

导入电缆压降补偿功能 行动装置充电更快速

智能型手机和平板装置充电时间可望大幅缩短。具备电缆压降补偿功能的充电器，由于可根据负载电流的压降比进行输出电压补偿，让电池终端的电压保持恒定，从而达到快速充电的目的，因而已日益受到行动装置开发人员青睐。

电缆压降补偿(Cable Drop Compensation)是减少总充电时间的关键特性之一。

便携设备额定功率越高，而电池终端电压越低。如果充电器没有电缆压降补偿功能，则恒定电压(CV)工作模式下的低充电电流，将导致施加于电池的电压较低，且提升速度非常缓慢，导致总充电时间延长。

因此有必要根据负载电流的压降比，对充电器进行输出电压补偿来加快充电。本文将介绍一种透过几个被动组件实现的外部电缆压降补偿方法，其结构简单且成本低廉。

常用控制器内部不包含电缆压降补偿功能，如果使用控制器不是专门为电池充电系统设计，则须在外部实施补偿电路，并采用尽可能少的组件数量。

在既有控制器外实作补偿电路

要实现良好的电缆压降补偿，须要对负载电流进行精确测量或估算。根据产生负载电流信息的方法，目前有两种解决方案。图 1 显示感测负载电流最简单的方法。

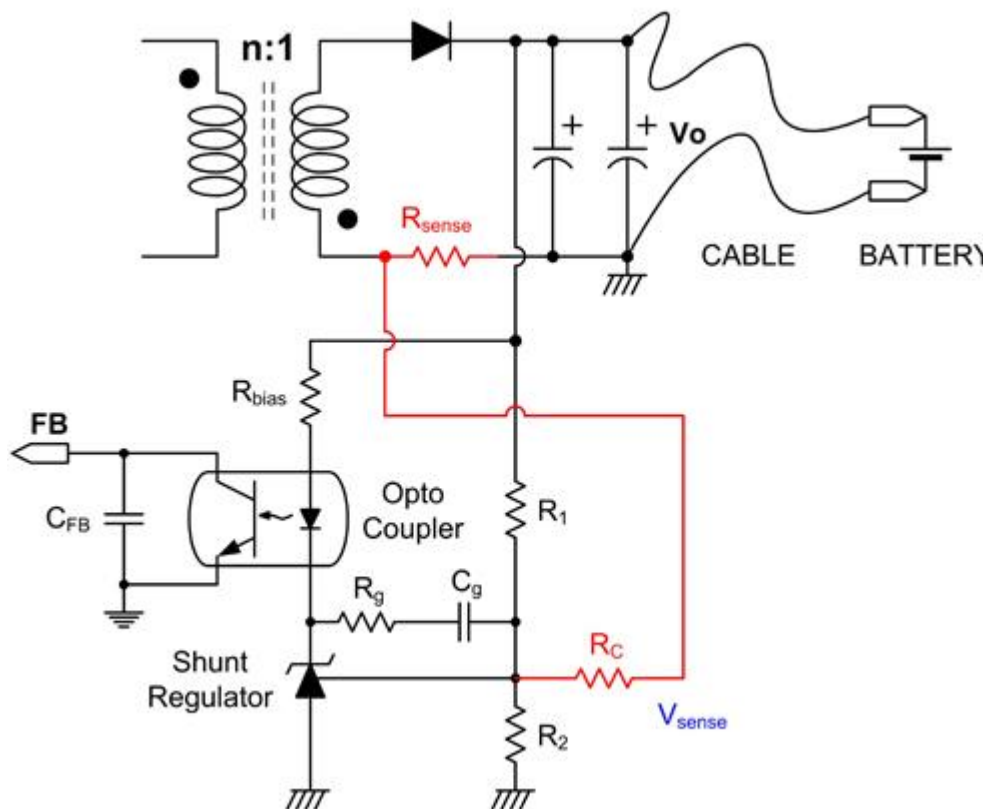


图 1 实现电缆压降补偿的直接感测方法

感测电阻器感测负载电流

在负载电流返回路径上有一个感测电阻器 R_{sense} 。负载电流增加时，感测电压 V_{sense} 反方向增加。 V_{sense} 透过 RC 被施加到并行稳压器的参照接脚，由于通过 R_2 的电流是固定的，当 V_{sense} 反方向增加时，通过 R_1 的电流增加。因此，输出电压 V_O 也随之增加。当根据负载电缆的阻抗适当选择 RC 时， V_O 得到补偿，从而保持电池终端电压恒定。

因为负载电流是直接感测的，因此这个方法简单且可靠。然而，感测电阻器的功率损失相当大，特别是对于大功率系统，因此总效率越来越差。为实现补偿，需要的是估算负载电流，而非直接的电流感测。

从次级侧二极管导通时间估算负载电流

当充电器系统设计采用不连续导通模式(DCM)时，负载电流与初级侧中主开关的工作周期或次级侧二极管的导通持续时间成比例(图 2)。当初级侧的主开关导通时，附加二极管 DC 阴极上的电压 V_{Dc_K} 为 $V_O + V_{IN}/n$ ，其中 n 是变压器的匝数比。次级侧二极管的导通过程中， V_{Dc_K} 为零；次级侧二极管中的电流干运行后， V_{Dc_K} 变为 V_O ；基于 V_{Dc_K} ，DC 的阳极电压 V_{Dc_A} 被钳位在 V_O 。使用 R_4 和 C_1 后，在一个开关周期内 V_{Dc_A} 降低并平均，平均电压 V_{C1} 表示次级侧二极管的导通持续时间。

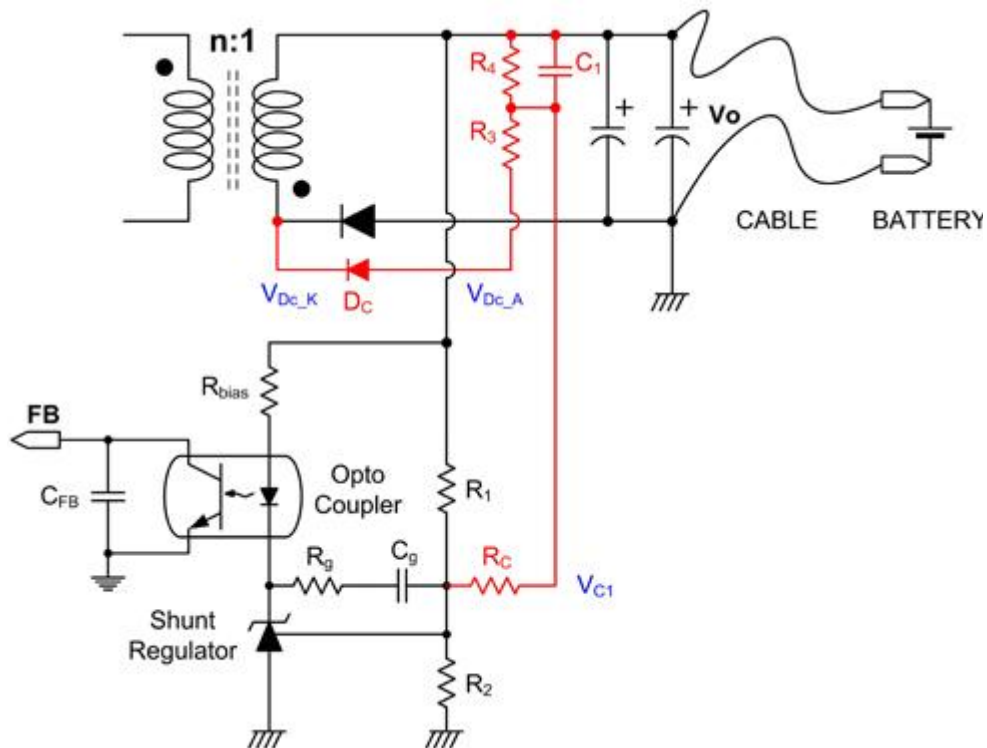


图 2 实现电缆压降补偿的导通时间估算方法

如果采用一个非常轻的负载，即 V_{Dc_A} 的零电压持续时间极短， V_{C1} 与输出电压 V_O 成比例。随着负载电流的增加，即 V_{Dc_A} 的零电压持续时间增加， V_{C1} 降低与零电压持续时间成反比。相较变压器的磁化电流或负载电流，随着负载电流的增加， V_{C1} 越来越低。

由于并行稳压器的参照接脚电压是固定的，因此通过 R_2 的电流始终是恒定的，而输出电压由通过 R_1 的电流决定。假设将通过 R_1 的电流设定为适当值，以调整在轻载条件下通过 RC 的电流来获得充电器输出电容的额定输出电压 V_O 。随着负载电流的增加， V_{C1} 减少，从而使通过 RC 的电流减小。为向 R_2 提供一个恒定电流，通过 R_1 的电流随着通过 RC 的电流的减少而增加。因此，通过 R_1 的电流增加时， V_O 增大。

此方法会产生一个讯号，表示无功率损失的次级侧二极管的导通持续时间。该方法的另一个优点是只需要使用五个小尺寸组件，但输出电流不能正确地反映到补偿电路。例如当次级侧二极管的导通持续时间增加两倍时，补偿电路确认负载增加两倍，即使由于三角形的面积，实际负载电流增加四倍。

电缆压降补偿功能助力 行动装置充电加速

接下来将对更精确方案进行讨论。图 4 为建议方案的工作原理。当一个电压(V_A)被施加到一个 $R-C$ 滤波器时，电容器电压呈指数增加，如下所示：

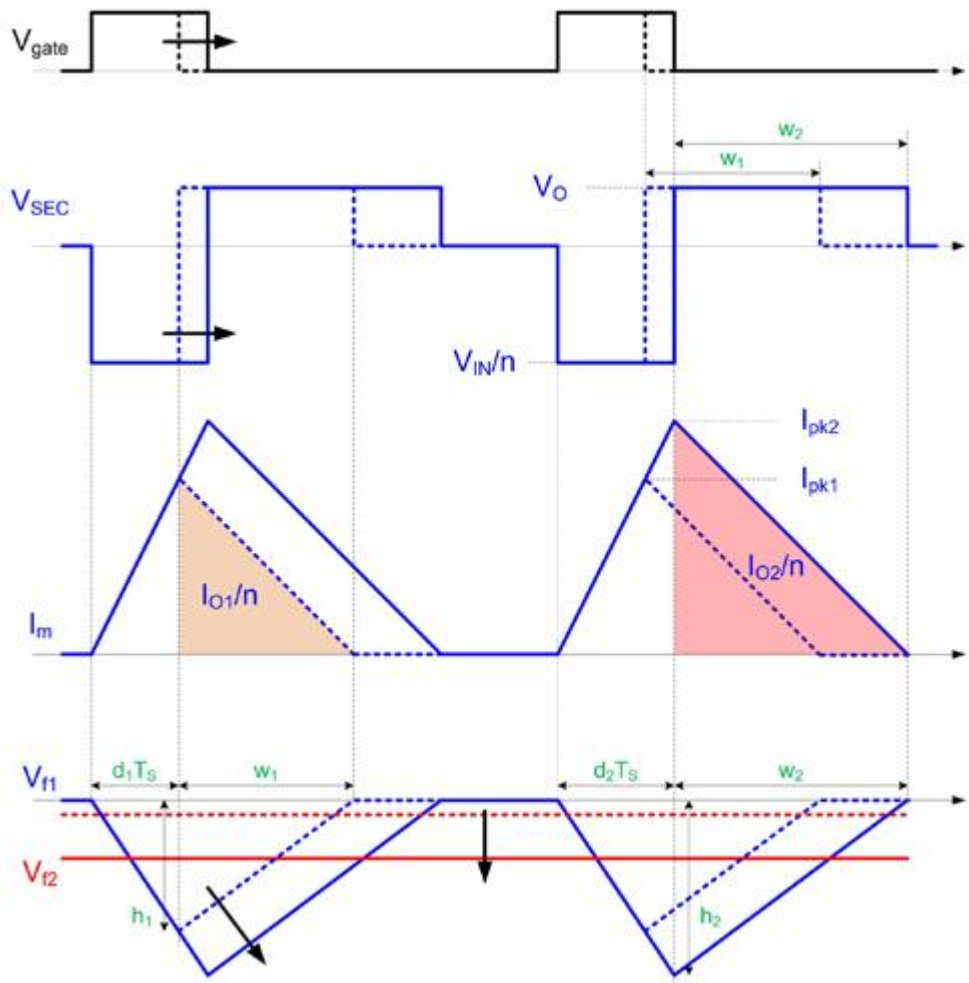


图 4 负载电流估算方法中的关键波形

$$v_C(t) = V_A \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

.....公式 1

起点附近的指数曲线斜率通过微分等式 1 计算得出，如下所示：

$$\left. \frac{dv_C(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{V_A}{RC} e^{-\frac{t}{RC}} \Big|_{t=0} = \frac{V_A}{RC} \propto I$$

.....公式 2

当电容器电压的初始条件为零时，曲线从 0V 开始，斜率为 VA。如果选择的 RC 时间常数合适，且应用 VA 的持续时间足够短，曲线近似直线。使用这一工作原理，可以精确地模拟负载电流。

图 3 显示专有解决方案的原理图。随着次级侧绕组上所施加电压的变化，第一个 R-C 滤波器、一个二极管(Rf1、Cf1 及 Df1)产生一个三角波形。主开关导通时，次级侧绕组的电压为 VIN/n，次级侧二极管导通时，电压为 VO。因此，Vf1 的上升和下降斜率分别与 VIN 和 VO 成比例。如果选择的 Rf1Cf1 时间常数适当，Vf1 的斜率类似磁化电流。因此，这形象地展示变压器的磁化电流，如图 4 中所示。通过第二个 R-C 滤波器(Rf2 及 Cf2)的平均电压 Vf2 与负载电流成精确比例。负载电流增加时，Vf2 反方向增加，并导致 VO 增加，与先前解决方案中的方式相同。在返驰式转换器中，负载电流的计算方法如下：

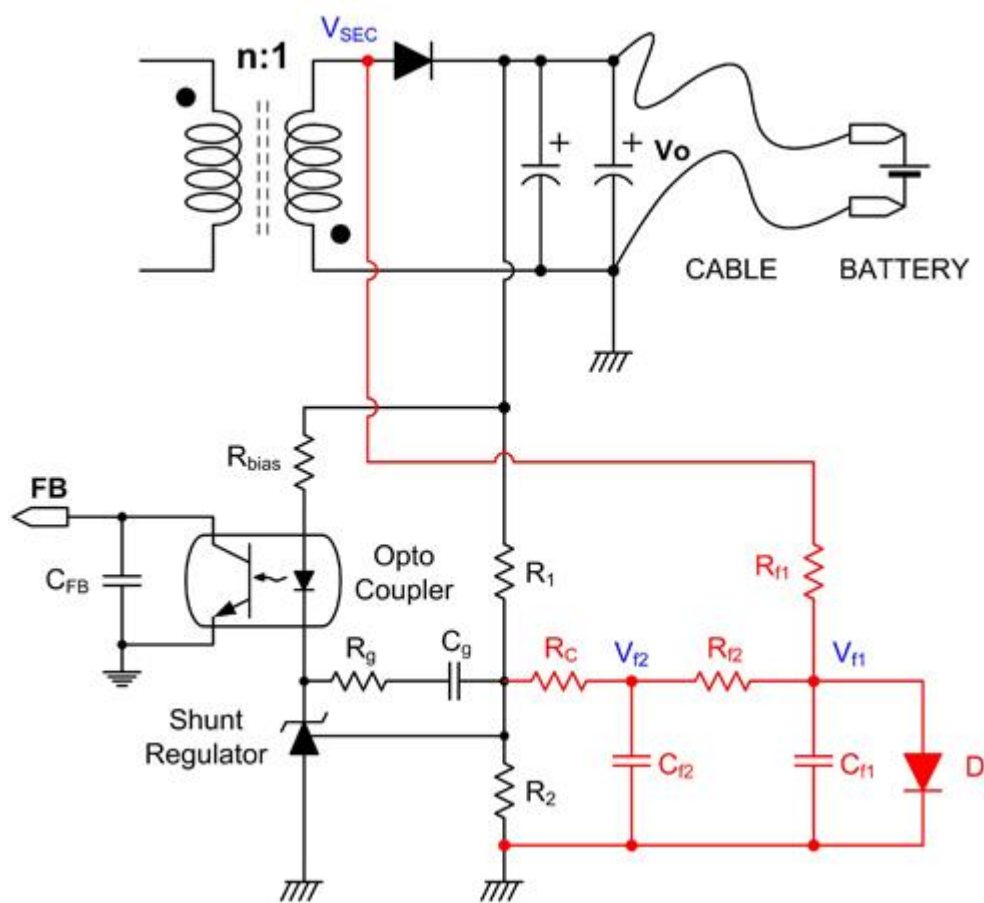


图 3 实现电缆压降补偿的负载电流估算方法

$$\begin{aligned}
I_{pk} &= \frac{V_{IN} dT_S}{L_m} \\
w &= \frac{\frac{L_m}{n^2} nI_{pk}}{V_o} = \frac{L_m}{nV_o} I_{pk} \\
&= \frac{L_m}{nV_o} \cdot \frac{V_{IN} dT_S}{L_m} = \frac{V_{IN}}{nV_o} dT_S \\
I_o &= \frac{1}{2} nI_{pk} w = \frac{1}{2} \cdot \frac{nV_{IN} dT_S}{L_m} \cdot \frac{V_{IN}}{nV_o} dT_S \\
&= \frac{1}{2} \frac{V_{IN}^2 T_S^2}{L_m V_o} d^2 \propto d^2
\end{aligned}$$

.....公式 3

其中 I_{pk} 为开关的峰值电流， d 为工作周期， T_S 为开关周期， L_m 为磁化电感， w 为次级二极管导通时间，而 I_o 为负载电流。从公式 3 中可看出，负载电流与工作周期的平方成正比。在建议解决方案中，平均电压 V_{f2} 的计算方法如下：

$$\begin{aligned}
h &= \frac{V_{IN} dT_S}{R_{f1} C_{f1}} \\
w &= \frac{R_{f1} C_{f1} h}{V_o} = \frac{R_{f1} C_{f1}}{V_o} \cdot \frac{V_{IN} dT_S}{R_{f1} C_{f1}} = \frac{V_{IN}}{nV_o} dT_S \\
V_{f2} &= \frac{1}{2} h(dT_S + w) = \frac{1}{2} \frac{V_{IN}}{R_{f1} C_{f1}} dT_S \left(dT_S + \frac{V_{IN}}{nV_o} dT_S \right) \\
&= \frac{1}{2} \frac{V_{IN} T_S^2}{R_{f1} C_{f1}} \left(1 + \frac{V_{IN}}{nV_o} \right) d^2 \propto d^2
\end{aligned}$$

.....公式 4

其中， h 是 V_{f1} 三角波形的高度， V_{f2} 与工作周期的平方成正比，即使主开关导通期间也可抵消。因此建议方案比其他方案能更精确地反映负载电流。