

仅内部使用 郭小舟老师

# 电力电子技术

## Power Electronics

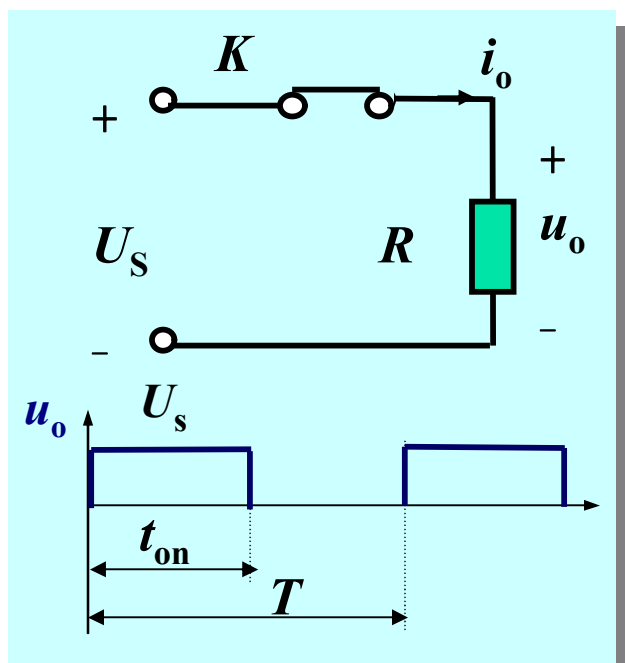
### 直流斩波器与直流开关电源

西南交通大学



## § 3-1 直流斩波器的原理

**1.原理:** 当开关交替地通断时, 负载上就得到脉冲列

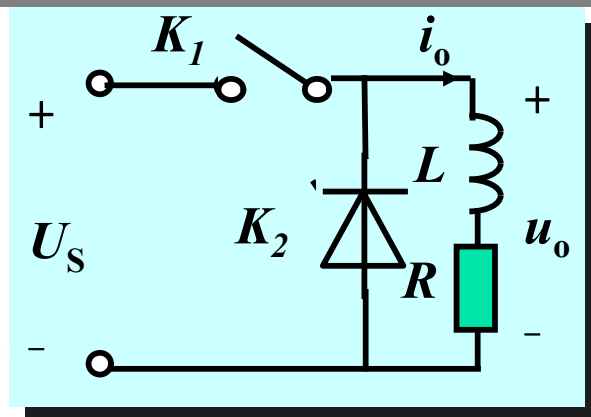


其平均值(直流值)是:

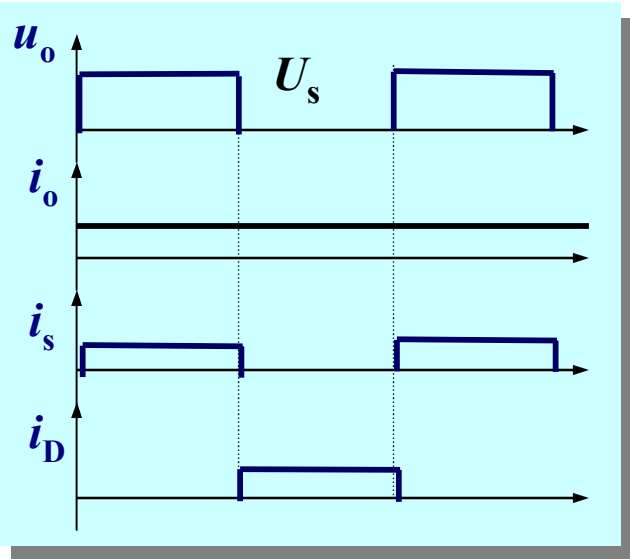
$$U_O = \frac{t_{on}}{T} U_S = \alpha U_S$$

$T$ : 斩波周期;  $\alpha$ : 导通比。改变 $\alpha$ 可改变输出电压的平均值。

当负载中有电感时, 必须增加开关  $K_2$  以便为电感电流提供流动路径。当  $K_1$  闭合时  $K_2$  断开;  $K_1$  断开时  $K_2$  闭合。实际电路中用二极管来代替  $K_2$



若斩波周期远小于负载支路的时间常数，或L足够大，则负载电流的波动就很小，可认为是直线。所以



$$U_O = \alpha U_S \quad P_O = U_O I_O$$

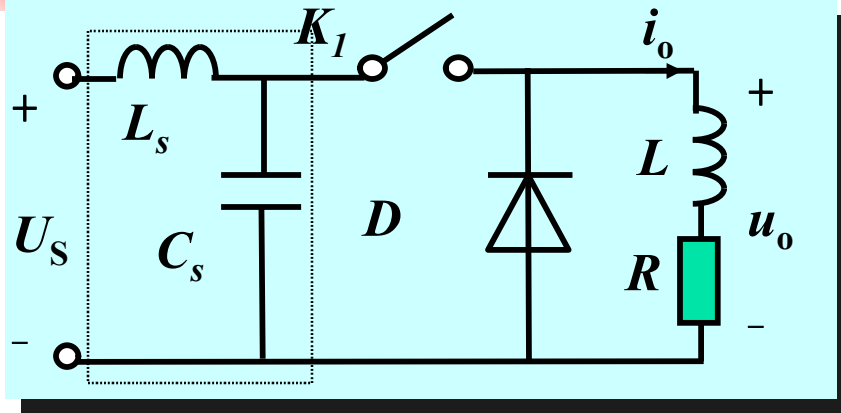
$$P_S = U_S I_S = U_O I_O = P_O$$

$$I_S = U_O I_O / U_S = \alpha I_O$$

斩波器有双绕组变压器的端口方程，**斩波器是“直流变压器”**

若负载支路中含有反电势如电动机，当L足够大，只要输出电压平均值 $V_0$ 大于E， $i_o$ 仍然为直线，波形不变。

斩波电路输入电流 $i_s$ 不连续对电网不利。需要增设输入滤波器，如下图。这时电网提供原 $i_s$ 中的直流分量，原 $i_s$ 中的交流分量由电容提供。



## 斩波器的控制方式

- 1) 保持斩波周期不变，改变导通时间。
- 2) 保持导通时间不变，改变斩波周期。
- 3) 同时改变导通时间和斩波周期。

## 斩波器的分类

- 1) 降压斩波器: 输出电压平均值总比电源电压低。
- 2) 升压斩波器: 输出电压平均值总比电源电压高。
- 3) 降压升压斩波器 输出电压平均值可以低于也可高于电源电压，与控制有关

斩波器也可根据其负载电压与电流的关系分为单象限、两象限、四象限斩波器

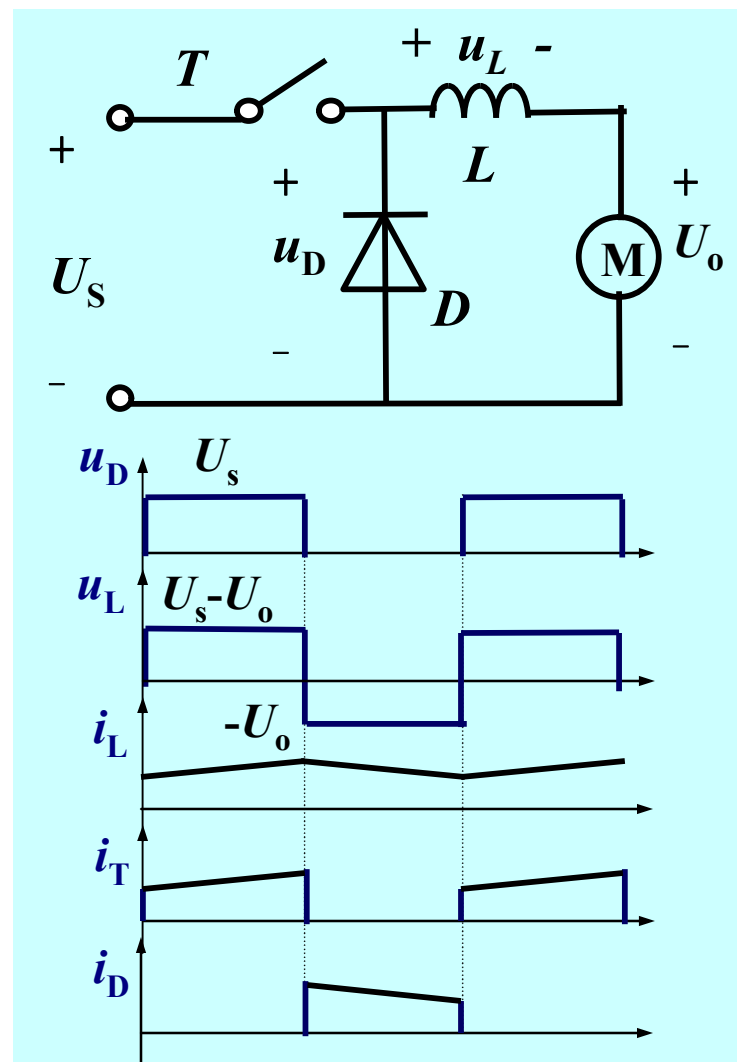
## § 3-2 基本的直流斩波器电路

### 1. 降压斩波器

T闭合D截止，电流经开关T和电感L流向负载。 $u_D=U_S$ ； $u_L=U_S-U_0$   
 T截止D导通续流 $u_D=0$ ； $u_L=-U_0$ 。  
 设负载电压不变，不计电阻。

$$i_L = \int_0^t u_L dt$$

不论开关通、断时电感L两端电压均为常数，所以，电感电流将按直线方程规律变化。根据电路基本公理，在周期性稳态电路中电感两端的平均直流电压为零。即：




$$\frac{1}{T} \int_0^T u_L dt = 0 \quad \text{周期性稳态电路中电感无直流电压}$$

于是  
有:

$$\frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_{on}} (U_s - U_o) dt + \int_{t_{on}}^T (-U_o) dt \right] = 0$$

$$U_o (T - t_{on}) = (U_s - U_o) t_{on}$$

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} U_s = \alpha U_s$$

由于  $t_{on} < T$ , 输出平均电压  $U_o$  总小于  $U_s$ , 称降压斩波器  
推导中用了电路公理。其结果与前面的推导相同

在电路中负载是电机反电势。可证明用电阻与大电容  
并联也可模拟电机反电势类负载。这里电容使输出电压  
稳定, 电阻模拟负载吸收的电。

## 2. 升压斩波器

T闭合D截止，L储能， $u_L = U_s$ ，电感电流线性增大。  
T断开D导通，电感电势与电源电压强迫电流流入负载。  
 $u_L = -(U_o - U_s)$

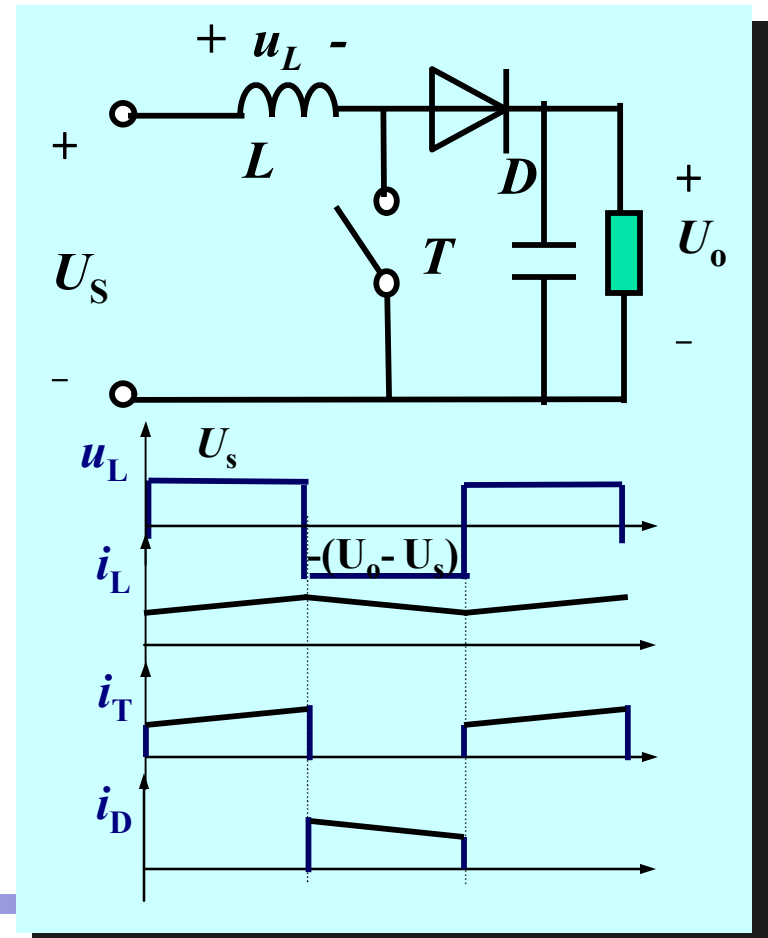
同样根据伏秒平衡规则：

$$\frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_{on}} U_s dt - \int_{t_{on}}^T (U_o - U_s) dt \right] = 0$$

$$U_s t_{on} = (U_o - U_s)(T - t_{on})$$

$$U_o = \frac{1}{1 - t_{on}/T} U_s = \frac{1}{1 - \alpha} U_s$$

由于 $\alpha > 0$ ，输出平均电压 $U_o$ 总大于 $U_s$ ，它是升压斩波器。



### 3. 降压--升压斩波器

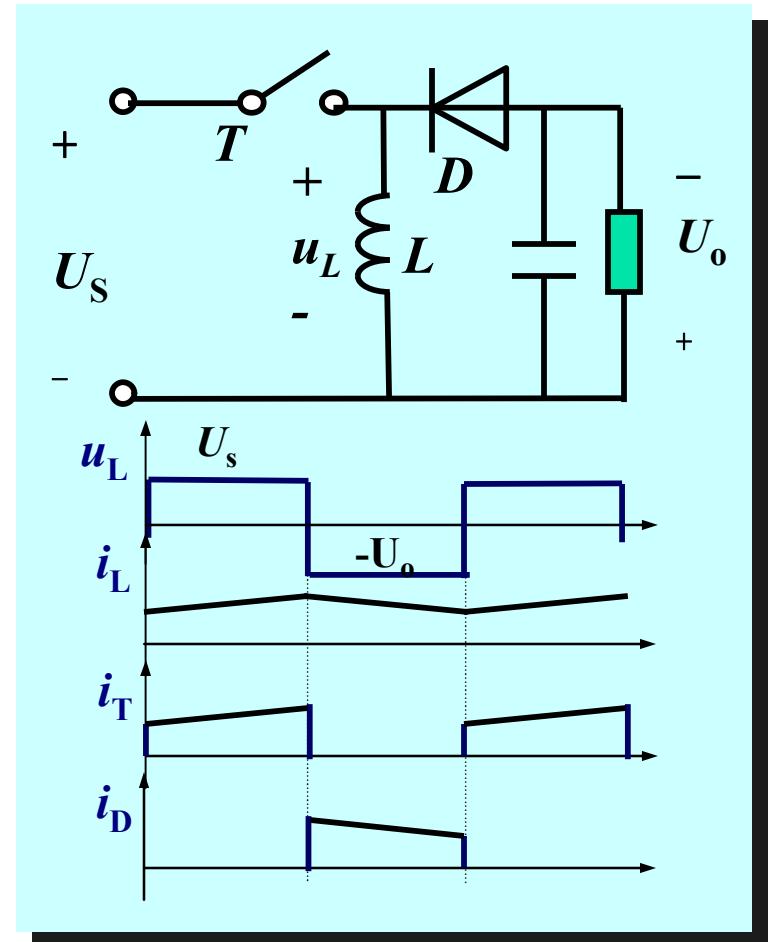
T闭合D截止，电感L储能，其电流线性增大。 $u_L = U_s$ 。T断开D导通，电感电流经D流动，将储能交给负载。此时 $u_L = -U_o$ 。根据伏秒平衡原则，

$$\frac{1}{T} \left[ \int_0^{t_{on}} U_s dt - \int_{t_{on}}^T U_o dt \right] = 0$$

$$U_s t_{on} = U_o (T - t_{on})$$

$$U_o = \frac{t_{on} / T}{1 - t_{on} / T} U_s = \frac{\alpha}{1 - \alpha} U_s$$

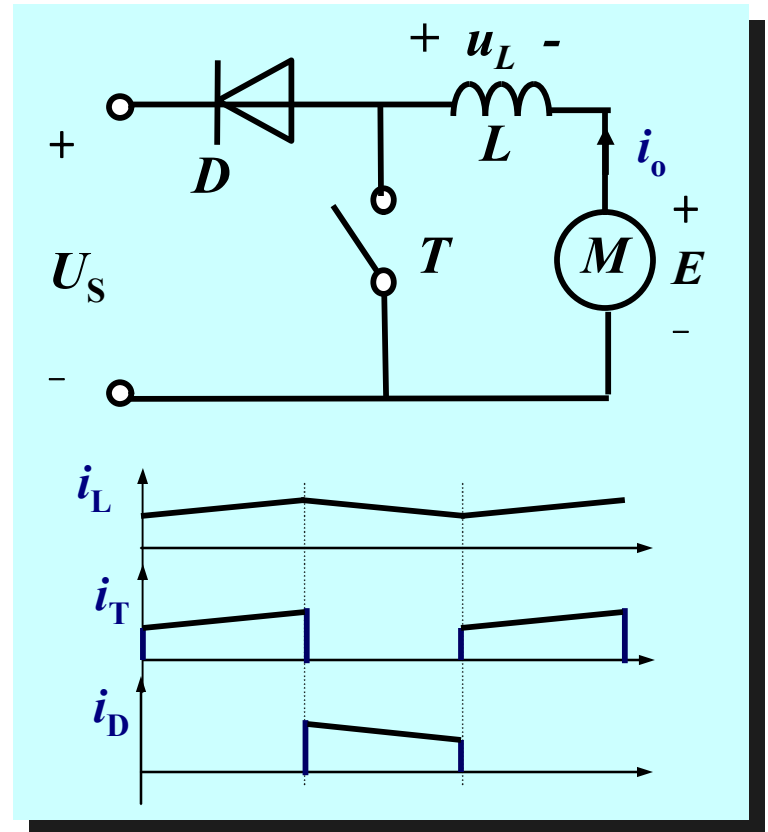
当 $\alpha < 1/2$ 时它是降压斩波器。当 $\alpha > 1/2$ 它是升压斩波器。注意到输出电压的极性已经改变。





## 4. 第二象限斩波器

T闭合负载电势 $E$ 加到电感 $L$ 上， $L$ 储能， $i_L$ 增大，同时 $D$ 截止。T断开 $i_L$ 经 $D$ 流动， $L$ 放能。此时 $i_o$ 流出负载流入电网。若 $i_o$ 流入负载为正（第1象限），则流出为负（第2象限）。 $i_o$ 流出代表电能由负载流向电网。这在再生制动时出现。

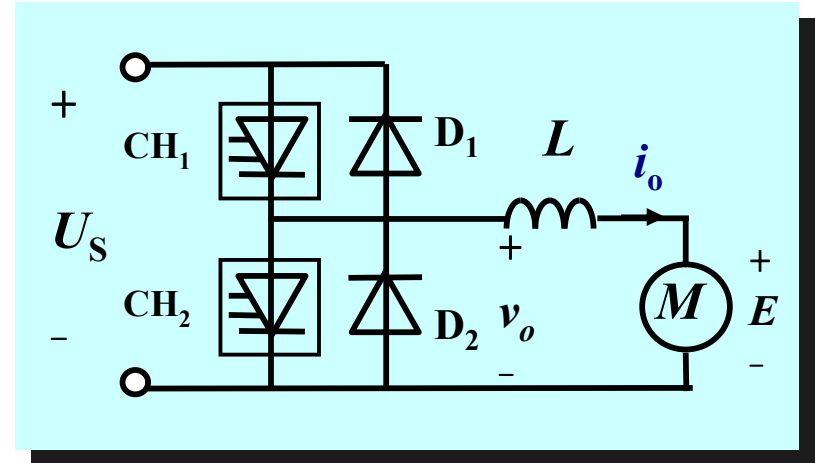


由于该斩波器是一个升压斩波器。即使 $E$ 很小也能实现能量的逆向传递。

## 5. 两象限斩波器与四象限斩波器

## 1) 电流两象限斩波器

用一个第1象限斩波器 ( $CH_1D_2$ ) 与一个第2象限斩波器 ( $CH_2D_1$ ) 构成了电流**两象限斩波器**，它的电压极性不变但电流是双向的。



电路中  $CH_1$  与  $CH_2$  是**互补控制的**，即  $CH_1$  通  $CH_2$  断， $CH_1$  断  $CH_2$  通。当  $CH_1$  为“通”信号时若  $i_o$  为正，则  $CH_1$  导通， $v_o$  为  $U_s$ ，电网给负载供电。若  $i_o$  为负，则  $D_1$  导通， $v_o$  仍为  $U_s$ ，将负载电能送回电网。同理当  $CH_2$  为“通”信号时若  $i_o$  为正，则  $D_2$  导通，电感将储能交给负载  $E$ ， $v_o=0$ ，若  $i_o$  为负，则  $CH_2$  导通， $v_o$  仍为  $U_s$ ， $E$  为  $L$  提供能量。

输出电压 $v_o$ 与负载电流的方向无关。这是它的要点。

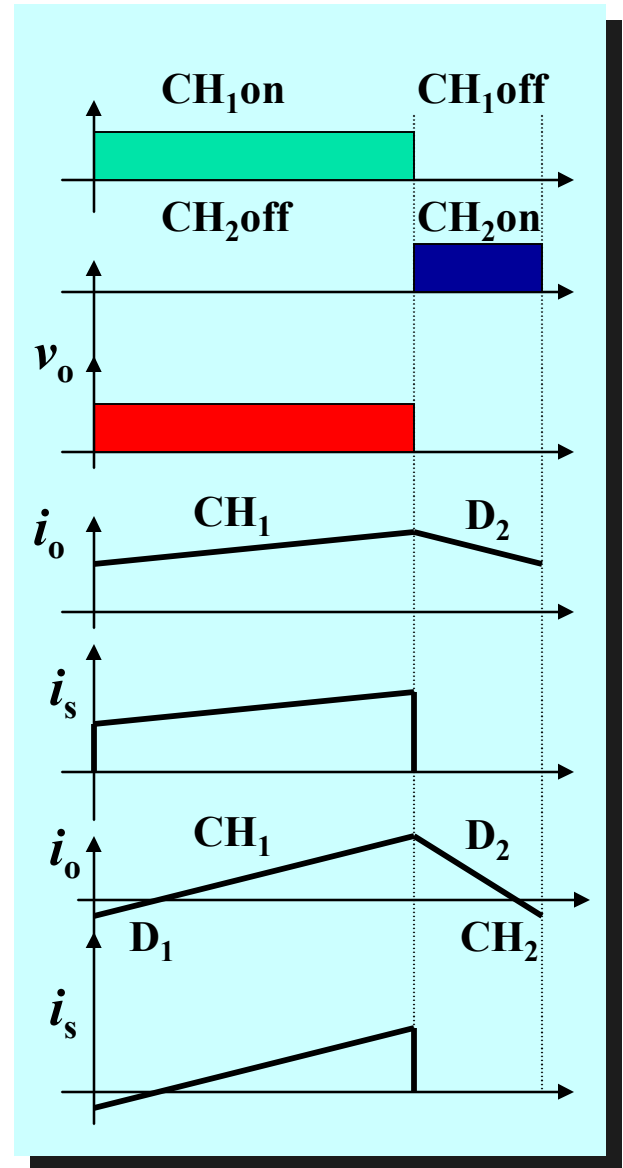
$$U_o = \frac{t_{on}}{T} U_s = \alpha U_s$$

调节导通比就可调节输出电压 $U_o$ 。

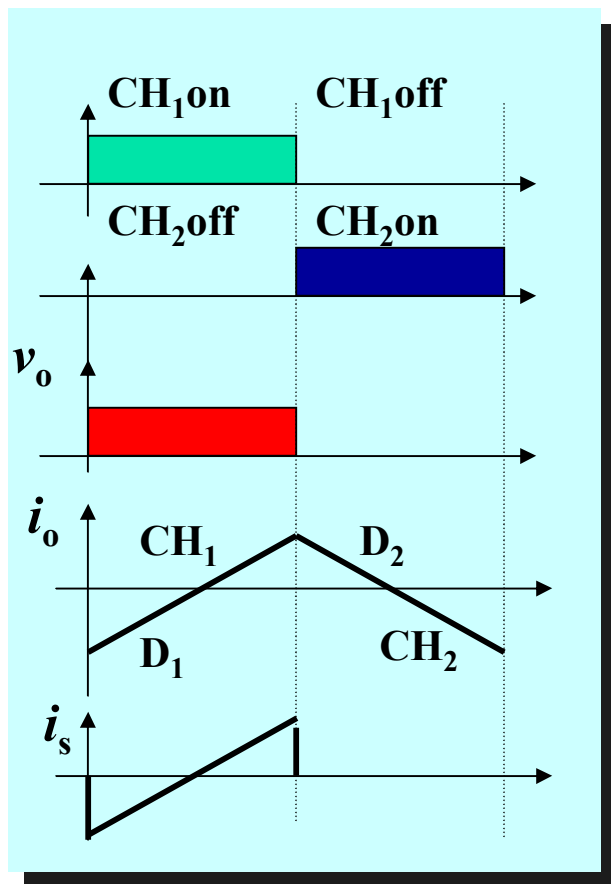
当负载电流 $I_o$ 为正时，电能主要从电网流向负载，相当于牵引运行。但不排除 $i_o$ 中瞬时波形有正有负的情况，这取决于电路的参数。

当平均负载电流 $I_o$ 为零时， $i_o$ 中瞬时波形正负相等，电网与负载间交换的总能量为零。为过渡状态。

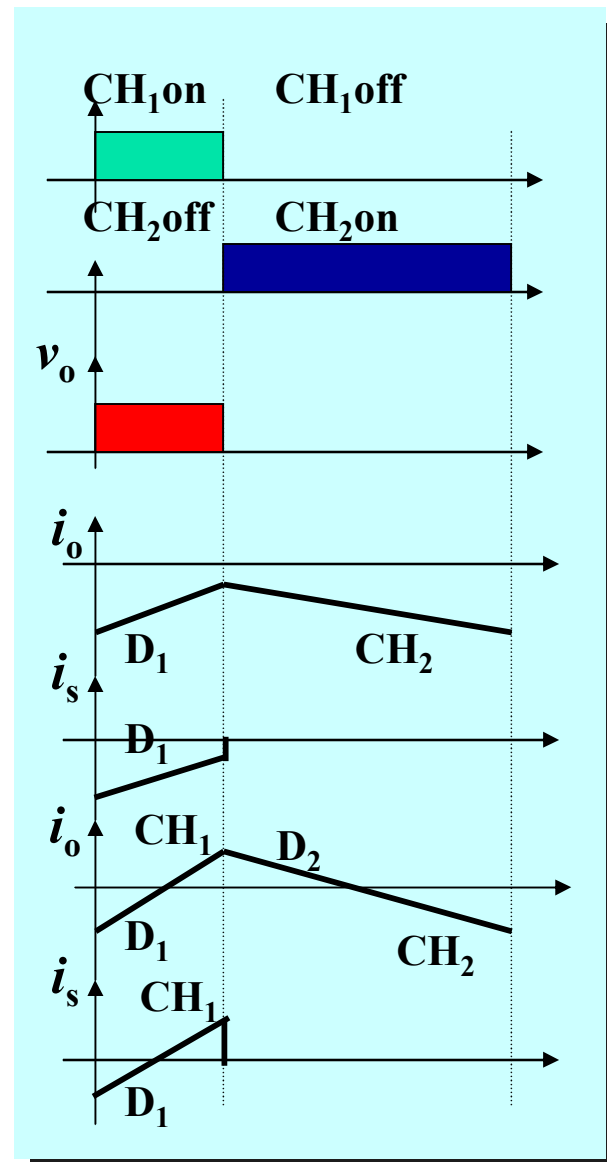
当负载电流 $I_o$ 为负时，电能主要从负载流向电网，相当于再生运行。



同样不排除 $i_o$ 中瞬时波形有正有负的情况，这取决于电路的参数



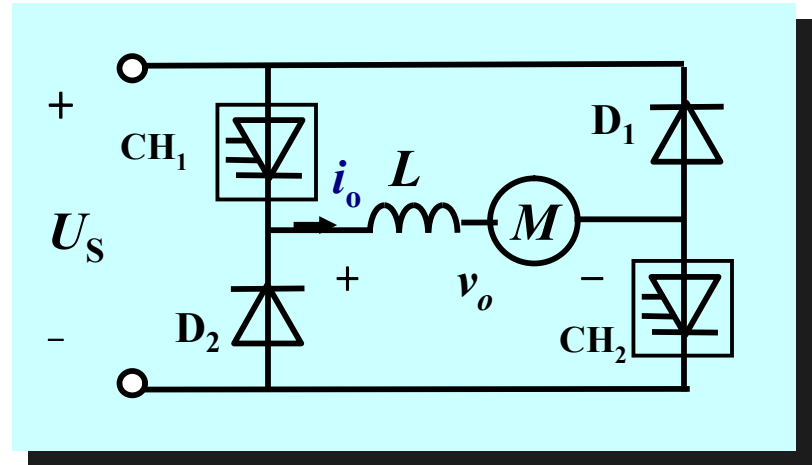
无论输出电流 $i_o$ 如何变化输出电压都只与导通比有关。该电路适合作电力牵引，因为它不改变电枢电势的极性



要提醒注意的是，该电路也是逆变电路的基础。

## 2) 电压两象限斩波器

斩波器中负载电流的方向不变，但负载电压极性可以改变， $v_o$ 可以为正，也可为负  
三种可能的工作模式：



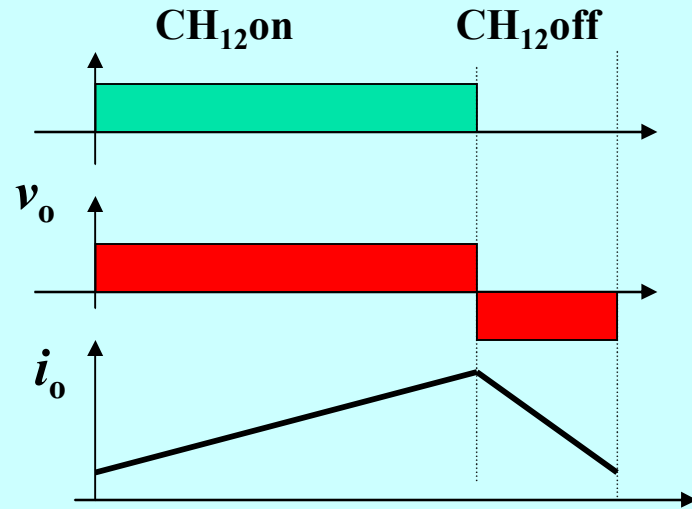
$CH_1$ 与 $CH_2$ 均导通，电能由电网流向负载。 $v_o$ 为正。

$CH_1$ 与 $D_1$ 或 $CH_2$ 与 $D_2$ 导通构成续流回路，负载支路被短接， $v_o$ 为零。

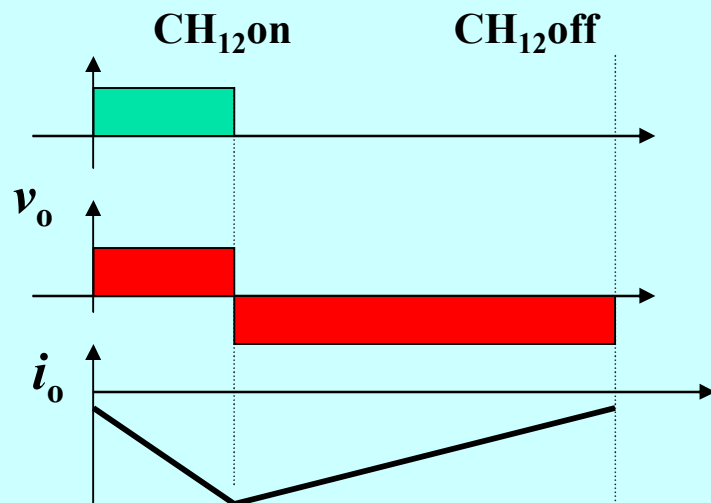
$D_1$ 与 $D_2$ 均导通，电能由负载流向电网， $v_o$ 为负。

几种控制方式：第一种 $CH_1$ 与 $CH_2$ 同步通断。

当 $CH_1$ 与 $CH_2$ 同时导通时 $v_o$ 为正；同时关时电感电流经 $D_1D_2$ 流动， $v_o$ 为负。电路中不出现斩波器与二极管同时导通续流， $v_o$ 为零情况。

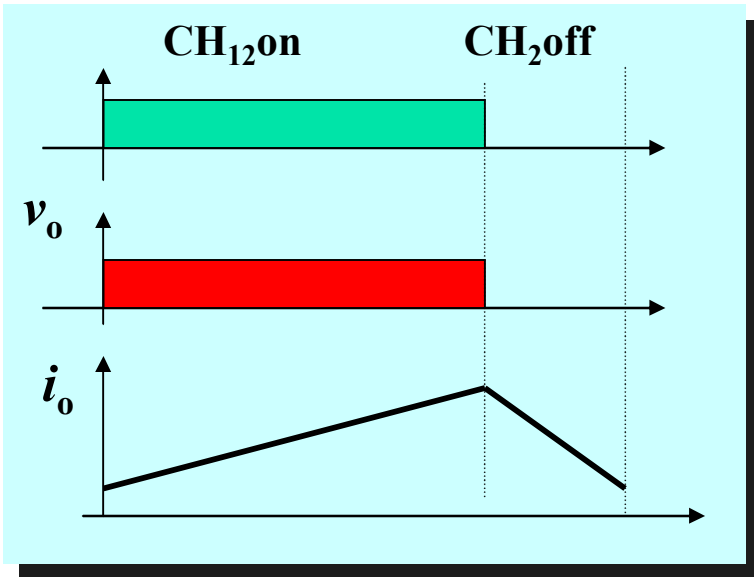


当斩波器关断时  $i_o$  经直流侧流动很快衰减。当负载平均电压大于零时，平均功率由电网流向负载， $i_o$  总是单方向的。



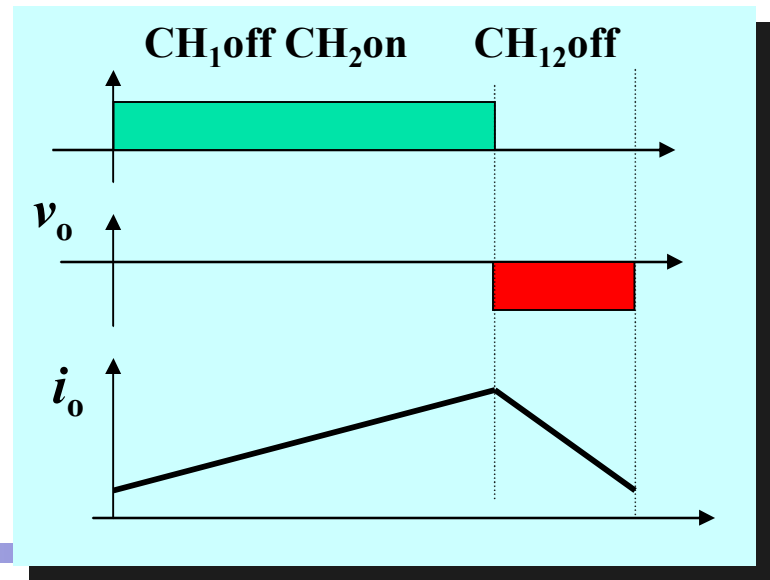
如果负载电势能够反向，则  $CH_1$  与  $CH_2$  导通时电网与电势共同给电感储能，电感电流增大。关断时，二极管导通把能量反馈回电网。电感电流减小。为使系统稳定受控，电势  $E$  应当小于直流电源电压值。

## 第二种CH<sub>1</sub>始终导通或关断，控制CH<sub>2</sub>的通断。



设负载中有等效直流反电势  $E$ 。当CH<sub>12</sub>导通时， $v_o$ 为 $U_s$ 。电流 $i_o$ 增大。当CH<sub>2</sub>关断时，因CH<sub>1</sub>导通， $i_o$ 经CH<sub>1</sub>D<sub>1</sub>续流。 $v_o$ 为零。由于 $E$ 的存在 $i_o$ 将衰减。此时 $v_o$ 中没有负值出现。(第1象限)

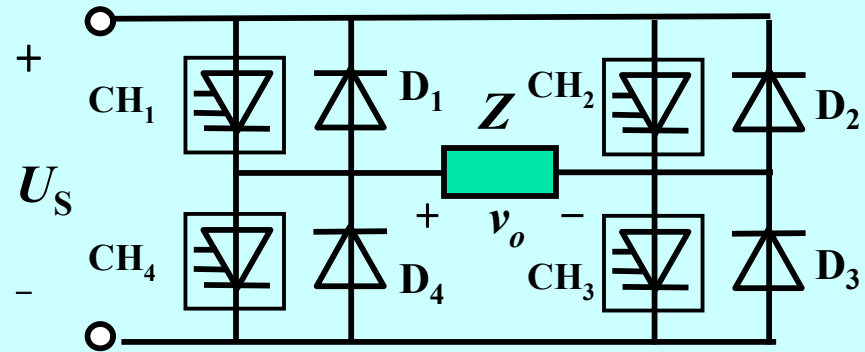
若负载中 $E$ 反向时应让CH<sub>1</sub>保持关断而控制CH<sub>2</sub>。CH<sub>2</sub>导通时， $i_o$ 经CH<sub>2</sub>D<sub>2</sub>续流。 $v_o$ 为零。 $E$ 为电感提供能量。当CH<sub>2</sub>关断时D<sub>2</sub>D<sub>4</sub>导通 $v_o$ 为 $-U_s$ 。 $i_o$ 衰减。此时 $v_o$ 中没有正值出现。(第4象限)





### 3) 四象限斩波器

它由两个电流两象限斩波器构成。为桥式结构  
当CH<sub>3</sub>导通CH<sub>2</sub>关断时，



CH<sub>1</sub>CH<sub>4</sub>组成了一个 $v_o$ 为正工作在1、2象限的两象限斩波器。同样，当CH<sub>4</sub>导通CH<sub>1</sub>关断时，CH<sub>2</sub>CH<sub>3</sub>组成了一个 $v_o$ 为负工作在3、4象限的两象限斩波器。所以，它可以在四象工作。

由于电流两象限斩波器输出电压与 $i_o$ 的方向无关，所以可以分别控制两个电流两象限斩波器的输出。负载电压

$$U_o = \alpha_1 U_s - \alpha_2 U_s = (\alpha_1 - \alpha_2) U_s$$

显然 $U_o$ 可以连续地从正变到负。



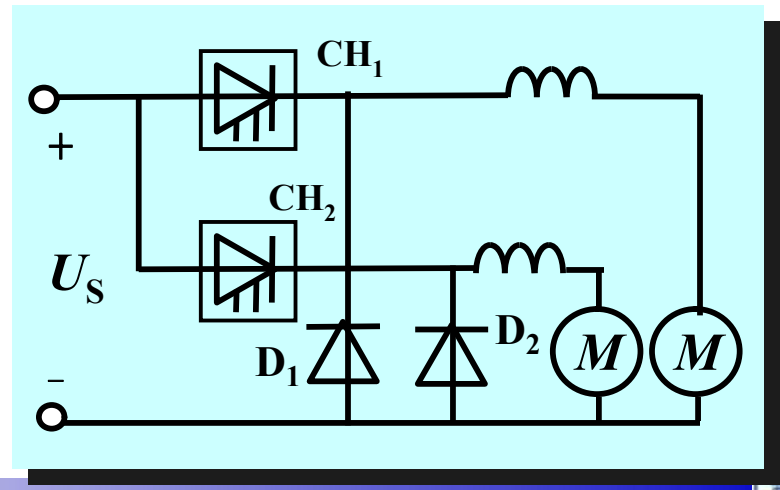
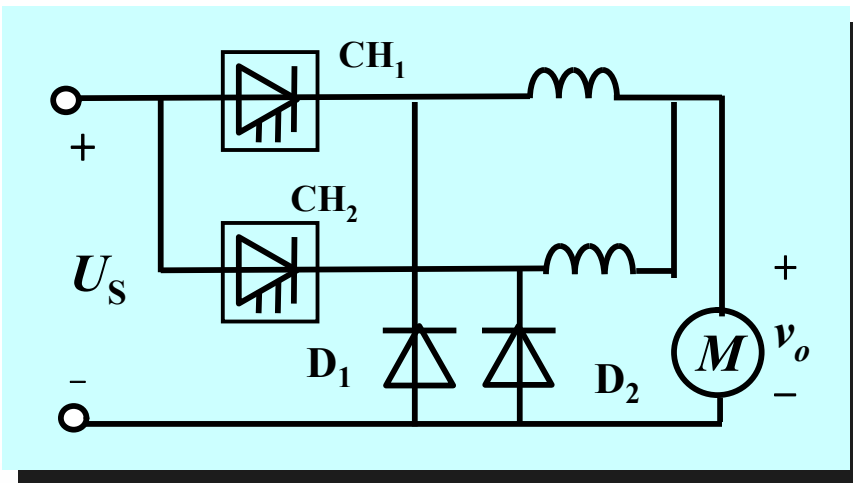
## 6. 多相多重斩波器

为降低电流的脉动量，减小纹波成分。大功率斩波电路中常采用多重多相技术。

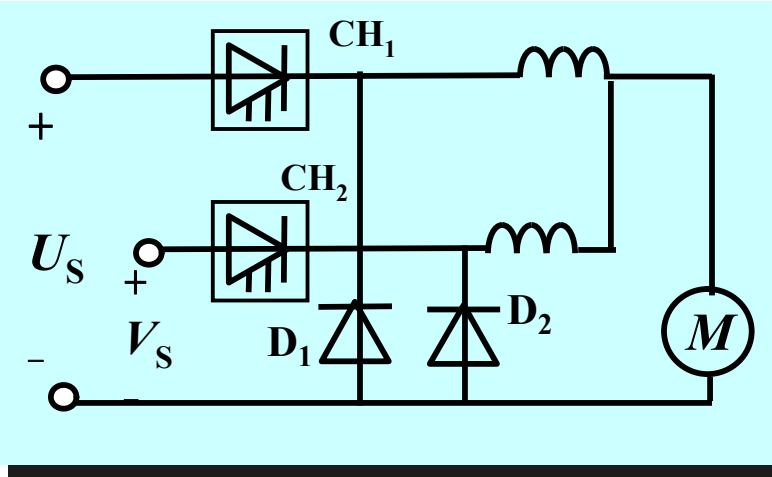
在一个控制周期中电源侧的电流脉波数称斩波电路的“相”数；“重”数则指负载电流的脉波数。

当斩波周期为 $T$ 时， $m$ 个子斩波器其相位各延迟 $T/m$ 。

例如当2个相斩波器它们的导通比相同但相位上相差 $T/2$ ，输出端并联后给负载供电称**2相2重**斩波器。

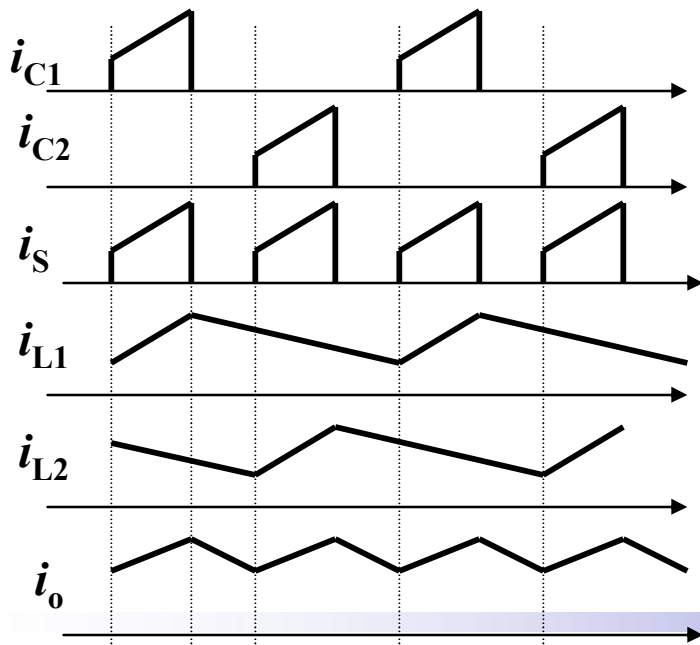


若它们输出端各自给负载供电称**2相1重**斩波器。



若它们各自由一个电源供电  
输出端并联称**1相2重**斩波器

从电网和负载上看，这样处理  
提高了脉动频率降低了脉动  
量。有助于减小滤波器重量和  
有利于消除谐波。



不仅在斩波器上，在其它电流  
脉动量大的大功率场合如脉冲  
整流器、四象限变流器和逆变  
器中，也经常使用多相概念以  
降低脉动量，使系统有好的性  
能指标。

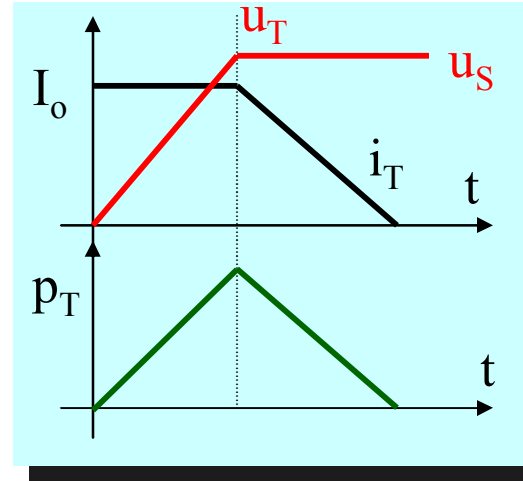
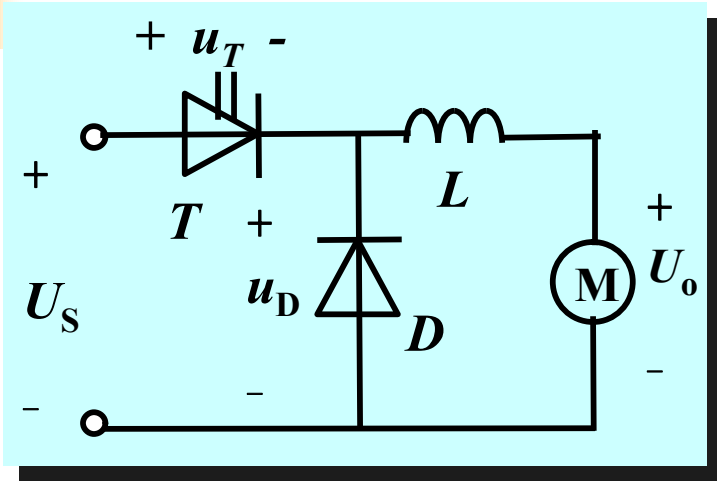
### § 3-3 采用全控高速开关的斩波电路

全控型高速开关主要指门极关断晶闸管GTO, 大功率三极管GTR和绝缘栅极双极性三极管IGBT。它们在一定程度上近似于理想开关, 但这些实际开关对开关损耗和在开关过程中电压与电流的变化规律却有严格的限制与要求。否则不能保证器件在开关过程中的安全。

本节的主要任务是研究如何适应实际开关元件的要求, 降低开关损耗及开关应力(电压与电流冲击)。

#### 1) 关断损耗与关断缓冲电路

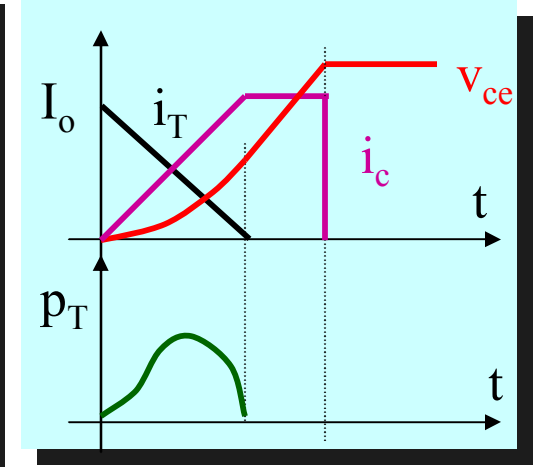
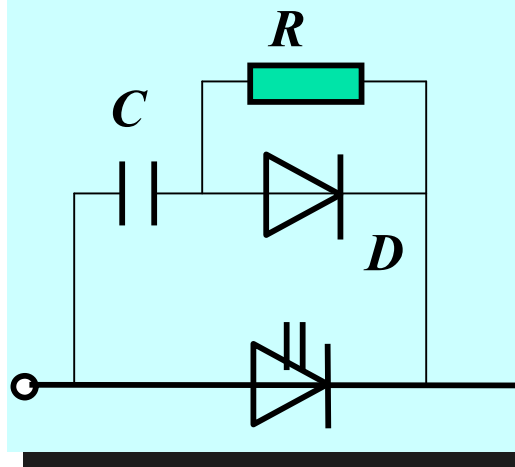
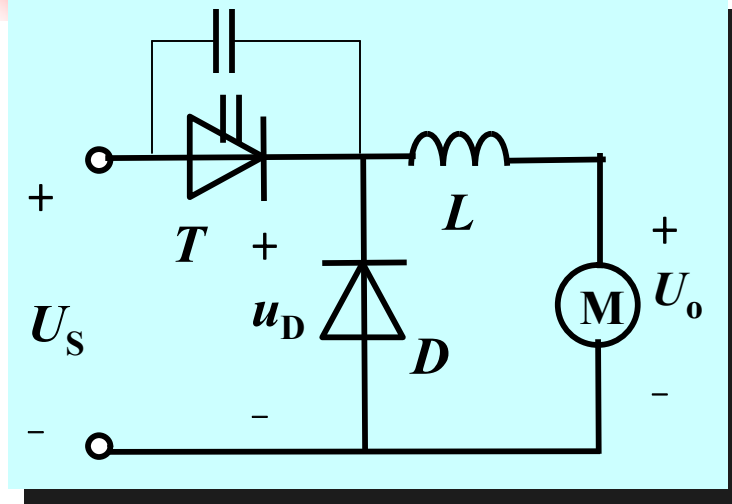
实际开关的关断过程如图。当开关关断时, 只有当二极管两端的电压为零它才可以导通续流。在D导通前电流只能通过T流动。所以当T关断时, T的内阻不断加大, 压降不断增高, 而电流不变。



当  $u_T = u_s$  时  $u_D = 0$ ，D 开始续流，T 中电流逐渐减小，D 中电流逐渐增大。当  $i_T = 0$ ， $i_D = I_o$ ，关断完成。关断过程产生的关断损耗如图。若开关频率是  $f$ ，损耗为：

$$P_{off} = \frac{1}{2} (t_s + t_f) U_s I_o f = \frac{1}{2} t_{off} U_s I_o f$$

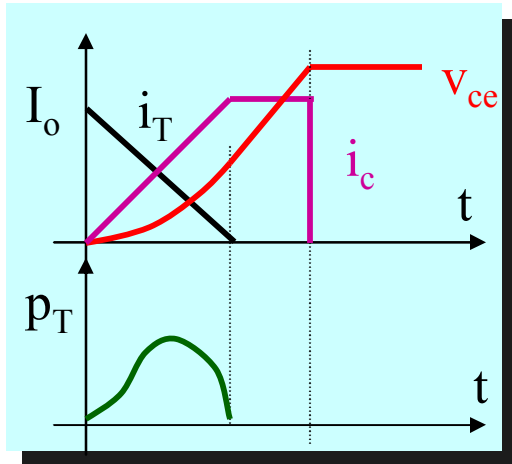
为减小开关在关断过程中的损耗，可在 T 两端并联电容 C。它可以修改开关轨迹，降低 T 两端的电压上升率，减小开关应力和损耗。



当T关断前C上电压为零。关断时当T的内阻加大、两端电压增高时，由于C与T并联，原流过T的大部分电流改由C流过。T两端的电压为电容电压，它是电容电流的积分。若C较大，在开关关断期间电容电压可以很小。这样降低了T的开关损耗。同时改变了T两端的电压上升率，减小开关应力，这对GTO是非常重要的。

当 $i_T$ 为零时， $i_o$ 全部从C中流过，直到电容上电压为电源电压时D的反压才解除，开始续流。

为防止当开关导通时电容的放电电流过大损坏开关，必须串入一个电阻。为消除电阻对电容充电的影响，再加入二极管使电阻只在C放电时有作用。CDR称为关断缓冲电路。



参数的确定：电流下降时电容存储的电量就是其CV积

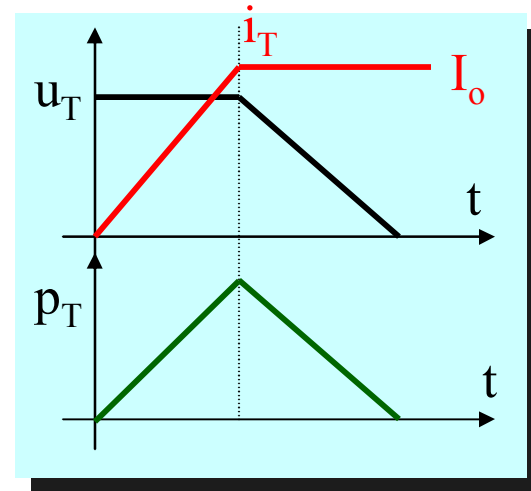
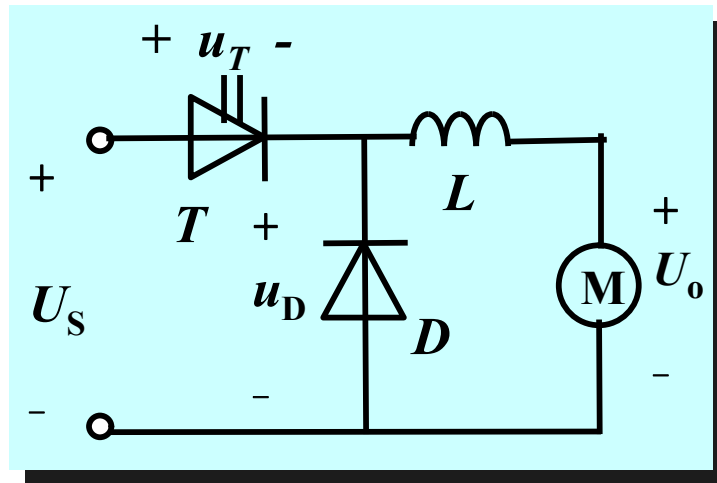
$$t_f I_O / 2 = C V_{csf} \quad \text{or} \quad C \geq \frac{t_f I_O}{V_{csf}}$$

式中  $t_f$  是下降时间， $V_{csf}$  是  $t_f$  时的电容电压。

由于  $t_f$  不确定，工程上多用经验公式计算C值。体系不同，开关不同，计算式也不同。

## 2) 开通损耗与开通缓冲电路

实际开关的**开通过程**如图。T开通前D在续流。T导通时内阻不断下降，电流不断增大。但在其电流升到 $I_o$ 前D仍然导通，T两端的电压均为 $U_s$ 。只有当二极管的电流为零， $U_T$ 才下降到零。这样产生开通损耗。

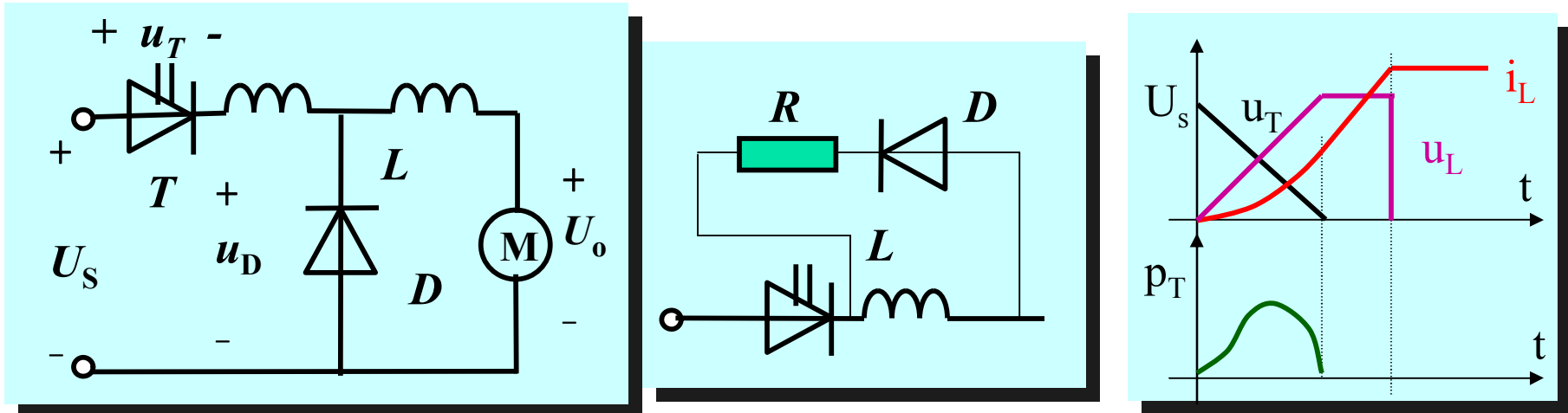


若开关频率是 $f$ ，损耗为：

$$P_{on} = \frac{1}{2} (t_r + t_{rr}) U_s I_o f = \frac{1}{2} t_{on} U_s I_o f$$



为减小开通过程中的损耗，可在T中串入电感L。它可以修改开关轨迹，降低T两端的电压上升率，减小开关应力和损耗。



工作原理是：开关导通时，电流不断增大，电感产生感应电压，使 $u_T$ 变小。设 $u_T$ 线性变小则 $u_L$ 线性变大， $i_L$ 就是二次曲线。若 $L$ 较大， $T$ 导通后 $i_T$ 仍不大，这样减小了开通损耗。 $T$ 完全导通后 $U_S$ 全部加到 $L$ 上直到 $i_T=i_o$ 。为防止 $T$ 关断时损坏开关，必须加入二极管。串入一个电阻是为了衰减电流。RD称为开通缓冲电路



## § 3-4 斩波电路分析

在工程上斩波器主要的负载是直流电动机。斩波电路的工程分析**主要研究电源与负载电流的脉动情况**，以此确定输入输出端的滤波器（滤波电容与电感）。

### 1) 降压斩波电路分析

假定电流连续，电感值有限。补充知识：从电路基本知识可知，电感电压与电流存在关系如下：

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{或} \quad i_L = \frac{1}{L} \int u_L dt$$

写成积分形式：

$$i_L = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t u_L d\xi = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^0 u_L d\xi + \frac{1}{L} \int_0^t u_L d\xi = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t u_L d\xi$$

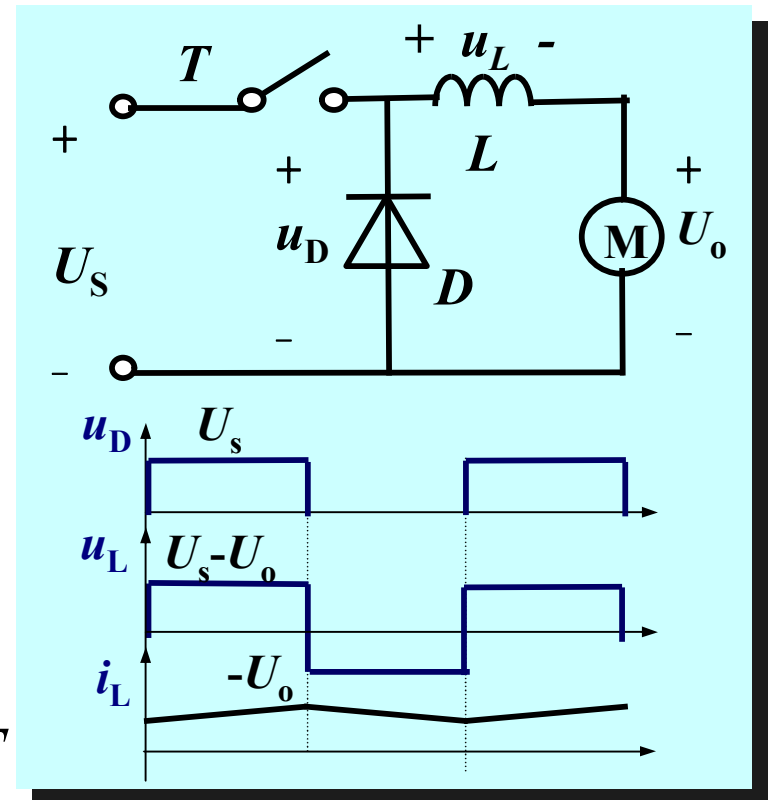
若电感电压为常数  $i_L(t) = i_L(0) + \frac{U_L}{L} \int_0^t d\xi = i_L(0) + \frac{U_L}{L} t$

当时间从0开始增加 $\Delta t$ ，电感电流增加量

$$\Delta i_L = i_L(\Delta t) - i_L(0) = \frac{U_L}{L} \Delta t$$

对图示降压斩波器开关导通时电感上的电压 $u_L = U_s - U_o$ 为常数。电流由初值开始增大。经过时间 $\alpha T = t_{on}$ 后电感电流的值是：

$$\Delta i_L = \frac{U_s - U_o}{L} \alpha T = \frac{(1 - \alpha) U_s}{L} \alpha T$$



由于 $\alpha$ 也可表示为输出电压/输入电压，物理意义

是输入电压 $U_s$ 不变，在调节 $\alpha$ 以调节输出电压的过程中电感电流的增量 $\Delta i_L$ 与 $\alpha$ 的关系。上式改写为

$$\Delta i_L = \frac{(1-\alpha)U_s}{L} \alpha T = \frac{U_s T}{L} \left(1 - \frac{U_o}{U_s}\right) \frac{U_o}{U_s}$$

可见 $U_s$ 不变时 $\Delta i_L$ 与 $U_o$ 有关。显然电感电流增量 $\Delta i_L$ 最大值发生在 $\alpha = 0.5$ 时

$$\Delta i_{L\max} = \frac{U_s}{4L} T$$

若将 $U_s$ 用 $U_o$ 来表示则物理意义是：

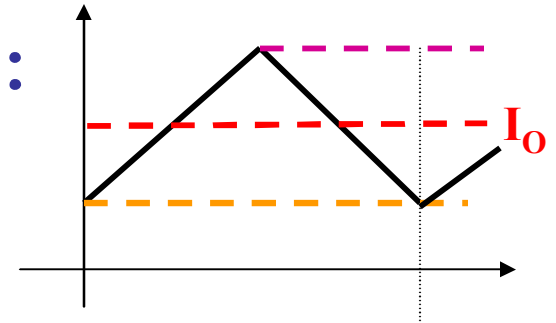
$$\Delta i_L = \frac{U_o / \alpha - U_o}{L} \alpha T = \frac{(1-\alpha)U_o}{L} T$$

当 $U_s = U_o$ ， $\Delta i_L = 0$ ；当 $U_s$ 增大 $\Delta i_L$ 也增大，且单调。

由于斩波器是要调输出电压，故只讨论第一种情况

定义电流脉动系数  $K = 0.5\Delta i_L / I_0$ , 即:

$$K = 0.5\Delta i_L / I_0 = \frac{(1-\alpha)U_s}{2I_0L} \alpha T$$



当电流脉动系数K为已知时确定回路中电感L的值:

$$L = \frac{(1-\alpha)U_s}{2I_0K} \alpha T$$

当采用PWM控制方式, 并且在 $\alpha = 0.5$ 时

$$L = \frac{U_s}{8I_0K} T$$

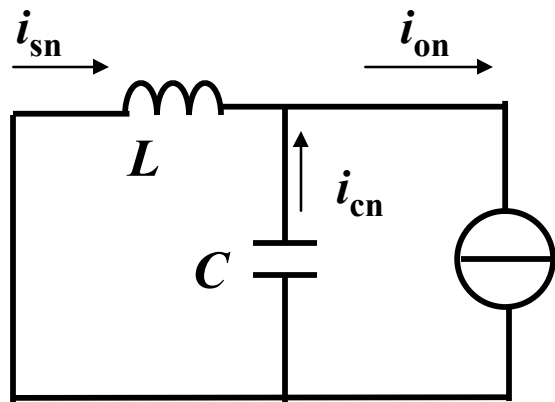
所需要加入的平波电感 (应减去电路中已有的电感)

$$L_d = L - L_a$$

输入滤波器的设计：因为电源输入电流可展开为：

$$i_s = I_{s0} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{sn} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

$I_s$  的直流分量  $I_{s0}$  由电源提供，谐波电流主要由电容提供。谐波等效电路如图。由分流定理：



$$\begin{aligned} i_{sn} &= \frac{X_C / n}{nX_L - X_C / n} I_{on} = \frac{1 / n\omega C}{n\omega L - 1 / n\omega C} I_{on} \\ &= \frac{I_{on}}{n^2 \omega^2 LC - 1} = \frac{I_{on}}{n^2 (\omega_{ch} / \omega_f)^2 - 1} \end{aligned}$$

式中LC的谐振频率是

$$\omega_f = 1 / \sqrt{LC}$$

电源侧的谐波也可近似为

$$i_{sn} = (f_f / nf_{ch})^2 I_{on}$$

降低电源侧的谐波的措施有：增大斩波频率；增大LC的值；减小负载电流中的纹波电流。

LC设计时的一些条件（由此计算LC的值）

1. 避免谐振  $f_f/f_{ch}=1/2 - 1/3$ 。
2. 电源谐波电流小于规定值。
3. 电容上电压不能过高。  $(1.2 - 1.5) U_s$

## 2) 升压斩波电路分析

主要是直流串激电机的稳定运行分析。过于专业，自学

### § 3-5 晶闸管斩波电路分析（简介）

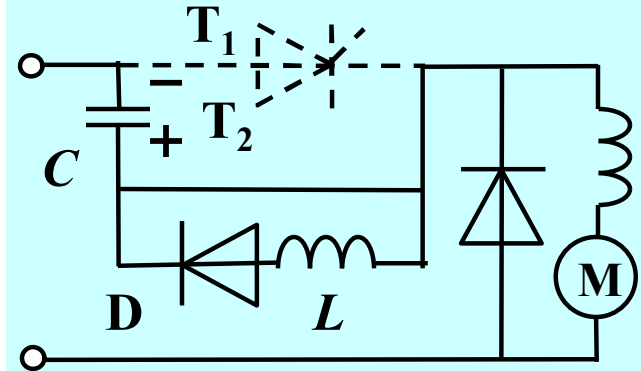
在很久前，晶闸管斩波电路曾经得到过广泛的应用。随着自关断器件的发展，晶闸管斩波电路被IGBT等自关断器件斩波电路所取代。

这里介绍的主要是关断晶闸管的方法。

晶闸管的关断条件：承受反压或电流为零。

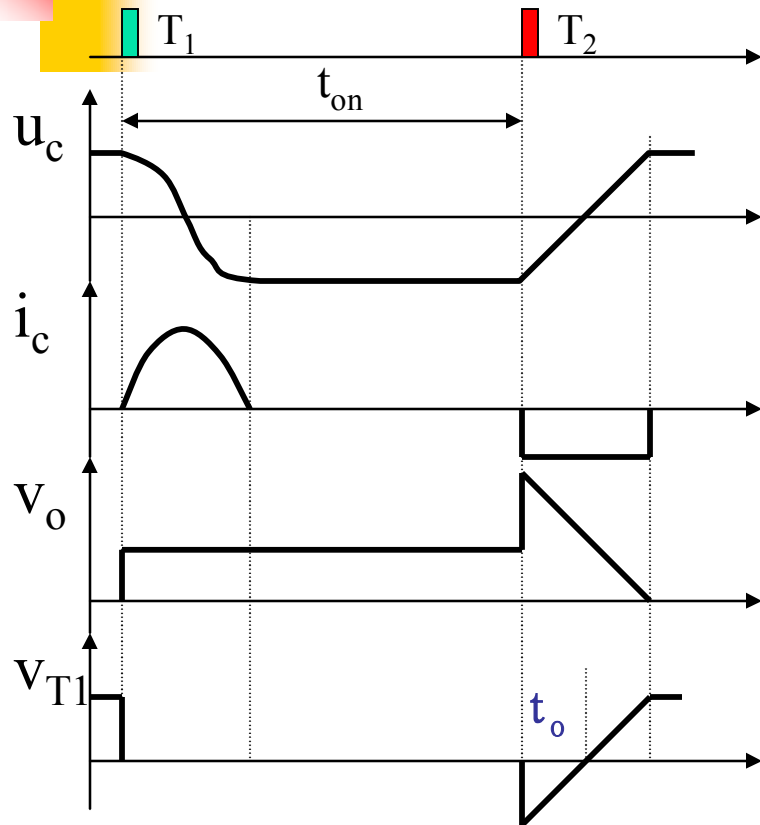
### 1) 电压换相斩波电路分析

电路如图。设电容上的初始电压是上正下负。其值为电源电压值。工作过程是：



(1) 主管导通，负载得电，电容倒向。 $T_1$ 导通使 $D_R$ 关断负载电流经 $T_1$ 流动。同时电经 $T_1 - L - D$ 放电产生振荡。结果C上电压极性颠倒并被D保持。

(2) 辅管导通，主管关断，电容充电。当要关断 $T_1$ 时导通 $T_2$ ，C上电压作为反压加在 $T_1$ 上， $T_1$ 断。而此时续流管两端电压为 $2U_d$ ，它不能导通，负载电流经



C流动，给电容充电。

(3) 电容复原，辅管关断，**DR续流**。随着充电电流的流动，C上电荷被带走再反向积累。C上电压由下正上负变成上正下负。当C上电压等于零时T1反压解除；当C上电压等于电源电压时， $D_R$ 反压解除， $D_R$ 导通续流。

重要数据：主管反压时间  $t_o$ 。

$$t_o = CU_S / I_o$$

$t_o$ 与 $I_o$ 有关，这是它的缺点。





输出电压 $V_o$ :

$$V_o = \frac{t_{on} + 2t_o}{T} V_s = \frac{t_{on} + 2V_s C / I_o}{T} V_s$$

最小导通时间 $t_{onmin}$

$$t_{onmin} = \pi \sqrt{LC} + 2V_s C / I_o$$

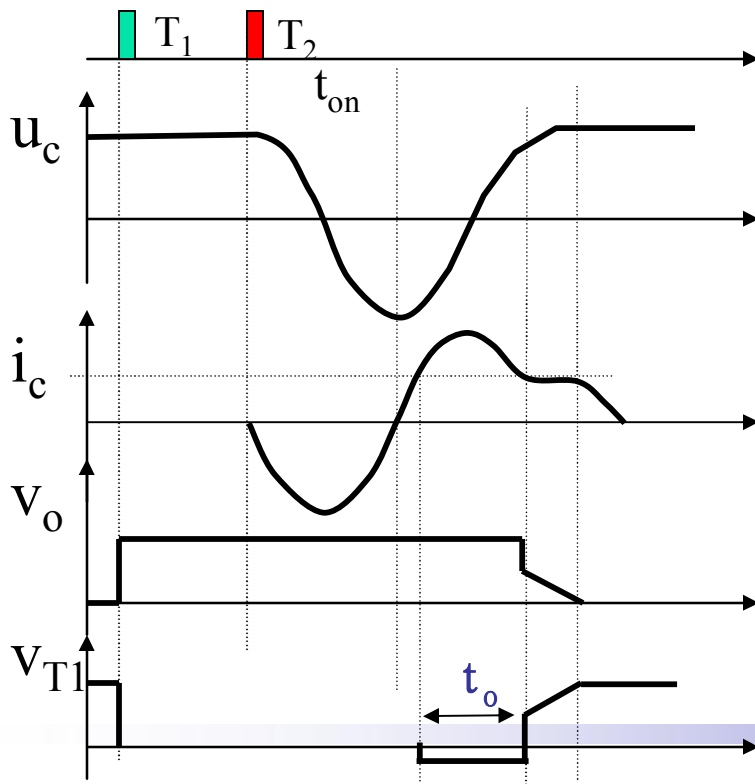
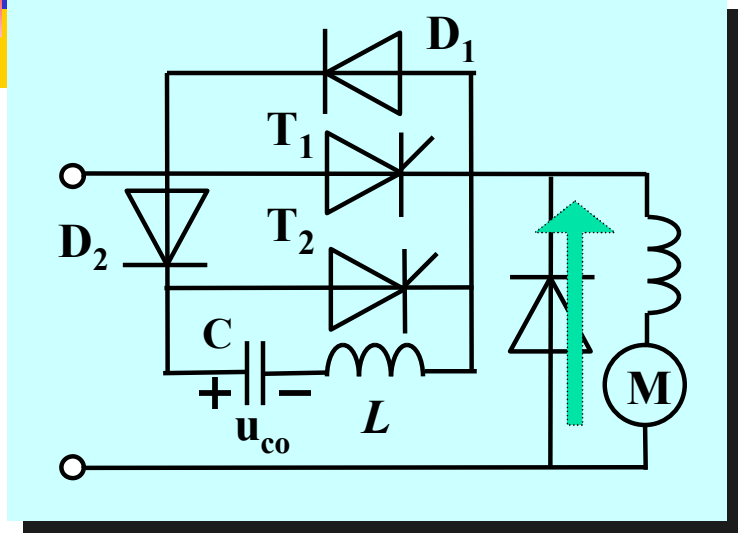
最小输出电压 $V_{omin}$ : 这是它的另一个缺点。

$$V_{omin} = \frac{t_{onmin}}{T} V_s = \frac{\pi \sqrt{LC} + 2V_s C / I_o}{T} V_s$$

其它参数都可从电路及波形图中计算出来。

## 2) 电流换相斩波电路分析

电路如图。设电容上的初始电压是上正下负。工作过程是:



- (1) 主管导通，负载得电.
- (2) 辅管导通，LC振荡，电容倒向。
- (3) 电容反振，主管关断。
- (4)  $D_1$ 导通， $T_1$ 反压
- (5) 恒流充电
- (6) 振荡充电
- (7) DR续流

波形图如图所示。重要的数据仍是主管反压时间。在图中可看出  $t_o$  与  $i_c$  峰值、负载电流之间的关系。

## 一些主要的计算式

振荡周期  $T = 2\pi\sqrt{LC}$     振荡频率  $\omega = 1/\sqrt{LC}$

电容电压变化规律  $u_c(t) = U_{CO} \cos \omega t$

电容电流变化规律  $i_c(t) = -U_{CO} \sqrt{\frac{C}{L}} \sin \omega t$

反压时间  $t_o = \sqrt{LC} [\pi - 2 \sin^{-1}(\frac{I_o}{U_{CO}} \sqrt{\frac{L}{C}})]$

电容电压终值  $U_{CO} = U_s + I_o \sqrt{\frac{L}{C}}$

其它量的计算式可根据概念与波形推导出来。

习题与作业P156: 4, 6, 7, 8, 9, 10

例1 P156 3.5 (DC电机常识)

解恒转矩调速时, 电枢电流不变根据  $E_a = C_e n \phi$

当电源电压全部加到电机上, 即 $\alpha = 1$ 时

$$n = \frac{E_a}{C_e \phi} = \frac{U_d - I_a R}{C_e \phi} = \frac{120 - 20 \times 0.5}{0.05} = 2200 \text{ rpm}$$

当电枢电势为零时, 电机静止。此时 $U_d = I_a R$ 。所以

$$\alpha = I_a R / U_d = 10 / 120 = 1 / 12$$

恒转矩调速范围: 0 - 2200转/分

$\alpha$ 调节范围: 1/12 - 1

**例2** 降压斩波器的输入电压为250V，电感 $L = 2.5\text{mH}$ ， $t_{\text{on}} = t_{\text{off}} = 400\mu\text{s}$ ， $R = 2.5\Omega$ ，C极大，输出电压 $U_0$ 恒定。求绘出 $i_s$ 、 $i_L$ 、 $i_C$ 波形。计算电感电流最大、最小、平均值。

解：电感电流连续

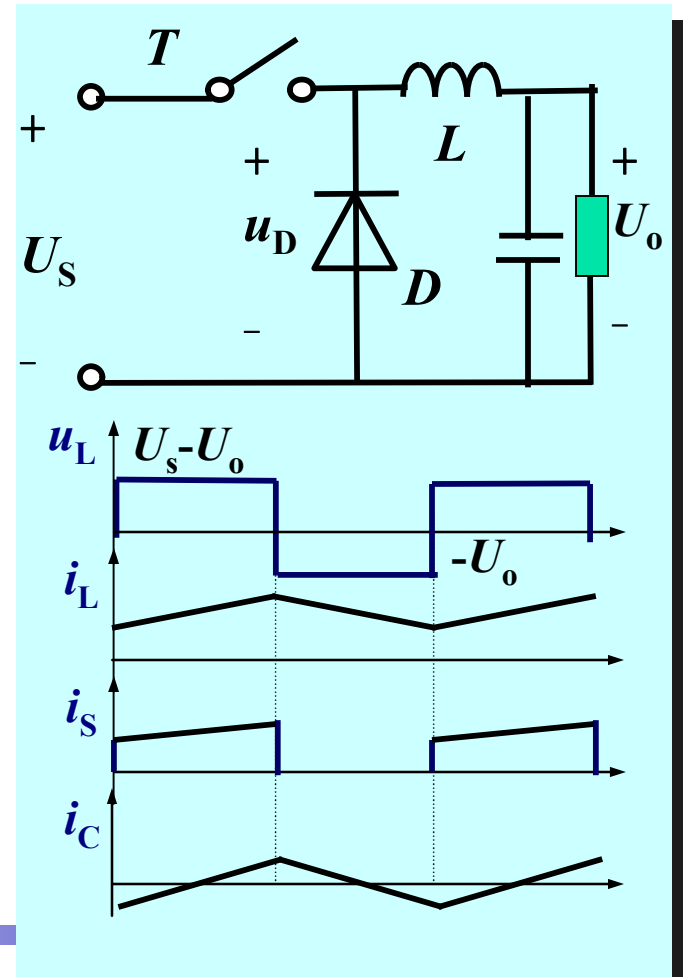
$$U_O = \frac{t_{\text{on}}}{T} U_S = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} U_S = 125(\text{V})$$

$$I_O = U_O / R = 125 / 2.5 = 50(\text{A})$$

$$\Delta i_L = \frac{U_S - U_O}{L} t_{\text{on}} = \frac{125}{2.5} \times 0.4 = 20(\text{A})$$

$$I_{L\text{max}} = I_O + \Delta I_L / 2 = 60(\text{A})$$

$$I_{L\text{min}} = I_O - \Delta I_L / 2 = 40(\text{A})$$



**例3** 电路同前。电感  $L = 0.1\text{mH}$ ,  $U_0 = 50\text{V}$ 。斩波周期  $T = 0.1\text{ms}$ 。求导通比；绘出  $i_s$ 、 $i_L$ 、 $i_C$  波形。计算电源发出功率。

解：电感电流连续

$$\alpha = U_0 / U_S = 50 / 250 = 0.2$$

$$t_{on} = \alpha T = 0.2 \times 0.1 = 0.02\text{ms}$$

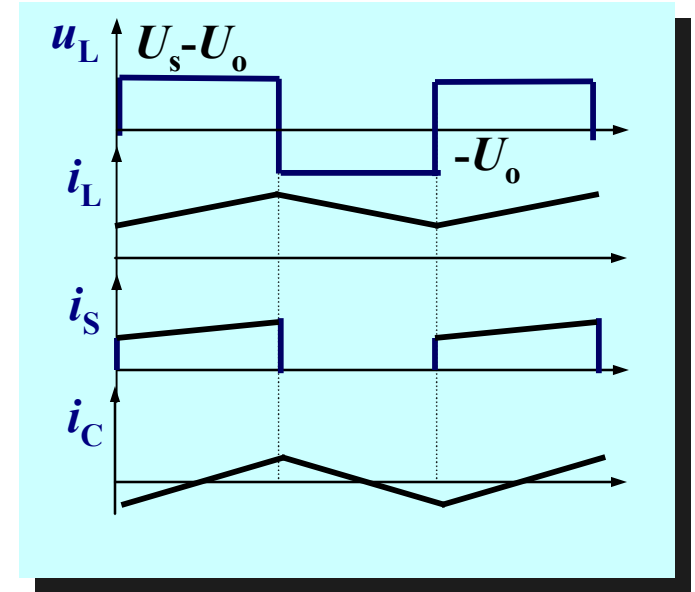
$$I_O = U_0 / R = 50 / 2.5 = 20(\text{A})$$

$$\Delta i_L = \frac{U_S - U_0}{L} t_{on} = \frac{200}{2.5} \times 0.02 = 1.6(\text{A})$$

$$I_{L\max} = I_O + \Delta I_L / 2 = 20.8(\text{A})$$

$$I_{L\min} = I_O - \Delta I_L / 2 = 19.2(\text{A})$$

$$P = U_o^2 / R = U_S I_O t_{on} / T = 1000(\text{W})$$



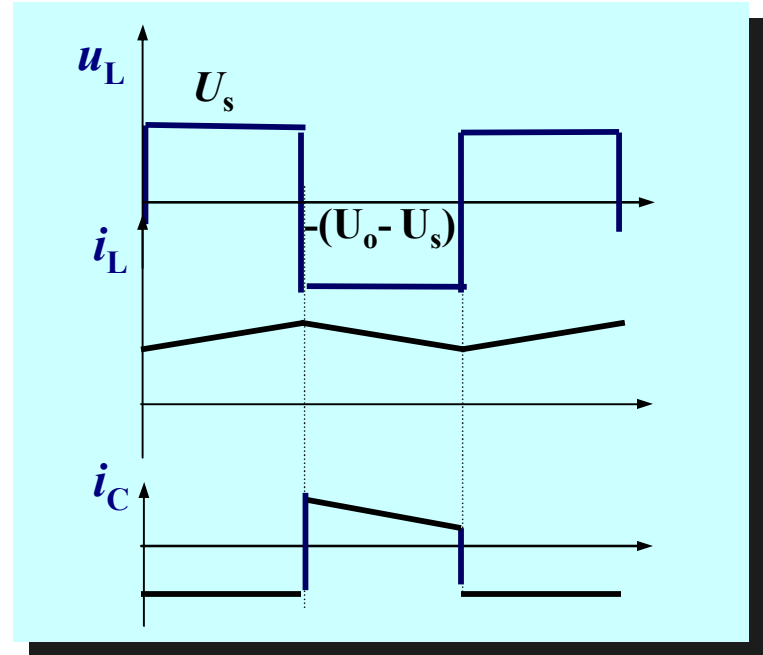
**例4** 升压斩波电路,  $U_s = 100V$ ,  $R = 50 \Omega$ ,  
 $t_{on} = 80\mu s$ ,  $t_{off} = 20\mu s$ 。绘出  $u_L$ 、 $i_L$ 、 $i_C$  波形。计算  $U_o$   
和电源发出功率。

解: 电感电流连续

$$\alpha = t_{on} / (t_{on} + t_{off}) = 0.8$$

$$U_o = \frac{U_s}{1 - \alpha} = 500(V)$$

$$P = U_o^2 / R = 5000(W)$$



**例5** 电压换相斩波电路,  $U_s = 220V$ ,  $C = 15\mu F$ ,  $L = 400\mu H$ , 负载电流  $I_o = 20A$ 。斩波频率  $250Hz$ 。计算电容峰值电流, 主管反压时间, 最小输出电压, 最大输出电流 (主管关断时间  $40\mu s$ )

解：由二阶电路的基本知识：

$$i_{C_{mac}} = V_s \sqrt{C/L} = 220 \sqrt{15/400} = 42.6(A)$$

$$\text{反压时间 } t_o = CV_s / I_o = 220 \times 15 / 20 = 165(\mu s)$$

$$\begin{aligned} \text{最小电压 } V_{o\min} &= \frac{t_{on\min}}{T} V_s = \frac{\pi \sqrt{LC} + 2V_s C / I_o}{T} V_s \\ &= fV_s (\pi \sqrt{LC} + 2V_s C / I_o) = 31.53(V) \end{aligned}$$

要可靠工作，反压时间必须大于其关断时间：

$$t_o = CV_s / I_o > t_q$$

$$\text{最大电流 } I_{o\max} < CV_s / t_q = 220 \times 15 / 40 = 82.5(A)$$



**例6** 电流换相斩波电路,  $U_s = 220V$ ,  $C = 15\mu F$ ,  $L = 400\mu H$ , 负载电流  $I_o = 20A$ 。斩波频率  $250Hz$ 。计算电容峰值电压与峰值电流, 主管反压时间。

解: 电容峰值电压  $U_{CO} = U_s + I_o \sqrt{\frac{L}{C}} = 323.3(V)$

$$i_{Cmac} = V_{co} \sqrt{C/L} = 323.3 \sqrt{15/400} = 62.6(A)$$

$$t_o = \sqrt{LC} [\pi - 2 \sin^{-1}(\frac{I_o}{U_{CO}} \sqrt{\frac{L}{C}})] = 193(\mu s)$$

## § 3-6 直流开关电源简介

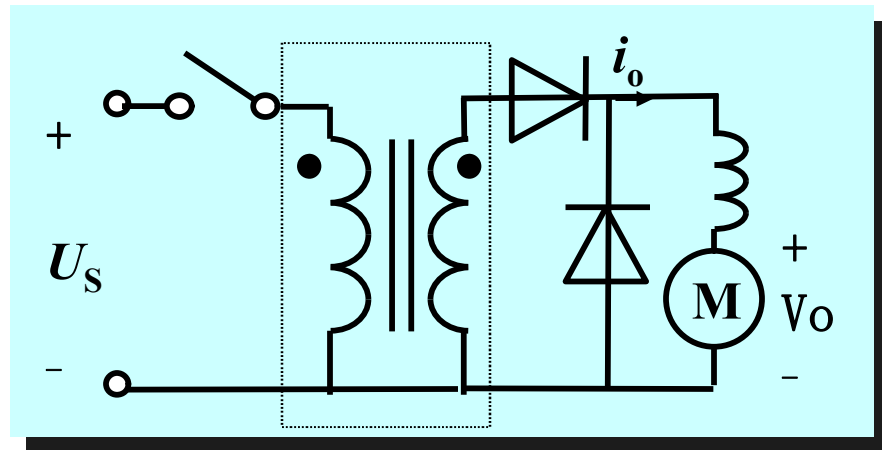
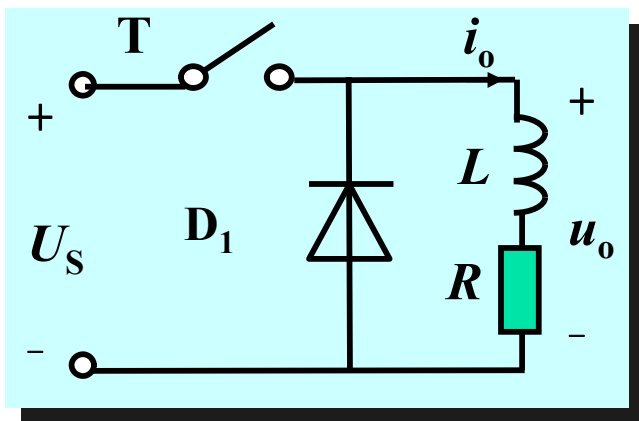
### 1. 直流开关电源的基本原理

与斩波电路的原理相同。都是开关型直直变换电路。

$$U_O = \frac{t_{on}}{T} U_S = \alpha U_S$$

通过调节占空比来调节（稳定）输出电压。

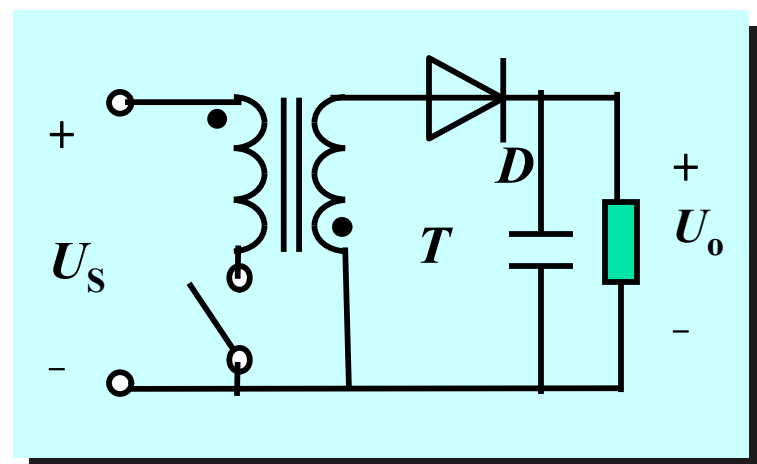
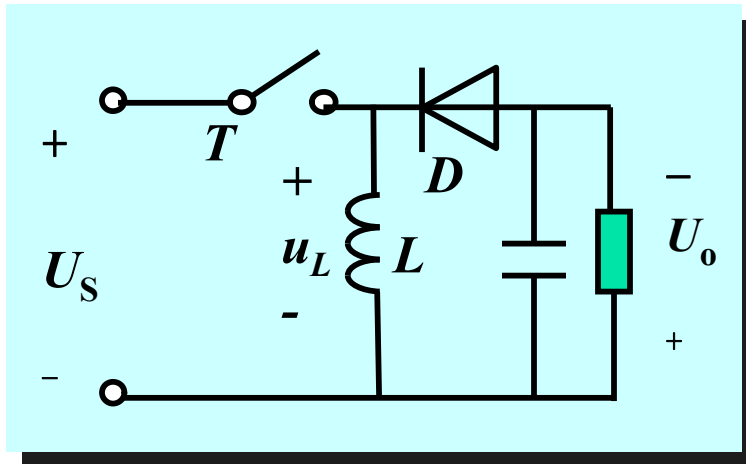
在斩波电路中嵌入一个高频变压器，用它实现电压的变换和输入输出的隔离，就构成了**开关电源电路**



由于变压器副边的直流阻抗为零，必须增加 $D_2$ 。一般将开关 $T$ 放在低电位端。

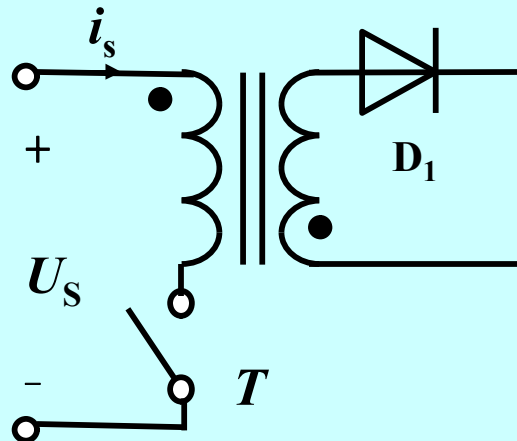
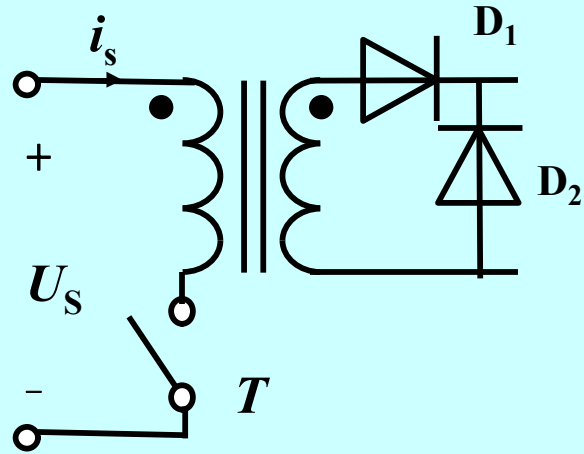
比较两个电路：开关合上负载得电； $T$ 断开时 $I_0$ 续流。两个电路有相同的工作过程和波形。除电气上隔离外它们完全相同。

同样，对下图的电路，嵌入的高频变压器也可以按异名端方式联接：



当开关合上，电感充电储能，开关断开电感释放能量。二个电路是完全相同的。这构成了另大类开关

电源电路。前者称forward变换器后者称backfly变换器



直流开关电源的基本结构分为正激与反激两大类。

在正激变换电路中，T闭合时电源加在变压器原边，副边同名端出现高电位， $D_1$ 通 $D_2$ 断。

电能从变压器传导至负载。

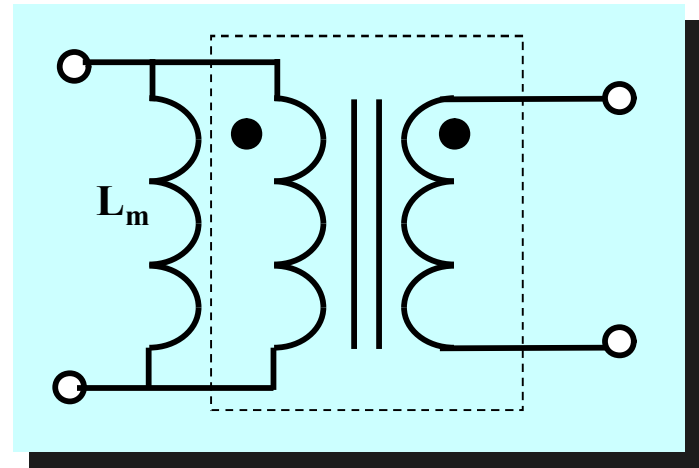
在反激变换电路中，T闭合时电源加在变压器原边，但由于变压器异名端联接 $D_1$ 截止，变压器储能， $i_s$ 增大。T断开时 $D_1$ 导通，储能转移到副边电路，形成副边电流。

所谓**单端**指电流只从变压器的一个端子流入。若电流分别从变压器的二个端子流入则**称双端**电路。  
单端电路简单，多在小功率电路中使用。

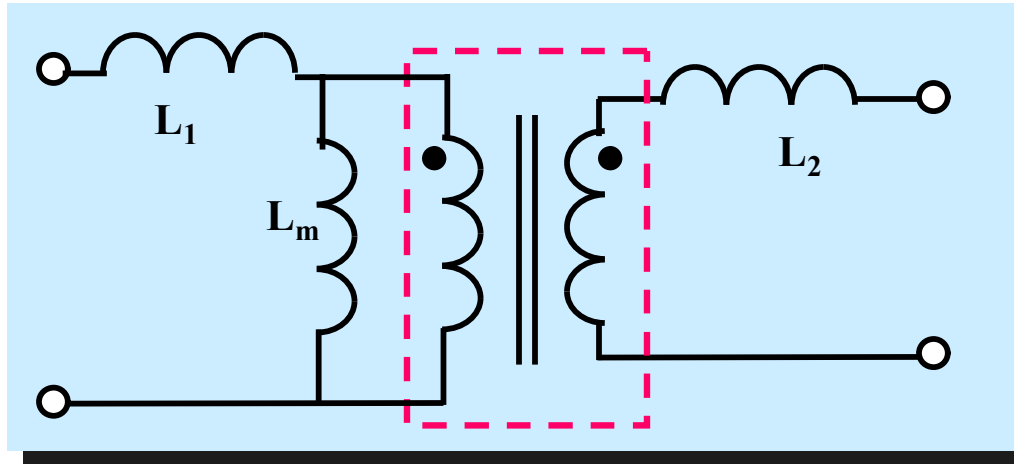
## 2. 变压器的等效电路

实际变压器与理想变压器的差别是：由于磁路的磁导率有限，当副边开路时原边也有电流流入，即有所谓的空载磁化电流。存在漏磁。

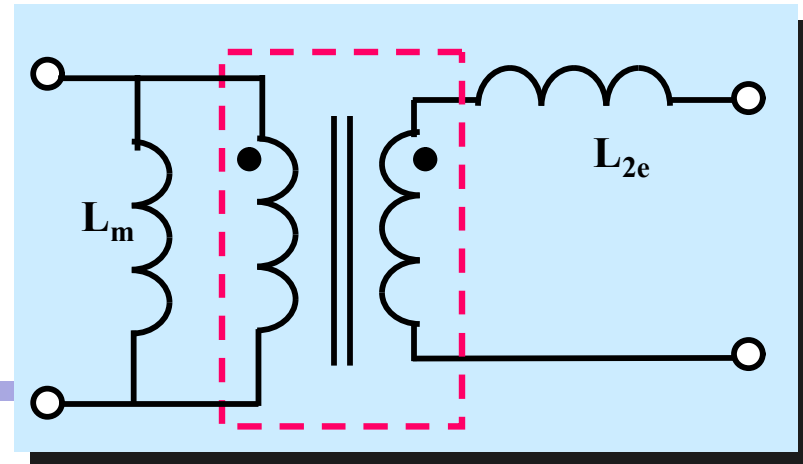
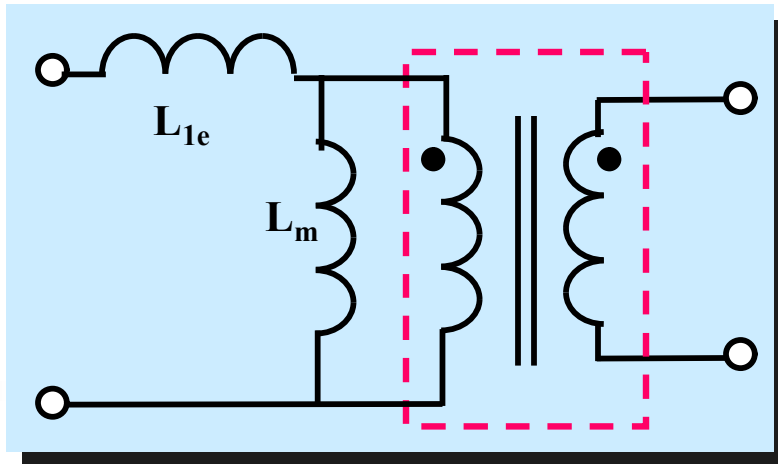
只考虑磁化电流时，变压器的等效电路如图。实际变压器由理想变压器与一个激磁电感 $L_m$ 构成。当空载时（副边开路） $L_m$ 中的电流即空载磁化电流。



根据变压器原理,磁化电感可以放在原边也可放在副边。根据实际的需要来决定。若还需要考虑漏感的影响时变压器的等效电路如图。

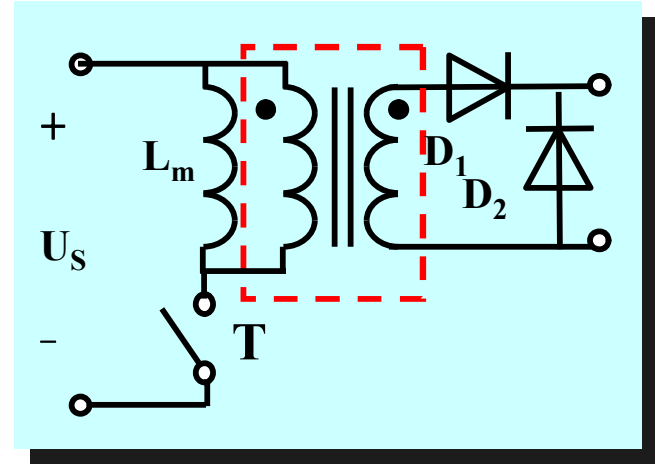


可将变压器原边漏感折算到副边,反之也可以。



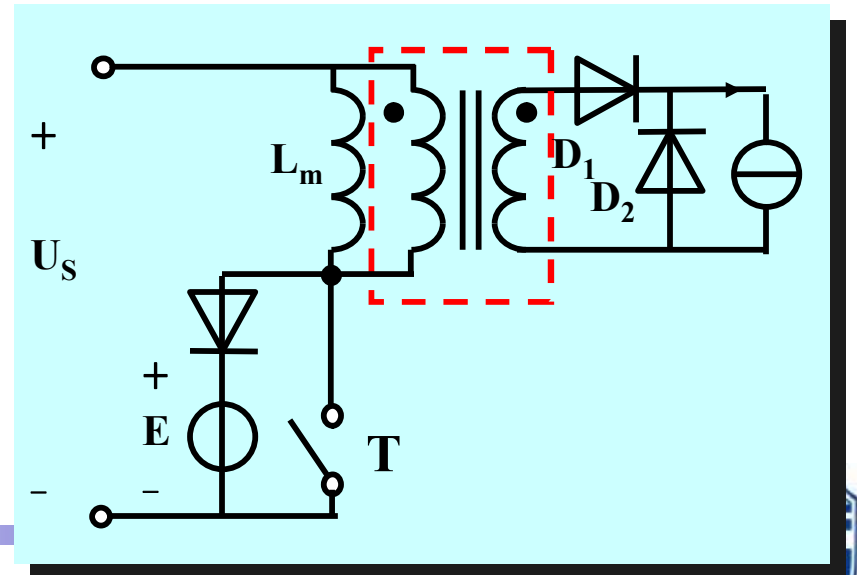
### 3. 单端正激开关电源的工作原理

为简化分析，只考虑变压器磁化电感。电路如图。当T合上时电源经理想变压器耦合到副边 $D_1$ 通 $D_2$ 断负载得电。同时 $L_m$ 中的电流也增大。



当T断开时 $L_m$ 中的电流无法流动，必须给它提供流动的路径。否则会击穿开关T。

图为单端正激开关电源的示意图。与上图相比多了一个D和电源E。当T断开时D导通， $L_m$ 中的电流经D和电源E流动。



下边进行电路分析:

开关导通时  $L_m$  上的电压为  $U_s$ ，其电流（初值为零）：

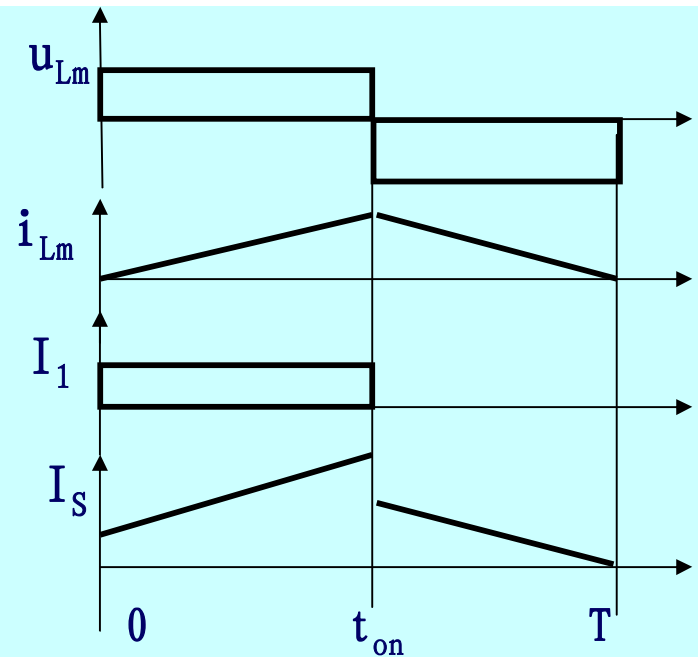
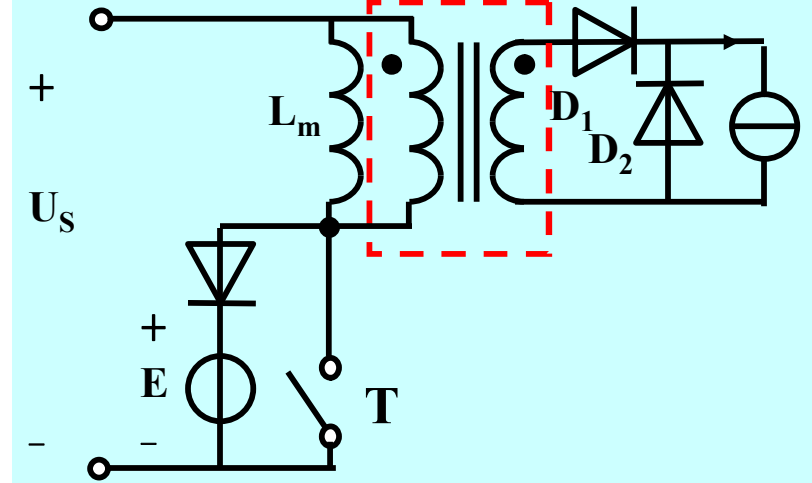
$$i_m = \frac{U_s}{L} t$$

在  $t=t_{on}$  时， $i_m$  达到最大值：

$$I_m = \frac{U_s}{L} \alpha T$$

开关断开时， $L_m$  上的电压为  $U_s - E = -(E - U_s)$ 。（初值为  $I_m$ ） $L_m$  的电流为：

$$i_m = I_m - \frac{E - U_s}{L} t$$





为了使 $L_m$ 中的电流衰减，必须使 $E > U_s$ 。否则 $i_m$ 不会回到起点值（即零值）。 $i_m$ 代表磁通，这说明磁通要不断增大，变压器将会饱和。

磁通复位：磁通（磁化电流）的终值回复到初值的过程。这是正激变换器的最主要的问题。

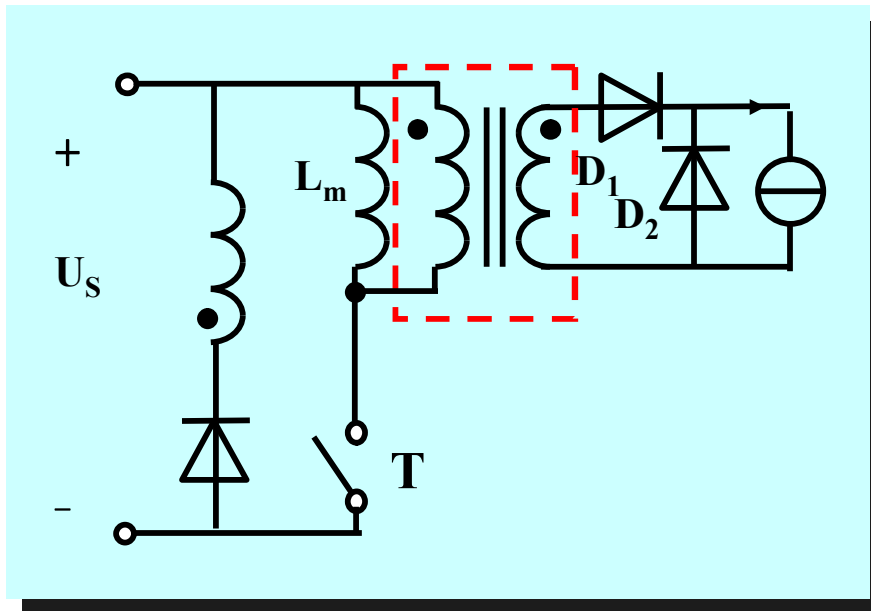
磁通复位的条件：磁通（磁化电流）的增量为零。

$$\frac{U_s}{L} t_{on} - \frac{E - U_s}{L} t_{off} = 0 \quad U_s t_{on} = (E - U_s) t_{off}$$

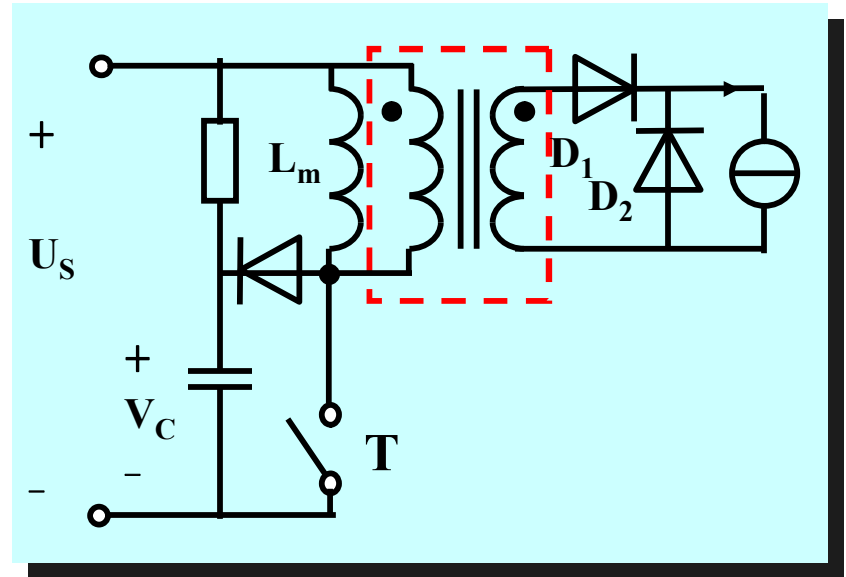
$$U_s \alpha T = (E - U_s)(T - \alpha T) \quad E = \frac{1}{1 - \alpha} U_s$$

为实现磁通复位，必须在开关断时使磁化电流衰减到初始值。所以必须给 $L_m$ 施加一个反向电压，以使 $i_m$ 能够衰减。所以，需要一个电源 $E$ ，其大小与导通比有关。当 $\alpha$ 越大 $E$ 的值就要求越高。

若 $E$ 不变，就必须限制 $\alpha$ ，否则就不能实现磁通复位。磁通复位电路有很多种。



变压器第三绕组复位法。当 $T$ 导通时，复位绕组不起作用。 $T$ 断开时， $i_m$ 耦合到复位绕组， $D$ 导通。同时给磁化电感加反压。



外加复位电源复位的方法中，用电容来实现复位电源。当 $T$ 断开时 $D$ 导通 $i_m$ 给电容充电。若 $C$ 较大， $V_C$ 变化不显著。（ $C$ 会经 $R$ 放电。）

## 4. 单端反激开关电源的工作原理

**工作原理：**当开关导通时 $L_m$ 储能。T断开时 $L_m$ 放能D导通。下面分两种情况讨论：

当磁化电流不连续

时：

导通时

$$i_1 = \frac{V_S}{L_1} t$$

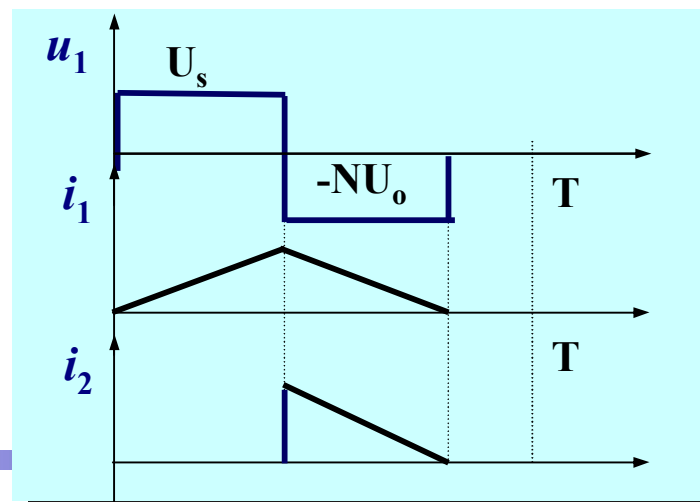
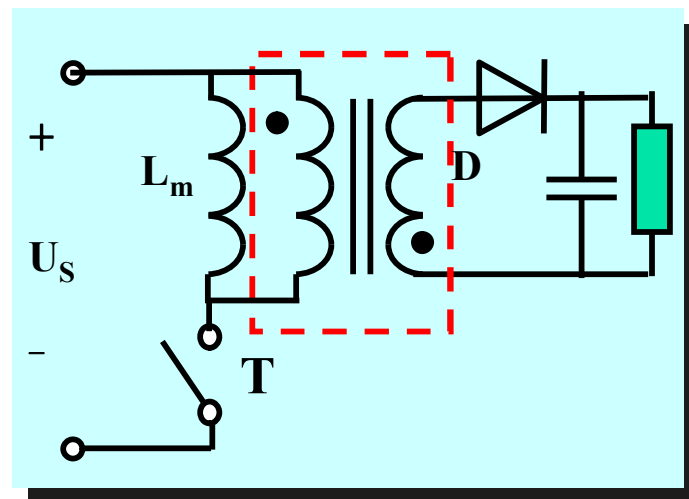
最大值

$$I_{1P} = \frac{V_S}{L_1} t_{on} = \frac{V_S}{L_1} \alpha T$$

关断时

$$i_2 = I_{2P} - \frac{V_0}{L_2} t$$

$$I_{2P} = I_{1P} \frac{N_1}{N_2}$$



导通时电感储能  $W = \frac{1}{2} L_1 I_{1P}^2$

输入功率  $P_{in} = \frac{W}{T} = \frac{1}{2T} L_1 I_{1P}^2$       输出功率  $P_o = \frac{V_o^2}{R} = P_{in}$

即：
$$\frac{1}{2T} L_1 I_{1P}^2 = \frac{V_o^2}{R} \quad V_o^2 = \left( \frac{V_s t_{on}}{L_1} \right)^2 L_1 R = \frac{1}{2T}$$

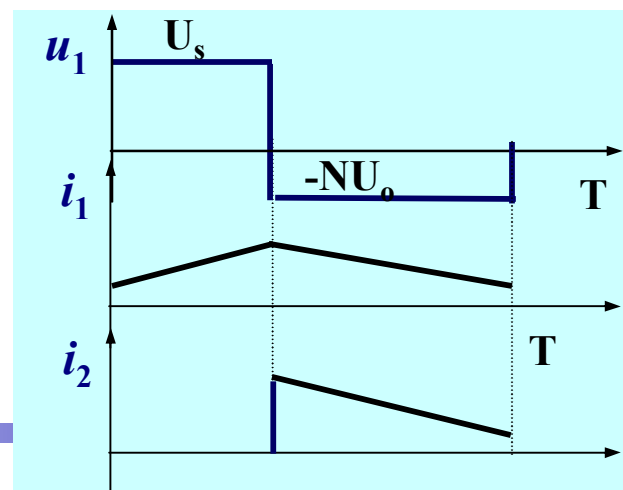
$$V_o = V_s t_{on} \sqrt{\frac{R}{2L_1 T}}$$


此式表明，当  $i_1$  不连续时输出电压与负载的电阻有关。电阻越大电压越高。

当磁化电流连续时：

导通时磁通增量  $\Delta\phi = \frac{1}{N_1} V_s t_{on}$

关断时磁通减量  $\Delta\phi = \frac{1}{N_2} V_o t_{off}$





因为  $u_L = N \frac{d\phi}{dt}$      $d\phi = \frac{1}{N} u_L dt$      $\Delta\phi = \frac{1}{N} u_L \Delta t$

电路要稳定工作，磁通的增量与减量必然相等：

$$\frac{1}{N_1} V_s t_{on} = \frac{1}{N_2} V_o t_{off}$$
$$V_o = \frac{N_2}{N_1} V_s \frac{t_{on}}{t_{off}} = \frac{N_2}{N_1} V_s \frac{t_{on}}{T - t_{on}} = \frac{N_2}{N_1} V_s \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

此式表明，当  $i_1$  连续时输出电压与负载无关。只与变压器变比和导通比有关。所以一般在这种方式工作。连续与不连续的边界确定：临界连续时，既可以用连续、也可用不连续公式计算电压。即

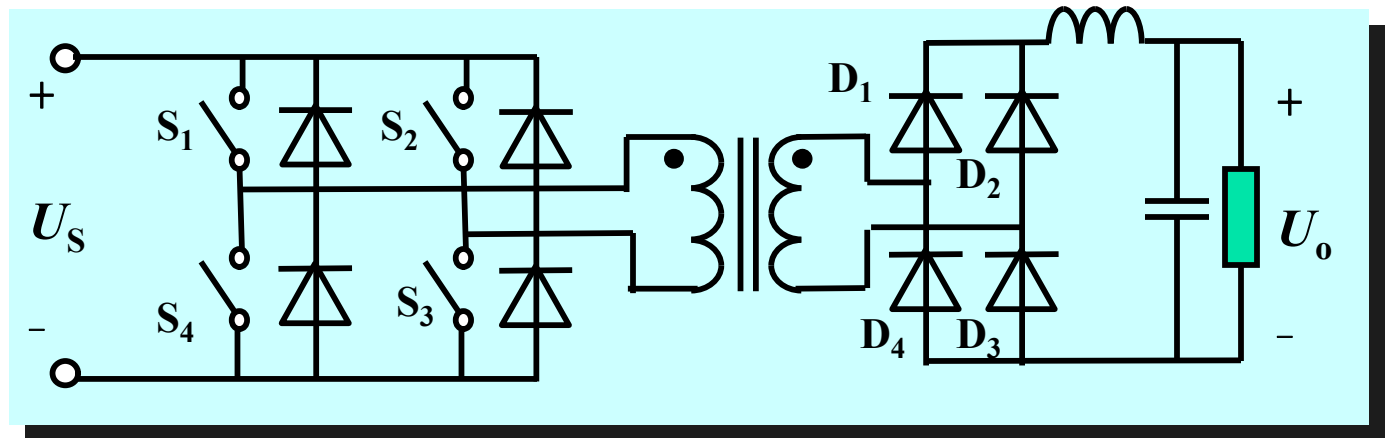
$$V_s t_{on} \sqrt{\frac{R}{2L_1 T}} = \frac{N_2}{N_1} V_s \frac{t_{on}}{t_{off}}$$

$$t_{off} = \frac{N_2}{N_1} \sqrt{\frac{2L_1 T}{R}}$$

此式表明，当开关截止时间大于计算的 $t_{off}$ 时 $i_1$ 不连续，而小于 $t_{off}$ 时 $i_1$ 连续。

## 5. 桥式开关电源电路的工作原理

### 电路结构



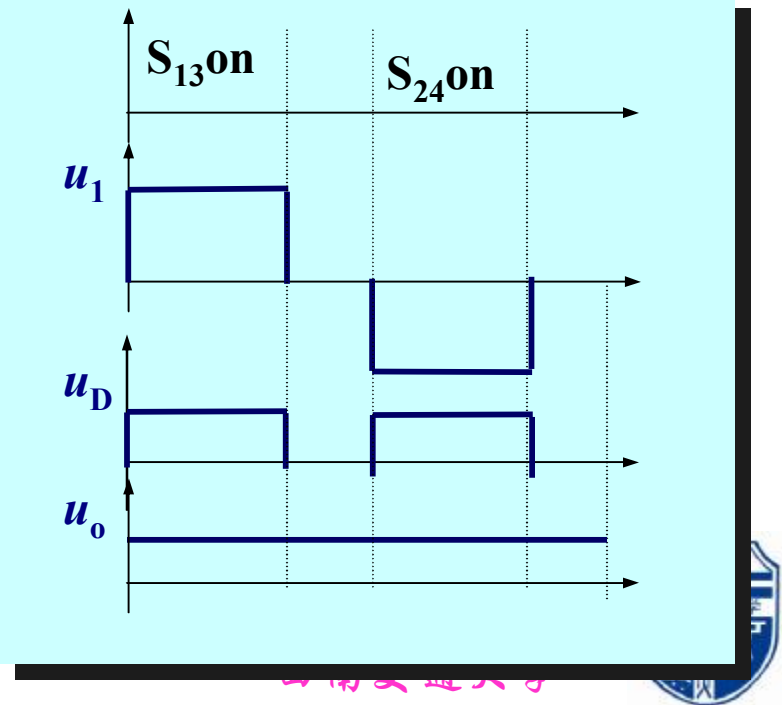
工作原理：当 $S_1S_3$ 导通时，电压 $U_S$ 加到变压器原边，同名端为正，结果副边二极管 $D_1D_3$ 导通，给负载提供电能。当 $S_2S_4$ 导通时， $U_S$ 从异名端加到变压器原

边，经变压器耦合到副边，二极管 $D_2D_4$ 导通。当 $S_1S_3$ 导通时电流从变压器同名端流入，从副边的同名端流出； $S_2S_4$ 导通时电流从变压器同名端流出，从副边的同名端流入。即它是**双端**变换器。如果正负半周对称工作，当正半周工作时，变压器的磁通增加量为正而负半周工作时磁通增加量为负，在一个周期中净增量为零。即桥式电路不需要磁通复位电路。所以该电路很简单，效率高。

当变压器理想时，副边电压

$$u_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T/2} U_s$$

电路的特点：



- 1) 不需要专门的磁通复位电路，变压器利用好，效率高。工作时开关的电压电流“应力”小。
- 2) 开关的导通时间必须小于 $1/2$ 周期。否则不能实现磁通复位。
- 3) 可通过设计变压器来实现升降压，而用调节导通比来调节和稳定输出电压。

以上分析都是在理想情况下作出的。当变压器有磁化电流和漏电感时，电路的工作情况要复杂得多。连控制方式也可能要发生变化。这在研究生的电力电子课中要进行学习和讨论。