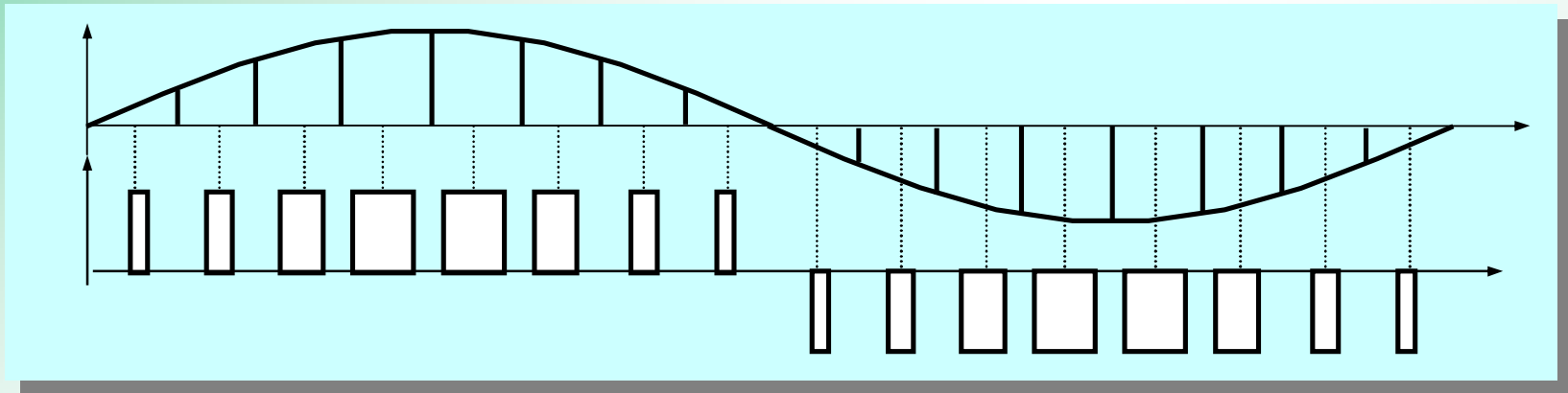


## 第五章 直交变频电路

### 第一节 SPWM 基础

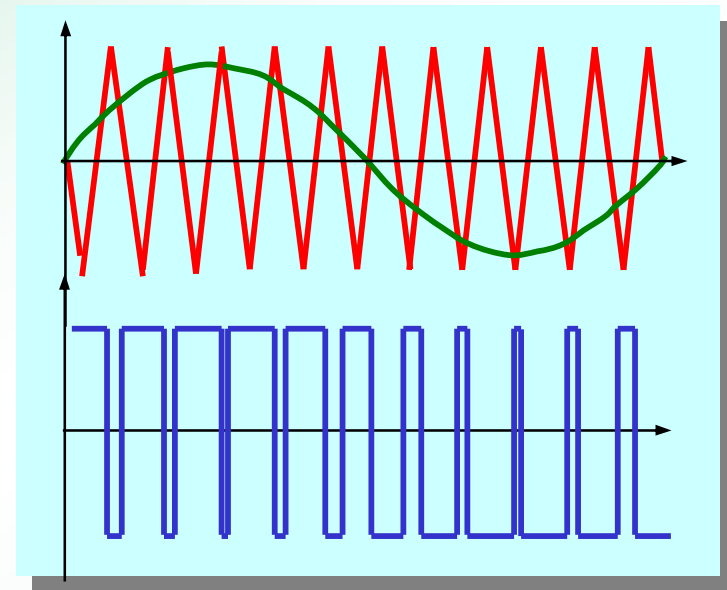
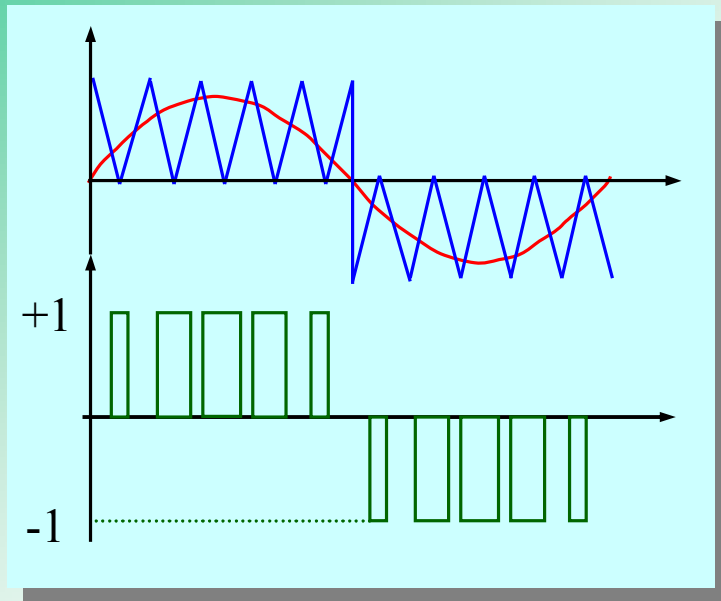
脉宽调制是用高度相同，宽度不等的矩形脉冲列去逼近一个所需要的电压或电流波形。



**幅值调制比：**正弦信号的幅值与三角波信号的幅值之比，用 $m_a$ 表示。

**频率调制比：**三角波信号的频率与正弦信号的频率之比，用 $m_f$ 表示。 $m_f$ 也称为载波比。

## 单极性调制与双极性调制

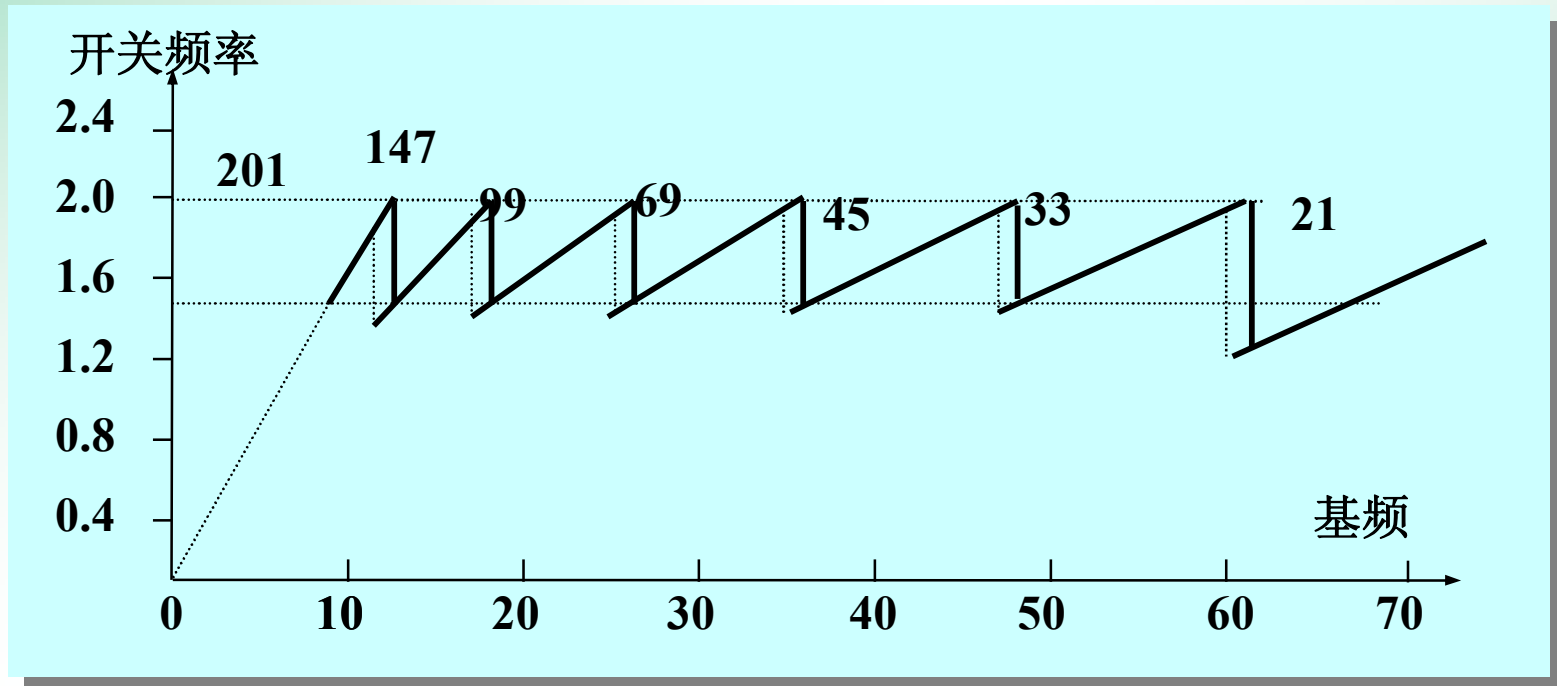


单极性脉宽调制所得到的PWM信号有正、负和0三种电平。双极性脉宽调制所得到的PWM信号只有正负两种电平。

异步调制与同步调制

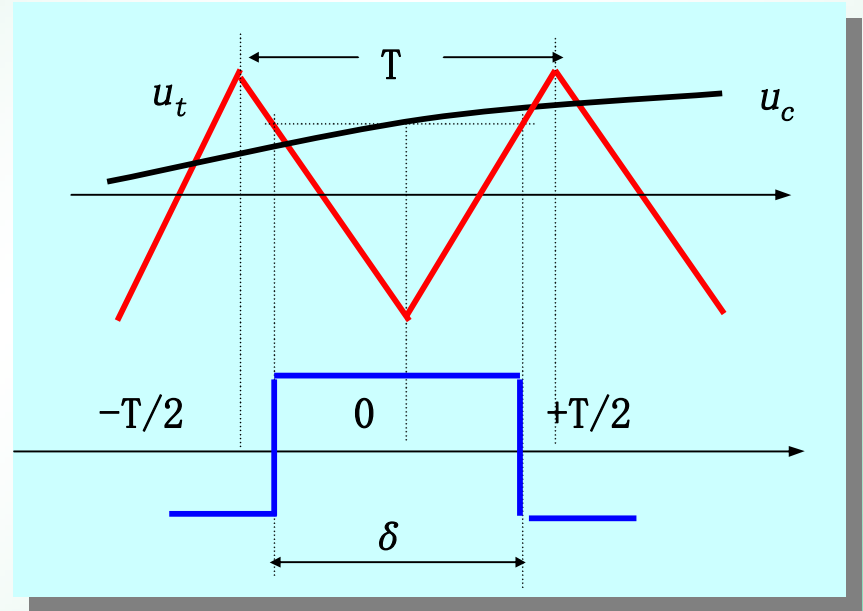
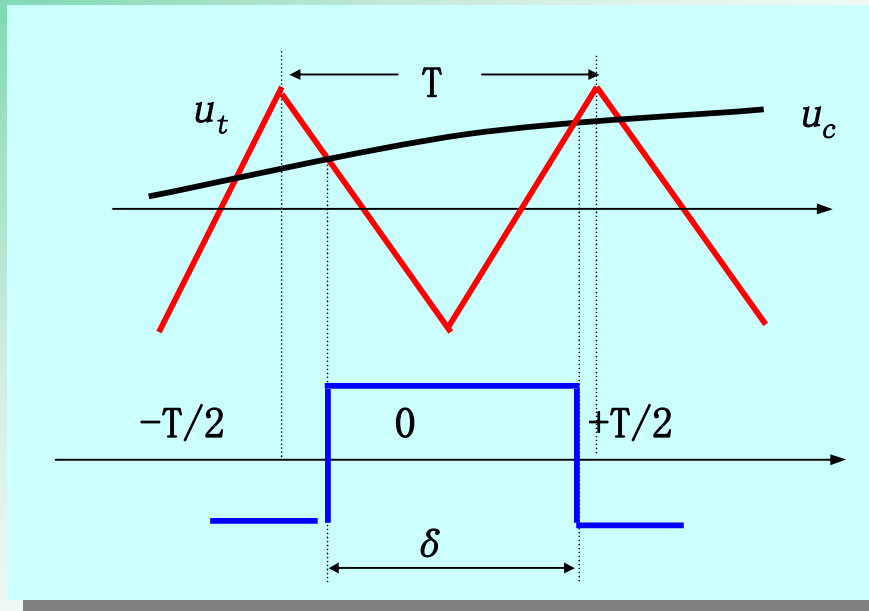
## 分段同步调制

将逆变器的工作频率范围划分为若干个频率段，在每个频率段保持频率调制比为常数。



## SPWM的算法

### 自然采样法和规则采样法



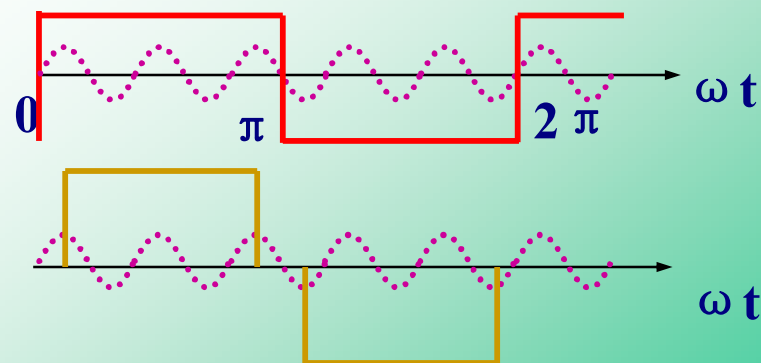
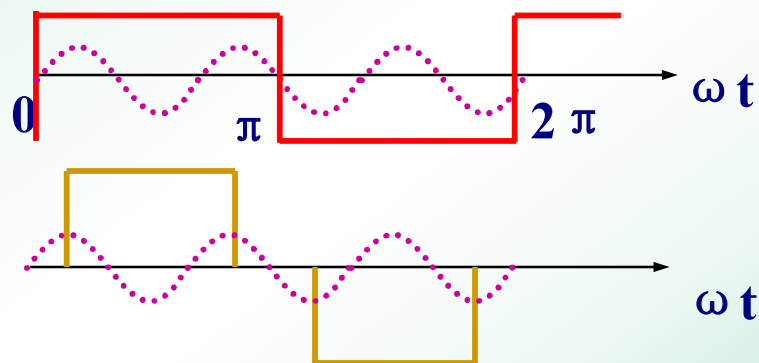
### 脉宽调制波形的优化 - 选择性的谐波消除

适当改变波形的宽度或开适当宽度的“缺口”可以消除波形中特定的谐波。

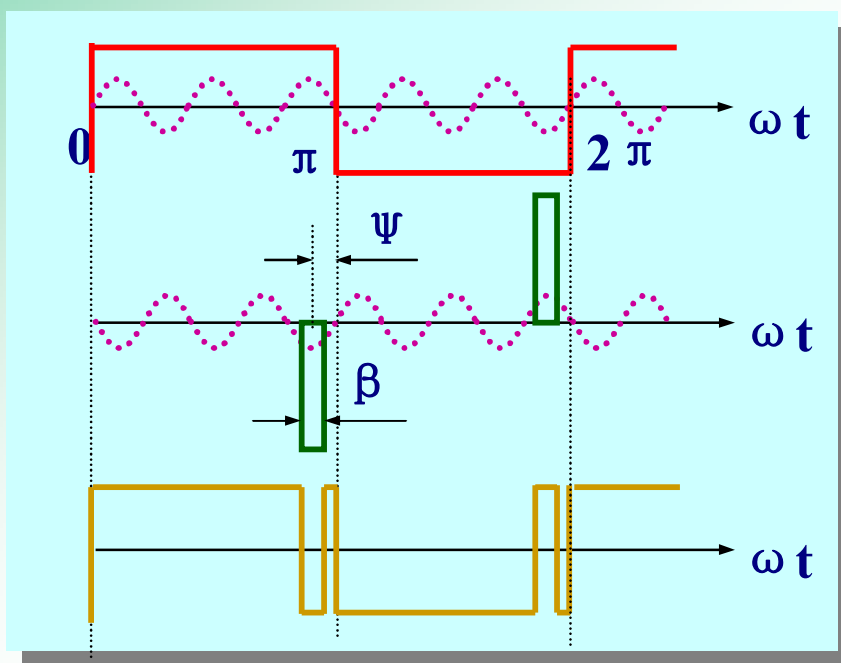
由付立叶级数 
$$u(\omega t) = \sum_n^{\infty} U_{nm} \sin n\omega t$$

$$U_{nm} = \frac{2}{\pi} (U_d / 2) \int_0^{\pi} \sin n\omega t d(\omega t)$$

要消除某次谐波，使该次谐波电压的积分为零即可。从积分的意义上看，就是使谐波面积为零。例如原波形中有3次和5次，若改变脉冲宽度则消除了3次、5次。这种方法不能同时消除几个谐波



另一种理解方法: 为消除谐波, 注入一个大小相等相位相反的谐波, 则原波形中的谐波被抵消。在图示波形中, 为消除5次, 需要注入一个反相的5次。交流脉冲中有5次分量。若两个波形叠



加, 5次就被消除。波形叠加的结果就是在原波形上“开”了一个“槽”。所以通过开沟槽能够消除谐波。当在原波形上开一个槽时根据付立叶级数分析只消除某一次  $\frac{2}{n\pi} U_d$

谐波。方波中谐波的幅值是:

而脉冲宽度为  $\beta$ 、脉冲中心距方波的边缘为  $\psi$  度的交流脉冲的幅值是：

$$\frac{4}{n\pi} U_d \sin \frac{n\beta}{2}$$

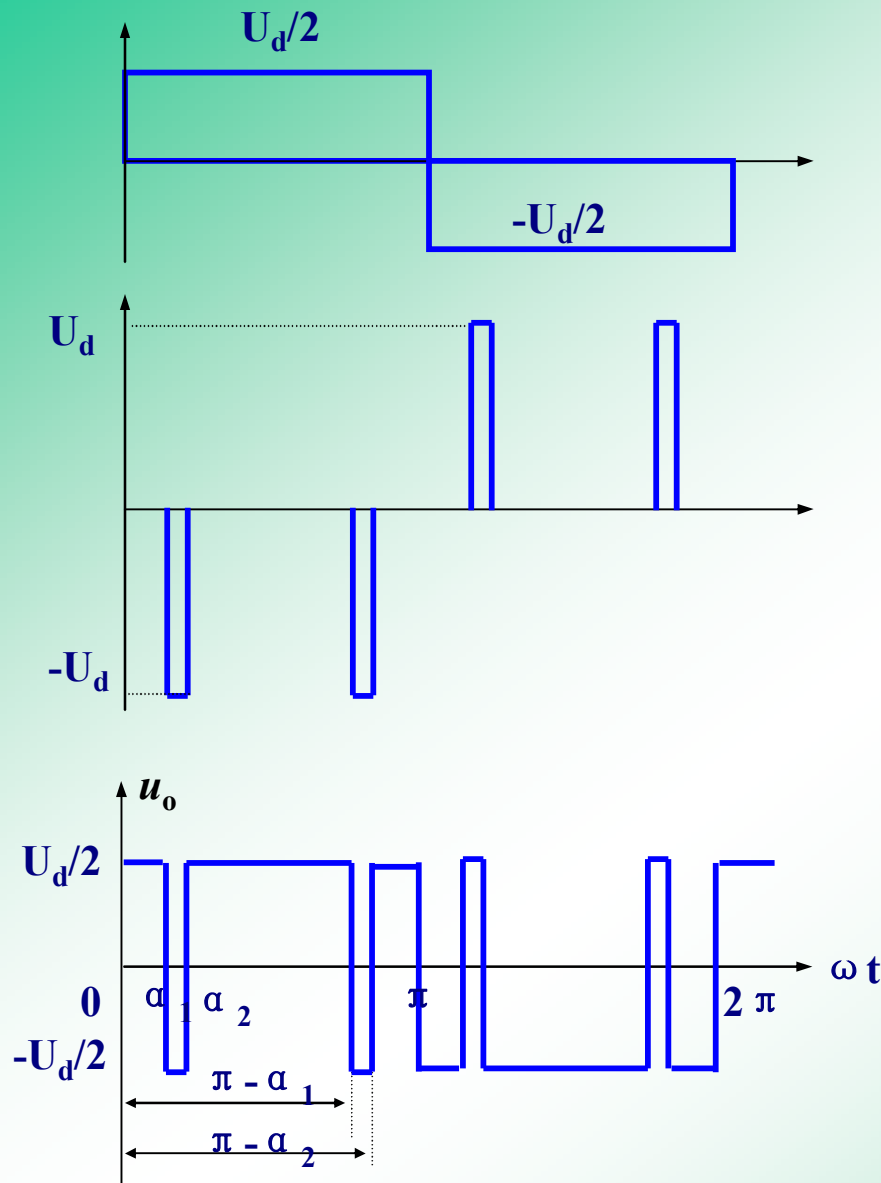
当  $\frac{4}{n\pi} U_d = \frac{4}{n\pi} U_d \sin \frac{n\beta}{2}$  成立

则对应的  $n$  次谐波将被消除。由此可得到计算脉冲的宽度  $\beta$  的公式：

$$\sin \frac{n\beta}{2} = 0.5$$

交流脉冲的中心必须位于距方波过零点起算的、所需消除的谐波的四分之一周期处，即：

$$\psi = \frac{\pi}{2n}$$



同样，若要同时消除两个电压谐波，应当在原波形上开二个槽。或增加二个与原波形极性相反的负脉冲。适当地选择负脉冲的宽度和位置就可消除这两个谐波电压。

规则：在方波上每开一个槽可消除一个特定的谐波。

开槽后会基波成份降低，使其它高次谐波的幅值增大。



由付立叶级数  $u(\omega t) = \sum_n^{\infty} U_{nm} \sin n\omega t$

$$U_{nm} = \frac{2}{\pi} (U_d / 2) \int_0^{\pi} \sin n\omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{U_d}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) \right.$$

$$\left. + \int_{\alpha_2}^{\pi-\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi-\alpha_2}^{\pi-\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\pi-\alpha_1}^{\pi} \sin n\omega t d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{2}{\pi} U_d \left[ \frac{1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2}{n} \right]$$

为消除3、5次谐波令 $U_{3m}=0$ 和 $U_{5m}=0$ :

$$1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0$$

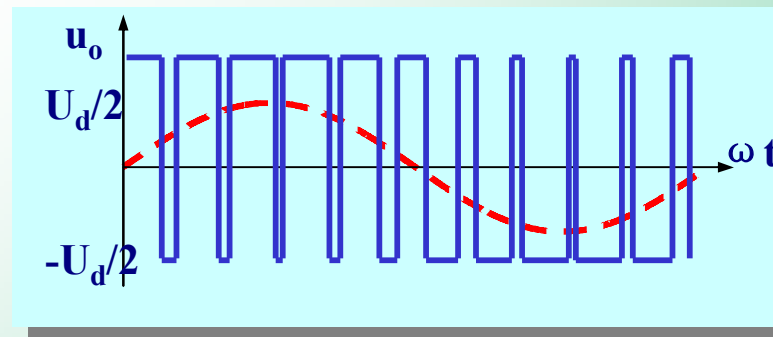
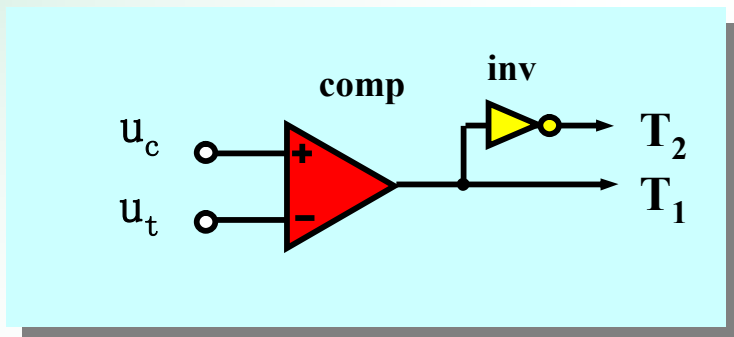
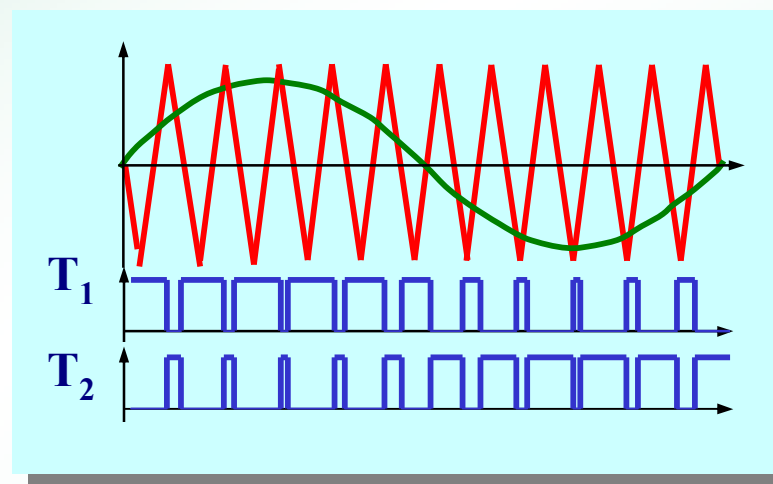
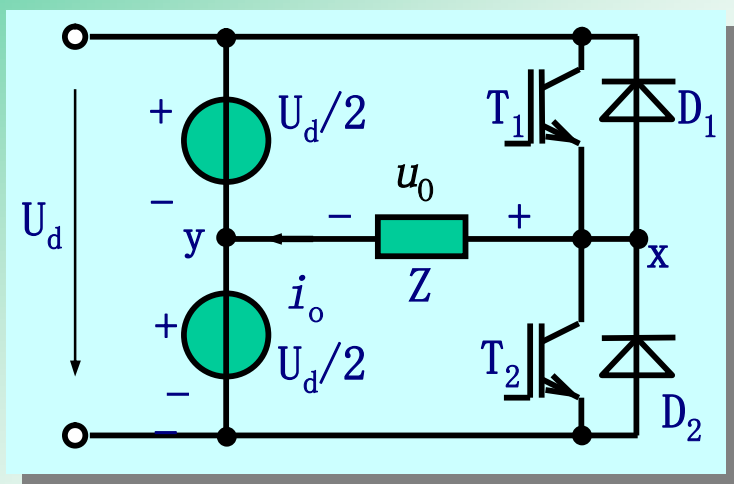
$$1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 = 0$$

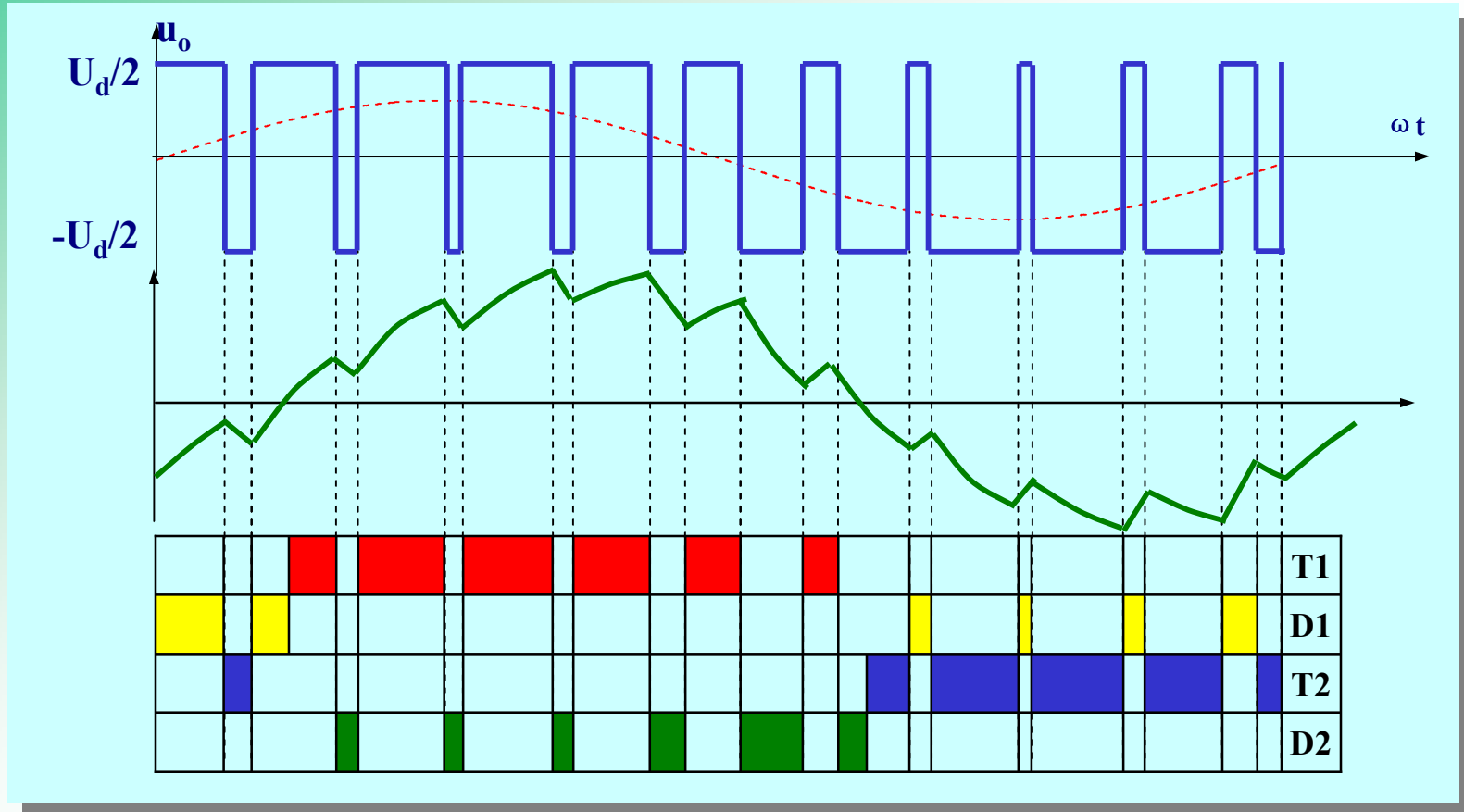
联立方程组可得到特定的角度值  $\alpha_1=23.62^\circ$  和  $\alpha_2=33.3^\circ$ 。采用这种方法可以用较低的开关频率去掉不希望的低次谐波。

这种方法的优点是可以有效地抑制和消除低次谐波。（增加滤波器不是有效的方法）。它特别适合在UPS（不间断电源），电力牵引用的逆变器等场所应用。

## 第二节电压型脉宽调制逆变电路

### 1单相半桥PWM逆变电路分析





设负载为电阻电感性。由半桥的知识可推出：  
Vo为正：T<sub>1</sub>或D1导通。电流正时为T<sub>1</sub>通负为D<sub>1</sub>通  
Vo为负：T<sub>2</sub>或D<sub>2</sub>导通。电流正时为D<sub>2</sub>通负为T<sub>1</sub>通

这样得到了单相半桥PWM逆变电路工作时各个开关的工作情况。对半桥电路任何时刻只有一个开关导通。负载电流为正时，总是 $T_1$ 或 $D_2$ 工作，相反负载电流为负时是 $T_2$ 或 $D_1$ 工作。

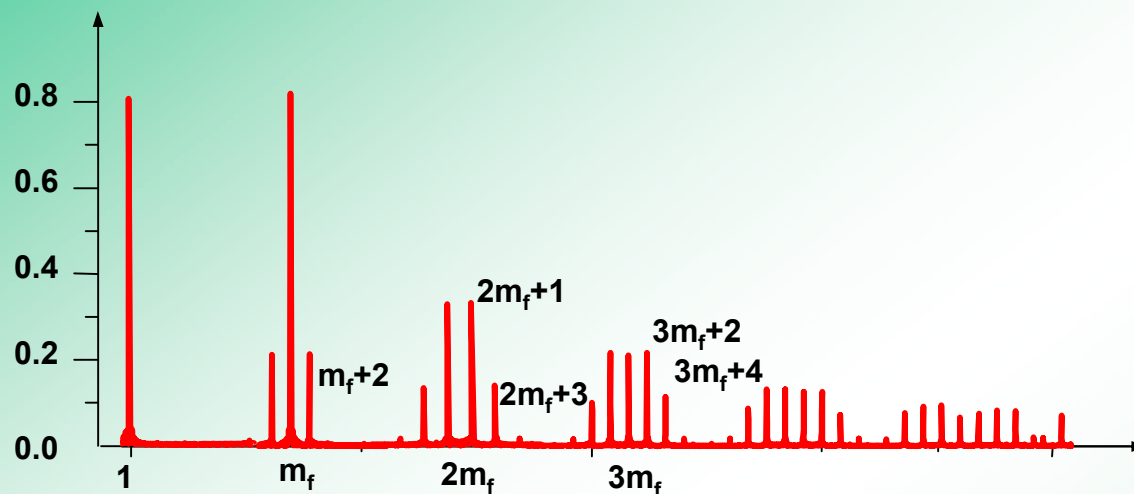
输出电压 $u_o$ 的基波分量

$$u_{o(1)} = \frac{U_d}{2} \frac{U_{cm}}{U_t} \sin \omega_1 t = \frac{U_d}{2} m_a \sin \omega_1 t$$

输出电压 $u_o$ 的谐波分布的规律是

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

J为偶数时k取奇数，j为奇数时k取偶数。上式表明，谐波分量总是以三角波频率及其倍数 $m_f$ ， $2m_f$ ， $3m_f$ ...为中心频率，形成边带。

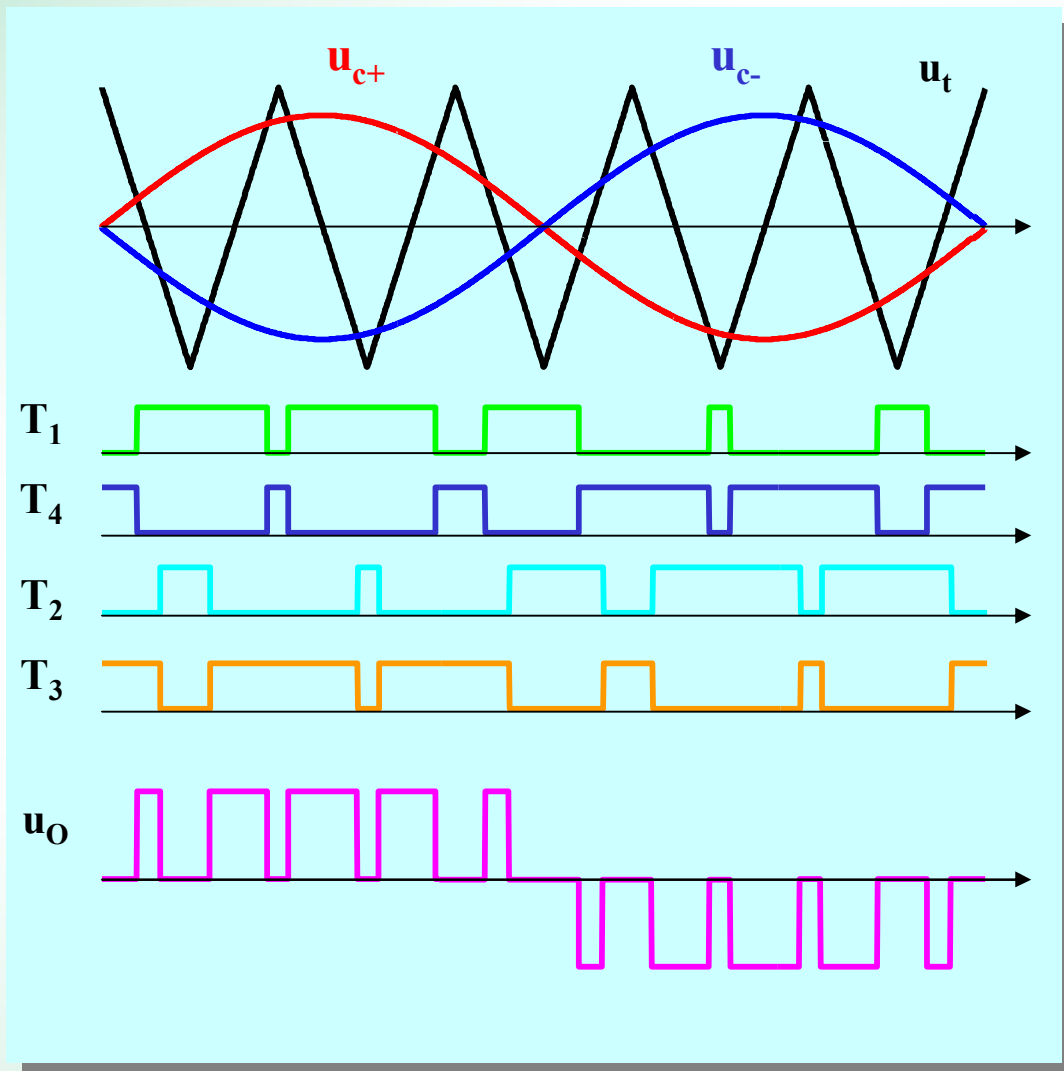
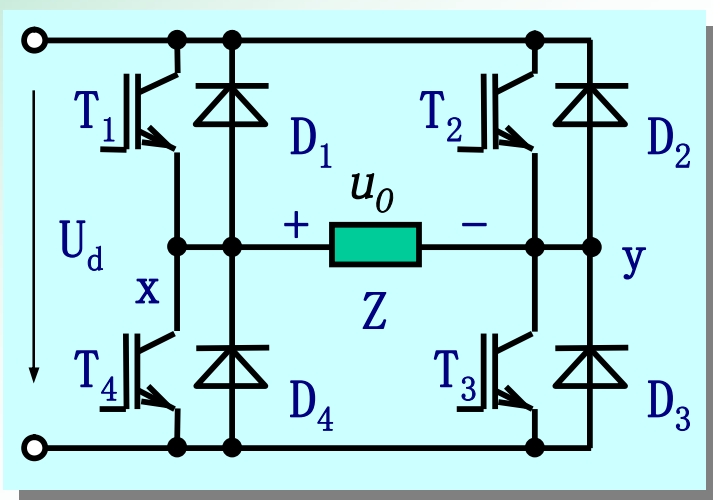
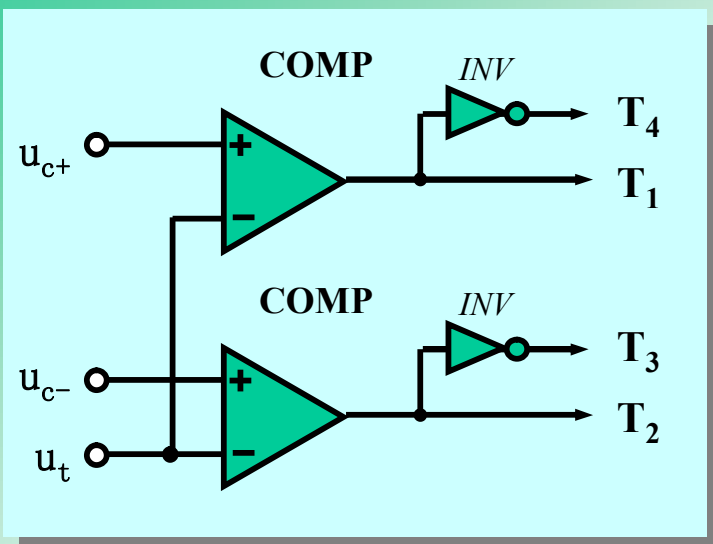


### 3 单相桥PWM逆变电路分析

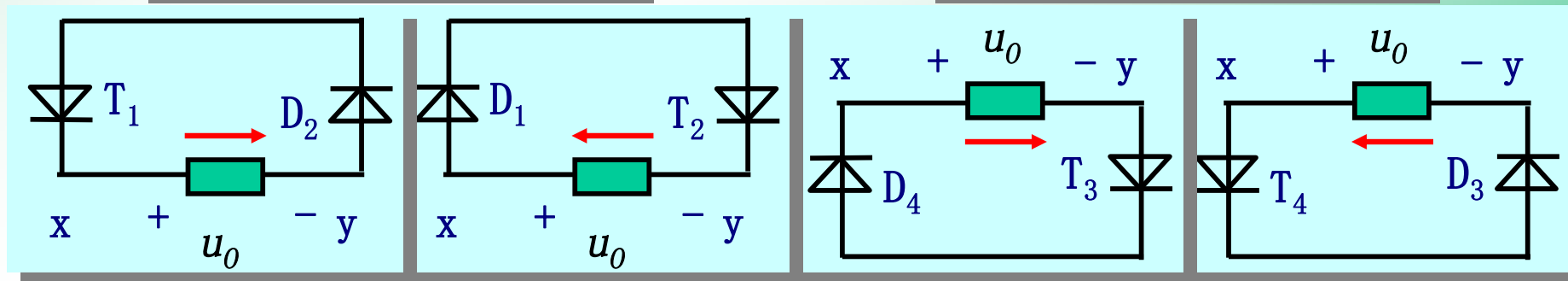
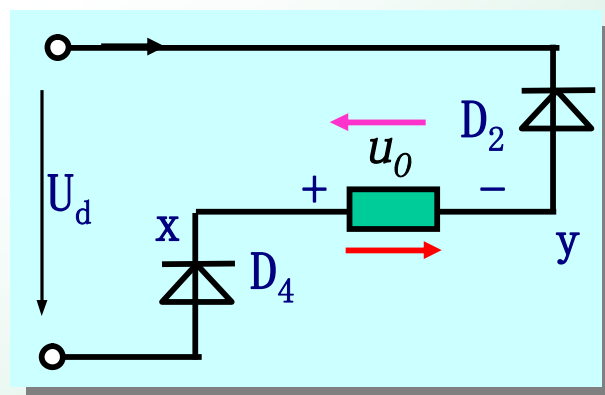
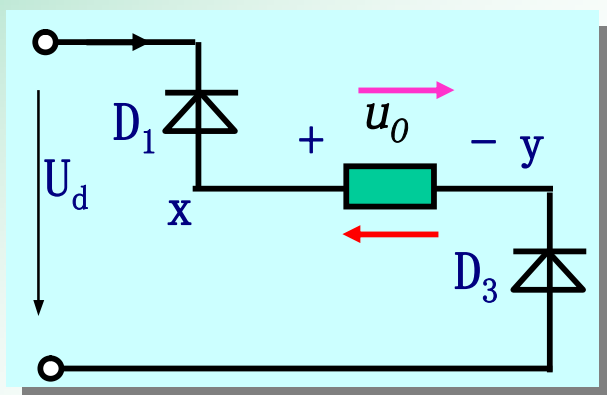
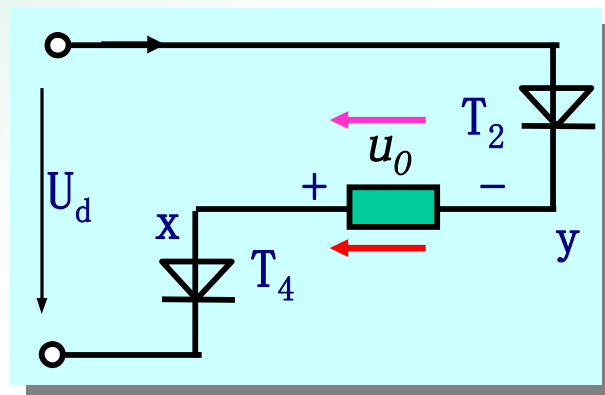
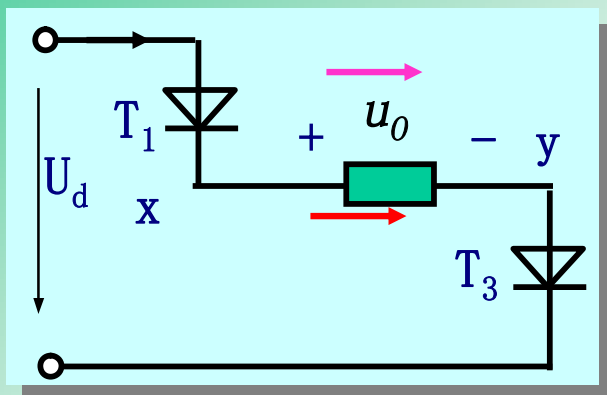
#### 单极性控制

单极性控制是用一条等腰三角波与二条幅值与频率相同、但相位相差180度的二条正弦波进行比较，分别得到两个桥臂开关的通断时刻。

在输出电压的半周内，电压极性只在一个极性方向变化。故称“单极性控制”。

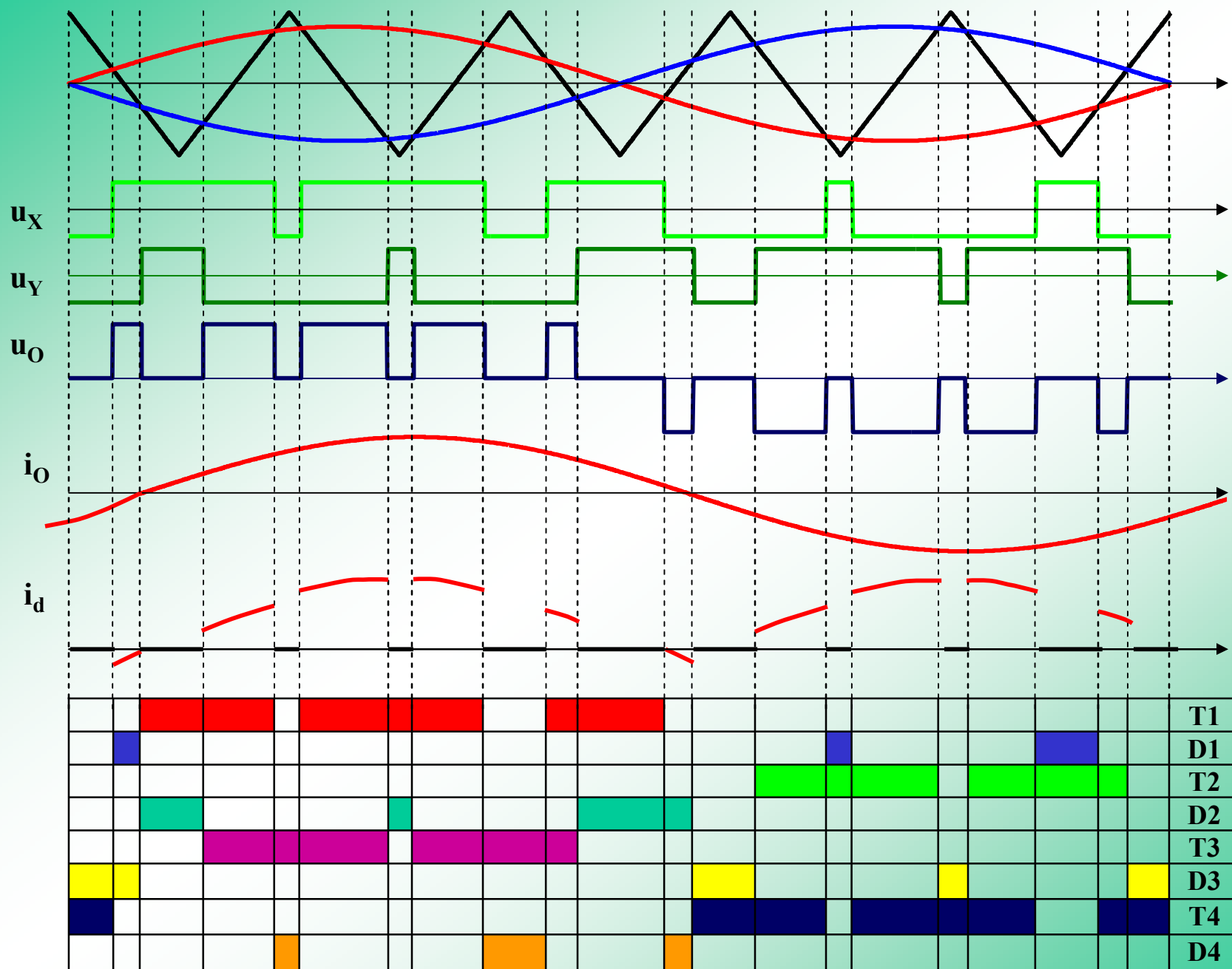


电路中可能出现的工作模式。其中非零\零各4种





# 仅内部使用 郭小舟老师



在区域A1,  $T_3T_4$ 为导通信号, 因 $i_o$ 为负故 $D_3T_4$ 导通。

在A2,  $T_1T_3$ 为on信号, 但 $i_o$ 为负故 $D_1D_3$ 导通。

在A3,  $T_1T_2$ 为on信号,  $i_o$ 为正, 故 $T_1D_2$ 导通。

在A4,  $T_1T_3$ 为on信号,  $i_o$ 为正, 故 $T_1T_3$ 导通。

在A5,  $T_3T_4$ 为on信号,  $i_o$ 为正, 故 $T_3D_4$ 导通.....

其它区域的分析方法相同。

从上述分析知:

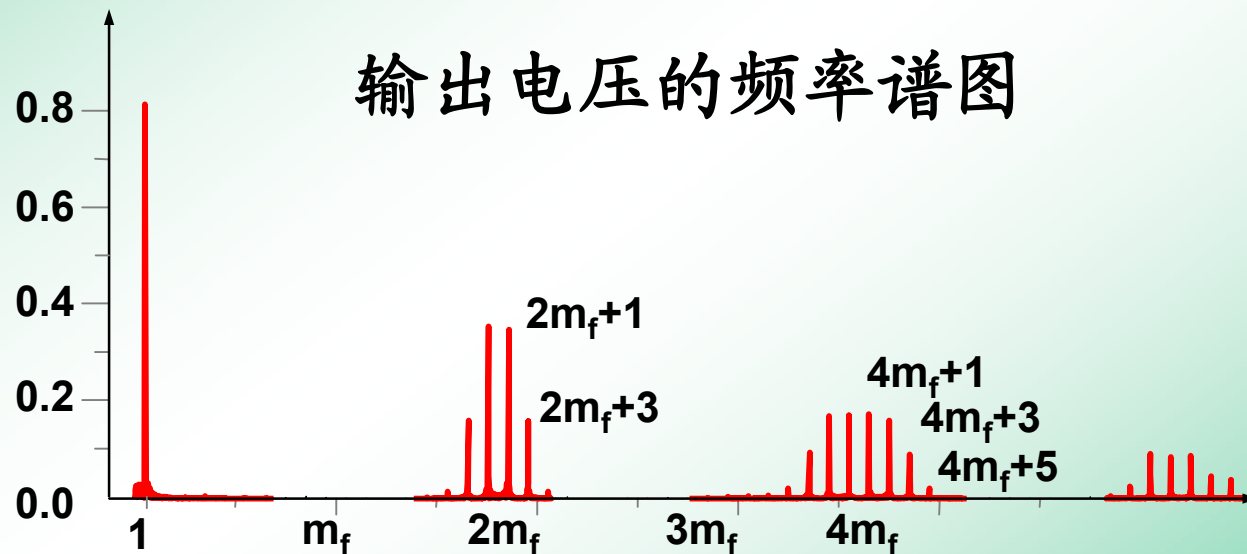
1) 任意时刻有两个开关工作。2) 开关工作不对称。3) 负载电流的功率因数要影响开关的工作时间。4) 可控开关对导通时电源向负载供能; 可控开关二极管对导通时, 负载电流环流, 电源不供能; 二极管对导通时, 负载向电源反馈电能。

主要的计算式:

$$u_{o(1)} = \frac{U_d}{2} \frac{U_{cm}}{U_t} [\sin \omega_1 t - \sin(\omega_1 t - \pi)] = U_d m_a \sin \omega_1 t$$

谐波电压的分布规律是

$$f_h = (j2m_f \pm k)f_1$$



与半桥电路的频谱图比较，谐波分量与幅值都改善了

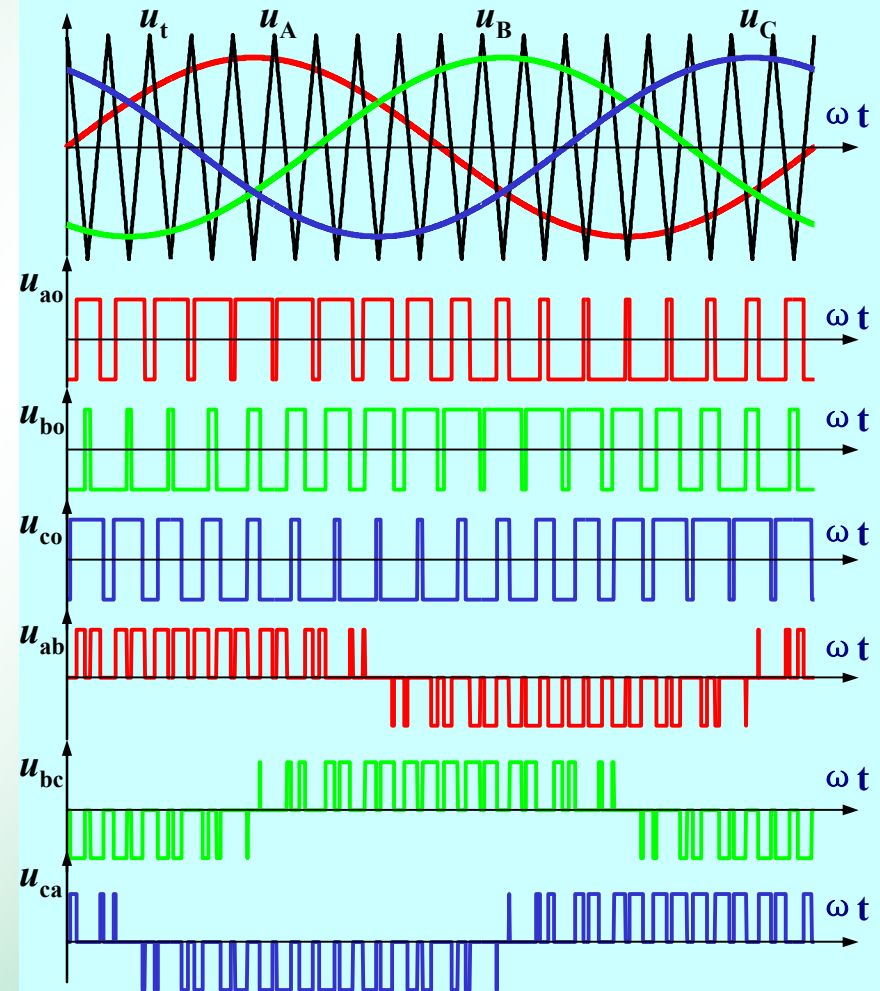
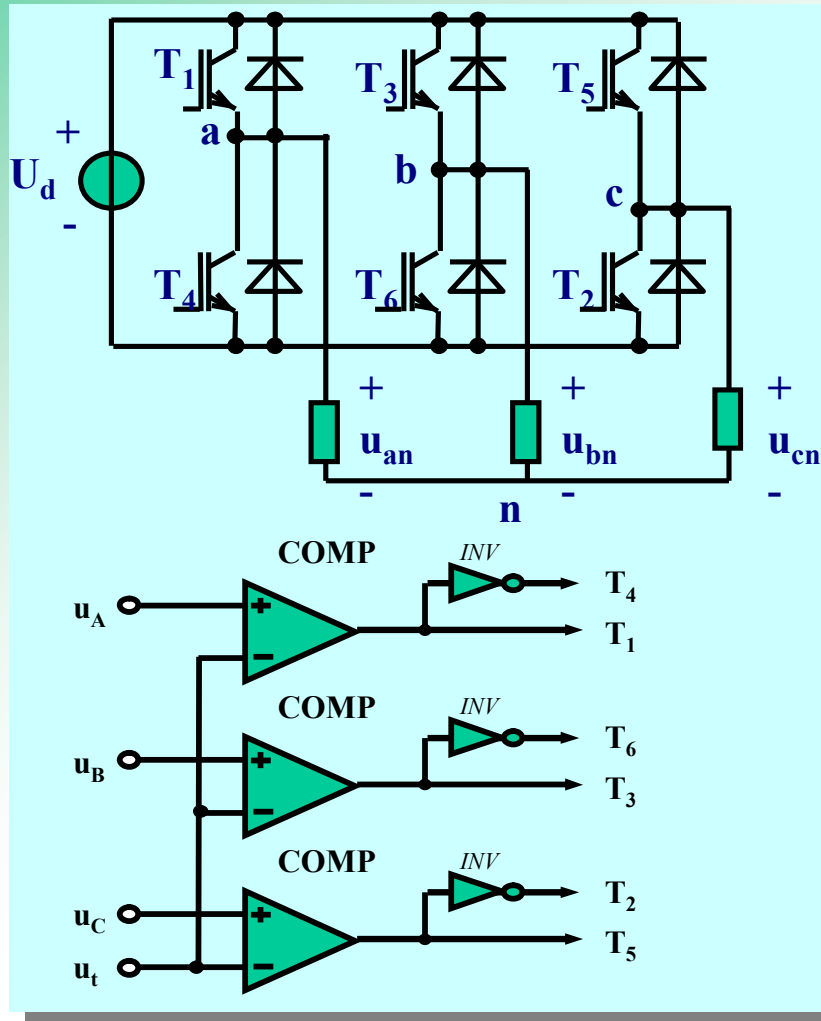
直流侧电流由直流分量与交流分量构成。直流分量对应于从直流侧传送到交流侧的有功功率；交流分量是一个两倍于交流侧基波频率的正弦量。称为“二次谐波”。

$$\begin{aligned} i_d(t) &= \frac{u_o(t)i_o(t)}{u_d} = \frac{2U_o I_o}{U_d} \sin \omega_1 t \cdot \sin(\omega_1 t - \phi) \\ &= \frac{U_o I_o}{U_d} \cos \phi - \frac{U_o I_o}{U_d} \cos(2\omega_1 t - \phi) = I_d - i_{d\sim} \end{aligned}$$

采用SPWM调制技术可以抑制与消除高次谐波，但逆变器从直流侧吸取的电流必然包含一个二次电流分量。这个电流流经直流侧支撑电容时产生的电压的脉动是不容忽视的。

## 三相桥式SPWM逆变电路分析

由三个基本的单相半桥PWM逆变电路组成的。各半桥的控制信号各相差1/3周期。



线电压基波是

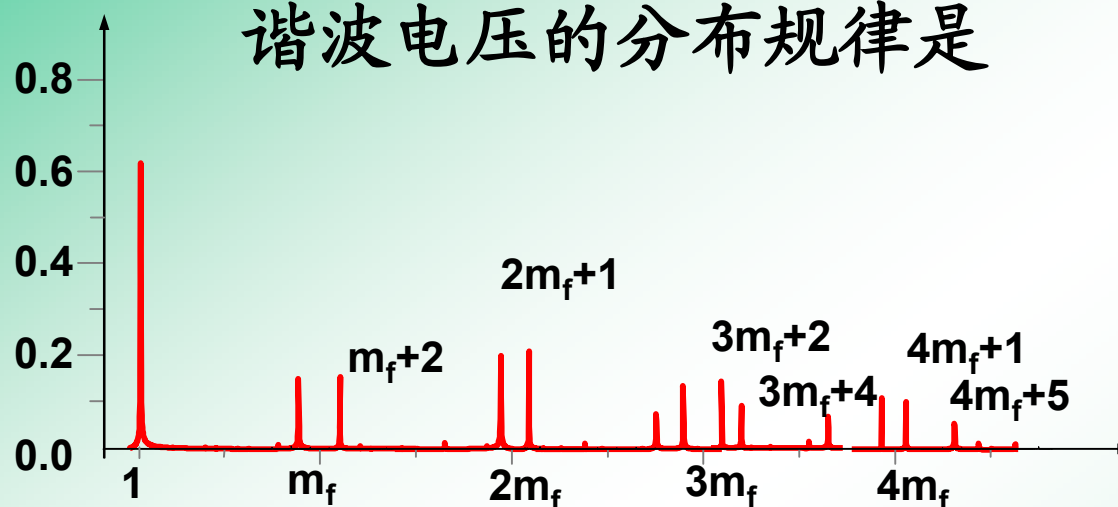
$$\begin{aligned}U_{AB(1)} &= \frac{U_d}{2} \frac{u_{cm}}{u_t} \sin \omega_1 t - \frac{U_d}{2} \frac{u_{cm}}{u_t} \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) \\&= \frac{U_d}{2} m_a [\sin \omega_1 t - \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})] \\&= \frac{U_d}{2} m_a \sqrt{3} \cos(\omega_1 t - \frac{\pi}{3})\end{aligned}$$

线电压基波幅值 $U_{ABm(1)}$   $U_{ABm(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a U_d$

线电压基波有效值 $U_{AB(1)}$

$$U_{AB(1)} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a U_d = 0.612 m_a U_d$$

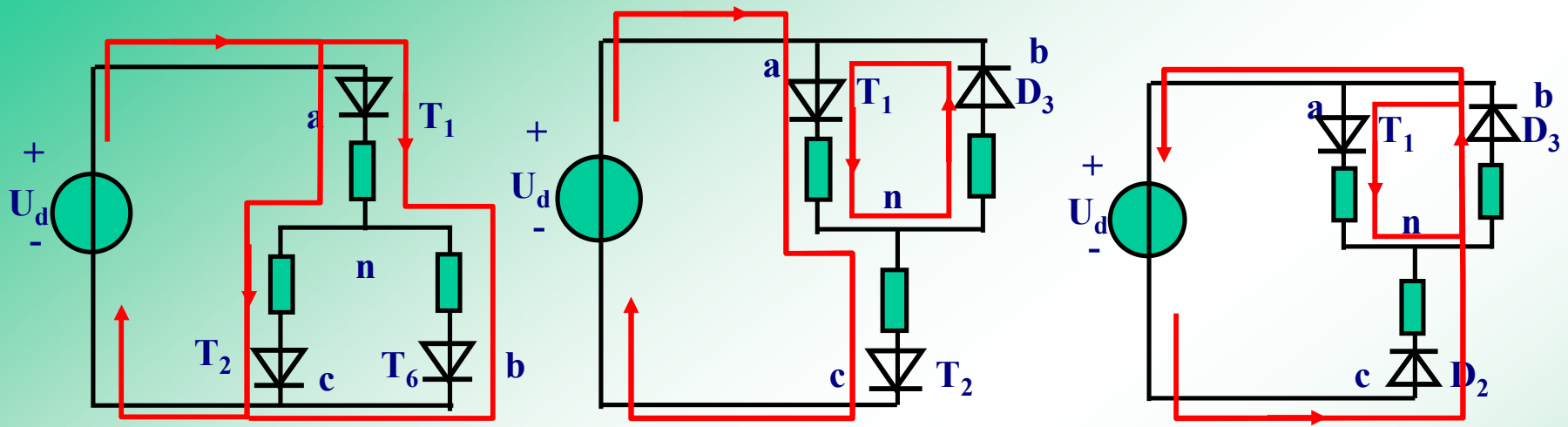
## 谐波电压的分布规律是



## 三相桥式SPWM逆变电路分析

设负载为感性，电流滞后电压一个相角。电路的工作模式：

- a) 三个可控开关导通。此时负载从直流电源获得能量。这三个可控开关是6个开关中的三个。
- b) 二个可控开关和一个二极管导通。此时负载从电网获得电能，同时，无功在绕组内交换。

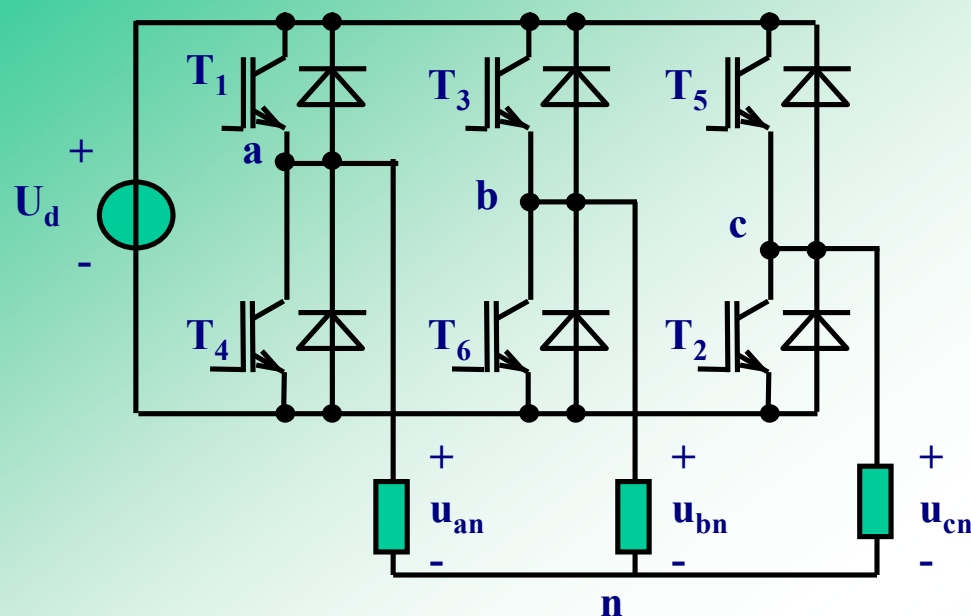


c) 二个二极管和一个可控开关导通。无功向电源反馈同时也在绕组间交换。

d) 在SPWM方式工作的逆变电路中，有两种特殊模式： $T_{135}$ 全部为导通信号和 $T_{246}$ 全部为导通信号。

当 $T_{135}$ 为导通信号时，根据规则 $T_{246}$ 是关断的。同理 $D_{246}$ 也是关断的。因为 $D_{246}$ 的导通不会阻碍 $T_{135}$ 的导通，而 $T_{135}$ 的导通却要关断 $D_{246}$ 。此时， $T_{135}$ 与 $D_{135}$ 中哪些真正导通，与当时的电流有关。

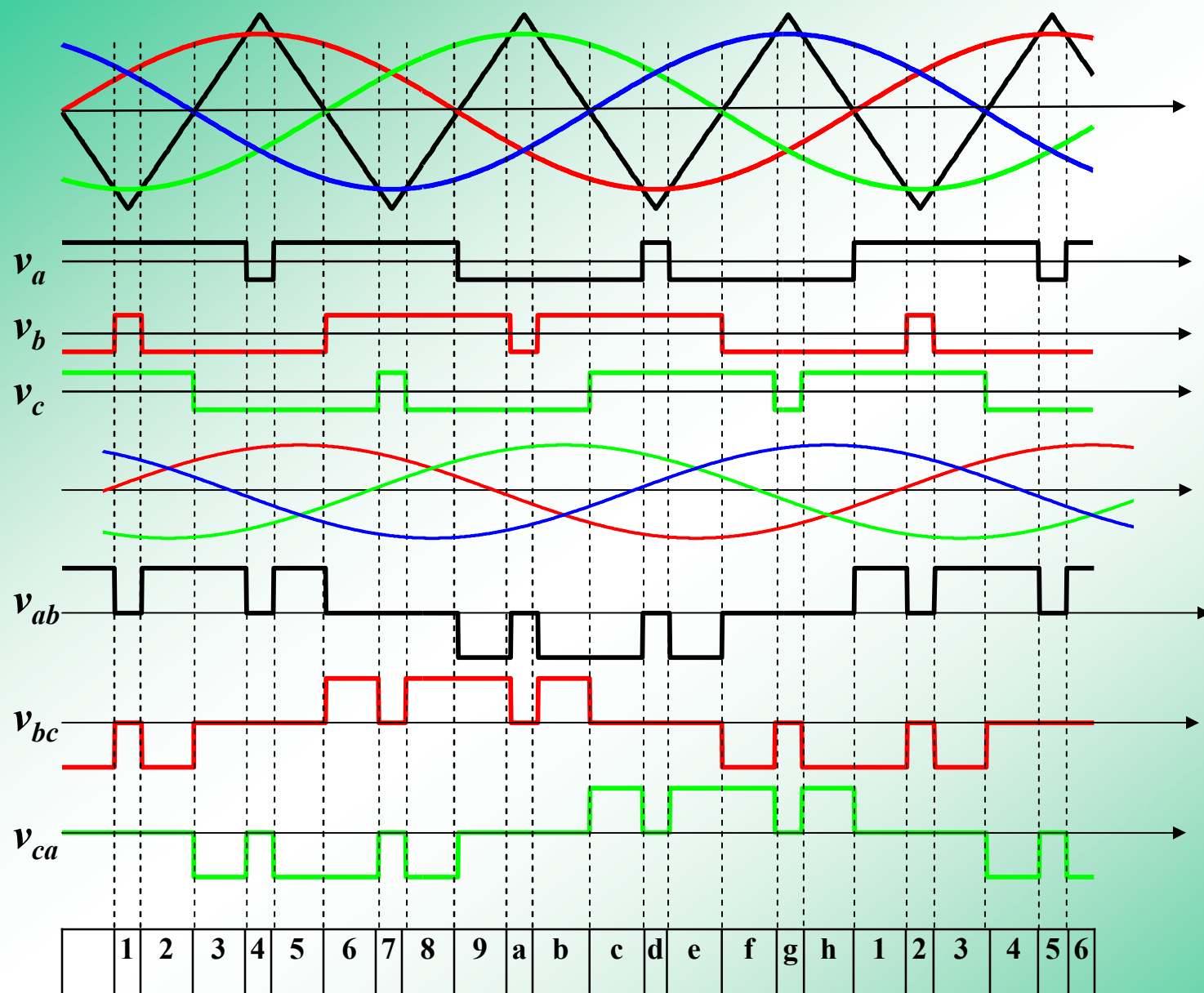




若  $i_a$  为正  $i_b$ 、 $i_c$  为负，  
则  $T_1$  与  $D_3D_5$  导通；若  $i_a$   
 $i_b$  为正  $i_c$  为负，则  $T_1T_3$   
与  $D_5$  导通；其余类推。  
当  $T_{246}$  为导通信号时，  
分析方法与此相同。

在逆变电路中，工作模式与负载电流的相位。（超前或滞后）有关。假定负载电流滞后负载电压。  
在**区域1**中  $T_{135}$  为 on 信号，这种模式在方波逆变电路中是没有的。由于  $i_a$ 、 $i_c$  为正， $i_b$  为负（正表示流出该相，负表示流入该相）

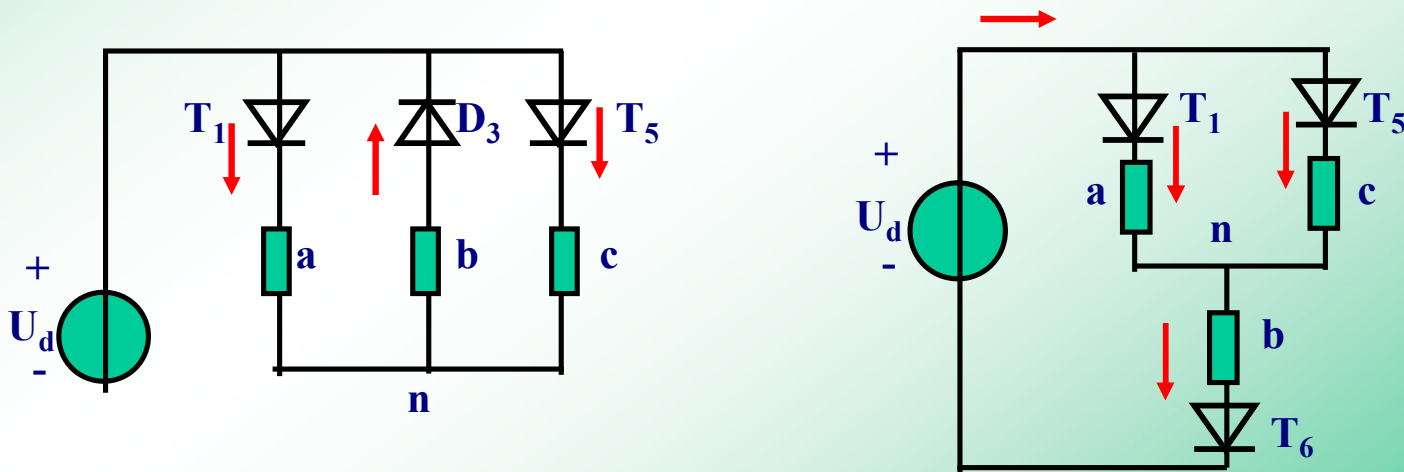
仅内部使用 郭小舟老师

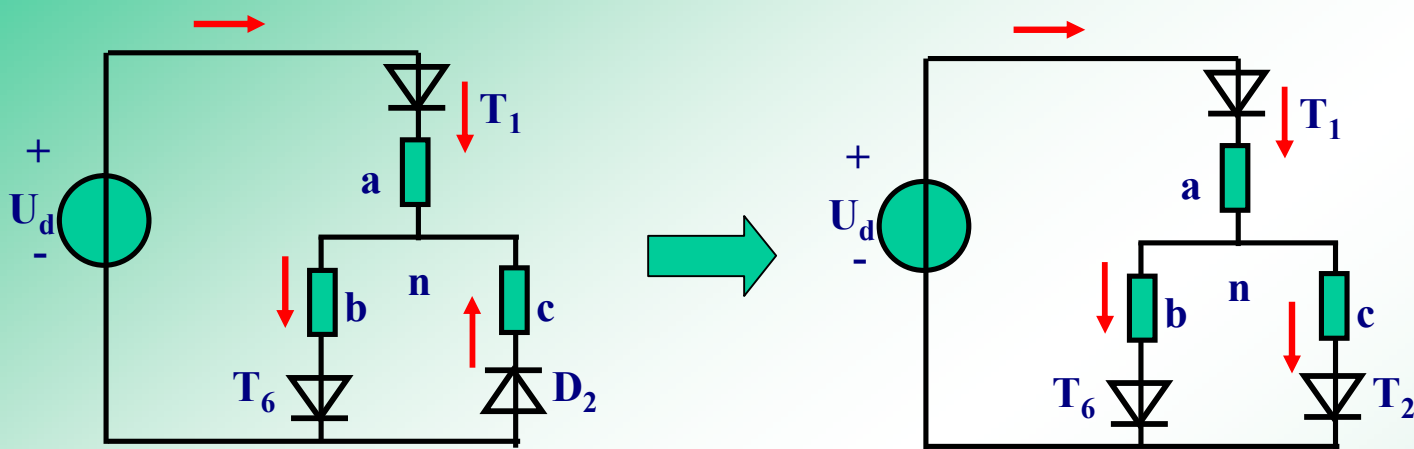


所以此时是 $T_1T_5$ 和 $D_3$ 导通。输出电压为零。这是2T1D导通的情况。电源不供能。见示意图。

在**区域2**中 $T_{561}$ 为on信号。 $i_a$ 、 $i_c$ 为正， $i_b$ 为负，这表明 $T_{561}$ 工作，这是3T导通情况。此时电源给负载供能。 $I_d = -i_b$ 。

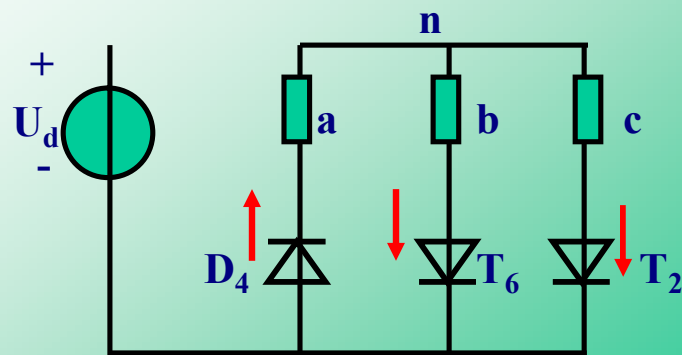
在**区域3**中 $T_{612}$ 为on信号。 $i_a$ 为正、 $i_b$ 为负， $i_c$ 由正变负。这表明 $T_{16}$ 的状态不变，而C相电路先是 $D_2$ 工作，电流到零后 $T_2$ 工作。电路由2T1D变成3T





在**区域4**中  $T_{246}$  为on信号，这种模式在方波逆变电路中也是没有的。由于  $i_a$  为正， $i_b$ 、 $i_c$  为负，所以电路中  $D_4T_6T_2$  导通。电路环流，电源无电流流入。

在**区域5**中  $T_{612}$  仍然为on信号。 $i_a$  为正、 $i_b$   $i_c$  为负，电路中是3T工作。此时电源向负载供电能。 $I_d = i_a$ 。



通过上述方法可以对每个区域器件的导通情况进行分析。电路有如下规律：

- 1) 电路有上部3个开关或下部三个开关同时导通的情况。此时输出电压为零。电源输入电流为零。
- 2) 当滞后的功率因数角小于60度时，电路工作时总是在上（下）全通、2T1D、3T这几种模式中转换。当滞后的功率因数角大于60度的情况自行分析。

### 三相桥式PWM逆变器直流侧电流

假定直流电压为常值。三相逆变电路的输出线电流经滤波电路滤成完全正弦波，负载有滞后的功率因数。相电压与相电流的滞后相角为 $\phi$ 。直流侧瞬间输出功率必然等于交流侧的瞬时输出功率：

$$U_d i_d(t) = u_{An1}(t) i_A(t) + u_{Bn1}(t) i_B(t) + u_{Cn1}(t) i_C(t)$$

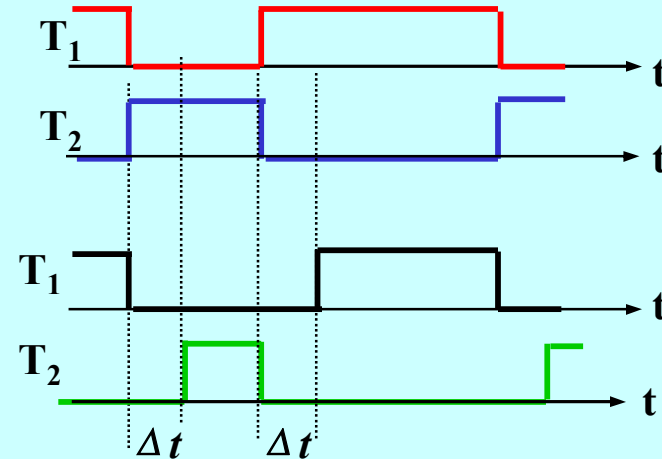
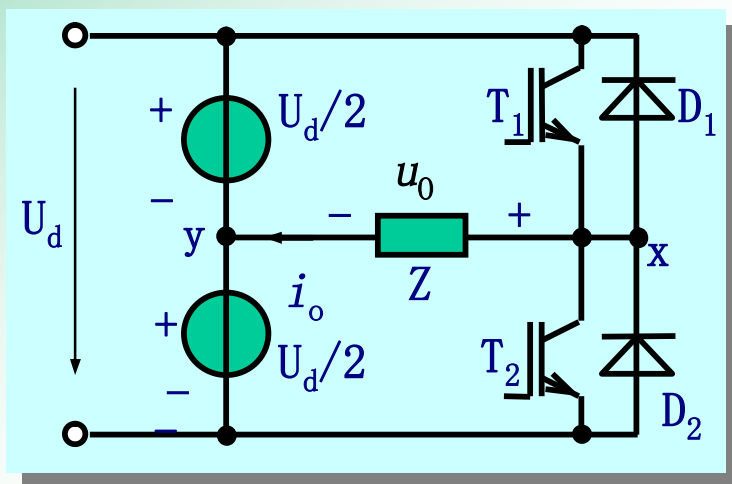
若三相负载平衡、电路处于稳态

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{2U_o I_o}{U_d} [\cos\omega_1 t \cos(\omega_1 t - \phi) + \cos(\omega_1 t - 120) \cos(\omega_1 t - 120 - \phi) \\ &\quad + \cos(\omega_1 t - 240) \cos(\omega_1 t - 240 - \phi)] \\ &= \frac{3U_o I_o}{U_d} \cos\phi = I_d \end{aligned}$$

上式表明，在三相PWM逆变电路中，直流电压源提供的电流是一个直流电流。实际中这个电流中还有一些高频谐波电流。但因其频率高，对中间直流电压的影响可以忽略不计。

## 桥臂互锁时间对PWM逆变电路特性的影响

电压源逆变电路是“纵向”换流电路。即上、下开关间交换状态。理想情况下 $T_1T_2$ 的开关可同时进行。但实际上由于开关需要时间，必须先关后开。即先关断导通的开关，再导通应当导通的开关。否则会引起系统的短路，烧毁开关。

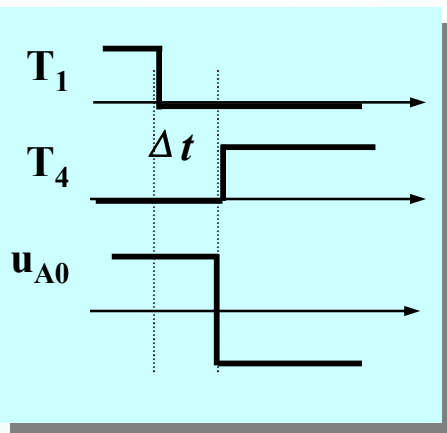
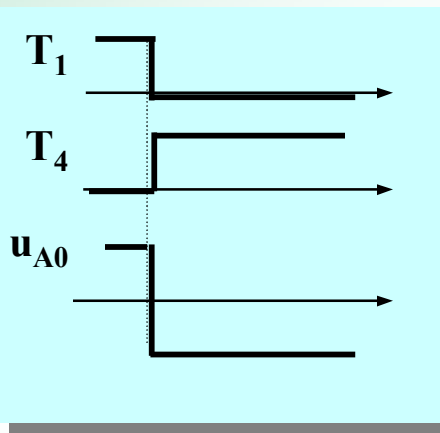
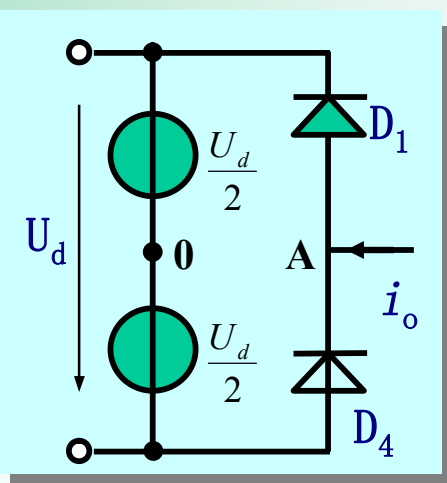
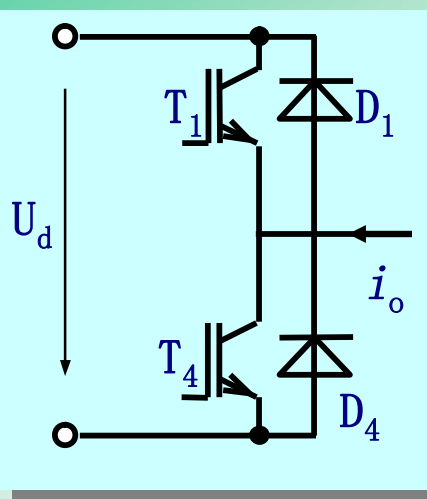


以半桥电路为例，为防止短路， $T_1$ 与 $T_4$ 的上升沿都延迟了 $\Delta t$ ，即在 $\Delta t$ 内 $T_1$ 与 $T_4$ 均关断。 $\Delta t$ 称为



互锁时间或死时间。

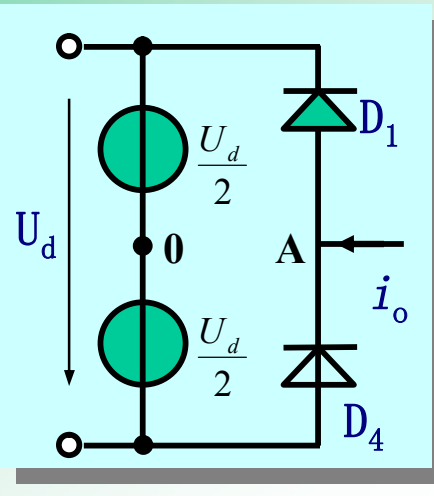
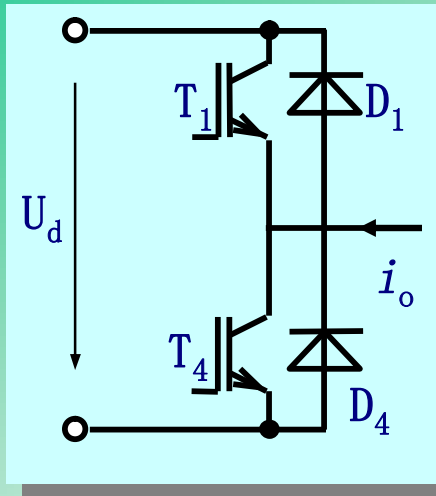
## $\Delta t$ 对PWM逆变电路特性的影响



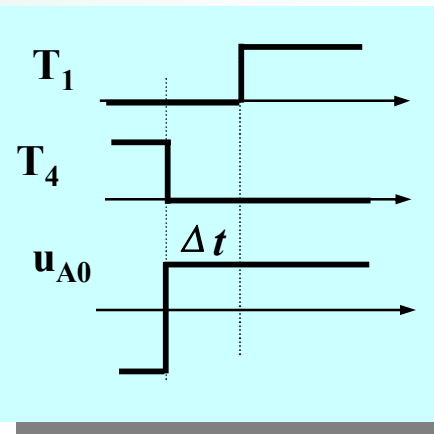
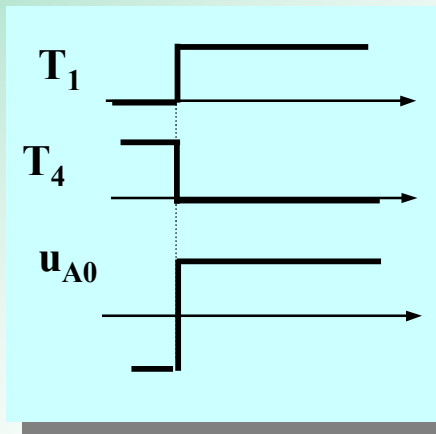
考查图示电路。设原先 $T_1$ 导通。若负载电流为正（流出），当 $T_1T_4$ 均截止时，则 $D_4$ 导通续流，不产生电压损失。与没有 $\Delta t$ 时相比，输出电压不变。

若输出电流为负，即负载电流流入A相，则 $D_1$ 必然导通，与没有 $\Delta t$ 时相比，输出电压增大。





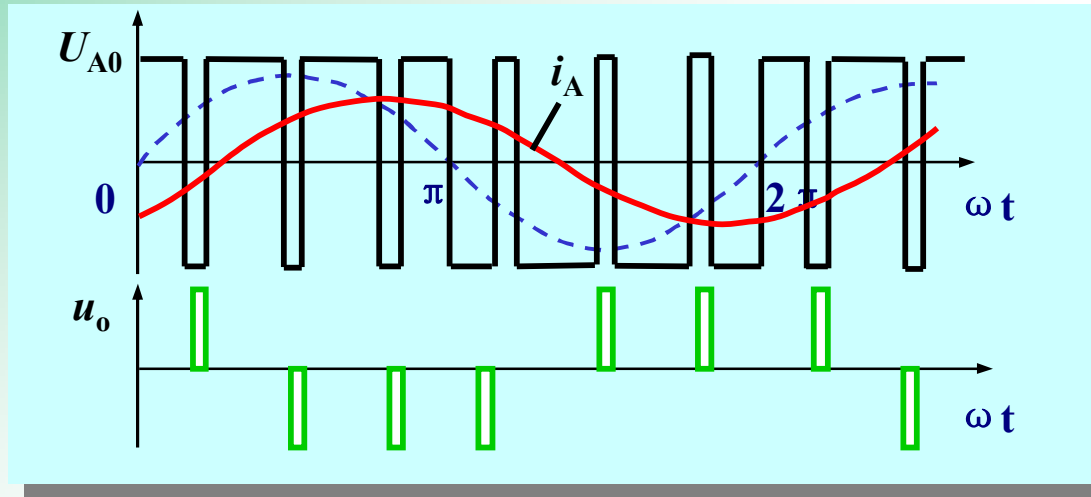
若原先 $T_4$ 导通（信号）。  
若负载电流为正（流出）时 $D_4$ 实际在导通。在 $\Delta t$ 期间 $T_1T_4$ 均截止，则 $D_4$ 续流，这会产生电压损失。



若原先 $T_4$ 导通（信号）。  
若负载电流为负（流入）时 $T_4$ 实际在导通。在 $\Delta t$ 期间 $T_1T_4$ 均截止，则 $D_1$ 续流，不会产生电压损失。

从上分析知，死时间对输出电压的影响与负载电流的正负或方向有关。它对PWM逆变电路的影响可用

用PWM脉冲列与一个与电流极性有关的脉冲列的叠加来表示。



死时间的影响表现在：

1) 输出电压变小。2) 波形畸变，不再满足SPWM的规则，出现理论分析中没有的谐波。需要说明的是，当开关频率越高死时间的影响越大。所以不应当采用过高的开关频率。

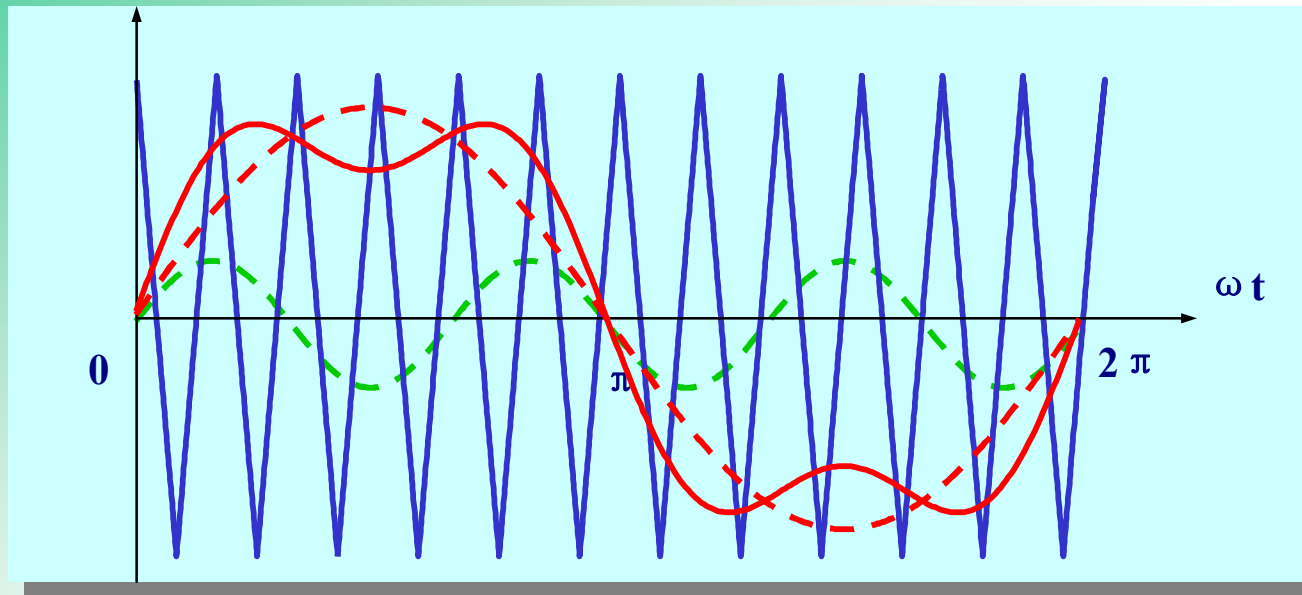
## PWM技术的优化与其它的PWM技术

所谓优化是指采用某种特殊的处理方式，使PWM技术在某个或某些方面有最好的指标。

### 1) 提高直流电压的利用率

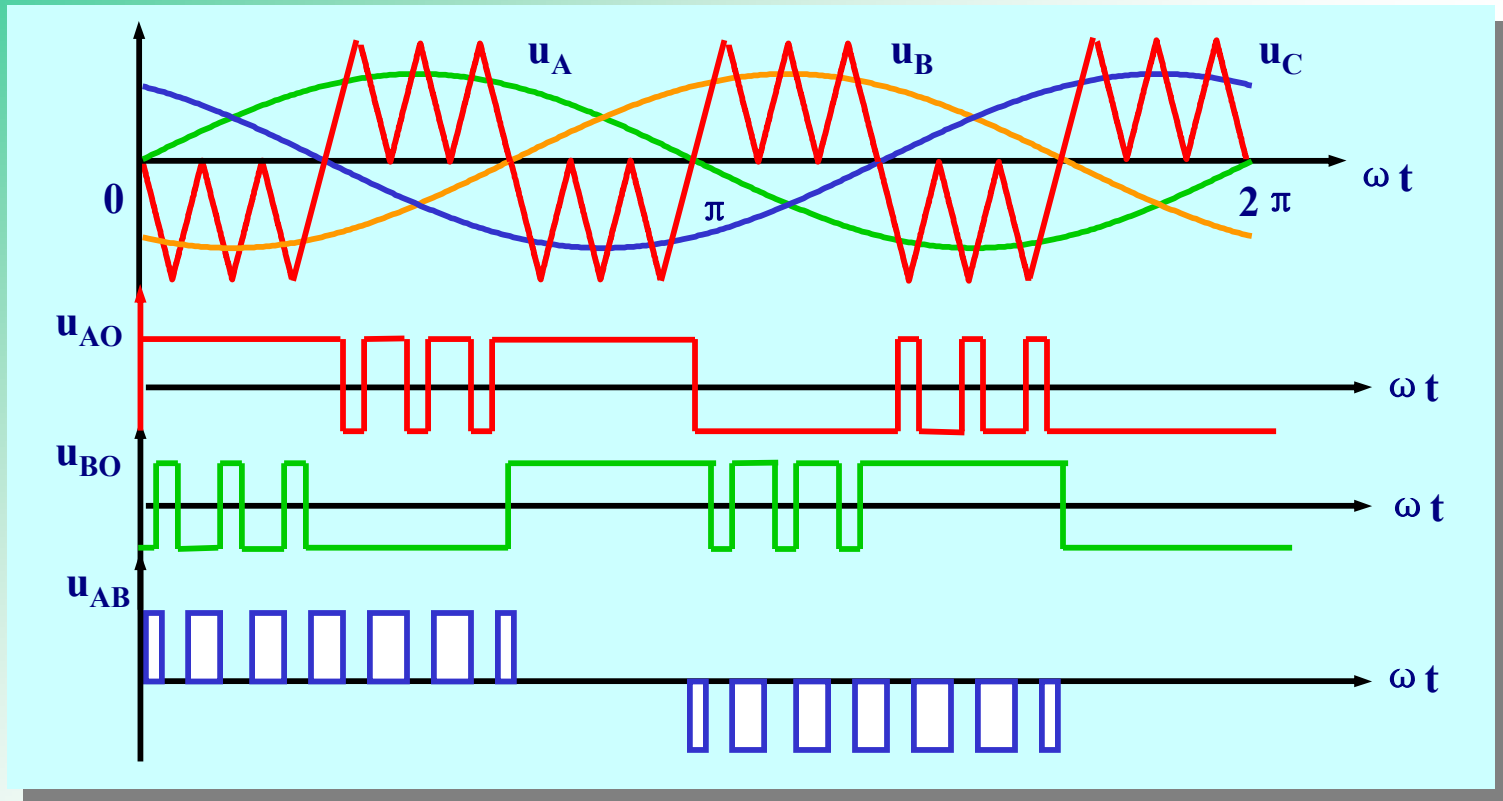
SPWM的直流电压利用率差。这是因为在正弦脉宽调制时正弦波的幅值不能超过三角波的幅值，即  $m_a \leq 1$  的原因。

采用“三次谐波注入法”。可以再增大调制波的幅值而不会出现“过调制”。虽然桥臂输出电压中含有三次谐波，但在逆变器输出的线电压波形中，三次谐波被抵消。采用这种方法可使输出电压的基波幅值增大，从而提高了直流电压利用率。一般3次的幅值为基波的1/6。



## 2) 减小开关次数

SPWM时开关的频率很高，这表明开关损耗很大。系统的效率会降低。为减少开关频率，一种称为“60度调制”的脉宽调制方法已在大功率逆变器中应用。60度调制法是只对正弦波的中间60度进行调制。这种调制方法其基波含量比传统的SPWM高，无偶谐波，开关频率低。

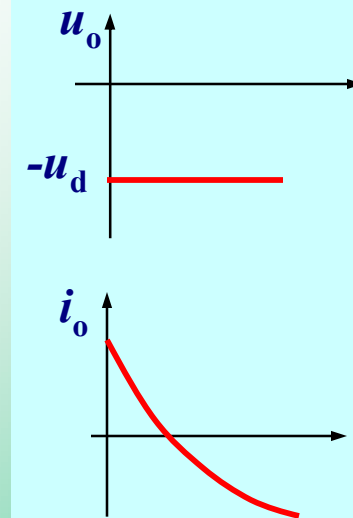
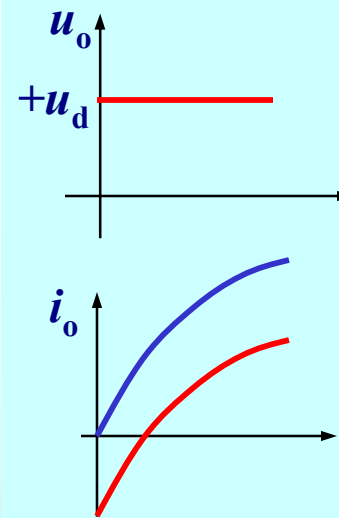
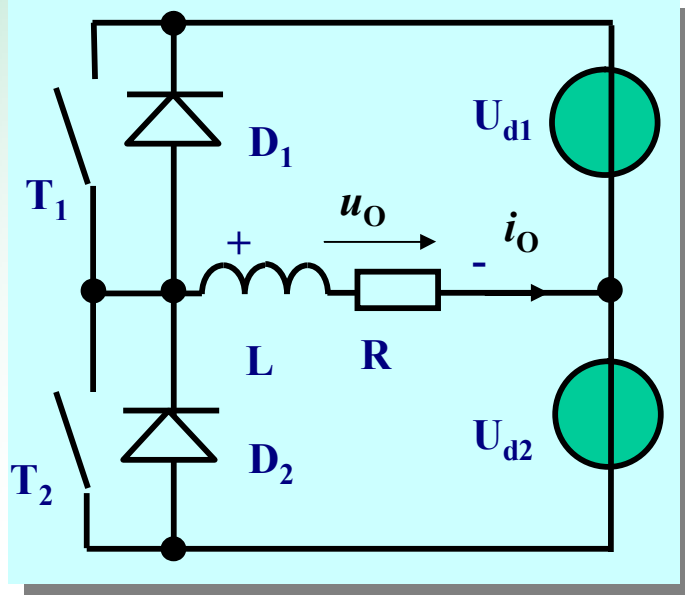


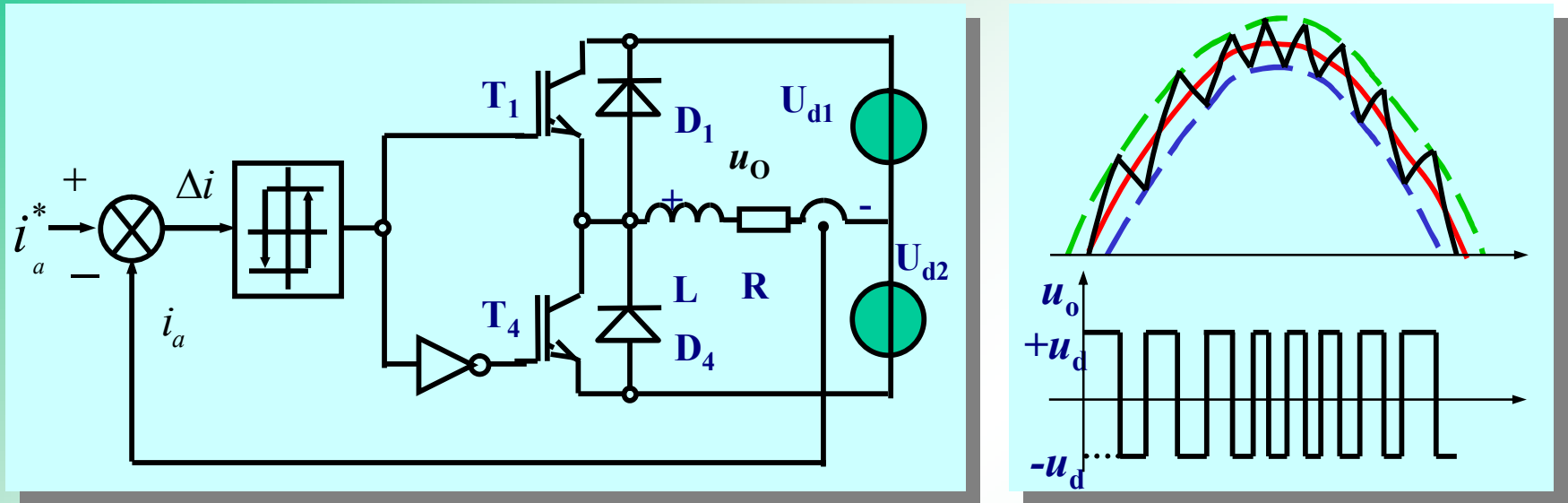
### 3) 简化计算

SPWM的计算很复杂。通过采用“规则采样”法可简化计算。此外还有许多的快速计算方法。如空间电压矢量、磁链轨迹等。

## 电流跟踪PWM技术

以单相半桥逆为例。当 $T_1$ 导通时，负载电流 $i_o$ 将按指数规律增大，此时 $u_o = U_{d1}$ 。若 $T_2$ 导通时，负载电流 $i_o$ 将按指数规律反向增大，此时 $u_o = -U_{d2}$ 。若 $T_1 T_2$ 按一定的规则通、断，则可将 $i_o$ 控制为所需要的波形。





图中 $i_a^*$ 是给定参考电流， $i_a$ 是电流反馈信号。当 $T_1$ 导通时， $U_{d1}$ 使电流沿正方向变化；当开关 $T_4$ 通时， $U_{d2}$ 使电流迅速衰减到零再反向增大。如果使电流跟踪正弦指令变化，则负载电流就是正弦电流，同时，作用在负载上的电压是脉冲列，称为电流跟踪PWM。



这种PWM技术的特点是电路中产生与控制指令完全相同的电流波形，其响应快，是一种典型的电压源逆变器的电流控制。从负载上看，它相当于电流源逆变器。因为它可直接控制负载电流的大小。

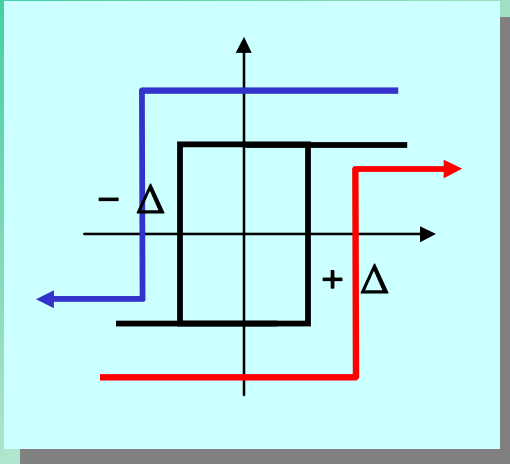
**特点：**1) 开关频率与电流脉动量之间的矛盾。与其它PWM不同，电流跟踪PWM电流总是波动的，波动大小与滞回环宽度有关。滞回环减小，电流脉动就减小，但开关频率就增高。

2) 波形不具有周期性，属于异步调制。

3) 实现的方法特别简单。是一种闭环型PWM技术。

**滞回比较器：**电流跟踪PWM中的主要部件。它可以由硬件实现，也可由计算机及软件来实现。它的特点是：





只有当输入  $> -\Delta$  时输出才由  $-1$  变成  $+1$ ；只有当输入  $< +\Delta$  时输出才由  $+1$  变成  $-1$ 。当输入信号介于  $(-\Delta, +\Delta)$  间时，输出保持原状态，不发生变化。

所以电流跟踪PWM是一种电流**两态调制**技术。目前，该技术在许多领域都有应用。

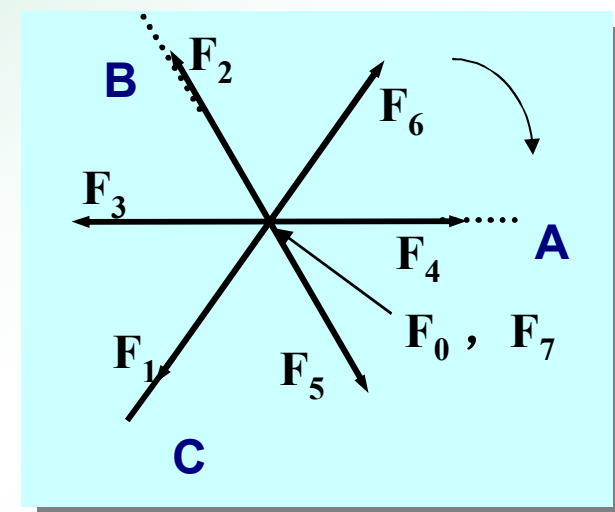
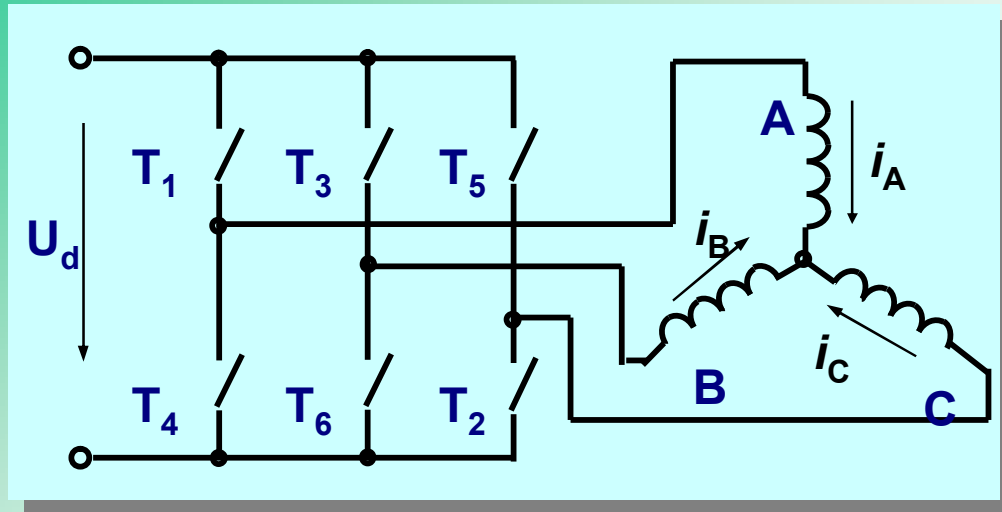
### **磁链跟踪（磁通轨迹）PWM技术**

该PWM技术是将逆变器与电机作为一个整体来进行分析与处理。利用“空间电压矢量”的概念，研究**为了得到一个圆形旋转磁场，应当如何控制作用在电动机上的“空间电压矢量”。**

在三相电机中，如果气隙磁场是圆形旋转磁场，则电机有优异的性能。传统的SPWM技术就是要产生三相对称的正弦的电压和电流从而在电机中产生圆形旋转磁场。如果磁场是圆形的，逆变器的开关应该如何控制，这是磁链跟踪（磁通轨迹）脉宽调制要解决的问题。

### 1) 空间电压矢量

将三相逆变电路的开关状态用二进制数编码表示。 $T_1T_3T_5$ 的导通状态用1表示而关断用0表示。编码用 $(S_a, S_b, S_c)$ 顺序。所以， $T_{162} = 100$ ， $T_{132} = 110$ ， $T_{432} = 010$ ， $T_{435} = 011$ ， $T_{465} = 001$ ， $T_{165} = 101$ 。此外， $T_{135} = 111$ ， $T_{246} = 000$ 。共8种状态。正好是 $(S_a, S_b, S_c)$ 的完全二进制编码。



当逆变电路工作时，从直流侧看过去，电机绕组总是二串一并与直流电源相联。电机内部产生一个大小与方向确定的磁链：

$$\vec{u}_i(S_A S_B S_C) = \frac{d\vec{\psi}}{dt} = \frac{\Delta\vec{\psi}}{\Delta t}$$

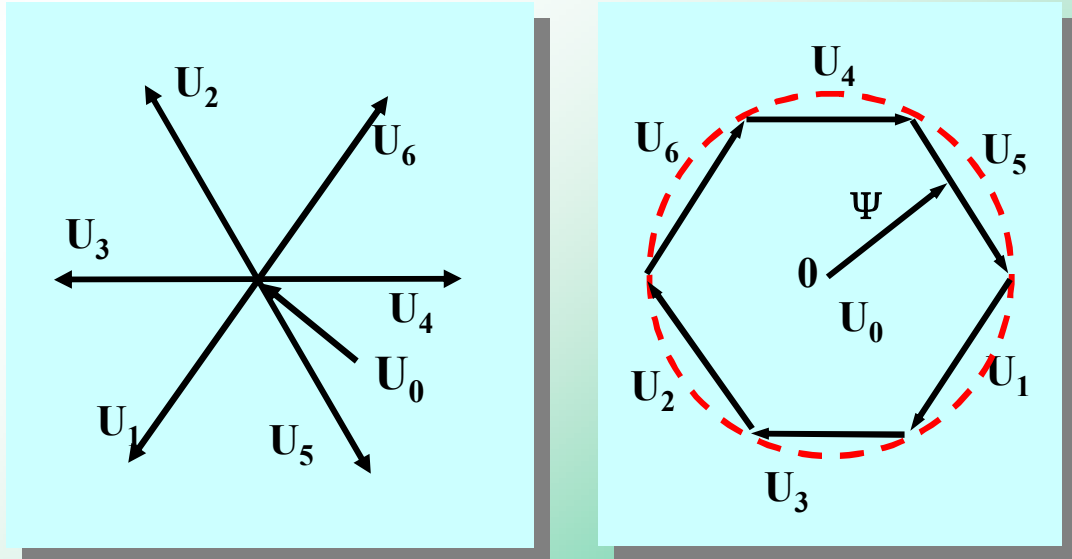
$$\vec{\psi}_{si} = \int \vec{u}_i(S_A S_B S_C) dt = \vec{\psi}_0 + \Delta\vec{\psi} = \vec{\psi}_0 + \vec{u}_i(S_A S_B S_C) \Delta t$$

当  $\Delta t$  为单位值时，磁链增量与作用的电压大小相等方向相同。由于电机内部磁链是矢量，所以，我们认为，一系列的电压矢量产生了磁链矢量。各电压矢量可用一个公式表示如下：

$$\vec{u}_i (S_A S_B S_C) = U_d (S_A + S_B e^{j120^\circ} + S_C e^{j240^\circ})$$
$$i=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$$

## 2) 磁链轨迹

按开关工作顺序作出磁链轨迹，得到一个6边形。表明传统的180度逆变电路工作时电机内的磁链不是圆形

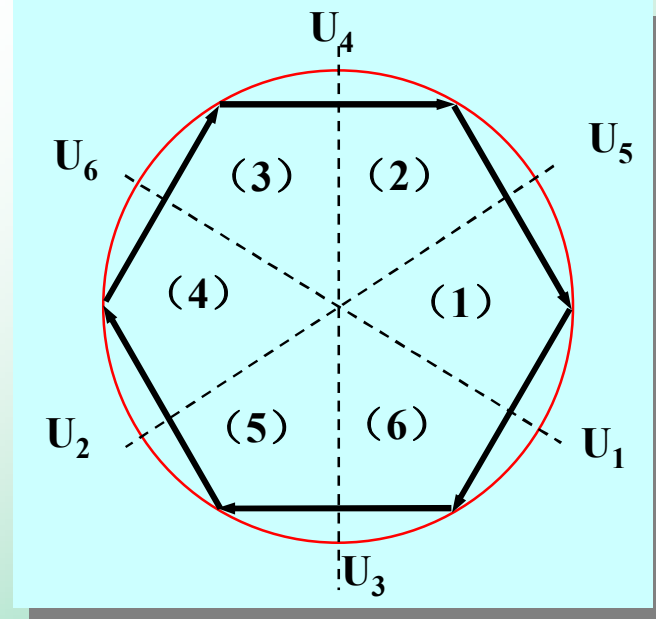


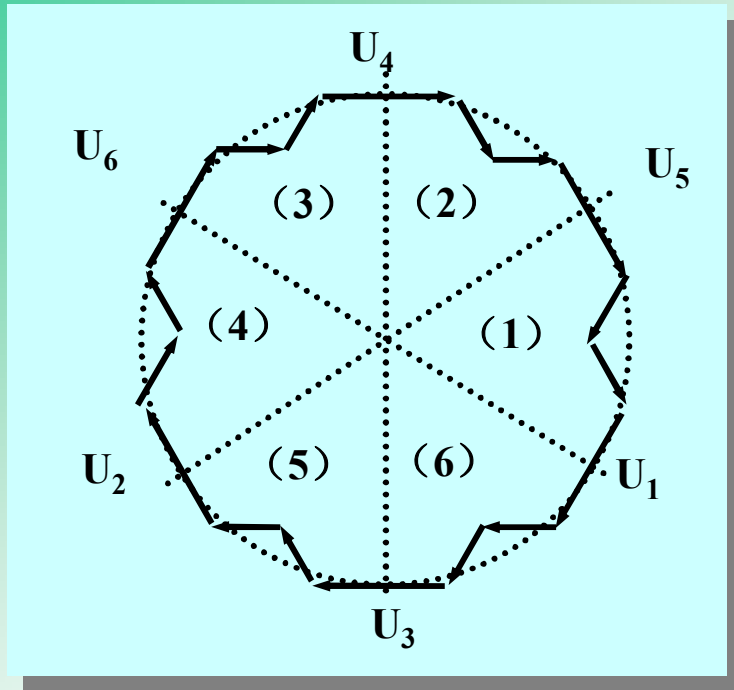
旋转磁场。磁通轨迹PWM是利用这8个矢量（6个非零矢量、二个零矢量）进行合理组合，并调控选用矢量的作用时间使磁链轨迹尽可能地逼近圆形。

### 3) 逼近圆形的方法 - 折线逼近法

将圆周6等分，得到6个区域，每个区域有两个矢量相交。按顺时针方向，第一个为主矢量，第二个为辅助矢量。每个区域

仅选择主、辅和零矢量作用。用折线来逼近圆弧。当折线边数越多，逼近效果越好。以18边形逼近圆为例：





以1区为例，使磁链轨迹逼迫圆，应当让 $U_5$ 与 $U_1$ 交替作用。这样得到的图形更接近圆形。若作用的次数越多，即图形的边数越多，就越接近圆。各矢量的作用时间可用几何法求解。各种文献与资料给出了多种计算方法。

#### 4) 零矢量的作用

由于电机的磁通是个已知常数，它就是磁链圆的半径。所以当边数确定后，非零矢量的作用时间就是确定的。通过调节零矢量作用的时间来调节电机定子电流的频率。



零矢量作用时定子磁链静止不动。选择零电压矢量 $S_0$ 或 $S_7$ 的根据是空间电压矢量一次只能移动一个数字位的距离。即，可以从100变到000而不可从110变到000。当空间电压矢量每次移动两位或三位数字距离时，逆变器的输出电压脉冲中就会出现反极性脉冲，导致反向转矩。

零矢量可以集中加也可分散施加。为防止转矩与转速的过分波动多采用分散施加的方法。

当加入零电压矢量后，各矢量的作用顺序是：

$101 \rightarrow (111) \rightarrow 101 \rightarrow 001 \rightarrow (000) \rightarrow 001$ 。各矢量作用的时间要通过计算得到。

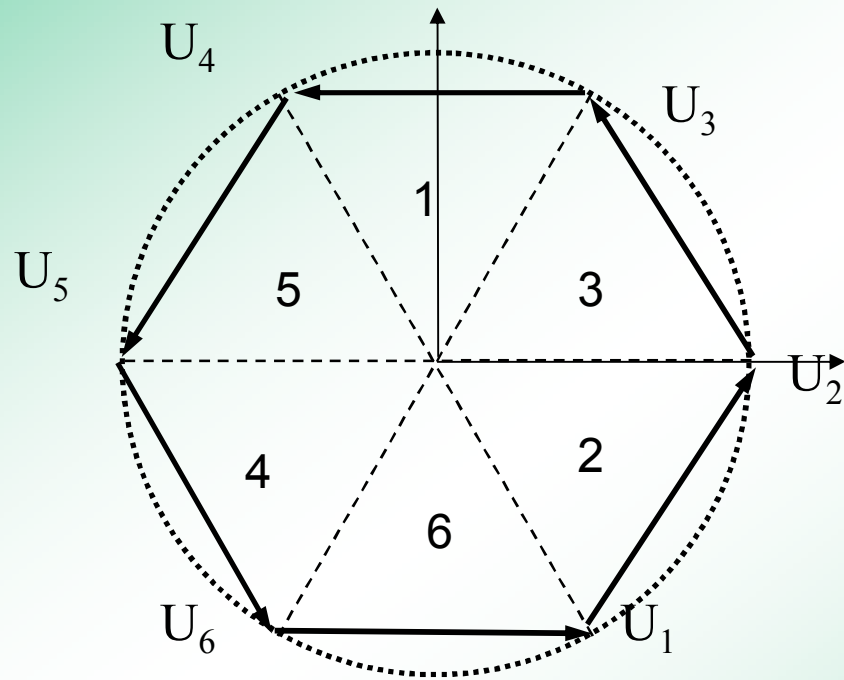
磁通轨迹法脉宽调制有直流电压利用率高，转矩

脉动小、噪声小、损耗小等优点。与传统PWM方式相比，计算工作量小，易于实现。

目前这种方式已经取代传统的SPWM方式广泛应用。同时应用范围也超出了电机驱动范围。



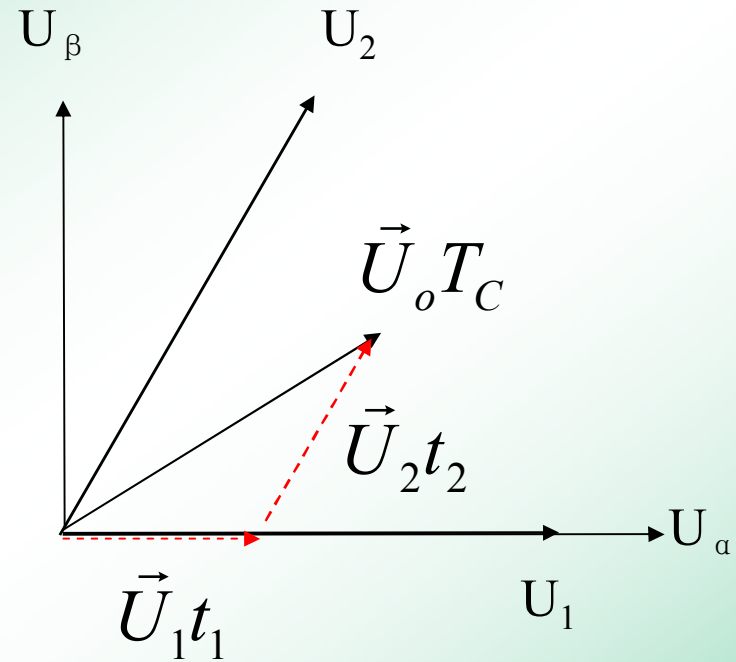
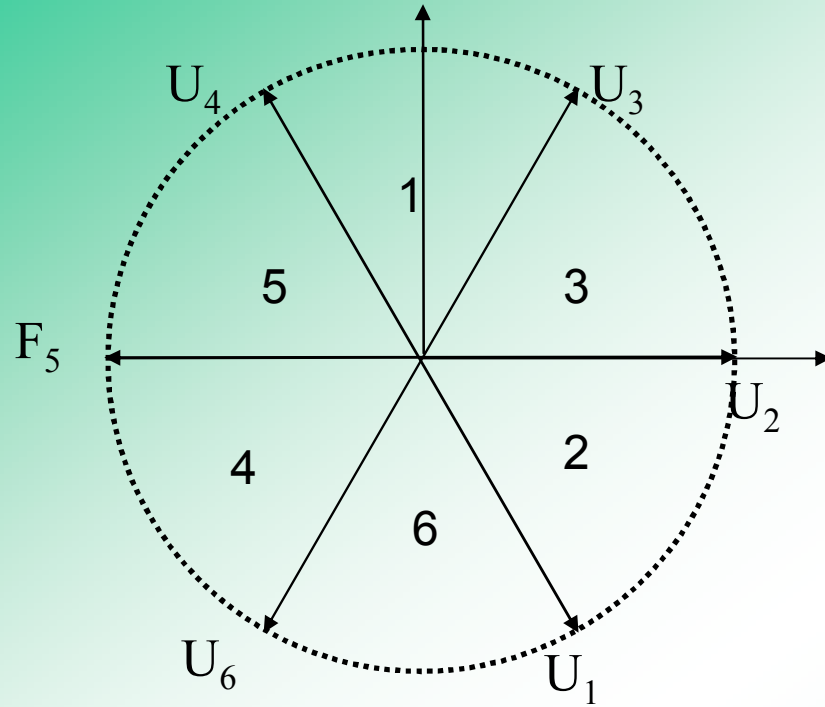
**空间电压矢量PWM**是借助空间电压矢量概念发展起来的一种PWM算法。它不但可用于逆变器-电机系统，也可以用在其它三相系统。



与上一节不同，它的矢量分区如图。

主要是要解决矢量的选择切换与作用时间问题。

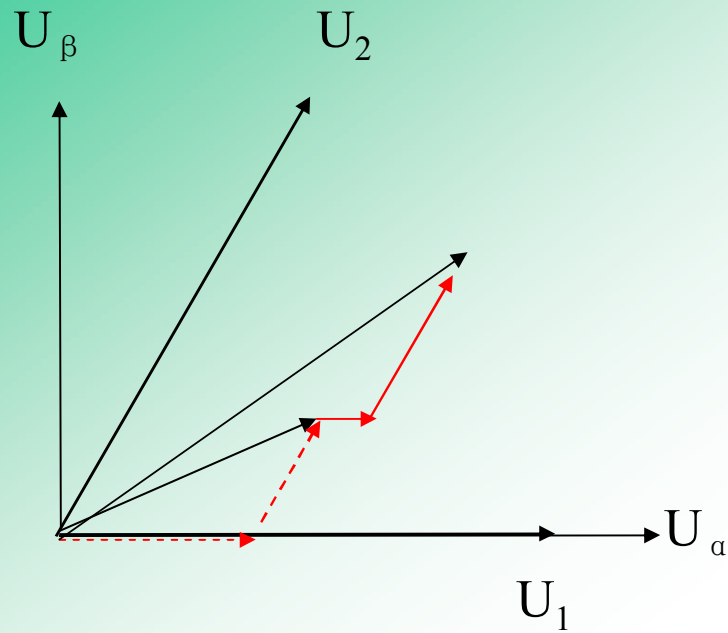
参考电压矢量  $u_{ref}$  在二维静止坐标系  $\alpha$  轴、 $\beta$  轴的分量  $u_\alpha$ 、 $u_\beta$  以及PWM的计算周期为已知量



$$U_d t_1 \begin{bmatrix} \cos 0 \\ \sin 0 \end{bmatrix} + U_d t_2 \begin{bmatrix} \cos 60 \\ \sin 60 \end{bmatrix} = T_C \frac{\sqrt{3}}{2} m_a U_d \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

$$t_1 = T_C m_a \sin(60 - \theta)$$

$$t_2 = T_C m_a \sin \theta$$



在实际实现时，每个区域的份数，即  $\theta$  的增量是已知的。同时  $M$  已知可以计算出非零矢量的作用时间。

通过分析可以得到如下的规律:

如果  $U_{\beta} > 0$  则  $A=1$ , 否则  $A=0$ ;

如果  $\sqrt{3}U_{\alpha} + U_{\beta} > 0$  则  $B=1$ , 否则  $B=0$ ;

如果  $\sqrt{3}U_{\alpha} - U_{\beta} > 0$  则使  $C=0$ , 否则  $C=1$

可以得到扇区号:  $N=A+2B+4C$

计算在不同扇区内两个相邻电压矢量的作用时间可以归纳为3个值X、Y、Z的计算:

$$X = \sqrt{3}U_{\beta}T_s / U_d$$

$$Y = \left( \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} + \frac{3}{2}U_{\alpha} \right) T_s / U_d$$

$$Z = \left( \frac{\sqrt{3}}{2}U_{\beta} - \frac{3}{2}U_{\alpha} \right) T_s / U_d$$

对于不同的扇区T1T2按表取值

扇区号	1	2	3	4	5	6
T1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
T2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

赋值后，还要对T1T2进行饱和判断。若

$$T_1 + T_2 > T_s$$

则取： $T_1' = T_1 \cdot T_s / (T_1 + T_2)$

$$T_2' = T_2 \cdot T_s / (T_1 + T_2)$$

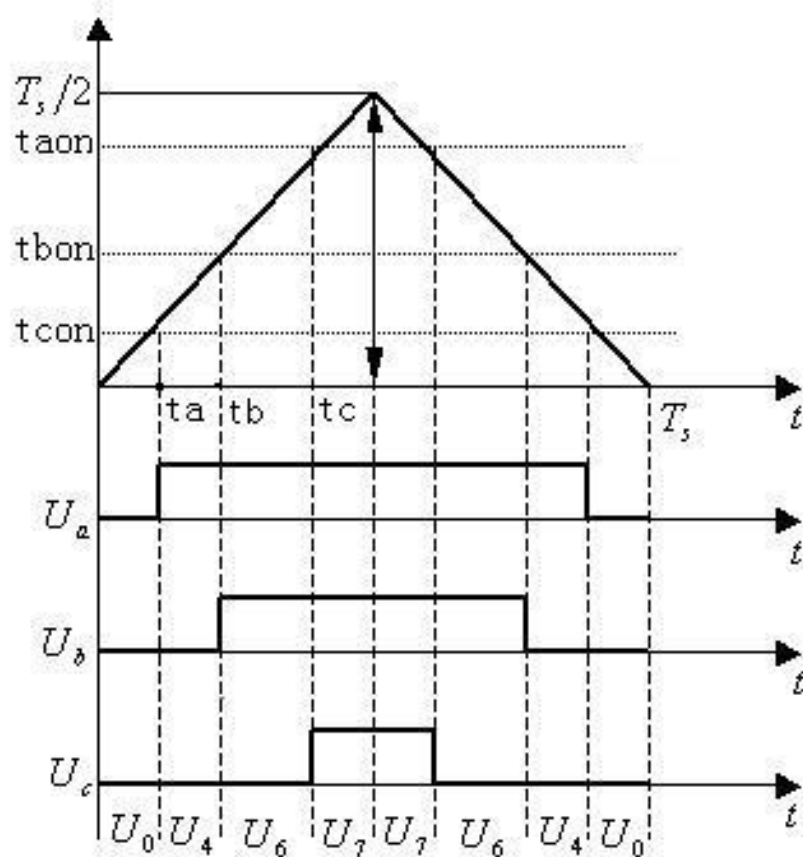
计算空间电压矢量切换点  $taon$ 、 $tbon$ 、 $tcon$ ;

$$T_a = (T_s - T_1' - T_2') / 4$$

$$T_b = T_a + T_1' / 2$$

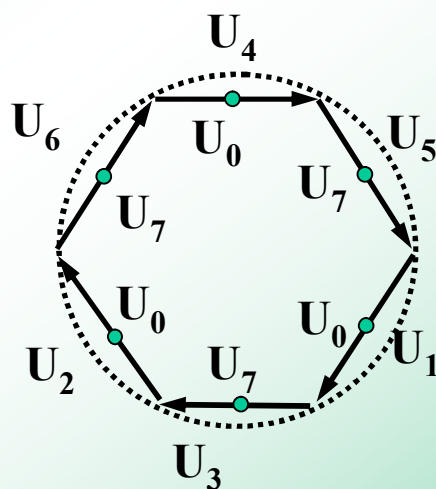
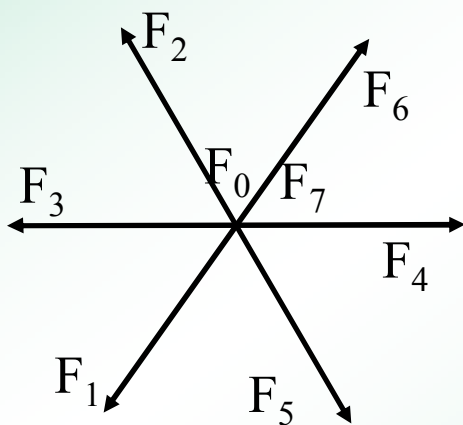
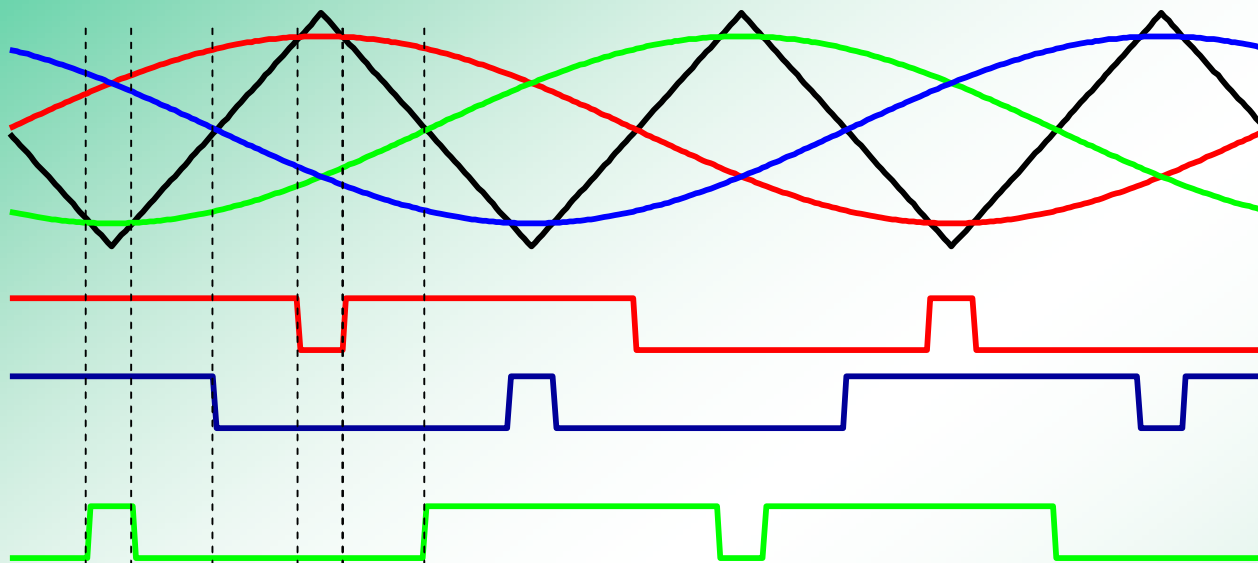
$$T_c = T_b + T_2' / 2$$

扇区号	1	2	3	4	5	6
Taon	Tb	Ta	Ta	Tc	Tc	Tb
Tbon	Ta	Tc	Tb	Tb	Ta	Tc
Tcon	Tc	Tb	Tc	Ta	Tb	Ta

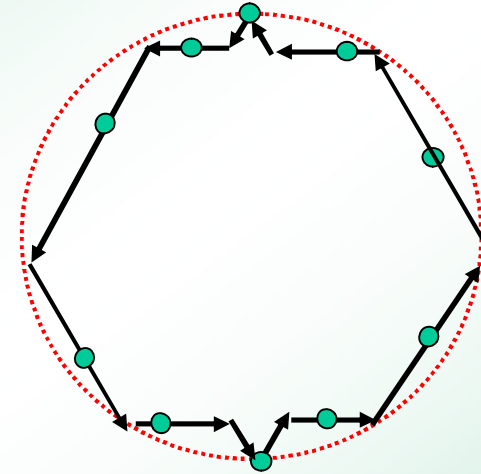
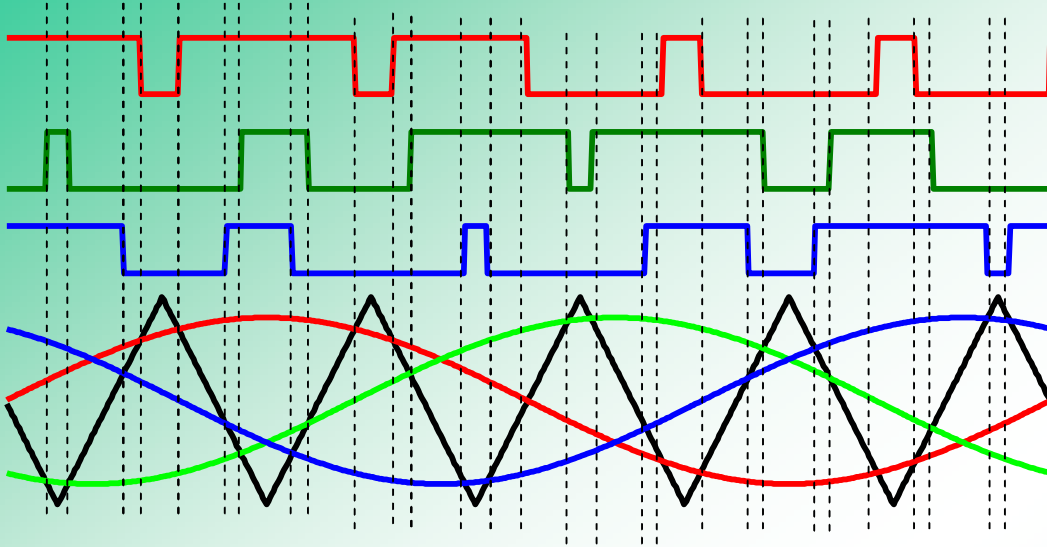


为输出SVPWM波形，将 taon、tbon、tcon与一个三角波比较，当三角波的值大于相应的控制信号值时输出PWM波形。

例：根据SPWM作出空间磁链的轨迹

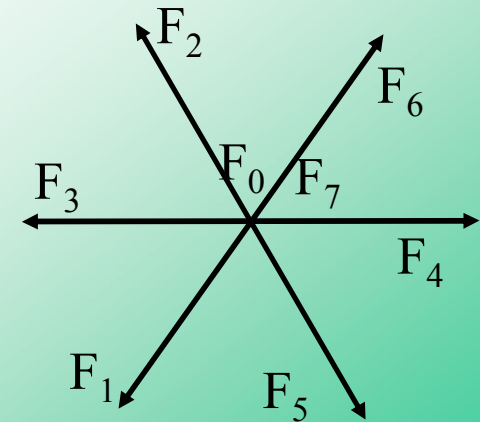


在三分频调制时磁链轨迹是一个正6边形。调幅将只影响零矢量与非零矢量的比例。

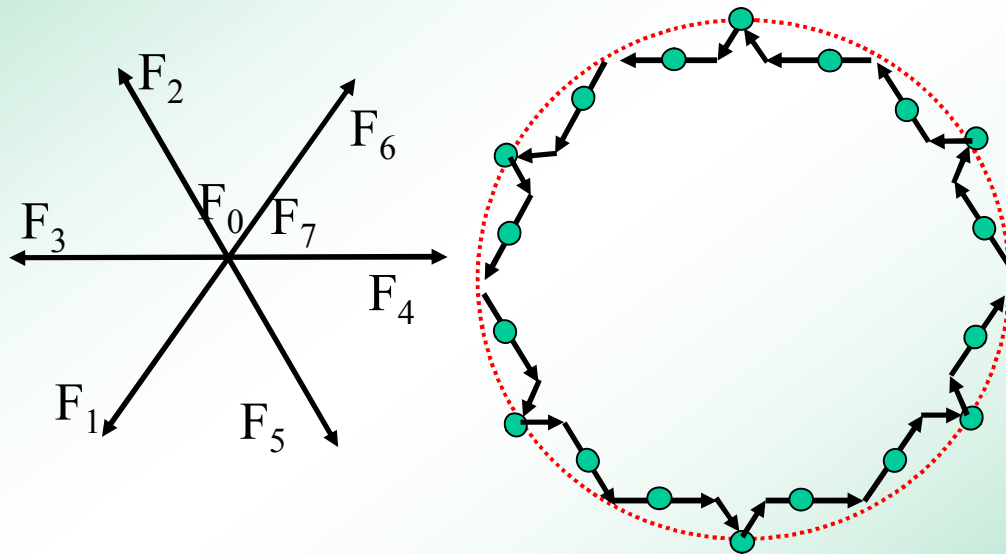
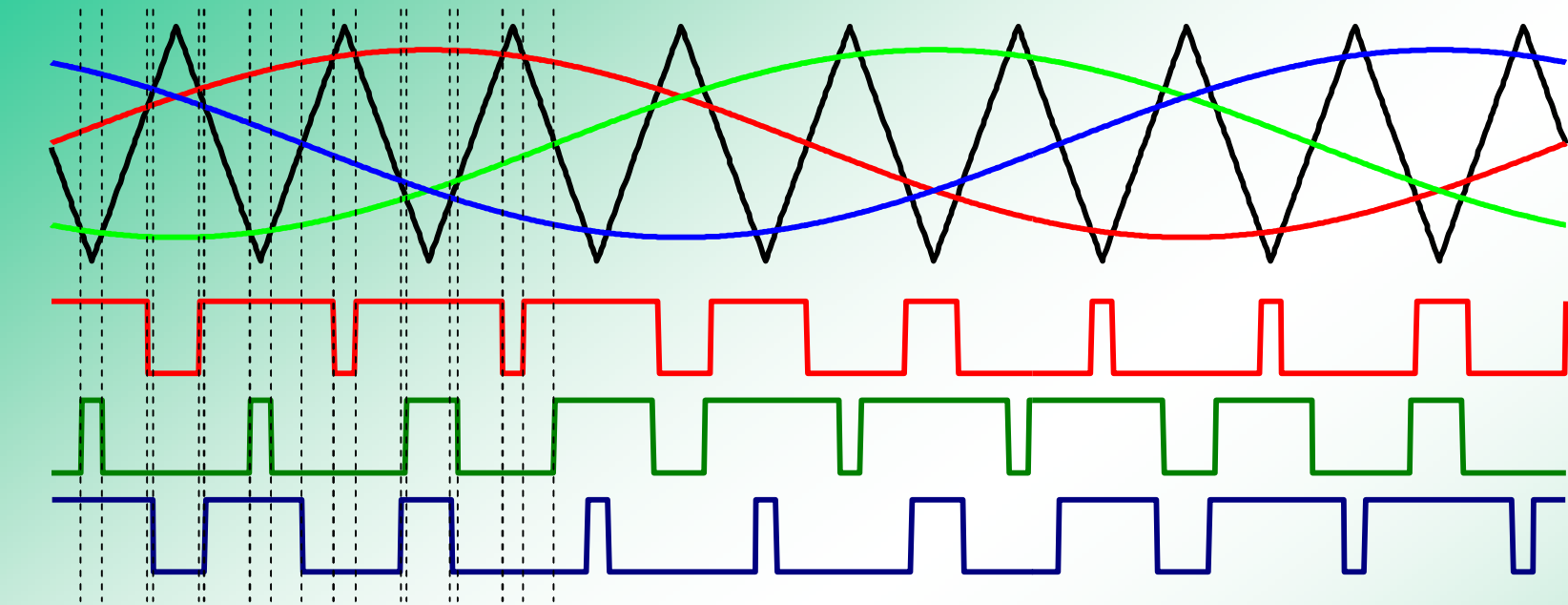


矢量次序：5-7-5-4-0-4-5-7-6-4-0-4-6-7-6-2-0-2-3-7-3-2。。。

在相平面上，磁链不为正对称图形。实际上载波比不是3的倍数，不能使波形对称。







矢量次序：5-7-5-1  
-0-4-5-7-5-4-  
0-4在9分频调制时磁  
链轨迹是一个对称24边  
形。图未按比例做。零  
矢量不是等宽度的。