

第5章

直流斩波电路

直流斩波电路(DC Chopper)也称为直流-直流变换电路(DC-DC Converter),其功能是改变和调节直流电的电压和电流,使直流电转变为另一种固定的或者可调的直流电。根据电路结构的不同,直流斩波电路包括降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路、Cuk 斩波电路、Sepic 斩波电路和 Zeta 斩波电路等多种结构形式。此外,上述这些不同的基本斩波电路可组合构成复合斩波电路,包括半桥可逆斩波电路和全桥可逆斩波电路。本章主要介绍上述基本的直流斩波电路和复合斩波电路。

5.1 降压斩波电路

降压斩波电路(Buck Chopper)如图 5.1(a)或(b)所示,其中开关管 V 为主要控制元件,图中使用的是 IGBT; 二极管 D 用于电路的续流; 电感 L 起到储能和滤波的作用; 电路的负载可采用电阻、电感或电容等负载,也可以是直流电动机电枢等。在后一种情况下,电路负载会出现反电动势,因此也称为反电动势负载,在图 5.1(b)中反电动势负载以直流伺服电动机为例。一般来说,电路的电感电流 i_L 是一直连续的,但如果占空比较小或电感较小,电感 L 将会储能不足,电感电流出现断续。根据电感电流在开关管 V 关断期间是否出现断续,可将降压斩波电路工作模式分为电感电流连续模式(CCM)和电感电流断续模式(DCM)。为简化分析,本章的电路分析中出现的开关器件均为理想器件,即不存在开通和关断延迟,且导通后的器件压降为零。

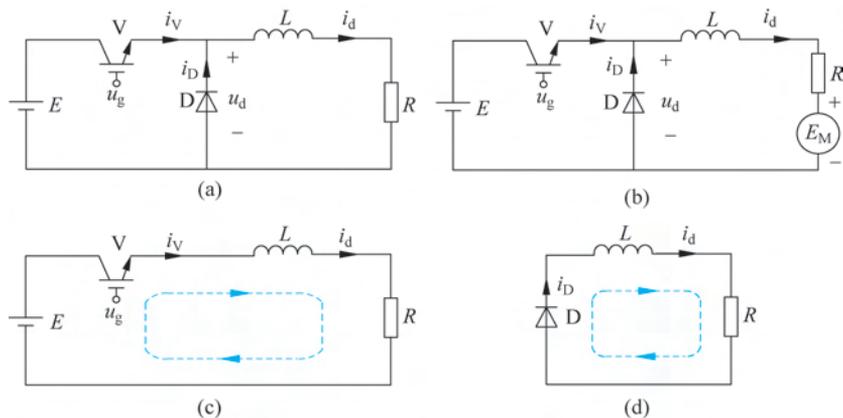


图 5.1 降压斩波电路原理图

5.1.1 电感电流连续模式

以图 5.1(a)所示电路为例,电感电流连续模式下,整个工作期间内流经电感 L 电流的绝对值一直大于或等于零。一般而言,周期性出现的电流为零且即刻转正的情况也被视为电感电流连续,通常称为电流临界连续导通模式(CRM),也视为电感电流连续模式的特殊情况。

1. 阻感负载

$t=0$ 时,给 IGBT 栅极施加驱动信号,IGBT 导通,如图 5.1(c)所示,此时电流从电源正极流经 IGBT 向负载供电,负载两端电压 $u_d=E$,二极管 D 截止。列出 IGBT 导通期间的电压方程

$$E = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (5.1)$$

假设 i_d 的初始值为 I_0 ,时间常数 $\tau=R/L$,求解上述方程(5.1)可得流经电感或 IGBT 的电流

$$i_d = i_V = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (5.2)$$

在该时间区间内,电感储能,负载电流呈现式(5.2)中的指数曲线上升的趋势,至 $t=t_1$ 时刻,电流达到 I_{t1} 。同时开关管关断,电路通过二极管 D 进行续流,负载电压 $u_d=0$,波形如图 5.2(c)所示,负载电压平均值为

$$U_d = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} E = \frac{T_{on}}{T} E = \alpha E \quad (5.3)$$

式中, T 为开关周期, T_{on} 为一个开关周期内开关管 V 导通的时间, T_{off} 为开关管关断的时间。定义 $\alpha = \frac{T_{on}}{T} \leq 1$ 为占空比。由式(5.3)可知,电路输出负载电压的平均值 $U_d \leq E$,因而称其为降压斩波电路。同时可通过调节 α 的大小改变负载电压的平均值,减小 α 的数值,负载电压 U_d 的值同步减小。观察图 5.2(c),负载电压存在较大的脉动,为减小脉动,可在负载电阻 R 两端并联一个滤波电容,当电容很大时,负载电压脉动非常小,可视为恒定值,但实际应用中由于电容大小存在限制,不能保证完全消除负载侧电压的脉动。

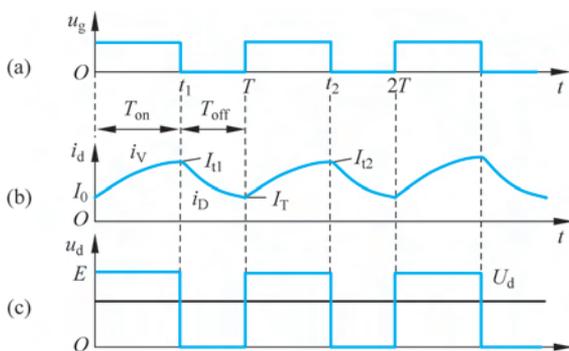


图 5.2 电感电流连续时降压斩波电路波形图(带阻感负载)

如图 5.1(d)所示,此时电感 L 放电,电流指数曲线下降,电流从电感流向电阻 R ,经二极管 D 续流后流回电感负极。电流回路中电感 L 给电阻 R 供电,负载电流满足方程

$$0 = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d \quad (5.4)$$

i_d 初始值为 I_{t1} , 求解方程(5.4)可得

$$i_d = i_D = I_{t1} e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} \quad (5.5)$$

当 $t=T$ 时, 一个开关周期结束, 开关管在栅极脉冲的驱动下再次导通和关断, 重复上一周期的工作过程。在图 5.2(a) 给定的驱动信号下, 电流 i_d 的波形如图 5.2(b) 所示, 之后的每一个开关周期, 开关管导通和关断时, i_d 的初始值都等于 I_0 和 I_{t1} 。在第二个周期, 则有 $I_T = I_0$ 和 $I_{t2} = I_{t1}$ 。

2. 反电动势负载

如图 5.1(b) 所示, 在开关管 V 导通时的电路方程为

$$E = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E_M \quad (5.6)$$

此时仍然假定电流初始值 $i_d = I_0$, 且时间常数 $\tau = R/L$, 代入上式求解可得

$$i_d = i_V = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E - E_M}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (5.7)$$

当开关管 V 关断时, 电感 L 放电并通过二极管 D 续流, 满足

$$0 = L \frac{di_d}{dt} + Ri_d + E_M \quad (5.8)$$

以 I_{t1} 为关断时刻电流 i_d 的初始值, 对上述方程求解, 可得

$$i_d = i_D = I_{t1} e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} - \frac{E_M}{R} (1 - e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}}) \quad (5.9)$$

在此开关周期内, 带反电动势负载的降压斩波电路负载电压和电流的波形图与带阻感负载的情况下的波形图 5.2 相似, 此处不再重复绘制。

当电感电流连续时, 有

$$i_d \Big|_{t=T_{on}} = I_{t1} = I_0 e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} + \frac{E - E_M}{R} (1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}) \quad (5.10)$$

$$i_d \Big|_{t=T} = I_T = I_0 = I_{t1} e^{-\frac{T_{off}}{\tau}} - \frac{E_M}{R} (1 - e^{-\frac{T_{off}}{\tau}}) \quad (5.11)$$

令 $\rho = T/\tau$, $m = E_M/E$, $t_1/\tau = \frac{t_1 T}{T \tau} = \alpha\rho$, 联立上述两式可求得

$$I_0 = \left(\frac{e^{\frac{1}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right) \frac{E}{R} - \frac{E_M}{R} = \left(\frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^\rho - 1} - m \right) \frac{E}{R} \quad (5.12)$$

$$I_{t1} = \left(\frac{1 - e^{-\frac{1}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \frac{E}{R} - \frac{E_M}{R} = \left(\frac{1 - e^{-\alpha\rho}}{1 - e^{-\rho}} - m \right) \frac{E}{R} \quad (5.13)$$

式中, I_0 和 I_{t1} 分别是负载电流的最小瞬时值和最大瞬时值, 用对上述两式使用泰勒级数线性近似, 可得在电感 L 无穷大时, 负载电流完全平直时的电流平均值 I_d 。

$$I_0 \approx I_{t1} \approx \frac{(\alpha - m)E}{R} = I_d \quad (5.14)$$

$$I_d = \frac{\alpha E - E_M}{R} \quad (5.15)$$

在负载电流平直的情况下, 电源电流平均值 I_1 为

$$I_1 = \frac{T_{\text{on}}}{T} I_d = \alpha I_d \quad (5.16)$$

根据电路输入功率与输出功率相等, 有

$$U_d I_d = E I_1 \quad (5.17)$$

因此负载电压的平均值为

$$U_d = \frac{E I_1}{I_d} = \frac{E \alpha I_d}{I_d} = \alpha E \quad (5.18)$$

在斩波电路中, 如果占空比较大或者电感 L 足够大时, 负载电流不会衰减至零, 但占空比较小时, 一旦电感 L 在开关管 V 导通期间储能不足, 将会出现电感电流断续的模式。

5.1.2 电感电流断续模式

电感电流断续是指在一个开关周期内, 电感的电流有一段时期等于零, 因此出现了电流断流的情况。

1. 阻感负载

在开关管 V 导通时, 电感 L 充电, 由于电感的时间常数远大于电路的开关周期, 因此电感电流可以视为线性增长, 在 $t = t_1$ 时刻达到最大值。在开关管 V 关断后, 电感 L 释放开关管导通期间储存的电能, 电感电流下降, 但由于占空比 α 较小或电感 L 不够大, 电感在开关管导通期间储能不足, 在 $t = T_{\text{on}} + t_x$ 且 $t < T$ 时负载电流已经下降至零, 电流 i_d 和负载电压 u_d 的波形如图 5.3 所示。

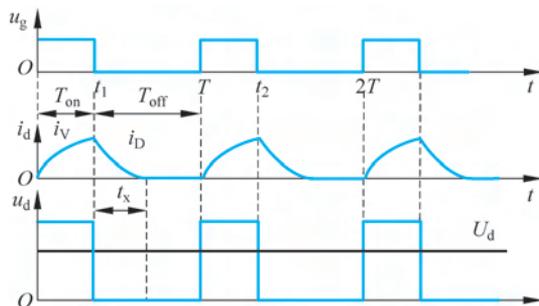


图 5.3 电感电流断续时降压斩波电路波形图(带阻感负载)

在开关周期内负载电压和电流的平均值为

$$U_d = \frac{T_{\text{on}}}{T} E = \alpha E \quad (5.19)$$

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{\alpha E}{R} \quad (5.20)$$

当电路处于临界连续导通模式时,在开关管关断期间内电感电流下降的绝对值为

$$\Delta i_L = \int_{t_1}^T \frac{U_d}{L} dt = \frac{U_d}{L} (T - t_1) = \frac{U_d}{L} (1 - \alpha) T \quad (5.21)$$

同时,负载电流平均值 I_d 与 Δi_L 之间满足如下关系:

$$\Delta i_L = 2I_d \quad (5.22)$$

联立式(5.20)~式(5.22),可得临界连续情况下的电感值

$$L_C = \frac{(1 - \alpha)}{2} RT = \frac{U_d (1 - \alpha)}{2I_d} T = \frac{U_d^2 (1 - \alpha)}{2P} T \quad (5.23)$$

式中, $P = U_d I_d$ 为输出功率。

2. 反电动势负载

当电感 L 储能不足时,电流 i_d 在 $t = T_{\text{on}} + t_x$ 时刻出现断续,直至下一个开关周期电流一直保持为零,因此 $I_T = I_0 = 0$ 。当 $t = 0$ 时,开关管 V 导通,电源 E 给负载供电,电感 L 充电,负载电流上升,负载两端电压等于电源电压。当 $t = t_1$ 时,开关管 V 关断,电感 L 通过二极管 D 续流放电,负载电流下降。当 $t = T_{\text{on}} + t_x$ 时,电感 L 储能已全部释放,负载电流下降至零,此时由于负载连接有直流伺服电动机,负载侧电压 $u_d = E_M$,因此电流断续时负载电压平均值相比于电流连续时有所抬高。负载电流 i_d 和电压 u_d 的波形如图 5.4 所示。

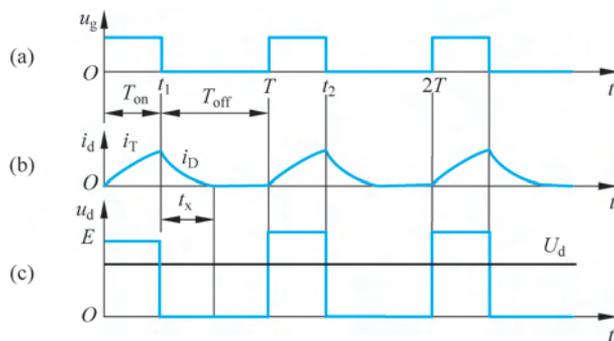


图 5.4 电感电流断续时降压斩波电路波形图(带反电动势负载)

当 $t = t_1 + t_x$ 时, $i_D = 0$, 利用式(5.7)和式(5.9)可得

$$t_x = \tau \ln \left[\frac{1 - (1 - m) e^{-\alpha \rho}}{m} \right] \quad (5.24)$$

当开关周期还未结束时,电流断续,此时 $t_x < T_{\text{off}}$, 因此可得电流断续的条件为

$$m > \frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^\rho - 1} \quad (5.25)$$

对于 Buck 斩波电路,可根据式(5.25)判断电路是否出现电感电流断续的情况。

在电感电流断续的模式下,当负载电流下降至零时,负载两端电压等于电动机反电动势,电路负载电压和电流的平均值分别为

$$U_d = \frac{T_{\text{on}}E + (T - T_{\text{on}} - t_x)E_M}{T} = \left[\alpha + \left(1 - \frac{T_{\text{on}} + t_x}{T}\right)m \right] E \quad (5.26)$$

$$I_d = \left(\alpha - \frac{T_{\text{on}} + t_x}{T}m \right) \frac{E}{R} = \frac{U_d - E_M}{R} \quad (5.27)$$

例 5-1 已知降压变压器如图 5.5 所示,其工作电压为 $10\text{V} < E < 20\text{V}$,输出电压为 5V ,负载电阻将在 $1\Omega < R < 10\Omega$ 变化,求工作频率为 50kHz 和 10kHz 时的临界电感值。

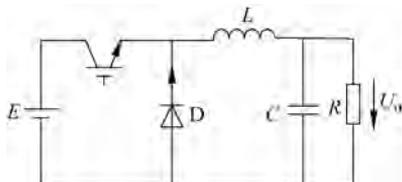


图 5.5 Buck 变换器电路

解: (1) 占空比的范围:

$$\alpha = \frac{U_d}{E}, \quad \frac{U_d}{E_{\text{max}}} < \alpha < \frac{U_d}{E_{\text{min}}}$$

即

$$\frac{5}{20} < \alpha < \frac{5}{10}$$

所以,

$$0.25 < \alpha < 0.5$$

$$(2) L_c = \frac{(1-\alpha)RT}{2}$$

当 $f = 50\text{kHz}$, $T = 20 \times 10^{-6}\text{s}$ 时,有

$$L_{c50} = \frac{(1-0.25) \times 10 \times 20 \times 10^{-6}}{2} = 75\mu\text{H}$$

当 $f = 10\text{kHz}$, $T = 100 \times 10^{-6}\text{s}$ 时,有

$$L_{c10} = \frac{(1-0.25) \times 10 \times 100 \times 10^{-6}}{2} = 375\mu\text{H}$$

5.2 升压斩波电路

升压斩波电路(Boost Chopper)的原理图如图 5.6(a)所示,包括全控型器件 V、电感 L 、二极管 D、电容 C 和电阻 R ,主要用于将直流电压转换为高于原值的直流电压,其

电路运行模式也包括电感电流连续和电感电流断续两种情况。

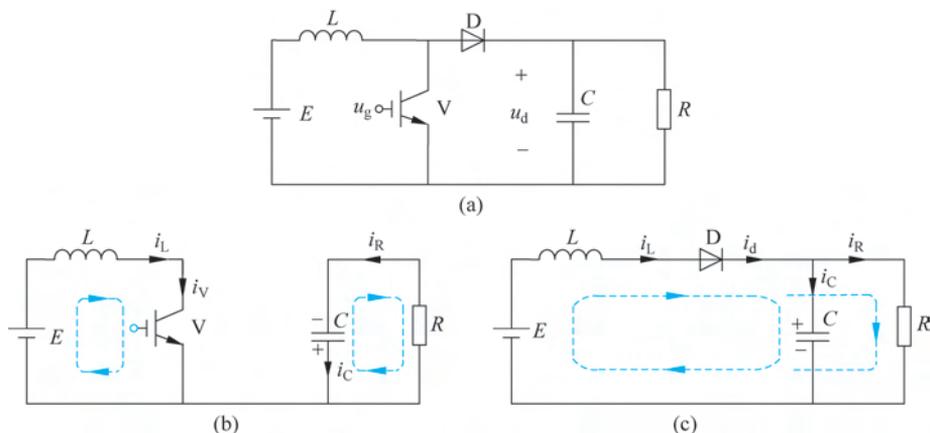


图 5.6 升压斩波电路原理图

5.2.1 电感电流连续模式

1. 阻感负载

当开关管 V 导通时,电流从电源正极出发流经电感 L 后直接经过开关管 V 流回电源负极,电感储能,电流 i_L 上升,电容 C 给负载电阻 R 供电,电流由 C+ 流向 R 后流回 C-,形成电流回路,二极管 D 的单向导电性阻止了电流从电容 C 流向开关管 V。此时电路存在两个电流回路,可列出电源端的电路方程

$$E = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.28)$$

在 $t=0$ 时 i_L 的初始值为 I_0 ,开关管 IGBT 在一个开关周期 T 内的导通时间为 T_{on} ,占空比 $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$ 。当 $t=t_1$ 时,开关管关断,此时关断电流为

$$i_L|_{t=t_1} = I_{t1} = I_0 + \frac{E}{L}\alpha T \quad (5.29)$$

当开关管 V 关断时,二极管 D 导通,电感 L 释放电能,电流 i_L 下降,电源 E 和电感 L 同时作用于电容 C 和负载电阻 R,电容 C 储存电能,若电容足够大,则电容两端电压 u_d 波动很小($u_d \approx U_d$),此时的电路方程为

$$E + L \frac{di_L}{dt} = U_d \quad (5.30)$$

以 I_{t1} 为 $t=t_1$ 时刻电感电流 i_L 的初始值,在 $t=T$ 时刻,开关管由关断转变为导通,有

$$i_L|_{t=T} = I_T = I_{t1} - \frac{E - U_d}{L}(1 - \alpha)T \quad (5.31)$$

当电路处于稳态时,有 $I_0 = I_T$ 成立,联立式(5.29)与式(5.31),可得

$$U_d = \frac{E}{1-\alpha} \quad (5.32)$$

由于 $\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T} \leq 1$, $\frac{1}{1-\alpha} \geq 1$, $U_d \geq E$, 负载侧电压大于电源电压,故该电路称为升压斩波电路。 α 的值越接近于 1 时, U_d 的平均值越大,但受元件实际参数的限制, α 值的选取存在一定的范围。当占空比 α 较大时,电感电流 i_L 连续,此时升压斩波电路的波形图如图 5.7 所示。该电路之所以能够完成升压功能,主要原因在于: ①电感 L 在 V 导通时的储能,将在 V 断开后释放,从而起到电压泵升的作用; ②电容 C 充电后起稳压作用。

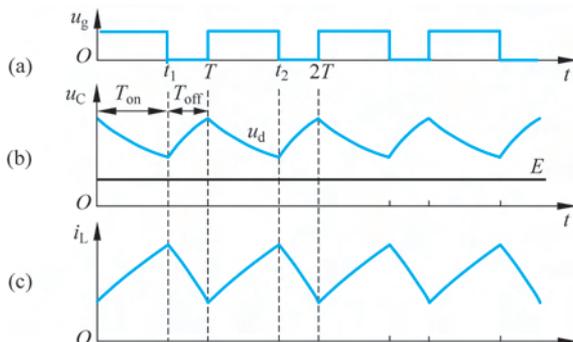


图 5.7 电感电流连续时升压斩波电路波形图(带阻感负载)

升压斩波电路在运行时需采取一定的过电压保护措施,这是因为一旦电容的充电电流大于放电电流,将会导致负载侧电压不断升高,使得电路元器件受损,因此升压斩波电路一般不允许轻载或空载运行。

2. 直流电动机传动

升压斩波电路应用于直流电动机传动时,电路工作原理图如图 5.8(a)所示,直流电源相当于电路的负载,由于电动势电压基本恒定,因此可以在电路中省去电容器,此时直流电动机制动产生回馈电动势 E_M 。

当开关管 V 导通时,电动机电枢电流 i_1 满足如下电路方程:

$$L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_M \quad (5.33)$$

电流初始值为 I_0 , 且 $\tau = R/L$, 求解上式可得

$$i_1 = I_0 e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E_M}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (5.34)$$

当开关管 V 关断时,电动机电枢电流 i_2 满足如下电路方程:

$$L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 = E_M - E \quad (5.35)$$

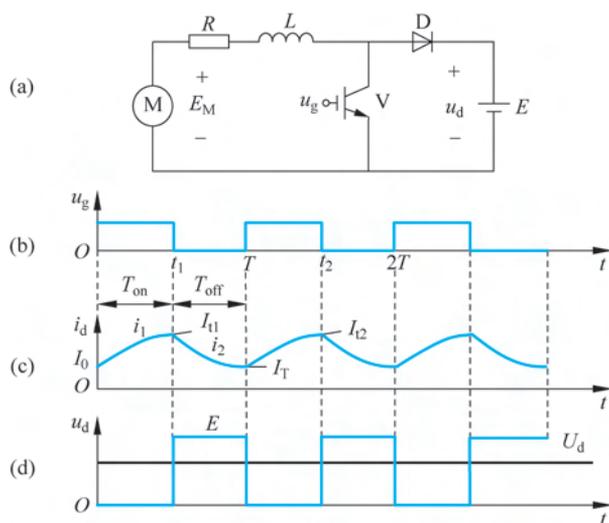


图 5.8 电感电流连续时升压斩波电路原理图和波形图(直流电动机传动)

以 I_{t1} 为关断时刻电流的初始值,求解上式可得

$$i_2 = I_{t1} e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}} - \frac{E - E_M}{R} (1 - e^{-\frac{t-T_{on}}{\tau}}) \quad (5.36)$$

当电感电流连续时,有

$$i_1 \Big|_{t=T_{on}} = I_{t1} = I_0 e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} + \frac{E_M}{R} (1 - e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}) \quad (5.37)$$

$$i_2 \Big|_{t=T} = I_T = I_0 = I_{t1} e^{-\frac{T_{off}}{\tau}} - \frac{E - E_M}{R} (1 - e^{-\frac{T_{off}}{\tau}}) \quad (5.38)$$

令 $\rho = T/\tau$, $m = E_M/E$, $t_1/\tau = \frac{t_1 T}{T \tau} = \alpha\rho$, $\beta = 1 - \alpha$, 联立上述两式可求得

$$I_0 = \frac{E_M}{R} - \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{off}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \frac{E}{R} = \left(m - \frac{1 - e^{-\beta\rho}}{1 - e^{-\rho}} \right) \frac{E}{R} \quad (5.39)$$

$$I_{t1} = \frac{E_M}{R} - \left(\frac{e^{-\frac{T_{on}}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \frac{E}{R} = \left(m - \frac{e^{-\alpha\rho} - e^{-\rho}}{1 - e^{-\rho}} \right) \frac{E}{R} \quad (5.40)$$

由图 5.8 可得 I_0 和 I_{t1} 分别表示负载电流的最小和最大瞬时值,用泰勒级数对上述两式进行线性近似,可得在电感 L 无穷大时,负载电流完全平直时的平均值 I_d 。

$$I_0 \approx I_{t1} \approx (m - \beta) \frac{E}{R} \quad (5.41)$$

$$I_d = (m - \beta) \frac{E}{R} = \frac{E_M - \beta E}{R} \quad (5.42)$$

5.2.2 电感电流断续模式

1. 阻感负载

当电感 L 较小或占空比较小时,电感在开关管导通期间储能较少,电感 L 在充电期间储存的电能将不足以支撑开关管关断期间电能的释放,那么升压斩波电路的电感电流将会出现断续的情况。

当开关管 V 导通时,电感 L 充电,由于电感的时间常数远大于电路的开关周期,因此电感电流可以视为线性增长,电感电流 i_L 直线上升。导通期间电感电流的增量为

$$\Delta i_L = \int_0^{t_1} \frac{E}{L} dt = \frac{E}{L} t_1 = \frac{E}{L} \alpha T \quad (5.43)$$

当升压变换器工作在电感电流临界连续时,有

$$\Delta i_L = 2I_1 \quad (5.44)$$

式中, I_1 为电源电流,忽略电路损耗,升压斩波电路的输入功率等于输出功率,即

$$EI_1 = U_d I_d \quad (5.45)$$

因此有

$$I_1 = \frac{U_d}{E} I_d = \frac{1}{1-\alpha} I_d \quad (5.46)$$

联立式(5.43)~式(5.45),可得临界条件

$$\frac{E}{L} \alpha T = 2 \frac{U_d I_d}{E} \quad (5.47)$$

在 $t=t_1$ 时刻开关管 V 关断, i_L 达到最大值,之后电源 E 结束给电感 L 充电,电感 L 和电源 E 同时向电容 C 和电阻 R 提供电能,电感 L 放电,电感电流 i_L 下降,当 $t=T_{on}+t_x$ 时,电感电能释放完全,电感电流 i_L 下降为零,之后一直保持零至下一个开关周期。与 CCM 模式下的电压一致,当电路处于稳态时,电路负载电压的平均值为

$$U_d = \frac{E}{1-\alpha} \quad (5.48)$$

可通过调节占空比 α 调整输出电压值。升压斩波电路在电感电流断续时的波形图如图 5.9 所示。联立式(5.47)和式(5.48),可得电感电流临界连续时的**临界电感值**

$$L_C = \frac{R}{2} \alpha (1-\alpha)^2 T \quad (5.49)$$

当电感值小于临界电感值时,斩波电路的电感电流将会断续。

2. 直流电动机传动

当电感 L 储能不足时,电流出现断续,因此有 $I_T = I_0 = 0$ 。开关管 V 导通时,电感 L 充电,负载电流上升,受开关管作用,负载端电压等于零。当 $t=t_1$ 时,开关管关断,电感 L 放电,负载电流下降,负载端电压等于电源电压。至 $t=T_{on}+t_x$ 时,电感 L 储能释放

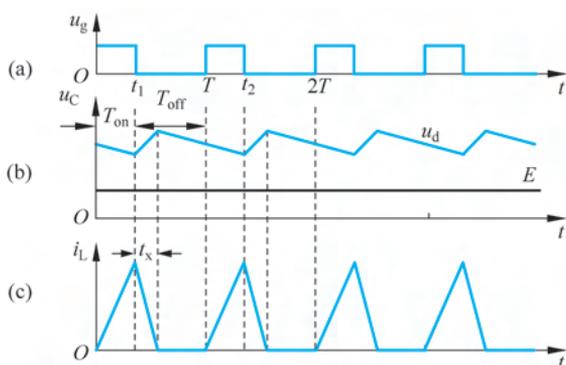


图 5.9 电感电流断续时升压斩波电路波形图(带阻感负载)

完全,负载电流已经下降至零。负载电流 i_d 和电压 u_d 的波形如图 5.10 所示。

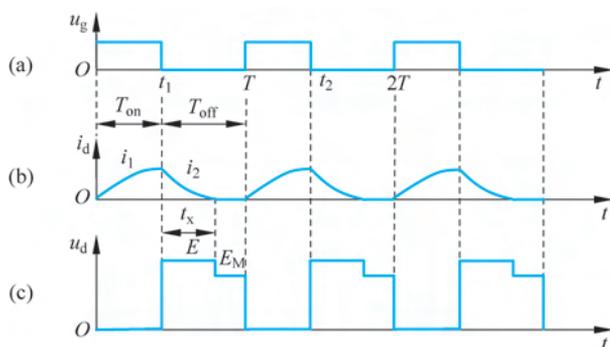


图 5.10 电感电流断续时升压斩波电路波形图(直流电动机传动)

将 $I_0=0$ 代入式(5.37)可求解得 I_{t1} 的值,并当 $t=T_{on}+t_x$ 时,电流 $i_2=0$ 代入式(5.36)可求得

$$t_x = \tau \ln \frac{1 - m e^{-\frac{T_{on}}{\tau}}}{1 - m} \quad (5.50)$$

当开关周期还未结束时,电流断续,此时 $t_x < T_{off}$,因此可得电流断续的条件为

$$m < \frac{1 - e^{-\beta\rho}}{1 - e^{-\rho}} \quad (5.51)$$

对于升压斩波电路,可根据上式判断电路是否出现电感电流断续的情况。

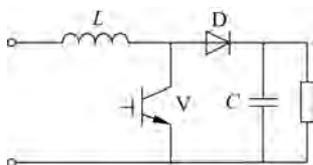


图 5.11 例 5-2 的升压斩波电路

例 5-2 如图 5.11 所示的电路工作在电感电流连续的情况下,器件 V 的开关频率为 100kHz,电路输入电压为交流 220V,当 R_L 两端电压为 400V 时:

- (1) 求占空比的大小。
- (2) 当 $R_L=40\Omega$ 时,求维持电感电流连续时的临界电感值。

解：(1) 由题意可知：

$$U_d = \frac{E}{1-\alpha}$$

$$\alpha = -\frac{E-U_d}{U_d} = \frac{400-220}{400} = 0.45$$

(2) 电感电流临界连续的电流平均值

$$I_{ok} = \frac{U_d}{R} = \frac{400}{40} = 10\text{A}$$

因此, 临界电感

$$L_C = \frac{\alpha T}{2I_{ok}} E = \frac{0.45 \times 0.01 \times 10^{-3}}{2 \times 10} \times 220 = 49.5\mu\text{H}$$

例 5-3 一升压换流器由理想元件构成, 输入 E 在 $8\sim 16\text{V}$ 变化, 通过调整占空比使输出 $U_d=24\text{V}$ 固定不变, 最大输出功率为 5W , 开关频率为 20kHz , 输出电容足够大, 求使换流器工作在连续电流方式的最小电感。

解：由 $U_d=24\text{V}$ 固定不变, 最大输出功率为 5W 可知

$$R = \frac{U_d^2}{P} = \frac{24^2}{5} = 115.2\Omega$$

当输入为 8V 时, 有

$$U_d = \frac{1}{1-\alpha_8} E \Rightarrow \alpha_8 = 1 - \frac{8}{24} = \frac{2}{3}$$

当输入为 16V 时, 有

$$U_d = \frac{1}{1-\alpha_{16}} E \Rightarrow \alpha_{16} = 1 - \frac{16}{24} = \frac{1}{3}$$

则实际工作时的占空比范围为

$$\alpha = \frac{1}{3} \sim \frac{2}{3}$$

由电流断续条件公式可得

$$\frac{L}{RT} \geq \frac{\alpha(1-\alpha)^2}{2}$$

即

$$L \geq \frac{\alpha(1-\alpha)^2 RT}{2}$$

$\alpha(1-\alpha)^2$ 在 $\alpha = \frac{1}{3} \sim \frac{2}{3}$ 范围内是单调下降的, 在 $1/3$ 处有最大值, 所以,

$$L \geq \frac{\alpha(1-\alpha)^2 RT}{2} = \frac{\frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{3}\right)^2 \times 115.2 \times \frac{1}{20000}}{2} = 0.43\text{mH}$$

例 5-4 一升压变换器如图 5.6(a) 所示, 输入电压 E 在 $18\sim 54\text{V}$ 变化, 通过调整占空比使输出 $U_d=72\text{V}$ 固定不变, 最大输出功率为 180W , 开关频率为 15kHz , 输出电容足

够大,求使换流器工作在连续电流方式的最小电感。

解: 根据输入输出要求,确定占空比范围

$$\frac{U_d}{E_{\min}} = \frac{72}{18} = \frac{1}{1 - \alpha_{\max}} \Rightarrow \alpha_{\max} = 0.75$$

$$\frac{U_d}{E_{\max}} = \frac{72}{54} = \frac{1}{1 - \alpha_{\min}} \Rightarrow \alpha_{\min} = 0.25$$

根据最大输出功率确定电路的最小负荷

$$R_{\min} = \frac{U_d^2}{P_{\max}} = \frac{72^2}{180} = 28.8\Omega$$

因此可得临界电感值为

$$L_C = \frac{R_{\min}}{2} \alpha_{\min} (1 - \alpha_{\min})^2 T = \frac{28.8}{2} \times 0.25 \times (1 - 0.25)^2 \times \frac{1}{15000} = 135\mu\text{H}$$

5.3 升降压斩波电路

5.3.1 Buck-Boost 斩波电路

升降压斩波电路(Buck-Boost Chopper)如图 5.12(a)所示,工作状态分为电感电流连续和电感电流断续两种模式。

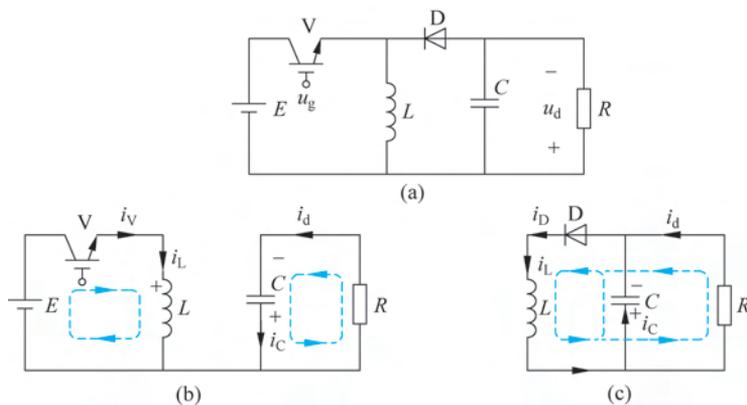


图 5.12 升降压斩波电路原理图

1. 电感电流连续

开关管 V 导通时,如图 5.12(b)所示,电路存在两个电流回路。电源端电源通过开关管 V 给电感 L 充电,电感电流 i_L 上升;负载端电容 C 放电,给负载电阻 R 提供电流。此时开关管 D 受反向电压作用关断,阻止了电流从电容流回电源端。

在开关管 V 导通时,电感电流 i_L 的初始值假定为 I_0 ,当 $t = t_1$ 时开关管关断,电感电流为

$$i_L|_{t=t_1} = I_{t1} = I_0 + \frac{E}{L}\alpha T \quad (5.52)$$

式中, $\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T}$ 为占空比, I_{t1} 为开关管关断时刻的电感电流, 即开关管导通时电感电流所达到的最高值。

开关管 V 关断时, 如图 5.12(c) 所示, 电路只有一个电流回路。电感 L 释放电能, 电感电流 i_L 下降。电感 L 给电容 C 和电阻 R 同时提供电能, 电容 C 充电储存电能, 电流从电感分支流向电容和电阻并联通路, 汇合后通过二极管流回电感, 形成电流回路。关断时刻电感电流 i_L 的初始值为 I_{t1} , 当 $t = T$ 时, 一个开关周期结束, 开关管由关断再次导通, 此时电感电流为

$$i_L|_{t=T} = I_T = I_{t1} - \frac{U_d}{L}(1-\alpha)T \quad (5.53)$$

联立式(5.52)和式(5.53), 可得输出电压的平均值

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha}E \quad (5.54)$$

U_d 的大小与占空比 α 的数值有关, 当 $0 \leq \alpha \leq 0.5$ 时, $U_d \leq E$; 当 $0.5 < \alpha < 1$ 时, $U_d > E$ 。因此通过调节占空比 α , 可使电路的输出电压小于或大于电源电压, 因此称此电路为升降压斩波电路, 其波形图如图 5.13 所示。

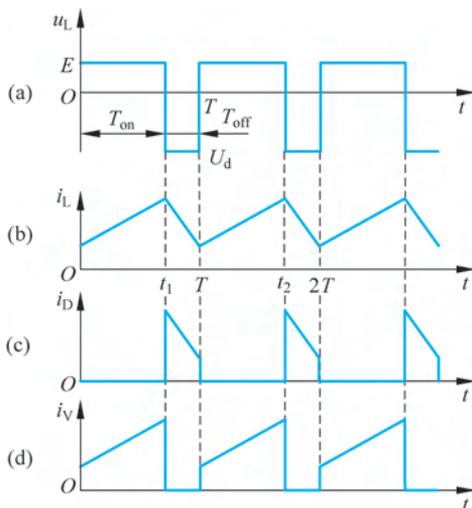


图 5.13 电感电流连续时升降压斩波电路波形图

2. 电感电流断续

开关管 V 在 $t=0$ 时导通, 电源 E 给电感 L 充电, 电感两端电压 u_L 等于电源电压, 电感电流 i_L 上升。在 $t=t_1$ 时开关管关断, 电感 L 与阻感负载组成回路, 电感电压 $u_L = -u_d$, 电感释放电能, 电感电流 i_L 从 I_{t1} 开始下降, 但电感电流断续模式中电感 L 在开关管导

通时储存的电感较少,电感电流 i_L 上升到达的最高点 I_{L1} 也较小,开关周期 T 还未结束,电感电流 i_L 已经下降至零,出现电流断续,此时电感两端电压也为零,之后电感电流和电压一直保持为零直至开关周期结束。电感电流断续时升降压斩波电路的波形图如图 5.14 所示,开关管 V 导通时,流经 V 的电流 i_V 与电感电流相同,开关管 V 关断时,二极管 D 导通,流经 D 的电流 i_D 与电感电流相同。

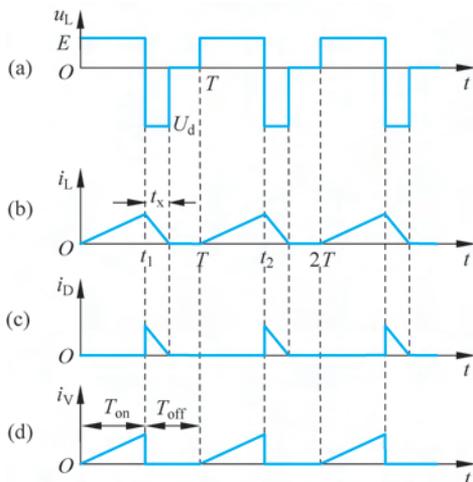


图 5.14 电感电流断续时升降压斩波电路波形

例 5-5 一台运行在 20kHz 开关频率下的降压-升压换流器由理想元件构成,其中 $L=0.05\text{mH}$,输入电压 $E=15\text{V}$,输出电压 $U_d=10\text{V}$,可提供 10W 的输出功率,并且输出端电容足够大,此时电路处于电流连续模式,试求其占空比 α 。

解: 由题设可知,降压-升压换流器处在电流连续模式,此时,

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E \Rightarrow \alpha = \frac{U_d}{U_d + E} = \frac{10}{10 + 15} = 0.4$$

5.3.2 Cuk 斩波电路

Cuk 斩波电路(Cuk Chopper)如图 5.15 (a) 所示,相比于 Buck-Boost 斩波电路,该电路多了一个电感和电容。Cuk 斩波电路在电源端和负载端都串联了一个电感,相比于升降压斩波电路,有效减小了输入电源电流和输出负载电流的脉动,大幅削弱了对电源和负载的电磁干扰作用。

1. 电感电流连续

开关管 V 导通时,如图 5.15(b)所示,电路存在两个电流回路,电流从电源正极出发给电感 L_1 充电,流经开关管 V 后回到电源负极形成回路一;电容 C_1 放电流经开关管 V 后给电容 C_2 、电阻 R 和电感 L_2 供电,电流流回电容 C_1 形成回路二。在导通时间内电感

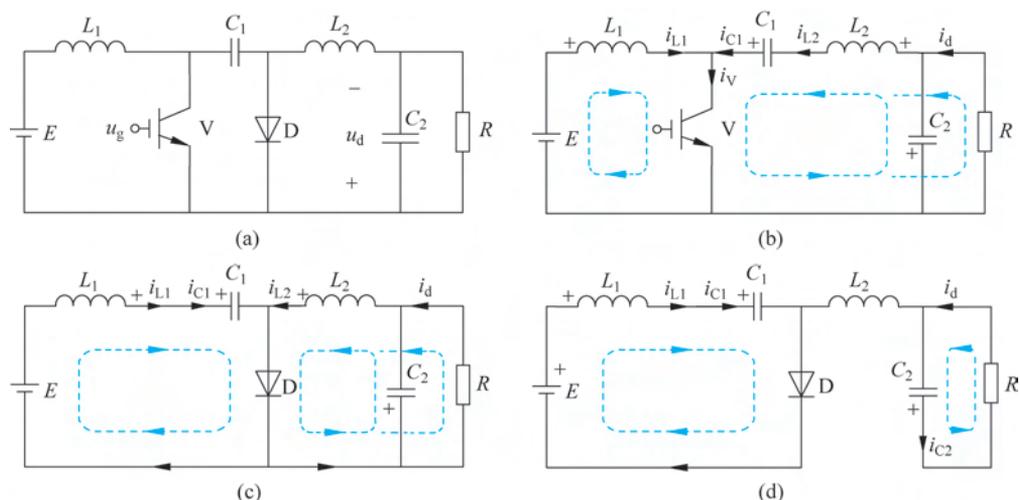


图 5.15 Cuk 斩波电路原理图

电流 i_{L_1} 和 i_{L_2} 都上升, 二极管 D 受反向电压作用处于截止状态。

开关管 V 关断时, 如图 5.15(c) 所示, 电路仍存在两个电流回路, 电源 E 和电感 L_1 同时给电容 C_1 充电, 经二极管 D 续流后电流从电容 C_1 流回电源负极, 形成回路一; 同时, 电感 L_2 释放电能提供负载电流, 电容 C_2 充电, 形成电流回路二。若电感 L_2 在开关管导通期间储能充足, 则有足够的电能维持开关管关断期间电感电流 i_{L_2} 的连续, 因此在整个开关周期内电感电流都连续。

忽略电路损耗, 当电路处于稳态时, 电感 L_1 和 L_2 在一个周期内的积分等于零, 即

$$\int_0^{T_{\text{on}}} u_{L1} dt + \int_{T_{\text{on}}}^T u_{L1} dt = 0 \quad (5.55)$$

$$\int_0^{T_{\text{on}}} u_{L2} dt + \int_{T_{\text{on}}}^T u_{L2} dt = 0 \quad (5.56)$$

Cuk 斩波电路的负载电压平均值与升降压斩波电路负载电压平均值相同, 故 Cuk 斩波电路也可通过调节占空比 α 实现电压上升或下降。电感电流连续时 Cuk 斩波电路的波形如图 5.16 所示。

由图 5.16 可得, 在开关管 V 导通期间, $u_{L1} = E$; 在开关管 V 关断期间, $u_{L1} = E - U_{C1}$, 因此有

$$E\alpha T + (E - U_{C1})(1 - \alpha)T = 0 \quad (5.57)$$

$$U_{C1} = \frac{1}{1 - \alpha} E \quad (5.58)$$

在开关管 V 导通期间, $u_{L2} = U_{C1} - U_d$; 在开关管 V 关断期间, $u_{L2} = -U_d$ 。因此有

$$(U_{C1} - U_d)\alpha T + (-U_d)(1 - \alpha)T = 0 \quad (5.59)$$

$$U_{C1} = \frac{1}{\alpha} U_d \quad (5.60)$$

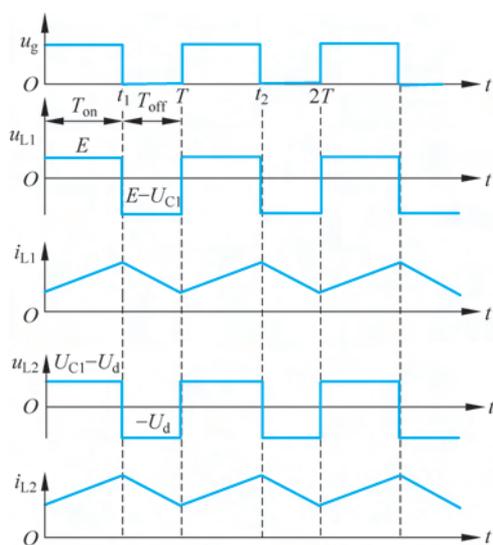


图 5.16 电感电流连续时 Cuk 斩波电路波形

联立式(5.58)与式(5.60),求解可得负载电压平均值

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E \quad (5.61)$$

2. 电感电流断续

开关管 V 导通时,电源 E 和电容 C_1 分别给电感 L_1 和 L_2 充电,电感电流上升。在 $t=t_1$ 时刻,开关管断开,电感 L_1 、 L_2 同时放电和电源 E 一起给电路其他元件供电,电感电流下降。若电感 L_2 储能较少, L_2 的续流将难以维持到开关周期结束。开关管 V 关断时,电感 L_2 释放电能提供负载电流,当电感 L_2 储存的电能不足时,电感电流 i_{L2} 在 $t=T_{on}+t_x=\delta T$ 时下降至零,出现断续。此时 Cuk 斩波电路的工作原理如图 5.15(d)所示,电容 C_2 放电给负载电阻 R 提供电能,形成电流由电容 C_2 正极流向负载电阻 R 再流回电容负极的电流回路。图 5.17 为电感电流断续下的 Cuk 斩波电路波形图。

在电感电流断续模式下,电感 L_1 和 L_2 两端的电压分别满足

$$E\alpha T + (E - U_{C1})\delta T = 0 \quad (5.62)$$

$$(U_{C1} - U_d)\alpha T - U_d\delta T = 0 \quad (5.63)$$

联立两式解得输出电压平均值为

$$U_d = \frac{\alpha}{\delta} E \quad (5.64)$$

相比于升降压斩波电路,Cuk 斩波电路优势在于,其输出负载电流是连续的,并且纹波较小。

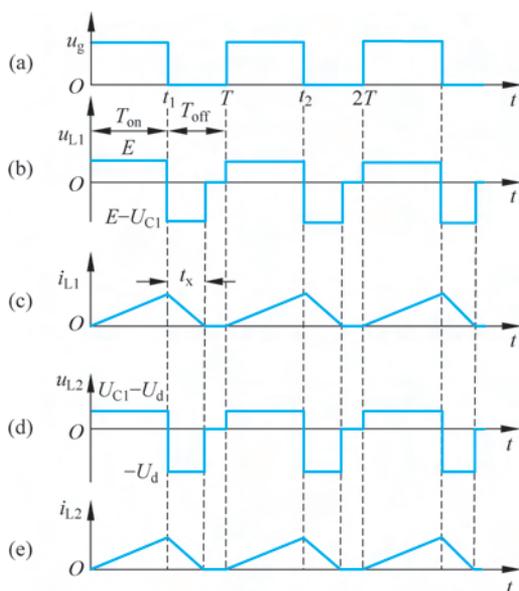


图 5.17 电感电流断续时 Cuk 斩波电路波形图

例 5-6 有一开关频率为 50kHz 的 Cuk 变换电路,假设输出端电容足够大,并且元件的功率损耗可忽略,若输入电压 $E=10\text{V}$,输出电压 U_d 调节为 5V 不变。试求:

- (1) 占空比的大小;
- (2) 电容器 C_1 两端的电压 U_{C1} ;
- (3) 开关管的导通时间和关断时间。

解: (1) 根据式(5.61)描述的输出电压的计算公式

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E$$

代入输入电压和输出电压,可得占空比

$$\alpha = \frac{U_d}{U_d + E} = \frac{5}{5 + 10} = \frac{1}{3}$$

(2) 在输出端电容足够大的情况下,电容器 C_1 两端的电压为

$$U_{C1} = \frac{1}{1-\alpha} E = \frac{1}{1-\frac{1}{3}} \times 10 = 15\text{V}$$

(3) 由已求得的占空比 α ,可得

$$T_{\text{on}} = \alpha T = \frac{1}{3} \times \frac{1}{50 \times 10^3} = 6.67\mu\text{s}$$

$$T_{\text{off}} = (1-\alpha) T = \frac{2}{3} \times \frac{1}{50 \times 10^3} = 13.34\mu\text{s}$$

5.3.3 Sepic 斩波电路

当电感储能足够大时, Sepic 斩波电路 (Sepic Chopper) 处于电感电流连续模式, 如图 5.18(a) 所示, 电路元件类型与 Cuk 斩波电路一致, 但电路构成方式类型不同。

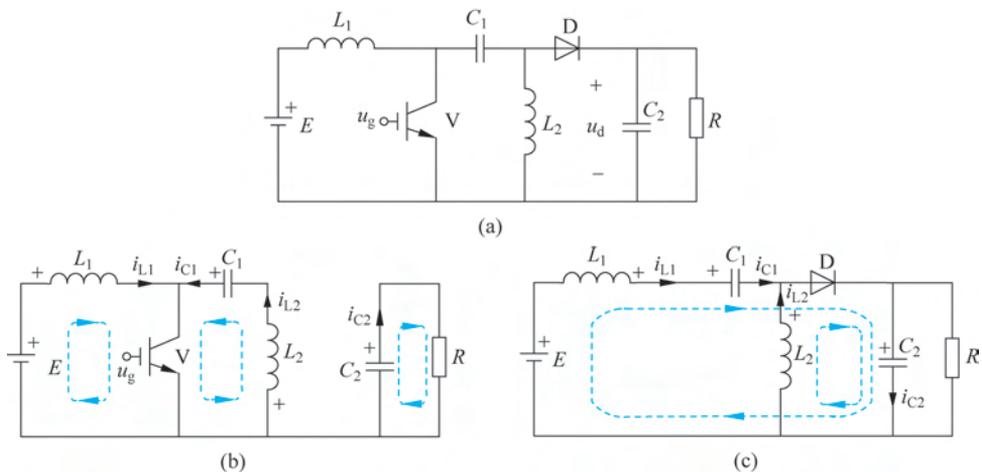


图 5.18 Sepic 斩波电路原理图

开关管 V 导通时, 电路有 $E \rightarrow L_1 \rightarrow V \rightarrow E-$ 、 $C_1 \rightarrow V \rightarrow L_2 \rightarrow C_1-$ 和 $C_2 \rightarrow R \rightarrow C_2+$ 三条电流回路。电容 C_1 和 C_2 分别给电感 L_2 和电阻 R 供电, 电感 L_1 和 L_2 同时充电, 电感电流上升, 分别为

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = E \quad (5.65)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = U_{C1} \quad (5.66)$$

当 $t=t_1$ 时, i_{L1} 和 i_{L2} 同时上升至最大值。开关管 V 关断后, 电路有 $E \rightarrow L_1 \rightarrow C_1 \rightarrow D \rightarrow C_2 + R \rightarrow E-$ 和 $L_2 \rightarrow D \rightarrow C_2 + R \rightarrow L_2-$ 两条电流回路, 电感 L_1 和 L_2 同时放电, 向负载提供电能, 电容 C_1 和 C_2 同时充电储存电能, 此时电感电流满足

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = E - U_{C1} - U_d \quad (5.67)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -U_d \quad (5.68)$$

电感在一个开关周期内充放电平衡

$$E\alpha T + (E - U_{C1} - U_d)(1 - \alpha)T = 0 \quad (5.69)$$

$$U_{C1}\alpha T - U_d(1 - \alpha)T = 0 \quad (5.70)$$

联立上述两式, 解得 Sepic 斩波电路负载电压平均值

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha}E \quad (5.71)$$

由式(5.71)可知,改变占空比 α 可实现电路的降压和升压的功能。当电感储能不足时,电感电流断续,Sepic 斩波电路波形如图 5.19(b)所示。

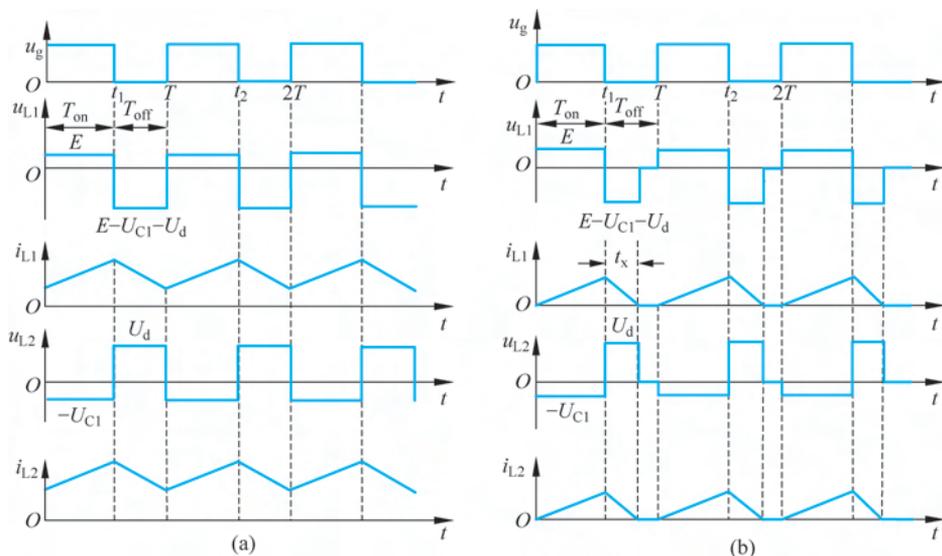


图 5.19 Sepic 斩波电路波形图

5.3.4 Zeta 斩波电路

Zeta 斩波电路(Zeta Chopper)如图 5.20(a)所示,在开关管 V 导通时,电流从电源正极出发流过开关管 V,一方面给电感充电,另一方面和电容一起给电感和负载供电,二极管 D 反向截止,没有电流流过。

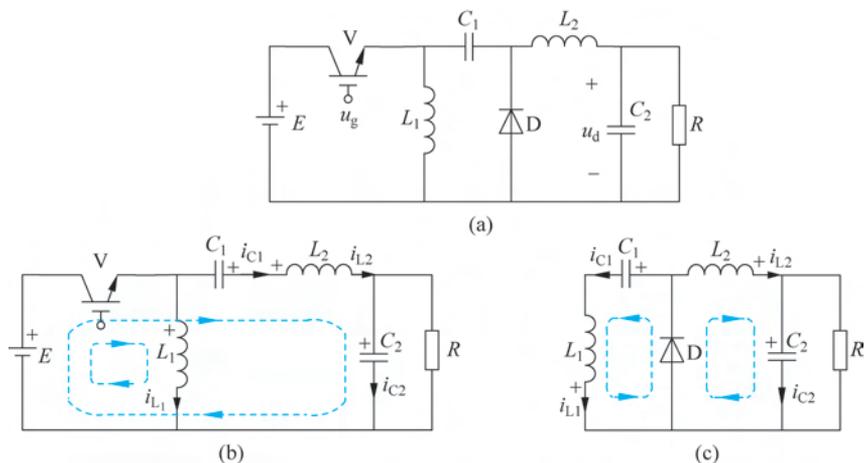


图 5.20 Zeta 斩波电路原理图

开关管导通期间,电感 L_1 和 L_2 储存电能,电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 上升,电感两端电压分别满足

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = E \quad (5.72)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = E - U_{C1} - U_d \quad (5.73)$$

当 $t=t_1$ 时,开关管 V 关断,电感 L_1 和 L_2 同时释放电能, L_1 流经二极管 D 后给电容 C_1 充电, L_2 通过二极管 D 续流。在关断期间电感两端电压满足

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{C1} \quad (5.74)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -U_d \quad (5.75)$$

在电感电流连续模式下,电感 L_1 和 L_2 电压平均值为零,则有

$$E\alpha T + U_{C1}(1-\alpha)T = 0 \quad (5.76)$$

$$(E - U_{C1} - U_d)\alpha T - U_d(1-\alpha)T = 0 \quad (5.77)$$

联立上述两式,解得 Zeta 斩波电路负载电压平均值为

$$U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E \quad (5.78)$$

观察式(5.78)可得,Zeta 斩波电路具有与 Sepic 斩波电路相同的输入/输出关系。与上述降压、升压、升降压斩波电路相比, Sepic 和 Zeta 斩波电路均具有输出电压均为正极性的特点。Zeta 斩波电路在电感电流连续和电感电流断续模式下的波形分别如图 5.21(a)和图 5.21(b)所示。

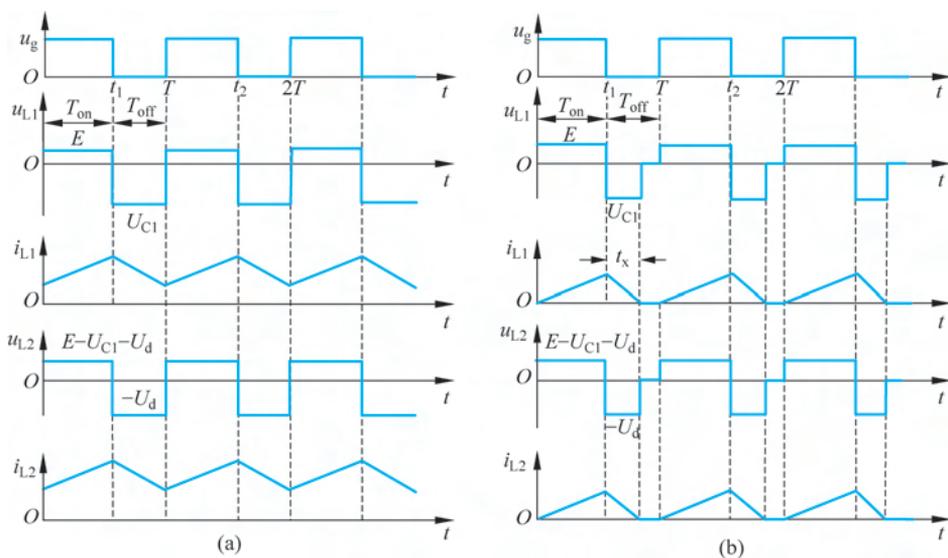


图 5.21 Zeta 斩波电路波形

5.4 复合斩波电路

在简单的斩波电路基础上,可利用降压斩波电路和升压斩波电路组合构成复合斩波电路,相比于上述只由一只开关管组成的直流斩波电路,复合斩波电路不仅可以调节直流输出电压的大小,还可以调节直流输出电压和输出电流的方向,适用于负载为直流电动机,既需电动运行也需快速制动的情况。

5.4.1 半桥式电流可逆斩波电路

半桥式电流可逆斩波电路如图 5.22(a)所示,开关管 V_1 和 V_2 正向串联构成半桥式电路的上下桥臂,二极管 D_1 和 D_2 分别与开关管 V_1 和 V_2 反向并联,构成电路的续流回路。负载为电阻 R 、电感 L 和电动机 M ,其中电阻和电感包含了电动机的电枢电阻和电感。

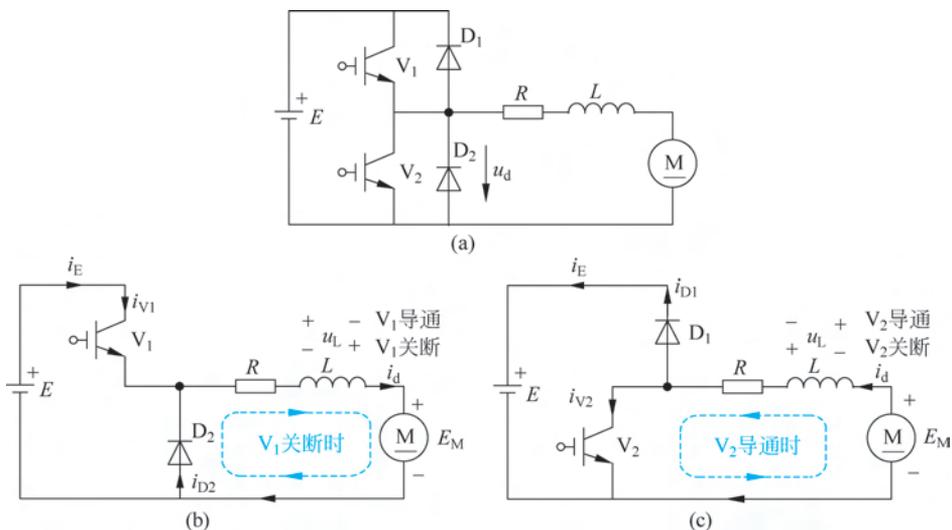


图 5.22 半桥式电流可逆斩波电路原理图

当电动机处于**电动状态**时,电路工作原理图如图 5.22(b)所示,与降压斩波电路图[图 5.1(b)]相同。此时开关管 V_2 和二极管 D_1 一直处于关断状态,开关管 V_1 受 PWM 驱动信号作用,处于开关交替状态。在 $t=0$ 时刻,开关管 V_1 栅极施加驱动信号, V_1 导通,电源 E 经开关管 V_1 向负载供电,形成 $E+ \rightarrow V_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow M \rightarrow E-$ 的电流回路。在 $t=t_1$ 时刻,开关管 V_1 关断,电感通过二极管 D_2 进行续流,形成 $L+ \rightarrow M \rightarrow D_2 \rightarrow R \rightarrow L-$ 的电流回路。输出电压平均值 $U_d = \alpha E$,与降压斩波电路的输出电压平均值相同。通过调节占空比 α 的数值可以调节输出电压大小,从而达到调节直流电动机转速的目的。

当电动机处于**制动状态**时,电动工作原理图如图 5.22(c)所示,与升压斩波电路图

[图 5.6(a)]相同。此时开关管 V_1 和二极管 D_2 一直处于关断状态,开关管 V_2 受 PWM 驱动信号作用,处于开关交替状态。在 $t=T$ 时刻,开关管 V_2 栅极施加驱动信号, V_2 导通,电动机向电感 L 供电,电感 L 充电,电感电流上升,形成 $M+ \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_2 \rightarrow M-$ 电流回路。在 $t=t_2$ 时刻,开关管 V_2 关断,直流电动机反电动势和电感储存的电能一起回馈至电源中,形成 $M+ \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow D_1 \rightarrow E \rightarrow M-$ 的电流回路。输出电压平均值 $U_d = \frac{E_M}{1-\alpha}$,与升压斩波电路的输出电压平均值相同。通过调节占空比 α 的数值可以调节输出电压的大小,控制电动机的制动电流。

此外,为使电动机电枢回路总有电流流过,可以在一个开关周期内使半桥式电流可逆斩波电路交替地作为降压斩波电路和升压斩波电路工作。当某一个斩波电路的电流断续时,即刻使另一个斩波电路投入工作,电流转换方向。在 $t=t_1$ 时刻,开关管 V_1 导通,电感充电,电枢电流上升。在 $t=t_2$ 时刻,开关管 V_1 关断,之后电感 L 释放储能,电枢电流下降。在 $t=t_3$ 时刻,电感储能释放完全后,电枢电流为零,开关管 V_2 立即导通,电感 L 在电动机反电动势作用下充电,电枢电流反向上升。在 $t=T$ 时刻,开关管 V_2 关断后,电感 L 再次释放储能,在 $t=t_4$ 时刻电流反向减小至零时,再次使开关管 V_1 导通。如此循环,使得在一个开关周期内,电枢电流不间断地正负流通,负载电压和电流波形如图 5.23 所示,开关器件导通的顺序是 $V_1 \rightarrow D_2 \rightarrow V_2 \rightarrow D_1$ 。

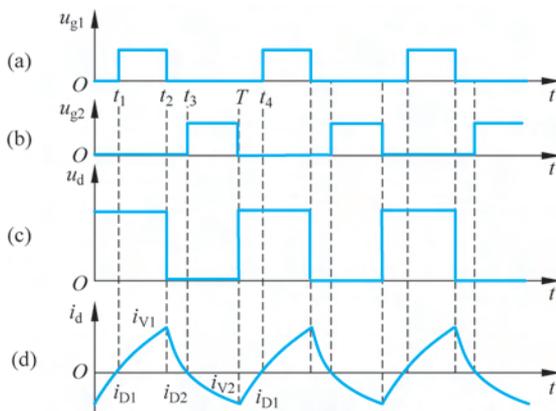


图 5.23 半桥式电流可逆斩波电路波形

半桥式电流可逆斩波电路简单方便,但是电动机只能工作在第一、二象限,要想使电动机既可电动和制动,又可正反转,实现电动机的四象限运行,还需要对半桥式电流可逆斩波电路进行组合改进,构成全桥式可逆斩波电路。

5.4.2 全桥式可逆斩波电路

全桥式可逆斩波电路如图 5.24(a)所示,由两个半桥电流可逆斩波电路组合构成,一个电路负责正向电流供电,另一个电路负责反向电流供电。在全桥式可逆斩波电路作用

下,电动机可实现正反转可逆的四象限运行。电路有4只开关管和4只二极管,其中 V_1 、 V_3 、 D_2 、 D_4 作用于电动机正转状态, V_2 、 V_4 、 D_1 、 D_3 作用于电动机反转状态。在一个开关周期内,开关管成对控制, V_1 、 V_3 和 V_2 、 V_4 交替导通和关断。根据开关管导通和关断的状态,电路可分为4种工作模式。

模式 I: 电路工作原理图如图 5.24(b)所示,开关管 V_1 和 V_3 处于导通状态,电源 E 给电阻 R 、电感 L 和电动机 M 供电,电感电流 i_L 上升,形成 $E \rightarrow V_1 \rightarrow R \rightarrow L \rightarrow M \rightarrow V_3 \rightarrow E$ 的电流回路。

模式 II: 电路工作原理图如图 5.24(c)所示,开关管 V_1 和 V_3 处于关断状态,此时开关管 V_2 和 V_4 受驱动电压作用导通。但由于此时电感电流 i_L 不为零,电感 L 经二极管 D_2 和 D_4 续流,开关管 V_2 和 V_4 被短接不起作用。电感 L 释放储能,电感电流 i_L 下降,形成 $L \rightarrow M \rightarrow D_2 \rightarrow E \rightarrow D_4 \rightarrow R \rightarrow L$ 的电流回路。

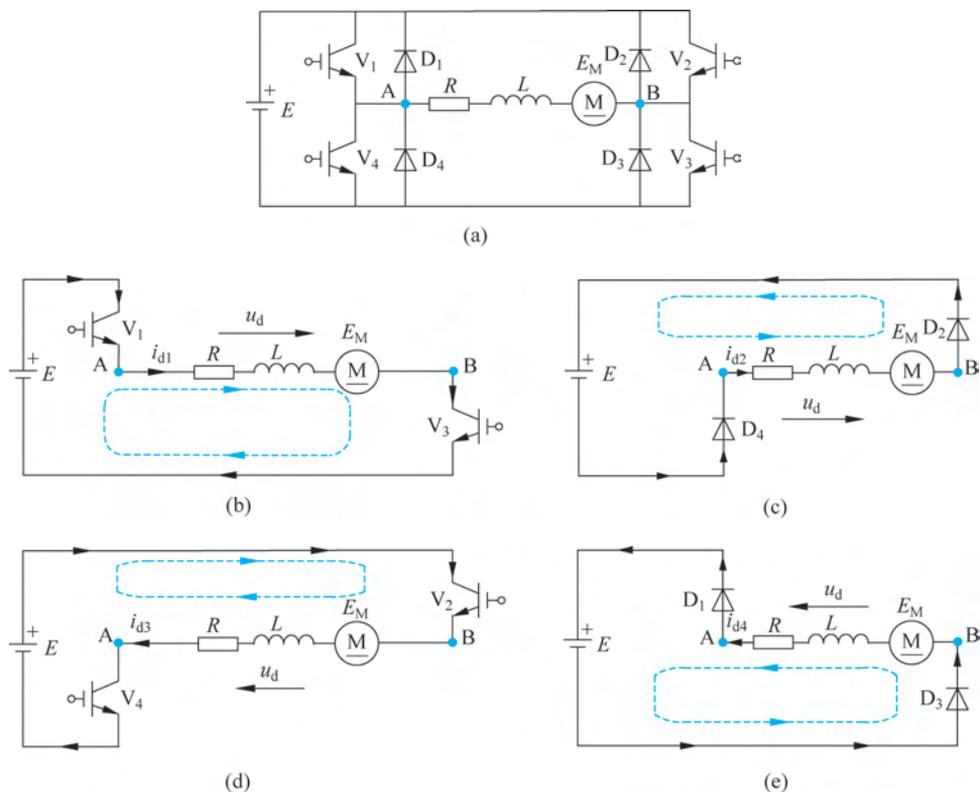


图 5.24 全桥式可逆斩波电路原理图

模式 I 和模式 II 下的电流都由 A 点流向 B 点,电动机正转,电路电压和电流的波形如图 5.25(a)所示。在一个开关周期 T 内,开关管 V_1 和 V_3 导通的时间为 T_{on} ,关断的时间为 T_{off} ,因此负载电压平均值为

$$U_d = \frac{T_{\text{on}}}{T}E - \frac{T_{\text{off}}}{T}E = \left(\frac{2T_{\text{on}}}{T} - 1\right)E \quad (5.79)$$

令调压比 $k = \frac{2T_{on}}{T} - 1$, T_{on} 由 $0 \rightarrow T$ 时, k 由 $-1 \rightarrow 1$ 。要使电动机正转, 需保证 $U_d = kE > 0$, 因此电动机正转时, 调压比的取值范围为 $0 < k \leq 1$ 。

模式Ⅲ: 电路工作原理图如图 5.24(d) 所示, 开关管 V_2 和 V_4 处于导通状态, 电源 E 给电阻 R 、电感 L 和电动机 M 供电, 电感电流 i_L 反向上升, 形成 $E \rightarrow V_2 \rightarrow M \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow V_4 \rightarrow E$ 的电流回路。

模式Ⅳ: 电路工作原理图如图 5.24(e) 所示, 开关管 V_2 和 V_4 处于关断状态, 此时开关管 V_1 和 V_3 受驱动电压作用导通。但由于此时电感电流 i_L 不为零, 电感 L 经二极管 D_1 和 D_3 续流, 开关管 V_1 和 V_3 被短接不起作用。电感 L 释放储能, 电感电流 i_L 反向下降, 形成 $L \rightarrow R \rightarrow D_1 \rightarrow E \rightarrow D_3 \rightarrow L$ 的电流回路。

模式Ⅲ和模式Ⅳ下的电流都由 B 点流向 A 点, 电动机反转, 电路电压和电流的波形如图 5.25(b) 所示。要使电动机反转, 则需保证 $U_d = kE < 0$, 因此电动机反转时, 调压比的取值范围为 $-1 \leq k < 0$ 。

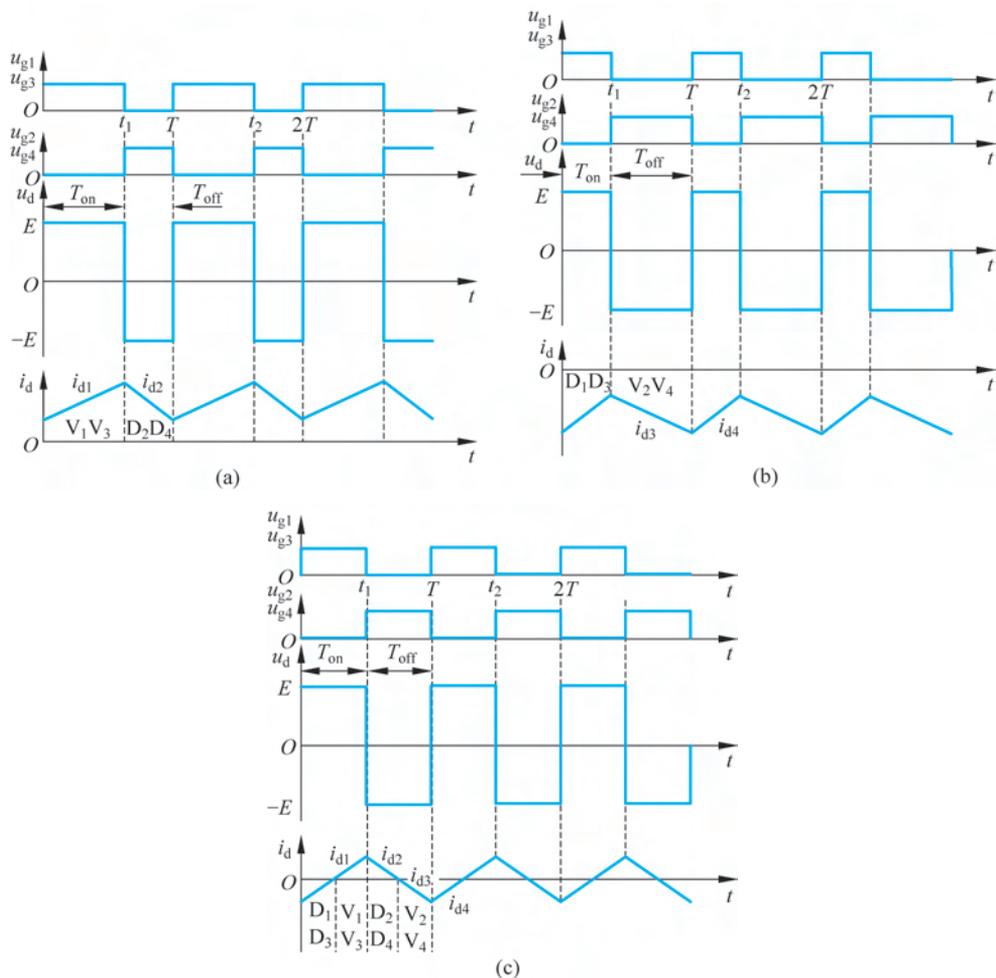


图 5.25 全桥式可逆斩波电路波形

当调压比 k 逐步由 1 变为 -1 时, 电流逐步由正变为负, 电动机由正转变为反转, 此时电路处于 4 种模式交替工作的状态。当调压比 $k=0$, 即占空比为 0.5 时, 电路电压和电流的波形如图 5.25(c) 所示。

全桥式可逆斩波电路能够较为理想地实现直流电动机的正反转可逆运行, 但是仍存在两点需要注意的地方: ① 电路的 4 只开关管都在 PWM 驱动下导通和关断, 当开关频率过高时, 开关损耗较大, 不利于电路的持续运行; ② 一旦电路的上下桥臂两只开关管同时导通, 就会造成电源短路, 因此需确保两只开关管导通时留有一定的时间间隔。

5.5 直流斩波电路的 Multisim 仿真

本节为进一步验证分析上述斩波电路的性能, 利用 Multisim 软件进行了仿真实验, 得出相应的仿真结果。本节以降压斩波电路和降压斩波电路的 Multisim 仿真实验为例进行分析说明。

5.5.1 降压斩波电路 Multisim 仿真

降压斩波电路对电路进行降压变换, 使得输出直流电压小于输入直流电压。根据 5.1 节的分析可得, 降压斩波电路的输出直流电压的平均值为 $U_d = \frac{T_{on}}{T}E = \alpha E$, 因此给定输入电压, 输出电压的值与占空比 α 成一定比例关系。调节占空比 α , 可得电路不同的仿真结果。

在 Multisim 中搭建的降压斩波电路如图 5.26 所示, 其中输入直流电压 $V_1 = 12V$, 开关管 Q_1 (2SK3070S) 栅极受电压控制电压源 V_2 控制, V_2 在脉冲电压源 V_3 控制下和 V_3 一起组成开关管驱动电路。二极管 D_1 选择 1N4007GP, 电感 $L_1 = 60mH$, 电容 $C_1 = 5mF$, 负载电阻 $R_1 = 100\Omega$ 。双击 V_3 设置相应参数, 得到不同的占空比, 单击“运行”按钮, 进行电路仿真。

1. 开关周期 $T=2ms$, 导通时间 $T_{on}=0.6ms$, 占空比 $\alpha = \frac{T_{on}}{T} = 0.3$

双击打开示波器, 可得到占空比 $\alpha=0.3$ 时的降压斩波电路输出电压仿真曲线, 如图 5.27 所示。观察曲线可得输出电压一开始快速上升, 后逐渐趋于平稳, 电压最终平稳值稳定在 3.66V 左右。与理论计算的输出电压平均值 $U_d = \alpha E = 0.3 \times 12V = 3.6V$ 相比, 仿真输出电压存在较小的出入, 但总体数值相近, 说明仿真实验与理想分析存在一定的差距, 但总体趋势和数值相同, 降压斩波电路能够起到较好的降压变换的作用。

2. 开关周期 $T=2ms$, 导通时间 $T_{on}=1.4ms$, 占空比 $\alpha = \frac{T_{on}}{T} = 0.7$

双击打开示波器, 可得到占空比 $\alpha=0.7$ 时的降压斩波电路输出电压仿真曲线, 如

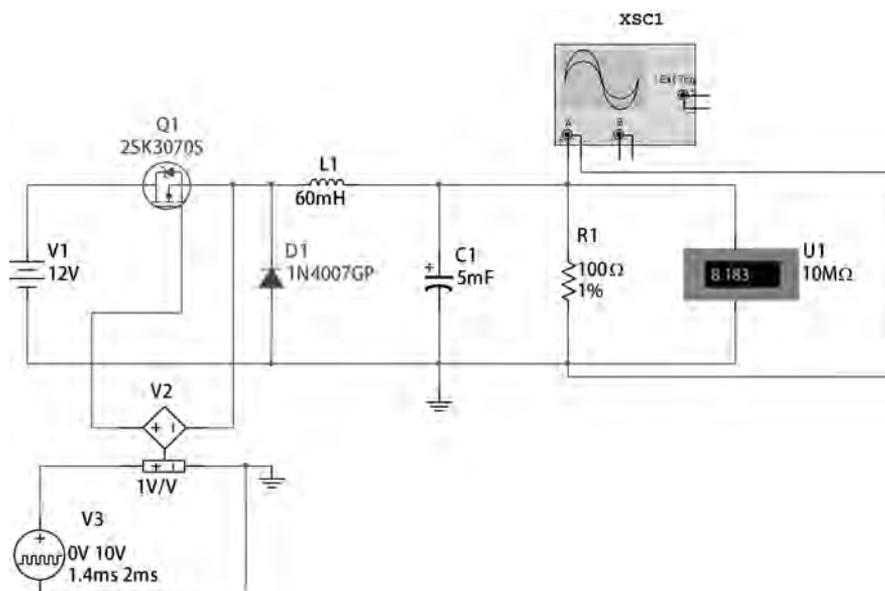


图 5.26 降压斩波电路 Multisim 仿真原理图

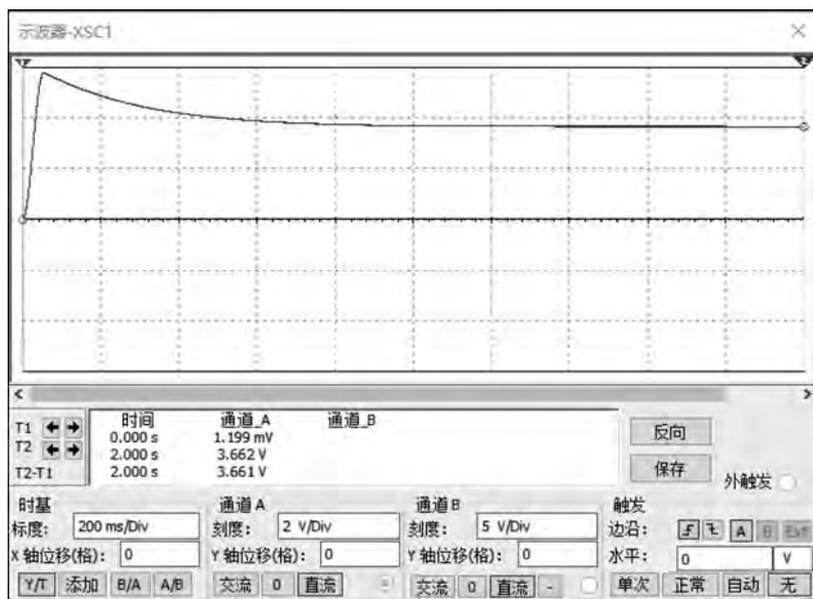


图 5.27 降压斩波电路输出电压曲线(占空比 0.3)

图 5.28 所示。观察仿真结果可得输出电压曲线变化趋势与 $\alpha=0.3$ 时相同,但电压最终平稳值稳定在 8.19V 左右。与理论计算的输出电压平均值 $U_d=\alpha E=0.7 \times 12V=8.4V$ 相比,仿真电压数值相近,表明改变占空比的数值可调节输出直流电压的大小,达到不同的降压效果。

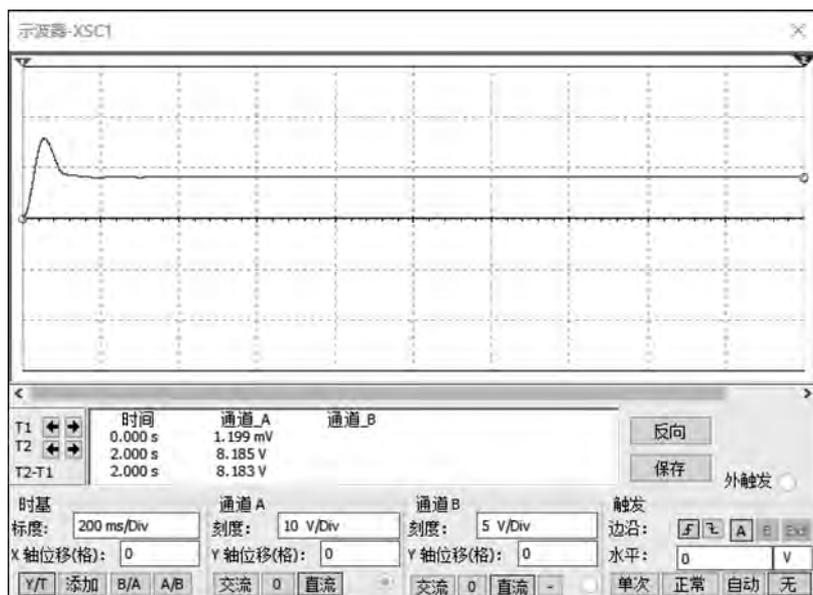


图 5.28 降压斩波电路输出电压曲线(占空比 0.7)

5.5.2 升降压斩波电路 Multisim 仿真

升降压斩波电路对电路进行降压或升压变换,使得输出直流电压小于或大于输入直流电压。据上述分析可得,升降压斩波电路的输出直流电压的平均值为 $U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E$,因此给定输入电压,输出电压的数值只与占空比 α 的数值有关。

在 Multisim 中搭建电路如图 5.29 所示,其中 V_1 为输入直流电压, V_2 为电压控制电压源, V_3 为脉冲电压源, Q_1 为开关管, D_1 为二极管,与电感 L_1 、电容 C_1 、电阻 R_1 一起构成升降压斩波电路,各元件的参数和型号设置如图 5.29 所示。此外,可在 V_3 中设置占空比参数,得到不同的电路仿真结果。

1. 开关周期 $T=1\text{ms}$, 导通时间 $T_{\text{on}}=0.2\text{ms}$, 占空比 $\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T} = 0.2$

占空比 $\alpha=0.2$ 时的升降压斩波电路输出电压仿真曲线如图 5.30 所示,电压曲线有着良好的平稳趋势,最终稳定在 2.79V 左右,与理论计算的输出电压平均值 $U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E = \frac{0.2}{0.8} \times 12\text{V} = 3\text{V}$ 相近,表明升降压斩波电路能起到理想的降压变换作用。

2. 开关周期 $T=1\text{ms}$, 导通时间 $T_{\text{on}}=0.6\text{ms}$, 占空比 $\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T} = 0.6$

占空比 $\alpha=0.6$ 时的升降压斩波电路输出电压仿真曲线如图 5.31 所示,输出电压曲线快速上升,后逐渐下降趋于平稳,最终平稳值稳定在 17.19V 左右,与理论计算的输出

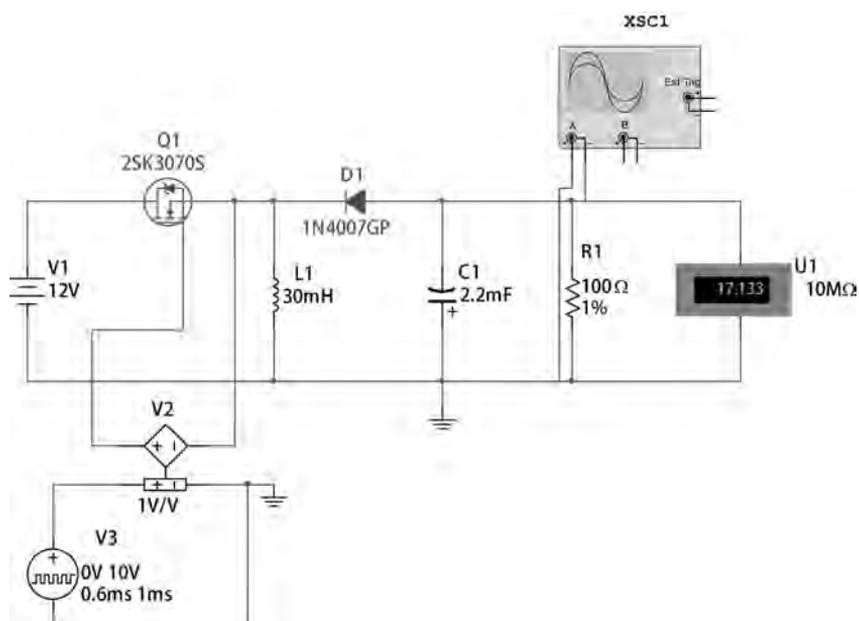


图 5.29 升降压斩波电路 Multisim 仿真原理图

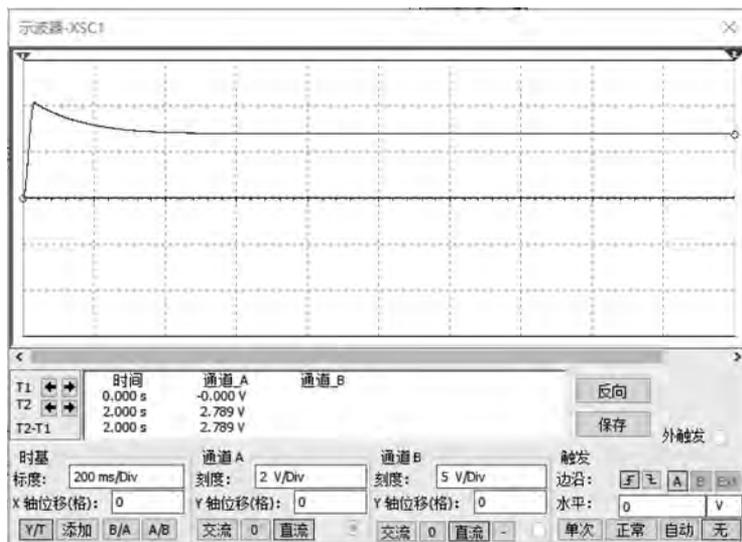


图 5.30 升降压斩波电路输出电压曲线(占空比 0.2)

电压平均值 $U_d = \frac{\alpha}{1-\alpha} E = \frac{0.6}{0.4} \times 12V = 18V$ 相近,说明升降压斩波电路能够起到理想的升压变换的作用。

综合上述两种不同占空比下的仿真结果可知,改变不同的占空比数值,可使电路电压下降或上升,因此升降压斩波电路既能实现降压又能实现升压。

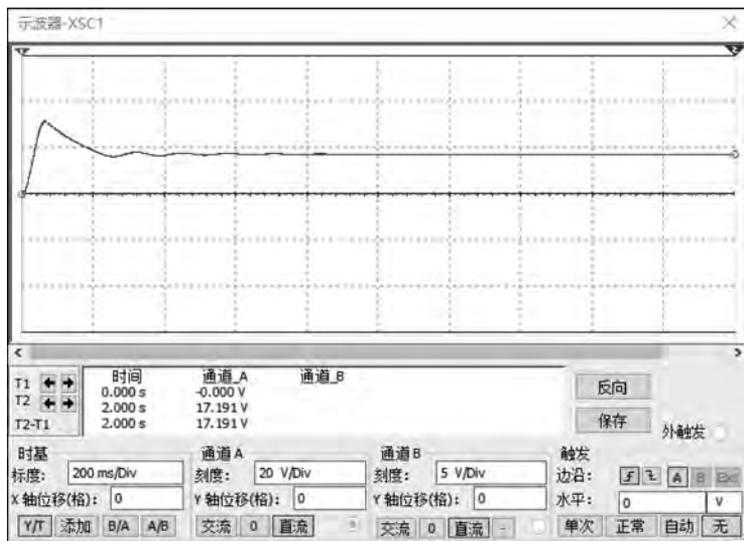


图 5.31 升降压斩波电路输出电压曲线(占空比 0.6)

本章小结

本章所述的直流斩波电路包括降压斩波电路、升压斩波电路、升降压斩波电路、Cuk斩波电路、Sepic斩波电路、Zeta斩波电路六种基本斩波电路和半桥式电流可逆斩波电路、全桥式可逆斩波电路两种复合斩波电路,其中降压斩波电路和升压斩波电路是两种最基本的斩波电路。本章的内容围绕这两种基本的斩波电路展开,学习和掌握这两种基本斩波电路是掌握本章内容的基础。

直流斩波电路是将直流电变换为恒定的或可调的直流电的电力电子变换装置,既可用于降压,也可用于升压。复合斩波电路由基本的斩波电路构成,适用于直流电动机的电动和制动的可逆运行,其中半桥式电流可逆斩波电路可实现电动机的第一、二象限运行,全桥式可逆斩波电路可实现电动机的四个象限运行。本章在讲解斩波电路结构和工作原理的基础上,选取了部分电路进行 Multisim 仿真验证,进一步分析电路的电压变换作用以及占空比在改变输出直流电压大小中的决定性作用。

直流斩波电路在直传动系统、开关电源、充电蓄电电路、电力电子变换装置及各种用电设备中都有着广泛的应用。作为电力电子技术中的重要应用,直流斩波技术应用于开关电源和直流电动机驱动中,有效率高、体积小、加速平稳、响应快速等一系列优点。

本章习题

1. 在图 5.1 所示的降压斩波电路中, $E=100\text{V}$, $L=1\text{mH}$, $R=0.5\Omega$, $E_M=10\text{V}$,采用脉宽调制控制方式, $T=20\mu\text{s}$,当 $T_{\text{on}}=5\mu\text{s}$ 时,计算输出电压平均值 U_d ,输出电流平均

值 I_d , 计算输出电流的最大和最小值、瞬时值并判断负载电流是否连续。当 $T_{on} = 3\mu s$ 时, 重新进行上述计算。

2. 简述升压斩波电路能够保证输出电压高于电源电压的原因。

3. 试比较 Buck 电路和 Boost 电路的异同。

4. 分析如图 5.32 所示的电流可逆斩波电路, 并结合图 5.32 各阶段器件导通的情况, 绘制出各个阶段电流流通的路径并标明电流方向。

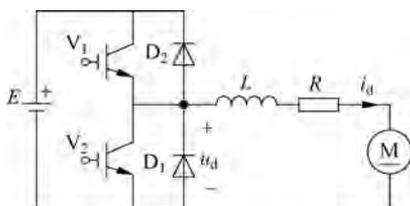


图 5.32 半桥电流可逆斩波电路

5. 对于图 5.33 所示的桥式可逆斩波电路, 若需使电动机工作于反转电动状态, 试分析此时电路的工作情况, 并绘制相应的电流流通路径图, 同时标明电流流向。

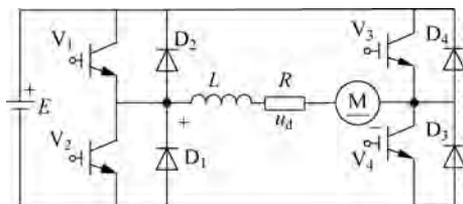


图 5.33 桥式可逆斩波电路

6. 试分别简述升降压斩波电路和 Cuk 斩波电路的基本原理, 并比较其异同点。

7. 根据升压斩波电路的电路原理图, 试利用 Multisim 软件设计一个升压斩波电路。

8. 根据 Cuk 斩波电路的电路原理图, 试利用 Multisim 软件设计一个 Cuk 斩波电路。