

东南大学

电力电子技术

第 34 讲

主讲教师：王念春

380419124@qq.com





直流—交流 (DC-AC) 变换电路 (1)



逆变的意义

逆变的定义，在第三章中介绍中。

有源逆变与无源逆变的区别。P173页第一段

逆变与变频的区别。

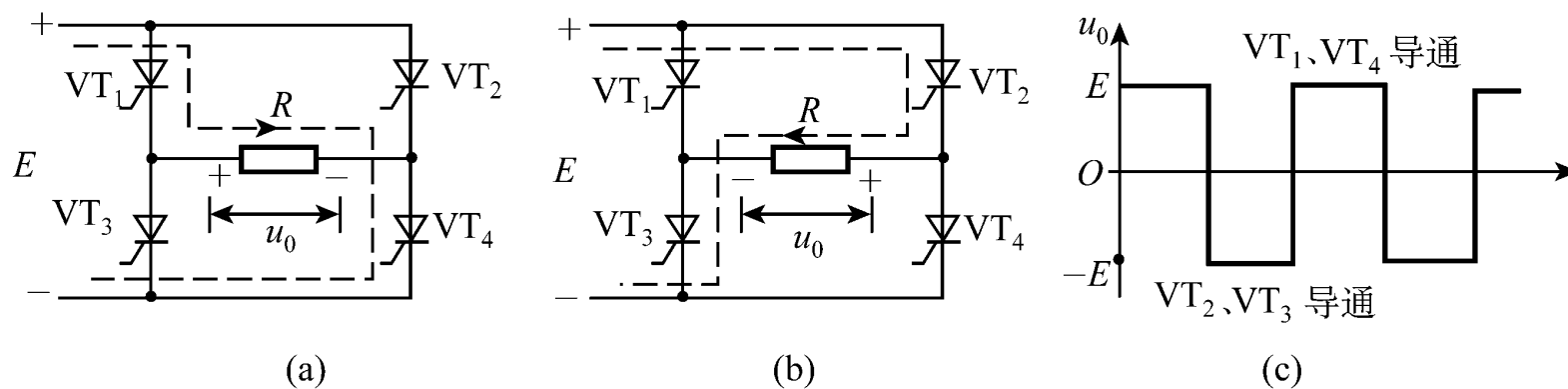
逆变的实际应用与意义。可再生能源，智能电网。

逆变所关注的主要问题：

- (1) 因为输入是直流，半控型器件的换流问题。
- (2) 输出电能质量问题，纯正正弦波。解决这些问题的方法：SPWM调制，滞环控制，电压空间矢量，多重化，多电平化。

一、概述

DC-AC变换器（无源逆变器） 原理型逆变器



VT₁、VT₄和VT₂、VT₃轮流切换导通， u_o 为交变电压

1、晶闸管逆变电路的换流方式

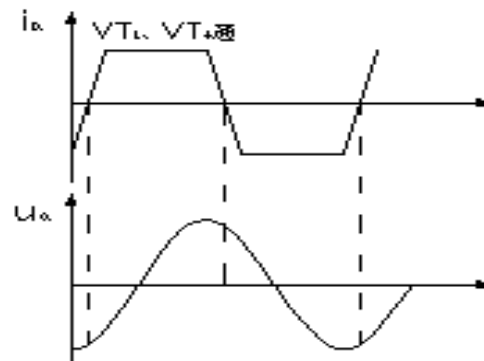
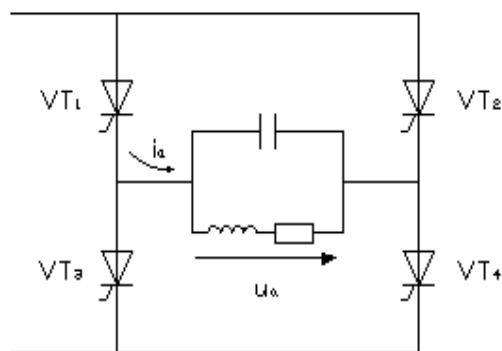
换流概念：直流供电时，如何使已通晶闸管元件关断

(1) 电网换流

利用电网电压换流，只适合可控整流、有源逆变电路、交—交变频器

(2) 负载谐振式换流

利用负载回路中形成的振荡特性，使电流自动过零，只要负载电流超前于电压时间大于 t_q ，即能实现换流，分串，并联。

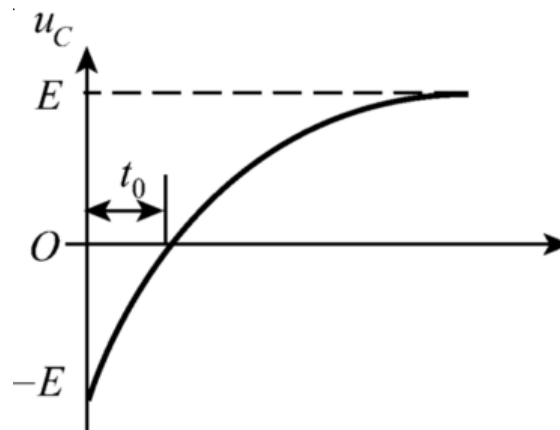
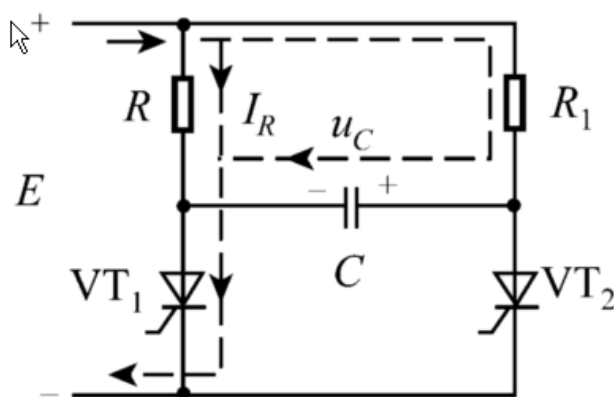


VT₂、VT₃通后， u_0 经VT₂、VT₃反向加在VT₁、VT₄上

(3) 强迫换流

附加换流环节，任何时刻都能换流

直接耦合式强迫换流

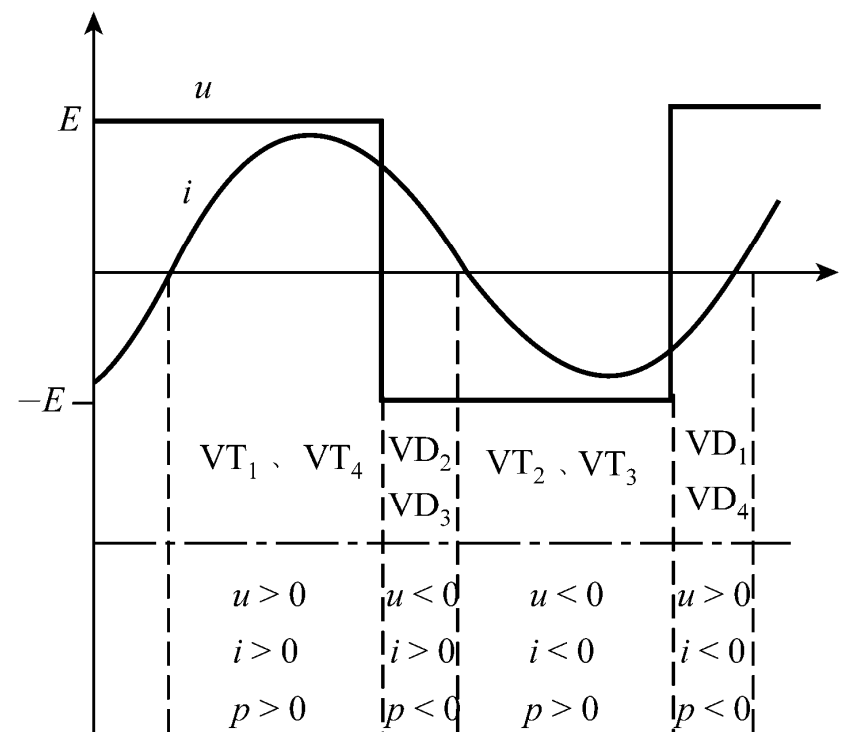
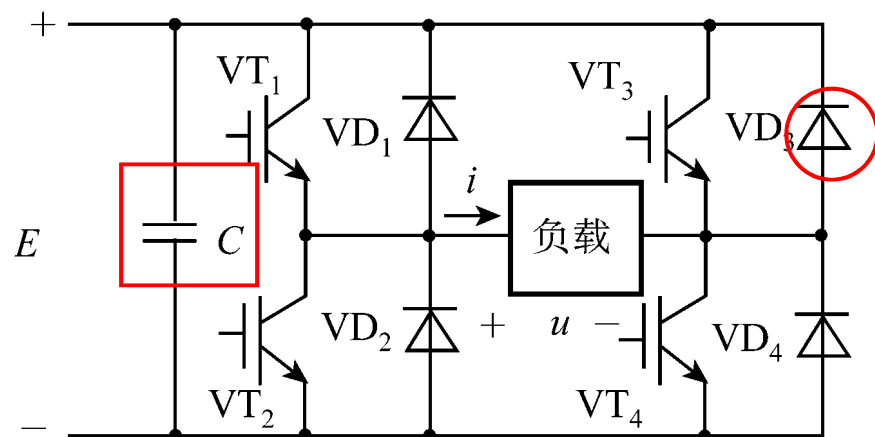


VT_1 导通， C 充电左（-）右（+），为换流做准备；

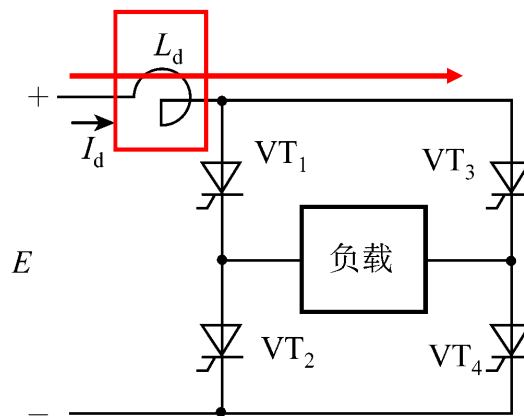
VT_2 导通， C 上电压反向加至 VT_1 ，换流， C 反向充电。

2、 逆变电路的类型

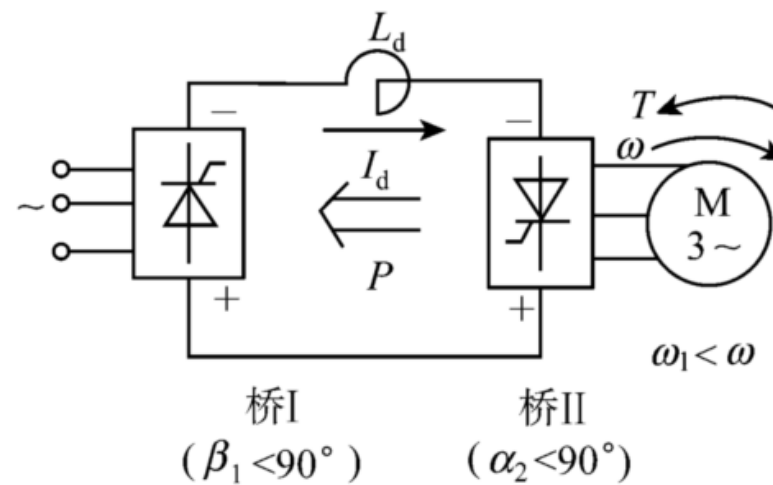
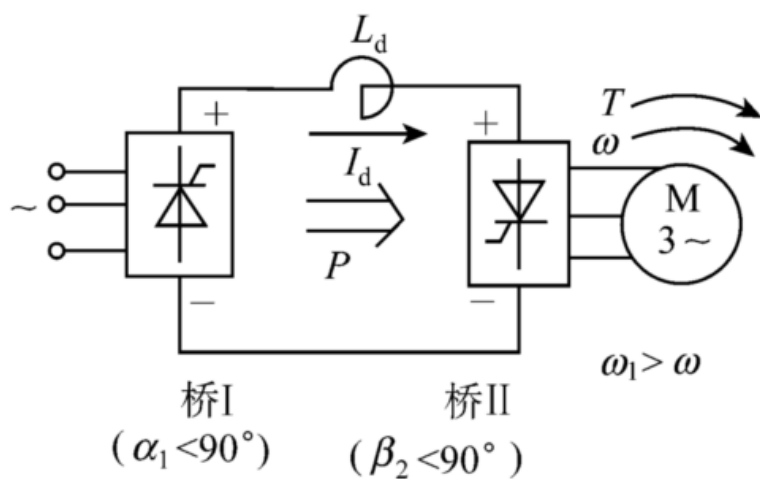
(1) 电压源型逆变器



电流源型逆变器



电流源型逆变器功率流向控制

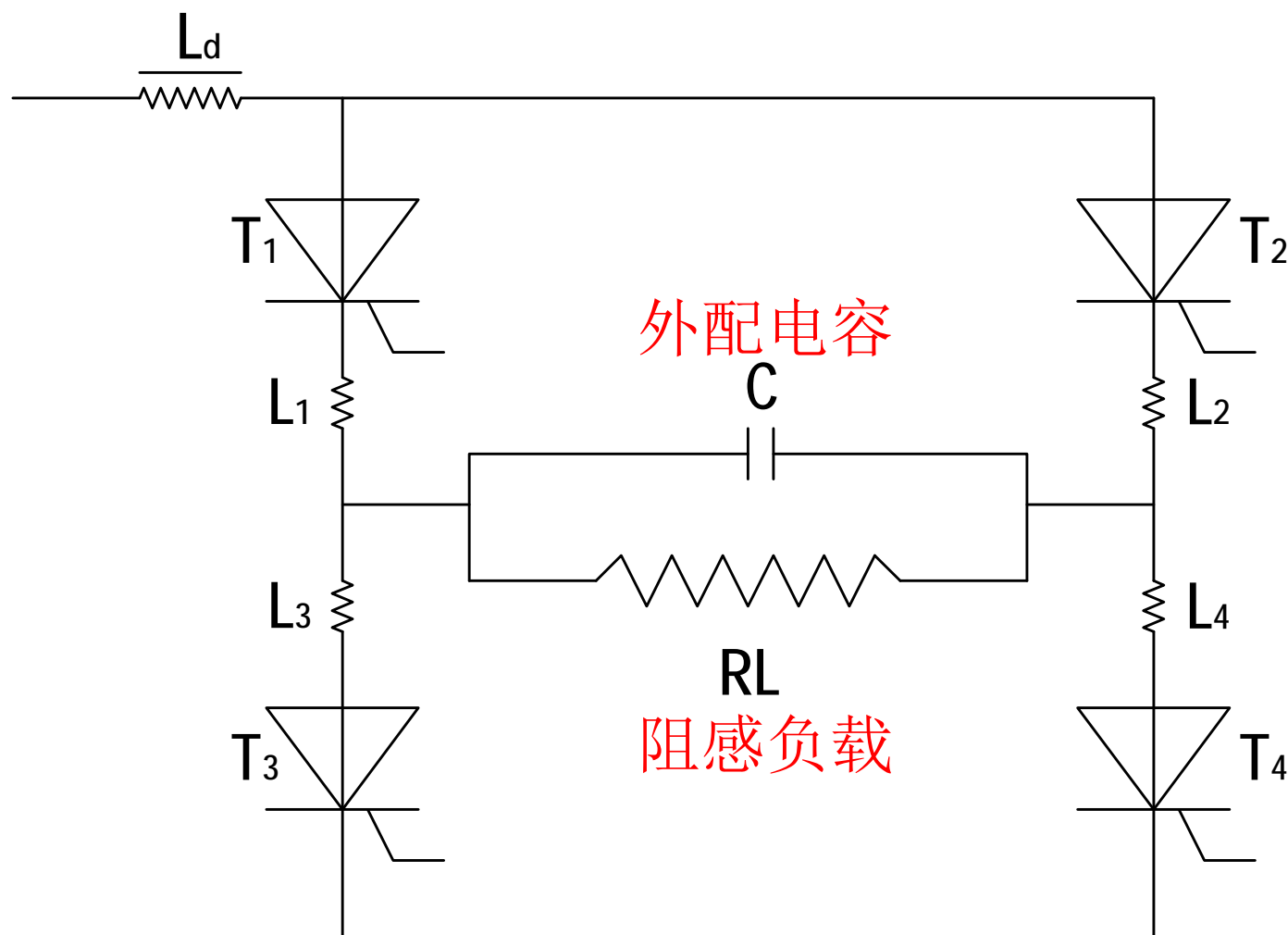


(3) 两类逆变器的比较 P178页

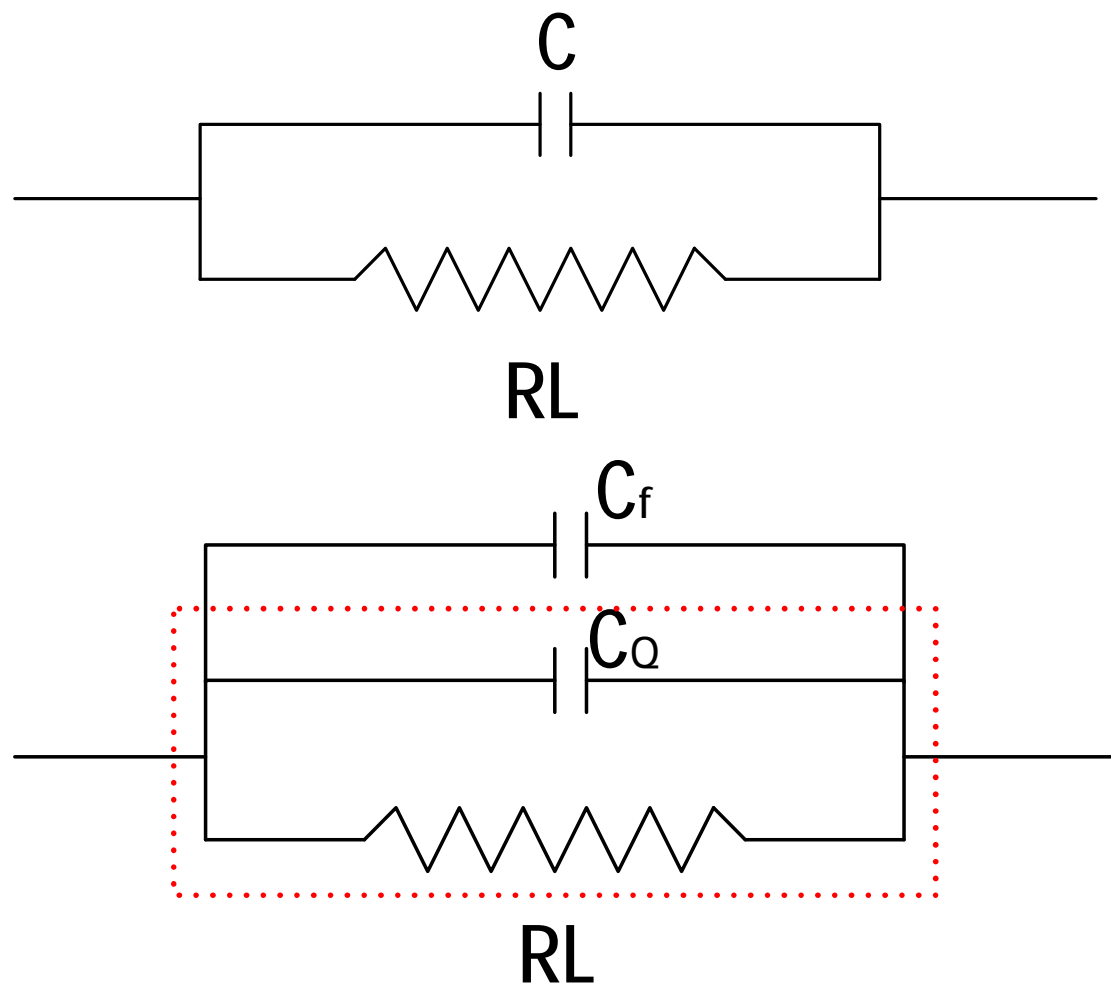
比较点	电流型	电压型
直流回路滤波环节	电抗器	电容器
输出电压波形	决定于负载，当负载为异步电动机时，近似为正弦波	矩形
输出电流波形	矩形	近似正弦波，有较大谐波分量
输出动态阻抗	大	小
续流二极管	不需要	需要
过流及短路保护	容易	困难
线路结构	较简单	较复杂
适用范围	适用于单机拖动，频繁加减速下运行，需经常反向的场合	适用于多机供电不可逆拖动，稳速工作，快速性不高的场合



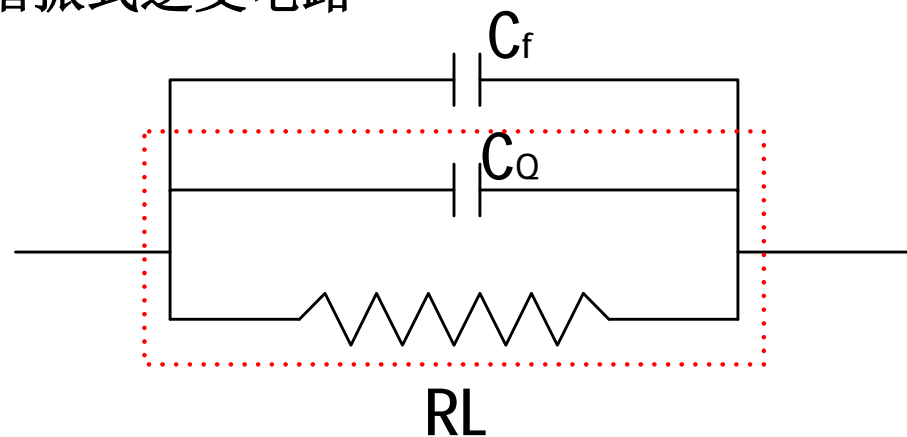
二、负载谐振式逆变电路



二、负载谐振式逆变电路



二、负载谐振式逆变电路



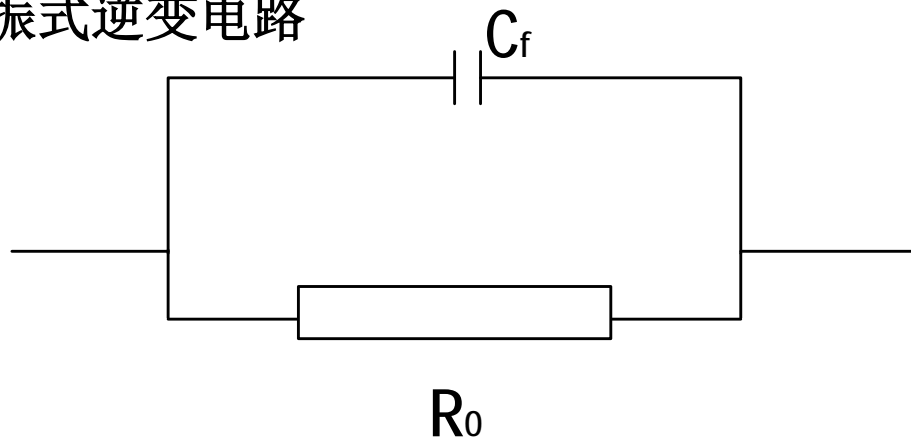
$$Z_0 = \frac{(R + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C_Q}}{R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C_Q}} = \frac{\frac{L}{C_Q} \frac{\omega}{\omega_0} + \frac{R}{j\omega L} \frac{\omega_0}{\omega}}{R + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{L}{C_Q} - \frac{1}{\omega C_Q} \frac{\omega_0}{\omega}}$$

谐振点附近 $\omega \approx \omega_0$

$$\gg \frac{L}{C_Q} \cdot \frac{1}{R + j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{L}{C_Q} - \frac{1}{\omega C_Q} \frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{L}{C_Q} \frac{R - j\frac{\omega}{\omega_0} \frac{L}{C_Q} - \frac{1}{\omega C_Q} \frac{\omega_0}{\omega}}{R^2 + \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L}{C_Q} - \frac{1}{\omega C_Q} \frac{\omega_0}{\omega}}$$



二、负载谐振式逆变电路



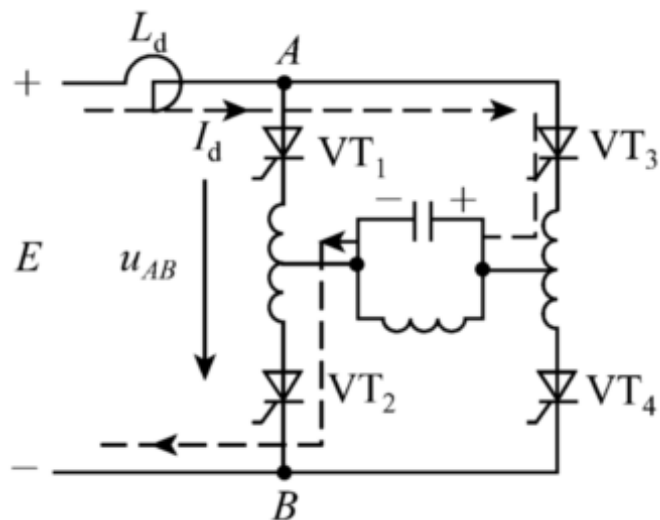
$$Z_0 = \frac{L}{C_Q} \frac{R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C_Q}\right)}{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C_Q}\right)^2} \stackrel{\text{谐振点附近}}{\approx} \frac{L}{RC_Q} = R_0$$

$\omega \gg \frac{1}{\sqrt{LC_Q}}$

要使负载呈现容性，实际工作频率要大于 $\omega > \frac{1}{\sqrt{LC_Q}}$



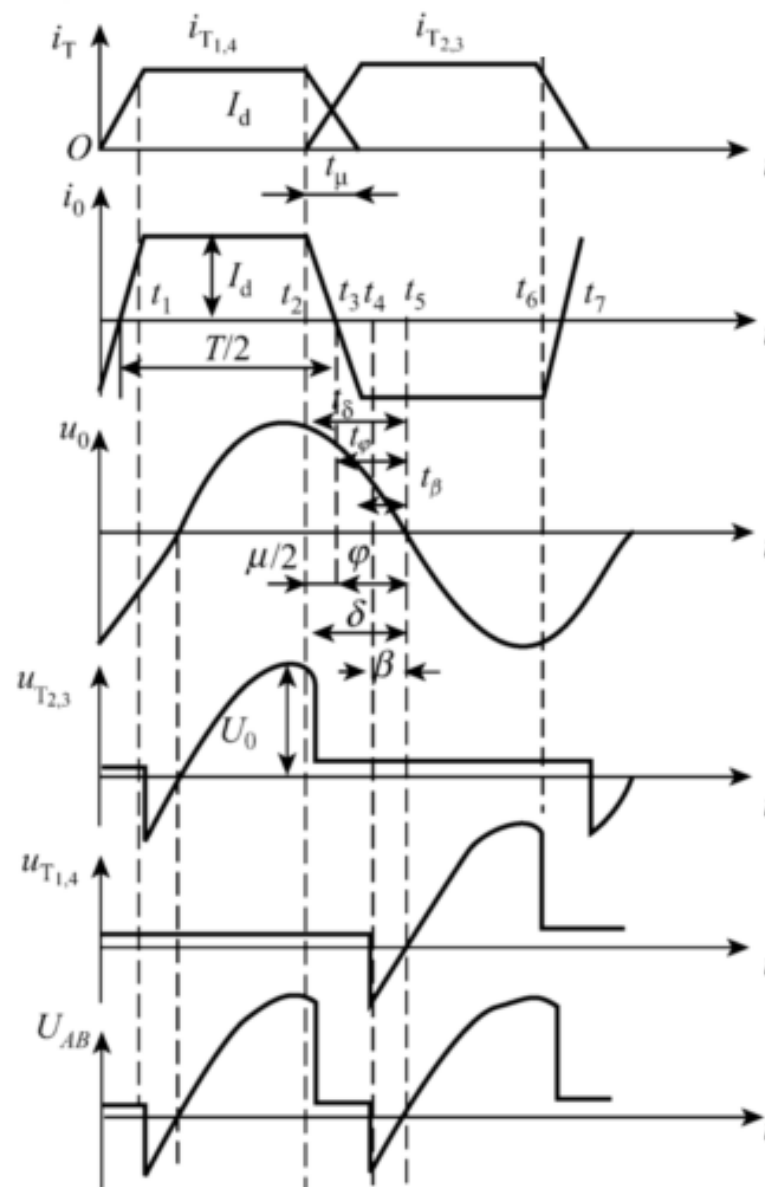
二、负载谐振式逆变电路



(1) VT_1 、 VT_4 导通阶段 ($t_1 \sim t_2$)

(2) 换流阶段

(3) VT_2 、 VT_3 导通阶段



东南大学

电力电子技术

第 35 讲

主讲教师：王念春

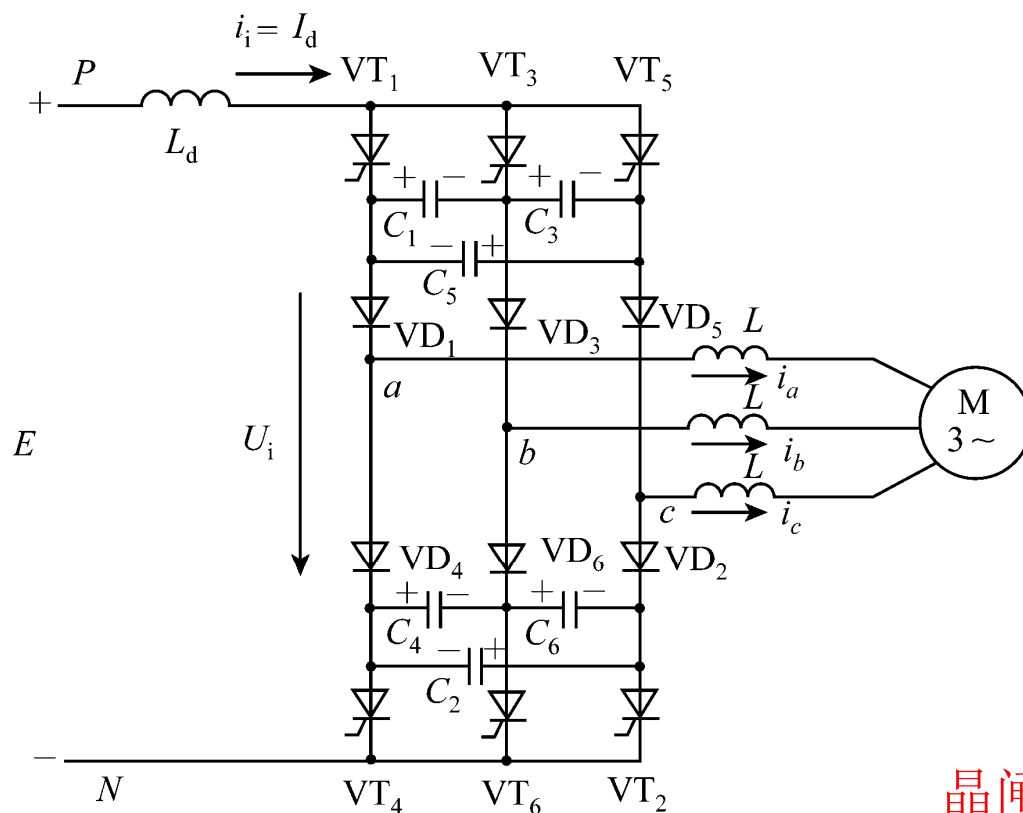
380419124@qq.com



三、强迫换流式逆变电路

意义：电压源→脉宽调制；
电流源目前仍有应用。

1、串联二极管式电流源型逆变器结构



$VT_1 \sim VT_6$ 为晶闸管

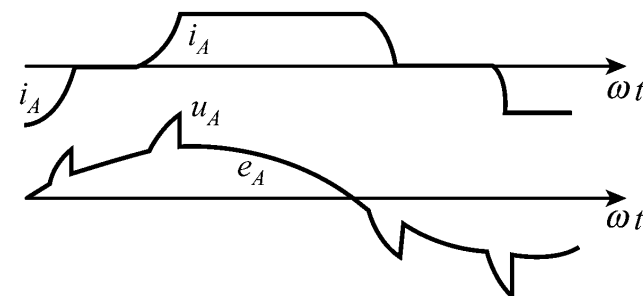
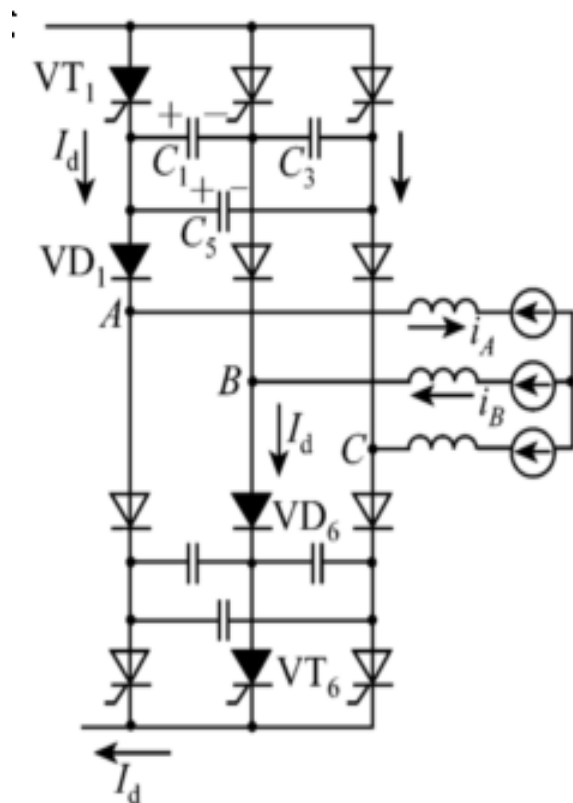
$C_1 \sim C_6$ 为换流电容

$VD_1 \sim VD_6$ 为隔离二极管

晶闸管的编号，脉冲安排。
晶闸管的关断，二极管的关断



2、工作过程（换流机理）



- (1) 换流前运行阶段。VT₅，VT₆导通，注意C₅极性
- (2) 晶闸管换流与恒流充、放电阶段
- (3) 二极管换流阶段。负载谐振换流。
- (4) 换流后运行阶段。平稳切换到VT₁，VT₆导通

四、逆变器的多重化技术 及多电平化

1、多重化技术

改善方波逆变的输出波形：

中小容量：SPWM

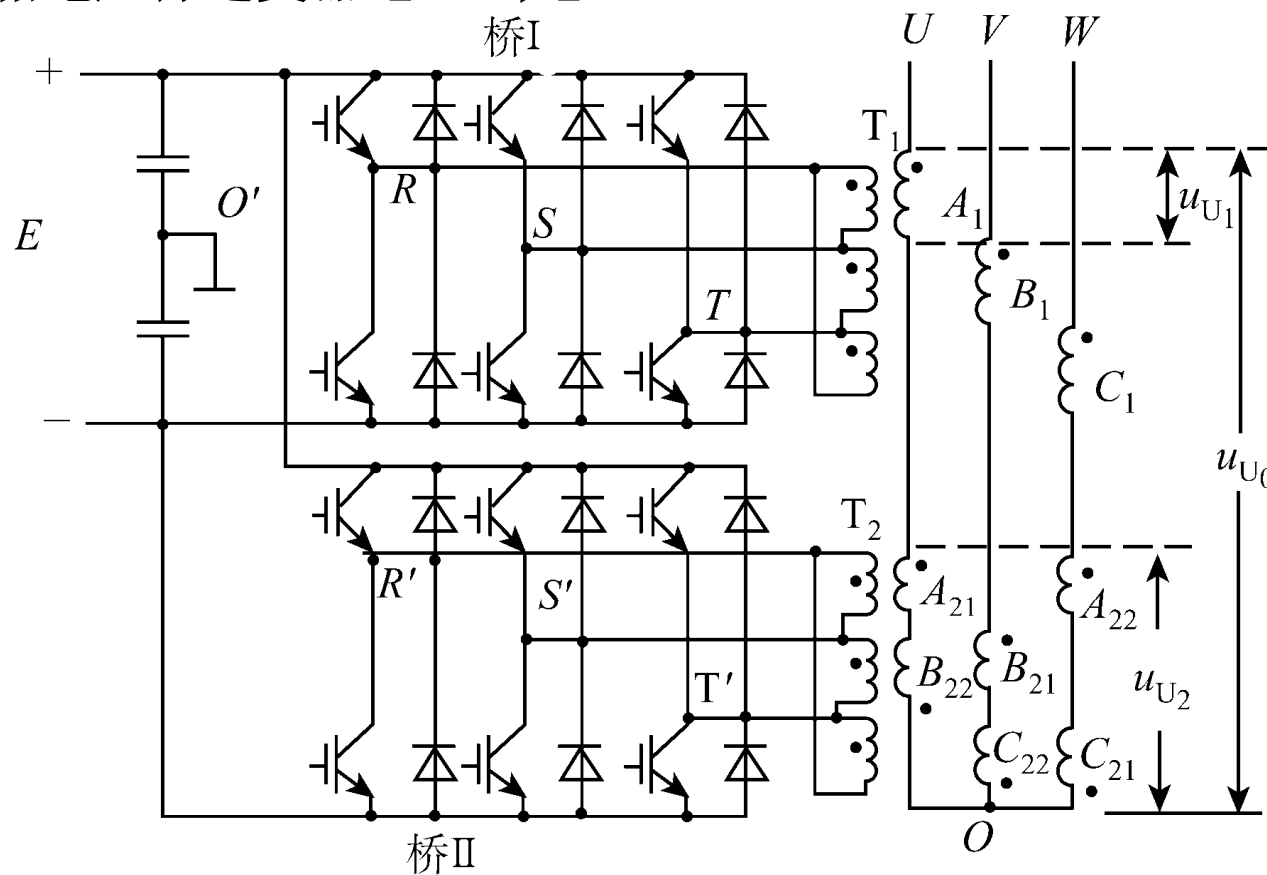
大容量：多重化技术

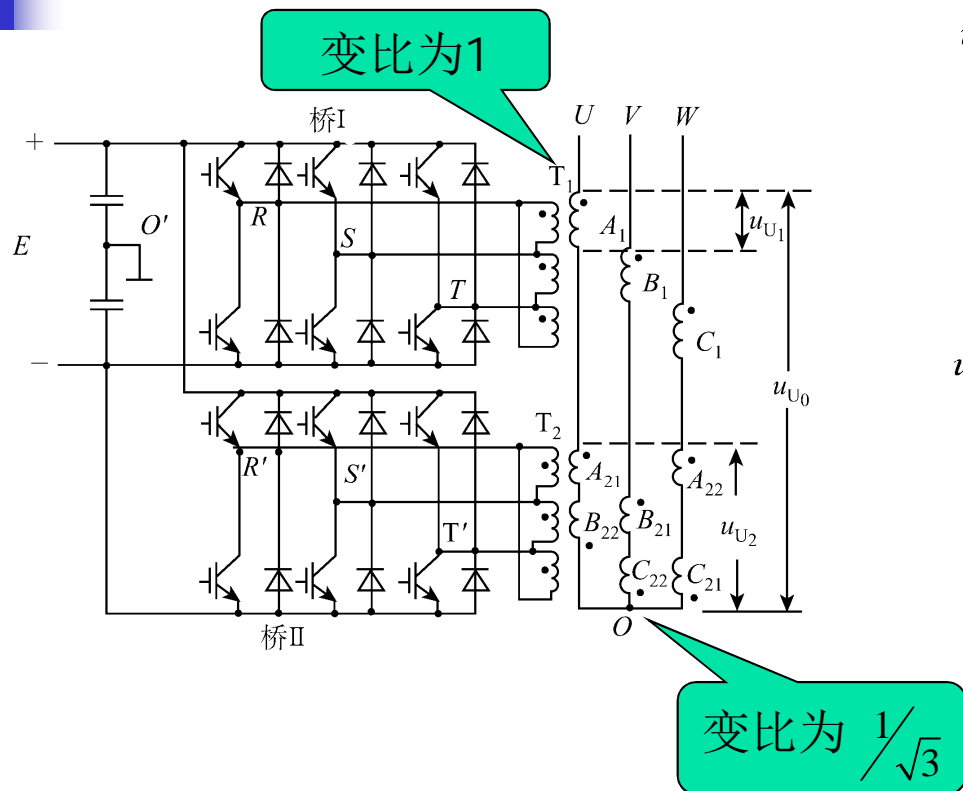
思路：用阶梯波逼近正弦波，**变压器连接复杂。**

(1) 串联多重化

特点：适合于电压源型逆变器

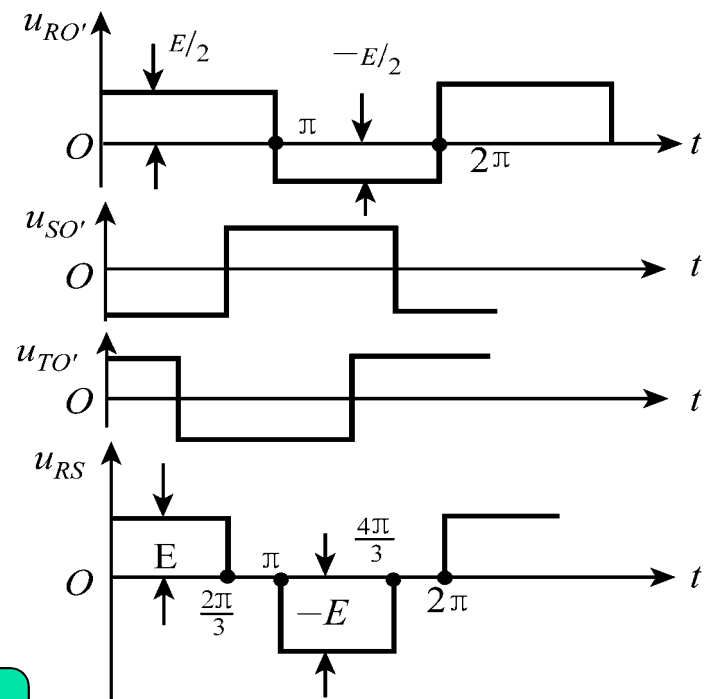
二重化三相电压源逆变器【5.4节】



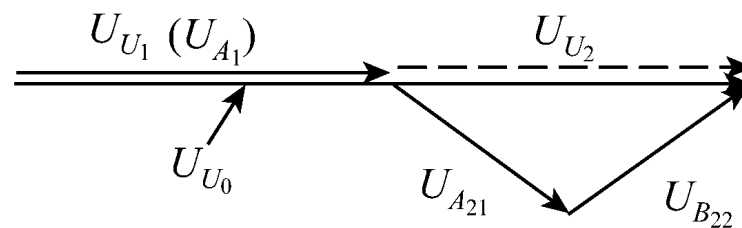


桥 II 输出电压相位比桥 I 滞后 30°

桥 I 输出变压器 Δ/Y , 桥 II 输出变压器 Δ/Z

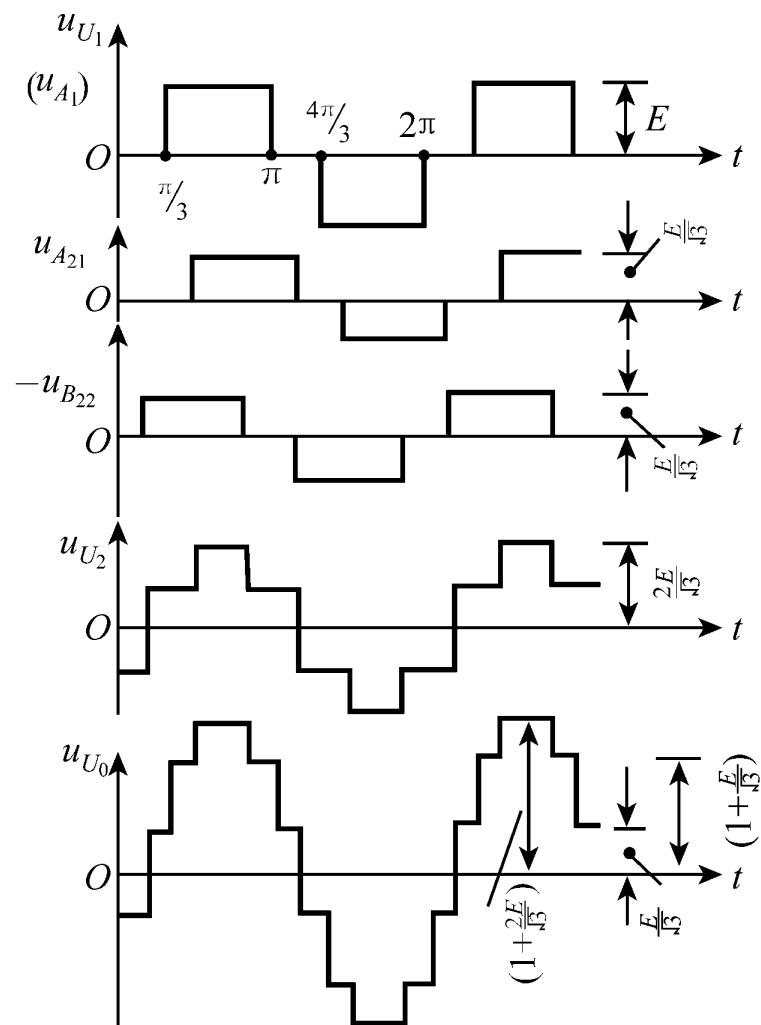
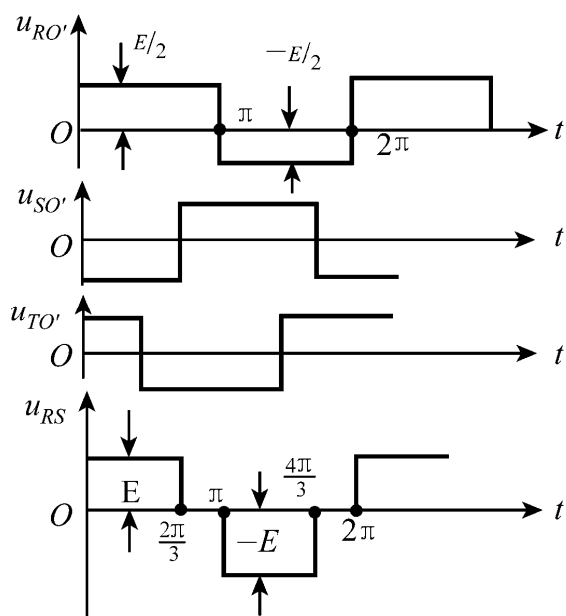


单个三相逆变电路输出电压波形



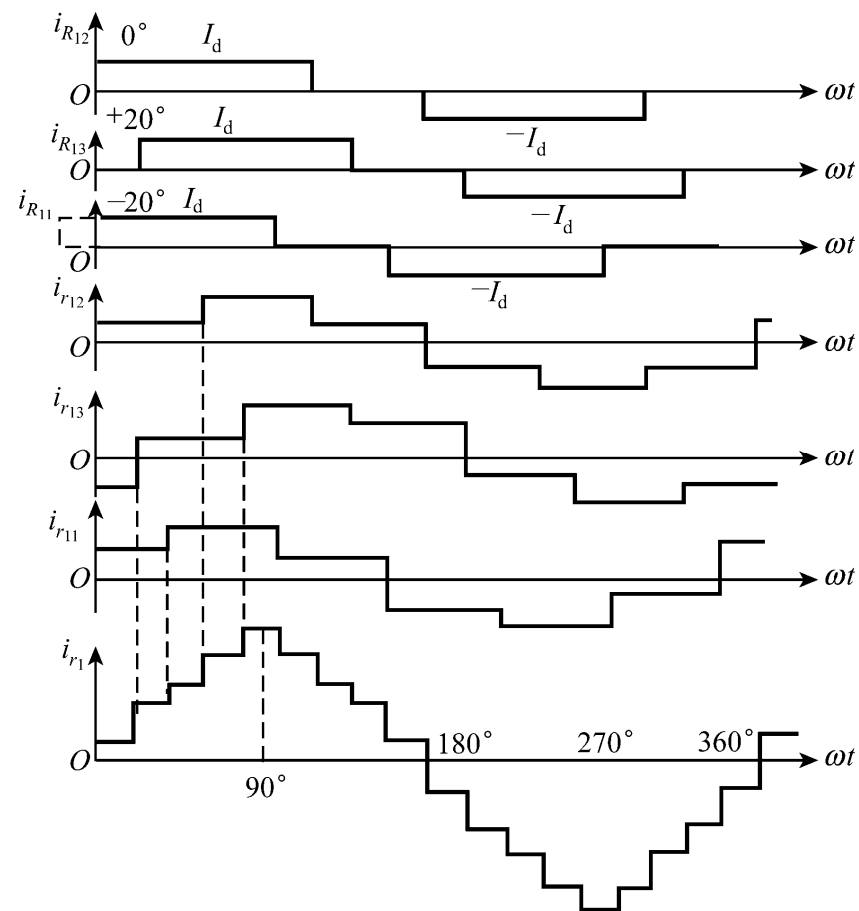
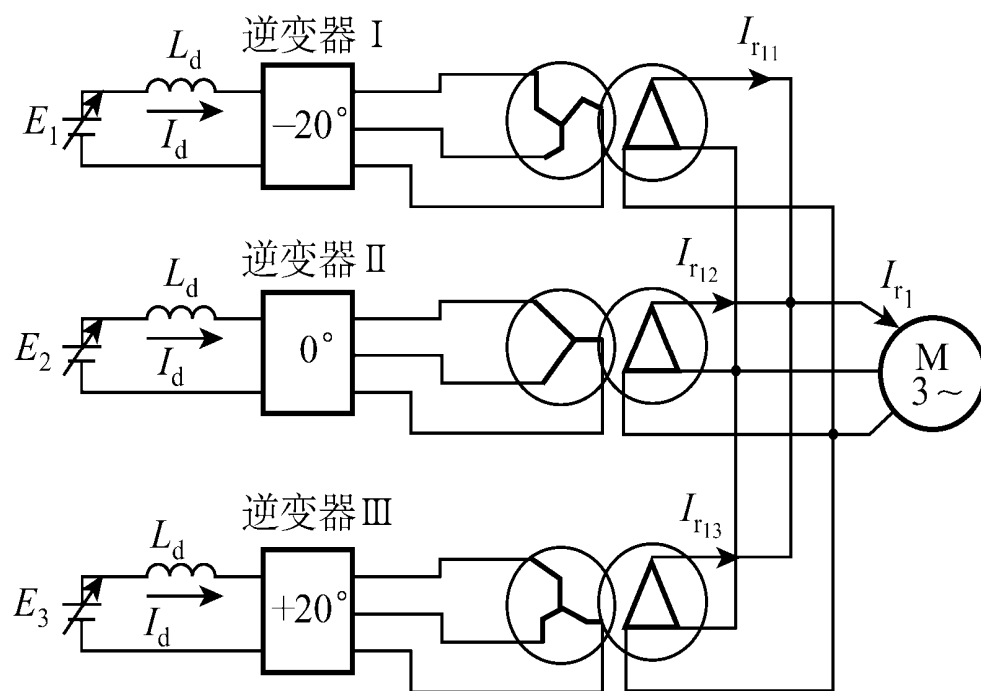
二重化逆变电路输出电压比
单个逆变电路输出电压台阶更多、
更接近正弦。

u_{U0} 中已不包含5、7次低次谐波
12脉波的逆变电路



(2) 并联多重化

特点：适合于电流源型逆变器



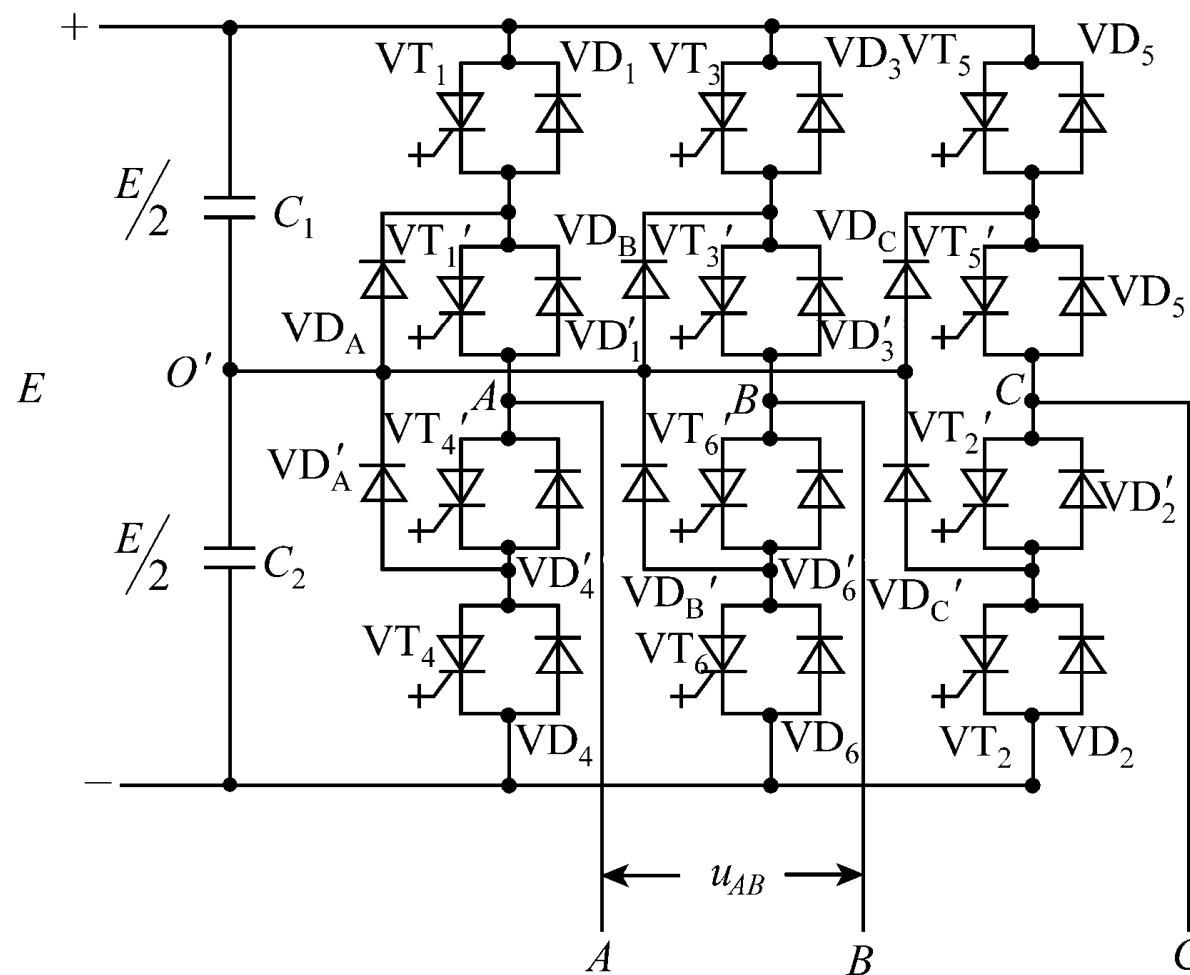
2、多电平化

多电平逆变器：由几个电平台阶合成阶梯波以逼近正弦波输出

三电平逆变器

电平意义。

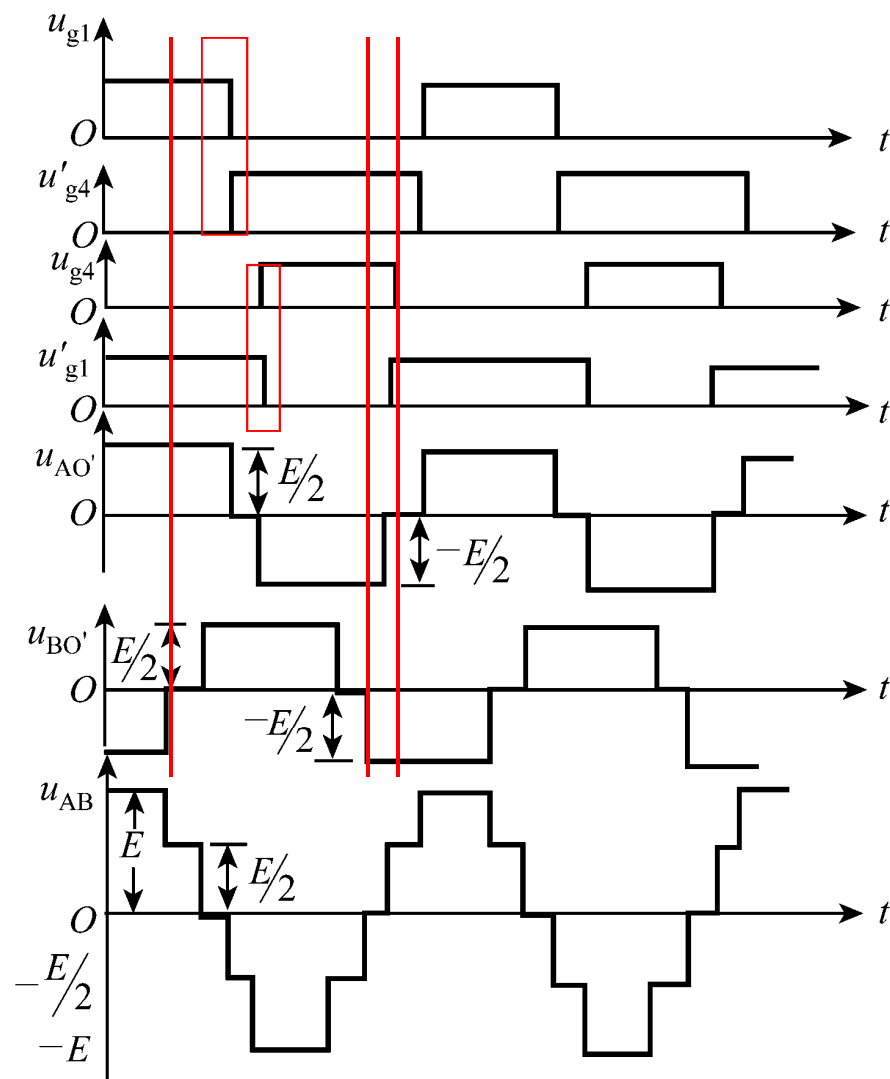
$u_{AO'}$

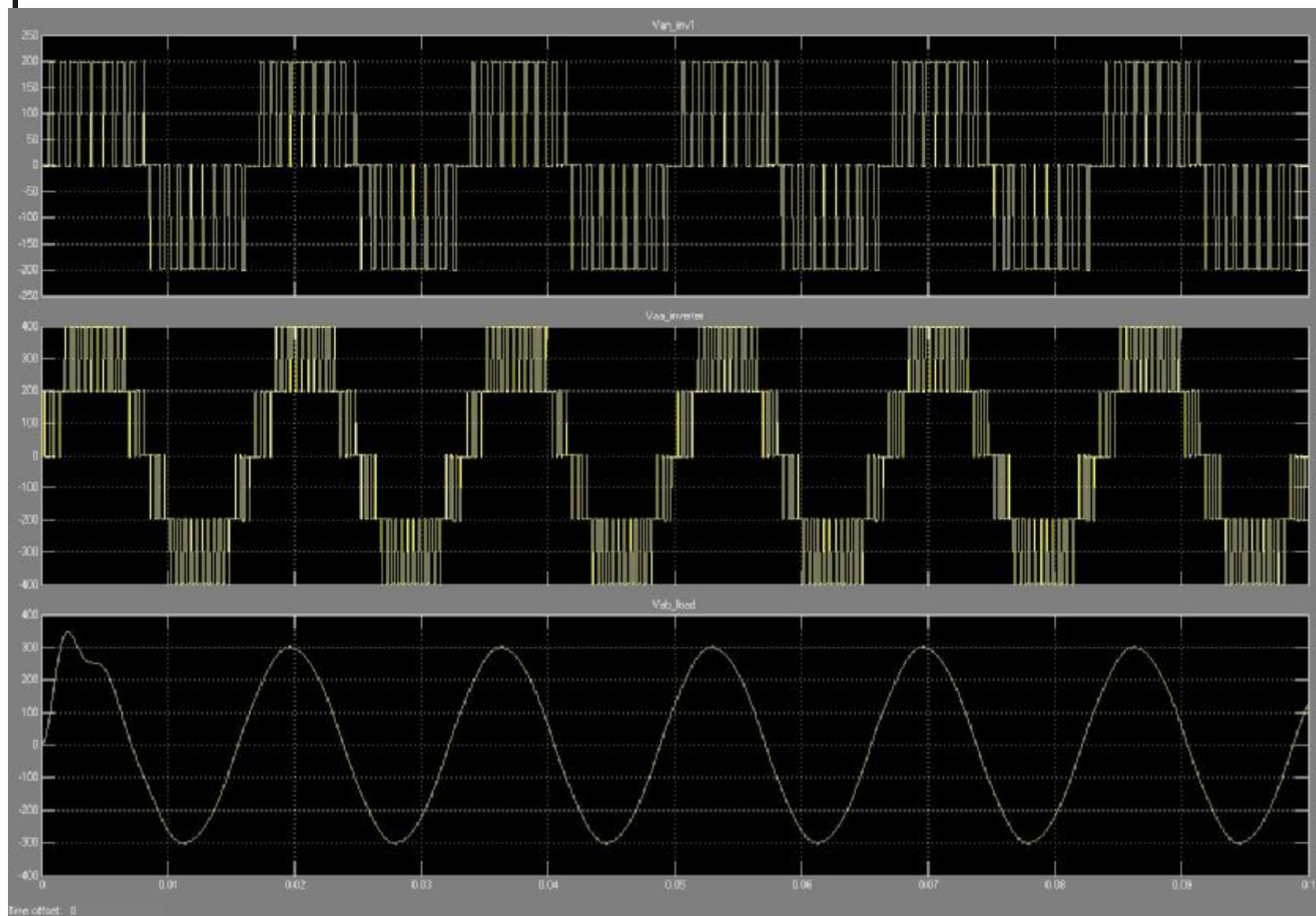


特点:

- (1) 可降低功率器件的电压定额
- (2) 改善了输出特性, 减少了输出电压中的谐波含量
- (3) 在高电压、大容量场合应用

类型:
 二极管箝位式
 飞跨电容式
 级联式





Pulse Width Modulation → **PWM**, 脉宽调制

PWM控制

对脉冲的宽度进行调制的技术

通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效的获得所需要的波形（含形状和幅值）

直流斩波电路
斩控式交流调压电路
矩阵式变频电路



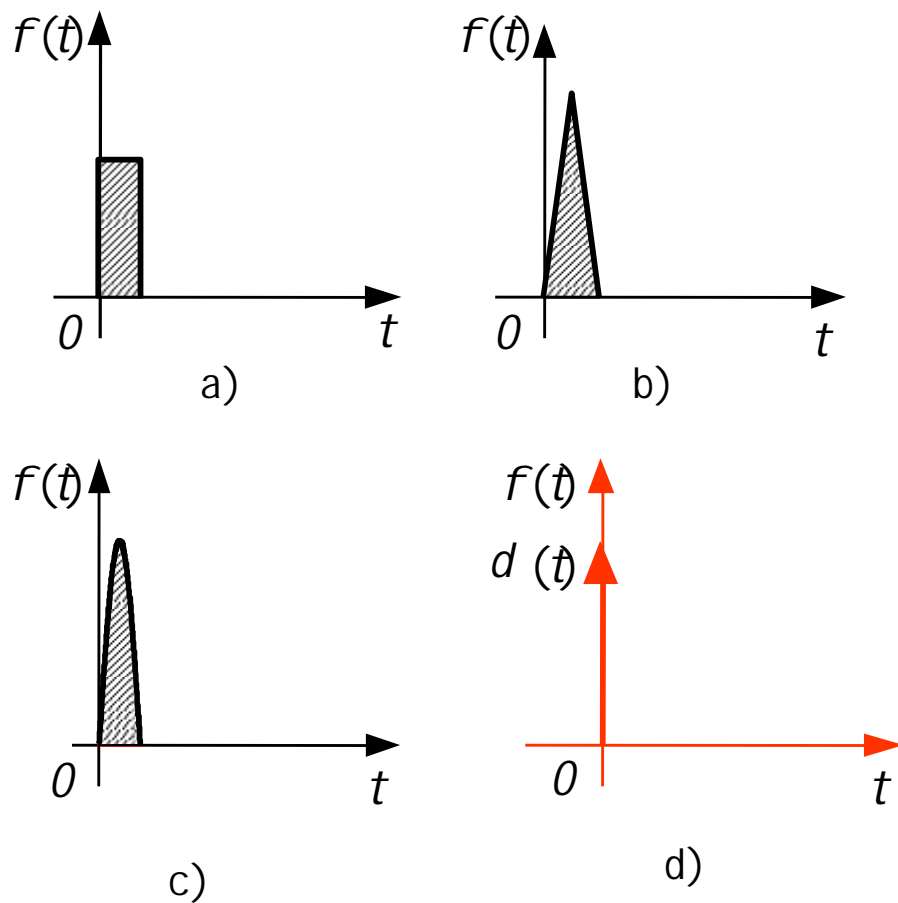
采样控制理论中一个重要结论

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 \longrightarrow 窄脉冲的面积

效果基本相同 \longrightarrow 环节的输出响应波形基本相同

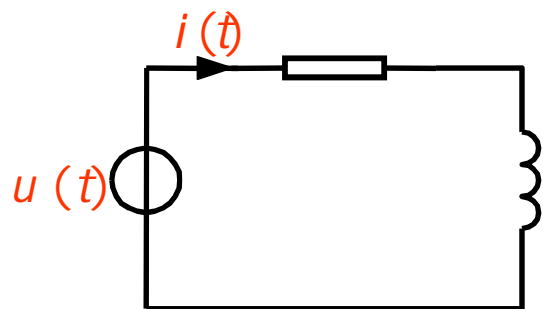
u 如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异



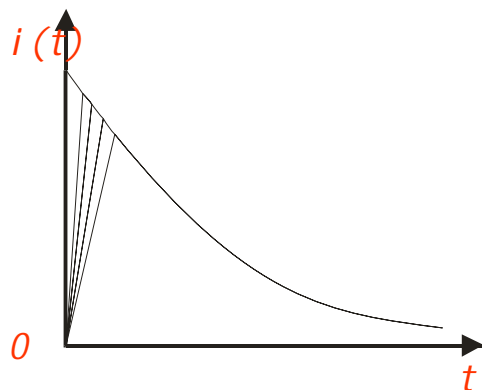
形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

左图a为方波窄脉冲、图b为三角波窄脉冲、图c为正弦半波窄脉冲，它们的面积都等于1，当它们分别加在具有惯性的同一环节上时，其输出响应基本相同

当窄脉冲变为图左图d的单位冲击函数 $\delta(t)$ 时，环节的输出响应即为该环节的脉冲过渡函数



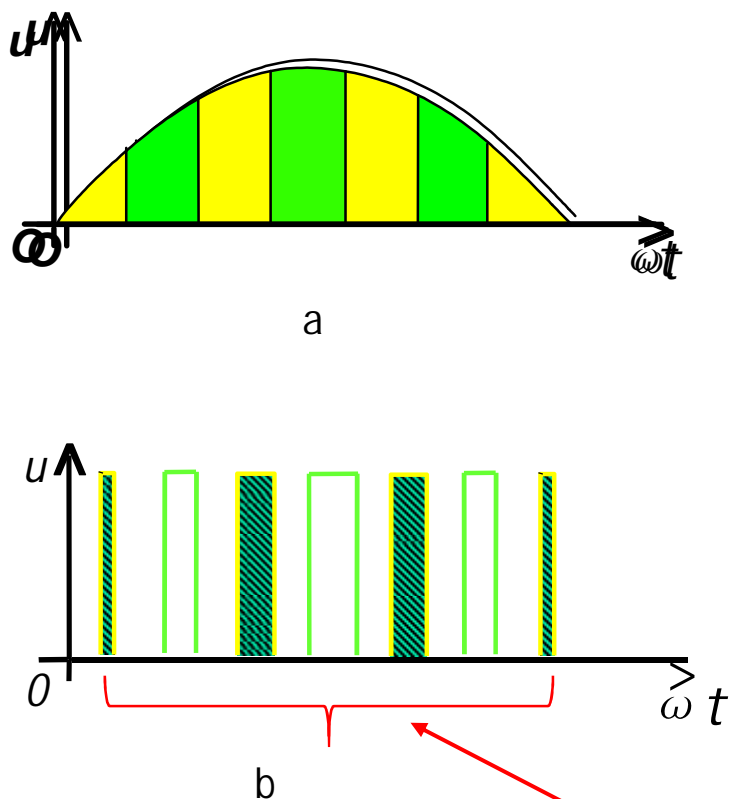
a)



b)

冲量相同的各种窄脉冲的响应波形

如周期性电压施密特脉冲，
 电路的响应 $i(t)$ 也是周期性的。
 傅里叶级数分解后，各
 谐波分量的特性将随频率
 而衰减，而在高频段有所衰减则
 上述原理为面积等效原理，
 是 PWM 控制技术的理论基础。



用PWM波代替正弦半波

u 将图a的正弦波用相同数量的
宽度相等、高度不同的矩形脉冲来代替，使矩形脉冲的中点和相应的正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲的幅值相等，各脉冲宽度按正弦规律变化，即PWM波形。

宽度按正弦规律变化

SPWM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

SPWM波形

{ 等幅PWM（直流电源产生，逆变输入源）
不等幅PWM（交流电源产生，逆变输出）

● 直流斩波电路得到的PWM波是等效直流波形，
SPWM波得到的是等效正弦波

东南大学

电力电子技术

第 36 讲

主讲教师：王念春

380419124@qq.com

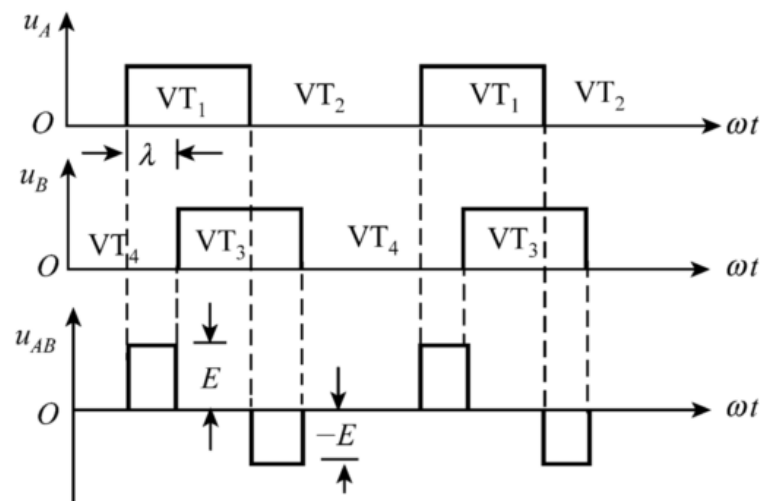
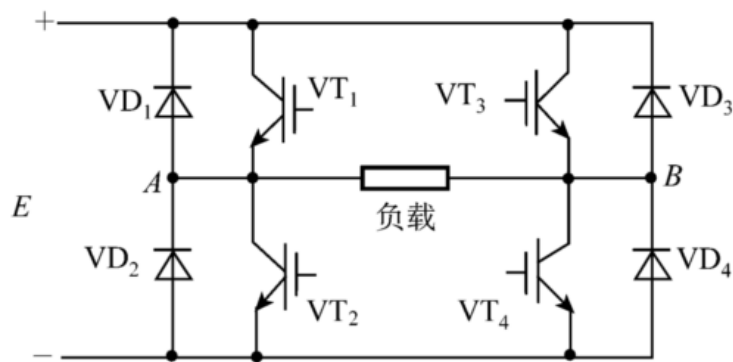


五、脉宽调制型 (PWM) 逆变电路

1、基本原理，意义

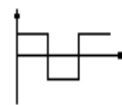
(1) 单脉冲调制和多脉冲调制

单脉冲调制



将 VT_1 — VT_2 和 VT_4 — VT_3 切换时间错开，

λ 变化 \Rightarrow 脉宽也变化， $\lambda=180^\circ$ ， u_{AB} 为

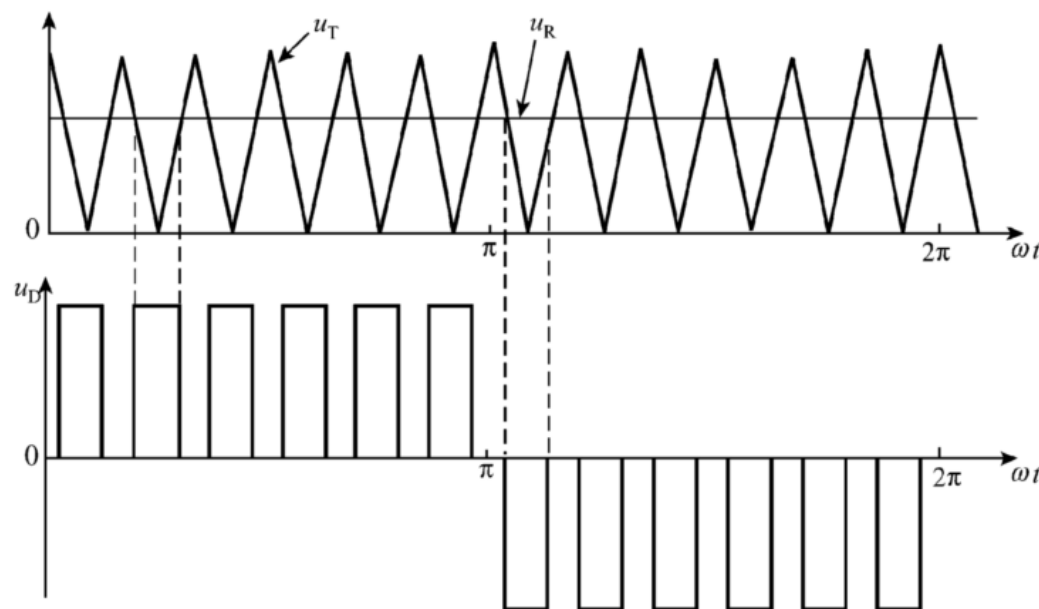


多脉冲调制

u_T —三角载波信号电压

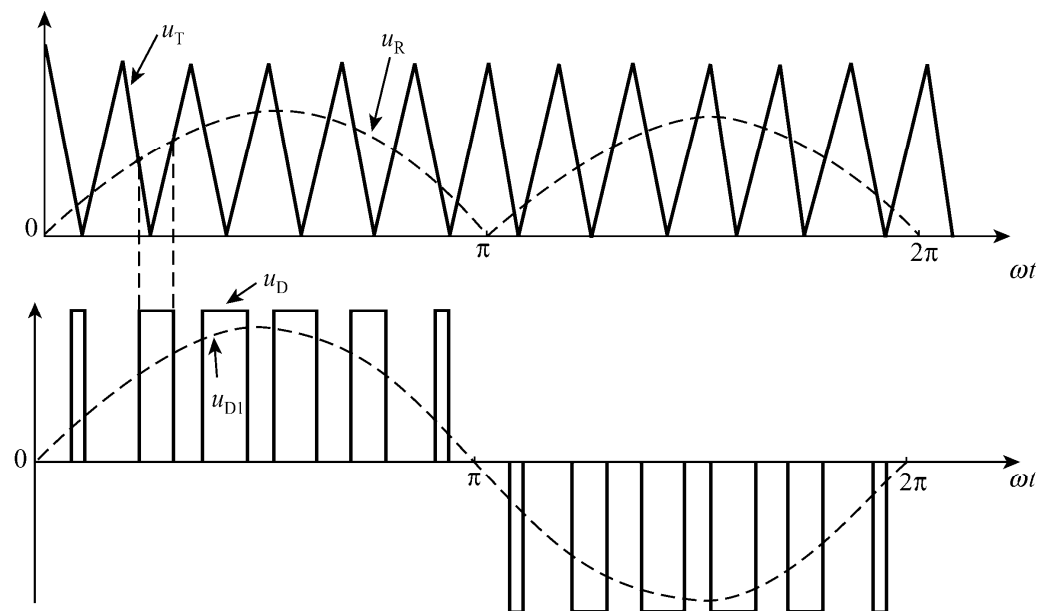
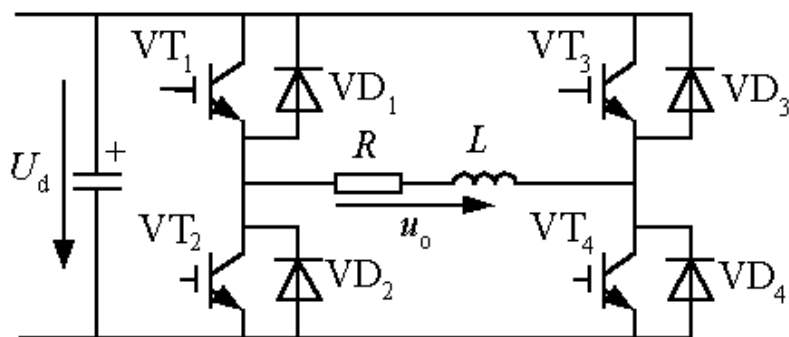
u_R —控制参考信号电压

u_D —调制脉冲信号，脉宽
取决于 $u_R > u_T$ 区间大小



(2) 正弦波脉宽调制(SPWM)

选择正弦波电压作为参考控制信号电压在半周内区间大小不一，故调制波宽度也不同，符合正弦变化规律。



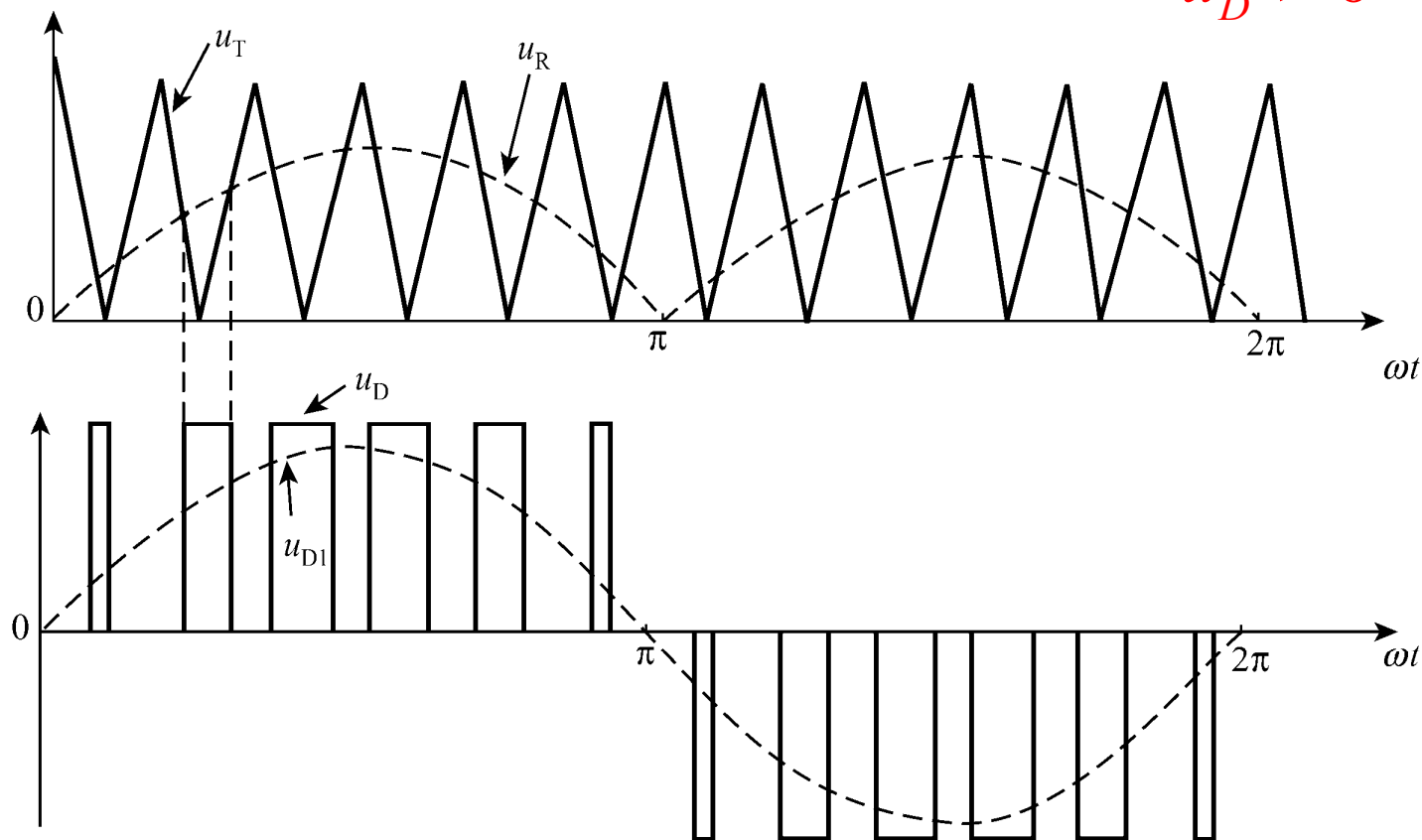
(3) 单极性与双极性调制

单极性调制。半周期内，调制波与载波均只有单一极性。
相应的输出电压也只有单一极性。

$$u_T > 0$$

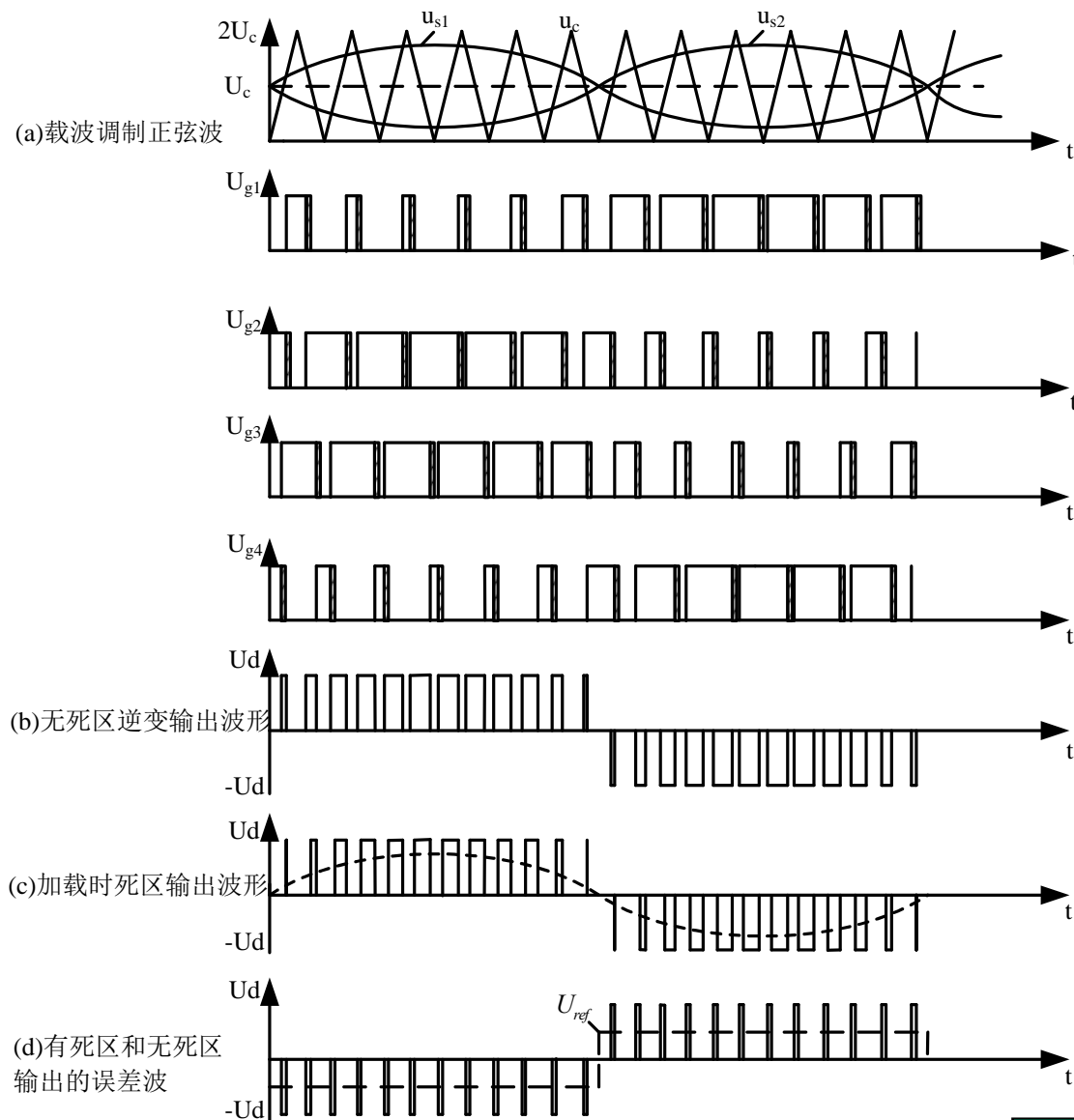
$$u_R > 0$$

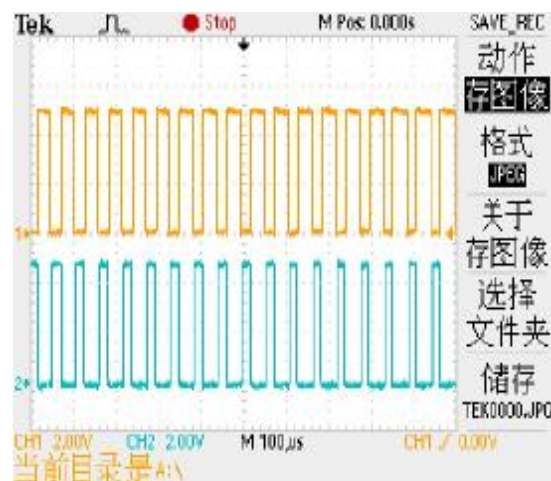
$$u_D > 0$$



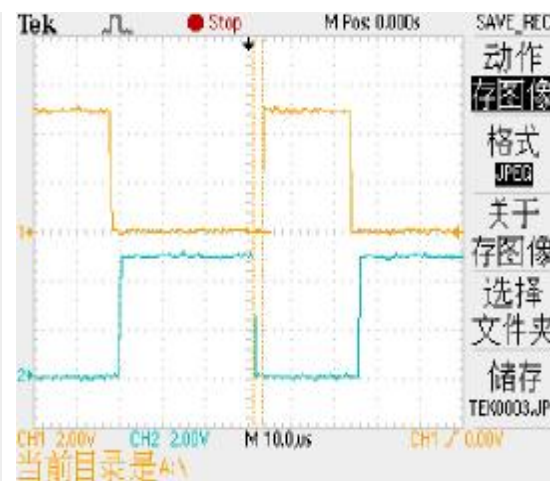
单极性倍频调制

单极性倍频调制的原理如左图(a)，调制波 u_{s1} 和 u_{s2} 同载波 u_c 调制产生SPWM波形，调制波 u_{s1} 和 u_{s2} 幅值大小相等，相位相反。其中 U_{g1} 和 U_{g2} 信号由 u_{s1} 和 u_c 相交产生，两路信号互补，分别为逆变桥的上下桥臂驱动信号， U_{g3} 和 U_{g4} 信号由 u_{s2} 和 u_c 相交产生，分别为逆变桥另一上下桥臂驱动信号。由于输出电压在一个载波周期内改变状态两次，所以输出电压的频率为开关频率的一倍，实现倍频调制。

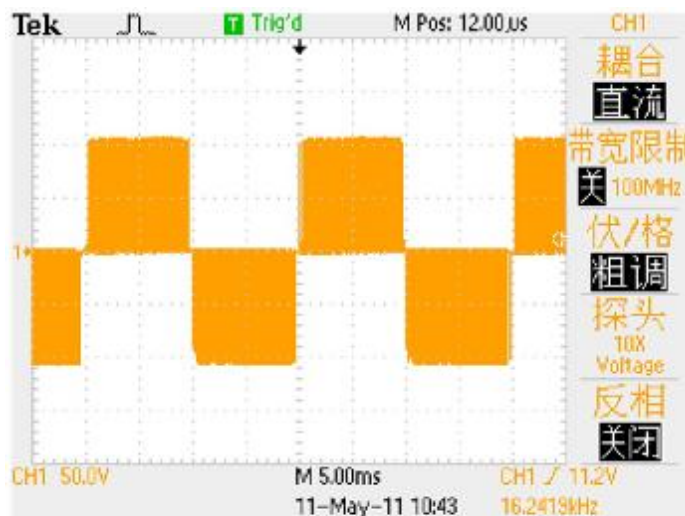




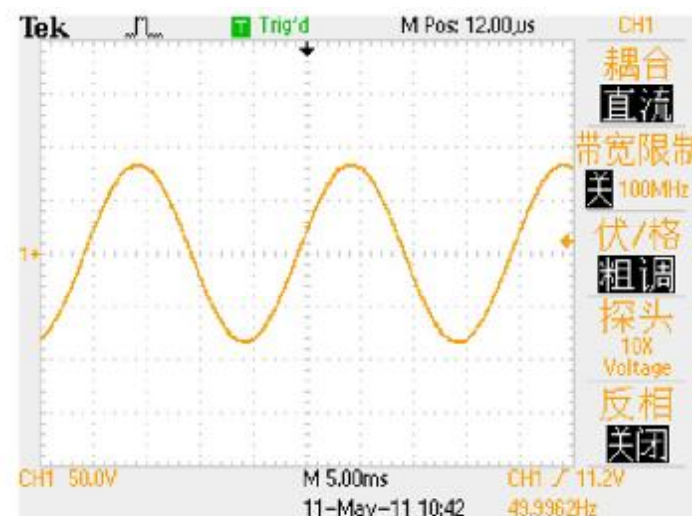
(a) 两路互补的SPWM波



(b) SPWM波局部展开图



(a)



(b)

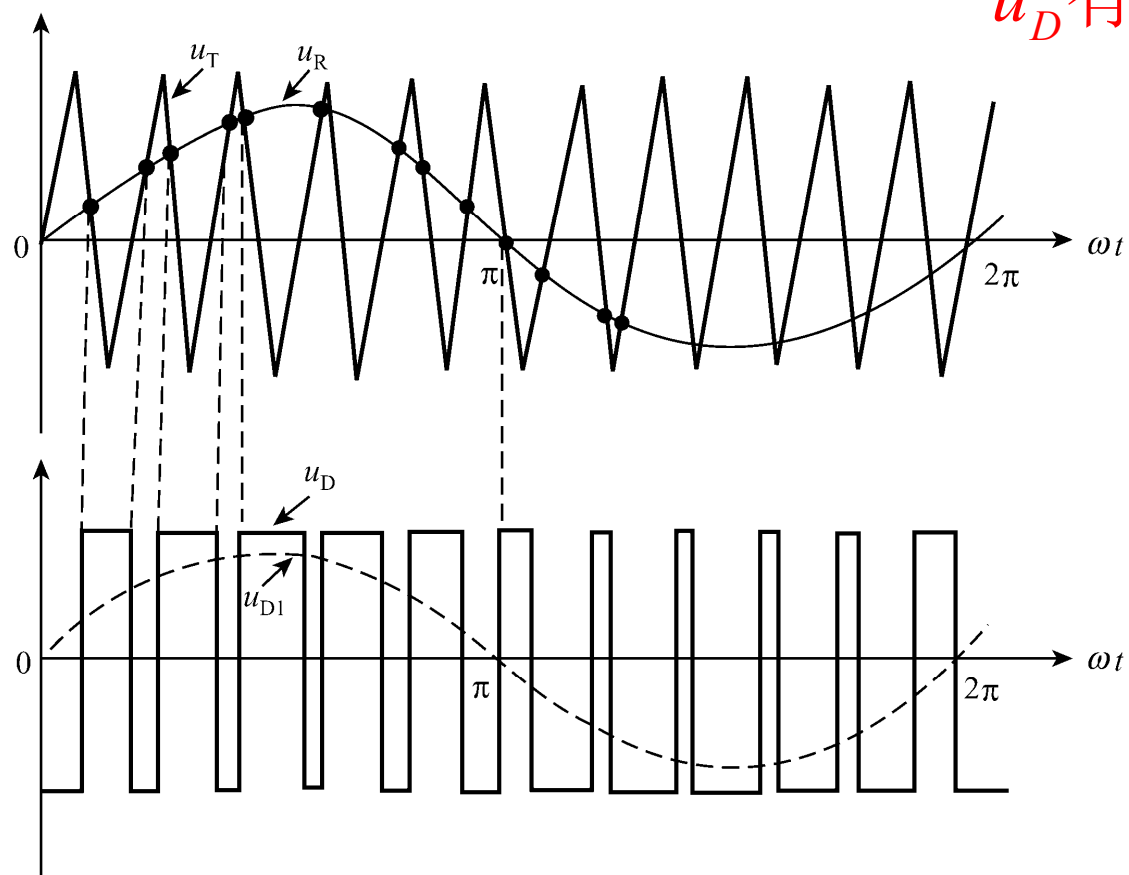
单极性倍频调制下输出电压脉冲波形和滤波后的波形

双极性调制

$$u_R > 0$$

u_T 有正负

u_D 有正负



(4) 同步调制和异步调制

同步调制：问题的提出。变频调速器，输出频率变化范围大。如何改变输出频率？改变 f_T 或 f_R

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： $f_T / f_R = \text{Const.}$ 半周期内输出脉冲数不变，单位时间内脉冲数变化。

特点：正负半周对称，无偶次谐波

低频时：高次谐波 \uparrow ，脉冲转矩、附加损耗、噪声 \uparrow 。

高频时：三角波频率 \uparrow ，元件开关次数 \uparrow ，开关损耗 \uparrow

异步调制:

f_T/f_R =变数 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;

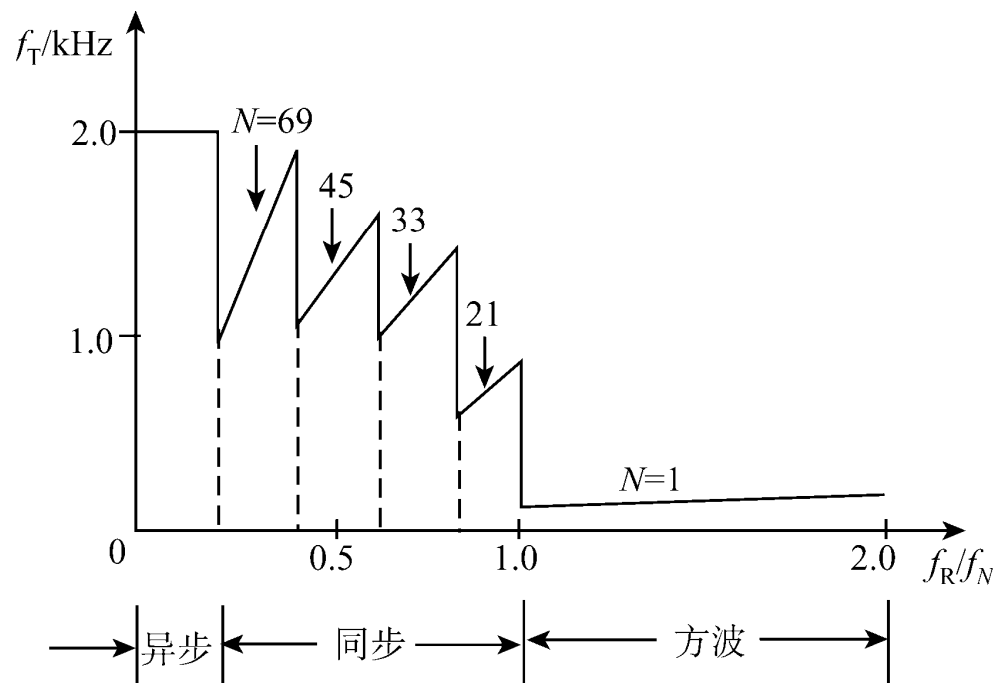
输出电压半周内脉冲次数与输出频率成反比

分级调制: **分段同步调制**

取同步, 异步调制之长处

斩波比 $N = f_T/f_R$

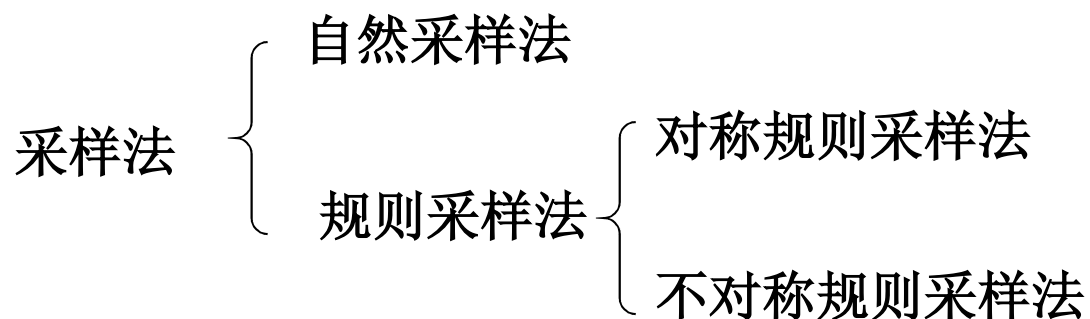
教材P203页例题



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_{tm} 为**1单位**（为分析简便）

正弦调制波的幅值 U_{rm} 即为**调制度M**

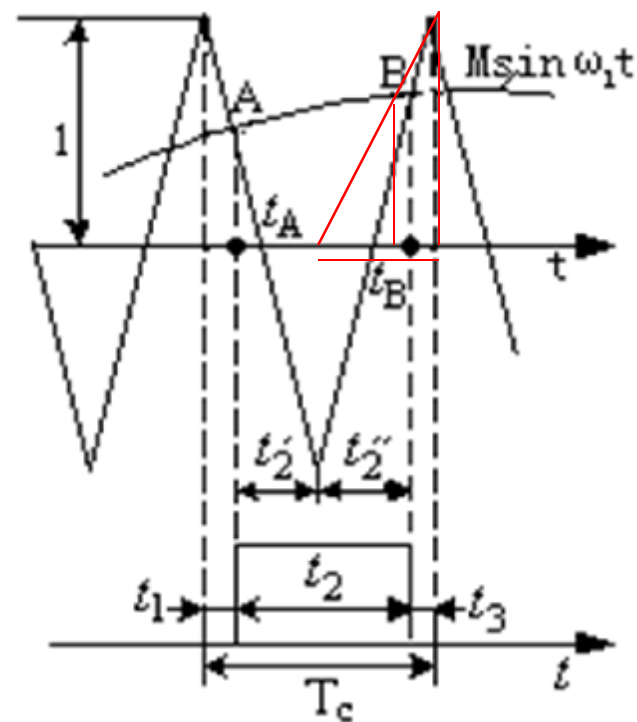
正弦调制波可以写为: $u_r = M \sin \omega_1 t$

红色三角形相似原理:

$$\frac{t_2''}{T_c/2} = \frac{M \sin \omega_1 t_B}{1}$$

$$t_2 = t_2' + t_2'' = \frac{T_c}{2} M (\sin \omega_1 t_A + \sin \omega_1 t_B)$$

其中 t_A 、 t_B 与载波比N和调制度M都有关系。**超越方程，实时求解非常困难。**

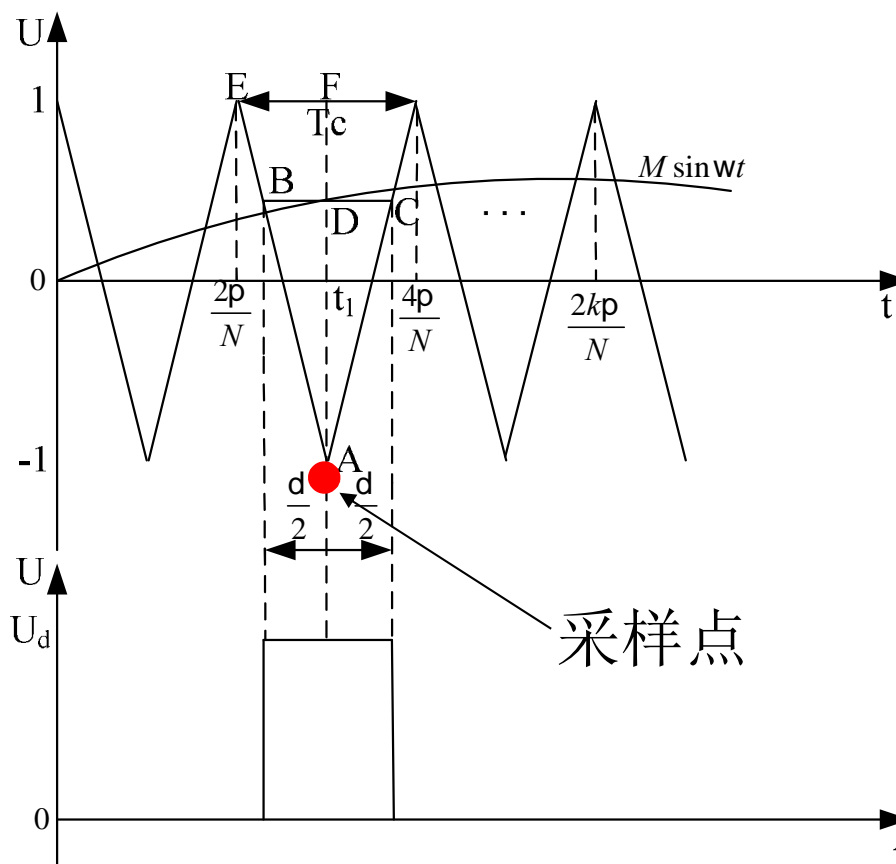


对称规则采样法是在三角波的顶点或底点位置对正弦波采样，从而计算出一个载波周期中占空比的脉宽。对称规则采样法原理简单，采样点个数等于载波比 N ，具有较小的计算量。

从图中容易推出， $\triangle ABD \sim \triangle AEF$ 得出：

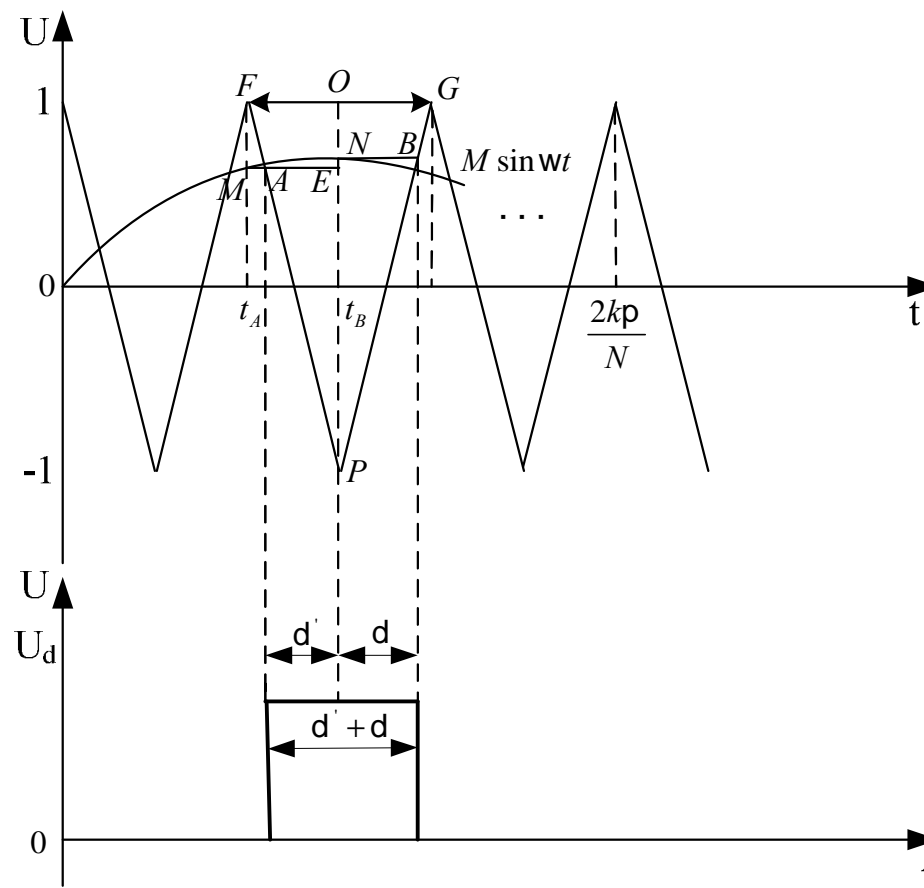
$$\frac{d/2}{T_c/2} = \frac{1 + M \sin \omega t_1}{2}$$

T_c 为三角载波周期， δ 为脉冲宽度， M 为调制波幅值与三角载波幅值之比即调制比， ω 为正弦信号波角频率， t_1 为采样时刻。查表法。



不对称规则采样法:

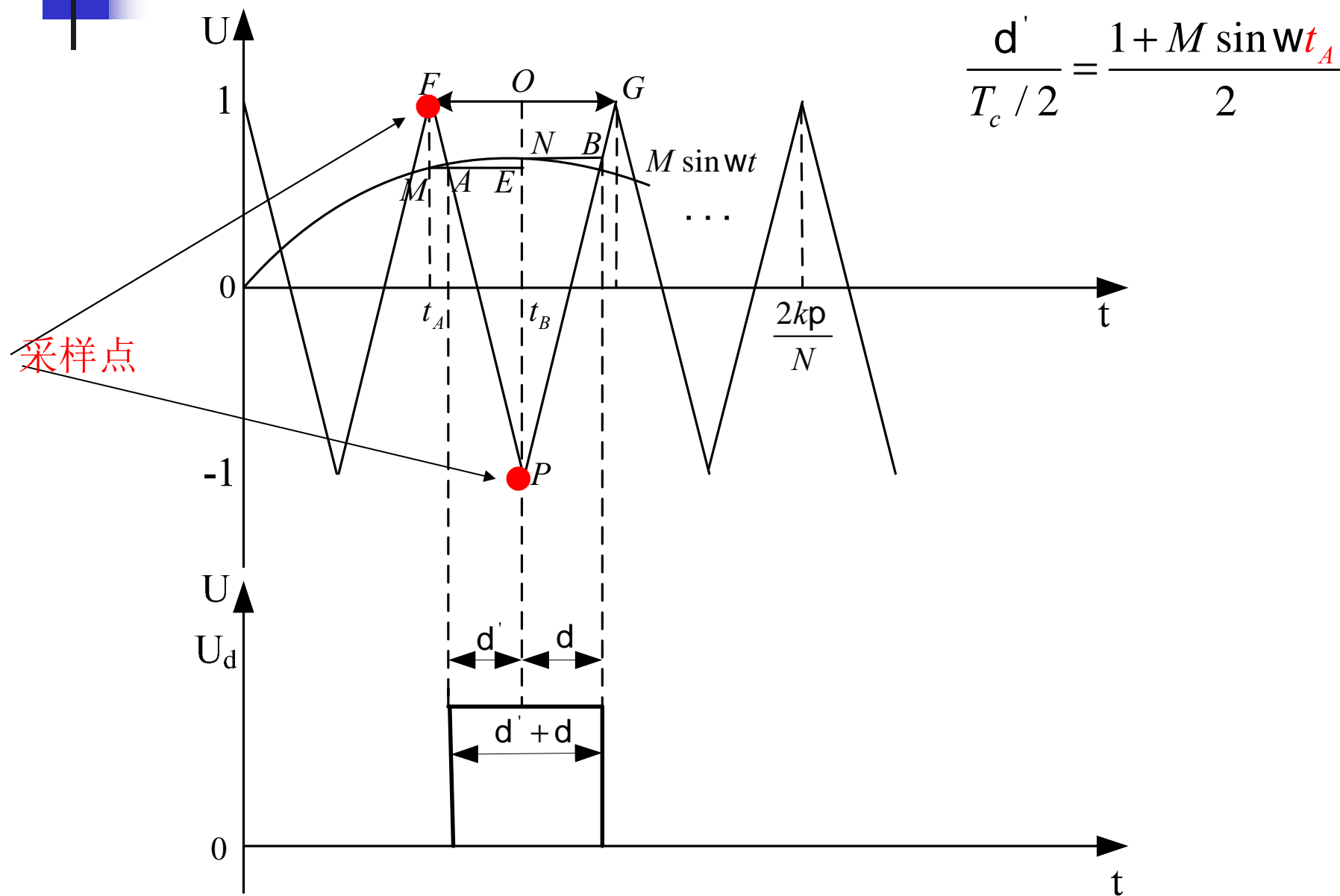
非对称规则采样法采用在每个载波周期采样两次，即在三角波的**顶点位置采样**，又在三角波的**底点位置采样**，这样形成的阶梯波与正弦波的逼近程度会得到提高。通过分析，不对称规则采样法采样的SPWM波形更逼近正弦波，采样点个数等于载波比N的2倍，**计算量**和**数据存储量**都要比对称规则采样法多出一倍。



$\triangle AEP \sim \triangle OPF$ 和 $\triangle BNP \sim \triangle OPG$ ，得出如下关系式：

$$\frac{d'}{T_c / 2} = \frac{1 + M \sin \omega t_A}{2}$$

$$\frac{d}{T_c / 2} = \frac{1 + M \sin \omega t_B}{2}$$



东南大学

电力电子技术

第 37 讲

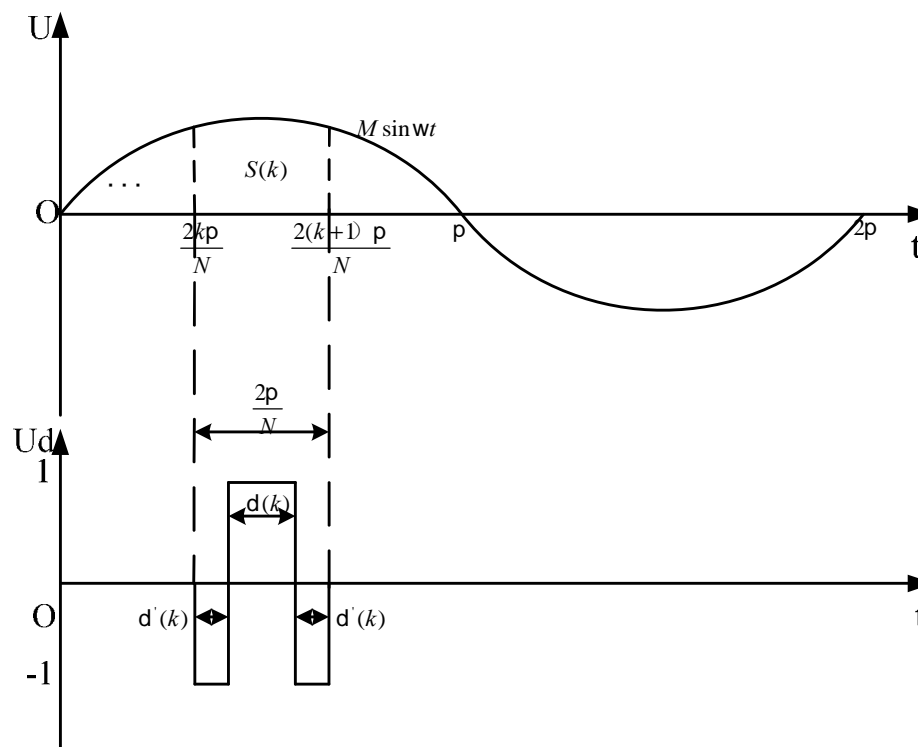
主讲教师：王念春

380419124@qq.com



等面积法：

正弦脉宽调制的基本原理就是按面积相等的原则构成与正弦等效的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形。等面积法就是计算每一小段调制波的面积，根据面积相等原则计算出每一个脉冲的脉宽。



等面积采样法生成SPWM的原理图如上图所示，矩形脉冲的幅值为单位量1，调制波在一个周期内N等分，即载波比为N，采用双极性调制，计算S(k)面积，有如下关系式：

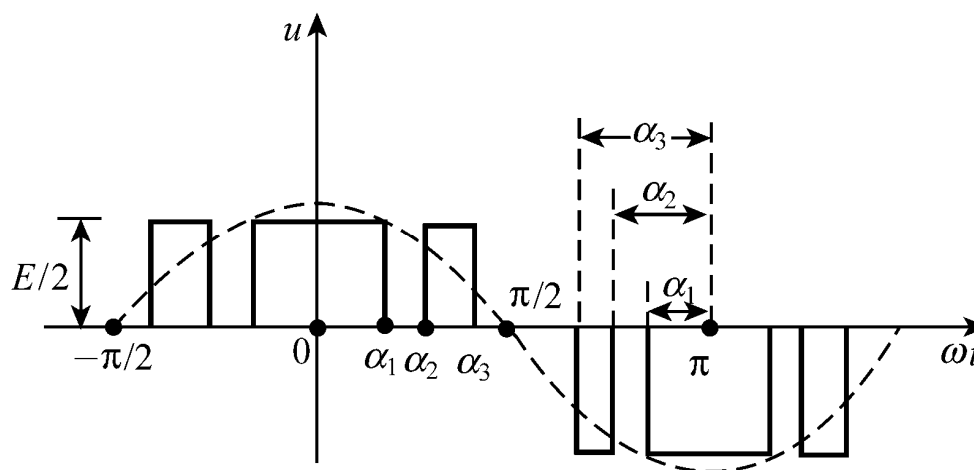
$$S(k) = \int_{\frac{2kp}{N}}^{\frac{2p(k+1)}{N}} M \sin \omega t d(\omega t) = M \left(\cos \frac{2kp}{N} - \cos \frac{2p(k+1)}{N} \right)$$

等面积采样法根据冲量面积相等原则采样SPWM，则最逼近正弦波，具有较高的精度，但是计算量相对较大，对于控制器的运行速度要求较高。

(2) 指定谐波消去法 对低开关频率器件的逆变器更具意义

消除5、7次谐波

1/4周期内仅有三个脉冲，坐标原点
取在波形的1/4周期处。



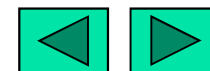
$$u(\omega t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \cos k\omega_1 t$$

第 k 次谐波电压幅值

$$\begin{aligned}
 U_{km} &= \frac{2}{p} \int_0^p u(\omega t) \cos(k\omega_1 t) d\omega_1 t \\
 &= \frac{E}{p} \int_0^{a_1} \cos(k\omega_1 t) d\omega_1 t + \int_{a_2}^{a_3} \cos(k\omega_1 t) d\omega_1 t + \\
 &\quad \int_{p-a_3}^{p-a_2} \cos(k\omega_1 t) d\omega_1 t + \int_{p-a_1}^p \cos(k\omega_1 t) d\omega_1 t \\
 &= \frac{2E}{kp} [\sin ka_1 - \sin ka_2 + \sin ka_3]
 \end{aligned}$$

脉冲具有轴对称性，无偶次谐波， k 为奇数，有：

$$\begin{aligned}
 u(\omega t) &= \frac{2E}{p} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} [\sin ka_1 - \sin ka_2 + \sin ka_3] \cos k\omega_1 t \\
 &= \frac{2E}{p} (\sin a_1 - \sin a_2 + \sin a_3) \cos \omega_1 t + \frac{2E}{5p} (\sin 5a_1 - \sin 5a_2 + \sin 5a_3) \cos 5\omega_1 t \\
 &\quad + \frac{2E}{7p} (\sin 7a_1 - \sin 7a_2 + \sin 7a_3) \cos 7\omega_1 t + \mathbf{L}
 \end{aligned}$$



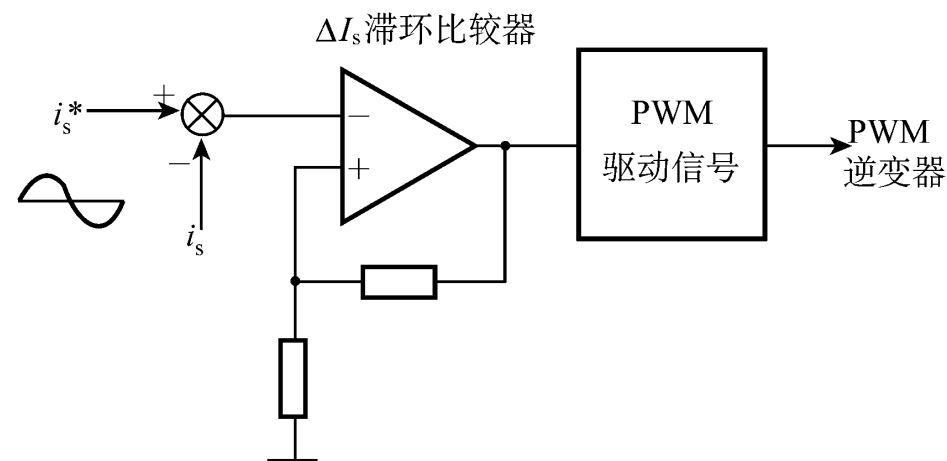
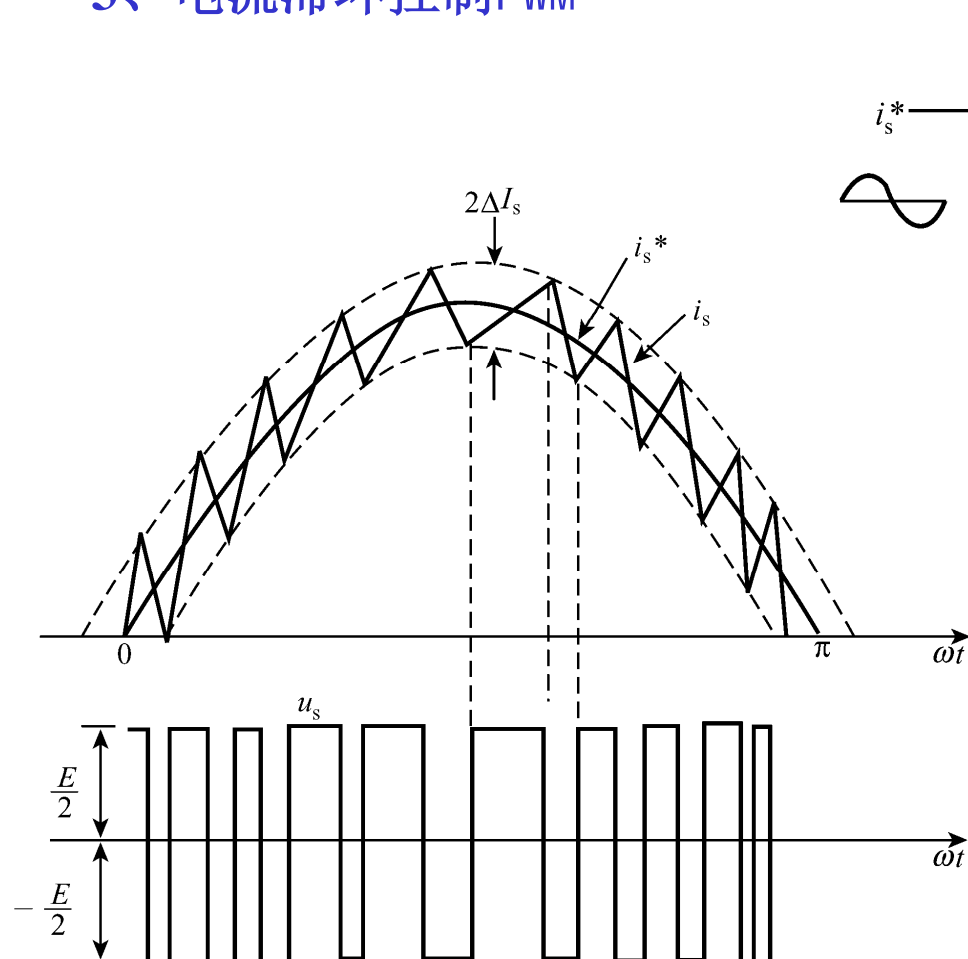
$$\begin{aligned}
 U_{1m} &= \frac{2E}{p} (\sin \alpha_1 - \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3) \\
 U_{5m} &= \frac{2E}{5p} (\sin 5\alpha_1 - \sin 5\alpha_2 + \sin 5\alpha_3) = 0 \\
 U_{7m} &= \frac{2E}{7p} (\sin 7\alpha_1 - \sin 7\alpha_2 + \sin 7\alpha_3) = 0
 \end{aligned}$$

求解出 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$

可消除5、7次谐波

先要有检测，才能消除。大功率变流装置中使用有价值。

3、电流滞环控制PWM



优点与缺点

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

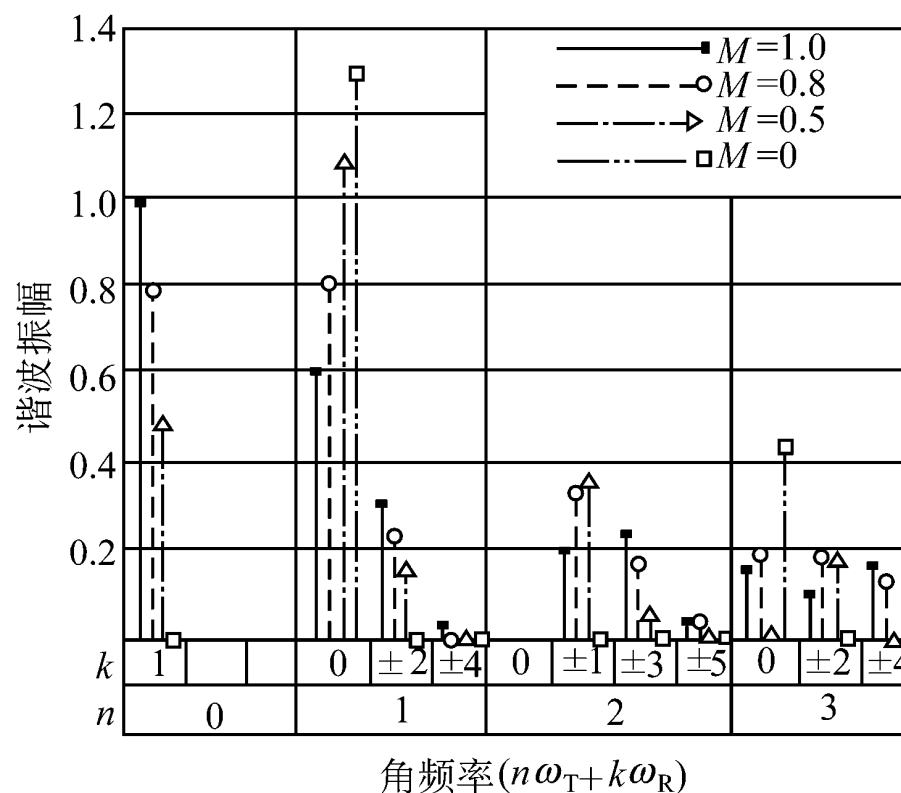
谐波角频率 $n\omega_T \pm k\omega_R$

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

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

ω_T 为载波角频率

ω_R 为调制波角频率



工程数学知识，贝塞尔函数

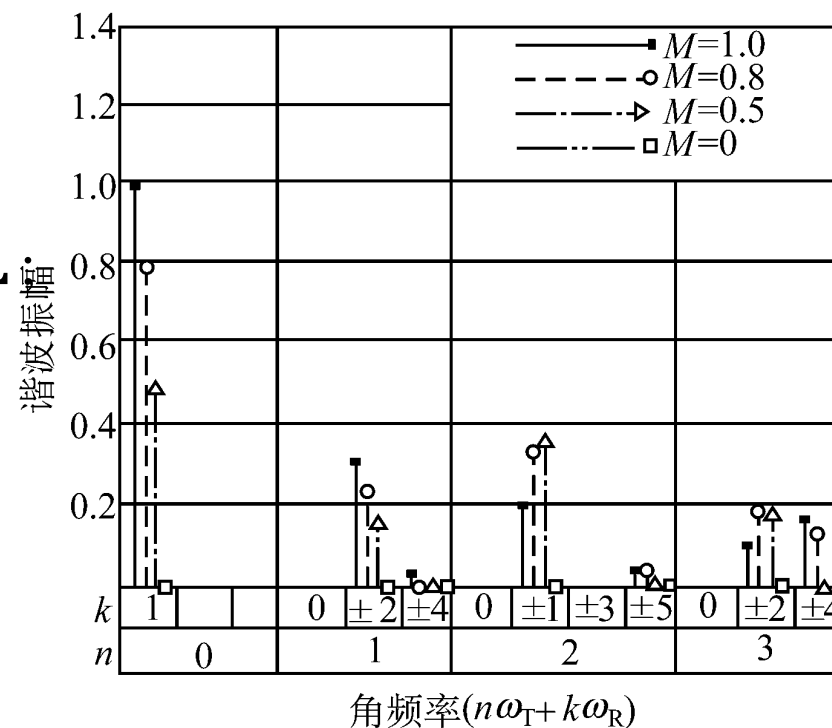
只有角频率 ω_T 、 $2\omega_T$ 、 $3\omega_T$ 等及其附近渐次衰减的边带谐波。

三相桥式逆变器

谐波角频率 $n\omega_T \pm k\omega_R$

$n = 1, 3, 5, \mathbf{L}$ 时, $k = 3(2m - 1) \pm 1, m = 1, 2, \mathbf{L}$

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



得到的是理想情况下的SPWM调制输出频谱。

(2) 直流电压利用率的提高

直流电压利用率:

逆变器输出交流电压基波最大幅值和直流电压 E 之比值

三相SPWM逆变电路

$M=1$ 时, 三相相电压基波幅值为 $E/2$, 线电压为其 $\sqrt{3}$ 倍。

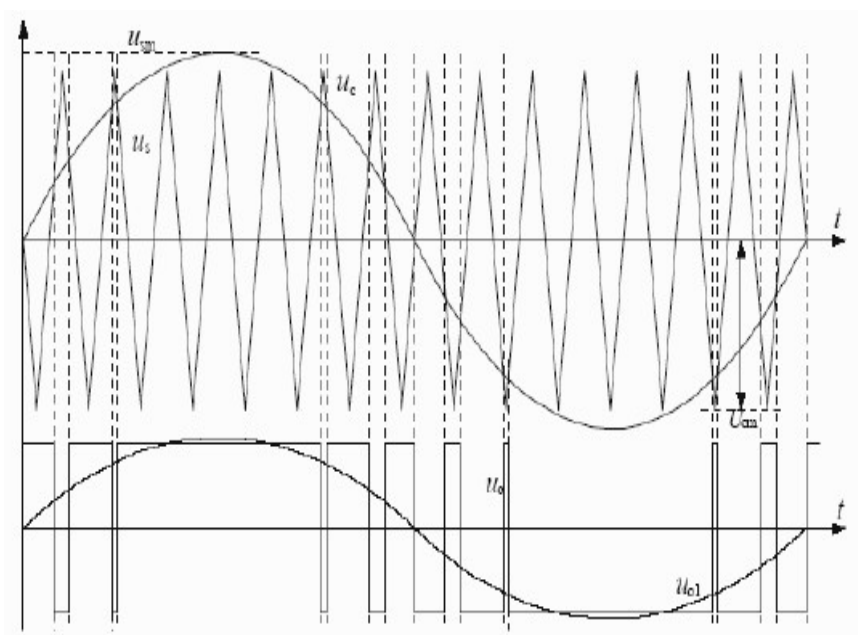
直流电压利用率 $\sqrt{3} / 2 = 0.866$

如何提高直流电压利用率?

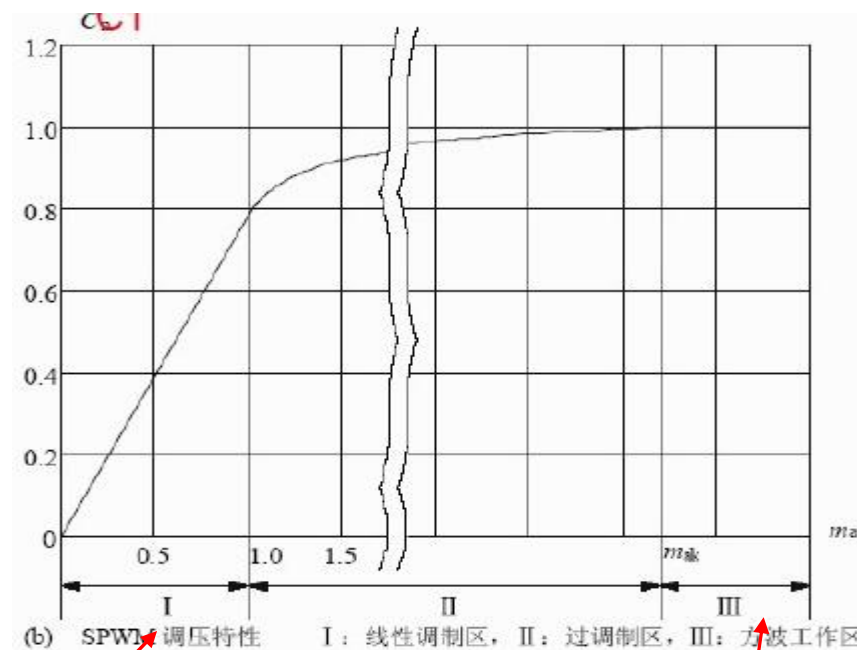
梯形调制波

马鞍形调制波

过调制波形



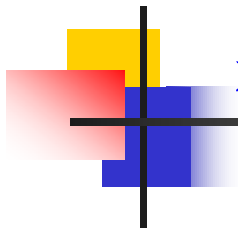
SPWM调幅特性



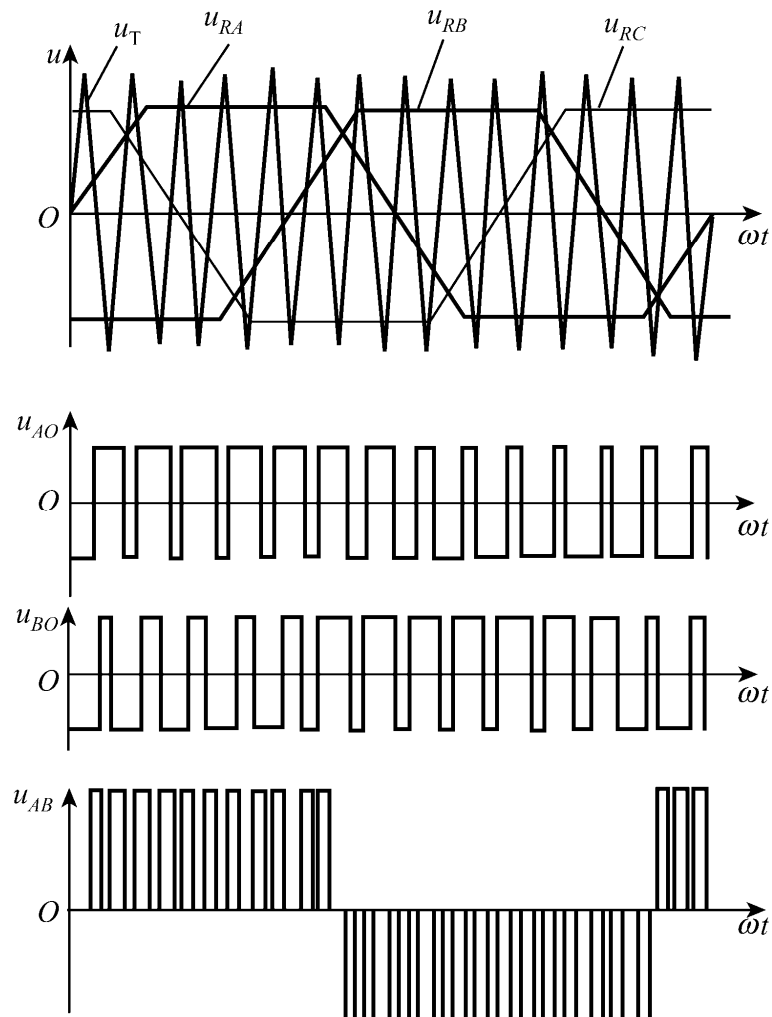
$$\text{直流电压利用率} = \frac{ME}{\frac{\pi}{2} E} = \frac{\pi}{4} M$$

直流电压利用率=1

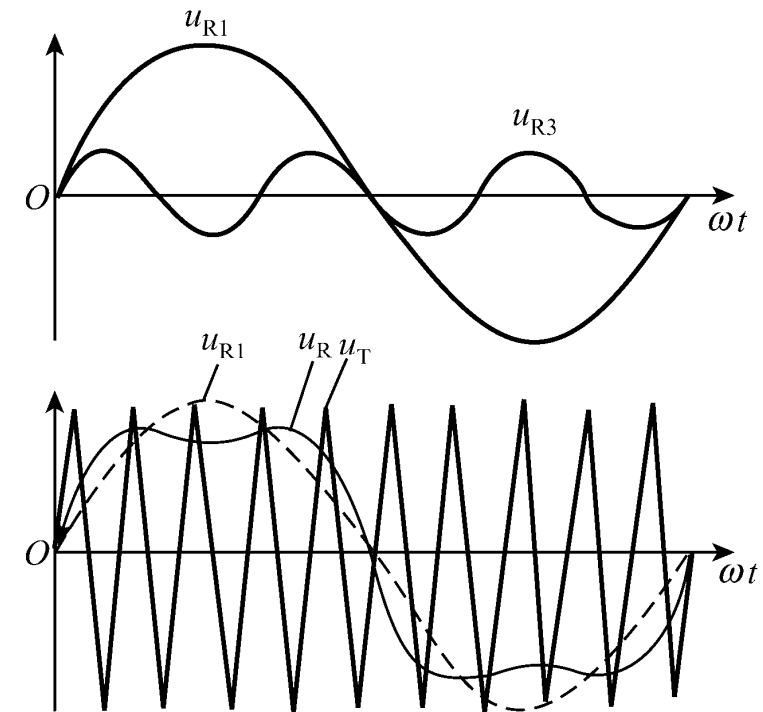


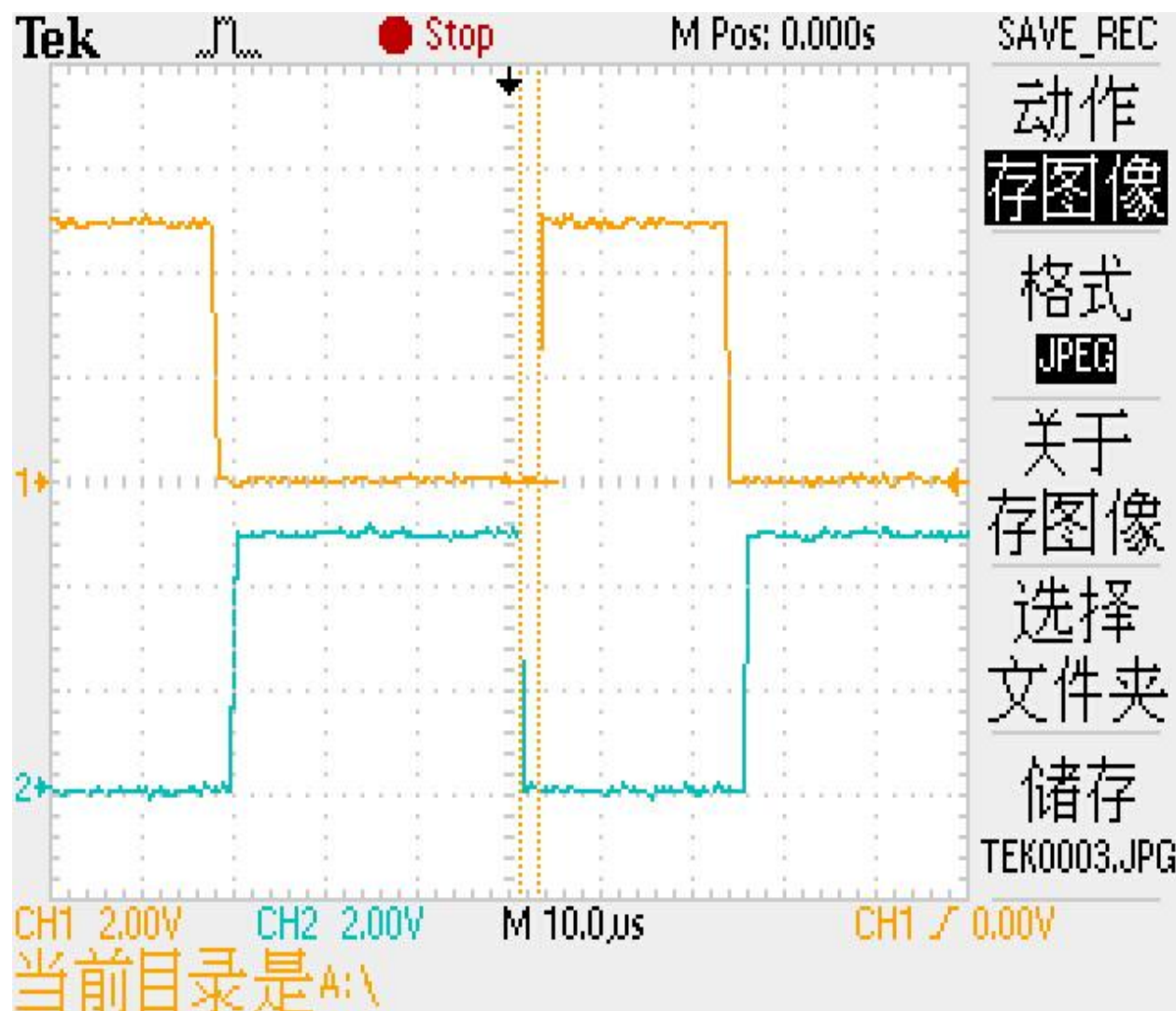


梯形调制波



马鞍形调制波

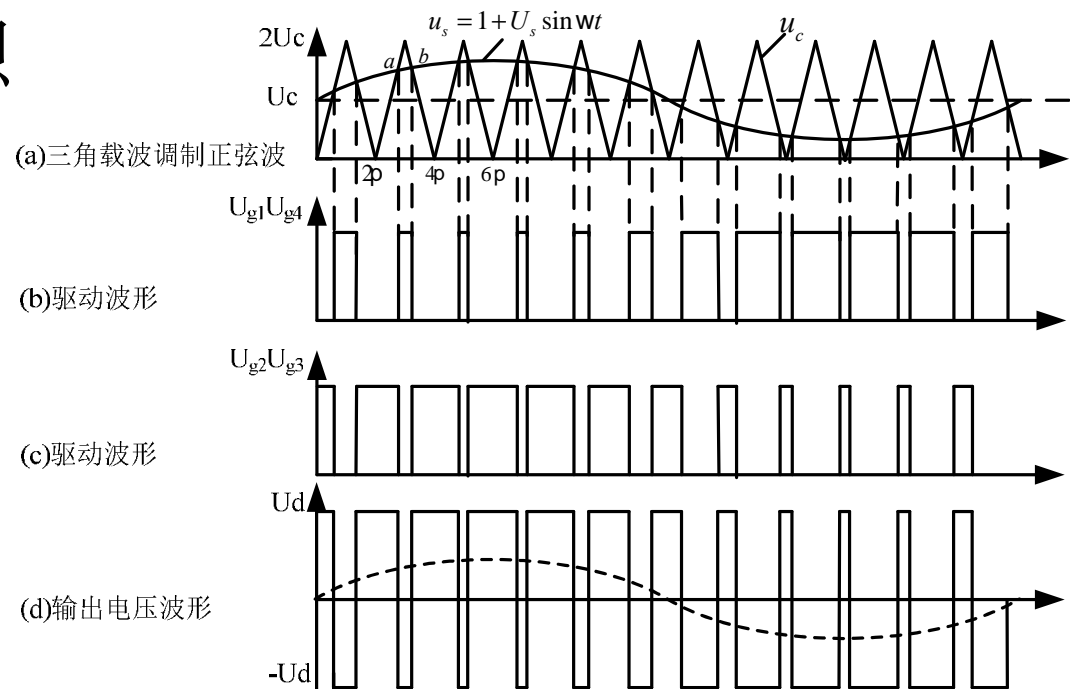




驱动死区示意图

双极性调制 — 理想

在低频段时，输出SPWM波形的基波完全为正弦波，在高频段时，有载波基波及其谐波和上下边频分量，而高频段的分量可以通过滤波器进行滤除。



理想情况下输出SPWM波形的傅里叶表达式为

$$\begin{aligned}
 u_L = & MU_d \sin(\omega_s t) + \frac{4U_d}{p} \sum_{m=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{J_0\left(\frac{mMp}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m}{2}p\right) \cos(mN\omega_s t) \\
 & + \frac{4U_d}{p} \sum_{m=1,2,3\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2\dots}^{\infty} \frac{J_n\left(\frac{mMp}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}p\right) \cos\left((mN+n)\omega_s t - \frac{np}{2}\right)
 \end{aligned}$$



双极性调制 — 加入死区

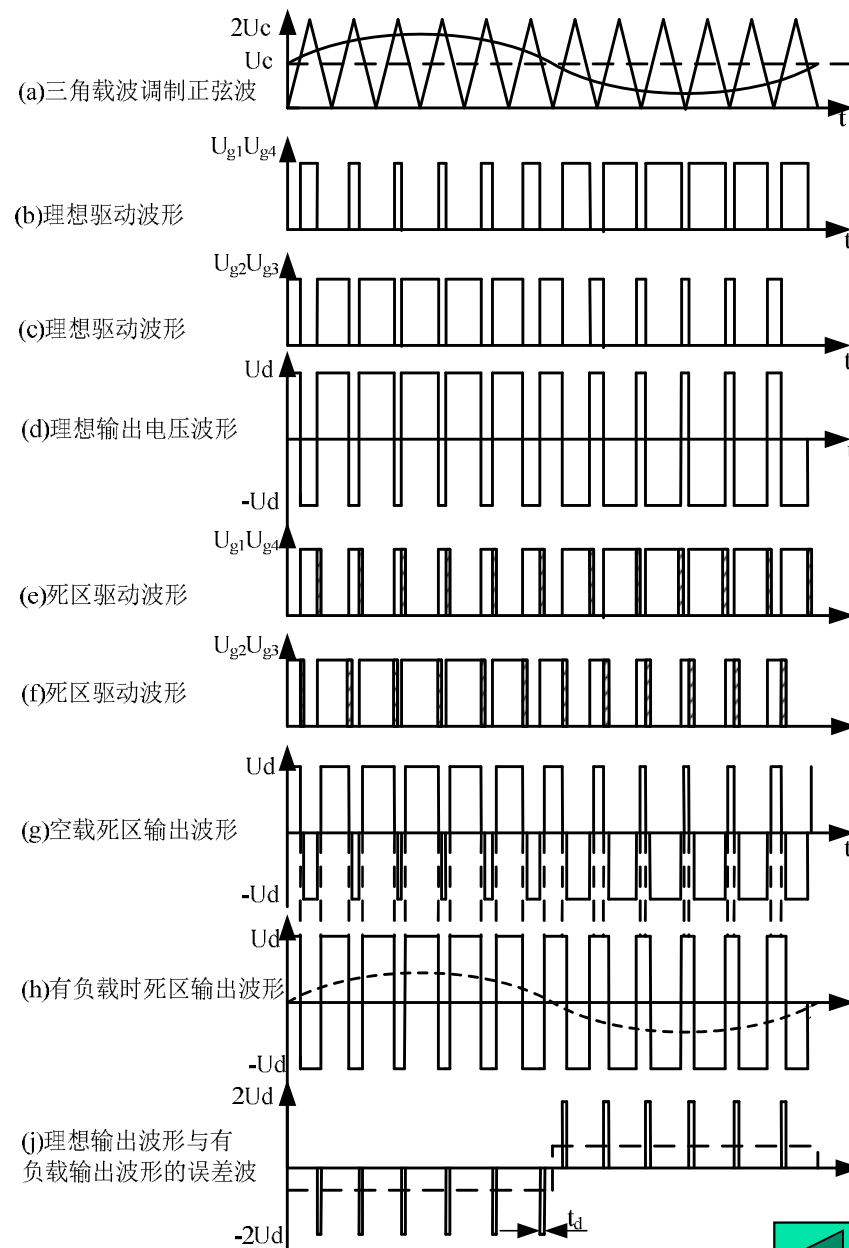
在逆变电路中，若同一桥臂上、下两个开关器件同时导通，直流母线侧相当于短路，会产生过电流，烧坏开关器件。为保护开关器件，需要在逆变器同一桥臂上、下两个开关器件导通之间加入一定的时间间隔，保证开关器件在完全关断后再导通另一个开关器件，这一段时间称为死区时间。在工程中，常采用开关器件按时关断、延时导通的方法设置死区。

$$U_{ref} = -\frac{8Nf_s t_d U_d}{p} \left(\sin(\omega_s t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_s t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_s t) + \dots + \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) + \dots \right)$$

$$= -\frac{8Nf_s t_d U_d}{p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_s t)}{n}$$

T_s 为调制波周期， f_s 为调制波频率， f_c 为载波频率， t_d 为死区时间。

$$U_{ref} = -\frac{8Nf_s t_d U_d}{p} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_s t)}{n}$$



双极性调制 — 加入死区

死区效应会产生调制波的基波分量，这些基波分量极性与理想情况下输出的基波分量相反，会使得实际输出电压的基波幅值减少。同时，死区效应会带来调制波的3, 5, 7...次谐波分量，不方便滤波器的设计。死区效应对逆变器输出的影响与载波频率 f_c 和死区时间 t_d 成正比的关系。尽管载波频率越大，输出的SPWM波形就越逼近正弦波，但是载波频率过大，死区对逆变输出的影响就越大，综合考虑，一般取载波的频率在8kHz~20kHz之间。死区时间 t_d 越大，谐波幅值越大，输出波形的畸变量也就越大，通常情况取死区时间为2μs左右。



死区的影响

- (1) 使实际输出电压基波幅值下降；
- (2) 在输出频率较低的情况下，死区效应会更严重；
- (3) 考虑死区效应后，存在低次谐波，会产生脉动的电磁转矩，易引起机组振荡。

东南大学

电力电子技术

第 38 讲

主讲教师：王念春

380419124@qq.com



六、PWM整流电路

功率因数问题

$$\cos \varphi_1 = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$$

I_1/I 为电流畸变系数

$\cos \varphi_1$ 为位移因数，基波有功功率与基波视在功率之比

能量双向流动问题

PWM整流电路能解决以上问题



理想AC↔DC双向变换器特点:

- (1) 输出直流电压平稳, 可迅速调节控制
- (2) 输入交流电源电流波形正弦
- (3) 输入的交流电流功率因数可任意控制
- (4) AC-DC间的功率流向是可以双向可控的
- (5) 变换器无损耗



1、单相全桥PWM整流电路的工作原理

用正弦信号波和三角波相比较的方法对 $VT_1 \sim VT_4$ 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}

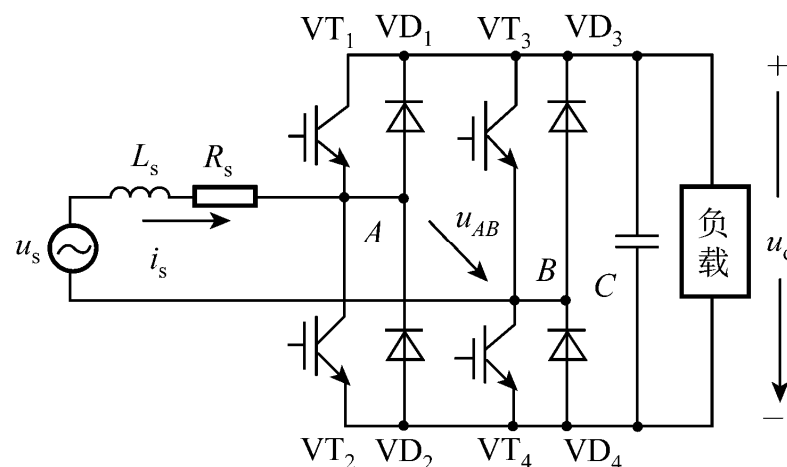
u_{AB} 中含有和正弦信号波同频率且幅值成比例的基波分量，以及和三角波载波有关的频率很高的谐波，不含有低次谐波。

由于 L_s 的滤波作用，谐波电压只使 i_s 产生很小的脉动。

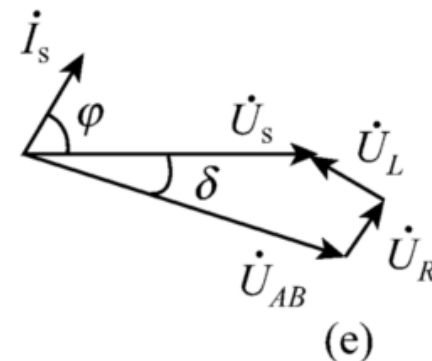
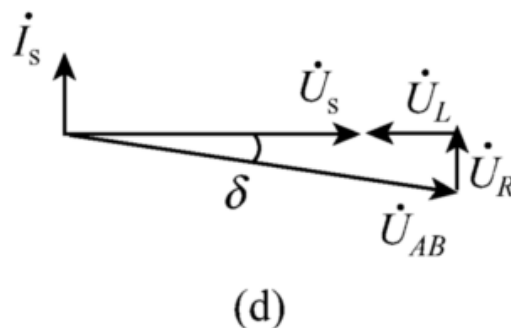
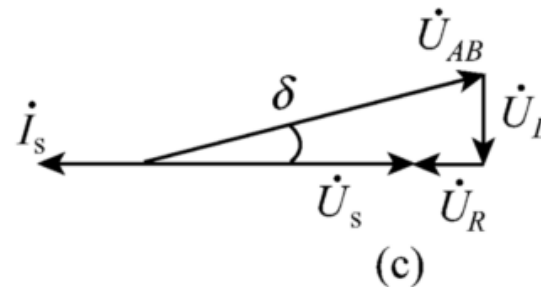
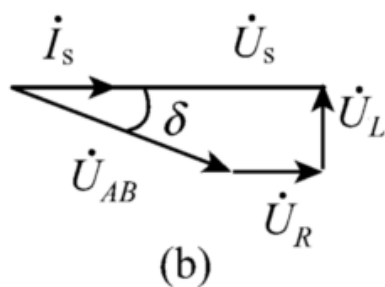
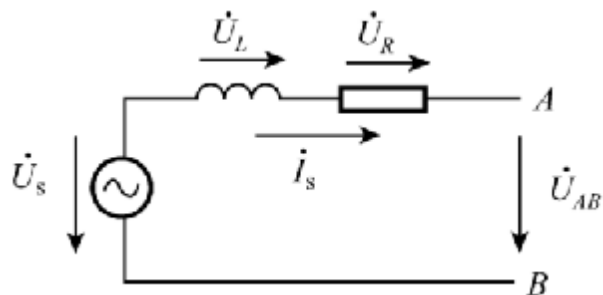
当正弦信号波频率和电源频率相同时， i_s 也为与电源频率相同的正弦波。

u_s 一定时， i_s 幅值和相位仅由 u_{AB} 中基波的幅值及其与 u_s 的相位差决定。

改变 u_{AB} 中基波的幅值和相位，可使 i_s 和 u_s 同相或反相， i_s 比 u_s 超前 90° ，或使 i_s 与 u_s 相位差为所需角度。



相量图分析:



(b) 为PWM整流状态

(c) 为PWM逆变状态

(d) 为无功补偿状态

(e) 通过控制 u_{AB} 中基波的相位和幅值, 可实现 i_s 与 u_s 的任意相位关系

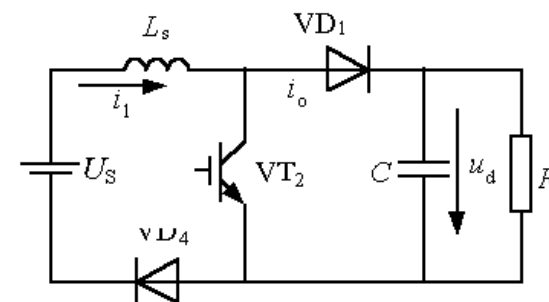
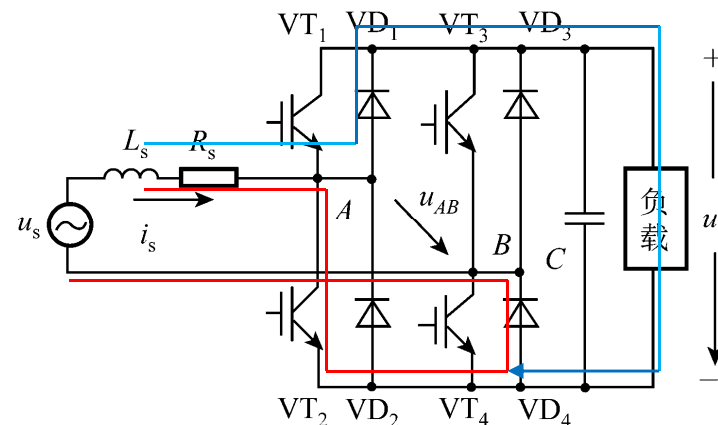
整流状态下:

$u_s > 0$ 时, (VT_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s) 和 (VT_3 、 VD_1 、 VD_4 、 L_s) 分别组成两个升压斩波电路。

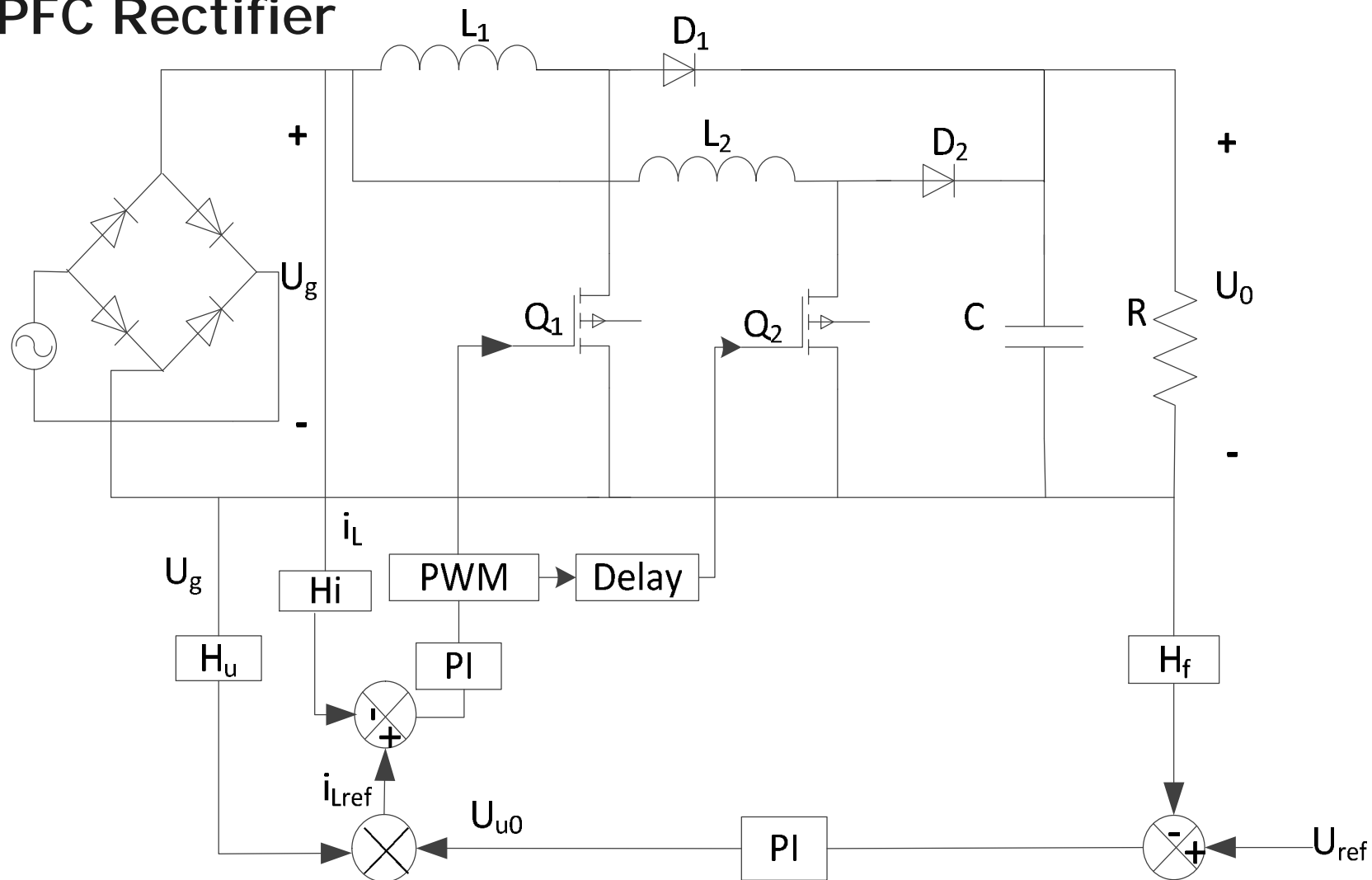
以 (VT_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s) 为例 VT_2 通时, u_s 通过 VT_2 、 VD_4 向 L_s 储能。

VT_2 关断时, L_s 中的储能通过 VD_1 、 VD_4 向 C 充电。

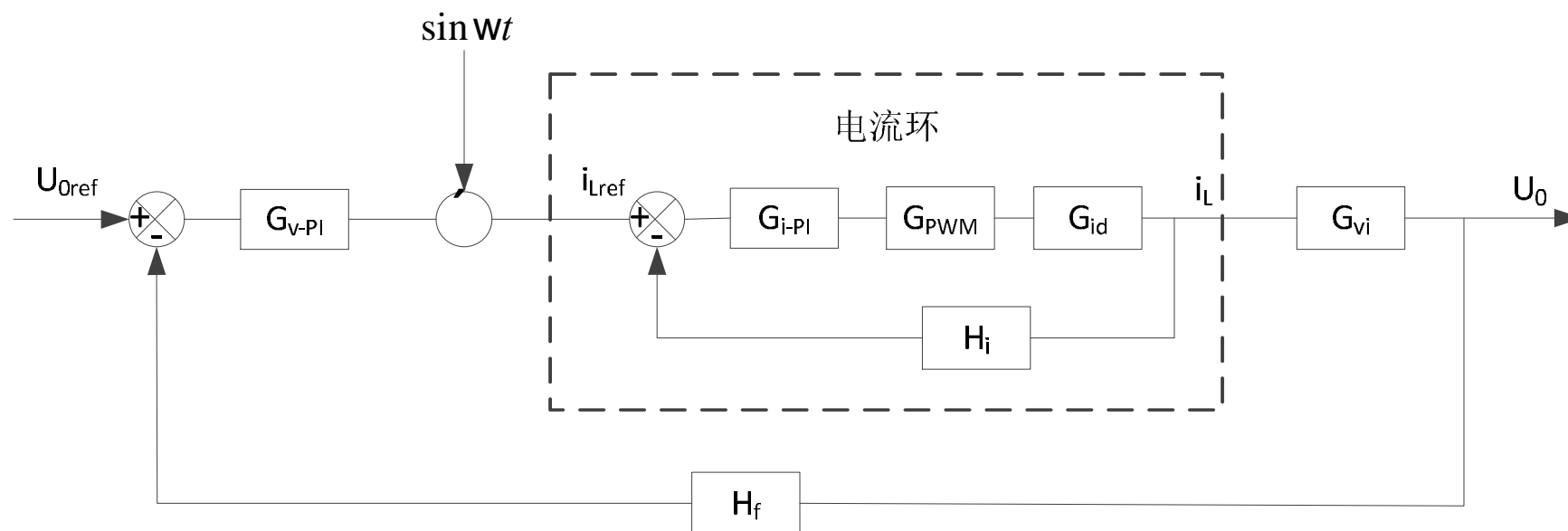
$u_s < 0$ 时, (VT_1 、 VD_3 、 VD_2 、 L_s) 和 (VT_4 、 VD_2 、 VD_3 、 L_s) 分别组成两个升压斩波电路



PFC Rectifier



PFC Rectifier



$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\dot{u}_0(s)}{\dot{u}_g(s)} \right|_{\dot{d}(s)=0} = \frac{2D'}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 2D'^2}$$

PFC Rectifier

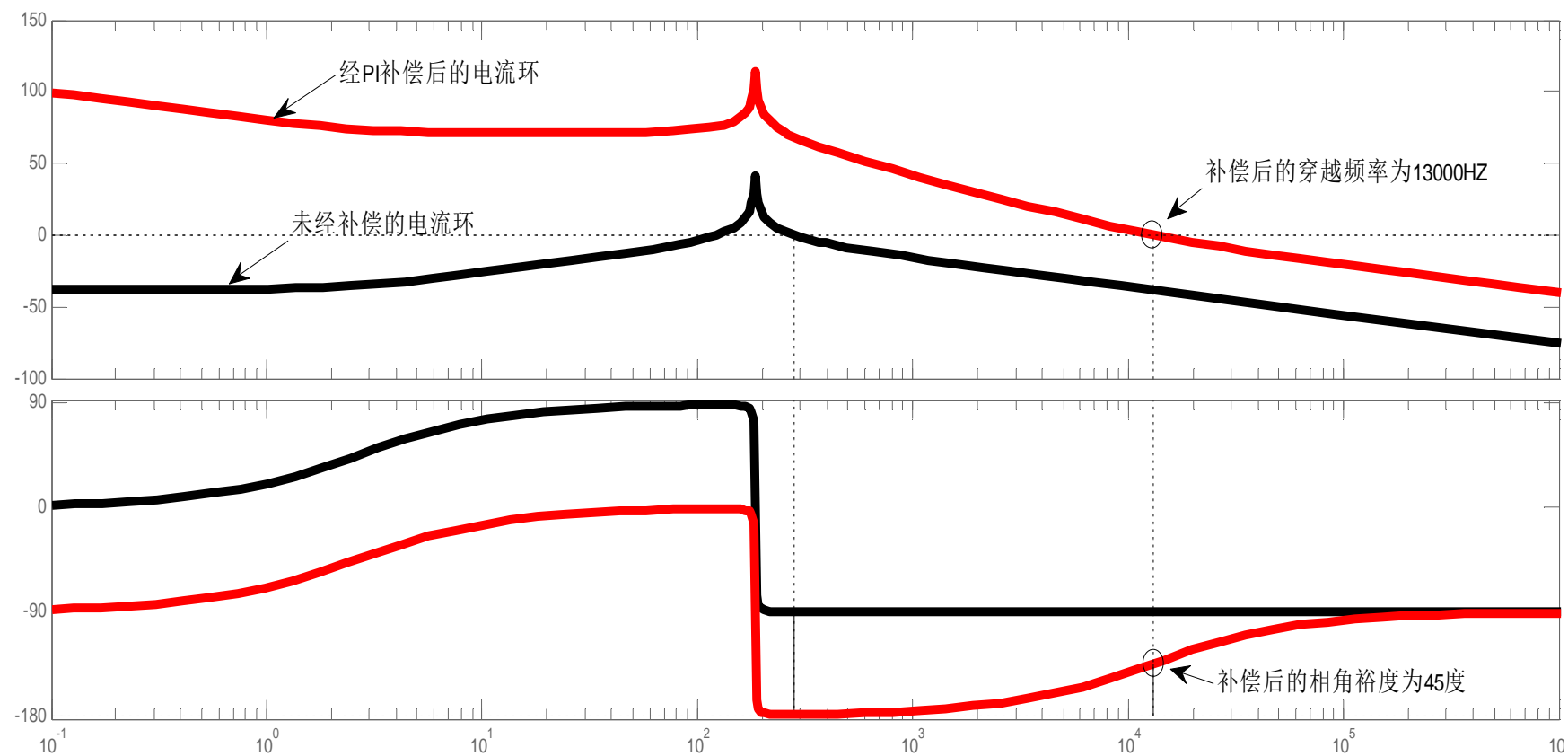
$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\dot{u}_0(s)}{\dot{u}_g(s)} \right|_{\dot{d}(s)=0} = \frac{2D'}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 2D'^2}$$

$$G_{ig}(s) = \left. \frac{\dot{i}_L(s)}{\dot{u}_g(s)} \right|_{\dot{d}(s)=0} = \frac{2Cs + \frac{2}{R}}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 2D'^2}$$

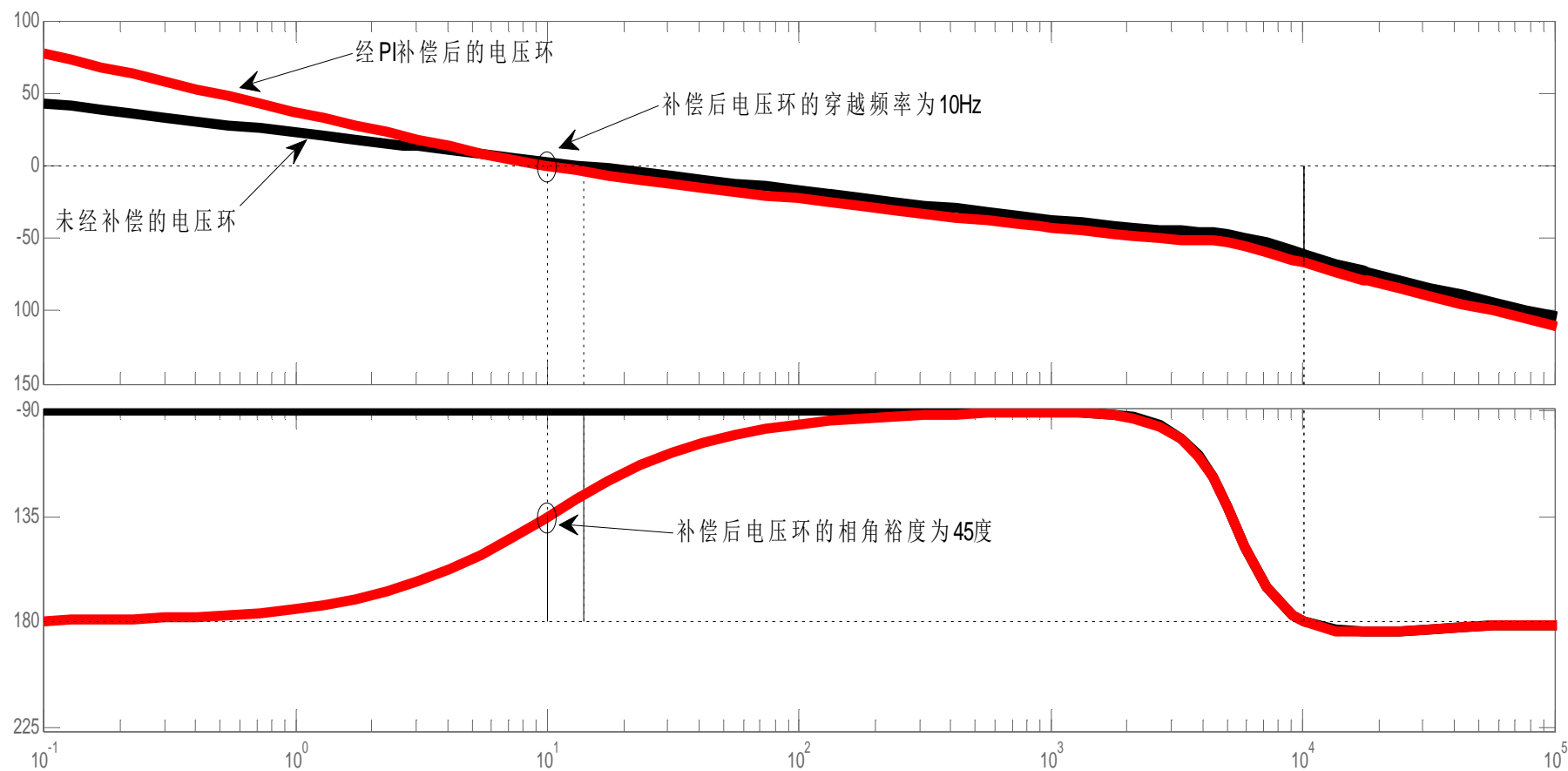
$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\dot{u}_0(s)}{\dot{d}(s)} \right|_{\dot{u}_g(s)=0} = \frac{U_g(2 - \frac{Ls}{RD'^2})}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 2D'^2}$$

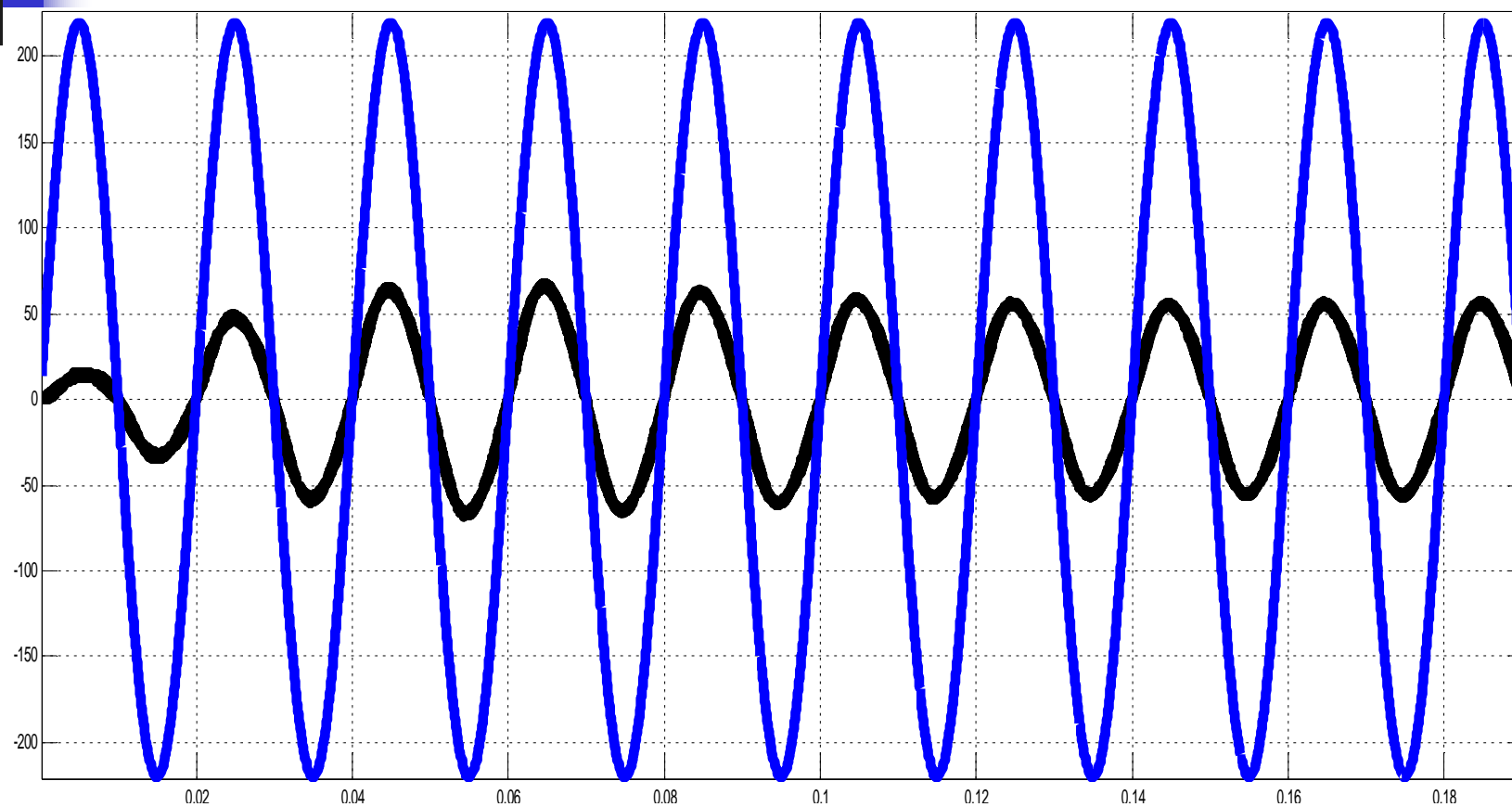
$$G_{id}(s) = \left. \frac{\dot{i}_L(s)}{\dot{d}(s)} \right|_{U_g(s)=0} = \frac{2U_0(\frac{2}{R} + Cs)}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 2D'^2}$$

PFC Rectifier



PFC Rectifier

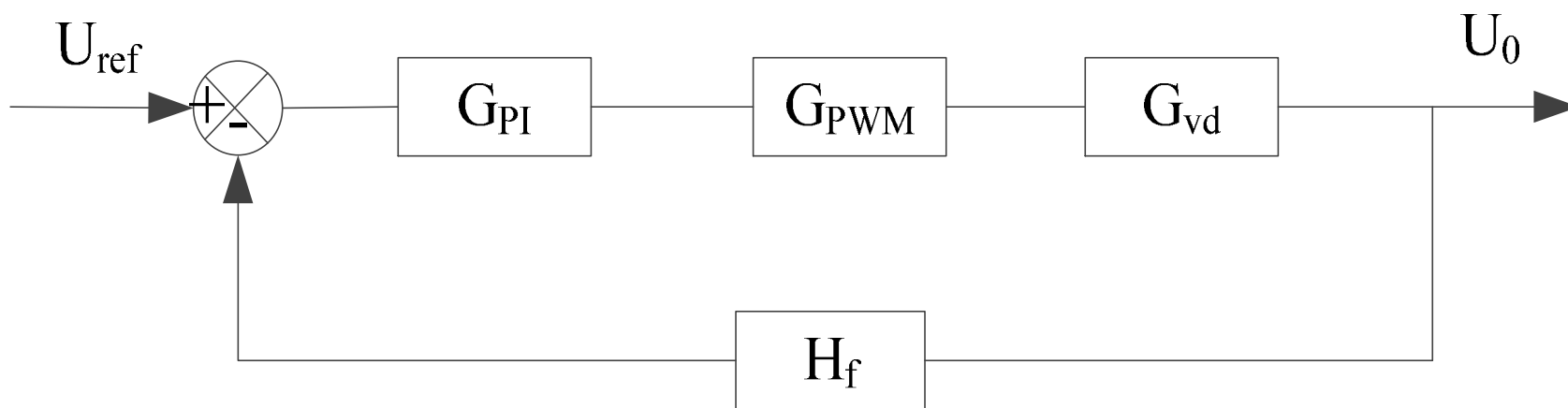




单相仿真波形图

PFC Rectifier

断续模式下单电压环

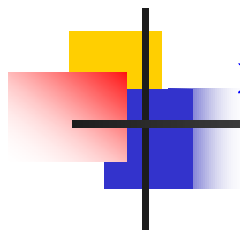


PFC Rectifier

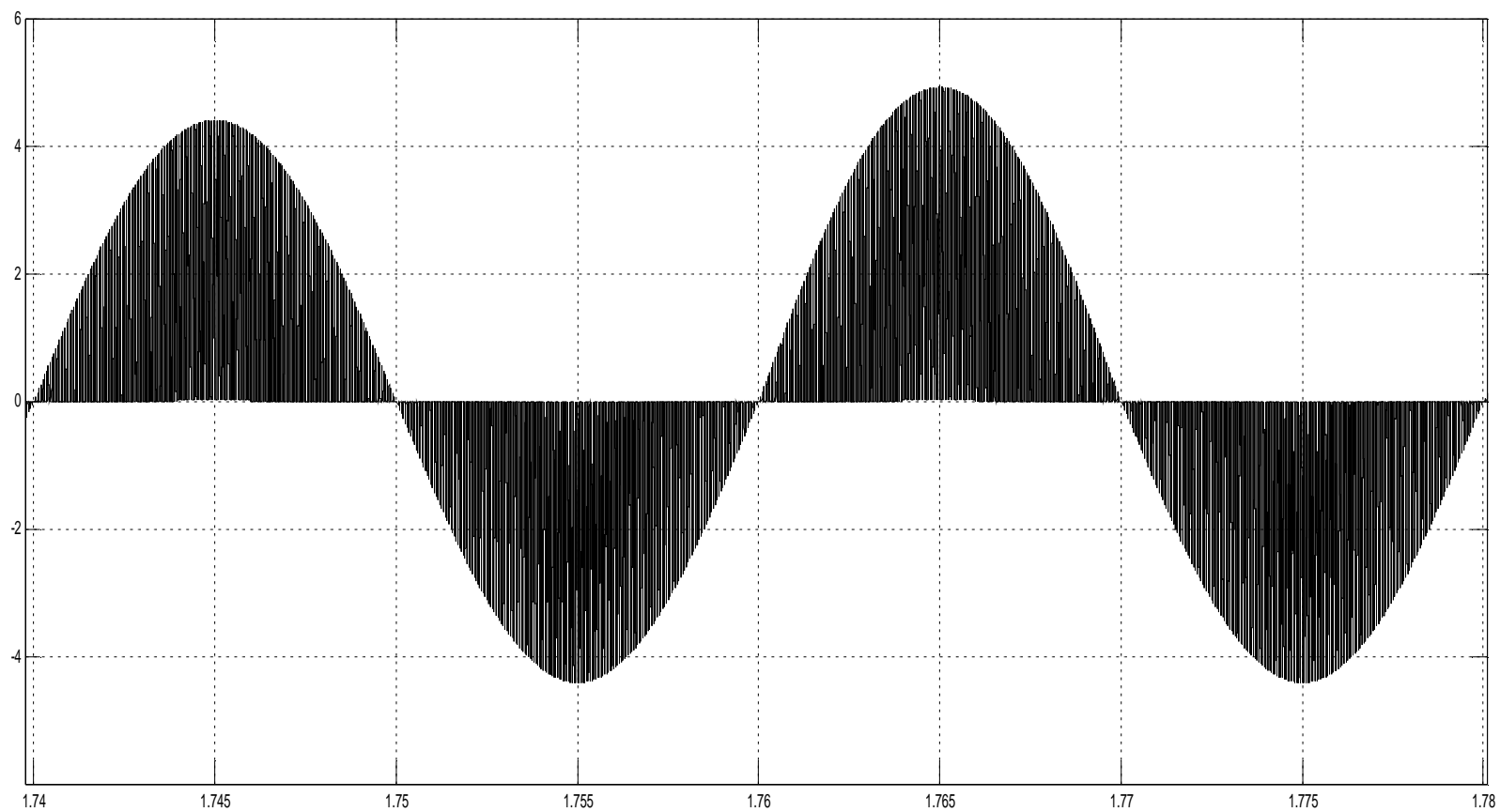
$$G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{u}_0(s)}{\hat{u}_g(s)} \right|_{\hat{u}_1(s)=0} = \frac{g}{Cs + \frac{1}{r} + \frac{1}{R}}$$

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{u}_0(s)}{\hat{u}_1(s)} \right|_{\hat{u}_g(s)=0} = \frac{\sqrt{2}j}{Cs + \frac{1}{r} + \frac{1}{R}}$$

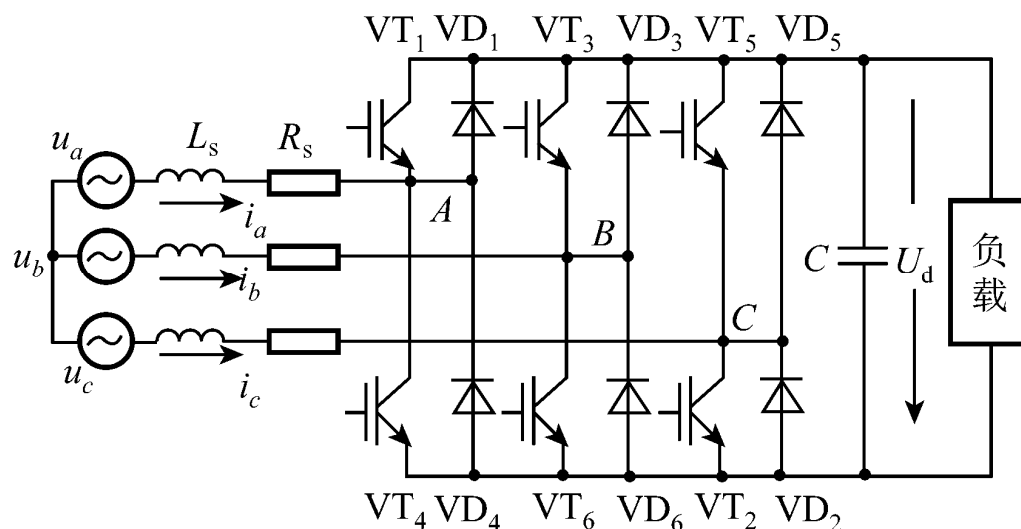
$$r = \frac{M-1}{M}R \quad g = \frac{M(2M-1)}{R(M-1)} \quad j = \frac{2U_0}{R\sqrt{KM(M-1)}} \quad M = \frac{U_0}{U_g} \quad K = \frac{2Lf_s}{R}$$



PFC Rectifier



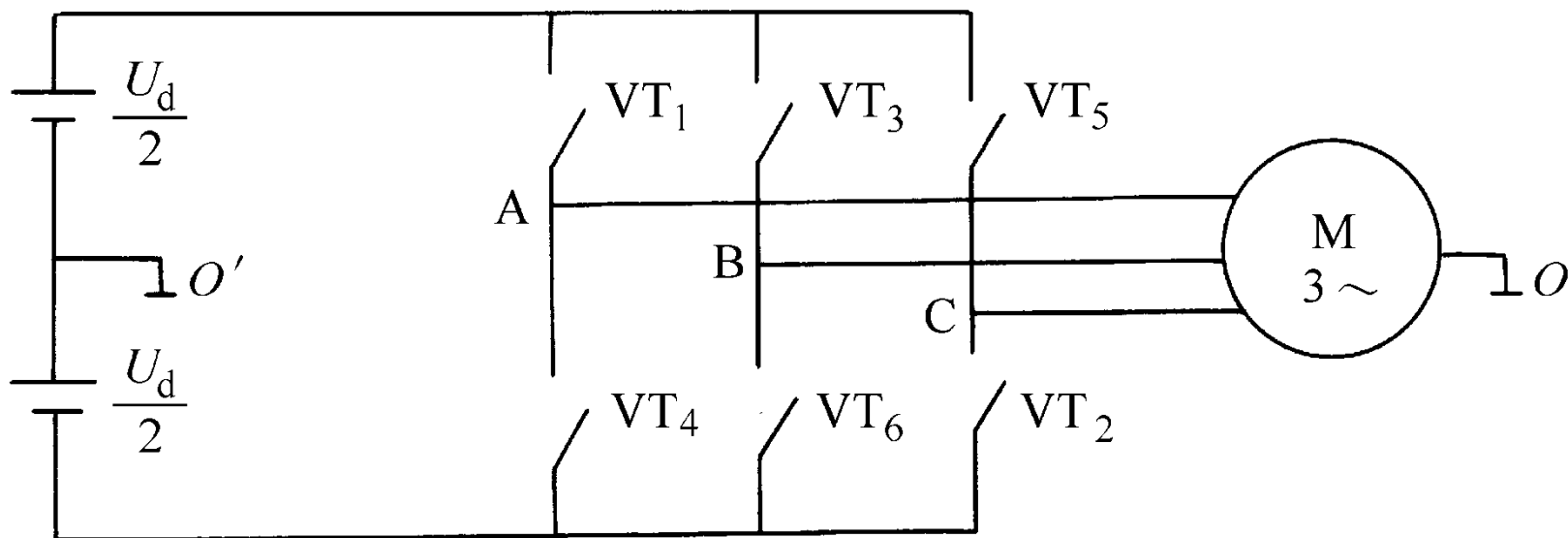
2、三相PWM整流电路



进行SPWM控制，在交流输入端A、B和C可得SPWM电压，按前面单相PWM整流 (b)图相量图控制，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。**控制比较复杂。**

电压空间矢量（ SVPWM ）控制

采用 180° 导通型，功率开关器件共有8种工作状态，其中6种有效开关状态，2 种零状态（这时逆变器没有输出电压）。按 $VT_1VT_2VT_3VT_4VT_5VT_6$ 间隔 60° 循环发脉冲。



电压空间矢量（ SVPWM ）控制

开关函数与开关模式

n 定义开关函数:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{当上桥臂器件导通时} \\ 0 & \text{当下桥臂器件导通时} \end{cases} \quad (i=A,B,C)$$

n 则每一时刻的 u_s 将由此时的三个开关函数值唯一确定,记作 $u_s(S_A, S_B, S_C)$,并称 (S_A, S_B, S_C) 在不同数值下的组合为变频器的开关模式（开关代码）。



电压空间矢量 (SVPWM) 控制

开关状态表

序号	开 关 状 态	开关代码
1	VT ₆ VT ₁ VT ₂	100
2	VT ₁ VT ₂ VT ₃	110
2	VT ₂ VT ₃ VT ₄	010
4	VT ₃ VT ₄ VT ₅	011
5	VT ₄ VT ₅ VT ₆	001
6	VT ₅ VT ₆ VT ₁	101
7	VT ₁ VT ₃ VT ₅	111
8	VT ₂ VT ₄ VT ₆	000



电压空间矢量 (SVPWM) 控制

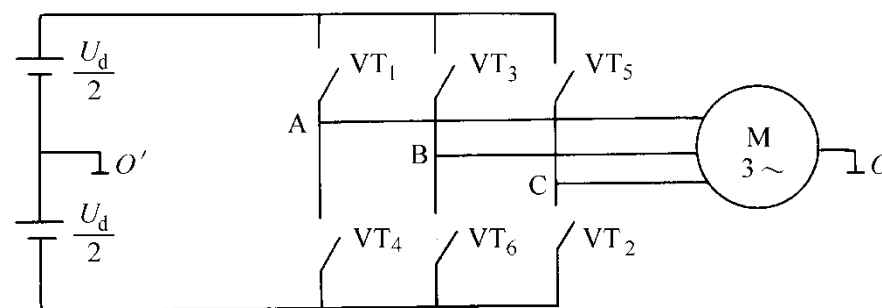
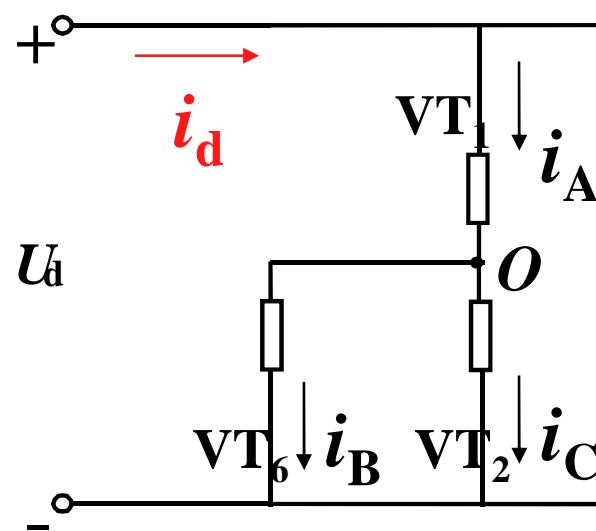
• 开关控制模式

(a) 开关模式分析

n 设工作周期从100状态开始，这时 VT_6 、 VT_1 、 VT_2 导通，其等效电路如图所示。各相对直流电源中点的电压幅值为

$$U_{AO'} = U_d / 2$$

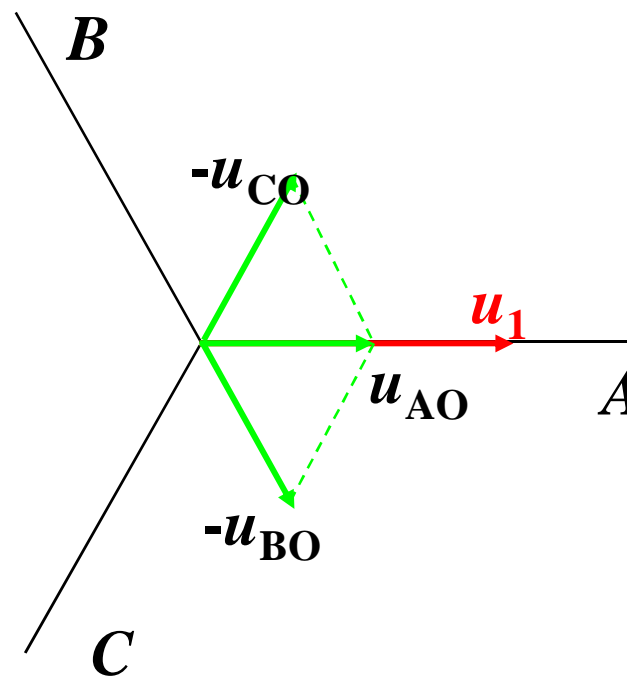
$$U_{BO'} = U_{CO'} = - U_d / 2$$



电压空间矢量 (SVPWM) 控制

(b) 工作状态100的合成电压空间矢量

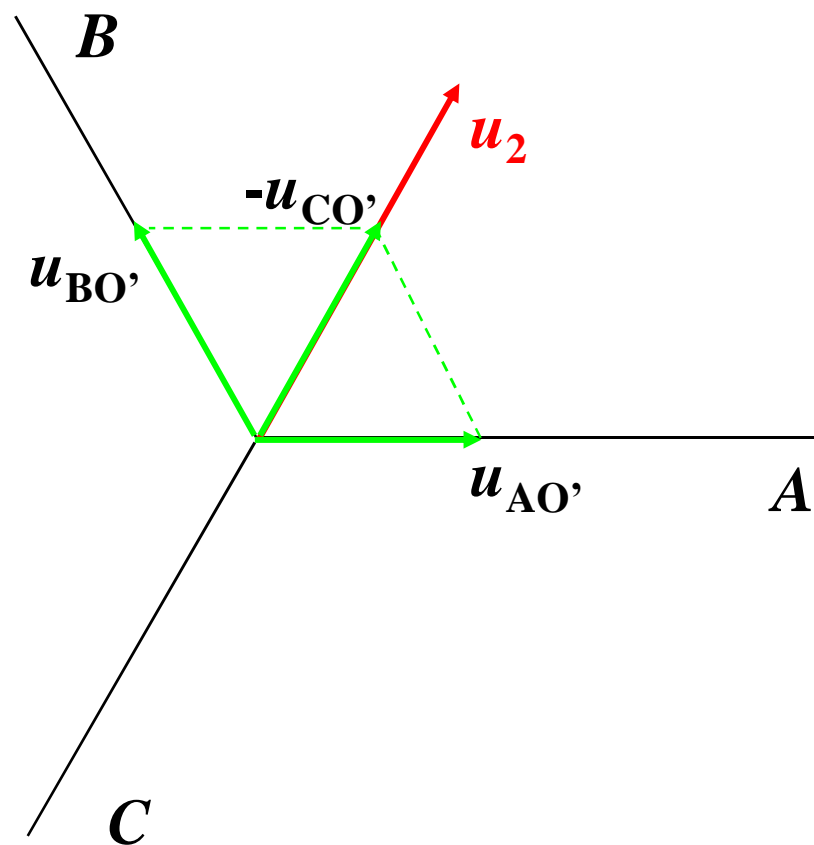
- 由图可知，三相的合成空间矢量为 u_1 ，其幅值等于 U_d ，方向沿A轴（即X轴）。
- u_1 存在的时间为 $p/3$ ，之后，工作状态转为110。



$$u_1 = U_{AO} + U_{BO}e^{j120^\circ} + U_{CO}e^{j240^\circ}$$

(c) 工作状态110的合成电压空间矢量

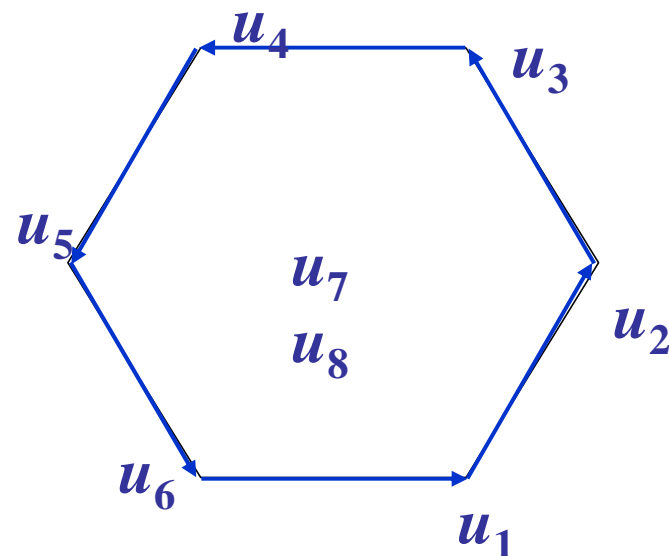
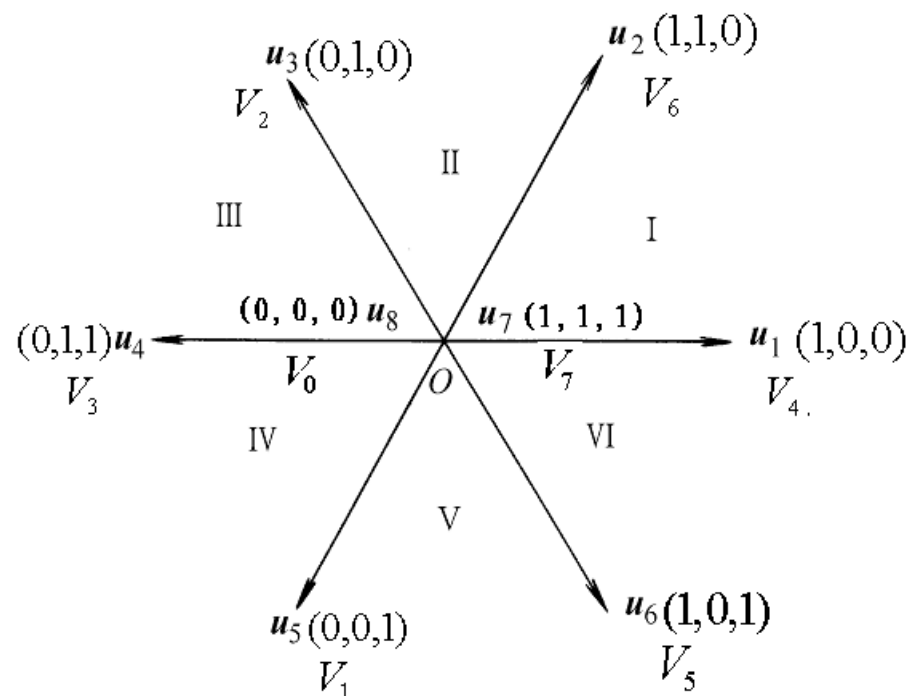
n 和上面的分析相似，合成空间矢量变成图中的 u_2 ，它在空间上滞后于 u_1 的相位为 $\pi/3$ 弧度，存在的时间也是 $\pi/3$ 。



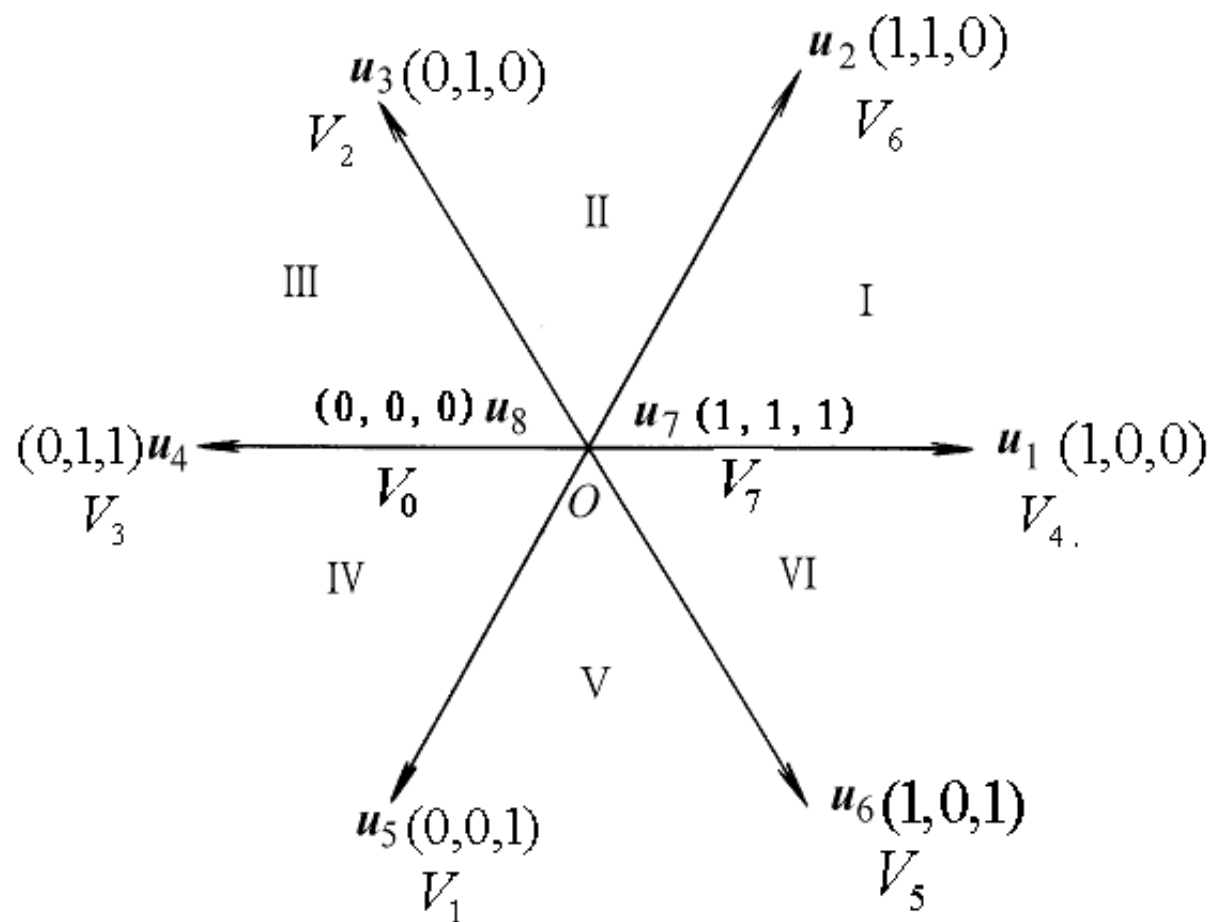
(d) 每个周期的六边形合成电压空间矢量

随着逆变器工作状态的切换，电压空间矢量的幅值不变，而相位每次旋转 $\pi/3$ ，直到一个周期结束。

在一个周期中 6 个电压空间矢量共转过 2π 弧度，形成一个封闭的正六边形，如图所示。



电压空间矢量的扇区 (Sector) 划分



电压空间矢量的放射形式和6个扇区

由于三相电压源型逆变器输出电压及其相应磁链只有六种有效空间矢量，采用单一电压矢量形成所需磁链增矢量时会使实际磁链轨迹偏离理想磁链圆，为了获得尽可能接近圆形的磁链轨迹，一是增大磁链**分区数** N ， $6N$ （前面的 $N=6$ ），二是用多种实际实际磁链矢量合成所需增矢量。

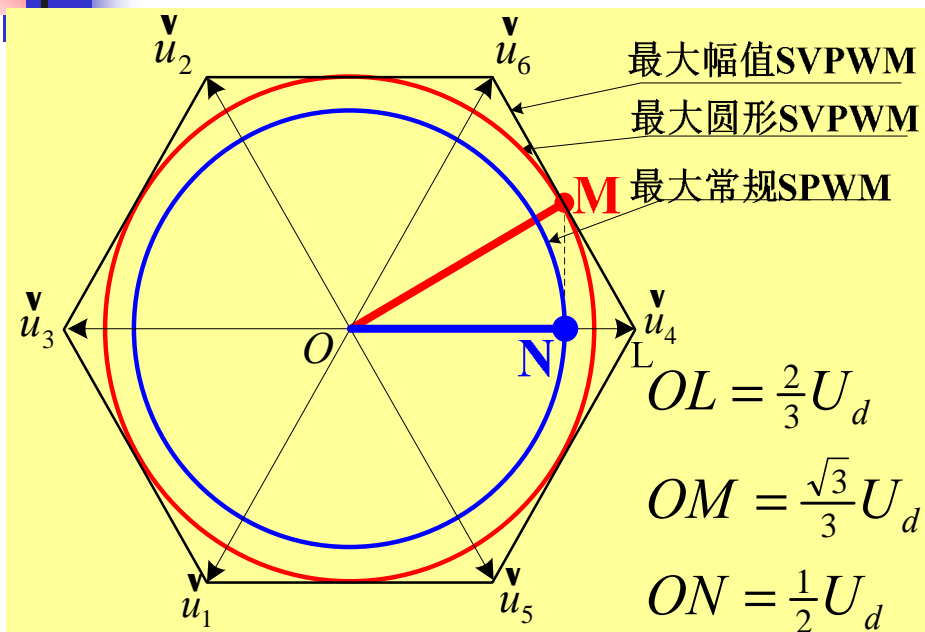
在使用八种电压空间矢量形成尽可能圆形磁链的控制过程中，常采用三段逼近式磁链跟踪控制算法并辅之以零矢量分割技术。

• 开关状态顺序原则

在实际系统中，应该尽量减少开关状态变化时引起的开关损耗，因此**不同开关状态的顺序必须遵守下述原则**：**每次切换开关状态时，只切换一个功率开关器件，以使开关损耗最小。【参见教材P213—218页，注意教材中方向。】**

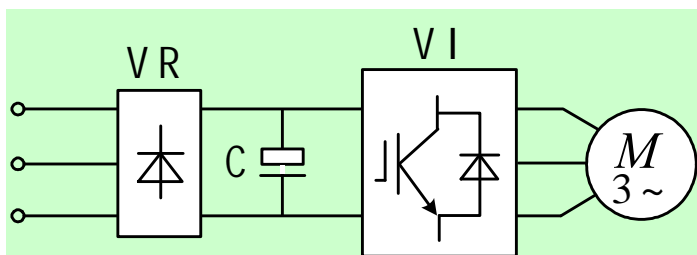
利用电压空间矢量直接生成三相PWM波，计算简便。

采用SVPWM控制时，逆变器输出线电压基波最大值为直流侧电压，比一般的SPWM逆变器输出电压提高了15%。理论上可以证明：**相当于SPWM加入三次谐波调制。**



	SPWM	SVPWM
基波相电压幅值	$\frac{1}{2}U_d$	$\frac{\sqrt{3}}{3}U_d$
基波线电压幅值	$\frac{\sqrt{3}}{2}U_d$	U_d

SVPWM 比 SPWM 的直流利用率提高了15.47%



对不控整流桥, $U_d \gg \sqrt{2}U_{lin}$

有

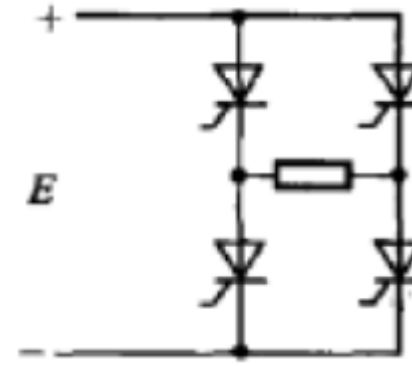
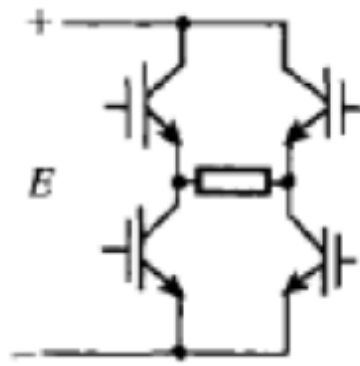
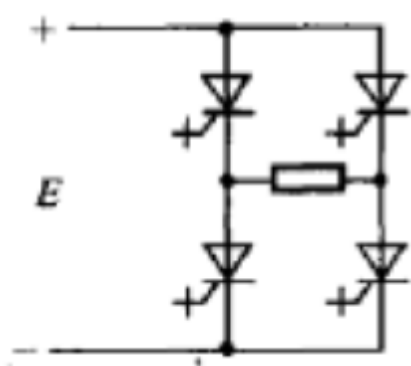
$$U_{lout} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{jm} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times \frac{\sqrt{3}}{3} U_d = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \times \frac{\sqrt{3}}{3} \times \sqrt{2} U_{lin} = U_{lin}$$

即:

$$(U_{lout})_{\max} = 1.0U_{lin}$$

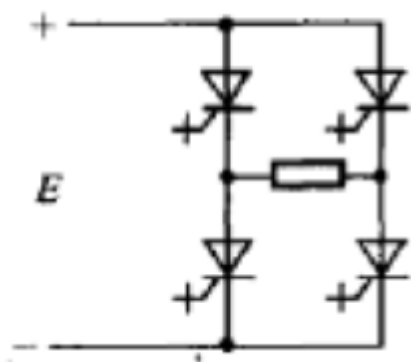
例：

分别分析下图所示逆变电路中负载为电阻性负载和阻感性负载时是否能正常工作？为什么？

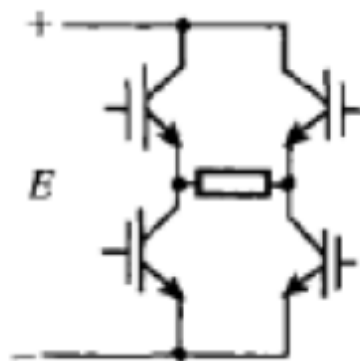


分析要点：正确识别器件类型，负载性质特点。阻感性负载电感要释放能量。

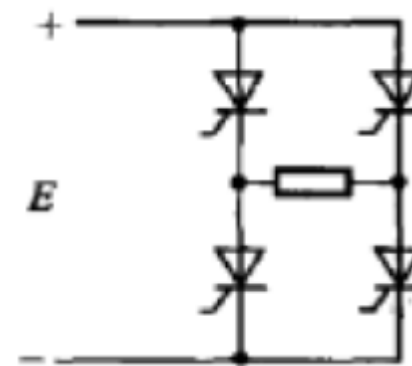
电阻性负载



✓

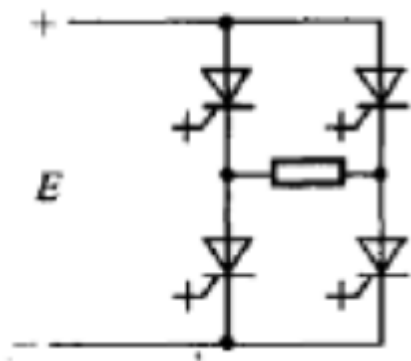


✓

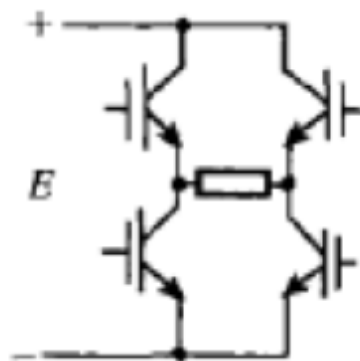


✗

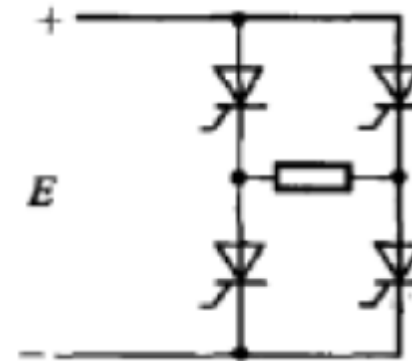
阻感性负载



X



X



X

作业:

P. 228 习题 1、5、6、9、10

