

第7章 PWM控制技术

7.1 PWM控制的基本原理

7.2 PWM逆变电路及其控制方法

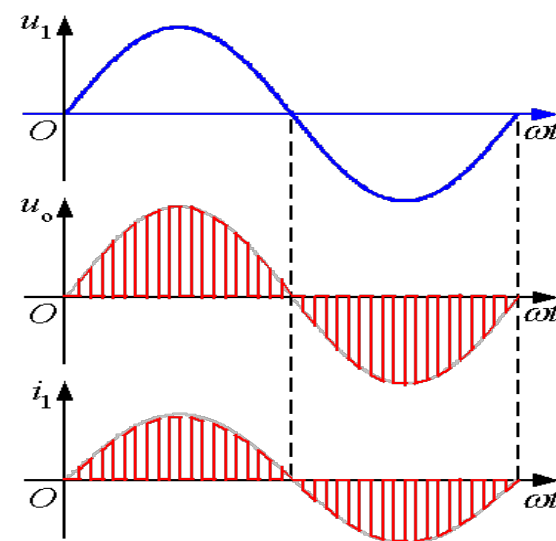
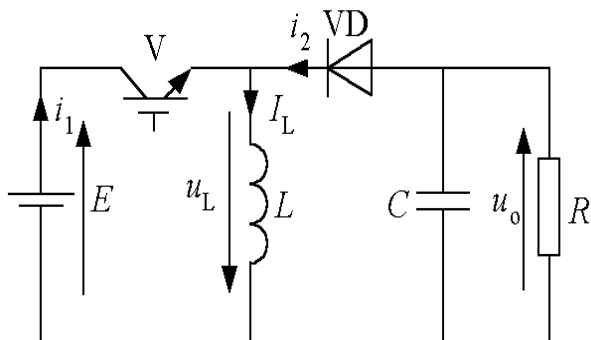
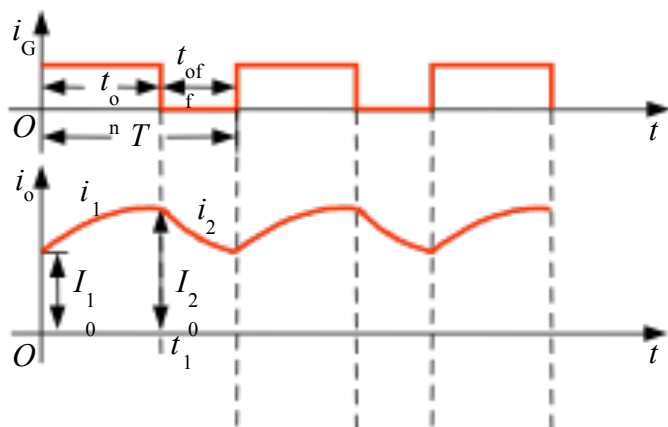
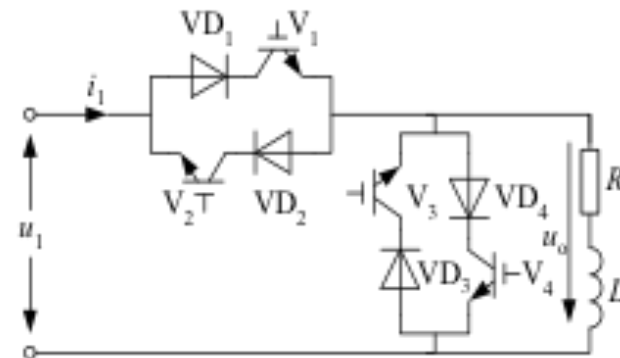
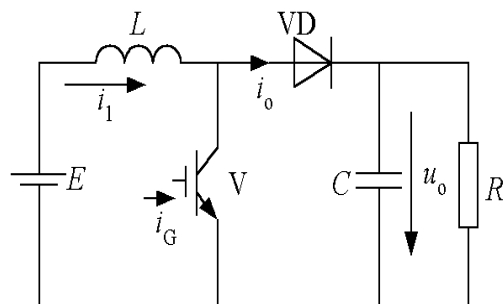
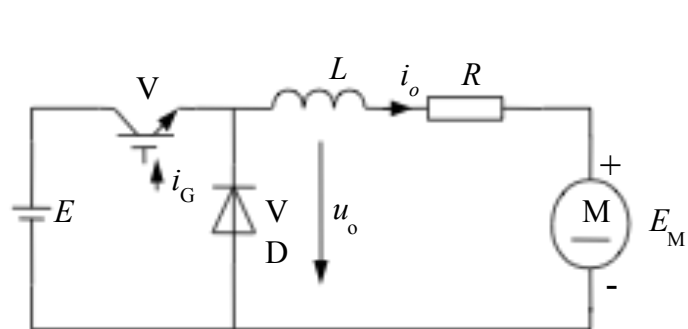
7.3 PWM跟踪控制技术

7.4 PWM整流电路

引言

- **PWM (Pulse Width Modulation)** 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术，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）。
- 第5章的直流斩波电路实际上采用的就是PWM技术，第6章中涉及到PWM控制技术的地方有两处，一处是第6.1节中的斩控式交流调压电路，另一处是第6.4节矩阵式变频电路。
- 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**。

引言



对比几种斩波电路，理解PWM技术

7.1 PWM控制的基本原理

■ 面积等效原理

- ◆ 是PWM控制技术的重要理论基础。
- ◆ 原理内容：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。

👉 冲量即指窄脉冲的面积。

👉 效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。

👉 如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。

◆ 实例

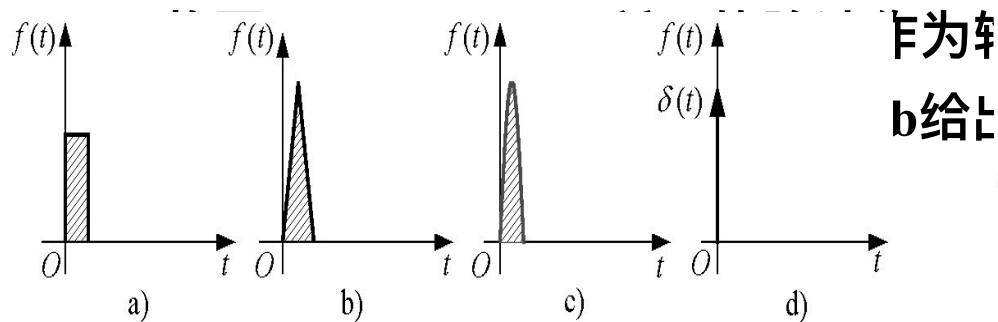


图7-1 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

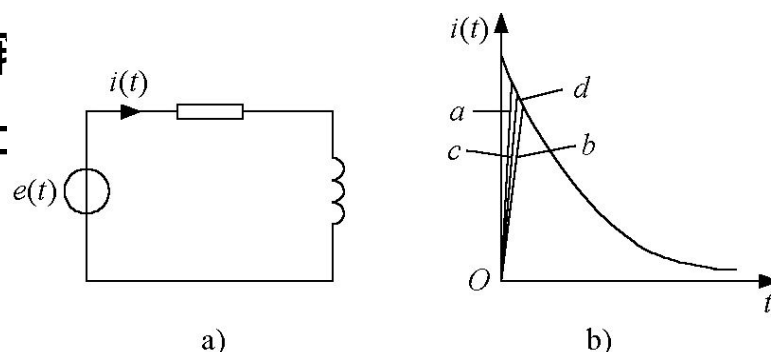


图7-2 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

7.1 PWM控制的基本原理

■ 用PWM波代替正弦半波

◆ 将正弦半波看成是由 N 个彼此相连的脉冲宽度为 $\Delta t/N$ ，但幅值顶部是曲线且大小按正弦规律变化的脉冲序列组成的。

◆ 把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，即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

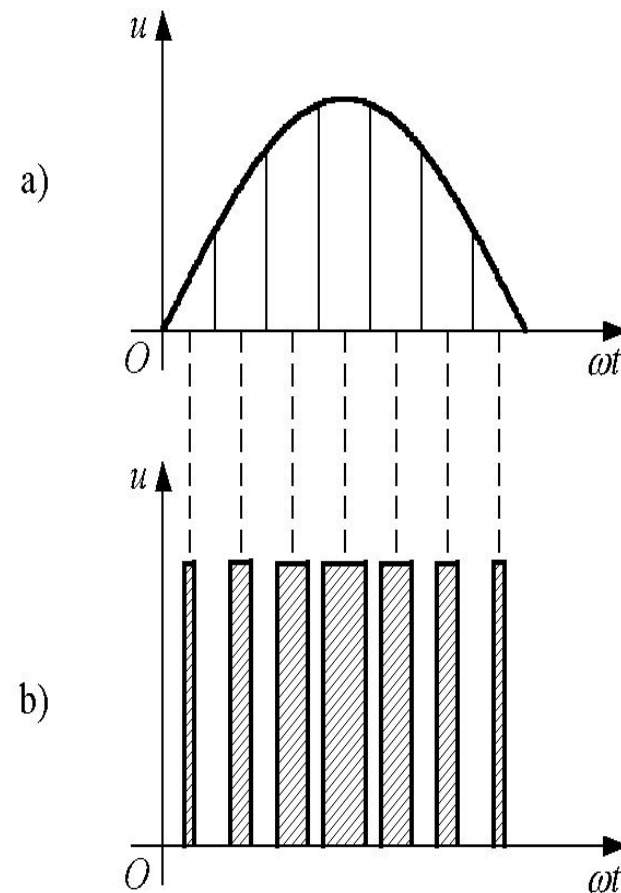


图7-3 用PWM波代替正弦半波

7.2 PWM逆变电路及其控制方法

7.2.1 计算法和调制法

7.2.2 异步调制和同步调制

7.2.3 规则采样法

7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

7.2.5 提高直流电压利用率

和减少开关次数

7.2.6 空间矢量SVPWM控制

7.2.7 PWM逆变电路的多重化

7.2.1 算法和调制法

■ 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**，将PWM波形中各脉冲的**宽度和间隔**准确计算出来，按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的PWM波形，这种方法称之为**算法**。

◆ 算法是很繁琐的，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

■ 调制法

◆ 把希望输出的波形作为**调制信号**，把接受调制的信号作为**载波**，通过信号波的调制得到所期望的PWM波形。

◆ 通常采用**等腰三角波**或**锯齿波**作为载波，其中等腰三角波应用最多。

7.2.1 计算法和调制法

(一) 单相桥式PWM逆变电路

电路工作原理

👉 工作时V1和V2通断互补，V3和V4通断也互补。

👉 电压正半周，让V2保持通态，V1保持断态，

✓ V1和V4导通时， $u_o = U_d$ 。

✓ V4关断时，V1和VD3续流， $u_o = 0$ 。

✓ V4关断，V3开通， i_o 从V3和VD1续流， $u_o = 0$ 。

✓ u_o 总可以得到 U_d 和零两种电平。

👉 在 u_o 的负半周，让V2保持通态，V1保持断态，V3和V4交替通断，负载电压 u_o 可以得到 $-U_d$ 和零两种电平。

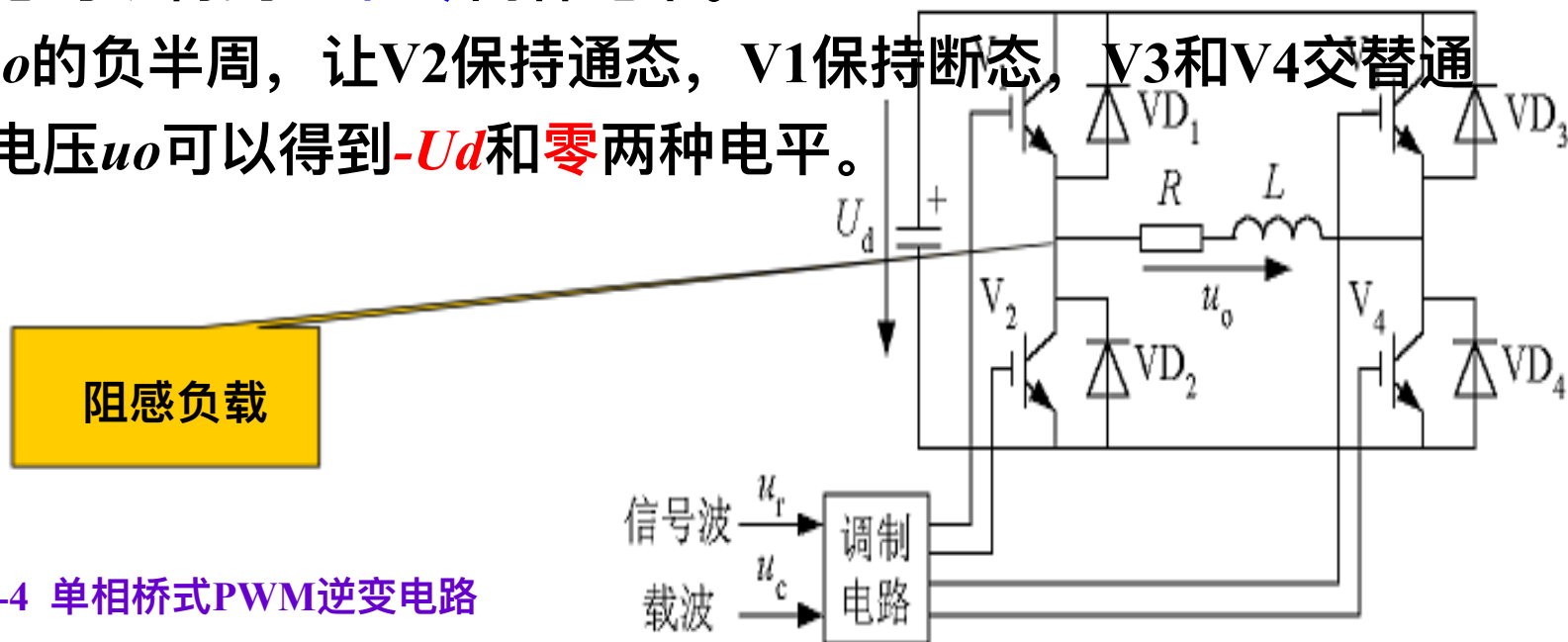


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

7.2.1 计算法和调制法

(一) 单相桥式PWM逆变电路

1、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。

在 u_r 的正半周， 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， $u_o = 0$ 。

在 u_r 的负半周， 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， $u_o = 0$ 。

三角波上开口内正弦段长度，对应导通时间

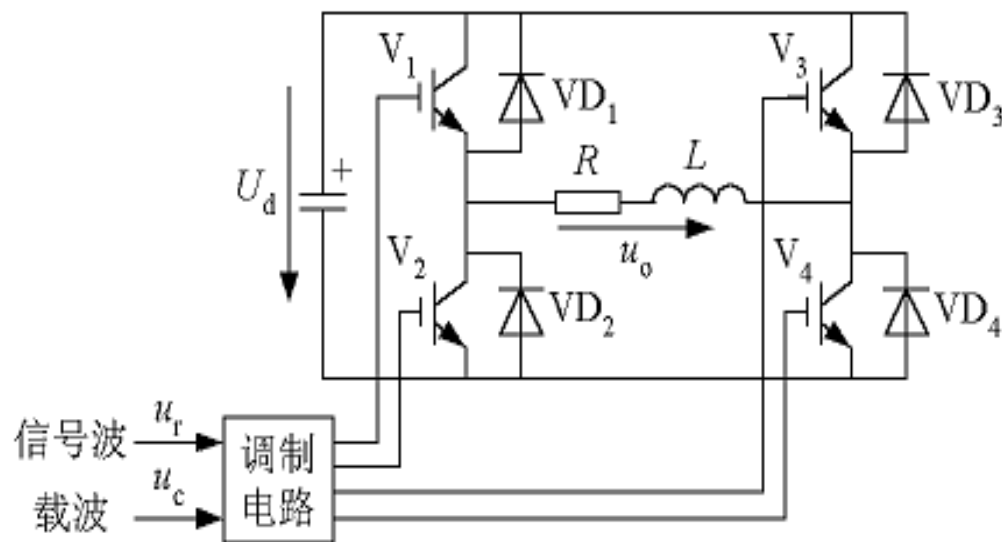


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

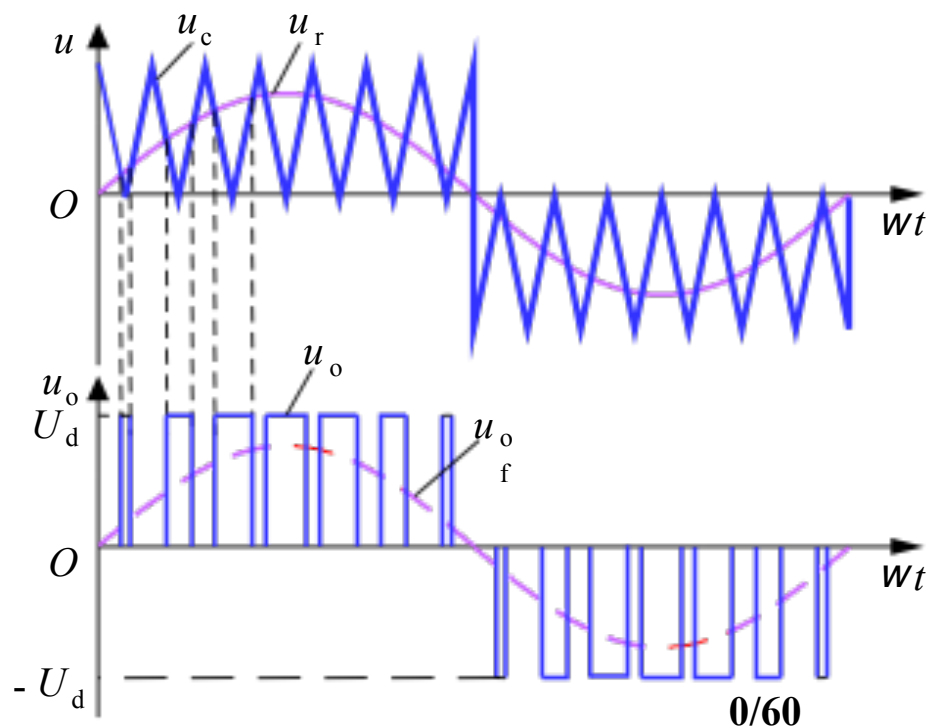


图7-5 单极性PWM控制方式波形

7.2.1 计算法和调制法

(一) 单相桥式PWM逆变电路

1、单极性PWM控制方式

调制度： u_r 与 u_c 幅值比，用 a 表示，如果 u_c 幅值看作单位1，则 u_r 为：

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

占空比 = 电压比，是变化的，最大值是**调制度 a** ，因而，输出交流的幅值由 (**调制度 a**) 决定

$$U_o = U_d * a = U_d a \sin \omega_r t$$

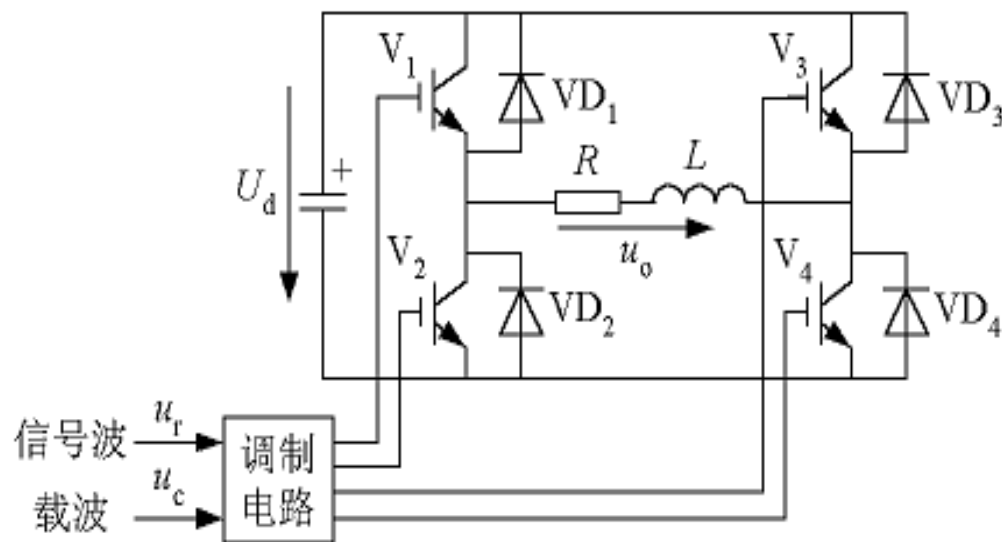


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

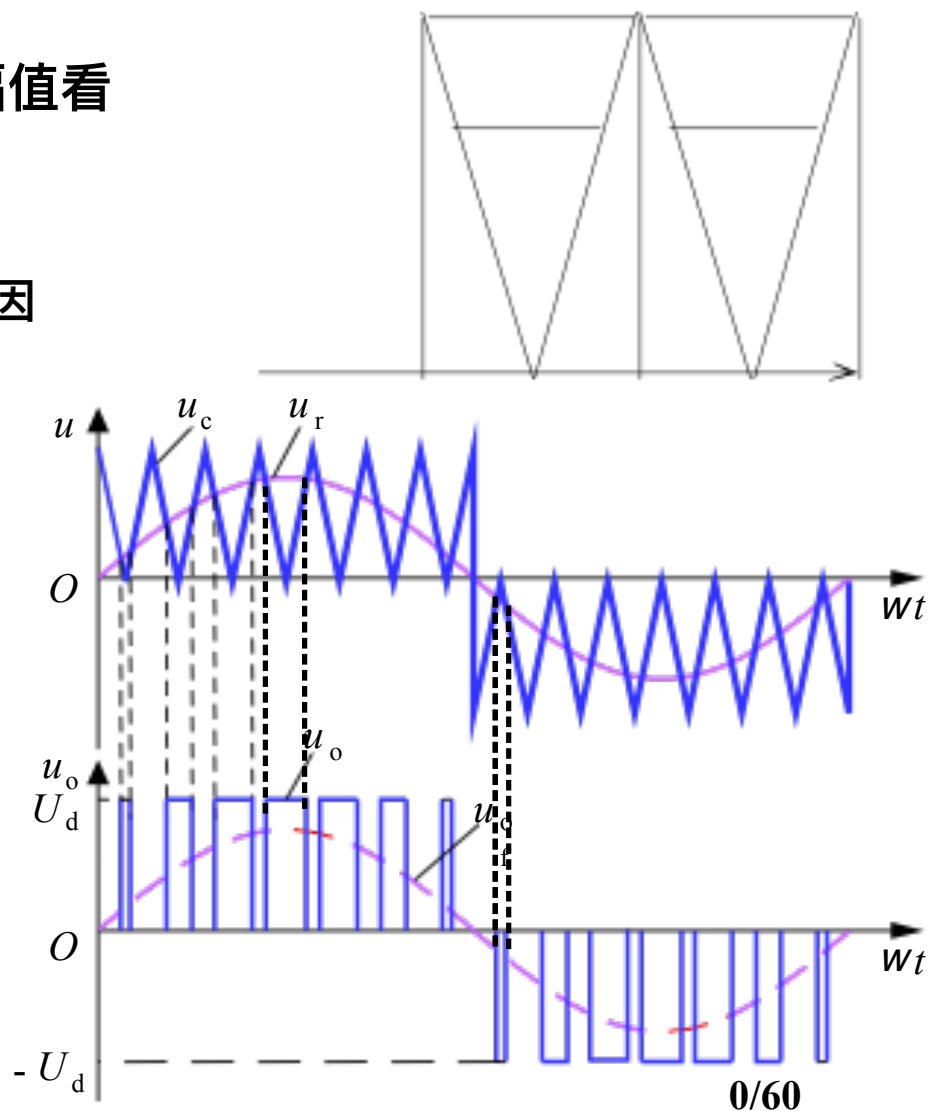


图7-5 单极性PWM控制方式波形

7.2.1 算法和调制法

(一) 单相桥式PWM逆变电路

2. 双极性PWM控制方式

- 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。
- 在 u_r 的半个周期内，三角波载波有正有负，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。
- 在 u_r 的正负半周，对各开关器件的控制规律相同。
- 当 $u_r > u_c$ 时，V1和V4导通，V2和V3关断， $u_o = U_d$ 。
- 当 $u_r < u_c$ 时，V2和V3导通，V1和V4关断， $u_o = -U_d$ 。

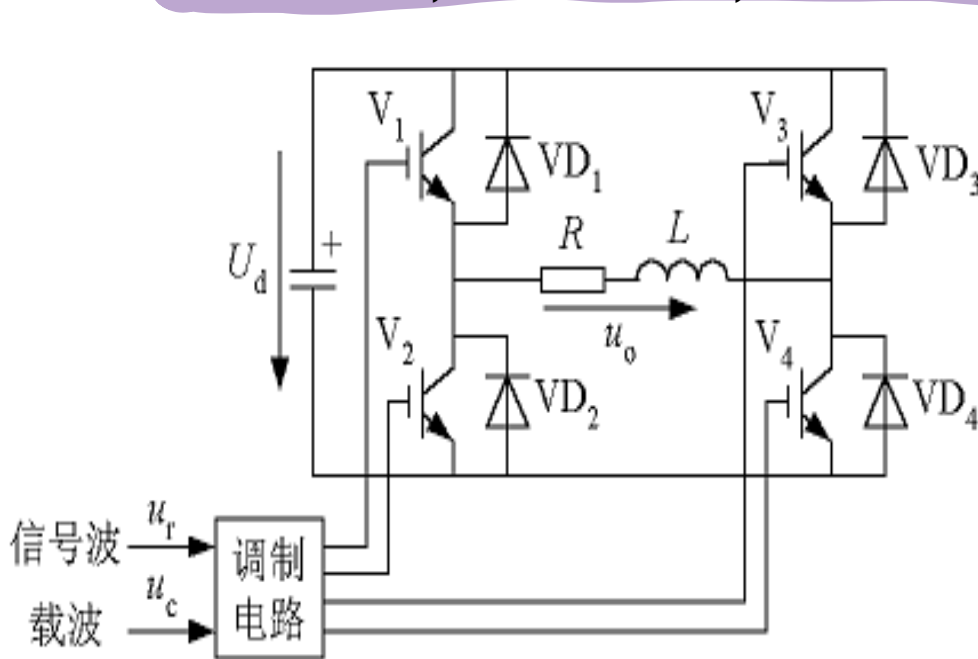


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

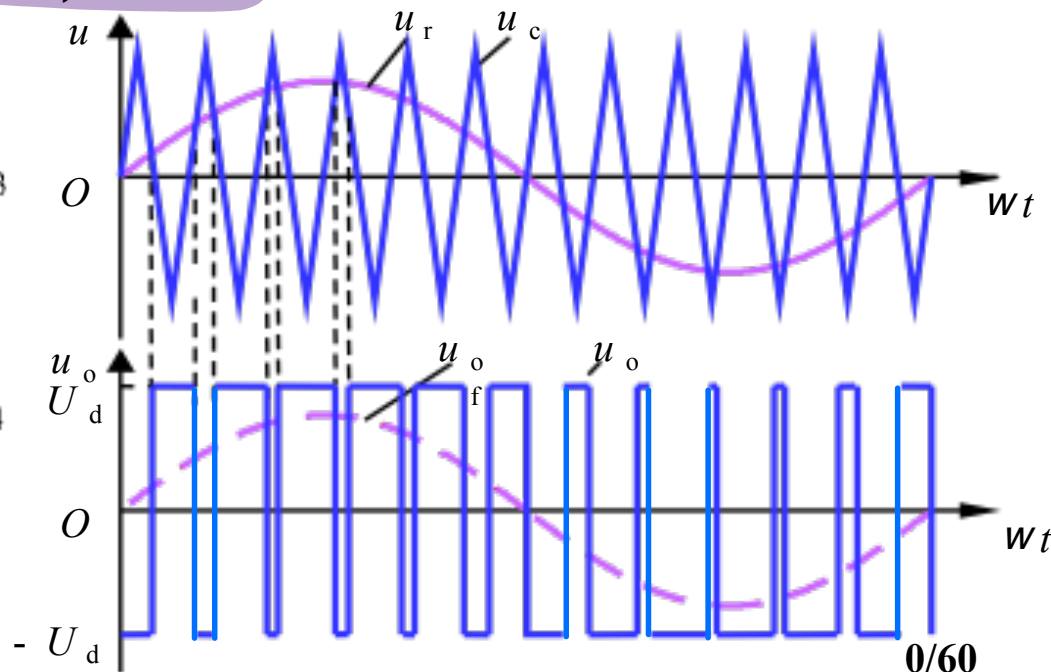


图7-6 双极性PWM控制方式波形

7.2.1 计算法和调制法

(二) 三相桥式PWM逆变电路

路

■ (调制法)

- ◆ 采用双极性控制方式。
- ◆ U、V和W三相的PWM控制通常公用一个三角波载波 u_c ，三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

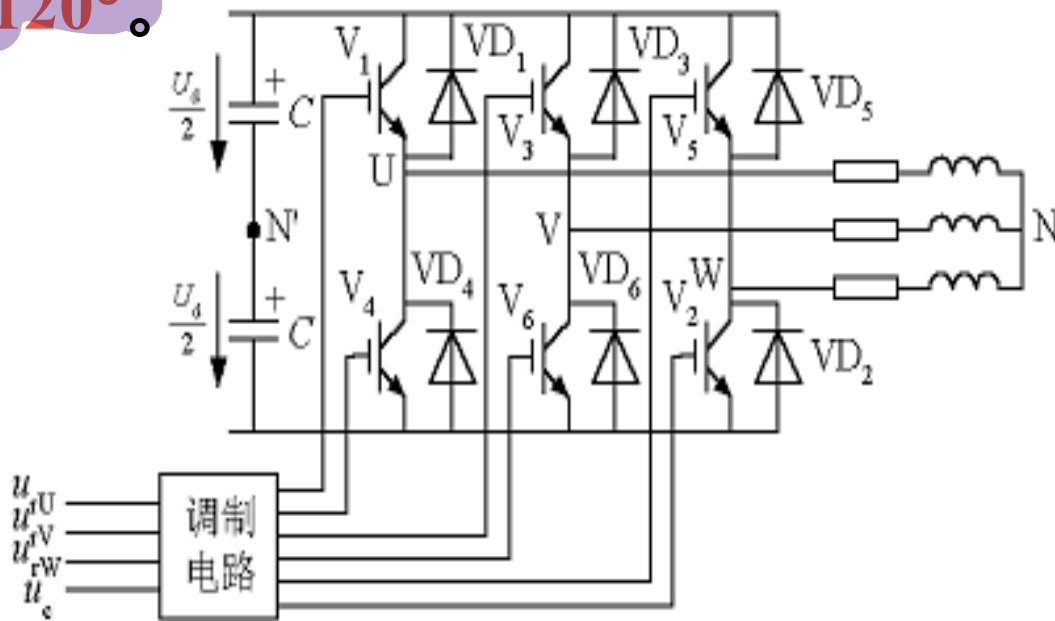


图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

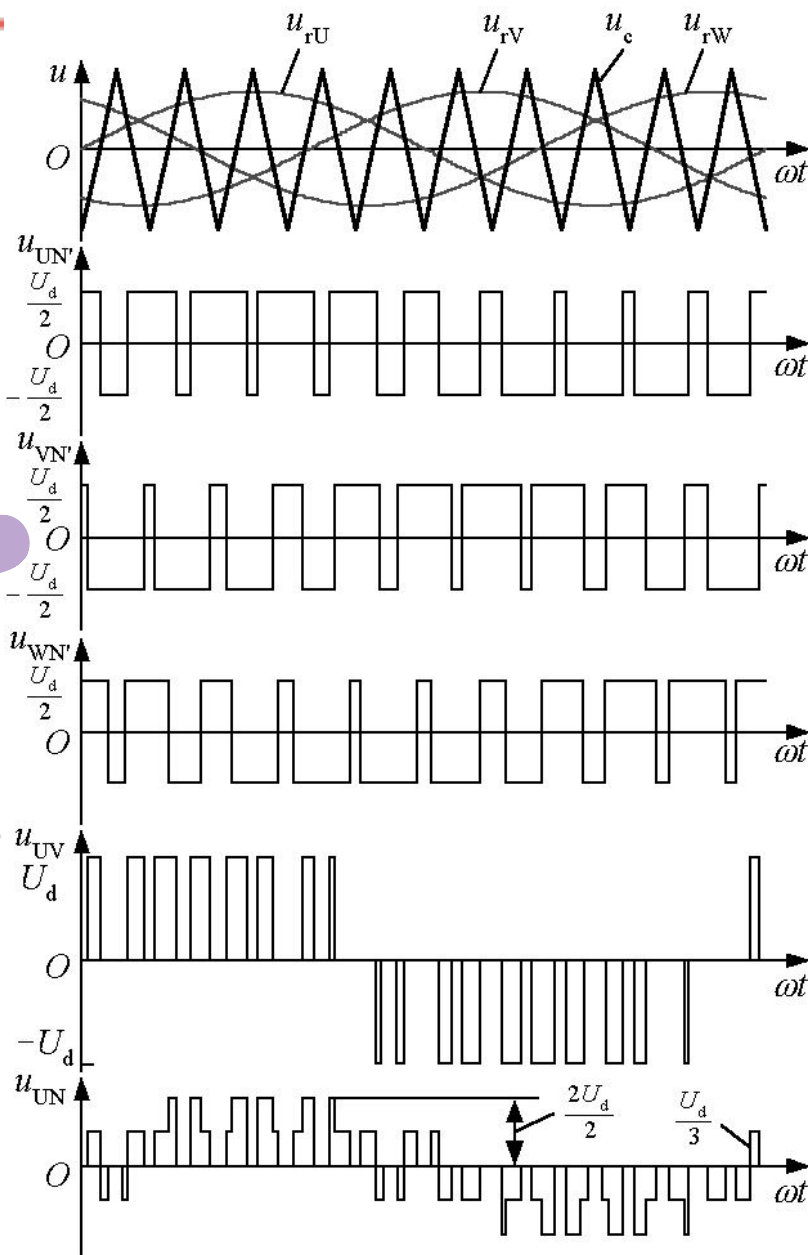


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形

7.2.1 计算法和调制法

(二) 三相桥式PWM逆变电路

◆电路工作过程 (U相为例)

👉当 $u_{rU} > u_c$ 时，上桥臂V1导通，下桥臂V4关断，则U相相对于直流电源假想中点N'的输出电压 $u_{UN'} = U_d/2$ 。

👉当 $u_{rU} < u_c$ 时，V4导通，V1关断，则 $u_{UN'} = -U_d/2$ 。

👉V1和V4的驱动信号始终是互补的。

👉当给V1(V4)加导通信号时，可能是V1(V4)导通，也可能是二极管VD1(VD4)续流导通，这要由阻感负载中电流的方向来决定。

👉 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的PWM波形都只有 $\pm U_d/2$ 两种

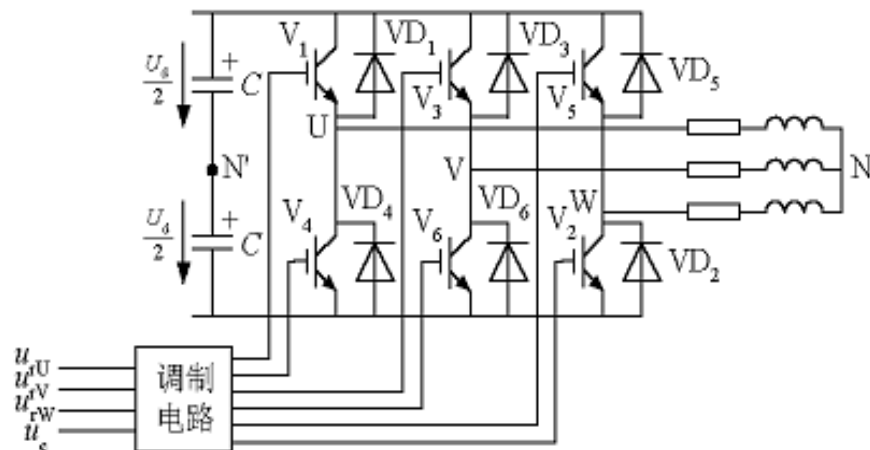


图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

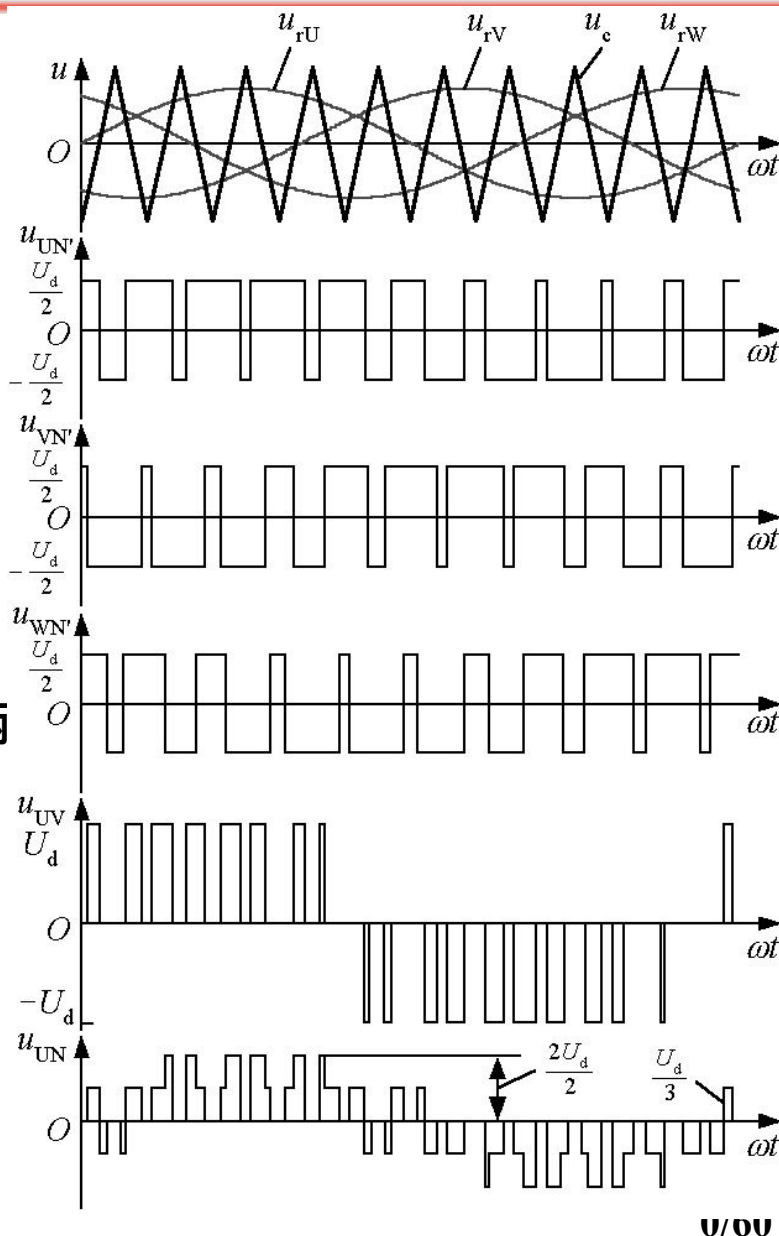
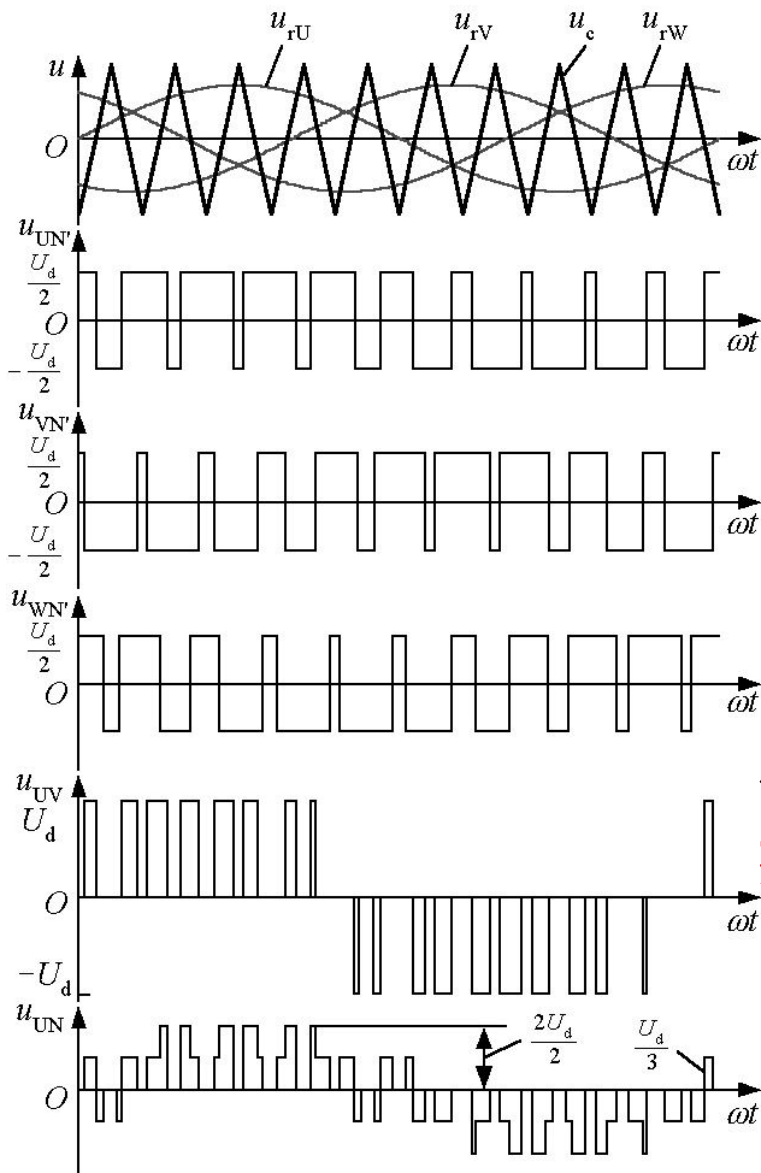


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形

$$u_{UV} = u_{UN'} - u_{VN'}$$

(二) 三相桥式PWM逆变电路

7.2.1 计算法和调制法



输出线电压PWM波由 $\pm U_d$ 和0三种电平构成。

✓当臂1和6导通时, $u_{UV} = U_d$ 。

✓当臂3和4导通时, $u_{UV} = -U_d$ 。

✓当臂1和3或臂4和6导通时, $u_{UV} = 0$ 。

负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

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。

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

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。

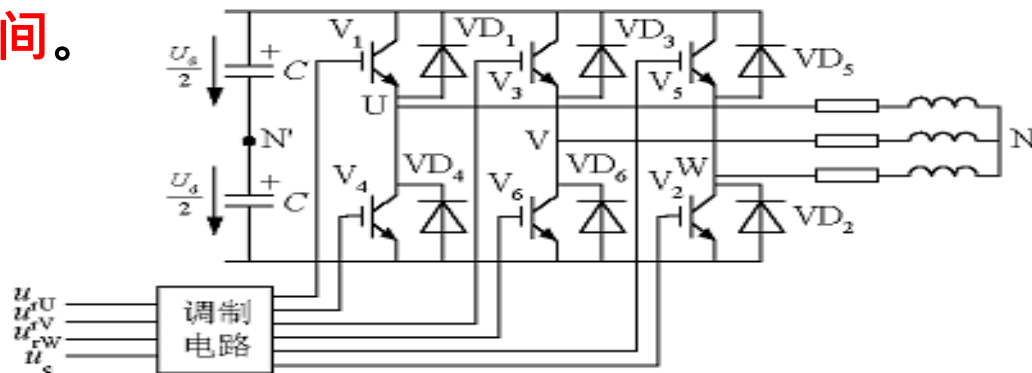


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形

图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

7.2.1 计算法和调制法

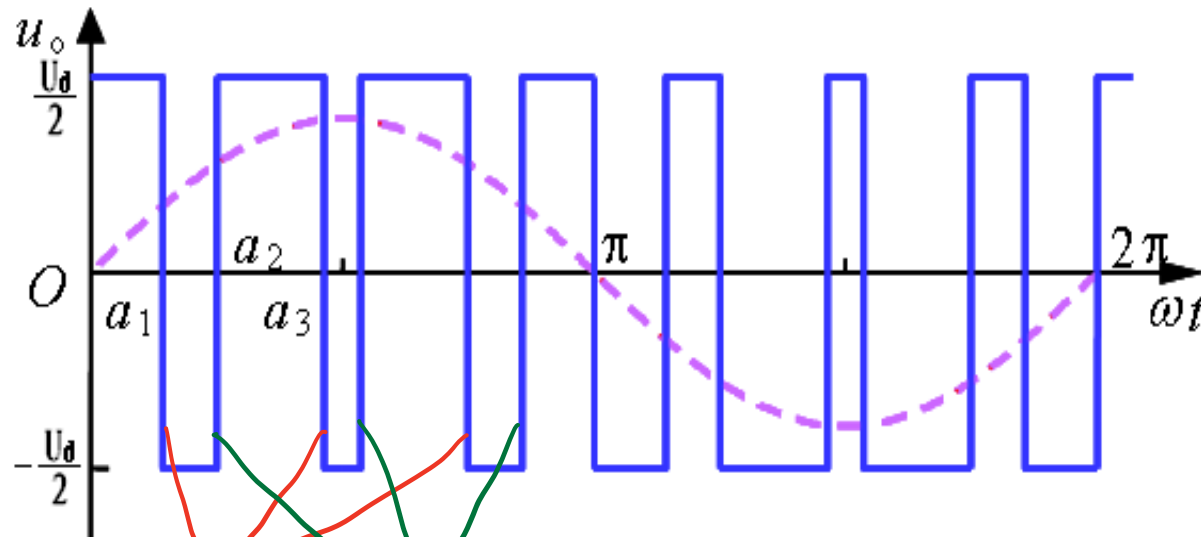


图7-9 特定谐波消去法的输出PWM波形

■ 特定谐波消去法-----是**计算法**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**。

◆ 以三相桥式PWM型逆变电路中的 $u_{UN'}$ 波形为例

👉 在输出电压的半个周期内，器件开通和关断各3次（不包括0和 $\pi/60$ 时刻），共有6个开关时刻可以控制。

7.2.1 计算法和调制法

👉 为了消除偶次谐波，应使波形正负两半周期镜对称，即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (7-1)$$

👉 为了消除谐波中的余弦项，简化计算过程，应使波形在正半周期内前后1/4周期以 $\pi/2$ 为轴线对称，即

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t) \quad (7-2)$$

👉 同时满足式(7-1)和式(7-2)的波形称为四分之一周期对称波形，这种波形可用傅里叶级数表示为

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin n\omega t \quad (7-3)$$

式中， a_n 为

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t$$

7.2.1 计算法和调制法

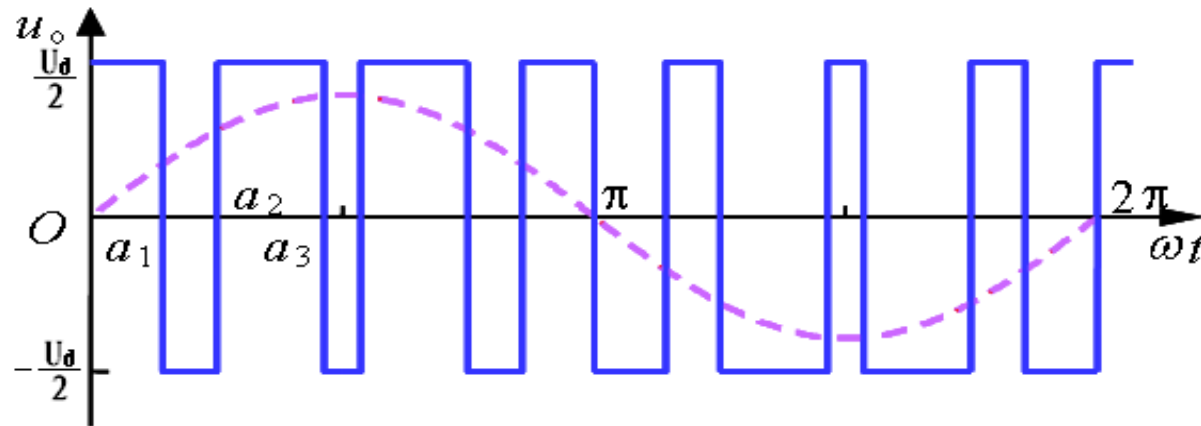


图7-9 特定谐波消去法的输出PWM波形

👉 因为图7-9的波形是四分之一周期对称的，所以在一个周期内的12个开关时刻（不包括0和 π 时刻）中，能够独立控制的只有 α_1 、 α_2 和 α_3 共3个时刻，该波形的 a_n 为

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\pi} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{2U_d}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3) \end{aligned} \quad (7-4)$$

7.2.1 计算法和调制法

👉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 a_1 的值，再令 a_5 和 a_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 。

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{2U_d}{\pi}(1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \\ a_5 &= \frac{2U_d}{5\pi}(1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \\ a_7 &= \frac{2U_d}{7\pi}(1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (7-5)$$

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

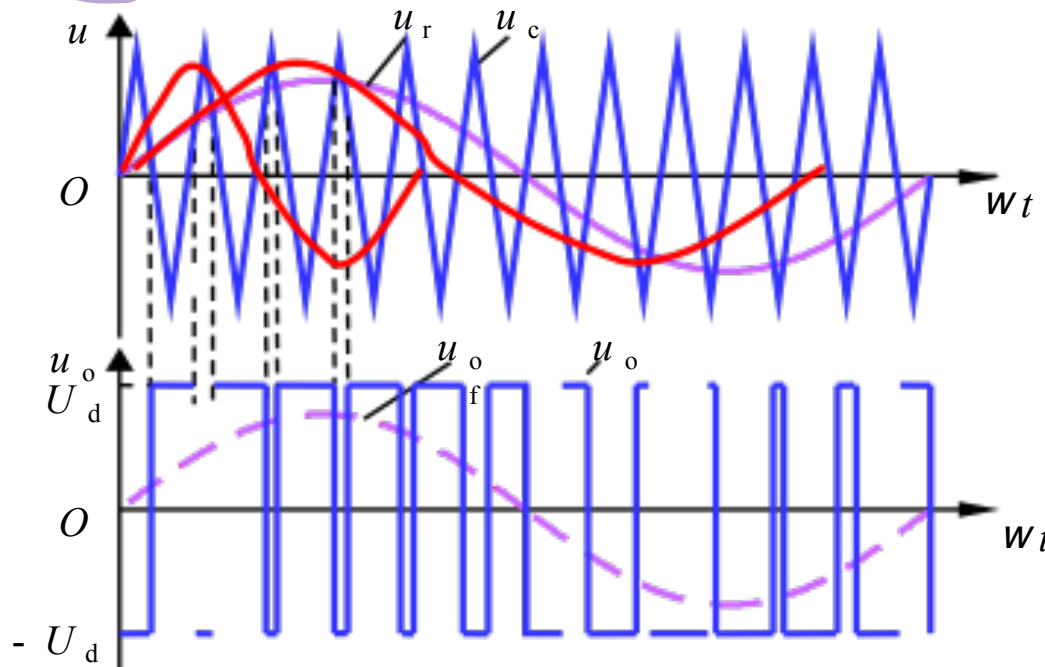
1 异步调制

■ 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的变化情况，PWM调制方式可分为**异步调制**和**同步调制**两种。

■ 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。

◆ 通常保持载波频率 f_c 固定不变，信号波频率 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。



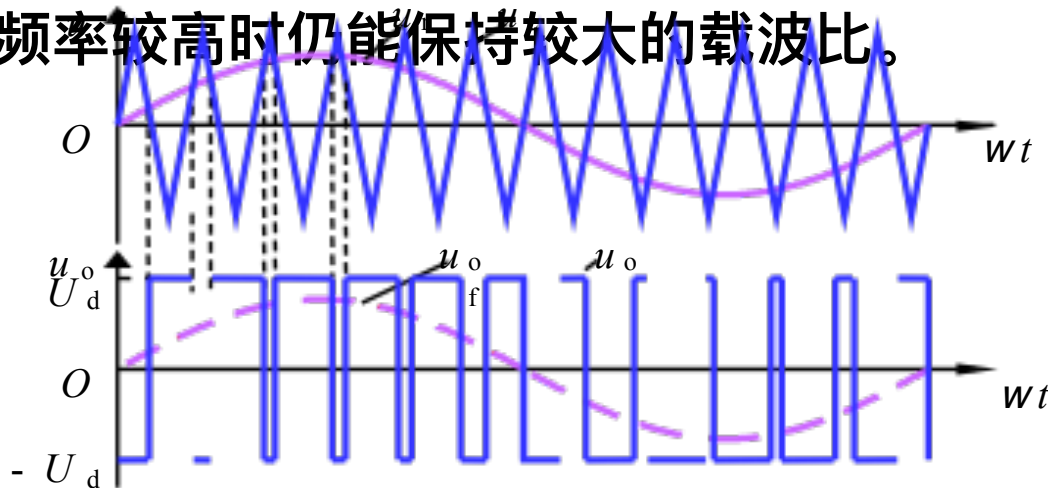
7.2.2 异步调制和同步调制

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

◆当 f_r 较低时， N 较大，一周期内脉冲数较多，脉冲不对称产生的不利影响都较小，PWM波形接近正弦波。

◆当 f_r 增高时， N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM脉冲不对称的影响就变大，输出PWM波和正弦波的差异变大，对于三相PWM型逆变电路来说，三相输出的对称性也变差。

◆在采用异步调制方式时，希望采用较高的载波频率，以使在信号波频率较高时仍能保持较大的载波比。



$$N = \frac{f_c}{f_r}$$

7.2.2 异步调制和同步调制

2、同步调制

■同步调制

◆载波比 N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步的方式称为同步调制。

◆ f_r 变化时载波比 N 不变，信号波一个周期内输出的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的。

◆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。

◆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；

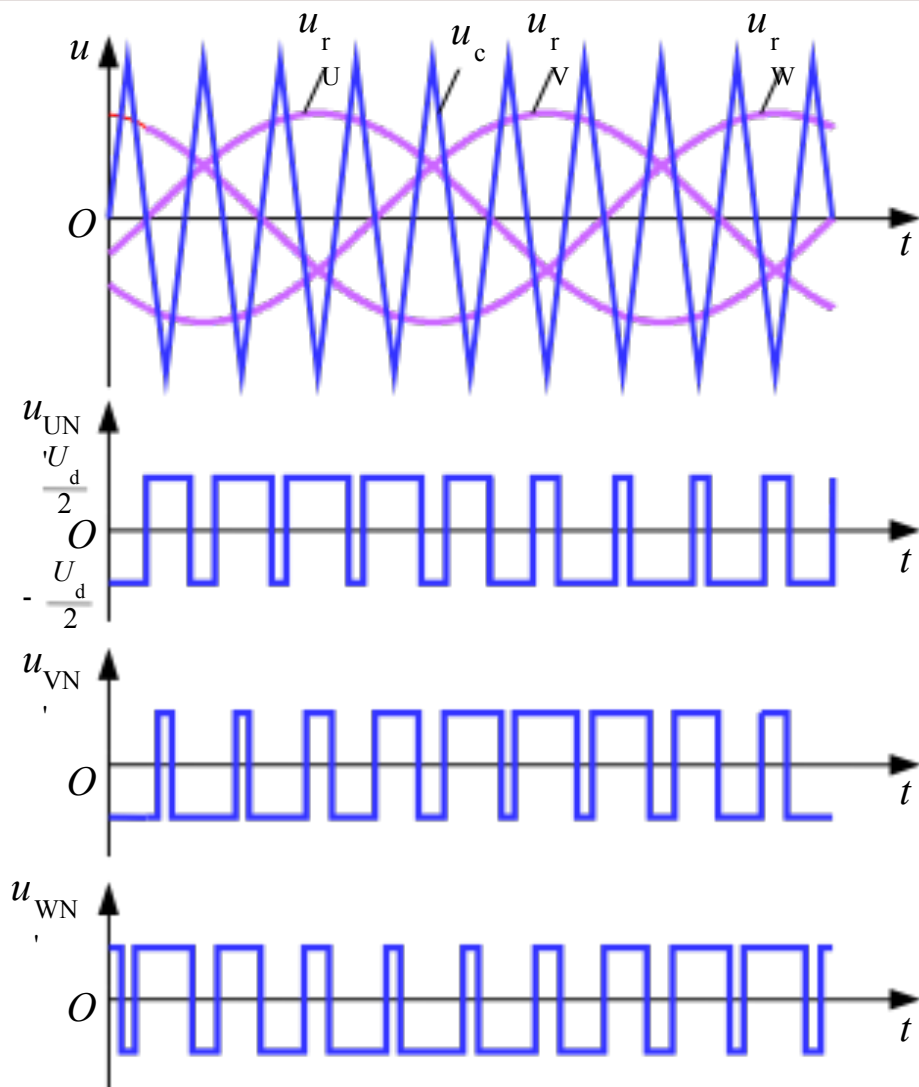


图7-10 同步调制三相PWM波形

7.2.2 异步调制和同步调制

3、分段同步调制

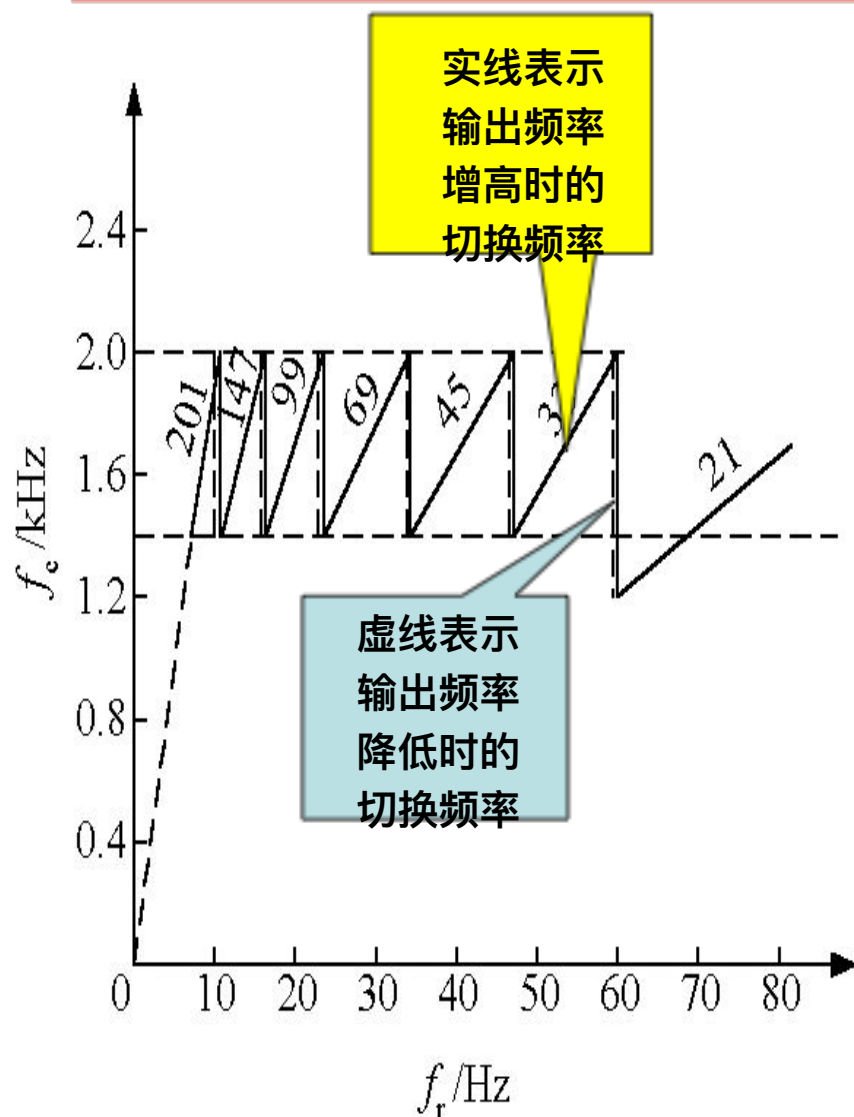


图7-11 分段同步调制方式举例

- 分段同步调制 $N = \frac{f_c}{f_r}$
- ◆ 把 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 高的频段采用较低的载波比，以使 f_c 不致过高，限制在功率开关器件允许的范围。
 - ◆ 在 f_r 低的频段采用较高的载波比，以使 f_c 不致过低而对负载产生不利影响。
 - ◆ 为了防止 f_c 在切换点附近的来回跳动，在各频率切换点采用了滞后切换的方法。

◆ 有的装置在低频输出时采用异步调制方式，而在高频输出时切换到同步调

7.2.3 规则采样法

■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**。

■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。

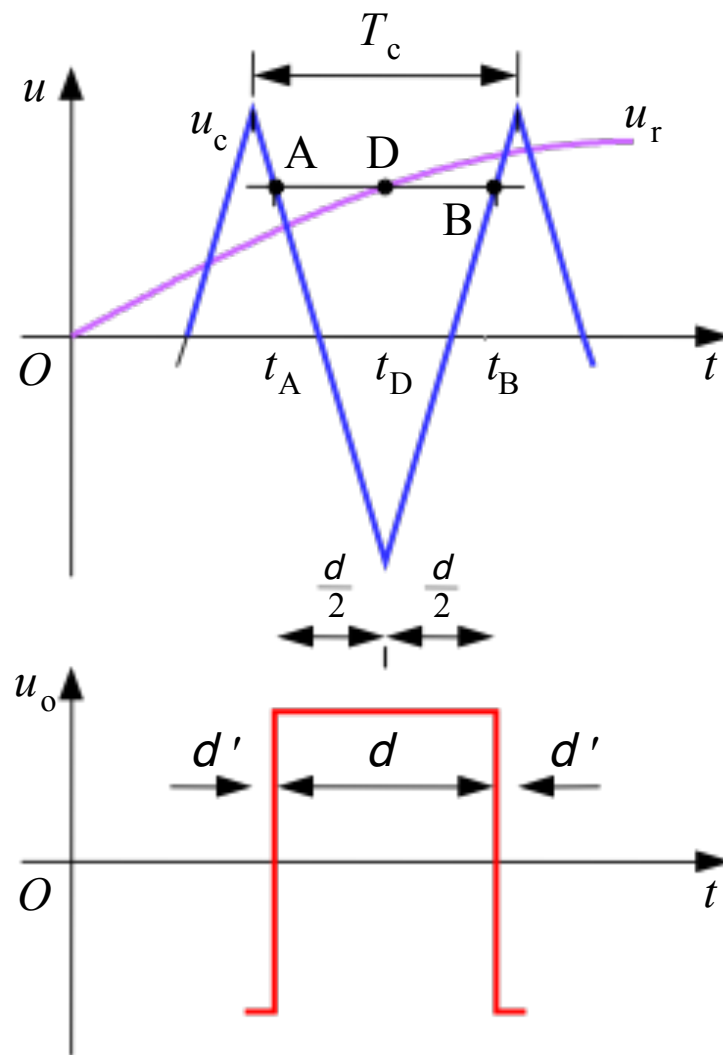


图7-12 规则采样法

7.2.3 规则采样法

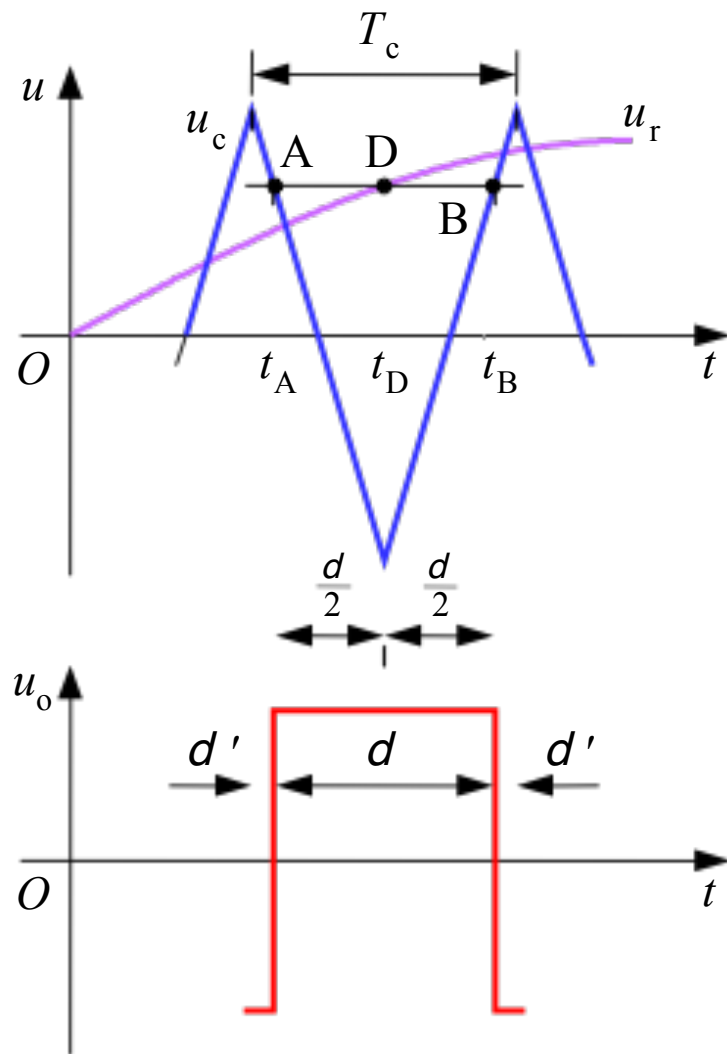


图7-12 规则采样法

👉 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7-12中可得如下关系式

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

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (7-6)$$

脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D) \quad (7-7)$$

7.2.3 规则采样法

☞ 三相桥式逆变电路

√ 通常三相的三角波载波是公用的，三相正弦调制波的相位依次相差 120° 。

√ 设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 $\square U$ 、 $\square V$ 和 $\square W$ ，脉冲两边的间隙宽度分别为 $\square' U$ 、 $\square' V$ 和 $\square' W$ ，由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，故由式(7-6)可得

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_c}{2} \quad (7-8)$$

同样，由式(7-7)可得

$$\delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_c}{4} \quad (7-9)$$

利用式(7-8)、式(7-9)可以简化生成三相SPWM波形时的计算。

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，这些谐波分量的频率和幅值是衡量PWM逆变电路性能的重要指标之一。

■ 双极性SPWM波形的谐波分析

◆ 同步调制可以看成异步调制的特殊情况，因此只分析异步调制方式。

◆ 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。

👉 这种分析过程相当复杂，而其结论却是很简单而直观的。

7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

◆单相桥式PWM逆变电路

👉所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-10)$$

式中, $n=1,3,5,\dots$

时, $k=0,2,4,$

...; $n=2,4,6,\dots$ 时, $k=1,3,5,$

其PWM波中不含有

低次谐波，只含有角频率为 ω_c 及其附近的谐波，以及 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波。

👉幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

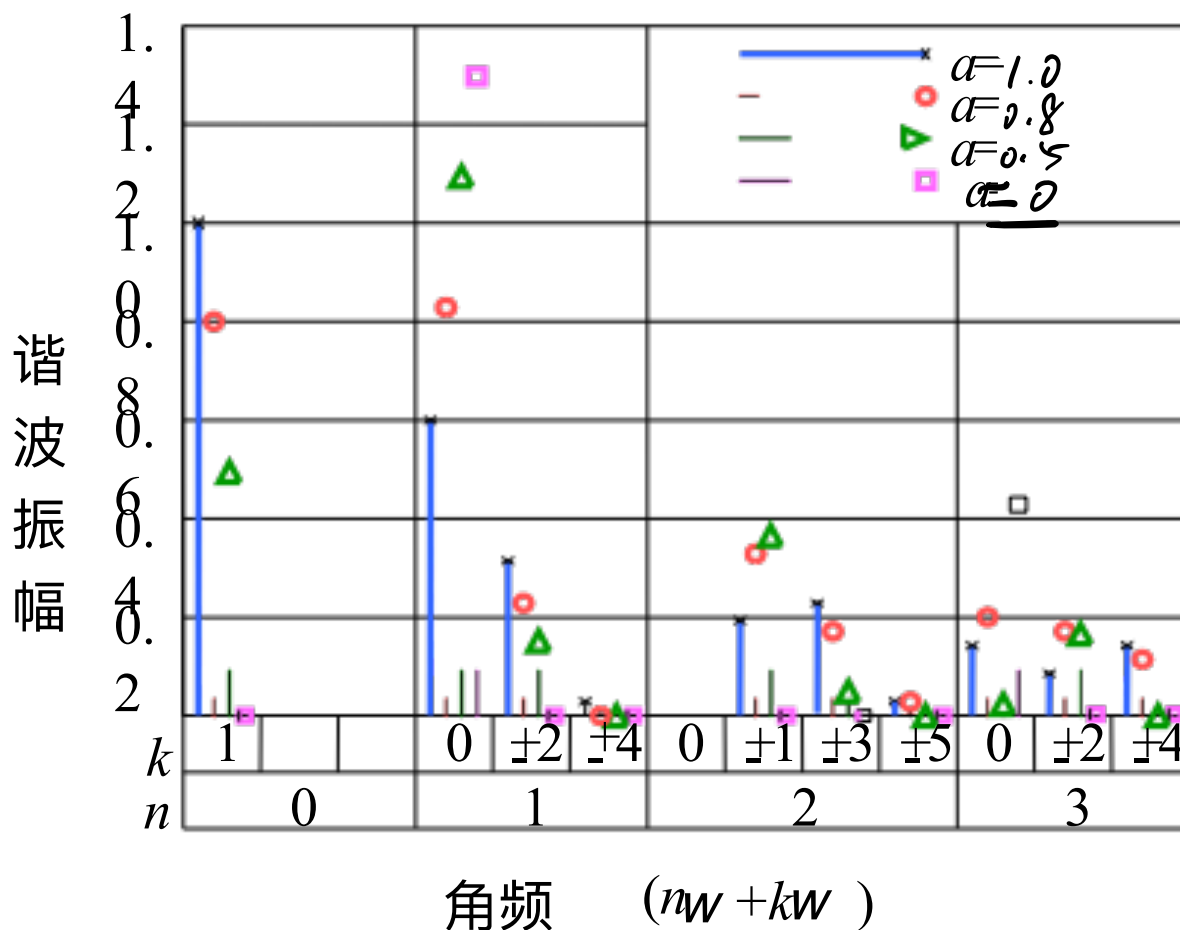


图7-13 单相PWM桥式逆变电路输出电压频谱图

7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

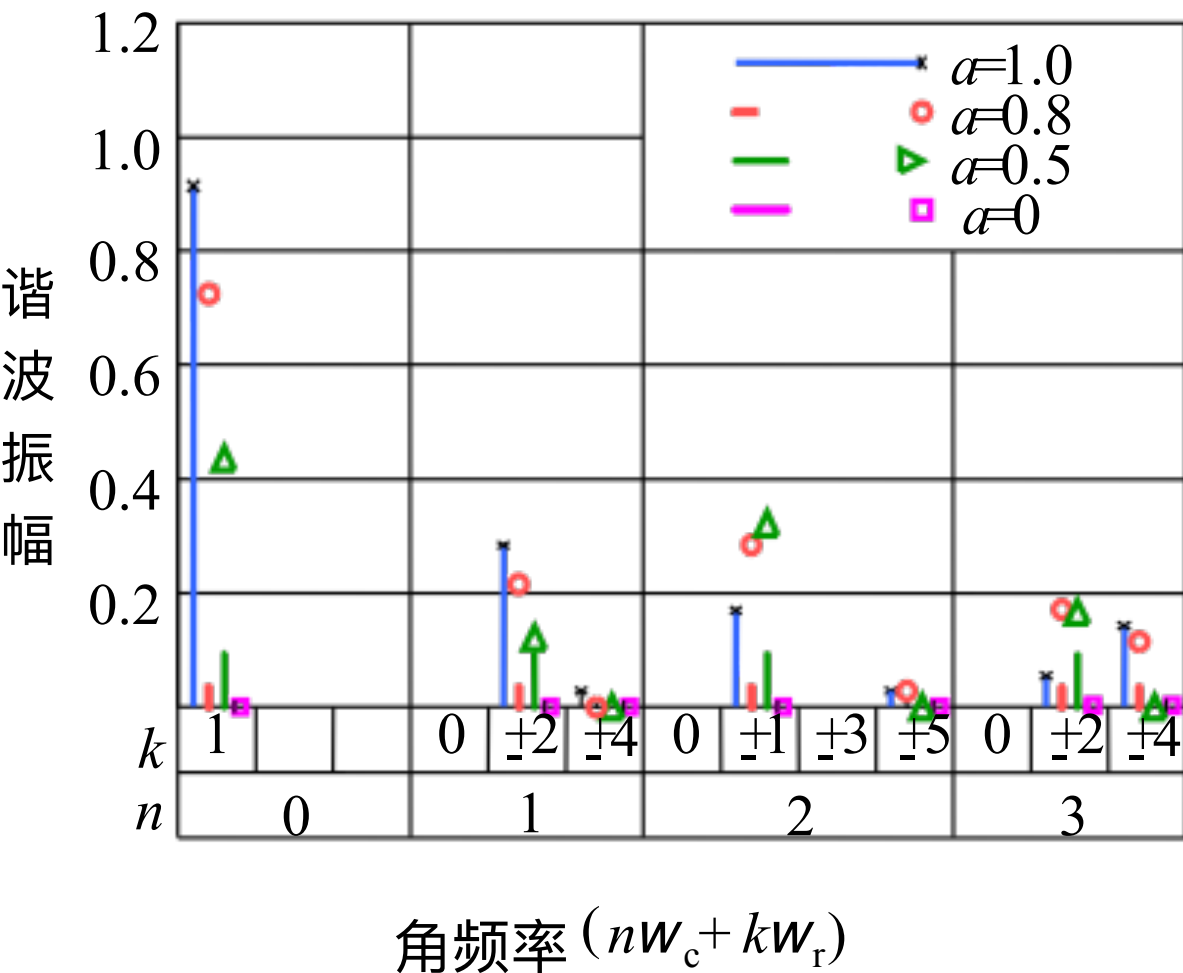


图7-14 三相桥式PWM逆变电路输出线电压频谱图

◆ 三相桥式PWM逆变电路

分析应用较多的公用载波信号时的情况，在其输出线电压中，所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-11)$$

式中， $n=1,3,5,\dots$ 时， $k=3(2m-1)\pm 1$ ， $m=1,2,\dots$ ； $n=2,4,6,\dots$

$$\text{时，} k = \begin{cases} 6m+1 & m=0,1,\boxed{?} \\ 6m-1 & m=1,2,\boxed{?} \end{cases}$$

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

$$2\omega_c \pm \omega_r。$$

7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

■谐波分析小结

- ◆在**实际电路**中，由于采样时刻的误差以及为避免同一相上下桥臂直通而设置的死区的影响，谐波的分布情况将更为复杂，谐波含量比理想条件下要多一些，甚至还会出现少量的低次谐波。
- ◆SPWM波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其**附近的谐波**，一般情况下 $\omega_c \gg \omega_r$ ，是很容易滤除的。
- ◆当调制信号波不是正弦波，而是其它波形时，其谐波由两部分组成，一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果，另一部分是由于信号波对载波的调制而产生的谐波。

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、减少开关次数在PWM型逆变电路中是很重要的。
 - ◆ 直流电压利用率是指逆变电路所能输出的交流电压基波最大幅值 U_{1m} 和直流电压 U_d 之比。
 - ◆ 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 a 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。

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

■ 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 $\square = Ut/Uto$ 来描述，其中 Ut 为以横轴为底时梯形波的高， Uto 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。

◆ $\square = 0$ 时梯形波变为矩形波， $\square = 1$

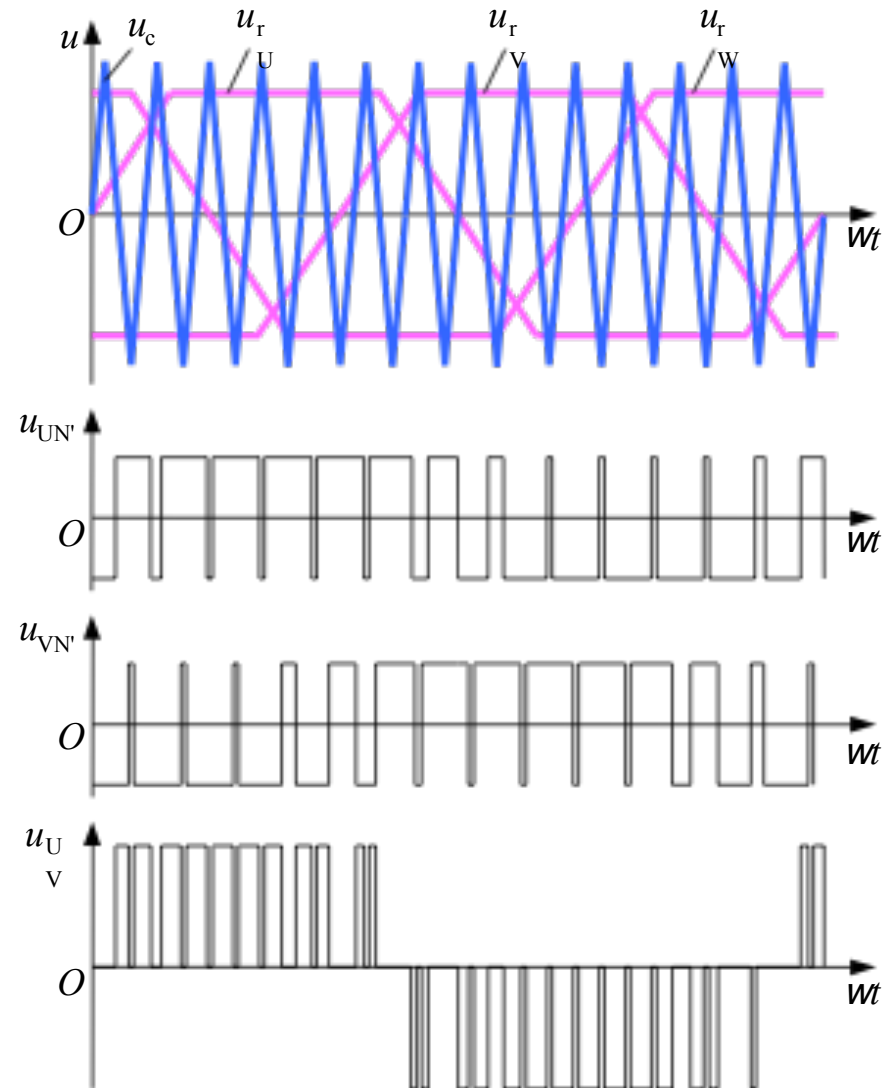


图7-15 梯形波为调制信号的PWM控制

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

◆ 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。

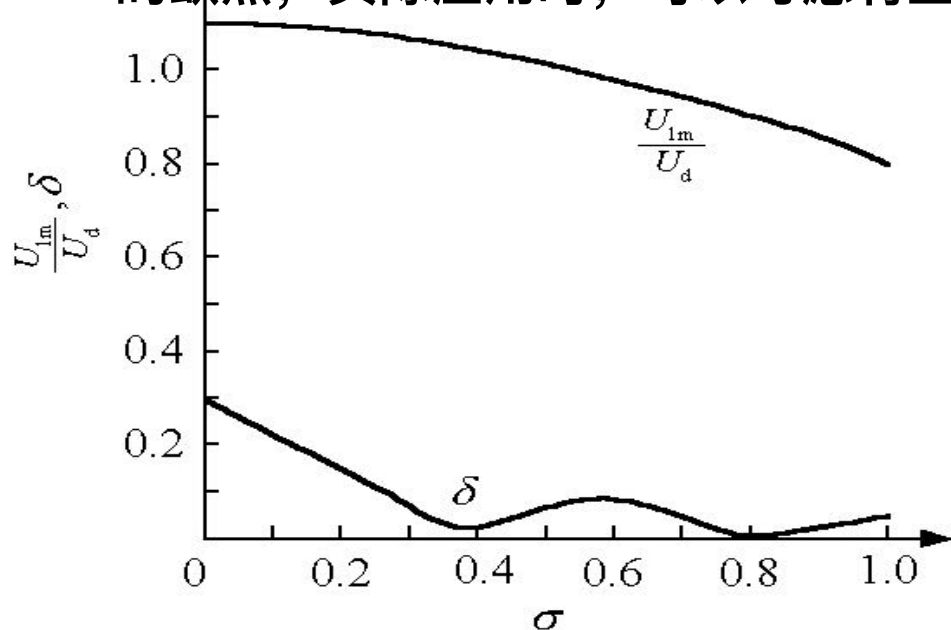


图7-16 σ 变化时的 δ 和直流电压利用率

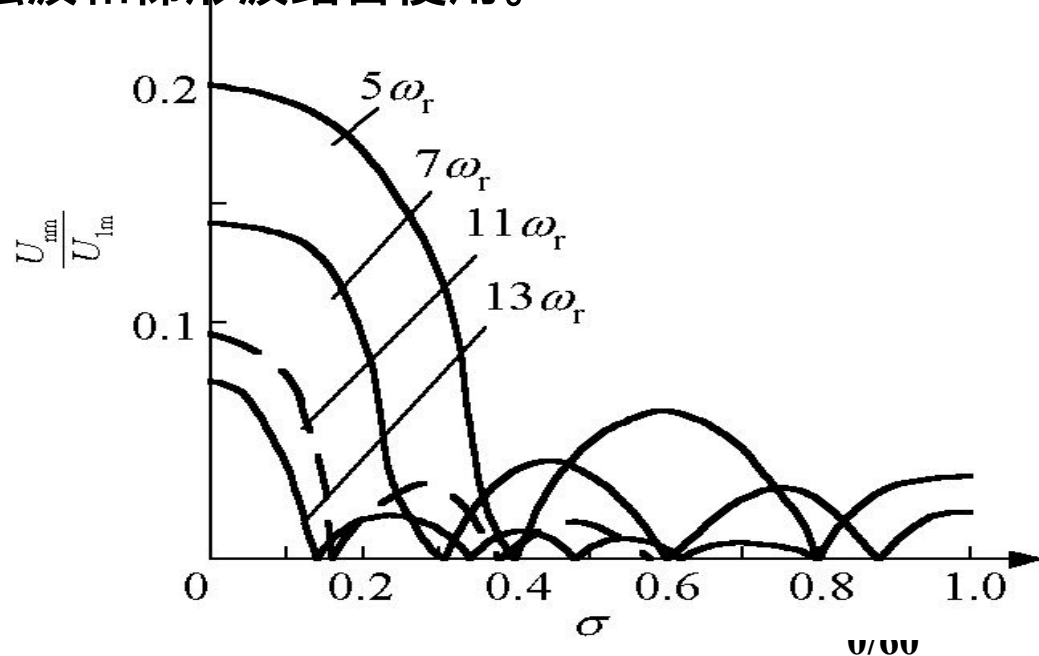


图7-17 σ 变化时的各次谐波含量

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

■ 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。

◆ 图7-18中，调制信号 u_r 成为鞍形波，基波分量 u_{r1} 的幅值要更大，正值的最大值不超过三角波载波最大值 U_c 。

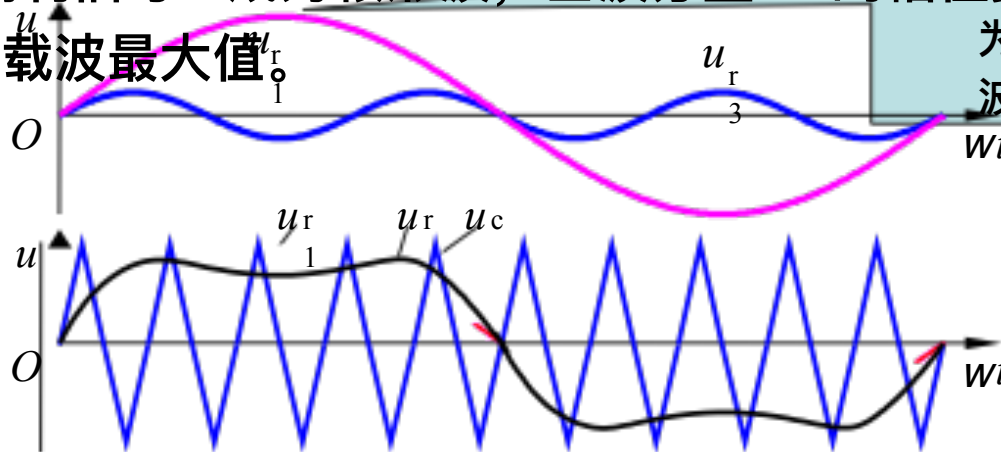


图7-18 叠加3次谐波的调制信号

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

◆ 线电压控制方式举例

可以在正弦调制信号中叠加3次谐波外，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。

图7-19中， u_p 中既包含3的整数倍次谐波，也包含直流分量，而且其大小是随正弦信号的大小而变化的，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} ，并令

$$\min(u_{rU1}, u_{rV1}, u_{rW1}) - 1 \quad (7-12)$$

则三相的调制信号分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{rU} &= u_{rU1} + u_p \\ u_{rV} &= u_{rV1} + u_p \\ u_{rW} &= u_{rW1} + u_p \end{aligned} \right\} \quad (7-13)$$

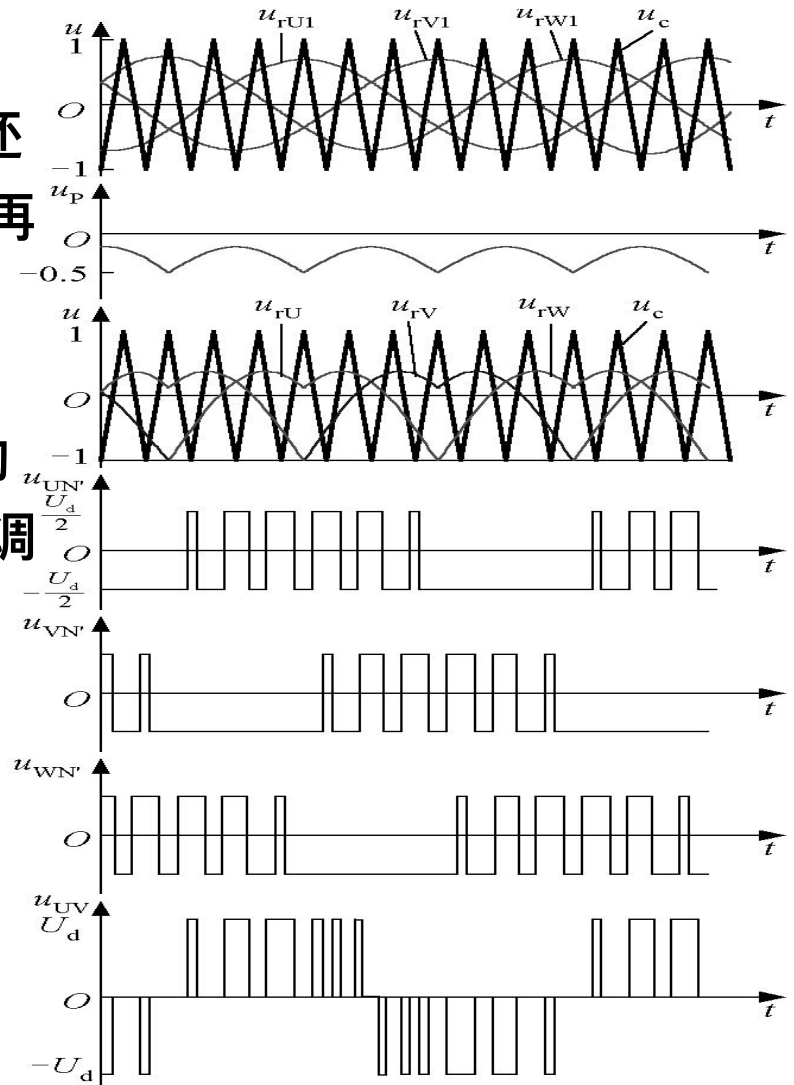


图7-19 线电压控制方式举例

7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

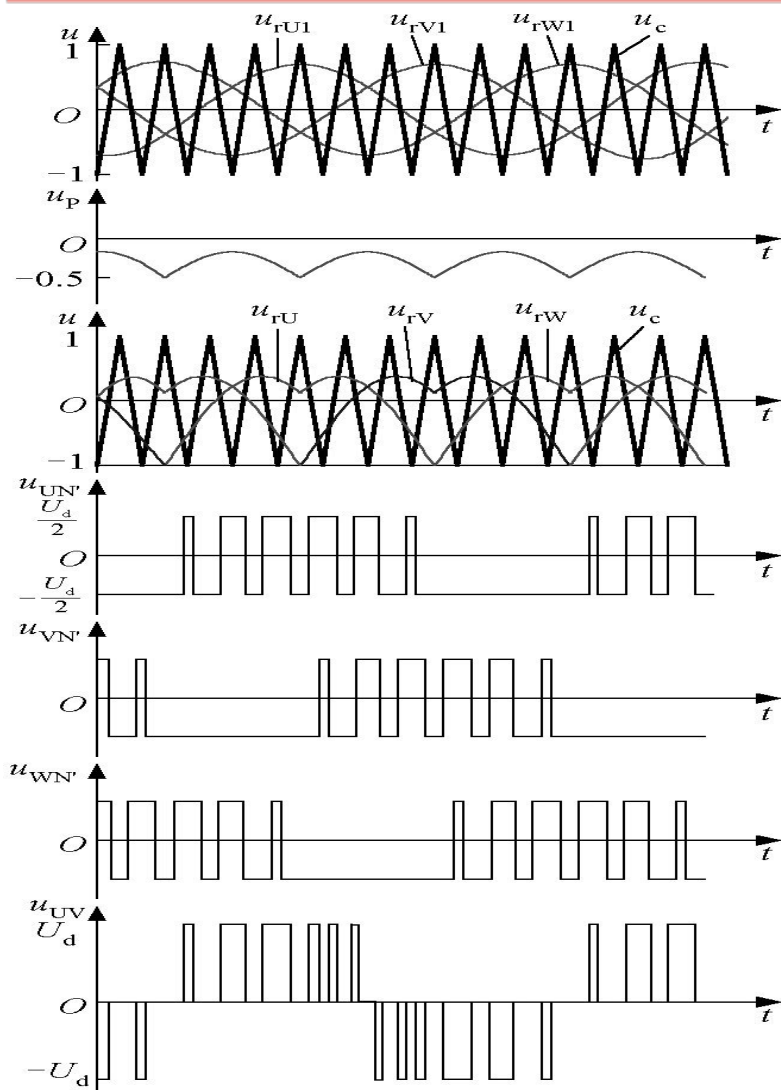


图7-19 线电压控制方式举例

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

7.2.6 空间矢量SVPWM控制

■空间矢量SVPWM控制技术广泛运用于变频器中，驱动交流电机时，使电机的磁链成为圆形的旋转磁场，从而使电机产生恒定的电磁转矩。

■空间矢量SVPWM控制技术

◆图4-9所示的三相电压型桥式逆变电路，采用 180° 导通方式，共有8种工作状态，即V6、V1、V2通，V1、V2、V3通，V2、V3、V4通，V3、V4、V5通，V4、V5、V6通，V5、V6、V1通，以及V1、V3、V5通和V2、V4、V6通，用“1”表示每相上桥臂开关导通，用“0”表示下桥臂开关导通，则上述8种工作状态可依次表示为100、110、010、011、001、101以及111和000。

◆前6种状态有输出电压，没有输出电压，称之为6拍逆变器。

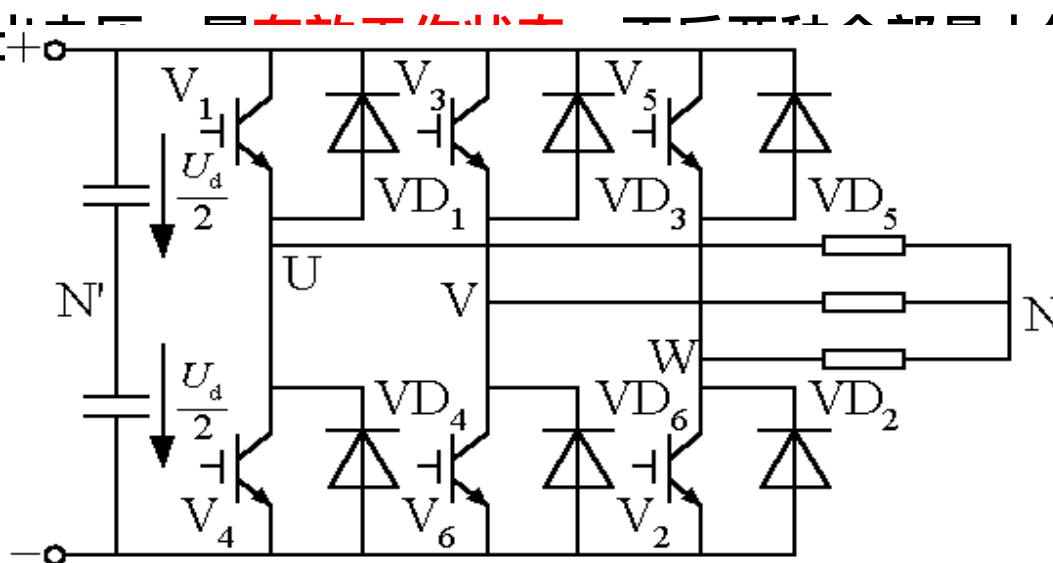


图4-9 三相电压型桥式逆变电路

7.2.6 空间矢量SVPWM控制

◆对于6拍逆变器，在每个工作周期中，6种有效工作状态各出现一次，每一种状态持续 60° ，在一个周期中6个电压矢量共转过 360° ，形成一个**封闭的正六边形**，对于111和000这两个“零工作状态”，在这里表现为位于原点的零矢量，坐落在正六边形的中心点。

◆采用PWM控制，就可以使交流电机的磁通尽量接近圆形，**工作频率越高，磁通就越接近圆形**，需要的电压矢量不是6个基本电压矢量时，可以用**两个基本矢量和零矢量的组合**来实现。

◆如图7-21中，所要的矢量为 u_s ，用基本矢量 u_1 和 u_2 的线形组合来实现， u_1 和 u_2 的作用时间一般小于开关周期 T_0 的 60° ，不足的时

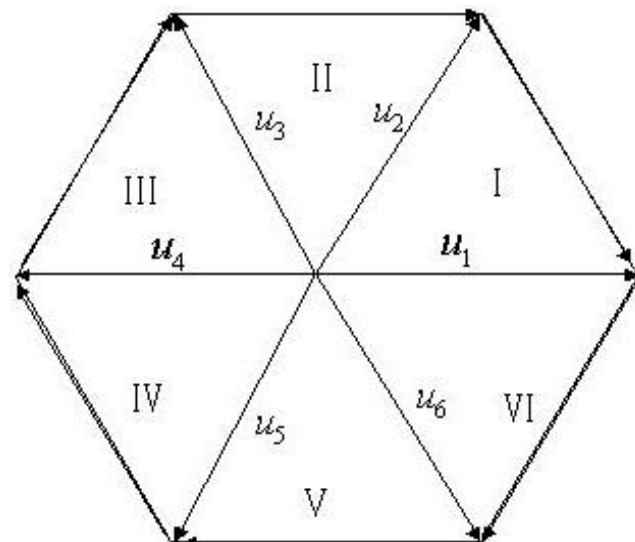


图7-20 电压空间矢量六边形

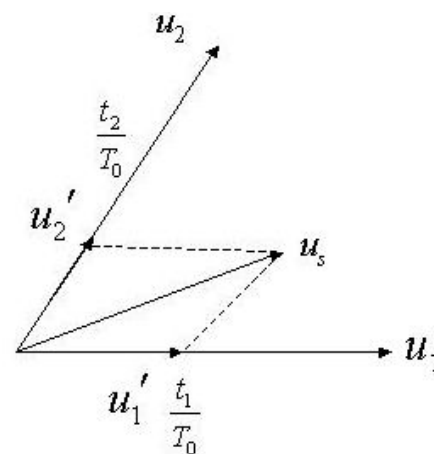


图7-21 空间电压矢量的线形组合

7.2.7 PWM逆变电路的多重化

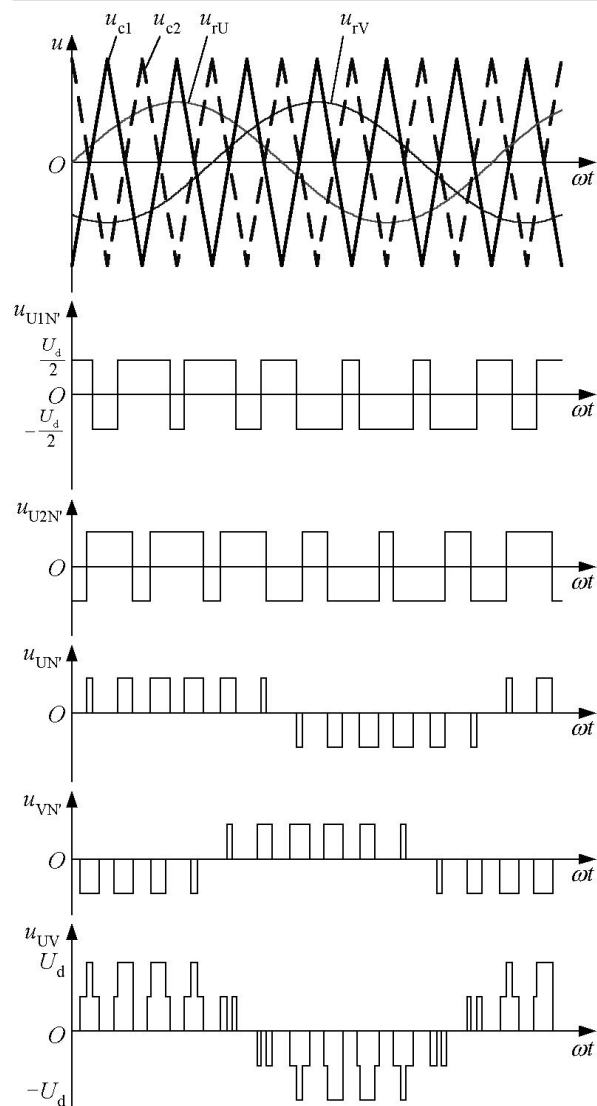


图7-23 二重PWM型逆变电路输出波形

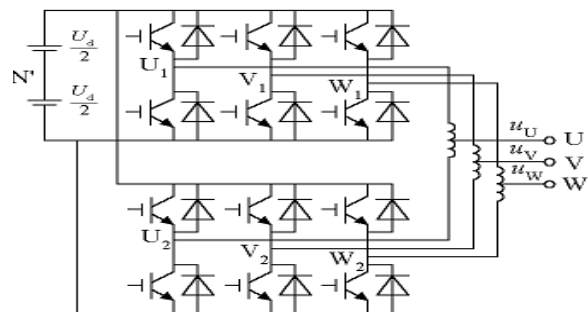


图7-22 二重PWM型逆变电路

■目的是为了提^高等效开关频率，减少开关损耗，减少和载波有关的谐波分量。

■PWM逆变电路多重化联结方式有**变压器方式**和**电抗器方式**。

■电抗器联接的二重PWM逆变电路

◆电路的输出从电抗器中心抽头处引出。

◆两个单元逆变电路的载波信号相互错

开**180°**，输出端相对于直流电源中点N'的电压 $u_{UN'} = (u_{U1N'} + u_{U2N'})/2$ ，已变为单极性PWM波了，输出线电压共有**0**、 **$(\pm 1/2)U_d$** 、 **$\pm U_d$** 五个电平，比非多重化时谐波有所减少。

7.2.7 PWM逆变电路的多重化

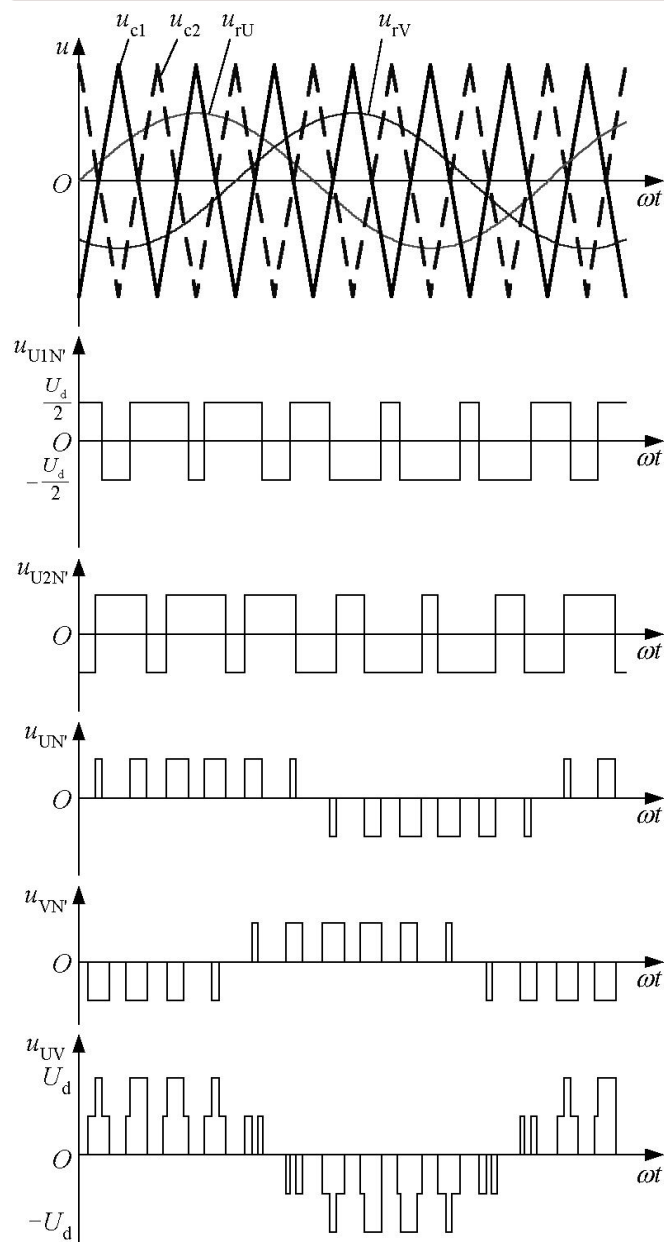


图7-23 二重PWM型逆变电路输出波形

■二重化后，输出电压中所含谐波的角频率仍可表示为 $n\omega_c + k\omega_r$ ，但其中当 n 为奇数时的谐波已全部被除去，谐波的最低频率在 $2\omega_c$ 附近，相当于电路的等效载波频率提高了一倍。

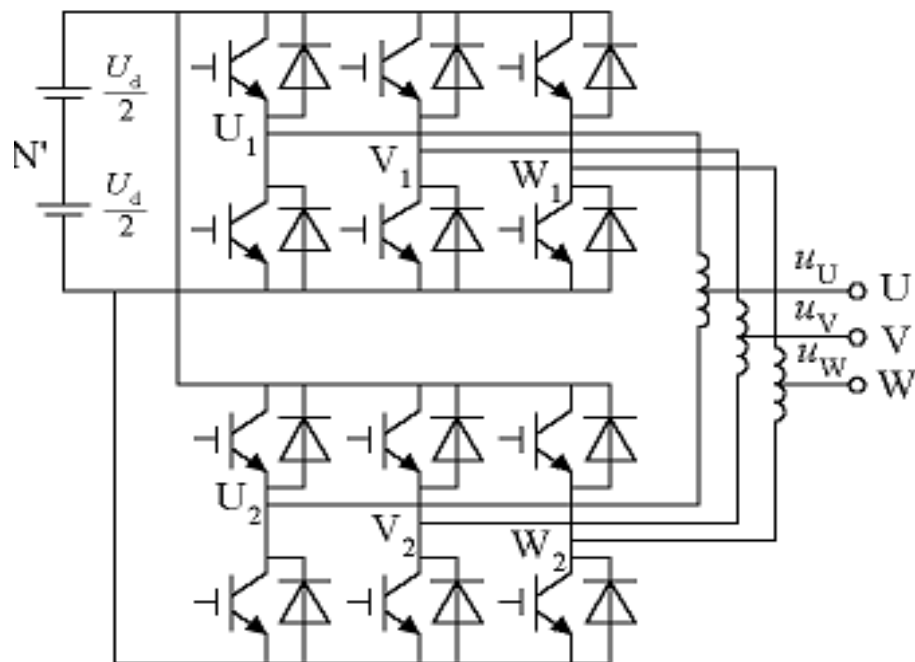


图7-22 二重PWM型逆变电路

7.3 PWM跟踪控制技术

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

■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^* 和实际输出电流 i 的偏差 i^*-i 作为带有滞环特性的

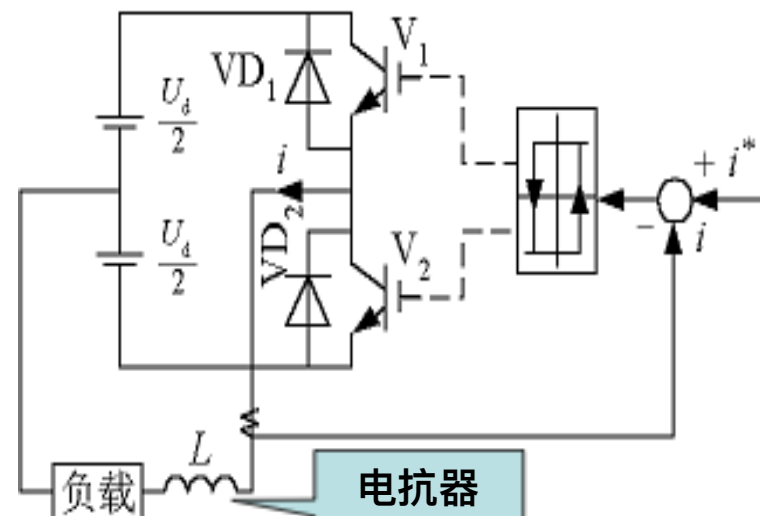


图7-24 滞环比较方式电流跟踪控制举例

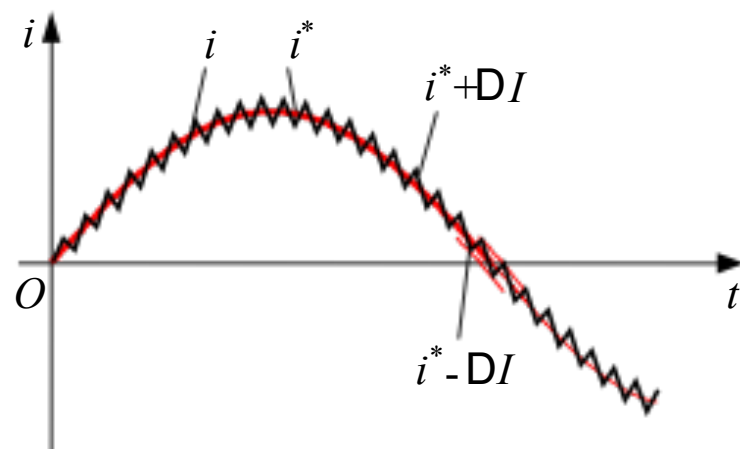


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流

7.3.1 滞环比较方式

👉 控制规律

- ✓ 当 $i < i^*$ 时, 控制 V_1 (或 VD_1) 导通, 使 i 增大。
 - ✓ 当 $i > i^*$ 时, 控制 V_2 (或 VD_2) 导通时, 使 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^* 。
- 👉 环宽过宽时, 开关频率低, 跟踪误差大; 环宽过窄时, 跟踪误差小, 但开关频率过高, 开关损耗增大。
- 👉 L 大时, i 的变化率小, 跟踪慢; L 小时, i 的变化率大, 开关频率过

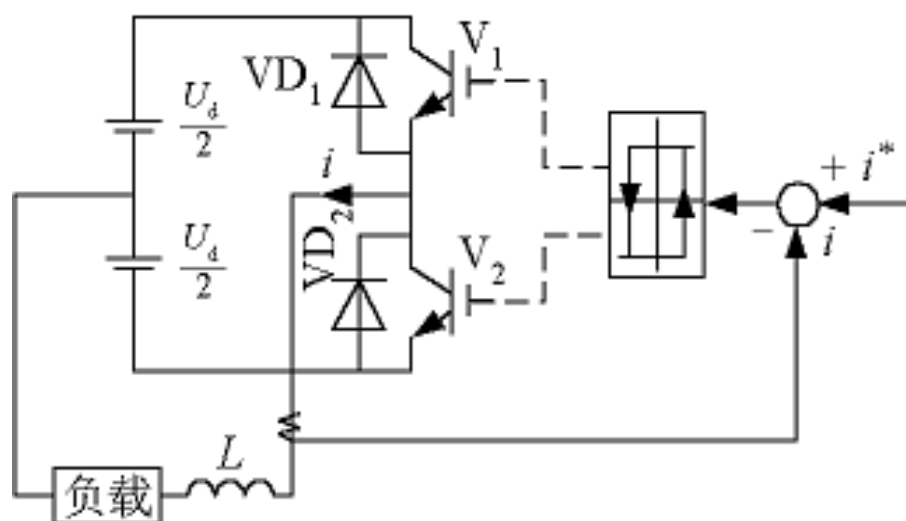


图7-24 滞环比较方式电流跟踪控制举例

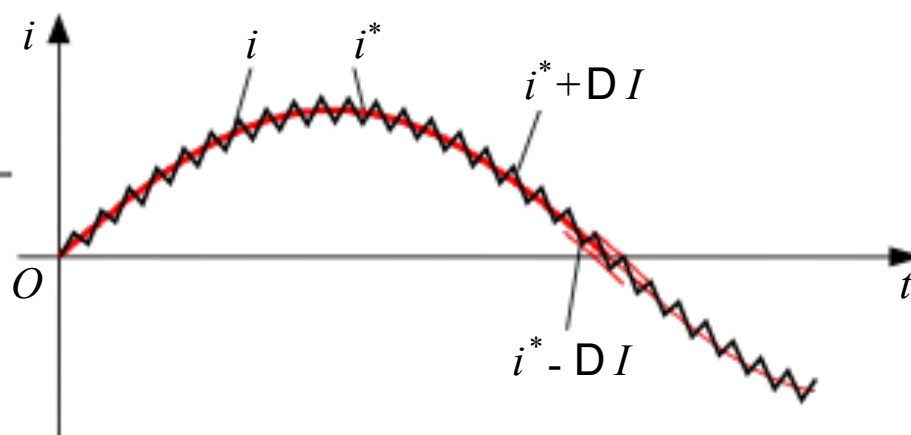


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流

7.3.1 滞环比较方式

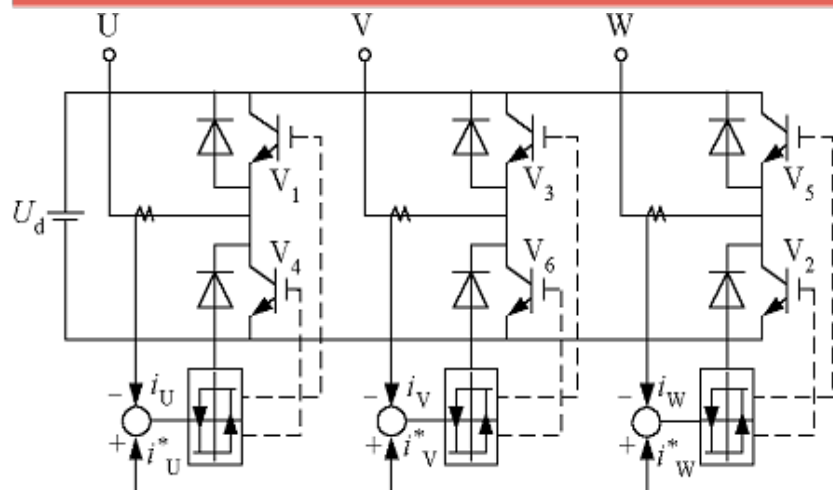


图7-26 三相电流跟踪型PWM逆变电路

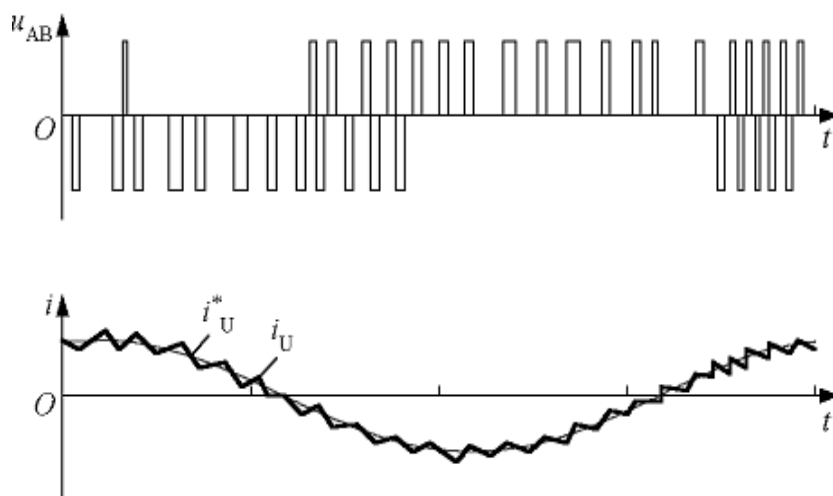


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流

◆ 三相电流跟踪型PWM逆变电路

☞ 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° 。

☞ 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变流电路有如下特点

☞ 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。

7.3.1 滞环比较方式

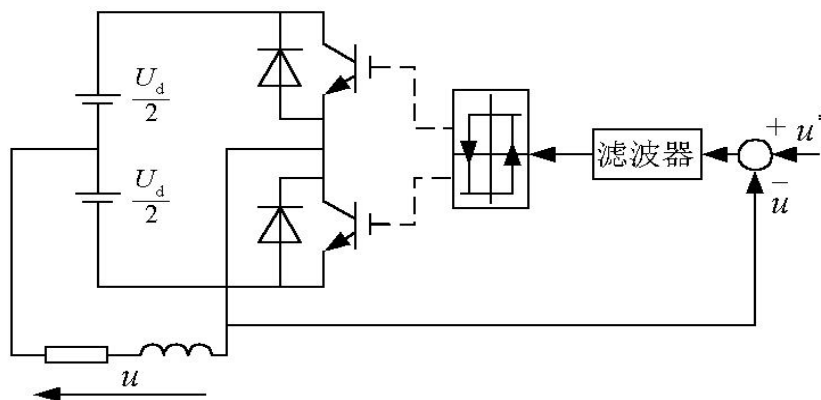


图7-28 电压跟踪控制电路举例

◆电压跟踪控制

👉把指令电压 u^* 和输出电压 u 进行比较，滤除偏差信号中的谐波，滤波器的输出送入滞环比较器，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，相当于一个自励振荡电路。

👉 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，只要其频率远低于上述自励振荡频率，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

7.3.2 三角波比较方式

■三角波比较方式

◆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

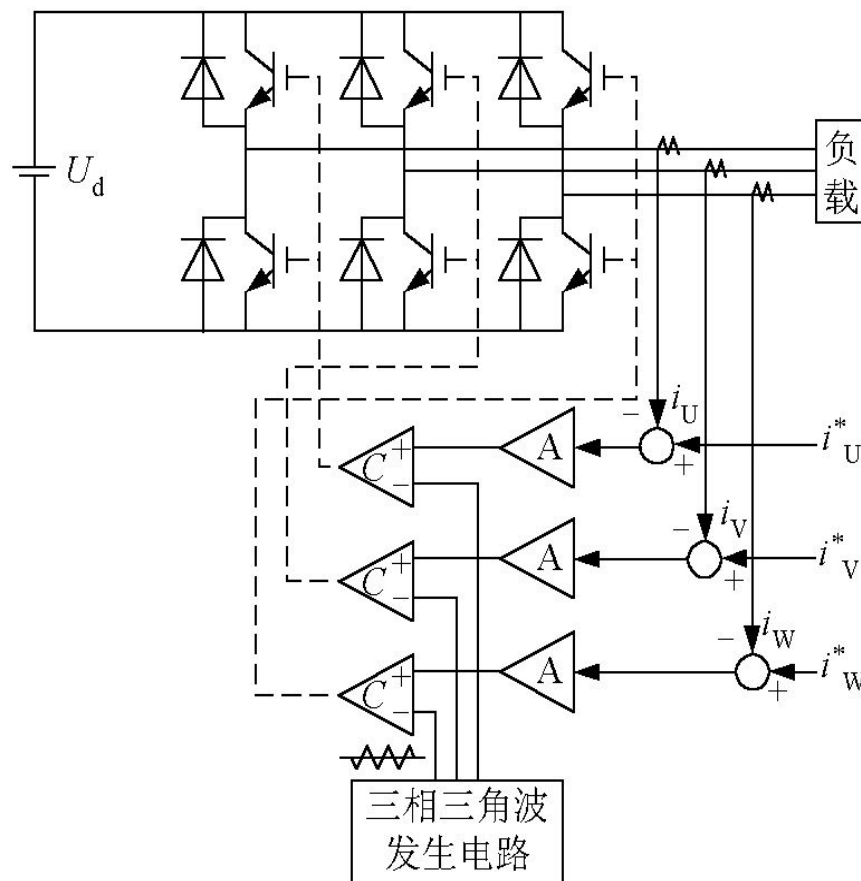


图7-29 三角波比较方式电流跟踪型逆变电路

7.3.2 三角波比较方式

■ 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 $i < i^*$ ，V1导通，V2关断，使 i 增大。
 - 👉 如 $i > i^*$ ，V1关断，V2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。

7.4 PWM整流电路及其控制方法

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

7.4 PWM整流电路及其控制方法·引言

- 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**。

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

■可分为**电压型和电流型**两大类，目前研究和应用较多的是电压型PWM整流电路。

■单相PWM整流电路

◆对于半桥电路来说，直流侧电容必须由**两个电容**串联，其中点和交流电源连接，对于全桥电路来说，直流侧电容只要**一个**就可以了。

◆工作原理（以全桥电路为例）

👉按照正弦信号波和三角波相比较的方法对图7-30b中的V1~V4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

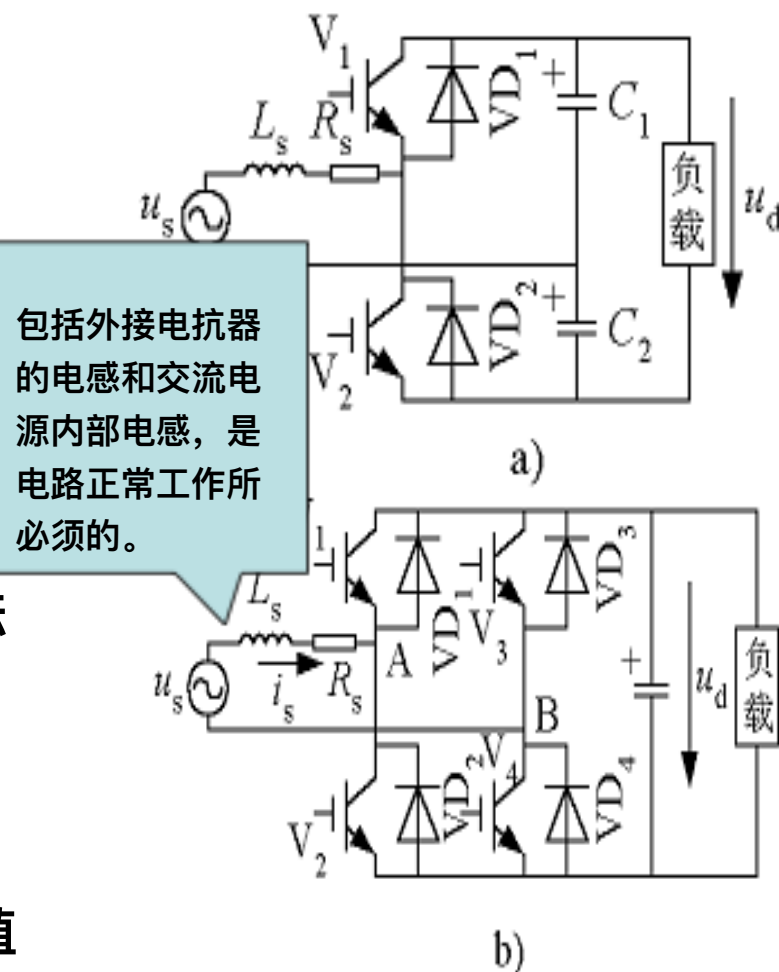


图7-30 单相PWM整流电路

a)单相半桥电路

b)单相全桥电路

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

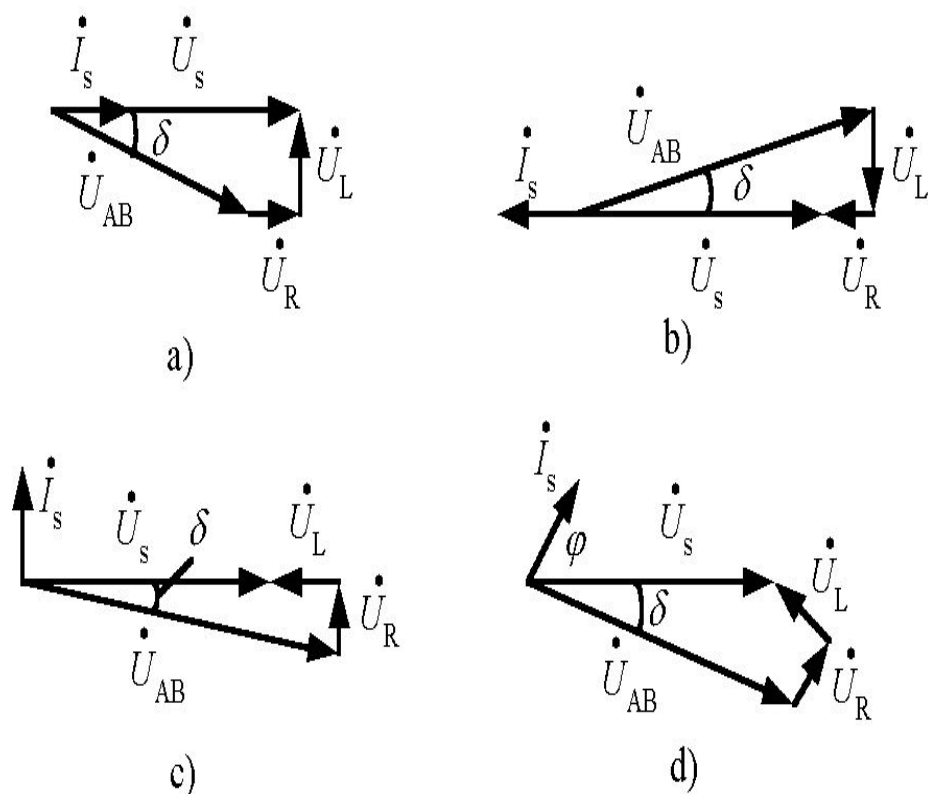


图7-31 PWM整流电路的运行方式相量图

- a) 整流运行
- b) 逆变运行
- c) 无功补偿运行
- d) 超前角为 ϕ

👉在 u_s 一定的情况下， i_s 的幅值和相位仅由 u_{AB} 中基波分量 u_{ABf} 的幅值及其与 u_s 的相位差来决定，改变 u_{ABf} 的幅值和相位，就可以使 i_s 和 u_s 同相位、反相位， i_s 比 u_s 超前 90° ，或使 i_s 与 u_s 的相位差为所需要的角度。

✓图a中，滞后的相角为 δ ，和完全同相位，电路工作在**整流状态**，且功率因数为1，是PWM整流电路最基本的工作状态。

✓图b中超前的相角为 δ ，和的相位正好相反，电路工作在**逆变状态**，说明PWM整流电路可以实现能量正反两个方向的流动。

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

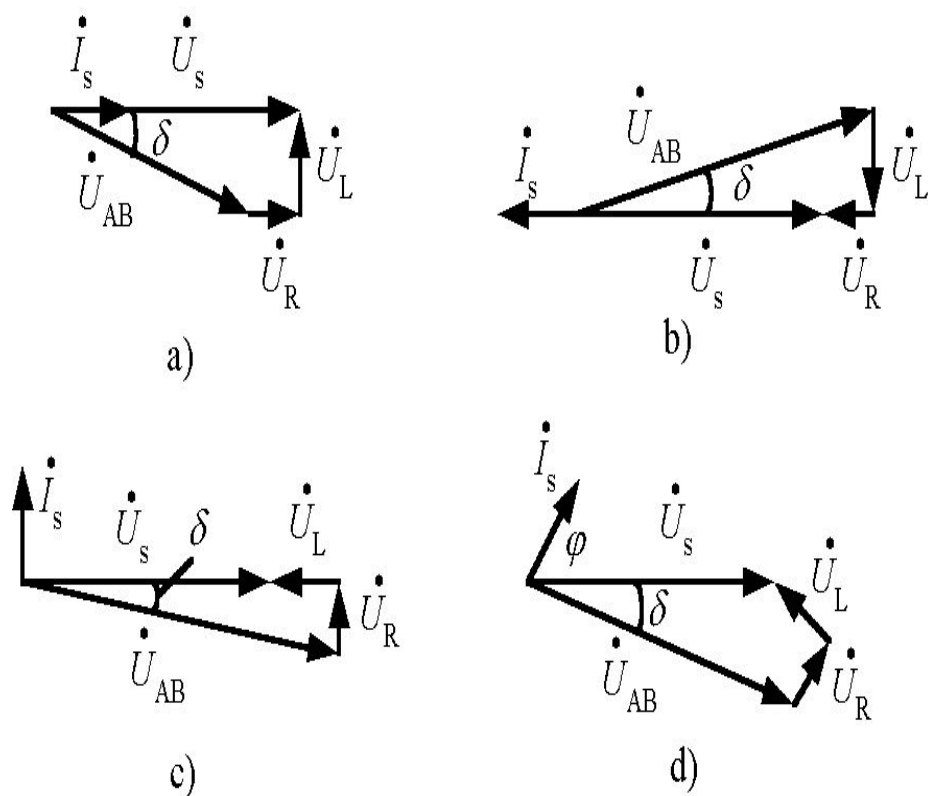


图7-31 PWM整流电路的运行方式相量图

- a) 整流运行
- b) 逆变运行
- c) 无功补偿运行
- d) 超前角为 ϕ

√图c中滞后的相角为 ϕ ，超前 90° ，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)**。√在图d的情况下，通过对幅值和相位的控制，可以使 ϕ 超前或

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

👉 整流运行状态

✓ 当 $u_s > 0$ 时，由 V_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s 和 V_3 、 VD_1 、 VD_4 、 L_s 分别组成了两个升压斩波电路。

✓ 当 V_2 导通时， u_s 通过 V_2 、 VD_4 向 L_s 储能，当 V_2 关断时， L_s 中储存的能量通过 VD_1 、 VD_4 向直流侧电容 C 充电。

✓ 当 $u_s < 0$ 时，由 V_1 、 VD_3 、 VD_2 、 L_s 和 V_4 、 VD_2 、 VD_3 、 L_s 分别组成了两个升压斩波电路，工作原理和 $u_s > 0$ 时类似。

◆ 电压型PWM整流电路是升压型整流电路，其输出直流电压可以从交流电源电压峰值附近向高调节，使用时要注意电力半导体器件的保护；同时也要注意，向低调节就会使电路性能恶化，以至不能工作。

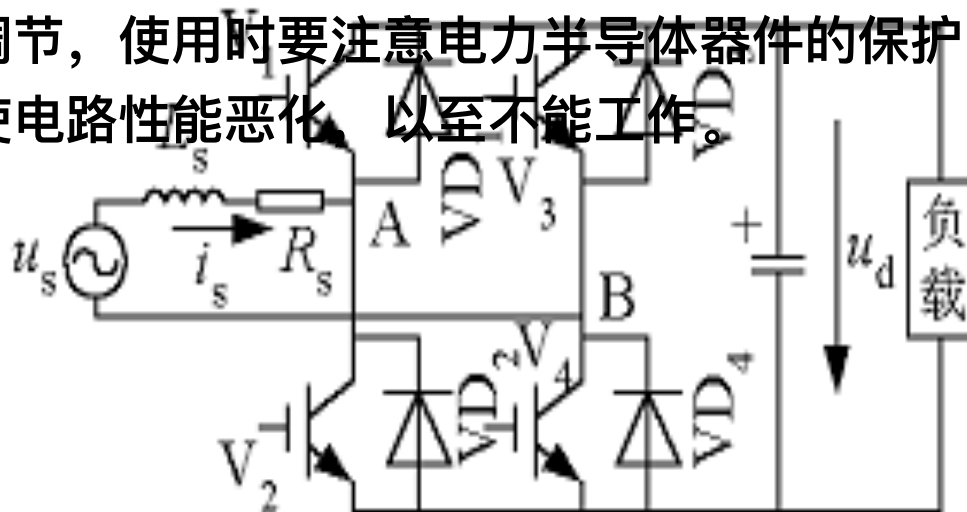


图7-30 b) 单相全桥电路

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

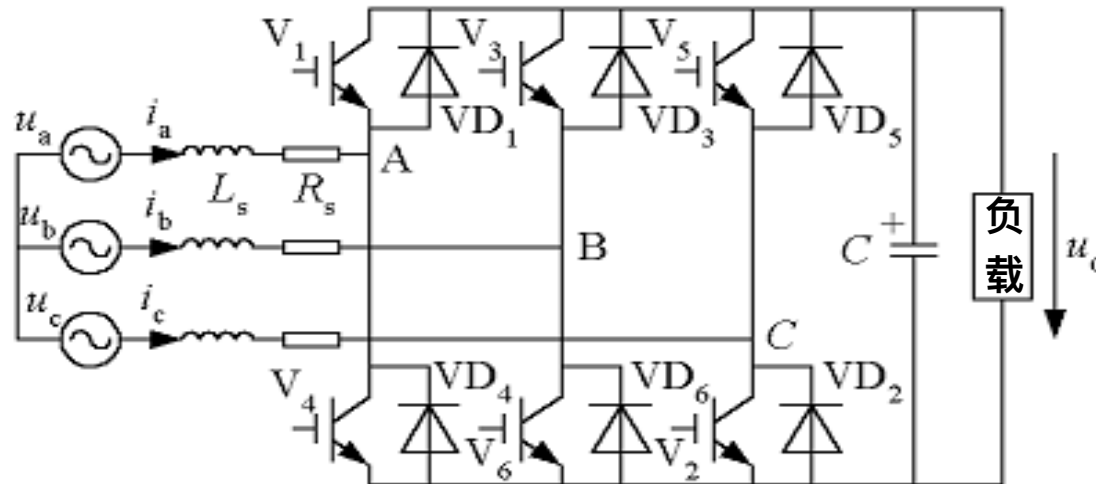


图7-32 三相桥式PWM整流电路

■三相PWM整流电路

- ◆是最基本的PWM整流电路之一，其应用也最为广泛。
- ◆电路的工作原理也和前述的单相全桥电路相似，只是从单相扩展到三相。
- ◆对电路进行**SPWM控制**，在桥的交流输入端A、B和C可得到SPWM电压，对各相电压按图7-31a的相量图进行控制，就可以使各相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 为正弦波且和电压相位相同，功率因数近似为**1**。
- ◆该电路也可以工作在图7-31b的逆变运行状态及图c或d的状态。

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

■根据有没有引入**电流反馈**可以将这些控制方法分为两种，没有引入交流电流反馈的称为**间接电流控制**，引入交流电流反馈的称为**直接电流控制**。

■间接电流控制

◆也称为**相位和幅值控制**，按照图7-31a（逆变运行时为图7-31b）的相量关系来控制整流桥交流输入端电压，使得输入电流和电压同相位，从而得到功率因数为1的控制效果。

◆控制系统的闭环是整流器直流侧**电压控制环**。

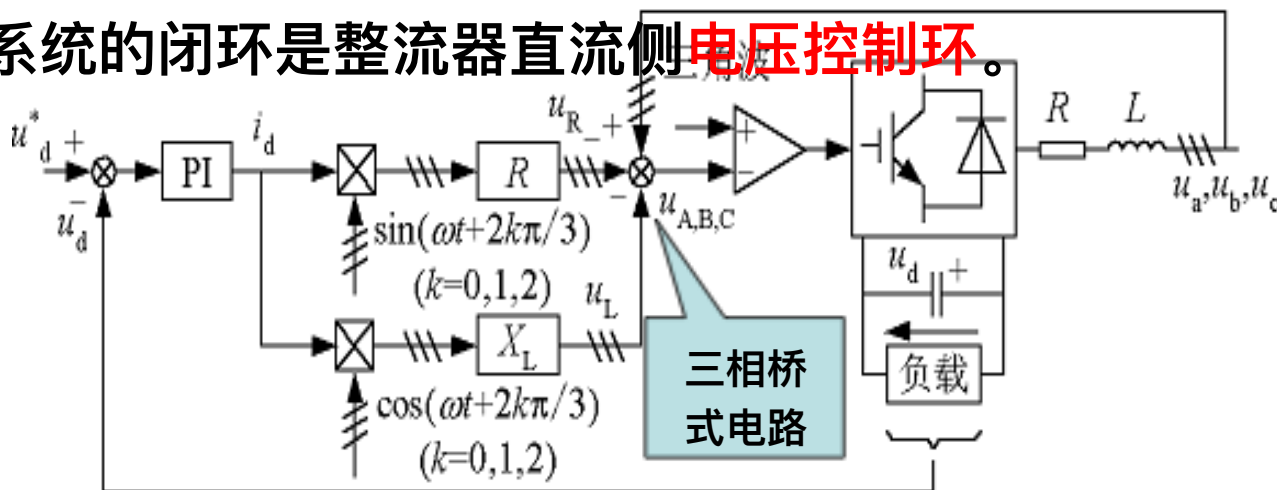


图7-33 间接电流控制系统结构

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

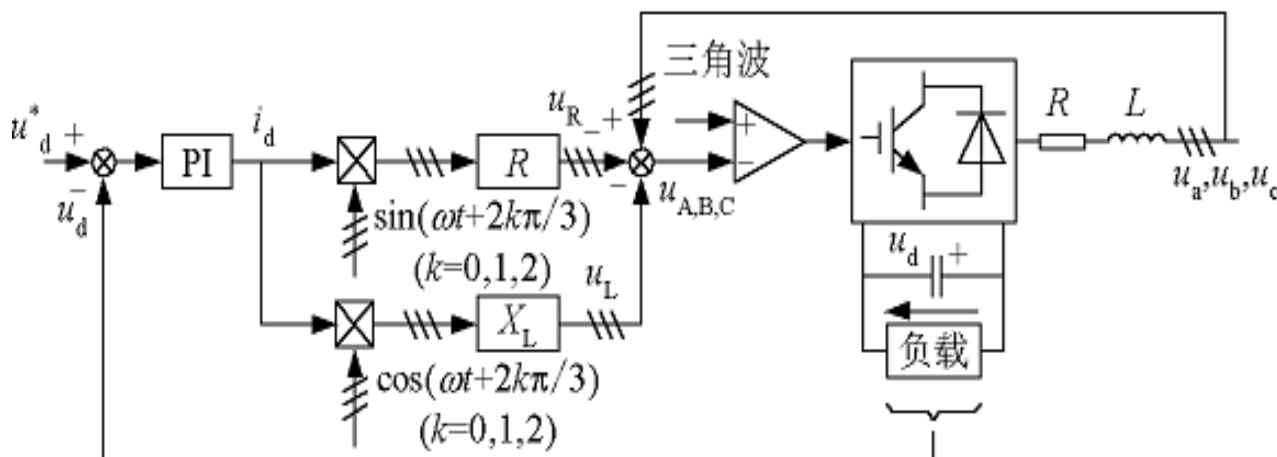


图7-33 间接电流控制系统结构

◆ 控制原理

👉 u_d^* 和实际的直流电压 u_d 比较后送入 **PI调节器**，PI调节器的输出为一直流电流信号 i_d ， i_d 的大小和整流器交流输入电流幅值成正比。

👉 稳态时， $u_d = u_d^*$ ，PI调节器输入为零，PI调节器的输出 i_d 和负载电流大小对应，也和交流输入电流幅值相对应。

👉 负载电流增大时，**C** 放电而使 u_d 下降，PI的输入端出现正偏差，使其输出 i_d 增大，进而使交流输入电流增大，也使 u_d 回升；达到新的稳态时， u_d 和 u_d^* 相等，PI调节器输入仍恢复到零，而 i_d 则稳定为新的较大的值，与较大的负载电流和较大的交流输入电流对应。

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

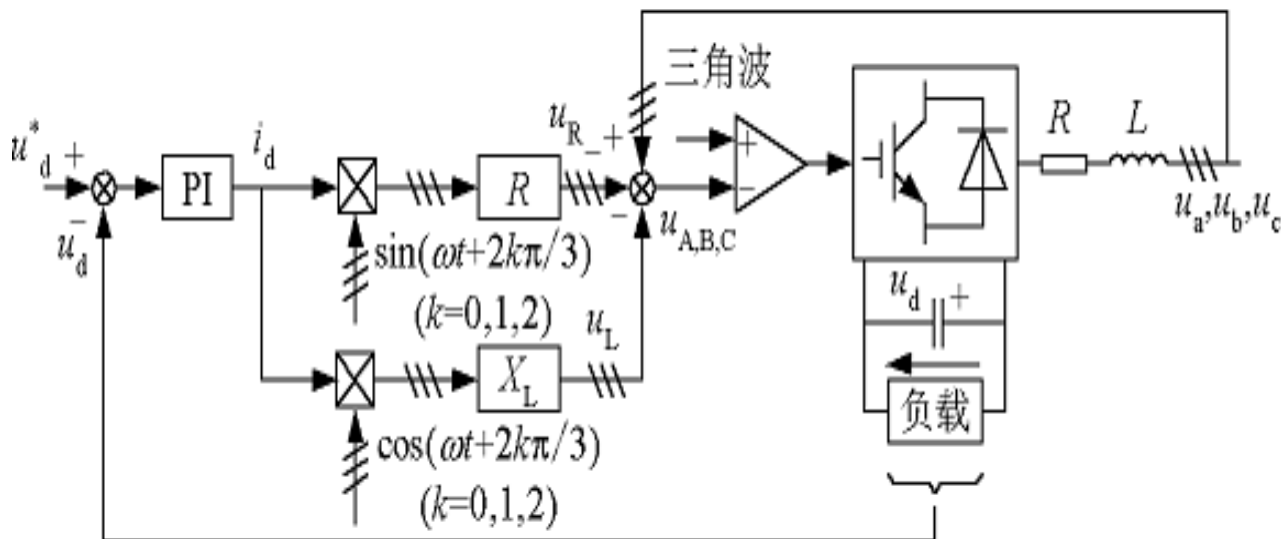


图7-33 间接电流控制系统结构

👉 从整流运行变为逆变运行时

✓ 负载电流反向而向直流侧电容 **C** 充电，使 u_d 抬高，PI调节器出现负偏差，其输出 i_d 减小后变为负值，使交流输入电流相位和电压相位反相，实现逆变运行。

✓ 达到稳态时， u_d 和 仍然相等，PI调节器输入恢复到零，其输出 i_d 为负值，并与逆变电流的大小相对应。

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

◆ 控制系统中其余部分的工作原理

👉 图中上面的乘法器是 i_d 分别乘以和a、b、c三相相电压同相位的正弦信号，再乘以电阻 R ，得到各相电流在 R_s 上的压降 uRa 、 uRb 和 uRc 。

👉 图中下面的乘法器是 i_d 分别乘以比a、b、c三相相电压相位超前 $\pi/2$ 的余弦信号，再乘以电感 L 的感抗，得到各相电流在电感 L_s 上的压降 uLa 、 uLb 和 uLc 。

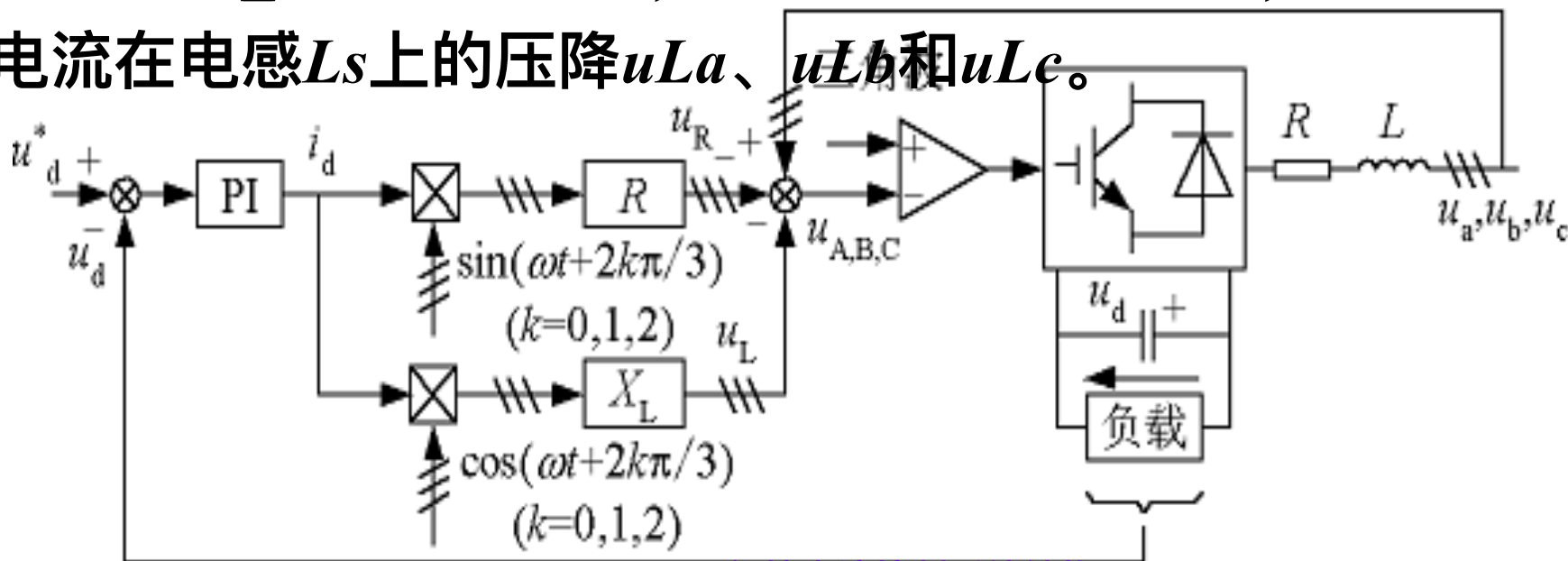


图7-33 间接电流控制系统结构

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

👉 各相电源相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 分别减去前面求得的输入电流在电阻 R 和电感 L 上的压降，就可得到所需要的交流输入端各相的相电压 u_A 、 u_B 和 u_C 的信号，用该信号对三角波载波进行调制，得到PWM开关信号去控制整流桥，就可以得到需要的控制效果。

◆ 存在的问题

👉 在信号运算过程中用到电路参数 L_s 和 R_s ，当 L_s 和 R_s 的运算值和实际值有误差时，会影响到控制效果。

👉 是基 π ：

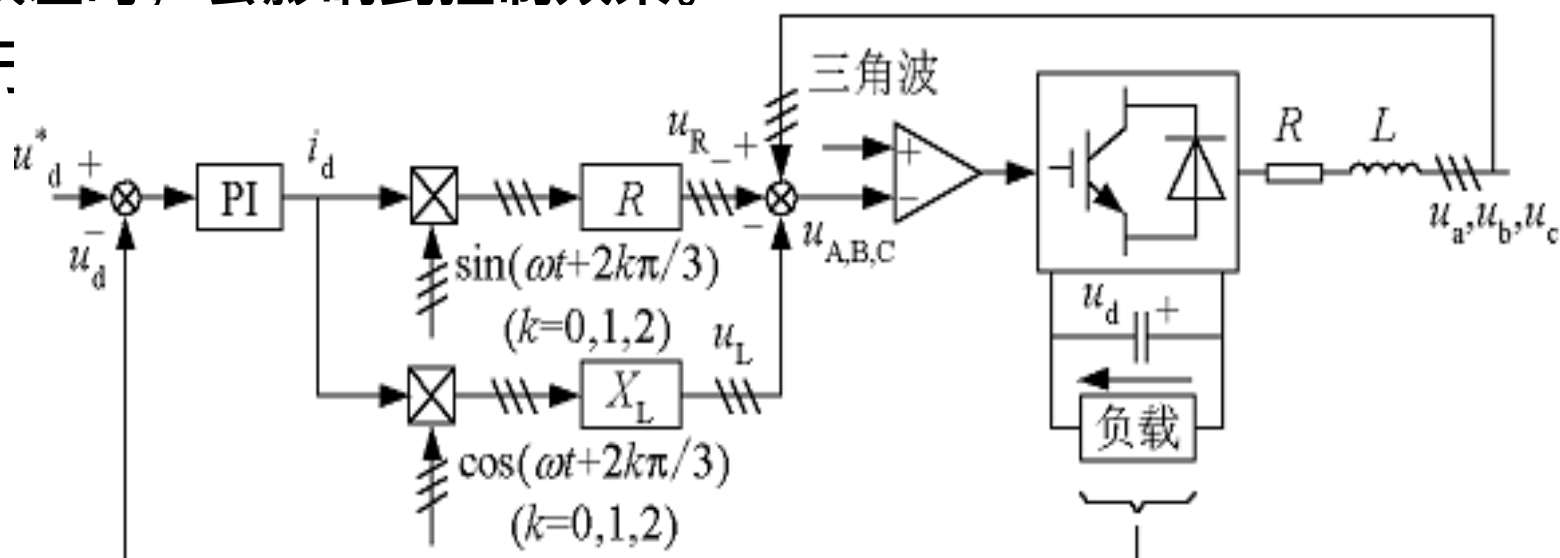


图7-33 间接电流控制系统结构

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

■ 直接电流控制

◆ 通过运算求出交流输入电流指令值，再引入交流电流反馈，通过对交流电流的直接控制而使其跟踪指令电流值。

◆ 图7-34的控制系统是一个双闭环控制系统，其外环是直流电压控制环，内环是交流电流控制环。

◆ 控制原理

👉 外环PI调节器的输出为 i_d ， i_d 分别乘以和 a 、 b 、 c 三相

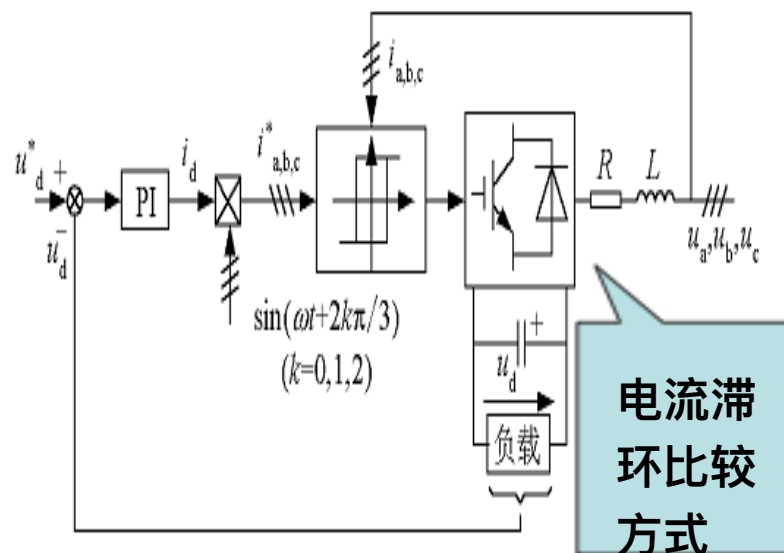


图7-34 直接电流控制系统结构图

7.4.2 PWM整流电路的控制方法

👉 i^*a , i^*b 和 i^*c 分别和各自的电源电压同相位，其幅值和反映负载电流大小的直流信号 i_d 成正比，这是整流器运行时所需的交流电流指令信号。

👉 指令信号和实际交流电流信号比较后，通过**滞环**对器件进行控制，便可使实际交流输入电流跟踪指令值。

◆ 采用滞环电流比较的直接电流控制系统结构简单，电流

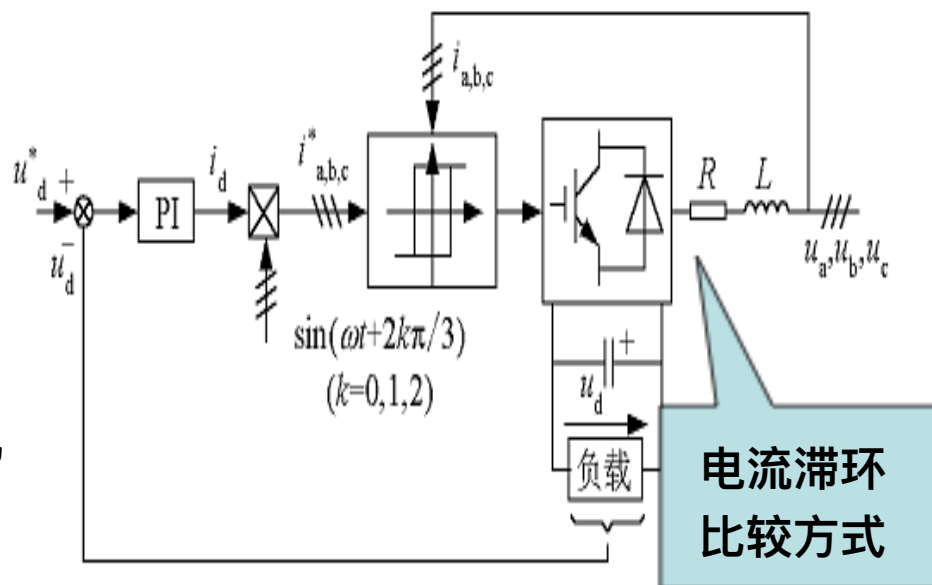


图7-34 直接电流控制系统结构图

本章小结

■ 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控制技术在类电路中的代表。
- ◆ 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。

本章小结

■ PWM控制技术用于逆变电路

- ◆ PWM控正是由于在逆变电路中广泛而成功的应用，才奠定了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。
- ◆ 第4章因尚未涉及到PWM控制技术，因此对逆变电路的介绍是不完整的，学完本章才能对逆变电路有较完整的认识。

■ 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。
- ◆ PWM整流电路作为对第3章的补充，可使我们对整流电路有更全面

本章小结

■ PWM控制技术与相位控制技术

- ◆ 以第3章相控整流电路和第6章交流调压电路为代表的相位控制技术至今在电力电子电路中仍占据着重要地位。
- ◆ 以PWM控制技术为代表的斩波控制技术正在越来越占据着主导地位。
- ◆ 相位控制和斩波控制分别简称**相控**和**斩控**。
- ◆ 把两种技术对照学习，对电力电子电路的控制技术会有更明晰的认识。