

电力电子技术

POWER ELECTRONICS

习题答案

主编 阮新波

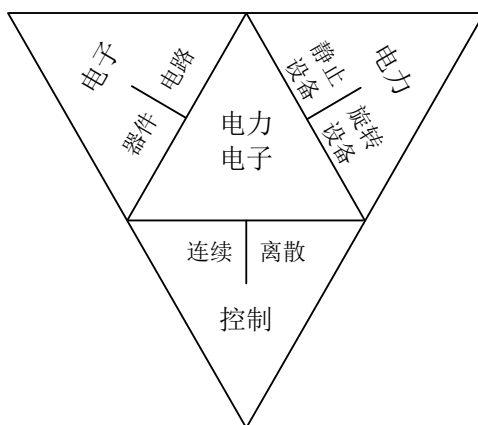
参编：刘福鑫 陈新 陈杰

机械工业出版社

第1章 绪论

1-1 电力电子技术的定义是什么？请用倒三角图来表示电力电子技术与电子、电力和控制学科之间的关系。

答：电力电子技术是一种电力变换技术，它利用功率半导体器件对电能进行高效变换，包括对电压、电流、频率和波形等的变换，以满足各种不同用电设备的需求。
电力电子技术与电子、电力和控制之间的关系如下图所示：



图解 1-1

1-2 电力电子变换器有哪几种类型？各实现什么功能？

答：1) 电力电子变换器有四种类型，如下表所示：

表 1-1 电力电子变换器的分类

输出 输入	直流	交流
	直流变换器	逆变器
交流	整流器	交交变频器

2) 直流变换器(DC-DC Converter)是将一种直流电转换成另一种或多种直流电的变换器；逆变器(DC-AC Inverter)是将直流电转变为交流电的变换器，又称直交变换器；整流器(AC-DC Rectifier)是将交流电转变为直流电的变换器，又称交直变换器；交交变频器(AC-AC Cyclo-converter)是将一种频率的交流电直接转换成另一种

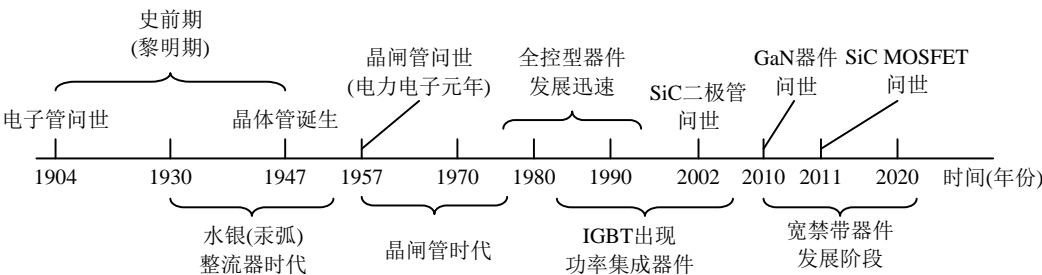
频率或可变频率的交流电，或是将频率变化的交流电直接转变为恒定频率交流电的变换器。

1-3 电力电子技术诞生的标志是什么？

答：1957 年，美国通用电气公司研制出第一只晶闸管(Thyristor)，标志着电力电子技术的诞生。

1-4 请结合电力电子器件的发展，简要叙述电力电子技术的发展历史。

答：如下图，文字叙述略。



1-5 请举例说明电力电子技术的应用。

- 答：（1）一般工业应用：直流、交流传动系统，电解铝、电解食盐水、电镀等整流电源，冶金工业中的感应加热电源、淬火电源和直流电弧炉电源等。
- （2）电力系统：高压直流输电(HVDC)、柔性交流输电(FACT)、静止无功补偿装置(SVC)、静止无功发生器(SVG)、有源电力滤波器(APF)、动态电压调节器(DVR)等。
- （3）电气化交通：轨道交通牵引系统、辅助变流器，磁悬浮列车的电力电子装置，电动汽车驱动装置以及充电桩、舰船综合电力系统、多电/全电飞机的电源变换装置等。
- （4）信息技术产业：数据中心供电系统、不间断电源（UPS）、服务器电源等等。
- （5）新能源发电：光伏并网逆变器、风力发电变流器、储能变流器等。
- （6）电子电器：LED 照明驱动电源，空调、洗衣机等变频驱动电源，电视、音响设备等供电电源，笔记本电脑、智能手机等适配电源，自动化设备的供电电源等。

第2章 相控整流电路

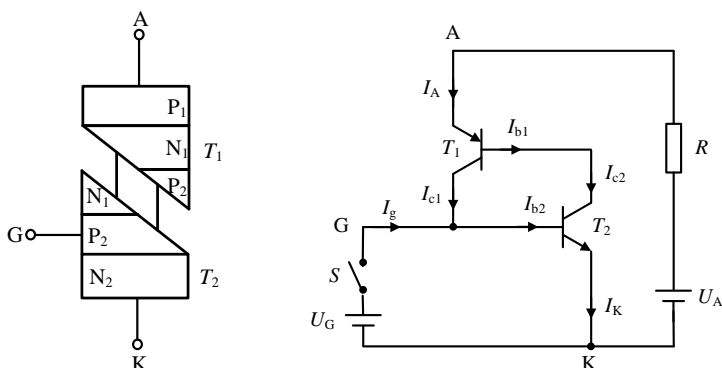
2-1 晶闸管的导通条件是什么？如何使导通的晶闸管关断？

答：（1）晶闸管的导通需要两个条件：① **正向阳极电压**，即晶闸管的阳极、阴极之间必须施加正向电压；② **门极触发脉冲**：即晶闸管的门极、阴极之间必须加上适当的正向门极电压，且门极触发脉冲的最小宽度，应至少使阳极电流上升至擎住电流 I_L 。

（2）晶闸管一旦被触发导通，门极即失去控制作用。若需要关断晶闸管，需利用外电路的作用使阳极电压减小到零或以下，或施加反向阳极电压使流过晶闸管的电流下降到维持电流 I_H （一般为十几毫安到几十毫安）以下。

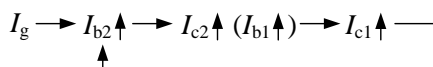
2-2 请画出晶闸管的双晶体管等效电路，并简述其开通正反馈过程。

答：双晶体管模型见图解 2-1。



图解 2-1

其正反馈过程如下（叙述略）：



2-3 额定电流为 100A，额定电压为 300V 的晶闸管，维持电流 $I_H=4mA$ ，使用在如图 2.52 所示的电路中，是否合理？为什么？（注：不考虑电压、电流裕量。）

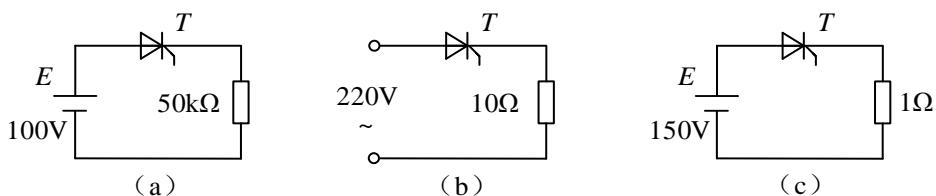


图 2.52

答：图 2.52 (a)，不合理。

图 2.52 (b)，不合理。

图 2.52 (c)，合理。

2-4 在图 2.53 所示电路中， $E=50\text{V}$ ， $R=0.5\Omega$ ， $L=0.5\text{H}$ ，晶闸管擎住电流为 15mA 。要使得晶闸管导通，门极触发电流脉冲宽度至少应为多少？

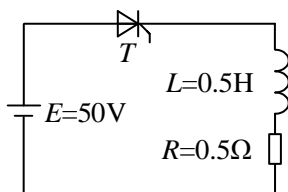


图 2.53

答：

晶闸管门极触发电流脉冲宽度至少为 $150\mu\text{s}$ 。

2-5 图 2.54 所示为晶闸管的三种导通电流波形，各波形的电流峰值为 I_m 。

(1) 试计算它们的电流平均值 I_{T_ave} 、有效值 I_{T_rms} 及波形系数。

(2) 选用额定电流为 100A 的晶闸管，不考虑安全裕量，试计算该晶闸管在上述三种电流波形下能承受的平均电流是多少？对应的电流峰值 I_m 各等于多少？

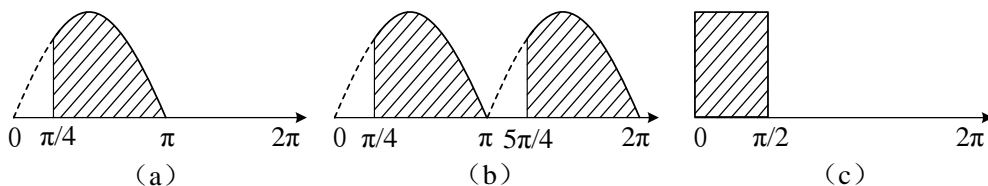


图 2.54

答：(1) 平均电流分别为：

$$I_{T1_ave} = 0.2717I_m ; I_{T2_ave} = 0.5434I_m ; I_{T3_ave} = \frac{I_m}{4}$$

电流有效值分别为：

$$I_{T1_rms} = 0.4767I_m ; I_{T2_rms} = 0.6741I_m ; I_{T3_rms} = \frac{I_m}{2}$$

波形系数分别为：

$$K_{f1} = 1.75 ; K_{f2} = 1.24 ; K_{f3} = 2$$

2) 晶闸管的额定电流为 100A，即 $I_T=100A$ ：

$$I_{T1_ave} = 89.7 (A) ; I_{T2_ave} = 126.6 (A) ; I_{T3_ave} = 78.5 (A)$$

故

$$I_{m1} = 330 (A) ; I_{m2} = 233 (A) ; I_m = 314 (A)$$

2-6 某电热 AC/DC 装置（电阻性负载），采用单相半波可控整流电路供电，如图 2.55 所示，要求其输出直流平均电压为 75V，电流为 20A， $U_2=220V$ 。请计算晶闸管的控制角 α ，导通角 θ ，负载电流有效值，并计算晶闸管的电压电流定额（考虑两倍安全裕量）。

答：（1）控制角 $\alpha=60^\circ$ ，导通角 $\theta=\pi-\alpha=120^\circ$

（2）负载电流有效值：

$$I_{d_rms} = 37.2 (A)$$

（3）若考虑两倍裕量，晶闸管的额定电流为：

$$I_T = 47.4 (A)$$

晶闸管的额定电压为：

$$U_T = 611 (V)$$

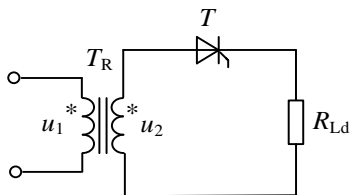


图 2.55

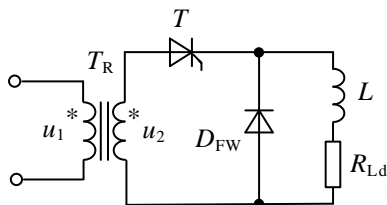


图 2.56

2-7 如图 2.56 所示单相半波可控整流电路，大电感负载， $U_2=220V$ ， $R_{Ld}=10\Omega$ ，要求输出整流电压平均值为 0~30V 连续可调，试计算控制角 α 、导通角 θ 的变化范围，选择晶闸管定额（考虑两倍安全裕量）并计算变压器的副边容量。

答：(1) 控制角 α 的变化范围为： $113.2^\circ \sim 180^\circ$ ，

导通角 θ 的变化为范围 $0 \sim 66.8^\circ$ 。

(2) 考虑两倍裕量，晶闸管的额定电流为

$$I_T = 1.64 \text{ (A)}$$

额定电压：

$$U_T = 622 \text{ (V)}$$

(3) 变压器的次级容量： $S_2 = 283.8 \text{ (V} \cdot \text{A)}$

2-8 如图 2.57 所示单相双半波整流电路，大电感负载，输出整流电压 U_d 变化范围为 $30 \sim 50 \text{V}$ ，最小控制角 α_{\min} 为 45° ，要求负载电流均能达到 100A 。

(1) 计算晶闸管导通角范围，以及其电流有效值和平均值。

(2) 计算变压器原副边变比。

(3) 试绘出 $\alpha=45^\circ$ 时输出整流电压 u_d 、晶闸管承受的电压 u_T 的波形。

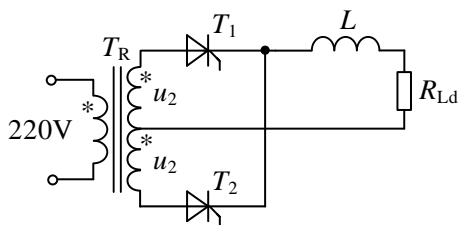


图 2.57

答：(1) 晶闸管导通角范围为 $115.1^\circ \sim 135^\circ$ 。

晶闸管电流有效值及平均值：

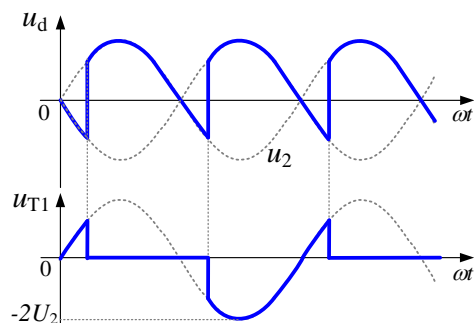
$$I_{T_rms} = 70.7 \text{ (A)}$$

$$I_{T_ave} = 50 \text{ (A)}$$

(2) 变压器原副边变比：

$$K = 2.8 \quad K \text{ 取 } 3$$

(3) $\alpha=45^\circ$ 时输出整流电压 u_d 、晶闸管承受的电压 u_T 的波形如图解 2-2 所示。



图解 2-2

2-9 图 2.58 为带续流二极管的单相双半波可控整流电路, 大电感负载, 已知 $U_2=220\text{V}$, $R_{Ld}=20\Omega$, $\alpha=60^\circ$ 。

- (1) 考虑两倍安全裕量, 计算晶闸管电流、电压定额。
- (2) 计算续流二极管电流平均值和有效值。

答: (1) 晶闸管的额定电流为:

$$I_T = 5.46 (\text{A})$$

晶闸管的额定电压为:

$$U_T = 1244 (\text{V})$$

(2) 续流二极管电流平均值及有效值:

$$I_{\text{DFW_ave}} = 2.48 (\text{A})$$

$$I_{\text{DFW_rms}} = 4.29 (\text{A})$$

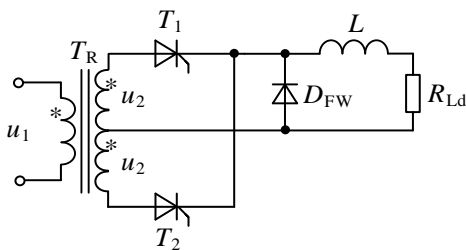


图 2.58

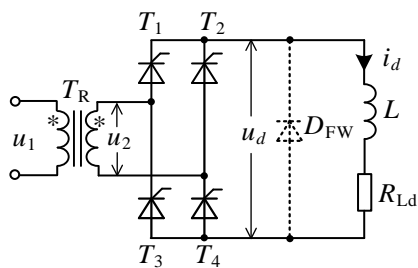


图 2.59

2-10 图 2.59 所示单相桥式全控整流电路, 大电感负载, 已知 $U_2=100\text{V}$, $R_{Ld}=10\Omega$, $\alpha=45^\circ$ 。

(1) 若负载端不接续流二极管 D_{FW} ，计算输出整流电压、电流平均值及晶闸管电流有效值。

(2) 若负载端接续流二极管 D_{FW} ，计算输出整流电压、电流平均值及晶闸管、续流二极管电流有效值。

(3) 画出有续流二极管时 u_d 、 i_d 、 i_{T1} 、 i_{DFW} 及变压器副边电流 i_2 的波形。

答：(1) 负载端不接续流二极管时，输出整流电压平均值：

$$U_d = 63.64 \text{ (V)}$$

电流平均值：

$$I_d = 6.36 \text{ (A)}$$

晶闸管电流有效值：

$$I_{T_{rms}} = 4.5 \text{ (A)}$$

(2) 负载端接续流二极管时，输出整流电压平均值：

$$U_d = 76.85 \text{ (V)}$$

整流电流平均值：

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 7.69 \text{ (A)}$$

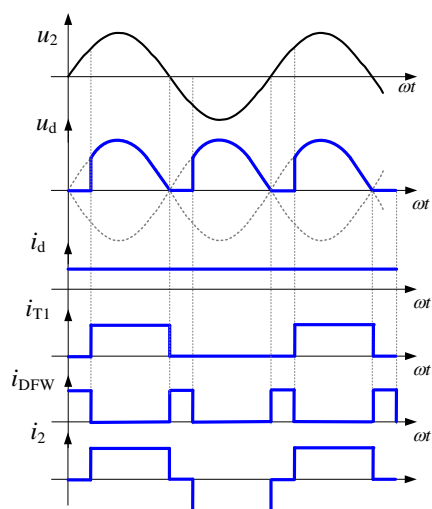
晶闸管电流有效值：

$$I_{T_{rms}} = 4.71 \text{ (A)}$$

续流二极管电流有效值：

$$I_{DFW_{rms}} = 3.84 \text{ (A)}$$

(3) 波形如图解 2-3 所示。

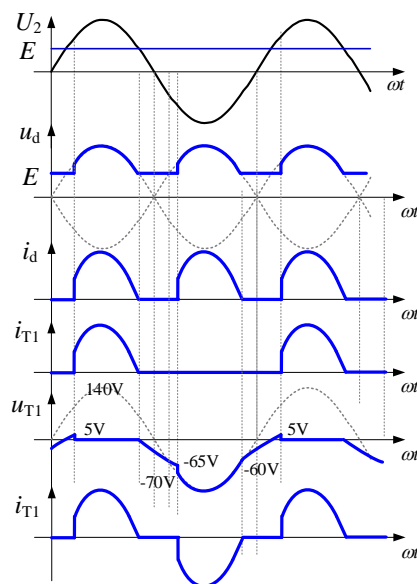


图解 2-3

2-11 如图 2.60 所示单相桥式全控整流电路, $U_2=100\text{V}$, $R_L=2\Omega$, 反电势 $E=60\text{V}$, 当 $\alpha=30^\circ$ 时:

- (1) 作出 u_d 、 i_d 、 i_{T1} 、 u_{T1} 和 i_2 的波形。
- (2) 求整流输出电压 U_d 、电流 I_d , 变压器二次侧电流有效值 I_2 。
- (3) 考虑两倍安全裕量, 计算晶闸管的额定电压和额定电流。

答: (1) 波形如图解 2-4 所示



图解 2-4

(2) 先求停止导通角 δ :

$$\delta = 25.1^\circ$$

当 $\alpha=30^\circ$ 时, $\alpha > \delta$, 则整流输出电压:

$$U_d = 98.16(\text{V})$$

输出电流:

$$I_d = 19.06(\text{A})$$

变压器二次侧电流有效值 I_2 :

$$I_2 = 24.8(\text{A})$$

(3) 考虑两倍安全裕量, 晶闸管电流定额为:

$$I_T = 22.3(\text{A})$$

晶闸管的额定电压:

$$U_T = 282(\text{V})$$

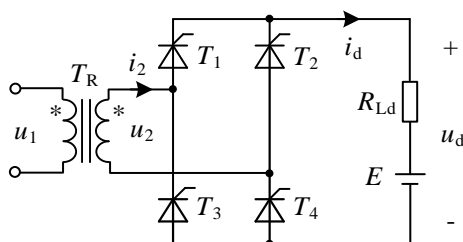


图 2.60

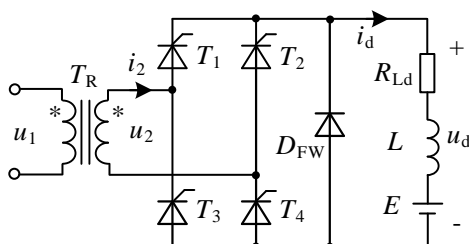


图 2.61

2-12 如图 2.61 所示, 整流电路为反电动势负载供电, 电感 L 足够大, 电源电压 $U_2=220\text{V}$, $\alpha=90^\circ$, 负载电流为 50A , 请计算:

- (1) 晶闸管、续流二极管的电流平均值及有效值;
- (2) 若电枢绕组的电阻 $R_{Ld}=0.2\Omega$, 电动机的反电动势多大?

答:

(1) 晶闸管电流平均值及有效值:

$$I_{T_{\text{ave}}} = 12.5(\text{A})$$

$$I_{T_{\text{rms}}} = 25(\text{A})$$

续流二极管电流平均值及有效值：

$$I_{\text{DFW_ave}} = 25 \text{ (A)}$$

$$I_{\text{DFW_rms}} = 35.4 \text{ (A)}$$

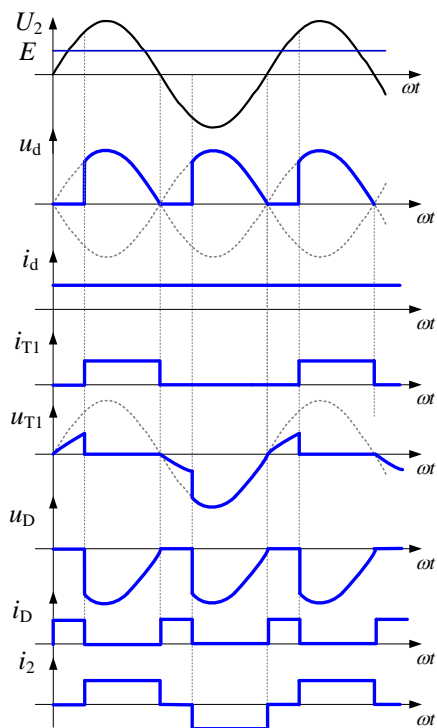
(2) 电动机反电动势：

$$E = 89 \text{ (V)}$$

2-13 单相桥式全控整流电路如图 2.61 所示，反电动势阻感负载， $U_2=100\text{V}$ ， $E=50\text{V}$ ， $R=1\Omega$ ， L 足够大， $\alpha=60^\circ$ 。

- (1) 画出 u_d 、 i_d 、 i_{T1} 、 u_{T1} 、 u_D 、 i_D 、 i_2 的波形（晶闸管和二极管电压参考方向为阳极为正，阴极为负）；
- (2) 求输出电压和输出电流的平均值 U_d 、 I_d 、电感 L 的平均电压、变压器二次侧电流有效值 I_2 ；
- (3) 考虑两倍安全裕量，确定晶闸管的额定电压和电流，以及二极管 D 的额定电流；
- (4) 若不使用平波电感 L ，其它条件保持不变， U_d 会不会有变化，为何？

答：(1) 波形如图解 2-5 所示。



图解 2-5

(2) 单相桥式全控整流电路输出电压:

$$U_d = 67.5 \text{ (V)}$$

输出电流为:

$$I_d = 17.5 \text{ (A)}$$

稳态工作时, 电感上的平均电压为零。

变压器二次侧电流有效值:

$$I_{2_rms} = 14.3 \text{ (A)}$$

(3) 晶闸管的电流有效值:

$$I_{T_rms} = 10.1 \text{ (A)}$$

晶闸管承受的最大电压:

$$U_{T_R} = \sqrt{2}U_2 = 141 \text{ (V)}$$

考虑 2 倍的安全裕量, 则晶闸管的电流、电压定额为:

$$I_T = 12.87 \text{ (A)}$$

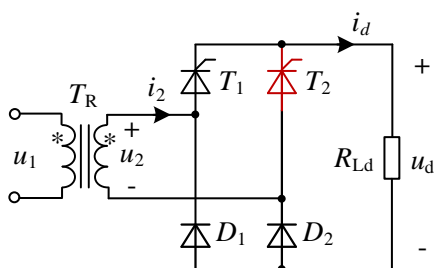
$$U_T = 2\sqrt{2}U_2 = 282 \text{ (V)}$$

考虑 2 倍的安全裕量, 则二极管的电流定额为:

$$I_{DFW} = 9.65 \text{ (A)}$$

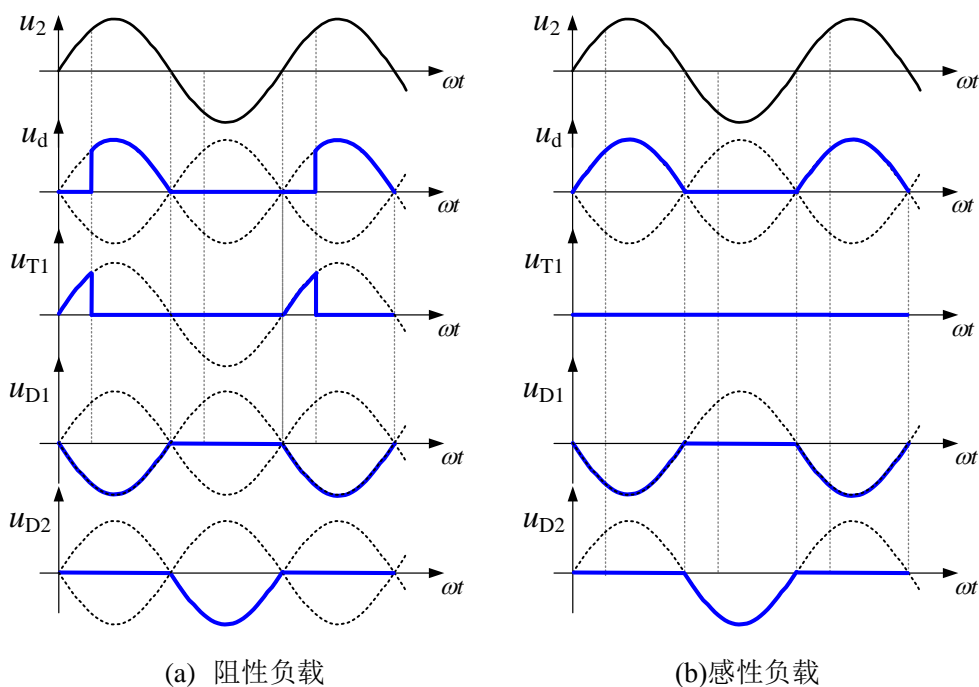
(4) 如果没有 L , 输出电压会升高。

2-14 如图 2.62 所示, 某电阻性负载单相桥式半控整流电路, 若晶闸管 T_2 烧断。试画出整流二极管 D_1 、 D_2 、晶闸管 T_1 以及负载电路两端的电压波形; 若改为大电感负载, 电压波形又如何?



题图 2.62

答：如下图所示



图解 2-6

2-15 图 2.63 所示为单相桥式半控整流电路，由 220V 经变压器供电，负载为大电感并接有续流二极管。要求输出整流电压 20~80V 连续可调，最大负载电流为 20A，最小控制角 $\alpha_{\min}=30^\circ$ 。

- (1) 计算晶闸管的导通角范围。
- (2) 计算晶闸管、整流二极管、续流二极管的电流有效值。
- (3) 计算变压器容量。

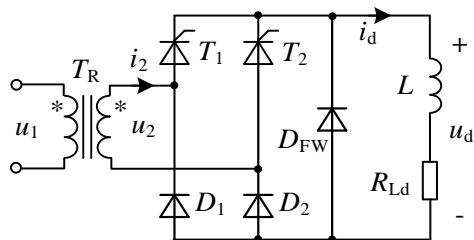


图 2.63

答:

(1) 晶闸管导通角范围为 $57.7^\circ \sim 150^\circ$

(2) 晶闸管电流有效值 I_{T_rms} 与整流二极管的电流有效值相等, 为:

$$I_{T_rms} = I_{D_rms} = 12.9 \text{ (A)}$$

续流二极管电流有效值为:

$$I_{DFW_rms} = 16.5 \text{ (A)}$$

(3) 变压器容量:

$$S_T = 1744 \text{ (V} \cdot \text{A)}$$

2-16 单相桥式半控整流电路接电阻性负载, 输出整流电压 30~100V 连续可调, 要求负载电流能达到 20A。当①采用 220V 交流电网直接供电; ②采用变压器降压供电, 最小控制角 $\alpha_{min}=30^\circ$ 。试分析两种供电方式下晶闸管的导通角和电流有效值、交流侧电流有效值及电源容量。

答:

(1) 采用 220V 交流电网直接供电:

晶闸管导通角的范围为 $45.8^\circ \sim 90.6^\circ$

变压器二次侧电流有效值为:

$$I_{2_rms} = 45.4 \text{ (A)}$$

电源容量

$$S = 9.988 \text{ (kV} \cdot \text{A)}$$

(2) 采用变压器降压供电:

晶闸管导通角的范围为 $64^\circ \sim 150^\circ$;

当变压器二次侧电流有效值为:

$$I_{2_rms} = 38(A)$$

电源容量

$$S = 4.552(kV \cdot A)$$

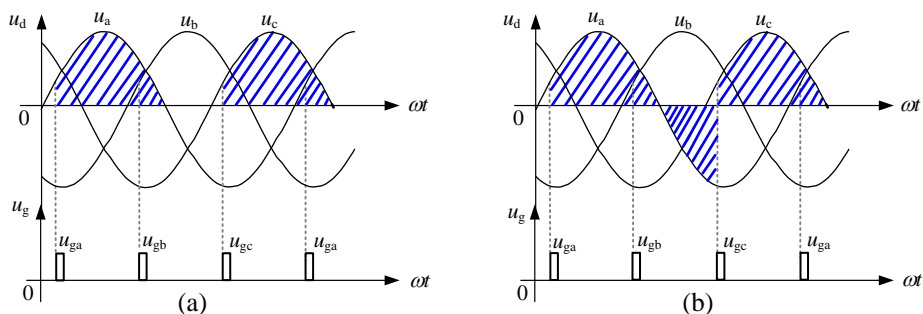
2-17 在三相半波可控整流电路中，如果触发脉冲出现在自然换相点之前，会出现什么现象？电路能否正常换相？试画出电阻性负载和电感性负载 u_d 的波形。

答:

出现在换相点之前的触发脉冲，不能完成晶闸管的换相，从而出现输出波形脉波丢失的现象。

电阻性负载波形如图解 2-7(a)所示。假设 B 相晶闸管的触发脉冲出现在自然换相点之前。当触发 A 相晶闸管，则 A 相晶闸管导通。当触发 B 相晶闸管时，由于 A 相电压高于 B 相电压，A 相晶闸管继续导通，B 相晶闸管因承受反压而不导通。过了自然换相点后，尽管 B 相电压高于 A 相电压，但 B 相晶闸管的触发脉冲已消失，故 B 相晶闸管仍不导通。

对于大电感负载而言，当触发 B 相晶闸管的触发脉冲出现再自然换相点之前，则 B 相承受反向电压而不导通，而 A 相晶闸管将继续导通至该相电压过零点，并进入负半周，直到 C 相晶闸管的触发脉冲到来，其整流电压波形如图解 2-7(b)所示。



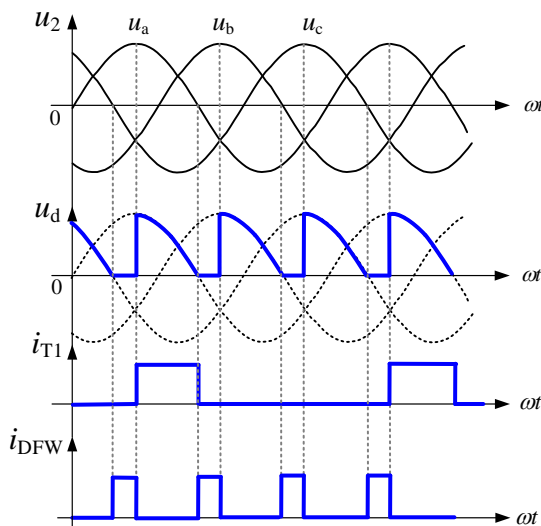
图解 2-7

2-18 具有续流二极管的三相半波可控整流电路，大电感负载 $R_{Ld}=10\Omega$ ， $U_2=220V$ ，当 $\alpha=60^\circ$ 时，请:

- (1) 作出 u_d 、晶闸管电流 i_T 、续流二极管电流 i_{DFW} 的波形；
- (2) 计算输出电压、电流平均值 U_d 、 I_d 以及晶闸管和续流二极管电流有效值 I_{T_rms} 、 I_{DFW_rms} 。

答：

- (1) 波形如图解 2-8 所示：



图解 2-8

- (2) 输出电压平均值

$$U_d = 148.6(\text{V})$$

输出电流平均值

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 14.86(\text{A})$$

晶闸管电流有效值

$$I_{T_rms} = 7.43(\text{A})$$

续流二极管电流有效值

$$I_{D_rms} = 7.43(\text{A})$$

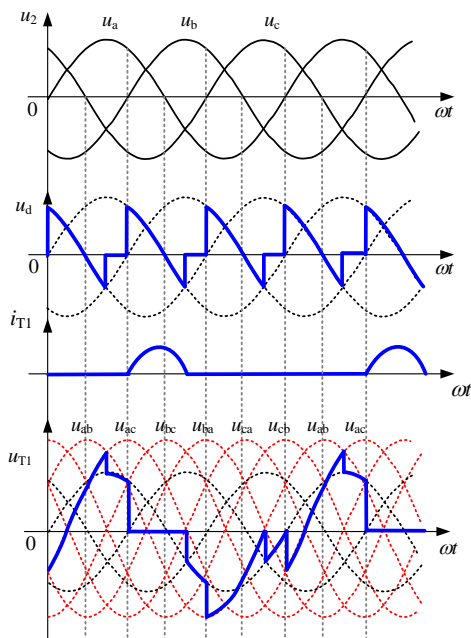
2-19 三相半波整流电路， $\alpha=90^\circ$ ， $U_2=220\text{V}$ ，阻感性负载 $R_{Ld}=10\Omega$ ，但由于电感 L 不够大 ($\omega L \ll R_{Ld}$)，只能使晶闸管阳极电压过零后，再维持导通 30° 。

- (1) 画出 u_d 、 i_d 、 u_{T1} 、 i_{T1} 的波形。

(2) 计算输出电压 U_d 、 I_d (列出计算公式)。

(3) 考虑两倍安全裕量，确定晶闸管的额定电压和电流。

答: (1) 波形如图解 2-9 所示。



图解 2-9

(2) 结合图解 2-9 可知，该整流电路输出电压、电流分别为

$$U_d = 54.4(\text{V})$$

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 5.44(\text{A})$$

(3) 晶闸管承受线电压峰值，若考虑 2 倍安全裕量，则有

$$U_T = 2\sqrt{2}U_l = 1077.8(\text{V})$$

实际晶闸管电压定额可选取 1200 V。

考虑 2 倍安全裕量，则晶闸管的通态平均电流

$$I_T = 9.39(\text{A})$$

实际晶闸管电流定额可选取 10 A。

2-20 三相半波可控整流电路为反电势和阻感负载供电。已知 $U_2=100\text{V}$ ， $R_{Ld}=1\Omega$ ， L 值极大， $L_B=1\text{mH}$ 。求当 $\alpha=30^\circ$ 、 $E=50\text{V}$ ， U_d 、 I_d 和换相重叠角 γ 值，并作出 u_d 、 i_T 的

波形。

答：

(1) 根据已知条件可得：

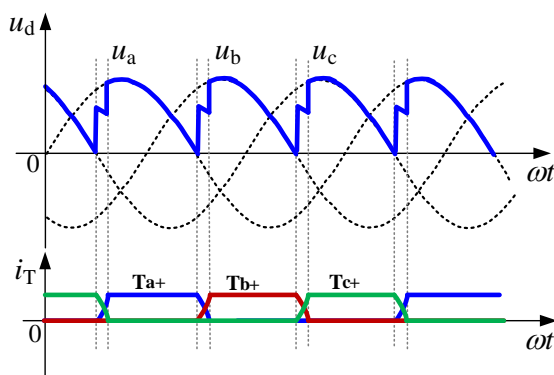
$$I_d = 44.63\text{A}$$

$$U_d = 94.63\text{V}$$

由换相重叠角计算公式求得换相重叠角为：

$$\gamma = 18.1^\circ$$

(2) u_d 、 i_T 的波形如图解 2-10 所示：



图解 2-10

2-21 图 2.64 为三相桥式全控整流电路， $\alpha=60^\circ$ ，试分析电路出现下列故障时 u_d 的波形。

(1) 熔断器 1RD 熔断；(2) 熔断器 2RD 熔断；(3) 熔断器 2RD、3RD 熔断。

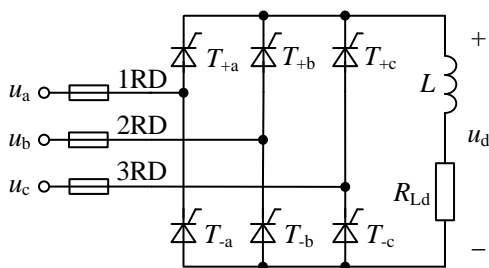
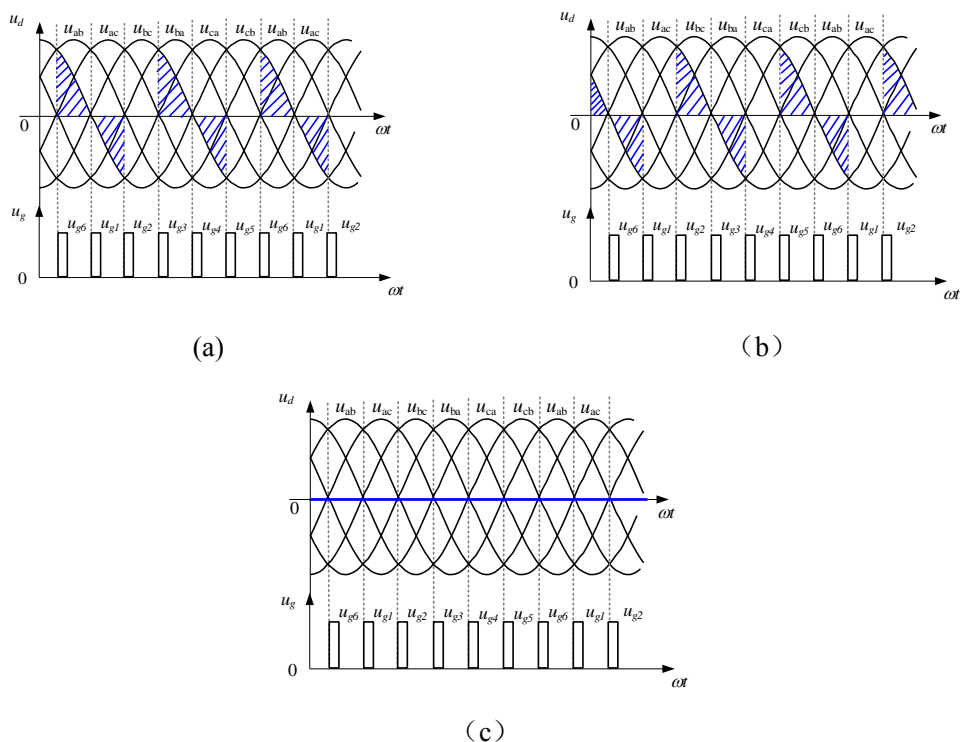


图 2.64

答：(1) 熔断器 1RD 熔断时 u_d 的波形如图解 2-11 (a) 阴影部分所示。凡是与 a 相相关的电压均无输出，如线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{ca} 。

(2) 熔断器 2RD 熔断时 u_d 的波形如图解 2-11 (b) 阴影部分所示。凡是与 b 相相关的电压均无输出，如线电压 u_{ba} 、 u_{bc} 、 u_{cb} 。

(3) 熔断器 2RD、3RD 熔断时 u_d 的波形如图解 2-11 (c) 所示，此时电路无输出电压。



图解 2-11

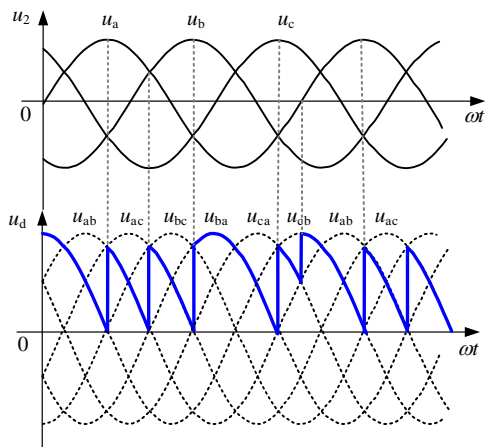
2-22 三相桥式全控整流电路，负载为电阻性，如果有一个晶闸管被过压击穿而短路，对电路将会造成什么影响？

答：三相桥式全控整流电路带电阻性负载，如果有一个晶闸管过电压击穿短路，例如共阴极组中一只管子短路，则其余共阴极组中任意一只晶闸管被触发导通后，都要引起电源线电压短路，使管子连续烧坏，严重时还会损坏输入变压器。所以要求每个晶闸管桥臂中应串接快速熔断器，以保护晶闸管及整个电路。

2-23 三相桥式可控整流电路，共阴极组晶闸管 T_{+a} 、 T_{+b} 、 T_{+c} 以控制角 $\alpha_1 = \pi/3$ 、 $\pi/3$ 、 $\pi/3$

触发导通，共阳极组晶闸管 T_a 、 T_b 、 T_c 以控制角 $\alpha_2=0$ 、 $\pi/6$ 、 $\pi/3$ 触发导通。试画出输出整流电压 u_d 的波形，计算整流电压平均值。

答：波形如图解 2-12 所示：



图解 2-12

整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{\sqrt{2}U_{2l}}{2\pi} \left(2\cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\alpha \right)$$

2-24 图 2.65 错误!未找到引用源。为三相桥式半控整流电路。

(1) 当负载分别为电感性 and 电阻性时，电路输出整流电压波形是否相同，试分别画出 $\alpha=60^\circ$ 和 90° 时 u_d 的波形；

(2) 试证明整流电压平均值 $U_d = 2.34U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$ 。

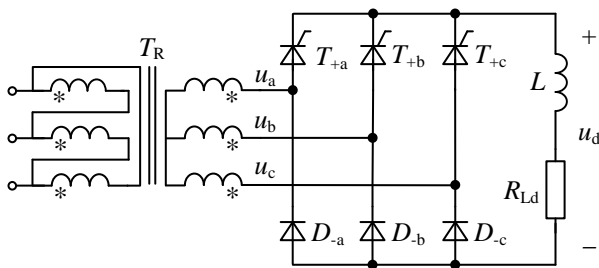
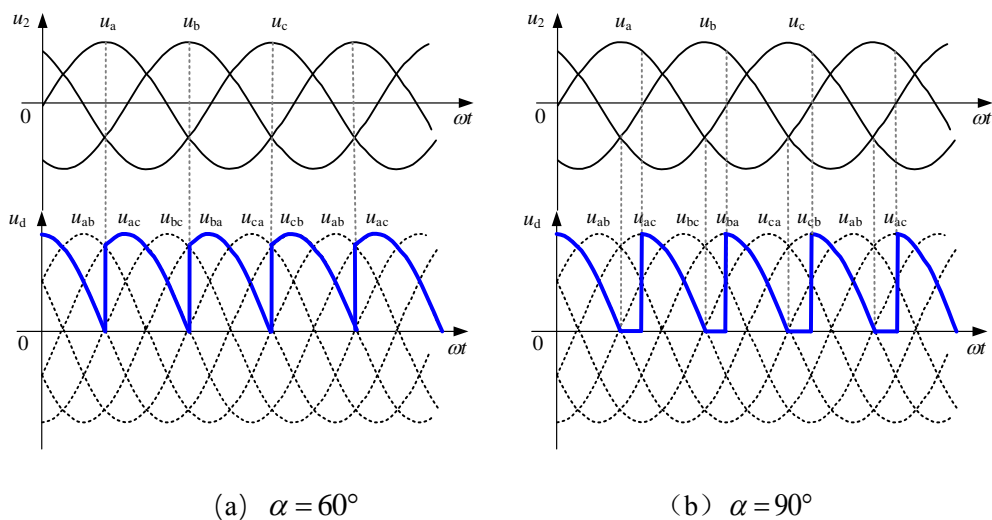


图 2.65

答：

(1) 当负载为电感性 and 电阻性时，电路输出整流电压波形相同，如图 2-13 所示。



图解 2-13

(2) 略。

2-25 三相桥式全控整流电路为反电势、大电感负载供电。 $U_2=220\text{V}$ ， $E=200\text{V}$ ， $R_{Ld}=1\Omega$ ， $\alpha=60^\circ$ 。

(1) 不计漏感，求输出整流电压和电流 U_d 、 I_d 值；

(2) 当 $L_B=1\text{mH}$ 时，计算 U_d 、 I_d 、 γ 值，并分别作出 u_d 、 i_T 的波形。

答：

(1) 不计漏感时：

$$U_d = 257.4(\text{V})$$

$$I_d = 57.4(\text{A})$$

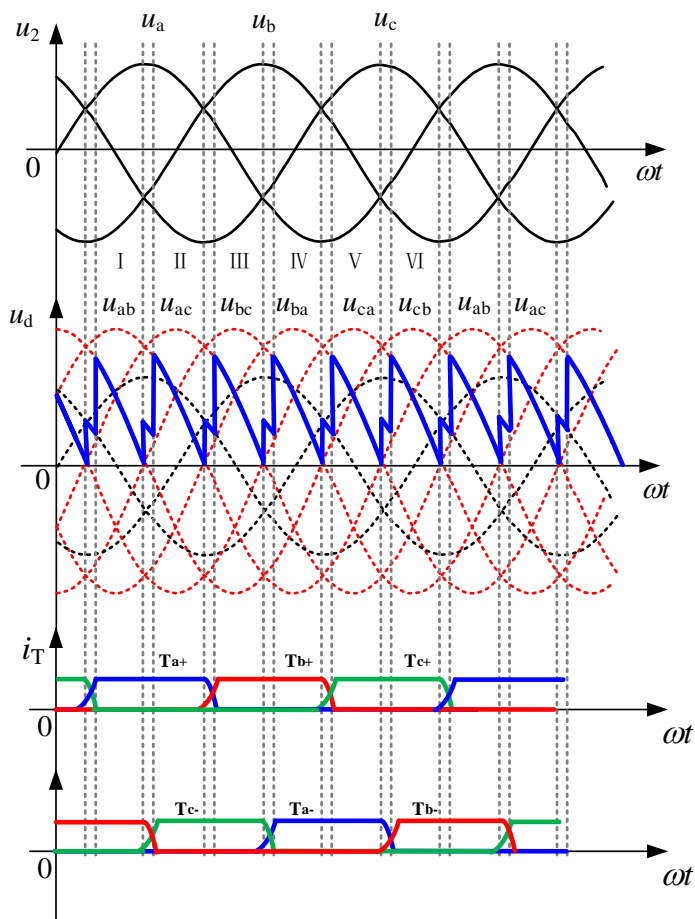
(2) 当 $L_B=1\text{mH}$ 时有：

$$I_d = 44.2(\text{A})$$

$$U_d = 244.1(\text{V})$$

$$\gamma = 3.35^\circ$$

u_d 、 I_T 的波形如图解 2-14 所示：



图解 2-14

2-26 5kW/250V 的直流电动机采用三相桥式全控整流电路供电，电枢电阻 $R_a=5\Omega$ ， $L_B=1\text{mH}$ ， $\alpha=60^\circ$ ，假设平波电抗器足够大，求：

- (1) 输入电压 U_2 和反电动势 E ；
- (2) 变压器二次容量以及功率因数（忽略开关器件的损耗）。

答：

- (1) 代入已知数据，解得输入电压为：

$$U_2 = 218.8(\text{V})$$

反电动势为：

$$E = 150(\text{V})$$

- (2) 变压器二次容量为：

$$S_2 = 10.719(\text{kV} \cdot \text{A})$$

功率因数

$$\cos \varphi_2 = 0.47$$

2-27 电镀用整流装置，采用带平衡电抗器的双反星形电路供电，变压器原边线电压为 380V，要求输出整流平均电压 $U_d=18\text{V}$ ，电流为 3000A，考虑 $\alpha_{\min}=30^\circ$ 。

- (1) 试计算变压器副边相电压、晶闸管电流平均值，并估算整流变压器容量；
- (2) 当负载电流下降至 300A 时，仍能保证线路正常运行，估算平衡电抗器电感量。如果要求降至 60A 时，其电感量又应为多少？
- (3) 当负载电流小于规定的最小电流值，整流装置的输出电压将怎样变化？

答：

(1) A、若整流变压器一次侧接成三角形，二次侧接成双反星形，则变压器次级相电压为：

$$U_2 = 17.8(\text{V})$$

晶闸管电流平均值为：

$$I_{T_{\text{ave}}} = \frac{1}{6} I_d = 500(\text{A})$$

整流变压器总容量为：

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = 79.9(\text{kV} \cdot \text{A})$$

B、若整流变压器的绕组是一次侧星形，二次侧双反星形接法，则

$$U_2 = 17.8(\text{V})$$

整流变压器一次侧电流有效值为

$$I_{1_{\text{rms}}} = 100.5(\text{A})$$

整流变压器总容量为：

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_2) = 79.9(\text{kV} \cdot \text{A})$$

S_1 和 S_2 的值与三角形接法相同，可以看出一次、二次绕组接法不同，但容量相同。

(2) 所需平衡电抗器的最小电感量为：

当 $I_{\text{dmin}} = 300\text{A}$ 时:

$$L_d = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\omega I_{\text{dmin}}} = 0.09(\text{mH})$$

当 $I_{\text{dmin}} = 60\text{A}$ 时:

$$L_d = 0.45(\text{mH})$$

- (3) 如果 $I_d < I_{\text{dmin}}$, 则该电路将逐渐失去两组三相半波并联导电特性, 向六相半波整流电路过渡, 每一瞬间只有一只晶闸管导电, 输出的理想空载电压由原来的 $1.17U_2$ 向 $1.35U_2$ 过渡, 一般情况下应避免这种情况。

2-28 双反星形可控整流电路中的平衡电抗器起什么作用? 当双反星形可控整流电路工作在图 2.66 所示扇区 3 时, 带平衡电抗器和不带平衡电抗器两种情况下的导通的晶闸管是否一样, 为什么?

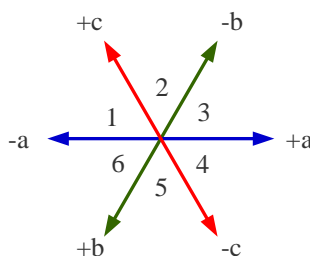


图 2.66

答:

(1) 平衡电抗器的作用是补偿两组三相半波电路输出 U_{d1} 和 U_{d2} 的瞬时电压差, 使得两组晶闸管同时导电, 并联供电, 同时使负载电流趋于均衡。

(2) 不一样。工作于扇区 3 时, 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路导通的晶闸管为 T_b 和 T_c ; 不带平衡电抗器的双反星形可控整流电路导通的晶闸管为 T_b 。

2-29 晶闸管整流电路实现有源逆变的条件是什么? 哪些整流电路不能实现有源逆变?

答:

(1) 有源逆变是指将直流电转换成交流电后, 再返回交流电网。

实现有源逆变有两个条件: 1) 内部条件: $\pi/2 < \alpha < \pi$; 2) 外部条件: $E_D > U_D$, 同时 E_D

反极性。

(2) 输出有续流二极管的整流电路和桥式半控整流电路不能实现有源逆变。

2-30 图 2.67 所示电路， $U_2=220\text{V}$ ， $E_D=-120\text{V}$ ，电枢回路总电阻 $R_\Sigma=1\Omega$ ，设电流连续。

说明当逆变角 $\beta=60^\circ$ 时电路能否进行有源逆变？计算此时电机的制动电流，画出此时输出电压波形。

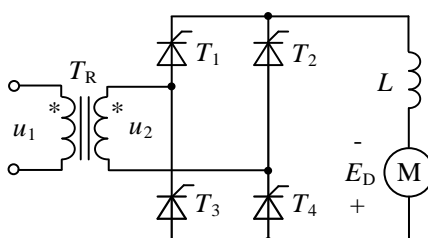


图 2.67

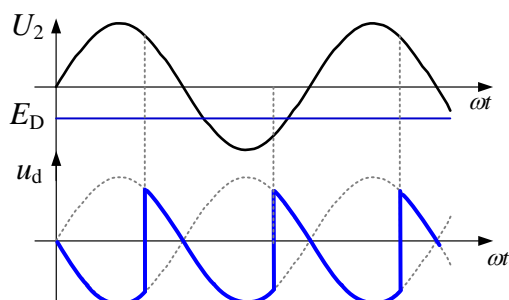
答：

(1) 当逆变角 $\beta=60^\circ$ 时，电路满足有源逆变的要求。

(2) 制动电流

$$I_d = \frac{(U_d - E_D)}{R_\Sigma} = 21(\text{A})$$

输出电压波形如下：



图解 2-15

2-31 已知三相桥式电路， $R_\Sigma=0.8\Omega$ ， $L=5\text{mH}$ ， $U_2=230\text{V}$ ，工作于逆变状态， $E_D=-290\text{V}$ ，

设电流连续。如允许 $I_{\text{dmin}}=30\text{A}$ ，请计算 β_{max} ，并选择晶闸管电流定额。

答：

(1) 最大逆变角满足：

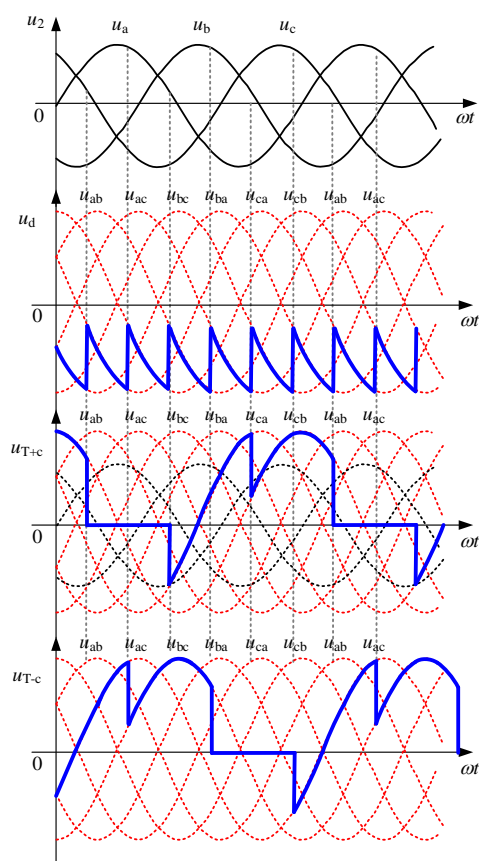
$$\beta \leq 31^\circ$$

(2) 考虑两倍裕量，晶闸管的额定电流为：

$$I_T = 0.735 I_{d\max} \text{ (A)}$$

2-32 绘出三相桥式逆变电路 $\beta=\pi/4$ 时，晶闸管 T_{+c} 和 T_{-c} 两端的电压波形。分析它们承受的正、反向最大电压各为多少？

答：晶闸管 T_{+c} 和 T_{-c} 两端的电压波形如下图所示：



图解 2-16

它们承受的正向最大电压为线电压峰值：

$$U_{T_pk} = \sqrt{6} U_2 \text{ (V)}$$

它们承受的反向最大电压为：

$$U_{T_{pk}} = \sqrt{6}U_2 \cos \frac{5\pi}{12} (\text{V})$$

2-33 三相桥式全控电路, 输入相电压 100V, 电源变压器漏感折合到变压器副边为 1.5mH, 设电流连续。

- (1) 当 $I_d=50\text{A}$, 计算换相压降;
- (2) 如果不计晶闸管关断时间及安全裕量, 计算此时的最小逆变角 β_{\min} ;
- (3) 计算此时全控桥输出直流电压大小。

答:

- (1) 当漏感 $L_B=1.5\text{mH}$ 时, 则换相压降为:

$$\Delta U_d = \frac{mX_B}{2\pi} I_d = 22.5 (\text{V})$$

- (2) 不计晶闸管关断时间及安全裕量, 最小逆变角 β_{\min} 为:

$$\beta_{\min} = 48^\circ$$

- (3) 全控桥输出直流电压为:

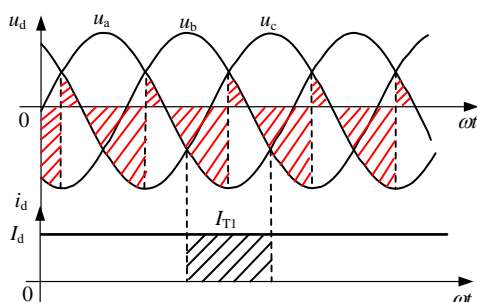
$$U_d = -179 (\text{V})$$

2-34 三相全控桥式电路给某卷扬机负载调速。电机反电动势 $E=400\text{V}$, 电枢绕组等效电阻 $R_\Sigma=1\Omega$, 逆变角 $\beta=60^\circ$, 电感无穷大, 变压器二次侧相电压 $U_2=220\text{V}$, 漏抗 $L_B=1\text{mH}$ 。在负载（重物）下降时:

- (1) 电动机和晶闸管电路分别处于什么工作状态?
- (2) 画出 u_d 、 i_d 、 i_{T1} 的波形; (不计变压器漏抗)
- (3) 求电枢电压平均值 U_d 、电流平均值 I_d 以及换相重叠角 γ ;
- (4) 此时, 回馈到电网的有功功率是多少?
- (5) 若突然增大电路的逆变角 β , 电动机转速如何变化? 说明变化过程。

答:

- (1) 电动机处于制动发电状态, 晶闸管电路处于有源逆变工作状态。
- (2) 如图解 2-17 所示



图解 2-17

(3) 代入已知数据可得:

$$I_d = 109.7(\text{A})$$

$$U_d = -290.3(\text{V})$$

由换相重叠角计算公式解得换相重叠角为:

$$\gamma = 8.9^\circ$$

(4) 回馈到电网的有功功率为

$$P = 31.85(\text{kW})$$

- (1) 逆变角 β 突然增大时, $|U_d| = | -2.34 U_2 \cos \beta |$ 也下降, 而电动机因机械惯性转速来不及改变, 所以反电动势 E 不变, 则流过电动机电流 I_d 增大, 电动机工作在发电制动状态的电磁转矩 $T = G_T \phi I_d$ 增大, 所以引起电动机转速下降。当转速 n 下降到一定值时, 即反电动势 E 达到一定值时, 使 $I_d = (U_d - E) / R_\Sigma$ 恢复到原值, 使电动机轴上转矩平衡, 电动机以较低的转速使重物恒速下降。

第 3 章 高频功率半导体器件

3-1 按照特性不同, 功率二极管可分为哪几类? 分别适用于哪些场合?

答: 按照耐压及反向恢复特性的不同, 功率二极管通常分为三类:

- (1) **普通二极管**: 正向导通电流定额和反向电压定额可以达到很高, 正向导通压降低, 但其反向恢复时间较长, 多用于开关频率不高 (1kHz 以下) 的整流电路中。
- (2) **快恢复二极管**: 亦称为快速二极管, 其恢复时间相对较短 (通常在 $5\mu\text{s}$ 以下), 正向导通压降高于普通二极管, 反向电压额定多数在 200~2000V 之间, 主要

用于开关频率较高的电力电子装置中。

- (3) **肖特基二极管**：是以金属和半导体接触形成的势垒为基础的二极管，其反向恢复时间远小于相同定额的二极管，而且与反向的 di/dt 无关。因此，肖特基二极管通常适用于对开关损耗比较敏感的高频或超高频电力电子电路中。根据材料的不同，肖特基二极管又可以进一步分为普通（硅）肖特基二极管和碳化硅肖特基二极管两种。前者所能承受的反向定压定额较低，通常不超过 250V，而且反向漏电流较大，对温度敏感；后者则能承受较高的电压定额（高达 10kV），以及更高的工作温度。

3-2 何为二极管的反向恢复？其发生的前提条件是什么？

答：当一个处于正向导通的二极管突然施加反压时，二极管不能立即关断，而是需要经过一段时间才能重新恢复反向阻断能力并进入完全截止状态，在此过程中，二极管电流反向，这个过程称为反向恢复。

其发生需有两个前提条件：1) 处于正向导通状态；2) 导通过程中突然施加反压。

3-3 二极管在恢复阻断时为什么会形成反向电流和反向电压过冲？这种反向恢复电流在电路使用中会带来什么问题？

答：功率二极管电容效应的存在，在二极管导通流过正向电流时，在结电容中存储一定的电荷（载流子）。当外加反向电压时，正向电流下降到零，二极管并不能立即截止。电流进一步减小至反向，释放结电容中存储的电荷，直至全部电荷被复合，二极管才恢复阻断。通常，定义二极管正向电流下降到零时起，到反向电流下降到反向峰值电流 10% 为止的时间间隔，称为二极管的反向恢复时间 t_{rr} 。

因为二极管的反向电流衰减速度很快，会在外部电路电感（包括各类寄生电感）上产生较大的感应电压，从而使二极管两端产生较高的反向电压尖峰。

3-4 二极管的等效结电容由哪两种电容综合而成？它们产生的机理是什么？

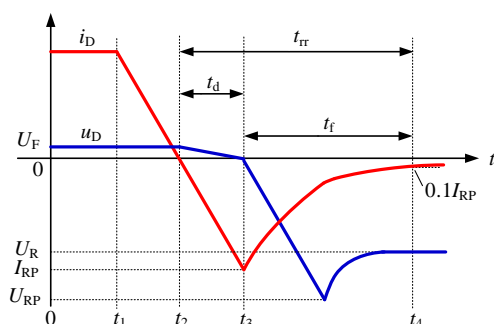
答：二极管的等效结电容是势垒电容 C_B 和扩散电容 C_D 的综合反应。

势垒电容：PN 结势垒区宽度变化意味着区内存储的正负离子电荷数的增减，类似于平行板电容器两极板上电荷的变化，此时 PN 结呈现出的电容效应称为势垒电容 C_B 。

扩散电容：当 PN 结处于正向偏置时，若外加电压有一增量 Δu ，空穴（电子）扩散运动在 PN 结附近将产生一电荷增量 ΔQ ，二者之比 $\Delta Q/\Delta u$ 为扩散电容 C_D 。

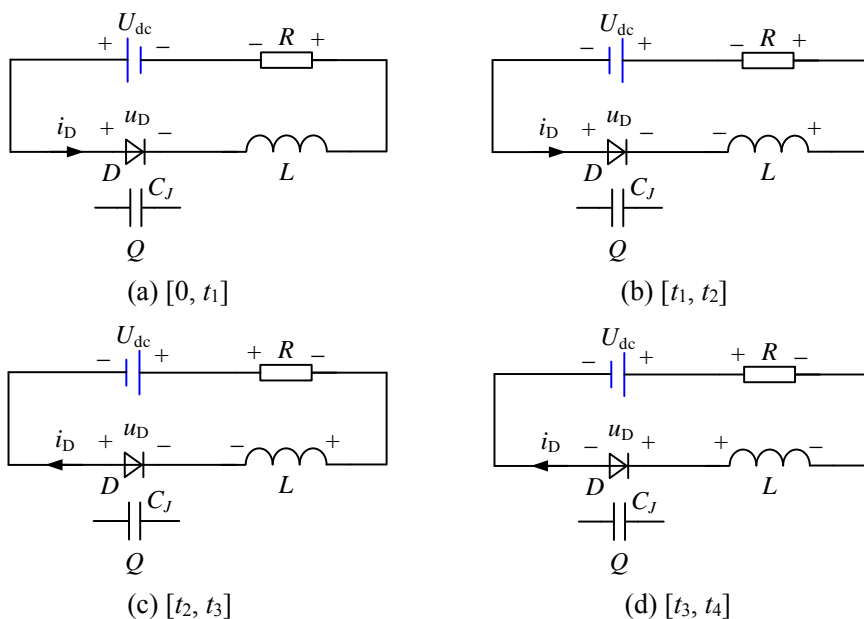
3-5 请绘出功率二极管反向恢复过程的电压电流波形，并简要叙述其动态过程。

答：波形如图解 3-1 所示。



图解 3-1

图解 3-2 给出了考虑结电容效应后二极管在反向恢复过程中的等效电路图，其中 C_J 为二极管的结电容， Q 为结电容存储电荷， L 为回路中的电感（串联电感或寄生电感）。



图解 3-2

在 t_1 时刻之前，二极管处于正向导通状态，其正向导通压降为 U_F ，如图 3-2(a)所示。在 t_1 时刻，二极管外加电压 U_{dc} 突然反向，二极管电流开始下降。由于存在电感 L ，二极管电流不会瞬时下降到零，仍然处于导通状态，如图 3-2(b)所示。

在 t_2 时刻，二极管电流下降至零。此时，结电容存储的电荷 Q 并不能立即消失，二极管两端电压 u_D 仍为正向导通压降 U_F 。此后，在反向电压 U_{dc} 的作用下，反向电流

从零开始增加，如图 3-2(c)所示。在 t_3 时刻，反向电流达到最大值 I_{RP} ，该反向电流使存储电荷逐渐消失， u_D 下降至零。

3-6 流过二极管的电流波形如图 3.22 所示。正向导通压降为 1.2V，不考虑反向恢复特性。

- (1) 选择二极管正向电流定额。
- (2) 求平均功率损耗。
- (3) 若二极管 $T_{JM}=175^{\circ}\text{C}$ ，结-壳热阻 $R_{jc}=1.2^{\circ}\text{C/W}$ ，接触热阻为 0.8°C/W ，散热器热阻为 0.5°C/W ，环境温度 50°C 时，结温是多少？

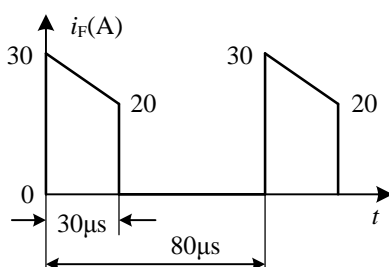


图 3.22

答：(1) 若考虑 1.5 倍的安全裕量，该二极管允许流过的额定电流 I_F 为

$$I_F = 14.72 (\text{A})$$

(2) 平均功率损耗

$$P_{loss} = 11.25 (\text{W})$$

(3) 结温

$$T_j = 78.125 (^{\circ}\text{C})$$

3-7 为什么功率开关管在开关瞬态过程中容易被击穿？可采取什么措施防止？

答：

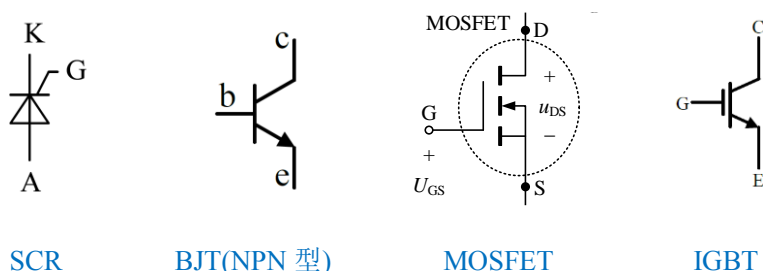
在电路开关瞬态过程中，电路将产生很高的电压或电流变化率，在寄生电感或电容上感应大电压 U_{sb} 或电流 I_{sb} ，可能达到二次击穿出发功率 $P_{sb}=U_{sb}I_{sb}$ ，进而达到二次击穿临界出发能量 $E_{sb}=P_{sb}t=U_{sb}I_{sb}t$ ，产生二次击穿。

采用缓冲吸收保护电路，或采用软开关电路，不仅可以抑制开关瞬态电流和电压的峰值，还可以是两者错开一定的相位，减小开关期间器件的瞬时功率，从而避开二

次击穿产生的条件，抑制二次击穿的有效措施。

3-8 请画出 SCR、BJT(NPN 型)、MOSFET、IGBT 的电气符号？

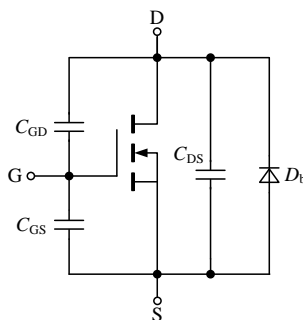
答：电气符号如图解 3-3：



图解 3-3

3-9 请画出考虑寄生电容与体二极管的功率 MOSFET 等效电路图。并分析 MOSFET 米勒效应的产生过程。

答：等效电路如下图。密勒效应是指 MOSFET 的栅源极电压达到开启电压后，在开通瞬间 u_{DS} 快速下降，密勒电容 C_{GD} 也需要放电以适应 DS 电压变化。此时，驱动电流被分流，从而使得 u_{GS} 基本维持不变。



图解 3-4

3-10 何为 IGBT 的电流拖尾现象？它是怎么产生的？

答：1) IGBT 的电流拖尾现象是指 IGBT 在驱动信号关断后，流过开关管的电流无法快速到零，而是有一个缓慢减小的过程。

2) 电流拖尾现象对应 IGBT 内部 PNP 晶体管的关断过程，由于 PNP 晶体管基区载流子高注入，存储电荷无法用外加反向抽流使其迅速消失，只能靠自然复合消

失，从而出现 IGBT 关断时特有的电流拖尾现象。

3-11 同 Si MOSFET 相比，SiC MOSFET 在特性上有什么不同。

答：1) 低电阻特性

在相同电压和电流等级下，SiC MOSFET 的导通电阻要显著小于硅 MOSFET，且 SiC MOSFET 的封装体积小，有利于提高电路功率密度。

2) 高速工作特性

SiC 器件饱和电子漂移速率约为 Si 器件的 3 倍，此外 SiC MOSFET 的体二极管与 SiC 肖特基二极管相同，具有快速恢复性能。因此 SiC MOSFET 工作频率更高。

3) 高温工作特性

SiC MOSFET 更适用于高温工作环境，一方面是由于 SiC MOSFET 自身损耗小，发热量小，温升相对较小；另一方面，SiC MOSFET 的热导率高，更有利于散热。

第 4 章 非隔离型直流变换电路

4-1 若需要实现一个直流变换电路，其输入电压 $U_{in}=24V$ ，输出电压 $U_o=5V$ ，输出电流 $I_o=5A$ ，负载电阻 $R_{Ld}=1\Omega$ 。请问有哪些方法可以实现上述功能？各有什么特点？

答：

可以采用以下三种方法来实现：

- (1) 电阻分压：特点是损耗大，理论效率只有约 21%；输出电压无法在线调节。
- (2) 线性调节：特点是损耗大，效率与电阻分压方法相近；输出电压可以闭环调节，稳定性好。
- (3) 开关变换：特点是损耗小；输出电压可以闭环调节，稳定性好；但高频开关会产生 EMI 问题。

4-2 如图 4.5 所示 Buck 变换器，开关管 Q 工作在开关状态，开关周期为 T_s ，滤波电感 L_f 和电容 C_f 足够大，但均为有限值，负载电阻为 R_{Ld} ，电路工作在电感电流连续模式，占空比为 D_y ，负载中的电流脉动忽略不计。

(1) 推导输出电压 U_o 的表达式。

(2) 画出开关管 Q 两端电压波形（标注电压大小）和电容电流 i_C 的波形。

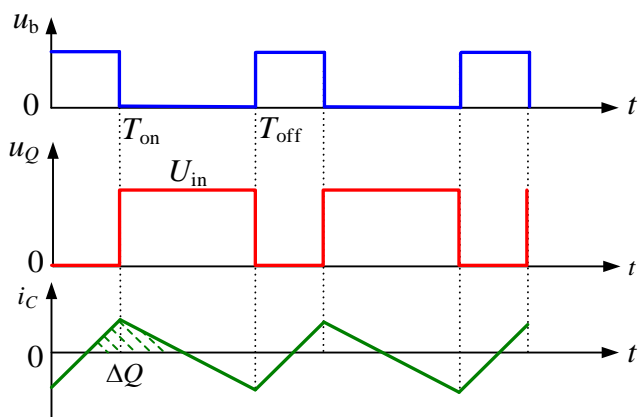
(3) 推导输出电压脉动 ΔU_o 的表达式。

答：

(1) 利用滤波电感伏秒平衡原理解得输出电压平均值 U_o 为

$$U_o = D_y U_{in}$$

(2) 波形如图解 4-1 所示：



图解 4-1

(3) 输出电压脉动 ΔU_o 的表达式满足

$$\Delta U_o = \frac{\Delta Q}{C_f} = \frac{(1 - D_y) U_o}{8 L_f C_f f_s^2}$$

4-3 如图 4.5 所示 Buck 变换器，输入电压为 $30V \pm 10\%$ ，输出电压为 $12V$ ，最大输出功率 $120W$ ，最小输出功率 $24W$ ，开关频率为 $100kHz$ ，不考虑器件寄生参数：

- (1) 保证整个工作范围电感电流连续时所需的电感值及占空比变化范围。
- (2) 若要求输出电压脉动值控制在 $50mV$ 以下，计算所需滤波电容大小。
- (3) 若不改变任何参数，将开关频率降低为 $50kHz$ ，电路会发生什么变化？

答：

(1) 整个工作范围内电感电流连续时的电感值为：

$$L_f \geq 19.1(\mu H)$$

整个工作范围内电感电流连续时占空比的变化范围为 $[0.364, 0.444]$ 。

(2) 代入已知数据可得所需滤波电容量为

$$C_f > 100(\mu F)$$

- (3) 由滤波电感电流脉动 ΔI_{Lf} 的表达式可知, 开关频率减低一半, 意味着电感的纹波增加一倍, 故临界电流也增加一半, 即 $I_{oGmin}=4A$ 。因此, 当变换器的输出功率小于 48W 时电路将从连续进入断续模式。

4-4 Buck 变换器, 其输入/输出参数为: $U_{in}=100V\sim 200V$, $U_o=50V$, 额定输出电流为 10A, 开关频率 $f_s=100kHz$, 不考虑损耗。

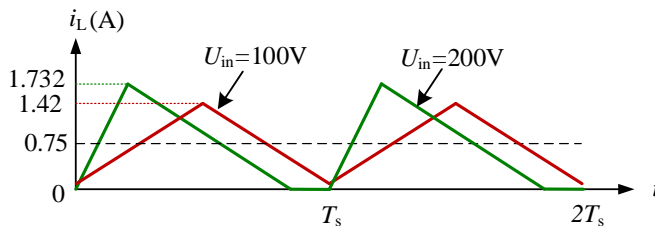
- (1) 若选取最大纹波电流 ΔI_{Lfmax_permit} 为额定电流的 20%, 计算滤波电感的大小。
- (2) 在上述电感值下, 画出输出电流为 0.75A, 输入电压分别为 100V 和 200V 时的电感电流波形, 标出电流峰值。
- (3) 保持某个输入电压不变, 逐渐减小负载, 电路从 CCM 变为 DCM 模式, 输出电压会发生什么变化, 为何?

答:

- (1) 由题意可知, 输出电压固定, 输入电压变化时, 滤波电感的大小为

$$L_f = 187.5(\mu H)$$

- (2) 如图所示



图解 4-2

- (3) 在电流断续区, 当保持占空比 D_y 不变时, 随着 I_o 的减小, 输出电压 U_o 会增大。

4-5 理想 Boost 变换器, 输入电压为 $30V\pm 10\%$, 输出电压为 100V, 最大输出功率为 100W, 最小输出功率为 20W, 工作频率为 100kHz。

- (1) 推导电感电流连续时电压传输比 U_o/U_{in} 。
- (2) 计算保证整个工作范围电感电流连续所需的电感值。

- (3) 当输出功率为 20W 时，请分别画出输入电压最大和最小时的电感电流波形，标出电流的最大值和最小值。

答：

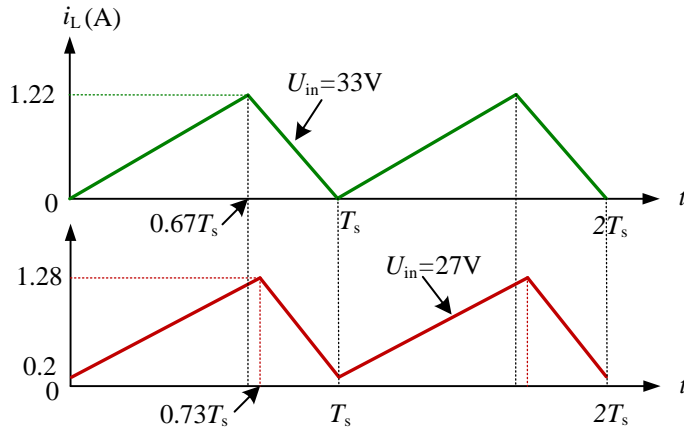
- (1) 电感电流连续时，由伏秒平衡原理可得电压传输比为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1-D_y}$$

- (2) 整个工作范围内电感电流连续时所需的电感值为

$$L_f \geq 182.4(\mu H)$$

- (3) 电感电流的波形如图解 4.3 所示。



图解 4-3

4-6 Boost 变换器, 输入电压 $U_{in}=100\sim150V$, 输出电压 $U_o=200V$, 额定输出电流为 10A, 开关频率 $f_s=100kHz$, 不考虑损耗。

- (1) 若选取电感电流脉动 ΔI_{Lbmax_permit} 为额定输出时最大输入电流的 20%，计算升压电感的大小。
- (2) 计算最大临界连续电流。

答：

- (1) 若选取电感电流脉动 ΔI_{Lbmax_permit} 为额定输出时最大输入电流的 20%，则升压电感值为：

$$L_b = 125(\mu H)$$

- (2) 最大临界电流为：

$$I_{oGmax} = 1.185(A)$$

4-7 Boost 变换器电路如图 4.36 所示，输入电压为 $27V \pm 10\%$ ，输出电压为 $45V$ ，输出功率为 $750W$ ，效率为 95% ，考虑电感等效电阻 $R=0.05\Omega$ 。

- (1) 求最大占空比；
- (2) 如要求输出 $60V$ 是否可能？为什么？
- (3) 在占空比不变条件下，如果输出负载突然开路，会发生什么情况？

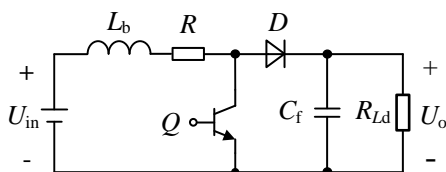


图 4.36

答：

- (1) 最大占空比为

$$D_{y\max} = 0.496$$

- (2) 输出电压可能达到 $60V$ 。
- (3) 若占空比不变，当输出负载突然开路时有 U_{in}/U_o 为零，即输出电压 $U_o = \infty$ ，这将会损坏电路的元器件。

4-8 图 4.37 所示为电感有中心抽头的 Boost 变换器，电感总匝数为 N ，左边部分绕组匝数为 N_1 ，右边部分为 N_2 。开关管 Q 工作在开关状态，电路工作在电感电流连续模式，开关管的占空比为 D_y 。

- (1) 推导 U_o 的表达式。
- (2) 画出 $N_1=N_2$ 时输入电流 i_{in} 及二极管 D 和开关管 Q 的两端电压。
- (3) 若输入电压为 $40V$ ，输出电压为 $120V$ ， $N_1=N_2$ ，计算开关管 Q 上所承受的最大电压，以及二极管 D 与开关管 Q 的最大峰值电流比值。

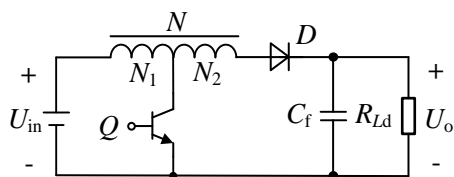


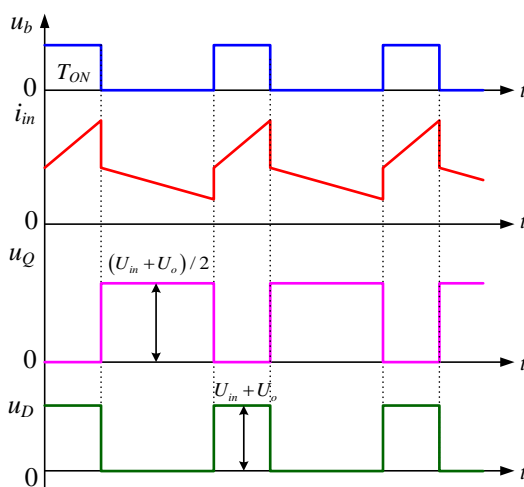
图 4.37

答:

(1)

$$U_o = \left(\frac{(N_1 + N_2)D_y}{N_1(1 - D_y)} + 1 \right) U_{in}$$

(2) 波形如图解 4-4 所示。



图解 4-4

(3) 开关管 Q 上所承受的最大电压为

$$U_Q = 80(\text{V})$$

二极管 D 的最大峰值电流与开关管 Q 的最大峰值电流比值满足

$$i_{D\max}/i_{Q\max} = N_1/(N_1 + N_2) = 1/2$$

4-9 图 4.38 所示为电感有中心抽头的 Buck 变换器，电感总匝数为 N ，左边部分绕组匝数为 N_1 ，右边部分为 N_2 。输入电压 U_{in} 为 400V， $N_1:N_2 = 1:1$ ，输出 48V/15A，开关频率 100kHz，开关管的占空比为 D_y ，电路工作在电感电流连续模式。

- (1) 推导 U_o 的表达式。
- (2) 定量画出开关管 Q 和二极管 D 的电压波形（标注出电压大小）。
- (3) 计算二极管 D 与开关管 Q 的最大峰值电流比值。

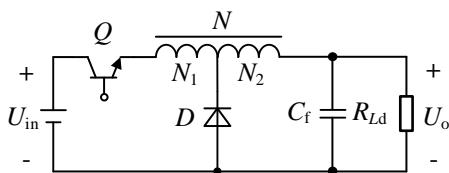


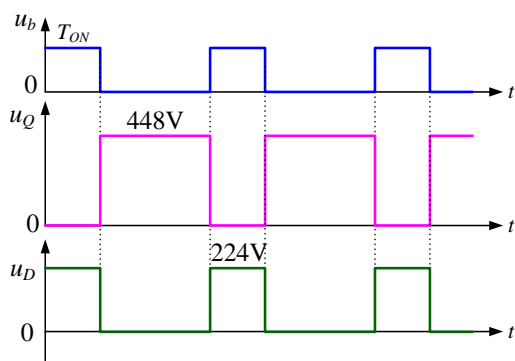
图 4.38

答：

(1)

$$U_o = \frac{N_2 D_y}{N_1 (1 - D_y) + N_2} U_{in}$$

(2) 波形如图解 4-5 所示。



图解 4-5

(3) 二极管 D 的最大峰值电流与开关管 Q 的最大峰值电流比值满足

$$i_{Dmax}/i_{Qmax} = N_1/N_2 = 1/2$$

4-10 如图 4.19 所示 Buck-Boost 变换器。开关管 Q 工作在开关状态，占空比为 D_y 。

- (1) 分别推导电感电流连续和断续时 U_o 的表达式。
- (2) 画出开关管 Q 和二极管 D 的电压和电流波形，并标出电压大小（二极管阴极为参考正）。

答：

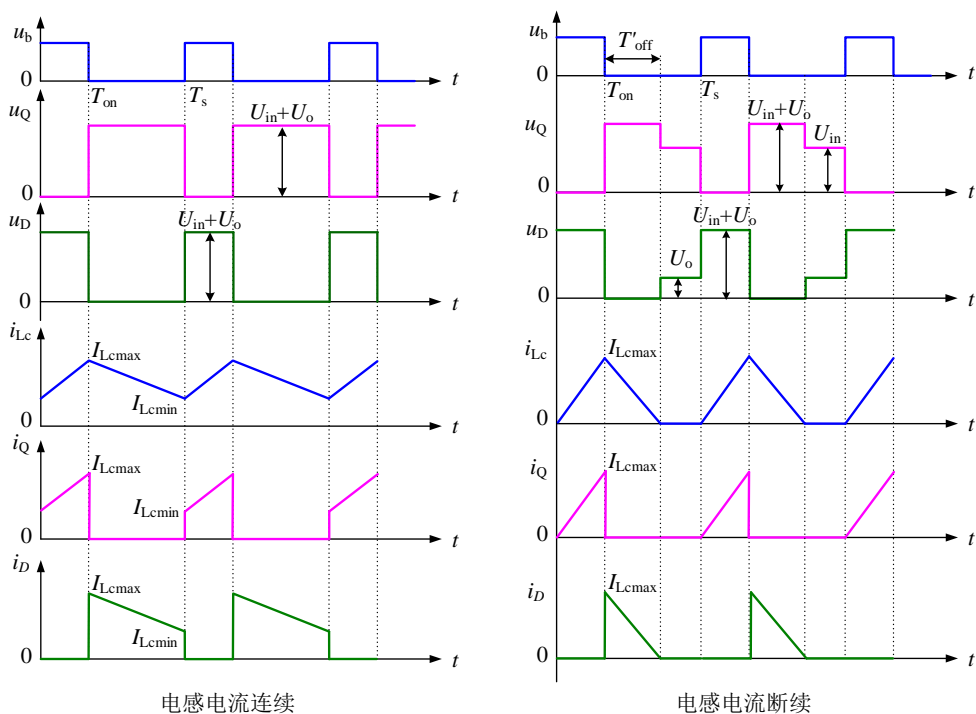
(1) 电感电流连续时:

$$U_o = \frac{D_y}{1 - D_y} U_{in}$$

电感电流断续时:

$$U_o = \frac{U_{in}^2}{2L_c I_o} D_y^2 T_s$$

(2) 波形如图解 4-6 所示。



图解 4-6

4-11 解释“伏秒平衡”和“安秒平衡”的物理意义？请结合两种方法推导分析 Cuk 变换器在电流连续时的输入输出电压关系。

答:

“伏秒平衡”指的是稳态工作时，在一个开关周期内电感电压的伏秒面积为零，即电感电压平均值为零。这意味着在一个开关周期内，电感电压的正伏秒面积等于其负伏秒面积。

“安秒平衡”指的是稳态工作时，电容电流的安秒面积在一个开关周期内为零，即

电容电流平均值为零。这意味着在一个开关周期内，电容电流的正安秒面积等于其负安秒面积。

根据 Cuk 变换器中电感 L_1 和 L_2 的伏秒平衡原理有

$$U_{in} D_y T_s = (U_{Cb} - U_{in})(1 - D_y) T_s$$

$$(U_{Cb} - U_{in}) D_y T_s = U_o (1 - D_y) T_s$$

联立上式可得

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y}$$

利用 Cuk 变换器中电容 C_b 的安秒平衡原理有

$$I_o D_y T_s = I_{in} (1 - D_y) T_s$$

忽略 Cuk 变换器的损耗，则其输入功率等于输出功率，即有

$$U_{in} I_{in} = U_o I_o$$

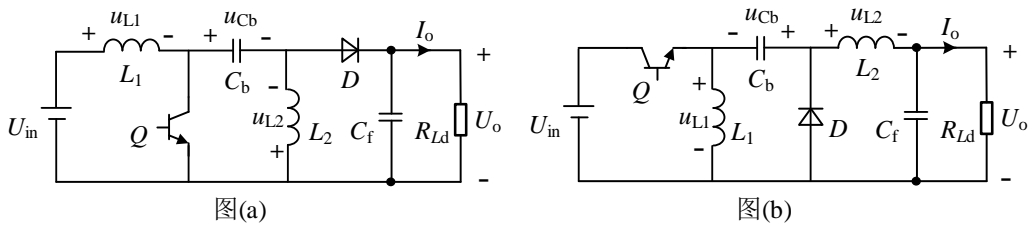
联立上式可得

$$\frac{I_{in}}{I_o} = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D_y}{1 - D_y}$$

4-12 试绘制 SEPIC 和 Zeta 斩波电路的原理图，并推导它们在电流连续时的输入输出电压关系。

答：

(1) SEPIC 电路图如图 (a) 所示，Zeta 电路图如图 (b) 所示。



图解 4-7

(2) 稳态工作时，在一个开关周期内，电感 L_1 和 L_2 的电压伏秒面积分别是平衡

的，根据两者的伏秒平衡原理可得

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D_y}{1-D_y}$$

- (3) 稳态工作时，在一个开关周期内，电感 L_1 和 L_2 的电压伏秒面积分别是平衡的，根据两者的伏秒平衡原理可得

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D_y}{1-D_y}$$

第 5 章 隔离型直流变换电路

5-1 如图 5.1(d)所示正激变换器。

- (1) 请简要说明变压器实现磁复位的原理；并分析变压器磁化能量在一个开关周期内是如何变化的？
- (2) 变压器绕组 $N_p=2N_r$ 时，该电路允许的最大占空比是多少？若实际占空比大于该最大占空比会如何？

答：

- (1) 开关管 Q 导通，输入电压加在变压器原边绕组 N_p 上，此时变压器磁芯被磁化，其磁通 Φ 线性增加；开关管 Q 关断后，变压器复位绕组 N_r 中出现感应电压，其极性 “*” 为 “负”，使复位二极管 D_r 导通。此时变压器磁芯去磁，磁通 Φ 减小，并在 $t=T_{on}+T_r$ 时刻减小到零，变压器完成磁复位。
- (2) 当变压器绕组 $N_p=2N_r$ 时，该电路允许工作的占空比为

$$D_{y\max} \leq \frac{N_p}{N_r + N_p}$$

故最大占空比为 2/3。若实际占空比大于 2/3 则不能完成磁复位，变压器饱和会引起磁化电流增大烧毁开关管。

5-2 如图 5.1(d)所示为正激变换器， $N_p:N_s:N_r=16:1:16$ ，设输出电容足够大，输出电压为一平直的直流电压，电感电流连续。

- (1) 请推导电压传输比 U_o/U_{in} 。
- (2) 画出原边开关管 Q 和二极管 D_r 的电压波形，并标注电压大小（以 U_m 作为参

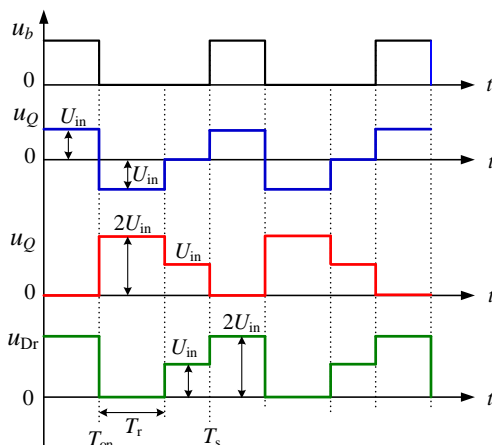
考变量，二极管阴极为参考正）。

答：

- (1) 对输出滤波电感利用伏秒平衡原理有

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} D_y = \frac{1}{16} D_y$$

- (2) 波形如图所示：



图解 5-1

5-3 图 5.23 所示为正激变换器（其中 V_z 为稳压二极管）。

- (1) 简要说明变压器实现磁复位的原理；指出变压器磁化能量在 Q 关断期间是如何变化？
- (2) 比较该电路与带磁复位绕组电路的各自优缺点。
- (3) 假设变压器的匝比 $N_p:N_s=10:1$ ，输入电压 $U_{in}=200V$ ，占空比 $D_y=0.3$ ，负载 $R_{Ld}=0.6\Omega$ ，开关频率为 50 kHz ，稳压管稳压值为 $200V$ ，滤波电感 $L_f=40\mu H$ ，滤波电感工作在连续条件，定量画出正激电路中开关管 Q 和二极管 D_r 、 D_{R1} 、 D_{R2} 的电压波形（二极管阴极为参考正）；
- (4) 在(3)条件下，该电路允许工作的最大占空比是多少？

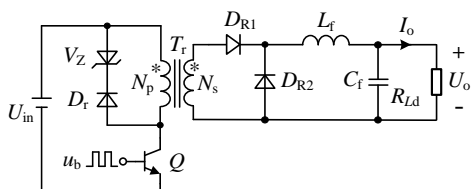
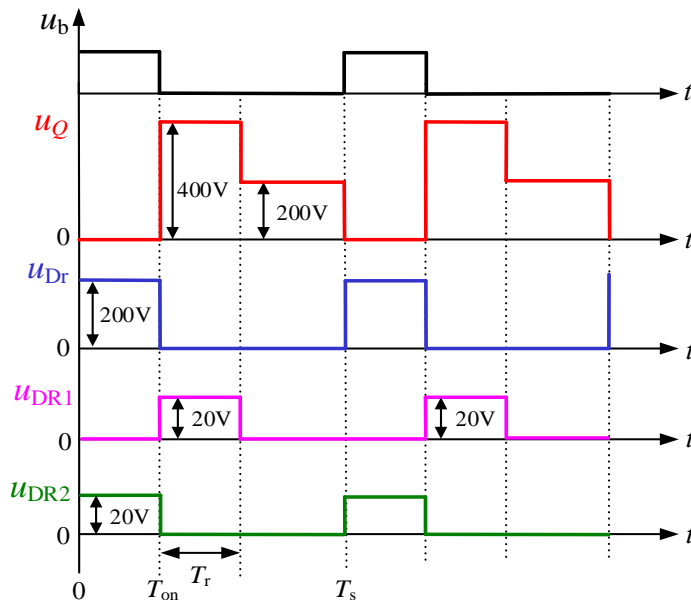


图 5.23

答：

- (1) 开关管 Q 开通时，电源给副边传递能量，同时变压器正向磁化；开关管 Q 关断时，由于变压器励磁电流不能突变，在原边绕组中出现感应电压，其极性是“*”为“负”，故复位二极管 D_r 导通，稳压二极管 V_z 反向击穿，稳压工作。此时，原边绕组承受的电压等于稳压管的两端电压，从而帮助变压器完成复位，变压器中的磁场能量主要消耗在 V_z 中。
- (2) 相比之下，采用稳压管的磁复位方法更加简单。但在复位时，励磁电感中的能量全部消耗在 V_z 中，采用复位绕组的方法，励磁电感中的能量在复位时送回输入电源，有助于提高效率。
- (3) 波形如图解 5-2 所示：



图解 5-2

- (4) 在 (3) 条件下电路允许工作的最大占空比为 0.5。

5-4 如图 5.5(d)所示双管正激变换器，变压器原副边匝比为 K 。

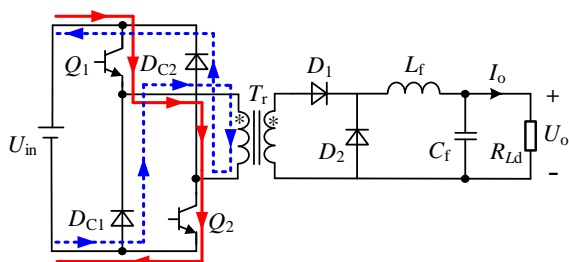
- (1) 请在电路图中画出 $Q_1(Q_2)$ 导通和截止时原边电流流通路径（等效电路图）；
- (2) 推导电感电流连续时的电压传输比 U_o/U_{in} ；
- (3) 若占空比等于 0.4，请绘制出变压器铁芯中磁通 Φ 的波形示意图，以及开关管

Q_1 、二极管 D_{C1} 、 D_1 的电压波形（二极管阴极为参考正）并标出大小；

- (4) 假设输入电压变化范围为 $100V \pm 10\%$ ，输出电压为 $10V$ ，设计变压器匝比 K 并计算占空比变化范围(电流连续)。

答：

- (1) 如图解 5-3。

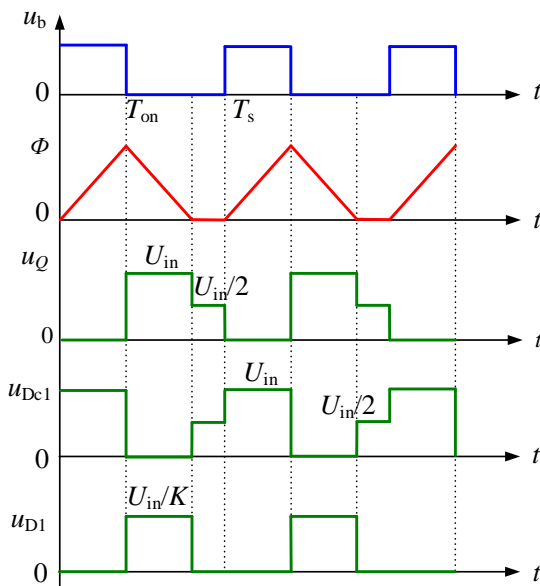


图解 5-3

- (2) 根据滤波电感的伏秒平衡原理可得电感电流连续时的电压传输比 U_o/U_{in} 为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{D_y}{K}$$

- (3) 波形如图解 5-4 所示：



图解 5-4

- (4) 由 (2) 中结果可知，当输入电压最小时，占空比最大，且最大占空比不超过 0.5。因此，考虑一定裕量，最大占空比 $D_{y\max}$ 取为 0.45(最大占空比取值不唯

一), 则有

$$K = \frac{U_{in\min}}{U_o} D_y = 4.05$$

取整, $K=4$ 。

$$D_{y\min} = \frac{U_o}{U_{in\max}} K = 0.364$$

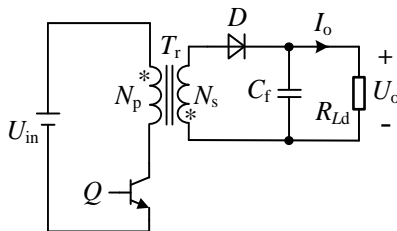
综上, 变压器匝比设计为 4, 占空比变化范围为 0.364~0.45。

5-5 反激变换器, 输入输出电压分别为 U_{in} 、 U_o 。

- (1) 请绘制反激变换器的电路图, 并推导连续工作方式 (CCM) 下 U_o/U_{in} 关系式, 给出具体过程。
- (2) 当负载变化范围较小时反激变换器一般设计在 CCM 方式还是 DCM 方式? 请阐述原因。
- (3) 变换器开环条件下完全空载能否正常工作, 为什么?

答:

- (1) 电路图如下所示:



由磁通平衡原理可以得到

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_p}{N_s} \frac{D_y}{1 - D_y}$$

- (2) 选择 DCM 模式, 负载变化范围小时断续模式调节困难的问题相对较小。此外, DCM 模式相比于 CCM 模式, 同等功率下电感值小, 变压器体积小、成本低; 二极管无反向恢复问题。
- (3) 反激式变换器不可以开环空载; 因为每一次开关均有输入能量传递到副边, 存储在电容中, 会使得输出电压变得无穷大。

5-6 如图 5.6(d)所示反激变换器。

- (1) 推导 DCM 下 U_o/U_{in} 关系式，并分析 DCM 与 CCM 的异同。
- (2) 已知输入电压为 300V，变压器匝比 $N_p:N_s=10:1$ ，输出电压稳定在 20V，请画出 CCM 和 DCM 两种工作方式下开关管 Q 和二极管 D 的电压和电流波形示意图，并计算二极管 D 和开关管 Q 承受的最大电压值。（ u_Q 电压要标出不同阶段的电压表达式）

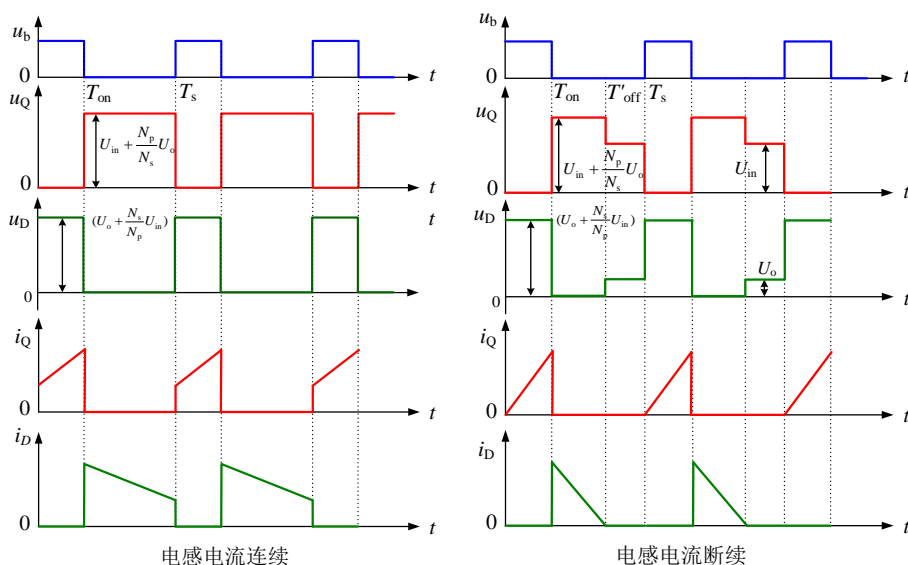
答：

- (1) DCM 下 U_o/U_{in} 关系式

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{4D_y^2}{I_o/I_{oG\max}}$$

综上可知，DCM 下输出电压 U_o 不仅与 U_{in} 有关，还与输出电流 I_o 有关。

- (2) 波形如图解 5-6 所示。



图解 5-6

当开关管 Q 截止时，其承受的最大电压为

$$U_Q = U_{in} + \frac{N_p}{N_s} U_o = 500(\text{V})$$

当开关管 Q 导通时，二极管 D 承受的最大电压为

$$U_D = U_o + \frac{N_s}{N_p} U_{in} = 50(\text{V})$$

5-7 如图 5.10(c)所示的推挽变换器。

- (1) 请推导推挽直直变换器的输入输出关系。
- (2) 若开关频率为 100kHz, 输入电压 48V, 输出额定电流 100A, 匝比 $N_p:N_s=4:1$, 该电路能输出的最高电压为多少?
- (3) 该变压器工作在单向磁化还是双向磁化? 是否存在直流偏磁现象, 为什么?
- (4) 开关管的占空比能否大于 0.5, 为什么?

答:

- (1) 对输出滤波电感, 利用伏秒平衡原理可得

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} D_y$$

- (2) 由于推挽变换器也相当于一个隔离型 Buck 变换器, 因此能够输出的最高电压

$$U_{o\max} = 12(\text{V})$$

- (3) 因为推挽变换器的变压器的励磁电流是既可以为正也可以为负, 因此该变压器为双向磁化。如果推挽变换器中晶体管的正负脉冲宽度或幅值稍有不对称, 或初级线圈不对称, 就会产生直流磁化分量即偏磁, 从而导正磁芯饱和。
- (4) 不可以, 否则会造成原边短路。

5-8 图 5.10(c)所示推挽电路, 假设变压器为理想变压器。

- (1) D_1 、 D_2 的作用是什么?
- (2) 若 U_{in} 为 240~300V 直流电压, $N_{p1}=N_{p2}$, Q_1 、 Q_2 、 D_1 、 D_2 的导通压降均为 1V, 不考虑漏感尖峰, 计算 Q_1 的最大耐压 $U_{Q\max}$ 。
- (3) 续流二极管 D_{FW} 什么时候导通? 是否必须, 为什么?
- (4) 若没有 D_{FW} , 续流过程是如何完成的? 请画出等效电路, 并分析工作过程。

答:

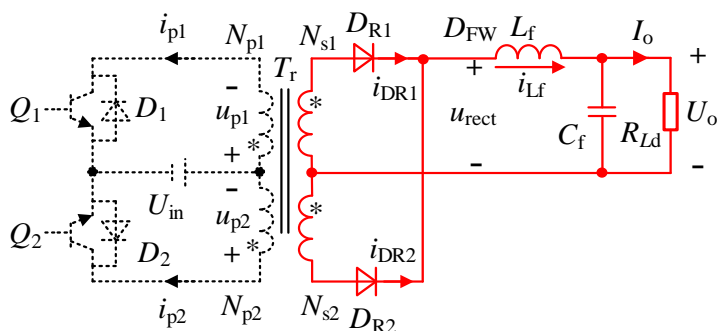
- (1) 在开关管关断瞬间, 变压器会瞬间产生高压, D_1 、 D_2 的作用是避免开关管承受反压而击穿; 若副边是感性负载时, D_1 、 D_2 也作为返回能量的续流二极管, 即为感性电流提供通路。
- (2) Q_1 的最大耐压为

$$U_{Q\max} = 2U_{in\max} - U_{Q_{on}} = 599(\text{V})$$

- (3) 当 Q_1 、 Q_2 截止时, 续流二极管 D_{FW} 导通。实际上该续流二极管是可以去掉

的，此时副边两只整流二极管会同时导通。

- (4) 续流通过副边两个二极管 D_{R1} 、 D_{R2} 完成，其等效电路如图解 5-7 所示。当晶体管 Q_1 、 Q_2 均截止时，变压器各绕组瞬时出现感应电压，其极性为“*”端为“负”，使整流二极管 D_{R2} 导通，与此同时，滤波电感电流经二极管 D_{R1} 续流。



图解 5-7

5-9 如图 5.10(c)所示的推挽电路，去掉续流二极管。输入电压 U_{in} 为 $400V \pm 10\%$ ，输出电压 $U_o = 24V$ ，最大输出功率 240W，最小输出功率 96W，开关频率为 50kHz， N_p ： N_s 为 10:1。

- (1) 计算保证整个工作范围内电感电流连续所需的电感值及占空比变化范围；
- (2) 请画出输出功率为 240W、输入电压最大时，电感电流 i_L 波形、整流管 D_{R1} 及 D_{R2} 的电流波形和端电压波形、变压器原边电压和电流波形、开关管 Q_1 的端电压波形，并标注出各时间段内各变量的幅值。（注：忽略励磁电流）
- (3) 计算开关管的平均电流和峰值电流。

答：

- (1) 整个范围内电感电流连续时所需的电感值为

$$L \geq 13.65 \times 10^{-6} (\text{H})$$

电感电流连续时的占空比变化范围为 0.545~0.667。

- (2) 输入电压最大时，电感电流的脉动量

$$\Delta i_{L_f} = \frac{U_o (1 - D_{ymin})}{2L_f} T_s = 8 (\text{A})$$

故电感电流的峰值为 14A，最小值为 6A。

波形如图 5-8 所示

(3) 晶体管承受的电流等于原边电流，故

平均电流： $I_{Q1}=I_{Q2}=0.273\text{ (A)}$

峰值电流： $I_{Q1\max}=I_{Q2\max}=1.4\text{ (A)}$

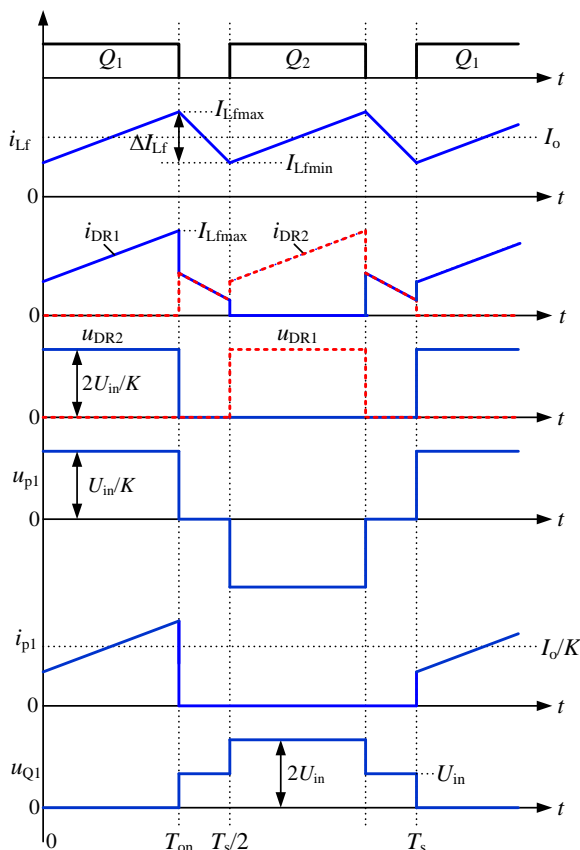


图 5-8

5-10 图 5.14(d)所示半桥变换器，副边采用双半波整流电路（略去 D_{FW} ）。输入电压 U_{in} 为 $500V\pm 10\%$ ， $U_{Cd1}=U_{Cd2}=U_{in}/2$ ，输出电压 U_o 为 $20V$ ，最大输出功率 $600W$ ，最小输出功率 $100W$ ，工作频率为 $100kHz$ ， $N_p:N_{s1}:N_{s2}$ 为 $10:1:1$ 。

- (1) 推导电感电流连续时的电压传输比 U_o/U_{in} 。
- (2) 计算保证整个工作范围内电感电流连续所需的电感值及占空比变化范围；
- (3) 在理想条件下，电感无穷大，画出最高输入电压时，电感电流 i_{Lf} ，励磁电流 i_M ，整流管 D_{R1} 、 D_{R2} 、开关管 Q_1 的电流波形和变压器原边绕组的电流和端电压波形，并标出幅值大小；

(4) 计算开关管以及整流管的电压电流应力（忽略电感电流纹波）。

答：

(1) 电感电流连续时电压传输比 U_o/U_{in} 为

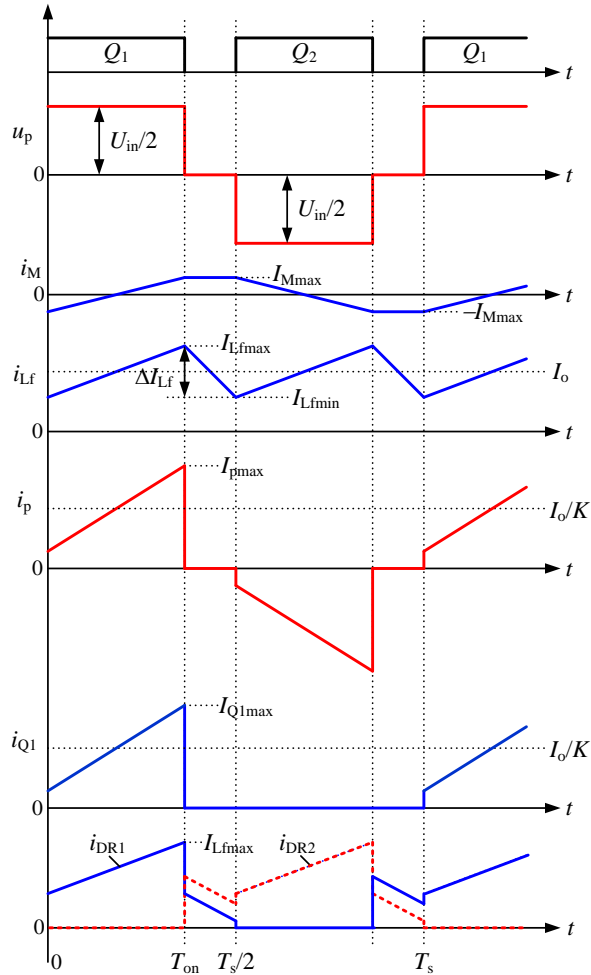
$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \frac{D_y}{2}$$

(2) 整个范围内电感电流连续时所需的电感值为

$$L \geq 2.73 \times 10^{-6} (\text{H})$$

电感电流连续时的占空比变化范围为 0.727~0.889。

(3) 波形如下图所示：



(4) 晶体管承受的电压、电流应力

$$U_{Qj} = U_{in\max} = 550(\text{V}) \quad (j=1,2,3,4)$$

$$i_{Qj\max} = \frac{N_{s1}}{N_p} I_{o\max} = 3(\text{A})$$

整流管承受的电压、电流应力

$$U_{DR1} = U_{DR2} = \frac{N_{s1}}{N_p} U_{in\max} = 55(\text{V})$$

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_{o\max} = 30(\text{A})$$

5-11 如图 5.18(e)所示全桥变换电路, Q_1 、 Q_4 同时开关, Q_2 、 Q_3 同时开关, 开关频率为 50kHz。

- (1) 请问变压器磁芯单向磁化还是双向磁化?
- (2) 若输入电压为 $400\text{V} \pm 10\%$, 变压器匝比 $N_p: N_s=10: 1$, 则能够输出的最高电压为多少?
- (3) 若输出电压为 24V, 峰值功率 1kW, $L_f=10\mu\text{H}$, 输入电压与匝比同 (2), 试求开关管以及整流管的电压电流应力。
- (4) 开关管、整流二极管应该选用哪种类型?

答:

- (1) 变压器磁芯是双向磁化。
- (2) 由于全桥变换器也相当于一个隔离型 Buck 变换器, 因此能够输出的最高电压为

$$U_{o\max} = 44(\text{V})$$

- (3) 全桥变换器四只开关管的电压应力为

$$U_{Qj} = U_{in\max} = 440(\text{V}) \quad (j=1,2,3,4)$$

开关管的电流应力为

$$I_{Qj\max} = 4.712(\text{A})$$

整流二极管的电压应力为

$$U_{DR1} = U_{DR2} = 88(\text{V})$$

整流二极管的电流应力为

$$I_{DR1\max} = I_{DR2\max} = I_{L\max} = 47.12 \text{ (A)}$$

(4) 开关管选择 MOSFET，输出整流二极管选择肖特基二极管。

第 6 章 逆变电路

6-1 有源逆变和无源逆变的定义是什么？两者有何不同？

答：有源逆变，是指将直流电转换成交流电并馈入交流电网的逆变方式；

无源逆变，是指将直流电转换成稳定可控交流电压，供独立负载使用。

两者的主要不同是无源逆变需要控制输出交流电压，而有源逆变则只需要控制并入电网的电流。

6-2 什么是电压型、电流型逆变器，两者各有什么特点？对电力电子器件或无源器件的要求有什么不同。

答：电压型逆变器的直流侧输入为电压源；而电流型逆变器的直流侧输入为电流源。

电压型逆变器的输入端通常并联大电容，且在实际工作中由于需要设置死区，功率器件需要有反并联二极管或体二极管；

电流源型逆变器的输入端通常串联大电感。由于输入电流方向保持不变，为了使开关器件具有反向阻断能力，通常在每个功率器件上正向串联一个二极管。

6-3 电压型和电流型逆变器的二极管各起什么作用？

答：电压型逆变器的二极管主要起到死区时间内的续流作用；

电流型逆变器的二极管主要起到承受反压，使开关器件具有反向阻断能力。

6-4 在直流侧电压和额定功率相等的条件下，单相电压型半桥逆变器与单相电压型全桥逆变器相比有何优缺点？

答：半桥逆变器的输出电压基波分量有效值为：

$$U_{o1_HB} = \frac{2\sqrt{2}U_{in}}{\pi} = 0.45U_{in}$$

半桥逆变器的输出电压基波分量有效值为：

$$U_{o1_FB} = \frac{2\sqrt{2}U_{in}}{\pi} = 0.9U_{in}$$

电压型单相全桥逆变器使用器件相对较多，但输出方波电压幅值为输入直流电压，其基波电压有效值为 $0.9U_{in}$ 。在输入直流电压和负载不变的条件下，单相全桥逆变器的输出电压和输出电流幅值相比单相半桥逆变器均提高了一倍。

6-5 请阐述 PWM 的冲量等效原理。设正弦波（50Hz）半周期的脉冲数是 5，脉冲幅值是相应正弦波幅值的两倍，试按冲量等效原理计算各个脉冲的宽度？

答：（1）PWM 冲量等效基本原理进行描述，即冲量相等而形状不同的窄脉冲加在同一惯性环节上时，惯性环节的输出基本相同。

（2）将各个脉冲的宽度用 θ_i ($i=1,2,3,4,5$) 表示，则根据面积等效原理可得：

$$\theta_1 = 0.0955(\text{rad})=0.304(\text{ms})$$

$$\theta_2 = 0.25(\text{rad})=0.7958(\text{ms})$$

$$\theta_3 = 0.309(\text{rad})=0.9836(\text{ms})$$

$$\theta_4 = 0.7958(\text{rad})=0.7958(\text{ms})$$

$$\theta_5 = 0.0955(\text{rad})=0.304(\text{ms})$$

6-6 以采用 180° 方波控制的单相电压型全桥逆变器为例，试说明阻性负载和感性负载输出电压和电流的关系？

答：阻性负载，输出电流 i_o 与 u_o 的波形相同，电流都从 Q_1 和 Q_2 中流过，反并联二极管 D_1 和 D_2 中并不会流过电流。

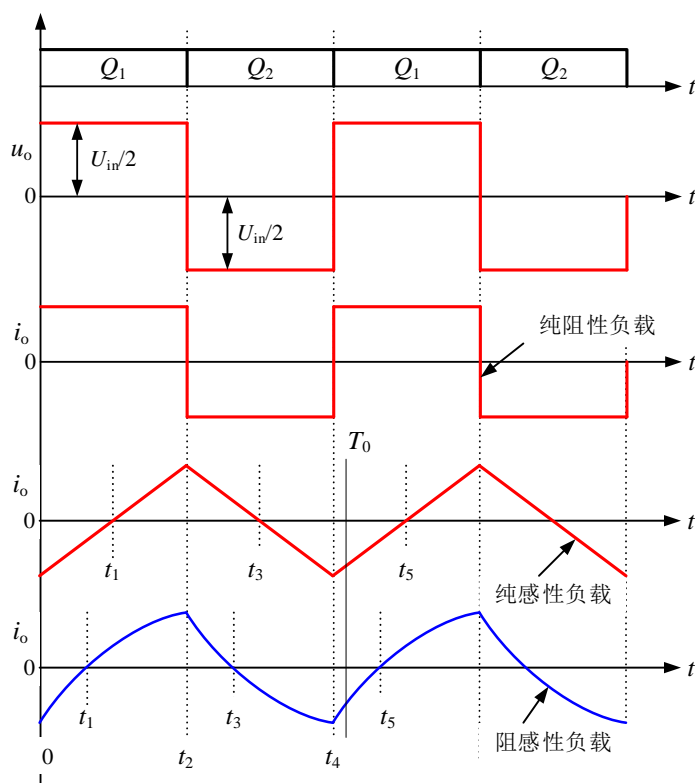
感性负载时，输出电流 i_o 的相位滞后于输出电压 u_o ，两者波形也不同，交流侧输出电压仍为矩形波，但输出电流的波形和相位与负载阻抗有关。当 Q_1 或 Q_2 中流过电流时， i_o 与 u_o 方向相同，直流输入侧向负载提供能量；当 D_1 或 D_2 中流过电流时， i_o 与 u_o 方向相反，负载电感中存储的能量向直流输入侧回馈。

6-7 如图 6.1 所示的电压型单相半桥逆变器，采用 180° 的方波控制方式。

（1）请绘制负载电压波形，以及纯阻性、纯感性以及阻感负载下的电流波形；

（2）写出逆变器输出电压基波分量的幅值、有效值以及第 n 次谐波电压幅值表示式。

答：（1）电压和电流波形如图解 6-1 所示。



图解 6-1

(2) 输出电压的基波分量幅值和有效值分别为:

$$U_{o1m} = \frac{2}{\pi} U_{in}$$

$$U_{o1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{in} = 0.45 U_{in}$$

输出电压的 n 次谐波电压幅值为:

$$U_{onn} = \frac{2}{n\pi} U_{in} = \frac{1}{n} U_{o1m}$$

6-8 如图 6.12 所示三相桥式电压型逆变电路, 采用 180° 导电方式, $U_{in}=100V$ 。

- (1) 请分析该逆变电路的换流顺序以及每区间导通的开关管编号;
- (2) 绘制负载两端的相电压和线电压波形, 并标出各台阶的幅值大小;
- (3) 计算输出相电压的基波幅值和有效值, 输出线电压的基波幅值和有效值, 输出线电压中 5 次谐波的有效值。

答: (1) 开关管 $Q_1 - Q_6$ 依次导通, 驱动信号间隔为 60° , 在任何时刻都有三只开关管

同时导通，在 6 个时间区间各个开关管的导通状态与顺序分别为 $(Q_1、Q_2、Q_3) \rightarrow (Q_2、Q_3、Q_4) \rightarrow (Q_3、Q_4、Q_5) \rightarrow (Q_4、Q_5、Q_6) \rightarrow (Q_5、Q_6、Q_1) \rightarrow (Q_6、Q_1、Q_2)$ 。

(2) 波形如图解 6-2 所示

(3) 相电压基波分量幅值为：

$$U_{1m} = \frac{2}{\pi} U_{in} \approx 0.64 U_{in}$$

相电压基波分量有效值为

$$U_1 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_{in} \approx 0.45 U_{in}$$

线电压基波分量幅值为：

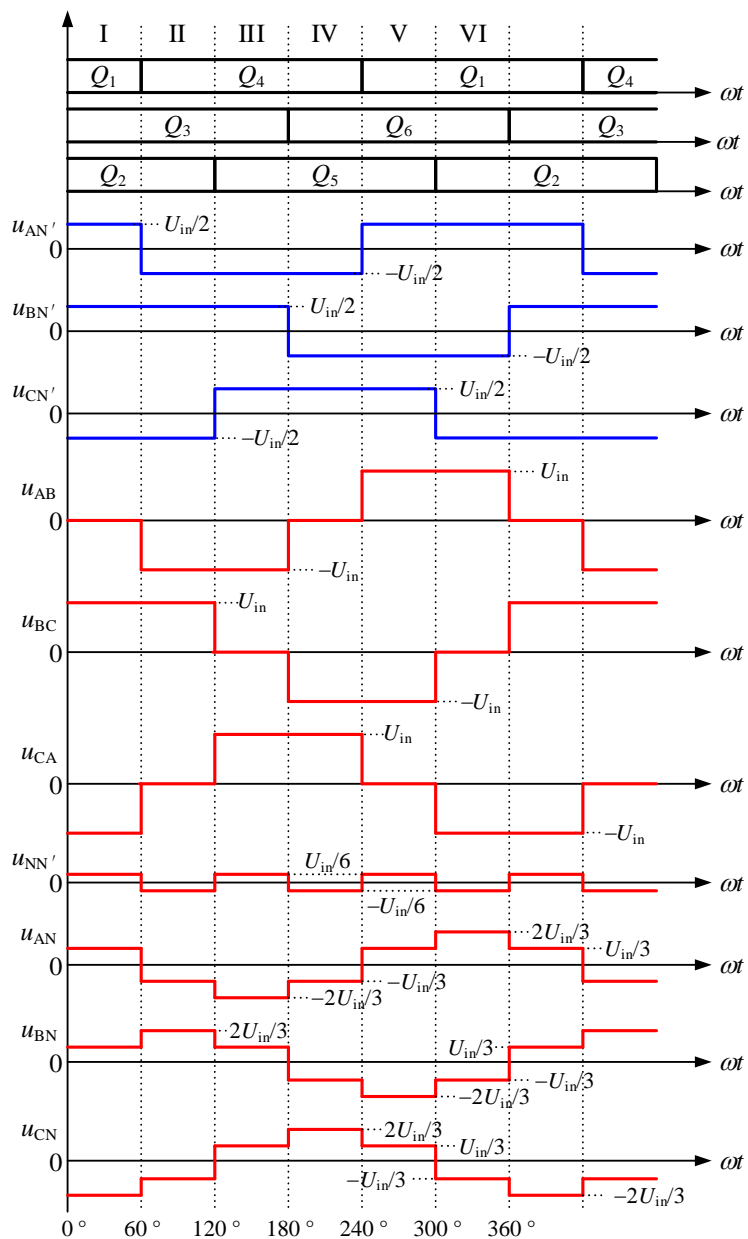
$$U_{11m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} U_{in} \approx 1.10 U_{in}$$

线电压基波分量有效值为：

$$U_{11} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_{in} \approx 0.78 U_{in}$$

线电压第 5 次谐波的幅值为：

$$U_{15m} = -\frac{2\sqrt{3}U_{in}}{5\pi}$$



图解 6-2

6-9 请阐述 SPWM 调制的基本原理。SPWM 波形的生成方法有哪两种？请指出它们各自的特点及应用场合。

答：

(1) 正弦脉宽调制是通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要波形(形

状和幅值)。在逆变器中,由于输入电压是直流电压,因此所产生控制的脉冲通常也是等幅的,但由于逆变器输出电压是交流变化的,故脉冲的宽度通常并不固定,而是按特定规律周期变化(如正弦变化)。SPWM 调制是基于冲量等效原理实现的。将正弦半波分成 n 等份,就可以把正弦半波看成是由 n 个彼此相连的脉冲序列所组成的波形。这些脉冲宽度相等,都等于 T_0/n ,但是脉冲的幅值不等,且脉冲顶部不是水平直线,这些脉冲的幅值根据其所处的相位(时间轴上的位置)按正弦规律变化。如果把上述脉冲序列用相同数量的等幅而不同宽的方波脉冲代替,使方波脉冲的中点和相应正弦脉冲波的中点重合,且使两者相对于时间轴面积相等,就得到 PWM 脉冲序列,这些 PWM 脉冲幅值相等,而宽度按照正弦规律变化。根据冲量等效基本原理, PWM 波和正弦半波对惯性负载是等效的。

(2) SPWM 波形的生成方法主要有两种,一种是载波调制法,另一种是直接计算法。

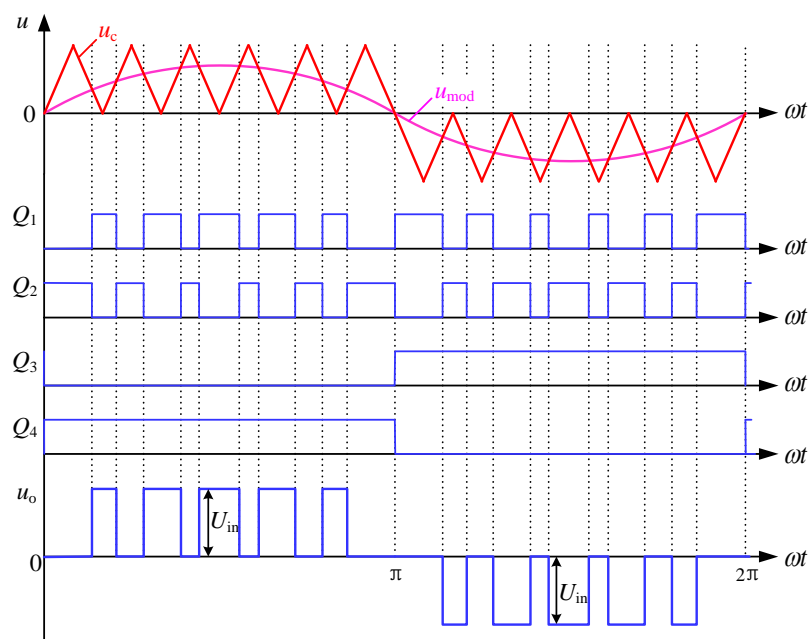
(3) 载波调制法的优点是实现方式简单,即使是需要输出的波形比较复杂,也仅需要根据调制波与载波的相交点在三角形中的高度求出相应的宽度即可。

直接计算法也称为特定谐波消除法,通过计算特定开关角度下正弦波输出电压的各次谐波幅值,利用计算机仿真,以特定低次谐波为零或输出电压总谐波含量最小为优化目标,搜索求解得到一组最优开关控制信号,在较低的开关频率下实现输出波形的最优化,具有直流利用率高、系统效率高等优点。在大功率变换应用场合,开关频率不太高,为了尽量减小低次谐波含量,可采用这种特定谐波消除方法。但是,当需要输出正弦波的频率、幅值或相位动态变化时,或需要输出的波形不能事先确定,只能实时计算得到时,就需要实时计算每个控制周期 PWM 波形的宽度和动作时刻,这时直接计算法相当繁琐耗时,很难实现实时计算。

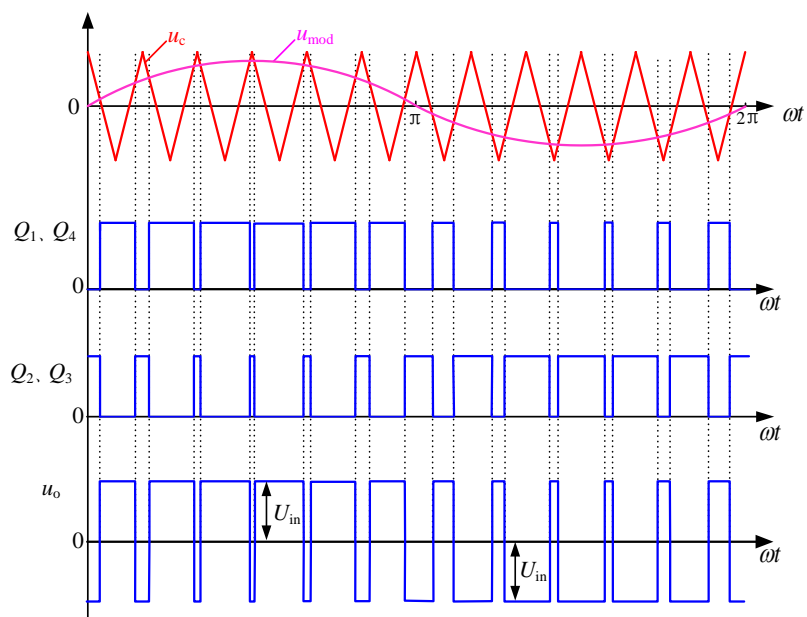
6-10 请阐述单极性 SPWM 调制、双极性 SPWM 调制和单极性倍频 SPWM 调制的基本原理,绘制示意图。并分析它们有何不同?

答:基本原理见教材。示意图如下:

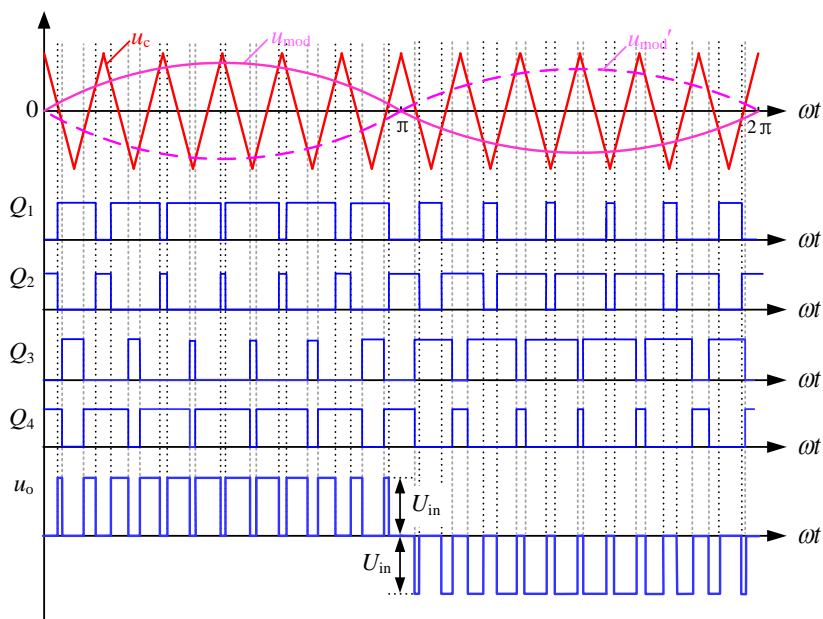
(a) 单极性 SPWM 调制



(b) 双极性 SPWM 调制



(c) 单极性倍频 SPWM 调制



它们之间的异同如下表：

	双极性	单极性	单极性倍频
高频工作开关管数量	4	2	4
输出脉冲频率	开关频率	开关频率	两倍开关频率
脉冲电压变化量	$2U_{in}$	U_{in}	U_{in}
载波极性	双极性	单极性	双极性

6-11 基于 SPWM 控制的逆变器输出波形中的谐波与哪些因素有关？

答：与 SPWM 的调制策略，开关频率、调制波的正弦度等有关。

第 7 章 开关管的缓冲电路

7-1 请分析考虑开关管寄生参数（即开关不是理想器件）时，Buck 变换器开关模态及等效电路，并画出开关管和二极管的电压电流波形。

答：如图 7-1 和 7-2 所示。

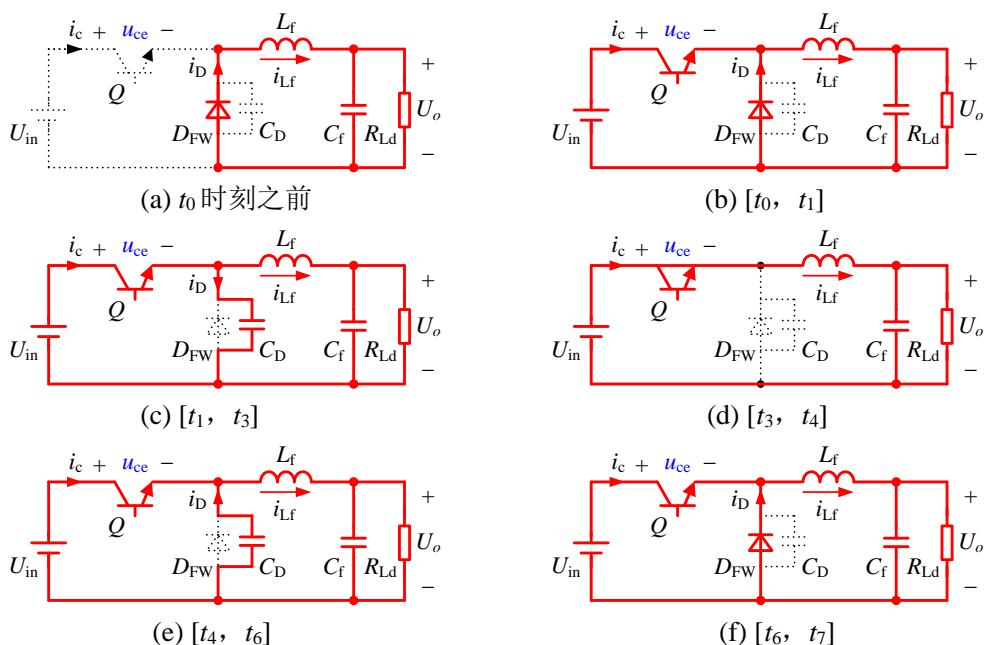


图 7-1

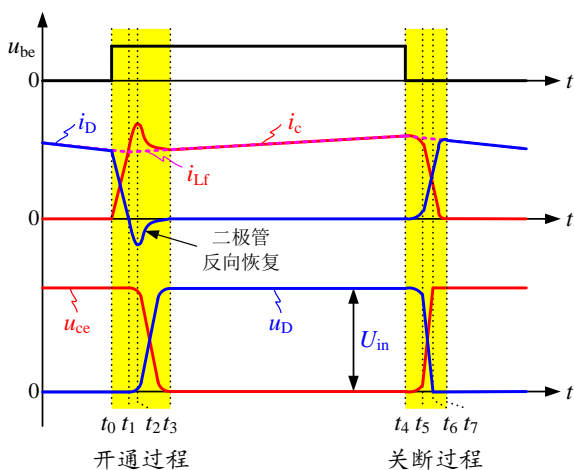


图 7-2 开关管的主要波形

7-2 缓冲电路的作用是什么？直流变换器的基本缓冲电路有哪些？它们之间有什么区别。

答：（1）缓冲电路的作用是改变开关管的电压或电流变化轨迹，减小开关管开通或关断时的交叠区，从而转移或者减小开关损耗，降低电压和电力变化率，减小 EMI。

（2）RCD 缓冲电路：减小开关管的关断损耗；

RLD 缓冲电路：减小开关管的开通损耗。

7-3 请在图 7.17 所示的 Buck 电路中加上 RCD 缓冲电路，并请简要说明其工作原理。

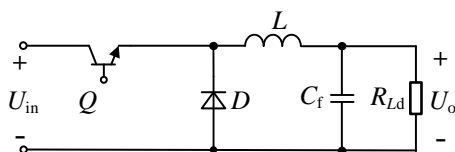
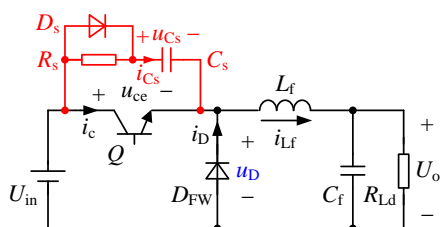
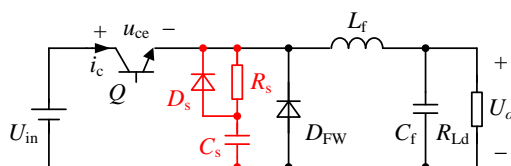


图 7.17

答：（1）如图解 7-3 或 7-4。



图解 7-3

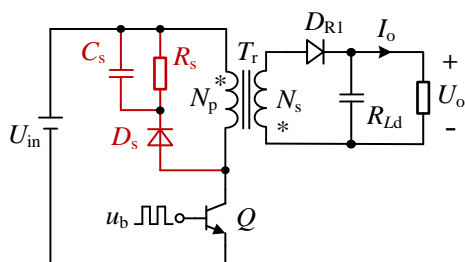


图解 7-4

（2）以图解 7-3 为例，其工作原理详见 7.2.1.2 节。

7-4 请思考反激变换器如何加入 RCD 缓冲电路？并请简要分析其工作原理。

答：（1）如图解 7-5。



图解 7-5

（2）工作原理如下：

a) 当开关管 Q 开通时，原边绕组 N_p 承受输入电压，漏感存储能量。RCD 缓冲电路二极管 D_s 承受反压截止，电容 C_s 上的能量通过电阻 R_s 放电。在 Q 关断期间，

电容 C_s 电压下降。

b) 当开关管 Q 关断时, 若无 RCD 缓冲电路, 由于存在漏感, 关断时有较大电压尖峰。当加入 RCD 缓冲电路后, 当开关电压 Q 上升到超过输入电压时, 二极管 D_s 正偏导通, 此时漏感能量同时给结电容和 C_s 充电。由于 C_s 远大于结电容, 故电压尖峰上升率低, 尖峰小。当漏感能量吸收完成后, C_s 将开始下降。若 RC 取值合理, 在 Q 再次开通前, 电容 C_s 的电压应下降到副边折射回原边的电压附近, 即 $(N_p/N_s)*U_o$ 。

7-5 请分析 RCD 缓冲电路中缓冲电容 C_s 和缓冲电阻 R_s 的设计要求。

答: 缓冲电容应折衷选取, 一般按照满载时 u_{ce} 上升到 U_{in} 的时间为开关管电流下降时间的 3~5 倍来选取, 即:

$$T_{rise} = C_s U_{in} / I_o = (3 \sim 5) t_f$$

t_f 为开关管关断时电流的下降时间。

$$C_s = (3 \sim 5) I_o t_f / U_{in}$$

为了保证缓冲电容电压下降到零, 应该满足:

$$(3 \sim 5) \tau_{RC} < T_{on}$$

由此可得:

$$R_s < \frac{T_{on}}{(3 \sim 5) C_s}$$

7-6 请简要叙述 RLD 缓冲电路中缓冲电感 L_s 和缓冲电阻 R_s 的选取要求。

答: 为了减小缓冲电阻的损耗, 缓冲电感量不宜太大, 一般按照满载时 i_c 上升到滤波电感电流的时间为开关管开通时电压下降时间的 3~5 倍来选取。为了保证缓冲电感的缓冲作用, 应该在开关管关断期间使其电流下降到零, 这就决定了缓冲电阻的最小值。缓冲电阻应该尽量按照最小值选取, 因为缓冲电阻越小, 开关管关断时的电压尖峰就越小。

7-7 请在图 7.17 所示的 Buck 电路中加上无损关断缓冲电路, 并分析其工作原理。

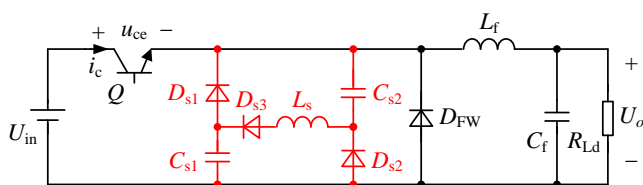


图 解 7-7

工作原理：详见教材 7.3.1.2 节。

7-8 请在图 7.17 所示的 Buck 电路中加上无损开通缓冲电路，并分析其工作原理。

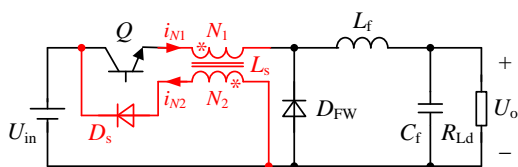


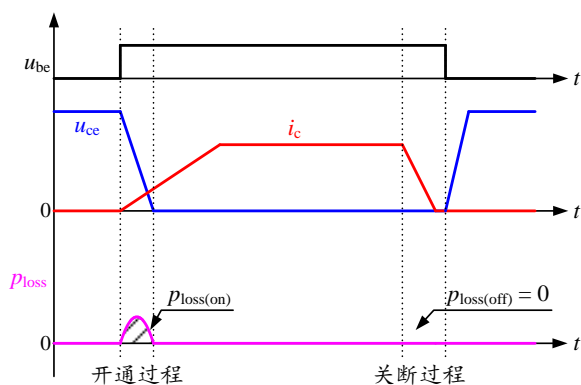
图 解 7-8

工作原理：详见教材 7.3.2.2 节。

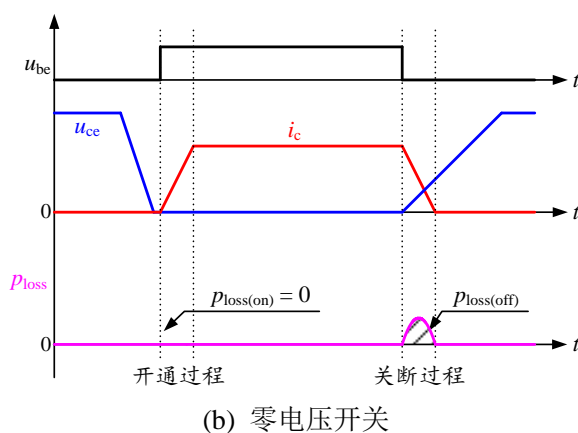
第 8 章 直流变换电路的软开关技术

8-1 请画出零电压开关和零电流开关的电压和电流波形图，并分析两者的特点。

答：如图解 8-1 所示。



(a) 零电流开关



图解 8-1 软开关时开关管的电压和电流波形

零电流开关特点：在开关管开通时，限制其电流的上升率，使其缓慢上升，减小了电流和电压交叠区内电流的大小；而在开关管关断前，使其电流减小到零，从而完全消除关断损耗；

零电压开关特点：在开关管开通前，使其电压下降到零，从而完全消除关断损耗；而在开关管开通时，限制其电压的上升率，使其缓慢上升，减小了电流和电压交叠区内电压的大小；

因此，零电流开关主要控制流过开关管的电压变化情况，而零电压开关主要控制开关管两端电压的变化情况。

8-2 单管直流变换器的软开关方法有哪几种，各有什么特点。

答：

单管直流变换器的软开关有以下几种：

- 1) 准谐振变换器：这类变换器的特点是，在一个开关周期中，谐振元件参与能量变换的某一个阶段，不是全程参与。QRCs 分为 ZCS 和 ZVS 两类。这类变换器需要采用频率调制方法。
- 2) 零开关脉宽调制变换器：它们是在 QRCs 的基础上，加入一个辅助开关管，将谐振元件的谐振过程分为两个阶段，一个用来实现零电压开通(或零电流开通)，另一个实现零电压关断(或零电流关断)。加入辅助开关管后，变换器可以实现 PWM 控制。与 QRCs 不同的是，谐振元件的谐振工作时间应该比开关周期短的多，一般为开关周期的 $1/10 \sim 1/5$ 。零开关 PWM 变换器也可分为 ZCS PWM 变换器和 ZVS PWM 变换器。
- 3) 零转换 PWM 变换器：与零开关 PWM 变换器一样，这类变换器也是工作在

PWM 方式。不同的是,其辅助谐振电路只是在主开关管开关时工作很短一段时间,以实现其软开关,其它时间则停止工作,这样辅助谐振电路的损耗很小。

零转换 (Zero-Transition) PWM 变换器可分为零电压转换 (Zero-Voltage-Transition, ZVT) PWM 变换器和零电流转换 (Zero-Current-Transition, ZCT) PWM 变换器,不过 ZCT PWM 变换器应用较少。

8-3 请比较准谐振变换器与零电压转换 (ZVT) PWM 变换器的优缺点。

答:

1) 准谐振变换器中,谐振电感和谐振电容一直参与能量传递,开关管和谐振元件的电压应力和电流应力较大。而且,准谐振变换器需要采用频率调制方法,由于开关频率是变化的,其变压器、输入滤波器和输出滤波器不易优化设计。

2) 零电压 (ZVT) 变换器的特点有: ① 采用 PWM 控制方式,实现恒定频率控制; ② 辅助电路只是在开关管开关时工作,其他时候不工作,辅助电路损耗小; ③ 辅助电路不是串联在主功率回路中,而是与主功率回路并联,减小了辅助电路的损耗; ④ 辅助电路的工作,不会增加主开关管的电压和电流应力。

8-4 如图 8.31 所示的 Buck 电路,输出电感 L_f 足够大,一个开关周期内电流基本保持不变。

- (1) 若要将其变为全波模式的零电流开关准谐振变换器 (ZCS QRC), 需要增加哪些元件? 请在图中补充。
- (2) 若输入电压为 U_{in} , 请画出该变换器谐振电感电流、二极管 D 电流、谐振电容电压、开关管 Q 两端电压的波形,并标出幅值大小。
- (3) 结合主要波形,分析该电路的基本工作原理。
- (4) 若要对输出电压进行控制,该电路通常采用何种调制方式,为什么?

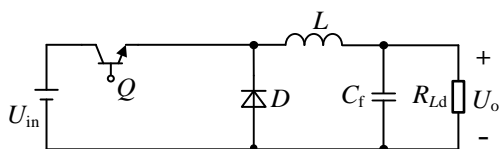
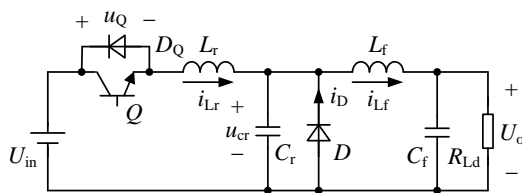


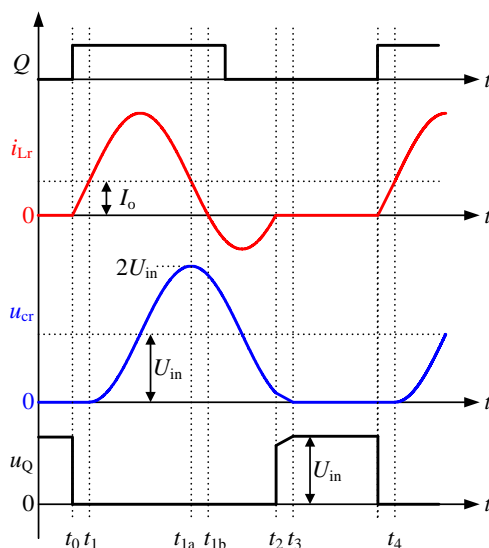
图 8.31

答: (1) 需要增加谐振电感、电容和一个反并联二极管。完整电路图如图解 8-2 所示。



图解 8-2 Buck ZCS-QRC 电路图

(2) 如图解 8-3 所示



图解 8-3 Buck ZCS QRC 的主要波形图

(3) 略，详见教材 8.2.2;

(4) 采用 FPM 方法，即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

8-5 如图 8.32 所示的零电压开关准谐振 Buck 电路。输入电压为 40V，输出电压为 20V，负载电流变化范围为 5~15A，若谐振电容 C_r 取为 20nF。试计算：

- (1) 保证最小负载电流条件下实现 ZVS，谐振电感 L_r 的取值。
- (2) 在上述条件下，计算开关管承受的最大电压。

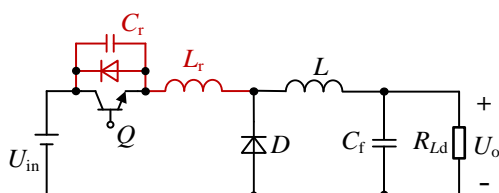


图 8.32

答：

- (1) 零电压开关准谐振电路实现软开关的条件：

$$L_r \geq C_r \left(\frac{U_{in}}{I_{Lmin}} \right)^2 = 1.28 \mu H$$

- (2) 通过求解 u_{Cr} 的最大值便可得到 u_{Cr} 的谐振峰值表达式，这一谐振峰值就是开关管 Q 承受的峰值电压。该表达式在负载电流最大时有最大值，即

$$U_{Q_max} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{Lmax} + U_{in} = 160(V)$$

8-6 如图 8.33 所示的 Boost 电路，假设升压电感 L_b 足够大，一个开关周期内电流基本保持不变，输出电容 C_f 也足够大，一个开关周期内输出电压基本不变。

- (1) 若要将其变为半波模式零电压开关准谐振变换器，需增加哪些元件？请在图中补充。
- (2) 若输入电压为 U_{in} ，电流为 I_{in} ，请画出该变换器谐振电感电流、谐振电容电压、开关管 Q 电流波形，并标出幅值大小。
- (3) 结合主要波形，分析该电路的基本工作原理。
- (4) 与全波模式相比，半波模式有什么优势？

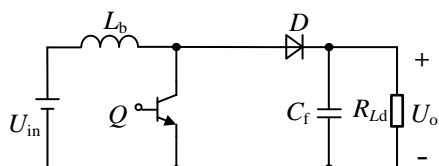
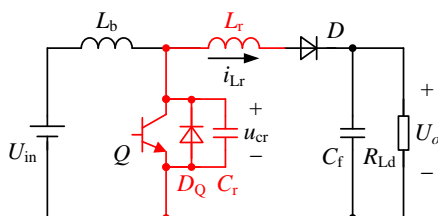


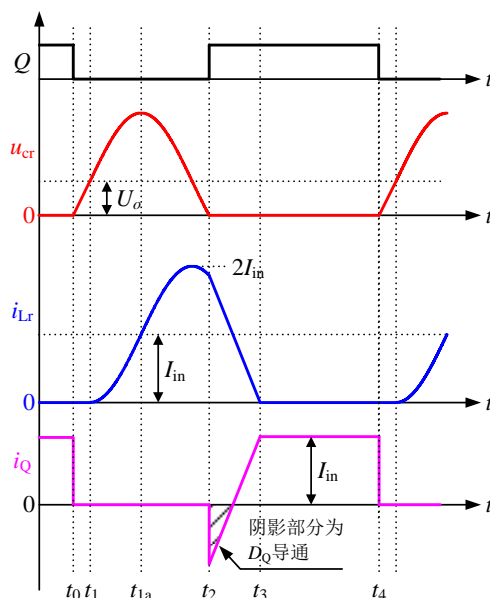
图 8.33

答：（1）需要增加谐振电感、电容和一个反并联二极管。完整电路图如图解 8-4 所示。



图解 8-4 Boost ZVS QRC 电路图

- (2) 如图解 8-5 所示



图解 8-5 Boost ZVS QRC 的主要波形

(3) 略，详见教材 8.2.3；

(4) ① 半波模式中二极管 D 与开关管 Q 反并联，不存在额外的通态损耗；② 在商用功率开关器件中，一般都集成有反并二极管 D ，不用再外接二极管。

8-7 准谐振变换器为什么只适宜于变频方式下工作而不是恒频 PWM 方式？有什么不足？

答：

以 Buck ZCS QRC 为例，它的电压传输比 $U_o/U_{in} = f_s/f_r$ 。可见，输出电压与开关频率成正比关系，而与负载关系较小。为了获得所要求的输出电压，Buck ZCS QRC 需要采用脉冲频率调制方法，即通过调节变换器的开关频率来调节输出电压。

采用频率调制方法，开关频率是变化的，变换器的变压器、输入滤波器和输出滤波器难以优化设计。

8-8 请绘制 Buck、Boost、正激、反激零电压转换（ZVT）变换器的电路图。

答：它们的电路图如下：

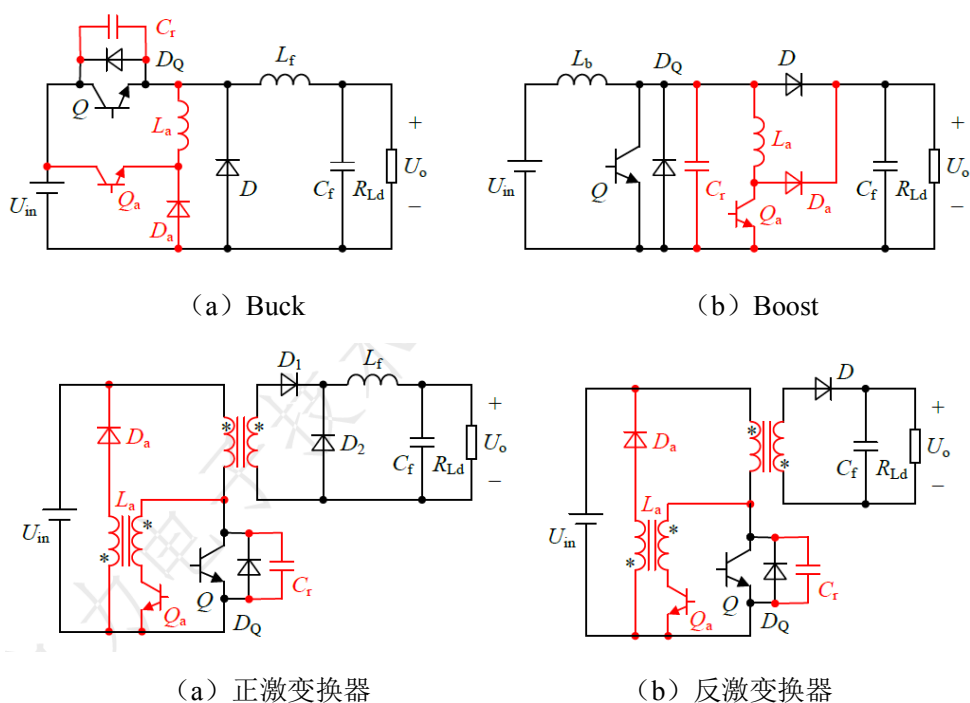


图 8-6 ZVT PWM 变换器

8-9 如图 8.17 所示的 Boost ZVT PWM 变换器。假设升压电感 L_b 足够大，一个开关周期内电流基本保持不变，输出电容 C_f 也足够大，开关周期内输出电压基本不变。

(1) 分析 ZVT PWM 变换器的基本思路。

(2) 若输出电压为 U_o ，输入电流为 I_{in} ，请绘制辅助电感电流 L_a 、开关管 Q 、续流二极管 D 的电流波形和谐振电容电压 C_r 、续流二极管 D 的端电压波形，并标出幅值大小。

答：(1) 略，详见教材；

(2) 如图 8-7 所示

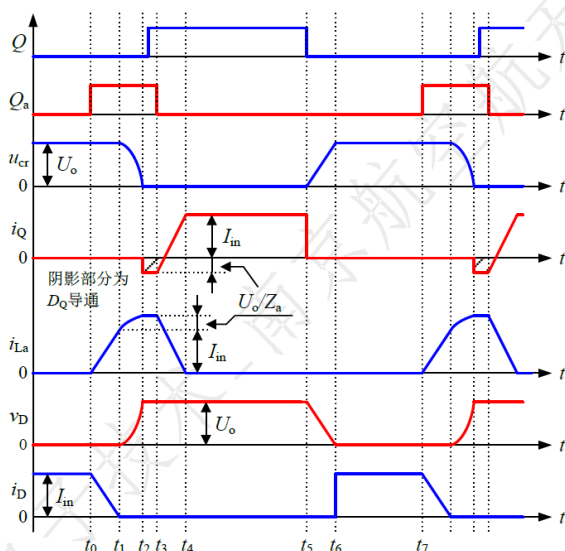


图 8-7 Boost ZVT PWM 变换器的主要波形图

8-10 如图 8.20 所示的全桥 LLC 谐振变换器。

- (1) 该变换器的传输比与哪些因素有关？请叙述它的输出电压调节机理。
- (2) 当 $f_N=1$ 时（即 $f_s=f_r$ ），变换器的电压传输比是否与负载有关，为什么？
- (3) 如图 8.28 所示的电压传输比曲线，以纯阻性曲线和 $f_N=1.0$ 直线为界，分为三个区域。请分别指出可实现开关管的 ZVS、ZCS 的区域。设计时选择哪个区域为宜，为什么？

答：

(1) 传输比与品质因数 Q ， λ 以及开关频率 f_s 有关。输出电压的调节，主要通过调节开关频率 f_s 来实现。

(2) 当 $f_N=1$ ，即 $f_s=f_r$ 时，变换器的输入输出电压传输比恒为 1，与负载无关。这是由于此时 L_r 和 C_r 支路的阻抗为零，输入电压相当于直接加在变压器原边，通过变压器传输到负载，与变换器各部分参数无关。

(3) 区域 1：在 $f_N=1$ 直线右侧，此时电压传输比 $M<1$ ，处于降压模式，变换器呈感性，开关管可以实现 ZVS，但是输出整流二极管是硬关断的。

区域 2：在 $f_N=1$ 的左侧且在纯阻性曲线右侧，此时电压传输比 $M>1$ ，处于升压模式，变换器呈感性，开关管可以实现 ZVS，输出整流二极管自然关断，实现了 ZCS。

区域 3：在 $f_N=1$ 的左侧且在纯阻性曲线左侧，此时变换器呈容性，开关管可以实现 ZCS 状态。

在参数设计时，尽量让变换器工作在 ZVS 状态，即图中区域 1 和区域 2。但在区域 1 中， $f_s > f_r$ ，副边整流二极管为硬关断，存在反向恢复损耗。因此，建议选择区域 2 为工作区域，此时变换器处于升压模式。

8-11 如图 8.29(a)所示为移相全桥变换器。假设 L_f 足够大，输出可等效为恒流源 I_o ，变压器变比为 K 。

- (1) 请阐述移相控制的基本原理。
- (2) 为什么超前桥臂比滞后桥臂更容易实现 ZVS?
- (3) 如果没有 L_r ，电路能否正常工作？此时哪些开关管仍可实现软开关？
- (4) 何为占空比丢失 (D_{loss})？分析 D_{loss} 产生的原因。 D_{loss} 的大小与哪些参数有关？

答：

- (1) 略，详见教材 8.5.1。
- (2) 这是因为超前桥臂开关过程中，输出滤波电感 L_f 折算到原边与谐振电感 L_r 串联，此时用来实现 ZVS 的能量是 L_r 和 L_f 的能量之和。一般来说， L_f 很大，在超前桥臂开关过程中，其电流近似不变，类似于一个恒流源，这个能量很容易满足 ZVS 条件。而对于滞后桥臂，输出滤波电感 L_f 不参与其中 ZVS 的实现，而且谐振电感比折算到原边的输出滤波电感要小得多，故不易实现 ZVS。
- (3) 电路是能够正常工作的。此时只有超前桥臂的开关管可以实现 ZVS。
- (4) 副边占空比丢失，就是说副边的占空比 D_{sec} 小于原边的占空比 D_p ，即： $D_{\text{sec}} < D_p$ ，其差值就是副边占空比丢失 D_{loss} 。

副边占空比丢失的原因：在原边电流 i_p 从正向(或负向)变化到负向(或正向)负载电流的时间段内，虽然原边桥臂间电压 u_{AB} 有正电压方波(或负电压方波)，但原边不足以提供负载电流，副边整流桥的所有二极管导通，输出滤波电感电流处于续流状态，输出整流后的电压 u_{rect} 为零。这样副边就丢失了一部分电压方波。

D_{loss} 的大小与 L_r 、负载电流 I_o 和有关 U_{in} 。(1) L_r 越大， D_{loss} 越大；(2) 负载电流 I_o 越大， D_{loss} 越大；(3) U_{in} 越低， D_{loss} 越大。

第9章 电力电子电路控制

9-1 请阐述开关电源控制电路的构成及每个部分的基本功能。

答：

开关电源的控制电路通常由采样电路、误差放大器及补偿网络、脉冲宽调制器和驱动电路等构成。

采样电路：对输出高电压或大电流进行采样，转换成低压信号供误差放大器使用；

误差放大器及补偿网络：对输出进行闭环调节，使其跟踪参考给定；

脉冲宽调制器：根据误差放大器的输出，产生占空比可调的脉冲序列；

驱动电路：对控制信号的功率进行放大，以满足功率管的驱动要求。

9-2 什么是 PWM、PFM？各有什么特点。

答：

脉冲宽度调节（Pulse Width Modulation），简称脉宽调制（PWM），是固定开关频率（也即固定开关周期）的，通过调整一个开关周期内功率器件的导通时间（脉冲宽度）来调节占空比。

脉冲频率调制（Pulse Frequency Modulation）技术，简称脉频调制（PFM）：是一种变频控制方式，即保持开关管导通时间或者关断时间不变，或者开关管导通时间和关断时间均改变，通过改变开关频率（也即开关周期）来调节输出电压。

两者的特点：

- 1) 对于外围电路一样的 PFM 和 PWM，两者的峰值效率相当，但在峰值效率以前，PFM 的效率高于 PWM 的效率；
- 2) PWM 由于误差放大器的影响，回路增益及响应速度受到限制，而 PFM 具有较快的响应速度。
- 3) 峰值效率以前，PFM 的频率会低于 PWM 的频率，造成输出纹波偏大，稳压进度偏低。

9-3 集成 PWM 控制器由哪些部分组成，各有什么功能？

答：

集成 PWM 控制器主要由 PWM 信号产生电路、功率电路的故障保护、软启动、干扰抑制、死区时间控制等。

它们的功能详见教材 7.3.1。

9-4 请简述 PWM 控制器中死区产生的作用以及实现方法。

答：

由于晶体管的存储时间，推挽电路的上下两管或桥式电路同一桥臂的两管会产生同时导通，而造成电源瞬时短路，损坏功率管。为此，需设置死区时间以限制控制脉冲的宽度，即在此区间内，两列脉冲都为低电平。不同功率电路及器件对死区时间有不同要求，故死区时间应能调节。

9-5 电力电子变换器为什么需要采用闭环控制？请简述其调节原理。

答：

电力电子变换器采用闭环控制的目的是使系统的输出量（如电压或电流）尽量接近于期望值，避免当变换器的工作条件（如输入电压或输出负载）发生变化时，变换器的输出量发生变化。

闭环控制是通过将输出量的测量值与给定值相比较，产生一个误差信号，送入误差放大器后输出一个调制信号，并通过 PWM 调节器的调节占空比，最终是输出量维持不变。

9-6 SG3525 芯片的输出端 A 或 B 允许的最大占空比是多少？若要求输出最大占空比接近 1 的驱动信号，需要如何处理？

答：

- 1) 输出端 A 或 B 允许的最大占空比是 0.5。
- 2) 若要求输出最大占空比接近 1 的驱动信号，应将输出端 A 和 B 信号相或。

9-7 简述电压控制模式和电流控制模式的优缺点？

答：

电压控制模式只有一个电压控制环路，是单闭环负反馈控制，设计和分析相对比较简单，且由于锯齿波的幅值比较大，抗干扰能力比较强。但是当输入电压或输出电压变化后，只能在输出电压改变时才能检测得到并反馈回来进行纠正，因此响应速度比较慢。此外，由于电压型控制对输出电流没有限制，因而需要额外的电路来限制输出电流。

而**电流控制模式**同时引入电压和电流两个状态变量作为反馈控制变量，提高了开关变换器的性能，比电压型控制具有更快的负载瞬态响应速度。同时，电流内环可以用来限制输出电流，无需额外增加限流电路。但是，两个闭环控制增加了调试难度，在某些情况下还会出现次谐波振荡等问题。

9-8 图 9.9(a)为采用电压控制模式的 Buck 电路，输出电压 5V，输入电压为 18~36V，电路初始工作于稳定状态。

- (1) 为了使输出电压稳定在 5V 不变，误差放大器一般采用什么调节器，为什么？
- (2) 若电路初始输入电压为 24V，某个时刻突然增加为 30V。请问此时电路会发生什么变化？控制电路是如何工作，才能使得输出电压稳定在 5V 不变。

答：

- (1) 一般采用比例积分调节器。比例系数可以是调节器具有较快的响应速度，而积分系数则可以消除稳态误差，使得输出电压稳定在 5V 不变。
- (2) 若输入电压从 24V 突然增加到 30V，电路的输出电压会突然增大，超过 5V。但经过一定时间后，会恢复到 5V。

控制电路的工作过程如下：在突变瞬间，输出电压会超过 5V，此时误差放大器的输出量会变小，占空比减小，从而使得输出电压降低，并最终稳定于 5V。

9-9 请分析峰值电流控制、平均电流控制的基本原理及特点。

答：

峰值电流控制：通过反馈电流的峰值来控制开关管的关断时间，即占空比的大小，从而调节输出电压；

平均电流控制：通过电流内环误差放大器的输出与锯齿波的比较来控制占空比的大小，从而调节输出电压。

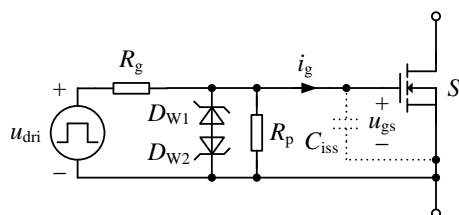
两者的电压外环是一样的，不同指出在于电流内环的实现。比较而言，峰值电流控制动态响应更快，参数的设计相对较简单，但是存在次斜坡震荡问题，需要斜坡补偿。而平均电流控制具有高增益的电流积分器，电流平均值能够高度精确地跟踪设定值；噪声抑制能力优越；无须斜坡补偿，但为了电路工作稳定，在开关频率附近必须限定环路增益；适合于任何电路拓扑对输入或输出电流的控制；易于实现均流。缺点是电流积分器在开关频率处的增益有最大限制；双闭环放大器带宽、增益等参数设计复杂。

第 10 章 驱动电路

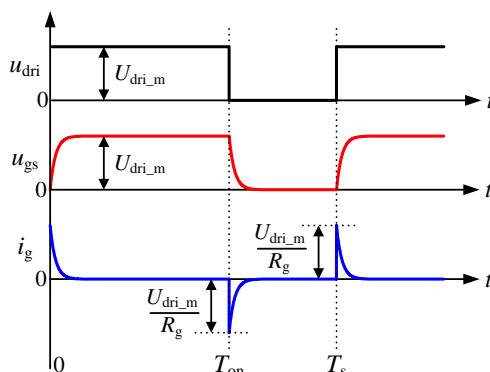
10-1 请画出 MOSFET 的典型驱动电路，并分析其驱动电压和电流波形。

答：

MOSFET 的典型驱动电路如图解 10-1 (a) 所示，其驱动电压电流波形如图解 10-1 (b) 所示。



(a) 电路图



(b) 主要波形

图解 10-1 MOSFET 的驱动电路图及其主要波形

10-2 请分析图 10.1(a)中所示的电阻 R_g 和 R_p 的作用。

答：

R_g 是栅极电阻，用来限制栅极初始充电电流和放电电流，也起到阻尼栅极电压 u_{gs} 振荡的作用；

因为 MOSFET 的输入电容是低泄漏电容，栅极不允许开路或悬浮。在栅源极之间并接 R_p ，起到电荷泄放作用，防止因静电感应使栅极电压 u_{gs} 上升到高于开启电压而造成误导通，甚至损坏器件。

10-3 MOSFET 的驱动电压能否为负？有什么优缺点。

答：

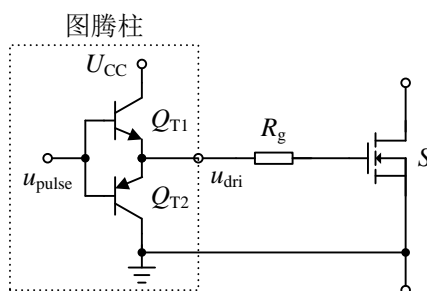
MOSFET 的驱动电压可以有负压。

加入负压后，可以防止开关管误导通，提高可靠性。但是产生负压需要额外的供电电源或者负压产生电路，增加了驱动电路的难度。同时，也会在一定程度上增加驱动损耗。

10-4 请绘制基于图腾柱的共地驱动电路。若想加快 MOSFET 的关断速度，有哪些方法？

答：

基于图腾柱的共地驱动电路如图解 10-2 所示。

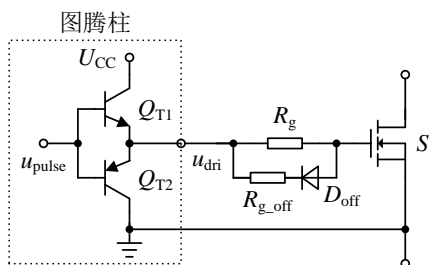


图解 10-2 基本的共地驱动电路

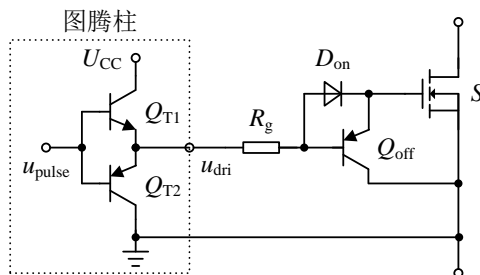
加速关断的方法有两种：

① 如图解 10-3(a)所示，在 R_g 上并联一个电阻 R_{g_off} 和二极管 D_{off} 。在放电时，两个电阻并联，有利于提高放电速度。

② 加入二极管 D_{on} 和 PNP 型晶体管 Q_{off} ，如图解 10-3(a)所示。当 u_{pulse} 为低电平时， Q_{T2} 导通， C_{iss} 上的电压使 Q_{off} 的基射极正偏，因而 Q_{off} 导通， C_{iss} 上的电荷直接通过 Q_{off} 释放到零，其放电速度更快。



(a) 在 R_g 上反并一个二极管 D_{off}



(b) 加入二极管 D_{on} 和 PNP 型晶体管 Q_{off}

图解 10-3 加速关断的图腾柱驱动电路

10-5 何为共地驱动、浮地驱动？请分别举例几种常见的电路拓扑。

答：

共地驱动是指控制电路与 MOSFET 的源极共地的，常见的拓扑有 Boost 电路、反激电路、桥式电路的桥臂下管等。

浮地驱动是指开关管的地与控制电路不是共地的，即开关管是浮地的，常见的拓扑有 Buck、Buck-Boost、Zeta、桥式电路的桥臂上管等。

10-6 请解释图 10.6 中的电容 C_B 和二极管 D_B 的作用。

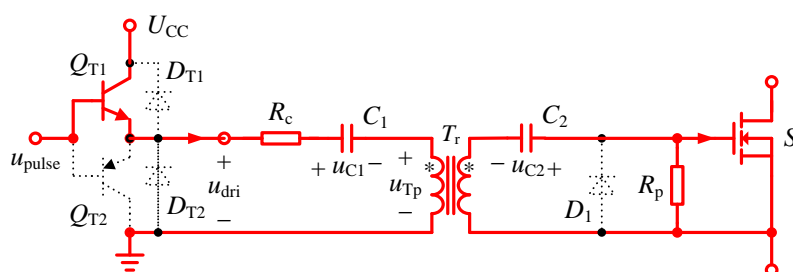
答：

C_B 为图腾柱的供电电容， D_B 为 C_B 提供充电通路。

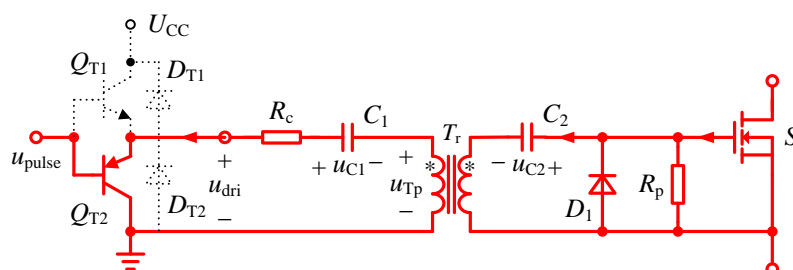
10-7 请结合图 10.9(a)，分析适用于单管变换器的隔离型驱动电路的工作原理。

答：

该驱动电路主要有两个工作模式，其等效电路如图解 10-4 所示。



(a) u_{pulse} 为高电平



(b) u_{pulse} 低电平

图解 10-4 单管用隔离型驱动电路不同工作模式的等效电路

当驱动信号 u_{pulse} 为高电平时， Q_{T1} 导通，如图解 10-4(a)所示。此时变压器原边电压 u_{Tp} 等于 $U_{CC} - U_{C1}$ ，那么稳态时加在开关管栅源极电压 u_{gs} 为 $U_{CC} - U_{C1} + U_{C2}$ 。

当驱动信号 u_{pulse} 为低电平时， Q_{T2} 导通，如图解 10-4(b)所示。此时变压器原边电

压 u_{Tp} 等于 $-U_{C1}$ ，那么二极管 D_1 导通。由此，电容 C_2 的电压 U_{C2} 等于 U_{C1} ，同时开关管输入电容放电到零，使 u_{gs} 等于零。

10-8 与 MOSFET 相比，IGBT 的驱动电路有哪些不同之处？

答：不同之处主要有以下几点：

- 1) 供电电压为正负电压。即当 IGBT 关断时，其栅射极电压为负电压，防止误导通；
- 2) 驱动信号采用光耦隔离后送入驱动电路，驱动逻辑是反的。
- 3) 增加了器件的过流保护电路。

第 11 章 电力电子电路中的磁性元件

11-1 请简述自感、互感和漏感的基本定义。

答：

① 自感：如果磁通全部匝链线圈匝数 N ，线圈中电流的变化会表现出一个电感系数 L ，即自感。

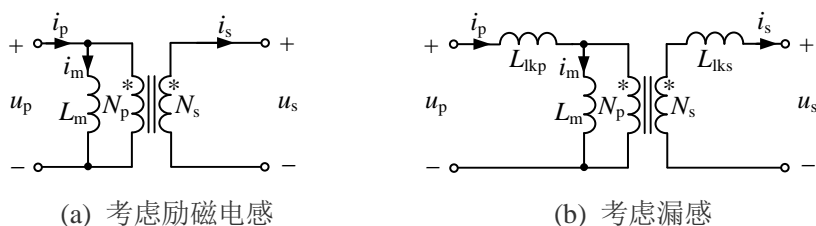
$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{N\Phi}{i}$$

② 互感：当一个线圈 N_1 中电流变化，它所产生的变化的磁通会在另一个线圈 N_2 中产生感应电动势的现象。

③ 漏感：当一个线圈 N_1 中电流变化，它所产生的部分变化磁通没有在另一个线圈 N_2 中匝链，称为漏磁通。漏磁通表征的电感即为漏感。

11-2 请画出两线圈变压器的等效电路模型（忽略寄生电阻、电容）。

答：



图解 11-1 实际变压器等效电路模型

11-3 何为励磁电感，在实际变压器中起什么作用？

答：

在变压器中，磁芯和线圈都不是理想的。线圈具有一定电感量，即励磁电感（也称励磁电感）。励磁磁场在磁芯中建立必要的磁场，为变压能量传输提供条件。

11-4 为什么说交变磁化的磁芯利用率高，而单向磁化的磁芯利用率低？

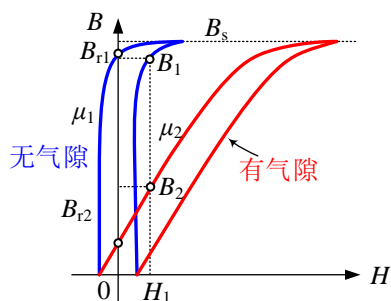
答：

交变磁化(双向磁化)的铁芯,磁感应强度在 $\pm B_m$ 之间变化,其变化量大小为 $2B_m$ 。而单向磁化的铁芯,其磁感应强度变化量大小只有 B_m 。因此,双向磁化的铁芯利用率高。

11-5 一个环形磁芯，经切割后形成一个空气隙。请问：加有气隙情况下，矫顽磁场强度 H_c 、饱和磁感应 B_s 、磁导率 μ 、剩磁感应 B_r 是否会发生变化，如何变化？哪些应用中，需要在磁芯中加入空气隙？

答：

环形磁芯经切割后形成一空气隙，逐步增大空气隙，则磁滞回线变得越来越倾斜和拉平，如图解 11-2 所示。在加有气隙的情况下，矫顽磁场强度 H_c 与饱和磁感应强度 B_s 保持不变，但磁导率 μ 与剩余磁感应强度 B_r 变化很大，有明显下降。



图解 11-2 加入气隙前后的磁化曲线

在反激变压器、滤波电感、储能电感中均需要加入气隙。

11-6 功率变换器中的磁芯有哪几类工作状态？请分别叙述它们的工作特点。并分别列举具体的应用实例。

答：功率变换器中的磁芯有三类工作状态。

- 1) 工作状态 I(双向磁化):磁芯工作于双向磁化状态。即在交变激励电压作用下,磁芯的磁感应强度 B 在正半周从 $-B_m$ 磁化到 $+B_m$,负半周期从 $+B_m$ 去磁到 $-B_m$,周而复始的沿着整个磁滞回线(四象限)交替磁化,无直流磁化分量,磁感应强度变化量 $\Delta B=2B_m$ 。推挽变换器、半桥变换器和全桥变换器中的变压器,以及逆变器的交流输出滤波电感、全桥式变换器中的谐振电感都属于该类工作状态。
- 2) 工作状态 II(单向脉冲电压):该类工作状态下,磁芯从零磁场强度单方向磁化到最大值,然后再恢复到零。即磁芯工作在磁滞回线的第一象限——单向磁化,介于 B_s 和 B_r 之间, $\Delta B=B_m-B_r$ 。单端正激变换器的变压器、脉冲驱动变压器、直流脉冲电流互感器等都属于此类工作状态。
- 3) 工作状态 III(直流滤波电感):流过线圈的电流具有较大的直流分量,并叠加一交变分量,但交变分量比直流分量要小得多。磁芯的磁化状态将沿局部磁滞回线变化,由于局部磁滞回线包围面积小,因此磁滞和涡流损耗都小。但直流分量较大,磁芯中会产生很大的磁场强度。直流滤波电感、储能电感或平波电抗器等电感,以及单端反激变换器中的变压器等都属于此类工作状态。

11-7 如图 11.24 所示的单向脉冲变压器,若选取 $B_m=0.5B_s$,而每个开关周期,磁芯未磁复位,即 $|\Delta B_-|<\Delta B_+$,将会产生什么后果?为什么?

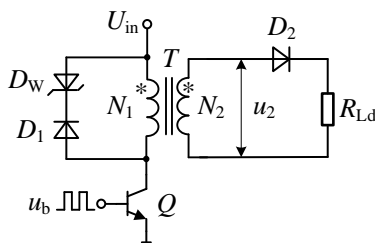


图 11.24

答:

由于每个开关周期磁芯未能磁复位,经过一定时间的累加,磁芯会饱和。

11-8 磁性材料的选取主要考虑哪些因素?

答:

磁性元件主要应用软磁材料,常用的有铁氧体、磁粉芯、宽恒导磁合金、非晶合金及硅钢片等。在选用软磁材料时,重要考虑的因素是工作磁感应强度、磁导率、损耗大

小、工作环境和材料价格等。

一般来说，大功率且工作频率不高（50Hz 或 400Hz）选用硅钢片最好，因为其 B_s 高且价格低。如采用含硅量高的硅钢薄带，并适当减小最大磁感应强度 B_m 值，可工作于几 kHz。

钴基非晶和铁基微晶比铁氧体具有更高的 B_s 和相对较高的损耗、高的居里温度和温度稳定性，但价格比较贵，同时磁芯规格不完善，适宜用于大功率或耐受高温和冲击的军用场合。

磁粉芯一般比铁氧体有更高的 B_s ，用磁粉芯的电感比铁氧体磁芯的体积小，但在数百 kHz 场合，磁粉芯损耗大，很少应用。

铁氧体价格低廉，材质和磁芯规格齐全，高频性能好；但材质脆，不耐冲击，温度性能较差，适用于 10kW 以下、工作频率从几十 kHz 至数 MHz 的任何电力电子变换器。

11-9 降压型变换器，其输入/输出参数为： $U_{in}=100\sim 200V$ ， $U_o=48V$ ， $I_o=2\sim 10A$ ，开关频率 $f_s=100kHz$ 。假设功率变换器没有任何损耗。若要求全负载范围内都工作在电流连续（CCM）模式。请设计该 Buck 变换器的滤波电感。（已知 $K_f=0.85$ ）

答：

步骤 1：确定电感值。

由题意可知：

$$D_{y\max} = 0.48$$

$$D_{y\min} = 0.24$$

$$L_f \geq 91.2 \times 10^{-6} \text{ (H)}$$

可取 $L_f=100\mu H$ 。

当输入电压最大时，电感电流纹波最大：

$$\Delta i_{L\max} \geq 3.648 \text{ (A)}$$

则电感电流峰值为： $I_{Lf\max} = 11.824 \text{ (A)}$

电感电流的有效值： $I_{Lf\text{rms}} = 10.05 \text{ (A)}$

步骤 2：磁芯型号和尺寸。

根据电感的工作频率，选择铁氧体作为电感磁芯材料。

已知 $K_i=0.85$ ，则可计算出的 AP 值

$$A_w A_e = \frac{K_i L_f I_{L_{fmax}}^2}{K_w B_{max} J} = 2.476 \times 10^{-8} (\text{m}^4)$$

其中， $K_w=0.4$ ， B_m 对应 $I_{L_{fmax}}$ ， $B_m=0.3\text{T}$ （对于高频交流电感，如谐振电感，为减小损耗， B_m 可取 0.15T ）。

根据计算结果，由生产厂家提供的手册数据，选择磁芯型号为 EE42/21/15，其磁芯参数为， $A_w = 267 \times 10^{-6} \text{m}^2$ ， $A_e = 178 \times 10^{-6} \text{m}^2$ ，AP 值为 $AP = 4.753 \times 10^{-8} \text{m}^4$ ，因此满足要求。

步骤 3：确定电感匝数和气隙。

由下式可计算得到匝数：

$$N = \frac{L_f I_{L_{fmax}}}{B_{max} A_e} = 22.14, \text{ 取 } N=23 \text{ 匝。}$$

可计算得气隙：

$$\delta = \frac{\mu_0 N^2 A_e}{L_f} = 1.18 (\text{mm})。$$

实际气隙大小可参考计算值适当调整。

步骤 4：确定电感绕组类型、参数。

由于电感电流有效值不大，因此选用漆包线作为电感绕组。100kHz 时的穿透深度 Δ 为 0.2089mm ，实际选择漆包线线径 $d=0.35\text{mm}$ ，单根漆包线的截面积为

$$A_d = \frac{\pi d^2}{4} = 0.096 (\text{mm}^2)$$

绕组所需的导线总截面积为

$$A_{Lf} = \frac{I_{L_{fms}}}{J} = 2.5125 (\text{mm}^2)$$

由于单根漆包线的截面积不能满足总截面积的要求，因此需要多股漆包线并绕。

绕组所需的漆包线股数为

$$m_{Lf} = \frac{A_{Lf}}{A_d} = 26.17, \text{ 取 } m_{Lf} = 27 \text{ 股。}$$

绕组总的截面积为

$$A_{total} = N A_{Lf} = 59.616 (\text{mm}^2)$$

步骤 5：校核磁芯窗口填充系数。

$$K_w = \frac{A_{total}}{A_w} = 0.223$$

由于 $K_w < 0.5$ ，证明上述设计是合理的。

11-10 反激变换器。输入电压 $U_{in}=300V \pm 20\%$ ；输出电压 $U_o=24V$ ，额定输出功率 $P_{omax}=100W$ ，最小输出功率 $P_{omin}=20W$ ，开关频率 $f_s=100kHz$ ，忽略寄生参数。

(1) 请问该反激变换器应设计于电流连续还是断续模式，为什么？

(2) 在(1)问的基础上，设计变压器。

答：

(1) 小功率反激变换器通常设计与电流断续模式，一方面可以减小变压器体积，另一方面副边整流二极管无反向恢复问题。

(2) 变压器设计如下：

步骤 1：确定原副边绕组匝比。

反激变压器的设计首先需要确定占空比 D_y ，再由 D_y 计算变压器匝比。理论上，不管 U_{in} 和 U_o 如何，变压器匝比可以取任意值，但匝比设计不好，可能会使得功率器件的电压电流应力大。一般认为 D_y 近似为 0.5 的匝比为最佳。

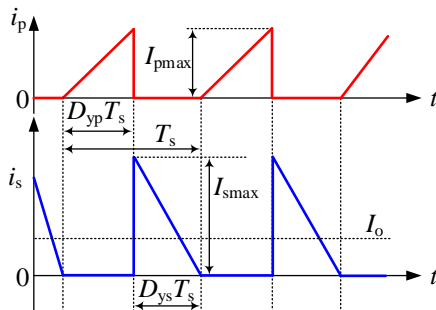
假设在额定输入电压 $U_{in}=300V$ 时 D_y 为 0.5，变压器匝比为

$$K = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{in}}{U_o} \cdot \frac{D_y}{1 - D_y} = 12.5$$

步骤 2：确定变压器磁芯型号和尺寸。

根据开关频率和变换器输出功率，选择铁氧体材料。

为保证在任意电压和负载时，变换器都工作在断续模式，应在最低输入电压满载时进行设计，此时原副边电流波形如图解 11-3 所示。



图解 11-3 电路断续时反激变换器原副边电流波形

对于三角波电流，其有效值为

$$I_p = 0.5771 I_{p\max} \sqrt{D_y}$$

$$I_s = 0.5771 I_{s\max} \sqrt{1-D_y}$$

由于满载输出电流 $I_o=4.17A$ ，可得，

$$I_{s\max} = \frac{2I_o}{1-D_{y\max}} = 18.78(A)$$

$$I_{p\max} = \frac{I_{s\max}}{K} = 1.50(A)$$

因此，原副边电流有效值分别为

$$I_p = 0.65(A)$$

$$I_s = 7.22(A)$$

可计算得到 AP 值

$$A_w A_e = \frac{U_{in\min} D_{y\max} I_p + U_o (1-D_{y\max}) I_s}{K_w f_s \Delta B J} = 4.546 \times 10^{-9} (m^4)$$

式中， $K_w = 0.3$ ， $\Delta B = B_m = 0.3 T$ ， $J = 4 \times 10^6 A/m^2$ 。

根据计算结果，由生产厂家提供的手册数据，选择磁芯型号为 EE25/13/11，其磁芯尺寸参数为 $A_w = 95.3 \times 10^{-6} m^2$ ， $A_e = 77.3 \times 10^{-6} m^2$ ，因此 $AP = 7.367 \times 10^{-9} m^4$ ，满足要求。

步骤 3：确定变压器原副边绕组匝数和气隙长度。

反激变换器工作在电流断续模式下所需副边电感为

$$L_s = \frac{U_o^2 (1-D_{y\max})^2}{2 \cdot f_s \cdot P_{o\max}} = 5.68(\mu H)$$

因此原边电感为

$$L_p = K^2 L_s = 887.5(\mu H)$$

B_m 对应激磁电流为 $I_{p\max}$ 和 $I_{s\max}$ ，可得副边匝数为

$$N_s = \frac{L_s I_{s\max}}{B_m A_e} = 4.60，\text{实际取 } 5 \text{ 匝。}$$

则原边匝数为

$$N_p = KN_s = 62.5, \text{ 实际取 } 63 \text{ 匝。}$$

要获得要求的电感量所需的气隙长度为

$$\delta = \frac{\mu_0 N_s^2 A_e}{L_s} = 0.43(\text{mm})$$

步骤 4：确定变压器绕组类型、参数。

实际选择 $d=0.35\text{mm}$ 的漆包线，单根漆包线的截面积为

$$A_d = \frac{\pi d^2}{4} = 0.096(\text{mm}^2)$$

原副边绕组所需的导线总截面积分别为

$$A_p = \frac{I_p}{J} = 0.1625(\text{mm}^2)$$

$$A_s = \frac{I_s}{J} = 1.805(\text{mm}^2)$$

原副边绕组所需的漆包线股数分别为

$$m_p = \frac{A_p}{A_d} = 1.693, \text{ 取整 } m_p = 2 \text{ 股。}$$

$$m_s = \frac{A_s}{A_d} = 18.802, \text{ 取整 } m_s = 19 \text{ 股。}$$

步骤 5：校核磁芯窗口填充系数。

原副边绕组总的截面积为

$$A_{\text{total}} = N_p m_p A_d + N_s m_s A_d = 21.216\text{mm}^2$$

窗口填充系数为

$$K_w = \frac{A_{\text{total}}}{A_w} = 0.223$$

由此说明上述变压器的设计是合理的。

11-11 移相控制 ZVS 全桥变换器，副边采用全波整流电路，如图 5.18(e)所示。输入直流电压 $U_{in}=243\text{V}\sim 297\text{V}$ ，输出直流电压 $U_o=28\text{V}$ ，额定输出功率 2800W ，开关频率 $f_s=100\text{kHz}$ 。考虑滤波电感压降 $U_{Lf}=1\text{V}$ 、整流二极管 D_{R1} 、 D_{R2} 的压降 $U_D=1.2\text{V}$ 。请设计该全桥变换器的高频变压器。

答：

步骤 1：确定原副边绕组匝比。

假设副边整流二极管压降 U_D 和滤波电感压降 U_{Lf} 分别为 1.2V 和 1.0V，在最低输入电压时，全桥变换器的副边最大占空比 $D_{y\max}=0.85$ （考虑占空比丢失）。可得副边电压最小值：

$$U_{\text{sec min}} = \frac{U_o + U_D + U_{Lf}}{D_{y\max}} = 35.53(\text{V})$$

因此变压器原副边匝比为

$$K = \frac{U_{\text{in min}}}{U_{\text{sec min}}} = 6.884$$

如果副边匝数是偶数，匝比也可取整数加半匝，实际取 $K=6.5$ 。

步骤 2：确定变压器磁芯型号和尺寸。

根据开关频率和变换器输出功率，选择铁氧体材料。

对于全桥变换器，磁芯截面积和窗口面积的乘积为

$$A_w A_e = \frac{P_T}{K_w K_f f_s \Delta B J} = \frac{P_o (\sqrt{2} + \frac{1}{\eta})}{K_w K_f f_s \Delta B J} = 9.593 \times 10^{-8} (\text{m}^4)$$

式中， $K_f = 2$ ， $K_w = 0.3$ ， $\Delta B = 2B_m = 0.3 \text{ T}$ ， $J = 4 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ 。

根据计算结果，由生产厂家提供的手册数据，选择磁芯型号为 EE55/28/25，其磁芯尺寸参数如图解 11-4 所示， $A_w = 375.55 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ， $A_e = 420 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ ，因此 $AP = 15.8 \times 10^{-8} \text{ m}^4$ ，满足要求。

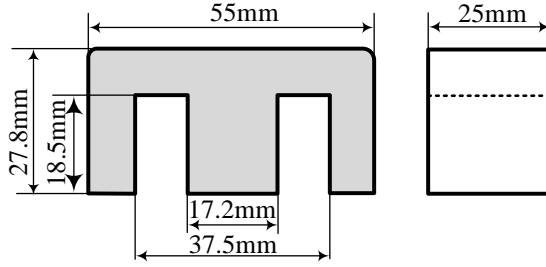
步骤 3：确定变压器原副边绕组匝数。

工程上，可将副边绕组的电压近似认为是输出电压 U_o ，因此可得副边匝数为

$$N_s = \frac{U_o}{4 f_s A_e B_m} = 1.11 (\text{匝})，\text{实际取为 2 匝}$$

则原边匝数为

$$N_p = K N_s = 13 (\text{匝})$$



图解 11-4 EE55/28/25 磁芯尺寸参数

步骤 4：确定变压器绕组类型、参数。

由于变压器功率和绕组电流有效值均比较大，因此选用铜带作为变压器绕组。100kHz 时的穿透深度 Δ 为 0.2089mm，因此铜带厚度 t 需小于 2Δ ，即 $t < 0.417\text{mm}$ 。由于 EE55/28/25 磁芯的窗口高度 $h_w = 2 \times 18.5 = 37\text{mm}$ ，因此铜带的宽度 w 取 32mm。

满载输出电流

$$I_o = \frac{P_o}{U_o} = 100(\text{A})$$

由于副边采用全波整流，因此副边电流有效值为

$$I_s = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 70.7(\text{A})$$

忽略原边电流的脉动，原边电流有效值可近似为

$$I_p = \frac{I_o}{K} = 15.39(\text{A})$$

原副边绕组所需的导线总截面积分别为

$$A_p = \frac{I_p}{J} = 3.846(\text{mm}^2)$$

$$A_s = \frac{I_s}{J} = 17.675(\text{mm}^2)$$

原边绕组铜带所需的厚度为

$$t_p = \frac{A_p}{w} = 0.12(\text{mm})$$

因此，只需选择 1 层厚度为 0.15mm 的铜带作为原边绕组即可，即 $n_p = 1$ 。

副边绕组铜带所需的厚度为

$$t_s = \frac{A_s}{w} = 0.552(\text{mm})$$

可知, 1 层厚度小于 0.417mm 的铜带无法满足要求, 实际需选择 2 层厚度为 0.3mm 的铜带作为副边绕组, 即 $n_s=2$ 。

步骤 5: 校核磁芯窗口填充系数。

原副边绕组的总厚度为

$$t_{\text{total}} = N_p n_p t_p + 2 N_s n_s t_s = 4.35 \text{mm}$$

窗口填充系数为

$$K_w = \frac{t_{\text{total}}}{W_w} = 0.429$$

由此说明上述变压器的设计是合理的。

第 12 章 电力电子技术的应用

12-1 请简述变频调速的基本原理。为什么变频调速的过程中需要调节电压大小？

答：

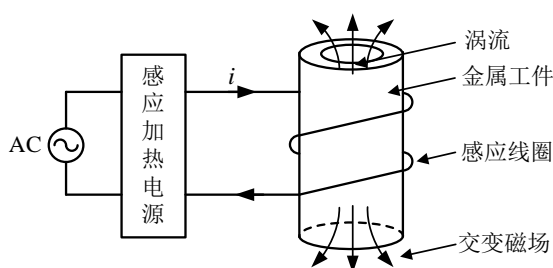
交流电机的旋转磁场转速 $n_1 = 60f_1/p_n$, 取决于供电电源的频率 f_1 和极对数 p_n 。一般电机的极对数是固定不变的, 故通过改变电源的频率 f_1 , 就可以方便的控制同步电动机的转速。变频调速就是将大电网的恒频交流电源变换为频率可宽范围变化的交流电压, 以调节交流电机的转速。

由电机的基本原理可知, 以同步速旋转时, 电机定子相绕组中的外加电源电压 U_1 约等于感应电势 E_1 , 即 $E_1 = 4.44 f_1 N_1 k_{w1} \Phi \approx U_1$, 其中 $N_1 k_{w1}$ 为定子相绕组等效匝数。若外加电源电压不变, 仅调节电源频率, 气隙磁通 Φ 可能过大而造成磁路饱和。因此, 在进行变频调速时, 不仅要改变电源频率, 还应同步调节电源的电压大小。

12-2 请简述感应加热的基本原理。

答：

感应加热是利用电磁感应原理在金属工件或器具上产生感应涡流效应对其加热的技术, 其原理图如图解 12-1 所示。



图解 12-1 感应加热原理图

12-3 感应加热电源为什么既要调频又要调功？

答：

感应加热电源在实际工作中，不仅加工对象、加工工艺会不同，负载大小也在实时变化，负载回路的固有谐振频率也会动态变化，为了保证逆变器始终能够工作在接近单位功率因数的准谐振或者谐振状态，以实现逆变器的零电流或零电压开关，必须对其输出频率进行调节。同时，为维持理想的加热温度，也需要对逆变器输出功率进行调节。

12-4 请对比分析 LCC-HVDC 和 VSC-HVDC 两种高压直流输电的特点和差异。

答：

- (a) LCC-HVDC 采用的是半控型电力电子器件（晶闸管），而 VSC-HVDC 采用的是大功率全控型电力电子器件（如 IGBT、IGCT）；
- (b) LCC-HVDC 受端必须是有源网络，而 VSC-HVDC 电流能够自关断，可以工作在无源逆变方式，不需要外加的换向电压，可为远距离的孤立负荷送电；
- (c) VSC-HVDC 可以同时且独立控制有功和无功，控制更加灵活方便；
- (d) VSC-HVDC 不仅不需要交流侧提供无功功率，而且能够起到 SVG 的作用，即动态补偿交流母线无功功率，稳定交流母线电压，提高系统的电压和功角稳定性；
- (e) VSC-HVDC 潮流反转时直流电流方向反转，而直流电压极性不变，与 LCC-HVDC 恰好相反。因此，多个 VSC-HVDC 可以接到一个固定极性的直流母线上，有利于构成多端直流系统；
- (f) 由于 VSC-HVDC 交流侧电流可控，所以不会影响系统的短路容量和交流系统的保护整定；
- (g) VSC-HVDC 通常采用 SPWM 技术，开关频率相对较高，所需滤波装置的体积重量大大减小。

12-5 无功补偿的方法有哪些？各有什么特点。

答：

无功补偿的方法有多种，如：利用调相机做无功电源、异步电动机同步化、电容器投切、基于电力电子装置的无功补偿等。目前主流的装置有两类：静止无功补偿器（SVC）和静止无功发生器（SVG），两者的功能或特点如下：

（1）静止无功补偿器（SVC）：

SVC 是指采用晶闸管器件和电抗器或电容器构成无功功率补偿或电压稳定装置，包括晶闸管控制电抗器（TCR）、晶闸管投切电容器（TSC）等无功补偿部件。TCR 通过控制触发角的大小，可改变等效电感值，实现感性无功的连续调节。而 TSC 则通过投、切电容器，只能实现无功功率的分级控制。通过 TCR 和 TSC 的组合使用，可以做到对无功功率的精细调节。

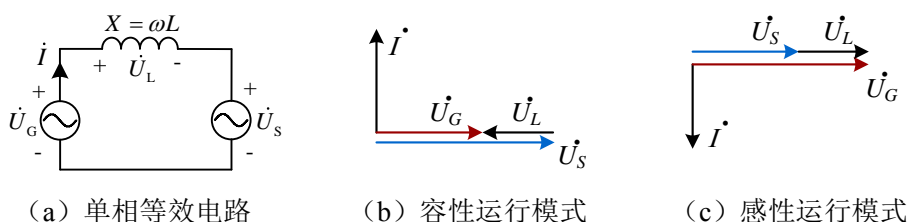
（2）静止无功发生器（SVG）

SVG 是一种可以进行动态无功补偿的电力电子装置，属于柔性交流输电系统 (FACTS) 的重要装置。SVG 一般采用 IGBT 等全控型电力电子器件组成自换相变流器，通过调节交流侧输出电压的相位和幅值或者直接控制其交流侧电流，使其吸收或者发出满足要求的无功电流，实现动态无功补偿的目的。

12-6 请绘制单相 SVG 等效电路，并分析其工作原理。

答：

单相 SVG 等效电路如图解 12-2（a）所示。



图解 12-2 SVG 等效电路图及工作原理图

图解 12-2(b)、(c)为单相 SVG 的工作原理示意图。假设电网电压和 SVG 的输出电压分别用相量 \dot{U}_G 和 \dot{U}_s 表示，则输出连线电抗上的电压 \dot{U}_L 即为 \dot{U}_G 与 \dot{U}_s 的相量差。可见，通过直接或者间接控制 SVG 的输出电流 \dot{I} ，使其超前或者滞后电网电压 90° ，就可以控制 SVG 所承担的无功功率的性质和大小。

12-7 电动汽车的“三电”系统分别是哪三个系统？请简述它们的基本功能。

答：

电动汽车整车动力系统由电池组、电机以及电机控制器三个主要部分组成，被称为“三电”系统，是电动汽车的核心部件。

电池为能量存储单元，为电动汽车提供原动力；电机为驱动单元，将电能转换为机械能，驱动汽车前行或倒退；电机控制器负责将电源提供的直流电通过电力电子装置转换成交流电供电动机使用，为电池和电机之间能量转换和调控部件。电机控制器可以实现能量的双向流动，在汽车行驶或加速过程中，动力电池的能量经过逆变器的控制驱动电机转动；而在车辆制动或减速时，电机工作于发电状态，将能量通过逆变器回馈给动力电池。

12-8 请简述飞机电源系统的发展历程。

答：

飞机电源系统的发展经过以下几个阶段：（1）28V 低压直流电源系统；（2）115V/400Hz 恒频交流电源系统；（3）高压直流电源系统（主要在军机上使用）；（4）变频交流电源系统。

12-9 典型多电飞机变频交流电源系统都用到了哪些电力电子变换装置？

答：

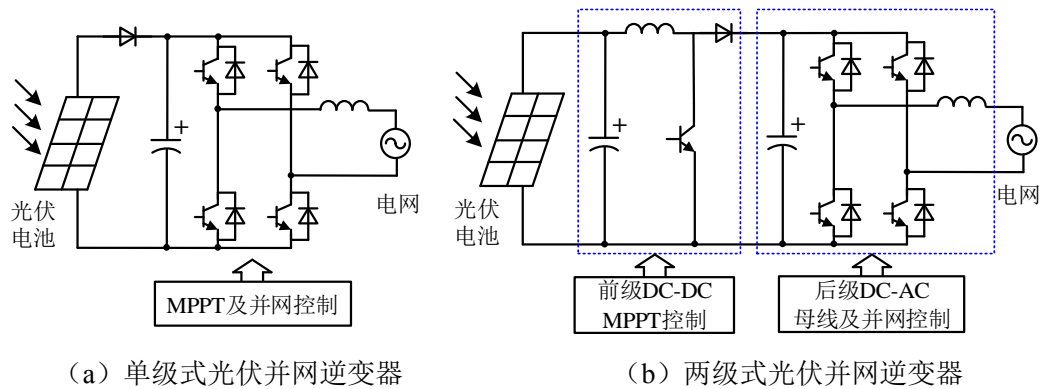
多电飞机变频交流电源系统中大量的使用了各类电力电子装置，包括 AC-DC 整流器、DC-DC 变换器、DC-AC 逆变器，以及 AC-DC-AC 变频器等。其中，AC-DC 整流器又包括变压整流器、自耦变压整流器和 PWM 整流器等几种。

12-10 请分析单级式与两级式光伏并网逆变器的特点与基本工作原理。

答：

图解 12-3(a)所示为单级式并网逆变器结构。可以看到，光伏组件输出的直流电压经过一级逆变后直接并入电网。因此，需要将大量的光伏组件先串联到较高的电压等级，再通过二极管并联到一定的容量后通过一台集中式逆变器接入并网，逆变器既要负责最大功率跟踪控制，又要承担并网控制。这种结构最主要的优点是电能只经过一级电路变换，效率高。但是随着光照的变化，直流母线电压变化范围较宽，一定程度上

增加优化设计的难度，且存在系统抗局部阴影能力差等问题。单级式并网逆变器一般用于日照均匀的厂房、荒漠电站、地面电站等大型光伏发电系统中，其系统总功率大，容量一般在 50kW 以上，有些单机容量甚至超过兆瓦。



图解 12-3 光伏并网逆变器

图解 12-3(b)给出了两级式光伏并网逆变器的结构示意图，主功率拓扑采用 DC-DC 与 DC-AC 串联的两级功率结构，前级 DC-DC 完成升压变换以及光伏电池的最大功率点跟踪控制，后级 DC-AC 逆变器则负责中间直流母线电压的控制以及并网逆变。组串式光伏发电系统基于模块化概念的设计，多片光伏电池组件根据逆变器额定输入电压要求串联成一个组串，通过组串式逆变器接入电网，通常用于光伏建筑或者屋顶电站等中小功率光伏发电系统。

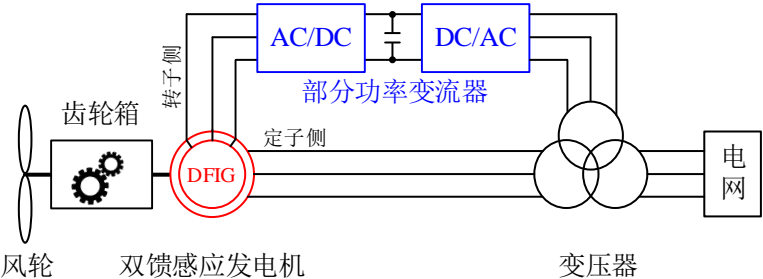
12-11 请简述双馈风力发电机组与全功率变换风力发电机组的构成与基本原理。

答：

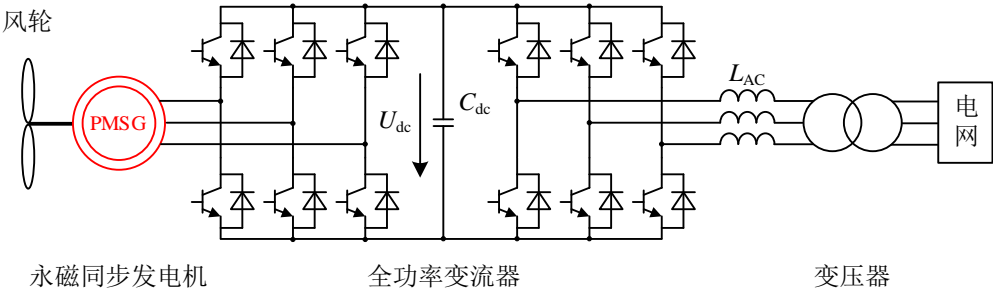
图解 12-4 (a) 给出了双馈机组的基本构成示意图，双馈感应发电机的定子绕组直接与电网相连。转子绕组由滑环引出，并通过一组背靠背的双向 AC-DC-AC 变流器与电网相连。通过调节转差功率，双馈感应发电机可在次同步、同步和超同步三种工况下运行，转速调节范围较宽。双馈机组由于转子回路处理的只是发电机的转差功率，因此电力电子变流器的额定容量可以设计得较小，仅为机组额定容量的 1/3，可以有效地降低变换器的成本和设计难度。

图解 12-4 (b) 给出了基于全功率电力电子变流器的风力发电机组基本结构图。由于极对数多、同步转速低，发电机与风力机之间可直接刚性相连（称为直驱）或采用单级齿轮箱连接（称为半直驱）。发电机通过全功率 AC-DC-AC 背靠背变流器与电网相连，实现了发电机和电网的完全解耦，使得机组可以在全范围内变速运行，进一步提

高了机组的风能转换效率。其中，机侧变换器主要实现机组的最大功率跟踪控制，而网侧机组主要负责直流母线电压和并网电流的控制。全功率变换器组具备良好的有功和无功控制能力，可以有效地降低风电对电网的负面影响，提高电网稳定性。



(a) 双馈机组基本结构图



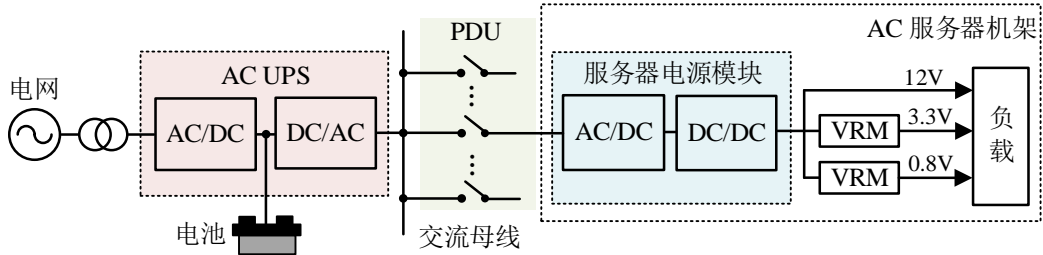
(b) 全功率机组的基本结构图

图解 12-4 两种风电年机组的结构图

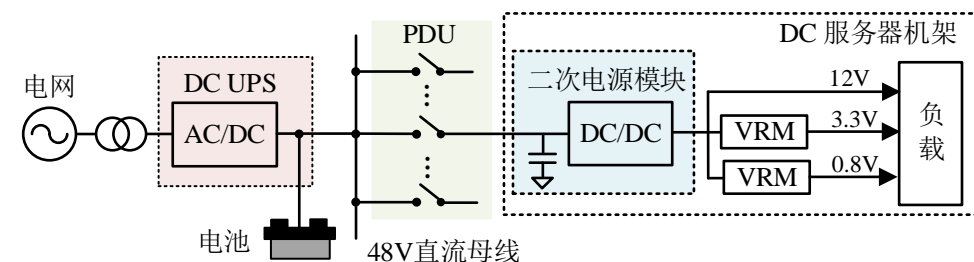
12-12 数据中心供电系统主要有哪几种架构？请绘制它们的基本结构图。

答：

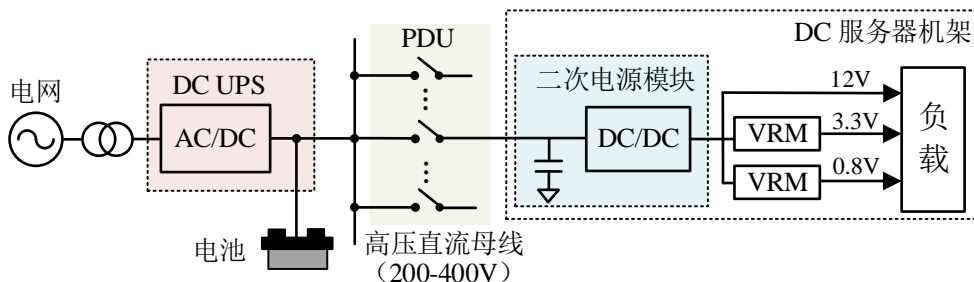
数据中心供电系统主要有三种架构：交流供电架构、48V 直流供电架构和高压直流供电架构。它们的结构图如解 12-5 所示：



(a) 交流供电架构



(b) 48V 直流供电架构



(c) 高压直流供电架构

图解 12-5 数据中心供电系统架构

12-13 不间断供电电源按其结构划分为哪三种？各有什么特点。

答：

不间断供电电源按其结构可划分成后备式 UPS 电源、在线互动式 UPS 电源、在线式 UPS 电源三种。

后备式 UPS 具有结构简单、价格低廉等优点。但是，由于后备式 UPS 在市电正常时由电网直接向负载供电，因此对电网的畸变和干扰无抑制作用。同时，在市电断电时，继电器将逆变器切换至负载时间偏长，通常会有数毫秒的供电间断。因此，后备式 UPS 电源主要应用于某些不是非常重要的负载。

在线互动式 UPS 具有较高的可靠性和转换效率、较低的维护和维修费用，性能足以满足一般用电设备的需求，适用于采用分布式供电的计算机设备。在线互动式 UPS 又有低频在线互动式 UPS 和高频在线互动式 UPS。

在线式 UPS 电源采用了串行全功率变换结构，因而对电网的畸变和干扰具有很好的抑制作用，其产品具备性能好、电压稳定度与频率稳定度高、功能强、具有热备份和并联冗余功能等优点。

12-14 LED 最常用的调光方式有哪两种？请阐述两者的基本原理与特点。

答：

LED 常用的调光方式主要有 DC 调光和 PWM 调光两种。

在 DC 调光方式下，LED 流过的电流是恒定的，通过调节电流的大小实现调光；而 PWM 调光方式下，LED 流过的电流是一定频率的方波，通过调节脉冲电流的宽度（即占空比），来实现调光。

相比之下，采用 DC 调光时 LED 的发光效率更高，且电流有效值低，可使得 LED 结温低，光衰慢，寿命更长。

12-15 请思考图 12.27(a)所示的单级式电源适配器是如何同时实现输入功率因数校正和输出电压控制。

答：

思考要点：反激变换器工作与电流断续（或临界连续）模式，原边电流的峰值需要跟随输入交流半波变化。