

四相降压PWM控制器 用于Intel VR10的集成MOSFET驱动器, VR11和AMD应用程序

ISL6312四相PWM控制IC提供了一个高精度的电压调节系统。微处理器、功率MOSFET驱动器的集成进入控制器IC标志着单独的背离以前的PWM控制器和驱动器配置多相产品系列。通过减少数量外部部件,这种集成优化的成本和节省空间电源管理解决方案。

这种控制器IC的一个突出特点是它的多处理器兼容性,使其可与英特尔兼容和AMD微处理器。包括可编程VID代码为英特尔VR10,VR11,以及AMD DAC表格。一个单位增益,为远程电压提供差分放大器感应,补偿之间的任何潜在差异。远程和本地的理由。输出电压也可以通过使用单一的积极或消极抵消外部电阻。

ISL6312还包含高级控制回路功能为负载应用和移除提供最佳的瞬态响应。其中一个特点是高度准确,全差分,用于负载线编程的连续DCR电流检测和渠道目前的平衡。主动脉冲定位(APP)调制是另一个独特的功能,允许更快对高 di/dt 负载瞬变的初始响应。

该控制器还允许用户灵活地选择在PHASE检测或LGATE之间检测自适应死区时间方案。这种能力使得ISL6312可以用于需要任何方案的众多应用程序。

该控制器IC的保护功能包括一套精密的过压,欠压和过流保护。此外,ISL6312还包含保护功能针对遥感输入端的开路。结合起来,这些功能提供了先进的保护微处理器和电力系统。

特征

- 集成的多相电源转换
 - 带有内部驱动器的2或3相操作
 - 带有外部PWM驱动器信号的4相运行
- 精确的核心电压调节
 - 差分远端电压检测
 - 整个温度范围内的系统精度为 $\pm 0.5\%$
 - 可调参考电压偏移
- 最佳瞬态响应
 - 主动脉冲定位(APP)调制
 - 自适应相位校准(APA)
- 全差分连续DCR电流检测
 - 准确的负载线编程
 - 精确通道电流平衡
- 用户可选的自适应死区时间方案
 - PHASE Detect或LGATE检测应用程序灵活性
- 可变栅极驱动偏置: 5V至12V
- 兼容多处理器
 - 英特尔VR10和VR11操作模式
 - AMD的操作模式
- 微处理器电压识别输入
 - 8位DAC
 - 可选择英特尔的扩展VR10,VR11,AMD 5位和AMD 6位DAC表
 - 动态VID技术
- 过流保护
- 多层过压保护
- 数字软启动
- 可选工作频率高达每相1.5MHz
- 无铅加退火可用(符合RoHS)

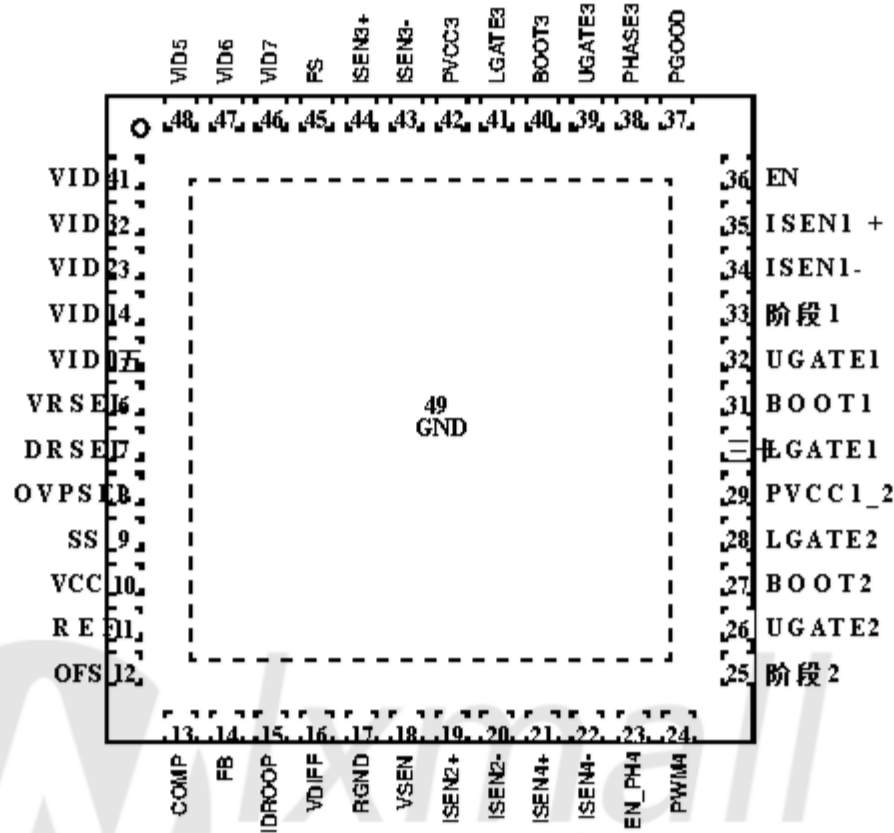
订购信息

部分数* (注意)	部分打标	TEMP. (C)	包 (无铅)	PKG. DWG. #
ISL6312CRZ	ISL6312CRZ	20至+70	48 Ld 7x7 QFN	L48.7x7
ISL6312IRZ	ISL6312IRZ	-40至+85	48 Ld 7x7 QFN	L48.7x7

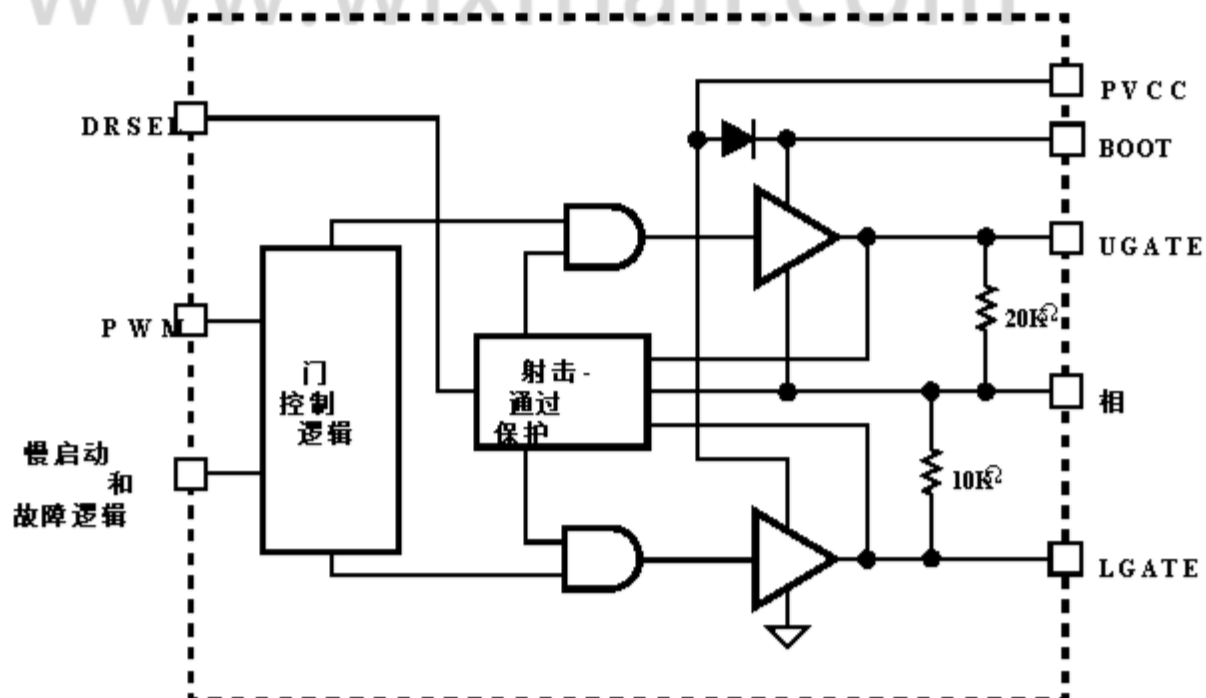
注意: Intersil无铅加退火产品采用特殊的无铅材料集:模塑料/模具附着材料和100%哑光镀锡板终止完成,这是符合RoHS标准和兼容SnPb和无铅焊接操作。Intersil公司无铅产品MSL分类为无铅峰值回流焊温度达到或超过无铅要求IPC / JEDEC J STD-020。

*为磁带和卷轴添加“-T”后缀。

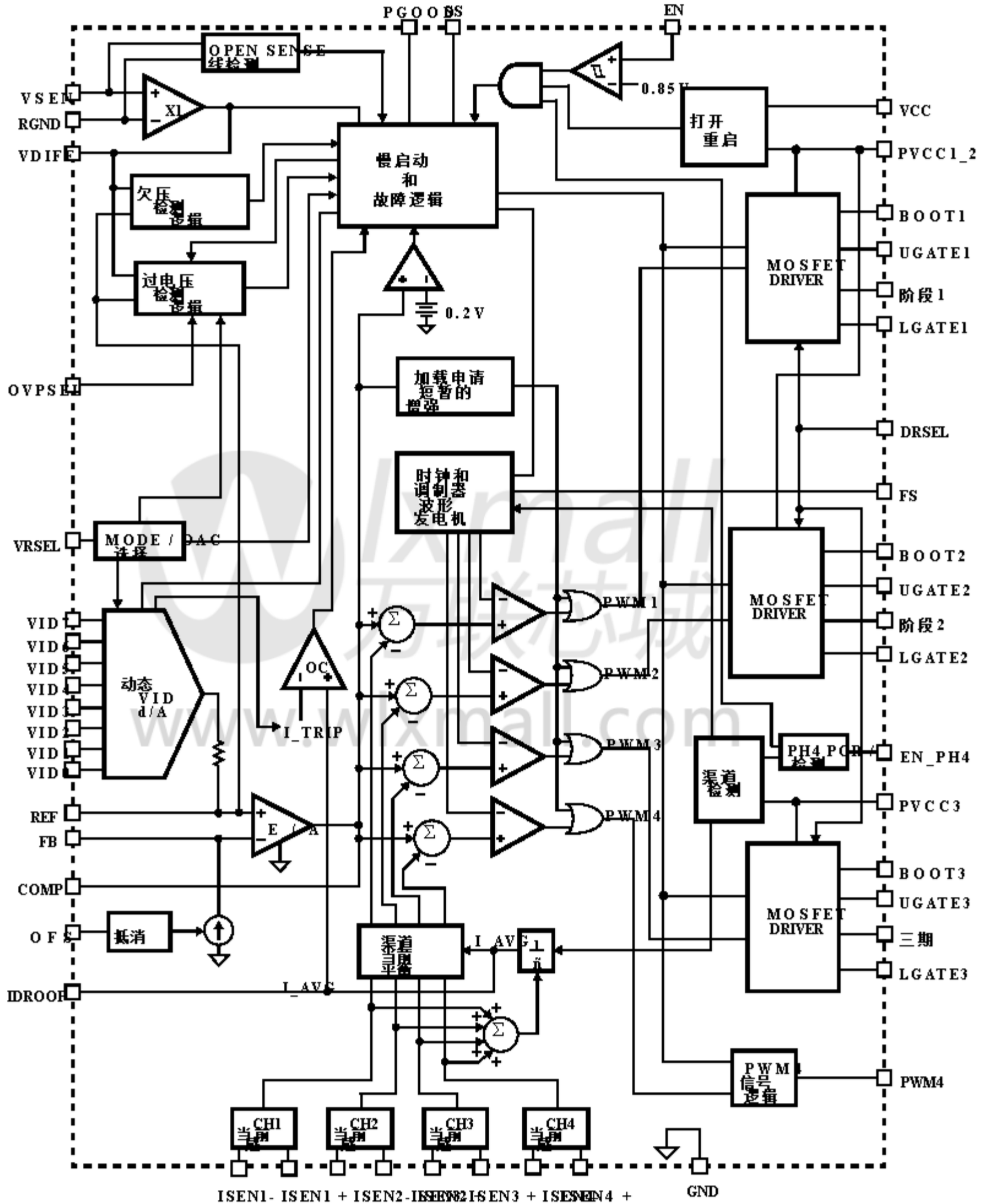
引脚

ISL6312 (48 LD QFN)
顶视图

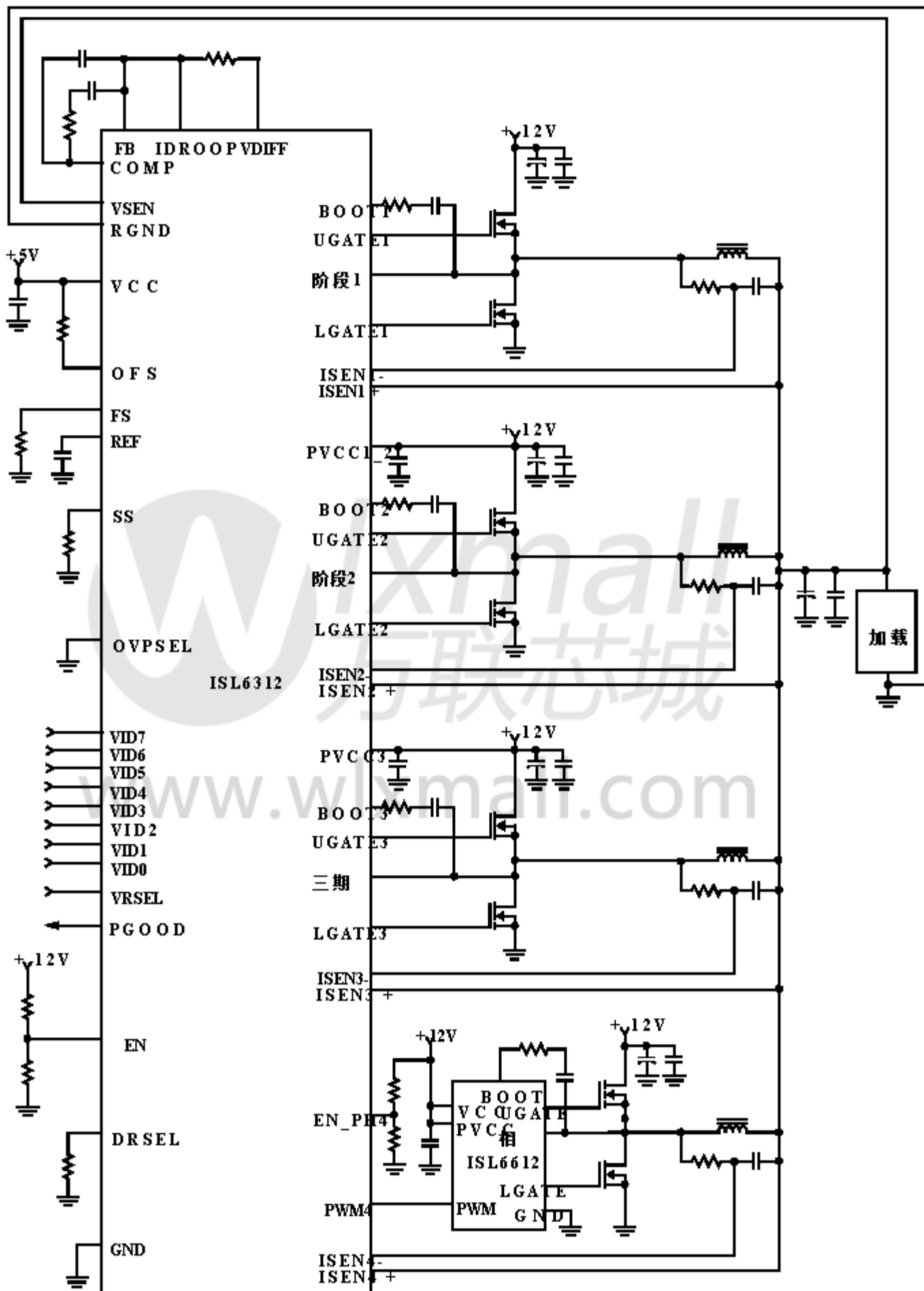
ISL6312集成驱动程序框图



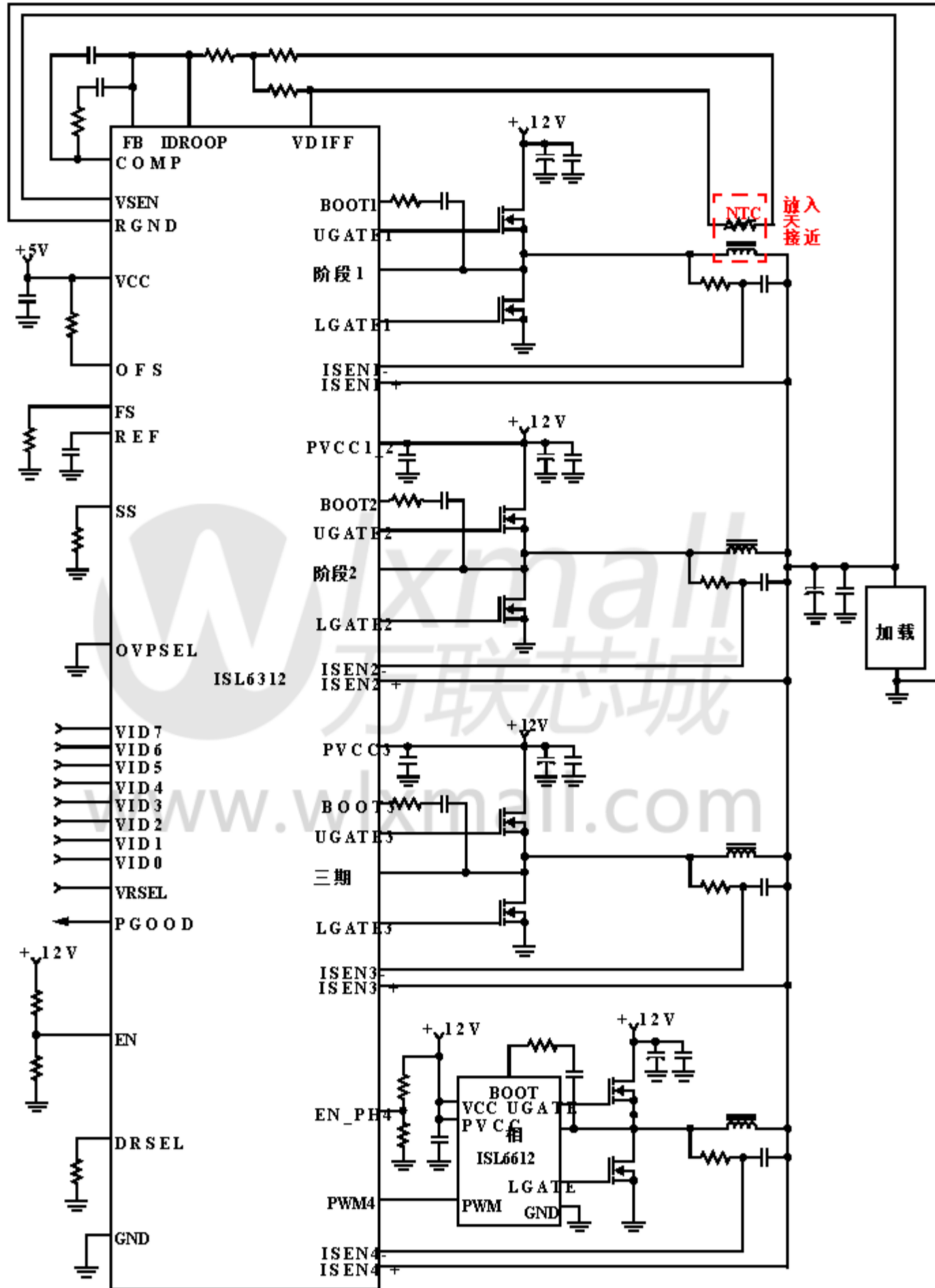
框图



典型应用 - ISL6312 (4相)



典型应用 - 带NTC热补偿的ISL6312 (4相)



绝对最大额定值

电源电压, VCC.....-0.3V至+6V
 电源电压, PVCC.....-0.3V至+15V
 绝对引导电压, V BOOT.....GND - 0.3V至GND + 36V
 相电压, V 相.....GND - 0.3V至15V (PVCC = 12)
 GND - 8V (<400ns, 20μJ) 至24V (<200ns, V BOOT-PHASE = 12)
 上门电压, V UGATE....V 相 - 0.3V至V BOOT + 0.3V
 V PHASE - 3.5V (<100ns脉冲宽度, 2μJ) 至V BOOT + 0.3V
 低栅极电压, V LGATE.....GND - 0.3V至PVCC + 0.3V
 GND - 5V (<100ns脉冲宽度, 2μJ) 至PVCC + 0.3V
 输入, 输出或I/O电压.....GND - 0.3V至VCC + 0.3V
 ESD分类.....I类JEDEC STD

热学信息

热阻
 QFN包装 (注1, 2) +3.2 +3.5
 最大结温.....+150°C
 最大存储温度范围.....-65°C至+150°C
 最大引线温度 (焊接10s)+300°C

推荐工作条件

VCC电源电压.....+5V±5%
 PVCC电源电压.....+5V至12V±5%
 环境温度 (ISL6312CRZ)0°C至+70°C
 环境温度 (ISL6312IRZ)-40°C至+85°C

小心: 超过“绝对最大额定值”中列出的应力可能会导致设备永久性损坏。这是一个压力只有评级和操作的器件在这些条件或任何其他超出本规范操作部分所述条件的情况下不予暗示。

笔记:

1. θ_{JA} 在自由空气中测量, 元件安装在具有“直接连接”功能的高效热导率测试板上。看到技术摘要TB379。
2. 因为 θ_{JC} , “壳体温度”位置是封装底面上暴露的金属焊盘的中心。
3. 参数大小由设计保证, 未经100%测试。

电气规格

建议的操作条件, 除非另有说明。

参数	测试条件	MIN	TYP	MAX	单位
BIAS SUPPLIES					
输入偏置电源电流	我 VCC; ENLL=高	15	20	25	嘛
门驱动器偏置电流 - PVCC1_2引脚	我 PVCC1_2; ENLL=高	2	4.3	6	嘛
门驱动器偏置电流 - PVCC3引脚	我 PVCC3; ENLL=高	1	2.1	3	嘛
VCC POR (上电复位) 阈值	VCC 上涨	4.25	4.38	4.50	V
	VCC 下降	3.75	3.88	4.00	V
	PVCC 上升	4.25	4.38	4.50	V
	PVCC 下降	3.60	3.88	4.00	V
PWM调制器					
振荡器频率精度, F SW	R T =100kΩ (±0.1%)	225	250	275	千赫
开关频率的调整范围	(注3)	0.08	-	1.0	兆赫
振荡器斜坡振幅, V PP	(注3)	-	1.50	-	V
最大占空比 (注3)	(注3)	-	99.5	-	%
控制门檻					
ENLL 上升阈值		-0.85		-	V
ENLL 滞后		-1.10		-	毫伏
EN_PH4 上升阈值		1.160	1.210	1.250	V
EN_PH4 下降阈值		1.00	1.06	1.10	V
COMP 关闭阈值	COMP 下降	0.1	0.2	0.3	V

电气规格

建议的操作条件, 除非另有说明。(继续)

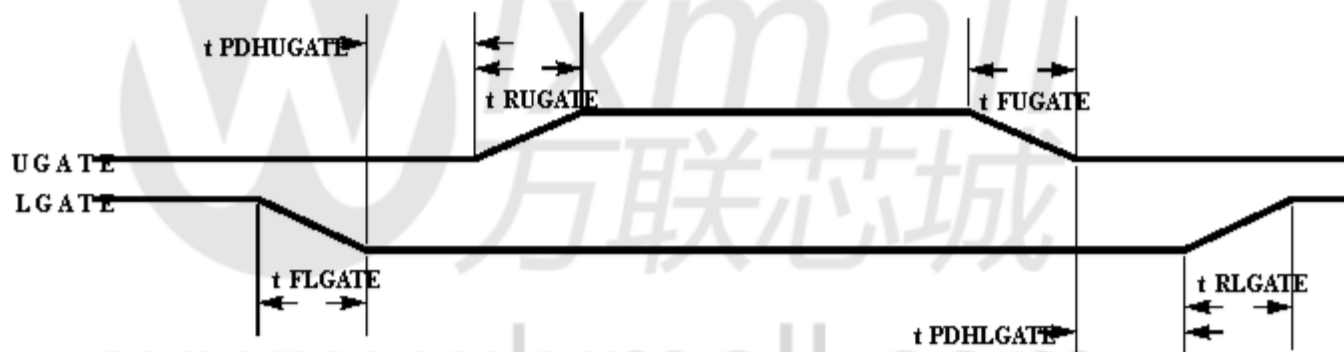
参数	测试条件	MIN	TYP	MAX	单位
参考和DAC					
系统精度 (1.000V - 1.600V)		-0.5	-	0.5	%
系统精度 (0.600V - 1.000V)		-1.0	-	1.0	%
系统精度 (0.375V - 0.600V)		-2.0	-	2.0	%
DAC输入低电压 (VR10, VR11)		-	-	0.4	V
DAC输入高电压 (VR10, VR11)		0.8	-	-	V
DAC输入低电压 (AMD)		-		0.6	V
DAC输入高电压 (AMD)		1.0	-	-	V
PIN-ADJUSTABLE OFFSET					
OFS灌电流精度 (负偏移)	从OFS到GND, $R_{OFS} = 10k\Omega$	37.0	40.0	43.0	μA
OFS源电流精度 (正偏移)	从OFS到VCC的 $R_{OFS} = 30k\Omega$	50.5	53.5	56.5	μA
错误放大器					
DC增益	$R_L = 10k$ 到地面, (注3)	-	96	-	Db
增益带宽产品	$C_L = 100pF$, $R_L = 10k$ 接地, (注3)	-	20	-	兆赫
转换率	$C_L = 100pF$, 负载 = $\pm 400mA$, (注3)	-	8	-	V/微秒
最大输出电压	负载 = 1mA	3.90	4.20	-	V
最小输出电压	负载 = -1mA	-	1.30	1.5	V
软启动斜坡					
软启动斜率	VR10 / VR11, $R_S = 100k\Omega$	-	1.563	-	毫伏/微秒
	AMD		2.063		毫伏/微秒
软启动斜率调整范围 (注3)		0.625	-	6.25	毫伏/微秒
PWM输出					
PWM输出电压低阈值	$I_{load} = \pm 500\mu A$	-	-	0.5	V
PWM输出电压高阈值	$I_{load} = \pm 500\mu A$	4.5	-	-	V
电流感应					
电流感应电阻, R_{ISEN}	$T = +25^\circ C$	297	300	303	Ω
感应电流容差	$ISEN1 + = ISEN2 + = ISEN3 + = ISEN4 + = 80\mu A$	7.68	8.4		μA
过流保护					
过流跳闸水平 - 平均通道	普通手术	110	125	140	μA
	动态VID更改	143	163	183	μA
过流跳闸水平 - 单个通道	普通手术	150	177	204	μA
	动态VID更改 (注3)	209.4	238	266.6	μA
保护					
欠压阈值	VSEN下降	55	60	65	%VID
欠压迟滞	VSEN不断上升	-	10	-	%VID
软启动时的过压阈值	VR10 / VR11	1.24	1.28	1.32	V
	AMD	2.13	2.20	2.27	V
过压阈值 (默认)	VR10 / VR11, OVPSEL接地, VSEN上升	VDAC为150mV	VDAC + 175mV	VDAC + 200mV	V
	AMD, OVPSEL绑定到地面, VSEN上升	VDAC为225mV	VDAC + 250mV	VDAC + 275mV	V

电气规格

建议的操作条件, 除非另有说明. (继续)

参数	测试条件	MIN	TYP	MAX	单位
过压阈值 (备用)	OVPSEL绑定到+5V, VSEN上升	$V_{DAC} - 325mV$	$+V_{DAC} - 350mV$	$+V_{DAC} - 375mV$	V
过压迟滞	VSEN下降	-	100	-	毫伏
开关时间 (注3)					
UGATE上升时间	t_{RUGATE} ; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 10%至90%	-	26	-	NS
LGATE上升时间	t_{RLGATE} ; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 10%至90%	-	18	-	NS
UGATE下降时间	t_{FUGATE} ; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 90%至10%	-	18	-	NS
LGATE下降时间	t_{FLGATE} ; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 90%至10%	-	12	-	NS
UGATE导通非重叠	$t_{PDHUGATE}$; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 自适应	-	10	-	NS
LGATE开启非重叠	$t_{PDHLGATE}$; V _{PVCC} = 12V, 3nF负载, 自适应	-	10	-	NS
GATE DRIVE RESISTANCE (注3)					
上驱动源电阻	V _{PVCC} = 12V, 15mA电源电流	1.25	2.0	3.0	Ω
上部驱动器接收器电阻	V _{PVCC} = 12V, 灌电流为15mA	0.9	1.65	3.0	Ω
降低驱动源电阻	V _{PVCC} = 12V, 15mA电源电流	0.85	1.25	2.2	Ω
降低驱动器接收器电阻	V _{PVCC} = 12V, 灌电流为15mA	0.60	0.80	1.35	Ω

时序图



功能引脚说明

VCC

VCC是IC小信号电路的偏置电源。

将此引脚连接到+5V电源，并使用a去耦质量0.1 μ F陶瓷电容器。

PVCC1_2 和 PVCC3

这些引脚是相应的电源引脚通道MOSFET驱动器，并可以连接到任何电压从+5V到+12V取决于所需的MOSFET栅极驱动电平。以质量解耦这些引脚1.0 μ F陶瓷电容器。

保持PVCC3未连接或接地编程控制器用于两相操作。

GND

GND是IC的偏置和参考地。

EN

该引脚是阈值敏感（约0.85V）使能。为控制器输入。保持低电平，该引脚禁用控制器操作。拉高，该引脚使控制器操作。

FS

从FS接地的电阻设置开关控制器的频率。

VID0, VID1, VID2, VID3, VID4, VID5, VID6 和 VID7

这些是内部DAC提供的输入用于输出调节的参考电压。这些引脚响应TTL逻辑门限。这些引脚在内部被拉高大约1.2V，乘40 μ A内部电流源操作模式，并拉低20 μ A内部电流AMD运作模式的来源。内部上拉。当VID电压接近时，电流降至0内部上拉电压。所有VID引脚都兼容外部上拉电压不超过IC的偏置电压（VCC）。

VRSEL

该引脚的状态选择可用DAC表中的哪一个将用于解码VID输入并放置控制器进入相应的操作模式。对于VR10模式操作VRSEL应该小于0.6V。VR11的VR11模式可以通过将VRSEL设置在0.6V和0.6V之间来选择操作3.0V，如果此引脚介于两者之间，则选择AMD兼容性3.0V和VCC。

VSEN 和 RGND

VSEN和RGND是精密差分输入遥感放大器，并应连接到感觉远程负载的引脚。

VDIFF

VDIFF是差分遥感放大器的输出。该引脚上的电压等于两者之间的差值VSEN和RGND。

FB 和 COMP

这些引脚是内部误差放大器的反相输入端输出。FB，VDIFF和COMP绑定在一起通过外部RC网络来补偿调节器。

IDROOP

IDROOP引脚是平均通道电流检测输出。通过调谐并联RC连接此引脚网络到FB允许转换器合并输出电压下降与输出电流成正比。如果电压下垂不希望离开这个引脚悬空。

REF

REF输入引脚是误差放大器的正输入。它通过1k内部连接到DAC输出电阻。REF引脚和地之间使用电容以平滑动态VID期间的电压转换操作。

OFS

OFS引脚提供了编程直流电流的方法在FB之间的电阻上产生偏移电压和VDIFF。偏移电流是通过外部产生的电阻和精密的内部电压基准。极性通过将电阻连接到GND或者选择偏移里VCC。对于无偏移里，OFS引脚应该悬空。

ISEN1-, ISEN1+, ISEN2-, ISEN2+, ISEN3-, ISEN3+, ISEN4- 和 ISEN4+

这些引脚用于差分检测相应的通道输出电流。感应电流用于通道平衡，保护和负载线规。

将ISEN1-, ISEN2-, ISEN3-和ISEN4-连接到节点在感应器周围的RC感应元件之间。他们各自的渠道。将ISEN+引脚连接到VCORE其相应通道的感应电容的一侧。

UGATE1, UGATE2 和 UGATE3

将这些引脚连接到相应的上MOSFET大门。这些引脚用于控制上部MOSFET并为了防止直通目的而进行监控。

BOOT1, BOOT2 和 BOOT3

这些引脚提供相应的偏置电压上部MOSFET驱动器。连接这些引脚，选择外部自举电容。内部自举。连接到PVCC引脚的二极管提供必要的自举充电。

PHASE1, PHASE2和PHASE3

将这些引脚连接到相应的信号源
上部MOSFET.这些引脚是引脚的返回路径
上部MOSFET驱动器.

LGATE1, LGATE2和LGATE3

这些引脚用于控制较低MOSFET.连
这些引脚连接到相应的较低MOSFET的栅极.

PWM4

脉宽调制输出.将此引脚连接到PWM
如果四相运行, Intersil驱动器IC的输入引脚期望.

EN_PH4

该引脚有两个功能.首先连接一个电阻分压器
该引脚将提供POR上电同步
片和外部驱动器.电阻分压器应该是
设计成当外部POR跳闸点时
驱动器达到此引脚上的电压应为1.21V.

该引脚的第二个功能是禁用PWM4
三相操作.这可以通过连接来完成
此引脚为+ 5V电源.

SS

从SS接地的电阻将设置软启动
英特尔DAC工作模式的斜率斜率.参考
等式18和19用于正确的电阻计算.

对于AMD操作模式, 软启动斜坡频率
是预设的, 所以这个引脚可以不连接.

OVPSEL

该引脚在正常操作期间选择OVP跳闸点.
离开它或者将它连接到地面选择
英特尔操作模式的默认设置为VDAC + 175mV
VDAC + 250mV用于AMD操作模式.连
此引脚至VCC将选择VID + 350mV的OVP跳闸设置
适用于所有操作模式.

DRSEL

该引脚选择内部的自适应死区时间方案
司机使用.如果驱动MOSFET, 则将此引脚接地
选择PHASE检测方案或通过一个+ 5V电源
50K Ω 电阻来选择LGATE检测方案.

PGOOD

在正常操作期间, PGOOD指示是否
输出电压在规定的过电压范围内
欠压限制.如果输出电压超过这些限制
或发生重置事件(例如过电流事件),
PGOOD拉低.在结束之前, PGOOD总是很低的
软启动.

手术**多相电源转换**

微处理器负载电流配置文件已更改为
指出使用单相调节器不再是可行的
解.设计一个具有成本效益的调节器,
热声, 高效已成为一个挑战
只有多相转换器才能完成. ISL6322
控制器通过集成关键元素来帮助简化实施
功能并且需要最少的外部组件.该
第3页的框图提供了顶级视图
使用ISL6322控制器进行多相电源转换.

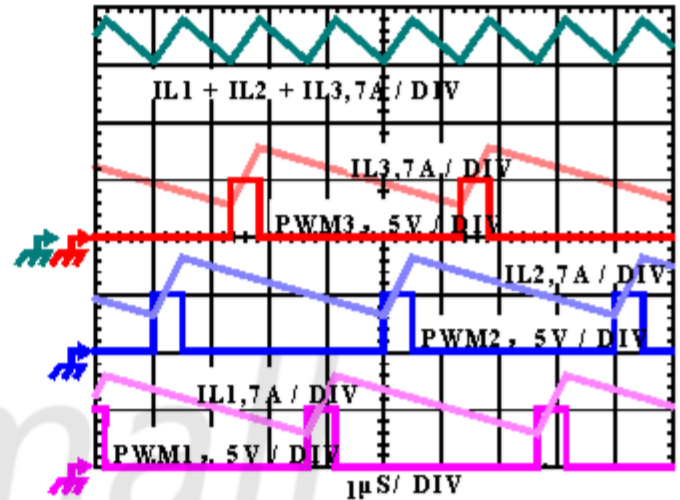


图1. PWM和电感电流波形
用于三相变换器

交错

多相转换器中每个通道的切换是
定时与其他每个对称地不同步
通道.在三相转换器中, 每个通道切换1/3
在之前的通道和1/3周期之后循环
以下频道.结果, 三相变换器就具有了
一个组合纹波频率比三倍大
任何一相的纹波频率.另外, 峰 -
组合电感器电流的峰值幅度降低
与相数(等式1和2)成比例.
纹波频率增加, 波纹幅度降低
设计师可以使用较少的每通道电感和
降低任何性能的总输出电容
规范.

图1说明了输出纹波的倍增效应
频率.三个通道电流(IL1, IL2和IL3)
结合起来形成交流纹波电流和直流负载
当前.纹波分量是纹波的三倍
每个单独通道电流的频率.每个PWM
脉冲在PWM的脉冲之后终止1/3周期
前一阶段.每相的峰峰值电流为
约7A, 以及电感电流的直流分量
结合起来供给负载.

为了解纹波中纹波电流幅值的减小
多相电路, 检查代表一个方程
单通道峰峰值电感电流:

$$P_{\text{世}} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{L \cdot f_s} \quad (\text{EQ. 1})$$

在等式1中, V_{IN} 和 V_{OUT} 是输入和输出
电压, L 是单通道电感值,
 f_s 是开关频率.

输出电容传导电容的纹波分量
电感电流. 在多相转换器的情况下,
电容器电流是每个电容器纹波电流的总和
的个别频道. 比较方程1和
表达式求和之后的峰 - 峰电流
的 N 个对称移相电感电流
公式2. 峰峰值纹波电流减少 a
数量与通道数量成正比. 产生
电压纹波是电容和电容的函数
等效串联电阻 (ESR) 和电感纹波
当前. 减少电感纹波电流允许
设计师可以使用更少或更少的昂贵输出电容器.

$$P_{\text{世}} = \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{L \cdot f_s} \quad (\text{EQ. 2})$$

交错的另一个好处是减少输入纹波
当前. 输入电容部分取决于
最大输入纹波电流. 多相拓扑可以
通过降低输入纹波来提高整体系统成本和尺寸
电流并允许设计者降低输入成本
电容. 图2中的示例演示了输入
来自三相变频器的电流组合以减少
总输入纹波电流.

图2所示的转换器将1.5V传输至36A负载
从12V输入. RMS输入电容电流为5.9A.
将此与单相转换器进行比较也可以降低
36A时12V至1.5V. 单相转换器有11.9A
RMS输入电容电流. 单相变频器
必须使用两倍RMS电流的输入电容器组
容量作为等效三相变频器.

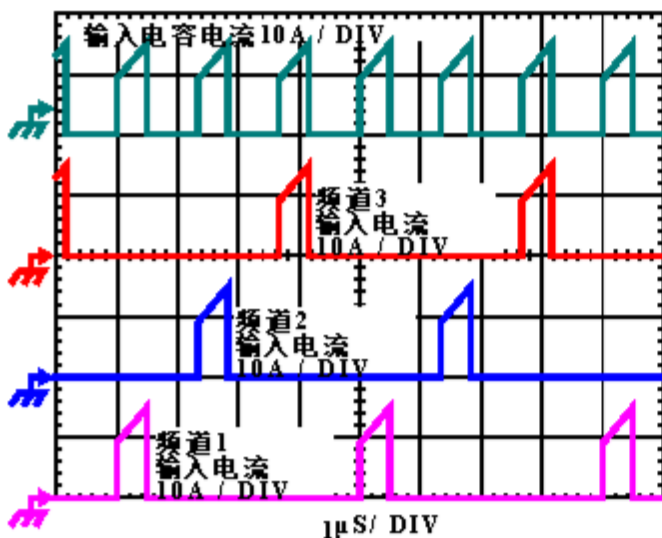


图2. 通道输入电流和输入 -
三相电容有效值电流
CONVERTER

主动脉冲定位 (APP) 调制PWM 手术

ISL6312使用专有的主动脉冲定位
(APP) 调制方案来控制内部PWM
指示每个频道的司机打开他们的信号
上和下MOSFET开启和关闭. 中的时间间隔
一个PWM信号可能发生的内部产生
时钟, 其周期时间是开关的倒数
频率由 f_s 引脚和电阻之间的电阻设置
地面. Intersil 专有的 Active Pulse 的优势
定位 (APP) 调制器是 PWM 信号具有
在此 PWM 时间间隔内的任何时间点打开的能力,
并在 PWM 信号发生后立即关闭
过渡高. 这很重要, 因为这是允许的
控制器快速响应输出电压下降
与当前的负载峰值相关联, 同时避免响铃
返回影响与其他调制方案相关联.

PWM 输出状态由错误位置驱动
放大器输出信号 V_{COMP} 减去电流校正
信号相对于专有调制器斜坡波形
如图3所示. 在每个 PWM 时间的开始
间隔, 这个修改后的 V_{COMP} 信号与之相比较
内部调制器波形. 只要修改
 V_{COMP} 电压低于调制器波形
电压时, PWM 信号被命令为低电平. 内置的
MOSFET 驱动器检测 PWM 信号的低电平状态
关闭上部 MOSFET 并打开下部
同步 MOSFET. 当修改 V_{COMP} 电压
穿过调制器斜坡, PWM 输出转换
高, 关闭同步 MOSFET 并导通
上部 MOSFET. PWM 信号将保持高电平直到
修改的 V_{COMP} 电压穿过调制器斜坡
再次. 发生这种情况时, PWM 信号将转变为低电平
再次.

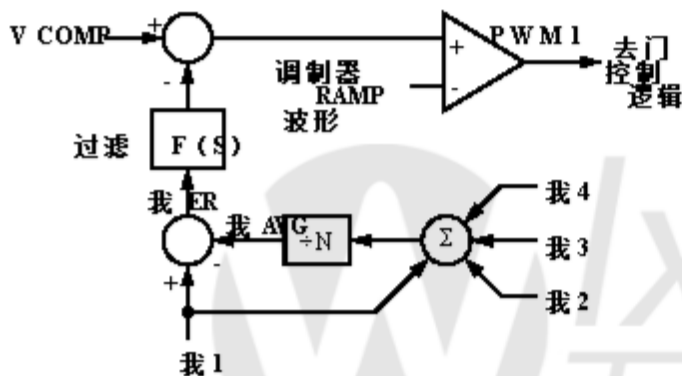
在每个 PWM 时间间隔内, PWM 信号只能使用
过渡高一次. 一旦 PWM 转换高, 它不能
再次变高, 直到下一个 PWM 开始
时间间隔. 这可以防止发生双 PWM
在单个周期内发生的脉冲.

为了进一步改善瞬态响应, ISL6312 也是如此
实现了 Intersil 专有的自适应相位校准
(APA) 技术, 它将所有阶段一起打开
具有大步进电流的瞬态事件. 与 APP 和
APA 控制, ISL6312 可以实现出色的瞬态响应
性能和减少产量的需求
电容.

驱动平衡

多相操作的一个重要好处是热量
通过散发热量而获得的优势
多个设备和更大面积. 通过这样做的设计师
避免了驱动并联 MOSFET 和 MOSFET 的复杂性
使用昂贵的散热器和异乎寻常的磁性的费用
材料.

为了实现热量优势,重要的是控制多相转换器中的每个通道.在任何负载水平上携带相等数量的电流.实现这样,通过每个通道的电流必须被采样.每个开关周期,每个采样电流 I_n 活动频道被汇总在一起并除以活动频道的数量.由此产生的循环平均.目前,我AVG提供了总负载电流的度量.在每个开关周期期间对转换器的需求.通道电流平衡是通过比较来实现的.每个通道的采样电流为循环平均值.目前,并对每个频道进行适当的调整.基于错误的脉冲宽度. Intersil获得专利的电流 - 平衡方法如图3所示,错误表示通道1的修正.在图中,周期平均电流 I_{AVG} 与通道1进行比较.样本 I_1 来创建误差信号 I_{ER} .



注:通道3和4是可选的.

图3.通道-1 PWM功能和电流 - 平衡调整

滤波后的误差信号修改脉冲宽度.由 V_{COMP} 命令纠正任何不平衡和力量.我 I_{ER} 向零.错误信号的相同方法校正应用于每个活动通道.

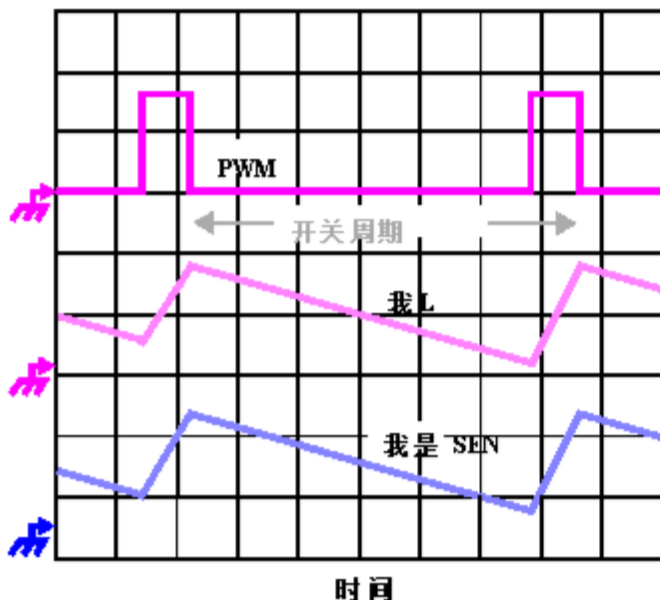


图4.连续电流采样

连续电流采样

为了实现适当的电流平衡,每个通道在每次切换时都会连续检测周期.在这段时间内,电流检测放大器使用 I_{SEN} 输入重现与之成比例的信号.电感电流 I_L .这感觉到的电流,我 I_{SEN} ,只是一个缩放版本的电感电流.

ISL6312支持电感DCR电流检测.不断感知每个频道的当前频道 - 目前的余额.内部电路如图5所示.表示 N 通道转换器的通道 n .这个对于转换器中的每个通道重复电路,但是取决于有多少个通道,可能不会有效操作.

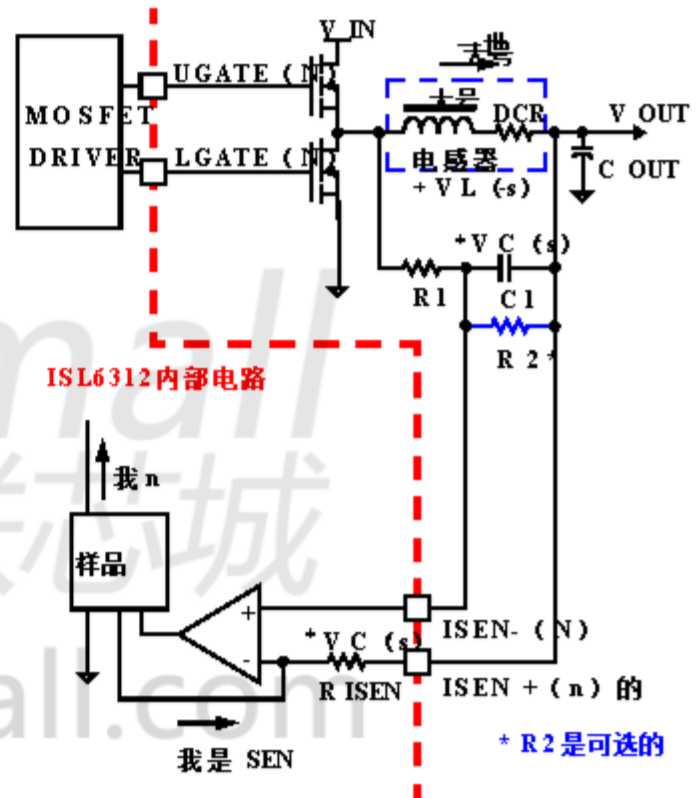


图5.电感DCR电流检测组态

电感绕组具有分布特征.电阻或DCR (直流电阻).对于简单起见,电感DCR被认为是独立的.集中里,如图5所示.通道电流 I_L 流过电感器,通过DCR.公式3显示了 s 域等效电压 V_L ,穿过电感.

$$V_L(s) = \frac{1}{s} \cdot \text{电感特性} \cdot DCR \quad (\text{EQ 3})$$

电感上的简单RC网络(R_1 和 C)提取DCR电压,如图5所示.电压

通过感测电容 V_C 可以被证明是
与通道电流 I_L 成正比, 如公式4所示.

$$V_C = \frac{I_L \cdot DCR}{C + 1} \quad (\text{EQ. 4})$$

在某些情况下, 可能需要使用电阻分压器
RC网络来感测通过电感器的电流. 这个
可以通过放置第二个电阻 R_2 来完成,
通过感应电容. 在这些情况下, 电压
通过感应电容 V_C 与之成正比
通道电流 I_L 和电阻分压比 K

$$V_C = \frac{I_L \cdot DCR}{C + 1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (\text{EQ. 5})$$

$$K = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{EQ. 6})$$

如果选择了RC网络组件,
RC时间常数与电感 L / DCR时间相匹配
常数, 则 V_C 等于电压降
DCR乘以电阻分压器的比值 K . 如果
电阻分压器未被使用, K 的值为1.

电容器电压 V_C 然后被复制穿过
检测电阻 R_{ISEN} . 通过 R_{ISEN} 的电流是
与电感电流成正比. 公式7显示
通道电流与感测之间的比例
电流(I_{SEN})由检测电阻的值驱动,
电阻分压比和电感的DCR.

$$I_{SEN} = \frac{V_C}{R_{ISEN}} \quad (\text{EQ. 7})$$

输出电压设置

ISL6312使用数模转换器(DAC)
根据逻辑信号产生一个参考电压
VID引脚. DAC将逻辑信号解码为一个
表2, 表3, 表4和表5中显示了离散电压
操作模式, 每个VID引脚都被拉至内部
1.2V电压由弱电流源(40 μA), 其中
由于VID引脚电压从0变化, 因此降至0A
到内部1.2V的上拉电压. 在AMD的模式下
操作VID引脚拉低20弱 μA
电流源. 外部上拉电阻或高电平有效
输出级可以增加上拉电流源, 直至
电压为5V.

ISL6312可容纳四种不同的DAC范围: Intel
VR10(扩展), Intel VR11, AMD K8 / K9 5-bit和AMD
6位. VRSEL和VID7引脚的状态决定了哪一个

DAC版本处于活动状态. 有关描述, 请参阅表1
如何选择所需的DAC版本.

表1. ISL6312 DAC选择表

DAC 版本	VRSEL PIN	VID7 PIN
VR10 (扩展)	VRSEL < 0.6V	-
VR11	0.8V < VRSEL < 3.0V	-
AMD 5位	3.0V < VRSEL < VCC	低
AMD 6位	3.0V < VRSEL < VCC	高

表2. VR10(扩展)电压标识
码

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VID5	VID6	V D A C
0	1	0	1	0	1	1	1.60000
0	1	0	1	0	1	0	1.59375
0	1	0	1	1	0	1	1.58750
0	1	0	1	1	0	0	1.58125
0	1	0	1	1	1	1	1.57500
0	1	0	1	1	1	0	1.56875
0	1	1	0	0	0	1	1.56250
0	1	1	0	0	0	0	1.55625
0	1	1	0	0	1	1	1.55000
0	1	1	0	0	1	0	1.54375
0	1	1	0	1	0	1	1.53750
0	1	1	0	1	0	0	1.53125
0	1	1	0	1	1	1	1.52500
0	1	1	0	1	1	0	1.51875
0	1	1	1	0	0	1	1.51250
0	1	1	1	0	0	0	1.50625
0	1	1	1	0	1	1	1.50000
0	1	1	1	0	1	0	1.49375
0	1	1	1	1	0	1	1.48750
0	1	1	1	1	0	0	1.48125
0	1	1	1	1	1	1	1.47500
0	1	1	1	1	1	0	1.46875
1	0	0	0	0	0	1	1.46250
1	0	0	0	0	0	0	1.45625
1	0	0	0	0	1	1	1.45000
1	0	0	0	0	1	0	1.44375
1	0	0	0	1	0	1	1.43750
1	0	0	0	1	0	0	1.43125
1	0	0	0	1	1	1	1.42500
1	0	0	0	1	1	0	1.41875
1	0	0	1	0	0	1	1.41250

表2. VR10 (扩展) 电压标识
代码 (续)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VID5	VID6	VDAC
1	0	0	1	0	0	0	1.40625
1	0	0	1	0	1	1	1.55000
1	0	0	1	0	1	0	1.39375
1	0	0	1	1	0	1	1.38750
1	0	0	1	1	0	0	1.38125
1	0	0	1	1	1	1	1.37500
1	0	0	1	1	1	0	1.36875
1	0	1	0	0	0	1	1.36250
1	0	1	0	0	0	0	1.35625
1	0	1	0	0	1	1	1.35000
1	0	1	0	0	1	0	1.34375
1	0	1	0	1	0	1	1.33750
1	0	1	0	1	0	0	1.33125
1	0	1	0	1	1	1	1.32500
1	0	1	0	1	1	0	1.31875
1	0	1	1	0	0	1	1.31250
1	0	1	1	0	0	0	1.30625
1	0	1	1	0	1	1	1.30000
1	0	1	1	0	1	0	1.29375
1	0	1	1	1	0	1	1.28750
1	0	1	1	1	0	0	1.28125
1	0	1	1	1	1	1	1.27500
1	0	1	1	1	1	0	1.26875
1	1	0	0	0	0	1	1.26250
1	1	0	0	0	0	0	1.25625
1	1	0	0	0	1	1	1.25000
1	1	0	0	0	1	0	1.24375
1	1	0	0	1	0	1	1.23750
1	1	0	0	1	0	0	1.23125
1	1	0	0	1	1	1	1.22500
1	1	0	0	1	1	0	1.21875
1	1	0	1	0	0	1	1.21250
1	1	0	1	0	0	0	1.20625
1	1	0	1	0	1	1	1.20000
1	1	0	1	0	1	0	1.19375
1	1	0	1	1	0	1	1.18750
1	1	0	1	1	0	0	1.18125
1	1	0	1	1	1	1	1.17500
1	1	0	1	1	1	0	1.16875

表2. VR10 (扩展) 电压标识
代码 (续)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VID5	VID6	VDAC
1	1	1	0	0	0	1	1.16250
1	1	1	0	0	0	0	1.15625
1	1	1	0	0	1	1	1.15000
1	1	1	0	0	1	0	1.14375
1	1	1	0	1	0	1	1.13750
1	1	1	0	1	0	0	1.13125
1	1	1	0	1	1	1	1.12500
1	1	1	0	1	1	0	1.11875
1	1	1	1	0	0	1	1.11250
1	1	1	1	0	0	0	1.10625
1	1	1	1	0	1	1	1.10000
1	1	1	1	0	1	0	1.09375
111			110			1	关闭
111			110			0	关闭
111			111			1	关闭
111			111			0	关闭
0	0	0	0	0	0	1	1.08750
0	0	0	0	0	0	0	1.08125
0	0	0	0	0	1	1	1.07500
0	0	0	0	0	1	0	1.06875
0	0	0	0	1	0	1	1.06250
0	0	0	0	1	0	0	1.05625
0	0	0	0	1	1	1	1.05000
0	0	0	0	1	1	0	1.04375
0	0	0	1	0	0	1	1.03750
0	0	0	1	0	0	0	1.03125
0	0	0	1	0	1	1	1.02500
0	0	0	1	0	1	0	1.01875
0	0	0	1	1	0	1	1.01250
0	0	0	1	1	0	0	1.00625
0	0	0	1	1	1	1	1.00000
0	0	0	1	1	1	0	0.99375
0	0	1	0	0	0	1	0.98750
0	0	1	0	0	0	0	0.98125
0	0	1	0	0	1	1	0.97500
0	0	1	0	0	1	0	0.96875
0	0	1	0	1	0	1	0.96250
0	0	1	0	1	0	0	0.95625
0	0	1	0	1	1	1	0.95000

表2. VR10 (扩展) 电压标识
代码 (续)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VID5	VID6	VDAC
0	0	1	0	1	1	0	0.94375
0	0	1	1	0	0	1	0.93750
0	0	1	1	0	0	0	0.93125
0	0	1	1	0	1	1	0.92500
0	0	1	1	0	1	0	0.91875
0	0	1	1	1	0	1	0.91250
0	0	1	1	1	0	0	0.90625
0	0	1	1	1	1	1	0.90000
0	0	1	1	1	1	0	0.89375
0	1	0	0	0	0	1	0.88750
0	1	0	0	0	0	0	0.88125
0	1	0	0	0	1	1	0.87500
0	1	0	0	0	1	0	0.86875
0	1	0	0	1	0	1	0.86250
0	1	0	0	1	0	0	0.85625
0	1	0	0	1	1	1	0.85000
0	1	0	0	1	1	0	0.84375
0	1	0	1	0	0	1	0.83750
0	1	0	1	0	0	0	0.83125

表3. VR11电压识别码

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
00		000000						关闭
00		000001						关闭
00		000010						1.60000
00		000011						1.59375
00		000100						1.58750
00		000101						1.58125
00		000110						1.57500
00		000111						1.56875
00		001000						1.56250
00		001001						1.55625
00		001010						1.55000
00		001011						1.54375
00		001100						1.53750
00		001101						1.53125
00		001110						1.52500
00		001111						1.51875
00		010000						1.51250

表3. VR11电压识别码
(继续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
0	001000						1	1.50625
0	001001						0	1.50000
0	001001						1	1.49375
0	001010						0	1.48750
0	001010						1	1.48125
0	001011						0	1.47500
0	001011						1	1.46875
0	001100						0	1.46250
0	001100						1	1.45625
0	001101						0	1.45000
0	001101						1	1.44375
0	001110						0	1.43750
0	001110						1	1.43125
0	001111						0	1.42500
0	001111						1	1.41875
0	010000						0	1.41250
0	010000						1	1.40625
0	010001						0	1.55000
0	010001						1	1.39375
0	010010						0	1.38750
0	010010						1	1.38125
0	010011						0	1.37500
0	010011						1	1.36875
0	010100						0	1.36250
0	010100						1	1.35625
0	010101						0	1.35000
0	010101						1	1.34375
0	010110						0	1.33750
0	010110						1	1.33125
0	010111						0	1.32500
0	010111						1	1.31875
0	011000						0	1.31250
0	011000						1	1.30625
0	011001						0	1.30000
0	011001						1	1.29375
0	011010						0	1.28750
0	011010						1	1.28125
0	011011						0	1.27500
0	011011						1	1.26875

表3. VR11电压识别码
(继续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
00		111000						1.26250
00		111001						1.25625
00		111010						1.25000
00		111011						1.24375
00		111100						1.23750
00		111101						1.23125
00		111110						1.22500
00		111111						1.21875
01		000000						1.21250
01		000001						1.20625
01		000010						1.20000
01		000011						1.19375
01		000100						1.18750
01		000101						1.18125
01		000110						1.17500
01		000111						1.16875
01		001000						1.16250
01		001001						1.15625
01		001010						1.15000
01		001011						1.14375
01		001100						1.13750
01		001101						1.13125
01		001110						1.12500
01		001111						1.11875
01		010000						1.11250
01		010001						1.10625
01		010010						1.10000
01		010011						1.09375
01		010100						1.08750
01		010101						1.08125
01		010110						1.07500
01		010111						1.06875
01		011000						1.06250
01		011001						1.05625
01		011010						1.05000
01		011011						1.04375
01		011100						1.03750
01		011101						1.03125
01		011110						1.02500

表3. VR11电压识别码
(继续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
0	101111						1	1.01875
0	110000						0	1.01250
0	110000						1	1.00625
0	110001						0	1.00000
0	110001						1	0.99375
0	110010						0	0.98750
0	110010						1	0.98125
0	110011						0	0.97500
0	110011						1	0.96875
0	110100						0	0.96250
0	110100						1	0.95625
0	110101						0	0.95000
0	110101						1	0.94375
0	110110						0	0.93750
0	110110						1	0.93125
0	110111						0	0.92500
0	110111						1	0.91875
0	111000						0	0.91250
0	111000						1	0.90625
0	111001						0	0.90000
0	111001						1	0.89375
0	111010						0	0.88750
0	111010						1	0.88125
0	111011						0	0.87500
0	111011						1	0.86875
0	111100						0	0.86250
0	111100						1	0.85625
0	111101						0	0.85000
0	111101						1	0.84375
0	111110						0	0.83750
0	111110						1	0.83125
0	111111						0	0.82500
0	111111						1	0.81875
1	000000						0	0.81250
1	000000						1	0.80625
1	000001						0	0.80000
1	000001						1	0.79375
1	000010						0	0.78750
1	000010						1	0.78125

表3. VR11电压识别码
(继续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
10		000110						0.77500
10		000111						0.76875
10		001000						0.76250
10		001001						0.75625
10		001010						0.75000
10		001011						0.74375
10		001100						0.73750
10		001101						0.73125
10		001110						0.72500
10		001111						0.71875
10		010000						0.71250
10		010001						0.70625
10		010010						0.70000
10		010011						0.69375
10		010100						0.68750
10		010101						0.68125
10		010110						0.67500
10		010111						0.66875
10		011000						0.66250
10		011001						0.65625
10		011010						0.65000
10		011011						0.64375
10		011100						0.63750
10		011101						0.63125
10		011110						0.62500
10		011111						0.61875
10		100000						0.61250
10		100001						0.60625
10		100010						0.60000
10		100011						0.59375
10		100100						0.58750
10		100101						0.58125
10		100110						0.57500
10		100111						0.56875
10		101000						0.56250
10		101001						0.55625
10		101010						0.55000
10		101011						0.54375
10		101100						0.53750

表3. VR11电压识别码
(继续)

VID7	VID6	VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
1	010110						1	0.53125
1	010111						0	0.52500
1	010111						1	0.51875
1	011000						0	0.51250
1	011000						1	0.50625
1	011001						0	0.50000
1	111111						0	关闭
1	111111						1	关闭

表4. AMD 5位电压识别代码

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
111			11		离
111			10		0.800
111			01		0.825
111			00		0.850
110			11		0.875
110			10		0.900
110			01		0.925
110			00		0.950
101			11		0.975
101			10		1.000
101			01		1.025
101			00		1.050
100			11		1.075
100			10		1.100
100			01		1.125
100			00		1.150
011			11		1.175
011			10		1.200
011			01		1.225
011			00		1.250
010			11		1.275
010			10		1.300
010			01		1.325
010			00		1.350
001			11		1.375
001			10		1.400
001			01		1.425
001			00		1.450

表4. AMD 5位电压识别代码
(继续)

VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
000			11		1.475
000			10		1.500
000			01		1.525
000			00		1.550

表5. AMD 6位电压识别代码

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
0	0	0	0	0	0	1.5500
0	0	0	0	0	1	1.5250
000			01		0	1.5000
000			01		1	1.4750
000			10		0	1.4500
000			10		1	1.4250
000			11		0	1.4000
000			11		1	1.3750
001			00		0	1.3500
001			00		1	1.3250
001			01		0	1.3000
001			01		1	1.2750
001			10		0	1.2500
001			10		1	1.2250
001			11		0	1.2000
001			11		1	1.1750
010			00		0	1.1500
010			00		1	1.1250
010			01		0	1.1000
010			01		1	1.0750
010			10		0	1.0500
010			10		1	1.0250
010			11		0	1.0000
010			11		1	0.9750
011			00		0	0.9500
011			00		1	0.9250
011			01		0	0.9000
011			01		1	0.8750
011			10		0	0.8500
011			10		1	0.8250
011			11		0	0.8000
011			11		1	0.7750

表5. AMD 6位电压识别代码
(继续)

VID5	VID4	VID3	VID2	VID1	VID0	VDAC
10		00		00		0.7625
10		00		01		0.7500
10		00		10		0.7375
10		00		11		0.7250
10		01		00		0.7125
10		01		01		0.7000
10		01		10		0.6875
10		01		11		0.6750
10		10		00		0.6625
10		10		01		0.6500
10		10		10		0.6375
10		10		11		0.6250
10		11		00		0.6125
10		11		01		0.6000
10		11		10		0.5875
10		11		11		0.5750
11		00		00		0.5625
11		00		01		0.5500
11		00		10		0.5375
11		00		11		0.5250
11		01		00		0.5125
11		01		01		0.5000
11		01		10		0.4875
11		01		11		0.4750
11		10		00		0.4625
11		10		01		0.4500
11		10		10		0.4375
11		10		11		0.4250
11		11		00		0.4125
11		11		01		0.4000
11		11		10		0.3875
11		11		11		0.3750

电压调节

积分补偿网络如图6所示
 确保输出电压的稳态误差
 仅限于参考电压（输出）的误差
 DAC）和OFS电流源中的偏移误差，
 遥感和误差放大器。Intersil指定了
 保证ISL6312的宽容包括在内
 这些元素中的每一个的组合公差。

误差放大器的输出 V_{COMP} 与输入电压进行比较,三角波形来产生PWM信号。PWM信号控制内部MOSFET驱动器的时序并调节转换器输出,使FB处的电压为等于REF处的电压。这将调节产量电压等于公式8。内部和外部控制电压调节的电路如图所示图6。

$$V_{OUT} = V_{REF} V_{OFS} - V_{DROOP} \quad (EQ.8)$$

ISL6312集成了一个内部差分遥控 - 感测放大器在反馈路径中。放大器删除测量输出时遇到的电压误差。相对于控制器接地参考点的电压。从而产生更精确的传感输出手段。电压。将微处理器检测引脚连接到非反相器反相输入VSEN和反相输入RGND。遥感放大器。遥感输出V_{DIFF}是连接到误差放大器的反相输入端。一个外部电阻。

在其他情况下，设计师可以确定更多通过添加下垂可以实现成本效益的解决方案。下垂可以帮助减少输出电压尖峰，快速负载电流需求变化的结果。

峰值的大小由ESR和ESL决定的输出电容被选中,通过定位空载电压水平接近规格上限,较大消极穗可以持续下去而不会穿越下限限制,通过增加一个良好控制的输出阻抗,负载输出电压可以有效地进行电平转换,这样可以保持较大的正峰值超过规格上限。

如图6所示，与平均值成比例的电流
所有有效通道的电流 I_{AVG} 通过a从FB流出
负载线调节电阻 R_{FB} ，由此产生的电压下降
跨 R_{FB} 与输出电流成正比，效果良好
创建一个具有稳态值的输出电压下降
定义为

$$V_{\text{DROOP}} = \pi^{1/2} G' R_{FB} \quad (\text{EQ.9})$$

稳压输出电压由于下垂电压而降低 V_{DROOP} . 作为负载电流的函数的输出电压是通过组合等式 7, 8 和 9 得出.

$$V_{OUT} = V_{REF} V_{OFS} - \left(\frac{C_U}{R} \right) \frac{TDCR}{R_{SEN}} \frac{R_{FB}}{R_{FB}} \quad (EQ 10)$$

在等式10中， V_{REF} 是参考电压， V_{OFS} 是编程偏移电压， I_{OUT} 是总输出电流的转换器， R_{ISEN} 是内部检测电阻连接到ISEN+引脚， R_{FB} 是反馈电阻，N是有效通道号，DCR是电感DCR值。

因此，等效负载线阻抗即下垂阻抗，等于：

$$R_{-} = \frac{R_{FB} \cdot DCR}{R_{SEN}} \quad (EQ.11)$$

输出电压失調調整

ISL6312允许设计师准确地调整通过从OFS连接一个电阻R_{OFS}来实现偏置电压。引脚连接到VCC或GND。当OFS连接在OFS之间时和VCC，它的电压被调节到1.6V。这个使比例电流(I_{OFS})流入FB引脚并在OFS引脚之外。如果R_{OFS}接地，跨过它的电压被调整到0.4V，并且I_{OFS}流入OFS引脚和FB引脚之外。偏移电流流动通过VDIFF和FB之间的电阻会产生所需偏移电压等于产品(I_{OFS} x R_{FB})。这些功能显示在图7和8中。

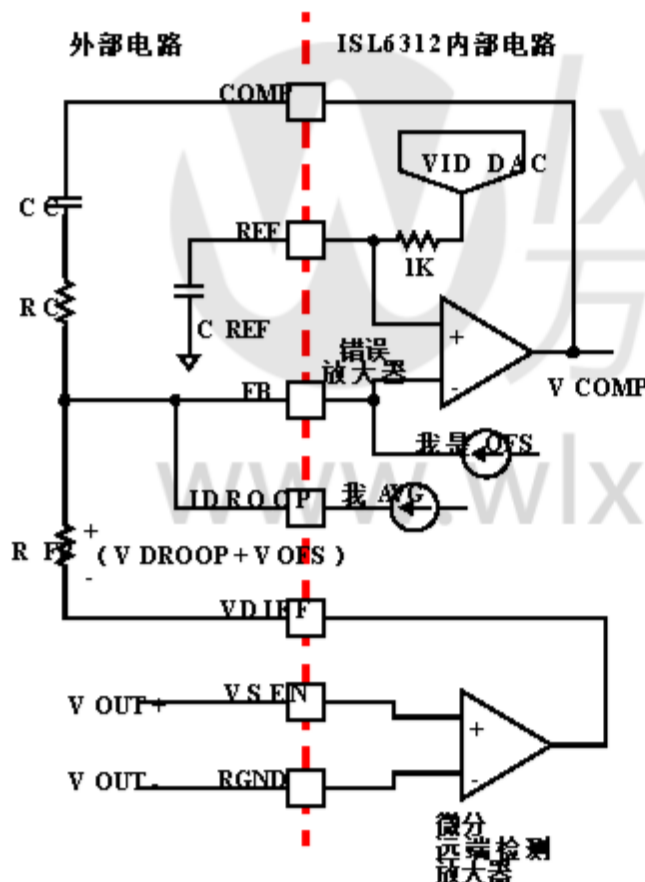


图6. 输出电压和负载线
调整偏差调整

导线（下垂）法规

一些微处理器制造商需要精确地控制输出电阻。输出的这种依赖性负载电流上的电压通常被称为“下垂”或“负载线”规。通过增加一个良好控制的输出阻抗，输出电压可以有效地在a电平移位。这个方向可以实现负载线调节。这些制造商要求。

一旦确定了所需的输出偏移电压，使用以下公式来设置R_{OFS}：

对于负偏移（将R.OFS 连接到GND）：

$$F_{OF} = \frac{0.4' R_{FB}}{\cancel{V}} \quad (\text{EQ.12})$$

AMD 5位ISL6312转换器所需的时间
DAC的配置可以提供1.1V至1.5V的参考电压
变化约为194 μs ，如使用公式15计算的那样。

$$t_{DVID} = \frac{1}{330 \times 10^3} \left(\frac{\Delta V_{VID}}{0.00625} \right) \quad (\text{情商15})$$

为了确保输出电压的平稳过渡
在AMD VID更改期间，VID逐步平滑
网络是必需的。这个网络由一个内部组成
1k Ω 电阻DAC和REF引脚之间，以及
外部电容C REF，在REF引脚和地之间。
对于AMD VID转换，C REF 应该是1000pF
电容。

用户可选自适应死区时间控制技术

ISL6312集成驱动器集成了两种不同的驱动器
自适应死区时间控制技术，用户可以
选择。这两种控制技术都有所帮助
尽量减少死区时间，从而降低效率
下MOSFET MOSFET体二极管的续流时间
传导，并有助于防止上下
MOSFET同时导通。这是
通过确保升起的门打开其门
MOSFET具有最小且足够的延迟
关掉。

两种自适应死区时间控制之间的差异
技术是他们检测到低端的方法
MOSFET已关断以打开上部
MOSFET。DRSEL引脚的状态选择哪一个
两种控制技术是有效的。通过绑定DRSEL引脚
直接接地，选择相位检测方案，
它监视PHASE引脚上的电压以确定是否
较低MOSFET已关闭或不关闭。绑定
DRSEL引脚至VCC，但为50k Ω 电阻选择
LGATE检测方案，监测电压
LGATE引脚来确定较低MOSFET是否已关闭
或不。对于这两种方案，确定的方法
上MOSFET是否已经关断以便
信号打开下面的MOSFET是一样的。

相位检测

如果DRSEL引脚直接接地，则会检测相位
选择自适应死区时间控制技术。为了
PHASE检测方案，在关断较低MOSFET时，
监视PHASE电压直到达到-0.3V / +0.8V
(正向/反向电感电流)。这时UGATE是
释放上升。自动归零比较器用于纠正
rDS (ON) 降低相电压，防止错误检测
在rDS (导通) 导通期间的-0.3V相位电平。在里面
在零电流的情况下，UGATE在35ns延迟后被释放
LGATE降至0.5V以下。当LGATE第一次开始
转换为低电平，这种快速转换会干扰PHASE节点
并导致错误的行程，所以有20ns的消隐时间一次
LGATE下降，直到PHASE被监控。

一旦PHASE高，先进的自适应
直通电路监控PHASE和UGATE
PWM下降沿和其后的电压
UGATE关闭。如果UGATE降至1.75V以下
高于PHASE或PHASE降至低于+0.8V时，
LGATE发布开启。

LGATE检测

如果DRSEL引脚通过50k连接到VCC Ω 电阻，
LGATE检测自适应死区时间控制技术被选中。
对于LGATE检测方案，在关闭期间较低
MOSFET，监测LGATE电压直至达到
1.75V。此时UGATE发布升势。

一旦PHASE高，先进的自适应
直通电路监控PHASE和UGATE
PWM下降沿和其后的电压
UGATE关闭。如果UGATE降至1.75V以下
高于PHASE或PHASE降至低于+0.8V时，
LGATE发布开启。

内部引导设备

所有三个集成驱动程序都具有内部引导程序
肖特基二极管。只需增加一个外部电容
BOOT和PHASE引脚完成自举电路。
引导程序功能也被设计来防止
自举电容由于过度充电而引起的
PHASE节点的负摆幅。这降低了电压
强调引导到相位引脚。

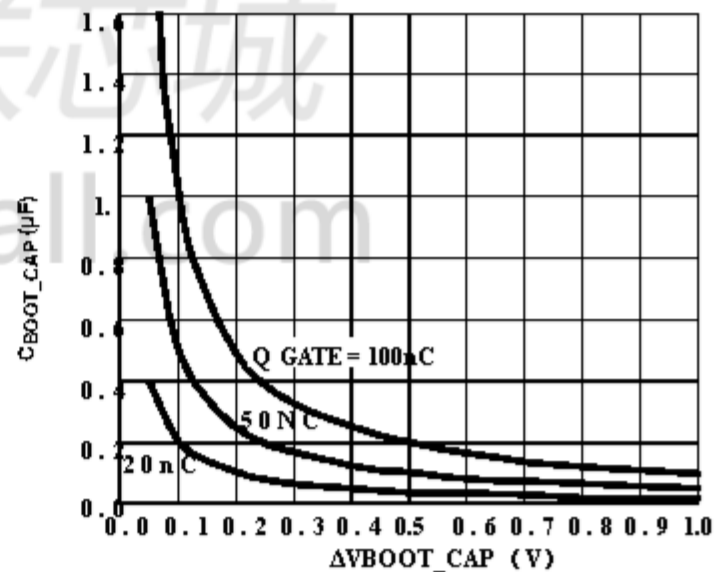


图9.自举电容与引爆波紋电压

自举电容必须具有最大电压
额定值高于PVCC + 4V，其电容值可以
从公式16中选择：其中Q G1 是门的数量
在V GS1 栅极-源极电压和每个上部MOSFET上的电荷
N Q1 是控制MOSFET的数量。ΔVBOOT_CAP

术语被定义为鞋帮的允许下垂
门驱动器。

$$C_{BOOT_CAP} \geq \frac{Q_{i1}}{\Delta V_{BOOT_CAP}} \quad (EQ.16)$$

$$Q_{i1} = \frac{Q_{G1} PVCC}{V_{GS1}} - Q_{i2} - N$$

栅极驱动电压多功能性

ISL6312为用户提供了灵活的选择
栅极驱动电压以实现效率优化.控制器
将上部和下部驱动导轨连接在一起.只需申请
PVCC上5V至12V的电压设置两个门极驱动
轨道电压同时.

初始化

在初始化之前, EN上必须存在适当的条件,
VCC, PVCC和VID引脚.当条件满足时,
控制器开始软启动.一旦输出电压是
在适当的操作窗口内, 控制器断言
PGOOD.

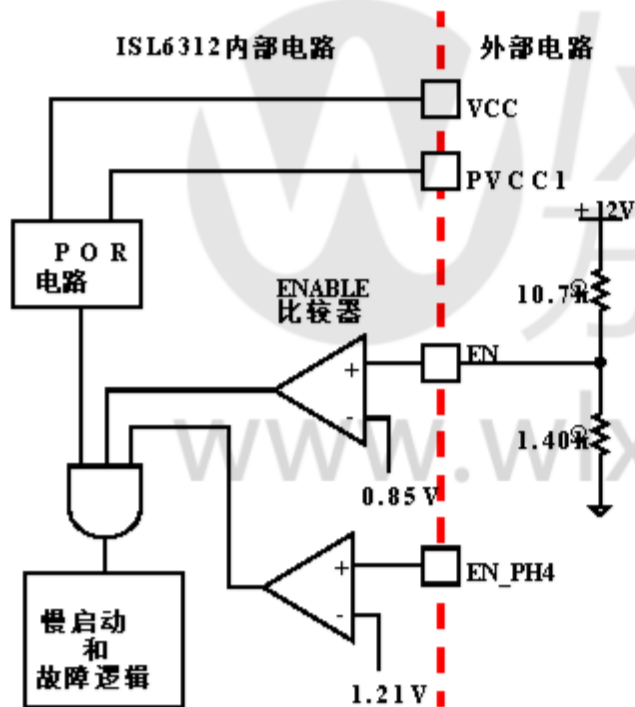


图10. 使用 THRESHOLD-
灵敏启用 (EN) 功能

启用和禁用

在关断模式下, PWM输出保持在a
高阻抗状态, 以确保驾驶员保持关闭.该
以下输入条件必须符合英特尔和英特尔
AMD的操作模式, 在ISL6312发布之前
从关机模式开始软启动
序列:

1. VCC施加的偏置电压必须达到内部
上电复位 (POR) 上升阈值.一旦这样
门槛达到, 各方面运作得当

ISL6312有保证.上升之间的滞后
而下降的门槛确保一旦启用,
除非偏见, 否则ISL6312不会无意中关闭
电压大幅下降 (见电气
规格).

2. EN上的电压必须高于0.85V. EN输入
允许在控制器偏差之间进行功率排序
电压和另一个电压轨.启用比较器
将ISL6312保持在关闭状态, 直到EN处的电压
升至0.85V以上.使能比较器有110mV的
迟滞以防止反弹.
3. EN_PH4引脚上的电压必须高于1.21V.
EN_PH4输入允许在两者之间进行电源排序
控制器和外部驱动程序.
4. 施加在PVCC引脚上的驱动偏置电压必须
达到内部上电复位 (POR) 上升门限.
为了使ISL6312开始工作, PVCC1是
只有需要施加电压的引脚
超过POR.但是, 对于2或3相操作
PVCC2和PVCC3也必须超过POR
阈.上升和下降之间的滞后
阈值确保一旦启用, ISL6312不会
无意中关闭, 除非PVCC偏置电压下降
基本上 (见电气规格).

对于英特尔VR10, VR11和AMD 6位操作模式
这些是必须满足的唯一条件
控制器立即开始软启动序列.如果
在AMD 5位运行模式下运行还有一个
必须满足的条件:

5. 在AMD 5位模式下, VID代码不能为11111.这个
代码向控制器发出没有负载的信号.该
如果此VID代码, 控制器将不允许软启动
出现在VID引脚上.

一旦满足所有这些条件, 控制器将开始
软启动序列, 并将升高输出电压
到用户指定的级别.

英特尔软启动

软启动功能允许转换器启动
输出电压受控制, 导致线性
斜坡上升.英特尔模式的软启动顺序
操作与AMD软启动略有不同
序列.

对于英特尔VR10和VR11操作模式,
软启动顺序如果由四个周期组成, 如图所示
图11.一旦ISL6312从关闭状态释放,
软启动开始 (如启用和禁用中所述
部分), 控制器将具有固定的延迟时间段TD1.后
在这个延迟期间, VR将首先开始软启动斜坡直到
输出电压达到1.1V VBOOT电压.然后,
控制器会将VR电压调节为1.1V
固定时间段TD3.在TD3期末, ISL6312将会
读取VID信号.如果VID代码有效, ISL6312将会
启动第二次软启动斜坡直到输出电压
达到VID电压加/减任何偏移或下垂
电压.

软启动时间是4个周期的总和, 如图所示
方程17.

$$T_{SS} = T_{D1} + T_{D2} + T_{D3} + T_{D4} + T_{D5} \quad (\text{Eq. 17})$$

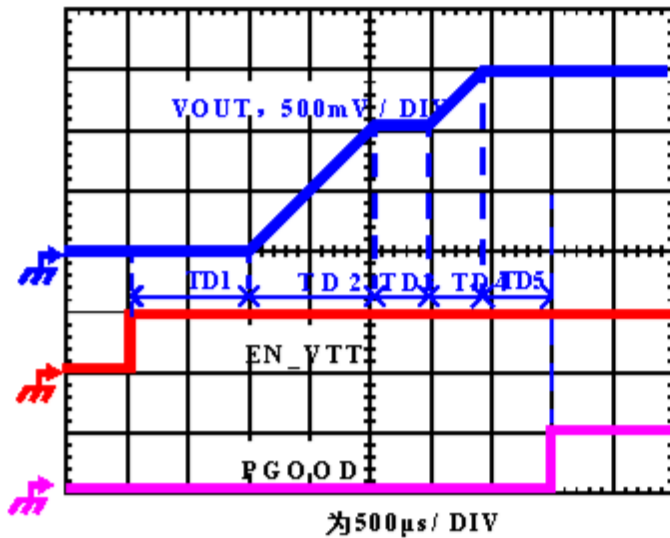


图11.软启动波形

TD1是一个固定延迟, 典型值为1.40ms. TD3是由固定的85µs加上确定的时间来获得有效VID电压. 如果VID在输出到达之前有效1.1V, 验证VID输入的最短时间为500ns. 因此最小TD3约为86µs.

在TD2和TD4期间, ISL6312以数字方式控制DAC电压每步变化为6.25mV. 每一步的时间是由软启动振荡器的频率决定. 该由SS引脚到GND的电阻R_{SS}定义. 该可以计算第二软启动斜坡时间TD2和TD4

$$T_{D2} = \frac{1.1 \cdot R_{SS}}{6.25 \cdot 25} \text{ 微秒} \quad (\text{Eq. 18})$$

$$T_{D4} = \frac{|V_{VID} - R_{SS}|}{6.25 \cdot 25} \text{ 微秒} \quad (\text{Eq. 19})$$

例如, 当VID设置为1.5V并且R_{SS}设置为100kΩ, 第一个软启动斜坡时间TD2将为704µs. 第二软启动斜坡时间TD4将为256µs.

注: 如果SS引脚接地, TD2中的软启动斜坡而TD4的默认步进频率为6.25mV在330kHz.

DAC电压达到最终VID设置后, PGOOD将以固定延迟TD5被设置为高. 典型的值对于TD5是440µs.

AMD软启动

对于AMD的5位和6位操作模式, 如图所示, 软启动序列由三个周期组成. 如图12所示. 在软启动开始时, VID代码为立即从VID引脚获得, 然后是固定的

延迟时间TDA. 经过这个延迟期后, ISL6312将会开始将输出电压升至所需的DAC电平. 每步的固定速率为6.25mV, 步进频率为在330kHz. 增加输出所需的时间里到最终DAC电压的电压称为TDB, 并且可以如等式20所示进行计算.

$$T_{DB} = \frac{1}{330 \times 10^3} \cdot \left(\frac{V_{VID}}{0.00625} \right) \quad (\text{Eq. 20})$$

DAC电压达到最终VID设置后, PGOOD将在固定延迟TDC时设置为高. 典型的值TDC的范围可以在1.5ms到3.0ms之间.

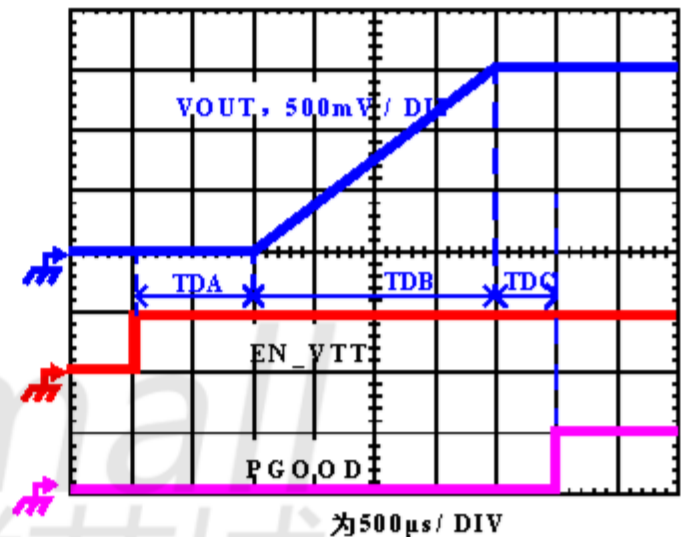


图12.软启动波形

预编程软启动

ISL6312也有能力启动到一个预充电输出, 而不会造成任何不必要的影响. FB引脚在软启动期间被监控, 并且如果它高于相应的内部爬坡参考电压, 输出驱动器保持两个MOSFET关闭.

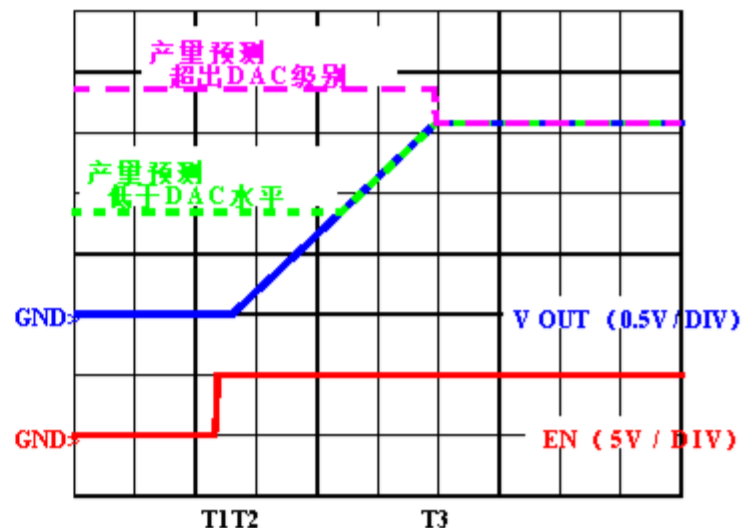


图13.基于ISL6312的软启动波形
多相变换器

一旦内部斜坡基准超过FB引脚电位，输出驱动器被启用，允许输出从预充电水平上升到最终水平。由DAC设置，应该将输出预充电到a电平超过DAC设置，输出驱动器在软启动阶段结束时启用，导致一个输出电压下降到DAC组的突然修正水平。

故障监测和保护

ISL6312主动监视输出电压和电流检测故障状况。故障监视器触发保护防止损坏微处理器负载的措施。—提供常用电源良好指示灯用于连接外部系统监视器。图14中的原理图概述了故障监视器和CPU之间的交互电源良好的信号。

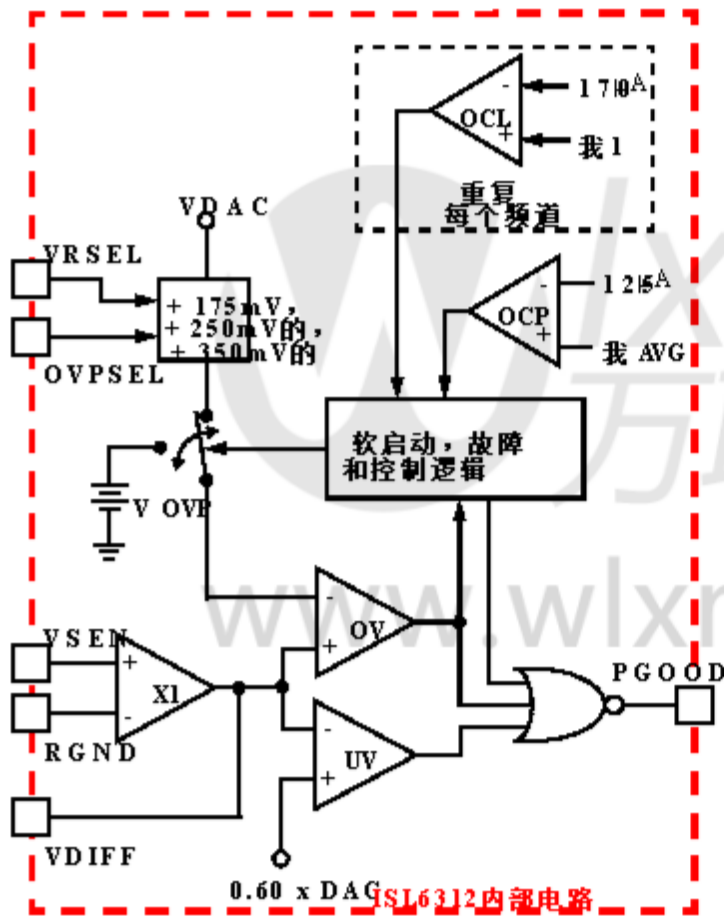


图14. 电源良好和保护电路

电源正常信号

电源良好引脚（PGOOD）是开漏逻辑输出。这表示ISL6312是否正在调节输出电压在合适的水平内，并且是否有故障条件存在。该引脚应连接到+5V电源通过一个电阻。

在关机和软启动期间，PGOOD拉低和在成功的软启动和输出之后释放高。电压在低电压和低电压之间工作。过压限制。当一个PGOOD转换为低电平时

欠压，过压或过流情况

检测到或控制器被重置为禁用时

EN，EN_PH4，POR或其中一个非CPU VID代码。在里面过电压或过电流情况的事件，

控制器锁存，并且PGOOD将不会返回高电平直到成功软启动后。在欠压的情况下

事件中，输出电压时，PGOOD将返回高电平。返回到欠电压范围内。

过压保护

ISL6312不断监测感测到的输出电压

在VDIFF引脚上检测是否发生过压事件。

当输出电压上升到OVP跳闸电平以上时

ISL6312采取了措施来保护

微处理器负载过压保护跳闸水平

取决于控制器的操作模式而变化

OVPSEL和VRSEL引脚处于何种状态。

下面的表6和表7列出了OVP旅行级别的含义条件。

在过电压事件发生时，LGATE1，LGATE2和LGATE3被命令为高，PWM4被命令低，并且PGOOD信号被驱动为低电平。这打开了所有较低的MOSFET并将输出电压拉低。这可能会导致负载损坏。LGATE输出保持高电平，PWM4保持低电平直到VDIFF下降比OVP阈值低100mV，可使过电压跳闸保护电路。ISL6312将继续保护。只要在过压情况下以这种方式加载复发。一旦过压情况结束ISL6312锁定关闭，并且必须通过切换EN或通过重置POR，可以重新启动软启动之前。

表6. INTEL VR10和VR11 OVP阈值

模式 操作	OVPSEL PIN OPEN 或者接地	OVPSEL PIN TIED 到VCC
慢启动 (TD1和TD2)	1.280V和 VDAC+175mV (两者中较高者)	1.280V和 VDAC + 350mV的 (两者中较高者)
慢启动 (TD3和TD4)	VDAC+175mV	VDAC + 350mV的
普通手术	VDAC + 175mV	VDAC + 350mV的

表7. AMD OVP阈值

模式 操作	OVPSEL PIN OPEN 或者接地	OVPSEL PIN TIED 到VCC
慢启动	2.200V和 VDAC+250mV的 (两者中较高者)	2.200V和 VDAC + 350mV的 (两者中较高者)
普通手术	VDAC + 250mV	VDAC + 350mV的

一种超越过压保护的例外

电路是AMD模式下的动态VID转换

操作。如果在正常情况下检测到新的VID代码

操作时，OVP保护电路将被禁用

动态VID转换开始，直到50

μs后

内部DAC达到最终的VID设置.这是唯一的在OVL电路运行的ISL6312期间不活跃.

Pre-POR过压保护

在PVCC和VCC超过POR水平之前, ISL6312旨在保护负载免受任何过压可能发生的事件.这是通过一个内部10k Ω 电阻从PHASE连接到LGATE, 其中打开较低MOSFET来控制输出电压直到过压事件停止或输入电源切掉.为了完全保护, 低端MOSFET应该有一个远低于最大值的门限负载/微处理器的额定电压.

在正常操作期间, PVCC或VCC电压回落到POR阈值以下, 过压保护电路重新激活以保护任何更多的pre-POR过压事件.

欠压检测

欠压门限设置为VID代码的60%. 当输出电压(VSEN-RGND)低于欠压门限, PGOOD被拉低.没有其他控制器采取行动.如果PGOOD将返回高点, 输出电压上升到VID码的70%以上.

开放式感应线保护

在任何一端传感线VSEN或者GND, 变得开路, ISL6312被设计用于检测这个并关闭控制器.这个事件被检测到监测从VDIFF输出的小电流RGND引脚.在发生开路感应线路故障时, 控制器将继续保持关闭状态, 直到故障消失, 此时控制器将重新启动软启动序列.

过流保护

ISL6312利用两者之间的比例关系负载电流和平均电流I_{AVG}来检测过流状况.请参阅连续电流采样以了解更多关于平均电流如何的细节.测量.平均电流不断与一个常数125 μ A OCP参考电流如图所示.图14.一旦平均电流超过OCP参考电流, 比较器触发转换器开始过流保护程序.

这种检测过电流事件的方法限制了过电流事件.由于事实的最小过流跳闸阈值, ISL6312使用设置的内部R_{ISEN}电流检测电阻.最小过电流跳闸阈值取决于电感的DCR和有效通道的数量.至计算最小过流跳闸水平, I_{OCP, min}, 使用公式21, 其中N是有效信道数DCR是单个电感器的DCR, R_{ISEN}是300 Ω .

内部电流检测电阻.如果需要过电流跳闸

$$\tau_{\text{OCP}} = \frac{125 \cdot 10^{-6} \cdot R_{\text{ISEN}} \cdot N}{DCR} \quad (\text{Eq. 21})$$

水平大于最小过流脱扣水平, 我的OCP, min, 然后是电阻分压器RC电路左右.应使用图5所示的电感来设定所需的电感旅行水平.

$$\tau_{\text{OCP}} = \left(\frac{125 \cdot 10^{-6} \cdot R_{\text{ISEN}} \cdot N}{DCR} \right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) \quad (\text{Eq. 22})$$

$$\tau_{\text{OCP}} > \tau_{\text{OCP}} \text{ 分钟}$$

ISL6312的过电流跳闸电平不能设置低于以上计算的I_{OCP}, 最低等级.如果过电流跳闸电平低于I_{OCP}, 最小值是需要的, 然后是应使用ISL6312A代替ISL6312.

在过电流关闭开始时, 控制器设置所有的UGATE和LGATE信号都低, 使PWM4处于a状态.高阻状态, 并强制PGOOD低.这会关闭所有的上部和下部MOSFET.系统仍然在这个状态的固定时间为12ms.如果控制器仍然存在, 在等待期结束时启用, 它将尝试软启动, 开始.如果故障仍然存在, 则重试循环将继续无限期地进行, 直到控制器被禁用或故障发生清除.请注意, 在跳闸重试期间传送的能量骑行比全负载运行时少得多, 所以在那里没有热危害.

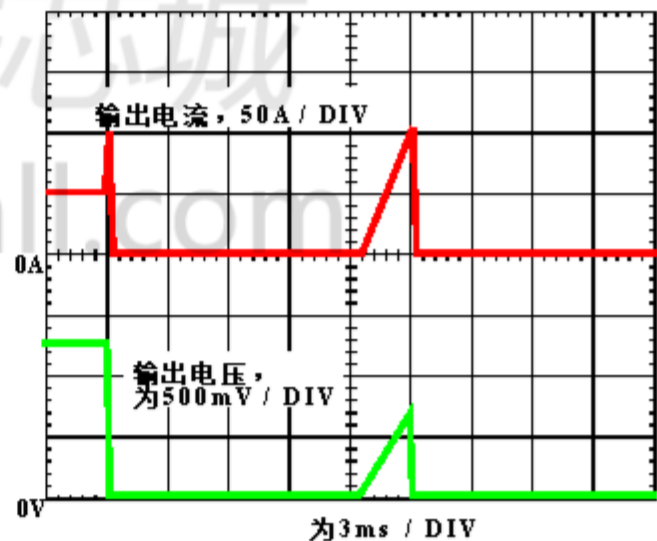


图15. HICUP模式下的过流现象

单通道过流限制

ISL6312能够限制每个电流个人渠道而不关闭整个监管机构.这是通过不断比较感知到的每个通道的电流恒定为170 μ A OCL参考电流如图14所示.如果一个通道的个人感应电流超过此OCL限制, 即UGATE那个通道的信号立即被迫降低, LGATE信号被强制为高电平.这会关闭鞋面MOSFET(s), 打开较低MOSFET(s), 并停止

该频道的电流上升, 迫使该频道中的电流
渠道减少. 该频道的UGATE信号不会
能够返回高电平, 直到检测到的通道电流下降
回到170以下 μA 参考.

通用设计指南

本设计指南旨在提供高级别的
说明创建多相所需的步骤
电源转换器. 假定读者熟悉
下面提到的许多基本技能和技巧. 在
除了本指南外, Intersil还提供完整的参考资料
设计包括原理图, 材料清单和示例
所有常见微处理器应用的电路板布局.

功率级

设计多相转换器的第一步是
确定阶段的数量. 这个决心
这在很大程度上取决于成本分析, 而这依赖于依赖
系统限制因设计而异.
原则上, 设计师会关心是否
元件可以安装在电路的两侧
板, 是否允许通孔组件,
总电路板空间可用于电源电路, 以及
最大负载电流. 一般来说,
最经济的解决方案是每个解决方案
相位处理在25A和30A之间. 所有表面安装
设计将倾向于这个电流范围的较低端.
如果可以使用通孔MOSFET和电感, 则更高
每相电流是可能的. 在董事会的情况下
空间是限制性约束, 当前可以推动为
高达每相40A, 但这些设计需要散热片
并强制空气冷却MOSFET, 电感器和散热器,
消散表面.

MOSFETS

MOSFET的选择取决于每个电流
MOSFET将被要求导通, 开关频率,
MOSFET的散热能力, 以及
散热和空气流动的可用性和性质.

较低的MOSFET功率计算

下MOSFET的功耗计算为
很简单, 因为几乎所有的较低MOSFET损耗都是
由于电流通过通道电阻传导
($r_{DS(ON)}$). 在等式23中, I_M 是最大连续的
输出电流, I_{PP} 是峰峰值电感电流 (请参阅
公式1), d 是占空比 (V_{OUT}/V_{IN}).

$$P_{LOW} = r_{DS(ON)} \left[\left(\frac{I_M^2}{2} \cdot d + \frac{I_{PP}^2}{12} \right) \right] \quad (\text{Eq. 23})$$

另外一个术语可以添加到较低的MOSFET损耗
等式来计算在此期间产生的额外损失
电感电流流过时的死区时间
低MOSFET体二极管. 这个术语是依赖于
二极管正向电压 I_M , $V_{D(ON)}$, 开关

频率 f_S 和死区时间长度 t_{d1} 和 t_{d2} at
低MOSFET导通的开始和结束
间隔.

$$P_{LOW} = V_{D(ON)} f_S \left[\left(\frac{I_M^2}{2} \cdot t_{d1} + \frac{I_{PP}^2}{2} \cdot t_{d2} \right) \right] \quad (\text{Eq. 24})$$

每个较低MOSFET的最大总功耗
近似于 $P_{LOW, 1}$ 和 $P_{LOW, 2}$ 的总和.

上MOSFET功率计算

除了 $r_{DS(ON)}$ 损失之外, 大部分上 -
MOSFET损耗是由于电流传导过来的
输入电压 (V_{IN}) 在切换期间. 由于基本上
上部MOSFET损耗的较高部分取决于
在开关频率上, 功率计算更多
复杂. 上MOSFET损耗可分为
涉及上部MOSFET的单独组件
开关时间, 较低的MOSFET体二极管反向 -
恢复电荷 Q_{rr} 和上部MOSFET $r_{DS(ON)}$
传导损失.

当上部MOSFET关闭时, 下部MOSFET会发生
不要传导电感电流的任何部分直到
相节点的电压降至地电位以下. 一旦
较低的MOSFET开始导通, 电流在上
MOSFET作为下部MOSFET中的电流下降至零
斜升到假设全电感电流. 在等式25中,
这种换向所需的时间是 t_1 ,
近似相关的功率损耗是 $P_{UP, 1}$.

$$P_{UP, 1} = V_{IN} \cdot \left(\frac{I_M^2}{2} \cdot \frac{t_1}{2} \right) \cdot F_{小} \quad (\text{Eq. 25})$$

接通时, 上面的MOSFET开始导通
转变发生在时间 t_2 . 在等式26中,
近似功率损耗为 $P_{UP, 2}$.

$$P_{UP, 2} = V_{IN} \cdot \left(\frac{I_M^2}{2} \cdot \frac{t_2}{2} \right) \cdot F_{小} \quad (\text{Eq. 26})$$

第三个组件涉及较低的MOSFET反向 -
回收费用, Q_{rr} . 由于电感电流已充分
在较低电平之前换向到上部MOSFET,
MOSFET体二极管可以恢复所有 Q_{rr} , 因此导通
通过 V_{IN} 上方的上方MOSFET. 动力
结果是 $P_{UP, 3}$.

$$P_{UP, 3} = V_{IN} \cdot Q_{RR} \cdot F_{小} \quad (\text{Eq. 27})$$

最后, 上MOSFET的电阻部分被给出
等式28作为 $P_{UP, 4}$.

$$P_{UP, 4} = r_{DS(ON)} \left[\left(\frac{I_M^2}{2} \cdot d + \frac{I_{PP}^2}{12} \right) \right] \quad (\text{Eq. 28})$$

在满载情况下,上部MOSFET的总功耗现在可以近似为结果的总和来自等式25,26,27和28.由于功率方程取决于MOSFET参数,选择正确的MOSFET可能是一个迭代过程针对不同的损失方程的重复解决方案MOSFET和不同的开关频率.

封装功耗

选择MOSFET时,重要的是考虑集成驱动器中的功率消耗量位于控制器中.由于共有三个控制器封装中的驱动器总功耗所有三名车手的比例必须小于最大值QFN封装允许的功耗.

计算所需驱动器的功耗应用程序对确保安全操作至关重要.超过最大允许功耗水平将推动IC超出建议的最大操作连接点温度为+125°C.最大允许的IC功率7x7 QFN封装的功耗约为3.5W在室温下.请参阅布局注意事项段落为热转印改进建议.

将ISL6312设计成应用程序时,建议使用以下计算确保在所需的频率下安全运行选定的MOSFET.总栅极驱动功率损失, P_{Qg_TOT} ,由于MOSFET和MOSFET的栅极电荷集成驱动器的内部电路及其相应的平均驱动电流可用方程式29估算和30分别.

$$P_{Qg_TOT} = P_{Qg_Q1} + P_{Qg_Q2} \quad (\text{情商29})$$

$$P_{Qg_Q1} = \frac{3}{2} \cdot Q_{G1} \cdot PVCC \cdot FSW \cdot N_{Q1} \cdot N_{PHASE}$$

$$P_{Qg_Q2} = Q_{G2} \cdot PVCC \cdot FSW \cdot N_{Q2} \cdot N_{PHASE}$$

(EQ 30)

$$P_{DR} = \left(\frac{1}{2} \cdot Q_{G1} \cdot N_{Q1} + Q_{G2} \cdot N_{Q2} \right) \cdot f_{PHASE} \cdot FSW \cdot V_{CC}$$

在等式29和30中, P_{Qg_Q1} 是总的上部栅极驱动功率损失和 P_{Qg_Q2} 是总的较低栅极驱动功率损失;栅极电荷(Q_{G1} 和 Q_{G2})定义在特定的栅极驱动电压源PVCC在相应的MOSFET数据表;我Q是司机总数静态电流,两个驱动器输出无负载; N_{Q1} 和 N_{Q2} 是每个上,下MOSFET的数量阶段,分别; N_{PHASE} 是活动的数量阶段. $I_{Q} \cdot VCC$ 产品是静态功耗的

控制器无电容负载,典型值为75mW 300kHz的.

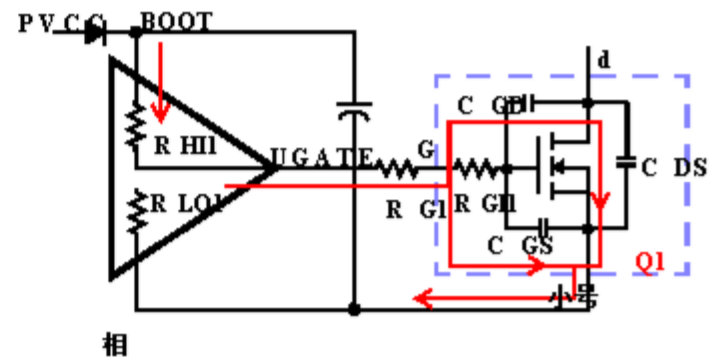


图16.典型的上门驱动器开启路径

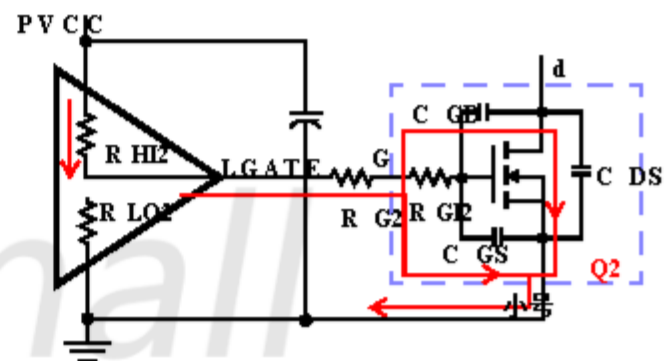


图17.典型的下栅极驱动器导通路径

总栅极驱动功率损失在其中消失沿过渡路径和电阻元件自举二极管.总功耗的部分消耗在控制器本身就是上部驱动器的功率消耗路径电阻 P_{DR_UP} ,下驱动路径电阻, P_{DR_LOW} ,以及自举二极管 P_{BOOT} .剩下的功率将通过外部栅极电阻(R_{G1})消耗和 R_{G2})以及内部栅极电阻(R_{GI1} 和 R_{GI2}) MOSFET.图16和17显示了典型的鞋面而较低的栅极驱动导通转换路径.总功率控制器本身的耗散 P_{DR} 可以大致如此估计为:

$$P_{DR} = P_{DR_UP} + P_{DR_LOW} + P_{BOOT} \quad (\text{Eq. 31})$$

$$P_{BOOT} = \frac{P_{Qg_Q1}}{3}$$

$$P_{DR_UP} = \left(\frac{1}{R_{HI1}} + \frac{R_{LO1}}{R_{EXT1}} \right) \cdot \frac{Q_{G1}}{3}$$

$$P_{DR_LOW} = \left(\frac{1}{R_{HI2}} + \frac{R_{LO2}}{R_{EXT2}} \right) \cdot \frac{Q_{G2}}{2}$$

$$R_{EXT1} = R_{G1} + \frac{R_{GI1}}{N_{Q1}} \quad R_{EXT2} = R_{G2} + \frac{R_{GI2}}{N_{Q2}}$$

电感DCR电流检测元件选择

ISL6312检测每个单独通道的电感通过检测输出电感两端的电压该通道的DCR (如“连续”中所述当前采样部分)。如图18所示, 一个RC网络需要准确感应电感DCR电压并将此信息转换为电流, 即与总输出电流成正比。时间常数这个RC网络必须与时间常数匹配电感L / DCR。

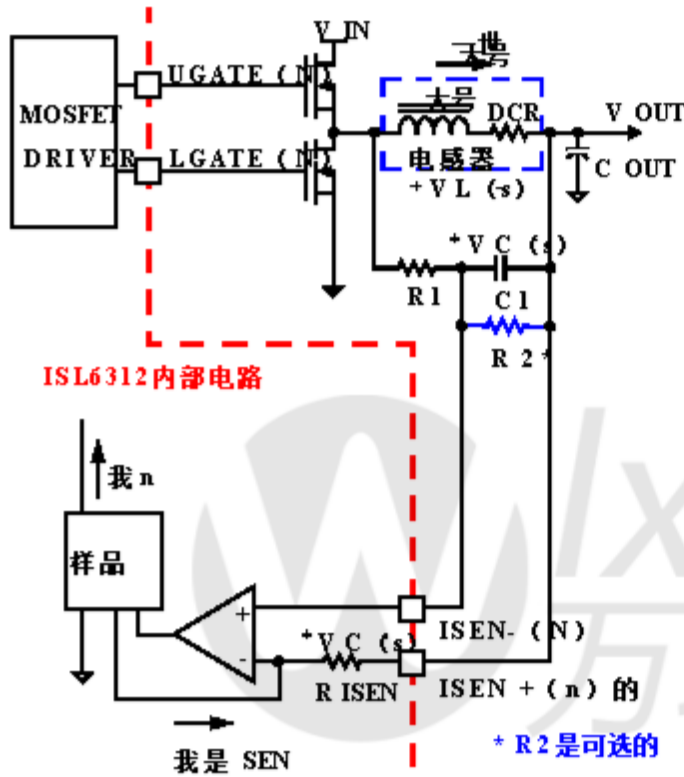


图18. DCR检测配置

整个电感器的RC网络也设置了调节器的过流跳闸阈值。在RC之前元件可以选择所需的过电流。应选择防护等级。最小过流控制器可以支持的行程阈值由控制器决定。电感的DCR和有效通道的数量。至计算最小过流跳闸水平, $I_{OCP, min}$, 使用下面的等式32, 其中N是活动的数量通道, DCR是个别电感器的DCR。

$$I_{OCP, min} = \frac{0.0375 \cdot N}{DCR} \quad (Eq. 32)$$

ISL6312的过电流跳闸电平不能设置低于以上计算的 I_{OCP} , 最低等级。如果最小过流跳闸水平是理想的, 按照下面的步骤来选择组件的值

RC电流检测网络:

1. 为C1选择一个任意值。建议值是0.1 μF 。

2. 插入电感L和DCR元件值, 然后插入在步骤1中选择的C1的值, 代入方程33至计算R1的值。

$$R_1 = \frac{L}{DCR \cdot C_1} \quad \tau_{RC} = \tau_{RC, P, 分钟} \quad (Eq. 33)$$

3. 电阻器R2应该保持未填充状态。

如果所需的过电流跳闸电平 I_{OCP} 大于, 最小过流跳闸水平, $I_{OCP, min}$, 然后是一个电阻应使用分压器RC电路设置所需的跳闸

水平。按照以下步骤选择组件
电阻分压器RC电路检测网络:

1. 为C1选择一个任意值。建议值是0.1 μF 。
2. 将电感L和DCR组件值插入在步骤1中选择的C1的值, 活动的数量通道N和所需的过流保护水平。我将 I_{OCP} 转换为等式34和35来计算值R1和R2。

$$R_1 = \frac{L \cdot I_{OCP}}{C_1 \cdot 0.0375 \cdot N} \quad \tau_{RC} > \tau_{RC, P, 分钟} \quad (Eq. 34)$$

$$R_2 = \frac{L \cdot I_{OCP}}{C_1 \cdot I_{OCP} \cdot DCR - 0.0375 \cdot N} \quad (Eq. 35)$$

由于电感或DCR的误差, 可能有必要调整R1和R2的值以匹配时间常数。正确。可以看到时间常数不匹配的影响以下垂过度或下冲过程中的形式出现。初始负载瞬态尖峰, 如图19所示。以确保RC和电感L / DCR时间常里被精确地匹配。

1. 使用示波器设置为捕捉瞬态事件。约 $L / DCR / 2$ (秒/格)。例如, $L = 1 \mu H$ 和 $DCR = 1 m\Omega$, 将示波器设置为500 μs /格。
2. 记录 $\Delta V1$ 和 $\Delta V2$ 如图19所示。

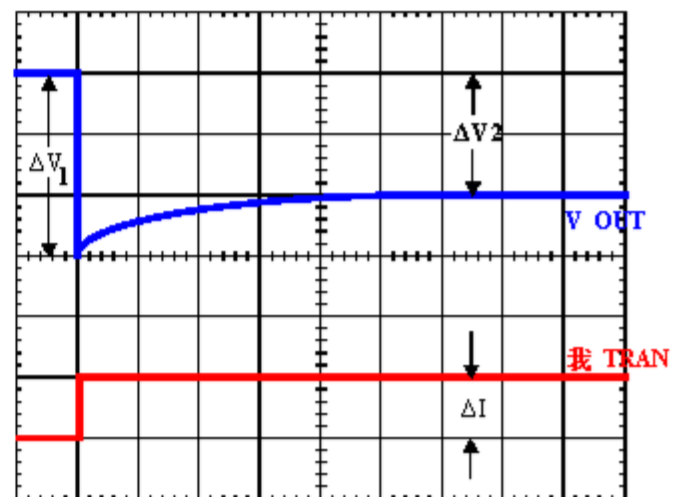


图19. 时间常数的不匹配行为

3. 选择新值, $R_{1, \text{NEW}}$ 和 $R_{2, \text{NEW}}$
 基于原始值的恒定电阻 $R_{1, \text{OLD}}$
 和 $R_{2, \text{OLD}}$, 使用等式36和37.

$$R_{1, \text{新任}} = R_{1, \text{OLD}} \frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} \quad (\text{Eq. 36})$$

$$R_{2, \text{新任}} = R_{2, \text{OLD}} \frac{\Delta V_1}{\Delta V_2} \quad (\text{Eq. 37})$$

4. 用 新值 替换 R_1 和 R_2 并查看
 错误得到纠正. 重复该过程
 必要.

负载线调整电阻

如果需要负载线调节, 那么IDROOP引脚应该是
 短路至FB引脚以获得内部平均值
 感应电流流过负载线法规
 电阻, 在图6中 标记为 R_{FB} . 该电阻值设置
 应用程序所需的期望负载线. 该
 期望的负载线 R_{LL} 可以通过等式38来计算
 其中 V_{DROOP} 是满载时所需的下垂电压
 当前 I_{FL} .

$$R_{\text{LL}} = \frac{V_{\text{DROOP}}}{I_{\text{FL}}} \quad (\text{Eq. 38})$$

基于期望的负载线, 负载线调节
 电阻 R_{FB} 可以通过公式39计算
 公式40, 取决于RC电流检测电路
 被雇用. 如果一个基本的RC检测电路由 C_1 组成
 并且正在使用 R_1 , 请使用公式39. 如果使用电阻分压器
 RC感测电路由 R_1 , R_2 和 C_1 组成
 使用, 使用公式40.

$$R_{\text{FB}} = \frac{R_{\text{LL}} N 300}{DCR} \quad (\text{Eq. 39})$$

$$R_{\text{FB}} = \frac{R_{\text{LL}} N 300}{DCR} \left(\frac{R_1}{R_2} + R_2 \right) \quad (\text{Eq. 40})$$

在等式39和40中, R_{LL} 是负载线电阻; N 是
 活动频道的数量; DCR 是 DCR 的
 个别输出电感器; R_1 和 R_2 是电流
 感测RC电阻.

如果不需要负载线调节, 则应该使用IDROOP引脚
 保持开放状态, 不要连接任何东西. 选择
 在这种情况下 R_{FB} 的值 请参考
 没有负载线调节部分的补偿.

补偿全

补偿电压的两个相反的目标
 稳压器稳定性和速度. 取决于是否
 稳压器采用可选的负载线调节方式
 在负载线调节中描述, 有两个截然不同的情况
 实现这些目标的方法.

补偿负载调节

负载线调节转换器的行为类似
 因为这两种方式到峰值电流模式控制器
 输出滤波器的LC极点与LC谐振频率分开
 将当前信息引入控制回路. 该
 这些极点的最终位置由系统决定
 函数, 当前信号的增益, 以及该值的值
 补偿组件, R_C 和 C_C .

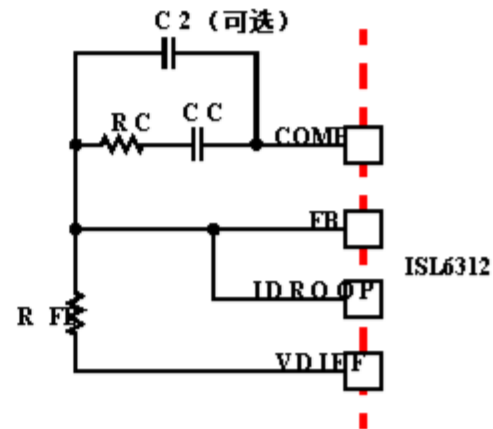


图20. 补偿配置
 负载调整的ISL6312电路

由于系统极点和零点受到值的影响
 这些组件是为了补偿他们的
 系统方程的解决方案变得相当复杂.
 幸运的是, 有一个非常简单的近似值
 接近最佳解决方案. 像处理系统一样
 是一个电压模式调节器, 通过补偿LC
 极点和电压模式近似的ESR零点,
 产生一个始终稳定而且非常接近理想的解决方案
 瞬态表现.

选择补偿系统的目标带宽 f_0 .
 目标带宽必须足够大以保证
 足够的瞬态性能, 但小于 $1/3$
 每通道切换频率. 该值
 补偿成分取决于 f_0 的关系
 到LC极点频率和ESR零点频率. 对于
 以下三个中的每一个, 都有一组单独的
 补偿组件的等式.

在公式41中, L 是每个通道的滤波电感分压
 由活动频道的数量决定; C 是所有的总和
 输出电容器; ESR 是等效串联电阻
 大容量输出滤波电容; 而 V_{PP} 是峰-
 峰值锯齿波信号幅度如所述
 电气规格.

一旦选定, 公式41中的补偿值
 确保稳定的转换器具有合理的瞬态
 性能. 在大多数情况下, 瞬态性能可以
 通过对 R_C 进行调整而得到改进. 慢慢增加

在观察瞬态性能的同时观察RC的值
示波器，直到没有进一步的改进。一般，
CC不需要调整。保留CC的值
公式41除非出现一些性能问题。

情况1:

$$R_C = R_{FB} \cdot \frac{2 \cdot \pi f_0 \cdot V_{PP}}{0.66 \cdot V_{in}} \cdot \sqrt{LC}$$

$$C_C = \frac{0.66 \cdot V_{in}}{2 \cdot \pi \cdot V_{PP} \cdot R_{FB} \cdot f_0}$$

案例2:

$$R_C = R_{FB} \cdot \frac{V_{PP} \cdot \frac{1}{2} \pi^2 \cdot R_0^2 \cdot LC}{0.66 \cdot V_{in}} \quad (\text{Eq. 41})$$

$$C_C = \frac{0.66 \cdot V_{in}}{\frac{1}{2} \pi \cdot 2 f_0^2 \cdot V_{PP} \cdot R_{FB} \cdot \sqrt{LC}}$$

案例3:

$$R_0 > \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot ESR}$$

$$R_C = R_{FB} \cdot \frac{2 \cdot \pi f_0 \cdot V_{PP} \cdot L}{0.66 \cdot V_{in} \cdot ESR}$$

$$C_C = \frac{0.66 \cdot V_{in} \cdot ESR}{2 \cdot \pi \cdot V_{PP} \cdot R_{FB} \cdot f_0 \cdot \sqrt{LC}} \quad \text{大号}$$

可选电容器C2有时需要旁路
噪声远离PWM比较器（参见图20）。保持
一个可用于C2的位置，
如果有的话，在22pF和150pF之间的高频电容器
注意到前沿抖动问题。

补偿没有负载线调节

非负载线调节转换器是精确建模的
作为在LC上具有两个极点的电压模式调节器
谐振频率和ESR频率下的零点。一个
类型III控制器，如图20所示，提供了
必要的补偿。

第一步是选择所需的带宽 f_0
补偿系统。选择一个足够高的频率
保证足够的瞬态性能，但不能高于
开关频率的1/3。III型补偿器有
一个额外的高频极， f_{HF} 。这可以用于
增加噪声抑制或确保足够的衰减
误差放大器的高阶极点和零点频率。一个
好的一般规则是选择 $f_{HF} = 10f_0$ ，但它可
以如果需要更高。选择 f_{HF} 低于 $10f_0$ 即可
导致系统下面的相移过多的问题
带宽。

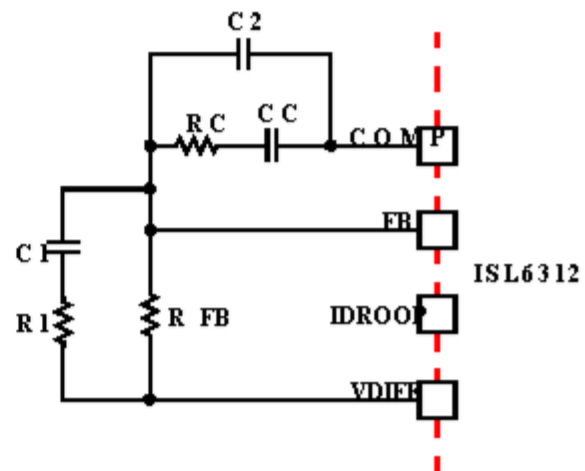


图21.没有负载线的补偿电路
规

在补偿方程的解决方案中，有一个
单一的自由度。对于在中提出的解决方案
等式42中， R_{FB} 是任意选择的。剩余的
补偿组件然后根据选择
等式42。

在等式42中， L 是每个通道的滤波电感分压
由活动频道的数量决定； C 是所有的总和
输出电容器； ESR 是等效串联电阻
大容量输出滤波器电容；而 V_{PP} 是峰-
峰值锯齿信号振幅如电气中所述
规格。

$$R_1 = R_{FB} \cdot \frac{C \cdot ESR}{\sqrt{LC} - C \cdot ESR}$$

$$C_1 = \frac{\sqrt{LC} - C \cdot ESR}{R_{FB}}$$

$$C_2 = \frac{0.75 \cdot V_{in}}{\frac{1}{2} \pi \cdot 2 f_0 \cdot \frac{1}{2} \pi f_{HF} \cdot \sqrt{LC} \cdot R_{FB} \cdot V_{PP}}$$

$$R_C = \frac{V_{PP} \cdot \left(\frac{1}{2} \pi^2 \cdot R_0^2 \cdot f_{HF} \cdot LC \cdot R_{FB} \right)}{0.75 \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{2} \pi f_{HF} \cdot \sqrt{LC} - 1}$$

$$C_C = \frac{0.75 \cdot V_{in} \cdot \frac{1}{2} \pi f_{HF} \cdot \sqrt{LC} - 1}{\frac{1}{2} \pi \cdot 2 f_0 \cdot \frac{1}{2} \pi f_{HF} \cdot \sqrt{LC} \cdot R_{FB} \cdot V_{PP}} \quad (\text{Eq. 42})$$

输出滤波器设计

输出电感和输出电容一起存储
形成负责平滑的低通滤波器
脉动电压在相位节点。输出滤波器也
必须提供瞬态能量，直到稳压器可以
响应。因为它的带宽比较低
开关频率，输出滤波器限制系统
瞬态响应。输出电容器必须提供或

灌入负载电流而输出电感中的电流增加或减少以满足需求。

在高速转换器中，输出电容器组通常是电路中成本最高（通常最大）的部分。输出滤波器设计从最小化这部分的成本开始的电路。临界负荷参数选择中的问题。输出电容器是负载阶跃的最大尺寸，负载电流转换速率， di/dt 和最大允许值瞬态负载下的输出电压偏差，电容器根据其电容来表征，ESR和ESL（等效串联电感）。

在负载瞬态开始时，输出电容提供所有的瞬态电流。输出电压会最初偏离电压近似的里落在ESL上。随着负载电流的增加，通过ESR的电压降直线上升，直到负载电流达到其最终值。选定的电容器必须具有足够低的ESL和ESR，电压偏差小于允许的最大值。忽略电感电流和调节器的贡献响应，输出电压初始偏差一定里

$$\Delta V_{ESL} di/dt = ESR \cdot \Delta I \quad (EQ.43)$$

滤波电容必须具有足够低的ESL和ESR以便 $\Delta V < \Delta V_{MAX}$ 。

大多数电容器解决方案都依赖于高频混合组合电容相对较低的电容。大容量电容器具有高电容但有限高频表现。最小化ESL。高频电容器可以支持输出。随着电流的增加电压。最小化ESR。大容量电容器允许它们提供增加的电流。输出电压偏差较小。

大容量电容器的ESR也创造了大部分输出电压纹波。随着大容量电容器下沉和源电感AC纹波电流（见交错和等式2），在大容量电容上产生电压ESR等于 $I_C \cdot PP(ESR)$ 。因此，一旦输出电容被选中，最大允许纹波电压， $V_{PP(MAX)}$ 决定了电感的下限。

$$ESR \geq \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \cdot V_{OUT}}{I_C \cdot V_{PP(MAX)}} \quad (EQ.44)$$

由于电容器正在供应减少的部分。调节器从负载电流恢复时的负载电流瞬态，电容器电压变得稍微耗尽。输出电感器必须能够承担整个功能。负载电流在输出电压降低之前大于 ΔV_{MAX} 。这会给电感带来上限。

等式45给出了L时的上限。电流瞬态的后沿导致更大输出电压偏差超过前沿。等式46处理领先优势。通常情况下，后缘决定L的选择，因为通常是工作循环少于50%。尽管如此，这两种不平等都应该是评估，L应选择基于较低的。这两个结果。在每个方程中，L是每个通道电感，C是总输出电容，N是活动频道的数量。

$$L \geq \frac{2NCVO}{\Delta I} \left[\frac{\Delta V_{MAX}}{\Delta I} + \Delta I ESR \right] \quad (EQ.45)$$

$$L \geq \frac{1.25NC}{\Delta I} \left[\frac{\Delta V_{MAX}}{\Delta I} + \Delta I ESR \right] (V_{IN} - V_{OUT}) \quad (EQ.46)$$

开关频率

选择时需要考虑许多变量。开关频率，因为有相当大的影响。上部MOSFET损耗计算。这些影响是在MOSFET中概述，并确定其上限。开关频率。下限是由...确定的。快速瞬态响应和小输出的要求。电压纹波如补偿没有负载线中所述。选择最低的开关频率。允许调节器满足瞬态响应要求。

开关频率由选择决定。频率设定电阻 R_T 。图22和公式47以帮助选择正确的 R_T 值。

$$R_T = 10^{0.61 - (f_s / 0.35)^{0.73}} \quad (EQ.47)$$

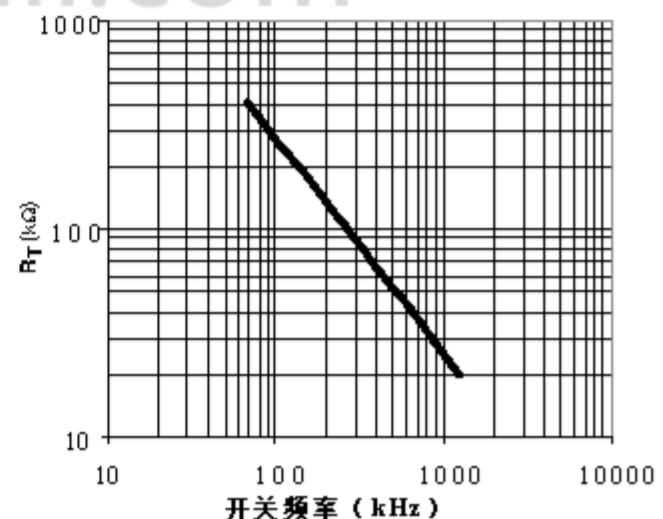


图22. R_T 与切换频率

输入电容选择

输入电容器负责供应AC。输入电流的一部分流入上部

的MOSFET. 它们的RMS电流容量必须足够
处理由鞋帮吸取的电流的交流分量
与占空比和数量有关的MOSFET
活跃阶段.

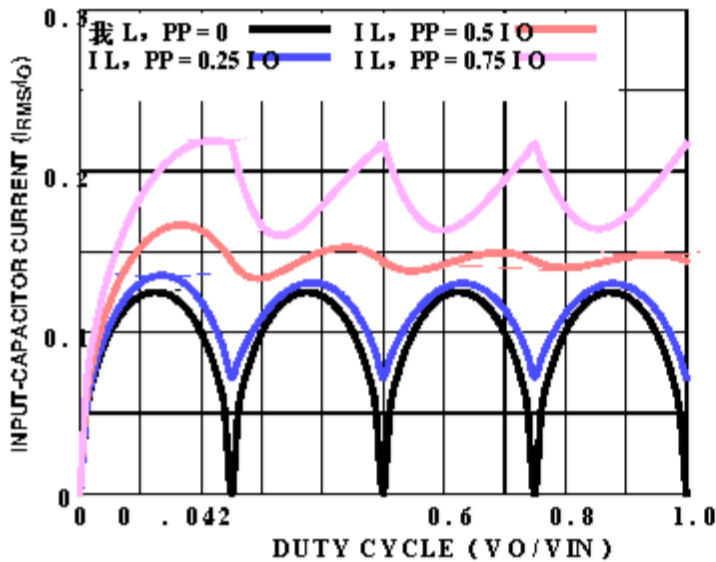


图23. 标准化的输入电容RMS电流
vs 四相转换器的占空比

对于四相设计, 请使用图23来确定
输入电容器RMS电流要求由该值设定
周期, 最大持续输出电流 (I_O) 和比率
的峰峰值电感电流 (I_L, PP) 降至 I_O . 选择一个
大容量电容器的纹波电流额定值将最小化
支持的输入电容器总数
计算RMS电流.

电容器的电压额定值也应至少为
比最大输入电压大1.25倍. 人物
24和25提供相同的输入RMS电流信息
分别用于三相和两相设计. 使用
同样的方法来选择大容量电容器类型和
数.

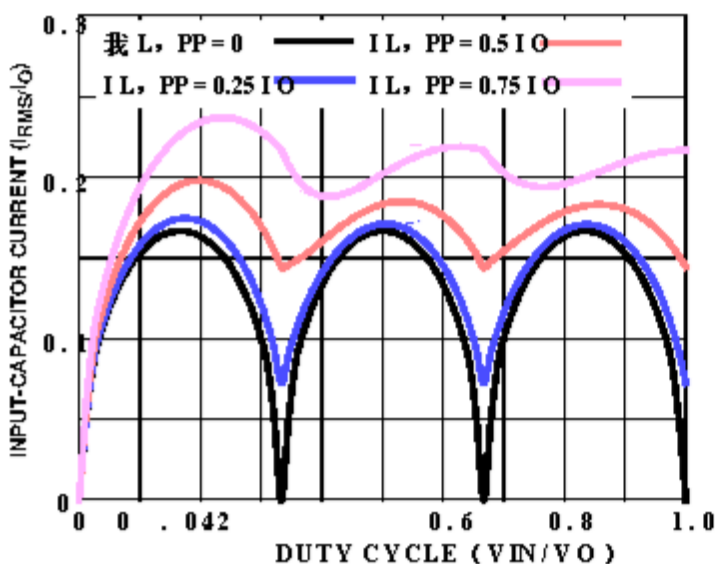


图24. 正常化的输入电容RMS
电流为三相变换器

低电容, 高频陶瓷电容器
除了需要抑制的输入大容量电容器之外
前沿和下降沿电压尖峰. 尖峰来自于
上部MOSFET产生大电流压摆率
打开和关闭. 选择低ESL陶瓷电容器并放置
一个尽可能靠近每个上MOSFET漏极至
减少电路板寄生现象并最大限度地抑制.

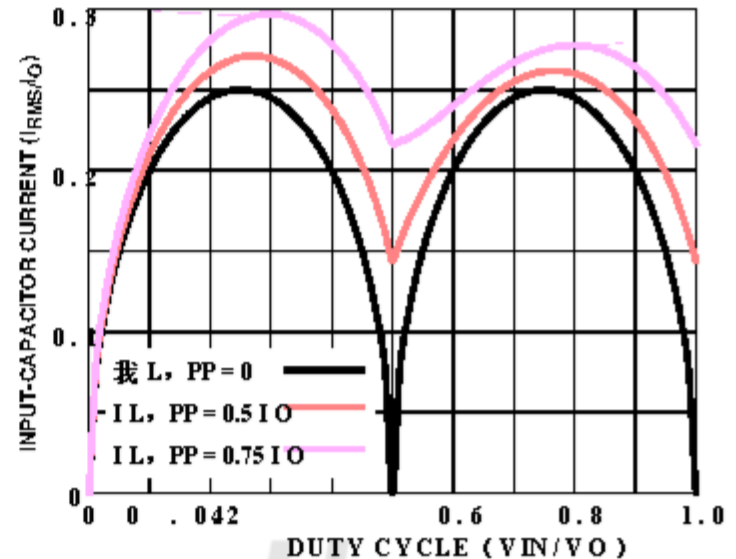


图25. 正常化的输入电容RMS
电流为2相变换器

布局考虑

MOSFET开关速度非常快, 效率高. 速度与
电流从一个设备转换到另一个设备
导致整个互连的电压尖峰
阻抗和寄生电路元件. 这些电压
尖峰可能会降低效率, 将噪音传播到电路中
并导致器件过压应力. 小心的组件
选择, 布局和放置将这些电压降至最低
尖峰. 作为一个例子, 考虑一下关闭过渡
上部PWM MOSFET. 在关断之前, 上面的MOSFET
正在运载通道电流. 在关闭期间, 电流
停止在上部MOSFET中流动, 并通过上部MOSFET拾取
较低的下部MOSFET. 开关电流路径中的任何电感
在切换间隔期间产生大的电压尖峰.
仔细的组件选择, 严格的关键布局
组件, 以及短而宽的电路迹线可以最大限度地减少
电压尖峰的幅度.

DC / DC中有两套关键组件
转换器使用ISL6312控制器. 动力
组件是最关键的, 因为它们切换很大
能量. 接下来是小信号组件
连接到敏感节点或提供临界旁路
电流和信号耦合.

功率器件应该首先放置, 其中包括
MOSFET, 输入和输出电容器以及电感器. 它
对于每个动力传动系具有对称布局非常重要,
最好使控制器与每个控制器等距.
对称布局可以使热量平均消散

横跨所有动力火车.控制器的等距放置
到它通过集成控制的前三个动力传动系
驱动程序有助于保持栅极驱动轨迹同样短,
导致相同的走线阻抗和类似的驱动
所有组MOSFET的能力.

放置MOSFET时尽量保持电源
上面的FET和下面的FET的漏极尽可能靠近
热可能.应该放置输入大容量电容器
靠近上方FET的漏极和下方的源极
场效应管.找到输出电感器和输出电容器
在MOSFET和负载之间.高频输入
并应放置输出耦合电容器(陶瓷)
尽可能接近脱钩目标,利用
到任何内部平面的最短连接路径,例如
下一个GND或电容焊盘上的通孔.

关键的小部件包括旁路电容
VCC和PVCC以及许多组件
围绕包括反馈网络的控制器
和电流感应组件.找到VCC / PVCC
旁路电容尽可能靠近ISL6312.它是
找到关联的组件尤其重要
反馈电路靠近它们各自的控制器
引脚,因为它们属于高阻抗电路回路,
对EMI拾取敏感.

建议使用多层印刷电路板.图26
显示了关键组件的连接
转换器.请注意电容器C_{xxIN}和C_{xxOUT}可以分别
代表许多物理电容器.专用一个固体
层,通常是组件侧下面的一层
电路板,用于地平面并制作所有关键部件
与此层的通孔接地连接.奉献另一个
固体层作为动力平面,并将这个平面分解成更小的
共同电压水平的岛屿.保持金属运行
PHASE端子输出电感器短路.电源飞机
应该支持输入功率和输出功率节点.使用
顶部和底部电路层上的铜填充多边形
阶段节点.使用剩余的印刷电路层
小信号布线.

路由UGATE, LGATE和PHASE跟踪

应特别注意将UGATE, LGATE,
和PHASE走线,因为它们驱动动力系统MOSFET
使用短而高电流的脉冲.将它们确定为尺寸很重要
尽可能缩短他们的整体
阻抗和电感.它们的大小应该可以随身携带
至少有一安培的电流(0.02“至0.05”).介于两者之间
也应避免带有过孔的层,但如果是这样,则使用两个过孔
尽可能互连.

尤其应该特别注意LGATE的痕迹
因为保持其阻抗和电感低有助于
大大降低了直通的可能性.也是
重要的是路由每个通道UGATE和PHASE的痕迹
尽可能靠近以减小它们的电感.

电流检测元件放置和跟踪

路由

ISL6312稳压器的一个最关键的方面
布局是电感器DCR电流感应的布置
组件和痕迹. RC电流感应元件
必须尽可能靠近各自的ISEN +和
尽可能在ISL6312上使用ISEN引脚.

连接RC感测元件的感测线
输出电感的每一端都应该在路由器上
电路板的底部,远离嘈杂的开关
位于电路板顶部的组件.这些痕迹
应该并排排列,它们应该非常薄
痕迹.远离这些痕迹是很重要的
任何其他嘈杂的痕迹或飞机尽可能.这些痕迹
应该尽可能地减少噪音.

热管理

为了在大电流下获得最大的热性能
开关频率应用,连接散热
将ISL6312的GND焊盘连接到多个接地层
建议使用过孔.这种散热使零件可以
实现其全部的热潜力.这也是建议
如果控制器放置在气流的直接路径中
可以帮助热管理零件.

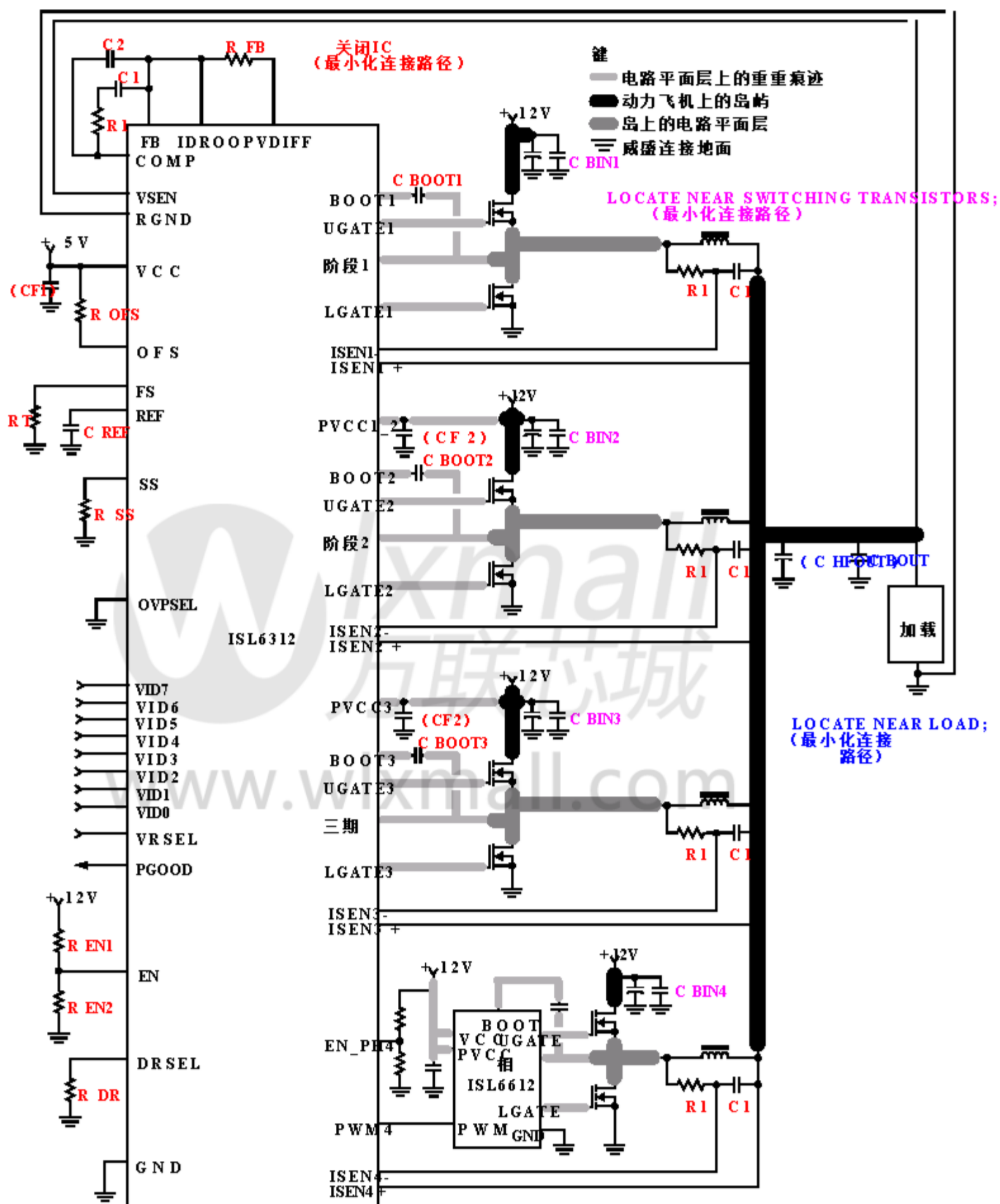
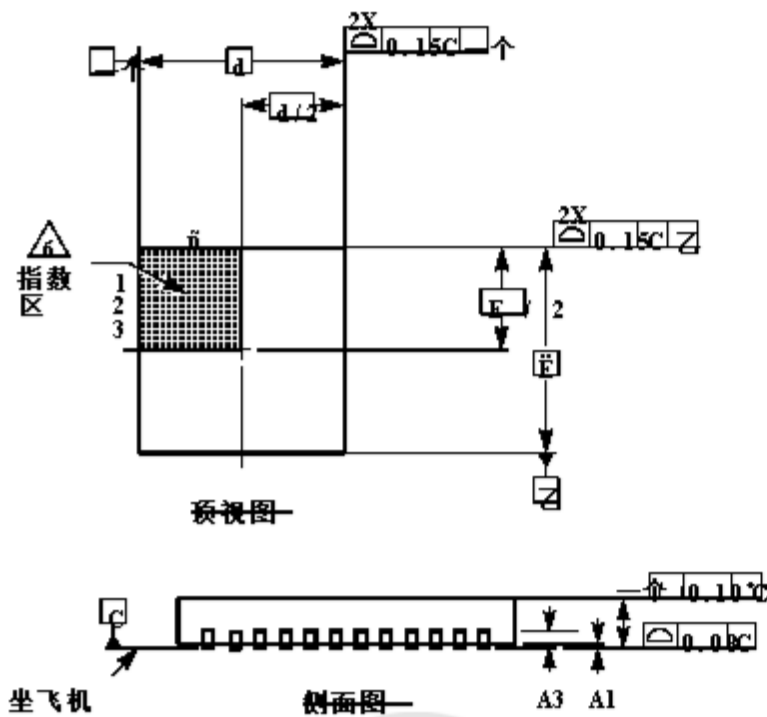


图26.印刷电路板电源平面和岛屿

四方扁平无铅塑料封装 (QFN)
微引线框架塑料包装 (MLFP)

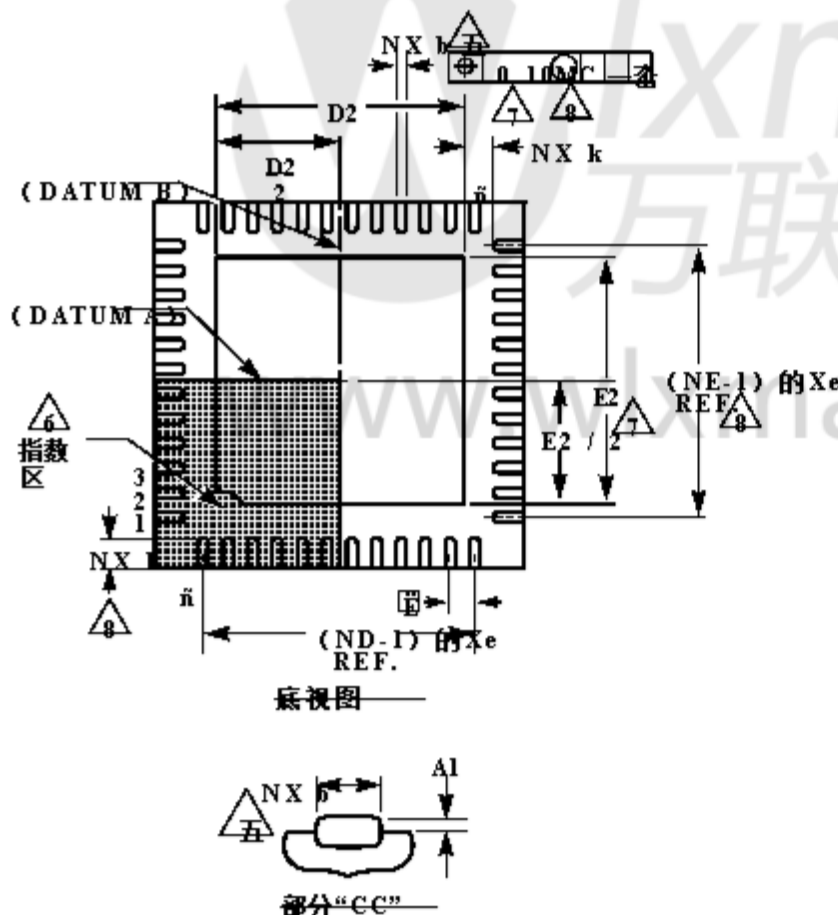


L48.7x7

48引线扁平无铅塑料包装
(符合JEDEC MO-220 VKKD-2 ISSUE C)

符号	单位为毫米			笔记
	MIN	标称	MAX	
一个	0.80	0.90	1.00	-
A1	-	-	0.05	-
A3	0.20 REF			-
b	0.18	0.23	0.30	5, 8
d	7.00 BSC			-
D2	4.15	4.30	4.45	7, 8
E	7.00 BSC			-
E2	4.15	4.30	4.45	7, 8
E	0.50 BSC			-
k 0.25	-	-	-	-
大号	0.30	0.40	0.50	8
N	4	8		2
钹		12		3
NE		12		3

Rev. 2 5/06



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指的是每个D和E上的端子数量.
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. 尺寸D2和E2用于提供的裸露焊盘改善电气和热性能.
8. 提供标称尺寸以协助PCB焊盘图案设计工作请参见Intersil技术简报TB389.

所有Intersil美国产品均采用ISO9000质量体系进行制造, 组装和测试.

Intersil公司的质量认证可以在www.intersil.com/design/quality上查看

Intersil产品仅按描述销售. Intersil公司保留随时更改电路设计, 软件或规格的权利. 注意: 因此, 请注意读者在下订单前确认数据表是最新的. 由Intersil提供的信息被认为是准确的. 可靠, 但Intersil或其子公司不承担任何责任; 也不对任何可能导致第三方侵犯专利或其他权利的行为负责. 从它的使用. Intersil或其子公司的任何专利或专利权均不得暗示或以其他方式授予许可.

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