

550kHz、两相 同步降压型双开关稳压器

特点

- 双输出 180° 定相控制器减小了所需的输入电容以及由电源引起的噪声
- OPTI-LOOP® 补偿使得输出电容 (C_{OUT}) 最小化
- 输出电压准确度达 ±1% (LTC3728LC)
- 电源状态良好输出电压指示器
- 250kHz 至 550kHz 的可锁相固定频率
- 双 N 沟道 MOSFET 同步驱动
- 宽 V_{IN} 范围：4.5V 至 28V 工作电压
- 压降非常低的操作：占空比为 99%
- 可调软启动电流斜坡上升
- 折返输出电流限制
- 具备失效选项的闭锁短路停机功能
- 输出过压保护
- 低停机静态电流 I_Q：20μA
- 5V 和 3.3V 稳压器
- 三种可选的工作模式：恒定频率、突发模式 (Burst Mode®) 操作和 PWM
- 5mm × 5mm QFN 和 28 引脚窄体 SSOP 封装

应用

- 笔记本电脑和掌上型电脑
- 电信系统
- 便携式仪表
- 电池供电型数字设备
- DC 功率分配系统

描述

LTC®3728L/LTC3728LX 是驱动全部 N 沟道同步功率 MOSFET 级的高性能双降压型开关稳压控制器。它所采用的恒定频率电流模式架构可提供高达 550kHz 的可锁相频率。通过使两个控制器输出级异相工作以最大限度地减少由输入电容器的 ESR 所引起的功耗和噪声。

OPTI-LOOP 补偿允许在一个很宽的输出电容和 ESR 数值范围内对瞬态响应进行优化。精准的 0.8V 基准和电源状态良好输出指示器可与未来的微处理器相兼容，而且，4.5V 至 28V (最大值为 30V) 的宽输入电源电压范围囊括了所有的化学电池。

用于每个控制器的一个 RUN/SS 引脚提供了软启动和任选的定时短路停机功能。当过流闭锁失效时，电流折返可对 MOSFET 在短路条件下的功耗加以限制。输出过压保护电路闭锁在低端 MOSFET 上，直到 V_{OUT} 恢复至正常值。FCB 模式引脚能在突发模式、恒定频率模式和连续电感器电流模式之间进行选择，或对一个次边绕组实施稳压。LTC3728L/LTC3728LX 包括一个电源状态良好输出引脚，用来指示何时两个输出均位于其设计调整点的 7.5% 以内。

LT、LT、LTC、LTM、Burst Mode 和 OPTI-LOOP 是凌力尔特公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

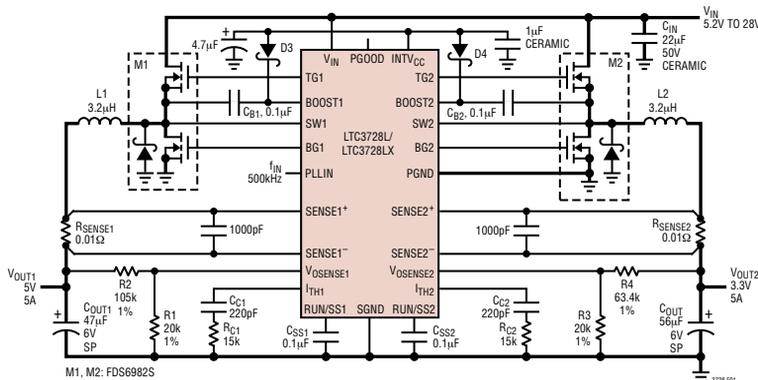


图 1：高效 5V/3.3V 双降压型转换器

3728lxd

LTC3728L/LTC3728LX

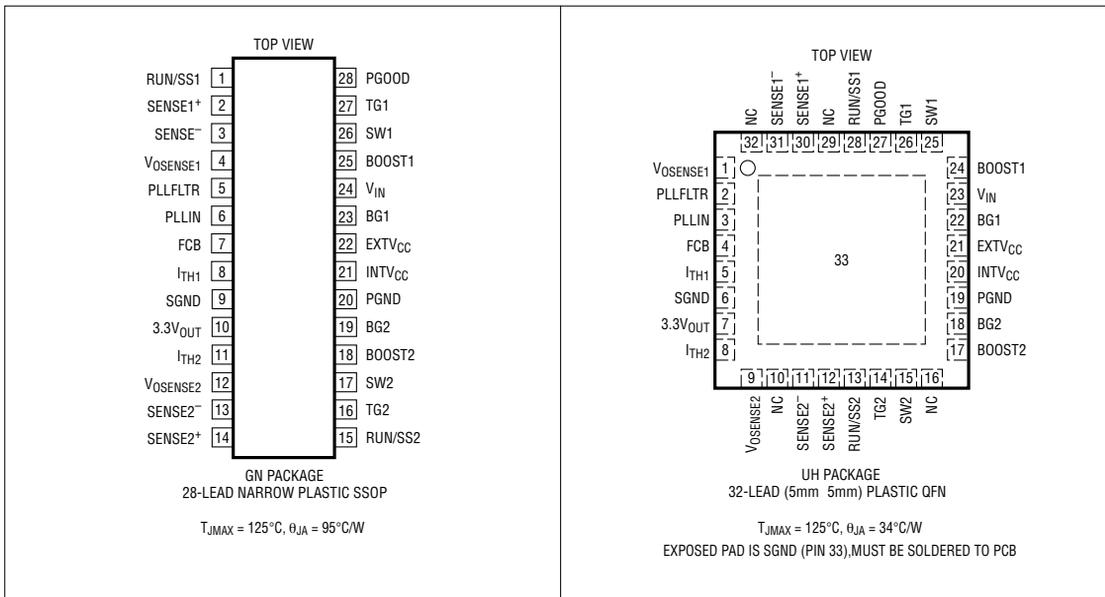
绝对最大额定值 (注1)

输入供电电压 (V_{IN}) 30V 至 $-0.3V$
 高端驱动器电压
 (BOOST1, BOOST2) 36V 至 $-0.3V$
 开关电压 (SW1, SW2) 30V 至 $-5V$
 $INTV_{CC}$, $EXTV_{CC}$, RUN/SS1, RUN/SS2, (BOOST1-SW1), (BOOST2-SW2), PGOOD 7V 至 $-0.3V$
 $SENSE1^+$, $SENSE2^+$, $SENSE1^-$,
 $SENSE2^-$ 电压 (1.1) $INTV_{CC}$ 至 $-0.3V$
 $PLLIN$, $PLLFLTR$, FCB 电压 $INTV_{CC}$ 至 $-0.3V$

I_{TH1} , I_{TH2} , $V_{OSENSE1}$, $V_{OSENSE2}$ 电压 2.7V 至 $-0.3V$
 峰值输出电流 $< 10\mu s$ (TG1, TG2, BG1, BG2) 3A
 $INTV_{CC}$ 峰值输出电流 40mA
 工作温度范围 (注 7)

LTC3728LC/LTC3728LXC $0^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$
 LTC3728LE/LTC3728LI $-40^{\circ}C$ 至 $85^{\circ}C$
 结温 (注 2) $125^{\circ}C$
 储存温度范围 $-65^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$
 再流焊峰值外壳温度 (UH 封装) $260^{\circ}C$
 引脚温度 (焊接时间 10 秒) (GN 封装) $300^{\circ}C$

引脚配置



订购信息

无铅涂层	卷装	器件标记	封装描述	温度范围
LTC3728LCGN#PBF	LTC3728LCGN#TRPBF		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	0°C 至 85°C
LTC3728LEGN#PBF	LTC3728LEGN#TRPBF		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LIGN#PBF	LTC3728LIGN#TRPBF		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LCUH#PBF	LTC3728LCUH#TRPBF	3728L	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	0°C 至 85°C
LTC3728LEUH#PBF	LTC3728LEUH#TRPBF	3728LE	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LIUH#PBF	LTC3728LIUH#TRPBF	3728LI	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LXCUH#PBF	LTC3728LXCUH#TRPBF	3728LX	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	0°C 至 85°C
含铅涂层	卷装	器件标记	封装描述	温度范围
LTC3728LCGN	LTC3728LCGN#TR		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	0°C 至 85°C
LTC3728LEGN	LTC3728LEGN#TR		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LIGN	LTC3728LIGN#TR		28 引脚窄体塑料 SSOP 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LCUH	LTC3728LCUH#TR	3728L	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	0°C 至 85°C
LTC3728LEUH	LTC3728LEUH#TR	3728LE	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LIUH	LTC3728LIUH#TR	3728LI	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	-40°C 至 85°C
LTC3728LXCUH	LTC3728LXCUH#TR	3728LX	32 引脚 (5mm × 5mm) 塑料 QFN 封装	0°C 至 85°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。

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

如需了解更多有关卷装规格的信息，请登录网址：<http://www.linear.com/tapeandree/>

LTC3728L/LTC3728LX

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SS1,2} = 5\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路						
$V_{\text{OSENSE1,2}}$	稳定反馈电压	(注 3)； $I_{\text{TH1,2}}$ 电压 = 1.2V (LTC3728LC) (注 3)； $I_{\text{TH1,2}}$ 电压 = 1.2V (LTC3728LE/LTC3728LX/LTC3728LI)	● 0.792 ● 0.788	0.800	0.808 0.812	V V
$I_{\text{VOSENSE1,2}}$	反馈电流	(注 3)		-5	-50	nA
V_{REFLNREG}	基准电压调整率	$V_{\text{IN}} = 3.6\text{V}$ 至 30V (注 3)		0.002	0.02	%/V
V_{LOADREG}	输出电压负载调节	(注 3) 在伺服环路中测量； ΔI_{TH} 电压 = 1.2V 至 0.7V 在伺服环路中测量； ΔI_{TH} 电压 = 1.2V 至 2.0V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
$g_{\text{m1,2}}$	跨导放大器 g_{m}	$I_{\text{TH1,2}} = 1.2\text{V}$ ；吸收/提供 $5\mu\text{A}$ ；(注 3)		1.3		mmho
$g_{\text{mGBW1,2}}$	跨导放大器 GBW	$I_{\text{TH1,2}} = 1.2\text{V}$ ；(注 3)		3		MHz
I_{Q}	输入 DC 供电电流 正常模式 停机	(注 4) $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$ ；EXT V_{CC} 连接至 V_{OUT1} ； $V_{\text{OUT1}} = 5\text{V}$ $V_{\text{RUN/SS1,2}} = 0\text{V}$		450 20	35	μA μA
V_{FCB}	强制连续操作门限		●	0.76	0.800	0.84 V
I_{FCB}	强制连续操作引脚电流	$V_{\text{FCB}} = 0.85\text{V}$		-0.50	-0.18	-0.1 μA
V_{BINHIBIT}	突发模式禁止(恒定频率)门限	在 FCB 引脚上测量		4.3	4.8	V
UVLO	欠压闭锁	V_{IN} 斜坡下降	●	3.5	4	V
V_{OVL}	反馈过压闭锁	在 $V_{\text{OSENSE1,2}}$ 引脚上测量	●	0.84	0.86	0.88 V
I_{SENSE}	检测引脚总电源电流	(每个通道)； $V_{\text{SENSE1}^-,2^-} = V_{\text{SENSE1}^+,2^+} = 0\text{V}$		-90	-60	μA
DF_{MAX}	最大占空比	在压降条件下		98	99.4	%
$I_{\text{RUN/SS1,2}}$	软启动充电电流	$V_{\text{RUN/SS1,2}} = 1.9\text{V}$		0.5	1.2	μA
$V_{\text{RUN/SS1,2 ON}}$	RUN/SS 引脚导通门限	$V_{\text{RUN/SS1}}$ ， $V_{\text{RUN/SS2}}$ 上升		1.0	1.5	2.0 V
$V_{\text{RUN/SS1,2 LT}}$	RUN/SS 引脚停机保护门限电压	$V_{\text{RUN/SS1}}$ ， $V_{\text{RUN/SS2}}$ 从 3V 上升		4.1	4.75	V
$I_{\text{SCL1,2}}$	RUN/SS 放电电流	软短路条件 $V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.5\text{V}$ ； $V_{\text{RUN/SS1,2}} = 4.5\text{V}$		0.5	2	4 μA
I_{SDLHO}	停机闭锁失效电流	$V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.5\text{V}$		1.6	5	μA
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$	最大电流检测门限	$V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.7\text{V}$ ， $V_{\text{SENSE1}^-,2^-} = 5\text{V}$ $V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.7\text{V}$ ， $V_{\text{SENSE1}^-,2^-} = 5\text{V}$	●	65 62	75 75	85 88 mV
$\text{TG1,2 } t_{\text{r}}$ $\text{TG1,2 } t_{\text{f}}$	TG 转换时间： 上升时间 下降时间	(注 5) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		55 55	100 100	ns ns
$\text{BG1,2 } t_{\text{r}}$ $\text{BG1,2 } t_{\text{f}}$	BG 过渡时间： 上升时间 下降时间	(注 5) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		45 45	100 90	ns ns
$\text{TG/BG } t_{\text{D}}$	高端栅极截止至低端栅极导通延时 同步导通延迟时间	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ 每个驱动器		80		ns
$\text{BG/TG } t_{\text{D}}$	低端栅极截止至高端栅极导通延时 高端栅极导通延迟时间	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ 每个驱动器		80		ns
$t_{\text{ON(MIN)}}$	最短接通时间	采用一个方波进行测试(注 6)		100		ns

3728lxld

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ， $V_{RUN/SSL2} = 5\text{V}$ ，除非特别说明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
INTV_{CC} 线性稳压器						
V_{INTVCC}	内部 V_{CC} 电压	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$	4.8	5.0	5.2	V
$V_{LDO INT}$	INTV _{CC} 负载调节	$I_{CC} = 0$ 至 20mA ， $V_{EXTVCC} = 4\text{V}$		0.2	2.0	%
$V_{LDO EXT}$	EXTV _{CC} 压降	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		100	200	mV
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} 切换电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$ ， EXTV _{CC} 正向斜坡上升	● 4.5	4.7		V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} 迟滞			0.2		V
振荡器和锁相环						
f_{NOM}	标称频率	$V_{PLLFLTR} = 1.2\text{V}$	360	400	440	kHz
f_{LOW}	最低频率	$V_{PLLFLTR} = 0\text{V}$	230	260	290	kHz
f_{HIGH}	最高频率	$V_{PLLFLTR} = 2.4\text{V}$	480	550	590	kHz
R_{PLLIN}	PLLIN 输入电阻			50		k Ω
$I_{PLLFLTR}$	相位检测器输出电流 电流吸收能力 供电能力	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN} > f_{OSC}$		-15 15		μA μA
3.3V 线性稳压器						
$V_{3.3OUT}$	3.3V 稳压器输出电压	无负载	3.2	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V 稳压器负载调节	$I_{3.3} = 0$ 至 10mA		0.5	2	%
$V_{3.3VL}$	3.3V 稳压器电压调节	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$		0.05	0.2	%
PGOOD 输出						
V_{PGL}	PGOOD 电压低	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$		± 1		μA
V_{PG}	PGOOD 跳变电平，任一控制器	相对于设定输出电压的 V_{OSENSE} V_{OSENSE} 负向斜坡上升 V_{OSENSE} 正向斜坡上升	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

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： T_J 是根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得的：

$$\text{LTC3728LUH/LTC3728LXUH: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3728LGN: } T_J = T_A + (P_D \cdot 95^\circ\text{C/W})$$

注 3： 该 IC 是在一个将 $V_{ITH1,2}$ 保持在一个规定电压值上并对合成 $V_{OSENSE1,2}$ 进行测量的反馈环路中测试的。

注 4： 由于以开关频率进行传送栅极电荷的缘故，动态供电电流更高。请见“应用信息”。

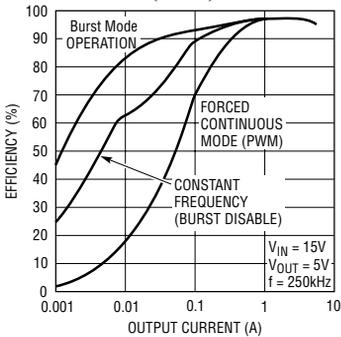
注 5： 上升和下降时间是采用 10% 和 90% 的电平测量的。延迟时间是采用 50% 的电平测量的。

注 6： 最小导通时间是在未采用外部功率 FET 的理想条件下测试的。当 IC 工作于实际电路中的时候，该数值会大一些。请参见“应用信息”部分中的“最小导通时间考虑”。

注 7： LTC3728L/LTC3728LX 保证在 0°C 至 85°C 符合性能规格。LTC3728LE 在 -40°C 至 85°C 的工作温度范围的技术指标则靠设计、特征和相关统计过程控制来保证。LTC3728LI 在 -40°C 至 85°C 的工作温度范围内符合性能规格。

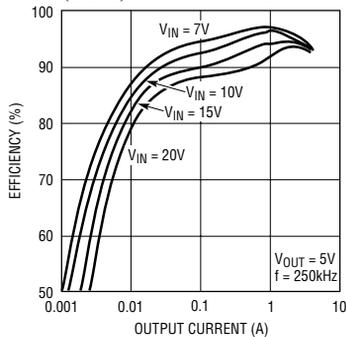
典型性能特征

效率与输出电流和模式的关系曲线 (图 13)



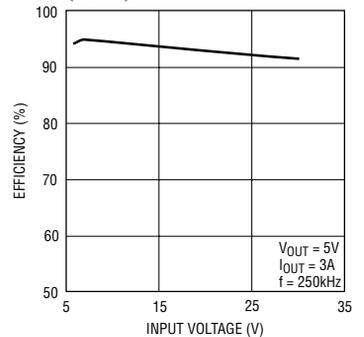
3728L.G01

效率与输出电流的关系曲线 (图 13)



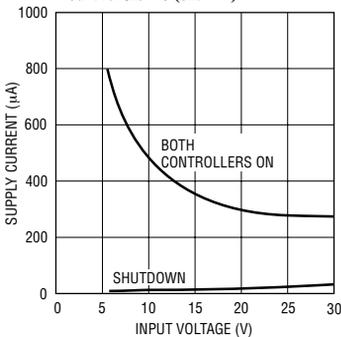
3728L.G02

效率与输入电压的关系曲线 (图 13)



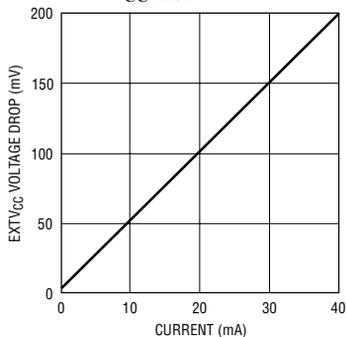
3728L.G03

供电电流与输入电压和模式的关系曲线 (图 13)



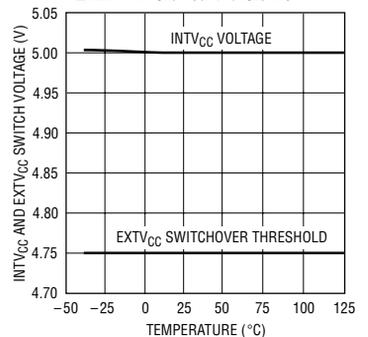
3728L.G04

EXTV_{CC} 压降



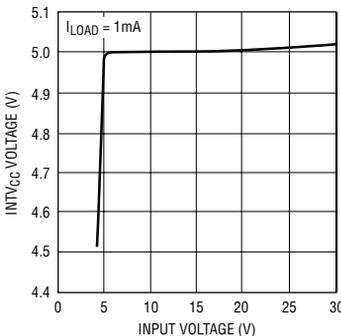
3728L.G05

INTV_{CC} 和 EXTV_{CC} 开关电压与温度的关系曲线



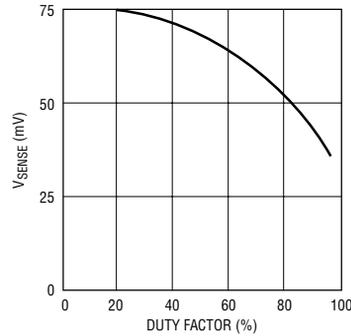
3728L.G06

内部 5V LDO 电压调节



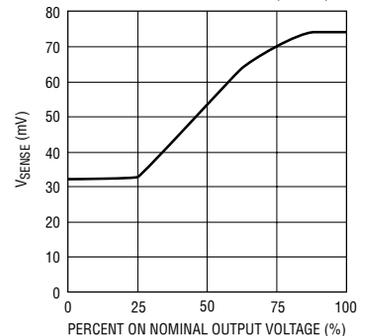
3728L.G07

最大电流检测门限与占空比的关系曲线



3728L.G08

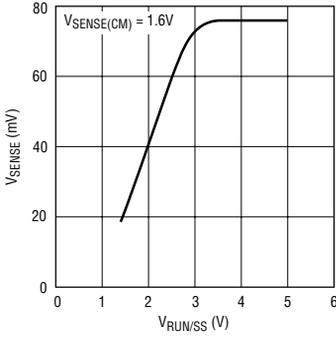
最大电流检测门限与标称输出电压的百分比的关系 (拆返)



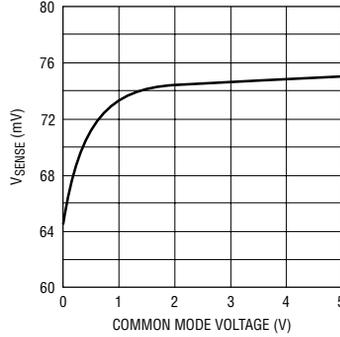
3728L.G09

典型性能特征

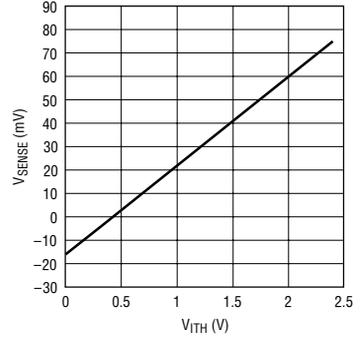
最大电流检测门限与 $V_{RUN/SS}$ (软启动) 的关系曲线



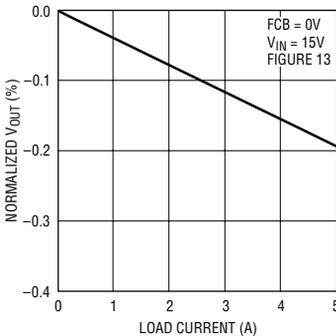
最大电流检测门限与检测共模电压的关系曲线



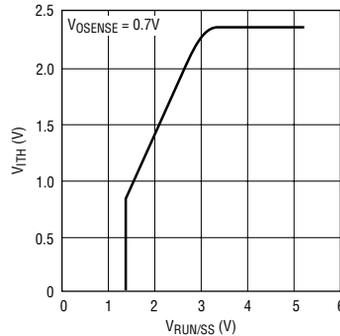
电流检测门限与 I_{TH} 电压的关系曲线



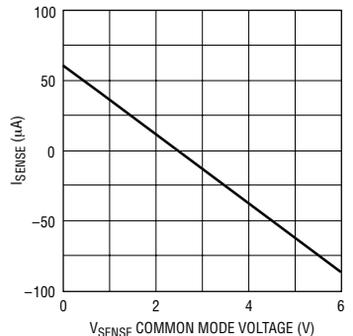
负载调节



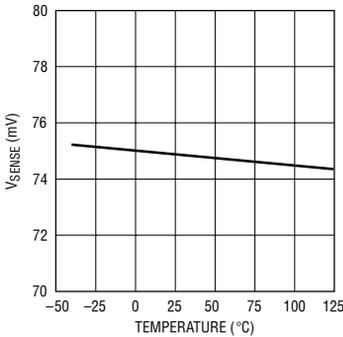
$V_{I TH}$ 与 $V_{RUN/SS}$ 的关系曲线



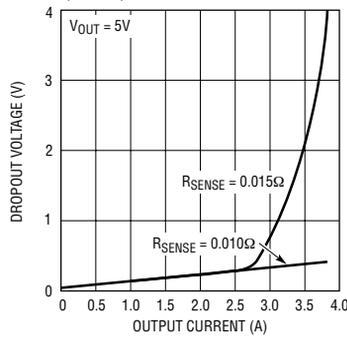
SENSE 引脚总供电电流



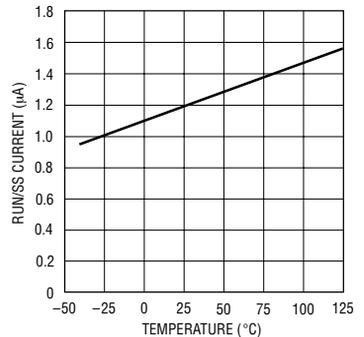
最大电流检测门限与温度的关系曲线



压降与输出电流的关系曲线 (图 14)



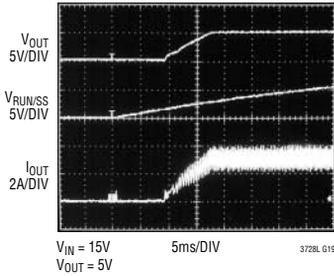
RUN/SS 电流与温度的关系



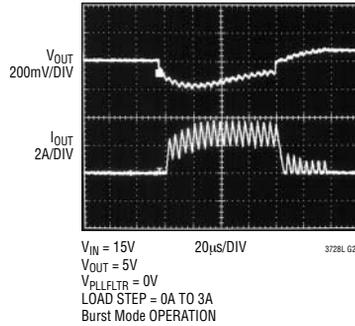
LTC3728L/LTC3728LX

典型性能特征

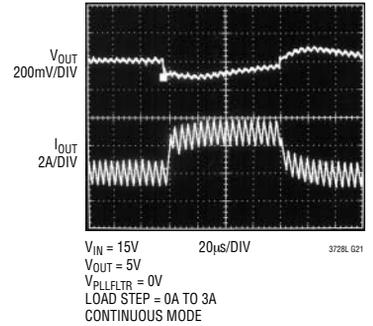
软启动 (图 13)



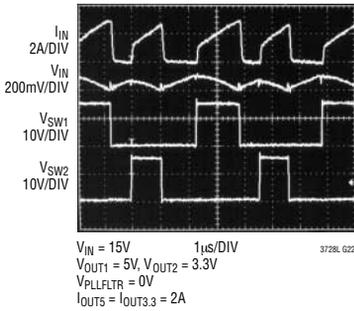
负载阶跃 (图 13)



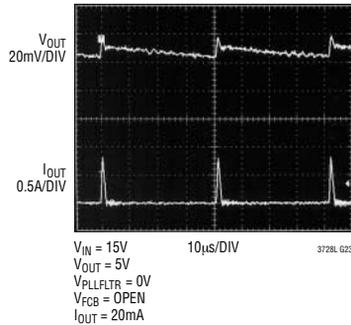
负载阶跃 (图 13)



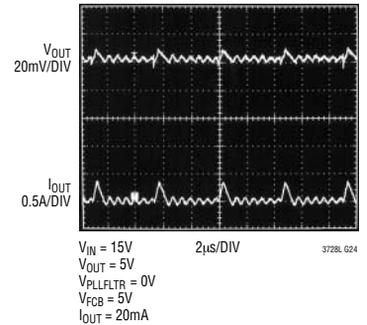
输入电源/电容器瞬时电流 (图 13)



突发模式操作 (图 13)

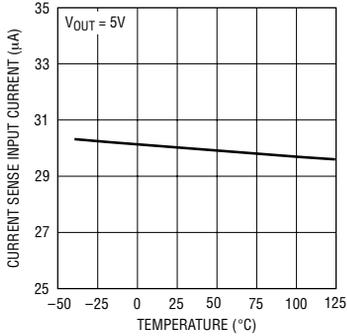


恒定频率 (突发模式禁止) 操作 (图 13)



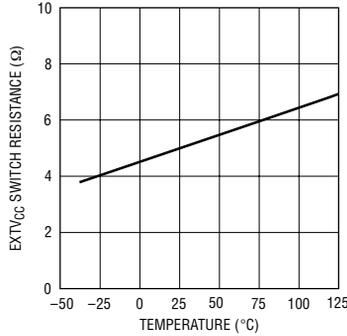
典型性能特征

电流检测引脚输入电流与温度的关系曲线



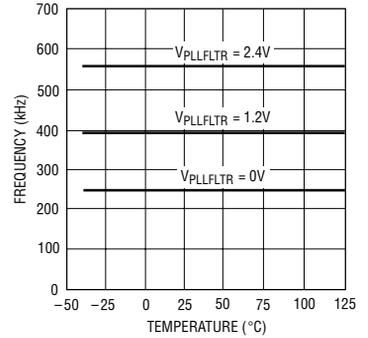
3728L G26

EXTV_{CC} 开关电阻与温度的关系曲线



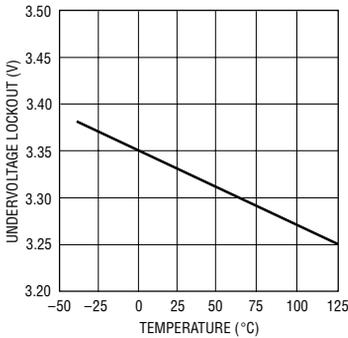
3728L G27

振荡器频率与温度的关系



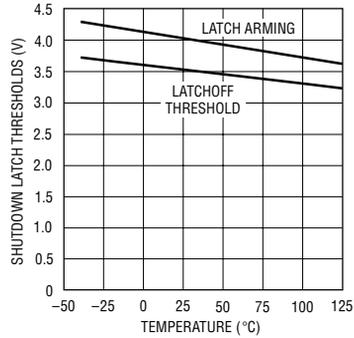
3728L G28

欠压闭锁与温度的关系曲线



3728L G29

停机闭锁门限与温度的关系



3728L G30

引脚功能

V_{OSENSE1}、**V_{OSENSE2}**：利用一个跨接在输出端的外部阻性分压器来接收用于每个控制器的遥测反馈电压。

PLLFLTR：锁相环的低通滤波器连接至该引脚。另一种做法是用一个 AC 或 DC 电压源来驱动该引脚，以改变内部振荡器的频率。

PLLIN：至相位检测器的外部同步输入。该引脚在内部通过 50kΩ 电阻终接至 SGND。锁相环将迫使控制器 1 的高端栅极信号上升沿与 PLLIN 信号的上升沿同步。

FCB：强制连续控制输入。该输入作用于两个控制器且通常被用来对次边绕组进行稳压。将该引脚电压拉至 0.8V 以下将强制执行连续同步操作。

I_{TH1}、**I_{TH2}**：误差放大器输出和开关稳压器补偿点。每个关联通道的电流比较器跳变点随该控制电压而上升。

SGND：小信号地。两个控制器公用，这引脚必须从大电流地分别走线至 C_{OUT} 电容器的公共 (-) 端。

3.3V_{OUT}：线性稳压器输出。一个能提供 10mA DC 电流和峰值电流高达 50mA 的线性稳压器输出。

NC：未连接。

SENSE2⁻、**SENSE1⁻**：差分电流比较器的 (-) 输入。

SENSE2⁺、**SENSE1⁺**：差分电流比较器的 (+) 输入。I_{TH} 引脚电压、SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 引脚之间的受控偏移电压以及 R_{SENSE} 设定电流跳变门限。

RUN/SS2、**RUN/SS1**：软启动、运行控制输入和短路检测定时器的组合。这两个引脚上各有一个连接至地的电容器，用于设定至满输出电流的斜坡上升时间。使这两个引脚中的任一个回降至 1.0V 以下会导致 IC 将该特定控制器所需的电路关断。闭锁过流保护也是通过该引脚来启用的，详见“应用信息”部分所述。

TG2、**TG1**：用于高端 N 沟道 MOSFET 的大电流栅极驱动器。这些引脚是浮动驱动器的输出，且具有与叠加在开关节点电压 SW 上的 INTV_{CC} - 0.5V 相等的电压摆幅。

SW2、**SW1**：至电感器的开关节点连接。这些引脚上的电压摆幅是在地电位之下的一个肖特基二极管 (外部) 压降至 V_{IN} 之间。

BOOST2、**BOOST1**：至高端浮动驱动器的自举电源。电容器连接在升压和开关引脚之间，肖特基二极管连接在升压和 INTV_{CC} 引脚之间。升压引脚上的电压摆幅在 INTV_{CC} 至 (V_{IN} + INTV_{CC}) 之间。

BG2、**BG1**：用于低端 (同步) N 沟道 MOSFET 的大电流栅极驱动。这些引脚上的电压摆幅在地电位和 INTV_{CC} 之间。

PGND：驱动器电源地。连接至低端 (同步) N 沟道 MOSFET 的源极、肖特基整流器的正极和 C_{IN} 的 (-) 端。

INTV_{CC}：内部 5V 线性低压降稳压器和 EXTV_{CC} 开关的输出。驱动器和控制电路由该电压源供电。必须通过一个最小值为 4.7μF 的钽电容器或其他低 ESR 电容器去耦至地。

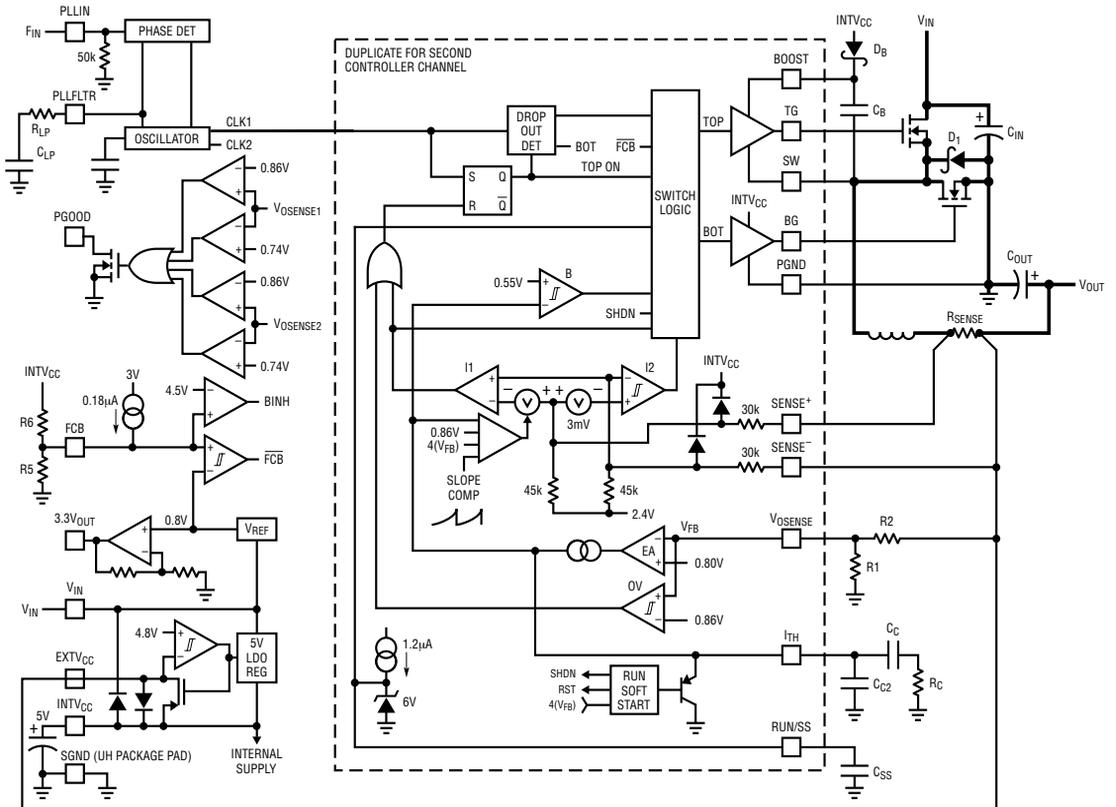
EXTV_{CC}：至一个连接至 INTV_{CC} 的内部开关的外部电源输入。一旦 EXTV_{CC} 高于 4.7V，则该开关闭合，提供 V_{CC} 电源，并使内部低压降稳压器旁路。请见应用部分中的“EXTV_{CC} 连接”。该引脚上的电压不要超过 7V。

V_{IN}：主电源引脚。应在该引脚和信号地引脚之间连接一个旁路电容器。

PGOOD：开路漏极逻辑输出。当任一个 V_{OSENSE} 引脚上的电压不在其调整点的 ±7.5% 以内时，PGOOD 引脚电平被拉至地电位。

裸露衬垫 (仅 UH 封装)：信号地。必须被焊接至 PCB，从而为 IC 的控制元件提供一个局部地，并连接至 IC 的 PGND 引脚。

功能框图



3728 F04/02

图 2

工作原理 (参阅功能框图)

主控制环路

该 IC 采用的是一种恒定频率、电流模式降压型架构，两个控制器通道以反相 180° 工作。在正常操作过程中，当用于某一通道的时钟对 RS 锁存器进行设置时，每个高端 MOSFET 接通；而当主电流比较器 I_1 使 RS 锁存器复位时则关断。 I_1 使 RS 锁存器复位的峰值电感器电流由 I_{TH} 引脚 (它是每个误差放大器 EA 的输出) 上的电压来控制。 V_{OSENSE} 引脚接收电压反馈信号，并由 EA 将其与内部基准电压加以比较。当负载电流增大时，它导致 V_{OSENSE} 相对于 0.8V 基准产生轻微的下降，这会造成 I_{TH} 电压上升，直到平均电感器电流与新的负载电流相匹配为止。在高端 MOSFET 关断后，低端 MOSFET 接通，直到电感器电流开始反向 (由电流比较器 I_2 来指示) 或下一个周期开始时为止。

高端 MOSFET 驱动器由浮动自举电容器 C_B 来偏置，当高端 MOSFET 关断时，在每个关断周期利用一个外部二极管对该电容器进行再充电。当 V_{IN} 下降至一个接近 V_{OUT} 的电压值时，该环路有可能进入压降状态，并试图连续接通高端 MOSFET。压降检测器对此进行检测，并使高端 MOSFET 每在第十个周期关断大约 400ns，以让 C_B 再充电。

通过将 RUN/SS 引脚拉至低电平来关断主控制环路。断开 RUN/SS 引脚则允许一个内部 $1.2\mu A$ 电流源对软启动电容器 C_{SS} 进行充电。当 C_{SS} 电压达到 1.5V 时，主控制环路被使能，且 I_{TH} 电压被箝位于其最大值的 30% 左右。随着 C_{SS} 的持续充电， I_{TH} 引脚电压逐渐复原，从而能够进行正常的满电流操作。当 RUN/SS1 和 RUN/SS2 引脚均处于低电平时，所有的控制器功能 (包括 5V 和 3.3V 稳压器) 均被关断。

低电流操作

FCB 引脚是一个具备两种功能的多功能引脚：1) 通过短暂地迫使在两个控制器上进行连续 PWM 操作来为一个次边绕组提供稳压；2) 在两个低电流操作模式之间进行选择。当 FCB 引脚电压低于 0.8V 时，控制器强制进行连续 PWM 电流模式操作。在该模式中，高端和低端 MOSFET 交替接通，以保持输出电压不受电感器电流方向的限制。当 FCB 引脚电压低于 $V_{INTVCC} - 2V$ 但高于 0.8V 时，控制器进入突发模式操作状态。当电感器电流变成负值时，突发模式操作在禁止高端开关动作并关断同步 MOSFET 之前设定一个最小输出电流水平。在低电流条件下，这要求的组合将使 I_{TH} 引脚电压低于一个电压门限，该电压门限将短暂地禁止同时接通两个输出 MOSFET，直到输出电压下降为止。在连接至 I_{TH} 引脚的突发比较器 B 当中存在 60mV 的迟滞。该迟滞产生输出信号至 MOSFET，这将使 MOSFET 在几个周期里保持接通状态，随后是一个取决于负载电流的可变“睡眠”间隔。通过在误差放大器增益功能块之后设置迟滞比较器，可把合成输出电压纹波保持在一非常小的数值上。

频率同步

锁相环允许通过 PLLIN 引脚使内部振荡器与一个外部时钟脉冲源同步。位于 PLLFLTR 引脚上的相位检测器的输出同时也是工作于 260kHz 至 550kHz 频率范围 (它对应于一个 0V 至 2.4V 的 DC 电压输入) 的振荡器 DC 频率控制输入。当锁定时，PLL 将高端 MOSFET 的接通与同步信号的上升沿对齐。当 PLLIN 引脚被置于开路状态时，PLLFLTR 引脚电平走低，使得振荡器的振荡频率降至最低。

工作原理 (参阅功能框图)

恒定频率操作

当 FCB 引脚连接至 INTV_{CC} 时，突发模式操作失效且强制性的最小输出电流要求被取消。这在可能的最宽输出电流范围内提供了恒定频率的不连续(防止反向电感器电流)电流操作。该恒定频率操作的效率不如突发模式操作，但的确提供了一种噪声更低的恒定频率操作模式，其输出电流降至设计最大输出电流的大约 1%。

连续电流 (PWM) 操作

将 FCB 引脚连接至地强制进行连续电流操作。这是效率最低的操作模式，但在某些特定的应用中有可能是合乎需要的。在该模式中，输出可以供电也可以吸收电流。当在强制连续操作中吸收电流时，电流将被迫回流至主电源，这有可能把输入电源提升到一个危险的电压电平——对此请小心！

INTV_{CC}/EXTV_{CC} 电源

用于高端和低端 MOSFET 驱动器以及大多数其他内部电路的电源均取自 INTV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 引脚被置于开路状态时，一个内部 5V 低压降线性稳压器提供 INTV_{CC} 电源。如果 EXTV_{CC} 引脚电平被提升至 4.7V 以上，则关断 5V 稳压器，并接通一个内部开关，将 EXTV_{CC} 连接至 INTV_{CC}。这允许从一个高效率的外部电源(例如稳压器自身的输出或一个次绕组)来获得 INTV_{CC} 电源，详见“应用信息”部分。

输出过压保护

一个过压比较器 OV 用于防止发生瞬态过冲 (>7.5%) 以及其他有可能引起输出过压的更严重情况。在这种场合，高端 MOSFET 被关断，低边 MOSFET 被接通，直到过压状态被清除为止。

电源状态良好 (PGOOD) 引脚

PGOOD 引脚被连接至一个内部 MOSFET 的一个开路漏极。当两个输出中的任一个不在标称输出电压的 ±7.5% 以内时(由阻性反馈分压器所决定)，MOSFET 接通并把该引脚拉至低电平。当两个输出均满足 ±7.5% 的要求时，MOSFET 将在 10μs 之内关断，而且允许通过一个外部电阻器将该引脚上拉至一个电压值高达 7V 的电源。

折返电流、短路检测和短路闭锁

RUN/SS 电容器一开始被用来限制每个开关稳压器的侵入电流。在控制器被启动且给予了用于对输出电容器进行充电并提供满负载电流所需的足够时间之后，RUN/SS 电容器则被用于一个短路超时电路中。如果输出电压降至其标称值的 70% 以下，则 RUN/SS 电容器在假设输出处于一种过流和/或短路状态的情况下开始放电。如果这种状态持续的时间足够长(由 RUN/SS 电容器的大小所决定)，则控制器将被关断，直到 RUN/SS 引脚电压再循环。可通过向 RUN/SS 引脚提供一个符合 5V 电压标准大于 5μA 上

工作原理 (参阅功能框图)

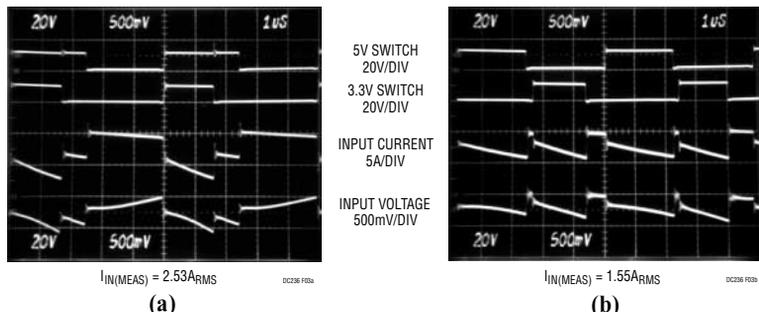


图 3：用于比较在 3A 条件下进行 12V 至 5V 转换和 12V 至 3.3V 转换的双开关稳压器单相操作 (a) 和两相操作 (b) 的输入波形。采用 LTC1628 两相稳压器的减小输入纹波容许采用较便宜的输入电容器，降低了对 EMI 的屏蔽要求并提高了效率

拉电流来取代这一内置闭锁。该电流缩短了软启动时间，但在过流和/或短路条件下也阻止了 RUN/SS 电容器的净放电。不管短路闭锁电路是否被使能，当输出电压降至其标称值的 70% 以下时还将起启动折返电流限值功能。即使出现短路且短路闭锁未被使能，但因内部电流折返的缘故，仍将提供一个安全的低输出电流，而且，由于电流模式开关稳压器所具有的高效性，所以实际的功率消耗也低。

两相操作的原理和优点

LTC1628 和 LTC3728L 系列的高效双 DC/DC 控制器首次将两相操作的诸多优点带到了便携式应用。笔记本电脑、PDA、手持式终端和汽车电子产品都从两相操作有关的较低输入滤波要求、减少的电磁干扰 (EMI) 以及增加的效率中获益。

为什么要采用两相操作？在采用两相操作的产品系列面市之前，恒定频率双开关稳压器使两个通道同相工作 (即单相操作)。这意味着两个开关同时接通，导致从输入电容器和电池吸收的电流脉冲幅度高达一个稳压器工作时的两倍。这些大幅度的电流脉冲使得来自输入电容器的总 RMS 电流增大，因而需要采用更加昂贵的输入电容器，并造成 EMI 以及输入电容器和电池中损耗的增加。

采用两相操作后，双开关稳压器的两个通道以 180 度反相操作。这使得由开关吸收的电流脉冲有效交错，极大地减少了它们彼此相加的重叠时间。结果是总 RMS 输入电流显著减小，这使得可以采用较便宜的输入电容器，对 EMI 的屏蔽要求有所降低，而实际的工作效率也提高了。

图 3 把具代表性的单相双开关稳压器的输入波形与 LTC1628 两相双开关稳压器的输入波形做了比较。在这些条件下的 RMS 输入电流实际测量表明了，两相操作将输入电流从 $2.53A_{RMS}$ 降至 $1.55A_{RMS}$ 。虽然这种下降本身的印象深刻，但请别忘功耗是与 I_{RMS}^2 成正比的，这意味着实际功耗下降了 2.66 倍。输入纹波电压的下降还意味着输入电源通路中功耗的减少，这包括电池、开关、轨迹/连接器电阻和保护电路。由于 RMS 输入电流和电压的下降，还使得传导和辐射 EMI 的改善程度直接加大。

当然，由两相操作提供的改善是双开关稳压器相对占空比的函数，而这些占空比又取决于输入电压 V_{IN} (占空比 = V_{OUT}/V_{IN})。图 4 示出了在一个宽输入电压范围内，3.3V 和 5V 稳压器的单相和两相操作的 RMS 输入电流是如何变化的。

已看出两相操作的优点并非仅仅局限于一个窄的工作范围，而实际上是延伸到一个很宽的区域。

工作原理 (参阅功能框图)

对大多数应用来说，一个好的经验法则是两相操作将把输入电容器的要求降低到只有一个通道工作于最大电流条件下且占空比为 50% 的水平上。

最后的一个问题是：如果两相操作确能为双开关稳压器带来这样一个胜过单相操作的优点，那么以前人们为什么没有采用两相操作？答案是虽然两相操作从原理上说很简单，但却难以实现。恒定频率电流模式开关稳压器需要一个从振荡器获得的“斜率补偿”信号，以使每个稳压器能在 50% 以上的占空比条件下进行稳定的操作。在单相双开关稳压器中，该信号的获得相对容易一些，但若要实现两相操作，则需开发出新的专有技术。此外，采用两相操作时，两个通道之间的隔离变得更加关键，因为一个通道中的开关转换有可能对另一个通道的操作产生干扰。

这些两相操作器件证明上述的障碍均已被克服。它们为便携式电子产品所需的数量日增高效电源赋予了独特优势。

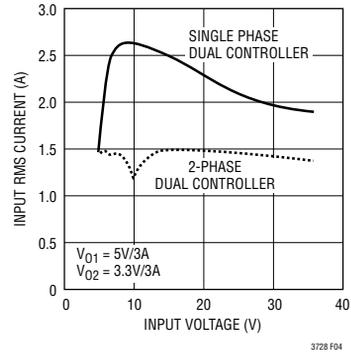


图 4：RMS 输入电流比较

应用信息

本数据表首页的图 1 是 LTC3728L/LTC3728LX 的一种基本应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱使，并始自 R_{SENSE} 阻值和电感值的选择。随后选择的是功率 MOSFET 和 DI。最后选择的是 C_{IN} 和 C_{OUT} 。图 1 所示的电路能对输入电压高达 28V (受外部 MOSFET 的限制) 的操作进行配置。

输出电流的 R_{SENSE} 选择

R_{SENSE} 的选择基于所需的输出电流。电流比较器具有一个 $75\text{mV}/R_{SENSE}$ 的最大门限和一个 SGND 至 1.1 (INTV_{CC}) 的输入共模范围。电流比较器门限设定了峰值电感器电流，并产生等于峰值电流减去一半峰至峰纹波电流 ΔI_L 的最大平均输出电流 I_{MAX} 。

在 IC 和外部元件参数值中提供一个偏差容限，得出：

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

由于在电流检测环路中有可能存在因 PCB 布局所引发的噪声，因此在设计中还必需检查 AC 电流检测纹波 $\Delta V_{SENSE} = \Delta I \cdot R_{SENSE}$ ，以获得上佳的信噪比。一般来说，当采用了一个相当好的 PCB 布局时，建议把 15mV ΔV_{SENSE} 电压作为一个保守的设计起点。当在一个非常低的降压条件下使用控制器时，为了满足工作于 50% 以上占空比条件下降压型稳压器的稳定性标准，需要进行内部补偿，所以最大输出电流电平将被降低。提供了一条曲线以估计这取决于工作占空比的峰值电流电平的下降幅度。

工作频率

该 IC 采用了一种恒定频率可锁相架构，频率由一个内部电容器来决定。该电容器由一个固定电流和一个与加在 PLLFLTR 引脚上的电压成正比的额外电流进行充电。请参阅“应用信息”部分中的“锁相环和频率同步”以了解更多的信息。

图 5 示出了加在 PLLFLTR 引脚上的电压与频率

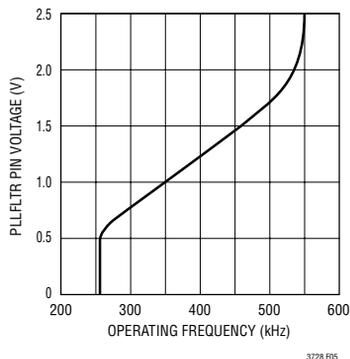


图 5：PLLFLTR 引脚电压与频率的关系曲线

之间的关系曲线。随著工作频率的提高，栅极电荷损耗将增加，导致效率下降 (见“效率考虑”)。最大开关频率约为 550kHz。

电感值的计算

工作频率与电感器的选择是相互关联的，因为较高的工作频率允许采用数值较小的电感器和电容器。那么为什么人们会选择较低的工作频率和使用较大的元件？答案是出于效率的考虑。由于 MOSFET 栅极电荷损耗的缘故，较高的工作频率会导致效率下降。除了这一基本的权衡折衷之外，电感值对纹波电流和低电流操作的影响也是必须考虑的。

电感值对纹波电流有著直接的影响。电感器输入纹波电流 ΔI_L 随著电感或频率的增加而减小，以及随著 V_{IN} 的增加而增大：

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

接受较大的 ΔI_L 值允许采用低电感，但会造成输出电压纹波和磁芯损耗的增加。用于设定纹波电流的一个合理的起点是 $\Delta I =$ 最大输出电流的 30% 或更高，以在电流环路中实现上佳的负载瞬态响应和足够的纹波电流信号。

应用信息

电感值也有一个副作用。至突发模式操作的转换在所需的平均电感器电流产生一个低于电流限值(由 R_{SENSE} 决定)25%的峰值电流时开始。较低的电感值(较高的 ΔI_L)将在较低的负载电流条件下导致这一情况的发生,这会造成低电流操作范围的上区段中效率下降。在突发模式操作中,较低的电感值将使突发频率降低。

电感器磁芯选择

一旦知道了L的数值,就必须选择电感器的类型。高效转换器一般承受不了低成本的铁粉磁芯损耗,因而不得不采用较昂贵的铁氧体、坡莫合金磁芯或Kool Mu[®]磁芯。对于一个给定的电感值,实际的磁损与磁芯的大小无关,但与所选的电感关系很大。随著电感的增加,磁损下降。不幸的是,电感的增加需要更多的匝数,从而导致铜损增加。

铁氧体设计有非常小的磁损,在高开关频率下优先选用,这样就可把设计目标集中在如何减少铜损和防止饱和上。铁氧体磁芯材料会发生“硬”饱和,即指当超过峰值设计电流时,电感会突然遭到破坏,这将导致电感器纹波电流突然增加,并因此使得输出电压纹波增加。不能让磁芯饱和!

坡莫合金(由Magnetics公司提供)是一种用于环行芯的非常好及低损耗磁芯材料,但价格比铁氧体磁芯昂贵。Kool Mu是这家制造商提供的一种合理的折衷解决方案。环行芯的空间利用率很高,尤其是在您能使用多层导线时。由于它们通常没有骨架,所以安装较困难。但是,有提供表面贴装设计,这不会使高度明显增加。

功率 MOSFET 和 DI 的选择

在LTC3728L/LTC3728LX中,每个控制器都必须选择两个外部功率 MOSFET:一个用于高端(主)开关的N沟道 MOSFET,和一个用于低端(同步)开关的N沟道 MOSFET。

峰至峰驱动电平由INTV_{CC}电压来设定。在起动过程中,该电压一般为5V(见“EXTV_{CC}引脚连接”)。因此,在大多数应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。唯一的例外是在希望采用低输入电压的场合($V_{IN} < 5V$);此时,应采用副逻辑电平门限 MOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)。还应密切关注 MOSFET 的 BV_{DSS} 规格;大多数逻辑电平 MOSFET 都被限制为30V(或更低)。

功率 MOSFET 的选择标准中包含“导通”电阻 $R_{DS(ON)}$ 、密勒(Miller)电容 C_{MILLER} 、输入电压和最大输出电流。 C_{MILLER} 可由 MOSFET 制造商的产品数据表中常常给出的栅极充电曲线近似求出。 C_{MILLER} 等于栅极电荷沿横轴的增加,而曲线大约由 V_{DS} 的规定变化水平分割。然后,将该结果与应用中施加的 V_{DS} 和栅极充电曲线规定 V_{DS} 的比值相乘。当该IC工作于连续模式时,高端和低端 MOSFET 占空比由下式给出:

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

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

最大输出电流条件下的 MOSFET 功耗由下式给出:

$$P_{MAIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{MAX})^2 (1+\delta) R_{DS(ON)} + (V_{IN})^2 \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) (C_{MILLER}) \cdot \left[\frac{1}{V_{INTVCC} - V_{THMIN}} + \frac{1}{V_{THMIN}} \right] (f)$$

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

式中的 δ 是 $R_{DS(ON)}$ 的温度从属, R_{DR} (约4 Ω)是在 MOSFET 的密勒门限电压条件下的有效驱动器电阻。 V_{THMIN} 是典型的 MOSFET 最小门限电压。

应用信息

两个 MOSFET 均具有 I^2R 损耗，而高端 N 沟道的公式包括一个用于计算转换损耗的附加项，这在高输入电压条件下是最大。当 $V_{IN} < 20V$ 时，采用较大的 MOSFET 通常可提高大电流时的效率，而当 $V_{IN} > 20V$ 时，转换损耗迅速增加一点，而这采用具有较高 $R_{DS(ON)}$ 器件和较低 C_{MILLER} 实际上可提供更高效率的程度。同步 MOSFET 的损耗在高输入电压条件下 (当高端开关工作于低占空比时) 或短路期间 (当同步开关在接近 100% 的时间里处于接通状态时) 是最大。

$(1 + \delta)$ 项通常以一个归一化的 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线的形式提供给 MOSFET，但是对于低压 MOSFET， $\delta = 0.005/^\circ C$ 可被用作一个近似值。

图 1 所示的肖特基二极管 D1 在两个功率 MOSFET 导通期之间的死区导通。这可以防止低端 MOSFET 的体二极管导通、在死区时间储存电荷和在高 V_{IN} 条件下需要一个能造成高达 3% 效率损失的反向恢复期。由于平均电流相对较小，因此对两个工作区而言，采用一个 1A 到 3A 的肖特基二极管往往是一个不错的折衷方案。较大的二极管因其所具有的结电容较大，故会产生额外的转换损耗。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

多相架构及其对通过输入网络 (电池/熔丝/电容器) 吸收的最坏情况 RMS 电流影响简化了 C_{IN} 的选择。可以证明最坏情况 RMS 电流出现在只有一个控制器处于工作状态的场合。在下面的公式中，需要采用 $(V_{OUT})I_{OUT}$ 乘积最大的控制器，以决定最大 RMS 电流要求。增加从另一个异相工作控制器吸收的输出电流实际上将使输入 RMS 纹波电流从该最大值下降 (见图 4)。与单相电源解决方案相比，异相技术一般会把输入电容器的 RMS 纹波电流减小 30% 至 70%。

输入电容器的类型、数值和额定 ESR 对效率的影响是选择过程中需要考虑的。所选的电容值应足

以储存足够的电荷量，以抑制高峰值电池电流。对于一个工作频率为 200kHz、输出功率为 25W 的电源来说， $20\mu F$ 至 $40\mu F$ 的电容器便足够了。电容器的 ESR 对电容器的功耗以及总电池效率而言是很重要的。所有的功耗 (RMS 纹波电流 \cdot ESR) 不仅使电容器升温，还浪费了电池的能量。

中等电压 (20V 至 35V) 的陶瓷电容器、钽电容器、OS-CON 电容器和额定的转换开关电解电容器均可用作输入电容器，但它们各有缺点：陶瓷电容器的电压系数非常高且有可能产生声频压电效应；钽电容器需要进行浪涌额定；OS-CON 电容器具有较高的电感、较大的外壳尺寸且限制于表面贴装应用；电解电容器因 ESR 较大且可能发生电解液干涸现象，故需采用多个。多相系统实现了最低的总电容量。少至一个 $22\mu F$ 或两至三个 $10\mu F$ 的陶瓷电容器凭借其极低的 ESR 而成为了 20W 至 35W 电源的理想选择。即使 20V 条件下的电容远远低于其零偏压时的额定值，非常低的 ESR 损耗仍使得陶瓷电容器成为效率最高的电池供电型系统的理想候选方案。也可考虑采用并联陶瓷电容器和高质量的电解电容器来实现 ESR 和体电容目标的一种有效的方法。

在连续方式中，高端 N 沟道 MOSFET 的源极电流是占空比 V_{OUT}/V_{IN} 的一个方波。为防止发生大电压瞬变，必须采用一个专为一个通道的最大 RMS 电流而挑选的低 ESR 输入电容器。最大 RMS 电容器电流由下式给出：

$$C_{IN} \text{ 要求的 } I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

该公式在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时具有最大值，此时 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ 。这一简单的最坏情况是设计中常用的，因为即使明显偏离也不会有大的影响。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常是基于使用寿命仅 2000 小时。这使得合理的做法是采用进一步额定的电容器，或选择一个针对比所要求温度更高的条件而设

应用信息

计的电容器。还可以并联几个电容器以满足设计的尺寸和高度要求。如果有任何问题，应始终向制造商咨询。

通过运用上述用于较大功率控制器的公式能计算出 LTC3728L/LTC3728LX 采用多相定时带来多大的好处，并计算出如两控制器通道在同时处于接通时所产生的功耗。当两个控制器同时工作时，由于流经输入电容器的 ESR 电流脉冲交错，总 RMS 功耗较低。这就是上面为最坏情况控制器计算的输入电容器要求适合于双控制器设计的原因。请记住，由于多相系统中峰值电流的减小，输入保护熔丝电阻、电池电阻和 PC 板轨迹电阻损耗也得以减少。只有当在效率测试中包括了电源/电池的源电阻时，多相设计的全部好处才会完全被认识。两个高端 MOSFET 的漏极彼此间距应在 1cm 以内，并共用一个 C_{IN} 。把 MOSFET 的漏极与 C_{IN} 分开有可能产生干扰电压并在 V_{IN} 上引发电流谐振。

C_{OUT} 的选择受所要求的有效串联电阻 (ESR) 的驱使。一般来说，一旦 ESR 要求得到满足，则所选择的电容是足够滤波。输出纹波 (ΔV_{OUT}) 由下式决定：

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

式中的 f = 工作频率， C_{OUT} = 输出电容， ΔI_L = 电感器中的纹波电流。输出纹波在最大输入电压的条件下最高，因为 ΔI_L 随输入电压而增加。在最大 V_{IN} 条件下，当 $\Delta I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$ 时，输出纹波一般将低于 50mV，并假设：

$$C_{OUT} \text{ 推荐的 } ESR < 2 R_{SENSE} \\ \text{和 } C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$$

第一个条件与流入输出电容的 ESR 纹波电流有关，第二项则保证了输出电容在工作频率期间不会因纹

波电流的缘故而显著放电。选用较小的输出电容会由于该放电项的缘故而使纹波电压有所增加，但可通过采用 ESR 非常低的电容器来进行补偿，以把纹波电压维持在 50mV 或更低的水平上。可以对 I_{TH} 引脚 OPTI-LOOP 补偿元件进行优化，以提供稳定的高性能瞬态响应，而不受所选的输出电容器的影响。

当选择高性能的通孔电容器时，可考虑诸如 Nichicon、United Chemicon 和 Sanyo 这样的公司。Sanyo 公司提供的 OS-CON 半导体介质电容器具有任何铝电解电容器的最小 (ESR) (尺寸) 结合，而价格则稍高一些。建议增加一个与 OS-CON 电容器并联的陶瓷电容器，以减小电感的影响。

在表面贴装应用中，有可能需要采用多个并联的电容器以满足应用的 ESR、RMS 电流处理和负载阶跃要求。铝电解电容器、干式钽电容器和特殊的聚合物电容器均有表面贴封装提供。特殊的聚合物表面贴装型电容器具有非常低的 ESR，但其单位体积的储存容量不及其他类型的电容器。这些电容器提供了一种成本效益非常高的输出电容器解决方案，而且，当与一个具有高环路带宽的控制器相组合时，也是一种理想的选择。钽电容器的电容密度最高且常被用作具受控软启动功能开关稳压器的输出电容器。几种经过浪涌测试的极佳选择是 AVX TPS、AVX TPSV 或外壳高度在 2mm 至 4mm 的 KEMET T510 系列表面贴装型钽电容器。铝电解电容器可用于受成本驱动的应用，考虑包括额定纹波电流、温度和长期可靠性。典型的应用将需要并联几个或多个铝电解电容器。上述电容器的组合常常能够使性能得到最大限度的提升，并最大限度地降低总成本。其他类型的电容器包括 Nichicon PL 系列、Panasonic SP、NEC Neocap、Cornell Dubilier ESRE 和 Sprague 595D 系列。请咨询制造商以了解其他特定的推荐选择方案。

应用信息

INTV_{CC} 稳压器

一个内部 P 沟道低压降稳压器从 V_{IN} 电源引脚在 INTV_{CC} 引脚上生成 5V 电压。INTV_{CC} 为 IC 中的驱动器和内部电路供电。INTV_{CC} 引脚稳压器能提供 50mA 的峰值电流，且必须通过一个最小 4.7μF 的钽电容器、或 10μF 的特殊聚合物电容器、亦或是低 ESR 型的电解电容器旁路至地。强烈建议将一个 1μF 的陶瓷电容器直接紧靠著 INTV_{CC} 引脚和 PGND_{IC} 引脚。良好的旁路对于提供 MOSFET 栅极驱动器所需的大瞬变电流以及防止通道间的相互干扰都是必需的。

对大 MOSFET 进行高频驱动的较高输入电压应用有可能导致 IC 的结温超过其最大额定值。系统供电电流一般由栅极充电电流所支配。在功耗计算中还需把外部额外加载的 INTV_{CC} 和 3.3V 线性稳压器考虑在内。总 INTV_{CC} 电流可由 5V 内部线性稳压器或 EXTV_{CC} 输入引脚来提供。当加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压低于 4.7V 时，INTV_{CC} 电流全部由内部 5V 线性稳压器提供。在这种场合，IC 的功耗是最大的： $(V_{IN})(I_{INTVCC})$ ，而总效率降低。如“效率考虑”部分所述，栅极充电电流取决于工作频率。利用“电特性”参数表注 2 中给出的公式可估算出结温。例如，在一个 24V 电源的情况下将 IC 的 V_{IN} 电流热限制在 67mA 以下（未采用 EXTV_{CC} 引脚）时的结温如下：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (67\text{mA})(24\text{V})(34^\circ\text{C}/\text{W}) = 125^\circ\text{C}$$

采用 EXTV_{CC} 输入引脚可把结温降至：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (67\text{mA})(5\text{V})(34^\circ\text{C}/\text{W}) = 81^\circ\text{C}$$

INTV_{CC} 引脚的绝对最大额定电流是 40mA。功耗的计算应把任何从内部 3.3V 线性稳压器吸收的额外电流包括进去。为防止超过最大结温，当在最大 V_{IN} 条件下工作于连续模式时，必须检查输入供电电流。

EXTV_{CC} 连接

该 IC 包括一个连接在 EXTV_{CC} 引脚 和 INTV_{CC}

引脚之间的内部 P 沟道 MOSFET 开关。当加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压升至 4.7V 以上时，内部稳压器关断，开关闭合，将 EXTV_{CC} 引脚连接至 INTV_{CC} 引脚来提供内部电源。只要加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压保持在 4.5V 以上，开关就维持闭合状态。这使得 MOSFET 驱动器和控制电源在正常操作期间能够从输出获得 $(4.7\text{V} < V_{OUT} < 7\text{V})$ ，而在输出失调时（启动、短路）则可从内部稳压器获得。如果需要从 EXTV_{CC} 开关流过比规定值更大的电流，可以在 EXTV_{CC} 引脚和 INTV_{CC} 引脚之间增加一个外部肖特基二极管。不要对 EXTV_{CC} 引脚施加超过 7V 的电压，并确保 $\text{EXTV}_{CC} \leq V_{IN}$ 。

由输出给 INTV_{CC} 引脚供电能使效率明显提高，因为产生自驱动器和控制电流的 V_{IN} 电流将被乘上一个（占空比）/（效率）的因子。对于 5V 稳压器，这种供电方式意味著将 EXTV_{CC} 引脚直接连接到 V_{OUT}。然而，对于 3.3V 以及其他电压更低的稳压器，则需要增加电路，以便从输出获得 INTV_{CC} 电源。

以下罗列了四种可能的 EXTV_{CC} 引脚连接方式：

1. 将 EXTV_{CC} 引脚置于开路状态（或接地）。这将导致 INTV_{CC} 引脚由内部 5V 稳压器供电，从而造成效率在高输入电压条件下可下降达 10%。
2. 将 EXTV_{CC} 引脚直接连接至 V_{OUT}。这是针对 5V 稳压器的正常连接方式，并提供最高的效率。
3. 将 EXTV_{CC} 引脚连接至一个外部电源。如果有一个电压范围为 5V 至 7V 的外部电源，则可用它向 EXTV_{CC} 引脚供电（倘若它符合 MOSFET 栅极驱动要求）。
4. 将 EXTV_{CC} 引脚连接至一个源自输出的升压网络。对 3.3V 及其他低压稳压器，仍可通过把 EXTV_{CC} 引脚连接至一个已被提升至 4.7V 以上且源自输出的电压来提高效率。这既可采用图 6a 所示的电感升压绕组或图 6b 所示的容性充电泵来完成。充电泵的优点在于简单的磁学知识。

应用信息

高端 MOSFET 驱动器电源 (C_B 、 D_B)

连接至 BOOST 引脚的外部自举电容器 C_B 为高端 MOSFET 提供栅驱动电压。当 SW 引脚为低电平时，INTV_{CC} 通过外部二极管 D_B 对功能框图中的电容器 C_B 进行充电。当其中一个高端 MOSFET 接通时，驱动器将 C_B 电压设置在所需 MOSFET 的栅源极两端。这增强了 MOSFET 的性能并使高端开关接通。开关节点电压 SW 升至 V_{IN} ，BOOST 引脚电压随后。在高端 MOSFET 接通的情况下，升压超过输入电源电压： $V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$ 。升压电容器 C_B 的数值需要是高端 MOSFET 的总输入电容的 100 倍。外部肖特基二极管的反向击穿电压必须高于 $V_{IN(MAX)}$ 。在调整栅极驱动电平时，最后一个判优器是稳压器的总输入电流。如果做出某种改变和输入电流下降，则效率得以提升。如果输入电流未发生改变，则效率没有变化。

输出电压

输出电压均由一个精心放置于输出电容器两端的外部反馈阻性分压器来设定。利用误差放大器对合成反馈信号和内部精准的 0.800V 电压基准进行比较。

较。输出电压由下式给出：

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

其中的 R1 和 R2 定义于图 2。

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}。在此范围内保证进行连续线性操作，允许根据加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压将输出电压设定在 0.8V 至 7.7V 之间。如“功能框图”所示，内部电阻器通过一个内部 2.4V 电源对一个差分 NPN 输入级施加偏压。根据输出电压的不同，这要求由 SENSE 引脚提供或吸收电流。如果输出电压低于 2.4V，则电流将从两个 SENSE 引脚流出至主输出端。输出可容易地由 V_{OUT} 阻性分压器进行预加载，以补偿电流比较器的负输入偏置电流。流出每对 SENSE 引脚的最大电流为：

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

由于 V_{OSENSE} 维持于 0.8V 基准电压，我们可在图 2 中选择 R1 以具一个最大值吸收该电流。

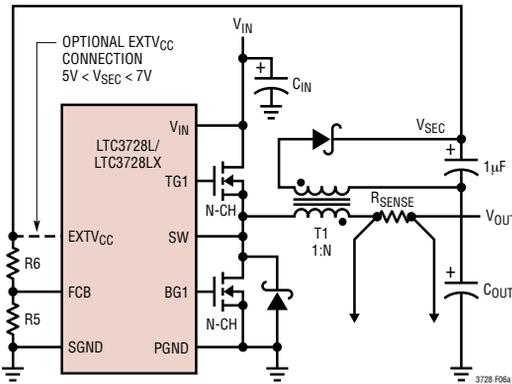


图 6a：次边绕组输出环路和 EXTV_{CC} 连接

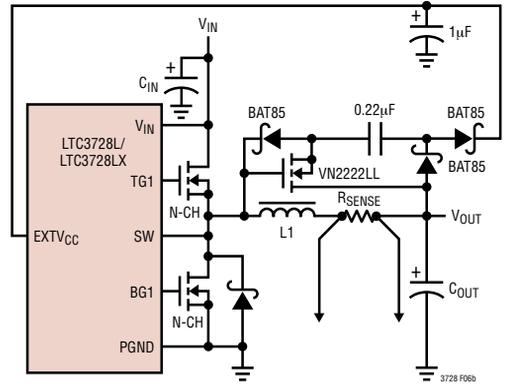


图 6b：EXTV_{CC} 的容性充电泵

应用信息

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

对于 $V_{OUT} < 2.4V$

对一个 1.8V 的输出电压进行调节时，R1 的最大值应为 32k。请注意，对于一个高于 2.4V 的输出电压，R1 没有用于吸收检测电流所需的最大值；但是，R1 仍然受 V_{OSENSE} 反馈电流的限制。

软启动/运行功能

RUN/SS1 和 RUN/SS2 为多功能引脚，它们提供一个软启动功能以及一种方法以关断 LTC3728L/LTC3728LX。软启动通过逐步增加控制器的电流限值（与 V_{ITH} 成正比）来减小输入电源的浪涌电流。该引脚还可用于电源定序。

一个内部 $1.2\mu A$ 电流源对 C_{SS} 电容器进行充电。当 RUN/SS1 (RUN/SS2) 引脚上的电压达到 1.5V 时，特定的控制器被允许开始工作。当 RUN/SS 引脚电压从 1.5V 升至 3.0V 时，内部电流限值从 $25mV/R_{SENSE}$ 增加至 $75mV/R_{SENSE}$ 。输出电流限值缓慢斜坡上升，并另需 $1.25s/\mu F$ 来达到满电流。于是，输出电流缓慢斜坡上升，减小了需要从输入电源获取的起动浪涌电流。如果 RUN/SS 一直被拉至地电位，则在起动之前会有一个时间长度约如下的延迟：

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

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

通过把两个 RUN/SS 引脚的电压均拉至 1V 以下，可使 IC 进入低电流停机状态 ($I_Q = 20\mu A$)。如图 7 所示，RUN/SS 引脚可直接由逻辑电路来驱动。图 7 中的二极管 D1 缩减了起动延迟，但使得 C_{SS} 能够缓慢斜坡上升，从而提供软启动功能。每个 RUN/SS 引脚都有一个内部 6V 齐纳二极管箝位（见“功能框图”）。

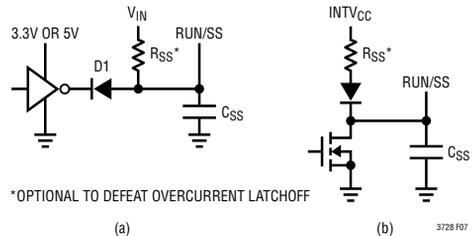


图 7：RUN/SS 引脚接口

故障状态：过流闭锁

当检测到过流情况，RUN/SS 引脚还提供了闭锁控制器的功能。RUN/SS 电容器 C_{SS} 一开始用于接通并限制侵入电流。在控制器被起动并被给予足够时间以对输出电容器进行充电和提供满载电流之后，RUN/SS 电容器被用于一个短路定时器。如果稳压器的输出电压在 C_{SS} 达到 4.1V 之后降至其标称值的 70% 以下，则 C_{SS} 开始放电（假设输出处于过流状态）。如果这状态持续足够长的时间（由 C_{SS} 的大小和规定的放电电流所决定），则控制器将被关断，直到 RUN/SS 引脚电压再循环。如果过载发生于起动过程中，则该时间可由下式近似求出：

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

如果在起动之后出现过载，则 C_{SS} 上的电压将开始从齐纳箝位电压放电：

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

如图 7 所示，可通过在 RUN/SS 引脚上设置一个上拉电阻器来取代该内置过流闭锁。该电阻可缩短软启动期并防止 RUN/SS 电容器在过流状态下放电。如图 7a 所示，把该上拉电阻器连接至 V_{IN} 将取消过流闭锁。而如图 7b 所示，通过二极管将该上拉电阻器连接至 INTVCC，可在控制器关断期间消除任何额外的供电电流，并同时避免 INTVCC 加载妨碍控制器启动。

应用信息

为什么要您击败过流闭锁呢？这是因为在原型设计阶段，有可能存在因噪声捡拾或不良电路布局方面的问题而导致保护电路闭锁的现象。取消该功能将能容易地进行电路和 PC 布局的故障查找。内部短路和折返电流限值功能仍然保持有效，由此来保护电源系统防止发生故障。在设计完成之后，可以决定是否启动闭锁功能。

软启动电容器 C_{SS} 的值可能需要利用输出电压、输出电容和负载电流特性来估算。最小软启动电容由下式给出：

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

对于大多数应用而言，推荐的最小软启动电容 $C_{SS} = 0.1\mu\text{F}$ 将足以满足需要。

故障状态：电流限值和电流折返

电流比较器具有一个 75mV 的最大检测电压，结果产生一个数值为 $75\text{mV}/R_{SENSE}$ 的最大 MOSFET 电流。电流限值的最大值通常在最高环境温度下随最大 V_{IN} 而出现，这些条件会导致高端 MOSFET 中的功耗达到最大。

每个控制器都具备电流折返功能，以便在输出短路至地的时候以进一步帮助限制负载电流。即使在上述的过载停机闭锁功能被取代的情况下，折返电路仍然处于工作状态。如果输出降至其标称输出电压的 70% 以下，则最大检测电压从 75mV 逐步降至 25mV。在短路状态与占空比很低的情况下，控制器将开始进行周期窃取，以限制短路电流。在这种情形下，低端 MOSFET 将消耗大部分的功率，但仍比其在正常工作状态下消耗的功率要少。短路纹波电流由每个控制器的最短接通时间 $t_{ON(MIN)}$ （一般为 100ns）、输入电压和电感值来决定：

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

结果短路电流为：

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

故障条件：过压保护 (急剧短路)

过压急剧短路保护的目的在于当稳压器的输出电压升至比标称值高出很多时将系统输入熔断器烧断。急剧短路会产生巨大的电流流过，如果短路发生于控制器工作期间，则该电流将烧断熔丝，以避免短路损坏高端 MOSFET 被短路。

一个比较器对输出进行监视以检测过压状态。比较器 (OV) 检测输出电压超过标称值 7.5% 以上的过压故障。当检测到该状态时，高端 MOSFET 被关断，而低端 MOSFET 被接通，直到过压状态被消除为止。该比较器的输出仅被过压状态本身所闭锁，因此，将允许一个采用了不良 PCB 布线开关稳压器系统在设计调试过程中起作用。只要 OV 状态持续存在，低端 MOSFET 就一直保持连续导通；如果 V_{OUT} 回复至安全值，则自动恢复正常工作。高端 MOSFET 短路将产生一个很大的电流，它将烧断系统熔丝。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。

锁相环和频率同步

该 IC 具有一个由内部压控振荡器和相位检测器组成的锁相环。这容许高端 MOSFET 的导通与一个外源的上升沿相同步。压控振荡器的频率范围大约在中心频率 f_O 的 $\pm 50\%$ 。加在 PLLFLTTR 引脚上的一个 1.2V 电压对应于一个 400kHz 左右的频率。该 IC 的标称工作频率范围为 260kHz 至 550kHz。

应用信息

所采用的相位检测器是一个边缘敏感型的数字式检相器，它在外部和内部振荡器之间提供了零度相移。这种类型的检相器将不会锁定于靠近 VCO 中心频率谐波的输入频率上。PLL 锁相范围 Δf_H 与捕获范围 Δf_C 相等：

$$\Delta f_H = \Delta f_C = \pm 0.5 f_0 \text{ (260kHz-550kHz)}$$

相位检测器的输出是一个对 PLLFLTR 引脚上的外部滤波网络进行充电或放电的互补电流源对。图 7 给出了一个简化框图。

如果外部频率 (f_{PLLIN}) 高于振荡器频率 f_{OSC} ，则连续提供电流，并将 PLLFLTR 引脚电平拉高。当外部频率低于 f_{OSC} 时，则连续吸收电流，并将 PLLFLTR 引脚电平拉低。如果外部与内部频率相同但存在一个相位差，则电流源在一个与该相位差对应的时段内保持接通状态。于是，对 PLLFLTR 引脚上的电压进行调节，直到外部和内部振荡器的相位和频率均相同为止。在此稳定的工作点上，相位比较器输出开路，而滤波电容器 C_{LP} 维持电压。该 IC 的 PLLIN 引脚必须由一个低阻抗电源 (比如位于该引脚附近的一个逻辑门) 来驱动。当把多个 IC 用于一个锁相系统时，应给主振荡器的 PLLFLTR 引脚施加一个偏压，该偏压将保证从属振荡器能够锁定于主振荡器频率。为满足这一要求，建议给主振荡器的 PLLFLTR 引脚施加一个 0.7V 至 1.7V 的 DC 电压。合成工作频率范围可在 300kHz 至 600kHz 之间。

环路滤波元件 (C_{LP} 、 R_{LP}) 对来自相位检测器的电流脉冲进行平滑滤波，并向压控振荡器提供一个稳定的输入。滤波元件 C_{LP} 和 R_{LP} 决定了环路获取同步的速度。一般来说， $R_{LP} = 10k\Omega$ ， $C_{LP} = 0.01\mu F$ 至 $0.1\mu F$ 。

最短接通时间的考虑

最短接通时间 $t_{ON(MIN)}$ 是每个控制器能够接通高端 MOSFET 的最短持续时间。它由内部定时延迟以

及接通高端 MOSFET 所需的栅极电荷量所决定。低占空比应用可以接近该最短接通时间限制，并注意确保：

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

如果占空比降至最短接通时间能调节的水平以下，则控制器将开始周期窃取。输出电压将继续被调节，但纹波电压和电流将增加。

在没有开关噪声的理想条件下，典型测试最小导通时间为 100ns。然而，最小导通时间可能会受到电压和电流环路中的 PCB 开关噪声的影响。在采用了相当好的 PCB 布局的情况下，起动一项设计的保守估计为：30% (最小值) 的电感器电流纹波、约 15mV 的检测纹波电压和 200ns 的最小导通时间。

FCB 引脚操作

FCB 引脚既可对一个次边绕组进行稳压，也可用作一个逻辑电平输入。当 FCB 引脚电平降至 0.8V 以下时，则在两个控制器上强制进行连续操作。在连续模式操作期间，电流连续通过变压器原边绕组。次边绕组仅在低端同步开关接通时才吸收电流。当原边负载电流低和/或 V_{IN}/V_{OUT} 比值很小时，同步开关的接通时间有可能不足以将功率从输出电容器传送到次级负载。倘若同步开关具有足够的占空比，则强制连续操作将对次边绕组提供支持。于是，FCB 输入引脚取消了功率必须从电感器原边绕组吸取这一要求，以便从辅助绕组抽取功率。当环路处于连续操作模式时，一般可以在不考虑原边输出负载的情况下加载辅助输出。

如图 6a 所示，次边输出电压 V_{SEC} 一般由变压器的匝数比 N 来设定：

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

应用信息

但是，如果控制器进入突发模式操作状态并由于一个轻原边负载电流的缘故而中断开关操作，则 V_{SEC} 将下降。一个从 V_{SEC} 连接至 FCB 引脚的外部阻性分压器设定一个最低的副端输出电压 $V_{SEC(MIN)}$ ：

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

式中的 R_5 和 R_6 示于图 2。

如果 V_{SEC} 降至该电平以下，则 FCB 电压强制进行短暂的连续开关操作，直到 V_{SEC} 再次高于其最小值为止。

如果 FCB 引脚未进行任何的外部连接，为了防止操作的不稳定，应在 FCB 引脚上设置一个 $0.18\mu A$ 的内部电流源，以将该引脚拉至高电平。在选择 R_5 和 R_6 的电阻值时应把该电流考虑在内。

下表总结了 FCB 引脚上可能出现的状态：

表 1

FCB 引脚	状态
0V 至 0.75V	两个控制器强制进行连续操作 (允许电流反向 — 突发模式操作禁止)
$0.85V < V_{FCB} < 4.3V$	最小峰值电流导致 突发模式操作 不允许电流反向
反馈电阻器	对一个次边绕组进行稳压
$> 4.8V$	突发模式操作失效 恒定频率模式使能 不允许电流反向 无最小峰值电流

电压设置

电压设置可被用在最坏情况瞬态加载条件下以最大限度地减小峰至峰输出电压偏移。根据最大负载阶跃规格来减小控制环路的开环 DC 增益。可把一个具有与误差放大器的工作电压范围中点 (即 1.2V) 相等的 Thevenin 等效电压源的阻性分压器加载至 I_{TH}

引脚，容易地将电压设置加到一个或两个控制器上 (见图 8)。

阻性负载可在维持误差放大器线性控制范围的同时减小 DC 环路增益。从理论上讲，可把最大输出电压偏差减半，也可选择针对特定应用来减小输出电容值。完整的说明请参阅“设计方案 10 (Design Solutions 10)”。(请访问 www.linear.com.cn)。

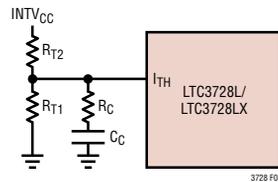


图 8：LTC3728L/LTC3728LX 的活动电压设置

效率考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率与输入功率相除再乘 100%。对单独损耗进行分析以确定效率的限制因素以及做出何种变更能够实现最大的改进往往很有用处。百分比效率可表达为：

$$\% \text{ 效率} = 100\% - (L_1 + L_2 + L_3 + \dots)$$

式中的 L_1 、 L_2 ... 等等是作为输入功率百分比的单独损耗分量。

尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3728L/LTC3728LX 电路中，大部分损耗通常来自四个主要因素：1) $I_C V_{IN}$ 电流 (包括 3.3V 内部稳压器上的负载)，2) $I_{NTV_{CC}}$ 稳压器电流，3) I^2R 损耗，4) 高端 MOSFET 的转换损耗。

1. V_{IN} 电流有两部份：一个是“电特性”参数表给出的 DC 供电电流，它不包括 MOSFET 驱动器和控制电流；另一个是从 3.3V 线性稳压器输出吸收的电流。 V_{IN} 电流通常会产生一个 ($< 0.1\%$) 损耗。

应用信息

2. $I_{INTV_{CC}}$ 电流是 MOSFET 驱动器和控制电流之和。MOSFET 驱动器电流产生自功率 MOSFET 的栅极电容开关操作。每次一个 MOSFET 栅极电平由低变高再由高变低都有一定电荷 dQ 从 $I_{INTV_{CC}}$ 转移到地。合成 dQ/dt 是一个从 $I_{INTV_{CC}}$ 流出的电流，其数值一般要比控制电路电流大得多。在连续操作模式中， $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ ，其中， Q_T 和 Q_B 分别是高端和低端 MOSFET 的栅极电荷。

由输出电源通过 $EXTV_{CC}$ 开关输入对 $I_{INTV_{CC}}$ 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，在一个 20V 至 5V 应用中，10mA 的 $I_{INTV_{CC}}$ 电流会产生约 2.5mA 的 V_{IN} 电流。这会把中等电流损耗从 10% 或更高(如果驱动器直接由 V_{IN} 供电)降至仅百分之几。

3. I^2R 损耗由熔丝(如果使用)的 DC 电阻、MOSFET、电感器、电流检测电阻器以及输入和输出电容器 ESR 来预测。在连续操作模式中，平均输出电流流经 L 和 R_{SENSE} ，但在高端 MOSFET 和同步 MOSFET 之间被“斩”。如果两个 MOSFET 具有大致相同的 $R_{DS(ON)}$ ，则可简单地将一个 MOSFET 的电阻与 L 的电阻、 R_{SENSE} 和 ESR 相加，以求得 I^2R 损耗。例如，若每个 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 和 $R_{ESR} = 40m\Omega$ (输入和输出电容损耗之和)，则总电阻为 $130m\Omega$ 。对于一个 5V 输出，当输出电流从 1A 增至 5A 时，这会产生 3% 至 13% 的损耗；对于一个 3.3V 输出，则损耗在 4% 至 20% 之间。对于相同的外部元件和输出功率，效率的变化与 V_{OUT} 平方的倒数成正比。高性能数字系统所要求越来越低的输出电压和越来越大的电流结果将使开关稳压器系统中损耗项的重要性不只是加倍，而是四倍！

4. 过渡损耗仅加在高端 MOSFET 上，且只在工作于高输入电压(一般为 15V 或更高)时才会变得明显。过渡损耗可由下式估算：

$$\text{过度损耗} = (V_{IN})^2 \cdot \left(\frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) \cdot (C_{MILLER})(f) \left(\frac{1}{5V - V_{TH}} + \frac{1}{V_{TH}} \right)$$

在便携式系统中，还有一些“隐性”损耗，如铜印刷线和内部电池电阻可使效率多下降 5% 至 10%。在设计阶段对这些“系统”损耗加以考虑是非常重要的。通过证实 C_{IN} 在开关频率条件下具有足够的电荷储存和非常低的 ESR，能够最大限度地减少内部电池和熔丝电阻损耗。一个 25W 电源一般需要一个最小为 $20\mu F$ 至 $40\mu F$ 的电容，其最大 ESR 为 $20m\Omega$ 至 $50m\Omega$ 。与竞争解决方案相比，LTC3728L 的两相架构通常可使该输入电容的要求降低一半。其他损耗包括死区期间的肖特基二极管导通损耗以及电感磁芯损耗，通常只占总损耗的 2% 以下。

检查瞬态响应

通过观察负载电流瞬态响应可以检查稳压器环路响应。开关稳压器需要几个周期来对 DC (阻性) 负载电流中的一个阶跃作出响应。当发生负载阶跃时， V_{OUT} 产生一个 $(\Delta I_{LOAD})(ESR)$ 的偏移量，其中，ESR 是 C_{OUT} 的有效串联电阻。 ΔI_{LOAD} 还开始对 C_{OUT} 进行充电或放电，产生一个强迫稳压器与电流变化相适应并使 V_{OUT} 恢复至其稳态值的反馈误差信号。在此恢复期间， V_{OUT} 能被监视过大的过冲或振荡，这表示稳定性存在问题。OPTI-LOOP 补偿容许在一个宽输出电容和 ESR 值范围内对瞬态响应进行优化。 I_{TH} 引脚的可用性不仅允许对控制环路特性进行优化，而且还提供了一个 DC 耦合和 AC 滤波闭环响应测试点。该测试点上的 DC 阶跃、上升时间和稳定情况真实地反映了闭环响应。假设一个二阶主导系统，可采用在该引脚上观测到的过冲百分比来估计相位裕量和/或阻尼系数。通过检查该引脚上的上升时间，还可估计带宽。对大多数应用而

应用信息

言，图1 电路中示出的 I_{TH} 外部元件将提供一个适当的起动的点。

I_{TH} 串联 R_C - C_C 滤波器设定主极点零点环路补偿。一旦完成了最终的 PC 布局并确定了具体的输出电容器类型和数值，则可对这些数值稍做修改(建议值的 0.5 至 2 倍)以优化瞬态响应。需要选择输出电容器，因为它的类型和数值决定了环路响应和相位。一个上升时间为 $1\mu s$ 至 $10\mu s$ 、幅度为满载电流 20% 至 80% 的输出电流脉冲将产生输出电压和 I_{TH} 引脚波形，这在不中断反馈环路的情况下显现总体环路稳定性。将一个功率 MOSFET 直接放置在输出电容器的两端，并采用一个合适的信号发生器来驱动栅极是产生实际负载阶跃状态的切实可行方法。由输出电流中的阶跃变化所造成的初始输出电压阶跃有可能不在反馈环路的带宽之内，因此，该信号不能用来决定相位裕量。这就是最好对 I_{TH} 引脚信号(它处于反馈环路之中，而且是经过滤波和补偿的控制环路响应)进行观察的原因。增大 R_C 将增加环路增益，而减小 C_C 将增加环路带宽。如果 R_C 的增大幅度与 C_C 的减小相同，则将保持相同的零点频率，并由此使相移在反馈环路最关键的频率范围内保持不变。输出电压的稳定特性与闭环系统的稳定性相关联，并体现实际的总体电源性能。

第二个较严重的瞬态响应是由带有大数值($>1\mu F$)电源旁路电容器的负载切换所引起的。放电的旁路电容器有效地与 C_{OUT} 并联，导致 V_{OUT} 迅速下降。如果负载开关电阻低且被快速驱动，则没有稳压器能够足够快地改变电流转移以防止在输出电压的突然阶跃变化。如果 C_{LOAD} 与 C_{OUT} 之比大于 1:50，则应对开关上升时间进行控制，以将负载上升时间限制在大约 $25 \cdot C_{LOAD}$ 。于是，一个 $10\mu F$ 电容器将需

要一个 $250\mu s$ 的上升时间，从而将充电电流限制在 $200mA$ 。

汽车应用的考虑：给点烟器接通电源

随著电池供电设备越来越多地进入移动应用领域，人们自然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。但在连接之前，请接受忠告：您正在接通到极恶劣的电源上。汽车内的主电源电缆是产生一些讨厌的潜在瞬变的根源所在，包括负载突降、电池接反和电池电压倍增。

负载突降是电池电缆松动的结果。当电缆连接中断时，交流发电机中的磁场消失会产生一个高达 $60V$ 的正尖峰电压，它能在几百毫秒中衰变。电池接反可顾名思义，而电池电压倍增是拖车驾驶员发现 $24V$ 跳跃式起动比 $12V$ 更快地让冷车发动的结果。

图9所示的网络是保护 DC/DC 转换器免受汽车电源线损坏的最直截了当方法。串联二极管可防止电流在电池接反时流过，而瞬变抑制器在负载突降期间对输入电压进行箝位。请注意瞬变抑制器不应在双倍电池电压操作时导通，但仍必须将输入电压箝位在转换器的击穿电压之下。虽然 LTC3728L/LTC3728LX 具有一个 $30V$ 的最大输入电压，但多数应用也将被 MOSFET 的 BVD_{SS} 限制为 $30V$ 。

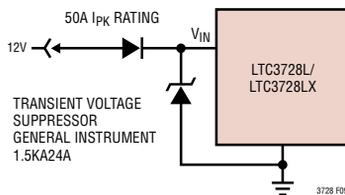


图9：汽车应用中的保护电路

应用信息

设计范例

作为一个通道的设计实例，假设 $V_{IN}=12V$ (标称值)， $V_{IN}=22V$ (最大值)， $V_{OUT}=1.8V$ ， $I_{MAX}=5A$ ，和 $f=300kHz$ 。

首先，在假设 30% 纹波电流的前提下进行电感值的选择。最大的纹波电流值出现于最大输入电压条件下。利用 $INTV_{CC}$ 引脚将 $PLLFLTR$ 引脚连接至一个阻性分压器可为 300kHz 操作产生 0.7V 电压。对于 30% 的纹波电流，最小电感为：

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

一个 $4.7\mu H$ 的电感器将产生 23% 纹波电流，而 $3.3\mu H$ 的电感器将产生 33%。电感器峰值电流将等于最大 DC 值与二分之一纹波电流之和 (对于 $3.3\mu H$ 电感器即为 5.84A)。增大纹波电流还将有助于确保 200ns 的最短接通时间不被破坏。最短接通时间出现于最大 V_{IN} 条件下：

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

R_{SENSE} 电阻值可由最大电流检测电压规格和一些容限误差能计算出：

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

由于输出电压低于 2.4V，因此需确定阻性分压器的大小以使其不但能设定输出电压，还能吸收 SENSE 引脚的规定输入电流。

$$\begin{aligned} R1(MAX) &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

选择 1% 的电阻器； $R1 = 25.5k$ 和 $R2 = 32.4k$ 将产生一个 1.816V 的输出电压。

可以容易地估算出高端 MOSFET 的功耗。选择 Fairchild 公司的 FDS6982S 双 MOSFET 会得出： $R_{DS(ON)} = 0.035\Omega / 0.022\Omega$ ， $C_{MILLER} = 215pF$ 。在最大输入电压和 T (估计值) = $50^\circ C$ 的条件下：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} (5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \cdot \\ &(0.035\Omega) + (22V)^2 \left(\frac{5A}{2} \right) (4\Omega) (215pF) \cdot \\ &\left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3} \right] (300kHz) = 332mW \end{aligned}$$

在采用典型的 $R_{DS(ON)}$ 值和 $\delta = (0.005/^\circ C)(20) = 0.1$ 的条件下，短路至地将产生一个数值如下的折返电流：

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{120ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 2.1A$$

低端 MOSFET 中的结果功耗为：

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (2.1A)^2 (1.125) (0.022\Omega) \\ &= 100mW \end{aligned}$$

它低于满负载条件下的功耗值。

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 电流额定至少为 3A。 C_{OUT} 是针对低输出纹波和 0.02Ω 的 ESR 来选择。连续操作模式中的输出纹波将在最大输入电压的条件下达到最高。由 ESR 所引起的输出电压纹波约为：

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

应用信息

PCB 布线检查清单

当对印刷电路板进行布局时，应采用下面的检查来确保 IC 的正确操作。图 10 给出的布线图还对这些事项进行了图示。图 11 示出了工作于连续模式的两相同步稳压器各分支电路的电流波形。在您的 PCB 布局中应检查以下事项：

1. 高端 N 沟道 MOSFET M1 和 M3 彼此相距是否在 1cm 以内并采用了—个连接于 C_{IN} 的公用漏极？不要试图分离两个通道的输入去耦，因为这样会形成一个—大谐振环路。
2. 信号地和电源地是否分开？组合式的 IC 信号地引脚和 C_{INTVCC} 的接地返回必须返回组合 C_{OUT} 的负极。高端 N 沟道 MOSFET、肖特基二极管和 C_{IN} 电容器形成的通路应具有短引线—和 PC 轨迹。输出电容器的负端应尽可能靠近输入电容器的负端连接，方法是把电容器相互紧挨着放置，并使其远离上述的肖特基二极管环路。
3. LTC3728L/LTC3728LX V_{OSENSE} 引脚阻性分压器是否连接至 C_{OUT} 的正极？阻性分压器必须连接在 C_{OUT} 的正端和信号地之间。R2 和 R4 连接不应沿著源自输入电容器的大电流输入线分隔开。

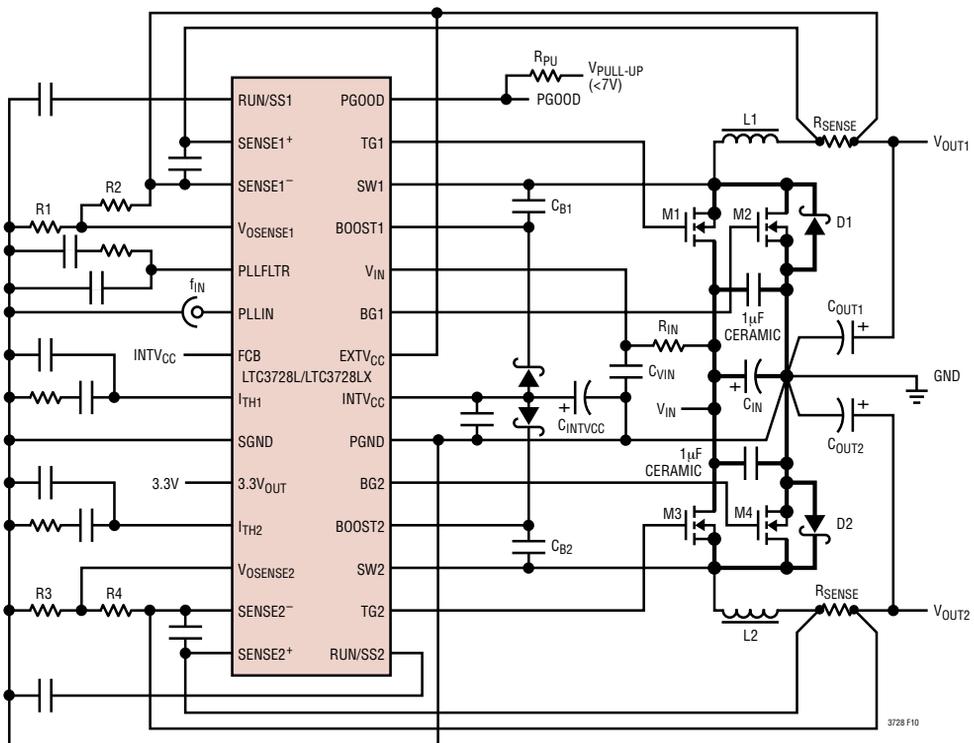


图 10 : LTC3728L/LTC3728LX 推荐的印刷电路板布线图

应用信息

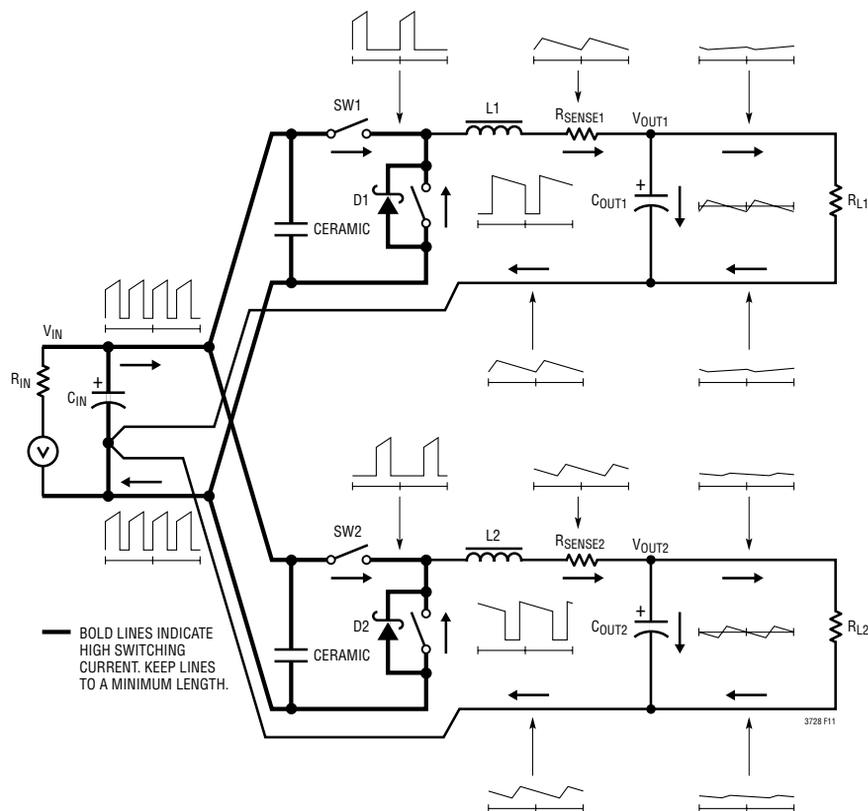


图 11：分支电路的电流波形

4. SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 引脚是否以最小印刷线间隔一起布线？SENSE⁺ 引脚与 SENSE⁻ 引脚之间的滤波电容器应尽可能靠近 IC。应确保在 SENSE 电阻器上采用开尔文连接时能进行准确的电流检测。
5. INTV_{CC} 去耦电容器是否连接在 IC 的附近并介于 INTV_{CC} 引脚与电源接地引脚之间？该电容器传输 MOSFET 驱动器峰值电流。增加一个紧靠著 INTV_{CC} 引脚和 PGND 引脚放置的 1 μ F 陶瓷电容器有助于改善噪声特性。
6. 使开关节点 (SW1, SW2)、高端栅极节点 (TG1, TG2) 和升压节点 (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。所有这些节点都具有非常大而且快速变化的信号，因此，应保持在 LTC3728L / LTC3728LX 的“输出端”，并占用最小的 PC 轨迹面积。

应用信息

7. 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 IC 的 SGND 引脚连接。

PCB 布线调试

先从单路控制器接通开始。在对电路进行测试的同时，使用一个 DC-50MHz 电流探头来监视电感器的电流是有帮助的。监视输出开关节点 (SW 引脚) 以使示波器与内部振荡器同步，并探测实际的输出电压。在应用预期的工作电压和电流范围内对正确的性能进行检查。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，在突发模式操作中通常为最大设计电流电平的 10% 至 20%。

在一个设计精良的低噪声 PCB 实现方案中，每个周期应保持一定的占空比百分数。次谐波速率的占空比变化能在电流或电压检测输入端产生噪声拾拾或不足的环路补偿。如果不需要进行稳压器带宽优化，则可利用环路的过补偿来弥补 PCB 布局的不足。只有在每路控制器的性能进行检查之后，方可同时接通两个控制器。一个特殊困难的工作区是当一个控制器通道接近其电流比较器跳变点而另一个通道接通其高端 MOSFET 之时。由于内部时钟相位的缘故，这种情况发生于任一个通道的占空比在 50% 左右的时候，并有可能引起不明显的占空比抖动。

可进行短路测试以检验过流闭锁的正确与否，

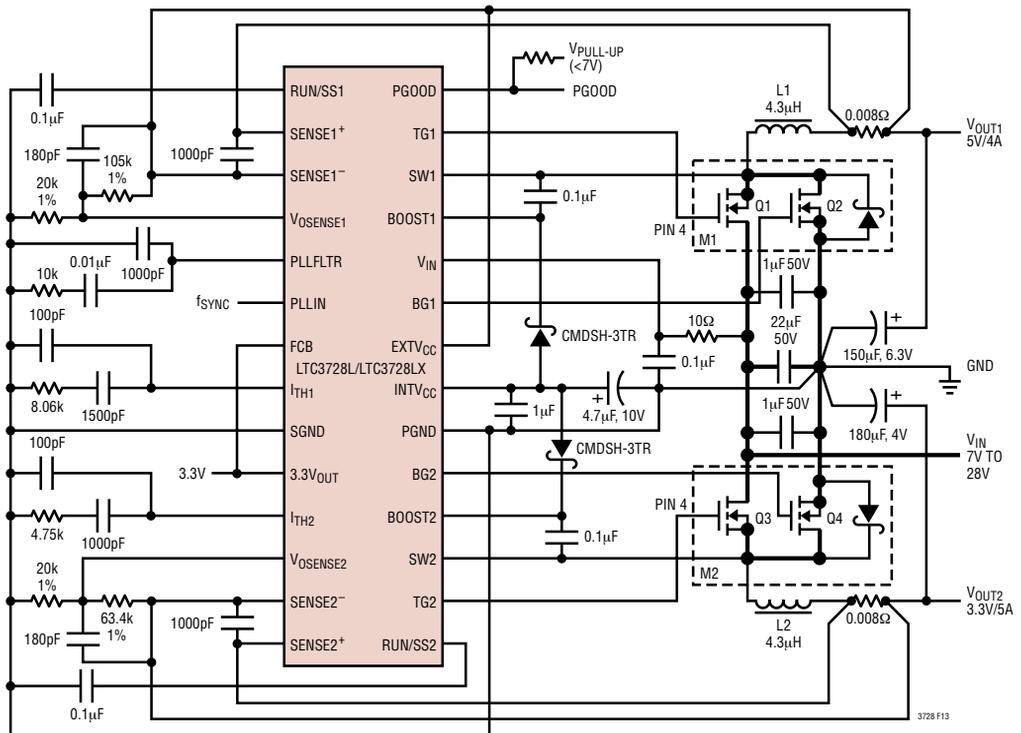
也可通过电阻器由 V_{IN} 提供 5 μ A 电流至 RUN/SS 引脚，以防止发生短路闭锁。

将 V_{IN} 从其标称值降低以检验稳压器在压降条件下的工作情况。通过进一步降低 V_{IN} 来检验欠压闭锁电路的工作情况，并同时监视输出以对操作进行检验。

仅在较高的输出电流或较高的输入电压条件下查验是否存在任何的问题。如果问题恰巧在高输入电压和低输出电流的条件下发生，则寻求在 BOOST、SW、TG 和可能的 BG 连接以及敏感的电压和电流引脚之间实施容性耦合。跨接在电流检测引脚两端的电容器需要紧挨著 IC 的引脚放置。该电容器有助于最大限度地减小因高频容性耦合而产生差分噪声注入的影响。如果在较低的输入电压下进行大电流输出加载时发生问题，请检查 C_{IN}、肖特基二极管和高端 MOSFET 元件之间对敏感电流和电压检测印制线的感性耦合。此外，还应检查这些元件与 IC 的 SGND 引脚之间的公共接地路径的电压拾拾情况。

当电流检测引脚反向联接时，会发生一个在其他正确工作的开关稳压中有可能被忽视的棘手问题。在这种不正确的联接方式下，虽然输出电压仍被保持，但电流模式控制的好处却无法实现。电压环路的补偿对于元件的选择要敏感得多。可通过使电流检测电阻器暂时短路来检测该特性——不要担心，稳压器仍保持输出电压的控制。

典型应用



V_{IN} : 7V TO 28V
 V_{OUT} : 5V, 4A/3.3V, 5A

SWITCHING FREQUENCY = 250kHz TO 550kHz
 M1, M2: FDS6982S OR VISHAY SI4810DY

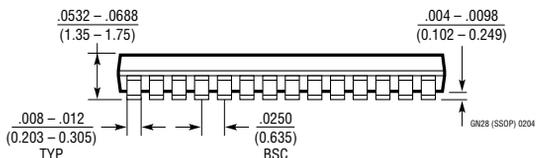
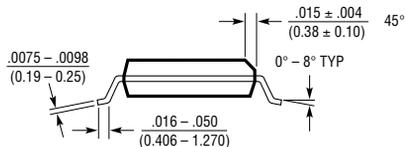
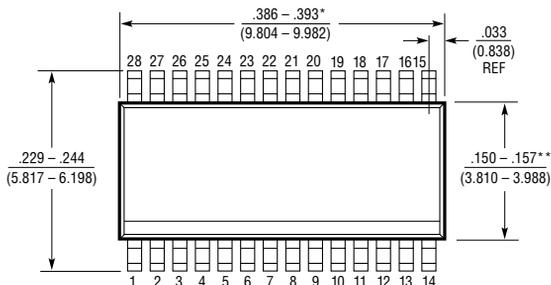
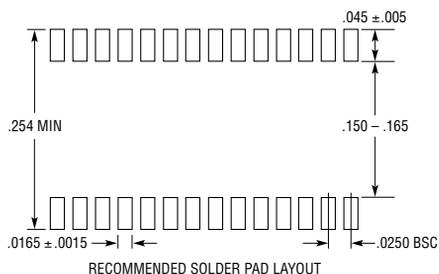
L1, L2: SUMIDA CDEP105-4R3MC-88
 OUTPUT CAPACITORS: PANASONIC SP SERIES

图 13 : 采用外部频率同步的 LTC3728L/LTC3728LX 5V/4A、3.3V/5A 稳压器

LTC3728L/LTC3728LX

封装描述

GN 封装 28 引脚塑料 SSOP (窄体 .150 寸) (参考 LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:

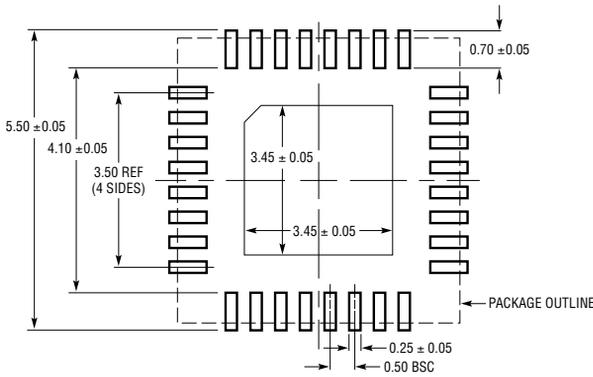
1. CONTROLLING DIMENSION: INCHES
2. DIMENSIONS ARE IN $\frac{\text{INCHES}}{\text{MILLIMETERS}}$
3. DRAWING NOT TO SCALE

*DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.006" (0.152mm) PER SIDE

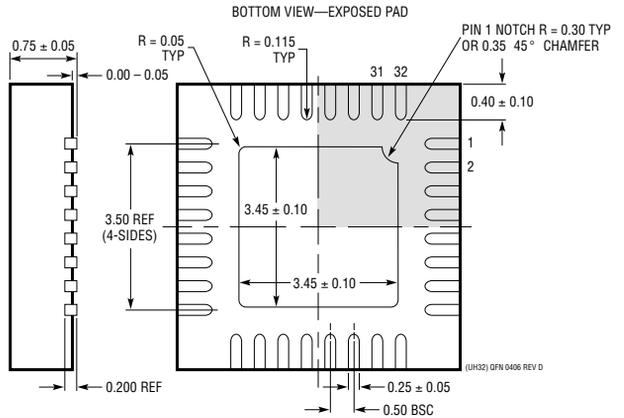
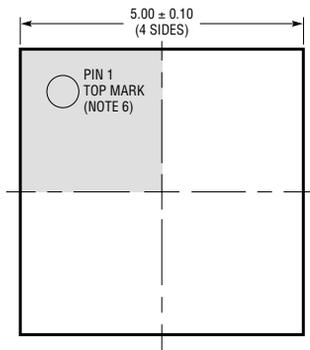
**DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH. INTERLEAD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.010" (0.254mm) PER SIDE

封装描述

UH 封装
 32 引脚塑料 QFN (5mm × 5mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



- NOTE:
1. DRAWING PROPOSED TO BE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-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
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

LTC3728L/LTC3728LX

典型应用

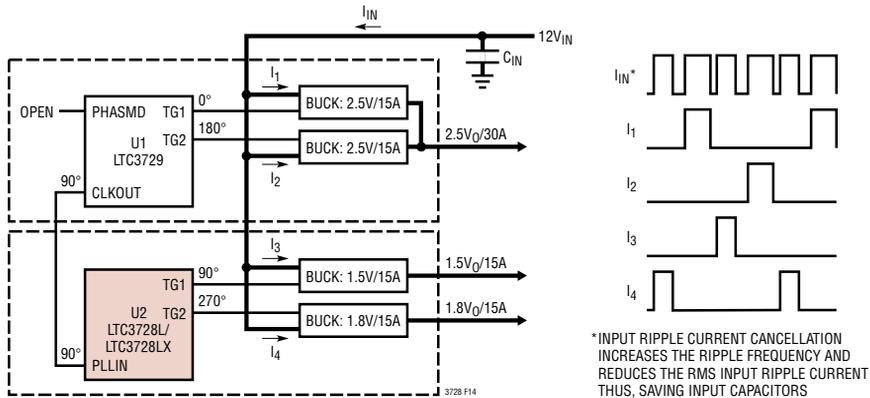


图 14：多输出多相应用

相关器件

器件型号	描述	备注
LTC1628/LTC1628-PG/ LTC1628-SYNC	两相、双输出同步降压型 DC/DC 控制器	减小了 C_{IN} 和 C_{OUT} ，电源状态良好输出信号，可同步， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ ， I_{OUT} 高达 20A， $0.8V \leq V_{OUT} \leq 5V$
LTC1629/ LTC1629-PG	20A 至 200A PolyPhase™ 多相同步控制器	可从两相扩展至 12 相，全部采用表面贴装元件，无散热器， V_{IN} 高达 36V
LTC1702A	无检测电阻 (No R_{SENSE}^{TM}) 两相同步双降压型控制器	550kHz，无检测电阻器
LTC1708-PG	采用移动 VID 的两相、同步双控制器	$3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ ，VID 设定 V_{OUT1} ，PGOOD
LT1709/ LT1709-8	采用 5 位 VID 的高效、两相同步降压型开关稳压器	$1.3V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$ ，电流模式架构确保了准确的电流分配， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	高效同步降压型开关稳压器	输出故障保护，采用 16 引脚 SSOP 封装
LTC1736	采用 5 位移动 VID 控制的高效同步控制器	输出故障保护，采用 24 引脚 SSOP 封装， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1778/LTC1778-1	无检测电阻型电流模式同步降压型控制器	效率高达 97%， $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ ， $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ I_{OUT} 高达 20A
LTC1929/ LTC1929-PG	两相同步控制器	电流高达 42A，全部采用表面贴装元件，无散热器， $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC3708	具输出跟踪功能的双路、两相 DC/DC 控制器	电流模式、No R_{SENSE} 、上电/断电跟踪、可同步
LTC3711	采用 5 位数字接口的无检测电阻型电流模式同步降压型控制器	效率高达 97%，适用于 Pentium®III 处理器， $0.925V \leq V_{OUT} \leq 2V$ ， $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ ， I_{OUT} 高达 20A
LTC3728	550kHz、两相同步双降压型控制器	双输出 180° 定相控制器， $V_{IN} = 3.5$ 至 35V，99% 占空比， 5×5 QFN 和 SSOP-28 封装
LTC3729	20A 至 200A、550kHz 多相同步控制器	可从两相扩展至 12 相，全部采用表面贴装型元件， V_{IN} 高达 36V
LTC3731	3 至 12 相降压型同步控制器	60A 至 240A 输出电流， $0.6V \leq V_{OUT} \leq 6V$ ， $4.5V \leq V_{IN} \leq 32V$

PolyPhase 是凌力尔特公司的注册商标。No R_{SENSE} 是凌力尔特公司的注册商标。