

第7章 PWM控制技术

PWM控制：脉宽调制技术，即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）。

主要内容：

- PWM控制的基本原理
- PWM逆变电路及其控制方法
- PWM跟踪控制技术

掌握的内容：

- 基本概念
- PWM波形的生成
- 工作原理与控制方式
- 有关的计算与分析

PWM控制在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻，现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是**PWM型逆变电路**。

7.1 PWM控制的基本原理

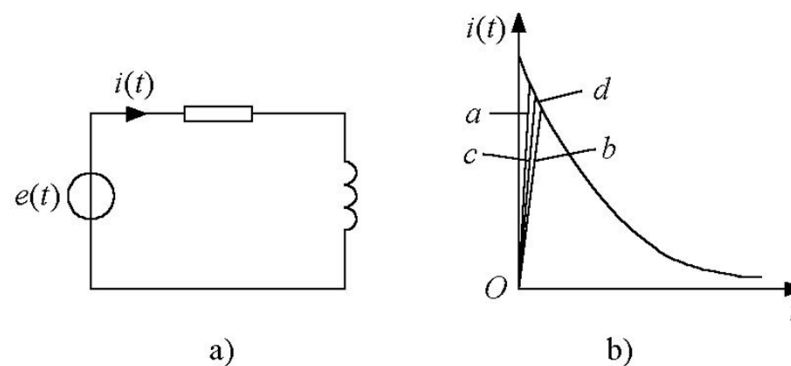
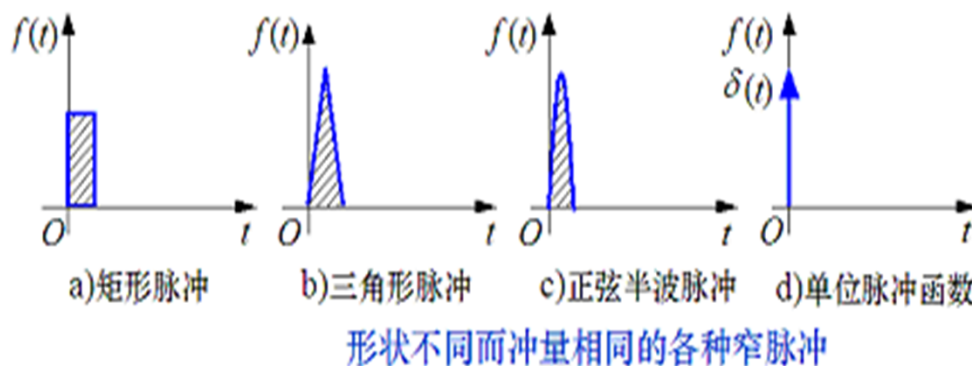
PWM控制技术的重要理论基础——面积等效原理

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 \Rightarrow 窄脉冲的面积

效果基本相同 \Rightarrow 环节的输出响应波形基本相同

◆实例:将图a、b、c、d所示的脉冲作为输入，加在图所示的R-L电路上，设其电流 $i(t)$ 为电路的输出，图给出了不同窄脉冲时 $i(t)$ 的响应波形。



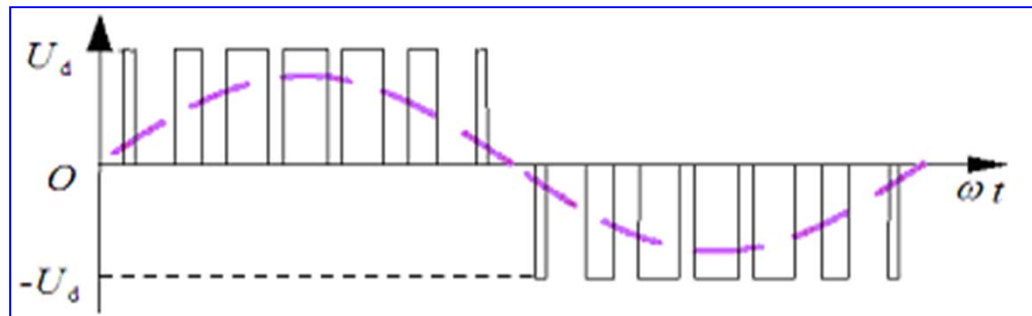
用一系列**等幅不等宽的脉冲**来代替一个正弦半波。**如何代替？**

◆ 正弦半波由N个彼此相连的脉冲序列组成，其宽度为 π/N ，幅值顶部**曲线**的大小按**正弦规律变化**。

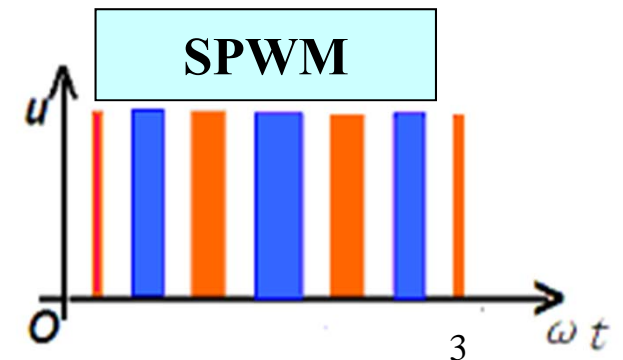
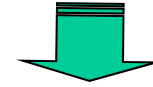
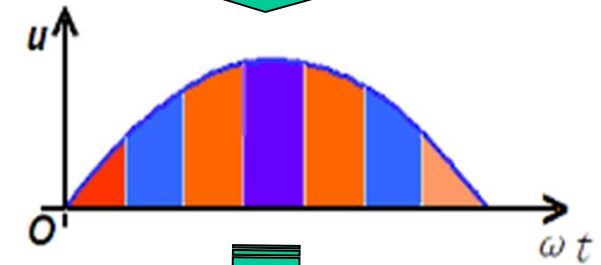
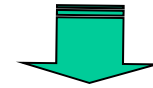
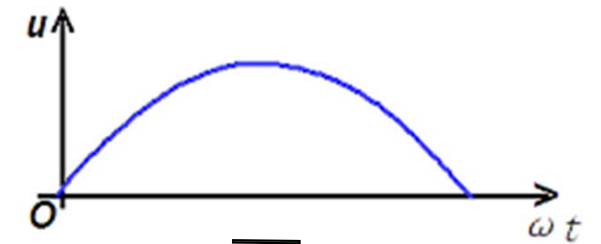
◆ 把脉冲序列用相同数量的**等幅而不等宽**的矩形脉冲代替，**矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合**，且它们的面积（冲量）相等，这就是**PWM波形**。

◆ 正弦波的负半周，同样的方法得到**PWM波形**。

◆ 脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的**PWM波形**，也称**SPWM波形**。



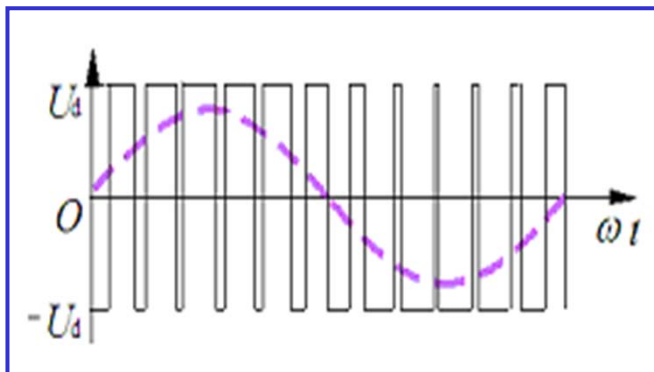
正弦波一个完整周期的等效PWM波形



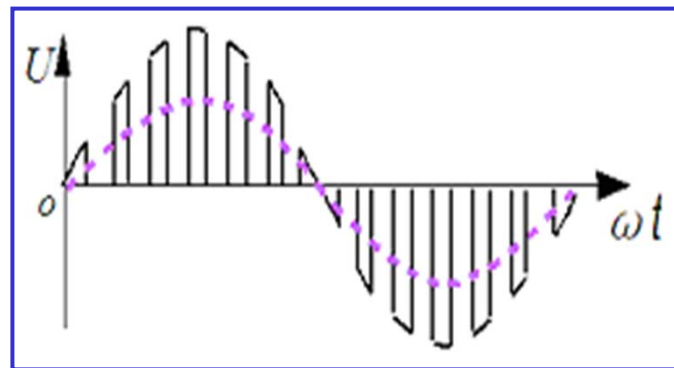
■ PWM波形可分为**等幅PWM波**和**不等幅PWM波**。

直流电源产生的PWM波通常是等幅PWM波如斩波电路、逆变电路。
输入电源是交流或不是恒定的直流如斩控式调压电路、矩阵式变频电路，
是不等幅PWM波。

等幅PWM波

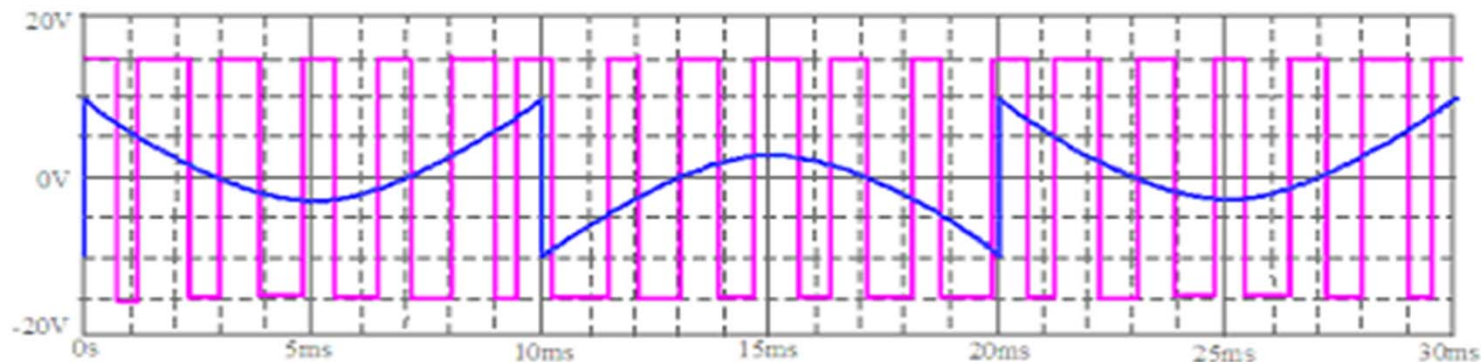


不等幅PWM波



■ 基于等效面积原理，PWM波形还可以等效成其他所需要的波形，
如非正弦交流波形等。

等效
各种
波形



● 所需波形

● 等效的PWM波

7.2 PWM逆变电路及其控制方法

7.2.1 计算法和调制法

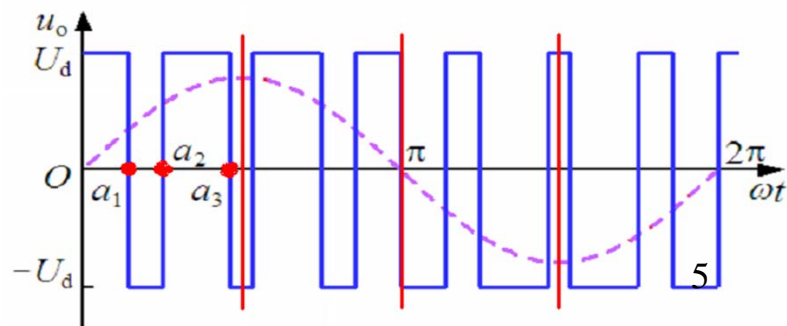
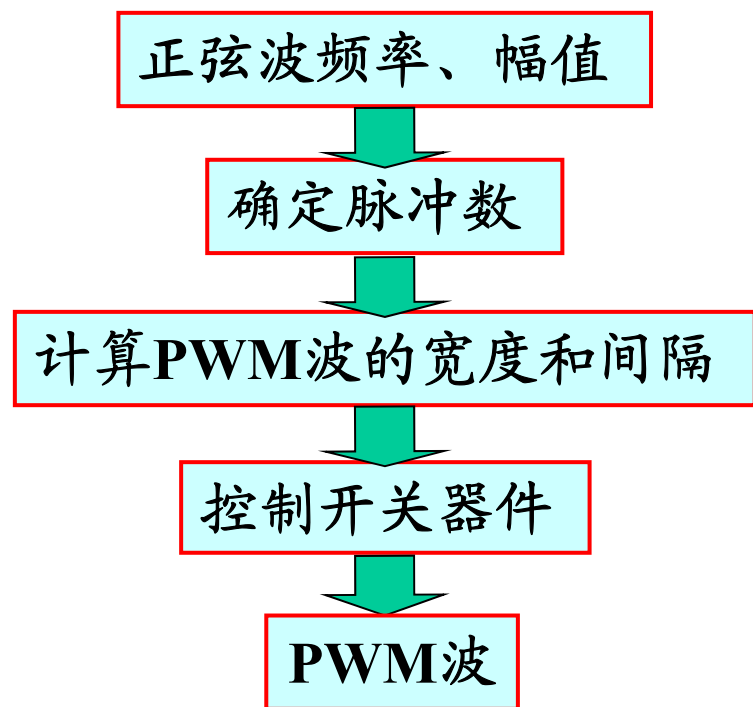
----产生PWM波两种方法

■ 计算法

◆ 根据逆变电路的**正弦波输出频率、幅值**和半个周期内的**脉冲数**，准确计算出来PWM波各脉冲的**宽度和间隔**（如图中 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ），按照计算结果控制逆变电路开关器件的通断，就得到所需要的PWM波形。

◆ 计算法较繁琐，当输出正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

◆ 实际应用中主要采用**调制法**，即将希望输出的波形作为**信号波**，经与载波调制得到所需的PWM波形。



■ 调制法

◆ 把输出的波形作为**调制信号 (u_r)**，把接受调制的信号作为**载波**，对输出的信号波进行调制得到期望的**PWM波形**。

◆ 通常采用**等腰三角波**或**锯齿波**作为**载波 (u_c)**，其中等腰三角波应用最多，其任一点水平宽度和高度成线性关系且左右对称。

◆ 三角波与任一平缓变化的调制信号波相交，**在交点控制器件通断**，就得到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，而是其他所需波形时，也能得到与其等效的PWM波。

调制法

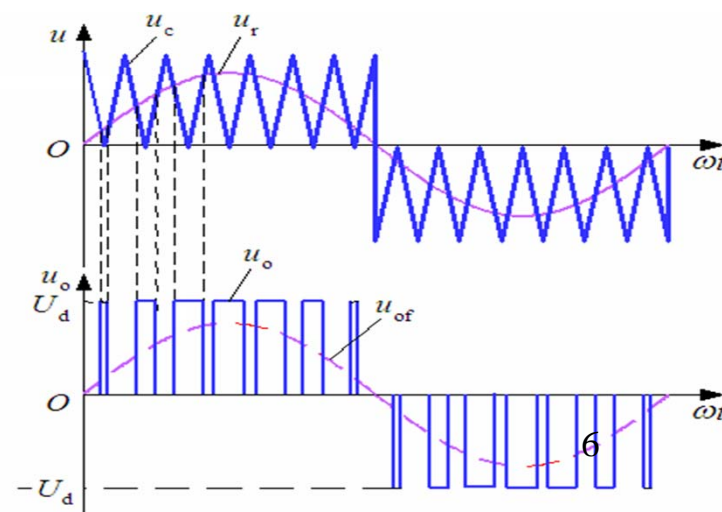
信号波 - 输出波形

载波 - 三角波

调制信号波

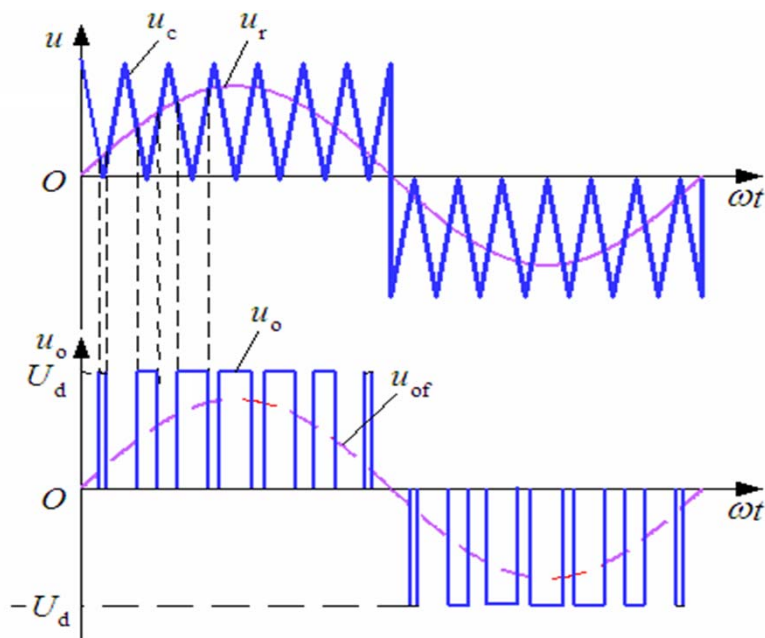
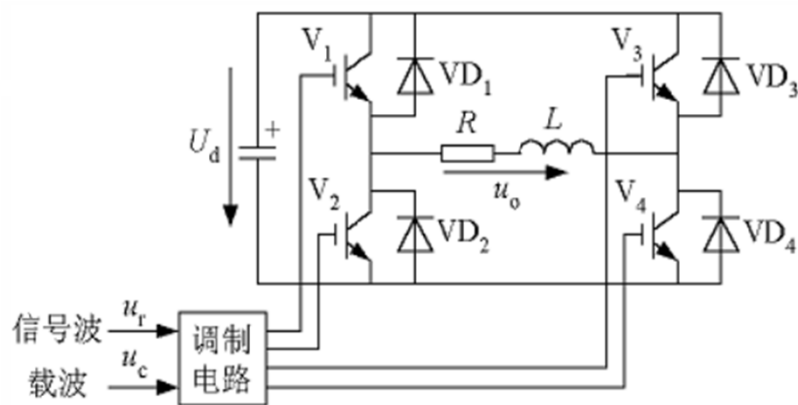
控制开关器件

PWM波



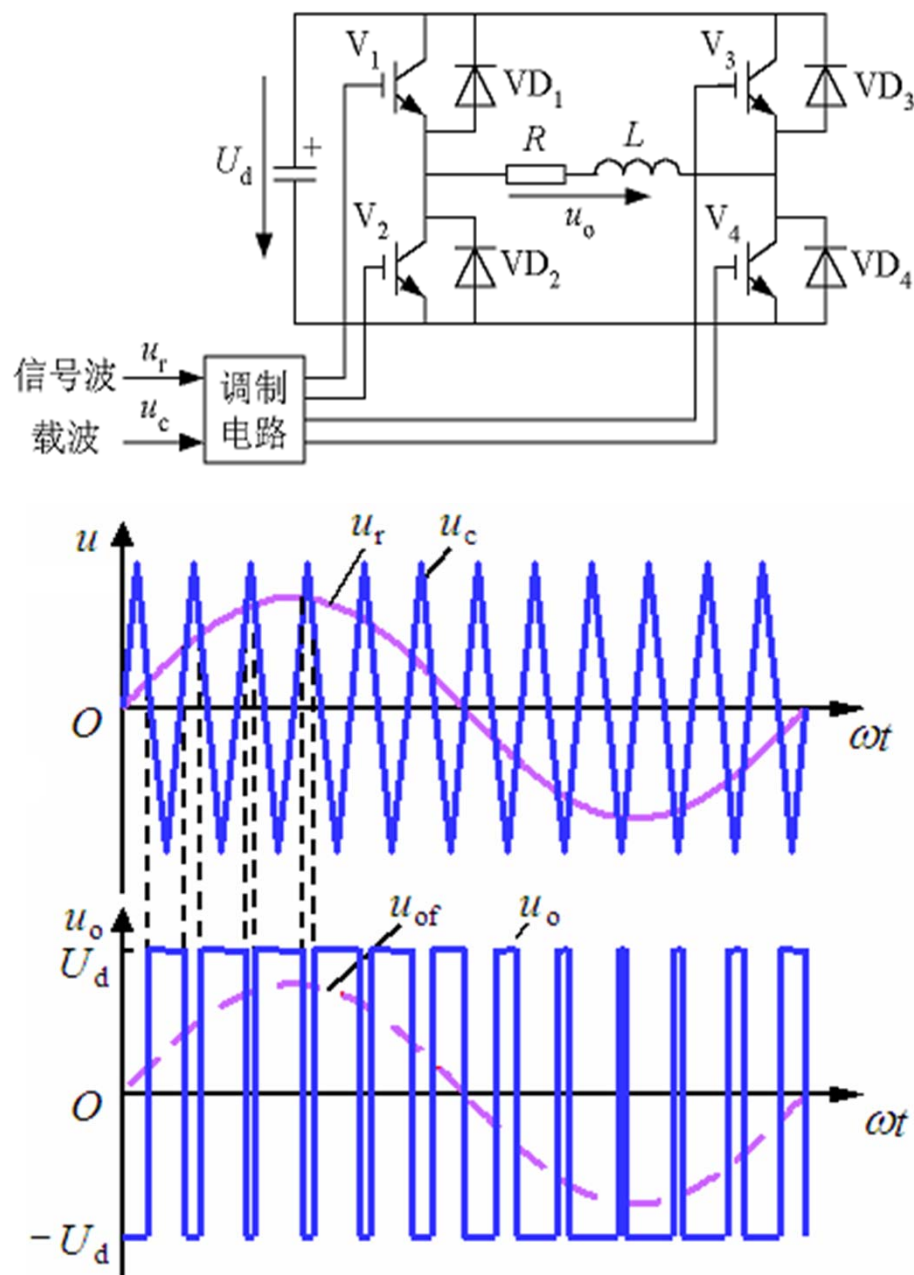
调制法在PWM逆变电路的应用

1) 单相桥式PWM逆变电路



◆ 单极性PWM控制方式

- 调制信号 u_r 为正弦波，载波 u_c 在 u_r 的正半周为**正极性**的三角波，在 u_r 的负半周为**负极性**的三角波。
- V_1 和 V_2 、 V_3 和 V_4 的通道彼此互补。工作原理同前逆变电路。
- **控制规律：**
 - ✓ u_r 正半周， V_1 保持通态， V_2 保持断态。
 - ✓ 当 $u_r > u_c$ 时使 V_4 导通， V_3 关断， $u_o = U_d$ 。
 - ✓ 当 $u_r < u_c$ 时使 V_4 关断， V_3 导通， $u_o = 0$ 。
 - ✓ u_r 负半周， V_1 保持断态， V_2 保持通态。
 - ✓ 当 $u_r < u_c$ 时使 V_3 导通， V_4 关断， $u_o = -U_d$ 。
 - ✓ 当 $u_r > u_c$ 时使 V_3 关断， V_4 导通， $u_o = 0$ 。
- 得到如图所示SPWM波。 u_{of} 表示 u_o 的基波分量。
- PWM波形在单个极性范围变化的控制方式。



◆双极性PWM控制方式

➤ 在 u_r 的半个周期内，三角波载波有正有负。

➤ 控制规律：

✓ 当 $u_r > u_c$ 时， V_1 和 V_4 导通， V_2 和 V_3 关断，如 $i_o > 0$ ，则 V_1 和 V_4 通，如 $i_o < 0$ ，则 VD_1 和 VD_4 通， $u_o = U_d$ 。

✓ 当 $u_r < u_c$ 时， V_2 和 V_3 导通， V_1 和 V_4 关断，如 $i_o < 0$ ，则 V_2 和 V_3 通，如 $i_o > 0$ ，则 VD_2 和 VD_3 通， $u_o = -U_d$ 。

➤ 在 u_r 的正负半周，对各开关器件的控制规律相同。

➤ 在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。

➤ 所得的PWM波也是有正有负，在 u_r 的一个周期内，输出的PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平。

➤ 两种方式对开关器件通断控制规律不同，输出波形差别较大。 8

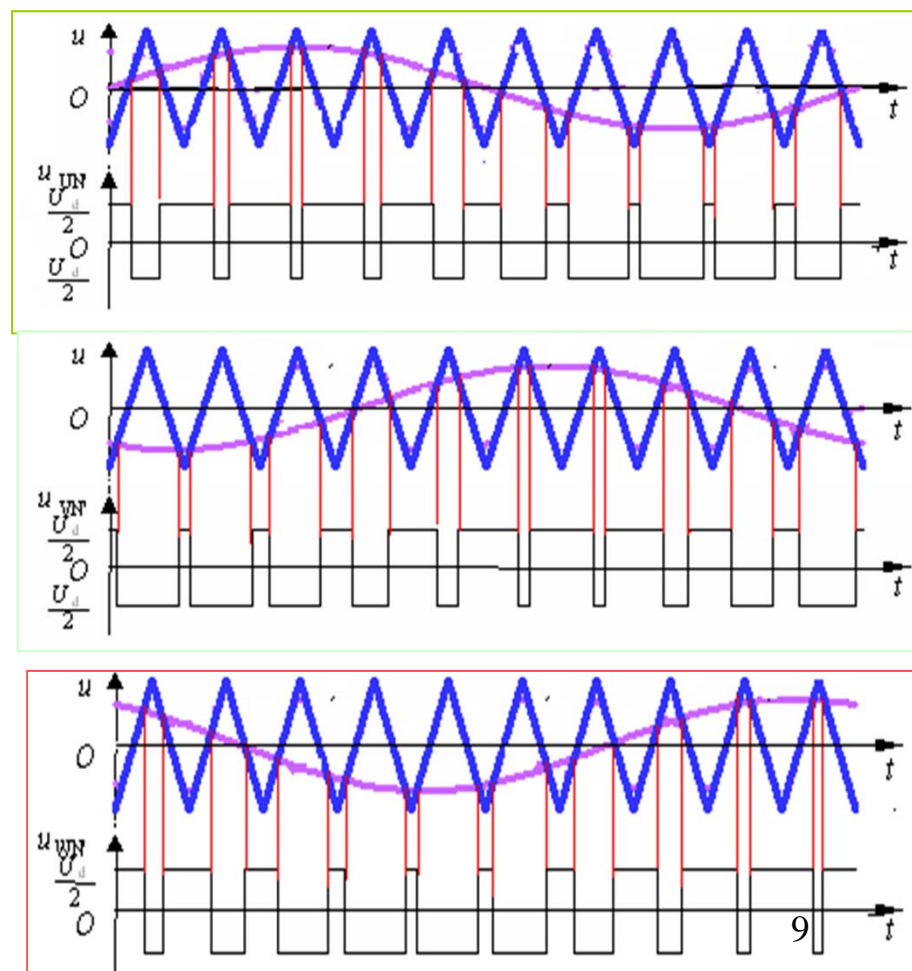
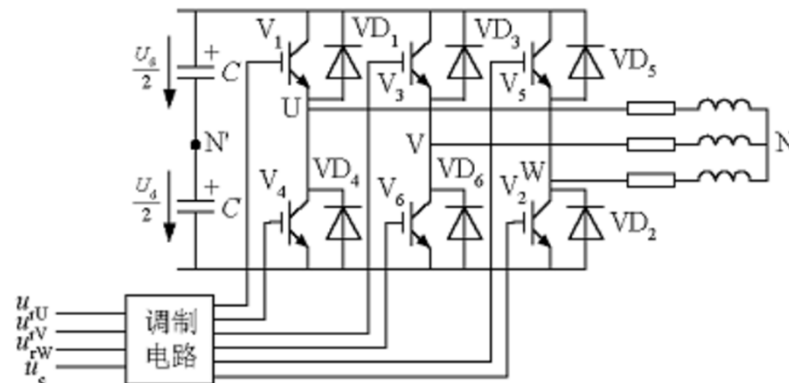
2) 三相桥式PWM逆变电路

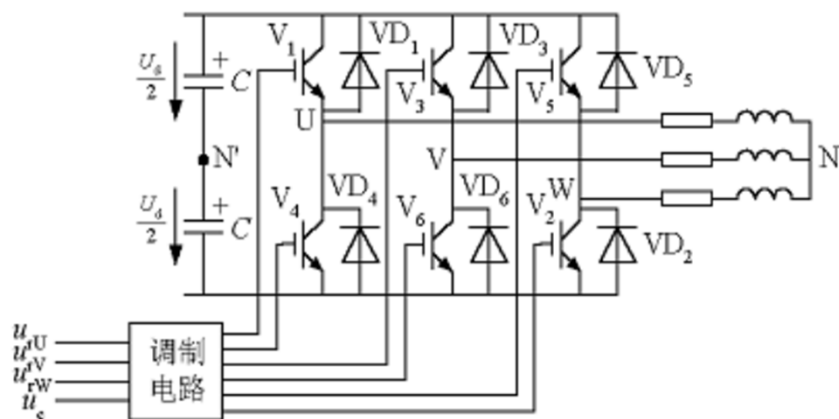
◆采用双极性控制方式。

◆U、V和W三相的PWM控制公用载波 u_c ，三相信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

◆电路工作过程（U相为例）

- 当 $u_{rU} > u_c$ 时， V_1 导通， V_4 关断，则输出电压 $u_{UN} = U_d/2$ 。
- 当 $u_{rU} < u_c$ 时， V_4 导通， V_1 关断，则 $u_{UN} = -U_d/2$ 。
- V_1 和 V_4 的驱动信号始终是互补的。
- 当给 V_1 (V_4)加导通信号时，可能是 V_1 (V_4)导通，也可能是 VD_1 (VD_4)续流导通，这由负载电流方向决定。
- u_{UN} 、 u_{VN} 和 u_{WN} 的PWM波形都只有 $\pm U_d/2$ 两种电平。

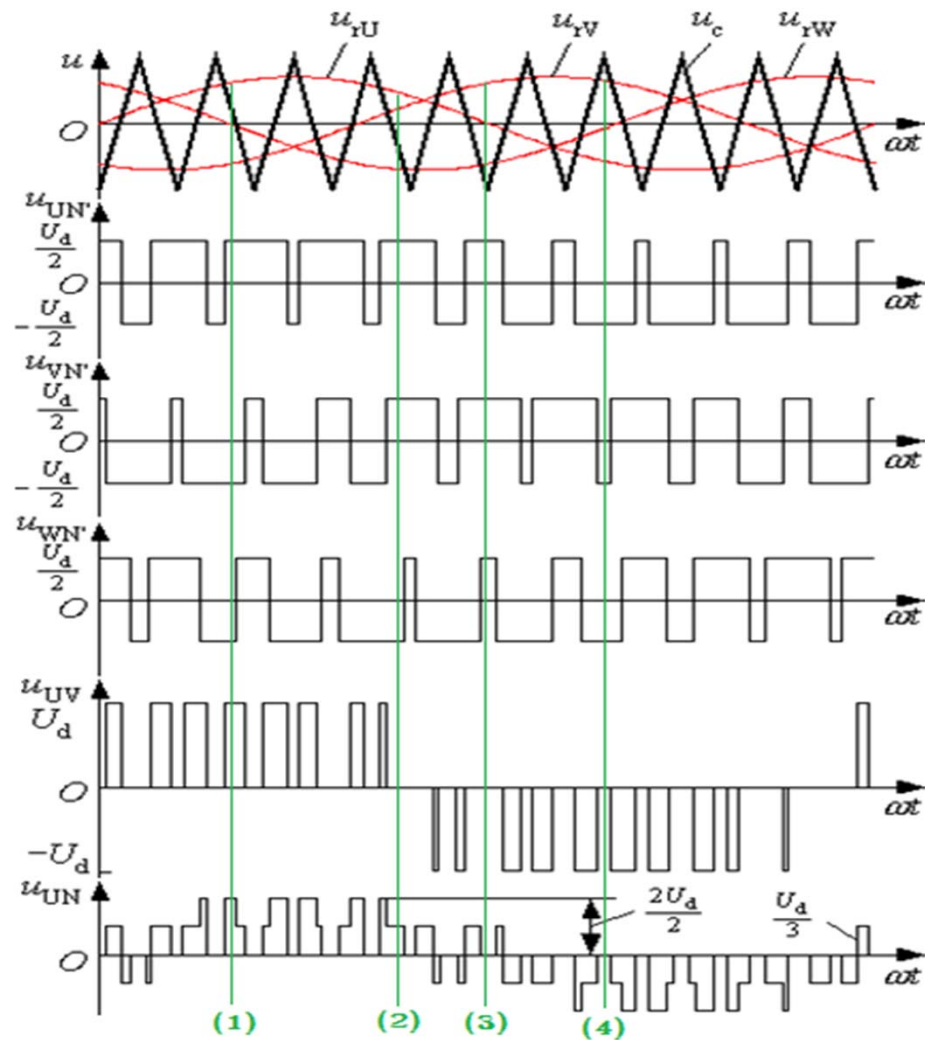




- 任何时刻3个管子导通：(1)上1下2个，(2)上2下1个，(3)上3个，(4)下3个。
- 输出线电压PWM波由 $\pm U_d$ 和 0 三种电平构成。如 $u_{UV} = u_{UN'} - u_{VN'}$ 。当1和6导通时， $u_{UV} = U_d$ 。当臂3和4导通时， $u_{UV} = -U_d$ 。当1和3或4和6导通时， $u_{UV} = 0$ 。
- 负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN'} - \frac{u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}}{3}$$

负载相电压的PWM波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和 0 共5种电平组成。



◆ 为了防止上下两个臂直通而造成短路，在上下两臂通断切换时要留一小段上下臂都施加关断信号的死区时间。

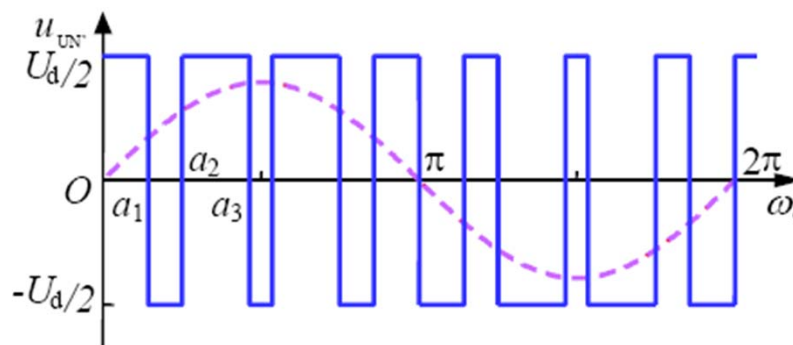
■ 特定谐波消去法

◆ **算法**中一种较有代表性的方法。

◆ 如果在输出电压半个周期内开关器件开通和关断各 k 次，考虑到PWM波四分之一周期对称，共有 k 个开关时刻可以控制，除去用一个自由度来控制基波幅值外，可以**消去 $k-1$ 个频率的特定谐波**。

➤ PWM波形设计为**四分之一周期对称波形**：正负两半周期镜对称—消除偶次谐波；正半周期内前后1/4周期以 $\pi/2$ 为轴线对称—消除谐波中的余弦项。

➤ 如三相桥式PWM型逆变电路中的 u_{UN} 波形，输出电压的半个周期内，器件通、断各3次（不包括0和 π 时刻），共有6个开关时刻可控。



➤ PWM波形用傅里叶级数展开表示，仅为奇次正弦项，（见式7-3和7-4）。

➤ 确定独立控制的变量，（如图中 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ ），根据输出基波幅值和（低次）谐波为0的要求（确定消除的谐波），列出方程组求解，可分别求出 α_1, α_2 和 α_3 的值。

这样可以消去（**两种**）特定频率的谐波，对于给定的基波幅值 a_1 ，求解上述方程可得一组 α_1 、 α_2 和 α_3 ，基波幅值 a_1 改变时， α_1 、 α_2 和 α_3 也相应地改变。

7.2.2 异步调制和同步调制

■ 载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比 $N=f_c/f_r$ 称为载波比。

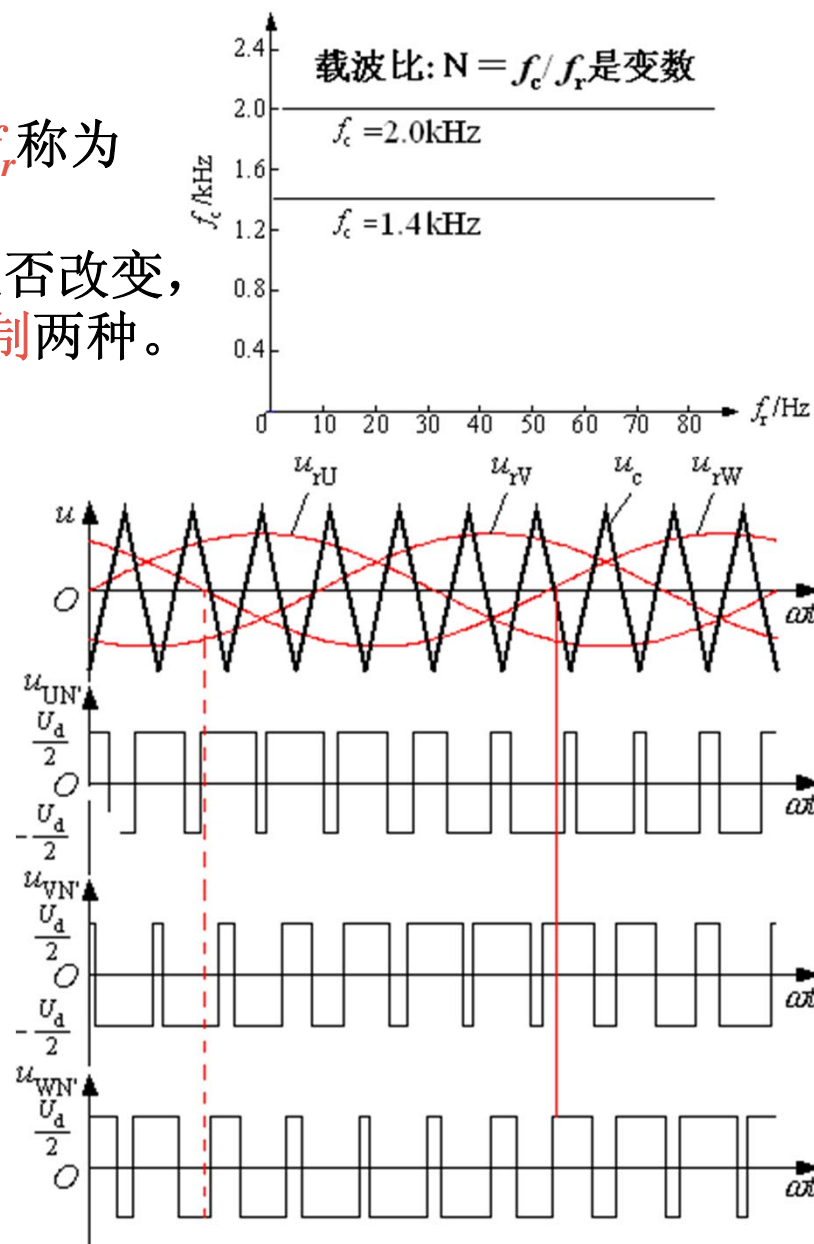
■ 根据载波和信号波是否同步及载波比是否改变，PWM调制方式可分为异步调制和同步调制两种。

1) 异步调制

◆ 载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为异步调制。一般是载波频率 f_c 固定不变，信号波频率 f_r 变化，载波比 N 是变化的。

◆ 在信号波的半个周期内，PWM波的脉冲个数、相位不固定。正负半周期的脉冲不对称，半周期内前后1/4周期的脉冲不对称。

◆ 当 f_r 较低时，脉冲不对称性对输出电压的半波对称性及三相对称性影响较小，PWM波形接近正弦波。当 f_r 增高时，脉冲不对称的影响变大，输出电压的半波对称性及三相对称性变差。



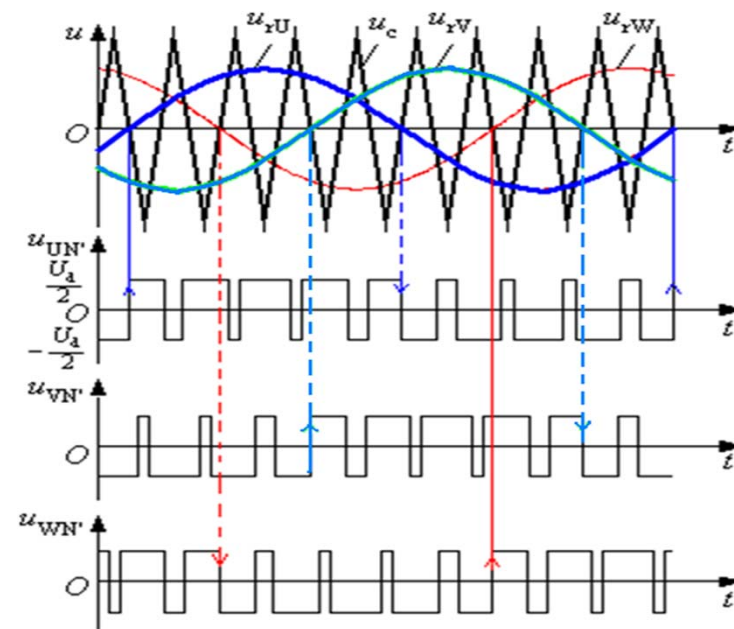
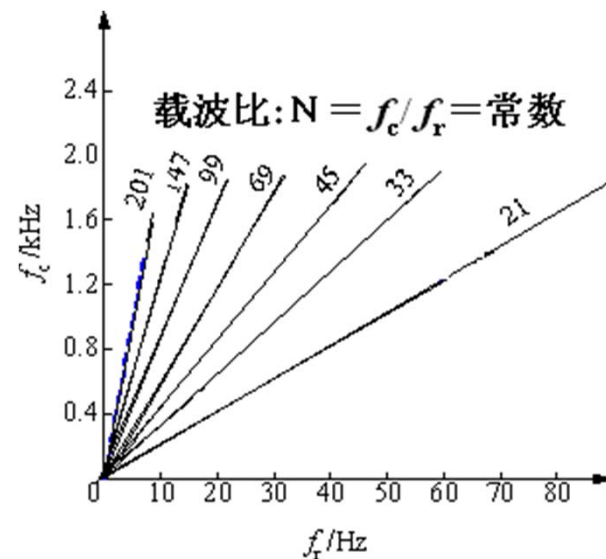
2) 同步调制

◆载波比 N 等于常数，且信号波频率变化，载波频率随之变化保持同步的方式称为同步调制。

◆一个周期内输出的PWM波脉冲数、脉冲相位是固定的。可保持输出电压的半波对称性及三相电压的对称性。

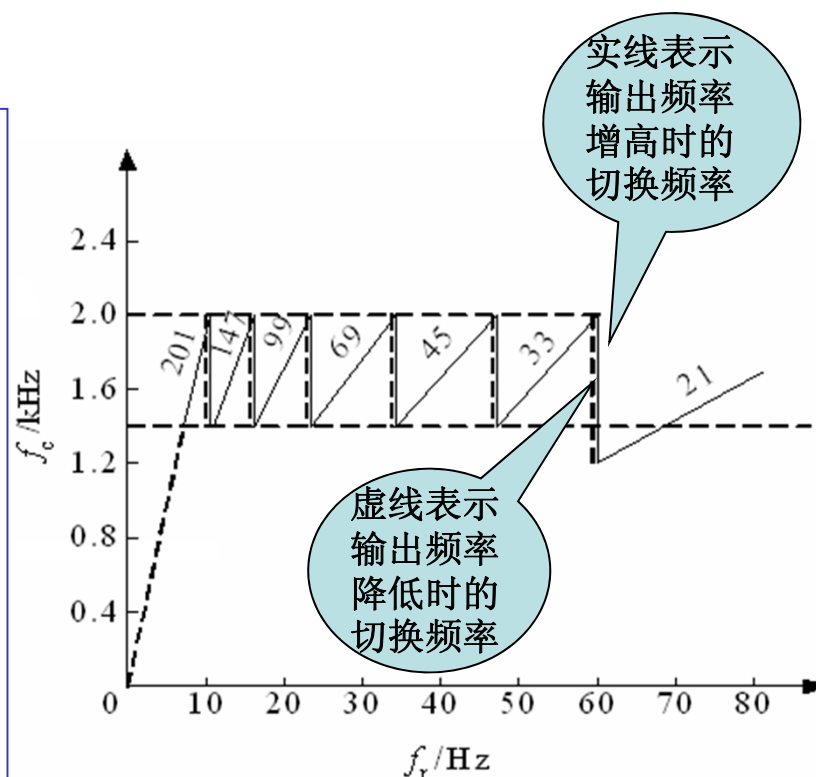
◆在三相PWM逆变电路中，通常公用一个三角波载波，为了使三相输出波形严格对称和一相的PWM波正负半周镜对称，取 N 为3的整数倍且为奇数。

- 对于异步调制方式，输出电压的半波对称性及三相对称性在高频输出时变差，容易影响电机负载运行的稳定性，希望采用较高的载波频率且保持较大的载波比。
- 对于同步调制方式，当输出频率低时， f_c 也低， f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤除。当负载为电动机时会带来较大的转矩脉动和噪声；当输出频率过高时， f_c 会过高，使开关器件损耗及电磁兼容等问题难以承受。



分段同步调制 - 异步、同步调制的综合应用，避免单纯异步或同步调制的缺点。

- ◆ 把输出 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，不同频段的载波比不同。
- ◆ 在 f_r 高的频段取低 N ，在 f_r 低的频段取高 N ，保持输出电压的半波对称性及三相电压的对称性。以使 f_c 不致过高，限制在功率开关器件允许的范围；以使 f_c 不致过低而对负载产生不利影响。
- ◆ 防止 f_c 在切换点附近的来回跳动，各频率切换点采用了滞后切换（滞环）的方法，避免切换过于频繁。



还可以：

采用微机控制更容易实现。

低频输出时采用异步调制，高频输出时采用同步调制。

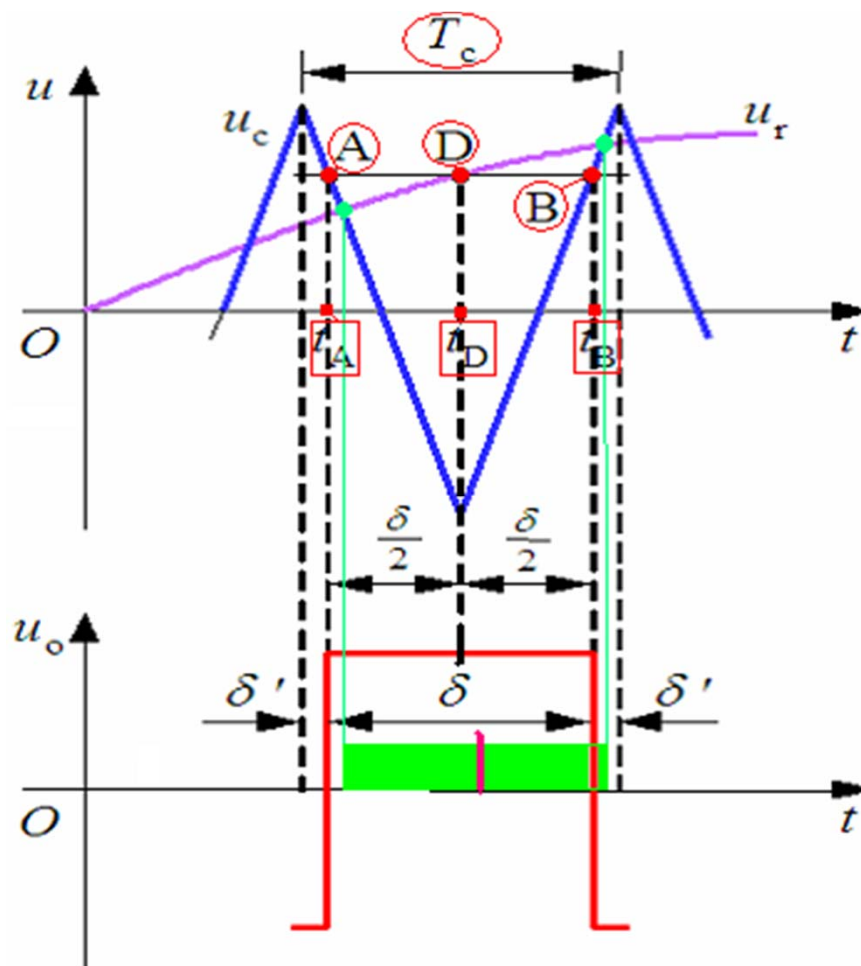
7.2.3 规则采样法

调制法中确定控制开关器件通断时刻的方法：

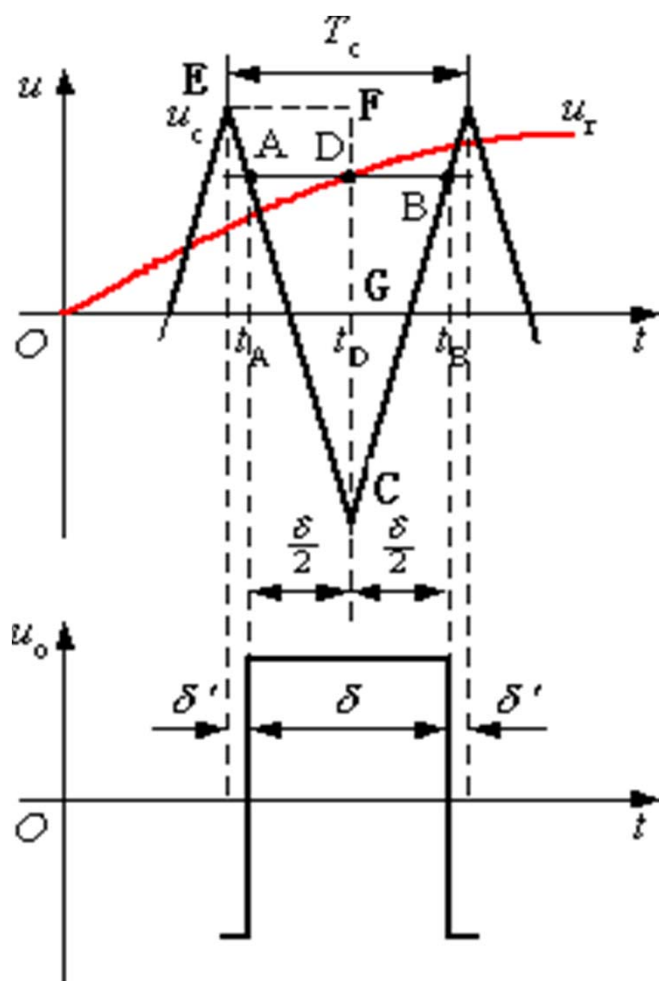
■ **自然采样法**：正弦波和三角波的自然交点时刻进行控制，生成SPWM波形。

■ **规则采样法**：一种工程实用方法。

- 取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ，可以使脉冲的中点以三角波中点（负峰点）为对称。
- 在三角波的中点 t_D 时刻对正弦信号波采样得到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。
- 可见，得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度（绿色）非常接近。



规则采用法计算脉冲宽度 δ 、开关器件通断时间 t_A 、 t_B



已知：信号波为正弦波（频率 ω_r ），载波为三角波（周期为 T_c ）；

调制度定义为 $a = u_{rm}/u_{cm} \leq 1$ 。

$$u_r = a \sin \omega_r t$$

$$\triangle ECF \sim \triangle ACD \quad \frac{DC}{AD} = \frac{FC}{EF}$$

取三角波的幅值为1

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

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

脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D)$$

已知：信号波频率 ω_r 、载波频率 T_c ，调制度 a ，可确定时间 t_D 、计算出脉宽 δ （ δ' ），最后计算出时间 t_A 、 t_B 。开关器件开通与关断时间就确定了。

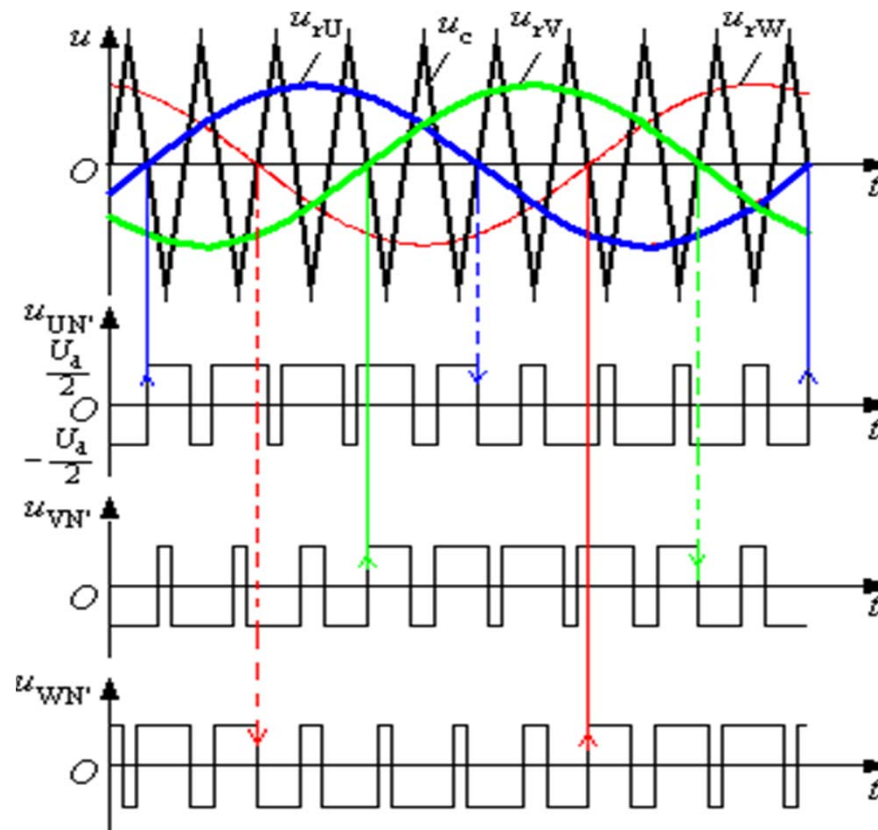
7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

■ **载波**对正弦信号波调制，会产生和载波有关的谐波分量。

■ 谐波频率和幅值是衡量PWM逆变电路性能的重要指标之一。

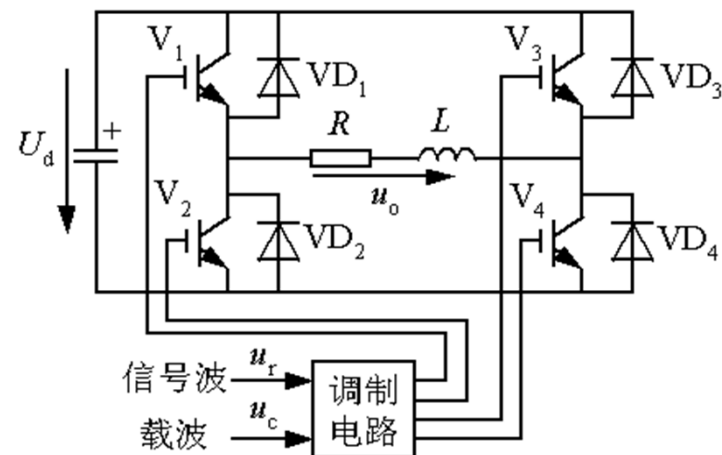
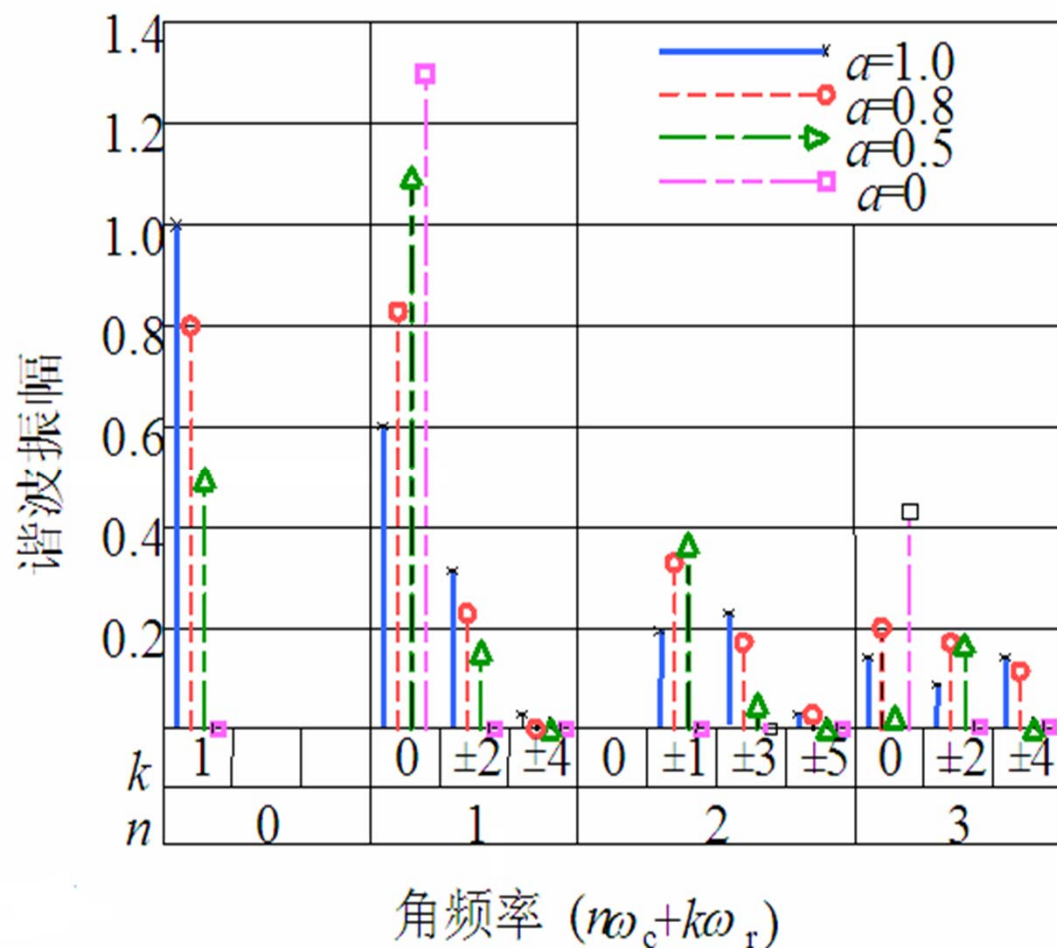
■ 以双极性SPWM波形为例进行谐波分析，同步调制是异步调制的特殊情况，因此只分析异步调制方式下的谐波。

◆ 分析方法：以**载波周期**为基础，再利用**贝塞尔函数**可以推导出PWM波的傅里叶级数表达式。分析过程相当复杂，结论却简单而直观。



同步调制

单相桥式PWM逆变电路输出电压频谱图

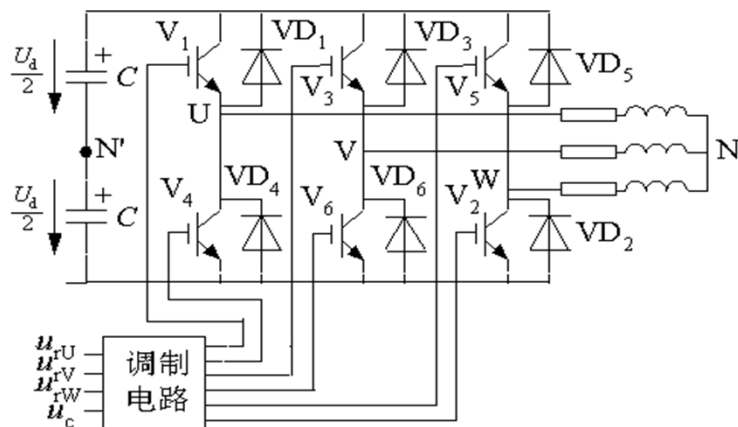


◆所包含的谐波角频率为

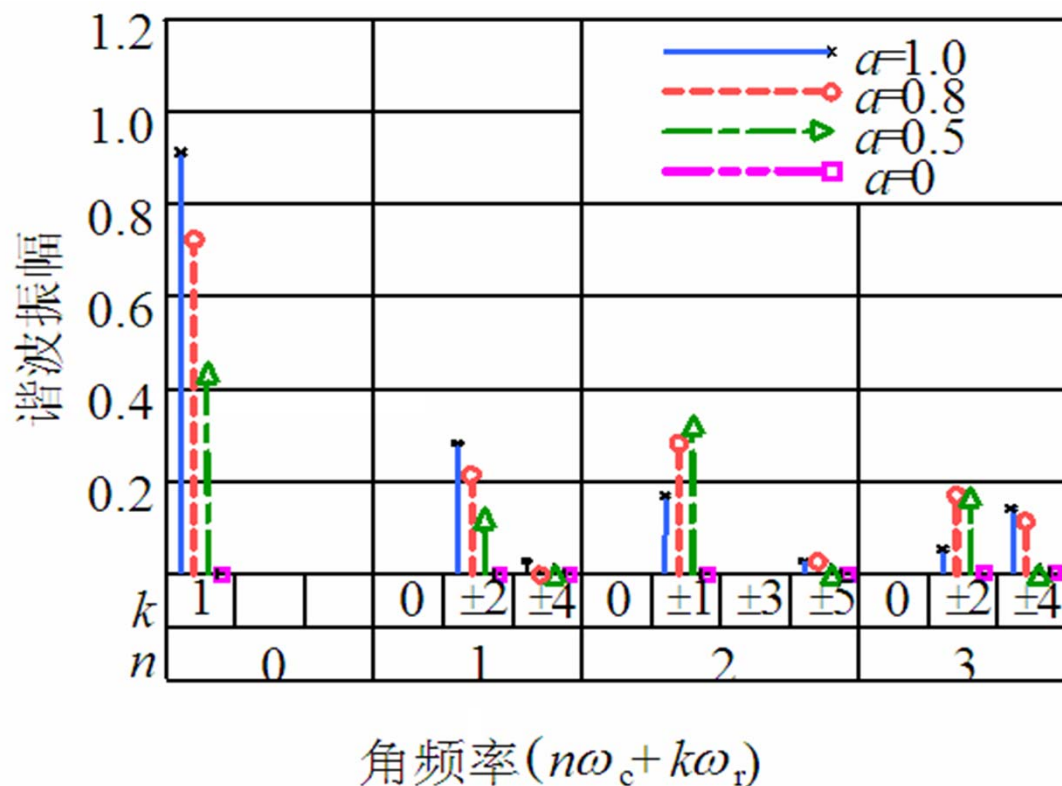
$$n\omega_c \pm k\omega_r$$

式中, $n=1,3,5,\dots$ 时, $k=0,2,4,\dots$;
 $n=2,4,6,\dots$ 时, $k=1,3,5,\dots$

- PWM波中不含有低次谐波。
- 谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波。高次谐波很容易滤除。
- 幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。



三相桥式PWM逆变电路输出线电压频谱图



◆分析应用较多的公用载波信号时的情况，所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r$$

式中， $n=1,3,5,\dots$ 时，

$$k=3(2m-1)\pm 1, \quad m=1,2,\dots;$$

$n=2,4,6,\dots$ 时，

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

➤ 不含低次谐波。

➤ 载波角频率 ω_c 整数倍的谐波没有了。

➤ 谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。高次谐波很容易滤除。

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

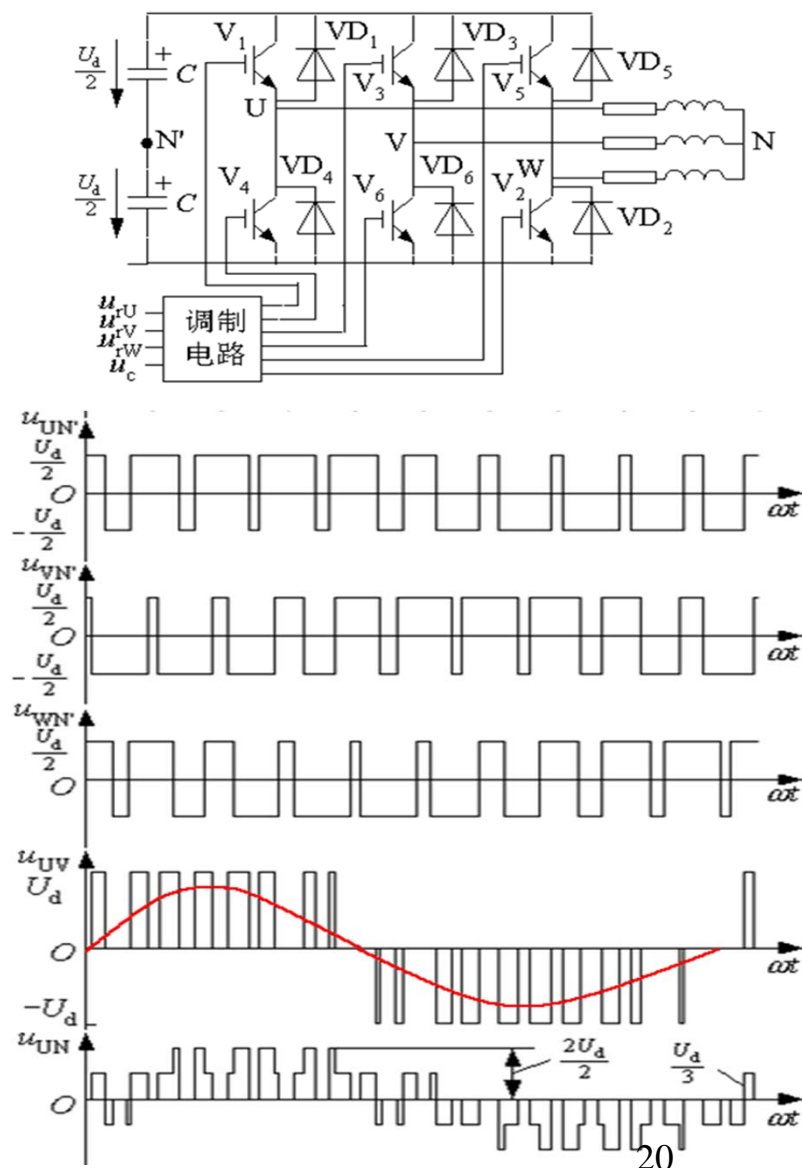
◆提高直流电压利用率可提高逆变器的输出能力。

◆减少功率器件的开关次数可降低开关损耗。

■ 直流电压利用率：逆变电路输出的交流电压基波最大幅值 U_{1m} 和直流电压 U_d 之比。

■ 正弦波调制的三相PWM逆变电路，调制度 a 为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 $0.866U_d$ 。即直流电压利用率仅为0.866，很低。

◆实际电路中，考虑到功率器件的开通和关断都需要时间，实际上0.866还要低。



■ 梯形波调制法

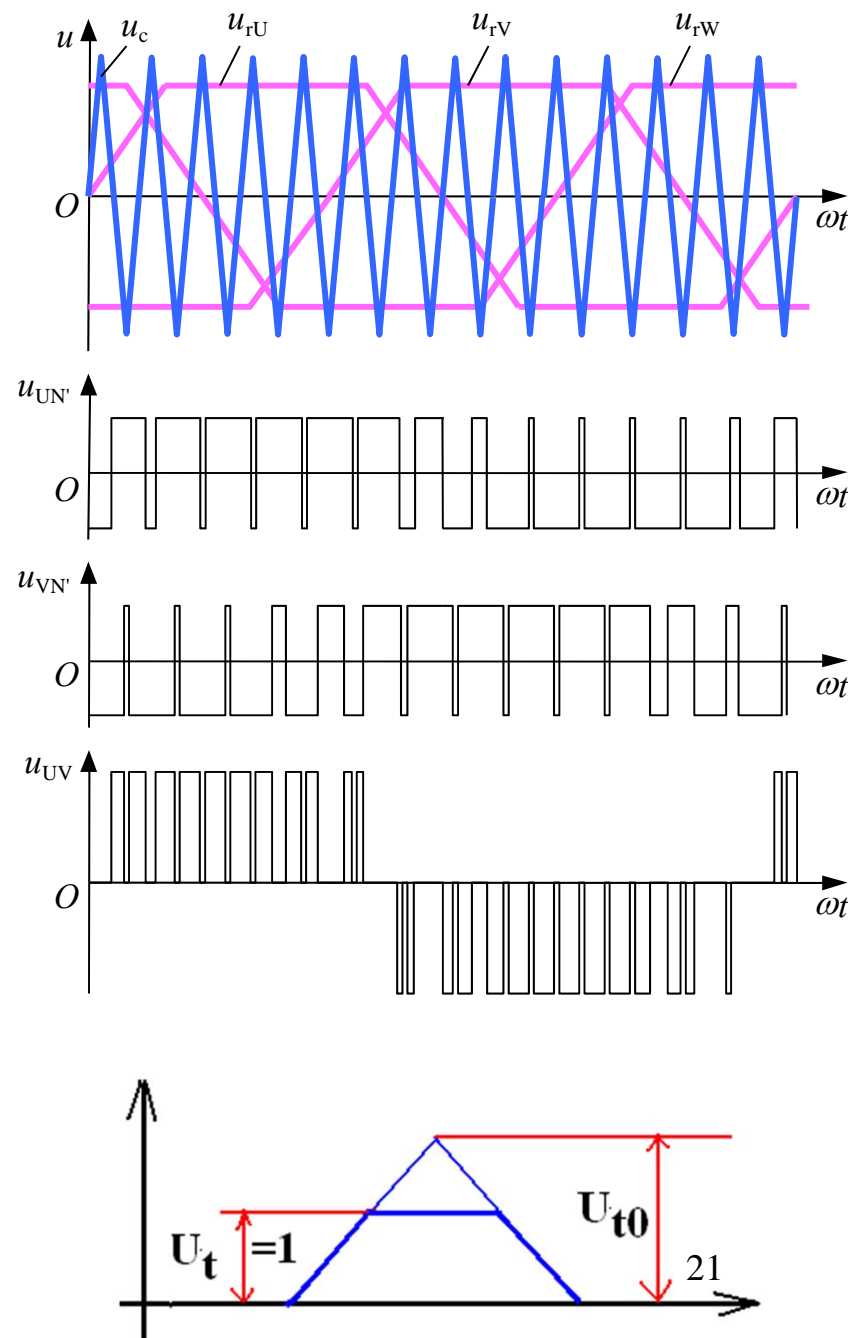
◆ 梯形波作为调制信号（如图），其幅值和三角波幅值相等时，梯形波所含的基波分量幅值更大，**超过三角波幅值**，可以有效地**提高直流电压利用率**。

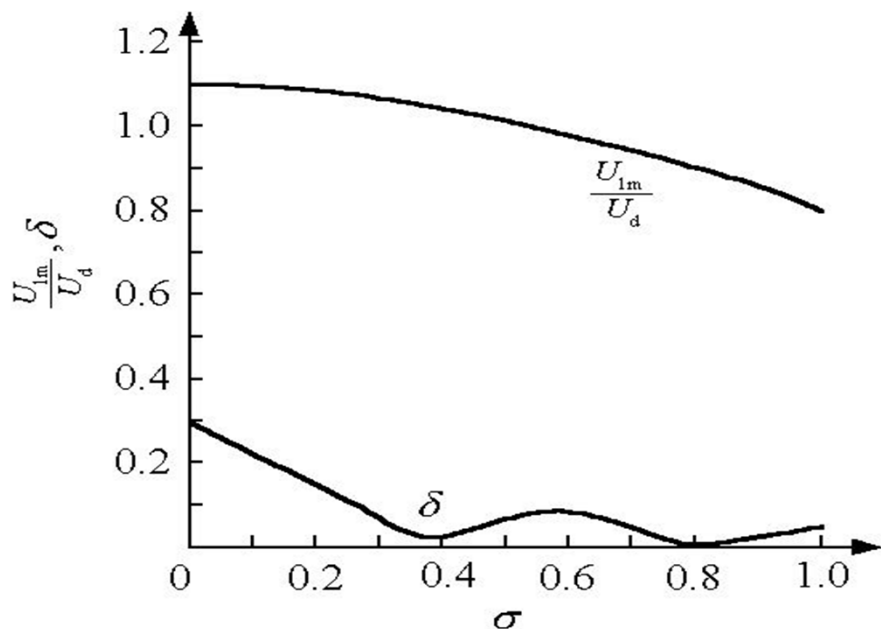
◆ 决定功率开关器件通断的方法和用正弦波作为调制信号波时完全相同。（如图所示，输出电压波形）。

■ 梯形波形状与直流电压利用率之间关系分析

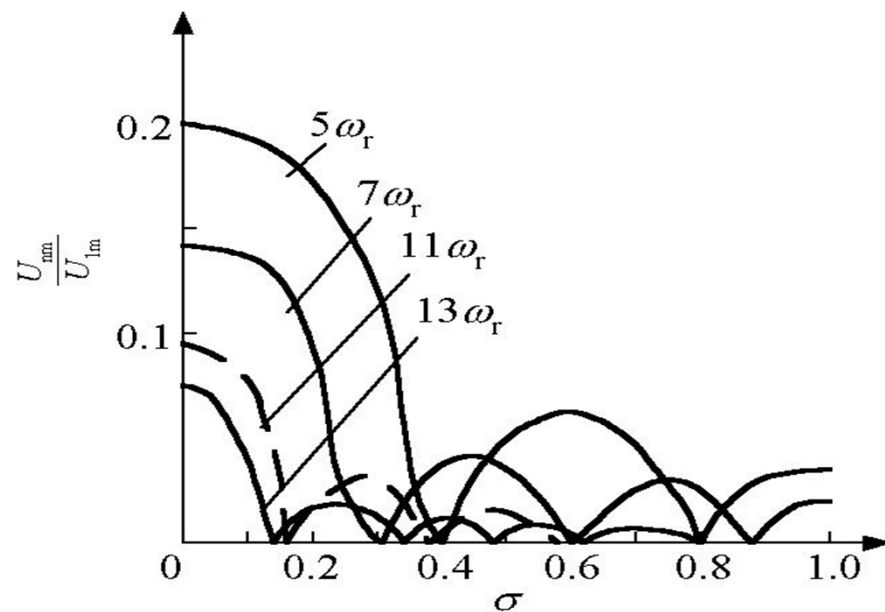
◆ **定义**：**三角化率** $\sigma = U_t / U_{t0}$ 来描述梯形波形状，其中 U_t 为以横轴为底时梯形波的高， U_{t0} 为以横轴为底边把梯形两腰延长后相交所形成的三角形的高。

◆ $\sigma=0$ 时梯形波变为**矩形波**， $\sigma=1$ 时梯形波变为**三角波**。





σ 变化时的 δ 和直流电压利用率



σ 变化时的各次谐波含量

通过谐波和直流电压利用率来决定梯形波的形状：

◆ 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，其引起的波形畸变率用 δ 表示。

◆ 通过计算得到： δ 和直流电压利用率 U_{1m}/U_d 随 σ 变化关系曲线，如图。当 $\sigma=0.4$ 时，谐波含量较少，约为**3.6%**，直流电压利用率为**1.03**，是正弦波调制时的**1.19倍**，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，如图，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。

■线电压控制方式（三相逆变电路中常用的方式）

对两个线电压进行控制，利用多余的一个自由度来改善控制性能

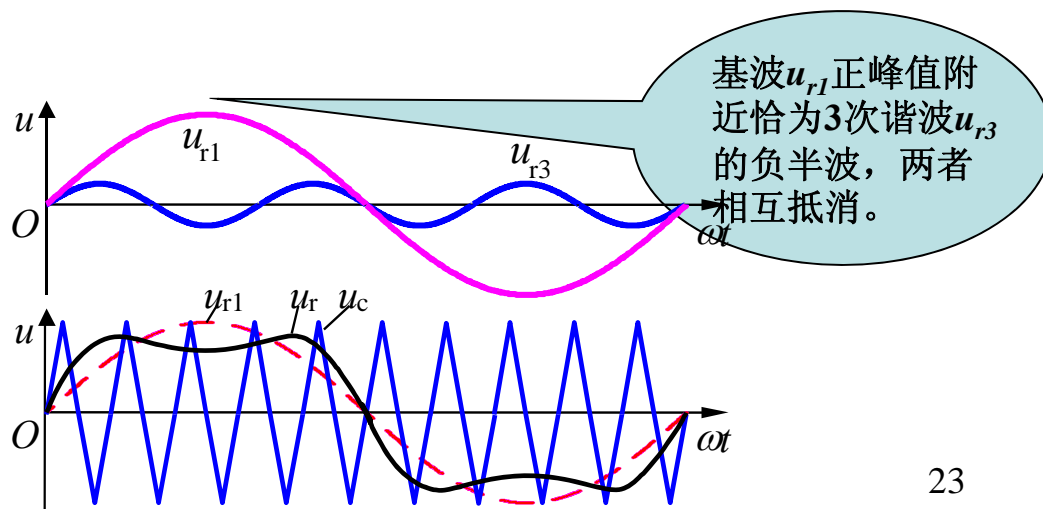
◆**目标**：使输出的线电压不含低次谐波的同时尽可能提高直流电压利用率，并尽量减少功率器件的开关次数。

直接控制手段是对相电压进行控制，但**控制目标却是线电压**；控制目标为相电压时称为相电压控制方式。

◆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**，且三相的三次谐波相位相同，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**。

◆如图，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。

除此之外，还可以叠加其他**3倍频于正弦波**的信号，也可以再叠加**直流分量**，这些都不会影响线电压。



叠加3次谐波的调制信号

◆线电压控制方式举例

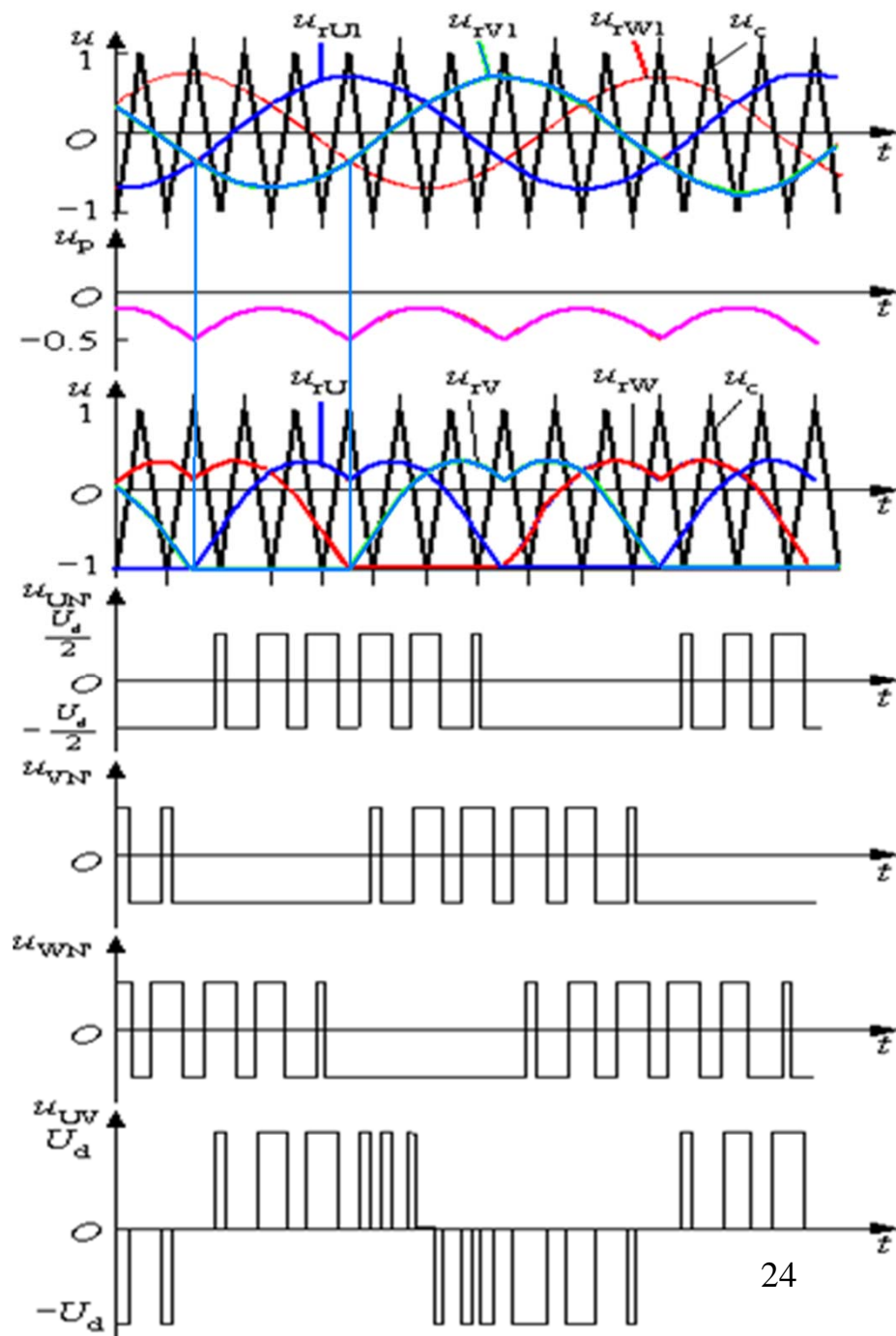
构造 u_p 如图，并令

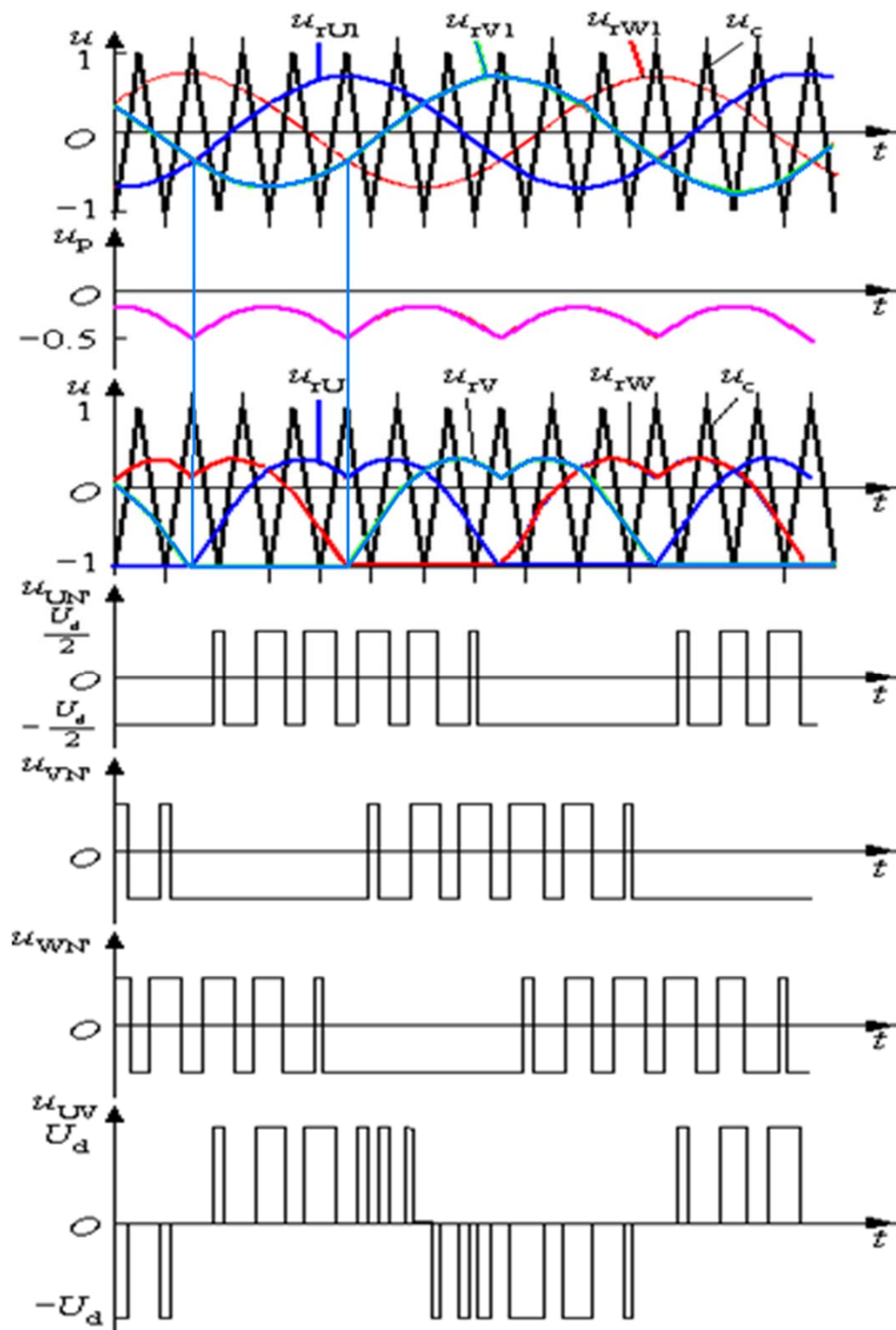
$$u_p = -\min(u_{rU1}, u_{rV1}, u_{rW1}) - 1$$

- 含3的整数倍次谐波和直流分量，其大小随正弦信号的大小而变化。
- 设三角波载波幅值为1。
- 三相调制信号中的正弦波分量分别为 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} 。

则三相的调制信号分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{rU} &= u_{rU1} + u_p \\ u_{rV} &= u_{rV1} + u_p \\ u_{rW} &= u_{rW1} + u_p \end{aligned} \right\}$$





◆ 不论 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} 幅值的大小， u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 中总有1/3周期的值是和三角波负峰值相等的，其值为-1。在这1/3周期中，并不对调制信号值为-1的一相进行控制，而只对其他两相进行PWM控制，因此也称为两相控制方式。

◆ 两相控制方式有以下优点

- 在信号波的1/3周期内开关器件不动作，可使功率器件的开关损耗减少1/3。
- 最大输出线电压基波幅值为 U_d ，和相电压控制方法相比，直流电压利用率提高了15%。
- 输出线电压中不含低次谐波，这是因为相电压中相应于 u_p 的谐波分量相互抵消的缘故，这一性能优于梯形波调制方式。

但控制复杂。

7.3 PWM跟踪控制技术

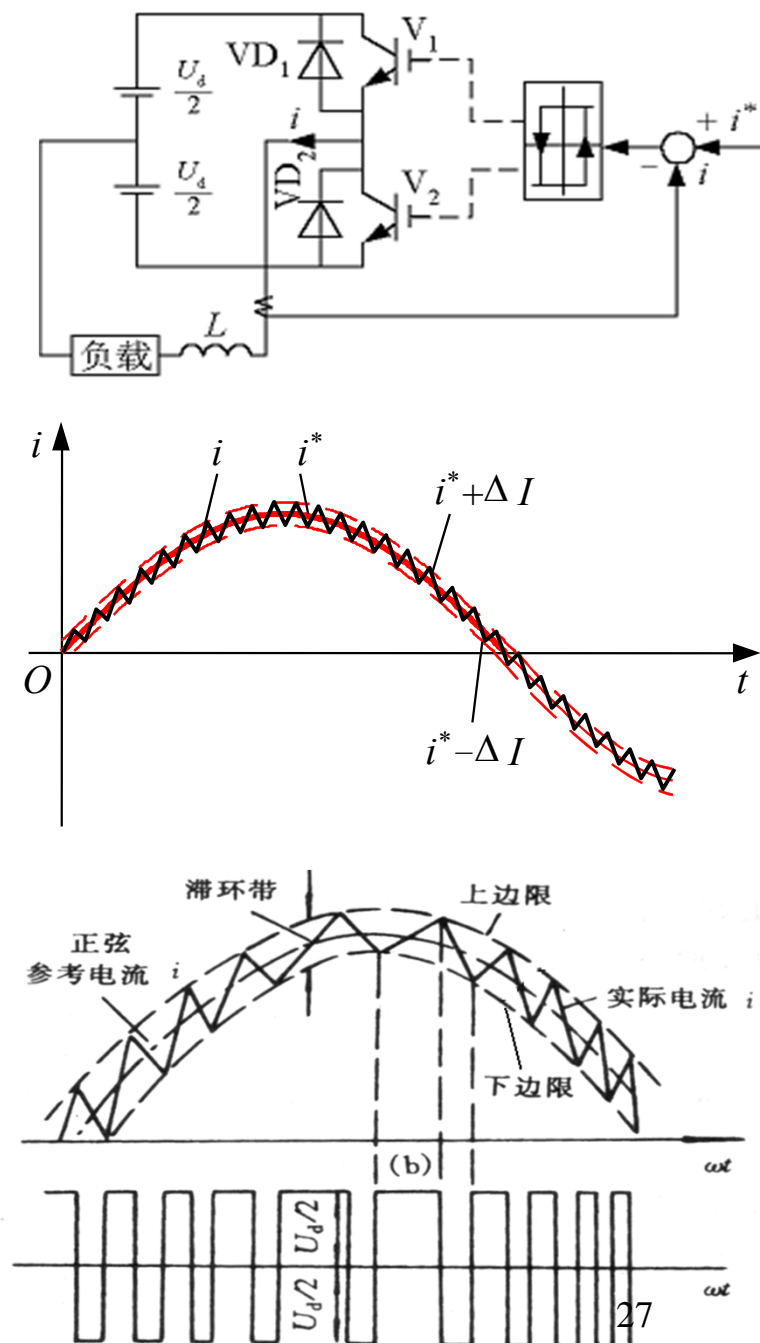
- 跟踪控制方法：PWM 波形生成的第三种方法
- 把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过两者的瞬时值比较来决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化。
- 常用的有滞环比较方式和三角波比较方式。

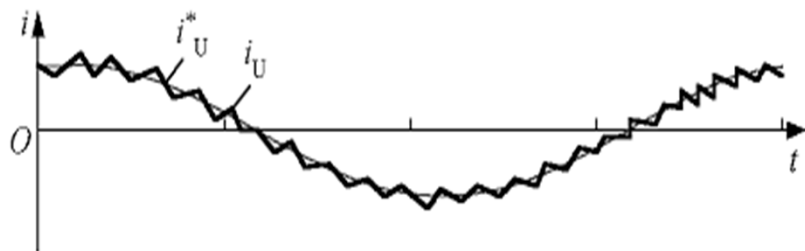
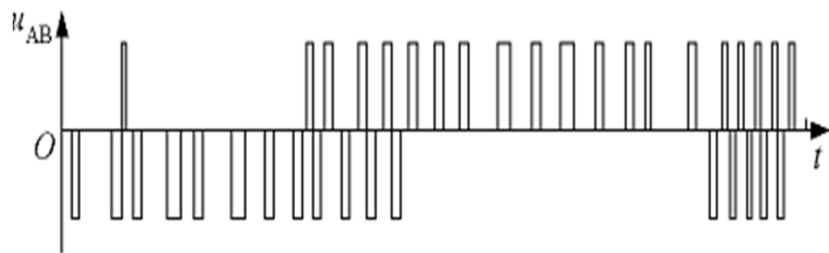
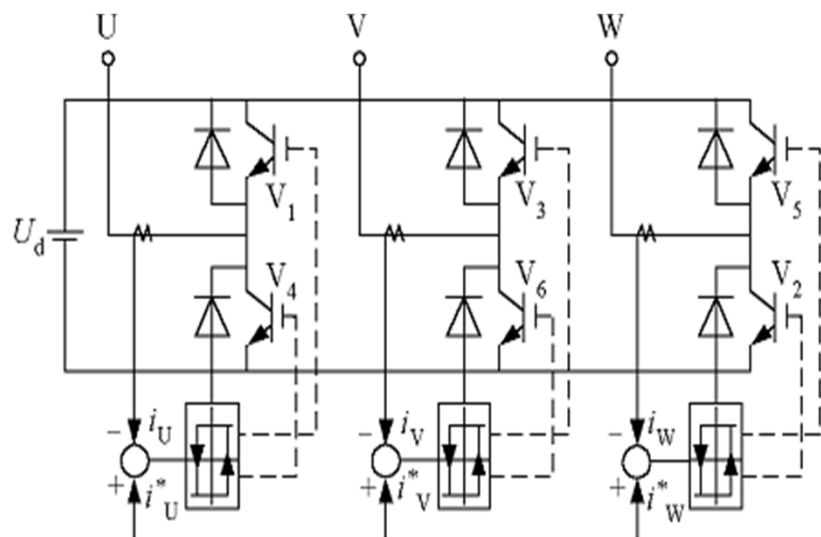
7.3.1 滞环比较方式

7.3.2 三角波比较方式

7.3.1 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如图。
- ◆ **基本原理**：把指令电流 i^* 和实际输出电流 i 的偏差 i^*-i 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 V_1 和 V_2 的通断。
- ◆ **控制规律**
当 V_1 （或 VD_1 ）导通时， i 增大。
当 V_2 （或 VD_2 ）导通时， i 减小。
通过环宽为 $2\Delta I$ 的滞环比较器的控制， i 就在 $i^*+\Delta I$ 和 $i^*-\Delta I$ 的范围内，呈锯齿状地跟踪指令电流 i^* 。
- ◆ **环宽的影响**：
- ◆ **L 的影响**：





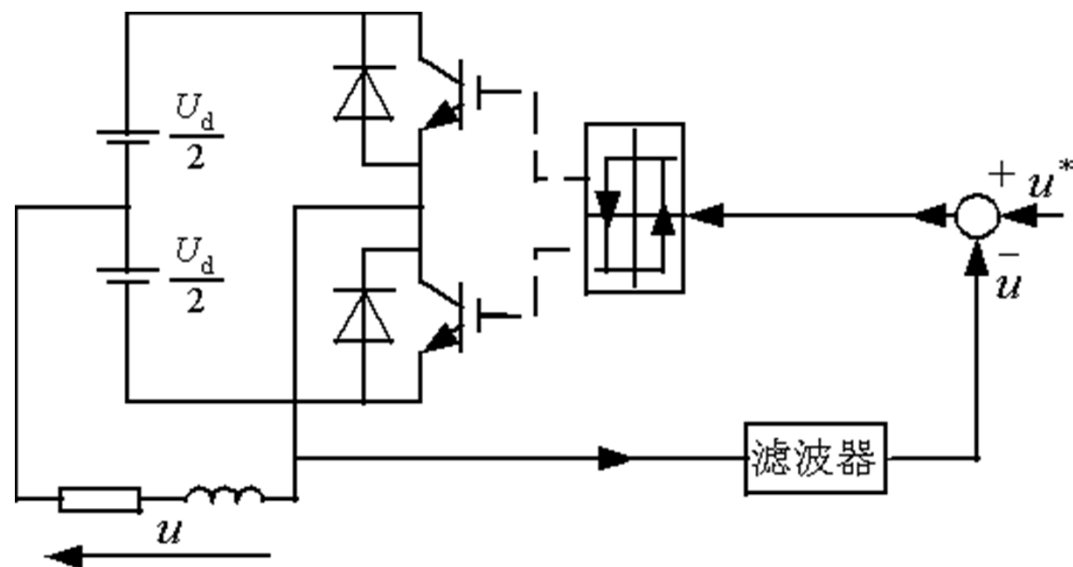
◆ 三相电流跟踪型PWM逆变电路

- 如图由三个单相半桥电路组成，三相电流指令信号 i_U^* 、 i_V^* 和 i_W^* 依次相差 120° 。
- 如图，在线电压的正半周和负半周内，都有极性相反的脉冲输出，这将使输出电压中的谐波分量增大，也使负载的谐波损耗增加。

◆ 采用滞环比较方式的电流跟踪型PWM变流电路特点：

- 硬件电路简单。
- 实时控制，电流响应快。
- 不用载波，输出电压波形中不含特定频率的谐波。
- 和算法及调制法相比，相同开关频率时输出电流中高次谐波含量多。
- 属于闭环控制，是各种跟踪型PWM变流电路的共同特点。

◆ 电压跟踪控制



把指令电压 u^* 和滤波后的输出电压 u 进行比较，送入滞环比较器，由比较器输出控制开关器件的通断，从而实现电压跟踪控制。

输出电压PWM波形中含大量高次谐波，必须用适当的滤波器滤除。

- $u^*=0$ 时，输出电压 u 为频率较高的矩形波。
- u^* 为直流信号时， u 产生直流偏移，变为正负脉冲宽度不等，正宽负窄或正窄负宽的矩形波。
- u^* 为交流信号时，从 u 中滤除由器件通断产生的高次谐波后，所得的波形就几乎和 u^* 相同，从而实现电压跟踪控制。

7.3.2 三角波比较方式

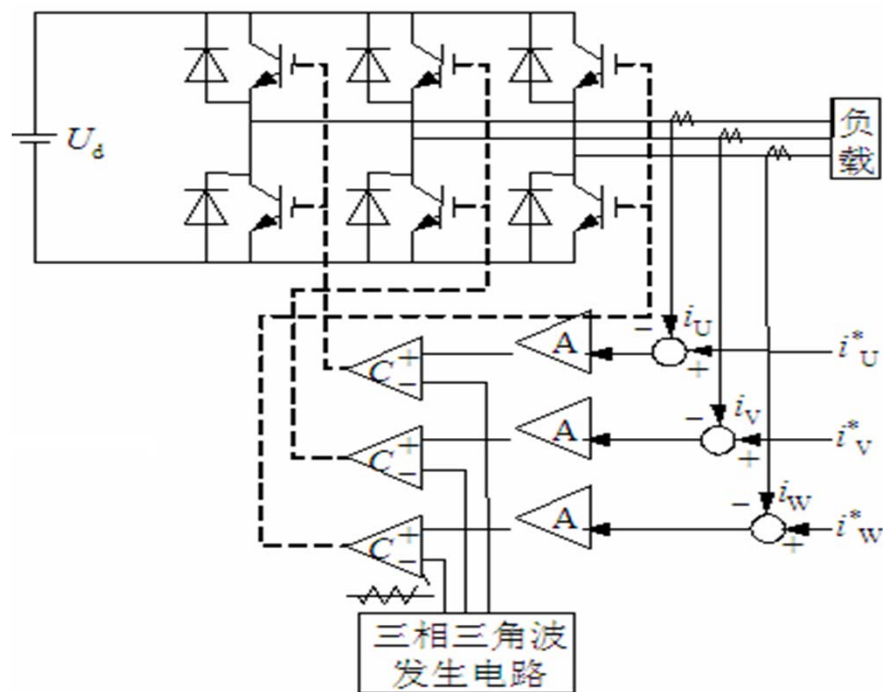
■三角波比较方式的电流跟踪型PWM逆变电路。

◆把指令电流 i_U^* 、 i_V^* 和 i_W^* 和逆变电路实际输出的电流 i_U 、 i_V 、 i_W 进行比较，求出偏差电流，通过放大器A放大后，再去和三角波进行比较，产生PWM波形。

◆放大器A通常具有比例积分特性或比例特性，其系数直接影响着逆变电路的电流跟踪特性。

◆特点

- 开关频率固定，等于载波频率，高频滤波器设计方便。
- 为改善输出电压波形，三角波载波常用三相三角波载波。
- 和滞环比较控制方式相比，这种控制方式输出电流所含的谐波少。



■ 定时比较方式

- ◆ 不用滞环比较器，而是设置一个**固定的时钟**。

- ◆ 以**固定的采样周期**对指令信号和被控制变量进行采样，并根据二者偏差的极性来控制变流电路开关器件的通断，使被控制量跟踪指令信号。

- ◆ 以单相半桥逆变电路为例，在时钟信号到来的采样时刻

 - 如 $i < i^*$ ， V_1 导通， V_2 关断，使 i 增大。

 - 如 $i > i^*$ ， V_1 关断， V_2 导通，使 i 减小。

- ◆ 每个采样时刻的控制作用都使实际电流与指令电流的误差减小。

- ◆ 采用定时比较方式时，器件的最高开关频率为时钟频率的 **$1/2$** 。

- ◆ 和滞环比较方式相比，电流控制误差没有一定的环宽，控制的精度低一些。