

描述

MPM3683-7 是一款易于使用的全集成降压 DC/DC 电源模块, 其持续电流为 8A, 峰值电流为 10A。MPM3683-7 集成了一个 DC/DC 变换器、功率电感和一些基础无源元件。MPM3683-7 可在宽输入电压范围内实现输出电流的极好的负载和线性调整率。

MPM3683-7 采用的恒定导通时间控制模式 (COT) 可提供快速瞬态响应, 并使环路更易稳定。

通过工作模式配置, MPM3683-7 的工作频率可被方便地设置为 600kHz、800kHz 或 1000kHz, 且无论输入输出电压如何, 工作频率都可保持恒定。

MPM3683-7 含有一个约为 1.6ms 的内部软启动 (SS) 时间定时器。该时间数值可使用位于 TRK/REF 和 Vo Sense- 引脚之间的外部软启动 (SS) 电容调高。漏级开路结构的输出指示 (PG) 引脚, 可指示输出电压是否在正常范围内。

MPM3683-7 具有全集成非锁定保护功能, 包括过流保护 (OCP)、过压保护 (OVP)、欠压保护 (UVP) 和过温保护 (OTP)。

MPM3683-7 采用节省空间的 QFN-28 (7mmx7mmx4mm) 封装。

特性

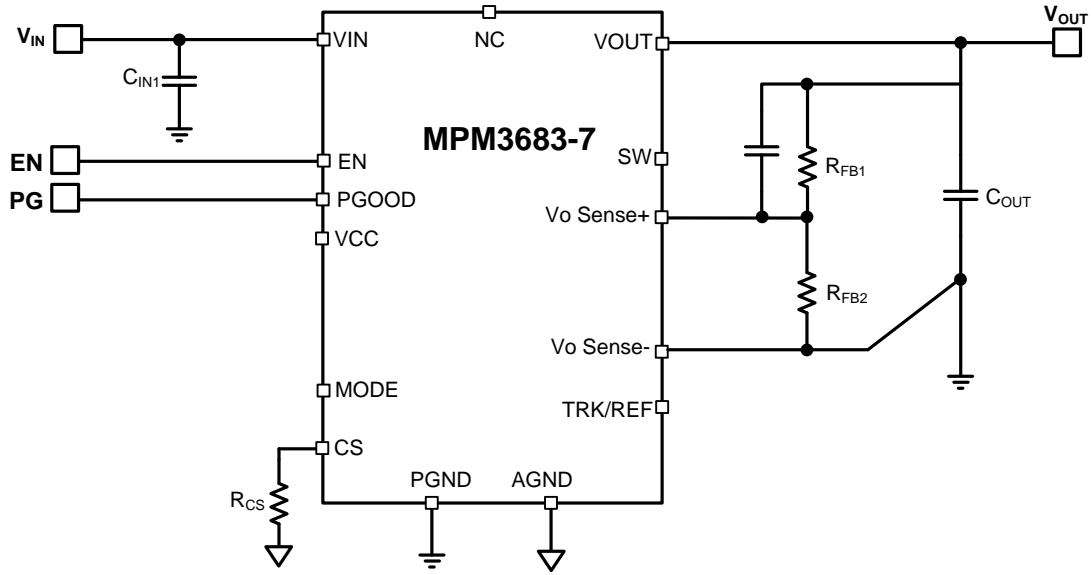
- 最小电压为 2.7V 的宽输入电压范围:
 - 2.7V 至 16V, 外部 3.3V 偏置时
 - 4V 至 16V, 内部偏置或外部 3.3V 偏置时
- 差分输出电压远端采样
- 低导通阻抗集成功率 MOSFET
- 集成电感
- 专有开关损耗降低技术
- 用于超速瞬态响应的自适应恒定导通时间 (COT) 控制
- 采用 Zero-ESR 输出电容可稳定工作
- 0°C 至 +70°C 结温范围内的参考电压精度为 0.5%
- -40°C 至 +125°C 全温范围内的参考电压精度为 1%
- 可选跳频模式或强制连续导通工作模式 (CCM)
- 极好的负载调整率
- 输出电压追踪功能
- 输出电压放电功能
- 断电期间 PGOOD 低电平有源钳位
- 最小为 1.6ms 的可编程软启动时间
- 输出预偏置电压启动
- 可选开关频率: 600kHz、800kHz 和 1000kHz
- 非锁定保护、过流保护 (OCP)、欠压保护 (UVP)、欠压锁定保护 (UVLO)、过温保护和过压保护 (OVP)
- 从 0.6V 至 高达 5.5V 的可调输出电压范围
- 采用 QFN-28 (7mmx7mmx4mm) 封装

应用

- 电信和网络系统
- 基站
- 工业系统
- 服务器&存储应用
- FPGA & ASIC 卡

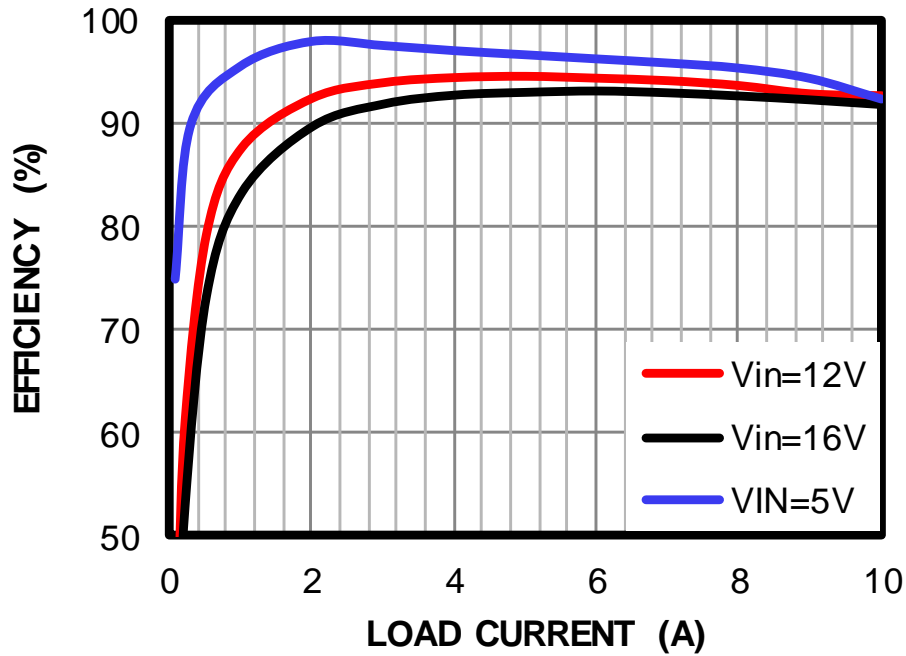
所有 MPS 产品都保证无铅, 无卤素, 并且遵守 RoHS 规范。如需查询具体芯片环保等级, 请访问 MPS 官网之质量保证。“MPS”和“The Future of Analog IC Technology”为 MPS 注册商标。

典型应用



效率

$V_{IN} = 5V/12V/16V$, $V_{OUT} = 3.3V$, $I_{OUT} = 0-10A$



订购信息

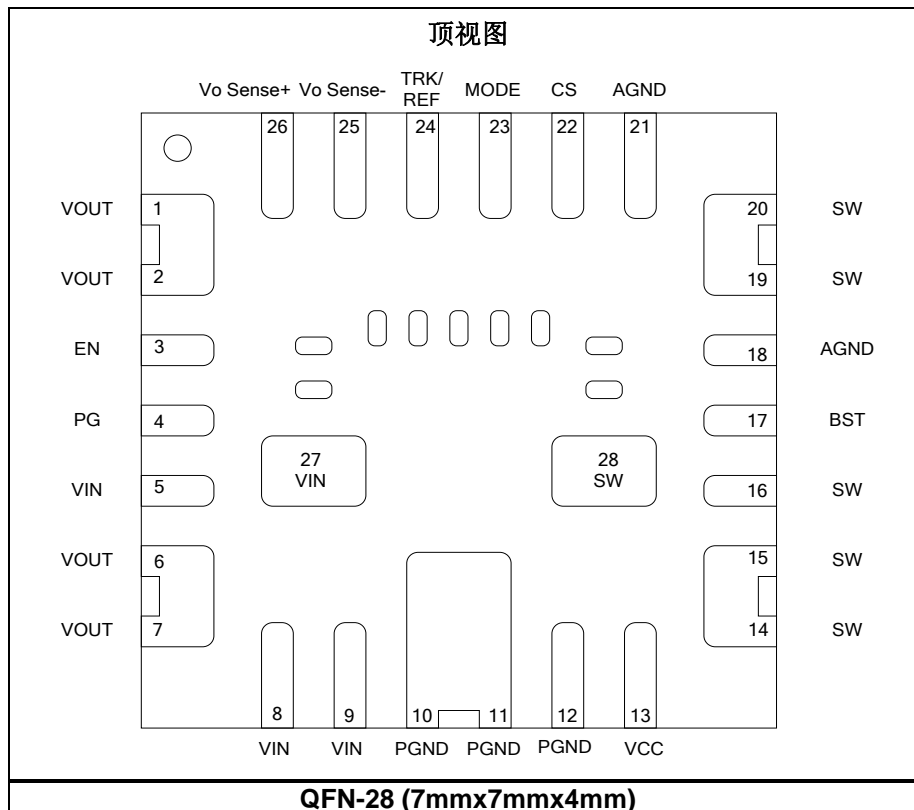
产品型号	封装	顶标
MPM3683GQN-7	QFN-28 (7mmx7mmx4mm)	见下文

顶标

MPS YYWW
MP3683-7
LLLLLLLLL
M

MPS: MPS 前缀
 YY: 年份代码
 WW: 周代码
 MP3683-7: MPM3683GQN-7的产品代码
 LLLLLLLL: 批次号
 M: 模块

参考封装



引脚功能

引脚 #	名称	描述
1, 2, 6, 7	VOUT	模块电压输出节点。
3	EN	使能引脚。EN 是一个数字输入引脚，用来启动和关断芯片。驱动 EN 至高电平导通芯片。驱动 EN 至低电平关断芯片。在自动上电设计中，使用一个上拉电阻或电阻分压器将 EN 连接至 VIN。不得浮空 EN。
4	PGOOD	电源（输出）正常指示引脚。PGOOD 为一个开漏信号。如果输出电压在正常调节范围内，需要一个上拉电阻（连至 DC 电压）以指示高电平。从 Vo Sense+ 大于或等于 92.5% 直至 PGOOD 拉高，大约有 1ms 的延迟。
5, 8, 9, 27	VIN	输入电压引脚。VIN 为内部 MOSFET 和调节器供电。VIN 需要一个输入电容来去耦输入电源。使用宽的 PCB 走线连接。
10, 11, 12	PGND	系统接地引脚。PGND 是调节输出电压的参考地。PCB 布局时应仔细考虑 PGND。使用宽的 PCB 走线连接。
13	VCC	内部 3.3V LDO 输出引脚。VCC 电压给驱动器和控制电路供电。模块集成了一个 LDO 输出电容，因此无需额外的外接电容。
14 - 16, 19, 20, 28	SW	开关输出引脚。建议在 SW 引脚处铺铜以提高芯片的散热性能。
17	BST	自举引脚。内部集成了一个自举电容，因此无需外接电容。
18, 21	AGND	模拟地。选择 AGND 作为控制电路的参考点。
22	CS	限流引脚。连接一个电阻到地来设置限流跳变点。
23	MODE	工作模式选择引脚。通过对 MODE 引脚进行编程来选择 CCM、跳频模式以及工作开关频率。更多信息请见第 15 页上的表 1。
24	TRK/REF	外部追踪电压输入引脚。输出电压追踪 TRK/REF 输入信号。尽可能靠近 TRK/REF 引脚使用一个陶瓷电容，用来去耦 TRK/REF。建议使用 X7R 或 X5R 电介质电容，因为它们具有稳定的温度特性。此电容的电容值决定了软启动的时间。更多信息请见第 15 页上的公式 1。
25	Vo Sense-	Vo Sense-。直接将 Vo Sense- 连接至电容采样点的负电压侧。如果未使用远端采样，则将其拉至 GND。
26	Vo Sense+	Vo Sense+。在 Vo Sense+ 与 GND 之间接一个电阻来设置输出电压。

最大绝对额定值 (1)

供电电压 (V_{IN} 至 GND)	-0.3V 至 18V
$V_{SW(DC)}$ 至 GND.....	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$
$V_{SW(25ns)}$ 至 GND	-5V 至 25V
V_{CC}	4.5V
所有其他引脚	-0.3V 至 +4.3V
连续耗散功率 ($T_A = +25^{\circ}C$) (2)	
QFN-28 (7mmx7mmx4mm)	2.7W
结温	170°C
焊接温度	260°C
存储温度	-55°C 至 +170°C

推荐工作条件 (3)

供电电压 (V_{IN})	4V 至 16V
$V_{IN(DC)} - V_{SW(DC)}$	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$
$V_{SW(DC)}$	-0.3V 至 $V_{IN} + 0.3V$
输出电压 (V_{OUT})	0.6V 至 5.5V
外部 VCC 偏置 (V_{CC_EXT})	3.12V 至 3.6V
EN 电压 (V_{EN})	3.6V
工作结温 (T_J)	-40°C 至 +125°C

热阻 (4)

	θ_{JA}	θ_{JC}
QFN-28 (7mmx7mmx4mm).....	32	11 ... °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。
- 3) 设备不能保证在其工作条件之外运行。
- 4) 上述数据是在 EVM3683-7-QN-01A 上测量所得。

电气特性

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $T_J = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$ ⁽⁶⁾, 典型数值测试条件为 $T_J = 25^{\circ}C$, 另有说明除外。

参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
输入电流						
供电电流 (关断)	I_{IN}	$V_{EN} = 0V$		10	20	μA
供电电流 (静态)	I_{IN}	$V_{EN} = 2V$, $V_{Vo\ Sense+} = 0.62V$		650	850	μA
MOSFET						
开关管漏电流	SW_{LKG_HS}	$V_{EN} = 0V$, $V_{SW} = 0V$		0	10	μA
	SW_{LKG_LS}	$V_{EN} = 0V$, $V_{SW} = 12V$		0	30	
限流						
限流阈值	V_{LIM}		1.15	1.2	1.25	V
下管负向限流值	I_{LIM_NEG}			-9		A
负向限流引脚超时 ⁽⁵⁾	t_{NCL_Timer}			200		ns
开关频率						
开关频率 ⁽⁶⁾	f_{SW}	MODE = GND, $I_{OUT} = 0A$, $V_{OUT} = 1V$, $T_J = +25^{\circ}C$	480	600	720	kHZ
		MODE = 34.8k Ω , $I_{OUT} = 0A$, $V_{OUT} = 1V$, $T_J = +25^{\circ}C$	680	800	920	kHZ
		MODE = 80.6k Ω , $I_{OUT} = 0A$, $V_{OUT} = 1V$, $T_J = +25^{\circ}C$	850	1000	1150	kHZ
最小导通时间 ⁽⁶⁾	T_{ON_MIN}	$V_{VO\ SENSE+} = 500mV$			50	ns
最小关断时间 ⁽⁶⁾	T_{OFF_MIN}	$V_{VO\ SENSE+} = 500mV$			180	ns
过压保护和欠压保护 (OVP, UVP)						
OVP 阈值	V_{OVP}		113%	116%	119%	V_{REF}
UVP 阈值	V_{UVP}		77%	80%	83%	V_{REF}
反馈电压和软启动 (SS)						
反馈电压	V_{REF}	$T_J = -40^{\circ}C$ 至 $+125^{\circ}C$	594	600	606	mV
		$T_J = 0^{\circ}C$ 至 $+70^{\circ}C$	597	600	603	mV
TRK/REF 源电流	I_{TRACK_Source}	$V_{TRK/REF} = 0V$		42		μA
TRK/REF 灌电流	I_{TRACK_Sink}	$V_{TRK/REF} = 1V$		12		μA
软启动时间	t_{SS}	$C_{TRACK} = 100nF$, $T_J = 25^{\circ}C$		1.6		ms
误差放大器						
反馈电流	$I_{Vo\ Sense+}$	$V_{Vo\ Sense+} = REF$		50	100	nA
使能和欠压锁定保护 (UVLO)						
使能输入上升阈值	V_{IHEN}		1.17	1.22	1.27	V
使能迟滞	V_{EN-HYS}			200		mV
使能输入电流	I_{EN}	$V_{EN} = 2V$		0		μA
软关断放电 MOSFET	R_{ON_DISCH}			80	150	Ω
输入欠压锁定保护						
输入欠压锁定保护上升阈值	V_{INVth_Rise}	$V_{CC} = 3.3V$	2.1	2.4	2.7	V
输入欠压锁定保护下降阈值	V_{INVth_Fall}		1.55	1.85	2.15	V

电气特性 (续表)

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $T_J = -40^{\circ}C$ 至 $125^{\circ}C$ ⁽⁶⁾, 典型数值测试条件为 $T_J = 25^{\circ}C$, 另有说明除外。

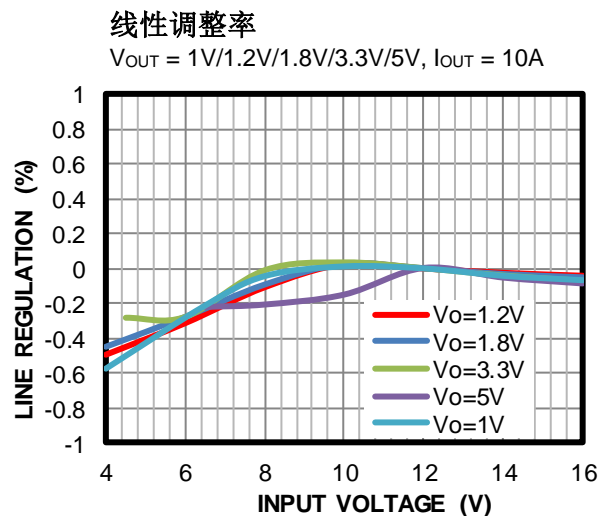
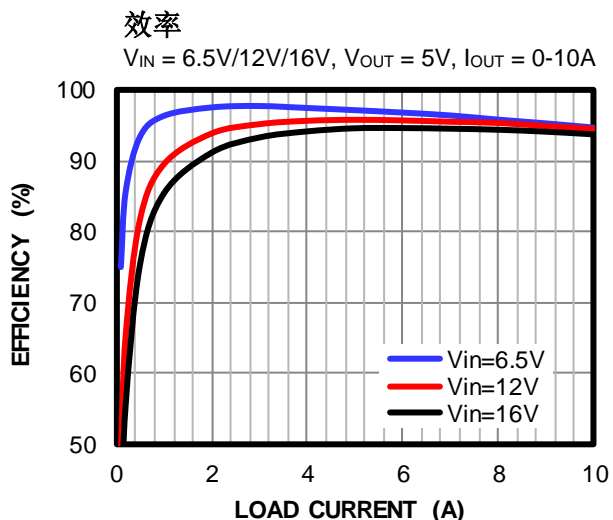
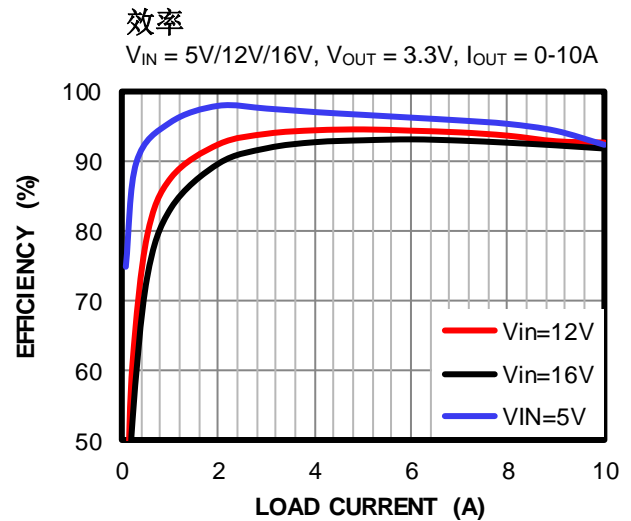
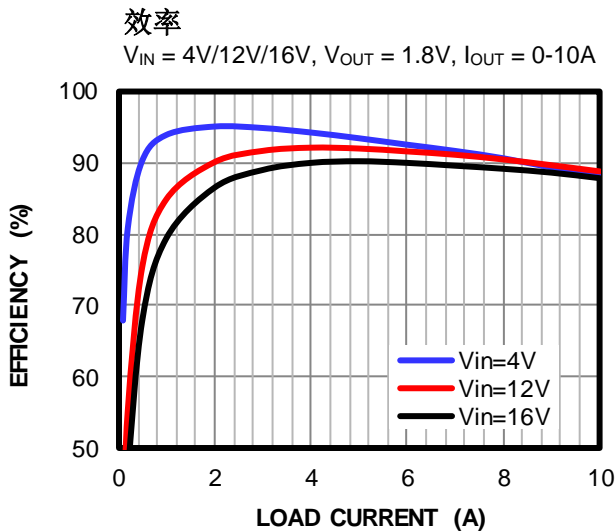
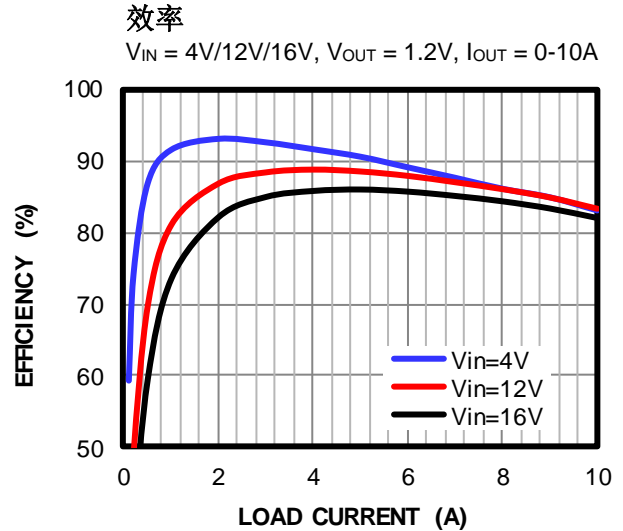
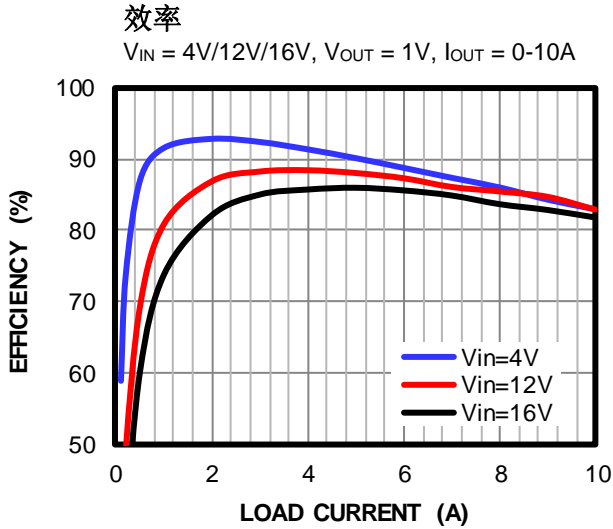
参数	符号	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
VCC 调节器						
VCC 欠压锁定保护上升阈值	$V_{CCV_{th_Rise}}$		2.65	2.8	2.95	V
VCC 欠压锁定保护下降阈值	$V_{CCV_{th_Fall}}$		2.35	2.5	2.65	V
VCC 调节器	V_{CC}		2.88	3.00	3.12	V
VCC 负载率		$I_{CC} = 25\text{ mA}$		0.5		%
电源正常指示 (PGOOD)						
电源正常信号高阈值	$PG_{V_{th_Hi_Rise}}$	Vo Sense+ 从低到高	89.5%	92.5%	95.5%	V_{REF}
电源正常信号低阈值	$PG_{V_{th_Lo_Rise}}$	Vo Sense+ 从低到高	113%	116%	119%	V_{REF}
	$PG_{V_{th_Lo_Fall}}$	Vo Sense+ 从高到低	77%	80%	83%	V_{REF}
电源正常信号低到高延迟	PG_{T_d}	$T_J = 25^{\circ}C$		0.9		ms
电源正常信号吸收电流能力	V_{PG}	$I_{PG} = 10\text{mA}$			0.4	V
电源正常信号漏电流	I_{PG_LEAK}	$V_{PG} = 3.3V$			3	μA
电源正常信号低电平输出电压	V_{OL_100}	$V_{IN} = 0V$, 通过一个 $100k\Omega$ 的电阻上拉 PGOOD 至 $3.3V @ 25^{\circ}C$		650	850	mV
	V_{OL_10}	$V_{IN} = 0V$, 通过 $10k\Omega$ 电阻上拉 PGOOD 至 $3.3V @ 25^{\circ}C$		800	1000	mV
过温保护						
过温保护 ⁽⁶⁾	T_{SD}			160		$^{\circ}C$
过温关断迟滞 ⁽⁶⁾				30		$^{\circ}C$

注:

- 5) 未经生产批量检验, 由全温相关性保证。
6) 未经生产检验, 由工厂样品特性保证。

典型特性

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $CCM = 1000kHz$, $T_A = 25^\circ C$, 另有注明除外。

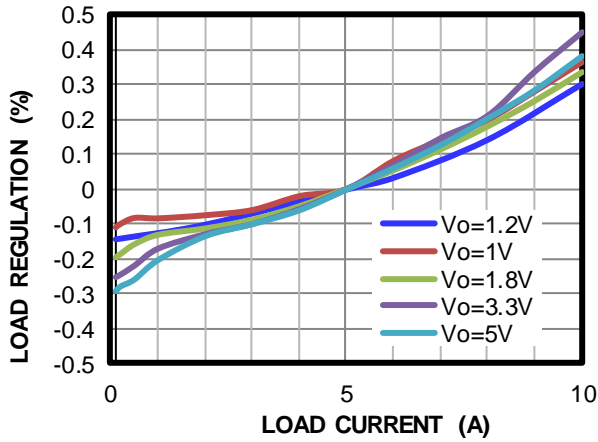


典型特性 (续表)

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V/1.8V/3.3V/5V$, $I_{OUT} = 0-10A$, $T_A = 25^\circ C$, 另有注明除外。

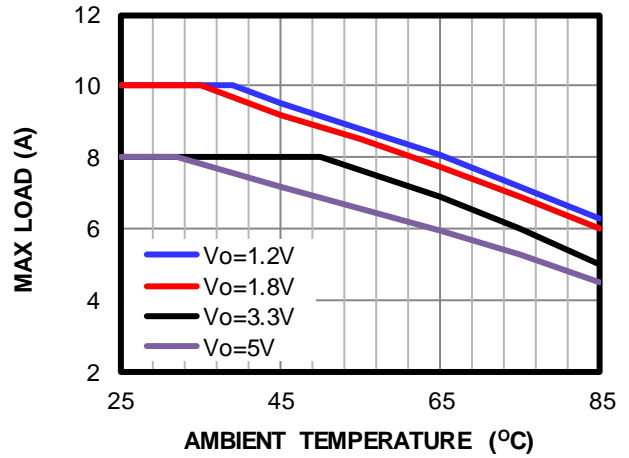
负载调整率

$V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1V/1.2V/1.8V/3.3V/5V$,
 $I_{OUT} = 0-10A$



温度降额

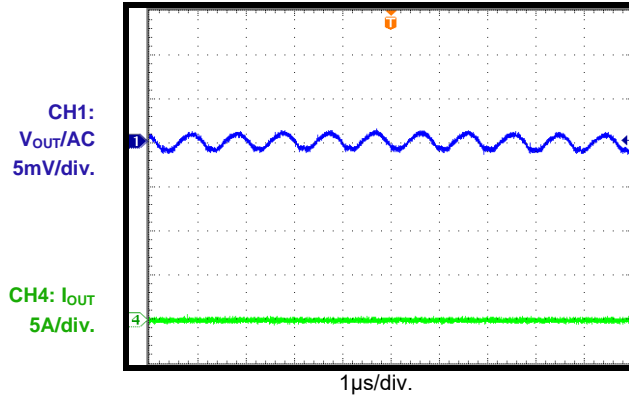
$V_{IN} = 12V$



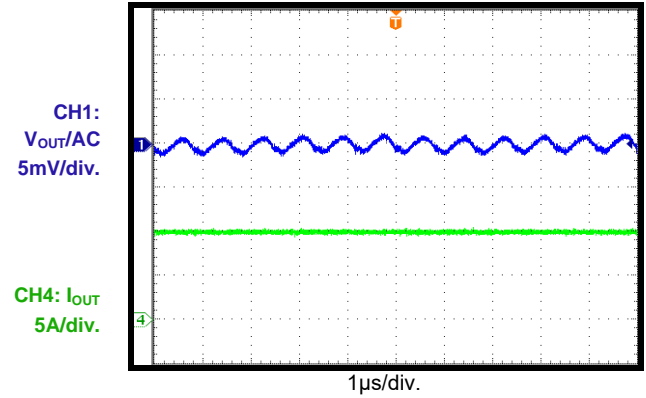
典型性能特性 (续表)

 测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $CCM=1000kHz$, $T_A = 25^\circ C$, 另有注明除外。

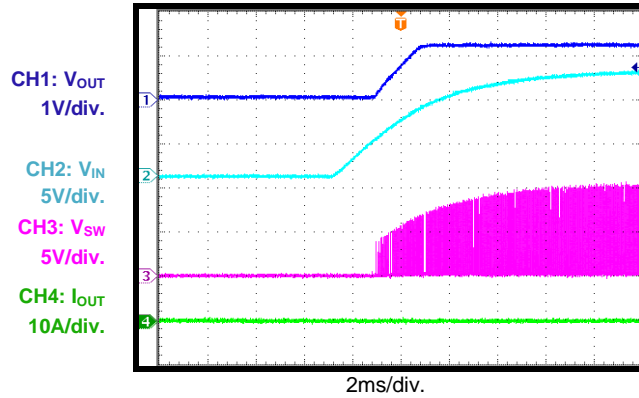
输出电压纹波

 $I_{OUT} = 0A$


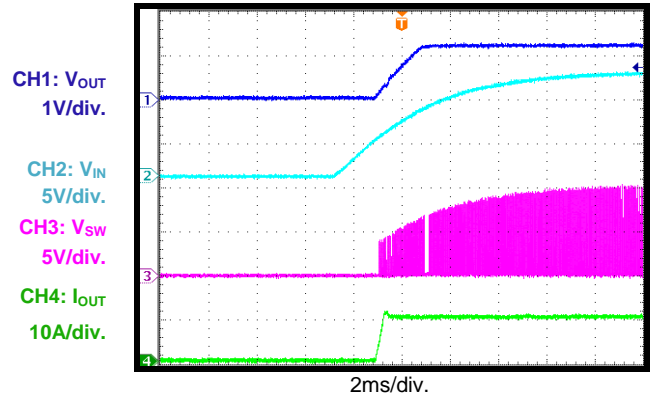
输出电压纹波

 $I_{OUT} = 10A$


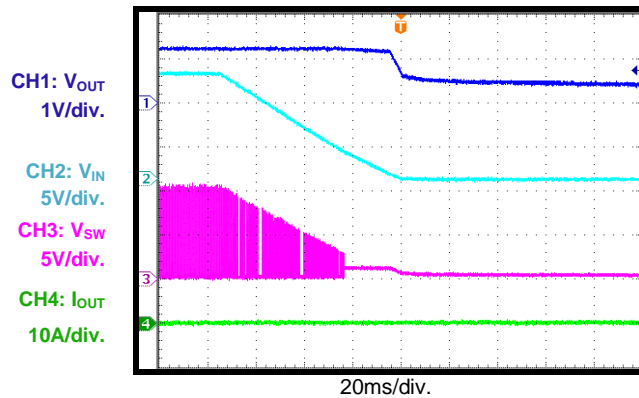
通过输入电压启动

 $I_{OUT} = 0A$


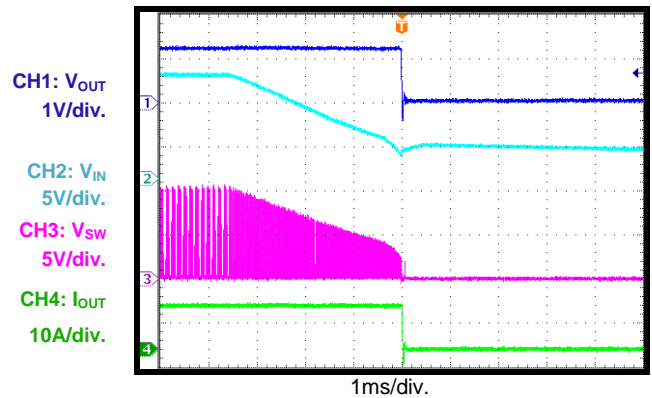
通过输入电压启动

 $I_{OUT} = 10A$


通过输入电压关断

 $I_{OUT} = 0A$


通过输入电压关断

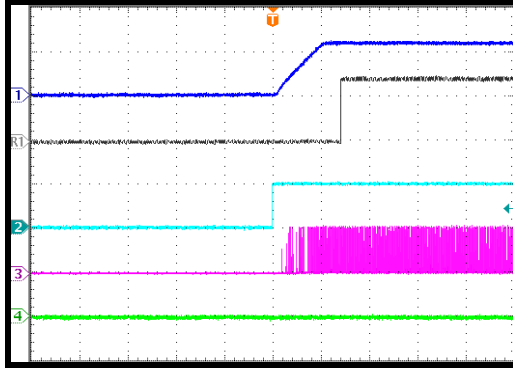
 $I_{OUT} = 10A$


典型性能特性 (续表)

 测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $CCM=1000kHz$, $T_A = 25^\circ C$, 另有注明除外。

EN 开启

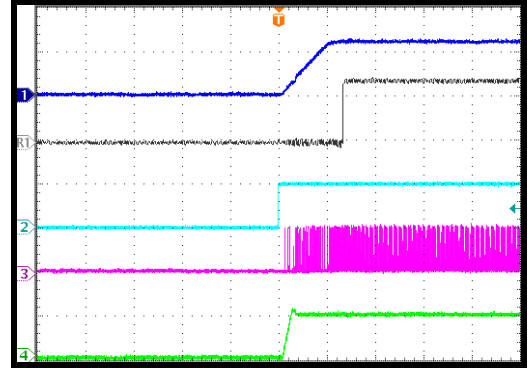
 $I_{OUT} = 0A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
R1: V_{PG}
2V/div.
CH2: V_{EN}
5V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


2ms/div.

EN 开启

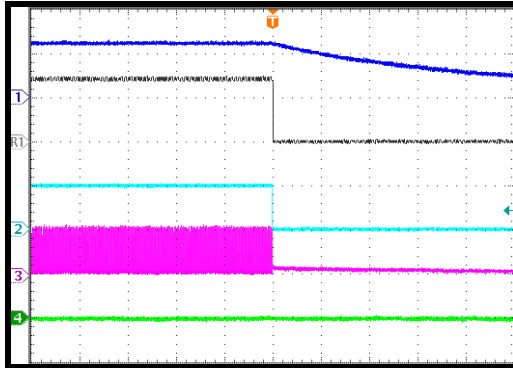
 $I_{OUT} = 10A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
R1: V_{PG}
2V/div.
CH2: V_{EN}
5V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


2ms/div.

EN 关断

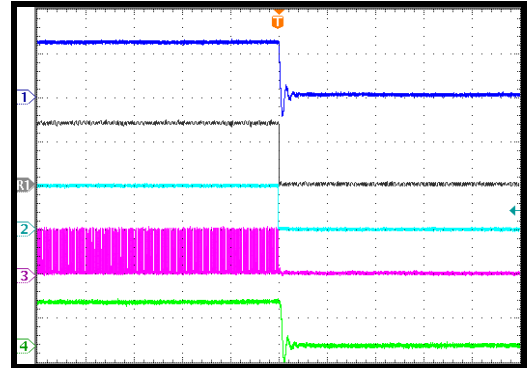
 $I_{OUT} = 0A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
R1: V_{PG}
2V/div.
CH2: V_{EN}
5V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


2ms/div.

EN 关断

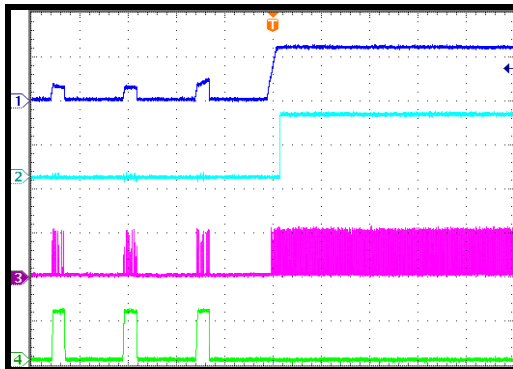
 $I_{OUT} = 10A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
R1: V_{PG}
2V/div.
CH2: V_{EN}
5V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


400µs/div.

SCP 恢复

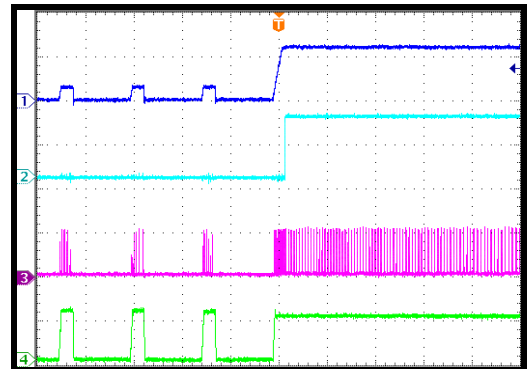
 $I_{OUT} = 0A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
CH2: V_{PG}
2V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


10ms/div.

SCP 恢复

 $I_{OUT} = 10A$

 CH1: V_{OUT}
1V/div.
CH2: V_{PG}
2V/div.
CH3: V_{SW}
10V/div.
CH4: I_{OUT}
10A/div.


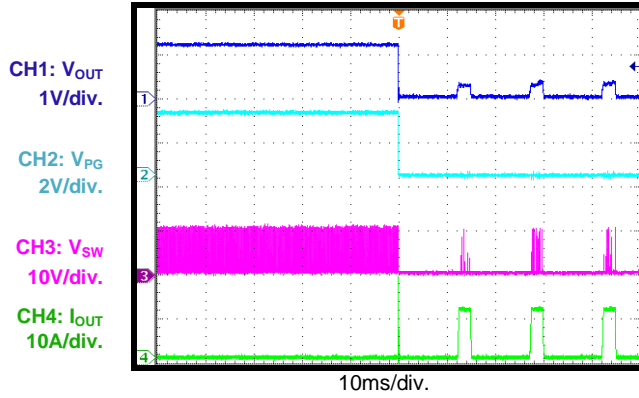
10ms/div.

典型性能特性 (续表)

测试条件为 $V_{IN} = 12V$, $V_{OUT} = 1.2V$, $CCM=1000kHz$, $T_A = 25^\circ C$, 另有注明除外。

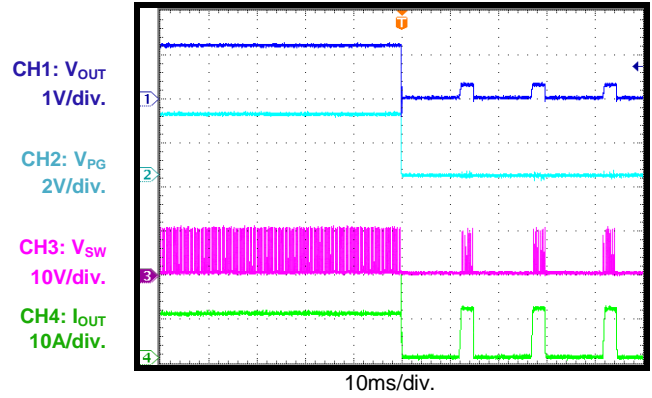
进入 SCP

$I_{OUT} = 0A$

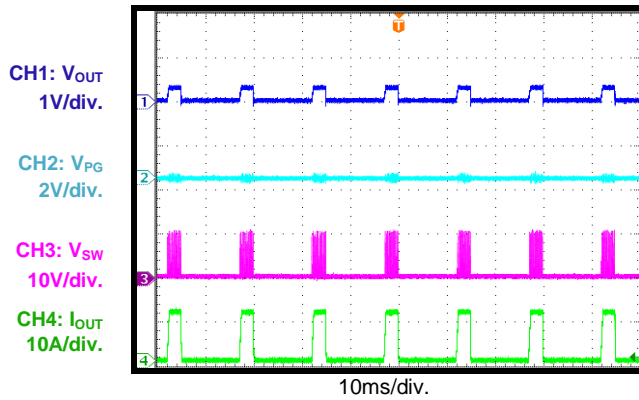


进入 SCP

$I_{OUT} = 10A$

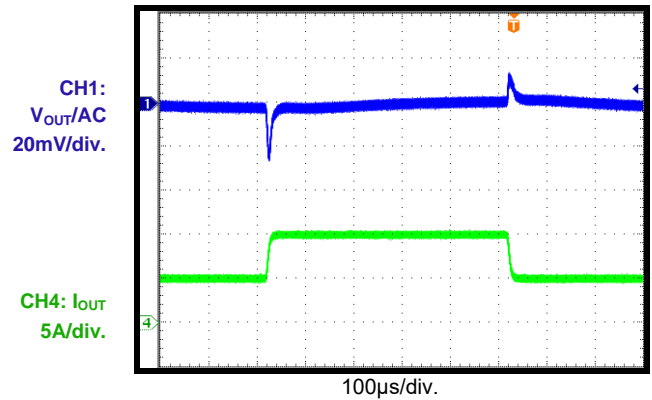


SCP 稳态



负载瞬态

$I_{OUT} = 5-10A, 1A/\mu s$



功能框图

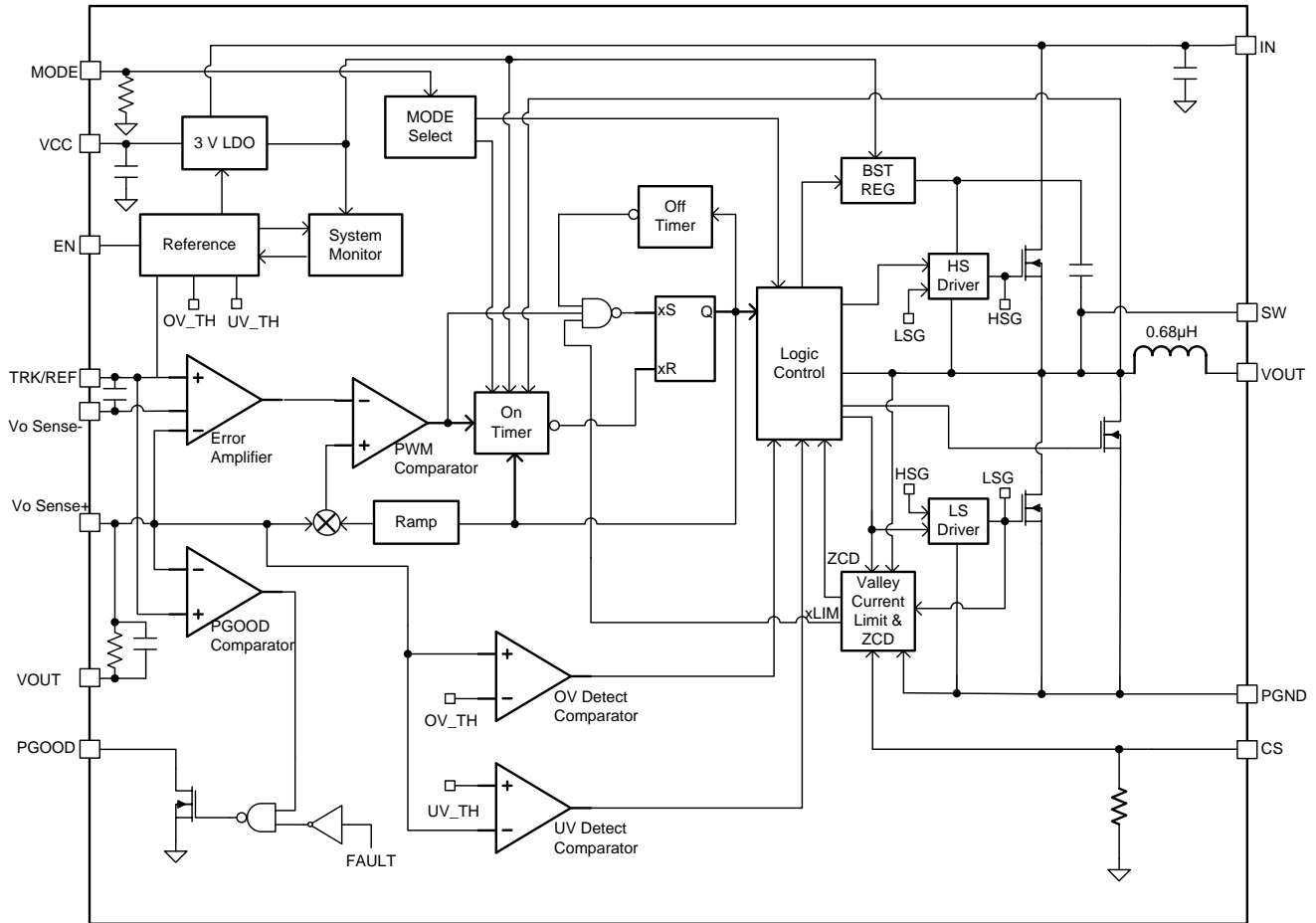


图 1: 功能框图

工作原理

恒定导通时间（COT）控制模式

MPM3683-7 采用恒定导通时间（COT）控制模式可实现快速负载瞬态响应。图 2 详细介绍了 MPM3683-7 的控制级。

运算放大器（AMP）可以纠正 $V_o \text{ Sense+}$ 与 V_{REF} 之间的误差电压。得益于运算放大器（AMP）的纠正能力，无论 MPM3683-7 处于强制连续导通模式（FCCM）还是跳频模式，均能在全负载范围内提供极好的负载调整率。

专用的 $V_o \text{ Sense-}$ 引脚有助于提供反馈远端 GND 采样。

MPM3683-7 采用内部斜坡补偿来实现低 ESR MLCC 输出电容解决方案。通过采用优化后的自适应内部斜坡和恰当的输出 L/C 滤波设计，MPM3683-7 实现了全输入输出电压范围内的稳定工作。

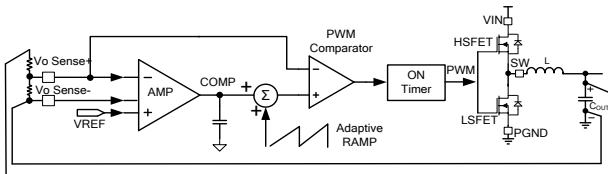


图 2: COT 控制图

脉宽调制（PWM）工作模式

图 3 显示了脉宽调制（PWM）的生成图。使用 AMP 纠正 $V_o \text{ Sense+}$ 与 REF 之间的误差电压，并生成相当稳定的 DC 电压（COMP）。内部斜坡叠加在 COMP 上，并将叠加后的 COMP 与 $V_o \text{ Sense+}$ 信号进行对比。每当 $V_o \text{ Sense+}$ 降至低于叠加后的 COMP 时，集成上管 MOSFET (HS-FET) 就会开启。HS-FET 在固定时间内保持导通，该导通时间由输入电压、输出电压和所选的开关频率决定。导通周期结束后，HS-FET 关闭，并在 $V_o \text{ Sense+}$ 降至低于叠加后的 COMP 值时再次导通。MPM3683-7 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，则会在 VIN 和 PGND 之间形成短路。此种情况称为直通。为避免直通，需在 HS-FET 关闭和 LS-FET 导通期间或者 LS-FET

关闭和 HS-FET 导通期间，内部生成一个死区时间。

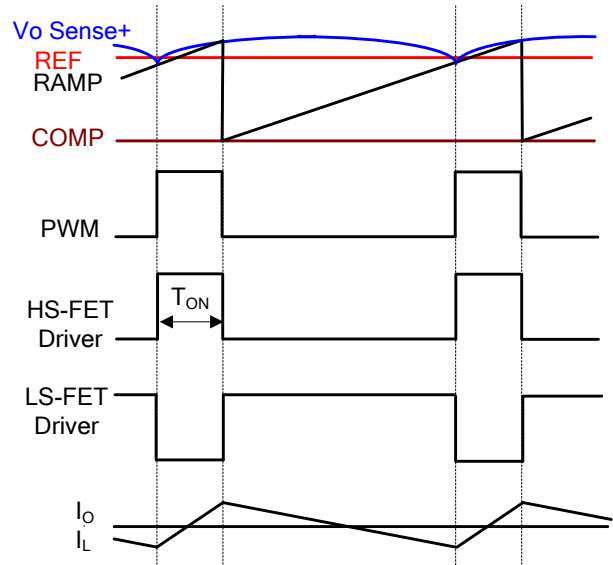


图 3: 重载工作（PWM）

连续导通工作模式（CCM）

在输出电流为高且电感电流始终高于零 AMP 时，进入 CCM 模式。当输出电流为低时，MPM3683-7 也可以配置为强制 CCM 工作模式（详细内容请见第 15 页的模式选择章节）。

在 CCM 模式下，开关频率相当恒定（PWM 模式），所以输出纹波几乎在全负载范围内都能始终保持恒定。

跳频工作

MPM3683-7 在轻载下会进入跳频模式以优化效率。当负载下降时，电感电流也会随之下降。一旦电感电流置零，MPM3683-7 则从 CCM 模式切换至跳频模式（详细内容请见第 15 页的模式选择章节）。

图 4 为轻载跳频工作模式示意图。当 V_o Sense+ 降至低于叠加后的 COMP 值时，HS-FET 会在固定的间隔时间内打开。当 HS-FET 关闭时，LS-FET 打开直至电感电流置零。在跳频模式下，在电感电流置零时， V_o Sense+ 无法达到叠加 COMP 的电流值。当电感电流置零时，LS-FET 驱动进入三态 (Hi-Z)。电流调制器控制 LS-FET，并将电感电流限制在 -1mA 以下。因此，输出电容可以通过 LS-FET 缓慢放电至 PGND。轻载时，HS-FET 在跳频模式下不会像在强制 CCM 模式下那样频繁地导通。这样也使得跳频模式下的效率大大高于强制 CCM 模式效率。

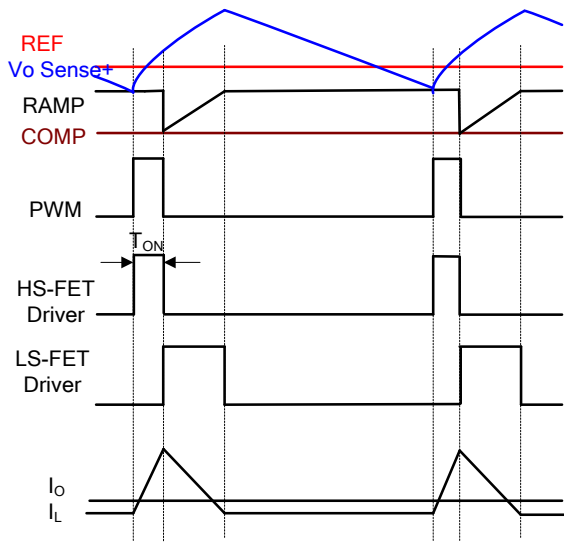


图 4: 轻载跳频模式

随着轻载下输出电流的不断增大，电流调制器的调节周期也会越来越短，HS-FET 会更加频繁地导通。所以，开关频率也会相应增加。当电流调制时间为零时，输出电流达到临界值。输出电流的临界值可以根据公式 (1) 确定：

$$I_{OUT} = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{2 \times L \times F_{SW} \times V_{IN}} \quad (1)$$

其中， F_{SW} 为开关频率， L 为内部集成电感（典型值为 $0.68\mu\text{H}$ ）。

当输出电流超过临界值后，MPM3683-7 进入 PWM 模式。之后，开关频率在输出电流范围内保持相当恒定。

MPM3683-7 甚至在轻载条件下也可以配置为强制 CCM 模式（见表 1）。

模式选择

MPM3683-7 在轻载条件下既可以提供强制 CCM 模式也可以提供跳频工作模式。MPM3683-7 具有 3 种开关频率选项（600kHz、800kHz 和 1000kHz）。通过选择 MODE 与 AGND/VCC 引脚之间的电阻值来选择轻载模式下的工作模式和开关频率。

表 1: 模式选择

模式	轻载模式	开关频率
VCC	跳频	600kHz
浮空	跳频	800kHz
243kΩ (±20%) 至 GND	跳频	1000kHz
GND	强制 CCM	600kHz
34.8kΩ (±20%) 至 GND	强制 CCM	800kHz
80.6kΩ (±20%) 至 GND	强制 CCM	1000kHz

软启动 (SS)

通过在 TRK/REF 和 V_o Sense- 之间连接一个 100nF 的内部电容，可以将软启动时间限制在最小 1.6ms 。可以在 TRK/REF 和 V_o Sense- 引脚之间添加外部软启动 (SS) 电容，来调高该时间值。

可通过公式(2)确定总 SS 电容值：

$$C_{SS}(\text{nF}) = \frac{t_{ss}(\text{ms}) \times 36\mu\text{A}}{0.6(\text{V})} - 100\text{nF} \quad (2)$$

输出电压追踪和参考功能

MPM3683-7 提供了一个模拟输入引脚 (TRK/REF)，来追踪另一个电源或接收一个外部参考。当外部电压信号连接至 TRK/REF 时，它将作为 MPM3683-7 输出电压的参考。Vo Sense+ 电压会完全遵循这个外部电压信号而且会忽视软启动设置。TRK/REF 输入信号范围为 0.3V 至 1.4V。在初始启动期间，TRK/REF 必须首先达到 600mV 或以上，才能确保芯片正常工作。之后可以是 0.3V 至 1.4V 之间的任何值。

输出预偏置电压启动

MPM3683-7 可实现预先偏置负载状态下单调线性启动。如果启动时输出预先偏置了一个固定电压，IC 将禁止 HS-FET 和 LS-FET 的开关动作，直至 TRK/REF 电容上的电压超出 Vo Sense+ 采样输出电压值。在 TRK/REF 电压达到预偏置 Vo Sense+ 值之前，如果 BST 电压 (BST 与 SW 引脚之间) 低于 2.3V，则 LS-FET 导通以允许 VCC 充电至 BST。由于 LS-FET 只为非常窄的脉冲导通，所以预偏置的下降值微乎其微。

输出电压放电

当通过 EN 禁用 MPM3683-7 时，输出电压放电模式启用。这会导致 HS-FET 和 LS-FET 两边都被锁定。这时，连接在 SW 和 GND 之间的放电 MOSFET 导通，输出电压开始放电。此 MOSFET 的典型开关导通阻抗约为 80Ω。一旦 Vo Sense+ 电压降到 10% * REF，放电的 MOSFET 关闭。

电流采样和过流保护 (OCP)

MPM3683-7 具有片上电流采样功能和可编程正电流限制阈值。

当 MPM3683-7 开启时，限流有效。在 LS-FET 导通期间，SW 电流 (电感电流) 被采样并以 G_{CS} 的比率镜像到 CS。通过采用 CS 与 AGND 之间的电阻 (R_{CS})，V_{CS} 电压与 SW 电流逐周期成比例。仅在 V_{CS} 电压低于内部过流保护 (OCP) 电压阈值 (V_{OCP}) 时 (LS-FE 导通状态下)，才可以允许 HS-FET 导通以限制 SW 谷值电流。MPM3683-7 在内部集成了一个 10kΩ 的电阻到 GND。

根据公式 (3) 计算出 R_{CS} 限流阈值设置:

$$R_{CS}(\Omega) // 10000 = \frac{V_{OCP}}{G_{CS} \times (I_{LIM} - \frac{(V_{IN} - V_O) \times V_O}{V_{IN}} \times \frac{1}{2 \times L(\mu H) \times f_s (MHz)})} \quad (3)$$

其中 V_{OCP} 为 1.2V，G_{CS} 为 20μA/A，I_{LIM} 为期望得到的输出限流值 (A)。

MPM3683-7 使能 3ms 后启用 OCP 打嗝保护。一旦 OCP 打嗝激活，如果 MPM3683-7 检测到连续 31 个周期的过流情况或者 Vo Sense+ 低于欠压保护 (UVP) 阈值，则器件进入打嗝模式。一旦进入打嗝保护模式，MPM3683-7 则立即锁定 HS-FET，并在检测到零电流 (ZCD) 后锁定 LS-FET。同时，TRK/REF 电容也开始放电。大约 11ms 后，MPM3683-7 试图自动软启动。如果 3ms 后仍存在过流情况，MPM3683-7 会重复此循环操作直至过流情况消失，并且输出电压稳定升回调节水平。

负向电感限流

当 LS-FET 检测到一个 -9A (典型值) 的电流，MPM3683-7 则会关断 LS-FET 200ns 以限制负向电流。

输出吸电模式 (OSM)

MPM3683-7 采用输出吸电模式 (OSM) 来调节输出电压到目标值。当 Vo Sense+ 电压高于 104% * REF 但低于 OVP 阈值时，触发 OSM。在 OSM 期间，LS-FET 保持导通直至达到 -5.5A 的负向电流限。然后，LS-FET 立刻关断 (200ns)，然后再次导通。MPM3683-7 重复此操作直至 Vo Sense+ 降至 102% * REF 以下。然后，

MPM3683-7 在连续 15 次 CCM 周期后退出 OSM。

过压保护 (OVP)

MPM3683-7 通过将 Vo Sense+ 连接至输出电压反馈电阻分压器的搭接处来监控输出电压，从而检测过压情况。它提供了带打嗝保护的过压保护 (OVP) 模式。

如果 Vo Sense+ 电压超过 REF 电压的 116%，则会触发 OVP。PGOOD 被拉低直至它达到下管负向限流值 (NOCP)。然后 LS-FET 会立刻关断 200ns。在此期间，HS-FET 导通。200ns 后，LS-FET 再次导通。MPM3683-7 重复此操作至放掉输出上的过压。当反馈电压降至低于 105%*REF 时，MPM3683-7 退出 OVP 放电模式。

过温保护 (OTP)

MPM3683-7 具有过温保护 (OTP) 功能。MPM3683-7 可以从内部监控结温。如果结温超过阈值 (通常为 160°C)，则变换器关断并使 TRK/REF 电容放电。该过温保护不是锁定保护模式。大约有 30°C 的热迟滞。一旦结温降至约 130°C，软启动开启。

当 MPM3683-7 开启时，OTP 有效。

电源正常指示 (PGOOD)

MPM3683-7 具有一个电源正常指示 (PGOOD) 输出。PGOOD 也是开漏 MOSFET 结构。通过上拉电阻 (通常为 10kΩ) 将 PGOOD 连接至 VCC 或另一个电压源 (小于 3.6V)。应用输入电压后，MOSFET 导通，所以 PGOOD 在 TRK/REF 准备好之前被拉至 GND。Vo Sense+ 电压达到 REF 电压的 92.5% 之后，PGOOD 在 0.9ms 延迟后被拉高。

当 Vo Sense+ 电压降至 REF 电压的 80% 或超过正常 REF 电压的 116% 时，PGOOD 锁在低电平。PGOOD 仅在新的软启动之后可以被拉高。

如果输入电源无法为 MPM3683-7 供电，即使 PGOOD 通过上拉电阻连至外部直流源，PGOOD 仍然钳位在低电平。PGOOD 电压和上拉电流之间的关系如图 5 所示。

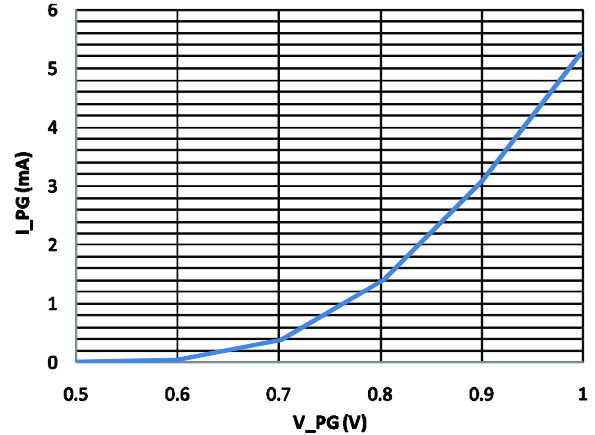


图 5: PGOOD 钳位电压 vs. 上拉电流

EN 配置

当 EN 置高时，MPM3683-7 导通。当 EN 置低时，MPM3683-7 关断。正常工作下 EN 不得浮空。EN 可以通过一个模拟或数字控制逻辑信号来使能或禁用 MPM3683-7。

MPM3683-7 提供了精确的 EN 阈值，所以在 MPM3683-7 启用时使用 VIN 与 AGND 之间的电阻分压器来编程输入电压。

这非常适合没有专用 EN 控制逻辑信号的应用使用，可以在上下电期间避免欠压锁定 (UVLO) 跳变。可通过公式 (6) 确定电阻分压器数值：

$$V_{IN_START} (V) = V_{IH_EN} \times \frac{R_{UP} + R_{DOWN}}{R_{DOWN}} \quad (6)$$

其中，通常 V_{IH_EN} 为 1.22V。

合理选择 R_{UP} 和 R_{DOWN} ，以便在 VIN 达到最大值时 EN 电压不会超过 3.6V。

EN 也可以通过上拉电阻 (R_{UP}) 直接连接至 VIN。 R_{UP} 应选用使其进入 EN 的最大电流不超过 $50\mu\text{A}$ 的电阻。可根据公式 (7) 轻松计算出 R_{UP} 。

$$R_{UP} (\text{K}\Omega) = \frac{V_{IN_{MAX}} (\text{V})}{0.05(\text{mA})} \quad (7)$$

应用信息

设置输出电压

图 6 为电路连接图。

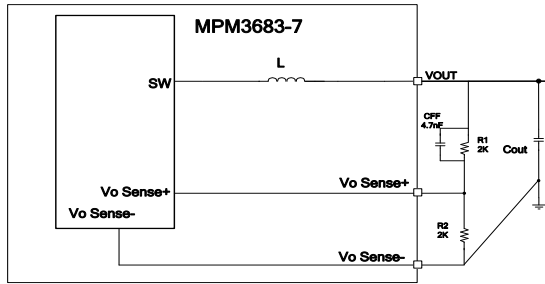


图 6: 电路连接

可根据公式 (4) 确定 R2:

$$R_2(\text{k}\Omega) = \frac{V_{REF}}{V_O - V_{REF}} \times R_1(\text{k}\Omega) \quad (4)$$

表 2 列出了常见输出电压的电阻值。

表 2: 用于常见输出电压的电阻器选项表。

V _{OUT} (V)	R2 (kΩ)
1.0	3
1.2	2
1.8	1
3.3	0.442
5	0.272

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。使用陶瓷电容可获得最佳性能。在布局时，输入电容尽可能靠近VIN引脚放置。

电容随温度变化很大。建议使用 X5R 和 X7R 陶瓷电介质电容，因为其温度波动相对稳定，还能提供非常低的ESR。

电容器的纹波电流额定值必须超过转换器的最大输入纹波电流。输入纹波电流可以根据以下公式 (8) 来估算:

$$I_{CIN} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}})} \quad (8)$$

最差情况为 V_{IN} = 2V_{OUT}，如公式 (9) 显示:

$$I_{CIN} = \frac{I_{OUT}}{2} \quad (9)$$

为简化起见，请选择额定RMS电流超过最大负载电流一半的输入电容器。输入电容值决定变换器输入电压纹波。如果系统中存在输入电压纹波要求，请选择符合规格的输入电容。

使用公式10估算输入电压纹波:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{F_{SW} \times C_{IN}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}) \quad (10)$$

最差情况为 V_{IN} = 2V_{OUT}，如公式 (11) 显示:

$$\Delta V_{IN} = \frac{1}{4} \times \frac{I_{OUT}}{F_{SW} \times C_{IN}} \quad (11)$$

选择输出电容

需要一个输出电容器来维持 DC 输出电压。使用 POSCAP 或陶瓷电容。输出电压纹波可根据公式 (12) 估算得出:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \times L} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}) \times (R_{ESR} + \frac{1}{8 \times F_{SW} \times C_{OUT}}) \quad (12)$$

使用陶瓷电容时，开关频率处的阻抗主要是电容。输出电压纹波主要由电容引起。为简化计算，可以通过公式 (13) 估算出输出电压纹波:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times F_{SW}^2 \times L \times C_{OUT}} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}) \quad (13)$$

POSCAP 电容在开关频率处的阻抗主要为 ESR。

可以通过以下公式 (14) 估算出输出电压纹波:

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{F_{SW} \times L} \times (1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}) \times R_{ESR} \quad (14)$$

其中，L 值内部固定为 0.68μH。

PCB 布局指南

高效的 PCB 布局对于 IC 工作的稳定性至关重要。为获得最佳性能，请参考图 6 并遵循以下指南：

1. 确保输入MLCC电容尽可能靠近VIN和PGND引脚。
2. 将主要的MLCC电容与MPM3683-7放在同一层上。
3. VIN和PGND尽量大范围铺铜，以最大限度地减少寄生阻抗。
4. 确保大电流走线（PGND、IN和OUT处）短而直且宽。
5. 确保陶瓷输入电容靠近IN和PGND引脚放置。
6. 尽可能使用宽而短的走线连接输入电容和IN。
7. 尽可能靠近PGND放置尽可能多的PGND过孔，以最大限度地减少寄生阻抗和热阻。
8. 将外部反馈电阻紧挨着 Vo Sense+ 放置。
9. 反馈网络远离开关节点。

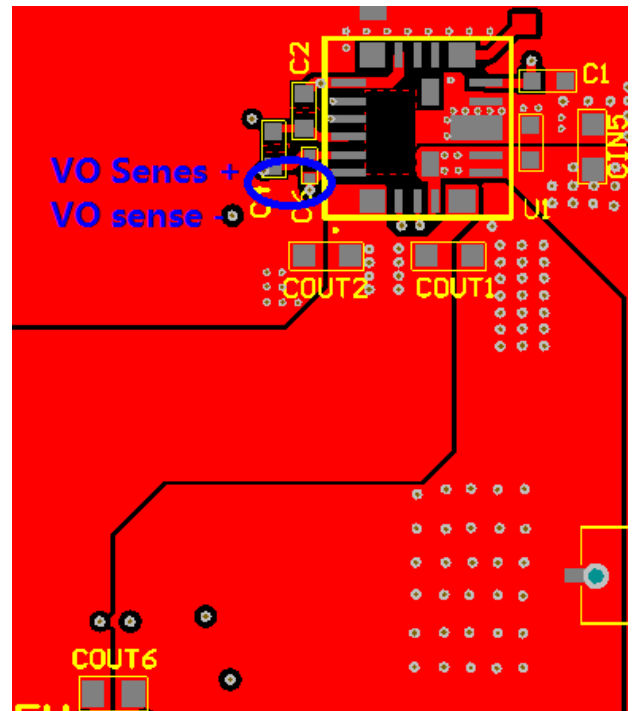
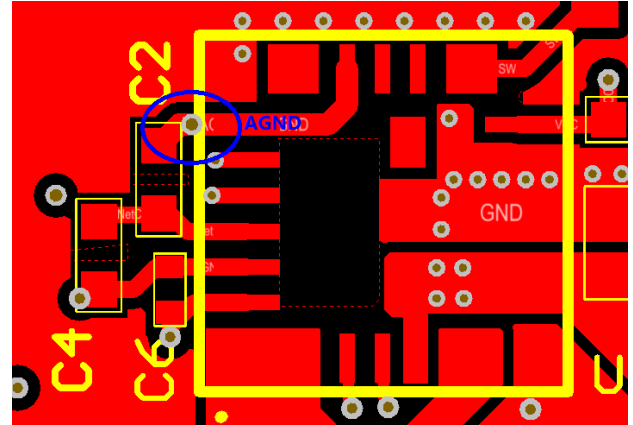
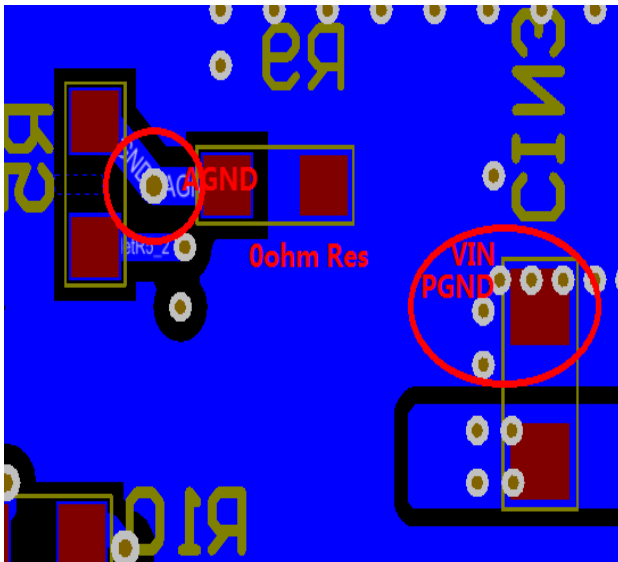
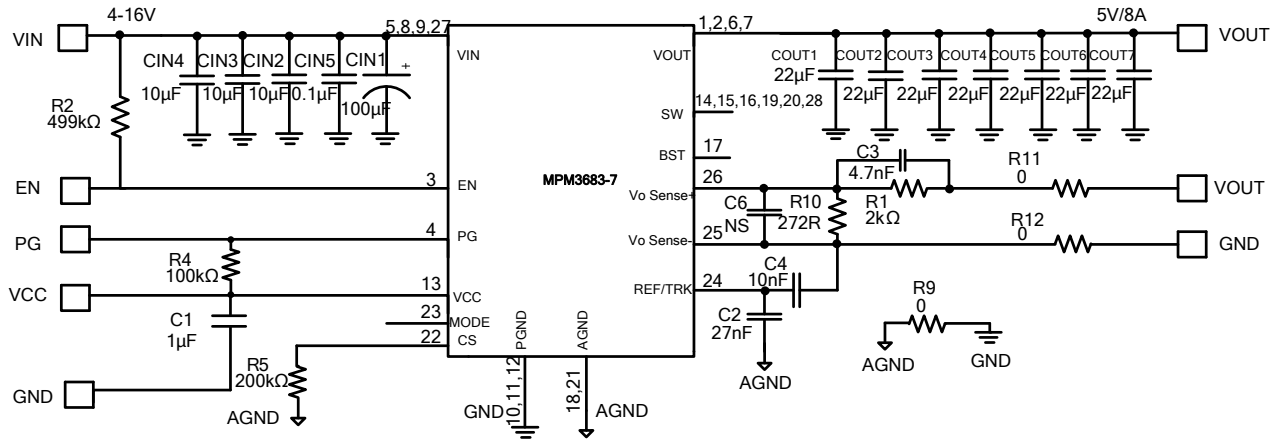
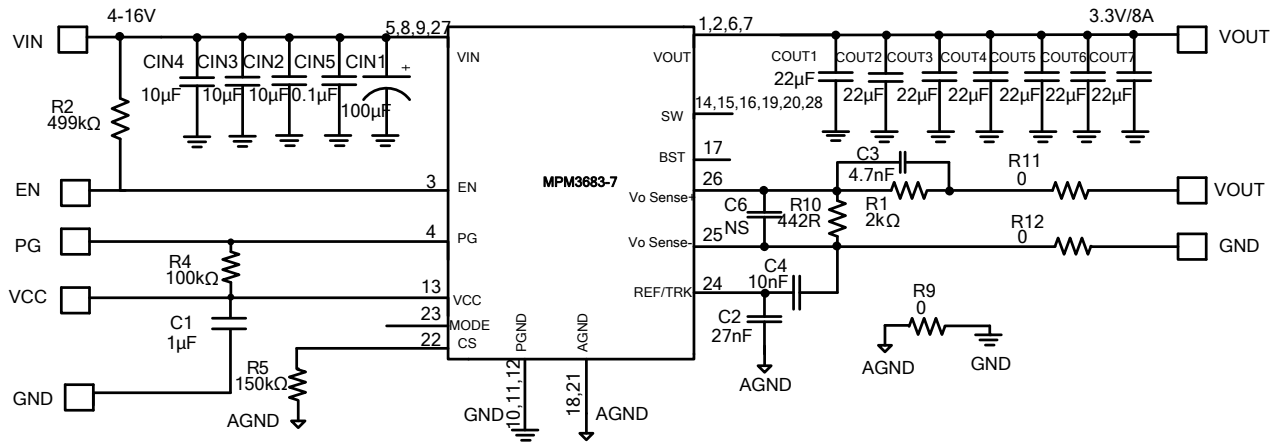
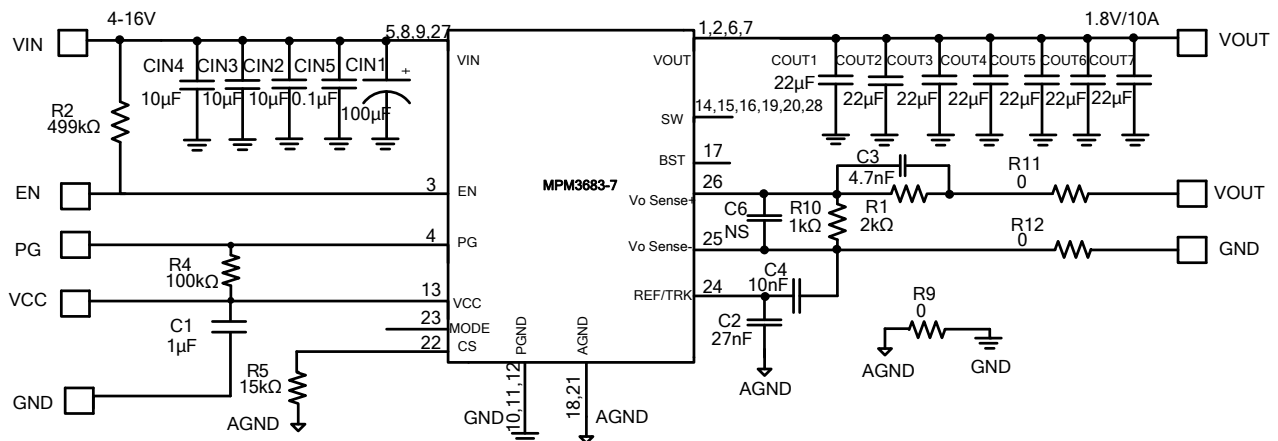
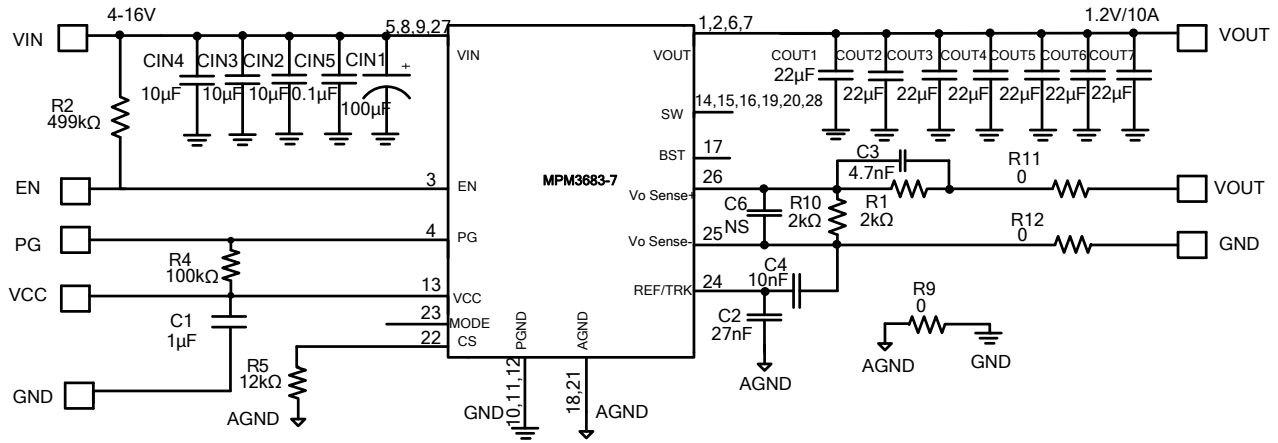
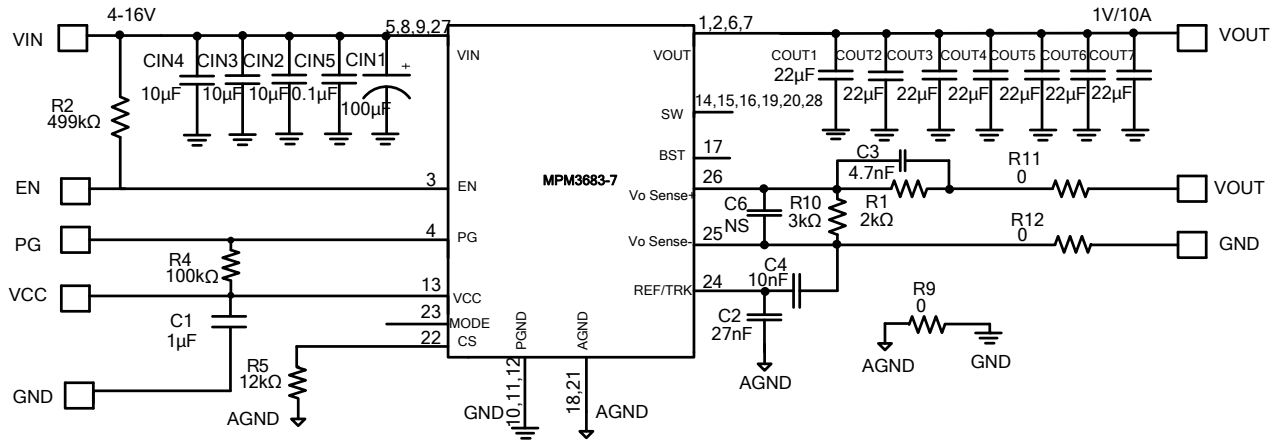


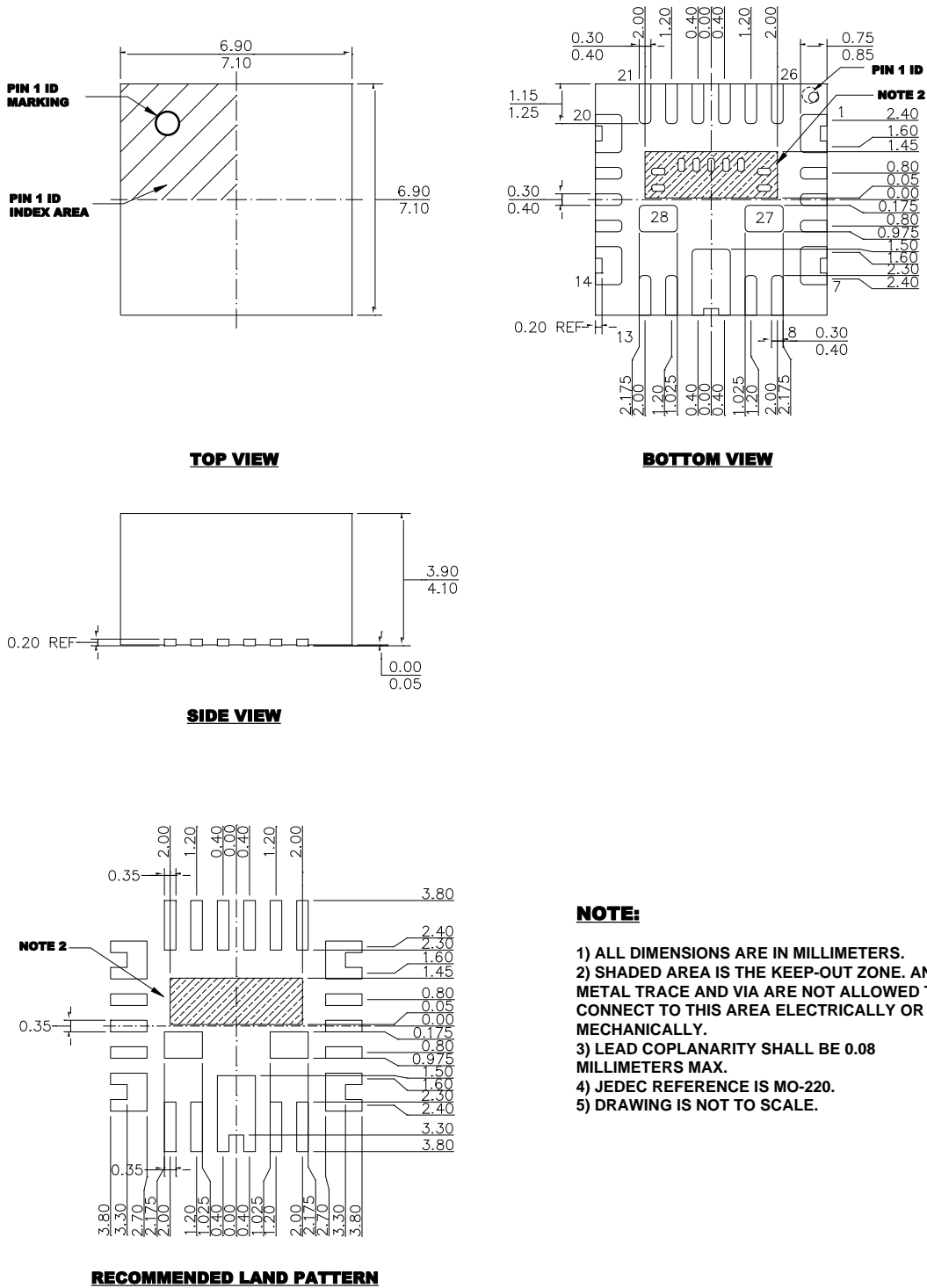
图 6: 推荐布局

典型应用电路

图 7: 12VIN 5V/8A 输出

图 8: 12VIN 3.3V/8A 输出

图 9: 12VIN 1.8V/10A 输出

典型应用电路(续)

图 10: 12V_{IN} 1.2V/10A 输出

图 11: 12V_{IN} 1V/10A 输出

封装信息

QFN-28 (7mmx7mmx4mm)



注：本文中信息如有变更，不另通知。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。