



---

# 电力电子基础

## Fundamental Power Electronics

### 第5-6 脉宽调制技术

东南大学电气工程学院  
2019年11月

# 6.1 引言

■ 脉宽调制技术(**PWM - Pulse Width Modulation**):  
通过对一系列脉冲的宽度进行调制, 来等效获得所需要的波形 (含形状和幅值)。

■ PWM控制的变流电路主要有:

PWM逆变电路、

PWM整流电路、

直流斩波电路、

斩控式调压电路。

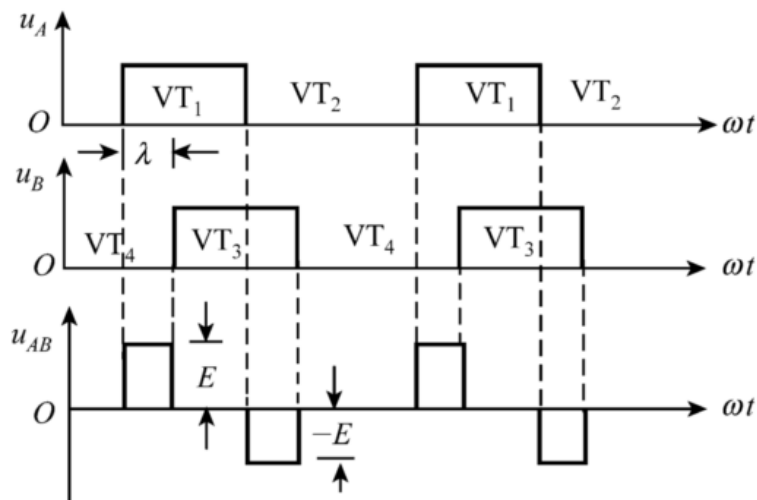
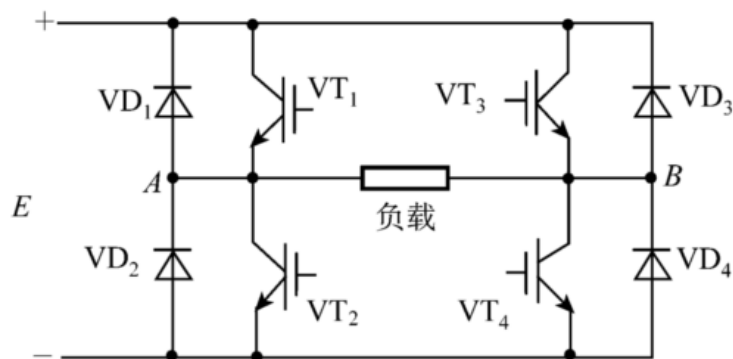
## 6.1 脉宽调制技术(PWM - Pulse Width Modulation)

- 按输出交流电压半周期内的脉冲数：  
单脉冲调制和多脉冲调制
- 按输出电压脉冲宽度变化规律：  
等脉宽调制和正弦脉宽调制
- 按输出半周期内脉冲电压极性单一还是变化：  
单极性调制和双极性调制
- 在输出电压频率变化中，按输出电压半周期内脉冲数固定还是变化：  
同步调制，异步调制和分段同步调制

# 1 基本原理

## (1) 单脉冲调制和多脉冲调制

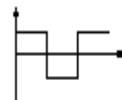
### ■ 单脉冲调制



工作方式：变角度  $\lambda$

将VT<sub>1</sub>—VT<sub>2</sub>和VT<sub>4</sub>—VT<sub>3</sub>切换时间错开一个角度 $\lambda$

$\lambda$ 变化范围：0~180° → 输出电压从0至最大



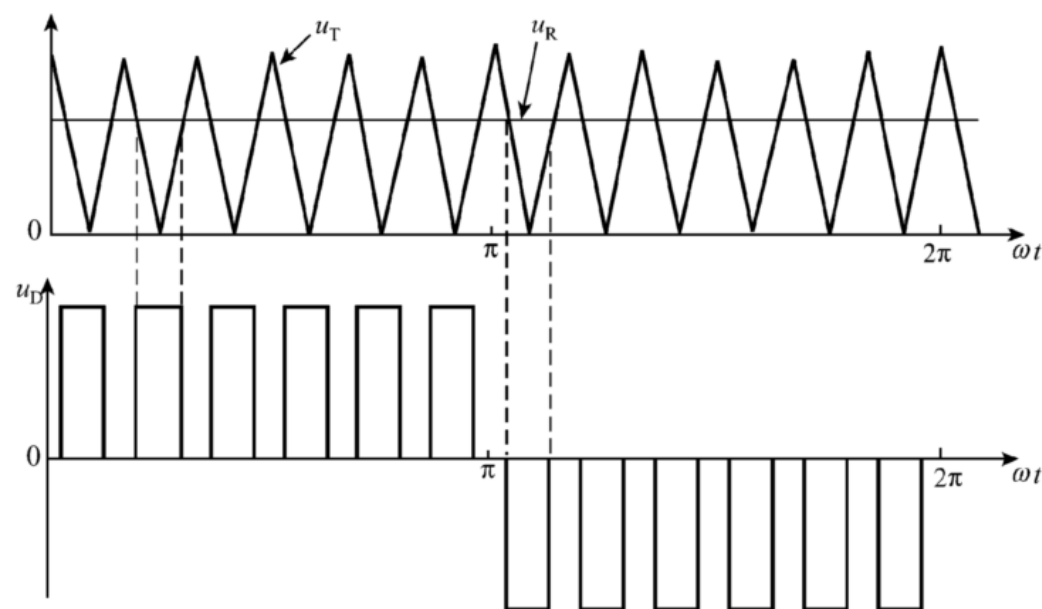
## ■ 多脉冲调制

$u_T$ —三角载波信号电压

$u_R$ —控制参考信号电压

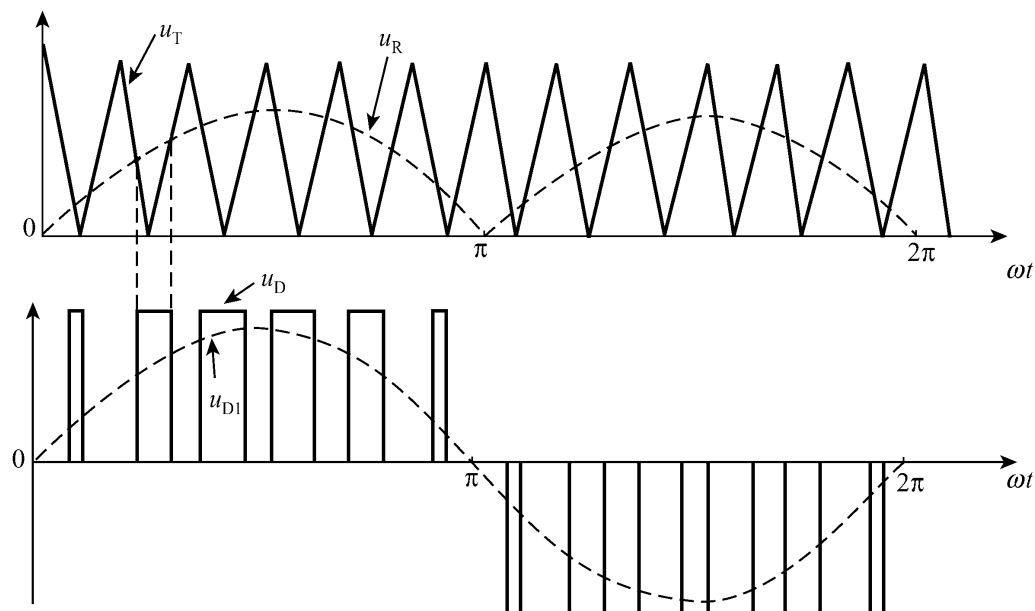
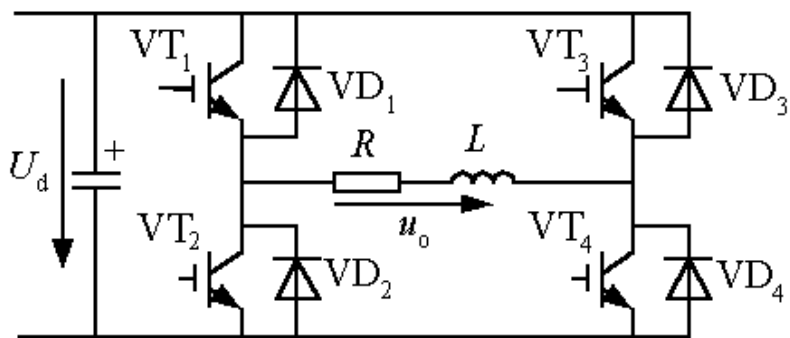
$u_D$ —调制脉冲信号，脉宽  
取决于  $u_R > u_T$  区间大小

载波：等腰三角波

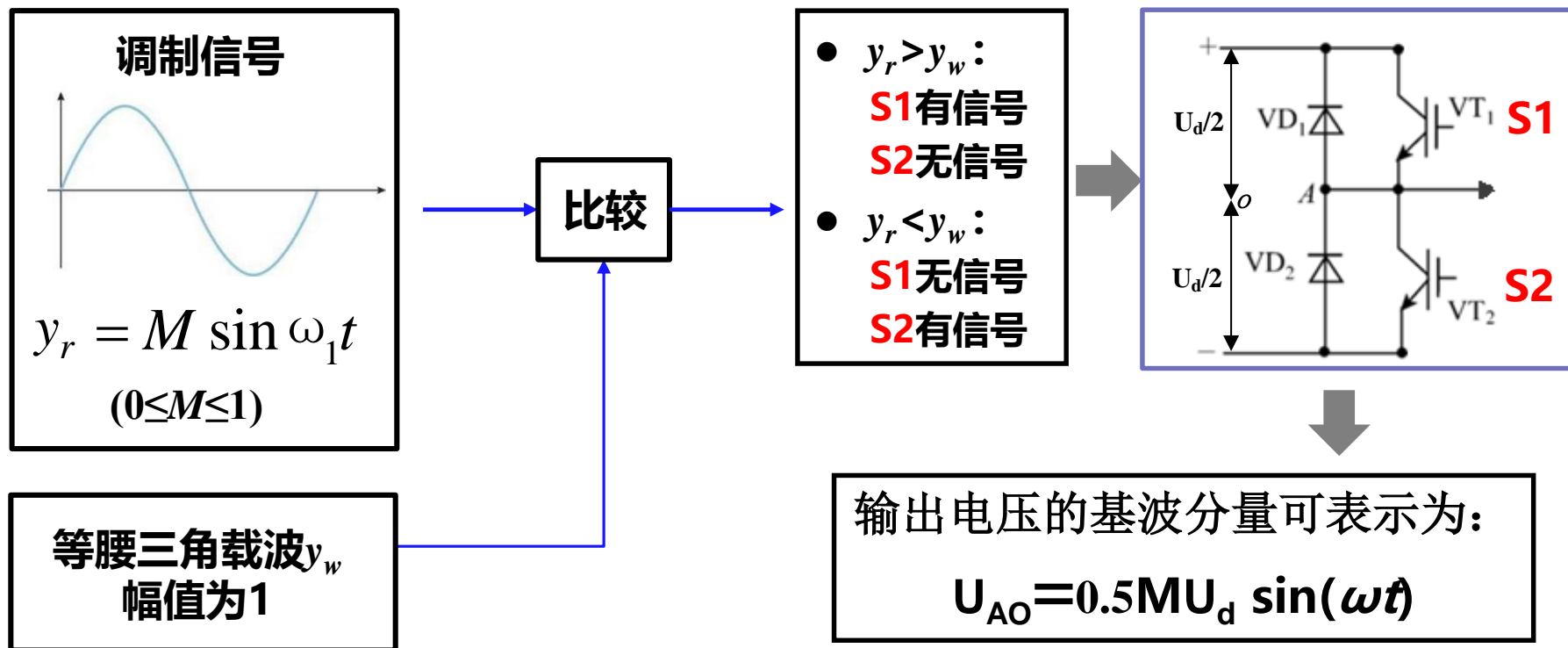


## (2) 正弦波脉宽调制(SPWM)

正弦波电压作为调制信号可得到一组脉冲宽度正比于该曲线函数值的矩形脉冲。

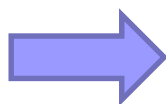


# 附加：SPWM原理



■ 输出电压参考值:

$$U_{AO} = U_m \sin(\omega t)$$



■ 调制信号:

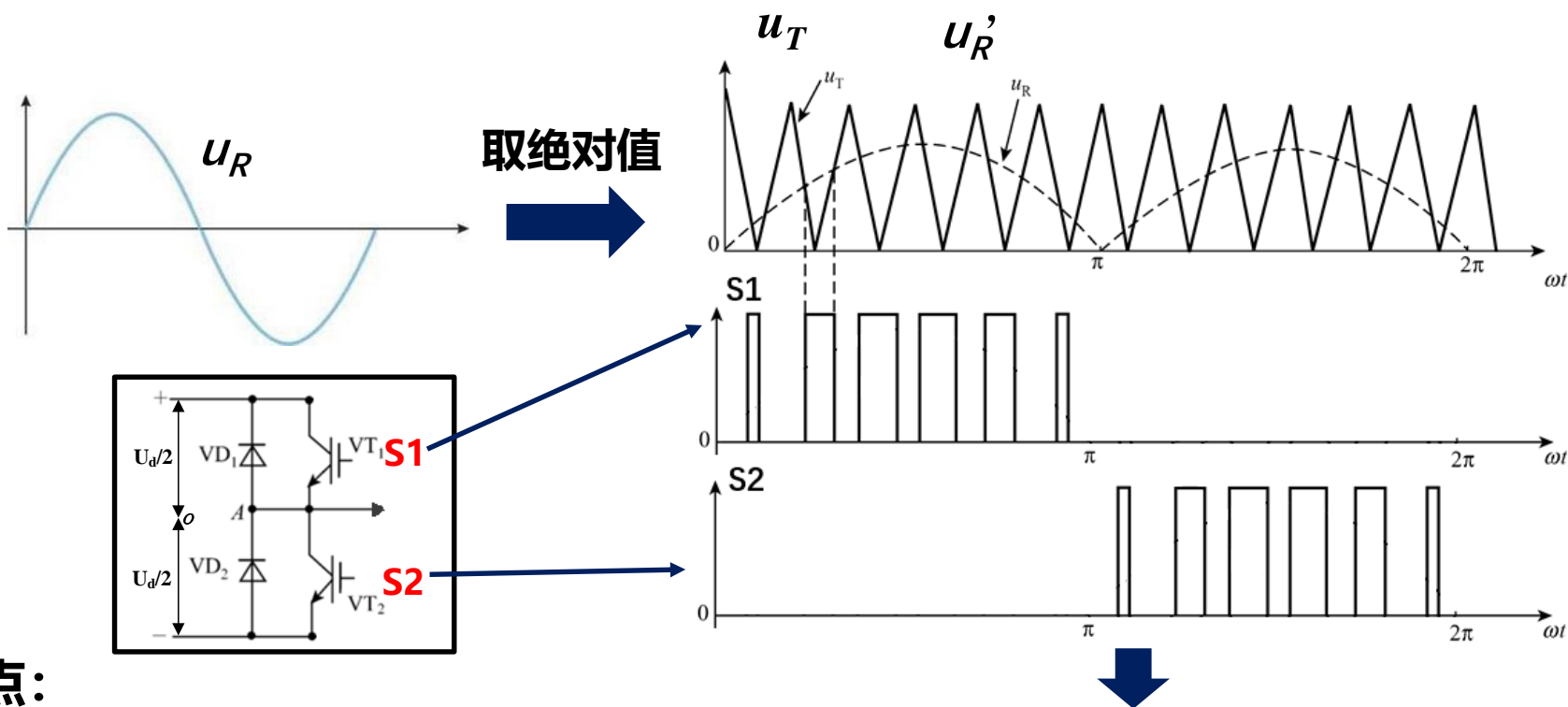
$$y_r = \frac{U_{AO}}{U_d/2}$$

### (3)单极性与双极性调制

#### ■ 单极性调制

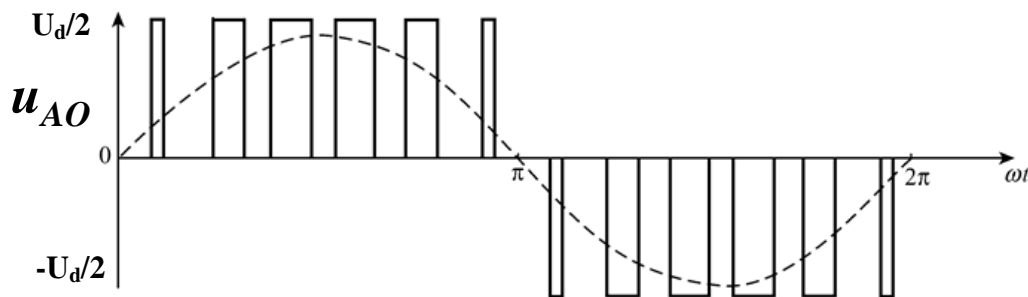
•  $U_R > 0$

•  $U_R < 0$



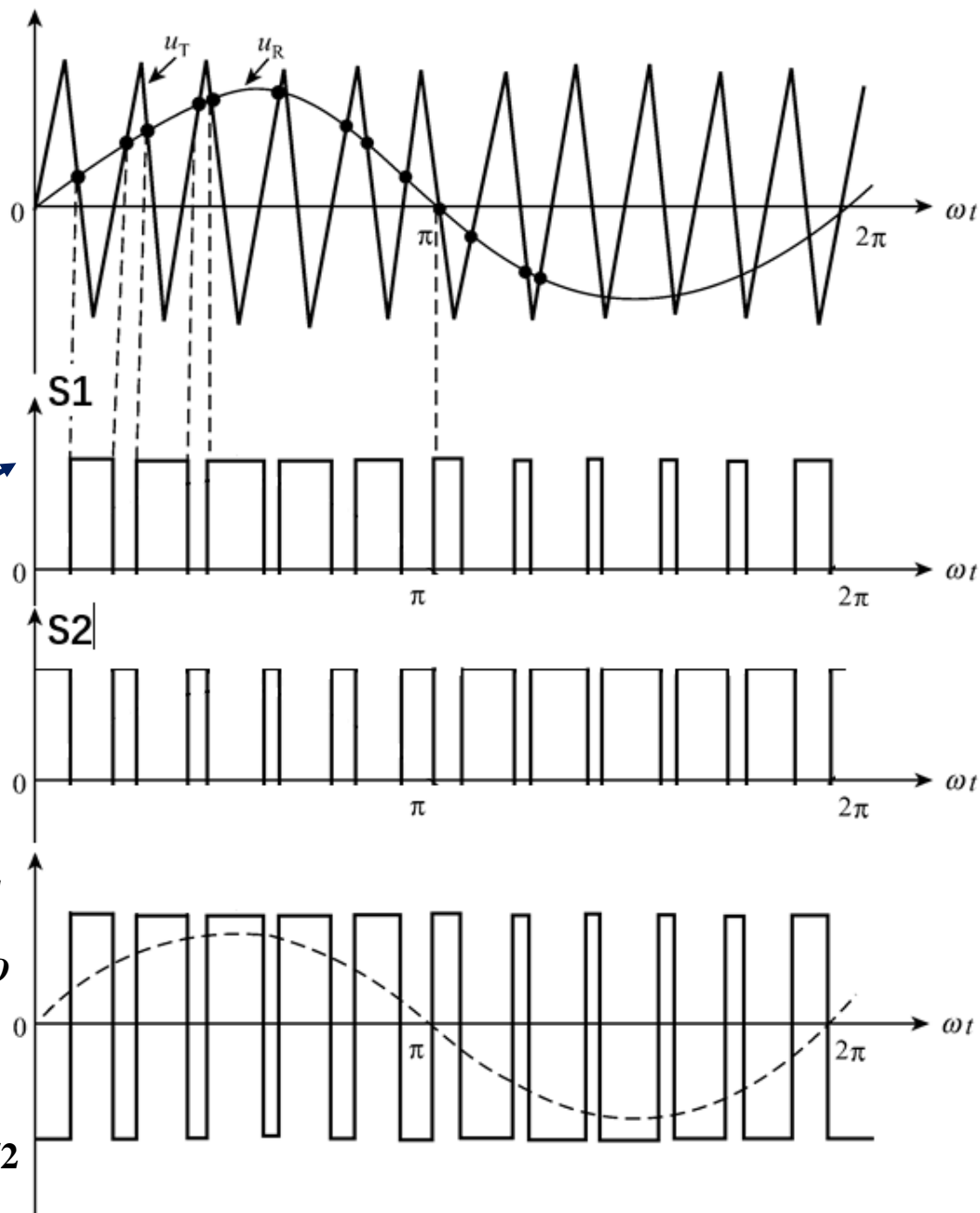
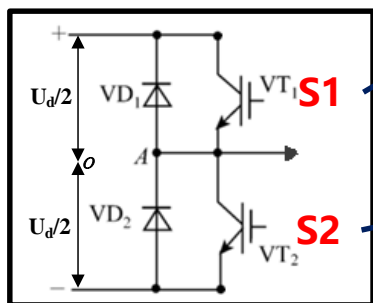
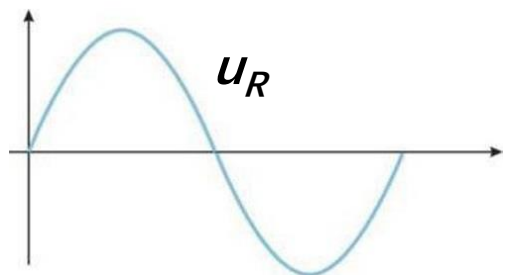
特点:

半个周期内每桥臂只有上或下一个开关元件作通断控制，另一个开关元件关断。





## ■ 双极性调制



**特点:**

每桥臂上、下元件之间均作互补的通、断。

## (4) 同步调制和异步调制

### ■ 同步调制：

三角波频率 $f_T$ 与正弦波频率 $f_R$ （相当于逆变器输出频率）同步，即：

$$f_T/f_R = \text{常数}$$

特点：正负半周对称，只含奇次谐波

低频时：输出电压谐波含量比高频时多，低频特性不好  
高频特性好。

### ■ 异步调制：

$$f_T/f_R = \text{变数} \quad (\text{通常使三角波频率恒定})$$

特点：正负半周不对称，出现偶次谐波；

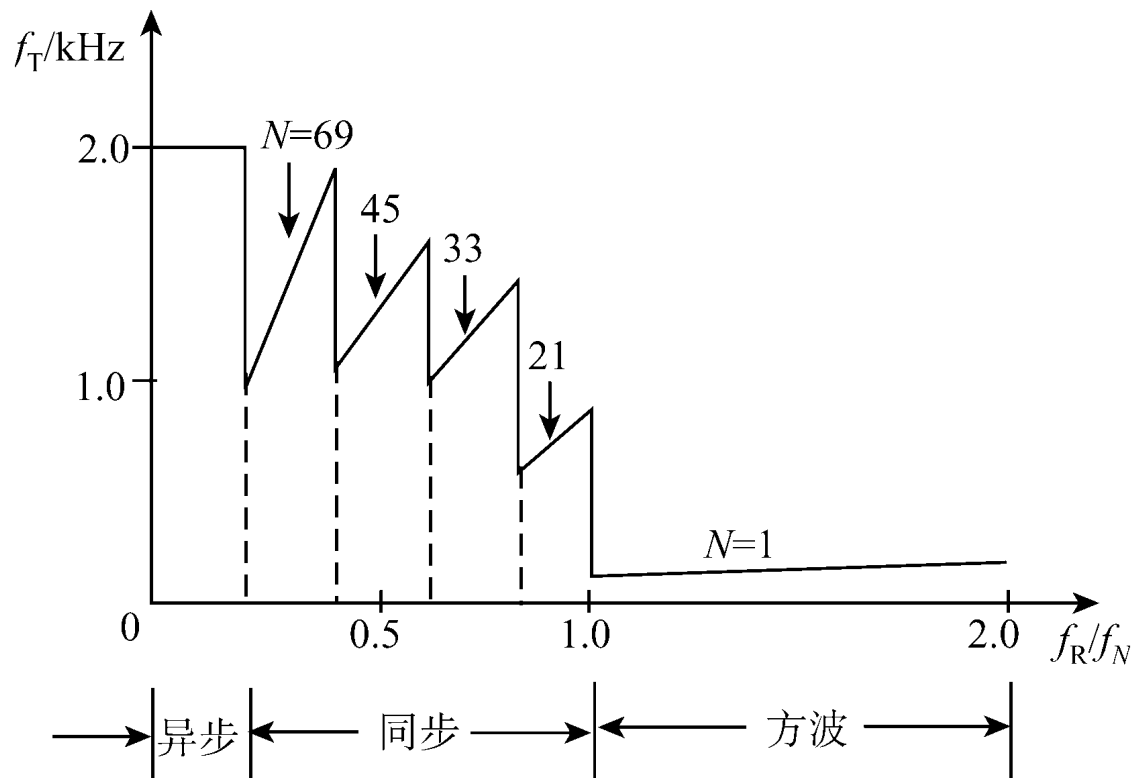
输出电压半周内脉冲次数与输出（电压）频率成反比  
低频特性好

## ■ 分级调制:

取同步, 异步调制之长处

斩波比  $N = f_T / f_R$

- 低频时: 异步调制有利
- 高频时: 同步调制有利

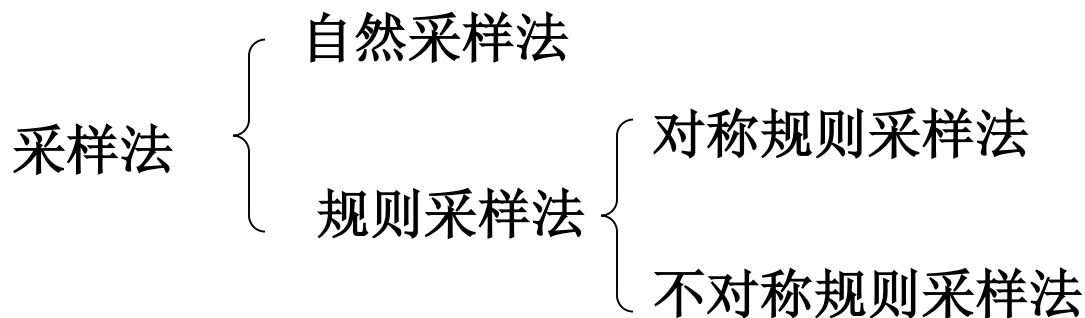


## 2 正弦脉宽调制方法



以三相电压源型逆变电路为例

### (1) 采样法



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



## ■ 自然采样法:

三角载波的幅值  $U_T$

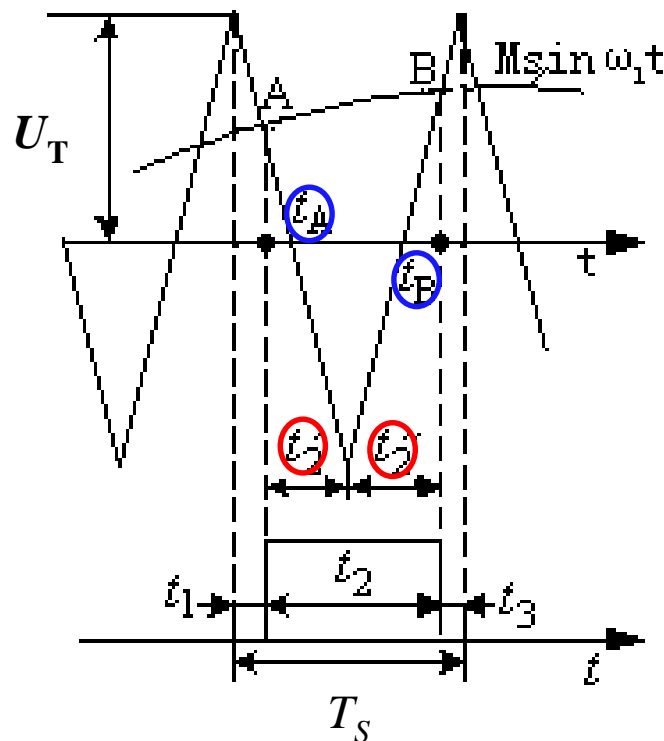
正弦调制波:  $U_R \sin(\omega t)$

调制系数:  $M=U_R/U_T$

$$\begin{cases} t_2' = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{U_T + U_R \sin(\omega t_A)}{2U_T} \\ t_2'' = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{U_T + U_R \sin(\omega t_B)}{2U_T} \end{cases}$$



$$t_2 = t_2' + t_2'' = \frac{T_c}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_1 t_A + \sin \omega_1 t_B) \right]$$




## 线电压:

$$\left. \begin{aligned} u_{AB} &= u_{AO'} - u_{BO'} \\ u_{BC} &= u_{BO'} - u_{CO'} \\ u_{CA} &= u_{CO'} - u_{AO'} \end{aligned} \right\}$$


## 相电压:

$$\left. \begin{aligned} u_{AO} &= u_{AO'} - u_{OO'} \\ u_{BO} &= u_{BO'} - u_{OO'} \\ u_{CO} &= u_{CO'} - u_{OO'} \end{aligned} \right\}$$

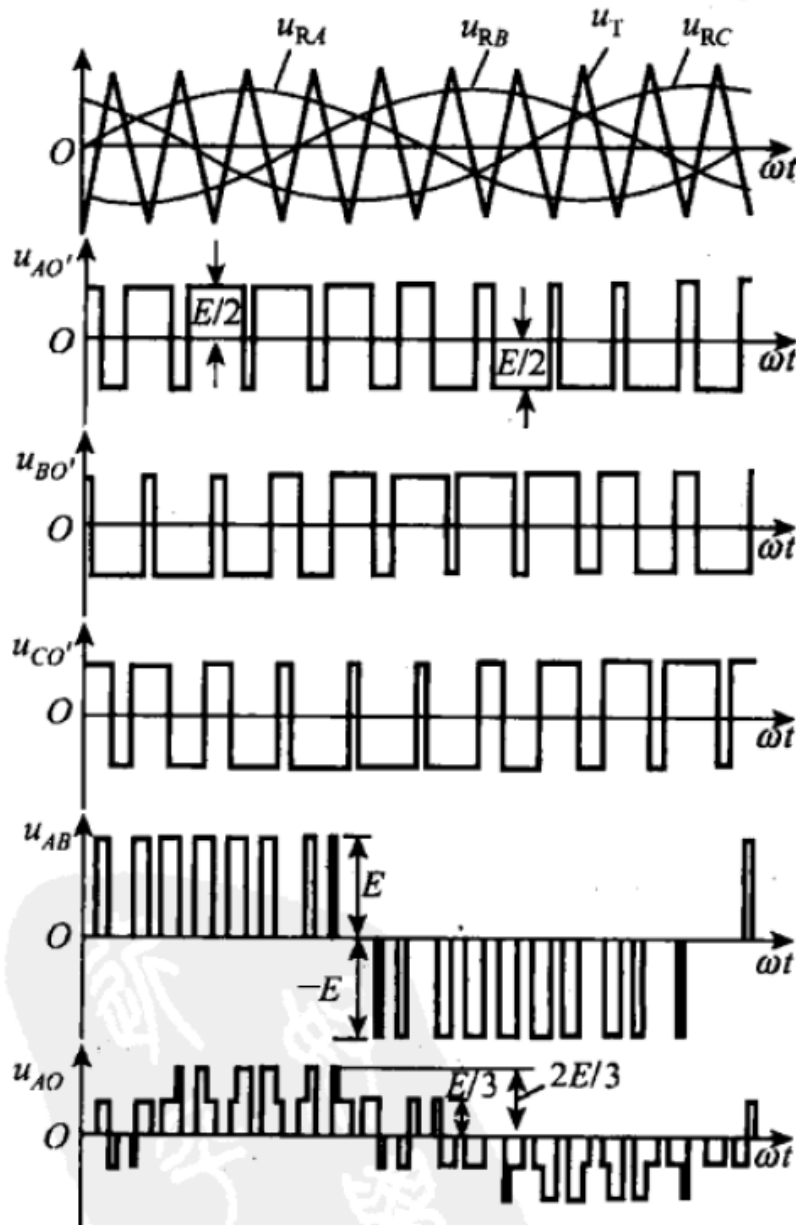


$$u_{OO'} = \frac{1}{3}(u_{AO'} + u_{BO'} + u_{CO'}) - \frac{1}{3}(u_{AO} + u_{BO} + u_{CO})$$

三相对称负载有  $u_{AO} + u_{BO} + u_{CO} = 0$



$$u_{OO'} = \frac{1}{3}(u_{AO'} + u_{BO'} + u_{CO'})$$





## ■ 规则采样法

采样周期:  $T_s$

### □ 对称规则采样法:

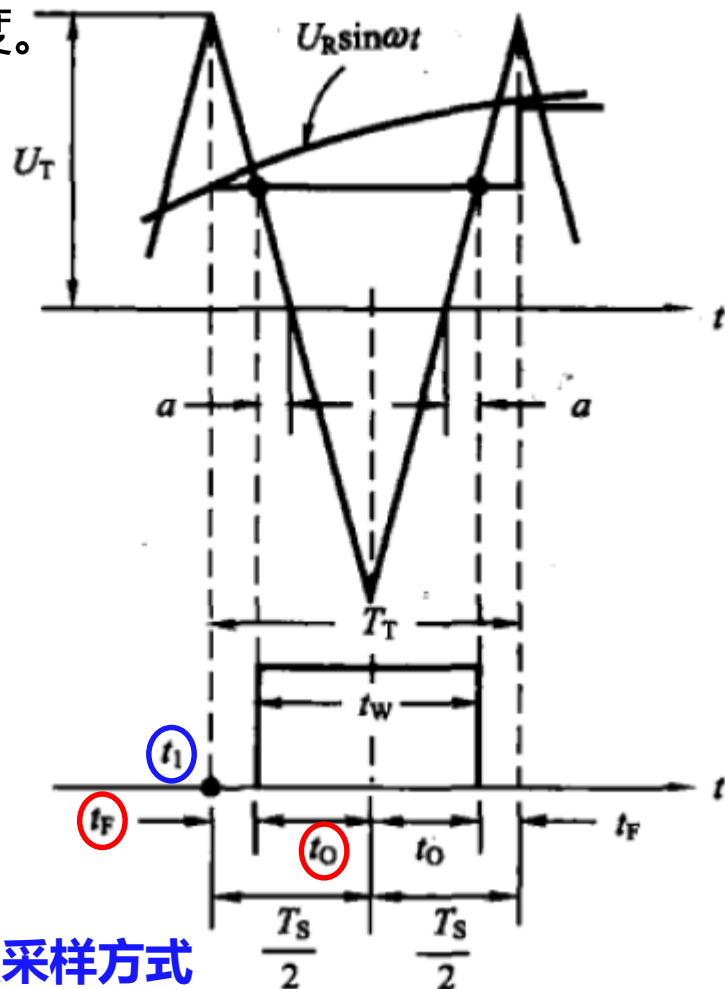
在三角载波的**顶点**或**底点**处对正弦调制波实行采样，以形成等效阶梯波。  
该阶梯波再与三角载波相交确定出脉冲宽度。

$$\text{调制度 } M = \frac{U_R}{U_T} \quad (0 \leq M \leq 1)$$

$$\text{采样时刻: } t_1 = kT_s, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$\left. \begin{aligned} t_F &= \frac{1}{4}T_s - a \\ t_O &= \frac{1}{4}T_s + a \end{aligned} \right\} \rightarrow \left. \begin{aligned} t_F &= \frac{1}{4}T(1 - M \sin \omega t_1) \\ t_O &= \frac{1}{4}T(1 + M \sin \omega t_1) \end{aligned} \right\}$$

$$\text{脉冲宽度: } t_w = 2t_O = \frac{1}{2}T_s(1 + M \sin \omega t_1)$$



顶点采样方式



## ■ 规则采样法

采样周期:  $T_s/2$

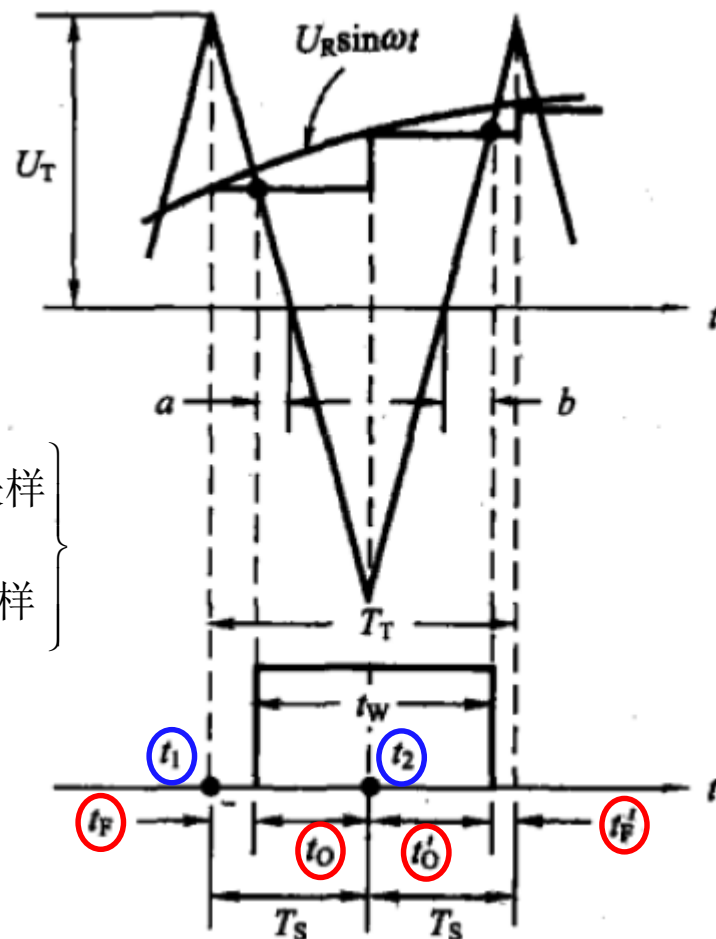
### □ 不对称规则采样法:

既在三角载波的顶点处, 又在底点处对正弦调制波进行采样。这样形成的阶梯波与三角载波相交确定出的脉冲宽度, 在一个载波周期内的位置是不对称的。

$$\left. \begin{aligned} t_F &= \frac{T_s}{2} - a \\ t_O &= \frac{T_s}{2} + a \end{aligned} \right\} \text{和} \left. \begin{aligned} t_F' &= \frac{T_s}{2} - b \\ t_O' &= \frac{T_s}{2} + b \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} t_F &= \frac{T_s}{2} (1 - M \sin \omega t_1) \\ t_O &= \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega t_1) \\ t_F' &= \frac{T_s}{2} (1 - M \sin \omega t_2) \\ t_O' &= \frac{T_s}{2} (1 + M \sin \omega t_2) \end{aligned} \right\} \begin{aligned} t_1 &= \frac{T_s}{2} k, & k &= 0, 2, 4, 6, \dots, \text{顶点采样} \\ t_2 &= \frac{T_s}{2} k, & k &= 1, 3, 5, 7, \dots, \text{底点采样} \end{aligned}$$

脉冲宽度:  $t_w = t_O + t_O' = \frac{T_s}{2} \left[ 1 + \frac{M}{2} (\sin \omega t_1 + \sin \omega t_2) \right]$







## ■ 几种采样法特点比较:

- 自然采样法结果更加真实，但是计算较为复杂，而规则采样法的计算较为简单；
- 对称规则采样法形成的阶梯波比对称规则采样法形成的阶梯波**更接近正弦波**；
- 对称规则采样法比对称规则采样法的脉宽调制结果**更接近自然采样法**；
- 当载波比  $N$  为3及3的倍数时，输出电压不存在偶次谐波，其他高次谐波含量也小。

载波频率

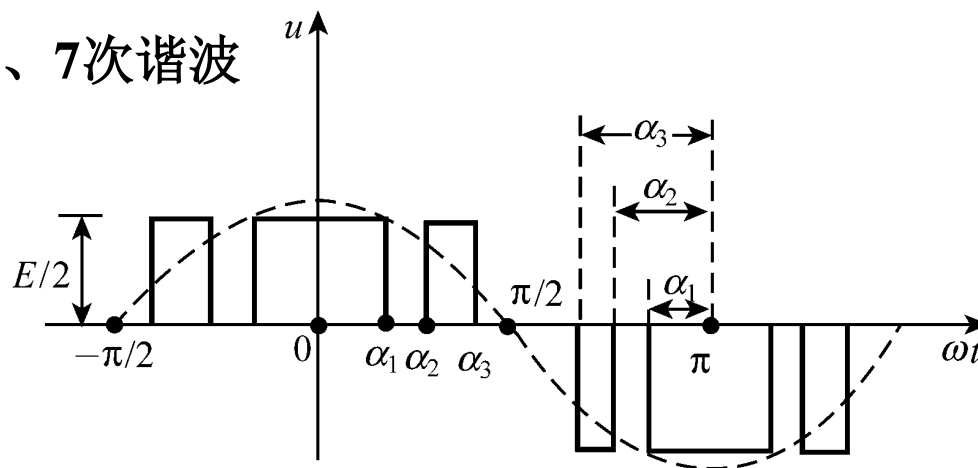
$$N = \frac{f_T}{f_R}$$

调制波频率

## (2) 指定谐波消去法

消除系统中指定次数谐波出发确定SPWM波形的开关时刻

例子：消除5、7次谐波



SPWM波形的傅里叶级数展开式：

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

SPWM波形的傅里叶级数展开:  $u(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \cos(k\omega_1 t)$

其中第 $k$ 次谐波电压幅值

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



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

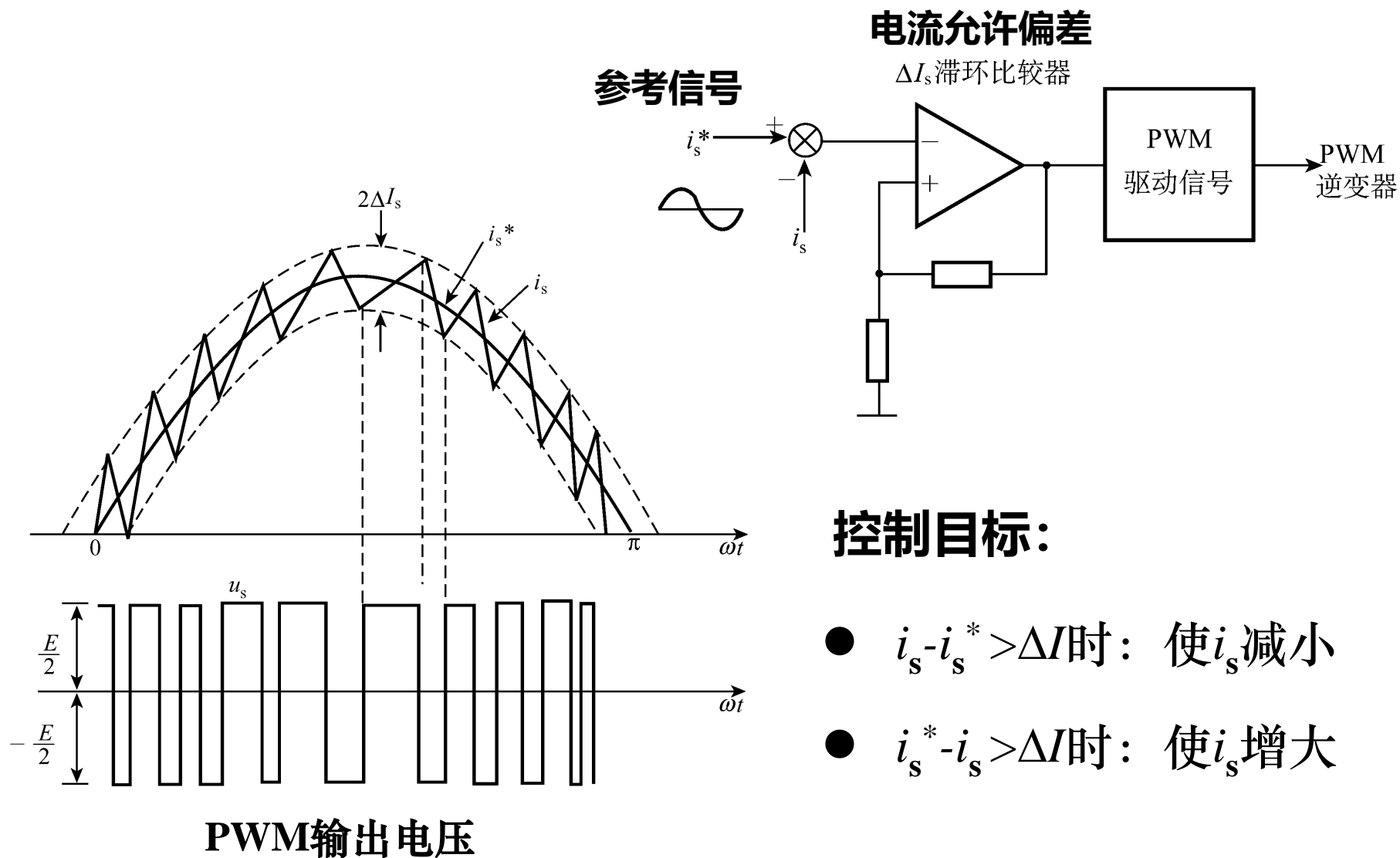


$$\left. \begin{aligned} U_{1m} &= \frac{2E}{\pi} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) \\ U_{5m} &= \frac{2E}{5\pi} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0 \\ U_{7m} &= \frac{2E}{7\pi} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) = 0 \end{aligned} \right\}$$



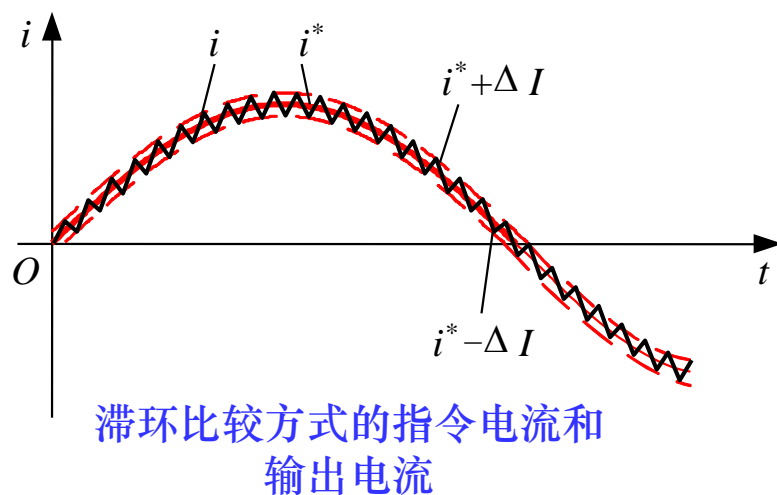
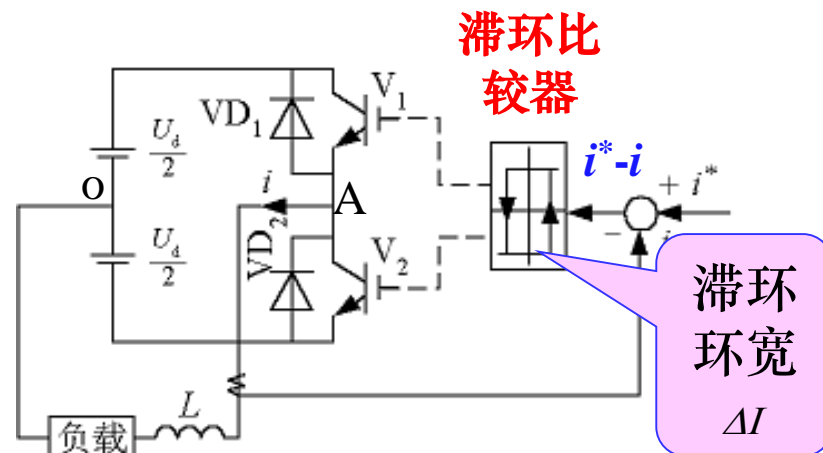
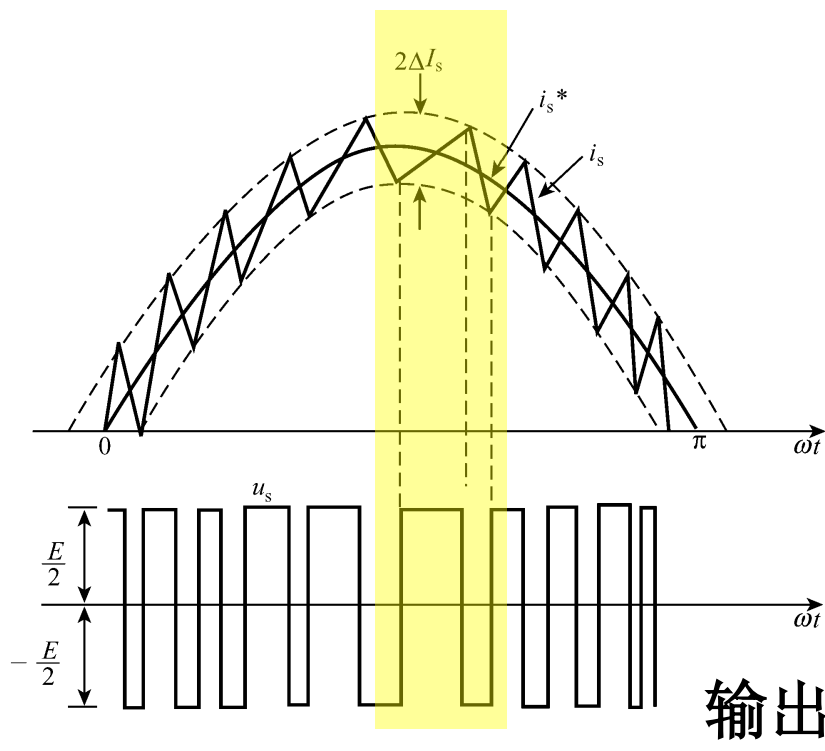
求解出 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$   
可消除5、7次谐波

### 3 电流滞环控制PWM



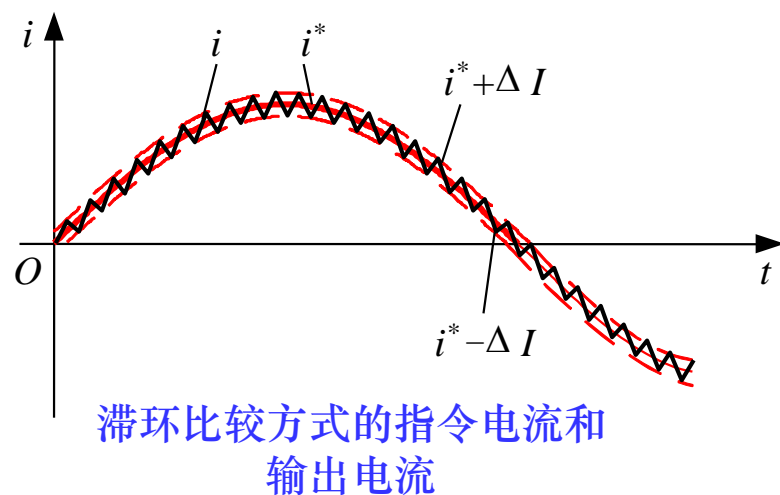
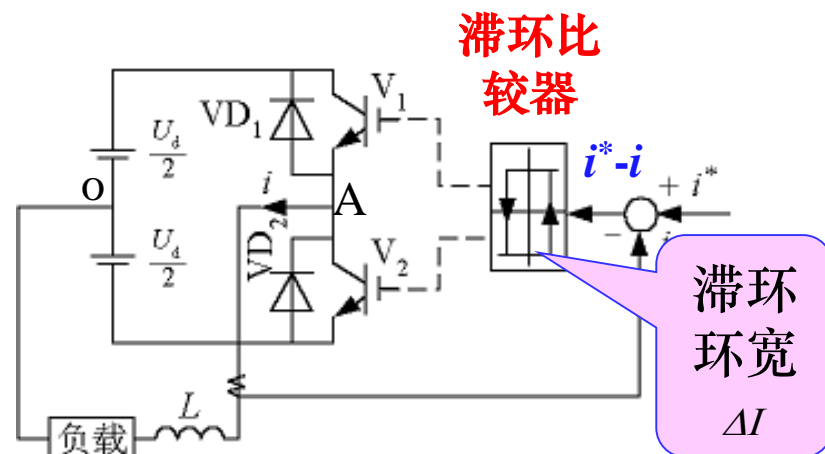
## 基本原理

- $V_1$ 开 $V_2$ 关,  $i_s$ 增大
- $V_2$ 开 $V_1$ 关,  $i_s$ 减小

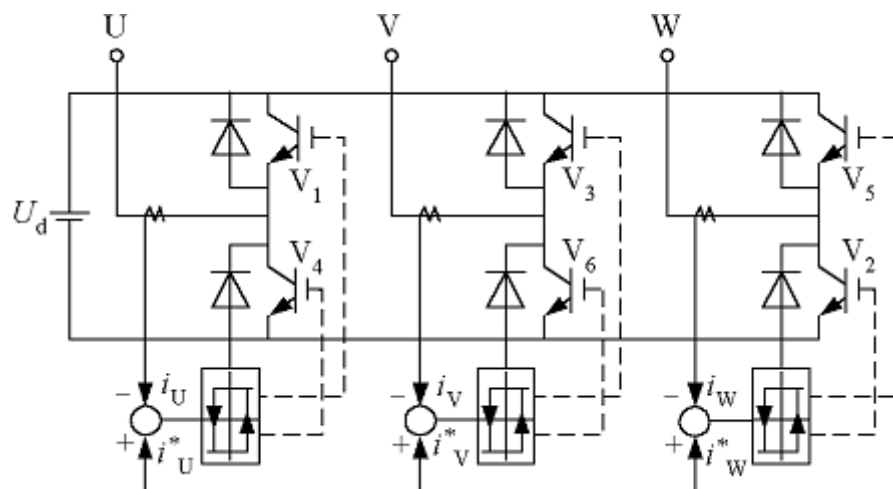


## ■ 参数的影响

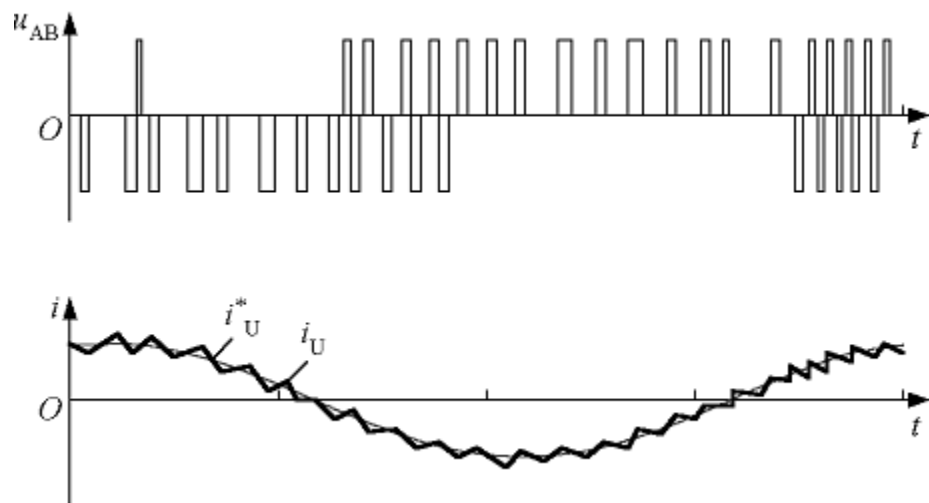
- ✓ 环宽过宽时，开关频率 $f$ 低，跟踪误差大；
- ✓ 环宽过窄时，跟踪误差小，但开关频率 $f$ 过高，开关损耗增大。
- ✓  $L$ 大时， $i$ 的变化率小，跟踪慢，开关频率小；
- ✓  $L$ 小时， $i$ 的变化率大，开关频率过高。



## ■ 三相电路情况



三相电流跟踪型PWM逆变电路



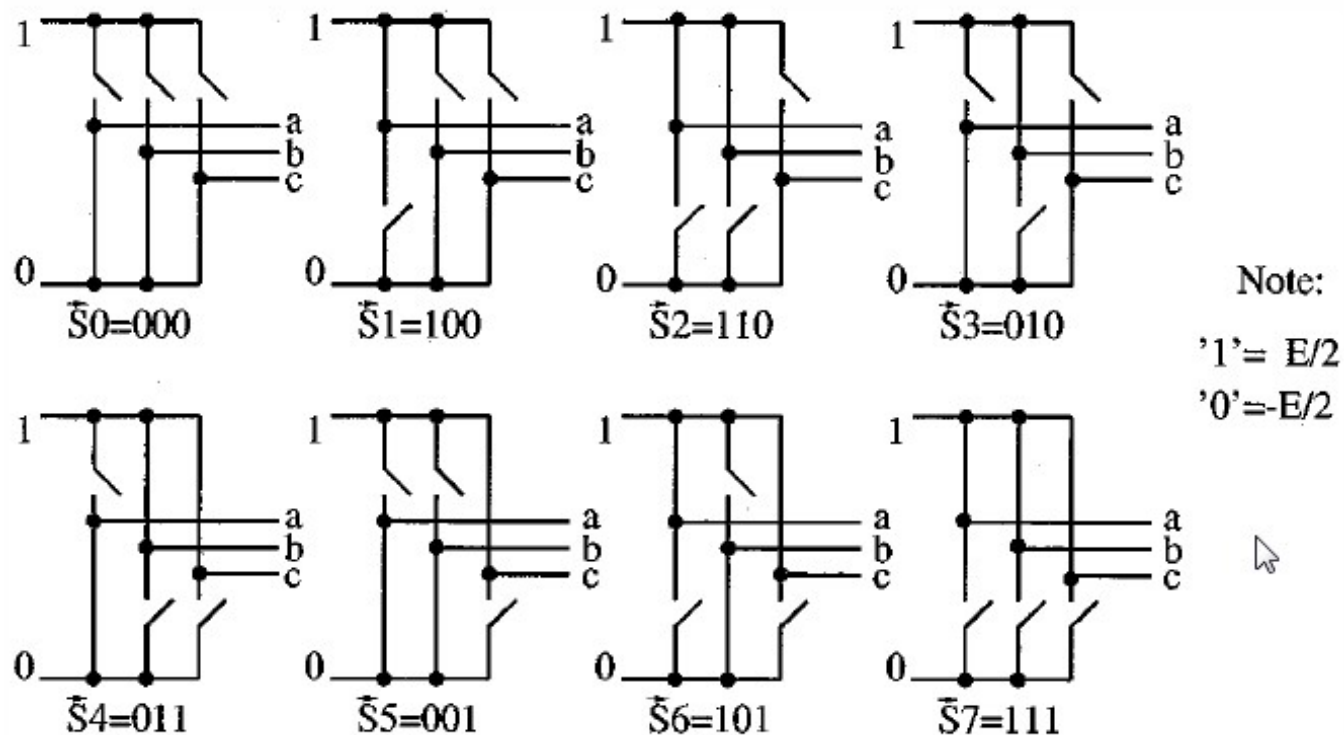
三相电流跟踪型PWM逆变电路输出波形

## 滞环比较方式PWM变流电路特点:

- ✓ 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。

## 4 电压空间矢量控制

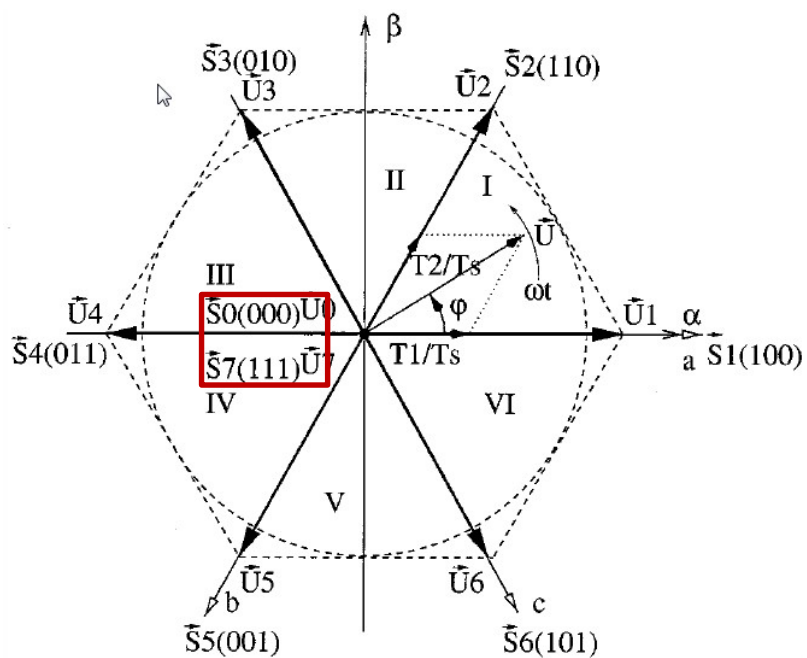
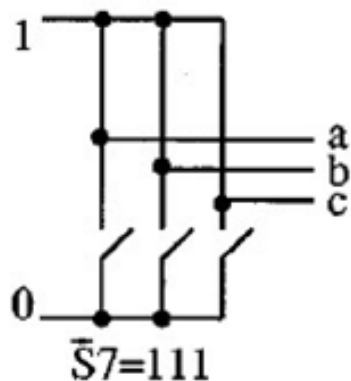
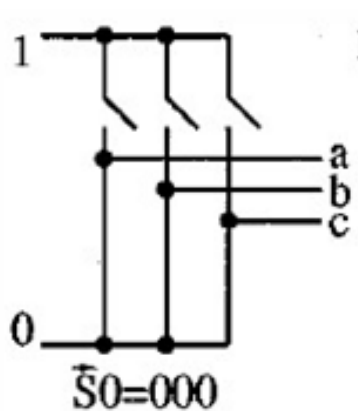
- 三相电压型逆变器其开关状态有八种 $S_0 \sim S_7$ ,每一开关状态对应一电压空间矢量 $U_0 \sim U_7$ 。其中 $U_0$ 和 $U_7$ 为零矢量。





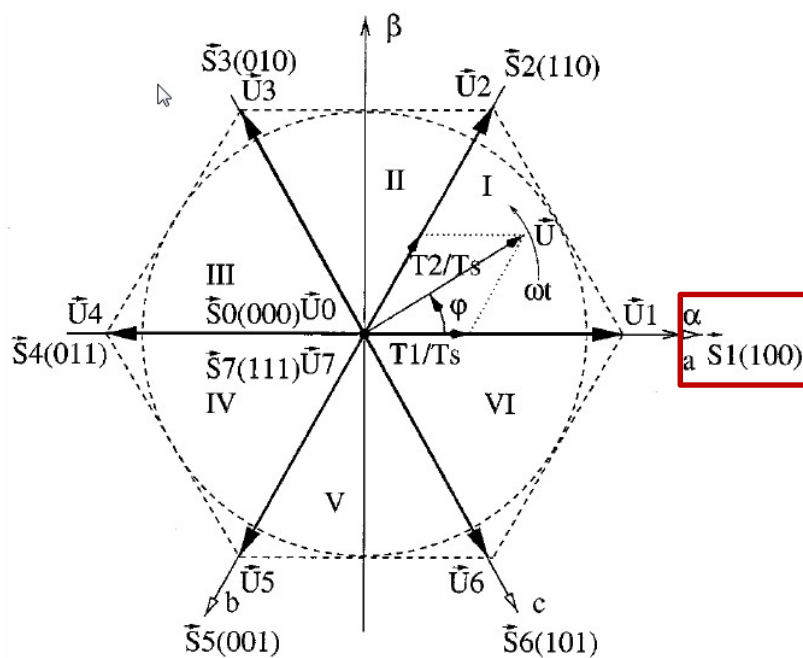
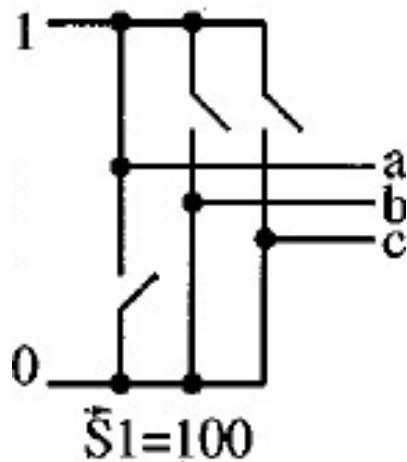
## ■ 8种开关状态所对应的矢量

- 状态 $S_0$ 和 $S_7$

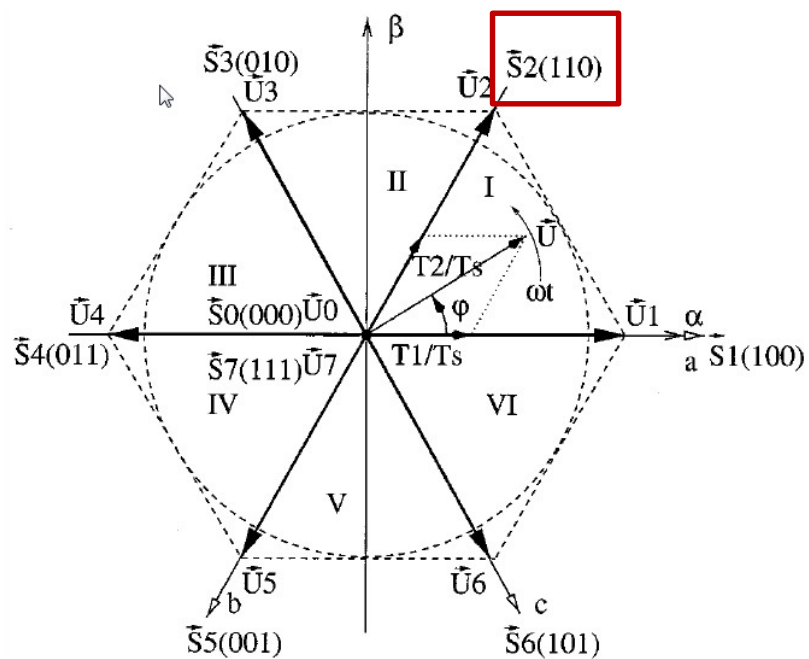


## ■ 8种开关状态所对应的矢量

- 状态 $S_1$

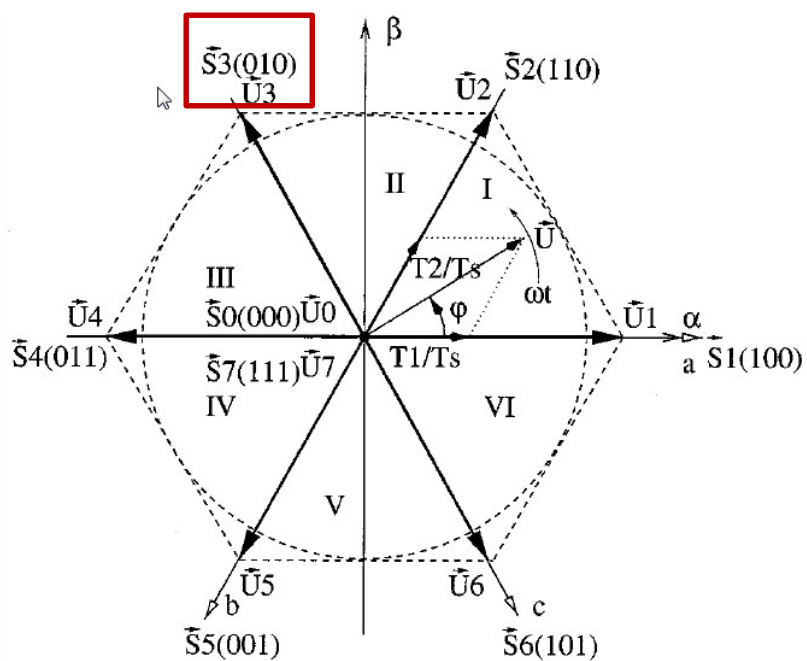
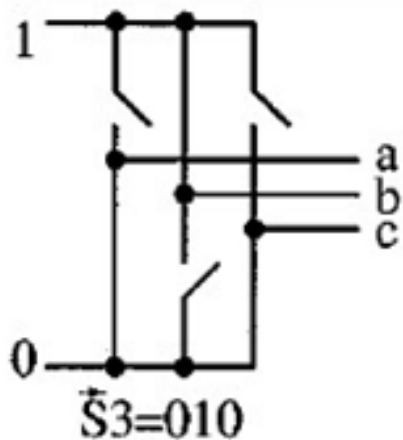


■ 状态 $S_2$



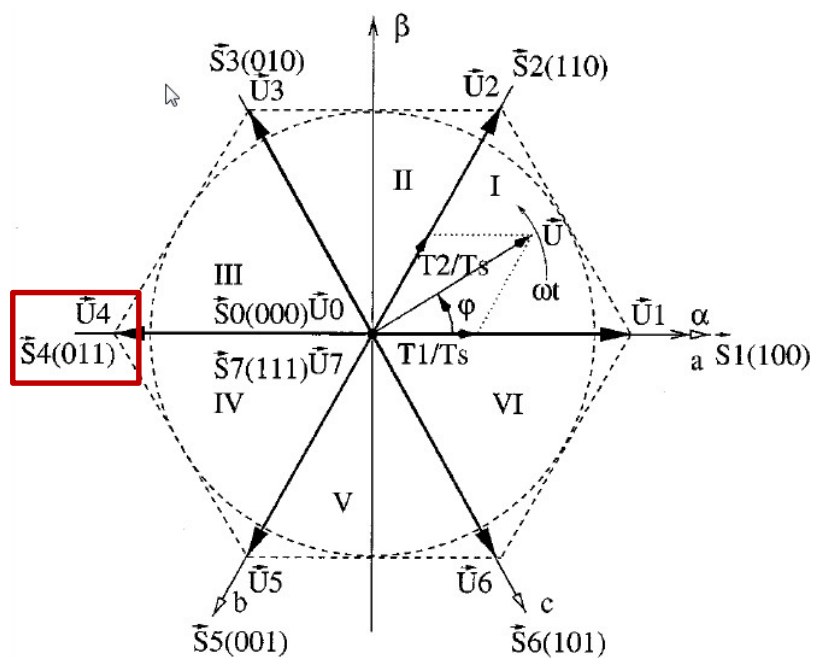
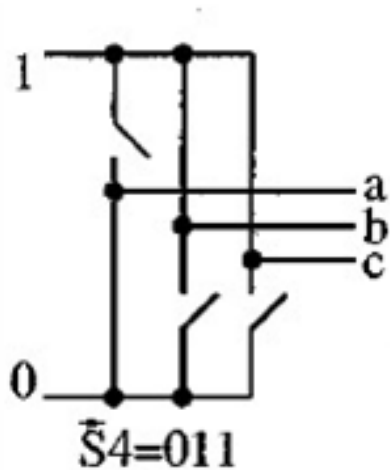
## ■ 8种开关状态所对应的矢量

### ■ 状态 $S_3$



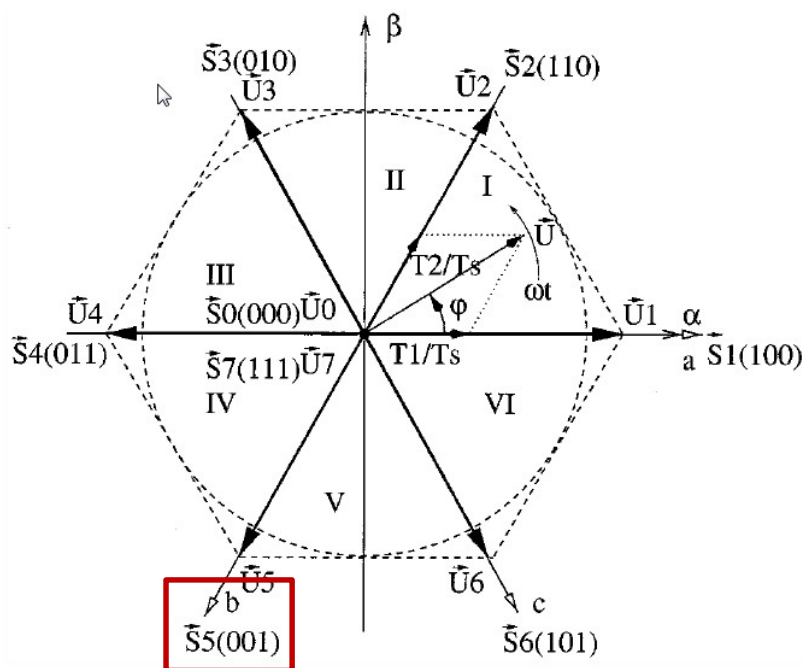
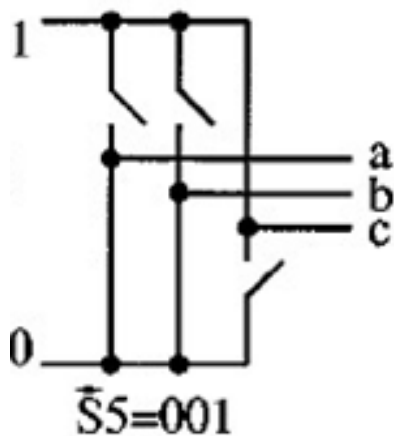
## ■ 8种开关状态所对应的矢量

### ■ 状态 $S_4$



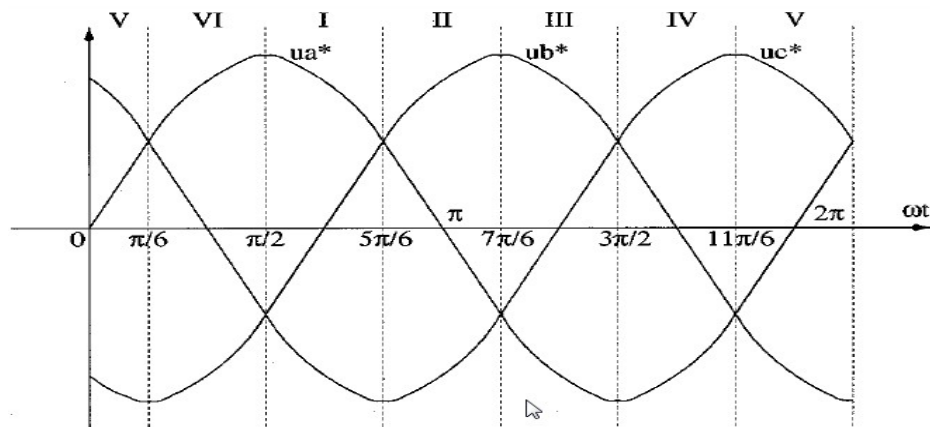
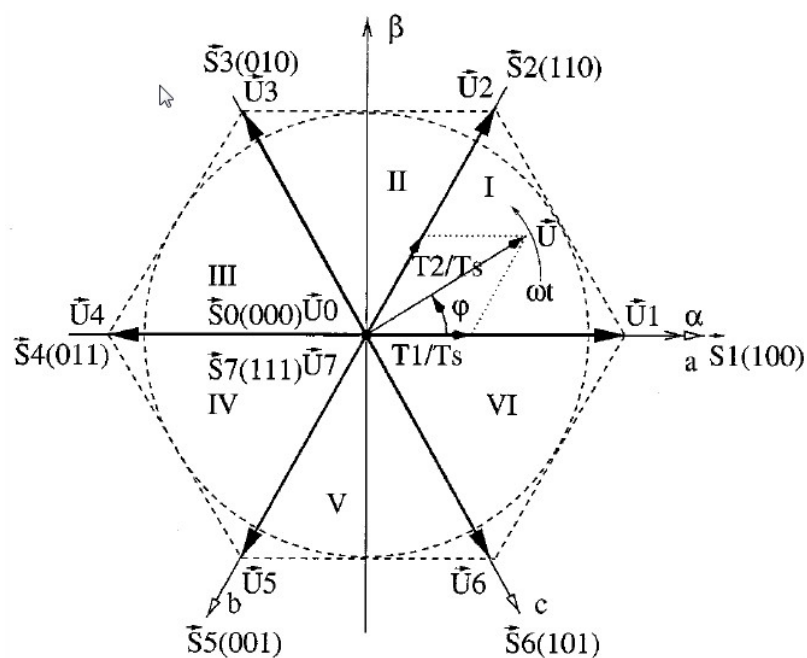
## ■ 8种开关状态所对应的矢量

### ■ 状态 $S_5$





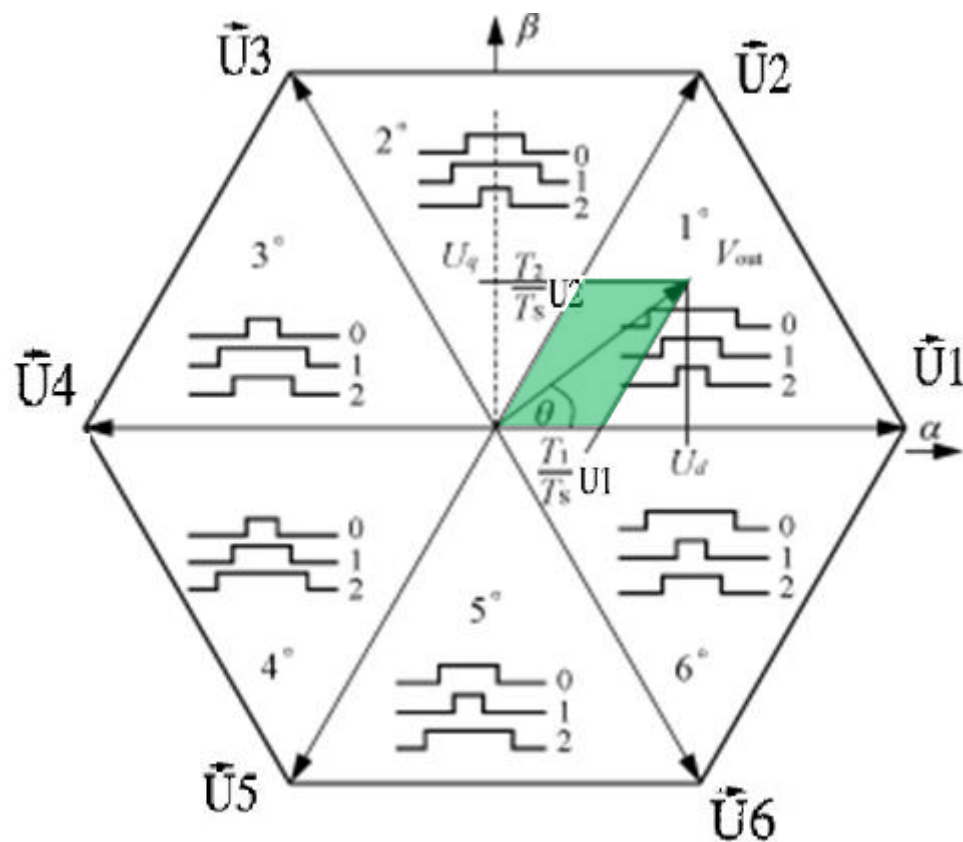
## ■ 空间矢量分区



Sector I ( $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ )	Sector II ( $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ )	Sector III ( $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi$ )
$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$	$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$	$T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$
$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$	$T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$	$T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6})$
$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_2$	$T_0 + T_7 = T_s - T_2 - T_3$	$T_0 + T_7 = T_s - T_3 - T_4$
Sector IV ( $\pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$ )	Sector V ( $\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$ )	Sector VI ( $\frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi$ )
$T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$	$T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6})$	$T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$
$T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$	$T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$	$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$
$T_0 + T_7 = T_s - T_4 - T_5$	$T_0 + T_7 = T_s - T_5 - T_6$	$T_0 + T_7 = T_s - T_1 - T_6$



## ■ SVPWM调制输出电压

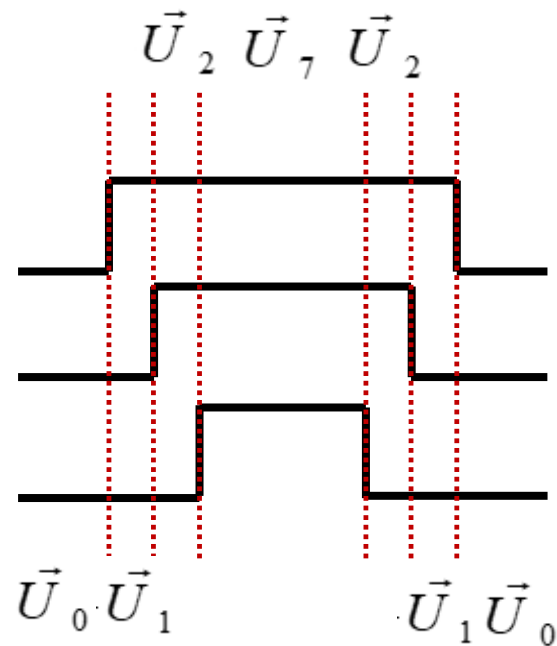


## 以第I扇区为例实现输出

A相输出:

B相输出:

C相输出:



$$= \frac{T_0}{T_s} \vec{U}_0 + \frac{T_1}{T_s} \vec{U}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{U}_2 + \frac{T_7}{T_s} \vec{U}_7$$

菱形内:  $V_{out}$  在  $\vec{U}_1$  方向的分量 =  $\frac{T_1}{T_s} U_1$   
 菱形内:  $V_{out}$  在  $\vec{U}_2$  方向的分量 =  $\frac{T_2}{T_s} U_2$

剩余的时间  $(T_s - T_1 - T_2)$   
 由  $\vec{U}_0$  和  $\vec{U}_7$  随意 ( $T_0$ 、 $T_7$ ) 分配

# 5 PWM逆变电路输出特性

## (1) 输出谐波分析

### ■ 单相桥式电路双极性调制

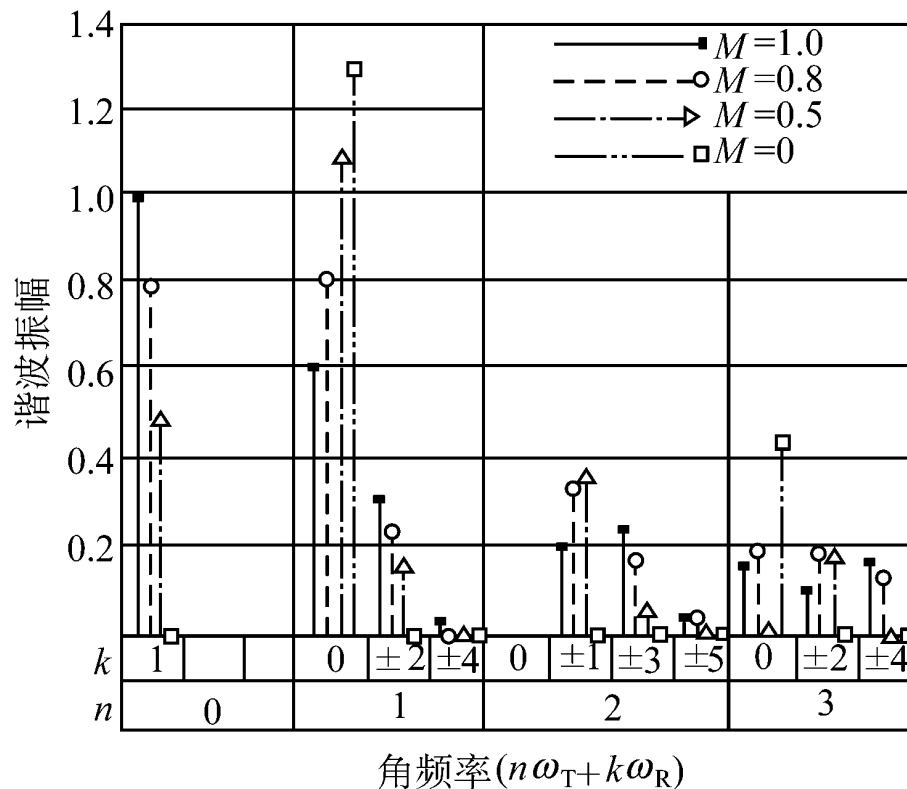
谐波角频率  $n\omega_T \pm k\omega_R$

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

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

$\omega_T$  为载波角频率

$\omega_R$  为调制波角频率



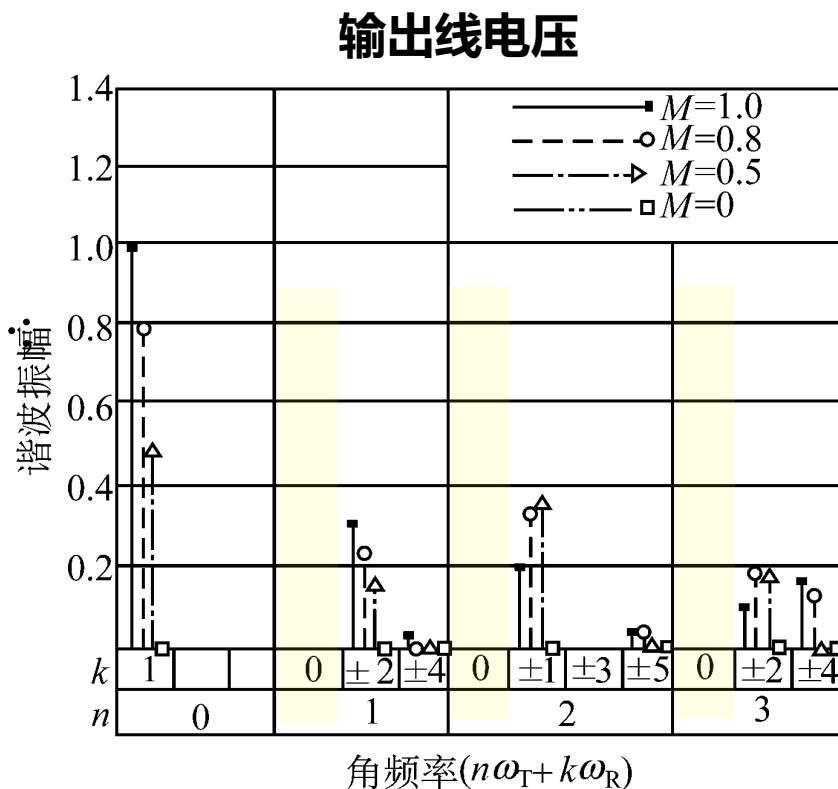
- SPWM波中不含低次谐波，只含 $\omega_T$ 、 $2\omega_T$ 、 $3\omega_T$ 等及其附近的谐波。

## ■ 三相桥式逆变器

谐波角频率  $n\omega_T \pm k\omega_R$

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

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



- 三相和单相比较，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  $\omega_T$  整数倍的谐波没有了，谐波中幅值较高的是  $\omega_T \pm 2\omega_r$  和  $2\omega_T \pm \omega_r$ 。



## (2) 直流电压利用率的提高

### ■ 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

### ■ 三相SPWM逆变电路

直流侧电压为E

载波信号-1与1之间, 频率 $f_T$

调制波:  $m\sin(\omega t)$  ( $0 \leq m \leq 1$ )



输出电压:  $0.5mE \sin(\omega t)$

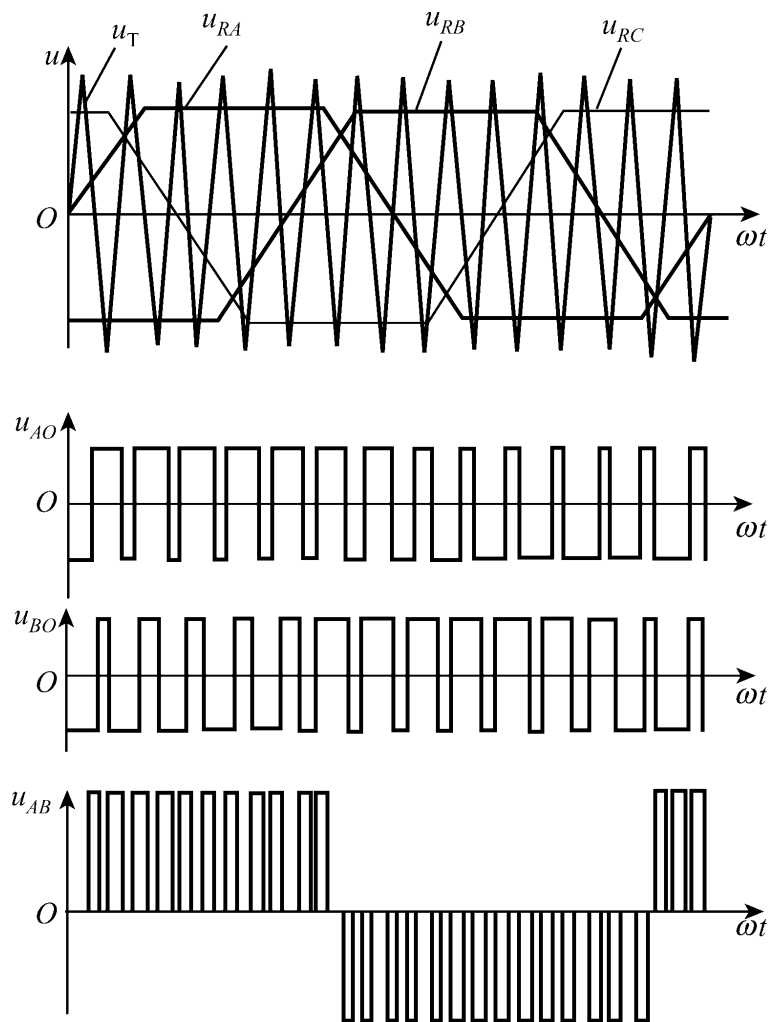
M=1时, 输出相电压基波幅值E/2, 输出线电压为:  $(\sqrt{3}/2)U_d$   
直流电压利用率=**0.866**

### ■ 如何提高直流电压利用率?

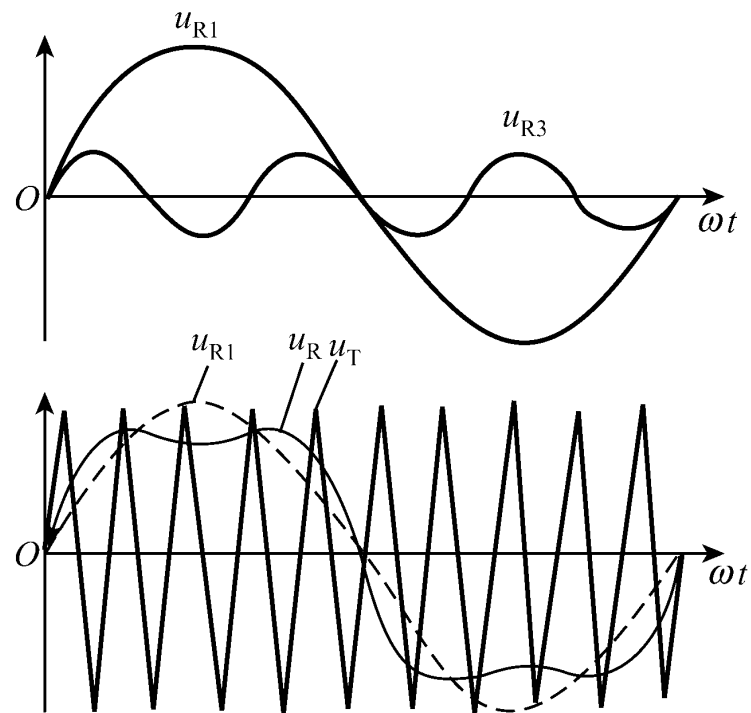
- 梯形调制波
- 马鞍形调制波



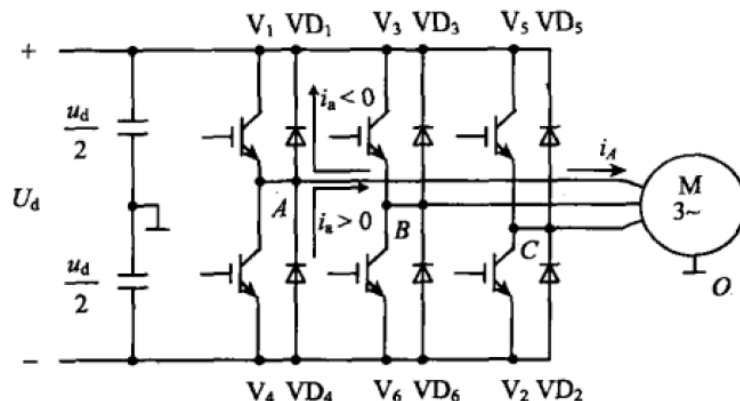
## 梯形调制波



## 马鞍形调制波



### (3) 开关死区对PWM变频器输出的影响



#### ■ 死区?

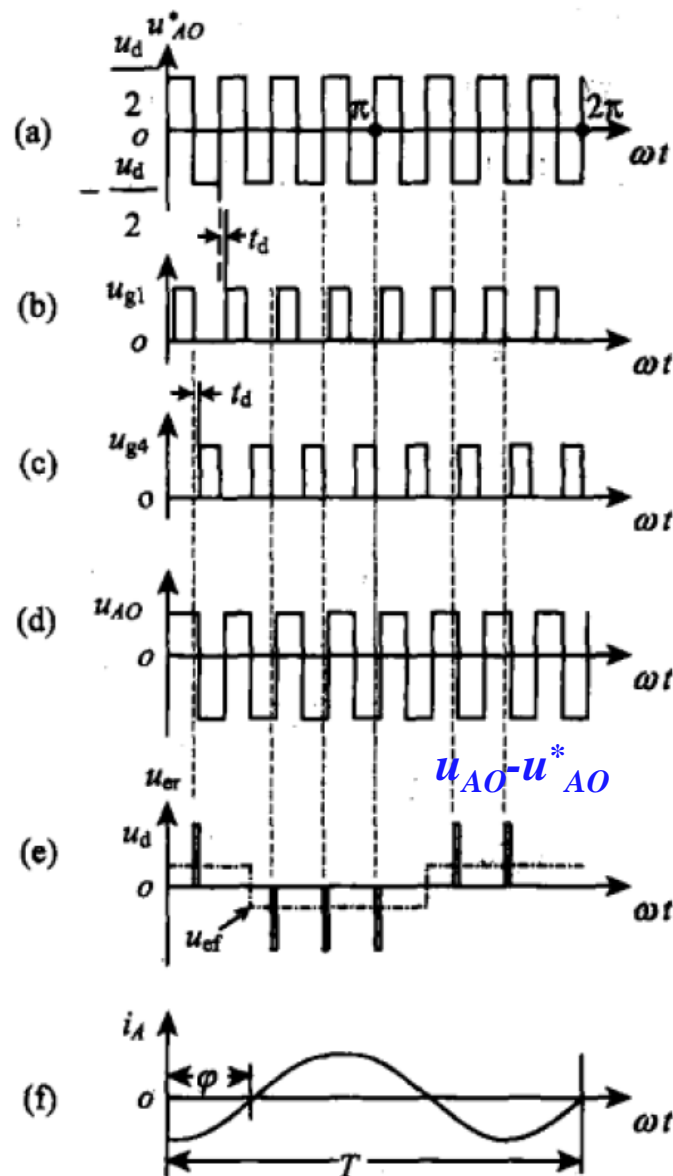
上下桥臂开关同时关断时间

#### ■ 死区目的?

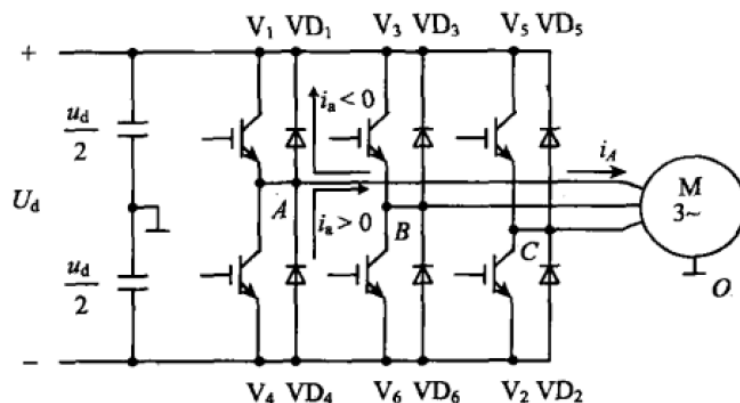
避免上下桥臂直通短路。比如：先关断、后导通

#### ■ 死区影响?

- 实际输出电压偏离了理想电压波形
- 实际输出电压波形发生畸变，存在底次谐波

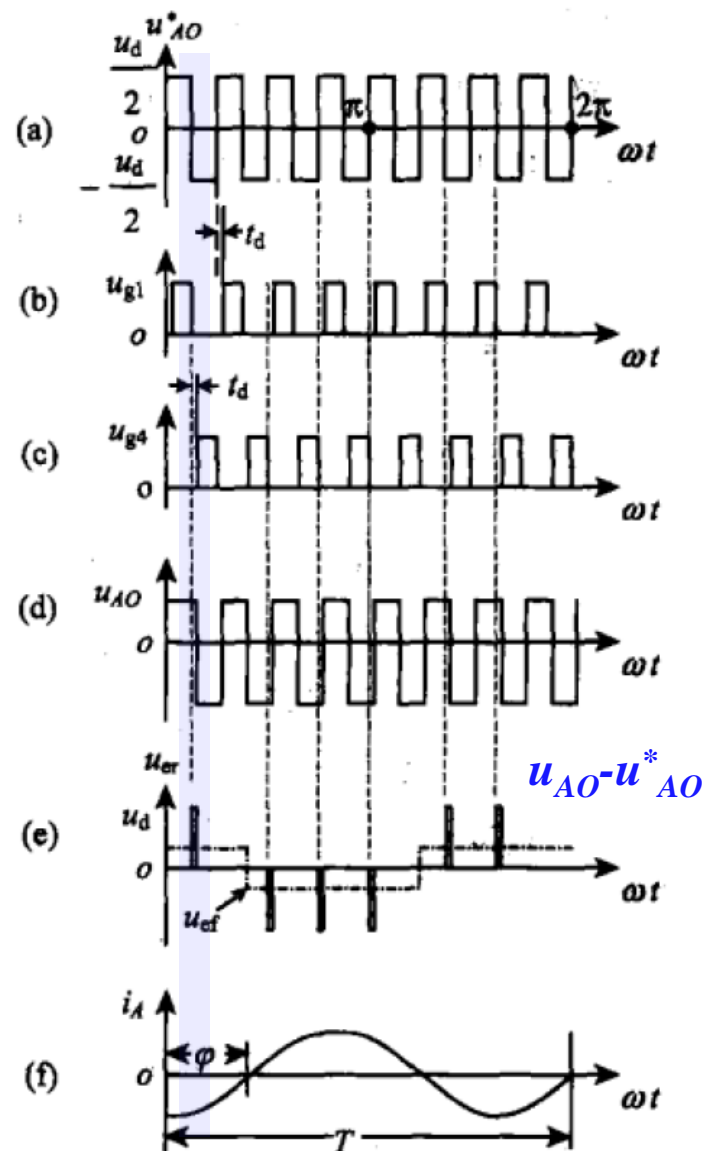


### (3) 开关死区对PWM变频器输出的影响

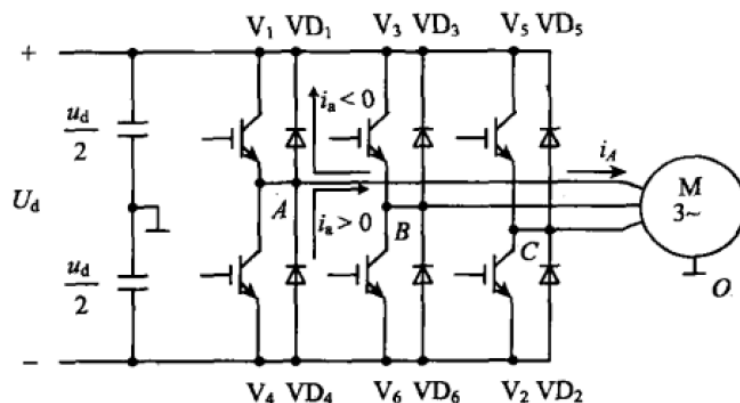


#### 影响分析:

- $i > 0$  &  $u_{g1}: L \rightarrow H$  有缺失
- $i > 0$  &  $u_{g1}: H \rightarrow L$
- $i < 0$  &  $u_{g1}: L \rightarrow H$
- $i < 0$  &  $u_{g1}: H \rightarrow L$  有缺失

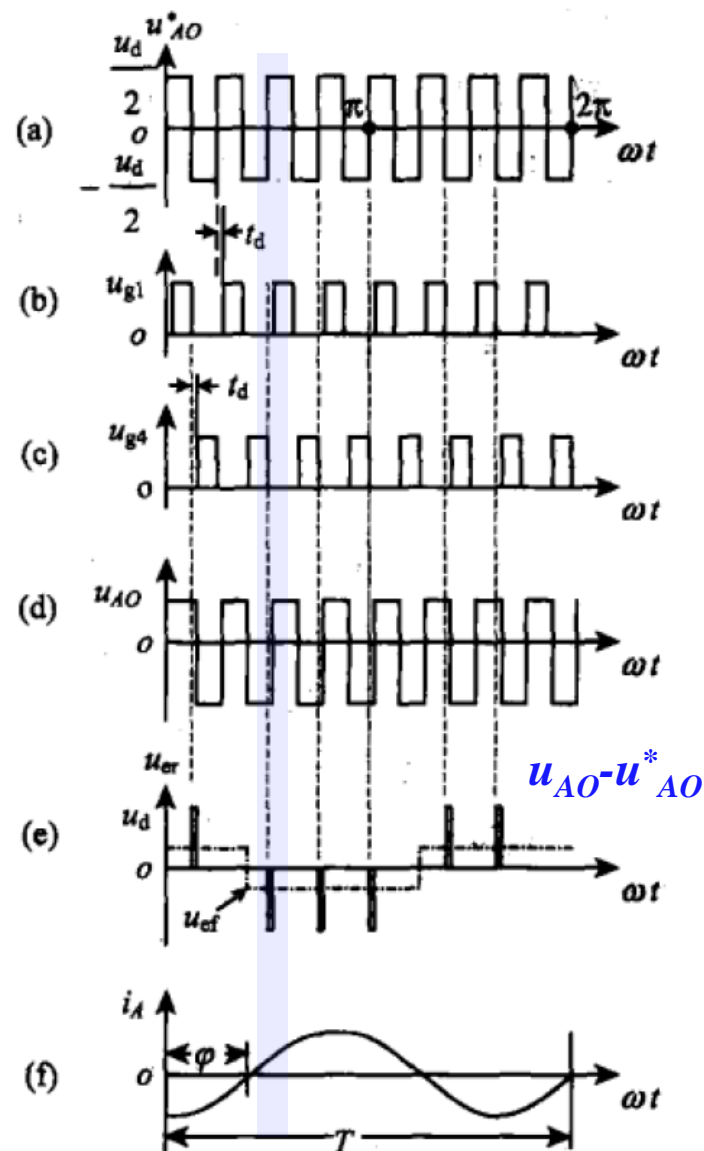


### (3) 开关死区对PWM变频器输出的影响



#### 影响分析:

- $i > 0$  &  $u_{g1}: L \rightarrow H$  有缺失
- $i > 0$  &  $u_{g1}: H \rightarrow L$
- $i < 0$  &  $u_{g1}: L \rightarrow H$
- $i < 0$  &  $u_{g1}: H \rightarrow L$  有缺失





**Thanks !**