

特点

- 能在高电阻电缆上实现精密的负载端电压调节 (无需远端采样连线)
- 与隔离型和非隔离型电源相兼容
- $\pm 1\%$ 内部电压基准
- 5mA 电流吸收能力
- 软校正功能减小了接通瞬变
- 欠压和过压保护
- 可通过引脚来设置的颤振频率
- 任选的扩频颤振
- 宽 V_{IN} 范围：3.1V 至 50V
- 24 引脚 SSOP 封装

应用

- 12V 高光强灯
- 28V 工业系统
- 高功率 (>40W) CAT5 电缆系统
- 用于笔记本电脑电池充电的配线压降消除
- AC 和 DC 适配器
- 测井和其他远程仪表
- 监控设备

描述

LT®4180 在无需使用一对额外远端采样导线的情况下，解决了在长的高阻抗电缆上提供严密负载调节的问题。这款虚拟远端采样 (Virtual Remote Sense™) 器件可连续侦测线路阻抗并通过其反馈环路来校正电源输出电压，以在负载上保持一个稳定的电压，并与电流的变化无关。

LT4180 是一款全功能控制器，具有 5mA 的光隔离器电流吸收能力、欠压 / 过压闭锁、软起动和一个 $\pm 1\%$ 内部电压基准。虚拟远端采样功能设置包括用户可编程颤振频率和任选的扩频颤振。

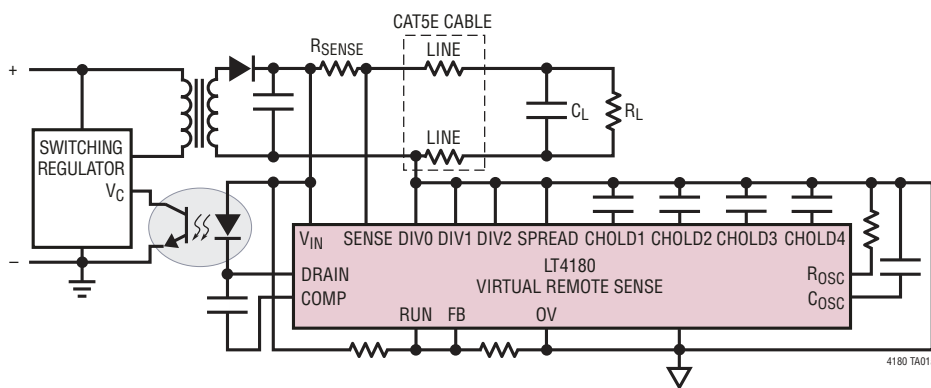
LT4180 可使用任何转换拓扑结构和所有类型的隔离或非隔离电源，包括 DC/DC 转换器和可调型线性稳压器。

LT4180 采用 24 引脚 SSOP 封装。

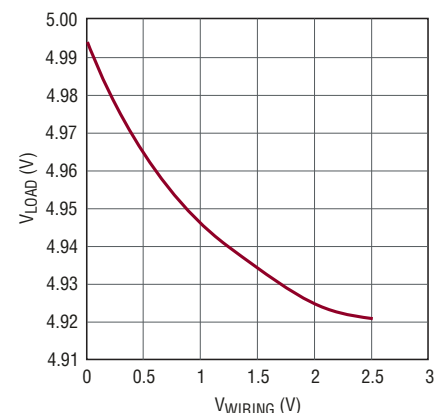
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。Virtual Remote Sense 是凌力尔特公司的商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

具虚拟远端采样功能的隔离式电源



V_{LOAD} 与 V_{WIRE} 的关系曲线



4180 TA01b

4180fa

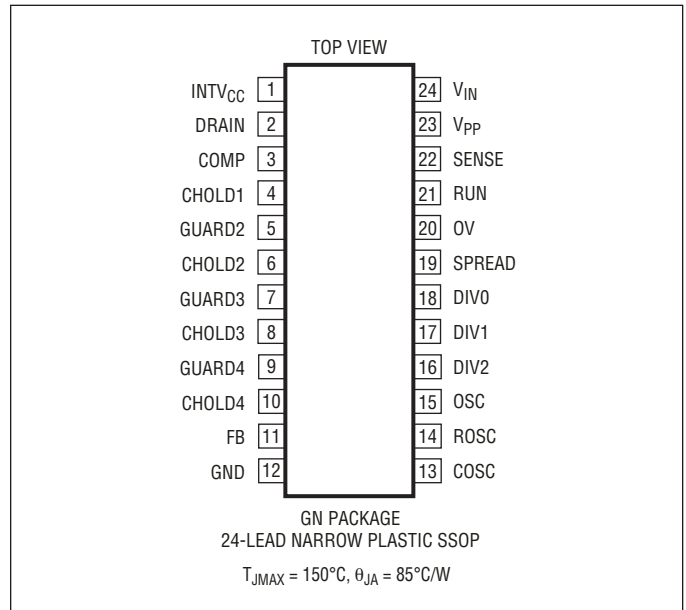
LT4180

绝对最大额定值

(注 1)

V_{IN}	-0.3V 至 52V
SENSE	$V_{IN} - 0.3V$ 至 V_{IN}
INTVCC、RUN、FB、OV、ROSC、OSC、 DIV0、DIV1、DIV2、SPREAD、CHOLD1、 CHOLD2、CHOLD3、CHOLD4、DRAIN、COMP、 GUARD2、GUARD3、GUARD4、 V_{PP}	-0.3V 至 5.5V
V_{IN} 引脚电流	10mA
INTVCC 引脚电流	-10mA
COSC 引脚电流	3.3mA
最大结温	125°C
工作结温范围 (注 2)	
E、I 等级	-40°C 至 125°C
MP 等级	-55°C 至 125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C

引脚配置



订购信息

无铅涂层	卷带	器件标记 *	封装描述	温度范围
LT4180EGN#PBF	LT4180EGN#TRPBF	LT4180GN	24 引脚窄体树脂 SSOP	-40°C 至 125°C
LT4180IGN#PBF	LT4180IGN#TRPBF	LT4180GN	24 引脚窄体树脂 SSOP	-40°C 至 125°C
LT4180MPGN#PBF	LT4180MPGN#TRPBF	LT4180GN	24 引脚窄体树脂 SSOP	-55°C 至 125°C

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。* 温度等级请见集装箱上的标识。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandree/>

电特性

凡标注 ● 表示该指标适用整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = \text{SENSE} = 5\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
V_{IN}	工作电源电压		● 3.10		50V		
I_{VIN}	输入静态电流	ROSC 开路，COSC 开路，SENSE = V_{IN}	●	1	2	mA	
V_{REF}	基准电压	$V_{CHOLD2} = V_{CHOLD3} = 1.2\text{V}$ ，在跟踪 ΔV_{OUT} 时钟相位期间在 CHOLD4 引脚上测量	●	1.209	1.221	1.233	V
I_{LIM}	漏极开路电流限值	FB = $V_{REF} + 200\text{mV}$ ，OSC 停止 (电压反馈环路闭合)		5	12	17	mA
V_{OL}	DRAIN 低电压	$V_{IN} = 3\text{V}$			0.3	0.3V	
V_{INTVCC}	LDO 稳压器输出电压	$V_{IN} = 5\text{V}$		3.15		V	

电特性

凡标注 • 表示该指标适用整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_{IN} = \text{SENSE} = 5\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
V_{INTVCC}	LDO 稳定输出的压差	$V_{\text{IN}} = 2.5\text{V}$	2.2			V
V_{OV}	过压门限	上升		1.21		V
V_{OHYST}	过压输入迟滞	$V_{\text{RISING}} - V_{\text{FALLING}}$	15		80	mV
V_{RUN}	Run 门限	下降		1.21		V
V_{RHYST}	Run 输入迟滞	$V_{\text{RISING}} - V_{\text{FALLING}}$	15		80	mV
I_{FB}	输入偏置电流		-0.2		0.2	μA
$A_V(\text{RATIO})$	电流放大器增益比	$A_{\text{VL}} / A_{\text{VH}}$ ， A_V 以 V/V 进行度量	0.891	0.9	0.909	
I_{SENSE}	电流放大器输入偏置电流	在 SENSE 引脚上测量 ($\text{SENSE} = V_{\text{IN}}$)	-1		1	μA
A_V	ΔV_{FB} 放大器增益		9.7	10	10.3	V/V
I_{CHOLD1}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD1 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD1}} = 1.2\text{V}$)		± 60		μA
I_{CHOLD2}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD2 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD2}} = 1.2\text{V}$)		± 25		μA
I_{CHOLD3}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD3 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD3}} = 1.2\text{V}$)		± 25		μA
I_{CHOLD4}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD4 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD4}} = 1.5\text{V}$ ， $V_{\text{CHOLD2}} = 1\text{V}$ ， $V_{\text{CHOLD3}} = 1.2\text{V}$)		10		μA
		在 CHOLD4 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD4}} = 1.5\text{V}$ ， $V_{\text{CHOLD2}} = 1.4\text{V}$ ， $V_{\text{CHOLD3}} = 1.2\text{V}$)		-200		μA
I_{SC}	软校正电流	在 CHOLD4 引脚上测量			± 1.5	μA
I_{LKG1}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD1 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD1}} = 1.2\text{V}$)			± 1	μA
I_{LKG2}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD2 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD2}} = 1.2\text{V}$)			± 1	μA
I_{LKG3}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD3 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD3}} = 1.2\text{V}$)			± 1	μA
I_{LKG4}	跟踪 / 保持充电电流	在 CHOLD4 引脚上测量 ($V_{\text{CHOLD4}} = 1.2\text{V}$)			± 1	μA
f_{OSC}	振荡器频率	$R_{\text{OSC}} = 20\text{k}$ ， $C_{\text{OSC}} = 1\text{nF}$	170	200	230	kHz
g_{mFB}	电压误差放大器跨导	从 FB 引脚至 COMP， $V_{\text{COMP}} = 2\text{V}$ ， OSC 停止 (电压反馈环路闭合)		120		μmho
g_{miAMP}	电流放大器跨导	从 SENSE 引脚至 COMP， $V_{\text{COMP}} = 2\text{V}$ ， OSC 停止 (电流反馈环路闭合)		700		μmho

注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

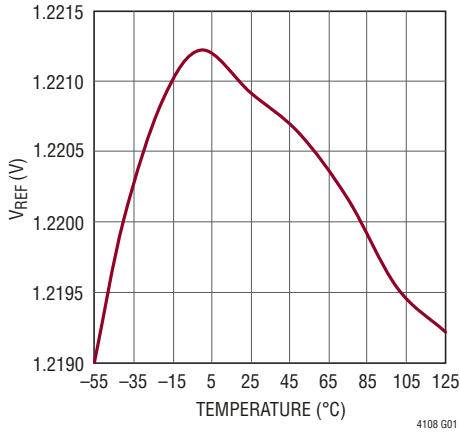
注 2：LT4180E 保证在 0°C 至 125°C 的结温范围内满足规定性能要求。
 -40°C 至 125°C 工作结温范围内的指标通过设计、特性分析和统计过程控制

中的相关性来保证。LT4180I 的性能指标在整个 -40°C 至 125°C 的工作结温范围内得到保证。LT4180MP 的性能指标则在整个 -55°C 至 125°C 的工作结温范围内得到保证。

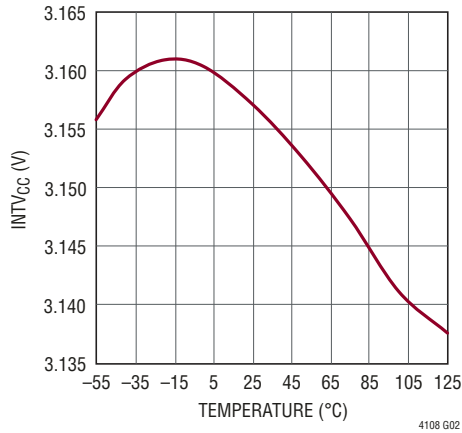
注 3：流入引脚的电流被定义为正电流。

典型性能特征

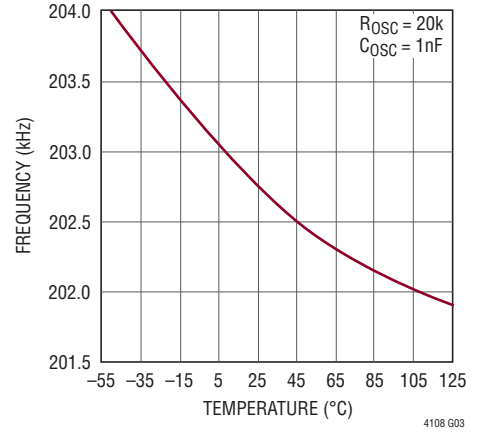
V_{REF} 与温度的关系曲线



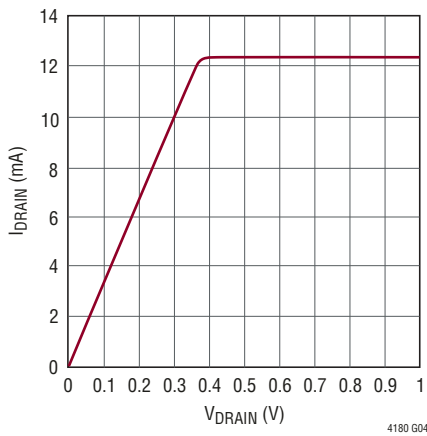
INTV_{CC} 与温度的关系曲线



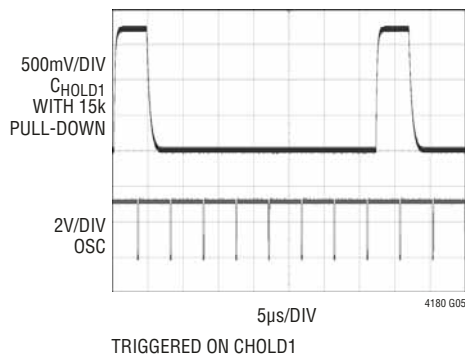
振荡器频率与温度的关系曲线



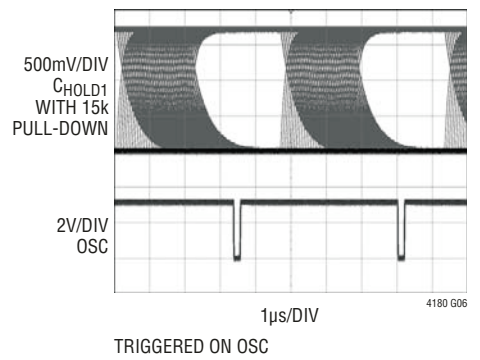
I_{DRAIN} 与 V_{DRAIN} 的关系曲线



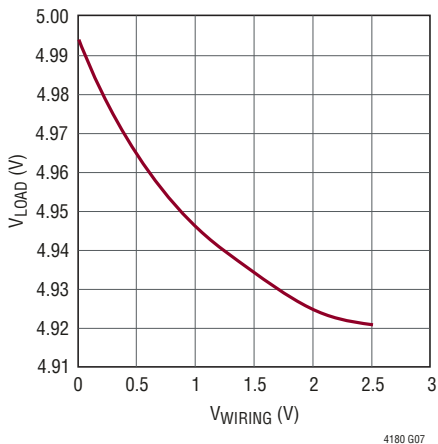
标准定时



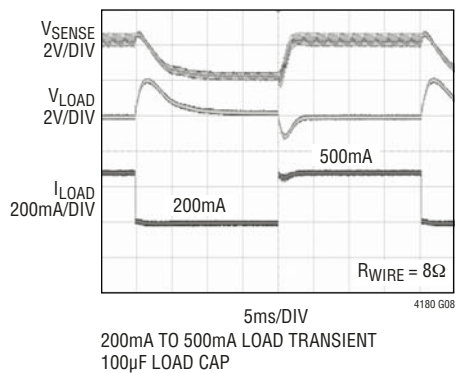
扩频定时



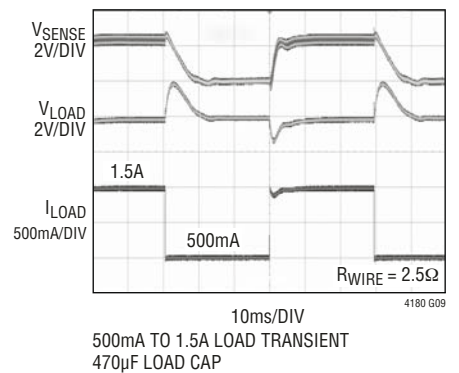
V_{LOAD} 与 V_{WIRE} 的关系曲线



12V 线性稳压应用中的负载阶跃



开关降压应用中的负载阶跃



引脚功能

INTVCC (引脚 1) : LDO 输出。一个低 ESR 陶瓷电容器负责提供去耦及输出补偿。应采用 1 μ F 或更大的电容器。

DRAIN (引脚 2) : 漏极开路的输出晶体管。该引脚既可驱动光隔离器中的 LED，也可对稳压器控制引脚进行下拉操作。

COMP (引脚 3) : 输出晶体管的栅极。该引脚负责提供额外的补偿。不用时必须将此引脚置于开路状态。

CHOLD1 (引脚 4) : 连接至跟踪 / 保持放大器保持电容器。该电容器的另一端应采用开尔文 (Kelvin) 连接方式连接至 GND。

GUARD2 (引脚 5) : 用于 CHOLD2 的介电环驱动器。

CHOLD2 (引脚 6) : 连接至跟踪 / 保持放大器保持电容器。该电容器的另一端应采用开尔文 (Kelvin) 连接方式连接至 GND。

GUARD3 (引脚 7) : 用于 CHOLD3 的介电环驱动器。

CHOLD3 (引脚 8) : 连接至跟踪 / 保持放大器保持电容器。该电容器的另一端应采用开尔文 (Kelvin) 连接方式连接至 GND。

GUARD4 (引脚 9) : 用于 CHOLD4 的介电环驱动器。

CHOLD4 (引脚 10) : 连接至跟踪 / 保持放大器保持电容器。该电容器的另一端应采用开尔文连接方式连接至 GND。

FB (引脚 11) : 从一个跨接在主输出端上的外部电阻分压器接收反馈电压。可以增设一个 (任选的) 的接地电容器以消除高频噪声。该 RC 网络的时间常数应不大于 0.1 \times 颤振频率。例如：当 $f_{DITHER} = 1\text{kHz}$ 时， $\tau = 0.1\text{ms}$ 。

GND (引脚 12) : 地。

COSC (引脚 13) : 振荡器定时电容器。振荡器频率由该电容器和 ROsc 来设定。为了获得最佳的准确度，推荐使用的最小电容为 100pF。

ROSC (引脚 14) : 振荡器定时电阻器。振荡器频率由该电阻器和 COSC 来设定。

OSC (引脚 15) : 振荡器输出。该输出可用于使开关稳压器同步至虚拟远端采样控制器。这是一个能够驱动光隔离器的高电流输出。对于该输出也可以采用他的隔离方法。

DIV2 (引脚 16) : 颤振分频比设置引脚。

DIV1 (引脚 17) : 颤振分频比设置引脚。

DIV0 (引脚 18) : 颤振分频比设置引脚。

采用下表来设置颤振分频比 (f_{OSC}/f_{DITHER})。

表 1 : 设置颤振分频比 (f_{OSC}/f_{DITHER})

DIV2	DIV1	DIV0	分频比
0	0	0	8
0	0	1	16
0	1	0	32
0	1	1	64
1	0	0	128
1	0	1	256
1	1	0	512
1	1	1	1024

例如：当 $DIV2 = 1$ 和 $DIV1 = DIV0 = 0$ 时， $f_{DITHER} = f_{OSC}/128$ 。

SPREAD (引脚 19) : 扩频使能输入。当 SPREAD 引脚连接至高电平时，对颤振相位进行伪随机调整。

OV (引脚 20) : 过压比较器输入。当配线压降将导致过大的开关电源输出电压时，这可停止线路压降校正。通过设定 OV 以使 $V_{REG(MAX)} \leq 1.50V_{LOAD}$ 。

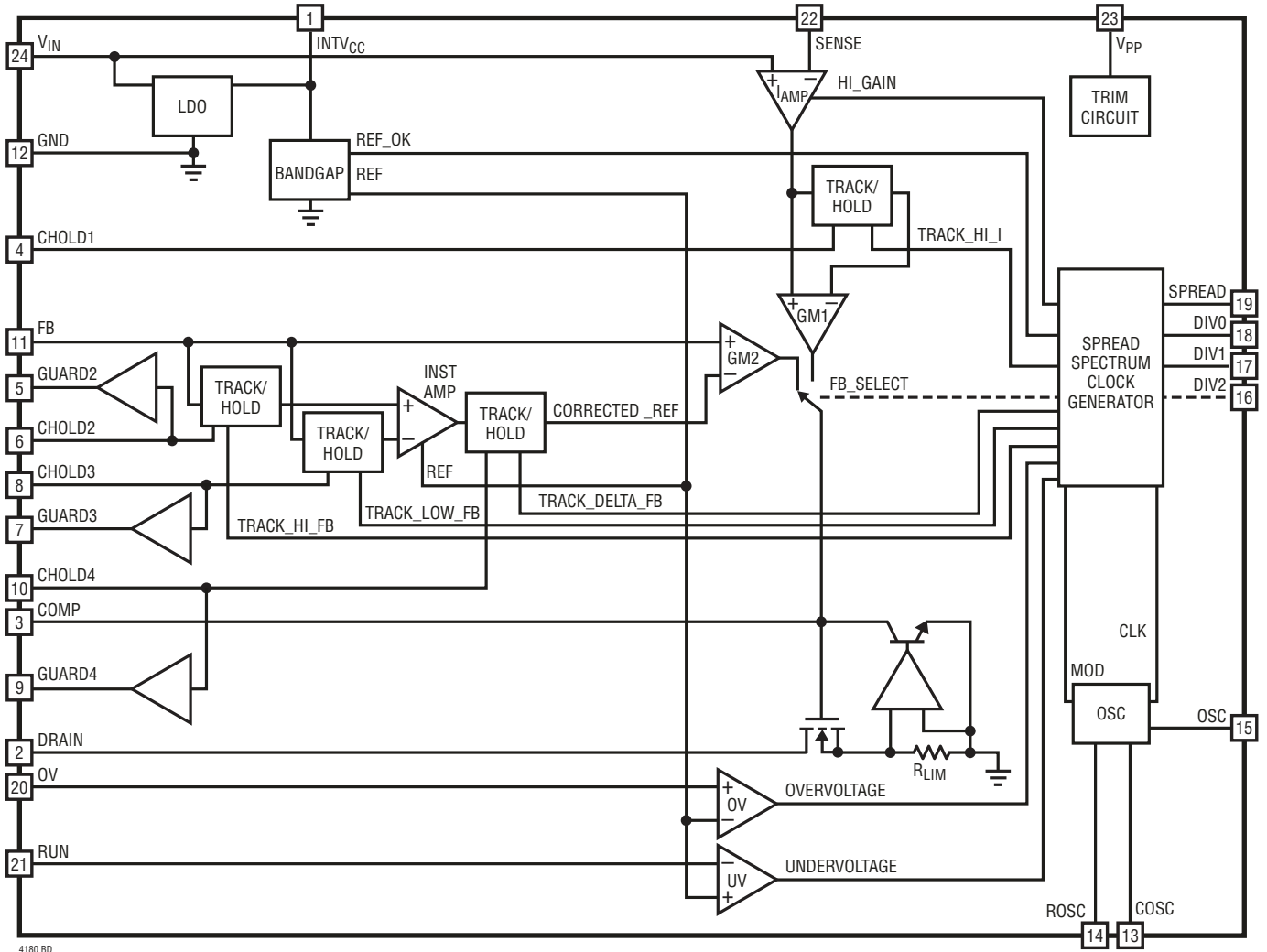
RUN (引脚 21) : RUN 引脚为用户提供了一种用于检测输入电压及设置线路压降校正器启动门限的准确方法。

SENSE (引脚 22) : 电流检测输入。该输入连接至电流检测电阻器。采用开尔文连接方式连接至 R_{SENSE} 。

VPP (引脚 23) : 将该引脚连接至 INTVCC。

VIN (引脚 24) : 主电源引脚。 V_{IN} 必须局部旁路至地。采用开尔文连接方式将电流检测电阻器连接至该引脚，并尽量地减小互连线电阻。

方框图



4180 BD

工作原理

在电气系统中，配线中的电压降会引起相当大的负载侧电压误差 (图 1)。当负载电流 (I_L) 增加时，配线中的电压降 ($I_L \cdot RW$) 将增加，而输送至系统的电压 (V_L) 将下降。解决这一问题的传统方法 (即远端采样) 可调节负载上的电压，并增加电源电压 (V_{OUT}) 以补偿配线中的电压降。虽然远端采样颇为奏效，但确实需要采用一对额外的导线在负载上进行测量，而这可能并非始终可行。

LT4180 通过创立一种“虚拟远端采样”功能而免除了增设一对远端采样导线的需要。虚拟远端采样通过测量电压随配线中电流的递增变化而产生的递增量来实现 (图 2)。接著可利用该测量结果来推知配线中的总 DC 电压降，并随后对其实施补偿。虚拟远端采用通过电源的反馈引脚 (V_{FB}) 来接管控制，从而保持负载电压 (V_L) 的精密调节。

LT4180 的工作原理是调节稳压器的输出电流并监视最终的电压变化。在负载的两端布设了一个大的输出电容器，因此负载上的 AC 阻抗很低。*[一般而言，在使用远端采样的场合中，需在负载的两端跨接一个电容器以在该点上保持低阻抗]*。该电容器足够大，因而与线路电阻相比负载上的 AC 阻抗非常低。当调节输出电流时，LT4180 端子上发生的任何电压变化都是由线路中的电阻所引起的，因为负载上的 AC 电阻非常低。

在 LT4180 中包含 4 个采样及保持电容器。操作通过若干个电路级重复循环以获取校正电压。首先，对输出电压进行调节并对控制点实施采样与保持。然后，将控制环路切换至一个电流调节控制环路，并使输出电流改变 10%。两个采样及保持电流将存储高电流和低电流调整水平下的电

压。该电压变化是 10% 电流变化的结果，从而使电压的变化量为线路中总压降的 10%。电压的变化量被放大了 10 倍。

随电流变化而产生的电压变化在经放大之后被再次采样和保持，并被用作校正电压。校正电压被加入输出，而这可校正线路压降。由于此类校正实际上是开环的，因此并未测量负载上的实际电压。LT4180 校正线路压降的能力取决于计算的准确度。

LT4180 能针对线路压降提供优于 50:1 的校正。例如：线路中的 10V 压降在负载上所产生的电压变化量为 200mV。

校正周期的频率设定范围从高于 32kHz 到低至 250Hz 以下，这取决于系统中的电容器的大小。对于高电流系统中的超大电容器，颤振校正时钟将以更加缓慢的速度运行。在采用较小电容器的简单系统中，颤振校正时钟则能以较高的频率运行。如果负载包含与颤振相似的频率，则会在负载与 LT4180 之间产生拍音。LT4180 的扩频选项允许器件在校正周期里改变相位，以避免其干扰负载脉冲。

最后，LT4180 还考虑到了 LT4180 与负载电容器之间的所有电阻。它能够校正电缆连线、线路电阻和变动的接触电阻。通过测量 LT4180 输出的峰值变化，即可监视 LT4180 与负载之间的阻抗，并检测由于触点的劣化而导致的阻抗增加。采用较大的电容器能最大限度地抑制因 LT4180 的负载调节及颤振频率共同作用而在负载上引起的电压纹波。

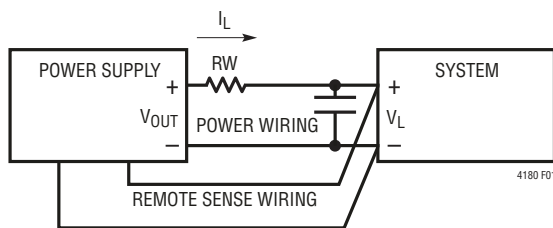


图 1：传统的远端采样

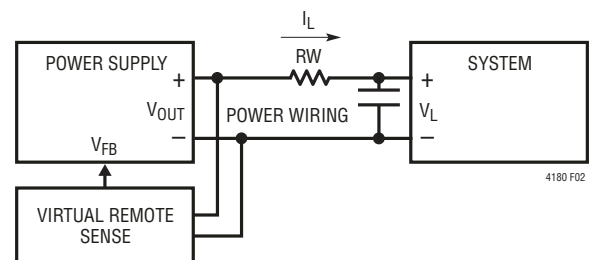


图 2：虚拟远端采样

工作原理

图 3 示出了虚拟远端采样的时序图。当电源和虚拟远端采样将 V_{OUT} 周围的环路闭合时 (调节 $V_{OUT} = H$)，将开始一个新的周期。 V_{OUT} 和 I_{OUT} 均摆动并稳定至一个新的数值，这些数值存储于虚拟远端采样控制器中 (跟踪 V_{OUT} 高电平 = L 和跟踪 $I_{OUT} = L$)。 V_{OUT} 反馈环路被打开并建立一个新的反馈环路，命令电源提供先前测量电流的 90% ($0.9I_{OUT}$)。当电源达到一个新的稳态时， V_{OUT} 将下降至一个新的数值，而且该信息也将被存储于虚拟远端采样控制器中。在该点上，针对一个 -10% 输出电流变化所产生的输出电压变化量 (ΔV_{OUT}) 已被测量并存储于虚拟远端采样

控制器中。此电压在下一个虚拟远端采样周期中使用，以补偿因配线电阻所造成的电压降。

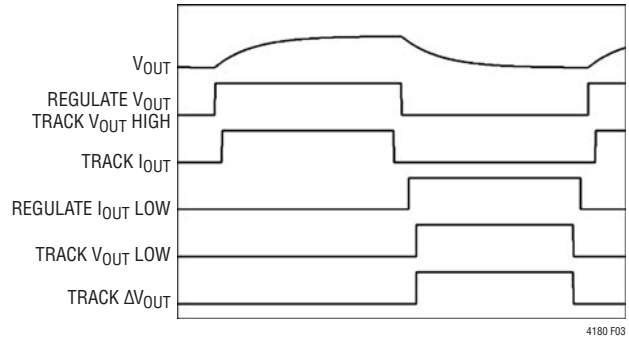


图 3：简化的时序图 (虚拟远端采样)

应用信息

引言

LT4180 专为与具有一个外部反馈或控制引脚的多种电源和稳压器相连而设计。在图 4 中，稳压器误差放大器 (它是一个 g_m 放大器) 通过将其反相输入连接至地来停用。这把误差放大器转换成一个恒定电流源，并随后受控于 LT4180 的 DRAIN 引脚。这是一种优选的连接方法，原因是它把稳压器误差放大器从控制环路中去掉了，因而简化了补偿并提供了最佳的控制环路响应。

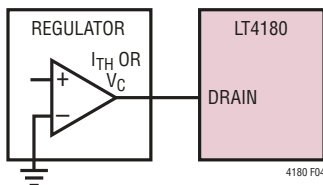


图 4：非隔离式稳压器接口

为了执行正确的操作，控制电压的增加应与稳压器输出的增加相对应。比如：当采用电流模式开关电源时，由于 I_{TH} 引脚电压变得更正，因此控制引脚 I_{TH} 应产生较高的峰值电流。

另外，通过增设一个光耦合器还可以使用隔离式电源和稳

压器 (图 5)。LT4180 输出电压 $INTV_{CC}$ 负责向光耦合器 LED 供电。在稳压器的控制引脚 V_C 有可能超过 5V 的情况下，可增设一个射地-基地放大器以使 LT4180 的 DRAIN 引脚电压低于 5V (图 6)。射地-基地放大器晶体管应使用一个低 V_T MOSFET。

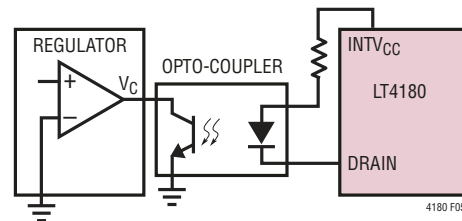


图 5：隔离式电源接口

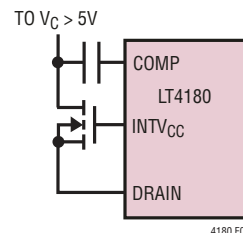


图 6：用于隔离式电源的射地-基地放大器 DRAIN 引脚

应用信息

设计程序

设计程序的第一步是确定 LT4180 将要控制的是一个线性电源/稳压器还是开关电源 / 稳压器。假如使用的是一个开关电源或稳压器，则建议通过将 OSC 引脚连接至电源的 SYNC (或具有相同功能的) 引脚来使电源同步至 LT4180。

如果电源被同步至 LT4180，则电源开关频率由下式决定：

$$f_{\text{OSC}} = \frac{4}{R_{\text{OSC}} \cdot C_{\text{OSC}}}$$

R_{OSC} 的推荐值介于 20k 和 100k 之间 (为了实现最佳的准确度，最优值为 30.1k)，而 C_{OSC} 的推荐值则大于 100pF。 C_{OSC} 最低可减小至 50pF，不过振荡器频率的准确度将因此而略有下降。

下面的例子将一个 250kHz 开关电源同步至 LT4180。在该例中，一开始采用的是 $R_{\text{OSC}} = 30.1\text{k}$ ：

$$C_{\text{OSC}} = \frac{4}{250\text{kHz} \cdot 30.1\text{k}} = 531\text{pF}$$

本例使用的是 470pF。对于 250kHz 频率：

$$R_{\text{OSC}} = \frac{4}{250\text{kHz} \cdot 470\text{pF}} = 34.04\text{k}$$

最接近的 1% 精度标准电阻器阻值为 34k。

下一步是确定最高的实际颤振频率。这可能受限于电源或稳压器的响应时间，抑或受限于将负载连接至电源或稳压器的配线的传播时间。

首先确定电源的稳定时间 (至终值的 1%)。稳定时间应为最坏情况值 (在整个工作范围内： V_{IN} 、 I_{LOAD} 等)。

$$F1 = \frac{1}{2 \cdot t_{\text{SETTLING}}} \text{ Hz}$$

例如：若电源稳定至终值的 1% 以内需要 1ms (最坏情况)，则：

$$F1 = \frac{1}{2 \cdot 1\text{e-}3} = 500\text{Hz}$$

接著，确定配线的传播时间。为了忽略传输线的影响，颤振周期应比它长 20 倍左右。这将把颤振频率限制为：

$$F2 = \frac{V_F}{20 \cdot 1.017\text{ns/ft} \cdot L} \text{ Hz}$$

式中的 V_F 为速度因子 (即传播的速度)，而 L 为配线的长度 (单位：英尺)。

例如：假设采用 1000 英尺的 CAT5 电缆将负载连接至一个电源。标称传播速度大约为 70%。

$$F2 = \frac{0.7}{20 \cdot 1.017\text{e-}9 \cdot 1000} = 34.4\text{kHz}$$

最大颤振频率不得超过 $F1$ 或 $F2$ (取较小值)：

$$f_{\text{DITHER}} < \min (F1, F2)。$$

继续该例，颤振频率应低于 500kHz (受限于电源)。

求得了颤振频率之后，即可确定分频比：

$$D_{\text{RATIO}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{f_{\text{DITHER}}} = \frac{250,000}{500} = 500$$

最接近的分频比为 512 (设定 $\text{DIV0} = L$ 、 $\text{DIV1} = \text{DIV2} = H$)。根据该分频比，标称颤振频率将为：

$$f_{\text{DITHER}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{D_{\text{RATIO}}} = \frac{250,000}{512} = 488\text{Hz}$$

在确定了颤振频率之后，即可确定最小的负载耦合电容器。该负载电容器必须足够大，以滤除负载上的颤振信号。

应用信息

$$C_{LOAD} = \frac{2.2}{R_{WIRE} \cdot 2 \cdot f_{DITHER}}$$

式中的 C_{LOAD} 为最小负载去耦电容， R_{WIRE} 为一对配线的其中一根导线的最小配线电阻，而 f_{DITHER} 则为最小颤振频率。

继续该例，我们的 CAT5 电缆具有 $9.38\Omega/100m$ 的最大导线电阻。

最大配线电阻为：

$$R_{WIRE} = 2 \cdot 1000ft \cdot 0.305m/ft \cdot 0.0938\Omega/m$$

$$R_{WIRE} = 57.2\Omega$$

当振荡器容差为 $\pm 15\%$ 时，最小颤振频率为 $414.8Hz$ ，因此最小去耦电容为：

$$C_{LOAD} = \frac{2.2}{57.2\Omega \cdot 2 \cdot 414.8Hz} = 46.36\mu F$$

这是最小值。应选择一个标称值以补偿所有可能降低额定值的因素，如初始容差、电压和温度系数以及老化等。

CHOLD 电容器选择和补偿

CHOLD1

对于大多数应用来说，一个 $47nF$ 电容器将足以满足要求。采用一个较小的电容值或许可以更快地从某种突然的负载变化实现恢复，但必须谨慎地确保此节点上的满负载峰至峰纹波被保持在 $5mV$ 以内：

$$CHOLD2 = CHOLD3 = \frac{2.5nF}{f_{DITHER}(kHz)}$$

对于一个 $488Hz$ 的颤振频率：

$$CHOLD2 = CHOLD3 = \frac{2.5nF}{0.488(kHz)} = 5.12nF$$

所有的保持 (HOLD) 电容器都应采用 NPO 陶瓷电容器或其他具有低漏电和介质吸收的电容器。

设定 $CHOLD4 = 1\mu F$ 。该数值将在后面进行调整。

补偿

首先，在 LT4180 的 COMP 和 DRAIN 引脚之间布设一个 $47pF$ 电容器。增设一个与该 $47pF$ 电容器并联的 RC 网络 ($10k$ 和 $10nF$ 是上佳的初值)。一旦确认输出电压被调节至无负载时的期望电平，则把负载电流增大至 100% 的水平，并利用一个电流探头来监视导线电流 (颤振电流)。应验证颤振电流类似于一个具有期望颤振频率的方波。

如果输出电压过低，则增大 $10k$ 电阻器的阻值，直到在颤振电流波形的前沿观测到一些过冲为止。假如输出电压仍然过低，则减小 $10nF$ 电容器的数值并重复先前的步骤。重复此过程直到满负载输出电压增加至无负载电平以下的 1% 以内为止。请参阅图 7a、7b 和 7c，它们示出了数据表中的 $12V$ 、 $1.5A$ 降压稳压器应用电路的补偿。检查整个负载范围内的正确电压降校正。“颤振电流”应具有良好的半波对称性。即：波形应具有相似的上升和下降时间、足够的稳定时间 (在顶端和底端) 以及极小乃至为零的过冲 / 欠冲。

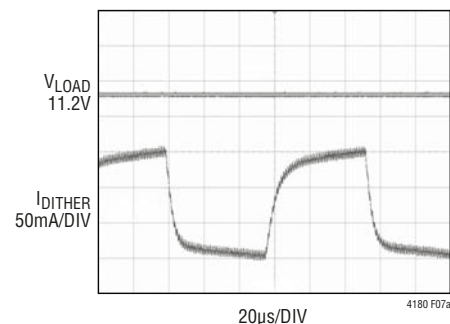


图 7a：颤振电流和 V_{OUT}
(采用 $10nF$ 、 $10k$ 补偿网络， $1.5A$ 负载)

应用信息

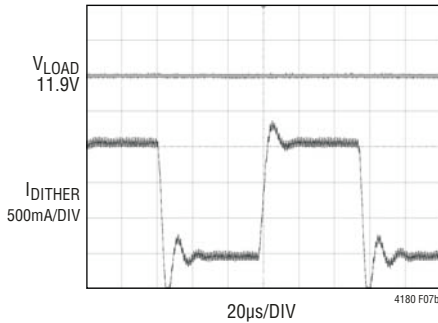


图 7b：颤振电流和 V_{OUT}
(采用 10nF、37k 补偿网络，1.5A 负载)

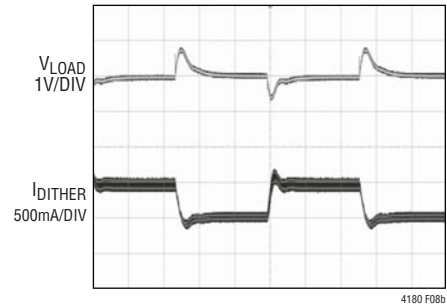


图 8b：500mA 至 1A 瞬态响应测试
($CHOLD4 = 47nF$ ，可获得良好阻尼的特性)

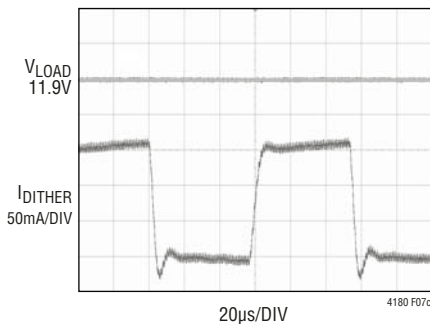


图 7c：颤振电流和 V_{OUT}
(采用 3.3nF、28k 补偿网络，1.5A 负载)

设定 $CHOLD4$ 的终值

通过完成一项瞬态负载测试 (负载的 30% 至 60%) 来设定 $CHOLD4$ 的最小值，并将 $CHOLD4$ 的数值设定至可观测到良好阻尼波形的水平。示例请参看图 8a 和 8b。

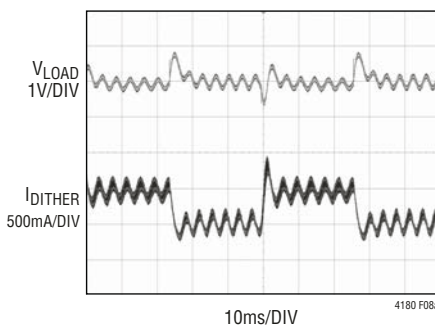


图 8a：500mA 至 1A 瞬态响应测试
($CHOLD4 = 25nF$ ， $CHOLD4$ 过小)

在所有的 $CHOLD$ 值最终确定之后，检查整个负载和输入电压范围内的正确电压降校正与转换器特性 (启动、稳压等)。

设定输出电压、欠压和过压门限

RUN 引脚具有准确的上升和下降门限，这些门限可用于确定虚拟远端采样操作开始的时间。欠压门限绝对不能设定为低于 LT4180 的最小工作电压 (3.1V)。

过压门限应被设定为略高于将由电源或稳压器产生的最高电压：

$$V_{OUT(MAX)} = V_{LOAD(MAX)} + V_{WIRE(MAX)}$$

$V_{OUT(MAX)}$ 绝对不得超过 $1.5 \cdot V_{LOAD}$ 。

由于 RUN 和 OV 引脚连接至 MOSFET 输入比较器，因此输入偏置电流可忽略不计，并能使用一个共用的分压器来设定欠压门限及过压门限 (图 9)。

应用信息

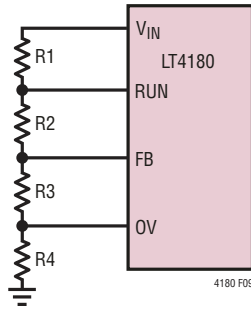


图 9：用于输出电压、UVL 和 OVL 的分压器

分压器电阻器可利用下面的公式来计算：

$$R_T = \frac{V_{OV}}{200\mu A}, R_4 = \frac{1.22V}{200\mu A}$$

式中的 R_T 为分压器的总电阻，而 V_{OV} 是过压调整点。

求出 R_2 和 R_3 的等效串联电阻 (R_{SERIES})。该电阻将决定 RUN 电压电平。

$$R_{SERIES} = \left(\frac{1.22 \cdot R_T}{V_{UVL}} \right) - R_4$$

$$R_1 = R_T - R_{SERIES} - R_4$$

$$R_3 = \frac{1.22V - \left(V_{OUT(NOM)} \cdot \frac{R_4}{R_T} \right)}{\frac{V_{OUT(NOM)}}{R_T}}$$

$$R_2 = R_{SERIES} - R_3$$

式中的 V_{UVL} 为 RUN 电压， $V_{OUT(NOM)}$ 是期望的标称输出电压。

例如：当 $V_{UVL} = 4V$ 、 $V_{OV} = 7.5V$ 和 $V_{OUT(NOM)} = 5V$ 时，

$$R_T = \frac{7.5V}{200\mu A} = 37.5k$$

$$R_4 = \frac{1.22V}{200\mu A} = 6.1k$$

$$R_{SERIES} = \left(\frac{1.22V \cdot 37.5k}{4V} \right) - 6.1k = 5.34k$$

$$R_1 = 37.5k - 5.34k - 6.1k = 26.06k$$

$$R_3 = \frac{1.22V - \left(\frac{5V \cdot 6.1k}{37.5k} \right)}{\frac{5V}{37.5k}} = 3.05k$$

$$R_2 = R_{SERIES} - R_3 = 2.29k$$

R_{SENSE} 的选择

选择合适的 R_{SENSE} 阻值，以使其在最大负载电流条件下产生 100mV 的电压降。为了获得最佳的准确度，应采用开尔文连接方式将 V_{IN} 和 SENSE 连接至该电阻器。

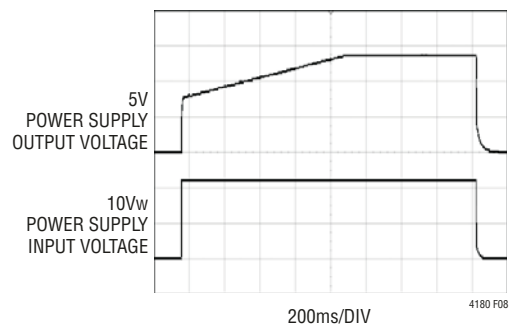


图 10：软校正操作， $C_{HOLD4} = 1\mu F$

软校正操作

LT4180 具有一种软校正功能，该功能可确保有序的启动操作。当首次超过 RUN 引脚上升门限时（表明 V_{IN} 已经超过了其欠压闭锁门限），电源输出电压将被设定至一个对应于零配线压降的数值（未进行针对配线的校正）。在一段时间之内（由 C_{HOLD4} 决定），电源输出电压将斜坡上升以补偿配线压降，从而提供最佳的负载端稳压。当出现过压状况时，还将启动一个新的软校正周期。

应用信息

使用介电回路

LT4180 在虚拟远端采样通路中总共设有 4 个跟踪 / 保持电容器。为了获得最佳的准确度，应最大限度地减少 CHOLD 引脚上的所有漏电点。

在非常低的颤振频率下，电路板布局中或许会采用介电回路，这些介电回路应连接至其各自的介电回路驱动器。

为了更好地了解介电回路的用途，图 11 示出了简化的保持电容器漏电模型 (给出了采用介电回路和未采用介电回路的情形)。当未使用介电回路时，在保持电容器 (引脚 1) 节点和相邻的导体 (引脚 2) 之间有可能存在巨大的电压差，从而产生相当大的漏电流 (流过泄漏电阻 R_{LKG})。通过增设一个其电压与保持电容器节点上的电压大致相等的介电回路驱动器，可以大幅度地降低 R_{LKG1} 两端的电压差，从而减小保持电容器上的漏电流。

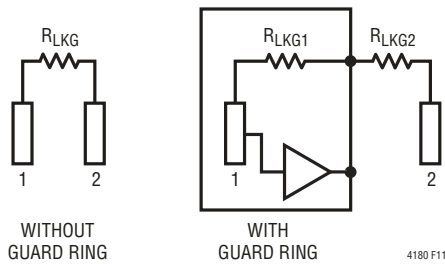


图 11：简化的漏电模型
(采用和未采用介电回路)

同步

线性及开关电源和稳压器可与 LT4180 配合使用。在大多数应用中，稳压器干扰应可以忽略不计。对于那些需要准确控制干扰频谱的应用，提供了一个振荡器输出，因而可将开关电源同步至 LT4180 (图 12)。OSC 引脚的设计使其可以直接连接至大多数稳压器，或驱动光隔离器 (针对隔离式电源)。

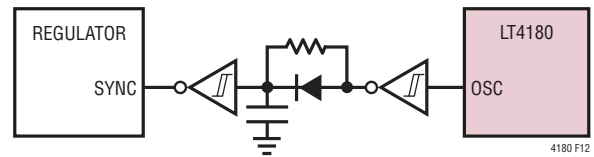


图 12：用于同步的时钟接口

扩频操作

虚拟远端采样功能依赖于采样方法。由于通常使用的都是开关电源，因此 LT4180 采用了多种方法来尽可能地抑制潜在的干扰 (这些干扰的表现形式为拍音，可能出现在颤振频率与电源开关频率之间)。除了几种内部滤波以及针对虚拟远端采样 / 电源同步的选项之外，LT4180 还提供了扩频操作能力。

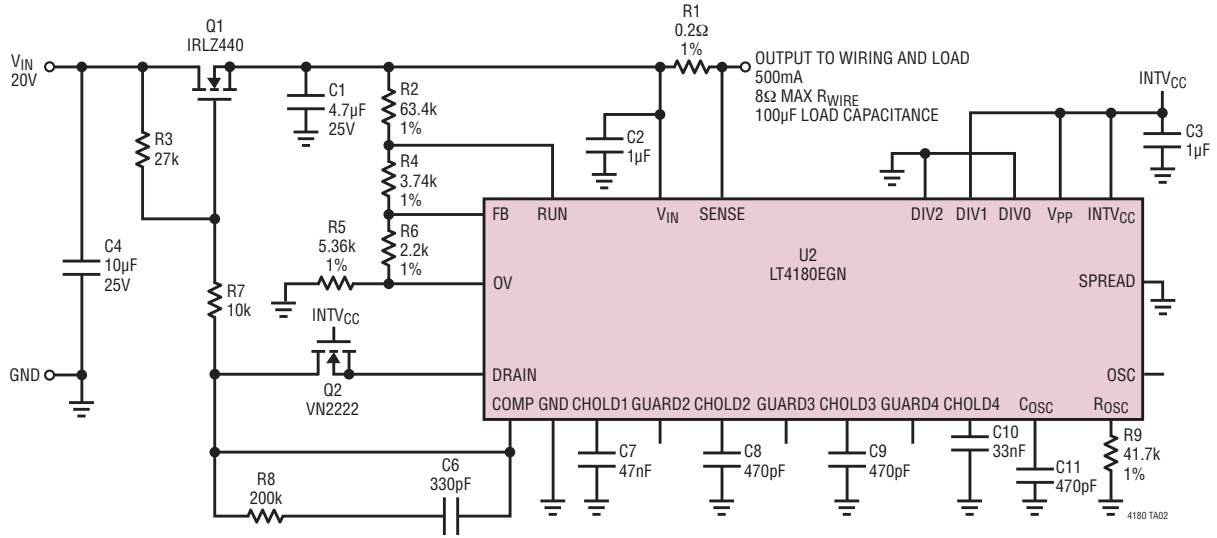
通过实现扩频操作，将低调制指数伪随机定相应用于虚拟远端采样定时。这种做法具有把任何剩余的窄带干扰转换为宽带噪声的作用，从而可抑制其不良影响。

增加电压校正范围

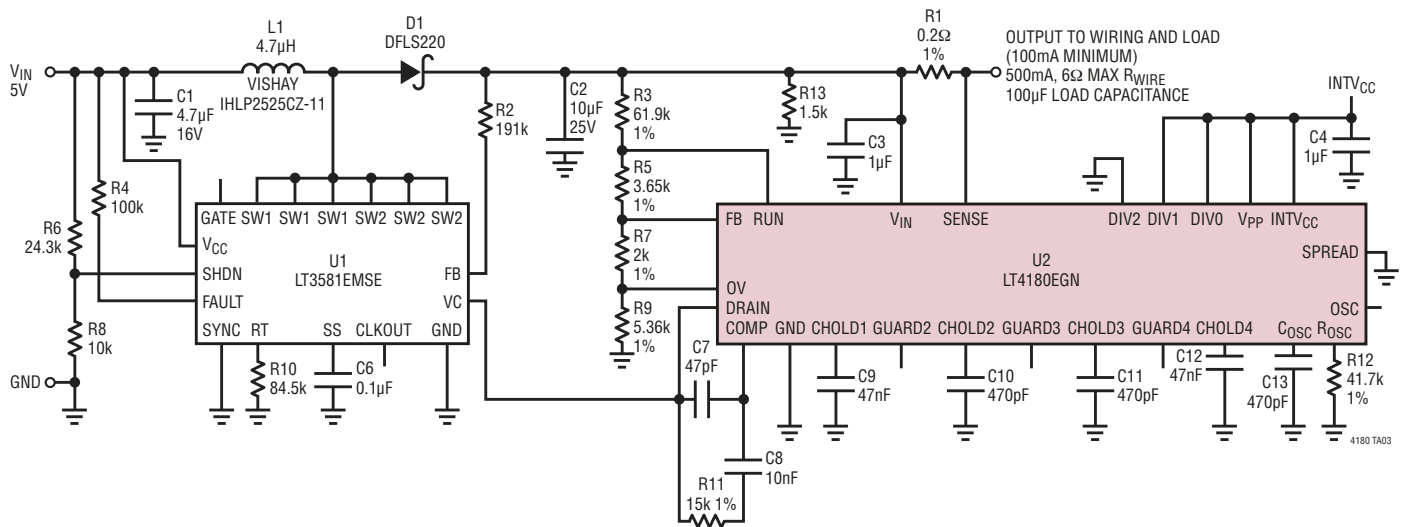
通过将 $INTV_{CC}$ 调节至 5V，可以使校正范围得到轻微的改善。这可以通过在 V_{IN} 与 $INTV_{CC}$ 之间布设一个 LDO 来完成。更多相关信息请联系凌力尔特。

典型应用

12V、500mA 线性稳压器

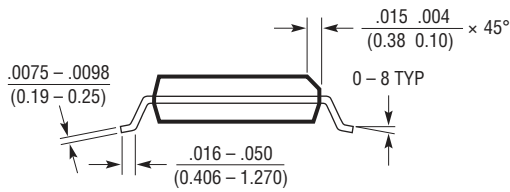
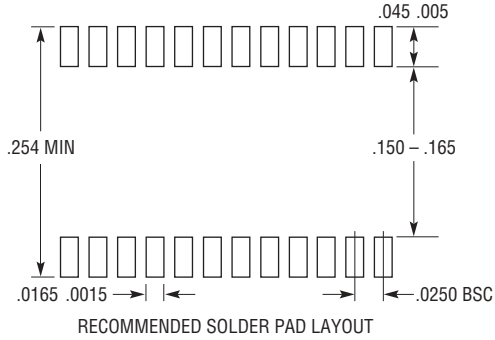


12V、500mA 升压型稳压器



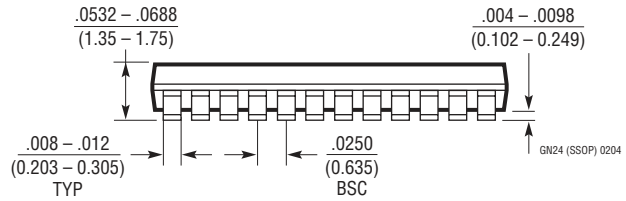
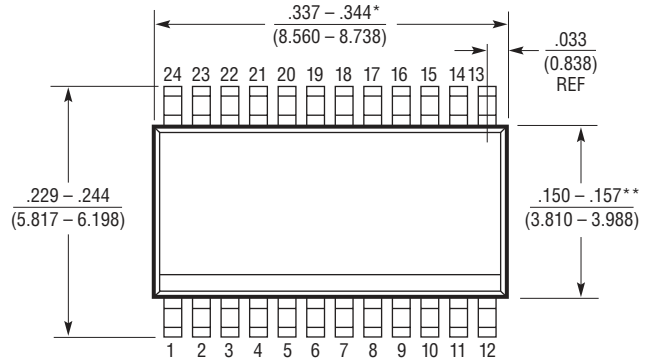
封装描述

GN 封装
24 引脚树脂 SSOP (窄体 .150 英寸)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:

1. CONTROLLING DIMENSION: INCHES
 2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{MILLIMETERS}}$
 3. DRAWING NOT TO SCALE
- *DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE
- **DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

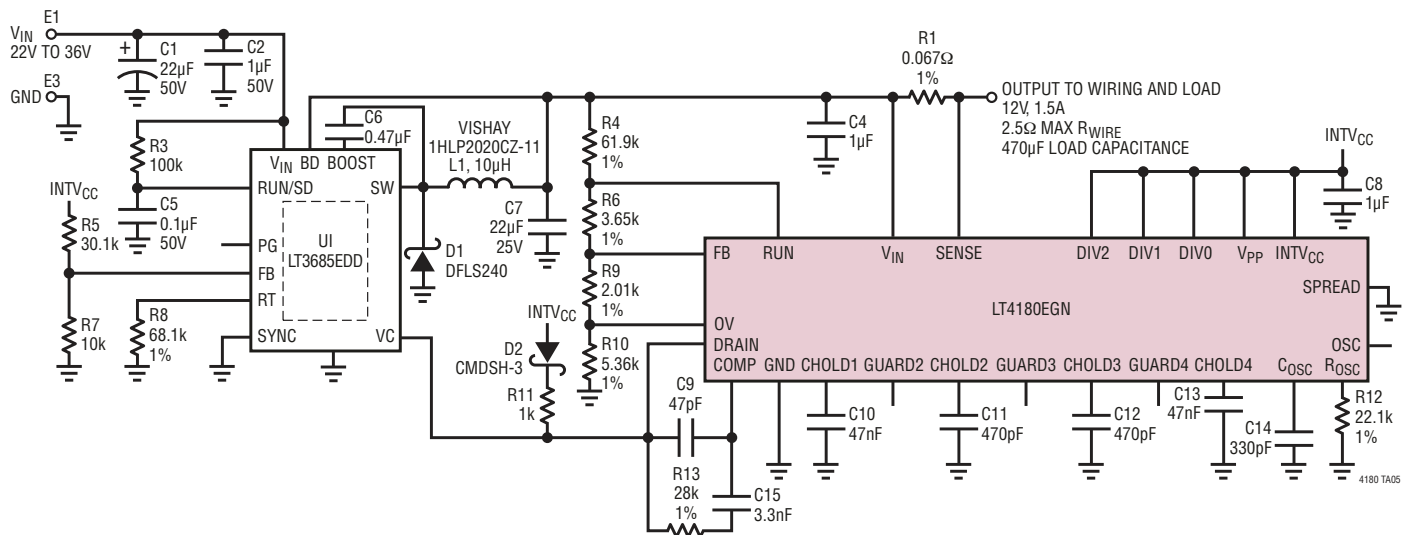


修改记录

修改	日期	描述	页码
A	6/11	修改了典型应用图例 修改了电特性 更换了“典型性能特征”中的 G08 和 G09 曲线 更换了“CHOLD 电容器选择和补偿”部分的文字内容，并删除了“应用信息”部分中的“电源电流限制”段落	1、13、14、18 2、3 4 10、11

典型应用

12V、1.5A 降压型稳压器



相关器件

器件型号	描述	备注
LT3581	具 3.3A 开关、软起动和同步功能的升压 / 负输出 DC/DC 转换器	$2.5V \leq V_{IN} \leq 22V$ ，电流模式控制，200kHz 至 2.5MHz，MSOP-16E 和 3mm x 4mm DFN-14 封装
LT3685	36V、2A、2.4MHz 降压型开关稳压器	$3.6V \leq V_{IN} \leq 36V$ (60V _{PK})，集成型升压二极管，MSOP-10E 和 3mm x 3mm DFN 封装
LT3573	具 60V 集成型开关的隔离型反激式开关稳压器	$3V \leq V_{IN} \leq 40V$ ，高达 7W，无需光隔离器或第三绕组，MSOP-16E 封装
LT3757	升压、反激式、SPIC 和负输出控制器	$2.9V \leq V_{IN} \leq 40V$ ，电流模式控制，100kHz 至 1MHz 可编程工作频率，MSOP-10E 和 3mm x 3mm DFN-10 封装
LT3758	升压、反激式、SPIC 和负输出控制器	$5.5V \leq V_{IN} \leq 100V$ ，电流模式控制，100kHz 至 1MHz 可编程工作频率，MSOP-10E 和 3mm x 3mm DFN-10 封装
LTC3805 / LTC3805-5	可调固定 70kHz 至 700kHz 工作频率反激式控制器	V_{IN} 和 V_{OUT} 仅受限于外部组件，MSOP-10E 和 3mm x 3mm DFN-10 封装