

开关电源原理与设计（二）：串联式开关电源输出电压滤波电路

1-2-2. 串联式开关电源输出电压滤波电路

大多数开关电源输出都是直流电压，因此，一般开关电源的输出电路都带有整流滤波电路。图 1-2 是带有整流滤波功能的串联式开关电源工作原理图。

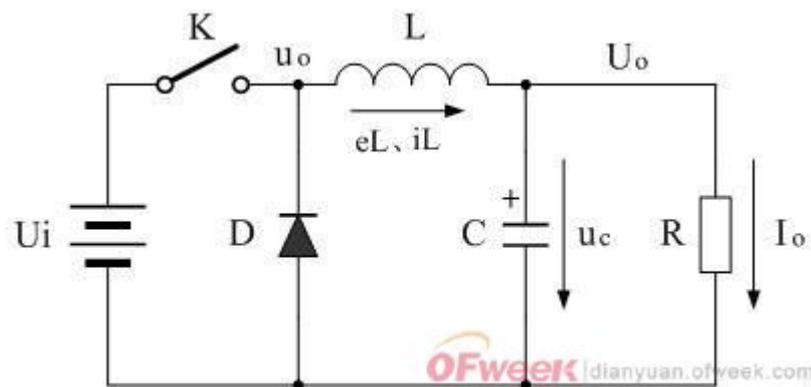


图1-2 电源网

图 1-2 是在图 1-1-a 电路的基础上，增加了一个整流二极管和一个 LC 滤波电路。其中 L 是储能滤波电感，它的作用是在控制开关 K 接通期间 T_{on} 限制大电流通过，防止输入电压 U_i 直接加到负载 R 上，对负载 R 进行电压冲击，同时对流过电感的电流 i_L 转化成磁能进行能量存储，然后在控制开关 K 关断期间 T_{off} 把磁能转化成电流 i_L 继续向负载 R 提供能量输出；C 是储能滤波电容，它的作用是在控制开关 K 接通期间 T_{on} 把流过储能电感 L 的部分电流转化成电荷进行存储，然后在控制开关 K 关断期间 T_{off} 把电荷转化成电流继续向负载 R 提供能量输出；D 是整流二极管，主要功能是续流作用，故称它为续流二极管，其作用是在控制开关关断期间 T_{off} ，给储能滤波电感 L 释放能量提供电流通路。

在控制开关关断期间 T_{off} ，储能电感 L 将产生反电动势，流过储能电感 L 的电流 i_L 由反电动势 e_L 的正极流出，通过负载 R，再经过续流二极管 D 的正极，然后从续流二极管 D 的负极流出，最后回到反电动势 e_L 的负极。

对于图 1-2，如果不看控制开关 K 和输入电压 U_i ，它是一个典型的反 r 型滤波电路，它的作用是把脉动直流电压通过平滑滤波输出其平均值。

图 1-3、图 1-4、图 1-5 分别是控制开关 K 的占空比 D 等于 0.5、 < 0.5 、 > 0.5 时，图 1-2 电路中几个关键点的电压和电流波形。图 1-3-a)、图 1-4-a)、图 1-5-a) 分别为控制开关 K 输出电压 u_o 的波形；图 1-3-b)、图 1-4-b)、图 1-5-b) 分别为储能滤波电容两端电压 u_c 的波形；图 1-3-c)、图 1-4-c)、图 1-5-c) 分别为流过储能电感 L 电流 i_L 的波形。

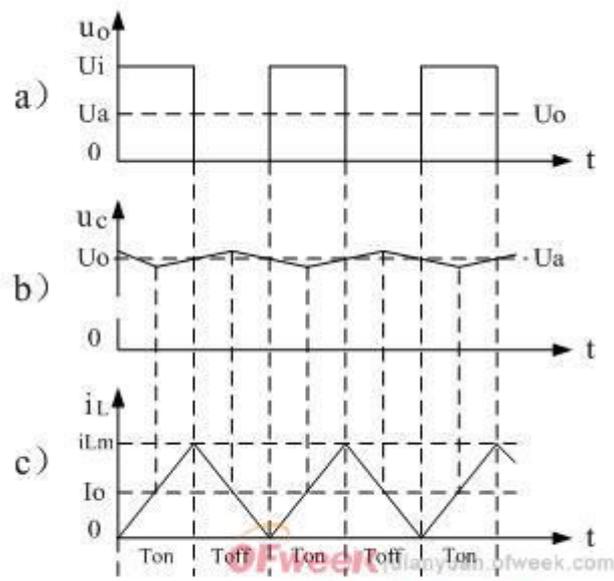


图1-3 电源网

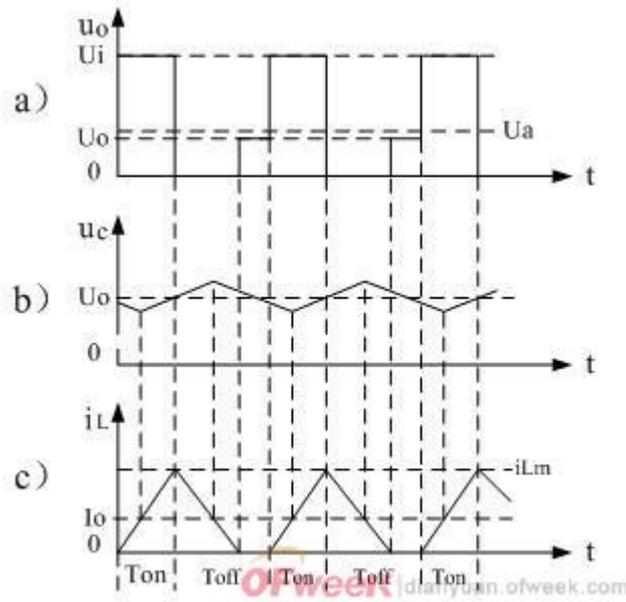


图1-4 电源网

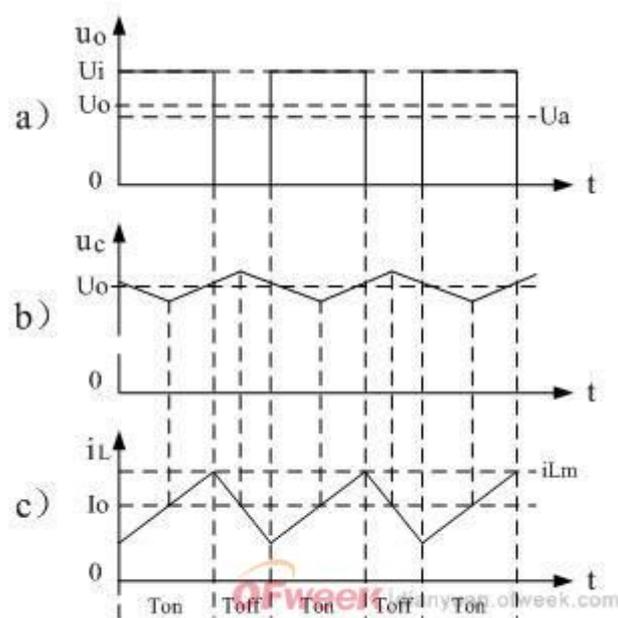


图1-5 电源网

在 T_{on} 期间，控制开关 K 接通，输入电压 U_i 通过控制开关 K 输出电压 u_o ，然后加到储能滤波电感 L 和储能滤波电容 C 组成的滤波电路上，在此期间储能滤波电感 L 两端的电压 e_L 为：

$$e_L = L di/dt = U_i - U_o \quad \text{—— K 接通期间 (1-4)}$$

式中： U_i 输入电压， U_o 为直流输出电压，即：电容两端的电压 u_c 的平均值。

在此顺便说明：由于电容两端的电压变化量 ΔU 相对于输出电压 U_o 来说非常小，为了简单，我们这里把 U_o 当成常量来处理。在某种情况下，如需要对电容的初次充、放电过程进行分析时，必须需要建立微分方程，并求解。因为输出电压 U_o 的建立需要一定的时间，精确计算得出的结果中一般都含有指数函数项，当令时间变量等于无穷大时，即电路进入稳态时，再对相关参量取平均值，其结果就基本与(1-4)相等。

对(1-4)式进行积分得：

$$i_L = \int_0^t \frac{U_i - U_o}{L} dt = \frac{U_i - U_o}{L} t + i(0) \quad \text{—— K 接通期间 (1-5)}$$

式中 $i(0)$ 为控制开关 K 转换瞬间 ($t = 0$ 时刻)，即：控制开关 K 刚接通瞬间流过电感 L 的电流，或称流过电感 L 的初始电流。

当控制开关 K 由接通期间 T_{on} 突然转换到关断期间 T_{off} 的瞬间，流过电感 L 的电流 i_L 达到最大值：

$$i_{Lm} = \frac{U_i - U_o}{L} T_{on} + i(0) \quad \text{--- K 关断前瞬间} \quad (1-6)$$

在 T_{off} 期间，控制开关 K 关断，储能电感 L 把磁能转化成电流 i_L ，通过整流二极管 D 继续向负载 R 提供能量，在此期间储能滤波电感 L 两端的电压 e_L 为：

$$e_L = L di/dt = -U_o \quad \text{--- K 关断期间} \quad (1-7)$$

式中 $-U_o$ 前的负号，表示 K 关断期间电感产生电动势的方向与 K 接通期间电感产生电动势的方向正好相反。对 (1-7) 式进行积分得：

$$i_L = -\int_{T_{on}}^t \frac{U_o}{L} dt = -\frac{U_o}{L} t + i(T_{on+}) \quad \text{--- K 关断期间} \quad (1-8)$$

OFweek | dian yuan . of week . com

电源网

式中 $i(T_{on+})$ 为控制开关 K 从 T_{on} 转换到 T_{off} 的瞬间之前流过电感的电流， $i(T_{on+})$ 也可以写为 $i(T_{off-})$ ，即：控制开关 K 关断或接通瞬间，之前和之后流过电感 L 的电流相等。实际上 (1-8) 式中的 $i(T_{on+})$ 就是 (1-6) 式中的 i_{Lm} ，即：

$$i_L = -\frac{U_o}{L} t + i_{Lm} \quad \text{--- K 关断期间} \quad (1-10)$$

当 $t = T_{off}$ 时 i_L 达到最小值。其最小值为：

$$i_{LX} = -\frac{U_o}{L} T_{off} + i_{Lm} \quad \text{--- K 接通前瞬间} \quad (1-11)$$

OFweek | dian yuan . of week . com

电源网

上面计算都是假设输出电压 U_o 基本不变的情况得到的结果，在实际应用电路中也正好是这样，输出电压 U_o 的电压纹波非常小，只有输出电压的百分之几，工程计算中完全可以忽略不计。

从 (1-4) 式到 (1-11) 和图 1-3、图 1-4、图 1-5 中可以看出：

当开关电源工作于临界连续电流或连续电流状态时，在 K 接通和关断的整个周期内，储能电感 L 都有电流流出，但在 K 接通期间与 K 关断期间，流过储能电感 L 的电流的上升率（绝对值）一般是不一样的。在 K 接通期间，流过储能电感 L 的电流上升率为 $(U_i - U_o)/L$ ；在 K 关断期间，流过储能电感 L 的电流上升率为： $-U_o/L$

因此：

(1)当 $U_i = 2U_o$ 时, 即滤波输出电压 U_o 等于电源输入电压 U_i 的一半时, 或控制开关 K 的占空比 D 为二分之一时, 流过储能电感 L 的电流上升率, 在 K 接通期间与 K 关断期间绝对值完全相等, 即电感存储能量的速度与释放能量的速度完全相等。此时, (1-5)式中 $i(0)$ 和(1-11)式中 i_{LX} 均等于 0。在这种情况下, 流过储能电感 L 的电流 i_L 为临界连续电流, 且滤波输出电压 U_o 等于滤波输入电压 u_o 的平均值 U_a 。参看图 1-3。

(2)当 $U_i > 2U_o$ 时, 即: 滤波输出电压 U_o 小于电源输入电压 U_i 的一半时, 或控制开关 K 的占空比小于二分之一时: 虽然在 K 接通期间, 流过储能电感 L 的电流上升率(绝对值), 大于, 在 K 关断期间, 流过储能电感 L 的电流上升率(绝对值);但由于(1-5)式中 $i(0)$ 等于 0, 以及 T_{on} 小于 T_{off} , 此时, (1-11)式中的 i_{LX} 会出现负值, 即输出电压反过来要对电感充电, 但由于整流二极管 D 的存在, 这是不可能的, 这表示流过储能电感 L 的电流提前过 0, 即有断流。在这种情况下, 流过储能电感 L 的电流 i_L 不是连续电流, 开关电源工作于电流不连续状态, 因此, 输出电压 U_o 的纹波比较大, 且滤波输出电压 U_o 小于滤波输入电压 u_o 的平均值 U_a 。参看图 1-4。

(3)当 $U_i < 2U_o$ 时, 即: 滤波输出电压 U_o 大于电源输入电压 U_i 的一半时, 或控制开关 K 的占空比大于二分之一时: 在 K 接通期间, 虽然流过储能电感 L 的电流上升率(绝对值), 小于, 在 K 关断期间, 流过储能电感 L 的电流上升率(绝对值)。但由于 T_{on} 大于 T_{off} , (1-5)式中 $i(0)$ 和(1-11)式中 i_{LX} 均大于 0, 即: 电感存储能量每次均释放不完。在这种情况下, 流过储能电感 L 的电流 i_L 是连续电流, 开关电源工作于连续电流状态, 输出电压 U_o 的纹波比较小, 且滤波输出电压 U_o 大于滤波输入电压 u_o 的平均值 U_a 。参看图 1-5。