

第三章 AC/AC 变换技术

若需要不同于电网频率或频率可变的交流电源,通常可以实施以下两种方案:

(1) AC-DC-AC 变换:该方案必须通过 AC/DC 和 DC/AC 两个变换环节方能达到目的。AC/DC 变换已在第二章里讨论过了,而 DC/AC 变换将在第四章中介绍。

(2) AC/AC 变换:该方案无需中间直流环节就可直接将工频交流转换成频率可变的交流,故 AC/AC 变换亦称为直接变频(或周波变换)。

在采用逆阻型晶闸管作为电路的开关元件时,大多数的 AC/AC 变换均采用电网换流方式(自然换流一种),而很少采用强迫换流方式。但随着自关断器件的发展,强迫换流方式的 AC/AC 变换技术将会受到进一步的重视。

AC/AC 变换技术应用范围如下:

- (1) 大功率(几千千瓦以上)的交流传动。
- (2) 舰船用的或飞机上用的变速恒频(VSCF)电源。
- (3) 静止无功补偿。
- (4) 感应加热。
- (5) 其它。

本章主要是以第二章知识为基础介绍 AC/AC 变换的基本原理以及典型电路的特点。同时为了承前启后,先讨论一下逆阻型晶闸管的关断问题。

3.1 逆阻型晶闸管的关断问题

逆阻型晶闸管(包括其它换流型器件)由于自身的工作原理决定了它存在着器件导通后如何关断的问题?根据器件在电路中的工作环境,有下述两种关断方式。

(一) 自然关断方式(自然换流)

自然关断系指在电路工作过程中,器件中的电流总会出现自然过零,尔后器件又自动地加上反向电压而关断。该反向电压也可以很小,甚至为零。但需注意的是,器件上所加的反向电压一定要维持一段时间(t_q),直到器件恢复门极控制能力为止。属于这种关断方式的有:

(1) 利用网侧电压进行关断(电网换流)。第二章中所谈到的相控整流电路(强迫换流方式的除外)中的晶闸管关断方式均属此种方式。读者可根据上述定义回味这个问题。

(2) 利用负载的特性关断晶闸管(负载换流)。如图 3.1 所示,直流电路中负载为 LC (电路参数满足振荡条件)。当 T_1 管导通后,电路产生振荡,振荡电流通过 T_1 管。当振荡电流(i)过零时,晶闸管中电流也自然过零,尔后器件就立即自动地加上反向电压($-U_d$)而关断。

(二) 强迫关断方式(强迫换流)

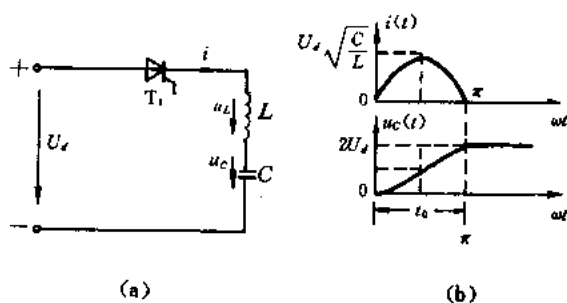


图 3.1 利用负载特性进行关断的电路及其波形(自然换流)

(a) 电路; (b) 波形

强迫关断是指在电路工作过程中,关断前,器件中的电流还保持相当大的数值,为使这样的器件关断,必须采取强制措施,迫使已导通晶闸管中的电流下降到零后还保持一段加反向电压的时间,直到器件恢复门极控制能力为止。与自然关断方式一样,所加的反向电压可以很小,甚至为零。

图 3.2 是一个强迫关断的例子。在直流电路中,主管 T_1 通过恒定的连续负载电流 (I)。欲使主管 T_1 关断,必须导通辅助管 T_2 ,将电容 C 上的电压 (U_0) 反向加到主管 T_1 上,迫使其电流从 I 降到零,并加上如图所示的反向电压而关断。这时必须要求主管 T_1 上所加的反向电压时间 (t_q) 大于器件的关断时间 (t_{off}),即

$$t_q > t_{off} \quad (3.1)$$

其中 t_q 可按下式求得:

$$U_0 = \frac{1}{C} \int_0^{t_q} I dt = \frac{I t_q}{C}$$

或者

$$t_q = \frac{U_0 C}{I} \quad (3.2)$$

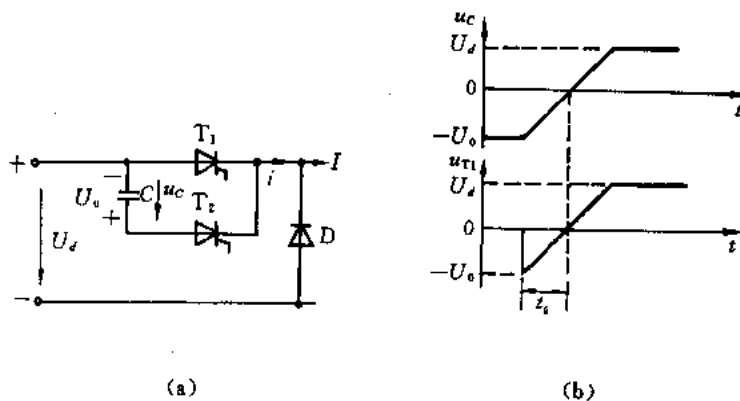


图 3.2 强迫关断电路及其波形(强迫换流)

(a) 电路; (b) 波形

3.2 AC/AC 变换的工作原理

3.2.1 工作原理

图 3.3(a)给出了 AC/AC 变换器的原理电路图。这实际上是由正组(P)双半波变流器和负组(N)双半波变流器反并联组成的。正组变流器由 T_1 和 T_2 组成,而负组由 T'_1, T'_2 组成。当正组工作时,负载端加上正向电压,而负组工作时,负载端加上负向电压。

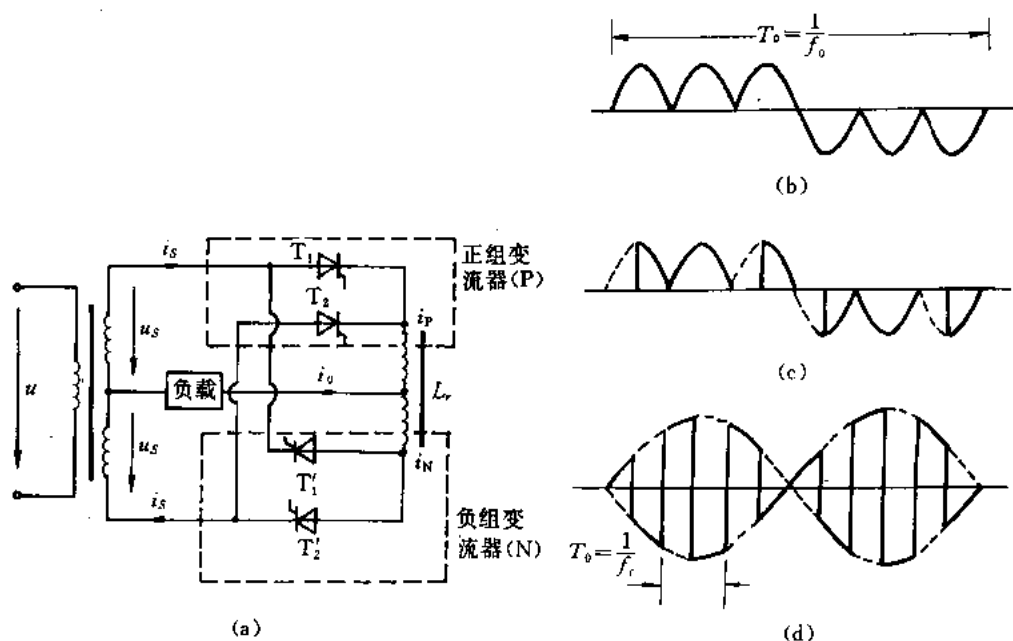


图 3.3 AC/AC 变换原理电路及其波形

(a) 原理电路; (b) 整半周方式; (c) α 调制方式; (d) 高频方式

现以纯电阻负载为例,并假定,两组变流器不同时工作,说明 AC/AC 变换器的工作原理。

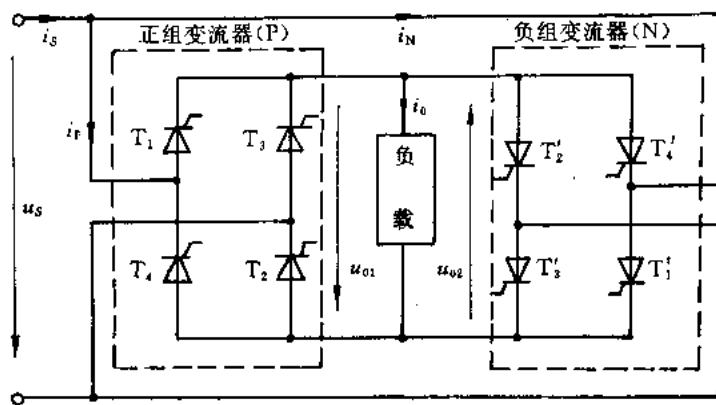
(一) 整半周工作方式

假定输出交流电压频率(f_o)为电源频率(f_s)的 $1/3$,即 $T_o = 3T_s$ 。为此,在输出的前半周期间($T_o/2$),让正组变流器工作三个电源电压整半周,此期间负组变流器被封锁;然后在输出的后半周期间,让负组变流器工作三个电源电压整半周,此期间的正组变流器停止工作,则获得如图 3.3(b)所示的波形,其输出电压中的基波分量频率为电源频率的 $1/3$,即 $f_o = f_s/3$ 。以此类推,当每个输出电压半周内包含电源电压整半周个数为 n 时,则输出电压中的基波分量频率为电源频率的 $1/n$,即 $f_o = f_s/n$ 。

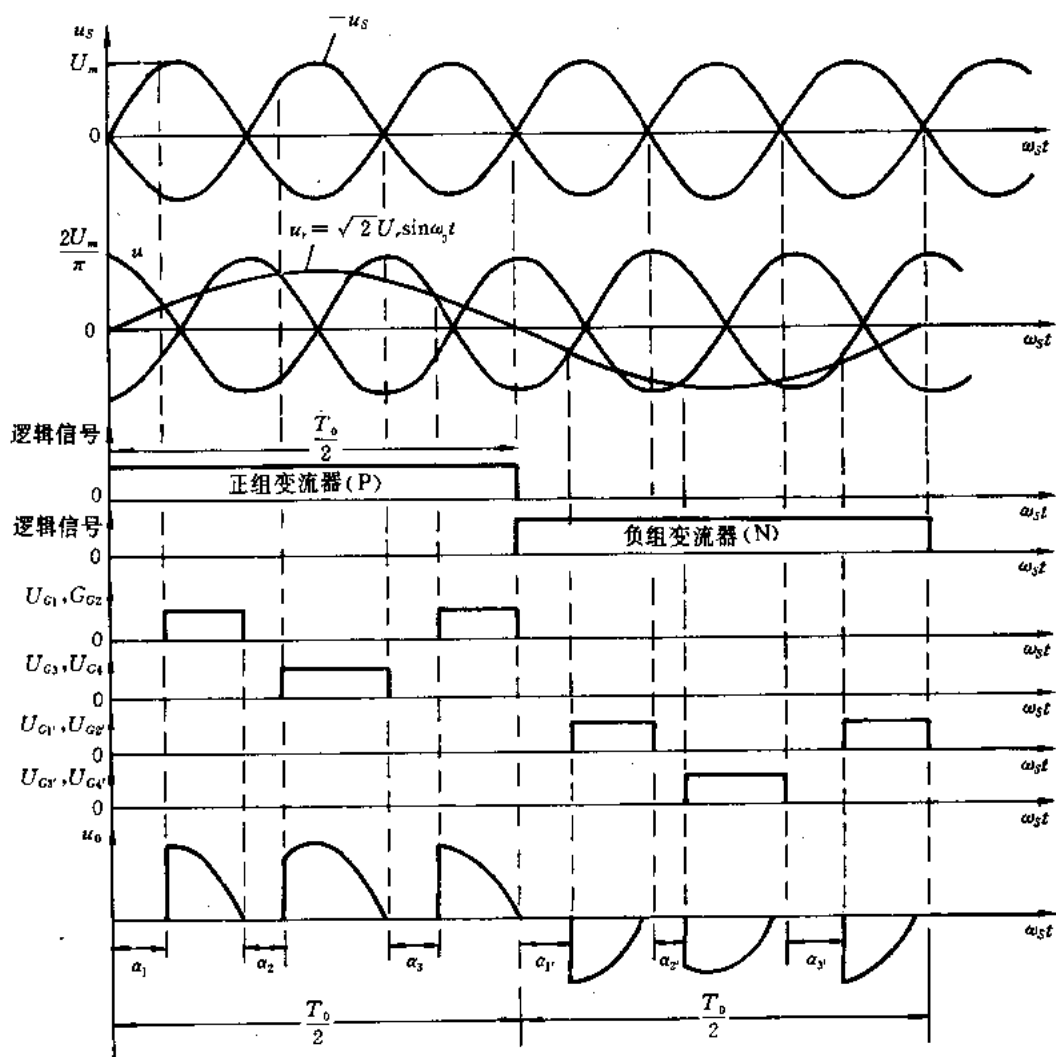
由以上分析可知,按整半周工作方式,输出频率无法连续改变,而且输出电压中包含了丰富的谐波。

(二) α 调制工作方式

若每个电源电压半周的触发角 α 是不同的。而且输出按理想的正弦波进行调制,则能



(a)



(b)

图 3.4 α 调制工作方式的实施原理图(纯阻负载)

(a) 电路图; (b) 确定 α 的示意图

获得如图 3.3(c)所示的波形,其输出电压中的基波频率仍然为电源频率的 1/3,但其输出波形比图 3.3(b)的更接近正弦波,其谐波含量降低。这种工作方式是实际 AC/AC 变换器所采用的。

(三) 高频工作方式

这种工作方式不同于前述两种,在一个电源电压半周内,两组变流器要轮流工作多次,当图 3.3(a)的晶闸管用自关断器件代替时,就可以实现这种工作方式,而且要求先封锁已导通的变流器,然后才能使另一组变流器投入工作。若在一个电源电压周期里,以高速率切换两组变流器,使其轮流工作,则能获得如图 3.3(d)所示的波形,并称它为“高频工作”方式。它同前述方式配合使用,可获得宽调频的好处。

3.2.2 α 调制工作方式的实现

现以单相桥 AC/AC 变换电路[见图 3.4(a)]为例,说明 α 调制工作方式的原理及其实现方法。

设理想的输出波形为

$$u_r = \sqrt{2} U_r \sin \omega_0 t \quad (3.3)$$

对于 p 脉波变流器输出电压平均值的通用公式可表示为

$$U_0 = \frac{pU_m}{2\pi} \sin \frac{\pi}{p} [\cos \alpha + \cos(\alpha - \gamma)] \quad (\text{计重叠角}) \quad (3.4)$$

$$U_0 = \frac{pU_m}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos \alpha \quad (\text{不计重叠角}) \quad (3.5)$$

也就是说,变流器输出电压平均值 U_0 同触发角 α 之间符合余弦函数关系。若能使周波变换器的输出电压的平均值符合正弦变化规律,则要求变流器的触发角 α 按式(3.4)或(3.5)变化,即触发角 α 应先由大到小,然后再由小变大。对于不计重叠角影响的单相全控桥变流器,令

$$u = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha \quad (3.6)$$

则能符合要求。那么具体实施时,根据式(3.6)的要求,就是将所希望的输出电压波形 $u_r = \sqrt{2} U_r \sin \omega_0 t$ 同 $u = \frac{2U_m}{\pi} \cos \omega_s t$ 进行比较,从而求得对应输出电压每瞬时的触发角大小,如图 3.4(b)所表示的那样。此图是对应纯阻负载的,因此两组变流器都工作于整流方式。若负载为感性,如图 3.5,这时无无论是 P 还是 N 变流器都要工作于“整流”和“逆变”两种方

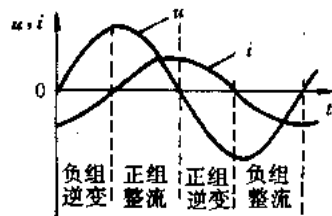


图 3.5 AC/AC 变换器的负载为感性时确定变换器工作方式示意图

式。当负载电流正向流动时, P 变流器工作; 当负载电流反向流动时, N 变流器工作(对于容性负载, 也一样分析)。这时变流器的触发角的确定, 如图 3.6 所示。其确定原则是:

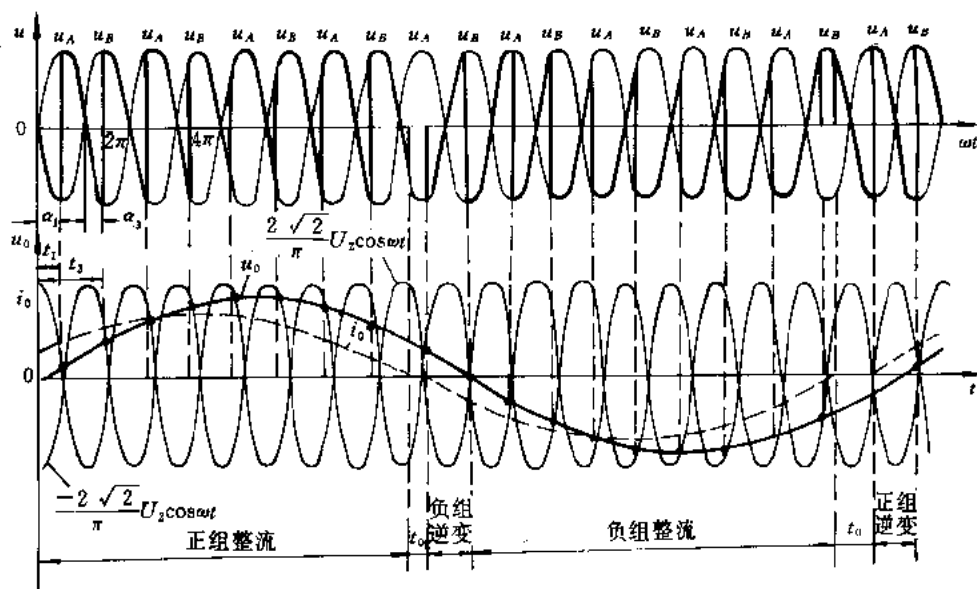


图 3.6 整流和逆变状态同时存在时确定 α 的示意图

(1) 整流方式按余弦波的下降边同理想输出正弦波相交点确定(而不管正组还是负组)。

(2) 逆变方式按余弦波的上升边同理想输出正弦波的交点确定(也不管是正组还是负组)。

但为了保证两组中的晶闸管不会同时导通, 两组之间要留有一定间隙时间 $t_0 (> t_{off})$, 在这期间, 两组变流器同时都不工作。上述原则对于三相 AC/AC 变换器也是适用的。

3.3 AC/AC 变换器典型电路

3.3.1 三脉波单相负载 AC/AC 变换器

其电路图示于图 3.7。这是两组三脉波变流器组成的 AC/AC 变换器。当供给纯阻负载时, 两组变流器都工作于整流方式。图 3.8(a) 和 (b) 给出了两种负载时电压的波形。当供给感性负载时, 两组变流器都分别在某个区段工作于整流方式, 而在另外一个区段工作于逆变方式。其输出电压为最大以及为其最大值一半时的波形示于图 3.9(a) 和 (b)。

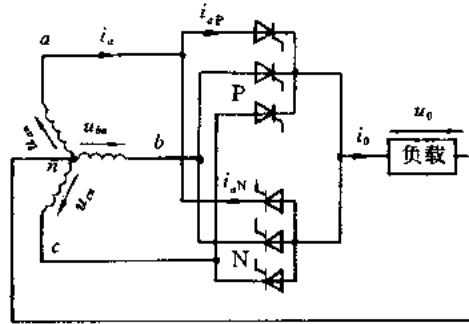


图 3.7 三脉波单相负载 AC/AC 变换器电路

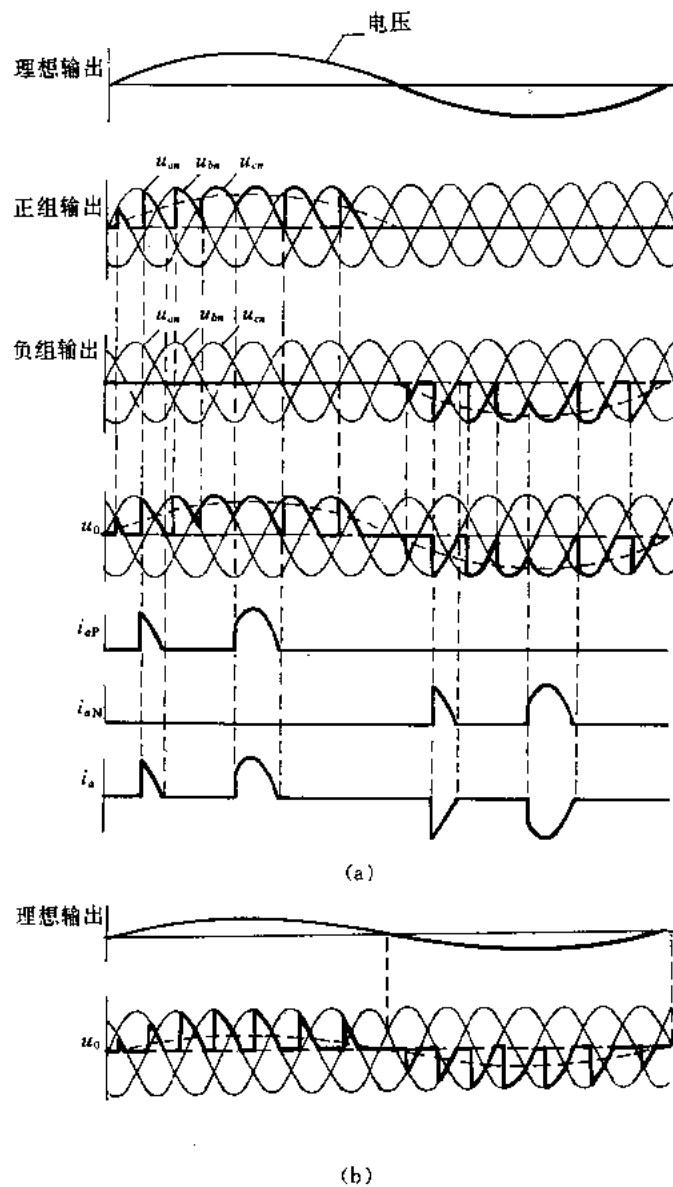
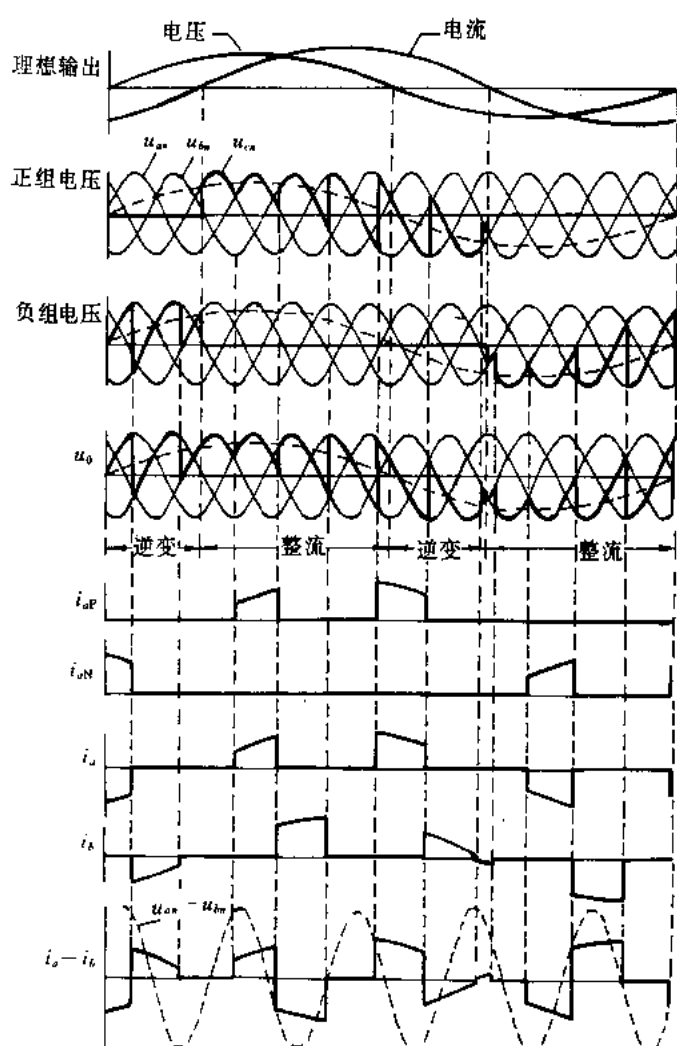
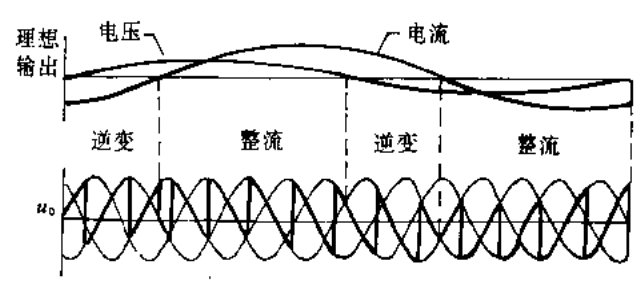


图 3.8 纯阻负载时的波形(对应图 3.7 电路)

(a) 负载电压达到最大值; (b) 负载电压达到最大值的一半



(a)



(b)

图 3.9 感性负载时的波形(对应图 3.7 电路)
(a) 输出电压最大; (b) 输出电压为最大值的一半

3.3.2 三脉波和六脉波三相负载 AC/AC 变换器

三脉波和六脉波三相负载 AC/AC 变换器电路示于图 3.10(a)和(b)。三脉波三相电

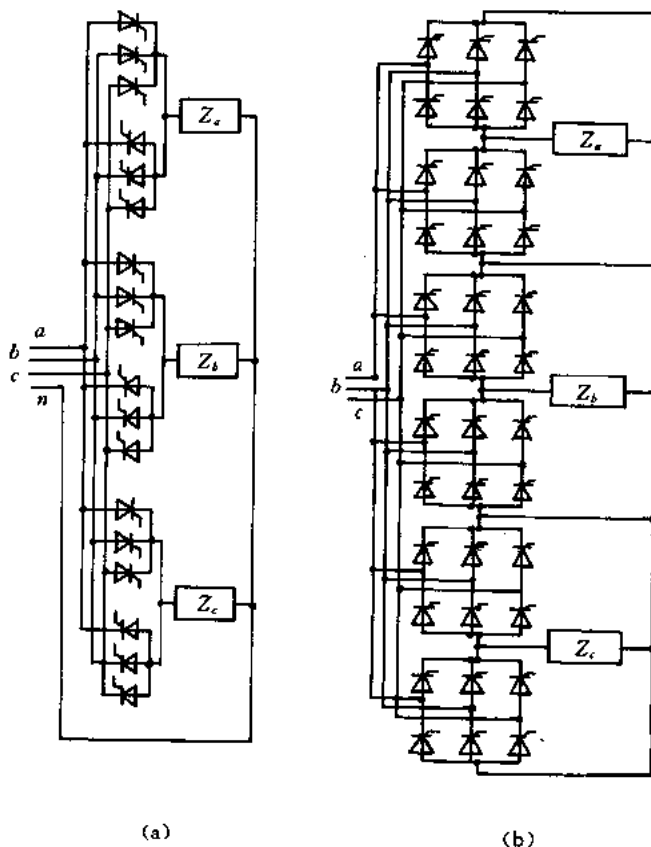


图 3.10 具有三相输出的 AC/AC 变换器电路

(a) 三脉波三相; (b) 六脉波三相

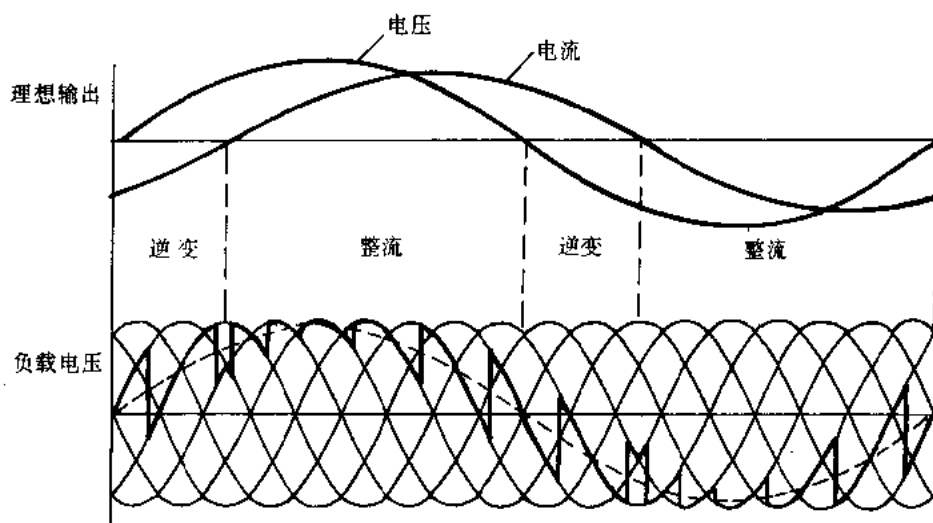
路用了 18 只晶闸管,而六脉波三相电路用了 36 只晶闸管。可见,AC/AC 变换器在提高脉波数时所用的开关器件是很多的。但因脉波数提高,输出电压波形更加接近正弦波,比较图 3.11 和图 3.4 所示波形可以证明之。

通常,电网换流的 AC/AC 变换器的输出频率限于电源频率的 $1/3$ 以下,因为过高的输出频率将带来谐波增加的坏处。改变基准正弦波的频率,就可以改变输出频率。改变调制因子,就可以改变输出电压。输出电压的峰值取决于变流器所能提供的最大输出电压的平均值。三相负载工作波形示于图 3.12,供参阅。

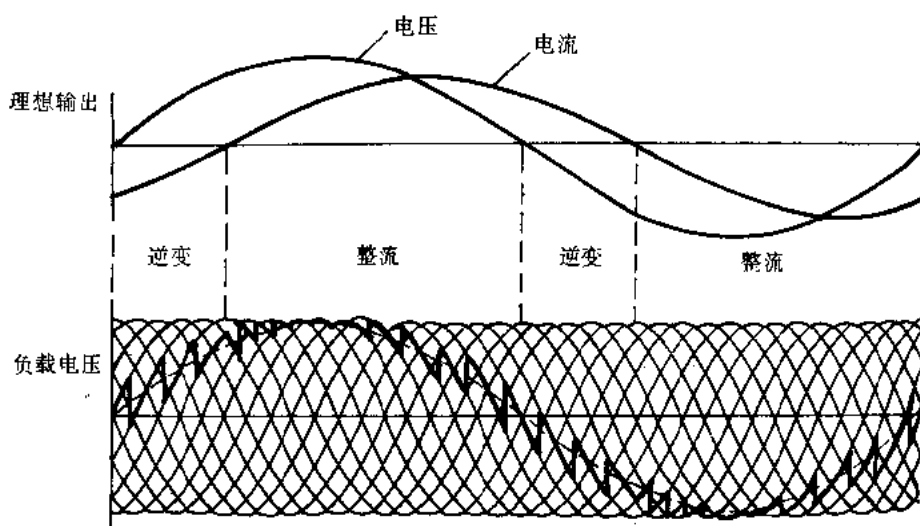
此外,值得注意的有两点:

- (1) 无论负载是感性的、容性的还是阻性的,网侧电流总是滞后于其相应的电压。
- (2) 网侧基波电流滞后于相应电压的相角比负载的功率因数角大。

从上面的分析可知,AC/AC 变换器实质上就是双重变流器。因此,从控制上,除采用



(a)



(b)

图 3.11 六脉波电路和十二脉波电路的输出电压波形比较

(a) 六脉波联结; (b) 十二脉波联结

无环流控制方式外,亦可采用有环流控制方式。不过,环流工作方式仅在负载电流较低时使用,以维持负载电流的连续,从而改善负载电流波形。当负载电流增大时,又改换为无环流控制方式。

3.3.3 AC/AC 变换器的控制原理

AC/AC 变换器控制电路的框图示于图 3.13。由框图可知,三相输入电源经余弦波变换器产生一组合适的余弦波。该余弦波同可控的基准正弦波发生器输出的波形进行比较,

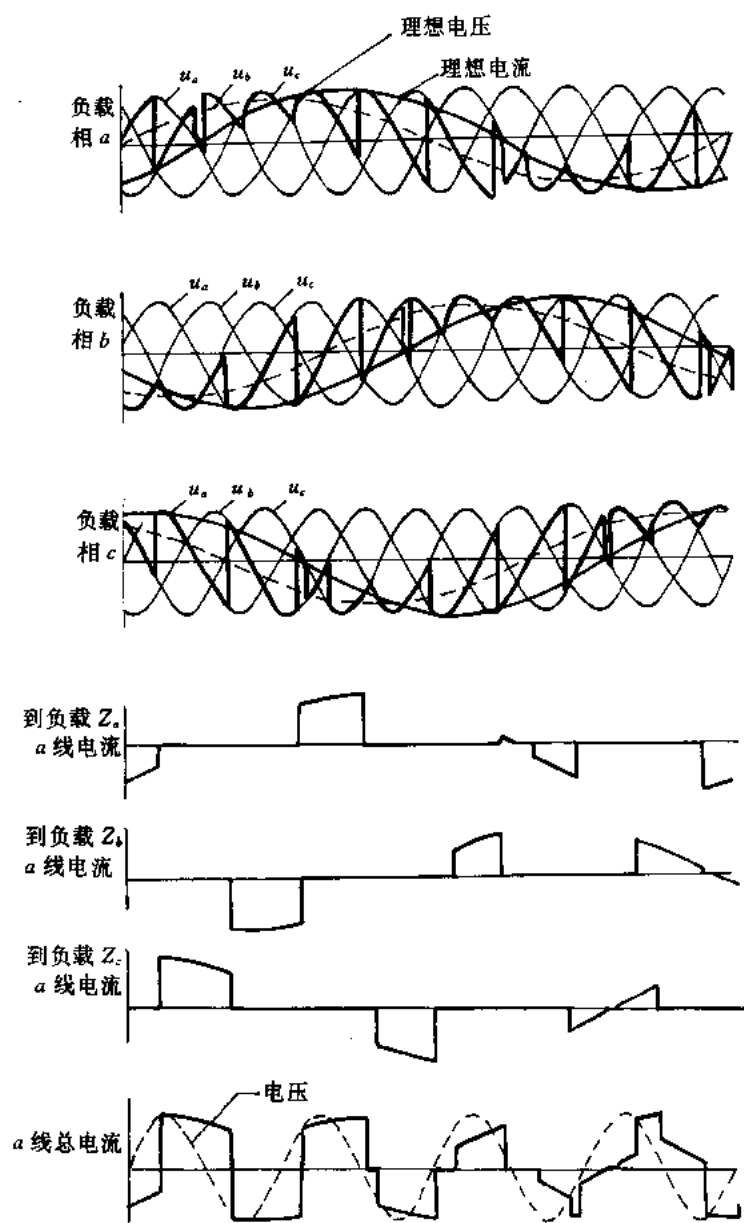


图 3.12 三相负载 AC/AC 变换器工作波形

以使产生合适的触发信号,送给触发脉冲电路。该输出脉冲何时送给各自的变流器受封锁信号的控制,即负组变流器无输出电流时,正组变流器接受到触发信号,反之亦然。若变流器工作在有环流方式,必须使电流检测信号不起作用,并按 $\alpha_p + \alpha_N = \pi$ 原则控制两组变流器处于合适的工作方式(整流或逆变)。

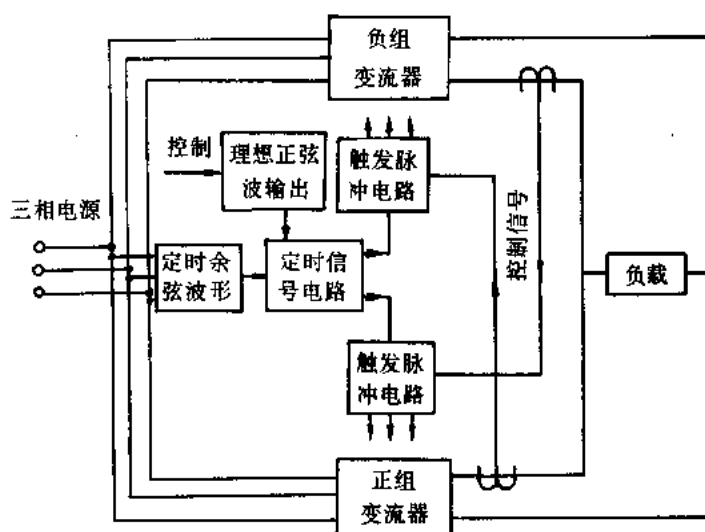


图 3.13 AC/AC 变换器控制电路框图

思考与练习三

- 3.1 何谓自然关断和强迫关断？
- 3.2 是否场控器件的关断都属于强迫关断？
- 3.3 请说明如何保证晶闸管可靠关断？
- 3.4 晶体管关断时，施加反电压关断和不施加反电压关断有何不同，特别是对晶体管的哪些动态参数有影响？
- 3.5 对于场控器件（VDMOS, IGBT），过快的关断将产生什么问题？并简述改善措施。
- 3.6 AC/AC 变换器中的晶闸管的关断条件同整流电路中的一样吗？
- 3.7 双重变流器与整半周工作方式的 AC/AC 变换器在电路结构和工作原理上有什么差异？
- 3.8 为什么 AC/AC 变换器主要应用于低于同步速 $1/3$ 以下的变频调速系统？
- 3.9 简述如何减少 AC/AC 变换器输出侧的谐波。
- 3.10 整半周工作方式的 AC/AC 变换器能否实现频率的连续调节？为什么？
- 3.11 AC/AC 变换器中，能否使用自关断器件？并请举例说明。
- 3.12 请说明电路中晶闸管的关断过程（用第四章图 4.23）。
- 3.13 请说明电路中晶闸管的关断过程（用第四章图 4.24）。
- 3.14 AC/AC 变换器能否用于低频感应加热？