

## 采用集成 FET 直流/直流转换器的降压稳压器设计考虑

晓龙国际有限公司, 倪鸿先生, 手机: 13823211059

### 一、简介

设计开关稳压器是一件非常头疼的工作! 必须考虑到降压、升压、回馈、SEPIC 等多种电路结构。首先, 必须依据脉宽调制 (PWM)、磁滞、脉冲频率调制 (PFM)、电流模式、电压模式等来确定控制方法。一旦控制方法确定了, 就必须选择控制器集成电路。然后, 就要选择 MOSFET 等电源开关, 计算它们的功耗, 设计栅驱动电路。还必须计算电感和电容, 再根据饱和电流, rms 纹波电流有效值、DCR、ESR、实际尺寸等选择元件。然而, 当你认为已经完成了, 回路补偿问题又露面了! 电路稳定吗? 我怎样确保它的稳定性? 控制器 IC 内部电路的波特图呢? 我的负载对稳定性有怎样的影响? 短路保护或电流极限又怎么样呢?

正当你自认为已经完成了设计, PCB 布局的设计者又询问你对 FETs、电感、回路补偿元件、接地安排等 PCB 布局的要求。他告诉你选择的电感和输出电容太大了, 超过了为电源留的空间, 他想要在 IC 控制芯片 2 英寸处放置 FETs。那么, 电流检测电阻的开尔文连接是什么? 热设计怎么样呢? 散热器 (heatsink) 在哪里? 你知道过孔实际是电感吗?

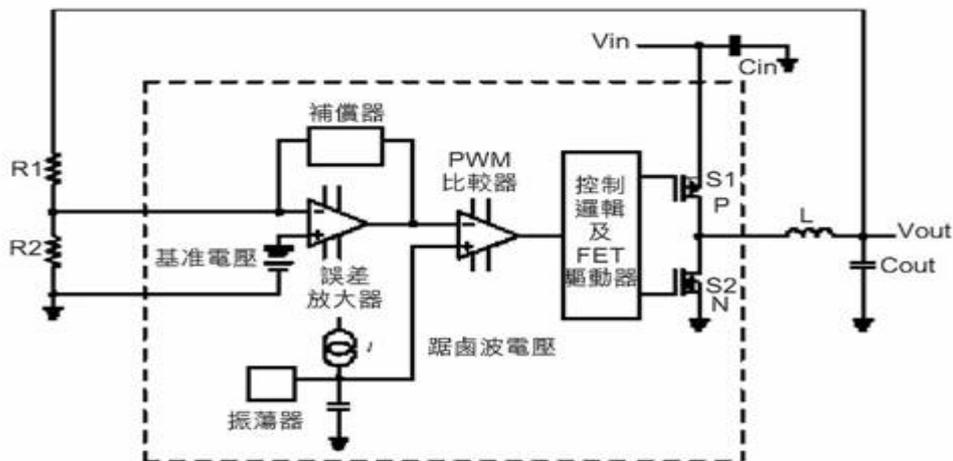


图 1. 使用 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器的典型降压稳压器

设计开关稳压器的确是一件非常头疼的工作! 更困难的是大多数嵌入式开关电源是由数字硬件工程师设计的, 而不是模拟或电源工程师。

本文目的就是展示, Intersil 的集成 FET 直流/直流转换器如何使你更加容易地设计出一个嵌入式降压直流/直流转换器。稳压器芯片包含了许多很难的设计考虑, 如 FETs、电流检测元件、回路补偿、电流极限和过热保护。通过使用固定的电感和电容值, 可以避免这些选择过程。FETs 在内部, 因此它们的特性和内部连接专为设计进行了优化。高达 1.5MHz 的开关频率允许使用非常小的电感和电容。最后, 大多数 Intersil 的集成 FET 直流/直流转换器还有评估板和推荐的 PCB 布局。

本文介绍简单的测试电路来快速评估回路稳定性, 而不需要为波特图和相位裕度测量头疼。使用示波器测量输出噪声的校正技术将通过示波器照片展示出来, 从而区分好的和不好的探测技术。为了尽量减小给多个电源排

代理商:  
晓龙国际有限公  
司  
联系人:  
倪鸿先生  
手机:  
13823211059

序的难度，本文将给出一个跟踪普通锯齿波（ramp）电路输出电压的简单电路。

## 二、Intersil 集成 FET 直流/直流转换器的特色和优点

图 1 是使用 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器的典型降压稳压器的简化示意图。

1.注意该电路使用简便，因为设计时只需要 4 个外部元件——一个输出电感（L），一个输出电容（Cout）和两个设置输出电压的电容（R1，R2）。此外，电路还必须包含旁路电容。

2.注意由於使用了内部 FETs，就不需要选择 FET 了。内部 FETs 对输入电压，负载电流，开关频率等各个电路参数都进行了优化。因为 FETs 是内部的，PCB 板上也不需要 FETs 和控制器的连线了。

3.所有 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品都使用同步整流（S1 和 S2）来达到高效率。高效率的好处就是能延长便携式应用中的电池寿命，在高电流下温度升高较小。

4.S1 使用 P 通道 FET 使得器件有 100%的占空比，因此输出电压范围能够包含输入电压，仅有非常低的压降。

5.内部回路补偿使工程师不用再为确保闭环稳定性而大费脑筋。它也简化了电感和输出电阻的选择，因为器件的数据手册上有固定的最小值。增大感抗或容抗仅仅增加了回路稳定性（要以瞬态响应和实际尺寸为代价）。

6.由於有高开关频率和内部回路补偿，输入和输出电容可以使用小的陶瓷电容。

7.由於采用微小的 IC 封装（QFN 和 MSOP），高开关频率（高达 1.5MHz）也允许使用非常小的电感和陶瓷电容，而且有出色的热性能，器件可以做到非常小的尺寸。例如，EL7532 采用 10 引脚 MSOP 封装，而所有元件都安装在 PCB 板的一侧，整个转换器也仅仅占用不到 0.18 in<sup>2</sup> 的空间。

8.使用了改进的热管理封装技术，如 QFN 封装和熔融引线 MSOP 等，热性能有了显著的提高，见表 1。

9.许多 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器都具有外部频率同步，可在单一或多路直流/直流转换器系统中为用户提供改进的 EMI 性能选项。

a.外部频率同步使用户可以查出具有“不可思议”频率的开关噪声，从而避免单个直流/直流转换器系统中出现系统干扰。

b.在多路直流/直流转换器系统中，外部频率同步可以消除工作在不同频率的两个开关稳压器产生的拍频。此外，外部频率同步还能提供多相关关以减小纹波电流和噪声。

ISL8010 和 ISL8013 的同步特性可以使开关频率增加到 12MHz，允许使用更小的输入和输出滤波器来减小 EMI。

元件#	Iout (安培)	封裝	Θja (C/W)	Max Tj
ISL6410	0.6	MSOP10	128	150
	0.6	QFN16	45	150
ISL8010	0.6	MSOP10	115	125
ISL6455	0.6, 0.3, 0.3	QFN24	36	150
ISL8011	1.2	MSOP8	160	150
EL7532	2	MSOP10 熔融引線	115	125
ISL8013	3	HTSSOP14	TBD	125
EL7566	6	HTSSOP28	30	135
ISL65426	6	QFN50	45	150

表 1. Intersil 集成 FET 直流/直流转换器的特性

器件	頻率	電感	典型廠商元件號碼
ISL6410	750kHz	8.2uH	Coilcraft MSS5131-822MX
ISL6410 A	750kHz	12uH	Coilcraft MSS6122-123MX
ISL8010	1.5MHz	1.8uH	Coilcraft 1008PS-182M
ISL6455	750kHz	8.2uH	Coilcraft MSS5131-822MX
ISL8011	1.5MHz	1.8uH	Coilcraft 1008PS-182M
ISL8013	1.4MHz	1.8uH	Coilcraft MSS1260-222NX
EL7532	1.5MHz	1.8uH	Coilcraft 1008PS-182M
ISL65426	1MHz	2.5uH 4.7uH(注1)	Coilcraft MSS1260-222NX Coilcraft MSS1260-472MX

表 2. 具有内部回路补偿的器件所使用的电感

VSET	ISL6410 Vout	ISL6410A Vout
1	1.8V	3.3V
懸空 (n/c)	1.5V	1.8V
0	1.2V	1.2V

表 3. ISL6410 和 ISL6410A 的逻辑电平输出电压编程

Vout1	V1SE T1	V1SE T2	Vout2	V2SET 1	V2SET2
1.8V	1	1	3.3V	1	1
1.5V	0	1	2.5V	0	1
1.2V	1	0	1.8V	1	0
0.8V或Adj	0	0	0.8V或Adj	0	0

表 4. ISL65426 的逻辑电平输出电压编程

元件號碼	Vref
ISL6455 PWM	0.45V
ISL6455 LDO	1.184V
ISL8010	0.8V
ISL8011	0.8V
ISL8013	0.8V
EL7532	0.8V
EL7566	0.8V
ISL65426	0.8V

表 5. 不同稳压器的 Vref 值

### 三、Intersil 集成 FET 直流/直流转换器设计方法

1. 选择电感。具有内部回路补偿的器件 (ISL6410, ISL6455, ISL8011, ISL65426 和 EL7532) 使用如表 2 所示的电感。

一旦计算出感抗值，就要计算电感纹波电流和峰值电流的值，以选择正确的电感。所选电感的饱和电流额定值必须大于  $I_L$  (最大值)，平均电流 (或 RMS 电流) 要大于负载电流。电感厂商通常用不同的方法规定这些参数，所以必须注意阅读和理解电感的数据手册。

纹波电流为： $dIL = V_o * (1 - V_{in} / V_o) / (F * L)$

峰值电感电流为： $I_L (max) = I_{out} + 1/2 * dIL$

由于有内部补偿，所示的电感值应为感抗。较低的电感值会产生较低的相位裕度 (例如，降低的稳定性)。也可使用较高的电感值；但是，它们将导致电流模式控制回路潜在的不稳定性，有较慢的瞬时响应和更大的尺寸。

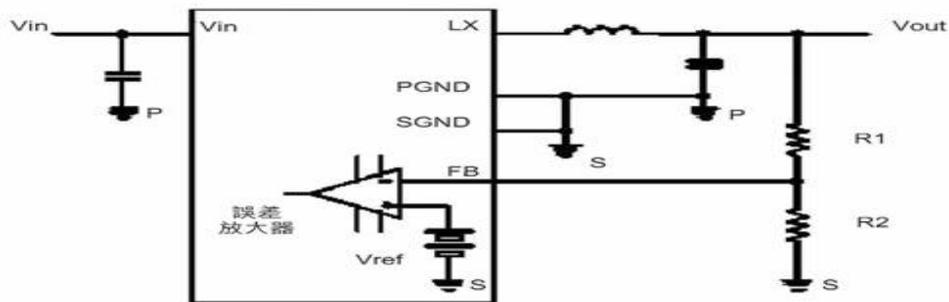


图 2. 使用外部电阻时的集成 FET 直流/直流转换器

2. 选择输出电容。输出电容必须为一个低 ESR 的电容 (建议小于 50 毫欧)，以尽量减小输出电压波动和负载级瞬变，提供合适的回路稳定性。此外，输出电容的 rms 电流额定值必须大于电感的 rms 电流。大约为： $I_{co} (rms) = 3 * dIL$  因为使用的是有小尺寸和非常低的 ESR 陶瓷电容，所以电容纹波电流的额定值一般都可以满足。

输出电压波动等于： $dV = dIL * ESR + dIL / (8 * C_o * F)$

例如对 ISL8011，输出电压波动为  $290mA * 3mohm + 290mA / (8 * 10uF * 1.5MHz) = 0.87mV + 2.4mV = 3.3mV$ ！事实上，由于有寄生效应 (PCB 连线阻抗和感抗，过孔等)，输出电压波动要稍微高一些。然而，这个例子也清楚地说明了陶瓷电容的低 ESR 和高开关频率对减小输出电压波动的作用。

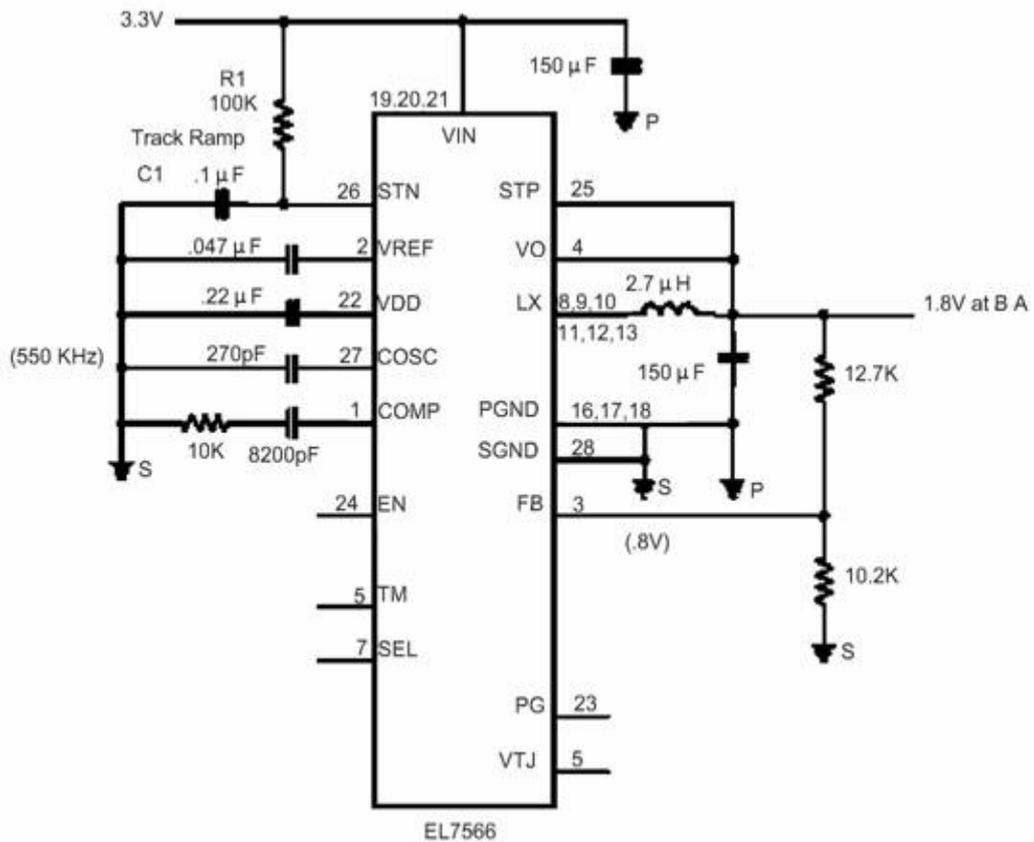


图 3. EL7566 通过 STN 和 STP 脚实现电压跟踪

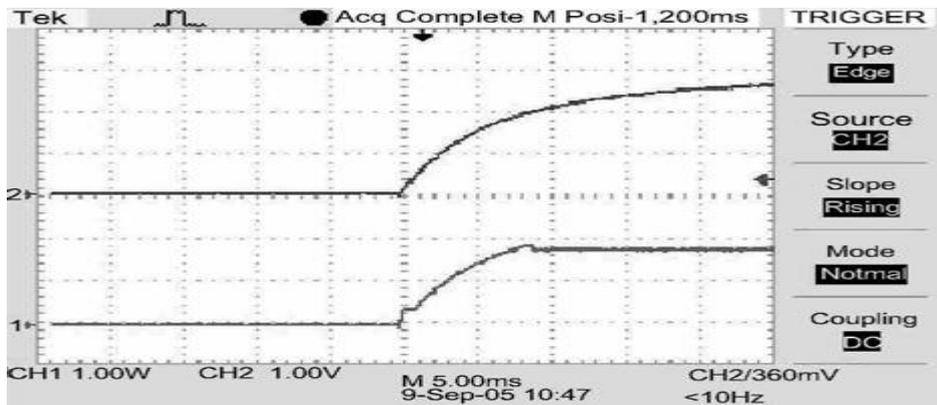


图 4. EL7566 的跟踪波形 (STN 脚) 和输出电压之间的关系

3.选择输入电容。因为降压转换器的输入电流在 0 和最大负载电流之间漂移，所以输入电容的 RMS 电流额定值应为输出负载电流的一半。数据手册中给出了计算准确 rms 电流额定值的公式，但是安全的考虑是选择 rms 额定值为  $0.5 \cdot I_{out}$  的输入电容。输入电容的最小值应为  $10\mu\text{F}$ ；较高的电容值将导致较低的输入电压波动。最好选择陶瓷电容，因为它们有非常低的 ESR，从而有较高的 rms 纹波电流性能。

4.通过使用表 3-4 所示的逻辑电平 (ISL6410、ISL65426)或下面描述的外部电阻 (ISL6455、ISL8010、ISL8011、EL7532、EL7536) 来设置输出电压。ISL65426 比较特殊，因为它的输出电压可以通过逻辑电平，也可以通

过外部电阻来编程。

使用外部电阻来设置输出电压时，使用一对反馈电阻来监视输出电压，用固定的电压基准来调节输出电压，如图 2 所示。

$$V_{out} = V_{ref} * (1 + R1/R2), \text{ 或}$$
$$R1 = R2 * \frac{(V_{out} - V_{ref})}{V_{ref}}$$

输出电压由下面的等式计算：

通常，将 R2 设置为一个合适的值，如 10Kohms，然后再计算 R1。因为要求初始输出电压有较小范围，所以 R1 和 R2 的容许偏差应为 1%（或根据需要，有更小的值）。通常 R1 计算出来是一个非标准的 1% 的电阻值，因此我们使用接近最高标准的 1% 的值来稍稍升高输出电压，这样可以补偿 PCB 上 I\*R 的压降。如果需要更小的初始容差，标准的 1% 的值不能达到，R1 就要使用较大的电阻以使 R1 的有效值更接近准确的计算值。另一方面，也可以使用新的 R2 的值，并重新计算 R1 的值，直到达到最小输出电压误差。

不同稳压器的 Vref 的值也有所不同，见表 5。

## 5. 电压排序和跟踪

现在的许多微处理器，门阵列和其他逻辑设备都需要多路电源电压来提供他们的核心和 I/O 部分的电压。为了消除逻辑器件内部的锁定情况，电源电压就需要按照特定的顺序接通或断开。给电源电压排序要用到使能脚，Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品和 Intersil 电压排序控制器，如 ISL61xx 产品系列，都具有这一功能。

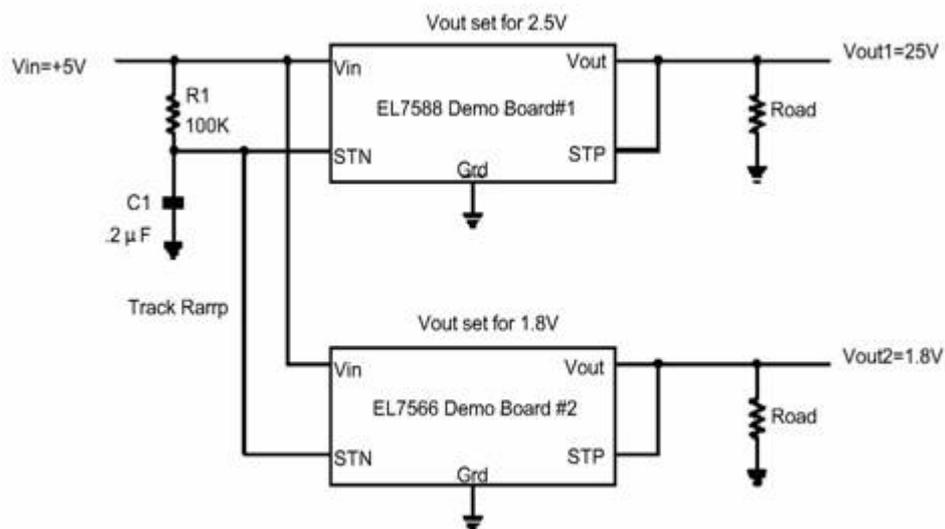


图 5. 将两个 EL7566 评估板接在一起跟踪输出电压

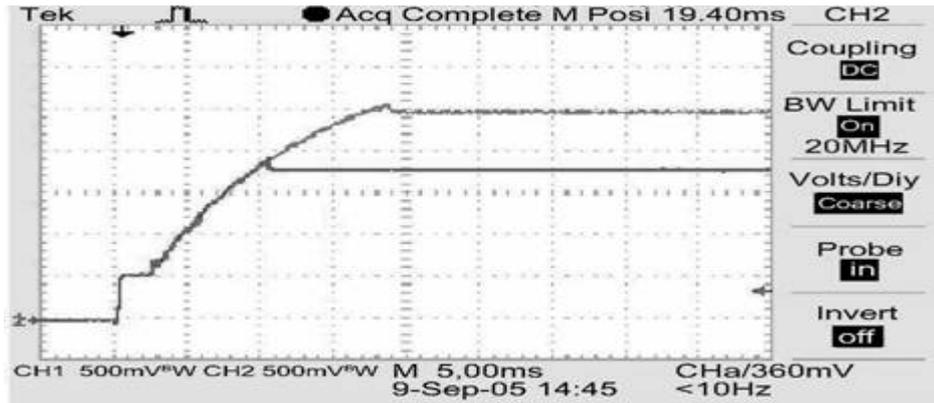


图 6. 将两个 EL7566 评估板接在一起跟踪输出电压时的测量结果

然而，微处理器，门阵列和其他逻辑设备经常也需要有电压跟踪能力。例如，“2.5V 核心电压与 3.3V I/O 电压之间的差分电压在任何情况下都应小于 0.7V”。通过给 3.3V 和 2.5V 的电源排序就不能满足这种跟踪要求，因为它将违反 0.7V 最大差分电压的规范。

因此，以通常的波形跟踪系统中所有输出电压往往要很谨慎，这样它们在接通和断开时可以一起跟踪。EL7566 和 EL7554 可以通过 STN 和 STP 脚实现电压跟踪，因此这其实是一项很简单的工作。在图 3 中，跟踪波形由连在 STN 脚上的 R1 和 C1 设定。

图 4 的波形显示了跟踪波形（STN 脚）和输出电压之间的关系。其中，上面的轨迹跟踪波形（STN 脚），下面的轨迹跟踪输出电压。

为了说明两个输出电压的跟踪能力，将两个 EL7566 评估板接在一起，如图 5 所示，然后测量输出电压跟踪波形。图 6 是显示的是测量结果。

其他不带跟踪功能的器件可以使用下面的电路来提供电压跟踪。必须注意的是，这仅仅适用于使用外部电阻设置输出电压的 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器，因为你必须使用反馈电阻。

在多输出电压系统中，其他直流/直流转换器锯齿波（ramp）电路可以共用 Vref。如果同一系统中的直流/直流转换器有不同的内部基准电压（如 0.6V，1.25V 等），或者需要有偏移跟踪，就要调整电阻比值（R1:R3 和 R2:R4），以确保所需的跟踪，如图 7 所示。

## 6. PCB 设计/布局考虑

在开关稳压器的设计中，PCB 板的布局是一个有效部分，必须考虑稳定性，低噪声和热管理的问题。如果让使用自动布局和自动布线软件的 PCB 设计者来考虑 PCB 板的布局，就会出现问题。硬件设计工程师必须考虑 PCB 布局的各个方面，没有其他捷径。

大多数的 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品都有数据手册和评估板，会提到已经检验过的 PCB 布局。可能的话，多使用它们！

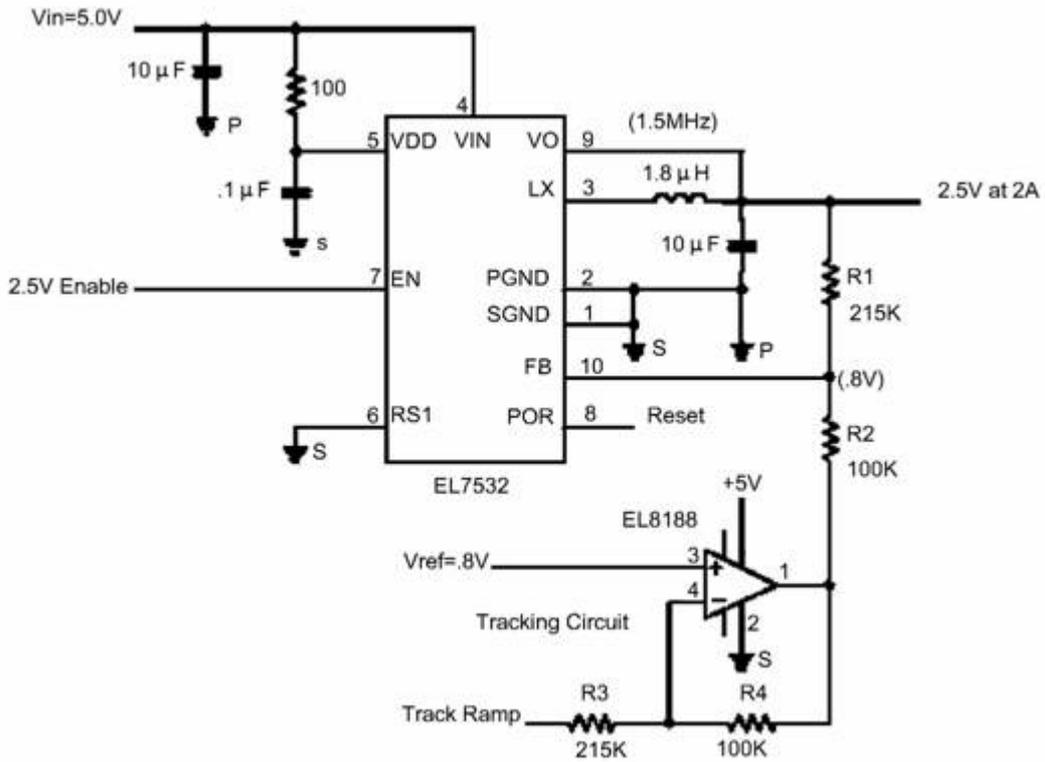


图 7.多输出电压系统中直流/直流转换器锯齿波 (ramp) 电路可以共用 Vref

PCB 布局从画好的示意图开始。示意图像讲述一个故事；而不仅仅是生成一个 PCB 的网络图表。示意图要展示接地系统，开尔文连接，恰当的元件布局，还要展示直流/直流转换器电路的所有局部元件。

首先，必须建立两个接地系统。电源接地 (PGND) 应该连接所有的高频和大电流通路。PGND 应为一个接地平面或敷铜区域。信号接地 (SGND) 应该接至所有的低电流信号的连接。SGND 连接不需要接地平面或敷铜区域。PGND 和 SGND 只有在一个点处必须接在一起，通常是控制器芯片的 PGND 脚。一般使用一个 0 欧姆的电阻来创造单独的 SGND 网络，将 PGND 连接到一个单独的点。

其次，所有的电源元件 (控制芯片，电感，输出电容和输入电容) 都应该放在 PCB 板的一边，以避免使用通孔进行内部连接，产生阻抗和感抗。直流/直流转换过程发生后，输入电压，输出电压和地线可以通过多个通孔布置在内层。这样的话，可以避免高频开关电流流通过孔。

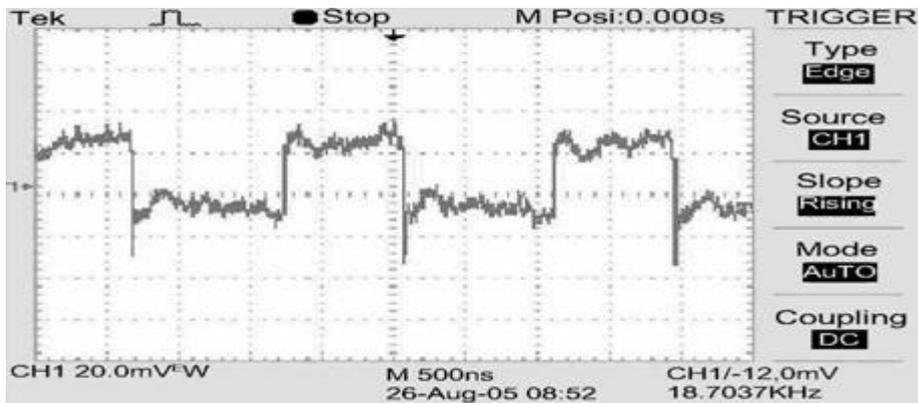


图 8. 失败的 Vout 纹波测量

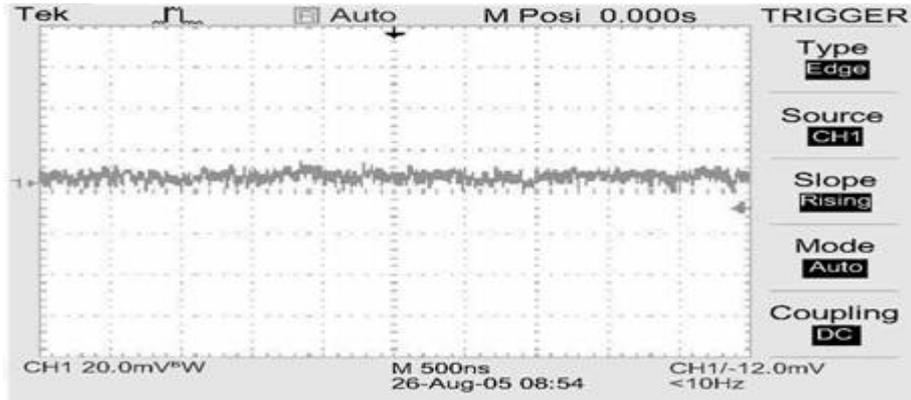


图 9. 正确的 Vout 纹波测量

第三，输入电容，PGND 脚和输出电容的接地边应该尽可能靠近，以避免不连续的电流产生开关噪声。

第四，所有的“灵敏”节点应尽可能短。关键部件应尽可能靠近控制芯片，其中包括反馈电阻，去耦电容和回路补偿元件。幸而，使用高度集成的控制器使外部元件的数量减到了最小。

第五，必须注意 PCB 是热管理系统（heatsink），控制芯片的周围必须敷有适量的铜来散热。

#### 7. 正确的示波器探头接地技术

设计和评估过程最重要的是能够正确地测量出输出噪声和负载瞬变响应。这些很难测量，因为在高共模电压，高频开关电流和大的电磁场面前，它们是低电平信号。仅仅用示波器探头夹住测量点，使用 4”接地引线不能满足要求，如图 8 所示的输出电压波形。该波形是从 EL7566 的评估板上得到的。

为了测量输出电压纹波和噪声，一定不能使用探头的接地引线；而是将探头的接地环（ground collar）直接接在输出接地测量点上。可能需要把探头拆开才能连接接地环。探头的线夹也不能直接连在测量点上；而必须将探头的尖端直接连在测量点上。通常，探头会有一些附件，可以让这种直接测量更简单。图 9 波形和图 8 采用了同样的电路和测试条件，但是探头的连接更准确。

#### 8. 功率计算和效率估计

这部分将介绍估计主要元件功率损耗的实验方法，确定转换器的总效率和控制芯片的温升。主要的功耗元件如下所示，等式给出了近似的功率值：

1. 输入电容 ESR 功率损失， $P1 = (I_{out}/2)^2 * ESR$
2. 上部 FET 接通电阻的功率损失， $P2 = I_{out}^2 * R_{on} * DC$ （其中，DC=占空比= $V_{out}/V_{in}$ ）
3. 上部 FET 转换功率损失， $P3 = V_{in} * I_{out} * T_s * F$ （其中， $T_s$ =LX 脚上的上升和下降时间）
4. 下部 FET 接通电阻的功率损失， $P4 = I_{out}^2 * R_{on} * (1 - DC)$
5. 电感 DCR 和 AC 功率损失， $P5 = 2 * I_{out}^2 * DCR$ （假定 DC 损失=AC 损失）

总的控制芯片功耗= $P1 + P2 + P3 + P4 + P5$

例如，对于 EL7566 的评估板来说，相关参数如下：

$V_{in} = +5V$ ,  $C_{inESR} = 0.018 \text{ ohm}$

$V_{out} = +1.8V$ , 上部 FET  $R_{ON} = 0.03 \text{ ohm}$

$I_{out}=4.7A$ ，下部 FET  $R_{ON}=0.025\ \Omega$

DC=36%，电感 DCR=0.012  $\Omega$

开关频率=525KHz

上升，下降时间=10ns（测量值）

输入电流=1.93A（测量值）

因此， $P_1= (4.7/2)^2 * 0.018 = 0.10W$

$P_2= (4.7)^2 * 0.03 * 0.36 = 0.24W$

$P_3= 5 * 4.7 * 10ns * 525KHz = 0.12W$

$P_4= (4.7)^2 * 0.025 * (1-0.36) = 0.35W$

$P_5= 2 * (4.7)^2 * (0.012) = 0.53W$

总功耗=1.34W

计算效率=输出功率/（输出功率+总功耗）

$= 1.8V * 4.7A / (1.8V * 4.7A + 1.34W)$

=86.3%

测量效率=1.8V\*4.7A/5.0\*1.93A

=87%

EL7566 的功率损耗为  $P_2+P_3+P_4=0.71W$ 。EL7566 的温升可以用数据手册曲线中的  $\theta_{ja}=30^\circ C/W$  来估计。温度升高值为  $0.71W * 30^\circ C/W = 21.3^\circ C$ 。测量得到 EL7566 的外壳温度为  $53^\circ C$ ，环境温度为  $28^\circ C$ ，则温度升高了  $25^\circ C$ 。估计的温升和实际值近似。

如上所示，通过简单测量 LX 脚的上升和下降时间，可以估计电路元件的功率损耗，控制芯片的温升和总的效率。

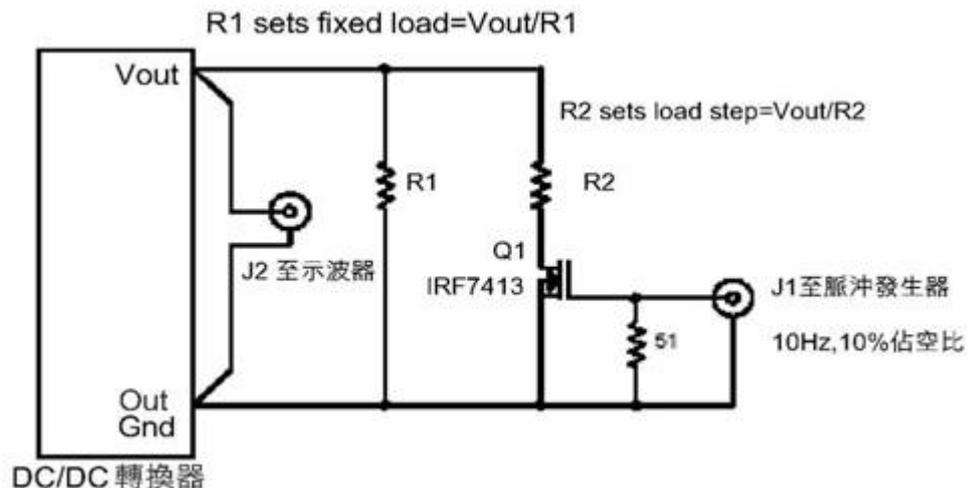


图 10. 用简单电路给 DC/DC 转换器的输出增添一个负载级

## 9. 用负载阶跃测试评估回路补偿

尽管大多数 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品都有内部回路补偿，但还是要根据实际的输入电路，PCB 布局和负载来评估整个回路的稳定性。检查回路稳定性的经典方法就是测量系统传递函数，断开反馈回路，在网络中插入一个测试信号，测量整个传递系统的增益和相位。用波特图显示相位和增益特性并测量相位裕度。

这个过程可以通过利用计算机化的网络分析器自动进行，但是仍然很难达到最佳效果。所以，在设计评估过程中它常常被忽略，只有少数模拟领域的专家才能理解。

还有一个更简单的方法就是用一个负载级（load step）刺激整个闭环系统，然后测量过度振荡（势能不稳定）或慢响应（过补偿）的瞬态响应。这个方法是有效的，因为从  $H(s)$  频域到  $h(t)$  时域的拉氏变换是一个直接的变换。因此，不一定非要计算拉氏变换来评估回路稳定性！

最简单的方法就是用一个电子负载来测试负载的瞬态响应。但是如果你没有这种设备，可以用一个简单的电路（如图 10 所示）给 DC/DC 转换器的输出（或任一电源）增添一个负载级（load step），并用示波器测量其产生的瞬时响应。最简单的方法就是用一个电子负载来测试负载的瞬态响应。但是如果你没有这种设备，可以用一个简单的电路（如图 10 所示）给 DC/DC 转换器的输出（或任一电源）增添一个负载级（load step），并用示波器测量其产生的瞬时响应。

在该电路中， $R1$  设置固定的基准负载电流= $V_{out}/R1$ ， $R2$  设置负载级电流= $V_{out}/R2$ 。

举个例子，用上面所示的负载级（load step）电路测试 EL7566 的评估板； $R1=1\Omega$ ，固定的负载电流为 1.8A， $R2=62\Omega$ ，负载级（load step）电流为 2.9A。因此，在测试中，负载在小於 250ns 的时间内从 1.8A 升至 4.7A（脉冲发生器的转换速率控制负载的  $di/dt$ ）。调整回路补偿元件（ $R0,C0$ ）可以显示不同的稳定性状态。

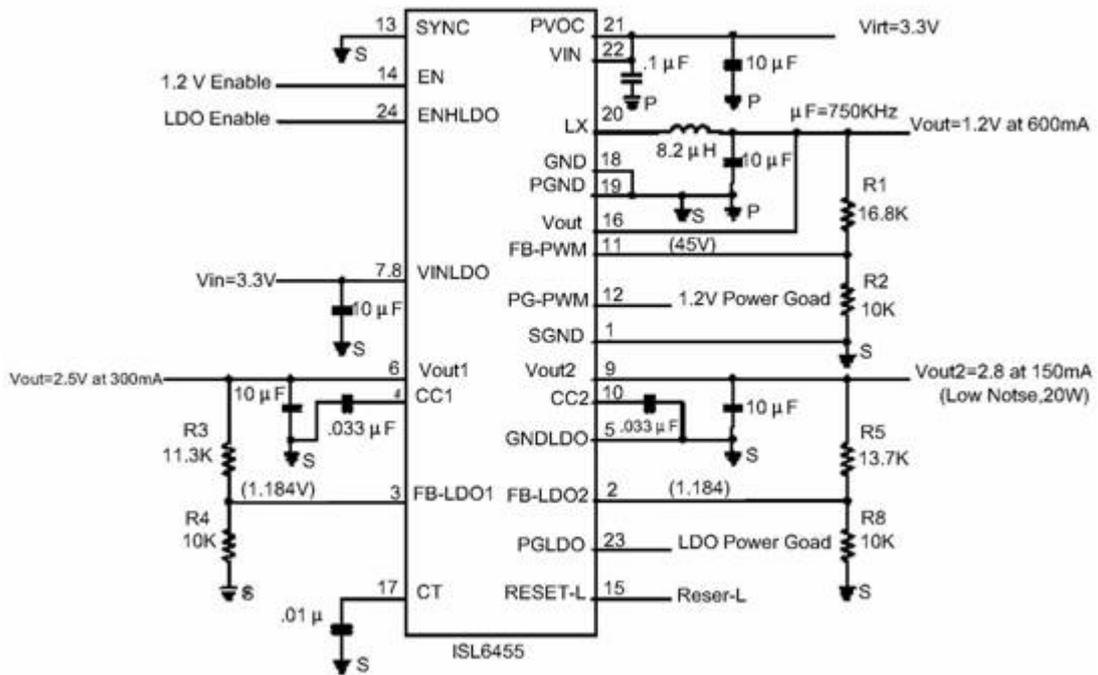


图 11. miniPCI 或 CardBus WLAN 电源

#### 四、设计软件：i-Sim

Sim PE 是 Intersil 的 i-Sim 产品模拟工具的个人版。你可以从 Intersil 的网站上免费下载，在使用 Windows 系统的 PC 上安装和运行。设计软件的功能包括：

1. 一个基於应用的 Intersil 电源管理产品选择器具有动态输入范围，可以和你的输入和输出要求相匹配。根据

你的选择可以生成参考原理图。

2. 一个原理图编辑器，可以完全自定义你的原理图，并提供设计材料清单。可以下载具有完整注释的任何在线原理图。

3. 有一个常见电路部件的元件库可供放置和修改，以满足你的电路和相关元件的需求。你也可以用现有模板创建自己的元件库。在写这篇文章时，元件库里有 80 多个 Intersil 的元件，然而这仅仅是一部分，我们正在定期添加更多的元件。

4. 一个模拟工具可以帮助进行 DC，AC 和负载阶跃瞬态分析。后期模拟分析可以探查布局，计算节点电压和电流。

## 五、典型应用电路

### 1. miniPCI 或 CardBus WLAN 电源

本设计采用 ISL6455，如图 11 所示。具体性能包括：

- 输入电压：3.3V+/-10%
- 输出电压：600mA 下 1.2V 或 600mA 下 1.8V (R1=30K)
- 300mA 下 2.5V
- 150mA 下 2.8V
- 使能：1.2V 关闭
- 2.5V 和 2.8V 关闭
- 电源良好：1.2V 电源良好
- 2.5V 和 2.8V 电源良好
- 复位输出：3.3V 输入监视和复位

由於开关稳压器的输出为 1.2V，电路的总效率为 84%。如果使用 LDO 电路，效率降为 54.5%。

### 2. 带有输出电压跟踪的超小型处理器电源

本应用采用 EL7562、ISL8011、ISL8188、LM724-3 等，如图 12 所示。主要性能包括：

- 输入电压：3.3V+/-10%
- 输出电压：1.5A 下 2.5V
- 1.0A 下 1.8V
- 跟踪：加电後每 200ms 有 1.8V 和 2.5V 输出跟踪
- 复位输出：1.8V 和 2.5V 输出稳定 200ms 後，有 System RESET-L

### 3. +5V 到 3.3V、1.8V 和 2.84V 下的 USB 无线 LAN (WLAN) 电源

本应用采用 ISL8010、ISL6413，如图 13 所示。主要特点包括：

- 输入电压：5.0V +/-10%，500mA 最大输入电流
- 输出电压：80mA 下 3.30V
- 330mA 下 1.80V (MAC)
- 120mA 下 2.84V (ZIF)
- 100mA 下 2.84V，(Memory)

通过使用 ISL6413 的 SYNC 脚，开关频率可同步到 1.5MHz (ISL8010) 和 750KHz (ISL6413)。5.0V (USB) 下估计的输入电流小於 350mA。ISL8010 的软启动特性则可以确保启动时的输入电流小於 500mA。

#### 4. 软启动编程

用高集成度来追求最小尺寸的设计确实有它的缺陷。由于引脚的限制，会降低灵活性，特别是在小电流器件中，如 ISL8010 和 EL7531。这种 ICs 一个潜在的限制就是不能进行软启动编程；它们的软启动时间是内部固定的。一些应用中需要有大的输出电容来满足设计约束条件。如果电容太大，软启动时的浪涌电流可能超过 IC 的电流极限。图 14 显示了在 DC 到 DC 降压应用中的浪涌电流。

利用电容上电压和电流的关系（等式 1）可以确定给输出电容（Co）初始充电，从 0V 到理想输出电压所需的电流。

$$I_c = C \cdot dV_c / dt$$

ISL8010 的软启动时间（tss）在 250us 到 400us 之间（决定于输入电压），电流极限约为 1.5A。用 IC（MAX）及 VO 和 tss 替换等式中的值，可以得到 ISL8010 在具体应用中可以承受的最大电容。

例如：IC（MAX）=1.5A

tSS（最坏情况下）=250us

VO（期望值）=2.5V

$$C_O（MAX）=（1.5/2.5） \cdot 250 \times 10^{-6} = 150 \mu F$$

这个例子表明输出电压为 2.5V 时，ISL8010 的最大容许电容为 150uF。图 15 和 16 显示了输出电容和电压的允许范围，以保证启动时的浪涌电流在 ISL8010 的电流极限阈值以下。

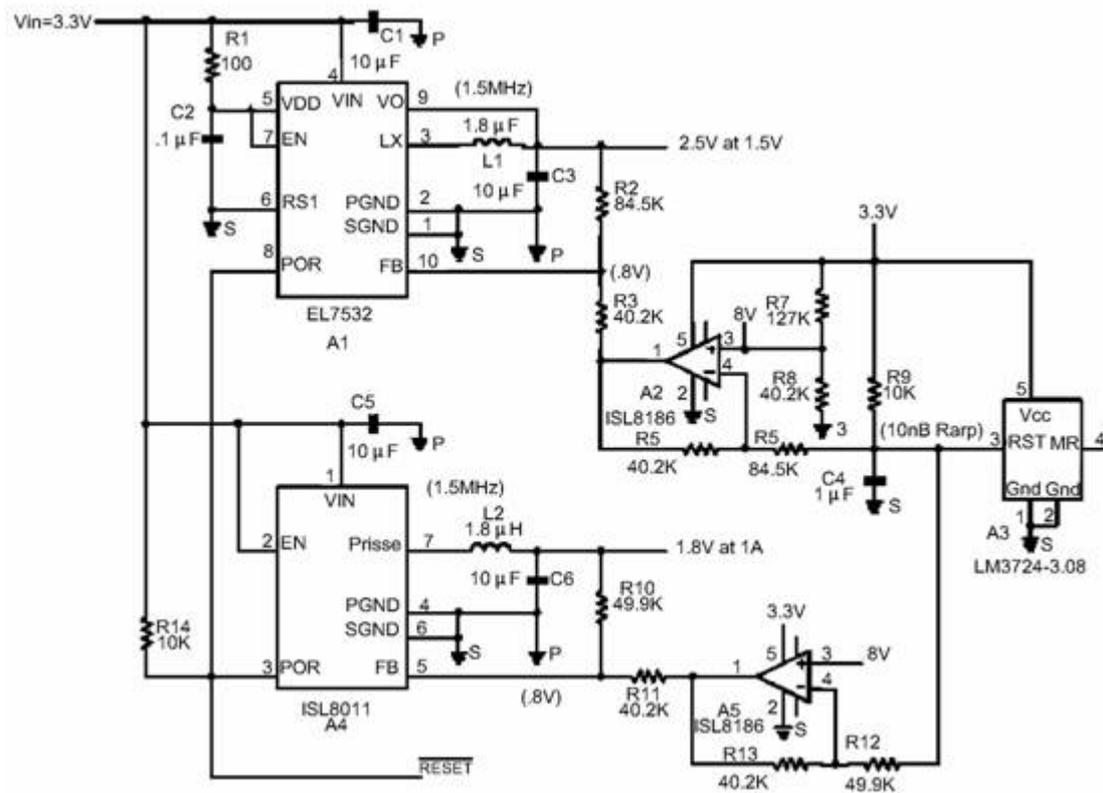


图 12. 带有输出电压跟踪的超小型处理器电源

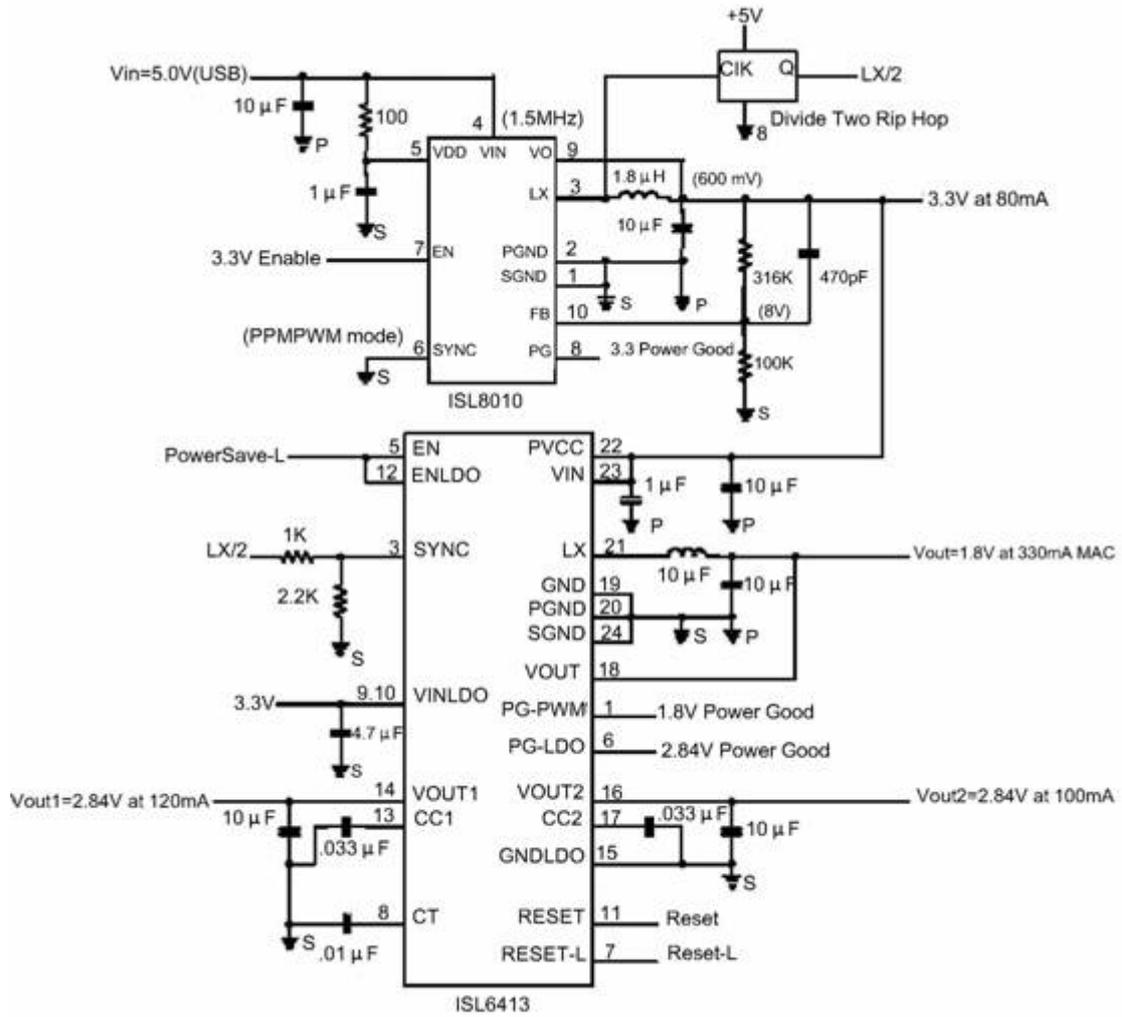


图 13. USB 无线 LAN 电源

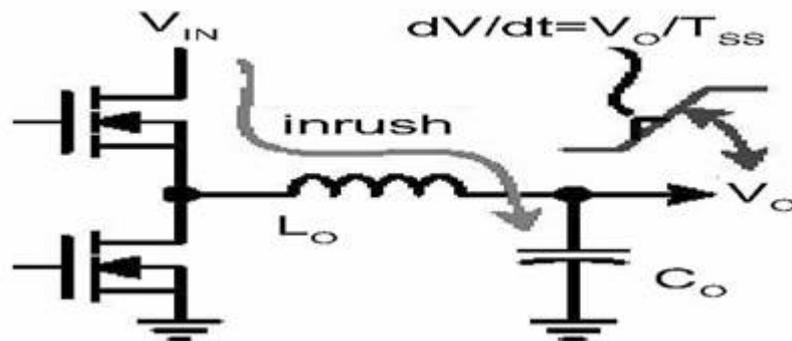


图 14. DC 到 DC 降压应用中的浪涌电流

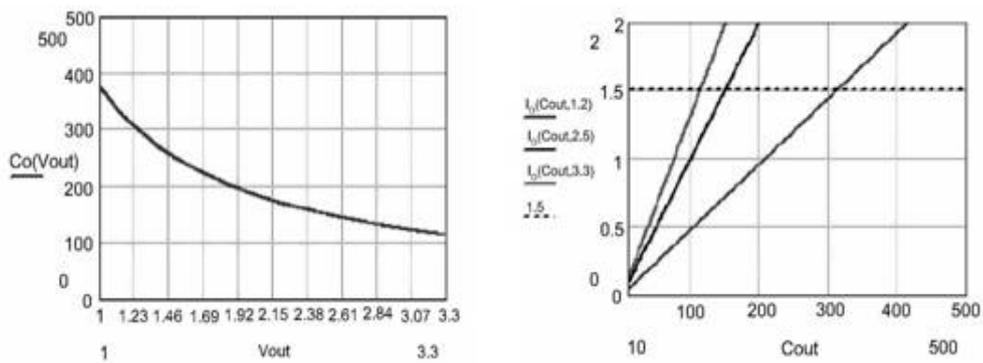


图 15. 浪涌电流和 Co 及 Vo 的关系

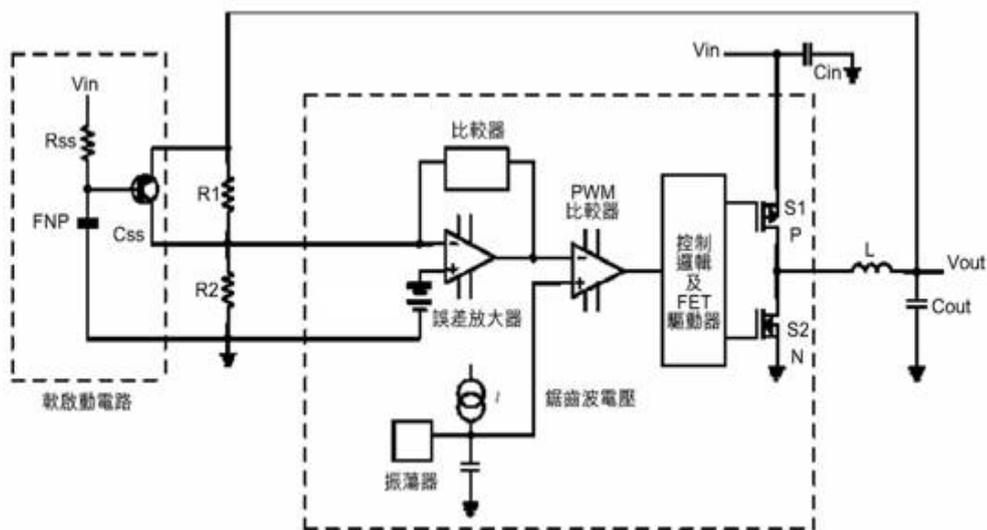


图 16. 可对软启动进行编程的电路

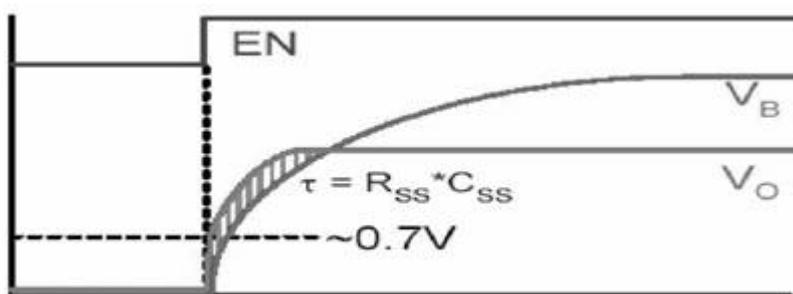


图 17. 具有附加 R-C 网络和 PNP 晶体管的软启动过程

注意：有一些电容值超过了数据手册中为了保证回路稳定性给出的推荐值。凡是超过推荐值的设计都必须在最终应用中进行检验。

如果使用的是不能对软启动进行编程的 IC（如 ISL8010），而所需的大电容产生的浪涌电流会超过电流极限，就需要用一个外部的解决方案来减小软启动时间，从而减小浪涌电流。图 16 的电路可以对软启动编程。

该电路中的 PNP 晶体管可以在输出电压和反馈引脚之间提供一条低阻抗通路。这可以调整输出，使其非常接近 0.8V 的基准电压。在  $C_{ss}$  的电压通过电阻  $R_{ss}$  充电时，PNP 晶体管的基极电压升高。随着基极电压的升高，集电极电流持续减小，从而导致更多电流流入 R1，使  $V_o$  升高。输出电压将跟踪  $C_{ss}$  的 R-C 波形，直到 PNP 完全断开，从  $V_o$  到 FB 的电流流入 R1。这时，软启动电流没有影响，转换器正常工作。图 17 显示了具有附加 R-C 网络和 PNP 晶体管的软启动过程。其中，启动的时间常数 ( $T$ ) 由  $R_{ss}$  和  $C_{ss}$  决定。两者中任何一个增大，都会延长软启动时间，从而减小浪涌电流。