conversor elevador.

Faz-se a princípio a análise para $i_d(t) > 0$, ou seja regime de continuidade de corrente no indutor L . De acordo com o estado da chave, têm-se os sub-circuitos da figura 3.2.

Período t_{on} (chave fechada):

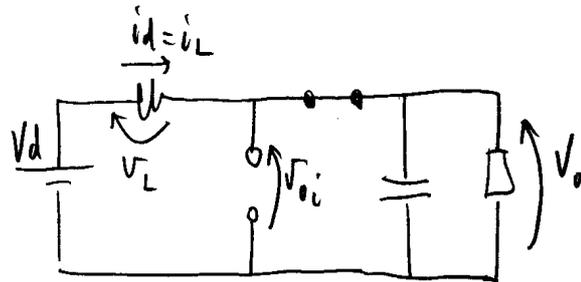
- $v_L = V_d > 0 \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_d}{L} > 0$
- $v_{\chi} = 0$
- $v_o(t)$ decrescente



(a)

Período t_{off} (chave aberta):

- $v_L = (V_d - V_o) < 0 \rightarrow \frac{di_L}{dt} < 0$
- $v_{\chi} = V_o$
- $v_o(t)$ crescente



(b)

Fig. 3.2: Modos de operação do conversor elevador, com continuidade de corrente em L .

3.1 Descrição da operação (vide figura 3.2)

Como o conversor é do tipo elevador, admite-se que a tensão de saída é maior que a de entrada, logo $V_o > V_d$ (valores médios).

Com a chave ligada (figura 3.2a), a tensão no indutor passa a $v_L = +V_d$, produzindo uma corrente $i_L(t) = i_d(t)$ crescente (derivada positiva). O diodo fica reversamente polarizado (figura 3.2a), e portanto não conduz. Neste período, a carga R é alimentada exclusivamente pelo capacitor C , fazendo com que $v_C(t) = v_o(t)$ seja decrescente. A tensão na chave $v_{CH}(t) = v_{\chi}(t)$ é nula.

Com a chave aberta (figura 3.2b), a necessidade da continuidade de corrente no indutor L faz com que o diodo entre em condução. Como $V_0 > V_d$, a tensão no indutor $v_L(t) = (V_d - v_0(t))$ é negativa, impondo uma corrente $i_L(t) = i_d(t)$ decrescente segundo $\left(\frac{di_L}{dt} = \frac{v_d(t) - v_0(t)}{L} < 0\right)$. A tensão na chave possa a ser $v_{oi}(t) = v_0(t)$.

3.2 Formas de onda típicas

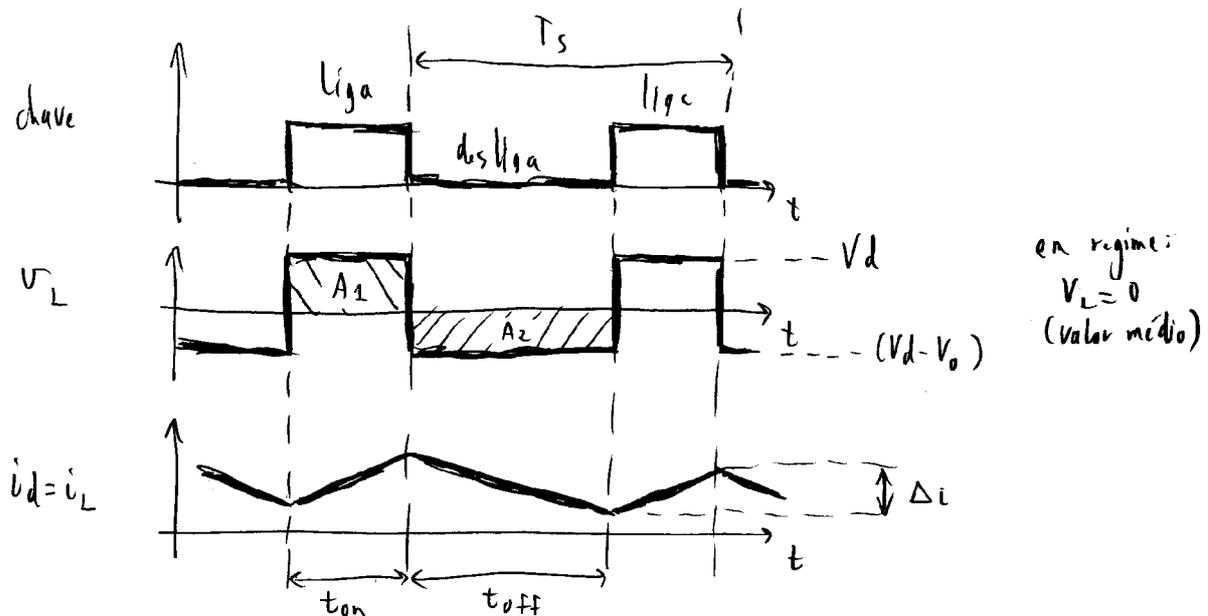


Fig. 3.3: Formas de onda para o conversor elevador (regime de continuidade de corrente no indutor L).

3.3 Cálculos do valor médio de $v_0(t)$ ($= V_0$)

Sabe-se que, em regime permanente, o acréscimo na corrente $i_L(t)$ durante o período “liga” (chave CH fechada) deve ser igual ao decréscimo durante o período “desliga” (chave CH aberta). Se isto não ocorrer, os valores da corrente ao fim de cada período T_s não serão iguais, caracterizando o regime transitório. Assim:

- no intervalo “liga”: $\Delta i_L(\text{liga}) = \frac{V_d \cdot t_{on}}{L} = \frac{A_1}{L}$ (vide tensão v_L , figura 3.3);
- no intervalo “desliga”: $\Delta i_L(\text{desliga}) = \frac{(V_d - V_0) \cdot t_{off}}{L} = \frac{A_2}{L}$ (vide tensão v_L , figura 3.3);
- supondo-se que o capacitor C (figura 3.1) tenha valor suficientemente elevado, a variação da tensão de saída $v_0(t)$ pode ser desprezada, e $v_0(t) = V_0$. Logo, a corrente do indutor $i_L(t)$ varia linearmente (em rampas), conforme a figura 3.3;
- como se tem regime permanente:
 - $|\Delta i_L(\text{liga})| = |\Delta i_L(\text{desliga})|$ (em módulo, pois as derivadas têm sinal oposto);
 - ou seja, $A_1 + A_2 = 0$ (o fluxo magnético acumulado em L durante o período “liga” é totalmente descarregado no período “desliga”);
 - outra forma de se abordar a afirmação acima é se verificar que, em regime permanente, a tensão média no indutor L é nula ($V_L = 0$);

- logo: $A_1 + A_2 = V_d t_{on} + (V_d - V_0) t_{off} = V_d D T_S + (V_d - V_0) \cdot (1 - D) \cdot T_S = 0$;
- reagrupando:
 $V_d D T_S + V_d T_S - V_d D T_S - V_0 T_S + V_0 D T_S = 0 \Rightarrow V_d - V_0(1 - D) = 0$;
- Chega-se a $V_0 = \frac{V_d}{(1 - D)}$ (3.1)

Assim, para $D = 0 \Rightarrow V_0 = V_d$
 $D = \frac{1}{2} \Rightarrow V_0 = 2V_d$
 $D = 1 \Rightarrow V_0 \rightarrow \infty$

Mas, na prática, observa-se a curva $\frac{V_d}{V_0} = f(D)$ indicada em tracejado na figura 3.4, devido aos parâmetros parasitas, não considerados nesta análise.

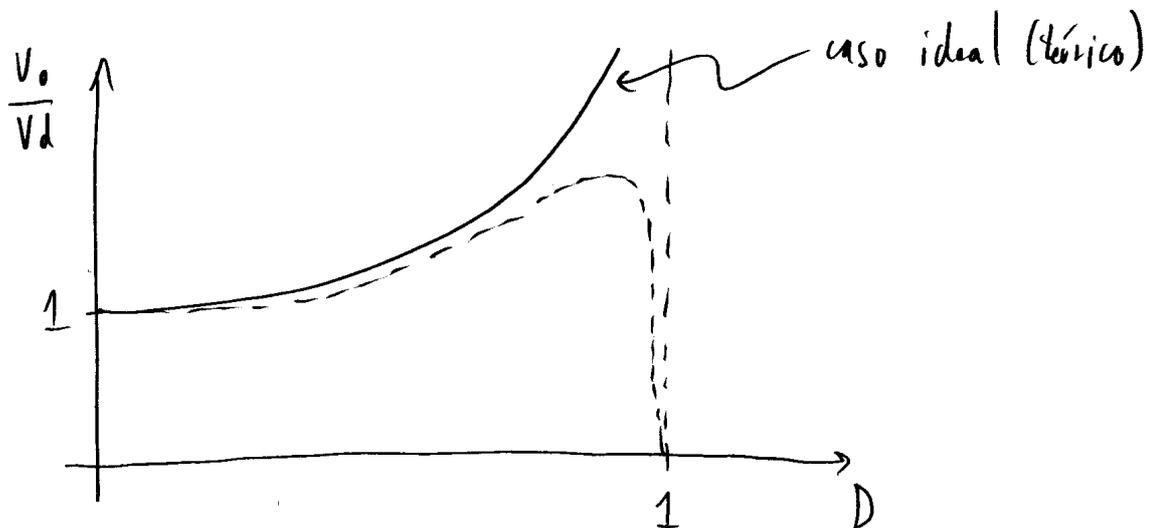


Fig. 3.4: Tensão V_0/V_d em função do ciclo de trabalho D para o conversor elevador (casos ideal e real).

3.4. Operação em regime descontínuo de corrente

Além dos dois estados mostrados na figura 3.2, se $i_L(t) = 0$, tem-se o terceiro modo de operação mostrado da figura 3.5, quando a chave e o diodo estão simultaneamente abertos.

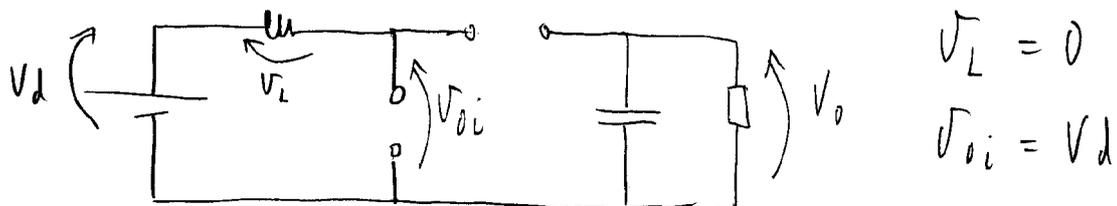


Fig. 3.5: Operação em regime descontínuo de corrente do conversor elevador.

As formas de onda passam a ser:

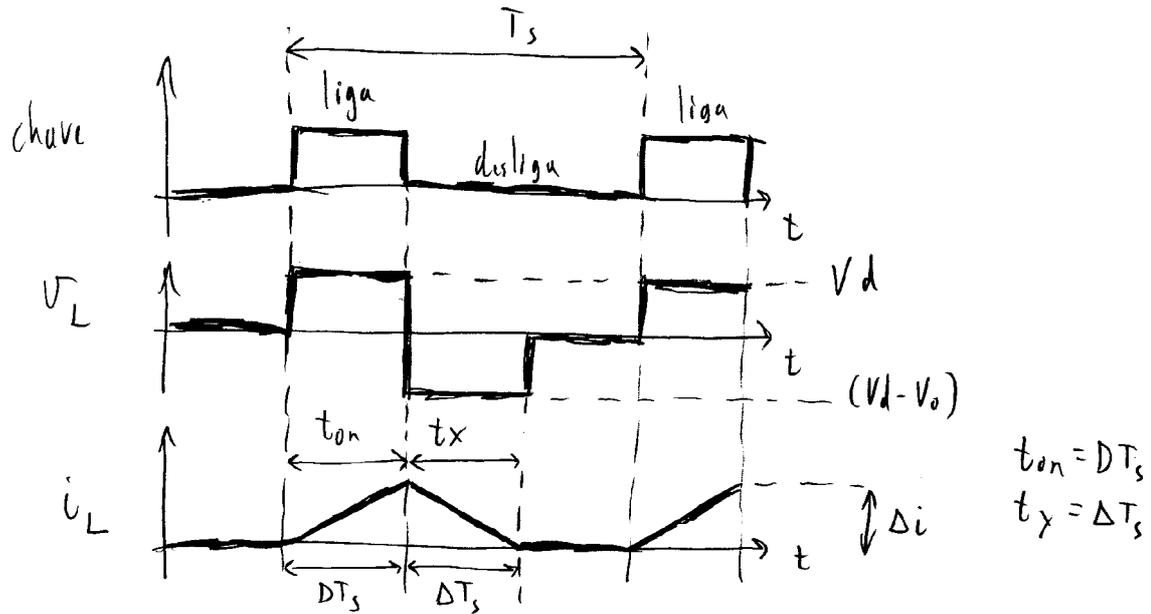


Fig. 3.6: Formas de onda do conversor elevador em descontinuidade de corrente no indutor.

Como em regime permanente a tensão média do indutor deve ser nula, ou, a área acima do eixo horizontal deve ser igual à abaixo do eixo, tem-se:

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_x = 0 \Rightarrow V_d \cdot D T_s + (V_d - V_o) \cdot \Delta T_s = 0 \Rightarrow V_o = \frac{V_d (D + \Delta)}{\Delta} \Rightarrow$$

$$V_o = V_d \left(\frac{D}{\Delta} + 1 \right) \quad (3.2)$$

Assim, para:

$$D = \frac{1}{2} \Rightarrow V_o = 2V_d$$

(em regime de continuidade de corrente)

$$D = \frac{1}{2} \text{ e } \Delta = 0,3 \Rightarrow V_{o\text{desc}} = \frac{V_d (0,5 + 0,3)}{0,3} = V_d \cdot \frac{0,8}{0,3} \Rightarrow V_{o\text{desc}} > V_o = 2V_d$$

(em descontinuidade de corrente)

4. O Conversor Elevador-Abaixador (“Buck-Boost”)

Aplicação: fontes com tensão de saída negativa e tensão de saída com valor médio maior ou menor (em módulo) que o valor médio da tensão de entrada.

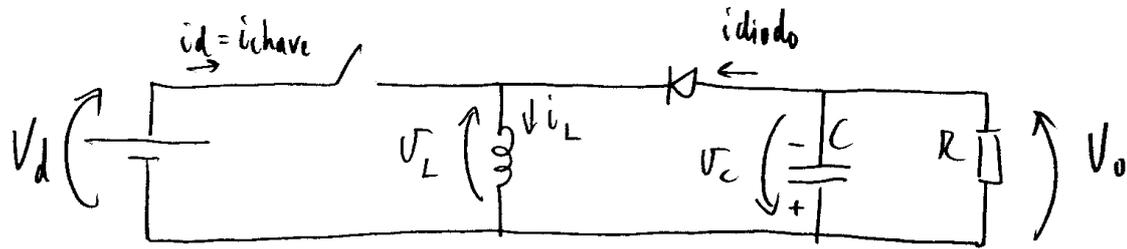
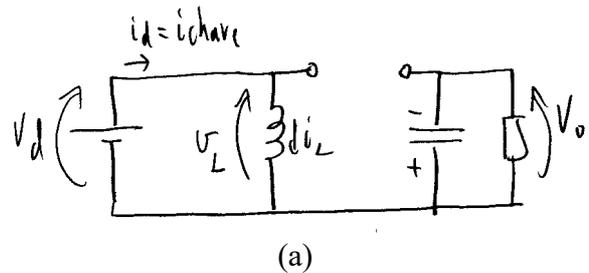


Fig. 4.1: Conversor elevador-abaixador.

Podem ser analisados dois circuitos diferentes, correspondentes aos dois estados de chave. A figura 4.2 apresenta estes circuitos, supondo-se que se está em regime permanente (ou seja, os valores médios de correntes e tensões nos componentes não estão se alterando a cada período T_s) e apresentando as condições de correntes e tensões em alguns componentes.

Período t_{on} (chave fechada):

- $i_{diodo} = 0$ (diodo reversamente polarizado)
- $v_L = V_d$
- $i_L(t) = i_L(T_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_d d\tau$ é crescente
(indutor recebe energia da fonte V_d)
- $v_o(t)$ decrescente
- $V_o = -V_C$ ($V_o < 0$)



Período t_{off} (chave aberta):

- $i_{diodo} = i_L$
- $v_L = V_o$
- $i_L(t) = i_L(T_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v_o d\tau$ é decrescente
(indutor envia energia ao capacitor C)
- $v_o(t)$ crescente
- $V_o = -V_C$ ($V_o < 0$)

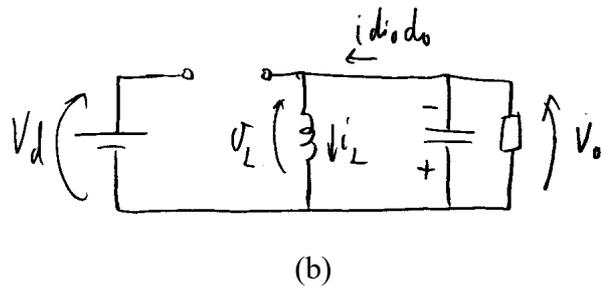


Fig. 4.2: Modos de operação do conversor “Buck-Boost”, com continuidade de corrente em L .

Com as condições expostas na figura 4.2, podem-se obter as formas de onda típicas deste conversor para o modo de operação com continuidade na corrente do indutor L , mostradas na figura 4.3.

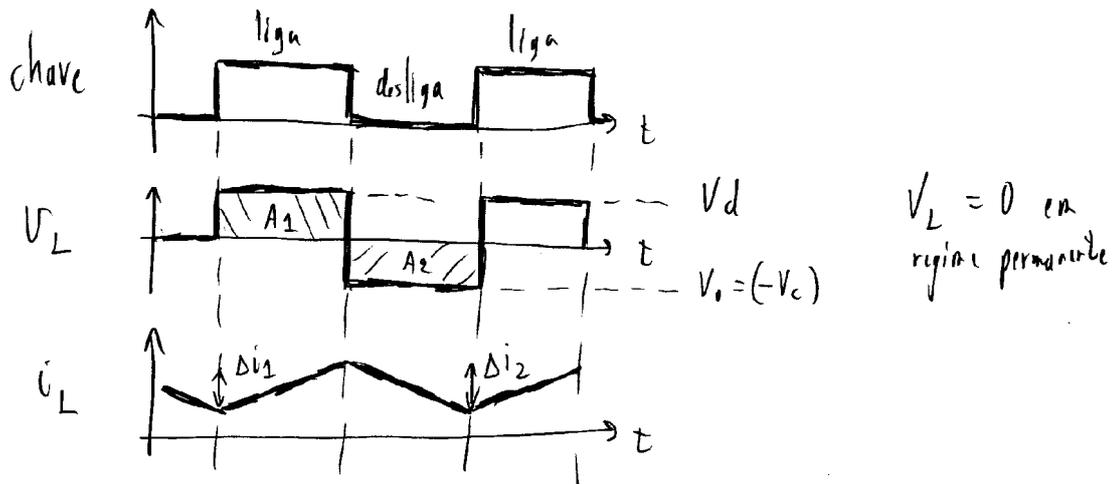


Fig. 4.3: Formas de onda para o conversor elevador-abaixador, em continuidade de corrente no indutor L .

4.1 Cálculo da tensão de saída V_0 (para $i_L > 0$):

Supõe-se operação em regime permanente $|\Delta i_1| = |\Delta i_2|$, o que força $|A_1| = |A_2|$ (figura 4.3). Lembrando que $\Delta I_1 = \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{A_1}{L}$ e $\Delta I_2 = \frac{V_0}{L} t_{off} = \frac{A_2}{L}$ (vide figura 4.2) e que $|\Delta i_1| = |\Delta i_2| \Rightarrow |A_1| = |A_2|$ tem-se $V_d t_{on} = -V_0 t_{off} \Rightarrow V_d \cdot D \cdot T_s = -V_0 (1-D) T_s$ logo:

$$V_0 = - \left(V_d \cdot \frac{D}{(1-D)} \right) \quad (4.1)$$

Em forma de gráfico:

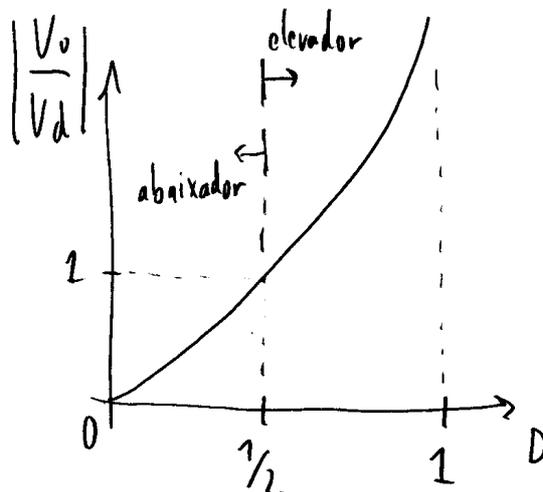


Fig. 4.4: Relação $|V_0/V_d|$ em função do ciclo de trabalho D , para o conversor elevador-abaixador operando em modo de continuidade de corrente no indutor L .

5. O Conversor Isolado Tipo “Forward”

Os conversores discutidos anteriormente, como o abaixador (“buck”), elevador (“boost”) e abaixador-elevador (“buck-boost”) não provêm isolamento elétrico (galvânica) entre suas entradas e saídas. Uma fonte chaveada, usando conversor “buck”, para alimentar um equipamento eletrônico poderia ser implementado a partir do circuito da figura 5.1, mas apresenta problemas:

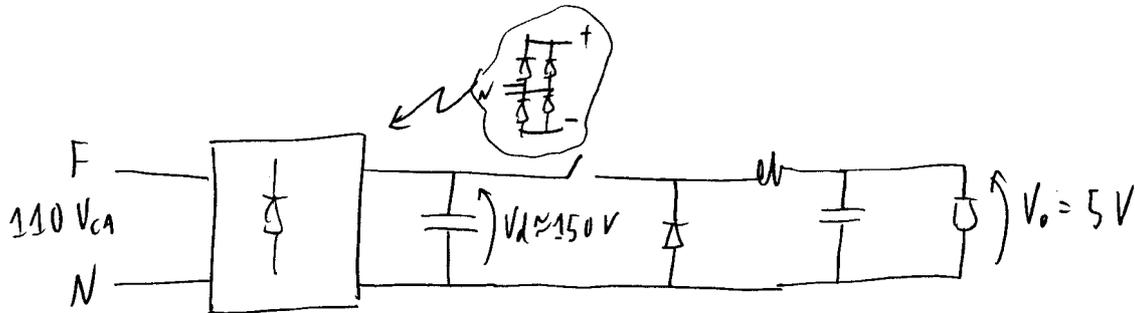


Fig. 5.1: Fonte chaveada implementada com conversor abaixador, sem isolamento elétrico entre entrada e saída.

- A ausência de isolamento elétrico faz com que a fase F e o neutro N sejam conectados alternadamente ao terminal negativo na saída da fonte, impedindo sua conexão ao terra;
- Outro problema é a grande diferença entre as tensões de entrada e de saída, impondo

$$\frac{t_{on}}{T_s} = D = \frac{5}{150} = 0,0333... \text{ , ou seja, valores de } t_{on} \text{ muito pequenos, de difícil obtenção.}$$

Os dois problemas acima poderiam ser solucionados com a inserção de um transformador ao conversor “buck” original.

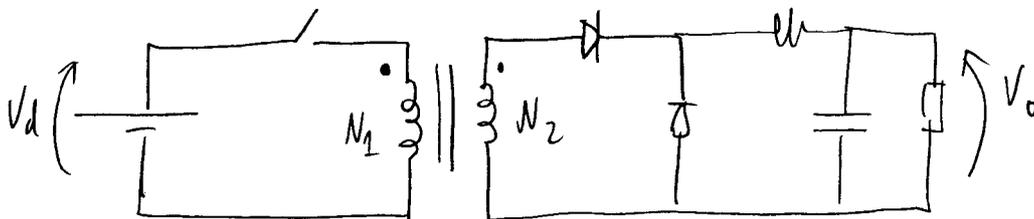


Fig. 5.2: Incorporação de um transformador ao conversor abaixador original (**circuito incorreto**).

Neste caso a tensão de saída seria:
$$V_o = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d \cdot D \quad (5.1)$$

O circuito da figura 5.2 é inviável pois:

- Sendo o transformador um circuito indutivo, não se pode interromper sua corrente com a abertura da chave;
- É preciso prover meios de desmagnetizar o núcleo do trafo (pois ele é alimentado com tensão de valor médio não nulo no primário).

Uma solução é a inclusão de um enrolamento desmagnetizador N_3 (em série com um diodo) ao transformador, conforme figura 5.3.

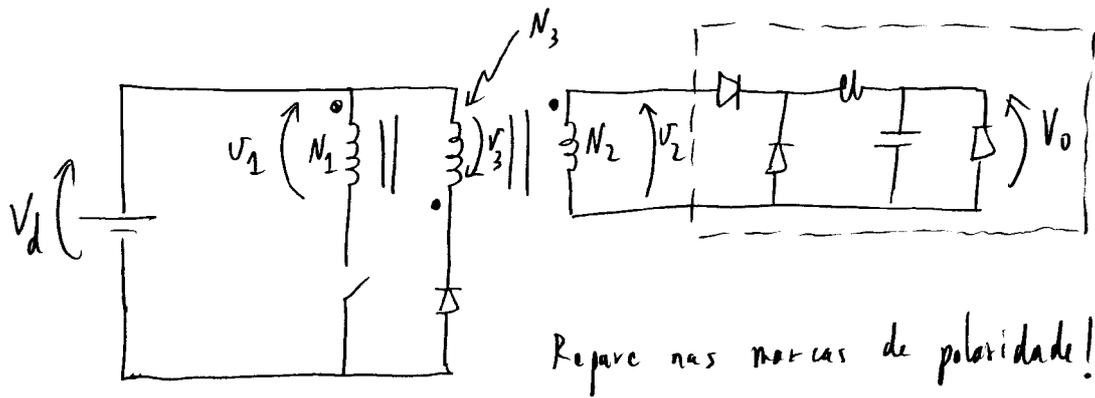


Fig. 5.3: Circuito com enrolamento desmagnetizante no transformador (conversor “forward”)

Para a explicação da operação de desmagnetização do núcleo pode-se desprezar inicialmente o circuito conectado a N_2 (ou seja, $i_2=0$). O trafo será considerado sem perdas, com indutância de dispersão nula e com indutância de magnetização L_{mag} finita. Estas considerações permitem que se obtenham três diferentes sub-circuitos, de acordo com o estado da chave e da energia de indutor L.

a) Chave ligada

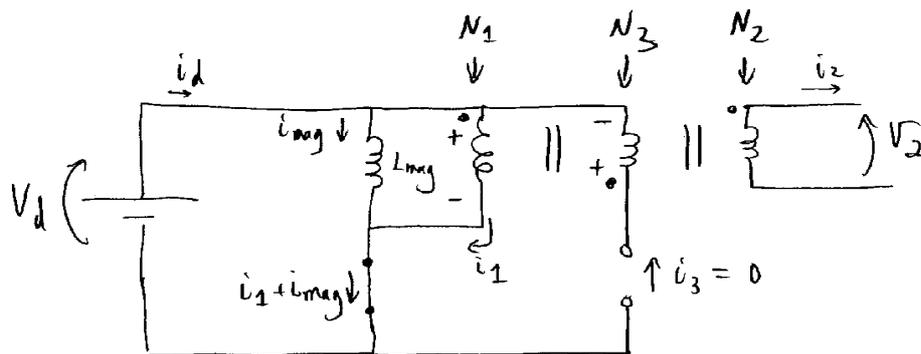


Fig. 5.4a: Circuito do conversor “forward” com a chave ligada.

Na condição da figura 5.4a, podem ser feitas as considerações:

- no início do período: $i_{mag}=0$, $\phi=0$ (corrente de magnetização nula, transformador com fluxo nulo);
- $i_d(t)=i_{mag}(t)=\frac{V_d \cdot t}{L_{mag}}$ (corrente de magnetização sobe em rampa, e $i_2=0$);
- $i_3=0$ (diodo em série com o enrolamento N_3 está reversamente bloqueado);
- $v_1=V_d$; $v_3=\frac{N_3}{N_1}v_d$; $v_2=\frac{N_2}{N_1}V_d$;
- Fluxo do núcleo: $v_1=N_1 \frac{d\phi}{dt}$

$$\phi(t)=\phi(0)+\frac{1}{N_1} \int_0^{\tau} v_1 d\tau, \phi(0)=0 \text{ . Logo } \phi(t)=\frac{v_d \cdot t}{N_1}$$

b) chave desligada com $\phi > 0, I_{mag} > 0$

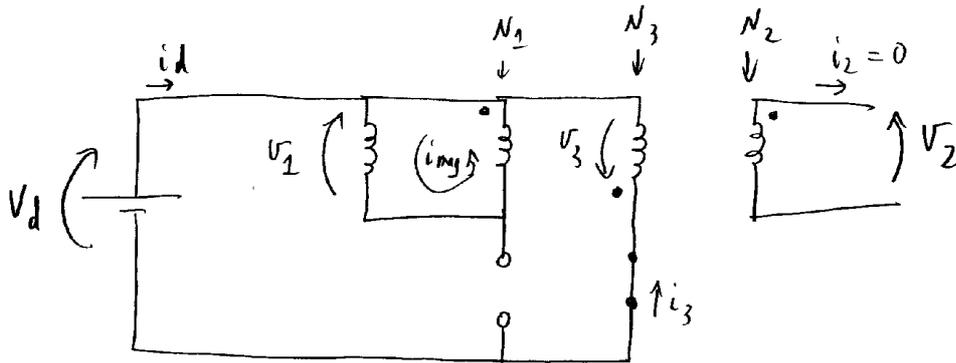


Fig. 5.4b: Circuito do conversor “forward” com a chave desligada e fluxo ϕ não nulo.

Ao se abrir a chave, a corrente i_{mag} penetra no terminal “não ponto” do primário N_1 . Como o fluxo ϕ não pode se alterar instantaneamente, tem-se uma corrente i_3 penetrando no terminal “ponto” de N_3 , cujo diodo em série passa a conduzir. Tem-se assim:

- $v_3 = -V_d$; $v_1 = \frac{-N_1}{N_3} V_d$; $v_2 = \frac{-N_2}{N_3} V_d$;
- $i_d = i_3$;
- $i_{mag}(t) = i_{mag}(t_0) + \frac{v_1(t-t_0)}{L_{mag}} = i_{mag}(t_0) - \frac{N_1}{N_3} \frac{V_d(t-t_0)}{L_{mag}}$ ($i_{mag}(t)$ é decrescente em rampa, pois V_d é constante);
- $\phi(t) = \phi(t_0) + \frac{v_1(t-t_0)}{N_1} = \phi(t_0) - \frac{N_1}{N_3} \frac{V_d}{N_1}(t-t_0) = \phi(t_0) - \frac{V_d}{N_3}(t-t_0)$ ($\phi(t)$ é decrescente em rampa).

c) Chave desligada com núcleo desmagnetizado ($i_{mag} = 0, \phi = 0$)

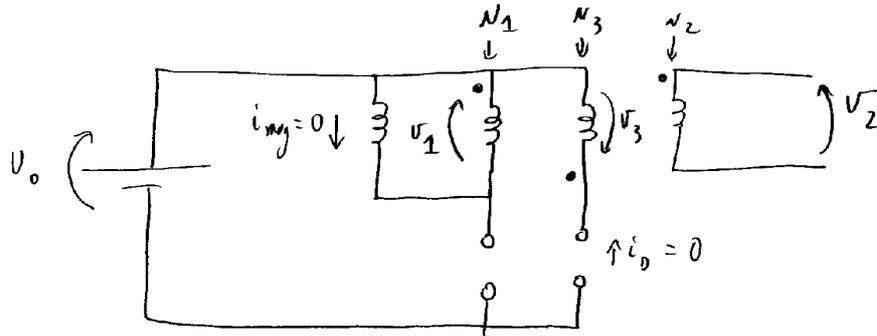


Fig. 5.4c: Circuito do conversor “forward” com a chave desligada e fluxo ϕ nulo.

A corrente de desmagnetização i_{mag} e o fluxo ϕ decrescem em rampa até se anularem, e o diodo em série com o enrolamento N_3 se desliga por falta de corrente.

- $v_1 = v_2 = v_3 = 0$ (não há mais variação de fluxo no transformador);
- $i_{mag} = i_d = i_3 = 0$;
- $\phi = 0$

Formas de onda típicas são mostradas na figura 5.5.

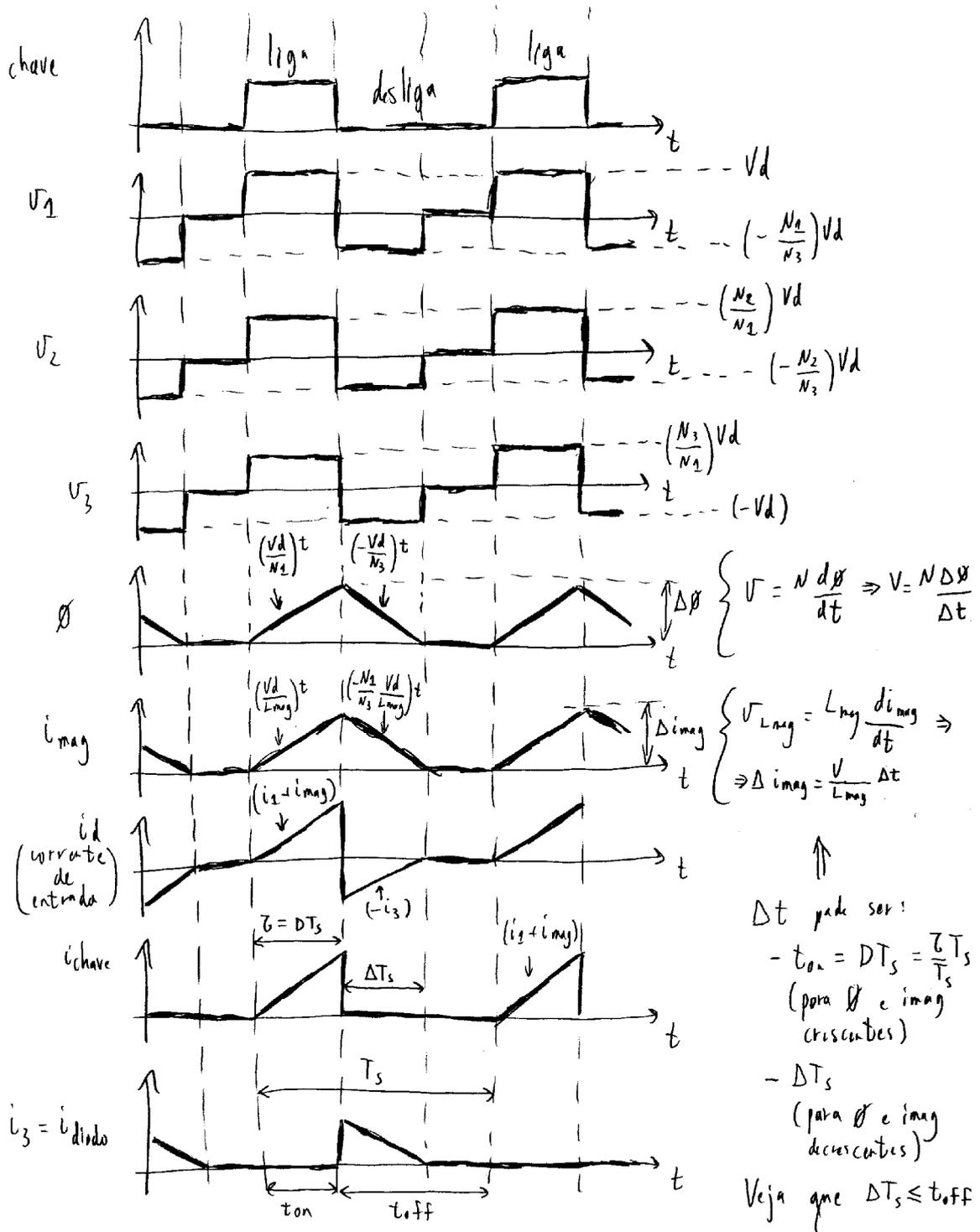


Fig. 5.5: Formas de onda típicas do conversor “forward”.

5.1 Determinação da tensão média de saída V_0

Identificando-se os componentes, tensões e correntes (com seus sentidos!) do secundário do conversor “forward” pode-se desenhar a figura 5.6. Com isso pode-se determinar a tensão média de saída V_0 .

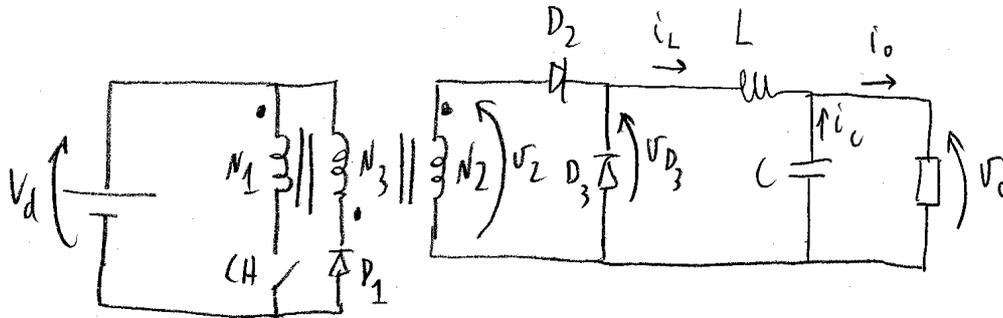


Fig. 5.6: Identificação de componentes, tensões e correntes no secundário do conversor “forward”.

As tensões v_2 e v_{D3} , bem como as correntes i_L e i_0 ficam:

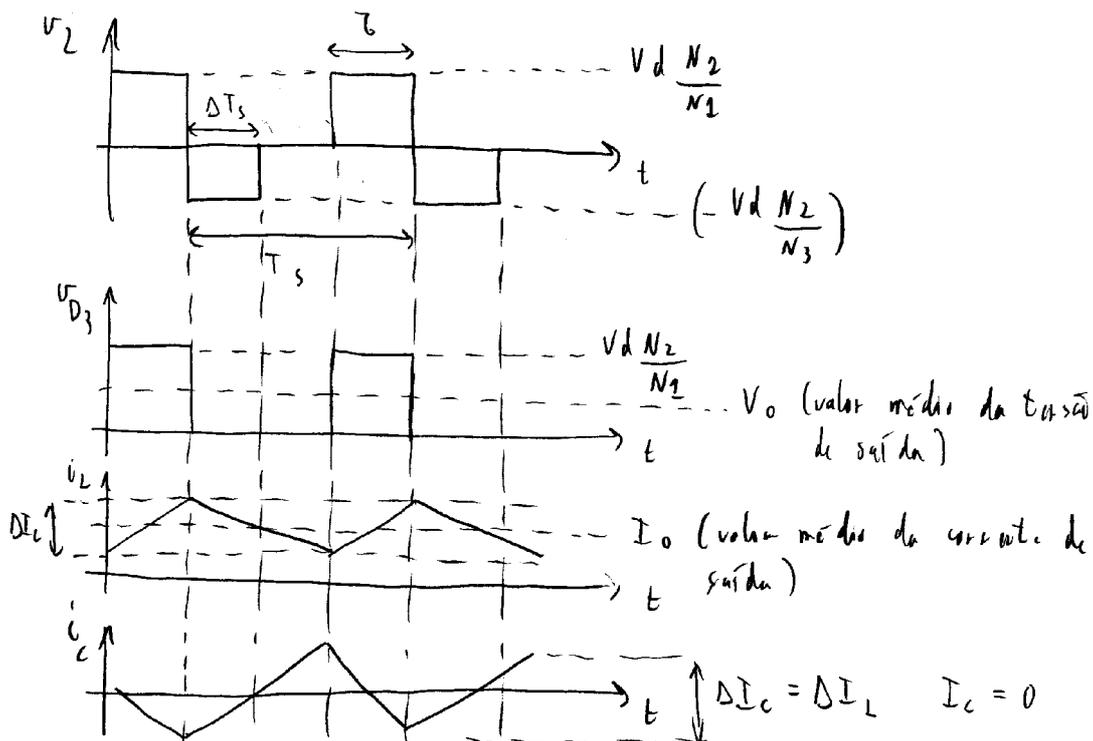


Fig. 5.7: Formas de onda no circuito secundário do conversor “forward”.

É importante lembrar que em regime permanente as tensões médias nos indutores e correntes médias nos capacitores do conversor CC/CC são nulas. Logo, supondo-se que o

capacitor de saída C seja suficientemente grande para se admitir tensão de saída praticamente constante ($\Delta v_0=0$) e igual a V_0 :

$$\left(V_d \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right) \cdot \tau - V_0 (T_s - \tau) = 0 \Rightarrow V_0 = V_d D \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{com } D = \frac{\tau}{T_s} = \frac{t_{on}}{T_s}) \quad (5.2)$$

$D_2 \text{ conduz} \quad D_2 \text{ bloqueado}$
 $D_3 \text{ bloqueado} \quad D_3 \text{ conduz}$

Note-se que o filtro LC (figura 5.6) está funcionando com continuidade de corrente em L, conforme se verifica nas formas de onda da figura 5.7. Isso garante que o valor médio de tensão no diodo D_3 seja igual ao médio de saída ($V_{d3}=V_0$).

5.2 Determinação da ondulação de tensão de saída ΔV_0

A ondulação de corrente no indutor ΔI_L é:

$$\Delta I_L = \frac{\left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_0 \right)}{L} \cdot \tau = V_0 \frac{(T_s - \tau)}{L} = \frac{V_0(1-D)T_s}{L} \approx \Delta I_C \quad (5.3)$$

Pois supõe-se $\Delta I_C \approx \Delta I_L$ por ser $\Delta V_0 \approx 0$ (V_0 praticamente constante). Deste modo, praticamente toda a ondulação de corrente no indutor se fecharia pelo capacitor. Outra hipótese possível para se considerar se $\Delta i_0 \approx 0$ é se supor a carga como um sorvedouro de corrente constante ($I_0 = \text{constante}$).

Na prática a ondulação de tensão na carga não é desprezível, e pode ser calculada:

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow \Delta I_c = C \frac{\Delta v_c}{\Delta t} = C \frac{\Delta V_0}{\Delta t} \Rightarrow \Delta V_0 = \frac{\Delta I_c \Delta t}{C} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_c \cdot T_s}{2}}{C} \quad \text{onde } \Delta Q$$

é a variação de carga em C.

$$\text{De (5.3): } \Delta V_0 = \frac{V_0(1-D)T_s}{L} \cdot \frac{T_s}{8C} = \frac{V_0(1-D)T_s^2}{8LC} \Rightarrow \frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{(1-D)T_s^2}{8LC} \quad (5.4)$$

Para as condições acima (corrente de saída praticamente constante ($I_0 \approx \text{constante}$ levando a $\Delta I_c \approx \Delta I_L$), a máxima ondulação de tensão de saída ocorre para o ciclo de trabalho $D = \frac{1}{2}$:

$$\frac{\Delta V_{0\text{máximo}}}{V_0} = \frac{T_s^2}{16LC} = \frac{1}{16LC f_s^2} \quad (5.5), \text{ onde } f_s = \frac{1}{T_s}$$

Conforme visto anteriormente na análise no domínio da frequência do filtro LC, para se ter uma filtragem efetiva adota-se uma frequência de chaveamento f_s bem maior que a frequência de ressonância do filtro LC:

$$\omega_s = 2\pi f_s \gg \omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{tipicamente } \omega_s \geq 10 \cdot \omega_c)$$

5.3 Outras maneiras de se desmagnetizar o núcleo

A fonte “forward” usa um enrolamento terciário para prover a desmagnetização do núcleo de seu transformador durante o período em que a chave CH está desligada. A figura 5.8 mostra outras maneiras de se realizar esta desmagnetização. Em todas elas o diodo D_d está bloqueado enquanto a chave CH está ligada. Quando CH é desligada, a indutância de

magnetização impõe uma força contra-eletromotriz que polariza D_d e descarrega o núcleo. No circuito (a) da figura 5.8, a tensão imposta em N_1 é somente a queda de tensão em D_d , o que torna mais longo o tempo necessário para a descarga do núcleo. No circuito (b) a presença do resistor R_d diminui este tempo e torna a descarga exponencial (com constante de tempo $\tau_{descarga} = R_d/L_{mag}$ (5.6) mais a queda de tensão constante em D_d). No circuito (c) a descarga se dá com tensão constante dada pela soma das tensões de D_d e do diodo zener. Em todos os casos há dissipação da energia de magnetização, diferente do circuito usando terciário, quando uma parte da energia de magnetização retorna à fonte V_d .

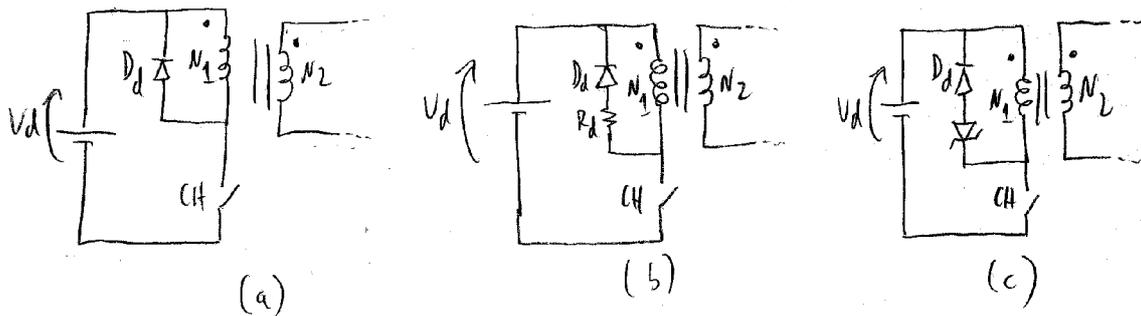


Fig. 5.8: Formas alternativas de se desmagnetizar o núcleo do conversor “forward”: (a) com diodo D_d ; (b) com diodo D_d e resistor R_d ; (c) com diodo D_d e diodo zener.

Exemplo 1: Calcular o máximo ciclo de trabalho D_{max} de uma fonte “forward”, em função da relação de transformação N_3/N_1 .

Solução: recorrendo-se às figuras 5.5 e 5.6, verifica-se que:

- Durante o período $t_{on} = \tau$ (chave fechada): $v_1 = V_d$, $0 \leq t \leq \tau$
No final do período τ tem-se uma corrente máxima de magnetização no primário com o valor $I_{mag\ pico1} = \frac{V_d \cdot \tau}{L_{mag1}}$ (5.7);
- Na abertura da chave CH , a corrente de magnetização aparece instantaneamente no enrolamento N_3 , mantendo-se a continuidade de fluxo no transformador, $I_{mag\ pico3} = \frac{N_1}{N_3} I_{mag\ pico1}$ (5.8), e a tensão no enrolamento primário fica $v_1 = -\frac{N_1}{N_3} V_d$, $\tau \leq t \leq (\tau + \Delta T_s)$ (5.9), onde ΔT_s é o tempo total de descarga do fluxo no núcleo do transformador;
- Em regime permanente, a tensão média no enrolamento primário do transformador é nula. Logo $V_d \tau - \frac{N_1}{N_3} V_d \Delta T_s = 0 \Rightarrow \frac{\Delta T_s}{\tau} = \frac{N_3}{N_1} \Rightarrow \frac{\Delta T_s}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} D$ (5.10);
- O máximo ciclo de trabalho D_{max} ocorre para $t_{onmax} = \tau_{max}$, supondo-se T_s fixo. Nesta situação o núcleo descarrega-se em $\Delta T_s = (T_s - \tau_{max})$ zerando o tempo em que a chave CH

está aberta e o núcleo desmagnetizado (condição da figura 5.4c). Logo, de (5.10):

$$\frac{\Delta T_S}{T_S} = \frac{(T_S - \tau_{max})}{T_S} = \frac{N_3}{N_1} D_{max} \Rightarrow 1 - D_{max} = \frac{N_3}{N_1} D_{max} \Rightarrow D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}} \quad (5.11)$$

• **Conclusões importantes:**

- o máximo ciclo de trabalho D_{max} depende idealmente somente da relação N_3/N_1 ;
- para o caso prático $N_1 = N_3$ tem-se $D_{max} = 1/2$.

Exemplo 2: Determinar a máxima tensão aplicada sobre a chave CH no conversor “forward”, em função da tensão de alimentação V_d e do ciclo de trabalho D .

Solução 1:

- por inspeção das figuras 5.4.b e 5.5, tem-se a máxima tensão na chave CH :

$$\bullet \quad V_{CH\ max} = V_d + V_d \frac{N_1}{N_3} = V_d \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) \quad (5.12)$$

- Como já foi determinado que $D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}}$ (5.11), deduz-se que $\frac{N_3}{N_1} = \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}}$;

- Logo $V_{CH\ max} = V_d \left(1 + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}}\right) \Rightarrow V_{CH\ max} = V_d \left(\frac{1}{1 - D_{max}}\right)$ (5.13)

Solução 2:

- Corrente de magnetização de pico no primário (equação 5.6): $I_{mag\ pico1} = \frac{V_d \cdot \tau}{L_{mag1}}$
- Corrente de magnetização de pico no terciário (equação 5.7): $I_{mag\ pico3} = \frac{N_1}{N_3} I_{mag\ pico1}$
- E tem-se $I_{mag\ pico3} = \frac{V_d \cdot \Delta T_S}{L_{mag3}} = \frac{V_d \cdot \Delta T_S}{L_{mag1}} \cdot \left(\frac{N_1}{N_3}\right)^2 \Rightarrow \tau = \Delta T_S \frac{N_1}{N_3} \Rightarrow \frac{N_1}{N_3} = \frac{\tau}{\Delta T_S}$
- Para $\Delta T_{Smin} = (T_S - \tau_{max})$ tem-se $\frac{N_1}{N_3} = \frac{\tau_{max}}{T_S - \tau_{max}} \Rightarrow \frac{N_3}{N_1} = \frac{1}{D_{max}} - 1 = \frac{1 - D_{max}}{D_{max}}$
- Logo, aplicando-se em 5.12, tem-se $V_{CH\ max} = V_d \left(\frac{1}{1 - D_{max}}\right)$ (5.13)

6. O Conversor Isolado Tipo “Fly-Back”

Outro circuito de conversor CC/CC isolado muito usado é o conversor tipo “fly-back” (vide figura 6.1).

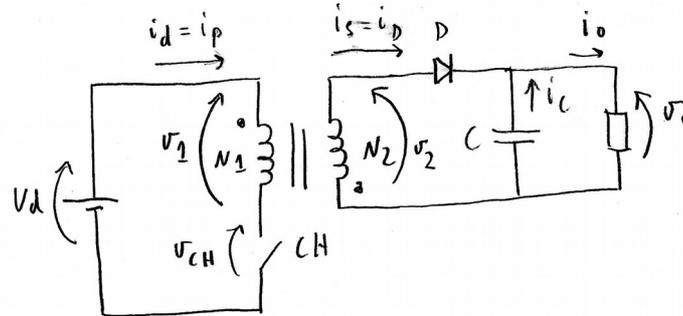


Fig. 6.1: Conversor CC/CC isolado tipo “fly-back”. Reparar nas marcas de polaridade do transformador.

Como feito anteriormente, a análise pode ser realizada através dos diversos subcircuitos, com a chave CH ligada e desligada. Serão analisados dois casos, o modo descontínuo (quando toda a energia do transformador é removida a cada ciclo de operação) e o modo contínuo (quando sempre há energia no transformador).

6.1 Modo de descontinuidade

No modo de descontinuidade, a cada ciclo a energia é inicialmente armazenada no enrolamento primário (fluxo magnético crescente) e em seguida descarregada pelo secundário para a saída (fluxo magnético decrescente). Ao fim do ciclo não há mais energia no transformador (fluxo magnético é nulo)

a) Chave fechada, $\phi > 0$, crescente

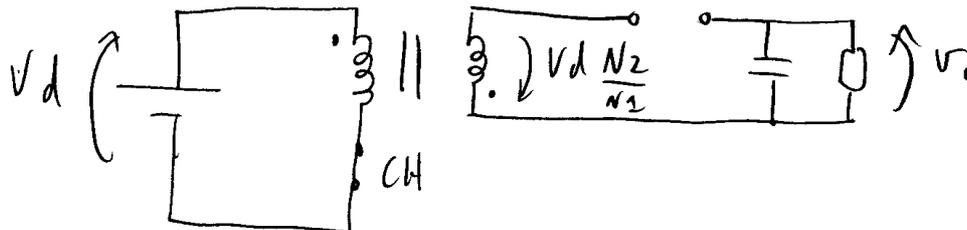


Fig. 6.2a: Circuito do conversor “fly-back” com a chave CH ligada.

- A polaridade do transformador bloqueia o diodo do secundário D, sendo a carga alimentada somente pelo capacitor C durante este intervalo;
- O fluxo do núcleo tem derivada positiva: como $v = N \frac{d\phi}{dt}$, ao final do período ligado τ tem-se $V_d = N_1 \frac{\Delta\phi}{\tau}$);
- Tensões: $v_1 = V_d$; $v_2 = -V_d \frac{N_2}{N_1}$; $v_{CH} = 0$

b) Chave aberta, $\phi > 0$, decrescente

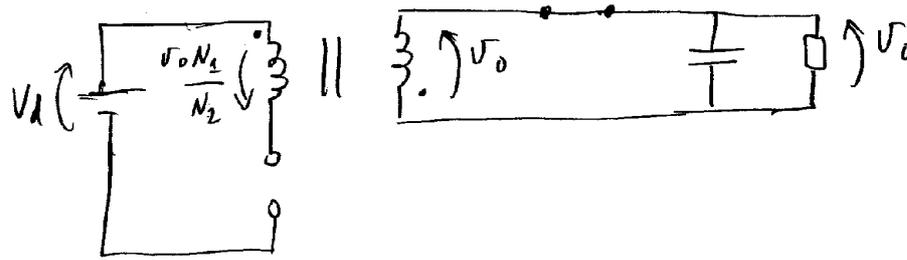


Fig. 6.2b: Circuito do conversor “fly-back” com a chave CH desligada, $\phi > 0$.

- A energia (magnética) armazenada no núcleo durante o período com chave fechada τ é descarregada pelo secundário para a saída (capacitor + carga);
- O fluxo do núcleo tem derivada negativa: como $v = N \frac{d\phi}{dt}$, a tensão induzida no enrolamento secundário tem sinal negativo, indicado na figura 6.2b, o que polariza diretamente o diodo D e aplica a tensão do secundário na saída, supondo-se o diodo D ideal (sem queda de tensão direta). Ao final de um tempo ΔT_s tem-se $V_0 = N_2 \frac{\Delta\phi}{\Delta T_s}$ supondo-se tensão de saída V_0 aproximadamente constante (capacitor C muito grande);
- Tensões: $v_1 = -V_0 \frac{N_1}{N_2}$; $v_2 = V_0$; $v_{CH} = V_d + V_0 \frac{N_1}{N_2}$

c) Chave aberta, $\phi = 0$

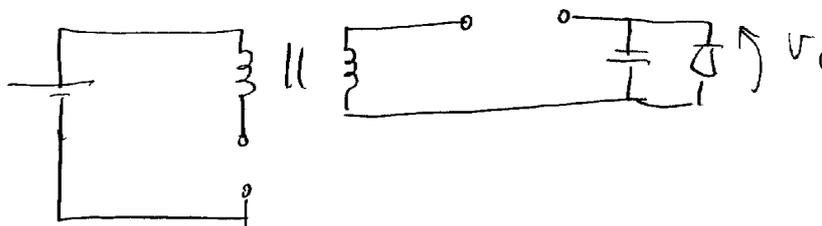


Fig. 6.2c: Circuito do conversor “fly-back” com a chave CH desligada, $\phi = 0$.

- A energia armazenada no transformador foi toda consumida pelo secundário, ou seja o fluxo do núcleo é nulo $\phi = 0$ (transformador totalmente descarregado);
- A carga é alimentada somente pelo capacitor C;
- Tensões: $v_1 = v_2 = 0$.

A figura 6.3 mostra as formas de onda típicas com descontinuidade de fluxo no transformador.

Note-se que o transformador do conversor “fly-back” comporta-se como dois indutores magneticamente acoplados, e não como um transformador convencional com presença simultânea de correntes no primário e no secundário.

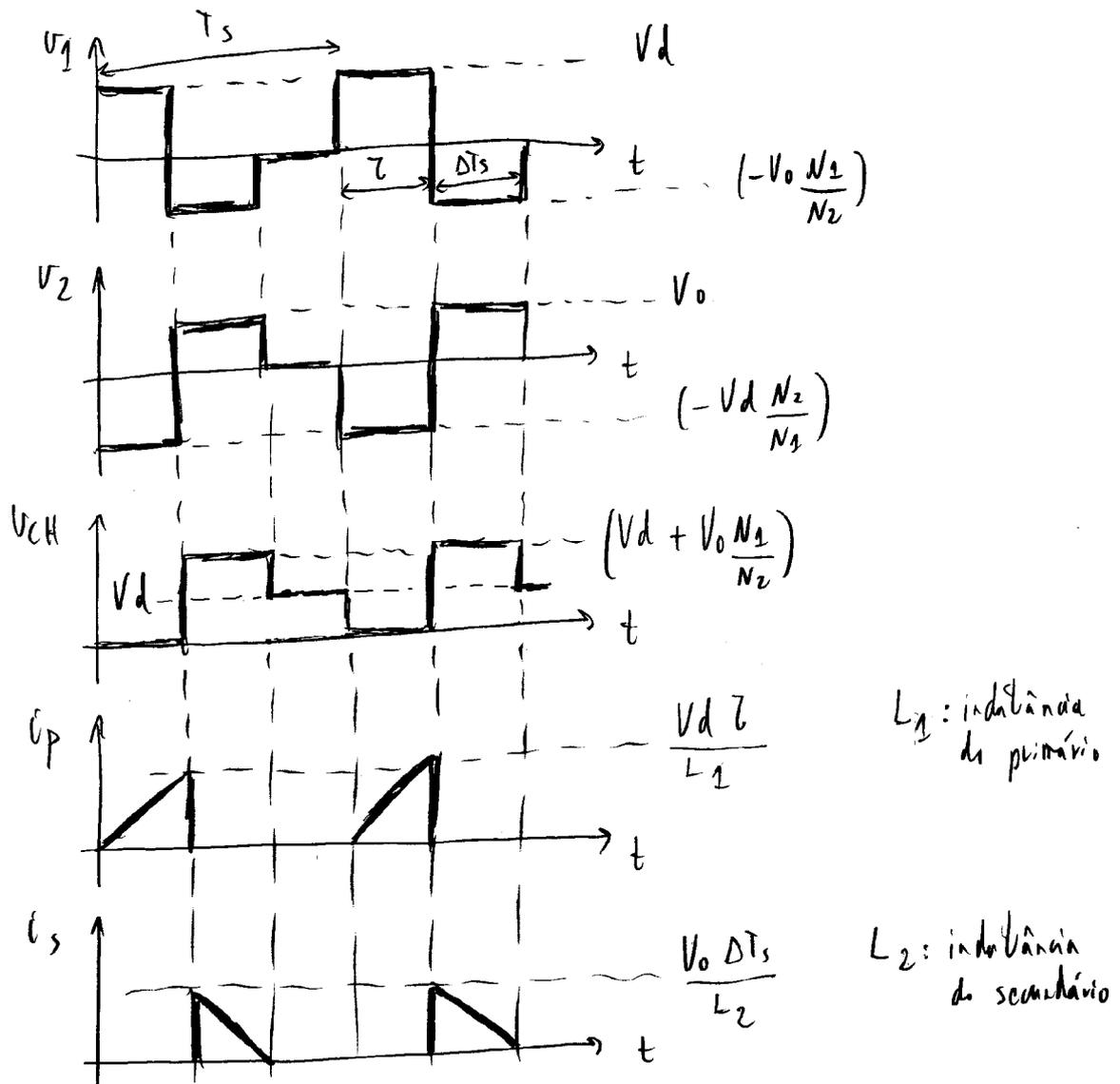


Fig. 6.3: Formas de onda típicas do conversor “fly-back” com descontinuidade de fluxo.

6.1.1 Determinação da tensão média de saída V_0

O fluxo magnético ao final do período com chave fechada é igual ao do início do período com chave aberta:

- Chave fechada: $\Delta\phi = V_d \frac{\tau}{N_2}$
- Chave aberta: $\Delta\phi = V_0 \frac{\Delta T_s}{N_2}$;

Logo,

$$|\Delta\phi| = V_d \frac{\tau}{N_1} = V_0 \frac{\Delta T_s}{N_2} \Rightarrow V_0 = \frac{N_2}{N_1} \frac{\tau}{\Delta T_s} V_d \quad (6.1)$$

6.1.2 Determinação das potências médias de entrada e saída no limite da descontinuidade de fluxo

Neste regime de descontinuidade de fluxo, supondo-se componentes ideais no conversor (conversor sem perdas) pode-se calcular as potências médias (ou ativas, em watts) no caso limite $\Delta T_s = (T_s - \tau_{max})$, ou seja, no limite da descontinuidade de fluxo:

Potência de entrada:

$$P_d = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_d(t) i_d(t) dt = \frac{V_d}{T_s} \int_0^{T_s} i_d(t) dt = \frac{V_d}{T_s} \cdot \frac{V_d}{L_1} \cdot \tau_{max} \cdot \frac{\tau_{max}}{2} \cdot \frac{1}{T_s} T_s = \frac{V_d^2 \tau_{max}^2}{2 L_1 T_s}$$

onde:

L_1 é a indutância de magnetização vista pelo primário;

$V_e = V_d$ tensão média de entrada;

I_p valor médio da corrente do primário (e $I_p = I_d$ corrente média da fonte).

Potência de saída:

$$P_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) i_0(t) dt = \frac{V_d}{T_s} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\tau_{max}}{(T_s - \tau_{max})} \cdot \frac{V_d}{L_1} \cdot \tau_{max} \cdot \frac{N_1 (T_s - \tau_{max})}{2 T_s} \cdot T_s = \frac{V_d^2 \tau_{max}^2}{2 L_1 T_s}$$

$$\text{Logo, } P_d = P_0 = \frac{V_d^2 \tau_{max}^2}{2 L_1 T_s} \quad (6.2)$$

A expressão 6.2 indica que, no regime de descontinuidade de fluxo, a potência de saída independe da carga, operando o circuito naturalmente com limitação de corrente. Isto se deve ao fato de que, a cada ciclo, o transformador absorve uma quantidade limitada de energia, que é entregue à saída.

6.2 Operação com continuidade de fluxo no transformador

No caso de operação com fluxo não nulo no transformador (continuidade de fluxo), as formas de onda da figura 6.4 substituem as da figura 6.3.

Em regime permanente, a variação de fluxo em um ciclo deve ser nula (ou seja, existe uma variação de fluxo quando a chave CH está fechada e a mesma variação $\Delta \Phi$ quando ela está aberta:

$$\frac{V_d \tau}{N_1} = \frac{V_o (T - \tau)}{N_2} = \frac{V_o (1 - D) T_s}{N_2} = 0 \Rightarrow V_o = V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1 - D} \quad (6.3)$$

Note-se que a equação (6.3) é semelhante à do conversor “buck-boost” (equação (4.1)), exceto pelo sinal e pela presença da relação de transformação. Admitindo circuito sem perdas, a corrente média de entrada $I_d = I_p$, que é a corrente média pela chave CH, pode ser calculada:

$$I_d = I_p = \frac{V_o I_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot I_o \quad (6.4)$$

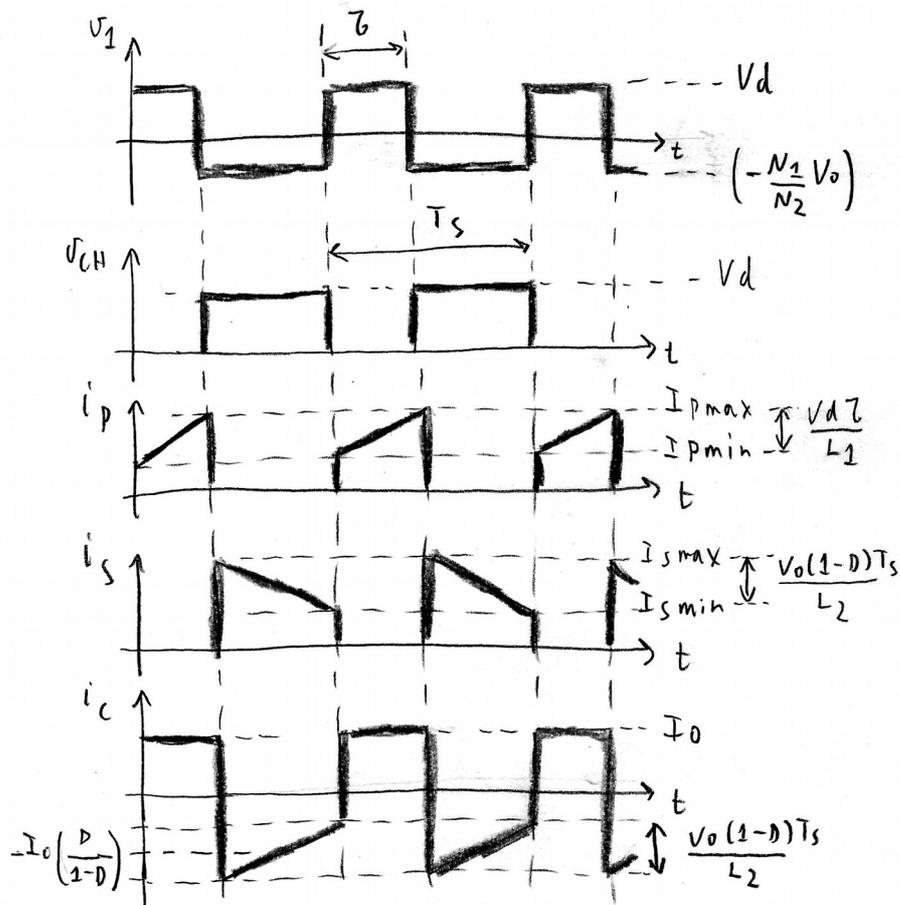


Fig. 6.4: Formas de onda típicas do conversor “fly-back”, com continuidade de fluxo no transformador.

A variação de corrente no primário ($I_{Pmax} - I_{Pmin}$) e no secundário ($I_{Smax} - I_{Smin}$) podem se equacionadas por (6.5) e (6.6), onde L_1 e L_2 são as indutâncias do transformador vistas pelo primário e pelo secundário respectivamente:

$$I_{Pmax} - I_{Pmin} = V_s \cdot \frac{T_s}{L_1} \quad (6.5)$$

$$I_{Smax} - I_{Smin} = V_o \cdot \frac{(1-D)T_s}{L_2} \quad (6.6)$$

As correntes de pico no primário e no secundário (que são as correntes de pico na chave CH e no diodo D, respectivamente) são dadas por:

$$I_{Pmax} = \frac{N_2 \cdot I_o}{N_1 \cdot (1-D)} + \frac{V_o \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_1} \quad (6.7)$$

$$I_{Smax} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot T_s}{2 \cdot L_2} \quad (6.8)$$

Sugere-se como exercício deduzir as expressões (6.7) e (6.8). A componente I_{Pmin} (e a refletida I_{Smin}) corresponde a uma parcela dependente da carga. Neste caso a potência des saída depende da carga, ao contrário do caso com descontinuidade de fluxo, e há a necessidade de se monitorar as correntes para que se possa prevenir sobrecorrentes.

7. O Conversor CC/CC Isolado Tipo “Push-Pull”

Os conversores “forward” e “fly-back” possuem somente uma chave, que deve manipular toda a potência da fonte. A fim de se diminuir a solicitação das chaves e/ou aumentar a potência de saída, duas chaves podem ser usadas.

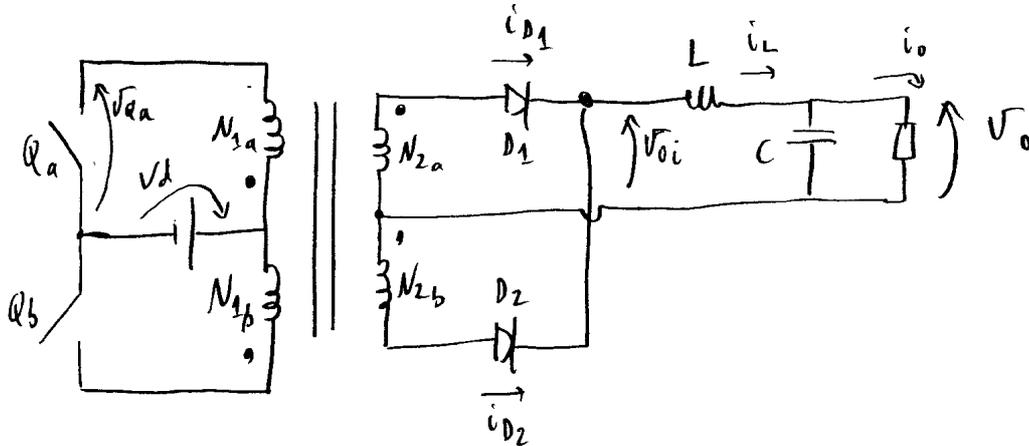


Fig. 7.1: Conversor CC/CC isolado tipo “push-pull”.

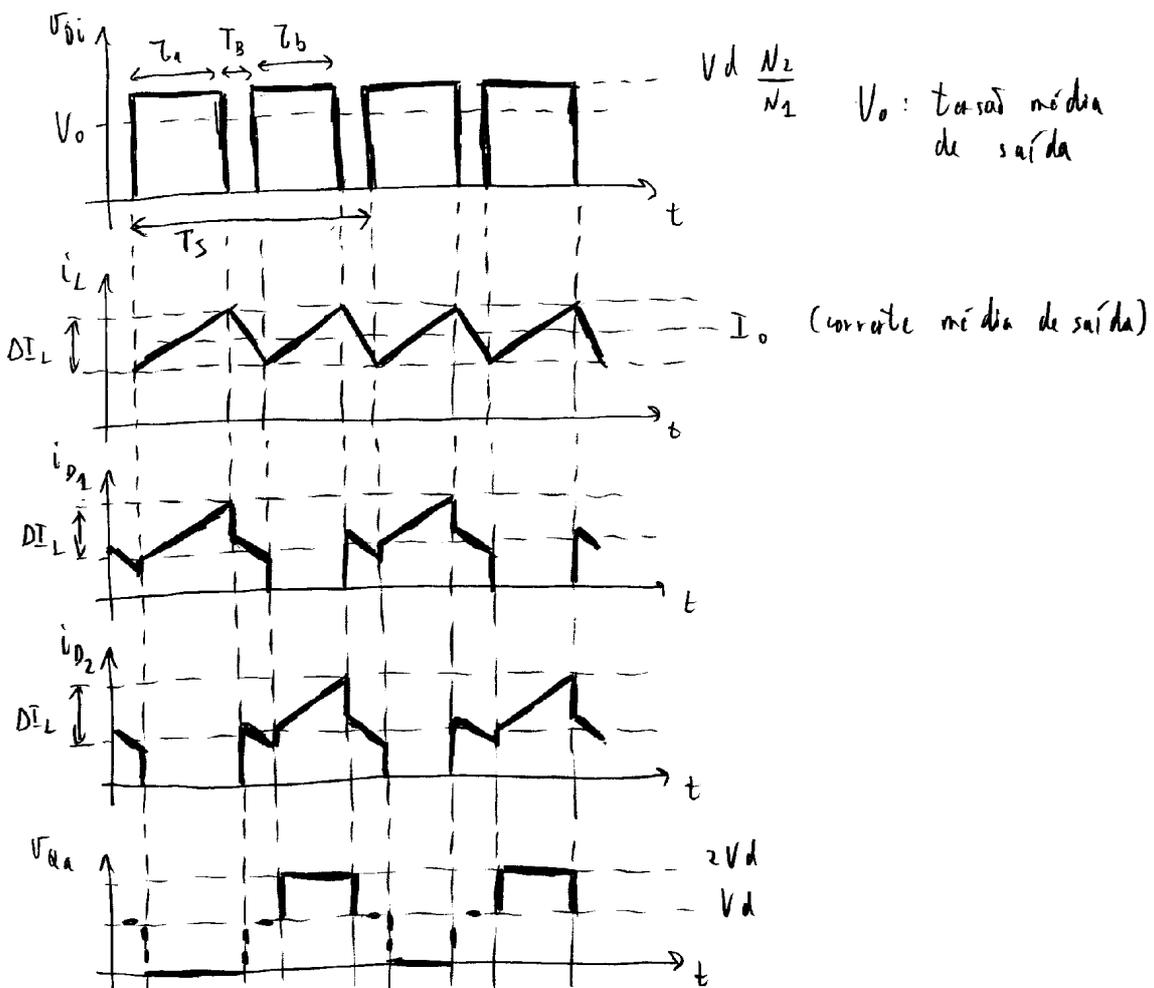


Fig. 7.2: Formas de onda típicas do conversor “push-pull”.

O circuito não necessita de enrolamento auxiliar de desmagnetização como o conversor “forward”, porque o transformador é submetido, em um ciclo, a uma tensão $+V_d$ seguida de $-V_d$, impondo uma variação de fluxo magnético com média nula.

Na prática deve-se impor um intervalo de tempo em que nem Q_a nem Q_b conduzam, a fim de se evitar condução simultânea de ambas as chaves. Este intervalo T_B é o tempo morto (“blanking time” ou “dead time”).

O secundário tem retificação em um caminho, com o enrolamento do transformador com derivação central (“center tap”). Isto evita na prática duas quedas de tensão direta nos diodos, o que ocorreria em uma retificação de dois caminhos (usando-se um retificador em ponte). Deve ser lembrado que para baixas tensões nominais de saída a queda de tensão em um diodo é significativa.

A figura 7.2 mostra formas de onda típicas. A chave Q_a conduz durante o intervalo τ_a . Neste intervalo a corrente pelo indutor L (i_L) passa pelo diodo D_2 . Durante o tempo morto T_B ambas as chaves estão bloqueadas e a corrente do indutor L divide-se igualmente pelos diodos D_1 e D_2 , que conduzem simultaneamente. Logo, neste intervalo T_B a derivada da corrente em cada diodo é a metade da derivada no indutor. A figura 7.3 ilustra o processo.

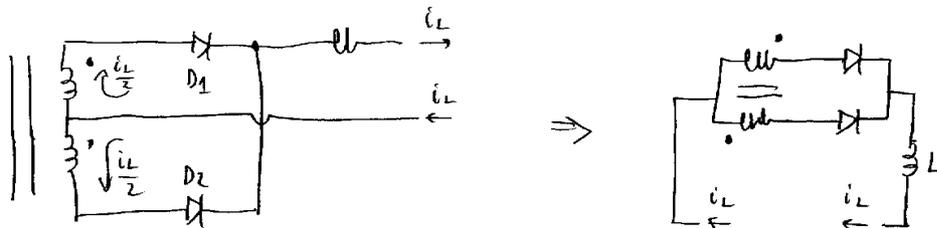


Fig. 7.3: Divisão de correntes nos diodos durante o intervalo T_B (tempo morto).

A indutância de dispersão do transformador leva à necessidade de diodos de retorno em (anti) paralelo com as chaves.

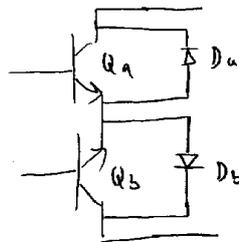


Fig. 7.4: Diodos de retorno nas chaves do conversor “push-pull”.

O fluxo magnético bidirecional neste conversor, em contraste com o fluxo unidirecional dos conversores “fly-back” e “forward” permite um melhor aproveitamento do material magnético (núcleo) do transformador. No entanto, qualquer pequena diferença nos tempos de condução τ_a e τ_b pode impor um valor médio de fluxo não nulo no núcleo, o que o levaria à saturação. Este problema é solucionado através do monitoramento e controle das correntes das chaves Q_a e Q_b . Como o valor médio da tensão no indutor L é nulo em regime, e admitindo-se T_B bem menor que τ_a e τ_b , tem-se a fórmula 7.1.

$$V_0 = 2V_d \frac{N_2}{N_1} D \quad (7.1)$$

Como $T_b > 0$, $D < 0,5$.

8. O Conversor CC/CC Isolado Tipo “Half-Bridge”

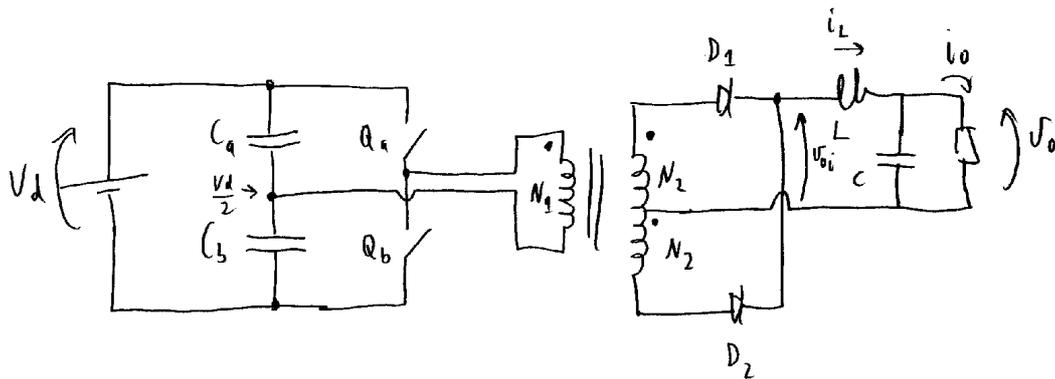


Fig. 8.1: Conversor CC/CC isolado tipo “half-bridge”.

Com o mesmo propósito de se aumentar a potência do conversor e se diminuir a solicitação da(s) chave(s) eletrônica(s) que leva ao uso do conversor “push-pull”, o conversor “half-bridge” (meia-ponte) pode ser empregado.

No “half-bridge” o acionamento das chaves aplica $V_d/2$ ao enrolamento primário do transformador, que ao contrário do “push-pull” não tem derivação central. O enrolamento secundário geralmente apresenta derivação central pelos mesmos motivos do conversor “push-pull” (perdas na queda direta dos diodos retificadores).

O circuito funciona com o acionamento complementar das chaves eletrônicas Q_a e Q_b , com um tempo morto T_B entre os acionamentos para se evitar curto-circuito da fonte V_d . Supondo-se os capacitores C_a e C_b suficientemente grandes, a tensão no ponto de interligação destes capacitores é igual a $V_d/2$ em relação ao terminal negativo da fonte V_d . Com isso, o acionamento da chave Q_a impõe tensão $V_d/2$ positiva no enrolamento N_1 (considerando-se a marca de polaridade de N_1) e o acionamento da chave Q_b impõe tensão negativa $-V_d/2$ ao enrolamento N_1 . Ilustra-se isso na figura 8.2.

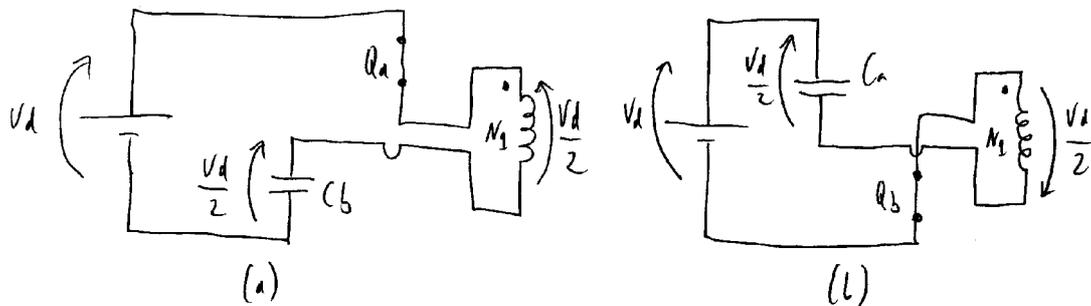


Fig. 8.2: Funcionamento do conversor “half-bridge” com o acionamento sequencial das chaves Q_a (a) e Q_b (b).

Nota-se claramente no “half-bridge” a necessidade de se ter o tempo morto T_B a fim de se evitar o curto-circuito da fonte V_d .

Uma vantagem do “half-bridge” em relação ao “push-pull” é que a corrente pelo enrolamento primário passa através de um capacitor (C_a ou C_b) que bloqueia a componente CC de corrente. Logo, o valor médio da tensão no enrolamento N_1 é sempre nulo, não se exigindo monitoração para se evitar saturação do transformador.

A desvantagem do “half-bridge” em relação ao “push-pull” é a necessidade de um isolamento elétrico entre o controle e o acionamento (polarização da base ou porta do transistor) da chave

eletrônica Q_a , ligada ao terminal positivo de V_d . Note-se na figura 8.3 que o potencial do emissor/fonte de Q_a varia entre zero e $+V_d$.

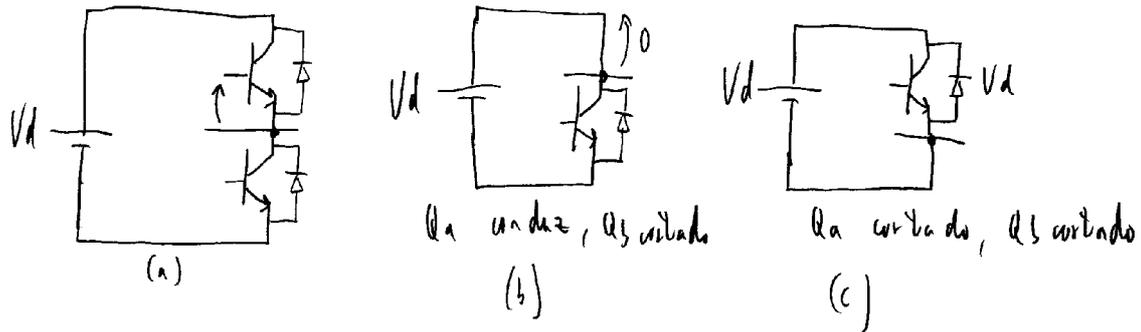


Fig. 8.3: Tensão na chave Q_a , mostrando a variação do potencial do emissor/fonte.

Os diodos em antiparalelo com Q_a e Q_b fornecem um caminho para a corrente devida à indutância de dispersão vista pelo primário do transformador durante o período T_B , quando ambas as chaves estão em aberto.

As formas de onda das tensões e correntes no secundário do “half-bridge” são idênticas às do “push-pull” (figura 7.2). Como a tensão do primário do transformador varia entre $+V_d/2$ e $-V_d/2$, o valor médio da tensão de saída é:

$$V_0 = V_d \frac{N_2}{N_1} D \quad (8.1)$$

com $0 < D < 1/2$, $T_B \ll \tau_a, \tau_b$

9. O Conversor CC/CC Isolado Tipo “Full-Bridge”

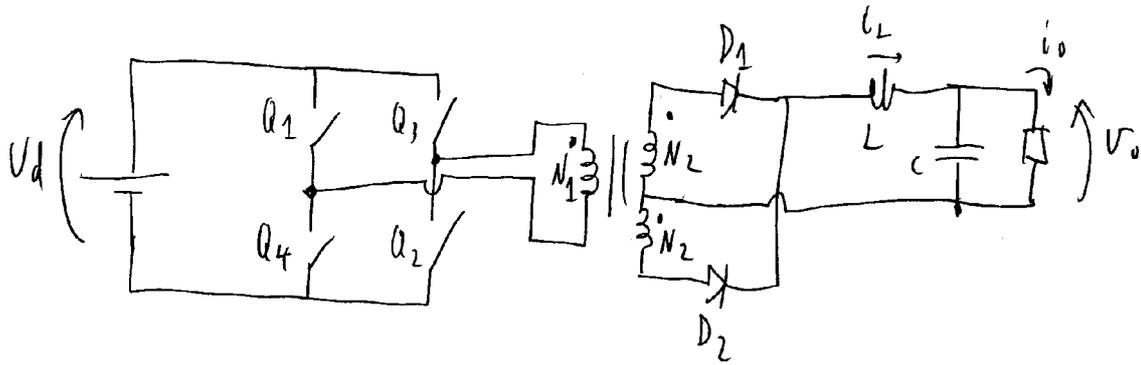


Fig. 9.1: Conversor CC/CC isolado tipo “full-bridge”.

O conversor “full-bridge” (ponte completa) pode ser usado para potências maiores que o “push-pull” e o “half-bridge” pelo fato de as correntes médias pelas chaves serem a metade do daqueles conversores (verificar!).

As formas de onda do secundário são as da figura 7.2, e a tensão média na saída é dada pela equação 9.1.

$$V_o = 2V_d \frac{N_2}{N_1} D, \quad 0 < D < 1/2 \quad (9.1)$$

10. Escolha do conversor CC/CC isolado

A figura 10.1 mostra qual topologia pode ser adotada para um conversor CC/CC, em função da tensão CC de entrada V_d e da potência média de saída P_0 . Esta figura foi retirada de: BROWN, M. *Practical Switching Power Supply Design*, Academic Press, 1990. É admitida em sua elaboração uma corrente de pico de 20 A para os transistores. Note-se que para tensões de entrada V_d abaixo de 10 V há uma dificuldade na escolha do conversor devido à baixa tensão de entrada. De modo geral, pode-se dividir os conversores por faixas de potência de saída P_0 :

- “fly-back”: $P_0 \leq 150 \text{ W}$
- “half-bridge”: $100 \leq P_0 \leq 400 \text{ W}$
- “push-pull”: $P_0 > 150 \text{ W}$
- “full-bridge”: $P_0 > 400 \text{ W}$

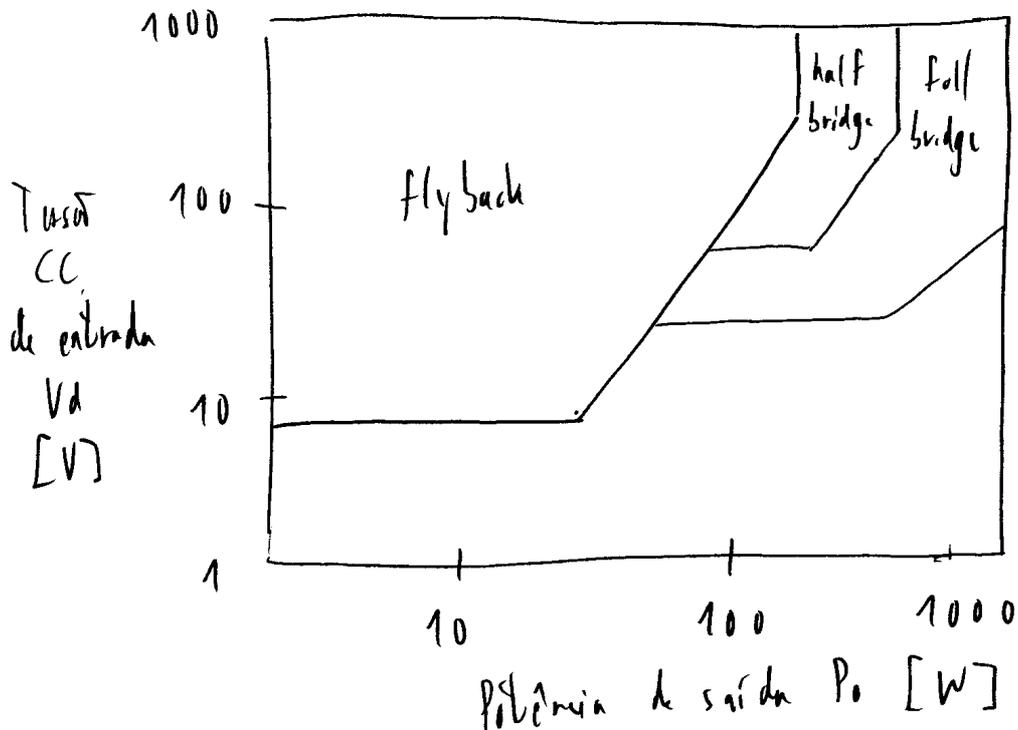


Fig. 10.1: Escolha do conversor CC/CC em função da tensão de entrada V_d e da potência média de saída P_0 .

11. Adendo a Conversores CC/CC

11.1 Cálculo simplificado da ondulação de tensão no conversor “buck”

Definindo componentes e sentidos de tensão e corrente no conversor “buck”:

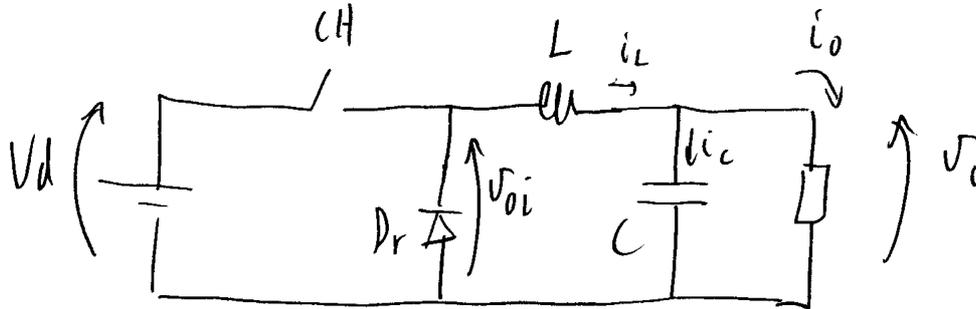


Fig. 11.1: Definição de nomes de componentes e sentidos de tensão e corrente no conversor “buck”.

A tensão na entrada do filtro LC é a tensão $v_{oi}(t)$ (tensão sobre o diodo de retorno D_r). Supondo-se que a ondulação de tensão de saída ΔV_o é muito menor que a tensão de saída V_o , a ondulação de corrente no indutor L tem formato aproximadamente triangular.

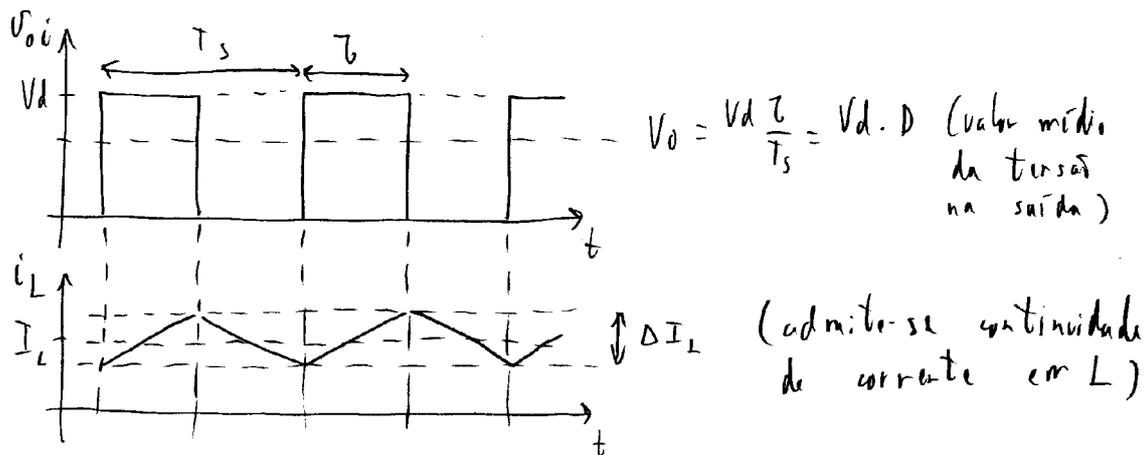


Fig 11.2: Formas de onda de tensão sobre o diodo de retorno D_r e corrente no indutor L .

A corrente média no indutor (I_L) é igual à corrente média de saída I_o , pois em regime permanente a corrente média no capacitor C é nula ($I_C=0$).

Em regime o capacitor C “absorve” a ondulação de corrente ΔI_L , indo para a carga somente o valor médio I_L (tem-se em valores médios $I_L=I_o$). Como o valor do capacitor é suficientemente grande, a variação de sua tensão ΔV_C é pequena comparada com a sua tensão média V_C . As formas de onda de corrente e tensão no capacitor são apresentadas na figura 11.3.

Como a ondulação de corrente do indutor fecha-se pelo capacitor, $\Delta I_C=\Delta I_L$, e pode ser obtido da equações do conversor “buck” (chave CH fechada/aberta).

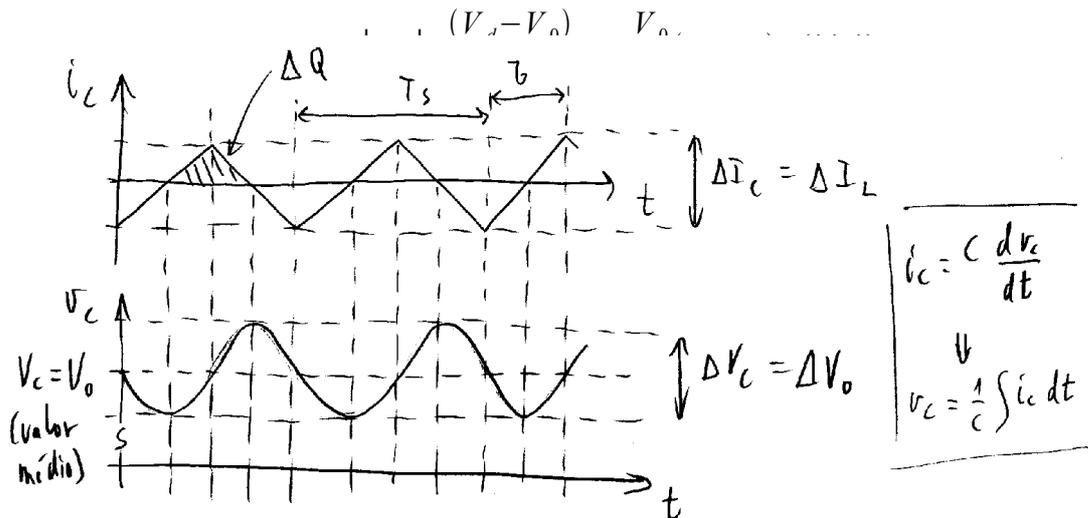


Fig. 11.3: Corrente e tensão no capacitor C .

A ondulação de tensão no capacitor é dado pela definição: $\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C}$, onde ΔQ é a variação de carga elétrica no capacitor. Ou seja, uma variação ΔQ de carga provoca uma variação ΔV_C no capacitor (ver gráficos da figura 11.3). Logo:

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta I_C \cdot T_s}{2} \Rightarrow \Delta V_C = \frac{\Delta I}{8 f_s C} \quad (11.2), \text{ com } f_s = \frac{1}{T_s}$$

11.2 Exemplo de projeto de conversor CC/CC “buck” (sem isolamento)

Neste exemplo, a chave eletrônica (transistor) é controlada por histerese, conforme figura 11.4.

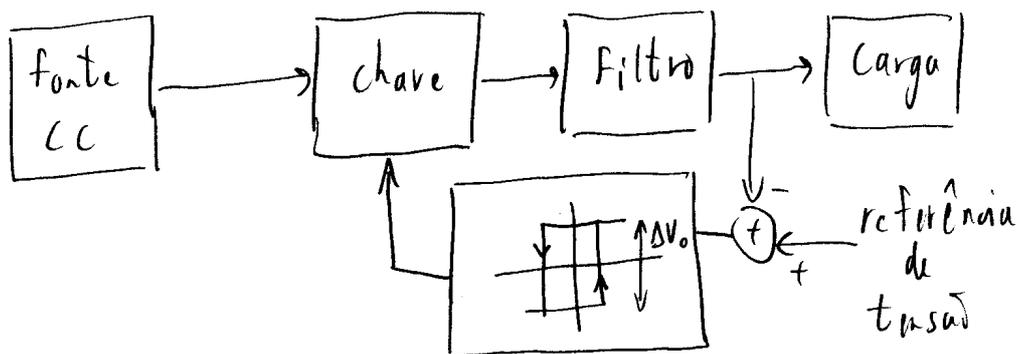


Fig. 11.4: Conversor CC/CC com chave controlada por histerese.

11.2.1 Princípio de funcionamento

O circuito da figura 11.4 monitora a tensão de saída V_0 , comparando-a com uma referência. Se a diferença entre ambas chega a $+\Delta V_0$ (ou seja, a tensão de saída fica ΔV_0 menor que a de referência), a chave é acionada, provocando uma variação (aumento) da tensão

de saída que anula o erro, o que é detectado pelo controle, que desliga a chave. Note-se que a frequência de funcionamento é fortemente dependente da característica de absorção de corrente pela carga (quanto maior a corrente drenada pela carga, maior a frequência com que a chave liga e desliga).

Neste exemplo o circuito é implementado com um transistor bipolar PNP como chave eletrônica e o controlador é um integrado regulador da família 78##.

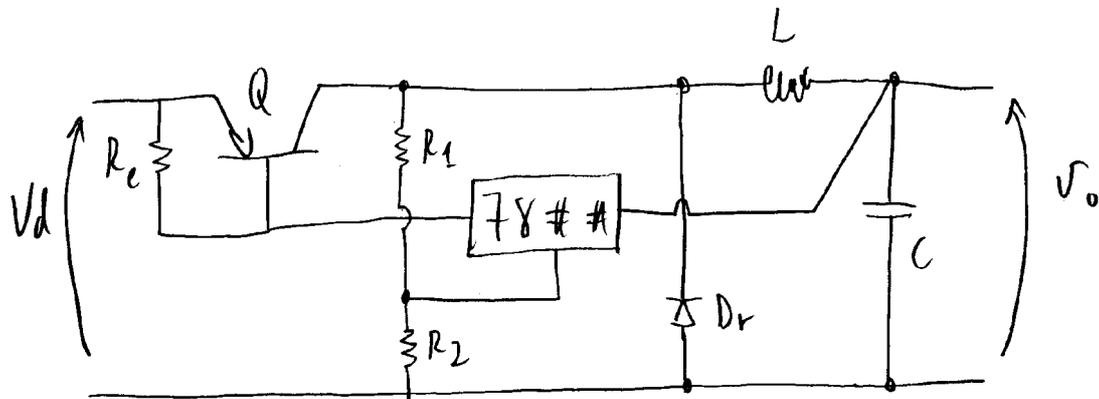


Fig. 11.5: Implementação de um conversor CC/CC “buck” com transistor bipolar PNP e integrado regulador da família 78## como controlador.

O funcionamento do circuito da figura 11.5 deve ser descrito pelas duas condições de operação, chave Q ligada e desligada.

- Chave Q ligada:

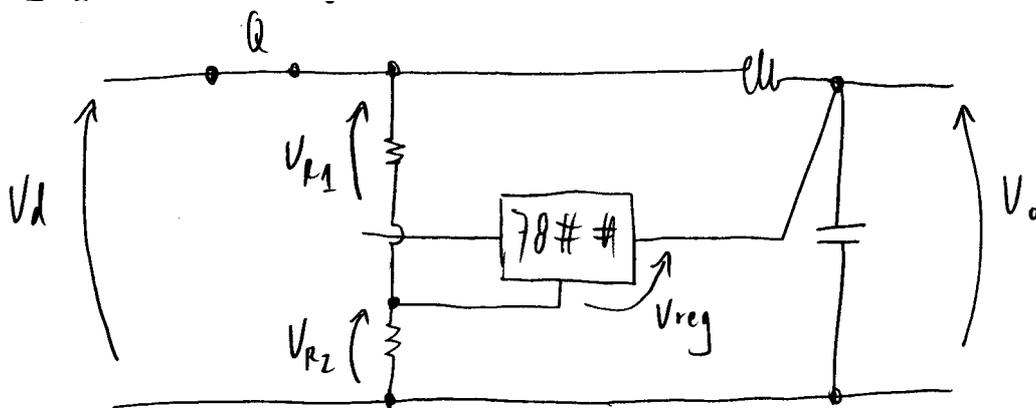


Fig. 11.6: Circuito com chave Q ligada.

O diodo de retorno D_r fica bloqueado, pois aplica-se $+V_d$ entre catodo-anodo. A chave Q ligada permite à fonte V_d alimentar a carga e carregar o capacitor C , através de L . A tensão de saída do regulador, suposta constante, é V_{reg} . A tensão de saída pode ser expressa por:

$$V_o = V_d \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) + V_{reg} \quad (11.3)$$

Se $R_2 \ll R_1$, a expressão 11.3 pode ser simplificada como:

$$V_o = V_d \left(\frac{R_2}{R_1} \right) + V_{reg} \quad (11.4)$$

A chave Q fica ligada até que a tensão de saída suba a um valor que diminua a corrente drenada pelo integrado 78## em sua entrada (base do transistor Q), bloqueando Q .

- Chave Q desligada:

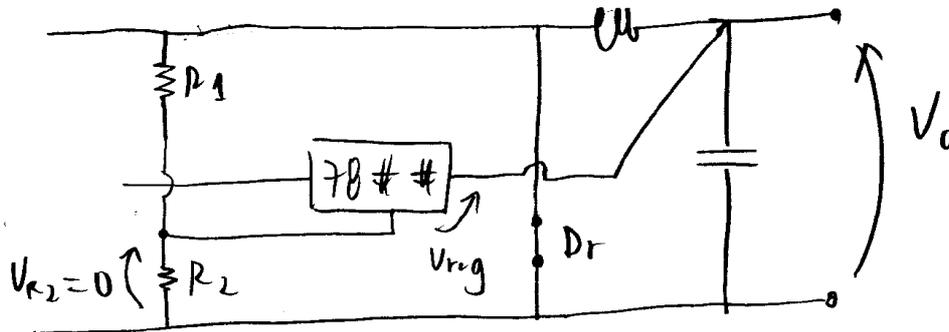


Fig. 11.7: Circuito com chave Q desligada.

Como a corrente pelo indutor L não pode ser interrompida, ela se fecha pelo diodo Dr , o que curto-circuita o divisor $R_1 R_2$. Com isso a tensão sobre o resistor R_2 é nula, logo a tensão de saída é $V_0 = V_{reg}$ (11.5), a própria tensão de saída do regulador integrado, suposta constante.

Em resumo:

- Chave Q ligada: $V_0 = \frac{V_d \cdot R_2}{R_1} + V_{REG} \quad (R_2 \ll R_1) \quad (11.4)$

- Chave Q desligada: $V_0 = V_{reg} \quad (11.5)$

Logo, a tensão de saída sofre uma variação $\Delta V_0 = V_d \frac{R_2}{R_1} \quad (11.6)$

11.2.2 Dados do exemplo e comentários

$V_0 = 5[V]$ (valor médio da tensão de saída)

$I_0 = 1 a 10[A]$ (faixa de variação da corrente média de saída)

$\Delta V_0 = 0,1[V_{pp}]$ (ondulação de tensão de saída, pico-a-pico)

$V_{dmax} = 24[V]$ e $V_{dmin} = 15[V]$ (faixa de variação da tensão de entrada)

$f_{smin} = 20[kHz]$ (frequência mínima de operação)

Podem ser feitos alguns comentários a partir destes dados:

- A corrente de saída mínima de 1 [A] indica que o circuito opera na condição de continuidade de corrente no indutor L ;
- A ondulação de tensão de saída $\Delta V_0 = 0,1[V_{pp}]$ é bem superior à de uma fonte linear com regulador integrado (que é tipicamente $\Delta V_0 \sim 5[mV]$), mas este valor é normal em fontes chaveadas;
- Uma das grandes vantagens de se usar uma fonte chaveada está na ampla variação de tensão de entrada (dependendo do projeto). Neste caso $15[V] \leq V_d \leq 24[V]$;
- A frequência mínima $f_{smin} = 20[kHz]$ destina-se a evitar geração de ruído acústico audível, proveniente do indutor (vibração do enrolamento e do núcleo) e do transistor.

11.2.3 Resolução com comentários

Como é um conversor “buck” a relação entre tensões de entrada e de saída é:

$$V_0 = V_d \frac{\tau}{T_S} \Rightarrow \tau_{max} = \frac{V_0}{V_{dmin} \cdot f_{Smin}} \quad (11.7), \text{ e } \tau_{max} = \frac{5}{15 \cdot 20k} = 16,6 [\mu s]$$

A variação de corrente ΔI no indutor L , com a chave Q fechada é:

$$\Delta I = \frac{(V_{dmax} - V_0)}{L} \cdot \tau_{min} = \frac{(V_{dmin} - V_0)}{L} \cdot \tau_{max} \quad (11.8)$$

supondo V_0 e ΔI praticamente constantes com a variação de tensão de entrada V_d .

A equação (11.8) considera que o máximo tempo com Q ligado (τ_{max}) ocorre com a mínima tensão de entrada (V_{dmin}) e que o mínimo tempo com Q ligado (τ_{min}) ocorre com a máxima tensão de entrada (V_{dmax}). Isolando-se τ_{min} :

$$\tau_{min} = \frac{(V_{dmin} - V_0)}{(V_{dmax} - V_0)} \cdot \tau_{max} \quad (11.9), \text{ e se obtém } \tau_{min} = \frac{(15 - 5)}{(24 - 5)} \cdot 16,6 \mu = 8,77 [\mu s]$$

A corrente mínima de saída $I_{0min} = 1[A]$ implica em uma ondulação de corrente no indutor $\Delta I = 2I_{min} = 2[A]$, ou seja, nesta condição se está no limite de descontinuidade de corrente em L .

A frequência de operação máxima ocorre com mínimo τ (τ_{min}). Note-se que neste caso a tensão de entrada é necessariamente a máxima (V_{dmax}) no denominador (ou seja, não se deve usar τ_{min} com V_{dmin} para simplesmente se obter o mínimo matemático, pois não teria sentido físico de acordo com o funcionamento do circuito).

$$f_{Smax} = \frac{V_0}{V_{dmax} \tau_{min}} \quad (11.10), \text{ logo } f_{Smax} = \frac{5}{24 \cdot 8,77 \mu} = 23,75 [kHz]$$

O indutor L pode ser calculado na situação com V_{dmax} e τ_{min} ou V_{dmin} e τ_{max} :

$$L = \frac{(V_{dmax} - V_0)}{\Delta I} \cdot \tau_{min} = \frac{(V_{dmin} - V_0)}{\Delta I} \cdot \tau_{max} \quad (11.11)$$

$$\text{logo } L = \frac{(24 - 5)}{2} \cdot 8,77 \mu = \frac{(15 - 5)}{2} \cdot 16,6 \mu = 83 [\mu H]$$

O capacitor C pode ser calculado pela fórmula simplificada (11.2):

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot f_{Smin} \cdot \Delta V_0} = \frac{2}{8 \cdot 20k \cdot 100m} = 125 [\mu F]$$

Note-se que se empregou f_{Smin} para se obter C . Deste modo, se a frequência subir, a ondulação ΔV_0 diminui.

Como se concluiu pela equação (11.6), R_1 e R_2 relacionam-se com ΔV_0 :

$$\Delta V_{0(max)} = \frac{R_2}{R_1} V_{dmax} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = 240$$

Deve-se arbitrar um dos resistores para se calcular o outro. É conveniente se escolher um valor baixo para R_2 , visto que o circuito terá sua tensão de saída com maior ondulação com a

tensão do terminal comum do regulador “flutuando” muito acima da terra (vide figura 11.6, que mostra que com a chave Q ligada a tensão de saída é a soma da tensão de saída do regulador mais a queda em R_2). Escolhendo-se $R_2=5[\Omega]$, resulta em $R_1=1200[\Omega]$.

Como visto na figura 11.5, o resistor de polarização R_e destina-se a alimentar (polarizar) o integrado regulador, independente da chave Q estar aberta ou conduzindo.

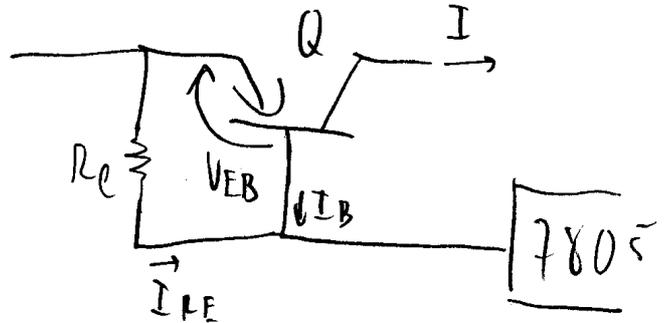


Fig. 11.8: Polarização do integrado regulador através do resistor R_e .

Com Q conduzindo, a corrente que entra no integrado é (vide figura 11.8):

$$I_{Re} + I_B = \frac{V_{EB}}{R_e} + I_B \quad (11.12)$$

Neste caso, a tensão na entrada do integrado é (vide figura 11.9):

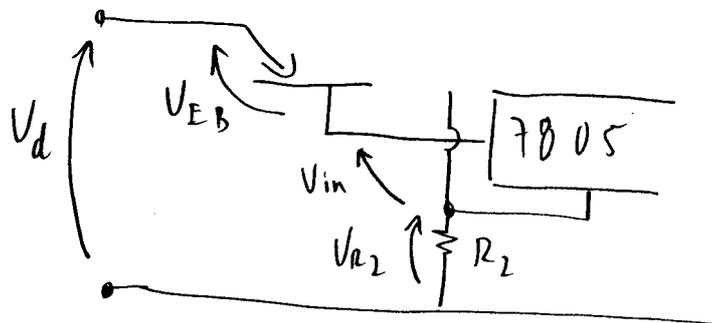


Fig. 11.9: Tensão na entrada do integrado regulador de tensão, com transistor Q conduzindo.

A tensão na entrada do integrado V_{in} é a encontrada entre seu terminal de entrada e seu terminal comum. Logo, $V_{in} = V_d - V_{EB} - V_{R2} = V_d - V_{EB} - V_d \frac{R_2}{R_1}$ (11.13). Com tensão mínima na entrada do integrado (V_{dmin}), $V_{in} = 15 - 0,7 - \frac{15 \cdot 5}{1200} \Rightarrow V_{in} = 14,2[V]$.O manual do integrado 7805 aponta uma tensão de entrada mínima $V_{inmin} = 7,3[V]$, logo o integrado funciona com $V_d = 15[V]$. Com $V_{dmax} = 24[V]$ também não há problema, pois $V_{inmax} = 35[V]$ de acordo com o manual.

Com a chave Q aberta, o circuito fica como na figura 11.10.

Da figura 11.10, $V_{in} = V_d - V_{RE}$ (11.14). A corrente quiescente máxima do integrado 7805 chega a $I_Q = 9,5[mA]$, então a equação que determina o valor de R_e pode ser determinada:

$$V_{in} = V_D - V_{Re} = V_d - R_e \cdot I_{Re} = V_d - R_e \cdot I_Q \Rightarrow R_e = \frac{V_d - V_{in}}{I_Q} \quad (11.15)$$

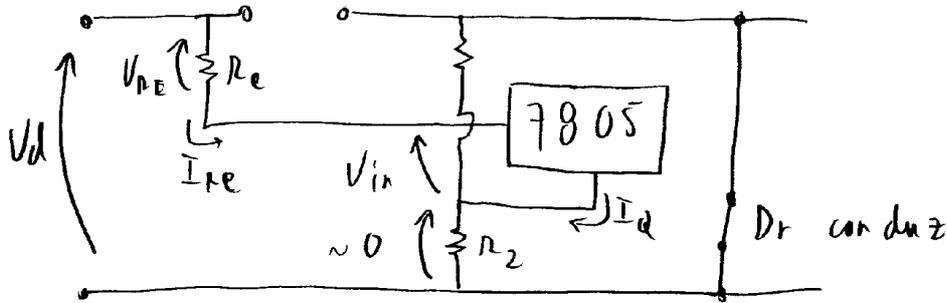


Fig. 11.10: Tensão na entrada do integrado regulador de tensão, com transistor Q bloqueado.

De (11.15): $R_e = \frac{V_{d\ min} - V_{in}}{I_Q} = \frac{15 - 14,2}{9,5\ m} = 84,2[\Omega]$. E arredondando-se para um valor comercial, escolhe-se $R_e = 82[\Omega]$.

Esta é a resistência R_e máxima para se garantir a operação do integrado regulador com a chave Q aberta (ou seja, por R_e deve passar a corrente quiescente I_Q . Valores menores de R_e podem ser empregados, mas levando-se em conta que quanto menor for R_e , maior será a parcela de corrente efetivamente fornecida à carga pelo integrado. No limite, se $R_e = 0$, toda a corrente de carga seria fornecida pelo integrado regulador (limitada pela sua corrente máxima de 1A), e a fonte inclusive poderia deixar de operar em modo chaveado.

O manual do fabricante pode ser consultado:

NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Voltage Regulator Handbook*. National Semiconductor Corporation, Santa Clara, 1978. pág. 7-4.

11.3 Considerações sobre eficiência (usando-se o exemplo 11.2)

A eficiência do conversor (fonte) é dado pelo quociente da potência média P_0 de saída pela P_e de entrada, devendo-se levar em conta as perdas:

$$\eta = \frac{P_0}{P_e} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + P_Q + P_L + P_C + P_{controle} + P_{Dr}} \quad (11.16)$$

onde:

$P_Q =$ perdas da chave (transistor)

$P_L =$ perdas do indutor L

$P_C =$ perdas do capacitor C

$P_{Dr} =$ perdas do diodo Dr

$P_{controle} =$ perdas do circuito de controle

$$P_Q = \text{perdas de condução} + \text{perdas de chaveamento} = V_{CE\text{ saturação}} \cdot I_Q \cdot \frac{\tau}{T_S} + V_d \cdot I_0 \cdot \frac{t_{rise} + t_{fall}}{2T_S}$$

O transistor apresenta perdas na condução e no chaveamento, visto que não liga e desliga instantaneamente, apresentando tensão e corrente simultâneas no chaveamento, conforme pode ser visto na figura 11.11.

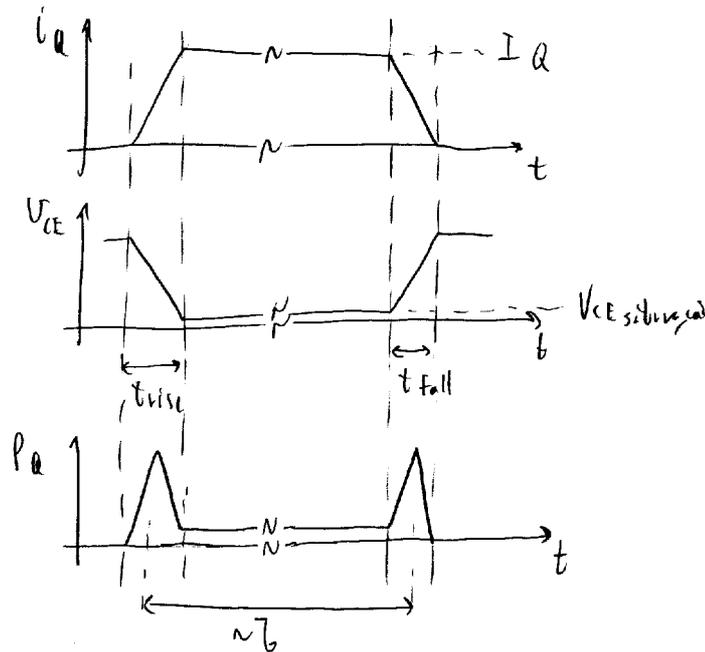


Fig. 11.11: formas de onda de tensão e corrente no transistor Q .

O diodo apresenta perdas que podem ser formuladas da mesma maneira que no transistor, mas as perdas de condução ocorrem no período $(T_s - \tau)$, complementar a τ :

$$P_{Dr} = V_{Dr} \cdot I_0 \left(\frac{T_s - \tau}{T_s} \right) + V_d \cdot I_0 \cdot \left(\frac{t_{rise\ diodo} + t_{fall\ diodo}}{2T_s} \right) \quad (11.17)$$

Usualmente as perdas de chaveamento do diodo podem ser desprezadas se empregado um diodo rápido.

As perdas do indutor separam-se em perdas ôhmicas no enrolamento e perdas no material magnético (núcleo de ferrite): $P_L = R_L \cdot I_{eficazL}^2 + P_{ferrite}$ (11.18)

Lembrando-se que se a ondulação de corrente pelo indutor for aproximada por uma onda triangular: $I_{eficazL} = \sqrt{I^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}}$ (11.19)

O capacitor apresenta perdas devido à presença de sua resistência equivalente série (RES): $P_c = RES \cdot \frac{(\Delta I_C)^2}{12}$ (11.20) e $\Delta I_C \approx \Delta I_L$ se a ondulação de tensão no capacitor for muito menor que o valor médio de tensão de saída.

As perdas do circuito de controle podem ser aproximadas por:

$$P_{controle} \approx V_0 \cdot I_B = V_d \frac{\tau}{T_s} I_B \quad (11.21)$$

supondo-se que $I_B > I_Q$ (corrente de base do transistor Q maior que a corrente de polarização do integrado regulador).

(fim da apostila)