



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

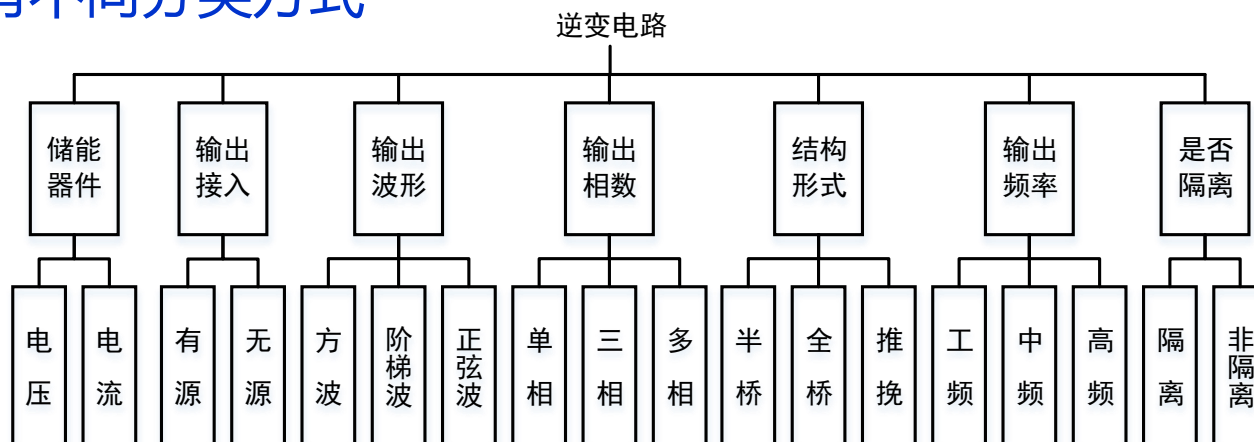
电力电子技术 · Power Electronics

第6章 DC-AC逆变器

2022/11/25

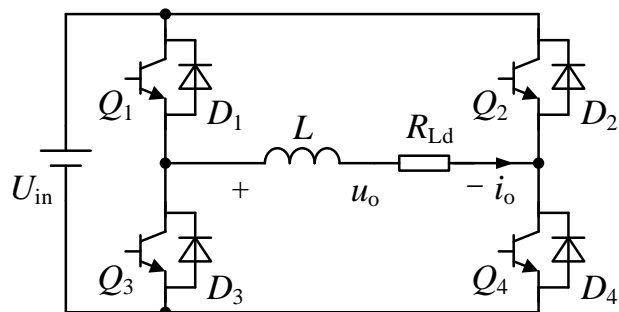


- 逆变器：直流到交流的电能变换
- 在交流电机调速、感应加热、不间断电源、可再生发电等方面应用十分广泛
- 逆变器有不同分类方式

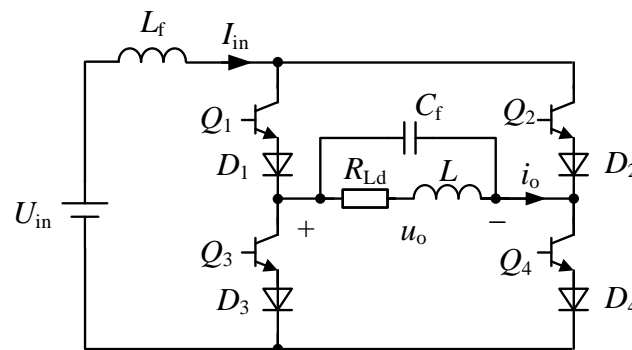


逆变器定义与分类

- 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

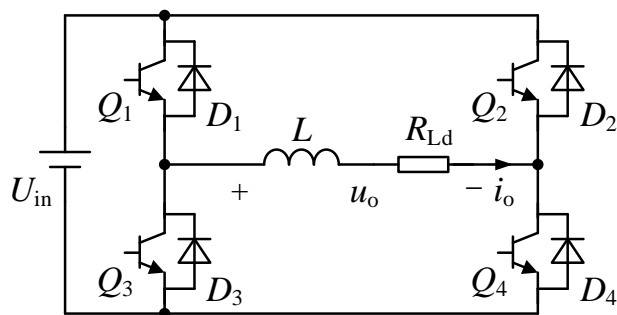
6.2 电压型逆变器的脉宽调制技术

6.3 电流型逆变器

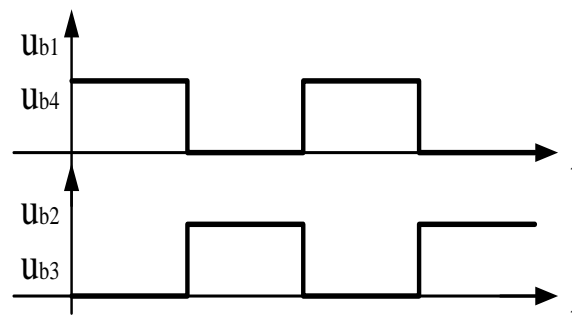


电路结构:

- $Q_1(D_1)$ 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° 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



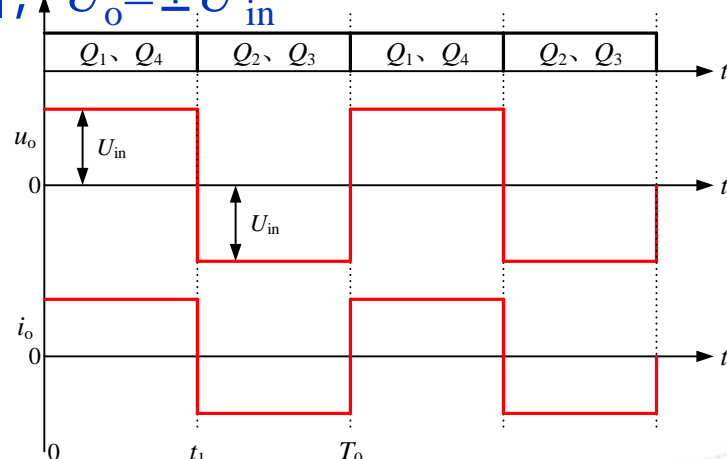
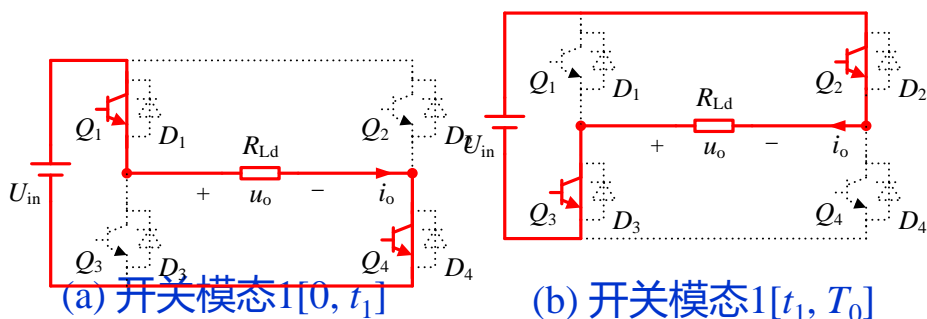
电压型单相全桥逆变器输出电压波形



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, $U_o = \pm U_{in}$



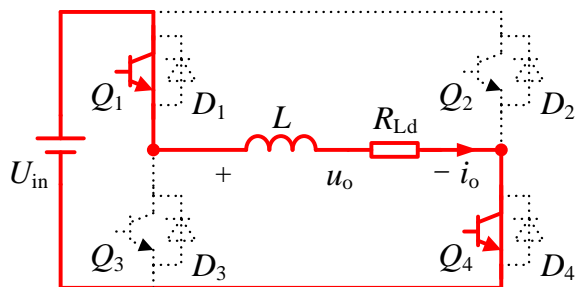
电压型单相全桥逆变器输出电压与输出电流波形（纯阻性负载）



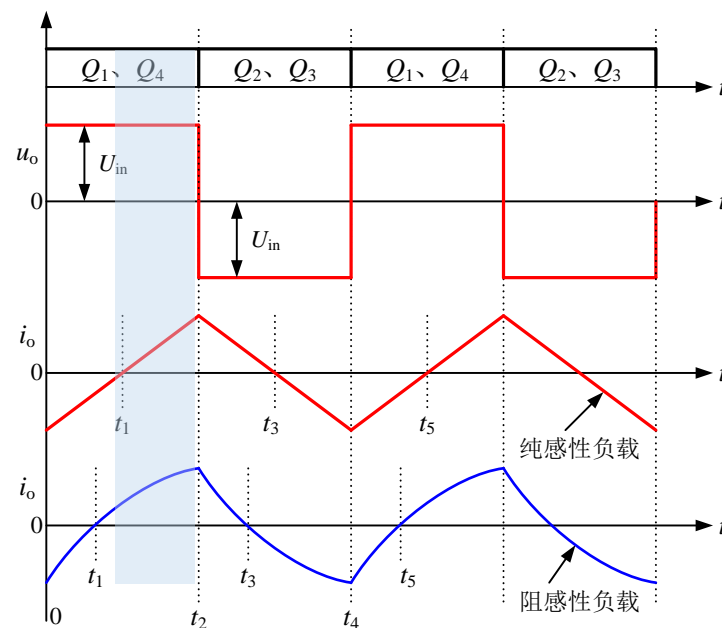
桥式功率电路—电感性负载模态1

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 $[0, t_1]$

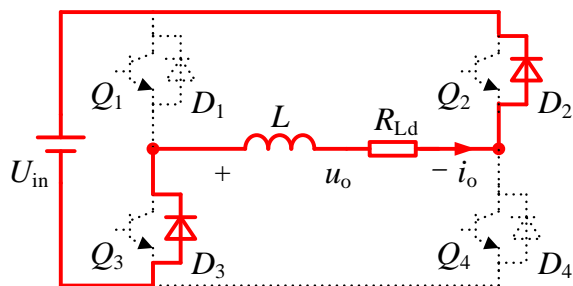


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

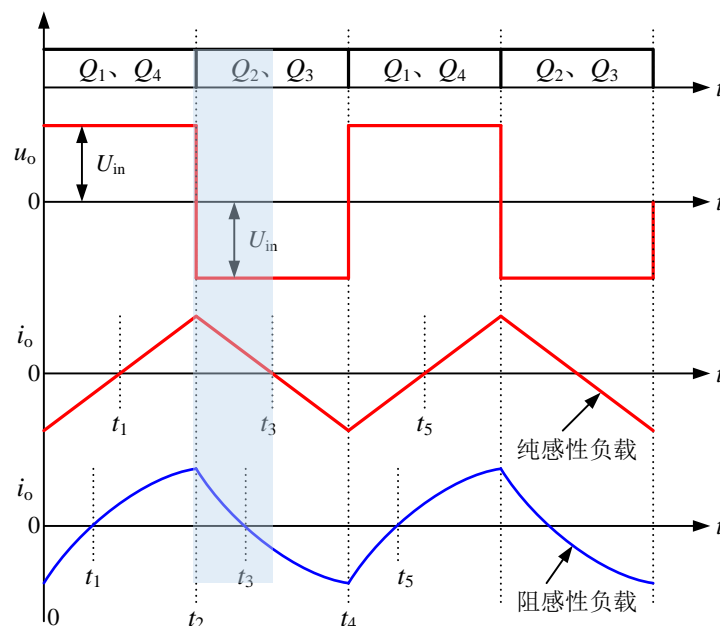


当 $Q_1 Q_4$ 关断时:

- 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



开关模式2 $[t_2, t_3]$

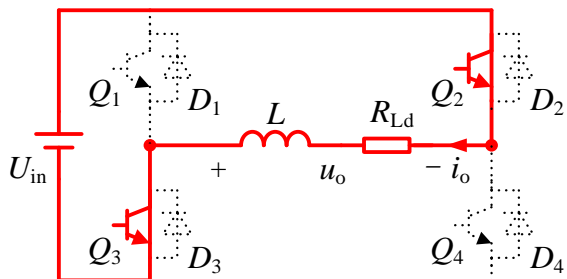


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

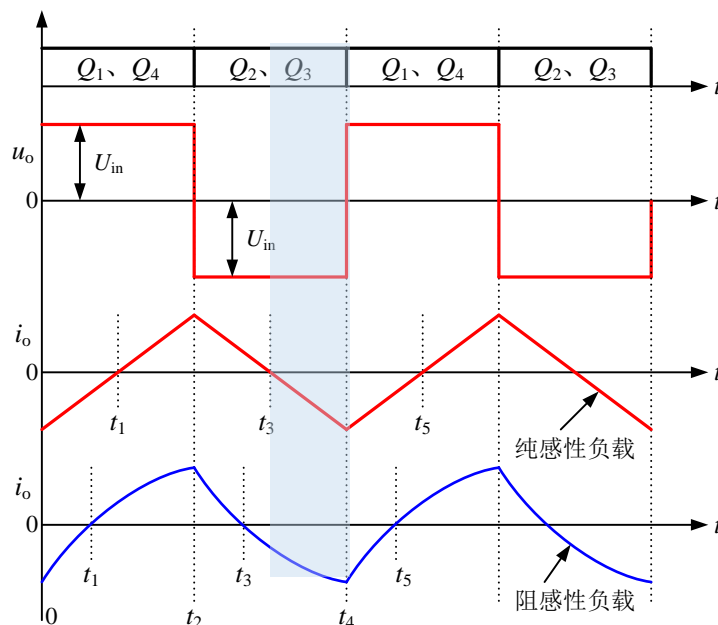


当电流下降到零后时:

- 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



开关模态3 [t_3, t_4]

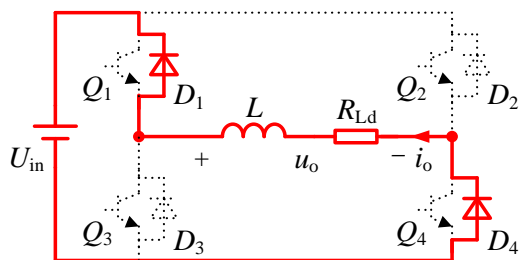


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

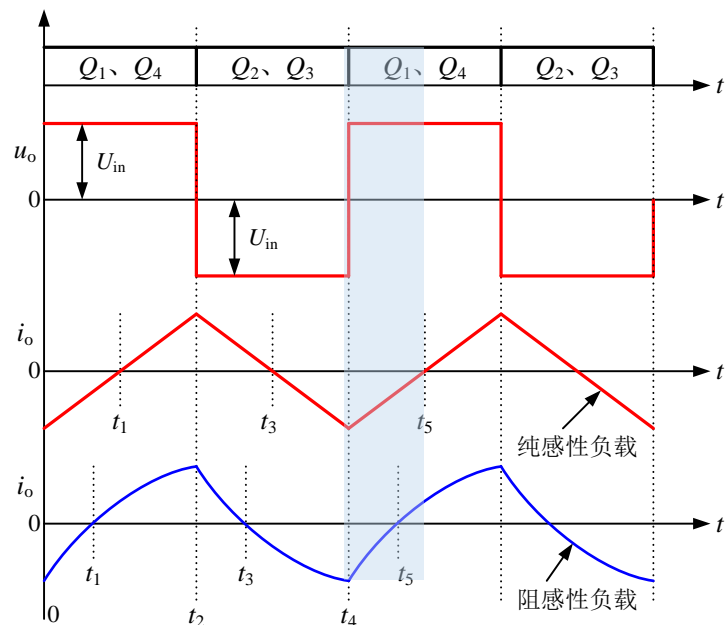
桥式功率电路—电感性负载模式4

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]

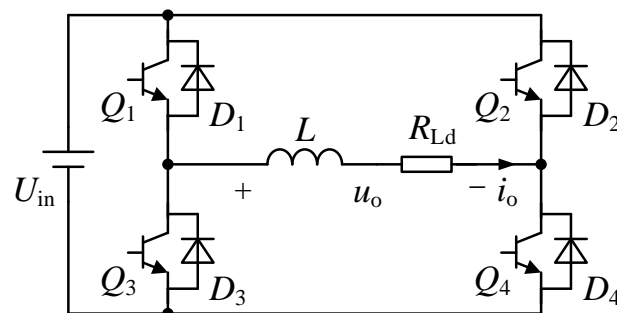


单相全桥逆变器的输出电压与输出电流波形

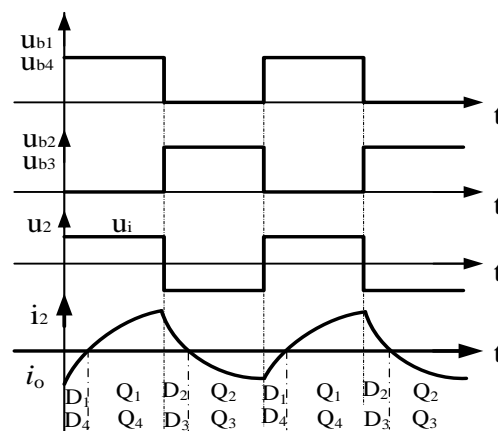


逆变器工作状态

- 功率管导通时为功率传递过程；续流二极管导通时为能量回馈过程
- 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

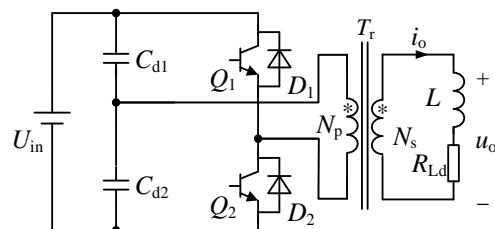


电压电流波形

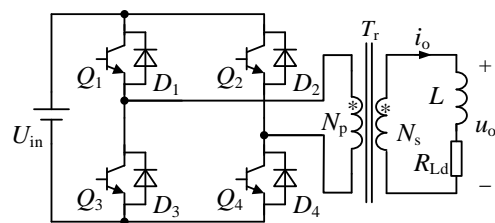


隔离型逆变器

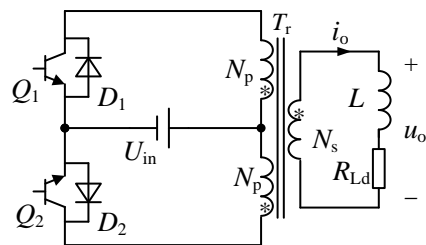
- 如果要求输入输出电气隔离，需要在逆变器的输出端加入隔离变压器
- 典型包括半桥、全桥、推挽
- 推挽逆变器的输出电压幅值与全桥逆变器相等，是半桥逆变器的2倍
- 推挽逆变器所用功率器件数量减小一半，但功率管应力是桥式电路的2倍，主要用于低压输入小功率应用场合



单相半桥逆变器



单相全桥逆变器



单相推挽逆变器

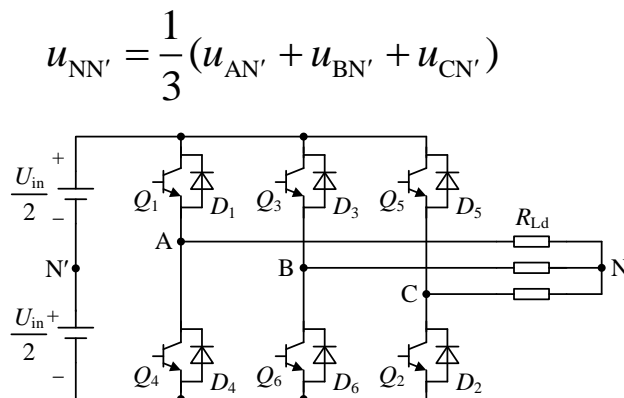


电压型三相逆变器

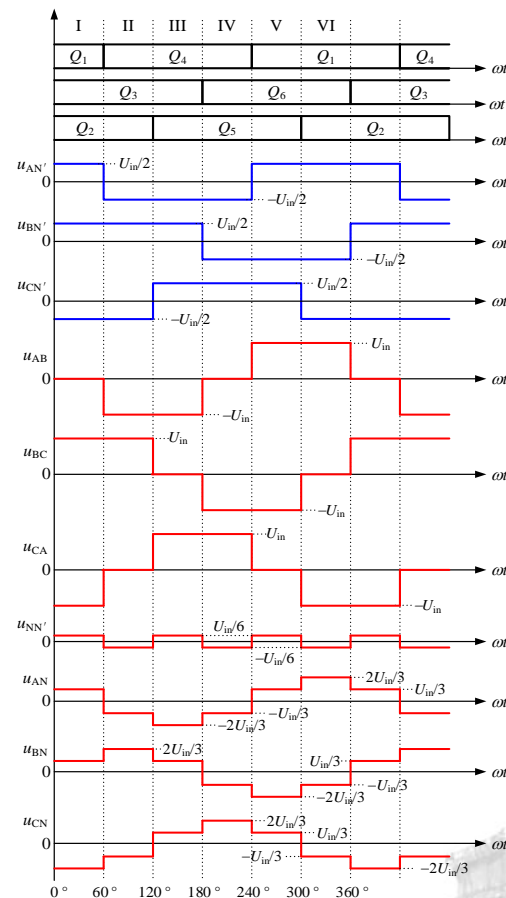
- 同一桥臂两只开关管均为 180° 互补导通
- 各相依次导通，导电角度相差 120° ，驱动信号间隔为 60°

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

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



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



➤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 (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）

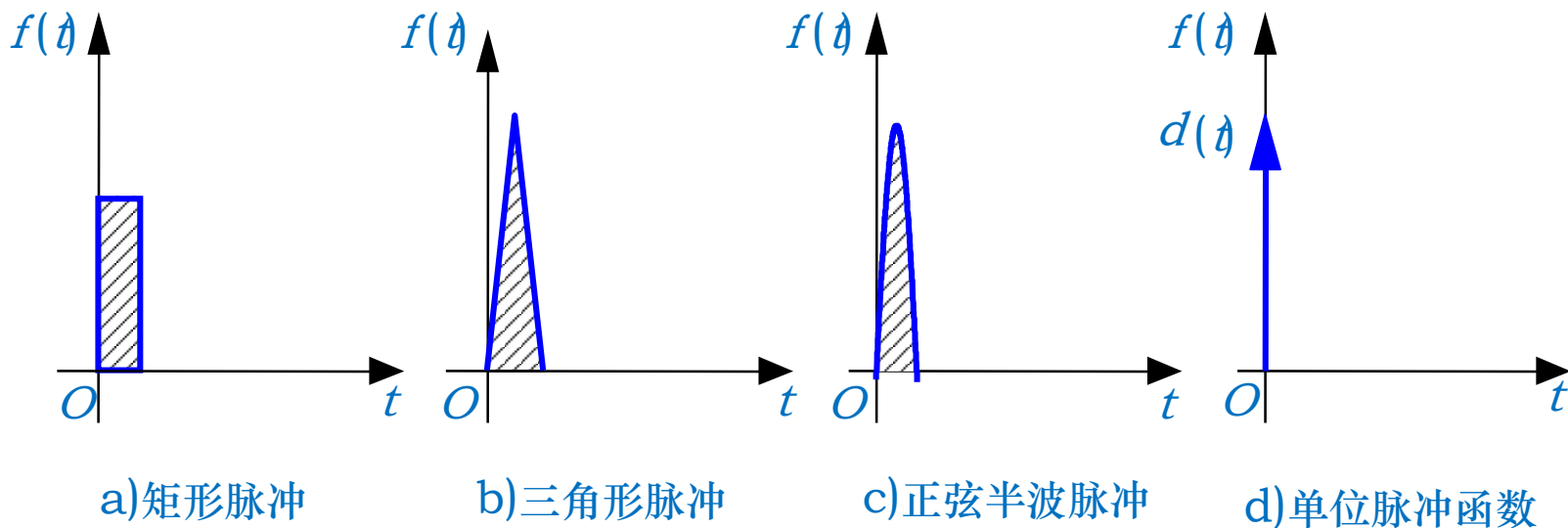


➤ 采样控制理论基础:

- 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

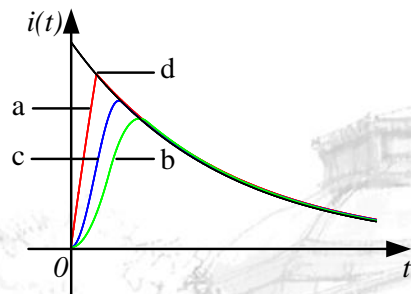
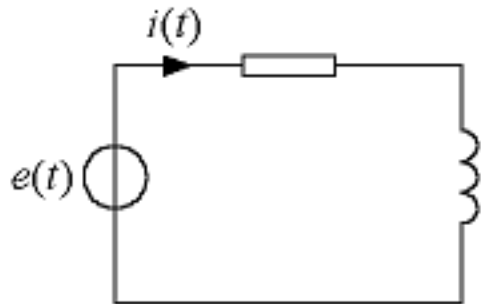


1. 几种冲量相等的窄脉冲类型

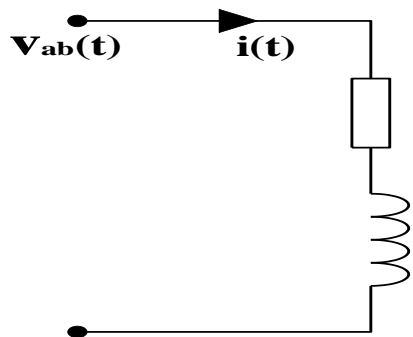


形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

2. 典型的惯性环节



正脉冲宽度调制SPWM基本原理



$$\int V_D \cdot dt = V_D \cdot \Delta t_m = \int V_{1m} \sin \omega t dt$$

$$\Delta t_m = \frac{1}{V_D} \int V_{1m} \sin \omega t dt$$

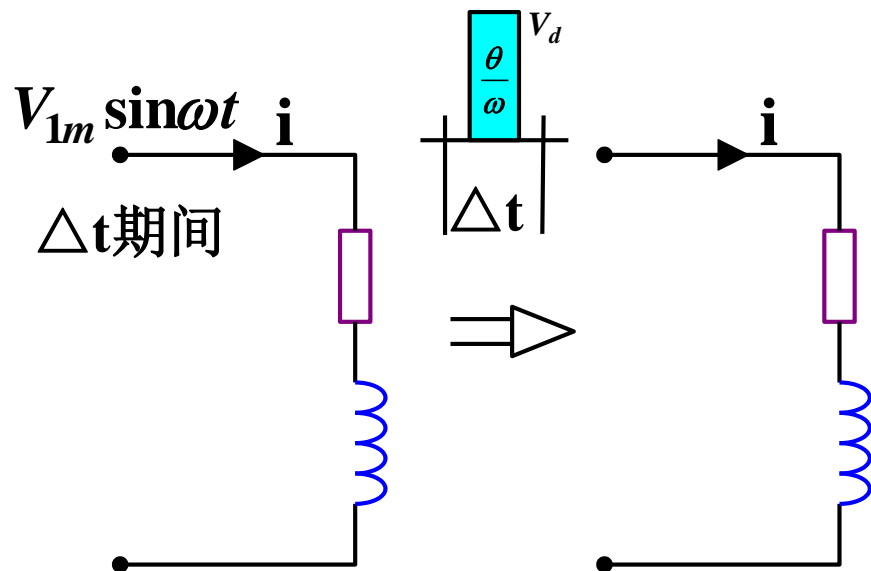
$$\theta_m = \omega \cdot \Delta t_m = \omega \cdot \frac{1}{V_D} \int V_{1m} \sin \omega t dt$$

冲量等效原理:

大小、波形不相同的窄脉冲变量作用于惯性系统时，只要它们的冲量即变量对时间的积分相等，其作用效果基本相同。



正脉冲宽度调制SPWM基本原理

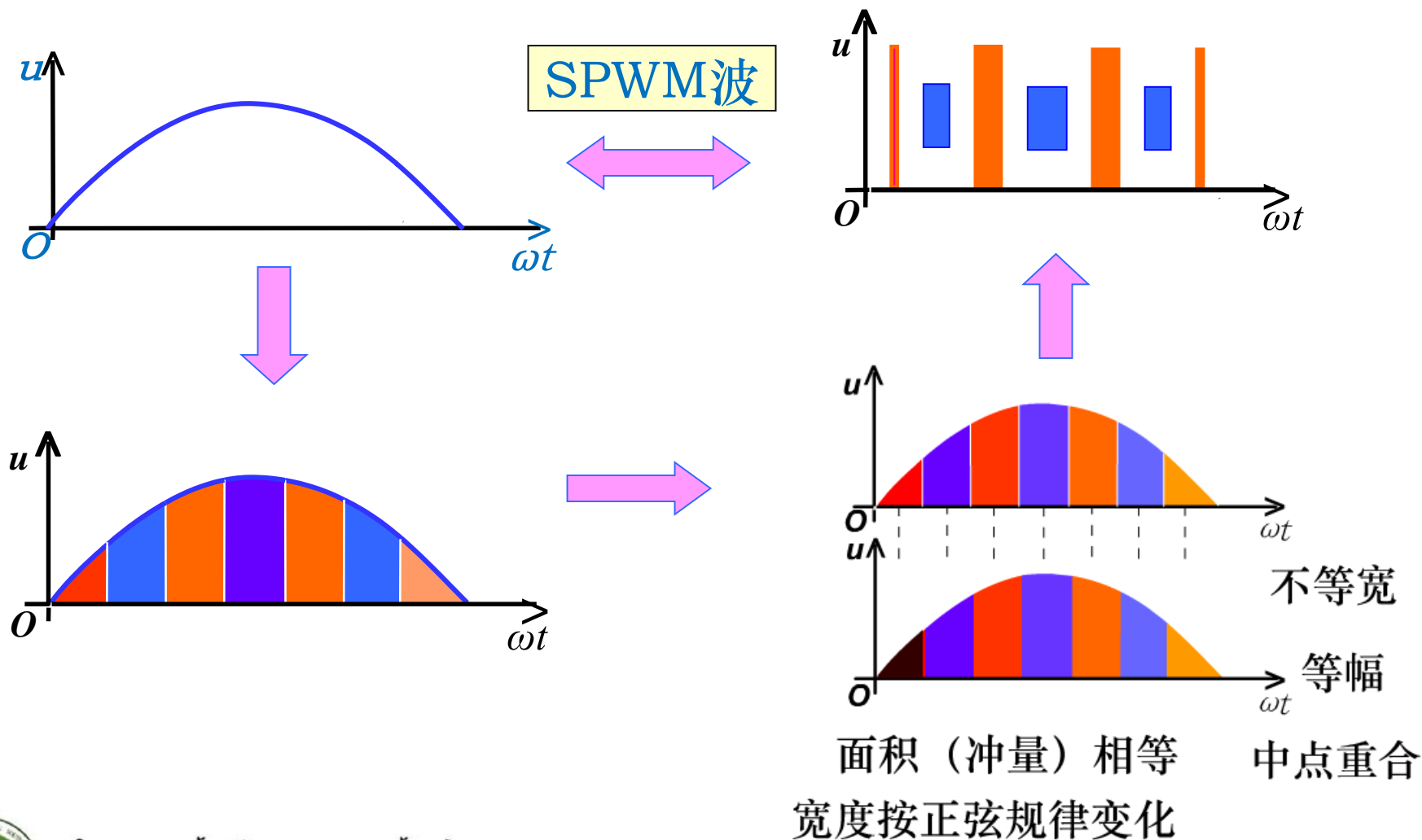


在某一很短的时间段期间，正弦电压与同一时间段中等幅脉冲电压作用于L、R电路时，只要两个**窄脉冲电压的冲量相等**，则它们所形成的电流响应就相同。因此要使图中的PWM电压波在每一时间段都与该时段中正弦电压等效，除每一时间段的面积相等外，每个时间段的电压脉冲还必须很窄，这就要求脉波数量P很多。脉波数越多，不连续的按正弦规律改变宽度的多脉波电压就越等效于正弦电压。



PWM调制的基本思想

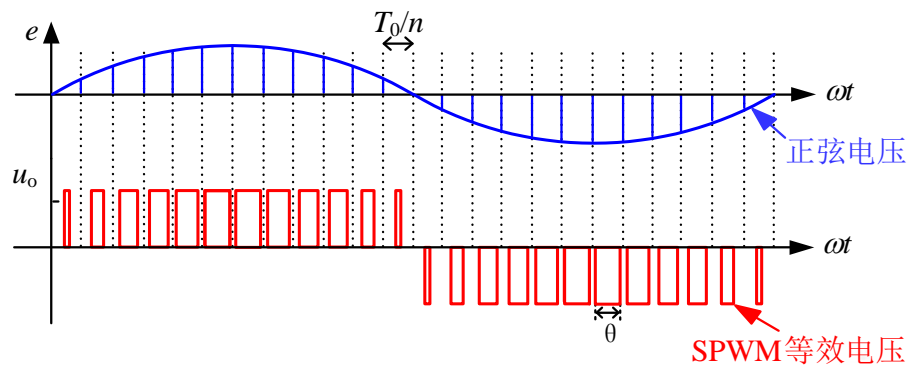
➤ 用冲量平衡原则来代替一个正弦半波



正弦脉宽调制



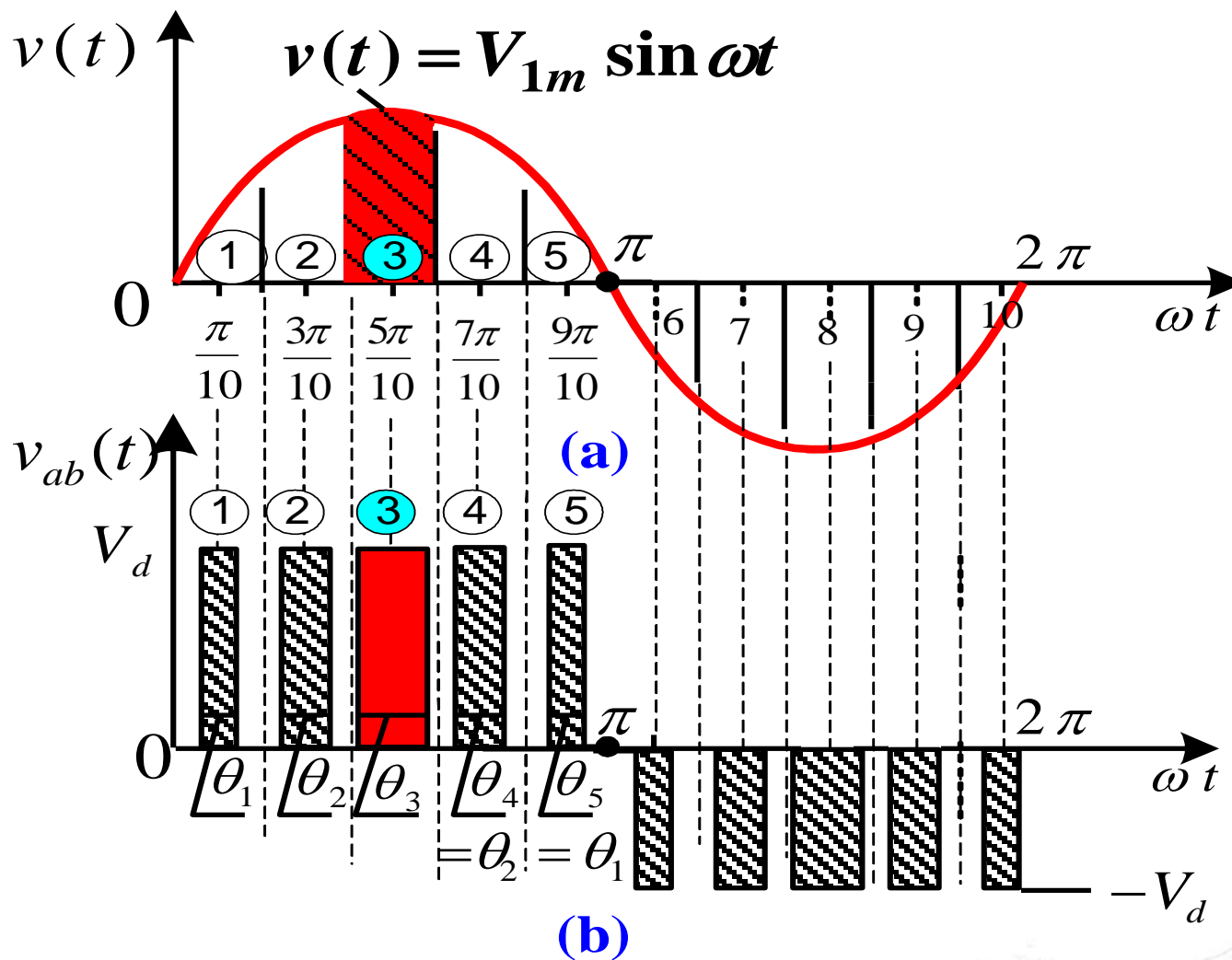
- 用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波
 - 矩形脉冲：等幅，不等宽，中点重合，面积（冲量）相等
 - 宽度按正弦规律变化
- SPWM波形—脉冲宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的PWM波形
- 要改变等效输出正弦波幅值，按同一比例改变各脉冲宽度即可



SPWM调制信号等效生成



正脉冲宽度调制SPWM基本原理



(a)正弦电压

(b)SPWM等效电压





6.2 逆变器脉宽调制技术

6.2.1 单脉宽调制技术

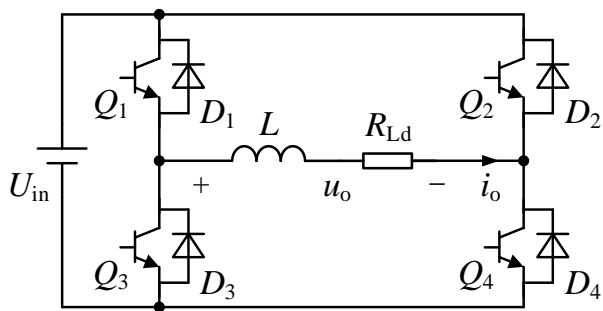
6.2.2 载波调制SPWM

6.2.3 直接计算SPWM

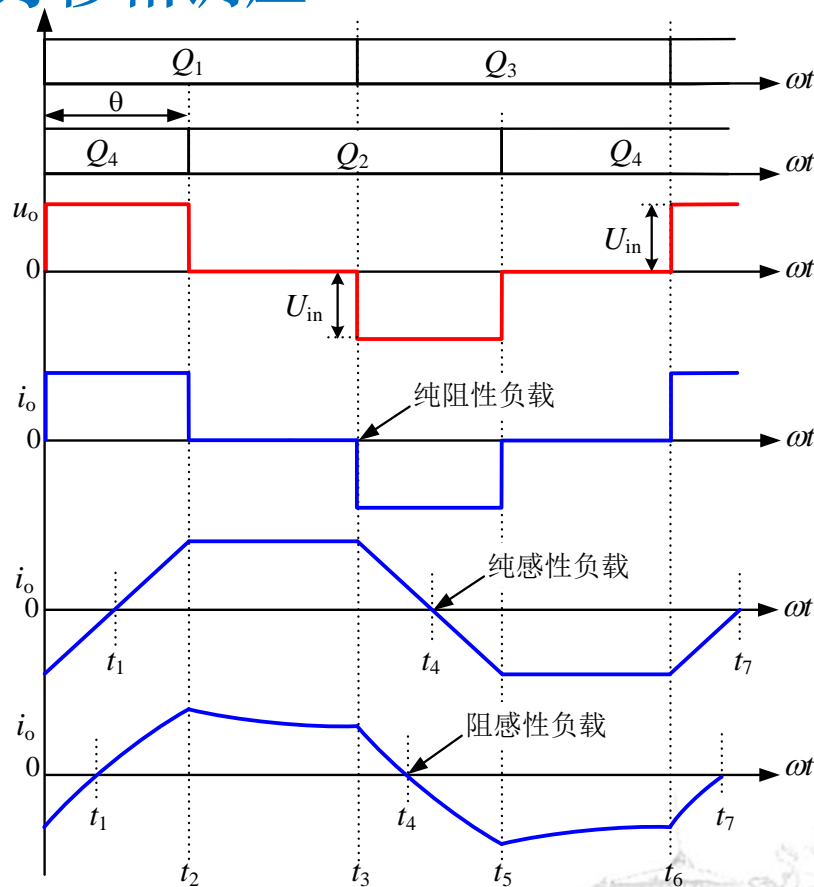


单脉宽调制

- 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°
- $Q_1(Q_2)$ 、 $Q_3(Q_4)$ 互补
- Q_2 驱动比 Q_1 滞后 θ 角度
- 输出电压脉宽为 θ ，实现输出电压调节



(a)功率电路



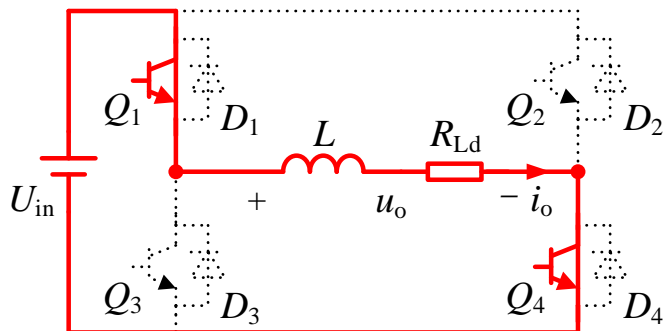
(b)输出电压与电流波形

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

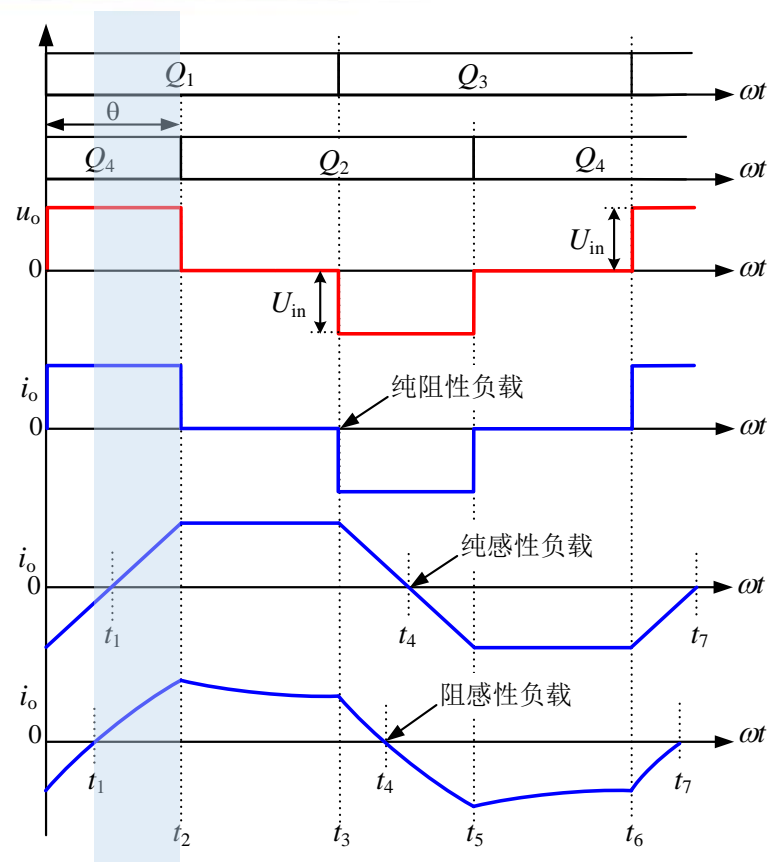


单脉宽调制-模态分析

- 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



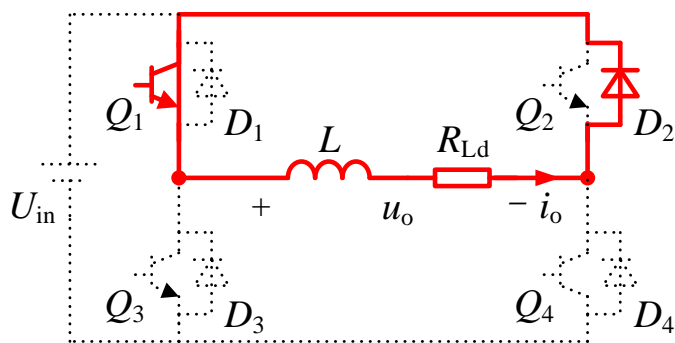
(b)输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模式下等效电路与工作波形

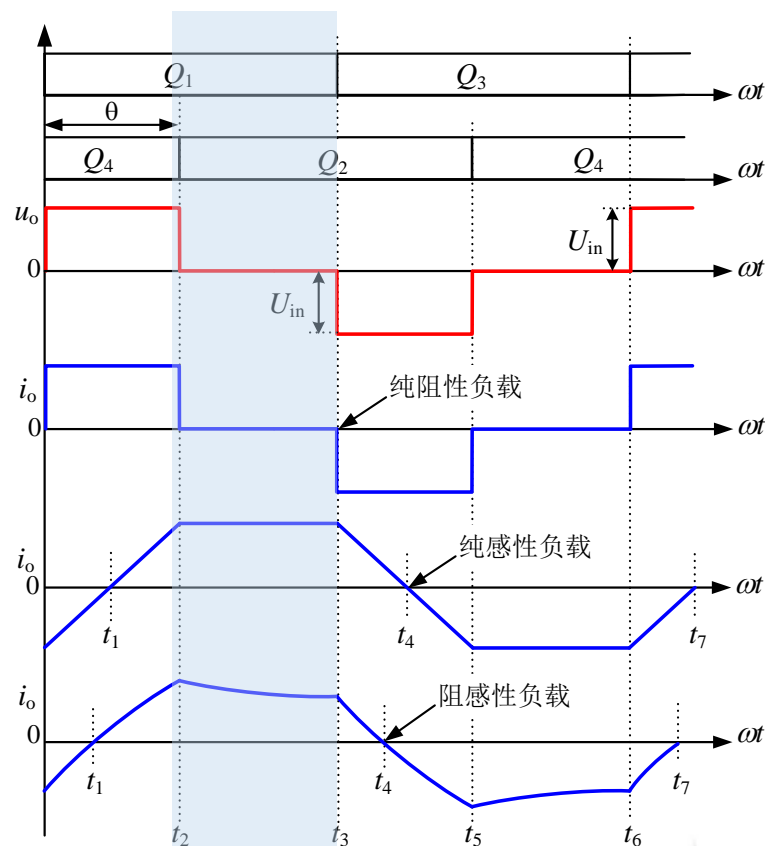


单脉宽调制-模态分析

- 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) 开关模式2 $[t_2, t_3]$ 等效电路



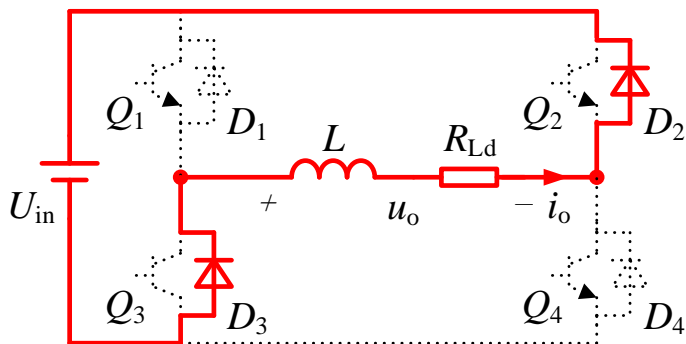
(b) 输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模式下等效电路与工作波形

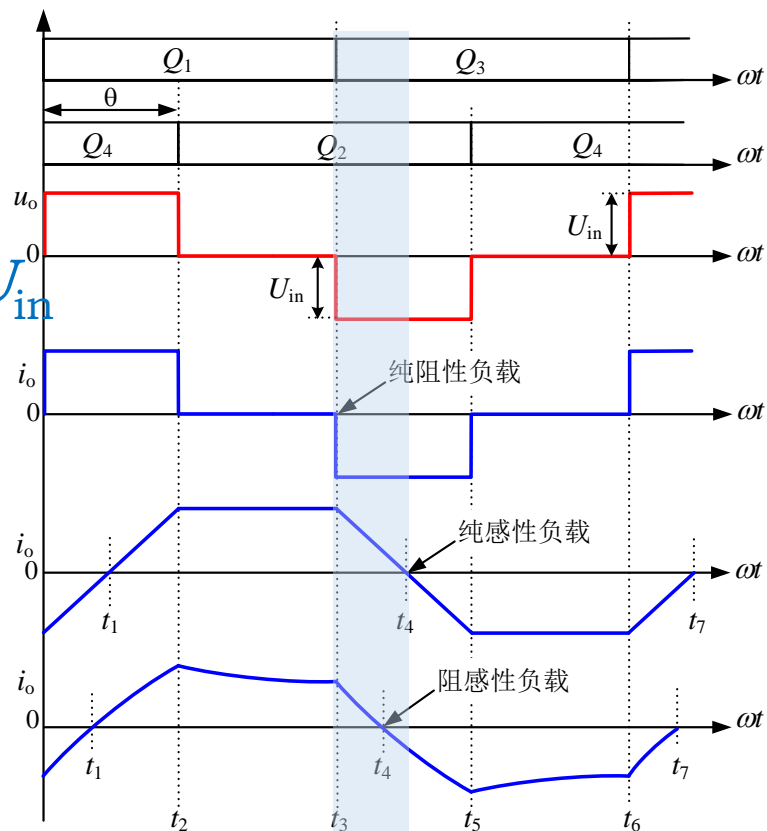


单脉宽调制-模态分析

- 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) 开关模式3 $[t_3, t_4]$ 等效电路



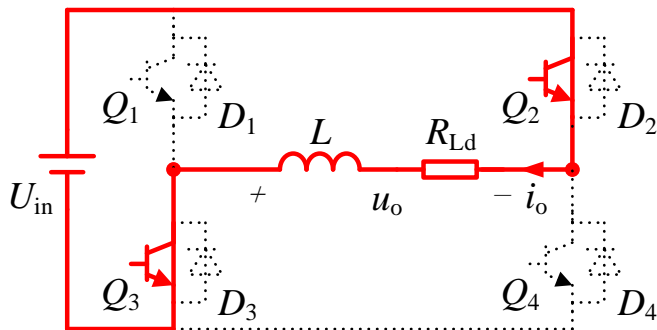
(b) 输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模式下等效电路与工作波形

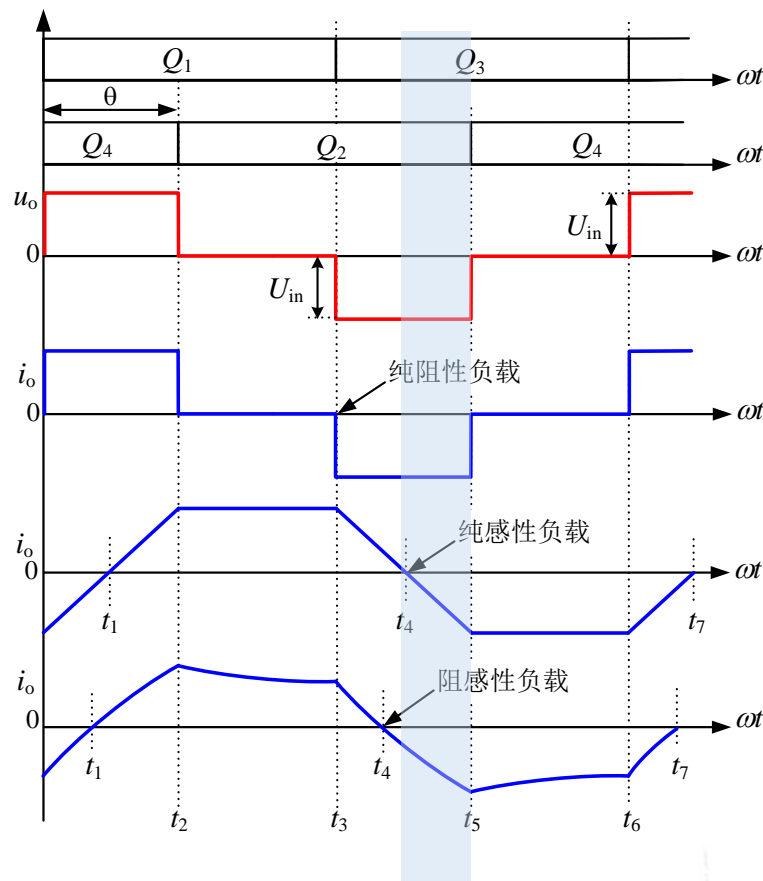


单脉宽调制-模态分析

- 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) 开关模态4 $[t_4, t_5]$ 等效电路



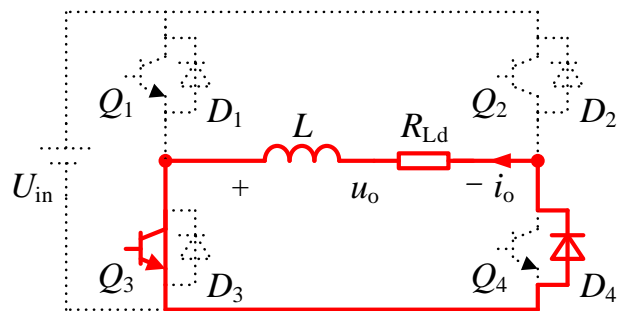
(b) 输出电压与电流波形

单相全桥逆变电路在不同开关模态下等效电路与工作波形

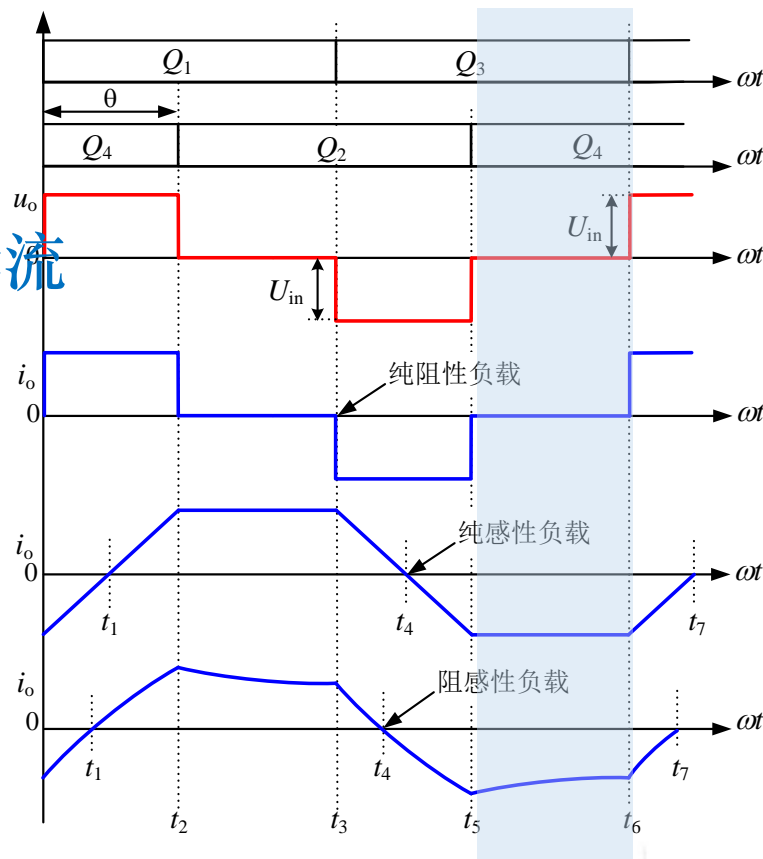


单脉宽调制-模态分析

- 在 $[t_5, t_6]$ 时段:
- t_5 时刻, 关断 Q_2
- 感性负载电流方向不变, Q_3 和 D_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



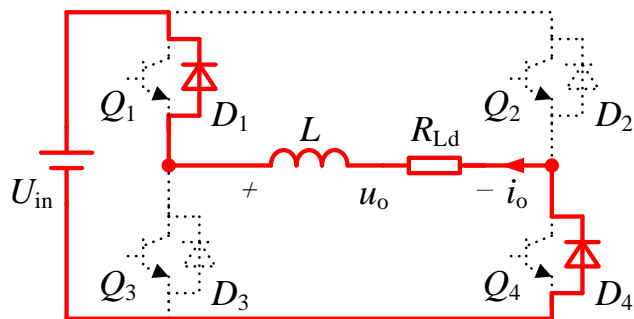
(b)输出电压与电流波形

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

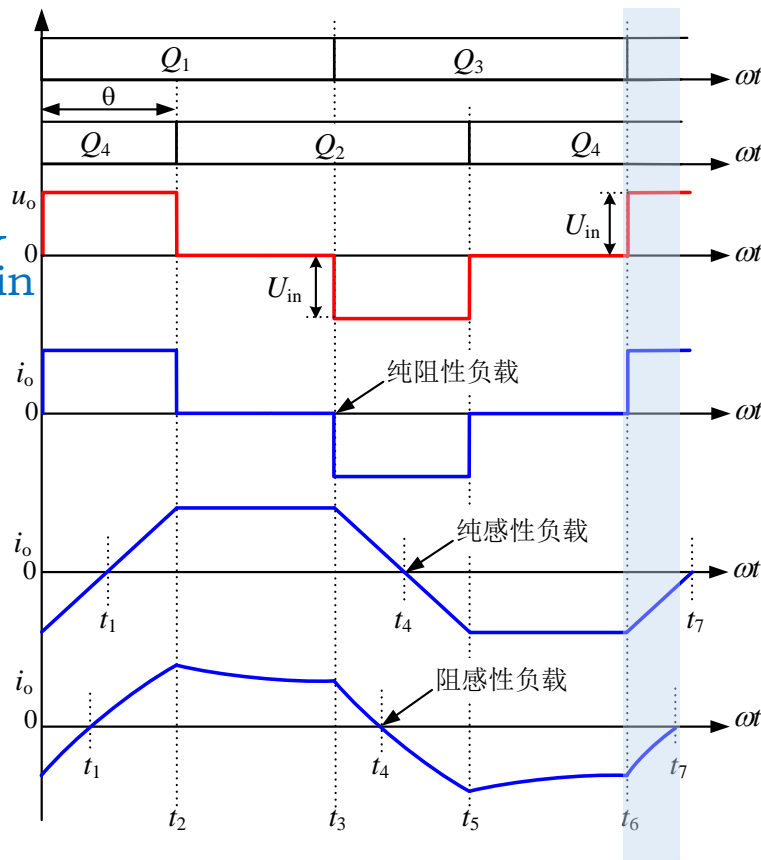


单脉宽调制-模态分析

- 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) 开关模式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式下等效电路与工作波形

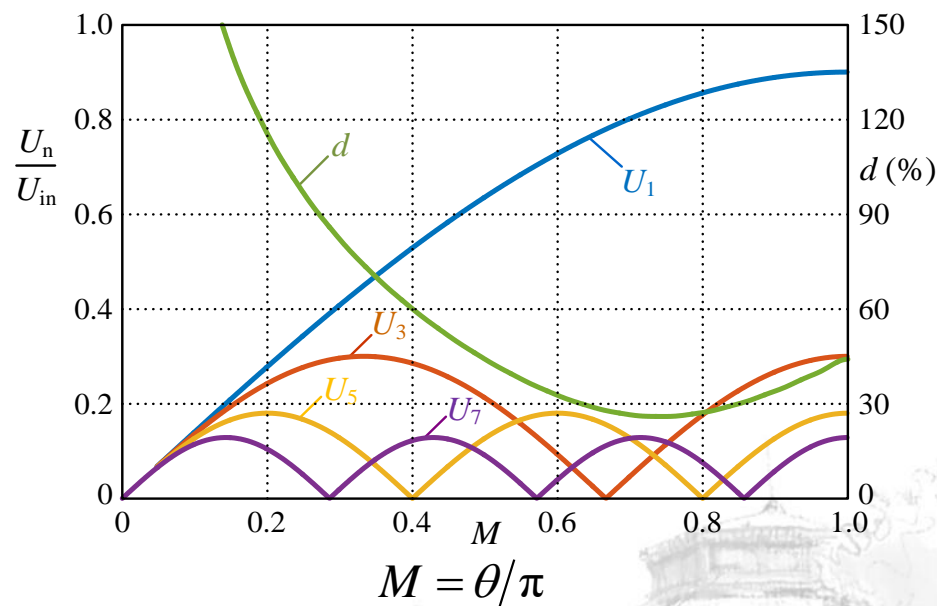


单脉宽调制的输出分析



- 采用单脉冲宽度调制，逆变器输出电压为 θ 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

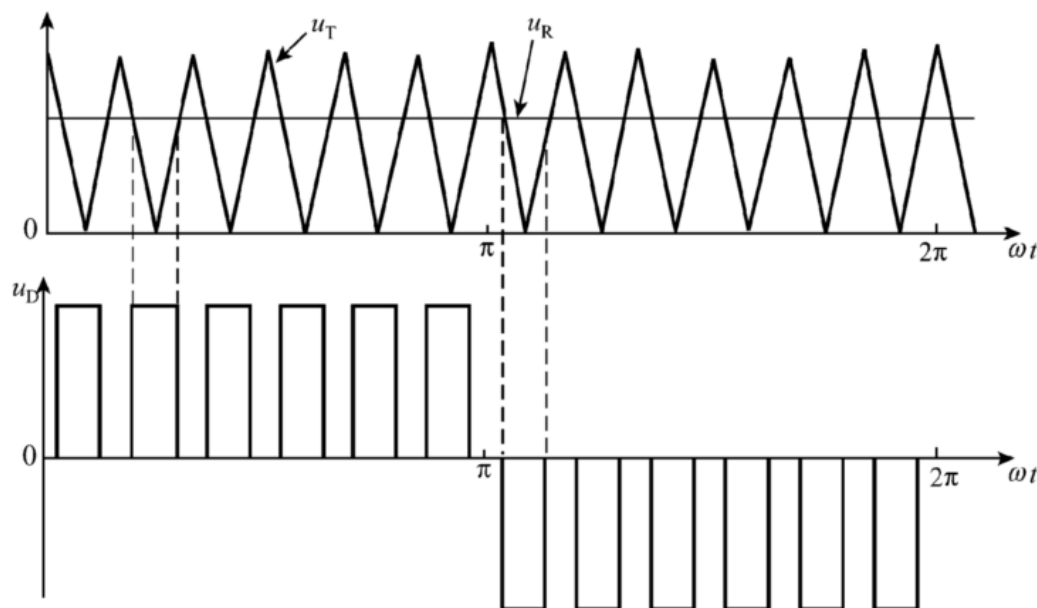


多脉冲调制

u_T —三角载波信号电压

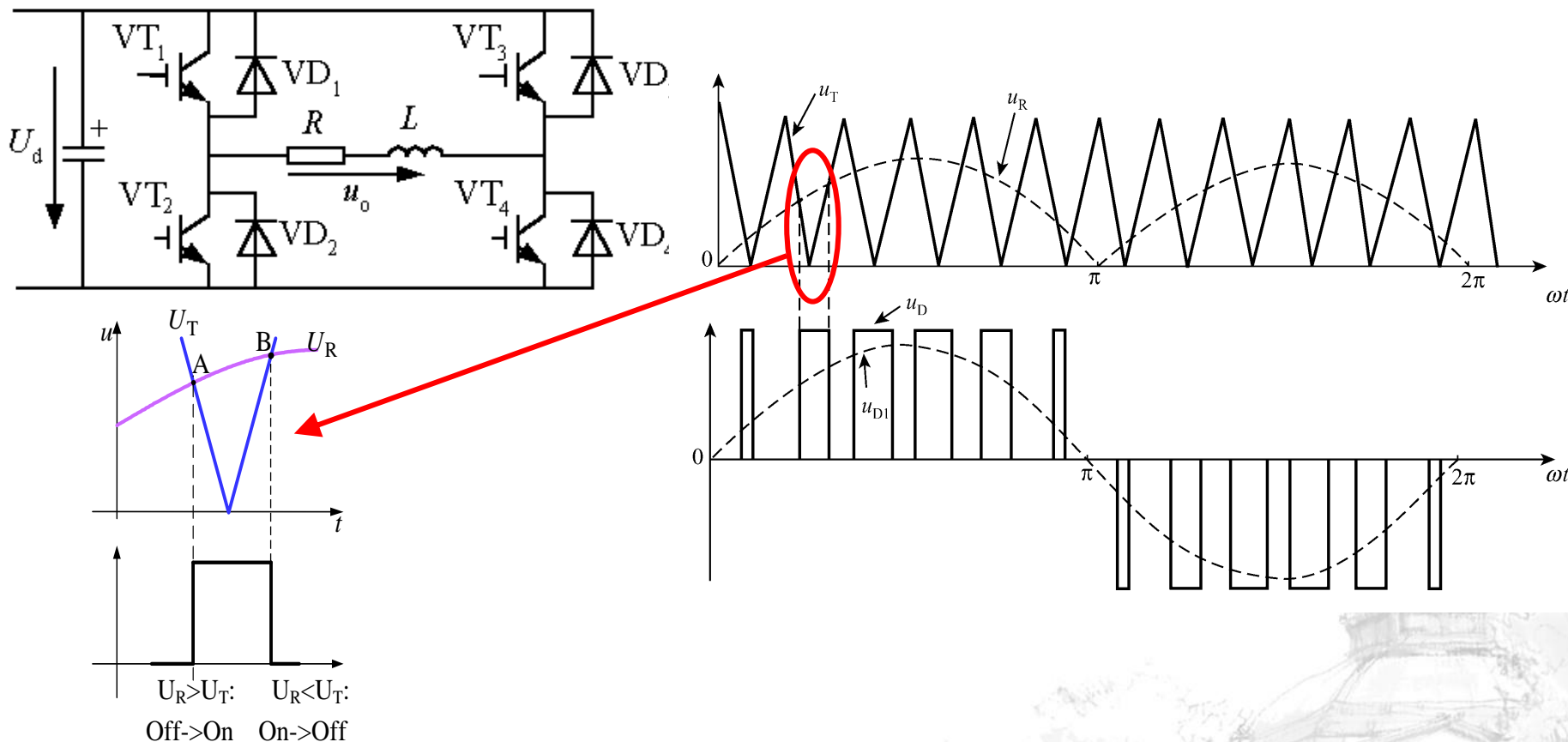
u_R —控制参考信号电压

u_D —调制脉冲信号，脉宽
取决于 $u_R > u_T$ 区间大小

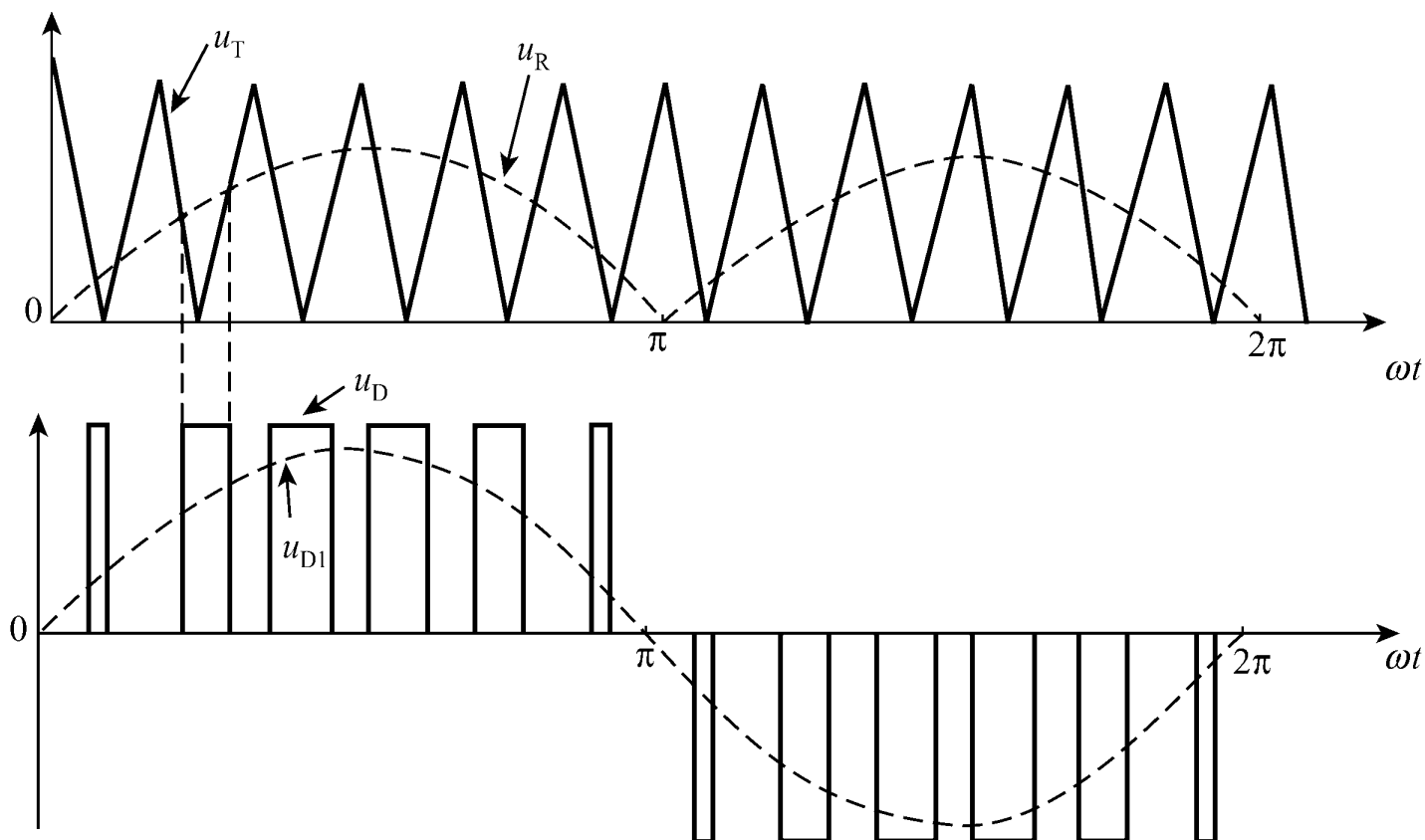


➤ 正弦波脉宽调制(SPWM)

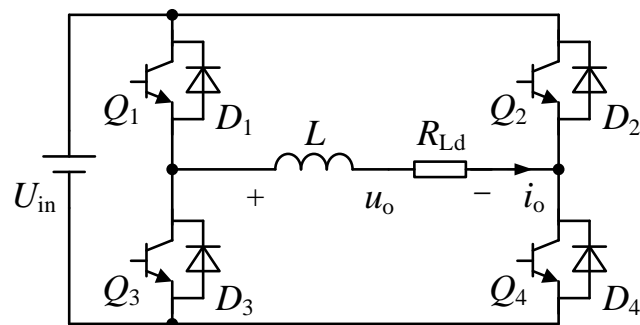
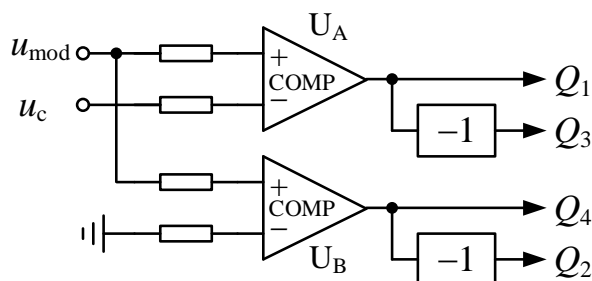
选择正弦波电压作为参考控制信号电压在半周内区间大小不一，故调制波宽度也不同，符合正弦变化规律。



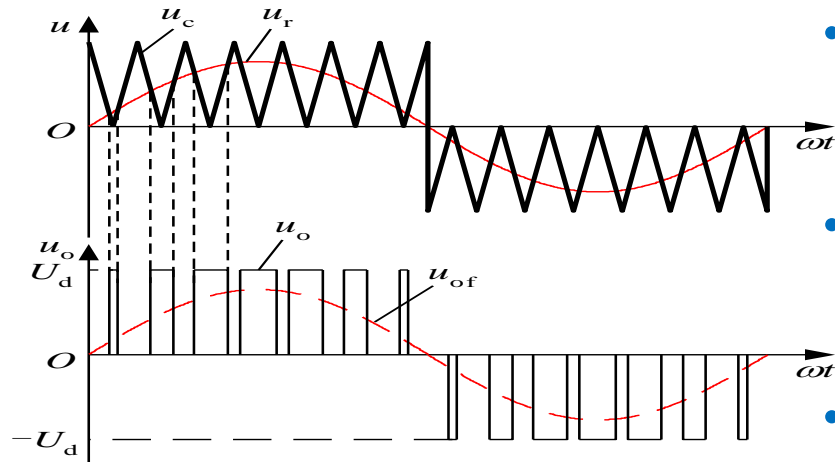
► 单极性调制



单极性PWM调制



单极性SPWM控制产生电路



单极性SPWM控制调制波形

- 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PWM调制

u_{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 续流导通

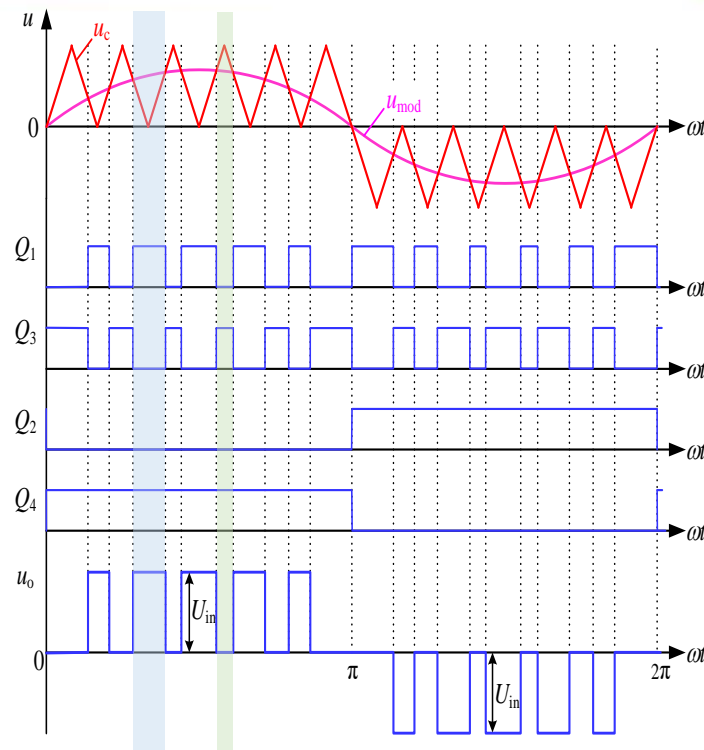
• 输出正极性电压脉冲

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

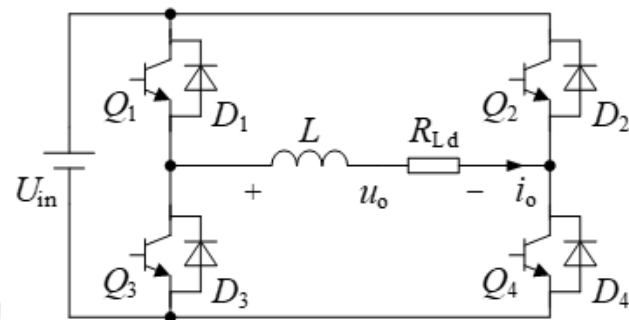
- 正向电流, D_3 、 Q_4 续流导通;
- 反向电流, Q_3 、 D_4 导通
- 输出为零电平

➤ Q2(D2)、Q4(D4)作为周期控制桥臂;

➤ Q1(D1)、Q3(D3)作为调制桥臂。



单极性SPWM控制调制波形



单极性PWM调制

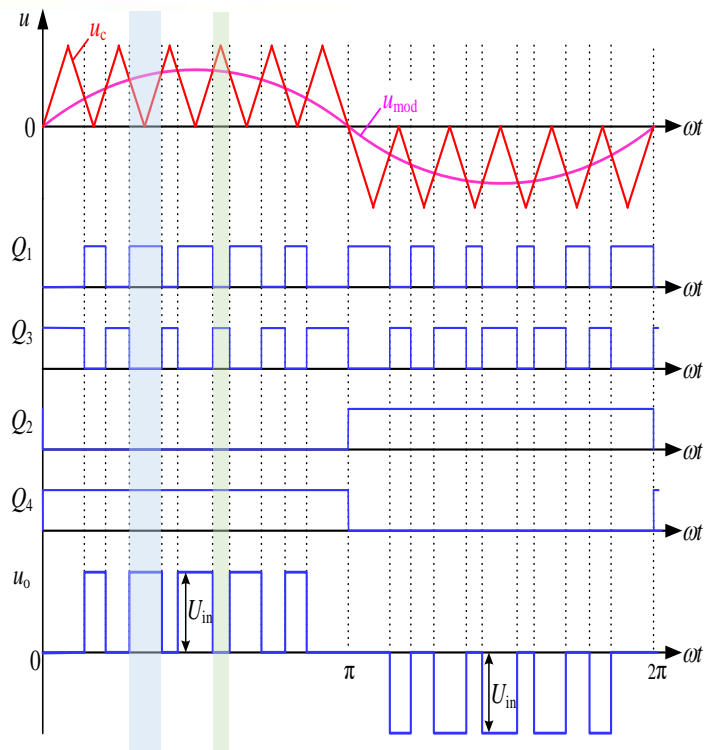
U_{mod} 负半周, Q_2 通, Q_4 断

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

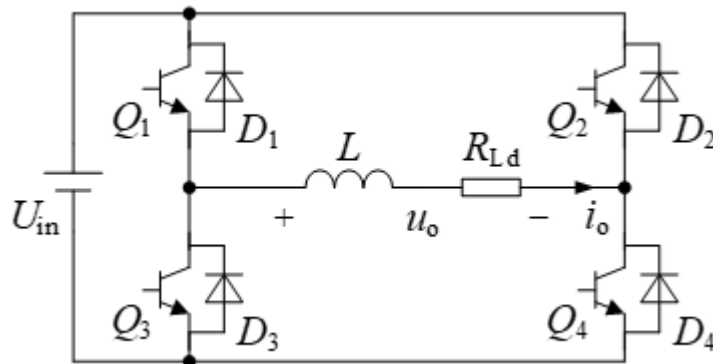
- 正向电流, Q_1 、 D_2 导通;
- 反向电流, D_1 、 Q_2 导通
- 输出零电平

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

- 正向电流, D_2 、 D_3 续流导通;
- 反向电流, Q_2 、 Q_3 导通
- 输出为负极性电压脉冲



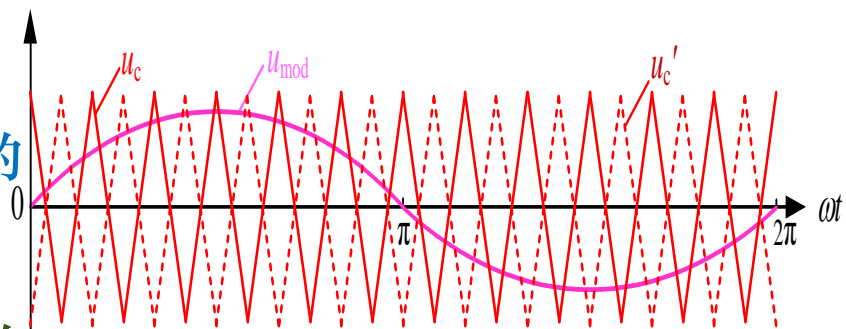
单极性SPWM控制调制波形



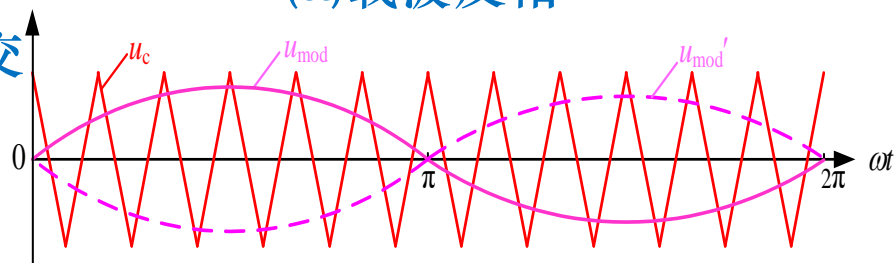
单极性倍频PWM调制

➤ 单极性倍频PWM调制

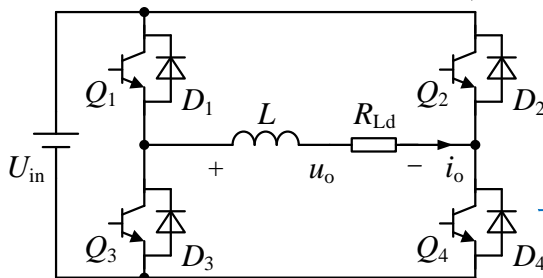
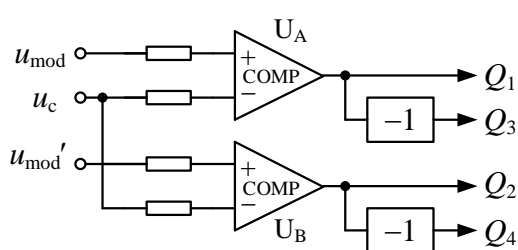
- 载波反相：两个相位相反而幅值相等的三角波和一个正弦调制波交截
- 调制波反相：两个相位相反幅值相等的正弦调制波与一个双极性三角波载波交截



(a)载波反相



(b)调制波反相



单极性倍频SPWM调制波形

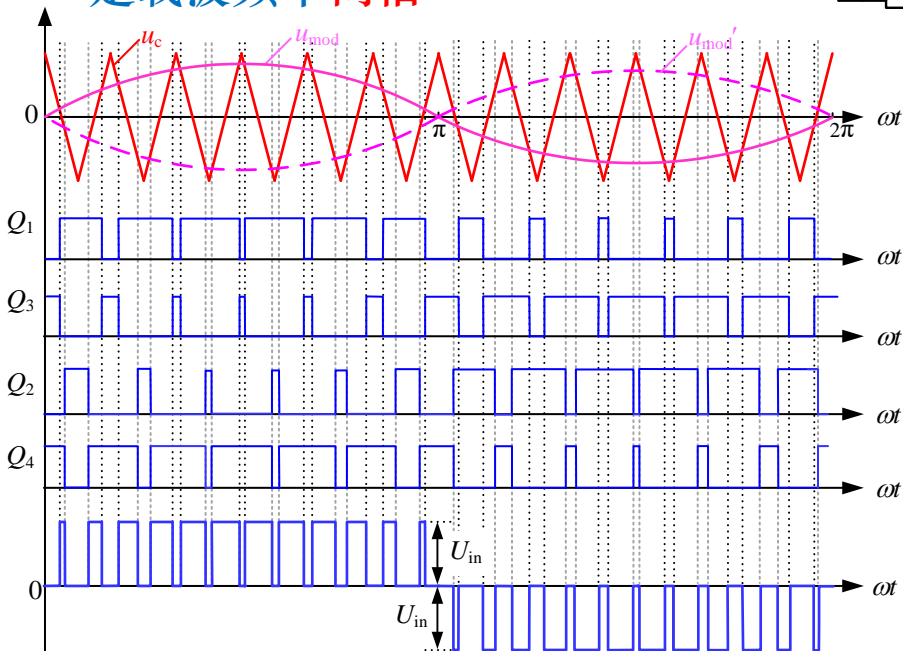
单极性倍频SPWM控制产生电路



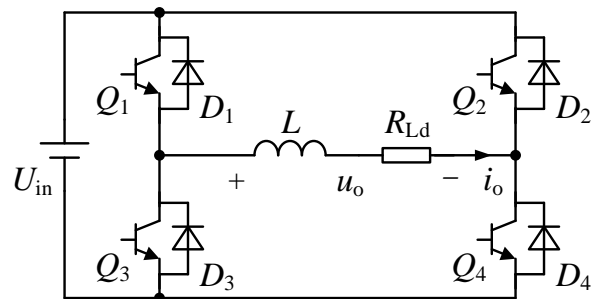
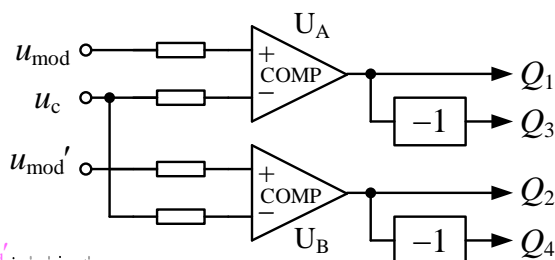
单极性倍频PWM调制

- $u_{\text{mod}} > u_c$, 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
- 逆变器输出脉冲的调制频率

是载波频率两倍



单极性倍频SPWM控制调制波形

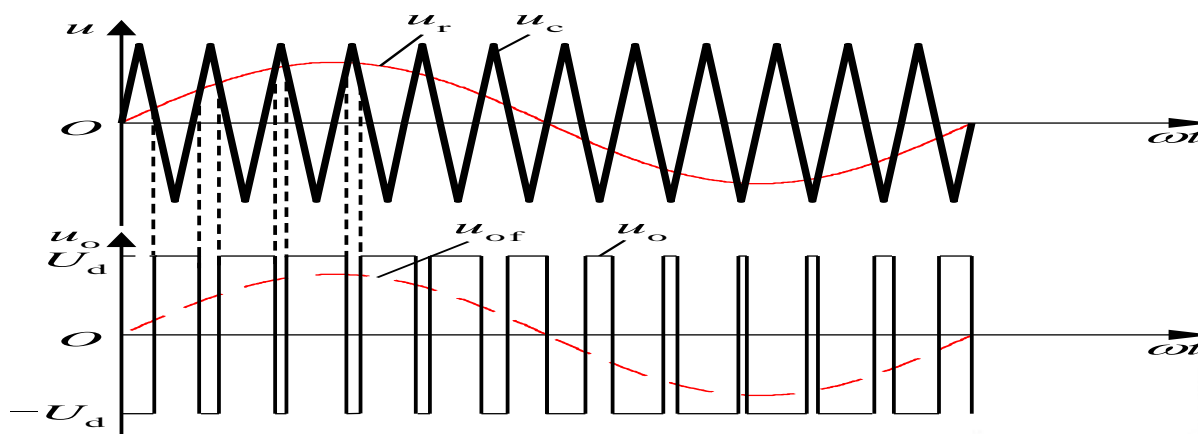


单极性倍频SPWM控制产生电路



➤ 双极性PWM调制

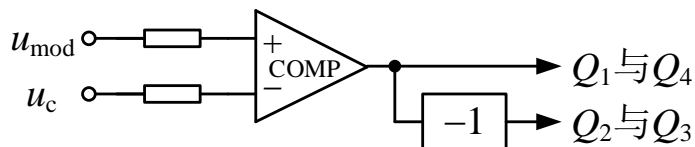
- 调制波的半个周期内，三角波载波有正有负，所得PWM波也有正有负
- 一周期内，输出PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平
- 调制信号和载波信号的交点控制器件通断
- 正负半周，对各开关器件的控制规律相同



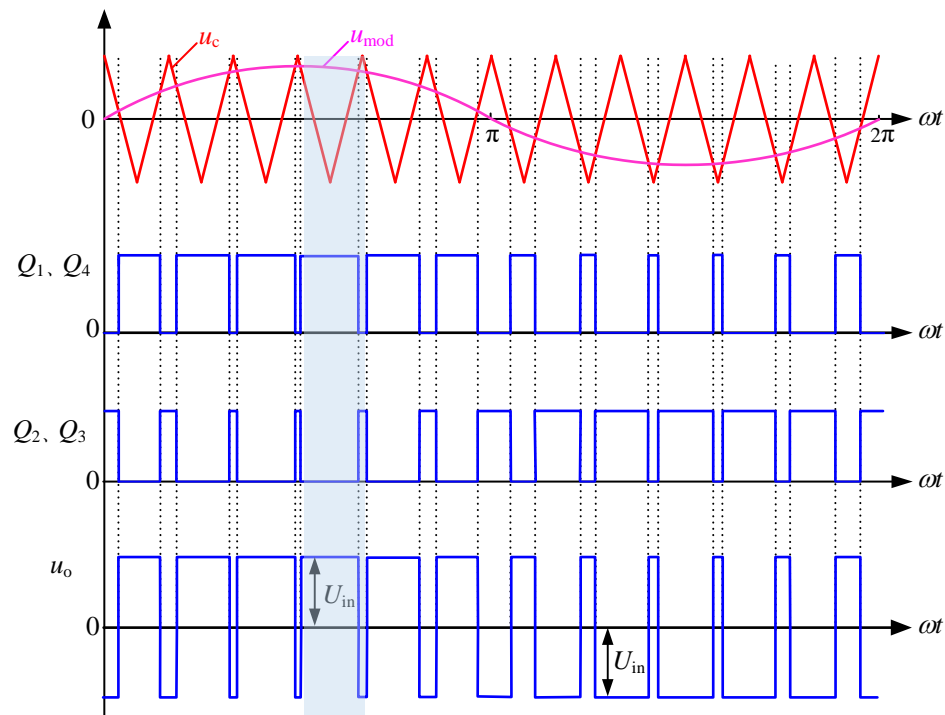
双极性SPWM控制调制波形



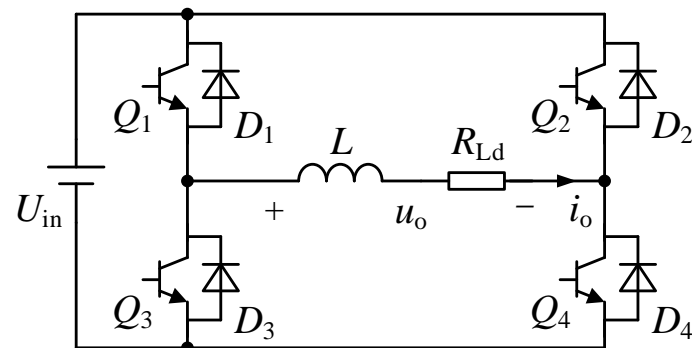
双极性PWM调制



双极性SPWM控制产生电路



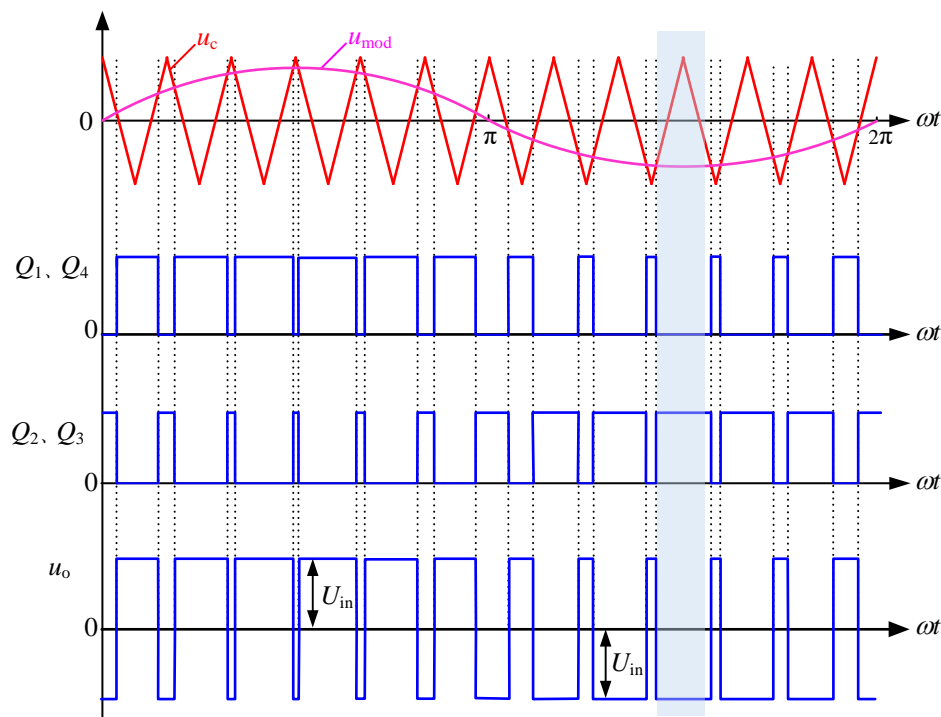
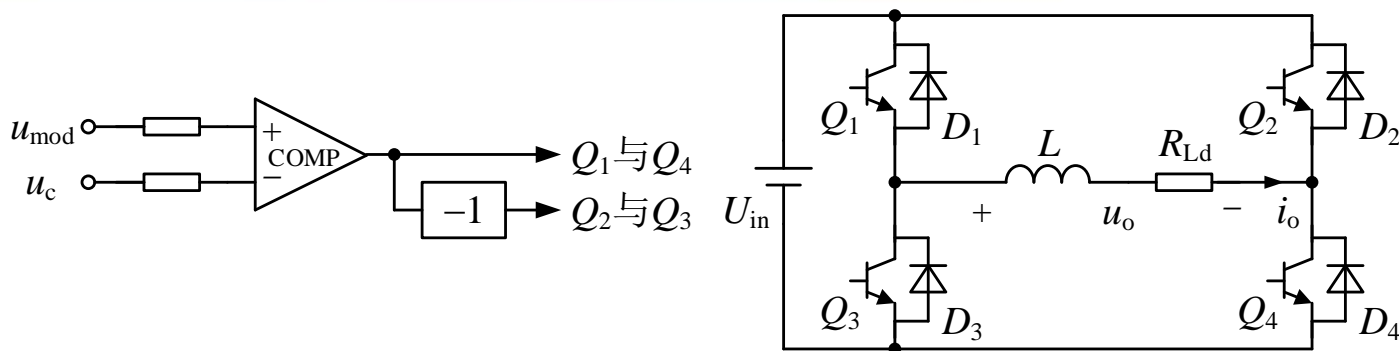
双极性SPWM控制调制波形



- 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， 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PWM调制



双极性SPWM控制产生电路

- 当 $u_{\text{mod}} < u_{\text{c}}$ 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_1 、 Q_4 导通；
- 正向电流时， 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

東南大學電氣工程學院

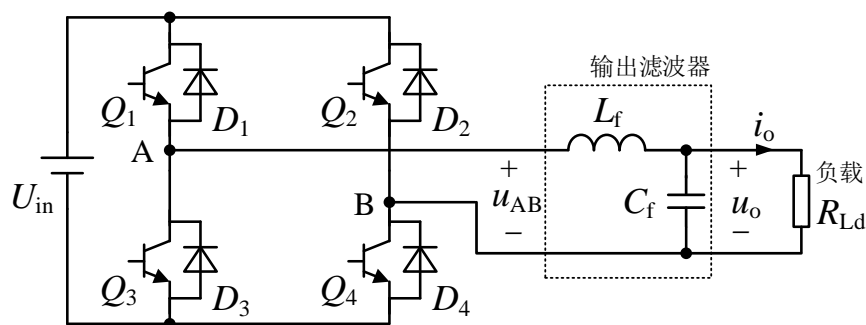
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING, SEU

南京 四牌楼2号 <http://ee.seu.edu.cn>



SPWM调制与输出滤波

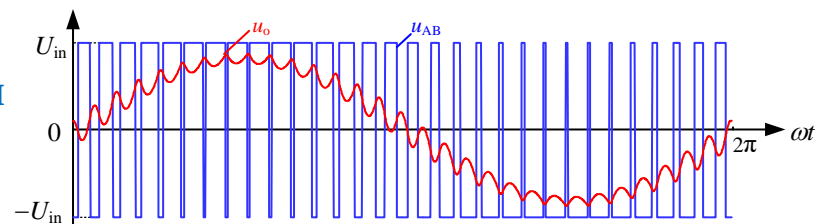
- 不同正弦调制下逆变器输出均为脉宽随正弦规律变化的系列矩形脉冲
- 主要差别在于脉冲的电平状态以及脉冲数量有所不同
- 桥臂脉冲含有高频谐波分量，为此在输出端加入LC低通滤波器，输出即可得到所需正弦基波电压



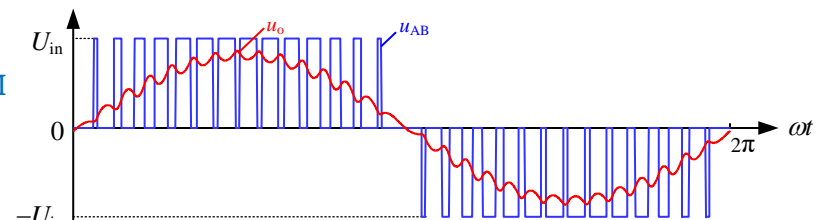
带输出滤波器的单相全桥逆变器

- 低通滤波器截止频率 f_c 为500Hz
($L_f=5mL, C_f=20\mu f$)

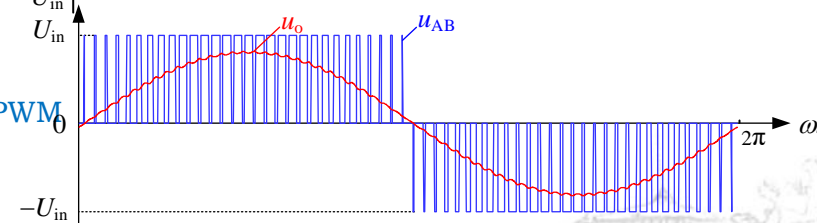
(a) 双极性SPWM



(b) 单极性SPWM



(c) 单极性倍频SPWM

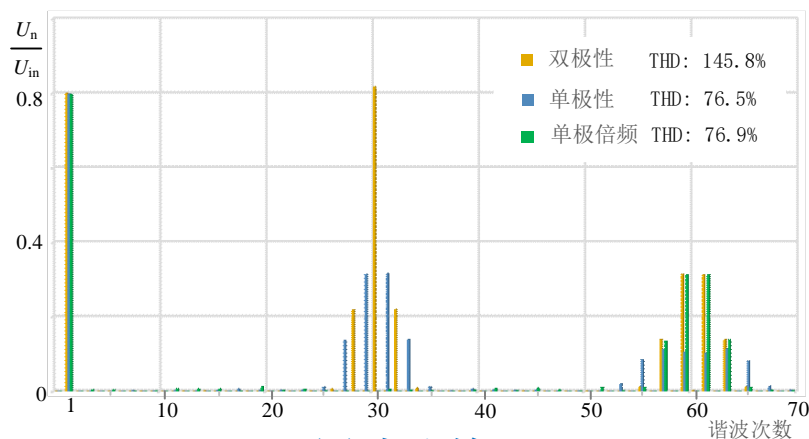


不同调制方式下单相全桥逆变器滤波前后电压波形

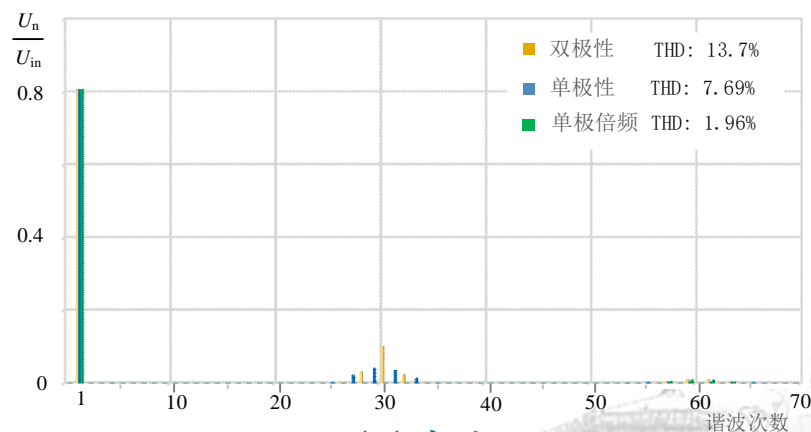


SPWM调制与输出滤波

- 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

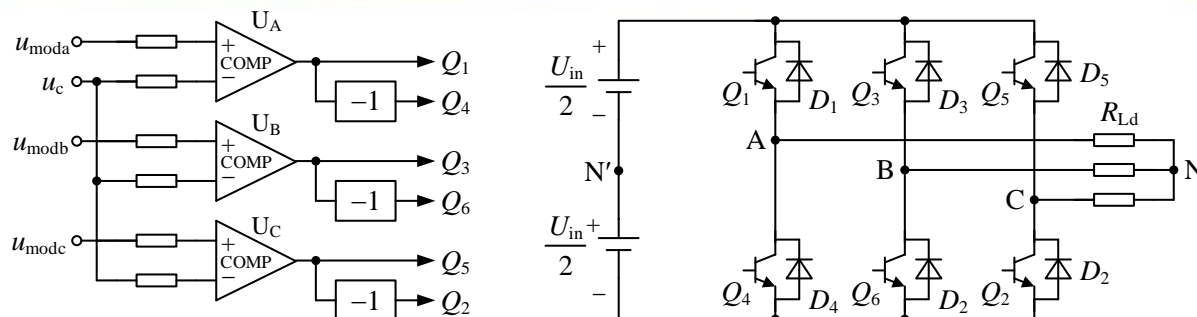


(b) 滤波后

不同调制方式下单相全桥逆变器滤波前后谐波分析



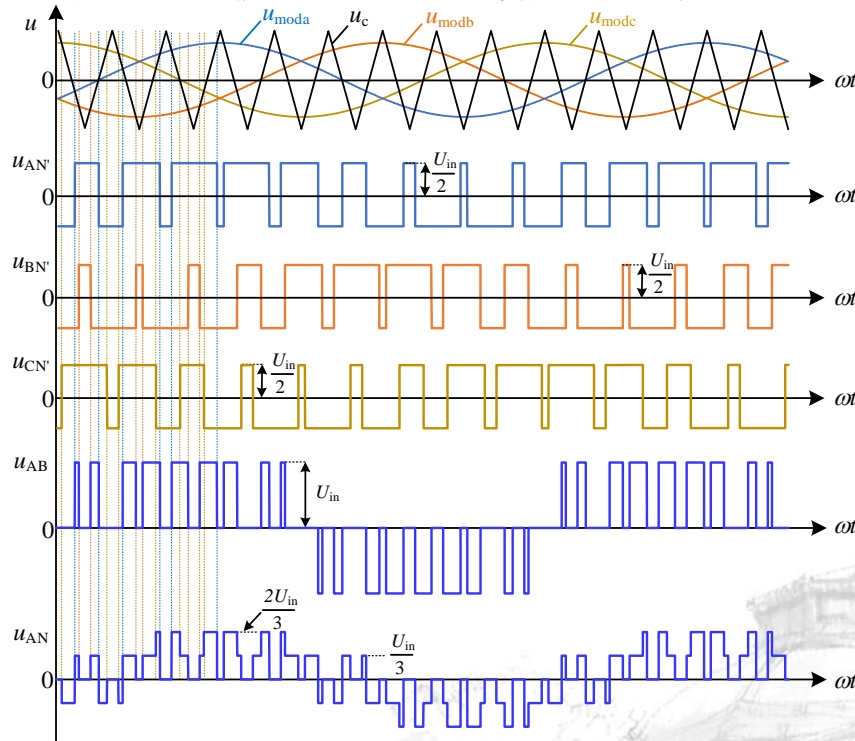
三相SPWM调制



- 每个开关导电 180° ，每个桥臂同时有一个开关管参与导电；
- 开关顺序：123→234→345→456→561→612→123；

(a) 三相双极性SPWM控制产生电路

- 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° ；
- 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；
- 负载相电压有 $(\pm 2/3) U_{in}$ 、 $(\pm 1/3) U_{in}$ 和0共五种电平。



(b) 三相双极性SPWM控制调制波形



➤ 同步调制和异步调制

同步调制:

三角波频率 f_T 与正弦波频率 f_R
(相当于逆变器输出频率)

同步: $f_T / f_R = \text{Const.}$

特点: 正负半周对称, 无偶次谐波

低频时: 高次谐波 \uparrow , 脉冲转矩、
附加损耗、噪声 \uparrow

高频时: 三角波频率 \uparrow , 元件开关
次数 \uparrow , 开关损耗 \uparrow

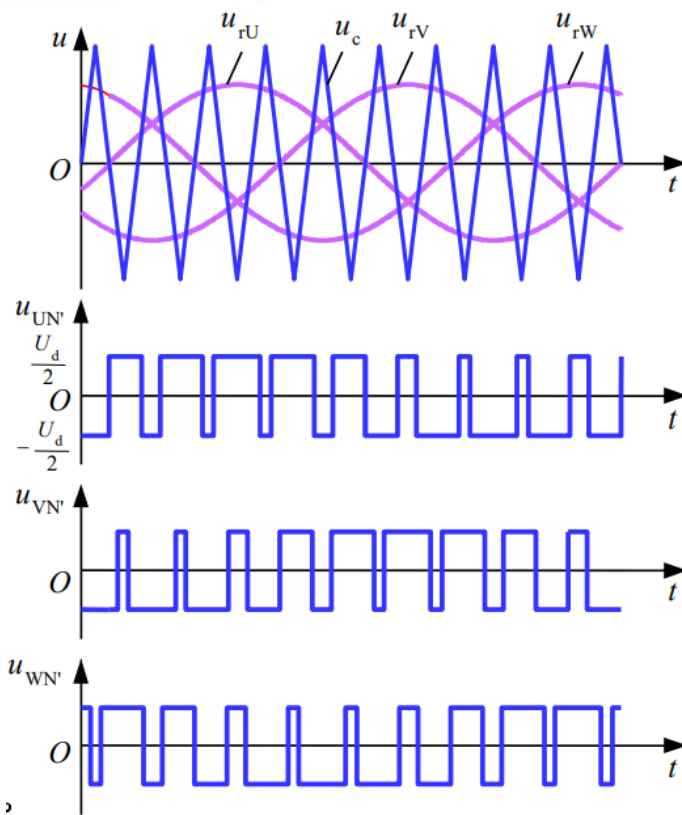


图: 同步调制三相PWM波形

在三相PWM逆变电路中, 通常共用一个三角波载波, 为了使三相输出波形严格对称和一相的PWM波正负半周镜相对称, 取N为3的整数倍且为奇数。
当逆变电路输出频率很低时, 同步调制时的 f_c 也很低, f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤除, 当负载为电动机时也会带来较大的转矩脉动和噪声;
当逆变电路输出频率很高时, 同步调制时的 f_c 会过高, 使开关器件难以承受。



➤ 异步调制:

$f_T / f_R = \text{变数}$ 通常使三角波频率恒定

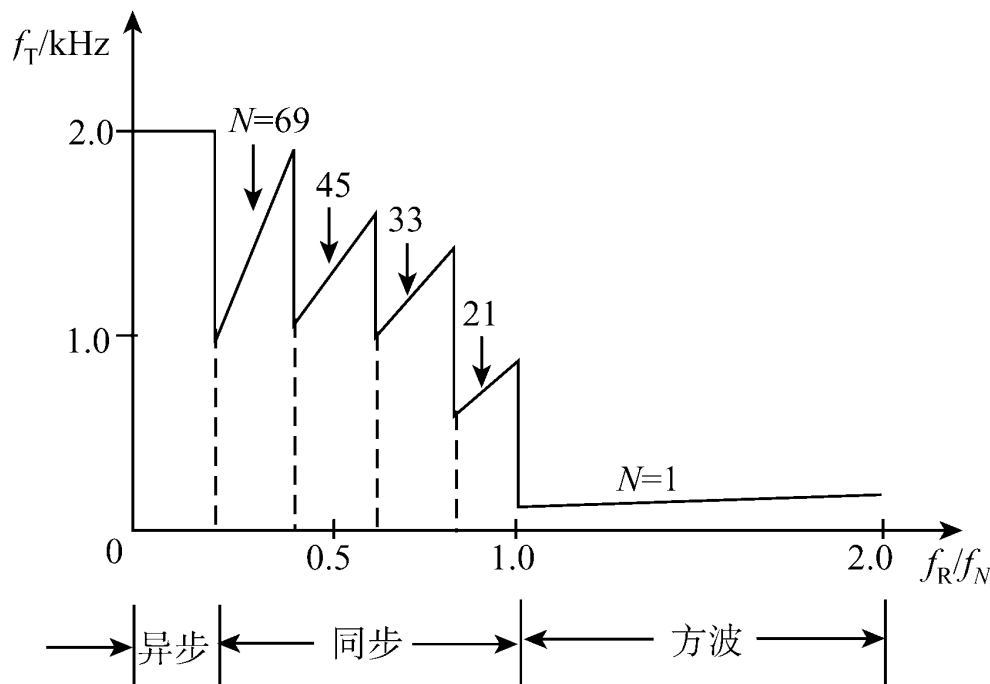
特点: 正负半周**不对称**, 出现偶次谐波;

输出电压半周内脉冲次数与输出频率成反比

分段同步调制:

取同步, 异步调制之长处

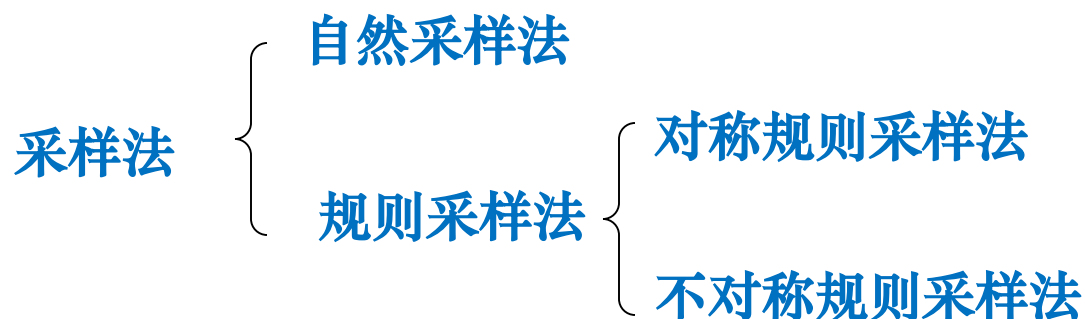
斩波比 $N = f_T / f_R$



➤ 正弦脉宽调制方法

以三相电压源型逆变电路为例

(1) 采样法



在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成SPWM波形的方法称为**自然采样法**。

以一个正弦波为基准波(称为调制波)，用一系列等幅的三角波(称为载波)与基准正弦波相交，由它们的交点确定逆变器的开关模式。



➤规则采样法:

是一种应用较广的工程实用方法,其效果接近自然采样法,但计算量却比自然采样法小得多。

方法说明:

取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ,使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点(即负峰点)为对称。
在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到D点,过D点作一水平直线和三角波分别交于A点和B点,在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。
可以看出,用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

δ 和 δ' 的确定: 设正弦调制信号波为: $u_r = a \sin \omega_r t$
式中, a 称为**调制度**, $0 \leq a < 1$; ω_r 为正弦信号波角频率,从图可得如下关系式:

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2} \quad \Rightarrow \quad \delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D)$$

脉冲两边的**间隙宽度** δ' 为:
$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D)$$

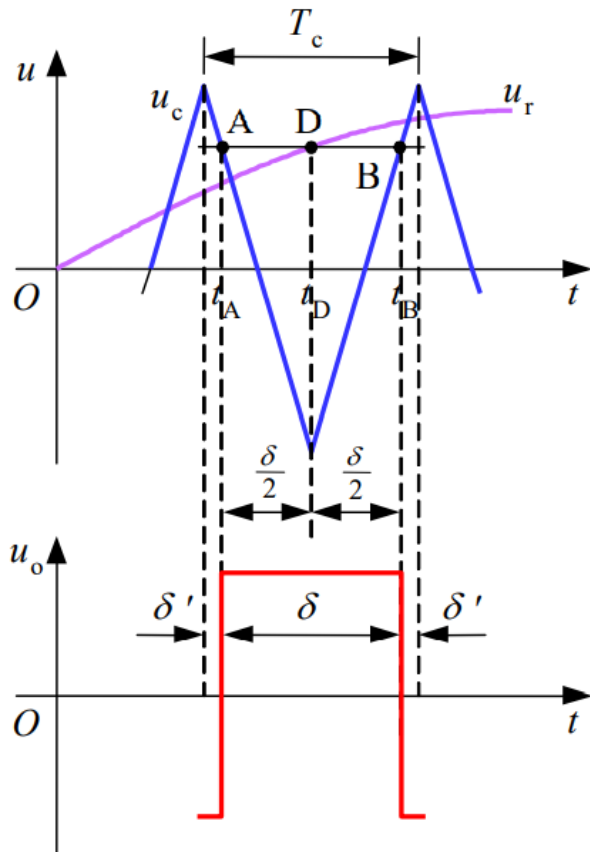


图: 规则采样法



6.2 逆变器脉宽调制技术

6.2.1 单脉宽调制技术

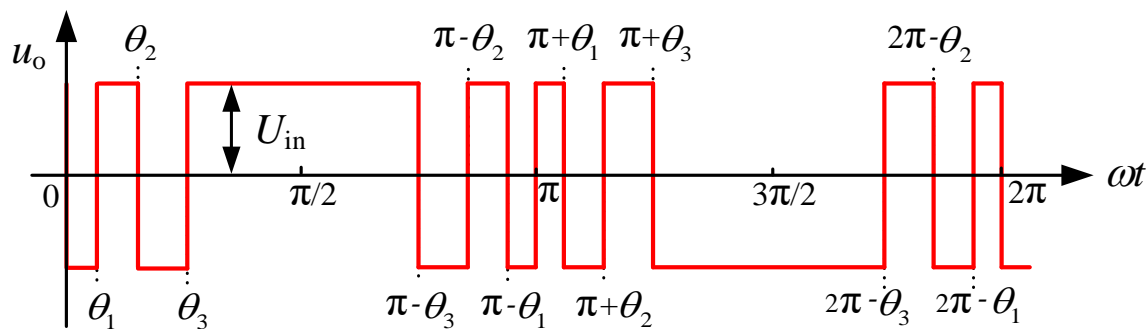
6.2.2 载波调制SPWM

6.2.3 直接计算SPWM



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 π ），共6个开关时刻可控

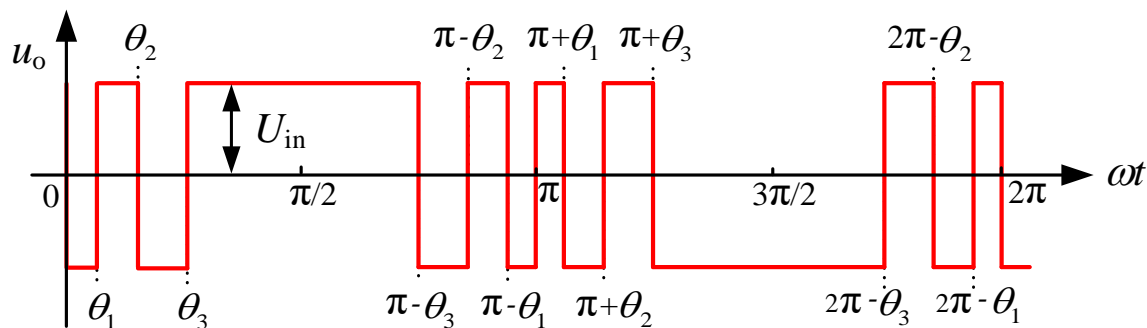


采用双极性调制的特定谐波消除调制波形



- 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

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



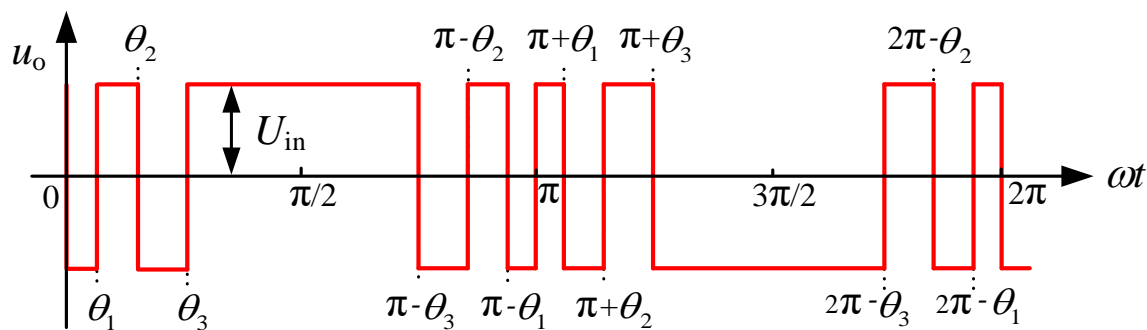
采用双极性调制的特定谐波消除调制波形



- 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： θ_1 、 θ_2 和 θ_3



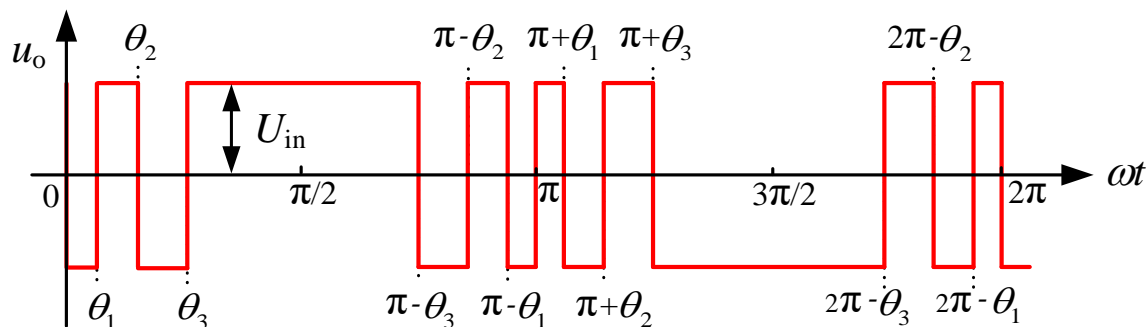
采用双极性调制的特定谐波消除调制波形



■ 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

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

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



采用双极性调制的特定谐波消除调制波形



■ 可得到基波及各次谐波的幅值分别为：

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

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

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

■ 如果希望消除某次谐波，令其谐波幅值为零：

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



■ 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：

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

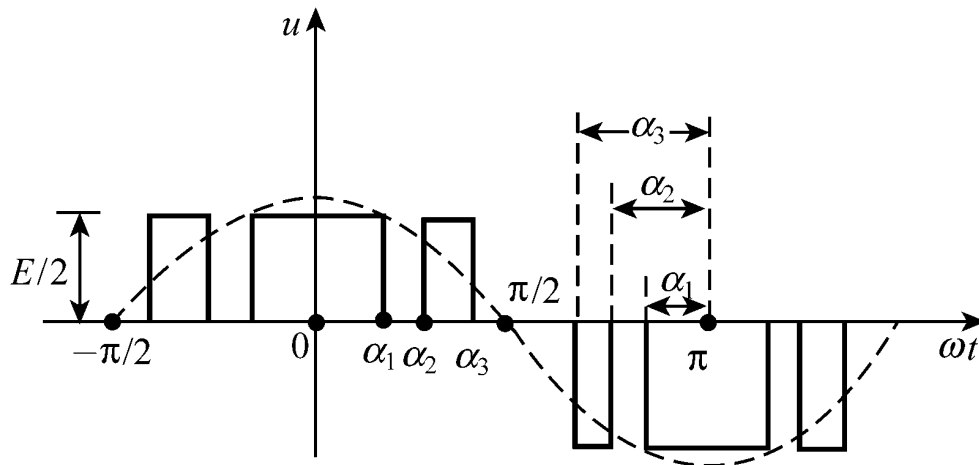
■ 解方程可得 θ_1 、 θ_2 和 θ_3



➤ 指定谐波消去法

消除5、7次谐波

$$u(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \cos k\omega_1 t$$



第 k 次谐波电压幅值

$$U_{km} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(\omega t) \cos k\omega_1 t d(\omega_1 t) = \frac{2E}{k\pi} [\sin k\alpha_1 - \sin k\alpha_2 + \sin k\alpha_3]$$

$$\begin{aligned} u(\omega t) &= \frac{2E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} [\sin k\alpha_1 - \sin k\alpha_2 + \sin k\alpha_3] \cos k\omega_1 t \\ &= \frac{2E}{\pi} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) \cos \omega_1 t + \frac{2E}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) \times \\ &\quad \cos 5\omega_1 t + \frac{2E}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) \cos 7\omega_1 t + \dots \end{aligned}$$



在三相对称电路的线电压中，相电压所含的3次谐波相互抵消，因此通常可以考虑消去5次和7次谐波，根据需要确定基波分量 α_1 的值，再令 α_5 和 α_7 等于0，就可以建立三个方程，联立可求得 α_1 、 α_2 和 α_3 。

$$\left. \begin{aligned} U_{1m} &= \frac{2E}{\pi} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) \\ U_{5m} &= \frac{2E}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0 \\ U_{7m} &= \frac{2E}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) = 0 \end{aligned} \right\}$$

对于给定的基波幅值 U_{1m} ，求解上述方程可得一组 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ，基波幅值 U_{1m} 改变时， $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 也相应地改变，这样可以消去两种特定频率的谐波，可消除5、7次谐波。



➤ PWM逆变电路输出特性

(1) 输出谐波分析

单相桥式电路双极性调制

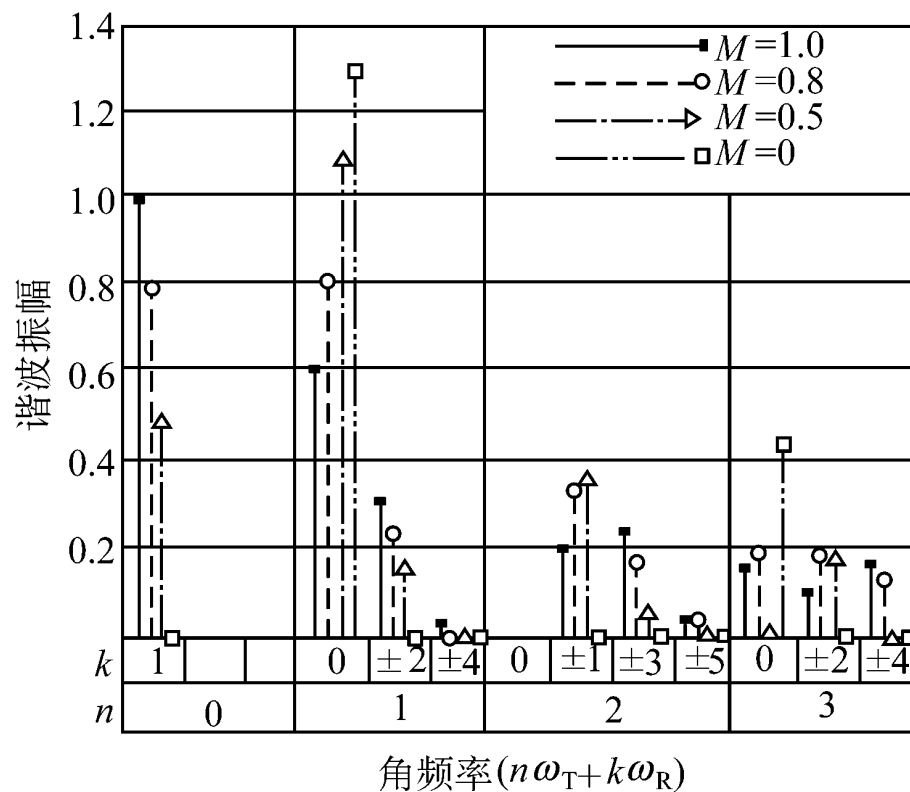
谐波角频率 $n\omega_T \pm k\omega_R$

$n = 2, 4, 6 \cdots$ 时, $k = 1, 3, 5, \cdots$,

$n = 1, 3, 5, \cdots$ 时, $k = 0, 2, 4, \cdots$,

ω_T 为载波角频率

ω_R 为调制波角频率

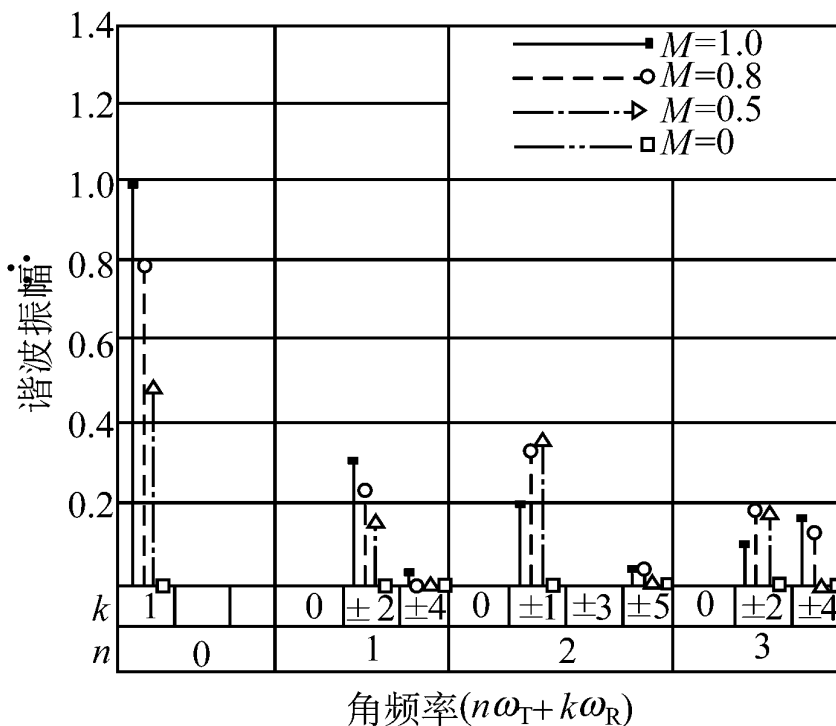


三相桥式逆变器

谐波角频率 $n\omega_T \pm k\omega_R$

$n = 1, 3, 5, \dots$ 时, $k = 3(2m-1) \pm 1, m = 1, 2, \dots$

$n = 2, 4, 6, \dots$ 时, $k = \begin{cases} 6m+1 & m = 0, 1, \dots \\ 6m-1 & m = 1, 2, \dots \end{cases}$



➤ 直流电压利用率的提高

提高直流电压利用率、减少开关次数在PWM型逆变电路中是很重要的。
直流电压利用率：

逆变器输出交流电压基波最大幅值和直流电压 E 之比值；
提高直流电压利用率可以提高逆变器的输出能力；
减少功率器件的开关次数可以降低开关损耗；
正弦波调制的三相PWM逆变电路的直流电压利用率很低；
在调制度 M 为最大值1时，输出相电压的基波幅值为 $U_d/2$ ，输出线电压的基波幅值为 $(\sqrt{3}/2)U_d$ ，即直流电压利用率仅为0.866。
实际电路工作时，考虑到功率器件的开通和关断都需要时间，如不采取其他措施，调制度不可能达到1，实际能得到的直流电压利用率比0.866还要低。

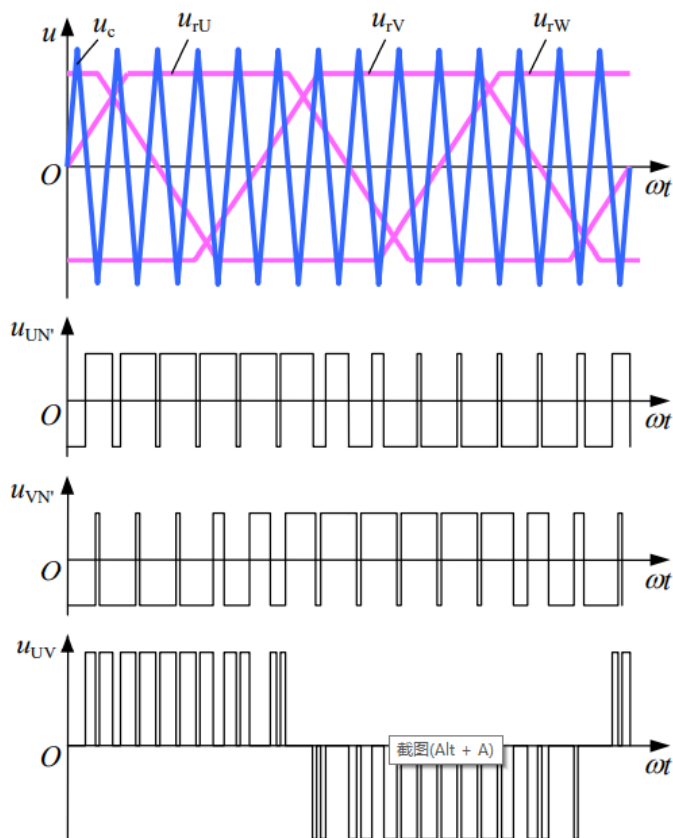
三相SPWM逆变电路 $M=1$ 时，直流电压利用率=0.866

如何提高直流电压利用率？

梯形调制波 马鞍形调制波



➤ 梯形调制波



采用梯形波作为调制信号

当梯形波幅值和三角波幅值相等时，梯形波所含的基波分量幅值已超过了三角波幅值，可以有效地提高直流电压利用率。

决定功率开关器件通断的方法和用正弦波作为调制信号波时完全相同。

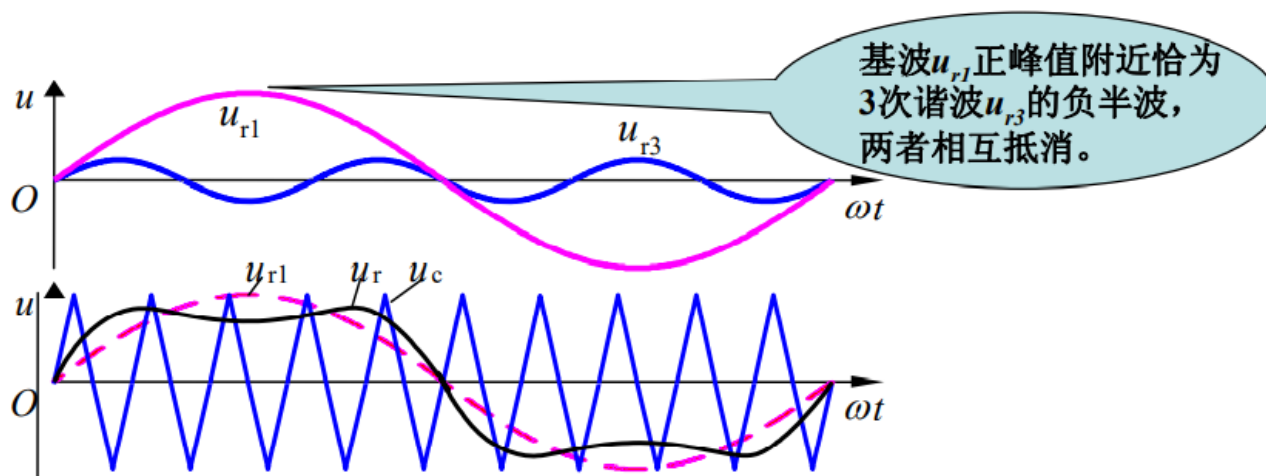
对梯形波的形状用三角化率 $\delta = U_t / U_{t0}$ 来描述，其中 U_t 为以横轴为底时梯形波的高， U_{t0} 为以横轴为底边把梯形两腰延长后相交所形成的三角形的高。

$\delta = 0$ 时梯形波变为矩形波， $\delta = 1$ 时梯形波变为三角波。

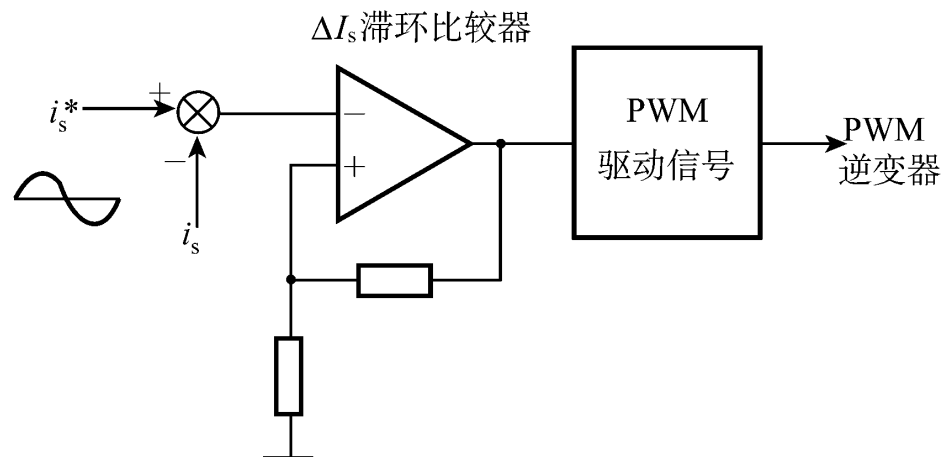
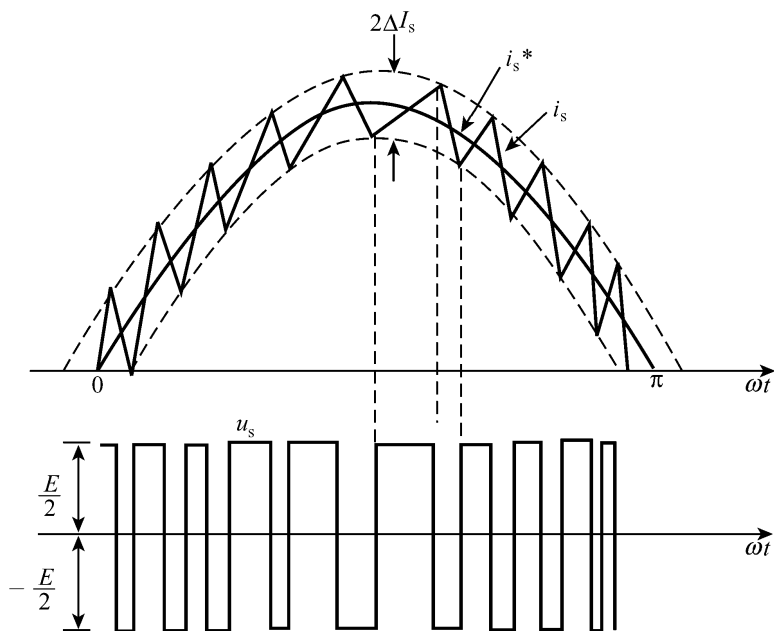
- 由于梯形波中含有低次谐波，调制后的PWM波仍含有同样的低次谐波，设由这些低次谐波（不包括由载波引起的谐波）产生的波形畸变率为 δ ，则三角化率 δ 不同时， δ 和直流电压利用率 U_{1m} / U_d 也不同；
- $\delta = 0.4$ 时，谐波含量也较少，约为3.6%，直流电压利用率为1.03，综合效果较好；
- 用梯形波调制时，输出波形中含有5次、7次等低次谐波，这是梯形波调制的缺点，实际应用时，可以考虑将正弦波和梯形波结合使用。

➤ 马鞍形调制波(线电压控制方式)

- 目标是使输出的线电压波形中不含低次谐波，同时尽可能提高直流电压利用率，也应尽量减少功率器件的开关次数；
- 在相电压正弦波调制信号中叠加适当大小的3次谐波，使之成为鞍形波，则经过PWM调制后逆变电路输出的相电压中也必然包含3次谐波，且三相的3次谐波相位相同，在合成线电压时，各相电压的3次谐波相互抵消，线电压为正弦波；
- 下图中，调制信号 u_r 成为鞍形波，基波分量 u_{r1} 的幅值更大，但 u_r 的最大值不超过三角波载波最大值。



➤ 电流滞环控制PWM



跟踪控制方法：把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过两者的瞬时值比较来决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化。

滞环比较方式

电流跟踪控制应用最多。

PWM电流跟踪控制单相半桥式逆变电路把指令电流 i_s 和实际输出电流 i_s^* 的偏差 $i_s^* - i_s$ 作为带有滞环特性的比较器的输入，通过其输出来控制功率器件的通断。





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

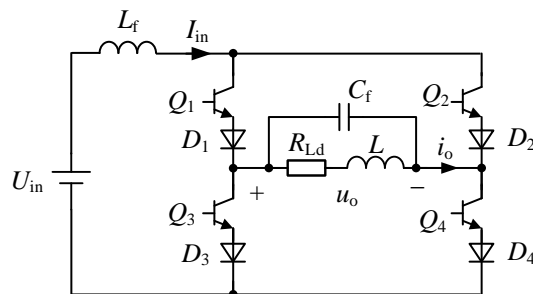
6.3.1 电流型单相逆变器

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

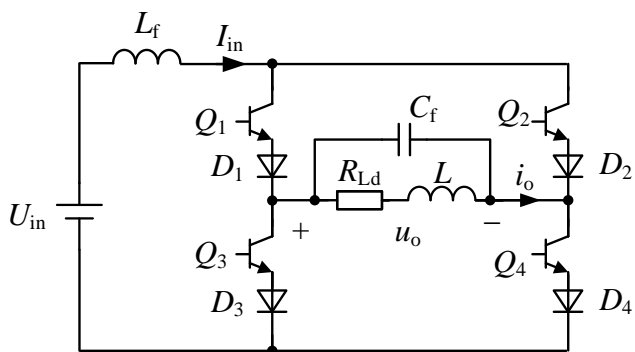


电流型单相桥式逆变器

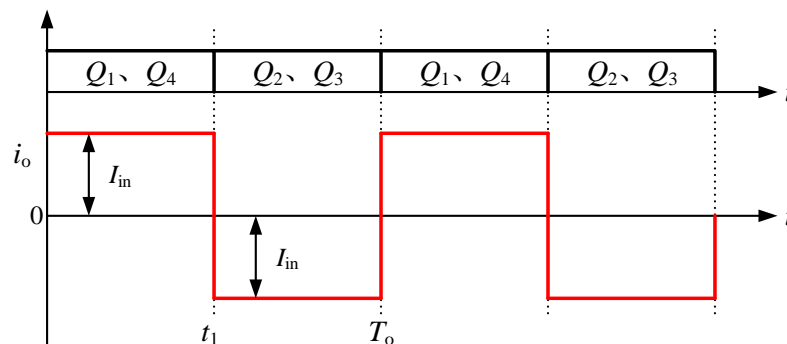


电流型逆变器

- 开关管以 180° 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



- 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：

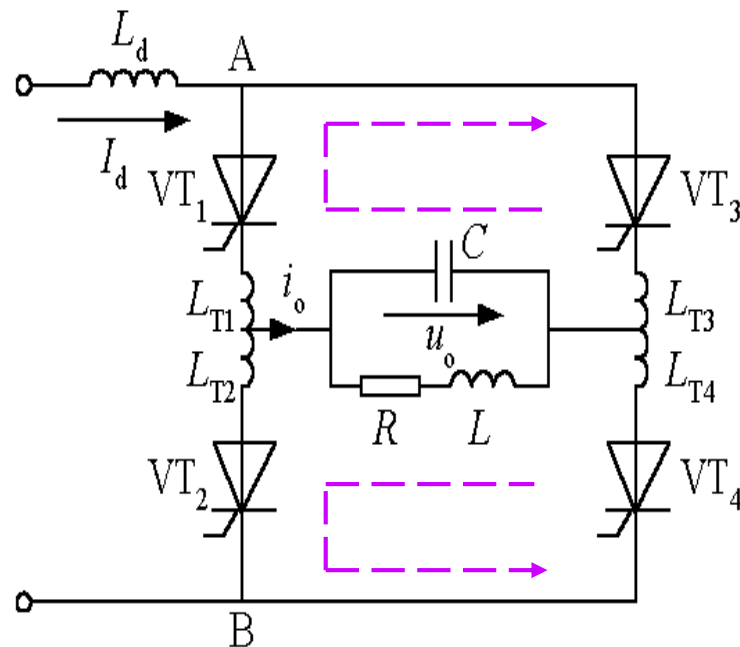
$$i_{o1} = \frac{2\sqrt{2}I_{in}}{\pi} \approx 0.90I_{in}$$

- 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



单相电流型逆变电路

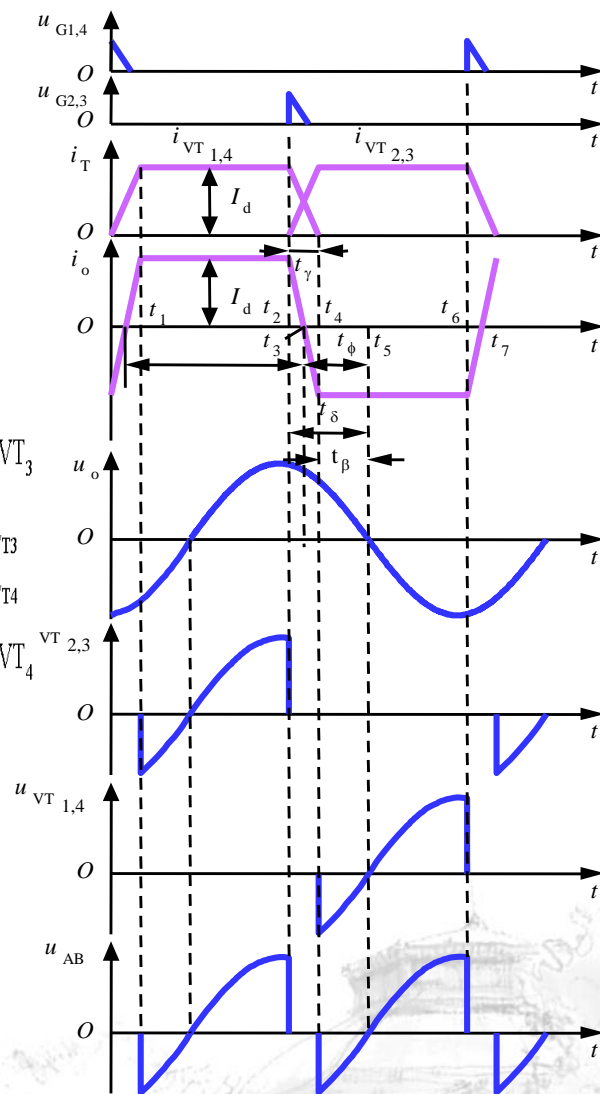
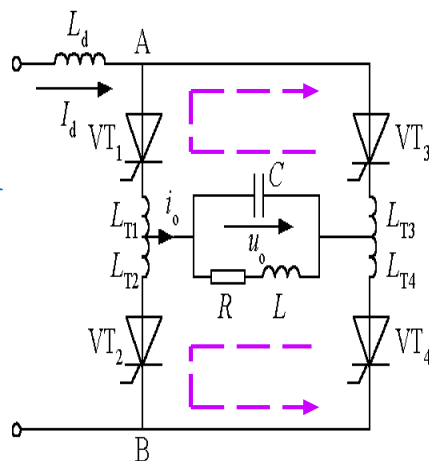
- 工作方式**为负载换相**,要求负载电流略超前于负载电压。由四个桥臂构成,每个桥臂的晶闸管各串联一个电抗器,用来限制晶闸管开通时的 di/dt 。1、4和2、3以1000~2500Hz的轮流导通,可得到中频交流电
- 电容C和L、R构成**并联谐振电路**。因**基波频率接近负载电路谐振频率**,故负载对基波呈高阻抗,对谐波呈低阻抗,谐波在负载上产生的压降很小,因此**负载电压波形接近正弦**
- 输出电流波形接近矩形波,含基波和各奇次谐波,且谐波幅值远小于基波。



单相电流型逆变电路

工作分析

- 一个周期内有两个导通阶段和两个换流阶段。
- $t_1 \sim t_2$: VT_1 和 VT_4 稳定导通阶段, $i_o = I_d$, t_2 时刻前在C上建立了左正右负电压。
- $t_2 \sim t_4$: t_2 时触发 VT_2 和 VT_3 开通, 进入换流阶段。
- LT使 VT_1 、 VT_4 不能立刻关断, 电流有一个减小过程。 VT_2 、 VT_3 电流有一个增大过程。
- 4个晶闸管全部导通, 负载电容电压经两个并联的放电回路同时放电。
- LT_1 、 VT_1 、 VT_3 、 LT_3 到C; 另一个经 LT_2 、 VT_2 、 VT_4 、 LT_4 到C。
- i_o 在 t_3 时刻, 即 $i_{VT1} = i_{VT2}$ 时刻过零, t_3 时刻大体位于 t_2 和 t_4 的中点。
- $t = t_4$ 时, VT_1 、 VT_4 电流减至零而关断, 换流阶段结束。
- $t_4 - t_2 = t_\gamma$ 称为换流时间。





6.3 电流型逆变器

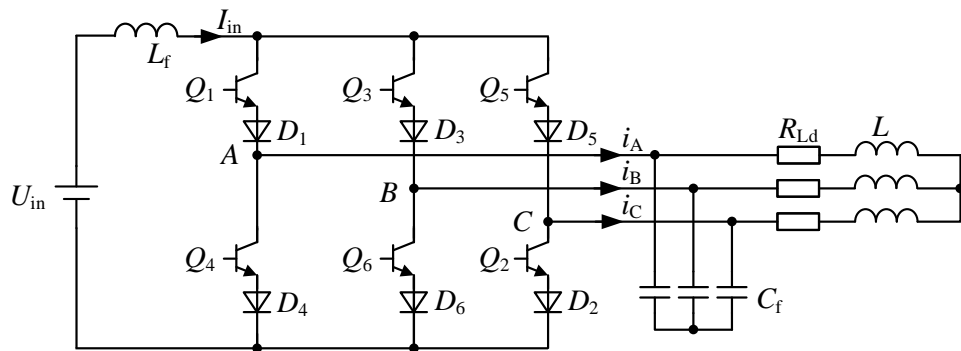
6.3.1 电流型单相逆变器

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**



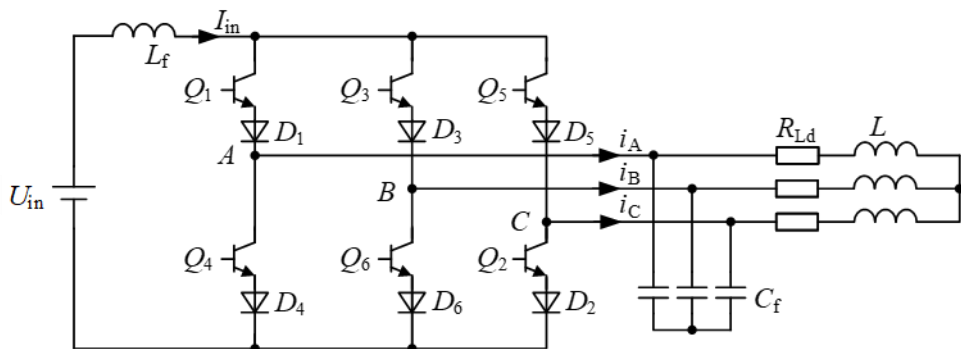
电流型三相桥式逆变器



电流型三相逆变器

- 开关管以 180° 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



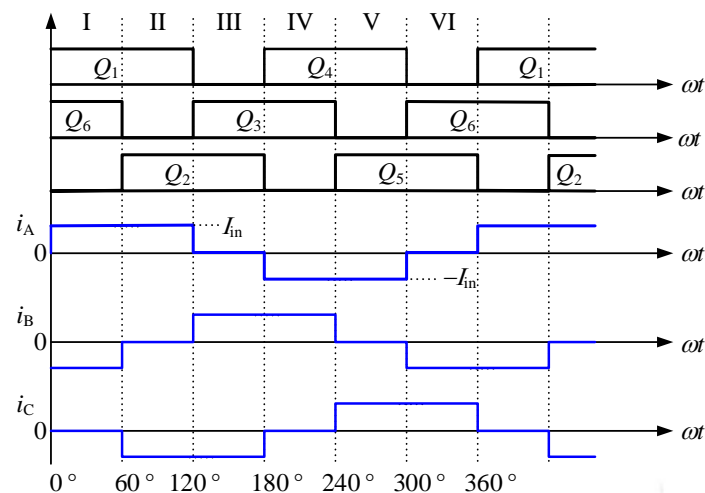
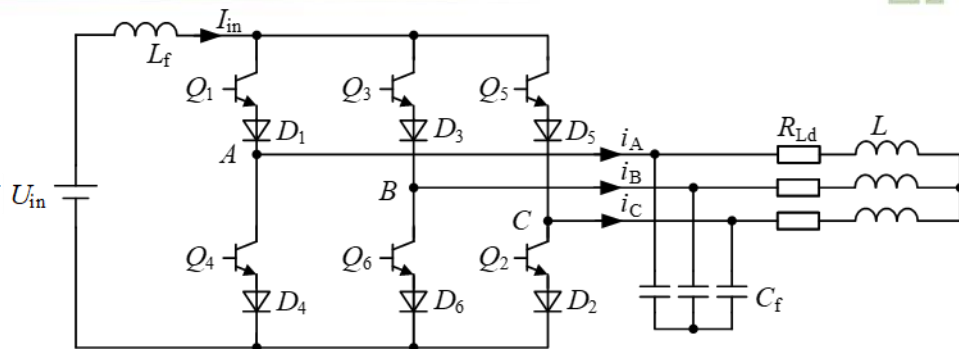
- 开关管以 120° 脉宽的方波控制方式为例

- 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° 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° ，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°)的导通时间就是 120°
- 6个时间区间各个开关管的导通状态与顺序分别为 $(Q_6, Q_1) \rightarrow (Q_1, Q_2) \rightarrow (Q_2, Q_3) \rightarrow (Q_3, Q_4) \rightarrow (Q_4, Q_5) \rightarrow (Q_5, Q_6)$

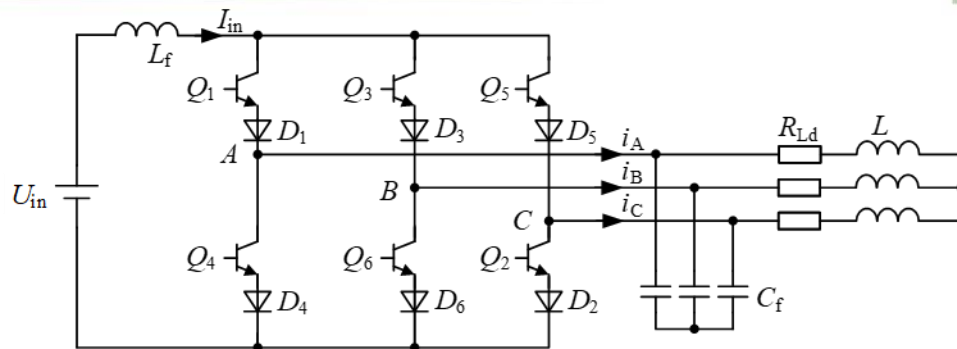


电流型三相桥式逆变器工作波形

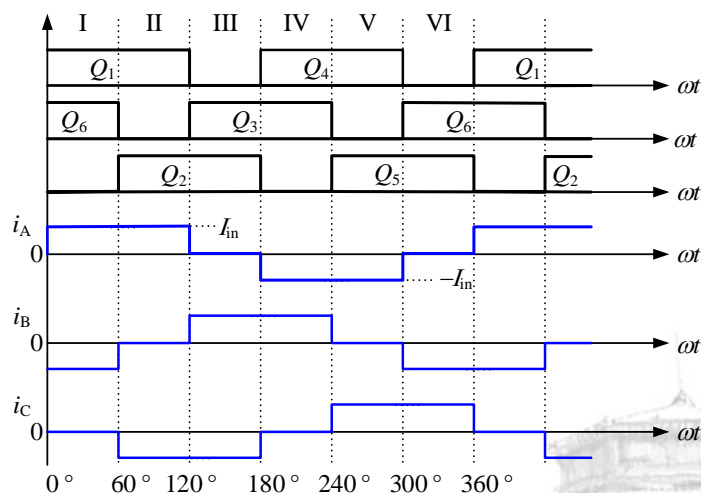


电流型三相逆变器

■ 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° 的矩形波



电流型三相桥式逆变器工作波形



■ 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：

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

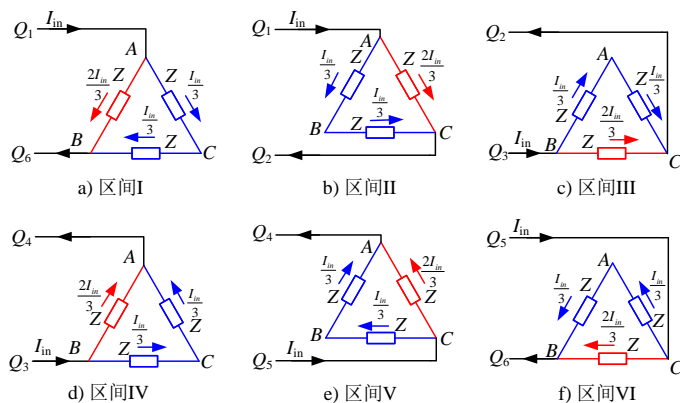
■ 相电流基波有效值为：

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



■ 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	$-I_{in}$	$-I_{in}$
	B 相	$-I_{in}$	无	I_{in}	I_{in}	无
	C 相	无	$-I_{in}$	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_{BC}	$-I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$2I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$-2I_{in}/3$
	i_{CA}	$-I_{in}/3$	$-2I_{in}/3$	$-I_{in}/3$	$I_{in}/3$	$2I_{in}/3$

电流型三相逆变器

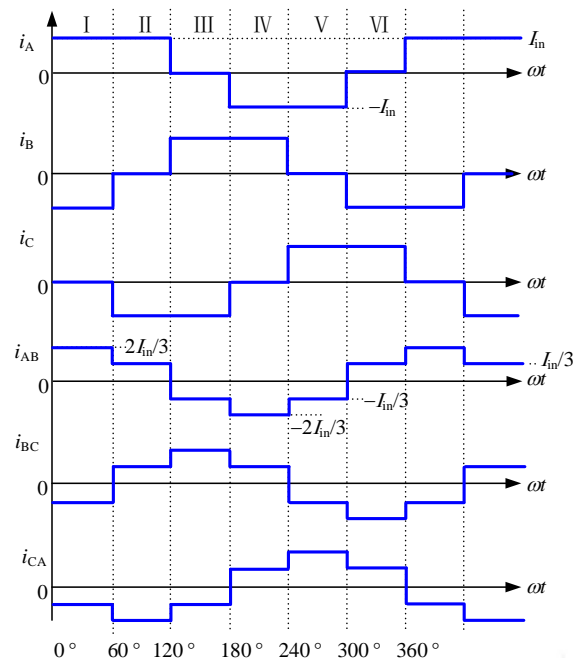
■ 将线电流 i_{AB} 进行傅里叶级数分解得：

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

- 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：

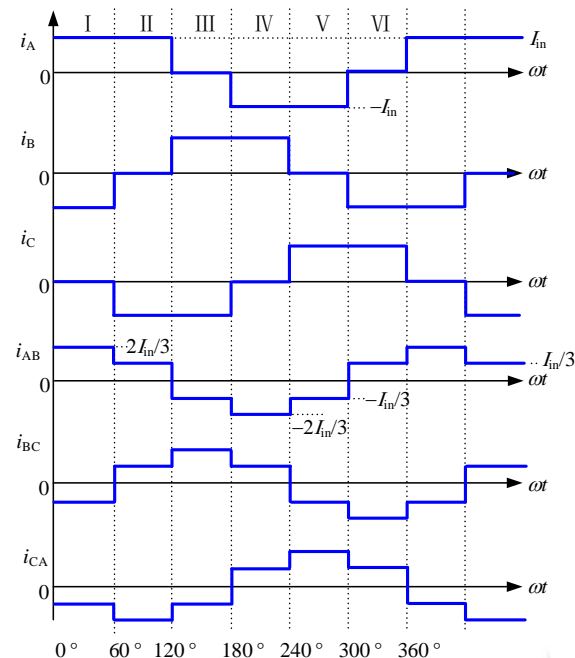
$$I_{AB1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{in} \approx 0.45 I_{in}$$



电流型三相桥式逆变器工作波形



- 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



- 实际应用的整流电路几乎都是晶闸管相控整流电路或二极管整流电路。
- 随着触发延迟角 α 的增大，位移因数降低。
- 输入电流中谐波分量相当大，功率因数很低。
- 把逆变电路中的SPWM控制技术用于整流电路，就形成了PWM整流电路。
- 通过对PWM整流电路的适当控制，可以使其输入电流非常接近正弦波，且和输入电压同相位，功率因数近似为1。
- 也称为单位功率因数变流器，或高功率因数整流器



➤ PWM整流电路

功率因数问题

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

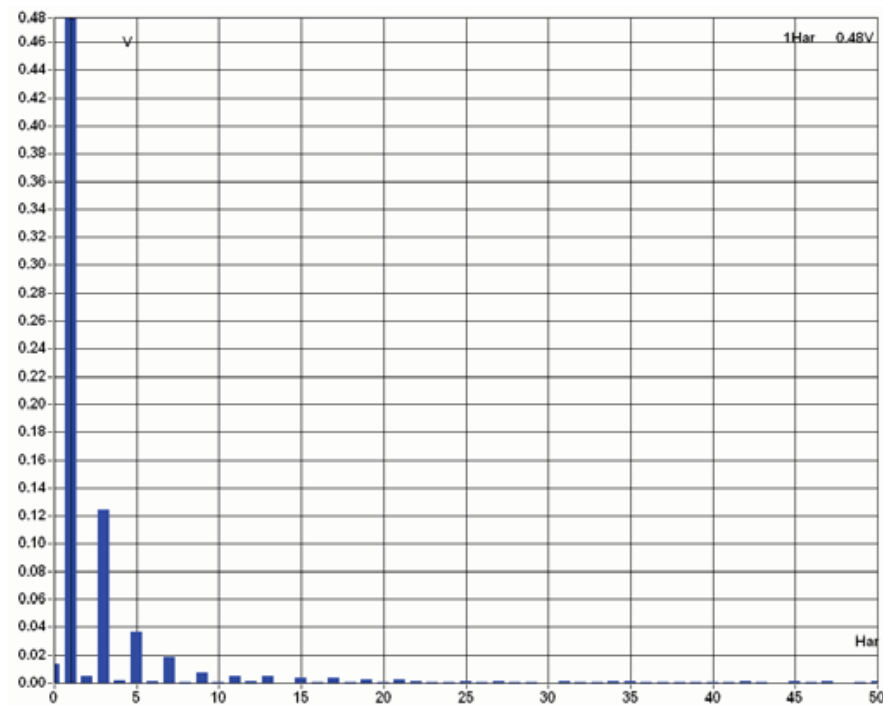
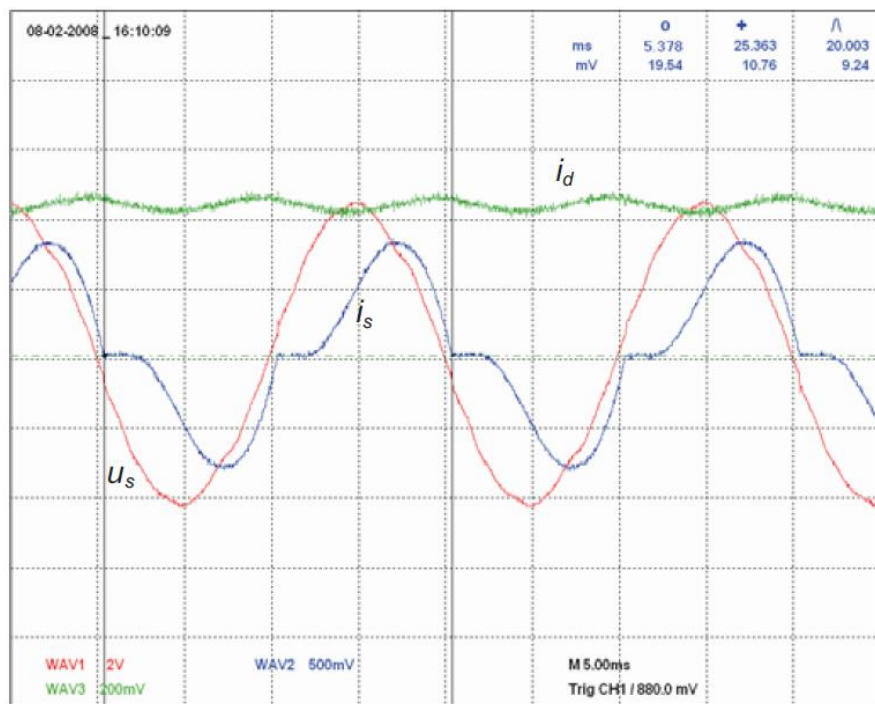
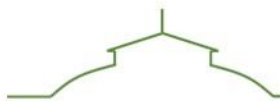
I_1/I 为电流畸变系数

$\cos \varphi_1$ 为位移因数，基波有功功率与基波视在功率之比

能量双向流动问题

PWM整流电路能解决以上问题



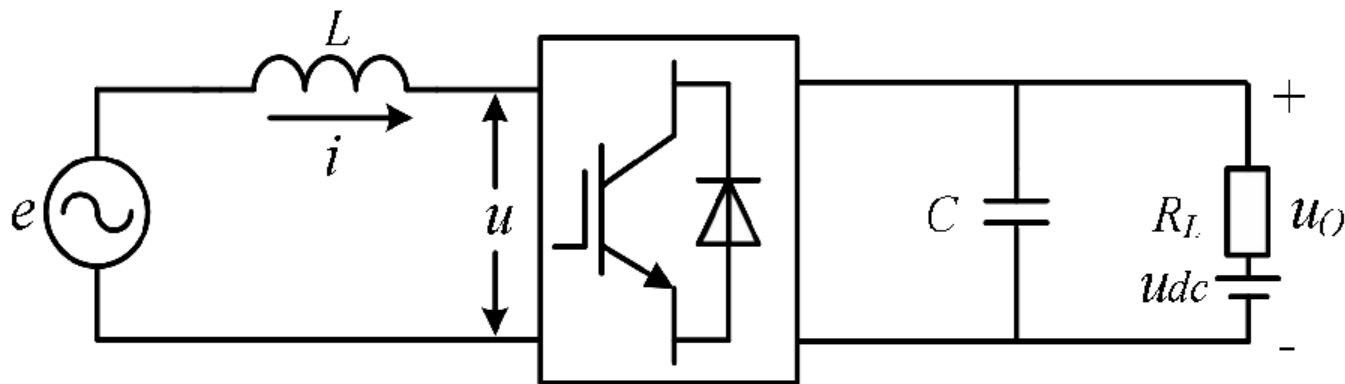


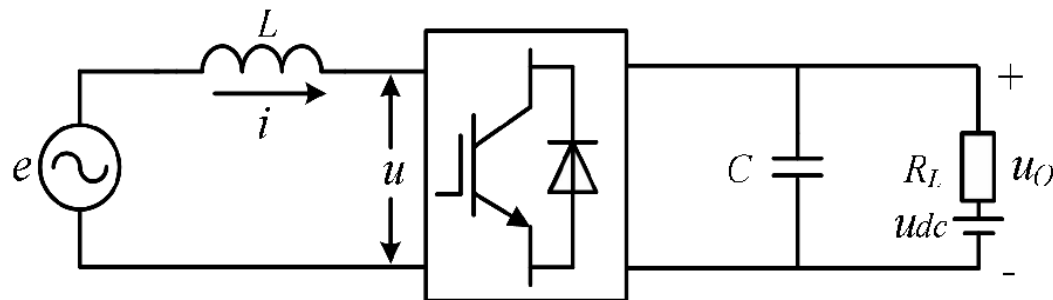
Waveforms of the diode rectifier Harmonics analysis of the diode rectifier input current i_s



理想AC↔DC双向变换器特点：

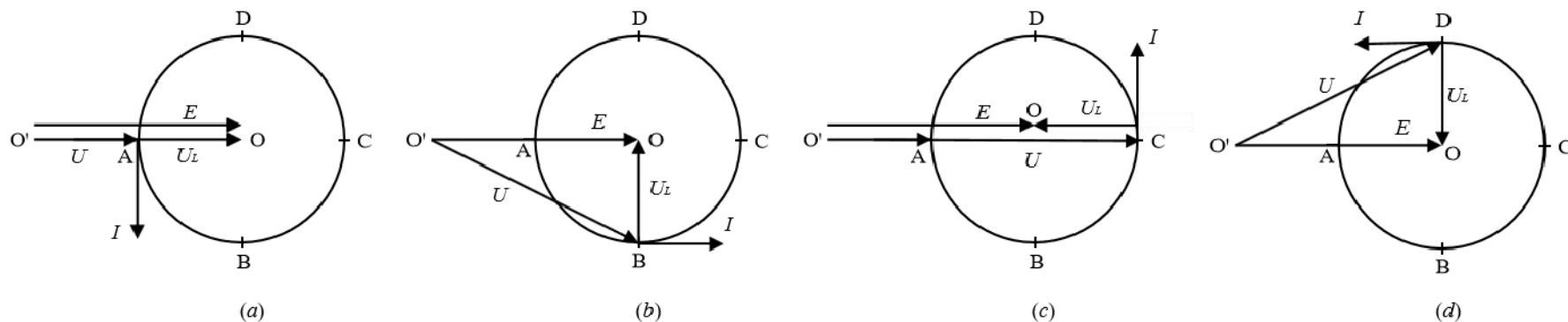
- (1) 输出直流电压平稳，可迅速调节控制；
- (2) 输入交流电源电流波形正弦；
- (3) 输入的交流电流功率因数可任意控制；
- (4) PWM 整流器可以工作于整流状态，还可以工作于逆变状态，实现四象限运行；
- (5) 变换器无损耗；



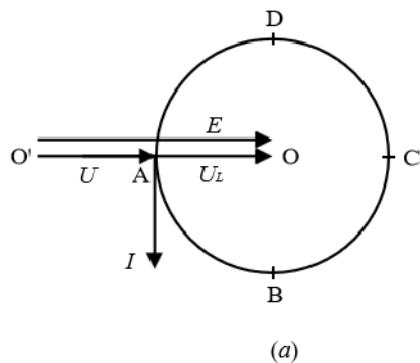


$$E - U = U_L = j\omega L \cdot I$$

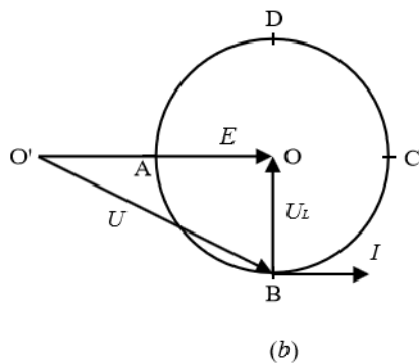
上式中 E 为电网电压矢量， U 为整流器的交流侧输入电压矢量， U_L 为交流侧滤波电感的电压矢量， ω 为电网电压角频率， i 为交流侧电流矢量；
稳态时PWM整流器的电压、电流矢量关系。由稳态时 $|I|$ 不变，可知 $|U_L|$ 也固定不变，由上式可知， U_L 的运行轨迹为以 E 的端点 O 为圆心、 $|U_L|$ 为半径的圆，且 U_L 的起点落在此圆轨迹上：



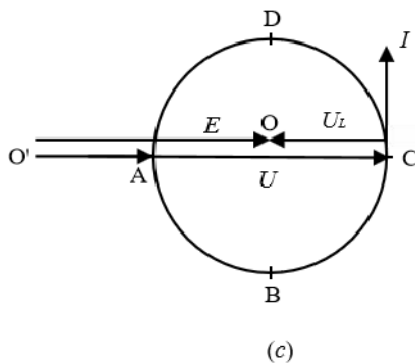
电感特性



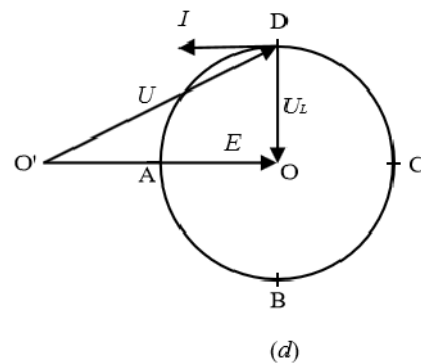
正电阻特性



纯电容特性



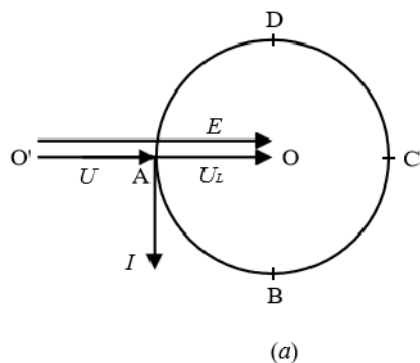
负电阻特性



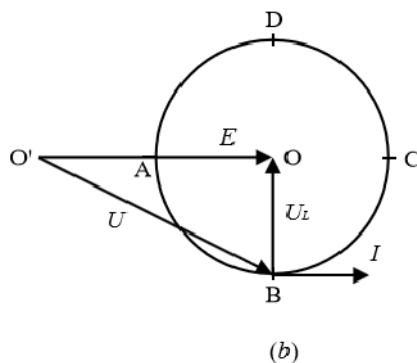
- 当 U_L 起点落在圆上的A点时，由上图可知， I 滞后于 E ，滞后角度为90度，则电网电源后级的电路相当于纯电感，系统呈电感特性运行；
- 当 U_L 起点位于圆上的B点时， E 与 I 同相，系统呈正电阻特性运行；
- 当 U_L 起点位于圆上的C点时， I 超前 E ，超前角度为90度，系统呈纯电容特性运行；
- 当 U_L 起点为圆上的D点时， E 与 I 反相，系统呈负电阻特性运行。



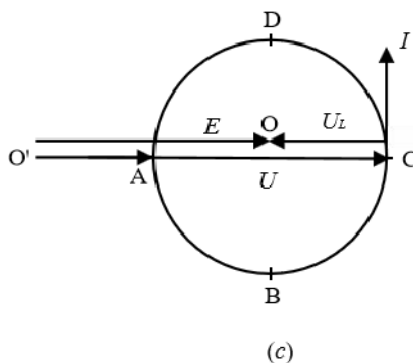
电感特性



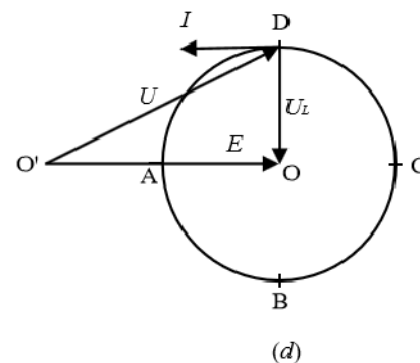
正电阻特性



纯电容特性



负电阻特性



- 当 U_L 的起点位于圆弧AB上时，PWM整流器运行于整流状态，电网输出有功和感性无功，并通过整流器传输至直流负载，当位于A点时，系统只传输感性无功，当位于B点时，系统只传输有功，运行于单位功率因数。
- 当 U_L 的起点位于圆弧BC上时，PWM整流器运行于整流状态，电网输出有功和容性无功，并通过整流器传输至直流负载，当位于C点时，系统只传输容性无功。
- 当 U_L 的起点位于圆弧CD上时，PWM整流器运行于有源逆变状态，电网吸收有功和容性无功，电能从整流器的直流侧传输至电网，当位于D点时，运行于单位功率因数有源逆变状态。
- 当 U_L 的起点位于圆弧DA上时，PWM整流器运行于有源逆变状态，电网吸收有功和感性无功，电能从整流器直流侧传输至电网。

1、单相全桥PWM整流电路的工作原理

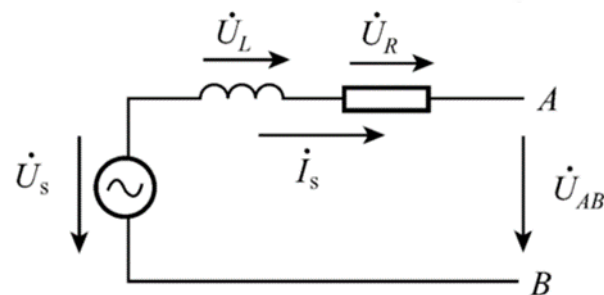
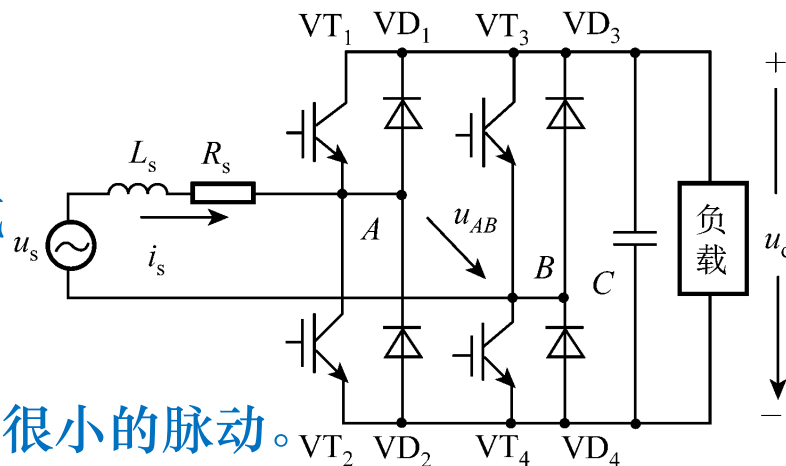
用正弦信号波和三角波相比较的方法对 $VT_1 \sim VT_4$ 进行SPWM控制，就可以在桥的交流输入端AB产生一个SPWM波 u_{AB}

u_{AB} 中含有和正弦信号波同频率且幅值成比例的基波分量，以及和三角波载波有关的频率很高的谐波，不含有低次谐波。

由于 L_s 的滤波作用，谐波电压只使 i_s 产生很小的脉动。

当正弦信号波频率和电源频率相同时， i_s 也为与电源频率相同的正弦波。
 u_s 一定时， i_s 幅值和相位仅由 u_{AB} 中基波的幅值及其与 u_s 的相位差决定。

改变 u_{AB} 中基波的幅值和相位，可使 i_s 和 u_s 同相或反相， i_s 比 u_s 超前 90° ，或使 i_s 与 u_s 相位差为所需角度。



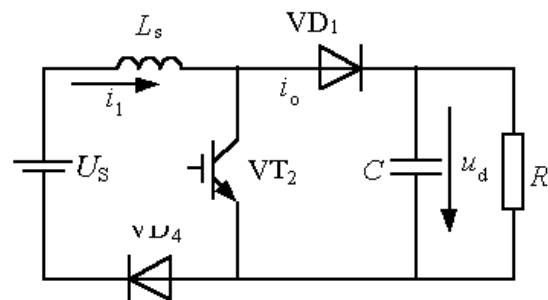
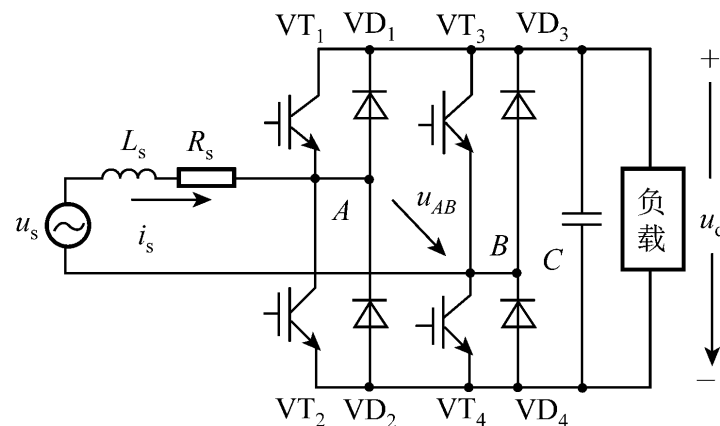
整流状态下:

$u_s > 0$ 时, (VT_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s) 和 (VT_3 、 VD_1 、 VD_4 、 L_s) 分别组成两个升压斩波电路。

以 (VT_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s) 为例
 VT_2 通时, u_s 通过 VT_2 、 VD_4 向 L_s 储能。

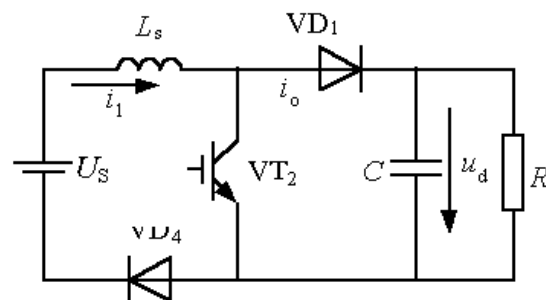
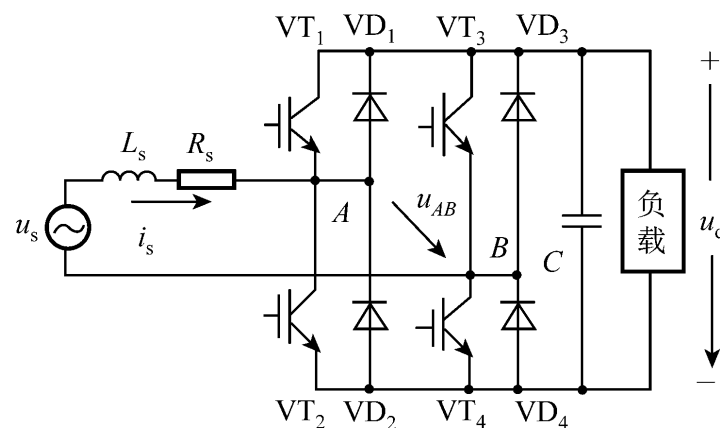
VT_2 关断时, L_s 中的储能通过 VD_1 、 VD_4 向 C 充电。

$u_s < 0$ 时, (VT_1 、 VD_3 、 VD_2 、 L_s) 和 (VT_4 、 VD_2 、 VD_3 、 L_s) 分别组成两个升压斩波电路

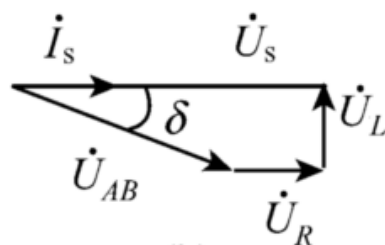
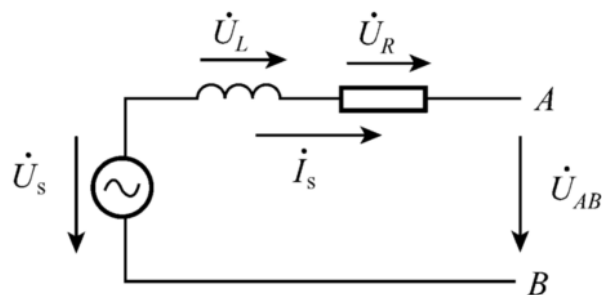


➤ 工作原理

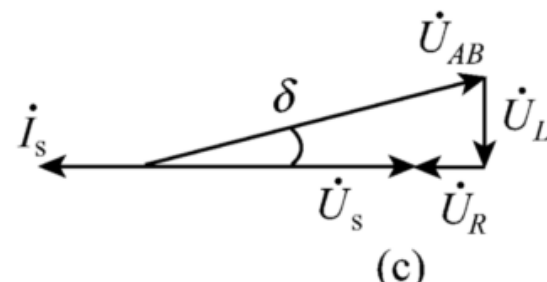
- 按照正弦信号波和三角波相比较的方法对图中的VT1 ~VT4 进行SPWM控制，就可以在桥的交流输入端AB产生一个SPWM波 u_{AB} 。 u_{AB} 中含有和正弦信号波同频率且幅值成比例的基波分量，以及和三角波载波有关的频率很高的谐波，而不含有低次谐波。
- 由于 L_s 的滤波作用， i_s 脉动很小，可以忽略，所以当正弦信号波的频率和电源频率相同时， i_s 也为与电源频率相同的正弦波。



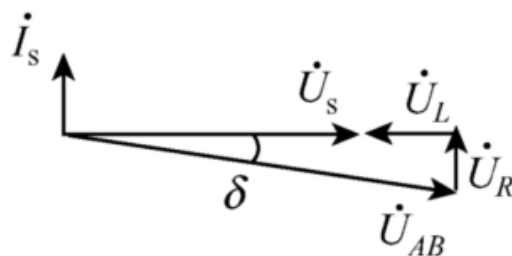
相量图分析:



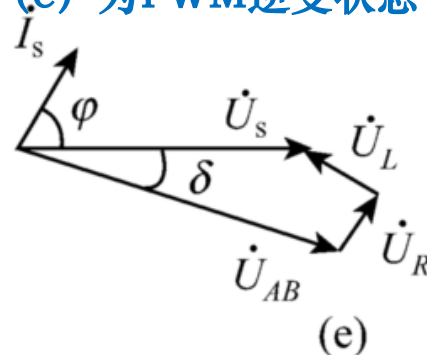
(b) 为PWM整流状态



(c) 为PWM逆变状态



(d)



(e)

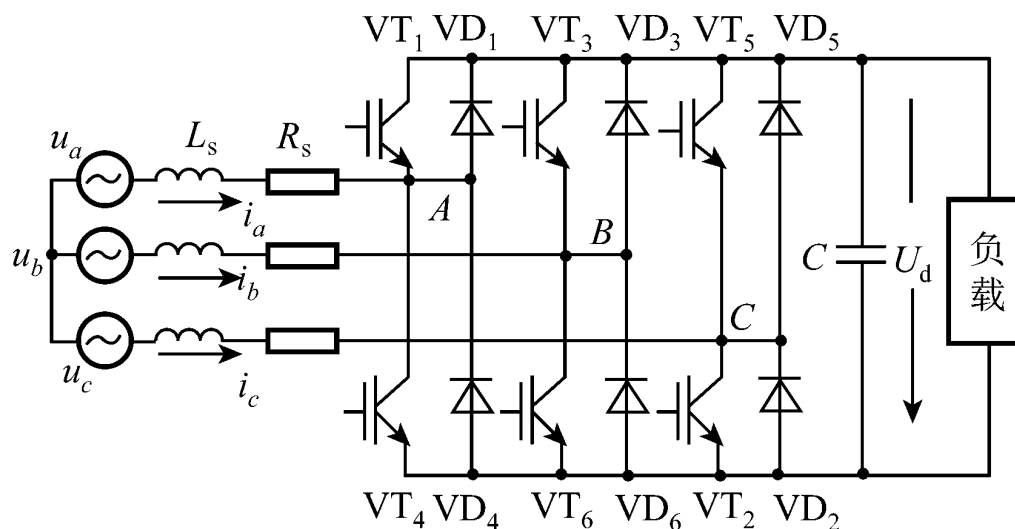
(d) 为无功补偿状态, 电路在向交流电源送出无功功率, 这时的电路被称为静止无功功率发生器 (Static Var Generator—SVG)

(e) 通过控制 u_{AB} 中基波的相位和幅值, 可实现 i_s 与 u_s 的任意相位关系

说明PWM整流电路可以实现能量正反两个方向的流动



2、三相PWM整流电路



进行SPWM控制，在交流输入端A、B和C可得SPWM电压，按 (b)图相量图控制，可使 i_a 、 i_b 、 i_c 为正弦波且和电压同相且功率因数近似为1



PWM总结

- PWM控制技术的地位
 - PWM控制技术是在电力电子领域有着广泛的应用，并 对电力电子技术产生了十分深远影响的一项技术。
- PWM技术与器件的关系
 - IGBT 、 电力MOSFET等为代表的全控型器件的不断完 善给PWM控制技术提供了强大的物质基础。
- PWM控制技术用于直流斩波电路
 - 直流斩波电路实际上就是直流PWM电路，是PWM 控 制技术应用较早也成熟较早的一类电路，应用于直流电 动机调速系统就构成广泛应用的直流脉宽调速系统 。
- PWM控制技术用于交流 —交流变流电路
 - 斩控式交流调压电路 和矩阵式变频电路 是PWM控制技术在这类电路中应用的代表。
 - 目前其应用都还不多，但矩阵式变频电路因其容易实现集成化，可 望有良好的发展前景。





PWM总结

- PWM控制技术用于逆变电路
 - PWM控制在逆变电路中的应用最具代表性。
 - 正是由于在逆变电路中广泛而成功的应用，才奠定了PWM控制在电力电子技术中的突出地位。
 - 除功率很大的逆变装置外，不用PWM控制的逆变电路已十分少见。
- PWM控制技术用于整流电路
 - PWM控制技术用于整流电路即构成PWM整流电路。
 - 可看成逆变电路中的PWM技术向整流电路的延伸。
 - PWM整流电路已获得了一些应用，并有良好的应用前景。

