MPM3632C

18V 输入，3A 模块

集成电感的同步强制 CCM 模式降压变换器

描述

MPM3632C 是一款集成了同步整流功率 MOSFET、电感和 3 个电容的降压调节模块。MPM3632C 提供了非常紧凑的解决方案，仅需输入输出电容，即可在宽输入范围内可实现 3A 的持续输出电流，具有极好的负载和线性调整率。MPM3632C 具有 3MHz 的固定开关频率，采用恒定导通时间（COT）控制模式，提供了快速的负载瞬态响应。

MPM3632C 可显著提升产品上市时间，同时还能避免设计生产风险。

全方位的保护特性包括输出过压保护（OVP）、过流保护（OCP）和过温保护。

MPM3632C 采用节省空间的 QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm) 封装。

特性

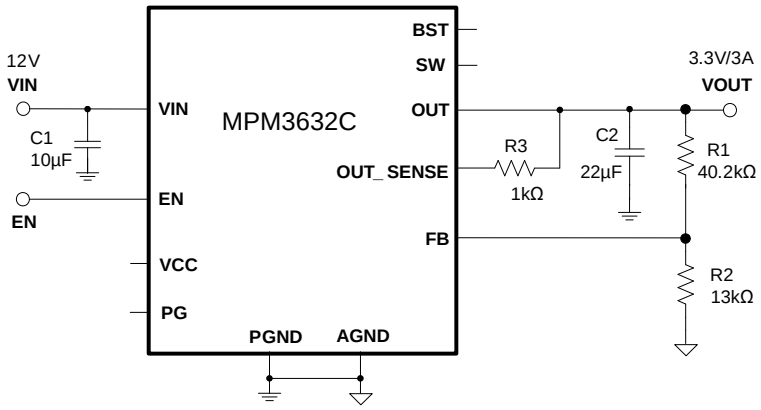
- 成套开关电源
- 开关频率为 3MHz
- 4V 至 18V 宽输入工作电压范围
- 输出电压可调节最低至 0.8V
- 内部固定软启动时间
- 3A 连续输出电流
- 用于低输出纹波的强制 CCM 模式
- 电源正常（PG）指示
- 打嗝过流保护（OCP）功能
- 输出过压保护（OVP）
- 过温关断保护
- 快速瞬态响应
- 采用 QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)封装
- 总方案尺寸：7mmx7.9mm

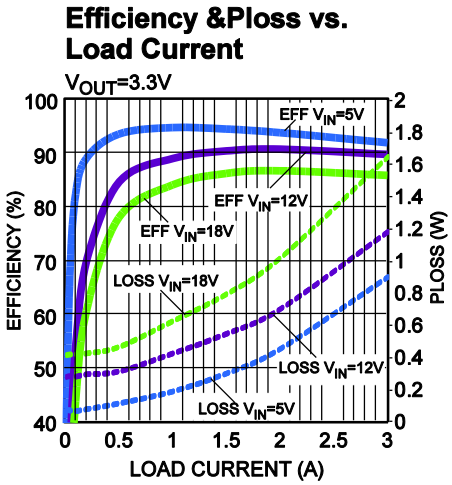
应用

- 服务器系统
- 医学成像设备
- 配电系统
- 用于 FPGA, ASICs, DSP 的负载点应用
- 小体积应用

所有 MPS 产品都保证无铅，无卤素，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





MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

订购信息

产品型号*	封装	顶标
MPM3632CGQV	QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)	*见下文*

*对于编带和卷盘包装，请添加后缀-Z（例如 MPM3632CGQV-Z）。

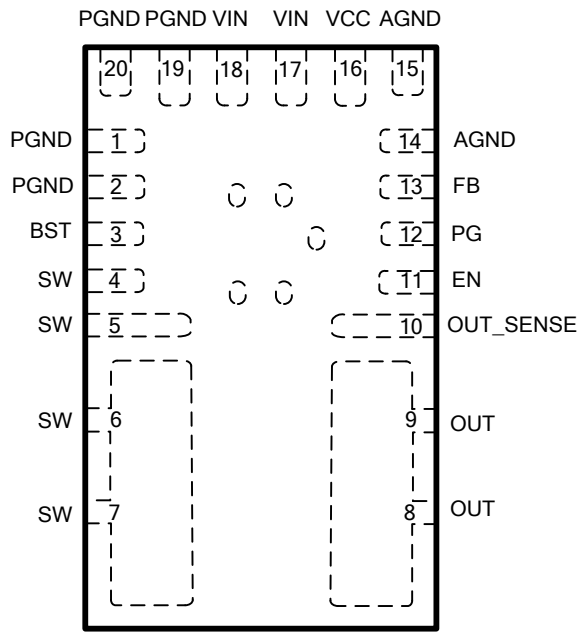
顶标

MPYW
3632
CLLL
M

MP: MPS 前缀
Y: 年份代码
W: 周代码
3632C: 产品型号
LLL: 批次号
M: 模块

参考封装

顶视图



QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

最大绝对额定值 (1)

V_{IN}.....-0.3V 至 20V
V_{SW} .....-0.6V (<10ns 时为 -5V) 至 V_{IN} + 0.7V (<10ns 为 22V)
V_{BST}.....V_{SW} + 4V
V_{EN}.....18V
V_{OUT} 6.5V
V_{PG}.....5.5V
所有其他引脚 -0.3V 至 4V
连续耗散功率 (T_A = +25°C) **(2)**
.....2.7W
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 (3)

供电电压（V_{IN}） .....4V 至 18V
输出电压（V_{OUT}）.....0.8V 至 5.5V
工作结温（T_J） ..... -40°C 至 +125°C

热阻 (4)

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

注：

1) 超过这些限定值可能会损坏芯片。
2) 最大可允许耗散功率是最大结温 T_J(MAX)、结温-环境热阻 θ_{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)/ θ_{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。内部热保护电路保护芯片免受永久性损坏。
3) 设备不能保证在其工作条件之外运行。
4) 上述数据是在 JESD51-7（4-层板）上测量所得。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

电气特性

测试条件为 V_{IN} = 12V, T_J = -40°C 至 +125°C (5)，典型值测试条件为 T_J = +25°C，除非另有注明。

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_{IN}	V_{EN} = 0V			15	μA
供电电流（静态）	I_Q	无开关， V_{FB} = 0.85V		1200		μA
上管开关管内阻	$HS_{RDS(ON)}$	V_{BST-SW} = 3.3V		36		mΩ
下端开关管内阻	$LS_{RDS(ON)}$	V_{CC} = 3.3V		18		mΩ
电感直流电阻	L_{DCR}			25		mΩ
开关管漏电流	SW_{LKG}	V_{EN} = 0V, V_{SW} = 12V			1	μA
开关频率	F_{SW}	V_{OUT} = 3.3V	2700	3000	3300	kHz
		V_{OUT} = 1.2V	2700	3000	3300	kHz
下管谷值电流限	I_{LIMIT1}		3.0	3.3	3.9	A
下管负向电流限	I_{LIMIT2}	过压情况下		-2.5		A
ZCD 阈值	I_{ZCD}		-100	50	200	mA
最小导通时间(6)	τ_{ON_MIN}			25		ns
最小关断时间	τ_{OFF_MIN}			80		ns
反馈电压	V_{REF}	T_J = -40° C 至 +125° C	788	800	812	mV
输出过压上升阈值	V_{OVP}		110%	115%	120%	V_{REF}
OVP 迟滞	V_{OVP_HYS}			5%		V_{REF}
OVP 延时	τ_{OVP}			2		μs
输出引脚绝对过压	V_{OVP2}		5.7	6	6.3	V
绝对过压阈值	V_{OVP2_HYS}			100		mV
绝对 OVP 延时	τ_{OVP2}			2		μs
PG OV 上升阈值	$PGOV_{Hi}$	Fault	110%	115%	120%	V_{REF}
PG OV 下降阈值	$PGOV_{Lo}$	Good		110%		V_{REF}
PG UV 上升阈值	$PGUV_{Hi}$	Good	85%	90%	95%	V_{REF}
PG UV 下降阈值	$PGUV_{Lo}$	Fault		80%		V_{REF}
PG 抗尖峰脉冲时间	PG_{Deg}	上升和下降边缘		50		μs
PG 灌电流能力	VPG	灌电流 4mA		0.4	0.6	V
EN 上升阈值	V_{EN_RISING}		1.1	1.20	1.224	V
EN 下降阈值	V_{EN_FALL}		0.96	1.00	1.04	V
EN 至 GND下拉电阻	R_{EN}			1.35		MΩ
输入欠压锁定保护阈值-上升	$INUV_{Vth}$		3.2	3.6	3.9	V
输入欠压锁定保护阈值-迟滞	$INUV_{HYS}$			500		mV
VCC 调节器	V_{CC}			3.3		V
VCC 负载率		I_{CC} = 20mA		3		%
软启动时间	T_{SS}	V_{OUT} 从 10% 至 90%		1.65		ms
过温保护(6)	T_{SD}			150		° C
过温保护迟滞(6)	T_{SD_HYS}			20		° C

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

注：

5) 未经生产批量检验，由全温特性相关性保证。
6) 由设计保证。

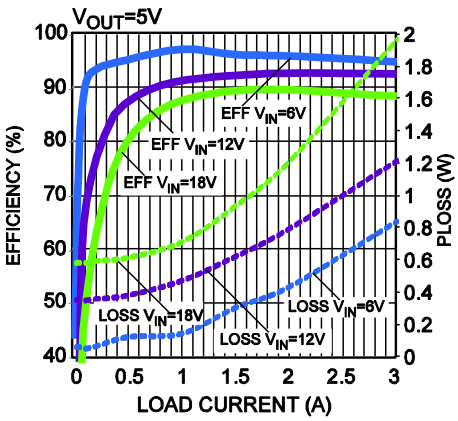
MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
2019 MPS.版权所有。

典型特性

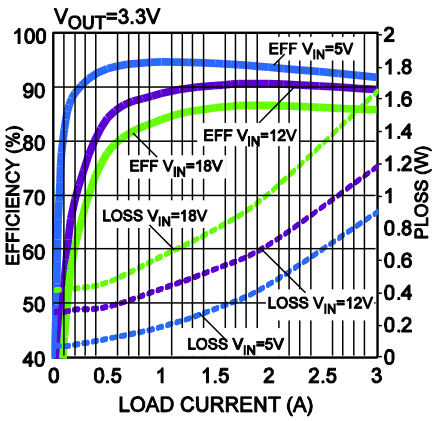
性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。

测试条件为 V_{IN} = 12V, V_{OUT} = 3.3V, T_A = 25°C，除非另有注明。

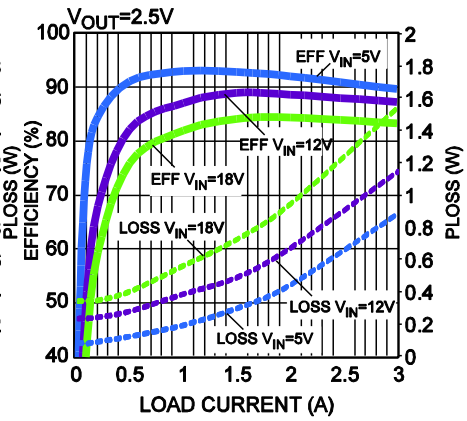
Efficiency &Ploss vs. Load Current



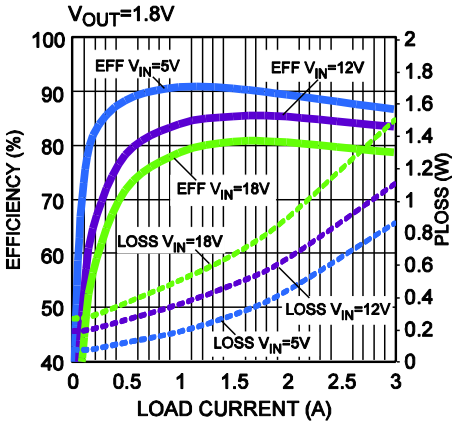
Efficiency &Ploss vs. Load Current



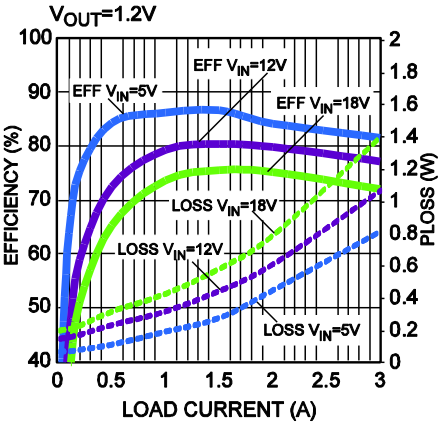
Efficiency &Ploss vs. Load Current



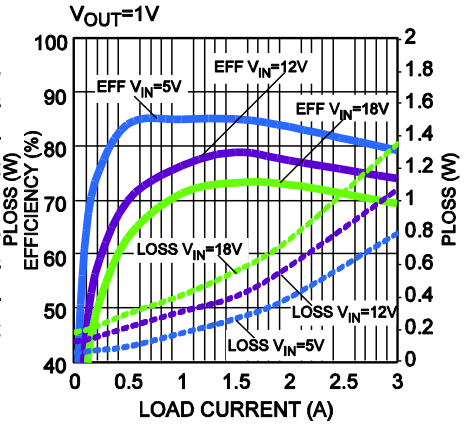
Efficiency &Ploss vs. Load Current



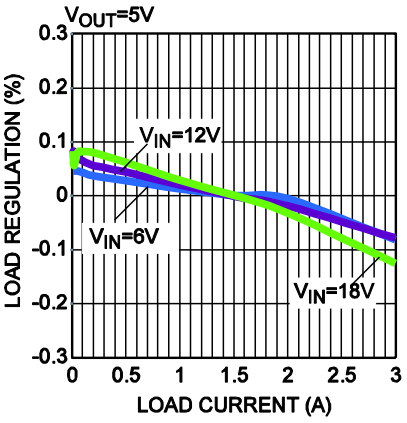
Efficiency &Ploss vs. Load Current



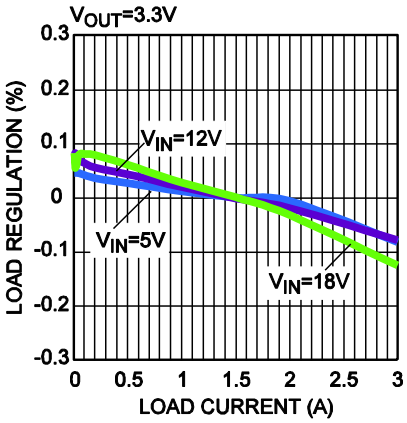
Efficiency &Ploss vs. Load Current



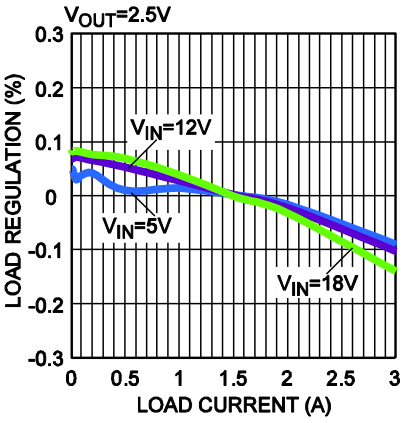
Load Regulation



Load Regulation



Load Regulation



MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

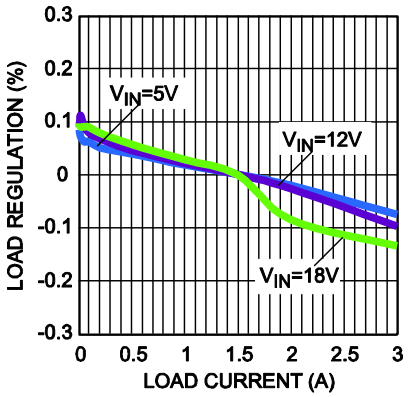
典型特性（续）

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°C，除非另有注明。

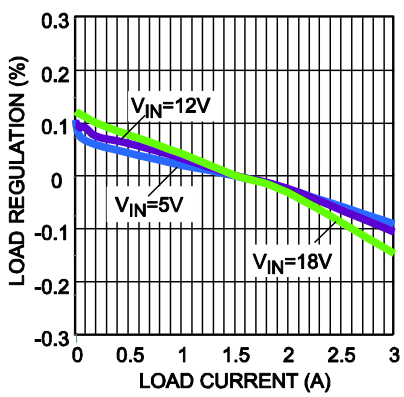
Load Regulation

V_{OUT}=1.8V



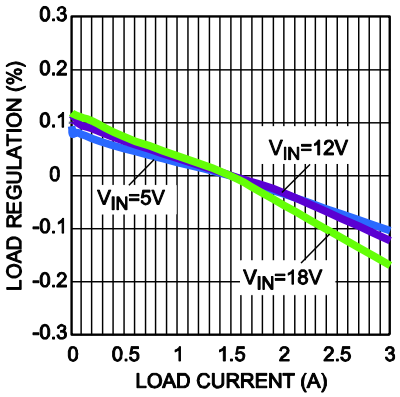
Load Regulation

V_{OUT}=1.2V



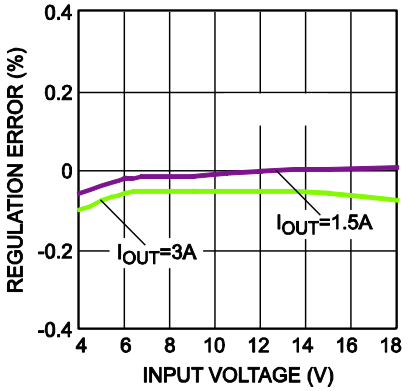
Load Regulation

V_{OUT}=1V



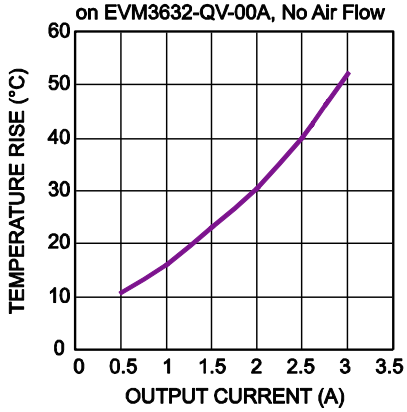
Line Regulation

V_{OUT}=3.3V



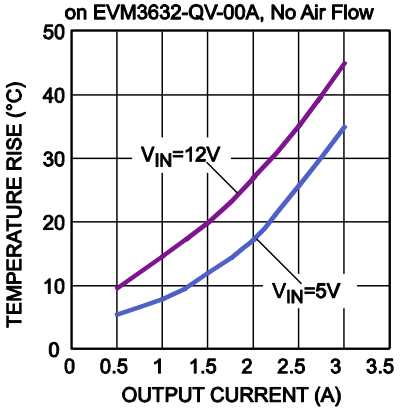
Case Temperature Rise

V_{OUT}=5V, T_A=14°C,
on EVM3632-QV-00A, No Air Flow



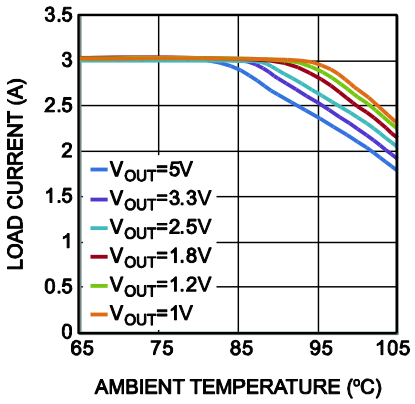
Case Temperature Rise

V_{OUT}=3.3V, T_A=14°C,
on EVM3632-QV-00A, No Air Flow



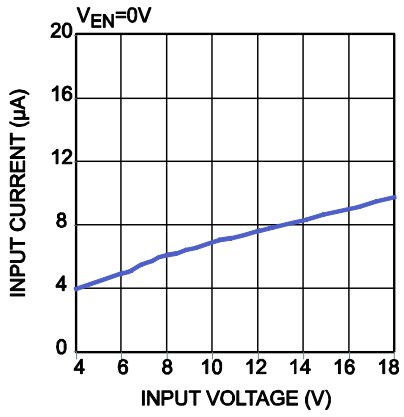
Thermal Derating

V_{IN}=12V

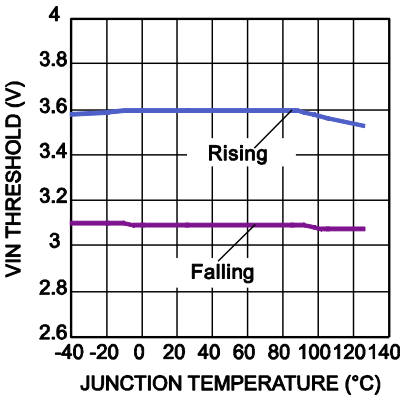


Supply Current After EN Shutdown

V_{EN}=0V



VIN UVLO Threshold



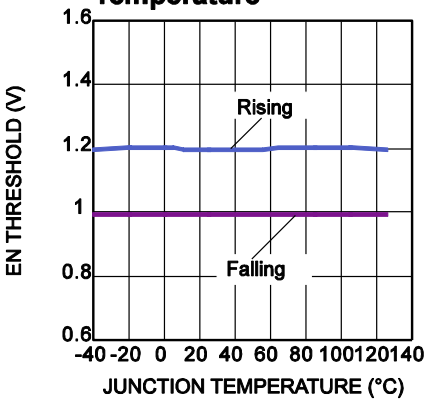
MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

典型特性*（续）*

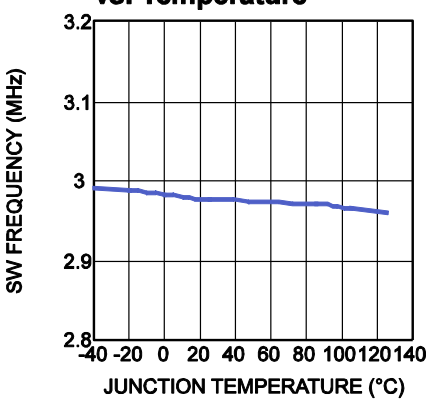
性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。

测试条件为 V_{IN} = 12V，V_{OUT} = 3.3V，T_A = 25°C，除非另有注明。

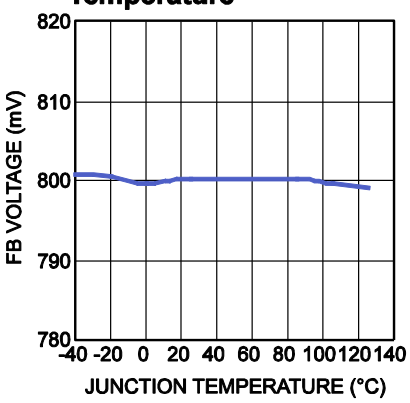
EN Threshold vs. Temperature



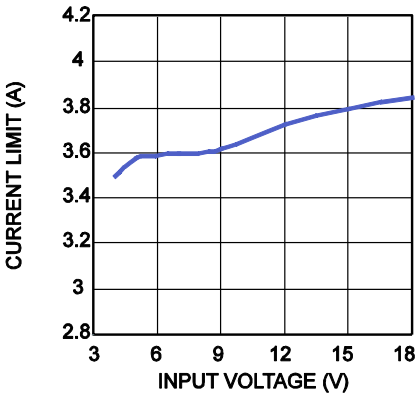
Switching Frequency vs. Temperature



FB Voltage vs. Temperature

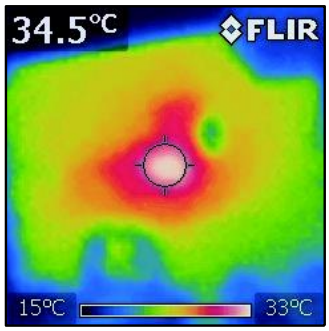


Overload Current vs. Input Voltage



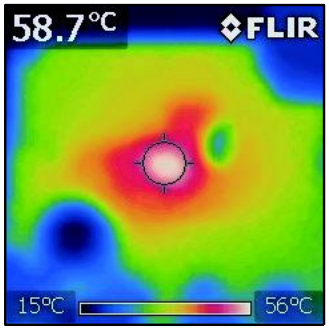
Thermal Test

V_{IN}=12V, V_{OUT}=3.3V, I_{OUT}=1.5A, no air flow, measured on EVM3632-QV-00A



Thermal Test

V_{IN}=12V, V_{OUT}=3.3V, I_{OUT}=3A, no air flow, measured on EVM3632-QV-00A

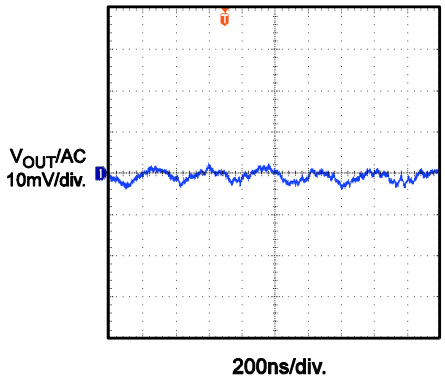


MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

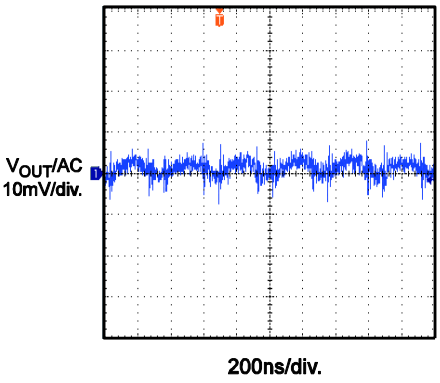
典型性能特性（续）

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°C，除非另有注明。

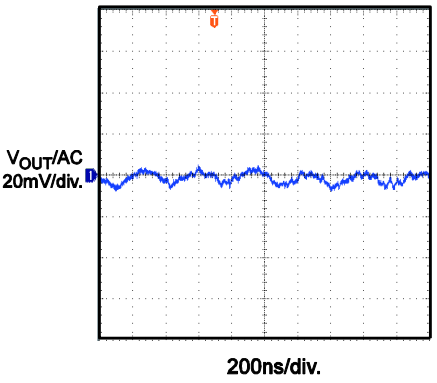
Output Ripple
I_{OUT}=3A, Probe BW=20MHz



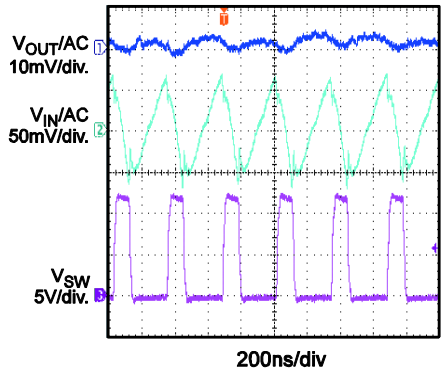
Output Ripple
I_{OUT}=3A, Probe BW=150MHz



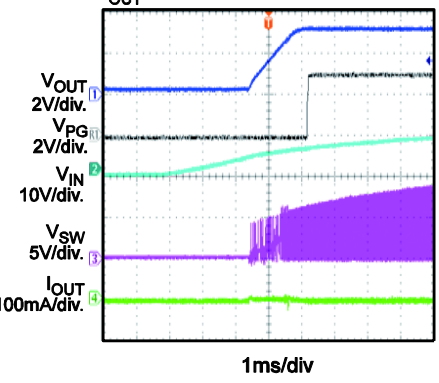
Output Ripple
I_{OUT}=0A, Probe BW=20MHz



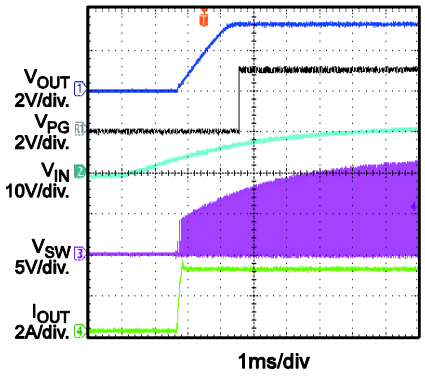
Input vs. Output Ripple
I_{OUT}=3A, C_{IN}=10µF, Probe BW=20MHz



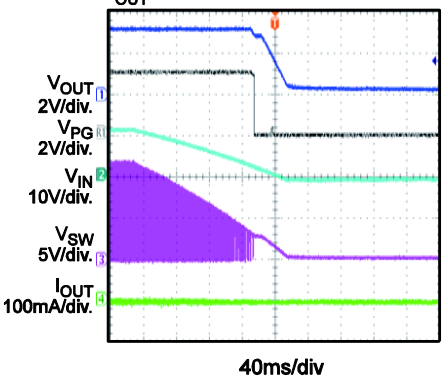
Start-Up through Input Voltage
I_{OUT}=0A



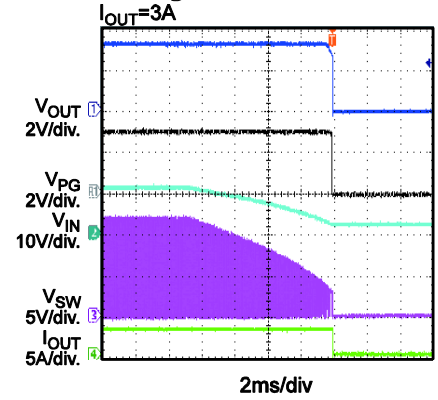
Start-Up through Input Voltage
I_{OUT}=3A



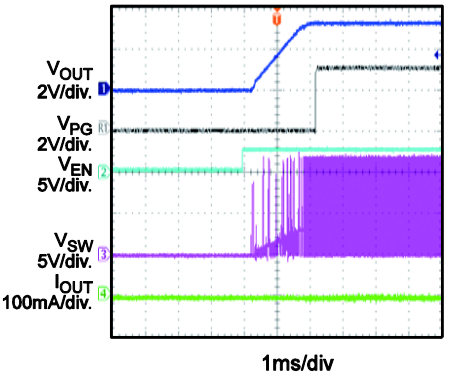
Shutdown through Input Voltage
I_{OUT}=0A



Shutdown through Input Voltage
I_{OUT}=3A



Start-Up through EN
I_{OUT}=0A



MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

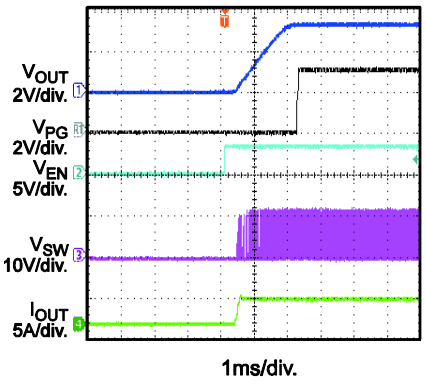
典型性能特性（续）

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°C，除非另有注明。

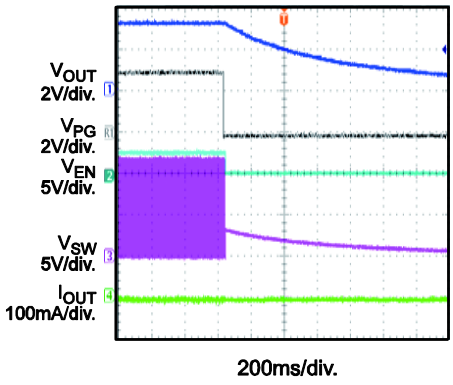
Start-Up through EN

I_{OUT}=3A



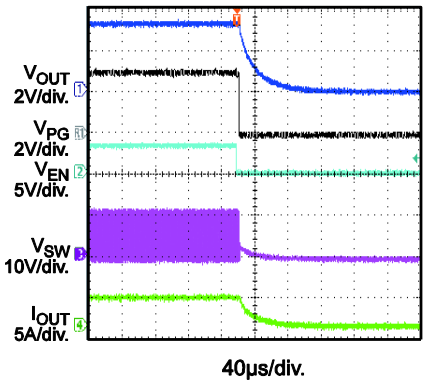
Shutdown through EN

I_{OUT}=0A



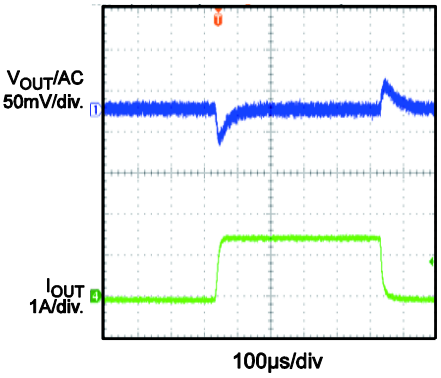
Shutdown through EN

I_{OUT}=3A



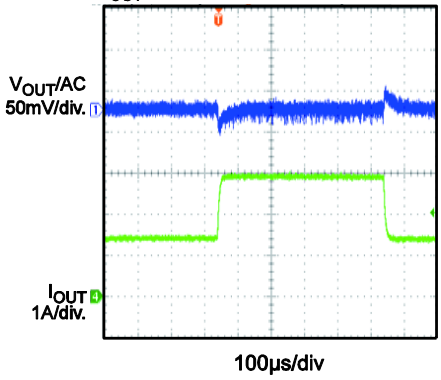
Response to Load Transient

I_{OUT}=0A-1.5A, 2.5A/µs



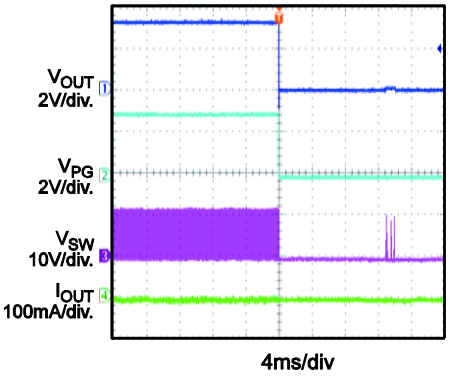
Response to Load Transient

I_{OUT}=1.5A-3A, 2.5A/µs



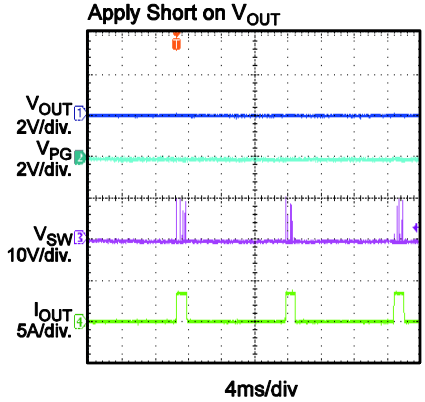
V_{OUT} Short Protection

I_{OUT}=0A



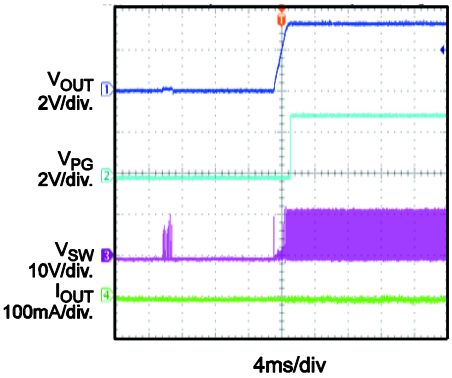
Steady State of Short Protection

Apply Short on V_{OUT}



Recover from V_{OUT} Short

I_{OUT}=0A



MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

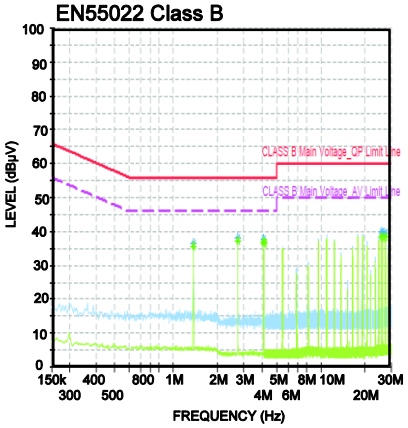
典型性能特性*（续）*

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°C, Fs=3MHz, 采用 EMI 滤波器，除非另有注明。

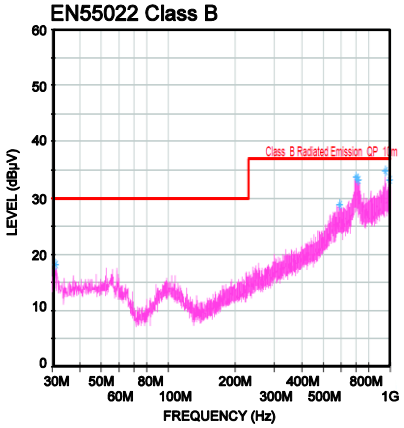
CE Result

EN55022 Class B



RE Result

EN55022 Class B



MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

引脚功能

引脚 #	名称	描述
1, 2, 19, 20	PGND	**系统地引脚。**PGND 为调节输出电压参考地。PCB 布局时应仔细考虑 PGND。PGND 需采用打有过孔的铺铜方式连接。
3	BST	**自举引脚。**内部集成了一个自举电容。所以无需外接电容。
4 - 7	SW	**开关输出引脚。**使用宽 PCB 走线连接 SW。
8, 9	OUT	**电源输出引脚。**
10	OUT_SENSE	**输出采样。**连接 OUT_SENSE 至输出电容的正极终端。建议使用 1kΩ 的电阻将 OUT_SENSE 连接至 OUT。
11	EN	**使能引脚。**使能引脚驱动 EN 至高电平来启动 MPM3632C。
12	PG	**电源（输出）正常指示引脚。**PG 为电源正常指示引脚。PG 为一个开漏结构。如果输出电压大于调节电压，则 PG 切换至低电平。
13	FB	**反馈引脚。**由 GND 与 FB 之间的外部电阻分压器来设置输出电压。
14, 15	AGND	**模拟地。**将 AGND 连接至 PGND。
16	VCC	**内部 3.3V LDO 输出引脚。**MPM3632C 集成了一个内部去耦电容。所以无需外接电容。
17, 18	VIN	**供电电压输入引脚。**MPM3632C 的输入电压范围为 4V 至 18V。需要一个陶瓷电容来除耦合。使用宽 PCB 走线连接 VIN。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

功能框图

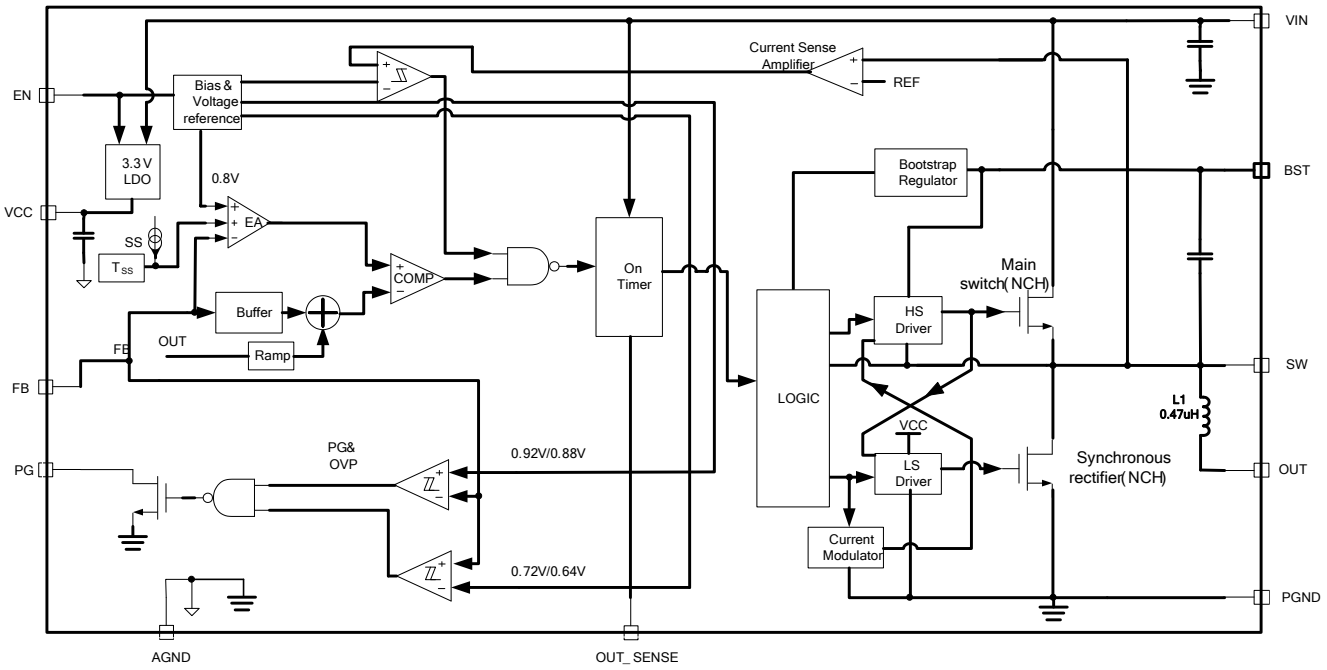


图 1：功能框图

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

工作原理

脉宽调制（PWM）工作模式

MPM3632C 是一款全集成同步整流降压开关变换器。恒定导通时间控制模式（COT）提供了快速瞬态响应，并使环路更易稳定。在每个周期初始时，一旦反馈电压(V_{FB})下降到参考电压(V_{REF})以下，则上管 MOSFET(HS-FET)导通。导通定时器由输出电压和输入电压共同控制，以确保在输入电压范围内开关频率相对恒定。

导通周期结束后，HS-FET 关闭，并在 V_{FB} 降至低于 V_{REF} 后再次导通。变换器通过重复此操作来调节输出电压。只有在 HS-FET 关闭时，集成下管 MOSFET (LS-FET)才会导通，这样可以最大限度地降低导通损耗。如果 HS-FET 和 LS-FET 同时导通，输入和接地之间会形成短路。此种情况称为直通。为避免直通，需在 HS-FET 关闭且 LS-FET 导通期间或者 LS-FET 关闭且 HS-FET 导通期间，内部生成一个死区时间。

即便采用了陶瓷输出电容，含有内部斜坡补偿功能的 COT 控制也可以提供更稳定的工作。此种内部补偿模式可以提升抖频性能，而且不会影响线性和负载调整率。

常规负载工作

在输出电流为高电平且电感电流始终高于零 AMP 时，进入 CCM 模式（见图 2）。当 V_{FB} 低于 V_{REF} - V_{DC_ERROR} 时，HS-FET 导通时间由内部导通定时器决定。当 HS-FET 关闭时，LS-FET 导通直至下一个周期开始。在 CCM 模式下，开关频率相当恒定。这也称作“脉宽调制（PWM）工作模式”。

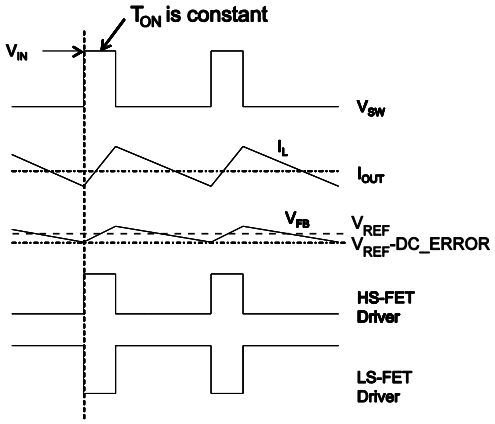


图 2：重载工作

DC 自动调节环路

MPM3632C 采用直流自动调节环路，通过调节比较器的输入基准，使 V_{FB} 始终跟随 V_{REF}，以平衡 V_{FB} 与 V_{REF} 之间的 DC 误差。这属于一种慢环路，可以在不影响瞬态性能的情况下提升负载和线性调整率。图 3 显示了 V_{FB}、V_{REF} 与 REF 之间的关系。

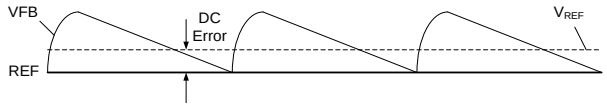


图 3：DC 自动调节环路工作

内部调节器

大部分内部电路由 3.3V 内部稳压器供电。当 EN 置高时，该调节器由 VIN 输入供电，并在全 VIN 范围内工作。当 VIN 大于 3.3V 时，调节器的输出处于完整调制状态。当 VIN 低于 3.3V 时，调节器的输出电压下降并跟随输入电压。

使能控制（EN）

EN 为启动和关断芯片的控制引脚。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 为高电压输入节点，故连接 EN 至输入时会使能芯片（自动启动芯片）。EN 可以支持 18V 的输入电压。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

欠压锁定保护（UVLO）

欠压锁定保护（UVLO）可以使芯片在供电电压不足的情况下停止工作。由 MPM3632C 的 UVLO 比较器来监控 VIN。欠压锁定保护（UVLO）的上升典型阈值为 3.6V，而其下降典型阈值为 3.1V。

软启动（SS）

软启动是为了防止启动时变换器输出电压过冲。当芯片启动时，软启动电压（SS）从 0V 缓慢上升至 3.3V。当 SS 低于 REF 时，此时误差放大器使用 SS 作为参考值。当 SS 超过 REF 时，误差放大器使用 REF 作为参考值。

过流保护（OCP）打嗝保护功能

MPM3632C 具有逐周期过流（OC）限制功能。限流电路采用谷值电流采样算法。MPM3623 使用 LS-FET 的导通阻抗作为电流采样元素。如果电流采样信号的量级高于限流阈值，则不得使用 PWM 模式发起新周期。

跳变电平通过内部固定。由 GND 与 SW 之间的电压来监控电感电流。由于使用了 GND 作为正电流采样节点，所以应将 GND 连接至底部 MOSFET 的源终端。

由于是在 HS-FET 关断和 LS-FET 导通的状态下进行的对比，所以应由过流跳变电平来设置电感电流的谷值电平。因此，过流阈值(I_{OC})的负载电流可以通过公式（2）计算得出：

$$I_{OC} = I_limit + \frac{\Delta I_{inductor}}{2} \quad (2)$$

在过流情况下，流入负载的电流会超过流入输出电容的电流。因此，输出电压会下降。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，MPM3632C 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接地时格外有用，大大降低了平均短路电流，减轻了热问题，并保护了芯片。一旦过流情况排除，MPM3632C 便退出打嗝保护模式。

过压保护（OVP）

MPM3632C 通过监控反馈电压来检测过压情况。当 V_{FB} 升至超过 V_{REF} 的 115% 时，控制器进入动态调整阶段。在这期间，IC 强制 LS-FET 导通直至触发一个 -2.5A 的负电流限，如果仍存在过压（OV）情况，则 LS-FET 关闭固定的延迟时间。这会对输出进行放电，以保持其处于正常范围内。当 V_{FB} 降至低于 V_{REF} 的 110% 时，MPM3632C 会退出动态调整模式。

如果 V_{OUT} 的绝对电压超过 6V 阈值，则 MPM3632C 进入动态调节模式以对输出电压进行放电。

过温关断保护

过温保护可以使芯片在过高温度下停止工作。当芯片温度高于 150°C 时，整个芯片关断。当温度低于温度保护下限阈值时（通常为 130°C），芯片重新启动。

电源正常指示（PG）

PG 为一个开漏输出。当 V_{FB} 高于 UV 值并且低于 OV，EN 为高电平，VIN 充足时，MPM3632C 不会出现过温情况，此时 PG 设置为高阻抗。否则，PG 会下拉至 GND。若使用外部电阻将电压上拉至可靠电压值，则 PG 可用于一些数字接口。

自举驱动电路

悬浮功率 MOSFET 驱动由内部自举电容供电（见图 5）。此驱动电路自带 UVLO 保护。UVLO 的上升阈值为 2.3V，迟滞为 150mV。自举电容电压由 VIN 通过 D1、M1、C4、L1 和 C2 进行内部调节。如果 VIN - V_{SW} 超过 3.3V, U1 调节 M1 以维持 C4 上的 3.3V BST 电压。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

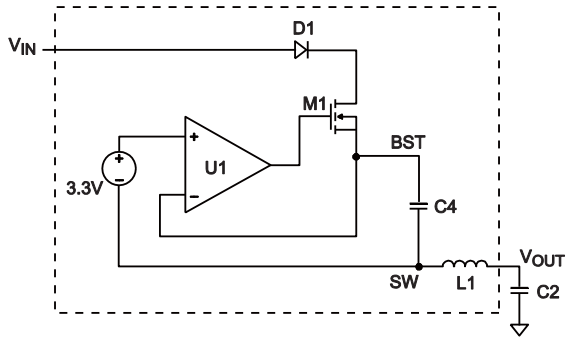


图 4: 内部自举充电电路

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使用公式（3）估算出：

$$P_{LOSS}=f_s\times C_s\times VIN^2 \quad (3)$$

其中 f_S 为开关频率，Cs 为缓冲电容，VIN 为输入电压。

为提高效率，Cs 值不应该设的太高。通常，建议使用 5.6Ω R_S 和 330pF C_S 来启动 RC 缓冲电路（见图 5）。

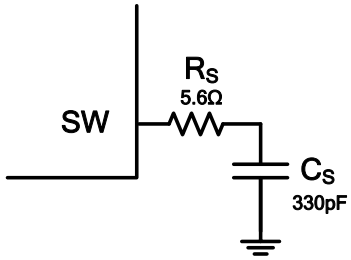


图 5：额外的 RC 缓冲电路

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

应用信息

设置输出电压

输出电压由外部电阻分压器设置。选择 R1 电阻值。根据公式（4）计算 R2 值：

$$R2 = \frac{R1}{\frac{V_{OUT}}{0.8V} - 1} \quad (4)$$

图 6 显示了反馈电路。表 1 列出了常见输出电压的推荐反馈网络参数。

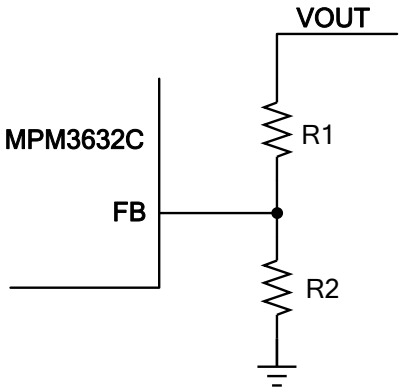


图 6：反馈网络

表 1: 常见输出电压推荐参数

V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	小尺寸解决方案 (C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 22μF/0805/16V)		低输出纹波 (C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 2*22μF/0805/16V)	
				PWM 模式下的输出纹波 (mV) (8)	负载瞬态输出纹波 (mV) (9)	PWM 模式下的输出纹波 (mV) (8)	负载瞬态输出纹波 (mV) (9)
18	5	47	8.87	8	80	8	76
16				7.4	74	6.4	73
14				6.8	74	4.6	73
12				6.4	73	4	72
10				5.6	70	3.4	69
8				5	70	3.2	69
6 (9)				22.4	87	3.5	80
18	3.3	47	15	6.8	49	5	49
16				6.8	49	5.2	47
14				6.8	46	5.2	45
12				5.2	45	5	44
10				5	44	4.6	43
8				4.6	42	3.8	42
5 (9)				3.6	46	3.4	46
18	2.5	47	22	7.6	39	3.8	39
16				6.2	37	4.6	36
14				6	36	4.2	35
12				5.5	35	4	34
10				5	34	4	33
8				5.2	33	4	33
5				5.2	34	3.8	32

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

表 1: 常见输出电压推荐参数（续）

V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	R1 (kΩ)	R2 (kΩ)	小尺寸解决方案 (C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 22μF/0805/16V)		低输出纹波 (C_{IN} = 10μF, C_{OUT} = 2*22μF/0805/16V)	
				PWM 模式下的输出纹波 (mV) (7)	负载瞬态输出纹波 (mV) (8)	PWM 模式下的输出纹波 (mV) (7)	负载瞬态输出纹波 (mV) (8)
18	1.8	47	37.4	5.4	31	4.2	30
16				5.6	30	4.2	30
14				6	27	4	26
12				5.2	26	4	25
10				5.2	25	4	25
8				4.2	24	4.2	24
5				4.2	24	3.8	23
18	1.5	47	53.6	5	27	4.4	27
16				5.2	27	3.8	26
14				5.6	24	4	24
12				4.8	23	4.2	23
10				4.8	22	3.8	22
8				4.2	21	4.2	21
5				3.8	21	3	21
18	1.2	47	93.1	4.4	22	3.6	21
16				5.2	23	3.4	20
14				5.8	21	3.2	20
12				4.6	19	3.6	18
10				3.4	18	3.4	17
8				4	17	4	17
5				3.2	16	3	14.8
14	1	47	187	4.8	19	3.4	18
12				3.6	17	3	17
10				4.6	15	4.6	15
8				3.6	15	3.6	14
5				3.6	15	3.2	14

注：

7) 当 I_{OUT} = 3A 时，测试 V_{OUT} PWM 纹波。
8) 负载瞬态从 1A 至 3A，转换速率 = 2.5A/μs。
9) 大占空比应用可能需要更大的 C_{IN} 来稳定系统工作。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

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，还能为降压变换器提供交流电流。使用低 ESR 电容可获得最佳性能。强烈推荐使用带 X5R 或 X7R 电介质的陶瓷电容，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 10μF 的电容即可。

由于输入电容吸收输入开关电流，因此需要足够的纹波电流额定值。流经输入电容的有效电流可根据以下公式（5）估算得出：

$$I_{C1} = I_{LOAD} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)} \quad (5)$$

最差情况为 $V_{IN} = 2*V_{OUT}$，如公式（6）显示：

$$I_{C1} = \frac{I_{LOAD}}{2} \quad (6)$$

请选择 RMS 电流额定值大于最大负载电流一半的输入电容。

输入电容器可采用电解、钽或陶瓷电容。当采用电解电容或钽电容时，需要并联一颗品质优良的小陶瓷电容（如0.1μF瓷片电容）且尽可能靠近 IC 放置。当采用陶瓷电容时，确保其具有足够的电容来提供足够的电荷，以防止在输入端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（7）估算出：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_S \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (7)$$

选择输出电容

输出电容（C2）用来维持直流输出电压。MPM3632C 可以使用低 ESR 的陶瓷电容来保持低输出纹波。通常，选用 22μF 陶瓷电容即可。

如果使用陶瓷电容，开关频率处的阻抗主要由电容值决定。输出电压纹波主要由电容引起。为简化计算，可以通过以下公式（8）估算出输出电压纹波：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_S^2 \times L_1 \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (8)$$

如果是钽或电解电容，ESR决定了开关频率处的阻抗。为简化计算，输出电压纹波可以根据公式（9）来估算：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_S \times L_1} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR} \quad (9)$$

其中，L_1 为 0.47μH 的电感。

输出电容的特性也会影响调节系统的稳定性。

PCB 布局指南(10)

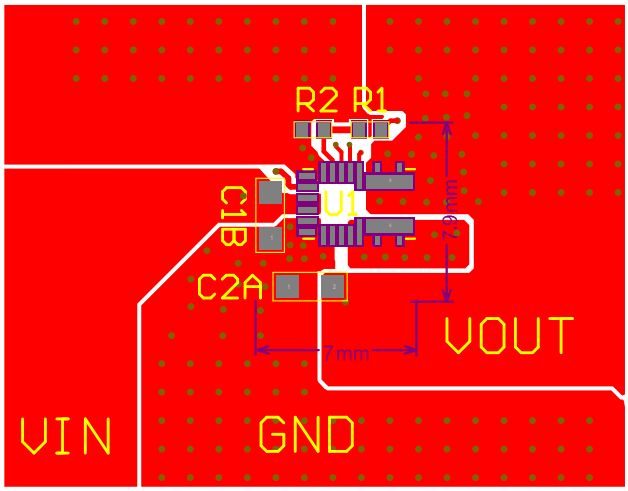
高效的 PCB 布局对于 IC 工作的稳定性至关重要。为获得最佳效果，请参考图 7 并遵循以下指南：

1. 输入地与 GND 之间的连接尽量保持短而宽。
2. 确保所有反馈连接线短而直。
3. 反馈电阻和补偿元件尽可能靠近芯片。
4. SW 的走线尽量远离检测仿真区域，如 FB。
5. 在芯片周围添加多个过孔，提高散热性能。

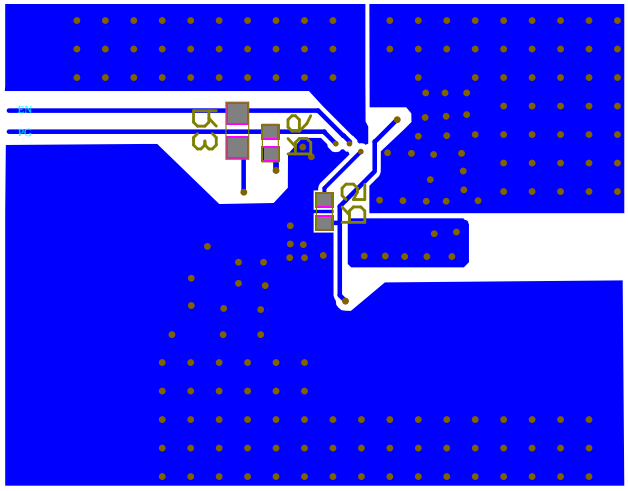
注：

10) 推荐的布局基于图 8 至图 15。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。



顶层



底层

图 7：推荐布局

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

典型应用电路

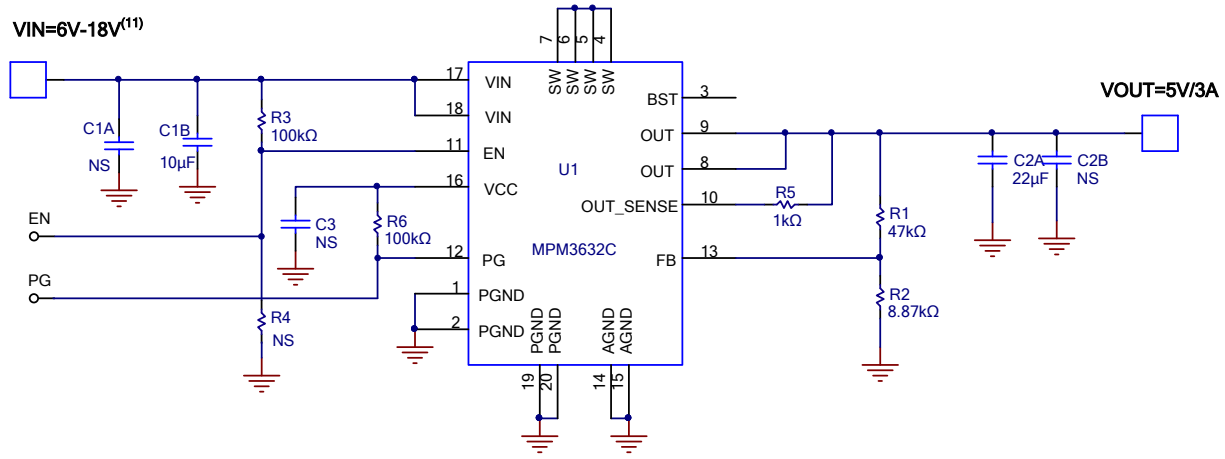


图 8：5V 输出

注：

11) 大占空比应用可能需要更大的 C_{IN} 来稳定系统工作。

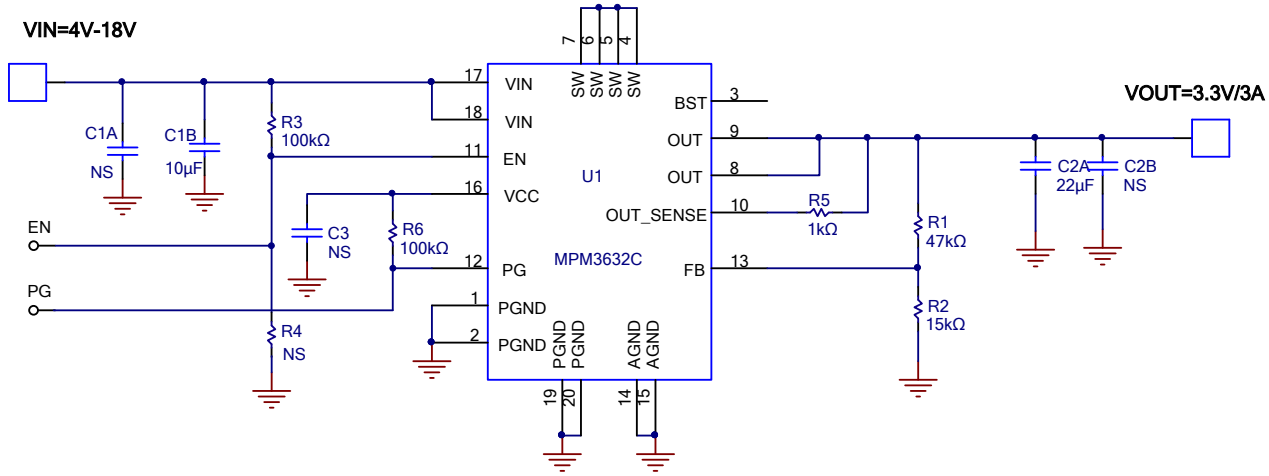


图 9：3.3V 输出

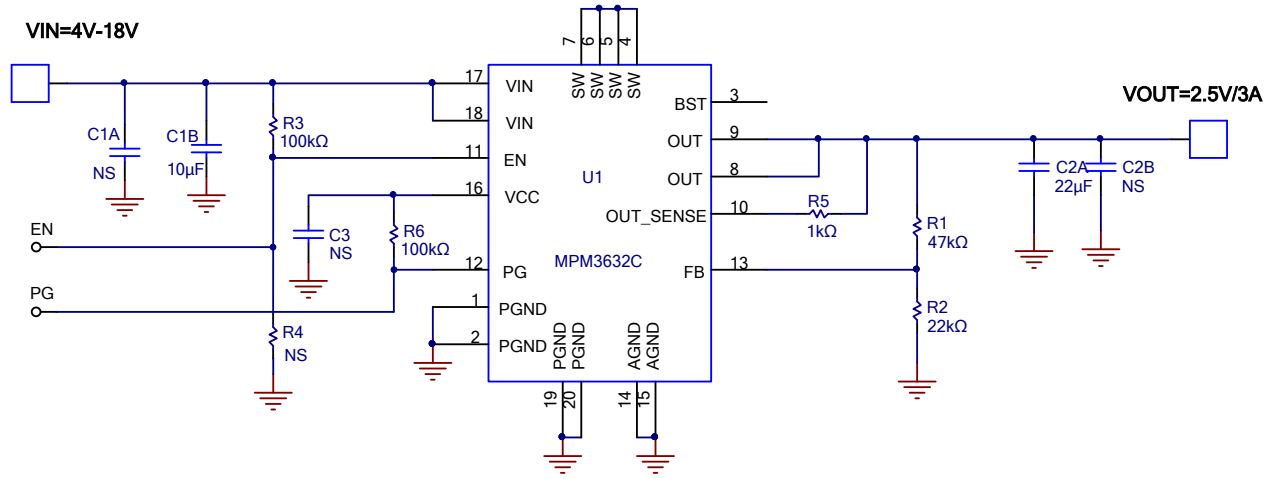


图 10：2.5V 输出

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

典型应用电路 *(续)*

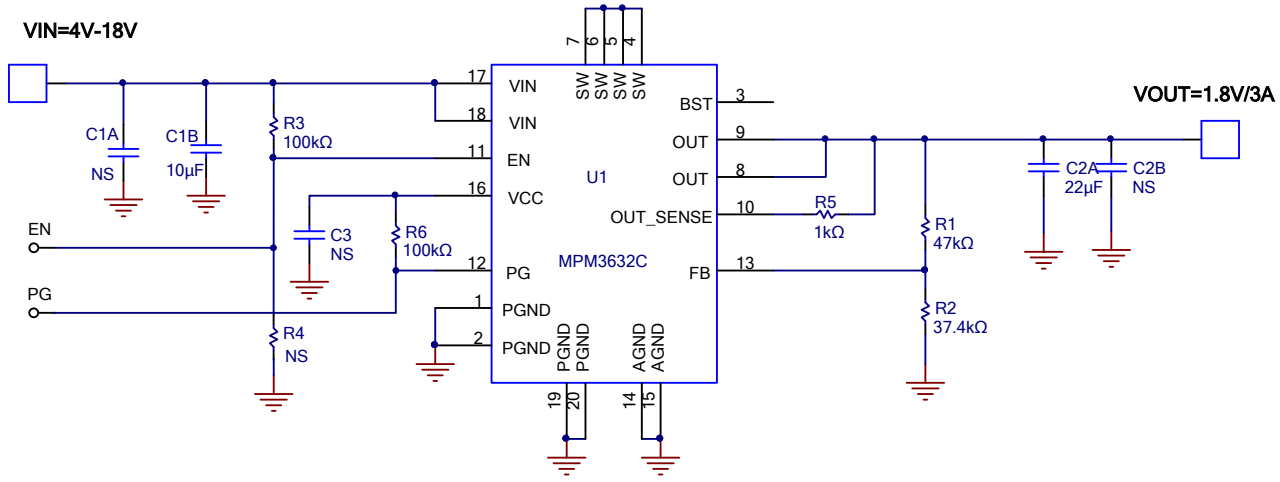


图 11：1.8V 输出

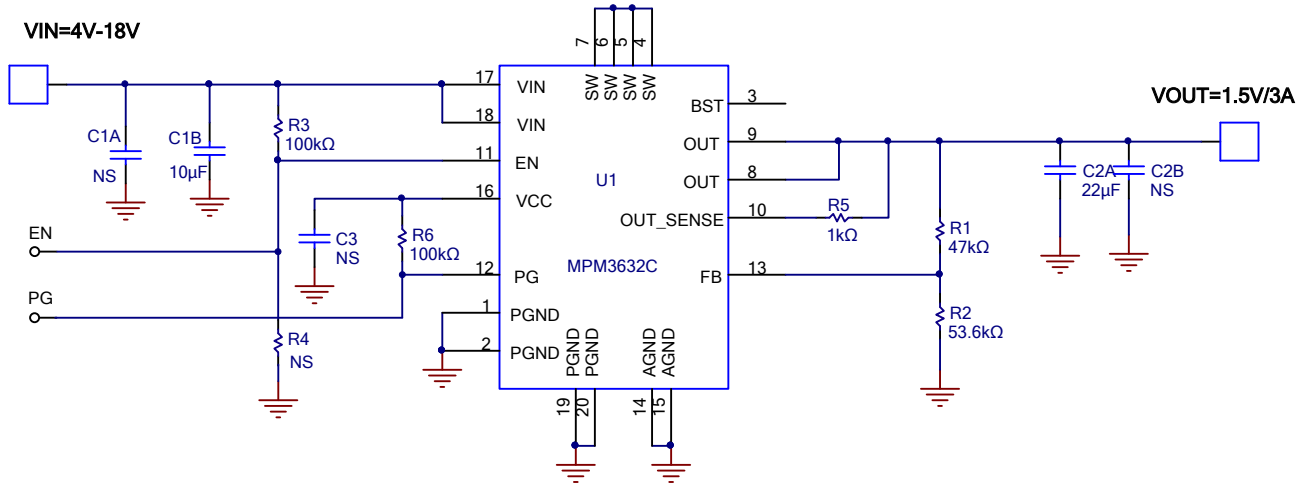


图 12：1.5V 输出

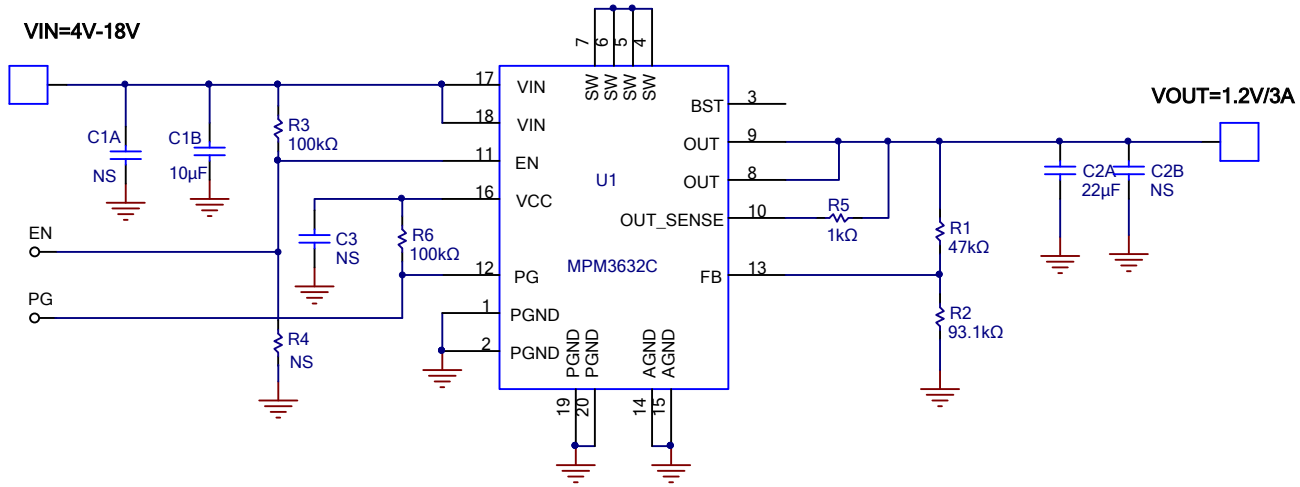


图 13：1.2V 输出

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

典型应用电路 *(续)*

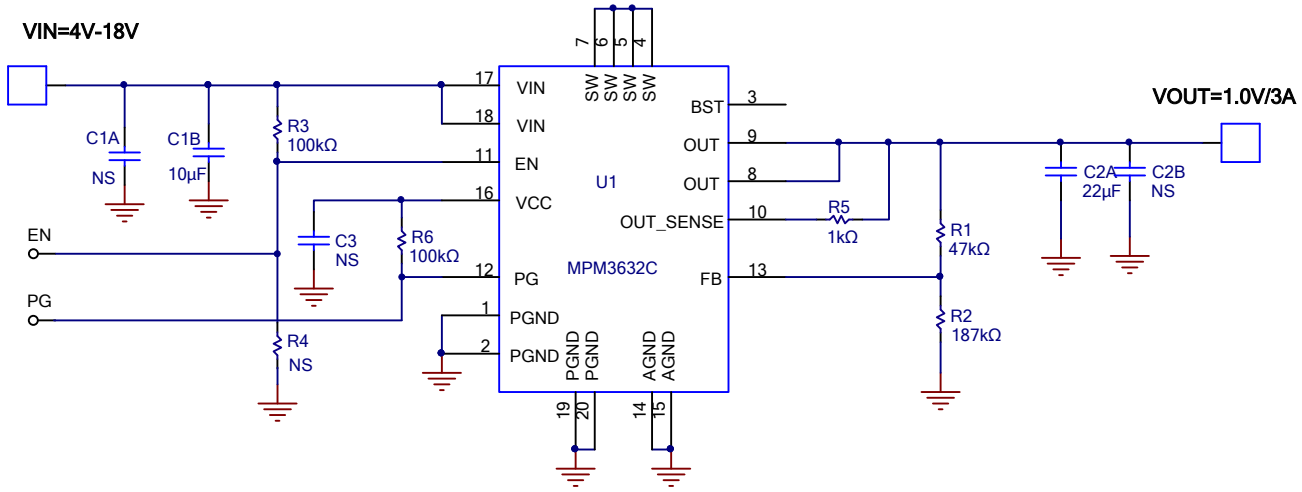


图 14：1.0V 输出

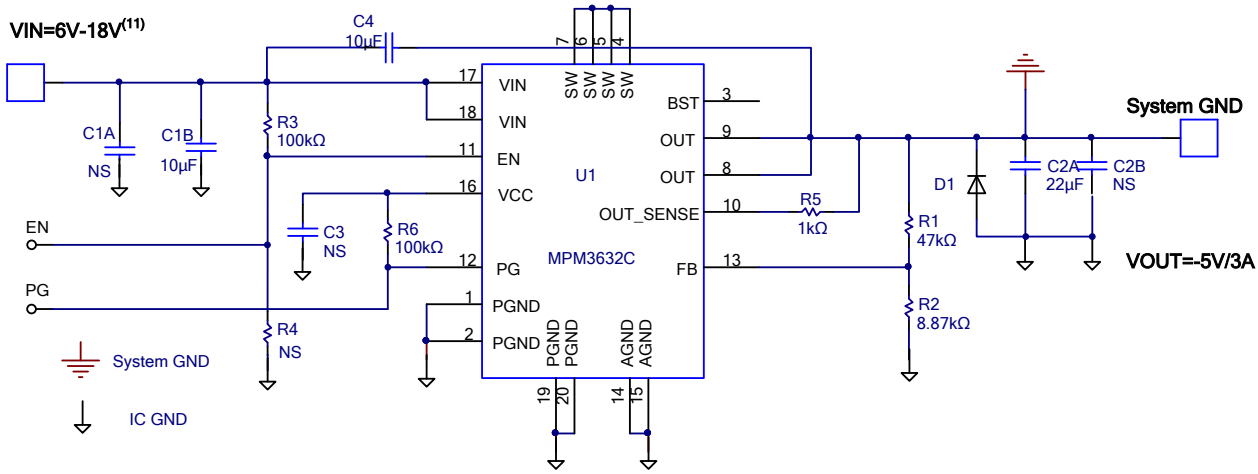


图 15：-5V 输出

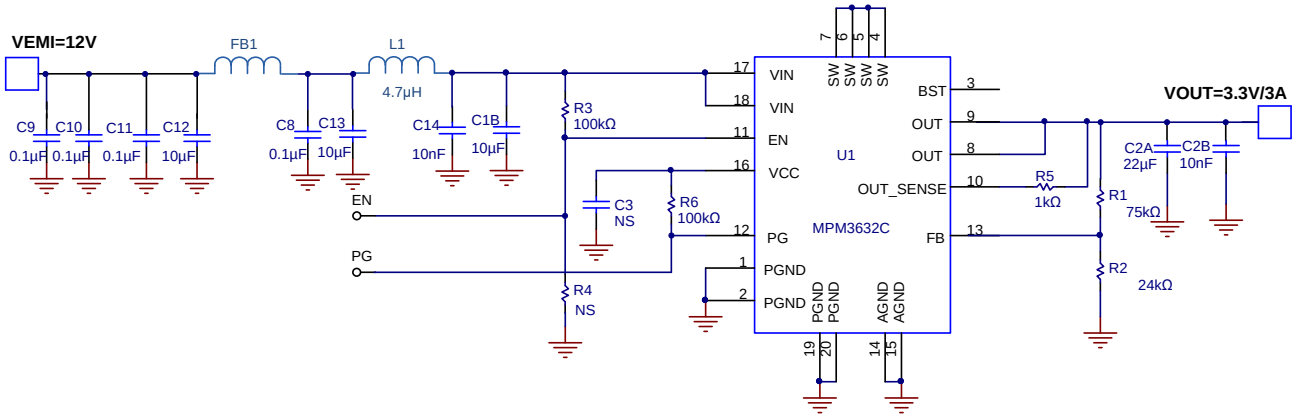
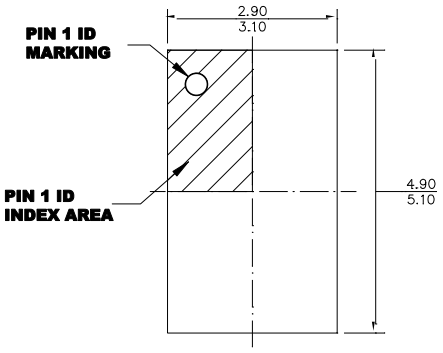


图 16：EMI 测试电路

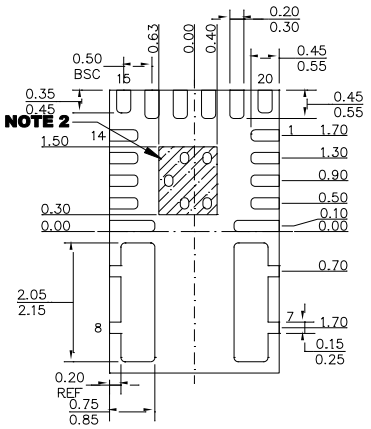
MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
©2019 MPS.版权所有。

封装信息

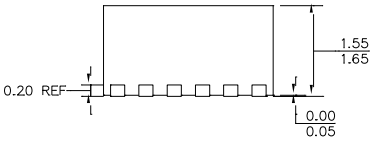
QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)



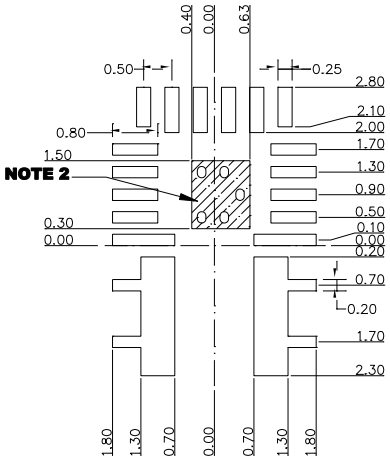
TOP VIEW



BOTTOM VIEW



SIDE VIEW



RECOMMENDED LAND PATTERN

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) EXPOSED PADDLE SIZE DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
4) LEAD COPLANARITY SHALL BE 0.10 MILLIMETERS MAX.
5) JEDEC REFERENCE IS MO-220.
6) DRAWING IS NOT TO SCALE.

注：本文中信息如有变更，不另通知。当前所用规格，请联系 MPS。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。

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
© 2019 MPS. 版权所有。