

SPEIC: 电池系统的优选电源方案

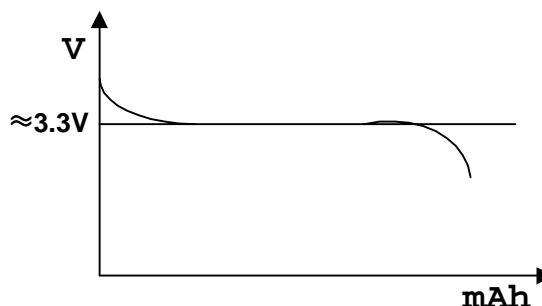
Maxim 公司北京办事处 乔宗标

摘要: SEPIC (Single-Ended Primary Inductance Converter) 拓扑方式的电源具有对输入电压进行升降压转换功能, 可在输出端得到恒定的电压, 因此正越来越受到基于电池电源设计者的注意

自 70 年代中期以来, 人们一直对 SEPIC 技术感兴趣, 但仅仅是作一些理论上的探讨; 复杂性妨碍了 SEPIC 技术的应用。然而近年来, 为尽可能延长电池寿命, 尤其是便携式产品的广泛应用, 对升降压 (BUCK-BOOST) 转换器的需求迅速增加。在许多便携式设备中, 采用锂电池为 3V 电路供电, 锂电池电压范围为 4.2V(充满电时)到 2.7V(当接近放电结束时), 对于这样的应用, SEPIC 无疑是值得考虑的 (如图一所示)。

虽然 SEPIC 电路比 BUCK 或 BOOST 转换器需要更多的元件, 但是具有较宽的输入范围, 能在较少的电池供电的情况下工作。SEPIC 转换器中额外的元件花费通常可以通过节省电池得到补偿。

SEPIC 电路的一个重要应用是功率因数修正电路 (PFC), 可减少电力传输线中的谐波成分。升压型 (BOOST) 转换器在这种应用中也很理想, 但是由于升压转换器的输出电压比输入电压高, 因而元件需要较大的功率。



图一, 在一定温度和放电速率下的锂电池的放电曲线

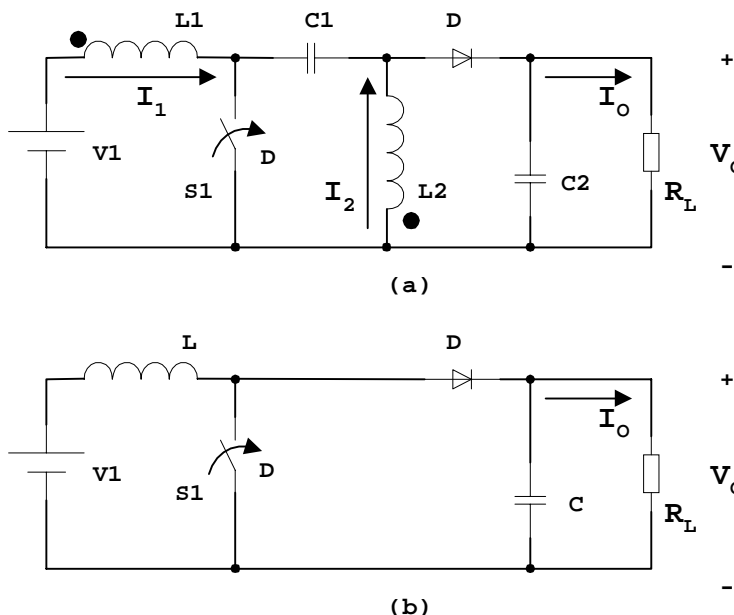
图二 (a) 和 (b) 对 SEPIC 和升压 (BOOST) 电路进行了比较。SEPIC 比 BOOST 电路采用元件数量多。因为 SEPIC 电路的额外元件为电抗性, 所以通常认为它的工作过程较复杂; 实际上它的两个电感可以按图中所示的同名端绕制在同一磁芯上。

SEPIC 拓扑电路具有下列优点:

- 短路保护
- 以地电位为参考的开关元件容易驱动
- 输入和输出电压具有相同极性
- 理论上输入电流纹波可以减小至零

由于在电容上的电流纹波相对较高, SEPIC 转换器通常被限制在小功率应用场合。对电流需求相对较大的应用中, 如膝上机和其它应用, BUCK 电路结构更合适。

工作原理



图二。电源拓扑。(a) SEPIC, (b) 升压-Boost

假设转换器已经达到它的稳定状态 (图 2a)。一个开关周期始于 S_1 导通, 电流 I_1 通过 L_1 从输入电压源流到公共端。同样的, 电容 C_1 等效于一个电压源, 电流 I_2 通过 L_2 从 C_1 流到公共端, 如图中箭头方向所示。两个电流都增大。当 S_1 关断时, 电流 I_1 通过 C_1 和 D 流入到 C_2 和负载电阻 R_L ; 电流 I_2 通过 D 流入到 C_2 。这两个电流都线性下降当电容充电时, 负载电流 I_0 从 C_2 流入到负载。

图 3 所示为 SEPIC 转换器的六个基本工作模式, 图 3b 描述了上述工作过程: 两个电感的电流都为正并连续。对于非连续工作模式 (图 3a), 在开关周期结束之前, 电感电流下降到 0。图 3c 和 3d 描述了两个电感的电流是连续的, 但是在部分开关周期中其中一个进入了反方向。在 e 和 f 中, 电感中的电流虽然相等但是方向相反。

数学描述

借助于图 2a 等效电路的帮助, 我们可以推导出 SEPIC 电路的数学模型。假设 C_1 和 C_2 上的电压是恒定的, 开关和二极管的压降可以忽略不计。对于工作在稳定状态下的电感, 在一个完整的开关周期中, 它的电压—时间关系曲线在一个周期内的积分等于零 (如图 4)。

因为图四中 A_1 、 A_2 所代表的面积相等, L_1 上的电压表达式如下:

$$V_1 D = (1-D) (V_{C1} + V_0 - V_1) \quad (1)$$

其中, D 为开关的占空比; V_{C1} 为 C_1 上的电压值; V_1 为供电电压; V_0 为输出电压。

同样由 L_2 可得:

$$V_{C1} D = (1-D) V_0 \quad (2)$$

由等式 (1) 和 (2) 求得:

$$V_{C1} = V_1 \quad (3)$$

用 V_1 替换 (1) 或 (2) 中的 V_{C1} , 可得到 SEPIC 的传递函数为:

$$V_0 / V_1 = D / (1-D) \quad (4)$$

解得:

$$D = V_0 / (V_0 - V_1) \quad (5)$$

假设转换效率为 100%, 输入功率等于输出功率:

$$V_1 I_1 = V_0 I_0 \quad (6)$$

实际应用中, 可以达到 85% 的效率。同理想情况相比, 输入端电流大约增大 18%。根据等式 (5) 和 (6), 占空比也可由输入和输出电流表达为:

$$D = I_1 / (I_0 + I_1) \quad (7)$$

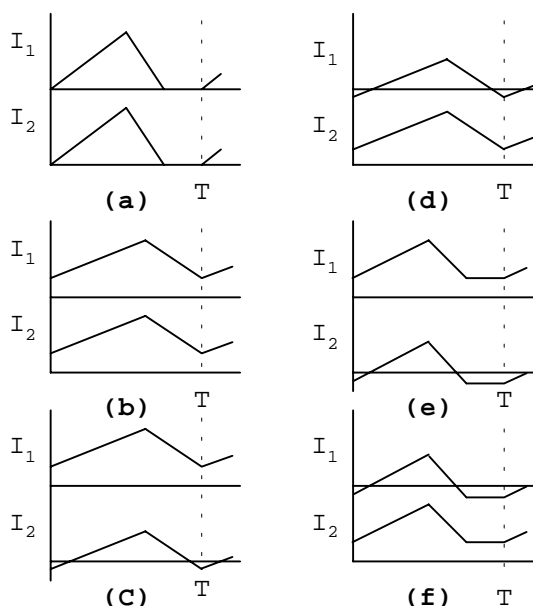
在 $(1-D)$ 的开关关断的时间内 (图 2a), 下列等式成立:

$$I_0 = (I_1 + I_2) (1-D) \quad (8)$$

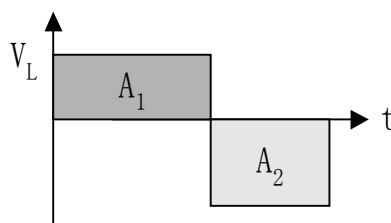
由等式 (7) 和 (8) 得:

$$I_0 = I_2 \quad (9)$$

元件参数



图三, 不同工作模式下的电感电流波形



图四, 在一个周期内一个电感中的磁通量等于零, 因为 $A_1 = A_2$

功率元件应根据它们的负荷来选择。

开关管 S₁: 在关断期间根据图 2a 得到:

$$V_{S1} = V_{C1} + V_0 = V_1 + V_0 \quad (10)$$

开关电流的平均有效值可以由下式决定 (图 5):

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_p^2 dt}$$

这里: T 为开关周期

解以上等式消去 T 得:

$$I_{1rms} = I_p \sqrt{D} \dots \dots (11)$$

$$I_{S1} = (I_1 + I_2) \sqrt{D} \dots \dots (12)$$

从等式 (8) 得: 二极管在开关导通时 (图 2a)

$$V_D = V_0 + V_{C1} = V_0 + V_1 \dots \dots (13)$$

在开关关断时:

$$I_M = I_O \dots \dots (14)$$

这里 I_M 是二极管的平均电流。它的均方根有效值 (rms) 通过等式 (11) 求得:

$$I_{Drms} = (I_1 + I_2) \sqrt{(1-D)} = \frac{I_O}{\sqrt{(1-D)}} \dots \dots (15)$$

$$I_{1rms} \cong I_1 = \frac{I_O D}{(1-D)} \quad (16)$$

$$I_{2rms} = I_O \quad (17)$$

电感的参数基于其电流均方根有效值 (rms):

电容的参数须由电流和电压两个参数来确

$$I_{C1} = \sqrt{(I_2 \sqrt{D})^2 + (I_1 \sqrt{1-D})^2}$$

定:

根据等式 (7) 和 (9):

$$I_{C1} = I_O \sqrt{\frac{D}{(1-D)}} \quad (18)$$

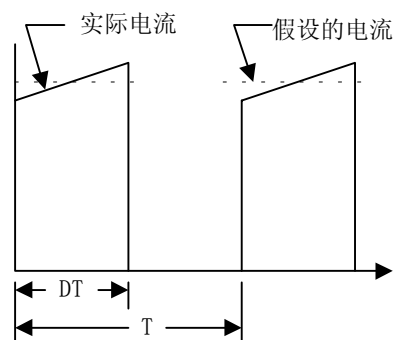
同样, 对于 C₂,

$$I_{C1} = \sqrt{(I_2 \sqrt{D})^2 + (I_1 \sqrt{1-D})^2} \quad (19)$$

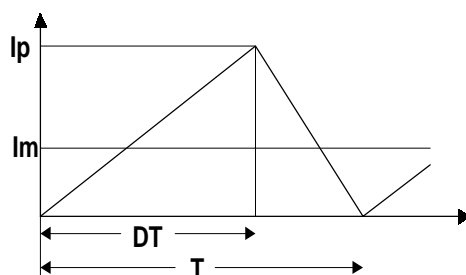
$$V_{C1} = V_1 \quad (20)$$

$$V_{C2} = V_0 \quad (21)$$

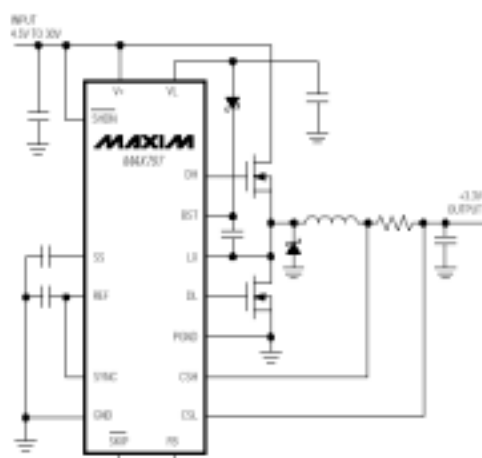
电感: 为确定电感值, 可以用临界值 (L_{IC},



图五, 开关电流对时间的函数



图六, 电感处于临界值时的电感电流



图七, MAX197 控制器

L_{2c})作为基础来分析。临界值的含义就是在满负荷的情况下，电感电流回到了零（参见图6）。

$$\begin{aligned} I_m &= \frac{I_{p1}}{2} \\ I_{p1} &= 2I_{AVI} = 2I_1 \\ I_{p1} &= \frac{2I_o}{(1-D)} \end{aligned} \quad (22)$$

$$I_{p1} = \frac{V_1 t_{on}}{L_{1c}} = \frac{V_1 DT}{L_{1c}} = \frac{V_1 D}{L_{1c} f_s} \quad (23)$$

这里， f_s 等于开关频率

令表达式（22）和（23）相等解得：

$$I_{1c} = \frac{V_1(1-D)}{2f_s I_o} \quad (24)$$

$$I_{p2} = 2I_{m2} = 2I_2 = 2I_o \quad (25)$$

$$I_{p2} = \frac{V_{c1} t_{on}}{L_{2c}} = \frac{V_1 D}{L_{2c} f_s} \quad (26)$$

令表达式（25）和（26）相等解得：

$$L_{2c} = \frac{V_1 D}{2f_s I_o} \quad (27)$$

$$\frac{L_{2c}}{L_{1c}} = \frac{D}{(1-D)} = \frac{V_o}{V_1} \quad (28)$$

电容 C_1 ：可以用下列的能量等式来计算电容值。

$$E = \frac{C_1 [V_1^2 - V_1^2(t)]}{2} = \frac{P_o}{f_s}$$

这里：

V_1 ： C_1 上的电压

S_1 是导通的

t_1 开关关断的时间

$$C_1 = \frac{2P}{[V_{1\min}^2 - V_{1\min}^2(t_1)]f_s} \quad (29)$$

电容 C_2 ：在开关导通期间， C_2 通过 R_L 放电：

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{C_2 dV_{C2}}{dt} = \frac{V_{C2}}{R_L} \\ \frac{dV_C}{dt} &\cong \frac{\Delta V_{C2}}{\Delta t} = \frac{\Delta V_{C2}}{t_{on}} = \frac{\Delta V_C f_s}{D} = \frac{V_C}{R_L C_2} \\ C_2 &= \frac{V_C}{\Delta V_C f_s R} = \frac{V_C}{\Delta V_C f_s R_{\min}} \end{aligned} \quad (30)$$

以下为示例:

$$V_1=6V, V_{1\max}=8V, V_{1\min}=4V, V_o=5V, P_o=10W, I_{o\min}=40mA, f_s=300kHz$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 2A$$

$$R_{L\max} = \frac{V_o}{I_{o\min}} = 125\Omega$$

$$R_{L\min} = \frac{V_o}{I_{o\max}} = 2.5\Omega$$

$$D_{\min} = \frac{V_o}{V_o + V_{1\max}} = 0.38$$

$$D_{\max} = \frac{V_o}{V_o + V_{1\min}} = 0.56$$

开关 S1:

$$V_{S1} = V_o + V_{1\max} = 13V$$

$$I_{S1rms} = \frac{I_o \sqrt{D_{\max}}}{(1 - D_{\max})} = 3.4A$$

二极管:

$$V_D = V_o + V_{1\max} = 13V$$

$$I_{Dm} = I_o = 2A$$

$$I_{Drms} = \frac{I_o}{(1 - D_{\max})} = 3A$$

电感 L₁:

$$I_{1rms} = \frac{I_o D_{\max}}{(1 - D_{\max})} = 2.5A$$

$$L_1 = \frac{V_{1\max}(1 - D_{\min})}{2fI_{o\min}} = 207\mu H$$

电感 L₂:

$$I_{2rms} = I_o = 2A$$

$$L_2 = \frac{L_1 V_o}{V_1} = 207\mu H$$

电容 C₁: 假设在开关导通期间其两端电压为 0.2V:

$$C_1 = \frac{2P_o}{[V_{1\min}^2 - V_{1\min}^2(t_1)]f} = 43\mu F$$

电容 C_2 : 假设输出纹波为 50mV:

$$C_2 = \frac{V_c D_{\max}}{\Delta V_c f_s R_{L\min}} = 75\mu F$$

通常电容的等效串联电阻 (ESR) 决定了它的量值。ESR 是由电容内的的箔引起的分布电阻, 和电容串联:

$$ESR = \frac{\Delta V_{C2}}{I_{O\max}} = \frac{0.05}{2} = 25m\Omega$$

在选择电容时应确保计算所得的 ESR 值与它所公布的开关频率下的 ESR 值相一致。

控制器 IC: 由上述讨论可知, 这种应用中建议使用一个升压型控制器。然而你也可以利用 MAX797 或相类似的高效、同步整流的控制器, 这时二极管由一个开关所替代。因为 MAX797 主要用于降压型转换器, 图 7 所示的低边开关替代了二极管。主开关移到了高边, 因而必须通过一些修改才能将这个器件用到 SEPIC 电路中 (图 8)。

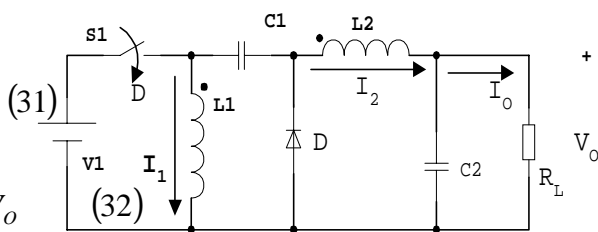
为了获得这个修改版的 SEPIC 电路的基本公式, 可以采用处理基本 SEPIC 结构的方法。根据图 8 (请注意 C_1 的极性):

对于 L_1 :

$$V_1 D = (1 - D) V_{C1}$$

对于 L_2 :

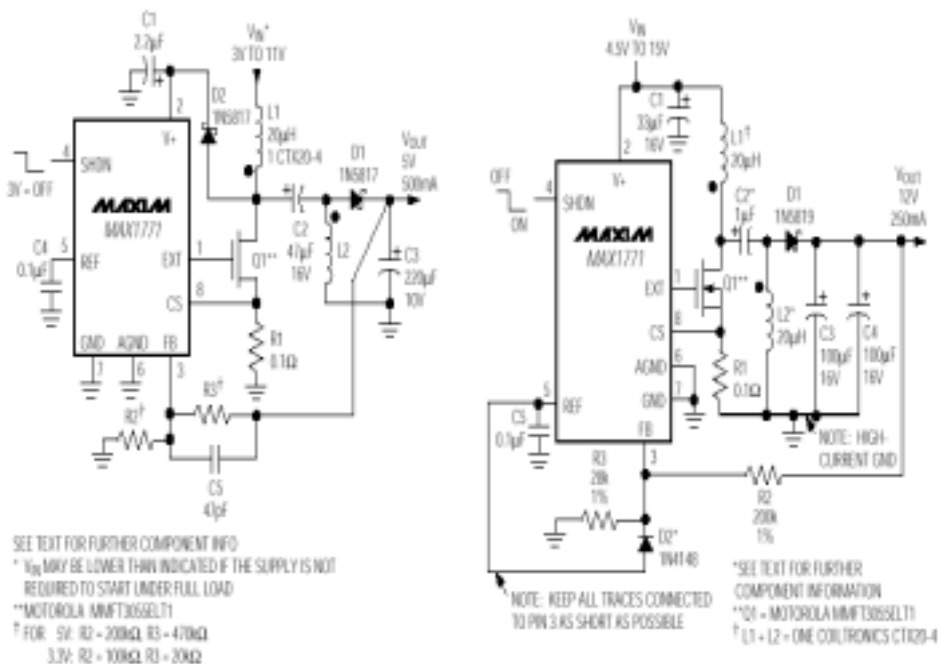
$$(V_1 + V_{C1} - V_o) D = (1 - D) V_o$$



图八, 高边开关 SEPIC

解上面的等式, 我们获得如下的传递函数:

$$\frac{V_1}{V_o} = \frac{D}{(1 - D)} \quad (33)$$



图九, SEPIC应用举例

与上述 SPEIC 一致, 并且

$$V_{C1} = V_o \quad (34)$$

非连续模式可以由前述基本结构方法获得。

耦合电感: 这两个电感可以按 1:1 的比率绕在一个铁芯上, 因此可以降低材料的成本, 并且通过磁耦合改进电路的工作方式。流过两个线圈的电流可以是连续也可以是不连续的。图 9 所示的两个 SEPIC 的例子使用了耦合电感; 所用的控制器 IC 是 MAX1771, 脉冲频率调制 (PFM) 方式。

当前某些需要升降压功能的方案是在升压电路后紧跟一个低压差线性稳压器实现的。MAX1705 就是这样一种电压转换器。当升压电路工作时, 它进入跟踪模式; 升压电路的输出总是比线性稳压器的输出高出 300mV, 从而得以改善效率。采用升压加线性稳压器的升降压电路典型应用是那些对噪声非常敏感的手持式无线设备。如果输入电压的范围非常广和输出电压接近于输入的中间值, 推荐使用 SEPIC 电路。