

第二章 AC/DC 变换技术

将交流变换成直流称为 AC/DC 变换。这种变换的功率流向可以是双向的,功率由电源传向负载的变换称之为“整流”,功率由负载传输回电源的变换称之为“有源逆变”。对于需改变直流输出电压的场合,可以采用传统的相控整流方案,也可以采用其它高性能的调节方案(斩波调节或高频调制技术)。本章主要结合一些电路,扼要地阐述相控整流电路的基本特性;然后再围绕这种电路的功率因数和网侧谐波电流问题,讨论一下今后 AC/DC 变换技术的发展趋势。

2.1 AC/DC 变流器的分类

虽然不同电路的 AC/DC 变流器都能获得直流输出电压,但其电路性能指标是不同的。这主要反映在直流输出电压平均值、直流输出中的交流分量、功率因数和网侧谐波电流等方面。现将 AC/DC 变流器的分类简述如下。

1. 按电路的接线形式分类

- (1) 半波电路:每根电源进线流过单向电流。
- (2) 全波电路:每根电源进线流过双向的交变电流。

2. 按电路的控制特点分类:

(1) 不可控电路(单向变流器——功率仅由电源流向负载):其直流输出电压平均值同交流电源电压值的比值是固定不变的。

(2) 半控电路(单向变流器):直流输出电压可以改变。

(3) 全控电路(通常为双向变流器——功率可以双向流动):直流输出电压可以改变。

3. 按电源的相数(或直流输出的脉动频率)分类

- (1) 单相电路:单脉波或双脉波。
- (2) 三相电路:三脉波或六脉波。
- (3) 多相电路:P 脉波。

4. 按电路的工作象限分类

- (1) 一象限变流器。
- (2) 二象限变流器。
- (3) 四象限变流器。

2.2 单相半波整流电路

2.2.1 不可控整流电路

图 2.1(a)给出了单相半波不可控整流电路(阻性负载)。利用整流管(D)的单向导电

性,在交流电源的作用下,整流管周期性地导通和截止,实现了 AC/DC 变换,将交流转换成脉动直流。在电源正半周,整流管导通,电源电压几乎全部加在负载(R)上,流过负载的电流波形同其上的电压波形形状是一样的。在电源负半周,整流管处于反向阻断状态,承受了几乎全部的电源负半周电压,负载上电压几乎为零,电路中流过整流管的反向漏电流。若忽略整流管的导通压降以及反向漏电流,则电路工作波形如图 2.1(b)所示。

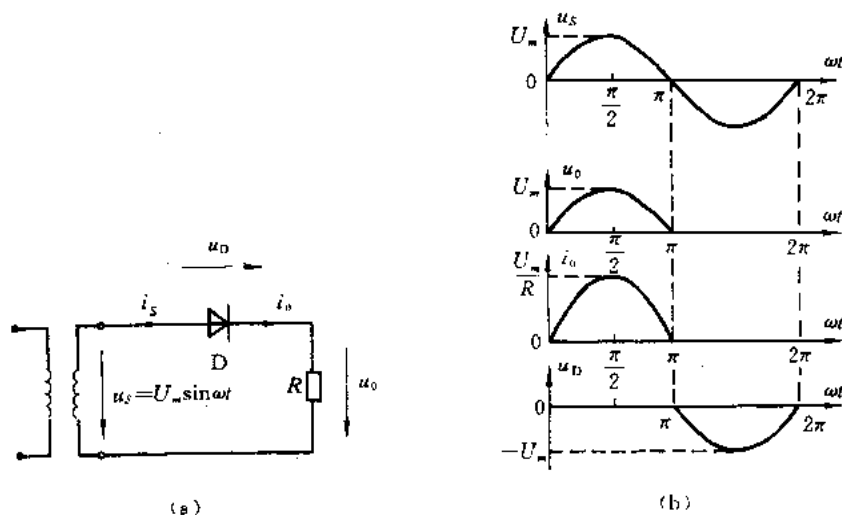


图 2.1 带阻性负载的单相半波不可控整流电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

根据图 2.1(b),可以求得整流输出电压和电流的平均值,即

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{T} \int_0^T u_o(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_m \sin \omega t dt \\ &= \frac{U_m}{\pi} = 0.318 U_m \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{U_m}{\pi R} = \frac{0.318 U_m}{R} \quad (2.2)$$

根据定义,整流输出电压和电流的有效值可确定为

$$\begin{aligned} U &= \left[\frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (U_m \sin \omega t)^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{U_m}{2} = 0.5 U_m \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$I = \frac{U_m}{2R} = \frac{0.5 U_m}{R} \quad (2.4)$$

变压器的利用率(TUF)定义为

$$TUF = \frac{P_o}{U_s I_s} \quad (2.5)$$

因为 $I_S = I$, 所以

$$\begin{aligned} TUF &= \frac{0.318U_m \times 0.318U_m/R}{(U_m/\sqrt{2})0.500U_m/R} \\ &= 0.318^2 \frac{\sqrt{2}}{0.5} \\ &= 0.286 \end{aligned}$$

由此可知, 变压器的利用率是很低的。而且变压器铁心中还存在着直流磁通势。为防止铁心饱和, 整流变压器的设计就要顾及到此点。

2.2.2 可控整流电路

将图 2.1(a) 中的整流管换成晶闸管, 该电路就变成了半波可控整流电路, 利用它就可以改变整流输出电压。

(一) 阻性负载

带阻性负载的单相半波可控整流电路示于图 2.2(a)。为了简单起见, 在以后的分析中, 若无特别说明, 都假定开关器件为理想开关, 即认为其通态压降为零, 阻断状态下的漏电流也为零, 而且其动态响应是瞬时的。

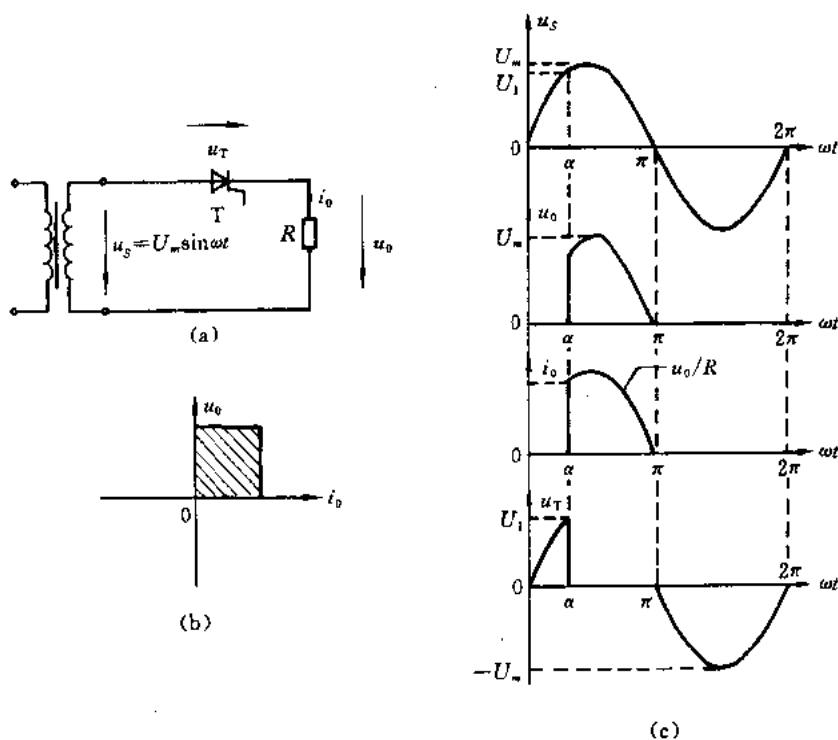


图 2.2 单相半波可控整流电路及其波形(阻性)

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

该电路的工作过程如下述。

在电源正半周($0 \sim \pi$), 晶闸管承受正向电压(晶闸管的阳极电位高于阴极), 处于正向

阻断状态。若假定在 $\omega t = \alpha$ 时刻才发出触发脉冲,则在 $(0 \sim \alpha)$ 期间,晶闸管不导通,电源电压全部加在晶闸管上,负载上的电压为零,流过负载的电流也为零。在 α 时刻触发晶闸管而导通,晶闸管从正向阻断状态进入通态,于是在 $(\alpha \sim \pi)$ 期间,电源电压全部加在负载上,则有负载电流 i_o 流过,其值为

$$i_o = \frac{U_m}{R} \sin \omega t \quad [\alpha, \pi] \quad (2.6)$$

由于交流电源的特点,在正半周快结束时,晶闸管中的电流自然地下降到维持电流以下,晶闸管就自动地从通态转入阻断状态,负载电流变为零。紧接着电源负半周开始,在电源负半周 $(\pi \sim 2\pi)$ 期间,晶闸管转入反向阻断状态,电源电压又全部加在晶闸管上,负载上的电压又为零。至此,电路完成了个工作周期,尔后电路始终周期地重复上述过程,其波形示于图 2.2(c)。

综上所述可知,在电源一周工作期间,负载上得到的只是脉动的直流电压 (u_o) ,其脉动频率与电源频率一样,故该电路是单脉波电路(若整流输出电压的脉动的频率是电源频率的二、三或六倍……,则分别称为二脉波、三脉波或六脉波……)。而且该电路只能工作在第一象限,因为负载的电压和电流只能是单方向的。

现定义:从规定时刻(譬如 $\omega t = 0$)起到发出触发脉冲时刻的一段时间所对应的电角度为触发角(延迟角或控制角)。晶闸管导通期间所对应的电角度为导电角,记作 θ ,对现在所讨论的阻性负载电路,若触发角为 α ,则晶闸管的导电角为

$$\theta = \pi - \alpha \quad (2.7)$$

根据波形图,针对某一触发角 α ,可求出整流输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (2.8)$$

式(2.8)表明, $U_o - \alpha$ 关系是非线性的,如图 2.3 所示。触发角 α 从 0 变到 π 则输出电压平均值从最大值 (U_m/π) 变到零。这意味着,只要改变触发角,就能改变整流输出电压的平均值,达到可控整流的目的。同式(2.1)相比可知,不可控整流电路只是可控整流电路一种特殊情况 $(\alpha = 0)$ 。

根据有效值定义,可求出整流输出电压的有效值为

$$\begin{aligned} U &= \left[\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{U_m}{2} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.9)$$

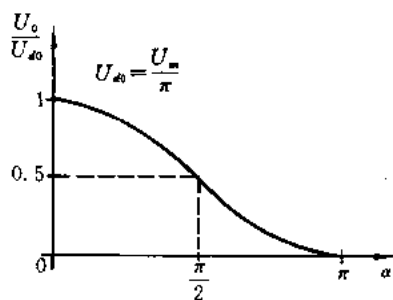


图 2.3 对应式(2.8)的控制特性

那么,整流输出电流的平均值 (I_o) 和有效值 (I) 分别为

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad I = \frac{U}{R}$$

所以整流输出电流有效值与其平均值之比为

$$\frac{I}{I_0} = \frac{U}{U_0} = \frac{\sqrt{\pi \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)^{\frac{1}{2}}}}{1 + \cos \alpha} \quad (2.10)$$

它是 α 的函数, 随 α 增大, 比值变大, 如表 2.1 的数据所示。也就是说, 在保证相同的有效值下, 随着 α 的增大, 通过晶闸管的电流的平均值将减少。

表 2.1 I/I_0 与 α 的关系(阻性负载)

α	0°	30°	60°	90°	120°	150°
I/I_0	1.57	1.66	1.88	2.22	2.78	3.99

在晶闸管实际应用中, 我们不仅要注意到晶闸管的电流平均值不超出定额, 而且还必须注意到通过晶闸管电流的波形, 以防止其有效值超出定额, 确保晶闸管的结温不超出额定值(125°C)。

晶闸管的额定电流平均值是指, 在其结温不超出额定结温(125°C)下, 允许晶闸管通过电流波形为(工频)正弦半波的最大电流平均值。因此, 对于额定电流平均值为 100A 的晶闸管, 其额定电流有效值为 157A, 它们之间的关系表示如下:

$$I = \frac{\pi I_{\text{平均}}}{2} \quad (2.11)$$

值得提醒的是, 器件的结温是由器件自身的损耗和散热状况两个因素共同决定的, 因此选定晶闸管电流容量后, 还需选配合适的散热器, 在使用时还应当保证器件的散热条件符合规定标准。

(二) 感性负载及续流二极管

整流电路的负载, 除了阻性负载外, 还经常遇到感性负载, 感性负载可以等效为电感(L)和电阻(R)串联。整流电路带感性负载时的工作情况同阻性负载的不同。带感性负载的半波可控整流电路及其波形示于图 2.4。其工作过程如下述。

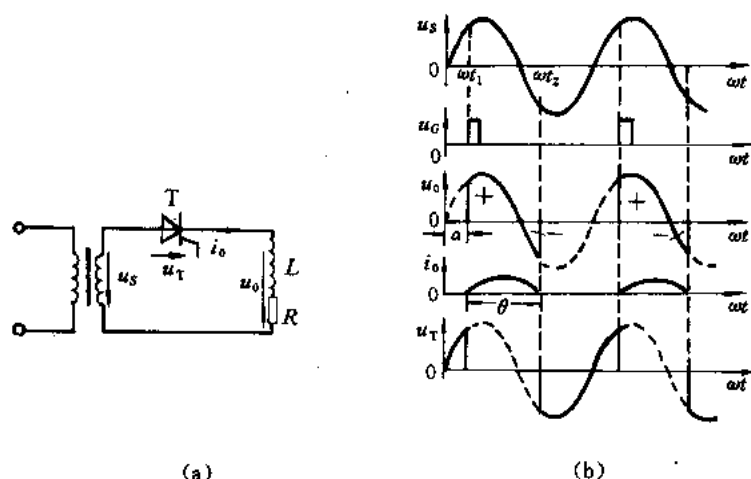


图 2.4 感性负载单相半波可控整流电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形

在 $\omega t = \alpha$ 时刻触发晶闸管, 电源电压被加到感性负载上。由于电感的存在, 负载电流不能象阻性负载那样突然上升, 而是从零开始上升, 直至最大值, 然后开始下降, 电源电压回零时, 负载电流仍为正值。当负载电流下降时, 由于电感的感应电动势的作用, 尽管电源电压已经反向, 但晶闸管仍为正偏置而继续导通。所以在电源负半周内的一段时间里, 负载电流仍继续流通, 直至电感上感应电动势与电源电压相等为止, 此时回路总电压为零, 负载电流也下降到零。尔后, 晶闸管转入反向阻断状态而关断。只要晶闸管导通, 负载上的电压就等于电源电压, 因此在 π 到 $(\theta + \alpha)$ 电源电压变负期间, 负载上的电压是负值。这样, 负载上所得到的输出电压平均值自然地就变小了 (与相同条件下阻性负载相比)。

在感性负载情况下, 为求出整流输出电压平均值, 首先必须确定晶闸管的导电角 θ 。为此, 将坐标原点移到 $(\alpha, 0)$ 处, 则

$$u = U_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (2.12)$$

同时列出晶闸管导通时电路的微分方程为

$$u = L \frac{di_0}{dt} + i_0 R \quad (2.13)$$

作拉氏变换得

$$U_m \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} e^{\frac{\alpha}{\omega}} = sLi_0(s) + Ri_0(s)$$

即

$$i_0(s) = \frac{U_m}{L} \frac{\omega e^{\frac{\alpha}{\omega}}}{(s^2 + \omega^2) \left(s + \frac{R}{L} \right)} \quad (2.14)$$

对式 (2.14) 取反变换得

$$i_0(t) = \frac{U_m \omega}{L \left(\omega^2 + \frac{R^2}{L^2} \right)} \left[e^{-\frac{R}{L} \left(t + \frac{\alpha}{\omega} \right)} + \frac{\sqrt{\omega^2 + \left(\frac{R}{L} \right)^2}}{\omega} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \right] \quad (2.15)$$

其中, $\varphi = \arctg \left(\frac{\omega L}{R} \right)$ —— 负载阻抗角。

经简化, 并令 $\sqrt{(\omega L)^2 + R^2} = Z$, 则式 (2.15) 变为

$$i_0(t) = \frac{U_m \omega L}{Z^2} e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t} e^{-\frac{R}{\omega L} \alpha} + \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (2.16)$$

考虑到 $\omega t = 0$ 时, $i_0(0) = 0$, 则得

$$e^{-\frac{R}{\omega L} \alpha} = -\frac{Z}{\omega L} \sin(\alpha - \varphi)$$

于是式 (2.16) 又可写成

$$i_0(t) = \frac{U_m}{Z} [\sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L} \omega t}] \quad (2.17)$$

现将 $\omega t = \theta$ 时, $i_0 \left(\frac{\theta}{\omega} \right) = 0$ 的条件代入式 (2.17) 得

$$\sin(\theta + \alpha - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L} \theta} \quad (2.18)$$

式 (2.18) 表明, 导电角 θ 同 α 以及负载阻抗角 φ 有关, 该式是一个超越方程。针对某

一具体的阻抗角 φ , 可以给定一个 α 角, 通过累试法算出相应的 θ 角。现讨论下面几种特殊情况下导电角 θ 与触发角 α 的关系。

(1) 纯电阻负载: $\omega L=0$, $\varphi=0$, 得

$$\begin{aligned} \sin(\theta + \alpha) &= 0 \\ \text{唯有} \quad \theta + \alpha &= \pi \\ \text{即} \quad \theta &= \pi - \alpha \end{aligned} \quad (2.19)$$

(2) 纯电感负载: $R=0$, $\varphi=\pi/2$, 得

$$\begin{aligned} \cos(\theta + \alpha) &= \cos\alpha \\ \text{唯有} \quad \theta + \alpha &= 2\pi - \alpha \\ \text{即} \quad \theta &= 2\pi - 2\alpha \end{aligned} \quad (2.20)$$

(3) 导电角 $\theta=\pi$ 的条件: 将式(2.18)变换为

$$\operatorname{tg}(\alpha - \varphi) = \frac{\sin\theta}{e^{-\frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}} - \cos\theta} \quad (2.21)$$

当 $\theta=\pi$ 时, 下式成立:

$$\operatorname{tg}(\alpha - \varphi) = 0$$

即要求

$$\alpha = \varphi$$

这说明, 当 α 角等于阻抗角 φ 时, 晶闸管的导电角 θ 等于 π 。很显然, 当 $\alpha < \varphi$ 时, $\theta > \pi$; 当 $\alpha > \varphi$ 时, $\theta < \pi$ 。当然, 也可以要求 $\theta = \frac{\pi}{3}$ 或 $\theta = \frac{2\pi}{3}$ 时, 求出满足这种条件下, α 和 φ 之间的相应关系。了解了这种相应关系之后, 就可以判明控制角 (α) 在什么范围内, 不同整流电路 (感性) 负载电流是连续的。

一旦确定了 θ , 感性负载上的电压平均值也就知道了, 即

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} U_m \sin\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{2\pi} [\cos\theta - \cos(\alpha + \theta)] \end{aligned} \quad (2.22)$$

从电路原理上看, $U_0 = U_L + U_R$ 。但因

$$U_L = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_L d(\omega t) = \frac{\omega L}{2\pi} \int_0^{\theta} di = 0$$

所以

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} u_R d(\omega t) \quad (2.23)$$

式(2.23)表明, 感性负载上的电压平均值就等于负载电阻上的电压平均值。

在大电感负载, 即 $\omega L \gg R$ 情况下, 由式(2.20)可知, 负载电流波形几乎是以 $\omega t = \pi$ 为轴对称 (如图 2.5), 因此不管触发角 α 是什么值, 负载上的电压平均值都将接近于零。

由以上分析可知, 在单相半波可控整流电路中, 由于电感的存在, 整流输出电压的平均值将变小, 特别在大电感 ($\omega L \gg R$) 负载下, 输出电压平均值接近于零。

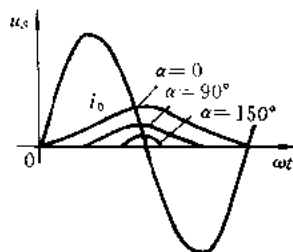


图 2.5 当 $\omega L \gg R$ 时, 不同 α 时的电流波形

解决这问题的办法很简单,只要在负载两端并接续流二极管,如图 2.6(a)所示。这样一来,当电源电压进入负半周时,晶闸管被加上反向电压而关断,与此同时,续流二极管被接通,这时负载电流通过续流二极管继续流通,负载上电压被箝位在零电压(忽略二极管压降)。很显然,在这样情况下,感性负载上的电压波形同阻性负载情况没有什么差别。

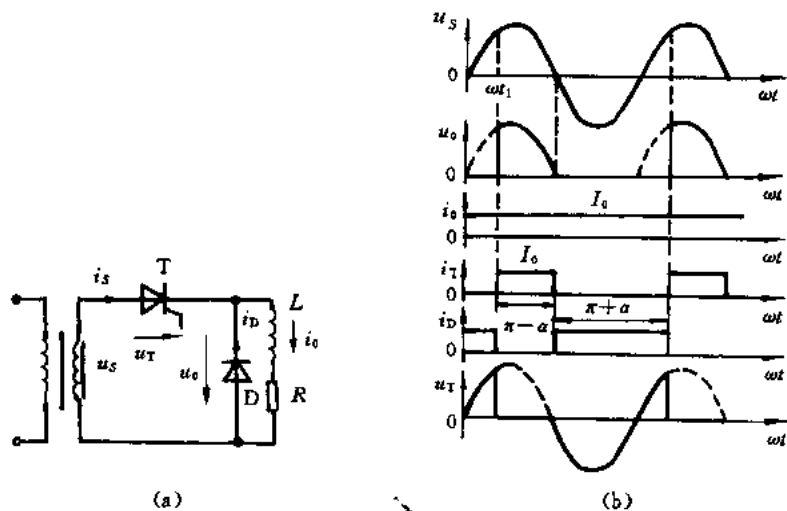


图 2.6 带大电感负载、具有续流二极管的单相半波可控整流电路及其波形
(a) 电路; (b) 波形

由图 2.6(b)可以看出,负载电流是连续的。也就是说,有电感的情况下,只要从电源负半周开始到晶闸管再一次被触发前这段时间里,电感中所储存的能量不能全部释放掉,负载的电流在电源一周期间内就是连续的。当电感大到一定程度($\omega L \gg R$)时,负载的电流就可以基本上维持不变。当然,如果电感小到一定程度,在上述期间内,电感中所储存的能量就可以全部消耗光,那么负载电流在电源一周内就是断续的,即存在负载电流为零的期间。对于某些要求平直波形的直流负载,我们就需在整流通路中串进一个平波电抗器,以创造 $\omega L \gg R$ 的条件,而达到预期的目的。

2.3 单相全波可控整流电路

通常,单相半波可控整流电路因其性能差只应用于小功率场合,而取其简单的特点。在实际应用中,特别是中小功率场合,更多的是使用单相全波可控整流电路。

2.3.1 单相半控桥式整流电路

所谓“桥式”,是指 4 只开关元件按桥式电路形式联结,4 只开关元件分别为各桥臂的一个成员,其中,两端接电源,另外两端接负载,如图 2.7 所示。若其中 2 只使用可控开关元件,另外 2 只使用不可控开关元件,则称为“半控桥式”;当 4 只都使用可控元件时,则称“全控桥式”。

现以单相半控桥式整流电路(见图 2.8)为例,分析在 $\omega L \gg R$ 情况下电路的工作过

程,其中负载端还接有续流二极管(D)。图 2.8(a)是半控桥式整流电路的一种结线形式,其中 2 只晶闸管为共阴极接法,而另外 2 只整流管为共阳极接法。因为 $\omega L \gg R$, 可以认为负载电流在整个稳态工作过程保持恒值。 T_1 和 T_2 晶闸管的触发脉冲互差 180° 。其工作过程可划分为下述四个阶段。

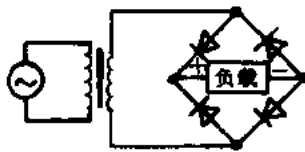


图 2.7 桥式结线

(1) $[0, \alpha]$ 期间。 T_1 和 T_2 都未导通,负载电流(i_o)通

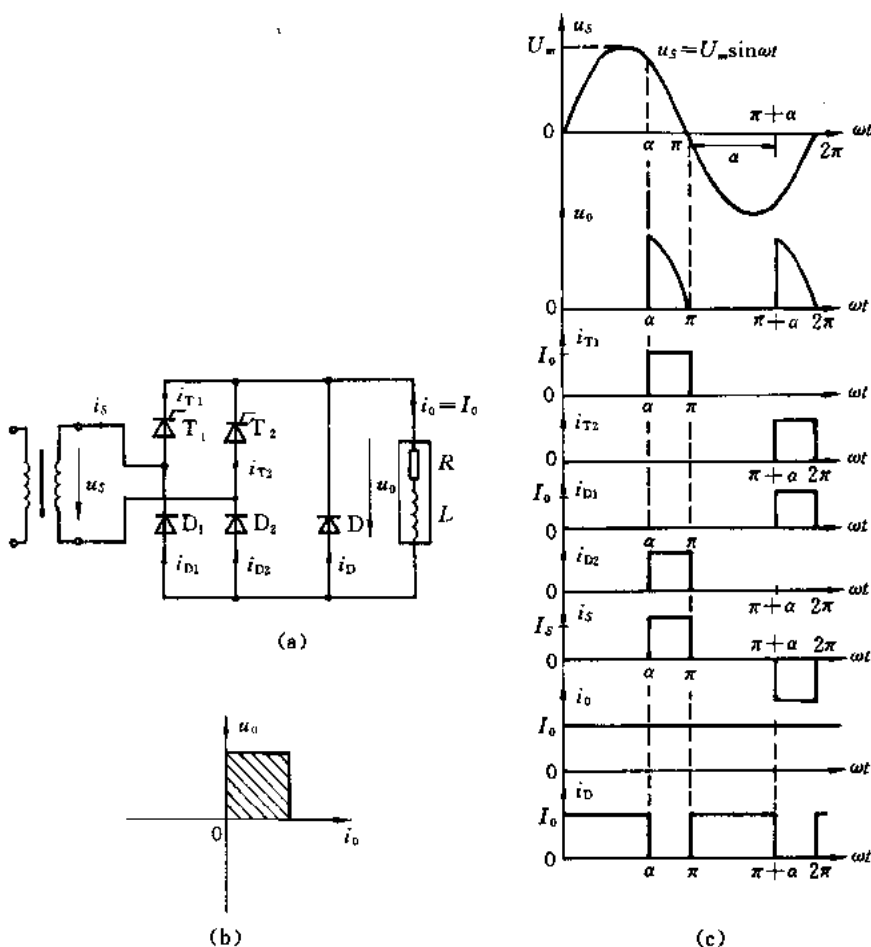


图 2.8 单相半控桥式整流电路及其波形($\omega L \gg R$)

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

过续流二极管续流。在此期间, $i_{T1} = i_{T2} = 0, i_D = i_o$ 。

(2) $[\alpha, \pi]$ 期间。在电源正半周 $\omega t = \alpha$ 时刻触发 T_1 导通,而续流管被加上反偏压而截止,负载电流从 D 转移到 T_1 和 D_2 。在此期间, $i_{T1} = i_{D2} = I_o, i_D = 0$ 。

(3) $[\pi, \pi + \alpha]$ 期间。在这期间,由于电源电压变负,续流管正偏置而导通, T_1 管被加上反向电压而关断,负载电流从 T_1 和 D_2 转移到 D。在此期间 $i_{T1} = i_{D2} = 0, i_D = I_o$, 电路又

恢复到两个晶闸管都不导通状态,同于 $[0, \alpha]$ 期间的工作状态。

(4) $[\pi + \alpha, 2\pi]$ 期间。在此期间, T_2 管却承受正向电压, 因此, 在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻可以触发 T_2 管而导通, 此时, 续流管被加反偏压而截止, 负载电流又从 D 转移到 T_2 和 D_1 。在这期间, $i_D = 0, i_{T_2} = i_{D_1} = I_0$ 。至此, 电路完成了一个工作周期。

只要周期地发出触发脉冲, 电路就周而复始地重复上述四个过程。由于桥式结线的特点, 只要晶闸管导通, 负载端总是加上正向电压, 而负载电流始终是单方向流动, 因此半控桥式整流电路只能工作在第一象限, 电路的工作波形示于图 2.8(c)。

根据上述分析, 可求出输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \end{aligned} \quad (2.24)$$

其输出电压有效值为

$$U = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.25)$$

式(2.24)表明, 单相全波整流电路输出电压平均值比相同条件下半波整流电路的大一倍。另外从 i_s 波形可判知, 变压器绕组中没有直流成分的电流, 因而不存在铁心直流磁化问题。

值得注意的是, 若负载端不接续流二极管, 当二路触发脉冲突然同时消失或触发角突然从比较小变到接近 π 时, 图 2.8(a)所示的电路就可能出现失控现象, 即已导通的晶闸管始终导通而两个整流管轮流导通的现象, 这时电路失去控制。

将图 2.8(a)中 T_2 管同 D_1 管的位置对调, 则成了另一种形式的半控桥式整流电路, 这时 D_1 和 D_2 在电路中除了担负整流的任务外, 同时还起到续流二极管的作用。

2.3.2 单相全控桥式整流电路

带大电感($\omega L \gg R$)负载的单相全控桥式整流电路表示在图 2.9(a)。在电路工作时, T_1 和 T_2, T_3 和 T_4 均是同时被触发的, T_1, T_2 和 T_3, T_4 的触发脉冲之间互差 180° 。其工作过程可划分为下述两个阶段。

(1) $[\alpha, \pi + \alpha]$ 期间。在电源正半周期间, T_1 和 T_2 承受正向电压, 若在 $\omega t = \alpha$ 时刻同时触发 T_1 和 T_2 管进入导通状态, 则电源电压就加在负载端。但由于大电感的存在, 尽管电源电压已变负, T_1 和 T_2 仍继续导通, 直到 T_3 和 T_4 被触发为止。

(2) $[\pi + \alpha, 2\pi + \alpha]$ 期间。在电源电压变负期间, T_3 和 T_4 承受正向电压, 在 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻, 触发 T_3 和 T_4 管的脉冲信号必然到来, 于是 T_3 和 T_4 被触发导通。这时 T_1 和 T_2 管被加上反向电压而关断, 负载电流从 T_1 和 T_2 转移到 T_3 和 T_4 。同样由于大电感的原因, T_3 和 T_4 并不在 $\omega t = 2\pi$ 时结束导通, 而是延续到 T_1 和 T_2 管再一次被触发导通为止, 即一直延续到 $2\pi + \alpha$ 时刻, 这时 T_1 和 T_2 又被触发导通, 而 T_3 和 T_4 被加上反向电压而关断。至此电路完成了一个工作周期, 以后也就继续重复上述过程, 电路的工作波形示于图 2.9(c)。

根据上述分析可知, 在 $[\alpha, \pi]$ 期间, 整流输出的电压和电流都是正的, 电源向负载提供

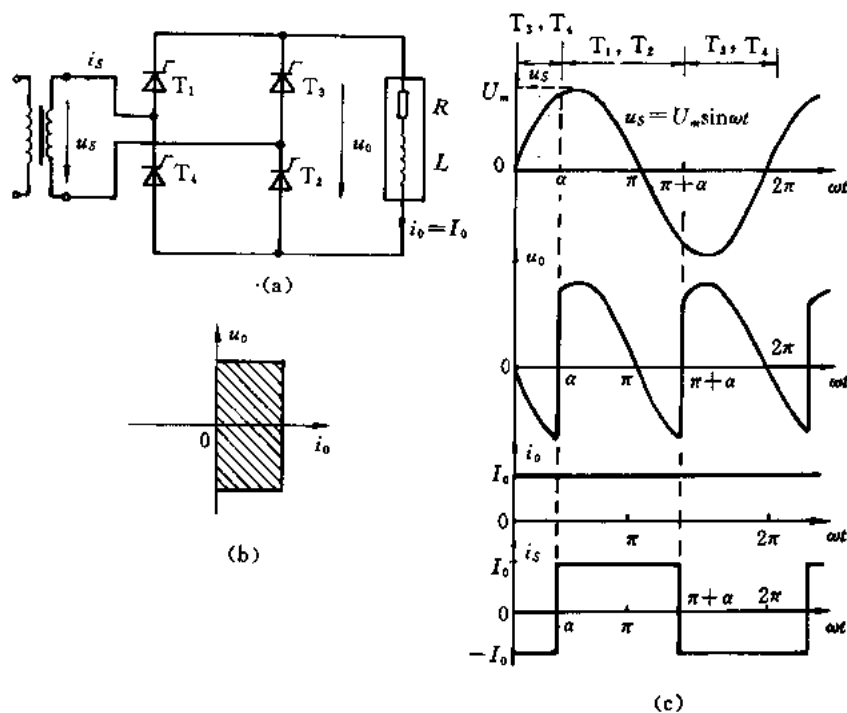


图 2.9 单相全控桥式整流电路及波形 ($\omega L \gg R$)

(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形

能量,变流器工作在“整流状态”。在 $[\pi, \pi + \alpha]$ 期间,整流输出电流仍为正,而输出电压却为负,能量从负载返回电源,变流器工作在“逆变状态”。因此单相全控桥式整流电路是一种具有二象限工作能力的变流器,如图 2.9(b)所示。

根据单相半波带大电感负载的整流电路分析可知,仅当 $\alpha < \frac{\pi}{2}$ 时,图示电路的每对晶闸管的导电角 θ 才等于 π 。也就是说当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,负载电流变成不连续,而且在这种情况下,整流输出电压平均值始终接近零,所以触发角有意义的变化范围是 0 到 $\frac{\pi}{2}$ 。

在电流连续情况下,整流输出电压平均值可从下式求出:

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.26)$$

其输出电压有效值为

$$\begin{aligned} U &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{U_m}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

式(2.26)表明,当 $\alpha < \frac{\pi}{2}$ 时,输出电压为正,变流器在一周内工作于“整流方式”;当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,输出电压为负,变流器在一周内工作于“逆变方式”。这种逆变方式是将负载能量送回交流电源,故称为有源逆变。而所谓无源逆变是指将直流电源的能量直接传输给交流负载,后面将要谈到的“DC/AC 变换技术”一章均指无源逆变。

图 2.10 给出了单相半控桥和全控桥电路的非线性控制特性。由图可知,两种曲线的斜率不同,意味着控制灵敏度的不同。

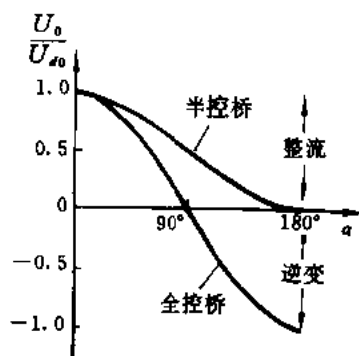


图 2.10 单相半控桥和全控桥电路的控制特性

2.3.3 有源逆变

前面已经谈到,即使在大电感负载下,对于单相全控桥整流电路,当 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 时,整流输出端电压平均值也不会变负,而无法实现有源逆变。但是,若负载是反电动势(E_a)性质(或其它直流电源)的,且串接了平波电抗器,只要反电动势方向同图 2.11(a)所示方向相反,就能达到目的。很显然,这时反电动势负载在电源负半周时仍可以对电感提供能量,这样就延长了晶闸管的导通时间,其导电角可达 π ,以维持负载电流连续。但即使负载电流为断续,亦可保证整流侧输出电压为负,这样也就提供了变流器进行有源逆变的条件。

图 2.11(b)和(c)给出了带反电动势负载的全控桥电路及变流器运行在整流和逆变状态时的波形。由图 2.11(c)中 U_{T1} 波形可看出,当 α 加大时,晶闸管上承受反向电压时间 $[t_q = (\pi - \alpha) / \omega]$ 就要减少。因此变流器拉逆变时,触发角 α 不能加得太大,否则,将发生逆变颠覆现象,现将 α 用 $(\pi - \beta)$ 代替之,那么式(2.26)变成

$$U_o = -\frac{2U_m}{\pi} \cos \beta \quad (2.28)$$

β 称为逆变角。为了使变流器拉逆变时不出现逆变颠覆现象,必须限制逆变角 $\beta_{\min}$ 于某一范围内,以保证器件的可靠关断。通常 $\beta_{\min}$ 大小取决于开关器件的关断时间以及安全裕量的选择。

直流电动机的再生制动可以通过使变流器工作在逆变工作方式来实现。此时应使反电动势极性改变方向(改变直流电机的电极接法或改变励磁磁场方向,或是靠机械动力自动反向)。

很显然,对于整流输出电压无法改变极性的电路,则不能用于有源逆变。

2.3.4 单相双重变流器

利用单相全控桥电路无法实现直流电机的四象运行[见图 2.12(c)]。为了达到这个目的,可将两个单相全控桥电路按图 2.12(a)方式联结(反并联)即构成双重变流器(这种变流系统中的单相全控桥改为三相全控桥(参见 2.4.4 节图 2.18),则可用于大功率直流

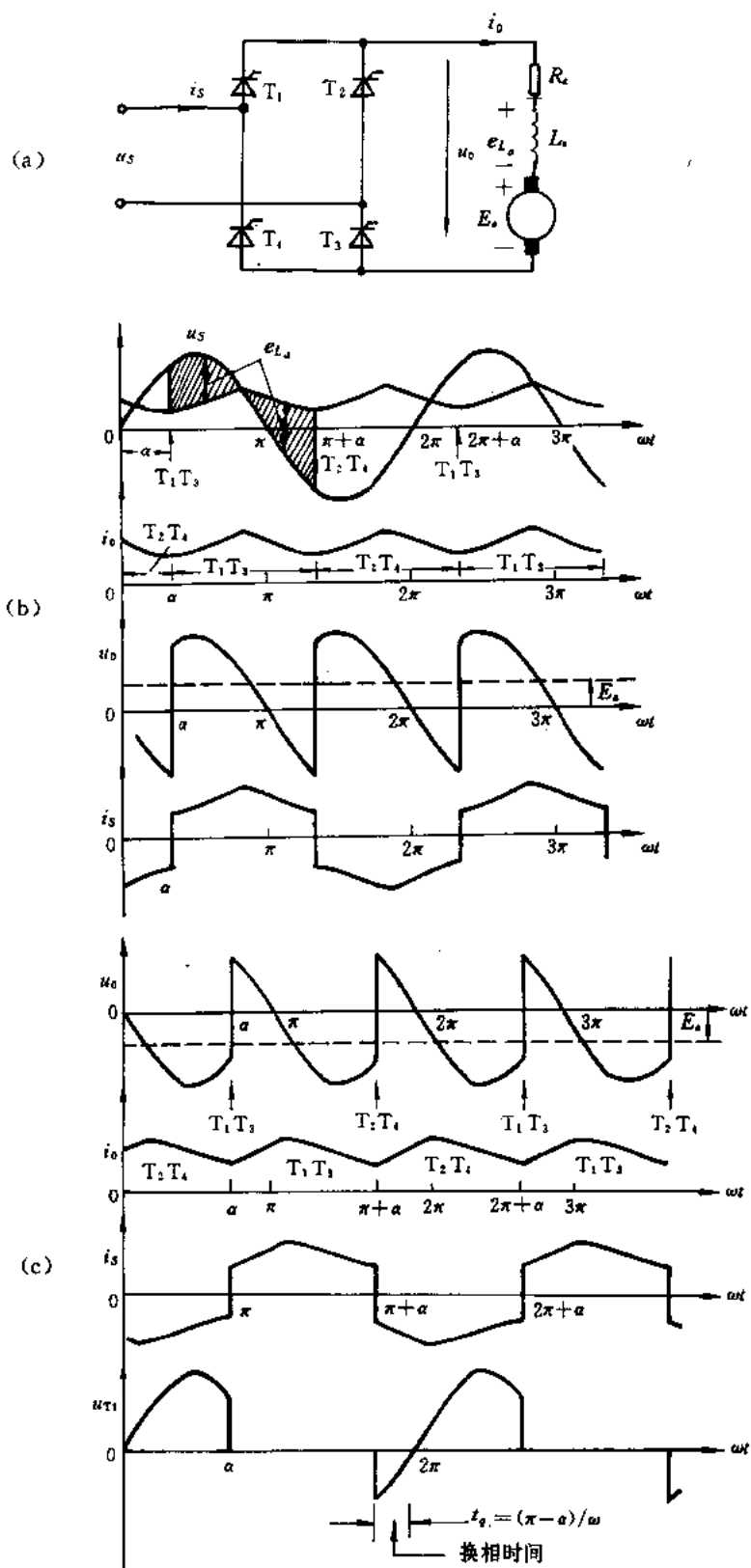


图 2.11 带反电动势负载的全控桥电路及其波形
(a) 电路; (b) 整流运行状态(连续); (c) 逆变运行状态(连续)

电机的调速,实现可逆再生传动)。

现设变流器1的延迟角为 α_1 ,对应输出电压平均值为 U_{01} ;变流器2的延迟角为 α_2 ,对应的输出电压平均值为 U_{02} 。这两个延迟角的控制应使得一个变流器工作在“整流方式”,而另一个变流器工作在“逆变方式”;同时还应保证它们输出相同的平均值,如图2.12(b)所示。

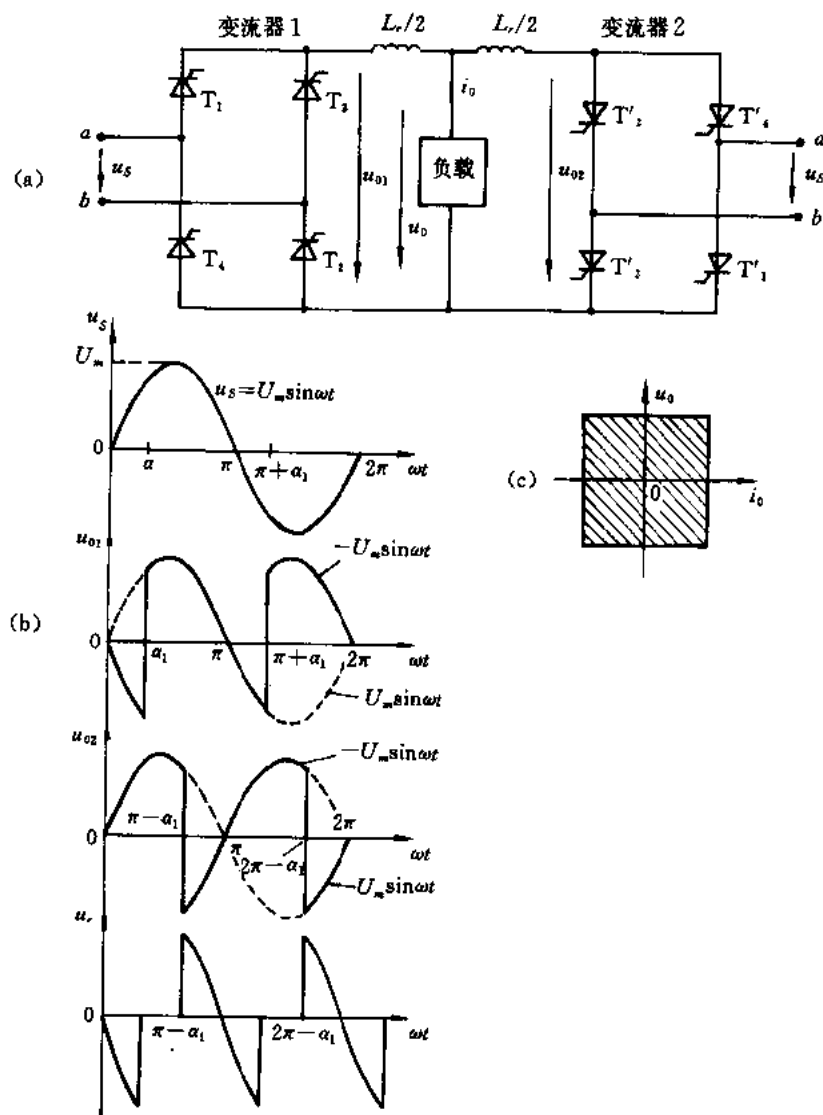


图 2.12 单相双重变流器电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形; (c) 工作象限

根据式(2.26),其输出电压平均值分别为

$$U_{01} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha_1$$

$$U_{o2} = \frac{2U_m}{\pi} \cos \alpha_2$$

因为变流器 1 工作在“整流方式”，变流器 2 工作在“逆变方式”，且输出电压平均值相等，则有

$$U_{o1} = -U_{o2}$$

即

$$\cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1)$$

所以

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (2.29)$$

也就是说，两个变流器的延迟角的控制要满足式(2.29)。虽然两个变流器的输出电压平均值相等，但其输出电压的瞬时值在某些时候不等，因而会在两个变流器之间形成环流(不通过负载)。为了限制这种环流，通常在环路上加进限制环流的电抗器(L_r)，如图所示。

从图 2.12(b)中可看出，在($\alpha_1, \pi - \alpha_1$)和($\pi + \alpha_1, 2\pi - \alpha_1$)期间，电压瞬时值是相等的，所以环流 i_r 可从下式求得：

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} u_r d(\omega t) = \frac{1}{\omega L_r} \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} (u_{o1} - u_{o2}) d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\omega L_r} \left[\int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t) - \int_{2\pi - \alpha_1}^{\omega t} \sin \omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2U_m}{\omega L_r} (\cos \omega t - \cos \alpha_1) \end{aligned} \quad (2.30)$$

式(2.30)表明了环流与时间 t 的关系，其值与 α_1 有关，其最大峰值电流为 $\frac{4U_m}{\omega L_r}$ 。若负载的峰值电流为 I_p 。那么控制传输功率的变流器将通过 $\left(I_p + \frac{4U_m}{\omega L_r}\right)$ 的峰值电流。

当然，双重变流器也可以工作在无环流情况下。这时要求在同一时间里只有一个变流器在工作，而另一个变流器处于完全封锁状态。这需通过逻辑电路加以控制，只向工作的变流器发出触发脉冲，而封锁另一个变流器的触发信号，然而有环流的双重变流器具有下列优点：

- (1) 环流可以使两个变流器在整个控制范围内维持电流连续流通，而不受负载的影响。
- (2) 可以随时改变功率流向。
- (3) 动态响应快。

2.4 三相 AC/DC 变流器

三相 AC/DC 变流器具有比单相变流器更加优越的性能，诸如输出电压高且脉动小、脉动频率高、网侧功率因数高以及动态响应快等。因此它在中、大功率领域中获得广泛的应用。

2.4.1 三相半波可控整流电路

图 2.13(a) 是三相半波可控整流电路。它可以看成是由三个单相半波可控整流电路通过三个晶闸管共阴极接法构成的。三个晶闸管的触发脉冲互差 $120^\circ (2\pi/3)$ 。在三相电路中, 通常规定 $\omega t = \frac{\pi}{6}$ 为触发角 α 的起算点, 下面分析带大电感时的工作情况。

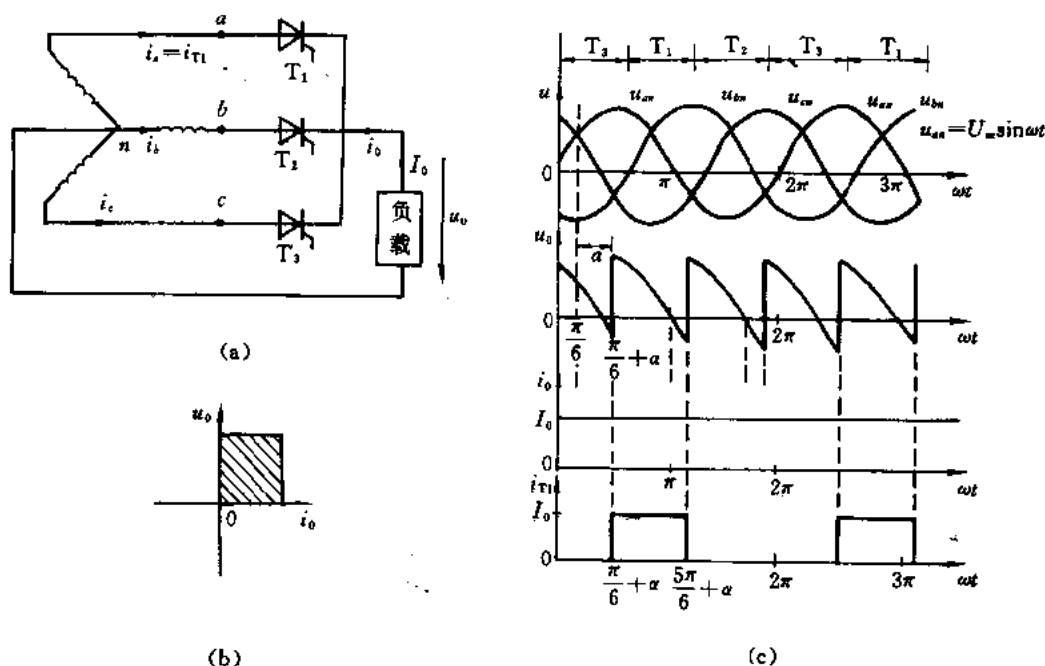


图 2.13 三相半波可控整流电路及其波形
(a) 电路; (b) 工作象限; (c) 波形 ($\omega L \gg R$)

在 $\omega t = \frac{\pi}{6} + \alpha$ 时刻触发 a 相晶闸管 T_1 导通, a 相电压 u_{an} 加到负载上, T_1 管通过负载电流 (i_o), T_1 管导通一直持续到 b 相晶闸管 T_2 被触发为止。

在 $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$ 时刻点燃 b 相晶闸管 T_2 , T_1 管立即加上反向电压 ($u_{ab} = u_{an} - u_{bn}$) 而关断, 负载电流也就立即转移到 T_2 管, 负载被施加以 b 相电压, 这种情况一直持续到 c 相晶闸管 T_3 被触发为止。

在 $\omega t = \frac{3\pi}{2} + \alpha$ 时刻触发 c 相晶闸管 T_3 , 则 T_2 管立即加上反向电压 ($u_{bc} = u_{bn} - u_{cn}$) 而关断, 负载电流也就立即转移到 T_3 管, c 相电压加到负载上, 直到 a 相晶闸管 T_1 再一次被触发为止。在稳态工作情况下, 电路就重复上述过程不断地进行下去, 其波形表示在图 2.13(c)。

从上述分析可知:

(1) 在负载电流连续情况下, 每个晶闸管的导电角均为 $\frac{2\pi}{3}$ 。

(2) 在晶闸管支路不存在电感情况下,晶闸管之间的电流转移是瞬间完成的。

(3) 负载上出现的电压波形是相电压波形。

(4) 未导通晶闸管所承受的电压是线电压而不是相电压。

(5) 整流输出电压的脉动频率为 $3f$ (三脉波)。

若 $u_{an}=U_m\sin\omega t$, 则输出电压平均值为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_m \sin\omega t d(\omega t) \\ &= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} \cos\alpha \end{aligned} \quad (2.31)$$

输出电压有效值为

$$\begin{aligned} U &= \left[\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} U_m^2 \sin^2\omega t d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \sqrt{3}U_m \left(\frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.32)$$

该电路工作在第一象限,如图 2.13(b)所示,若带反电动势负载,则可工作在第一、四象限。该电路若带阻性负载,当 $\alpha > \frac{\pi}{6}$ 时,负载电流为断续。

2.4.2 换相重叠——电源变压器漏感的影响

在前面讨论中,都忽略电源变压器漏感对晶闸管之间换流的影响以及由此引起的问题。考虑变压器漏感的电路表示在图 2.14(a),其中漏感用 L_c 表示。现以 a 相与 b 相之间的换相过程为例来说明换相重叠问题。若换相开始前, T_1 管导通,且流过的电流 $i_{T1}=i_a=I_0$; T_2 管不导通, $i_{T2}=i_b=0$ 。在触发 T_2 管后换相开始时,因为每一相中都有电感 L_c ,所以 T_1 管中电流不能突然消失, T_2 管中电流也不能突然增加到 I_0 ,而需一个逐渐变化过程。

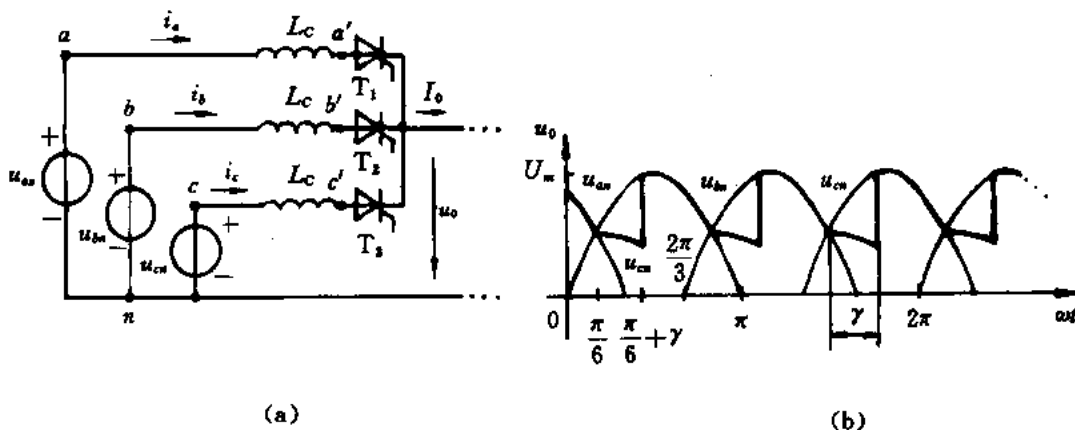


图 2.14 考虑漏感(L_c)影响的电路及其波形

(a) 等值电路; (b) 波形

也就是说, T_1 管中的电流不能瞬间地转移到 T_2 管中去, 而需一个换相过程。在换相过程中, i_{T1} 逐渐下降, i_{T2} 逐渐上升, 即存在着一个很短的两个晶闸管同时导电的重叠期间, 这就是通常所说的换相重叠问题。但在换相重叠期间, 负载电流保持不变, 所以有

$$i_{T1} + i_{T2} = I_0 \quad (2.33)$$

对式(2.33)进行微分得

$$\frac{di_{T1}}{dt} + \frac{di_{T2}}{dt} = 0 \quad (2.34)$$

列回路方程

$$u_{bn} - u_{an} = L_c \frac{di_{T2}}{dt} - L_c \frac{di_{T1}}{dt} \quad (2.35)$$

将式(2.34)代入式(2.35)得

$$2L_c \frac{di_{T2}}{dt} = u_{bn} - u_{an} \quad (2.36)$$

因为在换相期间, $u_{bn} > u_{an}$, 所以 $\frac{di_{T2}}{dt} > 0$, 而 $\frac{di_{T1}}{dt} < 0$ 。这表明, 在换相期间, 换相回路有一个电位差($u_{bn} - u_{an}$), 它迫使 T_1 管中电流下降, 促使 T_2 管中电流上升。这时输出电压应为

$$\begin{aligned} u_o &= u_{bn} - L_c \frac{di_{T2}}{dt} \\ &= \frac{u_{bn} + u_{an}}{2} \end{aligned} \quad (2.37)$$

式(2.37)说明, 在换相期间, 加在负载上的电压不是 b 相电压, 而是 a 和 b 两相电压的平均值, 如图 2.14(b) 所示。它同无 L_c 的波形相比, 少了一块面积, 因此输出电压平均值就减少了。这是由于换相支路的电感 L_c 造成的。其平均压降可表示为普式形式, 即

$$\begin{aligned} \Delta U_o &= \frac{m}{2\pi} \int_a^{a+\gamma} L_c \frac{di_{T2}}{dt} d(\omega t) \\ &= \frac{m\omega L_c}{2\pi} \int_0^{I_0} di_{T2} \\ &= \frac{m\omega L_c}{2\pi} I_0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

式中 m 为一个电源周期内的换相次数(脉波数);

γ 为换相重叠角(换相重叠期间所对应的电角度)。

式(2.38)对于各种整流电路都是合适的。它表明, 换相压降平均值正比于负载电流(I_0)和交流电路的感抗值(ωL_c)。我们可以把这个换相压降看成是由于整流电源内阻抗引起的, 其数值为 $m\omega L_c/2\pi$ 。

换相重叠角 γ 可通过求解式(2.36)求得。为了使获得的结果具有普遍意义, 把图 2.14(b) 中电压纵坐标轴移到自然换相点, 则 m 相电源中相邻两相(a 和 b 相)电压表示成余弦函数, 即

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_m \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{m}\right) \\ u_{bn} &= U_m \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{m}\right) \end{aligned}$$

因此

$$u_{em} - u_{an} = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t \quad (2.39)$$

把式(2.39)代入式(2.36),得

$$2L_c \frac{di_{T2}}{dt} = 2U_m \sin \frac{\pi}{m} \sin \omega t$$

或

$$\frac{\omega L_c}{U_m \sin \frac{\pi}{m}} di_{T2} = \sin \omega t d(\omega t)$$

两边取积分得

$$\frac{\omega L_c I_0}{U_m \sin \frac{\pi}{m}} = \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) \quad (2.40)$$

按 $U_m = \sqrt{2} \times 220V$, $m=6$, $I_0=100A$, $\omega=314$, $L_c=10\mu H$, $100\mu H$, 计算 α 及 γ 的结果列于表 2.2, 供参考。

表 2.2 α 与 γ 的关系

$\alpha/(^\circ)$	0	4	12	30	45	60	90	120
$\gamma_{10\mu H}/(^\circ)$	3.64	1.4	0.54	0.23	0.16	0.13	0.12	0.13
$\gamma_{100\mu H}/(^\circ)$	11.53	8.2	4.67	2.24	1.61	1.33	1.16	1.34

由表 2.2 数据可知, 在 $\alpha=0$ 附近, 重叠角最大; 在 $\alpha=90^\circ$ 附近, 重叠角最小。式(2.40)表明, 重叠角 γ 与 α 、负载电流 I_0 以及感抗值 ωL_c 有关。

仔细分析可知, 由于换向过程的存在, 整流电路的交流入端电压波形也要发生畸变, 同时也要影响到晶闸管上的电压波形, 如图 2.15 所示。从图可知, 入端线电压波形上出现所谓缺口和毛刺。这种畸变波形将对自身的控制电路以及其它设备的正常工作产生不良的影响。因此, 实际的整流电源装置的入端应加滤波器, 以消除这种畸变波形。

2.4.3 三相半控桥式整流电路

具有续流二极管的三相半控桥式整流电路表示在图 2.16(a)。在 $\omega L \gg R$ 情况下, 可忽略负载电流的脉动。晶闸管的脉冲互差 $120^\circ (2\pi/3)$ 。三个晶闸管为共阴极接法, 三个整流管为共阳极接法。

现假定触发角为 α , 如图 2.16(b)所示。因此在 $\omega t = \frac{\pi}{6} + \alpha$ 时刻触发 a 相 T_1 管导通时, 必然是 c 相整流管 D_1

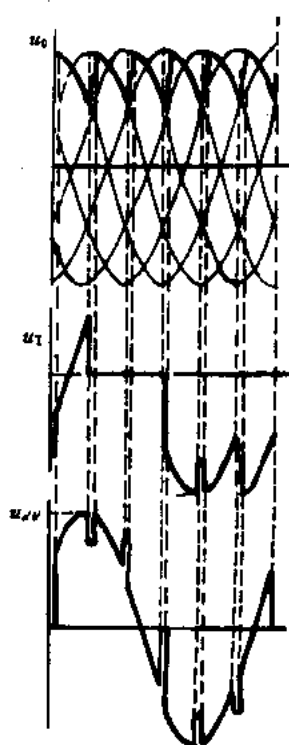
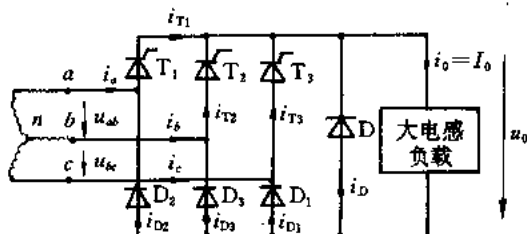
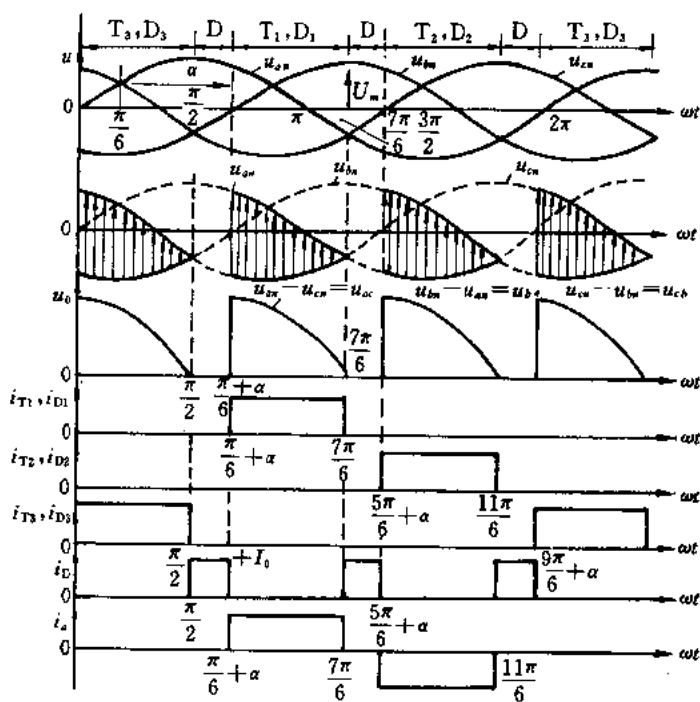


图 2.15 考虑换相过程影响时的波形(三相全控桥)

导通,因为此时 c 相电位最低,于是 u_{ac} 出现在负载上,负载电流(i_o)通过 T_1 和 D_1 管流通,直至 $\omega t = \frac{7\pi}{6}$ 为止,此时 $u_{ac} = 0$ 。过后, T_1 管加上反压(此时 u_{ac} 变负),续流二极管 D 导通,负载电流转到 D 管。若无续流二极管, T_1 管导通时间要一直延续到 b 相 T_2 管被触发导通为止,因此,在 $\frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} + \alpha$ 期间,负载电流自动地通过 T_1 和 D_2 管续流。



(a)



(b)

图 2.16 三相半控桥式整流电路及其波形(带续流二极管)

(a) 电路; (b) 波形($\omega L \gg R$)

在 $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$ 时, b 相 T_2 管被触发导通,同时 a 相整流管 D_2 也导通,于是 u_{ba} 电压加到负载上,同时续流二极管 D 被加上反向电压而关断,负载电流 i_o 通过 T_2 和 D_2 管流通,

直至 $\omega t = \frac{11\pi}{6}$ 为止, 此时 $u_{ba} = 0$ 。过后, T_2 管加上反向电压 (u_{ba} 变负), 续流二极管 D 又导通, 负载电流转到 D 管。

同理, 分析可知, c 相 T_3 管在 $\omega t = \frac{9\pi}{6} + \alpha$ 时刻导通, 一直持续到 $\omega t = \frac{5\pi}{2}$ 。在这期间 u_{cb} 电压出现在负载上。其它分析同上。

当触发角 $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时, 每一个晶闸管导电角均为 $\frac{2\pi}{3}$, 续流二极管就始终不导通。

现把三相交流电源的相电压表示为

$$\begin{aligned}u_{an} &= U_m \sin \omega t \\u_{bn} &= U_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\u_{cn} &= U_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)\end{aligned}$$

那么线电压为

$$\begin{aligned}u_{ac} &= u_{an} - u_{cn} = \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \\u_{ba} &= u_{bn} - u_{an} = \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{5\pi}{6} \right) \\u_{cb} &= u_{cn} - u_{bn} = \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)\end{aligned}$$

对于 $\alpha \geq \frac{\pi}{3}$, 输出电压平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned}U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\&= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{电压断续})\end{aligned} \quad (2.41)$$

$$U = \sqrt{3} U_m \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.42)$$

对于 $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$, 输出电压平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned}U_0 &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\&= \frac{3\sqrt{3}U_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (\text{电压连续})\end{aligned} \quad (2.43)$$

$$U = \sqrt{3} U_m \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.44)$$

比较它们的结果可知, 在 $0 \leq \alpha \leq \pi$ 范围内, 整流输出电压的计算公式是一样的, 显然, 该公式对于阻性负载也是合适的。

三相半控桥式整流电路的性能比三相半波整流电路优越之处有:

(1) 网侧功率因数高。

(2) 变压器绕组中不存在直流磁化问题。

其工作过程的波形示于图 2.16(b)。

2.4.4 三相全控桥式整流电路

三相全控桥式整流电路在工业领域获得广泛的应用。其电路表示在图 2.17(a)。将三相半控桥式整流电路中的三个整流管换成晶闸管就构成三相全控桥式整流电路。 T_1, T_3 和 T_5 三个晶闸管按共阴极联结, T_2, T_4 和 T_6 三个晶闸管按共阳极联结。这 6 个晶闸管的触发次序按 6—1—2—3—4—5—6 的顺序循环进行, 而且 6 个晶闸管的触发脉冲要互差 60° 。欲使电源接通到负载上, 任何时刻都必需有两个晶闸管同时导通, 因此每个触发脉冲

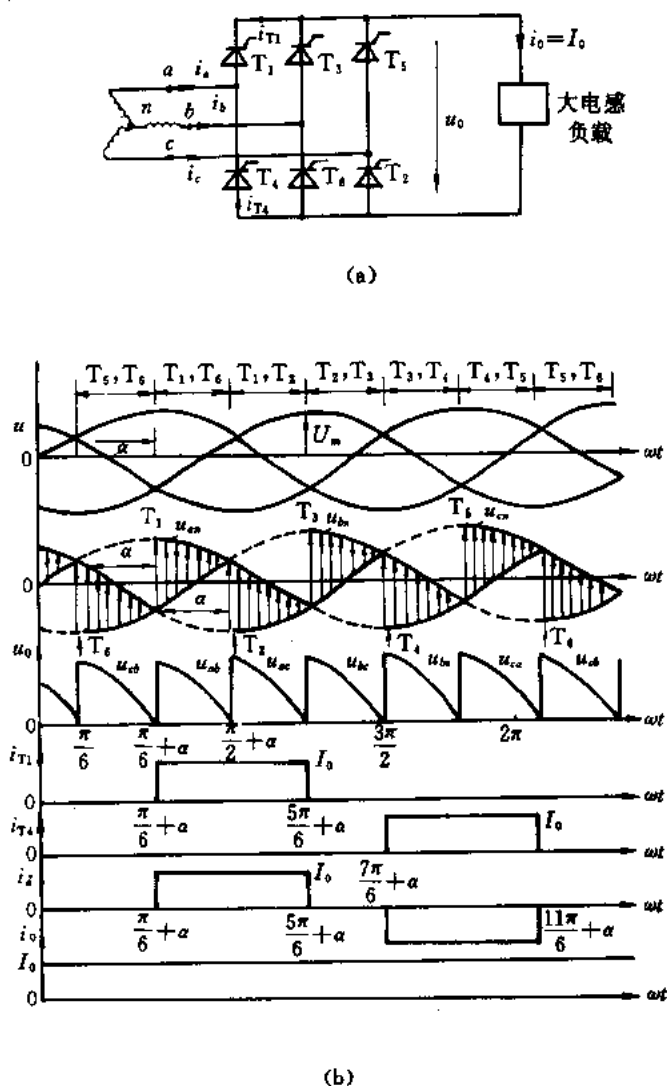


图 2.17 三相全控桥式整流电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形 ($\omega L \gg R$)

的宽度要延续超过六分之一电源周期;或是采用双脉冲触发方式,即每发一个触发脉冲之后,间隔 60° 再发一个脉冲。因为同组晶闸管的触发脉冲的相位差相差 120° ,所以晶闸管最大导电角 θ 为 120° 。而且,每隔 60° 就有一次换相,所以其整流输出电压的脉动频率是电源频率的 6 倍,即 $6f$ (六脉波)。

下面针对 $\omega L \gg R$ 情况进行分析。

在 $\omega t = \left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$ 以前,共阳极组的 T_6 管已导通,这时触发 T_1 管导通。因此,在 $\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)$ 期间, T_1 和 T_6 管同时导通, u_{ab} 电压加在负载上。

在 $\omega t = \left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)$ 时刻,点燃共阳极组的 T_2 管, T_6 管被加上反向电压而关断。因此,在 $\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right)$ 期间 T_1 和 T_2 管同时导通, u_{ac} 电压加在负载上。

在 $\omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha$ 时刻,点燃共阴极组的 T_3 管, T_1 管被加上反向电压而关断。因此,在 $\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) \leq \omega t \leq \left(\frac{7\pi}{6} + \alpha\right)$ 期间, T_3 和 T_2 管同时导通, u_{bc} 电压加在负载端。

从前面分析可知,电路中的晶闸管每间隔 60° 换相一次,而同组晶闸管每间隔 120° 换相一次。只要按 61, 12, 23, 34, 45 和 56 顺序导通晶闸管,负载上就能得到如图 2.17(b) 所示的波形 (u_o)。

现将交流电源的相电压表示为

$$\begin{aligned} u_{an} &= U_m \sin \omega t \\ u_{bn} &= U_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_{cn} &= U_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

那么其线电压可表示为

$$\begin{aligned} u_{ab} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ u_{bc} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\ u_{ca} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \end{aligned}$$

整流输出电压的平均值和有效值分别为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} u_{ab} d(\omega t) \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \\ &= \frac{3 \sqrt{3} U_m}{\pi} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned}
 U &= \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} 3U_m^2 \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \sqrt{6} U_m \left(\frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.46)
 \end{aligned}$$

对于感性负载,每个晶闸管的导电角总是 120° ,因为一般负载电流是连续的,对于阻性负载,负载电流可以连续,也可以断续,此处就不再赘述了。三相全控桥式整流电路是二象限变流器。

2.4.5 三相双重变流器

利用两个三相全控桥式整流电路可构成三相双重变流器,如图 2.18(a)所示,其工作波形示于图 2.18(b)。它同单相双重变流器一样,可以工作在四个象限,广泛地应用于大功率可逆传动系统。两个变流器的控制角 α_1 和 α_2 应满足

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1$$

因此,在 $\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1 \right) \leq \omega t \leq \left(\frac{\pi}{2} + \alpha_1 \right)$ 期间,变流器 1 输出端出现 u_{ab} 波形时,变流器 2 输出端就出现 u_{bc} 波形,如图 2.18(b) 中的 u_{o1} 和 u_{o2} 波形所对应的那样。

现将相电压表示为

$$\begin{aligned}
 u_{an} &= U_m \sin \omega t \\
 u_{bn} &= U_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 u_{cn} &= U_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned}$$

则其线电压可表示为

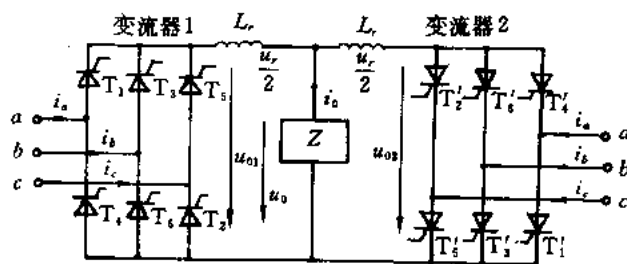
$$\begin{aligned}
 u_{ab} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\
 u_{bc} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 u_{ca} &= \sqrt{3} U_m \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right)
 \end{aligned}$$

因此跨在限流电抗器上的电压为

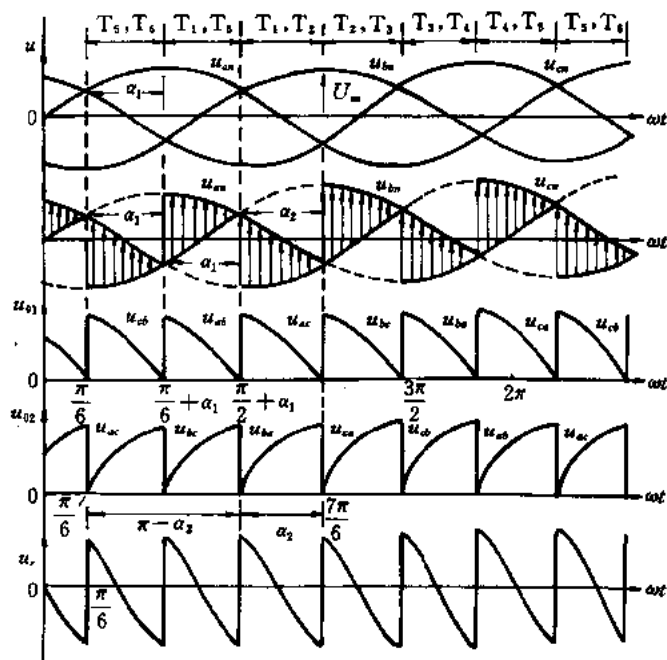
$$\begin{aligned}
 u_r &= u_{o1} - u_{o2} = u_{ab} - u_{bc} \\
 &= \sqrt{3} U_m \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \\
 &= 3U_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \quad (2.47)
 \end{aligned}$$

环流 i_r 可由下式求得

$$\begin{aligned}
 i_r &= \frac{1}{2\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_1}^{\omega t} u_r d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{2\omega L_r} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha_1}^{\omega t} 3U_m \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t)
 \end{aligned}$$



(a)



(b)

图 2.18 三相双重变流器及其波形

(a) 电路; (b) 波形

$$= \frac{3U_m}{2\omega L_r} \left[\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\alpha_1 \right] \quad (2.48)$$

由式(2.48)可知,当 $\alpha_1=0, \omega t=2/3\pi$ 时,环流达到最大值 $(3U_m/2\omega L_r)$ 。在运用双重变流器于直流电机调速时,可有多种方案供选择:

- (1) 有环流可逆系统;
- (2) 逻辑无环流可逆系统;
- (3) 错位环流可逆系统;
- (4) 环流可控有环流可逆系统。

有关这些内容可参阅有关专著,此处就不作介绍了。

现将相控变流器的主要电路及主要特征列于表 2.3 和表 2.4 供参考。至于其它各种整流电路,本书不作介绍,有兴趣的读者可参阅其它有关书籍和文献。

表 2.3 单相晶闸管相控变流器的主要特征

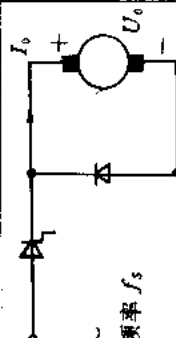
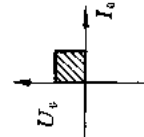
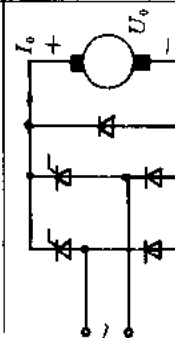
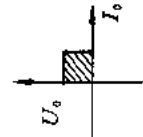
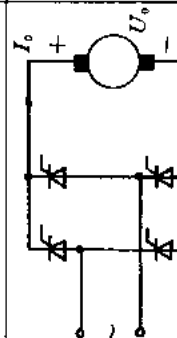
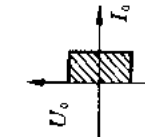
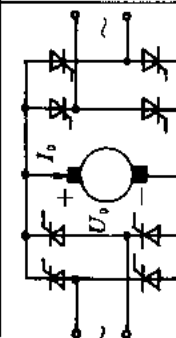
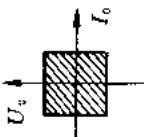
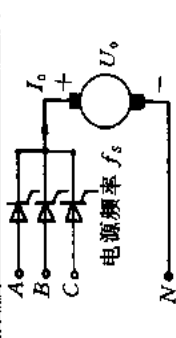
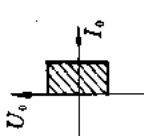
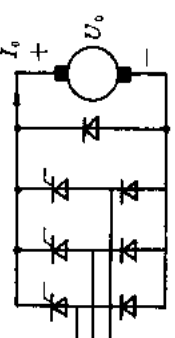
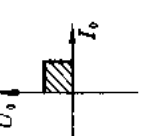
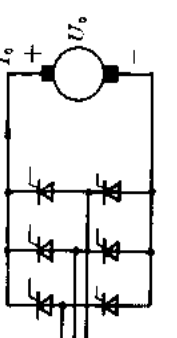
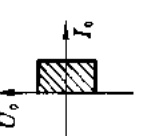
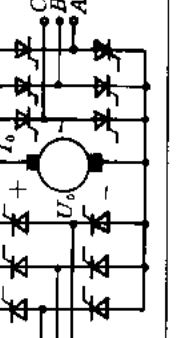
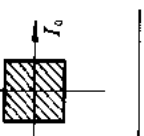
电 路	型 式	脉动频率	工作象限
	半波	f_s	
	半控变流器	$2f_s$	
	全控变流器	$2f_s$	
	双重变流器	$2f_s$	

表 2.4 三相晶闸管相控变流器的主要特征

电 路	型 式	脉动频率	工作象限
	半波	$3f_s$	
	半控变流器	$3f_s$	
	全控变流器	$6f_s$	
	双重变流器	$6f_s$	

2.5 高频整流问题

2.5.1 概述

对于直流电源,为了提高其工作性能,或是为了使直流电源达到小型轻量化的目的,常会遇到高频整流问题。特别对于低压直流电源,这个问题就显得更加突出。其典型例子有,高频逆变式整流焊机电源、高频直流电镀电源、某些计算机电源等。这些电源的效率同整流电路的高频性能关系密切。整流电路在高速开关过程所产生的尖峰干扰及高频振荡将危及开关电源的性能指标。本节只从效率角度讨论一下高频整流问题。

2.5.2 影响高频整流效率的几个问题

(一) 整流管的压降

在低压整流电路中,整流管的稳态压降也是一个问题,采取多只并联的办法可能是一种出路。选择压降小的肖特基二极管是一种更为有效的办法。然而尤其要注意的是,整流管正向恢复特性引起的正向动态压降,可能高达几伏至几十伏。因此,为减少这部分的压降,应选择正向峰值压降小的器件。

(二) 线路压降的影响

在低压大电流情况下,交流通道上高频电流所产生的压降是不能忽视,应尽量缩小。采用扁平导线或电磁线以增大导线的表面积,减少集肤效应,可进一步降低导线的压降。

(三) 整流管反向恢复时间(t_r)对整流输出电压的影响

为了更好地说明这个问题,假定双半波整流电路的输入电压为交流方波,如图 2.19 所示。

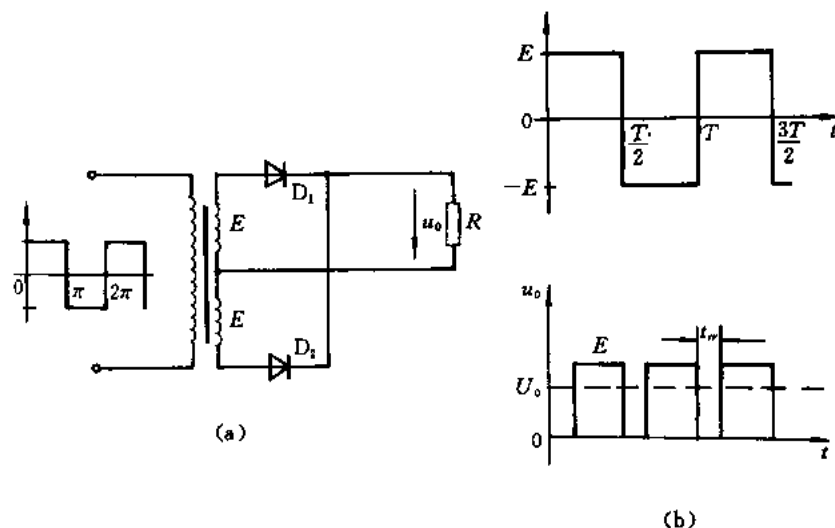


图 2.19 方波输入整流电路及其波形
(a) 电路图; (b) 波形

若 D_1 已导通, 当电源极性反向时, D_2 导通, D_1 管被加上反压, 但因 D_1 管存在反向恢复过程, D_1 管在 t_r 时间内加不上反压, 而在变压器绕阻、 D_1 及 D_2 环路中形成很大的反向恢复电流的流动现象, 致使输出端整流电压降到零, 特别是在变压器的漏抗比较大的情形下尤其如此。根据这种情况, 整流输出电压平均值 U_o 降为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{E \frac{1}{f} - 2Et_r}{T} \\ &= E - 2Et_r f \\ &= E(1 - 2t_r f) \end{aligned} \quad (2.49)$$

式(2.49)表明, 整流输出电压平均值降低程度与 t_r 及 f 有关。整流管 t_r 越长, 或工作频率越高, 输出电压平均值降低得越厉害。为此, 就需通过提高变压比和增大输入功率来维持输出电压, 才能达到预期的要求。因此, 在高频整流电路中使用正向动态峰值压降小、反向恢复时间快的器件是非常重要的。

(四) 变压器绕阻漏抗及铁心损耗的影响

在高频整流情况下, 变压器的铁心形状的选择及绕阻结构的布置都应尽量使漏抗降到最低程度。增大铁心的横截面积, 可以降低绕阻匝数, 因而有利于减少漏抗。在某些情况下, 铁心材料应当选择适合高频工作的高磁密、高导磁率及低损耗材料。目前我国已能生产这种铁心材料, 但价格偏高, 不过使用这种材料有许多好处。只有注意了这些问题, 高频整流电路的效率才能得到提高。

有关高频整流中的其它问题, 读者可参阅其它有关书籍及文献。

2.6 相控整流电路的主要性能指标

尽管各种相控整流电路都能获得直流输出电压, 但其性能差别却很大。因此, 如何评价其优劣是一个很实际的问题。综合国内外的情况, 大概可提出下面几个主要参数作为评价标准。

(一) 电压变换系数 k_u

定义为, 整流输出电压平均值 U_o 与输入相电压峰值 U_m 之比, 即

$$k_u = \frac{U_o}{U_m} \quad (2.50)$$

(二) 纹波系数 RF (ripple factor)

定义为, 输出电压中交流分量有效值与其输出电压平均值之比, 即

$$RF = \frac{U_{ac}}{U_o} \quad (2.51)$$

其中, U_{ac} 可表示为

$$U_{ac} = \sqrt{U^2 - U_o^2}$$

则

$$RF = \sqrt{\left(\frac{U}{U_o}\right)^2 - 1}$$

$$= \sqrt{FF^2 - 1} \quad (2.52)$$

其中, FF (form factor) 为波形系数, 定义为, 输出电压有效值与其平均值之比, 即

$$FF = \frac{U}{U_0} \quad (2.53)$$

(三) 变压器利用系数 TUF (transformer utilization factor)

定义为, 输出直流功率平均值 P_0 与变压器二次侧伏安数 $U_S I_S$ 之比, 即

$$TUF = \frac{P_0}{U_S I_S} \quad (2.54)$$

$$P_0 = I_0 U_0 \quad (2.55)$$

I_0 为整流输出电流平均值; U_S 为变压器二次侧电压有效值; I_S 为变压器二次侧电流有效值。

(四) 输入功率因数 PF (power factor)

定义为, 电源输入功率平均值 P_{AC} 与其视在功率之比, 即

$$PF = \frac{P_{AC}}{S} \quad (2.56)$$

$$S = U_S I_S \quad (2.57)$$

若输入电压为无畸变的正弦波, 那么只有输入电流的基波分量 I_{S1} 影响平均输入功率, 即

$$P_{AC} = U_S I_{S1} \cos \varphi_1 \quad (2.58)$$

式(2.58)中的 φ_1 为输入电压与输入电流基波分量之间的相位角, 称为位移角。而 $\cos \varphi_1$ 被定义为位移因数 DF (displacement factor), 即

$$DF = \cos \varphi_1 \quad (2.59)$$

于是 PF 可表示为

$$\begin{aligned} PF &= \frac{U_S I_{S1} \cos \varphi_1}{U_S I_S} \\ &= \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \varphi_1 \end{aligned} \quad (2.60)$$

其中, $\frac{I_{S1}}{I_S}$ 可定义为畸变因数。

功率因数 PF 是一个重要的参数。对于给定的输入功率, 若功率因数小, 则要求电源提供更大的电流。

(五) 输入电流谐波因数 HF (harmonic factor)

定义为, 除基波电流外的所有谐波电流有效值与基波电流有效值之比, 即

$$HF = \frac{\sqrt{I_S^2 - I_{S1}^2}}{I_{S1}} = \left[\left(\frac{I_S}{I_{S1}} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.61)$$

$$= \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} I_{Sn}^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{I_{S1}} \quad (2.62)$$

其中, I_{Sn} 为第 n 次电流谐波分量(有效值)。

对于工频整流, 一般电源的输入电压能保持正弦波形。然而, 电源的输入电流波形基

本上都是非正弦波,包含了丰富的谐波分量。利用傅里叶级数分解办法可求得各次谐波分量,进而,将 $i(t)$ 表示为

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (2.63)$$

$$= I_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.64)$$

其中

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (2.65)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \sin n\omega t dt \quad (2.66)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T i(t) \cos n\omega t dt \quad (2.67)$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.68)$$

$$\varphi_n = \arctg \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (2.69)$$

利用上述性能参数就能比较科学地评价各种整流电路的性能优劣。至于对装置的评价标准问题,可以再增加一些参数指标,如效率,变流系数等。此处就不再另行说明,读者可参阅有关标准。

2.7 电力公害及其改善措施

2.7.1 简述

如今电力半导体整流装置已获得极其广泛的应用,小到家用的小型整流电源,大至上万安甚至几十万安的大型电解电源。不仅如此,各种逆变装置绝大部分的前级无不带有整流部分。交流电机变频调速的广泛应用,也给电网增加了许许多多的整流负载。这些整流电源基本上都是依靠改变触发角 α 来实现调压或稳压的目的,即所谓相控调压。

这种传统的相控整流电路的网侧电流绝大多数都是非正弦的,如图 2.20 所示。若考虑到换相重叠时,即使是全波带阻性负载的不可控整流电路,网侧电流也有畸变。当不可控整流输出加滤波时,网侧电流为断续脉冲波。因此,相控整流装置相当一个电流谐波发生器。

基于传统相控技术的电力电子装置存在着网侧功率因数低以及投网运行时向电网注入谐波电流两大问题,即通常所说的电力公害。目前,这两个问题也是国内外学者研究的热门课题。

根据网侧功率因数定义:

$$PF = \left(\frac{I_{S1}}{I_S} \right) \cos \varphi_1$$

可知,整流装置的网侧功率因数总是小于 1,即使基波电流与网侧电压是同相的;随着相

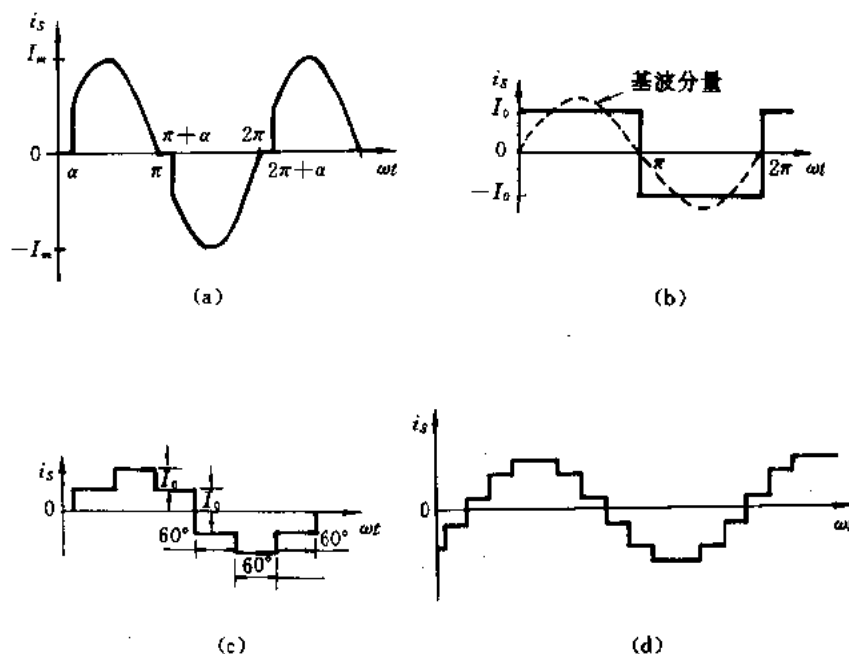


图 2.20 各种整流电路的网侧电流波形

- (a) 单相全控(纯阻, $\alpha \neq 0$); (b) 单相全控($\omega L \gg R$);
(c) 三相全控($\omega L \gg R$); (d) 十二脉波整流($\omega L \gg R$)

控角的增大,网侧功率因数还将随之减小,这些都将给电网带来了如下的坏处:

- (1) 增加了电网的无功损耗与线路压降,严重时,将造成局部网络电压的波动。
- (2) 引起了电网的谐波损耗。
- (3) 这些谐波电流在传输线上流动将引起传导和射频干扰,造成对它敏感的电子仪器和设备、继电器以及通信线路等的谐波干扰危害,特别对当今计算机的普及应用是一种威胁。

因此,采取措施,抑制以至消除这些电力公害是电力电子技术领域中一项重要的研究课题,需要综合治理,各国研究人员对此都进行了大量的研究,如无源及有源滤波、静止无功补偿器等。

下面就 AC/DC 变流器本身所能进行的工作作些讨论,以拓宽思路。

2.7.2 网侧电流谐波的抑制技术

传统的抑制网侧谐波电流的办法如下:

- (1) 在整流装置的输入侧附设有针对性的滤波器,如图 2.21 所示。
- (2) 在网侧投入无功补偿装置,如图 2.22 所示。由于新型电力半导体器件的问世及部分商品化,如 IGBT 和 MCT,为由逆变器吞吐几百千乏无功的动态无功补偿装置的实用化提供了条件。对于兆乏级无功功率发生装置,可使用 GTO 器件组成的多台逆变器并联运行来实现无功容量的扩大,并同时使装置输出侧的电压波形接近正弦波。

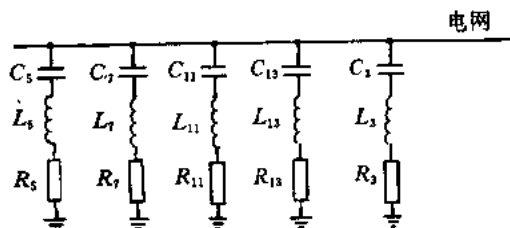


图 2.21 网侧滤波器

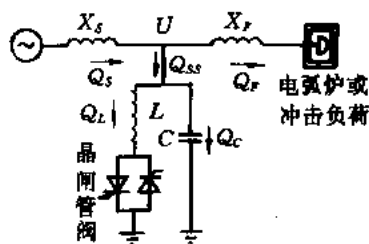


图 2.22 静止无功补偿装置

- (3) 增加整流相数, 可得如图 2.20(d) 所示波形, 网侧电流更加接近正弦波。
- (4) 尽量设法让整流装置运行在 α 比较小的状况下。
- (5) 利用多重化技术进行波形叠加, 以消除某些低次谐波。
- (6) 利用有源滤波技术。

目前由于场控高频自关断器件的迅速发展, 可以借助它以达到减少网侧谐波电流的目的。其基本思想是, 放弃传统的相控整流方案, 代之以高频调制原理, 然后通过适当的控制策略, 使网侧电流遵循正弦波变化规律。这就是新一代整流电路(高功率因数变流器)所依据的工作原理。

(一) 单相不可控整流电路网侧谐波电流抑制技术

对于不可控整流电路, 其输出端通常接有大电容滤波器, 这时整流电路的输入端电流波形呈断续脉冲状, 如图 2.23(a) 所示。为解决这个问题, 可在不可控整流电路输出端再加上一个升压斩波电路, 同时配以适当的控制, 可获得如图 2.23(b) 和 (c) 所示的网侧电流波形, 其中采用电压和电流双闭环控制策略的网侧电流波形已非常接近正弦形。这种技术已在电子镇流器和小型开关电源中实施, 使得电子镇流器的网侧电流三次谐波含量从传统的 75% 降到 7%, 网侧功率因数从原先的 0.7 左右提高到 0.998; 200W, 100kHz 的开关电源的网侧功率因数也达到 0.998, 而网侧电流波形接近正弦波(可利用专用控制模块 ML4812 加以实现)。

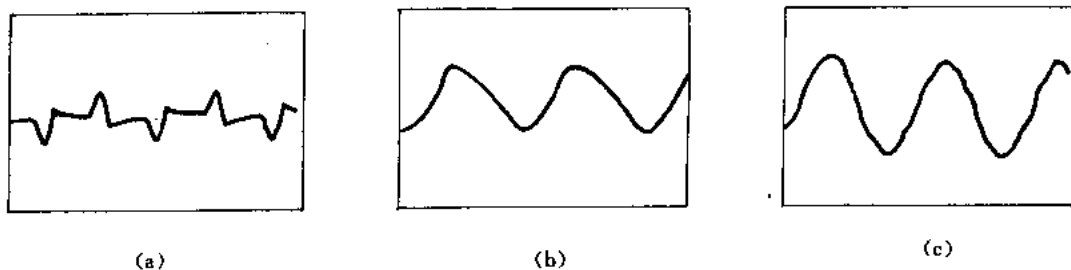


图 2.23 整流电路的网侧电流波形比较

- (a) 传统的不可控整流电路的;
- (b) 增加升压斩波电路和电压闭环的;
- (c) 增加升压斩波电路和电流与电压双闭环的

(二) 三相可控整流电路网侧电流谐波的抑制技术

当三相可控整流电路中的开关器件采用自关断器件,如 IGBT,并使调制频率提高到 $10\sim 20\text{kHz}$,通过适当的控制策略,则可大幅度地削减网侧电流中的谐波成分,而使其波形接近正弦波。其原理电路示于图 2.24(a)。其工作原理简述如下:若一相的上桥臂和另一相的下桥臂导通,则该工作状况等同于 buck(降压)电路;若一个桥臂中,上下开关管同时导通,则电路工作状况相当于 buck 电路中续流二极管起作用的情形[图 2.24(b)]。该电路的输出电压可在 $0\sim 0.866U_m$ 范围内改变,而且其功率因数可整定在接近 1 的状态。

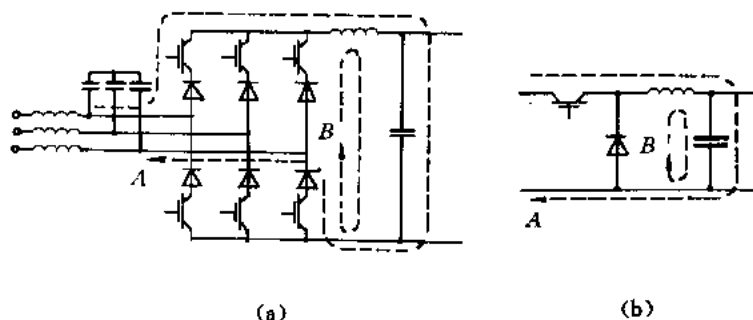


图 2.24 高频调制的降压整流电路原理图及等值 buck 电路
(a) 电路原理图; (b) 等值 buck 电路

(三) 整流管与电容的组合方法

利用这个办法,可使网侧电流变成接近连续的阶梯波,也能在一定程度上达到抑制网侧电流谐波的目的。

上述方法目前还限于中小功率领域,但有着很大的发展潜力,值得研究和开发。

2.7.3 改善功率因数的措施

利用场控自关断器件 IGBT,可以实现下面几种改善功率因数的办法,其电路图表示在图 2.25,其中 T_1, T_2, T_3 和 T_4 均可使用 IGBT,但都需串入整流管。

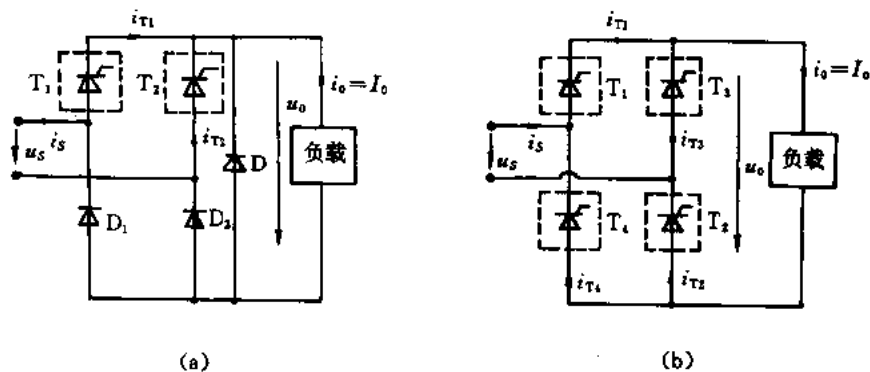


图 2.25 自关断器件构成的整流电路
(a) 单相半控桥; (b) 单相全控桥

(一) 熄灭角的控制

这种方法总是保证开关器件在电源电压过零时被激励, 然后通过控制熄灭角 β 来达到改变整流输出电压的目的。从波形[图 2.26(a)或(b)]中很容易看出, 网侧电流中的基波电流分量领先于电源电压一个相角, 从而补偿了电网中的滞后无功。

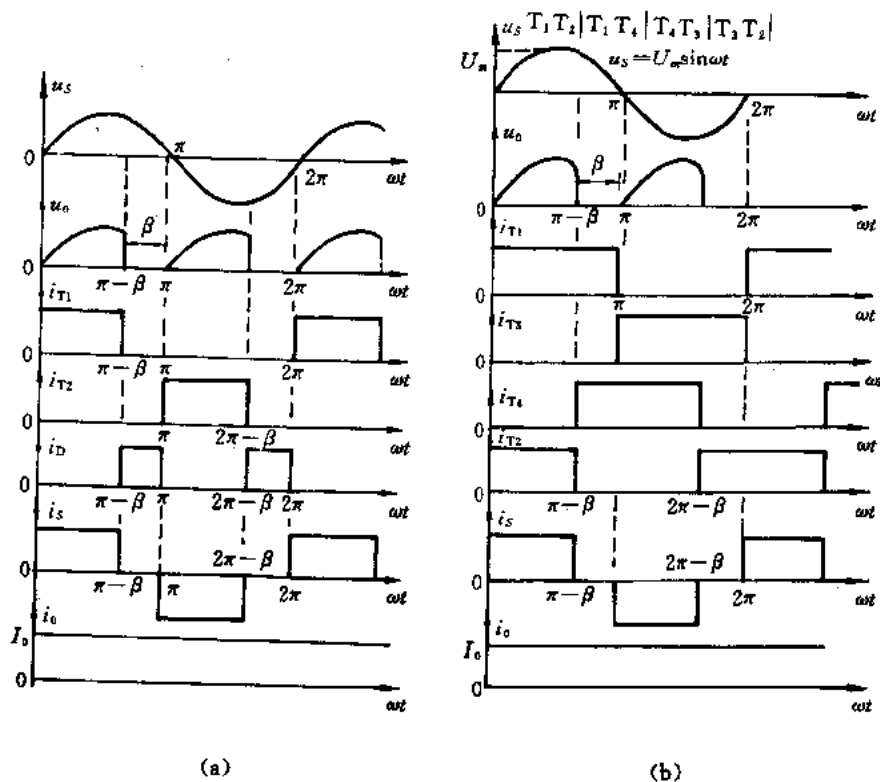


图 2.26 熄灭角控制时的波形

(a) 半控桥; (b) 全控桥

对于半控桥电路, T_1 和 T_2 分别在 $\omega t=0$ 和 $\omega t=\pi$ 时导通, 在 $\omega t=\pi-\beta$ 和 $\omega t=2\pi-\beta$ 时使其关断。而 D_1 和 D_2 也会自动地在相应的时刻导通和关断。

对于全控桥电路, 在感性负载时, 还应当有一段时间使 T_1 和 T_4 以及 T_2 和 T_3 同时导通, 因此器件导通顺序应当是 1, 2—1, 4—4, 3—3, 2—1, 2。

根据波形可以很容易求出输出电压的平均值和有效值为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi-\beta} U_m \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \beta) \end{aligned} \quad (2.70)$$

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \beta + \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.71)$$

(二) 对称角的控制

利用图 2.25(a)和(b)可以实现对称角的控制。对于图 2.25(a)开关的控制总是保证:

T_1 在 $\omega t = (\pi - \beta)/2$ 时导通, 在 $\omega t = (\pi + \beta)/2$ 时关断; 而 T_2 在 $\omega t = (3\pi - \beta)/2$ 时导通, 在 $\omega t = (3\pi + \beta)/2$ 时关断。然后通过改变 β 角来改变整流输出电压, 如图 2.27 所示。这样一来, 网侧电流的基波电流分量总是与电源电压同相, 即位移因数为 1, 从而明显地提高了功率因数, 但谐波因数可能变大。

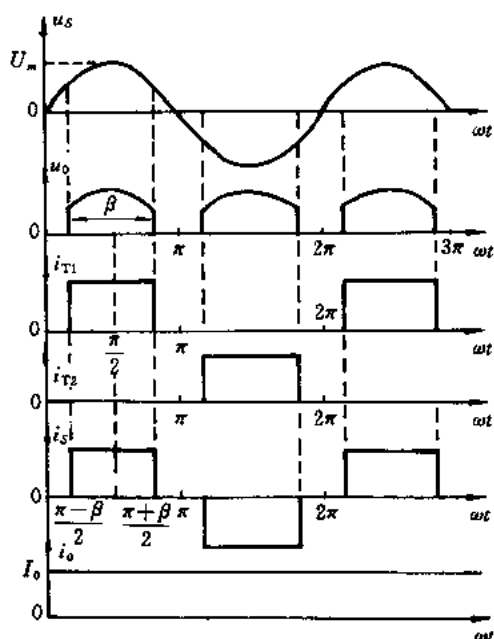


图 2.27 对称角控制时的波形

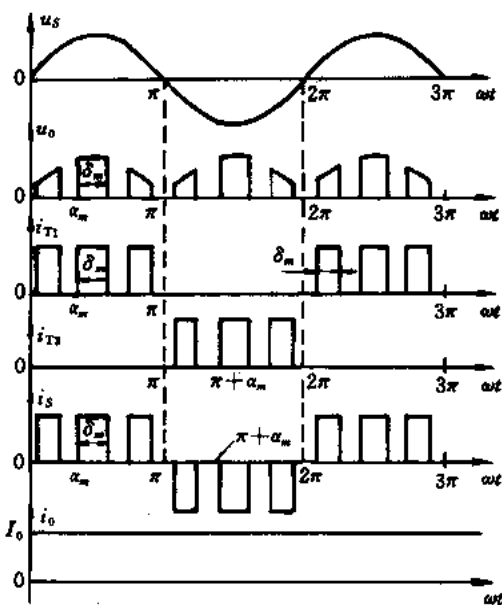


图 2.28 利用脉宽调制时的波形(PWM)

(三) 脉宽调制技术(PWM)

对于上述两种控制方法, 每一个半周只有一个脉冲, 因此最低次谐波是三次, 滤除三次谐波比较困难。采用脉宽调制技术, 就可以做到每一个半周有几个脉冲, 甚至数百个脉冲, 这样一来, 某些低次谐波就可以得到消除, 这可通过选择每半周的脉冲个数来实现。增加每半周的脉冲数会增加高次谐波的幅值, 但高次谐波却容易滤除。也就是说, 利用脉宽调制技术, 既可以提高网侧功率因数, 又可以降低或消除网侧电流中的低次谐波。输出电压的改变, 可以通过改变脉冲宽度来达到目的。

其工作波形示于图 2.28。根据波形可求得输出电压的平均值为

$$U_o = \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} U_m \sin \omega t d(\omega t) \right] \\ = \frac{U_m}{\pi} \sum_{m=1}^p [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)] \quad (2.72)$$

式中 p 为电源半周内的脉冲个数;

α_m 为第 m 脉冲的起始导通角;

δ_m 为第 m 脉冲的导电角(通常 δ_m 为常量)。

若负载电流平均值为 I_o , 且忽略其脉动, 则网侧电流 $i_s(t)$ 可表示为

$$i_s(t) = I_0 + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2.73)$$

由网侧电流 i_s 的波形可知, i_s 中不含有偶次谐波和直流分量, 即

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_0 \cos n\omega t d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_0 \cos n\omega t d(\omega t) \right] = 0 \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sin n\omega t d(\omega t) \\ &= \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_0 \sin n\omega t d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_0 \sin n\omega t d(\omega t) \right] \\ &= \frac{2I_0}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)] \end{aligned}$$

所以式(2.73)又可表示为

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (2.74)$$

其中

$$I_n = \frac{(a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}}}{\sqrt{2}}, \quad \varphi_n = \arctg\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$$

(四) 正弦脉宽调制(SPWM)

应用 PWM 调制技术所获得脉宽一般是等宽的, 实施起来是比较方便的, 但网侧电流谐波含量仍较大。若将所期望的正弦波同等腰三角波进行比较, 所获得的脉冲宽度是不等宽的, 而且其宽度变化符合正弦函数变化规律, 如图 2.29 所示。这样的脉冲信号称为正弦

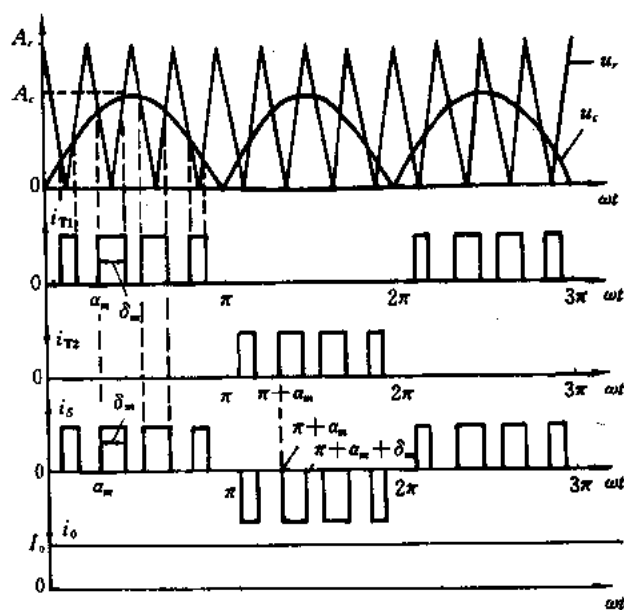


图 2.29 利用正弦脉宽调制时的波形(SPWM)

脉宽调制信号。利用这样的信号去激励单相整流电路中的开关元件,若负载电流是恒定的,则网侧电流波形也是一个正弦脉宽调制波形。

对于这样的波形可以证明,当半周脉冲数为 p 时,则 $2p-1$ 次以下的谐波能被消除或得到有效的抑制。只要器件的开关频率允许,提高 p 对于抑制谐波是非常有效的。欲想改变脉冲宽度,只要改变调制波(正弦波)的幅值,或调制因子 M 。调制因子定义为

$$M = \frac{A_c}{A_r} \quad (2.75)$$

而通过改变载波(三角波)的频率,即能改变半周的脉冲个数。由图 2.29 波形可以看出,网侧电流的基波分量仍与电源电压同相,即位移因数 $DF=1$,这就明显地改善了功率因数。同时还能使网侧电流中的谐波得到有效的抑制或消除。

(五) 其它

从上面讨论可以看到,利用高频大容量场控自关断器件实施以脉宽调制技术,可以在很大程度上同时解决提高网侧功率因数和减少网侧谐波电流的问题。我们需大力开展这方面的工作,以实现整流电源的更新换代。

思考与练习二

2.1 在相控整流电路中,试以单相半控桥电路(纯阻负载)为例,说明晶闸管关断过程,并指出其上所加反压的时间。

2.2 为什么可控整流电路的输出端不能直接并接滤波电容?那么合理的滤波形式应是什么样子?

2.3 为什么相控整流电路中($\alpha \neq 0$),网侧电流的基波分量是滞后于网侧电压的?

2.4 如图题 2.4 所示,当晶闸管未导通时,两只晶闸管按什么原则分配电压?在开通过程又是按什么原则分配电压?

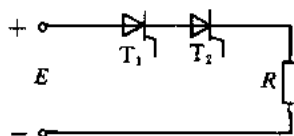


图 题 2.4

2.5 如图题 2.5 所示,当 $\alpha=120^\circ$ 时,晶闸管电压和电流容量至少选多大?(注: I_o 为输出电流平均值)

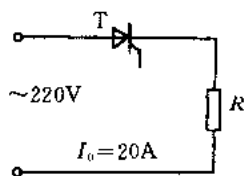


图 题 2.5

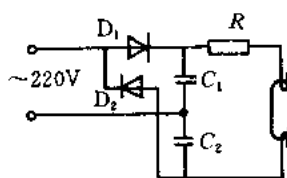


图 题 2.6

2.6 若日光灯的启辉电压为 600V, 图题 2.6 所示电路能否使日光灯正常启辉? 并说明为使电容上获得 600V 直流输出电压, 整流管的耐压应选多大?

2.7 试以三相半波可控整流电路(电阻负载)为例, 画出在 $\alpha=30^\circ$ 并考虑换相重叠影响时, 整流电路输入端的线电压以及晶闸管上的电压波形。

2.8 以单相半波可控整流电路(感性负载)为例, 试求导电角 $\theta=120^\circ$ 时, 触发角 α 同阻抗角 φ 之间的关系。

2.9 请说明整流电路工作在有源逆变时所必需具备的条件。

2.10 在三相全控桥整流电路中, 若采用单脉冲触发时, 试问其触发脉冲宽度至少多宽? 为什么?

2.11 在高频低压大电流整流电路(图题 2.11)中, 选择下面哪一种电路好? 为什么?

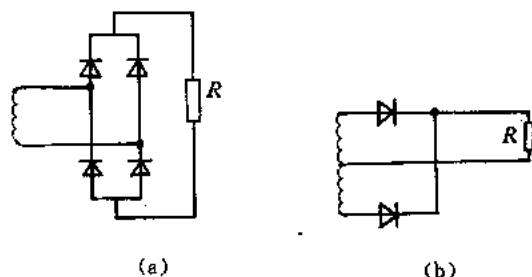


图 题 2.11

2.12 我们所谈论的“电力公害”是指什么? 并简述改善的措施。

2.13 在相控整流电路(图题 2.13)中, 图示给出的交流输入电压和电流之间的相位差 θ 代表什么含义?

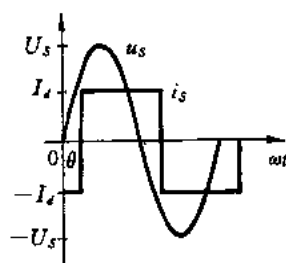


图 题 2.13

2.14 若电流波形为缺角正弦波, 如图题 2.14 所示, 求其三、五和七次电流谐波有效值?

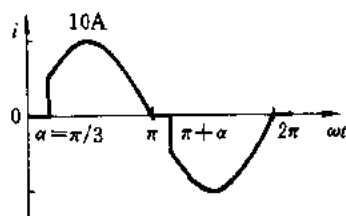


图 题 2.14

2.15 如图题 2.15 所示,当 T_1 管的触发角为 α_1 , T_2 管的触发角为 α_2 时,画出 T_1 管上的电压波形。并给出 T_1 管加反电压的时间。

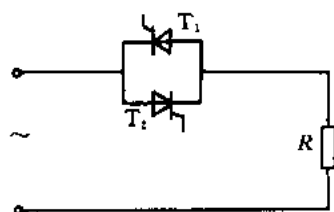


图 题 2.15

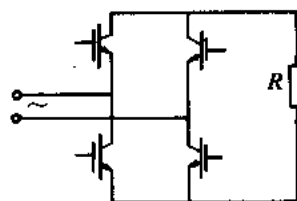


图 题 2.16

2.16 试问图题 2.16 所示的 IGBT 单相全控桥整流电路能否正常工作? 为什么? 并说明,若使其正常工作应采取什么措施。

2.17 综述抑制相控整流电路网侧电流谐波的措施。

2.18 综述改善相控整流电路网侧功率因数的措施。

2.19 简述双重变流器构成的原则。

2.20 为什么有环流的双重变流器的动态响应快?