

描述

MP2467是高频降压开关稳压器集成内部高边，高压功率MOSFET.它提供2.5A输出与电流模式控制用于快速循环响应和易于补偿。

宽6V至36V输入范围宽各种降压应用，包括那些在汽车系统。一个100µA操作静态电流允许使用电池供电的应用程序。

大功率转换效率在广泛负载范围通过缩小来实现轻负载条件下的开关频率降低开关和门驱动损耗。

频率折返防止电感目前在启动和散热期间失控关掉提供可靠，故障宽容操作。

MP2467可用于散热增强SOIC8封装。

评估板参考

董事会编号	外形尺寸
EV2467DN-00A	1.8"X x 1.8"Y x 0.4"Z

特征

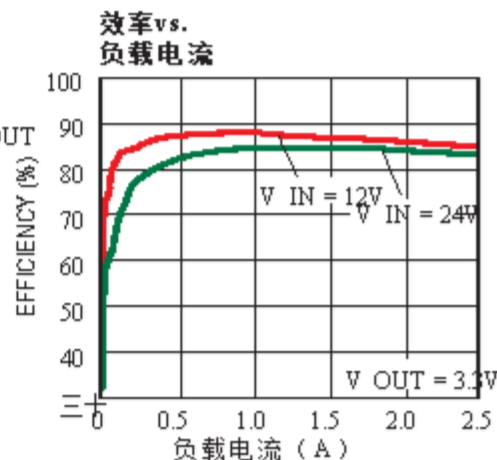
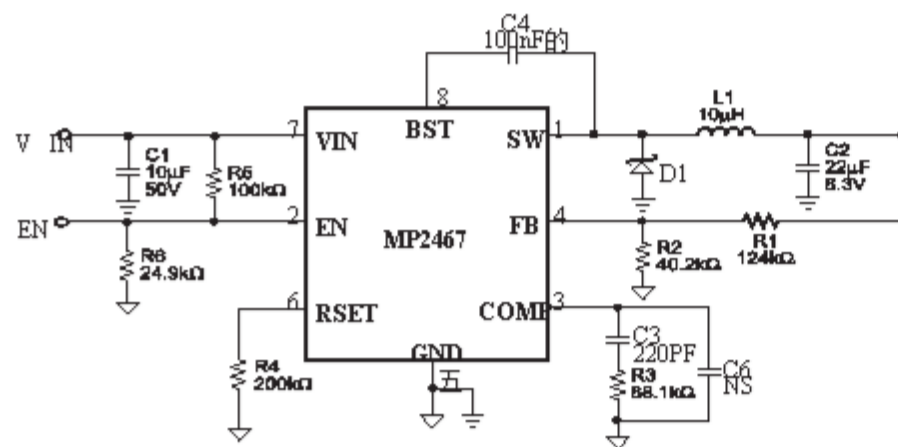
- 100µA静态电流
- 宽6V至36V工作输入范围
- 150mΩ内部功率MOSFET
- 500kHz固定开关频率
- 陶瓷电容稳定
- 内部软启动
- 无电流精度电流限制
- 高达95%的效率
- 输出可从0.8V调节至30V
- 可提供SOIC8带裸焊盘包

应用

- 游戏机
- 汽车系统
- 工业电力系统
- 分布式电力系统
- 打印机系统
- 电池供电系统

“MPS”和“模拟IC技术的未来”是注册商标
单片电力系统公司

典型应用



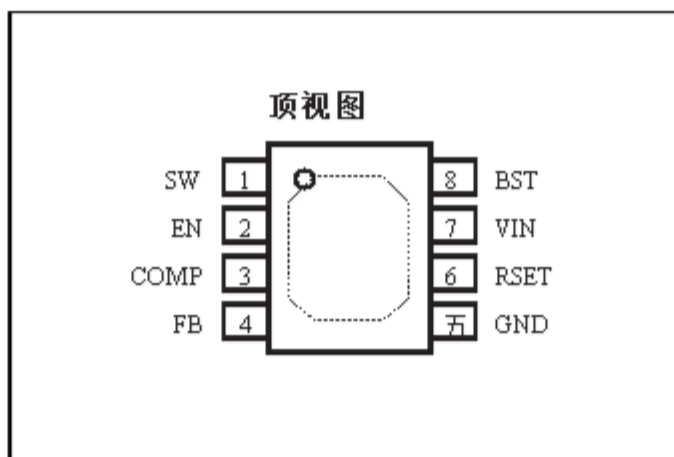
订购信息

*对于Tape & Reel, 添加后缀-Z (例如MP2467DN-Z);

零件号*	包	热门标记	自由空气温度 (T A)
MP2467DN	SOIC8E	MP2467DN	-40 °C至+85°C

对于符合RoHS标准的包装, 添加后缀-LF; (例如2467DN-LF-Z)

包装参考



绝对最大额定值 (1)

电源电压 (V IN)	- 0.3V至40V
开关电压 (V SW)	-0.3V至V IN + 0.3V
BST至SW	- 0.3V至+ 5V
所有其他引脚	- 0.3V至+ 5V
连续功耗	(T A = + 25°C)(2)
	2.5W
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	6V至36V
输出电压V OUT	0.8V至30V
运行Junct 温度 (T J)	-40°C至+ 125°C

热阻

(4)

 θ_{JA} θ_{JC}

SOIC8E	50	10	°C / W
--------	----	----	--------

笔记:

- 1) 超过这些额定值可能会损坏设备.
- 2) 最大允许功耗是功能最大结温T J (MAX), 结至-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由P D (MAX) = (T J (MAX) - T A) / θ_{JA} . 超过最大允许功耗会导致模具温度过高, 并且调节器会消失进入热关机. 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运行运行条件.
- 4) 在JESD51-7, 4层PCB上测量.

电气特性

$V_{IN} = 12V$, $V_{EN} = 2.5V$, $V_{COMP} = 1.4V$, $T_A = +25^{\circ}C$, 除非另有说明.

参数	符号	条件	敏	典型	马克斯	单位
反馈电压	V_{FB}	$6V < V_{IN} < 36V$	0.776	0.8	0.824	V
上开启电阻	$R_{DS(ON)}$	$V_{BST} - V_{SW} = 5V$		150		毫欧
上开关泄漏		$V_{EN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$		1		μA
电流限制			2.9	3.5		一个
COMP到电流检测跨导	G_{CS}			6		A/V
误差放大器电压增益 (5)				200		V/V
误差放大器跨导		$I_{COMP} = \pm 3\mu A$	40	60	80	$\mu A/V$
误差放大器最小源电流		$V_{FB} = 0.7V$		五		μA
误差放大器最小接收电流		$V_{FB} = 0.9V$		-5		μA
V_{IN} UVLO阈值			2.7	3.0	3.3	V
V_{IN} UVLO迟滞				0.35		V
软启动时间 (5)		$0V < V_{FB} < 0.8V$		1.5		女士
振荡器频率			400	500	600	千赫
最小开机时间 (5)				100		NS
关断电源电流		$V_{EN} = 0V$		12	20	μA
静态电源电流		无负载, $V_{FB} = 0.9V$		100	125	μA
热关断				150		C
热关断滞后				15		C
EN上限阈值			1.35	1.5	1.65	V
EN下降阈值			1.15	1.2	1.25	V
最短停机时间 (5)				200		NS

注意:

5) 设计保证.

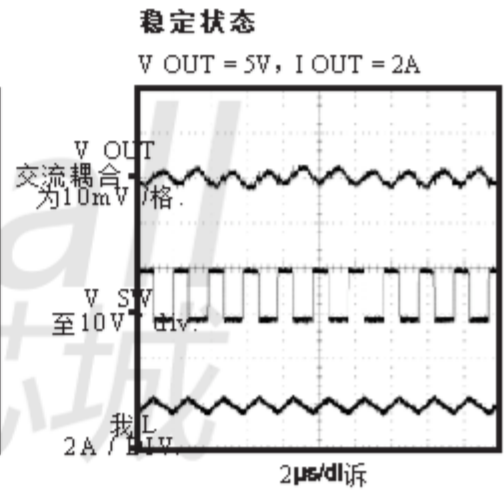
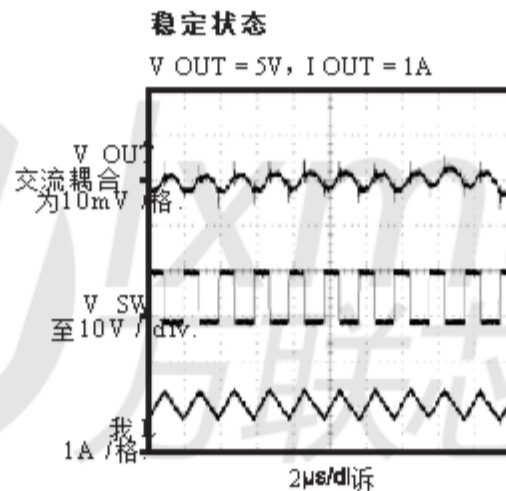
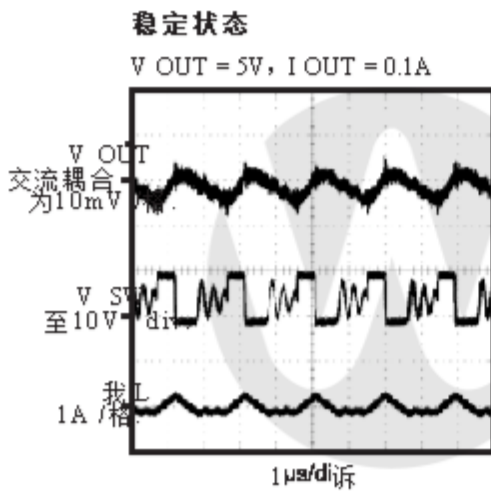
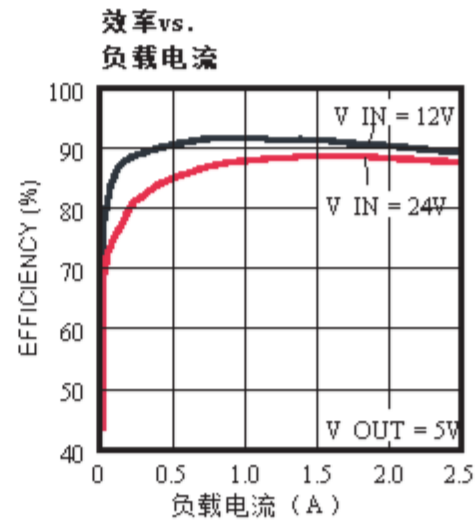
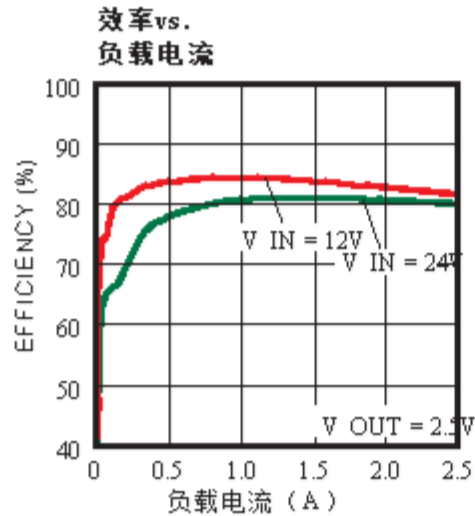
引脚功能

针 #	名称	说明
1	SW	交换节点. 这是高侧开关的输出. 低V _f 肖特基整流器接地是必须的. 整流器必须靠近SW引脚以减少开关尖峰.
2	EN	启用输入. 将此引脚拉低到指定阈值以下可以关闭芯片. 拉它高于指定的阈值或使其浮动使芯片.
3	COMP	补偿. 该节点是误差放大器的输出. 控制回路频率对该引脚施加补偿.
4	FB	反馈. 这是误差放大器的输入. 连接外部电阻分压器将输出与GND之间的内部+0.8V参考值进行比较来设定调节电压.
五	GND	地面. 应尽可能靠近输出电容连接, 避免高电平当前开关路径.
6	RSET	内部偏置设置. 将一个200k Ω 的电阻连接到此引脚.
7	VIN	输入电源. 这为所有内部控制电路 (包括引导) 供电. 调节器和高边开关. 必须将接地的去耦电容靠近此引脚可最大限度地减少开关尖峰.
8	BST	引导. 这是内部浮动高边MOSFET驱动器的正电源. 在此引脚和SW引脚之间连接旁路电容.



典型性能特点

$V_{IN} = 12V$, $C1 = 10\mu F$, $C2 = 22\mu F$, $L = 10\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明.



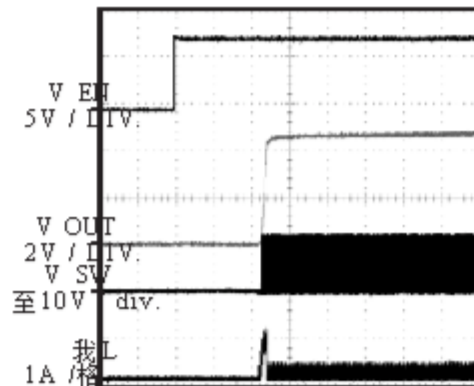
www.wlxml.com

典型性能特点 (续)

$V_{IN} = 12V$, $C_1 = 10\mu F$, $C_2 = 22\mu F$, $L = 10\mu H$, $T_A = +25^\circ C$, 除非另有说明.

启动

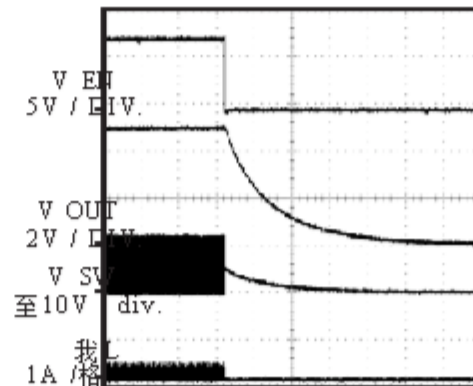
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0.1A$



1毫秒/格.

关掉

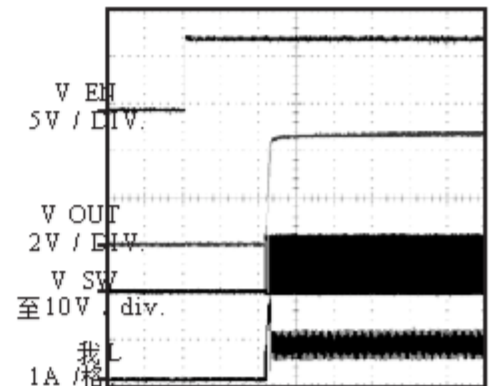
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0.1A$



1毫秒/格.

启动

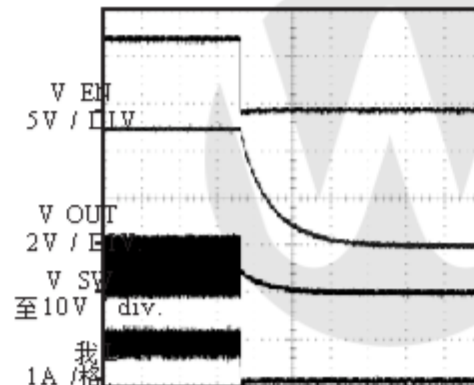
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 1A$



1毫秒/格.

关掉

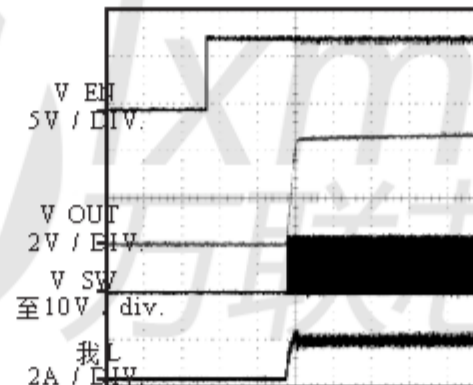
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 1A$



200µs / div.

启动

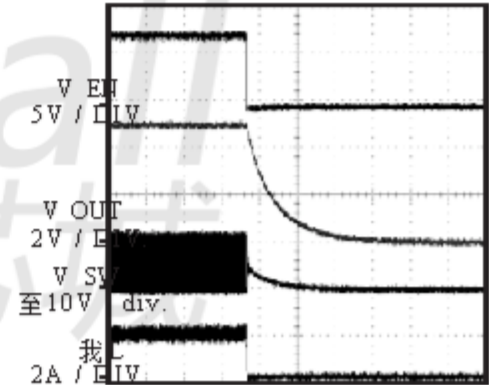
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 2A$



1毫秒/格.

关掉

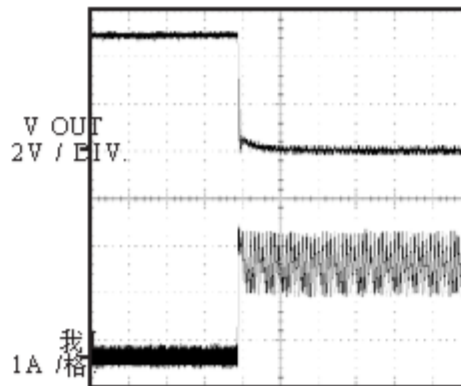
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 2A$



100µs / div.

短路输入

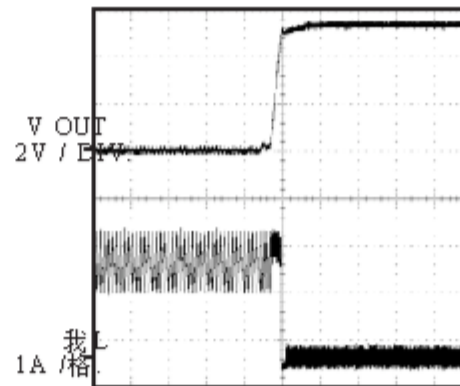
$V_{OUT} = 5V$, $I_{OUT} = 0.1A$ 为短路



200µs / div.

短路恢复

$V_{OUT} = 5V$, I_{OUT} = 短到0.1A



200µs / div.

框图

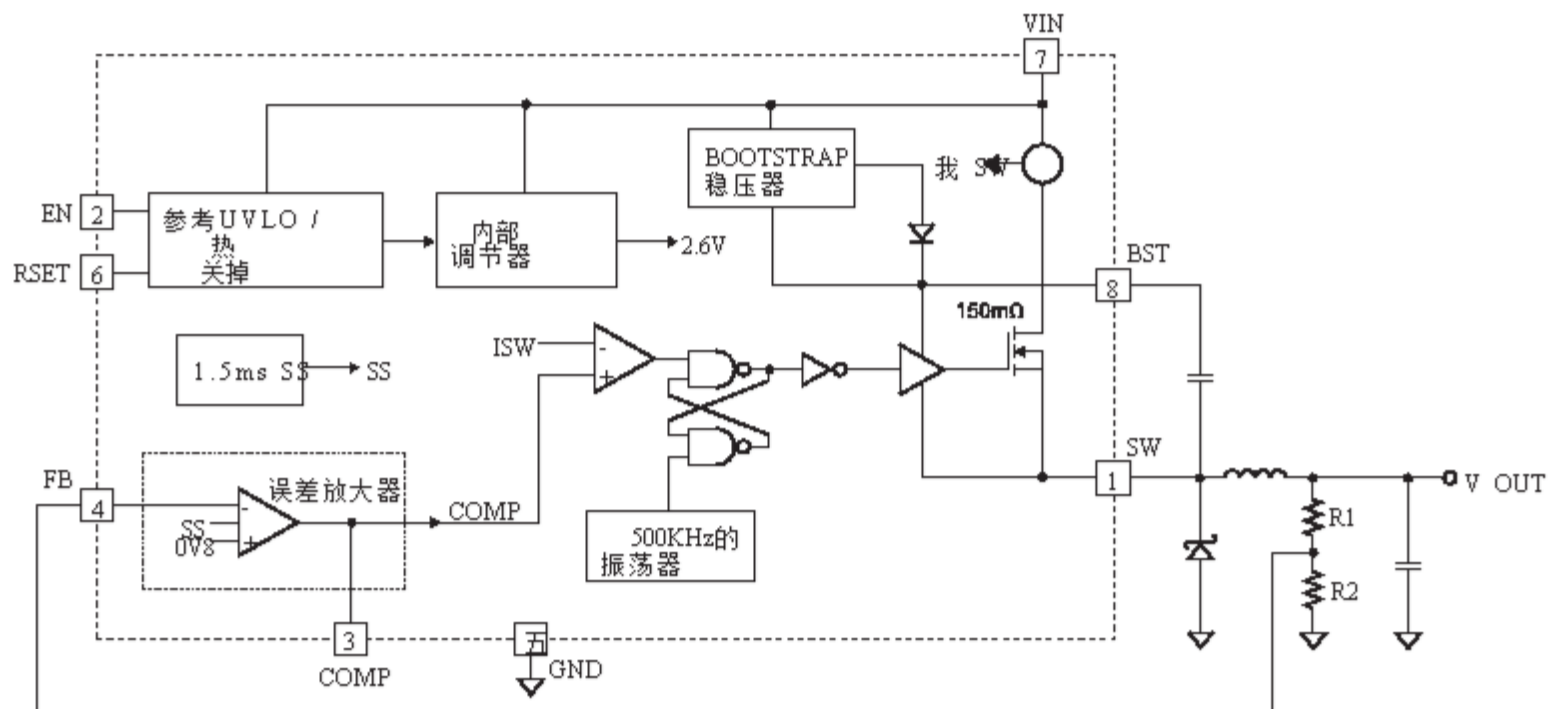


图1 - 功能框图

操作

该 MP2467 是一个固定频率，非同步，降压开关稳压器。它具有集成的高侧高压电源 MOSFET。它提供了单一的高效率解决方案，采用电流模式控制快速循环，响应容易补偿。它有一个宽输入电压范围，内部软启动控制和精密电流限制。它非常低的操作静态电流使其适用于电池供电的应用。

MP2467工作在固定频率，峰值电流控制模式来调节输出电压。PWM周期由内部发起时钟。功率MOSFET导通，直到其当前达到设定值为止。通过COMP电压。电源开关时关闭，它至少在200ns之前关闭。下一个周期开始。如果在一个PWM周期内功率MOSFET中的电流不能达到COMP设置电流值，电源MOSFET保持开启状态，节省关断操作。

误差放大器

误差放大器比较FB引脚电压
内部参考(REF)并输出a
电流与之成正比
他们俩.然后将此输出电流用于
充电或放电外部补偿
网络形成COMP电压,即
用于控制功率MOSFET电流.

在运行期间,最小COMP电压
被钳位到0.9V,其最大值被钳位
至2.0V. COMP内部被拉到GND
在关机模式. COMP不应该被拉
高于2.6V.

内部调节器

大多数内部电路都是由电源供电的
2.6V内部稳压器.这个调节器
VIN输入并在完整的VIN范围内工作.
当VIN大于3.0V时,输出
监管机构正在全面监管.当VIN为
低于3.0V,输出减少.

启用控制

MP2467具有专用的使能控制引脚
(EN).具有足够高的输入电压,芯片
可以通过EN启用和禁用.它的下降
阈值为1.2V,其上升阈值为
1.5V(300mV以上).

如果打开,EN将被拉高至约3.0V
内部1μA电流源.要禁用该部件,
EN引脚必须大于下拉
2μA电流.

欠压锁定(UVLO)

执行欠压锁定(UVLO)
以保护芯片的运行不足
电源电压. UVLO上升阈值为
约3.0V,而其下降阈值为a
一致的2.6V.

内部软启动

实施软启动以防止
转换器输出电压过冲
在启动期间.当芯片启动时,
内部电路产生软启动电压
(SS)从0V上升到2.6V.几时
低于内部参考(REF), SS
覆盖REF,因此误差放大器使用SS作为
参考.当SS高于REF时,
REF恢复控制.

热关断

实现热关机以防止
芯片的运行非常高
温度.当硅晶片温度升高时
高于其上限阈值,它关闭
整个芯片.当温度较低时
比其低阈值,芯片启用
再次.

浮动驱动器和引导充电

浮动功率MOSFET驱动器供电
通过外部自举电容器.这个浮动
驱动程序有自己的UVLO保护.这个
UVLO的上升阈值为2.2V
150mV的滞后.

在较高的占空比运行条件下,
引导充电可用的时间段
可能太短,无法充分充电
自举电容.

如果内部电路没有
足够的电压和自举电容
没有充电,额外的外部电路可以
用于确保自举电压在
正常运行区域.

浮动驱动器的直流静态电流
约为20μA.确保出血电流
在SW节点高于此值,这样
那:

$$\frac{V_{DS}}{R_1 + R_2} > 20 \mu\text{A}$$

电流比较器和电流限制

功率MOSFET电流精确

通过电流感测MOSFET感测.那就是

馈送到高速电流比较器

电流模式控制目的.当前

比较器将该感测电流作为其中之一

其输入.功率MOSFET转动时

比较器首先被消隐直到结束

开启转型以避免噪音问题.该

比较器然后比较电源开关

电流与COMP电压.当...的时候

检测电流高于COMP

电压,比较器输出低,转

关掉功率MOSFET.逐周期

最大值 当前 的 该 内部 功率

MOSFET内部受限.

启动和关机

如果VIN和EN都比它们高

适当的阈值,芯片启动.该

参考块首先启动,产生稳定

参考电压和电流,然后

内部稳压器被使能.监管机构

为其余的供应稳定

设计电路.

内部的供电轨是内部的

定时器保持电源的信令路径

MOSFET在OFF时导通约50 μ s

空白启动故障.当内部

软启动块被使能,它首先保持其SS

输出低电平以确保电路重新放电

准备好了,然后慢慢地上升.

三个事件可以关闭芯片: EN低,

VIN低和热关断.在关机

程序,信令路径首先被阻塞

避免任何故障触发. COMP电压

然后将内部供电导轨拉下.

浮动驱动程序不受此限制

关机命令.



申请资料

组件选择

设置输出电压

输出电压使用电阻设定
分压器从输出电压到FB引脚.
分压器分压输出电压
下降到反馈电压
比:

$$V_{FB} = V_{OUT} \frac{R2}{R1 + R2}$$

因此输出电压为:

$$V_{OUT} = V_{FB} \frac{R1 + R2}{R2}$$

来自高端BS电路的几 μ A电流可以
当MP2467为“否”时, 在输出端可以看到
加载. 为了吸收这个少量的
电流, 保持R2低于40K Ω . 一个典型的价值
对于R2可以是40.2k Ω . 有了这个值, R1可以
取决于:

$$R1 = 50.25 \times V_{OUT} - 0.8 \text{ k}\Omega$$

例如, 对于3.3V输出电压, R2为
40.2k Ω , R1为127k Ω .

感应器

电感需要提供常数
在被驱动时电流到输出负载
开关输入电压. 价值较大
电感将导致较少的纹波电流
导致较低的输出纹波电压. 然而,
电感值越大, 电感越大
物理尺寸, 较高的串联电阻和/或
较低的饱和电流.

确定电感的一个很好的规则
使用是允许峰 - 峰纹波电流
电感约为30%左右
最大开关电流限制. 另外, 请确保
峰值电感电流低于
最大开关电流限制. 电感
值可以通过以下方法计算:

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

其中V_{OUT} 为输出电压, V_{IN} 为输入
电压, f_s 是开关频率, ΔI 为
峰 - 峰值电感纹波电流.

选择不会饱和的电感
最大电感峰值电流. 峰值
电感电流可以通过以下公式计算:

$$I_{L_PK} = I_{L_AVG} + \frac{V_{OUT}}{2 \times f_s \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

我在哪里 加载电流.

表1列出了许多合适的电感器
来自各个厂家. 的选择
哪种风格的电感使用主要取决于
价格与尺寸要求和任何EMI
需求.

表1 - 电感选择指南

零件号	电感 (μH)	最大DCR (Ω)	额定电流 (A)	外形尺寸 L x W x H (mm)
Würth电子				
7447789002	2.2	0.019	4	7.3x7.3x3.2
7447789003	3.3	0.024	3.42	7.3x7.3x3.2
7447789004	4.7	0.033	2.9	7.3x7.3x3.2
744066100	10	0.035	3.6	10x10x3.8
744771115	15	0.025	3.75	12x12x6
744771122	22	0.031	3.37	12x12x6
TDK				
RLF7030T-2R2	2.2	0.012	5.4	7.3x6.8x3.2
RLF7030T-3R3	3.3	0.02	4.1	7.3x6.8x3.2
RLF7030T-4R7	4.7	0.031	3.4	7.3x6.8x3.2
SLF10145T-100	10	0.0364	3	10.1x10.1x4.5
SLF12565T-150M4R2	15	0.0237	4.2	12.5x12.5x6.5
SLF12565T-220M3R5	22	0.0316	3.5	12.5x12.5x6.5
东光				
FDV0630-2R2M	2.2	0.021	5.3	7.7x7x3
FDV0630-3R3M	3.3	0.031	4.3	7.7x7x3
FDV0630-4R7M	4.7	0.049	3.3	7.7x7x3
919AS-100M	10	0.0265	4.3	10.3x10.3x4.5
919AS-160M	16	0.0492	3.3	10.3x10.3x4.5
919AS-220M	22	0.0776	3	10.3x10.3x4.5

输出整流二极管

输出整流二极管提供电流

高边开关断开时的电感.至

减少由二极管正向电压引起的损耗

和恢复时间, 使用肖特基二极管.

选择最大反向的二极管

额定电压大于最大值

输入电压, 其额定电流为

大于最大负载电流.表2

名单 例 肖特基 二极管 和 制造商.

到降压转换器的输入电流为

不连续, 因此需要电容器

将AC电流提供给降压转换器

同时保持直流输入电压.使用低

ESR电容器获得最佳性能.陶瓷的

电容器是优选的, 但钽或低ESR

电解电容也可以.

由于输入电容 (C1) 吸收输入

开关电流需要足够的纹波

目前评级.输入中的RMS电流

电容可以通过以下方式估算:

$$\frac{1}{C1} = \frac{1}{C_{\text{加载}}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}}\right)}$$

更糟糕的情况发生在 $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$, 哪里:

$$\frac{1}{C1} = \frac{1}{C_{\text{加载}}} \times \frac{1}{2}$$

表2-二极管选择指南

二极管	电压/ 当前 评分	生产厂家
B240A-13-F	40V, 2A	二极管公司
B340A-13-F	40V, 3A	二极管公司
CMSH2-40M	40V, 2A	中央半
CMSH3-40MA	40V, 3A	中央半

输入电容

为简化起见, 选择输入电容
其RMS电流额定值大于一半
最大负载电流.

输入电容可以是电解, 钽电容
或陶瓷. 使用电解质或钽时
电容器, 小型, 优质陶瓷
电容器, 即0.1μF, 应尽可能靠近放置
到IC. 使用陶瓷时
电容器, 确保它们已经足够了
电容提供足够的电荷
防止输入端产生过大的电压纹波. 该
输入电压纹波由电容引起
估计是:

$$\Delta V_{\text{在}} = \frac{I_{\text{加载}}}{F_{\text{小号}} \times C1} \times \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \right)$$

输出电容

需要输出电容 (C2)
保持直流输出电压. 陶瓷,
钽或低ESR电解电容器
推荐的. 低 ESR 电容器 是
优选保持输出电压纹波低.
输出电压纹波可以通过以下公式估计:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OHT}}}{F_{\text{小号}} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \right) \times \left(R_{\text{ESR}} + \frac{1}{8 \times F_{\text{小号}} \times C2} \right)$$

其中L是电感值, R ESR 是
等效串联电阻 (ESR) 值
输出电容.

在陶瓷电容器的情况下
开关频率下的阻抗为
以电容为主. 输出
电压纹波主要是由...引起的
电容. 为了简化, 输出
电压纹波可以通过以下方法估算:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OHT}}}{8 \times F_{\text{小号}} \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \right)$$

在钽或电解电容器的情况下,
ESR支配阻抗
开关频率. 为了简化,
输出纹波可以近似为:

$$\Delta V_{\text{OUT}} = \frac{V_{\text{OHT}}}{F_{\text{小号}} \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{\text{OHT}}}{V_{\text{在}}} \right) \times R_{\text{ESR}}$$

输出电容器的特性也
影响监管体系的稳定. 该
MP2467可以针对广泛的范围进行优化
电容和ESR值.

补偿组件

MP2467采用电流模式控制方便
补偿和快速瞬态响应. 该
系统稳定性和瞬态响应
通过COMP引脚控制. COMP引脚是
内部误差放大器的输出. 一个
串联电容电阻组合a
零极点 组合 至 控制 该
控制系统的特点. DC
电压反馈回路的增益由下式给出:

$$- \frac{1}{V_{\text{DC}}} = R_{\text{加载}} \times G_{\text{CS}} \times - \frac{1}{V_{\text{EA}}} \times \frac{V_{\text{FB}}}{V_{\text{OUT}}}$$

在 VEA 是误差放大器电压增益的地方,
200V/V, G CS 是 该 当前 感
跨导, 6A/V, R LOAD 是负载
电阻值.

该系统有两个重要的极点. 一
是由于补偿电容 (C3),
误差放大器输出电阻. 另一个是
由于输出电容和负载电阻.
这些杆位于:

$$F_{P1} = \frac{G_{\text{EA}}}{2\pi \times C3 \times - \frac{1}{V_{\text{EA}}}}$$

$$F_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{\text{加载}}}$$

哪里, G EA 是 该 错误 放大器
跨导, 60μA/V.

由于系统的重要性为零
补偿电容器 (C3) 和
补偿电阻 (R3). 这个零位置
在:

$$f_z1 = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R3}$$

系统可能有另一个零
重要的是, 如果输出电容器有一个很大的
电容和/或高ESR值. 零,
由于输出的ESR和电容
电容器, 位于:

$$F_{\text{ESR}} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{\text{ESR}}}$$

在这种情况下(如图2所示),第三极由补偿电容(C6)和
 赔偿金电阻(R3)是用过的至
 补偿ESR零的影响
 循环增益.这个杆位于:

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C6 \times [R3]}$$

补偿设计的目标是形成
 转换器转换功能得到所需
 循环增益.系统交叉频率
 其中反馈回路具有单位增益
 重要.产生较低的交叉频率
 在较慢的线路和负载瞬态响应中,
 而较高的交叉频率可能导致
 系统不稳定一个很好的经验法则是设定
 交叉频率约为一
 十分之一的开关频率.表3
 列出了典型的补偿价值
 部分标准输出电压
 具有各种输出电容和电感.
 补偿成分的值
 有是优化对于快速短暂的
 在给定条件下的响应和良好的稳定性.

表3 - 典型值的补偿值
输出电压/电容组合
V IN = 12V

V OUT (V)	L (μH)	C2 (μF)	R3 (kΩ的)	C3 (pF)的	C6
1.8	4.7	47	105	100	没有
2.5	4.7 - 6.8	22	54.9	220	没有
3.3	6.8-10	22	68.1	220	没有
五	10 - 15	22	100	150	没有

注:带补偿,控制回路
 带宽约为1/10切换
 频率和相位裕度高于45
 度.

优化补偿成分
 表3中未列出的条件如下
 程序可以使用.

1.选择要设置的补偿电阻(R3)
 所需的交越频率.确定
 R3值由下式表示:

$$[R3] = \frac{2\pi \times C2 \times F_C \times \frac{V_{OUT}}{V_{FB}}}{G_{EA} \times G_{CS}}$$

其中f_C是所需的交越频率.

2.选择补偿电容(C3)
 实现该期望相保证金.对于
 具有典型电感值的应用,设定
 补偿零点, f_{Z1}, 低于四分之一
 交叉频率提供足够的
 相位裕度确定C3值
 以下等式:

$$C3 > \frac{4}{2\pi \times [R3] \times F_C}$$

3.确定第二次补偿
 电容器(C6)是必需的.这是必需的
 输出电容器的ESR零位于
 不到开关频率的一半,或者
 以下关系有效:

$$\frac{1}{2\pi \times C2 \times [R_{ESR}]} < \frac{F_{小号}}{2}$$

如果是这种情况,那么添加第二个
 补偿电容(C6)设置极点f_{P3}
 在ESR零点的位置.确定
 C6值由下式计算:

$$C6 = \frac{C2 \times [R_{ESR}]}{[R3]}$$

外部引导二极管

建议外部引导

当输入电压为零时, 添加二极管

大于5V或5V导轨可用

系统. 这有助于提高效率

调节器. 自举二极管可以是低电平

成本如IN4148或BAT54.

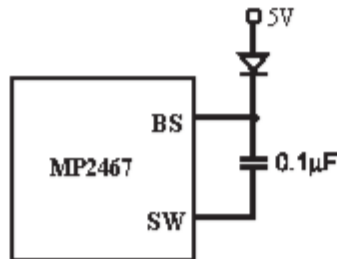


图2 - 外部引导二极管

该二极管也被推荐用于高功率

循环运行 (当 $V_{OUT} / V_{IN} > 65\%$) 或低电平时 $V_{IN} (< 5V_{in})$ 应用程序.

在无负载或轻载时, 转换器可以

以脉冲跳过模式操作

维持输出电压调节. 从而

有更少的时间刷新BS电压. 在

为了在这种情况下有足够的栅极电压

工作条件下, $V_{IN} - V_{OUT}$ 的差异

应大于3V. 例如, 如果

V_{OUT} 设置为3.3V, V_{IN} 需要更高

比 $3.3V + 3V = 6.3V$ 维持足够的BS

无负载或轻负载时的电压. 满足这个

要求, EN引脚可用于编程

输入UVLO电压为 $V_{out} + 3V$.



典型应用电路

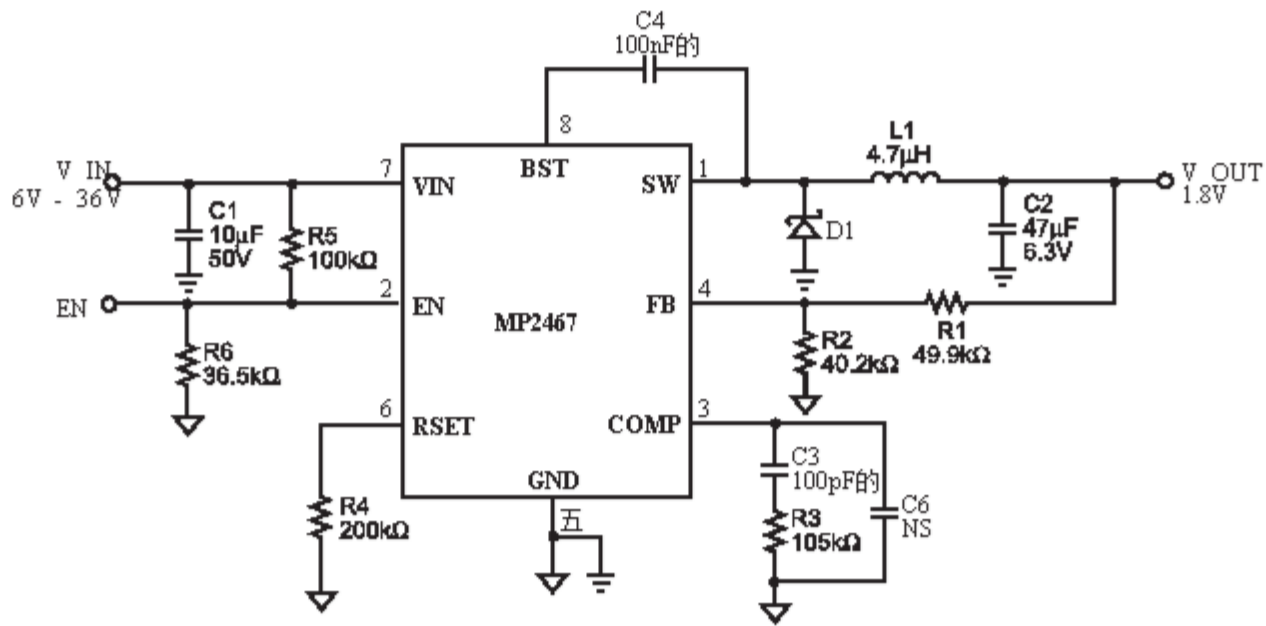


图3-1.8V输出典型应用原理图

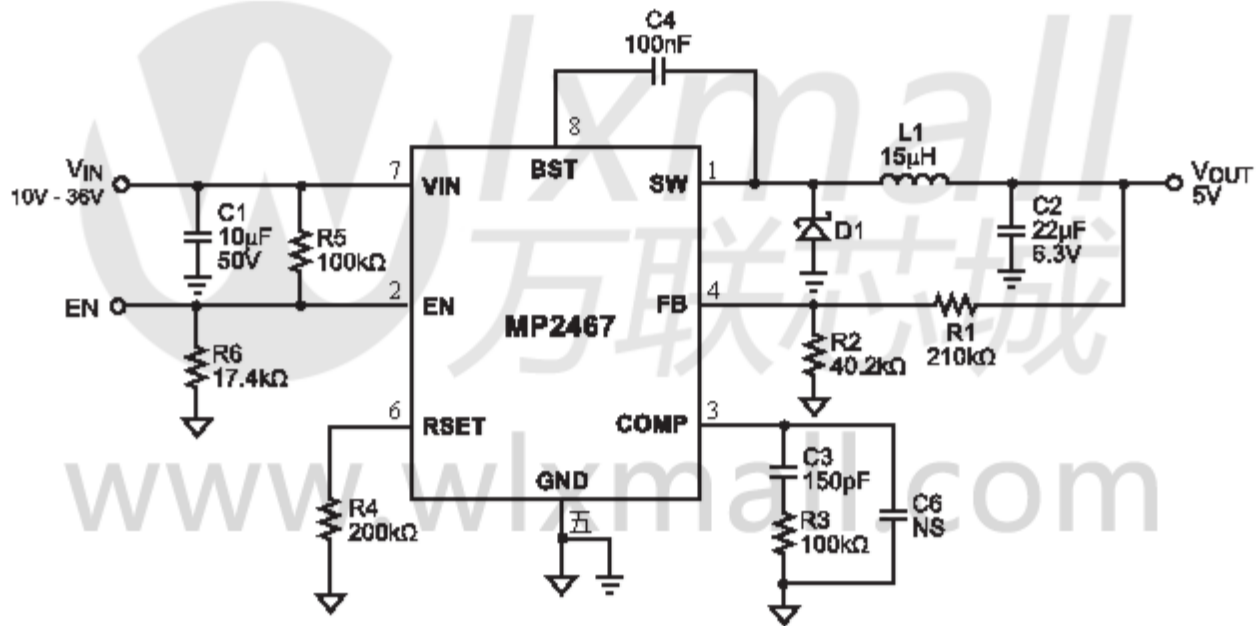


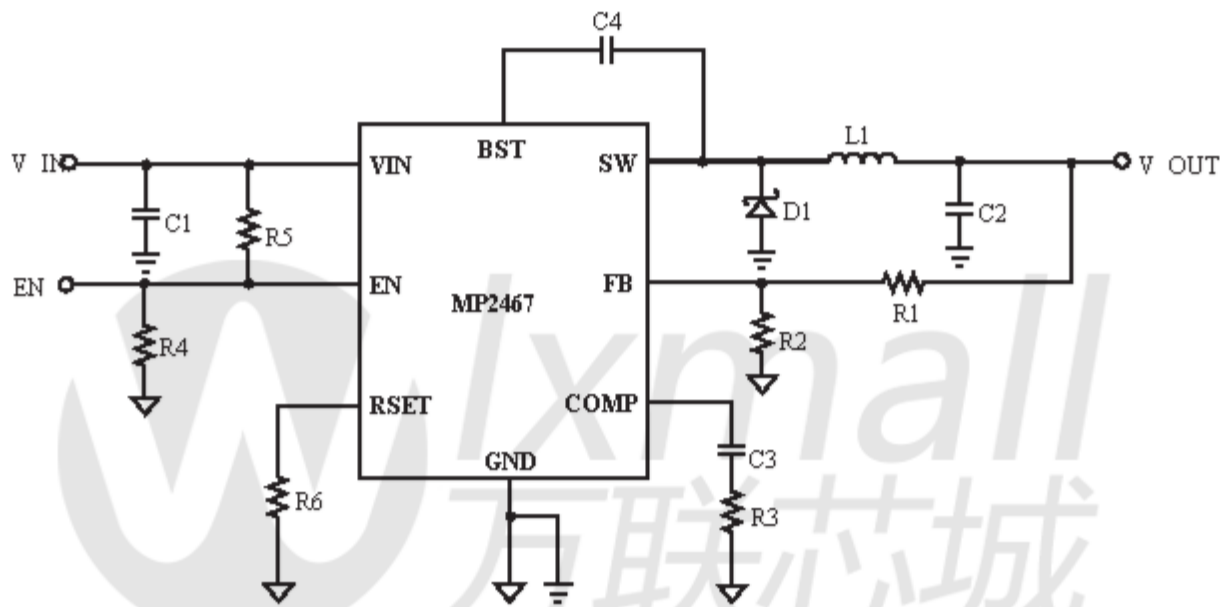
图4-5V输出典型应用原理图

PCB布局指南

PCB布局实现稳定非常重要
操作.强烈建议复制
EVB布局,实现最佳性能.

如果需要更改,请按照以下步骤操作
指南并参考图5.

- 1) 保持开关电流的路径短路
最小化由输入盖形成的回路区域,
高边MOSFET和外部开关
二极管.
- 2) 建议使用旁路陶瓷电容
靠近V IN引脚.
- 3) 确保所有的反馈连接都很短
并直接.放置反馈电阻和
补偿组件接近
芯片尽可能.
- 4) 远离敏感的模拟区域
如FB.
- 5) 连接IN, SW, 尤其是GND
分别到一个大铜面积来冷却
该芯片提高散热性能
长期可靠性.



MP2467典型应用电路

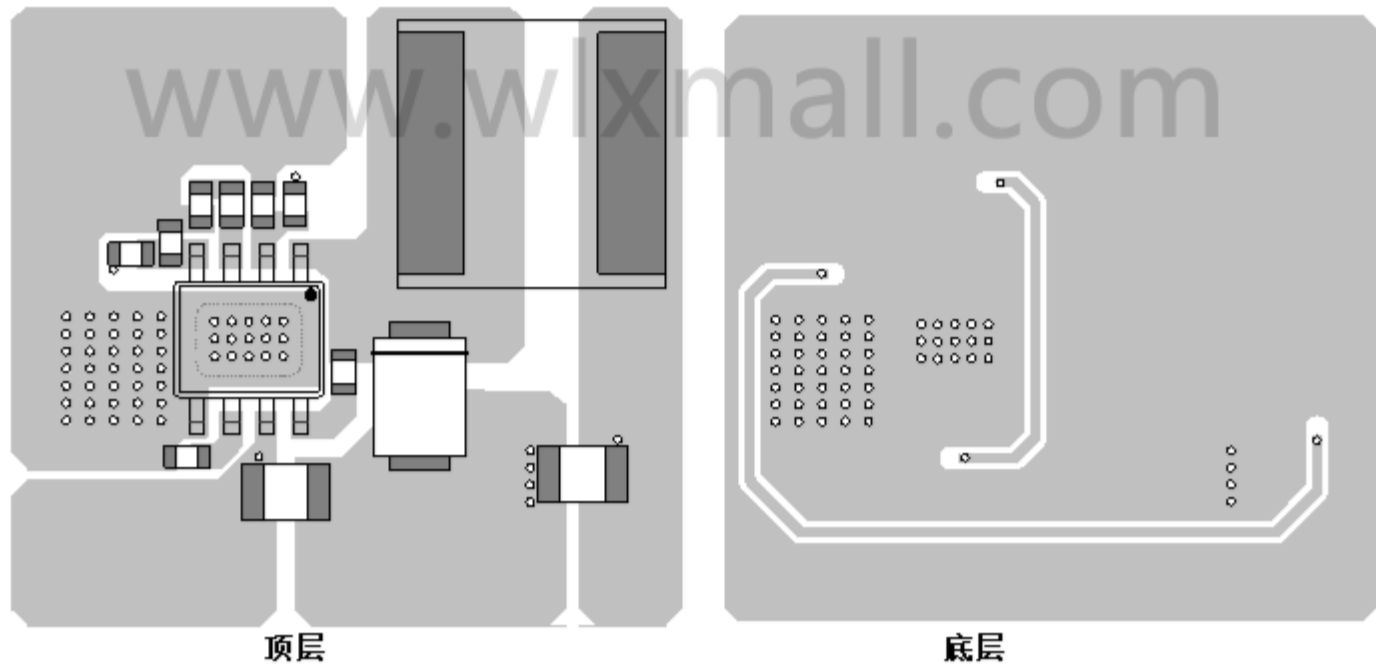
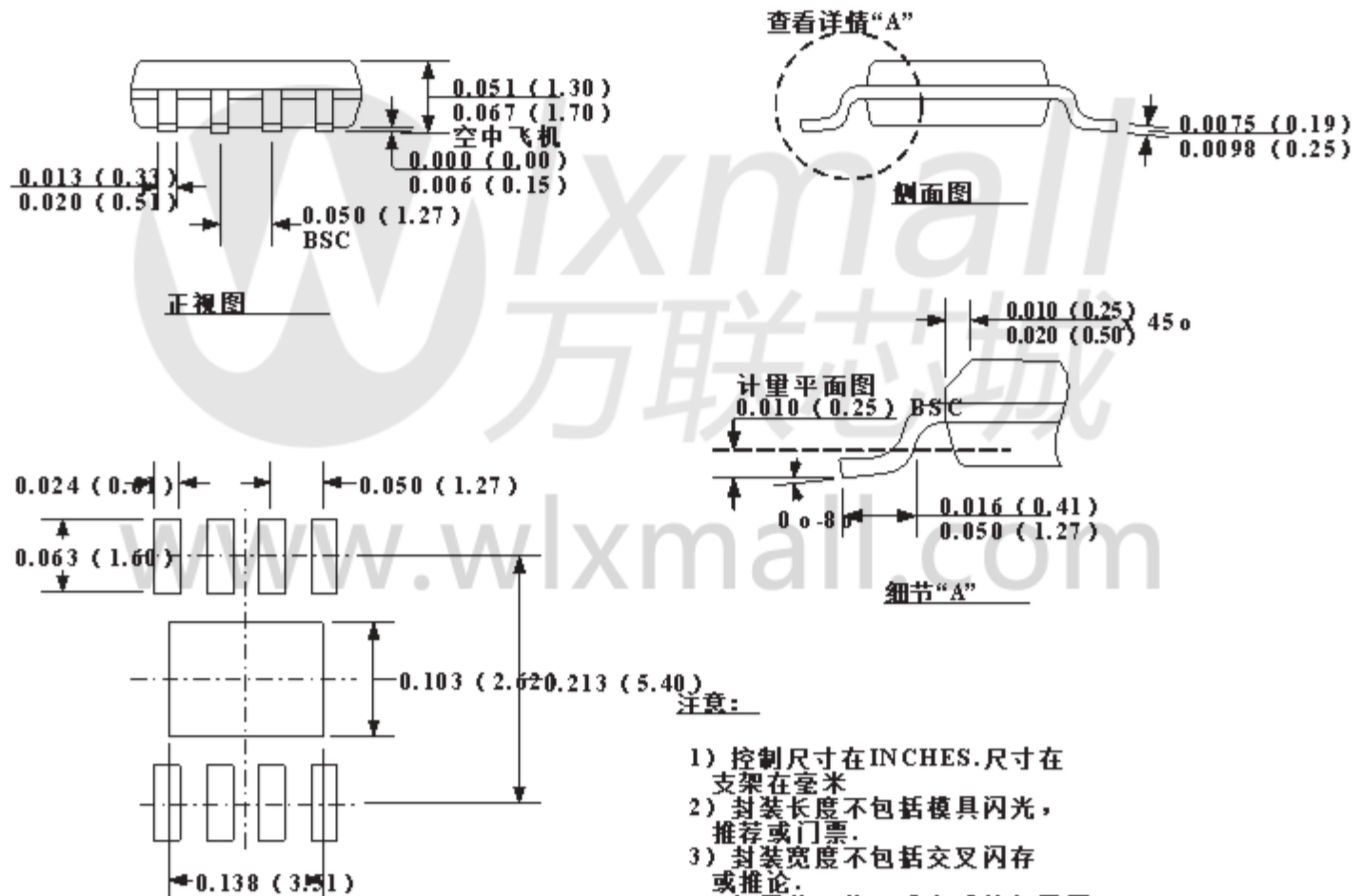
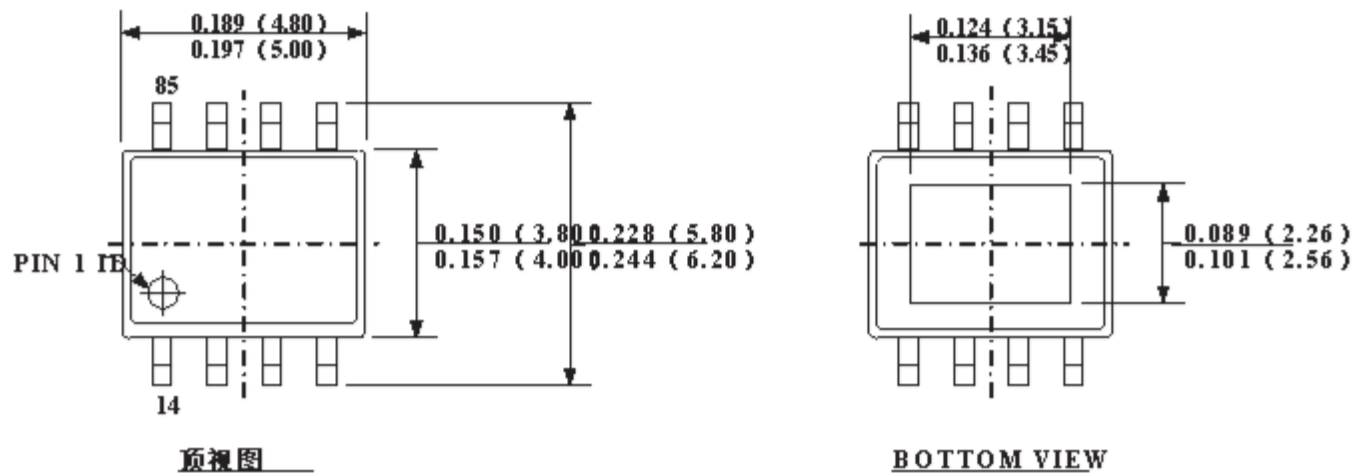


图5-MP2467典型应用电路和PCB布局指南

包装信息

SOIC8E (EXPOSED PAD)



注意:

- 1) 控制尺寸在INCHES. 尺寸在毫米
- 2) 封装长度不包括模具闪光, 推荐或门票.
- 3) 封装宽度不包括交叉闪存或推论.
- 4) 领导共同体 (成立后的领导层) 应为0.004" INCHES MAX.
- 5) 绘图符合JEDEC MS-012, 变更BA.
- 6) 绘图不是规模.

注意: 本文档中的信息如有更改, 恕不另行通知. 用户应保证并保证第三在将MPS产品集成到任何应用程序中时, 不会侵犯知识产权. MPS不会对任何所述申请承担任何法律责任.