

具有VID输入的PWM DC / DC控制器 便携式GPU核心电压调节器

ISL95870, ISL95870A, ISL95870B

ISL95870, ISL95870A, ISL95870B集成电路是
单相同步降压PWM调节器
采用Intersil专有的R4 Technology™, 广泛
3.3V至25V的输入电压范围非常适用于那些系统
使用电池或交流适配器电源运行. 该
ISL95870A和ISL95870B是低成本解决方案
需要动态选择摆率的应用
受控输出电压, 软启动和动态
设定点摆率是电容器编程的. 电压
识别逻辑 - 输入选择四 (ISL95870A,
ISL95870B) 电阻编程设定值参考
直接设定输出电压的电压
转换器在0.5V和1.5V之间, 以及高达5V的电压
反馈分压器.

与R3调节剂相比, R4调节剂具有
等效的轻载效率, 更快的瞬态
性能, 精确调节频率控制和
所有内部补偿. 这些更新与一起
集成MOSFET驱动器和肖特基自举二极管,
考虑到高性能的高性能稳压器
紧凑且需要很少的外部组件. 该
差分遥测输出电压和
可选择的开关频率是另外两个新的
功能. 为了获得最大的效率, 转换器
自动进入二极管仿真模式 (DEM)
在系统待机经负载条件下.

特征

- 输入电压范围: 3.3V至25V
- 输出电压范围: 0.5V至5V
- 精密法规
 - 专有的R4™频率控制回路
 - 在-10°C至+100°C范围内, 系统精度为±0.5%
- 最佳瞬态响应
 - Intersil的R4™调制器技术
- 输出远程感知
- 极其灵活的输出电压可编程性
 - 2位VID选择四个独立设定值
ISL95870B的电压
 - 2位VID选择四个或三个
ISL95870A的独立设定点电压
 - 设定点电压的简单电阻编程
- 可选择300kHz, 500kHz, 600kHz或1MHz PWM
连续传导中的频率
- 自动二极管仿真模式实现最高效率
- 电源就绪监视器, 用于软启动和故障检测

应用程序* (参见第26页)

- 移动PC图形处理单元VCC导轨
- 移动PC I/O控制器集线器 (ICH) VCC导轨
- 移动PC内存控制器集线器 (GMCH) VCC导轨

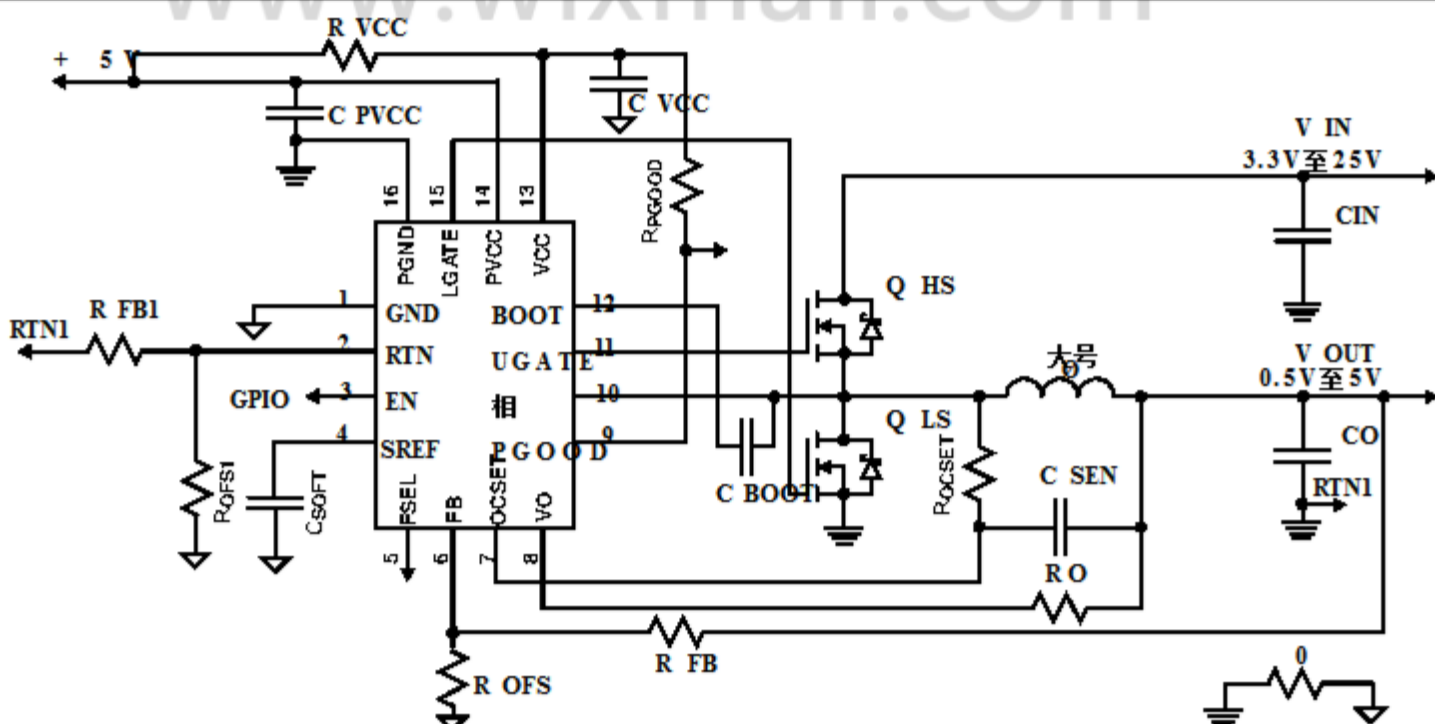


图1. 具有一个输出电压设定值和DCR电流检测的ISL95870应用原理图

应用示意图: ISL95870

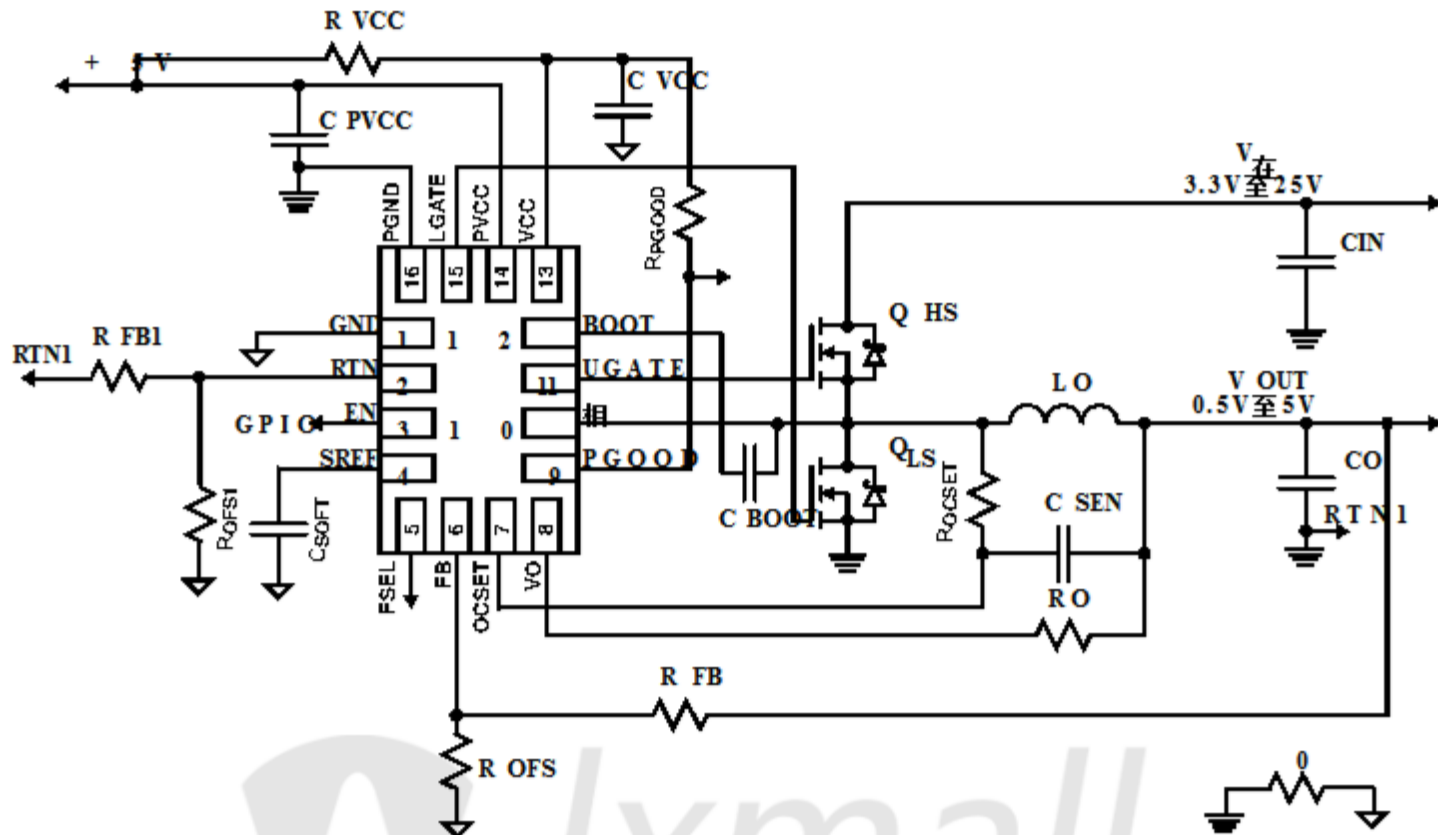


图2.具有一个输出电压设定值和DCR电流检测的ISL95870应用原理图

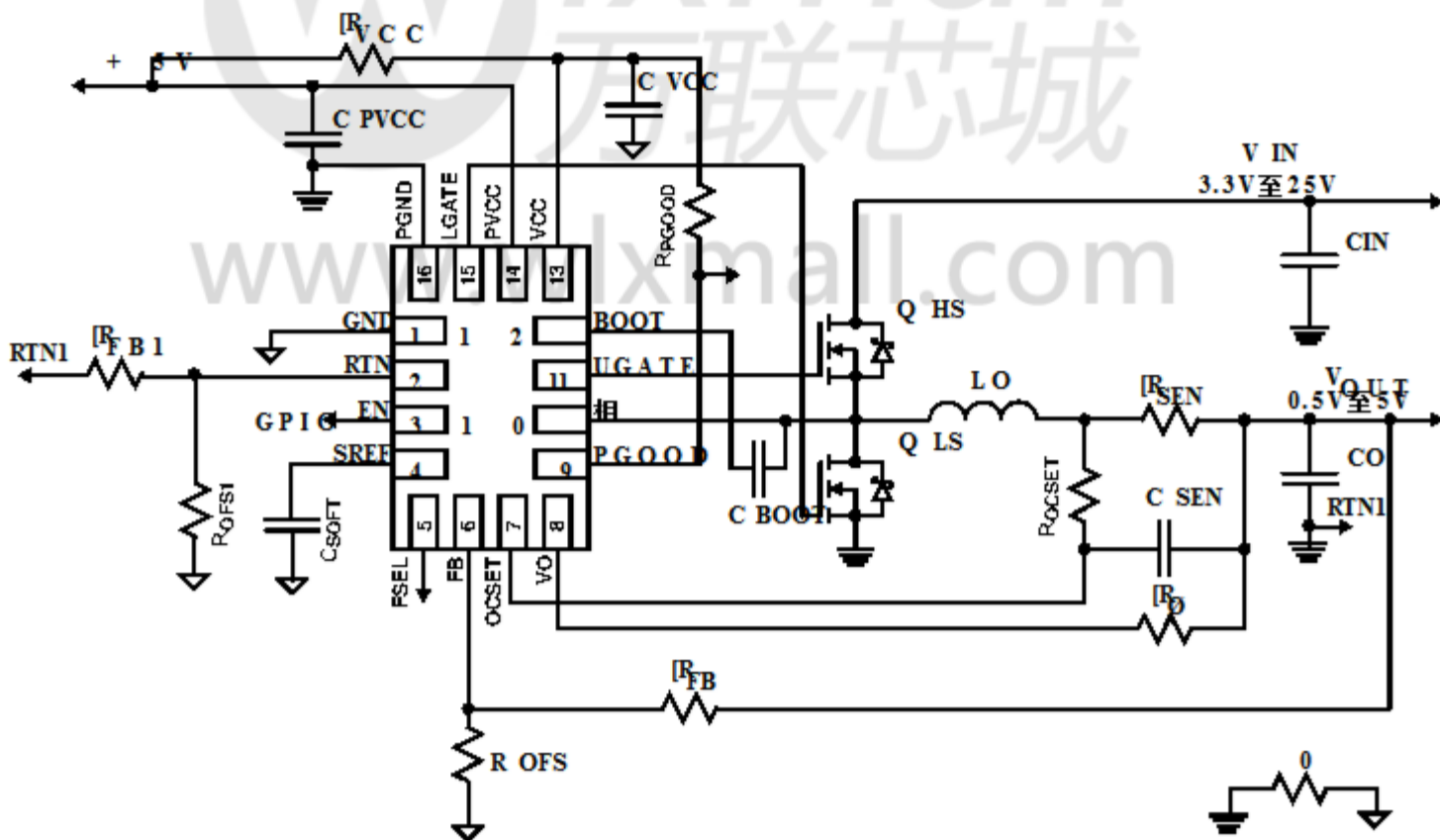


图3.带有一个输出电压设定值和电阻电流的ISL95870应用原理图

应用原理图: ISL95870A

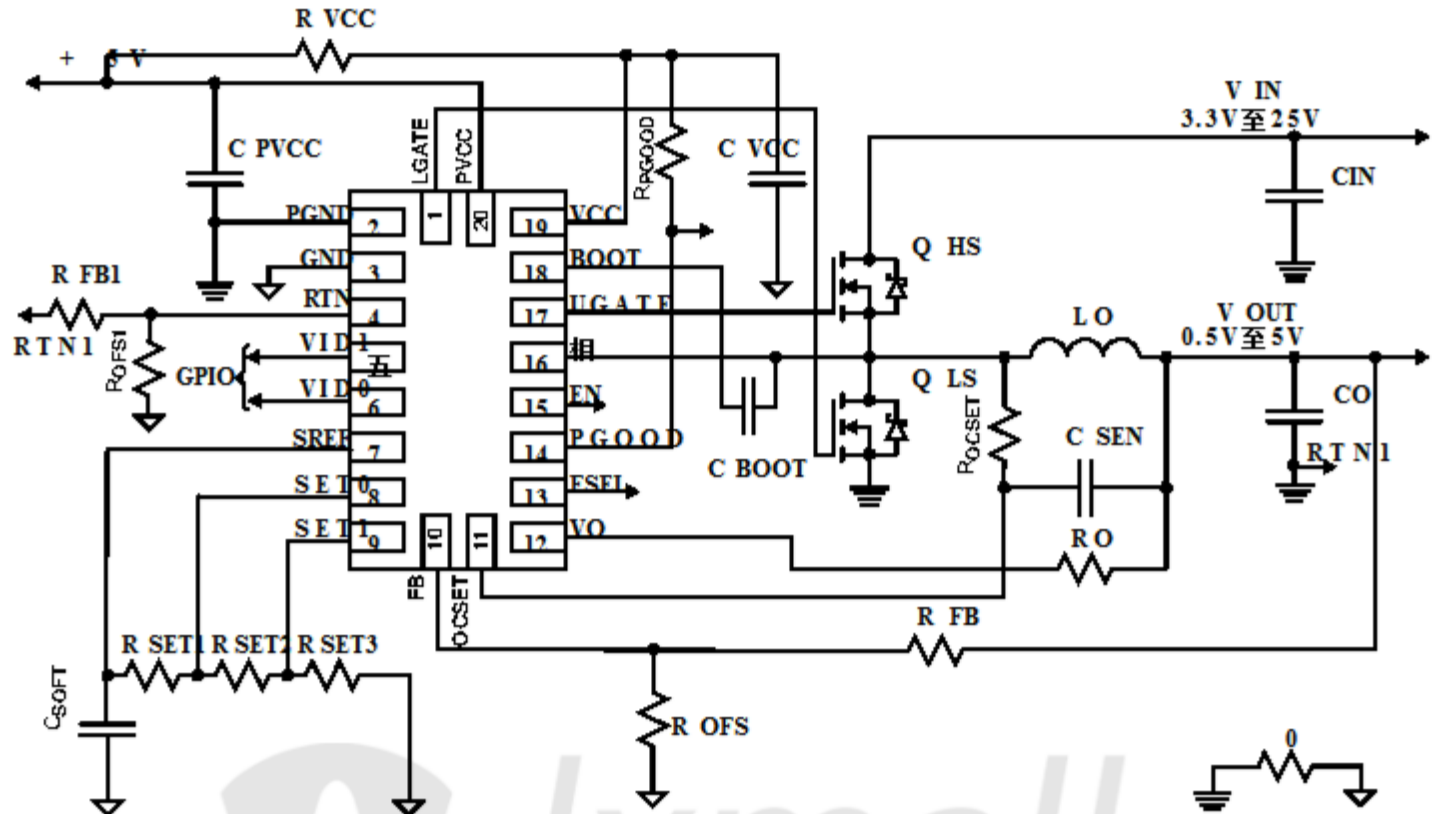
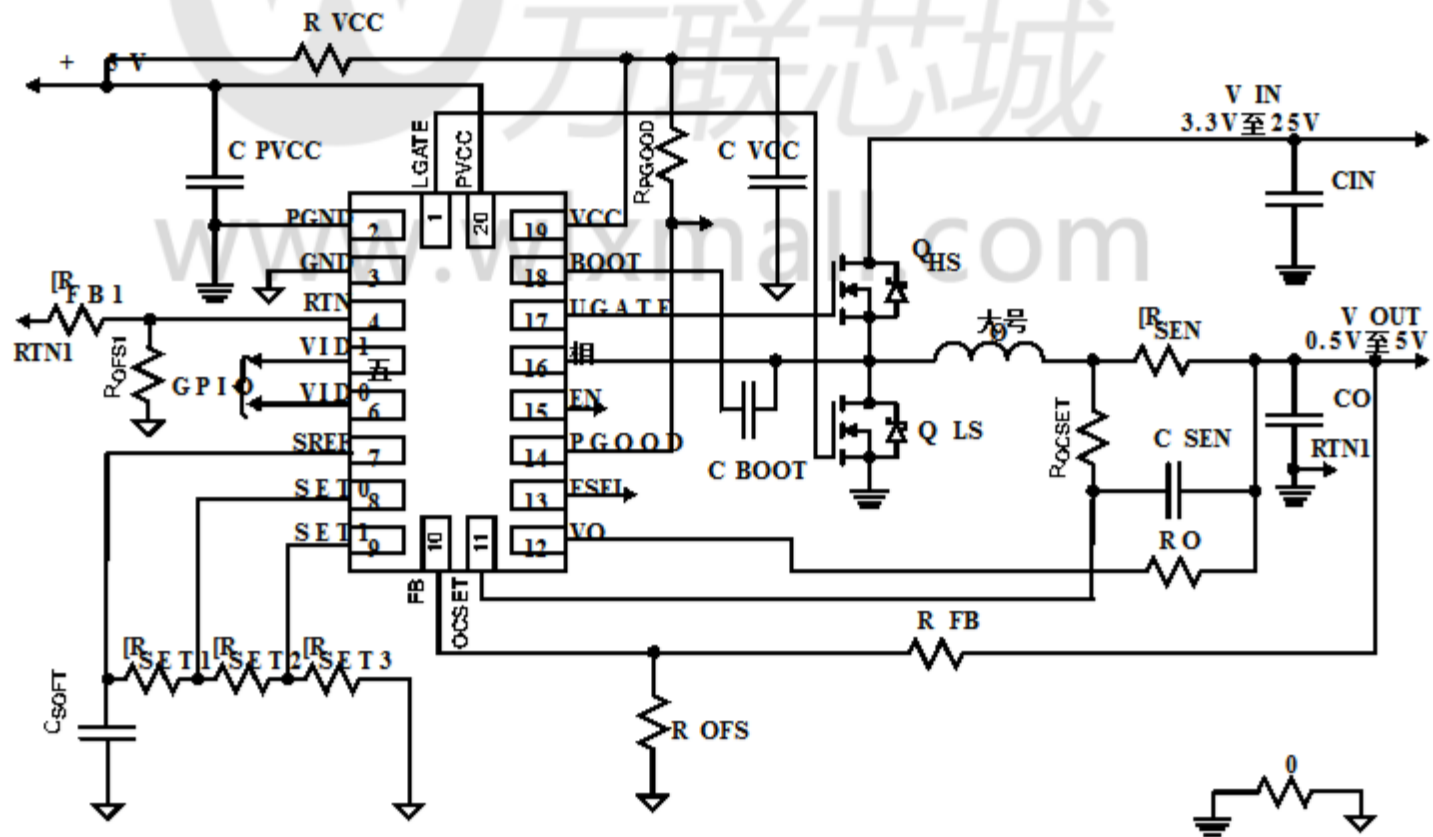


图4.具有四个输出电压设定点和DCR电流的ISL95870A应用原理图

图5.具有四个输出电压设定点和电阻的ISL95870A应用原理图
电流感应

应用示意图: ISL95870B

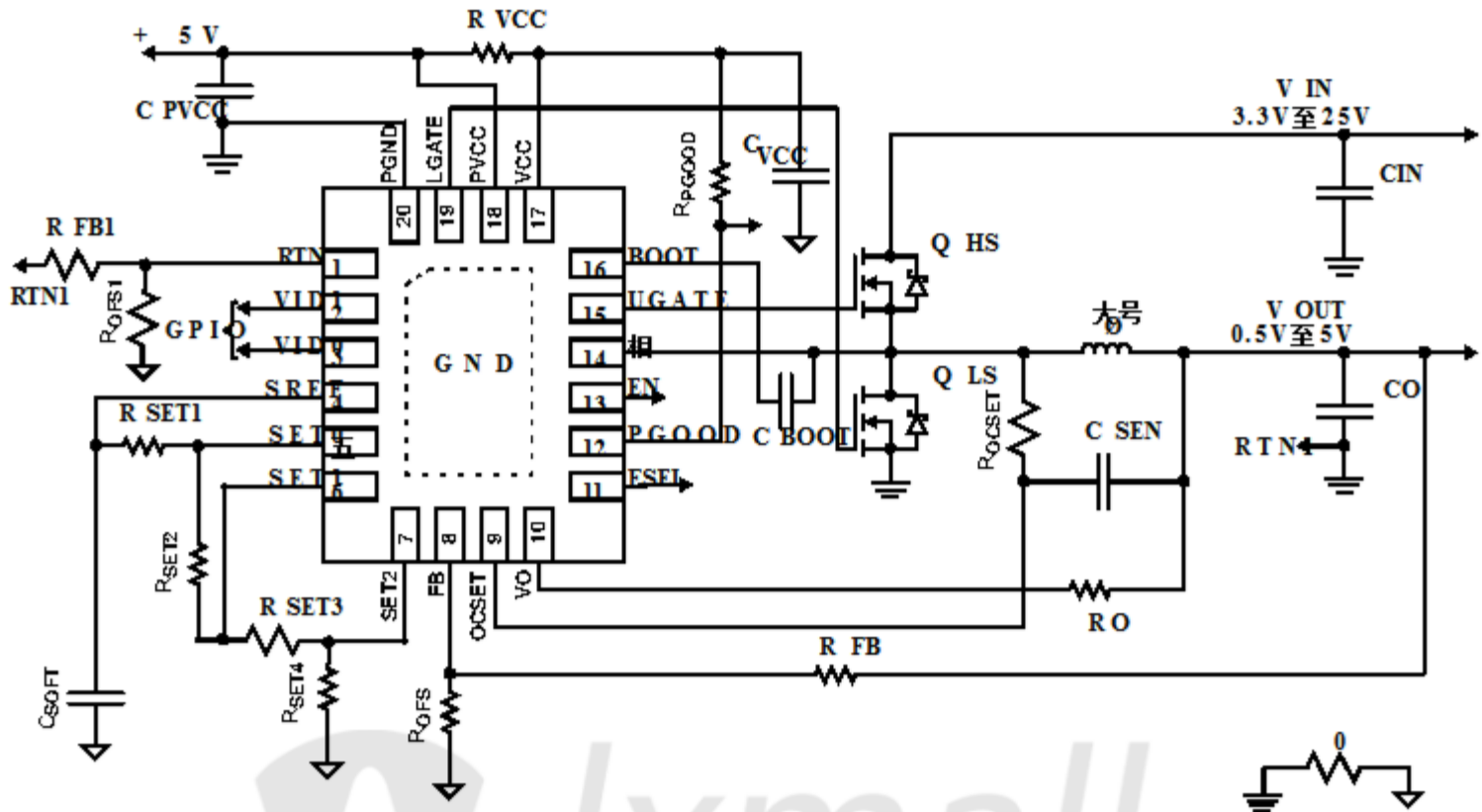
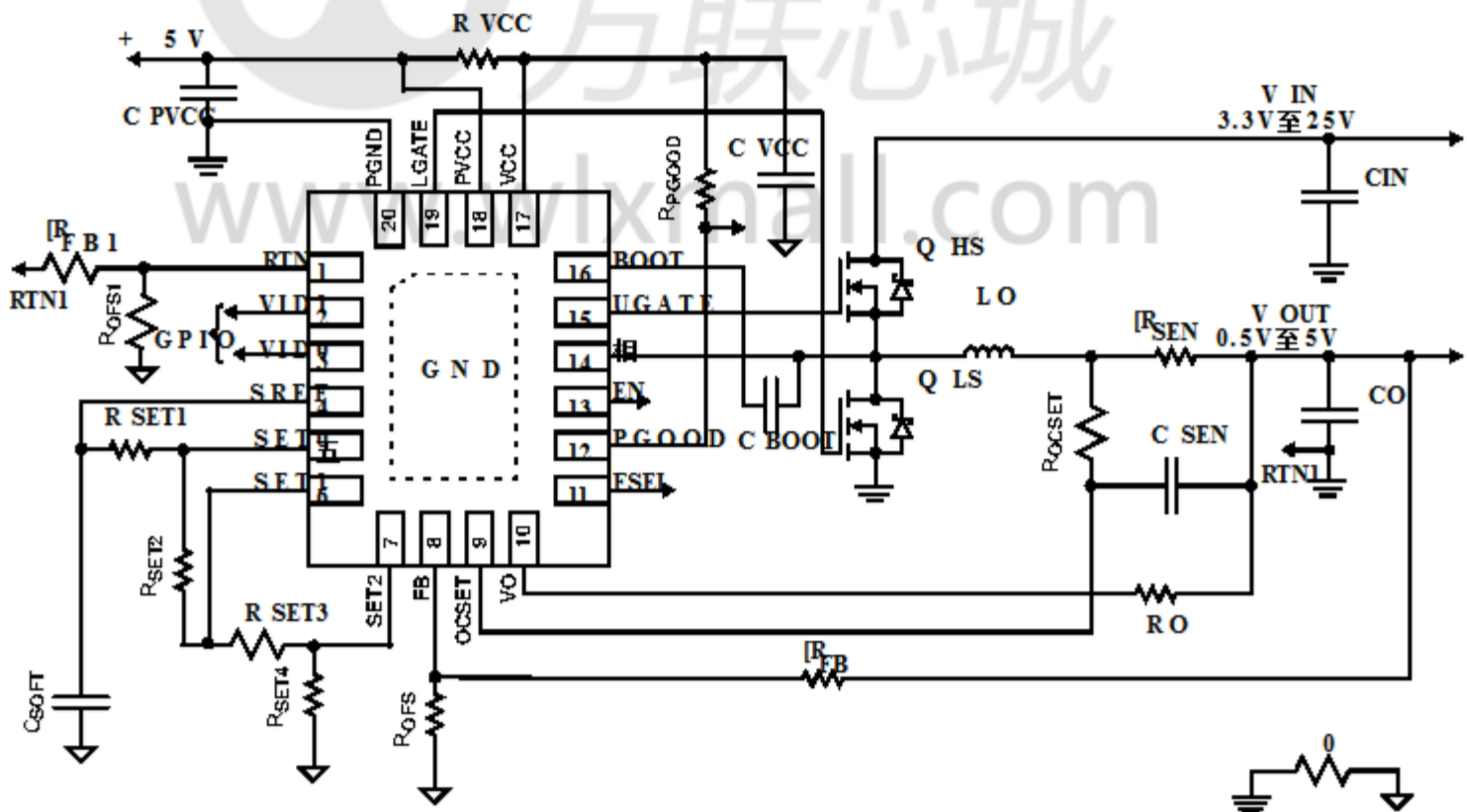


图6.具有四个输出电压设定点和DCR电流的ISL95870B应用原理图

图7.具有四个输出电压设定点和电阻的ISL95870B应用原理图
电流感应

框图

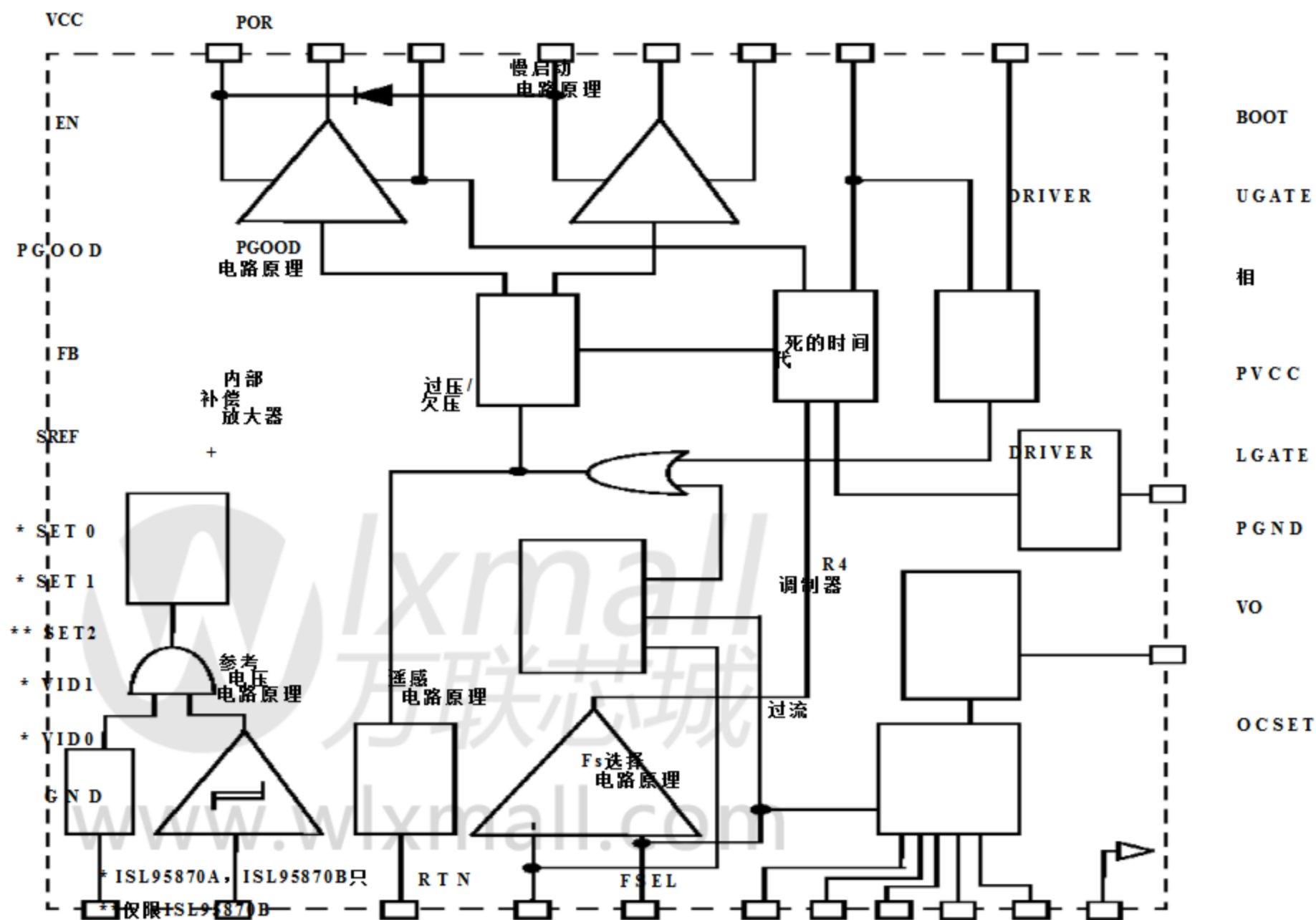
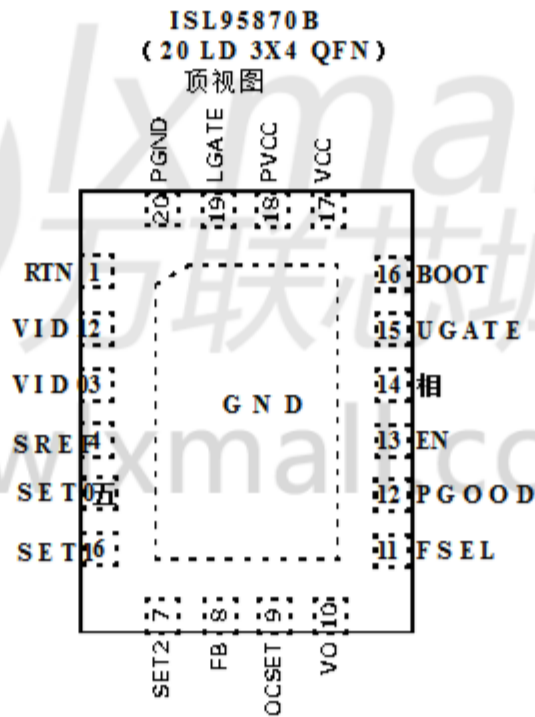
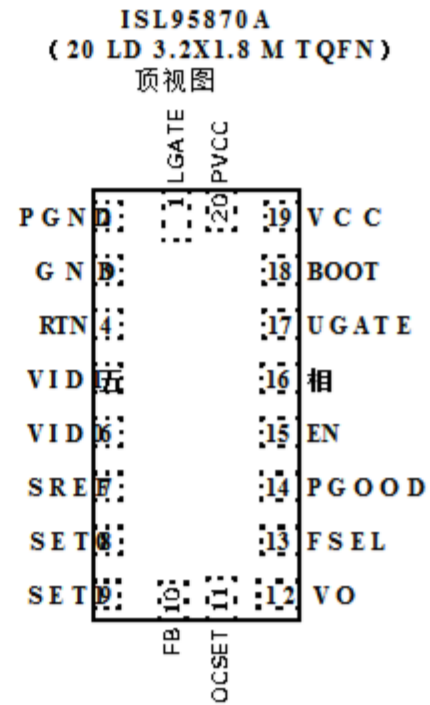
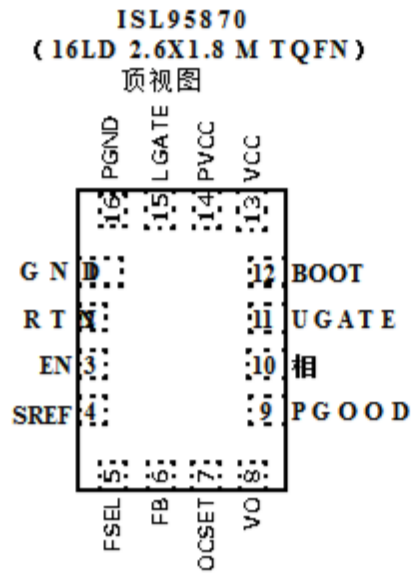


图8. ISL95870, ISL95870A, ISL95870B的简化功能框图

引脚配置



ISL95870功能引脚说明

PIN码符号		描述
1	GND	IC接地用于偏置电源和信号参考。
2	RTN	VOUT的负向遥感输入。如果FB引脚使用由RFB和ROFS组成的电阻分压器，应在RTN引脚使用相同的电阻分压器，即保持 $R_{FB1} = R_{FB}$ ，并且 $R_{OFS1} = R_{OFS}$ 。
3	EN	为IC启用输入。将EN拉高到上升阈值电压以上时，会初始化软启动序列。
4	SREF	软启动和电压摆率编程电容输入。内部连接到反相输入的VSET电压设定值放大器。
五	FSEL	用于编程调节器开关频率的输入。将此引脚拉至VCC进行1MHz开关。用一个100kΩ的电阻将该引脚拉至GND，用于600kHz开关。该引脚悬空500kHz交换。将此引脚直接拉到GND以进行300kHz开关。
6	FB	电压反馈感测输入。内部连接到控制回路错误的反相输入端放大器。当FB引脚电压等于电源电压时，转换器处于稳压状态SREF引脚。
7	OCSET	过电流检测电路的输入。过电流设定值编程电阻器R_OCSET从这个引脚连接到检测节点。
8	VO	R4调制器的输出电压检测输入。VO引脚也用作参考输入过电流检测电路。
9	PGOOD	电源良好的漏极开路指示器输出。当转换器时，该引脚变为高阻抗能够提供稳定的电压。
10	相	返回UGATE高侧MOSFET驱动器的电流路径，R4调制器的VIN检测输入，和电感电流极性检测器输入。
11	UGATE	高端MOSFET栅极驱动器输出。连接到高端MOSFET的栅极端转换器。
12	BOOT	UGATE高端MOSFET栅极驱动器的正输入电源。BOOT引脚在内部连接到肖特基引导二极管的阴极。在BOOT引脚之间连接一个MLCC和PHASE引脚。
13	VCC	IC偏置电压的输入。将+5V连接至VCC引脚，并至少将一个MLCC去耦至GND引脚。
14	PVCC	LGATE和UGATE MOSFET驱动器电路的输入。PVCC引脚内部连接到肖特基引导二极管的阳极。将+5V连接到PVCC引脚，并使用MLCC去耦PGND引脚。
15	LGATE	低端MOSFET栅极驱动器输出。连接到MOSFET的低端MOSFET的栅极端转换器。
16	PGND	返回LGATE MOSFET驱动器的电流路径。连接到低端MOSFET的源极。

ISL95870A功能引脚说明

PIN码符号		描述
1	LGATE	低端MOSFET栅极驱动器输出.连接到MOSFET的低端MOSFET的栅极端转换器.
2	PGND	返回LGATE MOSFET驱动器的电流路径.连接到低端MOSFET的源极.
3	GND	IC接地用于偏置电源和信号参考.
4	RTN	VOUT的负向遥感输入.如果FB引脚使用由RFB和Rofs组成的电阻分压器,应在RTN引脚使用相同的电阻分压器,即保持 $R_{FB1} = R_{FB}$,并且 $R_{ofs1} = R_{ofs}$.
五	VID1	设定值电压选择器的逻辑输入.与VID0引脚一起使用可在四个中进行选择设定参考电压.
6	VID0	设定值电压选择器的逻辑输入.与VID1引脚一起使用可在四个中进行选择设定参考电压.
7	SREF	软启动和电压摆率编程电容器输入和设定值参考电压编程电阻输入.内部连接到VSET电压设定值的反相输入端放大器.
8	SET0	电压设定点编程电阻输入.
9	SET1	电压设定点编程电阻输入.
10	FB	电压反馈感测输入.内部连接到控制回路错误的反相输入端跨导放大器.当FB引脚上的电压等于电压时,转换器处于稳压状态SREF引脚上的电压.
11	OCSET	过电流检测电路的输入.过电流设定值编程电阻器Rocset从这个引脚连接到检测节点.
12	VO	R4调制器的输出电压检测输入.VO引脚也用作参考输入过电流检测电路.
13	FSEL	用于编程调节器开关频率的输入.将此引脚拉至VCC进行1MHz开关.用一个100kΩ的电阻将该引脚拉至GND,用于600kHz开关.该引脚悬空500kHz交换.将此引脚直接拉到GND以进行300kHz开关.
14	PGOOD	电源良好的漏极开路指示器输出.当转换器时,该引脚变为高阻抗能够提供稳定的电压.
15	EN	为IC启用输入.在上升阈值电压之上拉高EN会使软启动初始化序列.
16	相	返回UGATE高侧MOSFET驱动器的电流路径,R4调制器的VIN检测输入,和电感电流极性检测器输入.
17	UGATE	高端MOSFET栅极驱动器输出.连接到高端MOSFET的栅极端转换器.
18	BOOT	UGATE高端MOSFET栅极驱动器的正输入电源.BOOT引脚在内部连接到肖特基引导二极管的阴极.在BOOT引脚之间连接一个MLCC和PHASE引脚.
19	VCC	IC偏置电压的输入.将+5V连接至VCC引脚,并至少将一个MLCC去耦至GND引脚.
20	PVCC	LGATE和UGATE MOSFET驱动器电路的输入.PVCC引脚内部连接到肖特基引导二极管的阳极.将+5V连接到PVCC引脚,并使用MLCC去耦PGND引脚.

ISL95870B功能引脚说明

PIN码	符号	描述
1	RTN	V _{OUT} 的负向遥感输入.如果在FB处使用由R _{FB} 和R _{OFS} 组成的电阻分压器引脚,应在RTN引脚使用相同的电阻分压器,即保持R _{FB1} =R _{FB} 和R _{OFS1} =R _{OFS} .
2	VID1	设定值电压选择器的逻辑输入.与VID0引脚一起使用可在四个中进行选择设定点参考电压.
3	VID0	设定值电压选择器的逻辑输入.与VID1引脚一起使用可在四个中进行选择设定点参考电压.
4	SREF	软启动和电压摆率编程电容器输入和设定值参考电压编程电阻输入.内部连接到V _{SET} 电压设定值的反相输入端放大器.
五	SET0	电压设定点编程电阻输入.
6	SET1	电压设定点编程电阻输入.
7	SET2	电压设定点编程电阻输入.
8	FB	电压反馈感测输入.内部连接到控制回路错误的反相输入端跨导放大器.当FB引脚电压相等时,转换器处于稳压状态SREF引脚上的电压.
9	OCSET	过电流检测电路的输入.过电流设定值编程电阻器R _{OCSET} 从这个引脚连接到检测节点.
10	VO	R ₄ 调制器的输出电压检测输入.VO引脚也用作参考输入用于过电流检测电路.
11	FSEL	用于编程调节器开关频率的输入.将此引脚拉至VCC进行1MHz开关.用一个100kΩ的电阻将该引脚拉至GND,用于600kHz开关.该引脚悬空500kHz交换.将此引脚直接拉到GND以进行300kHz开关.
12	PGOOD	电源良好的漏极开路指示器输出.转换器时,该引脚变为高阻态能够提供稳定的电压.
13	EN	为IC启用输入.将EN拉高到上升阈值电压以上时,会初始化软启动序列.
14	相	返回UGATE高侧MOSFET驱动器的电流路径,R ₄ 调制器的V _{IN} 检测输入,和电感电流极性检测器输入.
15	UGATE	高端MOSFET栅极驱动器输出.连接到高端MOSFET的栅极端转换器.
16	BOOT	UGATE高端MOSFET栅极驱动器的正输入电源.BOOT引脚在内部连接到肖特基引导二极管的阴极.在BOOT之间连接一个MLCC引脚和PHASE引脚.
17	VCC	IC偏置电压的输入.将+5V连接至VCC引脚,并至少将一个MLCC去耦至GND引脚.
18	PVCC	LGATE和UGATE MOSFET驱动器电路的输入.PVCC引脚内部连接到肖特基引导二极管的阳极.将+5V连接到PVCC引脚并使用a去耦MLCC连接到PGND引脚.
19	LGATE	低端MOSFET栅极驱动器输出.连接到MOSFET的低端MOSFET的栅极端转换器.
20	PGND	返回LGATE MOSFET驱动器的电流路径.连接到低端MOSFET的源极.
底部垫	GND	IC接地用于偏置电源和信号参考.

订购信息

零件号 (笔记2)	部分 打标	TEMP范围 (C)	包 (无铅)	PKG. DWG. #
ISL95870HRUZ-T (注1, 4)	GAV	-10到+100	16 Ld 2.6x1.8μTQFN	L16.2.6x1.8A
ISL95870AHRUZ-T (注1, 4)	GAW	-10到+100	20 Ld 3.2x1.8μTQFN	L20.3.2x1.8
ISL95870BHRZ (注3)	870B	-10到+100	20 Ld 3x4 QFN	L20.3x4
ISL95870BHRZ-T (注1, 3)	870B	-10到+100	20 Ld 3x4 QFN	L20.3x4
ISL95870IRUZ-T (注1, 4)	GAZ	-40到+100	16 Ld 2.6x1.8μTQFN	L16.2.6x1.8A
ISL95870AIRUZ-T (注1, 4)	GAX	-40到+100	20 Ld 3.2x1.8μTQFN	L20.3.2x1.8
ISL95870BIRZ (注3)	870I	-40到+100	20 Ld 3x4 QFN	L20.3x4
ISL95870BIRZ-T (注1, 3)	870I	-40到+100	20 Ld 3x4 QFN	L20.3x4

笔记:

- 1.有关卷轴规格的详细信息, 请参阅TB347.
- 2.有关湿度敏感度等级 (MSL), 请参阅ISL95870, ISL95870A, ISL95870B的设备信息页面. 更多
有关MSL的信息, 请参阅techbrief TB363.
- 3.这些Intersil无铅塑料包装产品采用特殊的无铅材料组合, 模塑料/模具附件材料和100%零锡板加退火 (e3终止完成, 这符合RoHS兼容和兼容锡铅和无铅焊接操作). Intersil无铅产品MSL按照无铅峰值回流温度进行分类达到或超过IPC / JEDEC J STD-020的无铅要求.
- 4.这些Intersil无铅塑料包装产品采用特殊的无铅材料组合; 模塑料/模具附着材料和NiPdAu板 - e4终端完成, 这符合RoHS标准并兼容SnPb和Pb-free焊接操作. Intersil无铅产品按MSL分类, 达到或超过无铅峰值回流温度IPC / JEDEC J STD-020的无铅要求.

目录

应用示意图: ISL95870	2
应用示意图: ISL95870A	3
应用示意图: ISL95870B	4
框图.....	5
ISL95870功能引脚说明.....	7
ISL95870A功能引脚说明.....	8
ISL95870B功能引脚说明.....	9
绝对最大额定值	12
热信息.....	12
推荐工作条件	12
电气规格.....	12
操作理论.....	15
上电复位.....	15
启动时间.....	15
ISL95870的启动和电压阶跃操作.....	15
ISL95870A, ISL95870B的启动和电压阶跃操作.....	15
ISL95870的输出电压编程.....	16
ISL95870A的输出电压编程.....	16
ISL95870B的输出电压编程.....	17
高输出电压编程.....	19
R4调制器.....	19
稳定性.....	19
瞬态响应.....	20
二极管仿真.....	20
过电流.....	20
过电压.....	21
欠压.....	21
过温.....	21
PGOOD显示器.....	22
集成MOSFET栅极驱动器.....	22
自适应射击保护.....	22
一般应用程序设计指南.....	22
选择LC输出滤波器.....	22
选择输入电容.....	23
选择自举电容.....	23
驱动器功耗.....	23
MOSFET的选择和考虑.....	24
布局考虑.....	24
修订记录	26
产品.....	26
L16.2.6x1.8A	27
L20.3.2x1.8	28
L20.3x4	29

绝对最大额定值

VCC, PVCC, PGOOD, FSEL至GND. -0.3V至+ 7.0V
 VCC, PVCC到PGND. -0.3V至+ 7.0V
 GND到PGND. -0.3V至+ 0.3V
 EN, SET0, SET1, SET2, VO,
 VID0, VID1, FB, RTN, OCSET, SREF-0.3V至GND, VCC + 0.3V
 开机电压 (V BOOT-GND) -0.3V至33V
 引导至相位电压 (V BOOT-PHASE) -0.3V至7V (DC)
 -0.3V至9V (<10ns)
 相电压. GND - 0.3V至28V
 GND -8V (<20ns脉冲宽度, 10μJ)
 UGATE电压. V 相 -0.3V (DC) 至V BOOT
 V PHASE -5V (<20ns脉冲宽度, 10μJ) 至V BOOT
 LGATE电压. GND - 0.3V (DC) 至VCC + 0.3V
 GND - 2.5V (<20ns脉冲宽度, 5μJ) 至VCC + 0.3V
 ESD额定值
 人体模型. 2kV的
 机器模型. 200V
 带电设备模型. 千伏
 门锁. JEDEC II级A级, 温度+ 125°C

热学信息

热阻 (典型值)
 16 LdμTQFN (注5) 90 N / A
 20 LdμTQFN (注5) 88 N / A
 20 Ld QFN (注6,7) 44 五

结温范围. -55°C至+ 150°C
 工作温度范围:
 对于“H”版零件. -10°C至+ 100°C
 “I”版零件. -40°C至+ 100°C
 储存温度. -65°C至+ 150°C
 无铅回流曲线. 请参阅下面的链接
<http://www.intersil.com/pbfree/Pb-FreeReflow.asp>

推荐工作条件

环境温度范围:
 对于“H”版零件. -10°C至+ 100°C
 “I”版零件. -40°C至+ 100°C
 转换器输入电压到GND. 3.3V至25V
 VCC, PVCC至GND. 5V±5%

小心: 请勿在延长的时间内以最大额定值或接近最大额定值运行. 暴露于这些条件可能会产生不利影响
 产品可靠性并导致故障不在保修范围内.

笔记:

- 5.θJA 是在自由空气中安装在高效导热性测试板上的元件进行测量的. 参见技术简介
TB379的详细信息.
- 6.θJA 在自由空气中测量, 元件安装在具有“直接连接”的高效热导率测试板上,
特征. 参见技术摘要TB379.
- 7.对于 θJC, “壳体温度”位置是封装底面暴露金属焊盘的中心.

电气规格 所有典型规格T A = + 25°C, VCC = 5V. 粗体限制适用于操作
 温度范围, -40°C至+ 100°C, 除非另有说明.

参数	符号	测试条件	MIN (注11) TYP	MAX (注11) UNIT	
VCC和PVCC					
VCC输入偏置电流	我 VCC	EN = 5V, VCC = 5V, FB = 0.55V, SREF	<FB -	1.2 1.9 嘛	
VCC关断电流	I VCCoff	EN = GND, VCC = 5V	-	0 1.0 μA	
PVCC关断电流	I PVCCoff	EN = GND, PVCC = 5V	-	0 1.0 μA	
VCC POR THRESHOLD					
上升的VCC POR阈值电压	V VCC_THR		4.40 4.52	4.60 V	
下降的VCC POR阈值电压	V VCC_THF		4.10 4.22	4.35 V	
规					
系统精度		VID0 = VID1 = VCC, PWM模式= CCM (对于“H”版零件, T A = -10°C至 + 100°C)	-0.5 -	+0.5 %	
		VID0 = VID1 = VCC, PWM模式= CCM	-0.75 -	+0.5 %	
PWM					
开关频率精度	F SW	PWM模式= CCM (对于“H”版零件, T A = -10°C至 + 100°C)	-1.5 -	+1.5 %	
		PWM模式= CCM	-2.2 -	+1.5 %	
VO					
VO输入阻抗	R VO	EN = 5V	-	600 - 千欧	
VO参考失调电流	我是 VO	SW ENTHR <EN, SREF =软启动模式	-	8.5 - μA	

电气规格 所有典型规格 $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$ 粗体限制适用于操作温度范围, -40°C 至 $+100^{\circ}\text{C}$, 除非另有说明。(继续)

参数	符号	测试条件	MIN (注11) TYP	MAX (注11) UNIT		
VO输入漏电流	我 VOOF	EN = GND, VO = 3.6V	-	0	-	μA
错误放大器						
FB输入偏置电流	我 FB	EN = 5V, FB = 0.50V	- 2 0	-	+ 5 0	nA的
SREF (注8)						
软启动电流	我是 S\$SREF	=软启动模式	8.5	17	25.5	μA
电压阶跃电流	我 VS	SREF =设定点步进模式 (对于“H”版零件, T A = -10°C至 + 100°C)	± 5 1	85	±119	μA
		SREF =设定点步进模式	± 4 6	±85	±127	μA
电力好						
PGOOD下拉阻抗	R PG	PGOOD = 5mA接收器	-	50	150	Ω
PGOOD泄漏电流	我是 P	PGOOD = 5V	-	0.1	1.0	μA
门驱动程序						
UGATE上拉电阻 (注9)	R UGPU	200mA源电流	-	1.1	1.7	Ω
UGATE源电流 (注9)	我 UGSR	UGATE - PHASE = 2.5V	-	1.8	-	一个
UGATE水槽阻力 (注9)	R UGPD	250mA灌电流	-	1.1	1.7	Ω
UGATE接收电流 (注9)	我 UGSNK	UGATE - 相 = 2.5V	-	1.8	-	一个
LGATE上拉电阻 (注9)	R LGPU	250mA源电流	-	1.1	1.7	Ω
LGATE源电流 (注9)	我 LGSRC	LGATE - GND = 2.5V	-	1.8	-	一个
LGATE水槽电阻 (注9)	R LGPD	250mA灌电流	-	0.5 5	1.0	Ω
LGATE灌电流 (注9)	LGSNK	LGATE - PGND = 2.5V	-	3.6	-	一个
UGATE到LGATE死亡时间	t UGFLGR	UGATE下降到LGATE上升, 空载	-	21	-	NS
LGATE UGATE死亡时间	LGFUGR	LGATE下降至UGATE上升, 空载	-	21	-	NS
相						
相输入阻抗	R PHASE		-	33	-	千欧
BOOTSTRAP二极管						
正向电压	V F	PVCC = 5V, I F = 2mA	-	0.5 8	-	V
反向泄漏	我 R	V R = 25V	-	0	-	μA
控制输入						
EN高阈值电压	V ENTHR		2.0	-	-	V
EN低阈值电压	V ENTHF		-	-	1.0	V
EN输入偏置电流	我 EN	EN = 5V	0.85	1.7	2.55	μA
EN泄漏电流	我是 ENo	EN = GND	-	0	1.0	μA
VID <0,1>高阈值电压 (注10)	V VIDTHR		0.65	-	-	V
VID <0,1>低阈值电压 (注10)	V VIDTHF		-	-	0.5	V
VID <0,1>输入偏置电流 (注10)	我 VID	EN = 5V	-	0.5	-	μA
VID <0,1>泄漏电流 (注10)	我 VIDoff	EN = 0V	-	0	-	μA

电气规格 所有典型规格 $T_A = +25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{V}$ 粗体限制适用于操作温度范围, -40°C 至 $+100^{\circ}\text{C}$, 除非另有说明。(继续)

参数	符号	测试条件	MIN (注11)	TYP	MAX (注11)	UNIT
OCP阈值电压	V_{OCPTH}	$V_{OCSET} - V_O$	-1.75	-	1.75	毫伏
OCP参考电流	我 OCP	$I_{EN} = 5.0\text{V}$ (对于“H”版零件, $T_A = -10^{\circ}\text{C}$ 至 $+100^{\circ}\text{C}$)	7.65	8.5	9.35	μA
		$I_{EN} = 5.0\text{V}$	7.05	8.5	9.35	μA
OCSET输入电阻	R_{OCSET}	$I_{EN} = 5.0\text{V}$	-	600	-	千欧
OCSET泄漏电流	I_{OCSET}	$I_{EN} = \text{GND}$	-	0	-	μA
UVP阈值电压	V_{UVTH}	$V_{FB} = \% V_{SREF}$	81	84	87	%
OVP上升阈值电压	V_{OVRTH}	$V_{FB} = \% V_{SREF}$ (对于“H”版零件, $T_A = -10^{\circ}\text{C}$ 至 $+100^{\circ}\text{C}$)	113	116	120	%
		$V_{FB} = \% V_{SREF}$	112.5	116	120	%
OVP下降阈值电压	V_{OVFTH}	$V_{FB} = \% V_{SREF}$	98	102	106	%
OTP上升阈值温度 (注9)	T_{OTRTH}		-	150	-	$^{\circ}\text{C}$
OTP滞后(注9)	T_{OTHYS}		-	25	-	$^{\circ}\text{C}$

笔记:

8. 对于 ISL95870, 有一个内部参考电压为 0.5V. 对于 ISL95870A, ISL95870B, 有四个电阻编程参考电压.

9. 通过表征确定的限制, 未经生产测试.

10. VID功能仅适用于 ISL95870A, ISL95870B.

11. 除非另有说明, 具有 MIN 和/或 MAX 限制的参数在 $+25^{\circ}\text{C}$ 时 100% 测试. 建立温度限制通过表征而不是生产测试.

操作理论

以下各节将提供详细说明
ISL95870, ISL95870A的内部工作原理,
ISL95870B.

上电复位

该IC被禁止, 直到VCC引脚的电压增加超过上升的上电复位 (POR) 阈值电压V VCC_THR. 控制器将成为当VCC引脚电压下降时禁用. 低于下降的POR阈值电压V VCC_THF. 该POR检测器具有约1μs的噪声滤波器.

启动时间

一旦VCC上升到V VCC_THR 以上, 控制器可以通过拉高EN引脚电压来使能输入高电平阈值V ENTHR. 大约20μs后, SREF引脚上的电压开始转动至指定的VID设定点. 转换器输出电压在FB反馈引脚跟随SREF的电压. 在软启动期间, 调节器始终工作于CCM直到软启动序列完成.

启动和电压阶跃操作

ISL95870

当VCC引脚上的电压上升超过上电复位电压V VCC_THR 和电压在EN引脚上增加了上升使能阈值电压V ENTHR, SREF引脚释放放电钳位, 并使能参考放大器V SET. 软启动电流I SS限制在17μA, 源于SREF引脚并对电容C SOFT 充电. 直到V SREF 等于V REF. 稳压器控制PWM使FB引脚上的电压跟踪上升沿. SREF引脚上的电压. 从那时起的逝去时间. 当V SREF 对C SOFT 充电时, EN引脚被置位. V REF 称为软启动延迟t SS, 由下式给出. 公式1:

$$t_{SS} = \frac{V_{SREF} C_{SOFT}}{I_{SS}} \quad (EQ. 1)$$

哪里:

-I SS 是17μA时的软启动电流源限制

-V SREF 是缓冲的V REF 参考电压

软启动结束时由I SS 逐渐减小. 检测到电容C SOFT 充电至V REF. 内部SSOK标志置1, PGOOD引脚变为高电平, 并进行二极管仿真模式 (DEM) 已启用.

选择C SOFT 电容器以满足要求的特定软启动延迟t SS 是使用计算的. 等式2写成如下:

$$C_{\text{柔软的}} = \frac{t_{SS} I_{SS}}{V_{SREF}} \quad (EQ. 2)$$

哪里:

-t SS 是软启动延迟

-I SS 是17μA时的软启动电流源限制

-V SREF 是缓冲的V REF 参考电压

启动和电压阶跃操作

ISL95870A, ISL95870B

当VCC引脚上的电压上升超过上电复位电压V VCC_THR 和电压在EN引脚上增加了上升使能阈值电压V ENTHR, SREF引脚释放放电钳位并启用参考放大器V SET. 软启动电流I SS限制在17μA, 源于SREF引脚进入并联RC网络. 电容C SOFT 和电阻R T. 电阻R T 是所有串联R SET 编程的总和. 电阻器并写成等式3:

$$R_T = R_{SET1} + R_{SET2} + \dots + R_{SETN} \quad (EQ. 3)$$

当I SS 充电C SOFT 时, SREF引脚上的电压升高. 到由状态选择的电压参考设定值. EN引脚置位时的VID输入. 该调节器控制PWM使得电压上升. FB引脚跟踪SREF引脚上的上升电压. 一旦C SOFT 充电到选定的设定点电压I SS 电流源来自17μA电流限制和衰减到由V SREF / R T 设置的静态值. 已逝从EN引脚置位到V SREF 的时间. 已达到参考电压设定值. 等式4给出的软启动延迟t SS:

$$t_{SS} = - \left(\frac{R_T}{I_{SS} C_{SOFT}} \right) \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{启动}}{V_{SREF}} \right) \quad (EQ. 4)$$

哪里:

-I SS 是17μA时的软启动电流源限制

-V START-UP 是设定点参考电压. 由当时的VID输入状态选择. EN被断言

-R T 是R SET 编程电阻的总和

软启动结束时由I SS 逐渐减小. 检测到电容C SOFT 充电到指定的V SET 电压. 参考设定点. SSOK标志被设置, 并且PGOOD 引脚变高.

I SS 电流源切换到电压阶跃. 电流源I VS, 其电流限制为±85μA. 每当VID输入或外部设定值. 参考程序提供不同的设定值参考电压, I VS 电流源充电或放电. 电容C SOFT 到±85μA的新电平. 一旦C SOFT 充电到选定的设定点电压, I VS 电流源来自85μA的电流限制并衰减到由V SREF / R T 设置的静态值. 逝去的时间. 将C SOFT 充电至新电压称为电压 - 步骤延迟t VS 并且由等式5给出:

$$t_{VS} = - \left(\frac{R_T}{I_{VS} C_{SOFT}} \right) \cdot \ln \left(1 - \frac{V_{新}}{V_{SREF}} \right) \quad (EQ. 5)$$

表1. ISL95870A VID真值表 (续)

VID状态		结果		
VID1	VID0	关	V SREF	V OUT
00		SW1, SW3	V SET4	V OUT4

等式10,11,12和13给出了具体的V SET
ISL95870A设定参考电压的等式。

ISL95870A V SET1 设定值写为公式10:

$$V_{SET1} = V_{REF} \quad (EQ.10)$$

ISL95870A V SET2 设定值写为公式11:

$$V_{SET2} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1}}{R_{SET2} + R_{SET3}} \right) \quad (EQ.11)$$

ISL95870A V SET3 设定值写为等式12:

$$V_{SET3} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1} + R_{SET2}}{R_{SET3}} \right) \quad (EQ.12)$$

ISL95870A V SET4 设定值写为等式13:

$$V_{SET4} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1}}{R_{SET2}} \right) \quad (EQ.13)$$

V SET1 固定在0.5V, 因为它对应于
关闭配置V SET的内部开关SW0
放大器作为0.5V的单位增益电压跟随器
电压参考V REF. 理论上, V SET3 可以
更高或更低或等于V SET4 取决于
选择R SET1, R SET2 和R SET3. 但是, 它是
建议设计中的四个参考电压
以下顺序:

- V SET1 < V SET2 < V SET3 < V SET4 因此,
- V OUT1 < V OUT2 < V OUT3 < V OUT4

对于给定的四个用户选择的参考电压V SETx,
需要满足以下等式才能满足
对R SETx有非零解决方案:

$$V_{SET1} V_{SET2} + V_{SET3} V_{SET4} - V_{SET2} V_{SET3} - V_{SET1} V_{SET4} = 0 \quad (EQ.14)$$

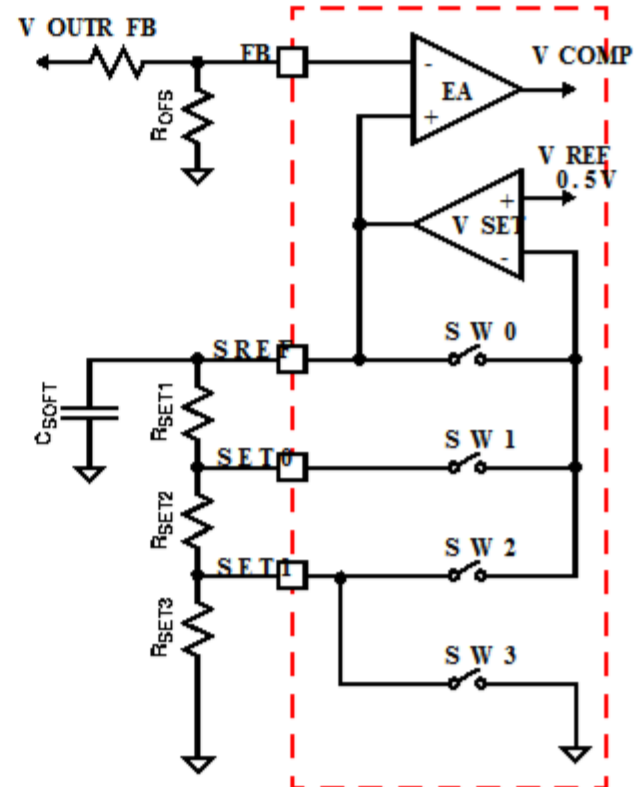
编程电阻器R SET1, R SET2 和R SET3 是
按以下方式设计. 首先, 分配一个初始
然后计算到约100kΩ的R SET3 的值
R SET1 和R SET2 分别使用等式15和16.

$$R_{SET1} = \frac{R_{SET3} \cdot (V_{SET4} - V_{REF})}{V_{REF} \cdot (V_{SET2} - V_{REF})} \quad (EQ.15)$$

$$R_{SET2} = \frac{R_{SET3} \cdot (V_{SET2} - V_{REF})}{V_{SET4} - V_{SET2}} \quad (EQ.16)$$

所有编程电阻的总和应该是
大约300kΩ, 如公式17所示,
否则调整R SET3 的值 并重复
计算.

$$R_{SET1} + R_{SET2} + R_{SET3} = 300k \quad (Eq.17)$$

图10. ISL95870A电压编程
电路

如果输出电压在0.5V至1.5V的范围内,
外部电阻分压器不是必需的. 输出
电压等于参考电压中的一个
取决于VID1和VID0的状态. 外部
由R FB 和R OFS 组成的电阻分压器 允许
用户可将输出电压编程在1.5V范围内
到5V. 输出电压与输出电流之间的关系
参考电压在公式18中给出:

$$V_{OUT} = V_{SREF} \cdot \frac{R_{FB} + R_{OFS}}{R_{OFS}} \cdot V_{SREF} \quad (EQ.18)$$

在这种情况下, 四个输出电压 分别相等
相应的参考电压乘以
因子k.

$$V_{OUT} = V_{SETx} \cdot k \quad (EQ.19)$$

ISL95870B的输出电压编程

ISL95870B允许用户选择四种不同的
参考电压, 因此四个不同的输出电压,
通过电压识别引脚VID1和VID0. 该
最大参考电压不能设计得更高
超过1.5V. 实施方案如图所示

图11. 设定值参考电压为
用使用命名的电阻器编程
约定R SET (x) 其中 (x) 是第一, 第二, 第三,
或串联连接的第四编程电阻器
从SREF引脚开始, 到GND引脚结束. 如
如表2所示, VID1和VID0的不同组合
VID0关闭不同的开关并留下其他开关
打开. 例如, 对于VID1 = 1和
VID0 = 0, 开关SW1闭合, 所有其他三个
开关SW0, SW2和SW3打开. 一个
VID1和VID0的组合, 内部开关

将V SET放大器的反相输入连接到a R SET编程的字符串之间的特定节点电阻器.该节点和该节点之间的所有电阻SREF引脚用作反馈阻抗R F V SET放大器.同样,所有电阻之间节点和GND引脚作为输入阻抗R IN的V SET放大器.等式20给出了一般形式V SET放大器的增益公式:

$$V_{SETX} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_F}{R_{IN}} \right) \quad (\text{情商20})$$

哪里:

- V REF是IC的0.5V内部基准电压
- V SETx是得到的设定点参考电压出现在SREF引脚上

表2. ISL95870B VID真值表

VID状态		结果		
VID 1	VID 0	关	V SREF	V OUT
11		SW 0	V SET1	V OUT1
10		SW 1	V SET2	V OUT2
01		SW 2	V SET3	V OUT3
00		SW 3	V SET4	V OUT4

等式21,22,23和24给出了具体的V SET ISL95870B设定点参考电压的等式.

ISL95870B V SET1 设定值写为等式21:

$$V_{SET1} = V_{REF} \quad (\text{Eq.21})$$

ISL95870B V SET2 设定值写为等式22:

$$V_{SET2} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1}}{R_{SET2} + R_{SET3} + R_{SET4}} \right) \quad (\text{Eq.22})$$

ISL95870B V SET3 设定值写为公式23:

$$V_{SET3} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1} + R_{SET2}}{R_{SET3} + R_{SET4}} \right) \quad (\text{Eq.23})$$

ISL95870B V SET4 设定值写为公式24:

$$V_{SET4} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{SET1} + R_{SET2} + R_{SET3}}{R_{SET4}} \right) \quad (\text{EQ.24})$$

V SET1 固定在0.5V,因为它对应于关闭配置V SET的内部开关SW 0放大器作为0.5V的单位增益电压跟随器电压参考V REF.设定点参考电压使用命名约定V SET (x), 其中(x)是第一个,第二,第三或第四设定点参考电压哪里:

- V SET1 < V SET2 < V SET3 < V SET4 因此,
- V OUT1 < V OUT2 < V OUT3 < V OUT4

对于给定的四个用户选择的参考电压V SETx, 编程电阻R SET1, R SET2, R SET3 和R SET4 按以下方式设计.首先,分配一个那么初始值 约为100kΩ的R SET4

使用等式25 计算R SET1, R SET2 和R SET3, 26和27.

$$R_{SET1} = \frac{R_{SET4} (V_{SET4} - V_{SET2})}{V_{REF} V_{SET2}} \quad (\text{EQ.25})$$

$$R_{SET2} = \frac{R_{SET4} (V_{SET4} - V_{SET3})}{V_{SET2} V_{SET3}} \quad (\text{EQ.26})$$

$$R_{SET3} = \frac{R_{SET4} (V_{SET4} - V_{SET3})}{V_{SET3}} \quad (\text{EQ.27})$$

所有编程电阻的总和应该是大约300kΩ, 如公式28所示, 否则调整R SET4 的值 并重复计算.

$$R_{SET1} + R_{SET2} + R_{SET3} + R_{SET4} \approx 300k \quad (\text{EQ.28})$$

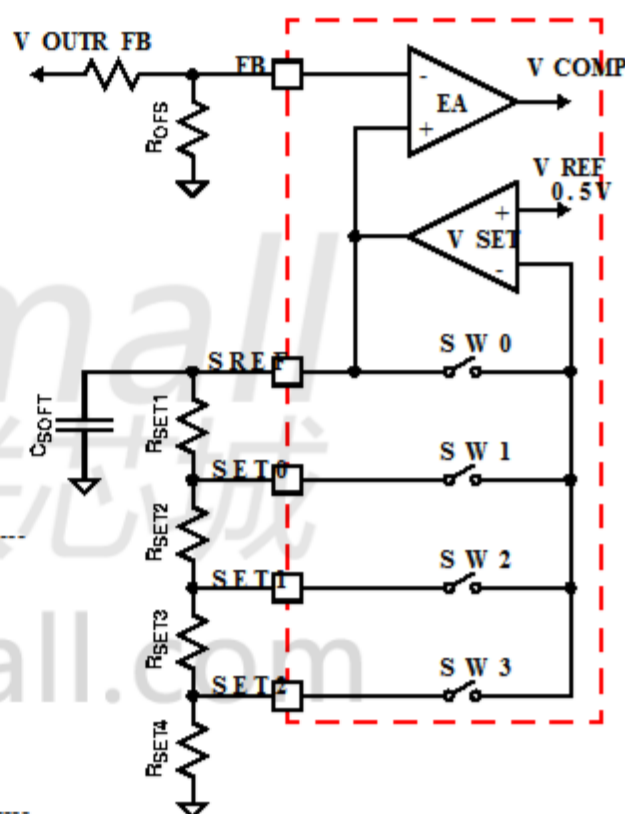


图11. ISL95870B电压编程电路

如果输出电压在0.5V至1.5V的范围内, 外部电阻分压器不是必需的.输出电压等于参考电压中的一个取决于VID 1和VID 0的状态.外部由R FB和R OF S组成的电阻分压器 允许用户可将输出电压编程在1.5V范围内到5V.输出电压与输出电压之间的关系公式29给出了参考:

$$V_{OUT} = V_{SREF} \frac{R_{FB} + R_{OF S}}{R_{OF S}} V_{SREF} k \quad (\text{情商29})$$

在这种情况下, 四个输出电压分别相等相应的参考电压乘以因子k.

$$V_{OUT} = V_{SETx} k \quad (\text{EQ.30})$$

高输出电压编程

ISL95870具有固定的0.5V参考电压 (V_{SREF})。对于高输出电压应用,电阻由 R_{FB} 和 R_{OFS} 组成的分压器需要较大的比例(对于5V输出, $R_{FB} : R_{OFS} = 9 : 1$)。大的FB引脚比例电阻分压器对噪声敏感以及PCB布局应该小心路由。建议使用小值电阻分压器,例如 $R_{FB} = 1k\Omega$ 。

一般来说, ISL95870A和ISL95870B有很多当ISL95870的抖动性能比ISL95870更好时输出电压在3.3V至5V的范围内,特别是在DCM中。这是因为 V_{SREF} 电压可以设置为1.5V并且可以使用较小比例电阻分压器。这个使FB引脚的信噪比更好。所以,对于3.3V至5V输出, ISL95870A和ISL95870B都是推荐 V_{SREF} 设置为1.5V。

R4调制器

R4调节器是R3中的一个进化步骤。技术像R3一样, R4调制器允许变量频率响应负载瞬态并保持电流模式迟滞控制的好处。但是,另外, R4调节剂会减少调节剂输出阻抗,并使用精确的参考。无需使用高增益电压放大器补偿循环。结果是可以的拓扑被调谐到电压模式滞后瞬态速度同时保持一个线性控制模型并删除该模型需要任何补偿。这大大简化了为客户设计稳压器并减少外部干扰组件成本。

稳定性

取消补偿源于R4

调制器不需要高直流增益。在传统架构,高直流增益是通过一个电压回路中的积分器。集成商介绍低开环传递函数中的一个极点频率。那与双极相结合输出L/C滤波器,创建一个三极系统必须得到补偿才能保持稳定。

经典控制理论需要单极转换通过统一增益来确保稳定的系统。电流模式架构(包括峰值,峰谷,电流模式迟滞, R3和R4)在0处产生零点或靠近L/C谐振点,有效消除一个系统的两极。该系统仍然包含两个极点,其中之一必须在零之前被取消。统一增益交叉来实现稳定。赔偿金组件被添加来引入必要的零。

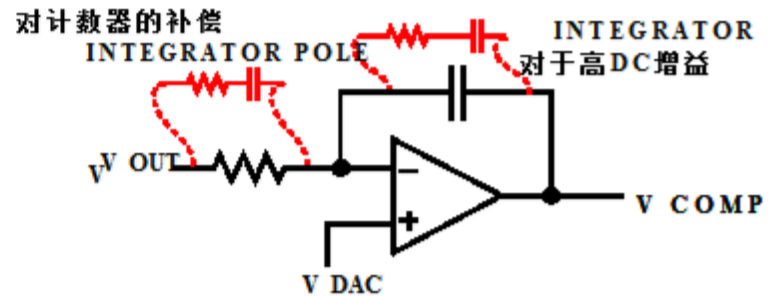


图12. INTEGRATOR ERROR-AMPLIFIER 组态

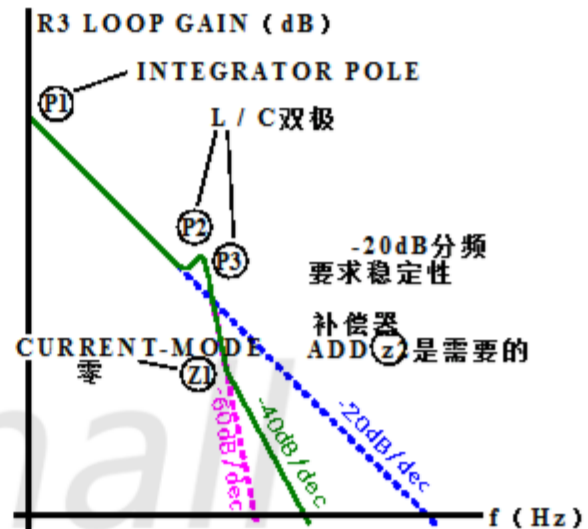


图13.未被集成的集成器开环响应

图12显示了经典的集成器配置用于电压环路误差放大器。而集成商提供精确所需的高DC增益。在传统技术监管方面,它还引入了一个低频极点进入控制回路。如图13所示由于增加了开环响应电压回路中的积分电容。该在图12中找到的补偿组件是实现稳定的必要条件。

由于R4不需要高增益电压环路,可以去除积分器,减少数量循环中的固有极点为两个。电流模式零点继续取消其中一个极点,确保一个单极分频器适用于各种输出滤波器选择。结果是一个稳定的系统,不需要补偿分量或复数方程组适当调整稳定性。

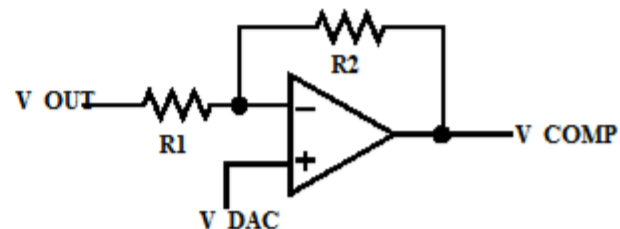


图14.非集成的R4误差放大器组态

图14显示了没有的R4误差放大器需要一个用于实现高DC增益的积分器准确的监管.开环响应的结果可以在图15中看到.

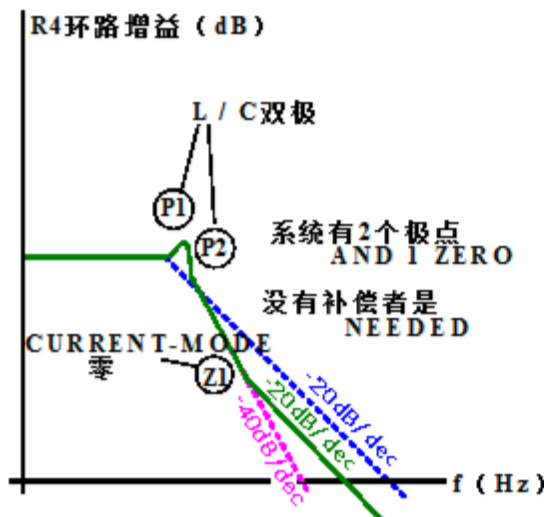


图15.未完成的R4开环响应

瞬态响应

除了要求补偿零点之外,传统架构中的集成器也会降低系统性能对瞬态条件的响应. COMP的变化响应于输出的快速变化,电压缓慢电压.如果积分电容被移除,COMP移动的速度与VOUT和调制器一样快立即增加或减少开关频率恢复输出电压.

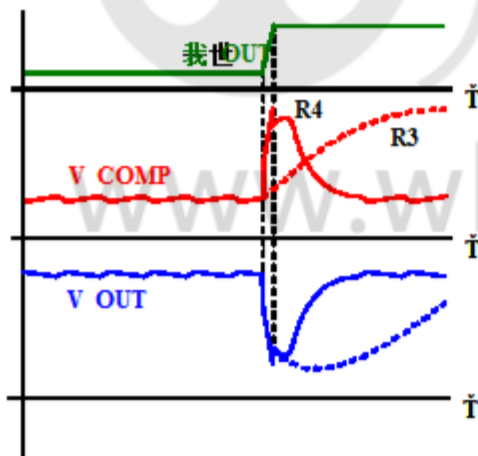


图16. R3与R4理想化瞬态响应

图16中的红色和蓝色虚线代表VOUT和VCOMP的响应时间延迟行为使用积分器时的负载瞬态.坚实的红色和蓝线表明R4的响应增加没有积分电容.

二极管仿真

输出电感电流的极性定义为当离开相位节点时是正的,并且在朝着这个目标迈进时被定义为负值.电感电流的直流分量是积极的,但交流组件被称为涟滴

目前,可以是正面的或负面的.应该电感器的交流和直流分量之和整个开关周期的电流仍然为正值,转换器处于连续导通模式 (CCM).但是,如果电感电流变为负值或零时,转换器处于非连续导通模式 (DCM).

与标准的DC/DC降压稳压器不同,同步整流器可以从输出吸收电流在DCM期间滤波电感,减轻轻负载效率与不必要的传导损失一样.低端MOSFET吸收电感电流.该ISL95870, ISL95870A, ISL95870B控制器避免了通过使低端MOSFET进行DCM传导损耗.模仿二极管的电流阻塞行为.这个智能二极管操作称为二极管仿真模式 (DEM) 在负电感电流时被触发在 $r_{DS(ON)}$ 上产生正压降.低侧MOSFET连续8个PWM周期而LGATE引脚为高电平.转换器将退出DEM在检测到负电压后的下一个PWM脉冲上跨过低端MOSFET的 $r_{DS(ON)}$.

它是PWM的R4架构的特点在DCM中开关频率降低,增加通过减少不必要的门驱动器开关来提高效率.频率降低的程度是与负载电流的降低成正比.上进入DEM, PWM频率被迫下降约30%通过强制类似的增加窗电压VW.采取这一措施是为了防止在CCM之间的边界处模式之间振荡和DCM. VW的30%增加在退出时被移除的DEM,迫使PWM开关频率跳变回到标称的CCM值.

过流

过流保护 (OCP) 设定值为用连接的电阻器 R_{OCSET} 编程.通过OCSET和PHASE引脚.电阻 R_O 是连接在VO引脚和实际输出之间转换器的电压.在正常操作期间,VO引脚是高阻抗路径,因此没有 R_O 上的电压降.电阻器 R_O 的值应该是始终与电阻器 R_{OCSET} 的值相匹配.

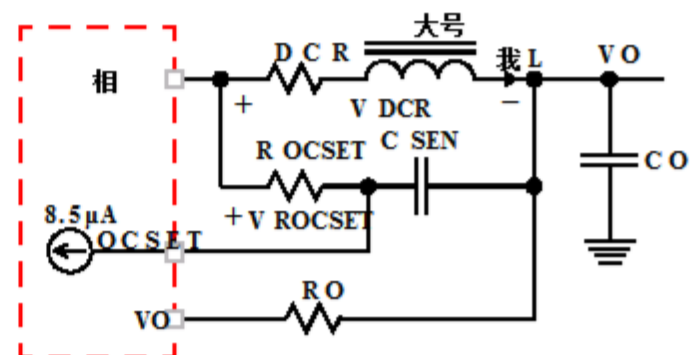


图17.过流编程电路

图17显示了过电流设置电路.电感由电感L和直流电阻DCR组成.该电感器直流电流I_L产生一个电压降DCR由等式31给出:

$$V_{DCR} = I_L \cdot DCR \quad (\text{Eq.31})$$

I_{OCSET} 电流源吸收8.5μA进入OCSET引脚,在电阻两端产生直流电压降R_{OCSET},由等式32给出:

$$V_{ROCSET} = 8.5\mu A \cdot R_{OCSET} \quad (\text{Eq.32})$$

OCSET引脚和VCC之间的直流电压差VO引脚由公式33给出:

$$V_{OCSET} - V_{VO} = V_{DCR} - R_{OCSET} \cdot I_L \quad (\text{Eq.33})$$

IC监视OCSET引脚和VO的电压.当OCSET引脚的电压高于一个OCP的VO引脚电压超过10μs故障会关闭转换器.

R_{OCSET}的值用公式34计算,写为:

$$R_{OCSET} = \frac{V_{OCSET} - V_{VO}}{I_L} \quad (\text{Eq.34})$$

哪里:

- R_{OCSET} (Ω) 是用于编程的电阻器过电流设定值
- I_{OC} 是激活的输出直流负载电流OCP故障检测电路
- DCR 是电感直流电阻

例如,如果I_{OC}是20A并且DCR是4.5mΩ,则选择的R_{OCSET}等于20A x 4.5mΩ / 8.5μA = 10.5kΩ.

电阻器R_{OCSET}和电容器C_{SEN}形成RC网络来感测电感电流.感知电感电流不仅在直流操作中正确,而且在动态操作期间也是RC网络时间常数R_{OCSET} C_{SEN}需要匹配电感时间常数L / DCR.然后C_{SEN}的值写为等式35:

$$C_{SEN} = \frac{L}{R_{OCSET} \cdot DCR} \quad (\text{Eq.35})$$

例如,如果L为1.5μH,DCR为4.5mΩ,并且R_{OCSET}为9kΩ,选择C_{SEN} = 1.5μH / (9kΩ x 4.5mΩ) = 0.037μF.

当宣布OCP故障时,转换器将会锁定关闭并且PGOOD引脚将被置为低电平.该故障将保持锁定状态,直到EN引脚被拉出低于EN下降阈值电压V_{ENTHF}或VCC在POR下降阈值电压以下衰减V_{VCC_THF}.

过压保护

在FB引脚之后触发OVP故障检测电路.电压高于过压阈值V_{OVRTH}超过2μs.例如,如果转换器是编程为在FB引脚处调节1.0V电压将不得超过典型的V_{OVRTH}阈值

为了跳过OVP故障,超过2μs的电流为116%锁存器.用数字来说,就是这样116% x 1.0V = 1.16V.当声明OVP故障时,转换器将被锁定,PGOOD引脚将被锁定被认定为低.故障将保持锁定状态直到EN引脚已被拉低到低于EN阈值电压V_{ENTHF}或如果VCC衰减低于下降POR阈值电压V_{VCC_THF}.

尽管转换器已经响应于锁存器而关闭OVP故障时,LGATE门驱动器输出将保留能够打开和关闭低侧MOSFET的能力,响应输出电压.横越V_{OVRTH}和V_{OVFTH}阈值.LGATE门驱动器将关闭,在低端MOSFET上放电输出电压,保护负载.LGATE门驱动器将关闭低端MOSFET一旦FB引脚电压较低比下降过压阈值V_{OVRTH}更多.超过2μs.跌落过压阈值V_{OVFTH}是通常为102%.这意味着如果FB引脚电压下降低于102% x 1.0V = 1.02V超过2μs时,LGATE门驱动器将关闭低端MOSFET.如果输出电压再次升高,LGATE驱动器会当FB引脚再次打开低端MOSFET时电压高于过压门限V_{OVRTH}超过2μs.这样做可以保护IC当存在一致的过电压时的负载条件.

欠压

UVP故障检测电路在FB引脚之后触发.电压低于欠压阈值V_{UVTH}超过2μs.例如,如果转换器是编程为在FB引脚处调节1.0V电压将不得低于典型的V_{UVTH}阈值84%超过2μs,以触发UVP故障锁存器.用数字来说,就是这样84% x 1.0V = 0.84V.当宣布UVP故障时,转换器将被锁定,并且PGOOD引脚将被锁定.断言很低.故障将保持锁定状态直到EN引脚已被拉低到低于EN阈值电压V_{ENTHF}或如果VCC衰减低于下降POR阈值电压V_{VCC_THF}.

过温

当IC的温度升高到高于上升阈值温度T_{OTRTH},它将进入OTP状态,暂停PWM,迫使LGATE和UGATE门驱动器输出低.PGOOD的状态引脚不会改变,转换器也不会关闭.该PWM保持暂停,直到IC温度下降低于此时的滞后温度T_{OTHYS}.正常的PWM操作恢复.OTP状态可以如果EN引脚被拉低到低于EN阈值,则复位电压V_{ENTHF}或如果VCC衰减低于下降POR阈值电压V_{VCC_THF}.所有其他保护在IC处于OTP状态时,电路保持正常工作.IC很可能会检测到UVP故障,因为在如果没有PWM,输出电压会衰减到下面欠压阈值V_{UVTH}.

PGOOD显示器

PGOOD引脚指示转换器何时可用提供稳定的电压。PGOOD引脚是一个未定义的阻抗。如果VCC引脚尚未达到上升POR阈值V_{VCC_THR}，或如果VCC引脚为低于下降的POR阈值V_{VCC_THF}。如果有输出过流，过压或过电流故障状态。欠压时，PGOOD被认定为低电平。PGOOD下拉阻抗为50Ω。

集成MOSFET栅极驱动器

LGATE引脚和UGATE引脚是MOSFET驱动器输出。LGATE引脚驱动低端MOSFET。当UGATE引脚驱动高端时转换器转换器的MOSFET。

LGATE驱动器针对低占空比进行了优化。低边MOSFET所经历的应用传导时间长。在这种环境下，低端MOSFET需要特别低的r_{DS(ON)}并倾向于有大量寄生电荷传导瞬态。响应高dv/dt的器件内的电流。切换出现在相位节点处。排水门。特别是电荷可以传导足够的电流。通过驱动器的下拉电阻即V_{GS(th)}的设备可以被超过并打开。为了这原因，LGATE的驱动程序设计得很低。下拉电阻和高灌电流能力。确保钳位下面的MOSFET栅极电压V_{GS(th)}。

自适应拍摄穿透保护

自适应直通保护可防止栅极驱动器从打开输出直到相反的门驱动器输出已降至约1V以下。死亡时间。如图18所示延长了额外的时间。下降栅极电压保持在1V以上。阈。高端栅极驱动器输出电压为在UGATE和PHASE引脚上测量，同时测量低端栅极驱动器输出电压是通过测量LGATE和PGND引脚。LGATE的力。栅极驱动器直接来自PVCC引脚。UGATE门驱动器的电源由a提供。引导电容连接在BOOT和引脚之间。PHASE引脚。电容器每次充电。相节点电压下降到PVCC以下的二极管压降。就像低端MOSFET导通时一样。

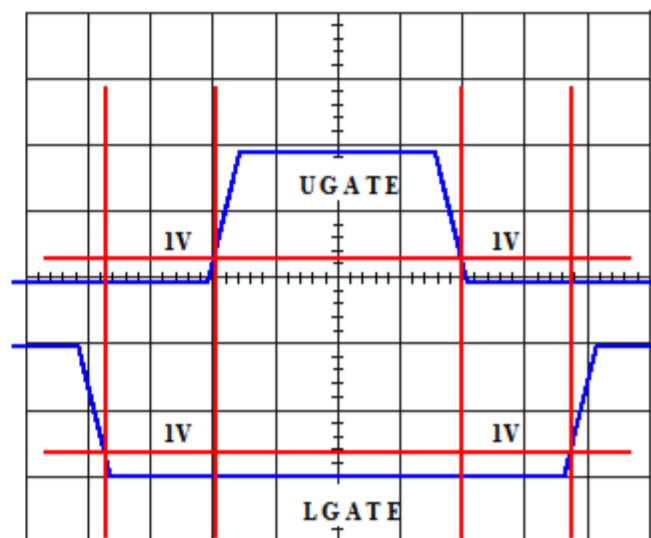


图18. GATE DRIVE适应性拍摄保护

一般应用设计指南

本设计指南旨在提供高级别的解释设计一个单一设备所需的步骤，相位降压转换器。假定读者是熟悉许多基本技能和技巧。在下面引用。除本指南外，Intersil提供完整的参考设计。包括原理图，物料清单和示例板布局。

选择LC输出滤波器

理想降压转换器的占空比是一个函数。输入和输出电压。这种关系是用公式36表示：

$$d = \frac{V_O}{V_{in}} \quad (\text{Eq. 36})$$

输出电感峰峰值纹波电流为用公式37表示：

$$P_{\text{世}} = \frac{V_O \cdot I_D}{F_{\text{SW}} L} \quad (\text{情商 37})$$

典型的降压型DC/DC转换器的I_{PP}为最大直流输出负载电流的20%至40%。I_{PP}的价值是根据几个标准来选择的。如MOSFET开关损耗，电感器磁芯损耗等。电感绕组的电阻损耗。直流铜线。可以使用公式38估算电感器的损耗：

$$P_{\text{铜}} = \frac{I_{\text{世}}^2 \cdot DCR}{\text{加载}} \quad (\text{Eq. 38})$$

其中，I_{LOAD}是转换器输出直流电流。

铜的损失可能很重要，所以必须注意给予电感器的DCR。另一个因素考虑选择电感时是否饱和。高温下的特性。饱和的。电感可能会导致电路元件的损坏，以及令人讨厌的OCP故障。

DC / DC降压稳压器必须具有输出电容纹波电流 I_{PP} 可流入的C O. 当前 I_{PP} 在C O两端产生相应的纹波电压 V_{PP} , 这是电容器两端电压降的总和ESR和由电荷引起的电压变化进出电容器. 这两个电压用等式39和40表示:

$$\Delta V_{ESR} = P_{SE}^{SR} \quad (\text{Eq. 39})$$

$$\Delta V_C = \frac{P_{SE}^{SR}}{8C_O F_{SW}} \quad (\text{Eq. 40})$$

如果转换器的输出必须支持负载高脉动电流, 需要多个电容器并行以减少总ESR直到所需的 V_{PP} 已完成. 电容器的电感可以显著影响输出电压纹波和原因. 如果负载瞬态有一个短暂的电压尖峰非常高的压摆率. 低电感电容器应该被考虑. 电容器以散热方式散热RMS电流和频率的功能. 请确保我PP由足够数量的并联电容器共享以便它们在最大额定RMS以下运行FSW处的电流. 考虑到的额定值一个电容器可以像DC电压一样褪去多达50%跨越它增加.

选择输入电容

大容量输入电容器的重要参数是电压额定值和RMS电流额定值. 对于可靠的操作, 选择带电压的大容量电容器电流额定值高于最大输入电压和能够提供所需的RMS电流. 开关电路. 他们的电压额定值应该至少比最大输入电压高1.25倍, 而a 1.5倍的额定电压是优选的额定值. 图19是一个输入RMS纹波电流曲线图, 归一化相对于输出负载电流, 作为占空比的函数. 周期, 调整转换器的效率. 波纹电流计算写为公式41:

$$I_{RMS}^{IN} = \frac{\sqrt{\left(\frac{I_{MAX}}{2}\right)^2 \cdot D + \left(\frac{I_{MAX}}{2}\right)^2 \cdot \frac{d}{12}}}{I_{MAX}} \quad (\text{Eq. 41})$$

哪里:

- I_{MAX} 是最大连续 I_{LOAD} 变流器
- x 是对应于的乘数 (0到1) 表示电感峰峰值纹波幅度 作为 I_{MAX} 的百分比 (0%至100%)
- D 是调整后的占空比 说明转换器的效率

占空比写成等式42:

$$d = \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (\text{Eq. 42})$$

除了大容量电容之外, 还有一些低ESL陶瓷建议电容器之间去耦

高侧MOSFET的漏极和源极
低端MOSFET.

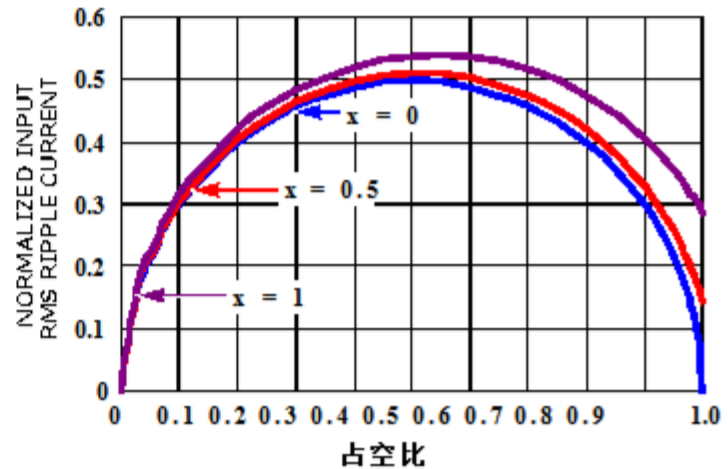


图19. 标准化的输入RMS电流
EFF = 1

选择自举电容

集成的驱动程序具有内部引导程序肖特基二极管. 只需添加一个外部电容通过BOOT和PHASE引脚完成自举电路. 自举电容器额定电压被选择为至少10V. 虽然理论上电容器的最大电压是 $PVCC - V_{DIODE}$ (引导二极管两端的电压降), 大偏移相位节点低于地面需要至少10V. 自举电容的额定值. 引导电容器可以从公式43中选择:

$$C_{BOOT} \geq \frac{Q_{G1}}{\Delta V_{BOOT}} \quad (\text{Eq. 43})$$

哪里:

- Q_{GATE} 是需要的门电荷量 完全充电上部MOSFET的栅极
- ΔV_{BOOT} 是BOOT上的最大衰减 电容器

举一个例子, 假设高边MOSFET有一个 $V_{GS} = 5V$ 时的总栅极电荷 Q_g 为25nC, a ΔV_{BOOT} 为200mV. 计算的自举电容是0.125μF. 为了舒适的余地, 选择一个电容器这是计算电容的两倍. 在这例如, 0.22μF就足够了. 使用低温度系数陶瓷电容器.

驱动器功耗

开关驱动器的功耗主要是a 开关频率和总栅极电荷的函数. 的选定MOSFET. 计算功率在驱动器中对于期望的应用的耗散是至关重要的. 确保安全运行. 超过最大值. 允许的功耗水平将推动IC超越. 建议的最大操作路口. 温度为+125°C. 在设计应用程序时, 建议进行以下计算. 执行以确保在所需的安全操作. 所选MOSFET的频率. 动力

由驾驶员驱散的近似值为
公式44:

$$P_F = f_{sw} (1.5V_U Q_U + V_L Q_L) \quad \text{大号} \quad (EQ 44)$$

哪里:

- f_{sw} 是PWM信号的开关频率
- V_U 是上部栅极驱动器偏置电源电压
- V_L 是较低的栅极驱动器偏置电源电压
- Q_U 是由鞋面交付的费用
驱动器进入MOSFET的栅极和分立
电容器
- Q_L 是由低级司机交付的费用
进入MOSFET的栅极和离散
电容器
- P_L 是较低的静态功耗
司机
- P_U 是静态功耗
上司机

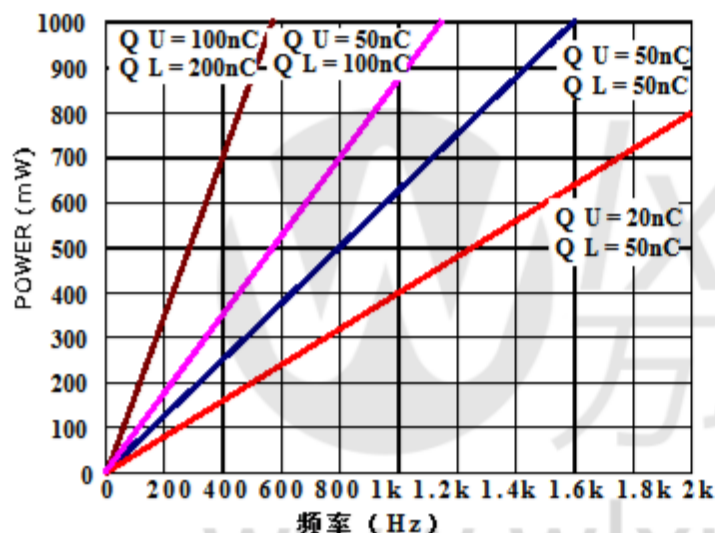


图20.功耗与频率的关系

MOSFET的选择和注意事项

MOSFET的选择取决于每个电流
MOSFET将被要求进行开关
频率, MOSFET的功耗
热里以及散热的可用性和性质
气流.

通常情况下, MOSFET不能容忍甚至短暂的偏移
超出其最大漏极至源极额定电压.

转换器功率级中使用的MOSFET
应该有最大的 V_{DS} 评级超过
输入功率的高电压容差之和
源和当发生的电压尖峰
MOSFET开关.

有几种功率MOSFET容易获得
针对DC/DC转换器应用进行了优化.该
首选的高端MOSFET强调低栅极电荷
以便设备花费最少的时间
耗散线性区域的功率.优选的低温
当完全时, 侧MOSFET强调低 $r_{DS(on)}$
饱和以最小化传导损耗.

对于低端MOSFET (LS), 功率损耗可以是
假定只是导电的, 写成
公式45:

$$P_{CON_LS} \approx \frac{I_{LOAD}^2}{B_{DS}} (Q_{NL} I_{SD}) \quad (EQ 45)$$

对于高端MOSFET (HS), 其传导损耗为
写作等式46:

$$P_{CON_HS} = \frac{I_{LOAD}^2}{B_{DS}} (Q_{NL} I_{SD}) \quad (EQ 46)$$

对于高端MOSFET, 其开关损耗写为
方程47:

$$P_{SW_HS} = \frac{V_{IN} I_{VALLEY} t_{ON} f_{SW}}{2} + \frac{V_{IN} I_{PEAK} t_{OFF} f_{SW}}{2} \quad (EQ 47)$$

哪里:

- 我是 VALLEY 的DC分量的差异
电感电流减去电感的1/2
纹波电流
- 我 PEAK 是DC组件的总和
电感电流加上电感纹波的1/2
当前
- t_{ON} 是驱动设备进入的时间
饱和
- t_{OFF} 是驱动设备进入的时间
隔断

布局考虑

一般来说, 功率层应该靠得很近,
无论是在板的顶部还是底部, 都是弱的
模拟或逻辑信号层位于相反的一侧
板.地平面层应该靠近
信号层提供屏蔽.地平面层
应该有一个位于IC下的岛屿
连接到模拟或逻辑信号的组件.该
岛屿应该连接到地面的其余部分
平面层在一个安静点.

DC/DC转换器中有两组元件,
功率组件和小信号组件.
功率器件是最关键的, 因为
他们切换大量的能量.小信号
组件连接到敏感节点或提供关键
绕过电流和信号耦合.

功率组件应该放置在第一个和这些
包括MOSFET, 输入和输出电容器, 和
电感器.保持传动系之间的距离
而控制IC短路有助于保持门极驱动走线
短.这些驱动信号包括LGATE, UGATE,
PGND, PHASE和BOOT.

放置MOSFET时, 尽量保持电源
上部MOSFET和下部MOSFET的漏极
尽可能靠近.请参见图21.输入高电平
高频电容应靠近漏极放置
上部MOSFET的源极和下部源极
的MOSFET.放置输出电感和输出

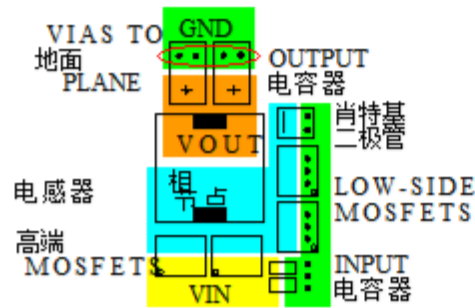


图21.典型的电源组件放置

MOSFET和负载之间的电容-高频率输出耦合电容器(陶瓷)应该尽可能靠近脱钩目标放置,利用最短的连接路径内部飞机.以这样的方式放置组件IC下方的区域具有较低的噪声痕迹 dV/dt 和 di/dt ,如栅极信号和相位节点信号.

VCC和PVCC引脚

将去耦电容尽可能靠近地放置IC.特别是PVCC去耦电容应该有一个非常短暂和广泛的连接PGND引脚. VCC去耦电容应该是参考GND引脚.

EN, PGOOD, VID0, VID1和FSSEL PINS

这些是以GND为参考的逻辑信号.视为典型的逻辑信号.

OCSET和VO PINS

电流感测网络由R OCSET, RO, 并且C SEN 需要连接到电感器的焊盘上准确测量DCR电压降.这些但是, 组件应该位于物理上靠近的位置到OCSET和VO引脚, 引脚返回电感器.痕迹被屏蔽是至关重要的地平面层一直到电感垫.该程序与电阻电流检测相同.

FB, SREF, SET0, SET1, SET2和RTN PINS

这些引脚的输入阻抗很高, 使其成为可能至关重要是放置连接到这些引脚的组件尽可能靠近IC.

LGATE, PGND, UGATE, BOOT和PHASE PINS

通过这些走线的信号是高 dv/dt 高 di/dt , 峰值充放电高当前. PGND引脚只能从电流中流过低侧MOSFET的栅源电荷LGATE走低.理想情况下, 路线从LGATE的跟踪引脚与PGND引脚走线平行来自UGATE引脚的迹线与迹线平行从PHASE引脚.为了更准确过零检测电感电流, 这是建议连接相位引脚到漏极具有开尔文连接的低端MOSFET.这些对痕迹应该短而宽, 远离其他痕迹具有高输入阻抗.弱信号迹线不应该接近任何层上的这些痕迹.

修订记录

所提供的修订记录仅供参考, 被认为是准确的, 但不是保证. 请去网络, 以确保你有最新的Rev.

日期	修订	更改
2009年12月22日	FN6899.0	初始版本

制品

Intersil公司是设计和制造高性能模拟半导体的领导者. 该公司的产品涉及业界增长最快的一些市场, 如平板显示器, 手机, 手持产品和笔记本电脑. Intersil的产品系列解决了电源管理和模拟信号问题处理功能. 请访问www.intersil.com/products获取Intersil产品系列的完整列表.

*有关应用程序, 相关文档和相关部分的完整列表, 请参阅相应的设备
intersil.com上的信息页面: [ISL95870](#), [ISL95870A](#), [ISL95870B](#)

要报告此数据表中的错误或建议, 请访问www.intersil.com/askourstaff

FIT可从我们的网站<http://rel.intersil.com/reports/search.php>获取



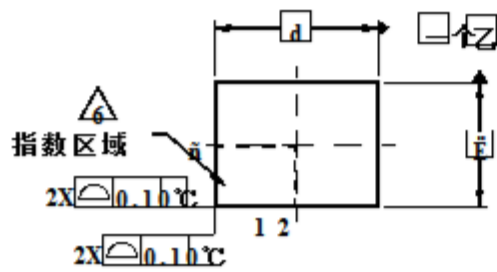
有关其他产品, 请参阅www.intersil.com/product_tree

如上所述, Intersil产品采用ISO9000质量体系进行制造, 组装和测试
在 www.intersil.com/design/quality 上的质量认证中

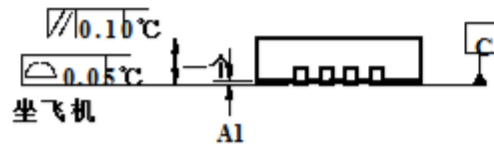
Intersil产品仅按描述销售. Intersil公司保留更改电路设计, 软件和/或规格的权利
随时无需通知. 因此, 请注意读者在下订单前确认数据表是最新的. 资料提供
Intersil被认为是准确可靠的. 但Intersil或其子公司不承担任何责任; 也不为任何
第三方可能因其使用而导致的专利侵权或其他权利. 任何许可均不得暗示或以其他方式授予
Intersil或其子公司的专利或专利权.

有关Intersil公司及其产品的信息, 请参阅 www.intersil.com

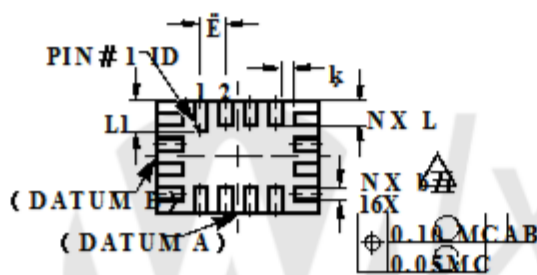
超薄四方扁平无铅塑料封装 (UTQFN)



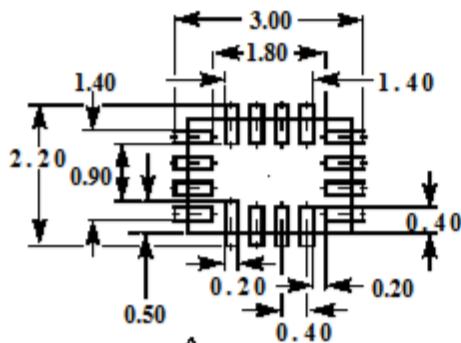
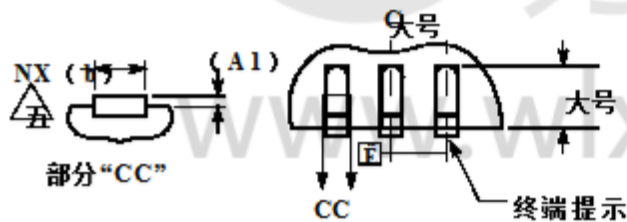
顶视图



侧面图



底视图



LAND 模式

L16.2.6x1.8A

16 LEAD ULTRA THIN QUAD FLAT NO-LEAD PLASTIC PACKAGE

符号	单位为毫米			笔记
	MIN	标称	MAX	
一个	0.45	0.50	0.55	-
A1	-	-	0.05	-
A3	0.127 REF			-
b	0.15	0.20	0.25	五
d	2.55	2.60	2.65	-
E	1.75	1.80	1.85	-
E	0.40 BSC			-
K 0.15	-	-	-	-
大号	0.35	0.40	0.45	-
L1	0.45	0.50	0.55	-
N	1	6		2
钽		4		3
NE		4		3
θ	0-		12	4

Rev. 5 2/09

笔记:

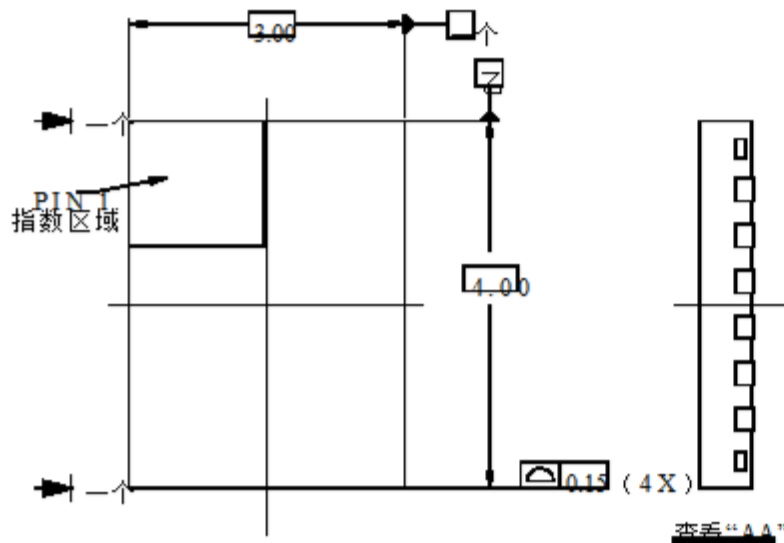
1. 尺寸和公差符合 ASME Y14.5-1994.
2. N 是终端数量.
3. Nd 和 Ne 是指 D 和 E 端的端子数量, 分别.
4. 所有尺寸均以毫米为单位. 角度是度数.
5. 尺寸 b 适用于金属化端子并进行测量距端子端部 0.15mm 至 0.30mm 之间.
6. 引脚 #1 标识符的配置是可选的, 但必须是位于指定的区域内. 引脚 #1 标识符可以是模具或标记功能.
7. 最大包装翘曲是 0.05mm.
8. 所有方向的最大允许毛刺均为 0.076mm.
9. JEDEC 参考 MO-255.
10. 有关更多信息, 请协助处理 PCB 焊盘图案设计工作, 请参阅 Intersil 技术摘要 TB389.

封装外形图

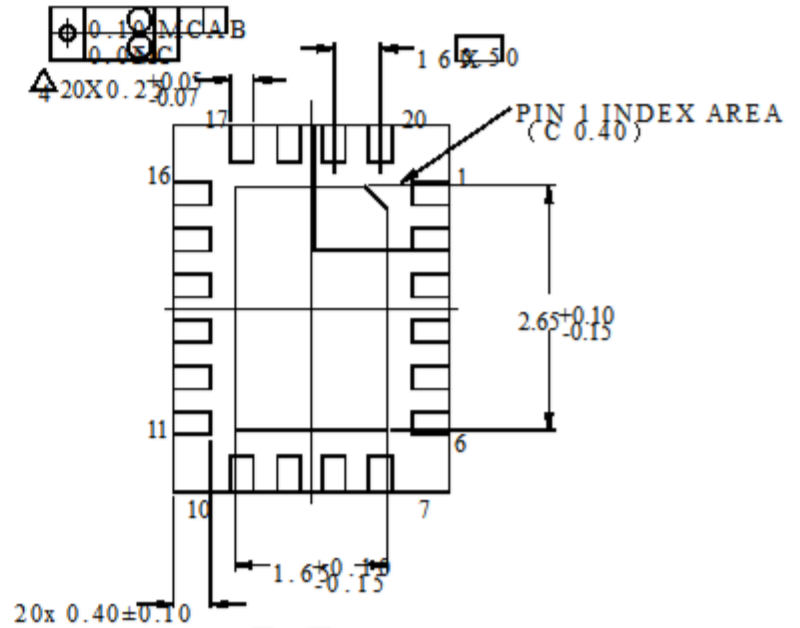
L20.3x4

20引脚扁平无铅塑料包装

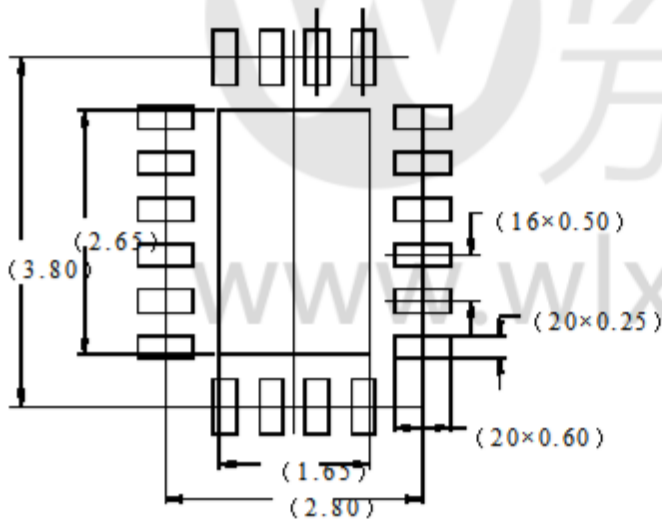
Rev 0, 6/07



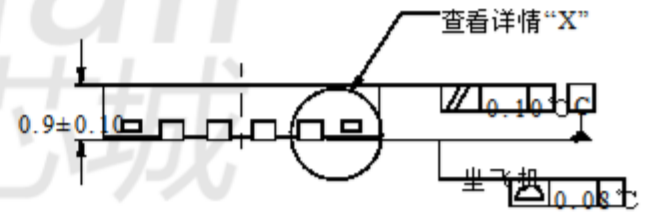
面视图



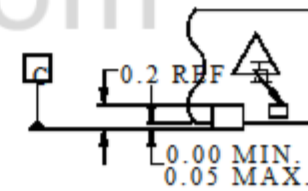
底视图



典型的推荐土地模式



侧面图



细节“X”

笔记:

1. 尺寸以毫米为单位。
尺寸在 () 仅供参考。
2. 尺寸和公差符合AMSE Y14.5m-1994.
3. 除非另有说明, 公差: 十进制±0.05
4. 尺寸b适用于金属化端子并进行测量
距端子端部0.15mm至0.30mm之间.
5. 显示的Tiebar (如果存在) 是非功能性功能.
6. pin# 1标识符的配置是可选的, 但必须是
位于指定的区域内. pin# 1标识符可能是
模具或标记功能.