

一种实用的 BOOST 电路

0 引言

在实际应用中经常会涉及到升压电路的设计，对于较大的功率输出，如 70W 以上的 DC / DC 升压电路，由于专用升压芯片内部开关管的限制，难于做到大功率升压变换，而且芯片的价格昂贵，在实际应用时受到很大限制。考虑到 Boost 升压结构外接开关管选择余地很大，选择合适的控制芯片，便可设计出大功率输出的 DC / DC 升压电路。

UC3842 是一种电流型脉宽调制电源芯片，价格低廉，广泛应用于电子信息设备的电源电路设计，常用作隔离回扫式开关电源的控制电路，根据 UC3842 的功能特点，结合 Boost 拓扑结构，完全可设计成电流型控制的升压 DC / DC 电路，且外接元器件少，控制灵活，成本低，输出功率容易做到 100W 以上，具有其他专用芯片难以实现的功能。

1 UC3842 芯片的特点

UC3842 工作电压为 16~30V，工作电流约 15mA。芯片内有一个频率可设置的振荡器；一个能够源出和吸入大电流的图腾式输出结构，特别适用于 MoSFET 的驱动；一个固定温度补偿的基准电压和高增益误差放大器、电流传感器；具有锁存功能的逻辑电路和能提供逐个脉冲限流控制的 PWM 比较器，最大占空比可达 100%。另外，具有内部保护功能，如滞后式欠压锁定、可控制的输出死区时间等。

由 UC3842 设计的 DC / DC 升压电路属于电流型控制，电路中直接用误差信号控制电感峰值电流，然后间接地控制 PWM 脉冲宽度。这种电流型控制电路的主要特点是：

1)输入电压的变化引起电感电流斜坡的变化，电感电流自动调整而不需要误差放大器输出变化，改善了瞬态电压调整率；

2)电流型控制检测电感电流和开关电流，并在逐个脉冲的基础上同误差放大器的输出比较，控制 PWM 脉宽，由于电感电流随误差信号的变化而变化，从而更容易设置控制环路，改善了线性调整率；

3)简化了限流电路，在保证电源工作可靠性的同时，电流限制使电感和开关管更有效地工作；

4)电流型控制电路中需要对电感电流的斜坡进行补偿，因为，平均电感电流大小是决定输出大小的因素，在占空比不同的情况下，峰值电感电流的变化不能与平均电感电流变化相对应，特别是占空比，50%的不稳定性，存在难以校正的峰值电流与平均电流的误差，即使占空比<50%，也可能发生高频次谐波振荡，因而需要斜坡补偿，使峰值电感电流与平均电感电流变化相一致，但是，同步不失真的斜坡补偿技术实现上有一定的难度。

2 Boost 电路结构及特性分析

2.1 由 UC3842 作为控制的 Boost 电路结构

由 UC3842 控制的 Boost 拓扑结构及电路分别如图 1 和图 2 所示。

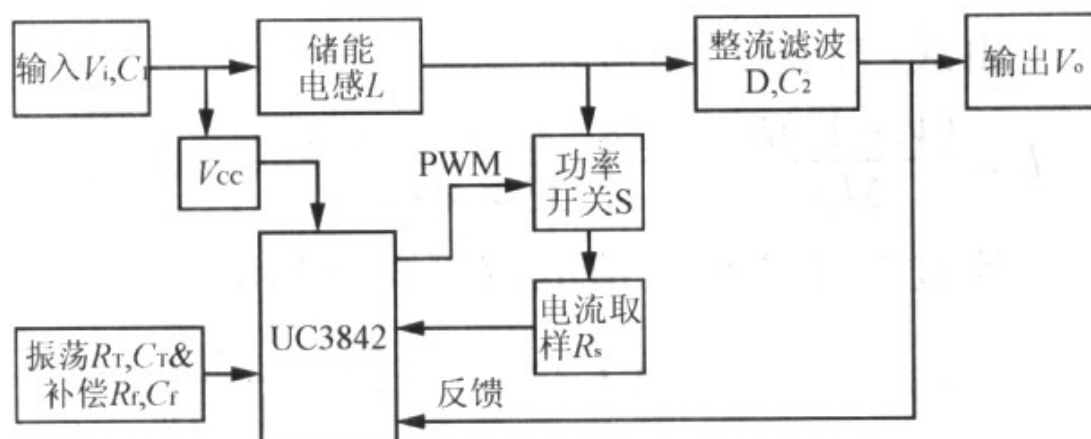


图 1 UC3842 控制的 DC/DC 升压电路结构

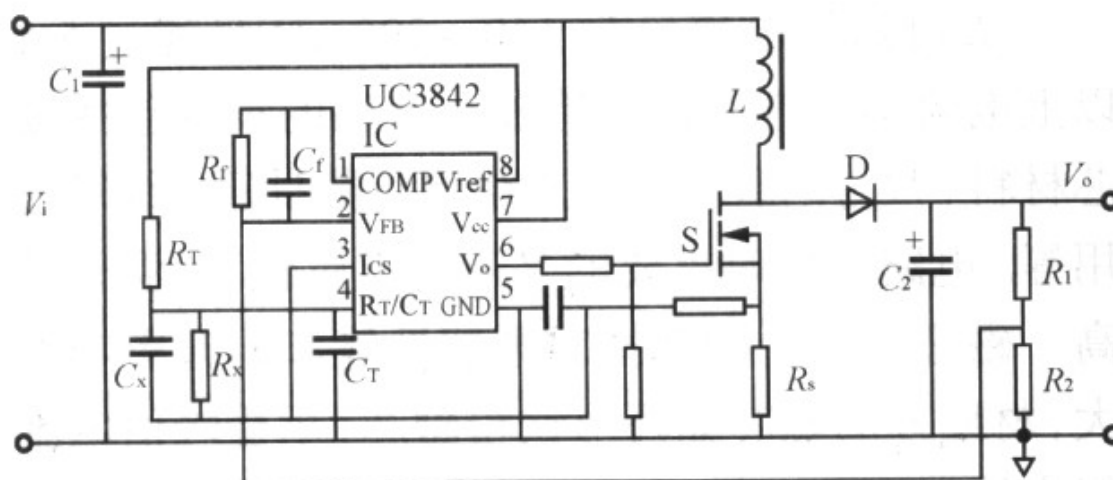


图 2 UC3842 控制的升压 DC/DC 电路

图 2 中输入电压 $V_i=16\sim 20V$ ，既供给芯片，又供给升压变换。开关管以 UC3842 设定的频率周期开闭，使电感 L 储存能量并释放能量。当开关管导通时，电感以 V_i / L 的速度充电，把能量储存在 L 中。当开关截止时， L 产生反向感应电压，通过二极管 D 把储存的电能以 $(V_o - V_i) / L$ 的速度释放到输出电容器 C_2 中。输出电压由传递的能量多少来控制，而传递能量的多少通过电感电流的峰值来控制。

整个稳压过程由二个闭环来控制，即

闭环 1 输出电压通过取样后反馈给误差放大器，用于同放大器内部的 2.5V 基准电压比较后产生误差电压，误差放大器控制由于负载变化造成的输出电压的变化。

闭环 2 R_s 为开关管源极到公共端间的电流检测电阻，开关管导通期间流经电感 L 的电流在 R_s 上产生的电压送至 PwM 比较器同相输入端，与误差电压进行比较后控制调制脉冲的脉宽，从而保持稳定的输出电压。误差信号实际控制着峰值电感电流。

2.2 Boost 升压结构特性分析

Boost 升压电路，可以工作在电流断续工作模式(DCM)和电流连续工作模式(CCM)。CCM 工作模式适合大功率输出电路，考虑到负载达到 10% 以上时，电感电流需保持连续状态，因此，按 CCM 工作模式来进行特性分析。

Boost 拓扑结构升压电路基本波形如图 3 所示。

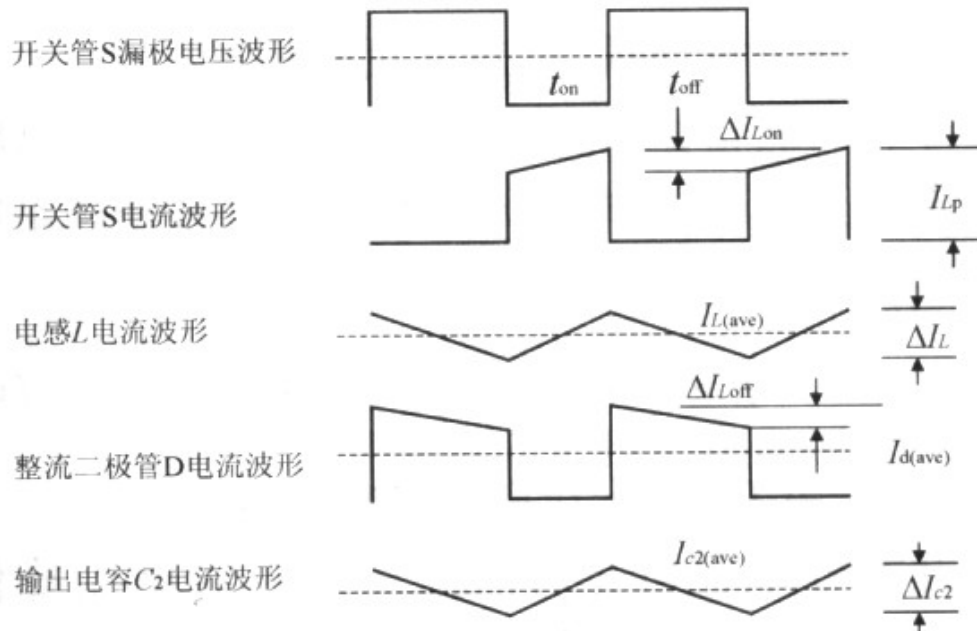


图 3 Boost 升压电路基本波形

t_{on} 时，开关管 S 为导通状态，二极管 D 处于截止状态，流经电感 L 和开关管的电流逐渐增大，电感 L 两端的电压为 V_i ，考虑到开关管 S 漏极对公共端的导通压降 V_s ，即为 $V_i - V_s$ 。 t_{on} 时通过 L 的电流增加部分 ΔI_{Lon} 满足式(1)。

$$\Delta I_{Lon} = \frac{(V_i - V_s) t_{on}}{L} \quad (1)$$

式中： V_s 为开关管导通时的压降和电流取样电阻 R_s 上的压降之和，约 0.6~0.9V。

t_{off} 时，开关管 S 截止，二极管 D 处于导通状态，储存在电感 L 中的能量提供给输出，

流经电感 L 和二极管 D 的电流处于减少状态，设二极管 D 的正向电压为 V_f ， t_{off} 时，电感 L 两端的电压为 $V_o + V_f - V_i$ ，电流的减少部分 ΔI_{Loff} 满足式(2)。

$$\Delta I_{Loff} = \frac{(V_o + V_f - V_i) t_{off}}{L} \quad (2)$$

式中： V_f 为整流二极管正向压降，快恢复二极管约 0.8V，肖特基二极管约 0.5V。

在电路稳定状态下，即从电流连续后到最大输出时， $\Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff}$ ，由式(1)和(2)可得

$$\frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{V_i - V_s}{V_o + V_f - V_i} \quad (3)$$

因占空比 $D = t_{on} / T$ ，即最大占空比 D_{max}

$$D_{max} = \frac{V_o + V_f - V_i}{V_o + V_f - V_s} \approx \frac{V_o - V_i}{V_o} \quad (4)$$

如果忽略电感损耗，电感输入功率等于输出功率，即

$$V_i \times I_{L(ave)} = V_o \times I_o \quad (5)$$

由式(4)和式(5)得电感器平均电流

$$I_{L(ave)} = \frac{I_o}{1 - D} \quad (6)$$

同时由式(1)得电感器电流纹波

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_s) D}{L f} \quad (7)$$

式中： f 为开关频率。

为保证电流连续，电感电流应满足

$$I_{L(ave)} \geq \Delta I_L / 2 \quad (8)$$

考虑到式(6)、式(7)和式(8)，可得到满足电流连续情况下的电感值为

$$L \geq \frac{2(V_i - V_s)D(1-D)}{I_o f} \quad (9)$$

另外，由 Boost 升压电路结构可知，开关管电流峰值 $I_s(\max)$ = 二极管电流峰值 $I_d(\max)$ = 电感器电流峰值 I_{LP} ，

$$I_{LP} = I_{L(\text{ave})} + (\Delta I_L / 2) \quad (10)$$

$$\text{开关管耐压 } V_{ds(\text{off})} = V_o + V_f \quad (11)$$

$$\text{二极管反向耐压 } V_r = V_o - V_a \quad (12)$$

3 样机电路设计

样机的电路图如图 2 所示，是基于 UC3842 控制的升压式 DC / DC 变换器。电路的技术指标为：输入 $V_i=18V$ ，输出 $V_o=40V$ 、 $I_o=2A$ ，频率 $f \approx 49 \text{ kHz}$ ，输出纹波噪声 1%。

根据技术指标要求，结合 Boost 电路结构的定性分析，对图 2 的样机电路设计与关键参数的选择进行具体的说明。

3.1 储能电感 L

根据输入电压和输出电压确定最大占空比。由式(4)得

$$D_{\max} \approx \frac{V_o - V_i}{V_o} = \frac{40 - 18}{40} = 0.55$$

当输出最大负载时至少应满足电路工作在 CCM 模式下，即必须满足式(9)，

$$L \geq \frac{2(V_i - V_s)D(1-D)}{I_o f} = \frac{2 \times (18 - 0.9) \times 0.55 \times (1 - 0.55)}{2 \times 49000} = 86 \mu\text{H}$$

同时考虑在 10%额定负载以上电流连续的情况，实际设计时可以假设电路在额定输出时，电感纹波电流为平均电流的 20%~30%，因增加 ΔI_L 可以减小电感 L，但为不增加输出纹波电压而须增大输出电容 C2，取 30%为平衡点，即

$$\begin{aligned}\Delta I_L &= 30\% \times I_{L(\text{ave})} = 30\% \times \frac{I_o}{1-D} \\ &= 30\% \times \frac{2}{1-0.55} = 1.33 \text{ A} \quad (13)\end{aligned}$$

由式(7)、式(13)可得

$$L = \frac{(V_i - V_s)D}{\Delta I_L f} = \frac{(18 - 0.9) \times 0.55}{1.33 \times 49000} \approx 144 \mu\text{H}$$

流过电感 L 的峰值电流由式(10)得

$$\begin{aligned}I_{LP} &= I_{L(\text{ave})} + (\Delta I_L / 2) = 1.15 \times \frac{I_o}{1-D} \\ &= 1.15 \times \frac{2}{1-0.55} = 5.11 \text{ A}\end{aligned}$$

L 可选用电感量为 $140 \sim 200 \mu\text{H}$ 且通过 5A 以上电流不会饱和的电感器。电感的设计包括磁芯材料、尺寸、型号选择及绕组匝数计算、线径选用等。电路工作时重要的是避免电感饱和、温升过高。磁芯和线径的选择对电感性能和温升影响很大，材质好的磁芯如环形铁粉磁芯，承受峰值电流能力较强，EMI 低。而选用线径大的导线绕制电感，能有效降低电感的温升。

3.2 输出电压取样电阻 R_1 、 R_2

因 UC3842 的脚 2 为误差放大器反向输入端，芯片内正向输入端为基准 2.5v ，可知输出电压 $V_o = 2.5(1 + R_1 / R_2)$ ，根据输出电压可确定取样电阻 R_1 、 R_2 的取值。

由于储能电感的作用，在开关管开启和关闭时会形成大的尖峰电流，在检测电阻 R_s 上产生一个尖峰脉冲，为防止造成 UC3842 的误动作，在 R_s 取样点到 UC3842 的脚 3 间加入 R、C 滤波电路，R、C 时间常数约等于电流尖峰的持续时间。

3.3 开关管 S

开关管的电流峰值由式(10)得

$$I_{v(\text{max})} = I_{LP} = 5.11\text{A}$$

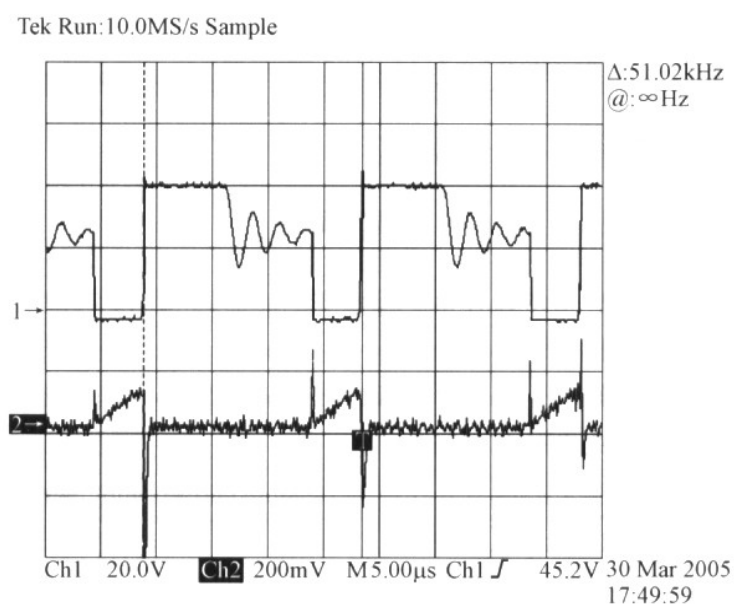
开关管的耐压由式(11)得

$$V_{ds(\text{off})} = V_o + V_f = 40 + 0.8 = 40.8\text{V}$$

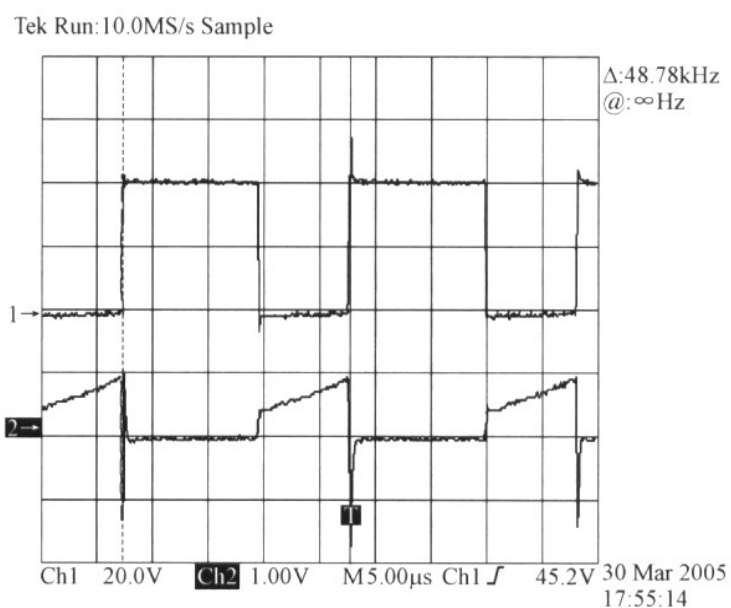
按 20% 的余量，可选用 $6\text{A} / 50\text{V}$ 以上的开关管。为使温升较低，应选用 R_{ds} 较小的 M

OS 开关管，要考虑的是通态电阻 R_{ds} 会随 PN 结温度 T_1 的升高而增大。

图 4 为实测开关管的开关电压波形和电流瞬态波形图。



(a) 轻载 0.3 A 时开关管漏极电压和流经电流



(b) 重载 1.5 A 时开关管漏极电压和流经电流

图 4 实测开关管漏极电压和流经电流波形

3.4 输出二极管 D 和输出电容器 C2

升压电路中输出二极管 D 必须承受和输出电压值相等的反向电压，并传导负载所需的最大电流。二极管的峰值电流 $I_{d(max)}=I_{LP}=5.11A$ ，本电路可选用 6A / 50V 以上的快恢复二

极管，若采用正向压降低的肖特基二极管，整个电路的效率将得到提高。

输出电容 C_2 的选定取决于对输出纹波电压的要求，纹波电压与电容的等效串联电阻 ESR 有关，电容器的容许纹波电流要大于电路中的纹波电流。

电容的 $ESR < \Delta V_o / \Delta I_L = 40 \times 1\% / 1.33 = 0.3 \Omega$ 。

另外，为满足输出纹波电压相对值的要求，滤波电容量应满足

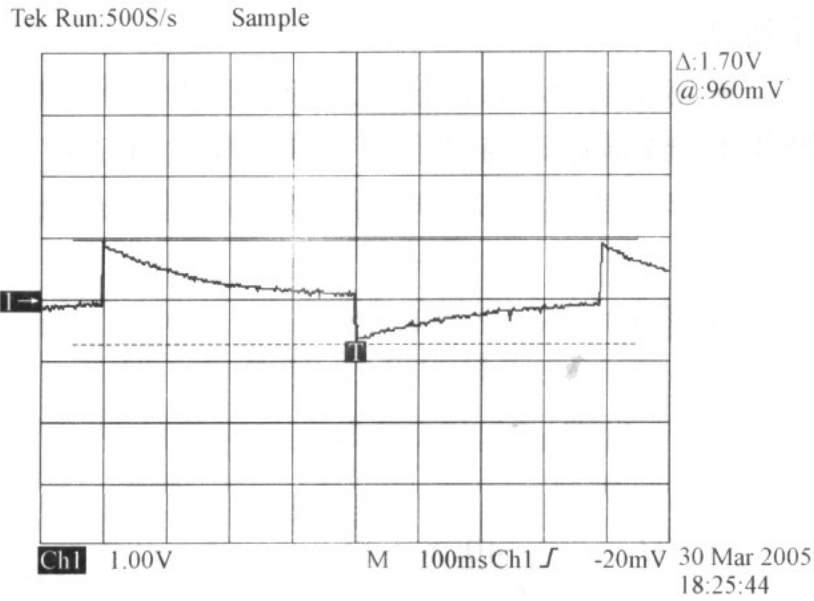
$$C_2 \geq \frac{V_o^2 DT}{\Delta V_o J_o} = \frac{40^2 \times 0.55}{40 \times 1\% \times 2 \times 49000} = 561 \mu F \quad (14)$$

根据计算出的 ESR 值和容量值选择电容器，由于低温时 ESR 值增大，故应按低温下的 ESR 来选择电容，因此，选用 $560 \mu F / 50V$ 以上频率特性好的电解电容可满足要求。

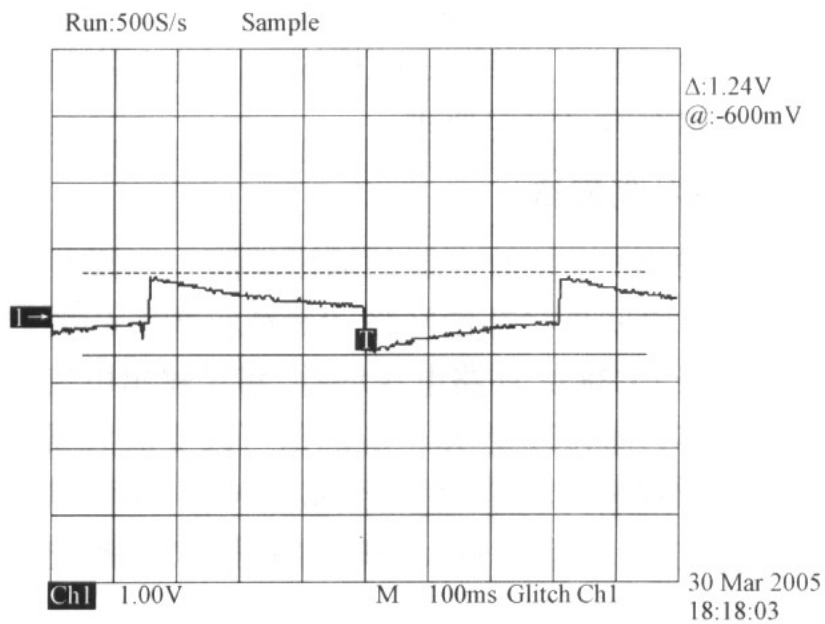
3.5 外补偿网络

UC3842 误差放大器的输出端脚 1 与反相输入端脚 2 之间外接补偿网络 R_f 、 C_f 。 R_f 、 C_f 的取值取决于 UC3842 环路电压增益、额定输出电流和输出电容，通过改变 R_f 、 C_f 的值可改变放大器闭环增益和频响。为使环路得到最佳补偿，可测试环路的稳定度，测量 I_o 脉动时输出电压 V_o 的瞬态响应来加以判断。

图 5 为 C_f 选用 $0.01 \mu F$ 和 $470 pF$ 时动态响应控制波形的区别，上冲下降幅度和复位时间都有差别。



(a) C_r 取 $0.01 \mu\text{F}$ 时输出电压动态响应



(b) C_r 取 470 pF 时输出电压动态响应

图 5 C_r 选用不同值时的输出电压动态响应

3.6 斜坡补偿

在实用电路中，增加斜坡补偿网络，一般有二种方法，一是从斜坡端脚 4 接补偿网络 R_x 、 C_x 至误差放大器反相输入端脚 2，使误差放大器输出为斜坡状，再与 R_s 上感应的电压比较。二是从斜坡端脚 4 接补偿网络 R_x 、 C_x 到电流感应端脚 3，将在 R_s 的感应电压上增加斜坡的斜率，再与平滑的误差电压进行比较，作用是防止谐波振荡现象，避免 UC3842 工作不

稳定，同时改善电流型控制开关电压的噪声特性。本文采用方法二。

3.7 保护电路

当 UC3842 的脚 3 电压升高超过 1V 或脚 1 电压降到 1V 以下，都可使 PWM 比较器输出高电平，造成 PWM 锁存器复位。根据 UC3842 关闭特性，可以很容易在电路中设置过压保护和过流保护。本电路中 Rs 上感应出的峰值电流形成逐个脉冲限流电路，当脚 3 达到 1V 时就会出现限流现象，所以，整个电路中的电感磁性元件和功率开关管不必设计较大的余量，就能保证稳压电路工作可靠，降低成本。

4 结语

按以上原理和计算设计丁输入 18V，输出 40V 的 80W 升压 DC / DC 电路，整个电路调试容易，工作稳定，可靠性高，效率达 80% 以上，特别是成本低，已应用于实际设备中。另外，可根据具体的电路指标要求，对电路灵活控制、变动，设计出其他的应用电路。