

目 录

	页数
一、简介	3
二、Intersil 集成 MOSFET 产品	4
三、特色和优点	
1. 设计简单	5
2. 内部 FET	5
3. 实现高效率的同步整流	5
4. 100%占空比工作	5
5. 内部回路补偿	5
6. 陶瓷电容设计	5
7. 小尺寸考虑	5
8. 热性能 (θ_{ja})	5
9. 外部频率同步	5
10. 先进的控制功能 (UVLO, 过流和过热保护, 跟踪等)	6
四、技术讨论	
1. ISL6410 600mA	7
2. ISL6455/A 600mA 降压+双路 300mA LDO	7
3. ISL8011 1.2Amp	8
4. EL7532 2Amp	9
5. ISL8013 3Amp	10
6. EL7566 6Amp	10
7. ISL65426 FPGA 应用中的双路 6Amp 元件	11
8. ISL8010 600mA PWM/PFM 模式	13
五、设计方法	
1. 电感选择	14
2. 输出电容选择	14
3. 输入电容选择	14
4. 设置输出电压	14
5. 各种控制连接	16
6. 电压排序和跟踪	16
7. 避免噪声的 PCB 设计/布局考虑	19
8. 正确的示波器探头接地技术	20
9. 功率计算和效率估计	21
10. 用负载级测试进行回路补偿评估	22
六、设计软件; i-Sim	27
七、典型应用电路	
1. 从 3.3V 到 1.2V, 2.5V 和 2.8V 的 CardBus WLAN 电源	28
2. 带有输出电压跟踪的从 3.3V 到 1.8V 和 2.5V 的超小型处理器电源	29

3. 从+5V 到 1.8V, 2.5V, 超低噪声 2.5V 和低噪声 3.3V 的 ADSL 调制解调器	30
4. 从+5V 到 3.3V, 1.8V 和两个 2.4V 的 USB WLAN 电源, 频率同步	31
5. 可编程软启动电路	32

八、结论

Error! Bookmark not defined.

附录一、降压模式稳压器分析

Error! Bookmark not defined.6

附录二、输入滤波器的稳定性

Error! Bookmark not defined.3

一、简介

设计开关稳压器是一件非常头疼的工作！必须要考虑到降压，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（IC）。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？

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。

该应用笔记的目的就是展示，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。

该应用笔记也将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。

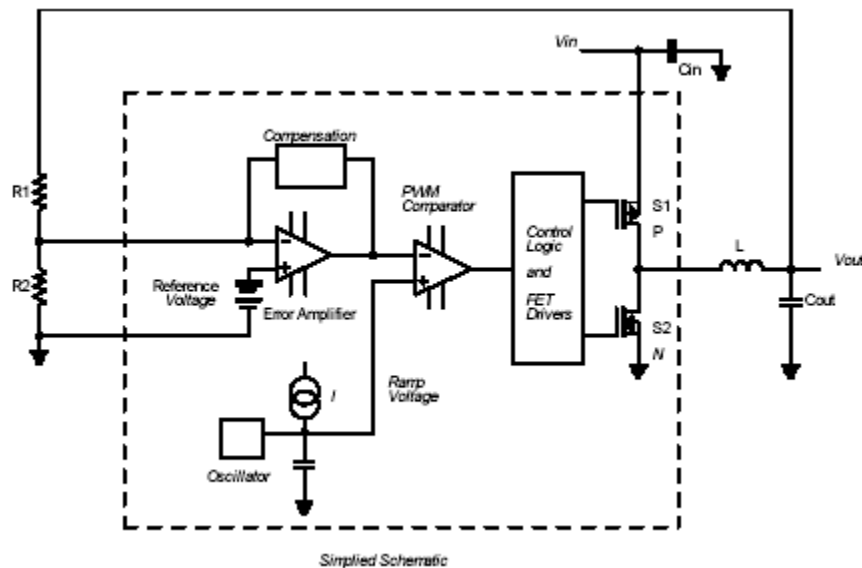
二、Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品系列

Part highlighted in this Application Note										
Device	V _{IN} Range (V)	V _{OUT} Range (V)	I _{OUT} (max) (A)	Freq. (kHz)	POR	Low Iq Mode	Margin	Track	Sync	Package
EL7535	2.5 - 5.0	0.8 - V _{in}	0.35	1500	Yes					10 Ld MSOP
SL6413	3.0 - 3.6	Fixed 1.8, 2.84, 2.84	0.4 0.3, 0.2	750	Yes				Yes	24 Ld QFN
SL8010	2.5 - 5.5	0.8 - V _{in}	0.6	1500		Yes			Yes	10 Ld MSOP
EL7534	2.5 - 5.5	0.8 - V _{in}	0.6	1500	Yes					10 Ld MSOP
SL6410	3.0 - 3.6	Fixed 1.2, 1.5, 1.8	0.6	750	Yes				Yes	10 Ld MSOP, 16 Ld DFN
SL6410A	4.5 - 5.5	Fixed 3.3, 1.8, 1.2	0.6	750	Yes				Yes	10 Ld MSOP, 16 Ld DFN
SL6455	3.0 - 3.6	.8 - 2.5	0.6, .3, .3	750	Yes				Yes	24 Ld QFN
SL6455A	4.5 - 5.5	.8 - 3.3	0.6, .3, .3	750	Yes				Yes	24 Ld QFN
EL7531	2.5 - 5.0	0.8 - V _{in}	1	1500		Yes			Yes	10 Ld MSOP
EL7536	2.5 - 5.0	0.8 - V _{in}	1	1500	Yes					10 Ld MSOP
SL8011	2.7 - 5.5	0.8 - V _{in}	1.2	1500	Yes					10 Ld DFN
EL7532	2.5 - 5.0	0.8 - V _{in}	2	1500	Yes					10 Ld MSOP
SL8013	2.5 - 5.5	0.8 - V _{in}	3	1400					Yes	14 Ld HTSSOP
EL7554	3 - 6	0.8 - V _{in}	4	200 - 1000			Yes	Yes	Yes	28 Ld HTSSOP
SL65426	2.375 - 5.5	Fixed .6, 1.2, 1.5, 1.8 Fixed .6, 1.8, 2.5, 3.3	6	1000						50 Ld QFN
EL7566	3 - 6	0.8 - V _{in}	6	200 - 1000			Yes	Yes		28 Ld HTSSOP

灰色是应用笔记中突出显示的部分。

三、Intersil集成FET直流/直流转换器的特色和优点

下图是使用 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. 注意由于使用了内部 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. 由于有高开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. 由于采用微小的 IC 封装（QFN 和 MSOP），高开频率（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 in² 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，Intersil 集成 FET 直流/直流转换器的热性能有了显著的提高。

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

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了改进的 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开关以减小纹波电流和噪声。
- c. 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。

下表汇总了在应用笔记中突出显示的器件的外部频率同步能力。

元件#	固定开关频率	同步能力	同步范围
ISL6410	750kHz	有	500kHz-1MHz
ISL8010	1.4MHz	有	12MHz,最大值
ISL6455	750kHz	有	500kHz-1MHz
ISL8011	1.5MHz	无	
EL7532	1.5MHz	无	
ISL8013	1.4MHz	有	12MHz,最大值
EL7566	200kHz-1MHz	有	8*Fset
ISL65426	1MHz	无	

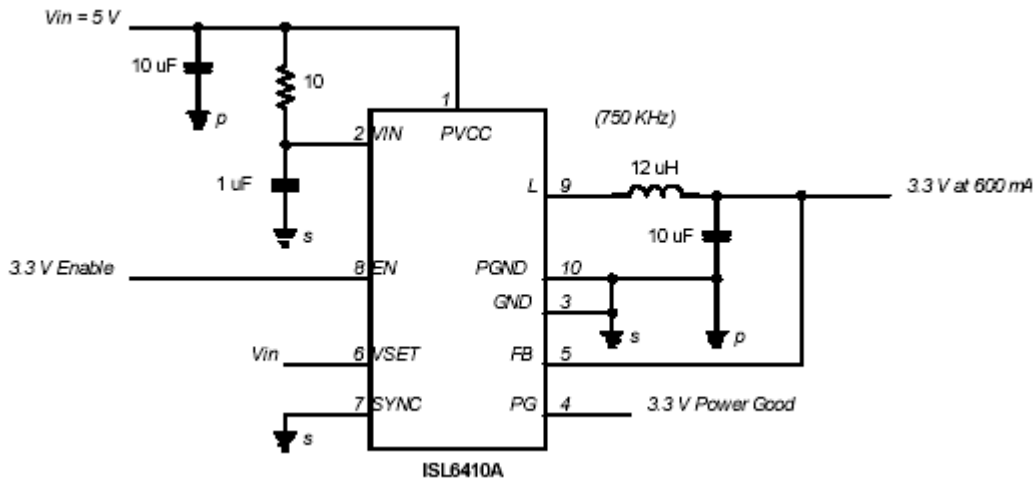
10. Intersil 集成 FET 直流/直流转换器提供如下表所示的先进控制功能：

元件#	ISL6410	ISL8010	ISL6544	ISL8011	EL7532	ISL8013	EL7566	ISL65426
输出电流(安)	.6	.6	.6,.3	1.2	2	3	6	6
使能输入	是	是	是	是	是	是	是	是
软启动	是	是	是	是	是	是	是	是
过流保护	是	是	是	是	是	是	是	是
热保护	是	是	是	是	是	是	是	是
可调输出		是	是	是	是	是	是	是
输入 UVLO	是	是	是	是	是	是	是	
电源良好输出	是	是	是			是	是	是
同步输入	是	是	是			是	是	
输出过压保护	是		是				是	是
固定输出	是							是
上电复位输出			是	是	是			
温度指示器							是	
输出欠压保护								是
输出电容放电				是				
跟踪							是	
裕度							是	

四（1）、ISL6410和ISL6410A（600mA）技术讨论

ISL6410 和 ISL6410A 是采用电流模式 PWM 技术的 600mA 集成 FET 同步降压稳压器。ISL6410 的输入电压为 $+3.3V \pm 10\%$ ，ISL6410A 的输入电压为 $+5V \pm 10\%$ 。引脚 VSET 可以设置输出电压的值为 1.2V，1.5V 或 1.8V（ISL6410）和 1.2V，1.8V 或 3.3V（ISL6410A）。内部可编程的 750KHz 的开关频率允许使用小的电感和电容；而且，需要的情况下还可选择 500KHz 到 1MHz 的外部同步频率。因为有内部回路补偿，所以不需要外部元件来增强反馈回路的稳定性。同样地，电流模式控制所需的斜率补偿也是在内部设置的。器件广泛的控制和保护功能包括欠压锁定（UVLO），过压，过流，电源良好监视，外部使能，监督复位输出和热关闭。ISL6410 和 ISL6410A 采用 10 引脚 MSOP 封装或 16 引脚 QFN 封装。

下图是典型的 600mA 下，5V 到 3.3V 的 ISL6410A 直流/直流转换器。



四（2）、ISL6455（600mA和两个300mA LDOs）技术讨论

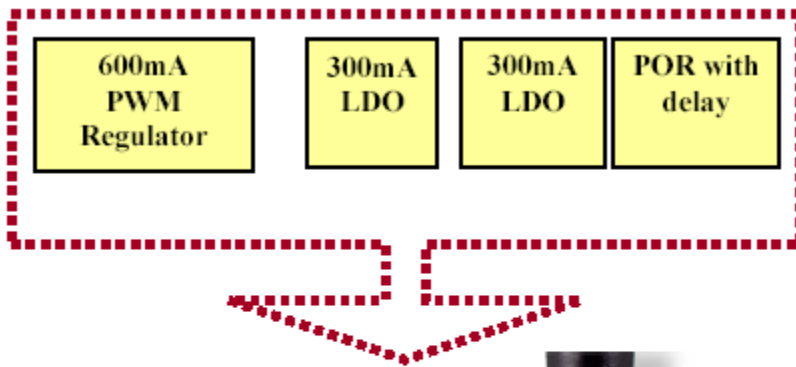
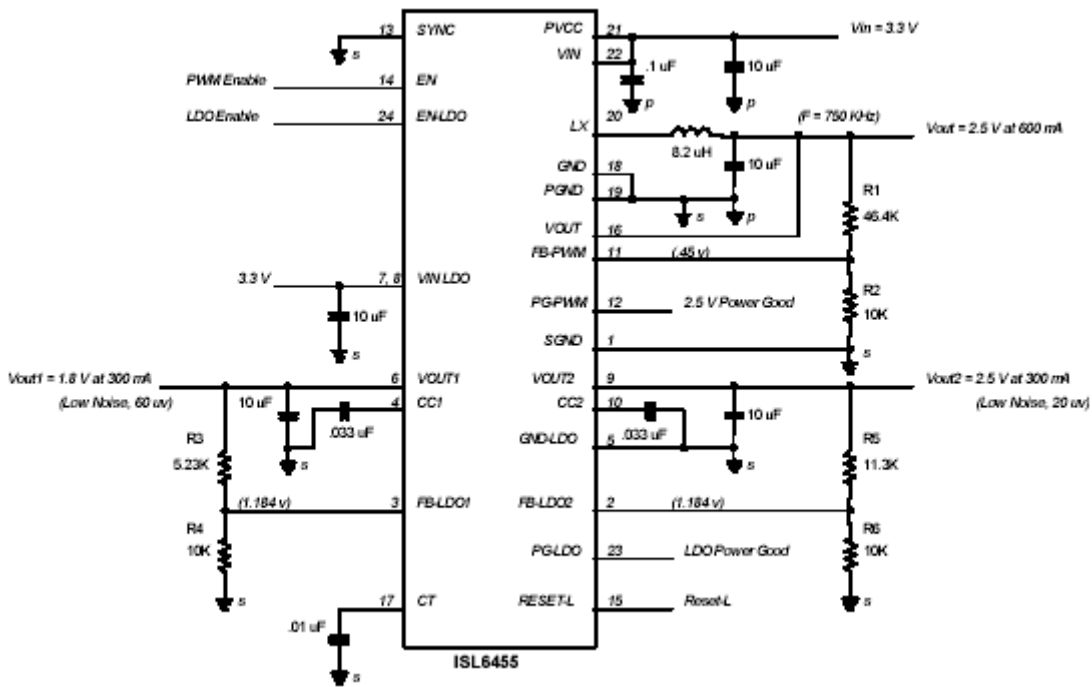
ISL6455 是高度集成的三路输出稳压器，可以为 FPGAs 和无线芯片组电源管理元件提供单片解决方案。器件集成了高效 600mA 同步降压稳压器（可调）和两个超低噪声 300mA LDO 稳压器（可调）。输入电压为 $3.3V \pm 10\%$ 或 $5V \pm 10\%$ 时，既可选择 ISL6455，也可选择 ISL6455A。+3.3V 输入下，ISL6455 的 PWM 输出电压在 0.8V 到 2.5V 范围内通过电阻可调，而 +5V 输入下，ISL6455A 的 PWM 输出电压在 0.8V 到 3.3V 范围内通过电阻可调。超低噪声 LDO 稳压器通过电阻可在 1.2V 到 $V_{in}-0.3V$ （最大 3.3V）之间调整。

带有集成 N 通道和 P 通道功率 MOSFETs 的同步电流模式控制 PWM 稳压器根据外部电阻设置值，可提供可调的电压。内部 MOSFETs 的同步整流可以达到高效率，并减小外部元件的数量。750KHz 的典型工作频率允许使用较小的电感和电容。器件可以和范围在 500KHz 到 1MHz 的外部时钟信号实现同步。PG_PWM 输出指示 PWM 输出的调节损失。

ISL6455 也有两个使用内部 PMOS 晶体管作为传送器件的 LDO 可调稳压器。EN_LDO 脚控制 LDO1 和 LDO2 输出。ISL6455 也集成了 RESET 功能，不需要在 μP ， μC 或 ASIC 应用中使用附加的 RESET 电路。当 VIN 电源电压降到预置门限以下，IC 就启动 RESET 信号，并保持 RESET 信号至少 25ms 直到 VIN 升高超过预置门限为止。PG_LDO 输出指示每个 LDO 输出的调节损失。其他功能还包括对三个输出实施过流保护和热关闭。

ISL6455 还提供一个使用小陶瓷电容的超小型直流/直流转换器设计。

600mA 下 3.3V 到 2.5V 输出和 300mA 下两个 1.8V 和 2.5V 低噪声输出的典型示意图如下：



*High
Integration*



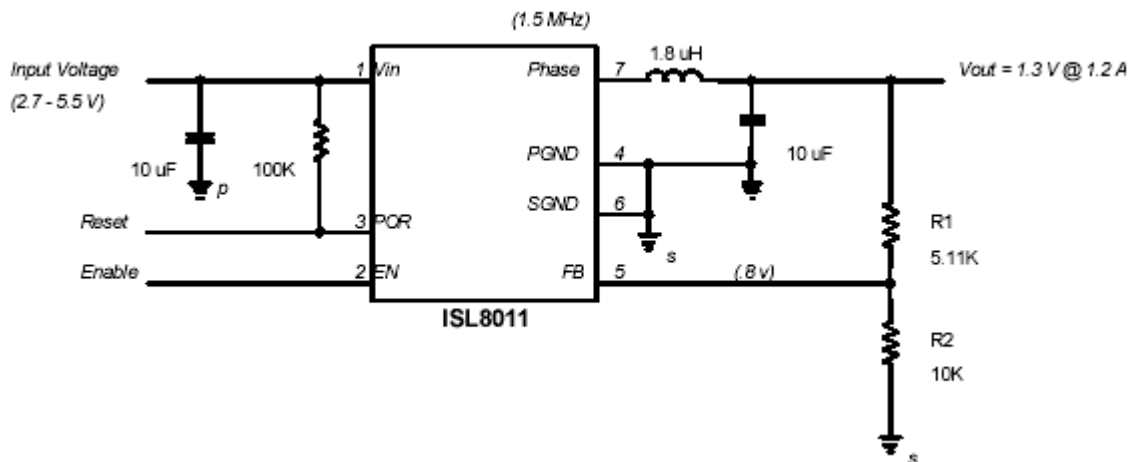
四（3）、ISL8011（1.2Amp）技术讨论

ISL8011 是一个高效 1.2A, 1.5MHz 同步降压稳压器，是为低电压微处理器供电的理想选择。它可产生低至 0.8V 的低输出电压。它的电源电压范围为 2.7V 到 5.5V，因此可以使用一节 Li+ 电池，三节 NiMH 电池或规定的 5V 输入。它保证的最小输出电流为 1.2A。1.5MHz 的脉宽调制（PWM）开关频率允许使用小的外部元件。内部回路补偿可以尽量减小外部元件的数量，同时简化设计。200ms 的复位定时器用于实现系统复位。一个使能脚在电源电流小于 1μA 时提供低电流关闭。

保护功能包括限制浪涌电流的数字软启动，峰值电流限制，短路保护，过热监视和关闭时的输出电容放电。

ISL8011 采用微小的 8 引脚 MSOP 封装。1.5MHz 的高开关频率和陶瓷电容设计可以为载荷点调节提供超小的解决方案。

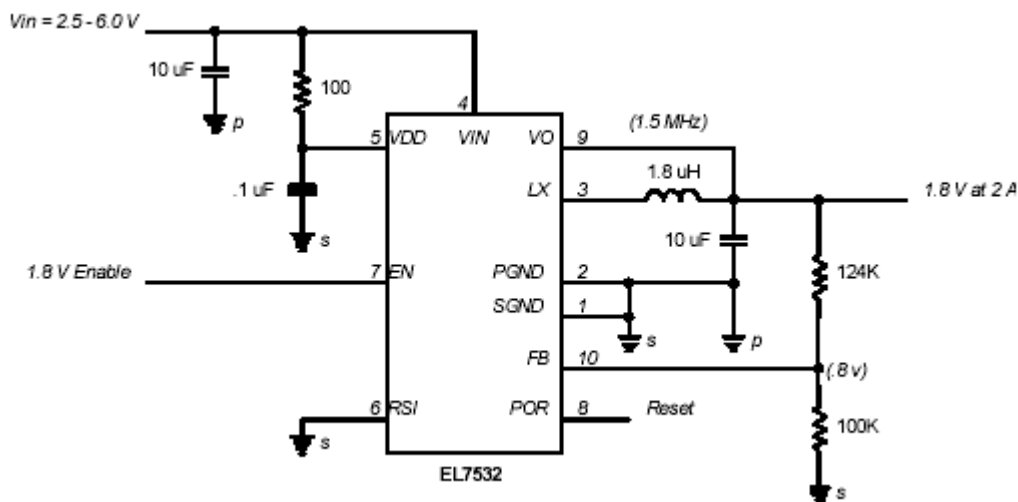
ISL8011 的典型应用如下所示；注意这种设计只需要 6 个外部元件。



四（4）、EL7532（2Amp）技术讨论

EL7532 是一个具有内部补偿的同步，集成 FET 2A 降压稳压器电压模式控制器。由于有同步整流器 FET，其效率可以超过 94%。它工作的输入电压范围是 2.5V 到 5.5V，适用于 3.3V，5V 或单节锂离子电池的电源。输出可通过一个电阻分压器进行外部设置，值在 0.8V 到 VIN 之间。其他特性还包括一个 100ms 的上电复位输出， $<1\mu\text{A}$ 的关闭电流，短路保护和过热保护。

EL7532 采用 10 引脚 MSOP 封装，所有元件都安装在 PCB 板的一边，整个转换器也仅占用 0.18 in^2 的空间，如下图所示。



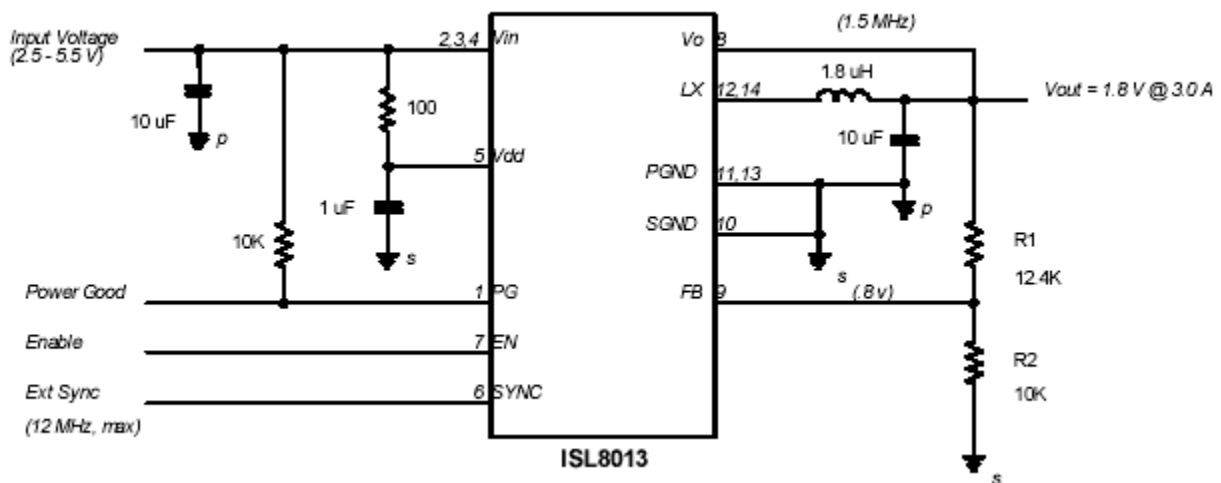
四（5）、ISL8013（3.0Amp）技术讨论

ISL8013 是一个高效 3.0A, 1.4MHz 同步降压稳压器, 是为低电压微处理器供电的理想选择。它可产生低至 0.8V 的低输出电压。它的电源电压范围为 2.5V 到 5.5V, 因此可以使用一节 Li+ 电池, 三节 NiMH 电池或规定的 5V 输入。它保证的连续输出电流为 3.0A。1.4MHz 的脉宽调制 (PWM) 开关频率允许使用小的外部元件。SYNC 脚使用较小的输入和输出滤波器, 其同步频率高达 12MHz 以提高 EMI 性能, 多相工作减小了纹波电流和噪声。内部回路补偿可以尽量减小外部元件的数量, 同时简化设计。一个电源良好输出 (PG) 脚监视输出电压。一个使能脚在电源电流小于 1 μ A 时提供低电流关闭。

保护功能包括限制浪涌电流的数字软启动, 峰值电流限制, 过流和过热条件下的 hiccup 模式。

ISL8013 采用 14 引脚 HTSSOP 封装, 有更高的热性能。高开关频率和陶瓷电容设计可以为载荷点调节提供超小的解决方案。

3Amps 下, 3.3V 到 1.8V 输出的典型应用示意图如下。Ext Sync 输入是一个选择功能, 可实现两个 ISL8013 的同步, 或使时钟频率增加到 12MHz。



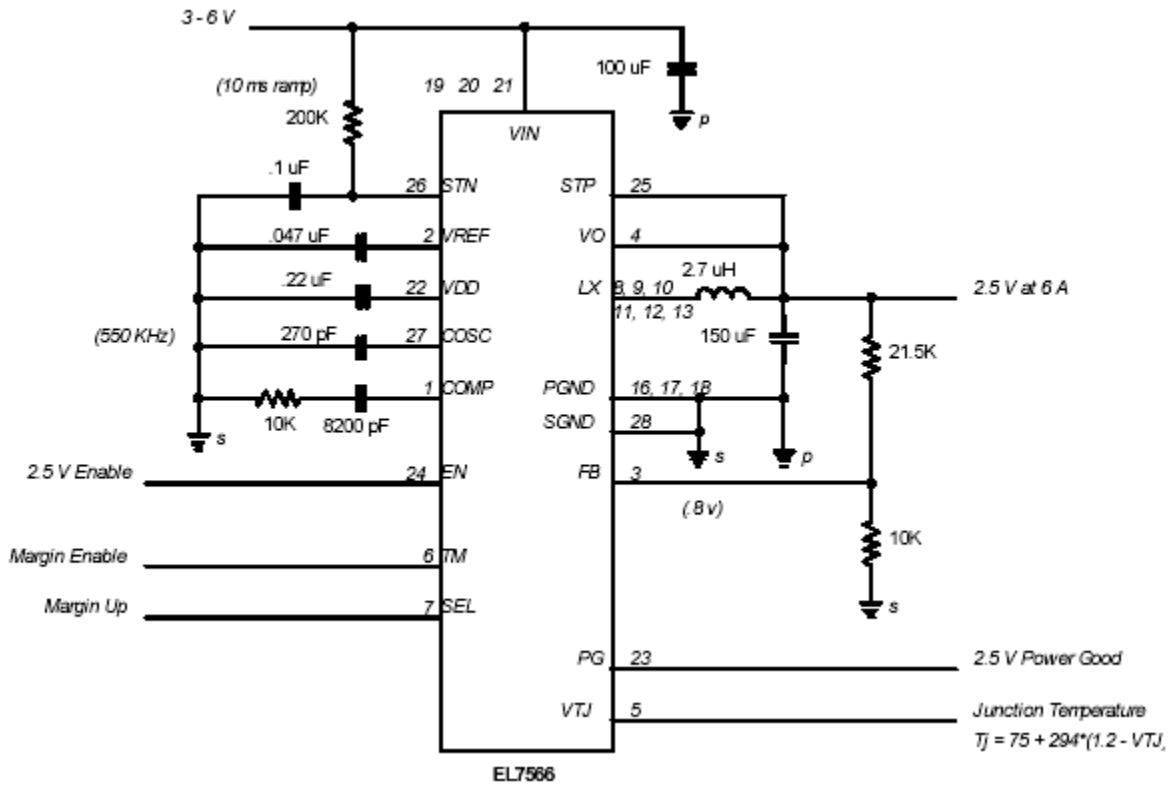
四（6）、EL7566（6Amp）技术讨论

EL7566 是一个具有完整特性的同步降压稳压器, 输出电流高达 6A, 效率达到 96%。器件的工作电源 (VIN) 为 3V 到 6V。由于有内部功率 MOSFET, 器件有高达 100% 的占空比, 输出电压范围为 0.8V 到接近 VIN。可调的开关频率高达 1MHz, 可以使用小的元件, 因此节省了电路板空间, 所有元件在 PCB 板的一边, 也只需要小于 0.72 in² 的空间。

EL7566 工作在固定频率 PWM 模式下, 包含一个用于外部同步的 SYNC 输入。EL7566 集成了软启动功能来限制浪涌电流, 同时提供从零到调整值的平坦的电压斜率。集成的输出电压跟踪功能可以增加多路输出电压结构中多个电源同步的灵活性。EL7566 也提供电压容限 (voltage margining) 能力, 在 $\pm 5\%$ 的范围内调整输出电压, 以满足系统板卡性能和生产测试中的可靠性的要求。结温指示器可以方便地监视硅晶片温度, 节省热特征化的时间。如果晶片温度超过 135 $^{\circ}$ C, IC 会自动关闭。

EL7566 的回路补偿是内部的, 因此应用中有最佳动态输出电压。因为 EL7566 采用了电流模式控制, 所以回路补偿是一个简单的 RC 网络。对于最大输出电流仅需要 4Amps 的应用, 可以使用引脚兼容的 EL7554; EL7554 具有 EL7566 如上所述的所有特性。

下图所示的是一个 2.5V 核心电压, 6Amp 微处理器的高频 (550KHz) 开关稳压器的典型电路, 处理器的输入电压为 3—6V。通过使用 STN 脚和 STP 脚, 可达到 10ms 的起动斜率; 跟踪波形见“电压排序和跟踪”。使用 TM 和 SEL 脚, 输出电压容限可达 $\pm 5\%$ 。



四（7）、ISL65426（高达6Amp的双路输出部件）技术讨论

ISL65426 是高效，双路输出的单片同步降压转换器，有固定频率，采用电流模式。它的输入偏压范围是 2.375V 到 5.5V，单片解决方案提供两个输出电压供选择，输出电压可通过外部调节在 0.8V 到电源电压的 80% 之间变化，总的输出电流高达 6A。ISL65426 的独特特性是可以对输出电压和输出电流进行编程。

ISL65426 有固定的开关频率 1MHz，采用具有补偿功能的电流模式控制，使尺寸和外部元件的数量最小，同时提供出色的瞬时响应。内部同步电源开关有很好的热性能，高效率，不需要外部肖特基二极管。

独特的电源结构使用 6 个模块支持四种配置选择。一个主要的电源模块与每个同步转换器通道相连。用户可将四个悬空的从属电源模块分配给下表所示的某一通道。在软启动初始化之前对电源模块的外部配置进行内部校正。

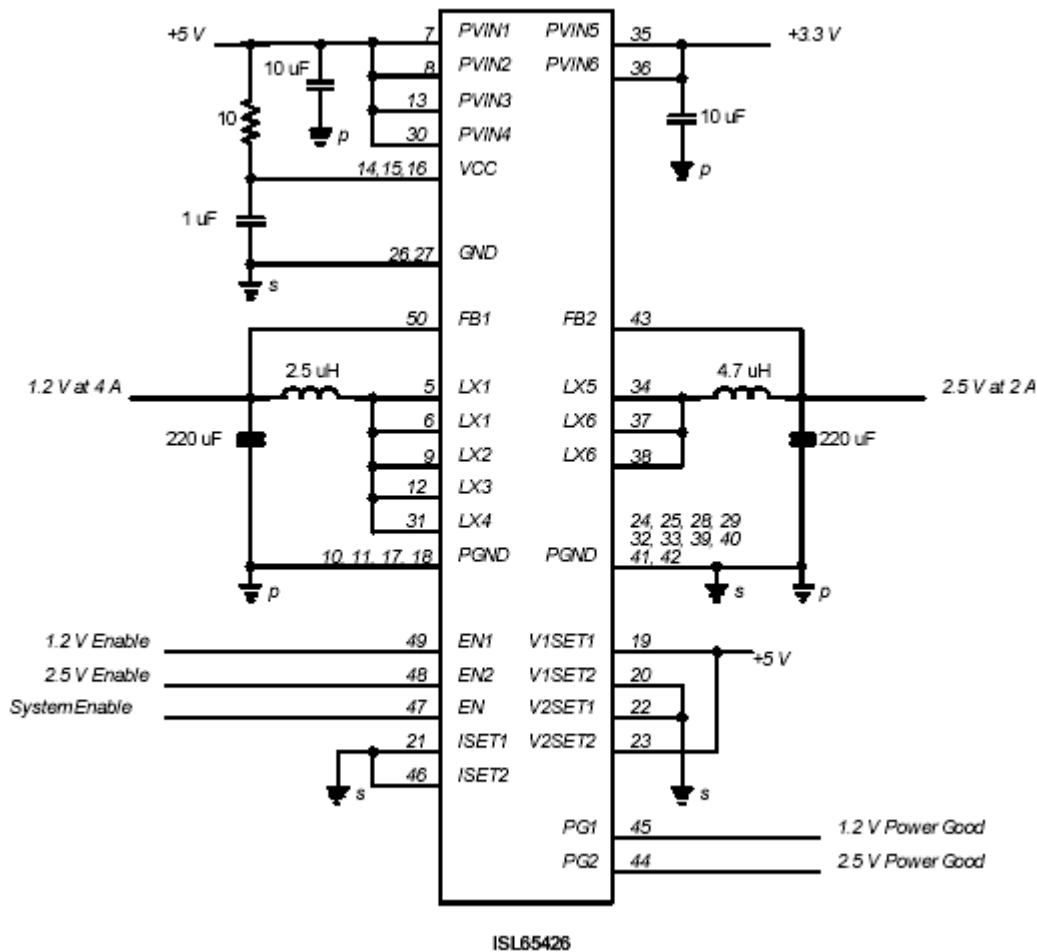
ISET1	ISET2	IOUT1(A)	通道 1 连接	IOUT2(A)	通道 2 连接
1	1	3	LX1,LX2,LX3	3	LX4,LX5,LX6
1	0	2	LX1,LX2	4	LX3,LX4,LX5,LX6
0	1	5	LX1,LX2,LX3,LX4,LX5	1	LX5
0	0	4	LX1,LX2,LX3,LX4	2	LX5,LX6

此外，每个通道的输出电压可通过外部电阻网络或下表所示的引脚编程进行设置。

Vout1	V1SET1	V1SET2	Vout2	V2SET1	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
.8V 或 Adj	0	0	.8V 或 Adj	0	0

单独的使能输入允许同步或两个转换器通道有先后的软启动间隔。第三个使能输入允许对多路输入偏压电源进行附加的排序设计。单独的电源良好信号 (PG1, PG2) 指示对应的输出电压调节。ISL65426 集成了对同步降压稳压器两个通道的保护功能。如果其中一个出现故障，两个通道都会关闭。故障情况包括过流，过压，欠压和 IC 过热保护。

下图是输入电压为 3.3V 和 5.0V，在 4Amps 下产生 1.2V 输出 (FPGA 核心) 和在 2Amps 下产生 2.5V 输出 (FPGA I/O 电源) 的典型例子。



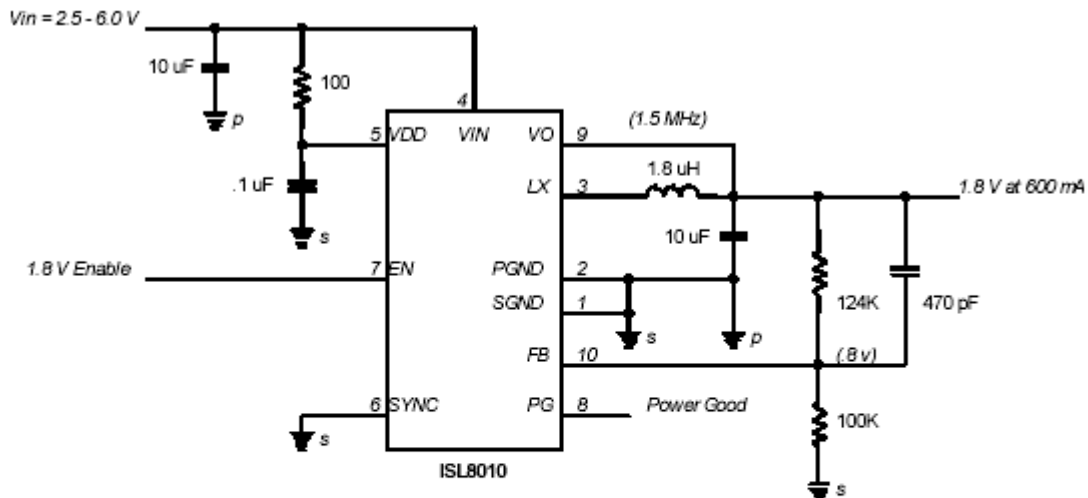
四（8）、ISL8010（600mA PWM/PFM模式）技术讨论

ISL8010 是一个具有内部补偿的同步，集成 FET 的 600mA 降压稳压器。它的输入电压范围是 2.5V 到 5.5V，适用于 3.3V，5V 或单节锂离子电池的电源。输出可通过电阻分压器进行外部设置，值在 0.8V 到 VIN 之间。

ISL8010 的特点是自动 PFM/PWM 模式控制，或仅采用 PWM 控制。在 PFM 模式下，典型的无负载静态电流仅为 120 μ A。PWM 频率的典型值为 1.4MHz，可以同步到 12MHz。工作模式通过下表所示的 SYNC 脚的状态进行设置。其他特性还包括 Power-Good 输出，$1\mu\text{A}$ 的关闭电流，短路保护和过热保护。

ISL8010 采用 10 引脚 MSOP 封装，所有元件都安装在 PCB 板的一边，整个转换器也仅占用小于 0.18 in² 的空间。10 引脚 MSOP 封装工作的温度范围是 -40°C 到 +85°C。

下图是 600mA 下，输入 2.5—6V，输出 1.8V，无负载静态电流小于 120 μ A 的典型 ISL8010 直流/直流转换器。



Sync Pin	Operating Mode
High	Forced PWM Mode
Low	Auto PWM/PPM Mode
Ext Clk	Synchronize to External Clock, 12 MHz max

SYNC Pin Programming

五、Intersil集成FET直流/直流转换器设计方法

Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品系列提供高度集成的电源系统，大多数产品都包含内部回路补偿。因此，元件选择的过程非常简单，因为大多数应用使用的是固定的元件值。

1. **选择电感**。具有内部回路补偿的元件（ISL6410, ISL6455, ISL8011, ISL65426 和 EL7532）使用如下表所示的电感。

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。

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

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

器件	频率	电感	典型厂商元件号码
ISL6410	750kHz	8.2uH	Coilcraft MSS5131-822MX
ISL6410A	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

注 1: 因为 ISL65426 是标准部件，电感值应该以开关频率，输出电流，输入电压和输出电压为基础。所示的电感用在典型应用示意图中。

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。

对具有回路补偿的 EL7566，在其数据手册中会给出设计方法。

2. **选择输出电容**。输出电容必须为一个低 ESR 的电容（建议 <50mohm），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：

$$I_{co}(\text{rms}) = 3 * dI_L$$

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：

$$dV = dI_L * ESR + dI_L / (8 * C_o * F)$$

例如对 ISL8011，输出电压波动为 $290\text{mA} * 3\text{mohm} + 290\text{mA} / (8 * 10\text{uF} * 1.5\text{MHz}) = 87\text{mV} + 2.4\text{mV} = 3.3\text{mV}$ ！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。

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 $0.5 * I_{out}$ 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. 通过使用下表所示的逻辑电平（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。

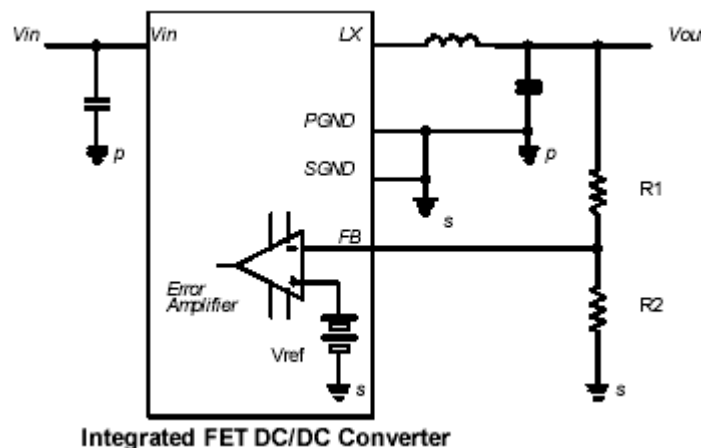
ISL6410 和 ISL6410A 的逻辑电平输出电压编程：

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

ISL65426 的逻辑电平输出电压编程：

Vout1	V1SET1	V1SET2	Vout2	V2SET1	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
.8V 或 Adj	0	0	.8V 或 Adj	0	0

使用外部电阻来设置输出电压时，我们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，如下图所示。



输出电压由下面的等式计算：

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

$$R1 = R2 * \frac{(V_{out} - V_{ref})}{V_{ref}}$$

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，见下表。

元件号码	Vref
ISL6455 PWM	0.45V
ISL6455 LDO's	1.184V
ISL8010	0.8V
ISL8011	0.8V
ISL8013	0.8V
EL7532	0.8V
EL7566	0.8V
ISL65426	0.8V

5. 按照应用要求连接控制脚

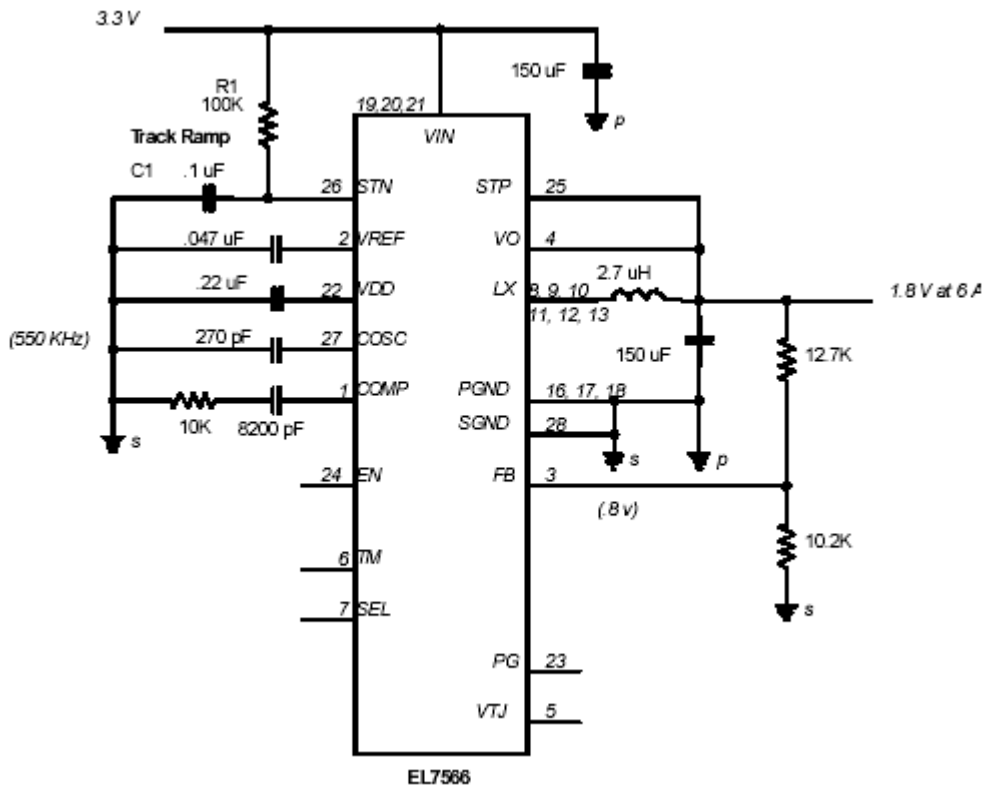
元件#	ISL6410	ISL8010	ISL6544	ISL8011	ISL8013	EL7532	EL7566	ISL65426
输出电流(A)	.6	.6	.6,3,3	1.2	3	2	6	6
使能输入	是	是	是	是	是	是	是	是
同步输入	是	是	是		是		外部电路	
电源良好输出	是	是	是		是		是	是
上电复位输出	是		是	是		是		
上电复位定时器	是		是					
温度指示器							是	
跟踪							是	
裕度							是	

6. 电压排序和跟踪

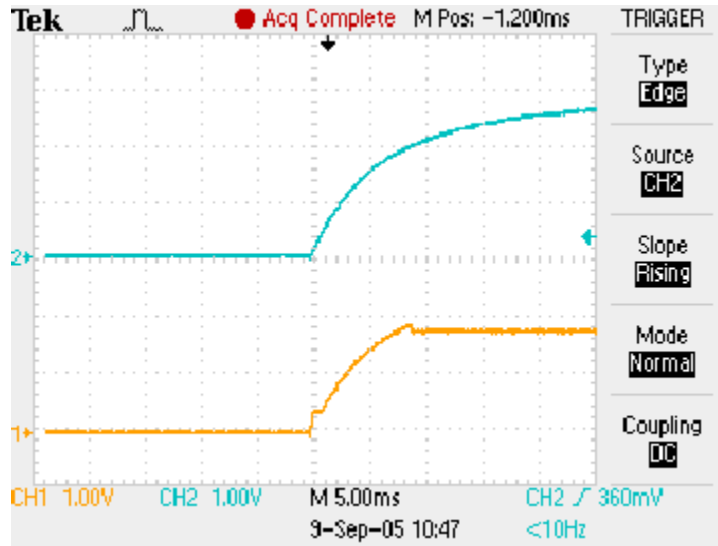
现在的许多微处理器，门阵列和其他逻辑设备都需要多路电源电压来提供他们的核心和 I/O 部分的电压。为了消除逻辑设备内部的锁定情况，电源电压就需要按照特定的顺序接通或断开。给电源电压排序要用到使能脚，Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品和 Intersil 电压排序控制器，如 ISL61xx 产品系列，都具有这一功能。

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。在下图中，跟踪波形由连在 STN 脚上的 R1 和 C1 设定。



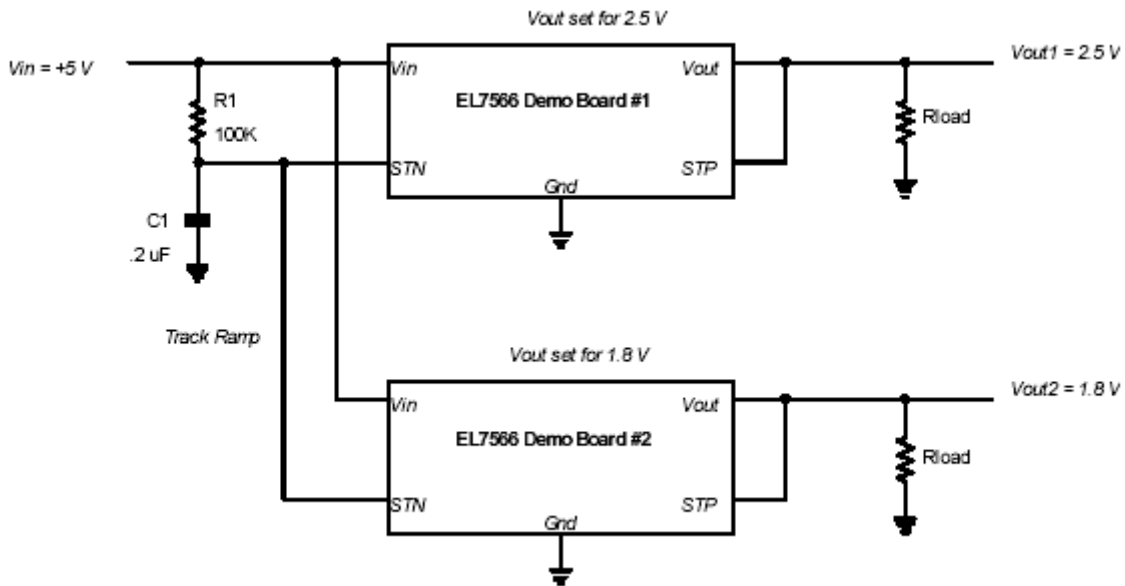
下面的波形显示了跟踪波形（STN 脚）和输出电压之间的关系。

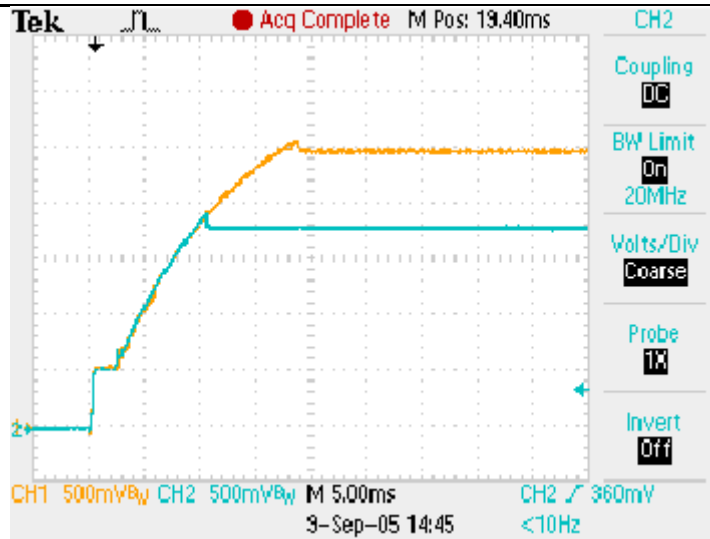


上面的轨迹——跟踪波形（STN 脚）

下面的轨迹——输出电压

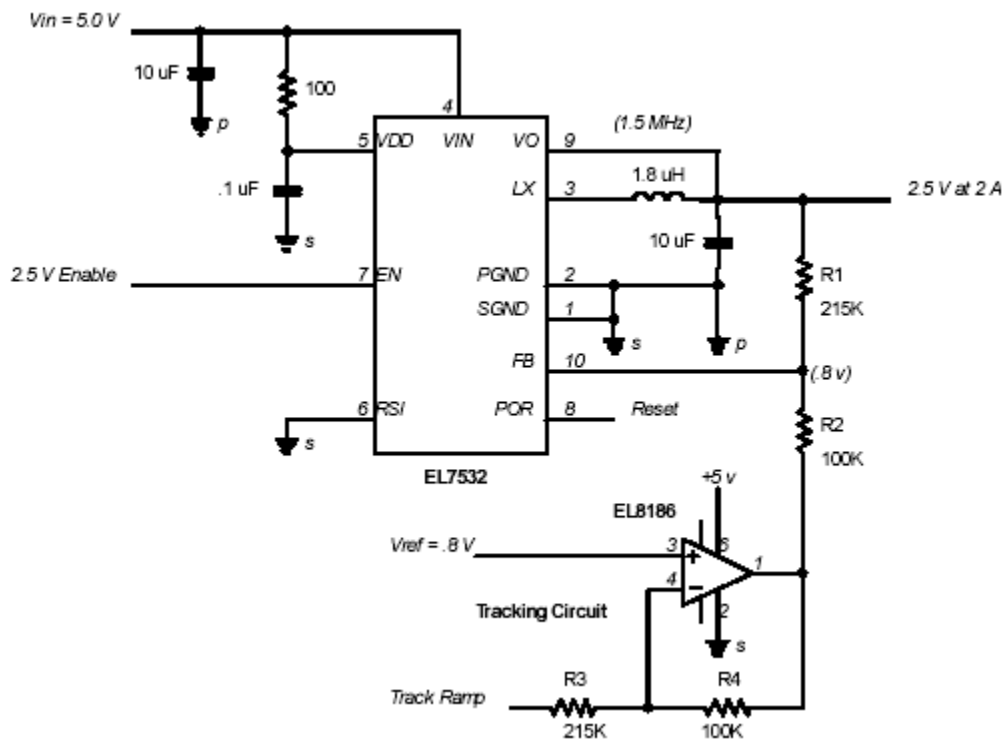
为了说明两个输出电压的跟踪能力，我们将两个 EL7566 评估板接在一起，如下图所示，然后测量输出电压跟踪波形。





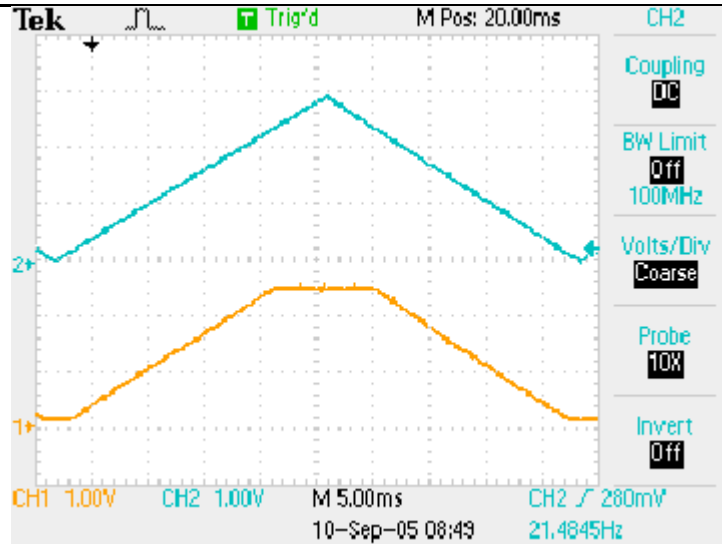
上面的轨迹——Vout1,2.5V
下面的轨迹——Vout2,1.8V

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。



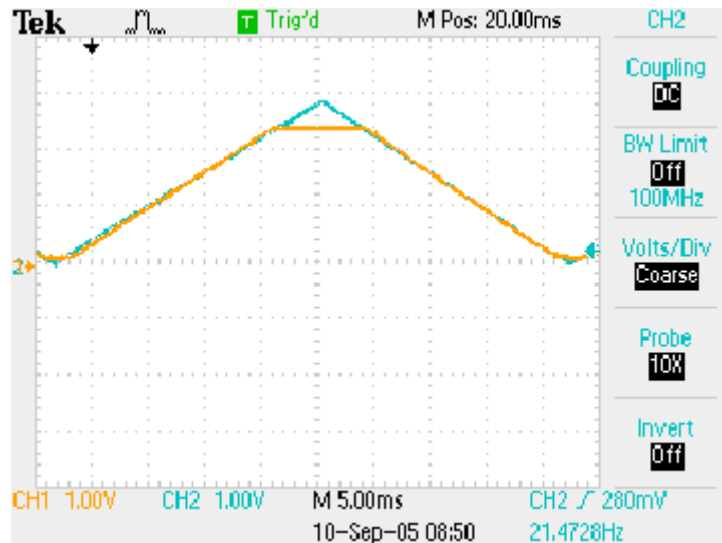
在多输出电压系统中，其他直流/直流转换器锯齿波（ramp）电路可以共用 Vref。如果同一系统中的直流/直流转换器有不同的内部基准电压（如 0.6V, 1.25V 等），或者需要有偏移跟踪，就要调整电阻比值（R1:R3,和 R2:R4）以确保所需的跟踪。

下面的输出电压波形使用三角波作为跟踪波形；注意，输出电压跟踪发生在接通斜坡和断开斜坡中。



上面的轨迹——跟踪波形
下面的轨迹——输出电压

通过叠加跟踪波形和输出电压，下面的波形说明了跟踪精度。



上面的轨迹——跟踪波形
下面的轨迹——输出电压

对 EL8186 运算放大器跟踪电路的完整分析可以来函索寄。

7. 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，就会出现問題。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！

PCB 布局从画好的示意图开始。示意图象讲述一个故事；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。关键的旁路电容不能在控制芯片的 10 页以后再作说明！

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过通孔。

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。

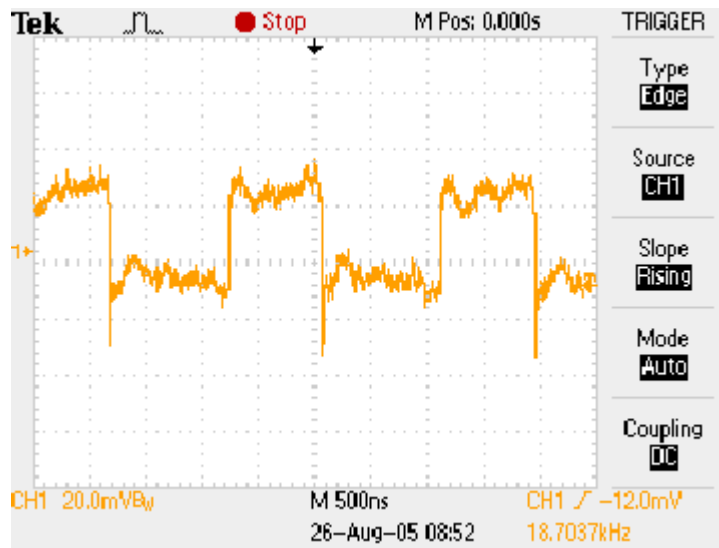
第五，必须注意 PCB 是热管理系统（heatsink），控制芯片的周围必须敷有适量的铜来散热。许多 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器产品的数据手册中都讨论了热管理；此外，还有两个非常好的应用笔记。

AN1096，“热设计考虑——EL75XX”

TB379.3，“封装半导体器件的热性能”

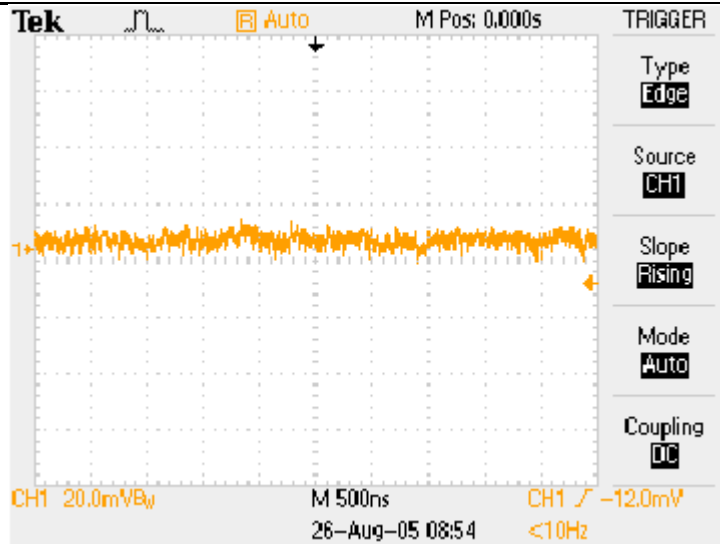
8. 正确的示波器探头接地技术

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，如下面所示的输出电压波形。该波形是从 EL7566 的评估板上得到的。



失败的 Vout 纹波测量

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。下面的波形和上图采用了同样的电路和测试条件，但是探头的连接更准确。



正确的 Vout 纹波测量

9. 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，考虑 EL7566 的评估板：

Vin	+5V	Cin ESR	0.018 ohm
Vout	+1.8V	上部 FET RON	0.03 ohm
Iout	4.7A	下部 FET RON	0.025 ohm
DC	36%	电感 DCR	0.012 ohm
开关频率	525KHz		

上升，下降时间 10ns（测量值）

输入电流 1.93A（测量值）

1. $P1 = (4.7/2)^2 * 0.018 = 0.10 \text{ W}$
2. $P2 = (4.7)^2 * 0.03 * 0.36 = 0.24 \text{ W}$
3. $P3 = 5 * 4.7 * 10 \text{ ns} * 525 \text{ KHz} = 0.12 \text{ W}$
4. $P4 = (4.7)^2 * 0.025 * (1-0.36) = 0.35 \text{ W}$
5. $P5 = 2 * (4.7)^2 * (0.012) = 0.53 \text{ W}$

总功耗 = 1.34 W

计算效率 = 输出功率 / (输出功率 + 总功耗)

$$= 1.8\text{V} * 4.7\text{A} / (1.8\text{V} * 4.7\text{A} + 1.34\text{W})$$

$$= 86.3\%$$

测量效率 = $1.8\text{V} * 4.7\text{A} / 5.0 * 1.93\text{A}$

$$= 87\%$$

EL7566 的功率损耗为 $P2 + P3 + P4 = 0.71\text{W}$ 。EL7566 的温升可以用数据手册曲线中的 $\theta_{ja} = 30^\circ\text{C}/\text{W}$ 来估计。温度升高值为 $0.71\text{W} * 3030^\circ\text{C}/\text{W} = 21.3^\circ\text{C}$ 。测量得到 EL7566 的外壳温度为 53°C ，环境温度为 28°C ，则温度升高了 25°C 。估计的温升和实际值近似。

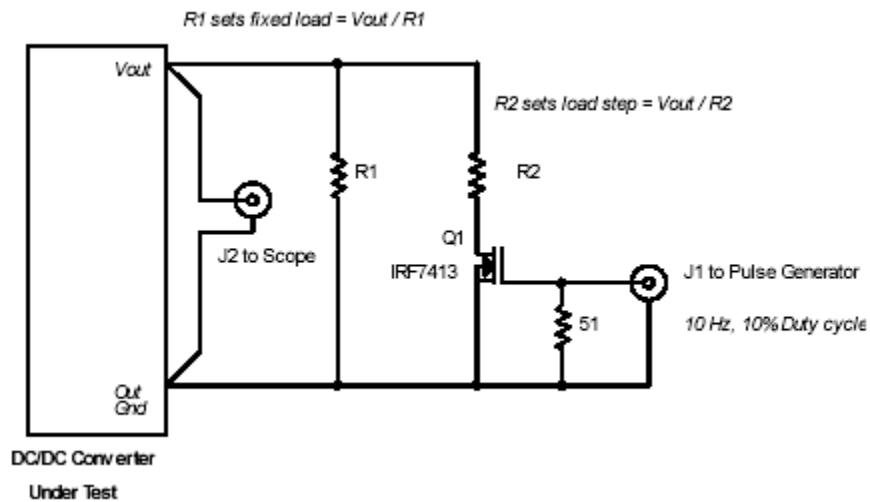
如上所示，通过简单测量 LX 脚的上升和下降时间，可以估计电路元件的功率损耗，控制芯片的温升和总的效率。

10. 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 and 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！

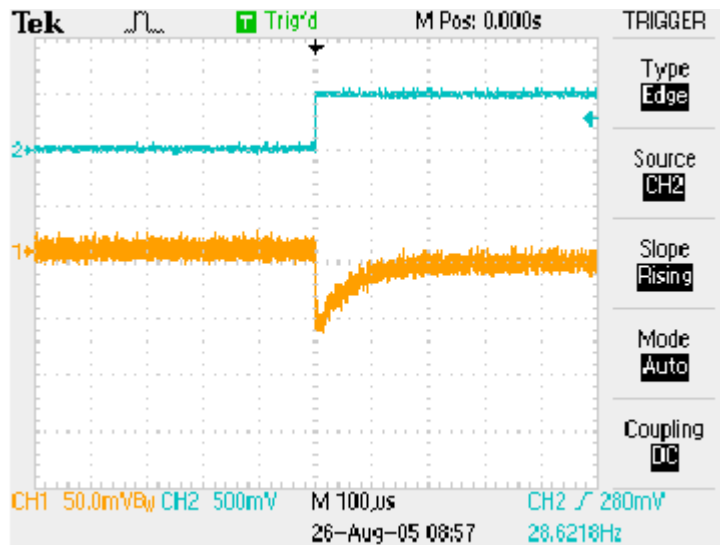
最简单的方法就是用一个电子负载来测试负载的瞬态响应。但是如果你没有这种设备，可以用一个简单的电路 (如下所示) 给 DC/DC 转换器的输出 (或任一电源) 增添一个负载级 (load step)，并用示波器测量其产生的瞬时响应。



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，负载在小于 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。

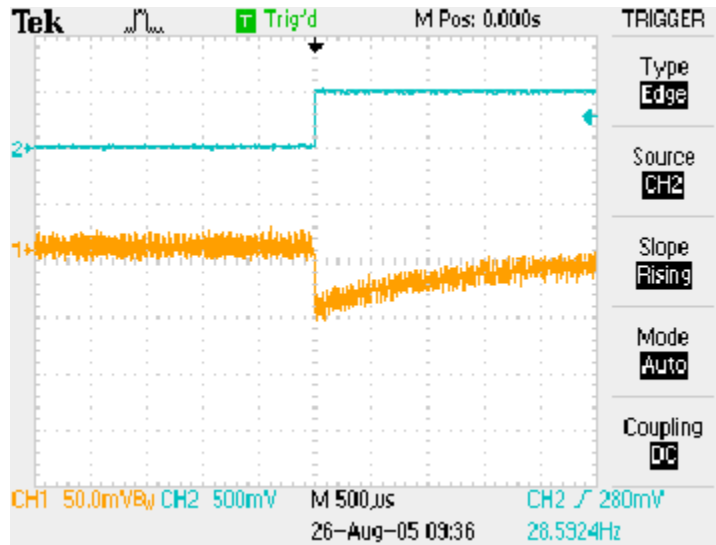
下面的示波器波形显示了稳定的回路补偿；当施加了一个负载阶跃时，输出电压有一个跌落，但很快就恢复了，没有过冲或振荡。



上面的轨迹——负载级 (load step)

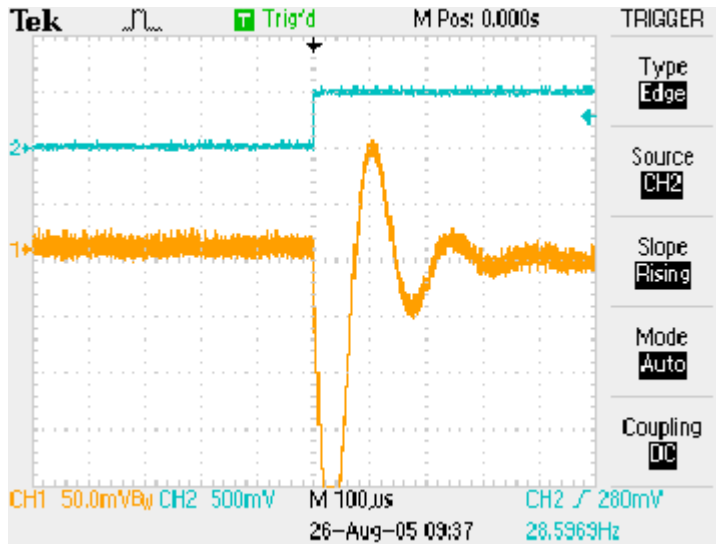
下面的轨迹——输出电压
 $R_0=7.68K$ $C_0=8200pF$

当控制回路过补偿时，回路是稳定的；但恢复时间要长一些，如下面的波形所示；注意时基变为 $500\mu s/div$ 。



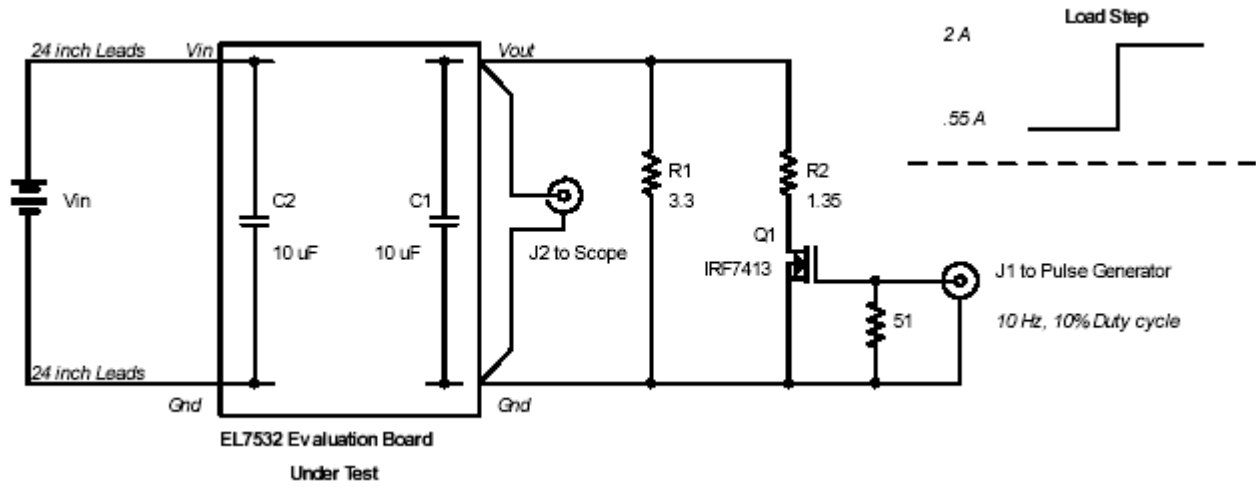
上面的轨迹——负载级 (load step)
 下面的轨迹——输出电压
 $R_0=7.68K$ $C_0=0.1\mu F$

如果控制回路补偿不足，就会表现出振荡的倾向，如下图所示的不稳定状态。

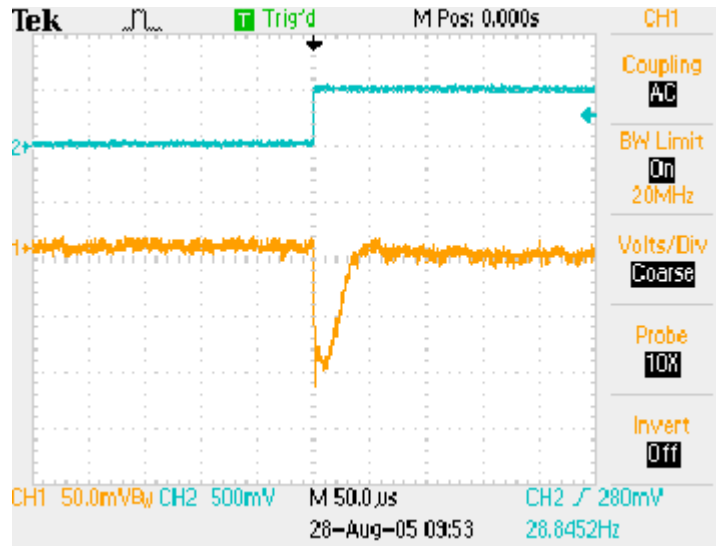


上面的轨迹——负载级 (load step)
 下面的轨迹——输出电压
 $R_0=7.68K$ $C_0=8200pF$

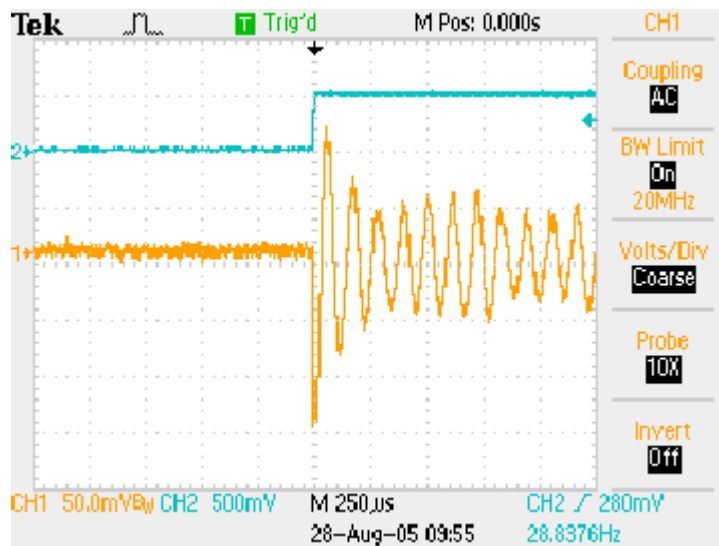
现在举一个使用该技术评估 DC/DC 转换器电路的例子，我们用下面的负载级 (load step) 测试电路来测试 ELK7532 的评估板。



下面的示波器波形显示了 $V_{in}=5.0V$ 的负载瞬态响应。



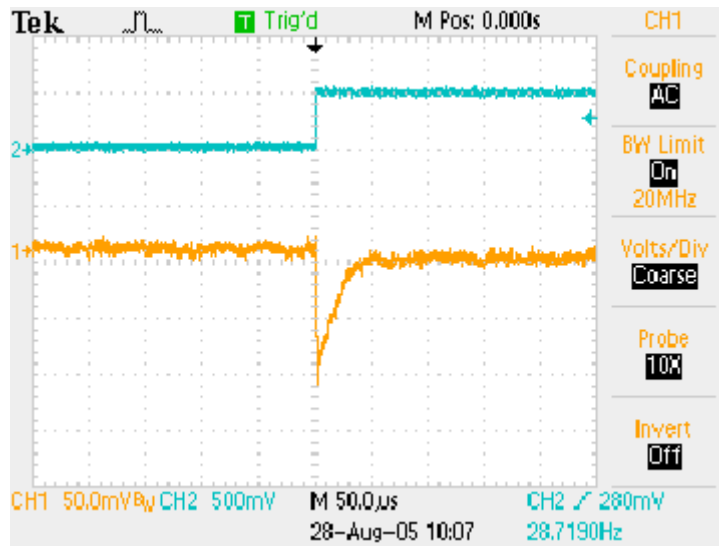
但是，当输入电压 V_{in} 从 5.0V 降到 3.3V，负载瞬态响应会增加尖脉冲，进入振荡响应，如下图所示， $V_{in}=3.3V$ 。



上面的轨迹——负载级 (load step)

下面的轨迹——输出电压

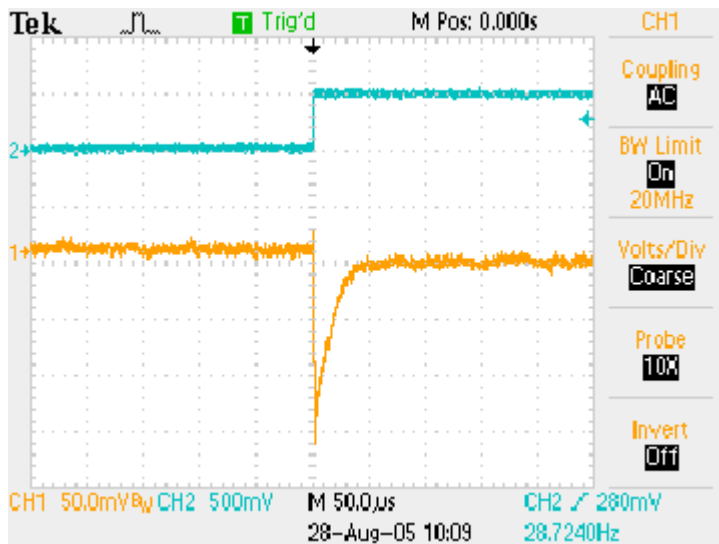
显然，这种情况是不允许的！因为输入电源和评估板之间的引线长度为 48”，所以在 V_{in} 和评估板的 Gnd 之间要加一个 1000uF 的电容以稳定输入电源。振荡响应会立即结束，输入电压由 3.3V 调整到 5.0V，得到如下所示的稳定负载阶跃响应波形。



上面的轨迹——阶跃负载 (load step)

下面的轨迹——输出电压

$V_{in}=5.0V$



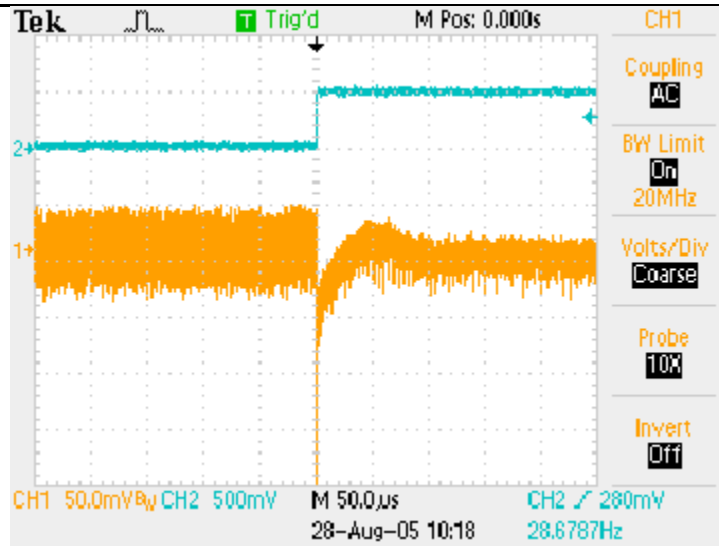
上面的轨迹——负载级 (load step)

下面的轨迹——输出电压

$V_{in}=3.3V$

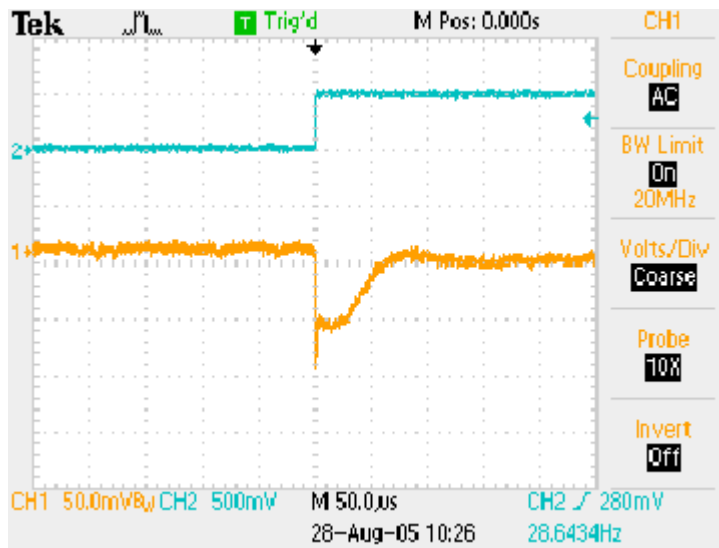
简单的负载瞬态测试显示了输入滤波参数对开关稳压器的稳定性的重要作用，详细讨论见附录 2。

为了进一步评估 EL7532 评估板的稳定性，我们用 100uF 的输出电容 (POS-CAP #6TPE100M) 替换板上 10uF 的陶瓷电容 (C1)。得到下面的波形；注意输出电容 ESR 的增加导致输出纹波增加。负载瞬态响应有一点过冲，但没有振荡或振荡倾向，因此还是一个稳定的响应。注意该测试测量了两个参数——输出纹波和稳定性！



上面的轨迹——负载级 (load step)
下面的轨迹——输出电压
 $V_{in}=3.3V$

为了减小输出电压波动，又增加了 C1，而 100 μF 的输出电容仍然放在原位置；下面是记录的负载瞬态响应。注意由于有了低 ESR 的陶瓷输出电容 (C1)，输出波动显著减小，负载瞬态响应稳定，由于有附加的降压容抗，电压下沉的值变为原来的 1/3。



上面的轨迹——负载级 (load step)
下面的轨迹——输出电压
 $V_{in}=3.3V$

六、设计软件；i-Sim

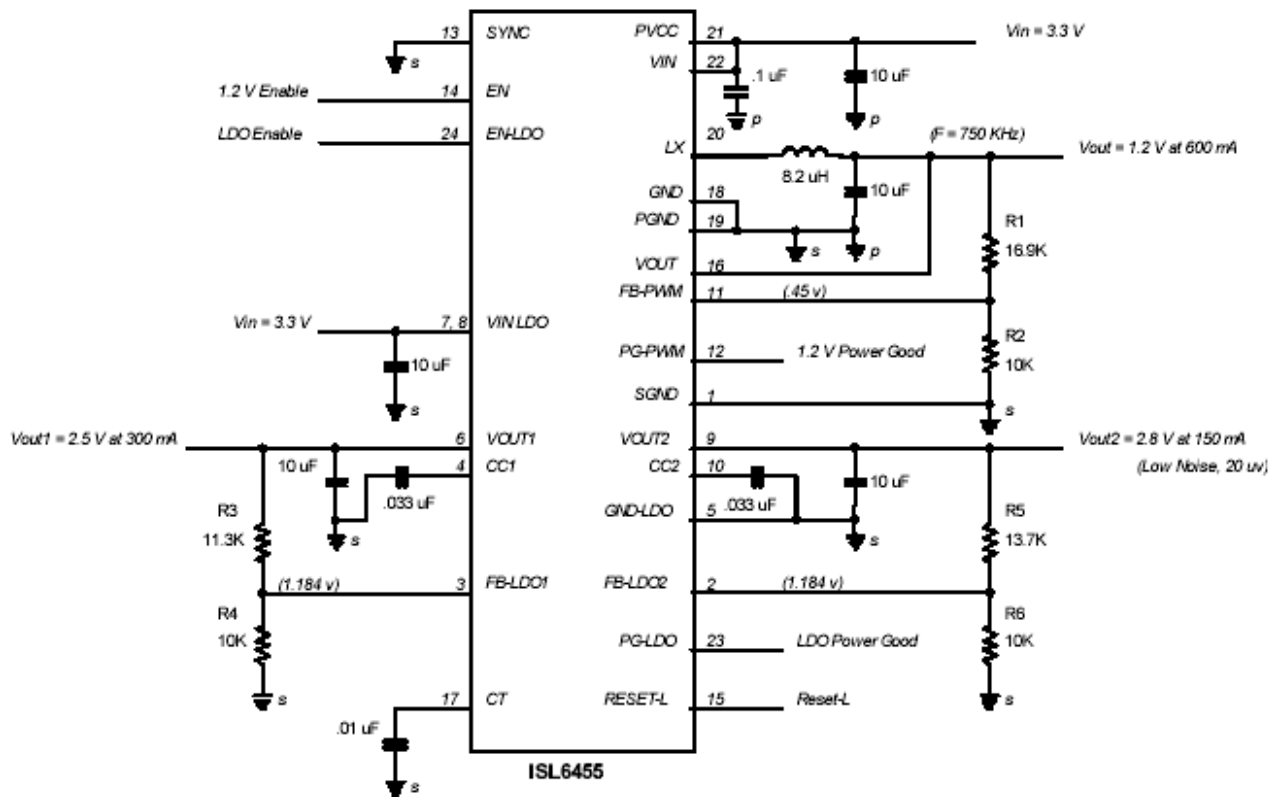
Sim PE 是 Intersil 的 i-Sim 产品模拟工具的个人版。你可以从 Intersil 的网站上免费下载，在使用 Windows 系统的 PC 上安装和运行。设计软件的功能包括：

1. 一个基于应用的 [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。

七、典型应用电路

1. miniPCI 或 CardBus WLAN 电源

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



miniPCI or CardBus WLAN
Power Supply

miniPCI 或 CardBus WLAN 电源

由于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

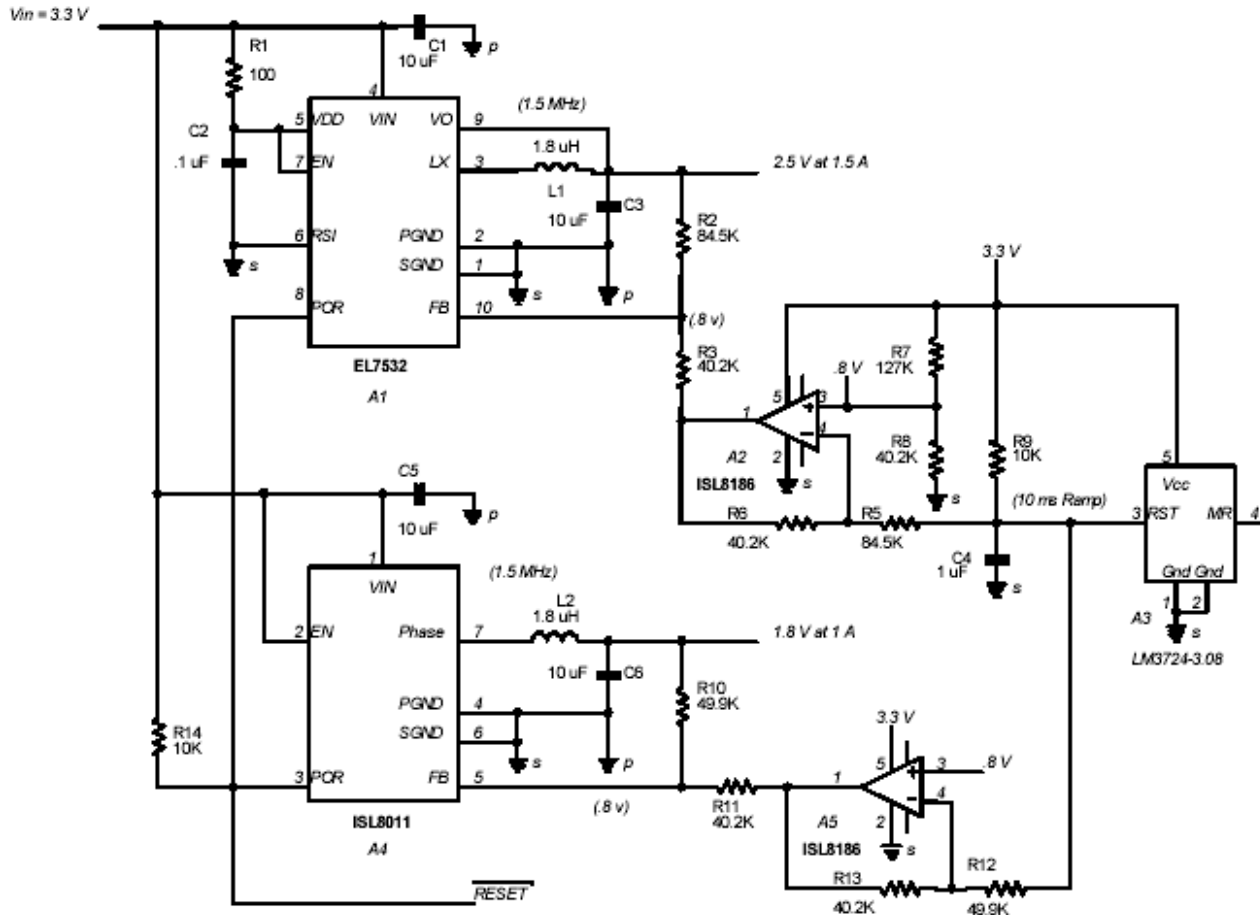
输入电压: 3.3 V +/-10%

输出电压: 1.5 A 下 2.5 V

1.0 A 下 1.8 V

跟踪: 加电后每 200ms 有 1.8 V 和 2.5 V 输出跟踪

复位输出: 1.8 V 和 2.5 V 输出稳定 200ms 后, 有 System RESET-L



3. +5V 到 1.8V, 2.5V, 超低噪声 2.5V 和低噪声 3.3V 下的 ADSL 调制解调器

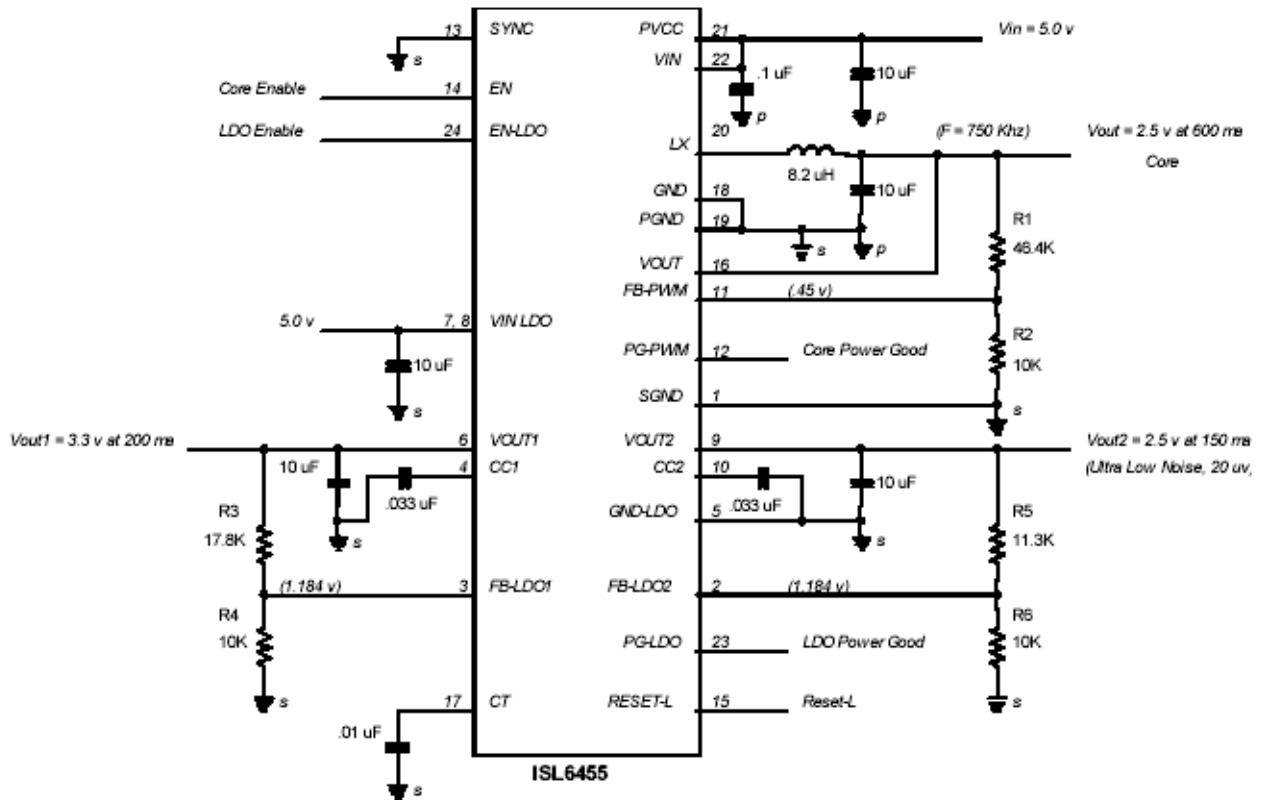
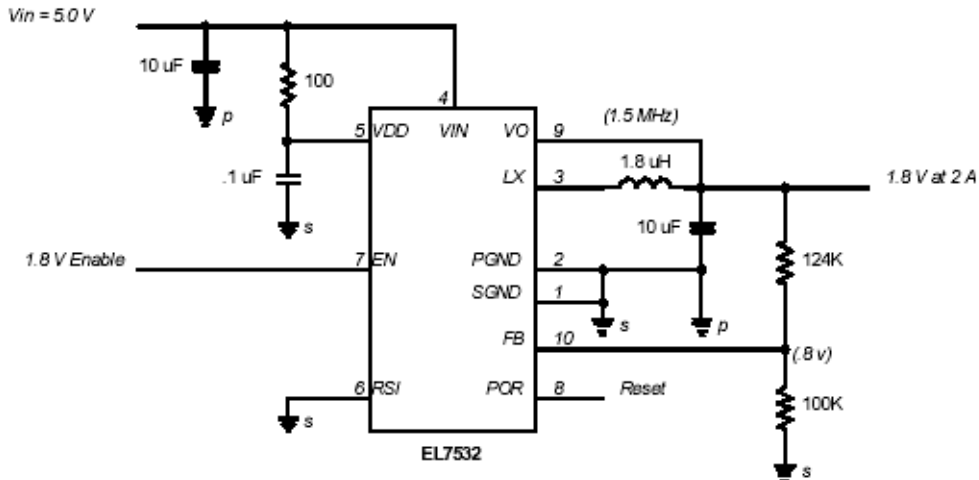
输入电压: 5.0 V +/-10%

输出电压: 2A 下 1.8V

600mA 下 2.5V (内核)

150mA 下 2.5V, 有超低噪声输出

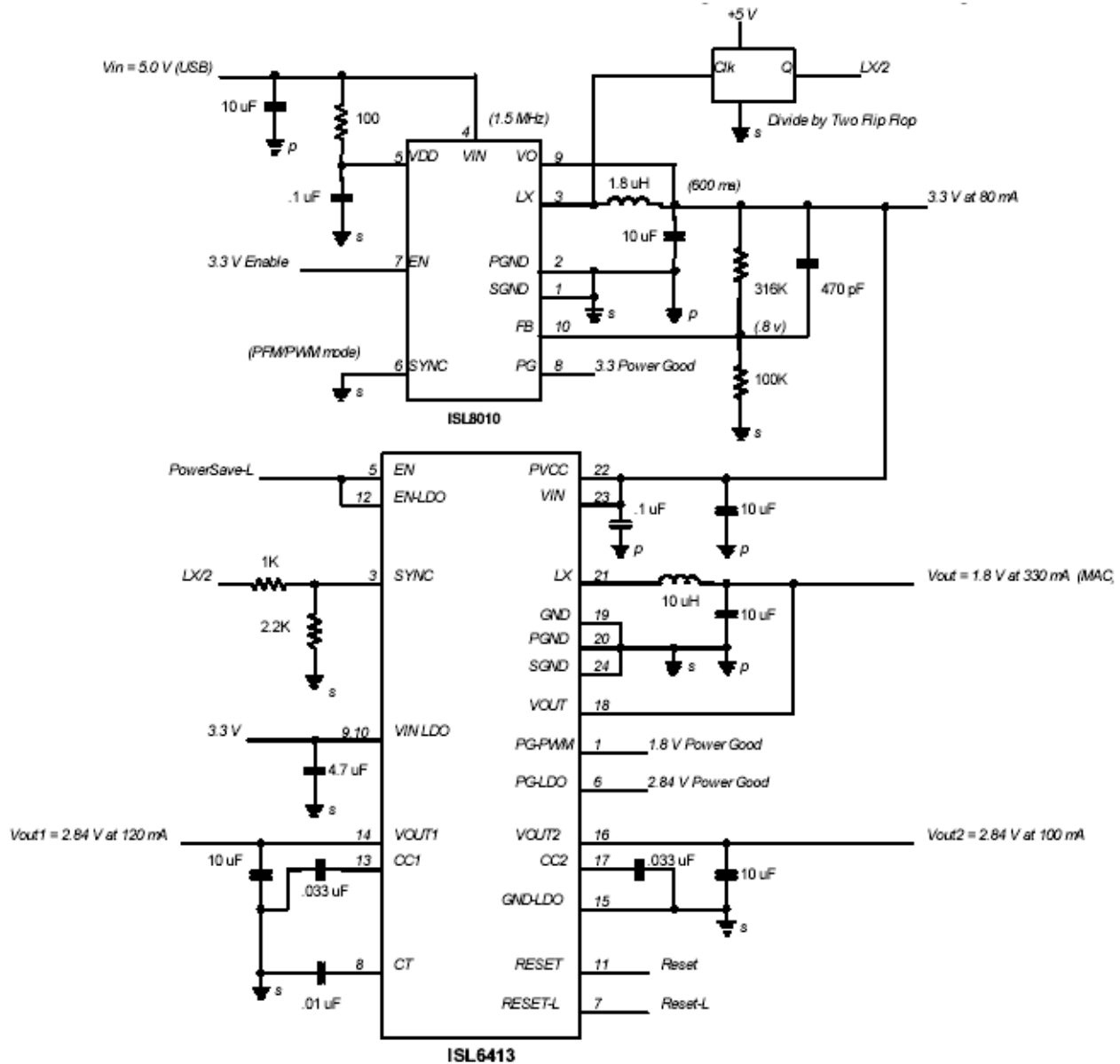
200mA 下 3.3V, 有低噪声输出



4. +5V 到 3.3V, 1.8V, 2.84V 下的 USB 无线 LAN (WLAN) 电源

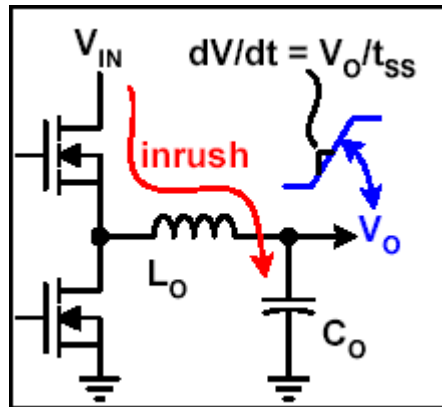
- 输入电压: 5.0 V +/-10%, 500mA 最大输入电流
- 输出电压: 80mA 下 3.30V
- 330mA 下 1.80V (MAC)
- 120mA 下 2.84V (ZIF)
- 100mA 下 2.84V, (Memory)

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于 350mA。ISL8010 的软启动特性则可以确保启动时的输入电流小于 500mA。



5. 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 1 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（ C_o ）初始充电，从 0V 到理想输出电压所需的电流量。

$$\text{等式 1: } I_c = C \cdot dV_c / dt$$

ISL8010 的软启动时间（ t_{ss} ）在 250us 到 400us 之间（决定于输入电压），电流极限约为 1.5A。用 $I_{C(\text{MAX})}$, V_o 和 t_{ss} 替换等式 1 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：

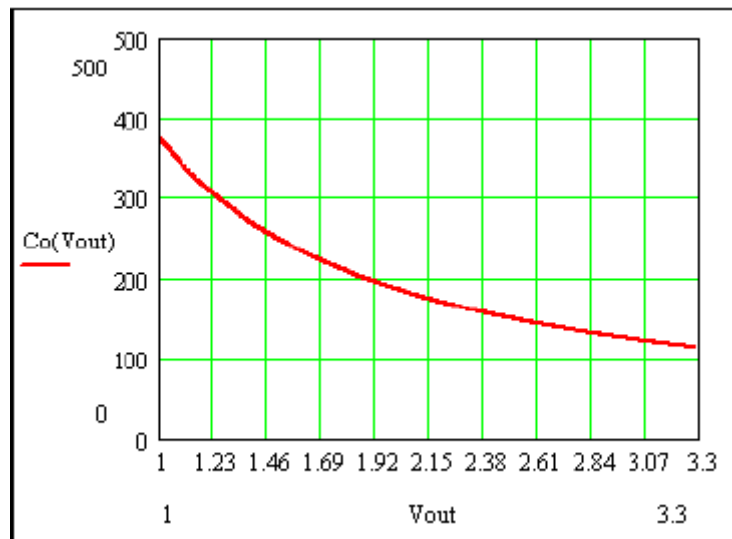
$$I_{C(\text{MAX})} = 1.5\text{A}$$

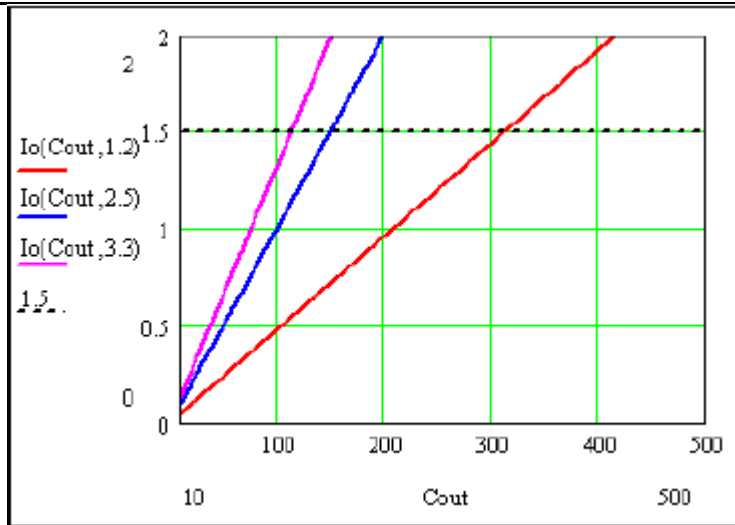
$$t_{SS} (\text{最坏情况下}) = 250\mu\text{s}$$

$$V_o (\text{期望值}) = 2.5\text{V}$$

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

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 2 和 3 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 3: 浪涌电流和 C_o, V_o 的关系

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 4 的电路可以对软启动编程。

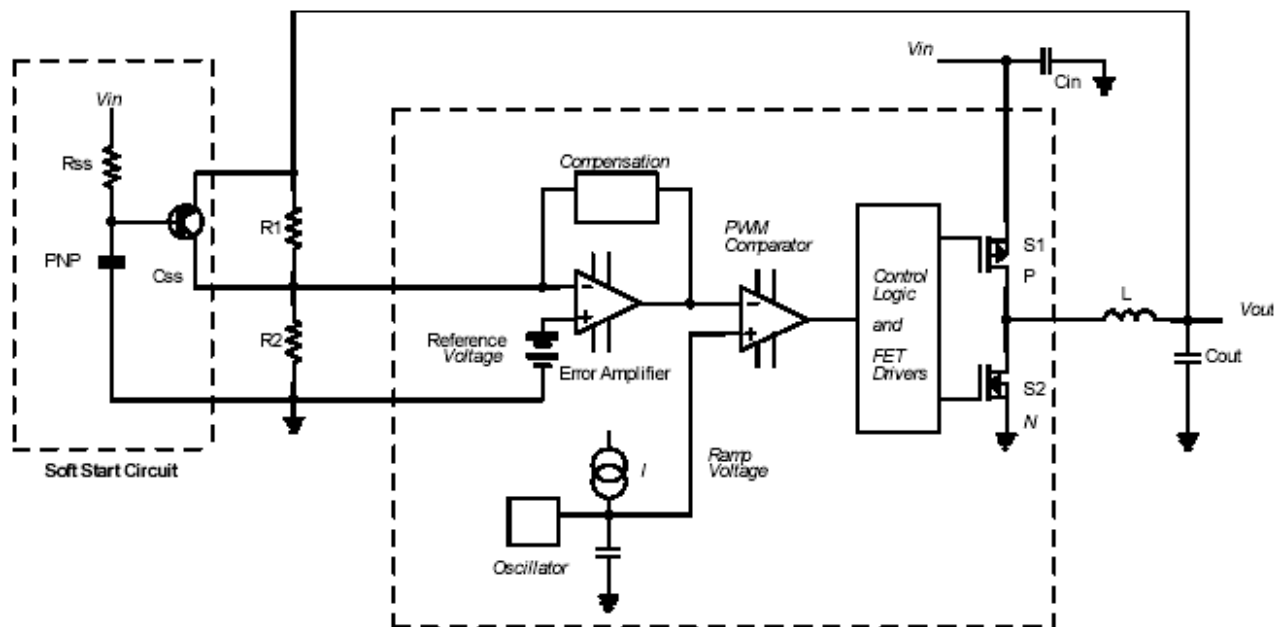
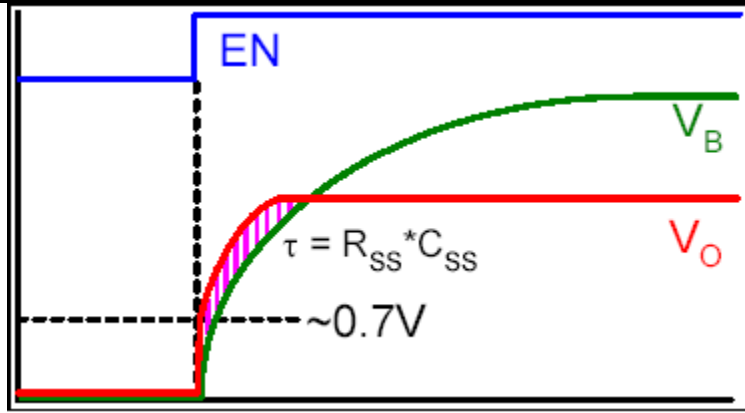


Figure 4: External Programmable Soft-Start Circuit

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 R_1 ，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 R_1 。这时，软启动电流没有影响，转换器正常工作。图 5 显示了具有附加 R-C 网络和 PNP 晶体管的软启动过程。



如图 5 所示，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，从而减小等式 1 中的浪涌电流。

八、结论

希望这篇应用笔记可以使用 Intersil 集成 FET 直流/直流转换器设计开关稳压器的过程不那么头疼。使用 Intersil 回路补偿已经减轻了回路稳定性的负担，还可以方便地利用给出的表格进行电感选择，输出电压设置和功能选择。文中给出并说明了评估回路稳定性和输入滤波器稳定性的简单测试电路。同时为 PCB 设计者讨论了 PCB 布局原则和技术。我们也给出了输出电压跟踪等电路，使电源排序和数字电路的锁定变得简单一些。

附录讨论和分析了使用 PWM 控制的降压调节器的原理，以及通常被忽略的输入滤波器稳定性。



典型的电源设计工作台

附录一、降压模式稳压器分析

降压模式开关稳压器可以有效地将较高输入电压变为较低输出电压，像 5V 到 3.3V，或 2.5V 到 1.8V。这可以用一个工作在线性模式下的传送晶体管（如，线性稳压器或 LDO）做到，使降压模式开关稳压器的转换过程有很低的功耗和高效率。效率是输出功率与输入功率的比，例如，

$$E = P_{out} / P_{in} \\ = (V_{out} * I_{out}) / (V_{in} * I_{in})$$

对线性稳压器（假定没有静态电流损失）， $I_{out}=I_{in}$ ，而且

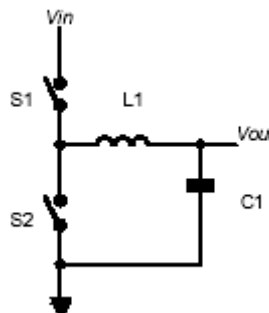
$$E = V_{out} / V_{in}$$

对于一个 5V 到 3.3V 的线性稳压器， $E=3.3V/5V=67\%$ ；三分之一的功率损失在发热上！有高输入电压时，情况更糟；例如，对于 12V 到 3.3V 的线性稳压器， $E=3.3V/12V=28\%$ 。就算负载电流不是很大，也需要散热装置或热管理。对于使用电池供电的系统，考虑到它损失的功率，就不能使用线性稳压器。

降压模式开关稳压器的电压转换几乎没什么损失，效率超过 95%。10W 的 DC/DC 转换器只有 0.5W 的功率损失。

降压模式稳压器工作原理

降压模式稳压器的基本拓扑结构如下面的图 1 所示。



开关元件 S1 和 S2 由脉宽调制（PWM）驱动，以调节输出电压 V_{out} 。S1 通常是一个双极性晶体管或 MOSFET；S2 是一个二极管或 MOSFET。电感 L1 和电容 C1 储存电能，并将并将输出电压过滤为 DC。输出电压由 PWM 的占空比设定。

占空比关系

假定理想元件（例如，没有压降的开关，无限快的开关和没有 IR 损失的 L1 或 C1），电感能量必须储存在每个转换周期内。S1 接通时间内吸收的能量必须等于 S1 断开时间内释放的能量。

S1 接通时间内吸收的能量=S1 断开时间内释放的能量

对于电感， $E = \frac{1}{2} Li^2$

$$\frac{1}{2} Li(\text{on})^2 = - \frac{1}{2} Li(\text{off})^2$$

注意，释放的能量是负数，因为它是在断开时间里释放的能量，而不是储存的能量。

$$i(\text{on})^2 = - i(\text{off})^2$$

对于电感， $i(t) = 1/L \int (v(t) dt$

因为积分中的 V_{in} 和 V_{out} 是常数，

$$i(\text{on}) = 1/L * (V_{in} - V_{out}) * T_{on}$$

$$i(\text{off}) = 1/L * (0 - V_{out}) * T_{off}$$

$$1/L * (V_{in} - V_{out}) * T_{on} = - 1/L * (0 - V_{out}) * T_{off}$$

$$(V_{in} - V_{out}) * T_{on} = V_{out} * T_{off}$$

$T_{off} = T_p - T_{on}$ （其中， T_p 是开关频率周期）

$$(V_{in} - V_{out}) * T_{on} = V_{out} * (T_p - T_{on})$$

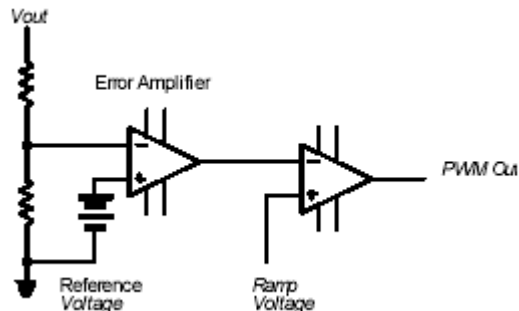
求出 V_{out}/V_{in} ，

$$V_{out}/V_{in} = T_{on}/T_p = \text{占空比}$$

这个等式是降压模式稳压器的一个基本关系，它表明电感值，电容值和负载电流并不影响基本的占空比关系，只有占空比和输入电压决定输出电压。注意，负载电流对降压模式稳压器的占空比没有任何影响。如果考虑二级效应（开关电压损失，电感的 DCR 损失，电容的 ESR 损失等），占空比会有较小的偏差。

生成 PWM 信号

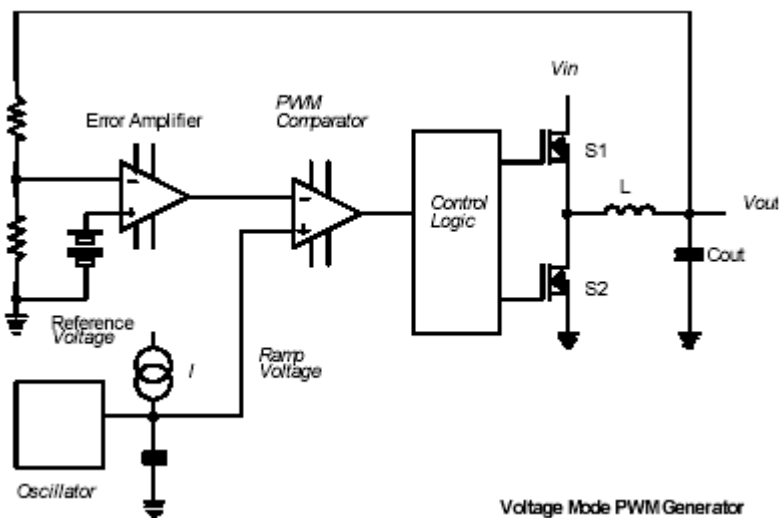
大多数开关稳压器采用 PWM 控制方法来调节占空比，并有一个负反馈回路来增加输出电压的稳定性。PWM 发生器将斜坡电压和误差信号放大器的输出相比较来调整占空比，从而调节输出电压，如下图所示。



斜坡发生器的信号源对降压模式稳压器的拓扑结构和设计是非常关键的。

电压模式控制

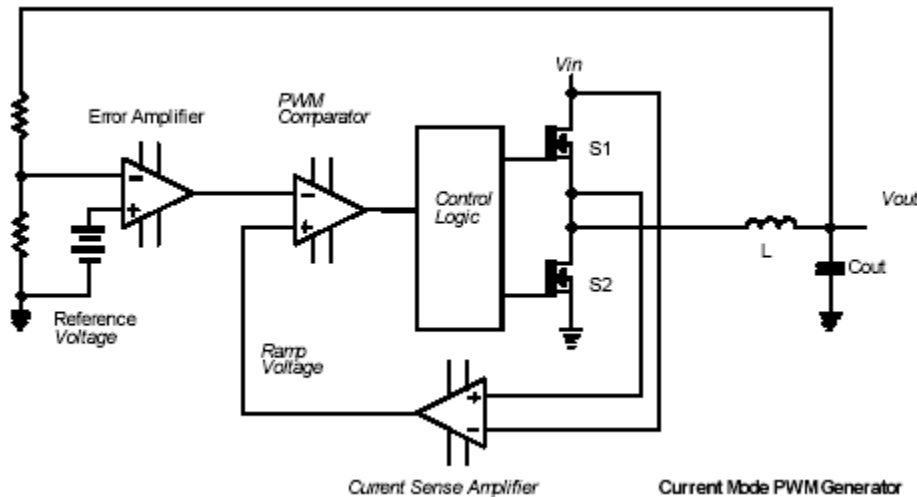
在电压模式稳压器中，斜坡电压由下图所示的三角波发生器导出。EL7532 就是一个电压模式降压稳压器。



电压模式降压的优点就是简单，电流检测元件没有功率损失，也不需要斜率补偿（这将在下面的电流模式控制部分进行详细的介绍）。电压模式控制的主要缺点是减小了动态电源调整率，开环增益是输入电压的函数，还有由输出电感（L）和输出电容（Cout）引起的讨厌的两极跌落。我们可以通过电路设计技术克服这些缺点，同时也失去的简单的优点。此外，为了实现过流或短路保护，还必须检测输出电流，这也需要附加电路。

电流模式控制

在电流模式稳压器中，斜坡电压和电感电流直接成比例。电感电流可以用好几种方法求出。最常用的技术就是与电感，电感的 DC 电阻(DCR)和 FETs(S1 或 S2)的接通电阻串联一个电流检测电阻。在下图中，电感电流通过上部开关 S1 的接通电阻检测。我们使用了一个电流读出放大器，因此检测电压会非常小以使功率损失最小。电流读出放大器输出的斜坡电压用作 PWM 发生器的控制斜坡 (ramp)。EL7566, EL6455 和 EL6410 都是电流模式降压稳压器。

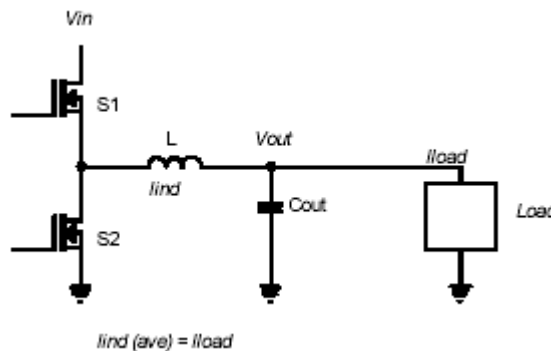


电流模式控制的优点是循环 (cycle by cycle) 电流限制，对于输入电压的变化有快速响应，而且输出滤波器是一个单极响应，因为输出电感在反馈回路中。电流模式控制的缺点是增加了电路，由于要检测电感电流，可能需要增加耗能元件 (检测电阻)，对于占空比 > 50% 的电路，还需要斜率补偿来消除次谐波振荡。

Intersil 集成 FET 产品系列既有电压模式，也有电流模式产品。稳压器内部电路的设计可以克服两种控制技术的缺点，这种选择对用户来说是透明的。

连续模式和间断模式工作

在降压稳压器中，平均电感电流等于负载电流，因为输出电容中没有 DC 电流。



考虑 S1 接通时间内的电感电流：

$$i(t) = 1/L \int (v(t)dt)$$

电感上的电压为 $V_{in} - V_{out}$

因为积分中的 V_{in} 和 V_{out} 是常数，

$I_{on}(t) = 1/L * (V_{in} - V_{out}) * t$ 是 S1 接通时间内的线性斜坡 (linear ramp)。

S1 接通时间内的峰峰电感电流为：

$$dI = 1/L * (V_{in} - V_{out}) * T_{on}$$

由占空比的关系，占空比 $= V_{out}/V_{in} = T_{on}/T_p$

或， $V_{out}/V_{in} = T_{on} * F$

$$T_{on} = V_{out}/V_{in} * F$$

$$dI = \frac{(V_{in} - V_{out}) * V_{out}}{F * L * V_{in}}$$

dI 是电感纹波电流；设计工程师一般将其典型值设置为负载电流的 20—40%。

当 S1 首次接通时，电感电流为：

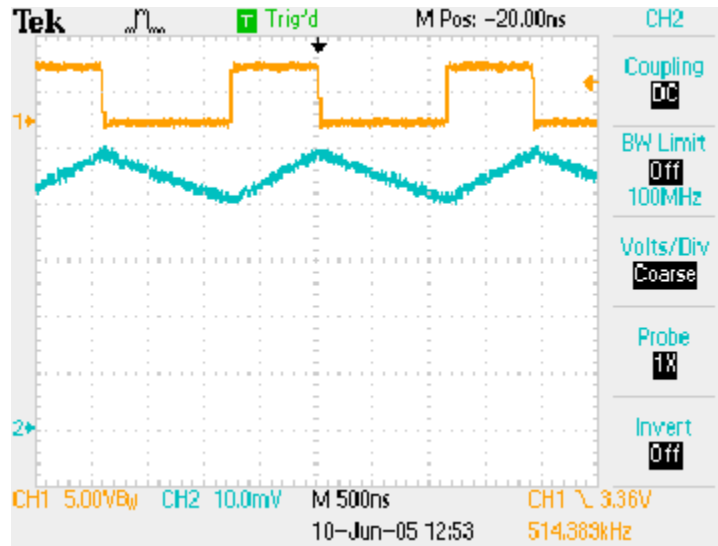
$$I_{ind} = I_{load} - \frac{1}{2} * dI$$

在接通周期结束时，电感电流为：

$$I_{ind} = I_{load} + \frac{1}{2} * dI$$

当负载电流上下波动时，电感电流的平均值也上下波动。电感纹波电流波形不会变化，因为它与负载电流无关。实际上，由于 S1 和 S2 接通状态的压降有轻微变化，电感纹波电流也会有轻微变化，而且，由于电感中有 DC 电流，电感的感抗也有变化。

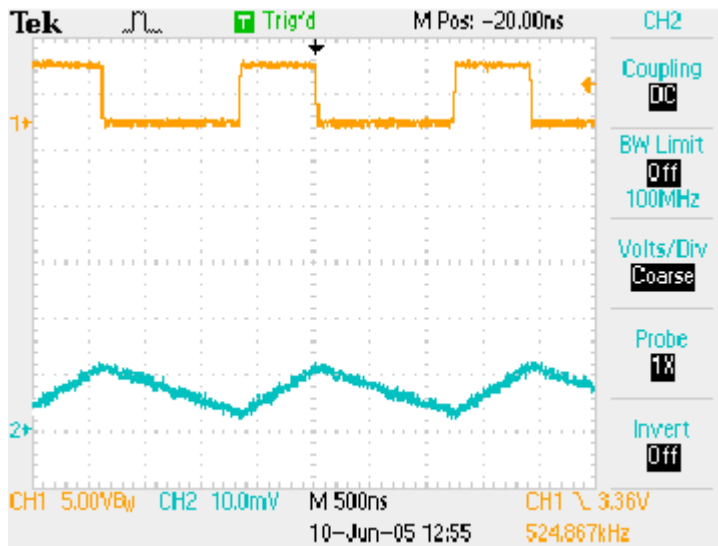
下面是一个典型降压稳压器的波形，其输入电压为 5.0V，输出电压为 1.8V，负载电流为 4.7A。



上面的轨迹——LX 节点

下面的轨迹——电感电流（1A/div）

注意，当负载电流降为 0.70A 时，电流波形的平均值减小；然而，电感纹波电流和占空比没有明显变化。



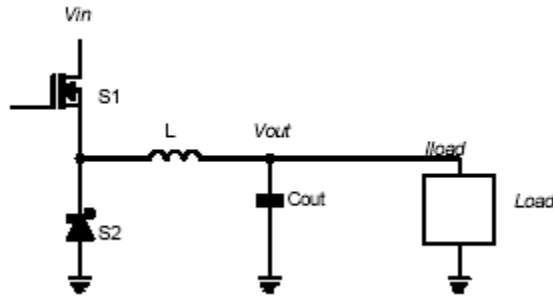
上面的轨迹——LX 节点

下面的轨迹——电感电流（1A/div）

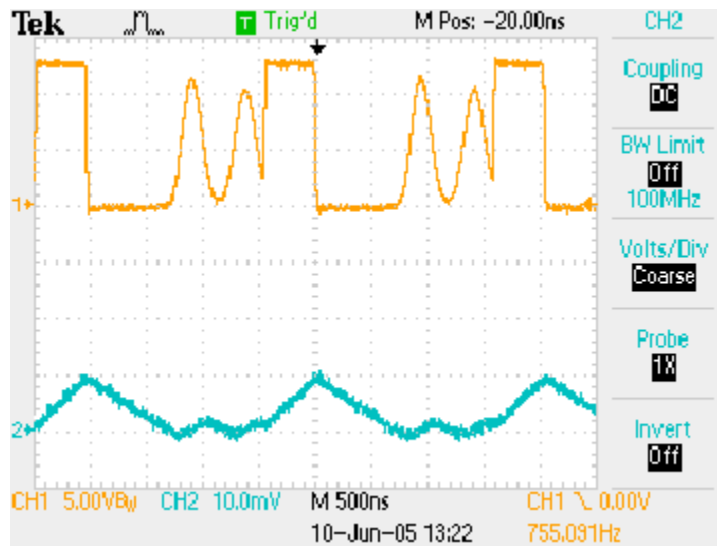
当负载电流减小或输入电压增加时，特殊条件下，在 S1 断开的时间内，电感电流将变为零；其发生的条件是：

$$I_{load} < \frac{V_{out} * (1 - V_{out} / V_{in})}{2 * F * L}$$

这是降压模式稳压器工作的关键点。如果 S2 是一个二极管，如下所示，在余下的 S1 断开时间内，电感电流会保持为零。这时，降压模式稳压器进入间断模式工作，因为电感电流已经降为零。开关节点 (S1, S2 和 L) 将会显示出一个振荡波形，常常会被误认为是噪声或回路不稳定。

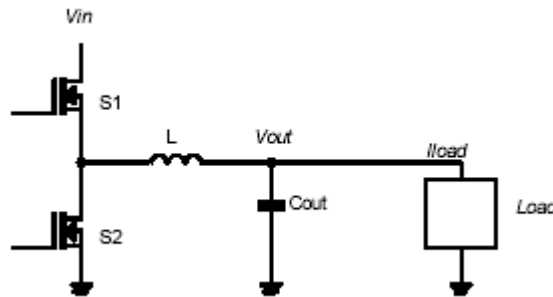


典型的间断模式波形如下所示；当电感电流在开关断开时间内变为零时，注意 LX 脚上的振荡。由于有振荡，或者说很难让示波器触发装置产生稳定的波形，这种情况常常会被误诊为回路不稳定或“噪声问题”。

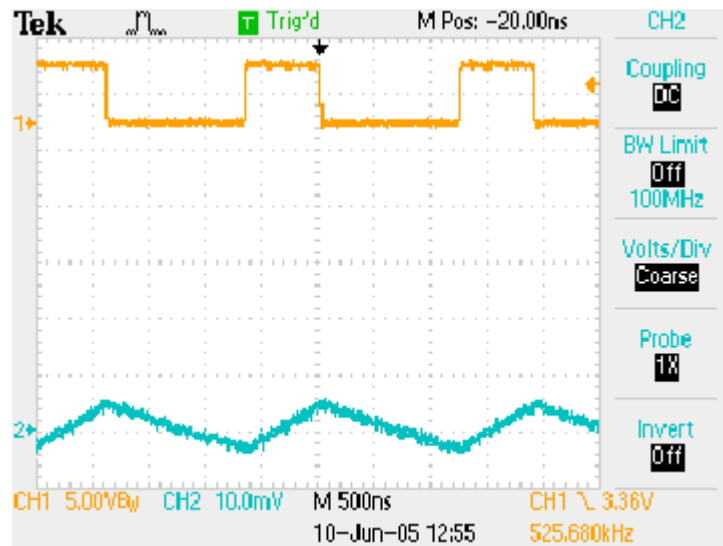


上面的轨迹——LX 节点
下面的轨迹——电感电流 (1A/div)

Intersil 集成 FET 产品 (EL7532, EL7566, ISL6410 等等) 并不使用二极管充当 S2。为了降低二极管的压降和提高效率，这些元件采用同步整流技术，用一个低接通电阻的 FET 代替二极管。效率的提高非常显著；依赖于输入和输出电压，效率可从 85% 提高到 95%。



但是，效率的提高还是要付出代价的！一旦下部 FET（S2）在栅极驱动电压作用下导通，电流在通道内的流向就不重要了。电流可以从漏极流到源极，或者从源极流到漏极。和用二极管作 S1 不同，在无负载条件下，电感电流在达到“间断模式”工作点后仍会持续，如下面的示波器波形所示。



上面的轨迹——LX 节点

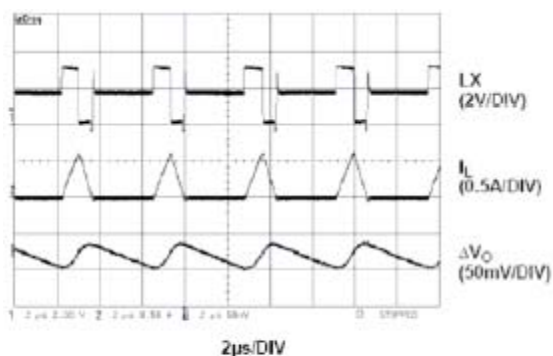
下面的轨迹——电感电流（1A/div）

即使没有输出电流（例如，无负载工作），在 FETs 和电感中也有较大的电流，不产生任何输出功率，从而导致很大的功率损失。在这种模式下，尽管输出电流非常小，输入电流仍然很大。其结果必然导致在非常小的负载下工作时，有非常低的效率。

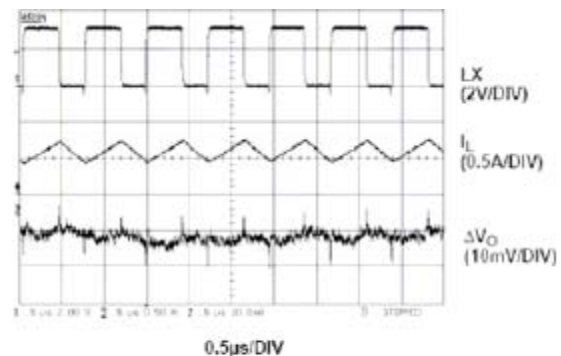
一些 Intersil 集成 FET 稳压器（ISL8010, EL7531）采用了 PFM（脉冲频率调制）模式工作，以减小在较小负载电流下工作时的功率损失。当负载电流减小时，稳压器可以在标准 PWM 和 PFM 模式间自动转换。

在自动 PFM/PWM 工作下，当负载较小时，稳压器采用 PFM 工作以达到高效率。上部 P 通道 MOSFET 首先导通，在它断开之前，电感电流线性增加到预设值。然后，下部 N 通道 MOSFET 接通，电感电流线性降低到零值。N 通道 MOSFET 随后断开，LX 脚到 VO 的反振荡 MOSFET 接通。在 PFM 模式下，电感电流是一个三角脉冲，脉冲频率主要是输出电流的函数。负载电流越大，脉冲频率越高，直到电感电流变为连续。这时，控制器自动变为 PWM 模式工作。

下面分别显示了 ISL8010 工作在 100mA 负载电流，PFM 模式下和 600mA 负载电流，PWM 模式下的波形。

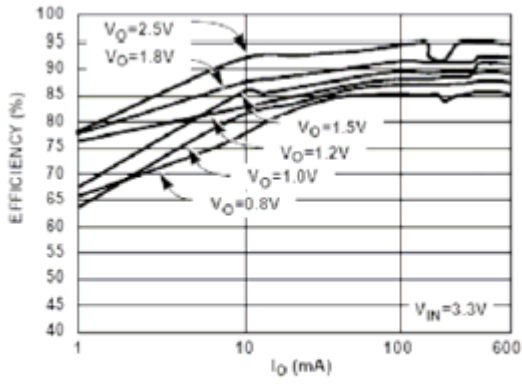


PFM Mode operation
($I_{out} = 100 \text{ ma}$)

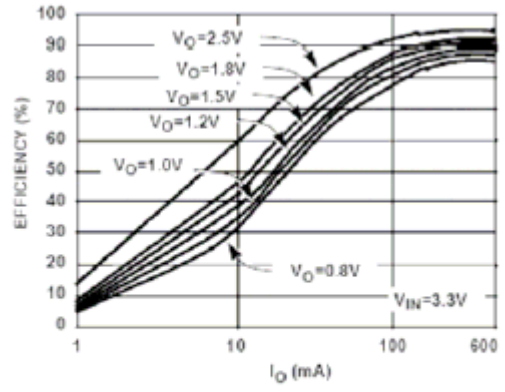


PWM Mode operation
($I_{out} = 600 \text{ ma}$)

如下图所示，当工作在 PFM/PWM 模式下，ISL8010 在较小负载电流下的效率提高是非常显著的。



PFM Mode operation



PWM Mode operation

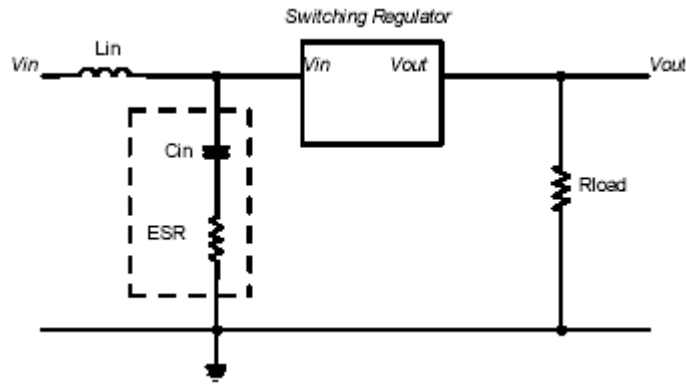
(Graphs taken from ISL8010 data sheet)

附录二、输入滤波器的稳定性

输入滤波器的稳定性是另一个经常被忽略的因素，但是在降压稳压器中必须考虑到，因为开关稳压器有负输入阻抗。使用小的陶瓷电容作为输入滤波电容使这一点尤为重要。

输入源电阻和输入滤波器的输出阻抗 (Z_{out}) 必须远小于开关稳压器的输入阻抗 (Z_{in})。

$$Z_{out} \ll Z_{in}$$



输入滤波器的输出阻抗 Z_{out} 的峰值电阻为

$$Z_{out} = L_{in} / (ESR * C_{in})$$

开关稳压器的输入阻抗, $Z_{in} = V_{in}^2 / (V_{out} * I_{out})$

因此, $L_{in} / (ESR * C_{in}) \ll V_{in}^2 / (V_{out} * I_{out})$

考虑在应用笔记前面部分提到的在 EL7532 负载瞬变测试中遇到的稳定性问题。

$L_{in} = 4.8 \mu H$ (大约为 48" 的导线, 或 2 英尺长的引线)

$C_{in} = 10 \mu F$, $ESR = 0.01 \text{ohm}$

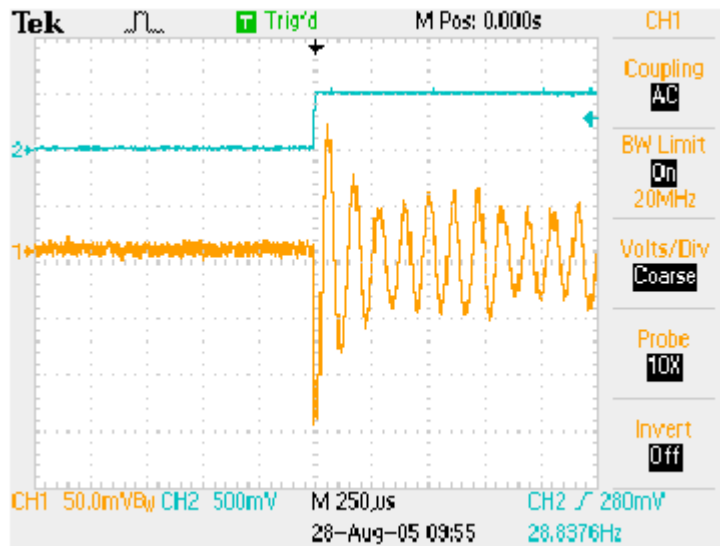
$V_{in} = 3.3V$

$V_{out} = 1.8V$, $I_{load} = 2A$

$$Z_{out} = 4.8 \mu H / (0.01 * 10 \mu F) \\ = 48 \text{ohms}$$

$$Z_{in} = 3.3^2 / (1.8V * 2A) = 2.8 \text{ohms}$$

因为 48ohm (Z_{out}) 并不小于 2.8ohms (Z_{in})，所以输入滤波器产生不稳定条件，导致如下所示的振荡波形



上面的轨迹——负载阶跃 (load step)

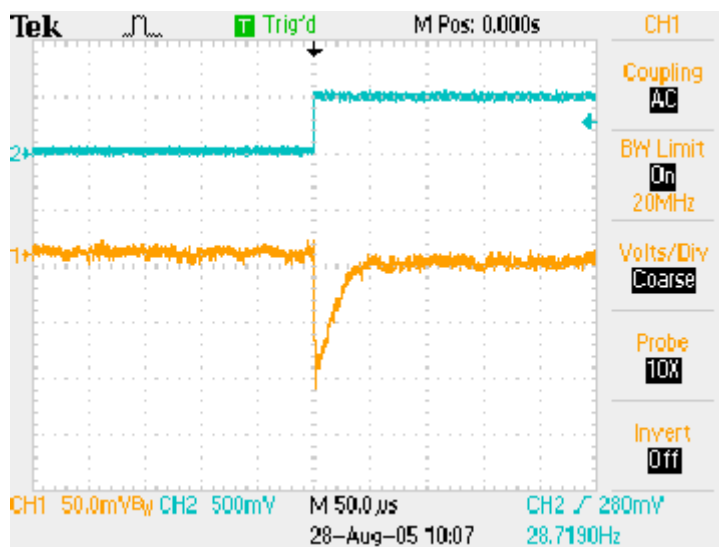
下面的轨迹——输出电压

当在输入端加一个 1000uF 的电容，输入滤波器的输出阻抗 Z_{out} 降为：

$$Z_{out} = 4.8\mu\text{H} / (0.01\text{ohms} * 1000\mu\text{F})$$

$$= 0.48\text{ohms}$$

现在， Z_{out} (0.48ohms) 小于 Z_{in} (2.8ohms)，输入滤波器提供一个稳定的系统。



上面的轨迹——负载阶跃 (load step)

下面的轨迹——输出电压

使用高频，小尺寸 DC/DC 转换器最理想的是用陶瓷电容作为输入电容。然而，由于它们有非常低的 ESR 和低电容值，陶瓷输入电容会使 DC/DC 转换器不稳定。

考虑到这一点，我们可以从以下三个方面提高输入滤波器的稳定性：

1. 当你在实验台上评估 DC/DC 转换器时，确定输入源阻抗和最后的系统设计类似。
1. 确保输入电压源和 DC/DC 转换器电路之间的引线电感尽可能小。当用实验室电源和长测试引线评估 DC/DC 转换器时，要特别注意这一点。在试验台上用 1000uF 的电容来稳定实验室电源的输出可不是骗人的！
2. 增大输入电容值。
3. 在输入电容上串联一个小电阻，或使用一个有较高 ESR 的电容来增加输入电容的 ESR。这通常不是一个好的选择，因为增加电容的 ESR 将导致由纹波电流引起的电容温度升得更高，而且反射输入噪声也更高。

Intersil 公司所有产品的制造，组装和测试都采用 ISO9000 质量体系标准。

查阅 Intersil 公司的质量证明书，请登陆 www.intersil.com/design/quality。

Intersil 的产品仅跟说明书一致。Intersil 公司保留在任何时候，不事先通知的情况下修改电路设计，软件和/或说明书的权利。因此，提醒读者在订货前注意检查数据手册的时效性。Intersil 提供的信息是准确可靠的。但是，Intersil 或其子公司不对它的使用承担任何责任；也不对使用它可能产生的任何侵犯专利权或第三方其他权利的行为承担任何责任。除非有 Intersil 或其子公司的专利证书或专利权，Intersil 不会隐含授予任何许可证。

关于 Intersil 公司和产品的更多信息，请浏览：www.intersil.com