

第五章 DC/DC 变换技术

将一个固定的直流电压变换成可变的直流电压称之为 DC/DC 变换,亦称直流斩波。

从历史上看,这种技术被广泛地应用于无轨电车、地铁列车、蓄电池供电的机动车辆的无级变速以及 80 年代兴起的电动汽车的控制,从而使上述控制获得加速平稳、快速响应的性能,并同时收到节约电能的效果。通常用直流斩波器代替变阻器调速可节约电能 (20~30)%。直流斩波不仅能起调压的作用(开关电源),同时还能起到有效地抑制网侧谐波电流的作用。

本章首先阐述斩波器的工作原理,然后介绍利用自关断器件构成的典型 DC/DC 变换电路及其定量分析。

5.1 基本斩波器的工作原理

最基本的斩波电路示于图 5.1(a),斩波器负载为电阻(R)。当开关(S)合上时,直流电压就加到 R 上,并持续 t_1 时间。当开关切断时,负载上的电压为零,并持续 t_2 时间,那么 $T=t_1+t_2$ 为斩波器的工作周期,斩波器的输出波形如图 5.1(b)所示。若定义斩波器的工

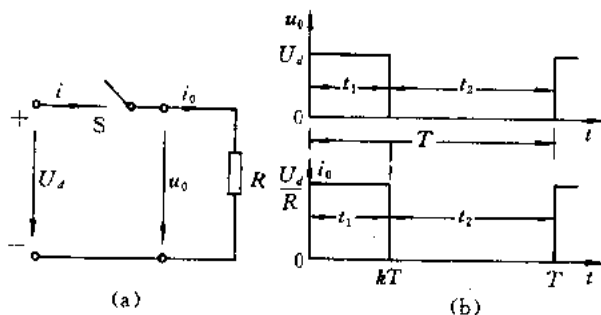


图 5.1 基本的降压斩波电路及其波形

(a) 电路; (b) 波形(R 负载)

作率 $k = \frac{t_1}{T}$,则由波形图上可获得输出电压平均值为

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} u_0 dt = \frac{t_1}{T} U_d = k U_d \quad (5.1)$$

其输出电压有效值为

$$U = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} u_0^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{k} U_d \quad (5.2)$$

若认为斩波器(S)是无损的,则输入功率 P_i 应与输出功率相等,即

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{kT} u_0 i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{u_0^2}{R} dt = k \frac{U_d^2}{R} \quad (5.3)$$

从直流电源侧看的等效电阻 R_i 为

$$R_i = \frac{U_d}{I_0} = \frac{U_d}{\frac{kU_d}{R}} = \frac{R}{k} \quad (5.4)$$

由式(5.1)可知,当工作率(k)从零变到1时,输出电压平均值从零变到 U_d ,其等效电阻也随着 k 而变化。

工作率(k)的改变可以通过改变 t_1 或 T 来实现。通常斩波器的工作方式有两种:

(1) 脉宽调制工作方式:维持 T 不变,改变 t_1 。

(2) 频率调制工作方式:维持 t_1 不变,改变 T 。

但被普遍采用的是脉宽调制工作方式。因为采用频率调制工作方式,容易产生谐波干扰,而且滤波器设计也比较困难。

当斩波器带感性负载时,应采用图 5.2 所示电路。图 5.1 和图 5.2 均是降压斩波电路。但也可以按图 5.3(a)接线方式构成基本的升压斩波电路。

在开关(S)接通的 t_1 时间内,电感(L)中的电流(i)直线上升,能量储存于电感中。在开关断开的 t_2 时间里,储存在电感中的能量通过二极管 D_1 转换到负载中去,电感中的电流下降。所以在一个工作周期内通过电感中的电流波形如图 5.3(b)所示。

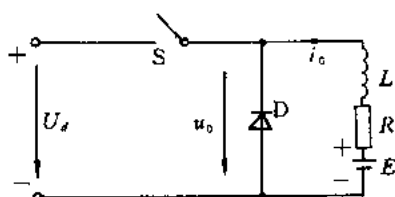


图 5.2 带感性负载的斩波电路

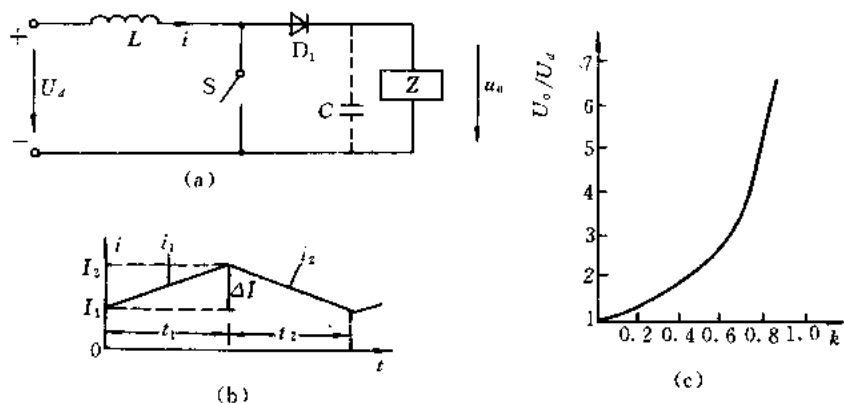


图 5.3 基本的升压斩波电路

(a) 电路; (b) 波形; (c) 输出特性

在 t_1 时间里,开关接通,于是有

$$u_L = U_d = L \frac{di}{dt}$$

积分上式,得电感上的峰-峰脉动电流为

$$\Delta I = \frac{U_d}{L} t_1 \quad (5.5)$$

在 t_2 时间间隔里,开关 S 断开,且输出电压保持恒定的 U_o ,于是有

$$(U_o - U_d)t_2 = L\Delta I$$

考虑式(5.5),则得

$$U_o = \frac{U_d}{1-k} \quad (5.6)$$

因此由式(5.6)可知,随着 k 的增加,输出电压将超过电源电压 U_d 。当 $k=0$ 时,输出电压为 U_d ;当 $k \rightarrow 1$ 时,输出电压将变得非常大,如图5.3(c)的输出特性所示。利用升压斩波电路可以实现两个直流电压源之间的能量交换,如图5.4(a)电路所示。该电路工作于两种模式,如图5.4(b)等值电路所示。

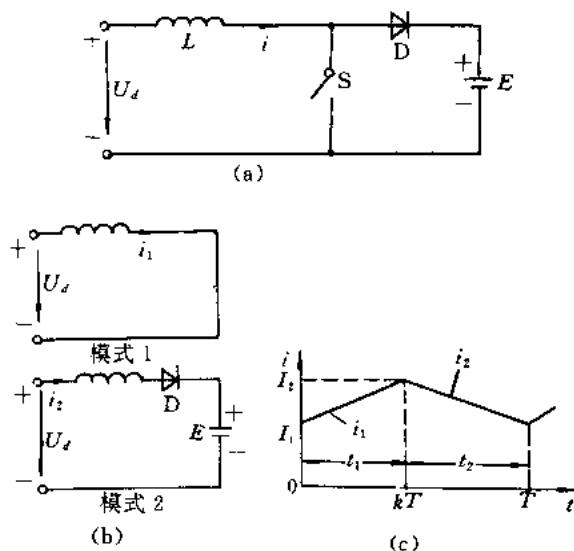


图 5.4 能量传输原理说明

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

(一) 工作模式 1(S 接通)

$$U_d = L \frac{di}{dt}$$

所以

$$i_1(t) = \frac{U_d}{L}t + I_1 \quad (5.7)$$

其中, I_1 为工作模式 1 时的初始电流。在这期间,电感中电流必须上升,故必要条件为

$$\frac{di_1}{dt} > 0 \text{ 或 } U_d > 0 \quad (5.8)$$

(二) 工作模式 2(S 断开)

$$U_d = L \frac{di_2}{dt} + E$$

所以

$$i_2(t) = \frac{U_d - E}{L}t + I_2 \quad (5.9)$$

其中, I_2 为工作模式 2 时的初始电流。在这期间,电感中电流必须下降,故其必要条件为

$$\frac{di_2}{dt} < 0 \text{ 或 } U_d < E \quad (5.10)$$

若式(5.10)不被满足,则电流将继续上升,直到破坏为止。考虑式(5.8)和式(5.10)的条件,则有

$$0 < U_d < E \quad (5.11)$$

式(5.11)表示,若 E 为固定的直流电源, U_d 为不断下降的直流电动机的电压,则通过适当的控制,就能把电动机中的能量反馈到固定的直流电源,实现直流电机的再生制动。

利用上述两种基本电路的思想就可以构成运行于各种象限的斩波电路结构,见表5.1。

表 5.1 斩波器的电路结构

型 式	斩波器电路结构	$U_o \sim I_o$ 特性
第一象限 斩波器		
第二象限 或 再生斩波器		
A型两象限 斩波器		
B型两象限 斩波器		
四象限 斩波器		

5.2 Buck 电路

Buck 电路示于图 5.5(a), 它就是一种降压斩波器, 其输出电压平均值 U_o 总是小于输入电压 U_d 。通过电感中的电流 (i_L) 是否连续, 取决于开关频率、滤波电感 L 和电容 C 的数值。在电感电流 i_L 连续条件下的工作波形示于图 5.5(c)。在电感电流连续条件下, 其稳

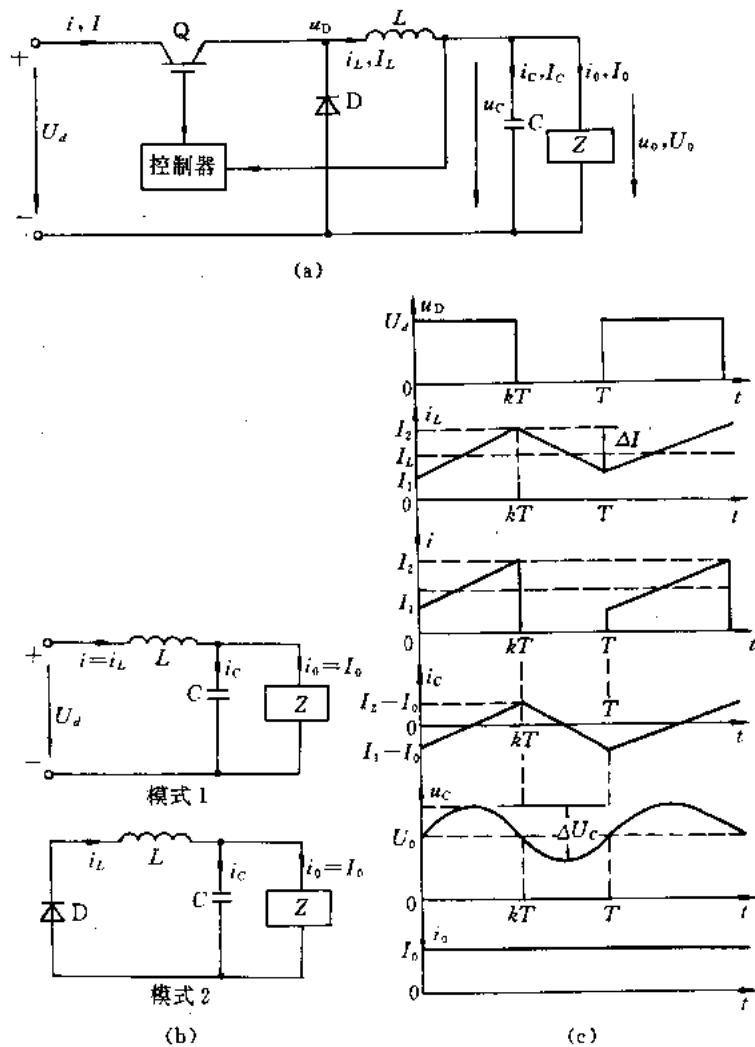


图 5.5 Buck 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

态工作过程分析, 可按图 5.5(b) 所示两种电路模式进行。

(一) 工作模式 1 ($0 \leq t \leq t_1 = kT$)

$t=0$ 时刻, Q 管被激励导通, D 管中电流迅速地转换到 Q 管。这时, 电感上的电压为

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.12)$$

若假定在这期间的 U_0 不变, 电感电流按直线规律从 I_1 上升到 I_2 , 则有

$$U_d - U_0 = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.13)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d - U_0} \quad (5.14)$$

(二) 工作模式 2 ($t_1 \leq t \leq T$)

在 $t = t_1$ 时刻 Q 管关断, Q 管中电流 i 迅速地转换到 D 中去。这时, 若仍假定在这期间的电感中电流 i_L 按直线规律从 I_2 下降到 I_1 , 则有

$$U_0 = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.15)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I)L}{U_0} \quad (5.16)$$

其中 ΔI 为电感的峰-峰脉动电流。考虑到式(5.13)和式(5.15), 则有

$$\Delta I = \frac{(U_d - U_0)t_1}{L} = \frac{U_0 t_2}{L}$$

将 $t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 代入上式得

$$U_0 = kU_d \quad (5.17)$$

式(5.17)表明 Buck 电路的输出电压平均值与 k 成正比, k 从零变到 1, 输出电压从零变到 U_d , 且输出电压最大值不超过 U_d 。

若假定 Buck 电路为无损的, 则有

$$U_d I = U_0 I_0 = kU_d I_0$$

即

$$I = kI_0 \quad (5.18)$$

因此开关周期 T 可表示为

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{(\Delta I)L U_d}{U_0(U_d - U_0)} \quad (5.19)$$

从式(5.19)亦可求得 ΔI 的表达式为

$$\Delta I = \frac{U_0(U_d - U_0)}{fL U_d} \quad (5.20)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k(1-k)}{fL} \quad (5.21)$$

因为 $i_L = i_C + i_0$, 若假定负载电流 i_0 的脉动很小而可忽略, 则 $\Delta i_L = \Delta i_C$ 。因为电容电流一周期的平均值为零, 那么在 $\frac{t_1}{2} + \frac{t_2}{2} = \frac{T}{2}$ 时间内, 电容充电或放电的电荷量为

$$\Delta Q = \frac{\Delta I}{4} \frac{T}{2} \quad (5.22)$$

因此, 电容上电压峰-峰脉动值为

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (5.23)$$

将式(5.20)或(5.21)代入式(5.23)得

$$\Delta U_c = \frac{U_o(U_d - U_o)}{8LCf^2U_d} \quad (5.24)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{U_d k(1 - k)}{8LCf^2} \quad (5.25)$$

根据 ΔI , ΔU_c 和 f 以及其它要求(输入和输出), 依据上述公式, 可大概地确定 L 和 C 值。

5.3 Boost 电路

图 5.6(a)所示为 Boost 电路。它是一种升压斩波电路, 其输出电压平均值将超过电源电压 U_d , 其电路的工作波形表示图于 5.6(c)。

在电感电流连续的条件下, 电路工作于图 5.6(b)所示的两种电路模式。

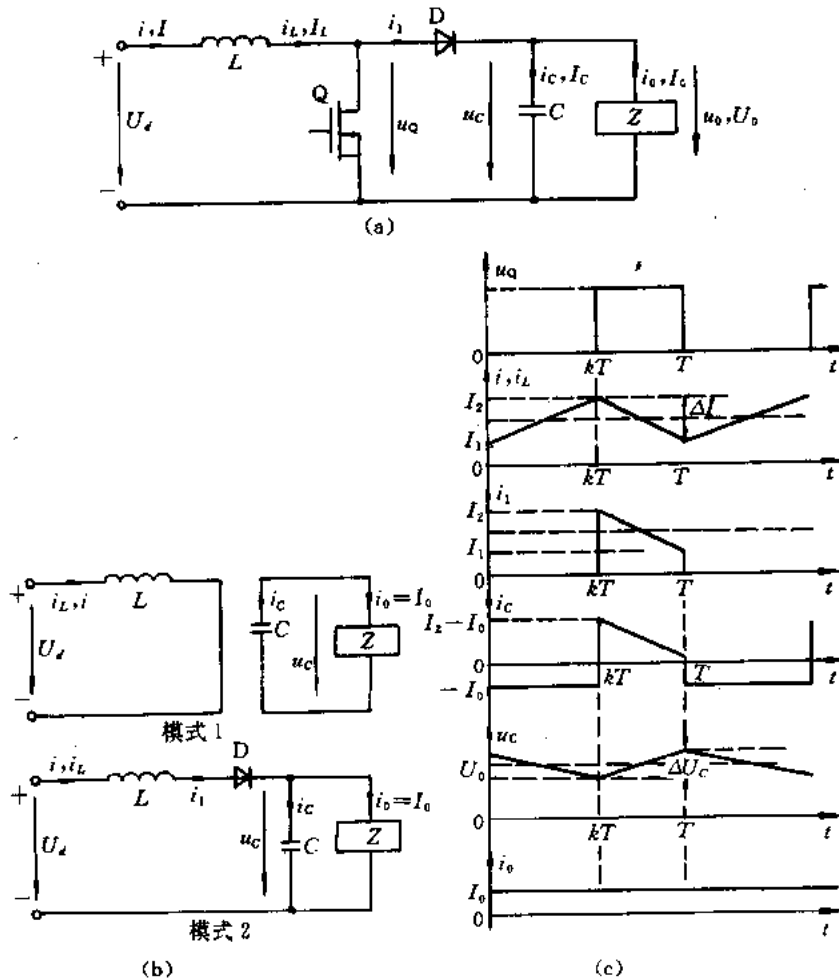


图 5.6 Boost 电路及其波形
(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

(一) 工作模式 1 ($0 \leq t \leq t_1 = kT$)

在 $t=0$ 时刻, Q 导通, 电感中的电流按直线规律上升, 则有

$$U_d = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.26)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d} \quad (5.27)$$

(二) 工作模式 2 ($t_1 \leq t \leq T$)

在 $t=t_1$ 时刻, Q 管断开。若假定在这期间的电感电流仍按直线规律从 I_2 降到 I_1 , 则有

$$U_0 - U_d = L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.28)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I)L}{U_0 - U_d} \quad (5.29)$$

考虑到式(5.26)和(5.28), 则有

$$\Delta I = \frac{U_d t_1}{L} = \frac{(U_0 - U_d)t_2}{L} \quad (5.30)$$

将 $t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 代入上式, 则求得

$$U_0 = \frac{U_d}{1-k} \quad (5.31)$$

式(5.31)表明, Boost DC/DC 变换器是一个升压斩波电路。当 k 从零趋近于 1 时, U_0 从 U_d 变到任意大。

同 5.2 节一样的道理, 可求得

$$I = \frac{I_0}{1-k} \quad (5.32)$$

$$T = \frac{(\Delta I)L U_0}{U_d(U_0 - U_d)} \quad (5.33)$$

$$\Delta I = \frac{U_d(U_0 - U_d)}{f L U_0} \quad (5.34)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k}{f L} \quad (5.35)$$

若忽略负载电流脉动, 那么在 $[0, t_1]$ 期间, 电容上泄放的电荷量, 反映了电容峰-峰电压脉动量, 即

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_0 dt = \frac{I_0 t_1}{C} \quad (5.36)$$

由式(5.31)求得 $t_1 = \frac{U_0 - U_d}{U_0 f}$, 并代入式(5.36), 得

$$\Delta U_c = \frac{I_0(U_0 - U_d)}{U_0 f C} \quad (5.37)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{I_0 k}{f C} \quad (5.38)$$

5.4 Buck-Boost 电路

图 5.7(a)为 Buck-Boost 电路,这是降压-升压混合电路,其输出电压可以小于输入电压,也可以大于它,而输出电压极性与输入电压的相反。其工作波形示于图 5.7(c)。

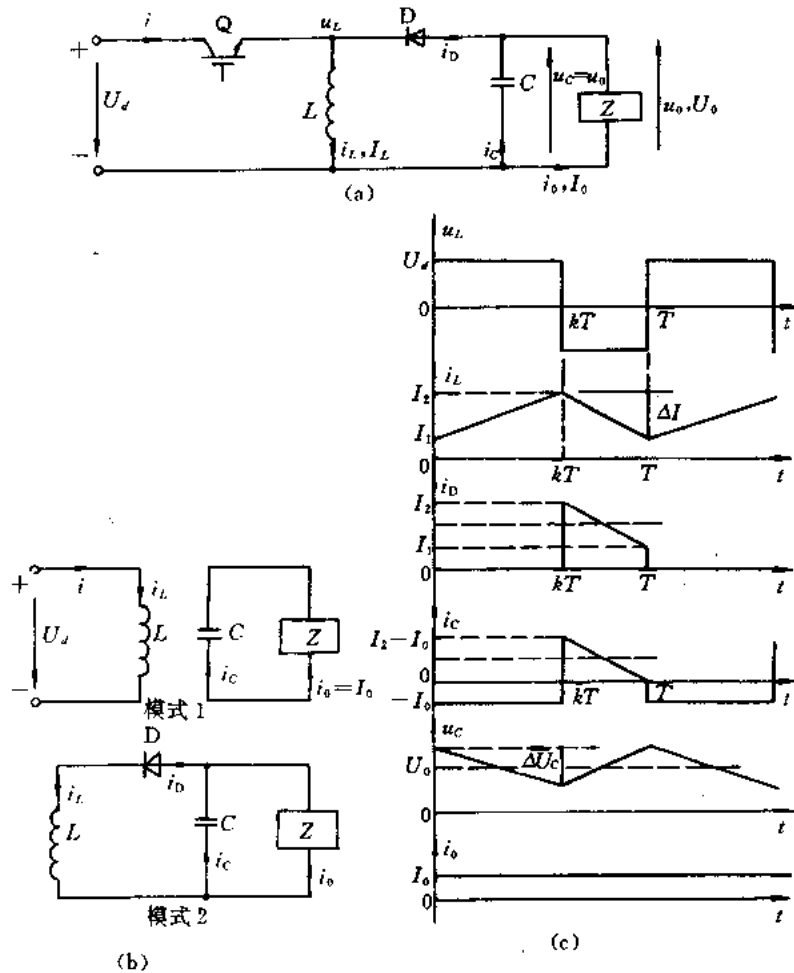


图 5.7 Buck-Boost 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

在电感电流 i_L 连续条件下, Buck-Boost 电路工作于图 5.7(b)所示的两种模式。

(一) 工作模式 1 ($0 \leq t \leq t_1 = kT$)

在 $t=0$ 时刻, Q 管导通, D 管反偏置关断, 输入电流 i 通过电感 L , 并在这个期间按直线规律从 I_1 上升到 I_2 , 则有

$$U_d = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (5.39)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I)L}{U_d} \quad (5.40)$$

(二) 工作模式 2 ($t_1 \leq t \leq T$)

在 $t=t_1$ 时刻, 关断 Q 管, 电感中的电流通过负载和电容 C 流动, 负载电压极性与输入的相反。若认为, 在这个期间, 电感电流仍按直线规律从 I_2 降到 I_1 , 则有

$$U_o = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (5.41)$$

或

$$t_2 = \frac{-(\Delta I)L}{U_o} \quad (5.42)$$

考虑到式(5.39)和(5.41), 电感的峰-峰脉动电流为

$$\Delta I = \frac{U_d t_1}{L} = \frac{-U_o t_2}{L}$$

将 $t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 代入上式, 则输出电压平均值为

$$U_o = -\frac{U_d k}{1-k} \quad (5.43)$$

同前面分析一样, 可得

$$I = \frac{I_o k}{1-k} \quad (5.44)$$

$$T = \frac{(\Delta I)L(U_o - U_d)}{U_d U_o} \quad (5.45)$$

$$\Delta I = \frac{U_d U_o}{fL(U_o - U_d)} \quad (5.46)$$

或

$$\Delta I = \frac{U_d k}{fL} \quad (5.47)$$

电容上的峰-峰脉动电压求法同 Boost 电路的一样, 可得

$$\Delta U_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_o dt = \frac{I_o t_1}{C} \quad (5.48)$$

由式(5.43)求得 $t_1 = \frac{U_o}{(U_o - U_d)f}$, 并代入上式得

$$\Delta U_c = \frac{I_o U_o}{(U_o - U_d)fC} \quad (5.49)$$

或

$$\Delta U_c = \frac{I_o k}{fC} \quad (5.50)$$

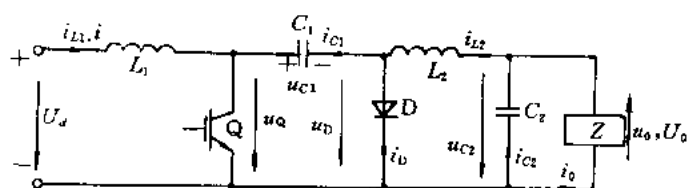
5.5 Cuk 电路

Cuk 电路表示在图 5.8(a)。它也是升降压混合电路, 其输出电压极性与输入的相反。在负载电流连续条件下, 其工作波形示于图 5.8(c)。

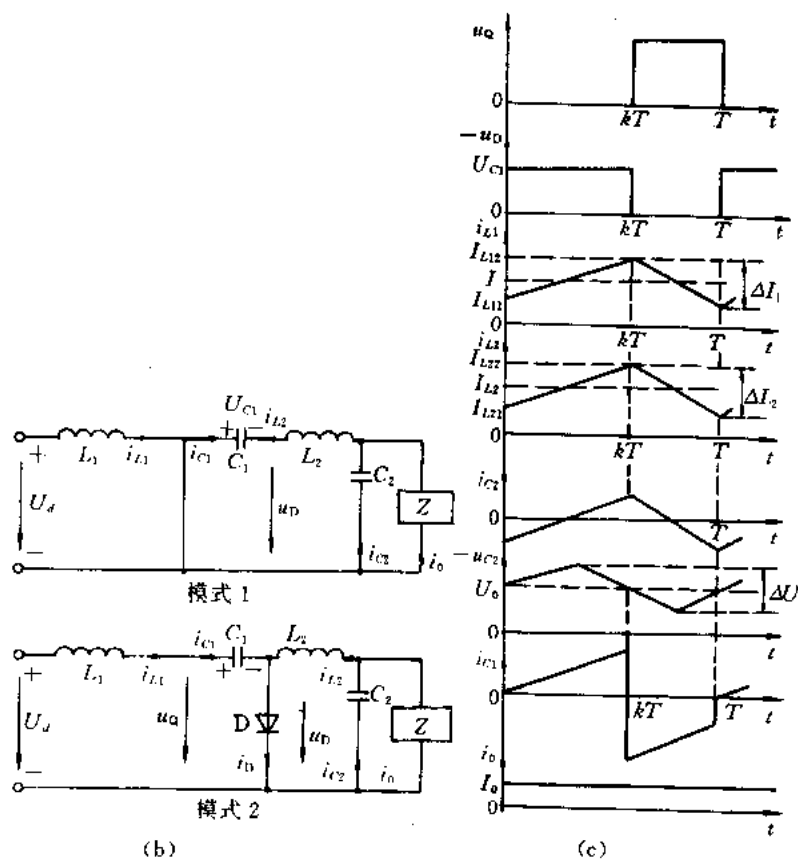
电路的稳态工作可按图 5.8(b)所示的两种模式进行分析。

(一) 工作模式 1 ($0 \leq t \leq t_1 kT$)

在 $t=0$ 时刻, Q 管导通, 电感 L_1 中的电流 i_{L1} 线性增长(从 I_{L11} 到 I_{L12}), 即有



(a)



(b)

(c)

图 5.8 Cuk 电路及其波形

(a) 电路; (b) 等值电路; (c) 波形

$$U_d = L_1 \frac{I_{L12} - I_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \quad (5.51)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I_1) L_1}{U_d} \quad (5.52)$$

在这期间,电容 C_1 上的电压使 D 管反偏置,而通过负载和电感 L_2 传输能量,负载获得反极性电压。由电路可知,在这种电路结构中, Q 管和二极管 D 是同步工作的,即 Q 管导通, D 截止; Q 管截止, D 则导通。

(二) 工作模式 2 ($t_1 \leq t \leq T$)

在 $t=t_1$ 时刻, Q 管关断, D 导通, 电容 C_1 被充电, 电感 L_1 的电流 i_{L1} 下降。若假定其下降规律符合直线变化(从 I_{L2} 变到 I_{L11}), 则有

$$U_d - U_{C1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \quad (5.53)$$

或

$$t_2 = \frac{(\Delta I_1) L_1}{U_d - U_{C1}} \quad (5.54)$$

其中, U_{C1} 为电容 C_1 上的平均电压值。考虑式(5.51)和(5.53), 则有

$$\Delta I_1 = \frac{U_d t_1}{L_1} = \frac{(U_d - U_{C1}) t_2}{L_1}$$

将 $t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 代入上式, 则电容 C_1 上的电压平均值为

$$U_{C1} = U_d \left(1 - \frac{t_1}{t_2} \right) = \frac{U_d(1-2k)}{1-k} \quad (5.55)$$

现考虑电感 L_2 中电流变化的情况, 仍假定电感 L_2 中的电流变化也是按线性规律进行的, 而且连续, 则在 $[0, kT]$ 期间有

$$U_{C1} - U_0 = L_2 \frac{I_{L22} - I_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1} \quad (5.56)$$

或

$$t_1 = \frac{(\Delta I_2) L_2}{U_{C1} - U_0} \quad (5.57)$$

在 $[kT, T]$ 期间有

$$U_0 = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \quad (5.58)$$

$$t_2 = -\frac{(\Delta I_2) L_2}{U_0} \quad (5.59)$$

由式(5.56)和(5.58), 可得

$$\Delta I_2 = \frac{(U_{C1} - U_0) t_1}{L_2} = -\frac{U_0 t_2}{L_2} \quad (5.60)$$

将 $t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 代入上式, 则得

$$U_{C1} = -\frac{U_0(1-2k)}{k} \quad (5.61)$$

令式(5.55)等于式(5.61), 则得

$$U_0 = -\frac{kU_d}{1-k} \quad (5.62)$$

式(5.62)的结果与 Buck-Boost 电路的是一样的。按前述相同办法, 可求得

$$I = \frac{kI_0}{1-k} \quad (5.63)$$

由式(5.52)和(5.54)可得

$$T = \frac{(\Delta I_1) L_1 (2U_d - U_{C1})}{U_d (U_d - U_{C1})} \quad (5.64)$$

$$\Delta I_1 = \frac{U_d (U_d - U_{C1})}{f L_1 (2U_d - U_{C1})} \quad (5.65)$$

或

$$\Delta I_1 = \frac{U_d k}{f L_1} \quad (5.66)$$

由式(5.57)和(5.59)也可得

$$T = \frac{(\Delta I_2)L_2(2U_0 - U_{C1})}{U_0(U_{C1} - U_0)} \quad (5.67)$$

$$\Delta I_2 = -\frac{U_0(1-k)}{fL_2} = \frac{kU_d}{fL_2} \quad (5.68)$$

下面求两个电容的峰-峰脉动电压。当 Q 管关断时,对电容 C_1 的充电电流平均值为 $I_{C1}(=I)$,故电容 C_1 的峰-峰脉动电压为

$$\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} i_{C1} dt = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_2} I dt = \frac{It_2}{C_1} \quad (5.69)$$

将 $t_2 = \frac{U_d}{(U_d - U_0)f}$ 代入上式得

$$\Delta U_{C1} = \frac{IU_d}{(U_d - U_0)fC_1} \quad (5.70)$$

或

$$\Delta U_{C1} = \frac{I(1-k)}{fC_1} \quad (5.71)$$

若假定负载电流 i_o 的脉动 Δi_o 可以忽略,即 $\Delta i_{L2} = \Delta i_{C2}$,那么在 $T/2$ 期间,通过 C_2 的充电电流平均值为 $I_{C2} = \Delta I_2/4$,故有

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} i_{C2} dt = \frac{1}{C_2} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I_2}{4} dt = \frac{\Delta I_2}{8fC_2} \quad (5.72)$$

现将 $\Delta I_2 = \frac{kU_d}{fL_2}$ 代入上式得

$$\Delta U_{C2} = \frac{kU_d}{8C_2L_2f^2} \quad (5.73)$$

Cuk 电路是借助电容来传输能量,而 Buck-Boost 电路是借助电感来传输能量。当 Q 管导通时,两个电感的电流都要通过它,因此通过 Q 管的峰值电流比较大。因为传输能量是通过 C_1 ,所以电容 C_1 中的脉动电流也比较大。

5.6 晶闸管斩波电路

逆阻型晶闸管的基本斩波电路有三种形式,如图 5.9(a),(b)和(c)所示。图 5.10 是一种逆导晶闸管组成的斩波电路。由 GTO 组成的斩波电路表示在图 5.11。现以图 5.9(a)电路为例,说明其工作原理。

T_1 为主晶闸管, T_2 为辅助晶闸管。它的换流电路由 T_2 、二极管 D_1 、电感 L 和电容 C 组成。

欲使电路能正常工作,应使电容 C 首先得到如图所示的极性电压。为此,可通过以下两个途径对电容 C 充电:(1)先闭合开关(S)然后断开;(2)在工作程序上,应使晶闸管 (T_2) 先于主晶闸管 (T_1) 被触发导通。电路的工作过程分析如下:

在 $t=t_0$ 时刻,触发 T_1 管,负载电流 i_o 迅速地从续流二极管 D 转移到 T_1 管。同时发生的是, C 通过 T_1 、 L 和 D_1 反充电,使电容上的电压极性反向。但因 D_1 管的反向闭锁作用,在 T_2 导通前一直保持电容 C 上反向电压值不变。电容 C 的反充电电流也流经晶闸管

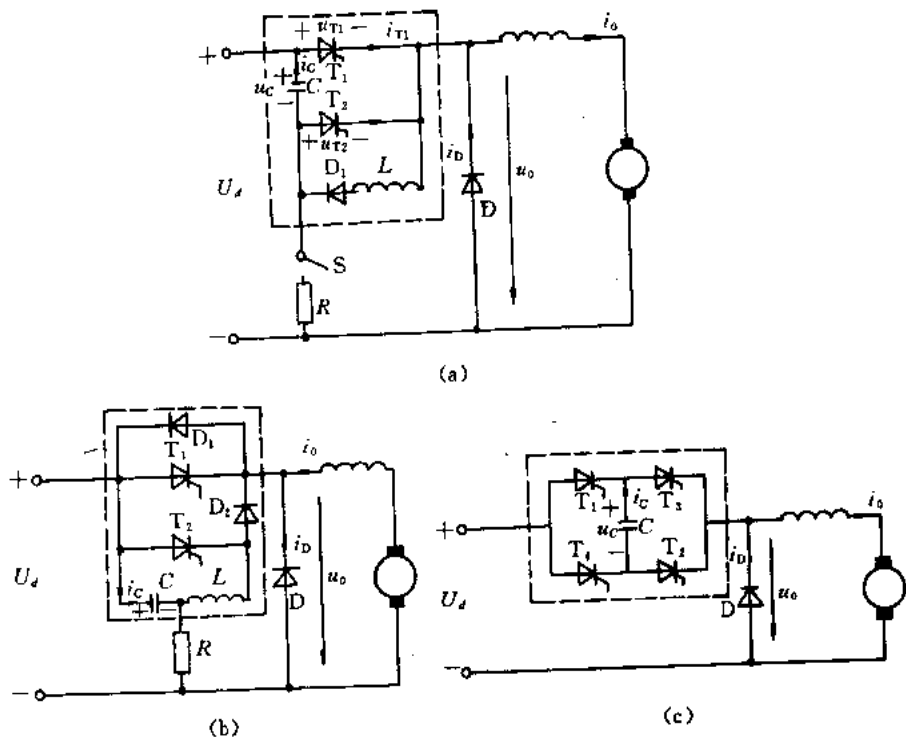


图 5.9 逆阻型晶闸管的基本斩波电路

(a) 电压换相式；(b) 电流换相式；(c) 负载换相式

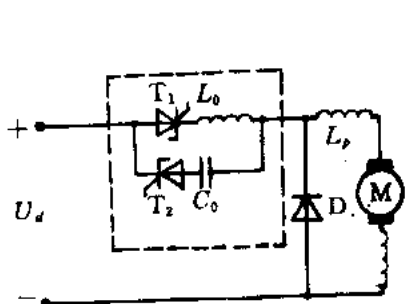


图 5.10 逆导晶闸管斩波电路

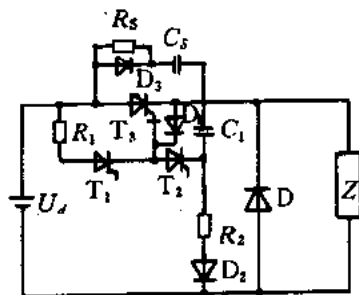


图 5.11 GTO 斩波电路

T_1 , 所以主晶体管 T_1 导通时, 负载电流 i_o 和 i_c 电流都要通过它。

为使晶闸管 T_1 关断, 可在合适的时刻 (例如 t_2 时刻) 触发 T_2 管。此时, 电容 C 上的电压被接在 T_1 管两端, 使其承受反向电压而关断。此时还应注意, T_2 管刚导通时, 负载上的电压跃变到 $U_d + u_c$, 至少是电源电压的两倍。

当 T_1 管关断后, 电容 C 通过 U_d , T_2 和负载再充电, 直到 T_2 管关断, 电容 C 上又充电到图示极性的电压, 电路恢复到初始状态, T_1 管等待着下一次触发。其电路的工作波形示于图 5.12。

根据图 5.12 波形可以确定换流的参数如下, 电容参数:

$$C = \frac{I_{om}}{U_d} t_q \quad (5.74)$$

其中 I_{om} 为最大负载电流;

t_q 为线路换向时间。

电感参数:

$$C\left(\frac{U_d}{I_{om}}\right)^2 \leq L \leq \frac{0.01T^2}{\pi^2 C} \quad (5.75)$$

其中 T 为斩波器的工作周期。

对于其它 SCR 斩波电路工作原理,读者可自行分析,或参阅有关的书籍。

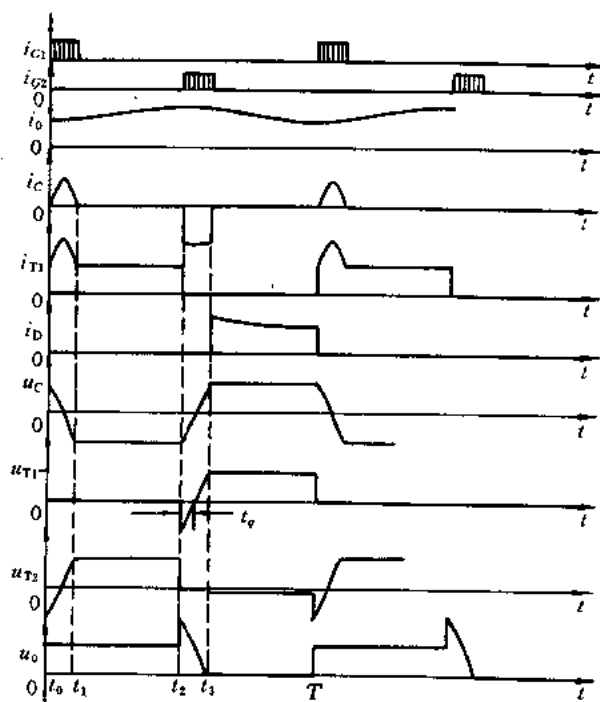


图 5.12 电压换相式斩波器的工作波形

5.7 有关输入滤波问题

为了能清楚地理解斩波器输入端设置滤波器的必要性,可假定斩波器为理想开关[见图 5.13(a)],负载电流为恒定值。当接通斩波器时,输入电流 i 等于电动机电流 i_o 。当斩波器关断时,负载电流 i_o 通过续流管继续流通,电源端输入电流等于零,所以电源输入电流为方脉冲波,如图 5.13(b)所示。

若电源输入电流平均值为 I ,则在无损系统中应有

$$EI = kEI_o \quad (5.76)$$

即

$$I = kI_o \quad (5.77)$$

由式(5.77)可知,若 $k < 1$,则电源输入电流平均值 I 小于负载电流平均值 I_o 。但斩波器接通时,输入电流值总是与负载电流相等,所以电源必须提供大的峰值功率;而且电源

电流中的谐波将产生许多不利的影响,诸如谐波发热、信号干扰以及电源电压波动和畸变。为消除这些不利的影响,应在电源输入端加滤波器。

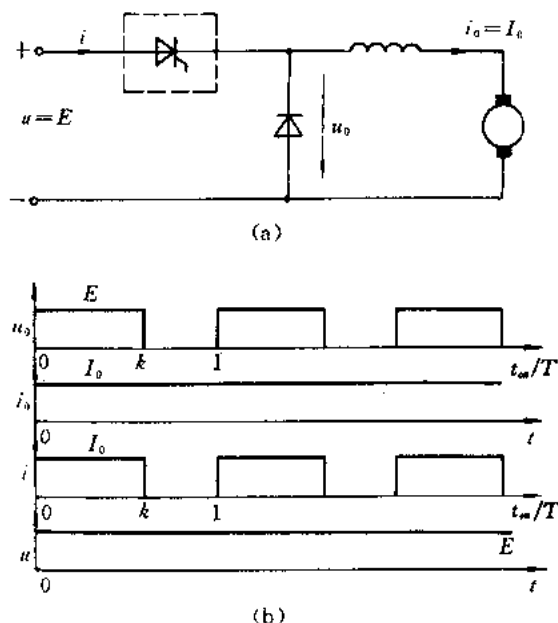


图 5.13 基本斩波器输入电流波形
(a) 电路; (b) 波形;

在斩波器输入端加电容滤波器,如图 5.14(a)所示,可使电源输入电流变得平缓,即脉动幅度减小,这时斩波器工作所需的脉动电流由电容器提供。但要得到像图 5.14(b)那样完全无脉动的输入电流,则需无穷大的电容。为了减少输入电容的数值又达到相同的滤波效果,则可采用 L - C 滤波,如图 5.15(a)所示。根据其等值电路图 5.15(b),则可得到电源输入端的第 n 次谐波电流的有数值表达式为

$$I_n = \frac{\frac{X_C}{n}}{nX_L - \frac{X_C}{n}} I_{CHn} \quad (5.78)$$

式中

$$X_L = 2\pi f_{CH} L \quad (5.79)$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_{CH} C} \quad (5.80)$$

n 为 谐波的次数。

将式(5.79)和(5.80)代入式(5.78)得

$$I_n = \frac{1}{4n^2\pi^2 f_{CH}^2 LC - 1} I_{CHn} = \frac{1}{\left(n \frac{f_{CH}}{f_r}\right)^2 - 1} I_{CHn} \quad (5.81)$$

式中 I_{CHn} 为斩波器电流的第 n 次谐波有效值;

f_{CH} 为斩波器的工作频率(斩波频率);

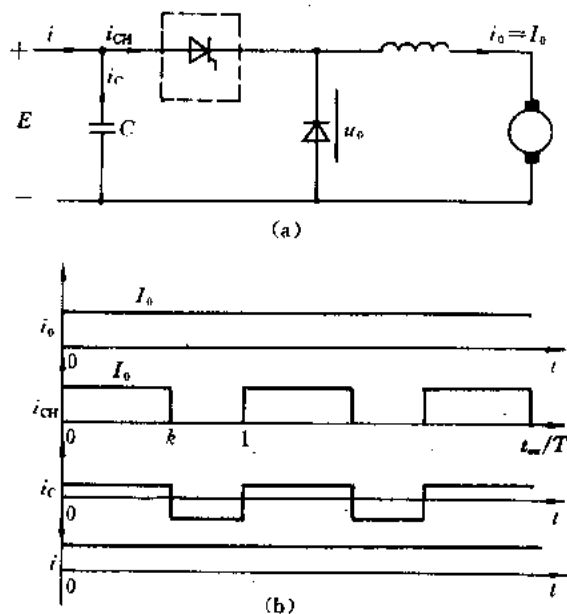


图 5.14 斩波器输入端加电容滤波

(a) 电路; (b) 波形

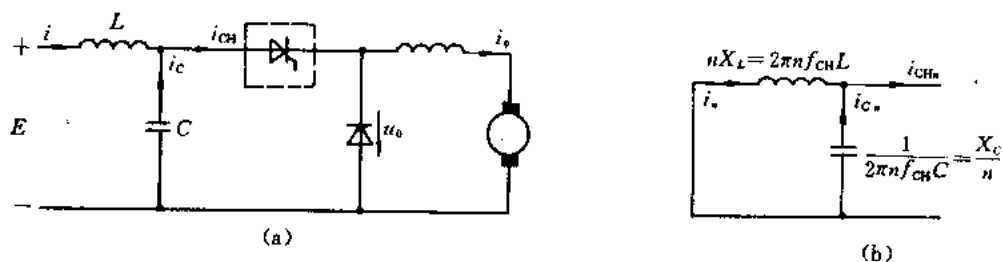


图 5.15 斩波器输入端加 L-C 滤波

(a) 电路; (b) 等值电路

$$f_r \text{ 为 } LC \text{ 的谐振频率, } f_r = \left(\frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \right).$$

式(5.81)表明, f_r 同 f_{CH} 不能相等, 否则将产生谐振, 引起大的谐振电流。其中最危险的情况发生在 $n=1, f_r=f_{CH}$ 条件下。为了避免这种谐振现象, 通常要求

$$f_{CH} = (2 \sim 3) f_r \quad (5.82)$$

在这样的条件下, 电源的谐波电流可近似为

$$I_n \approx \left(\frac{f_r}{n f_{CH}} \right)^2 I_{CHn} \quad (5.83)$$

由式(5.83)可知, 可以有以下方法来降低电源输入端的谐波电流:

- (1) 提高斩波频率(f_{CH})
- (2) 降低 L-C 的谐振频率(f_r)
- (3) 减少斩波器中的电流脉动幅值。

提高 f_{CH} , 可以采用新型场控制器件。然而降低 f_r 却带来滤波器尺寸的增大。减少斩

波器中的电流脉动幅值,可采用多个斩波器错位并联的办法,如图 5.16(a)所示。若将两个或多个斩波器并联,而且彼此错开相位,则能降低整体斩波器的脉动电流幅值,并增加其脉动频率。其结果是电源输入端谐波电流显著减小。

图 5.16(a)是两个斩波器并联运行接线电路。图 5.16(b)、(c)以及(d)给出同相和错位运行时的波形。若采用 $k=0.5$ 的错位运行,在理想条件下,电源输入端电流为无脉动的直流,且其幅值仅为电动机电流的 $1/2$ 。

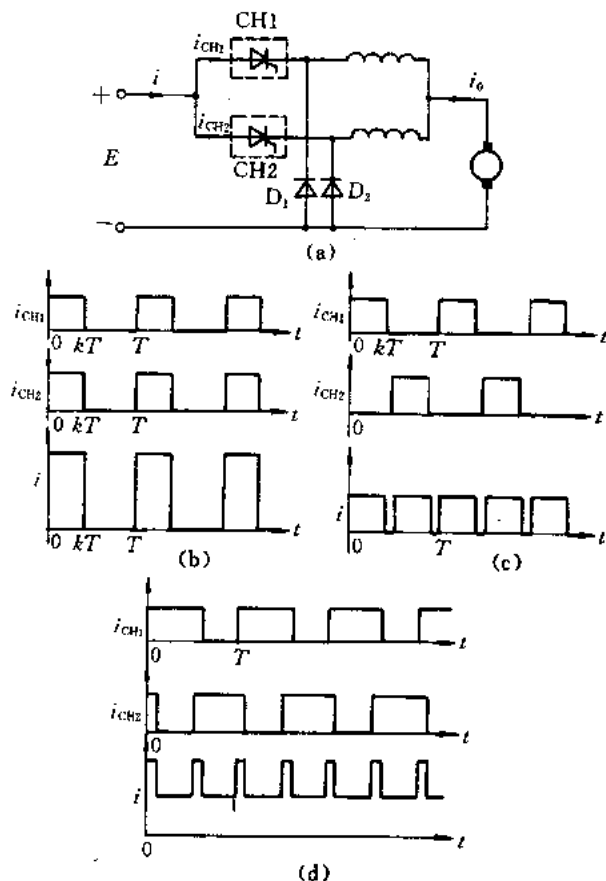


图 5.16 两个斩波器并联运行
(a) 电路; (b) 同相运行($k=0.4$);
(c) 错位运行($k=0.4$); (d) 错位运行($k=0.6$)

5.8 斩波器的电路结构

利用基本斩波电路可以组成各种电路结构,使负载工作在不同象限,如表 5.1 所示。

第一象限和第二象限斩波器前面已讲过了。第一象限斩波器适合于电机的电动运行方式,而第二象限斩波器适合于电机的再生制动工作方式。

把前面两种斩波器合并而成 A 型两象限斩波器。其特点是,输出电压 E_o 方向不能改变,而输出电流可逆,所以功率流向可逆。显然 A 型两象限斩波器对于电动机的电动运行和再生制动运行都是适用的。

B 型两象限斩波器是一种桥式结构。其特点是,输出电压可以改变极性,而输出电流不可逆,所以功率流向可逆。因此它亦适合于电机两象限运行。

四象限斩波器是将两台 A 型两象限斩波器组合而成。做这样的安排之后,输出电压和电流的方向均可改变,因此它适合于可逆再生制动的传动系统

思考与练习五

5.1 场控器件的应用对 DC/DC 变换器的发展有何影响?

5.2 场控的 DC/DC 变换技术对新一代整流电源的诞生起什么作用?

5.3 如图题 5.3 所示,当电感 L 中的电流为 i_L 时,接通开关管 Q ,那么 Q 管在开通瞬间流过的电流是否就是 i_L ? 为什么?

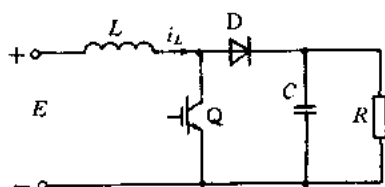


图 题 5.3

5.4 请简述 Buck-Boost 电路同 Cuk 电路的异同点。

5.5 试比较 Buck 电路和 Boost 电路中有源开关器件的开关损耗。

5.6 开关器件的开关损耗大小同哪些因素有关?

5.7 为什么使用场控器件作为斩波电路的开关元件时,就不容易发生斩波频率与滤波网络谐振问题?

5.8 使用错位斩波电路有什么优点?

5.9 本章图 5.10 电路是从哪一种逆阻晶闸管斩波电路演变过来的? 并说明其演变过程?

5.10 试以本章图 5.9(a)为例,说明电路对逆阻晶闸管哪些动态参数提出比较严格的要求?

5.11 试以 Buck 电路为例,推导电容器 C 上的脉动电压 Δu_C 公式(写出推导过程)。