

两相高效同步降压式开关稳压器

特点

- 异相控制器降低输入电容要求和减少电源感应噪声
- OPTI-LOOP® 补偿使 C_{OUT} 减至最少
- 输出电压精度: $\pm 1\%$
- 双N沟道场效应管同步驱动
- 电源好输出电压监视 (LTC1628-PG)
- 直流设定的固定频率: 150kHz 至 300kHz
- 宽输入电压 V_{IN} 范围: 3.5V 至 36V 工作
- 非常低压差工作: 99% 占空比
- 可调软启动电流斜率
- 输出折返限流
- 带有失败选择的闭锁短路停机
- 输出过压保护
- 输出电压远端检测
- 低停机静态电流 I_Q : $20\mu A$
- 5V 和 3.3V 待机稳压器
- 可选择的恒定频率或 Burst Mode® 突发工作方式
- 提供 5mm \times 5mm QFN 和 28 引脚 SSOP 封装

应用

- 笔记本和掌上电脑、个人数字助理
- 电池充电器
- 便携式仪器
- 电池供电数字设备
- 直流分布供电系统

典型应用

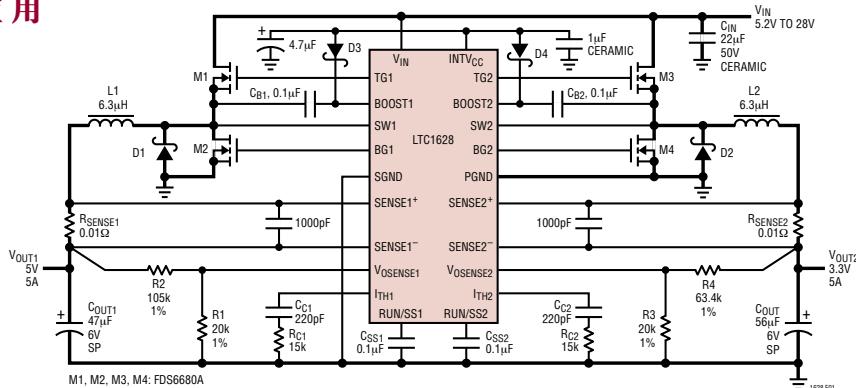


图1：高效 5V/3.3V 双降压式开关稳压器

描述

LTC® 1628/LTC1628-PG 是高性能降压式双开关稳压控制器，可驱动各同步N沟道功率场效应管MOSFET。该控制器以恒定频率电流型工作方式允许调节频率可高达 300kHz。通过两个控制器输出级异相工作，最大限度降低了由输入电容器的等效串联电阻 (ESR) 引起的功耗和噪声。

在输出电容器和 ESR 值变化范围很宽时，OPTI-LOOP 补偿优化了瞬态响应。精密的 0.8V 基准和电源好输出指示器与下一代微处理器兼容，3.5V 至 30V(最大为 36V) 的宽输入电源电压范围适用于所有类型的电池。

各控制器的 RUN/SS 引脚提供了软启动，并实现可选定时的短路停机。当过流停机禁止时，折返限流限制了短路情况下 MOSFET 的功耗。输出过压保护电路可使低端 MOSFET 锁定导通直到 V_{OUT} 恢复正常。FCB 方式引脚使 LTC1628 能选择 Burst Mode 方式、恒定频率方式和连续电感器电流方式、或次边绕组调整方式工作。LTC1628-PG 包括电源好输出引脚，这代替了 LTC1628 的故障耦合控制引脚 FLTCPL。

L、**LTC** 和 **LT** 是凌特公司的注册商标。
OPTI-LOOP 和 Burst Mode 是凌特公司的注册商标。

LTC1628/LTC1628-PG

绝对最大额定值(注1)

输入电源电压(V_{IN})	36V 至 -0.3V	I_{TH1} , I_{TH2} , $V_{OSENSE1}$, $V_{OSENSE2}$ 电压	2.7V 至 -0.3V
高端驱动器电压(BOOST1, BOOST2)	42V 至 -0.3V	峰值输出电流 < 10 μ s (TG1, TG2, BG1, BG2)	3A
开关电压(SW1, SW2)	36V 至 -5V	INTV _{CC} 输出峰值电流	50mA
INTV _{CC} , EXTV _{CC} , RUN/SS1, RUN/SS2, (BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2), PGOOD 引脚电压	7V 至 -0.3V	工作环境温度范围	LTC1628C/LTC1628C-PG 0°C 至 85°C
SENSE 1 ⁺ , SENSE 2 ⁺ , SENSE 1 ⁻ , SENSE 2 ⁻ 电压	(1.1) INTV _{CC} 至 -0.3V	结温(注2)	LTC1628I/LTC1628I-PG -40°C 至 85°C
FREQSET, STBYMD, FCB, FLTCPL 电压	INTV _{CC} 至 -0.3V	储存温度范围	125°C
		引脚温度(焊接时间 10 秒)	-65°C 至 150°C
		(仅限 G 封装)	300°C

封装/订购信息

TOP VIEW	产品型号	TOP VIEW	产品型号
	LTC1628CG LTC1628IG LTC1628CG-PG LTC1628IG-PG		LTC1628CUH LTC1628IUH
			UH 型号 标记
			1628 1628I

有关更宽工作范围的器件，请咨询凌特公司。

电 特 性 凡标注●表示技术指标适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。除非另外规定，否则 $V_{IN} = 15\text{V}$, $V_{RUN/SS1,2} = 5\text{V}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路						
$V_{OSENSE1,2}$	稳压反馈电压	(注 3): $I_{TH1,2}$ 电压 = 1.2V	●	0.792	0.800	0.808
$I_{V_OSENSE1,2}$	反馈电流	(注 3)		-5	-50	nA
$V_{REFLNREG}$	基准电源调整率	$V_{IN} = 3.6\text{V}$ 至 30V (注 3)		0.002	0.02	%/V
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调整率	(注 3) 在伺服环测量: ΔI_{TH} 电压 = 1.2V 至 0.7V 在伺服环测量: ΔI_{TH} 电压 = 1.2V 至 2.0V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	%

电 特 性 凡标注●表示技术指标适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。除非另外规定，否则 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SS1,2} = 5\text{V}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$g_{m1,2}$	跨导放大器 g_m	$I_{TH1,2} = 1.2\text{V}$ ；吸收/供给 $5\mu\text{A}$ ；(注 3)		1.3		mmho	
$g_{mGBW1,2}$	跨导放大器增益带宽 GBW	$I_{TH1,2} = 1.2\text{V}$ ；(注 3)		3		MHz	
I_Q	电源直流输入电流 正常模式 待机 停机	(注 4) $V_{IN} = 15\text{V}$ ； EXTV_{CC} 接 V_{OUT1} ； $V_{OUT1} = 5\text{V}$ $V_{RUN/SS1,2} = 0\text{V}$ ， $V_{STBYMD} > 2\text{V}$ $V_{RUN/SS1,2} = 0\text{V}$ ， V_{STBYMD} = 开路；		350 125 20	35	μA μA μA	
V_{FCB}	强制连续门限		● 0.76	0.800	0.84	V	
I_{FCB}	强制连续引脚电流	$V_{FCB} = 0.85\text{V}$	-0.30	-0.18	-0.1	μA	
$V_{BINHIBIT}$	突发禁止(恒定频率)门限	在 FCB 引脚测量		4.3	4.8	V	
$UVLO$	欠压停机	V_{IN} 逐渐下降	●	3.5	4	V	
V_{OVL}	反馈过压停机	在 $V_{SENSE1,2}$ 引脚测量	● 0.84	0.86	0.88	V	
I_{SENSE}	SENSE 引脚流出总电流	(各通道)： $V_{SENSE1^-,2^-} = V_{SENSE1^+,2^+} = 0\text{V}$	-85	-60		μA	
$V_{STBYMD MS}$	主停机门限	V_{STBYMD} 逐渐下降		0.4	0.6	V	
$V_{STBYMD KA}$	电源有效维持门限	V_{STBYMD} 逐渐上升， $\text{RUN}_{SS1,2} = 0\text{V}$		1.5	2	V	
$DFMAX$	最大占空比	在低压差状态		98	99.4	%	
I_{FLTCPL}	V_{FLTCPL} 输入电流 仅限 LTC1628	$0.5\text{V} > V_{FLTCPL}$ $\text{INTV}_{CC} - 0.5\text{V} < V_{FLTCPL} < \text{INTV}_{CC}$		-3 3		μA μA	
V_{FLTCPL}	故障耦合门限； 仅限 LTC1628	对于影响两个控制器的 FCB 信号和 单独过流故障		2		V	
$I_{RUN/SS1,2}$	软启动充电电流	$V_{RUN/SS1,2} = 1.9\text{V}$		0.5	1.2	μA	
$V_{RUN/SS1,2\ ON}$	RUN/SS 引脚有效门限	$V_{RUN/SS1}, V_{RUN/SS2}$ 上升		1.0	1.5	1.9	V
$V_{RUN/SS1,2\ LT}$	RUN/SS 引脚停机保护门限电压	$V_{RUN/SS1}, V_{RUN/SS2}$ 由 3V 上升		4.1	4.5	V	
$I_{SCL1,2}$	RUN/SS 放电电流	软短路条件 $V_{SENSE1,2} = 0.5\text{V}$ ； $V_{RUN/SS1,2} = 4.5\text{V}$		0.5	2	4	μA
I_{SDLHO}	停机闭锁禁止电流	$V_{SENSE1,2} = 0.5\text{V}$		1.6	5	μA	
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测门限	$V_{SENSE1,2} = 0.7\text{V}$ ， $V_{SENSE1^-,2^-} = 5\text{V}$ ， $V_{SENSE1,2} = 0.7\text{V}$ ， $V_{SENSE1^-,2^-} = 5\text{V}$ ， 仅限 LTC1628	● 62 65	75 75	88 85	mV mV	
$TG1,2\ t_r$ $TG1,2\ t_f$	TG 过渡时间： 上升时间	(注 5) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50	90	ns	
	下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		50	90	ns	
$BG1,2\ t_r$ $BG1,2\ t_f$	BG 过渡时间： 上升时间	(注 5) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		40	90	ns	
	下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		40	80	ns	
$TG/BG\ t_{1D}$	高端栅极截止至低端栅极导通延时 同步导通延迟时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ 每驱动器		90		ns	
$BG/TG\ t_{2D}$	低端栅极截止至高端栅极导通延时 高端栅极导通延时	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ 每驱动器		90		ns	
$t_{ON(MIN)}$	最小导通时间	用方波测试(注 6)		180		ns	
INTV_{CC} 线性稳压器							
V_{INTVCC}	内部 V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$		4.8	5.0	5.2	V
$V_{LDO\ INT}$	INTV _{CC} 负载调整率	$I_{CC} = 0$ 至 20mA ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$		0.2	1.0		%
$V_{LDO\ EXT}$	EXTV _{CC} 压降	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$ ，LTC1628		120	240		mV
$V_{LDO\ EXT-PG}$	EXTV _{CC} 压降	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$ ，LTC1628-PG		80	160		mV
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} 转换电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ，EXTV _{CC} 斜坡正	● 4.5	4.7			V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} 迟滞			0.2			V

电 特 性 凡标注●表示技术指标适合全部工作温度范围，否则仅指环境温度 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的技术指标。除非另外规定，否则 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SS1,2} = 5\text{V}$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
振荡器							
f_{OSC}	振荡频率	$V_{FREQSET} = \text{开路}$ (注 7)	190	220	250	kHz	
f_{LOW}	最低频率	$V_{FREQSET} = 0\text{V}$	120	140	160	kHz	
f_{HIGH}	最高频率	$V_{FREQSET} = 2.4\text{V}$	280	310	360	kHz	
$I_{FREQSET}$	$FREQSET$ 引脚输入电流	$V_{FREQSET} = 0\text{V}$	-2	-1	-	μA	
3.3V 线性稳压器							
$V_{3.3OUT}$	3.3V 稳压器输出电压	空载	●	3.25	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V 稳压器负载调整率	$I_{3.3} = 0$ 至 10mA	-	0.5	2	-	%
$V_{3.3VL}$	3.3V 稳压器电压调整率	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$	-	0.05	0.2	-	%
PGOOD 输出 (仅限 LTC1628-PG)							
V_{PGL}	PGOOD 低电压	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$	-	0.1	0.3	-	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$	-	-	± 1	-	μA
V_{PG}	PGOOD 跳变电压, 各控制器	V_{OSENSE} 相对设定输出电压 V_{OSENSE} 负斜坡 V_{OSENSE} 正斜坡	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	-	%

注1：绝对最大额定值是指超过该值可能会降低器件寿命。

注2： T_J 由环境温度 T_A 和功耗 P_D 根据下式计算：

$$\text{LTC1628G/LTC1628-PG: } T_J = T_A + (P_D \cdot 95^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC1628CUH: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

注3：对 LTC1628/LTC1628-PG 的测试是在引脚 $V_{ITH1,2}$ 接规定电压的反馈环并在 $V_{OSENSE1,2}$ 引脚测得。

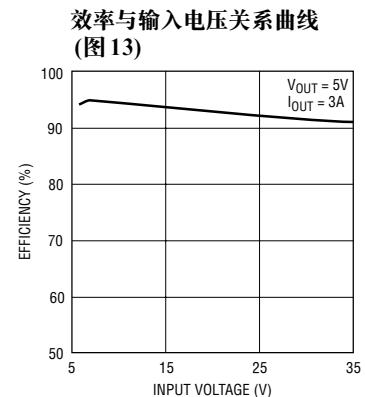
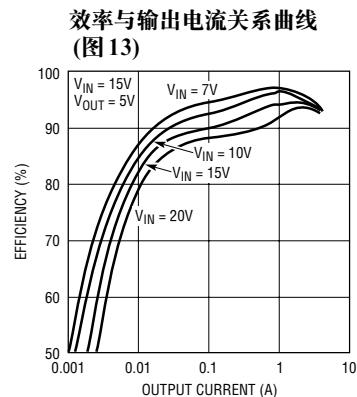
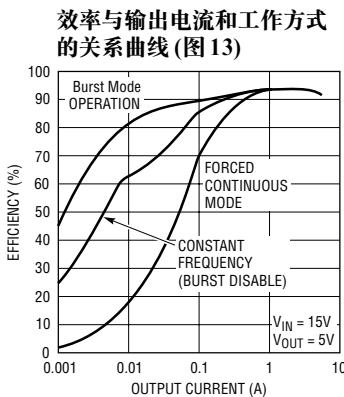
注4：由于以开关频率传递栅极充电电荷，故动态电源电流比较高。见“应用信息”一节。

注5：上升时间和下降时间根据信号大小的 10% 和 90% 测量。延迟时间根据信号大小的 50% 测量。

注6：电感器峰至峰值纹波电流不低于 I_{MAX} 的 40% 时规定最小导通时间 (见“应用信息”一节中“对最小导通时间的考虑”)。

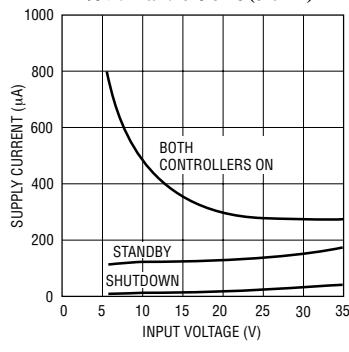
注7： $V_{FREQSET}$ 引脚在片内通过大电阻与 1.19V 基准连接。

典型性能特征

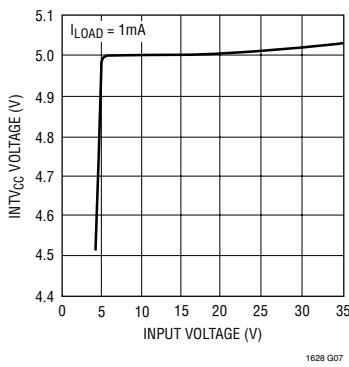


典型性能特征

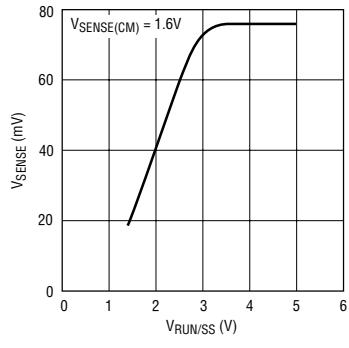
电源电流与输入电压及工作方式关系曲线(图13)



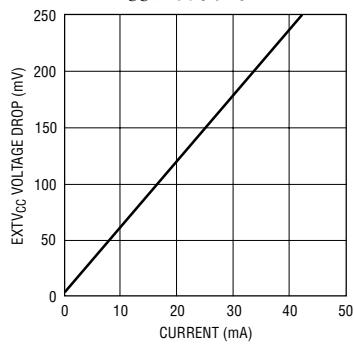
内部5V低压差线性稳压器



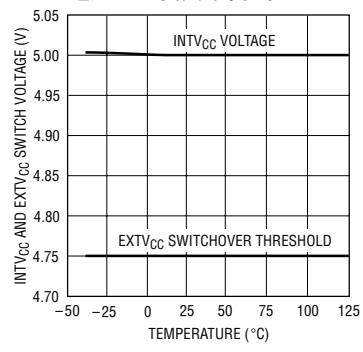
最大电流检测门限与V_{RUN/SS}关系曲线(软启动)



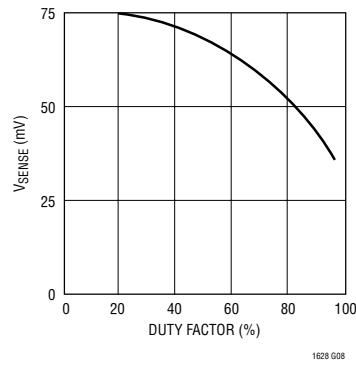
EXTV_{CC}压降曲线



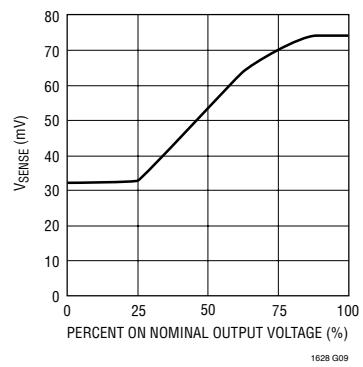
INTV_{CC}和EXTV_{CC}开关电压与温度关系曲线



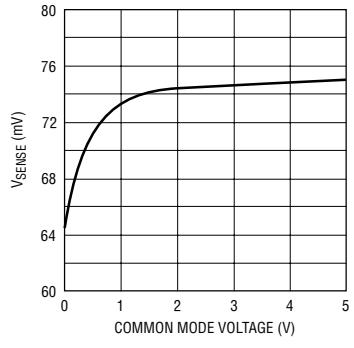
最大电流检测门限与占空比因数关系曲线



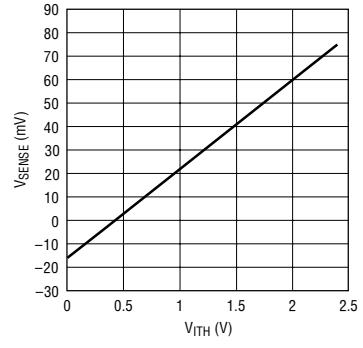
最大电流检测门限与标称输出电压百分比的关系曲线(折返)



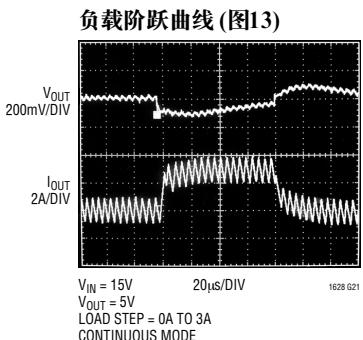
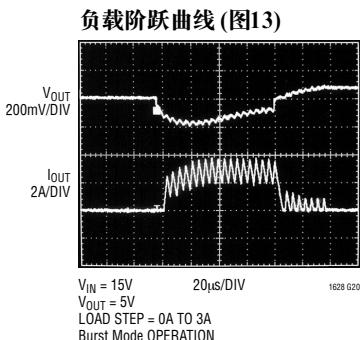
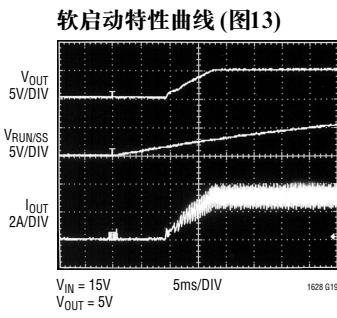
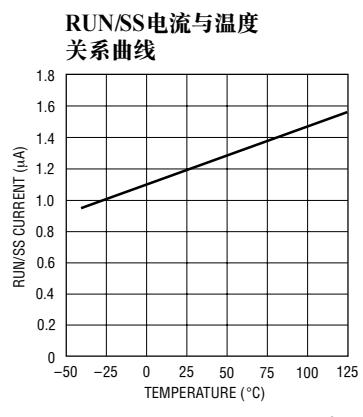
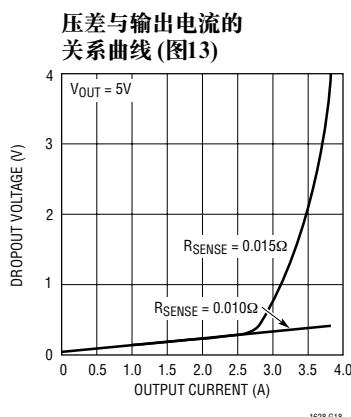
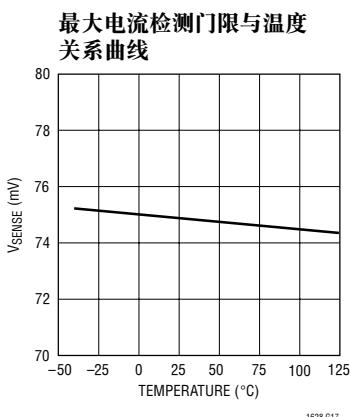
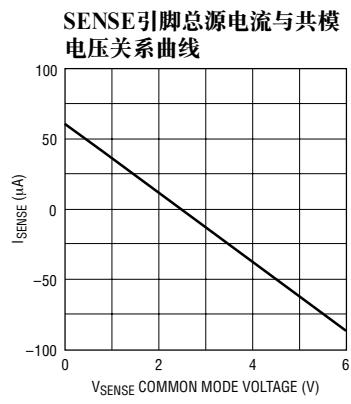
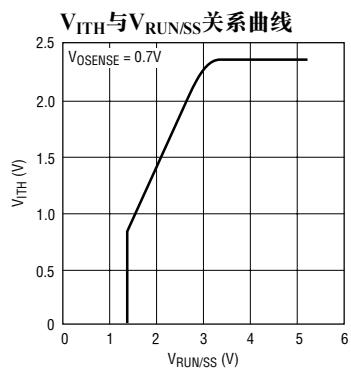
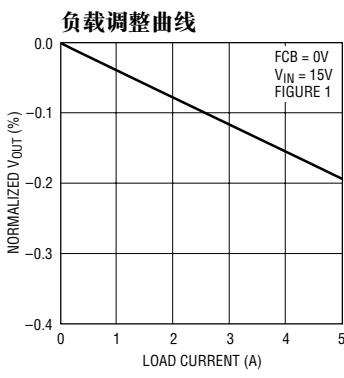
最大电流检测门限与检测共模电压关系曲线



电流检测门限与I_{TH}引脚电压关系曲线

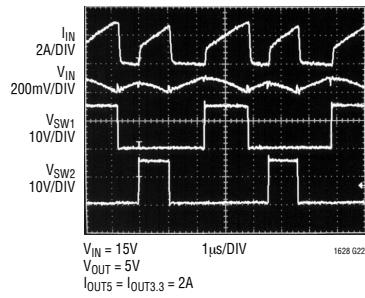


典型性能特征

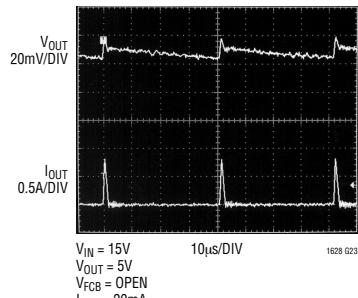


典型性能特征

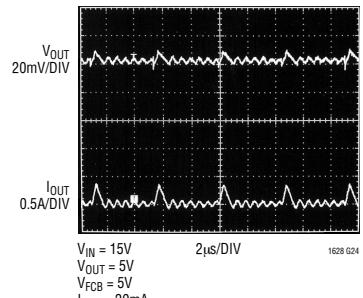
输入电源/电容器的瞬时
电流波形 (图 13)



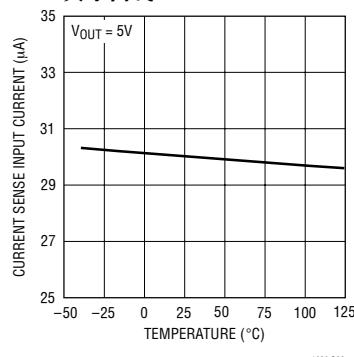
Burst Mode 工作方式 (图 13)



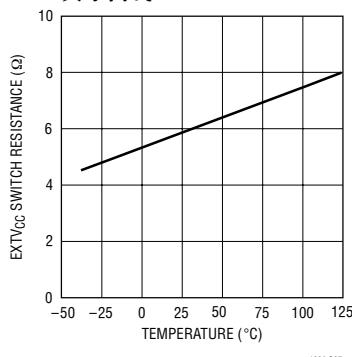
恒定频率 (突发禁止)
工作方式 (图 13)



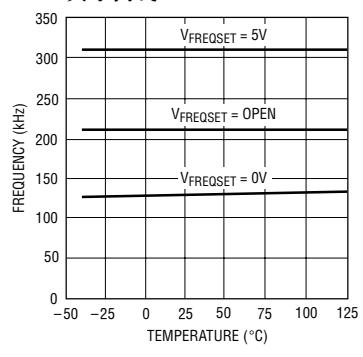
电流检测引脚输入电流与温度
关系曲线



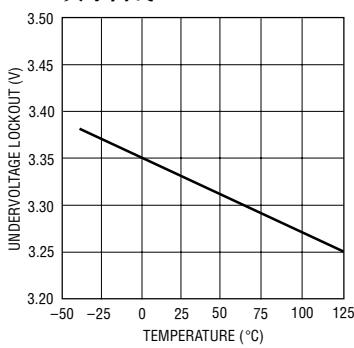
EXTV_{CC} 开关电阻与温度
关系曲线



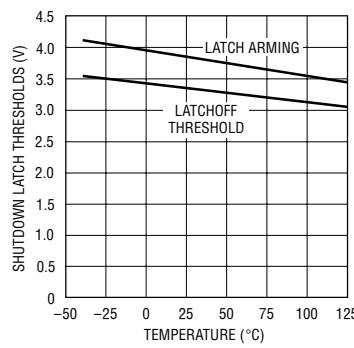
振荡频率与温度
关系曲线



欠压停机与温度
关系曲线



停机锁定门限与温度
关系曲线



引脚功能

RUN/SS1, RUN/SS2：软启动、运行控制输入和短路检测定时器的多用引脚。每个引脚与地之间分别跨接电容器以设置满输出电流的斜坡时间。使其中任一引脚电压低于 1.0V 可使对应通道的控制器电路停止工作。过流停机保护也通过这些引脚实现，如“应用信息”一节所述。

SENSE1⁺, SENSE2⁺：差分电流比较器的(+)输入端。 I_{TH} 引脚电压以及与电阻器 R_{SENSE} 连接的 SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 引脚之间的控制电压偏移共同决定了电流跳变门限。

SENSE1⁻, SENSE2⁻：差分电流比较器的(-)输入端。

V_{SENSE1}, V_{SENSE2}：通过输出端跨接的外部电阻分压器接受各路控制器的远端检测反馈电压。

FREQSET：振荡器的频率控制输入引脚。该引脚可以悬空、接地、接 INTV_{CC} 或被外部电压源驱动。该引脚还可用于外部相位检测器以构成真正的锁相环。

STBYMD：控制引脚，用来决定当控制器停机时那个电路继续工作，及/或并且为两个控制器提供共同的停机控制端。见“工作原理”一节。

FCB：强制连续控制输入引脚。该引脚作用于第一路控制器（或两路控制器取决于 FLTCPL 引脚，见 FLTCPL 引脚功能描述），通常用于次边绕组稳压。将该引脚拉至 0.8V 以下会使第一路控制器工作在连续同步方式，并且使第二路控制器可选择。该引脚不能悬空。

I_{TH1}, I_{TH2}：误差放大器输出及开关稳压器补偿端。当引脚电压提高时，相应通道的电流比较器跳变电压也随之提高。

SGND：两个控制器共用的小信号地必须与由大电流地线至电容器 C_{OUT} 公共(-)极单独布线。

3.3V_{OUT}：线性稳压器的输出端，可提供 10mA 的直流和高达 50mA 的峰值电流。

PGND：驱动器电源地，连接低端（同步）N 沟道 MOSFET 源极、肖特基二极管的阴极和输入电容器 C_{IN} 的(-)极。

INTV_{CC}：内部 5V 低压差线性稳压器和 EXTV_{CC} 开关管的输出端。驱动器和控制电路均由该电压源供电。引脚与电源地之间必须接一个 4.7 μ F 的钽电容器或其它低 ESR 电容器去耦。INTV_{CC} 待机功能由 STBYMD 引脚决定。

EXTV_{CC}：与 INTV_{CC} 引脚相连的片内开关管外接电源输入端。当此引脚电压超过 4.7V 时，开关管导通并向 V_{CC} 引脚供电，片内低压差稳压器被旁路。见“应用信息”一节“EXTV_{CC} 的连接”部分。该引脚电压不要超过 7V。

BG1, BG2：低端（同步）N 沟道 MOSFET 大电流栅极驱动端。其电压在地电位与 INTV_{CC} 之间变动。

V_{IN}：主电源引脚。此引脚与信号地之间应接旁路电容器。

BOOST1, BOOST2：高端浮动驱动器自举电源。在 BOOST 与 SWITCH 引脚之间跨接电容器，而在 BOOST 引脚与 INTV_{CC} 引脚之间接肖特基二极管。在 BOOST 引脚电压在 INTV_{CC} 和 $(V_{IN} + INTV_{CC})$ 之间变动。

SW1, SW2：连接电感器的开关节点。这两个引脚电压在肖特基二极管（外部）低于地的压降至 V_{IN} 之间变动。

TG1, TG2：高端 N 沟道 MOSFET 栅极大电流驱动。这些是浮动驱动器输出端，其电压摆幅比开关节点电压 SW 高出 INTV_{CC} - 0.5V。

FLTCPL：(仅限 LTC1628) 故障耦合控制引脚，决定一路控制器的故障或正常条件是否对另一路控制器有效。FLTCPL = INTV_{CC} 时通道耦合；FLTCPL = 0V 时去耦。

引脚功能

PGOOD : (仅限 LTC1628-PG) 漏极开路逻辑输出。当任一 V_{OSENSE} 引脚电压偏离其设定值超出 $\pm 7.5\%$ 时, PGOOD 引脚被拉至地。

NC : 这些“不连接”引脚没有与内部任何地方相连。在 PC 布线时, 这些引脚应与 IC 下面的 SGND 相连。

功能框图

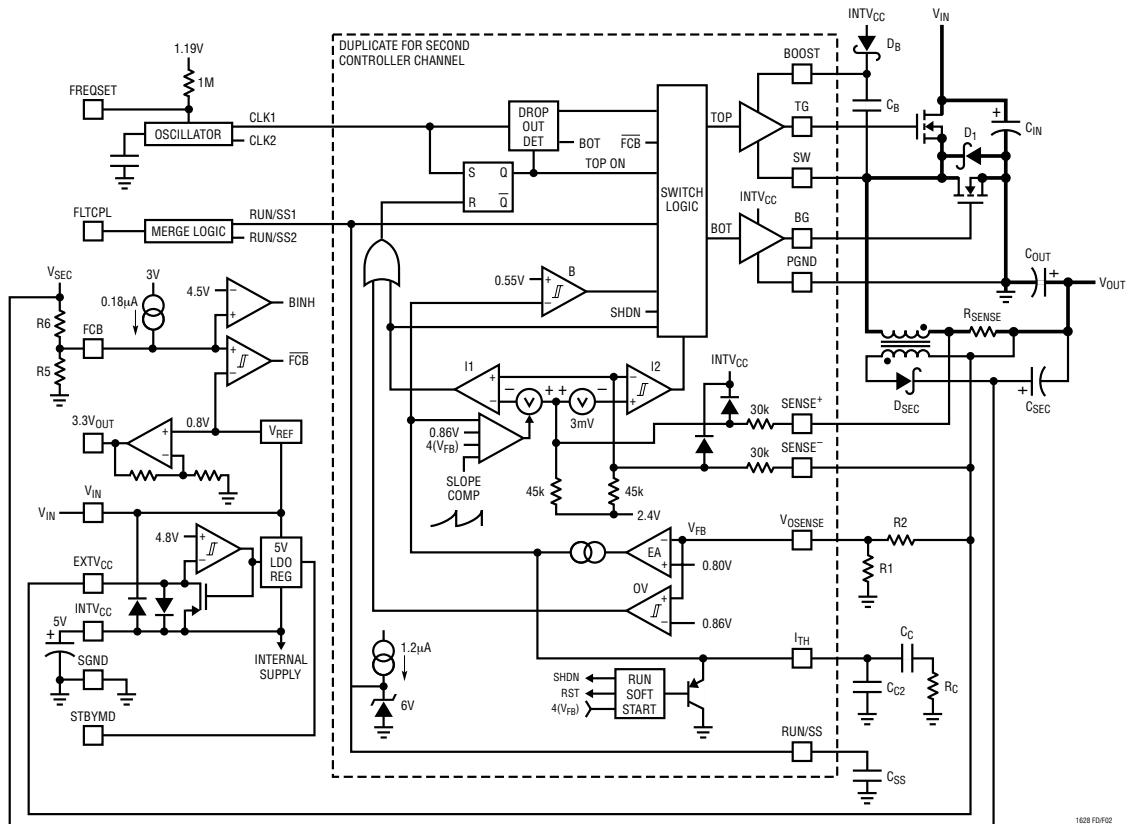


图 2

工作原理 (见“功能框图”一节)

主控制环路

LTC1628采用两通道控制器、相位相差180度、恒定频率、电流型降压式结构。在正常工作期间，当对应通道的时钟置位RS触发器时，各高端的MOSFET导通，当主电流比较器 I_1 复位RS触发器时截止。 I_1 复位RS触发器时电感器电流达到峰值，它由 I_{TH} 引脚电压(即各误差放大器EA输出)控制。 V_{OSENSE} 引脚接受电压反馈信号，它通过EA与片内基准电压相比较。当负载电流增大时， V_{OSENSE} 引脚相对于0.8V基准电压略微减小，从而使 I_{TH} 引脚电压增大，直至电感器平均电流与新负载电流匹配。在高端MOSFET关断后，低端MOSFET导通，直至任一电感器电流开始反向(受电流比较器 I_2 控制)或下一次循环开始。

高端MOSFET驱动器偏置电压来自浮动的自举电容器 C_B ，而 C_B 通常在每次高端MOSFET关断期间通过外部二极管重新充电。当输入电压 V_{IN} 降至接近输出电压 V_{OUT} 时，控制环路进入低压差方式工作，并试图使高端MOSFET连续导通。当低压差检测器检测出这种状态，会使高端MOSFET在每10个周期关断大约500ns以使 C_B 重新充电。

把RUN/SS引脚拉至低电平可实现主控制环路停机。释放RUN/SS引脚可使片内 $1.2\mu A$ 电流源向软启动电容器 C_{SS} 充电。当 C_{SS} 电压充至1.5V时， I_{TH} 引脚电压箝位至其最大值的30%左右，主控制环路开始工作。随着 C_{SS} 继续充电， I_{TH} 引脚电压逐渐释放，允许芯片恢复正常满电流工作状态。当RUN/SS1和RUN/SS2两引脚都为低电平时，LTC1628所有控制器功能全部停机，并由STBYMD引脚决定备用的5V和3.3V稳压器是否继续工作。

低电流工作

FCB引脚是一种多功能引脚，它提供两个功能：第一，通过临时强制连续PWM方式在控制器1(或两

个控制器，这取决于FLTCPL引脚)实现次边绕组稳压；第二，在两种低电流工作方式中选择。当FCB引脚电压低于0.800V时，控制器强制连续PWM电流型方式工作。在这方式，高端和低端MOSFET轮流导通以维持输出电压，这与电感器电流方向无关。当FCB引脚电压低于 $V_{INTVCC} - 2V$ 但高于0.80V时，控制器进入突发方式(Burst Mode)工作。突发方式在禁止高端开关管之前设定最小输出电流大小，并且在电感器电流变为负值时关断同步MOSFET。所有这些要求使得在低电流时强制 I_{TH} 引脚电压低于其门限值，这会暂时禁止两个输出MOSFET导通，直至输出电压下降。与 I_{TH} 引脚连接的突发比较器B具有60mV的迟滞，这个迟滞产生MOSFET的输出信号，使MOSFET导通几个周期，再“休眠”一段时间，休眠时间由负载电流决定。在误差放大器增益单元电路后设置的迟滞比较器可使相应输出电压纹波非常小。

恒定频率工作

当FCB引脚连接INTV_{CC}引脚时，禁止突发方式工作，并且除去强制的最小输出电流要求。这就使LTC1628在尽可能最宽的输出电流范围内以恒定频率、不连续电流(防止电感器电流反向)方式工作。这种恒定频率方式的效率虽然不如突发方式高，但在输出电流降到其设计最大值的1%左右时，仍可保持较低噪声恒定频率工作方式。

连续电流(PWM)工作

将FCB引脚接地可使LTC1628工作在连续电流方式。这种工作方式效率最低，但在某些应用中可能是所期望的。在这种方式，输出可以提供电流或吸收电流。当在强制连续工作方式吸收电流时，电流会强行流回主电源，并可能会将输入电压提高到危险的电压值——千万注意！

工作原理 (见“功能框图”一节)

频率设置

通过 FREQSET 引脚使内部振荡器的工作频率调整在大约 140kHz 至 310kHz 范围内。该输入端一般通过内部电阻连接到 1.19V 基准源提供偏置，将振荡频率设定为 220kHz 左右。该引脚还可由外部交流或直流信号源驱动，以控制振荡器的瞬时频率。

INTV_{CC} / EXTV_{CC} 电源

高端和低端 MOSFET 驱动器以及其他大部份内部电路都由 INTV_{CC} 引脚供电。当 EXTV_{CC} 引脚悬空时，片内 5V 低压差线性稳压器向 INTV_{CC} 引脚供电。如果 EXTV_{CC} 引脚电压超过 4.7V，5V 稳压器则断开，而内部开关导通，使 EXTV_{CC} 与 INTV_{CC} 连接。这允许如稳压器输出本身或变压器次级绕阻 (如“应用信息”一节所述) 的高效外部电源向 INTV_{CC} 供电。

待机方式引脚

STBYMD 是三态输入引脚，它以下列方式控制片内共用电路：当 STBYMD 引脚接地时，两个控制器的 RUN/SS 引脚都接地，从而实现单引脚控制两路控制器同时停机；当该引脚悬空时，内部 RUN/SS 引脚电流对引脚外接电容器充电，任一控制器接通以及使必要的公共内部偏置开始工作；当 STBYMD 引脚电压超过 2V 时，两个内部线性稳压器都接通，并且与两个开关稳压控制器的 RUN/SS 引脚状态无关，可为“唤醒”电路提供电源。如果该引脚未接直流电位，此引脚对地应接一只很小的电容器 (0.01 μF) 去耦。

输出过压保护

过压比较器 0V 防止瞬态过冲 (>7.5%)，并避免可产生输出过压的其它更为严重的情况。在这种情况下，高端 MOSFET 截止，低端 MOSFET 导通，直至过压条件清除。

故障耦合引脚

FLTCPL 引脚 (仅限 LTC1628) 控制两种功能：即两路控制器可以单独工作 (FLTCPL = 0V) 或在两个控制器之间单向工作 (FLTCPL = INTV_{CC})。在 FLTCPL 引脚接地时 (对于 LTC1628-PG，为内部连接缺省方式)，1) 当引脚电压低于 0.8V 时，FCB 输入只使第一路控制器工作在连续方式；和 2) 短路停机功能只使输出短路的控制器停机。在 FLTCPL 引脚接 INTV_{CC} 时，1) 当引脚电压低于 0.8V 时，FCB 输入使两路控制器都工作在连续方式；和 2) 当任一路输出短路时，短路停机功能使两路控制器都停机。

电源好 (PGOOD) 引脚

PGOOD 引脚 (仅限 LTC1628-PG) 连接到内部 MOSFET 的开路漏极。如果用电阻反馈分压器检测到的电压都不满足标称输出值的 ±7.5% 时，则 MOSFET 管导通和引脚处于低电平。如果两路输出都满足 ±7.5% 的精度要求，则 MOSFET 在 10μs 内截止，并且此引脚可由外部电阻器上拉至高达 7V 的电源。

折返电流、短路检测和短路停机

RUN/SS 电容器最初用于限制各开关稳压器的浪涌电流。当控制器开始工作和对输出电容器充电时间足够长，并达到满载电流之后，RUN/SS 电容器可用作短路定时电路。如果输出电压降至标称输出电压的 70% 以下，并假设输出在过流和/或短路条件下，RUN/SS 电容器开始放电。如果这种情况持续一段长时间，这由 RUN/SS 电容器容量来决定，该控制器 (或由 FLTCPL 引脚决定的两个控制器，仅限 LTC1628) 则停止工作，直至 RUN/SS 引脚电压重新循环。通过向 RUN/SS 引脚提供 5V 兼容的 >5μA 上拉电流，可不顾内部停机。该电流缩短了软启动时间，但也防止了 RUN/SS 引脚电容器在过流和/或短路情况下净放电。当输出电压低于其值标称的 70%

工作原理 (见“功能框图”一节)

时，不管是否允许短路保护电路工作，折返限流开始工作。即使发生短路但未允许短路停机电路工作，由于内部电流折返，使得输出电流有很低和处于安全值；又由于电流型开关稳压器的高效率特点，使其实际功耗很低。

两相工作的原理和优点

LTC1628 高效双路 DC/DC 控制器使便携应用首次从两相工作明显受益。笔记本电脑、个人数字助理、掌上终端和汽车电子产品都会从两相工作方式受益，因为它减轻了对输入滤波要求、减低了电磁干扰 (EMI) 并且提高了效率。

为何需要两相工作？直至 LTC1628，恒定频率工作的双路开关稳压器的两路工作相位都是相同(即单相工作方式)。这意味着两个开关管同时导通，使电流脉冲幅度增大到单个稳压器从输入电容器和电池吸收的两倍电流幅度。电流脉冲幅度的增大使从输入电容器的总 RMS 电流值增加，因此需要采用价格比较昂贵的输入电容器，从而增加了输入电容器和电池的电磁干扰和损耗。

在两相工作方式中，双路开关稳压器的两个通

道以 180 度的相位差工作，开关管流过的电流脉冲有效地相互交错，从而显著降低电流加在一起的重迭时间，其结果是总 RMS 输入电流显著下降，因而可以选用价格比较便宜的输入电容器，降低了对 EMI 屏蔽的要求，并提高了实际工作效率。

图 3 对某典型单相双路开关稳压器的输入波形与新型 LTC1628 两相双路开关稳压器作了比较。在相应条件下对 RMS 输入电流实际测量表明了两相工作方式能将输入电流从 $2.53A_{RMS}$ 降到 $1.55A_{RMS}$ ，与这实质上明显降低的同时，请注意功耗与 I_{RMS}^2 成正比，意味着实际功耗降低 2.66 倍。纹波输入电压的降低还意味着电源输入通路的损耗都会降低，这包括电池、开关管、印制线/连接器电阻和保护电路。另外，RMS 输入电流和电压的降低也直接导致了传导 EMI 和辐射 EMI 的显著改善。

当然，两相工作方式对性能的改善程度是两路开关稳压器的相对占空比函数，因而也与输入电压 V_{IN} 有关 (占空比 = V_{OUT}/V_{IN})。图 4 描述了单相和两相工作方式的 3.3V 和 5V 稳压器 RMS 输入电流在宽输入电压范围的变化规律。

可容易看出两相工作方式的优点并不局限于很

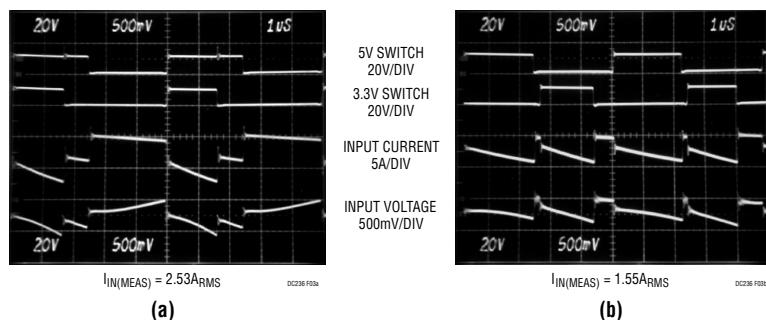


图 3：用于转换 12V 到 5V/3A 和 12V 到 3.3V/3A 双路开关稳压器的单相工作方式 (a) 与两相工作方式 (b) 输入波形比较。用 LTC1628 两相稳压器降低输入波纹允许使用价格比较便宜的输入电容器，降低了对 EMI 屏蔽的要求，并且提高了效率。

工作原理 (见“功能框图”一节)

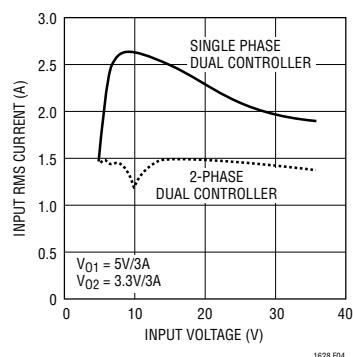


图4：RMS输入电流比较

窄的工作范围，而实际上是可以扩展到很宽的范围。对大多数应用而言，一个简单而恰当的准则就是两相工作方式对输入电容器的要求降低到仅是单

通道在最大工作电流和50%占空比。

最后还有一个问题就是，既然双路开关稳压器两相工作方式比单相工作方式有这样多的优点，为何以前没有采用？答案就在于其原理虽然简单，但实现起来不容易。恒定频率电流型开关稳压器需要振荡器产生“斜率补偿”信号，使各稳压器在占空比>50%情况下稳定工作。在单相双路开关稳压器中产生这种信号比较容易，但在两相工作方式时就需要发展新的专利技术。另外，在两相工作中两路之间的隔离要求也更加严格，因为一路的开关转换可能会影响另一路的正常工作。

业已证明，LTC1628已经克服了上述困难。这种新型器件在不断扩展的高效电源便携类电子产品中具有独特的优势。

应用信息

第一页图1所示的是 LTC1628 基本应用电路。外部元件选择是根据负载的要求，首先选择电阻 R_{SENSE} 和电感值，然后选择功率 MOSFET 和 D1，最后选择电容器 C_{IN} 和 C_{OUT} 。图1所示电路的正常工作输入电压可以高达 28V（受外部 MOSFET 限制）。

为输出电流的 R_{SENSE} 选择

R_{SENSE} 根据所需输出电流而选择。LTC1628 电流比较器最大门限为 $75\text{mV}/R_{SENSE}$ ，共模输入范围为 SGND 至 1.1 (INTV_{CC})。电流比较器门限决定电感器峰值电流，产生的最大平均输出电流 I_{MAX} 等于该峰值电流减去纹波电流峰-峰值 ΔI_L 的一半。

为 LTC1628 和外部元件参数留出一定裕量，按以下式计算：

$$R_{SENSE} = \frac{50\text{mV}}{I_{MAX}}$$

当采用的控制器处于很低压差工作条件时，由于内部补偿需要满足降压式开关稳压器以高于 50% 占空比工作的稳定性准则，最大输出电流将会下降。用于估计减小在依赖占空比的峰值输出电流曲线已经给出。

工作频率选择

LTC1628 以恒定频率工作，其工作频率由内部振荡电容器确定。该内部电容器充电电流等于恒定电流与一附加电流之和，该附加电流与 FREQSET 引脚所加电压成正比。

图5示出了 FREQSET 引脚电压与工作频率的关系。当工作频率升高时，栅极充电损耗将会增加，效率随之降低（见“对效率的考虑”一节）。LTC1628 的最大工作频率约为 310kHz。

应用信息

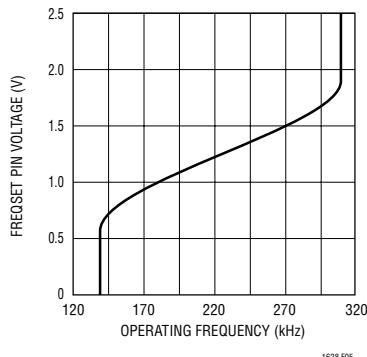


图 5：FREQSET 引脚电压与频率关系曲线

电感值计算

电感器的选择与工作频率有关，工作频率越高，需要的电感值和电容值就越小。之所以采用较低频率和较大元件的原因在于效率。由于 MOSFET 的栅极电荷损耗，通常工作频率越高，效率就越低。此外，还必须考虑电感值对纹波电流与低电流工作的影响。

电感值对纹波电流有直接影响。电感器纹波电流 ΔI_L 随著电感值的增大、频率的升高而降低，并随著 V_{IN} 的增大而增大。

$$\Delta I_L = \frac{1}{(f)(L)} V_{OUT} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

接受较大 ΔI_L 值容许使用低电感，但这也会使输出纹波电压和磁芯损耗增大。选取纹波电流的合理起点是 $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ 。切记 ΔI_L 的最大值是发生在输入电压最大的时候。

电感值还有另一方面影响。当需要的电感器平均电流对应的峰值电流低于由 R_{SENSE} 决定限流值的 25% 时，就转为突发工作方式。较低电感值（较高 ΔI_L ）会在较低负载电流时发生这种情况，这会导致在低工作电流范围高端的效率略微降

低。在突发方式工作下，突发频率会随著电感值的减小而降低。

电感器磁芯选择

当电感值 L 确定后，必须选择电感器的类型。高效的变换器一般不能承受廉价铁粉磁芯的高损耗，必须用价格较高的铁氧体磁芯、坡莫合金磁芯或 Kool M μ ® 磁芯。对于固定电感值来说，实际的铁芯损耗与磁芯大小无关，但与电感值选择关系很大。电感值增加，磁芯损耗随之降低。遗憾的是，增加电感值需要增加导线匝数，从而使铜损增加。

铁氧体磁芯具有非常低的磁芯损耗，所以在开关频率较高时优先采用，其设计目标集中于铜损和防止饱和。铁氧体磁芯材料具有“硬”饱和特性，这意味着当电感电流超过设计电流峰值时，电感值会急剧降低，这会使电感器上的纹波电流急剧上升，输出纹波电压也随之增大。因此严禁磁芯饱和！

坡莫合金（Magnetics公司生产）是一种用于环行芯的非常好及低损耗磁芯材料，但价格也比铁氧体磁芯贵得多。作为合理权衡，可采用同一公司的 Kool M μ 磁芯。环行磁芯充分利用空间，尤其当使用几层线圈时更是如此。由于一般不使用骨架，所以装配有一定难度，但可以用表面贴装的新型磁芯，它不会使电感器高度明显增加。

功率 MOSFET 和 D1 选择

对于 LTC1628 的每个控制器都必须选择两个外部功率 MOSFET：一个N沟道 MOSFET 作为高端（主）开关管，另一个N沟道 MOSFET 作为低端（同步）开关管。

驱动电压的峰-峰值取决于 $INTV_{CC}$ 引脚电压。

Kool M μ 是 Magnetics 公司的注册商标。

应用信息

启动过程中该电压通常为 5V (见“EXTV_{CC} 引脚连接”部分)。相应地在大多数应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。唯一例外的是，如果期望低输入电压 ($V_{IN} < 5V$)，则应采用低逻辑电平门限 MOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)，还应该密切注意 MOSFET 的 BV_{DSS} 额定值，大多数逻辑电平 MOSFET 极限参数不超过 30V。

功率 MOSFET 的选择原则包括“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ ，逆导电容 C_{RSS} ，输入电压和最大输出电流。当 LTC1628 工作在连续方式时，高、低端 MOSFET 的占空比分别由下式计算：

$$\text{主开关管占空比} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{同步开关管占空比} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

MOSFET 在最大输出电流时的功耗为：

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k (V_{IN})^2 (I_{MAX}) (C_{RSS}) (f)$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

其中 δ 是 $R_{DS(ON)}$ 的温度系数， k 是一个与栅极驱动电流成反比的常数。

两个MOSFET都有 I^2R 损耗，但高端N沟道方程中还包括一个转移损耗项，该项在高输入电压时是最大。当 $V_{IN} < 20V$ 时，采用较大的 MOSFET 通常可以改善大电流效率，而在 $V_{IN} > 20V$ 时，转移损耗迅速增加，为此采用较大 $R_{DS(ON)}$ 和较小 C_{RSS} 器件可以提供较高效率。当高端开关占空比低，或当同步开

关接近 100% 导通时输出短路期间，同步 MOSFET 在高输入电压时达到最高损耗。

对于 MOSFET， $(1 + \delta)$ 项通常以正常化 $R_{DS(ON)}$ 与温度关系曲线的形式给出；但是对于低压 MOSFET，可取近似 $\delta = 0.005/^\circ C$ ， C_{RSS} 通常在 MOSFET 特性曲线中给出。可取常数 $k = 1.7$ 来估计主管损耗方程中两项的作用。

如图1所示，肖特基二极管D1在两个功率 MOSFET 导通时间之间的死区导通，这就避免了低端 MOSFET 寄生二极管在死区期间导通和储存电荷，并且不再需要反向恢复时间，在高 V_{IN} 时，这部分损耗可能会使效率降低多达 3%。由于平均电流相对较小，可选 1A 至 3A 肖特基二极管对于两种工作区域可作为较好的一般性折衷。由于其结电容器较大，较大的二极管会引起较大的转移损耗。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

通过多相工作方式及其对流过输入网络 (电池/熔断器/电容器) 的最恶劣吸收 RMS 电流所影响，使电容 C_{IN} 的选择得以简化。可以看出，只有一个控制器工作时出现最恶劣 RMS 电流。在下面公式中确定所需的最大 RMS 电流应采用具有最大的 (V_{OUT}) (I_{OUT}) 乘积的控制器。如果其它异相控制器的输出电流增加，则输入 RMS 纹波电流实际上会从上述最大值减小(见图 4)。与单相电源方案相比，异相方法通常会使输入电容器的 RMS 纹波电流降低 30% 至 70%。

输入电容的类型、电容值和 ESR 额定值对效率的影响应该在选择过程中予以考虑。选择的电容器值应足够大以储存足够的电荷，从而降低电池的峰值电流。对于以 200kHz 工作的 25W 输出电源，通常选 20 μ F 至 40 μ F 电容器就足够了。电容器的 ESR 对于其自身功耗以及电池总效率至关重要。所有这些能量 (RMS 纹波电流 \cdot ESR) 不仅使电容器发热，而且还会消耗电池能量。

应用信息

中等电压(20V至35V)陶瓷电容器、钽电容器、OS-CON电容器和开关专用电解电容器都可用作输入电容器，但又各有不足：陶瓷电容器的电压系数很高，并且可能存在音频压电效应；钽电容器需要进行浪涌测试；OS-CON电容器受较大电感影响，体积较大，并且表面贴装应用受到限制；电解电容器的较高ESR和干式电解电容器可能需要几只使用。多相系统使电容器值的总数量最少。由于陶瓷电容器的ESR很低，在20W至35W电源中，只采用一只22 μ F或2至3只10 μ F陶瓷电容器就很理想了。尽管20V时的电容器值实际上低于其零偏置额定值，陶瓷电容器很低的ESR损耗还是成为最高效率电池供电系统中的理想器件。考虑把陶瓷电容器和优质电解电容器并联，这是可满足ESR和容量要求的有效方法。

在电流连续方式下，各高端N沟道MOSFET的源极电流近似为占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的方波。为防止电压波瞬变，必须采用适合单路最大RMS电流的低ESR输入电容器。电容器 C_{IN} 所需的最大RMS电流由下式计算：

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{\left[V_{OUT} (V_{IN} - V_{OUT}) \right]^{1/2}}{V_{IN}}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时上式具有最大值，其中 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。通常习惯在这种最坏条件下设计，因为即使出现明显的偏差也不会有很大影响。值得注意的是电容器制造厂家的纹波电流额定值通常是以2000小时寿命为基础，因此建议在选择电容器时降低额定值使用，或选择高于要求额定温度的电容器。也可以采用几只电容器并联起来，以满足尺寸和高度的要求。如有疑问，请向制造商咨询。

通过利用适合较大功率控制器的上述公式，计算出两路控制器同时切换引起的损耗，可以看出

LTC1628多相方法的优点。当两个控制器同时工作时，由于通过输入电容器ESR的电流脉冲相互交错，总RMS的功耗比较小。这就是前面针对最苛刻情况下的控制器计，算出输入电容器用于双控制器设计要求已经足够的原因。请记住由于多相系统的峰值电流减小，输入保护熔断器内阻、电池内阻和PCB印制线电阻引起的损耗也随之减小。多相方法的总体优点只有在效率测试时将电源/电池的源阻抗考虑在内时才能完全体现出来。两个高端MOSFET漏极之间的距离应在1cm之内，并应共用输入电容器 C_{IN} ，漏极和 C_{IN} 分开可能会在 V_{IN} 引起不希望有的电压和电流谐振。

C_{OUT} 依照所需等效串联电阻(ESR)而选择。通常只要能满足ESR要求，对滤波的要求都能满足。输出纹波电压(ΔV_{OUT})可由下式决定：

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

其中f为工作频率， C_{OUT} 为输出电容值， ΔI_L 为电感的纹波电流。因为 ΔI_L 随输入电压升高而增大，所以输出纹波在输入电压最大时是最高的。如果 $\Delta I_L = 0.3 I_{OUT(MAX)}$ ，并假设：

建议 C_{OUT} 的 $ESR < 2 R_{SENSE}$
和 $C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$

则在输入电压 V_{IN} 最大时，输出纹波一般低于50mV。

第一个条件与输出电容器ESR的纹波电流有关，而第二个条件则保证了由于纹波电流而不会引起输出电容器在一个工作周期内明显放电。选择较小的输出电容值虽然根据放电公式会使纹波电压增大，但可采用ESR很低的电容器进行补偿，以使纹波电压不超过50mV。无论输出电容器如何选择，都可以通过优化 I_{TH} 引脚的OPTI-LOOP补偿元件获得

应用信息

稳定和高性能的瞬态响应。

选择高性能的通孔电容器时应考虑 Nichicon、United Chemicon、Sanyo 等厂家。尽管 Sanyo 公司的 OS-CON 系列半导体介电质电容器价格稍高，但在所有铝电解电容器中具有最低的 (ESR) (体积)。建议另外为 OS-CON 电容器并联一个陶瓷电容器，以降低其感性效应。

在表面贴装应用场合，有时需要多只电容器并联才能满足 ESR、RMS 电流处理和负载跳变的应用要求。表面贴装形式的铝电解电容器、干式钽电容器和特殊的聚酯薄膜电容器都有供货。特殊聚酯薄膜表贴电容器的 ESR 很低，但单位体积的电容器值比其它类型电容器小。这类电容器提供了一个高性能价格比的输出电容器方案，并且当与宽频带控制器一同使用更是理想的选择。钽电容器的电容密度最高，经常用作具有软启动功能的开关稳压器的输出电容器。AVX TPS、AVX TPSV、或 KEMET T510 系列表面贴装钽电容器是经过浪涌测试的几种优质产品，其高度在 2mm 至 4mm 之间。如果对纹波电流额定值、温度和长期稳定性进行全面考虑，则铝电解电容器可用于价格驱动的场合。典型应用是需要将几只或多只铝电解电容器并联使用。上述不同类型电容器的组合使用往往可以达到最佳性能和最低成本。其它电容器还有 Nichicon PL 系列、NEC Neocap、Panasonic SP 和 Sprague 595D 系列电容器。其它推荐型号请向厂家咨询。

INTV_{CC} 稳压器

LTC1628 内部 P 沟道低压差稳压器将 V_{IN} 电源引脚电压稳至 5V，在 INTV_{CC} 引脚输出。LTC1628 的内部电路和驱动电路都由 INTV_{CC} 引脚供电。INTV_{CC} 引脚稳压器可提供 50mA 的峰值电流，并且与地之间必须由不小于 4.7μF 的钽电容器、10μF 的特殊聚酯薄膜电容器、或低 ESR 电解电容器旁路去耦。特别

建议紧靠 INTV_{CC} 引脚和 PGND IC 引脚之间再直接跨接一个 1μF 的陶瓷电容器。良好的旁路对于提供 MOSFET 栅极驱动器所需的瞬时大电流和避免各路之间的干扰都是必要的。

LTC1628 在输入电压较高的应用中，由于大功率 MOSFET 的高频驱动，可能会使其结温超过最大额定值。系统电源电流主要是栅极充电电流。在计算功耗时还应把 INTV_{CC} 和 3.3V 线性稳压器的附加外部负载考虑在内。INTV_{CC} 的总电流是由内部 5V 线性稳压器提供或者由 EXTV_{CC} 引脚提供。如果 EXTV_{CC} 引脚所加电压低于 4.7V，则 INTV_{CC} 的所有电流全部由片内 5V 线性稳压器提供。此时集成电路的功耗最高： $(V_{IN})(I_{INTVCC})$ ，并且总效率降低。正如“对效率的考虑”一节所述，栅极充电电流与工作频率有关。LTC1628 的结温可根据“电特性”一节注 2 所给公式进行估算。例如，如果 EXTV_{CC} 引脚悬空，当 LTC1628 接 24V 电源时，其 V_{IN} 电流不得超过 24mA：

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(24\text{V})(95^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

通过利用 EXTV_{CC} 引脚供电可使结温降至：

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(95^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 81^{\circ}\text{C}$$

计算功耗时应该把所有从内部 3.3V 线性稳压器吸收的附加电流包括在内。为防结温超过最大允许值，必须检查 LTC1628 在连续方式下最高 V_{IN} 时的输入电流。

EXTV_{CC} 的连接

LTC1628 具有内部 P 沟道 MOSFET，跨接在 EXTV_{CC} 引脚和 INTV_{CC} 引脚之间。当 EXTV_{CC} 引脚电压超过 4.7V 时，内部稳压器停止工作，开关导通，EXTV_{CC} 引脚与 INTV_{CC} 引脚接通，并向内部电路供电。只要 EXTV_{CC} 引脚电压高于 4.5V，则内部开关持续导通。这样就使得当工作正常 (4.7V < V_{OUT} < 7V)

应用信息

时，MOSFET 驱动器和控制电路由输出供电，而当输出未稳压（启动或短路）时，则由内部稳压器供电。如果需要的电流超过 EXTV_{CC} 开关管的规定值，可在 EXTV_{CC} 引脚和 INTV_{CC} 引脚之间接一只肖特基二极管。 EXTV_{CC} 引脚所加电压不得超过 7V，并保证 $\text{EXTV}_{\text{CC}} \leq V_{\text{IN}}$ 。

由输出向 INTV_{CC} 供电可显著提高电源效率，其原因在于驱动器和控制电流引起的 V_{IN} 电流按（占空比）/（效率）的比例减小了。对于 5V 稳压器，这意味着 EXTV_{CC} 引脚与 V_{OUT} 引脚短接。但是，对于 3.3V 及更低的稳压器，为了由输出向 INTV_{CC} 供电，就必须增加相应电路。

以下概括了 EXTV_{CC} 的四种可能连接方式：

1. EXTV_{CC} 引脚悬空（或接地）。这时， INTV_{CC} 引脚由片内 5V 稳压器供电，当在高输入电压时，电源效率的损失会高达 10%。
2. EXTV_{CC} 引脚直接与 V_{OUT} 引脚短接。这是 5V 稳压器的正常接法，效率最高。
3. EXTV_{CC} 引脚接外部电源。如果外部电源在 5V 至 7V 之间，而与 MOSFET 栅极驱动要求兼容，则可用来向 EXTV_{CC} 引脚供电。

4. EXTV_{CC} 引脚接输出升压网络。对于 3.3V 及低电压稳压器，通过由升压电路将输出电压升压至 4.7V 以上后再接至 EXTV_{CC} 引脚，也能提高电压效率。该升压电路既可采用电感升压组（见图 6a），也可采用电容器电荷泵（见图 6b），而电荷泵在简化磁性元件方面有优势。

高端 MOSFET 驱动器电源 (C_B , D_B)

外部自举电容器 C_B 连接到 BOOST 引脚，为高端 MOSFET 提供栅极驱动电压。在功能框图中，当 SW 引脚为低电平时， INTV_{CC} 通过二极管 D_B 向电容器 C_B 充电。如果一个高端 MOSFET 导通，驱动器就将 C_B 电压加到该 MOSFET 的栅极与源极之间。于是 MOSFET 的沟道得以增强，高端开关导通。开关节点电压 SW 升高到 V_{IN} ，并且 BOOST 引脚电压也随之升高。当高端 MOSFET 导通时，升压高于输入电源电压： $V_{\text{BOOST}} = V_{\text{IN}} + V_{\text{INTVCC}}$ 。升压电容器 C_B 应取到高端 MOSFET 的总输入电容值的 100 倍。外部肖特基二极管的反向击穿电压必须大于 $V_{\text{IN}(\text{MAX})}$ 。栅极驱动电压最终要根据稳压器的总输入电流进行调整。如果改变驱动幅度使得输入电流减小，效率也就得以提高。如果输入电流没有变化，则效率也不会改变。

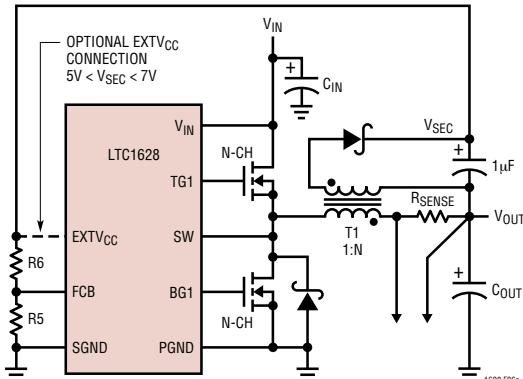


图 6a：次边绕组输出环路与 EXTV_{CC} 连接

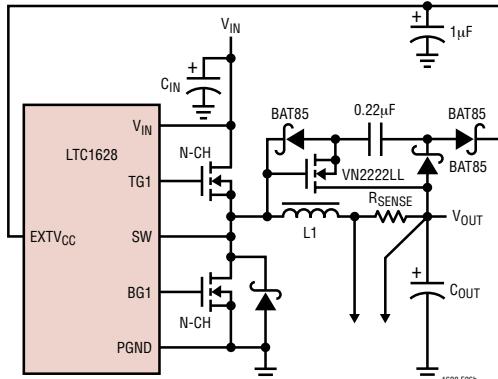


图 6b： EXTV_{CC} 引脚的电容电荷泵

应用信息

输出电压

LTC1628的输出电压分别小心跨接在输出电容器两端的外部反馈电阻分压器设置，将得到的反馈信号通过误差放大器与内部精密 0.800V 电压基准进行比较。输出电压由下式计算：

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

SENSE⁺ / SENSE⁻引脚

电流比较器检测引脚的共模输入范围为 0V 至 (1.1)INTV_{CC}。根据 EXTV_{CC} 电压的不同，比较器在输出电压 0.8V 至 7.7V 范围内变化以保证连续线性工作。如功能框图所示差分的 NPN 输入级由内部 2.4V 电压通过内部电阻提供偏置。这要求根据输出电压的不同，SENSE 引脚既能够提供电流，又能够吸收电流。如果输出电压低于 2.4V，则电流由两个 SENSE 引脚流向主输出端。输出电阻分压器能为输出电压的假负载，可对电流比较器的负输入偏置电流进行补偿。每对 SENSE 引脚流出的最大电流为：

$$I_{SENSE^+} + I_{SENSE^-} = (2.4V - V_{OUT}) / 24k$$

由于 V_{SENSE} 引脚对 0.8V 基准电压伺服工作，在图 2 中可选择电阻 R1 使其能够吸收上述电流的最大值。对于 V_{OUT} < 2.4V，

$$R1_{(MAX)} = 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right)$$

对于 1.8V 的稳压输出，R1 的最大值应取 32kΩ。应当注意，如果输出电压高于 2.4V，则不存在吸收检测电流所必需的 R1 最大值；但是，R1 仍然受 V_{SENSE} 反馈电流的限制。

软启动/RUN功能

LTC1628 的 RUN/SS1 和 RUN/SS2 都是多功能引

脚，不仅实现软启动功能，而且提供了停机方法。软启动通过逐渐增加控制器的限流值（与 V_{ITH} 成正比）来降低输入电源的浪涌电流。该引脚也可用作电源的顺序设定。

有 1.2μA 内部电流源向电容器 C_{SS} 充电。当 RUN/SS1 (或 RUN/SS2) 引脚升到 1.5V 时，对应的控制器开始工作。随着 RUN/SS 引脚电压从 1.5V 升高到 3.0V，内部限流即由 25mV/R_{SENSE} 升高到 75mV/R_{SENSE}。输出限流缓慢升高，附加时间为 1.25s/μF 到满载电流。输出电流也随之缓慢增加，减小了输入电源所需的浪涌电流。如果 RUN/SS 引脚一直接地，则电源启动前的延迟时间近似为：

$$t_{DELAY} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s / \mu F) C_{SS}$$

$$t_{IRAMP} = \frac{3V - 1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s / \mu F) C_{SS}$$

如果将控制器的两个 RUN/SS 引脚电压都拉到 1V 以下，和/或将 STBYMD 引脚拉到 0.2V 以下，可使 LTC1628 进入低电流停机状态 (I_Q = 20μA)。RUN/SS 引脚可直接采用图 7 所示逻辑驱动。图 7 中二极管 D1 虽然缩短了启动延时时间，但却使电容器 C_{SS} 缓慢充电以实现软启动功能。每个 RUN/SS 引脚内部有 6V 箍位齐纳二极管 (见“功能框图”一节)。

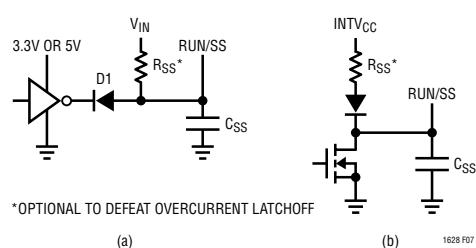


图 7 : RUN/SS 引脚接口电路

应用信息

故障条件：过流停机

当检测到输出过流时，RUN/SS 引脚还能使控制器停机。RUN/SS 引脚外接电容器 C_{SS} 最初用来开通控制器，并限制控制器的浪涌电流。在控制器启动完成以及有足够时间对输出电容器充电，并提供满载电流后，RUN/SS 引脚电容器即被用作短路定时器。如果在 C_{SS} 充电达到 4.1V 后，输出电压降到其标称值的 70% 以下时，就假设认为输出过流，电容器 C_{SS} 开始放电。如果这种状态持续时间达到了 C_{SS} 和规定放电电流决定的时间，控制器将停止工作，直至 RUN/SS 引脚重新充电。如果在启动过程中出现过载，该设定时间近似为：

$$t_{L01} \approx [C_{SS}(4.1 - 1.5 + 4.1 - 3.5)]/(1.2\mu\text{A}) \\ = 2.7 \cdot 10^6 (\text{C}_{SS})$$

如果在启动时间之后发生过流，在 C_{SS} 的电压将从齐纳二极管的箝位电压开始放电：

$$t_{L02} \approx [C_{SS}(6 - 3.5)]/(1.2\mu\text{A}) = 2.1 \cdot 10^6 (\text{C}_{SS})$$

FLTCPL 引脚 (仅限 LTC1628) 用来确定单路过载是仅使该路停机 ($FLTCPL = 0V$)，还是使两路同时停机 ($FLTCPL = INTV_{CC}$)。通过如图 7 所示的 RUN/SS 引脚上拉电阻可以禁止上述内置过流停机功能。该电阻缩短了 LTC1628 的软启动时间，并避免了 RUN/SS 引脚电容器在过流条件下放电。如图 7a 所示将电阻上拉到 V_{IN} 就使过流停机失效，如图 7b 所示通过二极管将电阻上拉到 $INTV_{CC}$ 引脚，就消除了控制器关断期间的所有多余电流，并使得 $INTV_{CC}$ 不能加载，从而避免了控制器启动。

但是，为何还要禁止过流停机呢？在样机设计阶段，可能会遇到噪声影响或布线不良导致保护电路使控制器停机的情形。禁止停机可以很容易地解决电路或 PCB 布线中的问题。这时内部短路和折返

限流仍然有效，可以避免电源系统故障。可在设计完成后，再决定是否采用过流停机功能。

软启动电容器 C_{SS} 的取值需要根据输出电压、输出电容以及负载电流的特性确定。最小软启动电容器由下式给出：

$$C_{SS} > (C_{OUT})(V_{OUT})(10^{-4})(R_{SENSE})$$

推荐软启动电容器 C_{SS} 至少为 $0.1\mu\text{F}$ ，这对大多数应用场合已经足够。

故障条件：限流和折返电流

LTC1628 的电流比较器的最大检测电压为 75mV，对应的 MOSFET 最大电流为 $75\text{mV}/R_{SENSE}$ 。最大限流值一般出现在最高环境温度下输入电压最大的时候，这种情况下高端 MOSFET 的功耗最大。

LTC1628 的折返限流有助于输出对地短路时进一步限制负载电流。即使在上述过载停机锁定被禁止时，折返限流仍然有效。如果输出电压降到其标称输出电压的 70% 以下，则最大检测电压由 75mV 逐渐降到 25mV。LTC1628 在短路并且占空比很低时，将开始脉冲丢失 (cycle skipping) 以限制短路电流。在这种形势下，低端 MOSFET 将消耗大多数能量，却仍比正常工作时低。LTC1628 的短路纹波电流由其最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ (低于 200ns)、输入电压和电感值决定：

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} (V_{IN}/L)$$

相应的短路电流为：

$$I_{SC} = \frac{25\text{mV}}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

应用信息

故障条件：过压保护（急剧短路）

采用过压急剧短路保护的目的在于当稳压器的输出电压上升到比标称值高出很多时烧断系统输入熔断器。急剧短路引起巨大的电流流过，烧断熔断器，以防控制器工作时短路损坏高端 MOSFET。

LTC1628 具有检测输出过压条件的比较器。比较器 (0V) 检测高出标称输出电压超过 7.5% 的过压故障。当检测到这种过压条件时，高端 MOSFET 截止和低端 MOSFET 导通，直到过压清除为止。该比较器的输出只能被过压条件本身触发，因而允许不良 PCB 布线开关稳压器系统在设计调试过程中能够工作。只要 0V 的情况坚持，低端 MOSFET 就保持连续导通；如果 V_{OUT} 回到安全值，则自动恢复正常工作。高端 MOSFET 短路会引起大电流烧断系统的熔断器。开关稳压器可通过改变占空比以适应漏电流，从而与泄漏高端 MOSFET 进行适当调整。

待机方式 (STBYMD) 引脚功能

待机方式 (STBYMD) 引脚为启动和待机工作方式提供了几种选择。如果该引脚接地，两路控制器的 RUN/SS 引脚都内部接地，防止了启动，并通过控制单引脚使两路控制器立即停机。如果该引脚悬空或用一只电容器对地去耦，则由内部分别向各 RUN/SS 引脚提供启动电流，使外部控制能独立地导通各路控制器。如果在 2V 以上的电压向引脚提供 $3\mu A$ 以上的电流，两个内部线性稳压器 (INTV_{CC} 和 3.3V) 即使在两路控制器全部停机时仍能工作。在这种方式下，片内 3.3V 和 5V 线性稳压器可向类似键盘控制器这样的保持功能器件供电。该引脚还可用作锁定“导通”和/或锁定“关断”功率开关。

工作频率

LTC1628 具有一个内部压控振荡器。该振荡器频率的变化范围超过 2:1。该引脚在内部自偏置到 1.19V，对应的自由工作频率大约为 220kHz。如果 FREQSET 引脚接地，频率可降低到大约 140kHz；若接到 INTV_{CC} 引脚，则频率大约为 310kHz。用 0 至 INTV_{CC} 范围内的一个电压驱动 FREQSET 引脚以固定或调制如图 5 所示的振荡器频率。

对最小导通时间的考虑

LTC1628 的最小导通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是指其高端 MOSFET 能够导通的最短时间。它是由内部延迟时间和驱动高端 MOSFET 导通所需的栅极电荷所决定的。在低占空比应用中会达到最小导通极限，对此应当加以注意并保证

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

如果 LTC1628 的占空比降到最小导通时间的允许值以下，就开始周期窃取。虽然输出仍然可以稳压，但输出纹波电压和纹波电流都会上升。

LTC1628 的最小导通时间一般小于 200ns。但是，随着峰值检测电压的减小，最小导通时间会逐渐增大到 300ns 左右。这在轻载时保证低纹波电流使电路工作于连续方式尤其重要。如果在这种情况下占空比降到其最小导通时间限制点以下，则会出现明显的周期窃取，从而导致输出纹波电流和纹波电压增大。

应用信息

FCB 引脚功能

FCB 引脚可以用于次边绕组稳压或作为逻辑电平输入。当 FCB 电压降到 0.8V 以下时，强制 LTC1628 工作在连续方式。在连续工作方式中，电流连续通过变压器原边绕组。次边绕组只在低端同步开关管导通时才流过电流。当原边负载电流较低，和/或 V_{IN} / V_{OUT} 比较低时，同步开关管可能导通时间不足，因而不能从输出电容器向次级负载传递足够的能量。强制连续工作方式是在同步开关占空比足够大的条件下支持次边绕组，因此，FCB 输入引脚消除了必须由电感器原边供电的要求，以便由辅助绕组供电。借助环路工作在连续方式，辅助输出可以正常加载，而与原边输出负载无关。

次边输出电压 V_{SEC} 通常由变压器匝比 N 按图 6a 所示设置：

$$V_{SEC} \approx (N + 1) V_{OUT}$$

但是，如果控制器进入突发工作方式，并且因原边负载电流小而暂停开关动作，则 V_{SEC} 将会下降。 V_{SEC} 与 FCB 引脚之间的外部电阻分压器决定了最小电压 $V_{SEC(MIN)}$ ：

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$$

如果 V_{SEC} 降到该电压以下，则 FCB 电压强制暂时的连续开关方式工作，直到 V_{SEC} 重新升到其最小值以上为止。

如果 FCB 引脚没有外接元件，为防止工作不稳

定，FCB 引脚用 $0.18\mu A$ 的内部电流源将引脚拉至高电平。当选择 R5 和 R6 时应把这个电流考虑在内。

下表概括了 FCB 引脚的可能状态：

表 1

FCB 引脚	条件
0V 至 0.75V	强制连续方式 (允许电流反向流过，禁止突发方式)
$0.85V < V_{FCB} < 4.3V$	最小峰值电流引至突发工作方式 不允许流过反向电流
反馈电阻器	对次边绕组进行稳压
$>4.8V$	禁止突发工作方式 允许恒定频率工作方式 不允许反向电流 无最小峰值电流

当 FCB 引脚降至 0.8V 以下时，FLTCPL 引脚决定了究竟是仅第一路还是全部两路控制器被临时强制进入连续工作方式。如果 FLTCPL 引脚接地，则仅第一路控制器进入连续工作方式；如果 FLTCPL 引脚接至 $INTV_{CC}$ 引脚，则两路控制器都进入连续工作方式。

电压设置

可通过电压设置以降低在最坏瞬态负载条件下峰值输出电压的偏差。控制环路的开环直流增益随著最大负载阶跃规格而减小。对于 LTC1628，在 I_{TH} 引脚外接电阻分压器可容易地增加电压设置，分压器的 Thevenin 等效源电压等于误差放大器的中位工作电压，或 1.2V（见图 8）。

电阻分压器既保持了误差放大器的线性控制范围，又降低了直流环路增益。从理论上说，最大输出电压的偏移可以降低一半。也就是说，对于具体

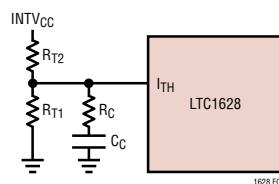


图 8：LTC1628 的活动电压设置 (AVP)

应用信息

应用，输出电容器可以减小。欲知详细情况，请参考设计方案10(Design Solution 10)。(网址：www.linear.com.cn)

对效率的考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率除以输入功率，再乘以100%。分析单项损耗对于确定那部分限制了效率和如何调整对提高效率最有效往往大有帮助，百分比效率可表示为：

$$\text{效率\%} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

其中L1、L2等分别为各项损耗所占输入功率的百分比。

虽然LTC1628电路中所有的耗能元器件都会产生损耗，但以下四项占LTC1628电路的总损耗绝大部分：1) LTC1628的V_{IN}电流(包括3.3V内部稳压器的负载)；2) INTV_{CC}稳压器电流；3) I²R损耗；4) 高端MOSFET的转换。

1. V_{IN}电流包括两部分：其一是电特性表中给出的直流电源电流，它不包括MOSFET驱动电流和控制电流；其二是从3.3V线性稳压器输出端吸收的电流。V_{IN}电流引起的损耗通常很小(<0.1%)。

2. INTV_{CC}电流为MOSFET驱动电流与控制电流之和。MOSFET的驱动电流是由功率MOSFET栅极电容器充放电引起的。每次MOSFET栅极电平由低变高再由高变低都有一定电荷dQ从INTV_{CC}引脚转移到地。相应的dQ/dt就是从INTV_{CC}引脚流出的电流，它通常要比控制电路电流大得多。在连续电流工作方式中，I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)，其中Q_T和Q_B分别为高端和低端MOSFET的栅极电荷。

由输出电源通过EXTV_{CC}开关输入对INTV_{CC}供电将使驱动器和控制电路所需的V_{IN}电流按(占空比)/(效率)的比例变化。例如，在20V到5V应用中，10mA的INTV_{CC}电流引起大约2.5mA的V_{IN}电流。这

使得中等电流损耗由10%以上(如果驱动器直接由V_{IN}供电)降低到仅百分之几。

3. I²R损耗是由熔断器(如果使用)、MOSFET、电容器、电流检测电阻的直流电阻、和输入及输出电容器的ESR引起。在连续电流工作方式中，平均输出电流流过L和R_{SENSE}，但高端MOSFET和同步MOSFET之间则“斩波切换”。如果两个MOSFET的导通电阻R_{DS(ON)}近似相等，则可以简单地把一个MOSFET的电阻与L的内阻、R_{SENSE}和ESR电阻相加以得到I²R损耗。例如，如果每R_{DS(ON)} = 30mΩ，R_L = 50mΩ，R_{SENSE} = 10mΩ，和R_{ESR} = 40mΩ(输入电容和输出电容损耗之和)，则总电阻为130mΩ。对于5V输出，当输出电流从1A增加到5A，相应的损耗范围由3%到13%；而对于3.3V输出，损耗由4%增加到20%。对于相同的外部元件和输出功率，效率与输出电压V_{OUT}的平方成反比。对于高性能数字系统输出电压越来越低和输出电流越来越大的要求，使得开关稳压器系统中的损耗重要性不只是加倍，而是四倍！

4. 过渡损耗只适用于高端MOSFET，并且只有在高输入电压(通常为15V或以上)时才比较明显。过渡损耗可由下式估计得出：

$$\text{过渡损耗} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

在便携系统中，还有一些“隐性”损耗，如铜印制线和电池内阻引起的损耗可使效率再降低5%至10%。在设计阶段计入这些“系统”损耗是十分重要的。电池和熔断器的内阻损耗可通过在此开关频率下保证C_{IN}具有充足的电荷储存和具有很低的ESR来降低。一个25W电源通常至少需要20μF至40μF的电容器，其最大ESR为20mΩ至50mΩ。LTC1628两相结构的输入电容器通常只是其它同类方案的一半。其它损耗还包括肖特基二极管在死区期间的导通损耗和电感磁芯损耗，通常小于总附加损耗的2%。

应用信息

检查瞬态响应

稳压器环路响应可通过观察其负载电流的瞬态响应进行检查。开关稳压器对 DC(阻性) 负载电流的阶跃响应需要几个开关周期，当负载阶跃发生时， V_{OUT} 变化幅度为 ΔI_{LOAD} (ESR)，其中 ESR 为 C_{OUT} 的等效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 同时开始对 C_{OUT} 充放电，从而产生误差反馈信号，使稳压器适应该电流变化并使 V_{OUT} 返回其稳态值。在恢复过程中， V_{OUT} 能被监视过大的电压过冲或振荡，这表示稳定性存在问题。OPTI-LOOP 补偿能使在输出电容值及其ESR值的很大范围内使瞬态响应得以优化。 I_{TH} 引脚不仅可优化环路控制性能，而且也为直流耦合和滤波后交流环路响应提供了测试点。该测试点的直流阶跃、上升时间和调节时间都真实地反映了闭环系统的响应。如假定为二阶主导系统，相位裕量和/或阻尼系数都可依据由该引脚观测到的百分比估计出。其带宽也可由该引脚电压的上升时间估计得出。图1所示的 I_{TH} 引脚外部元件为大多数应用提供了适当起点。

I_{TH} 引脚串联 $R_C - C_C$ 滤波器设定了主导极点 - 零点环路补偿，如果 PCB 已经最终布线并且具体输出电容器的类型和数值都已确定，则对参数略作调整(建议值的 0.5 至 2 倍)可以优化瞬态响应。输出电容器需要选定，因为其类型和参数决定了环路的增益和相位。满载电流 20% 至 80% 的输出电流脉冲

(上升时间 1 μ s 至 10 μ s) 在不破坏反馈环路的前提下说明全环路稳定性，产生输出电压和 I_{TH} 引脚波形。将功率 MOSFET 直接跨接到输出电容器两端，并用合适的信号发生器驱动其栅极是产生真实负载阶跃条件的实用方法。由于输出电流的阶跃变化所引起的初始输出电压阶跃可能不在反馈环路带宽之内，所以此信号不能用于确定相位裕量。这正是在反馈环路时经过滤波并对环路进行补偿后观测 I_{TH} 引脚信号更加适宜的原因。增大电阻 R_C 可以提高环路增益，减小 C_C 可以提高环路带宽。如果增大 R_C 的同时以相同比例减小电容器 C_C ，则零点频率保持不变，因而保持了在反馈环路的最主要频率范围内相移的不变。输出电压的调整特性与闭环系统的稳定性有关，从而证明实际电源的总体性能。

第二个更严重的瞬态响应是由带有大电源旁路电容器 ($>1\mu$ F) 的负载切换所引起的。这种放电旁路电容器与电容器 C_{OUT} 并联，引起 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻很小并迅速驱动，则没有稳压器能足够快地改变电流转移以防止在输出电压的突然跳变。如果 $C_{LOAD} : C_{OUT}$ 大于 1 : 50，则开关导通的上升时间应该加以控制，以使负载上升时间限定在大约 $25 \cdot C_{LOAD}$ 。这样，10 μ F 电容器需要 250 μ s 的上升时间，将充电电流限制在 200mA 左右。

应用信息

汽车应用的考虑：给点烟器接通电源

当电池供电设备用于汽车上时，自然会有兴趣给点烟器接通电源，以使电池组在汽车行驶期间储存电能甚至再充电。但是在接通之前请注意：您正在接通到极恶劣的电源上。因为汽车中的主电源电缆是很多讨厌潜在的瞬态故障源，包括负载降低、电池接反和双电池。

负载降低是电池电缆松动的结果，当电缆断开时，交流发电机的磁场消失能引起高达 60V 的正尖峰电压，这能在几百毫秒中衰变。电池接反则顾名

思义，而双电池是拖车驾驶员在冷车发动时认为用 24V 起动比 12V 起动快的结果。

图 9 所示接线图是保护 DC/DC 变换器免受汽车电源线损坏的最便捷的方法。串联二极管防止电流在电池接反时流过，而瞬态抑制器在减负载时箝位输入电压。要注意瞬态抑制器在双电池工作时不应导通，但在变换器击穿电压以下必须将输入电压箝位。虽然 LTC1628 最大输入电压为 36V，但大多数应用会被 MOSFET BVDSS 电压限制在 30V。

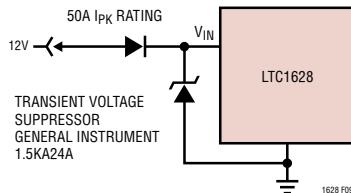


图 9：汽车应用保护电路

应用信息

设计范例

作为单路稳压器的一个设计范例，假设 $V_{IN} = 12V$ (标称值)， $V_{IN} = 22V$ (最大值)， $V_{OUT} = 1.8V$ ， $I_{MAX} = 5A$ ， $f = 300kHz$ 。

首先在根据假设30%的纹波电流上选择电感值。纹波电流最大值出现在最大输入电压。在300kHz工作频率将 FREQSET 引脚与 INTV_{CC} 引脚连接。30%纹波电流对应的最小电感值为：

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{(f)(L)} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

4.7 μ H 的电感器会产生 23% 的纹波电流，而 3.3 μ H 的电感器则会产生 33% 的纹波电流。电感器峰值电流等于最大 DC 值加上纹波电流的一半，如 3.3 μ H 的电感值则为 5.84A。增加纹波电流也有助于保证 200ns 的最小导通时间不受影响。最小导通时间出现在最大 V_{IN} 时：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.8V}{22V(300kHz)} = 273ns$$

R_{SENSE} 的阻值可由最大电流检测电压规格和一些容许误差能计算出：

$$R_{SENSE} \leq \frac{60mV}{5.84A} \approx 0.01\Omega$$

由于输出电压低于 2.4V，所以需要确定输出电阻分压器时不但要选择输出电压，而且还要选择 SENSE 引脚的输入电流。

$$\begin{aligned} R_{I(MAX)} &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

选择 1% 的电阻器， $R1 = 25.5k\Omega$ 和 $R2 = 32.4k\Omega$ 产生的输出电压为 1.816V。

高端 MOSFET 的功耗容易估算。在本例中采用 Siliconix 公司的 Si4412DY， $R_{DS(ON)} = 0.042\Omega$ ， $C_{RSS} = 100pF$ 。在最大输入电压和 T (估计值) = 50°C 时：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} \left(5 \right)^2 \left[1 + (0.005)(50^{\circ}C - 25^{\circ}C) \right] \\ &\quad (0.042\Omega) + 1.7 \left(22V \right)^2 (5A) (100pF) (300kHz) \\ &= 220mW \end{aligned}$$

输出对地短路时的折返限流点为：

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{200ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 3.2A$$

其中 $R_{DS(ON)}$ 为典型值， $\delta = (0.005^{\circ}C)(20) = 0.1$ 。低端 MOSFET 对应的最大功耗为：

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (3.2A)^2 (1.1)(0.042\Omega) \\ &= 434mW \end{aligned}$$

此功耗低于其满载功耗。

选择电容器 C_{IN} 假设只有在该路导通，在规定的温度下其 RMS 电流额值至少为 3A。为降低输出纹波电压以 0.02 Ω 的 ESR 选择 C_{OUT} 。在连续工作方式，输入电压最高时的输出纹波电压最大。由 ESR 引起的输出纹波电压大约为：

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta IL) = 0.02\Omega(1.67A) = 33mV_{P-P}$$

应用信息

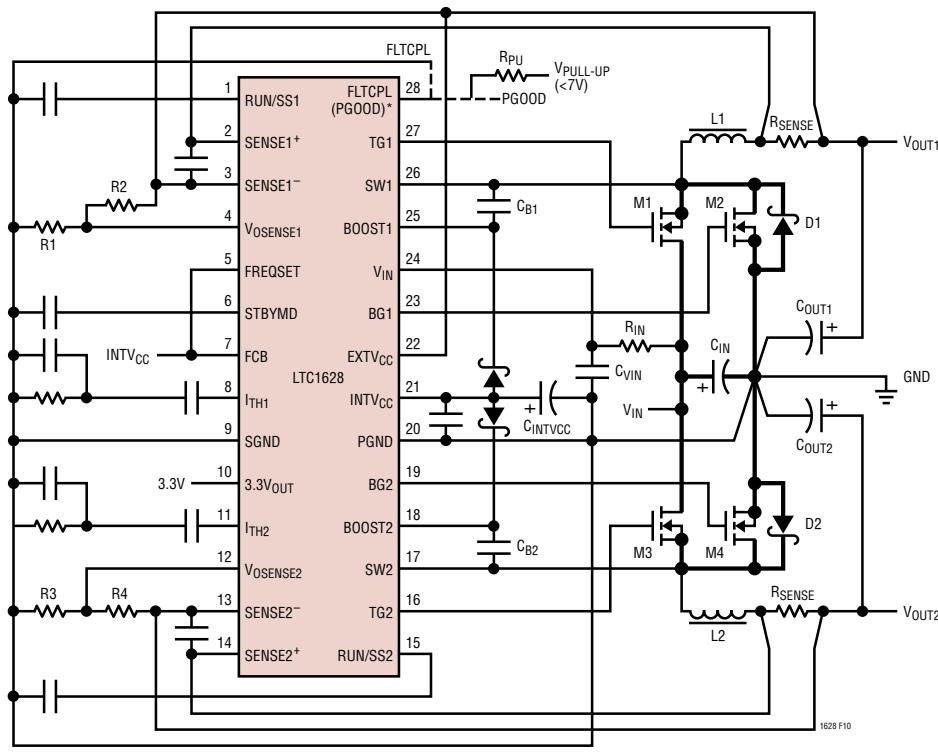
PCB布线检查清单

为保证 LTC1628 的正常工作，对其印制电路板 (PCB) 布线应进行以下项目检查。这些项目均以图 10 为例做布线图示说明。图 11 示出了连续工作方式下的两相同步稳压器各支路的电流波形。对 PCB 布线做如下检查：

1. 与 C_{IN} 连接的共漏极高端 N 沟道 MOSFET M1 与 M3 之间的距离是否在 1cm 内？由于可能引起环路严重谐振，严禁对两通道单独进行输入去耦。
2. 信号地与电源地是否分开？LTC1628 的信号地与电容器 C_{INTVCC} 的返回地必须一起返回到电容器 C_{OUT}

的负极。高端 N 沟道 MOSFET、肖特基二极管和电容器 C_{IN} 形成的通路应采用短引脚和短印制线。将输出电容器与输入电容器相邻放置，使两者的负极连接尽量靠近，并且使它们远离上述肖特基二极管环路。

3. LTC1628 的 V_{OSENSE} 引脚电阻分压器是否接到电容器 C_{OUT} 的正极？该电阻分压器必须跨接在 C_{OUT} 的正极和信号地之间，并且 V_{OSENSE} 去耦电容器应与 LTC1628 的 SGND 引脚尽量靠近。R2 和 R4 的连接线不应沿著来自输入电容器的大电流输入线分隔开。



*PGOOD ON THE LTC1628-PG

图 10 : LTC1628 推荐的 PCB 布线图

应用信息

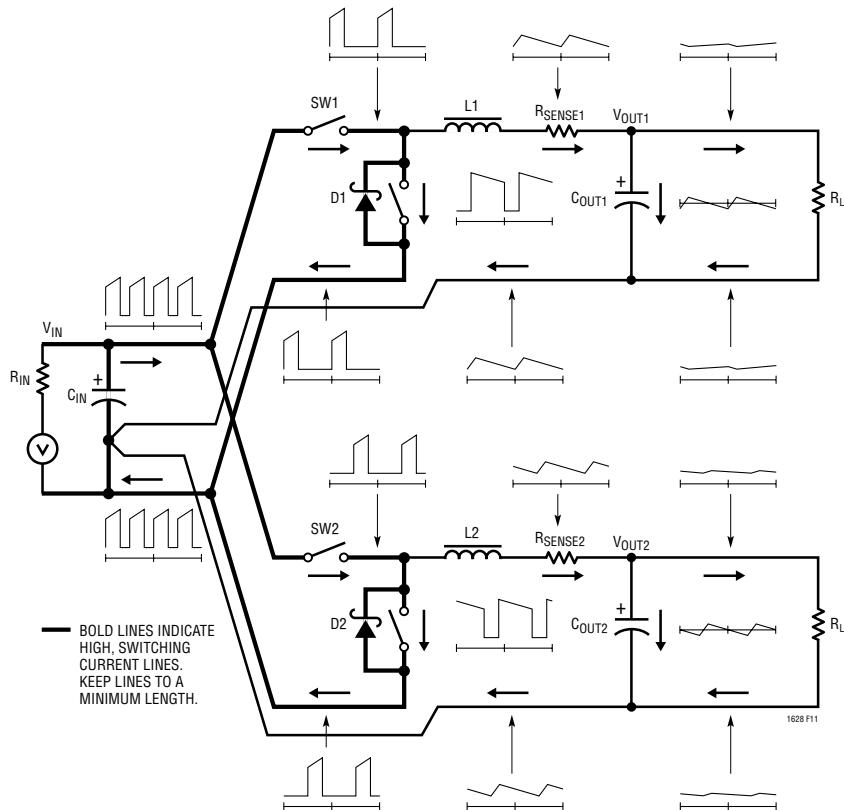


图 11：支路电流波形

4. SENSE⁻引脚与 SENSE⁺引脚是否以最小印制线间隔一起布线？SENSE⁺和 SENSE⁻引脚之间的滤波电容器与 LTC1628 应尽量靠近。在检测电阻器采用开尔文 (Kelvin) 连接方式以保证电流信号的精确检测。
5. 跨接在 INTV_{CC} 引脚与 PGND 引脚之间的 INTV_{CC} 去耦电容器是否靠近 LTC1628？该电容器传输 MOSFET 驱动器峰值电流。紧靠 INTV_{CC} 引脚和 PGND 引脚跨接一个 $1\mu\text{F}$ 的陶瓷电容器有助于改善噪声性能。
6. I_{TH} 引脚滤波电容器是否紧接 IC (I_{TH} 和信号地引脚之间)？这电容器有助于滤去 PCB 噪声的影响和从补偿环路的输出电压纹波。
7. 保证开关节点 (SW1, SW2)、高端栅极节点 (TG1, TG2)、和自举节点 (BOOST1, BOOST2) 远离敏感的小信号节点，尤其是相反通道的电压和电流检测反馈引脚。这些节点都具有快速变化的大信号，所以应位于 LTC1628 的“输出端”，并使其所占 PCB 印制线面积尽量小。

应用信息

8. 采用改进的“星形地”接法：将与输入和输出电容器位于PCB同层的低阻抗、大面积铜箔作为中心接地点，与INTV_{CC}去耦电容器的底层、电压反馈电阻分压器的底层和LTC1628的SGND引脚连接。

PCB 布线调试

先从单路控制器开始。在测试电路时使用一个DC-50MHz的电流探头监测在电感器的电流是很有用的。监视输出开关节点(SW引脚)使示波器与内部振荡器同步，并同时观察实际输出电压。在整个工作电压和应用预期的工作电流范围检查其适当的性能。工作频率应保持在输入电压降到低压差的范围，并一直到输出负载降低至工作电流门限以下，在突发工作方式下，通常为其最大电流值的10%至20%。

对于在设计优良的低噪声PCB设计，每个周期都应保持一定的占空比。如果占空比以次谐波速率变化能在电流或电压检测输入端产生噪声或不足的环路补偿。如果不要求佳化稳压器带宽，则可以通过环路过补偿弥补PCB布线方面的不足。只有在每路控制器的性能都检查之后，方可同时开通两路控制器。一个特殊困难的工作区是当一路控制器的工作电流接近比较器的跳变点时，另一路控制器的高端MOSFET却恰好开通。由于内部时钟相位关系，这种情况出现在任一路控制器的50%占空比附近，并且可能会引起不太明显的占空比抖动。

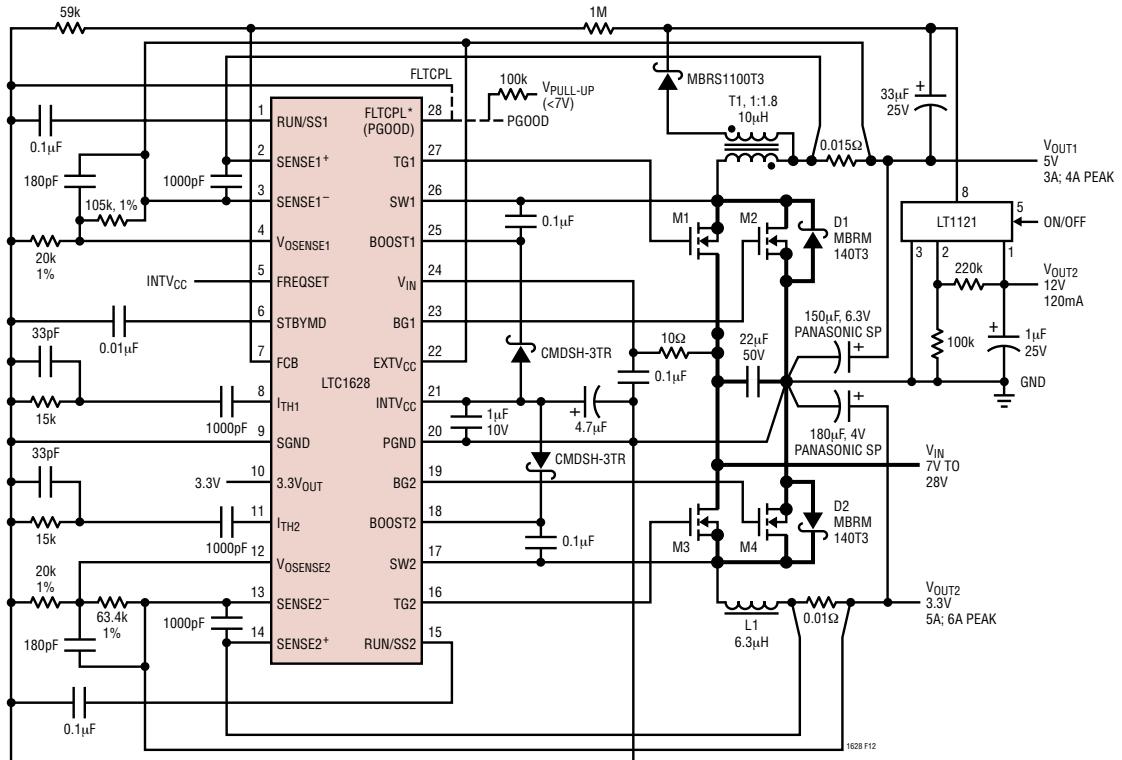
为证实过流停机可进行短路测试，或者为防止出现短路停机可由V_{IN}通过电阻器向RUN/SS引脚提供5μA电流。

将V_{IN}从其标称值降低可以检验稳压器的低压差工作性能。在监测其输出以检验工作状态的同时，通过进一步降低V_{IN}检查欠压停机电路的工作情况。

只能在较大电流输出或只能在较高电压输入时检查是否存在问题。如果问题出现在高输入电压和低输出电流时，请检查BOOST引脚、SW引脚、TG引脚、可能的BG连线以及敏感的电压和电流引脚之间的容性耦合。电流检测引脚之间的电容器应该靠近LTC1628并与该引脚直接连接。该电容器有助于降低由于高频率容性耦合引起的差分噪声的影响。如果问题出现在大电流输出和较低输入电压时，请检查C_{IN}、肖特基二极管和高端MOSFET对敏感电流、电压检测敏感印制线的感性耦合。另外，还应考虑公共地线在上述器件与LTC1628的SGND引脚之间的电压。

当电流检测引脚的方向接反时会带来麻烦，如果避免这个问题，则开关稳压器正常工作。在这种不正确连接情况下，输出电压仍然稳定，但电流型控制的优点难以体现。电压环路的补偿对元件的选择是非常敏感。这种特性可以通过电流检测电阻暂时短路进行试验——不必担心，此时稳压器仍能控制输出电压。

典型应用



V_{IN}: 7V TO 28V
V_{OUT}: 5V, 3A/3.3V, 6A, 12V, 150mA
SWITCHING FREQUENCY = 300kHz
ML, M2, M3, M4, ND23416A

*PGOOD ON THE LTC1628-PG

V_{OUT}: 5V, 3A/3.3V, 6A, 12V, 150mA
SWITCHING FREQUENCY = 300kHz
M1, M2, M3, M4, NDG616A

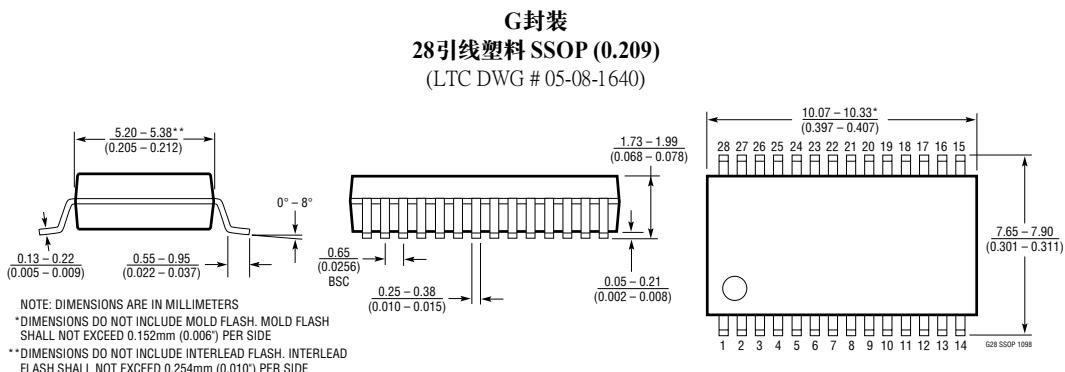
MI, M2, M3, M4: NDS8410A

L1: SUMIDA CEP123-6R3MC

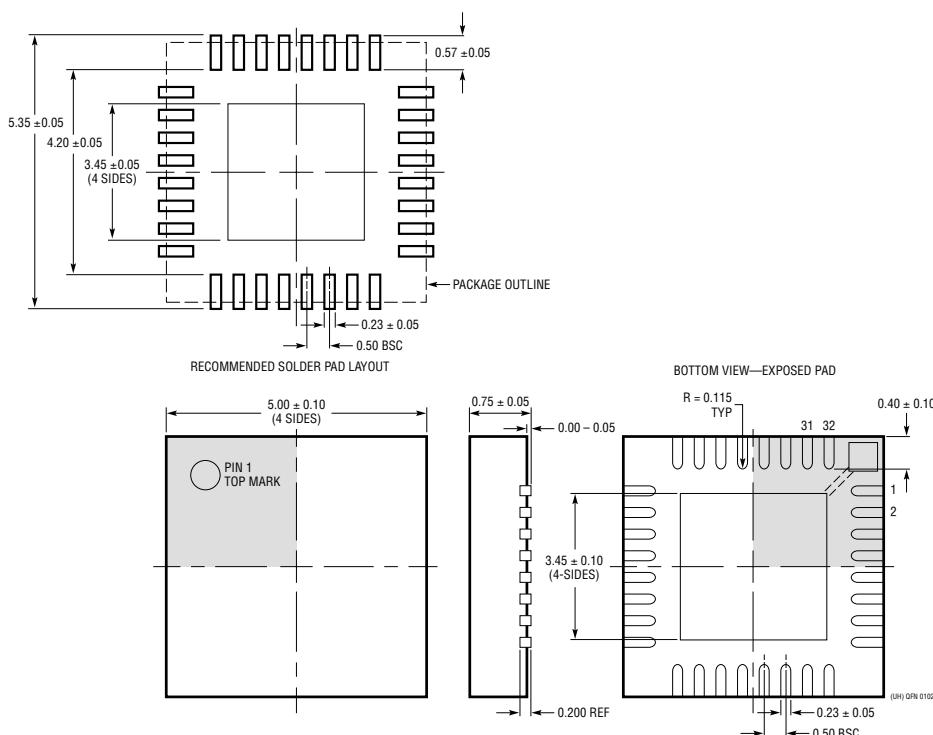
T1: 10 μ H 1:1.8 — DALE LPE6562-A262 GAPPED E-CORE OR BH ELECTRONICS #501-0657 GAPPED TOROID

图12:LTC1628 构成的高效率低噪声 5V/3A, 3.3V/5A, 12V/120mA 稳压器

封装描述 (为清楚起见, 未按比例制图)



UH32 封装
32 引线塑料 QFN (5mm × 5mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1693)



NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO INCLUDE JEDEC PACKAGE OUTLINE
M0-220 VARIATION WHHD-X (TO BE APPROVED)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE
MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED

典型应用

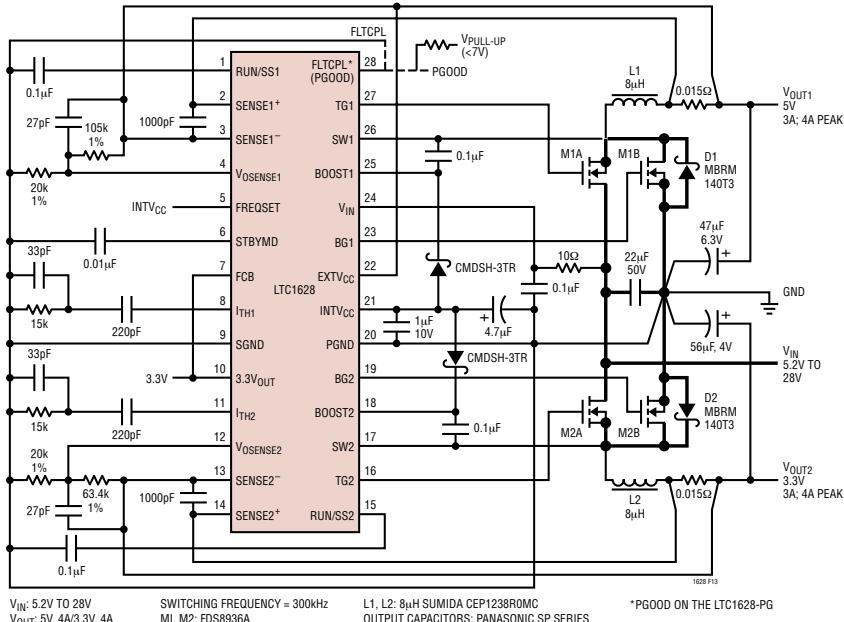


图 13 : LTC1628 构成的 5V/4A、3.3V/4A 稳压器

相关器件

型号	描述	说明
LTC1159	同步降压式开关稳压器	100% DC, 逻辑电压 MOSFET, $V_{IN} < 40V$
LTC1438/LTC1439	低噪声同步降压式双开关稳压器	POR, 辅助稳压器
LTC1538-AUX	低噪声同步降压式双开关稳压器	辅助稳压器, 5V 待机
LTC1539	低噪声同步降压式双开关稳压器	5V 待机, POR, 低压电池, 辅助稳压器
LTC1530	SO-8 封装的大功率降压式同步 DC/DC 控制器	在电流高达 15A 时有高效的 5V 到 3.3V 变换
LTC1625/LTC1775	无需检测电阻 (No RSENSE™) 电流模式同步降压型控制器	效率 97%, 不需检测电阻, 16 引脚 SSOP 封装
LTC1629/LTC3729	20A 至 200A PolyPhase™ 多相同步控制器/LTC3729 : 550kHz	可从两相扩展至 12 相, 全部采用表面贴装元器件, 不需散热器, SSOP 和 QFN 封装
LTC1702	无需检测电阻两相同步降压式双控制器	550kHz, 不需检测电阻
LTC1703	带 5 位移动 VID 控制, 无需检测电阻的两相同步降压式双控制器	移动型 Pentium® III 处理器, 550kHz, $V_{IN} \leq 7V$
LT1709	带 5 位 VID 的两相同步降压式开关稳压器	$1.3V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$, 电流模式保证准确均流, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	同步降压式开关稳压器	带输出故障保护, 16 引脚 SSOP 封装
LTC1736	带 5 位移动 VID 控制的同步控制器	带输出故障保护, 24 引脚 SSOP 封装, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1929	两相同步控制器	高达 42A, 全部采用表面贴装元器件, 不需散热器, $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC3728	550kHz, 两相同步降压式双控制器	LTC1628 的更快开关频率版本, SSOP 和 QFN 封装, 可采用小电感器

Adaptive Power、No RSENSE 和 PolyPhase 是凌特公司的商标。Pentium 是英特尔公司 (Intel Corporation) 的注册商标。