



电气精品教材丛书

“十三五”江苏省高等学校重点教材  
工业和信息化部“十四五”规划教材

止於至善

电力电子技术 · Power Electronics

# 第5章 隔离型直流变换器

2022/11/12



東南大學電氣工程  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING



★ 5.1 正激变换器

★ 5.2 反激变换器

★ 5.3 推挽变换器

5.4 半桥变换器

5.5 全桥变换器





## ★ 5.1 正激变换器

5.1.1 正激变换器电路拓扑的推演

5.1.2 正激变换器的工作原理

5.1.3 正激变换器的基本关系

5.1.4 双管正激变换器



# 正激变换器电路拓扑的推演

## ■ $Q$ 导通时

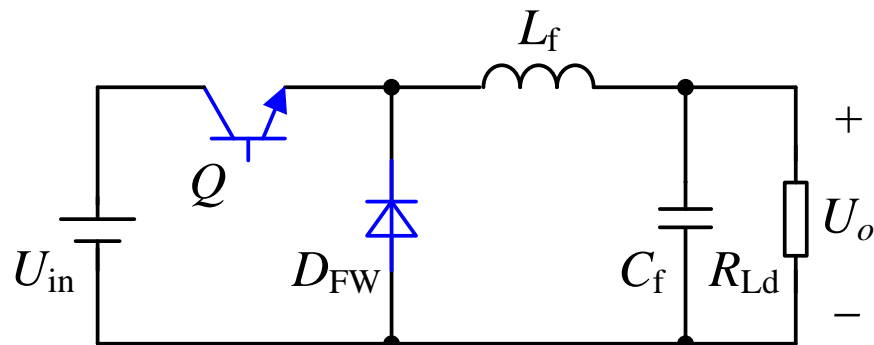
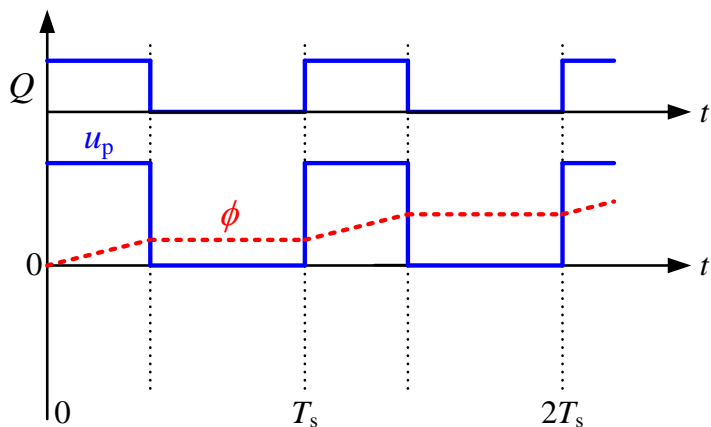
$u_p = U_{in}$ , 变压器被磁化, 励磁磁通线性增加

## ■ $Q$ 截止时

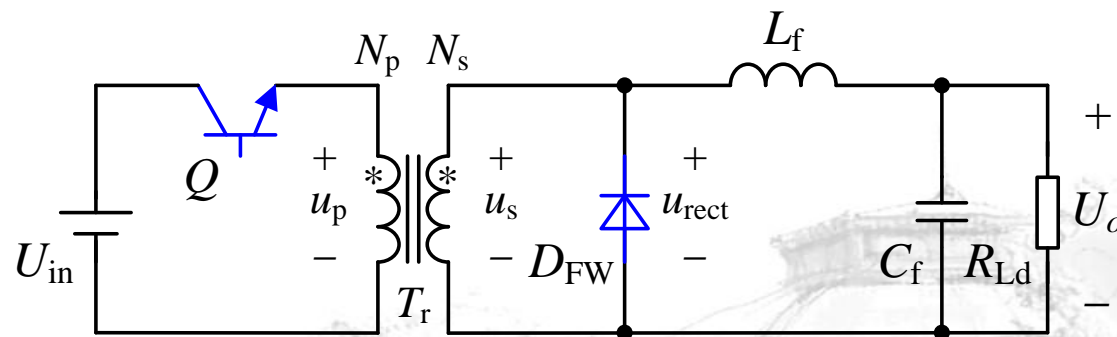
电感电流通过  $D_{FW}$  续流, 变压器副边绕组被短路,

$u_s = u_p = 0$ , 励磁磁通保持不变。一个开关周期内,

励磁磁通净增加, 变压器趋向饱和



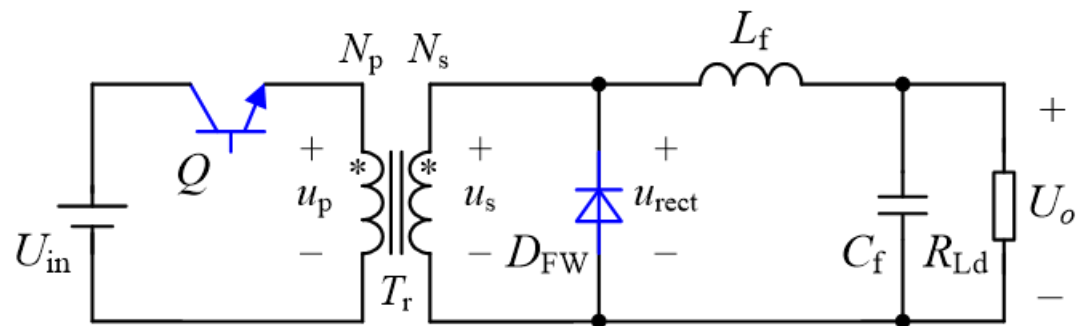
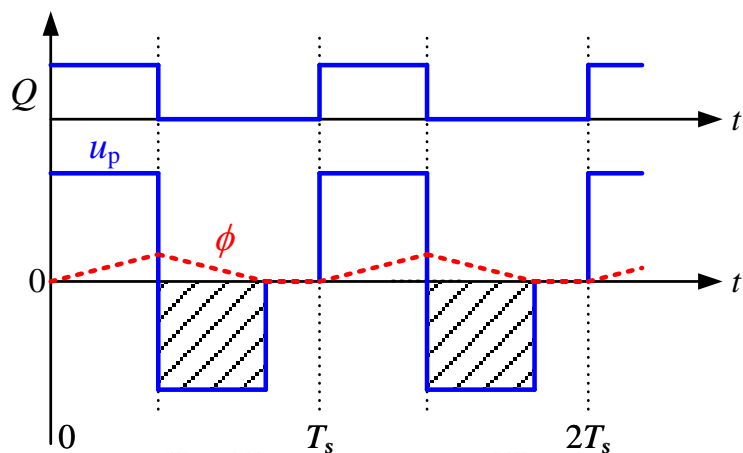
加入隔离变压器



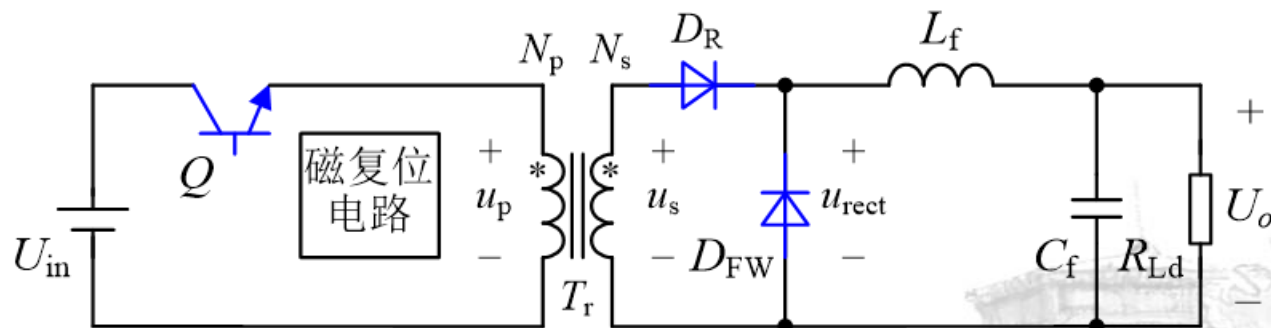
# 正激变换器电路拓扑的推演

为了防止变压器饱和，开关周期结束前使变压器励磁磁通减小到零。所以需要加入**磁复位电路**：

在 **$Q$ 截止**时，使原边绕组得到**负电压**。此时， $u_s < 0$ ， $D_{FW}$ 导通，副边绕组短路，因此需要串入二极管 **$D_R$**



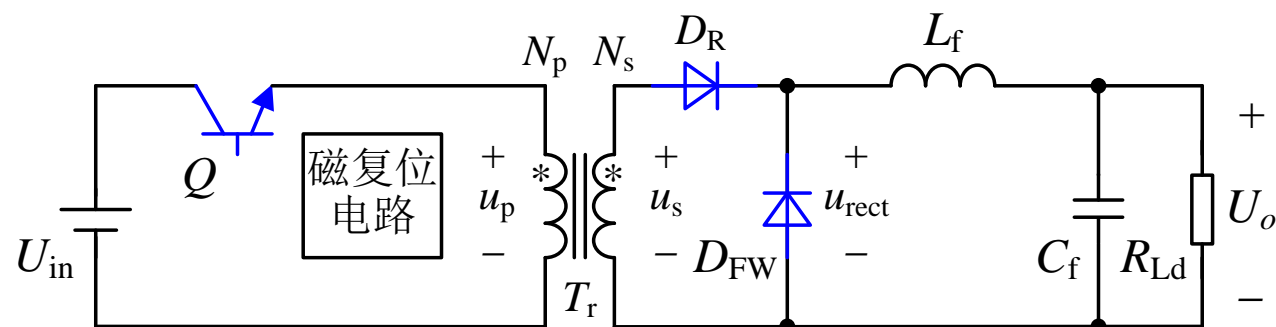
加入磁复位电路  
和二极管 **$D_R$**



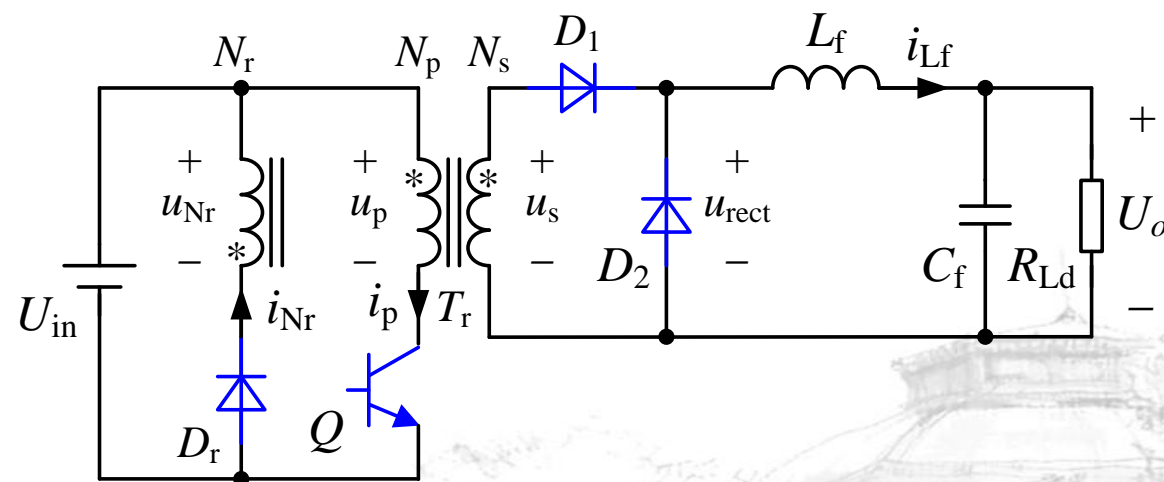


# 正激变换器电路拓扑的推演

- 复位绕组 $N_r$ 与复位二极管 $D_r$ 组成磁复位电路
- 开关管与变压器原边绕组换位  
即得到单管正激(Forward)变换器
- 变压器起到电气隔离和变压作用
- 整流二极管 $D_1$ 和续流二极管 $D_2$ 构成半波整流电路



开关管与原边绕组换位





## ★ 5.1 正激变换器

5.1.1 正激变换器电路拓扑的推演

5.1.2 正激变换器的工作原理

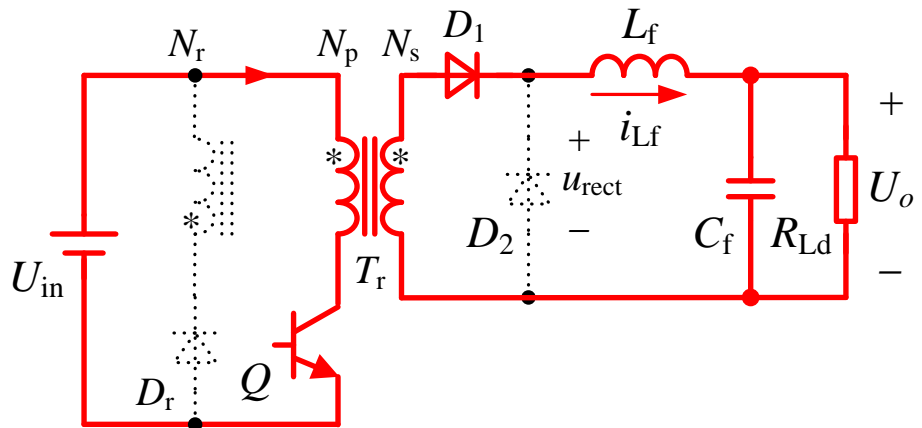
5.1.3 正激变换器的基本关系

5.1.4 双管正激变换器

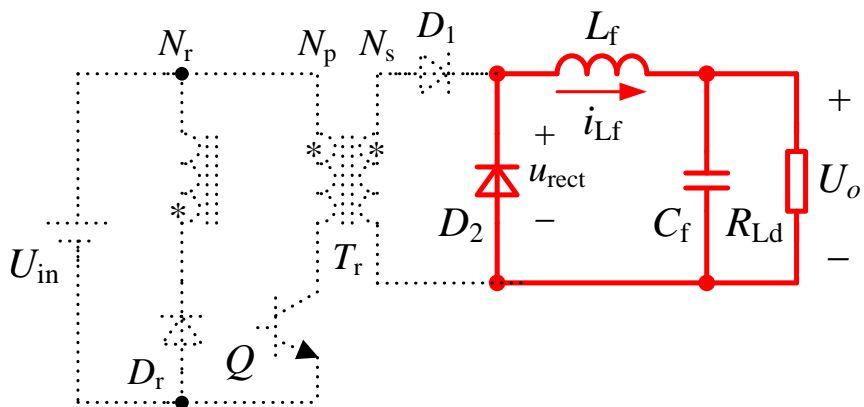




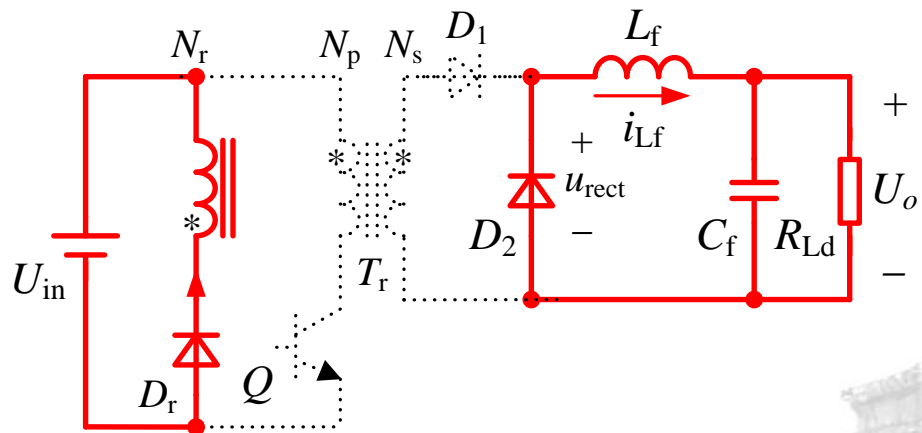
## 在一个开关周期内，正激变换器存在三种开关模态



(a)  $Q$ 导通



(c)  $Q$ 关断, 磁复位完成



### (b) $Q$ 关断 (磁复位)





# 正激变换器的工作原理

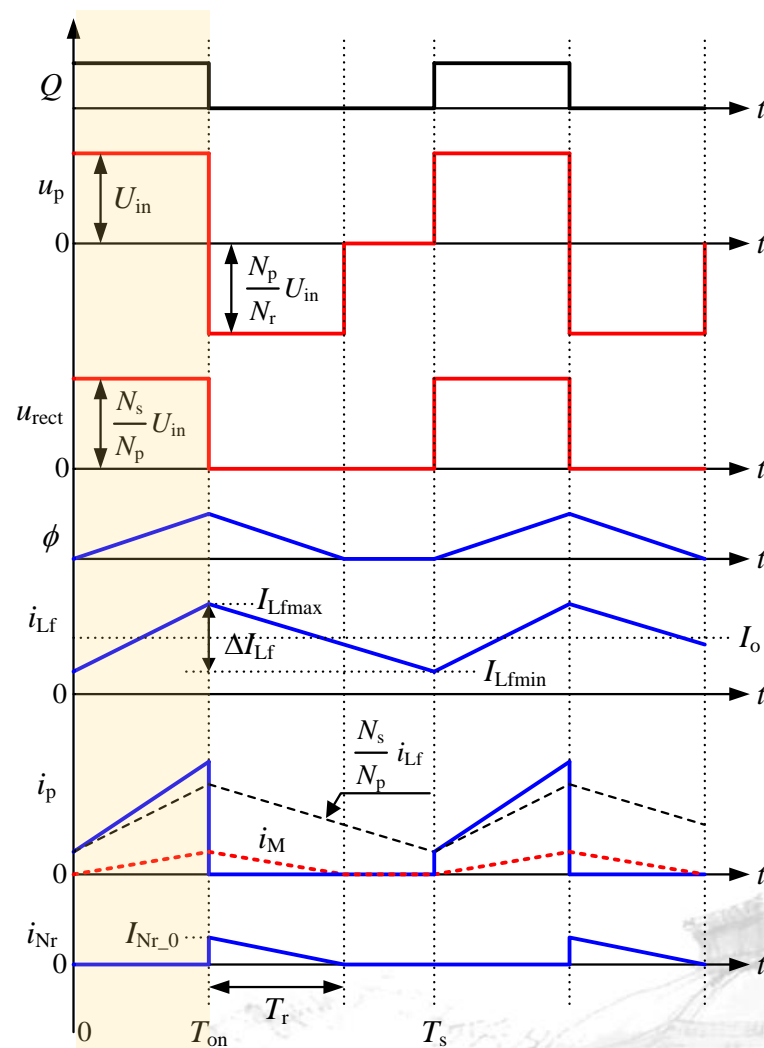
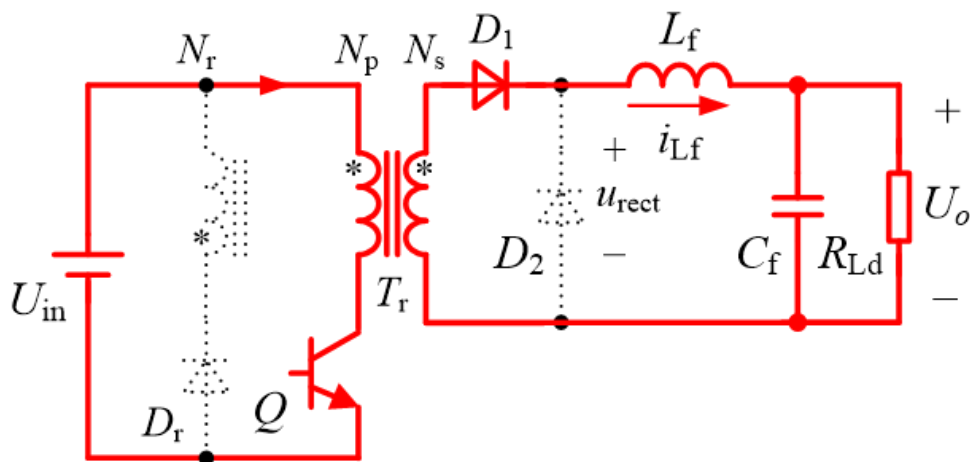
## 1. 开关模态1 [0, $T_{on}$ ]

$Q$ 导通, 原边绕组电压:  $u_p = N_p \frac{d\phi}{dt} = U_{in}$

磁通增长:  $\Delta\phi_{(+)} = \frac{U_{in}}{N_p} D_y T_s$

占空比:  $D_y = T_{on} / T_s$

$T_{on}$  为导通时间,  $T_s$  为开关周期



# 正激变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

变压器励磁电流:

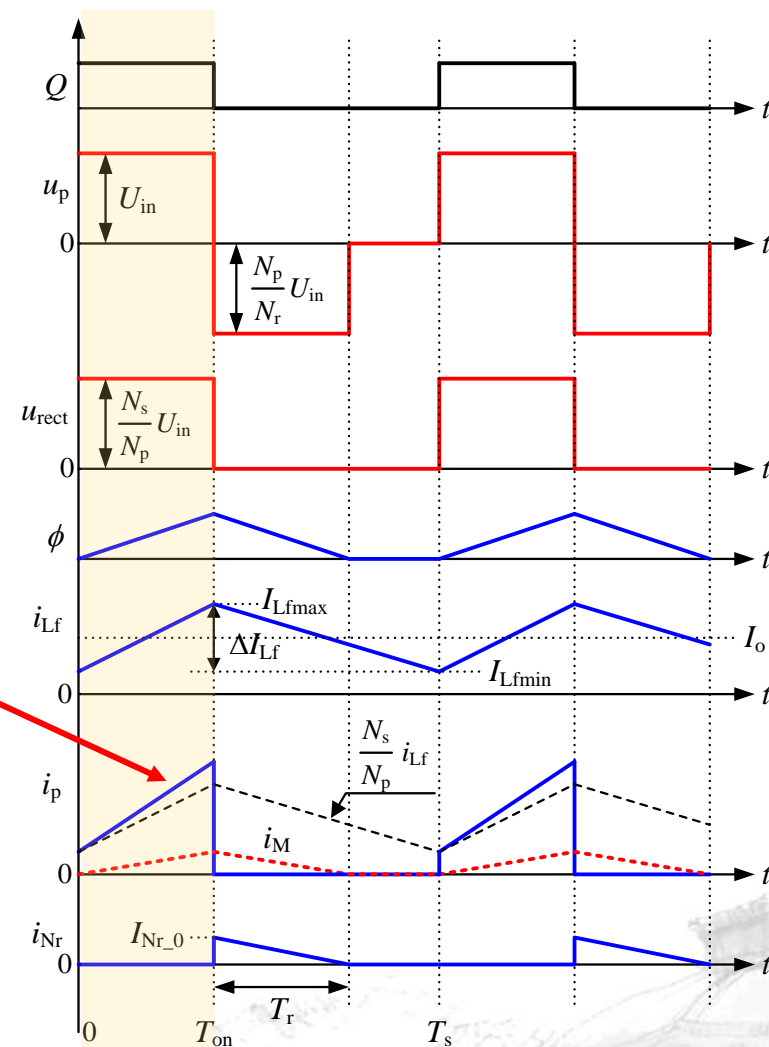
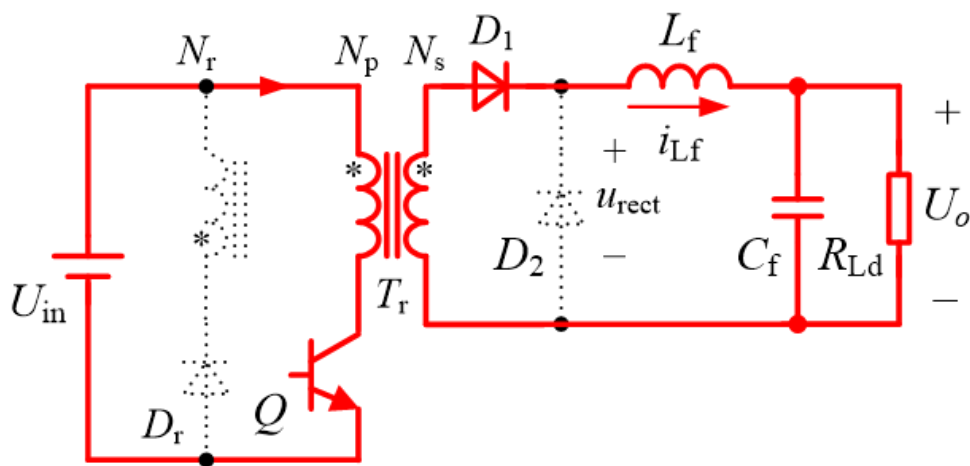
$$i_M = \frac{U_{in}}{L_M} t$$

副边绕组电压:

$$u_s = \frac{N_s}{N_p} U_{in}$$

原边电流:

$$i_p = \frac{N_s}{N_p} i_{Lf} + i_M$$



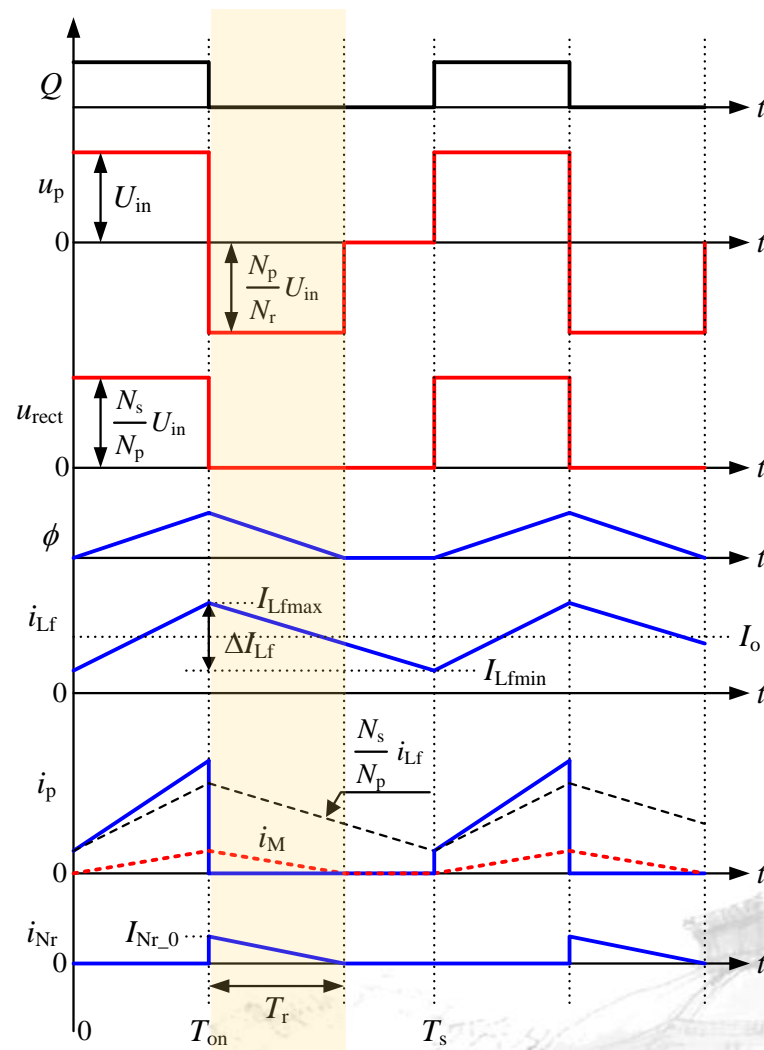
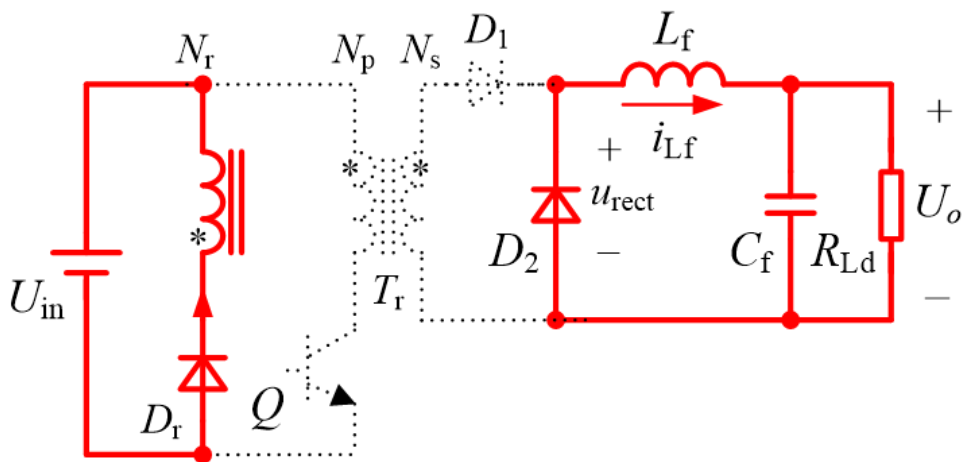
# 正激变换器的工作原理

## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_{on}+T_r$ ]

在 $t=T_{on}$ 时, 复位绕组 $N_r$ 中出现感应电压且极性为 “\*” 端为 “负”, 二极管 $D_r$ 导通

复位绕组初始电流:  $I_{Nr_0} = \frac{N_p}{N_r} \frac{U_{in}}{L_M} D_y T_s$

复位绕组电压:  $u_{Nr} = N_r \frac{d\phi}{dt} = -U_{in}$



# 正激变换器的工作原理

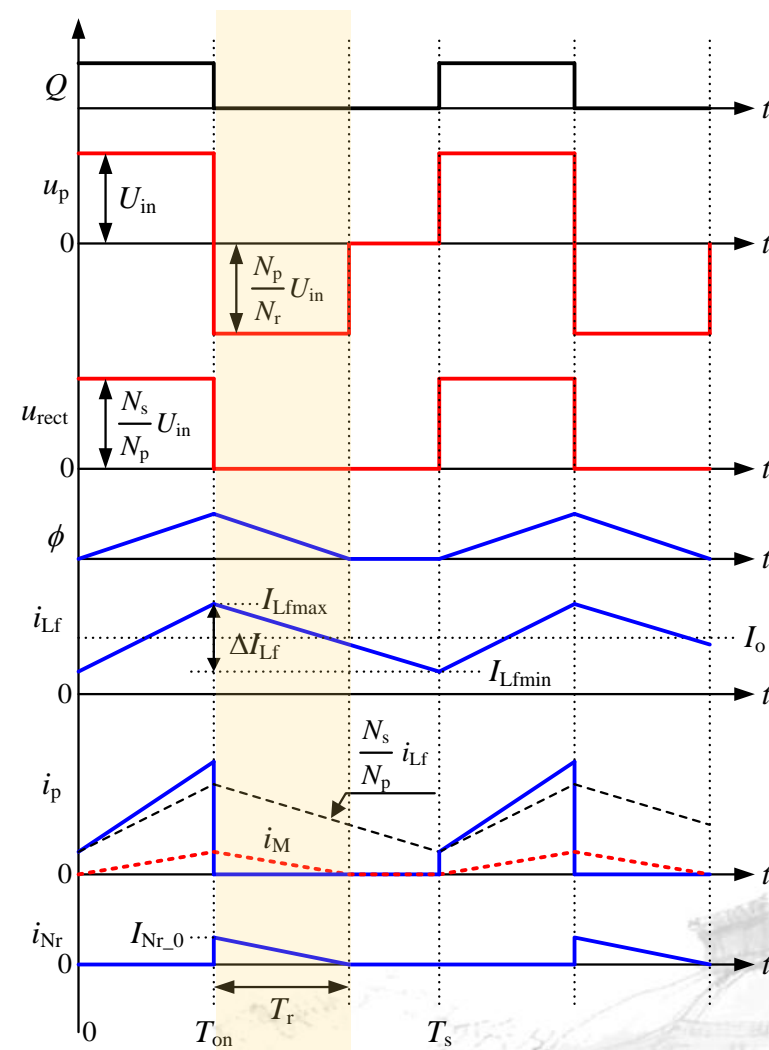
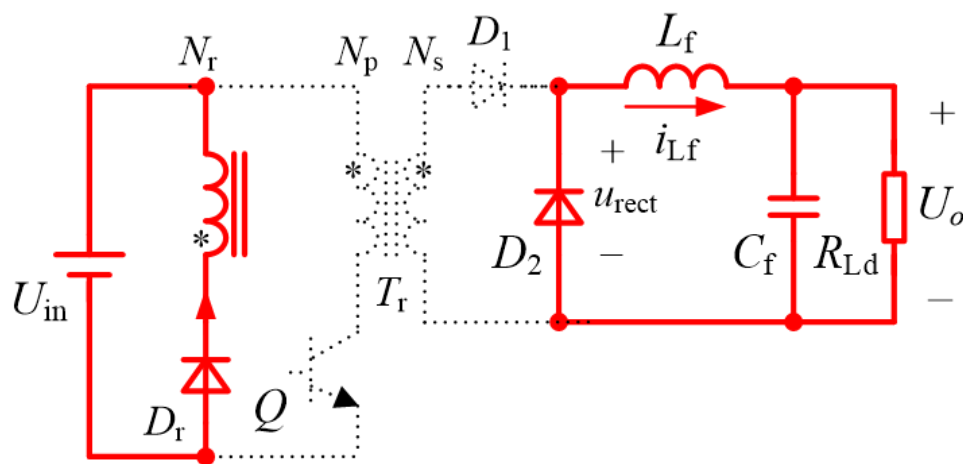
## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_{on}+T_r$ ]

磁通减小量:  $\Delta\phi_{(-)} = \frac{U_{in}}{N_r} T_r = \frac{U_{in}}{N_r} D_{reset} T_s$

$T_r$  为磁通减小到零的时间:  $D_{reset} = T_r / T_s$

在  $t=T_{on}+T_r$  时,  $i_{Nr}=0$ ,  $i_M=0$ , 变压器磁复位

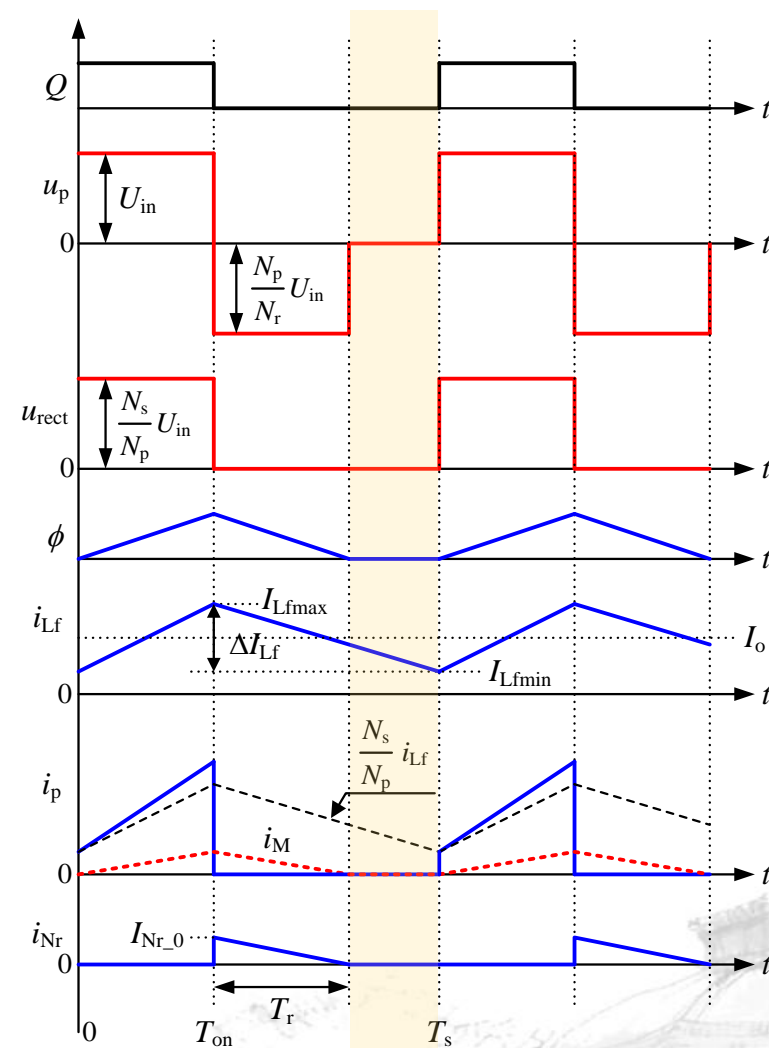
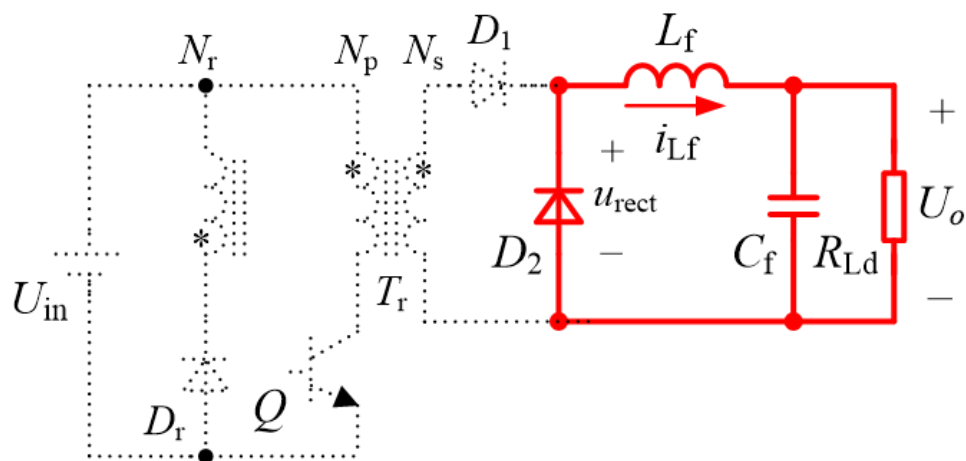
原/副边绕组电压:  $u_p = -\frac{N_p}{N_r} U_{in}$   $u_s = -\frac{N_s}{N_r} U_{in}$



# 正激变换器的工作原理

## 3. 开关模式3 [ $T_{\text{on}}+T_r$ , $T_s$ ]

在此开关模式中，变压器所有绕组电压和电流均为零。滤波电感电流 $i_{L_f}$ 继续经过续流二极管 $D_2$ 续流，并且线性下降。加在开关管 $Q$ 上的电压为： $u_Q=U_{\text{in}}$







## ★ 5.1 正激变换器

5.1.1 正激变换器电路拓扑的推演

5.1.2 正激变换器的工作原理

5.1.3 正激变换器的基本关系

5.1.4 双管正激变换器



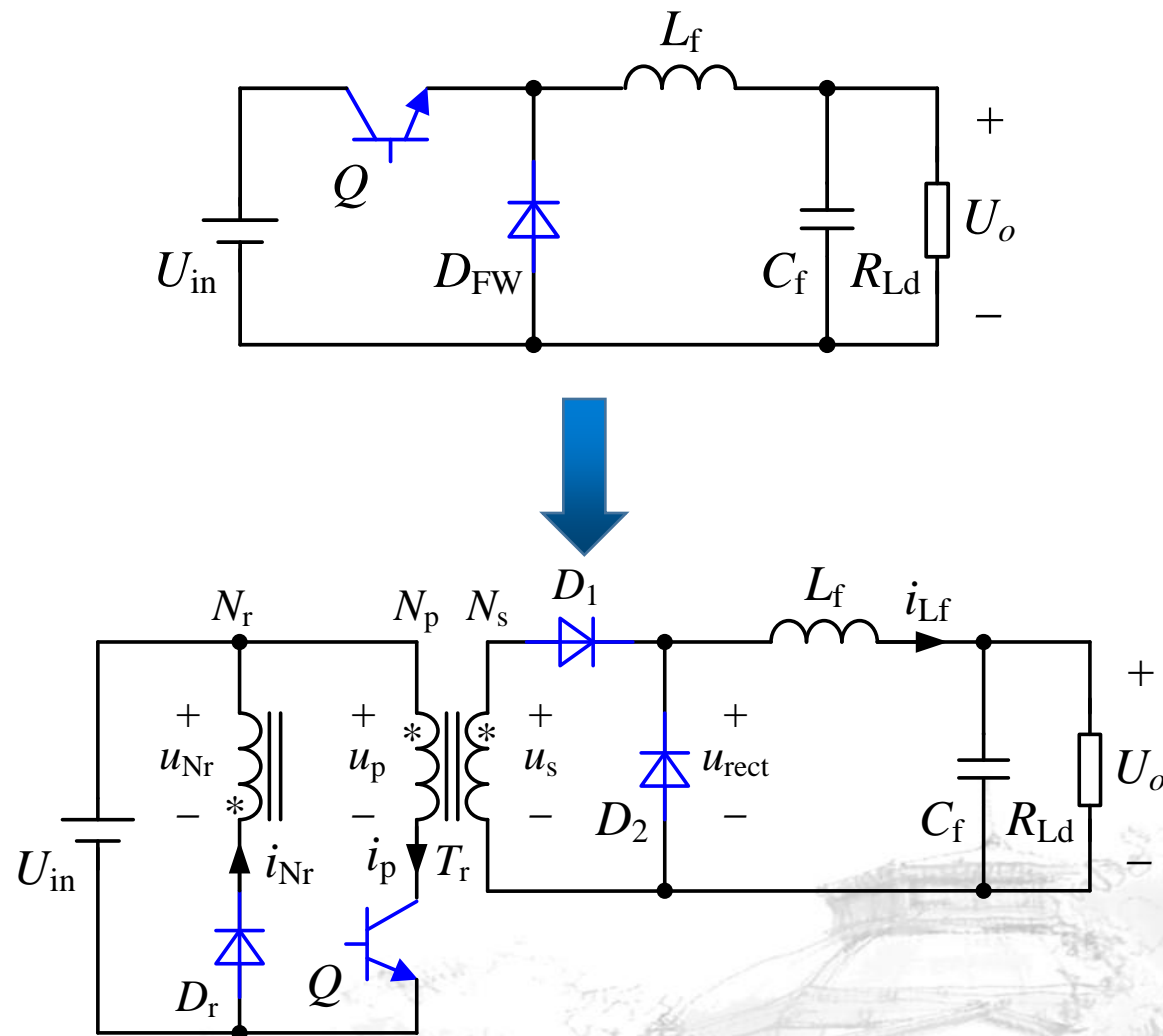
# 正激变换器的基本关系

## 1. 输出电压与输入电压的关系式

正激变换器实际上是一个隔离型的Buck变换器，其输出电压与输入电压之间的关系为：

$$U_o = D_y \frac{N_s}{N_p} U_{in}$$

其中占空比:  $D_y = T_{on} / T_s$



# 正激变换器的基本关系

## 2. 功率器件承受的电压应力和流过的电流

➤ 开关管 $Q$ 截止，变压器磁芯去磁

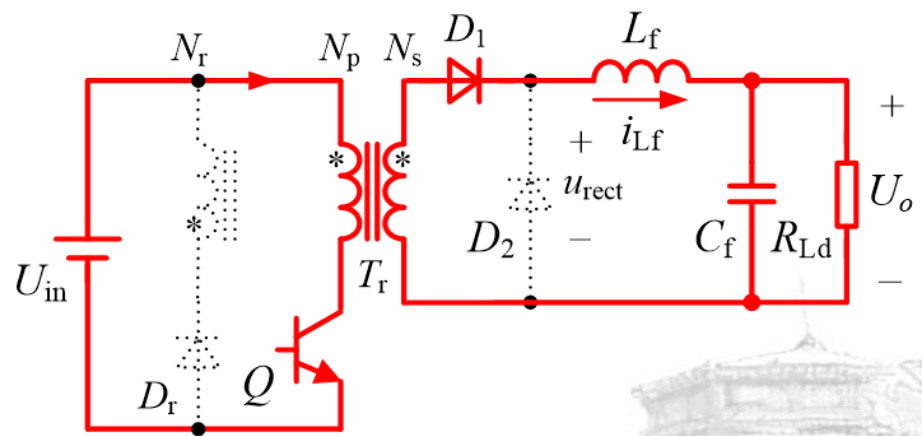
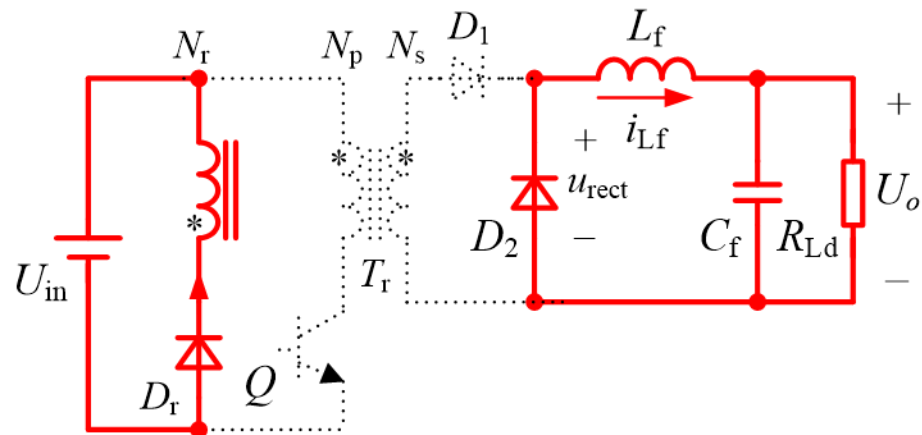
开关管 $Q$ 上电压：
$$U_Q = U_{in} + \frac{N_p}{N_r} U_{in} = \left(1 + \frac{N_p}{N_r}\right) U_{in}$$

整流二极管 $D_1$ 上电压：
$$U_{D1} = \frac{N_s}{N_r} U_{in}$$

➤ 开关管 $Q$ 导通，变压器磁芯增磁

续流二极管 $D_2$ 上电压：
$$U_{D2} = \frac{N_s}{N_p} U_{in}$$

复位二极管 $D_r$ 上电压：
$$U_{Dr} = \left(1 + \frac{N_r}{N_p}\right) U_{in}$$



# 正激变换器的工作原理

## 2. 功率器件承受的电压应力和流过的电流

电感电流 $i_{L_f}$ 的最大值为：

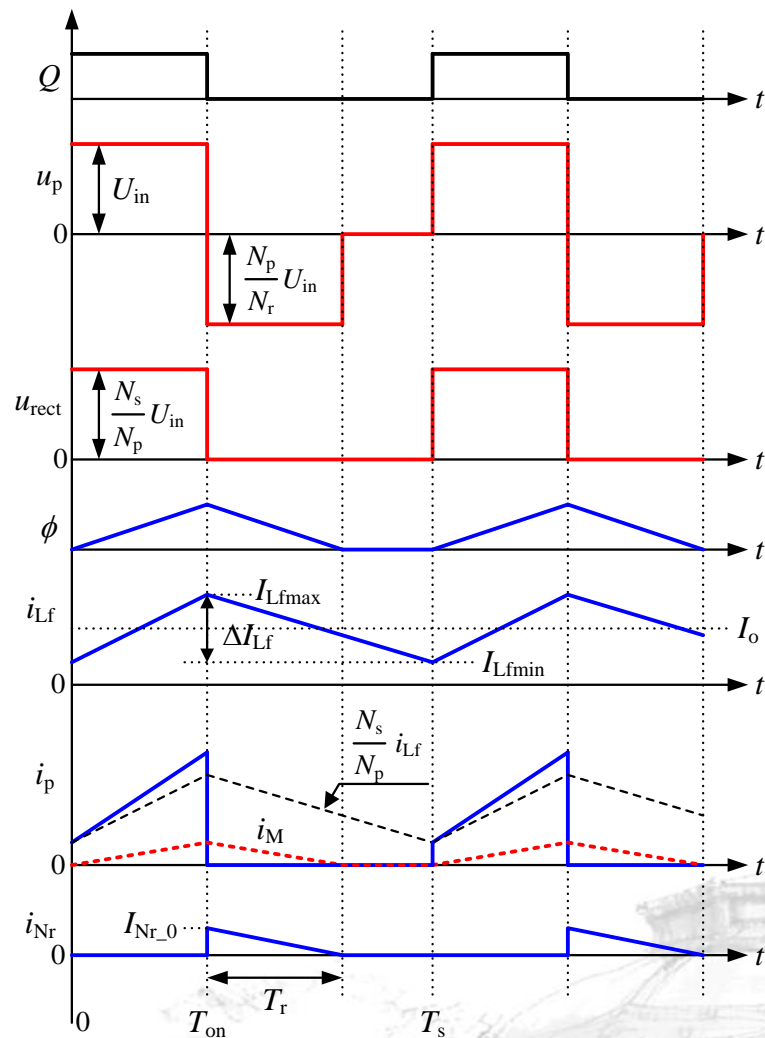
$$I_{L_{fmax}} = I_o + \frac{1}{2} \Delta I_{L_f} = I_o + \frac{1}{2L_f} \left( \frac{N_s}{N_p} U_{in} - U_o \right) D_y T_s$$

二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 导通时电流均为 $i_{L_f}$

即 $D_1$ 、 $D_2$ 上最大电流均等于 $I_{L_{fmax}}$

开关管电流 $i_Q$ 最大值为：

$$I_{Q_{max}} = \frac{N_s}{N_p} I_{L_{fmax}} + I_{M_{max}} = \frac{N_s}{N_p} I_{L_{fmax}} + \frac{U_{in}}{L_M} D_y T_s$$



## 3. 复位绕组匝数的选取

为了保证变压器磁芯的磁复位，防止磁芯饱和损坏，磁芯磁通的增加量=减小量：

$$\Delta\phi_{(+)} = \frac{U_{in}}{N_p} D_y T_s = \Delta\phi_{(-)} = \frac{U_{in}}{N_r} T_r = \frac{U_{in}}{N_r} D_{reset} T_s$$

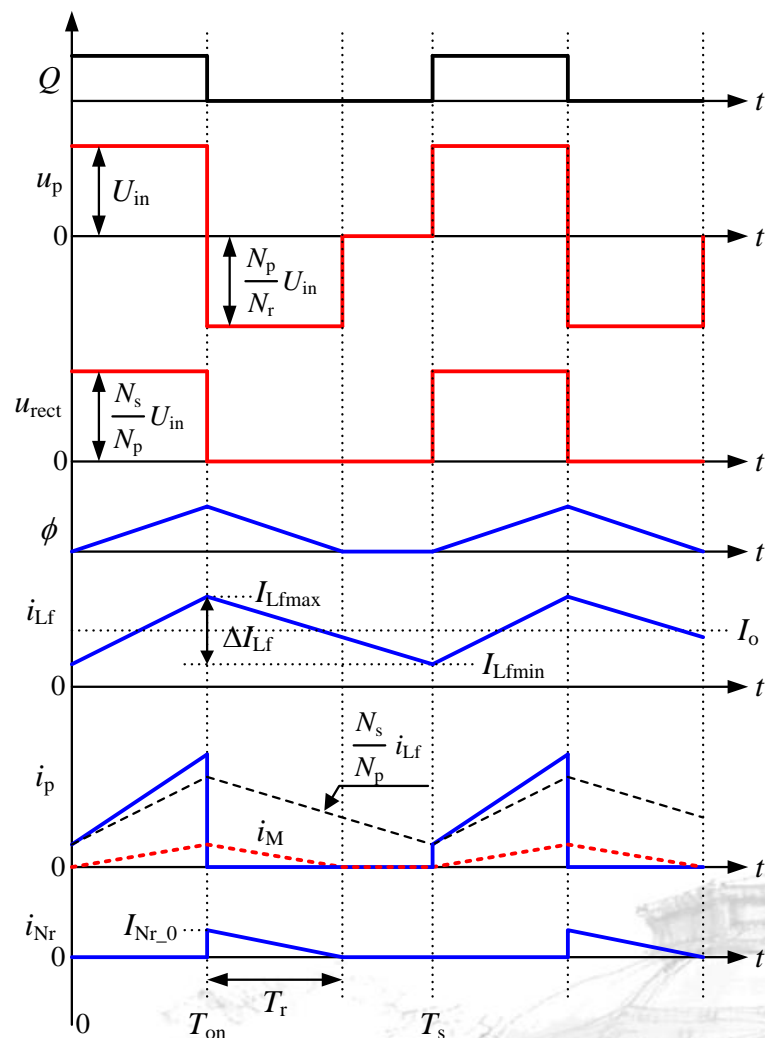
可以得到：

$$D_{reset} = \frac{N_r}{N_p} D_y$$

为保证变压器磁芯可靠复位： $D_{reset} < 1 - D_y$

最大占空比 $D_{ymax}$ 满足：

$$D_{ymax} \leq \frac{N_p / N_r}{1 + N_p / N_r}$$





## 3. 复位绕组匝数的选取

变压器的引入，不仅实现了输入和输出侧的电气隔离，也使正激变换器的输出电压可以高于输入电压，或低于输入电压，还可实现多输出

$$U_o = D_y \frac{N_s}{N_p} U_{in} \quad U_Q = U_{in} + \frac{N_p}{N_r} U_{in} = \left(1 + \frac{N_p}{N_r}\right) U_{in} \quad D_{ymax} \leq \frac{N_p / N_r}{1 + N_p / N_r}$$

- $N_p \geq N_r$ ,  $D_{ymax} > 0.5$ ,  $U_Q > 2U_{in}$ ,  $N_p / N_r$  越大,  $D_{ymax}$  可以越大, 而  $U_Q$  则越高
- $N_p \leq N_r$ ,  $D_{ymax} > 0.5$ ,  $U_Q < 2U_{in}$ ,  $N_p / N_r$  越小,  $D_{ymax}$  可以越小, 而  $U_Q$  则越低
- 为了充分提高  $D_y$ , 而又减小  $U_Q$ , 一般选择  $N_r = N_p$ , 此时  $D_{ymax} = 0.5$ , 而  $U_Q = 2U_{in}$



## 4. 滤波电感量与滤波电容量

正激变换器本质上是一个隔离型的Buck变换器，其滤波电感量与滤波电容量的计算与Buck变换器类似，只是将加在滤波器上的电压的幅值改为 $U_{in}N_s/N_p$ 即可

滤波电感量： $(U_o=U_{in}D_{ymax})$

$$L_f = \frac{U_o}{\Delta I_{L_{fmax\_permit}}} \left( 1 - \frac{N_p U_o}{N_s U_{inmax}} \right) T_s$$

$U_o$ 不变

$$L_f = \begin{cases} \frac{N_s U_{in}}{N_p \Delta I_{L_{fmax\_permit}}} (1 - D_{ymax}) D_{ymax} T_s & (D_y \leq 0.5) \\ \frac{N_s U_{in}}{N_p \Delta I_{L_{fmax\_permit}}} (1 - D_{ymin}) D_{ymin} T_s & (D_y \geq 0.5) \\ \frac{N_s U_{in}}{4 N_p \Delta I_{L_{fma\_permit}}} T_s & (D_{ymin} \leq 0.5 \leq D_{ymax}) \end{cases}$$

滤波电容量： $C_f = \frac{(1 - D_y) U_o}{8 L_f f_s^2 \Delta U_o}$

$U_{in}$ 不变





## ★ 5.1 正激变换器

5.1.1 正激变换器电路拓扑的推演

5.1.2 正激变换器的工作原理

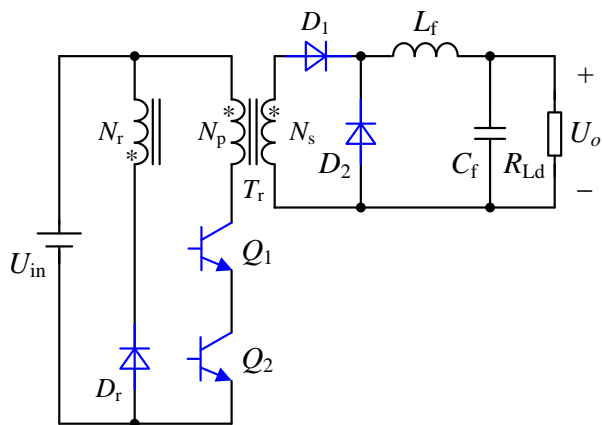
5.1.3 正激变换器的基本关系

5.1.4 双管正激变换器

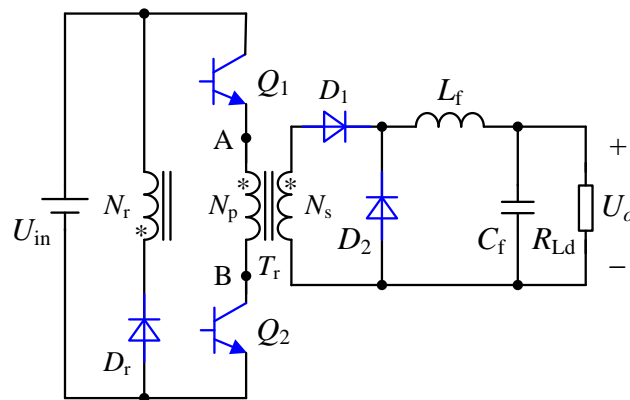


# 双管正激变换器

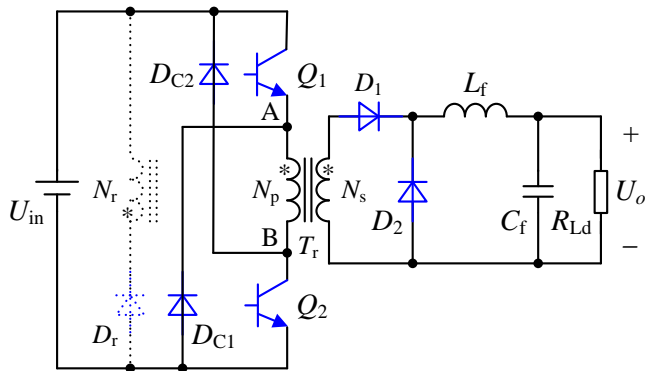
## 1. 双管正激变换器的推演



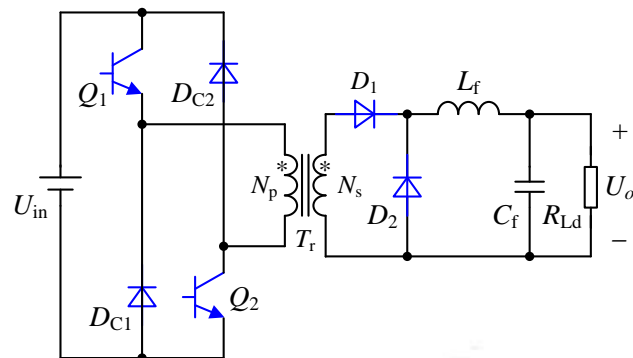
(a) 用两只开关管代替一只开关管



(b) 将 $Q_1$ 和变压器的原边绕组交换位置



(c) 引入二极管 $D_{C1}$ 和 $D_{C2}$

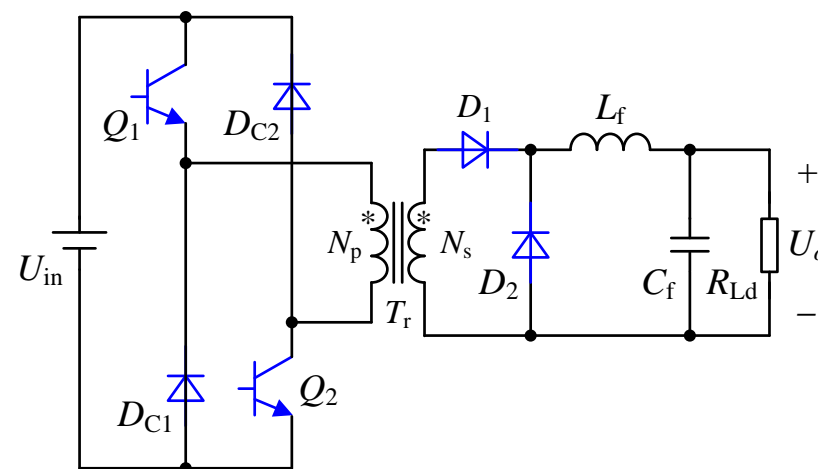


(d) 双管正激变换器



## 2. 双管正激变换器的特性

- 变压器可以通过原边绕组、 $D_{C1}$  和  $D_{C2}$  进行磁复位
- 单个开关管电压应力为  $U_{in}$ ，是单管正激变换器开关管电压应力的一半
- 若变压器原边绕组存在漏感，当两只开关管关断时，漏感的能量也将通过  $D_{C1}$  和  $D_{C2}$  回馈到输入电源中



注：为了保证变压器的磁复位，开关管的占空比不能大于0.5





## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

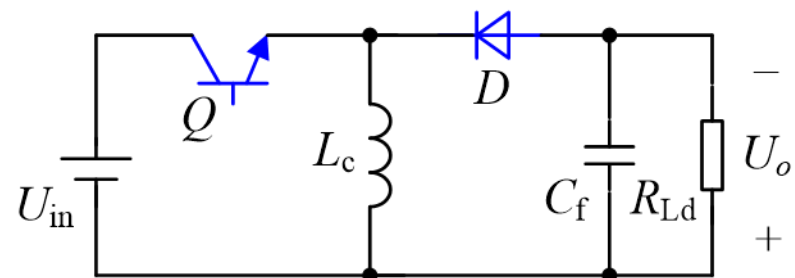
5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计

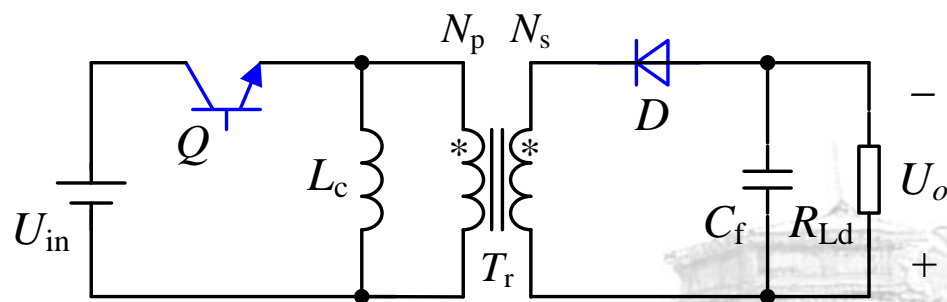


# 反激变换器电路拓扑的推演

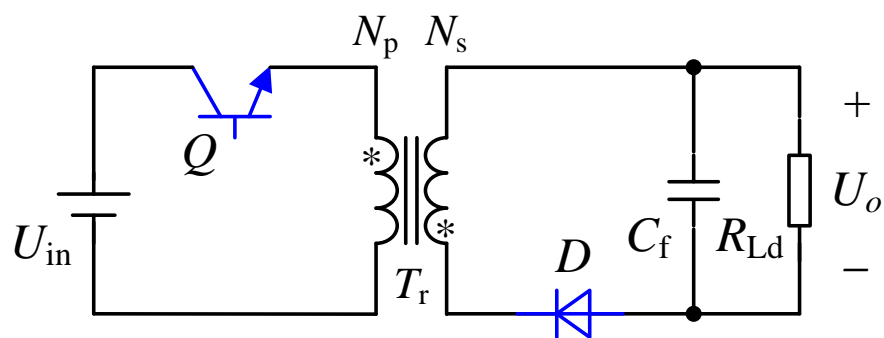
根据伏秒面积平衡原理，加在电感 $L_c$ 上的电压是一个纯交流电压，因此，可以将变压器并联在 $L_c$ 上；同时，电感 $L_c$ 可以用变压器的励磁电感代替，因此它可以集成到变压器中



加入隔离变压器



$L_c$ 集成至变压器  
副边电路镜像翻转

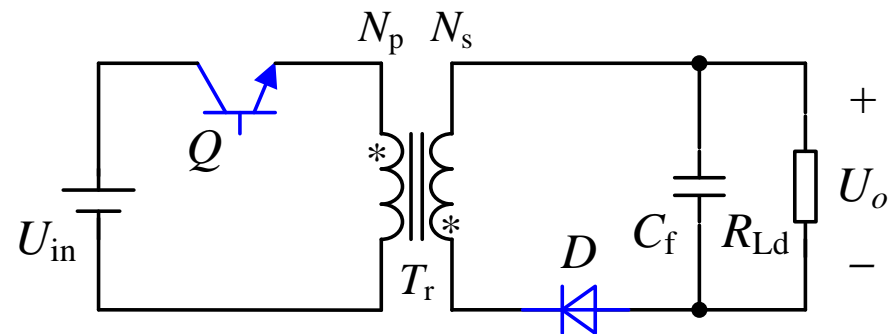


# 反激变换器电路拓扑的推演

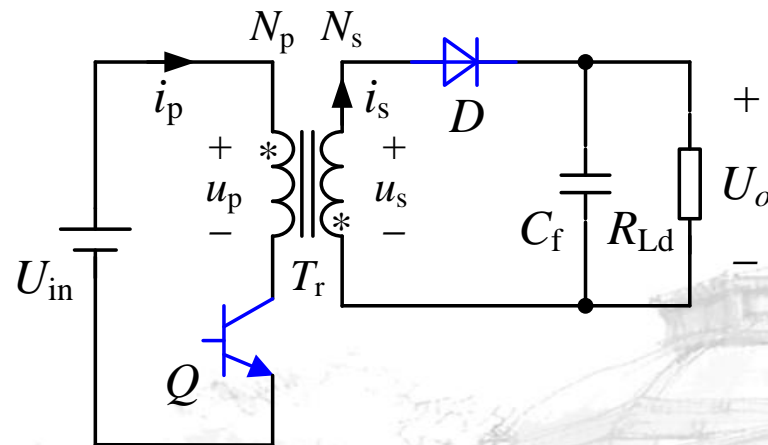
将二极管 $D$ 移到副边电路的上面，同时将开关管 $Q$ 和变压器原边绕组交换位置，即可得到反激(Flyback)变换器：

- 电路拓扑简洁
- 使用元器件数量少

注：反激变换器的变压器本质上是一个耦合电感，其磁芯必须留有气隙，以避免饱和



开关管与变压器换位  
二极管移位





## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计

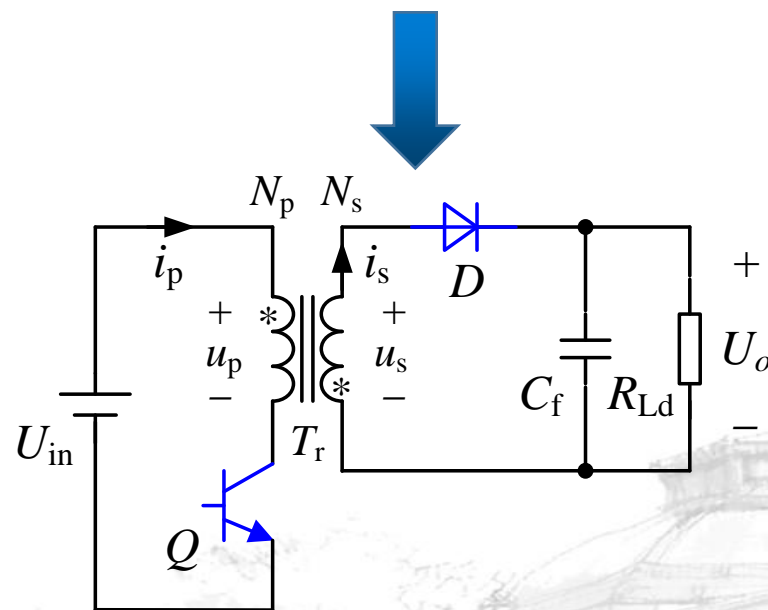
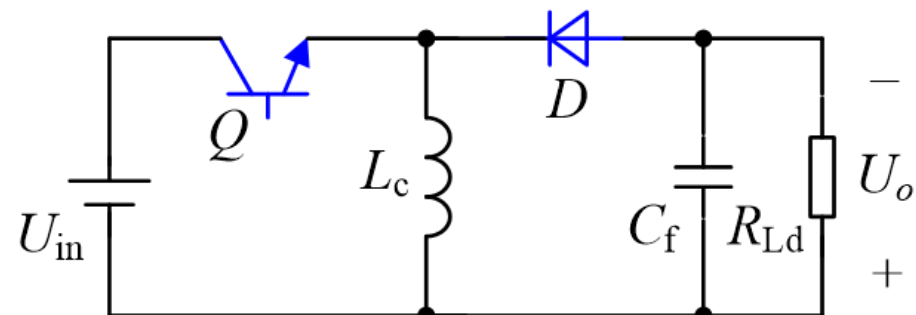


# 反激变换器的工作模式和开关模态

## 1. 反激变换器的工作模式

和Buck-Boost变换器一样，反激变换器也有**电流连续**和**断续**两种工作方式，但其含义不同：

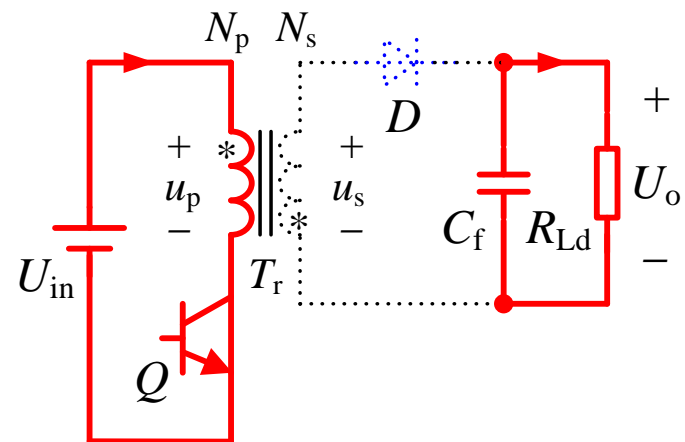
- **电流连续**是指变压器两个绕组的合成安匝在一个开关周期中**不为零**
- **电流断续**是指合成安匝在 **$Q$ 截止**期间有一段**时间为零**



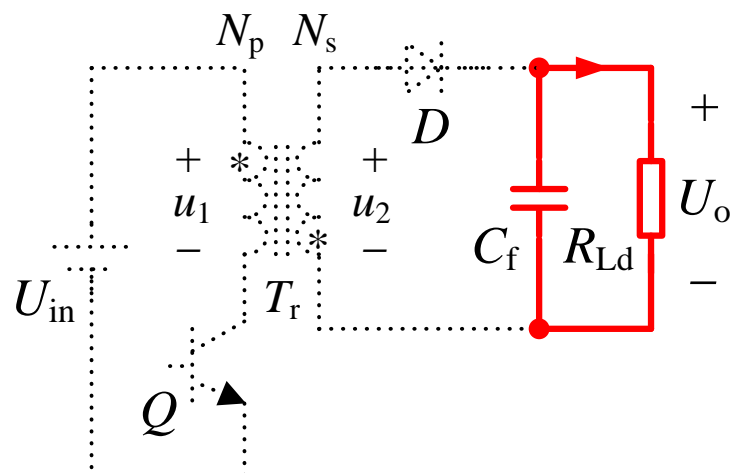


## 2. 反激变换器的开关模态

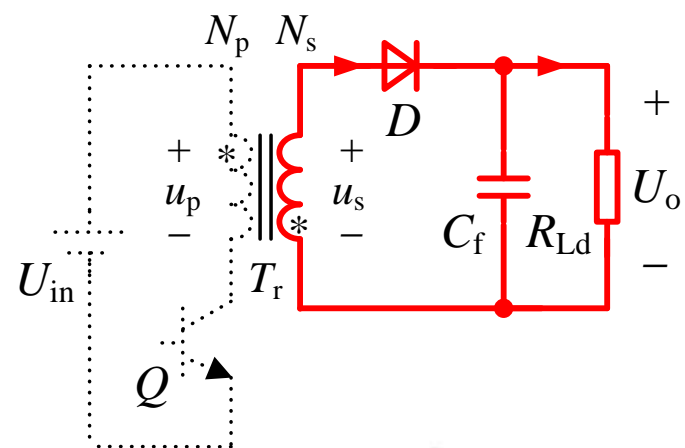
- 电流连续时，有(a)和(b)两种开关模态
- 电流断续时，有(a)、(b)、(c)三种开关模态



(a)  $Q$  导通



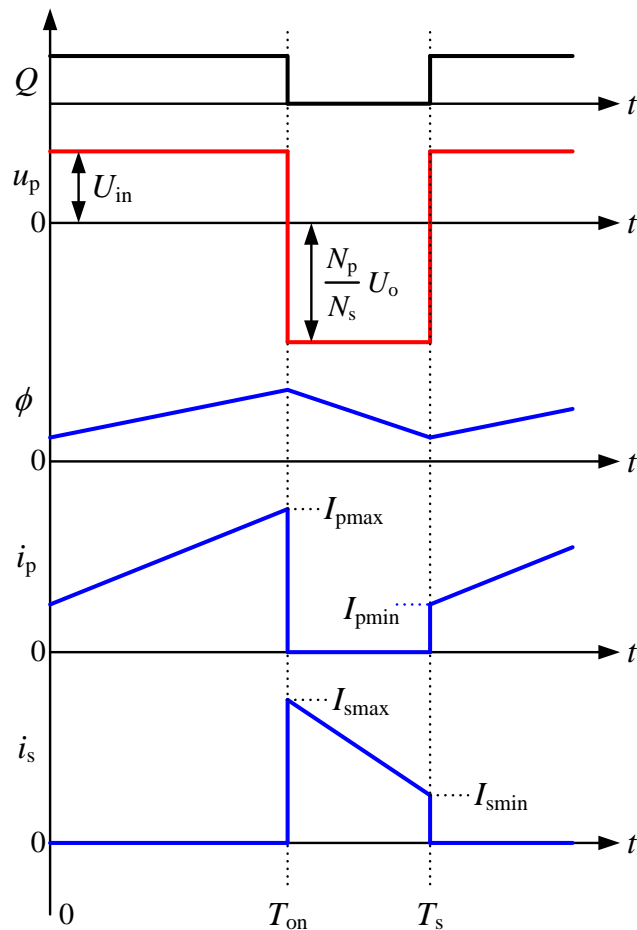
(c)  $Q$  关断，电流断续



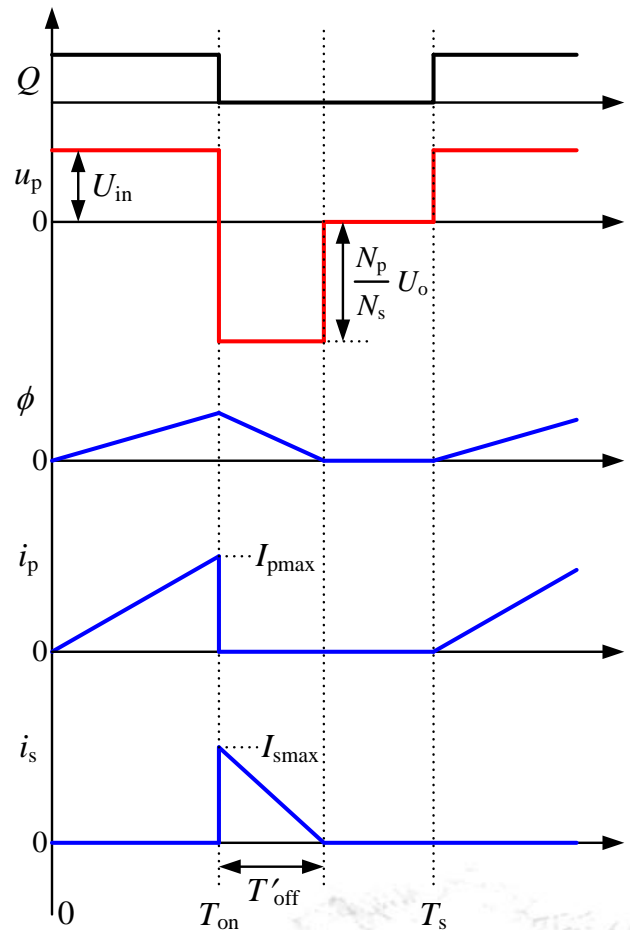
(b)  $Q$  关断

## 3. 反激变换器的主要波形

电  
流  
连  
续



电  
流  
断  
续





## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计



# 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

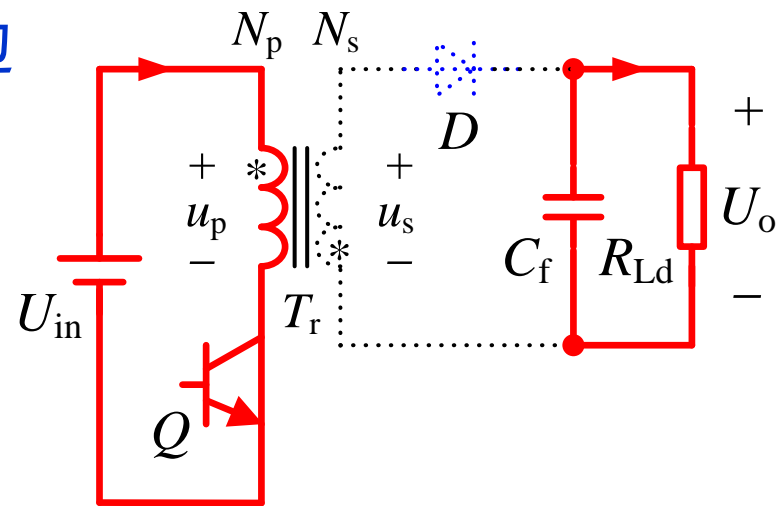
## 1. 工作原理

### 1). 开关模态1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时, 开关管 $Q$ 导通, 输入电压 $U_{in}$ 加在变压器原边绕组 $N_p$ 上, 此时副边绕组 $N_s$ 的感应电压为:

$$u_s = -\frac{N_s}{N_p} U_{in}$$

其极性为 “\*” 端为 “正”, 二极管 $D$ 截止, 负载电流由滤波电容 $C_f$ 提供。此时, 变压器的副边绕组开路, 只有原边绕组工作, 相当于电感量为 $L_p$ 的一个电感



$Q$ 导通



# 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 1. 工作原理

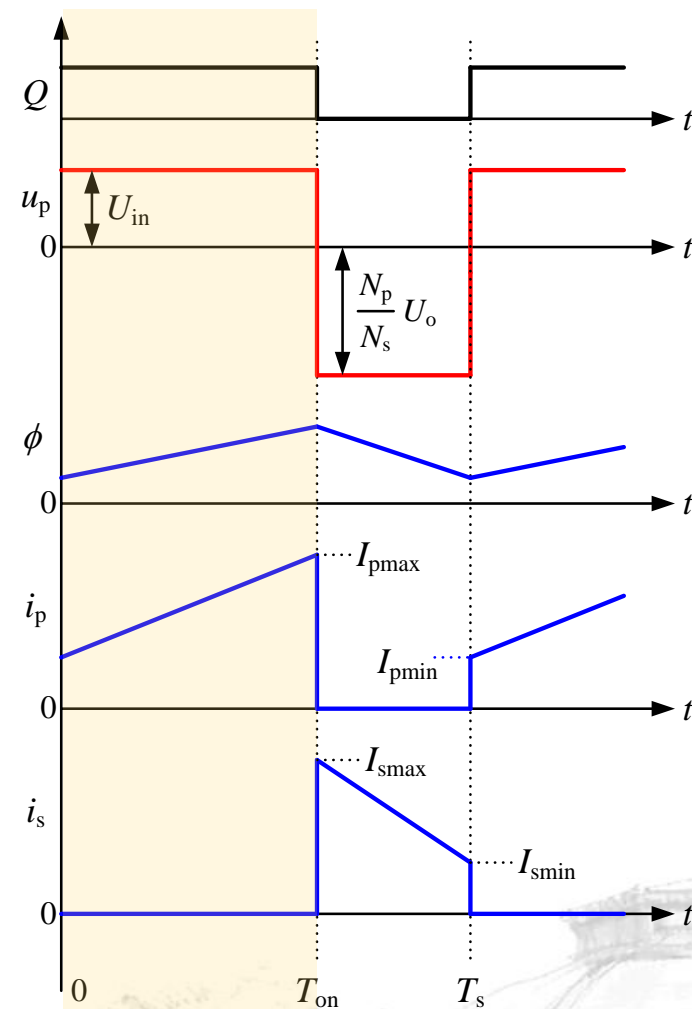
### 1). 开关模态1 $[0, T_{on}]$

原边电压:  $u_p = L_p \frac{di_p}{dt} = U_{in}$

原边电流  $i_p$  从其最小值  $I_{pmin}$  开始线性增加, 在  $t = T_{on}$

时,  $i_p$  达到最大值  $I_{pmax}$ :  $I_{pmax} = I_{pmin} + \frac{U_{in}}{L_p} D_y T_s$

磁芯磁通增加量:  $\Delta\phi_{(+)} = \frac{U_{in}}{N_p} D_y T_s$

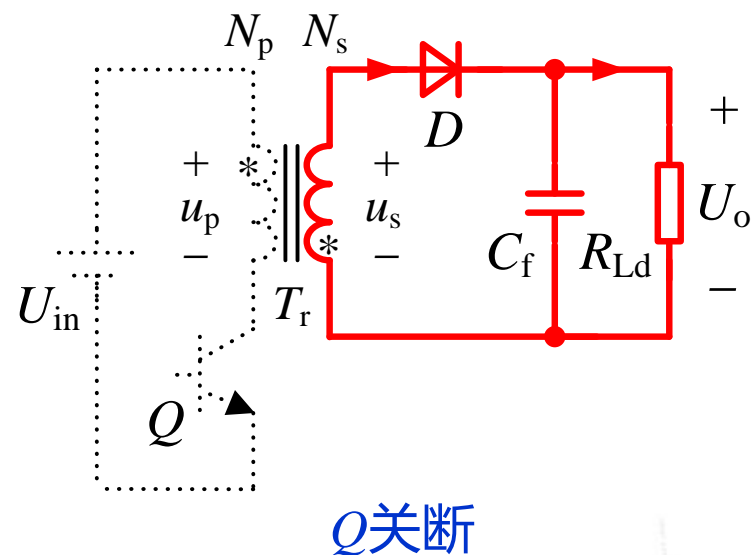




## 1. 工作原理

### 2). 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s$ ]

在 $t=T_{on}$ 时，开关管 $Q$ 截止，原边绕组开路，副边绕组的感应电势反向，其极性为“\*”端为“负”，二极管 $D$ 导通，储存在变压器磁场中的能量通过 $D$ 释放，一方面给滤波电容 $C_f$ 充电，另一方面向负载供电。此时，变压器只有副边绕组工作，相当于电感量为 $L_s$ 的一个电感，副边绕组上的电压为： $u_s = U_o$



# 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 1. 工作原理

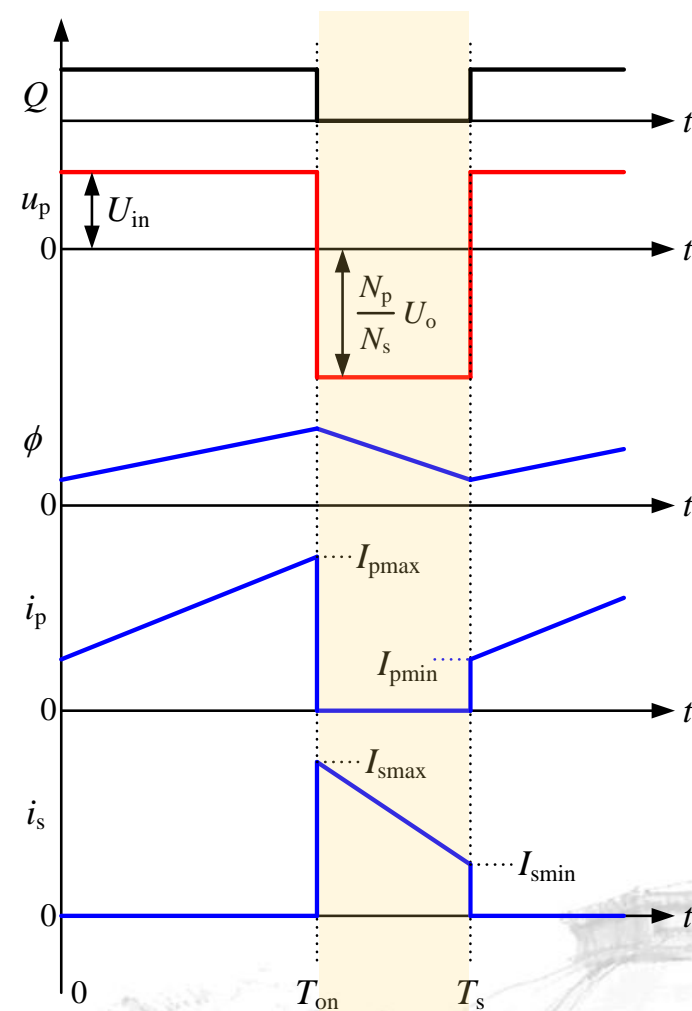
### 2). 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s$ ]

副边电压:  $u_s = L_s \frac{di_s}{dt} = U_o$

副边电流  $i_s$  从其最大值  $I_{smax}$  开始线性下降。在  $t = T_s$

时,  $i_s$  达到最小值  $I_{smin}$ :  $I_{smin} = I_{smax} - \frac{U_o}{L_s} (1 - D_y) T_s$

磁芯磁通减小量:  $\Delta\phi_{(-)} = \frac{U_o}{N_s} (1 - D_y) T_s$



## 2. 基本关系

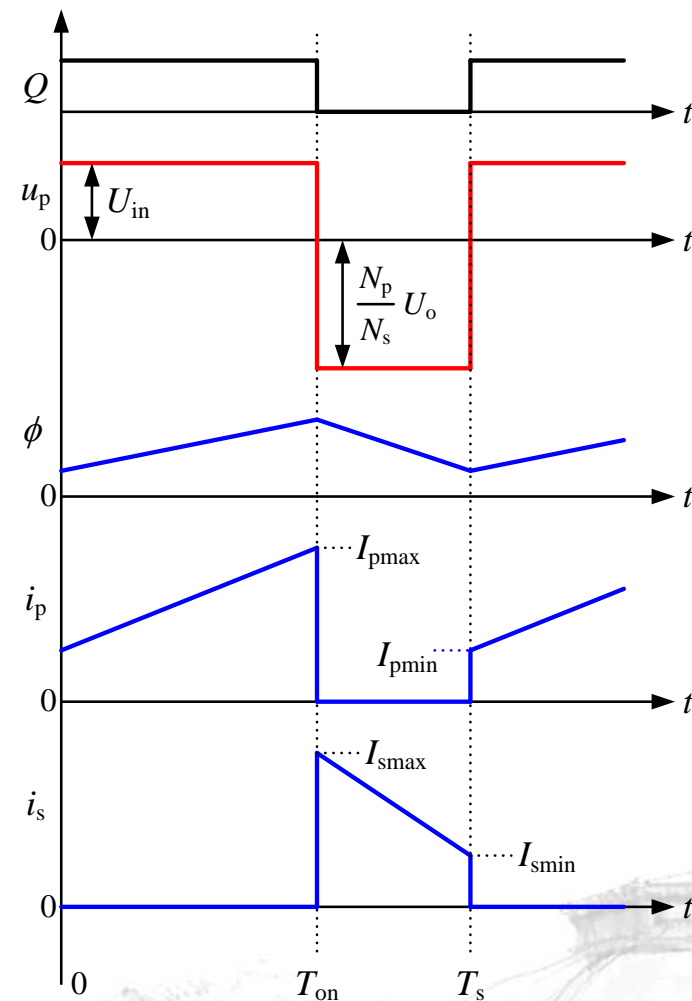
稳态工作时，磁芯磁通增长量等于减小量：

$$\Delta\phi_{(+)} = \frac{U_{in}}{N_p} D_y T_s = \Delta\phi_{(-)} = \frac{U_o}{N_s} (1 - D_y) T_s$$

得到：

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D_y}{1 - D_y}$$

若 $N_p=N_s$ ，则反激变换器的电压表达式与 Buck-Boost变换器的完全一样



## 2. 基本关系

输出电流 $I_o$ 就是流过二极管 $D$ 的电流平均值，亦即副边电流 $i_s$ 的平均值：

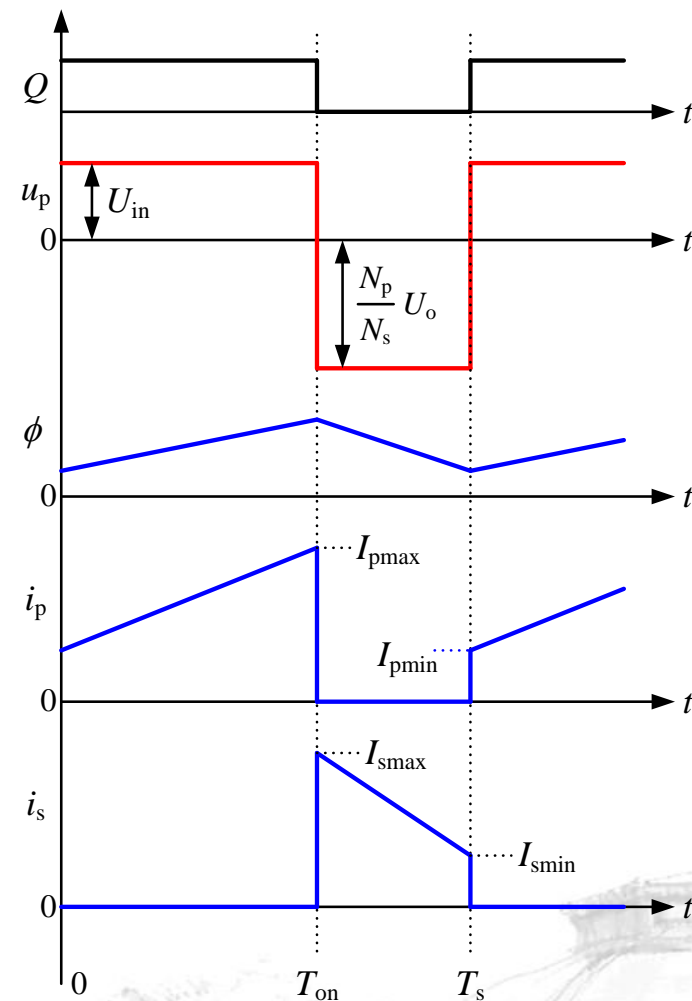
$$I_o = \frac{1}{2} (I_{smin} + I_{smax}) (1 - D_y)$$

结合：

$$I_{smin} = I_{smax} - \frac{U_o}{L_s} (1 - D_y) T_s$$

可以得到：

$$\begin{cases} I_{smax} = \frac{I_o}{1 - D_y} + \frac{U_o}{2L_s} (1 - D_y) T_s \\ I_{smin} = \frac{I_o}{1 - D_y} - \frac{U_o}{2L_s} (1 - D_y) T_s \end{cases}$$



# 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 2. 基本关系

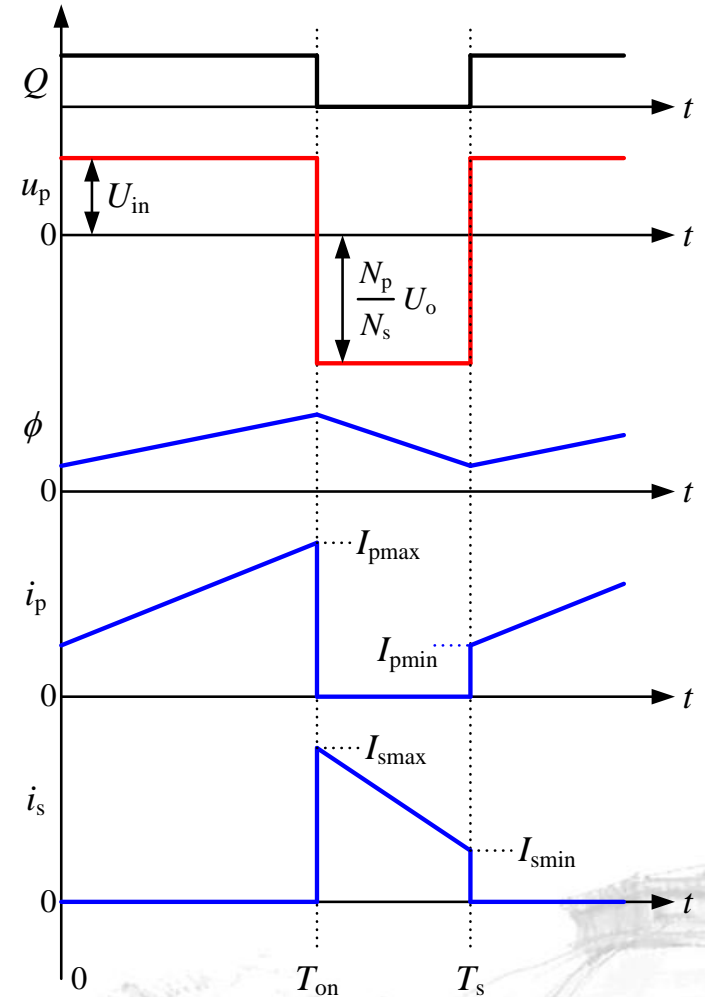
根据变压器的工作原理，存在以下关系式：

$$\begin{cases} N_p I_{pmin} = N_s I_{smin} \\ N_p I_{pmax} = N_s I_{smax} \end{cases} \quad \frac{L_p}{L_s} = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

$$\begin{cases} I_{smax} = \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s \\ I_{smin} = \frac{I_o}{1-D_y} - \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s \end{cases}$$

可以得到：

$$\begin{cases} I_{pmax} = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{N_s}{N_p} \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_{in}}{2L_p} D_y T_s \\ I_{pmin} = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} - \frac{N_s}{N_p} \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} - \frac{U_{in}}{2L_p} D_y T_s \end{cases}$$







## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计

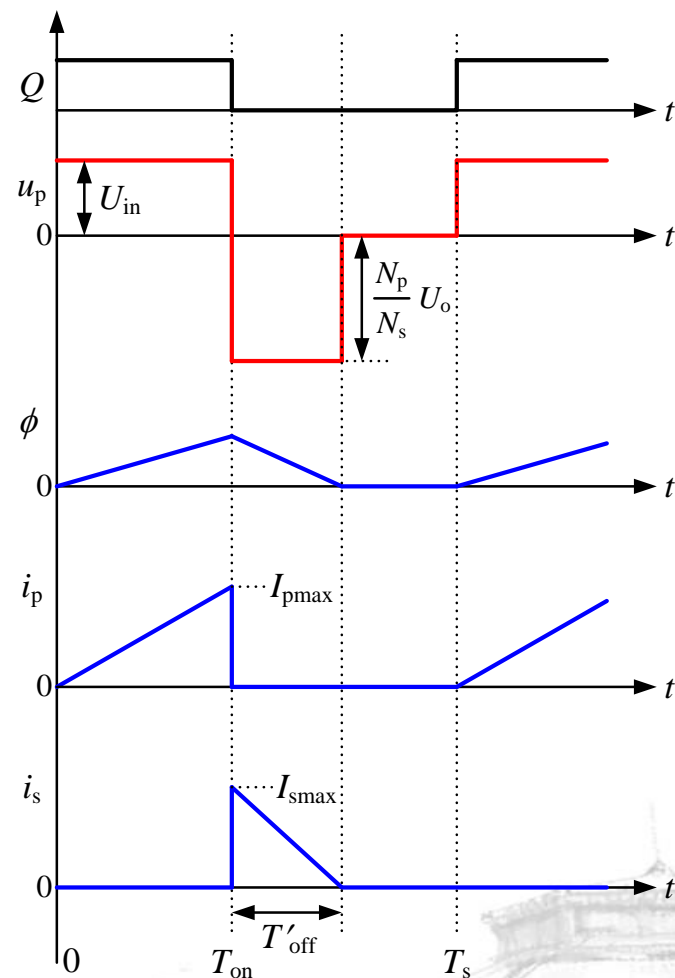


# 电流断续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 1. 工作原理

当 $I_o$ 减小时，变压器原边电流和副边电流的波形将向下移动：

- 当 $I_o$ 减小到某一个值时，副边电流 $i_s$ 的最小值 $I_{smin}$ 等于零
- 进一步减小 $I_o$ ，则 $i_s$ 将在 $t=T_s$ 之前下降到零，并保持为零，同时二极管 $D$ 也截止。此时，反激变换器工作在电流断续模式



# 电流断续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 2. 基本关系

$Q$ 导通期间，原边电流 $i_p$ 从零增加到 $I_{pmax}$ ，那么有：

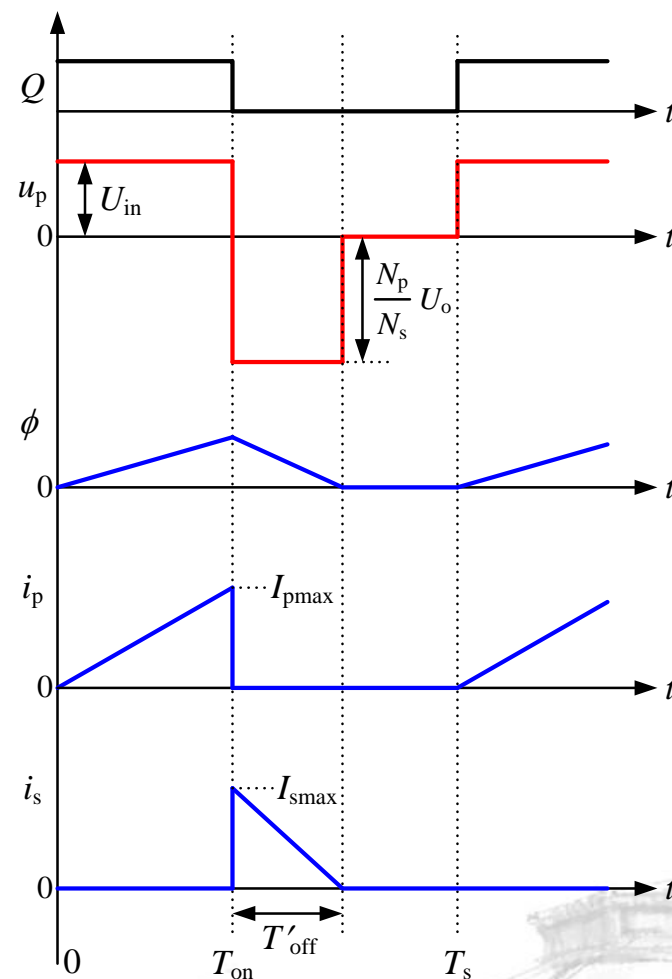
$$I_{pmax} = \frac{U_{in}}{L_p} D_y T_s$$

$Q$ 截止后，副边电流 $i_s$ 从 $I_{smax}$ 线性下降，并且在

$t=T_{on}+T'_{off}$ 时下降到零。那么有：

$$I_{smax} = \frac{U_o}{L_s} T'_{off} = \frac{U_o}{L_s} D_r T_s$$

$T'_{off}$ 为副边电流从 $I_{smax}$ 下降到零的时间， $D_r = T'_{off} / T_s$



## 2. 基本关系

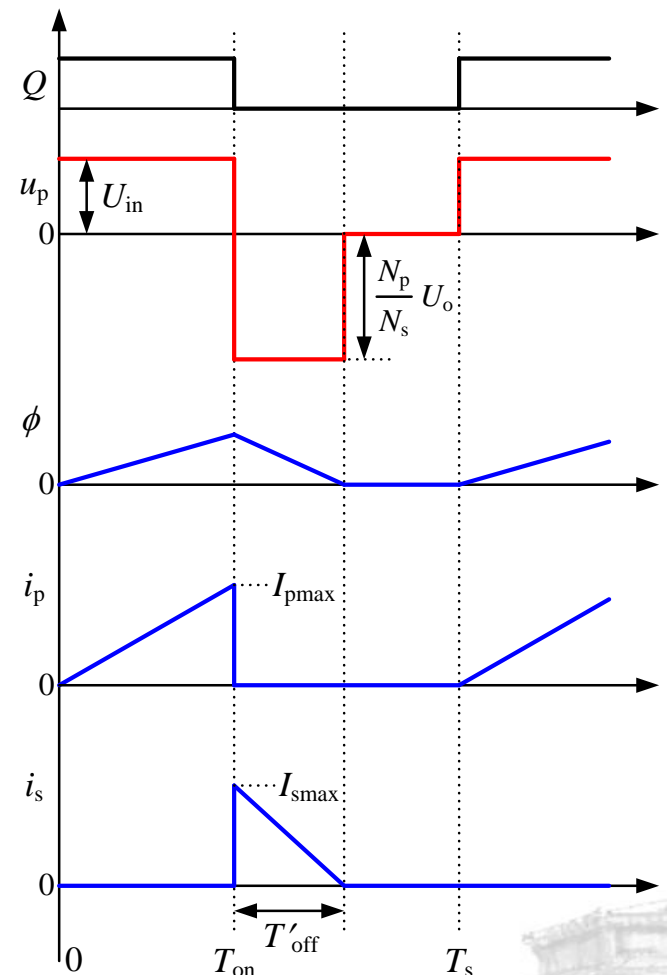
$$\left\{ \begin{array}{l} N_p I_{pmin} = N_s I_{smin} \\ N_p I_{pmax} = N_s I_{smax} \end{array} \right. \\ I_{pmax} = \frac{U_{in}}{L_p} D_y T_s$$

$$I_{smax} = \frac{N_p}{N_s} \frac{U_{in}}{L_p} D_y T_s$$

$$I_{smax} = \frac{U_o}{L_s} T'_{off} = \frac{U_o}{L_s} D_r T_s$$

$$\frac{L_p}{L_s} = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2$$

$$D_r = \frac{N_s}{N_p} \frac{U_{in}}{U_o} D_y$$



# 电流断续时反激变换器的工作原理与基本关系

## 2. 基本关系

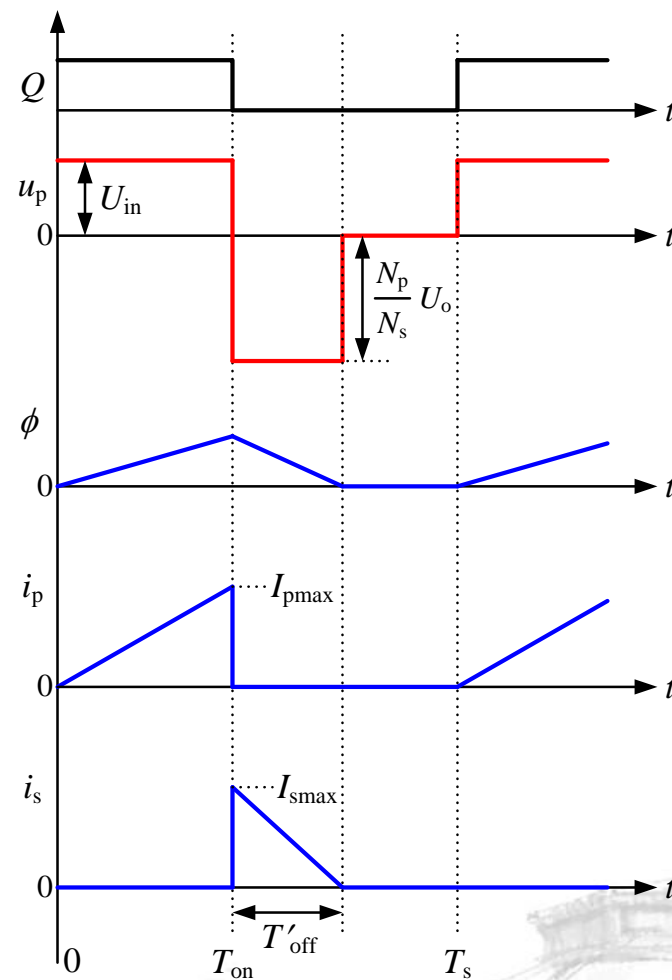
$$D_r = \frac{N_s}{N_p} \frac{U_{in}}{U_o} D_y$$

输出电流:  $I_o = \frac{1}{2} I_{smax} T'_{off} \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2} I_{smax} D_r$

式中:  $I_{smax} = \frac{N_p}{N_s} \frac{U_{in}}{L_p} D_y T_s$

输出电压:  $U_o = \frac{U_{in}^2}{2L_p I_o} D_y^2 T_s$

可以看出, 电流断续时, 反激变换器的输出电压 $U_o$ 。  
不仅与输入电压 $U_{in}$ 和占空比 $D_y$ 有关, 还与输出电流 $I_o$ 的大小有关







## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

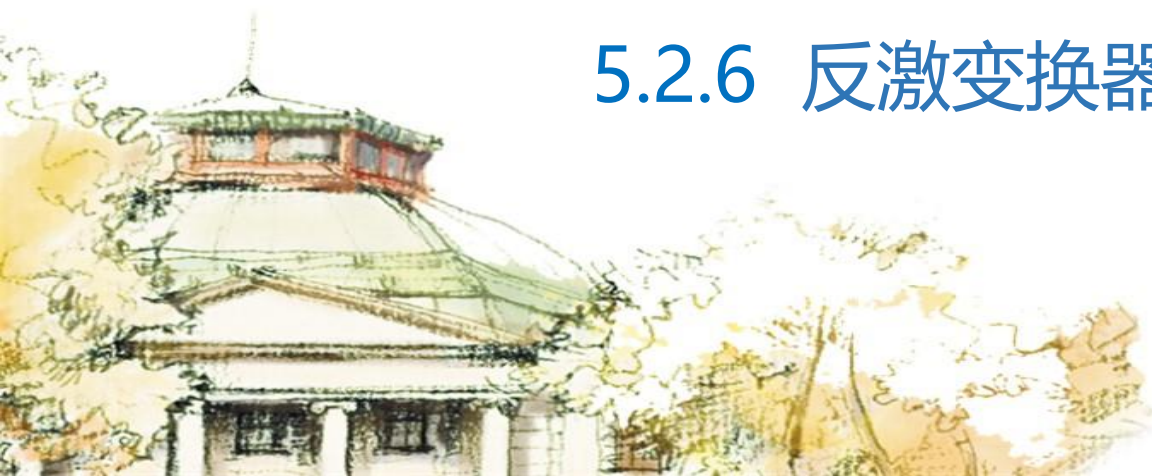
5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计



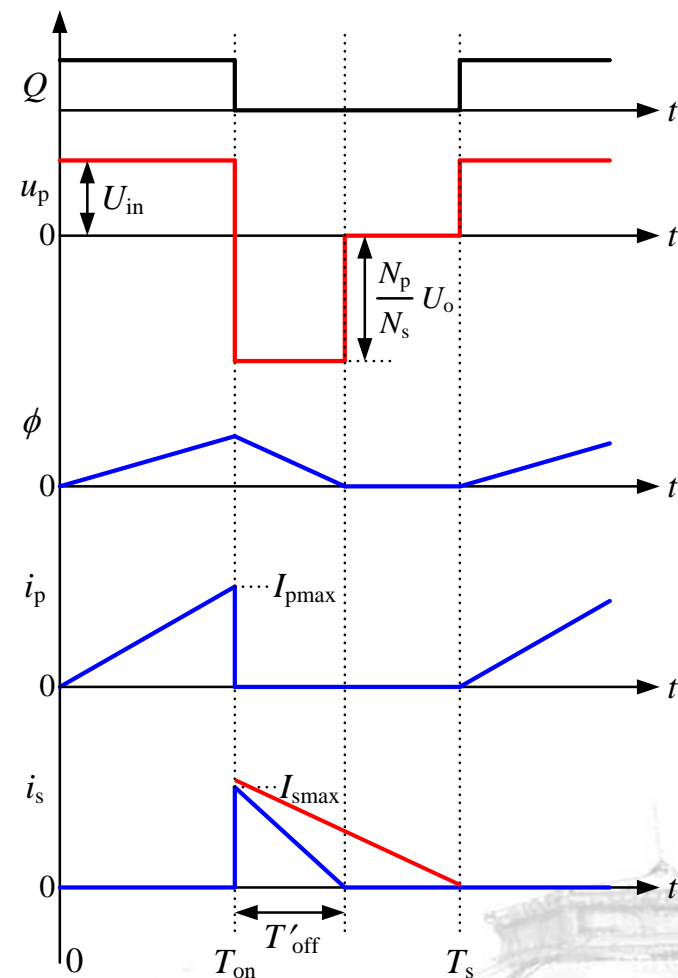
## 1. 电流临界连续时的输出电流

如果在开关管 $Q$ 截止期末，即 $t = T_s$ 时，副边电流 $i_s$ 刚好下降到零，则反激变换器工作在**电流临界连续模式**

若用 $I_{oG}$ 表示**电流临界连续时的输出电流 $I_o$** ，则有：

$$I_{oG} = \frac{1}{2} I_{smax} (1 - D_y) = \frac{1}{2} \frac{N_p}{N_s} I_{pmax} (1 - D_y) = \frac{D_y (1 - D_y) T_s}{2 L_p} \frac{N_p}{N_s} U_{in}$$

在电流临界模式中  $T'_{off} = (1 - D_y) T_s$



# 反激变换器的外特性和调节特性

## 2. 输入电压恒定不变时反激变换器的外特性

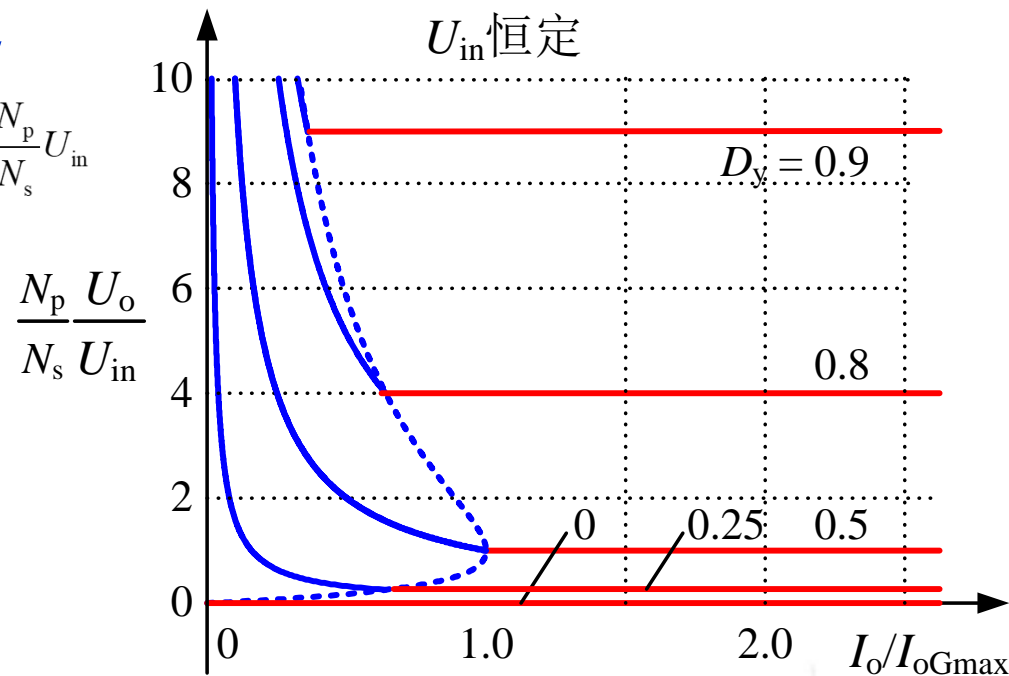
如果输入电压 $U_{in}$ 恒定不变, 则 $I_{oG}$ 在 $D_y = 0.5$ 时最大,

为:  $I_{oGmax} = \frac{T_s}{8L_p} \frac{N_p}{N_s} U_{in}$   $I_{oG} = \frac{1}{2} I_{smax} (1 - D_y) = \frac{1}{2} \frac{N_p}{N_s} I_{pmax} (1 - D_y) = \frac{D_y (1 - D_y) T_s}{2L_p} \frac{N_p}{N_s} U_{in}$

可以推导得到:  $\frac{I_{oG}}{I_{oGmax}} = 4D_y (1 - D_y)$

当输入电压 $U_{in}$ 恒定不变, 电流断续时反激变换器输出电压的表达式可以改写为:

$$U_o = \frac{U_{in}^2}{2L_p I_o} D_y^2 T_s \quad \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{4D_y^2}{I_o / I_{oGmax}}$$



标么外特性曲线 ( $U_{in}$  恒定不变)



## 2. 输入电压恒定不变时反激变换器的外特性

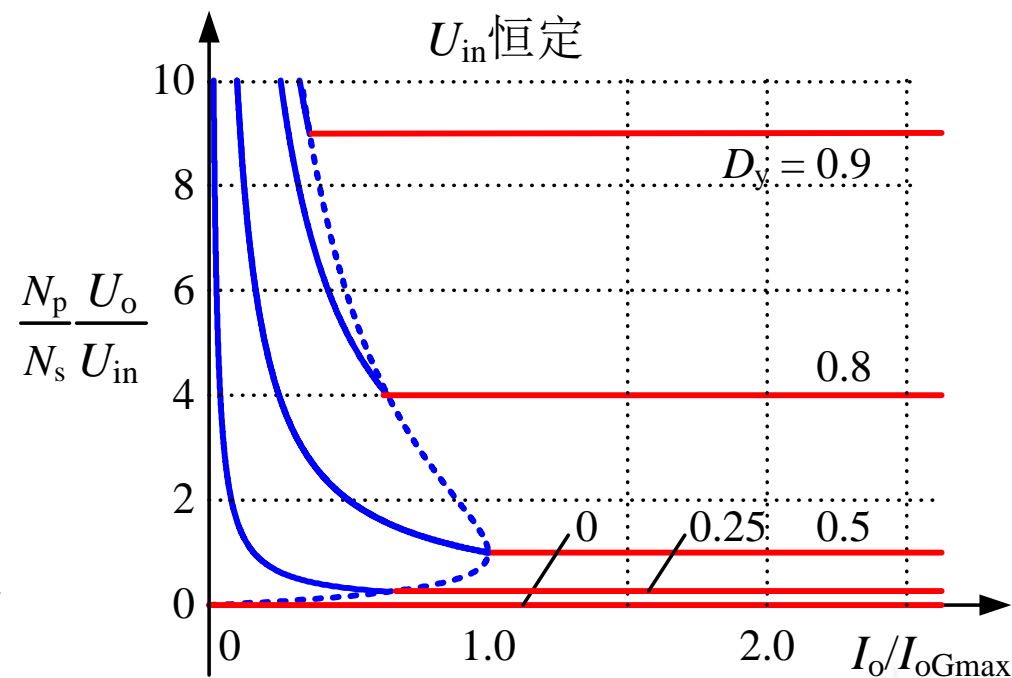
在反激变换器外特性曲线中，图中的虚线表示电流连续和断续的边界：

■ 虚线的右侧为电流连续区

■ 虚线的左侧为电流断续区

从图中可以看出，反激变换器的外特性曲线与Buck-Boost变换器的是类似的，只是纵坐标

换成了  $\frac{N_p}{N_s} \frac{U_o}{U_{in}}$



外特性曲线 ( $U_{in}$  恒定不变)

## 3. 输出电压恒定不变时反激变换器的调节特性

如果输出电压 $U_o$ 恒定不变，则有：

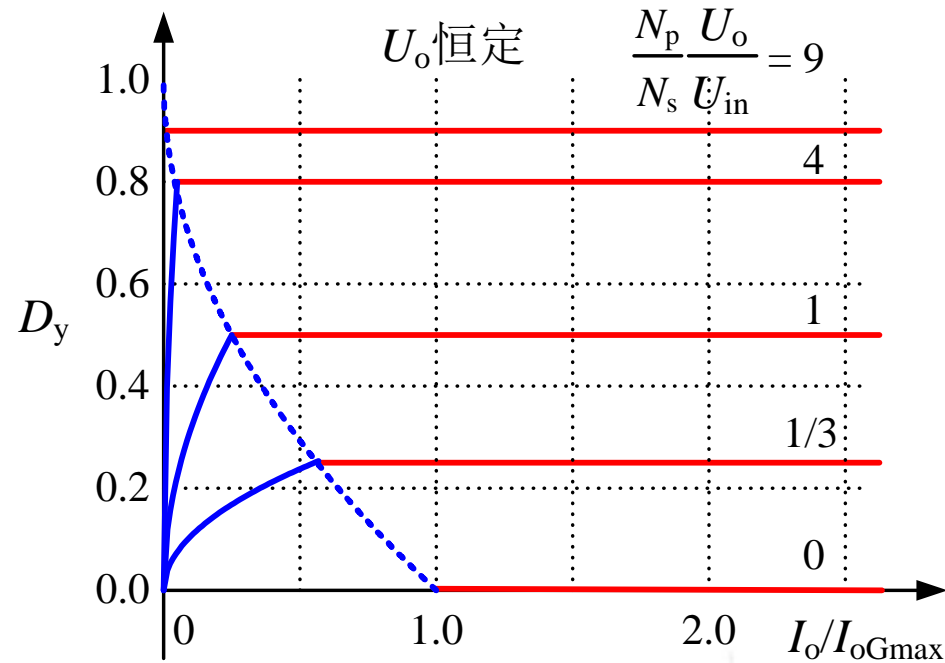
$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D_y}{1-D_y}$$
$$I_{oG} = \frac{1}{2} I_{smax} (1-D_y) = \frac{1}{2} \frac{N_p}{N_s} I_{pmax} (1-D_y) = \frac{D_y (1-D_y) T_s}{2L_p} \frac{N_p}{N_s} U_{in}$$
$$I_{oG} = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \frac{(1-D_y)^2 T_s}{2L_p} U_o$$

此时， $I_{oG}$ 在 $D_y=0$ 时最大，即：

$$I_{oGmax} = \left( \frac{N_p}{N_s} \right)^2 \frac{T_s}{2L_p} U_o$$

经过推导，可以得到：

$$\frac{I_{oG}}{I_{oGmax}} = (1-D_y)^2 \quad D_y = \frac{N_p}{N_s} \frac{U_o}{U_{in}} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oGmax}}}$$



调节特性曲线 ( $U_o$  恒定不变)



## 3. 输出电压恒定不变时反激变换器的调节特性

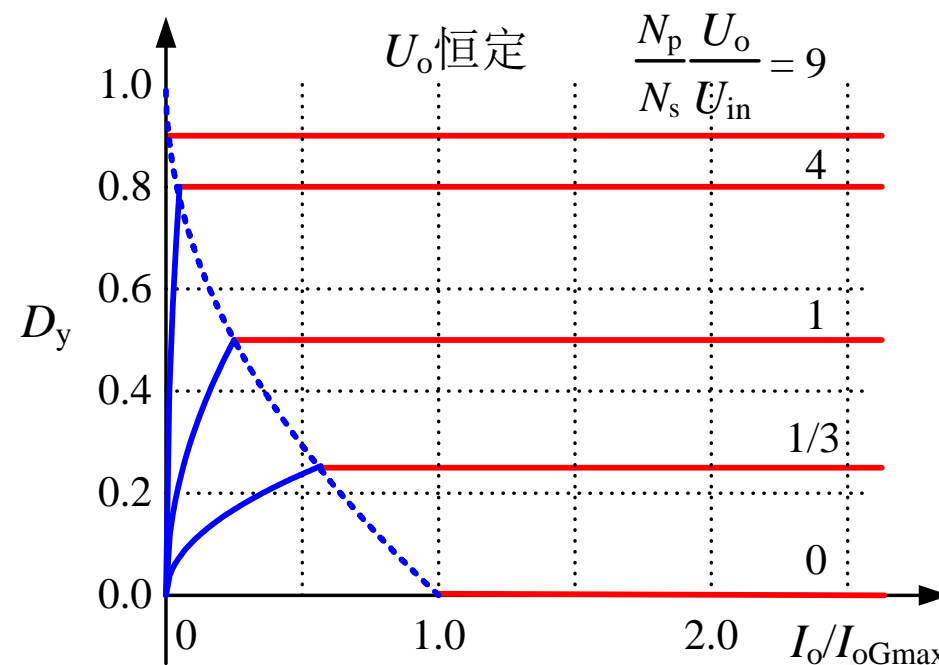
在反激变换器调节特性曲线中，图中的虚线表示电流连续和断续的边界：

■ 虚线的右侧为电流连续区

■ 虚线的左侧为电流断续区

从图中可以看出，反激变换器的占空比曲线与Buck-Boost变换器的是类似的，只是图中的

标注由  $\frac{U_o}{U_{in}}$  换成了  $\frac{N_p}{N_s} \frac{U_o}{U_{in}}$



调节特性曲线 ( $U_o$  恒定不变)



## ★ 5.2 反激变换器

5.2.1 反激变换器电路拓扑的推演

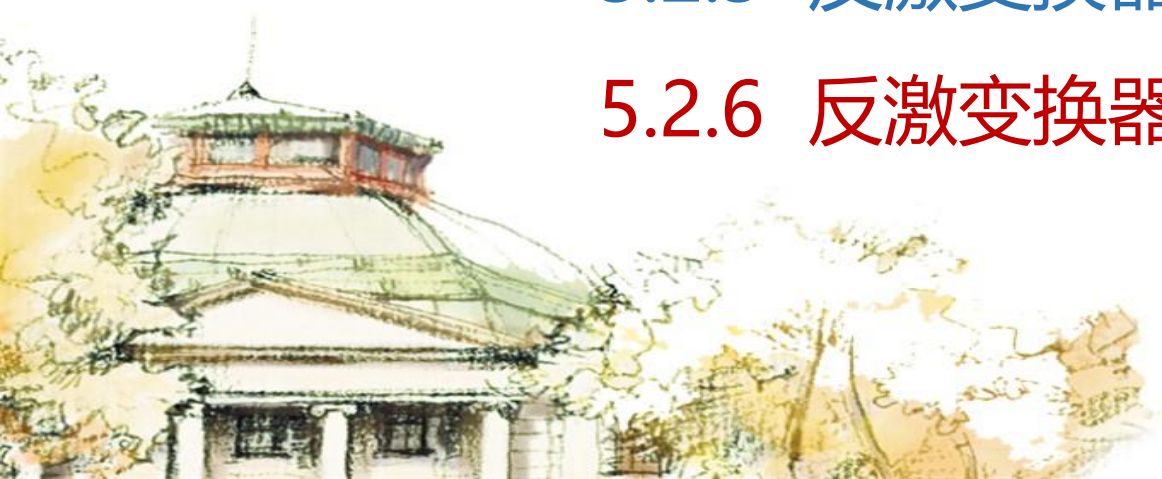
5.2.2 反激变换器的工作模式和开关模态

5.2.3 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

5.2.4 电流断续时反激变换器的工作原理和基本关系

5.2.5 反激变换器的外特性和调节特性

5.2.6 反激变换器的参数设计



## 1. 开关管与二极管的电压和电流

开关管 $Q$ 截止时开关管 $Q$ 上电压:  $U_Q = U_{in} + \frac{N_p}{N_s} U_o$

二极管 $D$ 的电流 $i_D$  等于副边电流 $i_s$ , 其最大值为 $I_{smax}$

$$I_{smax} = \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s$$

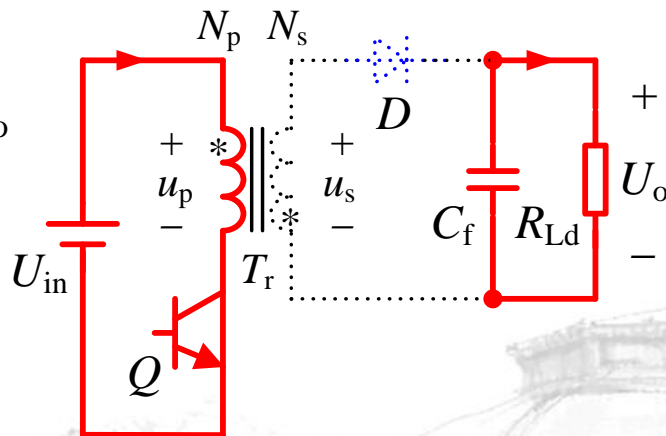
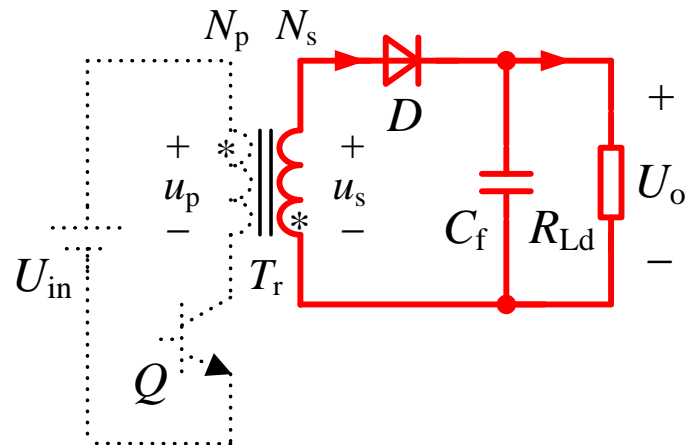
二极管 $D$ 的最大电流 $I_{Dmax}$  为:  $I_{Dmax} = \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s$

开关管 $Q$ 导通, 二极管 $D$ 承受的电压为:  $U_D = \frac{N_s}{N_p} U_{in} + U_o$

开关管 $Q$ 的电流 $i_Q$  就是原边电流 $i_p$ , 其最大值为 $I_{pmax}$

$$I_{pmax} = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{N_s}{N_p} \frac{U_o}{2L_s}(1-D_y)T_s = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_{in}}{2L_p} D_y T_s$$

可以得到 $i_Q$ 的最大值为:  $I_{Qmax} = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{1-D_y} + \frac{U_{in}}{2L_p} D_y T_s$



开关管 $Q$ 的电流即为输入电流，其平均值等于输入电流平均值 $I_{in}$ 。假设忽略反激变换器的损耗，则其输入输出功率相等，即有 $U_{in}I_{in}=U_oI_o$ ，那么可得：

根据功率器件(包括开关管和二极管)的电压应力和流过的最大电流、平均电流与有效值电流, 可以选择合适的功率器件型号

## 2. 变压器的匝比和电感量

反激变换器的输出电压与输入电压的关系式为：
$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D_y}{1 - D_y}$$

输出电压不仅与占空比有关，还与变压器的匝比有关。当 $D_y$ 从0变化到1时， $D_y/(1-D_y)$ 将从0变化到无穷大，这使得变压器的匝比具有相当大的灵活度

开关管 $Q$ 和二极管 $D$ 的电压应力与变压器的匝比 $N_p/N_s$ 密切相关：

- $N_p/N_s$  越大，开关管 $Q$ 的电压应力越高，而二极管 $D$ 的电压应力越低
- $N_p/N_s$  越小，开关管 $Q$ 的电压应力越低，而二极管 $D$ 的电压应力越高





## 2. 变压器的匝比和电感量

- 折衷考虑开关管 $Q$ 和二极管 $D$ 的电压应力，一般要使： $N_p/N_s=U_{in}/U_o$   
这样，开关管的电压应力为 $2U_{in}$ ，二极管的电压应力为 $2U_o$ ，此时占空比为0.5
- 也可根据输入电压和/或输出电压的变化范围，并根据所能得到的开关管和二极管的电压定额，适当调整变压器的原副边匝比

变压器原边电感量根据原边电流脉动量来设计，其设计思路类似于Buck-Boost变换器中电感量的设计方法



## 3. 滤波电容容量

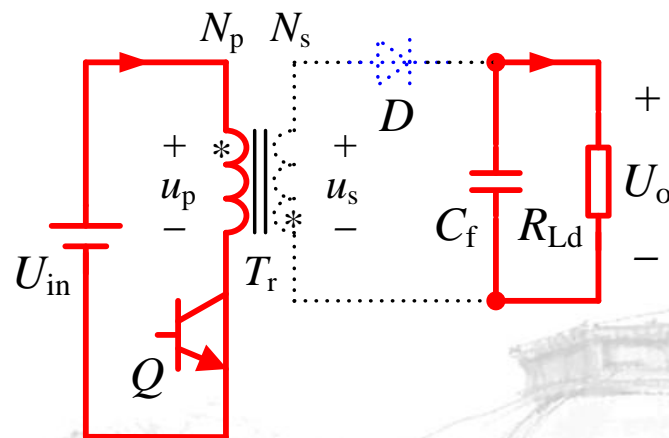
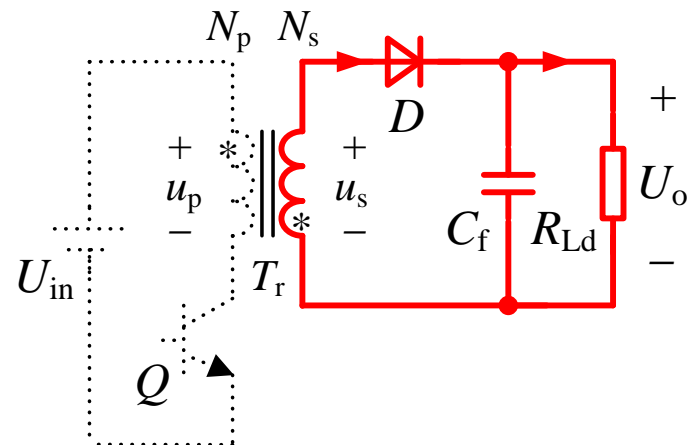
- 当开关管 $Q$ 导通时，滤波电容 $C_f$ 放电
- 当开关管 $Q$ 截止时，滤波电容 $C_f$ 充电

输出电压脉动 $U_o$ 可用 $C_f$ 放电时的电压下降量来表示，

放电电流为输出电流 $I_o$ ， $U_o$ 的表达式为：
$$\Delta U_o = \frac{I_o}{C_f} D_y T_s$$

滤波电容容量：
$$C_f = \frac{I_o D_y T_s}{\Delta U_o}$$

根据所允许的输出电压脉动值，可以计算得到滤波电容容量





## ★ 5.3 推挽变换器

5.3.1 推挽变换器电路拓扑的推演

5.3.2 推挽变换器的工作原理

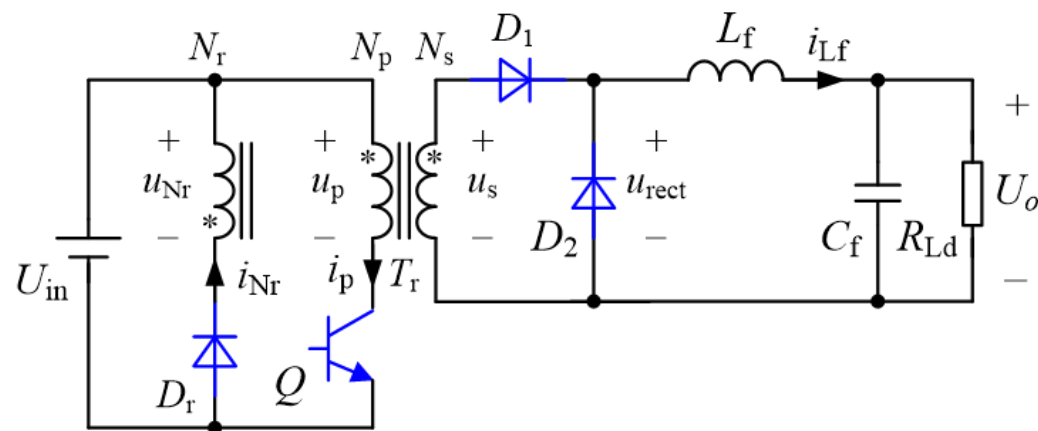
5.3.3 推挽变换器的基本关系



# 推挽变换器电路拓扑的推演

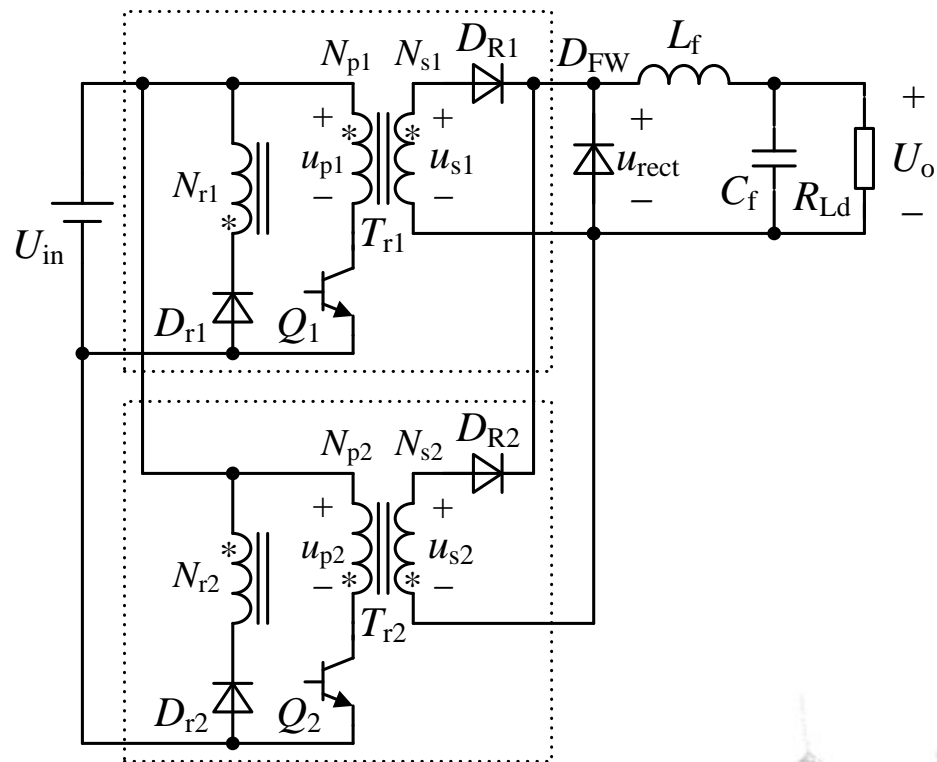
对于单管正激变换器来说，当复位绕组和原边绕组的匝数相等时，为了保证变压器可靠磁复位，开关管的占空比必须小于0.5

为了获得所需要的输出电压，整流后的电压幅值必须大于两倍输出电压，因此所需滤波电感较大。为了减小滤波电感，有必要减小整流后的电压幅值，并增大其等效占空比



# 推挽变换器电路拓扑的推演

- 两个单管正激变换器并联，**共用续流二极管**  $D_{FW}$  和输出滤波器
- 变压器  $T_{r1}$  和  $T_{r2}$  **完全相同**，其原边绕组匝数  $N_{p1}=N_{p2}=N_p$ ，副边绕组匝数  $N_{s1}=N_{s2}=N_s$ ，复位绕组匝数与原边绕组 **匝数相等**，即  $N_{r1}=N_{r2}=N_p$
- 两个单管正激变换器是**交错工作**的，即开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  的开关频率相同，其驱动信号相差半个开关周期  $T_s/2$

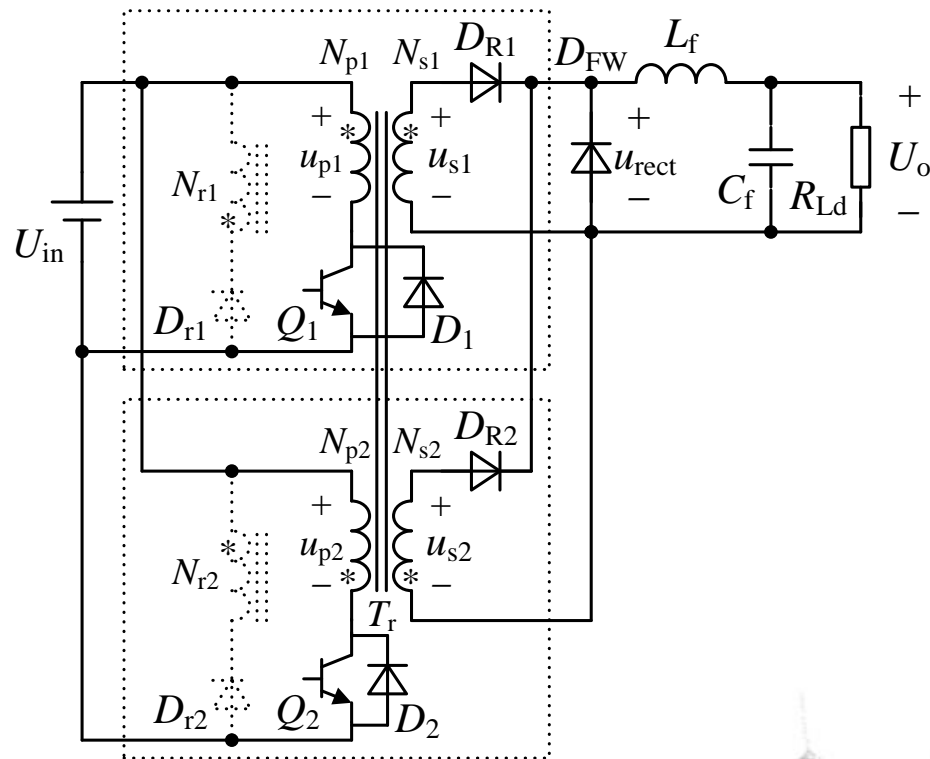




# 电流连续时反激变换器的工作原理与基本关系

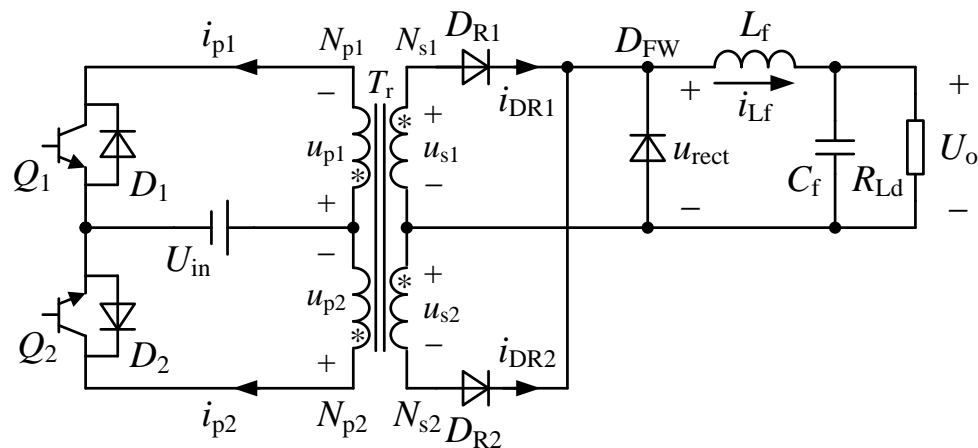
两个变压器共用一副磁芯，并且其原边同名端相反，具有以下特性：

- $Q_1$  导通，磁芯被正向磁化； $Q_2$  导通，磁芯被反向磁化。变压器磁芯磁通在每个开关周期内净增加量为零，两个磁复位电路均可省去
- 在 $Q_1$  关断瞬间，变压器的异名端会瞬时产生高压，为了避免 $Q_2$  承受负压反向击穿，需要给 $Q_2$ 反并一只二极管 $D_2$ 。同理，也需要给 $Q_1$ 反并一只二极管 $D_1$



# 推挽变换器电路拓扑的推演

- 将电路进行整理，就可以得到推挽(Push-Pull)变换器的电路拓扑
- 采用复位绕组的正激变换器和双管正激变换器的变压器励磁电流只能为正，变压器为**单向磁化**
- 推挽变换器的变压器励磁电流是既可以为正也可以为负，变压器为**双向磁化**
- 在相同的功率和开关频率条件下，推挽变换器的变压器的体积比正激变换器的要小一些





## ★ 5.3 推挽变换器

5.3.1 推挽变换器电路拓扑的推演

5.3.2 推挽变换器的工作原理

5.3.3 推挽变换器的基本关系

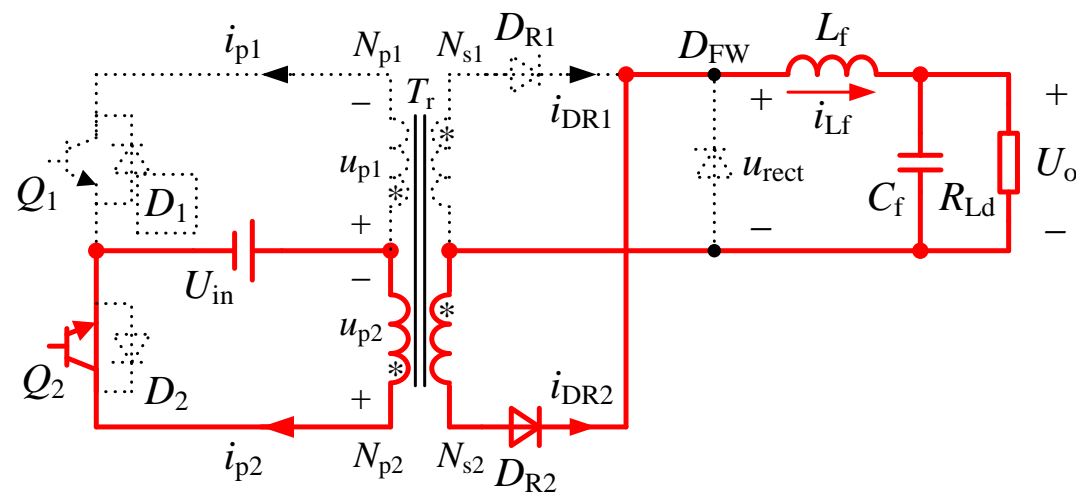


• 

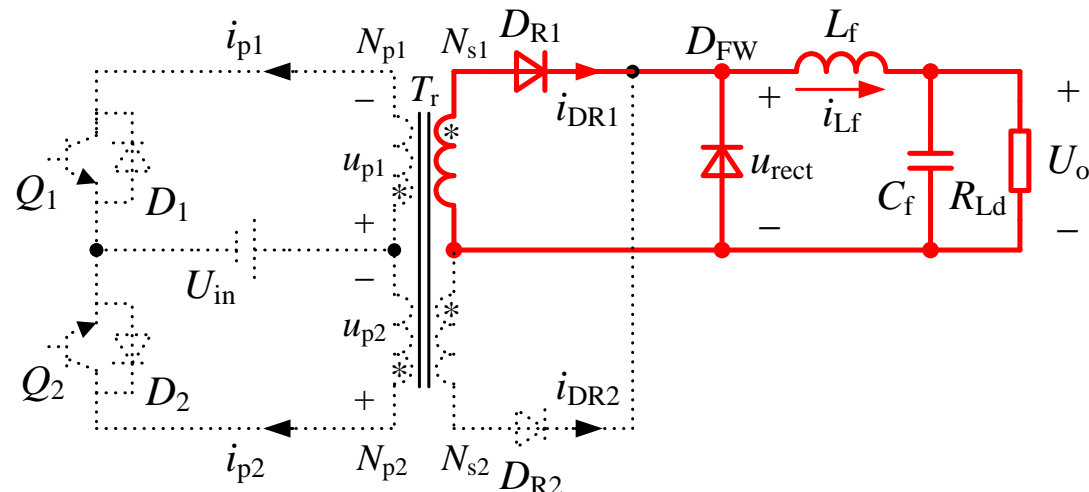
### (b) 开关模态2

# 推挽变换器的工作原理

在一个开关周期内，推挽变换器存在四种开关模态



(c) 开关模态3



(d) 开关模态4



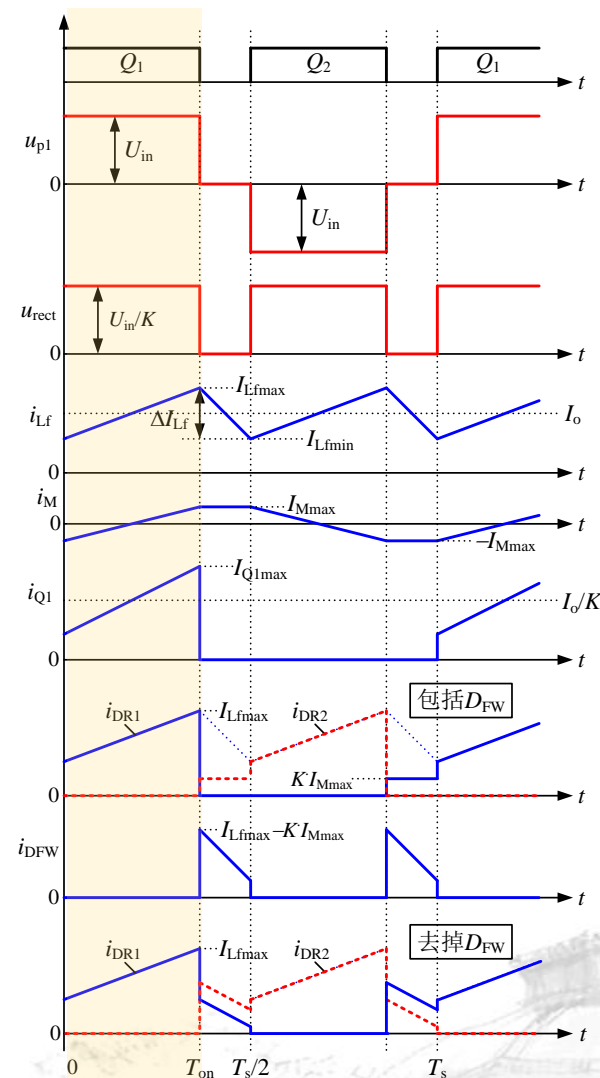
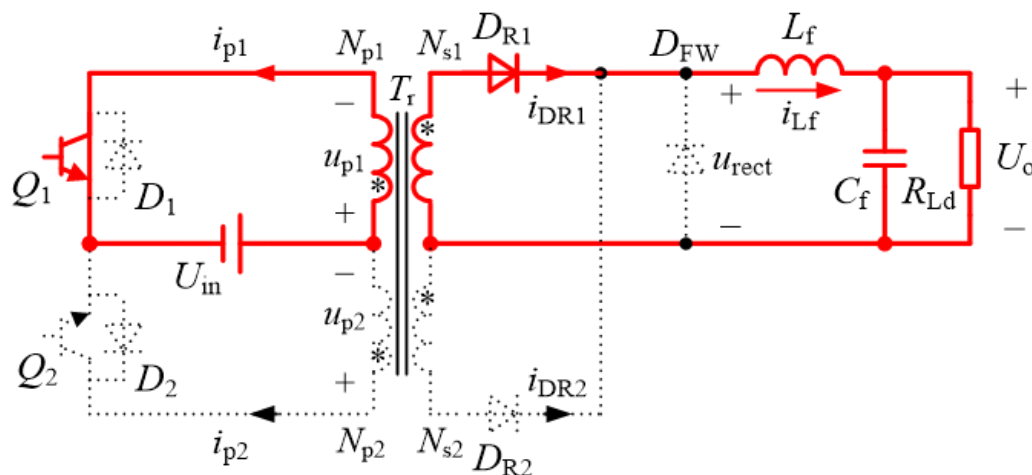


# 推挽变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时, 开关管 $Q_1$ 导通, 输入电压 $U_{in}$ 加在变压器原边绕组 $N_{p1}$ 上, 变压器磁芯被磁化, 变压器励磁电流 $i_M$ 从其负的最大值 $-I_{Mmax}$ 开始线性增加, 即:

$L_M$ 为原边绕组的励磁电感

$$i_M = -I_{Mmax} + \frac{U_{in}}{L_M} t$$


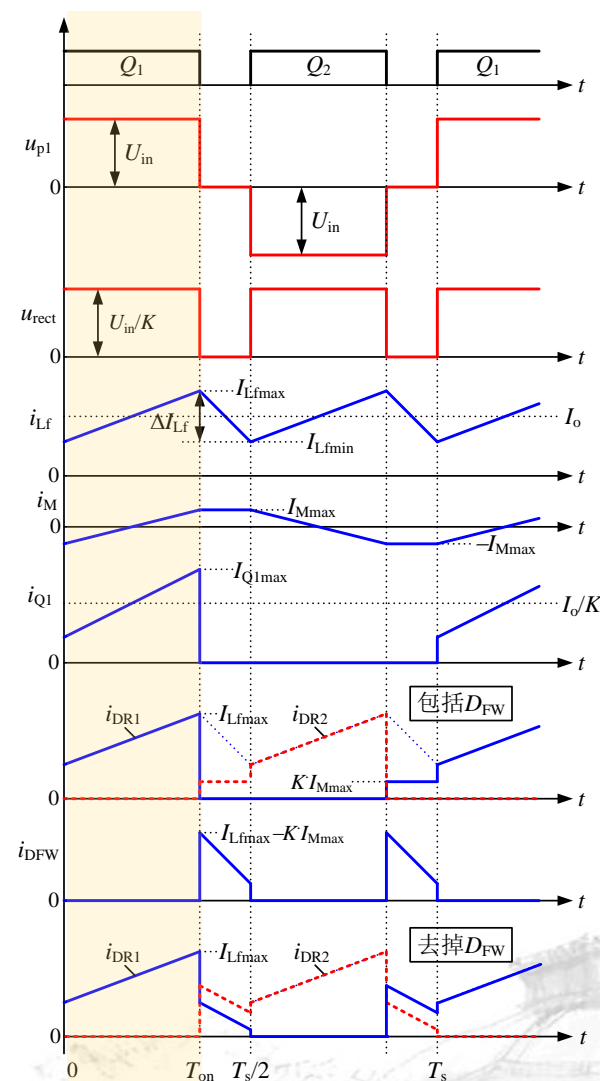
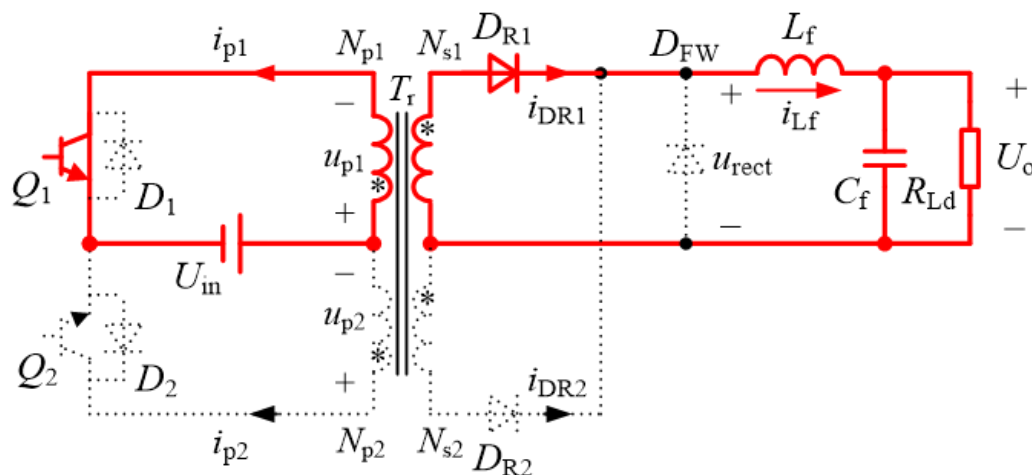
# 推挽变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

变压器原边绕组 $N_{p1}$ 上的电压:  $u_{p1} = U_{in}$

变压器副边绕组 $N_{s1}$ 上的电压:  $u_{s1} = \frac{N_s}{N_p} U_{in} = \frac{U_{in}}{K}$

式中,  $K=N_p/N_s$ , 为原副边绕组匝比



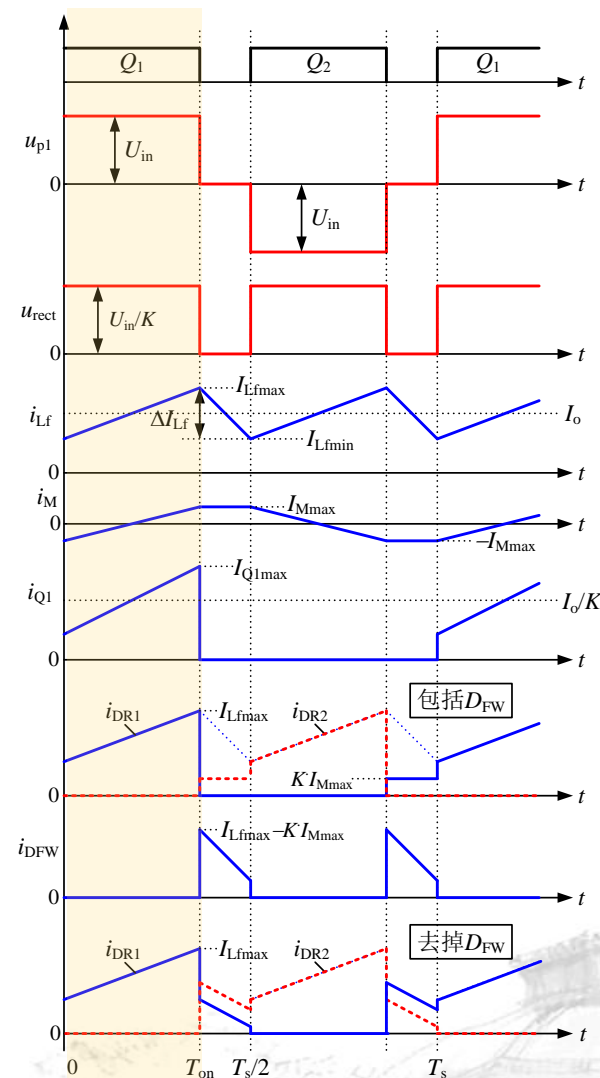
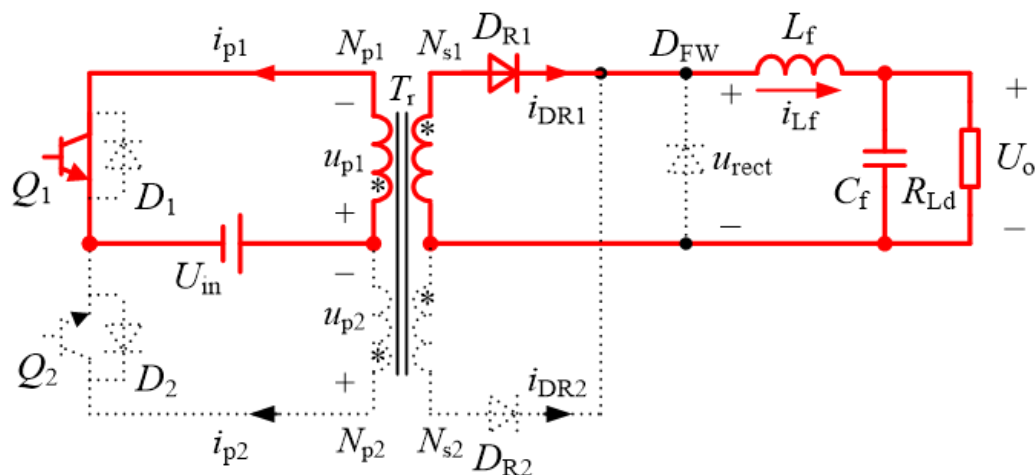
# 推挽变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

整流二极管 $D_{R1}$ 导通，整流二极管 $D_{R2}$ 和续流二极管

$D_{FW}$ 均截止，整流后的电压 $u_{rect}$ 等于 $U_{in}/K$

滤波电感 $L_f$ 上的电压为 $U_{in}/K - U_o$ ，其电流 $i_{Lf}$ 线性增加



# 推挽变换器的工作原理

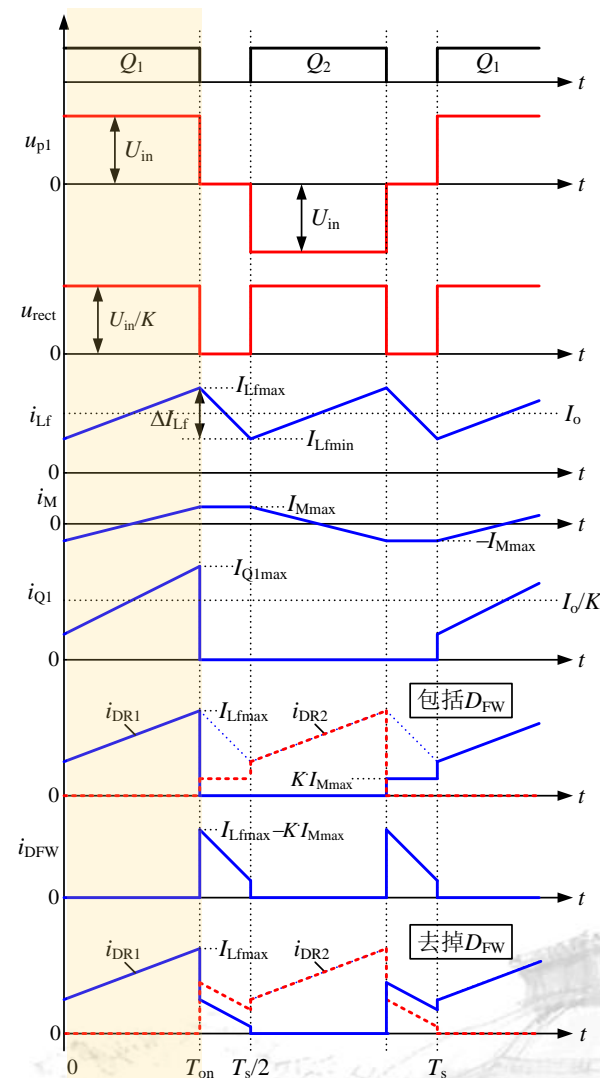
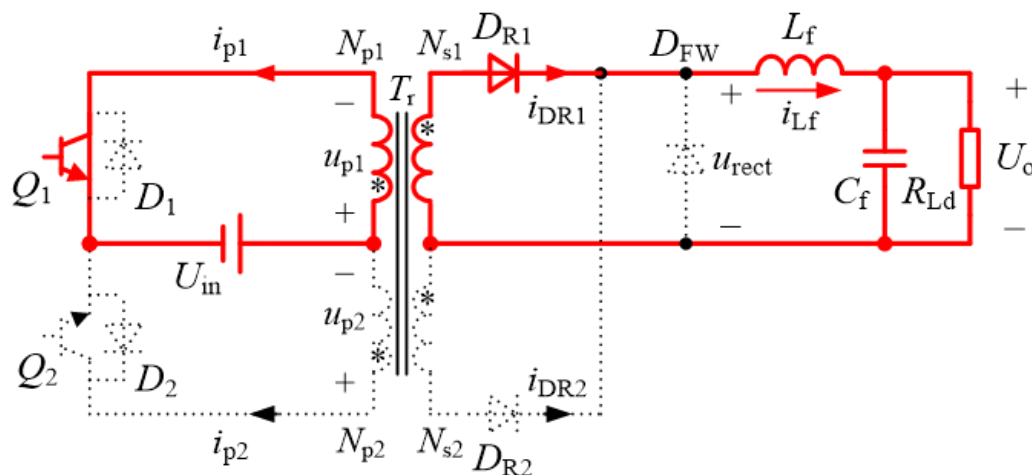
## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

原边绕组 $N_{p1}$ 的电流 $i_{p1}$ 为折算到原边的副边电流和

励磁电流之和，即：
$$i_{p1} = \frac{i_{Lf}}{K} + i_M$$

在 $t=T_{on}$ 时，开关模态结束， $i_{Lf}$ 达到其最大值 $I_{Lfmax}$ ，

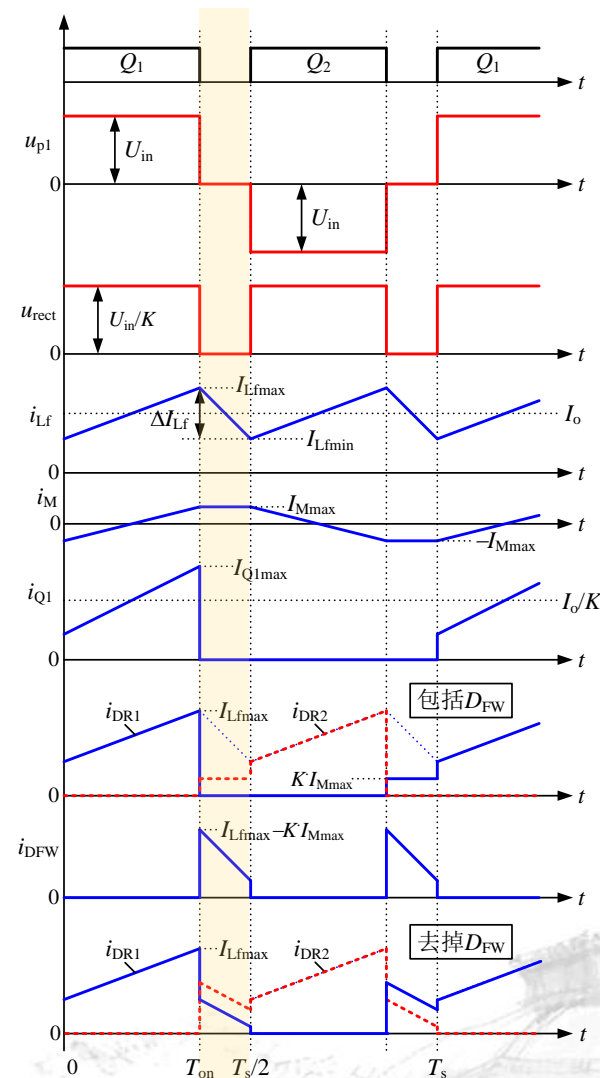
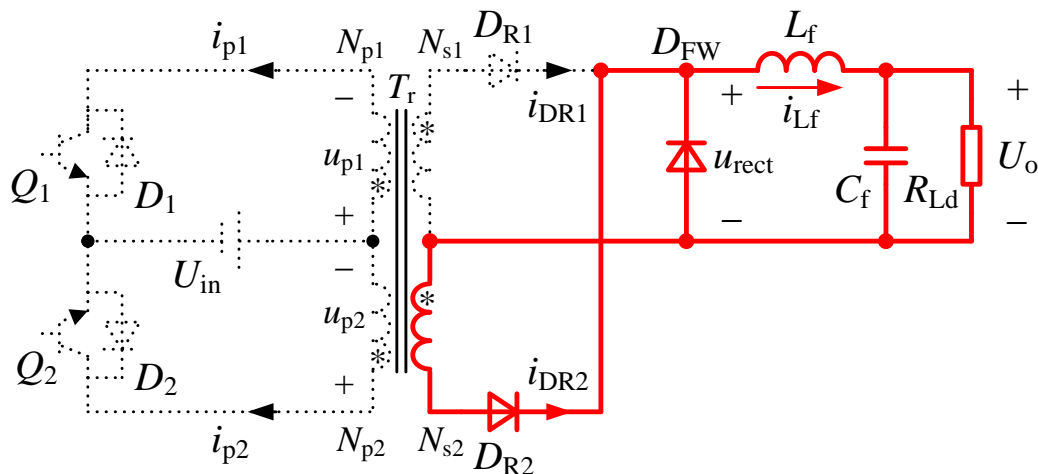
而 $i_M$ 达到其最大值 $I_{Mmax}$



# 推挽变换器的工作原理

## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s/2$ ]

在 $t=T_{on}$ 时, 开关管 $Q_1$ 截止, 变压器各绕组瞬时出现感应电压, 其极性为 “\*” 端为 “负”,  $D_{R2}$  导通,  $D_{R1}$  截止。电流 $i_{Lf}$  经由 $D_{FW}$  流通, 加在滤波电感上的电压为 $-U_o$ , 滤波电感电流 $i_{Lf}$  线性下降





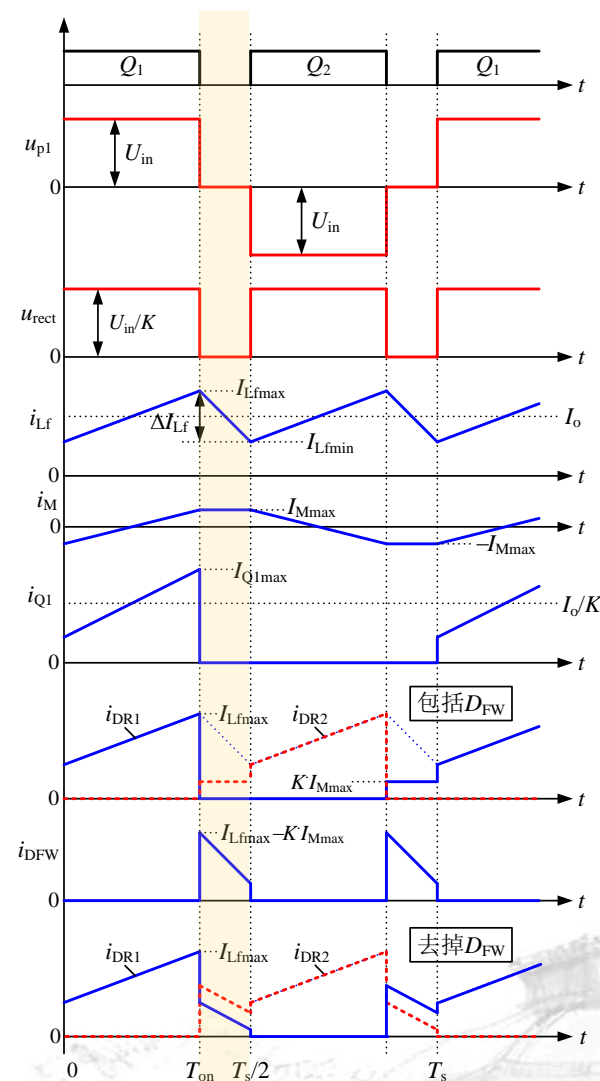
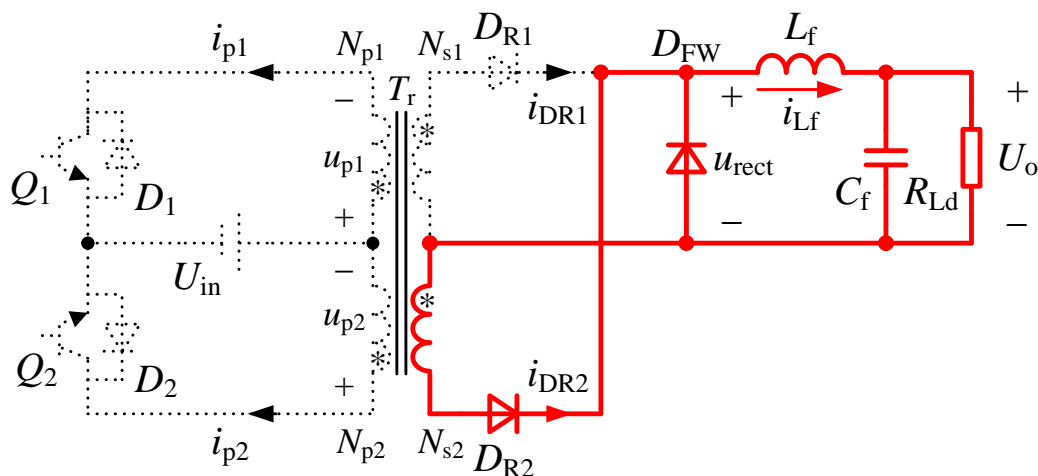
# 推挽变换器的工作原理

## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s/2$ ]

在此开关模态中，整流二极管 $D_{R2}$ 的电流 $i_{DR2}$ 等于

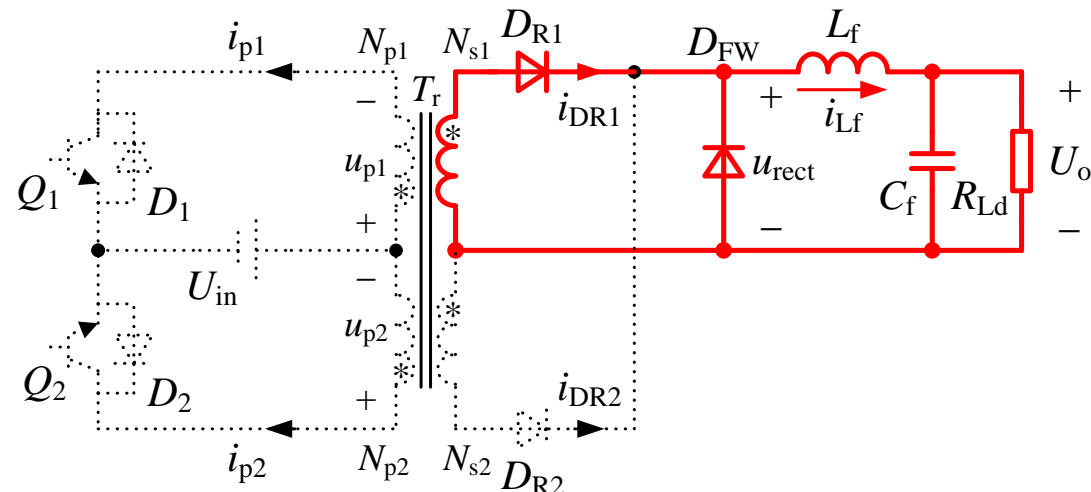
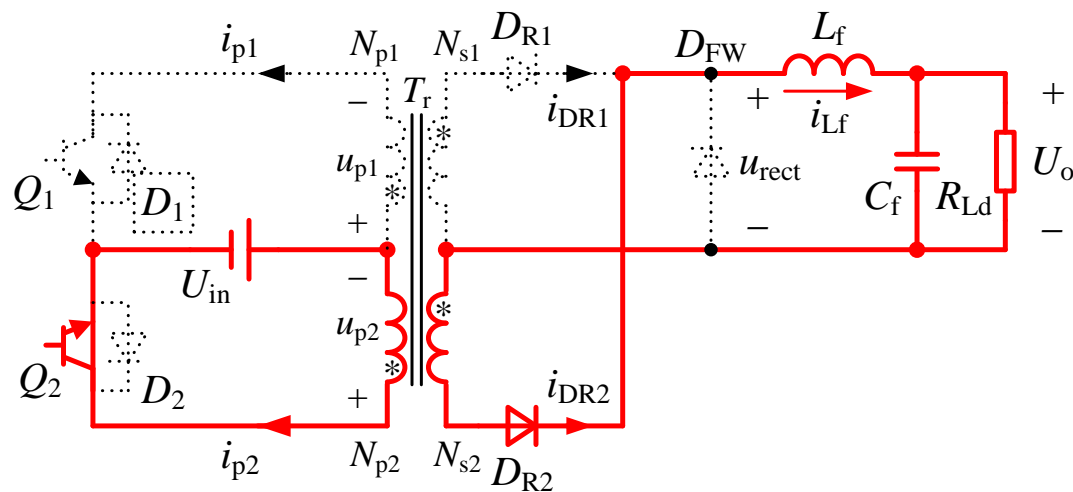
折算过来的励磁电流，即： $i_{DR2}=K \cdot I_{Mmax}$

续流二极管 $D_{FW}$ 的电流： $i_{DFW}=i_{Lf}-K \cdot I_{Mmax}$



# 推挽变换器的工作原理

## 3. 开关模态3 $[T_s/2, T_s/2+T_{on}]$ 和开关模态4 $[T_s/2+T_{on}, T_s]$



- 在开关模态3中，开关管 $Q_2$ 导通，工作情况与开关模态1类似
- 在开关模态4中，开关管 $Q_2$ 截止，工作情况与开关模态2类似



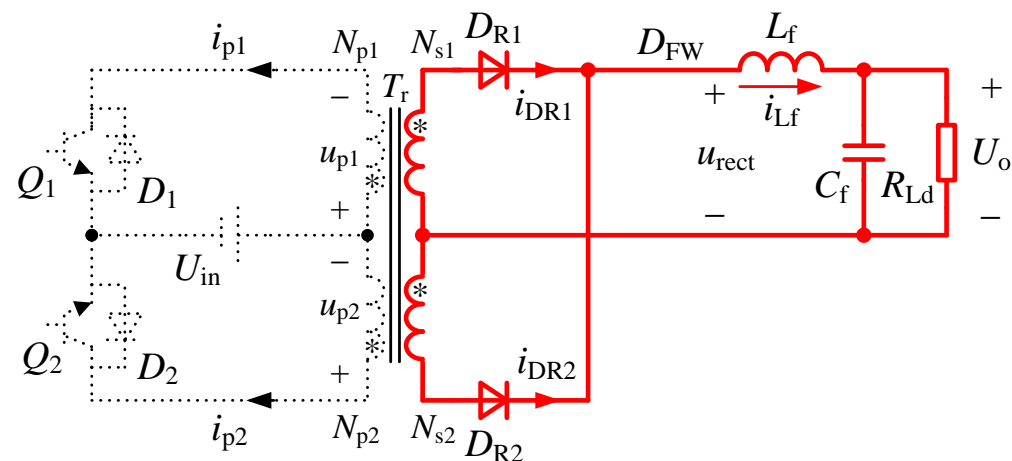
## 4. 去掉续流二极管 $D_{FW}$ 的工作原理

以上的分析都是基于存在续流二极管 $D_{FW}$ 的情况，实际上续流二极管是**可以去掉的**  
在去掉续流二极管后，开关模态2的工作情况有所不同，此时**两只整流二极管同时导通**

其中： $i_{DR1} + i_{DR2} = i_{Lf}$

根据变压器各绕组之间的电流关系，有；

$$i_{DR1} - i_{DR2} = -KI_{Mmax}$$



去掉续流二极管后两只开关管均关断时的等效电路

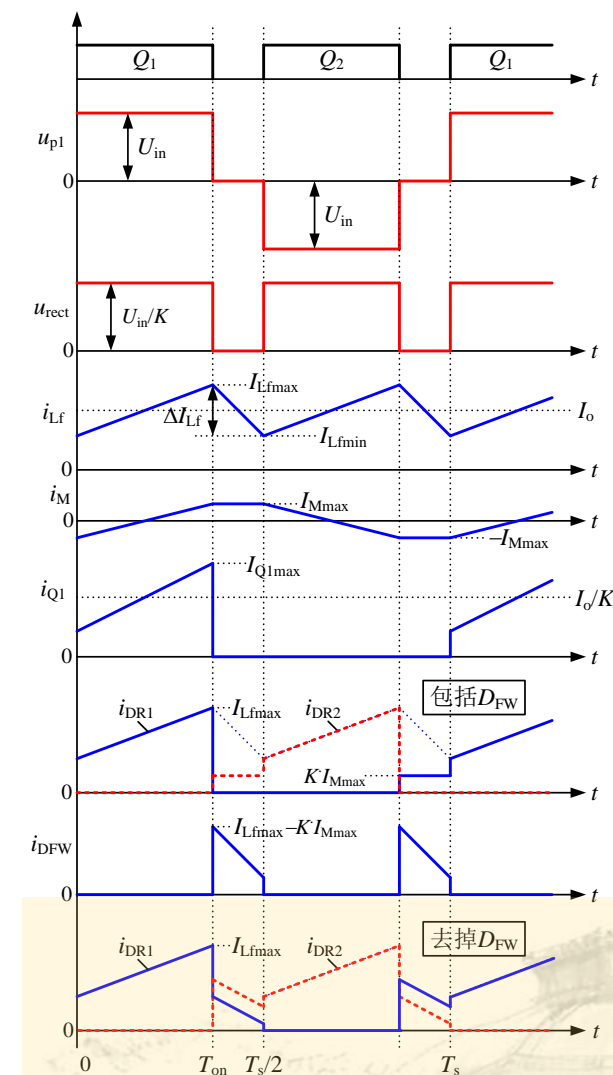
# 推挽变换器的工作原理

## 4. 去掉续流二极管 $D_{FW}$ 的工作原理

经过求解，可以得到在去掉续流二极管 $D_{FW}$ 后，  
两只整流二极管的电流为：

$$\begin{cases} i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - KI_{Mmax}) \\ i_{DR2} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + KI_{Mmax}) \end{cases}$$

两只整流二极管的电流如右图最下面的波形所示





## 5.4 半桥变换器

5.4.1 半桥变换器电路拓扑的推演

5.4.2 半桥变换器的工作原理

5.4.3 半桥变换器的基本关系

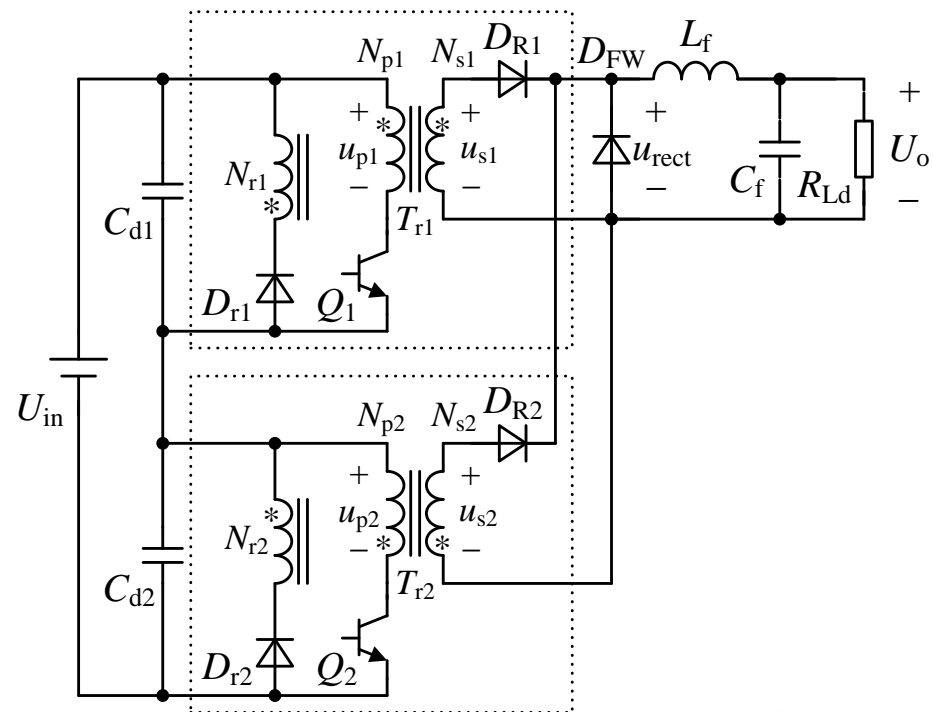




# 半桥变换器电路拓扑的推演

将两个单管正激变换器在输入侧串联，在变压器副边整流后并联，共用续流二极管和输出滤波器：

- $C_{d1}$  和  $C_{d2}$  为输入分压电容，其容量相等且较大，其电压均为  $U_{in}/2$
- 开关管  $Q_1$  和  $Q_2$  的开关频率相同，其驱动信号相差半个开关周期  $T_s/2$
- 原边绕组匝数：  $N_{p1} = N_{p2} = N_p$
- 副边绕组匝数：  $N_{s1} = N_{s2} = N_s$
- 复位绕组匝数：  $N_{r1} = N_{r2} = N_r$



两个正激变换器在原边侧串联，  
且共用输出滤波器



# 半桥变换中器电路拓扑的推演

两个变压器共用一副磁芯，并且其原边同名端相反：

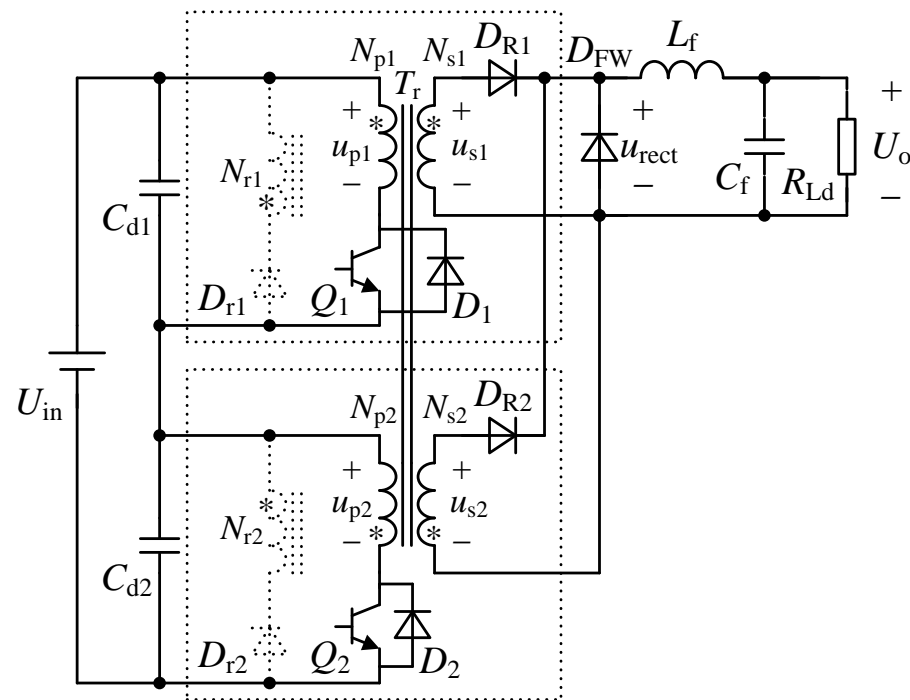
- $Q_1$  导通时，磁芯被正向磁化

- $Q_2$  导通时，磁芯被反向磁化

变压器磁芯的磁通在每个开关周期内净增加量为零，

因而两个磁复位电路均可省去

- $Q_1$  关断瞬间，变压器的异名端会瞬时产生高压，避免 $Q_2$  承受负压， $Q_2$  反并二极管 $D_2$ ，同理， $Q_1$  需反并二极管 $D_1$



两个变压器共用一副磁芯

# 半桥变换器电路拓扑的推演

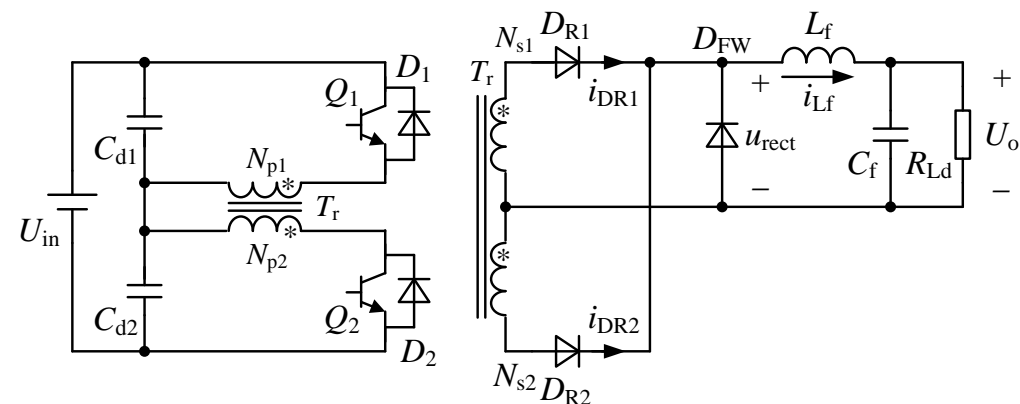
通过将电路拓扑中的器件移位等变化，最终即可得到半桥变换器最终的电路拓扑

■ 半桥变换器相当于两个单管正激变换器在输入侧串联，因此每个单管正激变换器的输入电压为  $U_{in}/2$ ，变压器原边电压的幅值也为

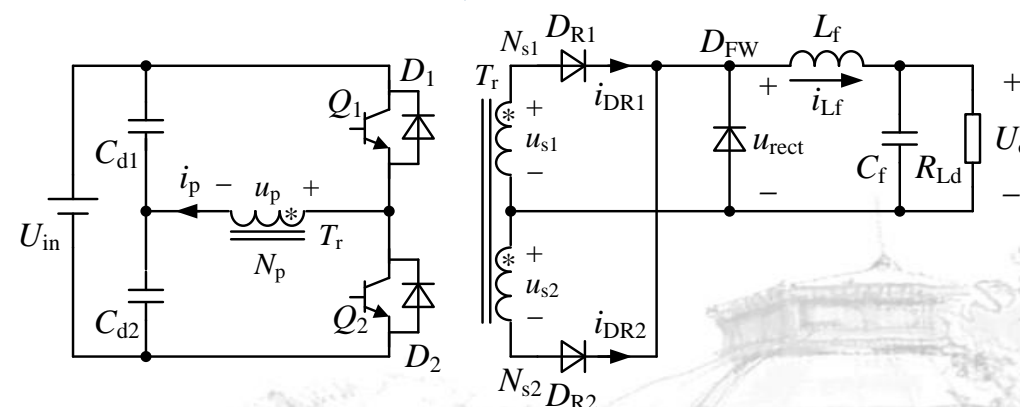
$U_{in}/2$ ，只有推挽变换器的一半

■ 半桥变换器开关管的电压应力为  $U_{in}$

注：半桥变换器的变压器也是双向磁化的



原边绕组合一





## ★ 5.4 半桥变换器

5.4.1 半桥变换器电路拓扑的推演

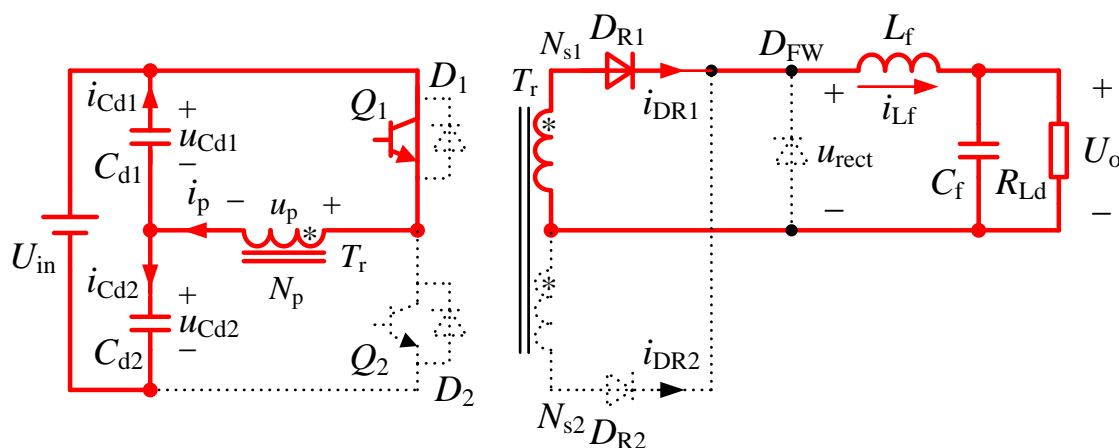
5.4.2 半桥变换器的工作原理

5.4.3 半桥变换器的基本关系

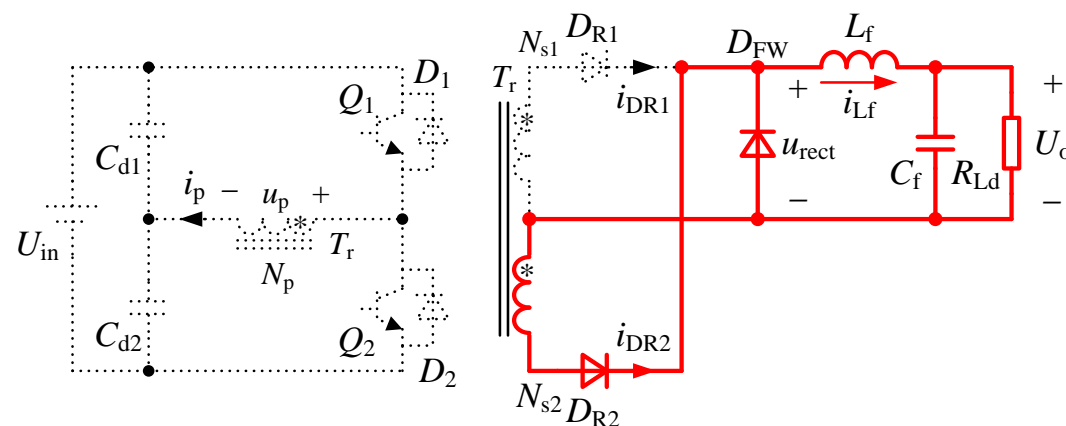


# 半桥变换器的工作原理

在一个开关周期内，半桥变换器有四种开关模态



(a) 开关模态1



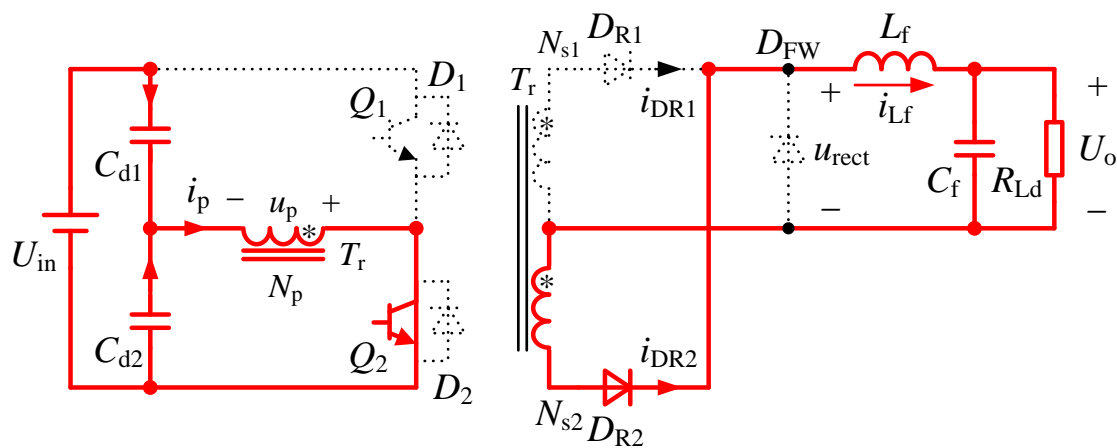
(b) 开关模态2



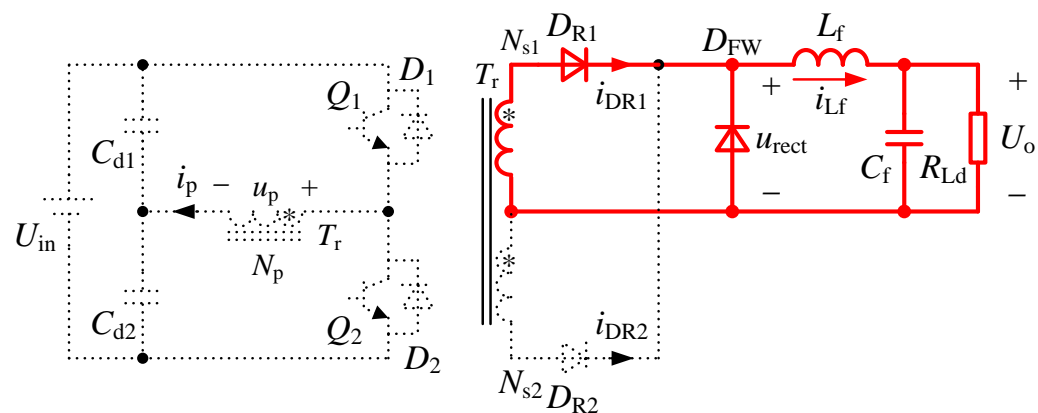


# 半桥变换器的工作原理

在一个开关周期内，半桥变换器有四种开关模态



(c) 开关模态3



(d) 开关模态4



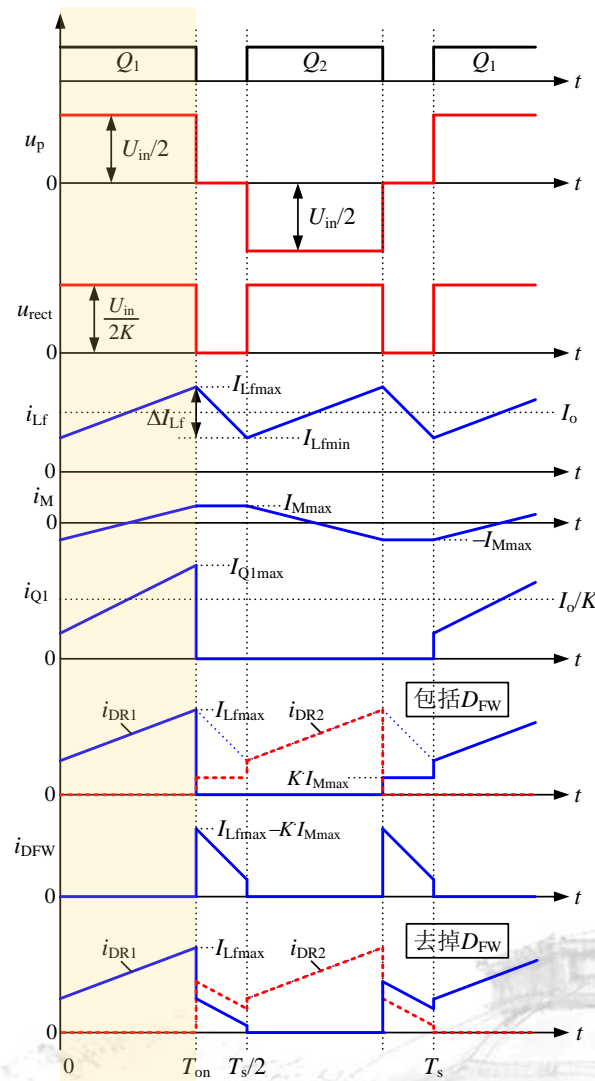
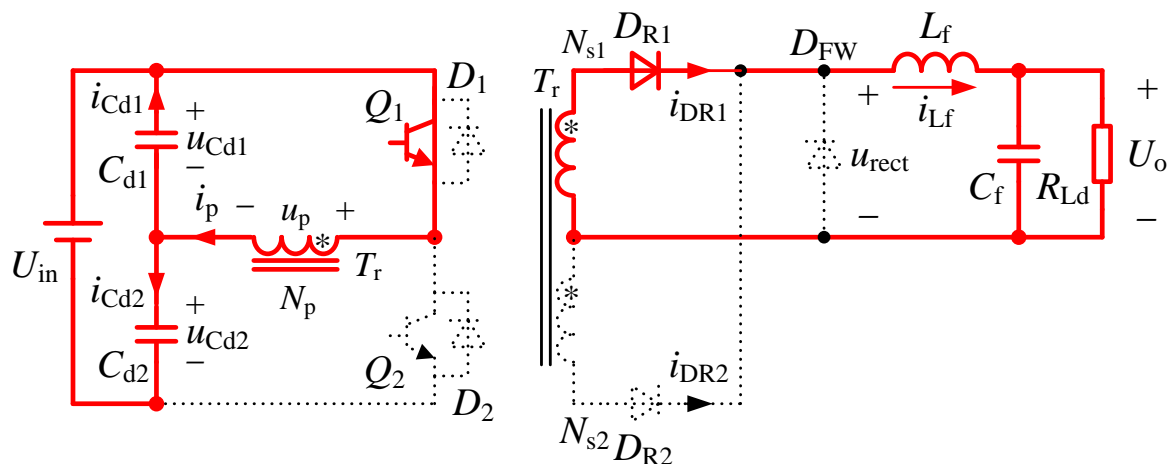
# 半桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时, 开关管 $Q_1$ 导通, 分压电容 $C_{d1}$ 的电压加在变压器原边绕组 $N_p$ 上, 变压器磁芯被磁化, 其励磁电流 $i_M$ 从负的最大值 $-I_{Mmax}$ 开始线性增加, 即:

$L_M$  为原边绕组的励磁电感

$$i_M = -I_{Mmax} + \frac{U_{in}}{2L_M} t$$



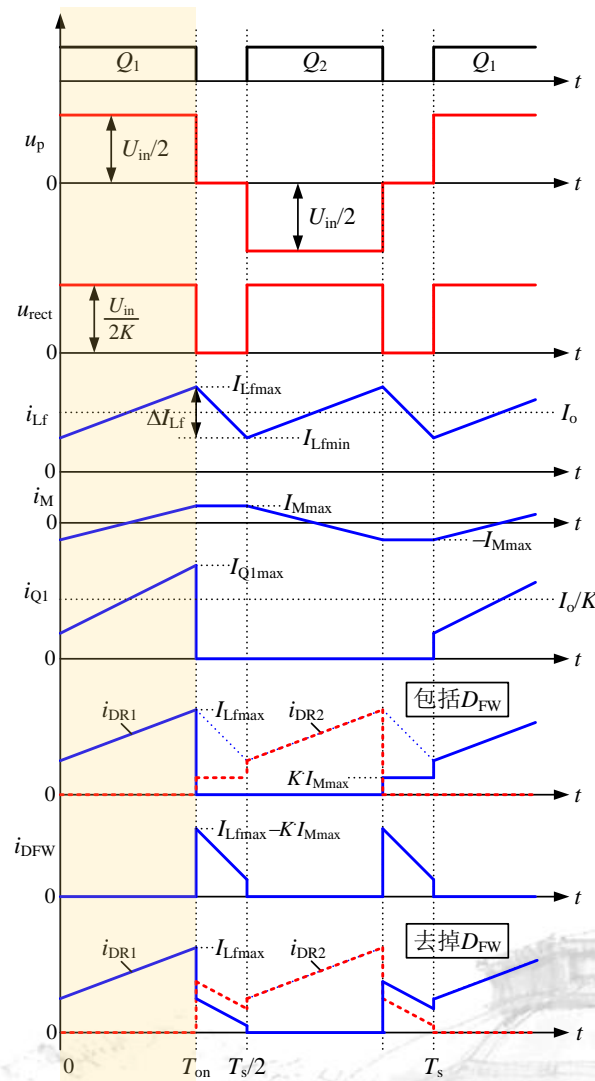
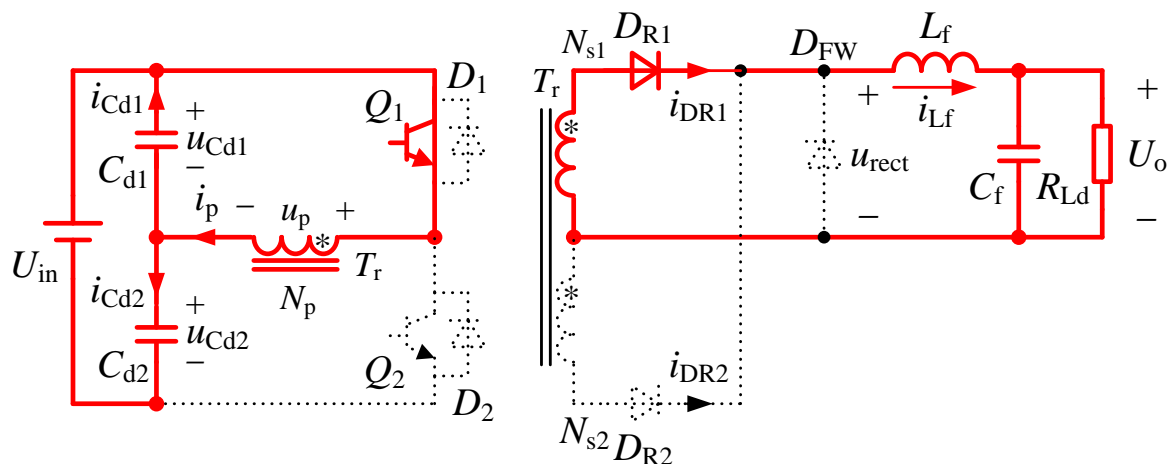
# 半桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

变压器原边绕组 $N_p$ 上的电压:  $u_p = U_{in}/2$

变压器副边绕组 $N_{s1}$ 上的电压:  $u_{s1} = \frac{U_{in}}{2K}$

式中,  $K=N_p/N_s$ , 为原副边绕组匝比



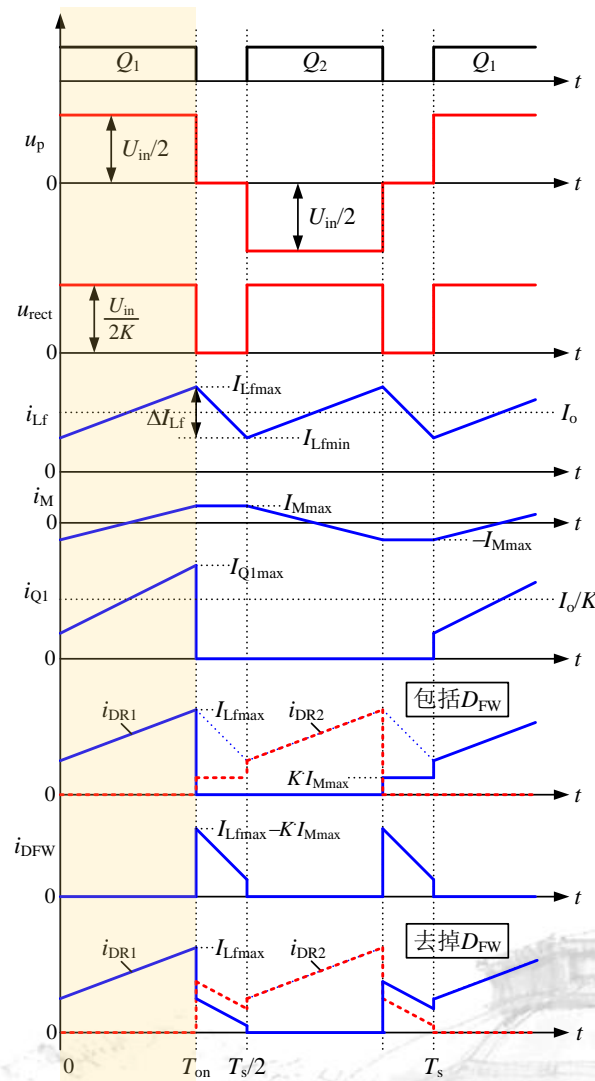
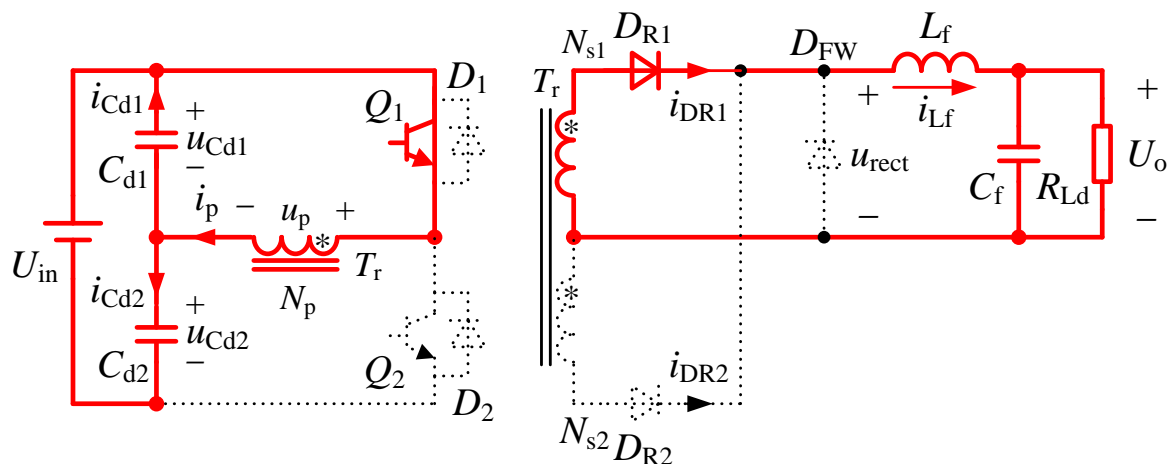
# 半桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

整流二极管 $D_{R1}$ 导通，整流二极管 $D_{R2}$ 和续流二极管

$D_{FW}$ 均截止，整流后的电压 $u_{rect}$ 等于 $U_{in}/K$

滤波电感 $L_f$ 上的电压为 $U_{in}/2K - U_o$ ，其电流 $i_{Lf}$ 线性增加



# 半桥变换器的工作原理

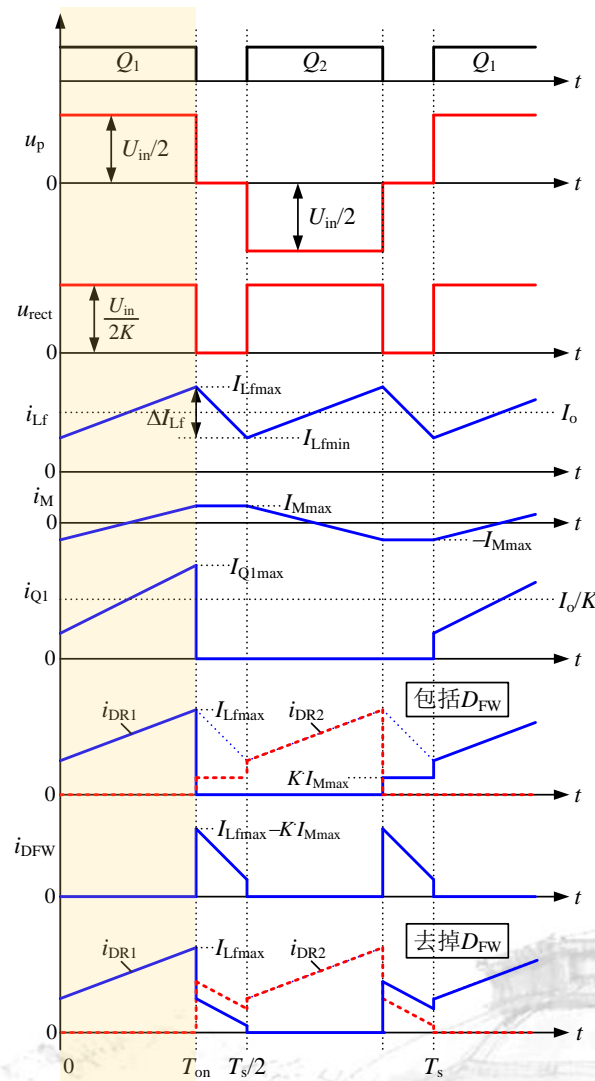
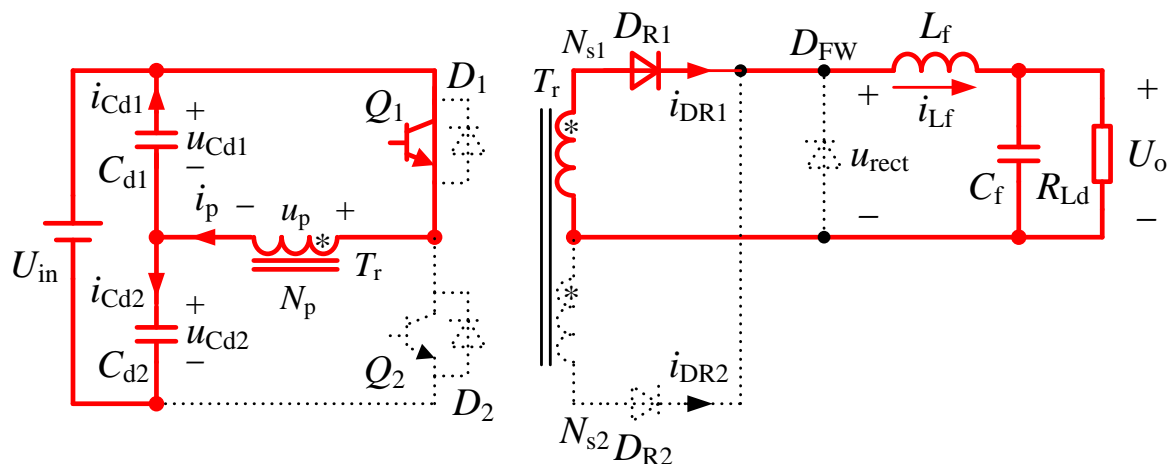
## 1. 开关模态1 [0, $T_{on}$ ]

原边绕组 $N_p$ 的电流 $i_p$ 为折算到原边的副边电流和励磁电流之和, 即:

$$i_p = \frac{i_{Lf}}{K} + i_M$$

在 $t=T_{on}$ 时, 开关模态结束,  $i_{Lf}$ 达到其最大值 $I_{Lfmax}$ ,

而 $i_M$ 达到其最大值 $I_{Mmax}$

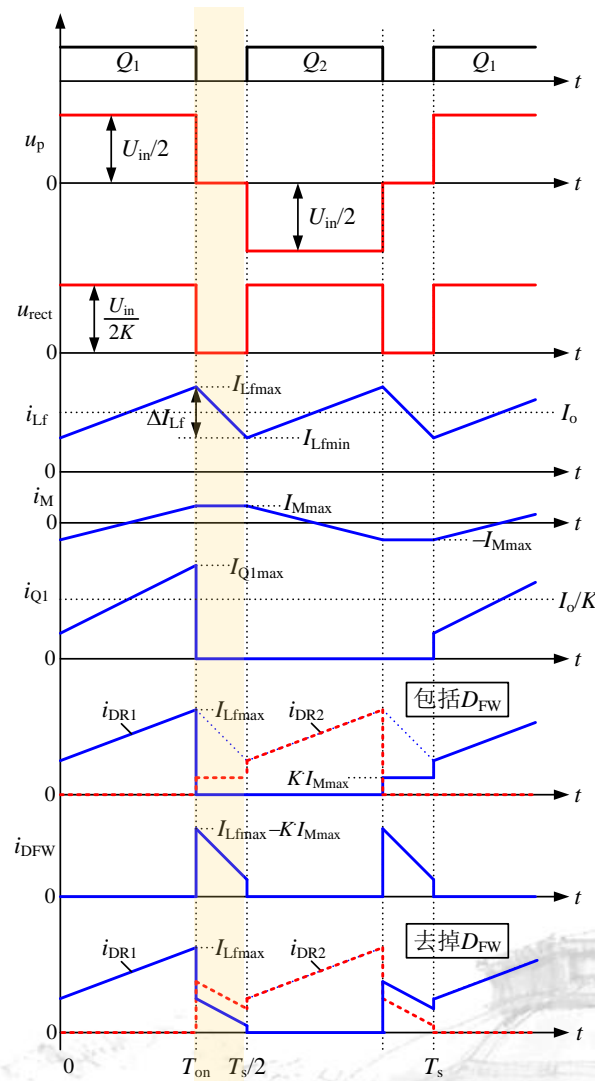
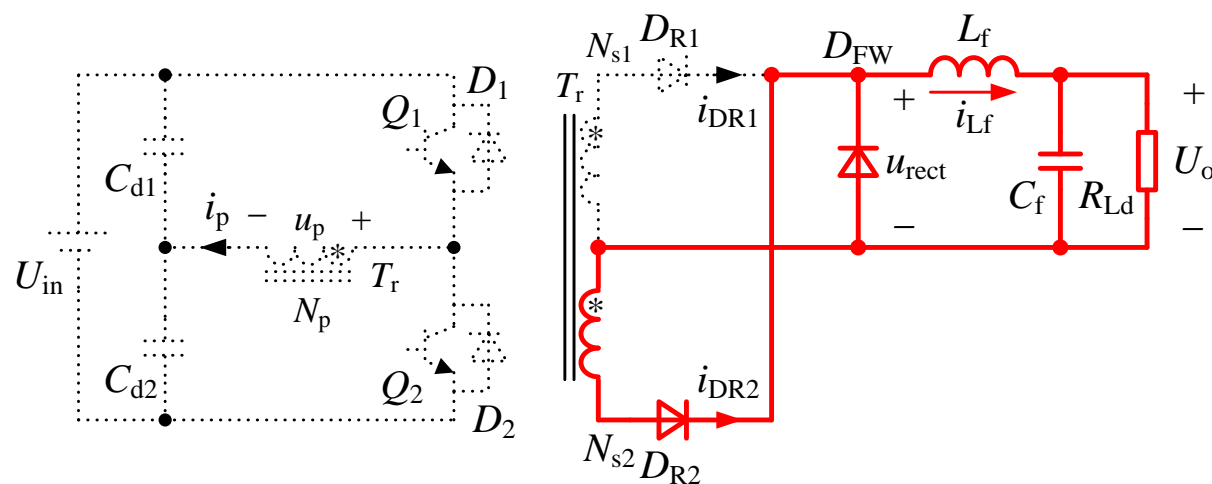




# 半桥变换器的工作原理

## 2. 开关模式2 [ $T_{on}$ , $T_s/2$ ]

在 $t=T_{on}$ 时, 开关管 $Q_1$ 截止, 变压器各绕组瞬时出现感应电压, 其极性为 “\*” 端为 “负”,  $D_{R2}$ 导通,  $D_{R1}$ 截止。电流 $i_{Lf}$ 经由 $D_{FW}$ 流通, 加在滤波电感上的电压为 $-U_o$ , 滤波电感电流 $i_{Lf}$ 线性下降



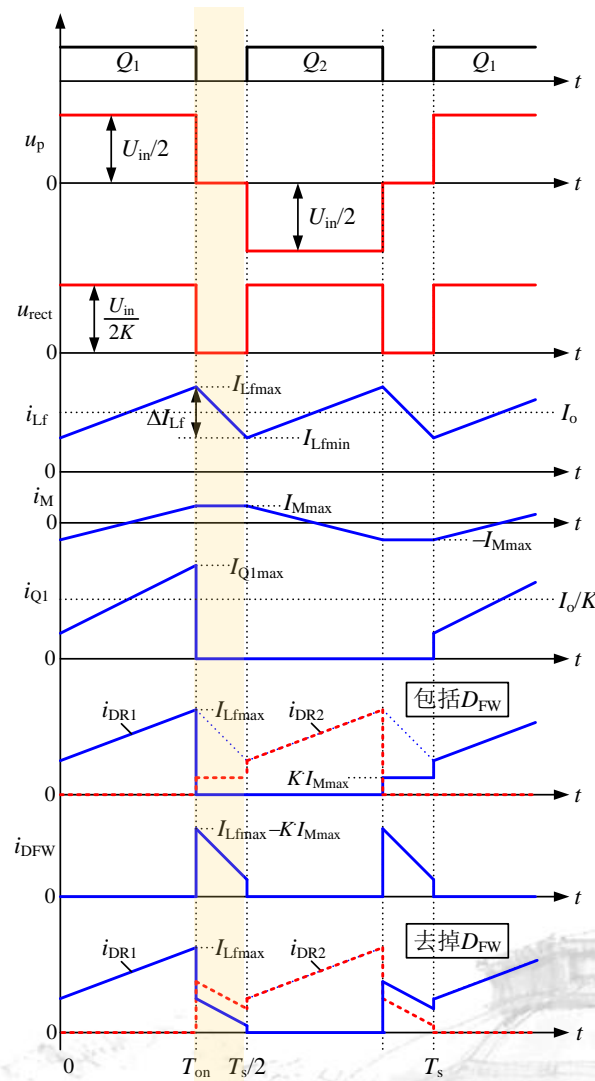
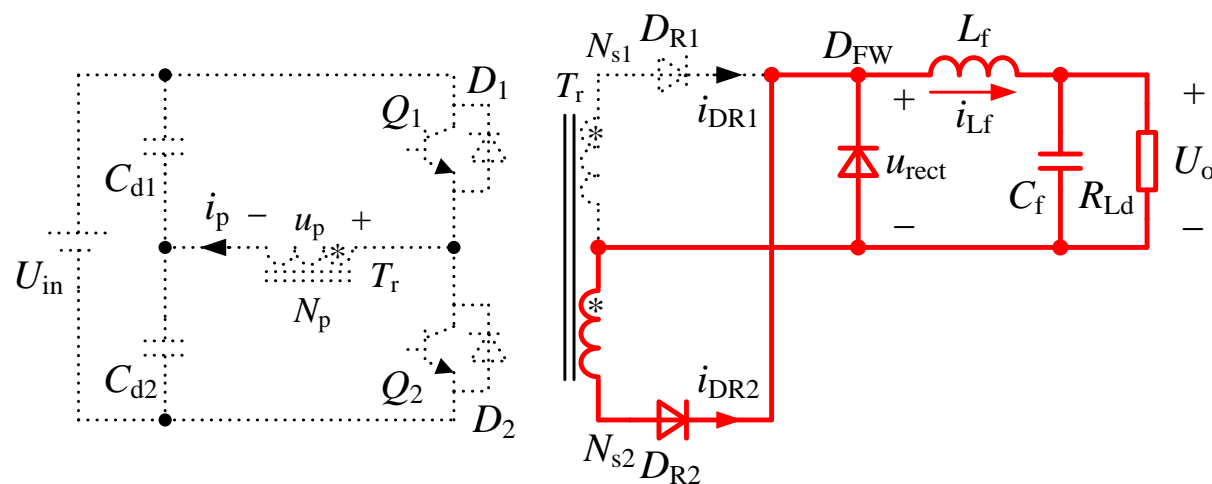
# 半桥变换器的工作原理

## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s/2$ ]

在此开关模态中，整流二极管 $D_{R2}$ 的电流 $i_{DR2}$ 等于

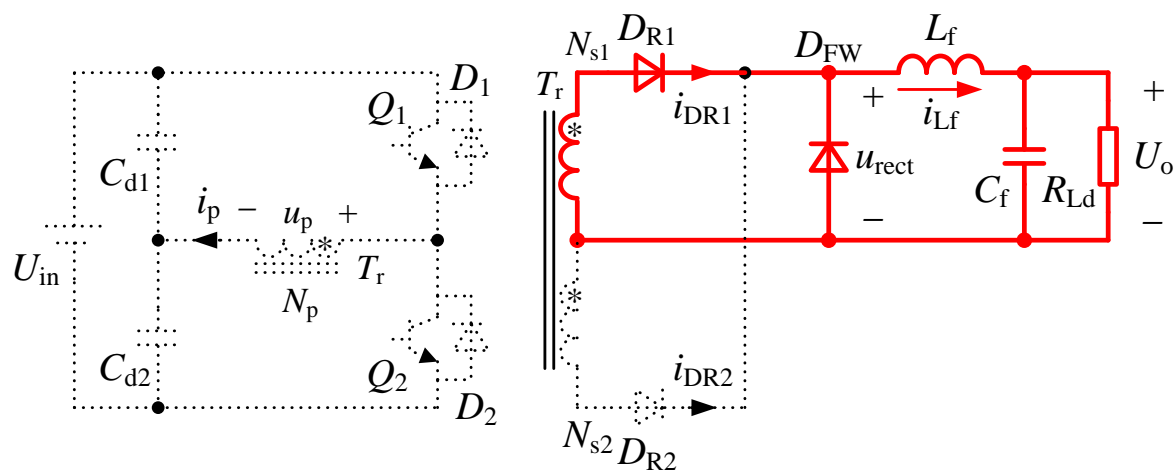
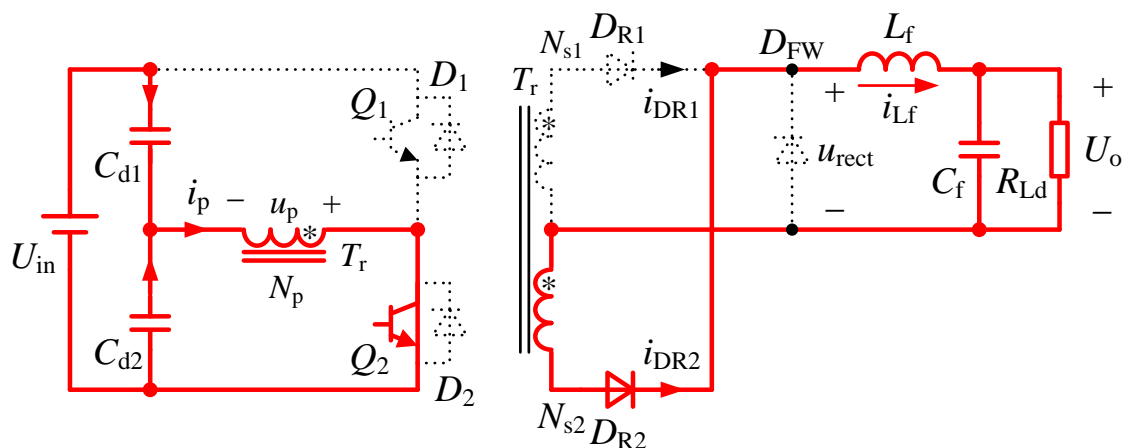
折算过来的励磁电流，即： $i_{DR2} = K \cdot I_{Mmax}$

续流二极管 $D_{FW}$ 的电流： $i_{DFW} = i_{Lf} - K \cdot I_{Mmax}$



# 半桥变换器的工作原理

## 3. 开关模态3 $[T_s/2, T_s/2+T_{on}]$ 和开关模态4 $[T_s/2+T_{on}, T_s]$



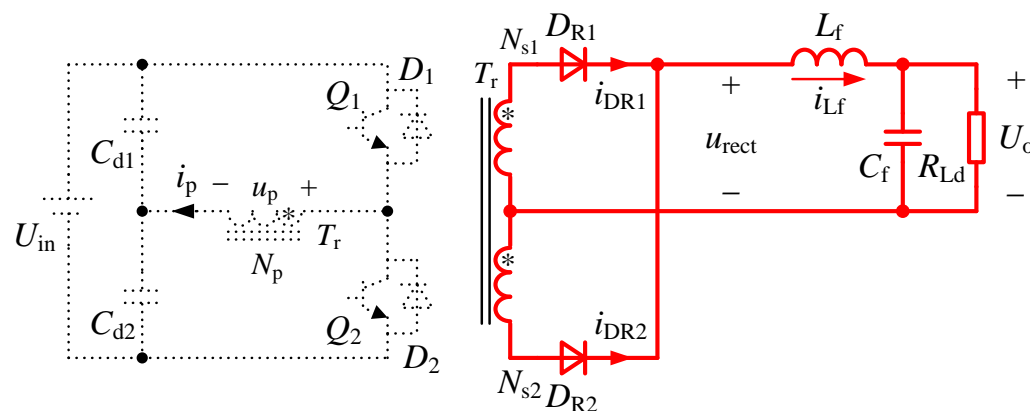
- 在开关模态3中，开关管 $Q_2$ 导通，工作情况与开关模态1类似
- 在开关模态4中，开关管 $Q_2$ 截止，工作情况与开关模态2类似



## 4. 去掉续流二极管 $D_{FW}$ 的工作原理

以上的分析都是基于存在续流二极管 $D_{FW}$ 的情况，实际上续流二极管是可以去掉的

在去掉续流二极管后，开关模态2和4的工作情况有所不同，此时两只整流二极管同时导通



去掉续流二极管后两只开关管均关断时的等效电路

# 半桥变换器的工作原理

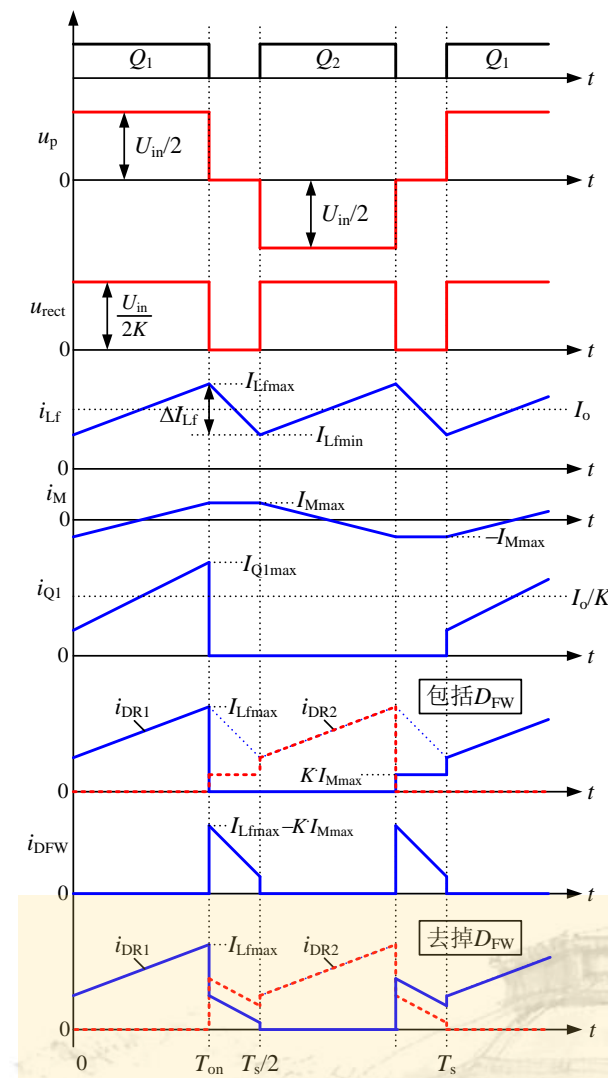
## 4. 去掉续流二极管 $D_{FW}$ 的工作原理

在去掉续流二极管后，两只整流二极管的电流为：

$$\begin{cases} i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - KI_{Mmax}) \\ i_{DR2} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + KI_{Mmax}) \end{cases}$$

两只整流二极管的电流如右图最下面的波形所示

如果忽略励磁电流，那么两只整流二极管均分滤波电感电流，即  $i_{DR1} = i_{DR2} = i_{Lf}/2$







## 5.5 全桥变换器

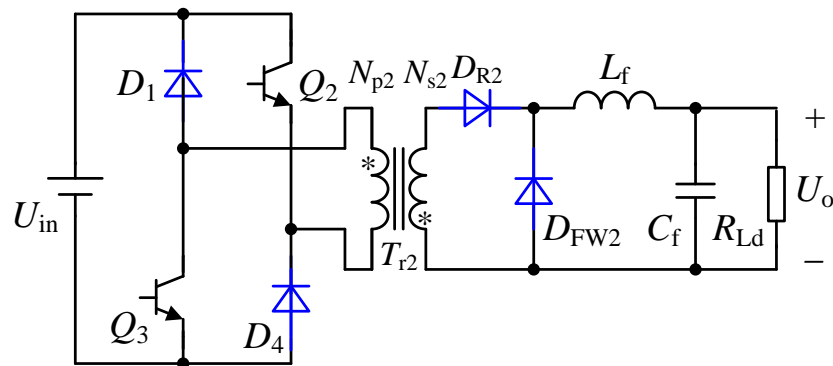
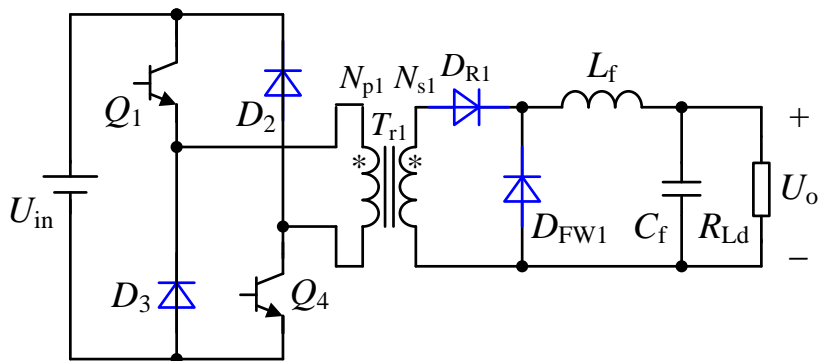
5.5.1 全桥变换器电路拓扑的推演

5.5.2 全桥变换器的工作原理

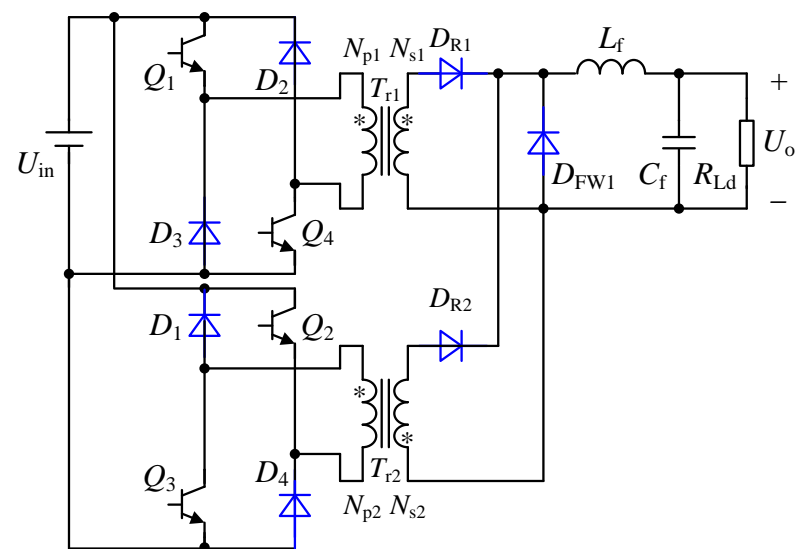
5.5.3 全桥变换器的基本关系



# 全桥变换器电路拓扑的推演



两种拓扑双管正激变换器在输入侧并联，在变压器副边整流后并联，共用输出滤波器和负载

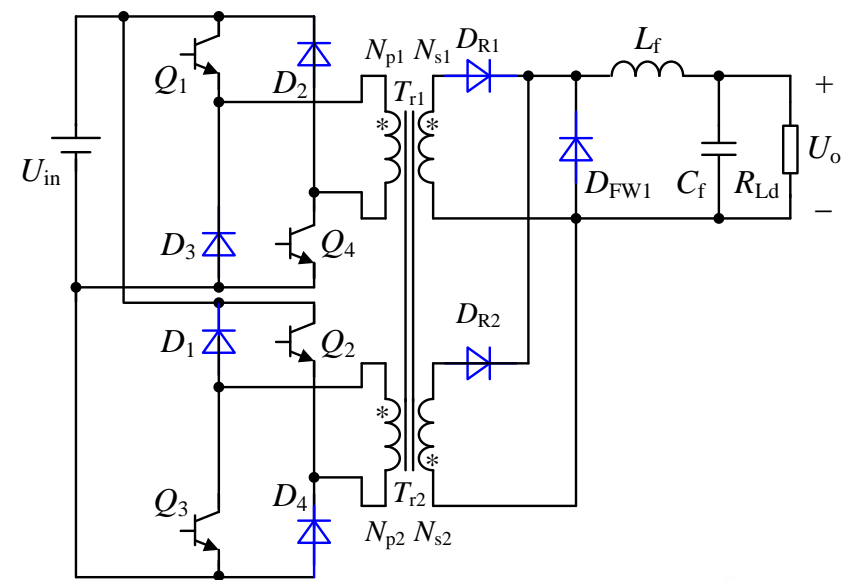


# 全桥变换中器电路拓扑的推演

将两个变压器共用一副磁芯，并且其原边同名端相反：

- $Q_1$ 、 $Q_4$  导通时，磁芯被正向磁化
- $Q_2$ 、 $Q_3$  导通时，磁芯被反向磁化

变压器磁芯的磁通在每个开关周期内不存在净增加量



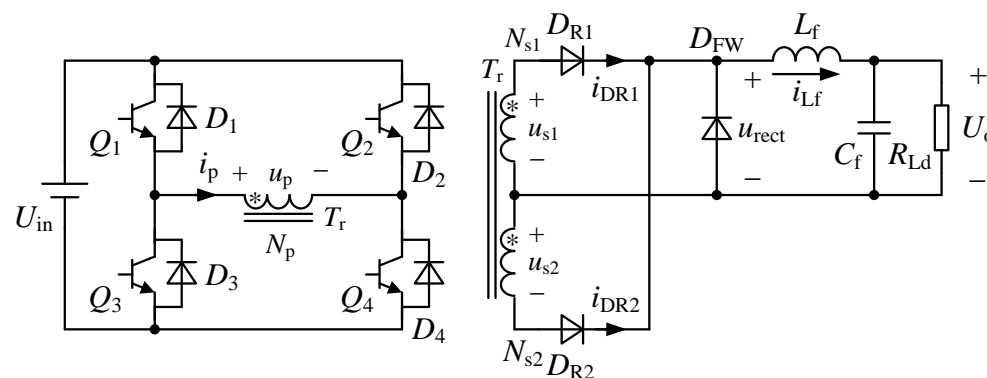
两个变压器共用一副磁芯



# 全桥变换中器电路拓扑的推演

- 将 $Q_1$ 和 $D_3$ 构成的桥臂和 $Q_3$ 和 $D_1$ 构成的桥臂合并
  - 将 $Q_4$ 和 $D_2$ 构成的桥臂和 $Q_2$ 和 $D_4$ 构成的桥臂合并
  - 将并联的变压器的两个原边绕组整合为一个
- 即可得到全桥(Full-Bridge)变换器

全桥变换器的变压器也是双向磁化的，其原边绕组交流电压的幅值为输入电压 $U_{in}$ ，与推挽变换器的一样，是半桥变换器的2倍。开关管的电压应力与双管正激变换器的一样，也为 $U_{in}$



全桥变换器



## ★ 5.5 全桥变换器

5.5.1 全桥变换器电路拓扑的推演

5.5.2 全桥变换器的工作原理

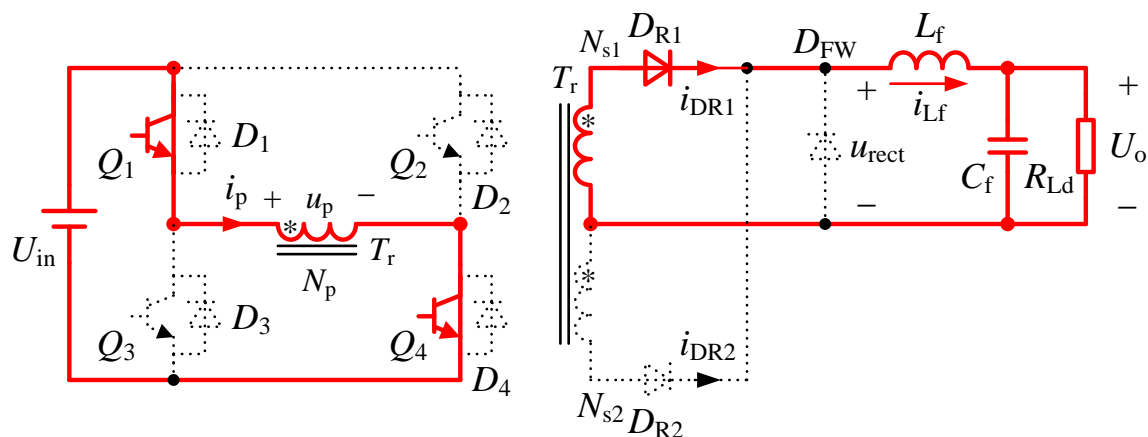
5.5.3 全桥变换器的基本关系



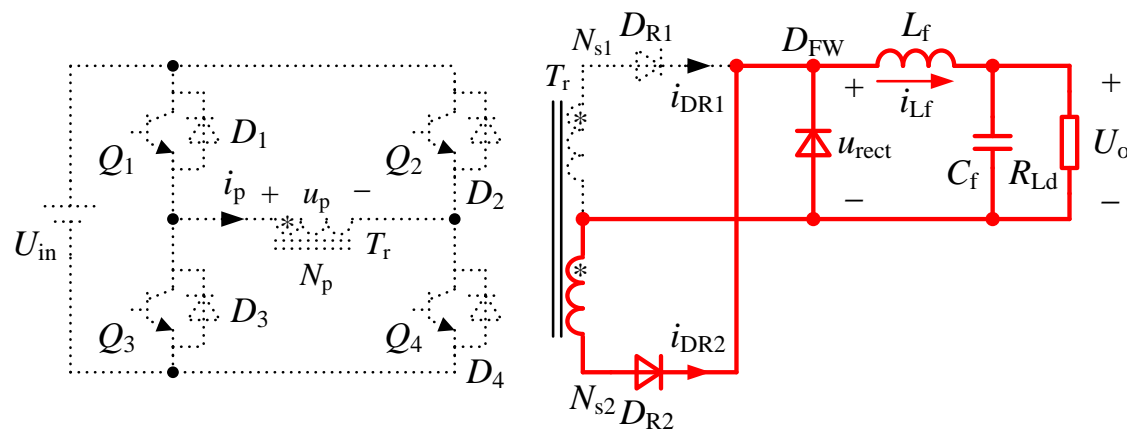


# 全桥变换器的工作原理

在一个开关周期内，半桥变换器有四种开关模态



(a) 开关模态1

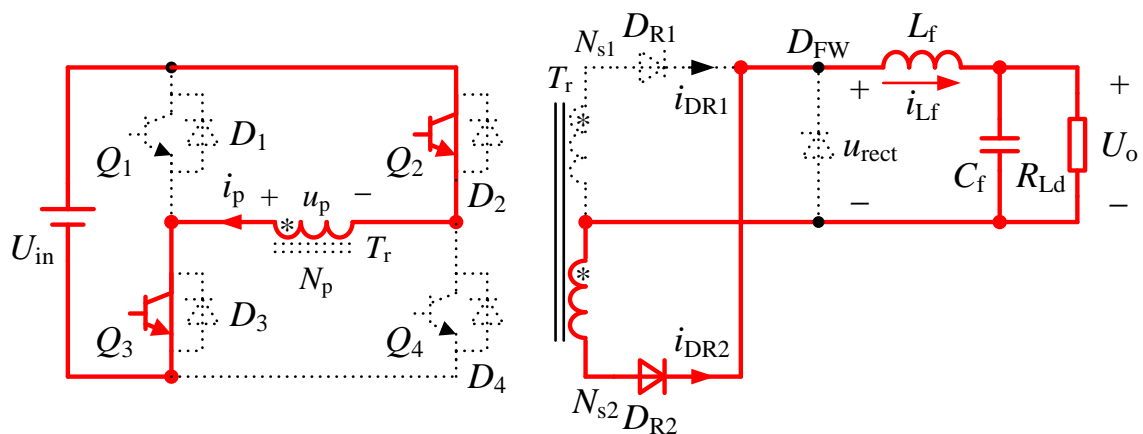


(b) 开关模态2

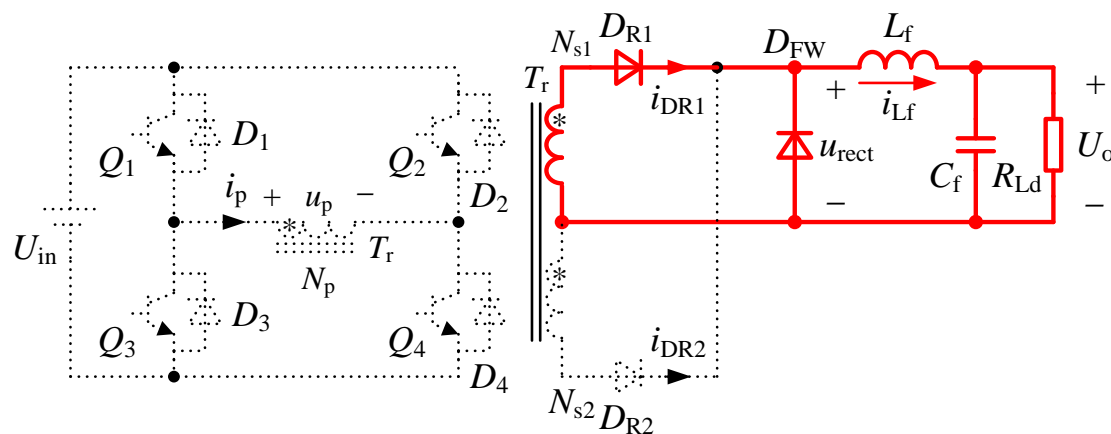


# 全桥变换器的工作原理

在一个开关周期内，半桥变换器有四种开关模态



(c) 开关模态3



(d) 开关模态4



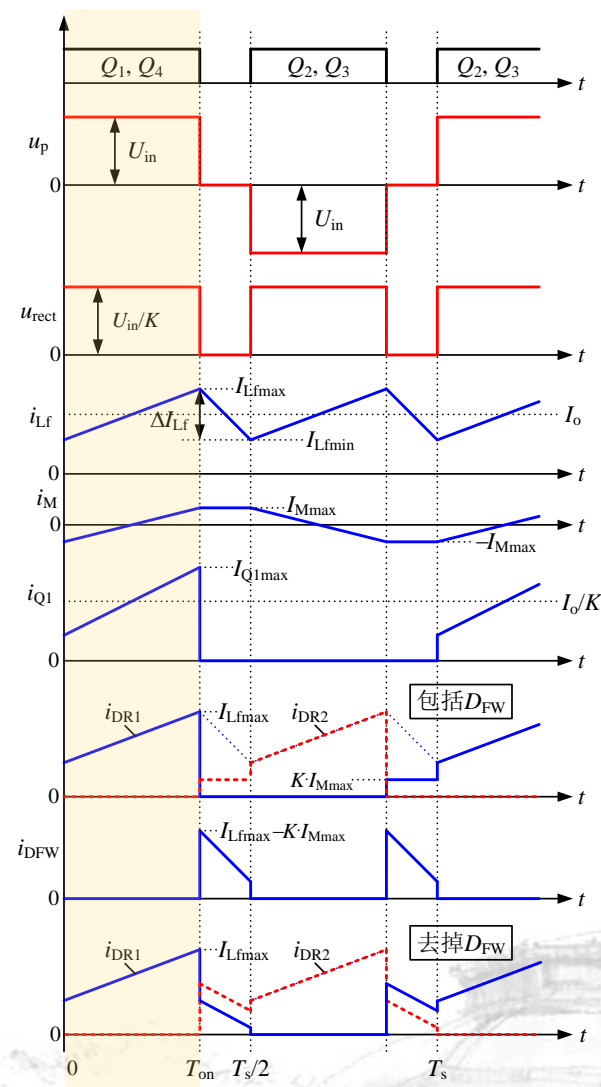
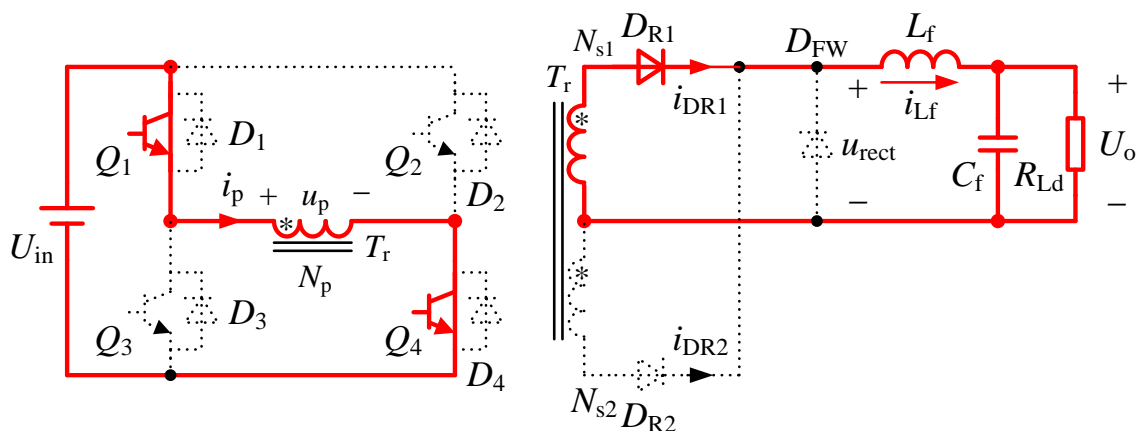
# 全桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时, 开关管 $Q_1$ 和 $Q_4$ 导通, 输入电压 $U_{in}$ 加在变压器原边绕组 $N_p$ 上, 变压器磁芯被磁化, 其励磁电流 $i_M$ 从负的最大值 $I_{Mmax}$ 开始线性增加, 即:

$L_M$  为原边绕组的励磁电感

$$i_M = -I_{Mmax} + \frac{U_{in}}{L_M} t$$



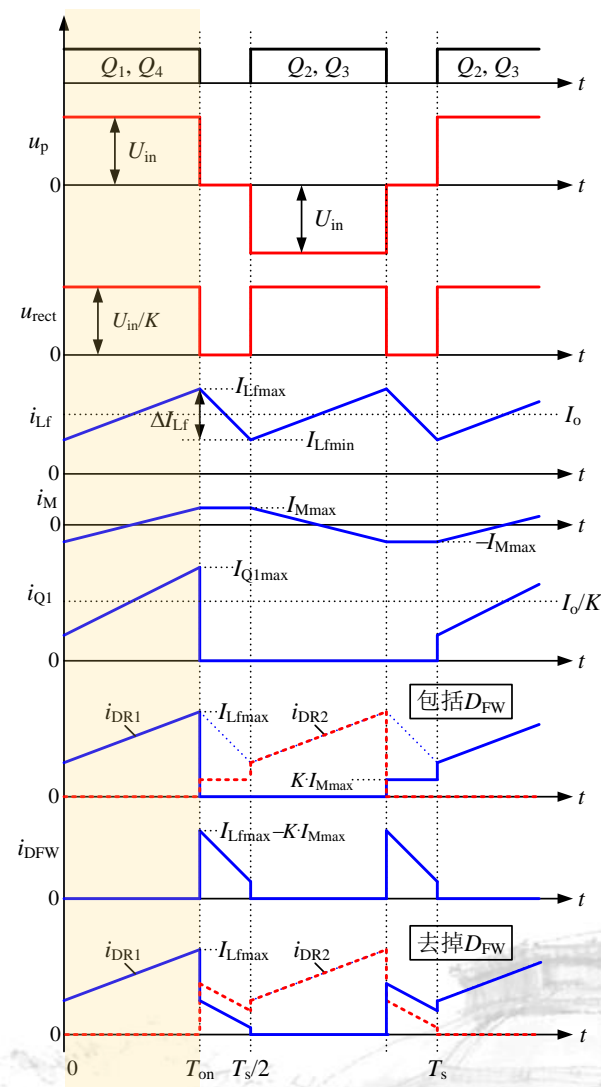
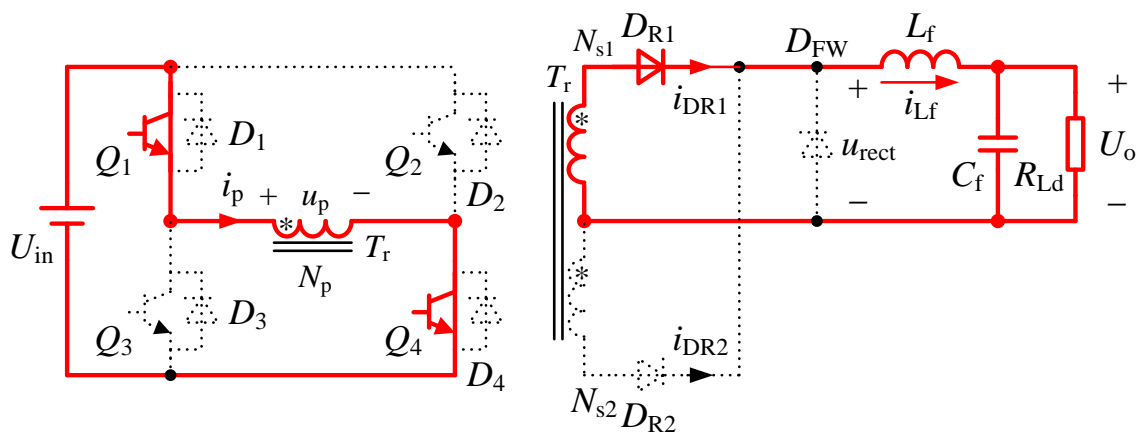
# 全桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

变压器原边绕组 $N_p$ 上的电压:  $u_p = U_{in}$

变压器副边绕组 $N_{s1}$ 上的电压:  $u_{s1} = U_{in} / K$

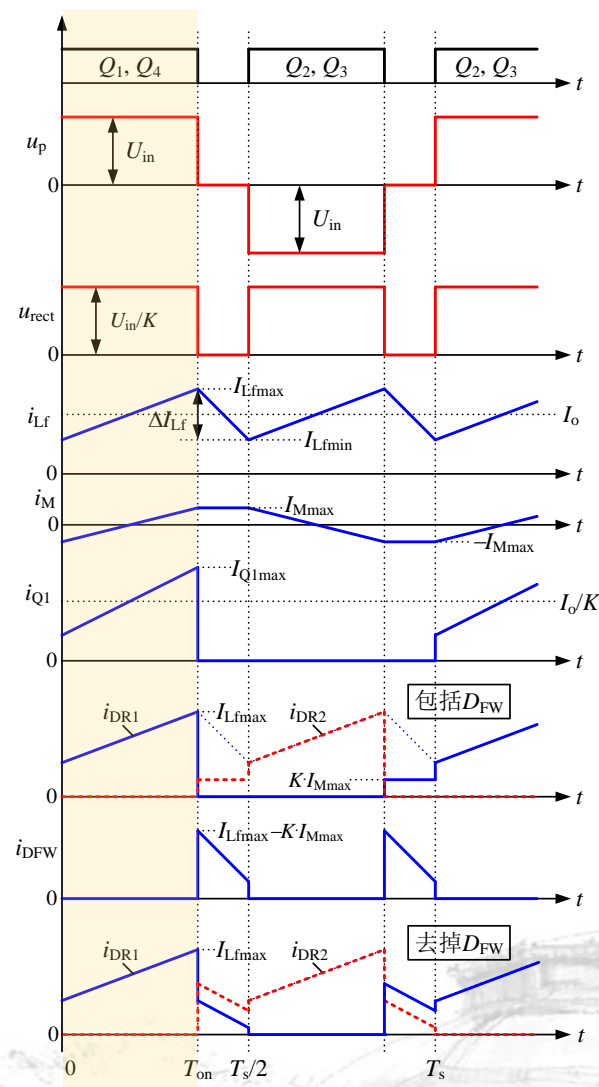
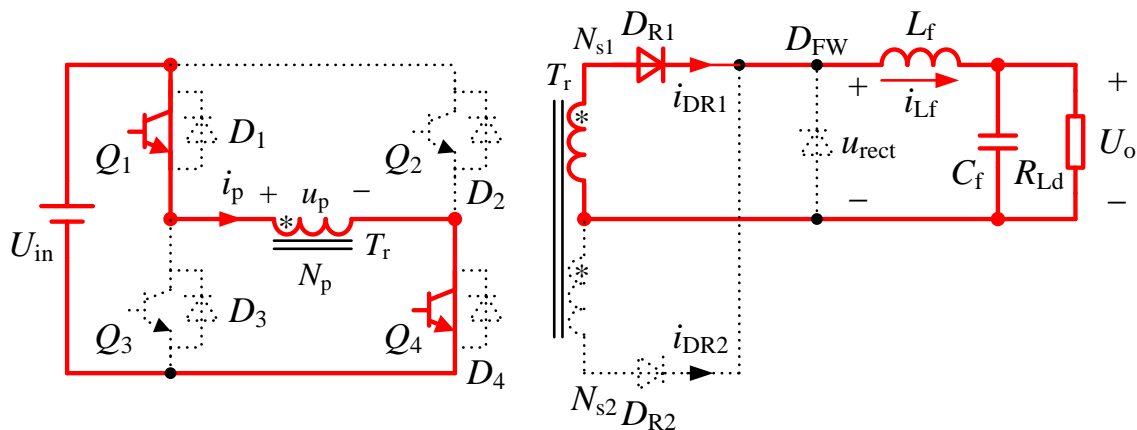
式中,  $K=N_p/N_s$ , 为原副边绕组匝比



• 

滤波电感 $L_f$ 上的电压为 $U_{in}/K-U_o$ , 其电流 $i_{L_f}$ 线性增

加





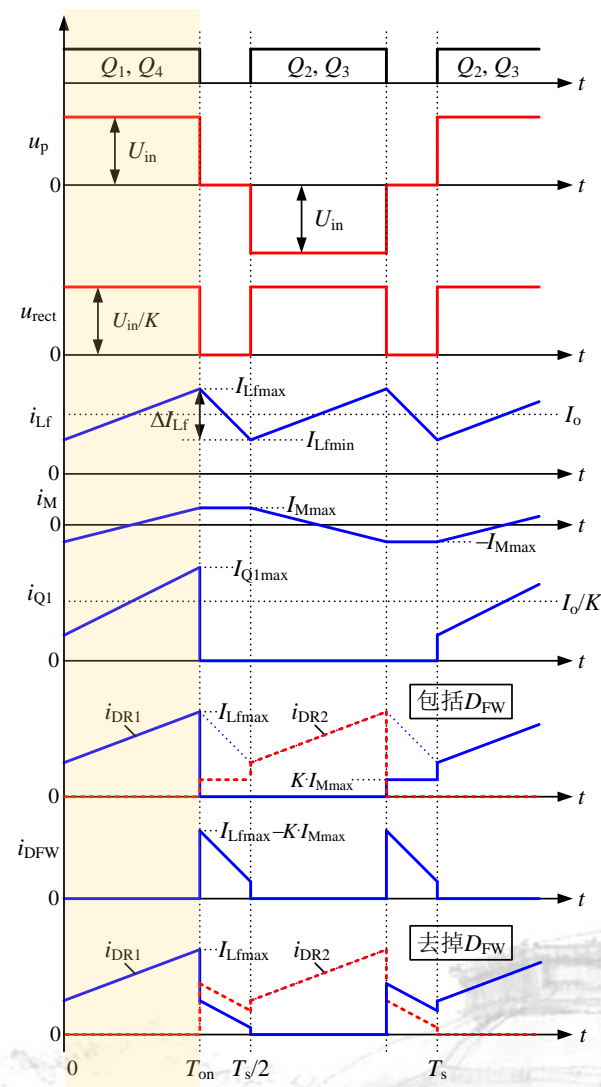
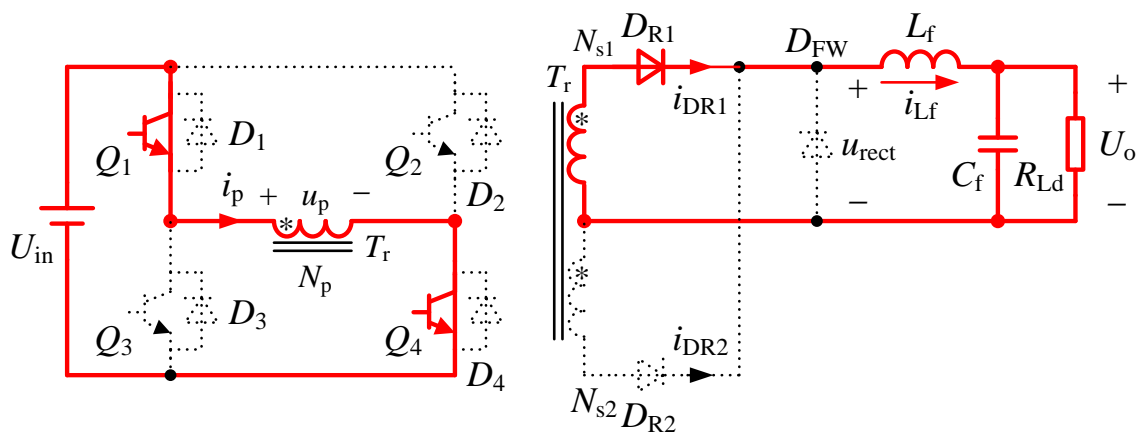
# 全桥变换器的工作原理

## 1. 开关模态1 $[0, T_{on}]$

原边绕组 $N_p$ 的电流 $i_p$ 为折算到原边的副边电流和励磁电流之和，即：

$$i_p = \frac{i_{Lf}}{K} + i_M$$

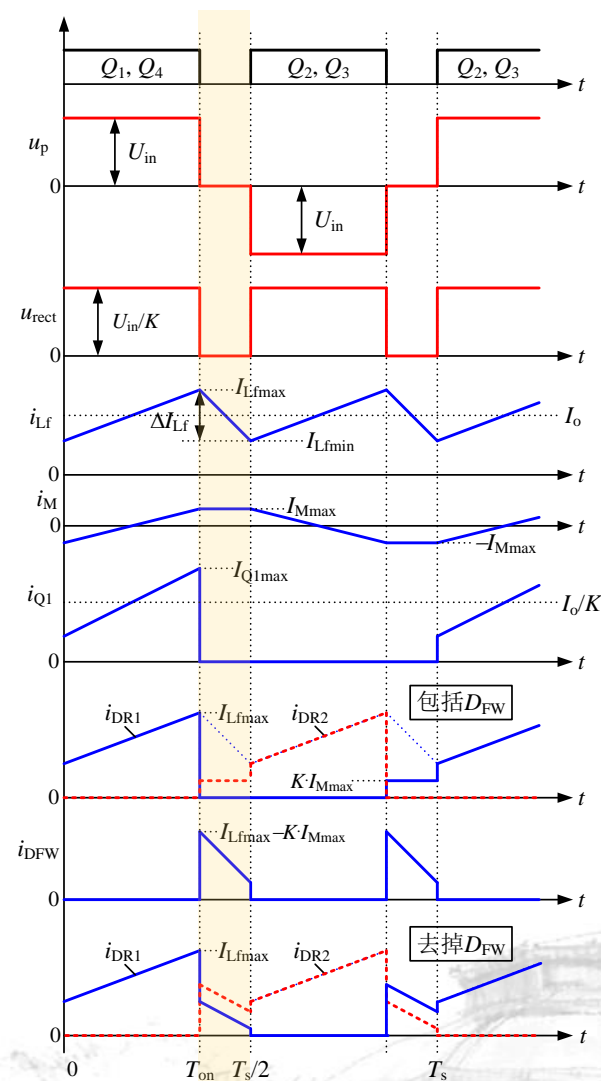
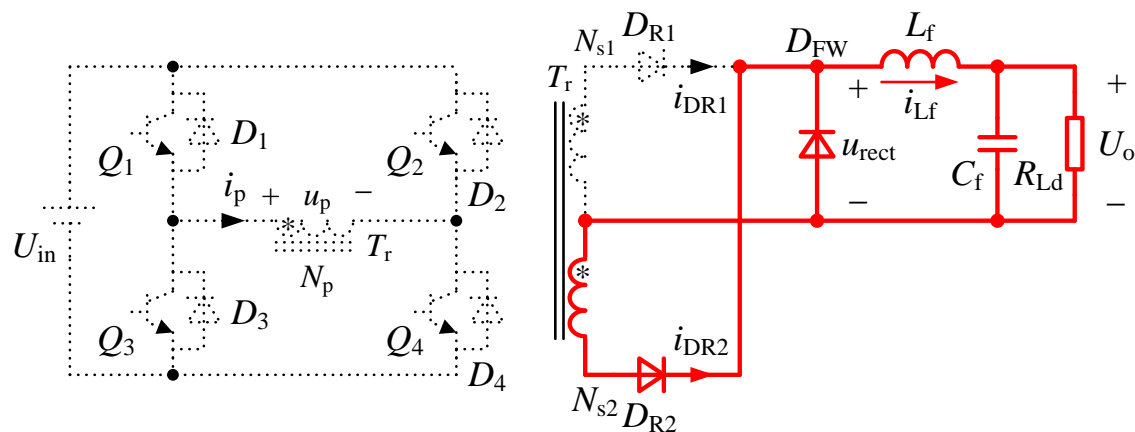
在 $t=T_{on}$ 时，开关模态结束，滤波电感电流 $i_{Lf}$ 达到其最大值 $I_{Lfmax}$ ，而励磁电流 $i_M$ 达到其最大值 $I_{Mmax}$





## 2. 开关模态2 [ $T_{\text{on}}$ , $T_s/2$ ]

在 $t=T_{on}$ 时，开关管 $Q_1$ 和 $Q_4$ 截止，变压器各绕组瞬时出现感应电压，其极性为“\*”端为“负”， $D_{R2}$ 导通， $D_{R1}$ 截止。电流 $i_{Lf}$ 经由 $D_{FW}$ 流通，加在滤波电感上的电压为 $-U_o$ ，滤波电感电流 $i_{Lf}$ 线性下降



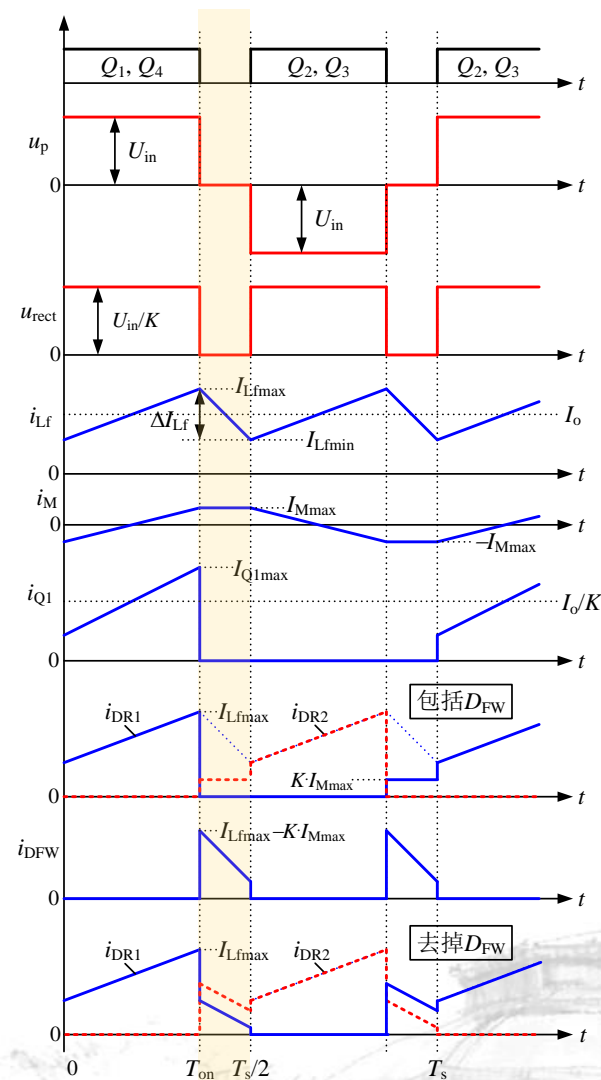
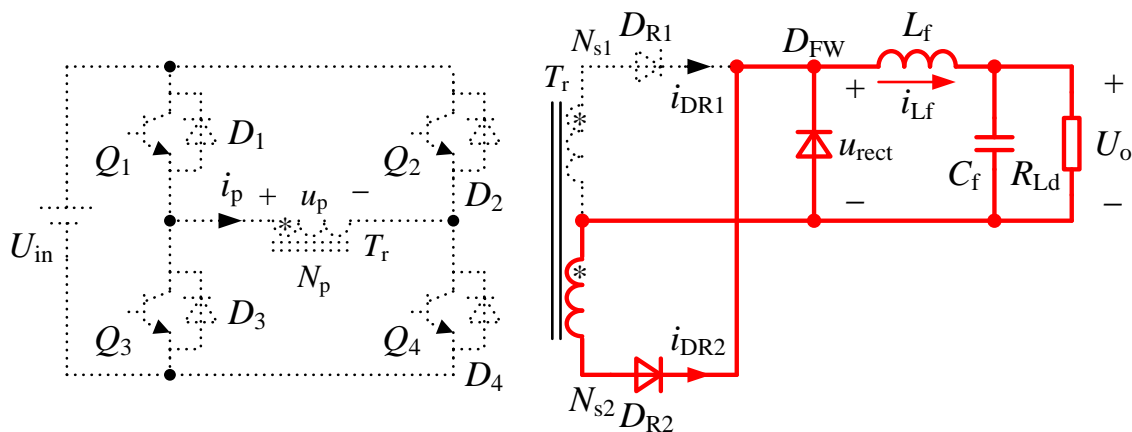
# 全桥变换器的工作原理

## 2. 开关模态2 [ $T_{on}$ , $T_s/2$ ]

在此开关模态中，整流二极管 $D_{R2}$ 的电流 $i_{DR2}$ 等

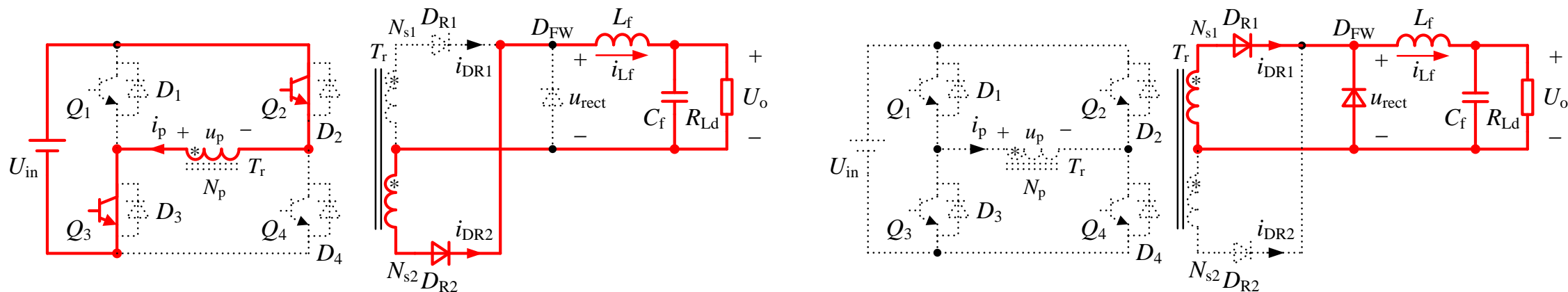
于折算过来的励磁电流，即： $i_{DR2} = K \cdot I_{Mmax}$

续流二极管 $D_{FW}$ 的电流： $i_{DFW} = i_{Lf} - K \cdot I_{Mmax}$



# 全桥变换器的工作原理

## 3. 开关模态3 $[T_s/2, T_s/2+T_{on}]$ 和开关模态4 $[T_s/2+T_{on}, T_s]$



- 在开关模态3中，开关管 $Q_2$ 和 $Q_3$ 导通，工作情况与开关模态1类似
- 在开关模态4中，开关管 $Q_2$ 和 $Q_3$ 截止，工作情况与开关模态2类似



在去掉续流二极管后，开关模态2和4的工作情况有所不同，此时两只整流二极管同时导通





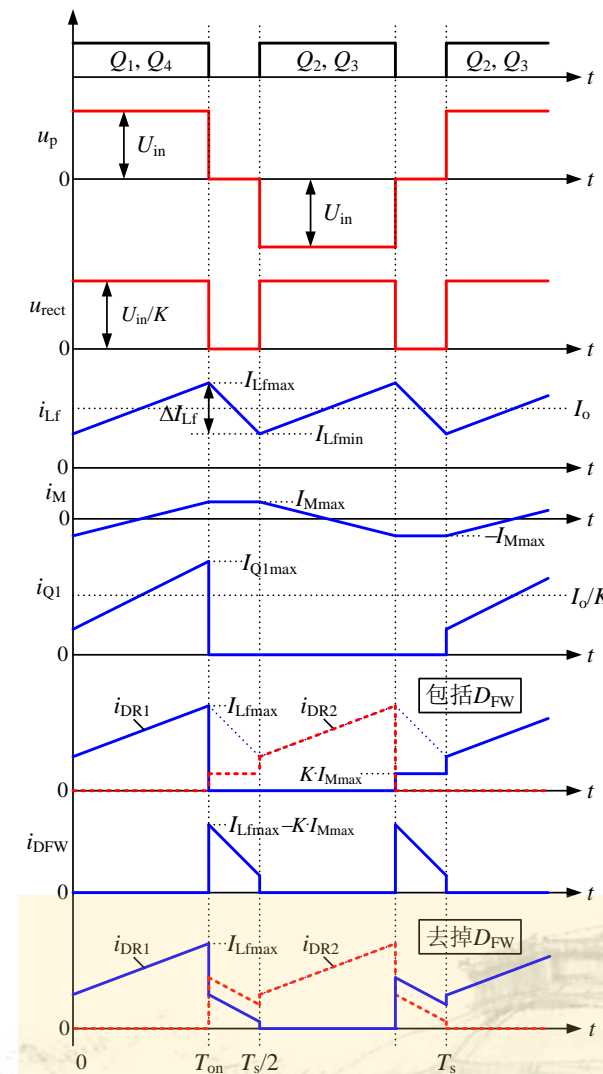
## 4. 去掉续流二极管 $D_{FW}$ 的工作原理

在去掉续流二极管后，两只整流二极管的电流为：

$$\begin{cases} i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - KI_{Mmax}) \\ i_{DR2} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + KI_{Mmax}) \end{cases}$$

两只整流二极管的电流如右图最下面的波形所示

如果忽略励磁电流，那么两只整流二极管均分滤波电感电流，即 $i_{DR1}=i_{DR2}=i_{Lf}/2$





## ★ 5.5 全桥变换器

5.5.1 全桥变换器电路拓扑的推演

5.5.2 全桥变换器的工作原理

5.5.3 全桥变换器的基本关系

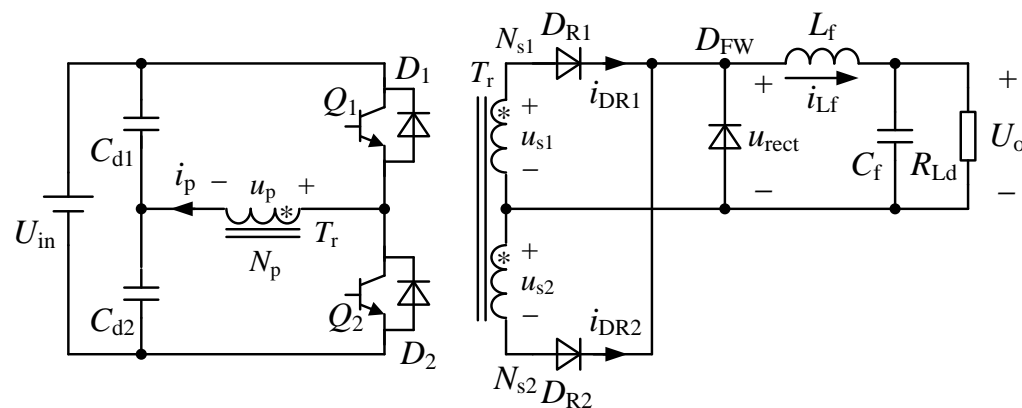


## 1. 输出电压与输入电压的关系式

全桥变换器实际上也是一个隔离型的Buck变换器，其输出电压与输入电压之间的关系为：

$$U_o = D_y U_{in} / K$$

注：与推挽变换器一样，这里的 $D_y$ 指的是副边整流电压 $u_{rect}$ 的占空比，它是开关管占空比的2倍，最大可达1



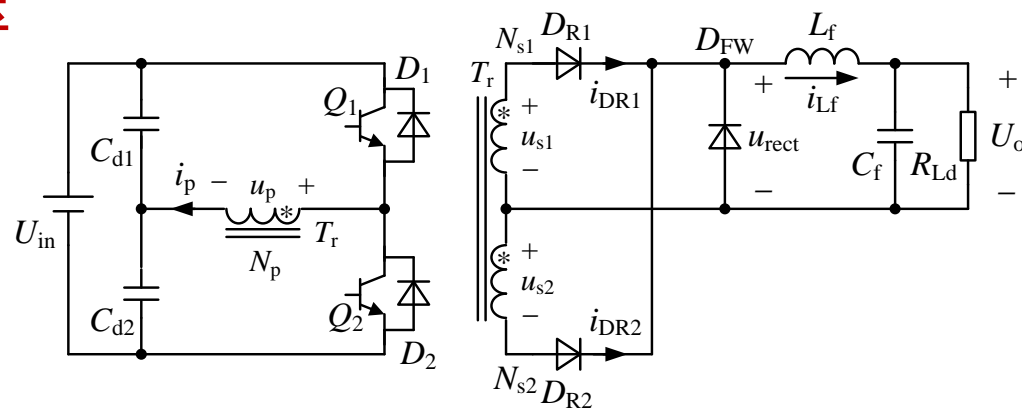
## 2. 变压器原副边匝比

一般来说，输入电压都有一定的变化范围，因此变压器原副边匝比的选择应保证在**输入电压最低**时能够得到所需要的输出电压

根据  $U_o = D_y U_{in} / K$

可以得到：  $K = D_{y\max} U_{in\min} / U_o$

式中， $U_{in\min}$  为最低输入电压， $D_{y\max}$  为最大占空比，一般可选为0.9



## 3. 开关管承受的电压应力和流过的电流

在各工作模态中：当任一只开关管导通时，同一桥臂的另一只开关管承受的电压为 $U_{in}$ 。

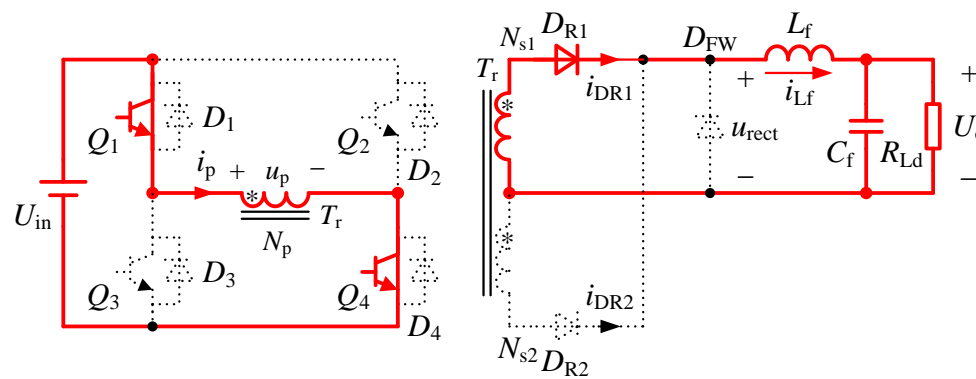
因此，四只开关管的电压应力为：

$$U_{Qj} = U_{in} \quad (j = 1, 2, 3, 4)$$

在开关模态1时，开关管 $Q_1$ 和 $Q_4$ 导通，其电流等于折算到原边的滤波电感电流与励磁电流之和。忽略励磁电流，则开关管电流的最大值和平均值分别为：

$$I_{Qjmax} = I_{L_{fmax}} / K \quad (j = 1, 2, 3, 4) \quad I_{Qj} = \frac{I_o}{K} \frac{D_y}{2} \quad (j = 1, 2, 3, 4)$$

式中， $I_o$ 为输出电流



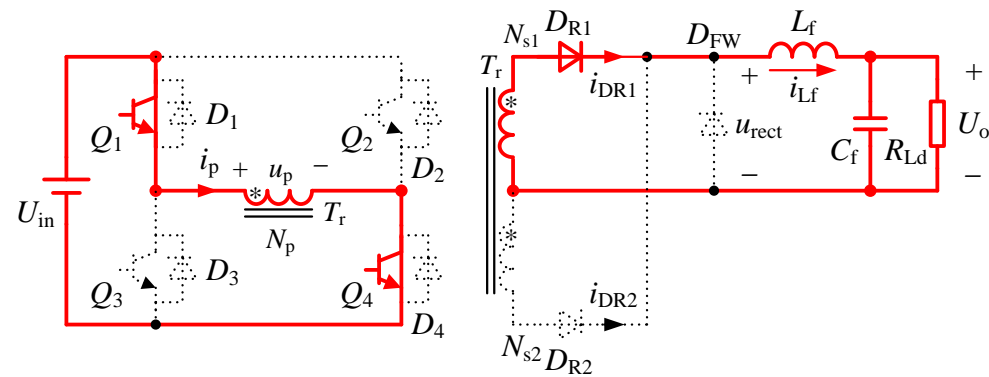


## 4. 整流二极管和续流二极管承受的电压应力和流过的电流

当开关管 $Q_1$ 导通时，两个副边绕组上的感应电压均为 $U_{in}/K$ ，其电压之和加在整流二极管 $D_{R2}$ 上，因此整流二极管的电压应力为：

$$U_{DR1} = U_{DR2} = 2U_{in}/K$$

同时，加在续流二极管 $D_{FW}$ 上的电压为 $U_{in}/K$ ，那么续流二极管的电压应力为： $U_{DFW} = U_{in}/K$



# 全桥变换器的基本关系

## 4. 整流二极管和续流二极管承受的电压应力和流过的电流

整流二极管的电流最大值为滤波电感电流，即有：

$$I_{DR1max} = I_{DR2max} = I_{Lfmax}$$

如果忽略励磁电流，那么整流二极管的电流平均值为：

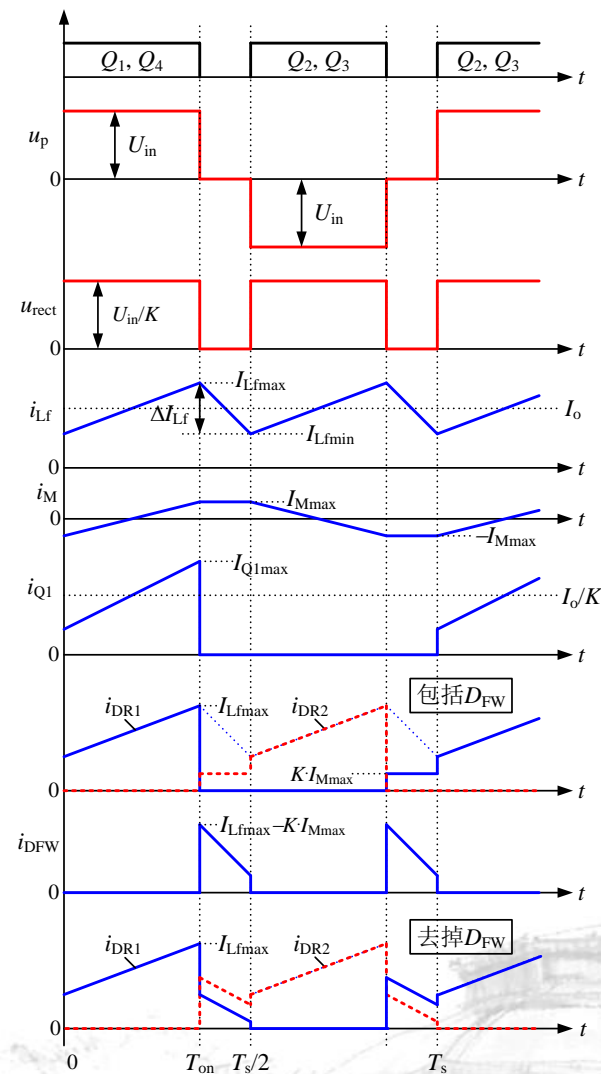
$$I_{DR1} = I_{DR2} = I_o D_y / 2$$

续流二极管电流的最大值和平均值分别为：

$$I_{DFWmax} = I_{Lfmax} \quad I_{DFW} = I_o (1 - D_y)$$

去掉续流二极管时，两只整流二极管的平均电流

均为输出电流的一半，即：  $I_{DR1} = I_{DR2} = I_o / 2$



## 5. 滤波电感量和滤波电容量

由于全桥变换器本质上也是一个隔离型的Buck变换器，其滤波电感量和滤波电容量的计算与Buck变换器的类似

注：在全桥变换器中，整流后电压 $u_{\text{rect}}$ 的幅值为 $U_{\text{in}}/K$ ，脉动频率为开关频率的两倍

