



模拟IC技术的未来

MPQ8612

高效率，12A / 16A / 20A，6V
同步降压转换器

描述

MPQ8612完全集成了高频同步整流降压开关模式转换器。它提供了非常紧凑的解决方案，实现12A / 16A / 20A输出电流从3V到6V输入，具有出色的负载和线路调整。

恒定导通时间 (COT) 控制 模式
提供快速瞬态响应并简化循环稳定。MPQ8612可以使用a低成本的电解电容器并且可以支持陶瓷输出电容器与外部斜坡补偿。

工作频率由一个程序编程外部电阻器并进行补偿VIN中的变化。

欠压锁定在内部设置为2.8V，但可以通过编程来增加使能电阻网络的阈值。输出启动斜坡是由软启动引脚控制。一个极力的好处信号表示输出在其标称范围内电压范围。

全面的故障保护，包括OCP，SCP，OVP，UVP和OTP由内部提供比较。

MPQ8612需要最少数量的随时可用的标准外部组件并提供QFN3X4 / 4X4 / 4X4封装。

特征

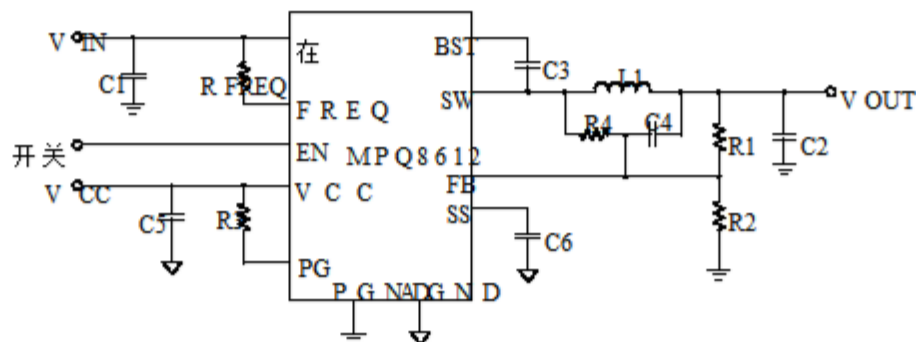
- 3V至6V宽工作输入范围
- 12A / 16A / 20A输出电流
- 低R_{DS(ON)}内部功率MOSFET
- 专有 交换 失利 减少 技术
- 适用于超快瞬态的COT响应
- 1%参考电压过高 -20°C 至 +85°C结温范围
- 可编程软启动时间
- Pre-Bias启动
- 可编程开关频率从300kHz至1MHz。
- 最短 接通时间T_{ON_MIN} = 60ns
最短关断时间T_{OFF_MIN} = 75ns
- 非锁存OCP，非锁存OVP保护和热关机
- 输出可在0.608V至4.5V之间调整

应用

- 电信系统基站
- 网络系统
- 服务器
- 个人录像机
- 平板电视和显示器
- 分布式电源系统

所有MPS零件都是无铅的，并遵守RoHS指令。对于MPS绿色状态，请访问MPS网站下的产品质量保证页面。
“MPS”和“模拟IC技术的未来”是IBM的注册商标
Monolithic Power Systems, Inc.

典型应用



订购信息

零件号*	包	顶部标记
MPQ8612GL-12	QFN (3x4mm)	MP8612 12
MPQ8612GR-16	QFN (4x4mm)	MP8612 16
MPQ8612GR-20	QFN (4x4mm)	MP8612 20

*对于Tape & Reel, 添加后缀-Z (例如MPQ8612GL-Z);

包装参考

顶视图			
暴露的垫子			
零件号***		包	
MPQ8612GL-12		QFN14 (3x4mm)	
**对于Tape& Reel, 添加后缀-Z (例如MPQ8612GL-12-Z)			
顶视图		顶视图	
暴露的垫子		暴露的垫子	
零件号****		包	
MPQ8612GR-16		QFN17 (4x4mm)	
**** 对于Tape& Reel, 添加后缀-Z (例如MPQ8612GR-16-Z)		***** 对于磁带和卷轴, 请添加后缀-Z (例如MPQ8612GR-20-Z)	

绝对最大额定值 (1)

电源电压 V_{IN}	6.5V
V_{SW}	- 0.3V至 $V_{IN} + 0.3V$
V_{SW} (30ns)	- 3V至 $V_{IN} + 3V$
$V_{IN} - V_{SW}$	- 0.3V至 $V_{IN} + 0.3V$
$V_{IN} - V_{SW}$ (30ns)	- 3V至 $V_{IN} + 3V$
V_{BST}	$V_{SW} + 6V$
所有其他引脚	- 0.3V至+ 6V
连续功耗 ($T_A = +25^\circ$)	(2)
QFN (3x4mm)	2.6W
QFN (4x4mm的)	2.8W
结温	150 °C
引线温度	260 °C
存储温度	-65 °C至+ 150°C

推荐工作条件

电源电压 V_{IN}	3V至6V
输出电压 V_{OUT}	0.608V至4.5V
工作结温度 (T_J)	-40°C至+ 125°C

热阻	(4)	θ_{JA}	θ_{JC}
QFN (3x4mm)	48	10 °C / W	
QFN (4x4mm)	44	9 °C / W	

笔记:

- 1) 超过这些额定值可能会损坏设备.
- 2) 最大允许功耗是一个函数
最大结温 $T_J (MAX)$, 结点 -
环境热阻 θ_{JA} 和环境温度
 T_A . 最大允许连续功耗在
任何环境温度均由 $P_D (MAX) = (T_J (MAX) - T_A) / \theta_{JA}$. 超过最大允许功耗
会导致模具温度过高, 并且稳压器会走
进入热关机. 内部热关断电路
保护设备免受永久性损坏.
- 3) 设备不能保证在其外部工作
运行条件.
- 4) 在 JESD51-7, 4层PCB上测量.



电气特性

VIN = 5V, TJ = -40至+125°C, 除非另有说明.

参数	符号	条件	敏	典型	马克斯	单位
电源电流						
电源电流（关断）	我 IN	V EN = 0V		0.001	2	μA
电源电流（静态）	我 IN	V EN = 2V，V FB = 1V， MPQ8612-12	850	1100	1300	μA
		V EN = 2V，V FB = 1V， MPQ8612-16， MPQ8612-20	600	1000	1300	μA
MOSFET						
高端开关电阻	HS RDS-ON	MPQ8612-12，T J = 25℃		10	18	毫欧
		MPQ8612-16，T J = 25℃		7.4	13	
		MPQ8612-20，T J = 25℃		6.6	12	
低端开关电阻	LS RDS-ON	MPQ8612-12，T J = 25℃		7.8	10	毫欧
		MPQ8612-16，T J = 25℃		5.5	11	
		MPQ8612-20，T J = 25℃		4.6	9.5	
开关泄漏	SW LKG	V EN = 0V，V SW = 0V或5V， T J = 25℃		0.001	五	μA
电流限制						
高端电流限制	我 有限	MPQ8612-12	17	21	26	一个
		MPQ8612-16	23	28	33	
		MPQ8612-20	29	35	41	
计时器						
准时拍摄	t ON	R FREQ =82kΩ，V OUT = 1.2V， MPQ8612-12		170		NS
		R FREQ =82kΩ，V OUT = 1.2V， MPQ8612-16， MPQ8612-20		200		NS
最短关机时间	关闭	MPQ8612-12	三十	75	150	NS
		MPQ8612-16， MPQ8612-20	三十	110	160	NS
折叠定时器（5）	t FOLDBACK	OCP发生		2.5		微妙
过压和欠压保护						
OVP阈值	V OVP1		110	120	130	% V REF
OVP延迟（5）	OVP			1		微妙
UVP阈值（5）	V UVP			50		% V REF

电气特性 (续)

VIN = 5V, TJ = -40至+125°C, 除非另有说明.

参数	符号	条件	敏	典型	马克斯	单位
参考和软启动						
参考电压	V REF	T J = -20℃至+ 85℃， MPQ 8612-12	602	608	614	毫伏
		T J = -20℃至+ 85℃， MPQ 8612-16， MPQ 8612-20	604	610	616	
		T J = -40℃至+ 125℃， MPQ 8612-12	599	608	617	
		T J = -40℃至+ 125℃， MPQ 8612-16， MPQ 8612-20	601	610	619	
反馈电流	我 FB	V FB = 608mV		0.001	50	nA的
软启动充电电流	我是 SS	V SS = 0V	5.5	7.5	9	μA
启用和UVLO						
启用上升阈值	EN Vth-Hi		1.4		1.8	V
启用滞后	EN Vth-Hy			890		毫伏
启用输入电流	我 EN	V EN = 2V	1	1.5	2	μA
		V EN = 0V		0.001		
VCC UVLO						
VCC欠压锁定 阈值上升	VCC Vth		2.3	2.8	2.95	V
VCC欠压锁定 阈值滞后	VCC HYS			300		毫伏
电源良好						
电源良好上升阈值	PG Vth-Hi		84	90	96	% V REF
电源良好下降阈值	PG Vth-Lo		63	70	73	% V REF
电源良好去毛刺定时器	PG Td	T SS = 1ms，		1.6	2.2	女士
电源良好吸收电流 能力	V PG	吸入4mA			0.4	V
电源良好的泄漏电流	我 PG_LEAK	V PG = 3.3V			50	nA的
热保护						
热关机	T SD	注5	150	160		C
热关断滞后				25		C

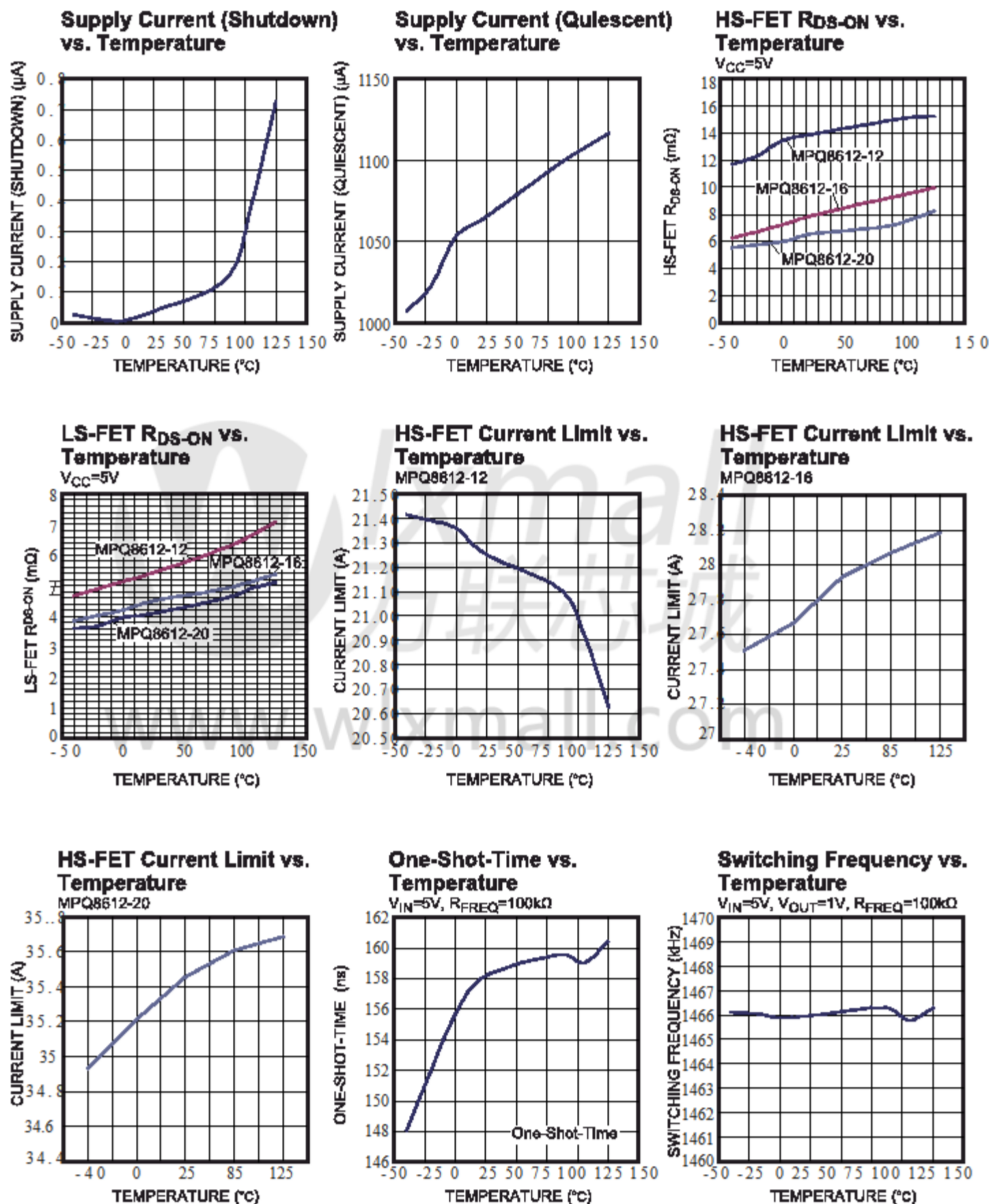
注意:

5) 由设计保证.

典型特征

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

$V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。

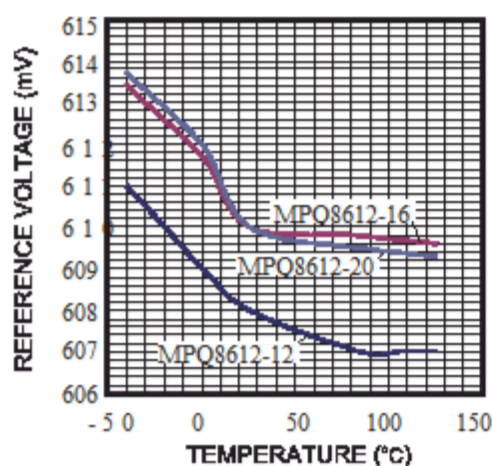


典型特征 (续)

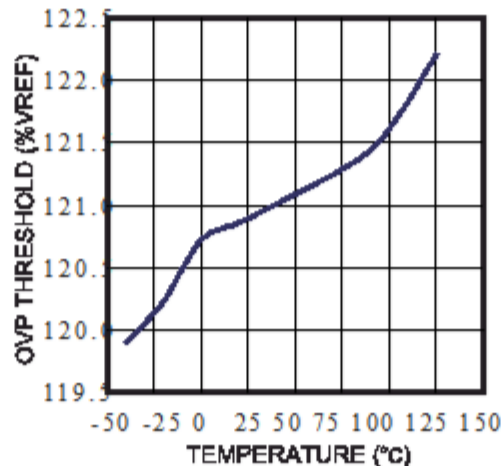
性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试.

$V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明.

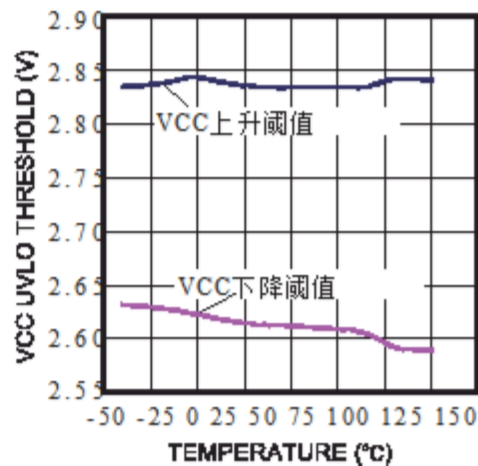
参考电压 vs.
温度



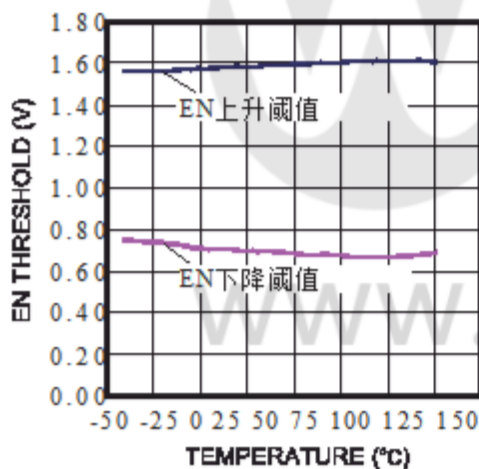
OVP 阈值 vs.
温度



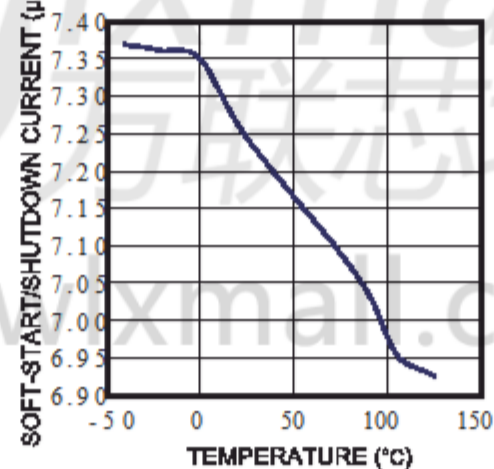
VCC UVLO 阈值 vs.
温度



EN 阈值 vs.
温度



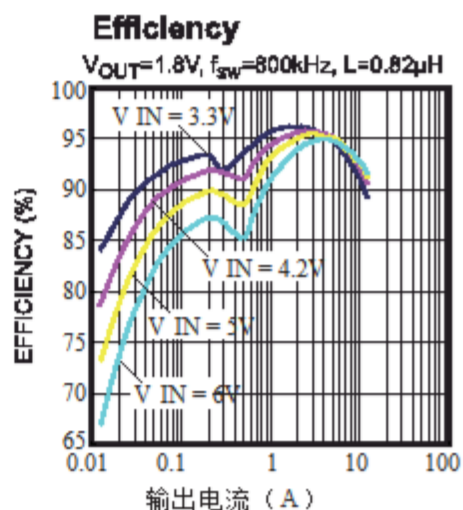
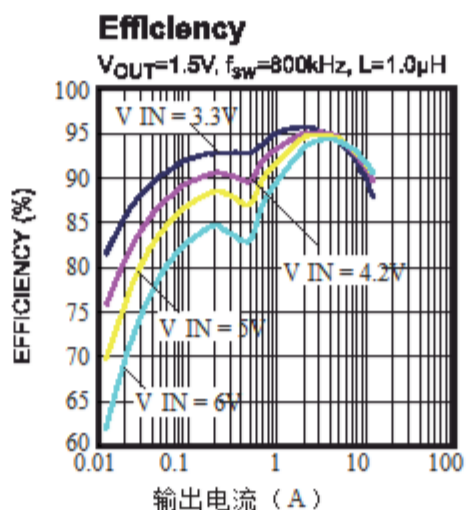
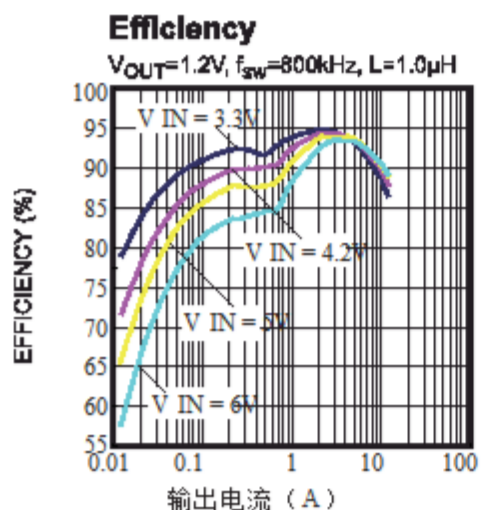
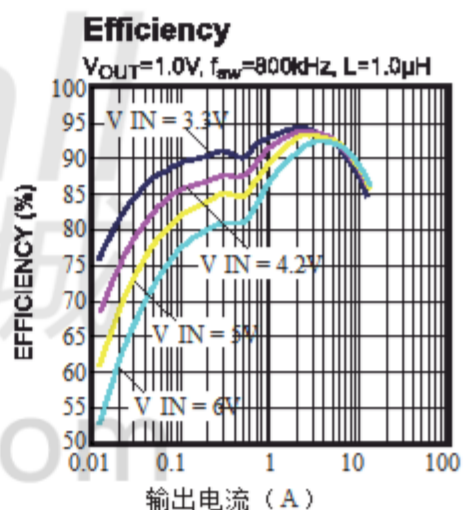
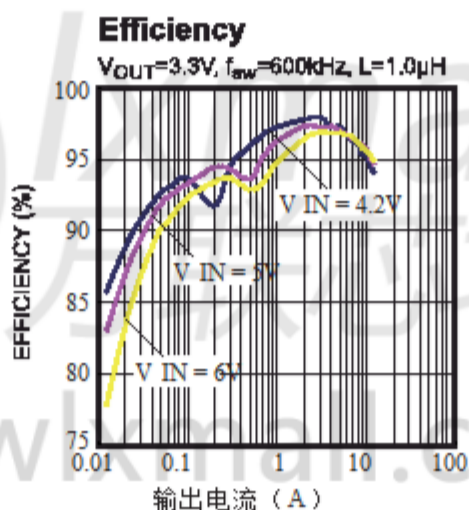
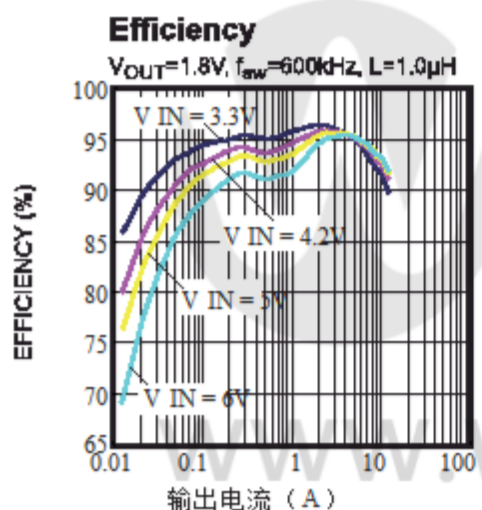
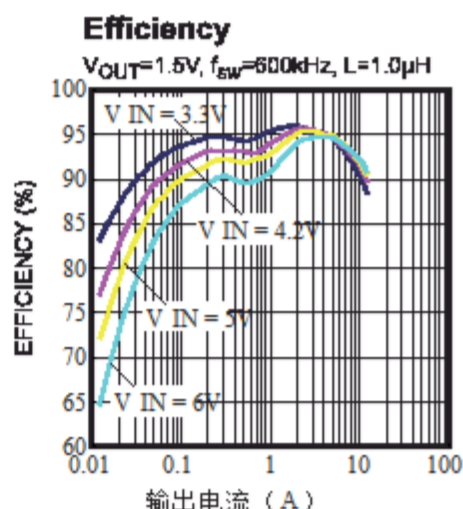
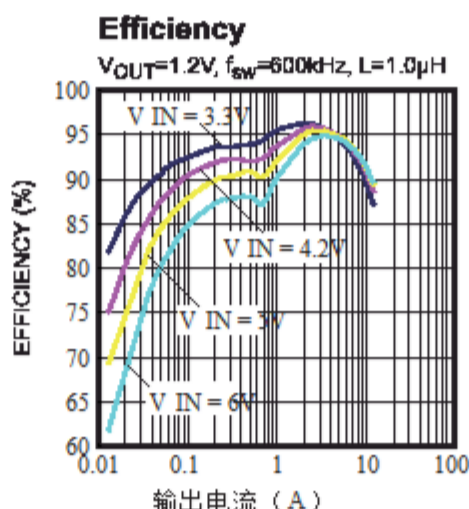
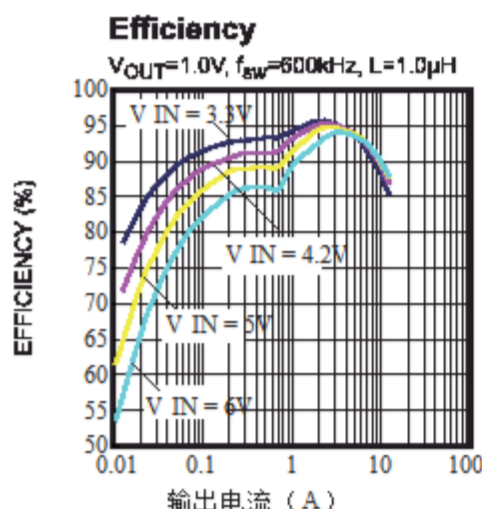
软启动/关断电流
与温度



典型性能特征 (续)

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

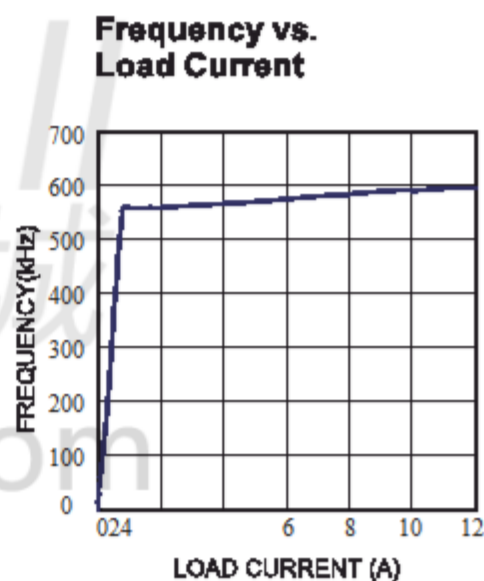
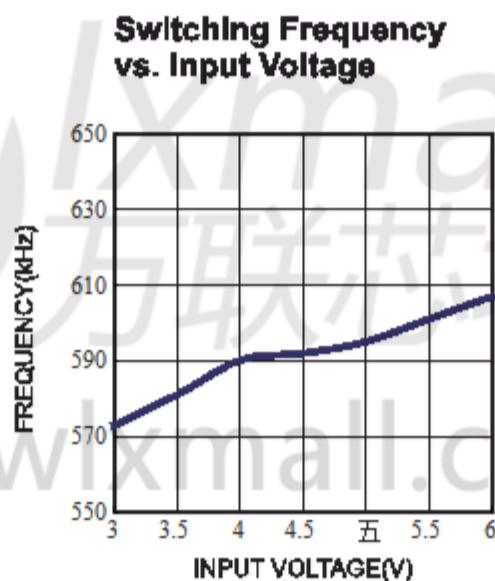
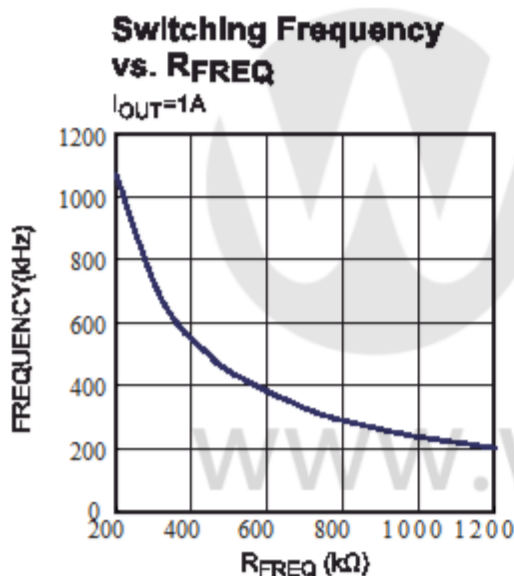
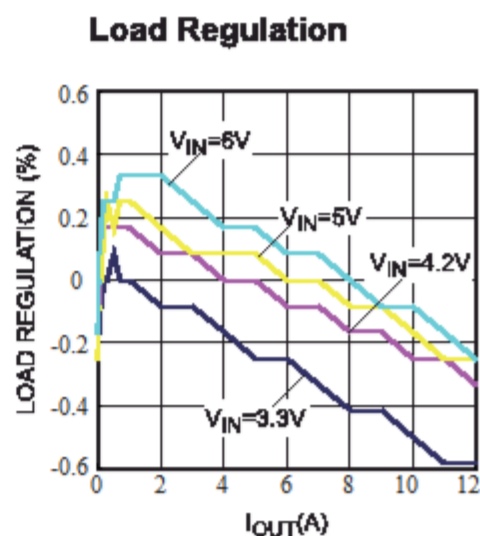
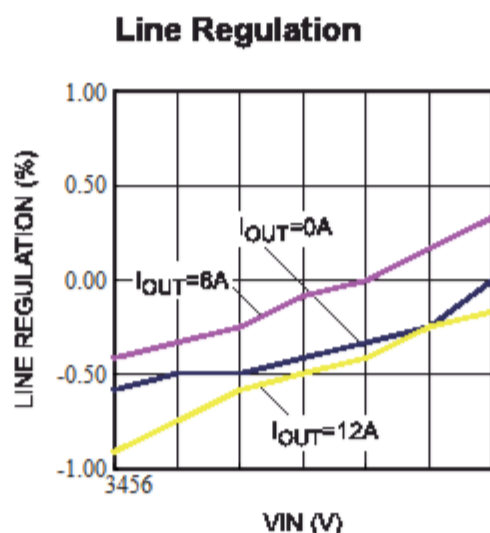
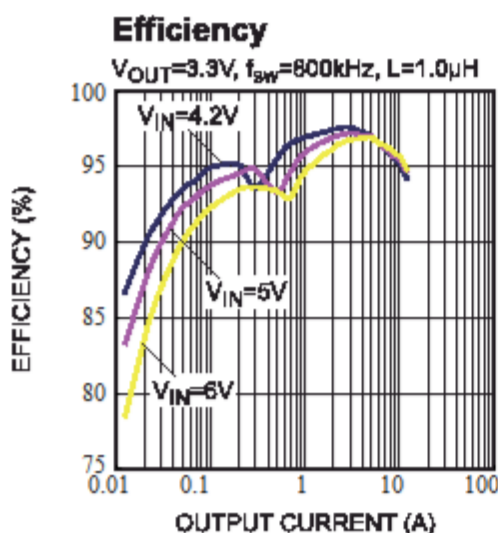
MPQ8612-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。



典型性能特征 (续)

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

MPQ8612-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。



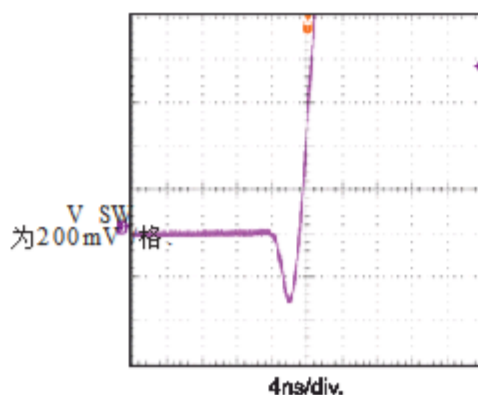
典型性能特征 (续)

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。

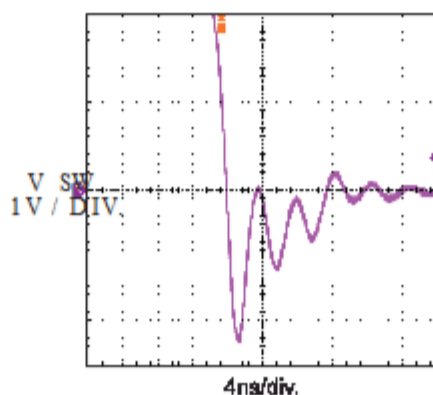
死亡时间 (上)

我 OUT = 12A



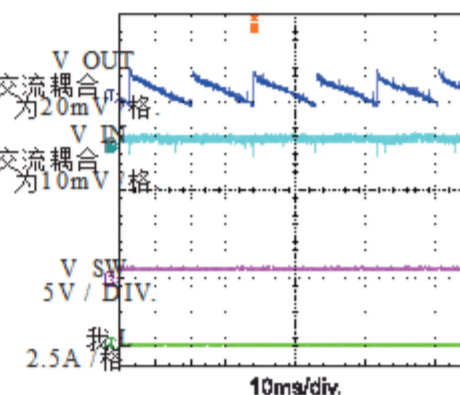
死时关闭

我 OUT = 12A



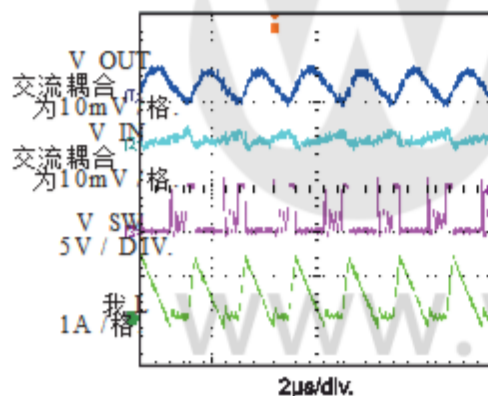
输入/输出电压Ripple

我 OUT = 0A



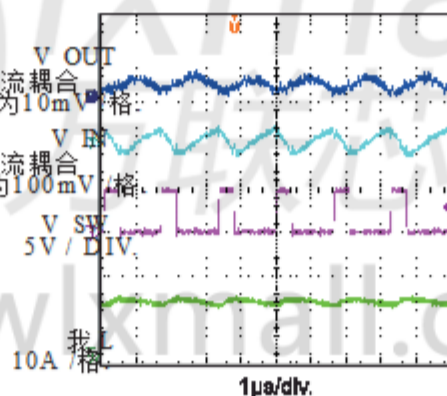
输入/输出电压纹波

我 OUT = 0.4A



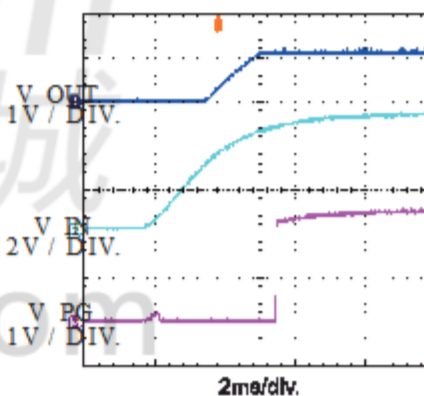
输入/输出电压纹波

我 OUT = 12A

电源良好的V_{IN}

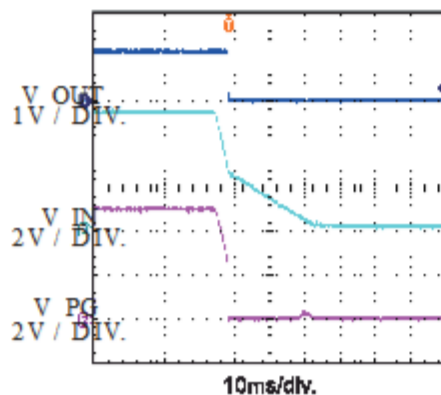
启动

我 OUT = 12A

电源良好的V_{IN}

关掉

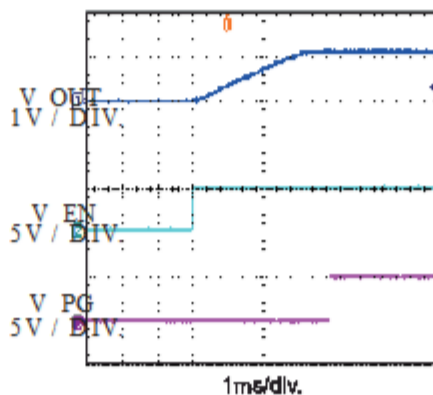
我 OUT = 12A



电源良好EN

启动

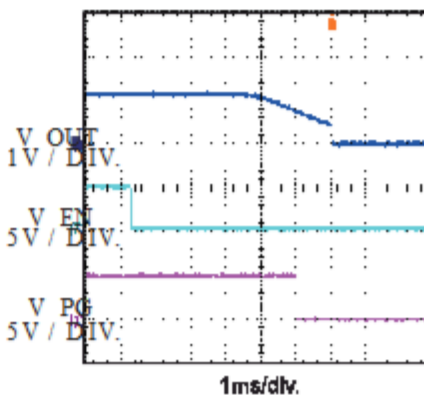
我 OUT = 12A



电源良好EN

关掉

我 OUT = 12A



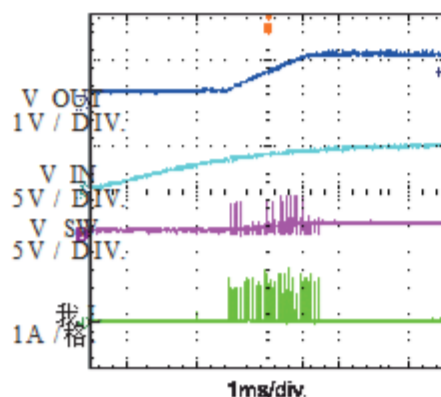
典型性能特征 (续)

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。

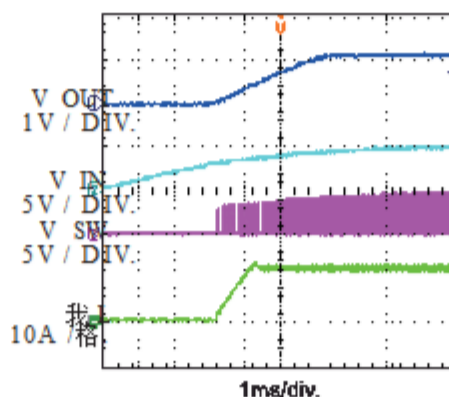
通过Vin启动

我 OUT = 0A



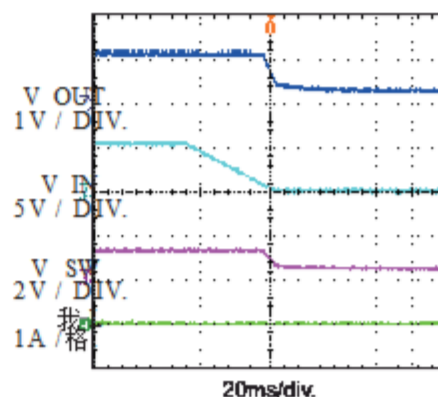
通过Vin启动

我 OUT = 12A



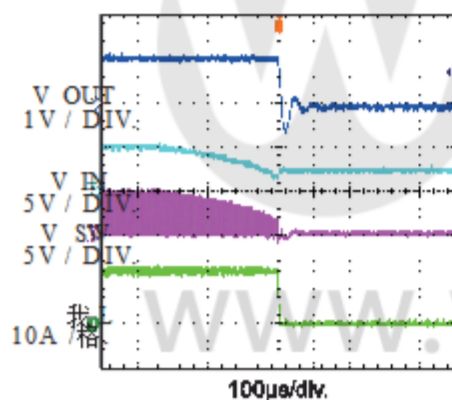
通过Vin关闭

我 OUT = 0A



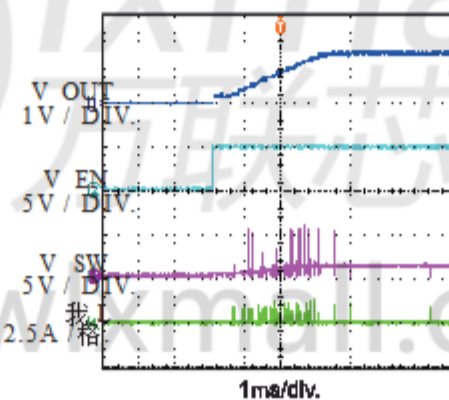
通过Vin关闭

我 OUT = 12A



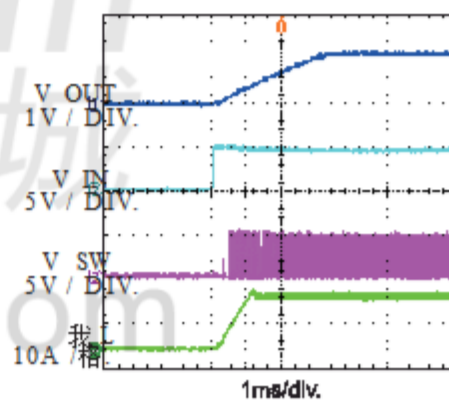
通过EN启动

我 OUT = 0A



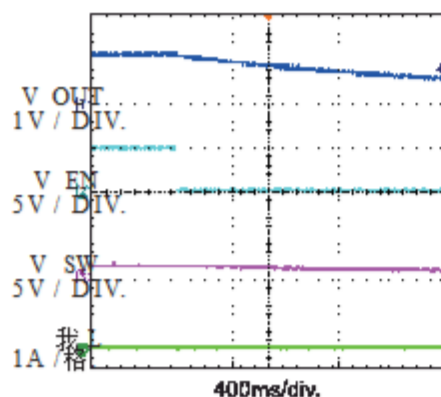
通过EN启动

我 OUT = 12A



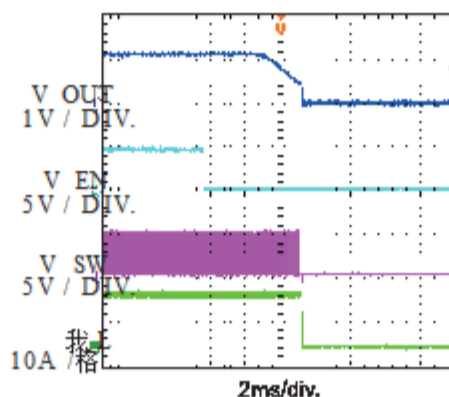
通过EN关机

我 OUT = 0A

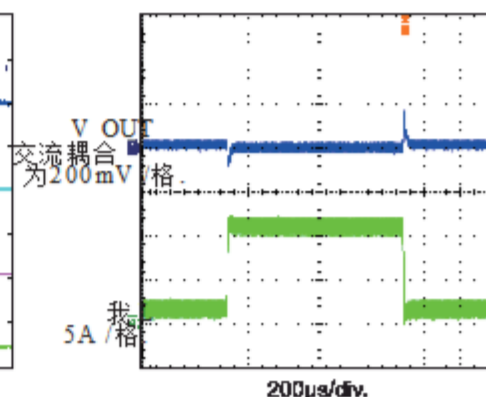


通过EN关机

我 OUT = 12A



Transient

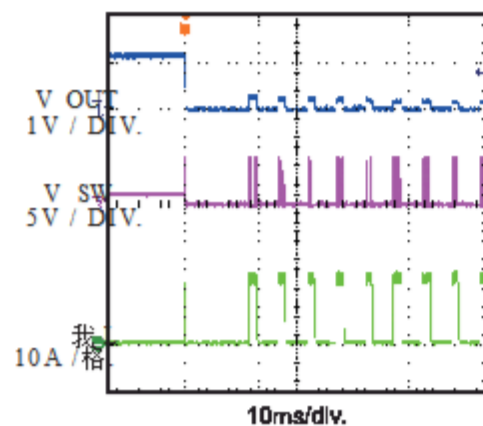
 $I_{OUT} = 1.2A - 10.8A @ 2.5\mu s$
 $f_{SW} = 600kHz$, $C_{OUT} = 4 \times 22\mu F$ 

典型性能特征 (续)

性能波形在设计实例部分的评估板上进行测试。

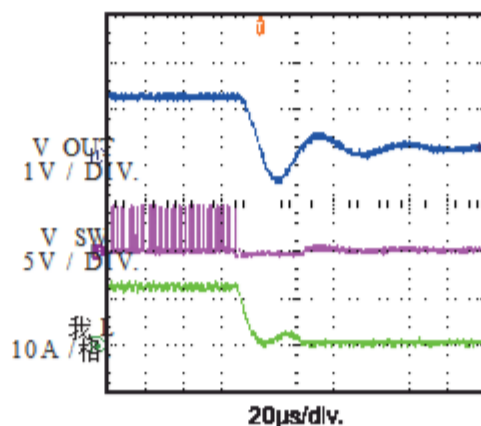
MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $L = 1.0\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明。

短路保护



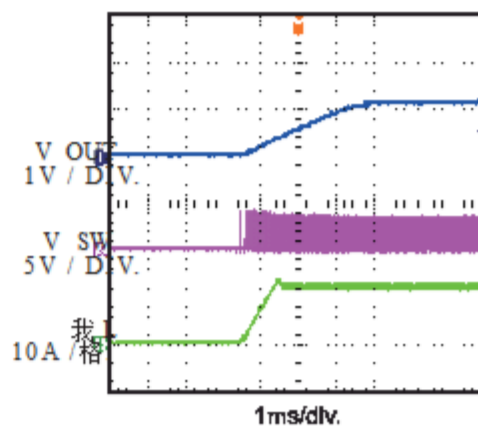
热关机

我 OUT = 12A



热恢复

我 OUT = 12A



lxmall
万联芯城
www.wlxmall.com

引脚功能

MPQ8612GL-12

PIN #	名称	描述
1	AGND	模拟地。
2	FB	反馈.从输出到GND的外部电阻分压器,分接到FB引脚 输出电压.建议将电阻分压器尽量靠近FB引脚 可能.在FB轨迹上应避免过孔.
3	SS	慢启动.连接外部电容来编程开关的软启动时间 模式调节器.
4	EN	启用引脚.将此引脚拉高至1.25V以使能芯片.为了自动启动, 使用100K Ω 电阻将EN引脚连接到VIN. 可以用两个额外的电阻设置开/关门限(调整UVLO).
五	VCC	驱动器和控制电路的电源电压.用至少4.7 μ F的陶瓷去耦 电容尽可能靠近引脚. X7R或X5R级介质陶瓷电容器 建议用于稳定的温度特性.
6	PG	电源输出良好,如果输出电压高于额定值的90%,则输出为高 电压.从FB $\geq$ 90%延迟到PGOOD变高.
7	BST	引导.连接在SW和BS引脚之间的电容器需要形成浮动 通过高端开关驱动器供电.
8-9	GND	系统接地.该引脚是稳压输出电压的参考地.为了这 必须注意PCB布局.
10-11	在	电源电压. IN引脚为内部MOSFET和稳压器供电.该 MPQ8612采用+ 3V至+ 6V输入轨工作.需要一个输入电容去耦 输入轨道.使用宽PCB走线和多个过孔进行连接.
12	FREQ	CCM操作期间设定的频率. FREQ和IN之间连接一个电阻 需要设置开关频率.导通时间由输入电压决定 和连接到FREQ引脚的电阻.通过电阻连接IN用于线路 前馈并使输入电压变化期间频率基本恒定. 可以添加一个可选的1nF去耦电容来改善任何开关频率 可能存在的抖动.
13-14	SW	开关输出.将此引脚连接至电感和自举电容.该引脚被驱动 在PWM占空比的导通时间内,通过高侧开关达到VIN电压. 在关断期间,电感电流驱动SW引脚为负极.导通电阻 低端开关和内部肖特基二极管固定负电压.使用广泛 PCB走线进行连接.

引脚功能 (续)

MPQ8612GR-16, MPQ8612GR-20

PIN #	名称	描述
1	AGND	模拟地。
2	FB	反馈。从输出到GND的外部电阻分压器，分接到FB引脚 输出电压。建议将电阻分压器尽量靠近FB引脚 可能。在FB轨迹上应避免过孔。
3	SS	慢启动。连接外部电容来编程开关的软启动时间 模式调节器。
4	EN	启用引脚。将此引脚拉高至1.25V以使能芯片。为了自动启动， 使用100K Ω 电阻将EN引脚连接到VIN。 可以用两个额外的电阻设置开/关门限（调整UVLO）。
五	VCC	驱动器和控制电路的电源电压。用至少4.7 μ F的陶瓷去耦 电容尽可能靠近引脚。X7R或X5R级介质陶瓷电容器 建议用于稳定的温度特性。
6	PG	电源输出良好，如果输出电压高于额定值的90%，则输出为高 电压。从FB $\geq$ 90%延迟到PGOOD变高。
7	BST	引导。连接在SW和BS引脚之间的电容器需要形成浮动 通过高端开关驱动器供电。
8-10	GND	系统接地。该引脚是稳压输出电压的参考地。为了这 必须注意PCB布局。
11-13	在	电源电压。IN引脚为内部MOSFET和稳压器供电。该 MPQ8612采用+3V至+6V输入轨工作。需要一个输入电容去耦 输入轨道。使用宽PCB走线和多个过孔进行连接。
14	FREQ	CCM操作期间设定的频率。FREQ和IN之间连接一个电阻 需要设置开关频率。导通时间由输入电压决定 和连接到FREQ引脚的电阻。通过电阻连接IN用于线路 前馈并使输入电压变化期间频率基本恒定。 可以添加一个可选的1nF去耦电容来改善任何开关频率 可能存在的抖动。
15-17	SW	开关输出。将此引脚连接至电感和自举电容。该引脚被驱动 在PWM占空比的导通时间内，通过高侧开关达到VIN电压。 在关断期间，电感电流驱动SW引脚为负极。导通电阻 低端开关和内部肖特基二极管固定负电压。使用广泛 PCB走线进行连接。

框图

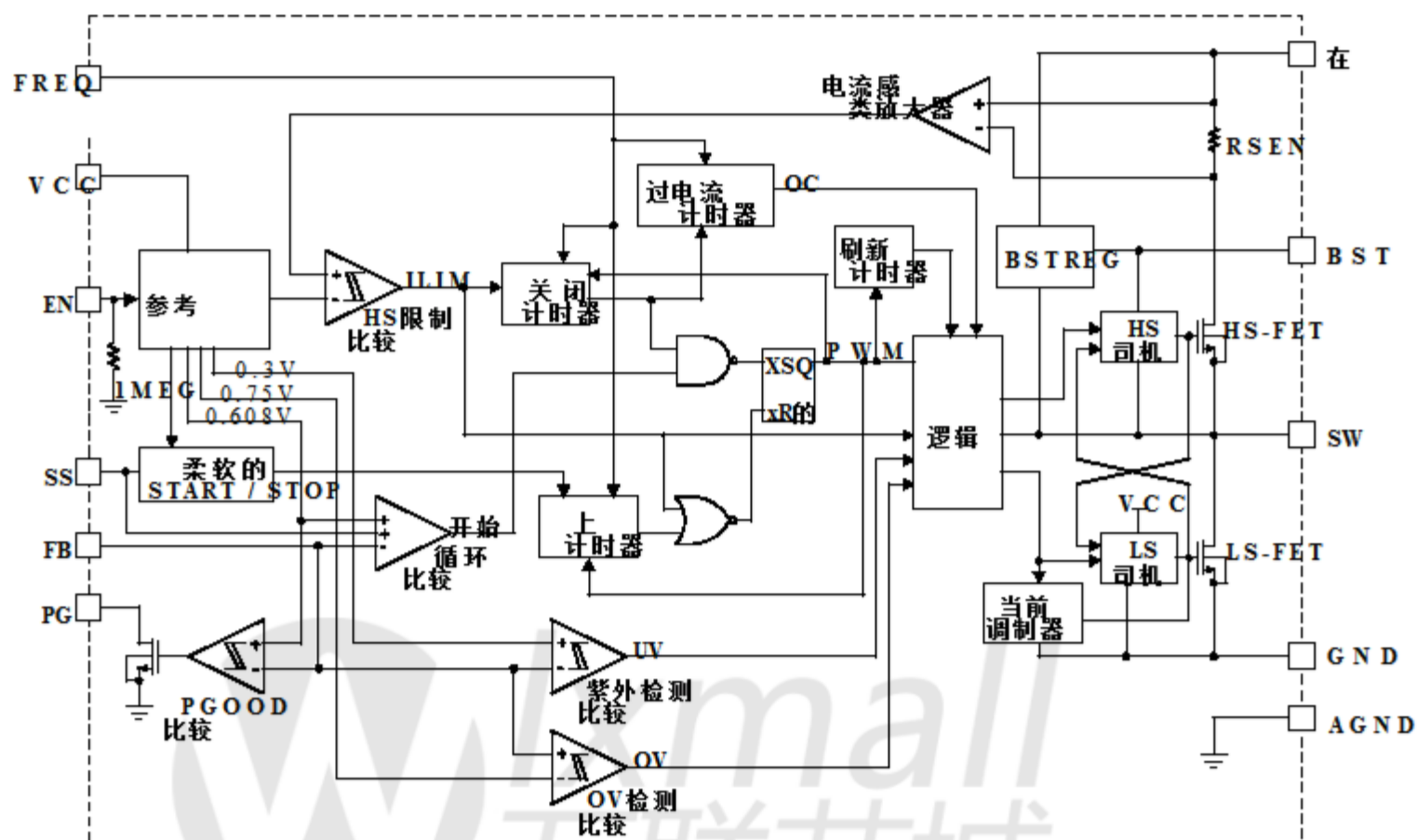


图1功能框图

操作

PWM操作

MPQ8612完全集成同步整流降压开关模式转换器。采用恒定导通时间（COT）控制提供快速的瞬态响应和简单的循环稳定。在每个周期开始时，当高端MOSFET（HS-FET）导通时，反馈电压（ V_{FB} ）低于参考值电压（ V_{REF} ），表示输出不足电压。ON时间由...决定输入电压和频率设定电阻等如下：

$$t_{ON} = \frac{4.8 \times [R_{FREQ} \text{ k}\Omega]}{V_{IN} - V_{REF}} \quad (1)$$

经过ON时间后，HS-FET是关闭，或变为关闭状态。它已打开当 V_{FB} 降至 V_{REF} 以下时再一次。重复这样操作，转换器调节输出电压。集成的低端MOSFET（LS-FET）在HS-FET处于导通状态时导通OFF状态以最小化传导损耗。那里如果是输入和GND之间的短路HS-FET和LS-FET都打开同时。它被称为直通。为了避免直通，死区（DT）在HS-FET关闭和LS-FET导通，或者LS-FET关闭并且HS-FET导通。

重载操作

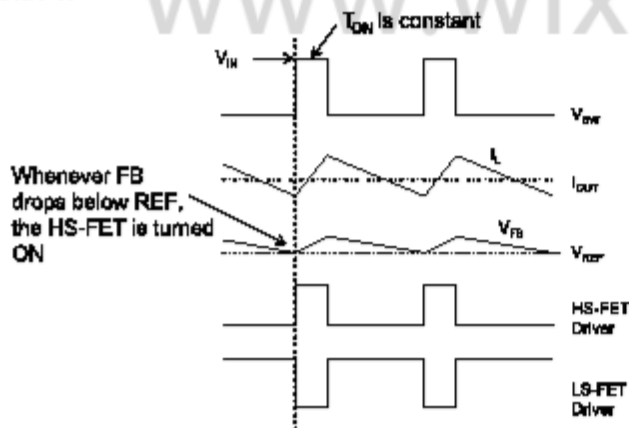


图2 - 重载操作

当输出电流很高时，电感电流总是高于零安培，它被称为连续导通模式（CCM）。CCM如图2所示。当 V_{FB} 是

在 V_{REF} 以下，HS-MOSFET导通为固定间隔是由一次性开 - 如所示的等式1。当HS-MOSFET关断，LS-MOSFET导通直到下一个时期。

在CCM模式下，开关频率是相当恒定的，它被称为PWM模式。

轻载操作

随着负载的降低，电感电流也减少。当电感电流触及零，操作将从中过渡连续导通模式（CCM）至非连续导通模式（DCM）。

轻载操作如图3所示。

当 V_{FB} 低于 V_{REF} 时，HS-MOSFET转动在一个固定的时间间隔里，这个时间是由如方程1所示，一次性启动。什么时候HS-MOSFET关闭，即LS-MOSFET打开直到电感电流达到零。在DCM操作中， V_{FB} 没有达到 V_{REF} 。LS-FET的驱动器变为三态（高Z），只要电感电流达到零。当前的调制器接管控制的LS-FET，并将电感电流限制在较低水平比-1mA。因此，输出电容器通过LS-FET缓慢放电至GND。作为一个结果，轻载条件下的效率是大大改善。在轻载条件下，HS-FET的频率不像重频那样频繁。负载条件。这被称为跳过模式。

在轻负载或无负载条件下，输出下降非常缓慢，MPQ8612减少了开关频率自然然后很高效率在轻负载下实现。

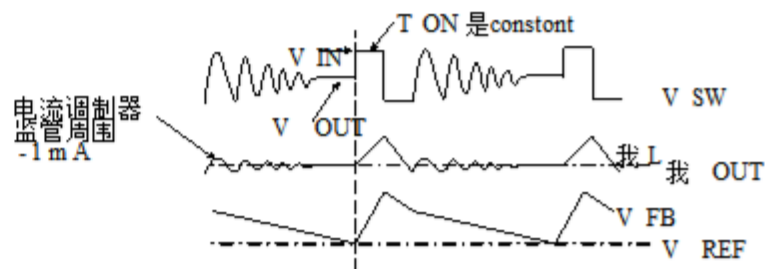


图3轻负载操作

随着输出电流从光线增加
负载条件, 其中的时间段
电流调节器调节变得更短。
HS-FET更频繁地打开。

因此, 该 交换 频率 增加
相应地. 输出电流达到
临界电平, 当前调制器时间
零. 输出电流的临界水平是
确定如下:

$$I_{OUT} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{2L \times f_{SW}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (2)$$

输出电流一旦变为PWM模式
超过临界水平. 之后, 切换
频率在输出端保持相当恒定
当前范围。

开关频率

开关频率的选择是一种折衷
效率和元件尺寸之间. 低
频率操作通过提高效率
减少MOSFET开关损耗, 但需要
要保持较大的电感和电容
低输出电压纹波。

对于MPQ8612, 可以使用设定的时间
FREQ引脚, 频率稳定
CCM模式下的状态操作。
使用自适应恒定导通时间 (COT) 控制
在MPQ8612中没有专用振荡器
在IC中. 通过将FREQ引脚连接到IN引脚
电阻器R_{FREQ} 和输入电压进行反馈,
通过转发到一次性按时计时器
电阻R_{FREQ}. 处于稳定状态时
在CCM运行, 占空比保持为
V_{OUT} / V_{IN}. 因此开关频率是相当的
在输入电压范围内保持恒定. 该
开关频率可以设置如下:

$$f_{SW} (\text{kHz}) = \frac{10^6}{4.8 \times 10^3 \times \frac{V_{IN} (V)}{V_{OUT} (V)} \times \frac{V_{OUT} (V)}{V_{IN} (V)} \times T_{DELAY} (ns)} \quad (3)$$

其中T_{DELAY} 是比较器延迟. 是关于
为40ns.

通常, MPQ8612设置为300kHz至
1MHz的应用. 它经过优化, 可以运行在
开关频率高, 效率高。
高开关频率使其成为可能
利用小型LC滤波器组件进行保存
系统PCB空间。

抖动和FB斜坡坡度

图4和图5显示了发生的抖动
PWM模式和跳过模式. 什么时候有
V_{FB} 下降斜坡 中的噪声, ON时间
HS-FET偏离其预期的位置 and
产生抖动. 有必要了解这一点
系统之间有关系

稳定性和V_{FB} 纹波的陡峭性
向下的斜坡. V_{FB} 的斜率陡度
波纹 占主导地位 在 噪声 免疫. 该
V_{FB} 纹波的幅度 不会影响
噪声免疫直接。

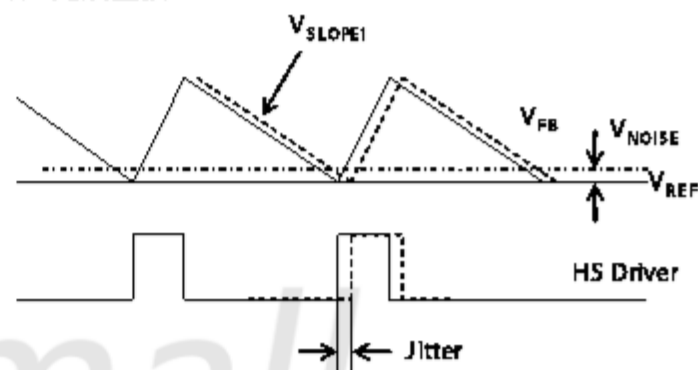


图4 - PWM模式下的抖动

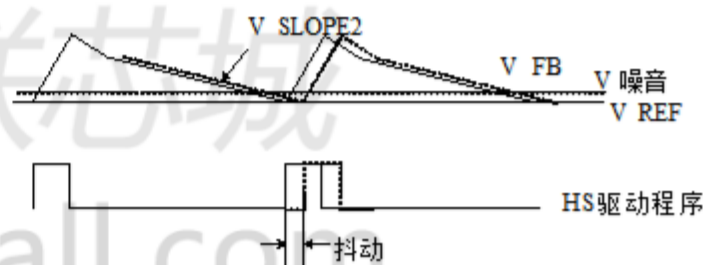


图5-跳跃模式下的抖动

使用大容量ESR电容器进行斜坡
在POSCAP或其他类型的情况下
具有更大ESR的电容器被用作输出
电容器, ESR纹波主宰输出
波纹, 而FB上的斜率相当ESR
有关. 图6显示了一个等效电路
PWM模式, HS-FET关闭且不带
外部斜坡电路. 转向应用程序
信息部分设计步骤大
ESR电容器。

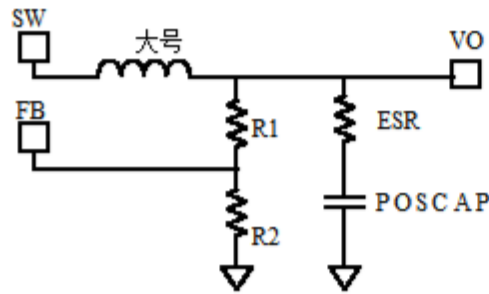


图6: PWM模式下的简化电路
无外部斜坡补偿

在没有外部匝道时实现稳定性应用, 通常应选择ESR值如下:

$$R_{ESR} \geq \frac{\frac{T_{SW}}{0.7 \times \pi} + \frac{1}{2}}{C_{OUT}} \quad (4)$$

T_{SW} 是开关周期。

具有小型ESR电容器的斜坡

当输出电容器是陶瓷的时候, ESR波动不足以稳定系统和外部斜坡补偿需要. 跳转到应用程序信息部分用于小型ESR帽的设计步骤。

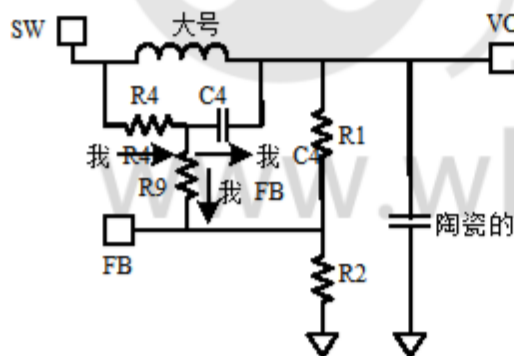


图7: PWM模式下的简化电路
带外部斜坡补偿

在PWM模式下, 使用HS-FET的等效电路离和该使用的一个外部补偿电路 (R_4, C_4) 被简化为图7. 外部斜坡来自于电感纹波电流. 如果选择 C_4, R_9 , R_1 和 R_2 满足以下条件:

$$\frac{11}{2 \times \frac{T_{SW}}{0.7 \times \pi} + \frac{1}{2}} < \frac{R_9 \times \left(\frac{R_1}{R_2} + R_2 \right) + R_9}{R_1} \quad (5)$$

哪里:

$$\frac{11}{R_4} = \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_{ESR}} \quad (6)$$

然后可以估计 V_{FB} 上的斜坡如:

$$V_{SLOPE1} = \frac{V_{REF}}{R_1} \times \frac{1}{C_4} \times \frac{1}{R_2} \times \frac{1}{R_9} \quad (7)$$

那么 V_{FB} 纹波 的下降斜率如下:

$$V_{SLOPE1} = \frac{V_{RAMP} - V_{OUT}}{T_{TR}} \times \frac{1}{C_4} \quad (8)$$

从等式8可以看出, 如果存在PWM模式下的不稳定性, 我们可以减少 R_4 或 C_4 . 如果 C_4 由于不能进一步减少等式5的限制, 那么我们只能减少 R_4 . 为了稳定的PWM操作, V_{SLOPE1} 应按照公式9进行设计。

$$V_{SLOPE1} = \frac{\frac{T_{SW}}{0.7 \times \pi} + \frac{1}{2}}{2 \times C_{OUT}} \times \frac{R_{ESR} \times O_{UT}}{O_{UT}} \times \frac{0.7 \times \pi}{T_{SW}} \times 10^{-3} \quad (9)$$

I_o 是负载电流。

在跳过模式下, V_{FB} 的下降斜率无论是外部坡道, 波纹几乎相同是否被使用. 图8显示了简化电路当HS-FET和LS-FET关闭。

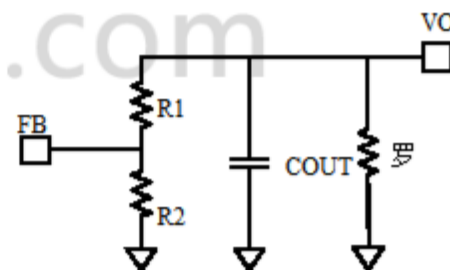


图8 - 跳过模式下的简化电路

跳过时 V_{FB} 纹波 的下降斜率模式可以确定如下:

$$V_{SLOPE2} = \frac{-V_{REF}}{R_1 \times C_{OUT}} \quad (10)$$

R_o 是等效负载电阻。

如图5所示, 跳过模式下的 V_{SLOPE2} 为低于PWM模式, 所以是合理的. 合理的跳过模式下的抖动是

大.如果想要一个抖动较小的系统
在超轻载条件下,
但是, V_{FB} 电阻不应该太大
会降低轻载效率.

软启动/停止

MPQ8612采用软启动/停止 (SS)
机制保证期间顺利输出
开机和关机.

当EN引脚变高时, 一个内部
电流源 ($8\mu A$) 为SS电容充电
C6. SS电容电压接管REF
电压给PWM比较器.输出
电压随SS电压平稳上升.
一旦SS电压达到与之相同的水平
REF电压在 V_{REF} 时保持上升
接管PWM比较器.在此刻,
软启动结束并进入稳定状态
状态操作.

当EN引脚拉低时, SS CAP
电压通过内部 $8\mu A$ 放电
电流源.一旦SS电压达到
REF电压, 它接管PWM比较器.
输出电压会随着电压的降低而平稳下降
SS电压直到零电平. SS电容器
价值可以确定如下:

$$C_{SS} (nF) = \frac{t_{SS} (ms) \cdot I_{SS} (A)}{V_{REF}} \quad (11)$$

如果输出电容器具有大电容
值, 不建议设置SS时间
太小.否则, 很容易达到目前的水平
在SS期间限制.最小值应为 $4.7nF$
如果输出电容值较大, 可以使用
超过 $330\mu F$.

预偏置启动

如果输出预偏置到某个电压
在启动过程中, MPQ8612将禁用
切换高端和低端开关
直到内部软启动电压
电容器超过感测输出电压at
FB引脚.

电源良好 (PG)

MPQ8612具有电源正常 (PG) 输出.它
可以连接到 V_{CC} 或其他电压源
通过一个电阻 (例如 $100k$).当...的时候
MPQ8612上电并且FB电压达到

高于REF电压的90%时, PG引脚被拉
高.
FB电压降至REF的70%时
电压或部件未通电, 即PG引脚
将被拉低.

过电流保护 (OCP)

MPQ8612进入过电流保护
模式时电感电流达到电流
限制, 并尝试从过电流故障中恢复
以打嗝模式.这意味着过流
保护, 芯片将禁用输出功率
阶段, 然后放电软启动电容器
自动尝试再次软启动.如果过度使用,
目前的情况在软启动结束后依然成立,
该芯片重复这个操作周期直到过载,
电流消失, 输出回升
监管级别. MPQ8612也在运作
发生短路时的打嗝模式.

过压/欠压保护 (OVP / UVP)

MPQ8612具有非闭锁过电压
保护.它通过监视输出电压
一个电阻分压器反馈 (FB) 电压来检测
输出端过压.当FB电压
高于REF电压的120% ($0.608V$),
LS-FET将在HS-FET时导通
将关闭. LS-FET持续亮起直至击中
负电流限制并关闭 $100ns$.如果
过压状况依然成立, 芯片重复
这个操作循环直到FB电压下降
低于REF电压的110%.
当FB电压低于REF的50%时
电压 ($0.608V$) 时,
电压 (UV).通常, UVP伴随着一击
电流限制并导致OCP.

配置EN控制

EN引脚提供电气开/关控制
装置.将EN设置为高电平打开调节器
并低到关闭它.不要浮动此引脚.

为了自动启动, EN引脚可以被拉
通过电阻电压达到输入电压
分频器.选择上拉电阻的值
(从VIN引脚到EN引脚的 R_{UP}) 和下拉
电阻 (从EN引脚到GND的 R_{DOWN}) 到
确定自动启动电压:

$$V_{开始} = \frac{V_{IN} \cdot R_{DOWN}}{R_{UP} + R_{DOWN}} \quad (12)$$

例如, 对于 $R_{UP} = 100k\Omega$ 和 $R_{DOWN} = 51k\Omega$,
该 $V_{开始}$ 设定在 4.15V.

为了避免噪音, 一个 10nF 的陶瓷电容器
EN 建议使用 GND.

EN 引脚上有一个内部齐纳二极管,
钳位 EN 引脚电压以防止它
从逃跑. 最大上拉电流
假设最坏情况是 6V 内部齐纳钳位
应该小于 1mA. 因此, 当 EN 是
由外部逻辑信号 EN 电压驱动
应低于 6V; EN 连接时
VIN 通过上拉电阻或电阻
分压器, 电阻选择应该
确保最大上拉电流小于
为 1mA.

如果用电阻分压器和 VIN 较高
超过 6V, 允许的最小上拉电阻
 R_{UP} 应该符合以下等式:

$$\frac{V_{在} (V) - 6}{R_{向上} (k\Omega)} < \frac{6}{R_{下} (k)} \quad 1 (mA) \text{ 的} \quad (13)$$

结果, 当只有上拉电阻 R_{UP} 时
应用, $V_{开始}$ 由输入决定
UVLO. R_{UP} 的值可以得到:

$$R_{向上} (k\Omega) > \frac{V_{在} (V) - 6}{I (mA)} \quad (14)$$

典型的上拉电阻为 100kΩ.

UVLO 保护

该 MPQ8612 具有 欠压 闭锁
保护 (UVLO). 当 VCC 电压为
高于 UVLO 上升阈值电压,
MPQ8612 将通电. 它关闭
当 VCC 电压低于 UVLO 时

下降阈值电压. 这是非闭锁
保护.

当 VCC 电压时 MPQ8612 被禁止
低于其 UVLO 下降阈值 (2.45V). 如果
应用需要更高的欠压
锁定 (UVLO), 如图所示使用 EN 引脚
图 9 通过调整输入电压 UVLO
使用两个外部电阻. 建议
使用启用电阻来设置 UVLO
下降阈值 (V_{STOP}) 高于 2.8V. 上升
阈值 (V_{START}) 应设置为提供
足够的迟滞以允许任何输入电源
变化.

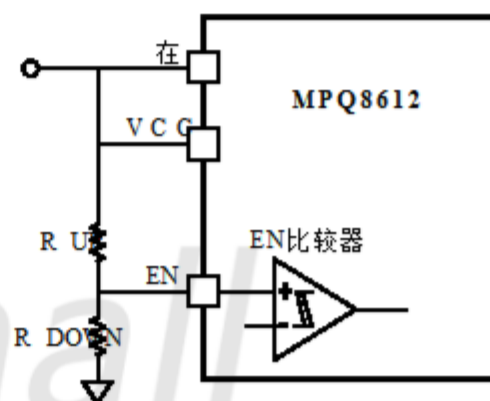


图9 - 可调UVLO

热关机

MPQ8612 采用热关断.
IC 的结温在内部
监控. 如果结温超过
阈值 (最低 150°C),
转换器关闭. 这是一种非锁定保护.
大约有 25°C 的迟滞. 一旦
结温降至 125°C 左右
启动软启动.

应用信息

设置输出电压 - 大ESR上限

用于电解电容器或POS的应用
具有ESR控制输出的电容器已设置
作为输出电容器.输出电压由设定
反馈电阻R1和R2.如图10所示
显示.

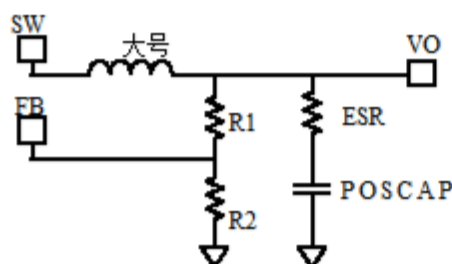


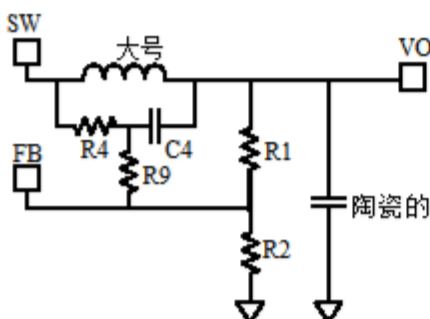
图10 - POS电容器的简化电路

首先,为R2选择一个值.R2应该是
选择合理,一个小R2会导致
相当大的静态电流损失
大的R2会使FB噪声敏感.它是
建议选择一个值在5kΩ-
R2为100kΩ,使用相对较大的R2
当V OUT 为低时,而当V OUT 为低时为R2
高.然后R1被确定如下
输出纹波考虑:

$$R1 = \frac{V_{OUT} \times \frac{1}{2} \Delta V_{OUT}}{V_{REF} - V_{OUT}} \quad (15)$$

ΔV_{OUT} 是由等式确定的输出纹波
21.

设置输出电压 - 小ESR帽

图11-陶瓷的简化电路
电容器

当使用低ESR陶瓷电容器时
输出时,应该有一个外部电压斜坡
通过电阻R4和电容添加到FB
C4.输出电压受斜坡的影响
电压V RAMP 除电阻分压器外如图所示

在图11中.V RAMP 可以按照计算
如等式7所示.应选择R2

合理的,小R2会导致相当大的
静态电流损失,而太大的R2使
FB噪声敏感.建议

为R2选择一个5kΩ-100kΩ以内的值,使用a
当V OUT 低时比较大的R2,以及a
V OUT 较高时较小的R2.和价值
然后确定R1如下:

$$R1 = \frac{R2}{\frac{V_{FB(AVG)}}{V_{OUT}} + \frac{R2}{R9}} \quad (16)$$

V FB (AVG) 是FB 上的平均值.

V FB (AVG) 随Vin,Vo和负载而变化

条件等.它的值在跳过模式会

低于PWM模式,这是

意味着负载调节严格相关

V FB (AVG).此外,线路管理与相关

V FB (AVG),如果你想获得更好的负载或线路

规定,一旦建议 较低的V RAMP

满足等式9.

对于PWM操作,V FB (AVG) 值可以是
从等式17推导出.

$$V_{FB(AVG)} = \frac{1}{R1 + R2} \times \frac{V_{OUT}}{2} \times \frac{R1}{R1 + R2} \times \frac{R1}{R1 + R2} \quad (17)$$

通常,R9设置为0Ω,也可以设置

遵循公式18获得更好的抗噪性.

它应该被设置为比5更小的5个定时器

R1 // R2减少对Vramp的影响.

$$R9 \leq \frac{1}{10} \times \frac{R1 \times R2}{R1 + R2} \quad (18)$$

使用公式16和17来计算输出

电压可能很复杂.为了简化

等式16中的R1的计算,DC阻断

可以添加电容器Cdc来过滤DC

来自R4和R9的影响.图12显示了一个

简单电路 同 外部 补偿和隔直电容.同

这个电容器,R1可以很容易地获得

使用公式19进行PWM模式操作.

$$R1 = \frac{V_{OUT} \times \frac{1}{2} \Delta V_{OUT}}{V_{REF} - V_{OUT}} \times \frac{V_{RAMP}}{RAMP} \quad (19)$$

建议Cdc至少大10倍

比C4更好的直流阻塞性能,以及

考虑时应不大于0.47uF

启动性能.如果你想使用

大 CDC 对于一个更好 FB 噪声

免疫力,结合减少R1和R2来

无需将Cdc限制在合理的值

影响系统启动.要注意的是,甚至

当Cdc被应用时,负载和线路

监管仍与Vramp有关.

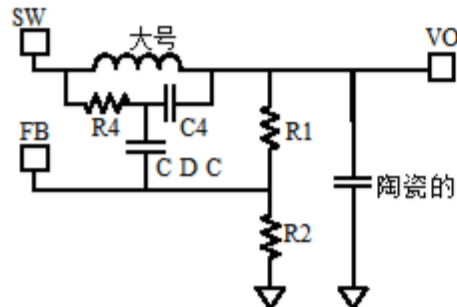


图12-陶瓷的简化电路
带隔直流电容器的电容器

输入电容器

降压转换器的输入电流为不连续的.因此,需要一个电容器

将AC电流提供给降压

同时保持直流输入电压.

建议最好使用陶瓷电容

性能.在布局中,建议

将输入电容尽可能靠近IN引脚

可能.

该电容变化显著

温度.带X5R和X7R的电容器

推荐使用陶瓷电介质

它们在温度下相当稳定.

电容器还必须具有纹波电流

额定值大于最大输入纹波

转换器的电流.输入纹波电流

可以估算如下:

$$I_{CIN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}})} \quad (20)$$

最差情况发生在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时, 哪里:

$$I_{CIN} = \frac{V_{OUT}}{2} \quad (21)$$

为了简化,请选择输入电容

它的RMS电流额定值大于一半

最大负载电流.

输入电容值决定输入

转换器的电压纹波.如果有输入

系统设计中的电压纹波要求,

选择符合要求的输入电容

规范

输入电压纹波可以估算为

如下:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \frac{1}{f_{SW}} \times \frac{1}{C_{OUT}} \quad (22)$$

最差情况发生在 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时,

哪里:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{1}{4f_{SW}} \times \frac{1}{C_{OUT}} \quad (23)$$

输出电容

输出电容需要维持

直流输出电压.陶瓷或POSCAP

建议使用电容器.输出电压

波纹可以估计为:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} \times \left(\frac{1}{C_{OUT}} + \frac{1}{f_{SW} \times C_{OUT}} \right) \quad (24)$$

在陶瓷电容器的情况下,阻抗

在开关频率是由主导

电容.输出电压纹波主要是

由电容引起.为了简化,

输出电压纹波可以估算为:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} \times \frac{1}{C_{OUT}} \quad (25)$$

ESR引起的输出电压纹波很大

小.因此,需要外部斜坡

稳定系统.外部坡道可以

通过电阻R4和电容C4产生

根据公式5,8和9.

在POSCAP电容器的情况下,ESR

控制开关处的阻抗

频率.该电压产生的斜坡电压

ESR足够稳定系统.

因此,不需要外部斜坡.一个

最小ESR值需要12mΩ左右

确保转换器的稳定运行.对于

简化,该产量

近似为:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} \times \frac{1}{C_{OUT}} \times ESR \quad (26)$$

感应器

电感器需要恒定供电

电流由输出负载驱动

开关输入电压.更大的价值

电感会导致较少的纹波电流和降低输出纹波电压.但是,更大价值感应器将有一个更大的物理尺寸,较高的串联电阻和/或较低的饱和度.确定电感的一个很好的规则是允许峰-峰值纹波电流在电感中约为10~30%最大输出电流.另外,确保峰值电感电流低于设备的电流限制.电感值可以计算为:

$$L = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times \Delta I} \quad (27)$$

其中 ΔI_L 是峰峰值电感纹波当前.

选择一个不会饱和的电感
最大电感峰值电流.峰值
电感电流可以计算为:

$$I_{L,peak} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (28)$$

表1中列出的电感值很高
建议他们可以提高效率
提供.

表1-电感选择指南

零件号	生产厂家	电感 (μH)	DCR ($M\Omega$)	当前 评级 (A)	外形尺寸 L x W x H (mm ³)	交换 频率 (千赫)
FDU1250C-R50M	TOKO	0.50	1.3	46.3	13.3 x 12.1 x 5	1000
FDU1250C-R56M	TOKO	0.56	1.6	42.6	13.3 x 12.1 x 5	800-1000
FDU1250C-R75M	TOKO	0.75	1.7	32.7	13.3 x 12.1 x 5	600-800
FDU1250C, 1R0M	TOKO	1.0	2.2	31.3	13.3 x 12.1 x 5	600

典型的设计参数表

下表包括推荐
典型输出电压的元件值
(1.0V, 1.2V, 1.8V, 3.3V) 和 交换
频率 (600kHz, 800kHz和1MHz). 参考
对于无外部设计案例的表2-4
斜坡补偿和表5-7设计
例 同 外部 反馈 补偿.
高ESR时不需要外部斜坡
电容器, 如电解或POSCAPs
用过的. 低ESR时需要外部斜坡
使用电容器, 例如陶瓷电容器.
对于本数据表中未列出的情况, 请使用计算器
在Excel电子表格中也可以请求
通过当地的销售代表协助
计算.

表2-C OUT -Poscap, 600kHz, 5V IN

V OUT (V)	大号 (μH)	R1 ($k\Omega$)	R2 ($k\Omega$)	R7 ($k\Omega$)
1.0	1.0	19.8	三十	300
1.2	1.0	29.4	三十	365
1.5	1.0	29.4	20	453
1.8	1.0	39.2	20	549
3.3	1.0	44.2	10	1000

表3-C OUT -Poscap, 800kHz, 5VIN

V OUT (V)	大号 (μH)	R1 ($k\Omega$)	R2 ($k\Omega$)	R7 ($k\Omega$)
1.0	0.75	20	三十	210
1.2	0.75	20	20	270
1.5	0.75	三十	20	330
1.8	0.75	39	20	499
3.3	0.75	44.2	10	750

表5-C OUT 陶瓷, 600kHz, 5VIN

V OUT (V)	大号 (μH)	R1 ($k\Omega$)	R2 ($k\Omega$)	R4 ($k\Omega$)	C4 (pF)	R7 ($k\Omega$)
1.0	1.0	21	三十	240	470	309
1.2	1.0	33	三十	220	470	365
1.5	1.0	51	三十	330	390	464
1.8	1.0	45	20	270	470	549
3.3	1.0	62	10	160	680	953

表6-C OUT 陶瓷, 800kHz, 5VIN

V OUT (V)	大号 (μH)	R1 ($k\Omega$)	R2 ($k\Omega$)	R4 ($k\Omega$)	C4 (pF)	R7 ($k\Omega$)
1.0	0.75	21	三十	200	470	226
1.2	0.75	34	三十	200	470	270
1.5	0.75	34	20	220	470	324
1.8	0.75	47.5	20	225	470	402
3.3	0.75	57.6	10	200	560	750

典型应用

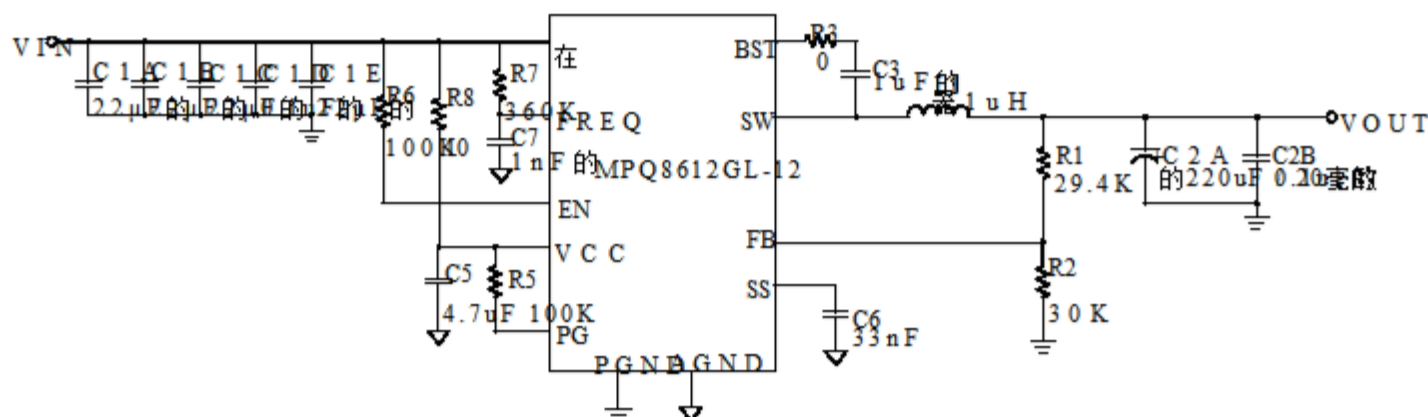


图13 - 无外部斜坡的典型应用电路

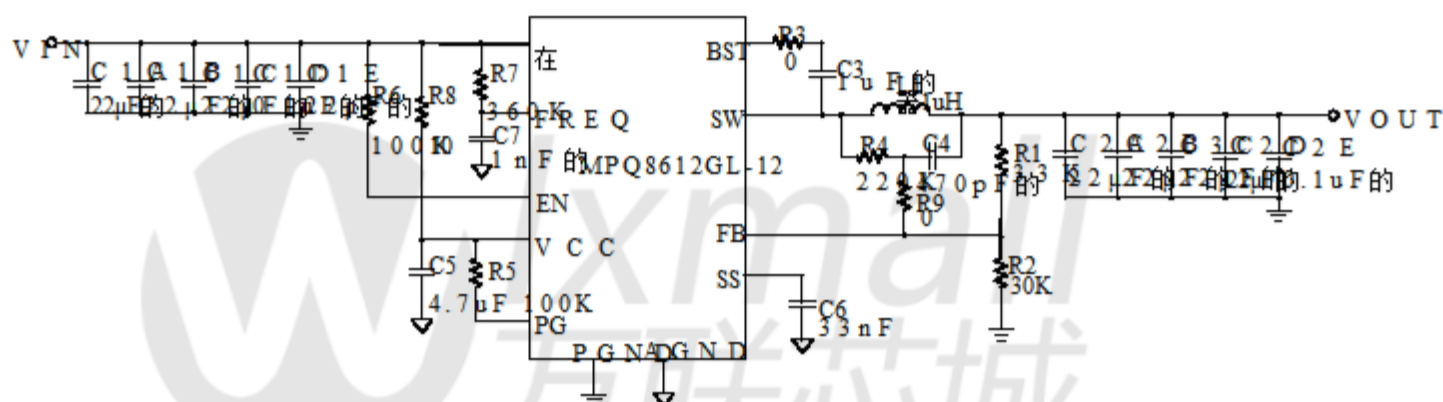
MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT} = 12A$, $f_{SW} = 600kHz$ 

图14 - 具有低ESR陶瓷电容器的典型应用电路

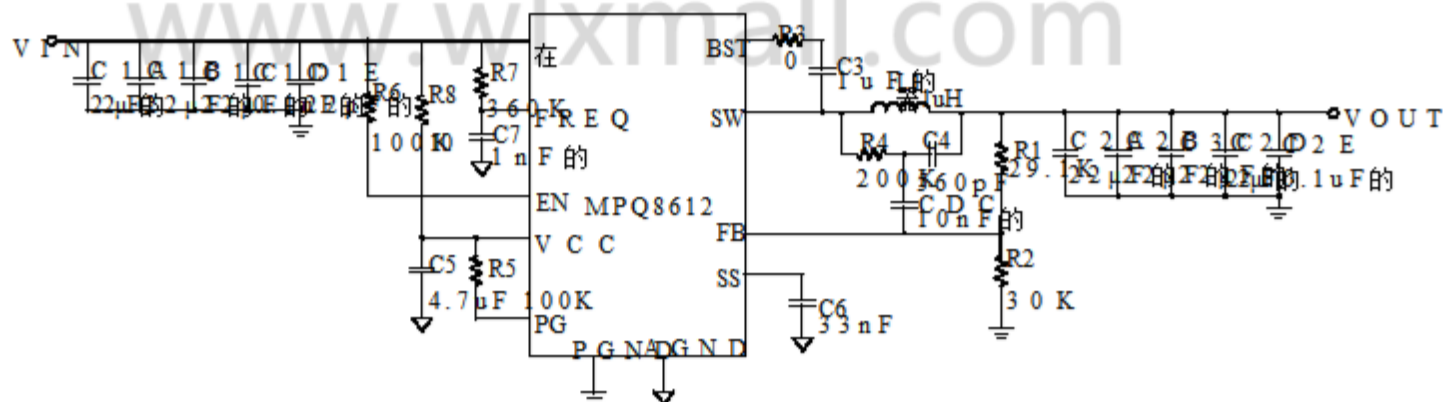
MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT} = 12A$, $f_{SW} = 600kHz$ 

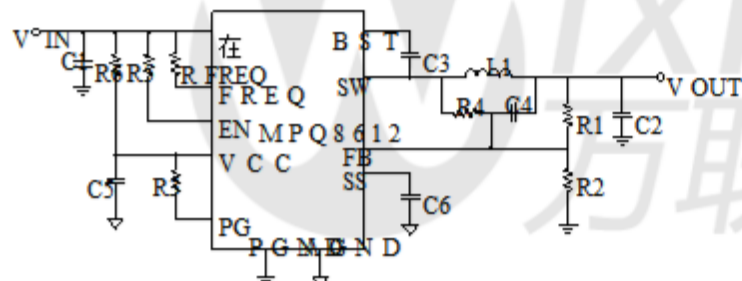
图15 - 具有低ESR陶瓷电容器的典型应用电路

和直流阻断电容器。

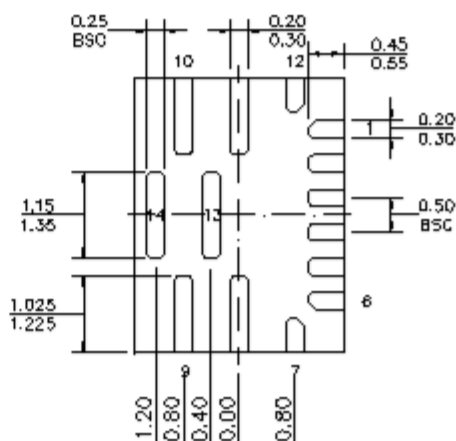
MPQ8612GL-12, $V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $I_{OUT} = 12A$, $f_{SW} = 600kHz$

布局建议

1. 高电流路径 (GND, IN和SW)
应该放置在非常靠近设备
短而直接和广泛的痕迹。
2. 将输入电容尽可能靠近IN
和GND引脚尽可能。
3. 将去耦电容尽可能靠近
VCC和GND引脚尽可能。
4. 保持开关节点SW短而远
来自反馈网络。
5. 外部反馈电阻应该是
放置在FB引脚旁边. 确保
FB轨迹上没有通孔。
6. 保持BST电压路径 (BST, C3, 和
SW) 尽可能短。
7. 保持IN和GND焊盘连接
大铜以达到更好的散热效果
性能。
8. 强烈建议四层布局
实现更好的散热性能。



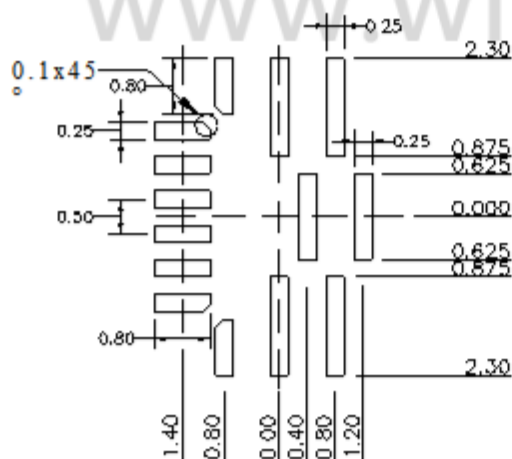
QFN (3x4mm)



底视图



侧面图

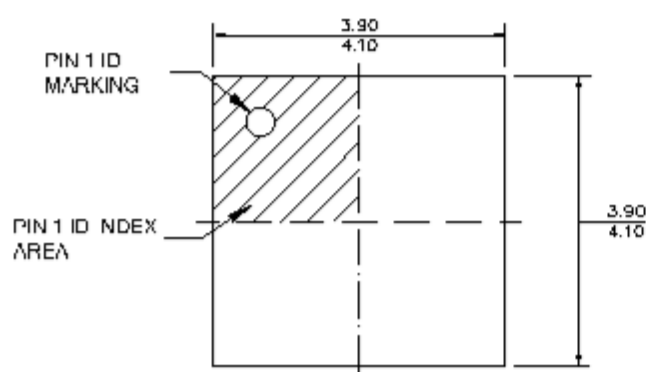


推荐的土地模式

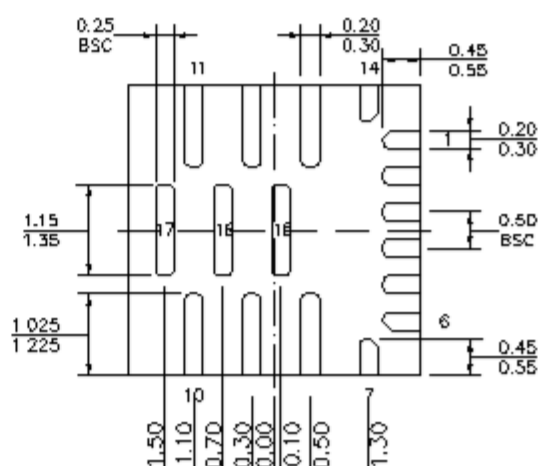
注意：

- 1) 所有尺寸均以毫米为单位.
- 2) 暴露的大小不是
包括模具闪光.
- 3) 铅的共同点是 **BE0.10
MILLIMETERS MAX.**
- 4) JEDEC参考是 **MO-220.**
- 5) 绘图不是按比例绘制的.

QFN (4x4mm)



TOP VIEW



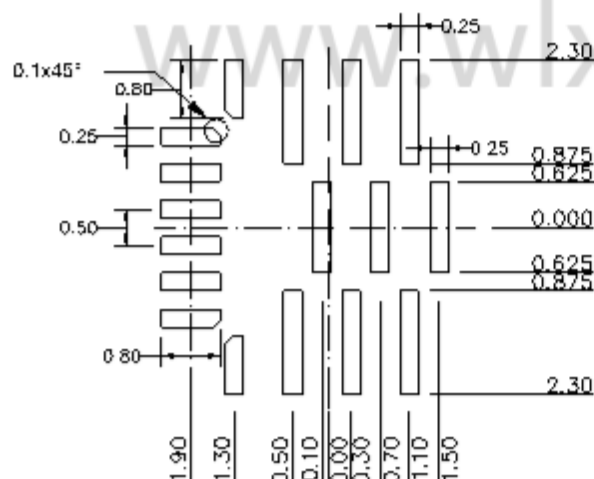
BOTTOM VIEW



SIDE VIEW

NOTE:

- 1) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- 2) EXPOSED PADDLE SIZE DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
- 3) LEAD COPLANARITY SHALL BE 0.10 MILLIMETERS MAX.
- 4) JEDEC REFERENCE IS MO-220.
- 5) DRAWING IS NOT TO SCALE.



RECOMMENDED LAND PATTERN

注意: 本文档中的信息如有更改, 恕不另行通知. 有关当前的规格, 请联系MPS.
 用户应保证并保证第三方知识产权在整合MPS时不受侵犯
 产品转化为任何应用. MPS不会对任何上述申请承担任何法律责任.