

第四节 电压型逆变电路输出电压谐波的控制

- 一、单相桥式逆变电路的谐波抑制控制方法
- 二、单相桥式正弦波调制（SPWM）逆变电路
- 三、自适应电流控制的PWM方法
- 四、三相电压源型PWM逆变器
 - ❖ 1．三相桥式逆变电路的谐波抑制控制方法
 - ❖ 2．三相桥式SPWM电压型逆变电路
 - ❖ 3．过调制与马鞍波PWM（三次谐波注入方法）

一、单相桥式逆变电路的谐波抑制控制方法

➤ 所谓谐波抑制方法：

— 控制输出电压脉冲列的电角度

❖ 以消除单相逆变器输出电压中某些危害较大的谐波（一般都希望消除较低次谐波）

❖ 控制基波分量的大小

单相桥式PWM逆变电路及其输出电压波形

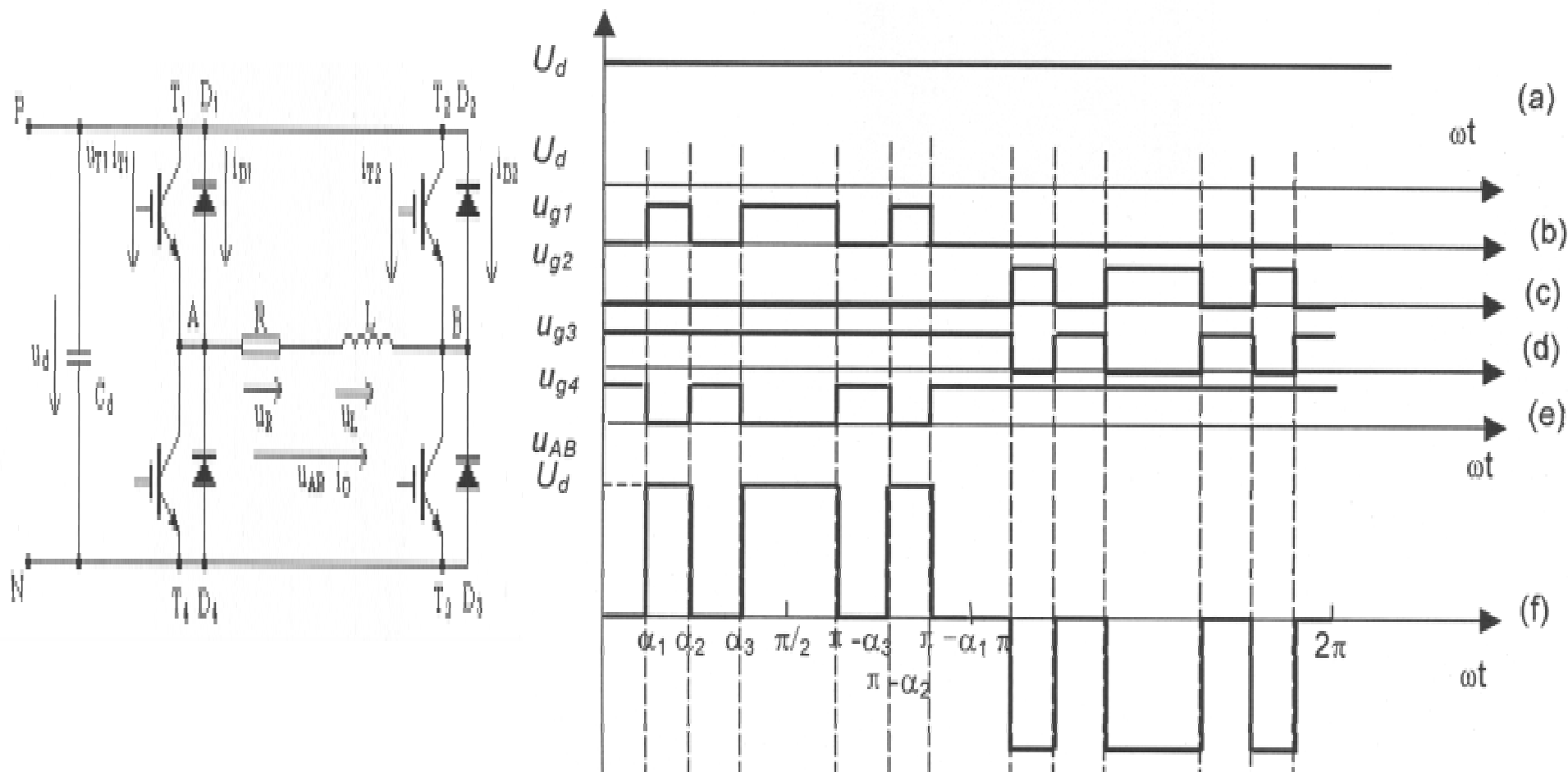


图5-12

- 图中波形镜对称，属奇函数；
- 而且具有半波内对称的性质。

谐波分析 - 1

➤ 图中波形 u_{AB} 的傅里叶级数展开式为

$$u_{AB}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

➤ 各系数值可按下述公式求：

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{1}{n} \int_0^{2\pi} u_{AB}(t) \sin n\omega t d\omega t = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_{AB}(t) \sin n\omega t d\omega t$$

❖ 因图中波形镜对称，当 n 为偶数时， $b_n = 0$ 。

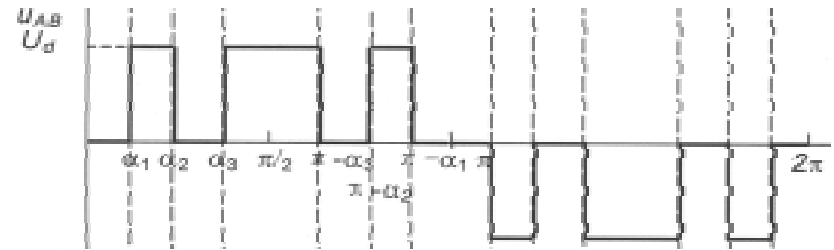
谐波分析 - 2

➤ 假设波形幅度为 U_d ，并且将方波在半波内斩切为 M 个脉冲，其斩切角分别为 $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$

➤ 对于奇数 n 和奇数 M ，则有

$$b_n = \frac{4U_d}{n} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_M}^{\pi/2} \sin n\omega t d\omega t \right]$$

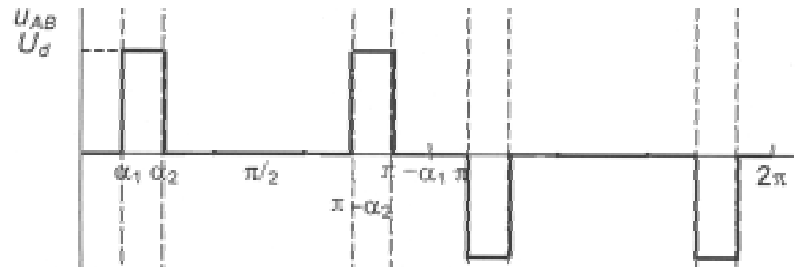
$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k$$



对于奇数 n 和偶数 M ，则有

$$b_n = \frac{4U_d}{n} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin n\omega t d\omega t + \dots + \int_{\alpha_{M-1}}^{\alpha_M} \sin n\omega t d\omega t \right]$$

$$= \frac{4U_d}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k$$



对于奇数 n 和任意的 M 值，均有

$$b_n = \frac{4U_d}{n\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos n\alpha_k$$

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \frac{\pi}{2}$$

谐波消除方法

- 注意到 b_n 是 n 次谐波电压的峰值，对于任意的 M ，只要令

$$U_{1m}(\alpha) = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos \alpha_k = b_1$$

$$U_{im}(\alpha) = \frac{4U_d}{\pi} \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cos i\alpha_k = 0$$

- 式中的 i 是要消除的谐波次数。即 i 是 n （谐波电压次数）的一个子集，它应有 $M-1$ 个奇整数，从而得出一组方程，**它的解即消除了 $M-1$ 个谐波，并能控制基波电压。**

- 一般来说，我们总是希望消除低次谐波，所以，通常有：

$$i=3,5,\dots,2M-1$$

谐波消除举例

- 在图5-12中有3个斩切角，即 $M=3$ ，因此，用这种斩切次数可以消除任意两次谐波。
- 若希望在图5-12的波形中消除 3、5 次谐波，即希望 $U_3=U_5=0$ ，只要求解三角联立方程即可

$$\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 = 0 \quad (5-47)$$

$$\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \quad (5-48)$$

$$\frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3) = U_1(\alpha) \quad (5-49)$$

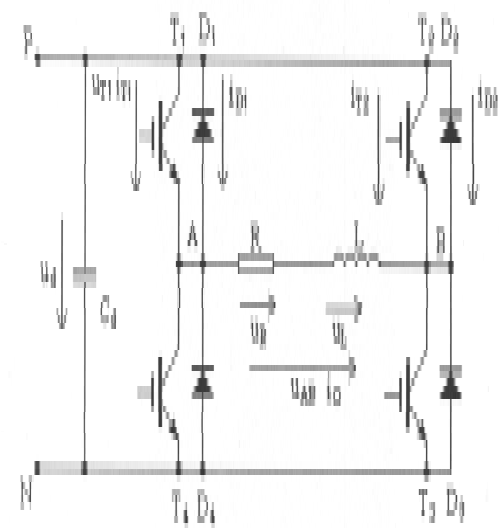
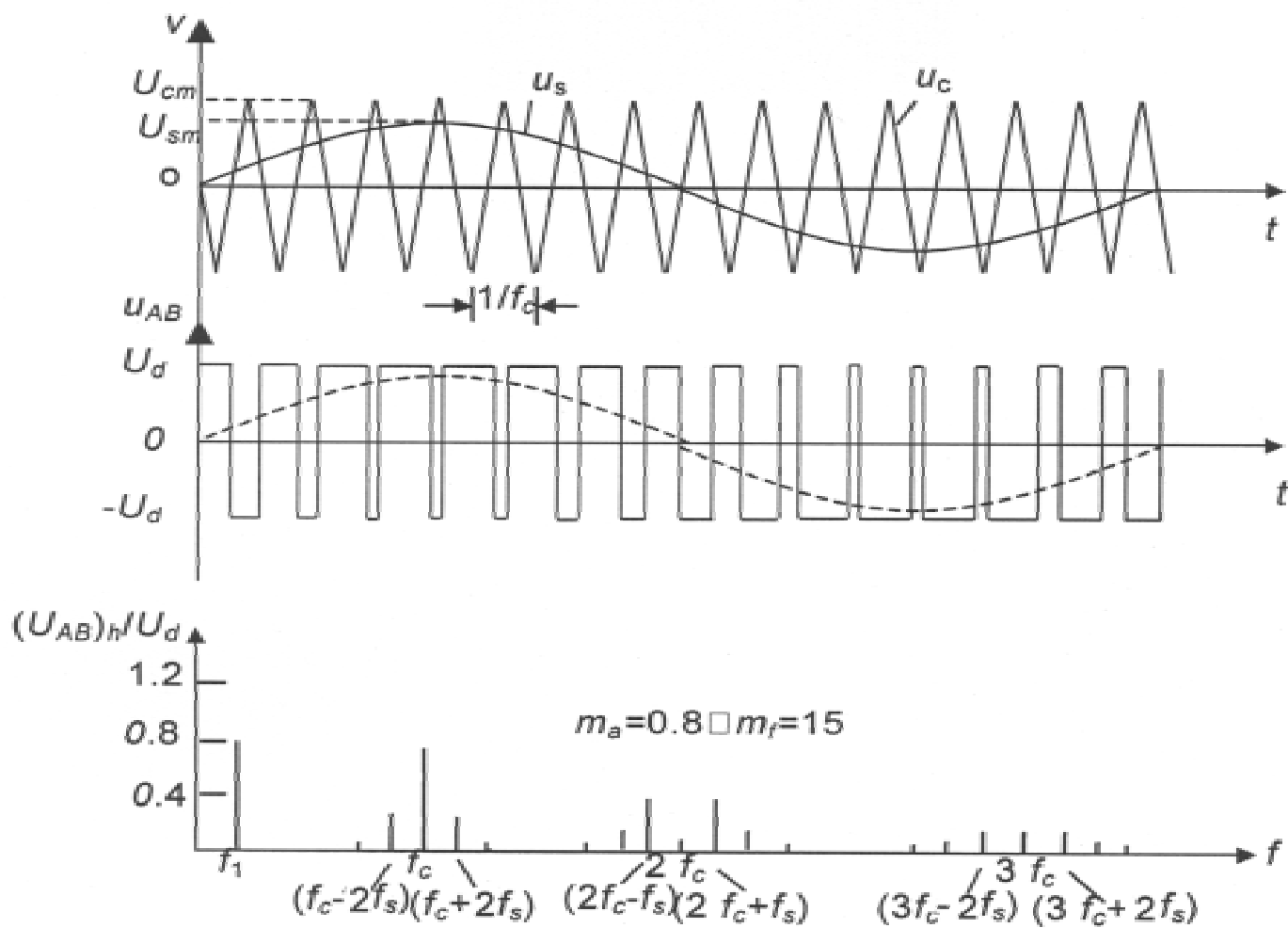
- ❖ 将所要求的输出电压代入式（5-49），联立求解上述三个方程得到三个开关相角 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 的值，以这些开关相角控制逆变器，就可以实现逆变器输出电压中3,5次谐波为零，基波电压为 U_1 。



二、单相桥式正弦波调制（SPWM）逆变电路

- 双极性输出的单相桥式SPWM逆变电路
- 单极性输出的单相桥式SPWM逆变电路（倍频控制的SPWM方法）

1. 双极性输出的单相桥式SPWM逆变器



(c)

图5-13

有关定义

- ❖ f_c : 载波频率, 开关频率
- ❖ f_1, f_s : 调制频率, 控制电压波频率, 输出电压基波频率
- ❖ 幅度调制比 m_a 定义为: $m_a = U_{sm} / U_{cm}$
- ❖ 其中: U_{sm} 是正弦控制信号的峰值,
- ❖ U_{cm} 是三角波的峰值。
- ❖ 频率调制比 m_f 定义为: $m_f = f_c / f_1$

动态图形显示

控制方式

- 在SPWM桥式逆变电路中，开关 T_1 和 T_4 的工作状态是由 u_c 和 u_s 的比较结果来控制的。
- ❖ 当 $u_s > u_c$ 时， T_1 和 T_3 导通， T_2 和 T_4 关断， $u_{AB} = U_d$ 。
- ❖ 当 $u_s < u_c$ 时， T_2 和 T_4 导通， T_1 和 T_3 关断， $u_{AB} = -U_d$ 。
- 可以证明：用SPWM控制后，只要三角波调制频率相对正弦波控制频率足够高，在一个三角波周期中输出电压的平均值正比于正弦波控制电压的平均值。
- 在这种控制下，输出电压在一个三角波周期中输出电压的平均值按正弦波规律变化。

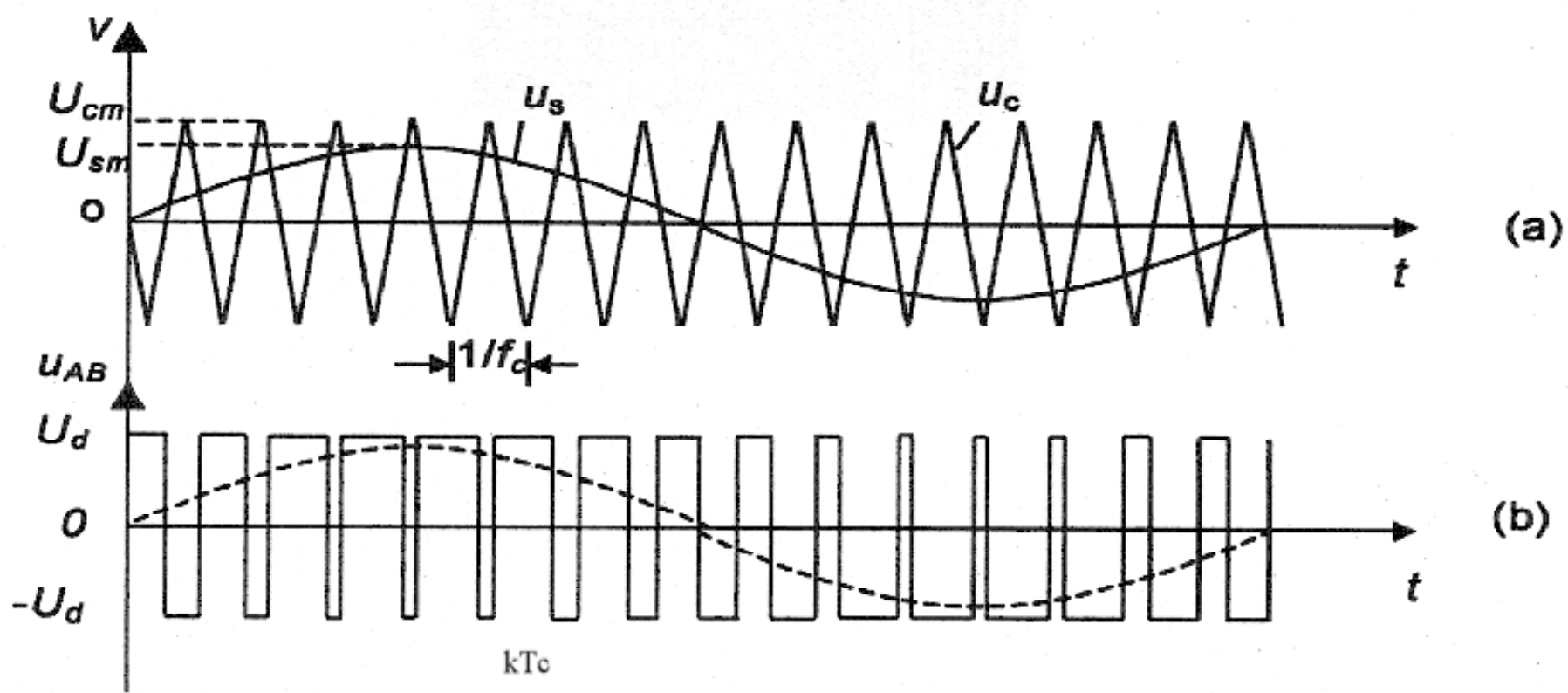
1) 基波分量的幅度 U_{AB1m} 是 U_d 的 m_a 倍

- 若 $U_s = 0$ ，则输出电压为等幅波，正负各半，开关周期平均值为0
- 若 $U_s > U_{cm}$ ，则输出电压平均值为 U_d
- 若 $U_s = U_{cm}/2$ ，则输出电压平均值为 $U_d/2$

如果三角波调制频率相对正弦波控制频率足够高（ m_f 很大），则在一个开关周期时间内正弦波控制电压 $u_s(t)$ 变化很小，在一个开关周期内输出电压平均值 $\overline{u_{AB\Delta t}(t)}$ 与这时的 $u_s(t)$ 和 U_{cm} 的比值有关，可以写出

$$\overline{u_{AB\Delta t}(t)} = \frac{u_s(t)}{U_{cm}} \cdot U_d$$

$\overline{u_{AB\Delta t}(t)}$ 表示在一个开关周期中的输出电压平均值。



$$\frac{u_s(t) + U_{CM}}{2U_{CM}} = k(t)$$

$$\frac{u_s(t)}{U_{CM}} = 2k(t) - 1$$

$$u_{AB \Delta t}(t) = k(t)U_d - [1 - k(t)]U_d = [2k(t) - 1]U_d$$

$$u_{AB \Delta t}(t) = [2k(t) - 1]U_d = \frac{u_s(t)}{U_{CM}}U_d$$

$$u_s(t) = U_{sm} \sin \omega_1 t$$

➤ 输出电压开关周期中的平均值 $\overline{u_{AB\Delta t}}(t)$ 可表示为：

$$\overline{u_{AB\Delta t}}(t) = \frac{U_{sm}}{U_{cm}} U_d \sin \omega_1 t = m_a U_d \sin \omega_1 t, \quad m_a \leq 1$$

➤ 可以看出输出电压开关周期中的平均值 $\overline{u_{AB\Delta t}}(t)$ 以正弦规律变化，这个以正弦规律变化的电压就是输出电压的基波分量，输出电压的基波分量的幅值为：

$$U_{AB1m} = m_a U_d, \quad m_a \leq 1$$

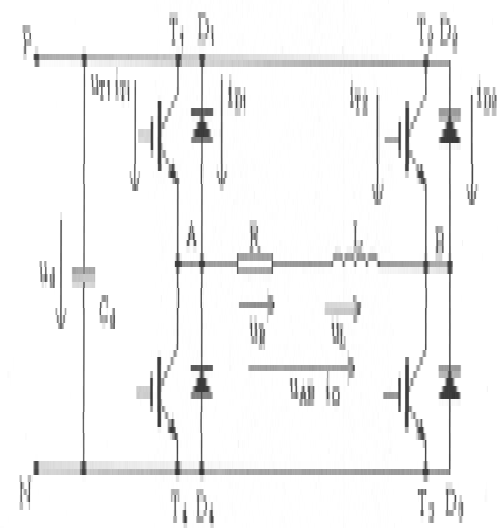
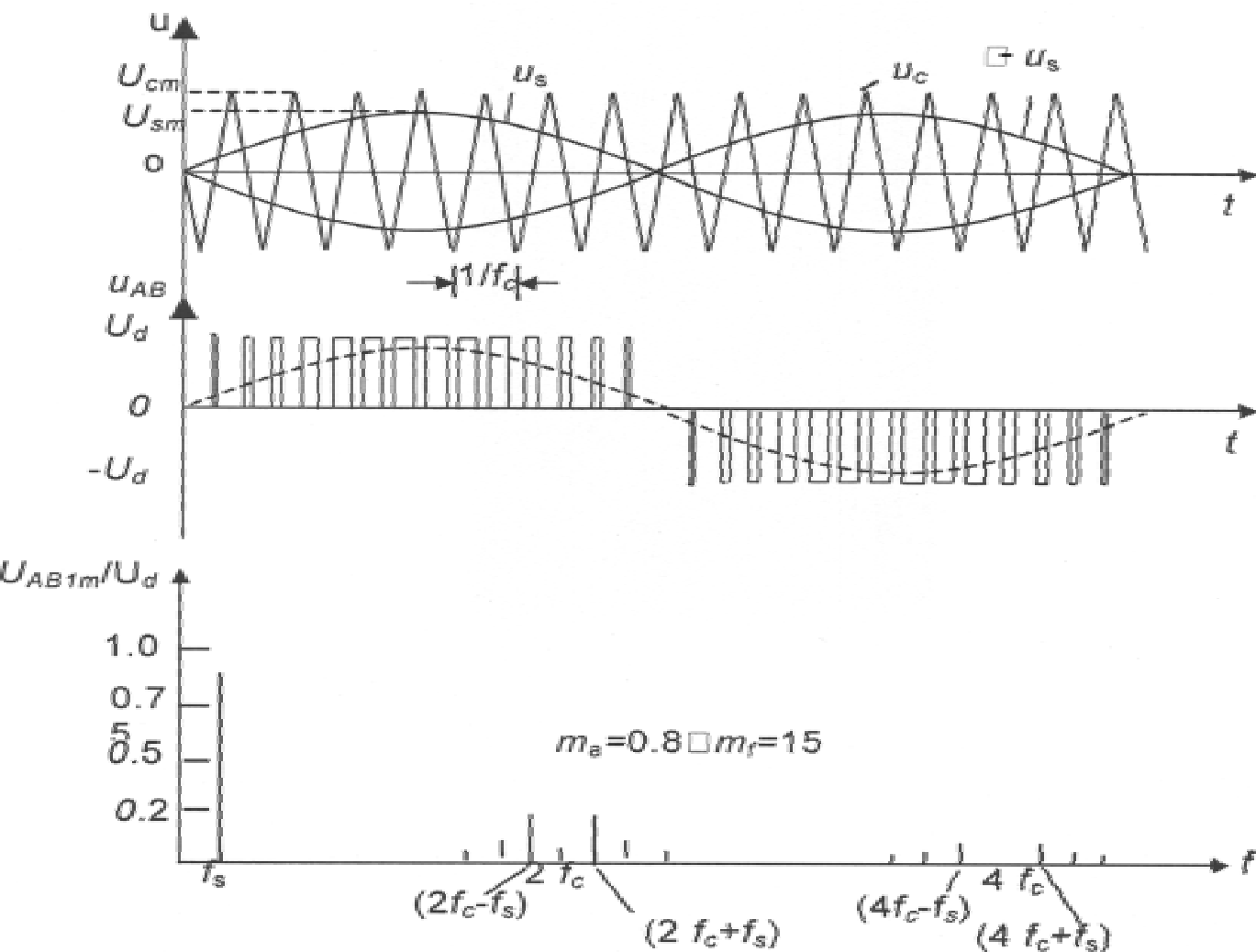
➤ 在SPWM中，输出电压基波分量的幅度随 m_a 线性变化，

❖ m_a 的变化范围从0到1。

2) 谐波分量

- 因为输出电压在每个开关周期内都进行了一对从正到负和从负到正的变化，逆变器输出电压中的谐波分量都聚集在以开关频率 f_c 及其倍频数 $2f_c, 3f_c$ 等为中心的周围，形成边带。
- 谐波频率可表示为 $f_h = if_c \pm kf_1 = (im_f \pm k)f_1$
- 当 m_f 是奇数时，输出电压波形具有奇函数对称 [$f(-t) = -f(t)$] 和镜对称 [$f(t) = -f(t + \frac{T}{2})$] 的性质，所以波形中仅有奇次谐波出现，而无偶次谐波。
- 因此在奇数的开关带（ i 为奇数）中， k 只能是偶数，而在偶数的开关带（ i 为偶数）中， k 只能是奇数。
- u_{AB} 在傅里叶分析中包含正弦项，余弦项为零。用标么值表示的谐波电压幅度示于图5-13 (C) 中。谐波电压幅度随着开关带次数的增加而迅速减小。

2. 单极性输出的单相桥式SPWM逆变电路 (倍频控制的SPWM方法)



(c)

$$U_s > U_c \quad : \quad T_1^0, T_4^1$$

$$U_s < U_c \quad : \quad T_4^0, T_1^1$$

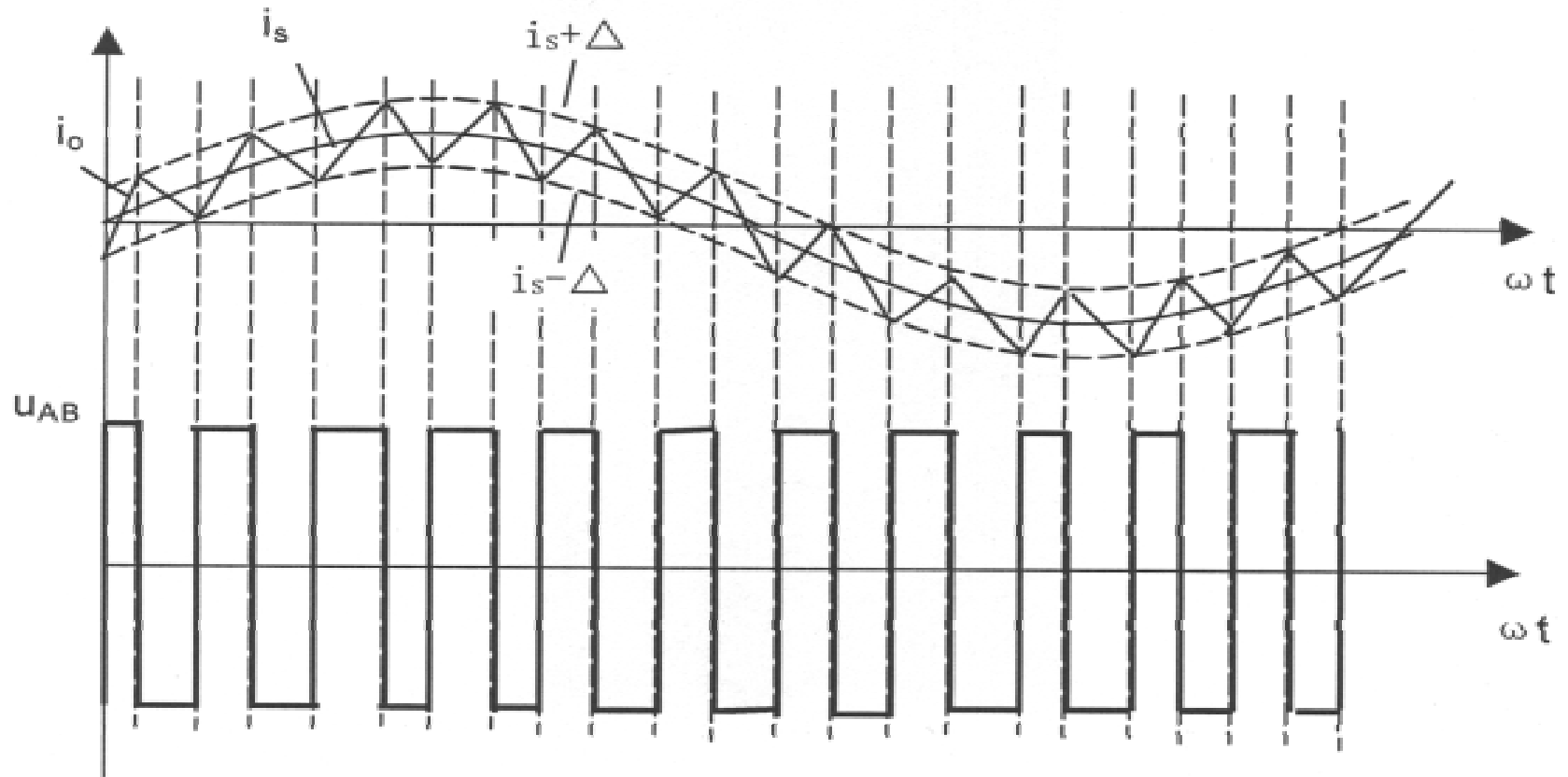
$$-U_s > U_c \quad : \quad T_2^0, T_3^1$$

$$-U_s < U_c \quad : \quad T_3^0, T_2^1$$

- 输出电压的最低次谐波带的中心频率是开关频率的二倍。
且谐波的幅值较低。
- 有利于滤波：
 - 在每个开关周期中，输出电压脉动2次
 - 在每次开关时，电压的跳动幅度由 $2U_d$ 较小减小到 U_d



三、自适应电流控制的PWM方法



$i_o > i_s + \Delta$: $T_2^0, T_4^0, T_1^1, T_3^1$, $u_{AB} = -U_d$, $i_o \downarrow$

$i_o < i_s - \Delta$: $T_1^0, T_3^0, T_2^1, T_4^1$, $u_{AB} = +U_d$, $i_o \uparrow$

$\Delta \uparrow \rightarrow f_c \downarrow$

$di/dt \downarrow \rightarrow f_c \downarrow$

四、三相电压源型PWM逆变器

- ❖ 1. 三相桥式逆变电路的谐波抑制控制方法
- ❖ 2. 三相桥式SPWM电压型逆变电路
- ❖ 3. 过调制与马鞍波PWM（三次谐波注入方法）

➤ 图5-4 (a) 所示的三相式逆变电路是由三个单相半桥逆变电路组成。

➤ 单相半桥逆变电路的输出电压只能有 $U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 两种状态，是双极性输出，其输出波形如图5-16所示，这是半波内奇函数对称的类型，其傅里叶级数展开式仍为

$$u_{AO}'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

其中

$$a_n = 0, b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_{AO}'(t) \sin n\omega t d\omega t$$

设在图5-16中有M个斩切角，则 b_n 表示为

$$b_n = \frac{4U_d}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \sin n\omega t d\omega t + \dots \right. \\ \left. + \int_{\alpha_{M-1}}^{\alpha_M} (-1) \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_M}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t \right] \quad (5-58)$$

由于 $\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$ (5-59)

将式(5-59)用于式(5-58)，则式(5-58)的首式和末项为

$$\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} (1 - \cos n\alpha_1) \quad (5-60)$$

$$\int_{\alpha_M}^{\pi/2} (+1) \sin n\omega t d\omega t = \frac{1}{n} \cos n\alpha_M \quad (5-61)$$

将式(5-58)中其余各分量积分，并将式(5-60)和式(5-61)代入式(5-58)，得到

$$b_n = \frac{4U_d}{n\pi} [1 + 2(-\cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2 - \dots + \cos n\alpha_M)] \\ = \frac{4U_d}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k]$$

❖ 根据该式，可以用求解M个联立方程的方法来抑制M-1次谐波，并可控制基波电压的大小。在三相系统中，线电压中的3次及3倍频次谐波自然消除，于是只需在相电压中将5，7，11，13等次谐波抑制掉。例如，[图5-16](#)所示的波形，M=4，可列出如下方程：

$$b_1 = \frac{4U_d}{\pi} (1 - 2 \cos \alpha_1 + 2 \cos \alpha_2 - 2 \cos \alpha_3 + 2 \cos \alpha_4) \quad (5-63)$$

$$b_5 = \frac{4U_d}{5\pi} (1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 - 2 \cos 5\alpha_3 + 2 \cos 5\alpha_4) = 0 \quad (5-64)$$

$$b_7 = \frac{4U_d}{7\pi} (1 - 2 \cos 7\alpha_1 + 2 \cos 7\alpha_2 - 2 \cos 7\alpha_3 + 2 \cos 7\alpha_4) = 0 \quad (5-65)$$

$$b_{11} = \frac{4U_d}{11\pi} (1 - 2 \cos 11\alpha_1 + 2 \cos 11\alpha_2 - 2 \cos 11\alpha_3 + 2 \cos 11\alpha_4) = 0 \quad (5-66)$$

❖ 这是一组非线性超越方程，可用数值解法求出所要求基波幅值下的各个切换角度 $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 。用这些切换角度控制A相半桥逆变电路和晶体管T1和T4，就可以得到没有五次，七次和十一次谐波的A相波输出电压。B相和C相半桥逆变电路分别可用这些切换角度加 120° 和减 120° 来控制。用这样的控制，最终可以得到没有三次，五次，七次，九次和十一次的输出线电压。

2. 三相桥式SPWM电压型逆变电路

- 为了获得对称的三相输出电压，必须用同一个三角波与三个相位互差 120° 的正弦控制电压相比较，三角波的频率必须是正弦控制电压频率的整数倍。
- 在对称输出的三相逆变器中，各相的各次谐波幅值相同，任一相输出相电压中的谐波分布和图5-13 (C) 中的谐波分布是一样的，可以看到，主要谐波是频率和载波频率 f_c 相同的谐波分量。在 u_{AN} 和 u_{BN} 中的 f_c 次谐波之间的相位差是 $(120m_f)^\circ$ 。如果 m_f 是奇数并且是3的倍数，那么在 u_{AN} 和 u_{BN} 中的 f_c 次谐波之间的相位差等于零，因为 $u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$ ，可见在线电压 u_{AB} , u_{BC} 和 u_{CA} 中 f_c 次谐波被消除。
- 在 $m_a \leq 1.0$ 的线性范围内，输出电压中的基波分量随 m_a 正比变化，逆变器一个臂中基波分量的峰值是： $U_{AN1M} = m_a \frac{U_d}{2}$
- 因此，与相电压差 120° 的线电压的基波有效值可以写成：

$$U_{AB1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{AN1m} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a U_d = 0.612 m_a U_d, \quad m_a \leq 1.0$$

3. 过调制与马鞍波PWM（三次谐波注入方法）

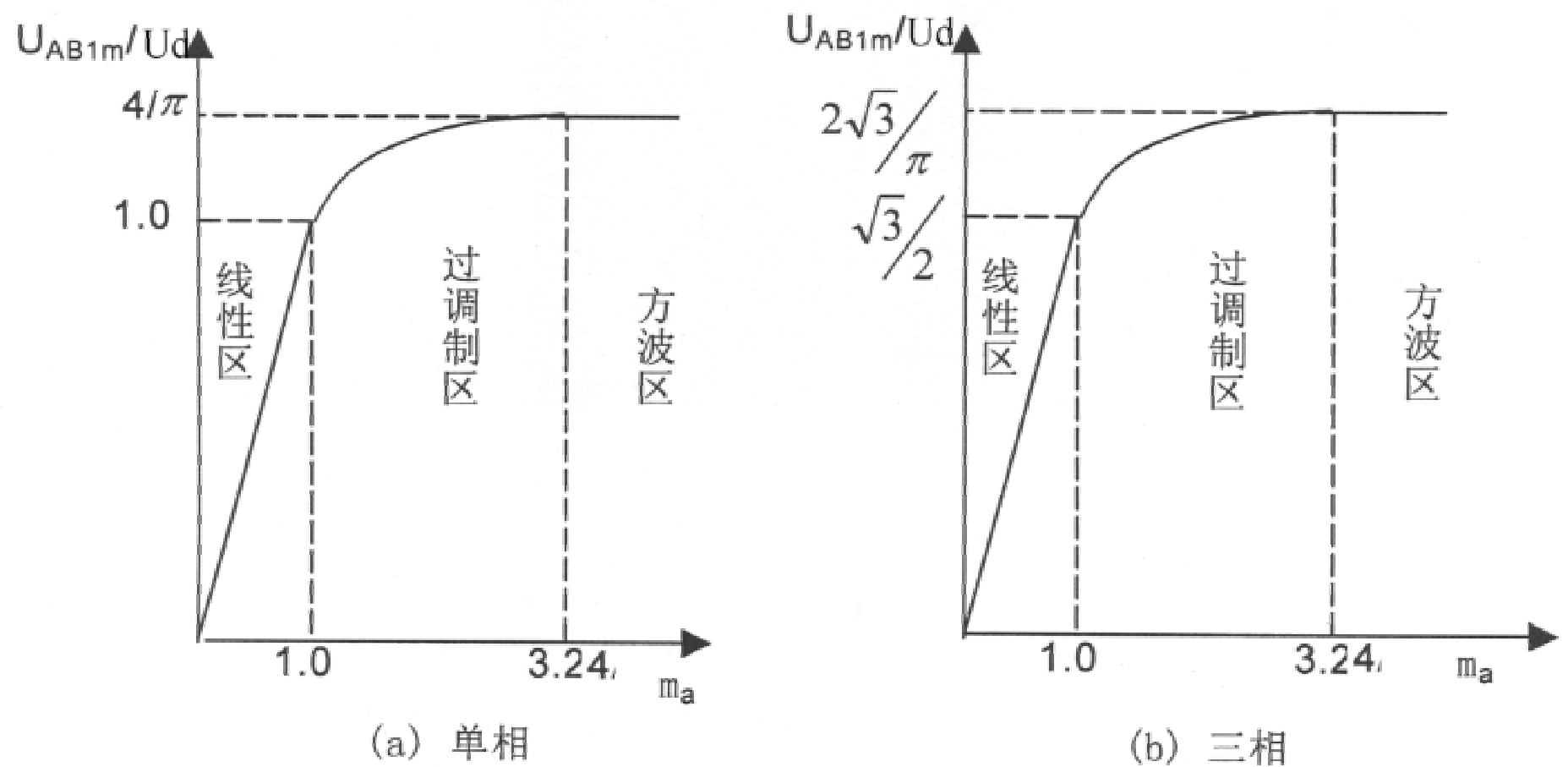


图 5-17: 单相和三相逆变器归一化的基波电压幅值分量与调幅比 m_a 的函数关系

➤ 在过调制范围 ($3.24 > m_a > 1.0$) 内, 单相逆变器输出基波的幅度为:

$$U_d < U_{AB1m} < \frac{4}{\pi} \cdot U_d$$

马鞍波PWM即三次谐波注入方法

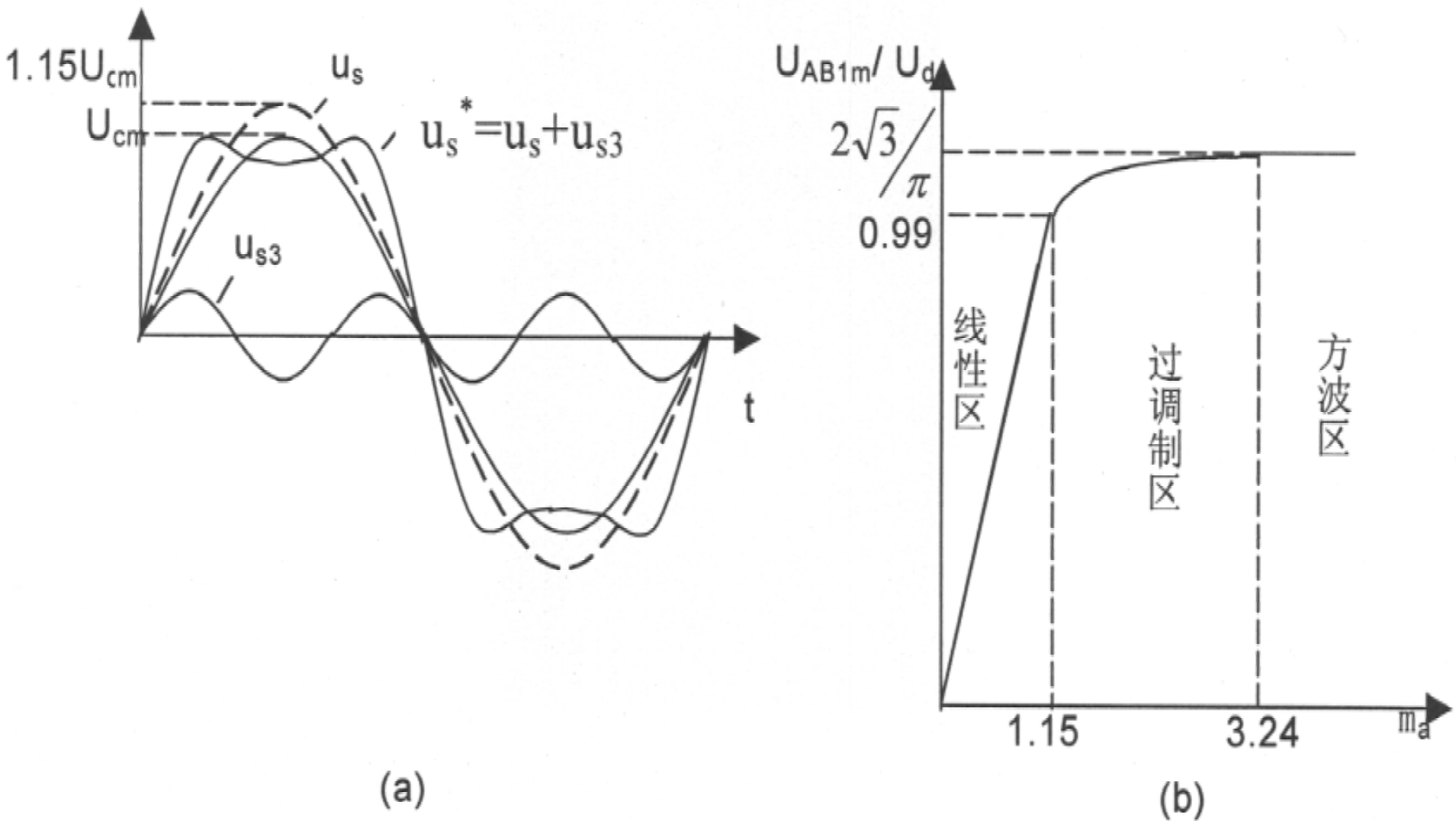


图 5-18: (a) 马鞍调制波及其 (b) 归一化基波电压幅值分量与调幅比 m_a 的函数关系