

CONVERSORES CC-CC COM ISOLAMENTO GALVÂNICO

FONTES DE ALIMENTAÇÃO COMUTADAS

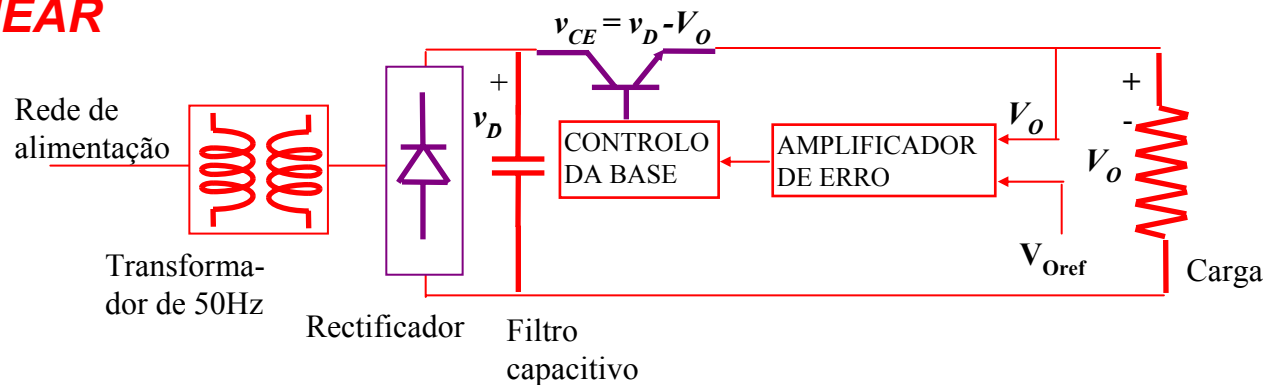
características:

1. saída regulada (regulação de linha e regulação de carga)
2. isolamento galvânico
3. saídas múltiplas

objectivos de projecto:

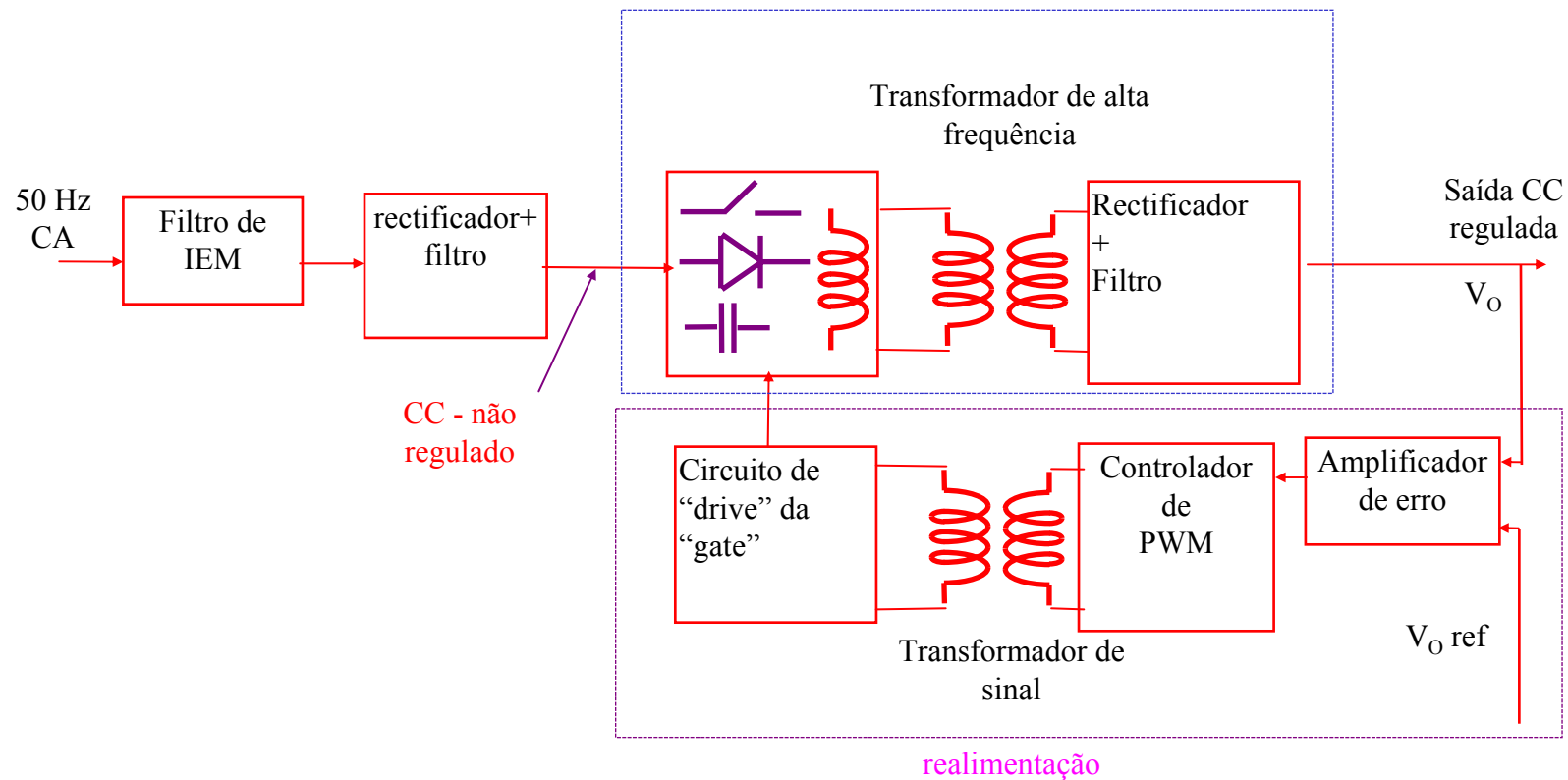
1. redução de peso e dimensões
2. aumento de rendimento

FONTE LINEAR

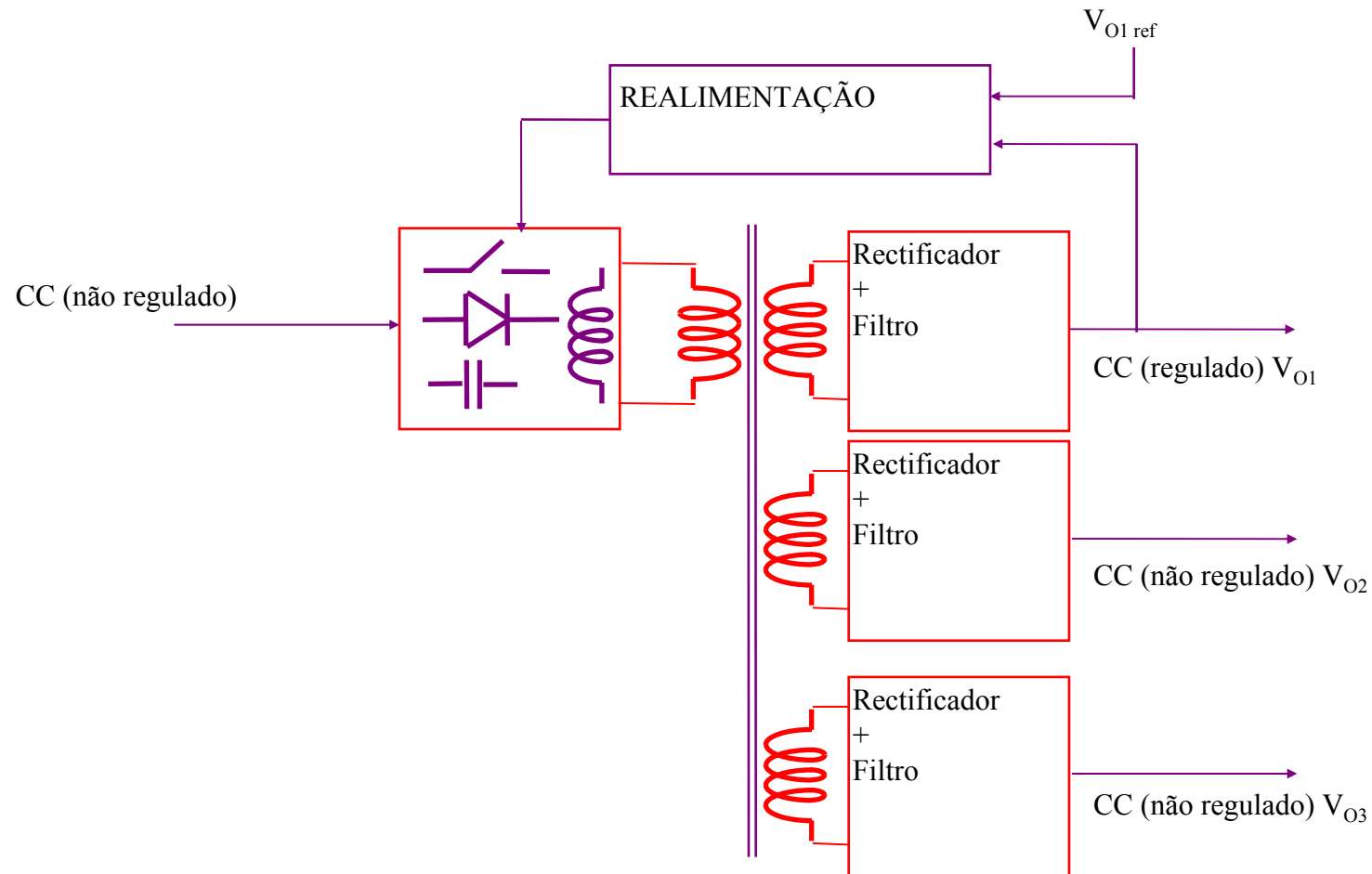


FONTE COMUTADA

Conversão CC-CC com isolamento



FONTE COM SAÍDAS MÚLTIPLAS



Fontes isoladas

Conversor directo (reductor)
Conversor de retorno (amplificador-reductor)



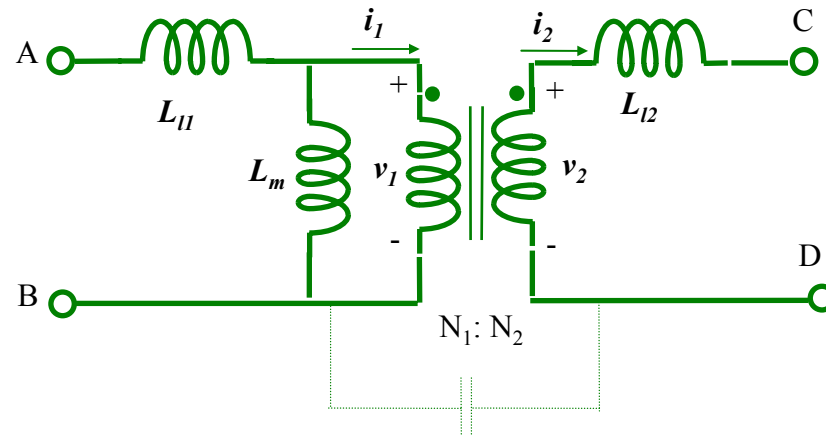
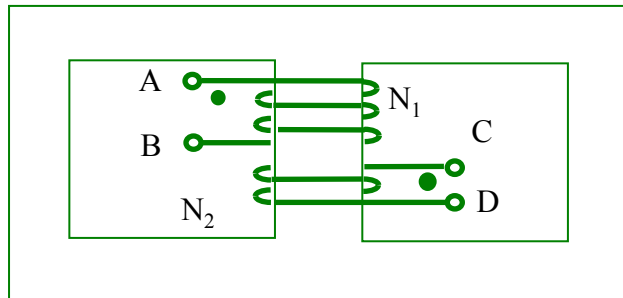
excitação unidirecional
do núcleo do transformador 1º quadrante

Conversor em vai e vem
Conversor em meia ponte
Conversor em ponte completa



excitação bidirecional do
núcleo do transformador 1º
e 3º quadrantes

TRANSFORMADOR DE ALTA FREQUÊNCIA



L_m - indutância de magnetização

L_{l1} - coeficiente de dispersão dos enrolamentos do primário

L_{l2} - coeficiente de dispersão dos enrolamentos do secundário

L_f - indutância de fugas

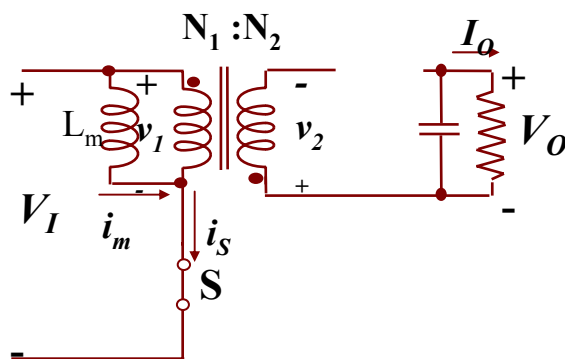
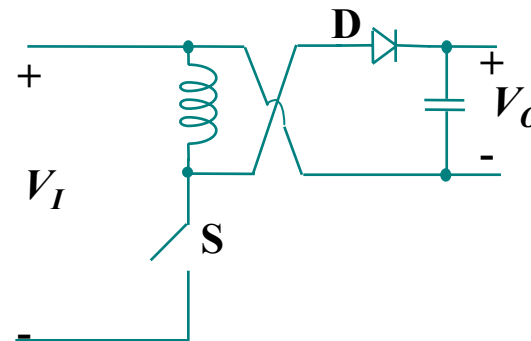
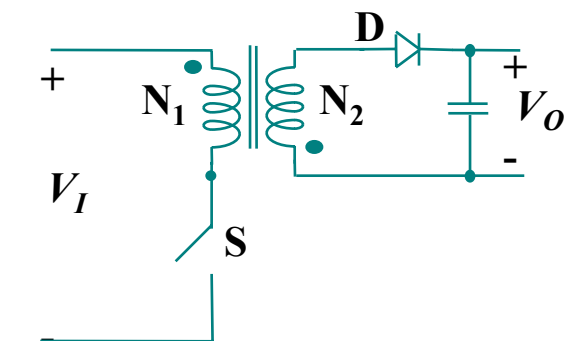
A energia armazenada na indutância de fugas terá de ser absorvida pelo dispositivo, pelo que o seu valor deverá ser minimizado (deverá existir uma boa ligação magnética).

A indutância de magnetização deverá ser tão, elevada quanto possível.

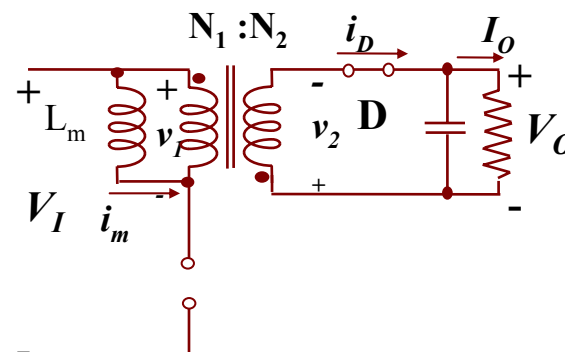
Excepções: **Flyback e ressonantes.**

1. Conversor de retorno ou "Flyback"

(derivado do redutor-amplificador)



$S_{on} D_{off}$



$S_{off} D_{on}$

$0 < t < t_{on}$

$$i_m = I_o + (V_I / L_m) t$$

$$\phi(t) = \phi(0) + (V_I / N_1) t$$

$$\phi(t_{on}) = \phi(0) + (V_I / N_1) t_{on}$$

$t_{on} < t < T_s$

$$i_m = i_m(t_{on}) - (V_o (N_1 / N_2) / L_m) (t - t_{on})$$

$$\phi(t) = \phi(t_{on}) - (V_o / N_2) (t - t_{on})$$

$$\phi(T) = \phi(0) + (V_I / N_1) t_{on} - (V_o / N_2) (T - t_{on})$$

em regime permanente $\phi(T) = \phi(0) \Rightarrow V_o/V_I = N_2/N_1 (D/(1-D))$

$$v_I = V_I$$

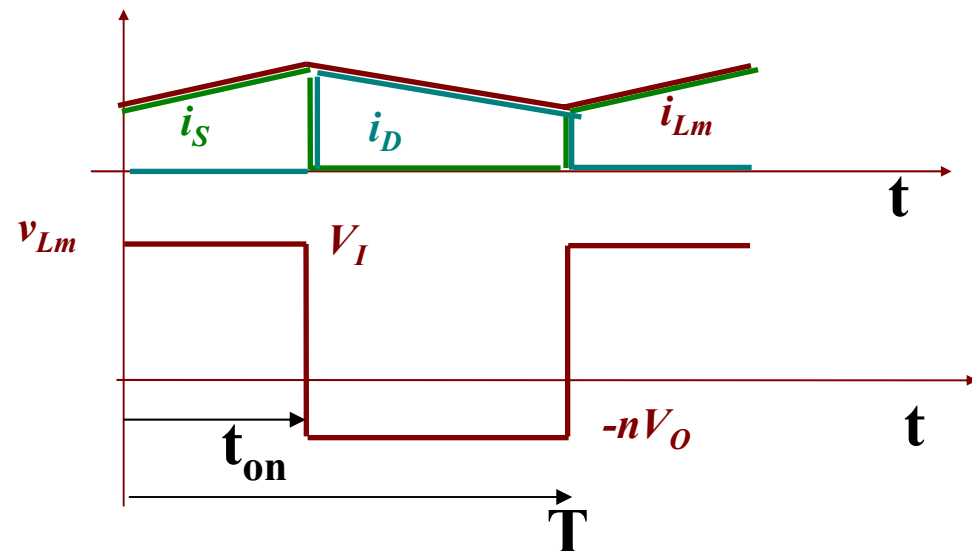
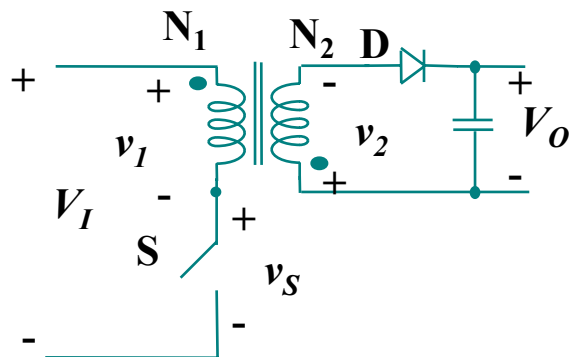
$$v_2 = N_2/N_1 V_I = V_I/n$$

$$v_S = 0$$

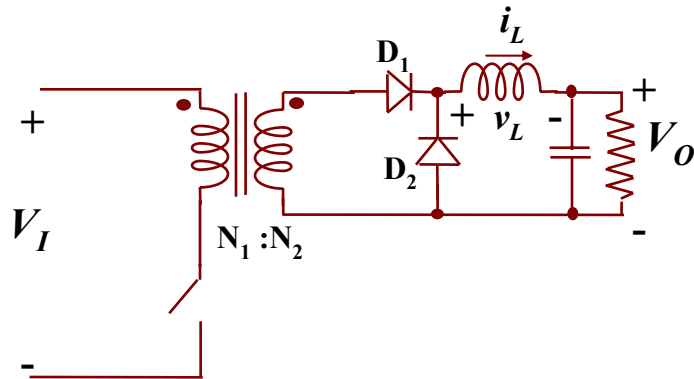
$$v_I = -N_1/N_2 V_o = -nV_o$$

$$v_2 = -V_o$$

$$v_S = V_I + N_1/N_2 V_o = V_I + nV_o$$



1. Conversor directo ou "Forward" (derivado do redutor)



S on, D₁ on e D₂ off

$$0 < t < t_{on}$$

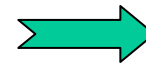
$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_I - V_O$$

S off, D₁ off e D₂ on

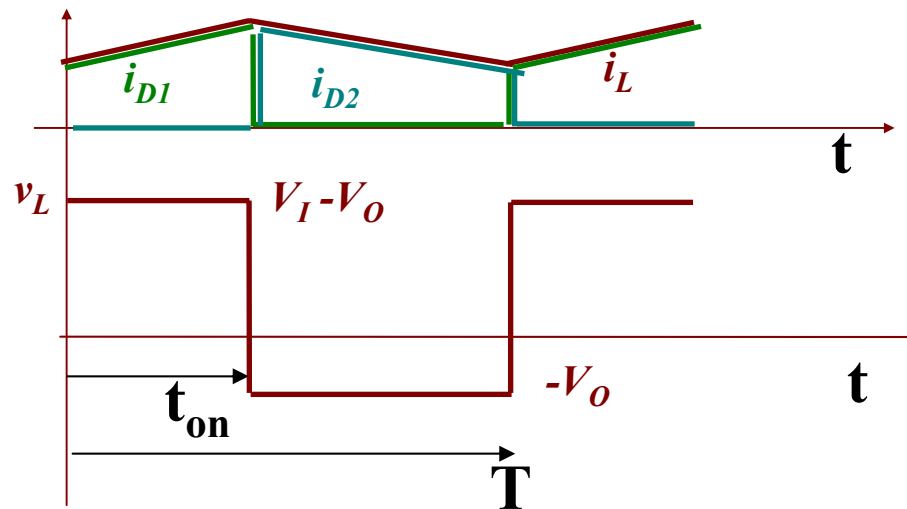
$$t_{on} < t < T$$

$$v_L = -V_O$$

$$\bar{v}_L = 0$$

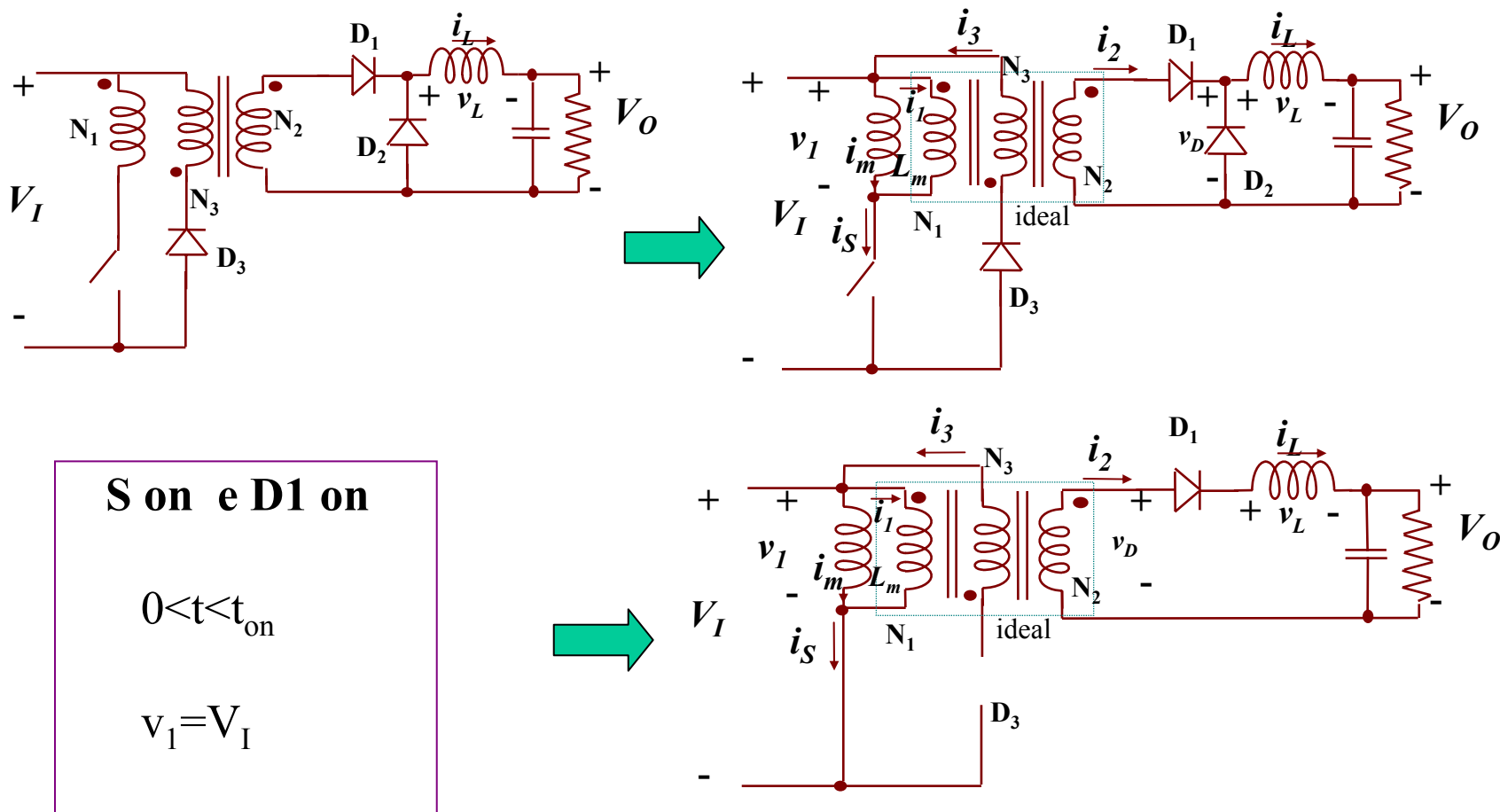


$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{N_2}{N_1} D = \frac{D}{n}$$



Conversor directo com transformador não ideal

- considerar a indutância de magnetização
- necessária a inclusão de um terceiro enrolamento e um diodo, para haver continuidade da energia magnética armazenada em L_m



S off, D2 on e D3 on

$$t_{on} < t < (t_{on} + t_m)$$

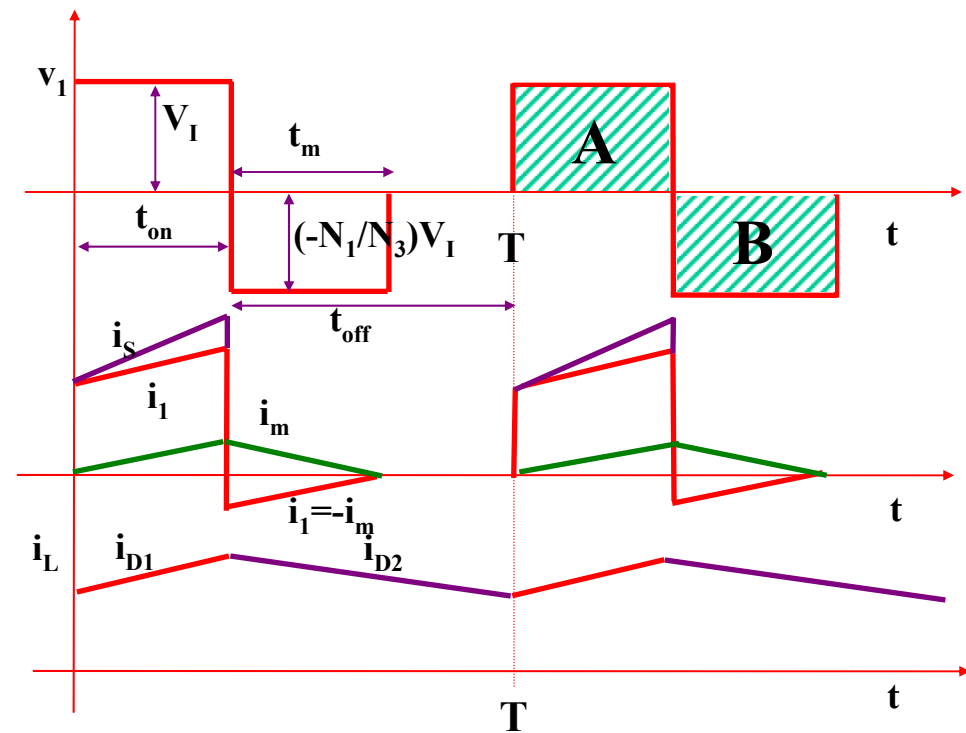
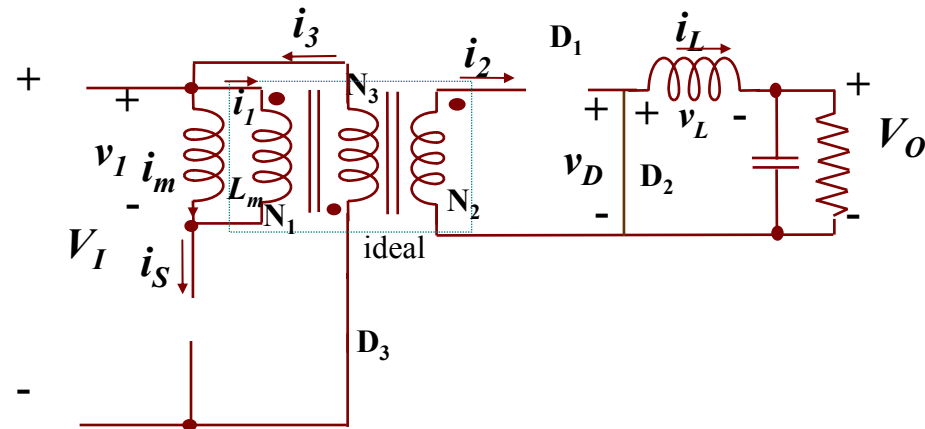
$$i_1 = -i_m$$

$$N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2$$

$$i_2 = 0 \quad D_1 \text{ off}$$

$$i_3 = N_1/N_3 i_m$$

$$v_1 = -N_1/N_3 V_I$$



$$A=B \rightarrow$$

$$t_m/T = N_3/N_1 D$$

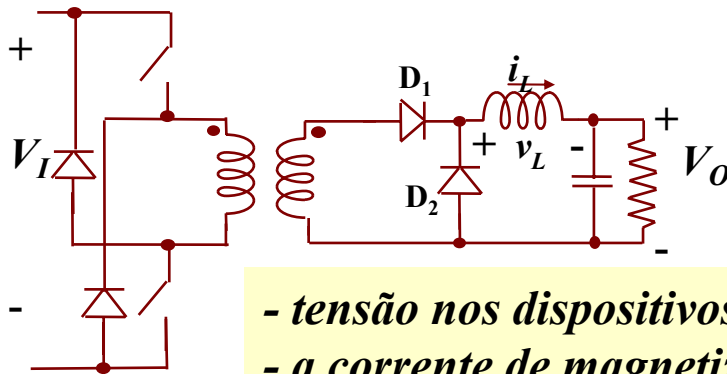
$$t_m/T < 1-D$$

$$1-D_{max} = N_3/N_1 D_{max}$$

$$D_{max} = 1/(1+N_3/N_1)$$

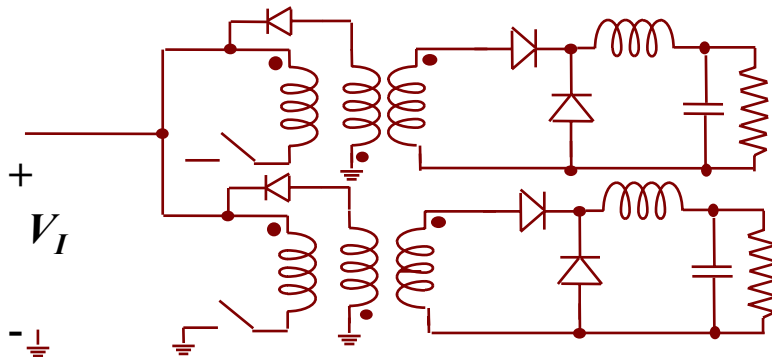
Outras topologias de conversores directos:

conversor com dois interruptores:



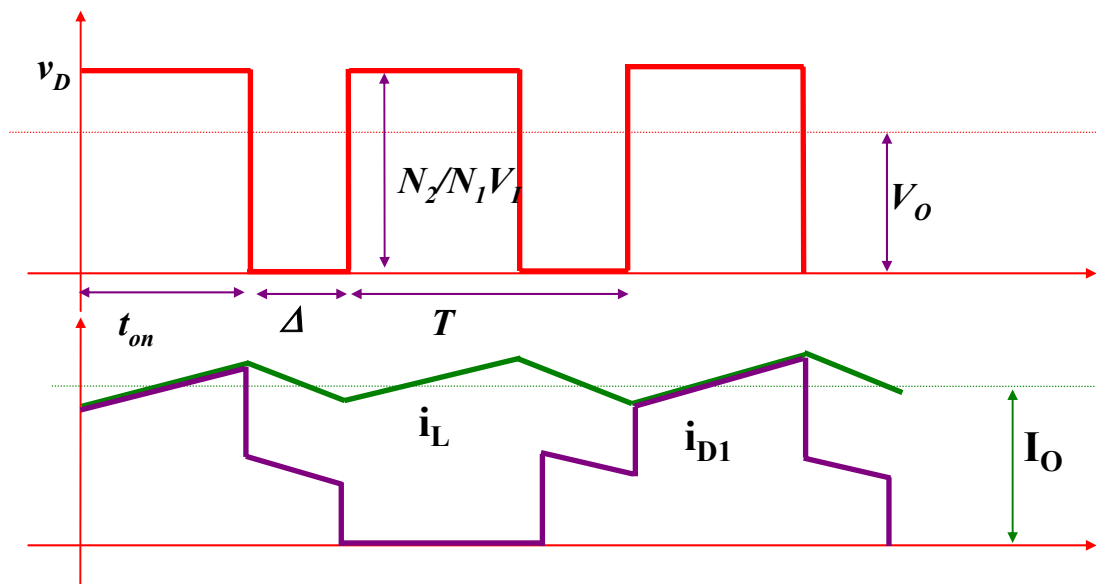
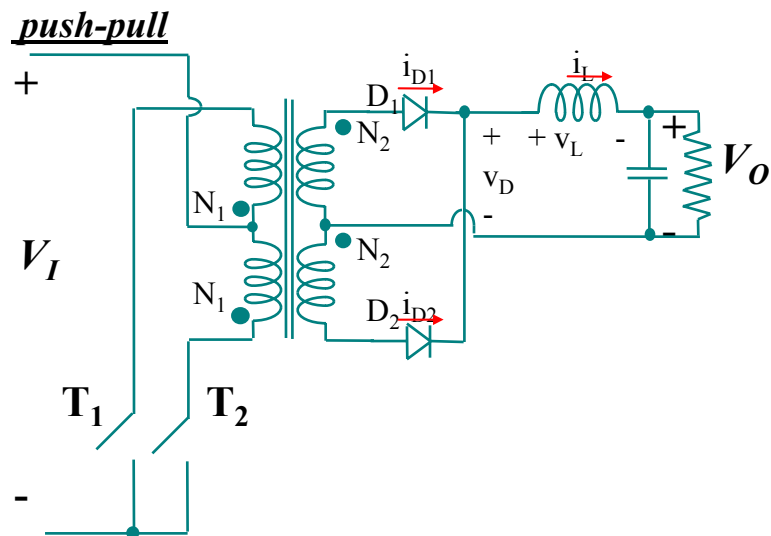
- tensão nos dispositivos é metade do que no caso de um único interruptor
- a corrente de magnetização flui pelos diodos de roda livre

conversores em paralelo:



- maior potência
- equalização de corrente com controlo em modo de corrente
- redundância
- standardização
- aumento da frequência na saída (em cada conversor os interruptores são disparados com desfasamento)

Conversor em vai-e-vem



T_1 on D_1 on T_2 off D_2 off

$$v_L = N_2/N_1 V_I - V_O \quad 0 < t < t_{on}$$

T_1 off D_1 off T_2 on D_2 on

$$v_L = -V_O \quad t_{on} < t < t_{on} + \Delta$$

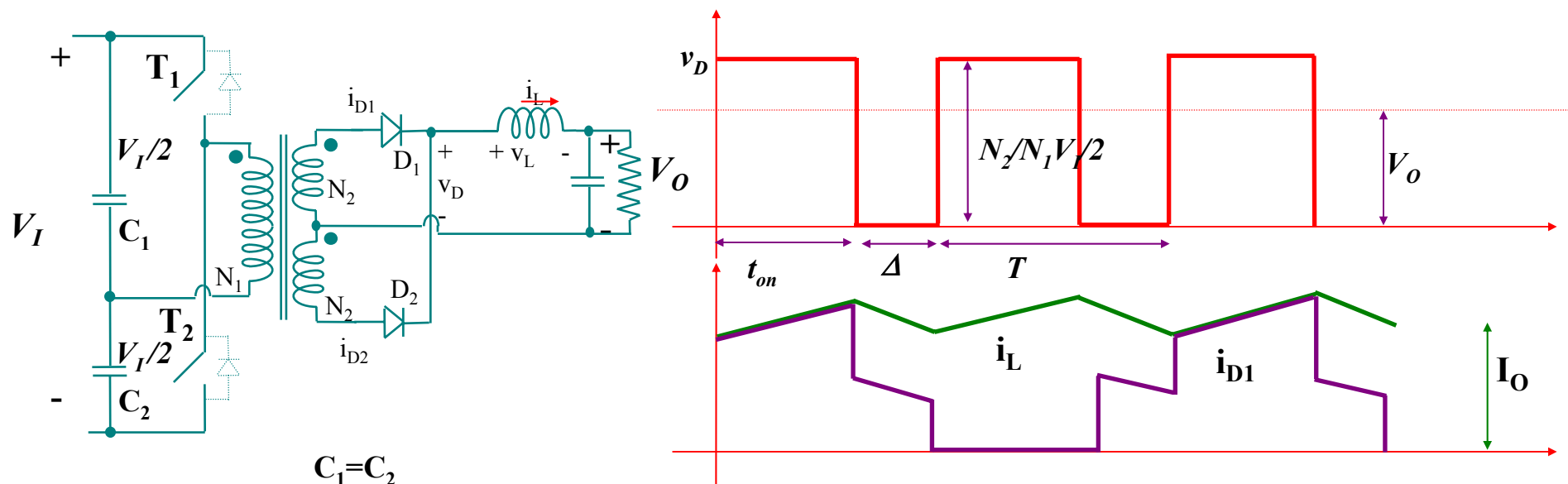
$$i_{D1} = i_{D2} = i_L / 2$$

$$v_D = 0$$

$$v_{Soff} = 2V_I$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{N_2}{N_1} D = \frac{D}{n}$$

Conversor em meia-ponte



T_1 on D_1 on T_2 off D_2 off

$$v_L = N_2/N_1 V_I/2 - V_O \quad 0 < t < t_{on}$$

T_1 off D_1 off T_2 on D_2 on

$$v_L = -V_O \quad t_{on} < t < t_{on} + \Delta$$

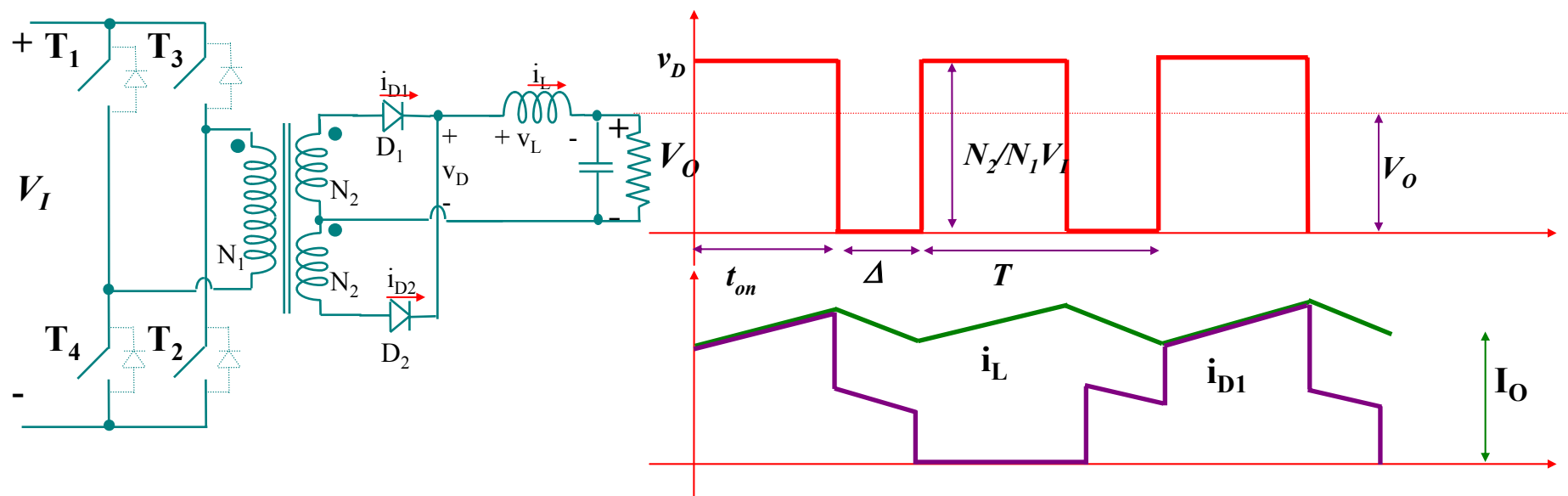
$$\frac{V_O}{V_I/2} = \frac{N_2}{N_1} D = \frac{D}{n}$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_L/2$$

$$v_D = 0$$

$$v_{Soff} = V_I$$

Conversor em ponte completa



T_1 on D_1 on T_2 off D_2 off

$$v_L = N_2/N_1 V_I - V_O \quad 0 < t < t_{on}$$

T_1 off D_1 off T_2 on D_2 on

$$v_L = -V_O \quad t_{on} < t < t_{on} + \Delta$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{N_2}{N_1} D = \frac{D}{n}$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_L / 2$$

$$v_D = 0$$

$$v_{Soff} = V_I$$

Comparação do conversor em ponte completa com o conversor em meia ponte, para os mesmos valores de tensão de entrada e de potência de saída

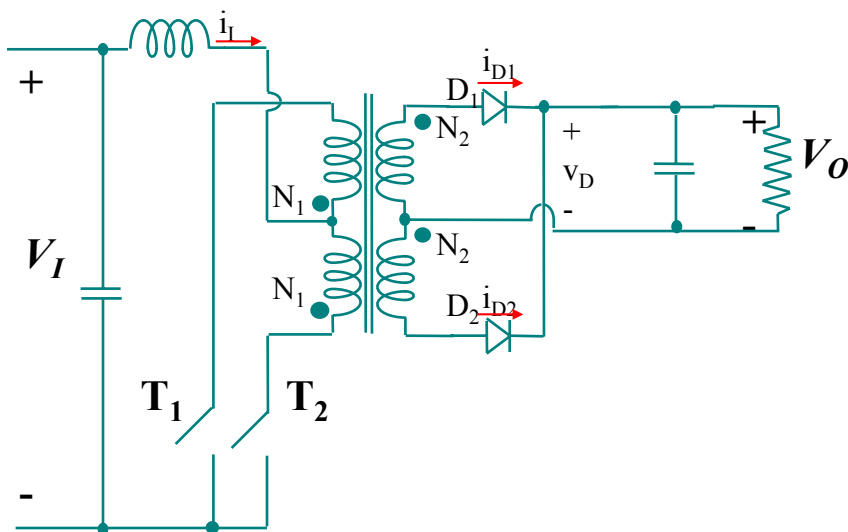
A relação de número de espiras é no conversor em meia ponte igual ao dobro do conversor em ponte completa

$$\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{MP} = 2\left(\frac{N_2}{N_1}\right)_{PC}$$

Desprezando o “ripple” da corrente na bobine de filtragem e considerando $i_{Lm}=0$, as correntes nos Interruptores no conversor em meia ponte são o dobro da dos interruptores do conversor em ponte completa

$$(I_S)_{MP} = 2(I_S)_{PC} \quad (V_S)_{MP} = (V_S)_{PC}$$

Conversores CC-CC alimentados em corrente

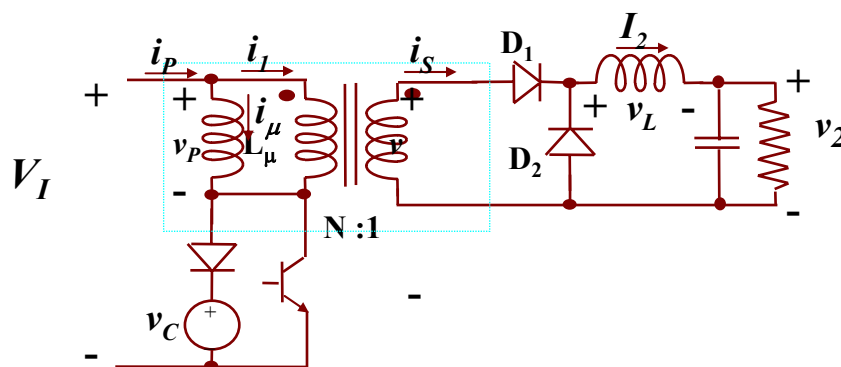


conversor amplificador
 $D > 0,5$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{2(1-D)}$$

QUESTÃO nº1

Conversor directo com isolamento galvânico

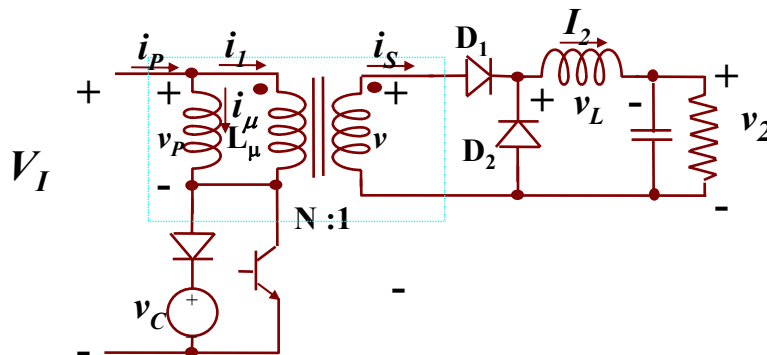


Considere o conversor directo com isolamento galvânico da figura:

L_μ representa a indutância de magnetização do transformador. $V_I=50V$, $N=5$ e V_2 pode variar entre 0 e 8 V.

- 1 - O transformador deve ser dimensionado por forma a ter um L_μ baixo ou elevado? Porquê?
- 2 - Determine a relação de conversão.
- 3 - Qual a função do diodo D_3 em série com V_C .
- 4 - Considere $L_\mu \neq \infty$. Explique o funcionamento do circuito e trace o diagrama temporal da corrente de magnetização.
- 5 - Determine o valor mínimo de V_C e diga qual o limite em tensão do transistor.
- 6 - Determine a energia absorvida pelo circuito constituído por D_3 em série com a fonte de alimentação V_C .
- 7 - Indique um circuito mais eficiente para realizar as funções de D_3 em série com V_C .

Resolução



1. Nesta topologia (e na maioria) o transformador deve ser dimensionado por forma a que L_μ seja tão elevado quanto possível. Como o transformador não vai armazenar energia i_μ deve ser tão baixo quanto possível. A indutância de magnetização deve ser elevada para minimizar a energia armazenada no transformador.

2. Considerando o esquema da figura tem-se para $0 < t < t_{on}$:

S on, D_1 on e D_2 off e D_3 off

$$v_P = V_1$$

$$i_P = i_1 + i_\mu$$

$$v_S = \frac{V_1}{n}$$

$$i_1 = \frac{i_2}{n}$$

$$v_D = \frac{V_1}{n}$$

$$v_L = \frac{V_1}{n} - V_2$$

para

$$t_{on} < t < T_S$$

S off, D₁ off e D₂ on e D₃ on

$$v_P = V_1 - V_C$$

$$v_S = \frac{V_1 - V_C}{n}$$

$$v_D = 0$$

$$v_L = -V_2$$

$$i_P = i_\mu$$

$$i_S = 0$$

Como o valor médio da tensão da bobine é nulo tem-se $\bar{v}_L = 0$

$$\left(\frac{V_1}{n} - V_2 \right) \frac{t_{on}}{T} - V_2 \frac{T - t_{on}}{T} = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{V_O}{V_I} = \frac{N_1}{N_2} D$$

3. Sendo a corrente de magnetização não nula, não pode ser ignorada quando o transistor comuta. É necessária a existência de um percurso para i_μ quando S corta. Além disso, durante o tempo em que i_μ flui com S no corte é necessário que a tensão no primário seja negativa para que i_m se anule antes do próximo ciclo, isto é, o fluxo no núcleo deve atingir no fim do período o seu valor inicial. O diodo D_3 e a fonte V_C asseguram, portanto, um percurso para i_μ e a inversão de polaridade de v_p , quando S corta.

4. Esta questão está relacionada com a anterior. Para entender o funcionamento e determinar os diagramas das correntes vamos considerar que a corrente de magnetização é nula quando S inicia a sua condução. Como a tensão v_p é positiva e constante ($v_p = V_1$ para $0 < t < t_{on}$) a corrente i_μ cresce linearmente:

para $0 < t < t_{on}$ $i_{\mu} = \frac{V_1}{L_{\mu}} t$ $i_P = i_{\mu} + i_1$ $i_1 = \frac{I_2}{n}$

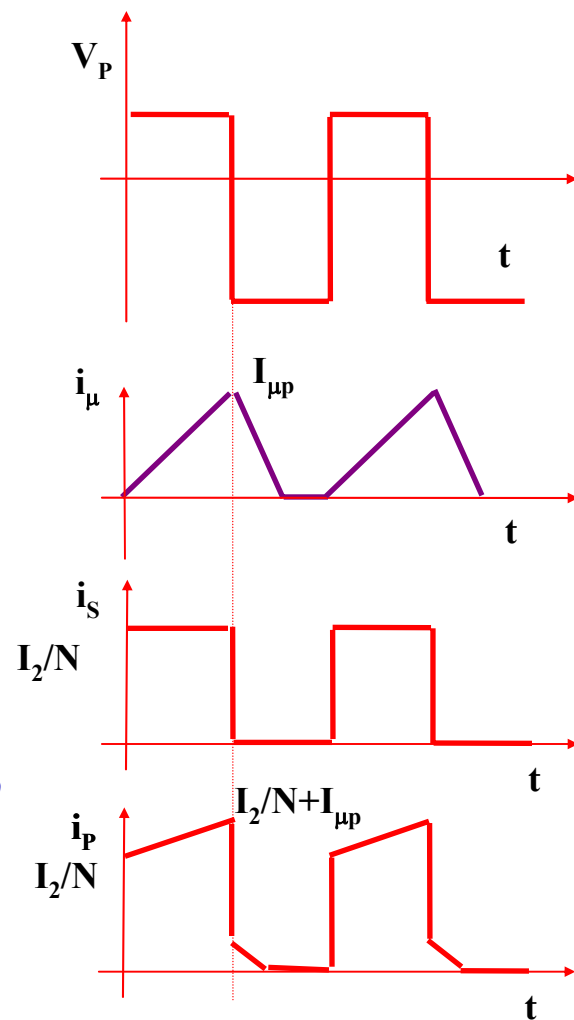
Quando S corta a corrente I_2 põe D_2 em condução e D_1 no corte. As correntes no transformador ideal i_s e i_1 anulam-se nesse instante, mas im deve manter a continuidade.

A corrente de magnetização não pode fluir no enrolamento primário do transformador ideal porque a corrente respectiva reflectida no secundário teria que fluir por D_1 em sentido contrário, o que não é possível. Assim a corrente de magnetização i_{μ} força o diodo D_3 a entrar em condução, impondo a tensão V_C aos terminais do transistor e a tensão $V_I - V_C$ no primário do transformador.

A corrente de magnetização deverá anular-se antes do início do próximo ciclo. O integral de v_p durante t_{on} deve ser simétrico do integral de v_p durante $T - t_{on}$. (Se $D=0.5$ então $V_C=2V_I$). A corrente de magnetização será dada por:

$$i_{\mu} = i_{\mu}(t_{on}) + \frac{V_1 - V_C}{L_{\mu}} (t - t_{on}) \quad i_1 = 0$$

$$i_P = i_{\mu} + i_1 \quad i_2 = 0$$



5. A relação de conversão é dada por $V_2 = \frac{V_1}{n} D$

o valor de V_C deve ser escolhido segundo o balanço volt-segundo no primário:

$$V_1 D T \leq (V_C - V_1)(1 - D)T$$

Substituindo $D = n \frac{V_2}{V_1}$ *fica* $n \frac{V_2}{V_1} \leq (V_C - V_1) \left(1 - n \frac{V_2}{V_1}\right)$

pelo que $V_C \geq \left(\frac{V_1^2}{V_1 - nV_2} \right)$

$$V_1 = 50V$$

$$n = 5$$

$$0 < V_2 < 8V$$

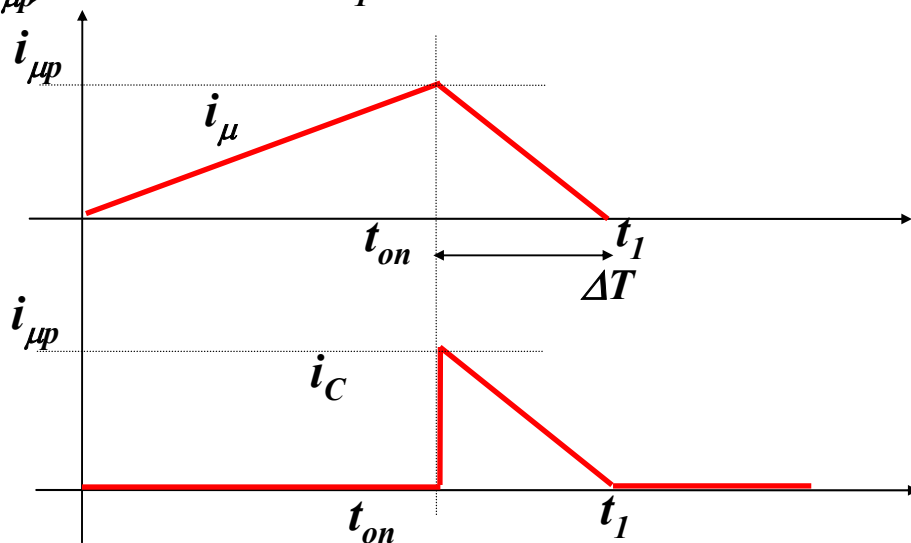
$$V_2 = 8V$$

$$V_C \geq \left(\frac{50^2}{50 - 5 \cdot 8} \right) = 250V$$

$$D_{\max} = \frac{nV_2}{V_1} = \frac{40}{50} = 80\%$$

$$V_{DS} \geq 250V$$

6. O circuito (D_3V_C) absorve energia cada vez que opera, representando uma perda. Para determiná-la integra-se o produto $V_C i_C$ durante o tempo em que D_3 está à condução. A tensão V_C é constante e a corrente i_C decresce linearmente a partir do seu valor de pico ($i_{\mu p}$) até zero em $t=t_1$.



$$i_{CP} = i_{\mu P} = \frac{V_1 \Delta T}{L_\mu}$$

$$\Delta T = t_1 - t_{on}$$

$$i_C = i_{\mu P} + \frac{V_1 - V_C}{L_\mu} (t - t_{on})$$

A energia que flui para a fonte V_C será portanto:

$$E_C = \int_{t_{on}}^{t_1} V_C i_C = V_C \int_0^{\Delta T} i_{\mu P} + \frac{V_1 - V_C}{L_\mu} t dt =$$

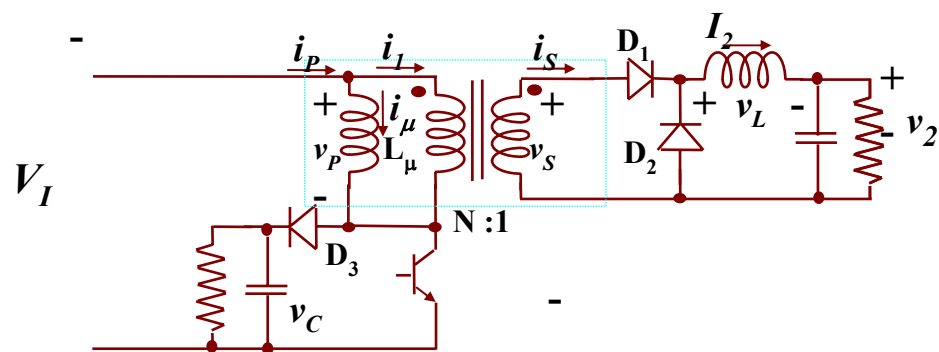
$$E_C = V_C \left(i_{\mu P} t + \frac{V_1 - V_C}{L_\mu} \frac{t^2}{2} \right) \Big|_0^{\Delta T}$$


$$E_C = V_C \left(i_{\mu P} \Delta t + \frac{V_1 - V_C}{L_\mu} \frac{\Delta t^2}{2} \right) \Big|_0^{\Delta T}$$

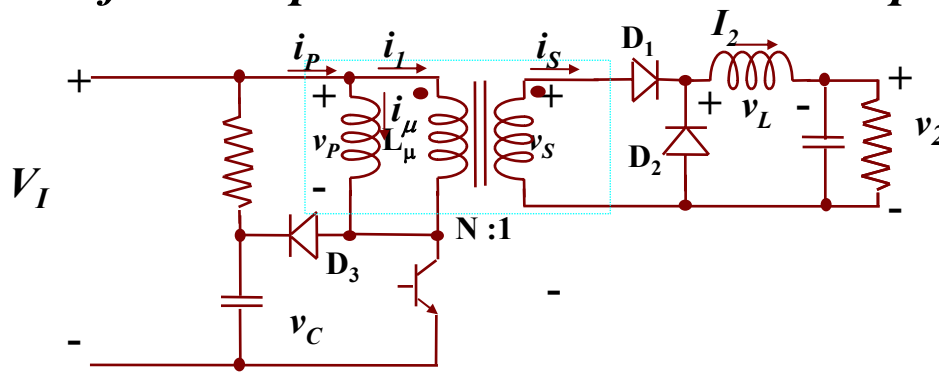
Sendo $\Delta t = \frac{i_{\mu P} L_\mu}{V_C - V_1}$ *(anulamento da corrente em t_d), vem*

$$E_C = V_C \left(i_{\mu P}^2 \frac{L_\mu}{V_C - V_1} - \frac{V_C - V_1}{L_\mu} \frac{i_{\mu P}^2 L_\mu^2}{(V_C - V_1)^2 2} \right) \Rightarrow E_C = \frac{1}{2} I_{\mu P}^2 L_\mu \frac{V_C}{V_C - V_1}$$

7. A fonte de tensão V_C é conseguida utilizando um condensador de elevada capacidade. No entanto é necessário impedir que a tensão V_C cresça em cada ciclo. A forma de remover a energia E_C é dissipá-la numa resistência em paralelo com o condensador.



Para manter a tensão V_C constante o valor de R tem que variar com V_I e com D . Normalmente usa-se um circuito linear que amostra e regula V_C . Um circuito mais eficiente que os dois anteriores é o representado na figura seguinte:



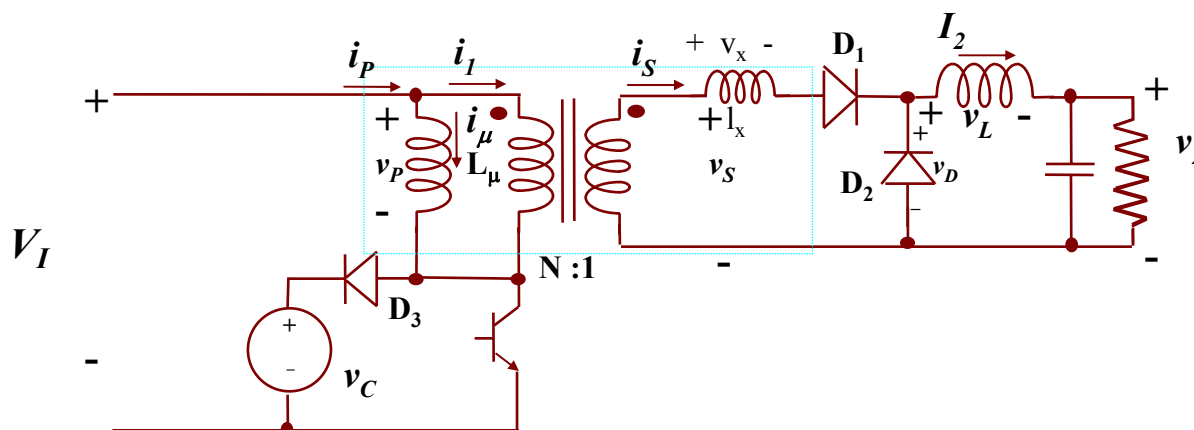
Onde a resistência de dissipação está colocada entre o condensador e a fonte de alimentação de entrada. assim parte da energia removida do condensador é entregue à fonte. A razão entre a energia dissipada na resistência em cada ciclo E_R , e a absorvida pelo circuito E_C , é igual à razão entre a tensão na resistência $V_C - V_1$ e a tensão V_C . A energia dissipada é portanto:

$$E_R = E_C \left(\frac{V_C - V_1}{V_C} \right) = \frac{1}{2} I_{\mu P}^2 L_{\mu} \frac{V_C}{V_C - V_1} \frac{V_C - V_1}{V_C} \quad \text{ou} \quad E_R = \frac{1}{2} I_{\mu P}^2 L_{\mu}$$

como esta energia é menor que a calculada anteriormente este circuito é mais eficiente.

QUESTÃO n°2

Conversor directo com isolamento galvânico



Considere o conversor directo com isolamento galvânico da figura, onde está representado o coeficiente de dispersão do transformador, L_μ

a) Analise o efeito da indutância de dispersão no transformador?

Considere que a indutância de magnetização é infinita.

b) Considere os seguintes parâmetros de operação do conversor:

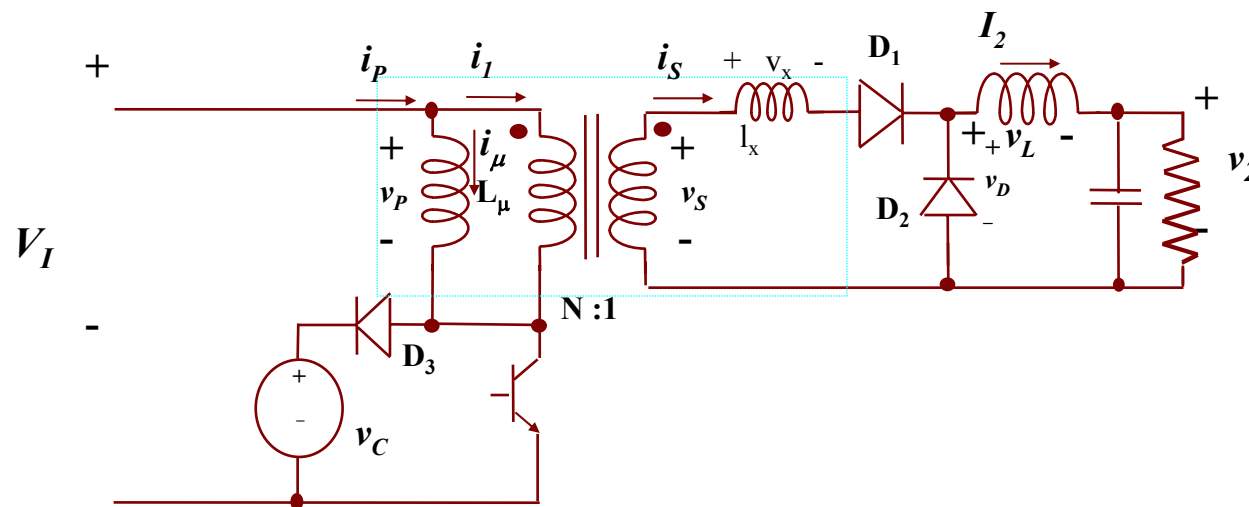
$$V_I = 50V; V_2 = 5V; I_2 = 40A; N = 5$$

$$L_x = 100nH; f_s = 200kHz$$

Qual deverá ser o valor de D para se obter a tensão de saída desejada?

Resolução

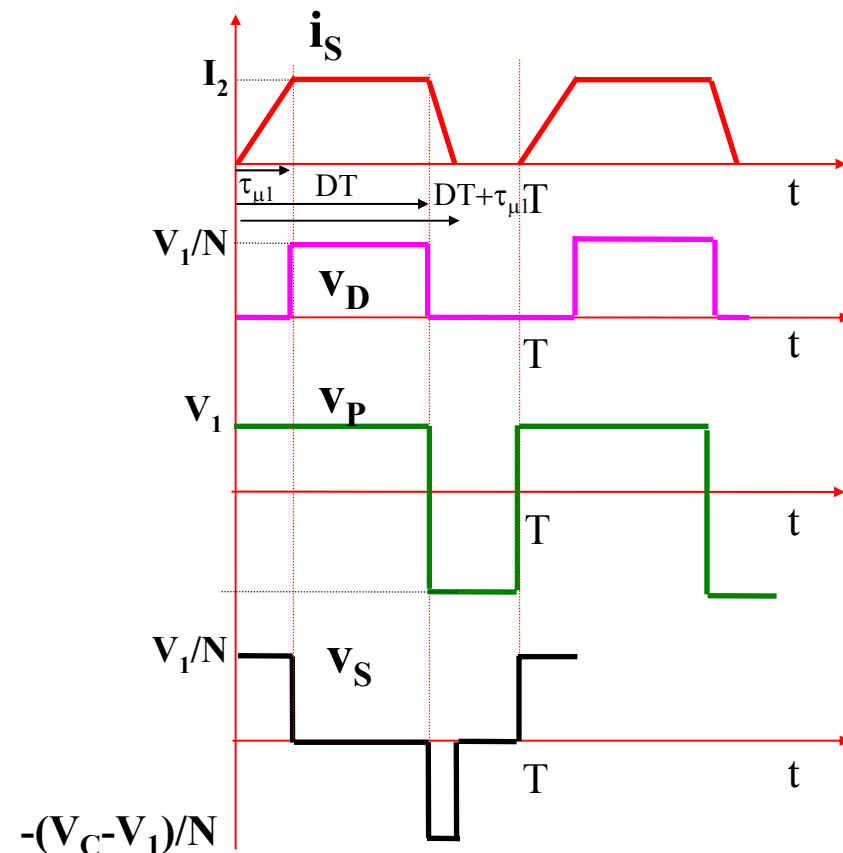
Num conversor directo sem indutância de fugas a corrente do secundário flui instantaneamente de D_2 para D_1 , quando o interruptor Q é posto em condução, e a tensão v_D muda de zero para V_1/N . Se considerarmos a indutância de fugas como se representa na figura por L_x , a corrente I_2 não pode transitar instantaneamente de D_2 para D_1 quando Q é posto à condução.



Vai existir um tempo de comutação $t_{\mu 1}$ durante o qual ambos os diodos estão em condução. A tensão de comutação $v_x = V_1/N$. A corrente em I_x aumenta com um declive igual a $V_1/N I_x$ até atingir a corrente I_2 como se representa na figura.

O tempo durante o qual há condução simultânea é :

$$\tau_{\mu 1} = \frac{N I_x I_2}{V_1}$$



Sendo $v_D=0$ durante o tempo $\tau_{\mu 1}$, em vez de V_1/N , a tensão de saída V_2 será menor que DV_1/N . Assim, será necessário diminuir a relação de número de espiras ou aumentar o factor de ciclo, para manter a tensão numa gama especificada. Para os mesmos valores de V_2 e de I_2 , decrescer N tem como consequência o aumento dos valores de pico e eficazes da corrente no transistor e da tensão inversa nos diodos.

Se aumentarmos o factor de ciclo, aumenta a tensão v_{DS} do transistor.

Quando o transistor passa ao corte, o processo é diferente porque a energia armazenada em L_x é transferida para o circuito tampão (D_3V_C): a tensão no primário v_P muda de V_1 para V_1-V_C , iniciando-se a comutação de I_2 de D_1 para D_2 .

A tensão de comutação é agora

$$v_X = \frac{(V_1 - v_C)}{N}$$

pelo que o intervalo de comutação $\tau_{\mu 2}$ é diferente de $\tau_{\mu 1}$. durante este tempo a direcção do fluxo de energia é do secundário para o primário como mostram as polaridades de v_P e de i_S .

b) $V_1=50\text{V}; V_2=5\text{V}; I_2=40\text{A}; N=5$
 $L_1=100\text{nH}; f=200\text{kHz};$

$$L_{\mu} = \infty \quad D=?$$

Cálculo do intervalo de comutação $\tau_{\mu 1}$ e de D

$$\tau_{\mu 1} = \frac{N l_x I_2}{V_1} = \frac{5 \times 100 \times 10^{-9} \times 40}{50} = 0.4 \mu\text{s}$$

$$T = \frac{1}{200 \times 10^3} = 5 \mu\text{s}$$

pelo que $\tau_{\mu 1}=8\%$ do período pelo que $D=58\%$

Cálculo de V_C

O aumento do factor de ciclo vai provocar a necessidade de aumentar V_C para desmagnetizar o núcleo do transformador. Tem-se

$$\begin{aligned} V_1 D &< (V_C - V_1)(1 - D) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow 50 \times 0,58 &< (V_C - 50)(1 - 0,58) \\ \therefore V_C &> 120V \end{aligned}$$

Se não existisse I_x $V_{Cmin}=100V$ com $D_{max}=50\%$, Assim o transistor deverá suportar pelo menos 120V.

Cálculo da energia armazenada em I_x

$$E_l = \frac{1}{2} l_x I_2^2 = 80 \mu J$$

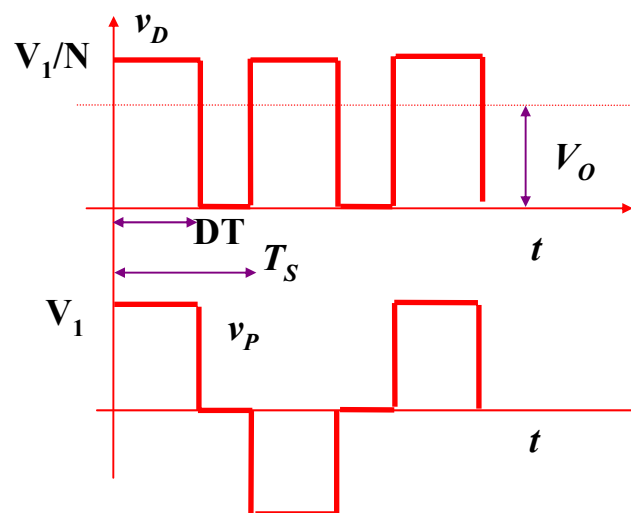
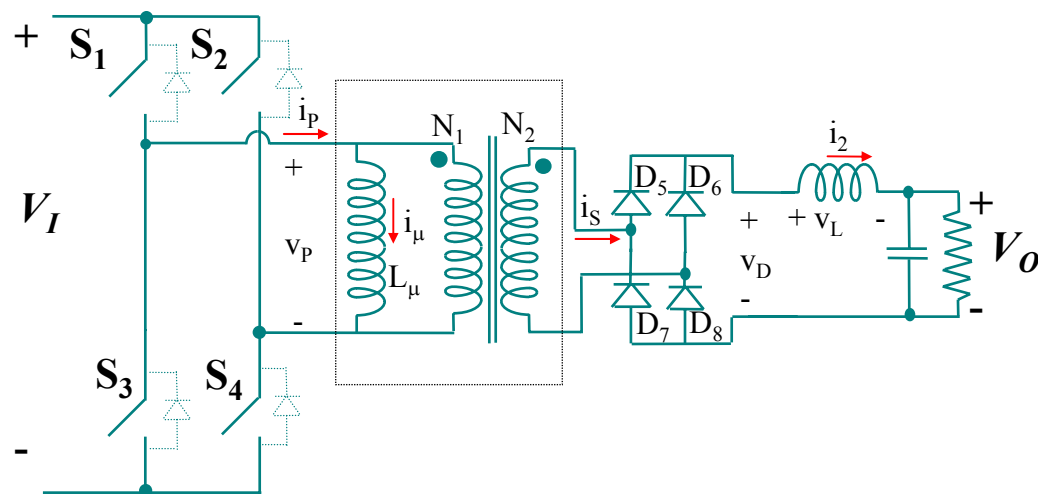

$$P_p = E_l \cdot f = 80 \times 10^{-6} \times 200 \times 10^3 = 16W$$


$$P_o = V_2 \cdot I_2 = 5 \times 40 = 200W$$


$$P_p = 8\% P_o$$

QUESTÃO n°3

Conversorem ponte completa com isolamento galvânico



1. Determine a relação de conversão.
2. Sendo a sequência de entrada em condução S_1S_4 , S_4S_3 , S_3S_2 , e S_2S_1 , determine o diagrama temporal das correntes do primário do transformador e da corrente de magnetização considerando:
 - a) - que durante o intervalo $(1-D)T$ a corrente I_2 flui pelos diodos de saída em roda livre.
 - b) - que D_5 e D_8 ou D_6 e D_7 ficam no corte durante o intervalo de tempo $(1-D)T$.

Resolução

$$S_1 \text{ e } S_4 \text{ on } D_5 \text{ e } D_8 \text{ on} \quad \longrightarrow \quad v_L = \frac{V_1}{N} - V_O$$

$$S_1 \text{ } S_2 \text{ } S_3 \text{ } S_4 \text{ off e } D_5 D_7 \text{ nou } D_6 D_8 \text{ on} \quad \longrightarrow \quad v_L = -V_O$$

$$\tilde{v}_L = \frac{1}{T_S} \left[\int_0^{t_{on}} \left(\frac{V_1}{N} - V_O \right) dt + \int_{t_{on}}^{T_S} (-V_O) dt \right]$$

$$\tilde{v}_L = \frac{1}{T_S} \left[\left(\frac{V_1}{N} - V_O \right) t_{on} + (-V_O)(T_S - t_{on}) \right] = 0$$

$$\tilde{v}_L = \frac{V_1}{N} \frac{t_{on}}{T_S} - V_O \frac{t_{on}}{T_S} - V_O T_S + V_O \frac{t_{on}}{T_S} = 0$$



$$V_O = \frac{V_1}{N} \frac{t_{on}}{T_S} = D \frac{V_1}{N}$$

2. a) Considerando a sequência de condução S_1S_4 , S_4S_3 , S_3S_2 e S_2S_1 e que a corrente de magnetização i_μ só flui do lado do primário durante o intervalo $(1-D)T$, quando S_1S_2 ou S_3S_4 estão em condução, (curto-circuito do primário). Durante este tempo a tensão v_P é nula pelo que i_μ é constante.

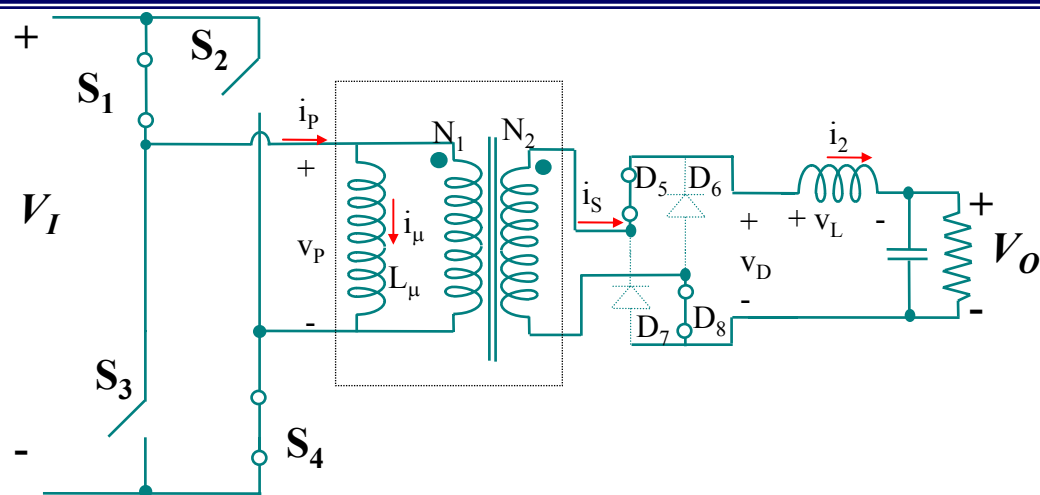
Um caminho possível para a corrente I_2 se fechar quando passamos um dos interruptores ao corte é através de D_5D_7 ou de D_6D_8 , que conduzem em roda livre.

Análise do circuito:

$$0 < t < t_{on}$$

Vamos supor que em $t=0$ a corrente de magnetização é $i_\mu(0) = -I_{\mu P}$.

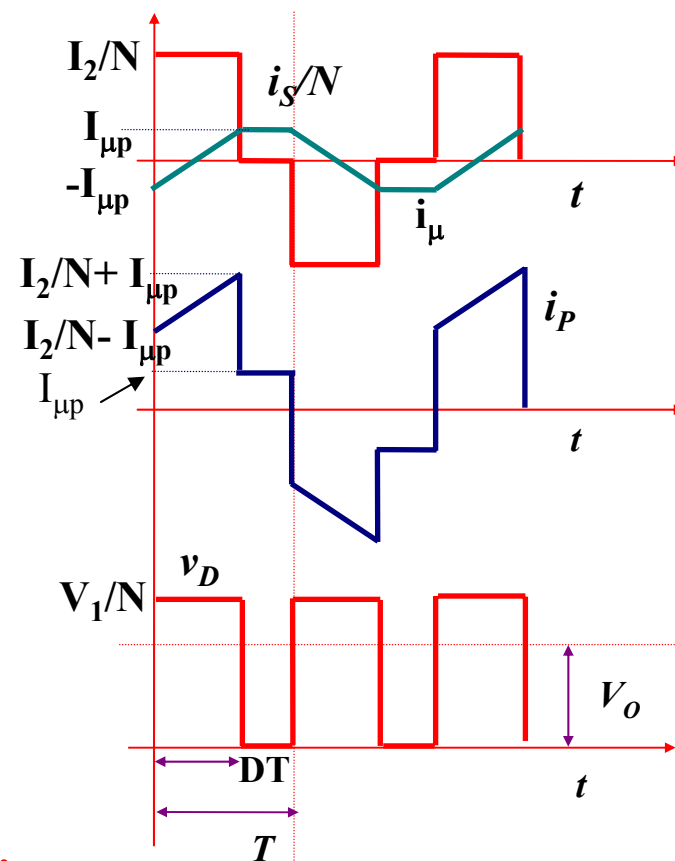
Durante o intervalo de tempo $[0, t_{on}]$ estão em condução os interruptores S_1, S_4, D_5 e D_8 ,



e a corrente no primário é dada por $i_P = \frac{I_2}{N} + i_\mu$

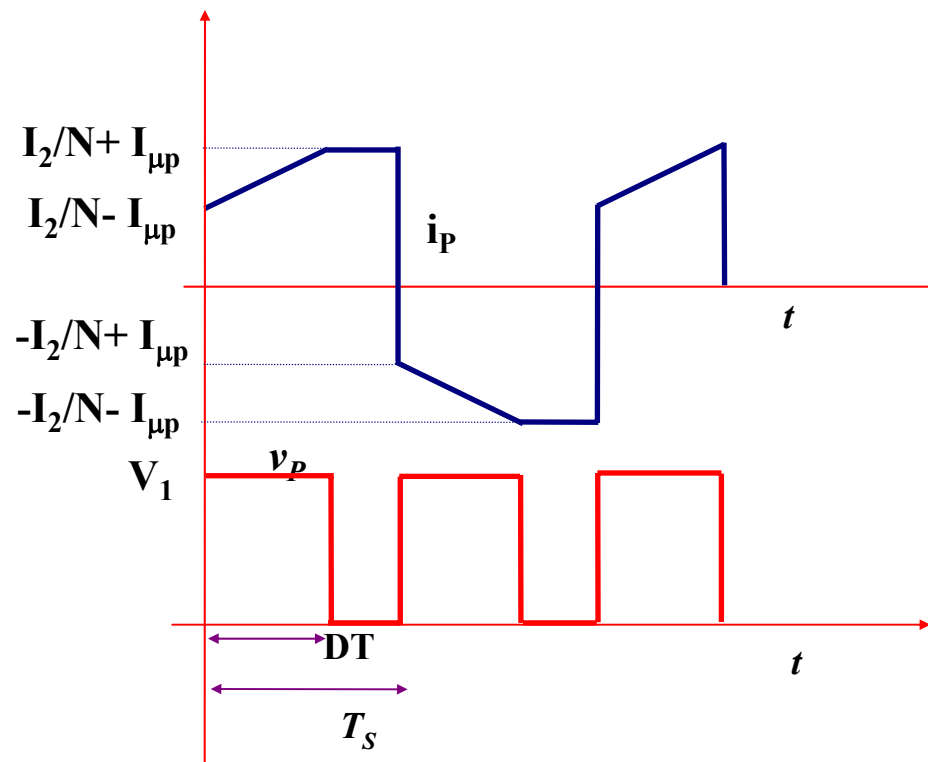
ou seja
$$i_P = \frac{1}{N} I_2 - I_{\mu p} + \frac{1}{L_\mu} \int_0^t V_1 dt$$

em $t=DT$ $i_\mu = +I_{\mu p}$ **(em regime permanente).**



S_1 passa ao corte e S_3 entra em condução (D_3), mantendo o percurso para i_μ . A tensão no primário mantém-se nula, $v_p=0$ durante $(1-D)T$, e a corrente de magnetização mantém-se constante, até S_4 passar à condução em $t=T$.

No caso de D_5 e D_8 continuarem em condução, isto é, continuarem a rectificar, durante o intervalo $(1-D)T$ e D_6 e D_7 no corte, a corrente I_2/N vai fluir em S_3 e S_4 . Nesse caso o diagrama de corrente no primário é o seguinte:



No caso de considerarmos indutância de fugas no transformador, a corrente i_s não pode mudar instantaneamente mantendo-se em condução D_5, D_6 em roda livre, para $t > t_{on}$, caindo na situação anterior.