

# 升/降压锂电池充电设计

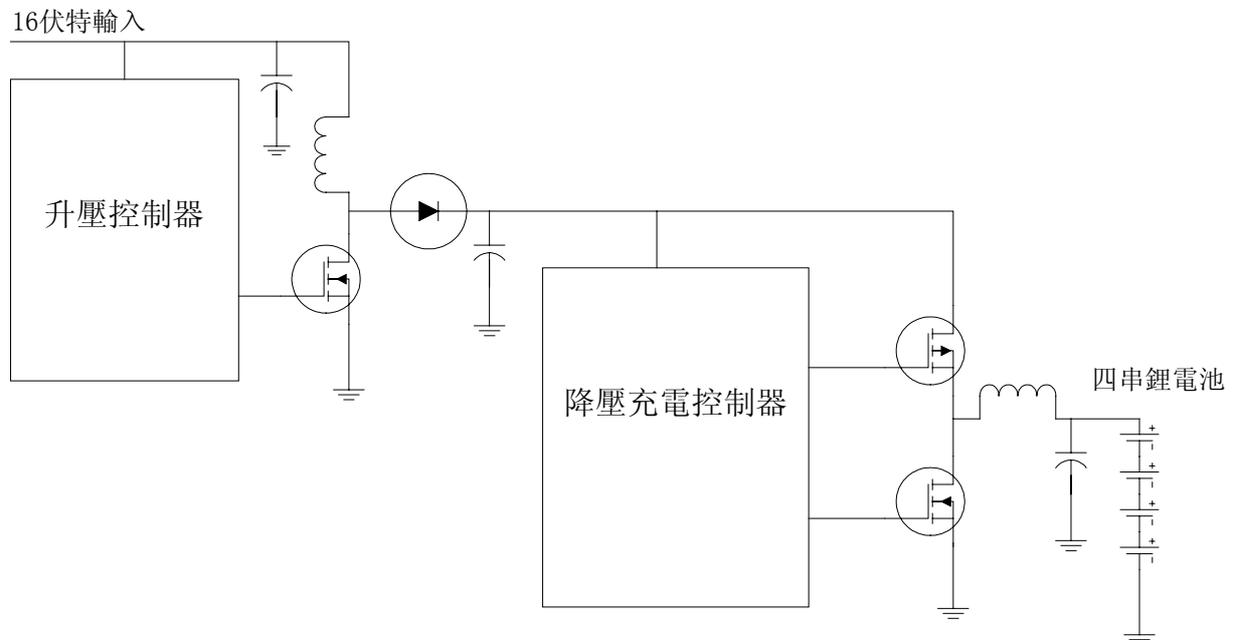
作者: 颜士明、蓝瑞立/Maxim Taiwan

## 前言:

锂电池充电大多采用降压模式，即直流输入电压比电池充满时的电压高，例如串联三颗节电压为 4.2 伏的锂电池，电池最高电压为 12.6 伏，采用 16 伏、19 伏或 20 伏的输入电压充电时，充电器只需设计成降压模式，如是四颗锂电池串联，对于 16 伏输入电压的充电设计，必需有升压及降压两种模式才可以充满电池(16.8 伏)。

## 传统升/降压充电器的设计:

为提供升、降压模式的充电，最简单的作法如图一所示，两段式的升压及降压电路串联在一起，先将输入电压升压至比电池满充略高的数值，再输入至一般的降压充电电路，以 16 伏输入电压充四颗串联锂电池为例，

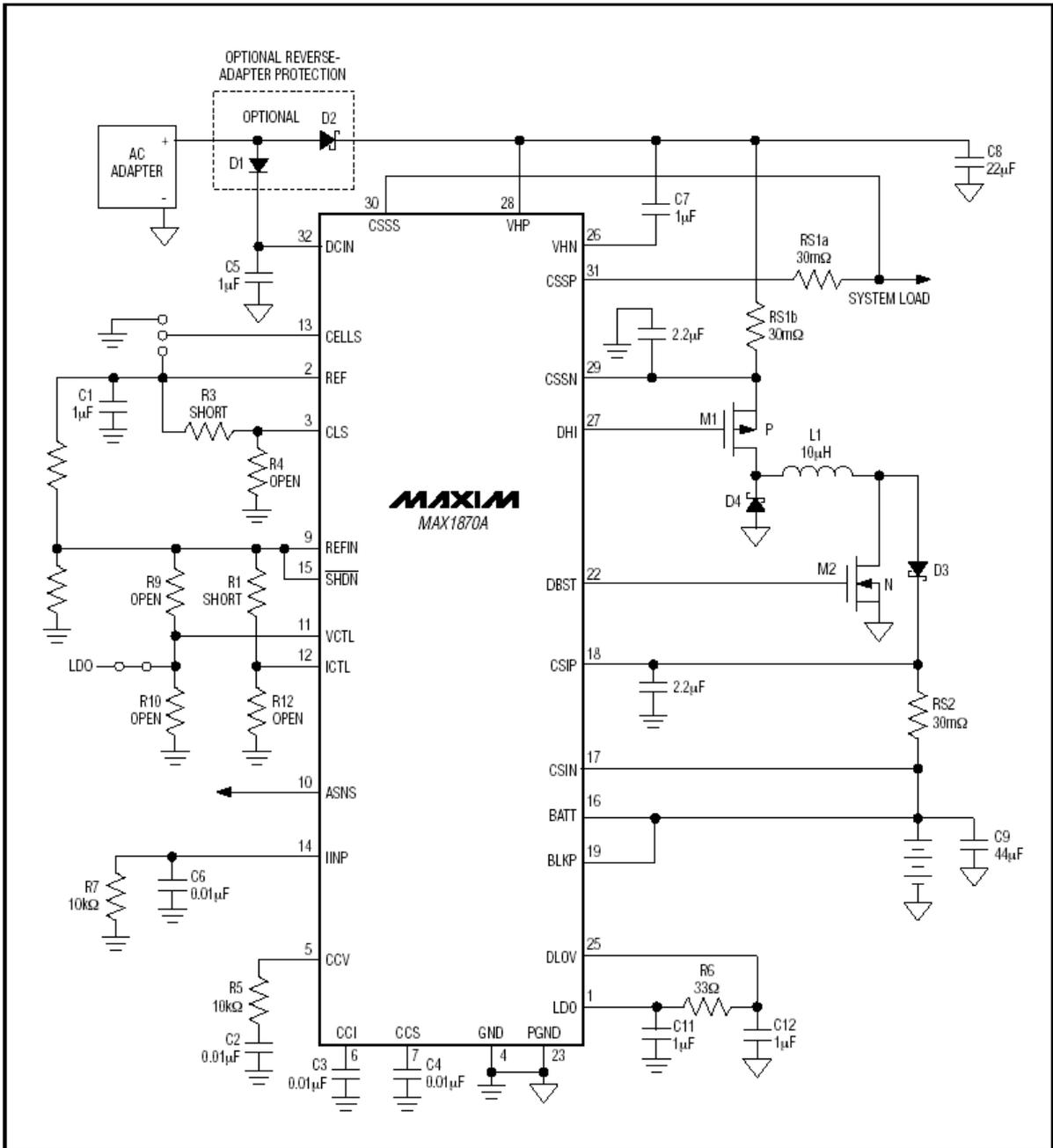


图（一）两段式的升降压充电电路

图一左半边升压电路先将 16 伏特升压至 18 伏特，再以 18 伏特对四颗锂电池充电。此种电路设计操作原理简单，但却需要两套的开关电源，在设计上成本较高，电源转换效率也较差；

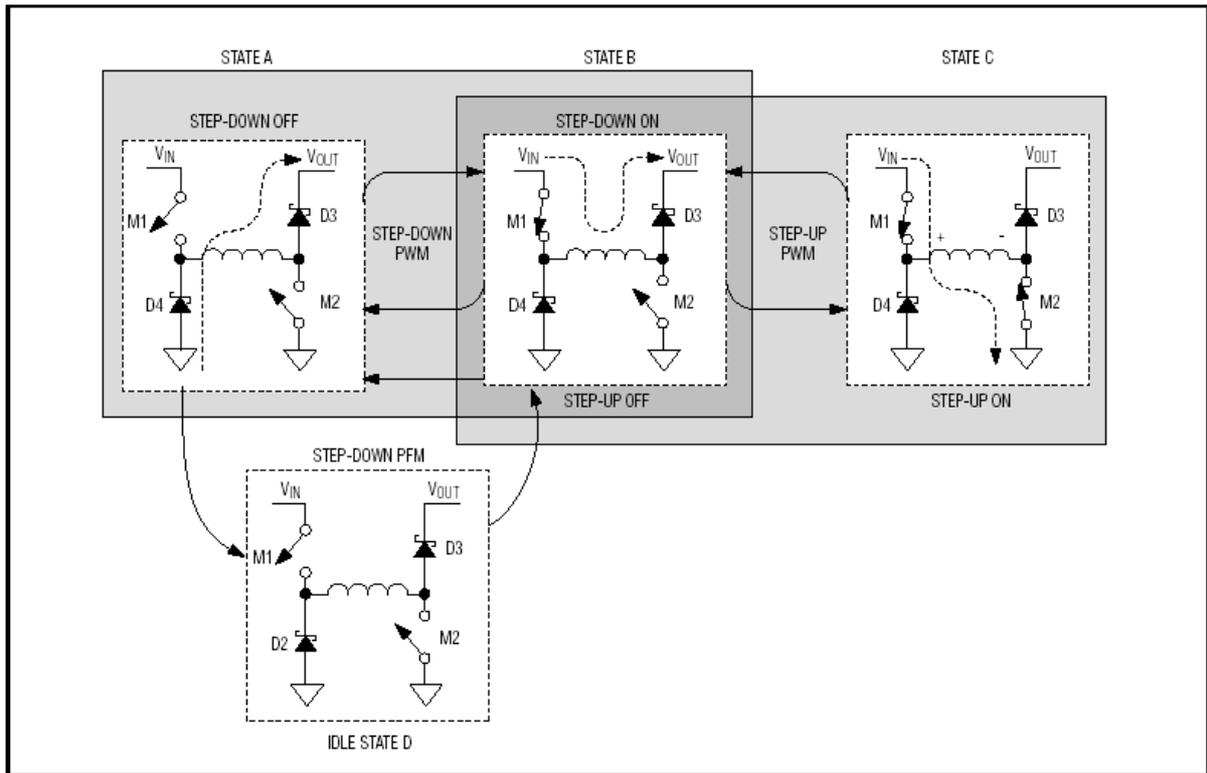
## 新型升降压充电器的设计及原理分析:

如能在一个开关型电源电路上同时支持升压及降压模式，则可省掉一个电源控制器及电感，降低电路成本；MAX1870A 升降压式锂电池充电控制器即符合一个控制器支持升压及降压模式充电，降低电路设计的复杂度。



图（二）MAX1870A 升降压式充电器基本电路

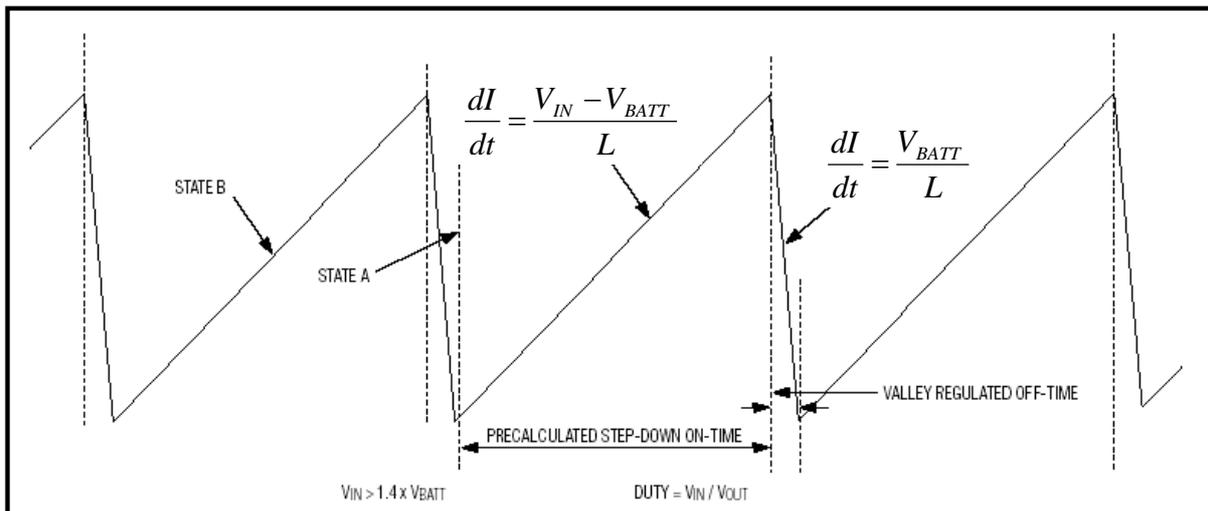
MAX1870A 控制器支持降压模式、升压模式及升/降压模式充电,基本电路如图二所示,控制器采用低边N通道 MOSFET 及高边P通道 MOSFET 架构实现上述三种操作,并按照图三所示A、B、C、D四种状态机工作,工作状态由输入电压 $V_{IN}$ 及电池电压 $V_{BATT}$ 决定,状态D提供低输出电流时PFM操作,在中、高输出电流时工作在PWM方式。



图(三)A、B、C、D四种状态机

(一) 降压模式(输入电压  $V_{IN}$  大于 1.4 倍电池电压  $V_{BATT}$  时)

在中、高输出电流且输入电压  $V_{IN}$  大于 1.4 倍电池电压  $V_{BATT}$  时，MAX1870A 工作在状态 A 及 B，MOSFET M2 保持关闭状态；图四所示为降压模式下的电感电流，在此模式下 MAX1870A 控制降压 MOSFET M1 关闭时间，初始状态 A 中 DH1 使 M1 关闭，电感电流以  $dI/dt = V_{BATT}/L$  的斜率下降，直到电感电流到达预订值，之后在状态 B 中 DH1 使 M1 导通，电感电流以  $dI/dt = (V_{IN} - V_{BATT})/L$  的斜率上升，直到超过降压导通时间，状态 B 结束后另一个状态 A 的 MOSFET 关闭时间开始，如此重复工作。



图(四)降压工作时的电感电流

若以图二电路为例：

输入电压  $V_{IN} = 16V$ ，电池电压  $V_{BATT} = 11V$ ，电感  $L = 10\mu H$ ，充电电流  $I_{CHG} = 2.4A$   
MAX1870A 的切换频率  $f = 400KHz$ ，切换周期  $T = 1/f = 2.5\mu s$

负载周期  $D = V_{BATT}/V_{IN} = 11V/16V = 68.75\%$

状态 B MOSFET M1 导通时间  $T_{on} = D * T = 1.72\mu s$

状态 A MOSFET M1 关闭时间  $T_{off} = (1 - D) * T = 0.78\mu s$

状态 B MOSFET M1 导通，电感电流上升斜率  $m_{on} = (V_{IN} - V_{BATT})/L = 0.5 A/\mu s$

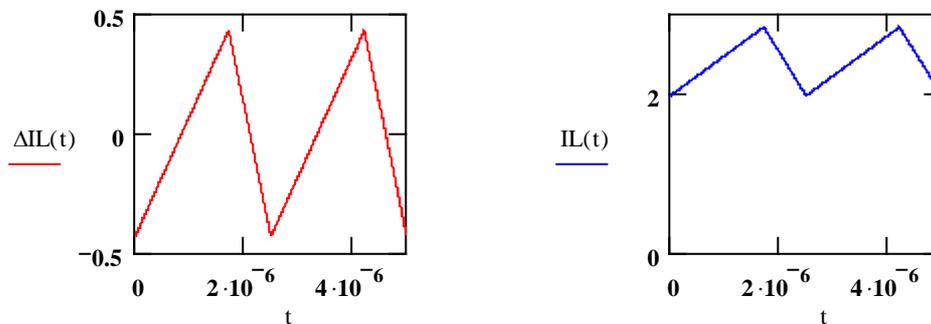
状态 A MOSFET M1 关闭，电感电流下降斜率  $m_{off} = -V_{BATT}/L = -1.1 A/\mu s$

电感纹波电流  $\Delta I_L = T_{ON} * m_{on} = 0.86A$

平均电感纹波电流  $\Delta I_{Lmean} = 1/2 * \Delta I_L = 0.43A$

最大电感电流  $I_{LPEAK} = I_{CHG} + \Delta I_{Lmean} = 2.83A$

电感纹波电流  $\Delta I_L$  及电感电流  $I_L$  波形如图五所示。

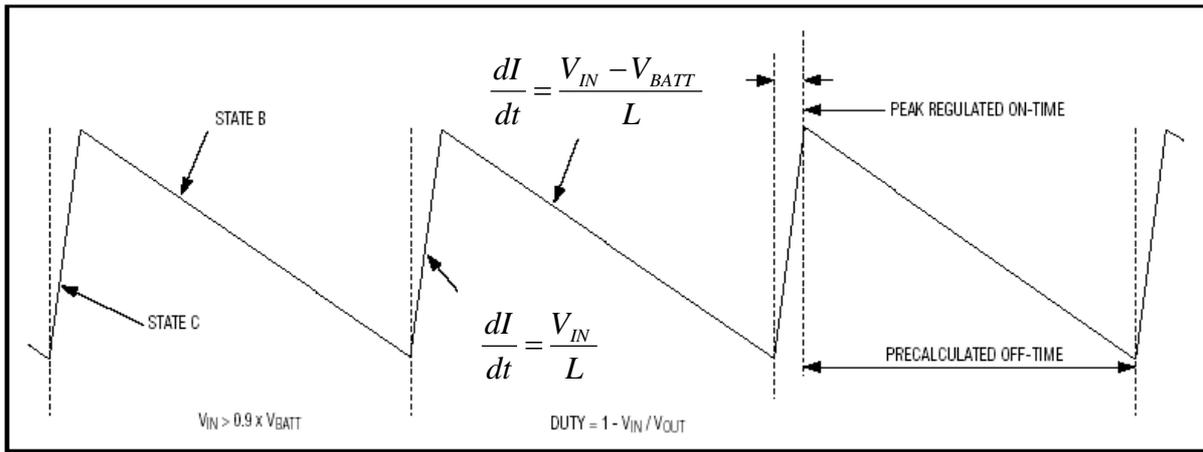


图(五)降压操作电感纹波电流  $\Delta I_L$  及电感电流  $I_L$  波形

低输出电流下，电感电流在状态 A 中低至零安培，控制器切换至状态 D 以减少电源损耗，并避免电流在输入、输出之间转换。

(二) 升压模式(输入电压  $V_{IN}$  小于 0.9 倍电池电压  $V_{BATT}$  时)

当输入电压  $V_{IN}$  小于 0.9 倍电池电压  $V_{BATT}$  时，MAX1870A 控制在状态 B 及 C，MOSFET M1 保持在导通状态，此模式下充电控制器就像一个简单的升压控制器，图六所示为升压模式下的电感电流，在此模式下 MAX1870A 控制升压 MOSFET M2 导通时间，一开始在状态 C 中 DBST 使 M2 导通，电感电流以  $dI/dt = V_{IN}/L$  的斜率上升，直到电感电流到达预订的设定值，之后在状态 D 中 DBST 使 M2 关闭，电感电流以  $dI/dt = (V_{IN} - V_{BATT})/L$  的斜率下降，直到超过升压关闭时间，状态 D 结束后另一个状态 C 的 MOSFET 导通时间开始，如此重复工作。



图(六)升压工作时电感电流

若以图二电路为例：

输入电压  $V_{IN} = 15V$ ，电池电压  $V_{BATT} = 16.8V$ ，电感  $L = 10\mu H$ ，充电电流  $I_{CHG} = 2.4A$   
 MAX1870A 的切换频率  $f = 400KHz$ ，切换周期  $T = 1/f = 2.5\mu s$

负载周期  $D = 1 - V_{in} / V_{BATT} = 10.7\%$

在状态 C MOSFET M2 导通时间  $T_{on} = D * T = 0.268\mu s$

在状态 B MOSFET M2 关闭时间  $T_{off} = (1 - D) * T = 2.23\mu s$

在状态 C MOSFET M2 导通，电感电流上升斜率  $m_{on} = V_{IN} / L = 1.5A/\mu s$

在状态 B MOSFET M2 关闭，电感电流下降斜率

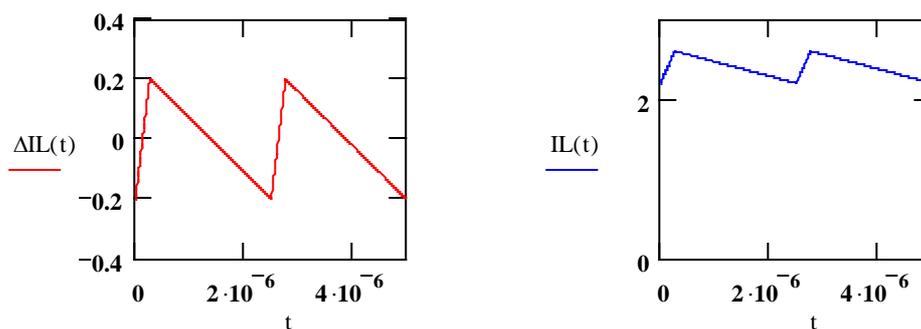
$m_{off} = (V_{IN} - V_{BATT}) / L = -0.18A/\mu s$

电感纹波电流  $\Delta I_L = T_{ON} * m_{on} = 0.402A$

平均电感纹波电流  $\Delta I_{Lmean} = 1/2 * \Delta I_L = 0.201A$

最大电感电流  $I_{LPEAK} = I_{CHG} + \Delta I_{Lmean} = 2.601A$

电感纹波电流  $\Delta I_L$  及电感电流  $I_L$  波形如图七所示。

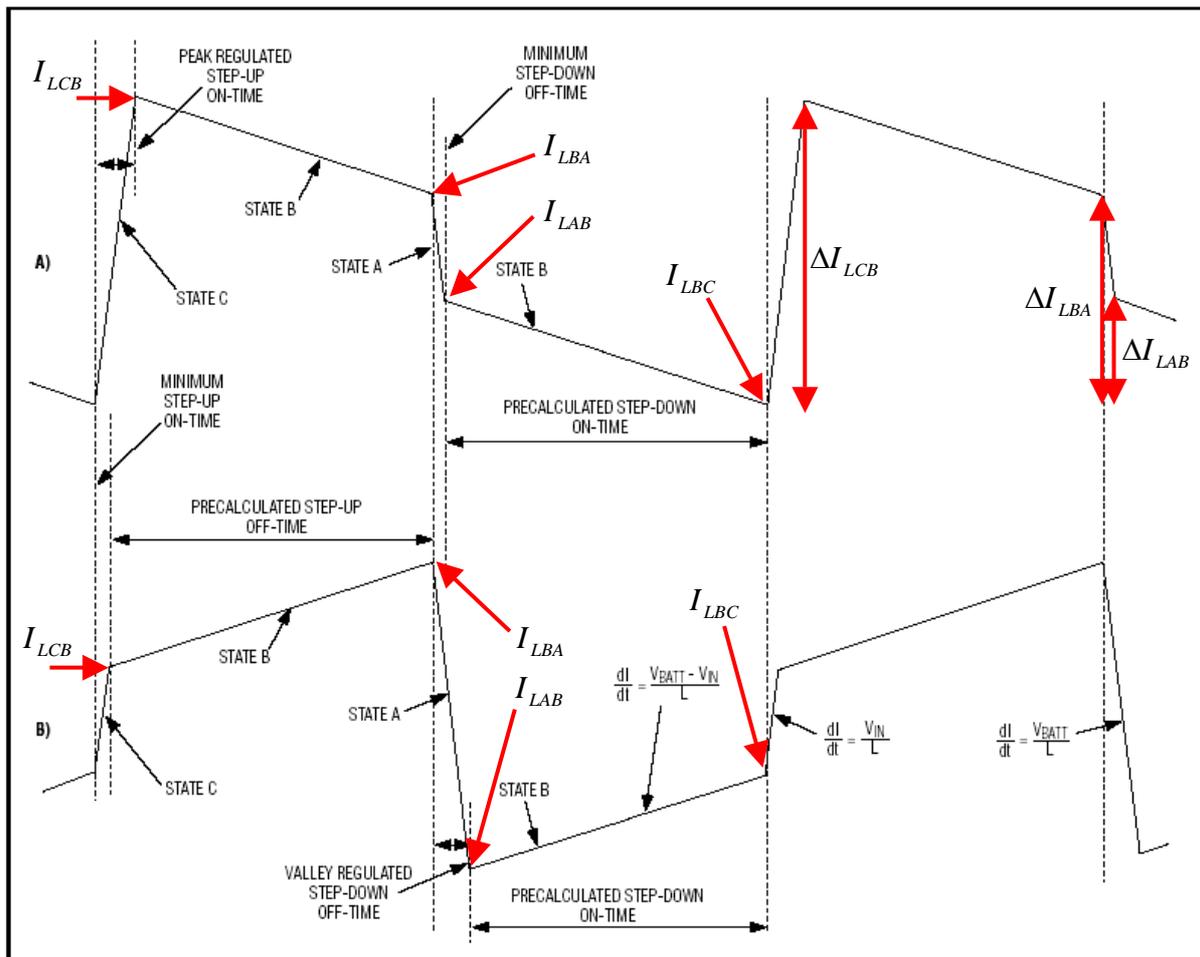


图(七)升压模式下的电感纹波电流  $\Delta I_L$  及电感电流  $I_L$  波形

(三) 升/降压混合模式(输入电压  $V_{IN}$  介于 0.9 倍至 1.4 倍电池电压  $V_{BATT}$  间)

图八所示为升降/压混合模式下的电感电流，当输入电压  $V_{IN}$  介于 0.9 倍至 1.4 倍电池电压  $V_{BATT}$  间，MAX1870A 控制在状态 A、B 及 C 间切换，按照 A、B、C、B、A、B、C... 等顺序，将大部份的时间落在状态 B，越多的

时间落在状态 B，电感纹波电流将越小，转换效率越高；而升降压混合模式又可细分为升降压混合模式的升压模式（输入电压  $V_{IN}$  小于电池电压  $V_{BATT}$  但大于 0.9 倍电池电压  $V_{BATT}$ ， $0.9V_{BATT} < V_{IN} < V_{BATT}$ ）及升降压混合模式的降压模式（输入电压  $V_{IN}$  大于电池电压  $V_{BATT}$  但小于 1.4 倍电池电压  $V_{BATT}$ ， $V_{BATT} < V_{IN} < 1.4V_{BATT}$ ）。



图(八)升降压操作时电感电流

在图八(A)所示为升降压混合模式的升压模式电感电流，最大电流将限制状态 C 的时间，其余的时间工作在状态 B，在此状态下，平均电感电流大约会比输出电流多出百分之二十。

若以图二电路为例：

输入电压  $V_{IN} = 16V$ ，电池电压  $V_{BATT} = 16.8V$ ，电感  $L = 10\mu H$ ，充电电流  $I_{CHG} = 2.4A$   
 MAX1870A 的切换频率  $f = 400KHz$ ，切换周期  $T = 1/f = 2.5\mu s$

在状态 A MOSFET M1 关闭，电感电流下降斜率  $m_A = -V_{BATT}/L = -1.68 A/\mu s$

在状态 B MOSFET M1 导通，电感电流下降斜率  $m_B = (V_{IN} - V_{BATT})/L = -0.08 A/\mu s$

在状态 C MOSFET M2 导通，电感电流上升斜率  $m_C = V_{IN}/L = 1.6 A/\mu s$

此架构下状态 A 控制在降压最小关闭时间  $T_A = 0.4\mu s$

由静态电感纹波电流:

$$T_C * m_C + (T - T_C) * m_B + T_A * m_A + (T - T_A) * m_B = 0, \quad T_C \text{ 为工作在状态 C 的时间。}$$

$$\text{得到状态 C M2 导通时间 } T_C = 2T(1 - V_{IN}/V_{BATT}) + T_A * V_{IN}/V_{BATT} = 0.619\mu s$$

$$\text{电感纹波电流 } \Delta I_L = T_C * m_C = 0.99A$$

$$\Delta I_{LCB} = T_C * m_C = 0.99A$$

$$\Delta I_{LBA} = I_{LCB} + (T - T_C) * m_B = 0.84A$$

$$\Delta I_{LAB} = I_{LBA} + T_A * m_A = 0.168A$$

平均电感纹波电流

$$\Delta I_{Lmean} = \frac{\left[ \frac{(\Delta I_{LCB} + \Delta I_{LBA}) * (T - T_C) + (\Delta I_{LBA} + \Delta I_{LAB}) * T_A + \frac{\Delta I_{LAB}}{2} * (T - T_A)}{2} \right]}{2T - T_C}$$

$$\text{得到 } \Delta I_{Lmean} = 0.479A$$

$$\text{平均电感输出电流 } I_{LO} = \frac{2T * I_{CHG}}{2T - T_C} = 2.739A, \quad \text{得到}$$

$$I_{LCB} = I_{LO} + (\Delta I_{LCB} - \Delta I_{Lmean}) = 3.25A$$

$$I_{LBA} = I_{LO} + (\Delta I_{LBA} - \Delta I_{Lmean}) = 3.1A$$

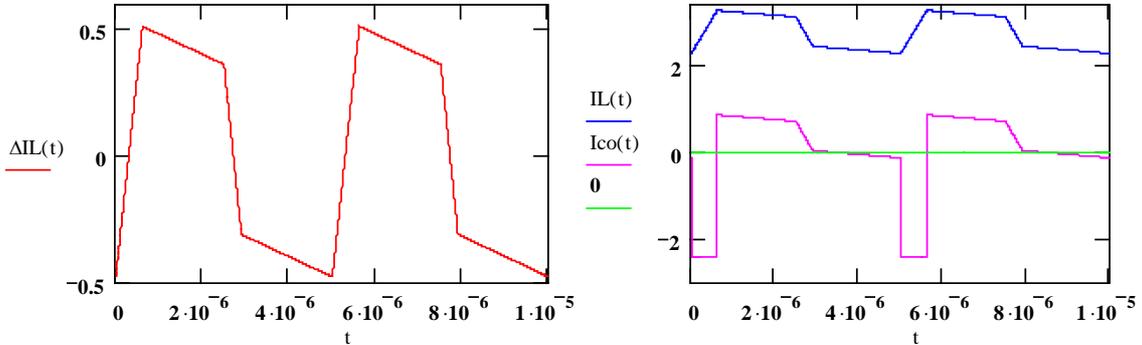
$$I_{LAB} = I_{LO} + (\Delta I_{LAB} - \Delta I_{Lmean}) = 2.428A$$

$$I_{LBC} = I_{LAB} + (T - T_A) * m_B = 2.26A$$

在状态 A 及 B, 输出电容电流  $I_{CO} = I_L - I_{CHG}$

在状态 C, 输出电容电流  $I_{CO} = -I_{CHG}$

电感纹波电流  $\Delta I_L$ 、电感电流  $I_L$  及输出电容电流  $I_{CO}$  波形如图九所示。



图(九) 升降压混合模式的升压模式电感纹波电流  $\Delta I_L$ 、电感电流  $I_L$  及输出电容电流  $I_{CO}$  波形

假如等效输出电容  $C_{out} = 10\mu F$ , 电容等效电阻值  $ESR = 2m\Omega$

则等效电阻所贡献的输出纹波电压

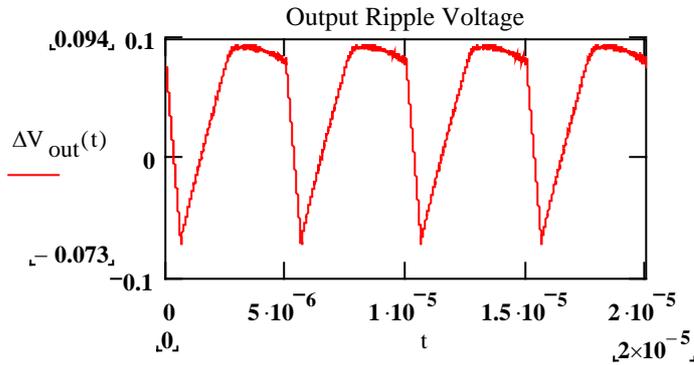
$$\Delta V_{out\_ESR}(t) = ESR * I_{CO}(t)$$

电容值所产生的输出纹波电压

$$\Delta V_{out\_CO}(t) = \frac{\Delta Q_P}{2C_{OUT}} + \frac{\int_0^t I_{CO}(\tau) d\tau}{C_{OUT}}$$

其中  $\Delta Q_p$  为输出电容正向储存电荷， $\Delta Q_p = \frac{1}{2} \int_0^{2T} |I_{CO}(t)| dt$

总输出纹波电压  $\Delta V_{out}(t) = \Delta V_{out\_ESR}(t) + \Delta V_{out\_CO}(t)$  波形如图十所示。



图(十) 升降压混合模式的升压模式输出纹波电压  $\Delta V_{OUT}$

在图八(B) 所示为升降压混合模式的降压模式电感电流，最小电流将限制状态 A 的时间，其余的时间工作在状态 B，在此状态下，平均电感电流大约会比输出电流多出百分之十。

若以图二电路为例：

输入电压  $V_{IN} = 16V$ ，电池电压  $V_{BATT} = 15V$ ，电感  $L = 10\mu H$ ，充电电流  $I_{CHG} = 2.4A$  此架构下状态机 C 控制在升压最小导通时间  $T_C = 0.3\mu s$

对照上述分析，得到

$$\Delta I_{Lmean} = 0.46A$$

$$\text{平均电感输出电流 } I_{LO} = \frac{2T * I_{CHG}}{2T - T_C} = 2.723A$$

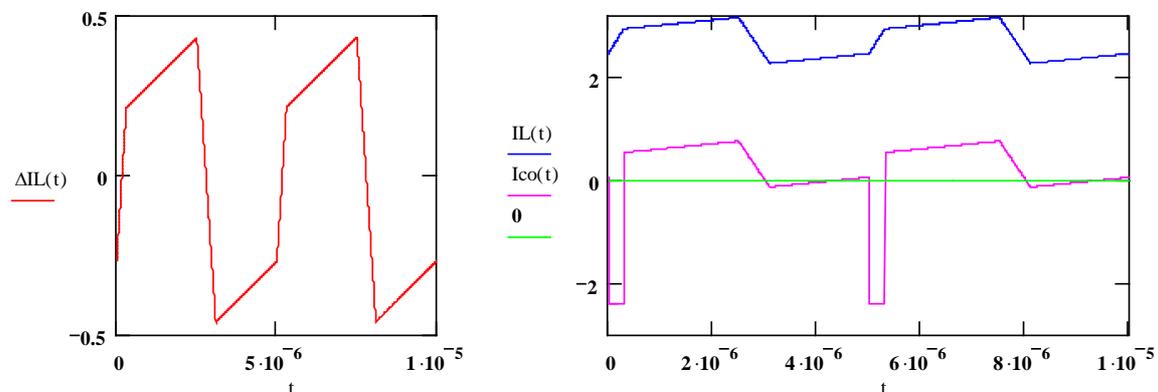
$$I_{LCB} = I_{LO} + (\Delta I_{LCB} - \Delta I_{Lmean}) = 2.934A$$

$$I_{LBA} = I_{LO} + (\Delta I_{LBA} - \Delta I_{Lmean}) = 3.154A$$

$$I_{LAB} = I_{LO} + (\Delta I_{LAB} - \Delta I_{Lmean}) = 2.263A$$

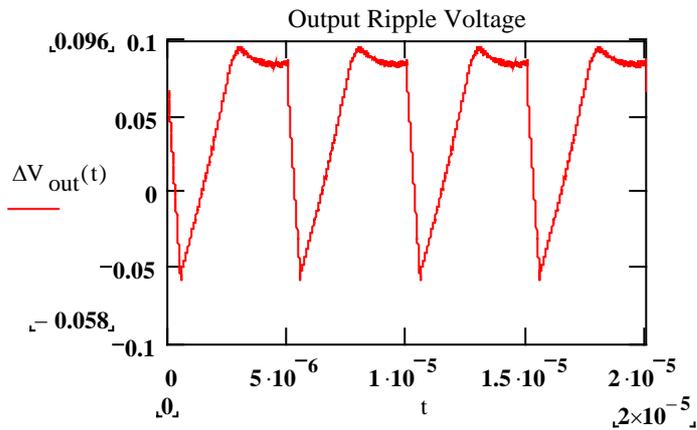
$$I_{LBC} = I_{LAB} + (T - T_A) * m_B = 2.454A$$

电感纹波电流  $\Delta I_L$ 、电感电流  $I_L$  及输出电容电流  $I_{CO}$  波形如图十一所示。



图(十一) 升降压混合模式的降压模式电感纹波电流  $\Delta I_L$ 、电感电流  $I_L$  及输出电容电流  $I_{CO}$  波形

总输出纹波电压  $\Delta V_{out}(t) = \Delta V_{out\_ESR}(t) + \Delta V_{out\_CO}(t)$  波形如图十二所示。



图(十二) 升降压混合模式的降压模式输出纹波电压  $\Delta V_{OUT}$

### 结论：

由以上分析可知，当输入电压介于电池最低和充满电压间时，采用同时支持升、降压的充电器是最好的解决方案，MAX1870A 充电控制器即符合这类需求；有时在系统设计上为了在直流降压转换器上得到更好的效率，降低系统整体发热的问题，往往选用较低的输入电压当作直流电源，此时就需要升、降压式的充电设计；MAX1870A 升、降压式充电器控制电路设计，可提供一个简单、较低成本、较省空间的设计。