

第 6 章 PWM 控制技术

主要内容：PWM 控制的基本原理、控制方式与 PWM 波形的生成方法，PWM 逆变电路的谐波分析，PWM 整流电路。

重点：PWM 控制的基本原理、控制方式与 PWM 波形的生成方法。

难点：PWM 波形的生成方法，PWM 逆变电路的谐波分析。

基本要求：掌握 PWM 控制的基本原理、控制方式与 PWM 波形的生成方法，了解 PWM 逆变电路的谐波分析，了解跟踪型 PWM 逆变电路，了解 PWM 整流电路。

PWM (Pulse Width Modulation) 控制——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）。第 3、4 章已涉及这方面内容：第 3 章：直流斩波电路采用，第 4 章有两处：4.1 节斩控式交流调压电路，4.4 节矩阵式变频电路。

本章内容

PWM 控制技术在逆变电路中应用最广，应用的逆变电路绝大部分是 PWM 型，PWM 控制技术正是有赖于在逆变电路中的应用，才确定了它在电力电子技术中的重要地位。

本章主要以逆变电路为控制对象来介绍 PWM 控制技术，也介绍 PWM 整流电路

1 PWM 控制的基本原理

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。低频段非常接近，仅在高频段略有差异。

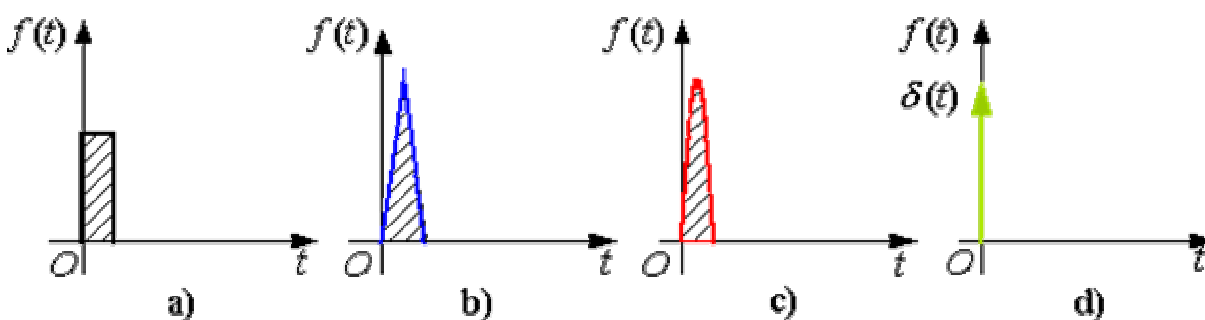


图 6-1 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

面积等效原理：

分别将如图 6-1 所示的电压窄脉冲加在一阶惯性环节（R-L 电路）上，如图 6-2a 所示。其输出电流 $i(t)$ 对不同窄脉冲时的响应波形如图 6-2b 所示。从波形可以看出，在 $i(t)$ 的上升段， $i(t)$ 的形状也略有不同，但其下降段则几乎完全相同。脉冲越窄，各 $i(t)$ 响应波形的差异

也越小。如果周期性地施加上述脉冲，则响应 $i(t)$ 也是周期性的。用傅里叶级数分解后将可看出，各 $i(t)$ 在低频段的特性将非常接近，仅在高频段有所不同。

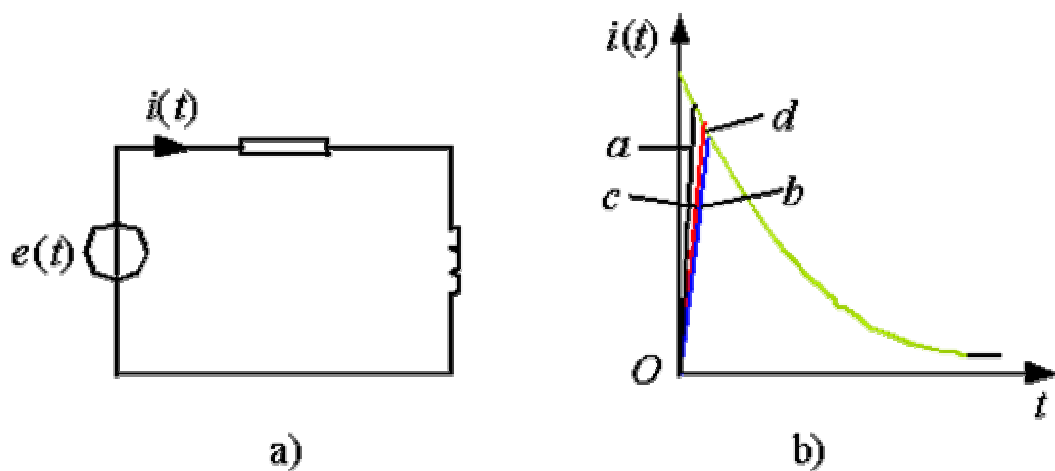


图 6-2 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

用一系列等幅不等宽的脉冲来代替一个正弦半波，正弦半波 N 等分，看成 N 个相连的脉冲序列，宽度相等，但幅值不等；用矩形脉冲代替，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。

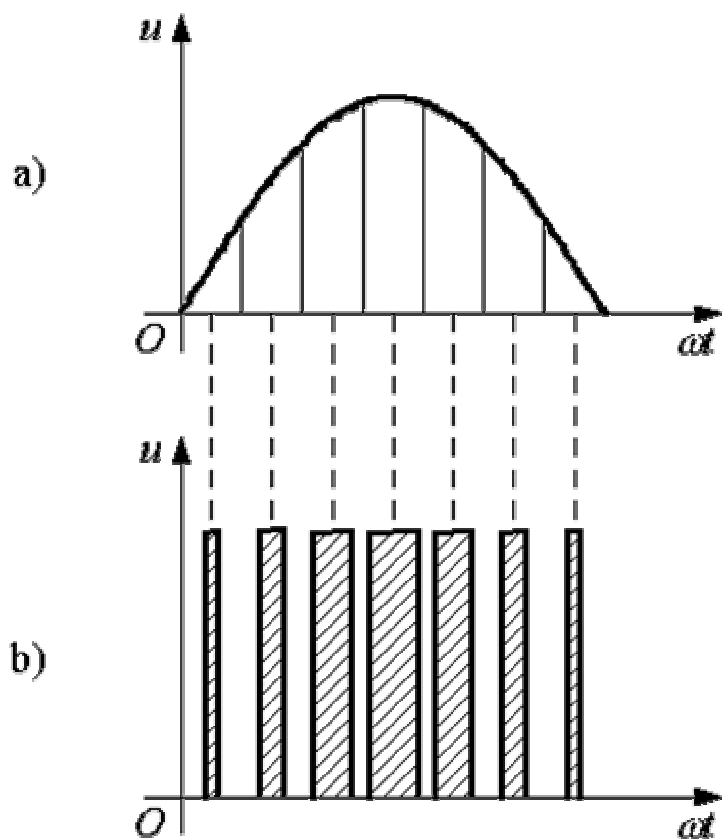


图 6-3 用 PWM 波代替正弦半波

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。

等幅 PWM 波和不等幅 PWM 波：

由直流电源产生的 PWM 波通常是等幅 PWM 波，如直流斩波电路及本章主要介绍的 PWM 逆变电路，6.4 节的 PWM 整流电路。输入电源是交流，得到不等幅 PWM 波，如 4.1 节讲述的斩控式交流调压电路，4.4 节的矩阵式变频电路。基于面积等效原理，本质是相同的。

PWM 电流波：

电流型逆变电路进行 PWM 控制，得到的就是 PWM 电流波。

PWM 波形可等效的各种波形：

直流斩波电路：等效直流波形

SPWM 波：等效正弦波形，还可以等效成其他所需波形，如等效所需非正弦交流波形等，其基本原理和 SPWM 控制相同，也基于等效面积原理。

2 PWM 逆变电路及其控制方法

目前中小功率的逆变电路几乎都采用 PWM 技术。逆变电路是 PWM 控制技术最为重要的应用场合。本节内容构成了本章的主体

PWM 逆变电路也可分为电压型和电流型两种，目前实用的几乎都是电压型。

(1) 计算法和调制法

1、计算法

根据正弦波频率、幅值和半周期脉冲数，准确计算 PWM 波各脉冲宽度和间隔，据此控制逆变电路开关器件的通断，就可得到所需 PWM 波形。

缺点：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

2、调制法

输出波形作调制信号，进行调制得到期望的 PWM 波；通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波；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；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，也能得到等效的 PWM 波。

结合 IGBT 单相桥式电压型逆变电路对调制法进行说明：设负载为阻感负载，工作时 V_1 和 V_2 通断互补， V_3 和 V_4 通断也互补。

控制规律：

u_o 正半周， V_1 通， V_2 断， V_3 和 V_4 交替通断，负载电流比电压滞后，在电压正半周，电流有一段为正，一段为负，负载电流为正区间， V_1 和 V_4 导通时， u_o 等于 U_d ， V_4 关断时，负载电流通过 V_1 和 V_{D3} 续流， $u_o=0$ ，负载电流为负区间， i_o 为负，实际上从 V_{D1} 和 V_{D4} 流过，仍有 $u_o=U_d$ ， V_4 断， V_3 通后， i_o 从 V_3 和 V_{D1} 续流， $u_o=0$ ， u_o 总可得到 U_d 和零两种电平。

u_o 负半周，让 V_2 保持通， V_1 保持断， V_3 和 V_4 交替通断， u_o 可得 $-U_d$ 和零两种电平。

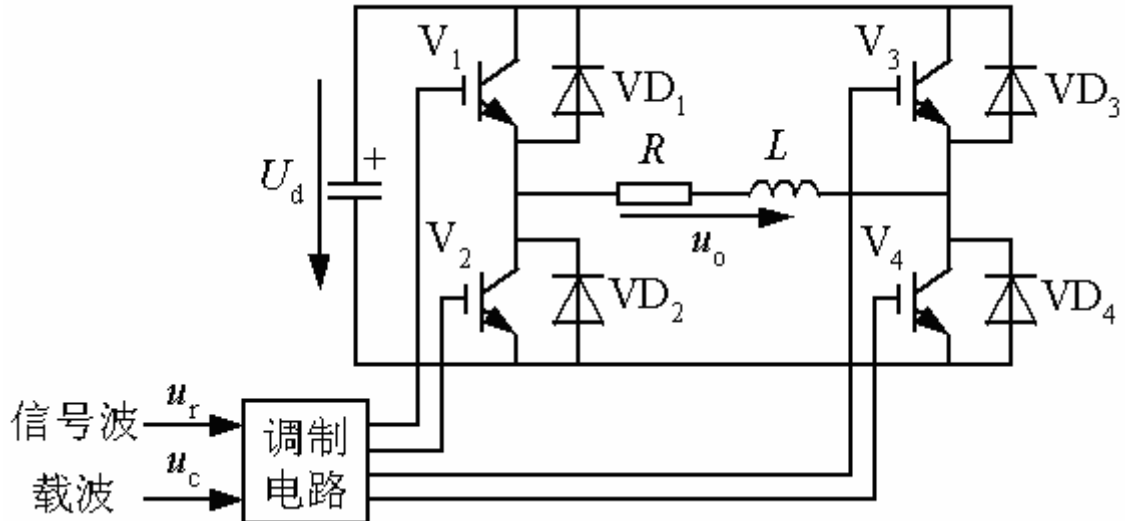


图 6-4 单相桥式 PWM 逆变电路

单极性 PWM 控制方式（单相桥逆变）：

在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制 IGBT 的通断。 u_r 正半周， V_1 保持通， V_2 保持断，当 $u_r > u_c$ 时使 V_4 通， V_3 断， $u_o = U_d$ ，当 $u_r < u_c$ 时使 V_4 断， V_3 通， $u_o = 0$ 。 u_r 负半周， V_1 保持断， V_2 保持通，当 $u_r < u_c$ 时使 V_3 通， V_4 断， $u_o = -U_d$ ，当 $u_r > u_c$ 时使 V_3 断， V_4 通， $u_o = 0$ ，虚线 u_{of} 表示 u_o 的基波分量。波形见图 6-5。

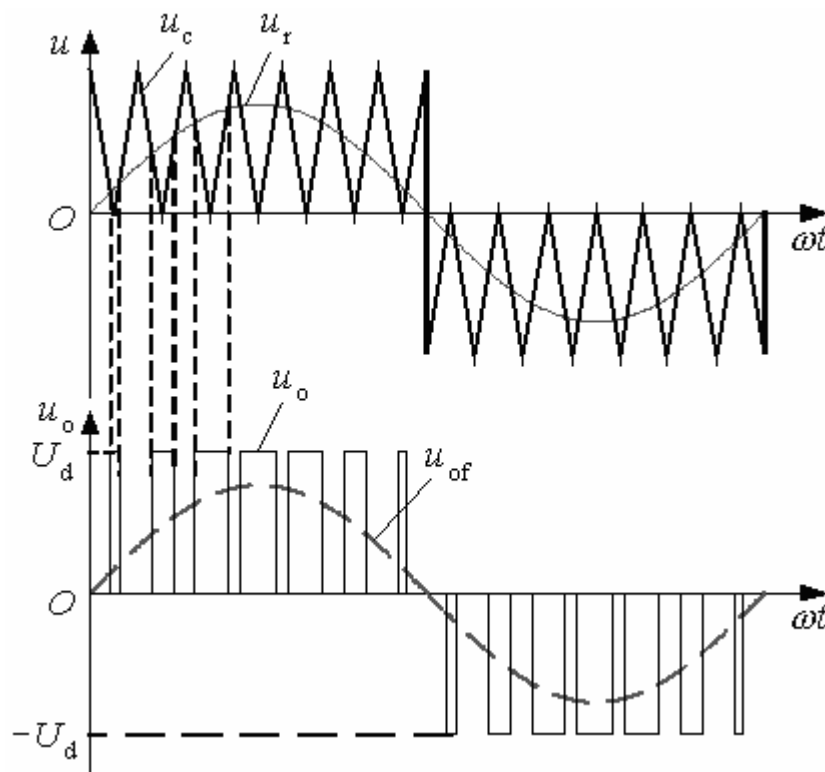


图 6-5 单极性 PWM 控制方式波形

双极性 PWM 控制方式（单相桥逆变）：

在 u_r 半个周期内，三角波载波有正有负，所得 PWM 波也有正有负。在 u_r 一周内，

输出 PWM 波只有 $\pm U_d$ 两种电平，仍在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点控制器件通断。 u_r 正负半周，对各开关器件的控制规律相同，当 $u_r > u_c$ 时，给 V_1 和 V_4 导通信号，给 V_2 和 V_3 关断信号，如 $i_o > 0$ ， V_1 和 V_4 通，如 $i_o < 0$ ， V_{D1} 和 V_{D4} 通， $u_o = U_d$ ，当 $u_r < u_c$ 时，给 V_2 和 V_3 导通信号，给 V_1 和 V_4 关断信号，如 $i_o < 0$ ， V_2 和 V_3 通，如 $i_o > 0$ ， V_{D2} 和 V_{D3} 通， $u_o = -U_d$ 。波形见图 6-6。

单相桥式电路既可采取单极性调制，也可采用双极性调制。

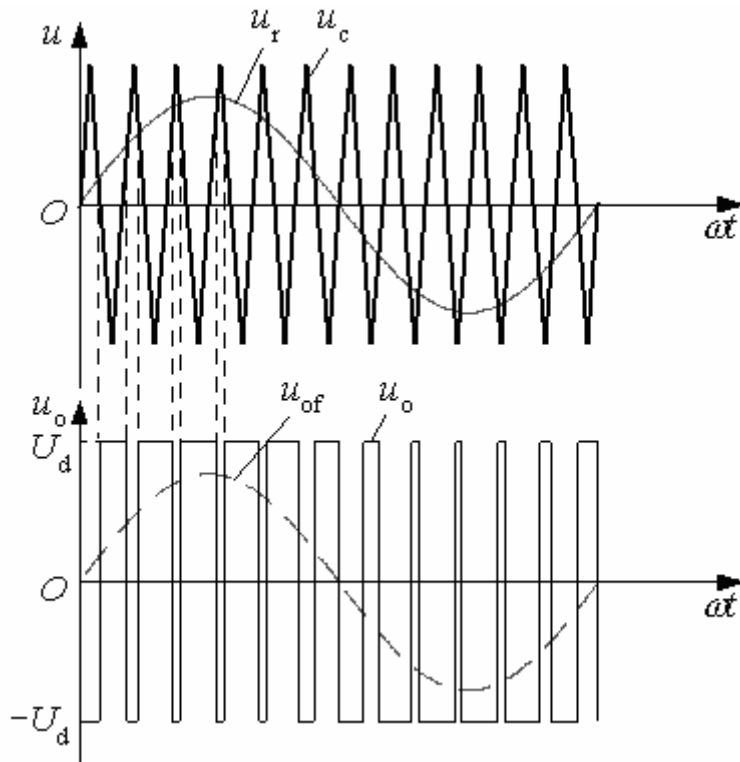


图 6-6 双极性 PWM 控制方式波形

双极性 PWM 控制方式（三相桥逆变）：见图 6-7。

三相 PWM 控制公用 u_c ，三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

U 相的控制规律：

当 $u_{rU} > u_c$ 时，给 V_1 导通信号，给 V_4 关断信号，

$u_{UN'} = U_d/2$ ，当 $u_{rU} < u_c$ 时，给 V_4 导通信号，给 V_1 关断信号，

$u_{UN'} = -U_d/2$ ；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

$V_{D1}(V_{D4})$ 导通。 $u_{UN'}$ 、

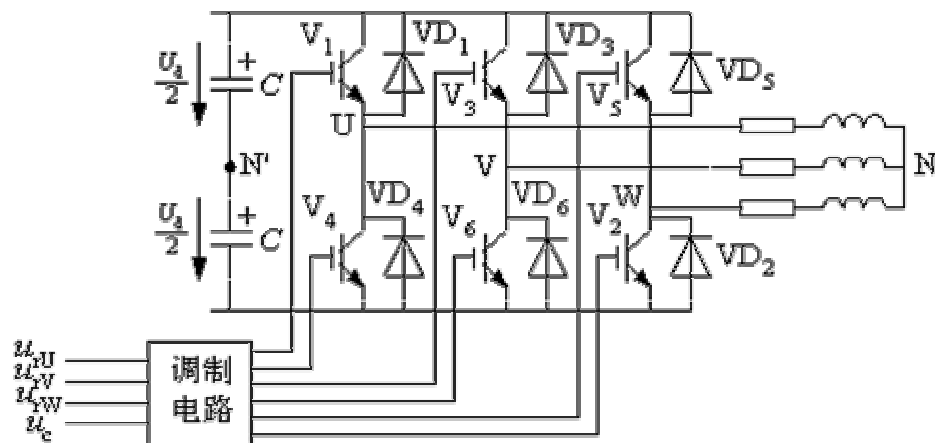


图 6-7 三相桥式 PWM 型逆变电路

$u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的 PWM 波形只有 $\pm U_d/2$ 两种电平, u_{UV} 波形可由 $u_{UN'} - u_{VN'}$ 得出, 当 1 和 6 通时, $u_{UV} = U_d$, 当 3 和 4 通时, $u_{UV} = -U_d$, 当 1 和 3 或 4 和 6 通时, $u_{UV} = 0$ 。波形见图 6-8。

输出线电压 PWM 波由 $\pm U_d$ 和 0 三种电平构成, 负载相电压 PWM 波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和 0 共 5 种电平组成。

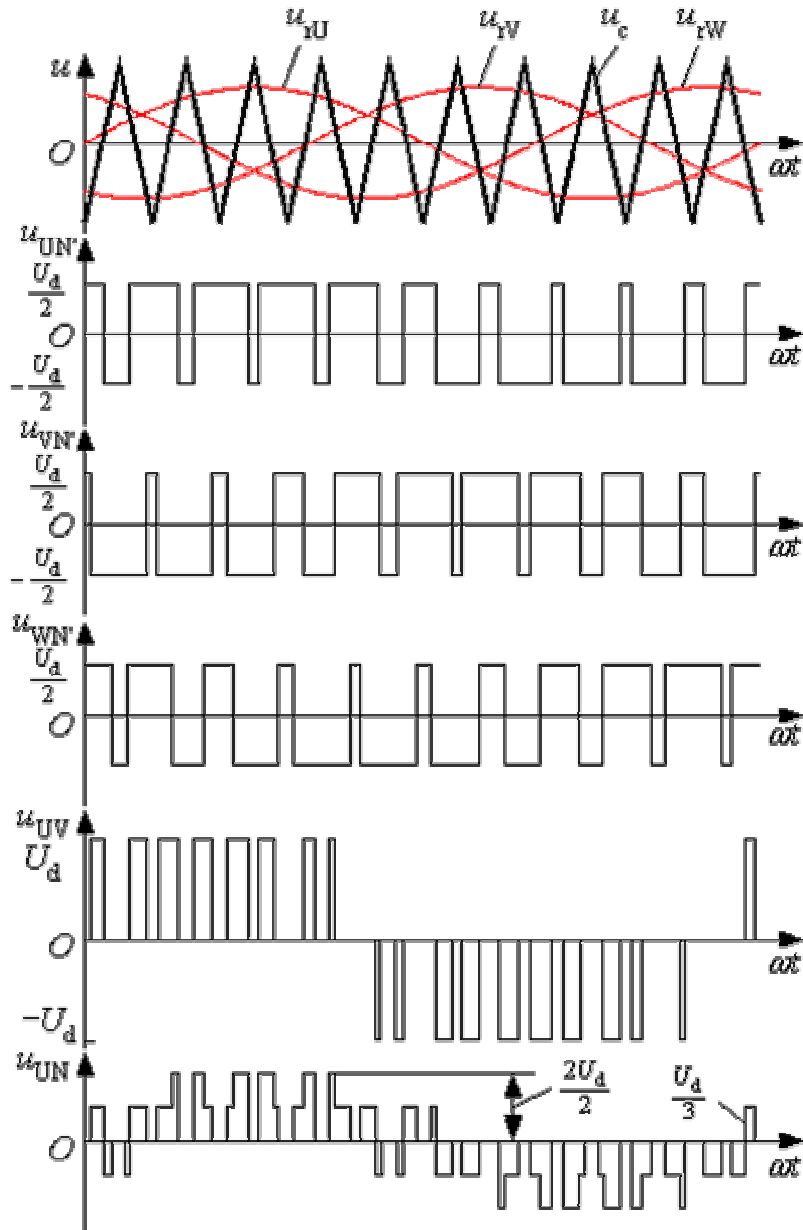


图 6-8 三相桥式 PWM 逆变电路波形

防直通死区时间:

同一相上下两臂的驱动信号互补, 为防止上下臂直通造成短路, 留一小段上下臂都施加关断信号的死区时间。死区时间的长短主要由器件关断时间决定。死区时间会给输出 PWM 波带来影响, 使其稍稍偏离正弦波。

特定谐波消去法(Selected Harmonic Elimination PWM—SHEPWM):

算法中一种较有代表性的方法，图 6-9。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。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：

$$u(\omega t) = -u(\omega t + p) \quad (6-1)$$

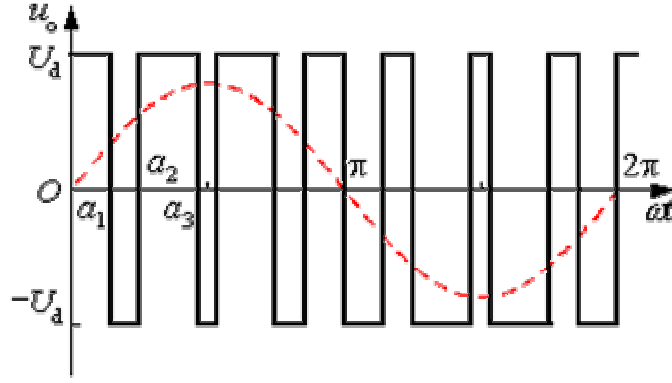


图 6-9 特定谐波消去法的输出 PWM 波形

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

$$u(\omega t) = u(p - \omega t) \quad (6-2)$$

四分之一周期对称波形，用傅里叶级数表示为：

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin n \omega t \quad (6-3)$$

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

图 6-9，能独立控制 a_1 、 a_2 和 a_3 共 3 个时刻。该波形的 a_n 为

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{p} \left[\int_0^{a_1} \frac{U_d}{2} \sin n \omega t d \omega t + \int_{a_1}^{a_2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n \omega t \right) d \omega t + \right. \\ &\quad \left. \int_{a_2}^{a_3} \frac{U_d}{2} \sin n \omega t d \omega t + \int_{a_3}^{p/2} \left(-\frac{U_d}{2} \sin n \omega t \right) d \omega t \right] = \\ &= \frac{2U_d}{np} (1 - 2 \cos n a_1 + 2 \cos n a_2 - 2 \cos n a_3) \end{aligned} \quad (6-4)$$

式中 $n=1,3,5,\dots$

确定 a_1 的值，再令两个不同的 $a_n=0$ ，就可建三个方程，求得 a_1 、 a_2 和 a_3 。

消去两种特定频率的谐波：

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，可考虑消去 5 次和 7 次谐波，得如下联立方程：

$$a_1 = \frac{2U_d}{p} (1 - 2 \cos a_1 + 2 \cos a_2 - 2 \cos a_3)$$

$$\begin{aligned}
 a_5 &= \frac{2U_d}{5p}(1 - 2\cos 5a_1 + 2\cos 5a_2 - 2\cos 5a_3) = 0 \\
 a_7 &= \frac{2U_d}{7p}(1 - 2\cos 7a_1 + 2\cos 7a_2 - 2\cos 7a_3) = 0
 \end{aligned}
 \tag{6-5}$$

给定 a_1 ，解方程可得 a_1 、 a_2 和 a_3 。 a_1 变， a_1 、 a_2 和 a_3 也相应改变。

一般，在输出电压半周期内器件通、断各 k 次，考虑 PWM 波四分之一周期对称， k 个开关时刻可控，除用一个控制基波幅值，可消去 $k-1$ 个频率的特定谐波， k 越大，开关时刻的计算越复杂。

除算法和调制法外，还有跟踪控制方法，在 6.3 节介绍

(2) 异步调制和同步调制

载波比——载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比， $N = f_c / f_r$ 。根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，PWM 调制方式分为异步调制和同步调制：

1、异步调制

异步调制——载波信号和调制信号不同步的调制方式。

通常保持 f_c 固定不变，当 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。在信号波的半周期内，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，脉冲不对称的不利影响都较小，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。因此，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。

2、同步调制

同步调制—— N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步。

基本同步调制方式， f_r 变化时 N 不变，信号波一周期内输出脉冲数固定。三相，公用一个三角波载波，且取 N 为 3 的整数倍，使三相输出对称。为使一相的 PWM 波正负半周镜对称， N 应取奇数。当 $N=9$ 时的同步调制三相 PWM 波形如图 6-10 所示。

f_r 很低时， f_c 也很低，由调制带来的谐波不易滤除， f_r 很高时， f_c 会过高，使开关器件难以承受。为了克服上述缺点，可以采用分段同步调制的方法。

3、分段同步调制

把 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内保持 N 恒定，不同频段 N 不同。在 f_r 高的频段采用较低的 N ，使载波频率不致过高，在 f_r 低的频段采用较高的 N ，使载波频率不致过低。

图 6-11，分段同步调制一例。为防止 f_c 在切换点附近来回跳动，采用滞后切换的方法。

同步调制比异步调制复杂，但用微机控制时容易实现。可在低频输出时采用异步调制

方式，高频输出时切换到同步调制方式，这样把两者的优点结合起来，和分段同步方式效果接近。

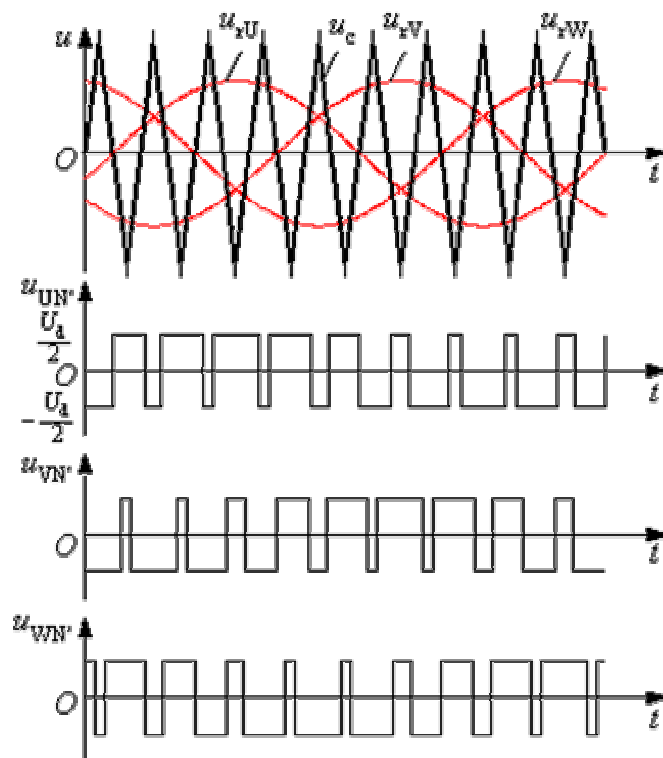


图 6-10 同步调制三相 PWM 波形

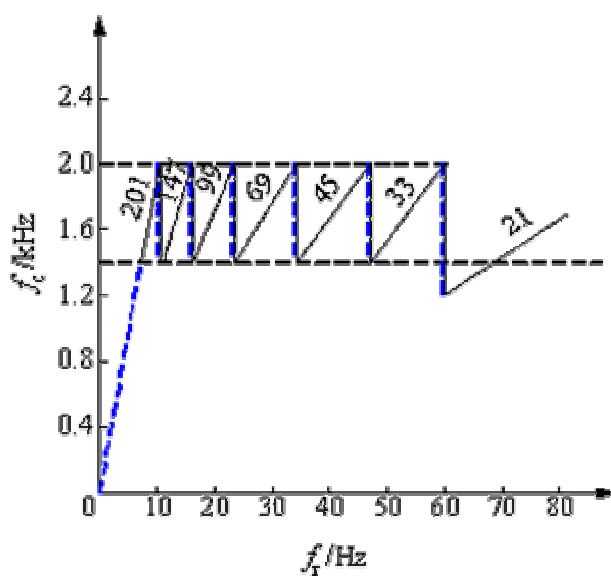


图 6-11 分段同步调制方式举例

(3) 规则采样法

按 SPWM 基本原理，自然采样法中要求解复杂的超越方程，难以在实时控制中在线计算，工程应用不多。

规则采样法特点：

工程实用方法，效果接近自然采样法，计算量小得多。

规则采样法原理：

图 6-12，三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c 。自然采样法中，脉冲中点不和三角波一周期中点（即负峰点）重合。规则采样法使两者重合，每个脉冲中点为相应三角波中点，计算大为简化。三角波负峰时刻 t_D 对信号波采样得 D 点，过 D 作水平线和三角波交于 A、B 点，在 A 点时刻 t_A 和 B 点时刻 t_B 控制器件的通断，脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

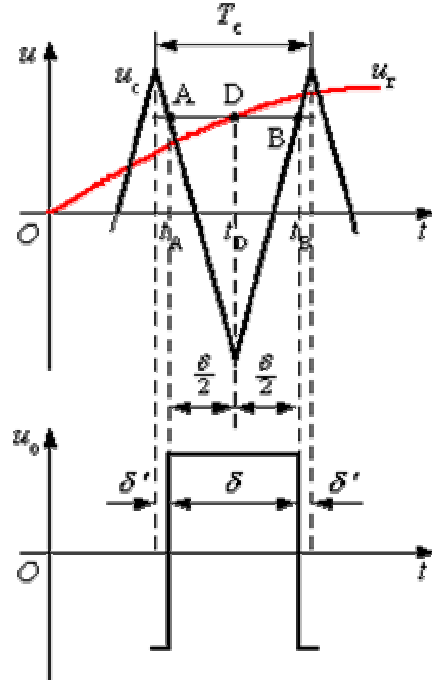


图 6-12 规则采样法

规则采样法计算公式推导：

正弦调制信号波公式中， a 称为调制度， $0 \leq a < 1$ ； ω_r 为信号波角频率。从图 6-12 因此可得：

$$u_r = a \sin \omega_r t \quad (6-6)$$

三角波一周期内，脉冲两边间隙宽度 $\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{d/2} = \frac{2}{T_c/2}$ (6-7)

三相桥逆变电路的情况：

通常三相的三角波载波公用，三相调制波相位依次差 120° ，同一三角波周期内三相的脉宽分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W ，脉冲两边的间隙宽度分别为 δ'_U 、 δ'_V 和 δ'_W ，同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，由式(6-6)得

$$d = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (6-8)$$

由式(6-7)得： $d' = \frac{1}{2} (T_c - d) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D)$ (6-9)

$$\text{故由式 (6-8) 可得: } d_U + d_V + d_W = \frac{3T_c}{2} \quad (6-10)$$

$$\text{故由式 (6-9) 可得: } d'_U + d'_V + d'_W = \frac{3T_c}{4} \quad (6-11)$$

利用以上两式可简化三相 SPWM 波的计算

(4) PWM 逆变电路的谐波分析

使用载波对正弦信号波调制，产生了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。

分析双极性 SPWM 波形：

同步调制可看成异步调制的特殊情况，只分析异步调制方式。

分析方法：

不同信号波周期的 PWM 波不同，无法直接以信号波周期为基准分析，以载波周期为基础，再利用贝塞尔函数推导出 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。

1、单相的分析结果：

不同调制度 a 时的单相桥式 PWM 逆变电路在双极性调制方式下输出电压的频谱图如图 6-13 所示。其中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， $k=1, 3, 5, \dots$ 。

可以看出，PWM 波中不含低次谐波，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。在上述谐波中，幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

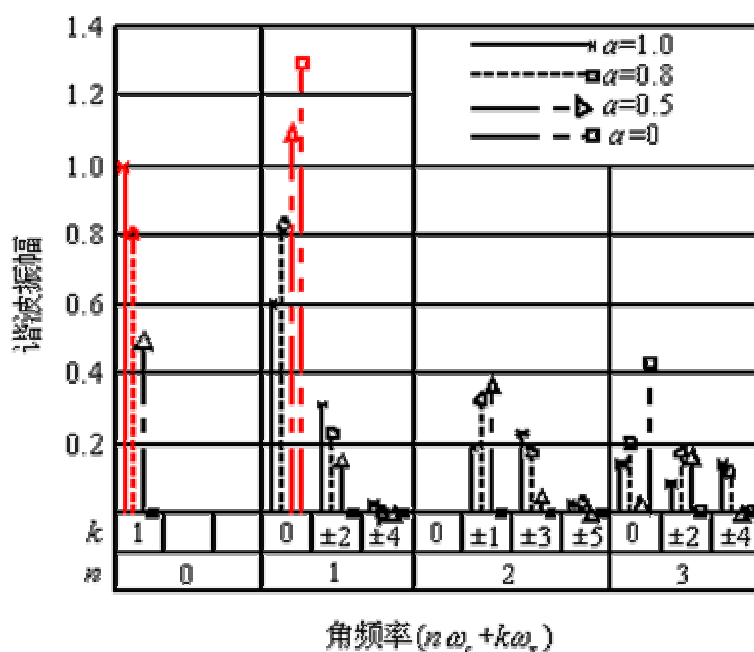


图 6-13 单相 PWM 桥式逆变电路输出电压频谱图

2、三相的分析结果：

三相桥式 PWM 逆变电路采用公用载波信号时不同调制度 a 时的三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压的频谱图如图 6-14 所示。在输出线电压中，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， $k=3(2m-1)\pm 1, m=1, 2, \dots$ ；

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

和单相比较，共同点是都不含低次谐波，一个较显著的区别是载波角频率 ω_c 整数倍的谐波被消去了，谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。

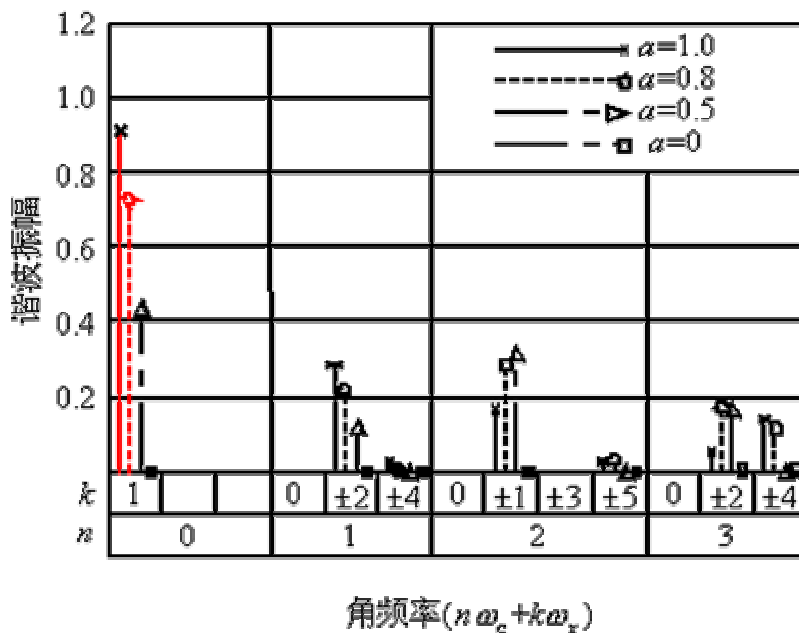


图 6-14 三相桥式 PWM 逆变电路输出线电压频谱图

SPWM 波中谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其附近的谐波，很容易滤除。当调制信号波不是正弦波时，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。后者的谐波分布情况和 SPWM 波的谐波分析一致。

(5) 提高直流电压利用率和减少开关次数

直流电压利用率——逆变电路输出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提高逆变器的输出能力；减少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，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 $(\sqrt{3}/2)U_d$ ，即直流电压利用率仅为 0.866。这个值是比较低的，其原因是正弦调制信号的幅值不能超过三角波幅值，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。采用这种调制方法实际能得到的直流电压利用率比 0.866 还要低。

1、梯形波调制方法的思路

采用梯形波作为调制信号，可有效提高直流电压利用率。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更大。

梯形波调制方法的原理及波形，见图 6-15。梯形波的形状用三角化率 $s = U_t/U_{t0}$ 描述， 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。 $s=0$ 时梯形波变为矩形波， $s=1$ 时梯形波变为三角波。梯形波含低次谐波，PWM 波含同样的低次谐波，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 。

图 6-16， δ 和 U_{1m}/U_d 随 s 变化的情况。

图 6-17， s 变化时各次谐波分量幅值 U_{nm} 和基波幅值 U_{1m} 之比。

$s = 0.4$ 时，谐波含量也较少， δ 约为 3.6%，直流电压利用率为 1.03，综合效果较好。

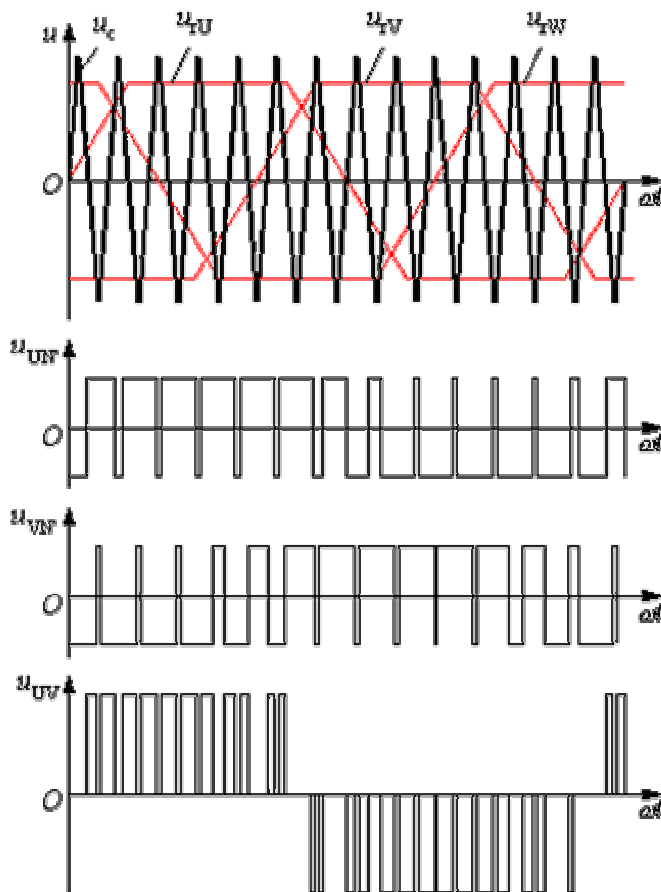
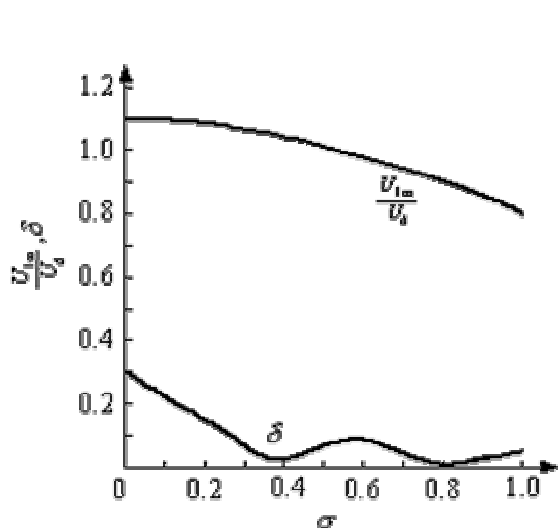
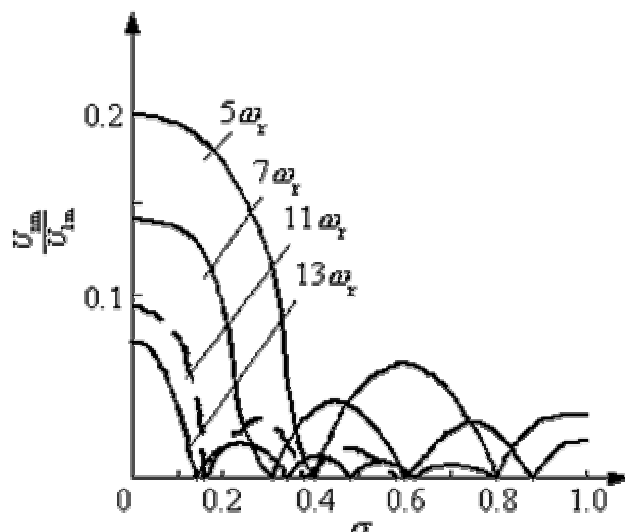


图 6-15 梯形波为调制信号的 PWM 控制

梯形波调制的缺点：输出波形中含 5 次、7 次等低次谐波。

实际使用时，可以考虑当输出电压较低时用正弦波作为调制信号，使输出电压不含低次谐波；当正弦波调制不能满足输出电压的要求时，改用梯形波调制，以提高直流电压利用率。

图 6-16 σ 变化时的 d 和直流电压利用率图 6-17 σ 变化时的各次谐波含量

2、线电压控制方式（叠加 3 次谐波）

对两个线电压进行控制，适当地利用多余的一个自由度来改善控制性能。

目标——使输出线电压不含低次谐波的同时尽可能提高直流电压利用率，并尽量减少器件开关次数。

直接控制手段仍是对相电压进行控制，但控制目标却是线电压。

相对线电压控制方式，控制目标为相电压时称为相电压控制方式。

在相电压调制信号中叠加 3 次谐波，使之成为鞍形波，输出相电压中也含 3 次谐波，且三相的三次谐波相位相同。合成线电压时，3 次谐波相互抵消，线电压为正弦波。如图 6-18 所示。鞍形波的基波分量幅值大。

除叠加 3 次谐波外，还可叠加其他 3 倍频的信号，也可叠加直流分量，都不会影响线电压。

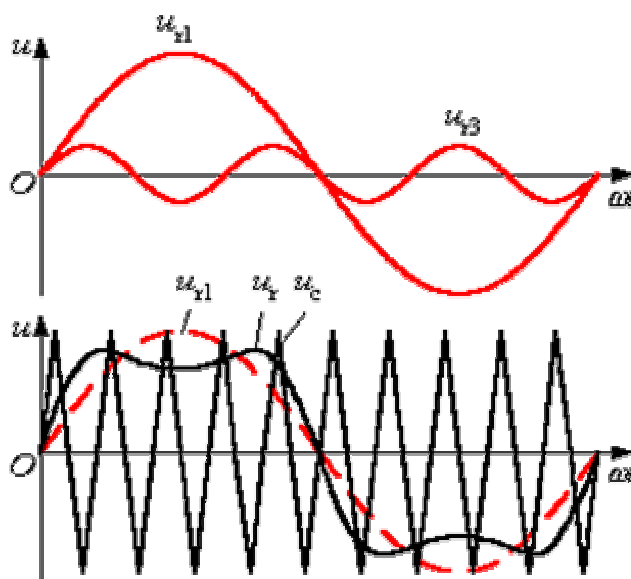


图 6-18 叠加 3 次谐波的调制信号

3、线电压控制方式（叠加 3 倍次谐波和直流分量）：

叠加 u_p ，既包含 3 倍次谐波，也包含直流分量， u_p 大小随正弦信号的大小而变化。设三角波载波幅值为 1，三相调制信号的正弦分别为 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} ，并令：

$$u_p = -\min(u_{rU1}, u_{rV1}, u_{rW1}) - 1 \quad (6-12)$$

则三相的调制信号分别为

$$\begin{aligned} u_{rU} &= u_{rU1} + u_p \\ u_{rV} &= u_{rV1} + u_p \\ u_{rW} &= u_{rW1} + u_p \end{aligned} \quad (6-13)$$

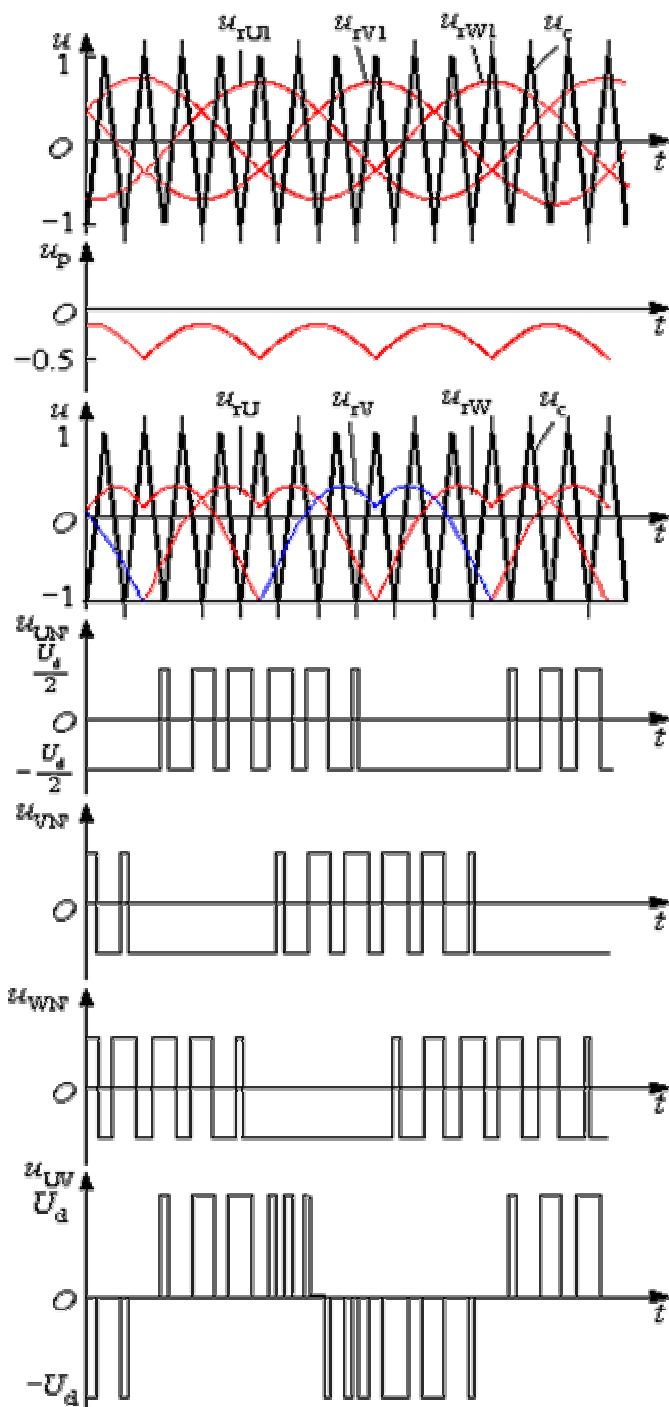


图 6-19 线电压控制方式举例

不论 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} 幅值的大小， u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 总有 $1/3$ 周期的值和三角波负峰值相等。在这 $1/3$ 周期中，不对调制信号值为 -1 的相进行控制，只对其他两相进行控制，因此，这种控制方式也称为两相控制方式。

优点：

- (1) 在 $1/3$ 周期内器件不动作，开关损耗减少 $1/3$
- (2) 最大输出线电压基波幅值为 U_d ，直流电压利用率提高
- (3) 输出线电压不含低次谐波，优于梯形波调制方式

(6) PWM 逆变电路的多重化

和一般逆变电路一样，大容量 PWM 逆变电路也可采用多重化技术。采用 SPWM 技术理论上可以不产生低次谐波，因此，在构成 PWM 多重化逆变电路时，一般不再以减少低次谐波为目的，而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，利用电抗器联接实现二重 PWM 逆变电路的例子如图 6-20 所示。电路的输出从电抗器中心抽头处引出，图中两个逆变电路单元的载波信号相互错开 180° ，所得到的输出电压波形如图 6-21 所示。图中，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。

一般多重化逆变电路中电抗器所加电压频率为输出频率，因而需要的电抗器较大。而在多重 PWM 型逆变电路中，电抗器上所加电压的频率为载波频率，比输出频率高得多，因此只要很小的电抗器就可以了。

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 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。

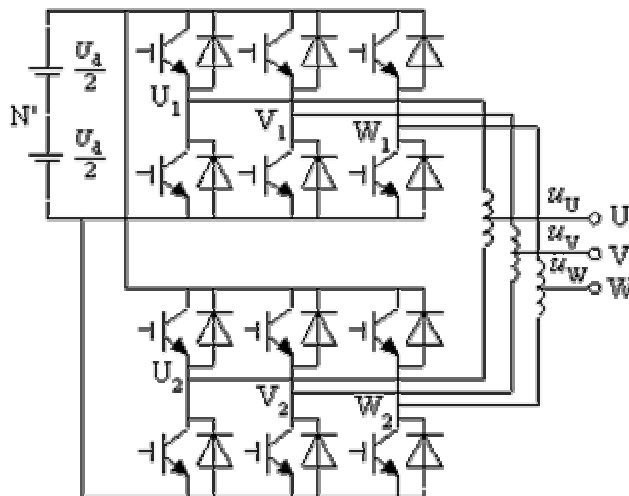


图 6-20 二重 PWM 型逆变电路

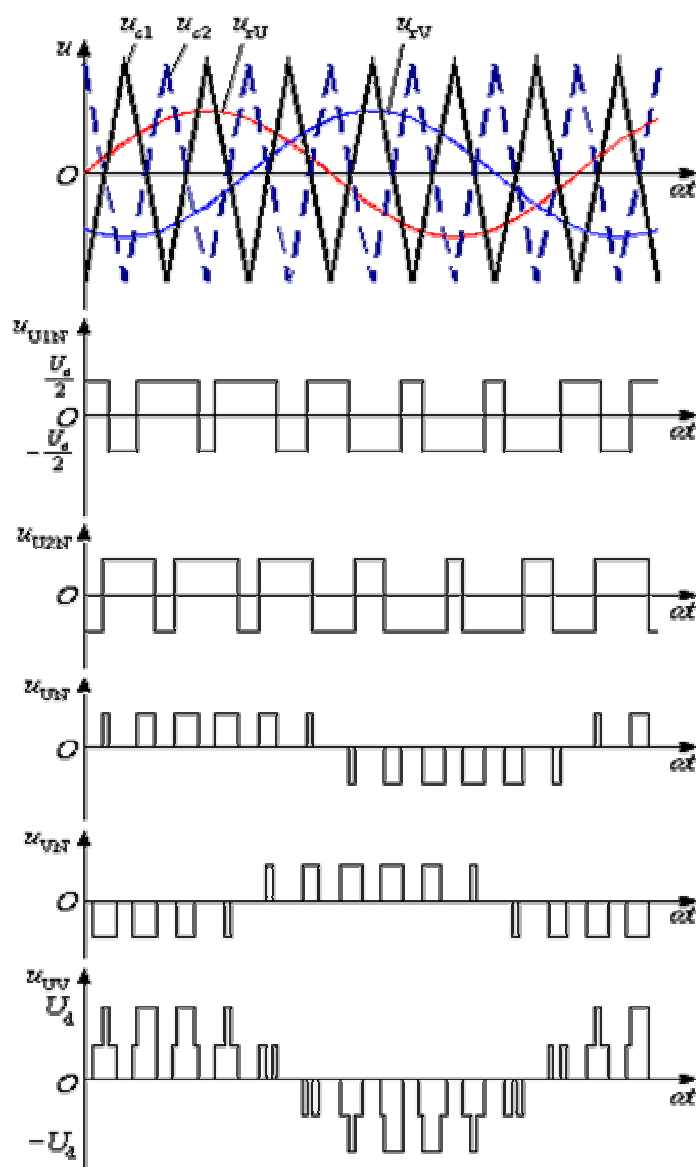


图 6-21 二重 PWM 型逆变电路输出波形

电抗器上所加电压频率为载波频率，比输出频率高得多，很小。输出电压所含谐波角频率仍可表示为 $n\omega_c + k\omega_r$ ，但其中 n 为奇数时的谐波已全被除去，谐波最低频率在 $2\omega_c$ 附近，相当于电路的等效载波频率提高一倍。

3 PWM 跟踪控制技术

PWM 波形生成的第三种方法——跟踪控制方法。

把希望输出的波形作为指令信号，把实际波形作为反馈信号，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。

(1) 滞环比较方式

1、电流跟踪控制

基本原理：

把指令电流 i^* 和实际输出电流 i 的偏差 $i^* - i$ 作为滞环比较器的输入，比较器输出控制器件 V_1 和 V_2 的通断。 V_1 （或 V_{D1} ）通时， i 增大， V_2 （或 V_{D2} ）通时， i 减小。通过环宽为 $2DI$ 的滞环比较器的控制， i 就在 $i^* + DI$ 和 $i^* - DI$ 的范围内，呈锯齿状地跟踪指令电流 i^* 。

滞环环宽对跟踪性能的影响：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。

电抗器 L 的作用： L 大时， i 的变化率小，跟踪慢。 L 小时， i 的变化率大，开关频率过高。

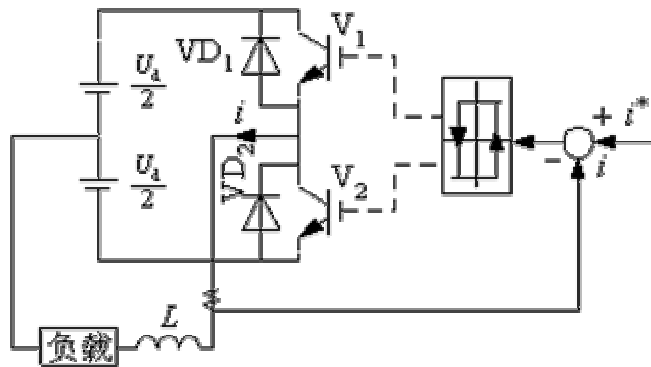


图 6-22 滞环比较方式电流跟踪控制举例

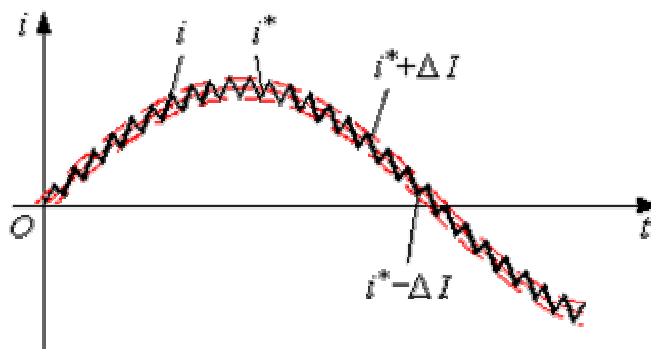


图 6-23 滞环比较方式的指令电流和输出电流

三相的情况：

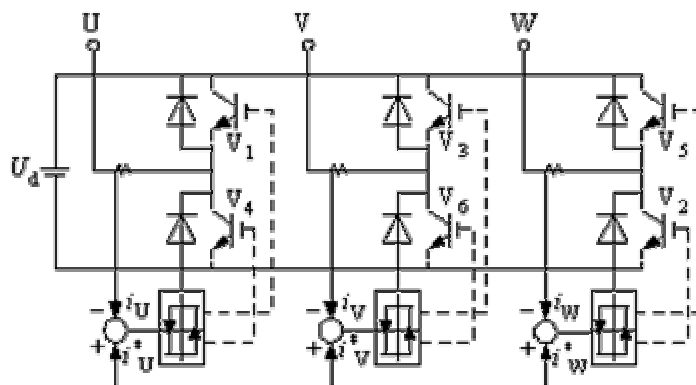


图 6-24 三相电流跟踪型 PWM 逆变电路

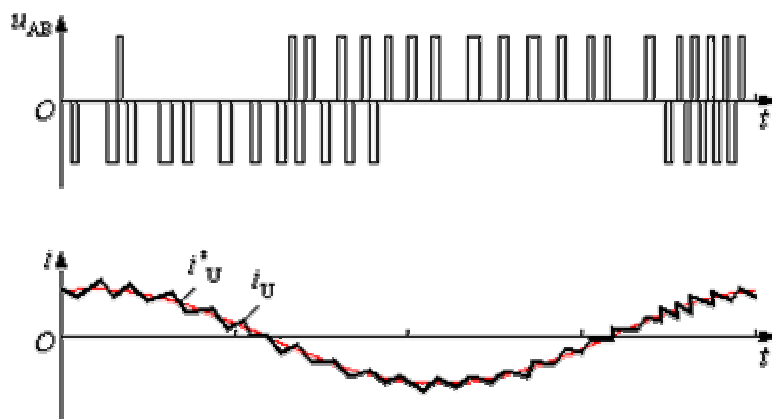


图 6-25 三相电流跟踪型 PWM 逆变电路输出波形

采用滞环比较方式的电流跟踪型 PWM 变流电路有如下特点

- (1) 硬件电路简单
- (2) 实时控制，电流响应快
- (3) 不用载波，输出电压波形中不含特定频率的谐波
- (4) 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
- (5) 闭环控制，是各种跟踪型 PWM 变流电路的共同特点

2、电压跟踪控制

采用滞环比较方式实现电压跟踪控制。如图 6-26 所示。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通断，从而实现电压跟踪控制。和电流跟踪控制电路相比，只是把指令和反馈从电流变为电压。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。

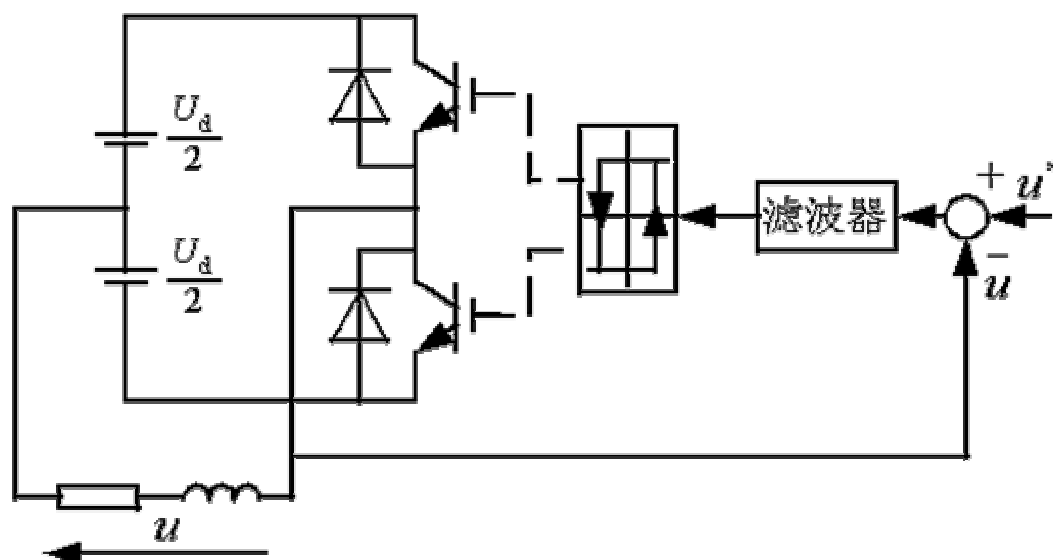


图 6-26 电压跟踪控制电路举例

$u^*=0$ 时，输出 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制。

(2) 三角波比较方式

基本原理:

不是把指令信号和三角波直接进行比较, 而是闭环控制。把指令电流 i_u^* 、 i_v^* 和 i_w^* 和实际输出电流 i_u 、 i_v 、 i_w 进行比较, 求出偏差, 放大器 A 放大后, 再和三角波进行比较, 产生 PWM 波形。

放大器 A 通常具有比例积分特性或比例特性, 其系数直接影响电流跟踪特性。

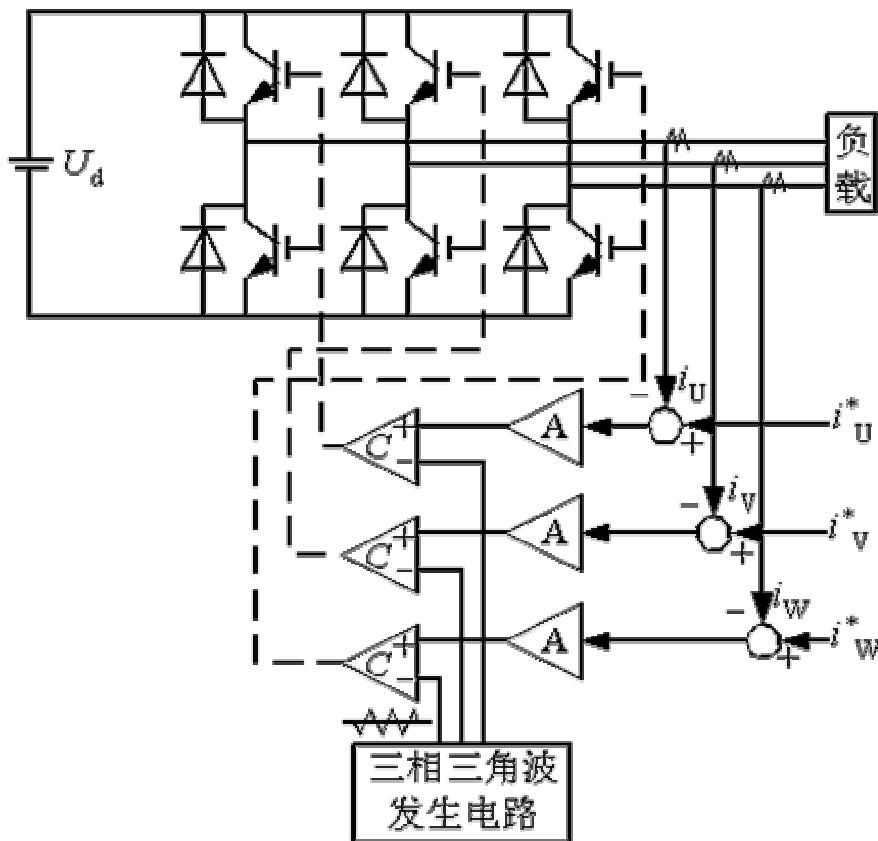


图 6-27 三角波比较方式电流跟踪型逆变电路

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; 和滞环比较控制方式相比, 这种控制方式输出电流谐波少。

定时比较方式:

不用滞环比较器, 而是设置一个固定的时钟。以固定采样周期对指令信号和被控量采样, 按偏差的极性来控制开关器件通断。在时钟信号到来时刻, 如 $i < i^*$, 令 V1 通, V2 断, 使 i 增大; 如 $i > i^*$, 令 V1 断, V2 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

流误差没有一定的环宽，控制的精度低一些。

4 PWM 整流电路及其控制方法

实用的整流电路几乎都是晶闸管整流或二极管整流。

晶闸管相控整流电路：输入电流滞后于电压，且谐波分量大，因此功率因数很低。

二极管整流电路：虽位移因数接近 1，但输入电流谐波很大，所以功率因数也很低。

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。

可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，也称单位功率因数变流器，或高功率因数整流器。

(1) PWM 整流电路的工作原理

PWM 整流电路也可分为电压型和电流型两大类，目前电压型的较多

1、单相 PWM 整流电路

图 6-28a 和 b 分别为单相半桥和全桥 PWM 整流电路。半桥电路直流侧电容必须由两个电容串联，其中点和交流电源连接。全桥电路直流侧电容只要一个就可以。交流侧电感 L_s 包括外接电抗器的电感和交流电源内部电感，是电路正常工作所必须的。

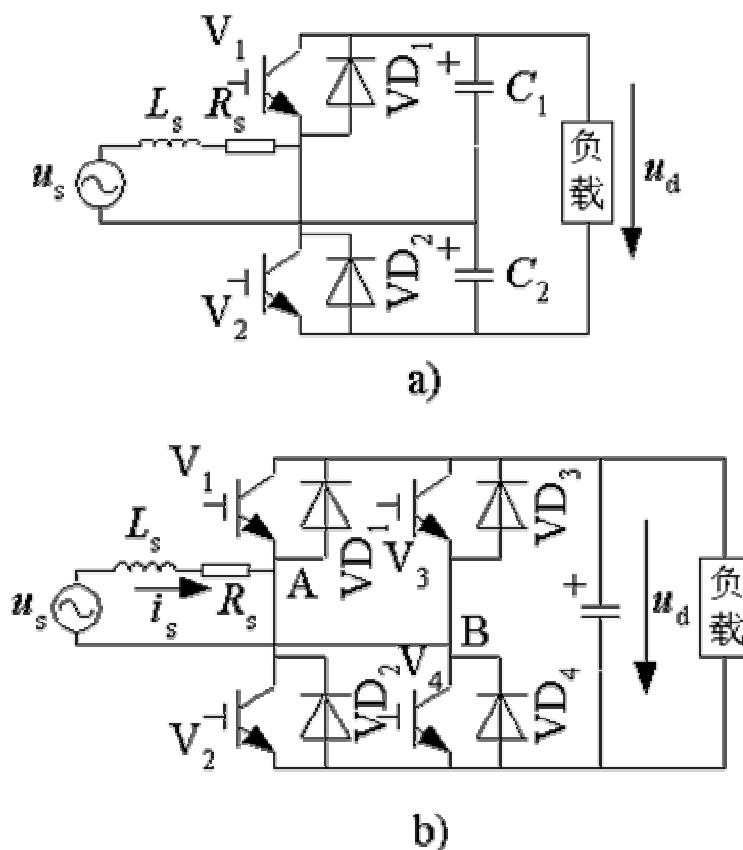


图 6-28 单相 PWM 整流电路

a) 单相半桥电路 b) 单相全桥电路

单相全桥 PWM 整流电路的工作原理：

正弦信号波和三角波相比较的方法对 $V_1 \sim V_4$ 进行 SPWM 控制, 就可在交流输入端 AB 产生 SPWM 波 u_{AB} 。 u_{AB} 中含有和信号波同频率且幅值成比例的基波、和载波有关的高频谐波, 不含低次谐波。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 u_{ABf} 的幅值及其与 u_s 的相位差决定。改变 u_{ABf} 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 i_s 与 u_s 相位差为所需角度。

相量图 (图 6-29)

a: 滞后相角 δ , I_s 和 U_s 同相, 整流状态, 功率因数为 1, PWM 整流电路最基本的工作状态

b: 超前相角 δ , I_s 和 U_s 反相, 逆变状态, 说明 PWM 整流电路可实现能量正反两方向流动, 这一特点对于需再生制动的交流电动机调速系统很重要。

c: 滞后相角 δ , I_s 超前 $U_s 90^\circ$, 电路向交流电源送出无功功率, 这时称为静止无功功率发送器 (Static Var Generator—SVG)

d: 通过对幅值和相位的控制, 可以使 I_s 比 U_s 超前或滞后任一角度 φ 。

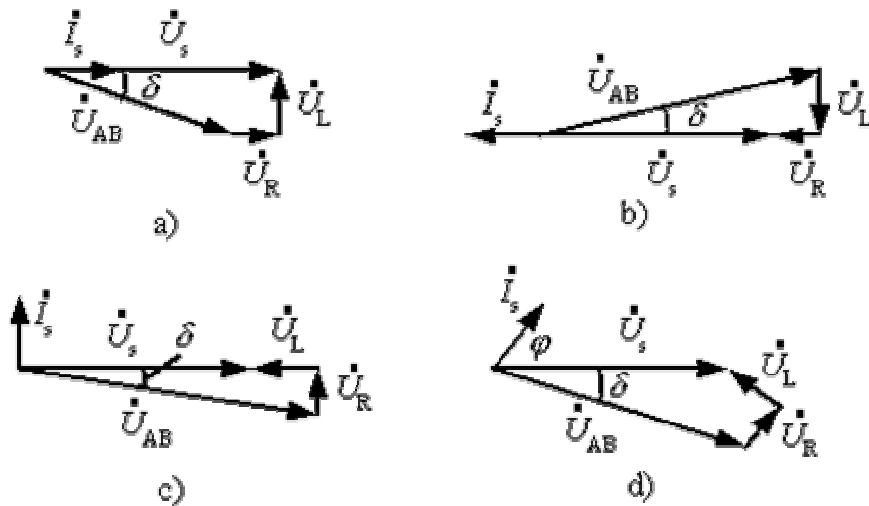


图 6-29 PWM 整流电路的运行方式相量图

a) 整流运行 b) 逆变运行 c) 无功补偿运行 d) 超前角为 φ

对单相全桥 PWM 整流电路工作原理的进一步说明

整流状态下, $u_s > 0$ 时, (V_2, VD_4, VD_1, L_s) 和 (V_3, VD_1, VD_4, L_s) 分别组成两个升压斩波电路, 以 (V_2, VD_4, VD_1, L_s) 为例。 V_2 通时, u_s 通过 V_2, VD_4 向 L_s 储能。 V_2 关断时, L_s 中的储能通过 VD_1, VD_4 向 C 充电。 $u_s < 0$ 时, (V_1, VD_3, VD_2, L_s) 和 (V_4, VD_2, VD_3, L_s) 分别组成两个升压斩波电路。由于是按升压斩波电路工作, 如控制不当, 直流侧电容电压可能比交流电压峰值高出许多倍, 对器件形成威胁。

另一方面, 如直流侧电压过低, 例如低于 u_s 的峰值, 则 u_{AB} 中就得不到图 6-29a 中所需的足够高的基波电压幅值, 或 u_{AB} 中含有较大的低次谐波, 这样就不能按需要控制 i_s , i_s 波形会畸变。

可见，电压型 PWM 整流电路是升压型整流电路，其输出直流电压可从交流电源电压峰值附近向高调节，如要向低调节就会使性能恶化，以至不能工作。

2、三相 PWM 整流电路

图 6-30，三相桥式 PWM 整流电路

最基本的 PWM 整流电路之一，应用最广。工作原理和前述的单相全桥电路相似，只是从单相扩展到三相进行 SPWM 控制，在交流输入端 A、B 和 C 可得 SPWM 电压，按图 6-29a 的相量图控制，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。和单相相同，该电路也可工作在逆变运行状态及图 c 或 d 的状态。

(2) PWM 整流电路的控制方法

有多种控制方法，根据有没有引入电流反馈可分为两种：没有引入交流电流反馈的——间接电流控制；引入交流电流反馈的——直接电流控制。

1、间接电流控制

间接电流控制也称为相位和幅值控制。按图 6-29a（逆变时为图 6-29b）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。

图 6-31，间接电流控制的系统结构图。

图中的 PWM 整流电路为图 6-30 的三相桥式电路。控制系统的闭环是整流器直流侧电压控制环。

控制原理：

和实际直流电压 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对应。负载电流增大时，C 放电而使 u_d 下降，PI 的输入端正偏差，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， i_d 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。负载电流减小时，调节过程和上述过程相反。

从整流运行向逆变运行转换

首先负载电流反向而向 C 充电， u_d 抬高，PI 调节器负偏差， 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。稳态时， u_d 和 U_d 仍然相等，PI 调节器输入恢复到零， i_d 为负值，并与逆变电流的大小对应。

控制系统中其余部分的工作原理

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 u_{Ra} 、 u_{Rb} 和 u_{Rc}

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 u_{La} 、 u_{Lb} 和 u_{Lc} 。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；基于系统的静态模型设计，动态特性较差；应用较少。

2、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，因此称为直接电流控制。

有不同的电流跟踪控制方法，图 6-32，一种最常用的采用电流滞环比较方式的控制系统结构图。

控制系统组成

双闭环控制系统，外环是直流电压控制环，内环是交流电流控制环

外环的结构、工作原理和图 6-31 间接电流控制系统相同。外环 PI 的输出为 i_d ， i_d 分别乘以和 a、b、c 三相相电压同相位的正弦信号，得到三相交流电流的正弦指令信号 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，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。

优点：

控制系统结构简单，电流响应速度快，系统鲁棒性好；获得了较多的应用。

本章小结

a、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。

b、器件与 PWM 技术的关系

IGBT、电力 MOSFET 等为代表的全控型器件给 PWM 控制技术提供了强大的物质基础。

c、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构成广泛应用的直流脉宽调速系统。

d、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.

e、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, 奠定了 PWM 控制在电力电子技术中的突出地位。除功率很大的外, 不用 PWM 控制的逆变电路已十分少见。

第 5 章因尚未涉及 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。

f、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 2 章的补充, 可使我们对整流电路有更全面的认识。

g、PWM 控制技术与相位控制技术

以第 2 章相控整流电路和第 4 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, 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。