

## 描述

MPM3606A 是一款内置功率 MOSFET、电感和 2 个电容的同步整流降压变换模块。它提供了非常紧凑的解决方案，仅需 5 颗外部元器件，即可在宽输入范围内实现 0.6A 的连续输出电流，具有极好的负载和线性调整率。同时，它也具备快速瞬态响应能力。

全方位的保护包括过流保护（OCP）和过温关断保护（TSD）。

使用 MPM3606A 能避免设计和生产风险，显著加速产品上市时间。

MPM3606A 采用节省空间的 QFN20 (3mmx5mmx1.6mm) 封装。

## 特性

- 输入电压范围：4.5V 至 21V
- 连续负载电流：0.6A
- 内部功率 MOSFET 集成低导通阻抗（ $R_{DS(ON)}$ ）：100mΩ/50mΩ
- 集成电感
- 集成 VCC 电容和自举电容
- 轻载节电模式
- 电源正常输出指示功能
- 打嗝过流保护（OCP）
- 过温关断保护（TSD）
- 最低为 0.8V 的可调输出电压
- 采用 QFN20 (3x5x1.6mm) 封装
- 总方案尺寸为 6.7mm x7.3mm

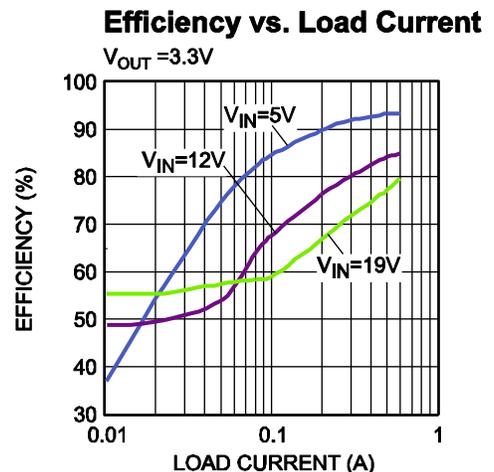
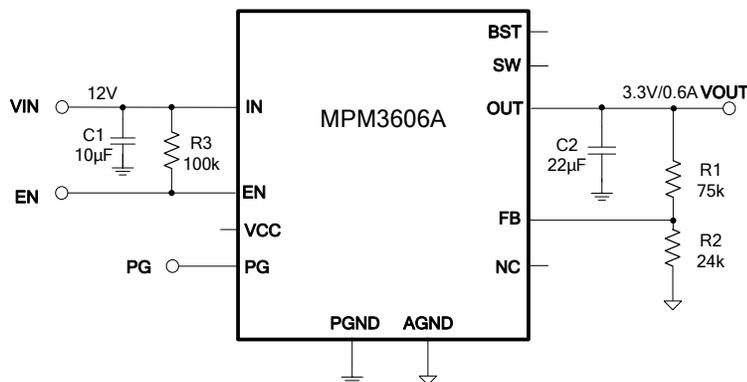
## 应用

- 工业控制
- 医学成像设备
- 电信和网络应用
- 可替代 LDO
- 小体积应用

所有 MPS 产品都保证无铅，并且遵守 RoHS 规范。如需查询具体芯片环保等级，请访问 MPS 官网之质量保证。

“MPS”和“The Future of Analog IC Technology”均为 MPS 注册商标。

## 典型应用



### 订购信息

产品型号*	封装	顶标
MPM3606AGQV	QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)	见下文

\*对于编带和卷盘包装，请添加后缀-Z（例如 MPM3606AGQV-Z）

### 顶标

**MPYW**

**3606**

**ALLL**

**M**

MP: MPS 前缀;

Y: 年份代码;

W: 周代码;

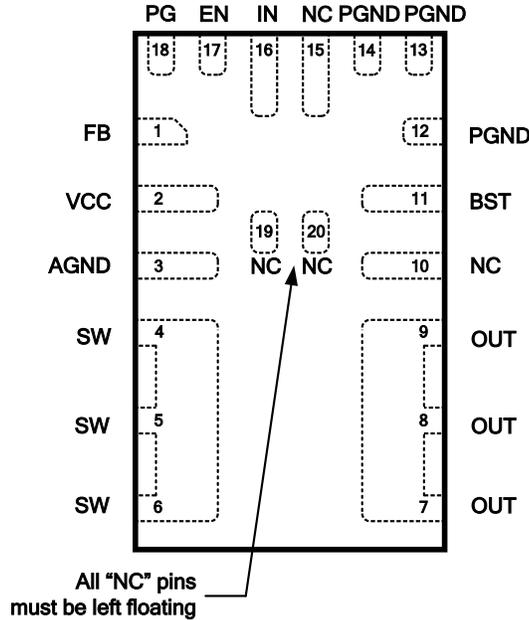
3606A: 产品型号前5位;

LLL: 批次号;

M: 模块;

参考封装

TOP VIEW



最大绝对额定值 (1)

$V_{IN}$ .....	-0.3V 至 28V
$V_{SW}$ .....	-0.3V (<10ns 时为 -5V) 至 28V (<10ns 时为 30V)
$V_{BST}$ .....	$V_{SW}+6V$
所有其他引脚 .....	-0.3V 至 6V (2)
连续耗散功率 ( $T_A = +25^{\circ}C$ ) (3) .....	2.7W
结温 .....	150°C
焊接温度 .....	260°C
存储温度 .....	-65°C 至 150°C

推荐工作条件 (4)

供电电压 $V_{IN}$ .....	4.5V 至 21V
输出电压 $V_{OUT}$ .....	0.8V 至 $V_{IN} \cdot D_{MAX}^{(5)}$
工作结温 ( $T_J$ ) .....	-40°C 至 +125°C

热阻 (6)

	$\theta_{JA}$	$\theta_{JC}$
QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm).	46 .....	10 ... °C/W

注:

- 1) 超过这些限定值可能会损坏模块。
- 2) 关于 EN 引脚的 ABS 最大额定值, 请参考第 14 页, 使能控制章节。
- 3) 最大允许耗散功率是最大结温  $T_J(MAX)$ 、结温-环境热阻  $\theta_{JA}$  和环境温度  $T_A$  的函数。任何环境温度下允许的最大连续耗散功率由  $P_D(MAX) = (T_J(MAX)-T_A)/\theta_{JA}$  计算得出。超过最大允许耗散功率会使芯片温度过高, 导致稳压器进入热保护状态。内部热保护电路使模块免受永久性损坏。
- 4) 模块不能保证在其工作条件之外运行。
- 5) 在实际设计中, 最小  $V_{OUT}$  由最小导通时间限制, 为满足裕量, 建议计算时使用 50ns 的导通时间。输出电压设置为高于 5.5V 时, 请参考第 17 页的应用信息章节。
- 6) 数据是在 JESD51-7, 4-层板上测量所得。

## 电气特性

测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $T_J = -40^{\circ}C$  至  $+125^{\circ}C$ <sup>(7)</sup>, 典型值测试条件为  $T_J = +25^{\circ}C$ , 另有注明除外。

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
供电电流 (关断)	$I_s$	$V_{EN} = 0V, T_J = +25^{\circ}C$		6.5	8	$\mu A$
		$V_{EN} = 0V, T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$		6.5	9	$\mu A$
供电电流 (静态)	$I_q$	$V_{FB} = 1V, T_J = +25^{\circ}C$		0.3	0.39	mA
		$V_{FB} = 1V, T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$		0.3	0.44	mA
上管导通内阻	$HS_{RDS-ON}$	$V_{BST-SW} = 5V$		100		m $\Omega$
下管导通内阻	$LS_{RDS-ON}$	$V_{CC} = 5V$		50		m $\Omega$
集成电感值 <sup>(8)</sup>	L			1		$\mu H$
电感直流电阻	$L_{DCR}$			60		m $\Omega$
开关管漏电流	$SW_{LKG}$	$V_{EN} = 0V, V_{SW} = 12V$			1	$\mu A$
限流	$I_{LIMIT}$	占空比低于 40%	1.7	2.4		A
振荡器频率	$f_{SW}$	$V_{FB} = 0.75V, T_J = +25^{\circ}C$	1600	2000	2400	kHz
		$V_{FB} = 0.75V, T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	1500	2000	2500	kHz
折叠频率	$f_{FB}$	$V_{FB} = 200mV$		0.3		$f_{SW}$
最大占空比	$D_{MAX}$	$V_{FB} = 700mV, T_J = +25^{\circ}C$	78	83	88	%
		$V_{FB} = 700mV, T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	77	83	89	%
最小导通时间 <sup>(8)</sup>	$TON\_MIN$			30		ns
反馈电压	$V_{FB}$	$T_J = 25^{\circ}C$	786	798	810	mV
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	782	798	814	mV
反馈电流	$I_{FB}$	$V_{FB} = 820mV$		10	50	nA
EN 上升阈值	$V_{EN\_RISING}$	$T_J = +25^{\circ}C$	1.2	1.4	1.6	V
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	1.15	1.4	1.65	V
EN 下降阈值	$V_{EN\_FALLING}$	$T_J = +25^{\circ}C$	1.05	1.25	1.4	V
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	1	1.25	1.45	V
EN 输入电流	$I_{EN}$	$V_{EN} = 2V, T_J = +25^{\circ}C$	2	2.3	2.6	$\mu A$
		$V_{EN} = 2V, T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	1.8	2.3	2.8	$\mu A$
电源正常输出指示上升阈值	$PG_{VTH-HI}$	$T_J = +25^{\circ}C$	0.86	0.9	0.95	$V_{FB}$
电源正常输出指示下降阈值	$PG_{VTH-LO}$	$T_J = +25^{\circ}C$	0.78	0.83	0.88	$V_{FB}$
电源正常输出指示上升延时	$PG_{TD\_RSING}$	$T_J = +25^{\circ}C$	15	35	55	$\mu s$
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	10	35	60	$\mu s$
电源正常输出指示下降延时	$PG_{TD\_FALLING}$	$T_J = +25^{\circ}C$	40	80	125	$\mu s$
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	30	80	135	$\mu s$
电源正常输出指示灌电流能力	$V_{PG}$	灌电流为 1mA			0.4	V
电源正常输出指示漏电流	$I_{PG-LEAK}$	$V_{PG} = 6V$			1	$\mu A$

## 电气特性 (续表)

测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $T_J = -40^{\circ}C$  至  $+125^{\circ}C$ , 典型值测试条件为  $T_J = +25^{\circ}C$ , 另有注明除外。

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入欠压锁定保护阈值-上升	INUV <sub>Vth</sub>	$T_J = +25^{\circ}C$	3.7	3.9	4.1	V
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	3.65	3.9	4.15	V
输入欠压锁定保护阈值-迟滞	INUV <sub>HYS</sub>		600	675	750	mV
VCC 调节器	V <sub>CC</sub>	$T_J = +25^{\circ}C$	4.75	4.9	5.05	V
		$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	4.7	4.9	5.1	V
VCC 负载调整率		I <sub>CC</sub> =5mA		1.5	3	%
软启动时间	t <sub>SS</sub>	V <sub>OUT</sub> 从 10% 上升至 90%, $T_J = +25^{\circ}C$	0.8	1.6	2.4	ms
		V <sub>OUT</sub> 从 10% 上升至 90%, $T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	0.6	1.6	2.6	ms
过温关断保护 <sup>(7)</sup>	T <sub>SD</sub>			150		$^{\circ}C$
过温保护迟滞 <sup>(8)</sup>	T <sub>SD_HYS</sub>			20		$^{\circ}C$

注:

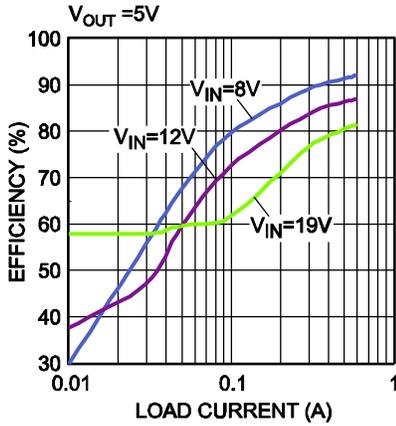
7) 未经生产验证。由过温校准保证。

8) 由特性化测试保证。

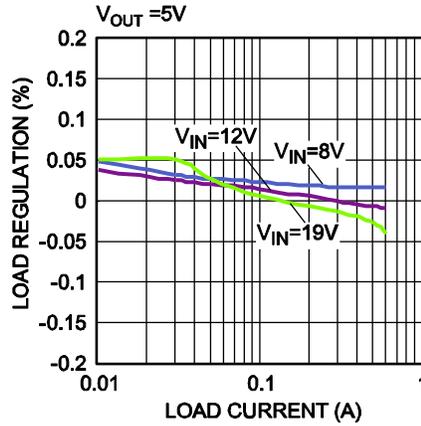
典型特性

测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 另有注明除外。

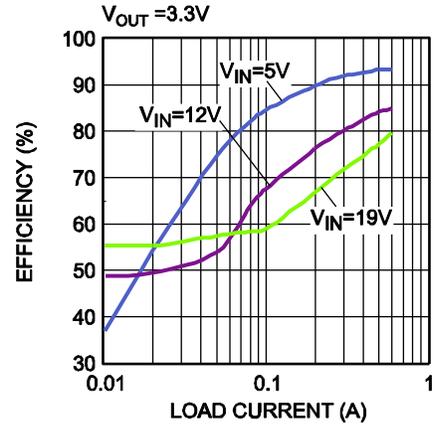
Efficiency vs. Load Current



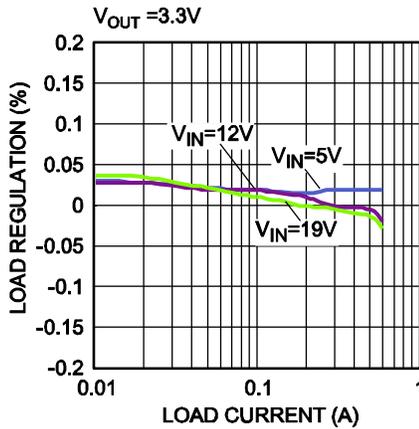
Load Regulation



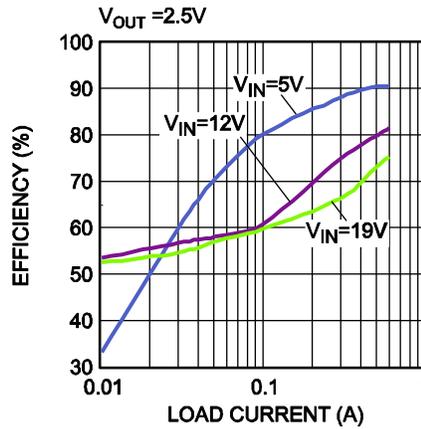
Efficiency vs. Load Current



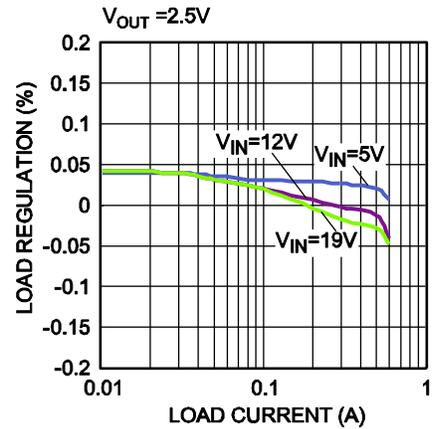
Load Regulation



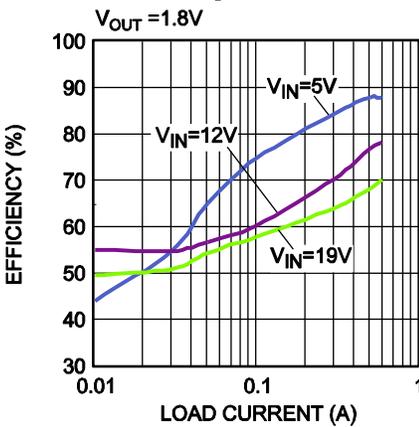
Efficiency vs. Load Current



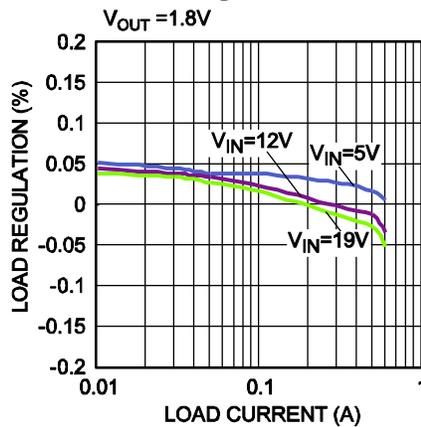
Load Regulation



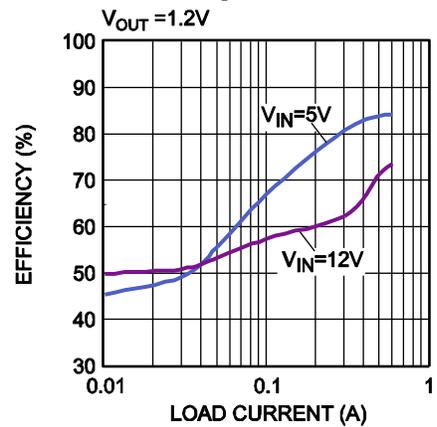
Efficiency vs. Load Current



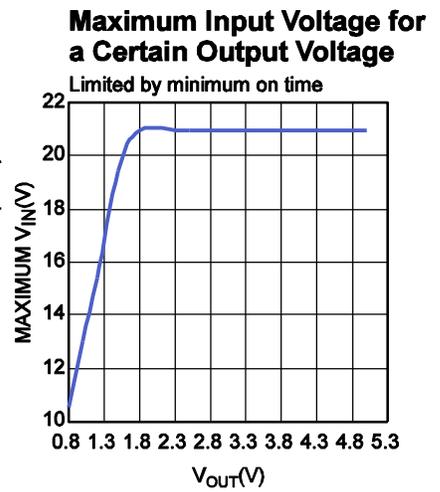
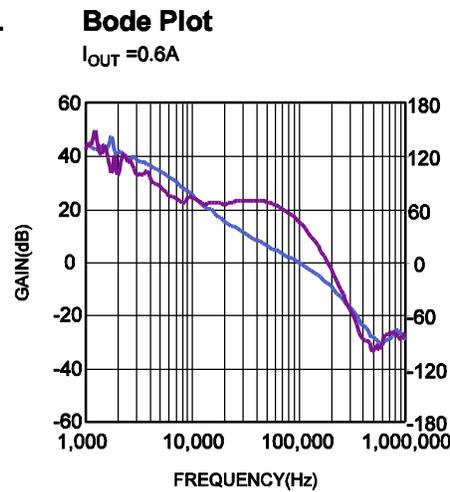
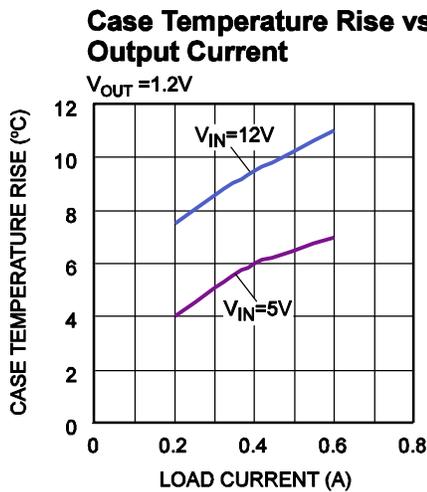
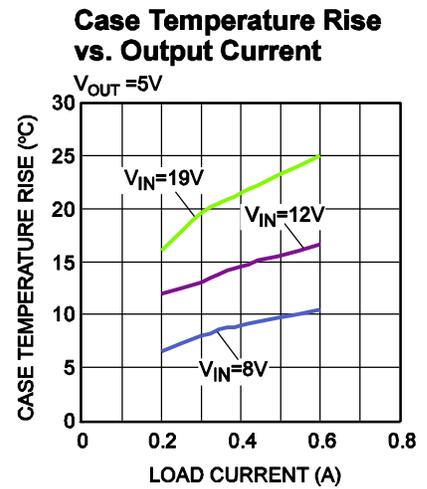
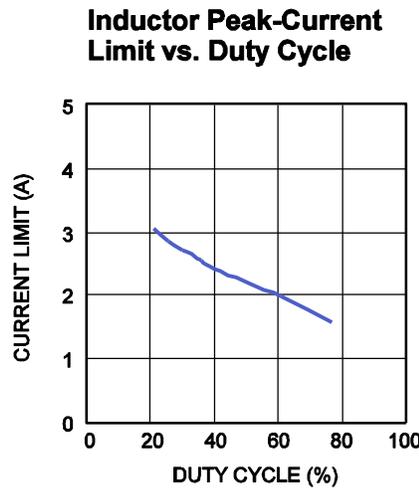
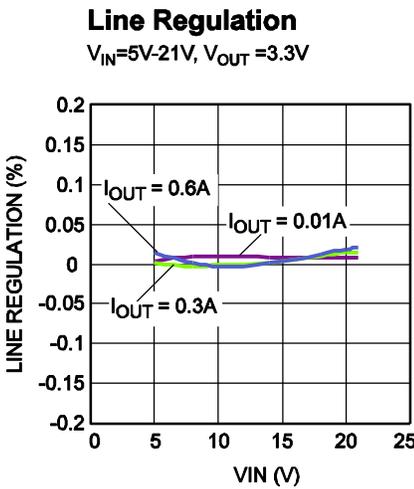
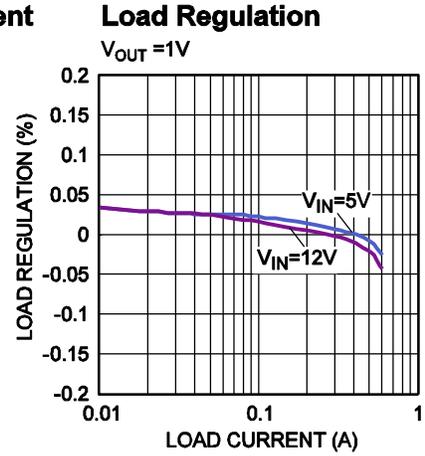
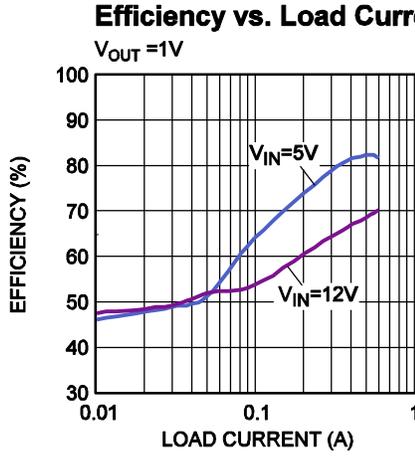
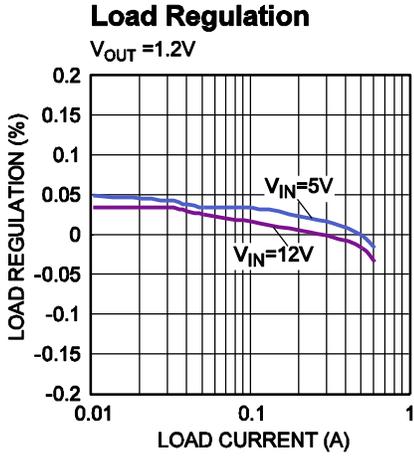
Load Regulation



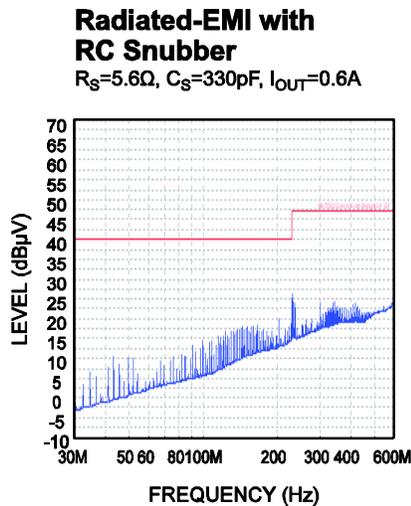
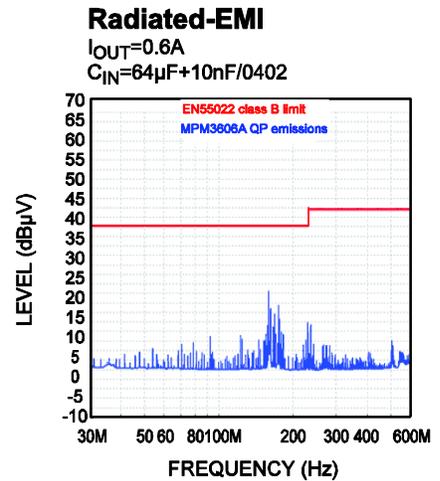
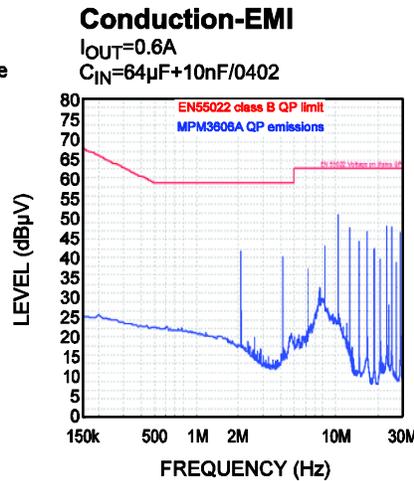
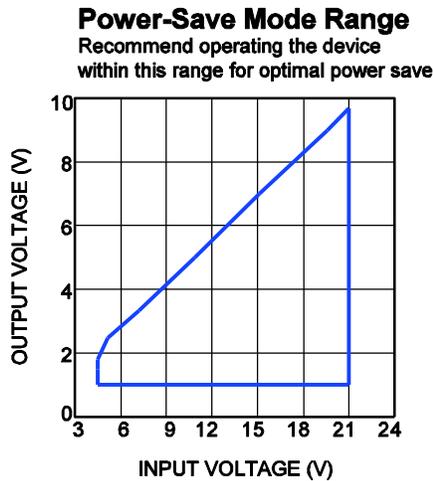
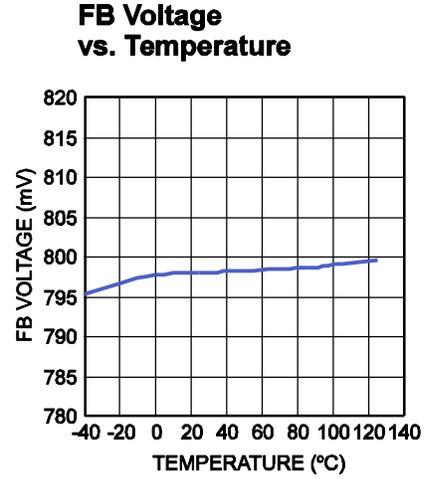
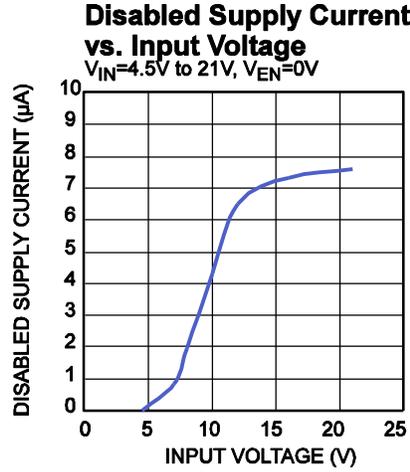
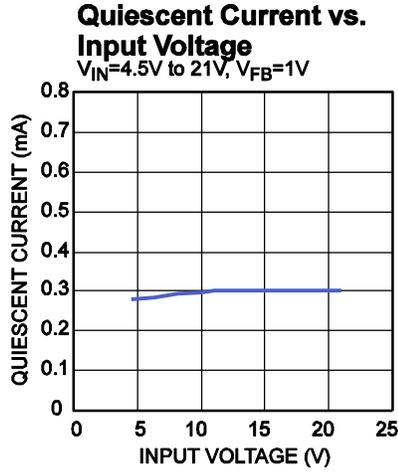
Efficiency vs. Load Current



## 典型特性 (续)

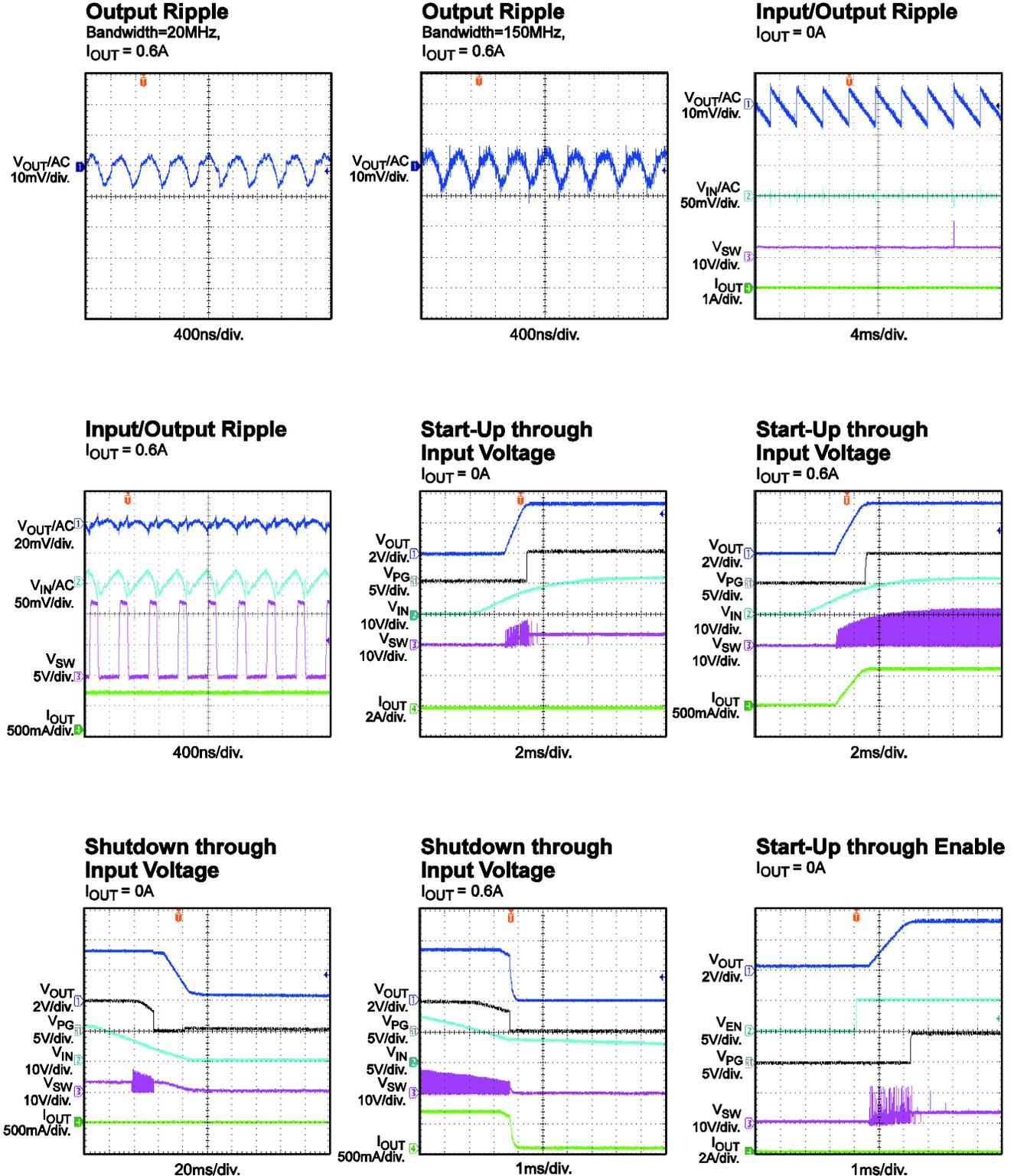
 测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 另有注明除外。


## 典型特性 (续)

 测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 另有注明除外。


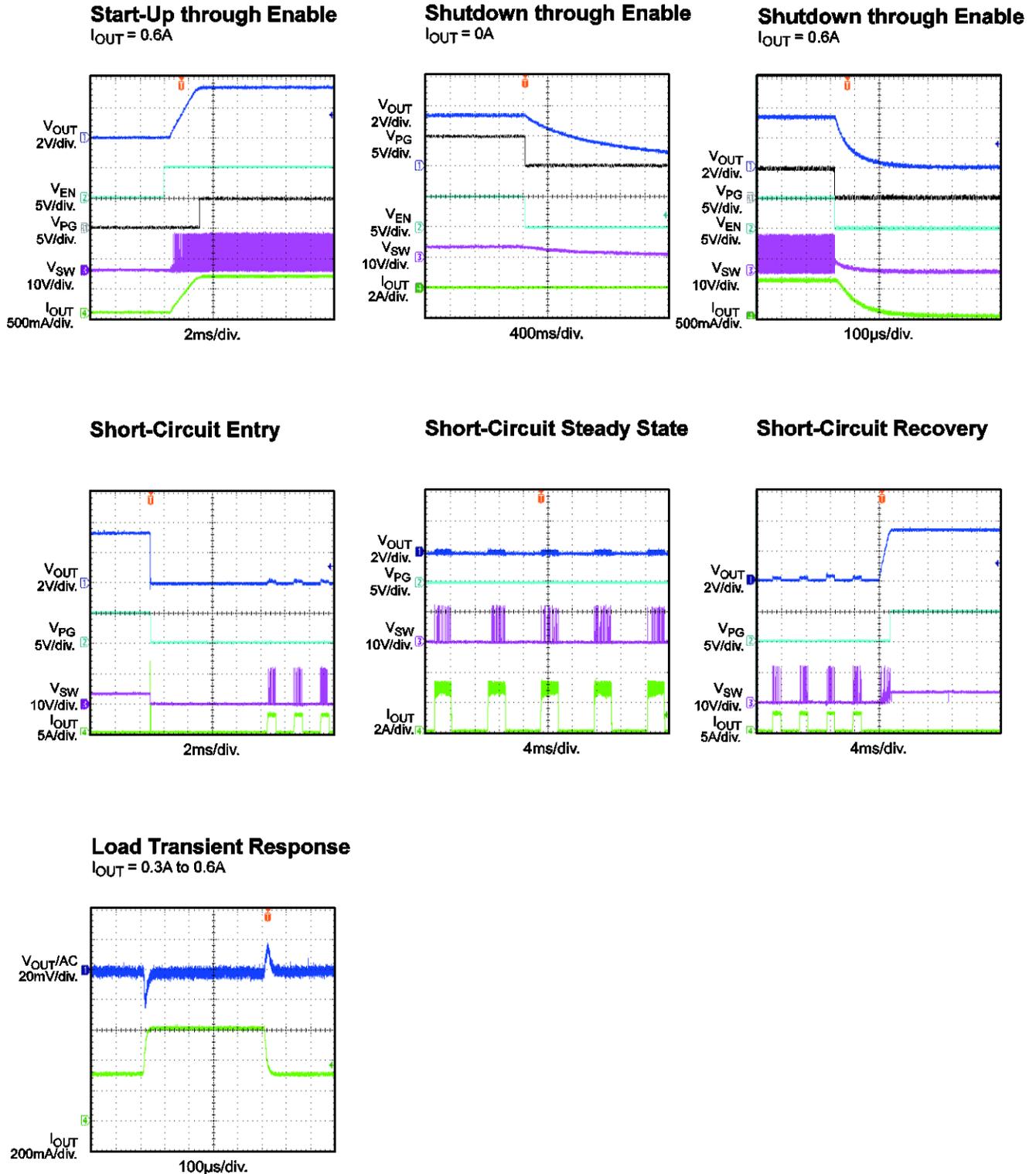
### 典型性能特性

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 另有注明除外。



## 典型性能特性 (续表)

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。测试条件为  $V_{IN} = 12V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , 另有注明除外。



## 引脚功能

封装 引脚#	名称	描述
1	FB	反馈引脚。将 FB 连接至输出和 GND 之间的外部电阻分压器处，以便设置输出电压。当 FB 电压低于 400mV 时，降频比较器可以降低振荡器频率以防止短路故障时限流失控。电阻分压器尽可能靠近 FB 引脚。避免在 FB 走线上放置过孔。
2	VCC	内部 4.9V LDO 输出引脚。模块集成了 LDO 输出电容，因此无需外接电容。
3	AGND	模拟地。AGND 引脚作为逻辑电路的参考地。AGND 由内部连接至 PGND，所以无需外接至 PGND 引脚。
4, 5, 6	SW	开关输出引脚。建议在引脚 4、5 和 6 处铺铜以提高模块的散热性能。
7, 8, 9	OUT	电源模块输出引脚。连接负载至 OUT 引脚；需要一个输出电容。
10, 15, 19, 20	NC	不得连接。NC 必须保持悬空。
11	BST	自举引脚。内部集成了一个自举电容，所以无需外接电容。
12, 13, 14	PGND	功率地。PGND 作为功率参考地。PCB 布局需格外小心，请参考“PCB 布局指南”。为达到最佳效果，PGND 需采用打有过孔的铺铜方式连接。
16	IN	供电电压引脚。IN 引脚为内部 MOSFET 和调节器供电。MPM3606A 的输入电压范围为 +4.5V 至 +21V。IN 引脚需要低等效电阻（ESR）和低电感的电容来除耦合。输入电容应尽量靠近 IN 引脚，使用宽 PCB 走线与其连接，并使用多个过孔。
17	EN	使能引脚。拉高 EN 引脚可使能模块。悬空 EN 引脚或接到地可使模块停止工作。
18	PG	电源正常输出指示引脚。PG 引脚为一个开漏输出。通过上拉电阻（通常为 100kΩ）将 PG 连接至 VCC（或另一个电压源）。更多关于 PG 引脚的信息，请见“工作原理”中的“电源正常输出指示”章节。

功能框图

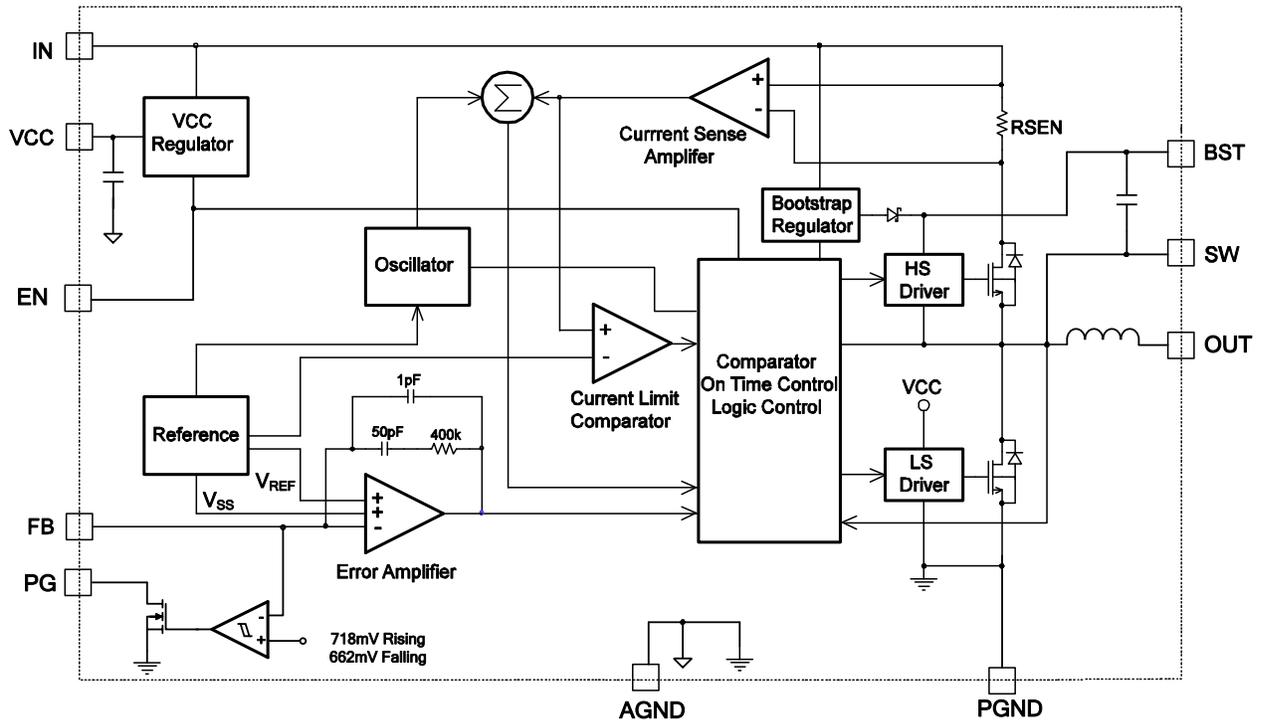


图 1. 功能框图

## 工作原理

MPM3606A 是一款内置功率 MOSFET、电感和 2 个电容的高频同步整流降压开关变换器。它提供了非常紧凑的解决方案，在 4.5V 至 21V 的宽输入范围内可实现高达 0.6A 的连续输出电流，具有极好的负载和线性调整率。

MPM3606A 可工作在三种模式下：高级异步调制模式（AAM），该模式类似于 PFM 模式；断续导通模式（DCM）；以及连续导通模式（CCM）。其负载电流增加的同时，工作模式从 AAM 切换至 DCM 再至 CCM 模式。特殊情况下，模块在轻载时不会进入 AAM 模式（请见第 8 页的节电模式范围图）。

### AAM 控制模式

轻载时，MPM3606A 工作在高级异步模式（AAM）（请见图 2）。当输入和输出电压为固定电压时， $V_{AAM}$  为内置固定电压。 $V_{COMP}$  为误差放大器输出电压，它表示峰值电感电流信息。当  $V_{COMP}$  低于  $V_{AAM}$  时，内部时钟被阻断。这会让 MPM3606A 进入跳频模式，从而实现轻载节电工作。具体内容请参考 AN032。

每当  $V_{COMP}$  高于  $V_{AAM}$  时，内部时钟都会重启一次。同时，上管功率 MOSFET（HS-FET）保持导通直至  $V_{ILsense}$  电流达到通过  $V_{COMP}$  设定的电压值。

该模块的轻载特性已针对 12V 输入应用进行了优化。

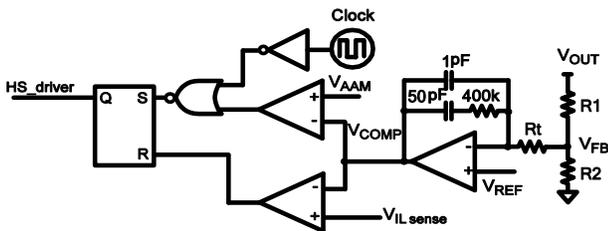


图 2. 简化的 AAM 控制逻辑

### DCM 控制模式

$V_{COMP}$  随着输出电流的增加而缓慢上升。当其最小值超过  $V_{AAM}$  后，模块进入 DCM 模式。在此模式中，内部 2MHz 时钟开启脉宽调制（PWM）周期，上管保持导通直至  $V_{ILsense}$  达到  $V_{COMP}$  电压设定的值（死区时间之后），然后下管（LS-FET）保持导通直至电感电流值降至为 0。在每个时钟周期内，模块通过重复相同的动作来调节输出电压（见图 3）。

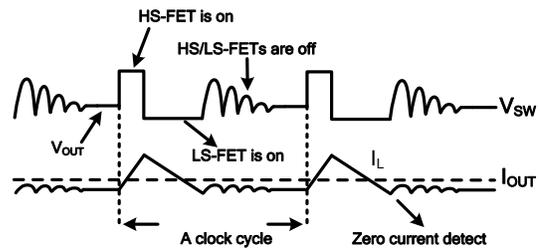


图 3. DCM 控制模式

### 连续导通控制模式（CCM）

当电感电流在一个周期内不再降至为 0 时，模块从 DCM 模式切换至 CCM 模式。在 CCM 模式中，内部 2MHz 时钟开启脉宽调制（PWM）周期，上管保持导通直至  $V_{ILsense}$  达到  $V_{COMP}$  设定的电压值（死区时间之后），下管保持导通直至下一个时钟周期开始。每个周期内模块通过重复相同的动作来调节输出电压。

如果在一个 83% 的 PWM 周期内， $V_{ILsense}$  没有达到  $V_{COMP}$  设定的值，则上管被强制关断。

### 内部 V<sub>CC</sub> 调节器

大部分内部电路由 4.9V 内部调节器供电。该调节器由  $V_{IN}$  输入供电，并在全  $V_{IN}$  范围内工作。当  $V_{IN}$  大于 4.9V 时，调节器的输出处于完全调节状态。当  $V_{IN}$  低于 4.9V 时，输出随之降低。模块集成了一个内部去耦电容，因此无需外接 VCC 输出电容。

### 误差放大器 (EA)

误差放大器将 FB 电压与内部 0.798V 参考电压 ( $V_{REF}$ ) 进行比较, 并输出与两者差值成正比的电流。该输出电流随后将对内部补偿网络进行充电或者放电, 以形成 COMP 电压, 用于控制功率 MOSFET 电流。优化后的内部补偿网络可以最大限度地减少外部元器件的使用数量, 大大简化了控制环路的设计。

### 欠压锁定保护 (UVLO)

欠压锁定保护 (UVLO) 可以使模块在输入电压不足的情况下停止工作。MPM3606A 欠压锁定保护 (UVLO) 比较器可以监控内部 LDO ( $V_{CC}$ ) 的输出电压。欠压锁定保护 (UVLO) 的上升阈值为 3.9V 典型值, 而其下降阈值为 3.225V 典型值。

### 使能控制 (EN)

EN 为启动和关断模块的控制引脚。驱动 EN 至高电平使芯片导通, 驱动 EN 至低电平使芯片关断。EN 与 GND 之间的内部 870k $\Omega$  电阻允许 EN 浮空以关断芯片。

EN 被一个 6.5V 的内部串联稳压二极管 (见图 4) 钳位。不使用上拉电阻将 EN 直接连接至电压源极时, 需要将电压源幅度限制在  $\leq 6V$ , 以防止损坏齐纳二极管。

通过上拉电阻将 EN 输入连接至  $V_{IN}$ , 将 EN 输入电流限制在 100 $\mu A$  以内。

例如,  $V_{in}$  为 12V, 则  $R_{PULLUP} \geq (12V - 6.5V) \div 100\mu A = 55k\Omega$ 。

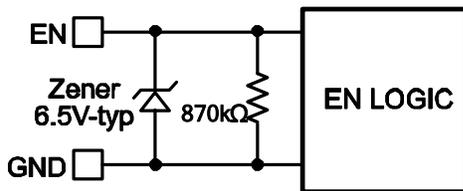


图 4.6.5V 齐纳二极管连接

### 内部软启动 (SS)

软启动是为了防止启动时, 模块的输出电压过冲。当芯片启动时, 软启动电压 (SS) 从 0V 缓慢上升至 4.9V。当 SS 低于  $V_{REF}$  时, 此时误差放大器使用 SS 作为参考值。当 SS 高于  $V_{REF}$  时, 此时误差放大器重新使用  $V_{REF}$  作为参考值。SS

时间被内部设置为 1.6 ms ( $V_{OUT}$  从 10% 上升至 90%)。

### 预偏置启动

MPM3606A 可实现在预先偏置输出电压下单调线性启动。如果启动时输出预先偏置了一个固定电压, 模块会给软启动电容充电。当软启动电容电压超过 FB 引脚的采样输出电压时, 模块相继导通上下管。输出电压跟随软启动斜率上升。

### 电源正常输出指示 (PG)

MPM3606A 具有电源正常输出指示 (PG), 用来指示模块的输出电压是否准备就绪。PG 引脚为一个开漏输出。通过上拉电阻 (通常为 100k $\Omega$ ) 将 PG 连接至  $V_{CC}$  (或另一个电压源)。当施加输入电压时, 在内部  $V_{SS} > 1V$  之前, PG 引脚会下拉至 GND。一旦  $V_{SS} > 1V$ , 当  $V_{FB}$  大于  $V_{REF}$  的 90% 时, PG 拉高 (35 $\mu s$  延时之后)。正常工作期间, PG 引脚在  $V_{FB}$  降低至低于  $V_{REF}$  的 83% 时拉低 (80 $\mu s$  延时之后)。

当发生欠压锁定保护 (UVLO) 或过温保护 (OTP) 时, PG 引脚立即拉低; 当发生过流 (OC) 时, PG 引脚在  $V_{FB}$  降至低于  $V_{REF}$  的 83% 时拉低 (80 $\mu s$  延时之后)。

由于 MPM3606A 不具备输出过压保护功能, 所以 PG 引脚无法响应输出过压情况。

### 打嗝过流保护 (OCP)

MPM3606A 具有逐周期限流保护功能。当电感电流峰值超过内部峰值限流阈值时, 则上管关断且下管保持导通直至电感电流降至低于内部谷值限流阈值。谷值限流电路用来降低工作频率 (在触发峰值限流阈值之后)。同时, 输出电压持续下降直至  $V_{FB}$  低于欠压 (UV) 阈值 (通常比参考值低 50%)。一旦触发 UV, MPM3606A 则会进入打嗝保护模式, 定期自动重启芯片。这种保护模式在输出短路到地时格外有用, 大大降低了平均短路电流, 减轻了热问题, 并保护了模块。一旦过流情况消失, MPM3606A 便退出打嗝保护模式。

### 过温关断保护 (TSD)

为防止任何过热引起的损坏, 当内部芯片温度超过  $150^{\circ}\text{C}$  时, MPM3606A 停止开关动作。一旦温度降至低于阈值 ( $130^{\circ}\text{C}$  典型值) 时, 模块恢复工作。

### 自举驱动电路

功率 MOSFET 上管的驱动由内部自举电容供电。此驱动电路自带 UVLO 保护。UVLO 的上升阈值为  $2.2\text{V}$ , 迟滞为  $150\text{mV}$ 。自举电容电压由  $V_{\text{IN}}$  通过 D1、M1、C4、L1 和 C2 进行内部调节 (见图 5)。如果  $V_{\text{BST}}-V_{\text{SW}}$  超过  $5\text{V}$ , U1 调节 M1 以维持 C4 上的  $5\text{V}$  电压。

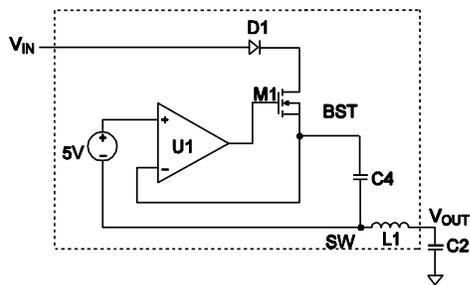


图 5. 内部自举充电电路

### 启动和关断

如果  $V_{\text{IN}}$  和  $V_{\text{EN}}$  均超过其各自的阈值, 则模块启动。内部参考电压电路首先启动, 产生稳定的参考电压, 然后内部稳压器被使能。稳压器为其余电路提供稳定的电源。

三种情况会关断芯片:  $V_{\text{IN}}$  低,  $V_{\text{EN}}$  低以及过温关断保护。在关断过程中, 首先阻断信号环路以避免触发故障。随后 COMP 电压和内部电源被下拉。浮空驱动不受此关断命令的影响。

### 额外的 RC 缓冲电路

可以使用一个 RC 缓冲电路来钳位电压尖峰并抑制振铃电压, 以实现更高的 EMI 性能。

RC 缓冲电路的功耗可以用以下公式估算出:

$$P_{\text{Loss}} = f_{\text{S}} \times C_{\text{S}} \times V_{\text{IN}}^2$$

其中  $f_{\text{S}}$  为开关频率,  $C_{\text{S}}$  为缓冲电容,  $V_{\text{IN}}$  为输入电压。

为提高效率,  $C_{\text{S}}$  值不应该设的太高。通常, 建议使用  $5.6\Omega$   $R_{\text{S}}$  和  $330\text{pF}$   $C_{\text{S}}$  来启动 RC 缓冲电路 (见图 6)。

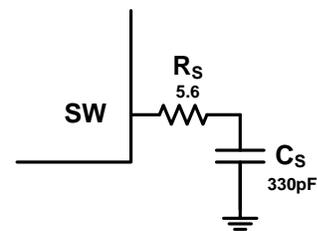


图 6. 额外的 RC 缓冲电路

应用信息

设置输出电压

输出电压由外部电阻分压器设置（请见首页中的“典型应用”）。选择 R1（见表 1）；R2 由以下公式得出：

$$R2 = \frac{R1}{\frac{V_{OUT}}{0.798V} - 1}$$

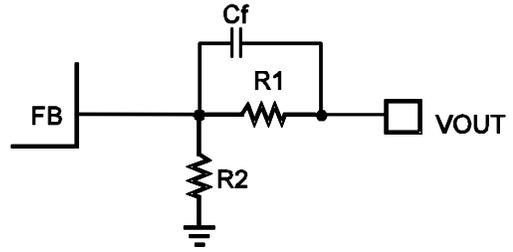


图 7.反馈网络

反馈网络和常见输出电压推荐反馈网络参数请见表 1 和图 7。

表 1. 常见输出电压推荐参数

		小尺寸解决方案 (C <sub>IN</sub> =10μF/0805/25V, C <sub>OUT</sub> =22μF/0805/16V)				低 V <sub>OUT</sub> 纹波 (C <sub>IN</sub> =10μF/0805/25V, C <sub>OUT</sub> =2X22μF/0805/16V)			
V <sub>IN</sub> (V)	V <sub>OUT</sub> (V)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	C <sub>f</sub> (pF)	V <sub>OUT</sub> 纹波 (mV) <sup>(9)</sup>	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	C <sub>f</sub> (pF)	V <sub>OUT</sub> 纹波 (mV) <sup>(9)</sup>
21	5	115	22	NS	17.6	40.2	7.68	NS	9.4
	3.3	102	32.4	NS	12.4	62	19.6	NS	7
	2.5	102	47.5	5.6	10	62	29.4	5.6	5.2
19	5	115	22	NS	16.4	40.2	7.68	NS	8.8
	3.3	102	32.4	NS	11.4	62	19.6	NS	6.6
	2.5	102	47.5	5.6	9.8	62	29.4	5.6	5
16	5	115	22	NS	15.6	40.2	7.68	NS	7.8
	3.3	102	32.4	NS	10.6	62	19.6	NS	6
	2.5	102	47.5	5.6	9.6	62	29.4	5.6	4.8
	1.8	102	82	5.6	8.6	62	49.9	5.6	4
14	5	115	22	NS	14.8	40.2	7.68	NS	7.4
	3.3	102	32.4	NS	10.2	40.2	12.7	NS	5.6
	2.5	75	34.8	5.6	9.4	40.2	18.7	5.6	4.6
	1.8	102	82	5.6	8.4	62	49.9	5.6	4.2
	1.5 <sup>(10)</sup>	158	180	5.6	7.2	62	69.8	5.6	3.6
12	5	100	19.1	NS	13.8	34	6.49	NS	6.4
	3.3	75	24	NS	9.4	40.2	12.7	NS	5.2
	2.5	75	34.8	5.6	9	40.2	18.7	5.6	4.4
	1.8	102	82	5.6	7.8	47	37.4	5.6	4
	1.5 <sup>(10)</sup>	158	180	5.6	6.6	47	53.6	5.6	3.4
	1.2 <sup>(10)</sup>	158	316	5.6	6.2	75	147	5.6	3

表 1: 常见输出电压推荐参数 (续)

		小尺寸解决方案 ( $C_{IN}=10\mu F/0805/25V$ , $C_{OUT}=22\mu F/0805/16V$ )				低 $V_{OUT}$ 纹波 ( $C_{IN}=10\mu F/0805/25V$ , $C_{OUT}=2X22\mu F/0805/16V$ )			
$V_{IN}$ (V)	$V_{OUT}$ (V)	R1 (k $\Omega$ )	R2 (k $\Omega$ )	$C_f$ (pF)	$V_{OUT}$ 纹波 (mV) <sup>(9)</sup>	R1 (k $\Omega$ )	R2 (k $\Omega$ )	$C_f$ (pF)	$V_{OUT}$ 纹波 (mV) <sup>(9)</sup>
10	5	100	19.1	NS	13.2	34	6.49	NS	6.2
	3.3	75	24	NS	8.4	40.2	12.7	NS	4.8
	2.5	75	34.8	5.6	8.2	40.2	18.7	5.6	4
	1.8	75	59	5.6	7.2	47	37.4	5.6	3.6
	1.5	102	115	5.6	6	47	53.6	5.6	3.2
	1.2 <sup>(10)</sup>	102	205	5.6	5.4	62	124	5.6	2.8
	1 <sup>(10)</sup>	102	402	5.6	4.8	82	324	5.6	2.6
8	5	100	19.1	NS	9.2	34	6.49	NS	5
	3.3	75	24	NS	7.6	40.2	12.7	NS	3.8
	2.5	75	34.8	5.6	7	40.2	18.7	5.6	3.4
	1.8	75	59	5.6	6.4	47	37.4	5.6	3
	1.5	75	84.5	5.6	5.4	47	53.6	5.6	2.8
	1.2 <sup>(10)</sup>	75	147	5.6	5	47	93.1	5.6	2.6
	1 <sup>(10)</sup>	75	294	5.6	4.6	56	221	5.6	2.2
5	3.3	75	24	NS	6	40.2	12.7	NS	3.4
	2.5	75	34.8	5.6	5.8	40.2	18.7	5.6	3.2
	1.8	75	59	5.6	5.2	47	37.4	5.6	2.8
	1.5	62	69.8	5.6	5	47	53.6	5.6	2.4
	1.2 <sup>(10)</sup>	62	124	5.6	4.6	47	93.1	5.6	2.2
	1 <sup>(10)</sup>	62	243	5.6	4.4	47	187	5.6	2

注:

9) 输出电压纹波在 0.6A 输出电流条件下测量所得。

10) 在这些规格中, BST 工作电流将在完全空载时向输出电压进行充电, 使得高于设定值, 这是由于有较大的分压电阻值。一个 10 $\mu A$  的负载电流可以将输出电压上拉至正常调节电压。

正常情况下, 建议输出电压设置在 0.8V 至 5.5V 之间。然而, 也可以设为 5.5V 以上。在这种情况下, 由于电感纹波电流较大, 输出电压纹波也会比较大。此时需要一个额外电容来降低输出电压纹波。

如果输出电压比较高的话, 则散热问题会变得比较重要。请参考第 18 页上的 PCB 布局指南, 以实现更好的散热性能。

### 选择输入电容

由于降压变换器的输入电流为不连续电流, 因此需要一个输入电容, 在保持直流输入电压的同时, 还能提供交流电流。使用低 ESR 电容可获得更好的性能。最好使用带 X5R 或 X7R 电介质的陶瓷电容器, 因为其具有低的 ESR 和小温度系数。对于大多数应用而言, 使用 10 $\mu F$  的电容即可。

由于  $C_1$  吸收了输入开关电流，因此需要设置足够的纹波电流额定值。流经输入电容的RMS电流可根据以下公式估算得出：

$$I_{C1} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)}$$

最差情况为  $V_{IN} = 2V_{OUT}$ ，如下公式显示：

$$I_{C1} = \frac{I_{LOAD}}{2}$$

为简单起见，请选择额定 RMS 电流超过最大负载电流一半的输入电容。

输入电容可以是电解、钽或陶瓷电容。当采用电解或钽电容器时，尽量靠近IC放置一颗品质优良的小陶瓷电容器（例如0.1 $\mu$ F）。当采用陶瓷电容时，确保其具有足够的电容以提供足够的电荷，以防止输入时产生过多的电压纹波。由电容引起的输入电压纹波可以根据以下公式估算出：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_s \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

### 选择输出电容

需要一个输出电容（ $C_2$ ）来维持直流输出电压。建议采用陶瓷、钽或低 ESR 电解电容器。为达到最佳效果，建议使用低 ESR 电容以保持低输出电压纹波。输出电压纹波可以根据以下公式来估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L_1} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_s \times C_2}\right)$$

其中  $L_1$  为电感值， $R_{ESR}$  为输出电容的等效串联电阻（ESR）值，并且  $L_1=1\mu$ H。

如果是陶瓷电容，容值决定了开关频率阻抗，输出电压纹波主要由电容影响。为简单起见，输出电压纹波可以估算为：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_s^2 \times L_1 \times C_2} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

如果采用钽或电解电容，则 ESR 主导开关频率处的阻抗。为简单起见，输出纹波可用以下公式近似：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_s \times L_1} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR}$$

输出电容器的特性也会影响系统的稳定性。对于宽范围的电容容值和和 ESR 值，MPM3606A 内部补偿已经做了优化。

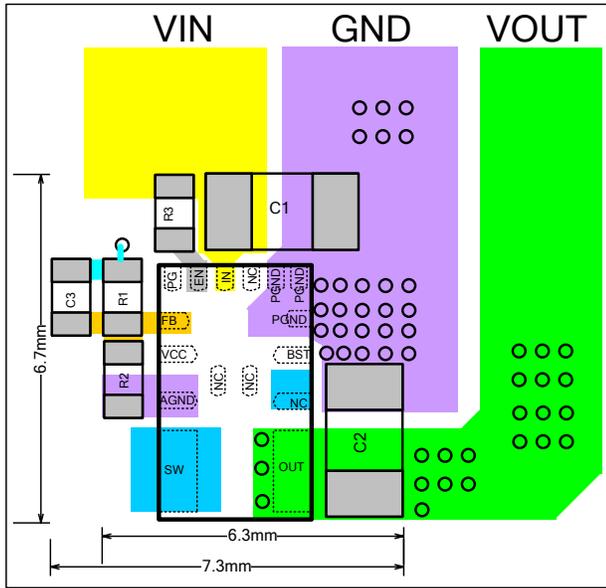
### PCB 布局<sup>(11)</sup>

高效的 PCB 布局对于模块工作的稳定性至关重要，尤其是输入电容的布置。为获得最佳效果，请参考图 8 并遵循以下指南：

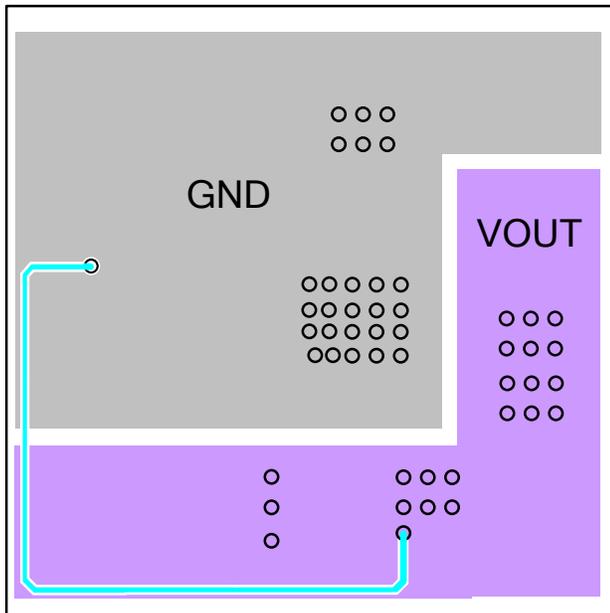
1. 使用大的接地面直接接地 PGND。如果底层也是地层，在靠近 PGND 引脚处增加过孔。
2. 确保大电流走线（PGND、IN 和 OUT 处）短而直且宽。确保陶瓷输入电容靠近 IN 和 PGND 引脚放置。尽可能使用宽而短的走线连接输入电容和 IN。
3. 将外部反馈电阻紧挨着 FB 放置。
4. 反馈网络远离开关节点。

注：

11) 推荐的布局基于第 20 页中的“典型应用电路”。



顶层



底层

图 8.推荐 PCB 布局

设计实例

表 2 为符合以上应用指南规格的设计实例：

表 2.设计实例

$V_{IN}$	12V
$V_{OUT}$	3.3V
$I_{OUT}$	0.6A

具体应用原理图请见图10。“典型性能特性”章节中显示了典型性能和电路波形图（更多应用信息，请参阅相关评估板数据表）。

典型应用电路(12)(13)

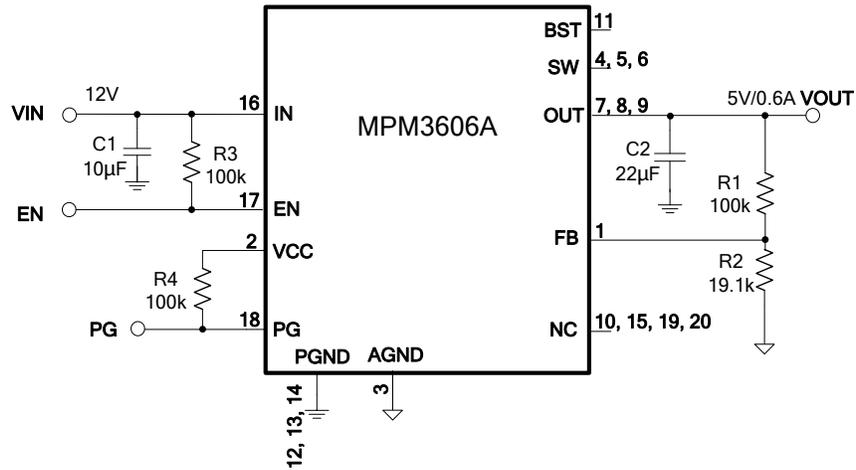


图 9. Vo=5V, Io=0.6A

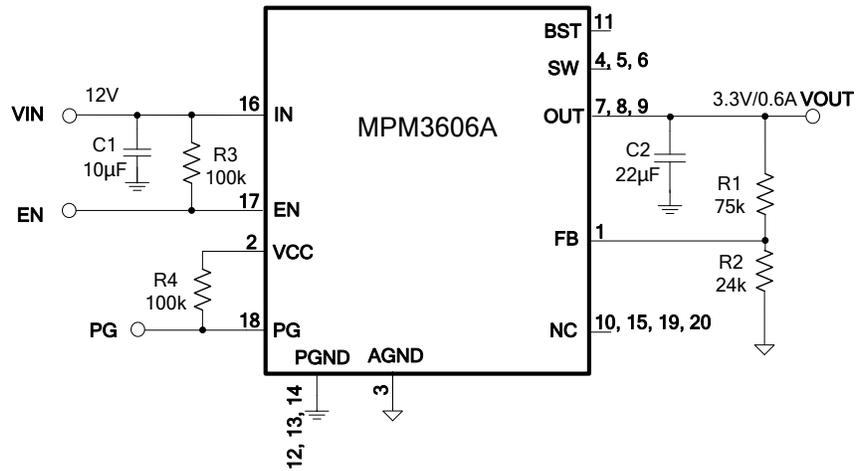


图 10. Vo=3.3V, Io=0.6A

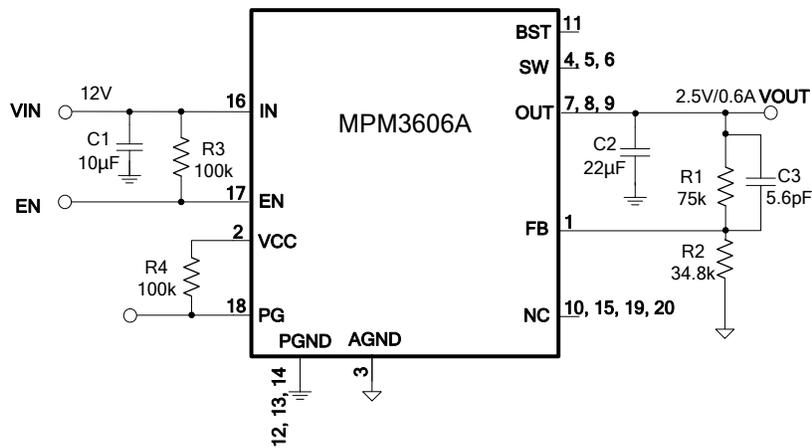


图 11. Vo=2.5V, Io=0.6A

典型应用电路 (续表)

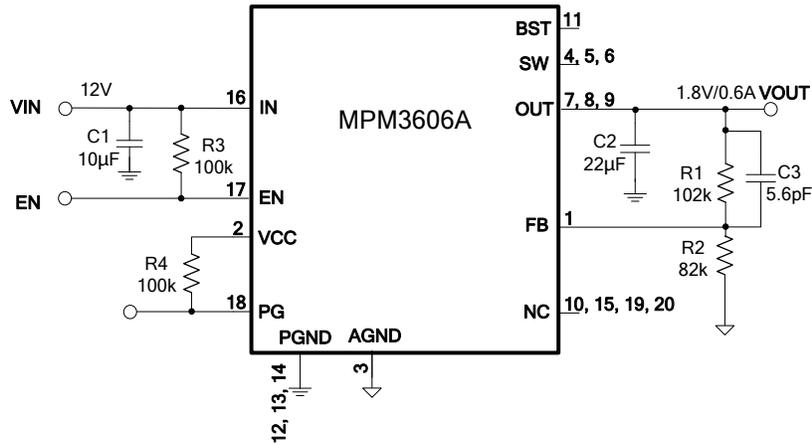


图 12. Vo=1.8V, Io=0.6A

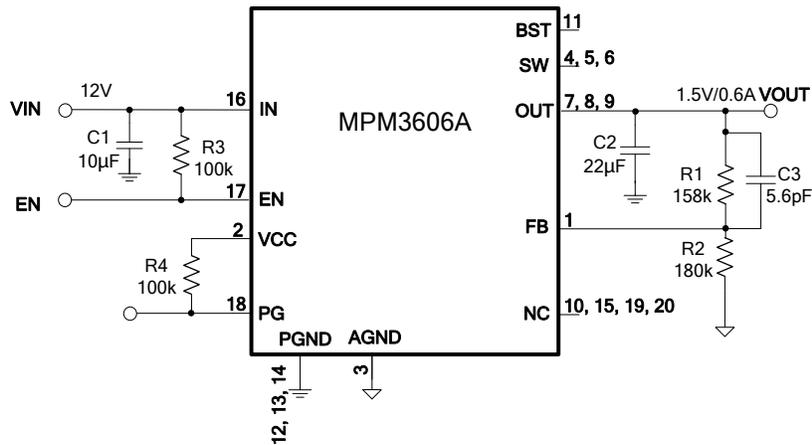


图 13. Vo=1.5V, Io=0.6A

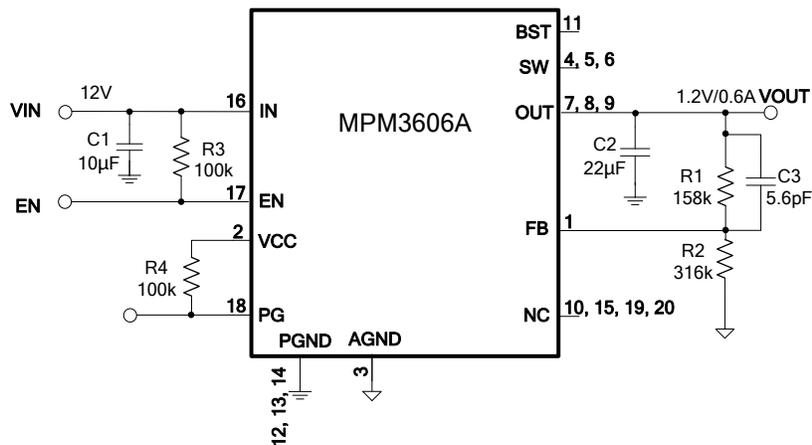


图 14. Vo=1.2V, Io=0.6A

典型应用电路 (续表)

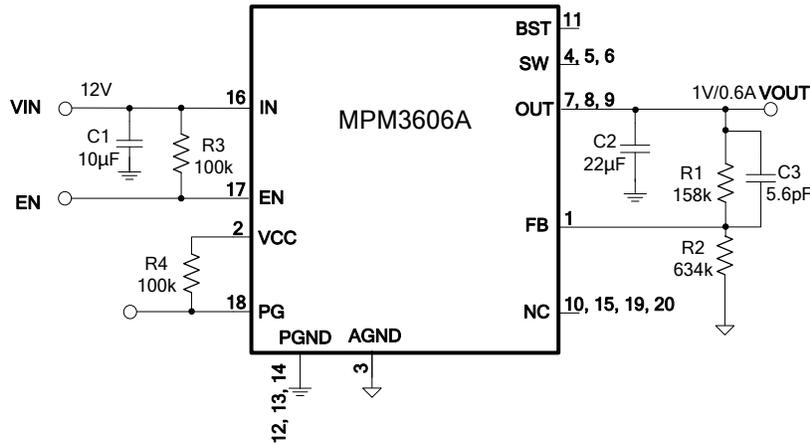


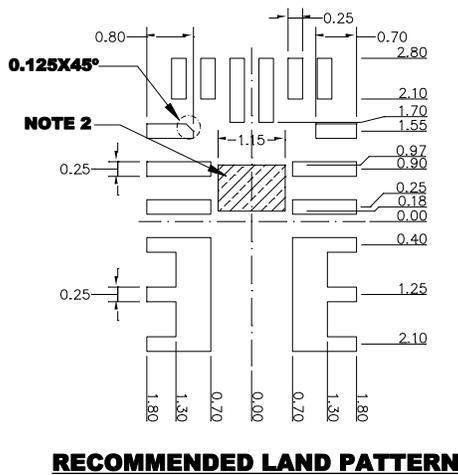
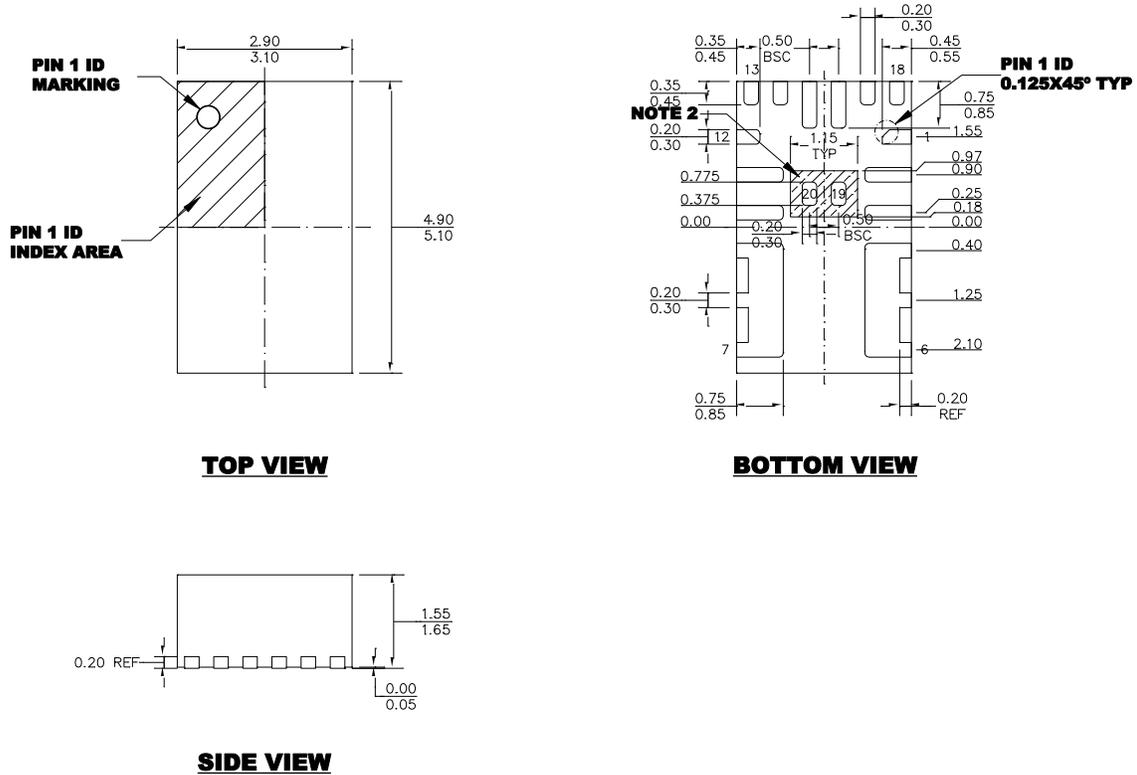
图 15:  $V_o=1V, I_o=0.6A$

注:

- 12) 在 12V 输入转 1V 输出应用中, 上管导通时间接近最小导通时间; 虽然开关频率可能会有一点抖动, 但在 PWM 模式下其输出电压纹波仍小于 15mV。
- 13) 在 12V 输入转 1.5/1.2/1V 输出应用中, BST 工作电流将在空载时向输出电压充电, 使得高于设定值, 这是由于有较大的电阻分压值。一个 10µA 的负载电流可以将输出电压上拉至正常调节电压。

封装信息

QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)



**NOTE:**

- 1) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.
- 2) SHADED AREA IS THE KEEP-OUT ZONE. ANY PCB METAL TRACE AND VIA ARE NOT ALLOWED TO CONNECT TO THIS AREA ELECTRICALLY OR MECHANICALLY.
- 3) LEAD COPLANARITY SHALL BE 0.10 MILLIMETERS MAX.
- 4) JEDEC REFERENCE IS MO-220.
- 5) DRAWING IS NOT TO SCALE.

注：本文中信息如有变更，不再另行通知。用户应确保其对 MPS 产品的具体应用不侵犯他人知识产权。MPS 不对此类应用承担任何法律责任。