

2.8 变压器隔离型直流变换电路

- 变压器及其简化模型
- 全桥和半桥隔离Buck变换器
- 正激变换器
- 推挽隔离Buck变换器
- 反激式变换器

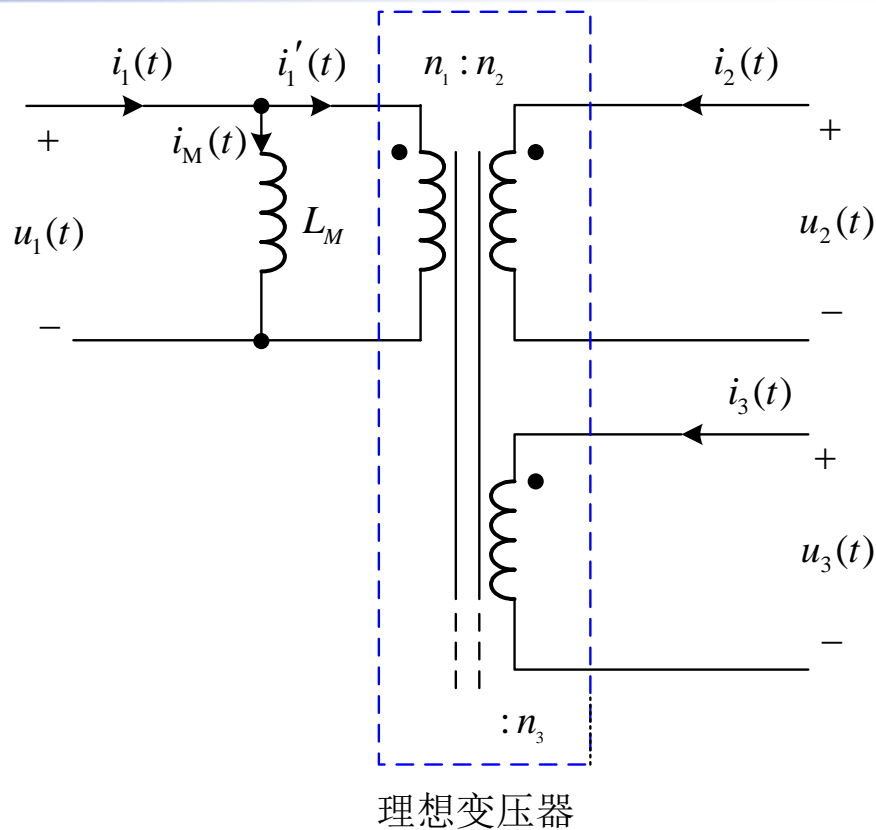
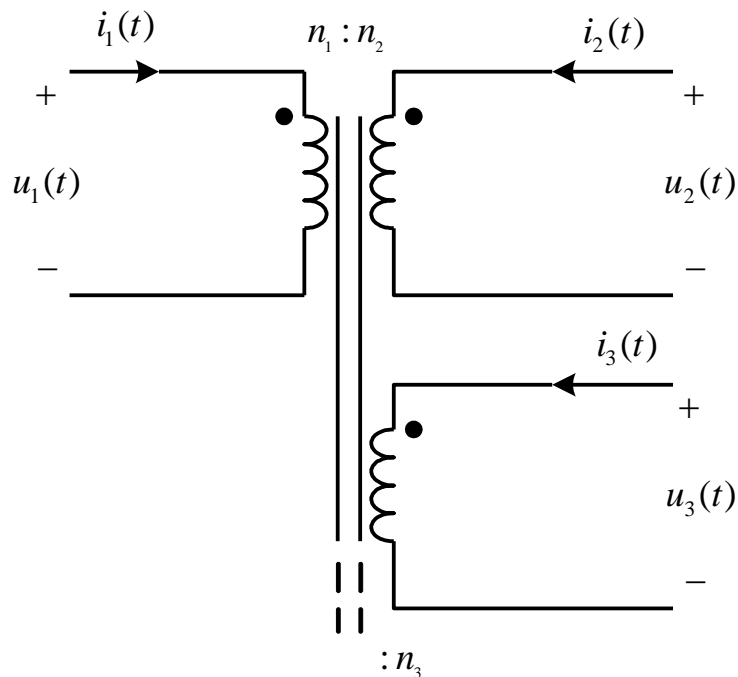
2.8 变压器隔离型直流变换电路

采用变压器隔离型直流变换电路的意义

- 实现变换器输入与输出的直流隔离。
- 采用高频隔离变压器，减小变压器体积。
- 当需要高的升压或降压变换比时，变压器的应用可以允许变压器最优化。通过选择合适的变压器变比，可以将施加在晶体管和二极管上的电压或电流应力最小化，从而提高效率和降低损耗。
- 通过增加多组副边绕组和副边侧电路可以获得多组直流输出。

2.8 变压器隔离型直流变换电路

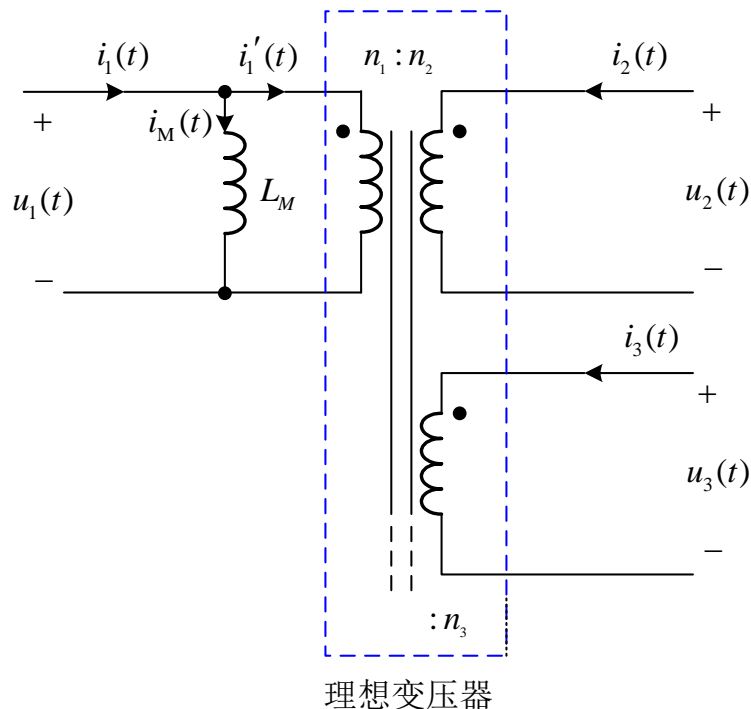
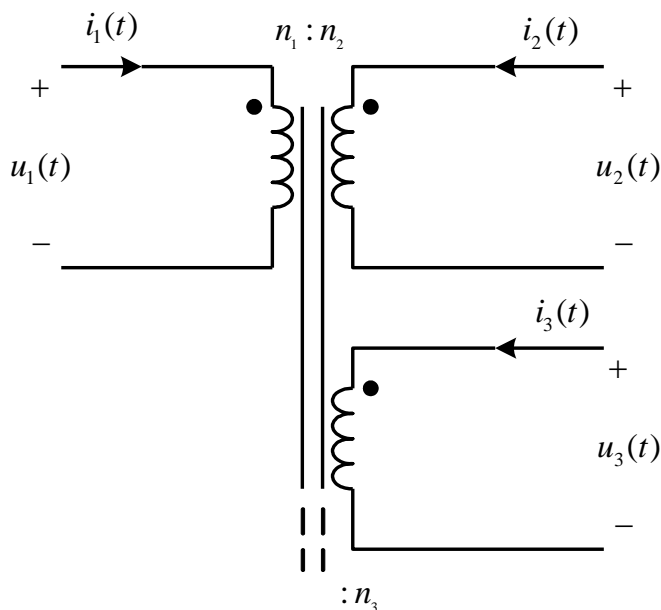
变压器及其简化模型



- 一个实际的变压器的完全模型，简化后得到分析所用的模型：由一个理想变压器和一个励磁电感组成。
- 其中：理想变压器表示了变压器原副边的电压和电流关系；励磁电感可以看作是将实际变压器中抽象的磁特性的主要部分的形象表示。

2.8 变压器隔离型直流变换电路

变压器及其简化模型



如图2.33(a)所示，多绕组变压器有匝比 $n_1:n_2:n_3\cdots$ 。图2.33(b)是一简化的等效电路，等效为一个理想变压器和一个励磁电感 L_M 。若假定绕组之间完全耦合并忽略损耗，得到理想变压器的关系为：

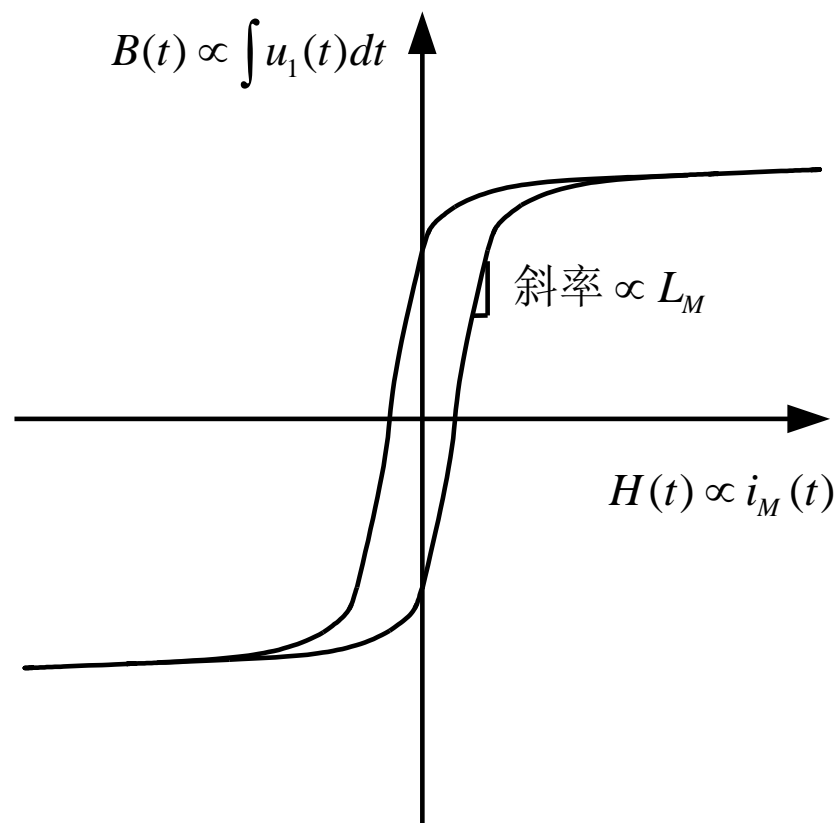
$$\frac{u_1(t)}{n_1} = \frac{u_2(t)}{n_2} = \frac{u_3(t)}{n_3} = \dots$$

$$0 = n_1 i_1'(t) + n_2 i_2(t) + n_3 i_3(t) + \dots$$

2.8 变压器隔离型直流变换电路

励磁电感 L_M

励磁电流 $i_M(t)$ 与变压器磁芯的磁场强度 $H(t)$ 成比例。变压器磁芯材料的物理B-H特性示于图2.34, 支配励磁电流性能。例如, 如果励磁电流 $i_M(t)$ 太大, 则磁场强度 $H(t)$ 的增大引起磁芯饱和, 励磁电感值变得很小, 使变压器输出短路。



变压器磁芯的B—H特性

2.8 变压器隔离型直流变换电路

励磁电感 L_M

励磁电感特性如同电感。

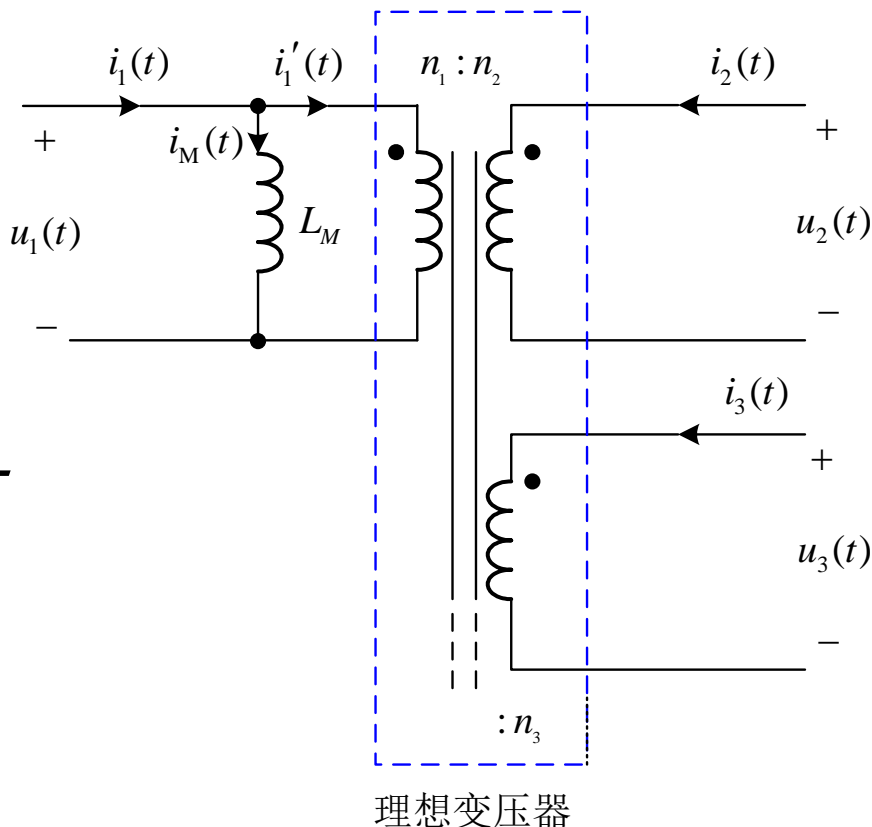
$$u_1(t) = L_M \frac{di_M(t)}{dt}$$

$$i_M(t) - i_M(0) = \frac{1}{L_M} \int_0^t u_1(\tau) d\tau$$

应用电感伏秒平衡原理：

$$0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} u_1(t) dt$$

由于励磁电流与施加绕组电压的积分成比例，因此该电压的直流成分必须为零；否则，在每个开关周期励磁电流会净上升，最后导致非常大的电流和变压器饱和。

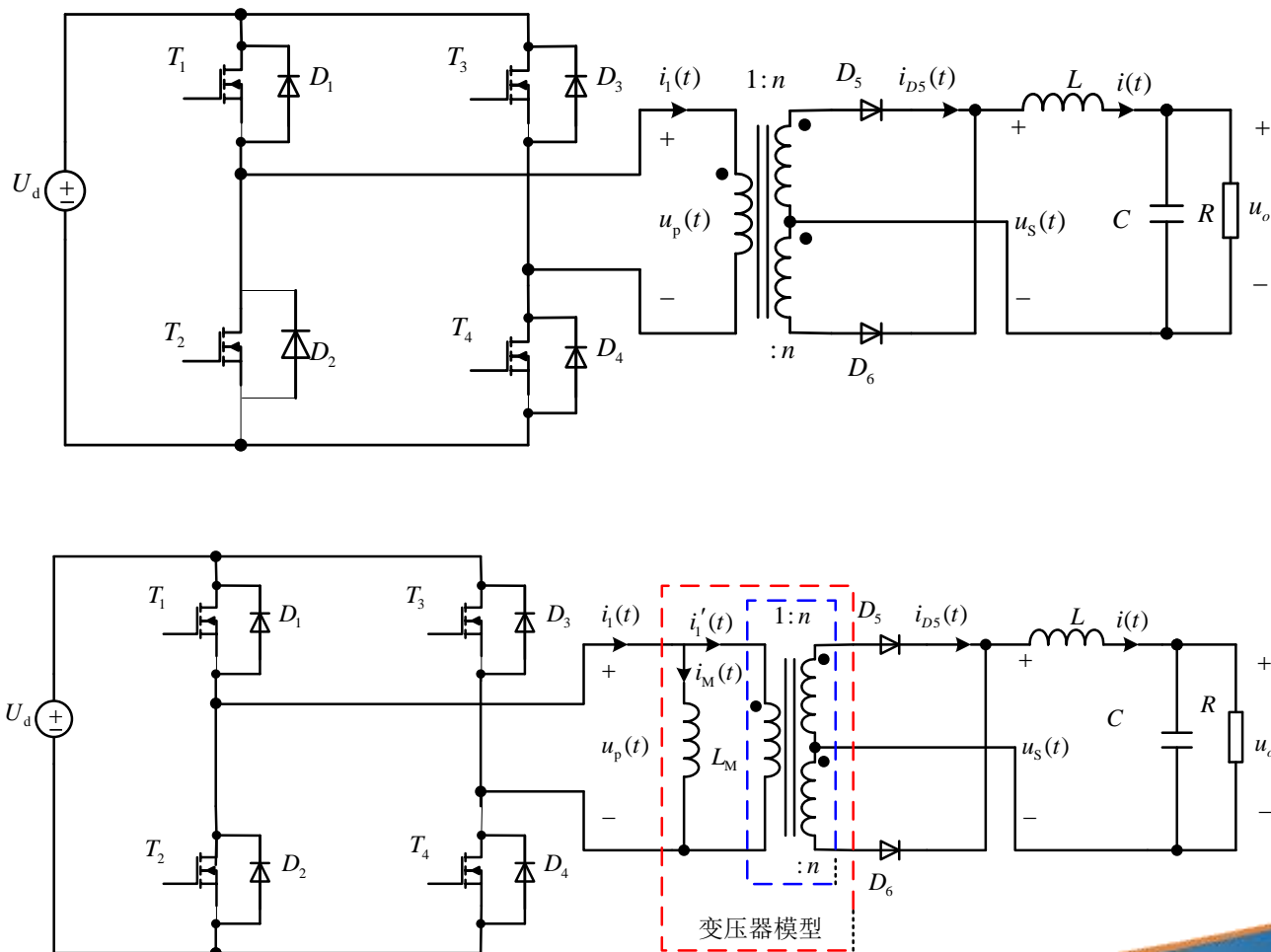


理想变压器

2.8 变压器隔离型直流变换电路

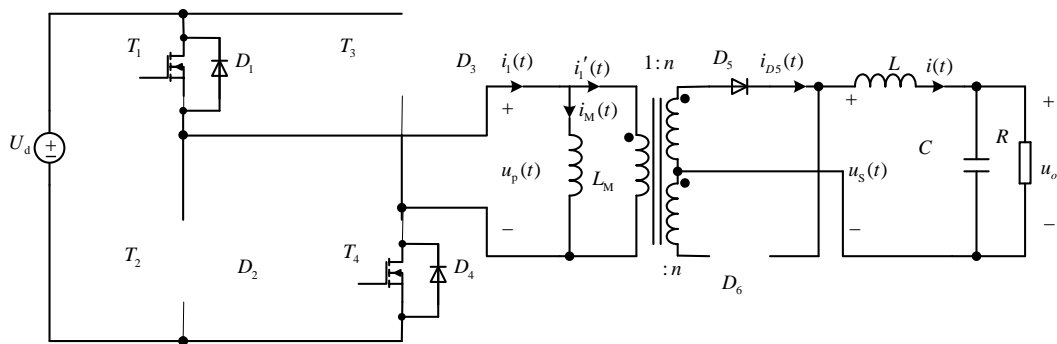
2.8.1 全桥和半桥隔离Buck变换器

全桥变压器隔离变换器如图所示。副边绕组带中心抽头, 此电路通常用于产生低输出电压的变换器。中心抽头副边绕组的两部分可以看作分立的绕组, 此变压器可以看作匝比 $1:n:n$ 的三个绕组的变压器。变换器的输出部分与不隔离的Buck变换器相似。

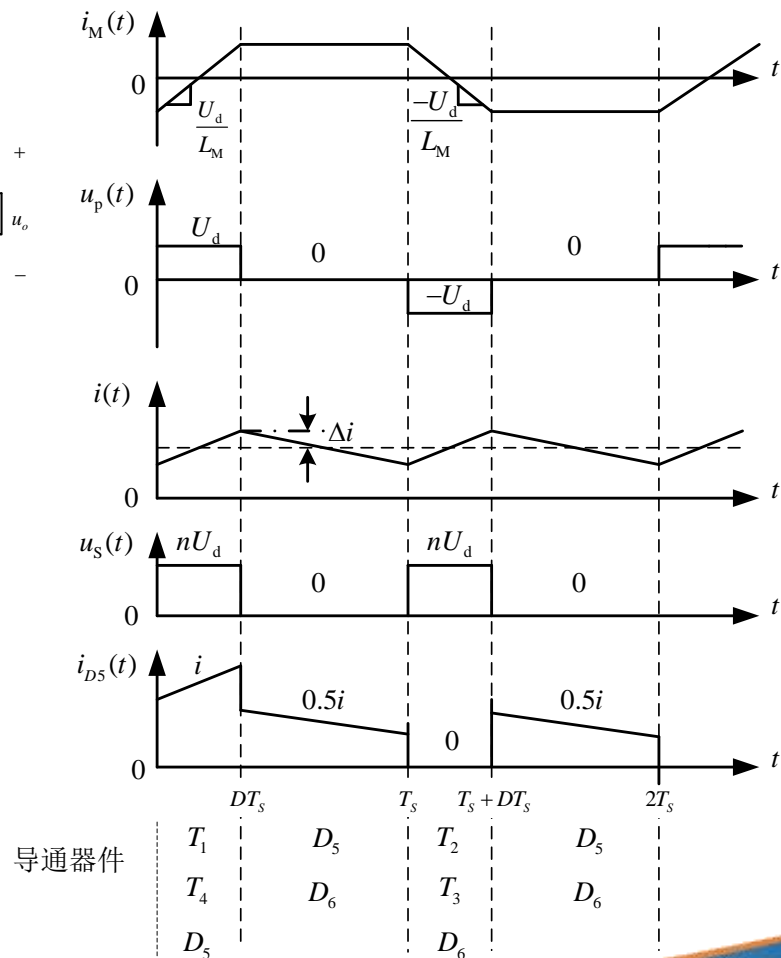


2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第一个子区间 $0 < t < DT_s$

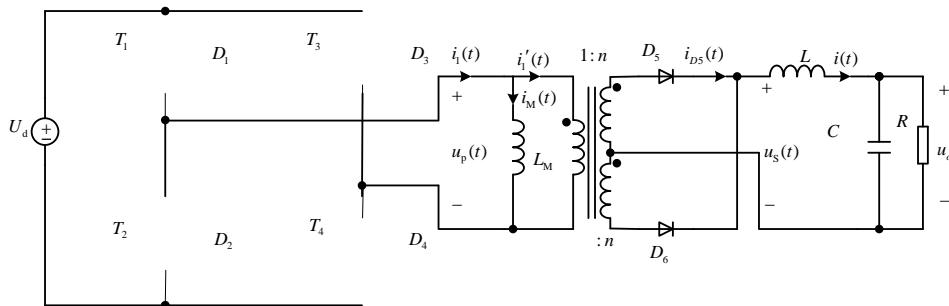


在第一个子区间(子区间1) $0 < t < DT_s$, 晶体管 T_1 、 T_4 导通, 变压器原边电压为 $u_p = U_d$ 。此正电压引起励磁电流 $i_M(t)$ 以斜率 U_d/L_M 上升。带中心抽头的副边绕组的每半部分的电压为 nU_d , 极性为正。因此, 二极管 D_5 正偏, D_6 反偏, 于是电压 $u_s(t)$ 等于 nU_d , 输出滤波电感电流 $i(t)$ 流过二极管 D_5 。



2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第二个子区间 $DT_S < t < T_S$



在此子区间二极管 D_5 和 D_6 均正偏；每个二极管通过近似一半的输出滤波电感电流。

$$i_{D5}(t) + i_{D6}(t) = i(t)$$

理想变压器模型遵循

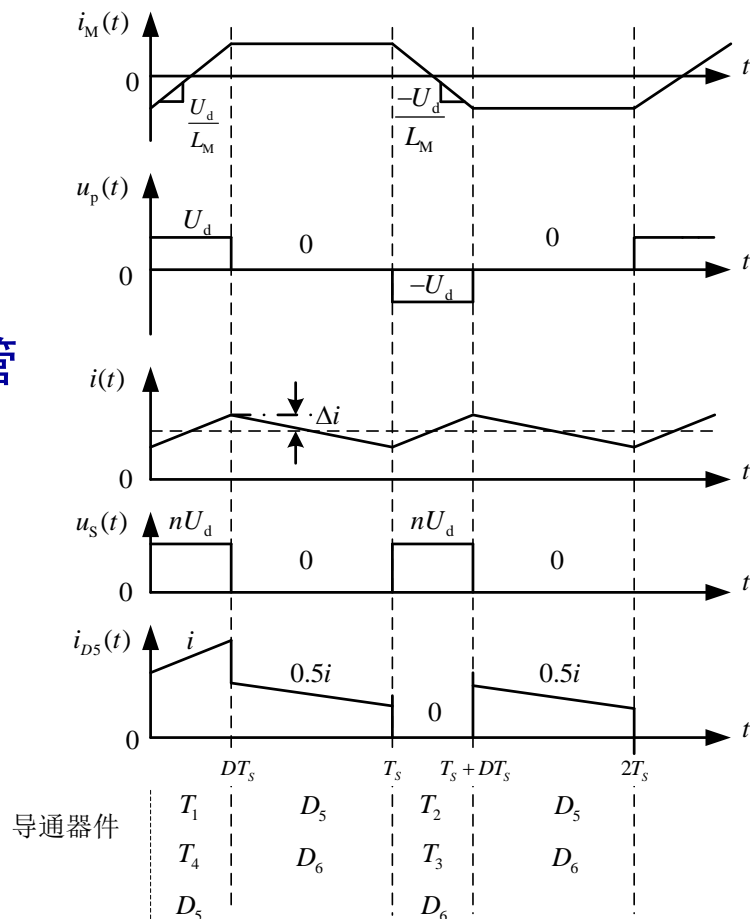
$$i_1'(t) - ni_{D5}(t) + ni_{D6}(t) = 0$$

理想变压器原边的结点方程为

$$i_1(t) = i_M(t) + i_1'(t)$$

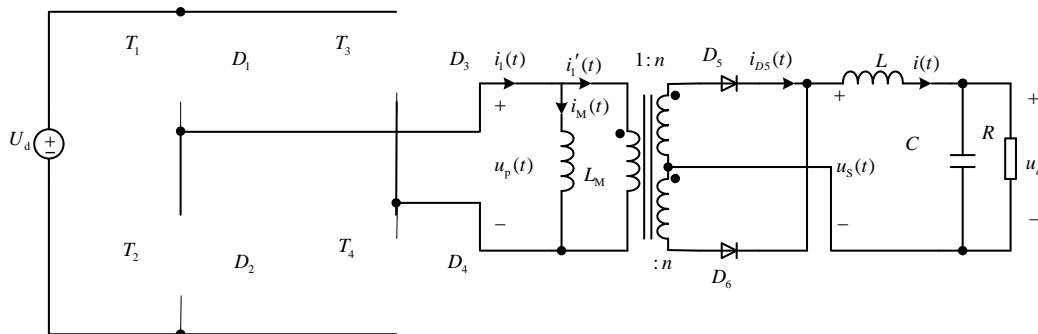
得到

$$i_1(t) - ni_{D5}(t) + ni_{D6}(t) = i_M(t)$$



2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第二个子区间 $DT_S < t < T_S$

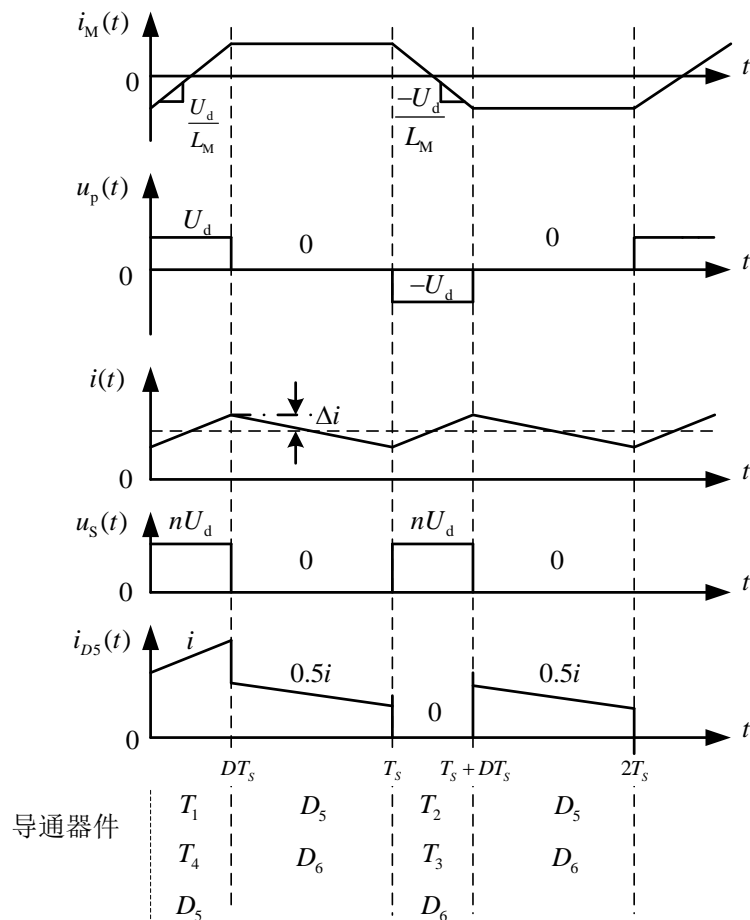


励磁电流 $i_M(t)$ 流过原边绕组，通过一个副边绕组，或三个绕组分配。电流如何分配依赖于导通的晶体管和二极管的 $i-v$ 特性和变压器漏感。当 $i_1=0$ 时，式 (2.137) 和式 (2.140) 的解为

$$i_{D5}(t) = \frac{1}{2} i(t) - \frac{1}{2n} i_M(t)$$

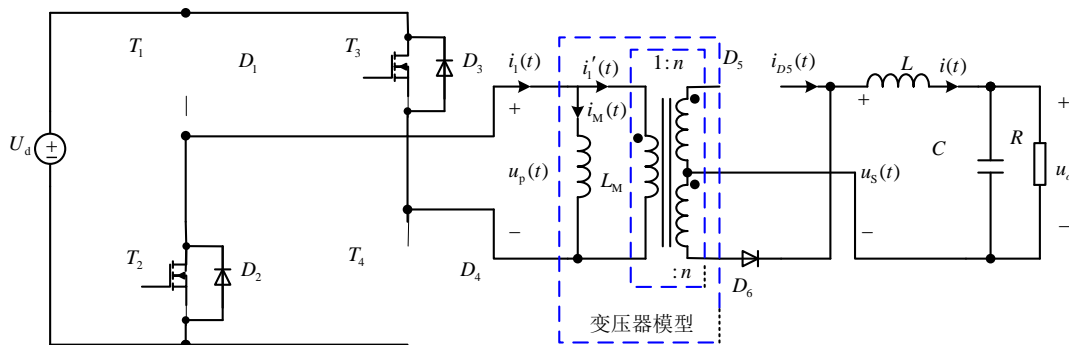
$$i_{D6}(t) = \frac{1}{2} i(t) + \frac{1}{2n} i_M(t)$$

若 $i_M \ll ni$ 则 $i_{D5} = i_{D6} \approx 0.5i$

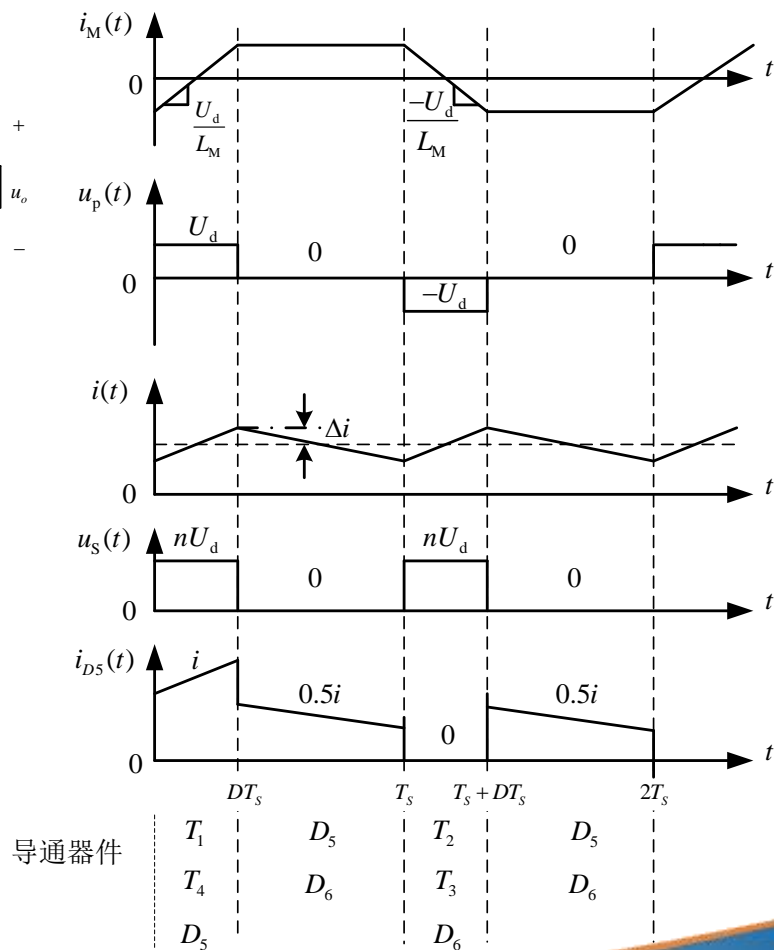


2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第三个子区间 $T_S < t < (T_S + DT_S)$

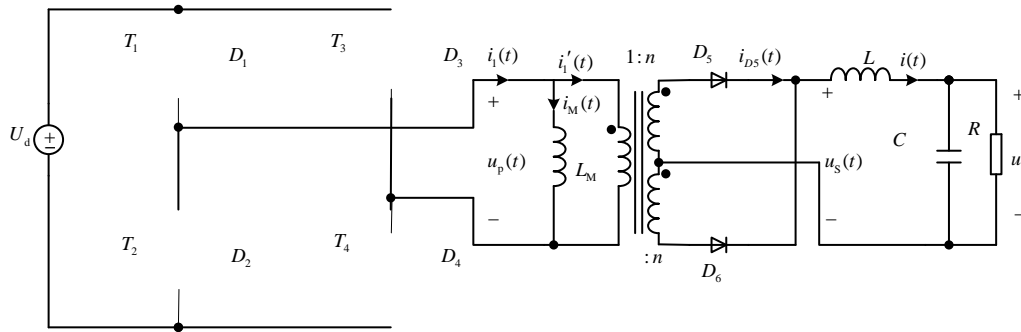


晶体管 T_2 和 T_3 、二极管 D_6 导通。施加在变压器原边的电压为 $u_p = -U_d$ ，引起励磁电流以斜率 $-U_d/L_M$ 下降。电压 $u_s(t) = nU_d$ ，输出电感电流 $i(t)$ 流过二极管 D_6 。

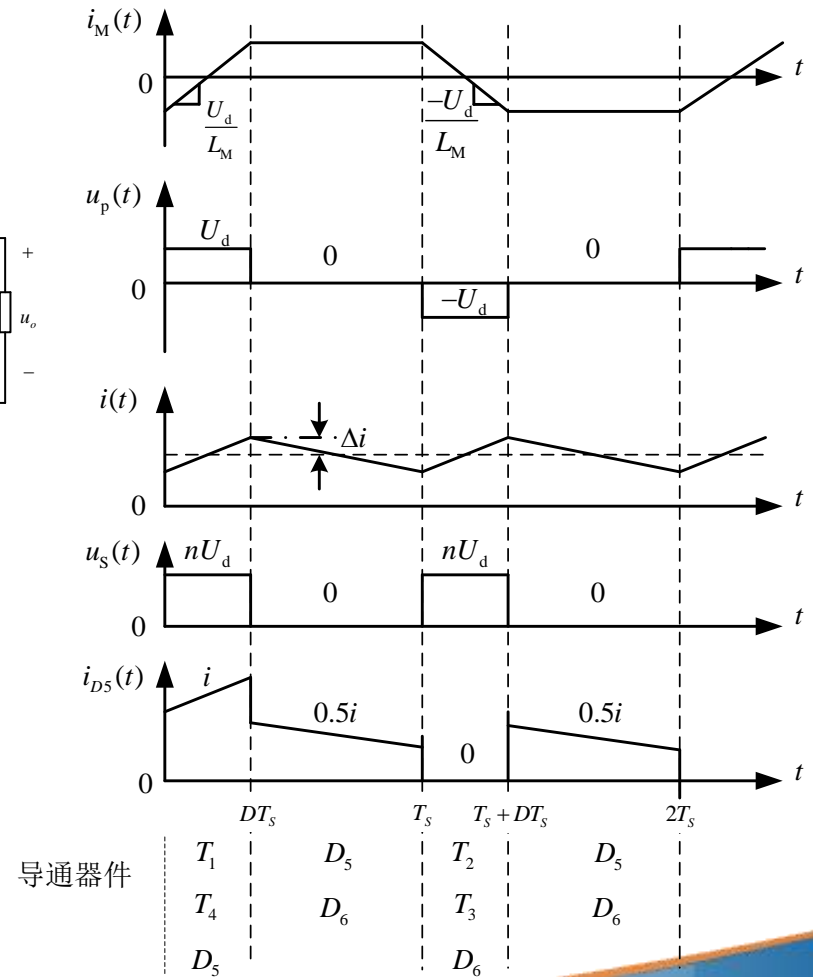


2.8 变压器隔离型直流变换电路

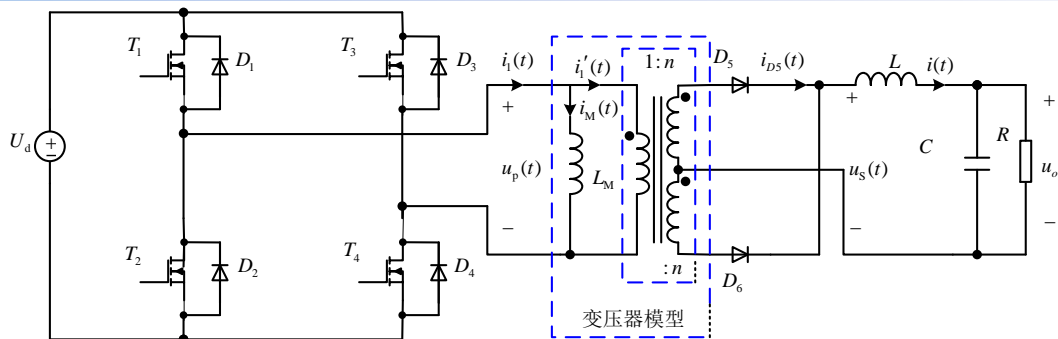
在第四个子区间 $(T_s + DT_s) < t < 2T_s$



在 $(T_s + DT_s) < t < 2T_s$, 二极管 D_5 和 D_6 均再次导通, 与前面子区间2描述的情况相似。输出滤波元件的开关纹波频率为 $f_s = 1/T_s$ 。然而, 变压器波形的频率为 $0.5f_s$ 。



2.8 变压器隔离型直流变换电路

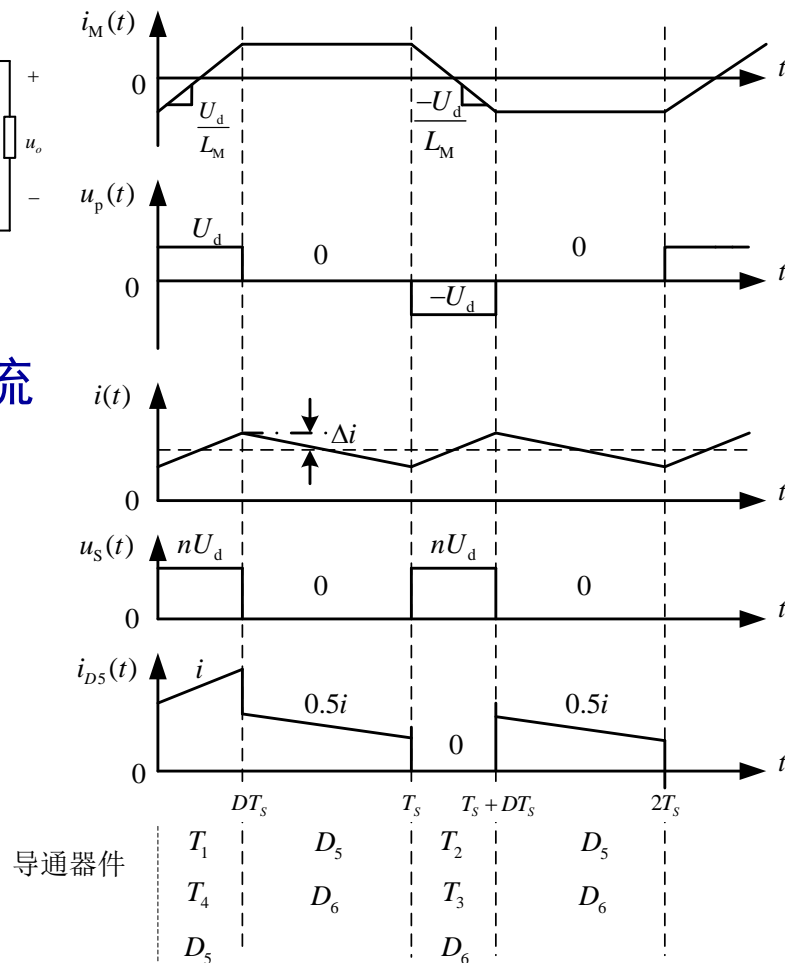


应用伏秒平衡原理于输出滤波电感 L ，则直流负载电压等于 $u_s(t)$ 的直流成分，即：

$$U_o = \langle u_s \rangle \quad \langle u_s \rangle = nDU_d$$

因此， $U_o = nDU_d$ $0 \leq D < 1$

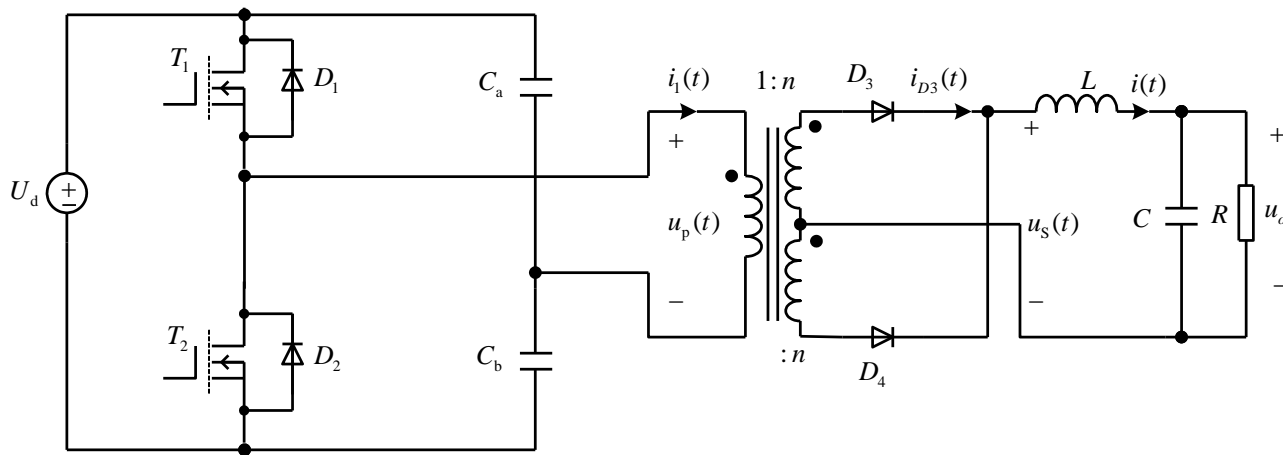
所以与Buck变换器中一样，输出电压可以通过晶体管占空比 D 来控制。附加的电压上升或下降可以通过物理的变压器匝比 n 来获得。工作于连续导通模式时式(2.145)成立；与非隔离的Buck变换器一样，全桥和半桥变换器在轻载时可以工作于不连续导通模式。变换器可以在占空比范围 $0 \leq D < 1$ 工作



2.8 变压器隔离型直流变换电路

隔离型半桥Buck变换器

如图2.37所示为半桥变压器隔离Buck变换器。此电路除了晶体管 T_3 和 T_4 及其反并二极管由大电容 C_a 和 C_b 替代外与图2.35(a)的全桥变换器相似。



$u_p(t)$ 的幅值为全桥拓扑中的一半, 输出电压减小为

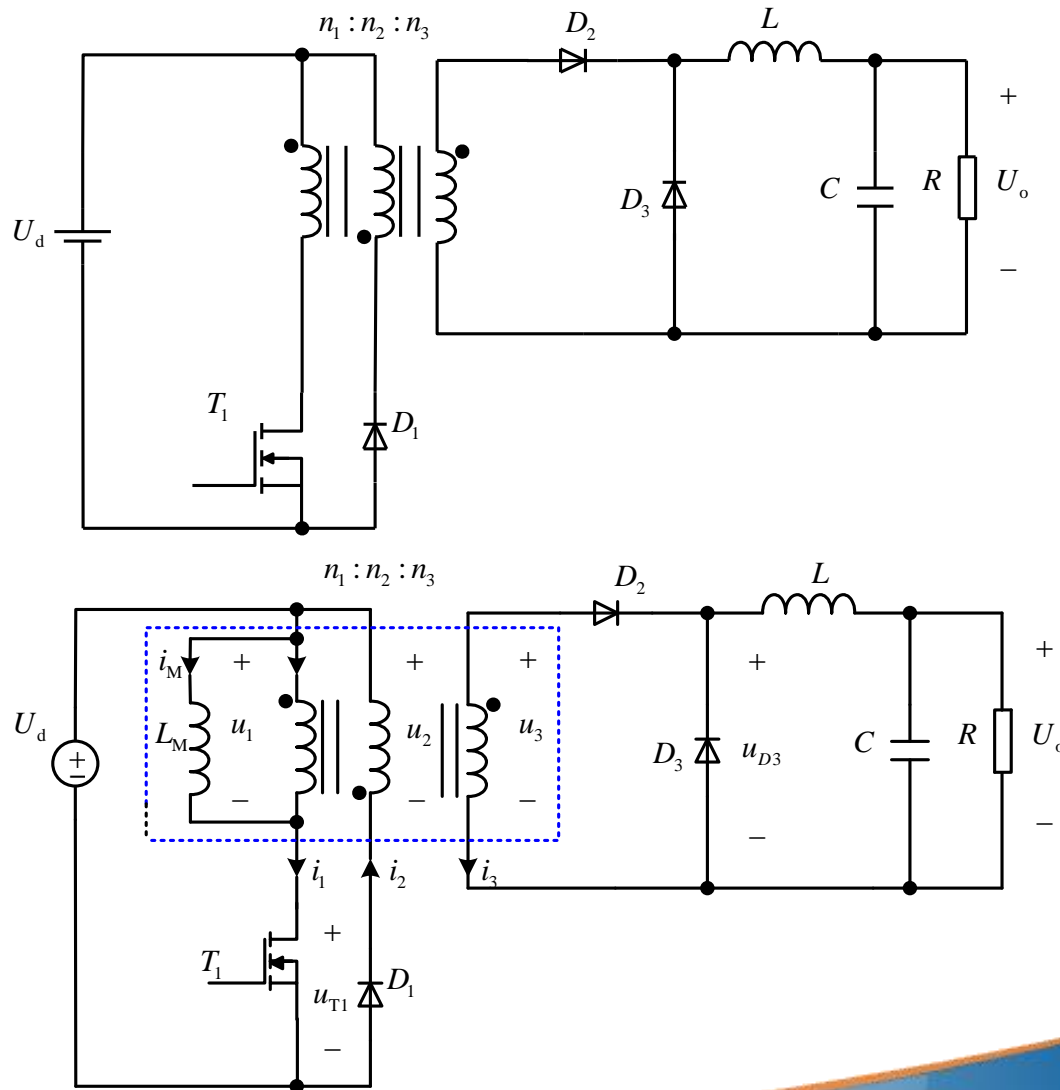
$$U_o = 0.5nDU_d$$

2.8 变压器隔离型直流变换电路

2.8.2 正激变换器

单晶体管正激变换器

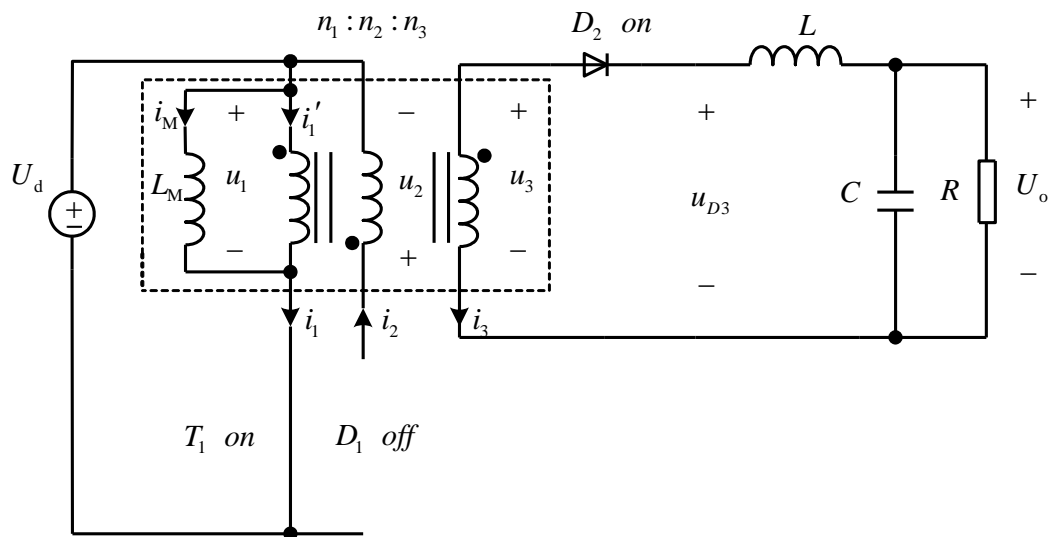
单管正激变换器如图所示。此变压器隔离变换器是基于Buck变换器它需要一晶体管, 应用于比全桥和半桥变换器功率水平低的场合。与其他Buck起源的变换器相似, 其输出电流脉动成分小, 使正激变换器适合于高输出电流。最大晶体管占空比受到限制, 若选择 $n_1=n_2$, 则占空比限于范围 $0 \leq D < 0.5$



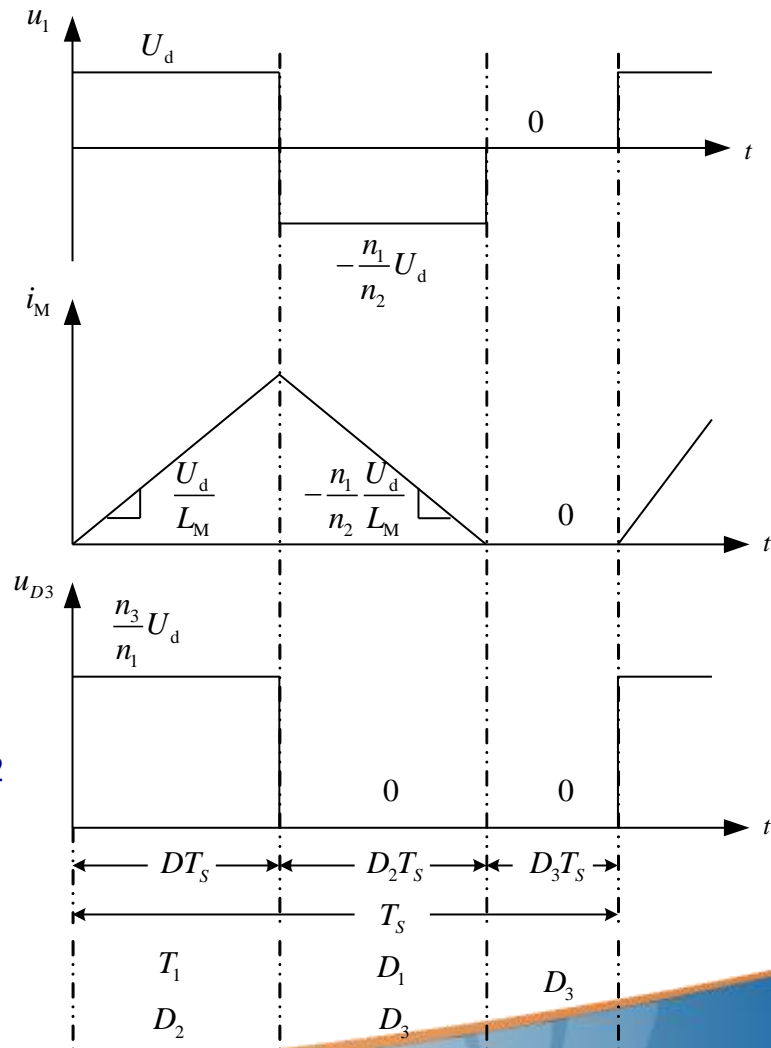
用变压器等效电路模型的正激变换器

2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第一个子区间

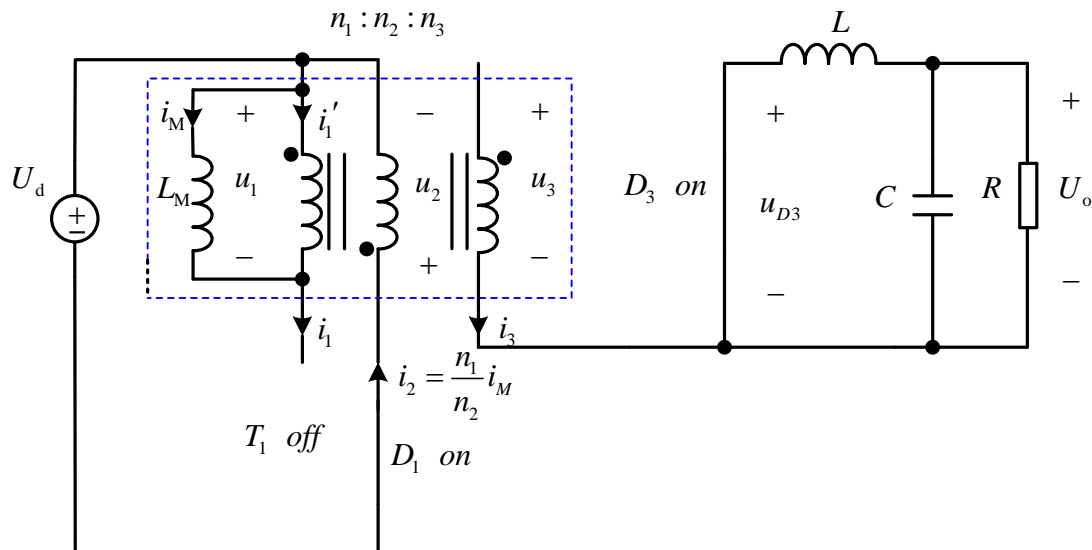


在子区间1, 晶体管 T_1 导通, 电路如图所示。 D_2 正偏, D_1 和 D_3 反电压 U_d 加于变压器原边绕组, 因此变压器励磁电流 $i_M(t)$ 以斜率 U_d/L_M 上, 如图2.40所示。 D_3 两端电压等于 U_d 乘匝比 n_3/n_1 。

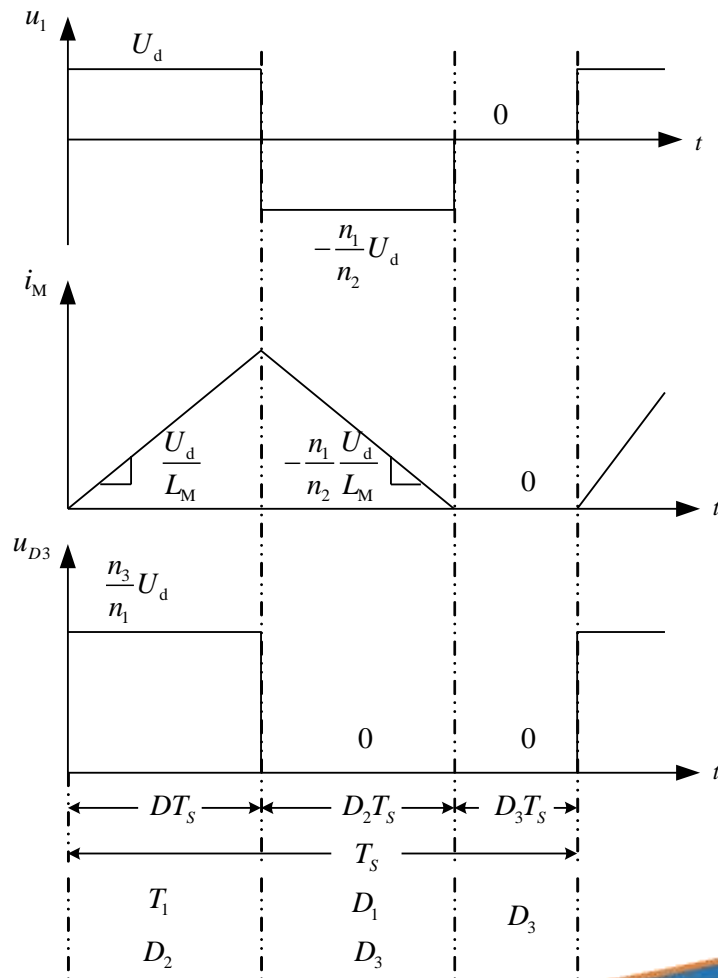


2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第二个子区间

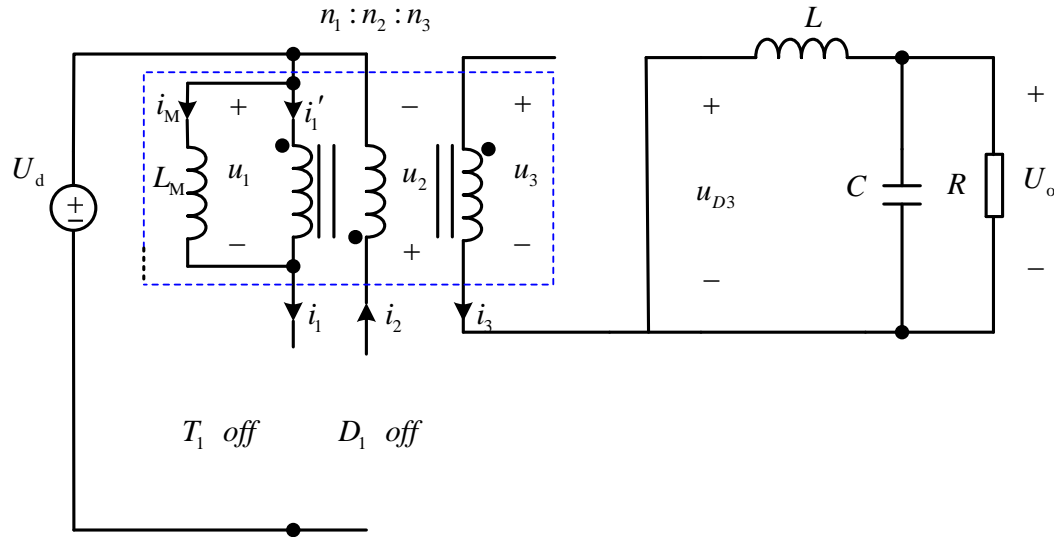


当 T_1 截止时开始子区间2。励磁电流流入理想变压器的原边。 D_1 正偏， D_2 反偏。电压 U_d 加于绕组2，因此折合到绕组1，加于励磁电感的电压为 $-U_d n_1/n_2$ 。负电压使励磁电流以斜率 $-U_d n_1/(n_2 L_M)$ 下降。由于 D_2 反偏， D_3 必然导通流过输出电感电流 $i(t)$ 。当励磁电流降至零时， D_1 反偏。

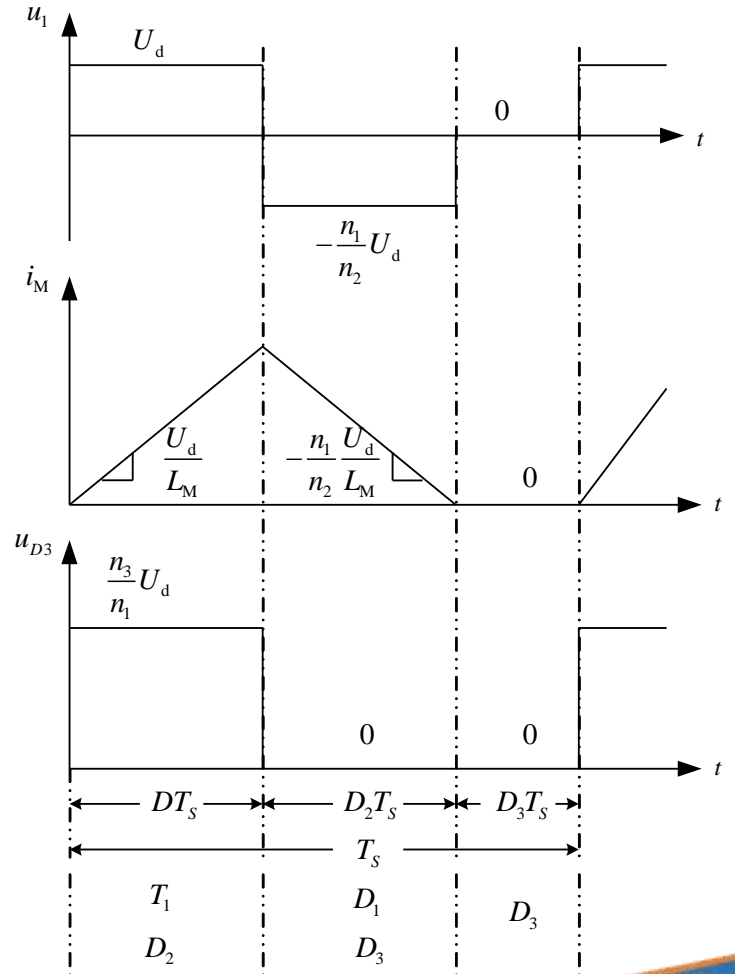


2.8 变压器隔离型直流变换电路

在第三个子区间



开始子区间3，电路如图所示。元件 T_1 、 D_1 和 D_2 处于截止状态，励磁电流保持为零。



2.8 变压器隔离型直流变换电路

应用电感伏秒平衡原理于变压器励磁电感

$$\langle u_1 \rangle = D(U_d) + D_2(-U_d n_1 / n_2) + D_3(0) = 0$$

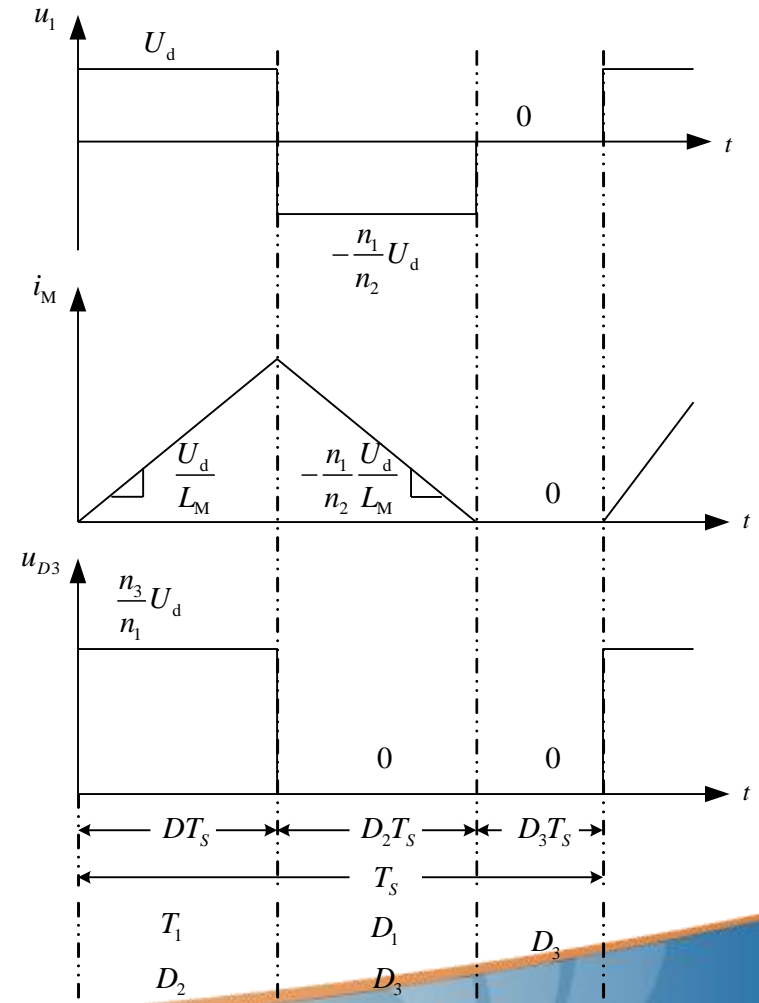
得
$$D_2 = \frac{n_2}{n_1} D$$

$$D + D_2 + D_3 = 1$$

$$D_3 = 1 - D - D_2 \geq 0$$

$$D_3 = 1 - D \left(1 + \frac{n_2}{n_1} \right) \geq 0$$

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}}$$

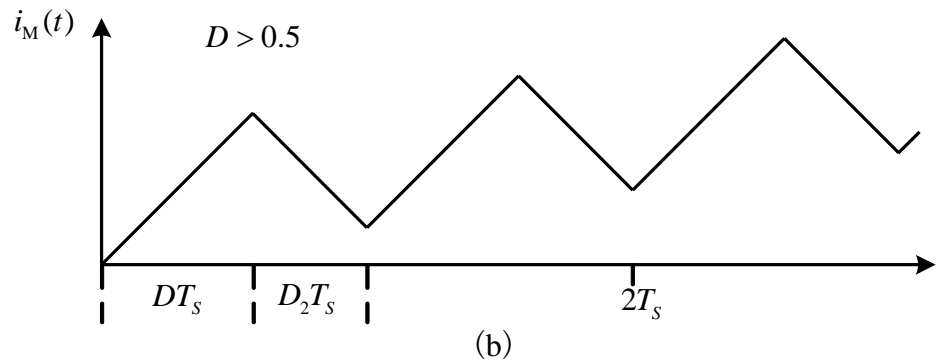
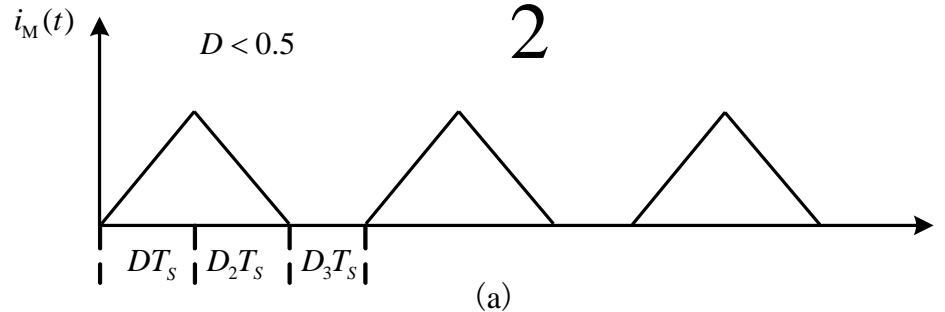


2.8 变压器隔离型直流变换电路

对于通常的选择

$$n_1 = n_2$$

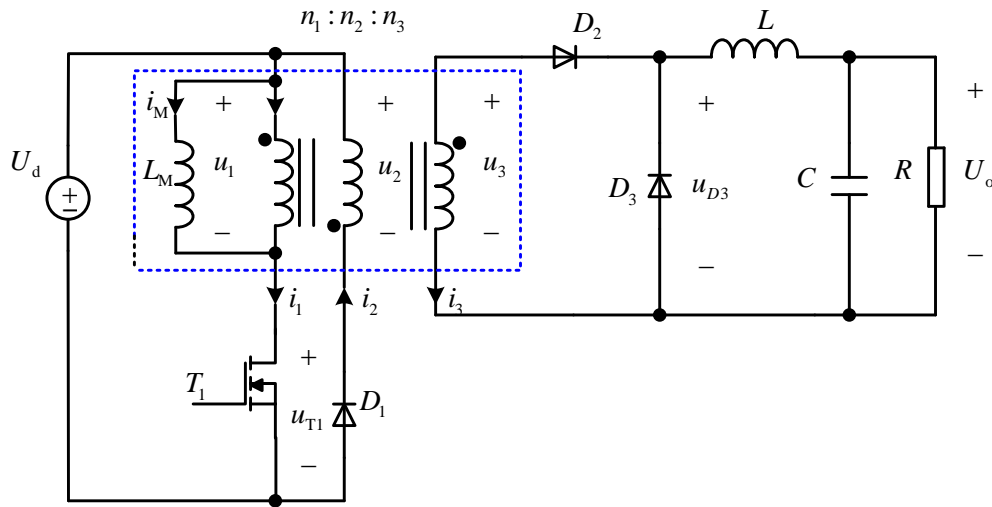
$$D \leq \frac{1}{2}$$



由于变压器需要磁复位，所以最大占空比受到限制。

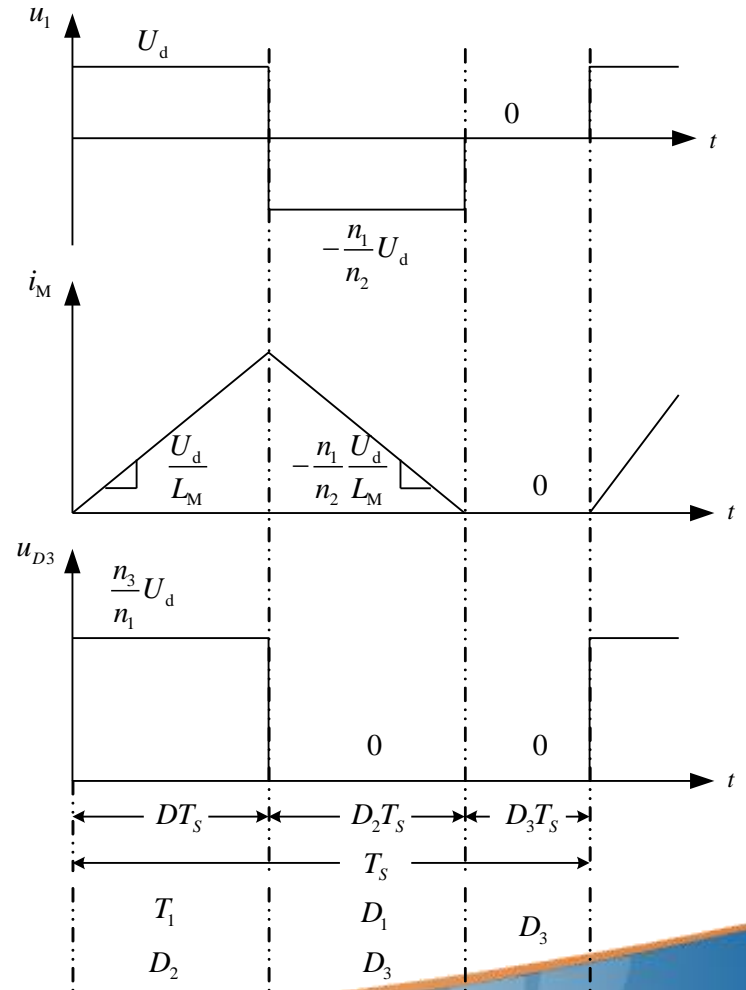
2.8 变压器隔离型直流变换电路

输入输出关系



变换器输出电压可以通过应用电感伏秒平衡原理于电感L得到

$$\langle u_{D3} \rangle = U_o = \frac{n_3}{n_1} D U_d$$



2.8 变压器隔离型直流变换电路

占空比限值与开关管电压应力

$$D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_2}{n_1}}$$

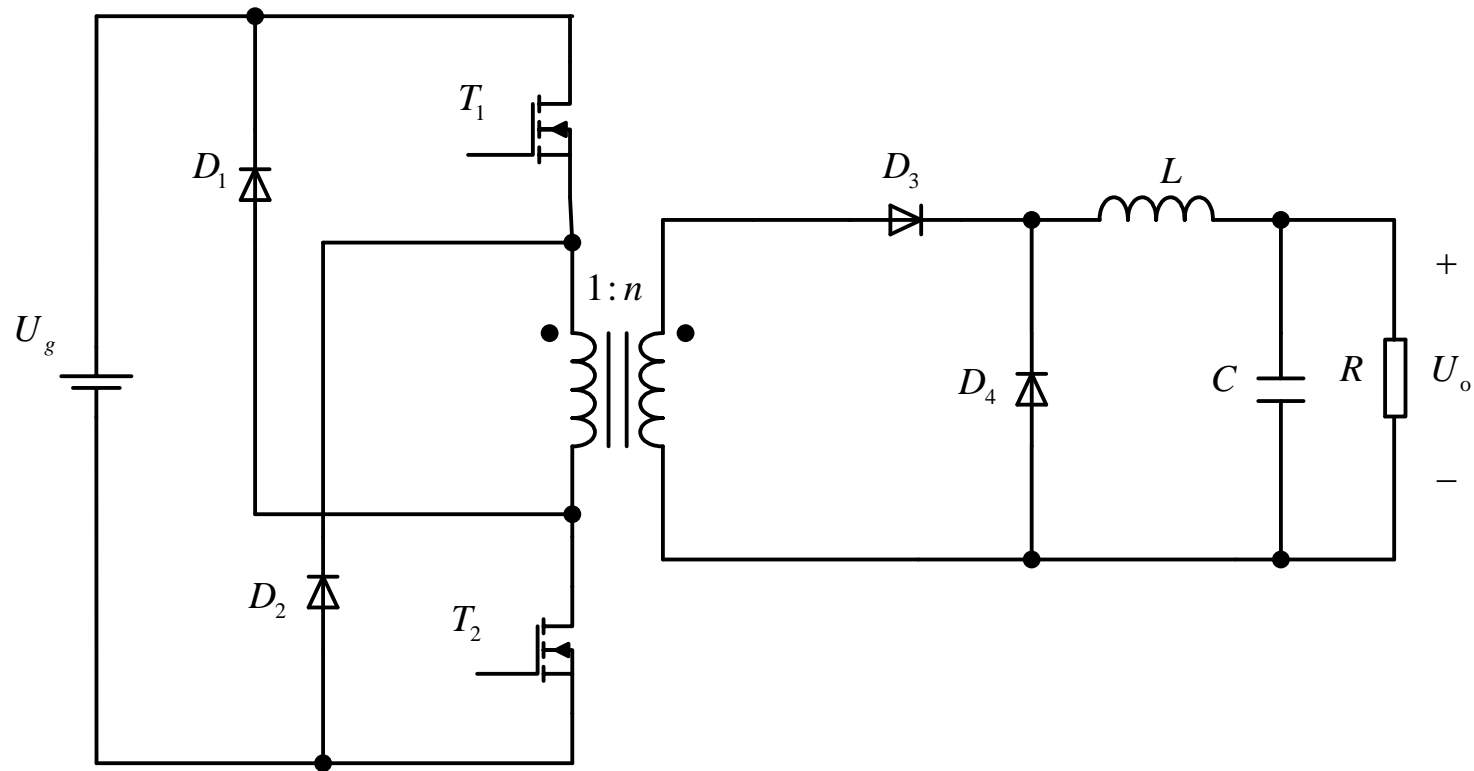
$$n_2 / n_1 \downarrow \Rightarrow D \uparrow$$

$$\max(u_{T1}) = U_d \left(1 + \frac{n_1}{n_2} \right)$$

$$n_2 / n_1 \downarrow \Rightarrow \max(u_{T1}) \uparrow$$

2.8 变压器隔离型直流变换电路

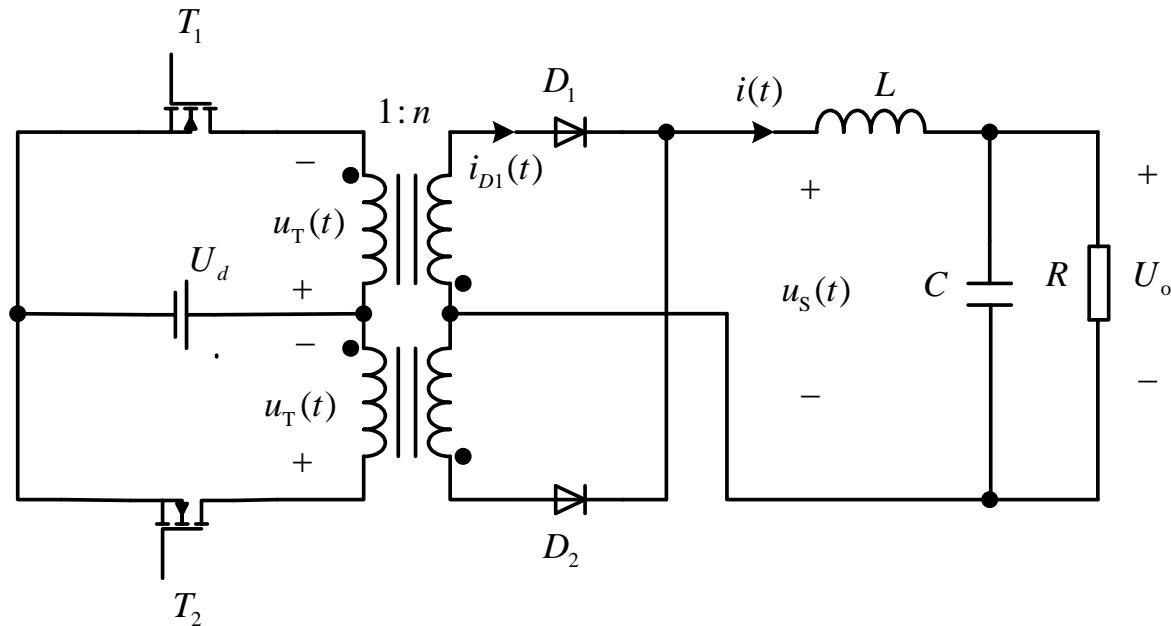
双晶体管正激变换器



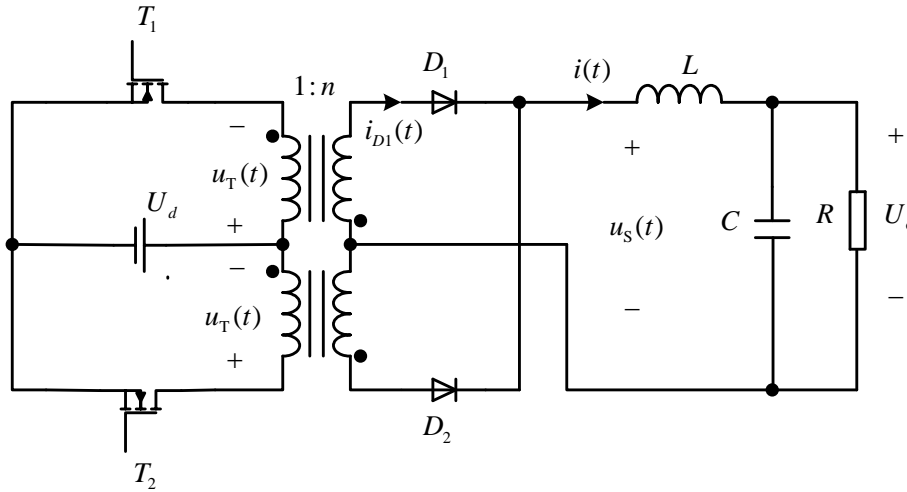
2.8 变压器隔离型直流变换电路

2.8.3 推挽隔离Buck变换器

推挽隔离变换器示于图2.44。副边侧电路和波形与全桥和半桥变换器相同。原边侧电路包含一中心抽头绕组。在第一个开关周期 T_1 导通 DT_s 时间。在第二个开关周期 T_2 导通相同长度的时间, 这样变压器原边绕组保持伏秒平衡。

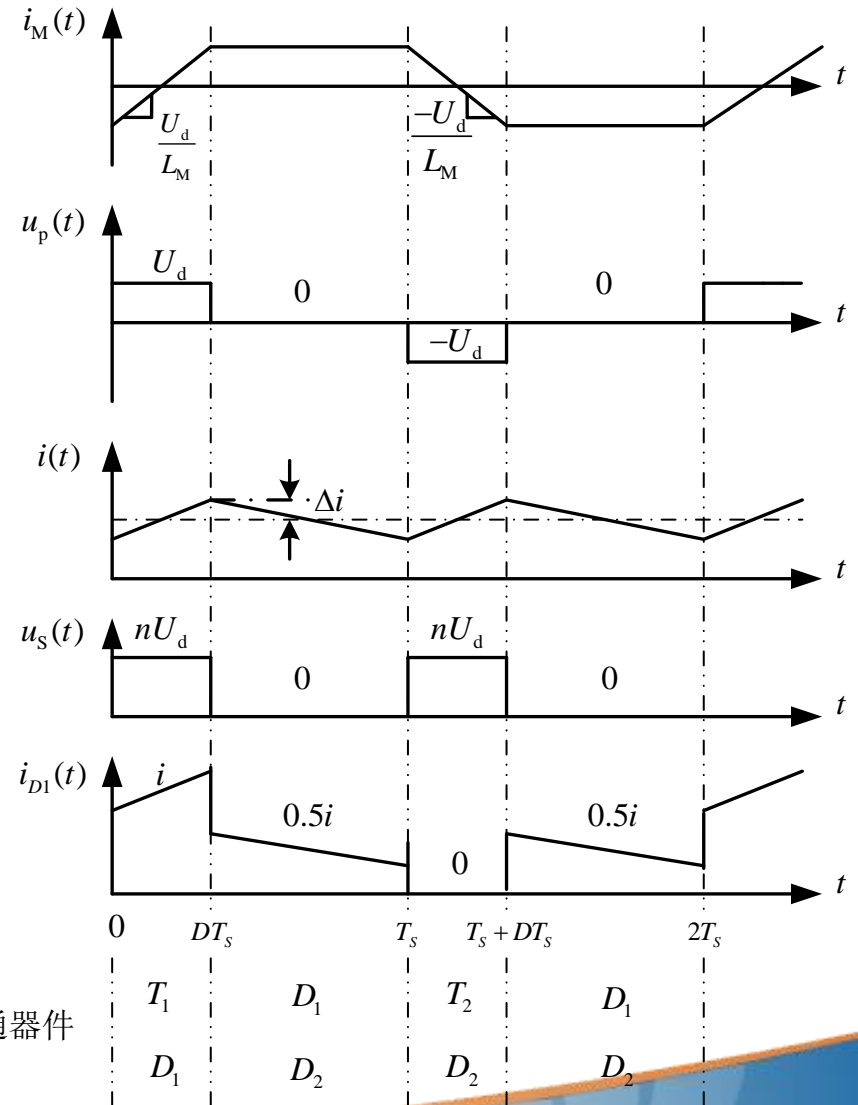


2.8 变压器隔离型直流变换电路



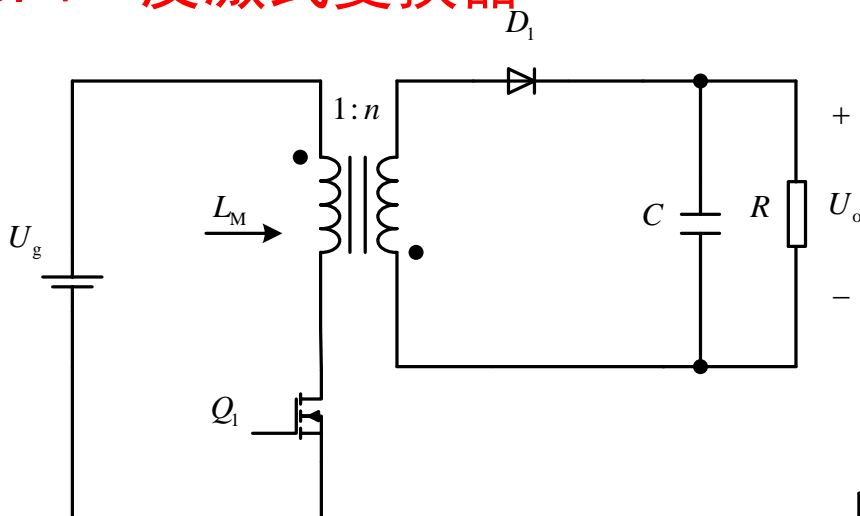
此变换器可以在占空比范围 $0 \leq D < 1$ 工作, 其变换比为

$$U_o = nDU_d$$



2.8 变压器隔离型直流变换电路

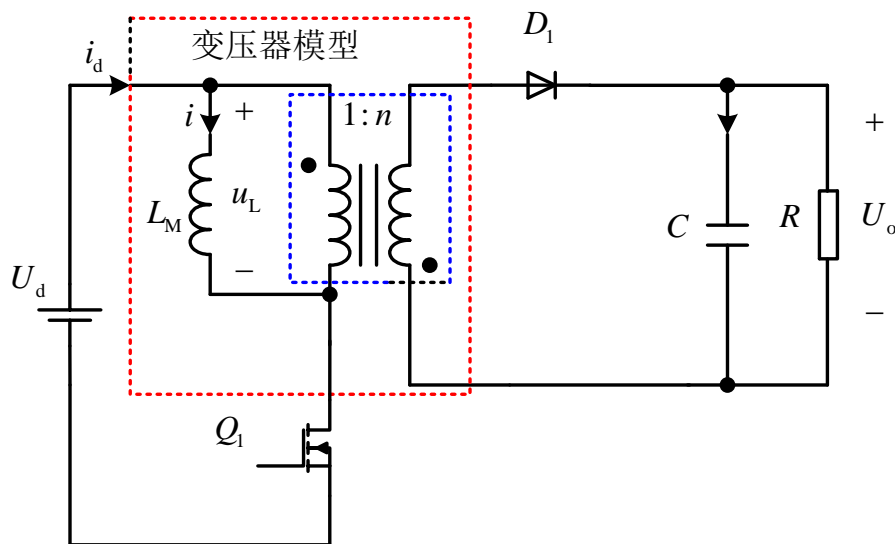
2.8.4 反激式变换器



反激式变换器

反激式变换器可以通过用图所示的模型代替反激式变压器来分析，得到电路图。励磁电感 L_M 的作用方式与Buck-Boost变换器的电感 L 相同。当 T_1 导通，能量从直流电源 U_d 储存于 L_M 。当 D_1 导通，储存的能量传输至负载。电感电压和电流按照1:n匝比决定

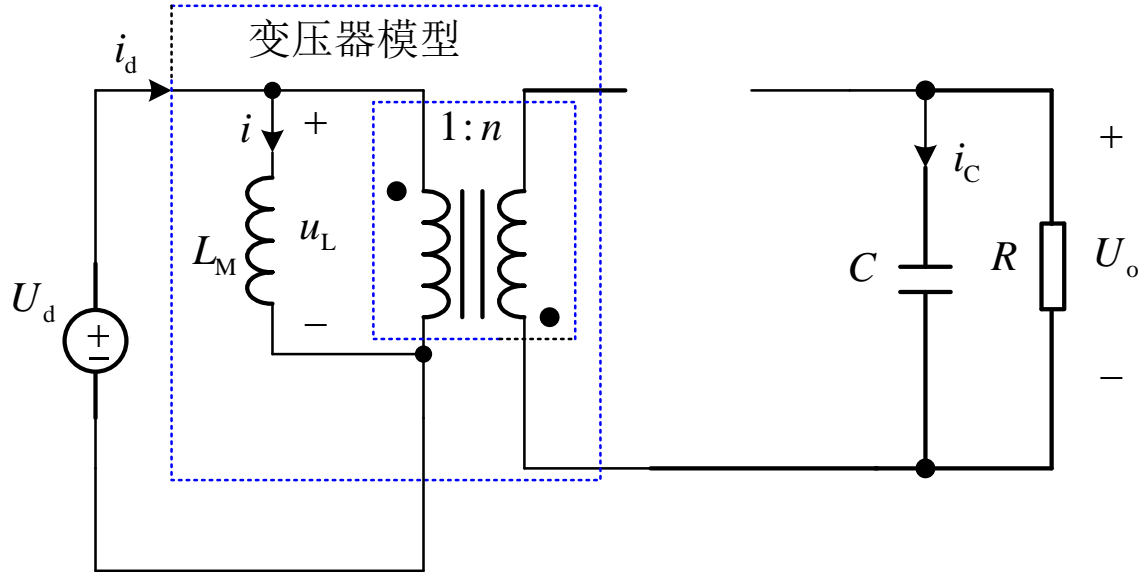
反激式变换器是基于Buck-Boost变换器的



用变压器等效电路模型

2.8 变压器隔离型直流变换电路

在子区间1, T1导通



小纹波近似

$$u_L = U_d$$

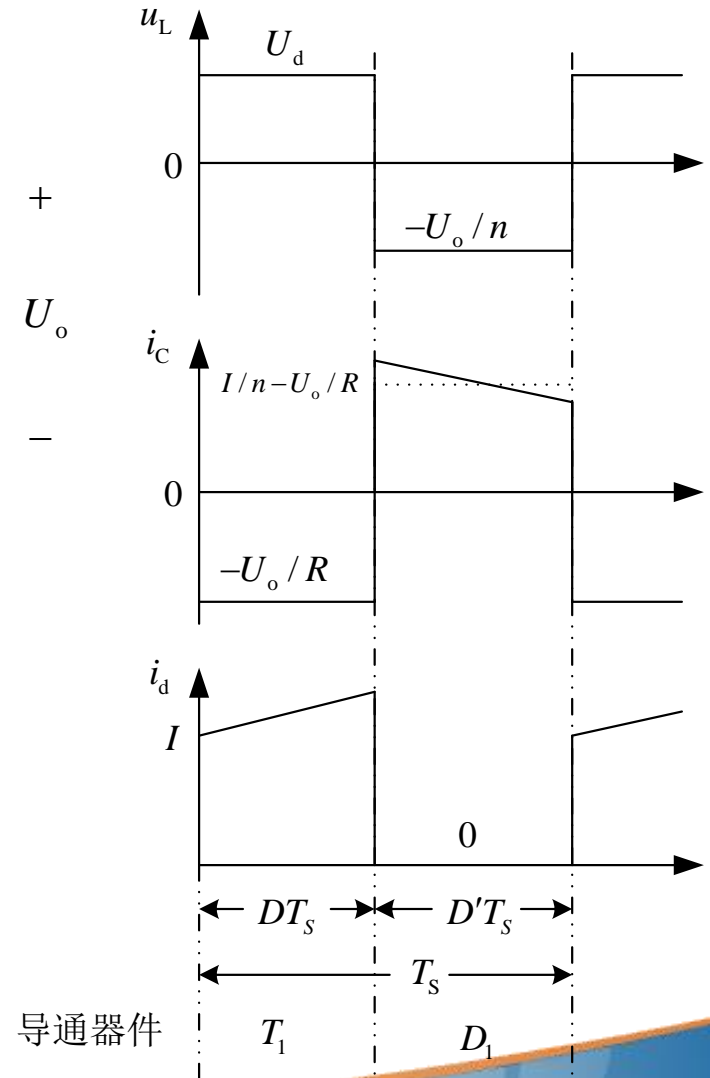
$$i_C = -\frac{u_o}{R}$$

$$i_d = i$$

$$u_L = U_d$$

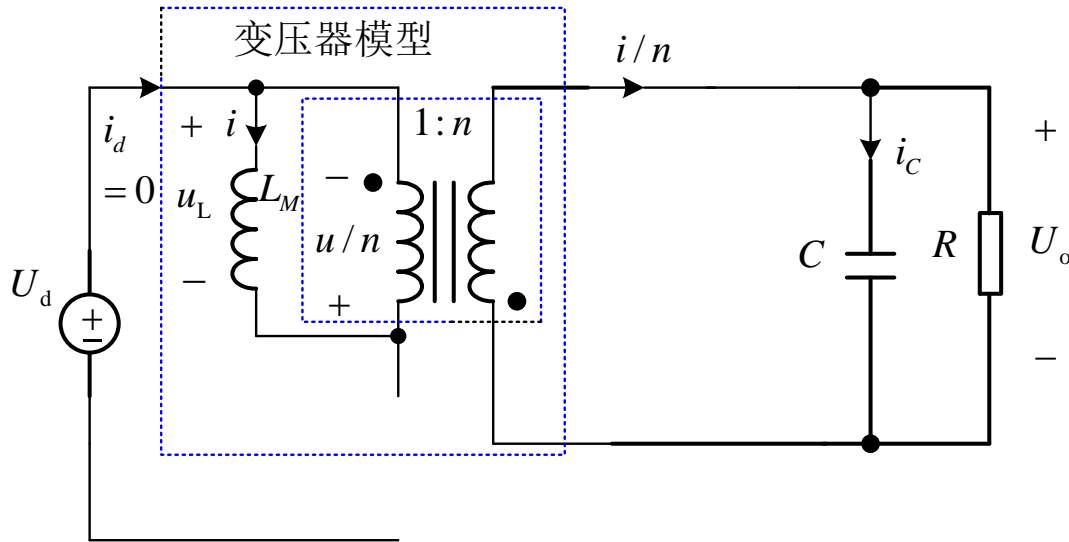
$$i_C = -\frac{U_o}{R}$$

$$i_d = I$$



2.8 变压器隔离型直流变换电路

在子区间2，晶体管截止，二极管导通



小纹波近似

$$u_L = -\frac{u_o}{n}$$

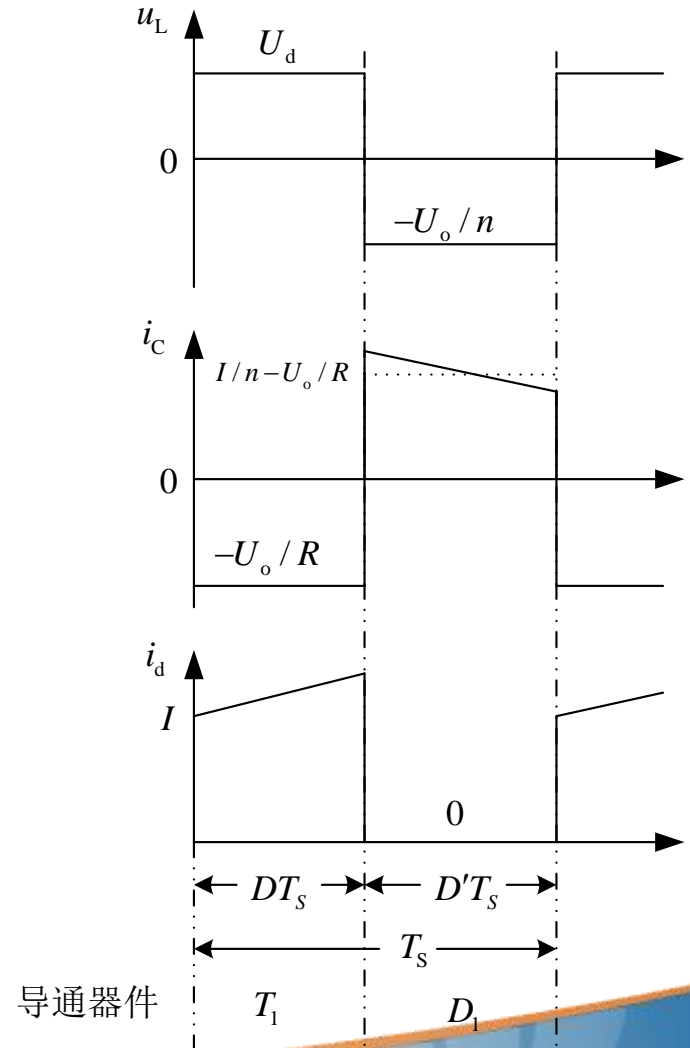
$$i_c = \frac{i}{n} - \frac{u_o}{R}$$

$$i_d = 0$$

$$u_L = -\frac{U_o}{n}$$

$$i_c = \frac{I}{n} - \frac{U_o}{R}$$

$$i_d = 0$$



导通器件

2.8 变压器隔离型直流变换电路

应用伏秒平衡原理于原边侧励磁电感

$$\langle u_L \rangle = D(U_d) + D' \left(-\frac{U_o}{n} \right) = 0$$

解变换比得

$$M(D) = \frac{U_o}{U_d} = n \frac{D}{D'}$$

应用电容充电平衡原理于输出电容C

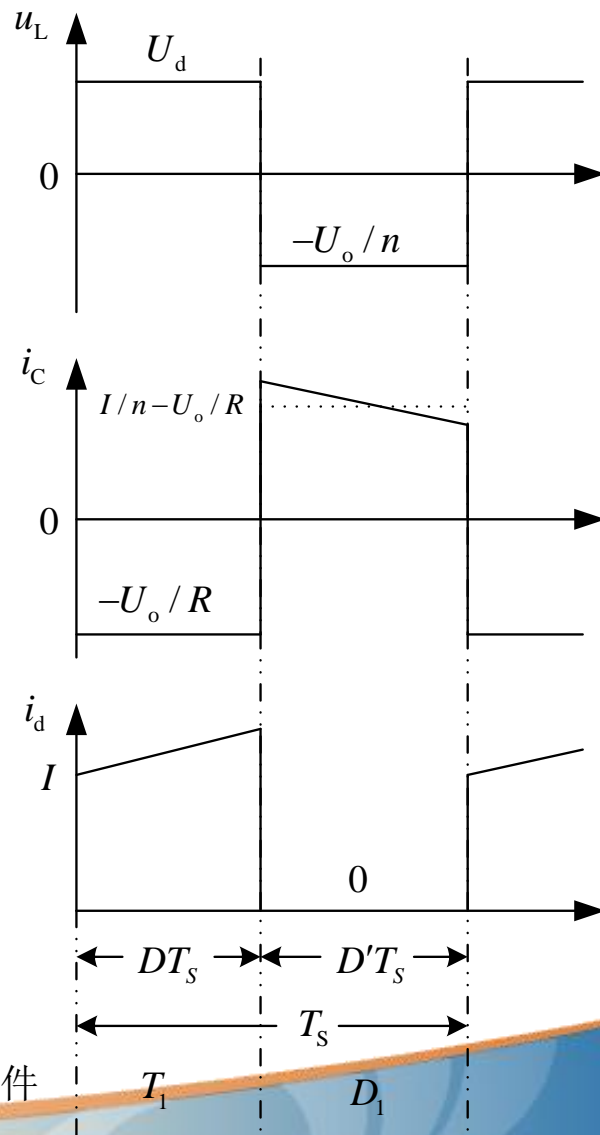
$$\langle i_C \rangle = D \left(-\frac{U_o}{R} \right) + D' \left(\frac{I}{n} - \frac{U_o}{R} \right) = 0$$

解1得

$$I = \frac{nU_o}{D'R}$$

电源电流的直流成分为

$$I_d = \langle i_d \rangle = D(I) + D'(0) = DI$$



2.8 变压器隔离型直流变换电路

反激式变换器：

- 优点是元件数量少。用最少数量的元件可以得到多路输出每路附加输出只增加附加绕组、二极管和电容。
- 缺点是高的晶体管电压应力和差的交叉调整率。
- 连续导通模式
- 变压器较大
- 断续导通模式时反激式变压器的体积比较小。然而DCM工作导致晶体管、二极管和滤波电容的峰值电流增加。