

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

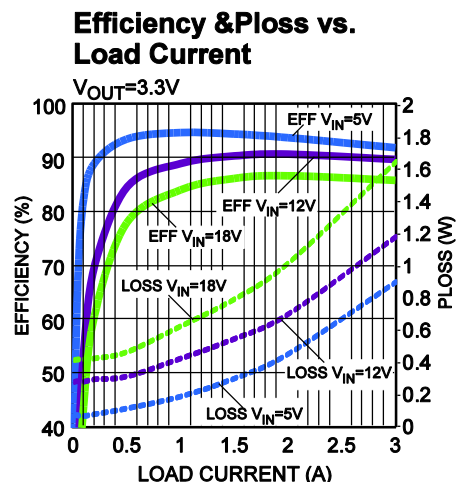
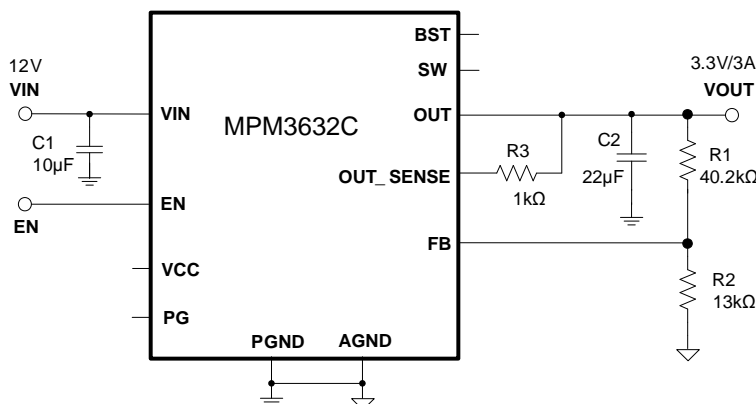
- 成套开关电源
- 开关频率为 3MHz
- 4V 至 18V 宽输入工作电压范围
- 输出电压可调节最低至 0.8V
- 内部固定软启动时间
- 3A 连续输出电流
- 用于低输出纹波的强制 CCM 模式
- 电源正常 (PG) 指示
- 打嗝过流保护 (OCP) 功能
- 输出过压保护 (OVP)
- 过温关断保护
- 快速瞬态响应
- 采用 QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm) 封装
- 总方案尺寸: 7mmx7.9mm

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



订购信息

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

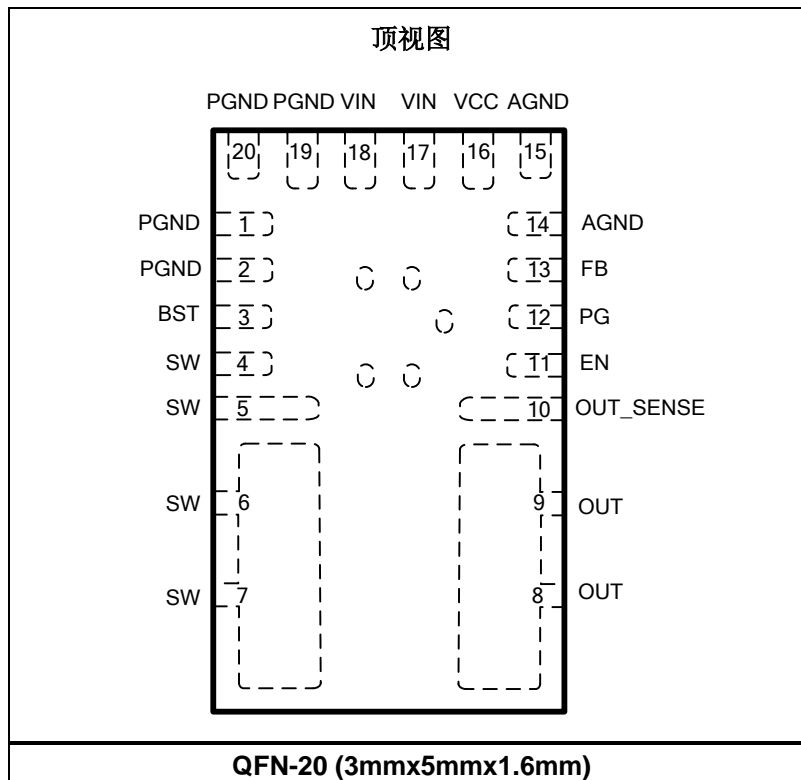
*对于编带和卷盘包装，请添加后缀-Z（例如 MPM3632CGQV-Z）。

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



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 ($T_A = +25^\circ C$) (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 $P_D(MAX) = (T_J(MAX) - T_A) / \theta_{JA}$ 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。

电气特性

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$ ⁽⁵⁾, 典型值测试条件为 $T_J = +25^{\circ}C$, 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		$m\Omega$
下端开关管内阻	$LS_{RDS(ON)}$	$V_{CC} = 3.3V$		18		$m\Omega$
电感直流电阻	L_{DCR}			25		$m\Omega$
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}	$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	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	V_{PG}	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		$M\Omega$
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		$^{\circ}C$
过温保护迟滞 ⁽⁶⁾	T_{SD_HYS}			20		$^{\circ}C$

初步规格如有更改，恕不另行通知

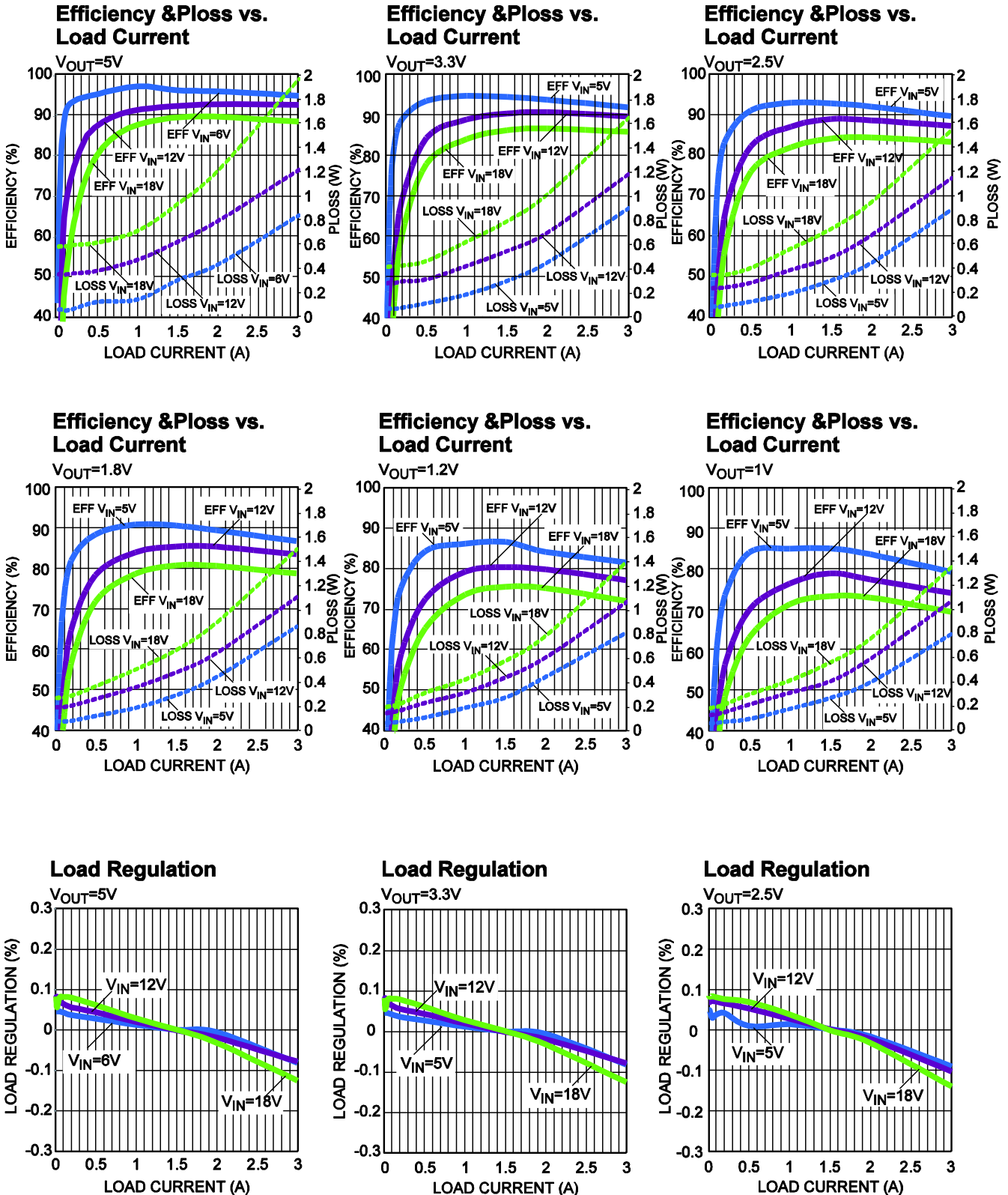
注：

- 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。

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。

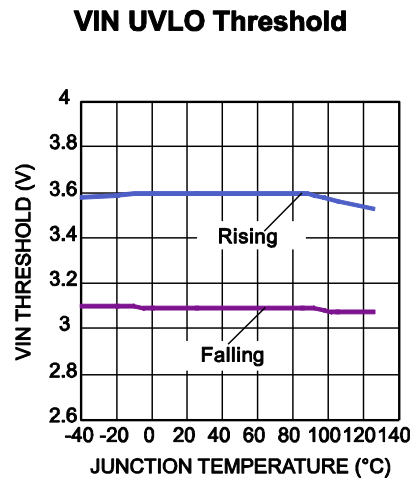
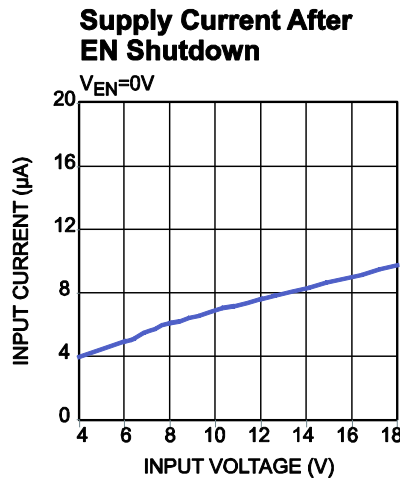
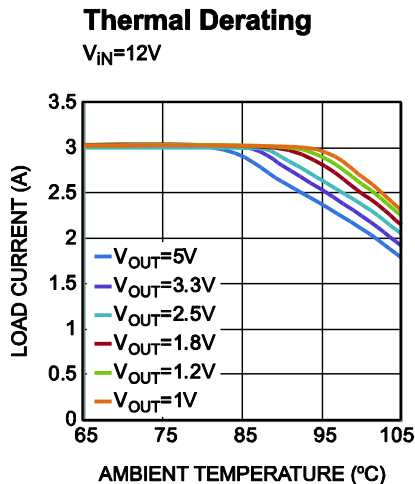
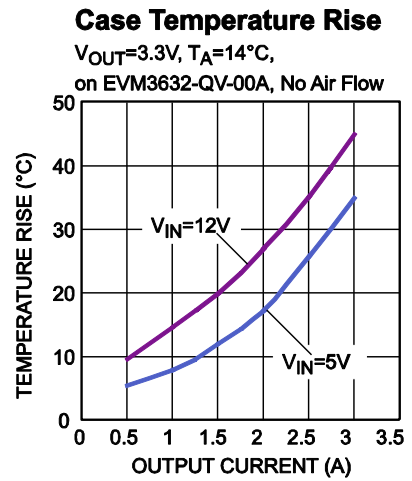
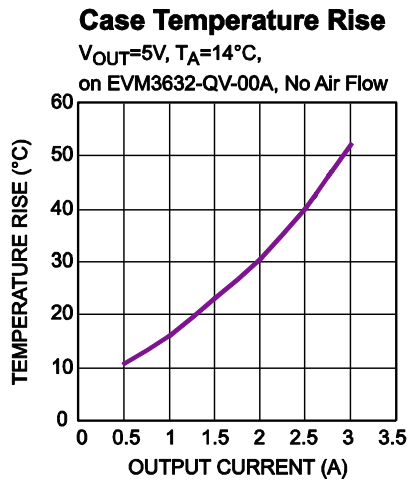
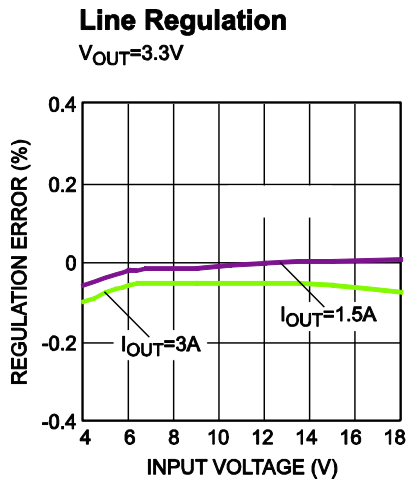
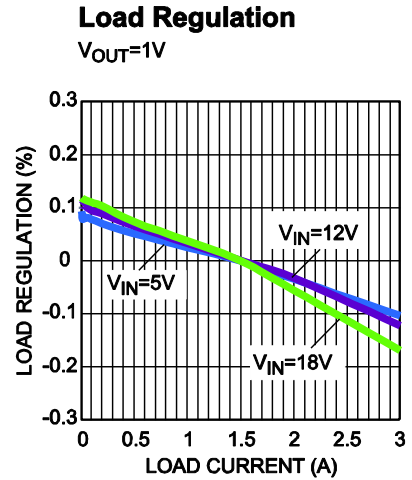
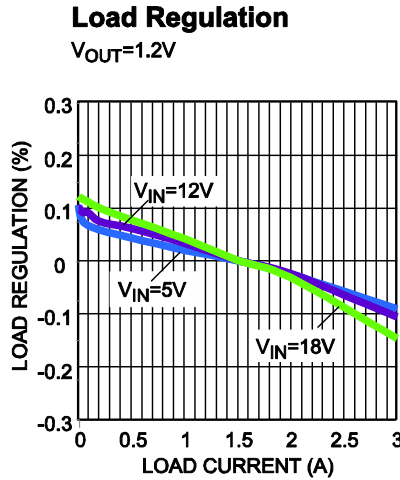
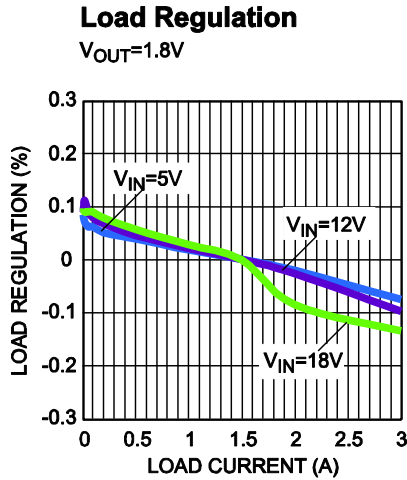
测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$, 除非另有注明。



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。

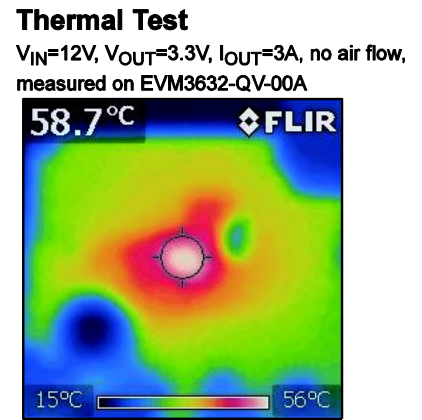
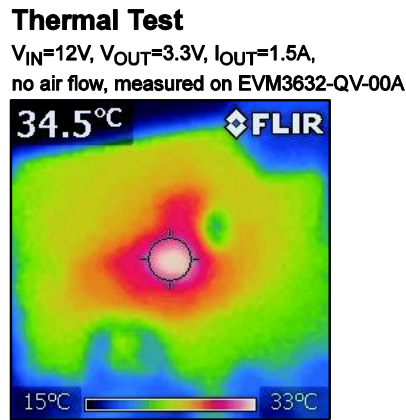
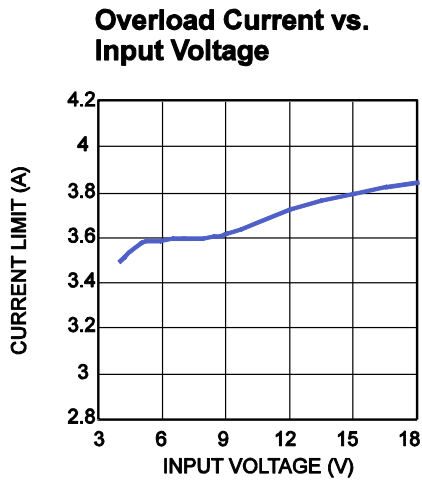
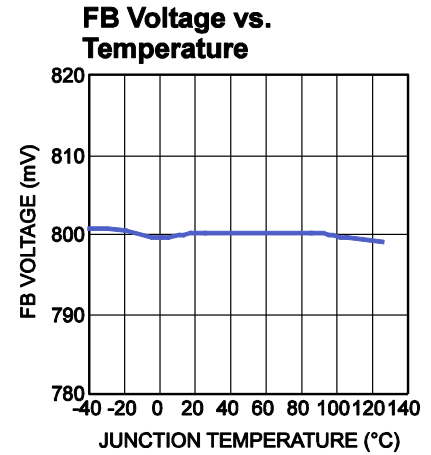
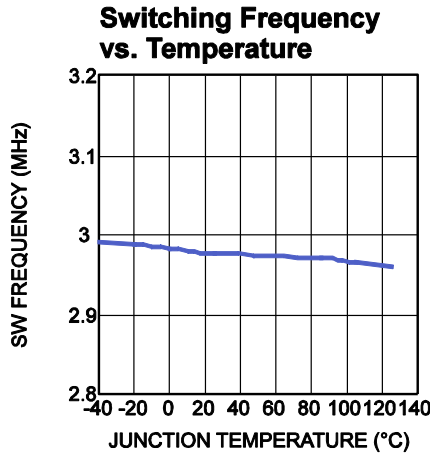
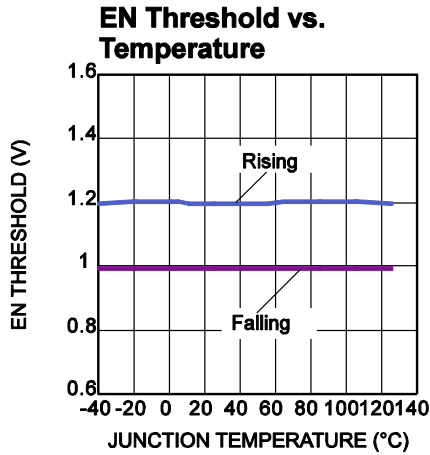
测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$, 除非另有注明。



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。

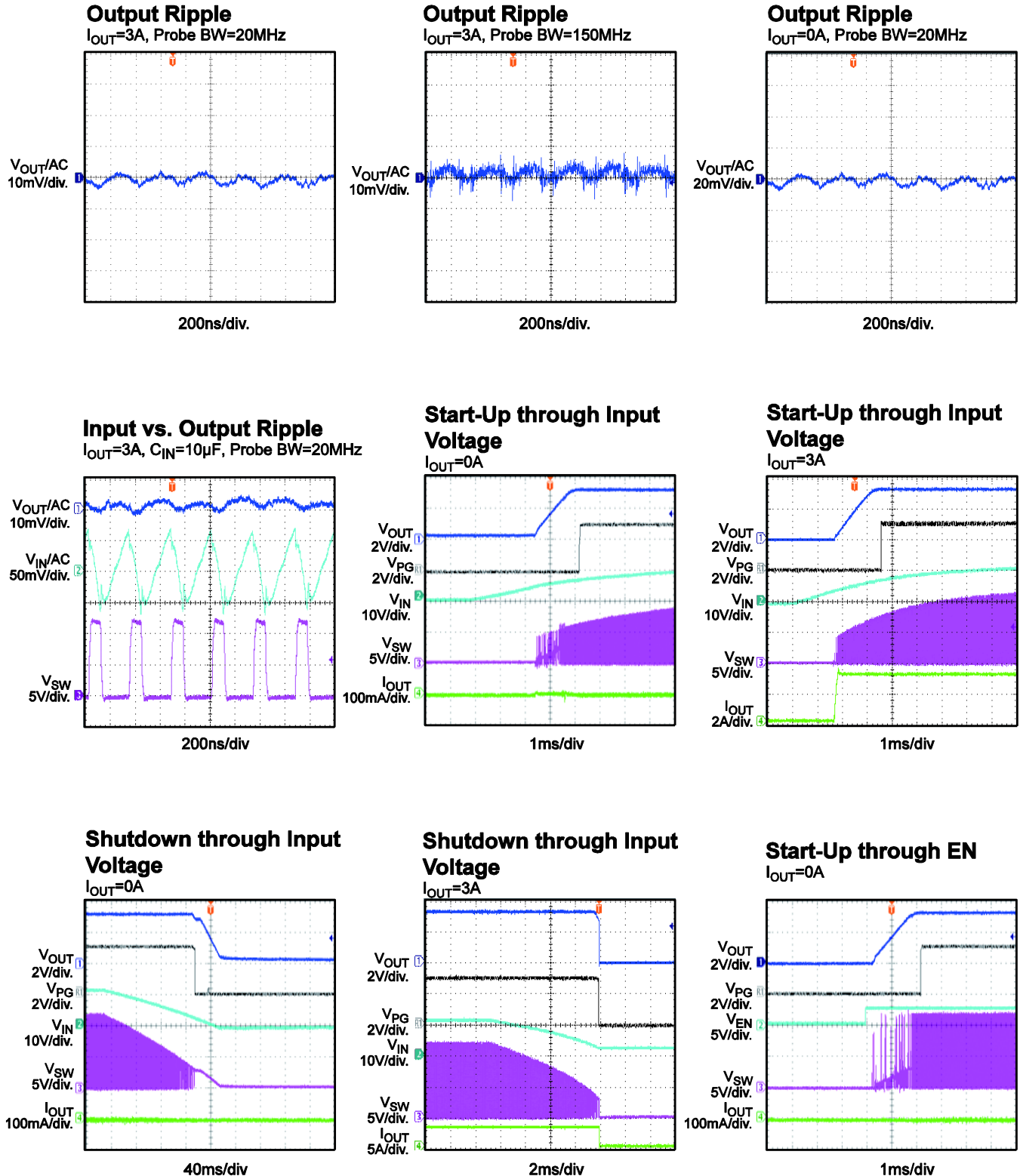
测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$, 除非另有注明。



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。

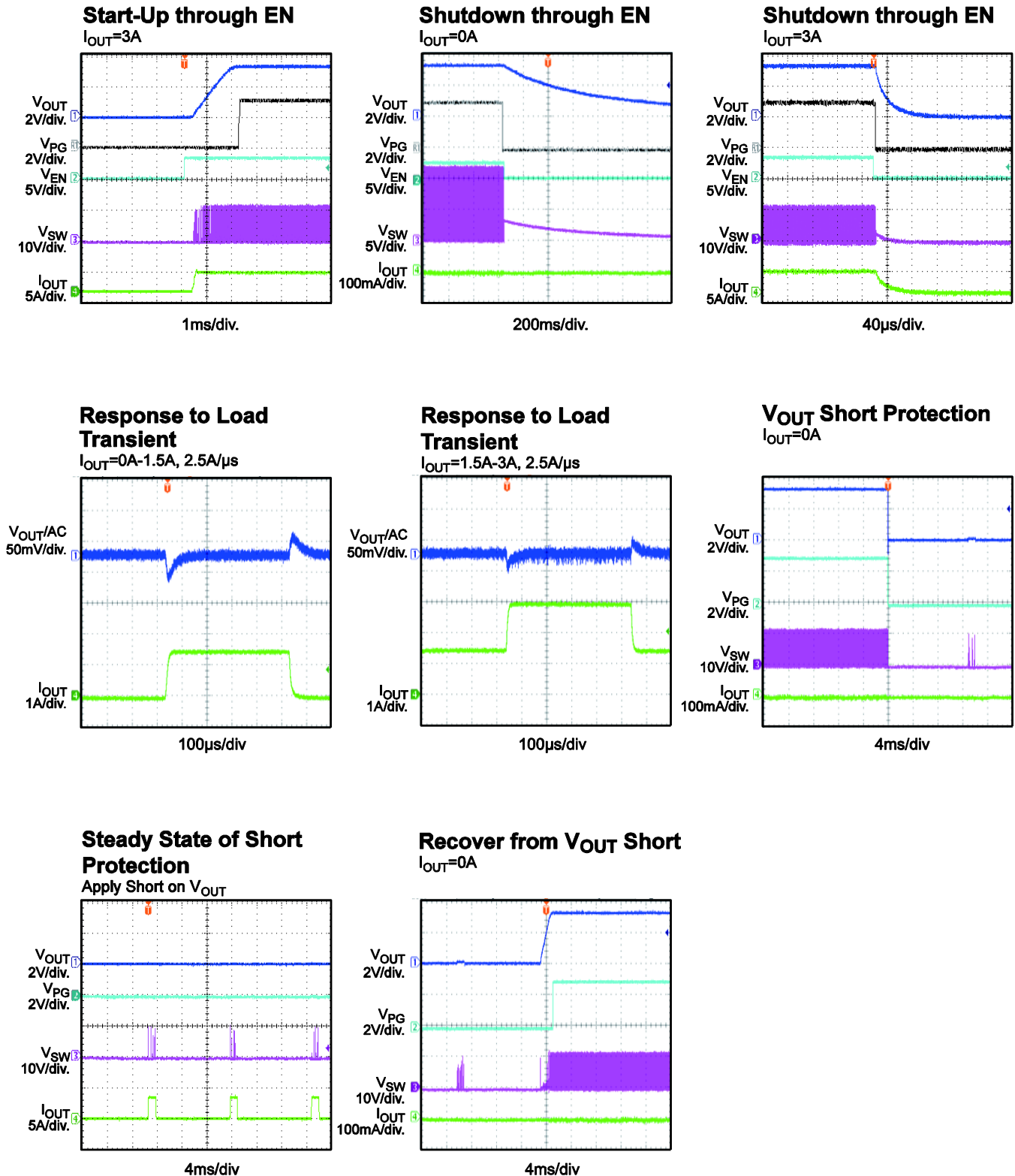
测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^{\circ}C$, 除非另有注明。



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。

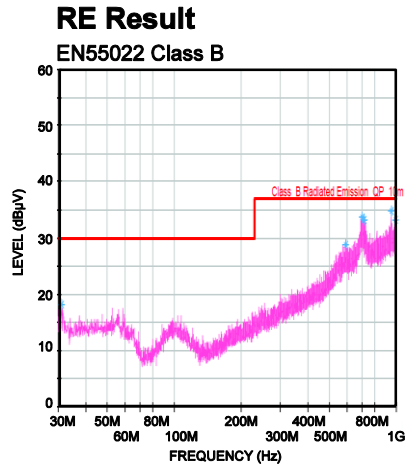
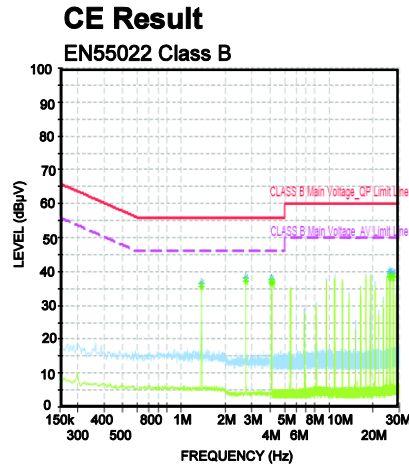
测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^\circ C$, 除非另有注明。



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 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $T_A = 25^{\circ}C$, $F_s=3MHz$, 采用 EMI 滤波器, 除非另有注明。



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。

功能框图

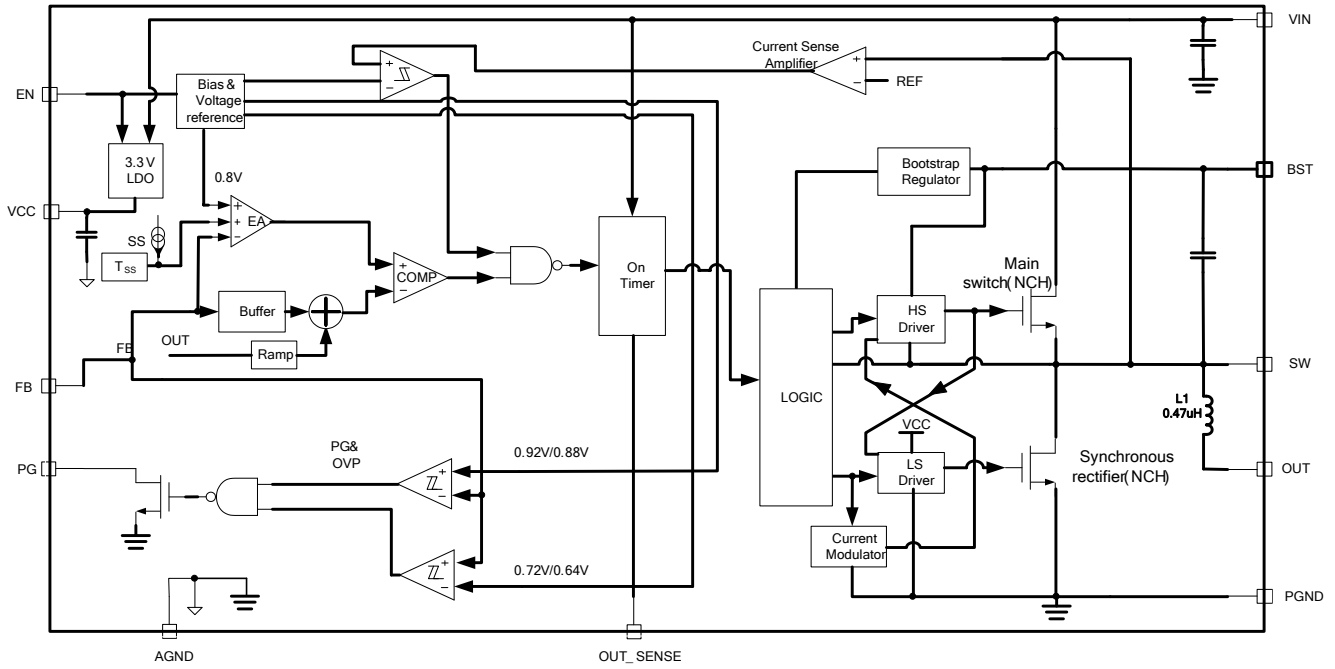


图 1: 功能框图

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”。

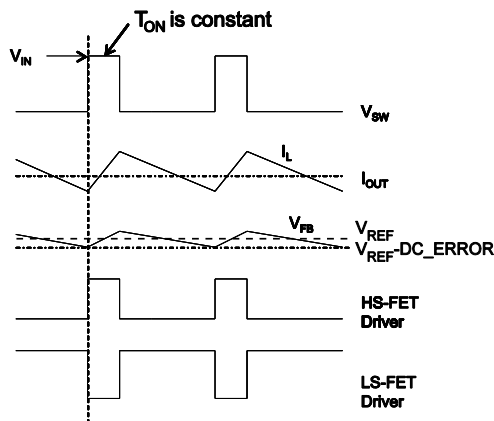


图 2: 重载工作

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。

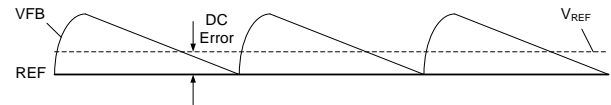


图 3: DC 自动调节环路工作

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 V_{IN} 输入供电, 并在全 V_{IN} 范围内工作。当 V_{IN} 大于 3.3V 时, 调节器的输出处于完整调制状态。当 V_{IN} 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。

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 $V_{IN} - V_{SW}$ 超过 3.3V，U1 调节 M1 以维持 C4 上的 3.3V BST 电压。

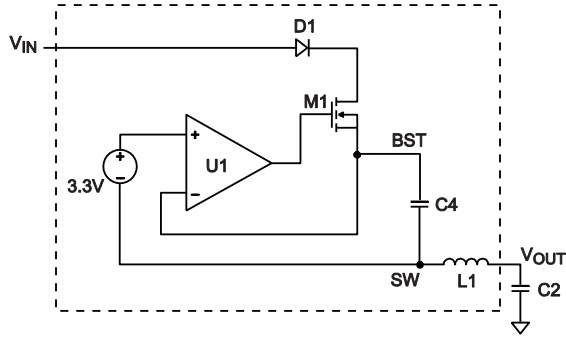


图 4: 内部自举充电电路

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：

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

其中 f_s 为开关频率， C_s 为缓冲电容， V_{IN} 为输入电压。

为提高效率， C_s 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）。

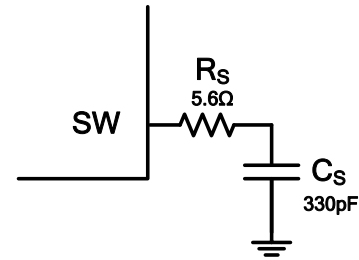


图 5: 额外的 RC 缓冲电路

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。

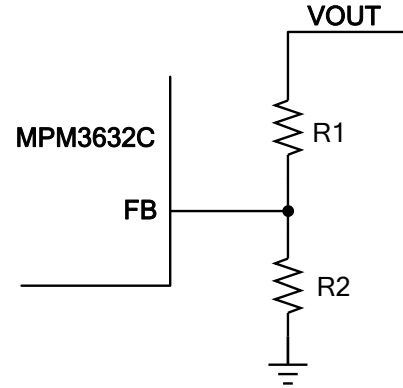


图 6: 反馈网络

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} = 10 μF, C _{OUT} = 22 μF/0805/16V)		低输出纹波 (C _{IN} = 10 μF, C _{OUT} = 2*22 μF/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
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
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

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} = 10 μF, C _{OUT} = 22 μF/0805/16V)		低输出纹波 (C _{IN} = 10 μF, C _{OUT} = 2*22 μF/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。

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，还能给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 10 μ F 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以根据以下公式 (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 $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ ，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 0.1 μ F 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 22 μ F 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 0.47 μ H 的电感。

输出电容的特性也会影响调节系统的稳定性。

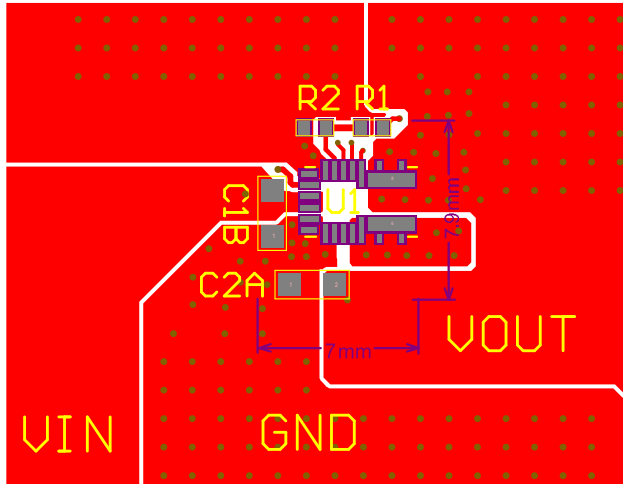
PCB 布局指南⁽¹⁰⁾

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：

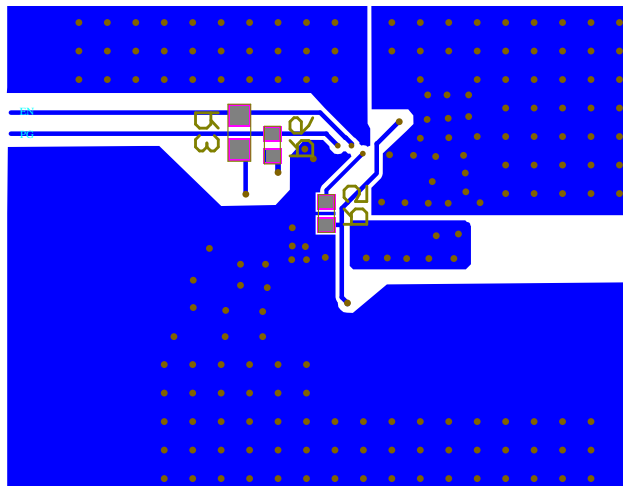
1. 输入地与 GND 之间的连接尽量保持短而宽。
2. 确保所有反馈连接线短而直。
3. 反馈电阻和补偿元件尽可能靠近芯片。
4. SW 的走线尽量远离检测仿真区域，如 FB。
5. 在芯片周围添加多个过孔，提高散热性能。

注：

10) 推荐的布局基于图 8 至图 15。



顶层



底层

图 7: 推荐布局

典型应用电路

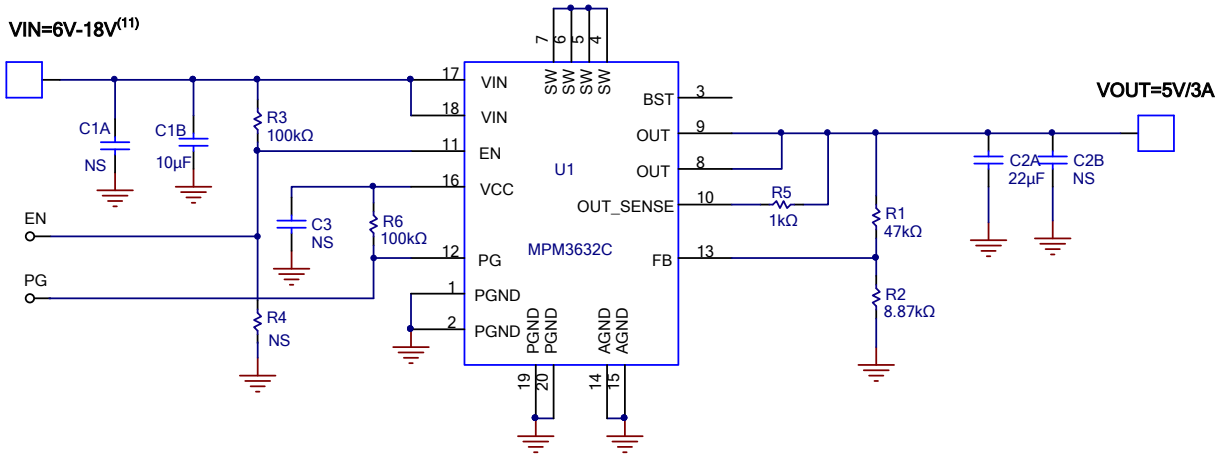


图 8: 5V 输出

注:

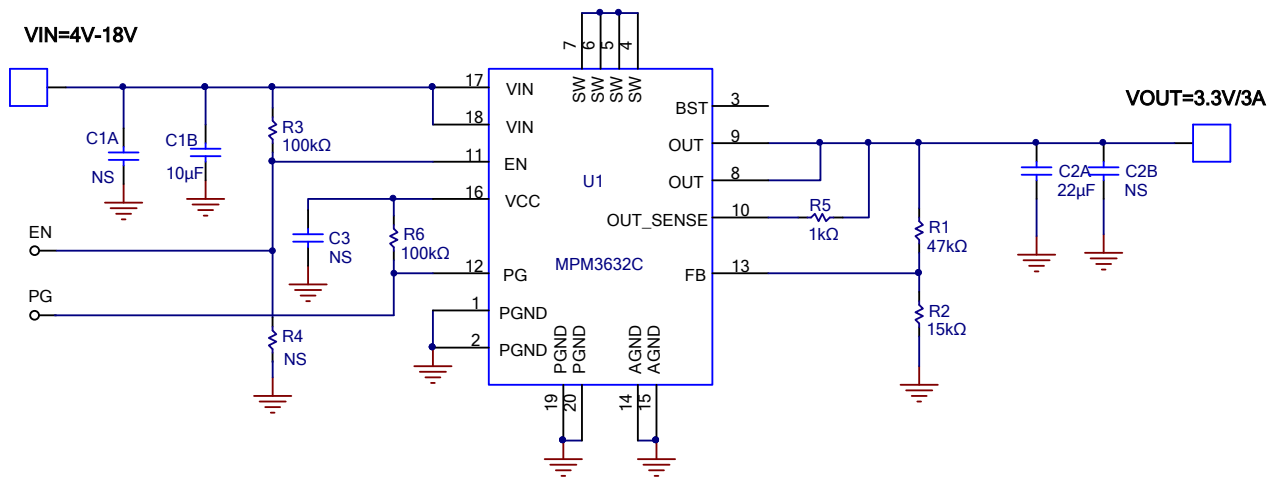
 11) 大占空比应用可能需要更大的 C_{IN} 来稳定系统工作。


图 9: 3.3V 输出

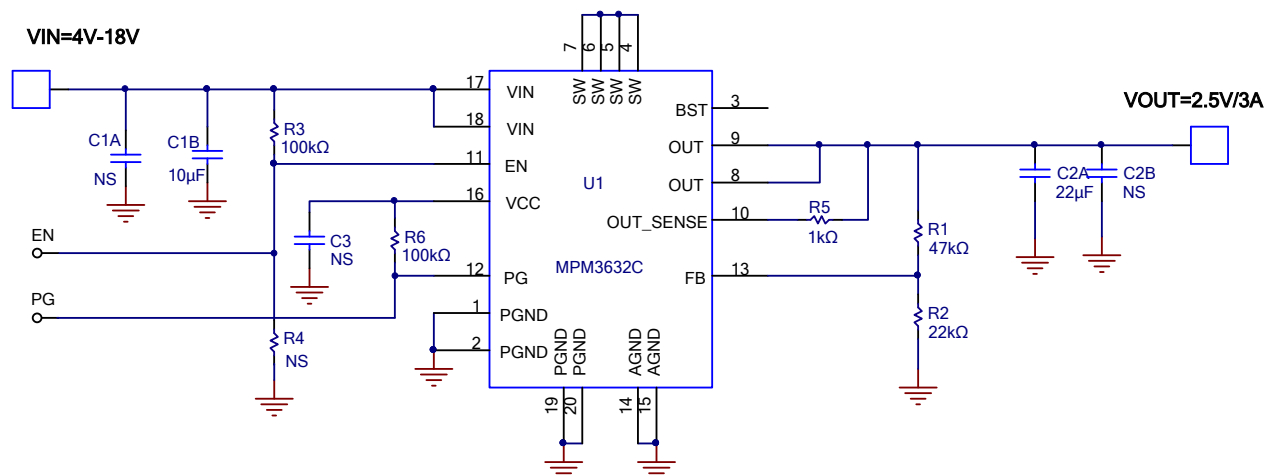


图 10: 2.5V 输出

典型应用电路 (续)

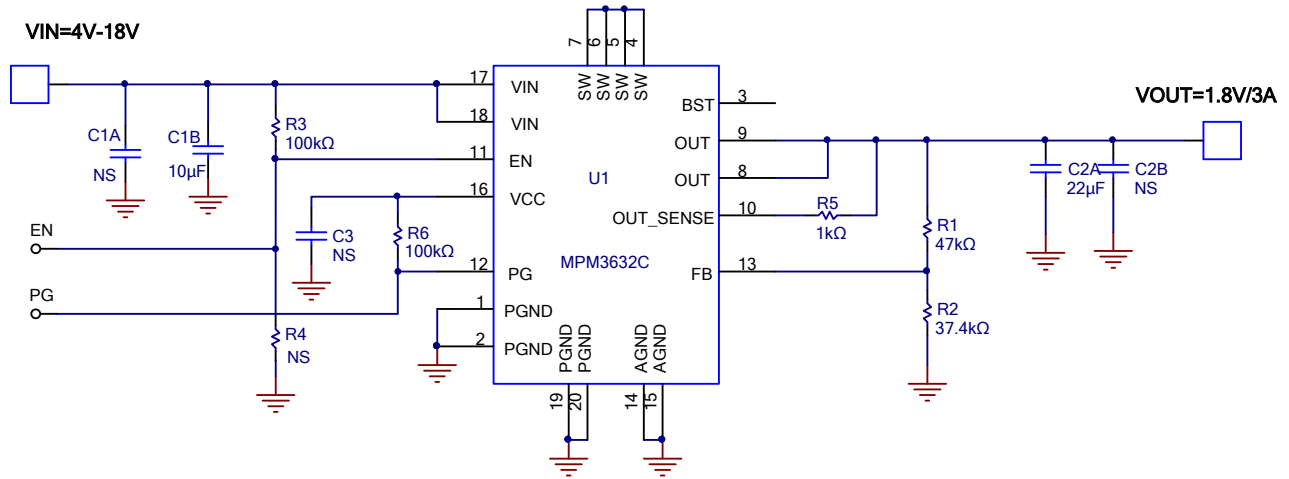


图 11: 1.8V 输出

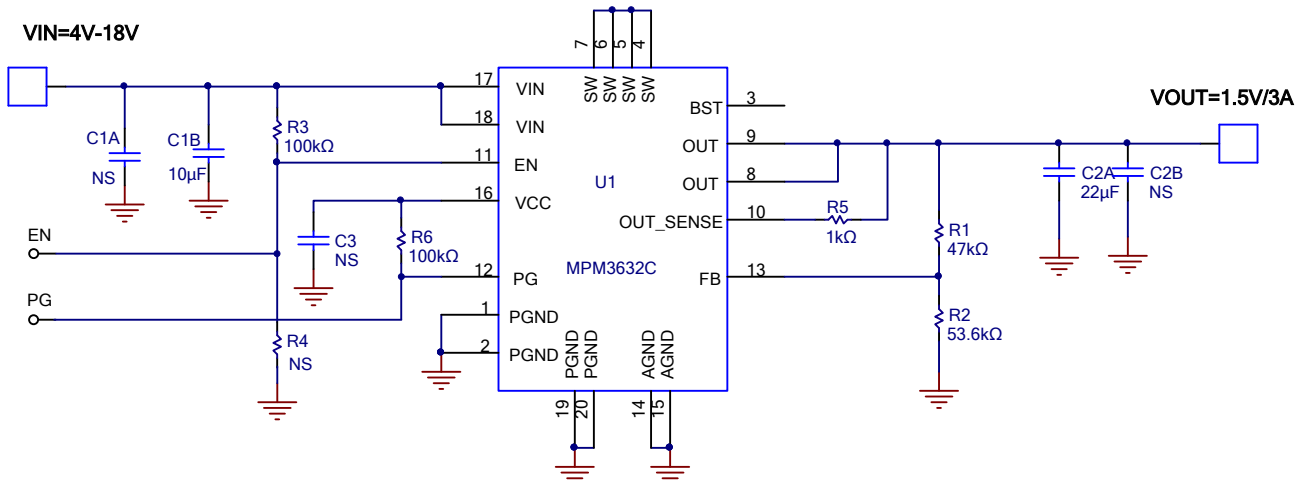


图 12: 1.5V 输出

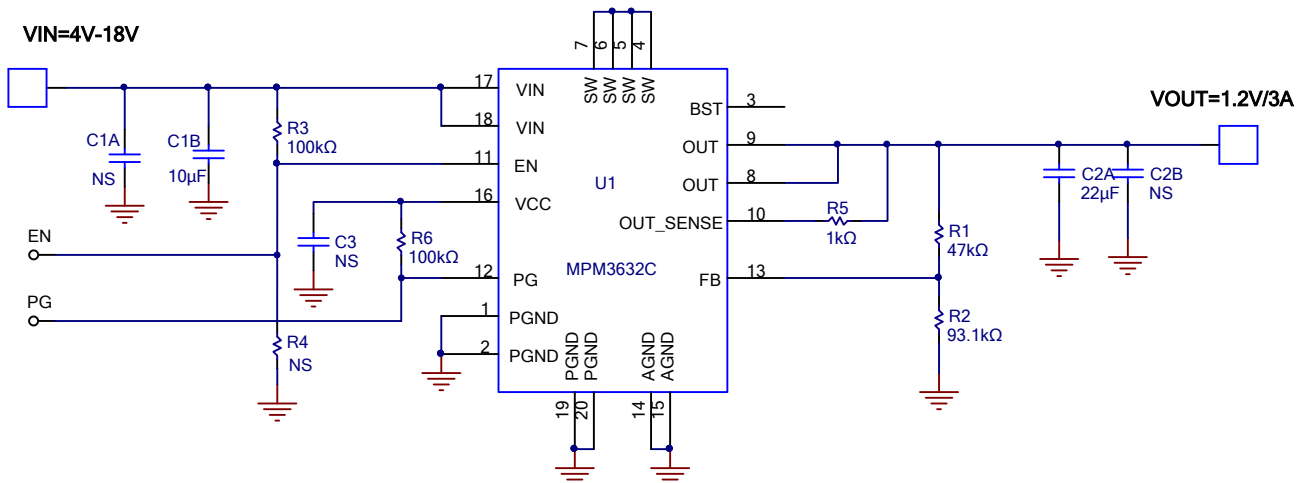


图 13: 1.2V 输出

典型应用电路 (续)

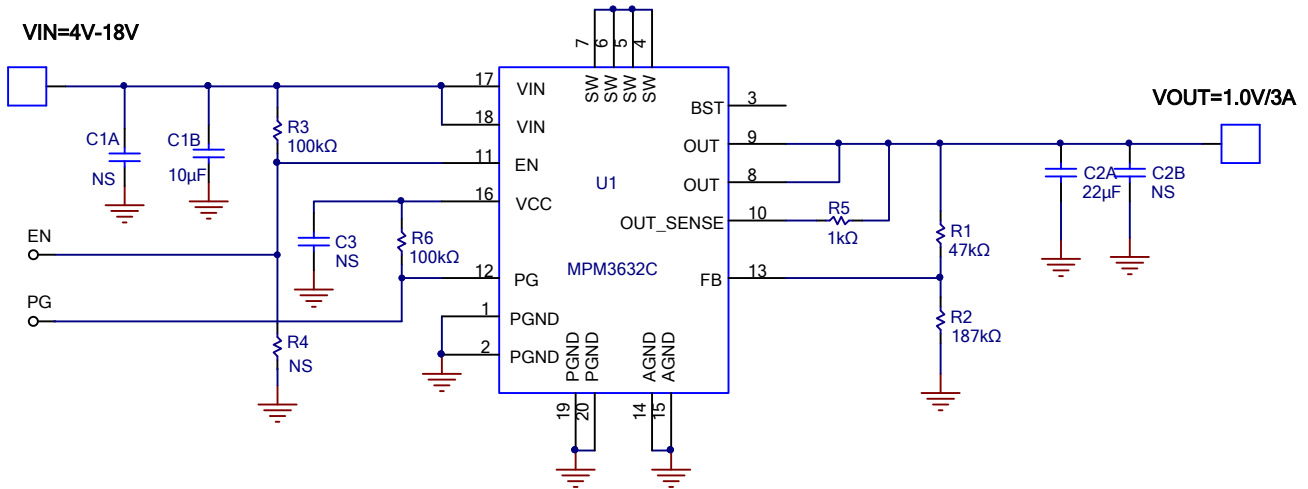


图 14: 1.0V 输出

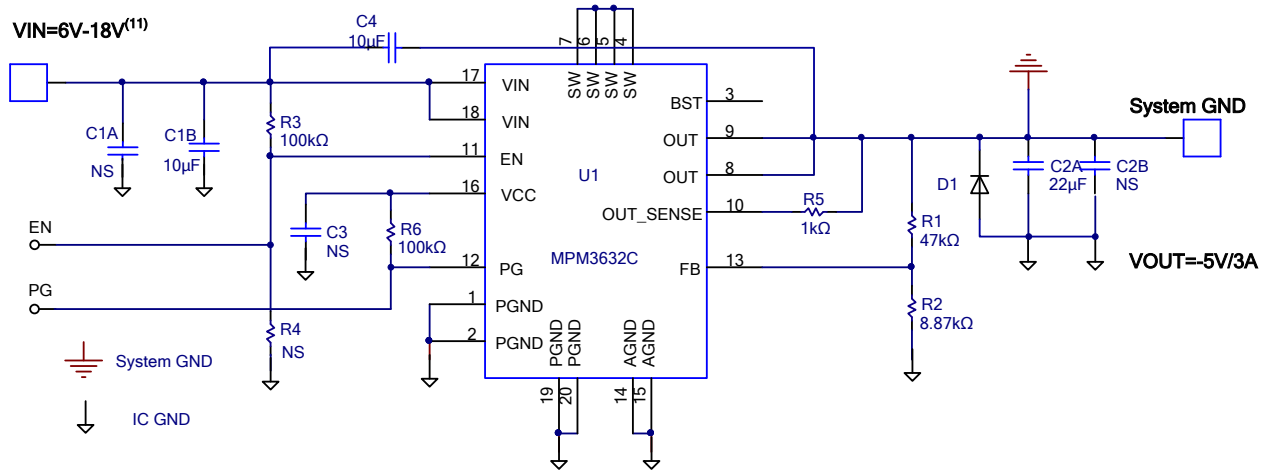


图 15: -5V 输出

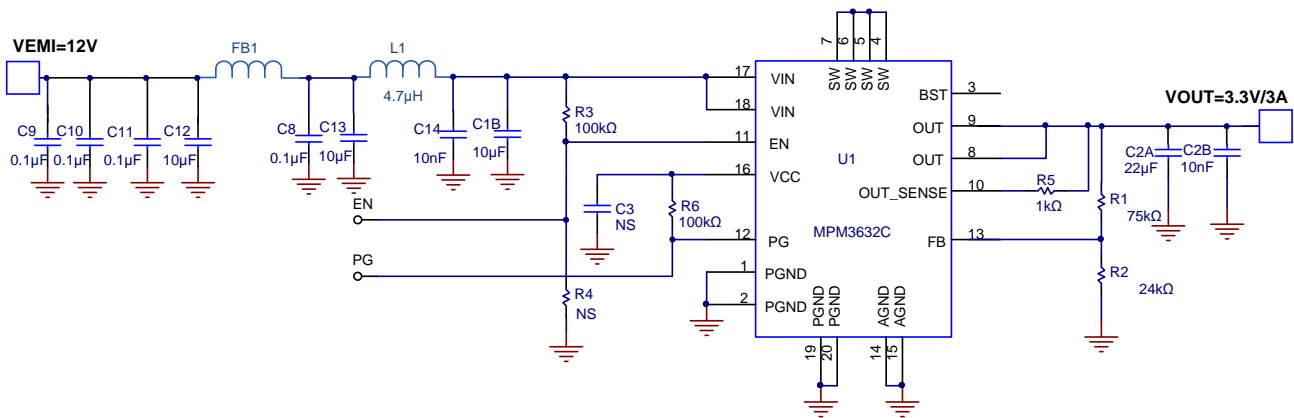
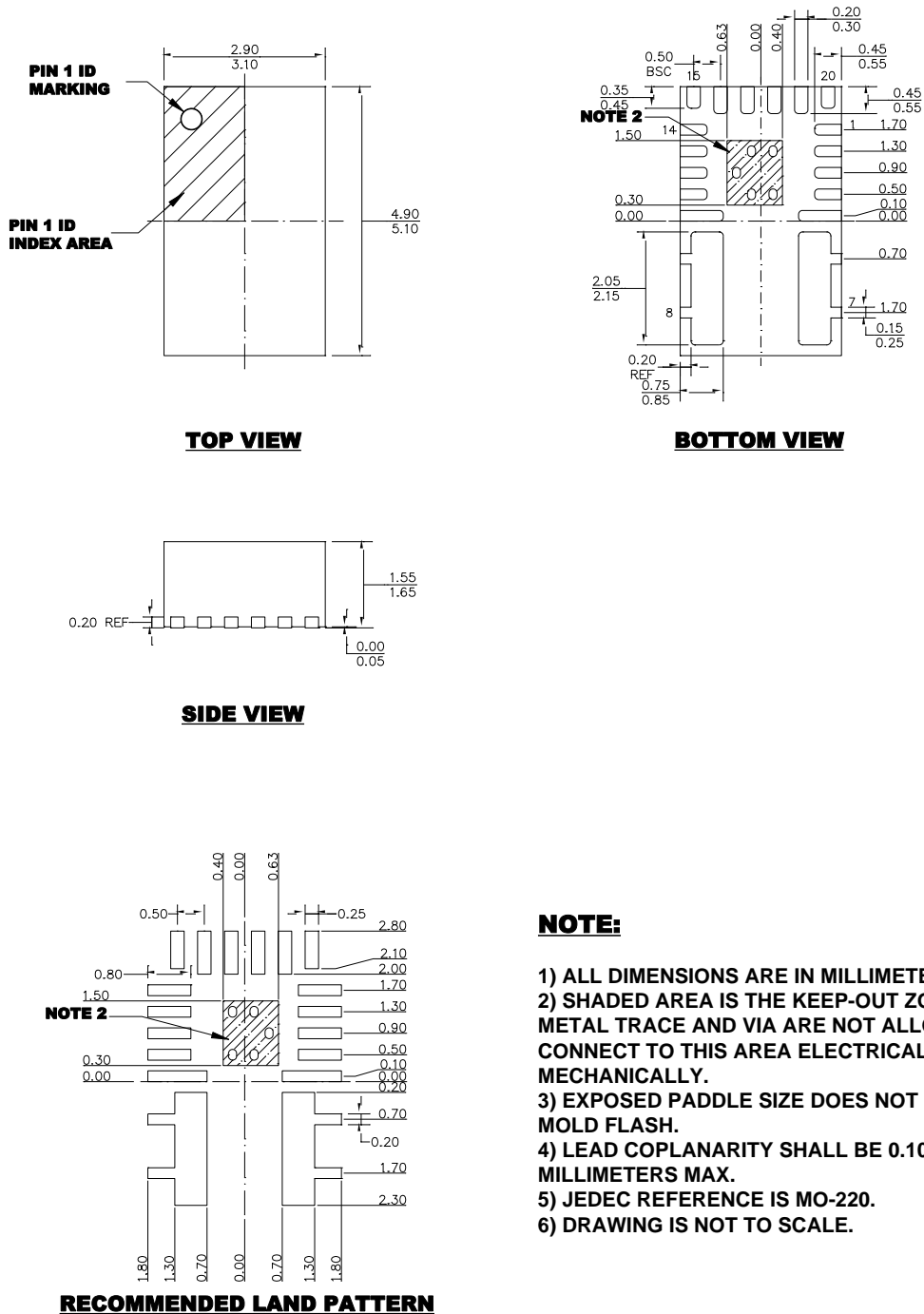


图 16: EMI 测试电路

封装信息

QFN-20 (3mmx5mmx1.6mm)



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。