

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

电力电子技术 · Power Electronics

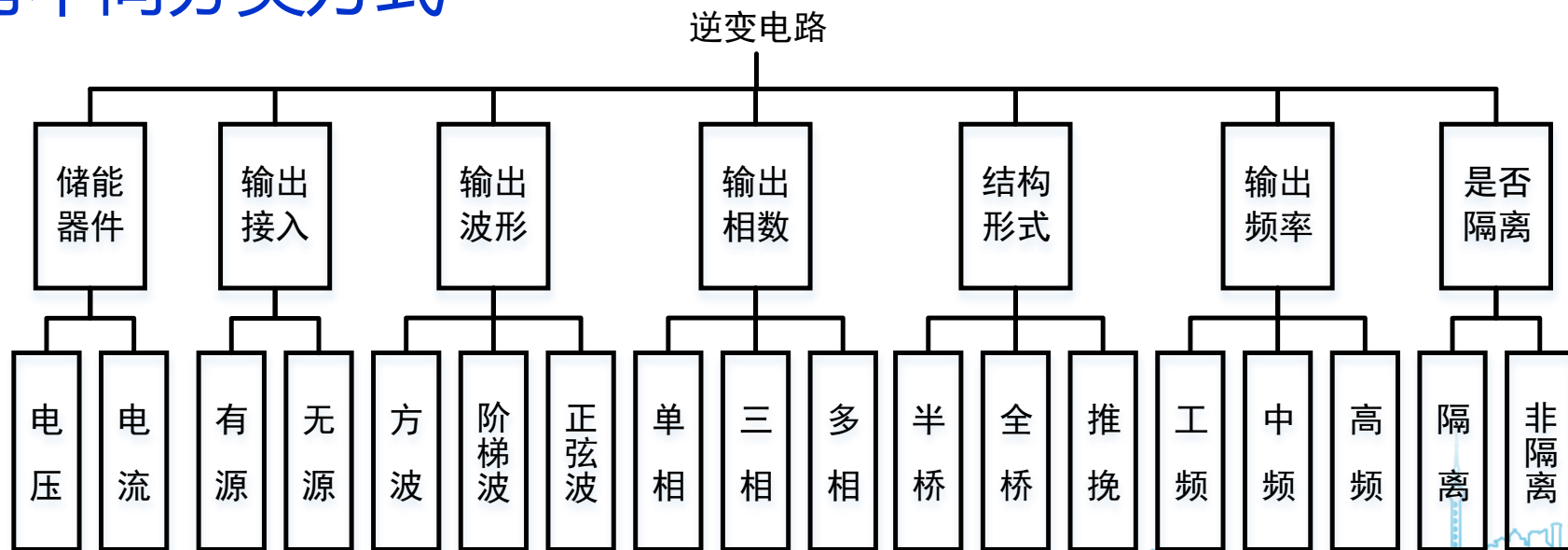
# 第6章 DC-AC逆变器

2023/12/5



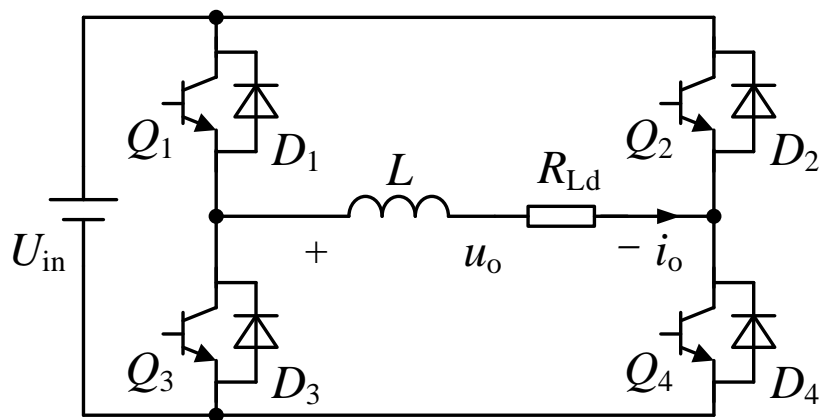
# || 逆变器定义与分类

- 逆变器：直流到交流的电能变换
- 在交流电机调速、感应加热、不间断电源、可再生发电等方面应用十分广泛
- 逆变器有不同分类方式

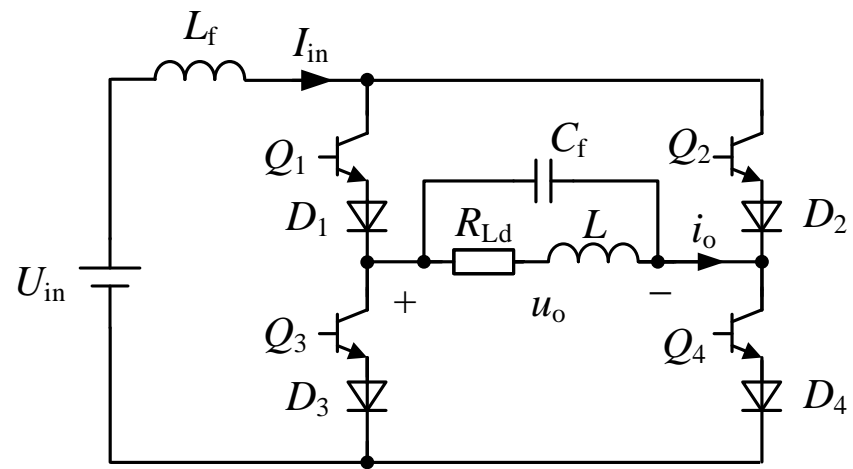


# 逆变器定义与分类

- 逆变器可以分为电压型和电流型两种
- 直流侧为电压源输入时，为电压型逆变器
- 直流侧为电流源输入时，为电流型逆变器



电压型单相桥式逆变器



电流型单相桥式逆变器



## **6.1 电压型逆变器工作原理**

## **6.2 电压型逆变器的脉宽调制技术**

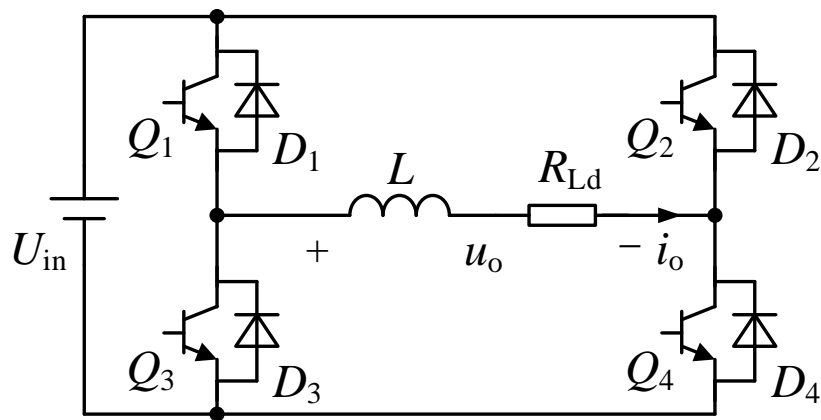
## **6.3 电流型逆变器**



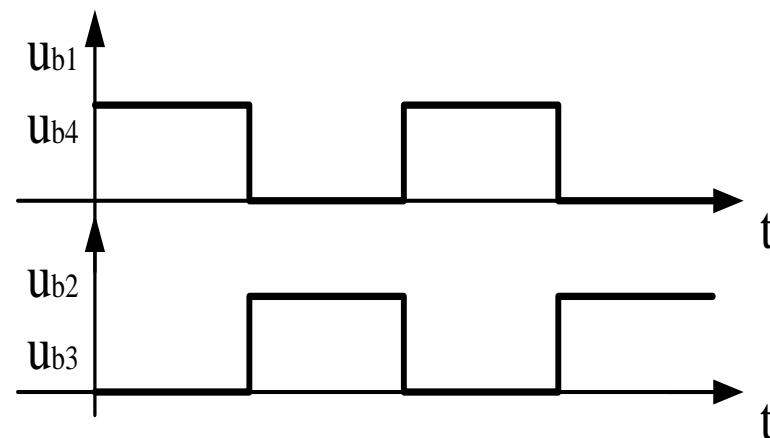
# 单相全桥功率电路

## 电路结构：

- $Q_1(D_1)$ 与 $Q_3(D_3)$ 构成一个桥臂， $Q_2(D_2)$ 与 $Q_4(D_4)$ 构成一个桥臂
- 开关管以 $180^\circ$ 的方波控制方式为例
- $Q_1$ 和 $Q_4$ 同时开关， $Q_2$ 和 $Q_3$ 同时开关，交替各导通



电压型单相全桥逆变器

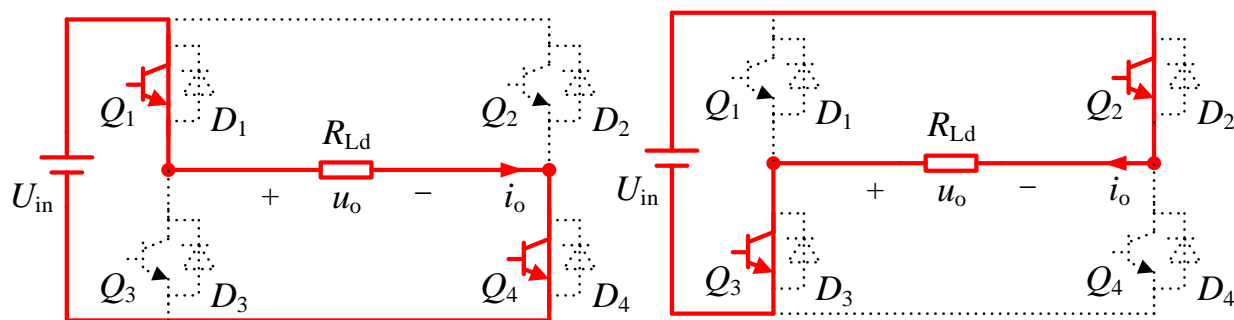


电压型单相全桥逆变器输出电压波形

# 单相全桥功率电路（阻性负载）

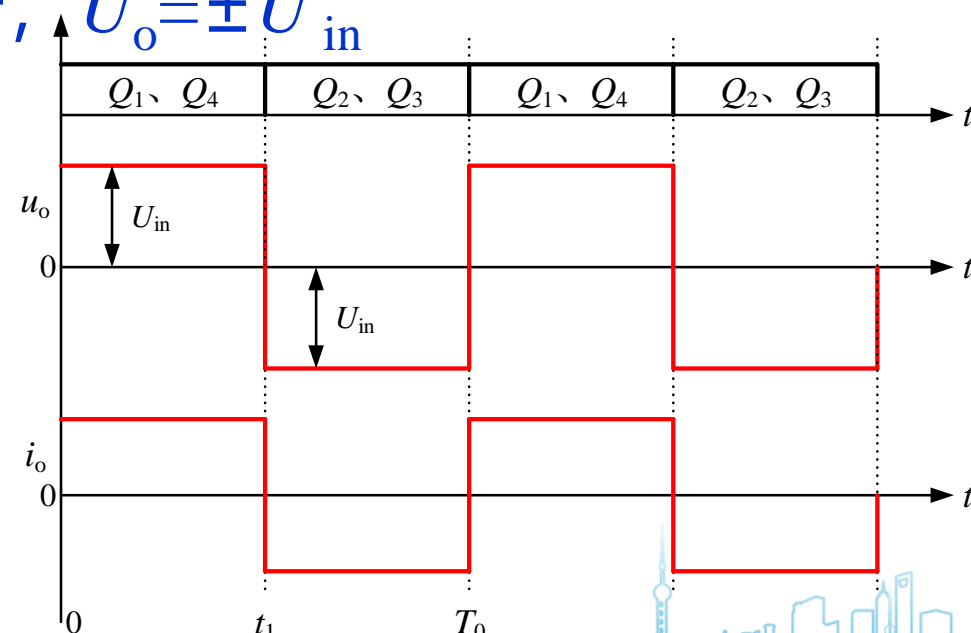
## 阻性负载：

- $Q_1/Q_4$ 导通时，输出为正极性；
- $Q_2/Q_3$ 导通时，输出为负极性；
- 类似半桥电压波形，幅值增加一倍， $U_o = \pm U_{in}$



(a) 开关模式1 $[0, t_1]$

(b) 开关模式1 $[t_1, T_0]$

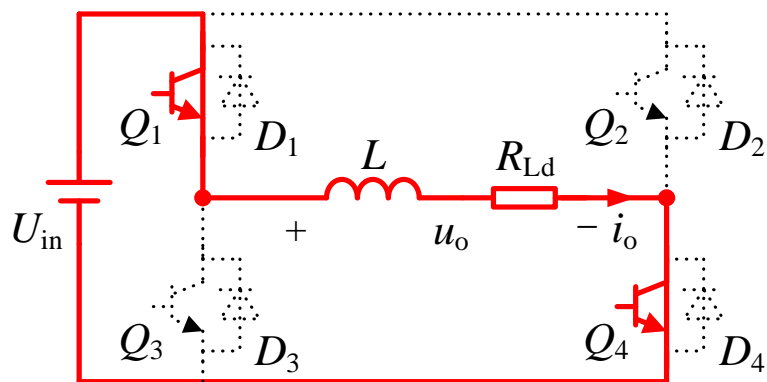


电压型单相全桥逆变器输出电压与输出电流波形（纯阻性负载）

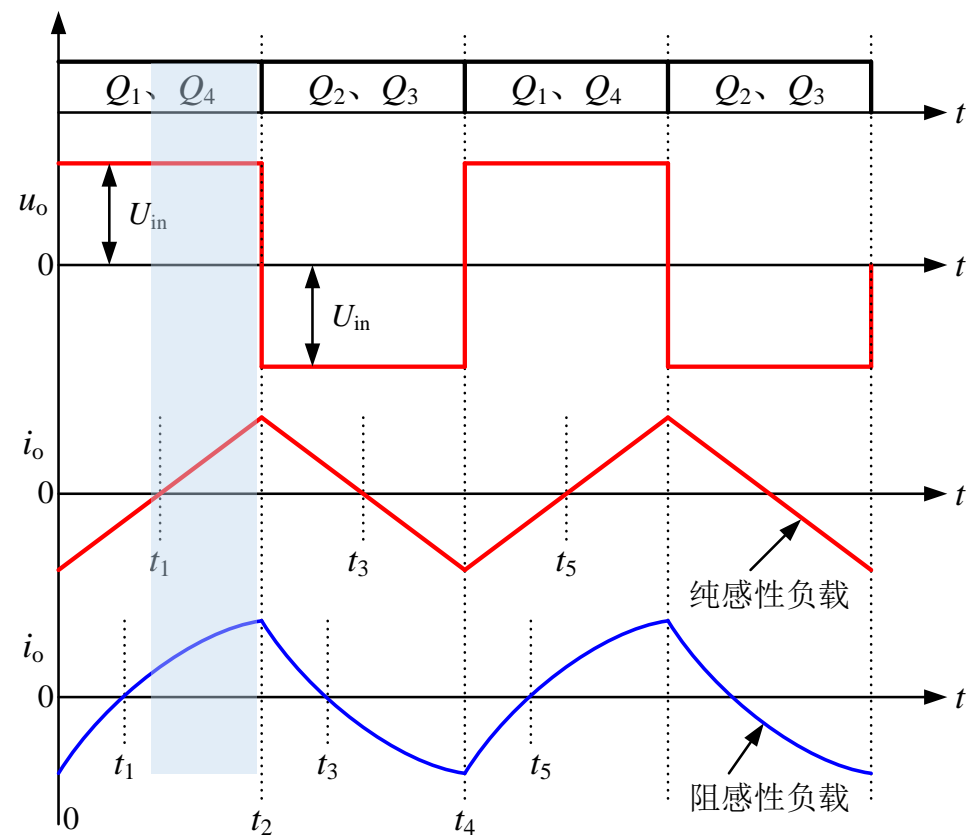
# 桥式功率电路—电感性负载模态1

当 $Q_1 Q_4$ 导通时:

- 负载电压为 $+U_{in}$
- 负载电流线性增加
- 输入向负载传递能量



开关模态1 [ $t_1, t_2$ ]

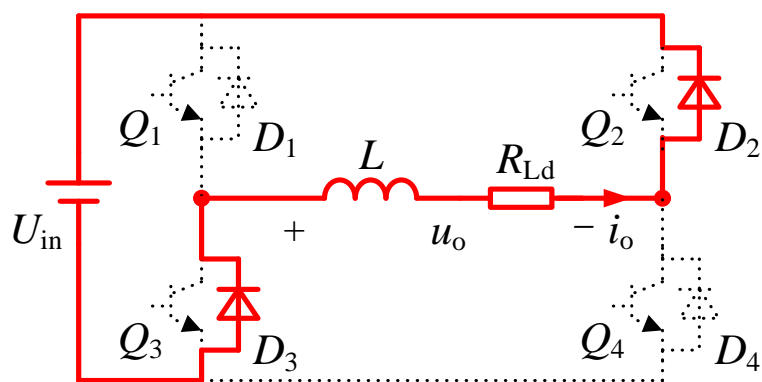


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

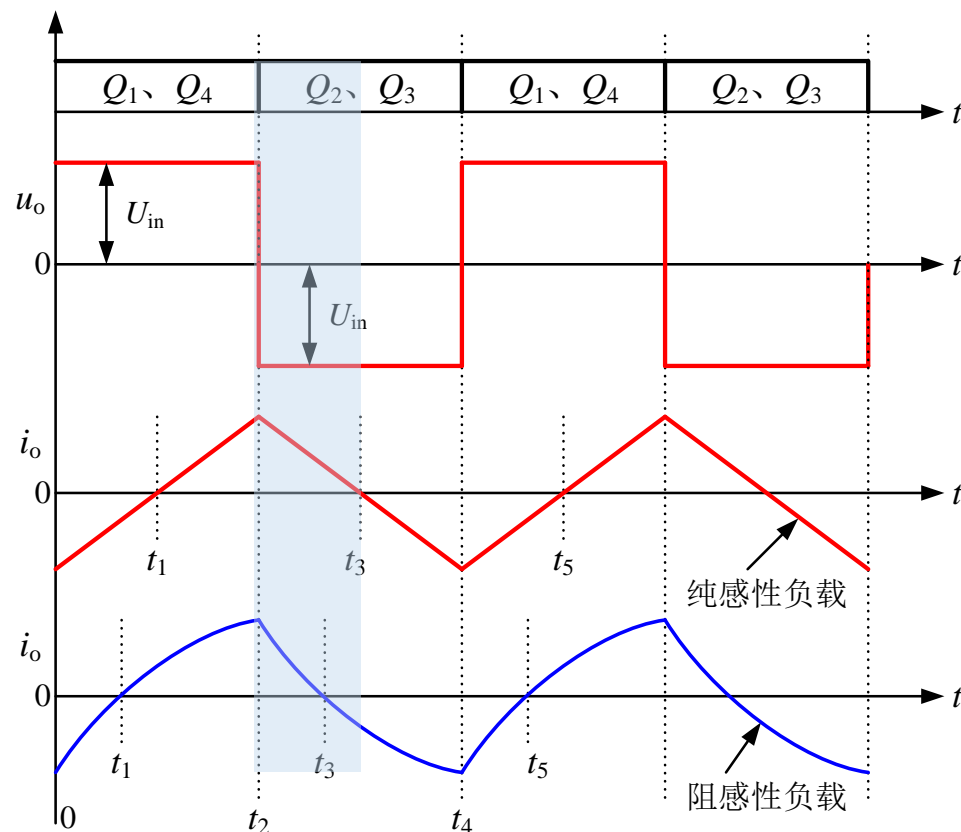
## 桥式功率电路—电感性负载模态2

当 $Q_1 Q_4$ 关断时:

- 由于电感维持原电流方向,  $D_2 D_3$ 续流
- 负载电压为 $-U_{in}$
- 负载电流线性下降
- 输入向负载回馈能量



开关模态2 [ $t_2, t_3$ ]



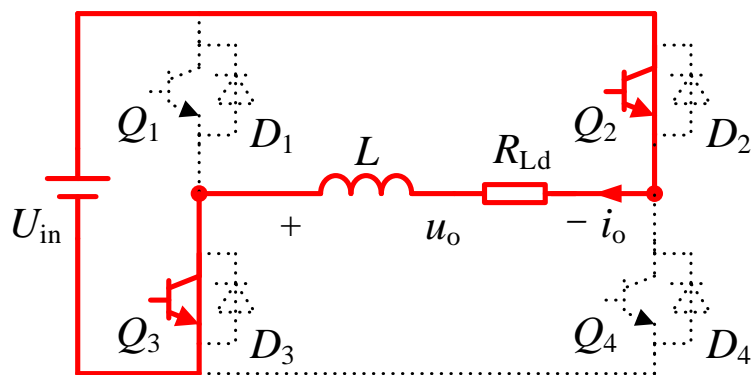
单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形



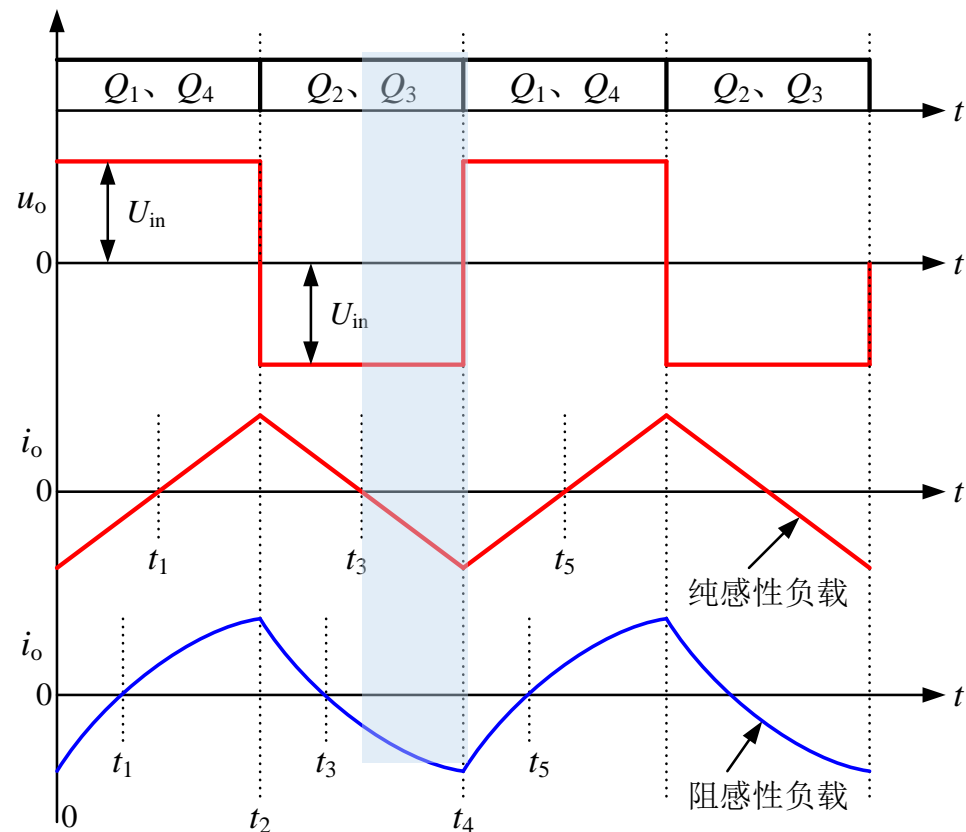
## 桥式功率电路—电感性负载模式3

当电流下降到零后时:

- 由于 $Q_2$   $Q_3$ 有触发信号,  $Q_2Q_3$ 导通
- 负载电压为 $-U_{in}$
- 负载电流线性反向增加
- 输入向负载传递能量



开关模式3 [ $t_3, t_4$ ]

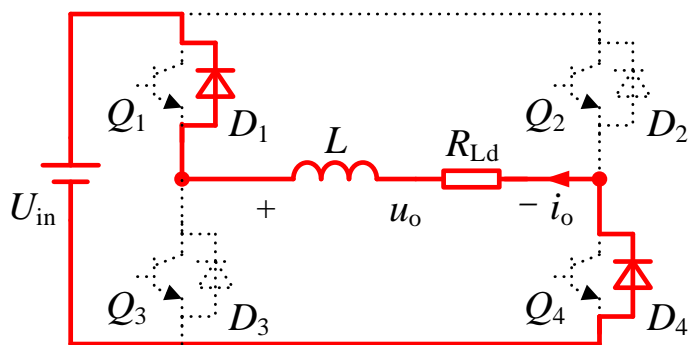


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

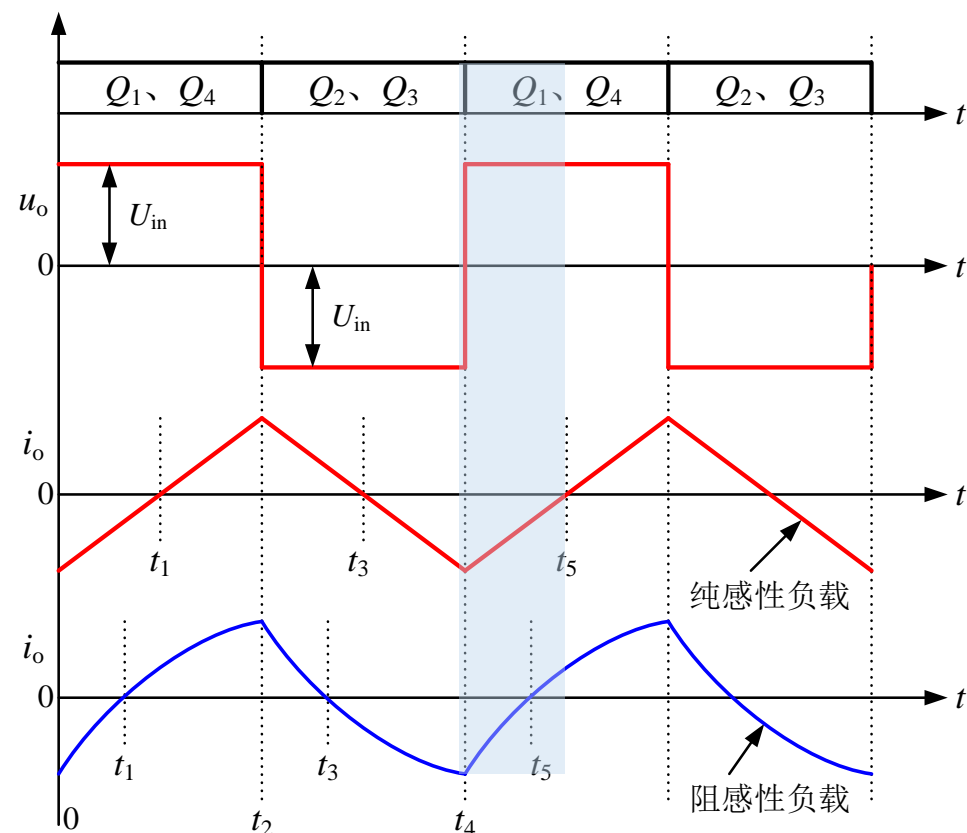
## 桥式功率电路—电感性负载模式4

当 $Q_2$   $Q_3$ 关断时:

- 由于电感维持原电流方向,  $D_1$   $D_4$ 续流
- 负载电压为 $+U_{in}$
- 负载电流线性上升
- 负载向输入回馈能量



开关模式4 [ $t_4, t_5$ ]



单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

# 逆变器工作状态

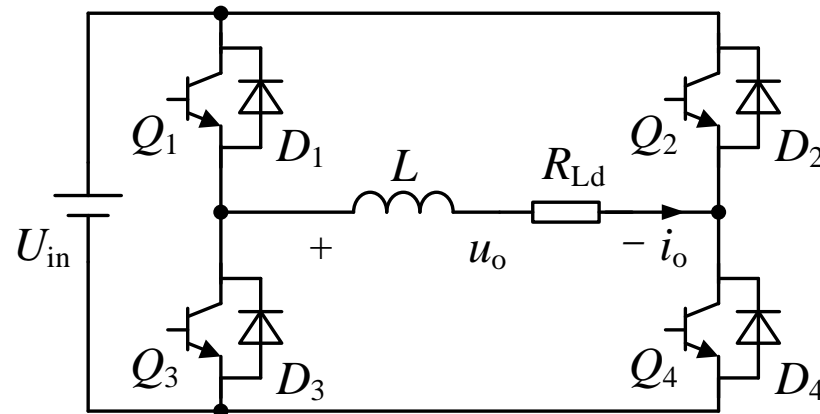
■ 功率管导通时为功率传递过程；

**续流二极管（作用）：**

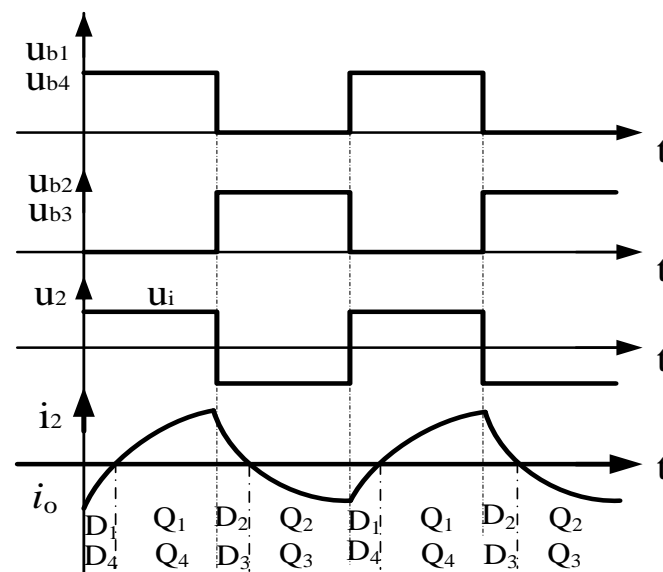
导通时为能量回馈提供通道

■ 功率器件电压为输入电压

■ 输出电压幅值即为输入电压，是半桥电路两倍



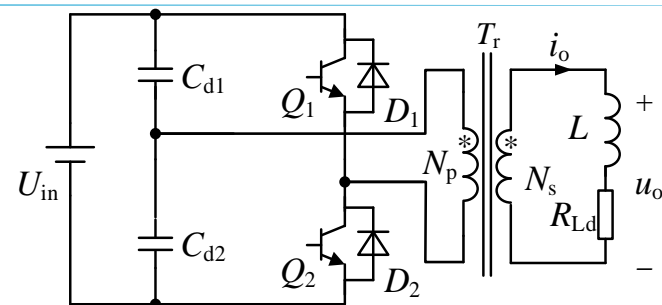
单相全桥逆变器



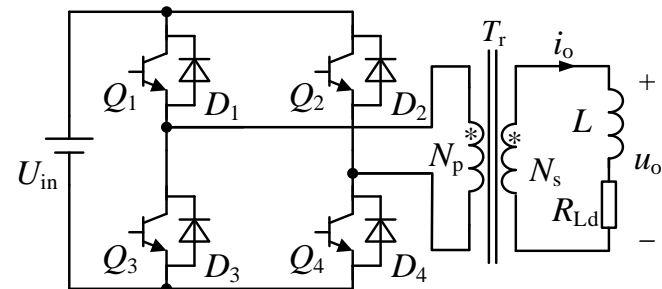
电压电流波形

# 隔离型逆变器

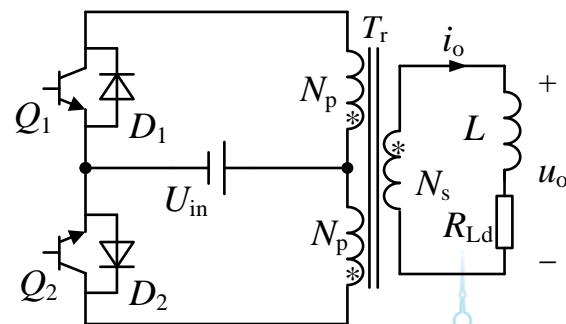
- 如果要求输入输出电气隔离，需要在逆变器的输出端加入隔离变压器
- 典型包括半桥、全桥、推挽
- 推挽逆变器的输出电压幅值与全桥逆变器相等，是半桥逆变器的2倍
- 推挽逆变器所用功率器件数量减小一半，但功率管应力是桥式电路的2倍，主要用于低压输入小功率应用场合



单相半桥逆变器



单相全桥逆变器



单相推挽逆变器

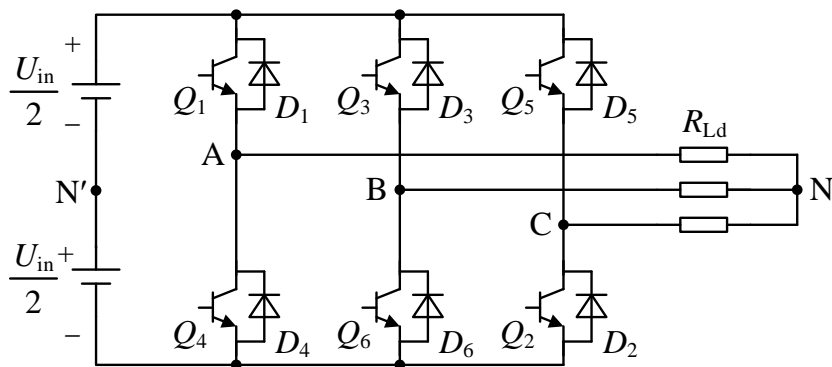
# 电压型三相逆变器

- 同一桥臂两只开关管均为 $180^\circ$ 互补导通
- 各相依次导通，导电角度相差 $120^\circ$ ，驱动信号间隔为 $60^\circ$

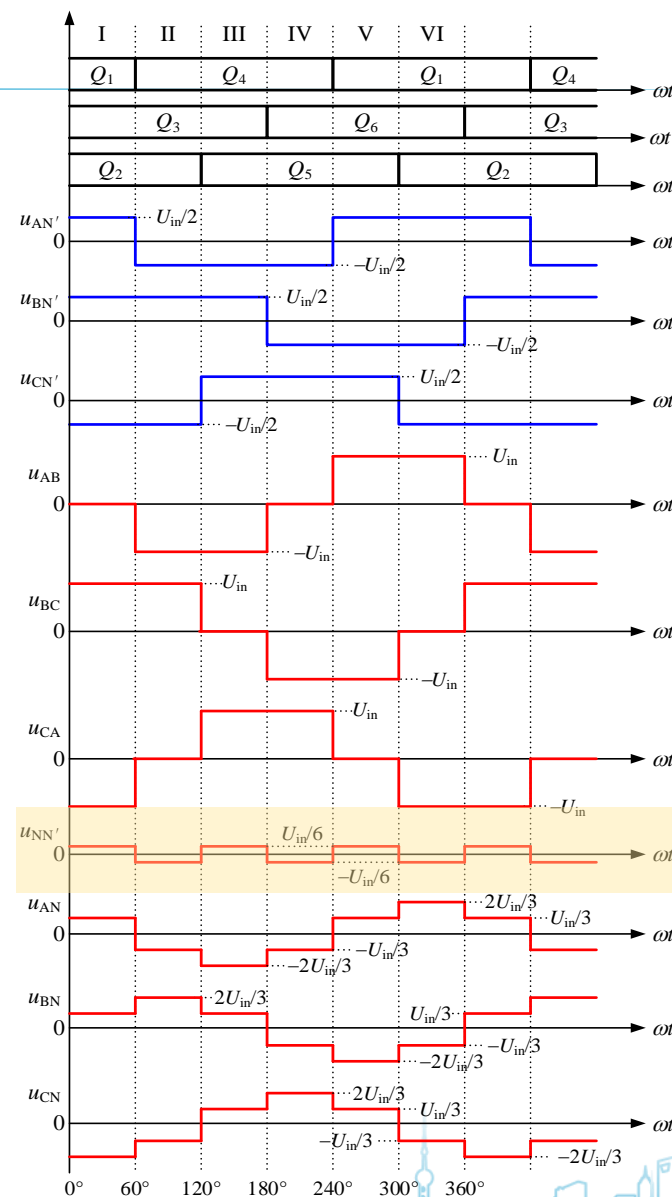
$$\begin{cases} u_{AB} = u_{AN'} - u_{BN'} \\ u_{BC} = u_{BN'} - u_{CN'} \\ u_{CA} = u_{CN'} - u_{AN'} \end{cases}$$

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{AN'} - u_{NN'} \\ u_{BN} = u_{BN'} - u_{NN'} \\ u_{CN} = u_{CN'} - u_{NN'} \end{cases}$$

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{AN'} + u_{BN'} + u_{CN'})$$



电压型三相桥式逆变器



电压型三相桥式逆变器工作波形



## 6.1 电压型逆变器工作原理

## 6.2 电压型逆变器的脉宽调制技术

## 6.3 电流型逆变器



# || 逆变器输出波形的PWM调制

## 应用：

- 逆变电源：要求输出正弦波，输出电压不随输入电压和负载变化
- 交流调速：保持  $U/f$  比值为常数

## 方法：

- 调制法
- 算法



# || PWM定义

- PWM (Pulse Width Modulation)
- 脉冲宽度调制技术，通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要波形（含形状和幅值）





# PWM调制的基本原理

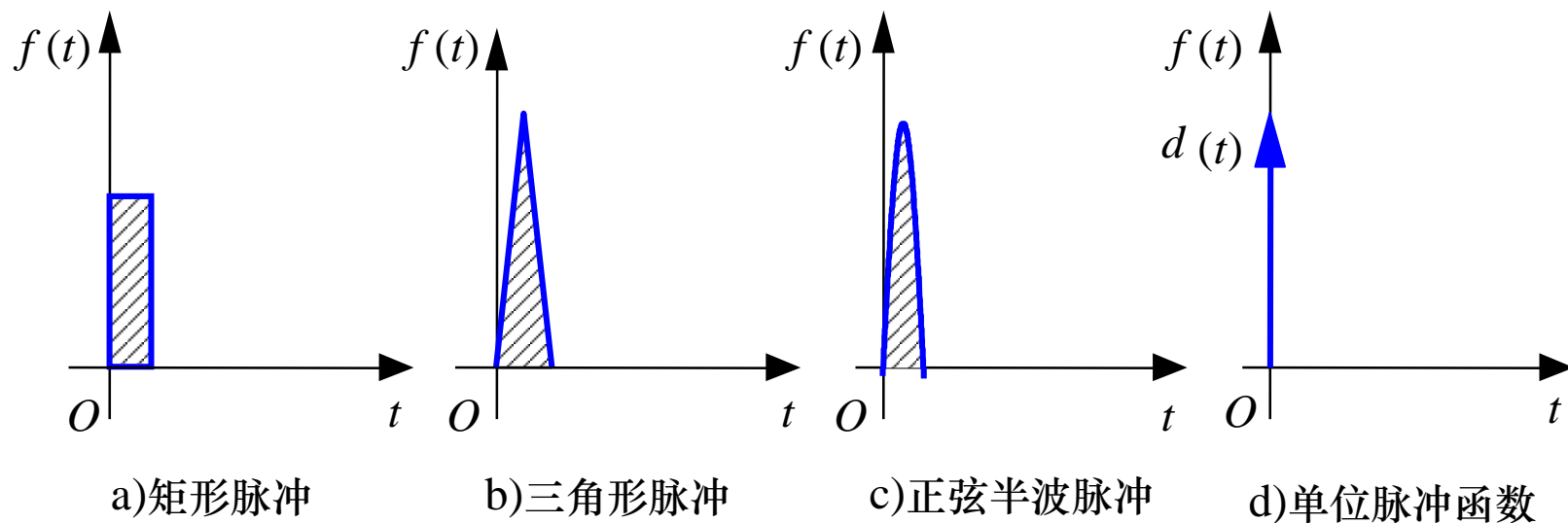
## 采样控制理论基础：

- 冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同
- 冲量指窄脉冲的面积
- 效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同
- 将输出波形进行付氏分解，低频段非常接近，仅在高频段略有差异
- 典型惯性环节就是电感负载



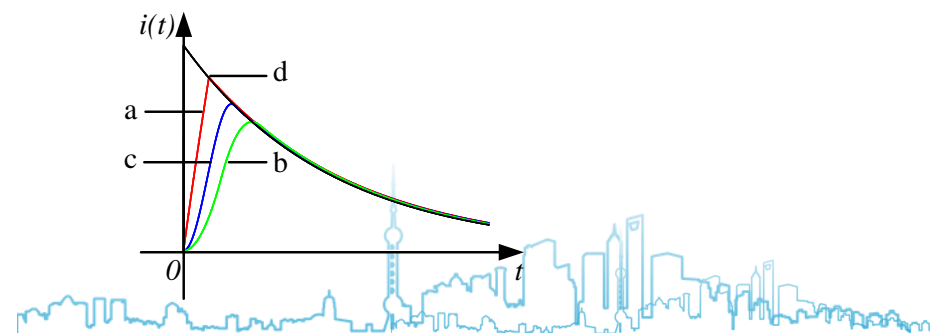
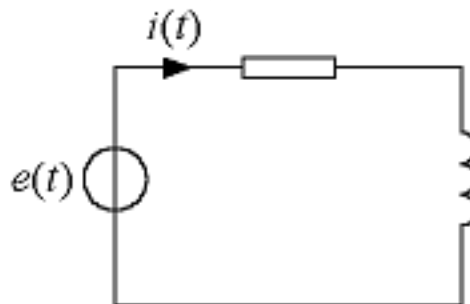
# PWM调制的基本原理

## 1. 几种冲量相等的窄脉冲类型



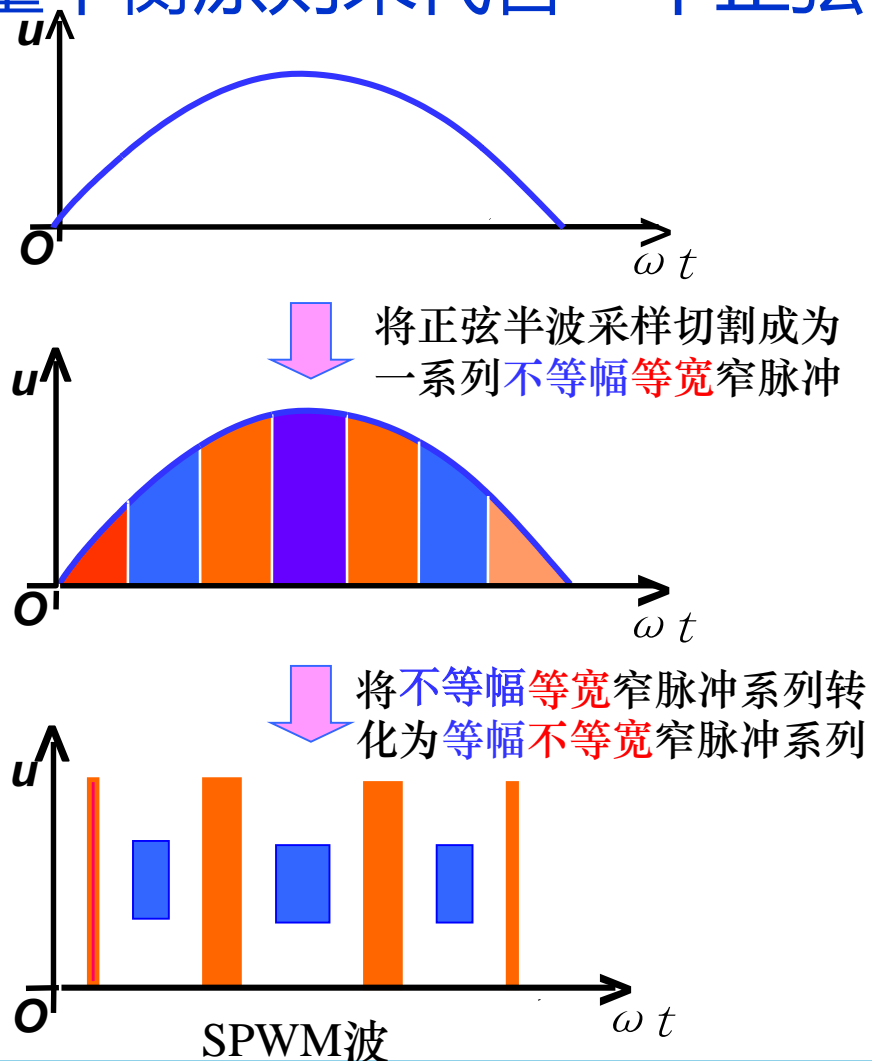
形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

## 2. 典型的惯性环节



# SPWM调制的基本原理

## ■ 用冲量平衡原则来代替一个正弦半波



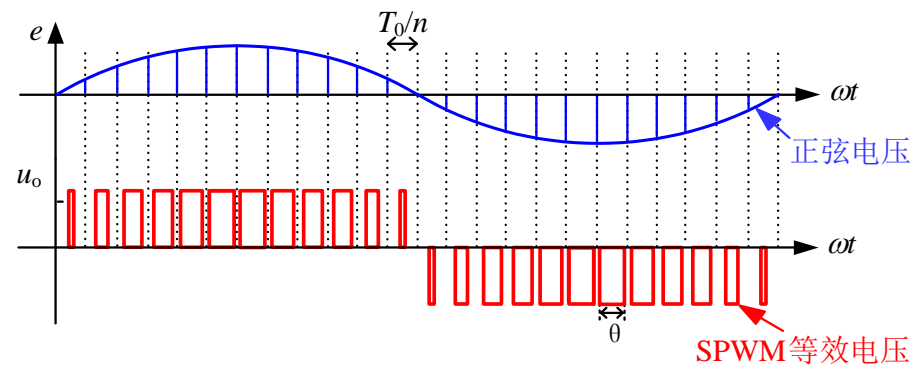
- 用一系列**等幅不等宽**的脉冲来等效取代正弦波
- 这些**等幅不等宽**脉冲与对应的同一采样周期内对应的正弦波**面积相等**
- 这些**等幅不等宽**脉冲的**宽度按正弦规律变化**。若要改变等效输出正弦波幅值，按同一比例改变各脉冲宽度即可。

因而称为**正弦脉宽调制 (SPWM)**。

**基于面积等效原理**

# 正弦脉宽调制

- 用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波
  - 矩形脉冲：等幅，不等宽，中点重合，面积（冲量）相等
  - 宽度按正弦规律变化
- SPWM波形——脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的PWM波形
- 要改变等效输出正弦波幅值，按同一比例改变各脉冲宽度即可



SPWM调制信号等效生成



## 6.2 逆变器脉宽调制技术

### 6.2.1 单脉宽调制技术

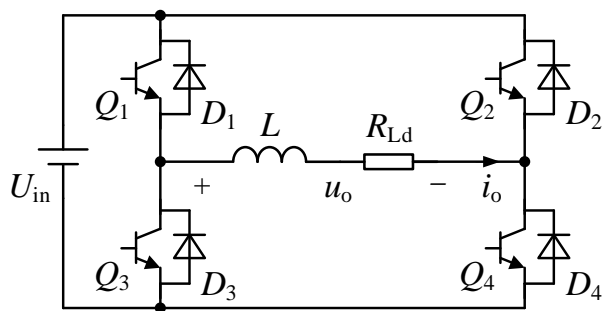
### 6.2.2 载波调制SPWM

### 6.2.3 直接计算SPWM

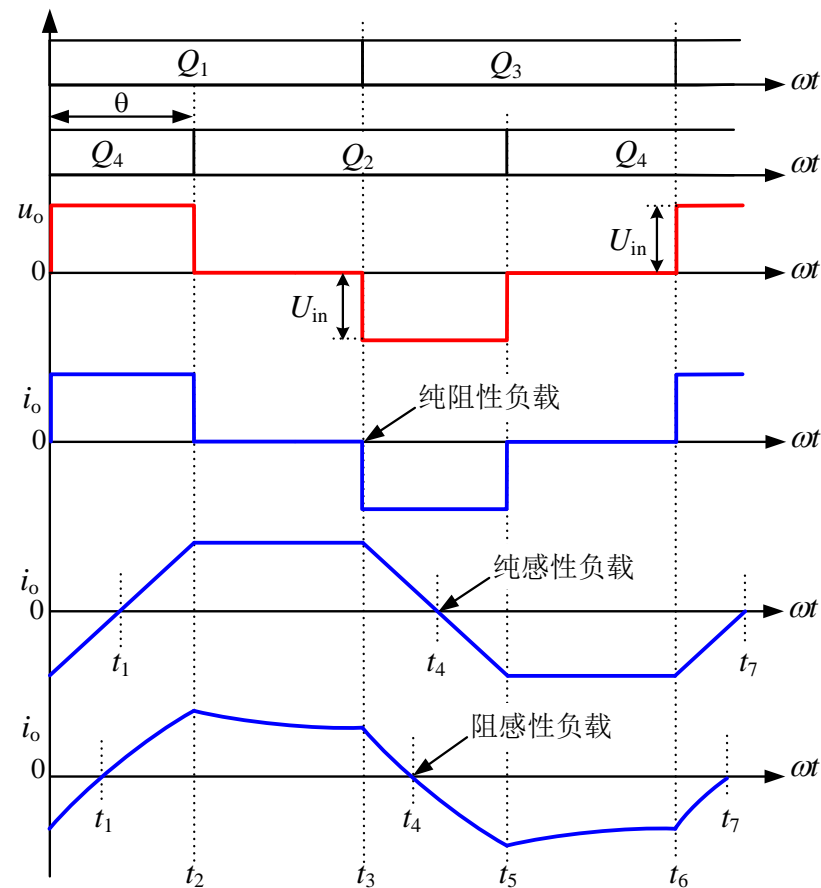


# 单脉宽调制

- 采用移相方式调节输出电压，称为移相调压
- 各控制脉宽为 $180^\circ$
- $Q_1(Q_2)$ 、 $Q_3(Q_4)$ 互补
- $Q_2$ 驱动比 $Q_1$ 滞后 $\theta$ 角度
- 输出电压脉宽为 $\theta$ ，实现输出电压调节



(a)功率电路

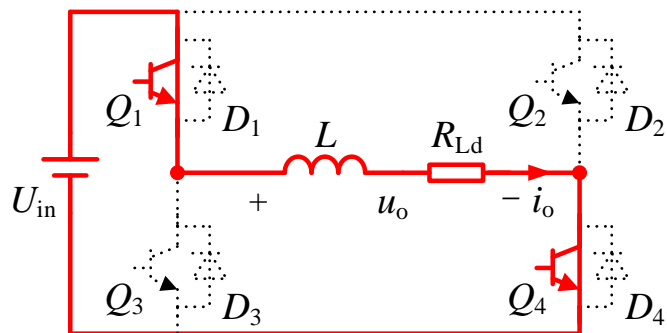


(b)输出电压与电流波形

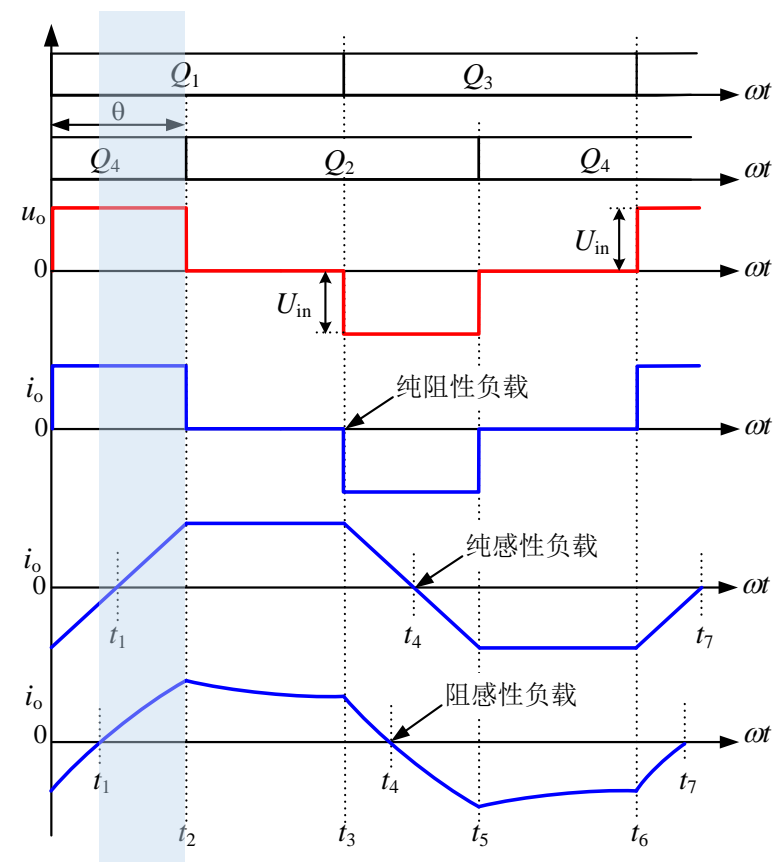
采用单脉冲宽度调制的电压型单相全桥逆变电路与工作波形

# 单脉宽调制-模态分析

- 在 $[t_1, t_2]$ 时段:
- $Q_1$   $Q_4$ 导通
- 输出电压 $U_o$ 和负载  $i_o$ 均为正
- $i_o$ 正向增加
- 直流电源向负载提供能量



(a)开关模式1  $[t_1, t_2]$ 等效电路

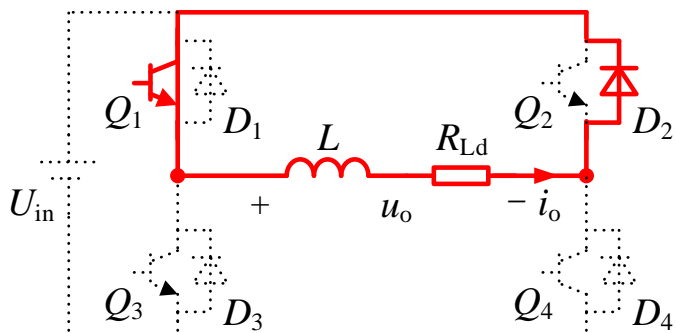


(b)输出电压与电流波形

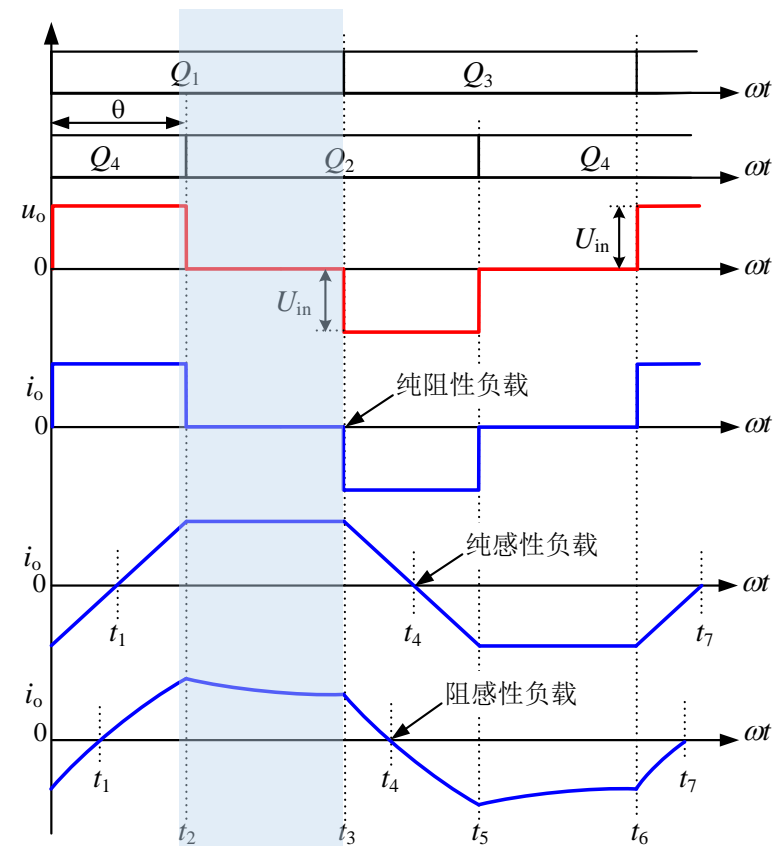
单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形

# 单脉宽调制-模态分析

- 在 $[t_2, t_3]$ 时段:
- $t_2$ 时刻, 关断 $Q_4$ , 开通 $Q_2$
- 感性负载电流方向不变,  $D_2$ 续流, 输出电压为零
- 电感储能为负载提供能量



(a)开关模态2  $[t_2, t_3]$ 等效电路



(b)输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形



# 单脉宽调制-模态分析

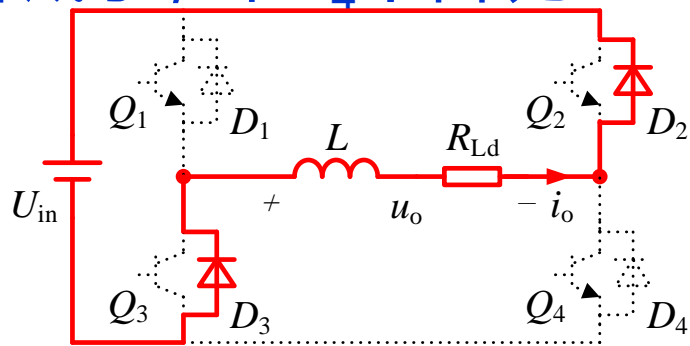
## ■ 在 $[t_3, t_4]$ 时段:

■  $t_3$ 时刻关断 $Q_1$ , 开通 $Q_3$

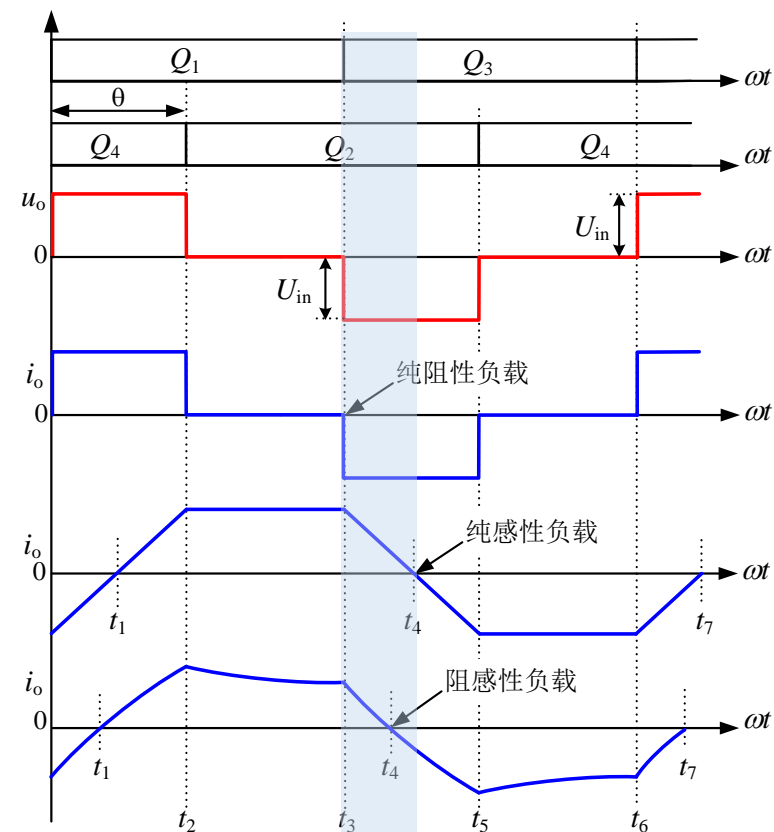
■  $i_o$ 经 $D_2$ 和 $D_3$ 流入直流电源,  $U_o = -U_{in}$

■ 电感储存能量向电源回馈

■  $i_o$ 逐渐减小, 在 $t_4$ 下降为0



(a) 开关模态3  $[t_3, t_4]$  等效电路

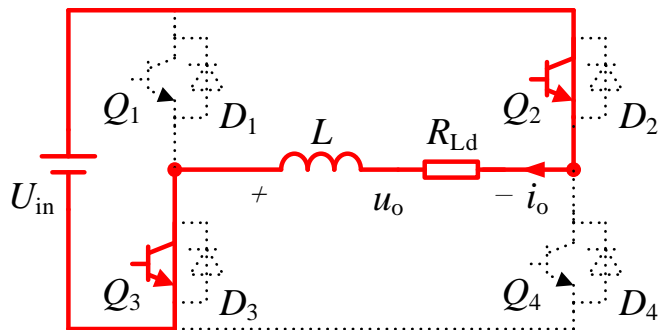


(b) 输出电压与电流波形

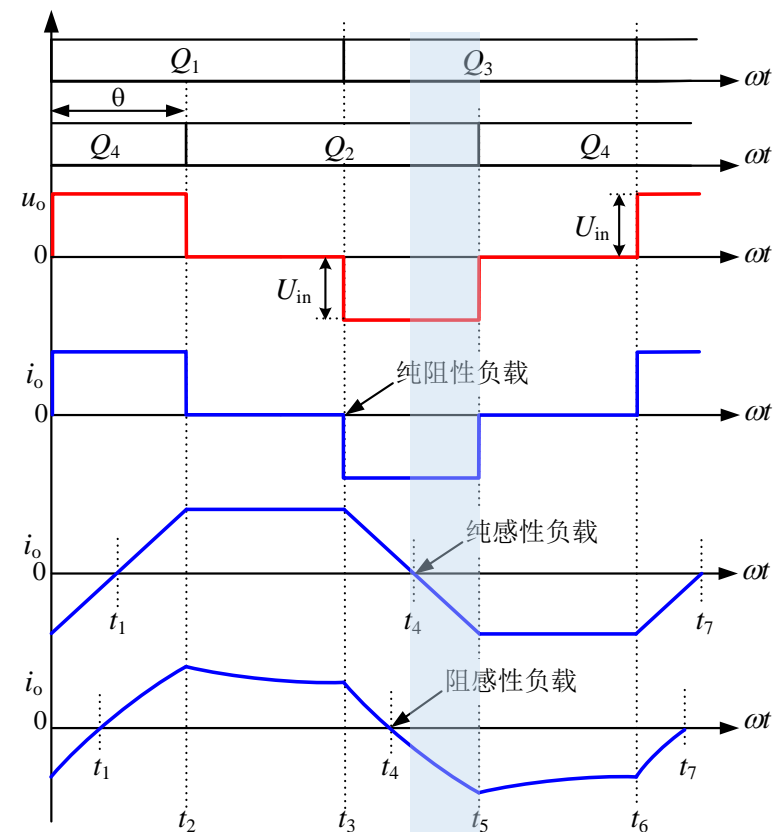
单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形

# 单脉宽调制-模态分析

- 在 $[t_4, t_5]$ 时段:
- $Q_2$ 和 $Q_3$ 进入导通状态
- $U_o = -U_i$
- $i_o$ 反向逐渐增大
- 直流电源向负载提供能量



(a) 开关模式4  $[t_4, t_5]$  等效电路

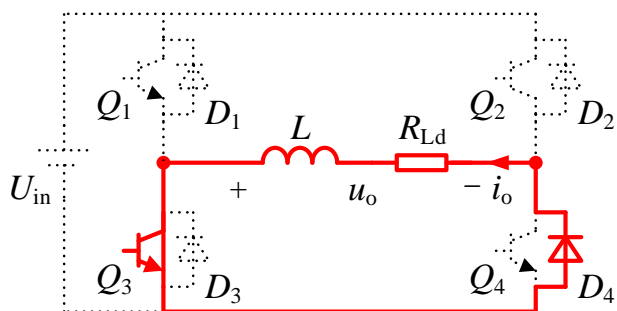


(b) 输出电压与电流波形

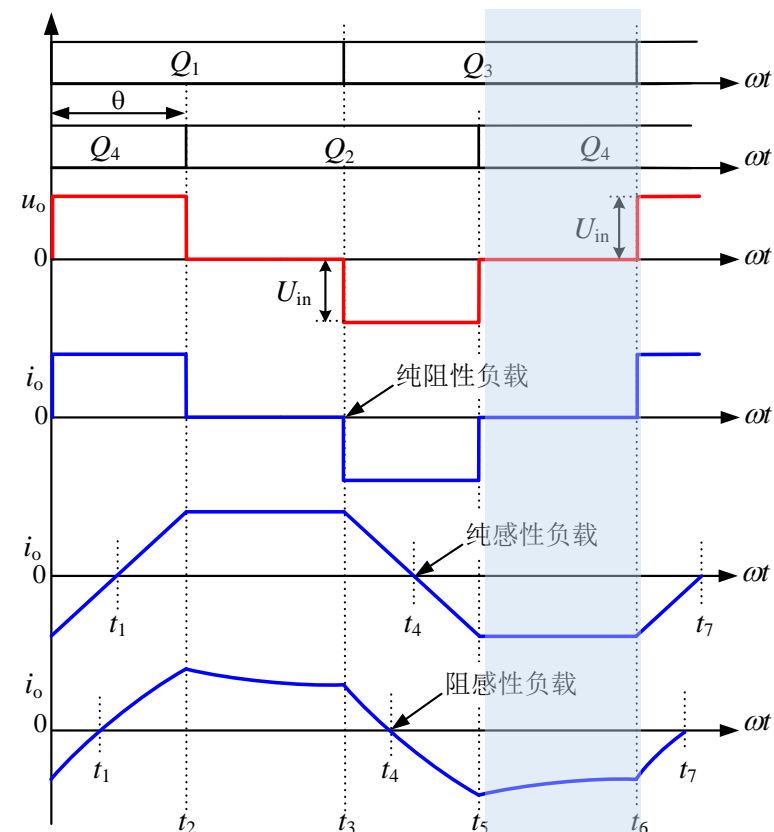
单相全桥逆变电路在不同开关模式下等效电路与工作波形

# 单脉宽调制-模态分析

- 在 $[t_5, t_6]$ 时段:
- $t_5$ 时刻, 关断 $Q_4$
- 感性负载电流方向不变,  $Q_3$ 和 $Q_4$ 续流
- 输出电压为零
- 电感储能为负载提供能量



(a) 开关模态5  $[t_5, t_6]$  等效电路



(b) 输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形

# 单脉宽调制-模态分析

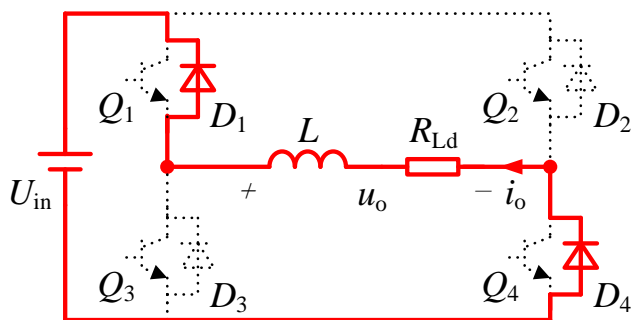
■ 在 $[t_6, t_7]$ 时段:

■  $t_6$ 时刻, 关断 $Q_3$

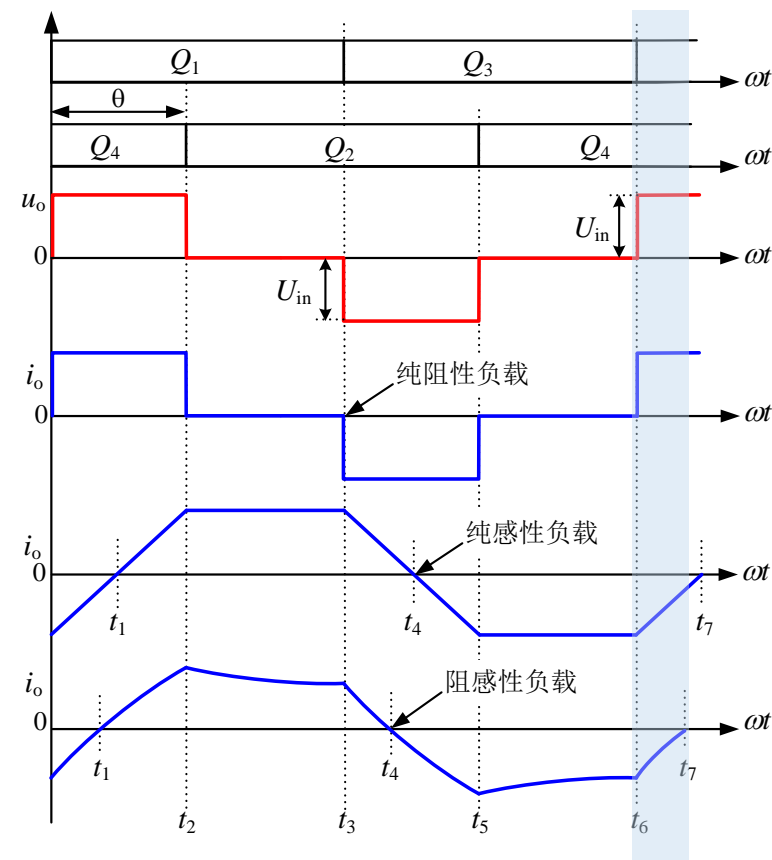
■  $i_o$ 经 $D_1$ 和 $D_4$ 流入直流电源,  $U_o=U_{in}$

■ 电感储存能量向电源回馈

■  $i_o$ 反向减小, 直至 $t_7$ 为0



(a) 开关模态6  $[t_6, t_7]$ 等效电路



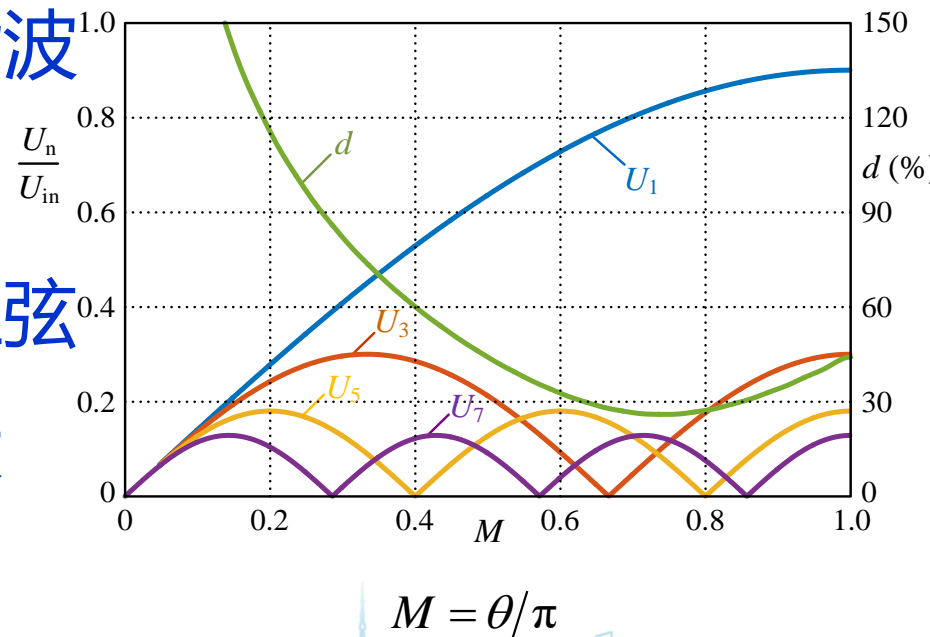
(b) 输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形

# 单脉宽调制的输出分析

- 采用单脉冲宽度调制，逆变器输出电压为 $\theta$ 脉宽的方波电压，电压幅值为 $U_{in}$
- 随着调制度的变化，实现输出基波电压调节
- 输出电压中含有大量的谐波分量，且低次谐波分量较大，波形输出失真度大
- 输出各次谐波分量随着调制度变化均呈现正弦变化，谐波次数越低，幅值越高，周期越大

$$u_o(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4U_{in}}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \sin n\omega t$$



单脉冲宽度调制的谐波含量图



## 6.2 逆变器脉宽调制技术

### 6.2.1 单脉宽调制技术

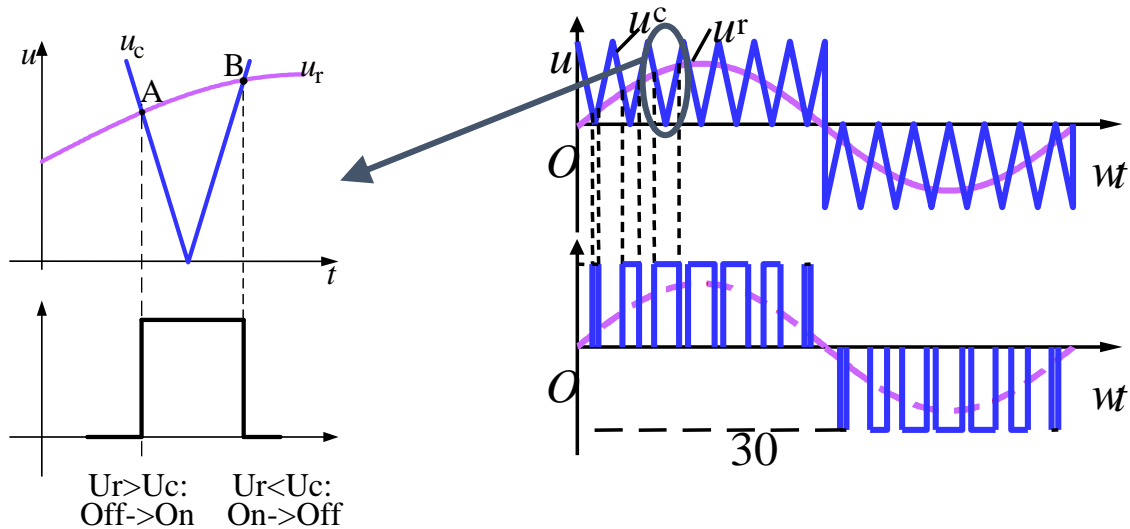
### 6.2.2 载波调制SPWM

### 6.2.3 直接计算SPWM



## 11

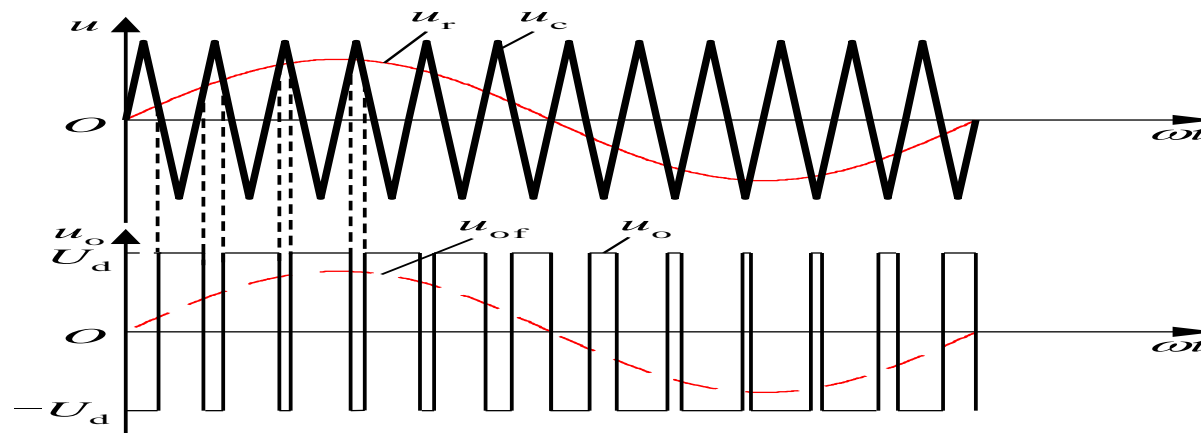
- 与调制信号波相交，在交点控制器件通断，就得宽度正比于信号波幅值的脉冲，符合PWM的要求
- 调制信号波为正弦波时，得到的就是SPWM波
- 调制信号不是正弦波，也能得到等效的PWM波



## SPWM调制控制方法

## 双极性PWM调制

- 调制波的半个周期内，三角波载波有正有负，所得PWM波也有正有负
- 一周期内，输出PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平
- 调制信号和载波信号的交点控制器件通断
- 正负半周，对各开关器件的控制规律相同

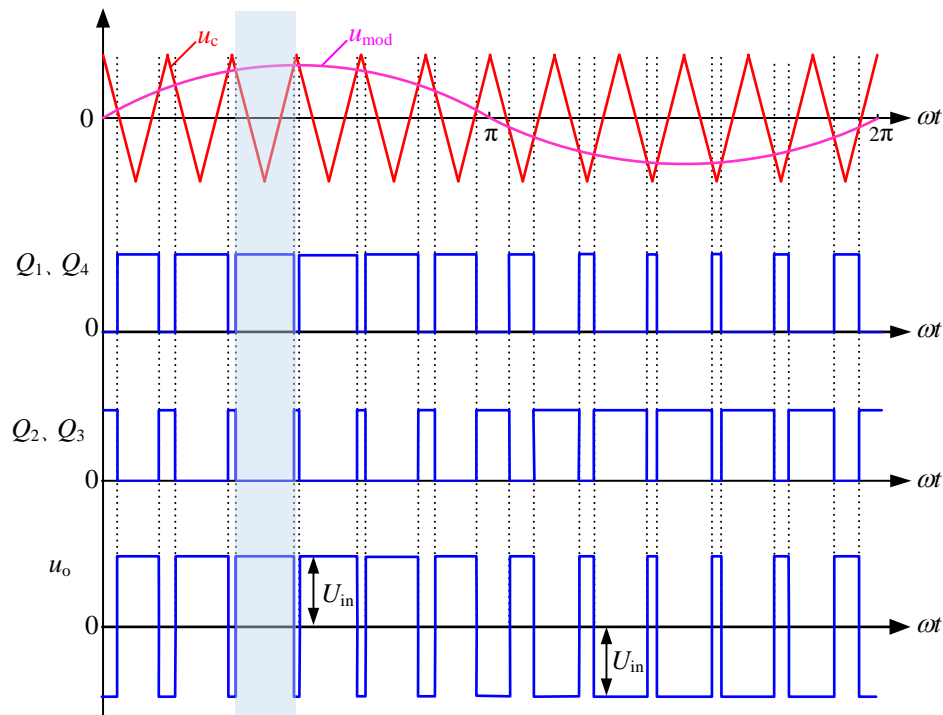


双极性SPWM控制调制波形

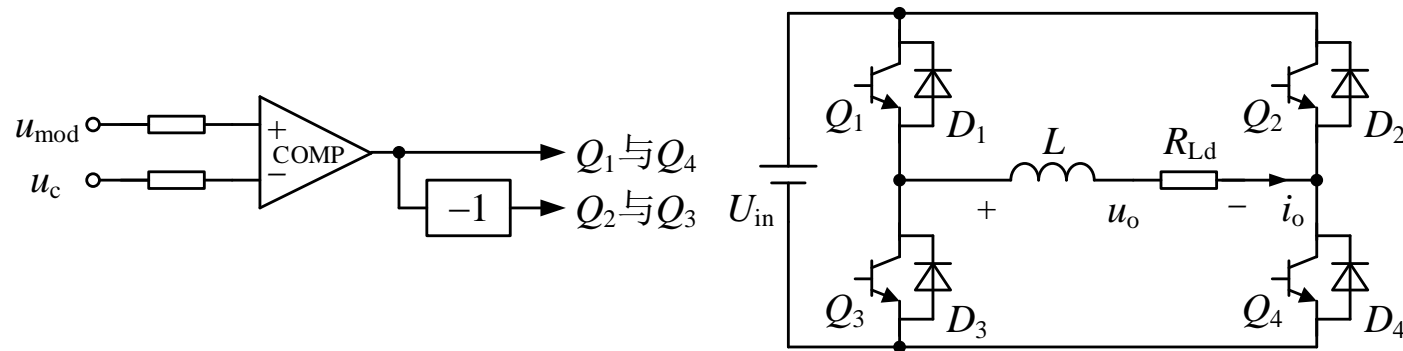


# 双极性PWM调制

- 当 $u_{\text{mod}} > u_c$ 时，给 $Q_1$ 和 $Q_4$ 导通信号，给 $Q_2$ 和 $Q_3$ 关断信号
- 正向电流时， $Q_1$ 、 $Q_4$ 导通；反向电流时，则 $D_1$ 、 $D_4$ 续流导通
- 逆变器输出为正极性的SPWM电压脉冲



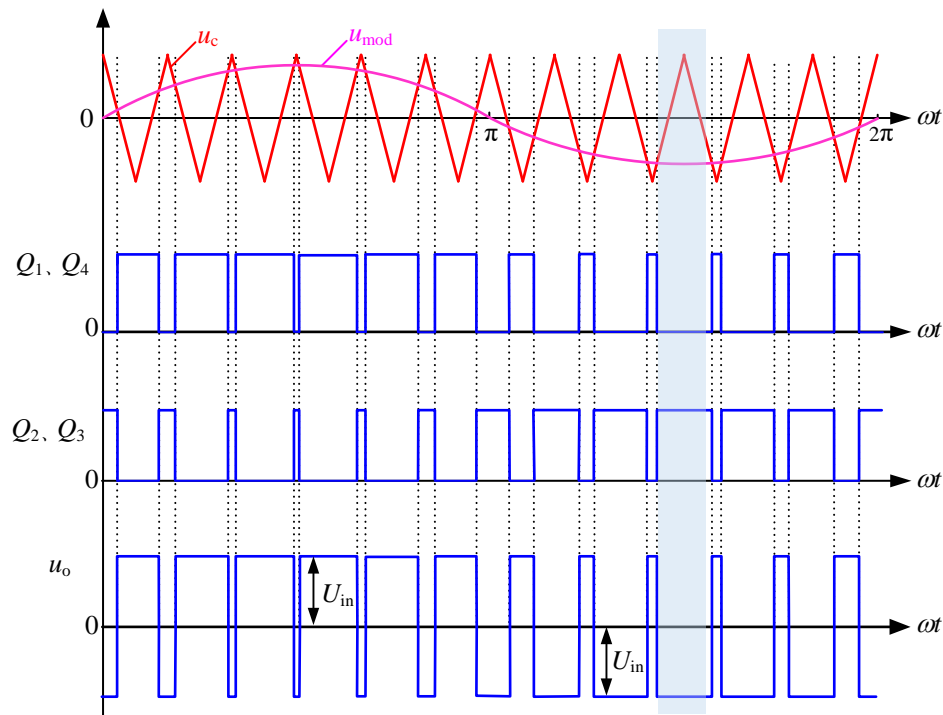
双极性SPWM控制调制波形



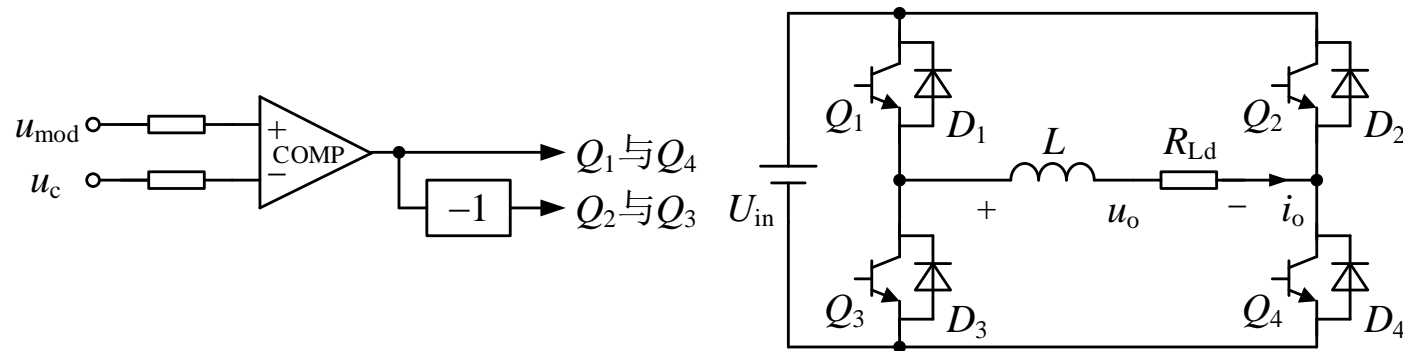
双极性SPWM控制产生电路

# 双极性PWM调制

- 当 $u_{\text{mod}} < u_c$ 时，给 $Q_2$ 和 $Q_3$ 导通信号，给 $Q_1$ 和 $Q_4$ 关断信号
- 反向电流时， $Q_2$ 、 $Q_3$ 导通；正向电流时，则 $D_2$ 、 $D_3$ 续流导通
- 逆变器输出为负极性的SPWM电压脉冲



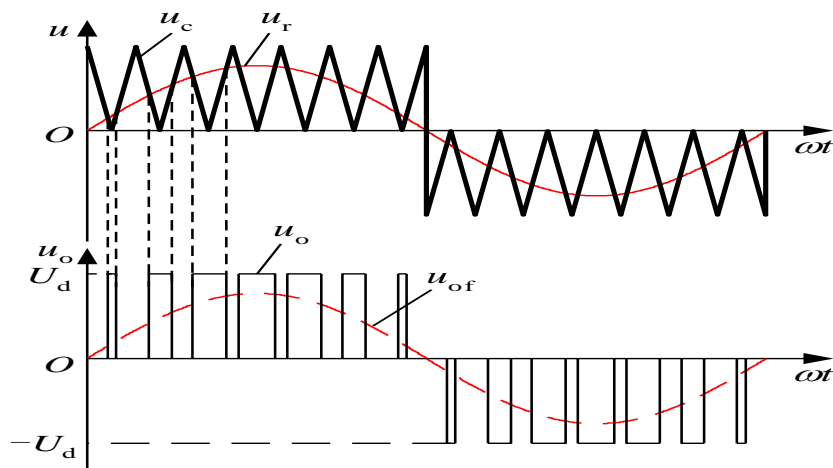
双极性SPWM控制调制波形



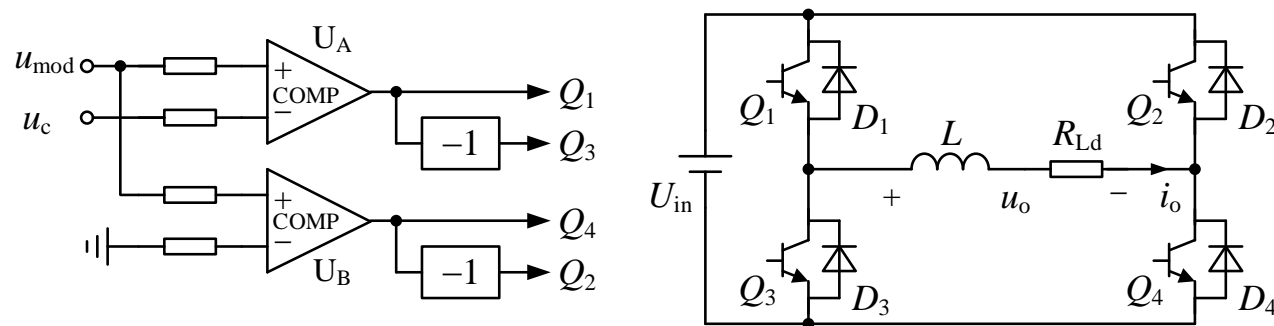
双极性SPWM控制产生电路

# 单极性PWM调制

- 单极性和双极性，两者区别在于三角载波的不同
- 采用单极性三角载波，输出具有单极性特征
- $Q_2(D_2)$ 、 $Q_4(D_4)$ 作为周期控制桥臂，那么 $Q_1(D_1)$ 、 $Q_3(D_3)$ 则作为调制桥臂



单极性SPWM控制调制波形



单极性SPWM控制产生电路

# 单极性PWM调制

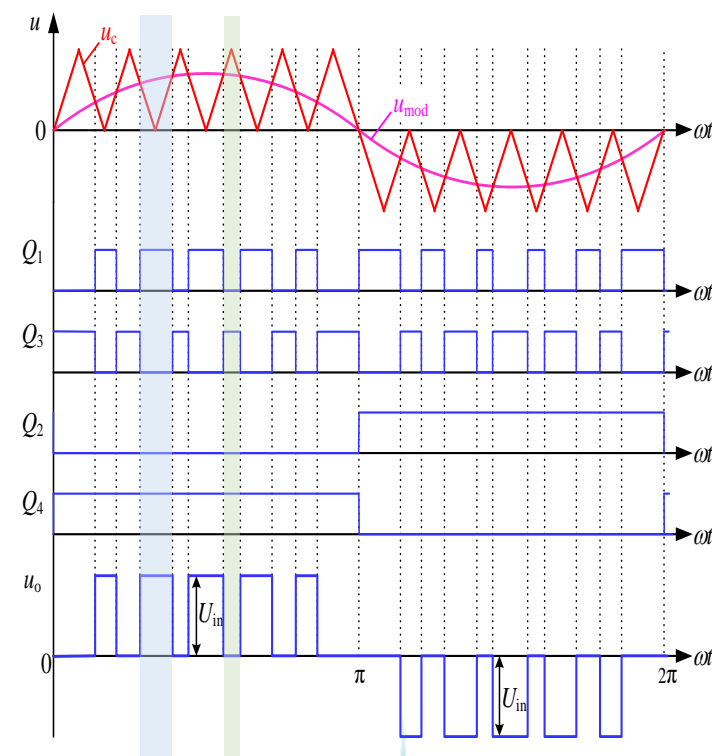
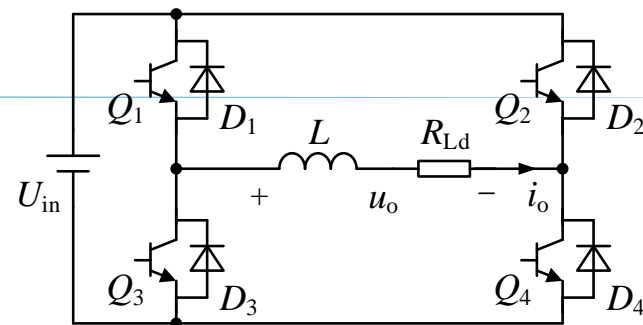
$u_{\text{mod}}$  正半周,  $Q_4$ 通,  $Q_2$ 断

■ 当  $u_{\text{mod}} > u_c$  时,  $Q_1$ 通,  $Q_3$ 断

- 正向电流,  $Q_1$ 、 $Q_4$ 导通;
- 反向电流,  $D_1$ 、 $D_4$ 导通
- 输出正极性电压

■ 当  $u_{\text{mod}} < u_c$  时,  $Q_1$ 断,  $Q_3$ 通

- 正向电流,  $D_3$ 、 $Q_4$ 导通;
- 反向电流,  $Q_3$ 、 $D_4$ 导通
- 输出为零电平



单极性SPWM控制调制波形

# 单极性PWM调制

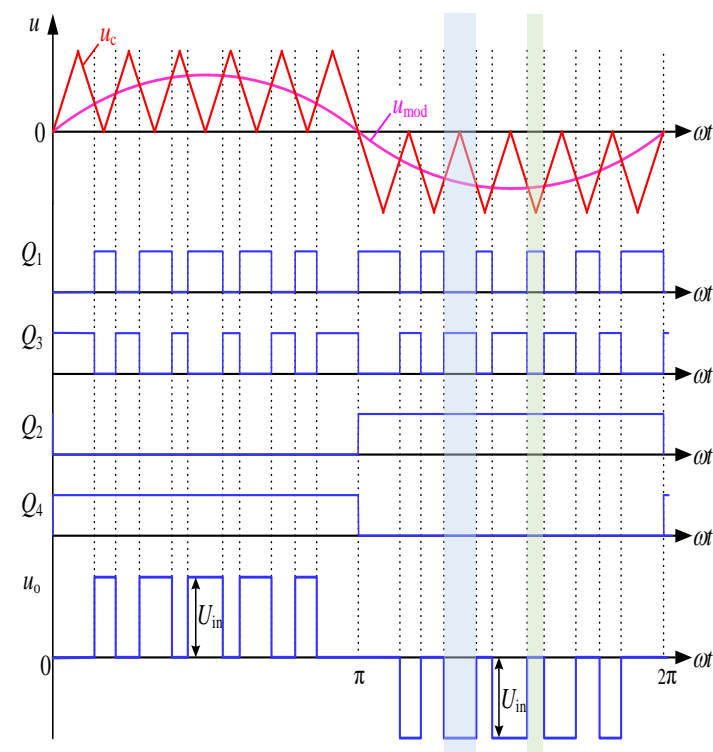
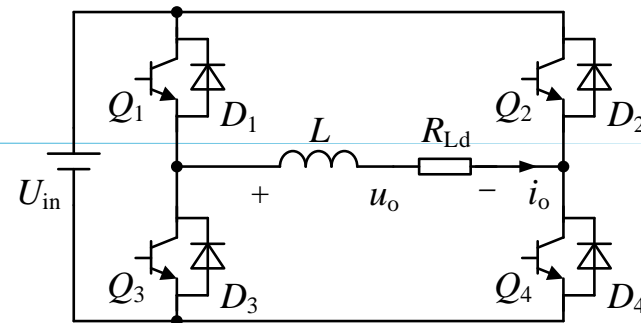
$u_{\text{mod}}$  负半周,  $Q_2$ 通,  $Q_4$ 断

■ 当  $u_{\text{mod}} < u_c$  时,  $Q_1$ 断,  $Q_3$ 通

- 正向电流,  $D_2$ 、 $D_3$ 导通; 反向电流,  $Q_2$ 、 $Q_3$ 导通
- 输出负极性电压

■ 当  $u_{\text{mod}} > u_c$  时,  $Q_1$ 通,  $Q_3$ 断

- 正向电流,  $Q_1$ 、 $D_2$ 导通; 反向电流,  $D_1$ 、 $Q_2$ 导通
- 输出为零电平

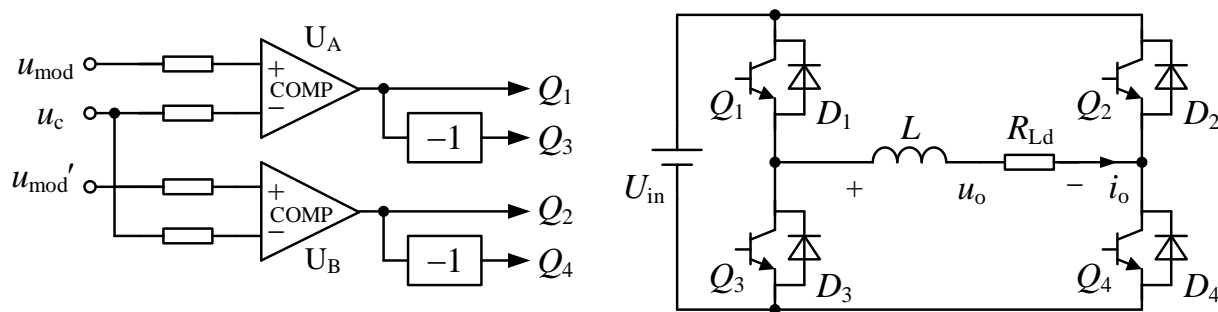


单极性SPWM控制调制波形

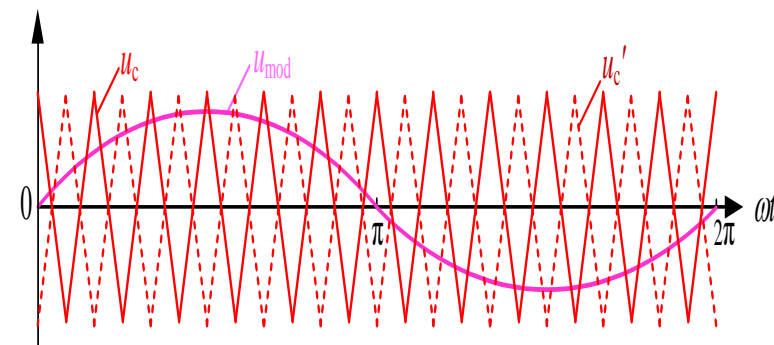
# 单极性倍频PWM调制

## 单极性倍频PWM调制

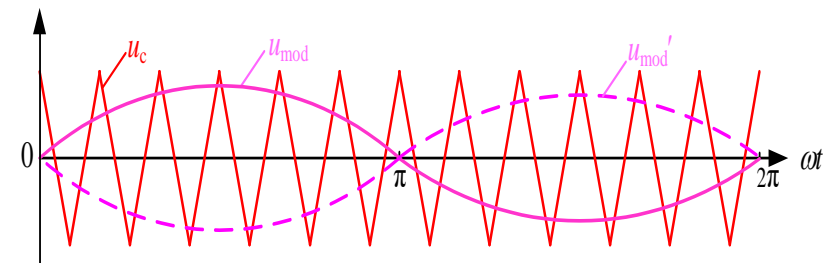
- 调制波反相：**两个相位相反幅值相等的正弦波调制波与一个双极性三角波载波交截
- 载波反相：**两个相位相反而幅值相等的三角波和一个正弦波交截



单极性倍频SPWM控制产生电路



(a)载波反相

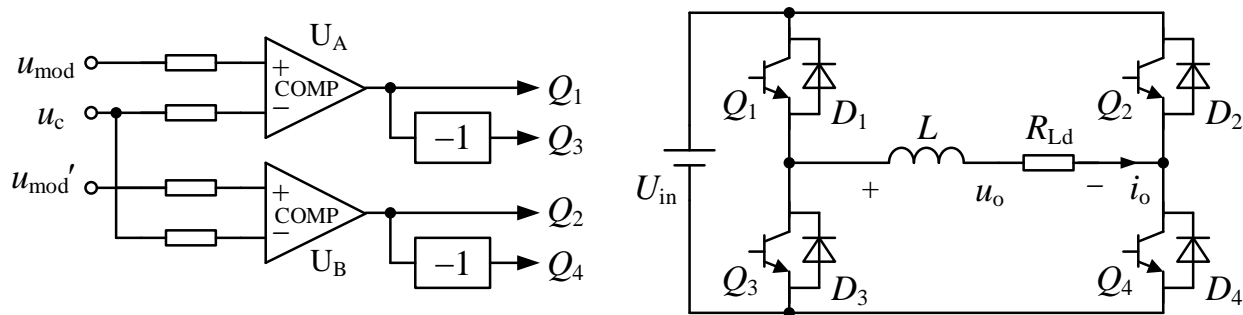


(b)调制波反相

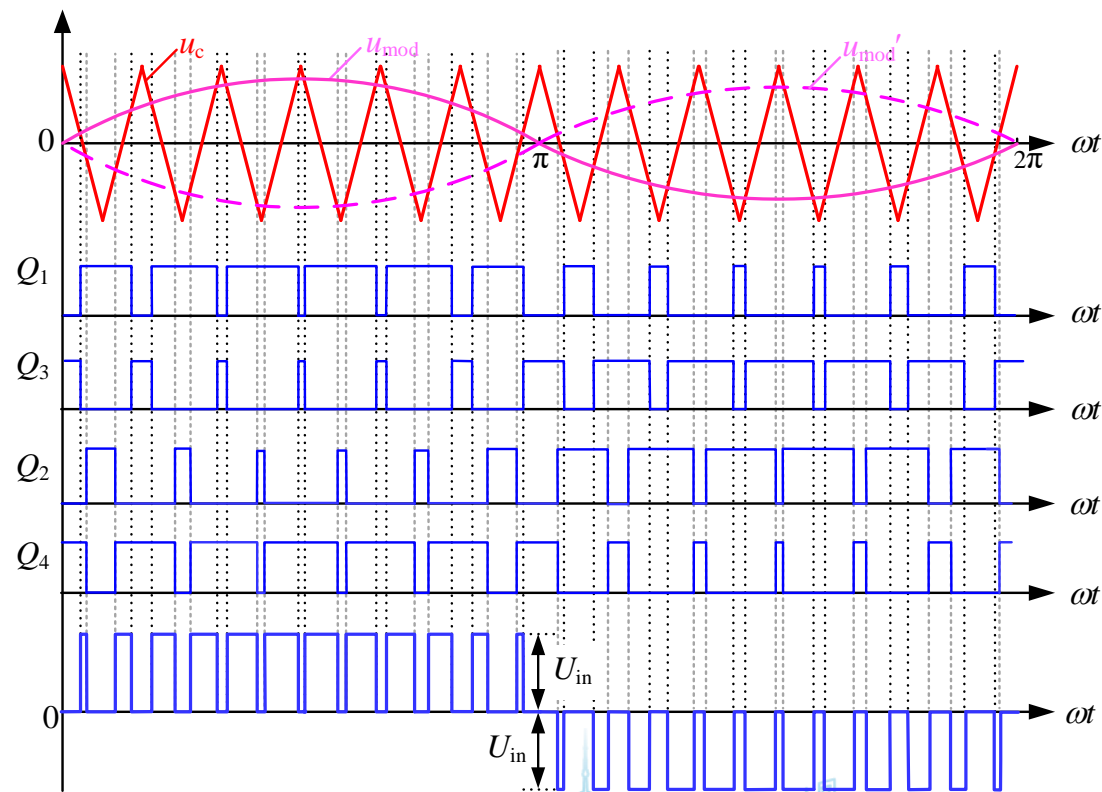
单极性倍频SPWM调制波形

# 单极性倍频PWM调制

- $u_{\text{mod}} > u_c$ ,  $Q_1$ 通,  $Q_3$ 断;  $u_{\text{mod}} < u_c$ ,  $Q_1$ 断,  $Q_3$ 通
- $u_{\text{mod}}' > u_c$ ,  $Q_2$ 通,  $Q_4$ 断;  $u_{\text{mod}}' < u_c$ ,  $Q_2$ 断,  $Q_4$ 通
- 输出为单极性SPWM波形
- 调制频率是载波频率两倍



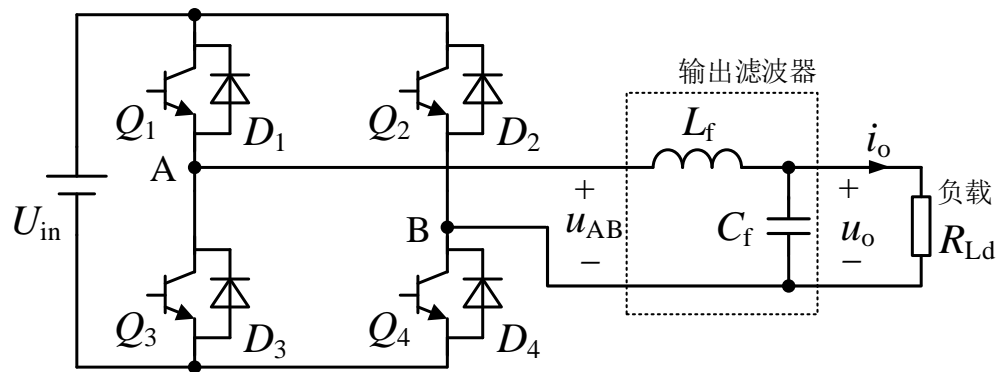
单极性倍频SPWM控制产生电路



单极性倍频SPWM控制调制波形

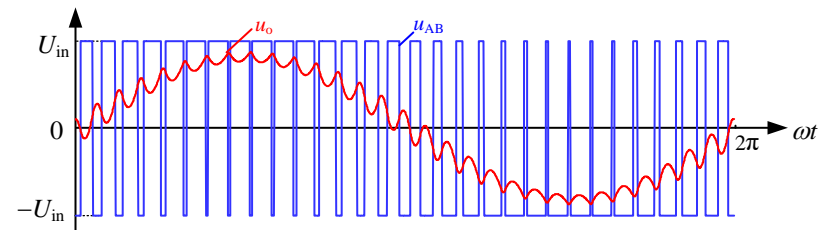
# SPWM调制与输出滤波

- 不同正弦调制下逆变器输出均为脉宽随正弦规律变化的系列矩形脉冲
- 主要差别在于脉冲的电平状态以及脉冲数量有所不同
- 桥臂脉冲含有高频谐波分量，为此在输出端加入LC低通滤波器，输出即可得到所需正弦基波电压

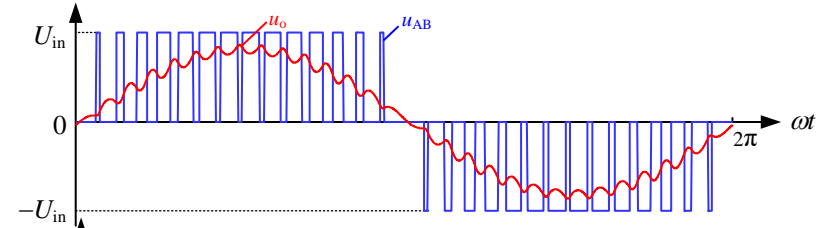


带输出滤波器的单相全桥逆变器

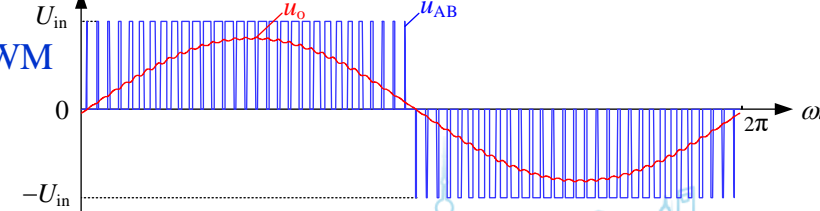
(a) 双极性SPWM



(b) 单极性SPWM



(c) 单极性倍频SPWM

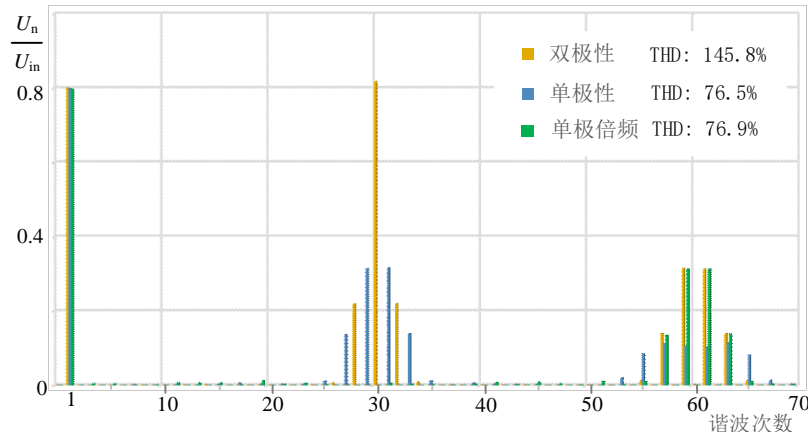


不同调制方式下单相全桥逆变器滤波前后电压波形

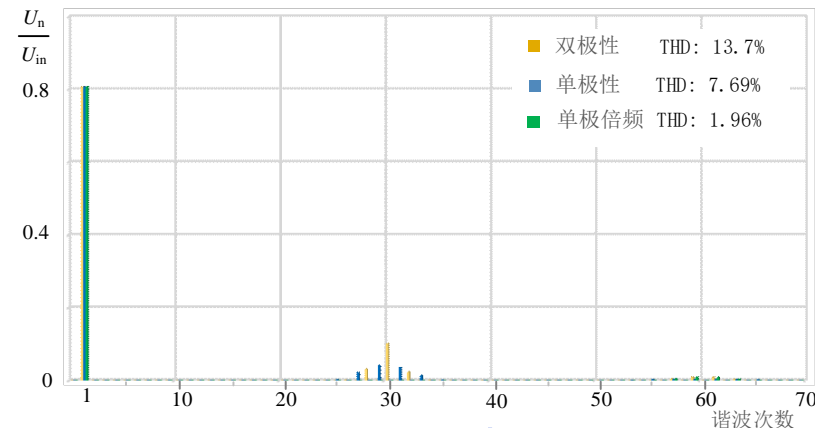


# SPWM调制与输出滤波

- 桥臂输出电压谐波主要集中在开关频率附近
- 滤波器对基波影响不大，但对于高频谐波分量具有明显衰减作用
- 滤波后的输出电压 ( $u_o$ ) 主要为基波正弦电压
- 双极性滤波后THD最高，而单极性倍频SPWM输出THD最低



(a)滤波前

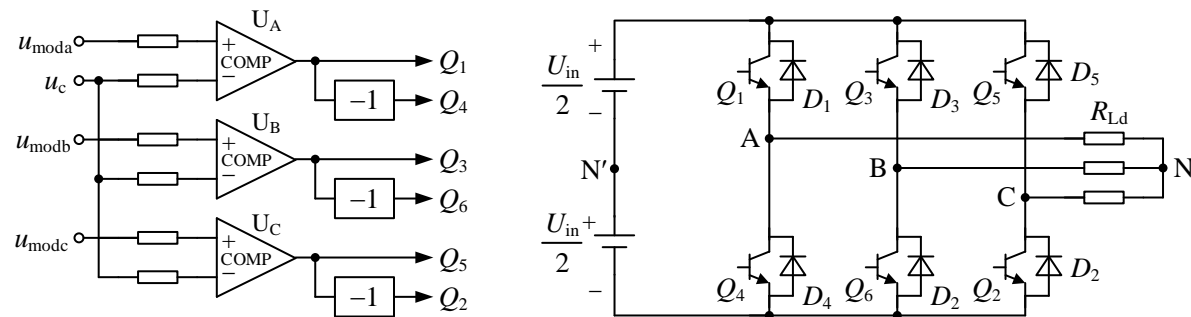


(b)滤波后

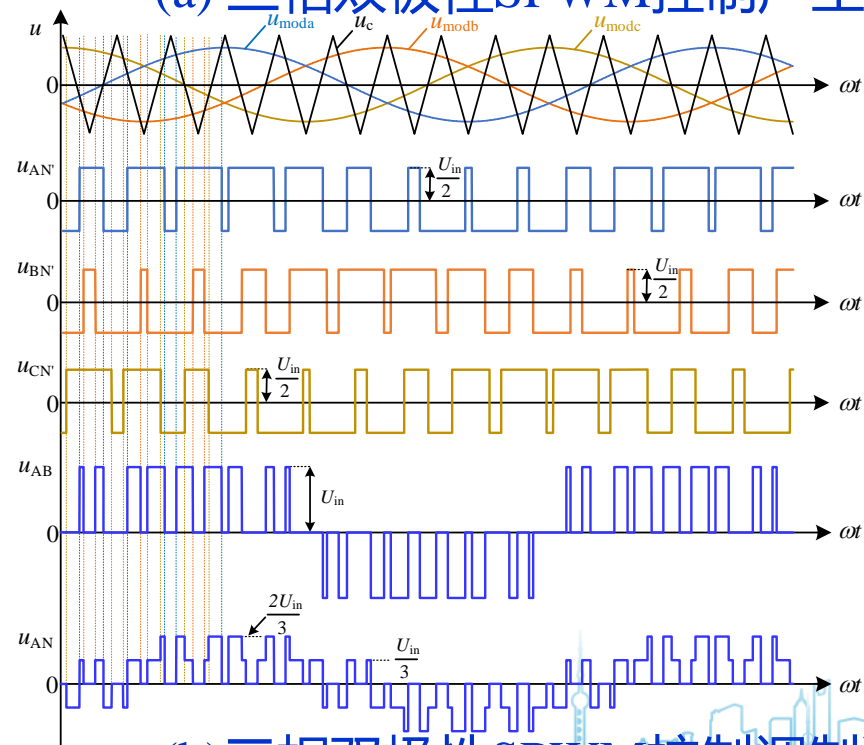
不同调制方式下单相全桥逆变器滤波前后谐波分析

# 三相SPWM调制

- 三相类同于双极性SPWM调制
- 三相采用同一个三角载波，调制波相位依次相差 $120^\circ$
- 输出相对电容中点电压为两电平
- 输出线电压有 $\pm U_{in}$ 和0三种电平
- 相电压有 $(\pm 2/3) U_{in}$ 、 $(\pm 1/3) U_{in}$ 和0共五种电平



(a) 三相双极性SPWM控制产生电路



(b) 三相双极性SPWM控制调制波形



## 6.2 逆变器脉宽调制技术

6.2.1 单脉宽调制技术

6.2.2 载波调制SPWM

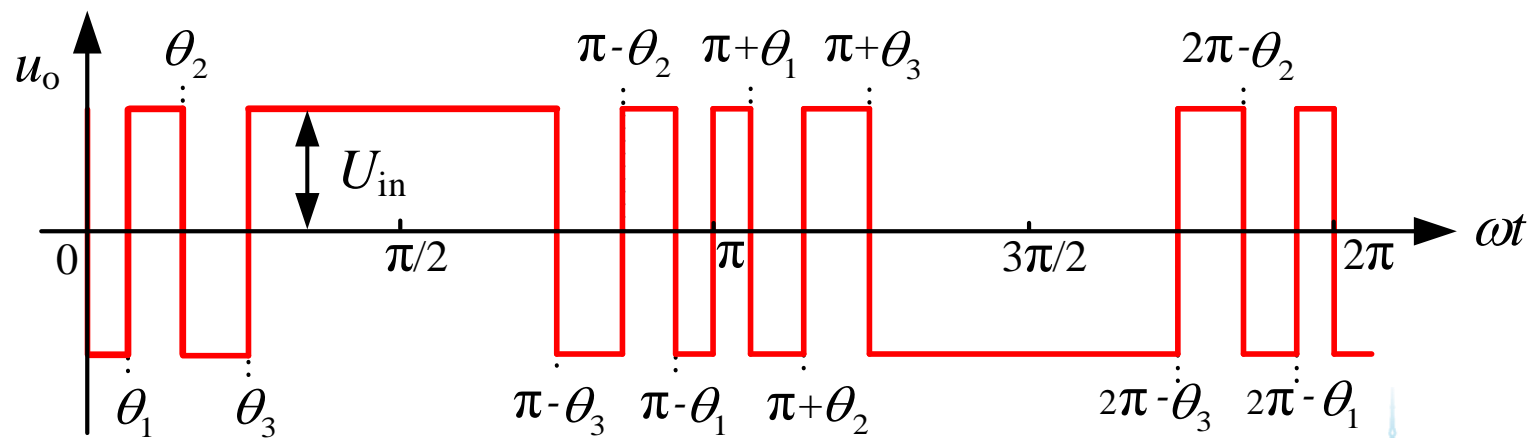
6.2.3 直接计算SPWM



# 固定开关角—特定谐波消去法

## 特定谐波消去法

- 这是算法中一种较有代表性的方法,
- 输出电压半周期内, 器件通、断各3次 (不包括0和 $\pi$ ), 共6个开关时刻可控

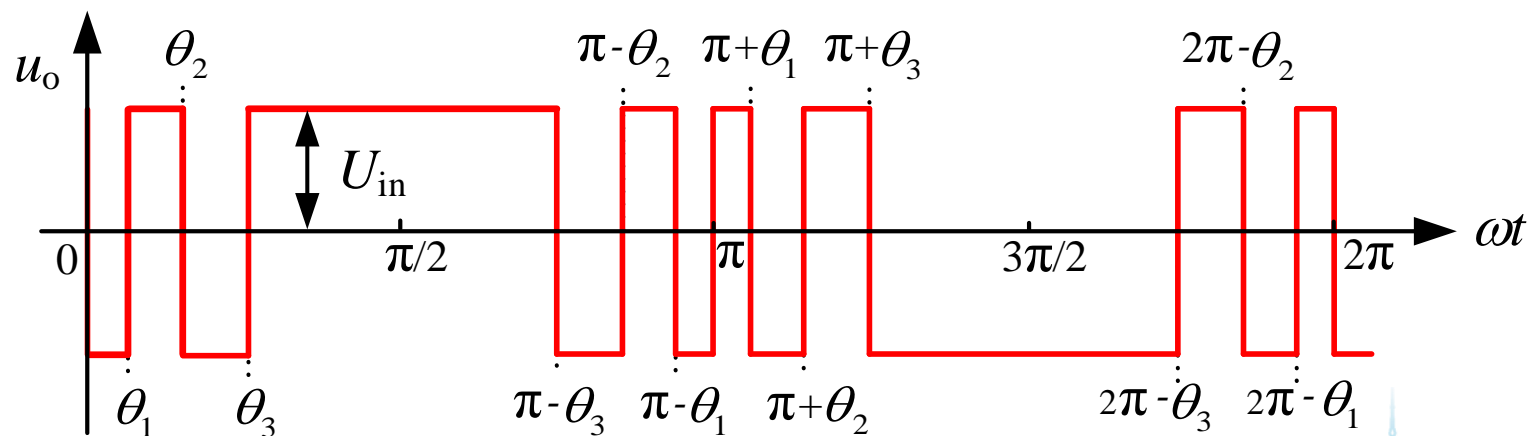


采用双极性调制的特定谐波消除调制波形

## 特定谐波消去法

- 为减少谐波并简化控制，要尽量使波形对称
- 首先，为消除偶次谐波，使波形正负两半周期镜对称，即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi)$$



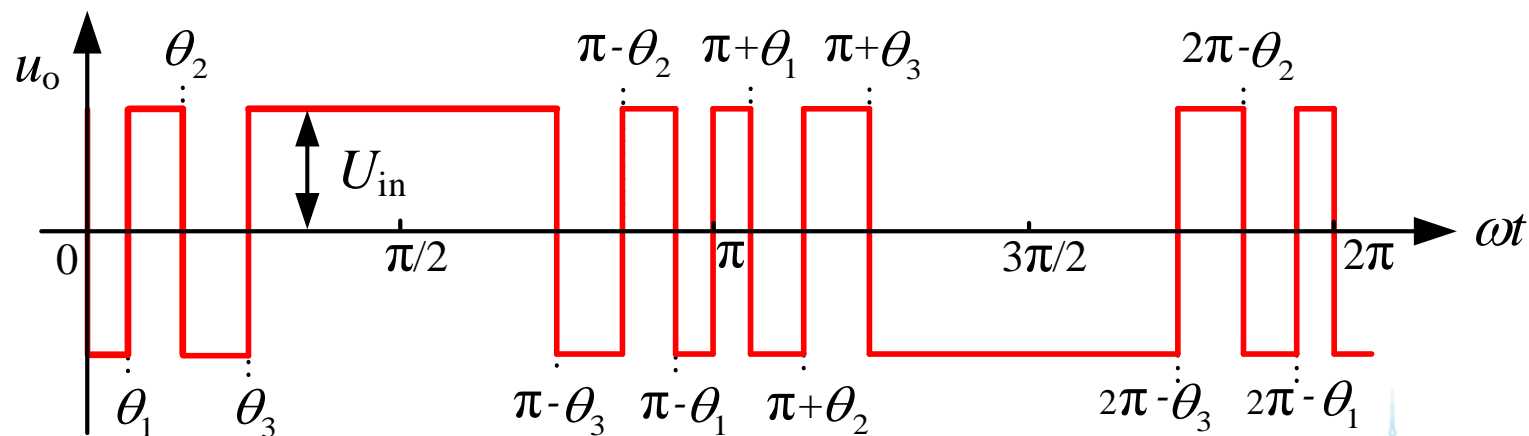
采用双极性调制的特定谐波消除调制波形

## 特定谐波消去法

- 其次，为消除谐波中余弦项，应使波形在正半周期内前后1/4周期以 $\pi/2$ 为轴线对称

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t)$$

- 这样PWM控制波形仅有三个自由变量： $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 和 $\theta_3$



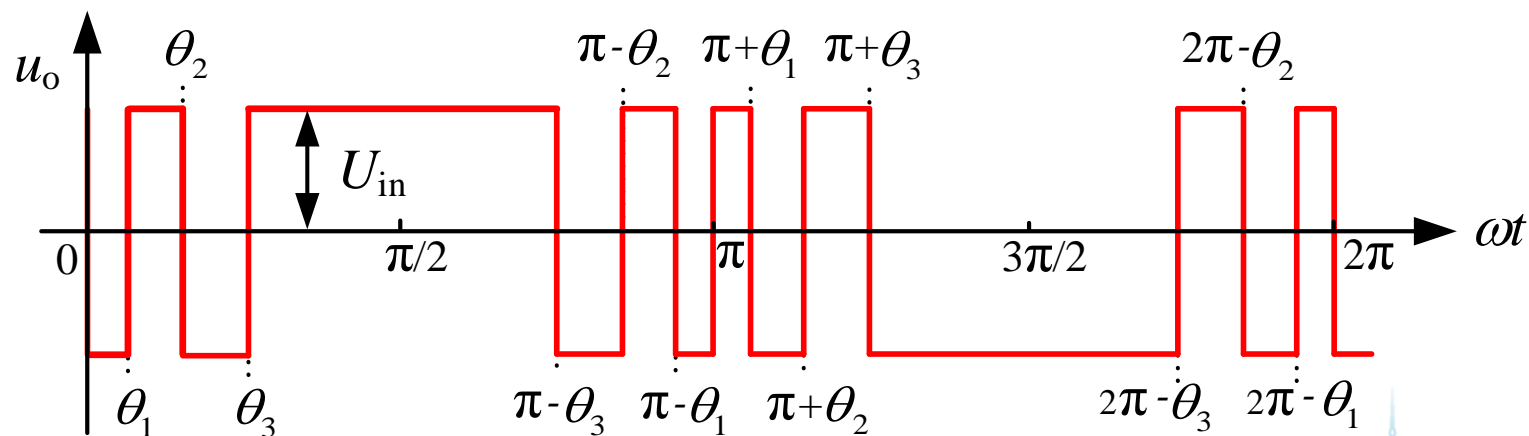
采用双极性调制的特定谐波消除调制波形

## 特定谐波消去法

- 同时满足上面两式的波形称为四分之一周期对称波形，用傅里叶级数表示为

$$u_o(t) = \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} B_n \sin n\omega t$$

- 式中， $B_n$ 为  $B_n = \frac{4U_{in}}{n\pi} (-1 + 2\cos n\theta_1 - 2\cos n\theta_2 + 2\cos n\theta_3 - 2\cos n\theta_4 + \cdots)$



采用双极性调制的特定谐波消除调制波形

# 特定谐波消去法

- 可得到基波及各次谐波的幅值分别为：

$$B_1 = \frac{4U_{\text{in}}}{\pi} (-1 + 2 \cos \theta_1 - 2 \cos \theta_2 + 2 \cos \theta_3 - 2 \cos \theta_4 + \cdots)$$

$$B_3 = \frac{4U_{\text{in}}}{3\pi} (-1 + 2 \cos 3\theta_1 - 2 \cos 3\theta_2 + 2 \cos 3\theta_3 - 2 \cos 3\theta_4 + \cdots)$$

$$B_5 = \frac{4U_{\text{in}}}{5\pi} (-1 + 2 \cos 5\theta_1 - 2 \cos 5\theta_2 + 2 \cos 5\theta_3 - 2 \cos 5\theta_4 + \cdots)$$

- 如果希望消除某次谐波，令其谐波幅值为零：

$$2(\cos n\theta_1 - \cos n\theta_2 + \cos n\theta_3 - \cos n\theta_4 + \cdots) - 1 = 0$$





## 特定谐波消去法

- 在输出电压半周期内器件通、断各  $p$  次，考虑PWM周期对称，仅有  $p$  个独立开关时刻，即可消除  $p$  个奇次谐波
- 图中有3个独立变量，可消除三个低次谐波：

$$\begin{cases} 2(\cos 3\theta_1 - \cos 3\theta_2 + \cos 3\theta_3) - 1 = 0 \\ 2(\cos 5\theta_1 - \cos 5\theta_2 + \cos 5\theta_3) - 1 = 0 \\ 2(\cos 7\theta_1 - \cos 7\theta_2 + \cos 7\theta_3) - 1 = 0 \end{cases}$$

- 解方程可得  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  和  $\theta_3$





## 6.1 电压型逆变器工作原理

## 6.2 电压型逆变器的脉宽调制技术

## 6.3 电流型逆变器





## 6.3 电流型逆变器

### 6.3.1 电流型单相逆变器

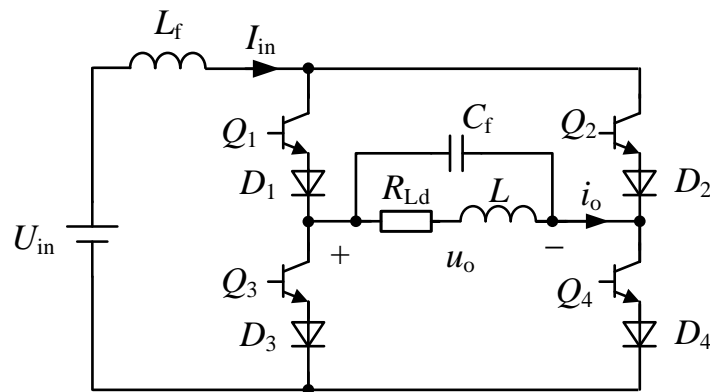
### 6.3.2 电流型三相逆变器



# 电流型逆变器

## 电路结构：

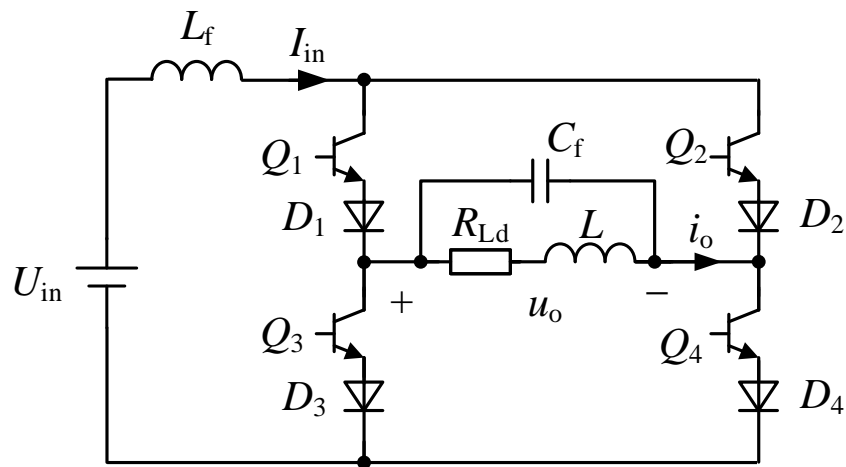
- 直流侧电压源与输入侧电感相串联
- 为使全控型功率器件具有足够反向阻断能力，常在每个功率器件上正向串联一个二极管
- 当负载包含电感时，由于电感电流不能突变，需要给负载电路提供换路途径，故电流型逆变器输出需要接滤波电容



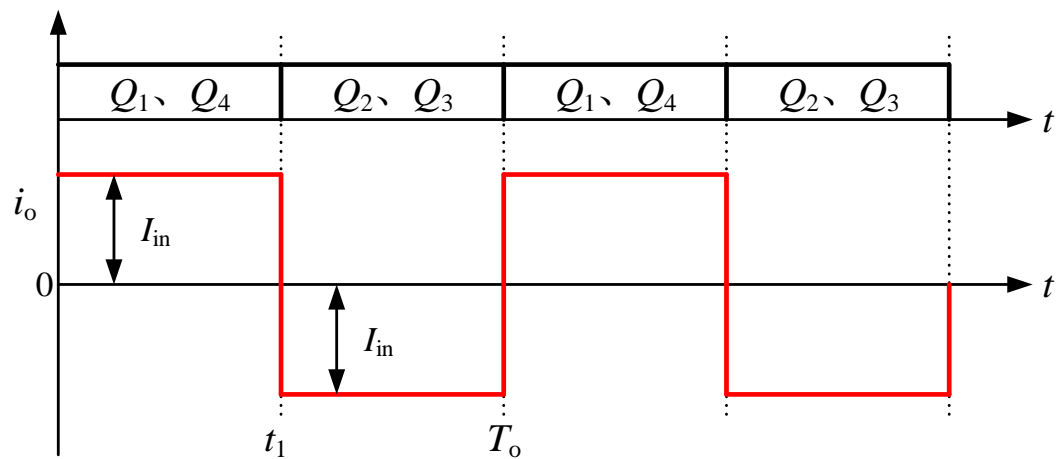
电流型单相桥式逆变器

# 电流型逆变器

- 开关管以 $180^\circ$ 的方波控制方式为例
- $Q_1$ 和 $Q_4$ 导通,  $Q_2$ 和 $Q_3$ 关断时, 输出电流 $i_o$ 方向为正;
- $Q_2$ 和 $Q_3$ 导通,  $Q_1$ 和 $Q_4$ 关断时, 输出电流 $i_o$ 方向为负



电流型单相全桥逆变器



单相电流型桥式逆变器输出电流波形

# 电流型逆变器

- 对输入电流方波作傅里叶分解得：

$$i_o = \frac{4I_{in}}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \cdots \right)$$

- 输出电流基波分量幅值为：

$$i_{o1m} = \frac{4I_{in}}{\pi} \approx 1.27I_{in}$$

- 输出电流基波分量有效值为：

$$i_{o1} = \frac{2\sqrt{2}I_{in}}{\pi} \approx 0.90I_{in}$$

- 大部分负载都包含电感成分，此时输出要求连接滤波电容，由于输出侧电感和电容的滤波作用，负载上电压一般接近正弦波





## 6.3 电流型逆变器

### 6.3.1 电流型单相逆变器

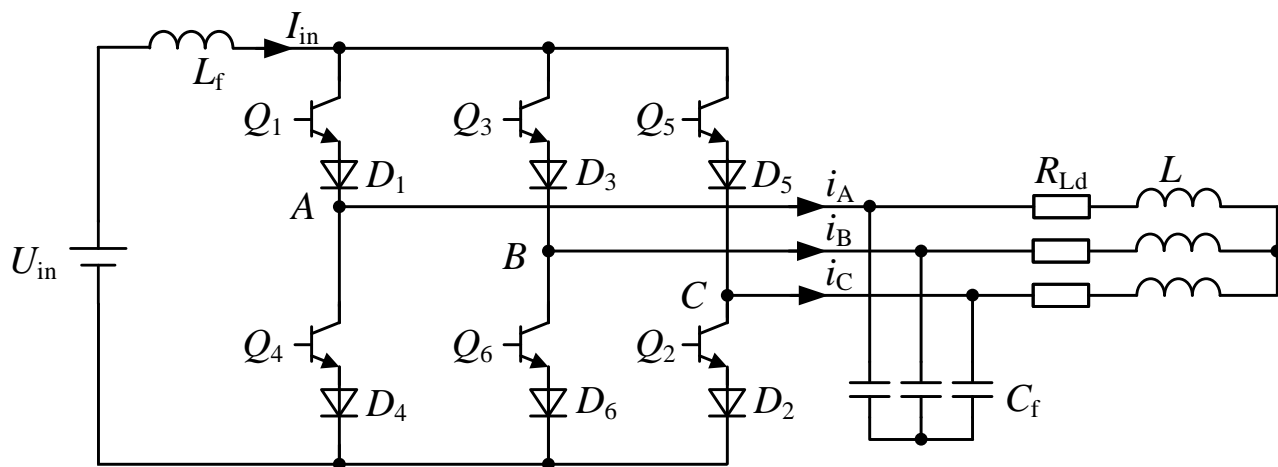
### 6.3.2 电流型三相逆变器



# 电流型三相逆变器

## 电路结构：

- 直流侧电压源与输入侧电感相串联
- 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流通路径，交流侧输出电流波形为矩形波



电流型三相桥式逆变器



## || 电流型三相逆变器

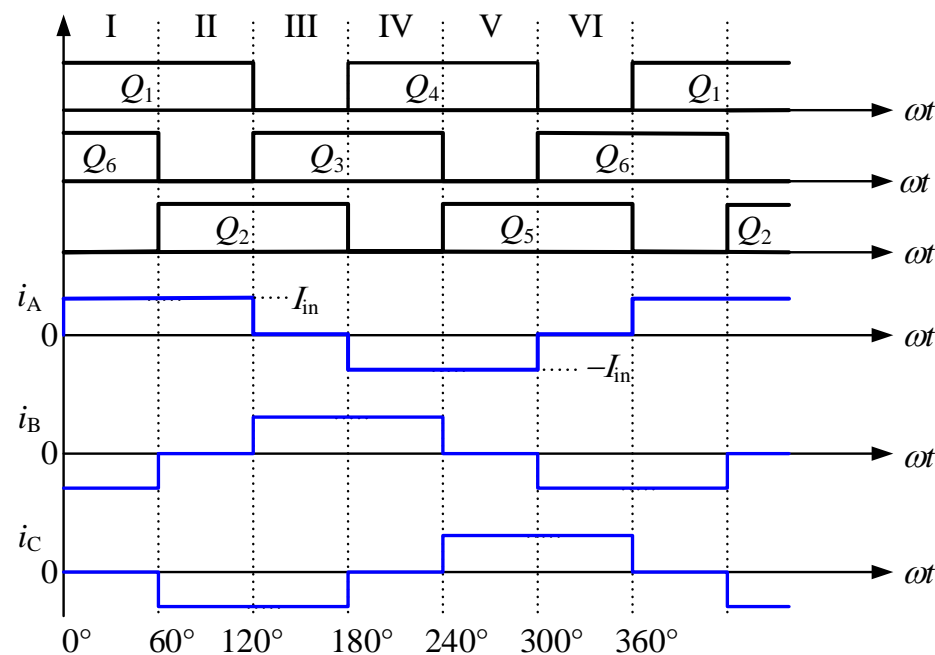
- 开关管以 $180^\circ$ 脉宽的方波控制方式为例
- 电流型三相桥式逆变器在任何瞬间有三只开关管导通，此时逆变器的三相输出均会输出电流，这将导致三相输出电流的幅值不一致
- 开关管以 $120^\circ$ 脉宽的方波控制方式为例
- 可以保证任意时刻电流只有两只开关管导通（一个桥臂上管、一个桥臂下管），此时逆变器三相输出只有两相输出电流，而两者输出电流幅值必然一致



# 电流型三相逆变器

- 开关管以 $120^\circ$ 脉宽的方波控制方式为例
- 开关管  $Q_1 \sim Q_6$  依次导通，驱动脉冲间隔为 $60^\circ$ ，任何时刻有且仅有两组功率器件同时导通，每个开关管在一个周期内( $360^\circ$ )的导通时间就是  $120^\circ$
- 6个时间区间各个开关管的导通状态与顺序分别为

$(Q_6, Q_1) \rightarrow (Q_1, Q_2) \rightarrow (Q_2, Q_3) \rightarrow (Q_3, Q_4) \rightarrow (Q_4, Q_5) \rightarrow (Q_5, Q_6)$



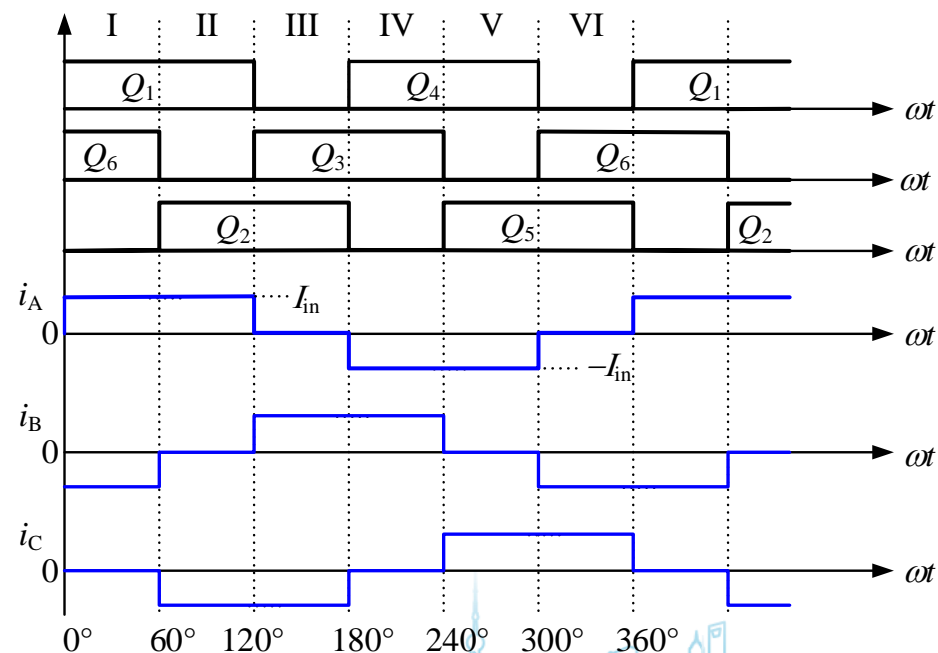
电流型三相桥式逆变器工作波形



# 电流型三相逆变器

## ■ 负载采用星形连接方式

- 线电流 = 相电流，各相输出电流即为端点输出电流
- 以第I区间工作为例，此时 $Q_1$ 、 $Q_6$ 导通，各支路电流分别为 $i_a = -i_b = i_{in}$ ， $i_c = 0$
- 其他各个区间工作同理分析
- 各相输出电流波形均为正负脉宽为 $120^\circ$ 的矩形波



电流型三相桥式逆变器工作波形

# 电流型三相逆变器

## ■ 将相电流进行傅里叶级数分解得：

$$i_o = \frac{2\sqrt{3}I_{in}}{\pi} \left( \sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right)$$

- 输出各相电流不含3次及其倍数次谐波，只含5、7、11等奇次谐波
- $n$ 次谐波幅值为基波幅值的 $1/n$

## ■ 相电流基波幅值为：

$$I_{o1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{in} \approx 1.10 I_{in}$$

## ■ 相电流基波有效值为：

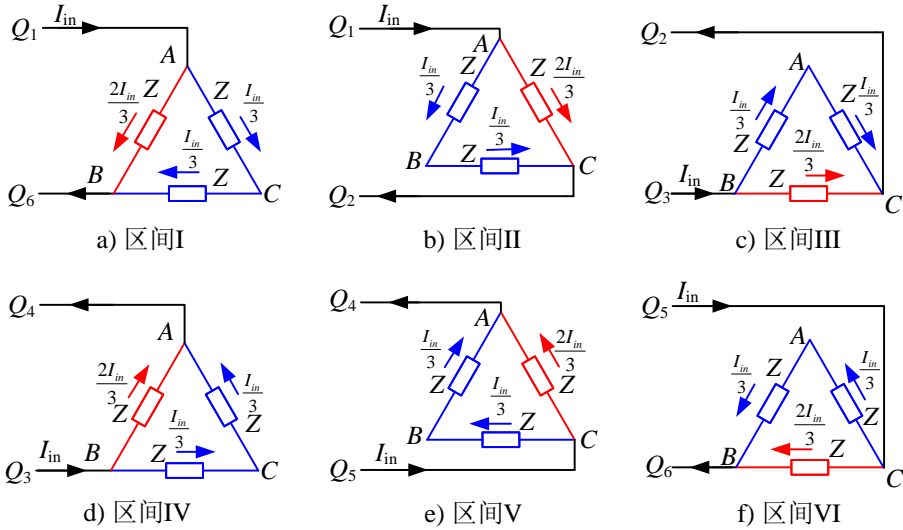
$$I_{ol} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_{in} \approx 0.78 I_{in}$$



# 电流型三相逆变器

## ■ 负载采用三角连接方式

- 每相桥臂的输出电流波形与星形幅值完全相同
- 而负载上流过的线电流波形为六阶梯波形
- 相比星型连接负载，负载接成三角形能够有效降低输出电流谐波



各工作状态区间负载等效电路

表 6.1 不同开关状态区间的导通器件、相电流与线电流情况

		区间 I	区间 II	区间 III	区间 IV	区间 V	区间 VI
导通器件		$Q_6$ 和 $Q_1$	$Q_1$ 和 $Q_2$	$Q_2$ 和 $Q_3$	$Q_3$ 和 $Q_4$	$Q_4$ 和 $Q_5$	$Q_5$ 和 $Q_6$
相 电 流	A 相	$I_{in}$	$I_{in}$	无	$-I_{in}$	$-I_{in}$	无
	B 相	$-I_{in}$	无	$I_{in}$	$I_{in}$	无	$-I_{in}$
	C 相	无	$-I_{in}$	$-I_{in}$	无	$I_{in}$	$I_{in}$
线 电 流	$i_{AB}$	$2I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$-I_{in}/3$	$-2I_{in}/3$	$-I_{in}/3$	$I_{in}/3$
	$i_{BC}$	$-I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$2I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$-I_{in}/3$	$-2I_{in}/3$
	$i_{CA}$	$-I_{in}/3$	$-2I_{in}/3$	$-I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$2I_{in}/3$	$I_{in}/3$

# 电流型三相逆变器

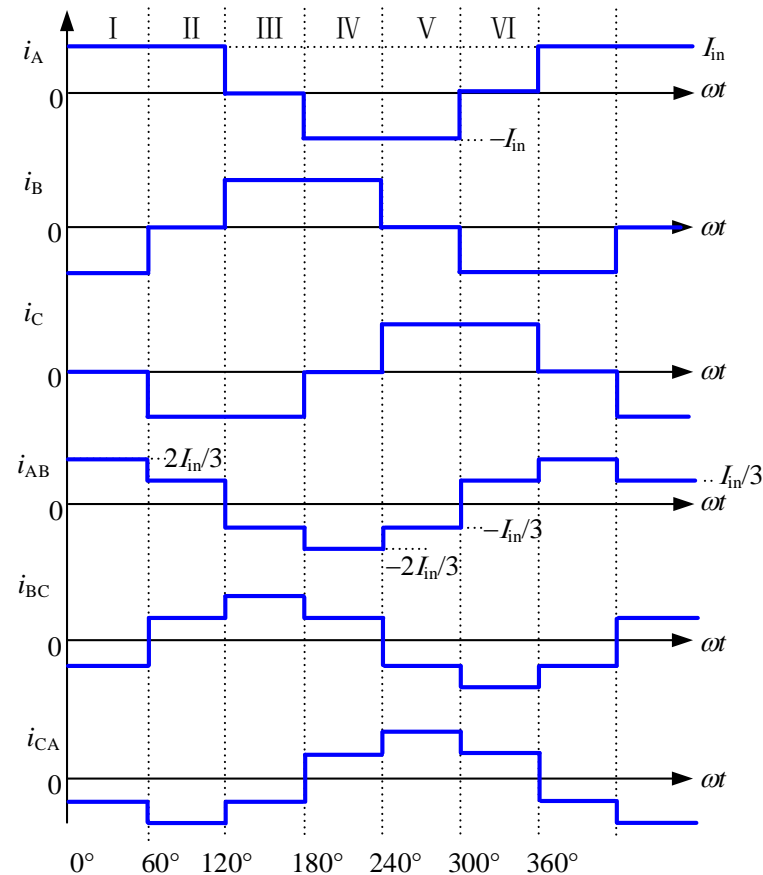
## ■ 将线电流 $i_{AB}$ 进行傅里叶级数分解得：

$$i_{AB} = \frac{2I_{in}}{\pi} \left( \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t \cdots \right)$$

- 线电流不含3次及其倍数次谐波，只含5、7、11等奇次谐波
- n次谐波幅值为基波幅值的1/n

## ■ 线电流基波有效值为：

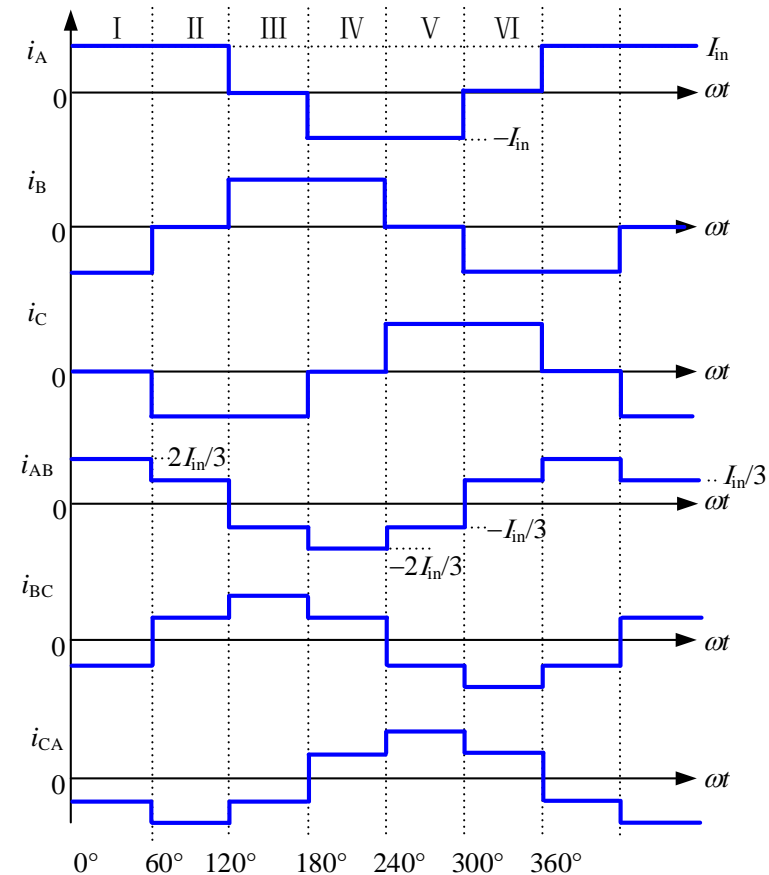
$$I_{AB1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{in} \approx 0.45 I_{in}$$



电流型三相桥式逆变器工作波形

# 电流型三相逆变器

- 对电流型逆变器也可采用正弦波形调制控制方法
- 以逆变器所期望输出的正弦电流参考波形作为调制波，与特定频率的等腰三角波或锯齿波载波相交，即可得到电流型正弦波逆变器的开关管控制信号
- 具体控制实现方式与电压型逆变器类似



电流型三相桥式逆变器工作波形