

## 第一章

↓  
答案 1.1 电力技术、电子技术和电力电子技术三者所涉及的技术内容和研究对象是什么？三者的技术发展和应用主要依赖什么电气设备和器件？

答：电力技术涉及的技术内容：发电、输电、配电及电力应用。其研究对象是：发电机、变压器、电动机、输配电线路等电力设备，以及利用电力设备来处理电力电路中电能的产生、传输、分配和应用问题。其发展依赖于发电机、变压器、电动机、输配电系统。其理论基础是电磁学(电路、磁路、电场、磁场的基本原理)，利用电磁学基本原理处理发电、输配电及电力应用的技术统称电力技术。电子技术，又称为信息电子技术或信息电子学，研究内容是电子器件以及利用电子器件来处理电子电路中电信号的产生、变换、处理、存储、发送和接收问题。其研究对象：载有信息的弱电信号的变换和处理。其发展依赖于各种电子器件（二极管、三极管、MOS管、集成电路、微处理器电感、电容等）。

电力电子技术是一门综合了电子技术、控制技术和电力技术的新兴交叉学科。它涉及电力电子变换和控制技术，包括电压（电流）的大小、频率、相位和波形的变换和控制。研究对象：半导体电力开关器件及其组成的电力开关电路，包括利用半导体集成电路和微处理器芯片构成信号处理和控制系统。电力电子技术的发展和应用主要依赖于半导体电力开关器件。

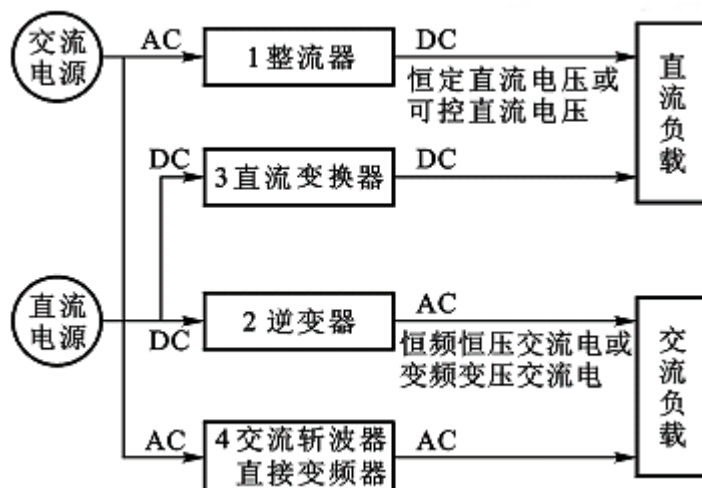
↓  
答案 1.2 为什么三相交流发电机或公用电网产生的恒频、恒压交流电，经电压、频率变换后再供负载使用，有可能获得更大的技术经济效益？

答：用电设备的类型、功能千差万别，对电能的电压、频率、波形要求各不相同。为了满足一定的生产工艺和流程的要求，确保产品质量、提高劳动生产率、降低能源消耗、提高经济效益，若能将电网产生的恒频、恒压交流电变换成为用电负载的最佳工况所需要的电压、频率或波形，有可能获得更大的技术经济效益。

例如：若风机、水泵全部采用变频调速技术，每年全国可以节省几千万吨以上的煤，或者可以少兴建上千万千瓦的发电站。若采用高频电力变换器对荧光灯供电，不仅电-光转换效率进一步提高、光质显著改善、灯管寿命延长3~5倍、可节电50%，而且其重量仅为工频电感式镇流器的10%。高频变压器重量、体积比工频变压器小得多，可以大大减小钢、铜的消耗量。特别在调速领域，与古老的交流机组相比，在钢铜材消耗量、重量、体积、维护、效率、噪音、控制精度和响应速度等方面优势明显。

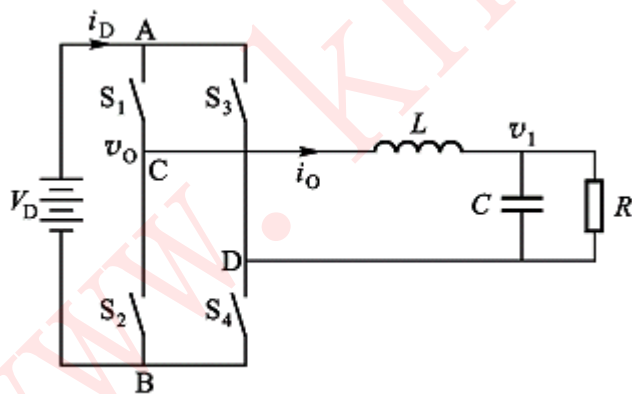
↓  
答案 1.3 开关型电力电子变换有哪四种基本类型？

答：有如下四种电力变换电路或电力变换器，如图所示：



- 交流 (A.C) — 直流 (D.C) 整流电路或整流器；
- 直流 (D.C) — 交流 (A.C) 逆变电路或逆变器；
- 直流 (D.C) — 直流 (D.C) 电压变换电路，又叫直流斩波电路、直流斩波器；
- 交流 (A.C) — 交流 (A.C) 电压和/或频率变换电路：仅改变电压的称为交流电压变换器或交流斩波器，频率、电压均改变的称为直接变频器。

1.4 图 1.6(a) 所示的开关电路实现 DC-AC 逆变变换的基本原理是什么？从开关电路的输出端 CD 能否直接获得理想的正弦基波电压？直流电源输出到开关电路输入端 AB 的直流电流是否为无脉动连续的直流电流？



(a) 基本逆变电路

答：1 DC/AC 逆变电路的可以采用三种控制方案：

A、180° 方波；B、小于 180° 单脉冲方波；C、PWM 控制。基本原理分别如下：

A 180° 方波。当要求输出交流电的频率为  $f$  时，在半周期  $T/2 = 1/2f$  内使 S1、S4 导通，S2、S3 阻

断，则逆变电路输出电压  $v_o = v_{CD} = +V_D$ ；令随后的  $T/2$  时间内 S2、S3 导通，S1、S4 阻断，则逆变

电路输出电压为负的电源电压 $(-V_D)$ 。因此 $v_o$ 是频率为 $f$ 、幅值为 $V_D$ 的交流方波电压,如图 1.6(b)

所示。对 $v_o$ 进行傅立叶分解,得到其基波电压有效值为 $V_1 = 4V_D / \sqrt{2\pi} = 2\sqrt{2}V_D / \pi$ ,大小取决于直

流电源的电压;基波角频率 $\omega = 2\pi f = 2\pi / T$ ,取决于开关的工作频率。其中含有大量的高次谐波经

LC 滤去后,负载可获得正弦交流基波电压 $u_1$ 。

B 小于 $180^\circ$  单脉冲方波。类似 $180^\circ$  方波控制,但是仅在半周的一部分时间 $T_m$ 内让相应的开关导通,

则 $v_o(t)$ 将是导电时间小于 $T/2$ ,导电宽度角 $\theta$ 小于 $\pi$ 的矩形波,如图 1.6(c)所示进行傅立叶分解,

得到基波电压有效值为 $V_1 = \frac{4V_D}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \sin \frac{\theta}{2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \cdot \sin \frac{\theta}{2}$  或  $V_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \sin(\pi T_m / T)$ 。显然,

控制导通时间可以控制输出电压基波大小,而输出电压的频率 $f$ 仍取决于开关工作频率。

C 若采用高频开关 PWM 控制策略,则交流输出电压 $v_o$ 为图 1.6(d)所示的脉冲宽度调制(PWM)的交流

电压,输出电压波形 $v_o$ 更接近正弦波且其中谐波电压的频率较高,只需要很小的 LC 滤波就可得到正弦化的交流电压。其性能远优于单脉波的方波逆变方案。

2 不能直接获得理想的正弦基波电压。

3 是有脉动非连续的直流电流。

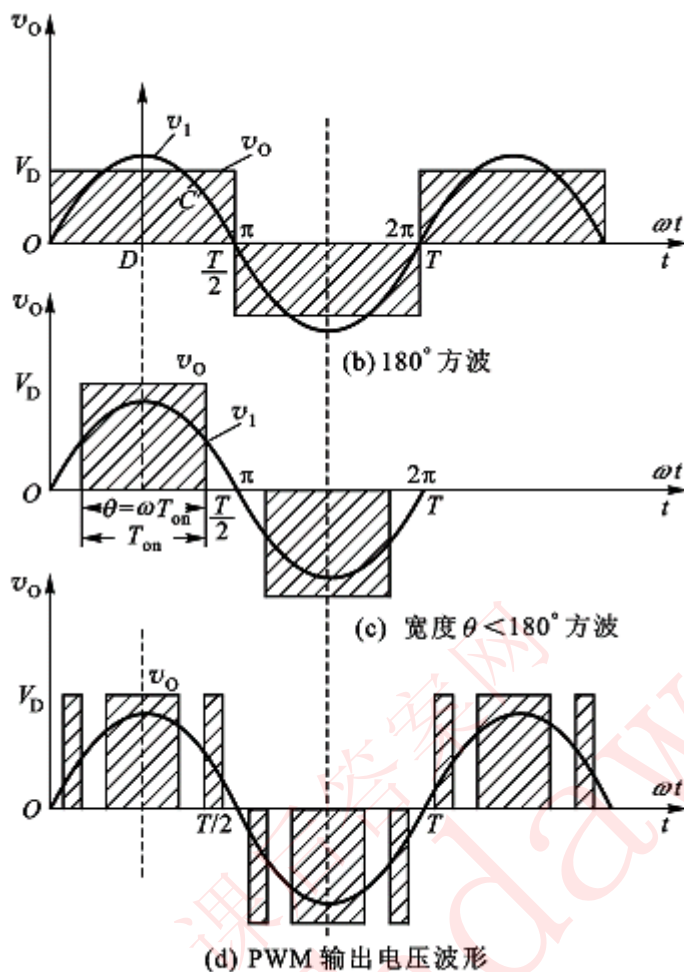


图1.6 基本逆变电路及波形

↓  
答案

1.5 开关型电力电子变换器有那些基本特性？

答：（1）变换器的核心是一组开关电路，开关电路输出端电压和开关电路输入端电流都不可能是理想的直流或无畸变的正弦基波交流，含有高次谐波。

（2）要改善变换电路的输出电压和输入电流的波形，可以在其输出、输入端附加 LC 滤波电路；但是最有效方法是采用高频 PWM 控制技术。

（3）电力电子变换器工作时，开关器件不断进行周期性通、断状态的依序转换，为使输出电压接近理想的直流或正弦交流，一般应对称地安排一个周期中不同的开关状态及持续时间。因此对其工作特性的常用分析方法或工具是：开关周期平均值（状态空间平均法）和傅立叶级数。

↓  
答案

1.6 开关型电力电子变换器有哪两类应用领域？

答：按功能可分为两大应用领域：

（1）开关型电力电子变换电源或简称开关电源。由半导体开关电路将输入电源变换为另一种电源给负载供电。这一类应用现在已经十分广泛。

（2）开关型电力电子补偿控制器。它又分为两种类型：电压、电流（有功功率、无功功率）补偿控制器和阻抗补偿控制器。它们或向电网输出所要求的补偿电压或电流，或改变并联接入、串联接入交流电网的等效阻抗，从而改善电力系统的运行特性和运行经济性。这类应用将导致电力系统的革命并推动电力电子技术的继续发展。



## 2.1 说明半导体 PN 结单向导电的基本原理和静态伏-安特性。

答：PN 结——半导体二极管在正向电压接法下（简称正偏），外加电压所产生的外电场  $E_e$  与内电场  $E_i$  方向相反，因此 PN 结的内电场被削弱。内电场  $E_i$  所引起的多数载流子的漂移运动被削弱，多数载流子的扩散运动的阻力减小了，扩散运动超过了反方向的漂移运动。大量的多数载流子能不断地扩散越过交界面，P 区带正电的空穴向 N 区扩散，N 区带负电的电子向 P 区扩散。这些载流子在正向电压作用下形成二极管正向电流。二极管导电时，其 PN 结等效正向电阻很小，管子两端正向电压降仅约 1V 左右（大电流硅半导体电力二极管超过 1V，小电流硅二极管仅 0.7V，锗二极管约 0.3V）。这时的二极管在电路中相当于一个处于导通状态（通态）的开关。PN 结——半导体二极管在反向电压接法下（简称反偏）外加电压所产生的外电场  $E_e$  与原内电场  $E_i$  方向相同。因此外电场使原内电场更增强。多数载流子（P 区的空穴和 N 区的电子）的扩散运动更难于进行。这时只有受光、热激发而产生的少数载流子（P 区的少数载流子电子和 N 区的少数载流子空穴）在电场力的作用下产生漂移运动。因此反偏时二极管电流极小。在一定的温度下，二极管反向电流  $I_R$  在一定的反向电压范围内不随反向电压的升高而增大，为反向饱和电流  $I_S$ 。因此半导体 PN 结呈现出单向导电性。其静态伏-安特性曲线如左图曲线①所示。但实际二极管静态伏-安特性为左图的曲线②。二极管正向导电时必须外加电压超过一定的门坎电压  $V_D$ （又称死区电压），当外加电压小于死区电压时，外电场还不足以削弱 PN 结内电场，因此正向电流几乎为零。硅二极管的门坎电压约为 0.5V，锗二极管约为 0.2V，当外加电压大于  $V_D$  后内电场被大大削弱，电流才会迅速上升。二极管外加反向电压时仅在当外加反向电压  $V_R$  不超过某一临界击穿电压值  $V_{BR}$  时才会使反向电流  $I_R$  保持为反向饱和电流  $I_S$ 。实际二极管的反向饱和电流  $I_S$  是很小的。但是当外加反向电压  $V_R$  超过  $V_{BR}$  后二极管被电击穿，反向电流迅速增加。



## 2.2 说明二极管的反向恢复特性。

答：由于 PN 结间存在结电容  $C$ ，二极管从导通状态（ $C$  很大存储电荷多）转到截止阻断状态时，PN 结电容存储的电荷  $Q$  并不能立即消失，二极管电压仍为  $V_D \approx 1 \sim 2V$ ，二极管仍然具有导电性，在反向电压作用下，反向电流从零增加到最大值，反向电流使存储电荷逐渐消失，二极管两端电压  $V_D$  降为零。这时二极管才恢复反向阻断电压的能力而处于截止状态，然后在反向电压作用下，仅流过

很小的反向饱和电流  $I_s$ 。因此，二极管正向导电电流为零后它并不能立即具有阻断反向电压的能力，必须再经历一段反向恢复时间  $t_{rr}$  后才能恢复其阻断反向电压的能力。

↓  
答案

2.3 说明半导体电力三极管 BJT 处于通态、断态的条件。

答：电力三极管 BJT 处于通态的条件是：注入三极管基极的电流  $I_B$  大于基极饱和电流  $I_{BS}$ （已知三极管的电流放大系数  $\beta$ ，有  $I_{BS} = I_{CS} / \beta$ ）。这时三极管  $r_T \approx 0$ 、导电性很强而处于最小等效电阻、饱和导电状态，可以看作是一个闭合的开关。BJT 处于断态的条件是：基极电流  $I_B$  为零或是施加负基极电流，即  $I_B \leq 0$ 。这时 BJT 的等效电阻近似为无限大而处于断态。

↓  
答案

2.4 电力三极管 BJT 的四个电压值  $BV_{CES}$ 、 $BV_{CES}$ 、 $BV_{CES}$  和  $BV_{CES}$  的定义是什么？其大小关系如何？

答： $BV_{CES}$ 、 $BV_{CES}$ 、 $BV_{CES}$  和  $BV_{CES}$  分别为不同基极状态下的三极管集-射极击穿电压值：

$BV_{CES}$  定义为基极反偏时，三极管集-射极电压击穿值；

$BV_{CES}$  为基极短接、基极电压为 0 时，三极管集-射极电压击穿值；

$BV_{CES}$  为基极接有电阻短路时的集-射极击穿电压值要；

$BV_{CES}$  为基极开路时集-射极击穿电压值。

其大小关系为： $BV_{CES} > BV_{CES} > BV_{CES} > BV_{CES}$ 。

↓  
答案

2.5 说明晶闸管的基本工作原理。在哪些情况下，晶闸管可以从断态转变为通态？已处于通态的晶闸管，撤除其驱动电流为什么不能关断，怎样才能关断晶闸管？

答：基本工作原理：见课本 p36-37；应回答出承受正向压、门极加驱动电流时的管子内部的正反馈过程，使  $\alpha_1 + \alpha_2$  不断增大，最后使  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ ， $I_A$  很大，晶闸管变成通态；撤去门极

电流后由于  $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1$ ，仍可使  $I_A = \frac{I_s}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$  很大，保持通态。

有多种办法可以使晶闸管从断态转变成通态。

常用的办法是门极触发导通和光注入导通。另外正向过电压、高温、高的  $\frac{dv}{dt}$  都可能使晶闸管导通，但这是非正常导通情况。

要使晶闸管转入断态，应设法使其阳极电流减小到小于维持电流  $I_H$ ，通常采用使其阳极 A 与阴极 K 之间的电压  $V_{AK}$  为零或反向。

↓  
答案

2.6 直流电源电压  $V_s = 220V$ ，经晶闸管 T 对负载供电。负载电阻  $R = 20\Omega$ ，电感  $L = 1H$ ，晶闸管擎住电流  $I_L = 55mA$ ，维持电流  $I_H = 22mA$ ，用一个方波脉冲电流触发晶闸管。试计算：

- (1) 如果负载电阻  $R = 20\Omega$ ，触发脉冲的宽度为  $300\mu s$ ，可否使晶闸管可靠地开通？
- (2) 如果晶闸管已处于通态，在电路中增加一个  $1K\Omega$  的电阻能否使晶闸管从通态转入断态？
- (3) 为什么晶闸管的擎住电流  $I_L$  比维持电流  $I_H$  大？

(1) 设晶闸管开通：
$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = V_s$$
，由此可解出：当  $t = 300\mu s$  时，
$$i(t) = 65.8mA > I_L = 55mA$$
，所以可以使晶闸管可靠导通。

(2) 加入  $1K\Omega$  电阻后，有 
$$i = \frac{V_s}{R + R'} = 215.7mA > I_H = 22mA$$
，不能使晶闸管由通态转入断态。

(3) 为什么晶闸管的擎住电流比维持电流大：擎住电流和维持电流都是在撤去门极驱动电流的条件下

定义的，因此阳极电流 
$$I_L = \frac{I_o}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$
。但维持电流是在通态时考虑的，此时管子已工作在较大电流状态下，管内结温较高，此时的 PN 结漏电流  $I_o$  随结温增大，导通能力强，因此必须要降低  $I_A$  才能关断晶闸管；而擎住电流是在断态向通态变化时定义的，开始有驱动信号但未完全导通时，晶闸管工作时间短，结温低，PN 结漏电流  $I_o$  不大，导通能力弱，需要较大的阳极电流才能使管子开通。

↓  
答案

2.7 额定电流为 10A 的晶闸管能否承受长期通过 15A 的直流负载电流而不过热？

答：额定电流为 10A 的晶闸管能够承受长期通过 15A 的直流负载电流而不过热。因为晶闸管的额定电流  $I_R$  是定义的：在环境温度为  $40^\circ C$  和规定的散热冷却条件下，晶闸管在电阻性负载的单相、工频正弦半波导电、结温稳定在额定值  $125^\circ C$  时，所对应的通态平均电流值。这就意味着晶闸管可以



通过任意波形、有效值为  $1.57 I_A$  的电流，其发热温升正好是允许值，而恒定直流电的平均值与有效值相等，故额定电流为 10A 的晶闸管通过 15.7A 的直流负载电流，其发热温升正好是允许值。

↓  
答案

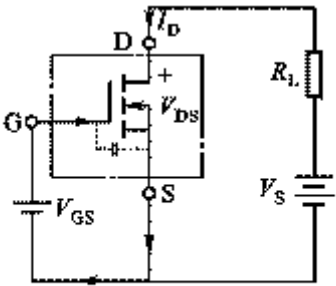
2.8 说明 GTO 的关断原理。

答：在 GTO 的设计制造时，等效晶体管 T2 的集电极电流分配系数  $\alpha_2$  较大。当 GTO 处于通态时，突加一个负触发电流  $-I_g$ ，使  $\alpha_2$  减小， $1-\alpha_2$  变大， $I_C$  急剧减小，就是阳极电流  $I_A$  急剧减小，又导致电流分配系数  $\alpha_2$  和  $\alpha_1$  减小，使  $I_C$  急剧减小，又使  $I_C$ 、 $I_A$  减小。在这种循环不已的正反馈作用下，最终导致 GTO 阳极电流减小到维持电流以下，GTO 从通态转入断态。改善电力系统的运行特性和运行经济性。这类应用将导致电力系统的革命并推动电力电子技术的继续发展。

↓  
答案

2.9 说明 P-MOSFET 栅极电压  $V_{GS}$  控制漏极电流  $I_D$  的基本原理。

答：当右图中 P-MOSFET 漏-源极间电压  $V_{DS}$  为零、栅-源极之间电压  $V_{GS}$  也为零时，N 型半导体与 P 型半导体之间要形成 PN 结空间电荷区（耗尽层）阻挡层，此时 G-S 之间和 D-S 之间都是绝缘的。当漏极 D 与源极 S 之间有外加电压  $V_{DS}$  时，如果栅极、源极外加电压  $V_{GS}=0$ ，由于漏极 D (N1) 与源极 S (N2) 之间是两个背靠背的 PN 结 (PN1、PN2)，无论  $V_{DS}$  是正向电压还是负电压，都有一个 PN 结反偏，故漏-源极之间也不可能导电。当栅、源极之间外加正向电压  $V_{GS}>0$  时， $V_{GS}$  在 G-P 之间形成电场，在电场力的作用下 P 区的电子移近 G 极，或者说栅极 G 的正电位吸引 P 区的电子至邻近栅极的一侧，当  $V_{GS}$  增大到超过某一值  $V_{GS(th)}$  值时，N1 和 N2 中间地区靠近 G 极处被 G 极正电位所吸引的电子数超过该处的空穴数以后，栅极下面原空穴多的 P 型半导体表面就变成电子数目多的 N 型半导体表层，栅极下由栅极正电位所形成的这个 N 型半导体表层感生了大量的电子载流子，形成一个电子浓度很高的沟道（称为 N 沟道），这个沟道将 N1 和 N2 两个 N 区联在一起，又使 N1P 这个被反偏的 PN 结 J1 消失，成为漏极 D 和源极 S 之间的导电沟道，一旦漏-源之间也有正向电压  $V_{DS}$ ，就会形成漏极电流  $I_D$ 。在  $V_{GS}=0$  时， $V_{DS}$  不能产生电流， $I_D=0$ ，仅在  $V_{GS}$  增大到  $V_{GS}=V_{GS(th)}$  以后，才使 G-P 之间的外电场增强，形成自由电子导电沟道，才能产生漏极电流  $I_D$ ，这种改变栅极 G 和源极 S 之间外加电压  $V_{GS}$ ，即可控制漏极电流  $I_D$  的作用称为电导调制效应。



(b) N 沟道、增强型 P-MOSFET 管电路

↓ 答案

2.10 作为开关使用时 P-MOSFET 器件主要的优缺点是什么？

答：作为开关使用时，P-MOSFET 器件的优点是：输入阻抗高，驱动功率小，驱动电路简单，工作频率高；其缺点是：通态压降大（通态损耗大），电压、电流定额低。

↓ 答案

2.11 列表比较 BJT、SCR、GTO、P-MOSFET、IGBT、MCT 以及 SIT 七种可控开关器件对触发（或驱动）电流（或电压）波形的要求，及主要优缺点。

答：  
表 BJT SCR GTO P - MOSFET IGBT MCT SIT 的对

器 件	对触发信号波形的要求	开关频率	主要优点	主要缺点
BJT（电流型全控器件）	正持续基极电流控制开通；基极电流为 0 则关断	中	通态压降小，通态损耗小	驱动功率大；频率低
SCR（电流型半控器件）	正脉冲门极电流控制开通；触发信号不能控制关断	低	通态压降小，通态损耗小	驱动功率大，频率低
GTO（电流型全）	正脉冲门极电流控制开通；负脉冲门极电流（较大）控制关断	低	通态压降小，通态损耗小	驱动功率大，频率低

↓  
答案

3.1 直流-直流电压变换中开关器件的占空比  $D$  是什么？推证图 3.1(c) 所示脉宽时间为  $T_{on}$ 、脉宽角度为  $\theta$ 、周期为  $T_s$ 、幅值为  $V_s$  的方波脉冲电压  $v_o(t)$  的直流平均值及各次谐波的幅值。

答：占空比  $D$  是开关管导通时间  $T_{on}$  与开关周期  $T_s$  的比值。

图 3.1(c) 中方波脉冲电压  $v_o(t)$  可以表示为如下傅立叶表达式：

$$v_o(\omega) = DV_s \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin(nD\pi) \cos(n\omega t)$$

其中常数项为直流平均值，即  $V_o = DV_s$ ；

各余弦项为各次谐波，其幅值为：
$$a_n = \frac{2V_s}{n\pi} \sin\left(n\frac{\theta}{2}\right) = \frac{2V_s}{n\pi} \sin(nD\pi)$$

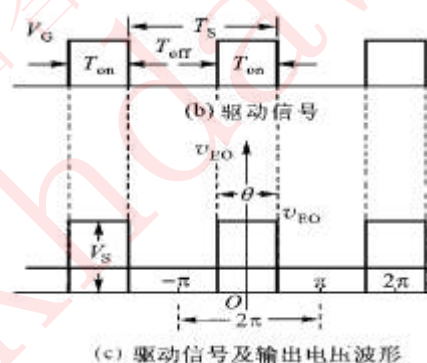


图 3.1 Buck 变换器电路结构及降压

↓  
答案

3.2 脉冲宽度调制 PWM 和脉冲频率调制 PFM 的优缺点是什么？

答：脉冲宽度调制方式 PWM，保持  $T_s$  不变（开关频率不变），改变  $T_{on}$  调控输出电压  $V_o$ 。

脉冲频率调制方式 PFM。保持  $T_{on}$  不变，改变开关频率或周期调控输出电压  $V_o$ 。

实际应用中广泛采用 PWM 方式。因为采用定频 PWM 开关时，输出电压中谐波的频率固定，滤波器设计容易，开关过程所产生电磁干扰容易控制。此外由控制系统获得可变脉宽信号比获得可变频率信号容易实现。但是在谐振软开关变换器中为了保证谐振过程的完成，采用 PFM 控制较容易实现。

↓  
答案

3.3 Buck 变换器中电感电流的脉动和输出电压的脉动与哪些因数有关, 试从物理上给以解释。

答: 电感电流的脉动量与电感量  $L$ 、开关频率  $f_s$ 、输入电压  $V_s$ 、输出电压  $V_o$  有关, 输出电压的脉动量与电感量  $L$ 、电容  $C$ 、开关频率  $f_s$ 、输出电压  $V_o$  有关。电感量  $L$ 、电容  $C$  越大其滤波效果越好, 而开关频率  $f_s$  越高, 滤波电感的交流阻抗  $\omega L$  就很大, 它对直流电压的阻抗基本为 0, 同时滤波电容的交流阻抗  $\frac{1}{\omega C}$  很小。

↓  
答案

3.4 Buck 变换器断流工况下的变压比与哪些因数有关, 试从物理上给以解释。

答: Buck 变换器在电流断续工况下其变压比  $M$  不仅与占空比  $D$  有关, 还与负载电流  $I_o$  的大小、电感  $L$ 、开关频率  $f_s$  以及电压  $V_o$  等有关。

↓  
答案

3.5 图 3.2(a)、3.5(a) 电路稳态时在一个开关周期中, 电感电流的增量  $\Delta I_L = 0$ , 电感  $L$  的磁通增量是否为零, 为什么? 电容  $C$  的电流平均值为零, 电容  $C$  端电压的增量是否为零, 为什么?

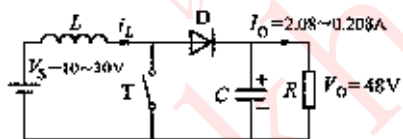


图 3.5(a)

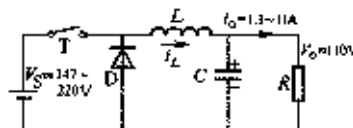


图 3.2(a)

答: 电路处于稳态时, 在一个开关周期内电感电流的增量  $\Delta I_L = 0$ , 同时电感  $L$  的磁通增量  $\Delta \Psi = 0$ , 因为如果一个周期内电感的磁通增量  $\Delta \Psi \neq 0$ , 那么电感上的磁通将无法复位, 也即电感上的能量不断累积, 最终将达到饱和, 甚至烧毁电感, 所以稳态工作时应使一个开关周期内电感  $L$  的磁通增量  $\Delta \Psi = 0$ 。电容  $C$  的电流平均值为 0, 那么电容  $C$  端电压的增量也为 0, 因为稳态时一个周期内电容上的充电电荷等于放电电荷, 即电容上电荷增量  $\Delta Q = 0$ , 而电容端电压增量  $\Delta V_c = \frac{\Delta Q}{C}$ , 故电容  $C$  端电压的增量也为 0。

↓  
答案

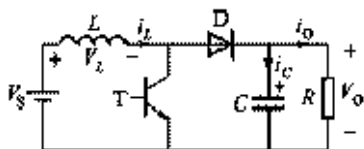
3.6 Buck 变换器中电流临界连续是什么意思? 当负载电压  $V_o$ 、电流  $I_o$  一定时在什么条件下可以避免电感电流断流?

答: Buck 变换器中电感电流临界连续是指处于电感电流连续和电感电流断流两种工况的临界点的

工作状态。这时在开关管阻断期结束时，电感电流刚好降为零。当负载电压  $V_o$ 、电流  $I_o$  一定时，增大电感量  $L$  和提高开关频率  $f_s$  都可以避免电感电流断流。

↓  
答案

3.7 开关电路实现直流升压变换的基本原理是什么？



答：为了获得高于电源电压  $V_s$  的直流输出电压  $V_o$ ，一个简单而有效的办法是在变换器开关管前端插入一个电感  $L$ ，如右图所示。在开关管  $T$  关断时，利用图中电感线圈  $L$  在其电流减小时所产生的反电势  $\mathcal{E}_L$  (在电感电流减小时，

$\mathcal{E}_L = -L \frac{di_L}{dt}$  为正值)，将此电感反电势  $\mathcal{E}_L$  与电源电压  $V_s$  串联相加送至负载，则负载就可获得高于电源电压  $V_s$  的直流电压  $V_o$ ，从而实现直流升压变换。

↓  
答案

3.8 Boost 变换器为什么不宜在占空比  $D$  接近 1 的情况下工作？

答：因为在 Boost 变换器中，开关管导通时，电源与负载脱离，其能量全部储存在电感中，当开关管关断时，能量才从电感中释放到负载。如果占空比  $D$  接近于 1，那么开关接近于全导通状态，几乎没有关断时间，那么电感在开关管导通期间储存的能量没有时间释放，将造成电感饱和，直至烧毁。因此 Boost 变换器不宜在占空比  $D$  接近 1 的情况下工作。同时，从 Boost 变换器在电感电流连续工况时的变压比表达式  $M = V_o/V_s = 1/(1-D)$  也可以看出，当占空比  $D$  接近 1 时，变压比  $M$  接近于无穷大，这显然与实际不符，将造成电路无法正常工作。

↓  
答案

3.9 升压—降压变换器（Cuk 变换器）的工作原理及主要优点是什么？

答：Cuk 变换器在一个开关周期中， $T_{on}$  期间，令开关管  $T$  导通，这时电源经电感  $L_1$  和  $T$  短路， $L_1$  电流线性增加，电源将电能变为电感  $L_1$  储能，与此同时电容  $C_1$  经  $T$  对  $C_2$  及负载放电，并使电感  $L_2$  电流增大而储能。在随后的  $T_{off}$  期间，开关管  $T$  阻断，电感  $L_1$  电流经电容  $C_1$  及二极管  $D$  续流，此时，电感  $L_2$  也经  $D$  续流， $L_2$  的磁能转化为电能对负载供电。Cuk 变换器的优点是仅用一个开关管使电路同时具有升、降压功能；而且该变换器输入输出电流脉动小。

↓  
答案

3.10 如何理解 Cuk 变换器中间电容电压  $V_{C1}$  等于电源电压  $V_s$  与负载电压  $V_o$  之和，即

$$V_{C1} = V_s + V_o?$$

答：电感电压  $v_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{di_L}{dt}$ ，稳态运行时，一个开关周期  $T_s$  中电感  $L_1$ 、 $L_2$  电流增量为零，磁链增量为零，电感两端电压的直流平均值为零。因此 Cuk 电路拓扑结构图可直接得到直流平均电压  $V_C = V_s + V_o$ 。

↓  
答案

3.11 直流—直流四象限变换器的四象限指的是什么？直流电机四象限运行中的四象限指的是什么？这两种四象限有什么对应关系？

答：直流—直流四象限变换器的四象限指的是变换器的输出电压  $V_{AB}$ 、输出电流  $I_{AB}$  均可正可负的四种组合。

直流电机四象限运行中的四象限指的是电机的转速和电磁转矩可正可负的四种组合。对于电机的转速

有：

$$n = \frac{E_b}{K_e \Phi} = \frac{V_{AB} - R_a I_{AB}}{K_e \Phi} = \frac{V_{AB}}{K_e \Phi} - \frac{R_a I_{AB}}{K_e \Phi}$$

对于电机的电磁转矩  $T_e$ ： $T_e = K_T \Phi \cdot I_{AB}$

在励磁电流不变、磁通  $\Phi$  不变时电机的转速、电磁转矩大小和方向由  $V_{AB}$ 、 $I_{AB}$  决定。

通过改变  $V_{AB}$  的大小及  $I_{AB}$  的大小和方向，调控电机在正方向下旋转时的转速及电磁转矩  $T_e$  的大小和方向，既可使直流电机在电动机状态下变速运行亦可在发电机制动状态下变速运行。因此直流—直流四象限变换器的四象限和直流电机运行中的四象限之间存在一一对应的关系，如图 3.9(d) 所示。

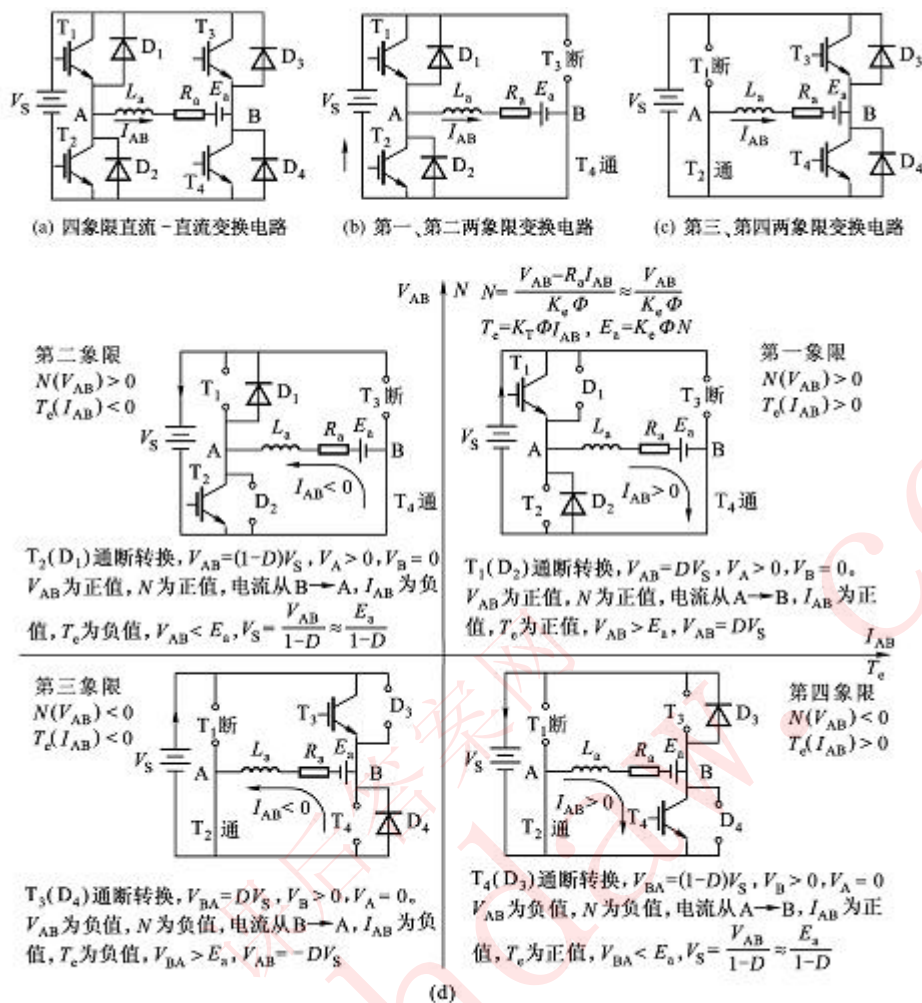


图3.9 四象限直流-直流变换器对直流电机供电

3.12 多重、多相直流-直流变换器中, 多重(重数  $m > 1$ ), 多相(相数  $n > 1$ ) 指的是什么意义?

答案 多重、多相变换器的优点是什么?

答: 假定变换器中每个开关管通断周期都是  $T_s$ , 多重(重数  $m > 1$ ) 是指: 在一个  $T_s$  周期中变换器负载电流  $i_{L0}$  脉动  $m$  次 ( $m > 1$ ), 即  $i_{L0}$  脉动频率为  $m/T_s$ 。多相(相数  $n > 1$ ) 是指: 在一个  $T_s$  周期中变换器电源侧电流  $i_{s0}$  脉动  $n$  次, 即  $i_{s0}$  脉动频率为  $n/T_s$ 。多重、多相变换器的优点是: 其输出电压、输入电流脉动频率比单个变换电路成倍地提高, 因而可以显著改善变换器输入、输出特性或者减少变换器对  $LC$  滤波器重量体积的要求, 同时多重、多相复合变换器还能扩大变换器的输出容量。

3.13 说明单端正激、单端反激 DC/DC 变换器工作原理。

答案

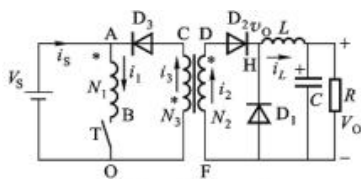
答: 单端正激 DC/DC 变换器从电路结构、工作原理上可以看出它是带隔离变压器的 Buck 电路如图

3.11(b)所示, 开关管 T 导通时经变压器将电源能量直送负载被称为正激。但是匝比  $N_2/N_1$  不同时, 输出电压平均值  $V_o$  可以低于也可高于电源电压  $V_d$ 。变压器磁通只在单方向变化被称为单端。

图 3.12(b)所示为单端反激 DC/DC 变换器, T 导通的期间, 电源电压  $V_d$  加至  $N_1$  绕组, 电流  $i_1$  直线上升、

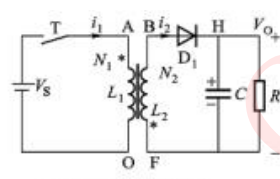
电感  $L_1$  储能增加, 副方绕组  $N_2$  的感应电势  $e_{2F} < 0$ , 二极管  $D_1$  截止, 负载电流由电容 C 提供, C 放

电; 在 T 阻断的期间,  $N_1$  绕组的电流转移到  $N_2$ , 感应电势  $e_{2F} > 0$  (反向为正), 使  $D_1$  导电, 将磁能变为电能向负载供电并使电容 C 充电。该变换器在开关管 T 导通时并未将电源能量直送负载, 仅在 T 阻断的期间才将变压器电感磁能变为电能送至负载故称之为反激, 此外变压器磁通也只在单方向变化, 故该电路被称为单端反激 DC/DC 变换器。



(b) 单端正激 DC/DC 变换器

图3.11 Buck变换器和单端正激 DC/DC 变换器



(b) 单端反激变换器

图3.12 Buck-Boost变换器和单端反激 DC/DC 变换器



↓  
答案

4.1 逆变器输出波形的谐波系数 HF 与畸变系数 DF 有何区别, 为什么仅从谐波系数 HF 还不足以说明逆变器输出波形的本质?

答: 第  $n$  次谐波系数  $HF_n$  为第  $n$  次谐波分量有效值同基波分量有效值之比, 即  $HF_n = V_n/V_1$ , 总谐波系数 THD 定义为:

$$THD = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{n=2,3,4}^{\infty} V_n^2}, \quad DF = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,4}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n} \right)^2 \right)^{1/2}, \quad \text{对}$$

数 THD 定义为:

$$DF_n = \frac{V_n}{n \cdot V_1} = \frac{HF_n}{n}$$

于第  $n$  次谐波的畸变系数  $DF_n$  有:

谐波系数 HF 显示了谐波含量, 但它并不

能反映谐波分量对负载的影响程度。很显然, 逆变电路输出端的谐波通过滤波器时, 高次谐波将衰减得更厉害, 畸变系数 DF 可以表征经 LC 滤波后负载电压波形还存在畸变的程度。

↓

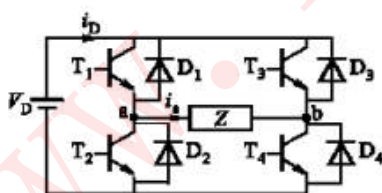
答案 4.2 为什么逆变电路中晶闸管 SCR 不适于作开关器件?

答: (1) 逆变电路中一般采用 SPWM 控制方法以减小输出电压波形中的谐波含量, 需要开关器件工作在高频状态, SCR 是一种低频器件, 因此不适合这种工作方式。

(2) SCR 不能自关断。而逆变器的负载一般是电感、电容、电阻等无源元件, 除了特殊场合例如利用负载谐振进行换流, 一般在电路中需要另加强迫关断回路才能关断 SCR, 电路较复杂。因此 SCR 一般不适合用于逆变器中。

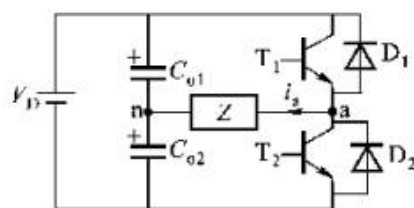
↓ 4.3 图 4.2(a) 和 4.3(a) 中的二极管起什么作用, 在一个周期中二极管和晶体管导电时间由什么因素决定, 在什么情况下可以不用二极管 D, 纯感性负载时, 负载电流为什么是三角形。

答案



(a) 电路

图4.2 单相桥式逆变电路及电压、电流波形



(a) 电路

图4.3 单相半桥逆变电路及电压电流波形

答: 图中二极管起续流和箝位作用, 在一个周期中二极管和晶体管导电时间由三极管驱动信号和负载电流  $i_a$  的方向共同决定, 在纯阻性负载时不用二极管 D。

纯电感负载时,  $L \frac{di_a}{dt} = v_a$ , 在  $0 \leq t < T_0/2$  期间, 对于全桥逆变电路有  $v_a = V_d$ , 对半桥电

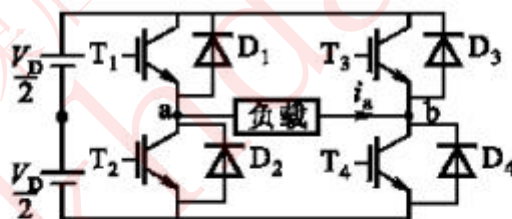
路  $v_{ab} = V_d/2$ ,  $i_d$  线性上升; 在  $T_d/2 \leq t < T_d$  期间, 全桥电路  $v_{ab} = -V_d$ , 半桥有  $v_{ab} = -V_d/2$ ,  $i_d$  线性下降; 故电流  $i_d$  是三角波。如果  $V_d$  都是 300V, 半桥和全桥电路断态时开关器件两端最高电压都是  $V_d$ , 即 300V。

↓ 答案  
4.4 有哪些方法可以调控逆变器的输出电压。

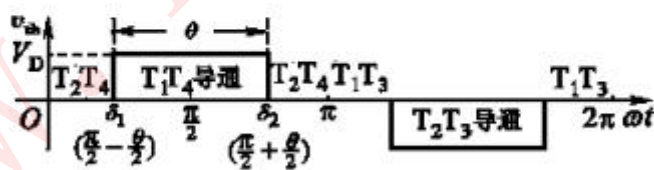
答: 有单脉波脉宽调制法、正弦脉宽调制法 (SPWM)、基波移相控制法等。单脉波脉宽调制法缺点是谐波含量不能有效控制; SPWM 法既可控制输出电压的大小, 又可消除低次谐波; 移相控制一般用于大功率逆变器。

↓ 答案  
4.5 图 4.6(d) 脉宽为  $\theta$  的单脉波矩形波输出电压  $v_{ab}$  的表达式为 (4-16) 式。如果横坐标轴即时间 (相位角) 的起点改在正半波脉宽  $\theta$  的中点, 试证明, 那时  $v_{ab}$  的表达式应为:

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} \frac{\Delta V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \cos(n\omega t)$$



(a) 主电路



(d) 输出电压

图 4.6 单脉波调制原理及输出波形

$$v_{ab}(t) = \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \sin \frac{n\theta}{2} \sin(n\omega t)$$

答: 由 (4-16) 式, , 当横坐标轴即时间 (相位

角) 的起点改在正半波脉宽  $\theta$  的中点, 相当于原波形在时间上前移了  $90^\circ$ , 因此将 (4-16) 中的  $\omega t$

$$v(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \cos(n\alpha) \quad (4-33)$$

用  $\alpha + 90^\circ$  代替, 即可得到

↓  
答案

4.6 正弦脉宽调制 SPWM 的基本原理是什么? 载波比  $N$ 、电压调制系数  $M$  的定义是什么? 改变高频载波电压幅值  $V_m$  和频率  $f_r$  为什么能改变逆变器交流输出基波电压  $V_1$  的大小和基波频率  $f_1$ ?

答: 正弦脉宽调制 SPWM 的基本原理是冲量等效原理: 大小、波形不相同的窄变量作用于惯性系统时, 只要其冲量即变量对时间的积分相等, 其作用效果基本相同。如果将正弦波周期分成多个较小的时间段, 使 PWM 电压波在每一时间段都与该段的正弦电压冲量相等, 则不连续的按正弦规律改变宽度的多段波电压就等效于正弦电压。

载波比  $N$  定义为三角载波频率  $f_c$  和正弦调制波频率  $f_r$  之比:  $N = f_c / f_r$ ; 电压调制系数  $M$  是正弦调制波幅值  $V_m$  和三角波幅值  $V_{cm}$  之比  $M = V_m / V_{cm}$ 。

$V_1 = M V_c = (V_m / V_{cm}) V_c$ ,  $M \leq 1$ , 改变调制比  $M$ , 即可成比例的调控输出电压的基波大小。又

因为  $f_1 = f_r$ , 所以改变调制波频率  $f_r$ , 即可调控输出电压的基波频率  $f_1$ 。

↓  
答案

4.7 既然 SPWM 控制能使逆变器输出畸变系数很小的正弦波, 为什么有时又要将调制参考波  $V_r$  从正弦波改为图 4.11 所示调制波, 或改为梯形波, 或取 (4-37) 式所示的附加 3 次谐波分量的调制参考波。

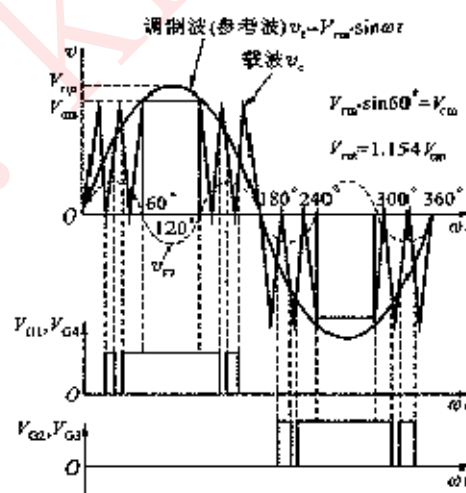


图 4.11 SPWM 控制原理及输出电压波形

答: SPWM 法输出基波电压幅值  $V_1 \leq V_D$ , 有效值  $V_1 \leq V_D / \sqrt{2} = 0.707 V_D$ , 直流电压利用率

$V_1 / V_D \leq 0.707$ 。而  $180^\circ$  方波逆变时, 逆变电压基波幅值可达  $4V_D / \pi$ , 直流电压利用率为 0.9。

因此为了提高 SPWM 法的直流电压利用率，可以将调制参考波  $v_r$  从正弦波改为图 4.11 所示调制波，

或改为梯形波，或附加 3 次谐波分量，这样调制参考波  $v_r$  波形的最大值不超过  $V_D$ ，不会出现过调制

的情况，但基波电压幅值可超过  $V_D$ ，这就可以提高直流电压利用率。

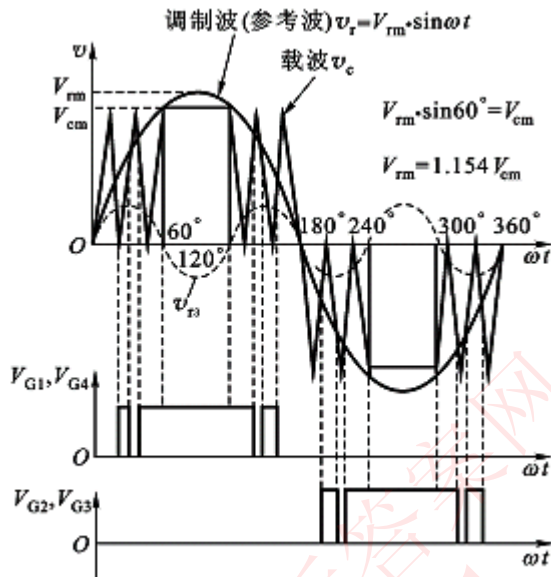


图4.11 MSPWM控制原理及输出电压波形

↓  
答案

4.8 请解释图 4.17 中输入直流电流  $i_D$  的波形。

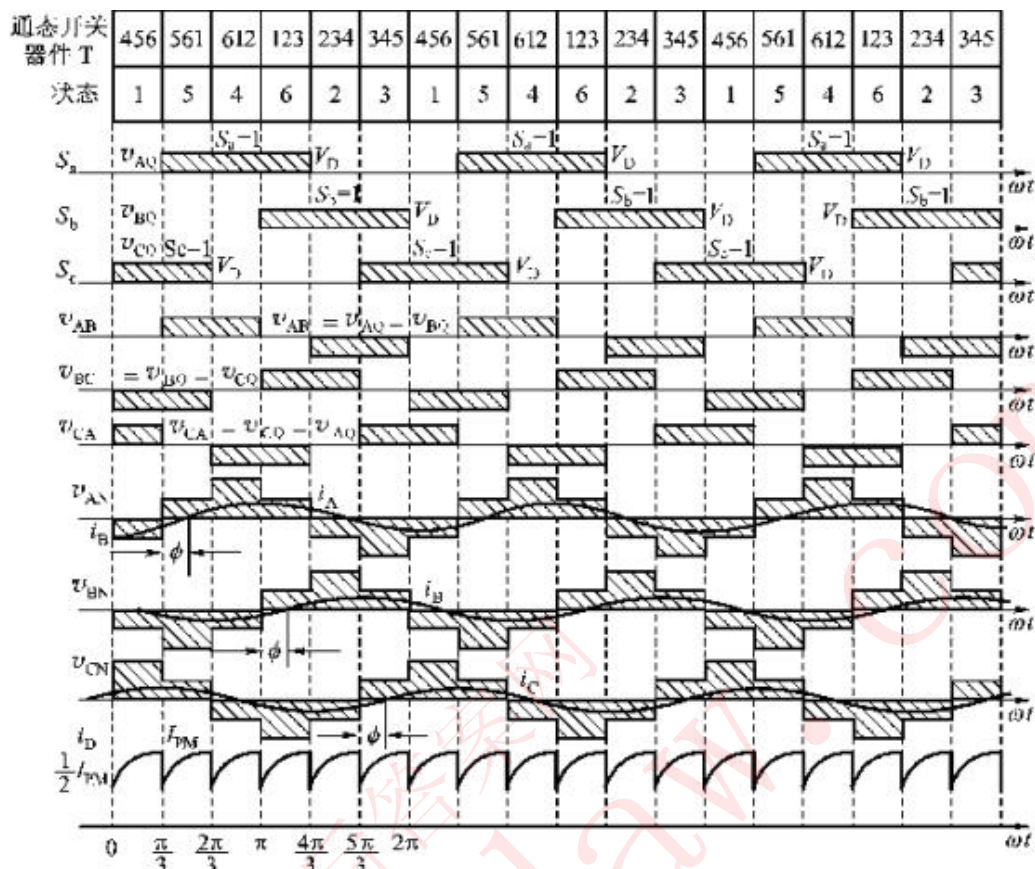


图4.17 状态、状态变量及电压电流波形

答：图 4-17 是采用空间矢量 PWM 控制方法时的相关波形，其中，逆变器输入直流电流  $i_D$  可表达为：

$i_D = S_A i_A + S_B i_B + S_C i_C$ 。例如当 A、B 相为下桥臂的 T4、T6 管导通而 C 相为上桥臂的 T5 管导通时，

$S_A = S_B = 0, S_C = 1$ ， $i_D = i_C$ ，若假设负载电流为正弦，且相电流滞后相电压  $30^\circ$ ，则在  $\omega t = 0$

时， $i_C = I_m \sin(\omega t + 30^\circ) = I_m / 2$ ，在  $\omega t = 60^\circ$  时， $i_C = I_m$ 。因此在  $0 \sim \pi/3$  周期中，

$i_D = i_C$  将在图 4-17 中所示的  $I_m/2$  和  $I_m$  之间脉动。

同理可以分析出其他 5 个开关状态时电流  $i_D$  的波形， $i_D$  为六倍频的脉动电流，脉动周期为  $\pi/3$ 。



答 4.9 试说明三相电压型逆变器 SPWM 输出电压闭环控制的基本原理。

案

答：引入了逆变器输出电压  $U_o$  的闭环反馈调节控制系统如图 4.15(b) 所示， $U_o^*$  为输出电压的指令

值,  $V_0$  为输出电压的实测反馈值。电压偏差经电压调节器 VR 输出调制电压波的幅值  $V_m$ 。  $V_m$  与调制波的频率  $f_r$  共同产生三相调制波正弦电压  $V_a(t)$ 、 $V_b(t)$ 、 $V_c(t)$ , 它们与双极性三角载波电压  $V_{cr}(t)$  相比较产生驱动信号, 控制各个全控型开关器件的通断, 从而控制逆变器输出的三相交流电压。

当  $V_0 < V_0^*$  时, 电压调节器 VR 输出的  $V_m$  增大, M 值增大, 使输出电压各脉波加宽, 输出电压  $V_0$  增大到给定值  $V_0^*$ ; 反之当  $V_0 > V_0^*$  时,  $V_m$  减小, M 值减小, 使输出电压  $V_0$  减小到  $V_0^*$ 。如果电压调节器 VR 为 PI 调节器 (无静态误差), 则可使稳态时保持  $V_0 = V_0^*$ 。因此当电源电压  $V_d$  改变或负载改变而引起输出电压偏离给定值时, 通过电压闭环控制可使输出电压  $V_0$  跟踪并保持为给定值  $V_0^*$ 。

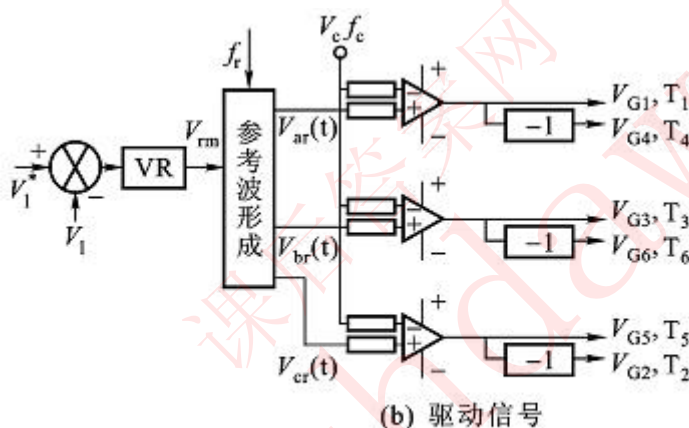


图 4.15 三相逆变器 SPWM 控制原理及波形图

4.10 三相逆变器的 8 种开关状态中有 6 个开关状态对应 6 个空间位置固定、相差  $60^\circ$  的非零电压空间矢量, 另两个为零矢量。但三相正弦交流电压任意时刻的瞬时值是一个以角速度  $\omega t$  在空间旋转的矢量产生的。6 个开关器件的三相逆变器只能产生 6 个特定位置

答案 (  $\omega t = 0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, 180^\circ, 240^\circ, 300^\circ$  ) 的空间矢量。如何用两个相差  $60^\circ$  非零的特定空间

矢量和零矢量的合成效果去等效任意相位角  $\vec{v}$  时的空间矢量? 当直流电压  $V_d$  一定时, 如何调控输出电压的大小和相位?

答:

答案 4.11 三相三电平逆变器中 12 个开关器件的通断控制可以获得多少个特定的电压空间矢量? 图 4.20 中

案

二极管 D5、D6 起到什么作用？如果直流电源电压为  $V_D$ ，在断态时，开关器件所承受的反压是多大？

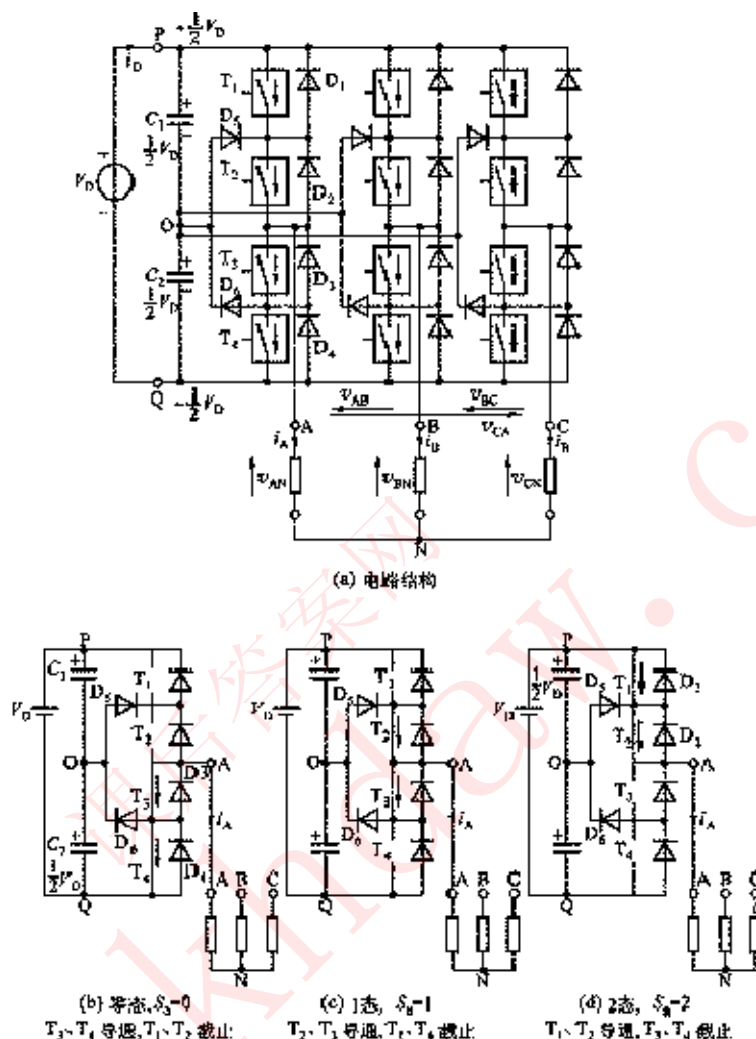


图4-20 中点钳位三相三电平逆变器

答：可采用从逆变器的 6 个处于空间特定位置的开关状态矢量中，选择两个相邻的矢量与零矢量合成一个等效的旋转空间矢量  $\vec{V}$ 。通过调控  $\vec{V}$  的大小和旋转速度，来调节三相逆变器输出电压的大小和频率，这就是电压空间矢量 PWM 方法。

将图 4-16(d) 中的  $360^\circ$  区域划分为 6 个  $60^\circ$  的扇区，如果要求  $\vec{V}$  的相位角  $\alpha$  为任意指令值，则可用矢量  $\vec{V}$  所在的扇区边界的那两个相邻的特定矢量  $\vec{V}_x$ 、 $\vec{V}_y$  来合成矢量  $\vec{V}$ ，即可用逆变器的 3 个开关

状态 x、y、0 在一个周期  $T_s$  中各自存在  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$  时间来合成等效的任意位置的空间矢量  $\vec{V}$ （存在时间为  $T_s$ ），即： $\vec{V}_x T_x + \vec{V}_y T_y + \vec{V}_0 T_0 = \vec{V} T_s = \vec{V} (T_x + T_y + T_0)$ 。由该式可求出  $T_x$ 、 $T_y$ 、 $T_0$ 。



当直流电压  $V_D$  一定时，通过调节零矢量作用时间  $T_0$ ，可调控输出电压大小。 $T_0$  大，输出电压将减小。一定的  $T_u$ 、 $T_v$ 、 $T_w$  决定了输出电压  $\vec{V}$  具有一定的相位角和电压大小。

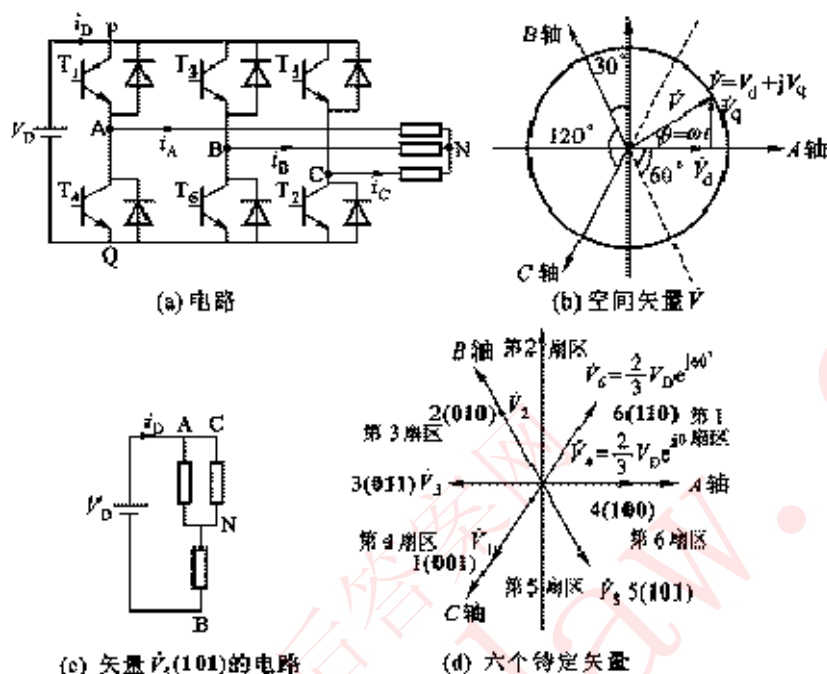


图4.16 三相逆变器电压空间矢量 PWM 控制原理

4.12 复合结构逆变器消除低阶谐波的原理是什么？图 4.22(d) 中 12 阶梯波输出电压的半周由 6 段组成，

答案

每段  $30^\circ$ ，高度分别  $\frac{V_D N_s}{\sqrt{3} N_p}$ 、 $(1 + \frac{1}{\sqrt{3}}) \frac{V_D N_s}{N_p}$  和  $(1 + \frac{2}{\sqrt{3}}) \frac{V_D N_s}{N_p}$ ，已知图 4.6 所示的脉宽为  $\theta$  的

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} \frac{\Delta V_d}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \cos(n\omega t)$$

矩形电压波  $v$  的傅立叶级数表达式为 (时间坐标，即相位角的

起点选在正半波脉宽  $\theta$  的中点)，利用这个傅立叶级数表达式求 12 阶梯波的傅立叶级数表达式 4-76 式。

$$v_d = v_{a1} + v_{a2} + (-v_{b1})$$

$$= \frac{4\sqrt{3}}{\pi} V_D \times \frac{N_s}{N_p} \left( \cos \omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \frac{1}{13} \cos 13\omega t - \frac{1}{23} \cos 23\omega t + \frac{1}{25} \cos 25\omega t \dots \right)$$

(4-76)



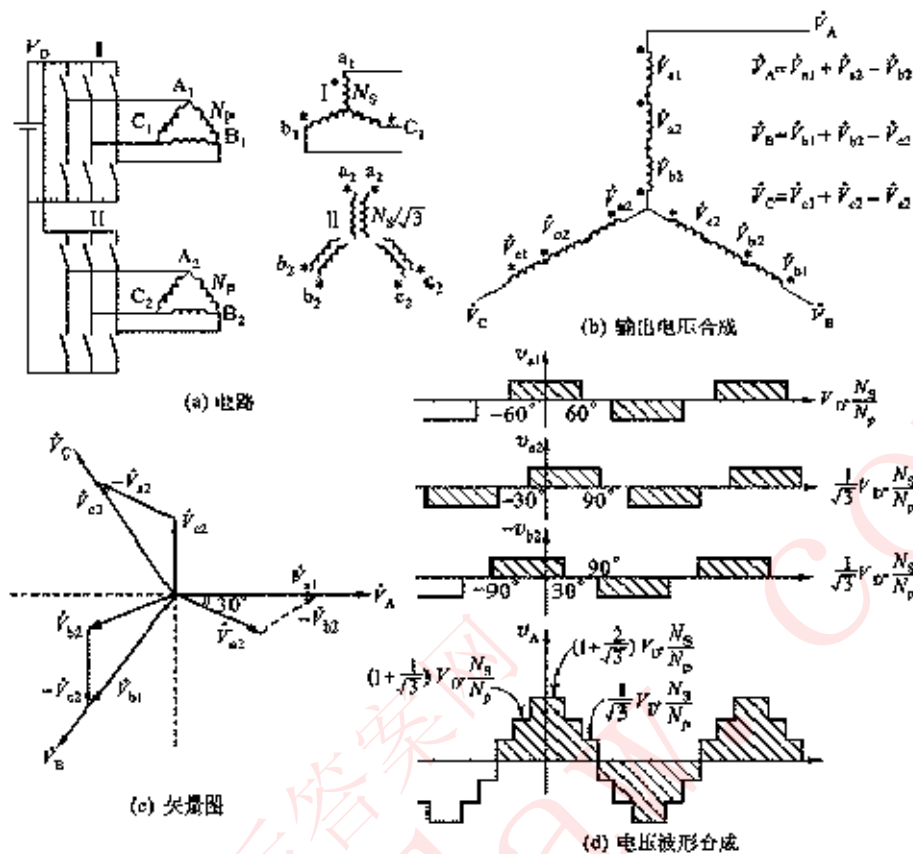


图4.22 12阶阶梯波复合变压器

答：复合结构逆变器采用多个三相桥式逆变电路，每个开关都按  $180^\circ$  导电方式工作，每个三相桥式逆变电路输出线电压都是  $120^\circ$  方波。令各个三相桥式逆变器的同一相（例如 A 相）的输出电压彼此相差一定的相位角，通过几个变压器将各个三相逆变器的输出电压复合相加后输出一个总逆变电压，适当的设计各个变压器的变比和付方电压的连接方式，并安排各逆变器输出电压的相差角，就可以消除总的输出电压中的 3、5、7、11、13 等低次谐波。

图 4.22 中的 12 阶梯波可以用三个脉宽分别为  $180^\circ$ 、 $120^\circ$ 、 $60^\circ$ ，高度分别为  $\frac{V_2 N_1}{\sqrt{3} N_p}$ 、 $V_2 \frac{N_1}{N_p}$ 、 $\frac{V_2 N_1}{\sqrt{3} N_p}$  的矩形波叠加得到。利用式

和 
$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{4V_2}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \cos(n\omega t)$$
 将三个矩形波的傅立叶级数展开，叠加后即可得到 12 阶梯波的傅立叶技术表达式（4-76）。

↓ 答案  
4.13 逆变器有哪些类型？其最基本的应用领域有哪些？

答：逆变器的类型有：

1. 电压型和电流型逆变器。
2. 恒频恒压正弦波和方波逆变器，变频变压逆变器，高频脉冲电压（电流）逆变器。

3. 单相半桥、单相全桥、推挽式、三相桥式逆变器。
4. 自关断换流逆变器，强迫关断晶闸管逆变器。晶闸管逆变器可利用负载侧交流电源电压换流，负载反电动势换流或负载谐振换流。

逆变器的基本应用包括：交流电动机变频调速，不停电电源 UPS，电子镇流器，中频或高频感应加热电源等等。还可应用于电力系统作为无功补偿器或谐波补偿器。

↓  
答案

5.1 什么是半波整流、全波整流、半控整流、全控整流、相控整流、高频 PWM 整流？

答：半波整流：整流器只在交流电源的半个周波输出整流电压，交流电源仅半个周期中有电流。  
全波整流：整流器在交流电源的正、负半波都有直流电压输出，交流电源在正负半周期均有电流。

全控整流：指整流主电路中开关器件均为可控器件。

半控整流：指整流主电路中开关器件不全是可控器件，而有不控器件二极管。

相控整流：全控整流电路中的开关管为半控器件晶闸管，控制触发脉冲出现的时刻（即改变晶闸管的移相控制角  $\alpha$  的大小），从而控制负载的整流电压。

高频 PWM 整流：整流主电路中开关器件均为全控器件，采用高频 PWM 控制，即在一个电源周期内高频改变开关管的导通状况。

↓  
答案

5.2 什么是电压纹波系数、脉动系数、基波电流数值因数、基波电流位移因数（基波功率因数）和整流输入功率因数？

答：电压纹波系数 RF：输出电压中全部交流谐波分量有效值  $V_a$  与输出电压直流平均值  $V_d$  之比值，

$$r_r = RF = V_a / V_d。$$

电压脉动系数  $S_v$ ：整流输出电压中最低次谐波幅值  $V_m$  与直流平均值  $V_d$  之比  $S_v = V_m / V_d$  基波电流数值因数：

电流畸变因数也称基波电流数值因数，是基波电流有效值  $I_1$  与总电流有效值  $I_s$  之比，即

$$v = \frac{I_1}{I_s} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 / I_1^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \text{THD}^2}}$$

基波电流位移因数 DPF（基波功率因数）：输入电压与输入电流基波分量之间的相位角  $\phi_1$ （位移角）的余弦，即  $DPF = \cos \phi_1$

整流输入功率因数 PF： $PF = P_{AC} / (V_s I_s) = I_1 I_{s1} \cos \phi_1 / (V_s I_s) = (\cos \phi_1) \cdot I_{s1} / I_s = v \cdot \cos \phi_1$

↓  
答案

5.3 三相桥式不控整流任何瞬间均有两个二极管导电，整流电压的瞬时值与三相交流相电压、线电压瞬时值有什么关系？

答：共阴连接的三个二极管中，三相交流相电压瞬时值最正的那一相自然导通，把最正的相电压接到负载的一端；共阳连接的三个二极管中，三相交流相电压瞬时值最负的那一相自然导通，把

最负的相电压接到负载的另一端。因此，任何时刻负载得到的整流电压瞬时值是线电压的最大瞬时值。

↓  
答案

#### 5.4 单相桥全控整流和单相桥半控整流特性有哪些区别？

答：与单相全控桥相比，

(1) 在主电路上，半控整流少了两个晶闸管。因而，触发装置较简单，较经济。

(2) 为防止失控而增加了一个续流二极管，使得输出整流电压  $V_D$  的波形中没有为负电压波形。尽管晶闸管的触发移相范围也是  $\pi$ ，但是，晶闸管的导通角  $\theta = \pi - \alpha$ 。

(3) 输出电压平均值：
$$V_D = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin \omega t d(\omega t) - 0.7 V_s \frac{1 + \cos \alpha}{2} \right]$$
。当  $\alpha = 0 \rightarrow 180^\circ$  范围内移相控制时， $V_D$  只能为正值，而全控整流电路  $V_D$  在  $\alpha > 90^\circ$  时可为负值。

↓  
答案

#### 5.5 单相桥全控整流有反电势负载时输出电压波形如何确定？

答：若整流电路中电感  $L=0$ ，则仅在电源电压  $V_s$  的瞬时值大于反电势  $E$  时，晶闸管才会承受正向电压，才可能触发导通。在晶闸管导通期间，输出整流电压为相应的电源电压瞬时值。 $V_s < E$  时，晶闸管承受反压阻断。在晶闸管阻断期间，负载端电压保持为反电势  $E$ 。故整流电流断流。若控制角

$\alpha$  小于  $\delta$  ( $\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2} V_s}$ ，称为停止导电角)，则负载端电压一直保持为  $E$ ；若  $\alpha$  大于  $\delta$ ，则在  $\omega t = k\pi - \delta$  至  $\omega t = k\pi + \alpha$  期间负载端电压保持为  $E$ 。

若在负载回路中串联足够大的平波电抗器，使电流连续、晶闸管的导电角  $\theta = \pi$ ，则电流脉动减小。这时，整流电路输出电压波形是由控制角  $\alpha$  唯一对应的、依次为电源电压的包络线，其直流电压平

均值 
$$V_D = \frac{2\sqrt{2} V_s}{\pi} \cos \alpha$$
。

若在负载回路中串联的平波电抗器不足以使电流连续，情况介于上述两种情况之间。

↓  
答案

#### 5.6 交流电路电感不为零时引起的换相重叠过程中整流器输出电压的瞬时值如何确定，在换相期间是什么因素促使负载电流从一个晶闸管向另一个晶闸管转移？

答：设换相前  $a$  相的  $T_a$  导电， $T_b$  截止，这时  $i_a = I_D$  (负载电流)，整流电压  $V_D(t) = V_a$ ，换相后  $b$

相的 Tb 导电, 换相结束后  $v_c = v_m$ 。如果  $i_a = 0$ , 一旦 Tb 导通,  $v_a(t) = v_b(t) > v_m(t)$ , Ta 立即受反压截止, 负载电流  $I_D$  立即从 a 相的 Ta 转到 b 相的 Tb, 换相(或换流)过程瞬时完成。如果  $i_a \neq 0$ , 由于电感的储能不能突变为零, 原来导电的 A 相电流  $i_a$  不能从  $I_D$  突降为零而必须经历一个历时  $\gamma$  (对应的相位角  $\gamma = \omega t$ , 称为换相重叠角) 过渡过程。

在此期间, Ta、Tb 同时导通, a、b 两相电源经电感 2LC 短接状态,  $i_a + i_b = I_D$ , 若假定  $I_D$  恒定, 则

$$L_c \frac{di_a}{dt} = -L_c \frac{di_b}{dt}.$$

又  $v_o - v_a - L_c \frac{di_a}{dt} = v_a - L_c \frac{di_b}{dt}$ , 所以  $v_o - v_a - L_c \frac{di_a}{dt} = -L_c \frac{di_a}{dt} - 2L_c \frac{di_a}{dt}$ , 即

$$L_c \frac{di_a}{dt} = -\frac{1}{2}(v_o - v_a).$$

上式说明, 是作用在两个换流电感上得电源电压之差使得负载电流从一个晶闸管向另一个晶闸管 ( $i_a$

从  $I_D$  降为零、 $i_b = I_D - i_a$  从零上升到  $I_D$ ); 还可推得  $v_o - v_a - \frac{1}{2}(v_o - v_a) = -\frac{1}{2}(v_a + v_b)$ 。这说明整流电压的瞬时值是参与换流的 2 相电源电压的平均值。

↓  
答案 5.7 同一个整流电压波形, 时间坐标原点取在不同位置时用傅立叶级数分析得到的谐波特性是否相同, 为什么?

答: 同一个整流电压波形, 时间坐标原点取在不同位置时用傅立叶级数分析得到的谐波特性相同。因为, 整流电压是以交流电源的周期为周期的周期性函数。而任何周期性函数在进行傅立叶级数分解的物理意义是用无限项正弦量来等价, 从等价的效果来看, 自变量(这里指时间)的坐标原点的选定在什么位置, 是不影响各正弦(余弦)分量的频率和幅值的大小。时间坐标原点取在不同位置时仅对各分量的相位产生一定的影响。

↓  
答案 5.8 为什么 m 脉波的整流电压中只含有  $K_m$  次谐波,  $K = 1, 2, 3, \dots$ ?

答: 整流电压  $u_{dc}$  是从频率为  $1/T$  (周期为  $T$ ) 的交流电源变换而来的周期性函数。而任何周期性函数都能写出其傅立叶级数表达式。则整流电压  $u_{dc}$  在周期  $T$  内的傅立叶级数表达式为:

$$u_a(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t + \theta_n)$$

$$\text{这里 } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

m 脉波的整流电压是指在周期  $T$  中出现了  $m$  个脉波, 由于控制的对称性, 使得这  $m$  个脉波在理论上是相同的, 也就意味着 m 脉波的整流电压是频率为  $1/mT$  (周期为  $T/m$ ) 的周期性函数。若将这个函数在周期为  $T/m$

$$u_a(\omega t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k' \cos(k\omega t + \theta_k')$$

$$\text{这里 } \omega = \frac{2\pi}{T} m$$

的区间进行傅立叶分解，则整流电压 $u_{dc}$ 可以表示为  $u_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T u_a(\omega t) dt$ ，相  
当于得到的谐波分量得频率为电源电压频率的 $mk$ ，这里 $k = 1, 2, 3, \dots$ 等。

↓  
答案

5.9 为什么要限制有源逆变时的触发控制角？根据什么原则确定有源逆变时的最大控制角 $\alpha_{max}$ ？

答：为了防止逆变器换相失败，有必要限制有源逆变时的触发控制角 $\alpha$ ，也就是不能让 $\alpha$ 达到其理论最大值 $\pi$ 。

逆变器换相失败的可能原因有：

(1) 被关断的晶闸管承受反压的时间不足，小于其安全关断时间 $t_{off}$ （这段时间对应的角度称为关断角，记为 $\theta_0$ ）。若不计交流电源电路中电感 $L_c$ 的影响，认为换相过程瞬间完成，则要求 $\alpha_{max} = \pi - \theta_0$ ，若 $\alpha$ 超过此值，则被关断的晶闸管承受反压的时间小于其安全关断时间 $t_{off}$ ，之后会因承受正向而可能再次误导通。

(2) 实际交流电源电路中电感 $L_c \neq 0$ ，存在换相重叠过程。换相过程在触发脉冲到来后经历 $v$ 对应的换相重叠时间才结束。之后，依然要求被关断的晶闸管承受足够的反压时间才不致于再次误导通。为了确保相控有源逆变的安全可靠运行，要限制有源逆变时的触发控制角 $\alpha$ 不能太大。如果再考虑留一个安全角 $\theta_r$ ，则有源逆变的最大控制角 $\alpha_{max} = \pi - \theta_0 - v - \theta_r$ 。

↓  
答案

5.10 三相桥式相控整流电路触发脉冲的最小宽度应是多少？

答：为了保证三相桥式相控整流桥开始工作时共阴极组和共阳极组各有一晶闸管导电形成电流回路，或者在电流断流后能再次形成电流通道回路，必须使两组中（正组T1、T3、T5和反组T4、T6、T2）应导通的那两个晶闸管同时有触发脉冲。有两种办法：一种是采用宽脉冲触发，使每个触发脉冲的宽度大于 $60^\circ$ （一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ ）；另一种是采用双脉冲触发，在触发某一晶闸管的同时给前一晶闸管补发一个触发脉冲，相当于用两个窄脉冲替代一个宽度大于 $60^\circ$ 的宽脉冲。所以，三相桥式相控整流电路触发脉冲的最小宽度应是 $60^\circ$ 。元件能够被可靠触发导通所需要施加的脉冲宽度。

↓  
答案

5.11 图 5.36 Boost 型功率因数校正器为什么能实现输入交流电流基本正弦，并与交流电源电压同相？

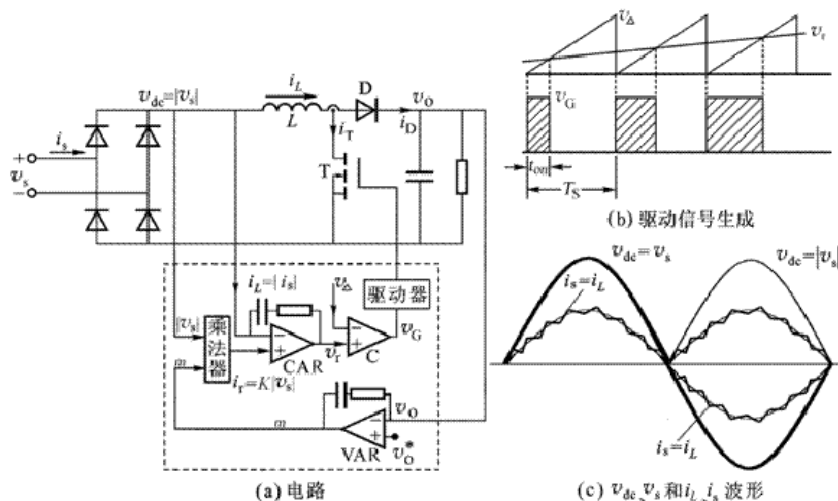


图5.36 会升压型(Boost)功率因数校正电路的电路及波形

答：图 5.36 Boost 型功率因数校正器中，虚线框内的控制电路：电压误差放大器 VAR、电流误差放大器 CAR、乘法器、比较器 C 和驱动器等。采用了双闭环控制，电压外环为负载提供恒定的电压  $v_o^*$ ；电流内环，使交流电源电流  $i_s$  波形跟踪交流输入正弦电压波形，使  $i_s$  接近正弦并与  $v_s$  同相。外环的 PI 型电压误差放大器 VAR 的输出是个直流量 K，当  $v_o - v_o^*$  时保持不变。将整流电压  $v_{dc}$  检测值（交流电源电压瞬时值的绝对值）与 K 的乘积作为电感电流  $i_L$  的指令值  $i_r$ ，保证了指令电流  $i_r$  与交流电源  $v_s$  同相位。将  $i_r$  与电感电流  $i_L$  的检测值（ $i_L - i_L^*$ ）一起送入 PI 型电流误差比较器 CAR。结果，使电感电流  $i_L$  跟踪指令值  $i_r$ ，也就是输入电流  $i_s$  与交流电源电压  $v_s$  同相，输入端功率因数接近于 1。

输入电流  $i_s$ （ $i_L$ ）的波形被高频 PWM 调制成接近正弦，但含有很小的高频纹波，经过很小的 LC 滤波后即可得到较光滑的正弦波电流。

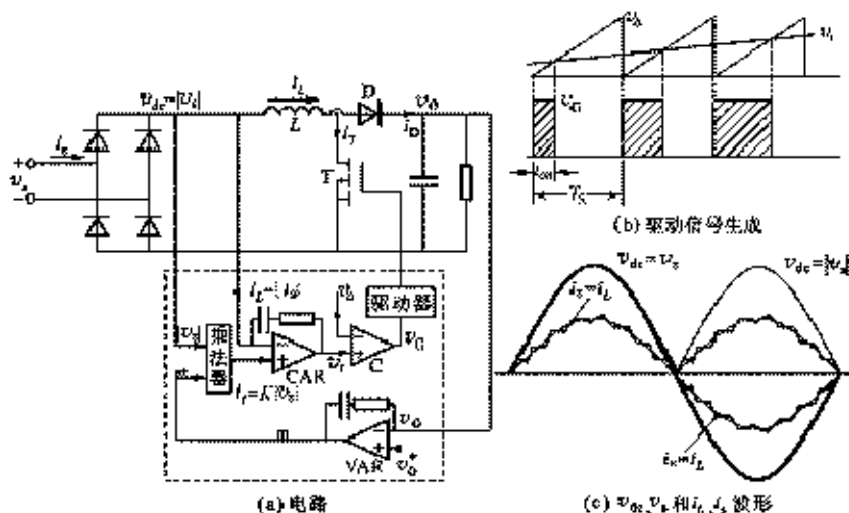


图5-36 升压型(Buck)功率因数校正器平均模型仿真结果

↓  
答案

5.12 三相 PWM 整流与三相 PWM 逆变有什么异、同之处？

答：01 PWM 逆变器实现直流到交流的变换，是无源逆变，控制方式为他控式，也就是逆变电压的大小、频率和相位都可以根据需要进行控制。PWM 整流器能实现交流到直流的变换，也可以实现直流到交流的变换。但这时得逆变是有源逆变，即对逆变电压的大小、频率和相位的控制，要根据交流侧电源的频率、相位的实际情况和控制目的进行控制，否则就达不到相应得目的。

02 在主电路结构上基本相同，两者均采用全控型半导体开关器件，开关管按正弦规律作脉宽调制。

但 PWM 整流器的主电路结构必须要有输入电感，整流器交流侧的电压  $\vec{v}_i$  和交流电源电压之差加到了输入电感上。

03 能量可以双向流动：可以通过适当控制整流器交流端的电压  $\vec{v}_i$  的幅值和相位，就可以获得所需

大小和相位的输入电流  $\vec{i}_s$ 。从而可以把交流输入电流的功率因数控制为任意值，实现交、直流侧的双向能量流动。



↓  
答案

6.1 单相交流电压控制器当控制角  $\alpha$  小于负载功率因数角  $\phi$  时为什么输出电压不可控？

答：图 6.2 (c) 中，如果把 T1、T4 的触发信号  $i_{g1}$ 、 $i_{g4}$  的起点从  $\omega t = \phi$  提前，即在  $\omega t = \alpha < \phi$  时开始触发 T1，在  $\omega t = \pi + \alpha < \pi + \phi$  时开始触发 T4。在  $\omega t = \alpha < \phi$  时，由于仍是负电流，即 T4 仍在导通，故这时的触发电流  $i_{g1}$  并不能使 T1 立即导电， $i_{g1}$  对 T1 不起作用，直到  $\omega t = \phi$  时  $i_{T4} = i_s = i_o = 0$ ，如果这时还有  $i_{g1}$ ， $i_{g1}$  才可能开通 T1。

因此 RL 负载、 $\alpha < \phi$  时，如果要是电压控制器能正常工作，触发信号  $i_g$  必须是宽脉冲。如果  $\alpha = 0$ ，则脉冲宽度应超过  $\phi$ ，而且此时虽然  $\alpha < \phi$ ，但与  $\alpha = \phi$  时一样，输出电压、电流波形都是完整的正弦波。

↓  
答案

6.2 由图 6.2 (e) 查得：单相全波交流电压控制器在电阻负载 ( $\phi = 0$ ) 时导电角  $\phi$  为  $\phi = 180^\circ - \alpha$ ，在纯电感负载时 ( $\phi = 90^\circ$ )，当  $\alpha < 90^\circ$  时  $\phi = 180^\circ$ ， $\alpha > 90^\circ$  时  $\phi = 2(180^\circ - \alpha)$ 。从物理上解释这一结果。

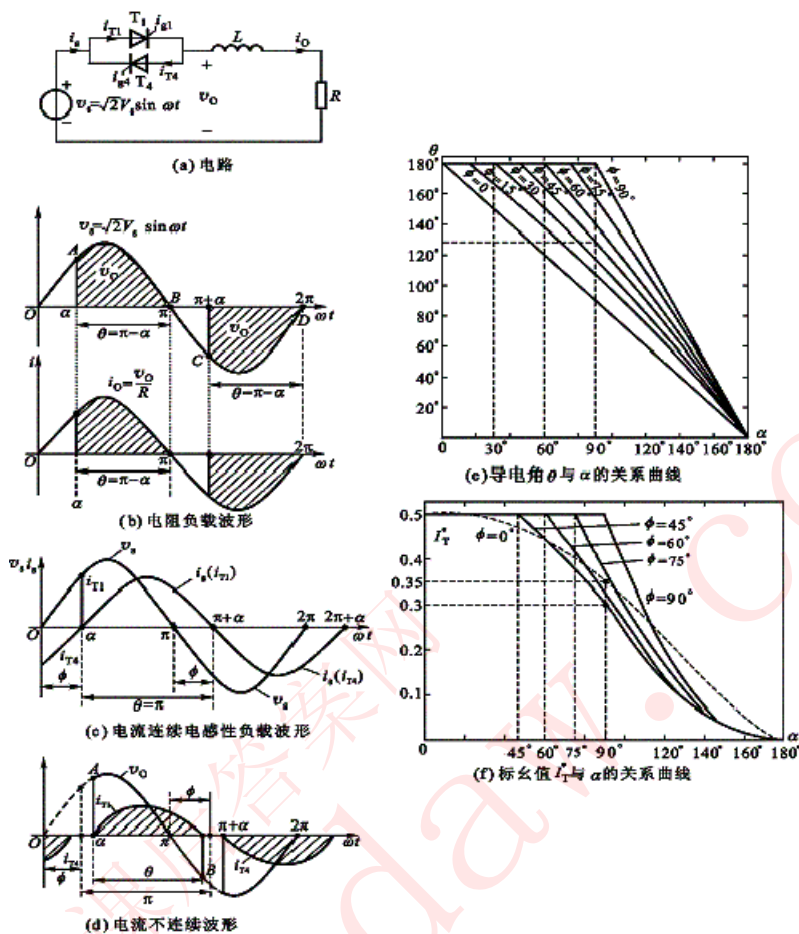


图 6.2 单相交流电压控制器电路、波形及特性

答：  $\phi = 0$  时，为电阻负载，在  $\omega t = \alpha$  时，晶闸管开通，在  $\omega t = \pi$  时，电压反向，晶闸管关

断，故  $\theta = \pi - \alpha$

$\phi = 90^\circ$  时，为纯电感负载， $\alpha < 90^\circ$  时，输出电压不可控，电流波形为连续正弦波，见图 6.2

(c)，故  $\theta = 180^\circ$

$\alpha > 90^\circ$  时，在  $\omega t = \alpha$  时，晶闸管开通，电流以 0 开始上升，电感开始储能，在  $\omega t = \pi$  时，

电压  $v_o = 0$ ，此后  $v_o < 0$ ，电感储能释放，故在  $\omega t = \pi$  时，电流达到最大，然后开始减小。

由于  $v_o$  时对称性，电流将会是对称的，故  $\theta = 2(\pi - \alpha)$

↓ 答案

6.3 单相交流电压控制器带电感、电阻负载时，如何利用图 6.2 (e)、6.2 (f) 计算出晶闸管电流有效值。

答：根据  $\phi = \arctan L/R$  求出负载阻抗角  $\phi$ ，再根据图 6.2(g)、(f) 画出的以  $\phi$  为参变量，

$I_{\text{rr}}$ 、 $I_r$  与触发控制角  $\alpha$  的函数关系即可得到  $I_{\text{rr}}$ 、 $I_r$ 。晶闸管电流  $I_T$  的基准值为  $\sqrt{3}I_r$ ，

则  $I_T$  的相对值为  $I_r = I_r / \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} = \frac{Z}{\sqrt{2}V_s} \cdot I_r$ ， $I_r = I_r \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}$ ， $I_{\text{rr}} = I_{\text{rr}} \frac{\sqrt{2}V_s}{Z}$

图 6.2(g)、(f) 是按 (6-23)、(6-24) 式画出的以  $\phi$  为参变量  $I_{\text{rr}}$ 、 $I_r$  与触发控制角  $\alpha$  的函数关系。

根据图 6.2(e) 所示的导通角  $\theta$  与触发角控制角的关系  $\theta = f(\alpha)$ ，即可求出  $\alpha$ 。

↓ 答案

6.4 图 6.5(a) 所示三相星型联结电压控制器不同的控制角  $\alpha$  时为什么会有两类导电工作状态？

控制角  $\alpha$  的有效控制范围为什么是  $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$ ？

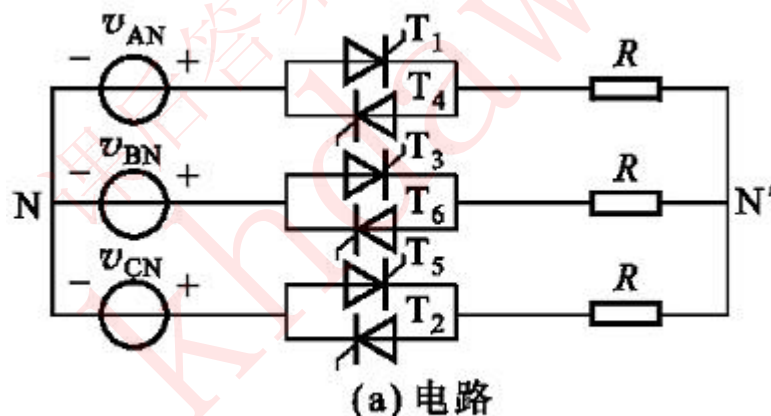


图6.5 三相Y联结电压控制器及波形

答：对于图 6.5 (a) 所示三相星型联结电压控制器，要想电流形成通路，要么三相同时工作，要么两相同时工作，所以对于控制角不同时，电路只有两种导电工作状态：

第一类：三相同时导电工作状态，在同一时刻，每一相有一个晶闸管导电，因此任何时刻同时有三个晶闸管导电。

第二类：二相同时导电工作状态，在同一时刻仅二相各有一个晶闸管导电，第三相中的两个晶闸管都不导电，这时电流从电源的一相流出，经负载后从另一相回到交流电源。无论是电源还是负载的第三相都不导电。

$\alpha \geq 150^\circ$  时， $T_1$  与  $T_6$  共同存在的最早时刻是在  $U_{AN}=U_{BN}$  的交点之后，即  $U_{AN}<U_{BN}$  故  $T_1$ 、 $T_6$

承受反压而无法开通。因此控制角控制输出电压的变化范围是  $0 < \alpha < 150^\circ$ 。

↓ 答案

6.5 图 6.6 所示三相开口三角形电压控制器有什么优点？控制角工作范围是多大？

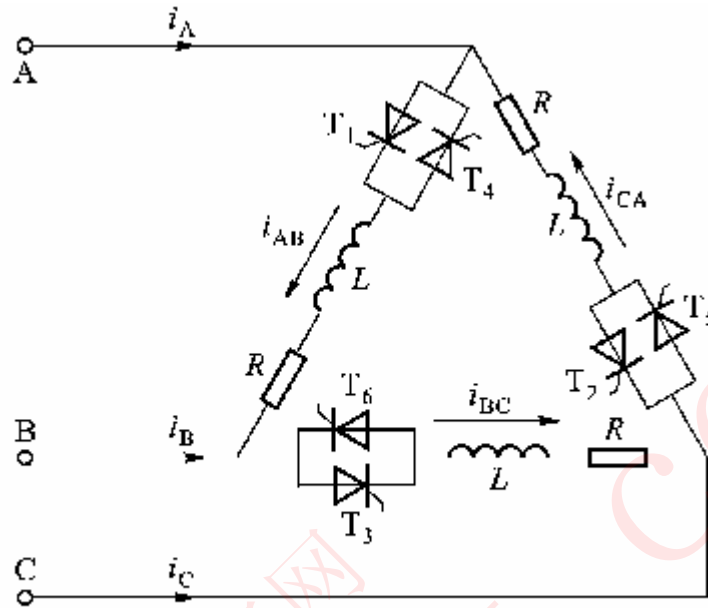


图6.6 三相开口三角形电压控制器

答：优点：因为负载是三角形联结，负载相电流中的3次及3的倍数次谐波是零序分量电流，它们在相位上相差  $3 \times 120^\circ$ ，即它们在三相对称负载中有相同的相位和幅值，在三角形环路中形成环流，故在三相线电流中不存在3次及3的倍数次谐波电流分量。

控制角工作范围： $\phi < \alpha < \pi$

↓ 答案

6.6 图 6.7 (a) 中如果要求输出电压的变化范围是  $0 \leq V_0 \leq (V_1 + V_2)$ ，怎样对 T1、T2、T3、T4 进行相控最好？为什么？

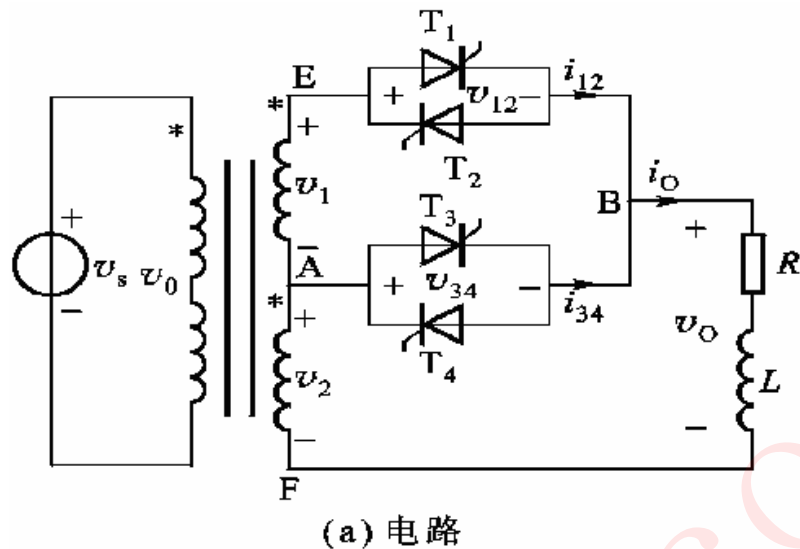


图 6.7 单相变压器抽头电压控制器

答:  $T_3$  和  $T_4$  在电源电压  $v_s$  的整个周期内都处于断态, 而  $T_1$  和  $T_2$  在  $v_s$  的整个周期内交替地导通, 控制触发角则可调节负载电压  $v_o$  在  $0 \leq v_o \leq (v_1 + v_2)$  内变化。

↓  
答案

6.7 晶闸管相控直接变频的基本原理是什么? 为什么只能降频、降压而不能升频升压?

答: 图 6.9 (a) 所示电路中只要使两组变流器在相控状态下工作, 根据负载所需的交流电压频率  $f_o$  和电压  $V_o$  大小, 按 (6-26)、(6-28) 式对两组变流器进行相控, 当负载电流  $i_o > 0$  时, 令正组 P 工作、反组停止工作。反之当  $i_o < 0$  时, 令反组 N 工作、正组停止工作, 并保持  $\alpha_N = 180^\circ - \alpha_P$ , 那么就能在负载上得到所需要的频率为  $f_o$ 、幅值为  $V_o$  的近似正弦交流电压, 在交流电源电压不变从而  $V_{do}$  不变的情况下, 只要改变 (6-26) - (6-28) 式中的变压比  $K$  值, 即可改变交流输出电压大小。当然这种直接变频从原理上讲只是把相控“整流”输出电压脉冲中的每个脉冲的平均值控制到按“正弦规律”变化, 然后再把这一系列直流脉冲拼成一个近似的“正弦波”。因此输出到负载端的交流电压的周期只能比电源交流电压周期长, 其输出频率只能低于交流电源频率, 只能降频、降压。

↓  
答案

6.8 晶闸管相控直接变频电路中正、反两组相控变流器的控制角  $\alpha_P$ 、 $\alpha_N$  为什么要保持

$\alpha_P + \alpha_N = 180^\circ$ ; 为什么正、反组输出电压瞬时值  $v_P \neq v_N$ ?

答:  $\alpha_f + \alpha_N = 180^\circ$  时, 可以使任何时候连续正值输出电压平均值  $V_f$  等于反组输出电压平均值  $V_N$ 。

在  $\alpha_f \sim \alpha_f + \pi$ ,  $v_f = V_s \sin \alpha$

在  $\alpha_N \sim \alpha_N + \pi$ ,  $v_N = -V_s \sin \alpha$

且  $\alpha_f + \alpha_N = 180^\circ \therefore v_f \neq v_N$

↓ 答案

6.9 图 6.9 (a) 交流-交流直接变频器与第 5 章图 5.31 (a) 所示直流电动机可逆传动系统两组变流器的工作方式、控制原理有什么异、同之处?

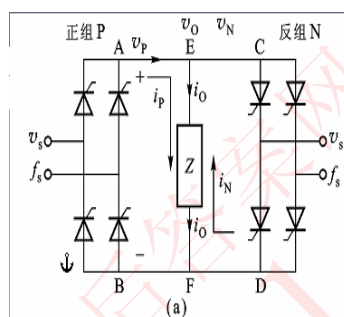


图6.9 交-交相控直接变频器

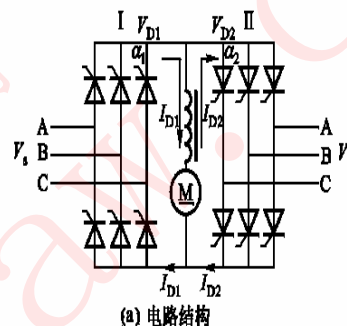


图5.31 直流电机的可逆传动系统

答:

同: 均是通过对正组、反组控制角的控制。

异: 图 5.31 是正反两组均可工作在整流、逆变状态, 通过改变晶闸管的触发控制角或逆变角, 可以调节整流或逆变电压  $V_D$ , 控制交流电源—负载之间交换的功率的大小和方向。

图 6.9 则是当  $i_o > 0$  时, 正组工作, 反组停止工作。

$i_o < 0$  时, 反组工作, 正组停止工作。

它只是把相控“整流”输出电压脉冲中的每个脉冲的平均值控制到按“正弦规律”变化, 然后再把这一系列直流脉冲拼成一个近似的正弦波。

↓ 答案

6.10 矩阵式交流-交流变频器的基本工作原理是什么? 它有什么优缺点?

答: 原理: 6.11 (a) 中共用了 9 个双向自动关断开关器件: 当  $T_{11}$  导通时交流电源 A 相电压接到负

载 a 相:  $v_a(t) = v_a(t)$ 。  $T_{Aa}$  导通时, 交流电源 B 相电压接到负载 a 相,  $v_a(t) = v_b(t)$ 。  $T_{Ac}$  导通时,  $v_a(t) = v_c(t)$ ; 因此驱动  $T_{Aa}$ 、 $T_{Ab}$ 、 $T_{Ac}$  三个器件中的某一个导通, 负载 a 相电压  $v_a(t)$

可以是交流电源电压 A、B、C 三相中任一相的电压瞬时值。同理驱动  $T_{Ba}$ 、 $T_{Bb}$ 、 $T_{Bc}$  中的某一个导

通, 可以使负载 b 相电压  $v_b(t)$  是交流电源 A、B、C 三相中的任一相的电压瞬时值。负载 c 相电压  $v_c(t)$

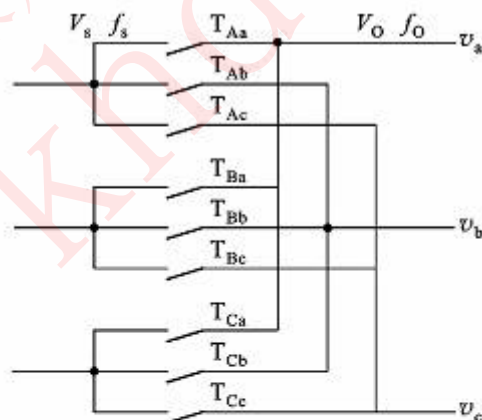
也可以是交流电源 A、B、C 相中任一相的电压瞬时值。如果 9 个开关器件都是双向可控导电的开关, 无论各相瞬时值为正或为负, 都可使负载 a、b、c 三个相从交流电源或或处得到所需的电压瞬时值。因此对 9 个全控型开关器件进行高频 SPWM 控制, 就可以在负载处得到频率和电压均可调控的三相互

差?? 120° 的交流电压。

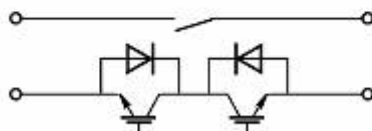
优点: 矩阵式交流-交流变频器既是开关性质的交换器, 其输入电流和输出电压都不可避免的有谐波。只有自关断器件在高频 SPWM 状态下工作, 谐波阶次较高而已, 故此只需在输入、输出端附加很小的 LC 滤波器, 就能显著地改善输出电流和输出电压波形。至于输入电流的相移因数 (基波功率因数

$\cos \phi$ ), 由于采用了自关断器件可以使  $\cos \phi$  为任意指令值。

缺点: 对图 6.11 (a) 中 18 个 IGBT 进行实时、适当的控制需要精确快速的检测三相交流电源电压、输出电压和三相负载电流, 并构成被控量的全数字化反馈控制系统, 才有可能实现快速精确的控制, 获得优良的特性。



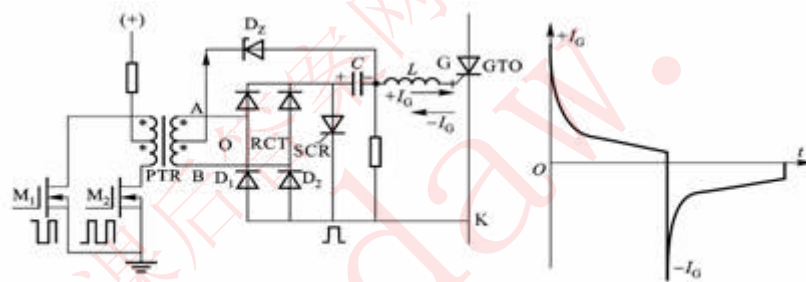
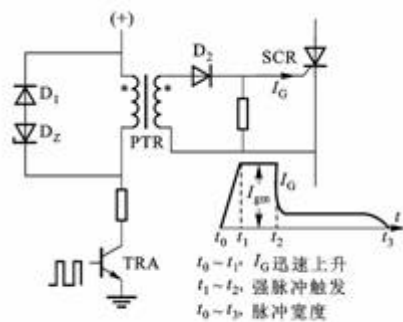
(a) 电路



(b) 双向开关

图6.11矩阵式交-交变频器

- 7.1 比较图 7.1 和 7.3 所示 SCR 和 GTO 两种驱动器工作原理、驱动器的输出波形和脉冲变压器的利用率。



答：两者都是采用脉冲变压器进行隔离的。对于 SCR，当控制系统发出的驱动信号经变压器放大后，再经过二极管整流便可获得触发脉冲电流  $I_G$ 。为防止脉冲变压器饱和，在 PTR 原方增加了由齐纳二极管和二极管组成的续流部分，在驱动信号为零时电流可迅速衰减至零。对于 GTO，由于在脉冲变压器次级含有四个二极管组成的全桥整流，增加了脉冲变压器的利用率。关断时需要在门极施加大幅值的负脉冲电流，故 GTO 驱动器与 SCR 驱动器相比，增加了产生负脉冲电流的部分。即 SCR 驱动器输出波形中只有正脉冲，而 GTO 驱动器输出波形中有正、负脉冲。

- 7.2 图 7.4(a) 所示 BJT 驱动器中为什么要用正、负双电源，电容 C 起什么作用。



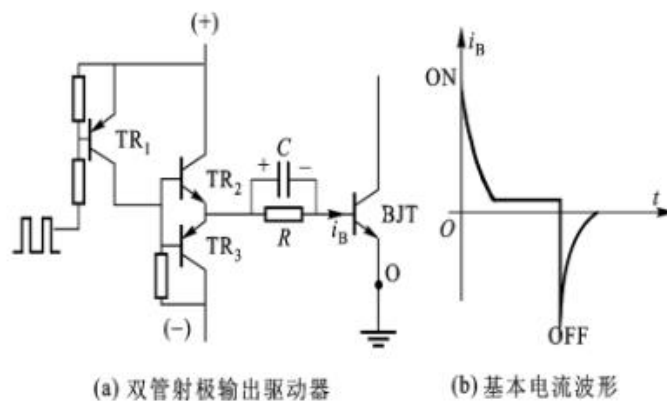


图 7.4 无隔离的 BJT 驱动

答: BJT 断态时应施加反向的基-射极间电压, 以缩短关断时间和增加三极管的集-射间阻断能力。因此, 用正、负双电源的目的就是为了能在 BJT 阻断时, 给基-射极间施加反偏电压, 使 BJT 快速关断, 并维持短态。

电容 C 为加速电容, 电路输入低电平时, 电容 C 充电, 充电电流在 BJT 开通初期提供基极瞬时大电流 (提升电流), 可以加快开通过程, 稳态导通时, 基极电流减小, 可以减短关断过程。

7.3 说明图 7.6、图 7.7 中 P-MOSFET 驱动器工作原理。

答案

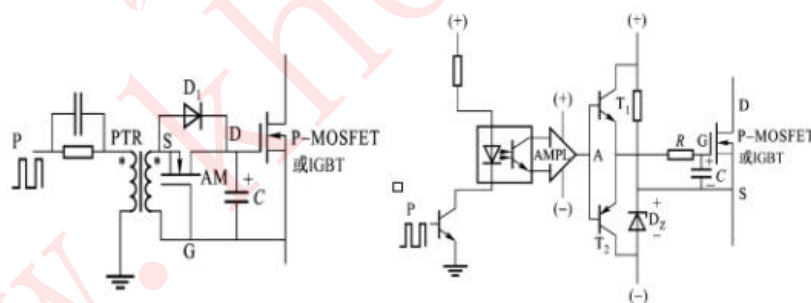


图 7.6 有脉冲变压器的 P-MOSFET 驱动器

图 7.7 有光耦隔离的 P-MOSFET 驱动器

答: 图 7.6 画出了由脉冲变压器 **PTR** 驱动的 **P-MOSFET**。有正信号输入时, 变压器副方电压

$V_{so}$  经过  $D_1$  向 **P-MOSFET** 管提供开通电压并给门极/源极结电容充电, 这时辅助 **MOS** 管

**AM** 受反偏而不导电, 阻断了 **P-MOSFET** 门极结电容  $C$  经 **AM** 放电。当有负信号输入、脉

冲变压器 **PTR** 副方  $V_{so} > 0$ , 辅助 **MOS** 管 **AM** 导电,  $D$ 、 $S$  两点导通, 抽出 **P-MOSFET**

管门极结电容  $C$  的电荷, 使其关断。

图 7.7 给出了  $P-MOSFET$  带光耦的驱动器，有驱动信号时，A 点位正电位， $T_1$  导通使

$MOSFET$  导通。无驱动信号时，A 点位负电位， $T_2$  导通，稳压管的电压作为反压加至  $MOSFET$

的栅（G）-源（S）极关断  $MOSFET$ 。

↓ 答案

7.4 有光耦隔离的驱动器优、缺点是什么？

答：有光耦隔离的驱动器两侧的电磁干扰小，但光耦器件需要承受主电路的高压，有时还需要增加额外的电源和脉冲电流放大器。

↓ 答案

7.5 半导体开关器件关断时，其电流  $i_T(i)$  可近似认为是线性下降到零，其电压  $V_T(i)$  由什么决定？

答：电压  $v_T(i)$  根据线路电感  $L_x$  的不同而不同。可参见书图 7.10 及 7.11。

↓ 答案

7.6 并联缓冲器和串联缓冲器功能是什么？线路杂散电感或串联缓冲电感在开关电器开通、关断过程中起什么作用？

答：并联缓冲器的作用是延缓关断过程中开关管电压的上升速度和限制其数值。

串联缓冲器的作用是使开关管电压在开关关断过程中缓慢上升，减小了关断时的  $dv/dt$ ，而且改善了关断时的开关轨迹，确保开关器件的安全运行。

?? 线路杂散电感  $L_x$  可以使开关管开通时两端电压  $v_T$  减小，改善开通特性，并可减小开通时的

$di/dt$ ，所以有时又人为地串联一个数值不大的缓冲电感  $L_x$ 。但是较大的串联缓冲电感在关断

过程中又会引起  $v_T$  较多的超过  $v_D$ ，为此可在  $L_x$  两端并联二极管  $D_x$  和电阻  $R_x$  阻尼电路，抑制关断过程中三极管的过电压。

↓ 答案

7.7 说明图 7.14(a) 的限幅缓冲电路的基本缓冲原理和优、缺点。

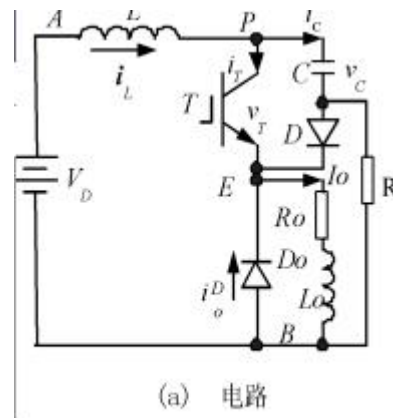


图 7.14 限幅钳位缓冲电路

答：限幅缓冲电路的基本工作原理，无论通态和断态缓冲电容  $C$  的电压都保持  $V_D$  不变，仅在关断过程中， $v_T$  从零上升，超过  $V_D$  后缓冲电容  $C$  才起作用，限制  $v_T$  的增长，适当选择电容  $C$  的数值可以将关断时的电压、电流轨迹控制在安全区以内。

优点：缓冲电容的电压变换不大，能耗不大。

缺点：电容、电感中储存的能量消耗在电阻上，增加了散热装置的负担，降低了变换装置的效率。

7.8 输入滤波器（电源侧滤波器）、输出滤波器（负载侧滤波器）的主要功能是什么？其滤波效果与哪些因素有关，为什么？

答：电力电子开关电路的输入电流，在直流电源供电时不可能是平直的直流电流而含有交流谐波电流，在交流电源供电时不可能是正弦电流而含有高次谐波电流。因此，输入滤波器的主要功能就是要抑制电力电子变换电路输入电流中的谐波电流流入供电电源，改善供电电源的供电质量。电力电子开关电路输出的直流电压不可能是平直的直流电压，输出的交流电压也不可能是正弦交流电压，输出滤波器的功能就是将开关电路输出直流电压中的交流分量滤除，只将平直的直流平均值电压输给负载，或将开关电路输出交流电压中的谐波电压滤除，只将正弦基波电压供给负载。所以，输出滤波器的主要功能就是改善电力电子变换器输出到负载上的供电电压质量。

滤波效果与滤波器的电感值、电容值和谐波的阶次有关。电容电抗与频率成反比，并联在电路中滤除高频谐波；电感阻抗与频率成正比，串联在电路中滤除高频谐波。

7.9 如何选择半导体电力开关器件的散热器使其工作中的结温不超过允许值？

答：

在开关器件的散热系统的分析与设计中，经常采用图 7.21 所示的热等效电路。开关器件的功耗  $P$  所对应的热量经过三个热阻后发散在周围环境空气中：热先经半导体管芯 PN 结-管壳之间的热阻  $R_{jc}$  流

至管壳，再经管壳-散热器之间的热阻  $R_{cs}$  流至散热器，最后在经散热器与周围空气环境之间的热阻  $R_{sa}$  将热量散发至空气中，热从高温流向低温区，PN 结温  $\theta_j > \theta_c > \theta_s > \theta_a$  空气环境温度  $\theta_a$ 。利用热等效电路计算满足上述不等式的要求，散热器与环境之间的热阻值需要达到的值，再根据散热器产品的参数选择热阻器。

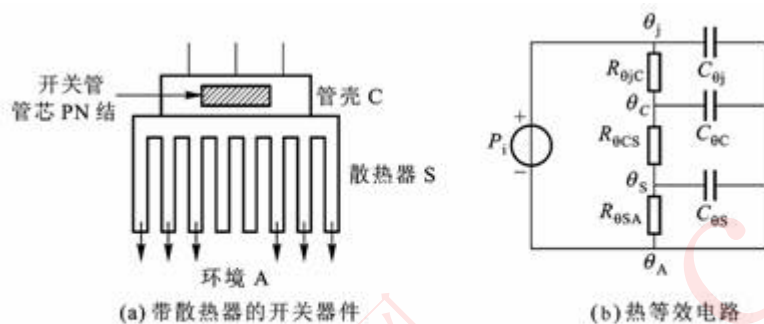


图 7.21 带散热器的开关器件及散热等效电路

↓ 答案

7.10 电力电子变换器控制系统的基本功能是什么？

答：变换器控制系统的主要任务是为半导体电力开关器件产生开、关信号，从而得到需要的输出电压或电流。此外还应能监控变换器的工作状态，显示、记录运行参数，远程通讯以及故障处理等等。

↓  
答案

8.1 怎样才能实现完全无损耗的开关过程？

答：利用开关电路中的  $L$ 、 $C$  元件产生谐振，使开关器件两端的正向电压  $v_T$ 、电流  $i_T$  谐振到零，在  $v_T=0$  期间施加驱动信号开通开关管或在电流谐振为零  $i_T=0$  期间撤除驱动信号关断开关器件，可以获得无损耗开关特性。

↓  
答案

8.2 零开关，即零电压开通和零电流关断的含义是什么？

答：零电压开通：开关器件两端的正向电压  $v_T$  谐振到零、在  $v_T=0$  期间施加驱动信号开通开关管，

因而开关管  $T$  在其等效电阻  $r_T$  从  $\infty \rightarrow 0$  的开通过程中和随后的电流  $i_T$  建立的过程中  $v_T = 0$ ，开关损耗  $p_T = v_T i_T = 0$ ，而无开通损耗。

零电流关断：在开关器件电流  $i_T$  谐振到零，在  $i_T=0$  期间撤除驱动信号，关断开关器件，因此在开

关管等效电阻  $r_T$  从  $0 \rightarrow \infty$  关断过程中  $i_T = 0$ ， $p_T = v_T i_T = 0$  而无关断损耗。

↓  
答案

8.3 采用  $L$ 、 $C$  缓冲电路软化开关过程的优点、缺点是什么？

答：优点：采用  $L$ 、 $C$  缓冲软开关电路中开关器件的关断损耗  $p_{off}$  比同一电路参数情况下硬关断的关断损耗小很多倍，即开关器件的开关损耗显著减小。

缺点： $L$ 、 $C$  复合缓冲电路中存储在  $L$ 、 $C$  中的能量每开通、关断一次都会在图 8.1 (b) 中电阻  $R_s$  上消耗掉，表明整个变换器损耗不一定减小很多。

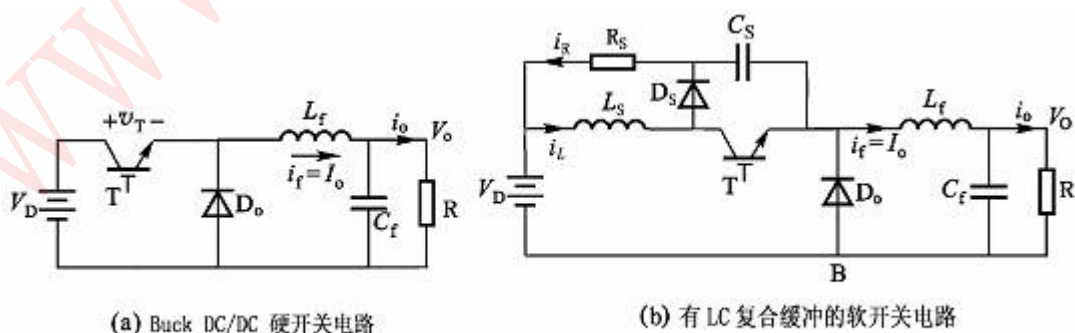


图8.1 Buck DC/DC 变换器电路

↓答案 8.4 零电流关断 ZCS PWM 变换器与零电流关断 ZCS PFM 变换器(零电流关断准谐振变换器 ZCS QRCs)在电路结构上有什么区别,特性上有那些区别?

答:结构上:ZCS PWM 变换器电路比 ZCS PFM 变换器电路多了一个辅助开关管  $T_2$  和  $D_2$ 。  
特性上:ZCS PWM 变换器可实现输出电压的恒频 PWM 控制;谐振元件 LC 参与部分状态的工作,谐振元件损耗小,通态损耗也小;辅助开关管  $T_2$  也是零电流关断。  
ZCS PFM 变换器靠脉冲频率调制 PFM 调控输出电压,只能用于小功率变换器上;谐振元件 LC 参与变换器工作周期的全过程。

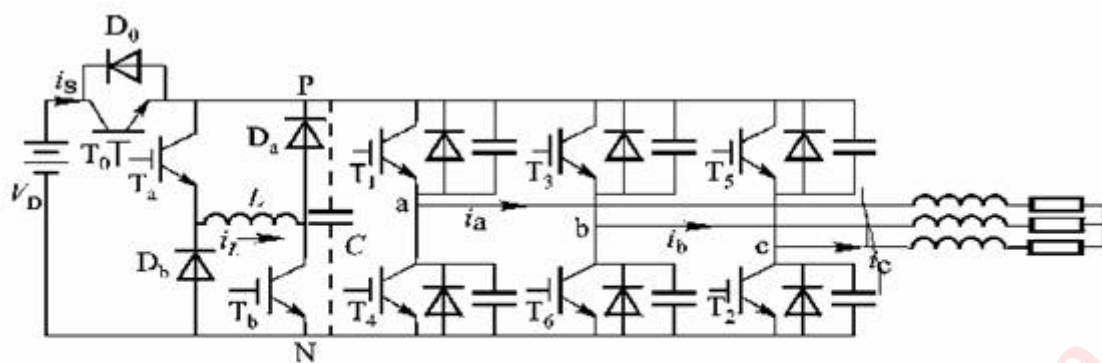
↓答案 8.5 零电压开通 ZVS PWM 变换器与零电压开通 PFM 变换器(零电压开通准谐振变换器 ZVS QRCs)在电路结构上有什么区别,特性上有那些区别?

答:结构上:ZVS PWM 变换器电路比 ZVS PFM 变换器电路多了一个电感上并联的辅助开关管  $T_2$  和  $D_2$ 。  
特性上:ZVS PWM 变换器可实现输出电压的恒频 PWM 控制;谐振元件 LC 参与部分状态的工作,谐振元件损耗小,通态损耗也小且谐振元件对变换器的输出特性影响很小;辅助开关管  $T_2$  也是零电压开通。  
ZVS PFM 变换器靠脉冲频率调制 PFM 调控输出电压,只能用于小功率变换器上;谐振元件 LC 参与变换器工作周期的全过程。

↓答案 8.6 直流环节并联谐振逆变器如何实现逆变器开关器件的零电压开通与关断?

答:图 8.8(a)中在三相逆变器主开关  $T_1-T_6$  两端各并联一个小电容,在直流侧 PN 两端的等效电容为  $C$ ,在三相逆变器与直流电源  $UD$  之间插入了一个由主开关管  $T_1, D_1$  谐振开关管  $T_2, T_3, D_4, D_5$ , 谐振电感  $L$  以及等效电容  $C$  组成的谐振电路,图中逆变器的六个开关器件  $T_1-T_6$  周期性地按 PWM 方式改变其通、断状态,使逆变器输出三相交流 PWM 电压。

如果在主开关器件  $T_1-T_6$  需要改变开关状态时,开通、关断  $T_1, T_2, T_3$ , 形成  $L, C$  谐振,使电容  $C$  两端直流电压  $UD$  降为零值,给逆变器 6 个开关的零压开通和零压、零流关断创造条件,那么逆变器开关状态的转变就可能在其端电压为零的状态下进行,实现零电压开通和零电压、零电流关断,没有开关损耗。



(a) 电路结构

图8.8 直流环节并联谐振逆变器

↓  
答案

9.1 AC/AC 直接变频、变压电源和 AC—DC—AC 两级间接变频、变压电源各有那些优缺点？

答：晶闸管相控交流—交流直接变频器变换后，可以获得频率低于 50Hz 的变压、变频交流电源，这种直接变频的缺点是：只能降低频率，同时输出电压波形中含有较大的谐波，输入电流谐波严重且功率因数低。

AC—DC—AC 两级间接变频、变压电源中，第 I 级交流—直流整流变换电路可以根据不同的应用要求采用各种方案，第 II 级直流—交流逆变器的输出频率可以是任意值，电压、频率可独立或协调控制，采用 SPWM 控制的变换器输出交流电压波形畸变率较小，直流电源中谐波电流也不严重且易于滤波（开关频率可以较高）。

↓  
答案

9.2 VVVF 逆变器中如何实现电压—频率协调控制？

答：VVVF 逆变器有许多不同类型的控制策略。如恒定电压—频率比控制，恒气隙磁通控制，恒转子磁通控制等等，根据这些不同的控制策略，确定定子电压  $V_1$  与频率  $f_1$  之间的函数关系，就可实现电压—频率协调控制。

↓  
答案

9.3 说明典型 UPS 的工作原理。

答：图 9.3 为一个典型的由整流和逆变两级变换器构成的在线双变换式 UPS。市电正常时，市电经输入变压器和充电器（一个小功率整流器）输出电压、电流可控的直流电给蓄电池充电，使蓄电池储备电能，同时市电经整流器实现交流—直流变换后向逆变器提供直流电，逆变器实现直流—交流变换后输出恒压、恒频的交流电，经静态开关 S1 对负载供电。这时旁路静态开关 S2 断开，负载与市电之间无直接联系。

当市电供电异常时（过压、欠压、断电），控制系统（图 9.3 中未画出）断开输入开关 S，切断市电与 UPS 的联系，蓄电池为逆变器提供直流电能，逆变器继续经静态输出开关 S1 向负载供电。



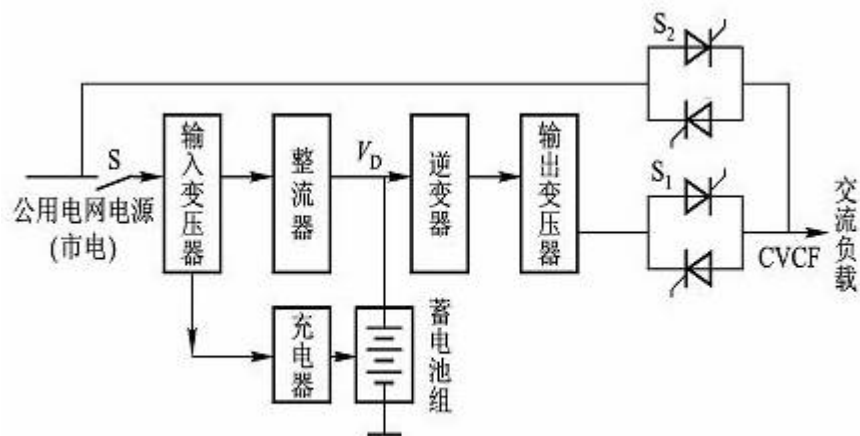


图9.3 典型UPS结构图



答案 9.4 说明双变流器串、并联补偿式 UPS 的工作原理。

答：图 9.4 示出的双变流器串、并联补偿式 UPS 的原理图。图中变流器 I 和 II 都是双向 AC ↔ DC SPWM 变流器，其直流侧接蓄电池，变流器 I 经电感  $L_1$  和变压器 T 输出的电压  $\Delta v$  (电流  $I_S$ ) 串接在电源电压  $v_s$  和负载电压  $v_L$  之间，称之为串联补偿变流器，它提供的补偿电压  $\Delta v$  既抵消电源电压  $v_s$  中的谐波  $v_{sh}$ ，又补偿基波电压  $v_{s1}$ ，使负载电压  $v_L$  成为与电源基波电压  $v_{s1}$  同相的正弦基波额定电压  $v_R$ 。变流器 II 经  $L_2C_2$  滤波后并接在负载两端，称之为并联补偿变流器。对变流器 II 进行实时、适式控制，可使它输出至负载的电压为正弦波额定电压  $v_R$ ，并向负载输出电流  $i_L = -i_{LQ} + i_{Ld} + (I_{dP} - I_d)$ ，其中

$i_{LQ}$ 、 $i_{Ld}$  补偿负载无功和谐波电流，使交流电源仅向负载输出基波有功电流  $I_d$ ，功率因数  $\cos\varphi = 1$ ，

负载的有功电流  $I_{dP}$  由交流电源 ( $I_d$ ) 与变流器 II 共同提供。

在非线性负载、电源电压高于或低于额定值  $v_R$  且含有谐波电压时，这种 UPS 通过串、并联补偿变流器共同作用，可使负载电压  $v_L$  补偿到与电源电压同相的额定正弦电压  $v_R$ ，同时电源交流仅输出基波有功电流  $I_d$ 。正常时市电与双变流器共同对负载供电，一旦市电停电后，变流器 II 从蓄电池获取电能继续不间断的对负载供电。

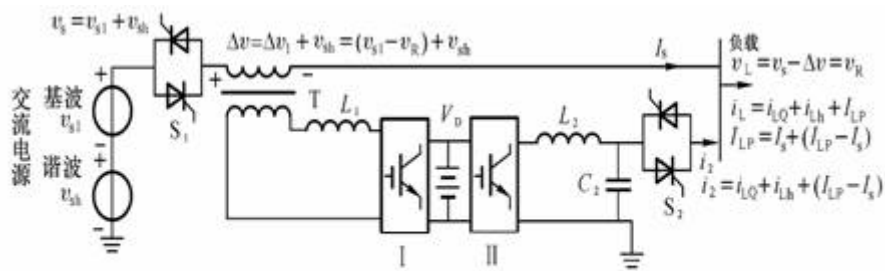


图9.4 双变流器串、并联补偿式UPS

↓ 答案

9.5 现今直流输电系统中为什么都采用晶闸管作开关元件？如何控制传输功率的大小？

答：由于直流输电系统中的整流器，逆变器都需要变换很高电压、很大电流的电功率，而且一般采用相控整流和有源逆变，因此往往采用电压电流额定值很高的晶闸管串联成一个“高压开关器件”。

输电线首端相控整流器输出的直流功率？ $P_1 = i_D \cdot V_{D1}$ ，而由（9-11）式可知：直流输电系统中的直流电压  $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、电流  $i_D$  和功率  $P_1$ ，可以方便地通过改变相控整流的整流控制角  $\alpha_1$  和有源逆变的逆变控制角  $\beta_2$  ( $-180^\circ - \alpha_1$ ) 来调节控制。

↓ 答案

9.6 半桥型逆变电路为什么有自动平衡输出电压正负半波伏秒值的作用？

答：由于电容中点 B 电位的浮动，可使变压器绕组上正负半周中电压一时间积分值，即伏一秒值正负平衡， $\Delta \phi_1 = -\Delta \phi_2, \Delta \phi_1 + \Delta \phi_2 = 0$

↓ 答案

9.7 全桥型逆变器中为什么要采用隔直电容？

答：如果开关器件 T1、T4 和 T2、T3 导通时间有差异，则加在 M 上的交流电压  $v_{AB}$  正、负半波电压幅值相等，但脉冲宽度不相等， $v_{AB}$  中除交流分量外还将含有直流电压分量，会在变压器 M 绕组中产生直流磁化电流，并可能造成磁路饱和而使变换器不能正常工作，因此通常在逆变器输出与变压器一次绕组 M 之间串入隔直电容，使  $v_{AB}$  中的直流分量电压（频率为 0、电容  $CO$  容抗为无限大）降落在  $CO$  上， $v_{AB}$  中的交流分量电压加到 M 上，避免变压器直流磁化。

↓ 答案

9.8 移相全桥零电压开关 DC/AC-AC/DC 变换中怎么才能实现超前桥臂和滞后桥臂开关器件的零

案 电压开通？

答：为了使超前桥臂开关器件 T1、T2 能实现零压开通，必须使 (9-19) 式的  $t_{d1}$  小于死区时间  $t_d$ ，即  $2C_1 V_{dc} / I_o < t_d$ ，使 T2 加驱动信号开通之前，D2 已开始导电，为 T2 的开通提供零电压开通条件。

为了使滞后桥臂开关器件 T3、T4 能实现零电压开通，必须使 (9-24) 式的  $t_{d3}$  小于死区时间  $t_d$ ，使 T3 加驱动信号开通之前，D3 已开始导通，为 T3 的开通提供零电压开通条件。

9.9 说明图 9.9 中各种直流电源方案的优缺点。

答案

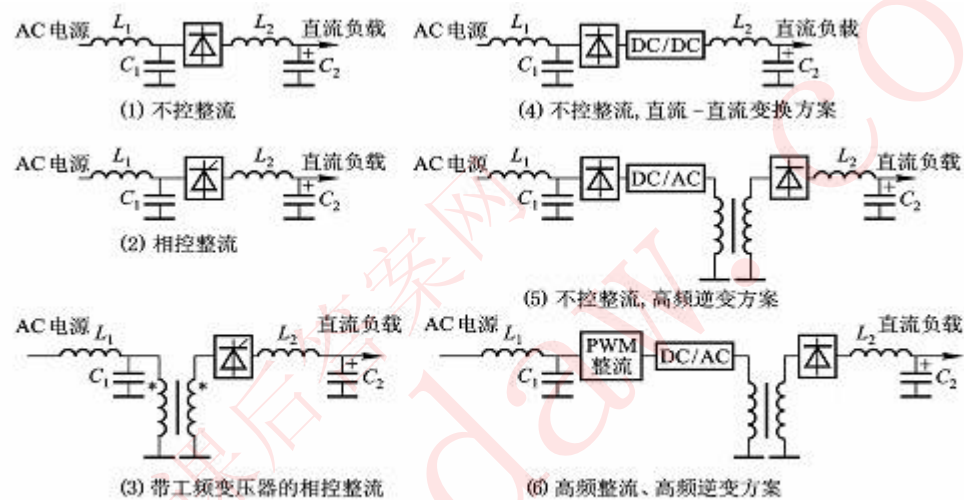


图9.9 交流供电时各种直流电源方案

答：

不控整流：如图 9.9(1) 所示，电路最简单、价格最低廉，但直流负载与交流电网无电气隔离，输出电压不可控，变换器输入、输出特性都较差，所需 LC 滤波器也大。

相控整流：如图 9.9(2) 所示，输出直流电压可控，当要求直流输出电压低即触发控制角  $\alpha$  大（深控）时，交流输入功率因数很低，且仍存在以上不控整流的其他缺点。

带工频变压器的相控整流：如图 9.9(3) 所示，由于交流电源经变压器后再对相控整流器供电，故直流负载与交流电网之间有电气隔离。输出电压与电网电压可以有较好的匹配关系。但工频变压器重量体积大，LC 滤波器也大，使这种直流电源重量、体积大，且相控整流的其他缺点仍然存在。

先经不控整流再采用不隔离的高频 DC/DC 变换器：如图 9.9(4) 所示，优点是第二级 DC/DC 变换可输出高频 PWM 直流电压，经较小的 LC 滤波后即可得到纹波较小的平稳直流电压，输出直流可控，重量体积不大。但直流负载与交流电网之间无电气隔离，交流电网输入电流仍含有较大的谐波。

AC/DC 不控整流、DC/AC 高频逆变、AC/DC 不控整流三级变换：如图 9.9(5) 所示，优点是有了中间一级高频方波逆变，高频变压器将直流负载与交流电网隔离，高频变压器输出侧直流 LC 滤波器重量体积不大，输出直流电压纹波小，动态特性也好，缺点是交流输入电流谐波仍严重，功率因数也不可能高。

AC/DC 高频 PWM 整流、DC/AC 高频逆变、AC/DC 不控整流三级变换：如图 9.9(6) 所示，其中第一级是高频 PWM 整流，第二级是高频 PWM 逆变，经高频变压器隔离后第三级可采用双半波或全桥不控整流，

这种三级电力变换直流电源，它可将负载与电源隔离，逆变环节采用单脉波高频 PWM 逆变，因此，逆变电路及其控制并不复杂，控制系统可以采用集成控制芯片构成。采用较高的逆变频率可以使变压器、滤波电感、电容的重量、体积都不大，输出电压纹波小，动态特性好。



10.1 晶闸管相控电抗器的基本原理是什么,晶闸管触发控制角  $\alpha < 90^\circ$  与  $\alpha = 90^\circ$  两种情况下等效电抗是否相等,为什么?

答:双向晶闸管 T1、T2 和电抗器 L 组成的晶闸管相控电抗器 TCR 中, T1、T2 按相控方式工作。相控角  $\alpha$  大于  $90^\circ$  时, 可对纯电感负载的电感电流进行相控。如图 10.2(c) 所示。对图 10.2(c) 中的电流  $i$  作傅立叶分析可求得基波和  $n$  次谐波电流有效值  $I_1$ 、 $I_n$ 。当  $\alpha \leq \pi/2 = 90^\circ$  时, 电流为完整的正弦波、无谐波,  $I_1 = I = V_2/\omega L$ ,  $I_n = 0$ 。当  $\alpha$  从  $90^\circ$  增大时,  $I_1$  减小, 谐波电流  $I_n \neq 0$ 。控制晶闸管的触发角  $\alpha$ , 即可改变等效电抗的大小, 调控电抗器的基波无功电流  $I_1$ 。

当  $\alpha \leq \pi/2 = 90^\circ$  时, 电流为完整的正弦波、无谐波,  $I_1 = I = V_2/\omega L$ ,  $I_n = 0$ 。两种情况下等效电抗相等。

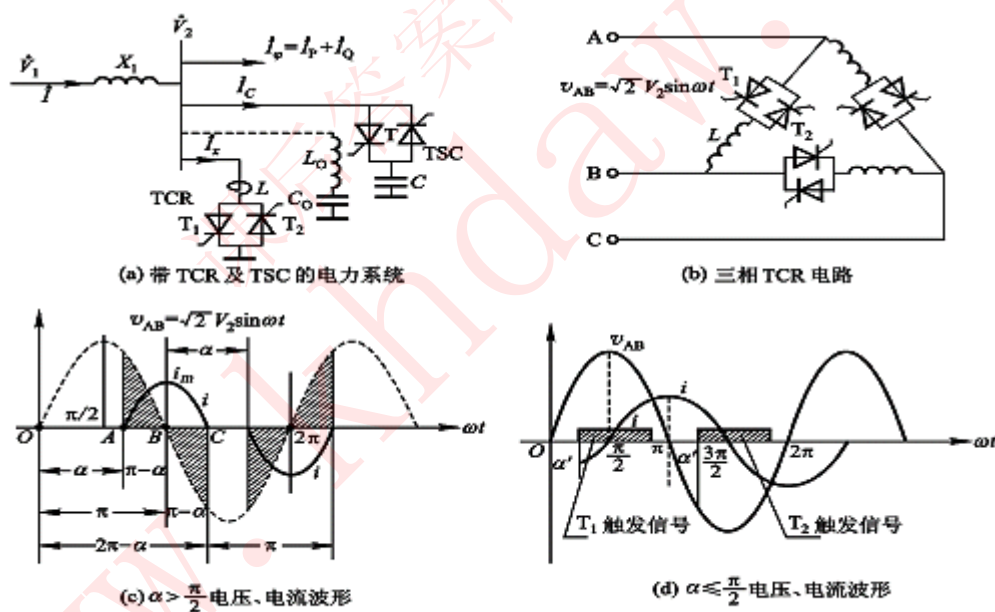


图 10.2 晶闸管相控电抗器 TCR



10.2 说明图 10.5 所示 PWM 开关型无功功率发生器的基本工作原理, 它与第 5 章中的三相 PWM 逆变器有那些相同和不同之处?

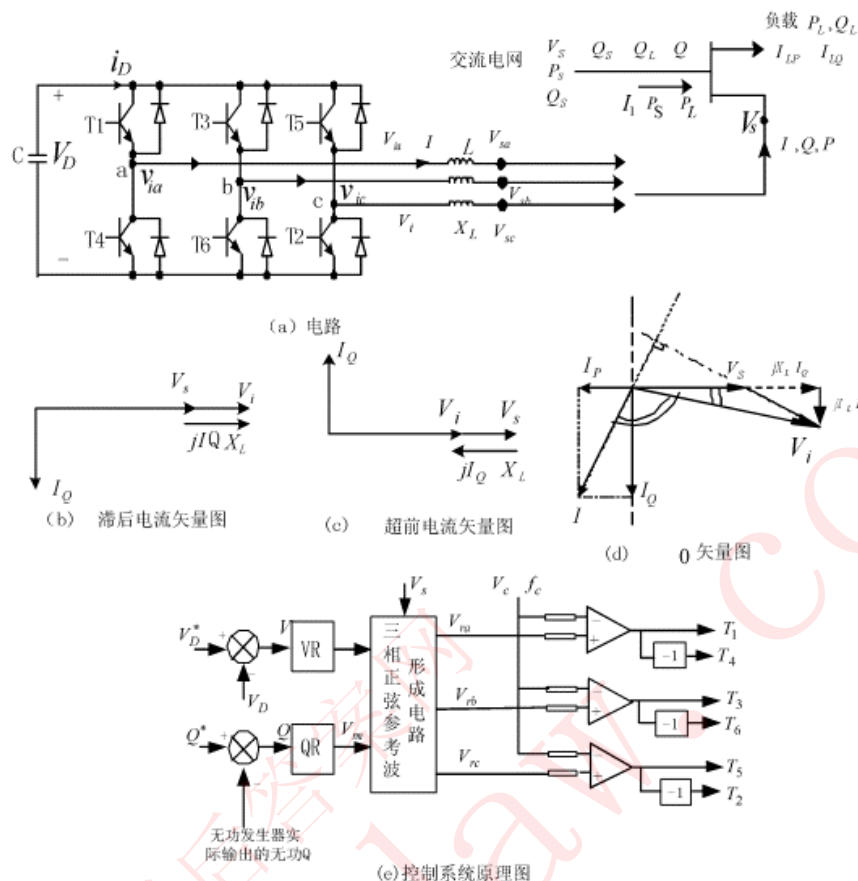


图10.5 PWM开关型无功功率发生器

答：采用自关断开关器件的 PWM 电压型逆变器，可以将直流电变为交流电，输出电压、频率及相位均可控的三相交流电压  $V_i$ 。如果将逆变器的输出经一个数值不大的电感  $L$ （电抗  $X_L$ ）接至三相交流电网，如图 10.5(a) 所示，控制六个开关器件使逆变器输出电压的频率  $f_i$  等于交流电网  $f_s$ 、逆变器各相电压  $\vec{V}_i$  与交流电网各相输出电压  $\vec{V}_s$  同相，那么逆变器输出电流  $\vec{I}$  为：

$$\vec{I} = \frac{\vec{V}_i - \vec{V}_s}{jX_L} = -j \frac{\vec{V}_i - \vec{V}_s}{X_L} = j \frac{\vec{V}_s - \vec{V}_i}{X_L}$$

由于  $\vec{V}_i$  与  $\vec{V}_s$  同相，因此逆变器向电网输出的电流  $\vec{I}$  与电网电压  $\vec{V}_s$  相差  $90^\circ$ ，逆变器只输出无功电流、无功率，逆变器成为一个无功功率发生器。

为了使无功功率发生器能稳定地工作，直流侧必须有一个稳定的直流电压源

$V_D$ ，就要对电压  $V_D$  进行闭环控制。无功功率发生器可以不需外加直流电源，仅靠开关电路的 SPWM 控制，即可输出数值大小和方向均连续可控的无功功率，当采用高频 SPWM 控制或采用多个三相桥主电路移相组合输出时，仅用较小的  $L$ 、 $C$  滤波器，即可使输出电流接近正弦波且具有优良的控制特性。

↓  
答案

10.3 谐波电流补偿器 HCC 和谐波电压补偿器 HVC 的主电路、控制原理有何异、同之处？

答：谐波电流补偿器 HCC 中三相桥式变换器与负载并联地接在电网上，而谐波电压补偿器 HVC 中变换器与负载串联地接在电网上。

谐波电流补偿器 HCC 中，对变换器中六个开关器件进行实时、适式的通、断控制，使变换器向电网输出

补偿电流  $i_c$ ，运行中不断地检测非线性负载地谐波电流  $i_k$ ，并以此作为图中三相桥式变换器输出

补偿电流  $i_c$  的指令值，使三相桥式变换器输出的补偿电流  $i_c$  与负载的谐波电流  $i_k$  大小相等，于是电

网电流  $i_L = i_L - i_c = i_L + i_k - i_c = i_L$ ，电力系统中发电机 G、变压器 TP 及线路均只流过负载基波电

流  $i_L$ 。

在谐波电压补偿器 HVC 中，为了消除电网中重要负载上的谐波电压，可在重要负载的输入电路中 A、R

之间串联一个补偿电压  $v_c$ ，如果补偿电压  $v_c$  与谐波电压  $v_k$  大小相等、方向相反， $v_c = -v_k$ ，图 10.7

中 ABC 处端电压虽然仍是非正弦，但有了补偿电压  $v_c$  以后，接在 R、S、T 点的负载电压却是正弦波，避免了谐波电压的危害。

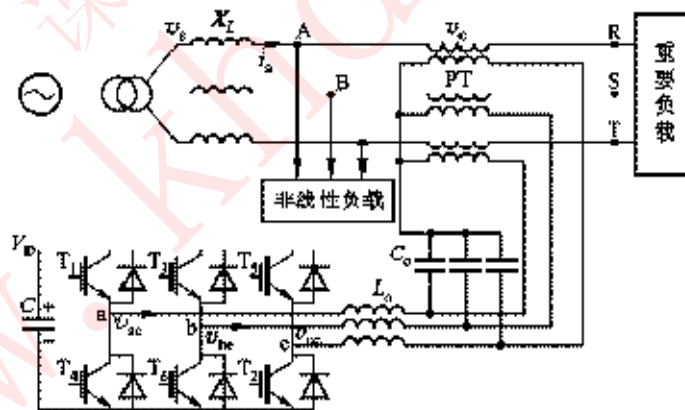


图10.7 串联型电力有源滤波器

↓  
答案

10.4 说明 PWM 开关型串联同步电压补偿器的各种补偿控制功能和原理。

答：（1）如果在图 10.8 中串接的电压  $\Delta \vec{V}$  的大小与线路电流  $\vec{I}$  成正比，且相位超前  $90^\circ$ ，即

$\Delta \dot{V} = \dot{V}_B - \dot{V}_A = j\dot{U}$ ，则 A、B 两端的等效阻抗  $Z_{AB} = \dot{V}_{AB} / \dot{I} = j\dot{U} / \dot{I} = -jk$ ，因此  $\Delta \dot{V}$

串入线路，相当于在线路上串接了一个电容 C，其容抗  $X_C = k$ 。图 10.8 中当  $\Delta \dot{V} = 0$  时，线路传输

功率为  $P = V_1 V_2 \sin \delta / X_L$ ，串接  $\Delta \dot{V} = j\dot{U}$  后，线路等效阻抗变为  $X_L - k$ ，传输功率

$P = V_1 V_2 \sin \delta / (X_L - k)$ ，在  $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\delta$  不变的情况下，线路传输功率增大。从另一方面看，串

联接入  $\Delta \dot{V}$  后，由于  $\Delta \dot{V}$  与线路电流  $\dot{I}$  相差  $90^\circ$ ，故变换器向线路输出滞后的无功功率

$Q = \Delta \dot{V} \dot{I} = k \dot{I}^2$ ，调控  $\Delta \dot{V}$ ，改变  $k$  值的大小，即可调控无功功率  $Q$  的大小。改变  $\Delta \dot{V}$  的方向，等效容抗  $k$  变为等效感抗  $L$ ，即可使变换器成为吸收电网无功功率的无功负载。

(2) 当  $\Delta \dot{V}$  与线路电流  $\dot{I}$  同相时， $\Delta \dot{V} = k \dot{I}$ ，则可控变换器向电网输出的有功功率  $P = \Delta \dot{V} \dot{I} = k \dot{I}^2$ 。

若  $\Delta \dot{V}$  反向， $\Delta \dot{V} = -k \dot{I}$ ，则可控变换器从电网吸收的有功功率的大小。

(3) 当  $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$  的大小、相位不变时，串联接入  $\Delta \dot{V}$  后，将使输电线路的电流增加  $\Delta \dot{I} = \Delta \dot{V} / (X_L - k)$ ，

调控  $\Delta \dot{V}$  的大小和相位，即可调控  $\Delta \dot{I}$  的大小和相位，改变输电线路总的电流大小和相位，即可调控输电线上的有功功率和无功功率潮流的大小和方向（流向）。

(4) 若  $\dot{V}_1$  的大小和相位不变，串联接入  $\Delta \dot{V}$  后，可以调控负载电压  $\dot{V}_2$  的大小和相位。

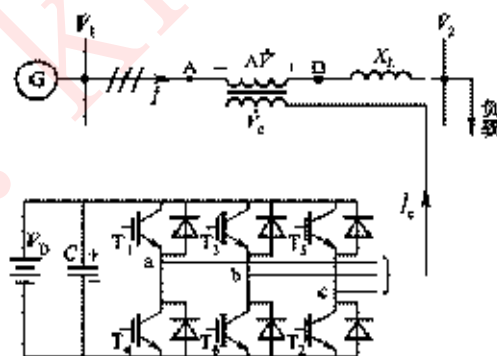


图 10.8 PWM 开关型串联电压补偿器

↓  
答案

10.5 电力系统统一潮流控制器 UPFC 怎样实现有功功率、无功功率的统一控制？

答：通过变换器 II 引入串联补偿电压  $\Delta \dot{V}$  后，在  $\dot{V}_1$ 、 $\dot{V}_2$ 、 $\delta$  不变的情况下，改变串联补偿电压  $\Delta \dot{V}$



的大小  $\Delta P$  和相位  $\alpha$ （相对于  $\dot{V}_1$  的相位角），即可调控  $\Delta P$ 、 $\Delta Q$  的大小和方向（正、负值），使输电线传输的有功功率、无功功率为任意指令值。

变换器 I 具有 PWM 开关型并联无功功率发生器 STATCOM 的功能，也可以向交流电网输出或从交流电

网输入有功功率。如果变换器 I 输出电流  $I_C$  的指令值  $i_C^*$  为基波有功和无功电流，那么变换器 I 将

向电网 A 点输出基波有功功率和无功功率。当输出指令  $i_C^*$  中的基波有功电流指令为负值时，变换器 I 将从电网吸收（输入）有功功率。

当变换器 II 运行于逆变工况向电网输送有功功率时，变换器 I 应运行于整流工况从电网汲取有功功率。反之当变换器 II 运行于整流工况从电网汲取有功功率时，变换器 I 应运行于逆变工况向电网输出有功功率。

↓  
答案

10.6 超导磁体储能系统中的 DC/DC 变换器为什么是两象限 DC/DC 变换器。如果三相桥整流/逆变器与两象限 DC/DC 变换器控制上不协调，例如交流电网输入功率与超导线圈吸收的功率不平衡会引起什么后果，怎样才能避免这种事故？

答：当交流电网负载不足、发电机有功功率过剩时，电网向三相桥变换器输出交流功率，三相桥工作在整流状态，DC/DC 变换器和超导线圈接受直流功率，这时电压  $U_{dc}$  为正、电流  $I_{sc}$  为正；当交流电网负载过大、发电机有功功率不够时，这时应使 DC/DC 变换器将超导线圈的磁能变为直流电能，再经三相桥逆变器变为交流电，向交流电网输出交流有功功率，这时电压  $U_{dc}$  为负、电流  $I_{sc}$  为正，所以是两象限 DC/DC 变换器。

三相桥整流/逆变器与两象限 DC/DC 变换器控制上不协调轻则烧毁装置，重则可能损坏电网。因此必须根据交流功率指令值  $P_a^*$ 、 $Q_a^*$ 、直流电压指令值  $U_{dc}^*$  以及超导线圈电流检测值  $I_{sc}$ ，对三相桥变换器和 DC/DC 变换器进行实时、适式的协调控制，使 SMES 装置与电网之间实现有功和无功功率双向传送。