

应用在电子消费产品上的低价简易电源控制器

Chen Zhou

Semtech International AG, Shanghai

Abstract: 随着新一代机顶盒, 高清晰度电视进入普通家庭, 此类产品的销售价格将进一步下降。如何降低此类产品成本是许多开发工程师重要的任务之一。在这篇文章中将介绍一种简易低价电源控制器(SC2618)。它 5V, 12V, 和 24V 输入消费电子产品中有较好的应用。

Abstract: As new consumer electronics products such as set-top-boxes, digital high definition TVs, xDSL modems are becoming mainstream electronics items in ordinary homes, selling price of these products are decreasing significantly. This places tremendous pressure on electronic designers to lower overall product cost. In this paper, a simple low cost synchronous buck PWM controller SC2618 is introduced. It is found that the simplicity and functionality of SC2618 enable wide usages in today's consumer power supply applications.

Keywords: PWM Controller, Synchronous Buck

I. 引言

过去电子设计工程师通常向电源生产厂家购买交流转直流开关电源。这种电源通常需要带有多组输出隔离变压器并由一颗原边电源控制器控制输出电压和电流。一般来讲这种多组输出电源的输出电流都比较小, 稳定的输出电压可以通过线性稳压管达到。由于新一代电子消费产品需要的是能提供大输出电流和低输出电压的低价高效率开关电源, 这样就促使许多产品工程师采用分散式电源模式。为了赶上电子产品业界飞快的产品更换节奏, 产品设计工程师更倾向于选择在市场上很容易采购到的交流变直流适配器并把多组直流电源直接安装在系统的线路板上。由于系统主芯片的电压越来越低而电流越来越大, 而传统的线性稳压管只能应用于高电压和低电流, 于是越来越多的直流开关电源将会出现在系统板上。如何给产品工程师提供一系列价格低廉, 线路简单, 性能齐全直流开关电源控制芯片成了许多电源芯片厂家的主要任务之一。Semtech International 已推出一款低价简易同步式降压控制芯片(SC2618)。本文中会介绍一个只需要较少外围元器件就可达到的低电压高效率降压电源。

II. 工作原理

图 1 是一个经常在机顶盒, 液晶电视, 和其它消费电子产品上用到的板上直流电源线路图。此类电源的输入电压由交流变直流适配器提供, 大多数为 12V 或 5V, 少数会用到 24V。输出电压是 1.8V, 输出电流是 3.5 安培。由图所示 SC2618 是一个六个管脚 SOT-23 小封装芯片。它能接收 4.5V 至 14V 工作电压并有一个 1.25V 内部电压基准。0.5 安培的场效应管驱动能使电源的输出电流达到 10 安培。由于 SC2618 不需要反馈补偿电路, 产品工程师不需要在设计电源中花许多时间计算和测试难度较高的反馈补偿电路。

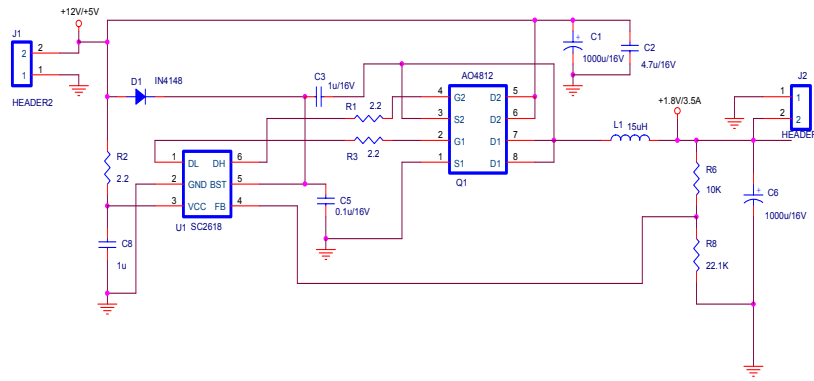


图 1 SC2618 简易同步降压电源
(5V/12V 输入, 1.8V/3.5A 输出)

由图 1 可看到，一组分压电阻 (R6, R8) 会将输出电压信息反馈给 SC2618 内部比较器的负端 (SC2618 FB)。此比较器的正端与 1.25V 电压基准相连接 (图 2)。如果输出电压低于用户所设定的数值，高端的场效应管将被导通并一直导通到输出电压回升到设定的数值以上。同样的道理，如果输出电压高于用户所设定的数值，高端的场效应管将被关断而低端的场效应管将被导通并一直导通到输出电压下降到设定的数值以下。

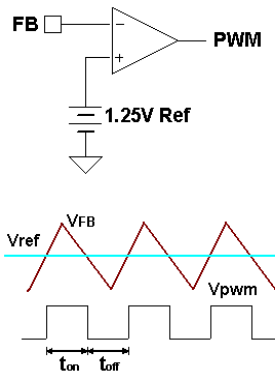


图 2 SC2618 内部比较器电路

这种芯片模式将会使一个降压式电源工作在以下任何一种模式：（1）上端场效应管导通 1 微秒；（2）下端场效应管导通 1 微秒；（3）上/下端场效应管各导通 1 微秒。由于 SC2618 内置上/下端场效应管最低导通时间是 1 微秒，电源的开关频率可由图 3 推断出：

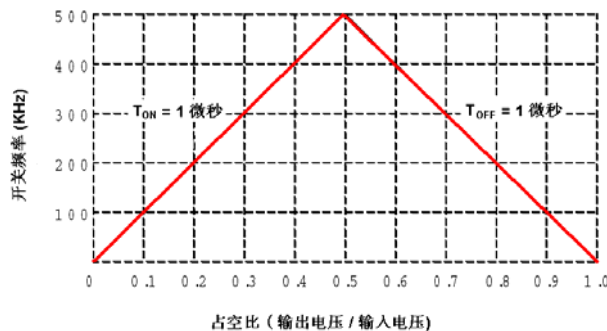


图 3 SC2618 开关频率与占空比关系图

让我们用一个降压式电源例子来解释一下图 3 的应用。假如我们有一个电源输入电压是 12V，输出电压是 1.8V，此电源的占空比为 0.15 (1.8 / 12)。从图 3 可看到占空比为 0.15 时开关频率是

150KHz。如果我们有一个电源的输入电压是 12V，输出电压是 5V，那么该电源的占空比为 0.45，开关频率是 450KHz。

开关频率还可以通过以下二个简单公式来计算：

(1) 如果上端场效应管导通时间 (T_{ON}) 小于下端场效应管导通时间 (T_{OFF})，占空比 (D) 小于 0.5，那么开关频率：

$$F_s = D / 1\mu s \text{ (Hz)}$$

(2) 如果上端场效应管导通时间 (T_{ON}) 大于下端场效应管导通时间 (T_{OFF})，占空比 (D) 大于 0.5，那么开关频率：

$$F_s = (1 - D) / 1\mu s \text{ (Hz)}$$

SC2618启动过程是这样的：一旦输入电压接到 SC2618 V_{CC} 管脚，上端场效应管驱动 (DH) 和下端场效应管驱动 (DL) 一直到 V_{CC} 超越 SC2618 的输入欠压保护点（一般为 4.5V）才会产生高信号。芯片内部软启动电流源开始向内部软启动电容充电，这时上端场效应管驱动 (DH) 是低信号而和下端场效应管驱动 (DL) 是高信号。当芯片内部软启动电容电压达到一定值以后，上端场效应管和下端场效应管开始交错工作。电源输出电压会开始慢慢地升高。SC2618 内部软启动时间一般为 100微秒。如果 V_{CC} 上的电压在正常工作时突然跌入芯片输入欠压保护点以下，芯片内部软启动电容开始放电。当芯片内部软启动电容电压跌到一定值以后，上下端场效应管导通时间会慢慢地减小一直到完全关断。

输出短路保护是通过比较 SC2618 反馈端电压 (V_{FB}) 和它的 1.25V 内部电压基准电压。在正常工作时如果反馈端电压小于 1.25V 基准电压 200mV，SC2618 立刻关断上端场效应管同时内部软启动电容开始放电。如果输出短路是发生在软启动过程中，必须等软启动结束才能彻底关断场效应管并开始软启动电容放电。一旦软启动电容放电结束，新一轮软启动又开始。整个保护过程就是：(a) SC2618 反馈端电压小于基准电压 200mV --> (b) 场效应管关断 --> (c) 软启动电容放电 --> (d) 软启动电容充电 --> (e) 场效应管导通 --> (a)。

III. 电源元器件计算

由于 SC2618 不需要反馈补偿电路，工程师不需要设计补偿网络参数。整个电源所需要设计的参数只包括 (1) 输出电感 (2) 输出电容 (3) 反馈分压电阻 (4) 输入电容 (5) 场效应管。这些元件参数用下列简化计算公式很快地算出。

(1) 输出电感

输出电感的选择/设计基于输出 DC 和瞬态的要求。大的电感值可减小输出纹波电流和纹波电压，但是在负载瞬变过程中改变电感电流的时间会加长。小的电感值可得到低的直流铜损，但是交流磁芯损耗和交流绕线电阻损耗会变大。折衷的方法是选择电感纹波电流峰值至峰值在输出负载电流额定值的 20% 到 30% 之间。

假定电感纹波电流（峰值至峰值）是负载直流电流的 20%，那么输出电感值为：

$$L = \frac{5}{I_o \cdot f_{osc}} \cdot V_o \cdot \left(1 - \frac{V_o}{V_{IN}}\right)$$

以图 1 的线路为例， $V_{IN} = 12V$ ， $V_O = 1.8V$ ， $I_O = 3.5A$ ， $F_{OSC} = 150KHz$ ，计算出来的电感值是 $14.5\mu H$ 。用户可选用市场上很容易采购到的 $15\mu H$ ， $5A$ 表面贴电感。

(2) 输出电容

输出电容应按照输出电压纹波和负载动态变化要求来选择。输出电感产生的纹波电流会在输出电容串联等效电阻（ESR）上产生输出电压纹波（ V_{RIPPLE} ）。为了满足输出电压纹波要求，输出电容寄生串联电阻（ESR）必须按照下公式：

$$R_{ESR} < \frac{L \cdot f_{OSC} \cdot V_{RIPPLE}}{V_O \cdot (1 - \frac{V_O}{V_{IN}})}$$

以图 1 的线路为例， $V_{IN} = 12V$ ， $V_O = 1.8V$ ， $F_{OSC} = 150KHz$ ， $L=15\mu H$ ， $V_{RIPPLE}=60mV$ ，那么计算出来的 ESR 值是 $90 m\Omega$ 。

输出电容串联等效电阻（ESR）会在输出负载电流变化时产生一个电压变化值（ V_T ）。为了满足输出电压电压变化值要求，输出电容串联等效电阻（ESR）必须同时按照下公式：

$$R_{ESR} < \frac{V_T}{I_T}$$

以图1的线路为例，如果输出电压动态变化值是输出电压值的10%（ $V_T = 10\% \times 1.8 = 180mV$ ），如果负载电流变化值是1A，所需要的输出电容 ESR值是 $180m\Omega$ 。为了同时满足输出电压纹波和动态变化，应该选择最小 ESR 的电容。所以在本例中我们选用 $90m\Omega$ ， $1000\mu F$ 电解电容。

(3) 反馈分压电阻

上端的反馈分压电阻可在 $5K\Omega$ 至 $15K\Omega$ 之间选择。下端的电阻值可由下公式算出：

$$R_{bot} = \frac{1.25V}{V_O - 1.25V} \cdot R_{top}$$

在此公式中， $1.25V$ SC2618 内部电压基准。以图1的线路为例，如果 $R_{top}=10K$ ，为得到 $1.8V$ 输出电压， $R_{bot} = 22.7K$ 。最终经实验调整 R_{bot} 为 $22.1K$ 。一般来讲 R_{top} 和 R_{bot} 应选用 1% 精密电阻。

(4) 输入电容

输出满载时输入电容 ESR 在电源输入端所产生的纹波电压是：

$$\Delta v_{ESR} = R_{esr} (1 + \frac{\delta}{2}) I_O$$

δ 是电感上纹波电流与负载电流的比例。图1中 $\delta = 20\%$ 。假如该电源输入端能接收 $500mV$ 的纹波电压，计算出来的输入电容ESR 值是 $130m\Omega$ 。为了简单我们可以选择同样的 $1000\mu F$ ， $90m\Omega$ 电解电容。

(5) 功率场效应管

对有着高输入电压对低输出电压的同步降压转换器而言，上端场效应管导通的时间很低。下端场效应管导通的时间很高，但是下端场效应管转换电压几乎为零。在这样的应用中，栅极电容较小（内阻较大）场效应管适用于上端开关，栅极电容较大（内阻较小）场效应管适用于下端开关。在我们的例子中所用的场效应管是通过它的内阻（ R_{DSON} ），栅极电容/电荷，和封装热阻（ θ_{JA} ）这3个参数来选择的。利用 SC2618 0.5安培内置驱动器，一个栅极电荷为 25nC 的场效应管会产生大约 50nS 的开关升/降时间（ $t_s = 25nC/0.5A$ ）。 t_s 会在上端场效应管开关时产生开关损耗（ P_S ）：

$$P_S = I_O \cdot V_{IN} \cdot t_s \cdot f_{OSC}$$

在图 1 的线路中， P_S 是 0.3W。

由于在上端和下端场效应管之间无重叠传导，流过下端场效应管漏极和源极的寄生二极管或外部肖特基二极管总是在下端场效应管导通之前导通。下端场效应管导通电压仅为一个在漏极和源极之间二极管的电压。下端场效应管开关损耗为零。上端和下端场效应管在导通时的损耗可由以下两个公式来计算：

$$P_{C_TOP} = I_O^2 \cdot R_{dson} \cdot D$$

$$P_{C_BOT} = I_O^2 \cdot R_{dson} \cdot (1 - D)$$

以图1的线路为例，选用的场效应管是AO4812。AO4812 上下端导通内阻都是 28mΩ，在 3.5 安培负载时上下端导通损耗是 0.35W。整个 AOS4812 损耗为 0.65W（ $P_{Loss} = 0.3W + 0.35W$ ）。场效应管的结温可由下公式来计算：

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \cdot P_{Loss}$$

从 AO4812 手册上可查到它最大的结温至室温热阻是110°C/W（ θ_{JA} ），在 3.5 安培负载下AOS4812 损耗为 0.65W，这时AO4812 SOIC8 封装结温在 40°C的室温状态下是111.5°C。这数值远小于芯片 150°C结稳限制。

对于大电流输出上的应用 (>3.5A)，可以采用低内阻抗场效应管来限制它的导通损耗，并利用外加散热器将它的结温控制在110°C之内。

IV. 实验结果

对于单输入电源，SC2618 需要一个由低值电容（0.1μF ~ 1μF，25V 耐压）和一个小信号二极管（1N4148）的自举电路将 BST管脚上的电压提升到输入电压以上作为上端 N沟道场效应管驱动电压。 V_{CC} 管脚一般会用一个 1μF/25V 旁路瓷片电容。另外还需要在输入和 V_{CC} 管脚之间加一个低值电阻（2~10Ω）来消除 V_{CC} 管脚上的噪音。

表一：12V 转1.8V/3.5A 电源效率

Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Iout (A)	效率
12.0	0.018	1.83	0.0	0.0%
12.0	0.097	1.82	0.5	78.4%
12.0	0.178	1.82	1.0	85.6%
12.0	0.266	1.82	1.5	85.9%
12.0	0.353	1.81	2.0	85.7%
12.0	0.445	1.82	2.5	85.4%
12.0	0.543	1.82	3.0	83.7%
12.0	0.644	1.82	3.5	82.4%

表二：5V 转1.8V/3.5A 电源效率

Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Iout (A)	效率
5.0	0.012	1.81	0.0	0.0%
5.0	0.202	1.81	0.5	89.2%
5.0	0.401	1.81	1.0	90.3%
5.0	0.611	1.81	1.5	88.3%
5.0	0.838	1.81	2.0	86.7%
5.0	1.053	1.80	2.5	85.0%
5.0	1.319	1.81	3.0	82.6%
5.0	1.562	1.79	3.5	80.0%

表一显示了12V 转1.8V/3.5A 电源在不同负载电流下的效率。表2显示了同样电源在5V 输入电压下的效率。可以看到此电路在1.8V 输出电压应用中效率可保持在 85至90%之间。同样的电源如果用非同步的芯片效率会低很多。

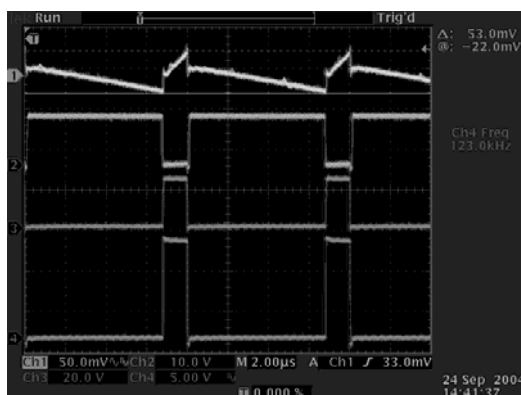


图 4 12V 转 1.8V/3.5A 开关电源波形 (空载)

图 4 显示了12V 转1.8V/3.5A电源在空载下的波形。最上面的波形是1.8V 输出电压纹波。测出来的纹波值是53mV，非常接近前面计算出来的 60mV值。中间波形是上端和下端场效应管驱动电压。最下面波形是 BST管脚上的电压。测量出来的开关频率是 123KHz。

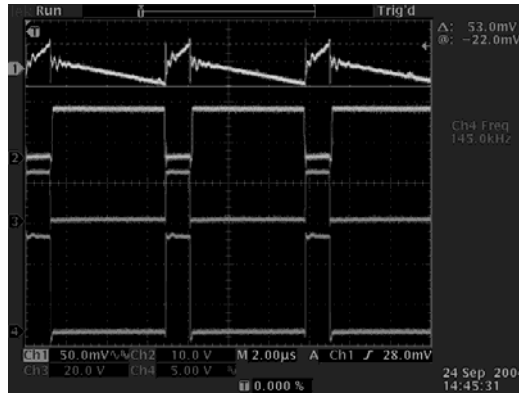


图 5 12V 转 1.8V/3.5A 开关电源波形 (满载)

图 5 显示了12V 转1.8V/3.5A电源在满载下的波形。最上面的波形是1.8V 输出电压纹波。测出来的纹波值也是53mV。中间波形是上端和下端场效应管驱动电压。最下面波形是 BST管脚上的电压。测量出来的开关频率是 145KHz，非常接近前面计算出来的150KHz 值。

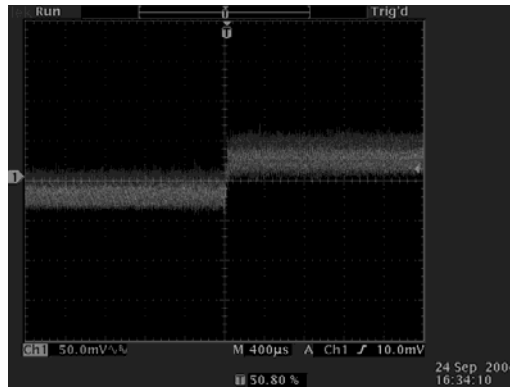


图 6 输出电压动态波形
($V_{IN}=12V$, $V_{OUT}=1.8V$, $I_{OUT}=3.5A$ 到 $0A$)

图 6 显示了输出电压在负载从满载到空载过程中的波形。直流电压的变化小于 50mV，大约是输出电压的 3%。

V. PCB 线路板排版要点

要保证设计完的电源能在系统上正常工作PCB排版是非常重要的。电源PCB排版与数字电路排版完全不一样。在数字电路排版中，许多数字芯片可以通过PCB软件来自动排列，芯片之间的连接线可以通过PCB软件来自动连接。正确的开关电源PCB排版需要设计人员对开关电源工作原理有一定的了解。通常设计人员需要知道高频交流电流的走线并能够区分低信号控制电路部分和大功率元器件走线部分。

图 7 将传统电路图（图1）分成控制电路部分和功率电路部分。一般来讲，电源的功率电路部分包括输入电容 (C_{IN})，输出电容(C_{OUT})，输出电感 (L)，场效应管($Q1/Q2$)。控制电路部分包括 PWM 芯片，旁路电容，自举电路，反馈电阻。

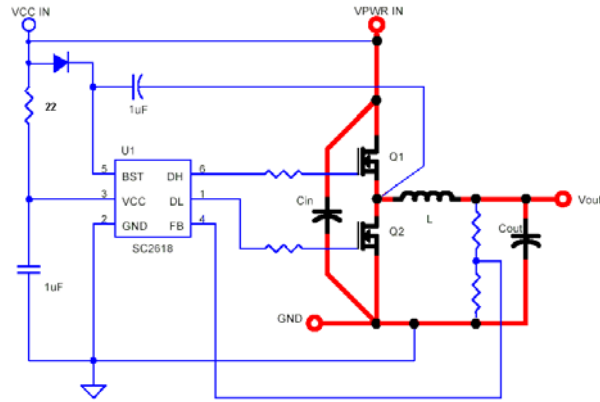


图 7 电源控制电路（细线）和功率电路走线（粗线）

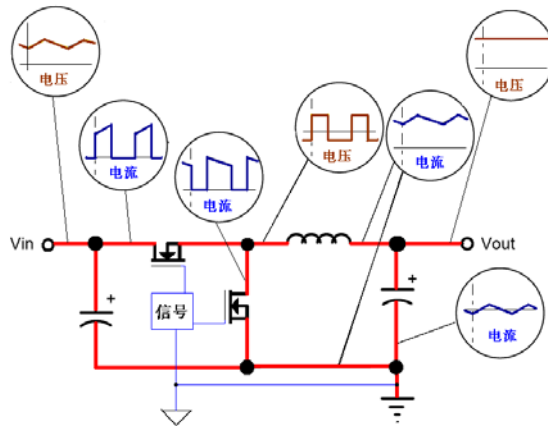


图 8 功率电路的电流和电压

图 8 更进一步显示功率电路部分的电流和电压。可以看到高频率交流电流会周旋在由场效应管和输入电容所组成的回路中。所以此回路中元器件之间的PCB走线要短而且要宽。此回路的截面积要越小越好。小回路面积将大大地减小EMI 噪声并产生一个比较安静的功率地。安静的功率地会使场效应管的栅极驱动电压波形非常干净。 C_{IN} 可用大容量电解电容和小容量瓷片电容并联，并要靠近场效应管。我们可以用图 9 的物理效应来解释。在图 9 中，如果高频交流电流的回路面积的很大，就会在回路的内部和外部产生很大的电磁干扰（EMI）。如果同样的高频交流电流的回路面积设计得非常小，回路内部和外部的电磁场互相抵销，整个电路会变得非常安静。

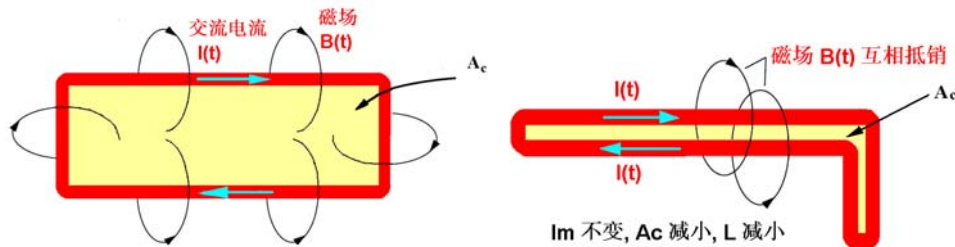


图 9 大回路面积大EMI干扰（上）
小回路面积小EMI干扰（下）

上端场效应管 (Q1) 的源极, 下端场效应管 (Q2) 的漏极和输出电感 (L) 之间的连接点应该是一整块铜片焊盘。由于这连接点上的电压是高频和交流, Q1 和 Q2 和 L 要靠得非常近。虽然输出电感和输出电容之间的走线没有高频交流电流, 但宽的走线可以降低直流阻抗的损耗提高电源的效率。

控制线路应放置在功率电路的边上。控制电路绝对不能放在高频交流回路的中间。旁路电容要尽量靠近芯片的 V_{CC} 和地。芯片的场效应管驱动输出不要离开场效应管太远。反馈分压电阻最好也放置在芯片附近。

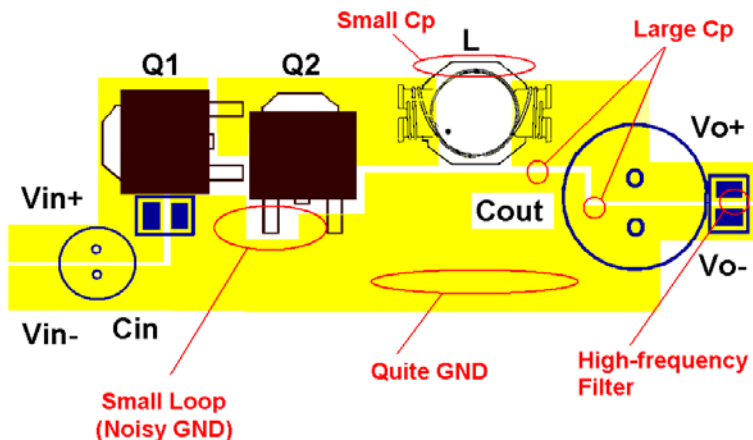


图 10 比较好的功率电路 PCB 走线

图 10 是一个比较好的功率电路 PCB 走线。如果成本上允许, 有一面完全是地层的双面 PCB 板会有更好的效果。但是必须注意在地层上尽量避免走线。

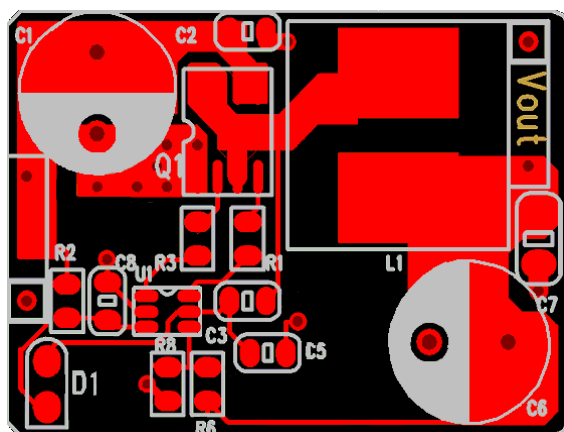


图 11 SC2618 评估板 PCB 上层走线 (下层是地)

图 11 是 SC2618 评估板上层 PCB 线路图。电源输入是在 PCB 板的左侧而输出是在 PCB 板的右侧。SC2618 和它周围的自举电路, 反馈电路, 旁路电容都放在板子的左下角。

VI. 宽输入电压应用

虽然 SC2618 V_{CC} 只能接收 4.5V 至 14V 之间的输入电压, 但是只要在芯片的外围增加一个非常简单的线性稳压管 (一个小信号晶体管和一个齐纳二极管) 就可以很容易地将输入电压的范围升到 20V 以上。同时可以利用一个外围晶体管来关断芯片。这种电路可用在许多需要 24V 输入电压工作的消费类产品。

图12 是一个可以工作到 24V 输入电压的完整电路图。输入电压可以是 5V 至 24V，输出电压是 3.3V，输出电流是 3.5A。图中 6.2V 的齐纳二极管将 SC2618 V_{CC} 电压限制在 5.5V 左右。上端和下端场效应管的驱动电压也在 5.5V。

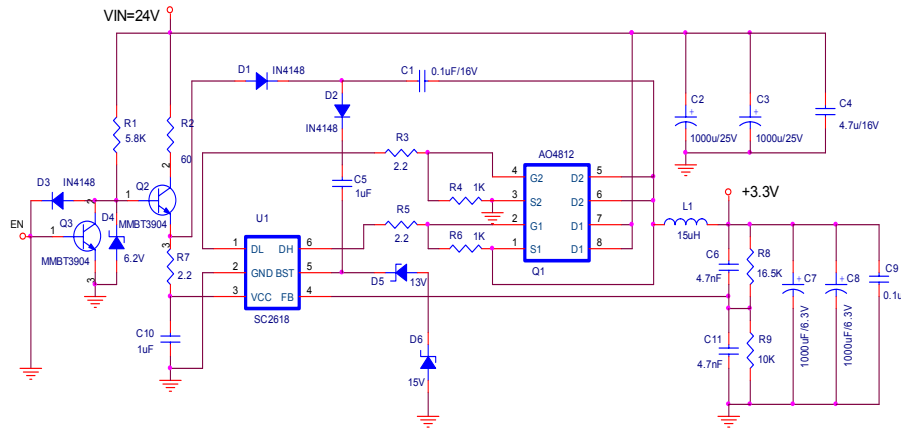


图 12 SC2618 评估板在 24V 输入电源上的应用

表 三: 24V 转 3.3V/3.5A 电源效率

Vin(V)	Iin(A)	Vout(V)	Iout(A)	效率
24.00	0.021	3.375	0.0	0%
24.00	0.093	3.373	0.5	76%
24.00	0.168	3.373	1.0	84%
24.00	0.246	3.372	1.5	86%
24.00	0.325	3.372	2.0	86%
24.00	0.406	3.371	2.5	86%
24.00	0.492	3.371	3.0	86%
24.00	0.579	3.370	3.5	85%

表 3 是一个 24V 转 3.3V/3.5A 电源的效率。这样的电路在机顶盒，液晶电视等产品上经常看到。表 3 中的效率可以证明像 SC2618 这样的同步式降压电路比许多非同步式电路在高输入电压的应用中较大的优势。

VII. 结语

本文对一个低价简易 PWM 控制芯片在消费类电子产品电源上的应用作了详细的介绍。简单的计算公式和 PCB 板排版都作了详细的介绍。用此芯片制作的电源在效率上比非同步式的电源有较大的提高。

参考文献

- [1] SC2618 Datasheet, Semtech International AG.
- [2] AO4812 Datasheet, Alpha&Omega Semiconductor, Ltd.