# MPM3530

## 55V,3A,降压电源模块

## 描述

MPM3530 是一款易于使用的全集成 55V 输入，3A 降压 DC/DC 电源模块。MPM3530 集成了单片 DC/DC 变换器、功率电感、输入电容和必要的电阻和电容，采用紧凑型 QFN 封装。整个电源解决方案仅需少量外部元器件。

MPM3530 采用峰值电流模式控制架构，具有快速瞬态响应能力。此模块提供带谷值电流检测的过流保护（OCP），以防止电流流失。MPM3530 同时还提供精确可靠的过压保护（OVP）和自动恢复热保护。还具有可选外部软启动功能，并提供使能和电源正常指示。MPM3530 轻载时可以自动降低开关频率以增加效率。

## 特性

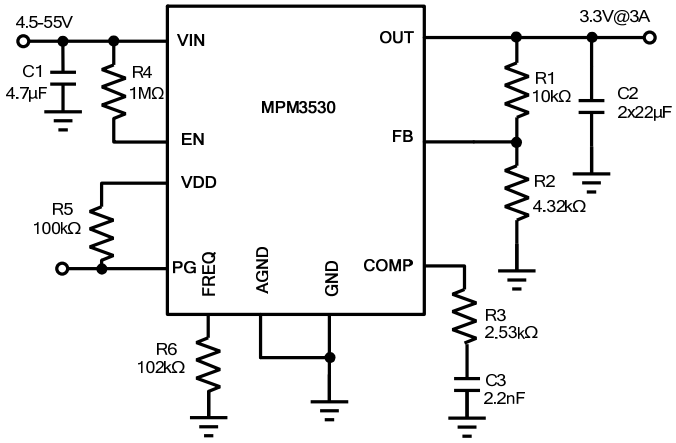
- 4.5V 至 55V 宽输入工作电压范围
- 效率高达 92.3%
- 可调宽输出电压范围：1V 至 15V
- 带外部同步功能的可编程开关频率
- 内部软启动功能（SS）
- 过流保护（OCP）
- 轻载模式可实现高效工作
- 过压保护（OVP）和过温保护
- 电源正常（PG）指示
- 符合 EN55022 等级 B 辐射标准
- 工作温度范围：-40°C 至 85°C
- 采用 QFN-47 (10mmx12mmx4mm) 封装

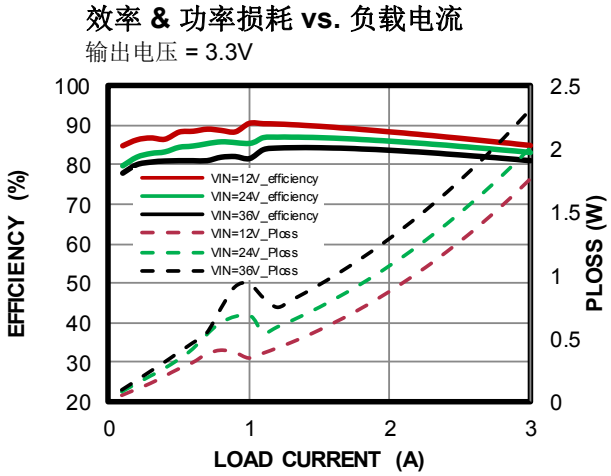
## 应用

- 工业电源系统
- 诊断机器/测试设备
- 配电系统
- 电信和网络系统

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





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 |
|---|---|---|
| MPM3530GRF | QFN-47 (10mmx12mmx4mm) | *见下文* |

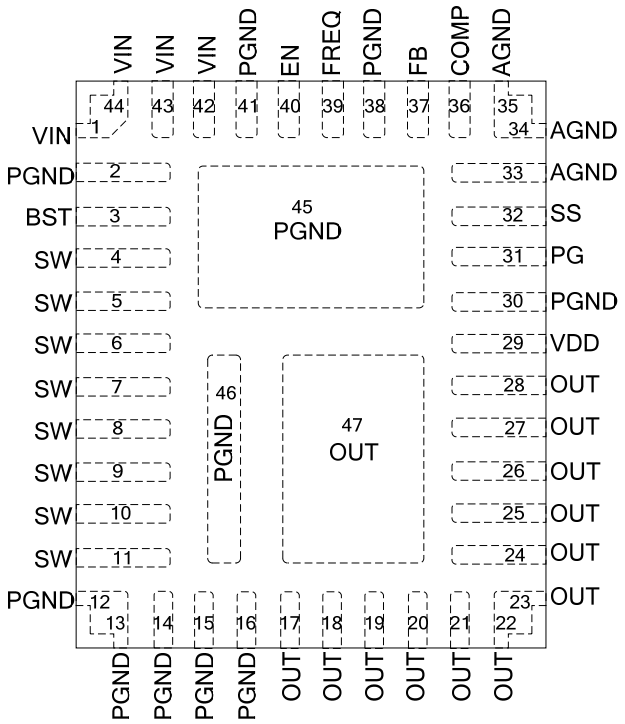
## 顶标

MPSYYWW
MP3530
LLLLLLLLL
M

MPS: MPS 前缀
YY: 年份代码
WW: 周代码
MP3530: 产品型号前6位
LLLLLLLLL: 批次号
M: 模块

## 参考封装

顶视图




**QFN-47 (10mmx12mmx4mm)**


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, 42 - 44 | VIN | **输入电源。**输入电源（VIN）给内部所有控制电路和 VDD 调节器供电。为了最大限度地降低开关电压尖峰，接地去耦电容必须放在输入引脚（VIN）附近。使用宽走线连接输入引脚（VIN）。 |
| 2, 12 - 16, 30, 38, 41, 45, 46 | PGND | **模块功率地引脚。** |
| 3 | BST | **自举。**给内部上管 MOSFET 驱动供电。保持 BST 浮空。 |
| 4 - 11 | SW | **开关输出。**保持 SW 浮空。 |
| 17 - 28, 47 | OUT | **模块输出电压节点。**使用宽走线连接输出引脚（OUT）。 |
| 29 | VDD | **供电给内部 MOSFET 驱动和 BST 充电电路。** |
| 31 | PG | **电源正常指示。**如正在使用，请在 PG 与上拉电源源极之间接一个电阻。 |
| 32 | SS | **软启动。**将 SS 浮空其默认软启时间为 1.2ms可以通过在 SS 和 AGND 引脚之间连接一个外部电容来延长软启动时间。 |
| 33 - 35 | AGND | **内部逻辑和信号电路接地。** |
| 36 | COMP | **补偿网络设置。**在 COMP 和 AGND 之间连接一个带电容的外部串联电阻。补偿网络配置具体信息，请见第 15 页应用信息章节。 |
| 37 | FB | **反馈。**FB 输入至 PWM 比较器。在输出和 AGND 之间接一个外部电阻分压器。 |
| 39 | FREQ | **频率设置引脚。**在 FREQ 于接地之间接一个电阻器，以设置开关频率。如果 FREQ 采用了外部同步时钟，变换器则遵循同步时钟的频率。 |
| 40 | EN | **使能输入。**将 EN 拉低至指定阈值以下，关闭芯片。此模块没有内部上拉或下拉电路，因此 EN 不能被浮空 。 |

## 绝对最大额定值 (1)

供电电压($V_{IN}$).....60V
$V_{SW}$ .....-0.5 至 ($V_{IN}$ + 0.5V)
$V_{BST}$.....$V_{SW}$ + 6V
$V_{OUT}$ .....16.5V
所有其他引脚..... -0.3V 至 6V
使能引脚吸收电流 .....150μA
所有其他引脚.....-0.3V 至 4V
连续耗散功率 ($T_A$ = +25°C) (2) .....5W
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* (3)

供电电压 ($V_{IN}$).....4.5V 至 55V
输出电压 ($V_{OUT}$) .....1V 至 15V
工作结温($T_J$) .....-40°C 至 +125°C

### *热阻*

| | $\theta_{JA}$ | $\theta_{JC}$ | |
|---|---|---|---|
| QFN-47 (10mmx12mmx4mm) | | | |
| EVM3530-RF-01A (4) | 17 | 3.4 | °C/W |
| JESD51-7 (5) | 17 | 7.4 | °C/W |

注：
1) 超过这些限定值可能会损坏芯片。
2) 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 EVM3530-RF-01A（4 层板）上测量所得。
5) 此表中给出的 $\theta_{JA}$ 值仅用于对比其他封装，不可用于设计目的。上述数值是根据 JESD51-7 计算，且在指定 JEDEC 板上仿真得出。并不代表实际应用中所获性能。


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

除非另外说明，典型值皆在 $V_{IN}$ = 24V, $V_{EN}$ = 3.3V, $T_J$ = -40°C 至 125°C 条件下测试得出。

| 参数 | 符号 | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **输入电压范围** | | | | | | |
| 输入电压范围 | $V_{IN}$ | | 4.5 | | 55 | V |
| **输出电压范围** | | | | | | |
| 输出电压范围 | $V_{OUT}$ | | 1 | | 15 | V |
| 负载调整率(6) | VOUT_DC_Load | 输入电压= 24V，负载电流为 0 至 3A | | 1 | | %$V_{OUT}$ |
| 线性调整率(6) | VOUT_DC_Line | 输出电流= 3A，输入电压从 4.5V 至 55V | | 1 | | %$V_{OUT}$ |
| **静态电流** | | | | | | |
| 静态电流 | $I_Q$ | 使能电压 = 3.3V，FB 电压 = 1.02V | | 450 | 670 | μA |
| **电源限值** | | | | | | |
| 峰值电流限值 | $I_{LIMIT}$ | 10% 占空比 | 5.5 | 8.5 | 11.5 | A |
| **VDD 调节器** | | | | | | |
| VDD 调节器输出电压 | $V_{DD}$ | | 3.4 | 3.6 | 3.8 | V |
| **开关频率** | | | | | | |
| 开关频率 | $f_{SW}$ | 频率电阻= 100kΩ | 400 | 520 | 640 | kHz |
| **过压保护和欠压保护（OVP, UVP）** | | | | | | |
| OVP 阈值 | VOVP_TH | 过压电压值/参考电压值 | 108 | 115 | 122 | % |
| 输入电压 上升阈值 | VINUV_R | | 3.7 | 3.9 | 4.1 | V |
| VIN UVLO 下降阈值 | VINUV_F | | 3.3 | 3.5 | 3.7 | V |
| **误差放大器** | | | | | | |
| 反馈电压 | $V_{FB}$ | 4.5V ≤ VIN ≤ 55V | 0.98 | 1 | 1.02 | V |
| FB 电流 | $I_{FB}$ | $V_{FB}$ = 1.07V | | 10 | 50 | nA |
| COMP 灌电流/拉电流 | $I_{COMP}$ | | 10 | 30 | 52 | μA |
| **PWM 比较器** | | | | | | |
| 最小导通时间(7) | tON_MIN | | | 90 | | ns |
| 最小关断时间 | tOFF_MIN | | | 100 | | ns |
| **使能（EN）** | | | | | | |
| EN 上升阈值 | VEN_R | | 1.4 | 1.6 | 1.8 | V |
| EN 下降阈值 | VEN_F | | 1.1 | 1.3 | 1.5 | V |
| EN 阈值迟滞 | VEN_HYS | | | 300 | | mV |
| **软启动(SS)** | | | | | | |
| 软启动时间(6) | tSS | | | 1.2 | | ms |

## 电气特性 *（续表）*

除非另外说明，典型值皆在 $V_{IN}$ = 24V, $V_{EN}$ = 3.3V, $T_J$ = -40°C 至 125°C 条件下测试得出。


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。

| 参数 | 符号 | 测试条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **电源正常信号** | | | | | | |
| 电源正常阈值 | VPG_TH | $V_{OUT}$ 上升，VFB(PG)/VFB | 86 | 90 | 94 | % |
| | | $V_{OUT}$ 下降， VFB(PG)/VFB | 81 | 85 | 89 | |
| 电源正常迟滞 | VPG_HYS | ΔVFB(PG)/VFB | | 5 | | % |
| 电源正常延迟 | tPG_DL | $V_{OUT}$ 上升 | 8 | 22 | 37 | μs |
| | | $V_{OUT}$ 下降 | 8 | 21 | 33 | μs |
| **温升** | | | | | | |
| 过温保护(7) | $T_{SD}$ | | | 170 | | °C |
| 热迟滞(7) | $T_{SD_HYS}$ | | | 10 | | °C |

**注：**

6) 由过温相关条件保证，未经生产检验。

7) 由样品表征保证，未经生产检验。



MPS 专有信息。受专利保护。 未经授权，请勿影印及复制。

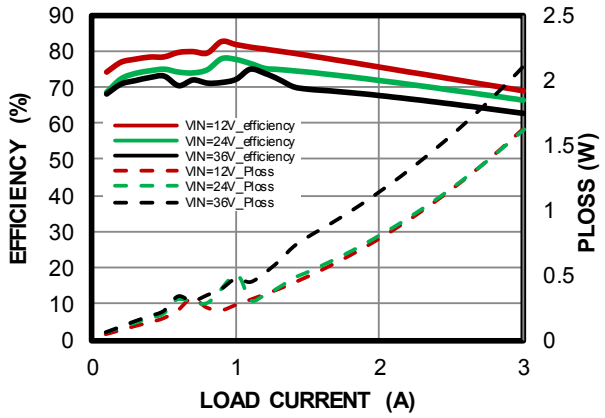
©2019 MPS 版权所有。

## 典型性能特性

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。除非另有说明，以下皆在 **$V_{IN}$ = 24V, $T_A$ = 25°C,** 条件下测试得出。

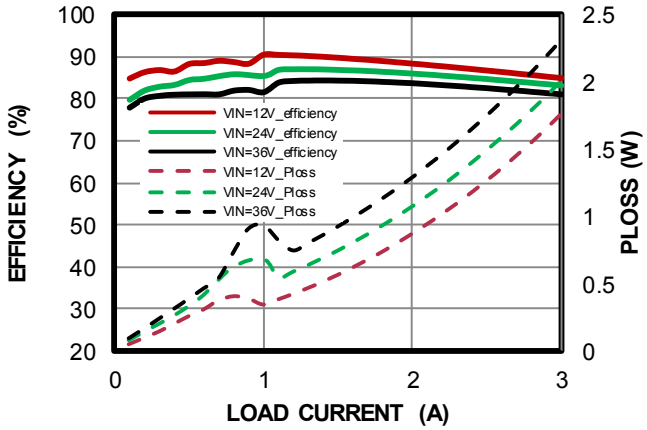
效率 & $P_{LOSS}$ vs. 负载电流

$V_{OUT}$ = 1.2V



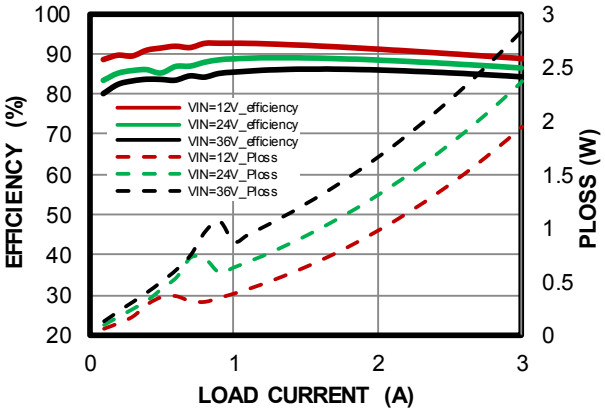

效率 & $P_{LOSS}$ vs. 负载电流

$V_{OUT}$ = 3.3V



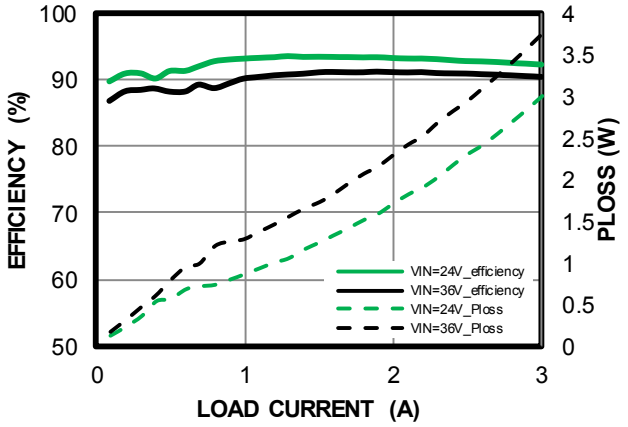

效率 & $P_{LOSS}$ vs. 负载电流

$V_{OUT}$ = 5V



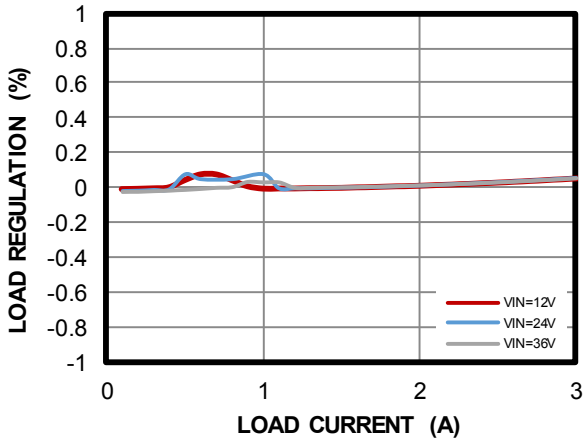

效率 & $P_{LOSS}$ vs. 负载电流

$V_{OUT}$ = 12V



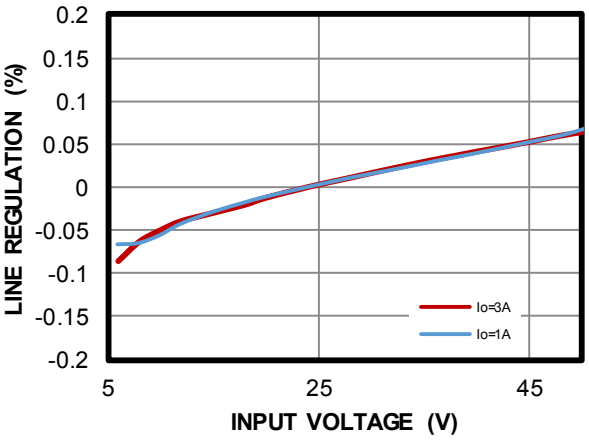

负载调整率

$V_{OUT}$ = 3.3V




线性调整率

$V_{OUT}$ = 3.3V



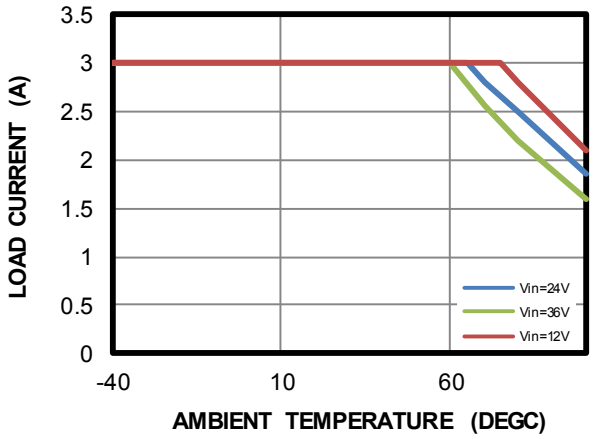


MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
© 2019 MPS. 版权所有。

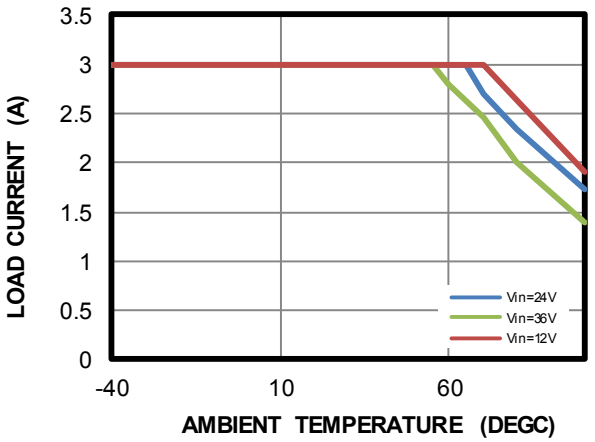
## 典型性能特性*（续表）*

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。除非另有说明，以下皆在 **$V_{IN}$ = 24V, $T_A$ = 25°C,** 条件下测试得出。

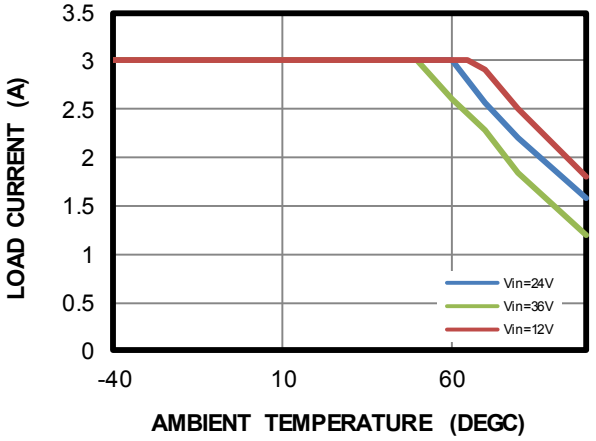
温度降额
$V_{OUT}$ = 1.2V



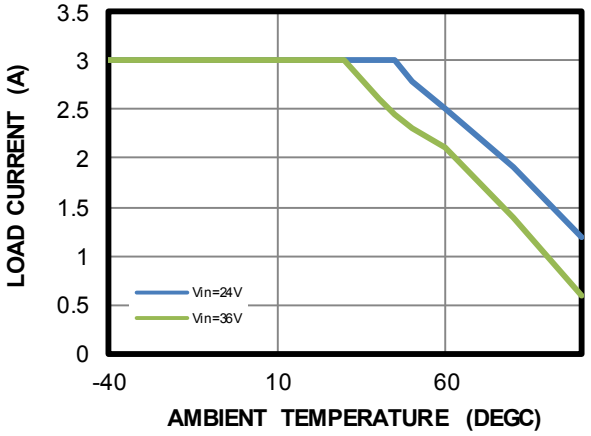

温度降额
$V_{OUT}$ = 3.3V




温度降额
$V_{OUT}$ = 5V




温度降额
$V_{OUT}$ = 12V





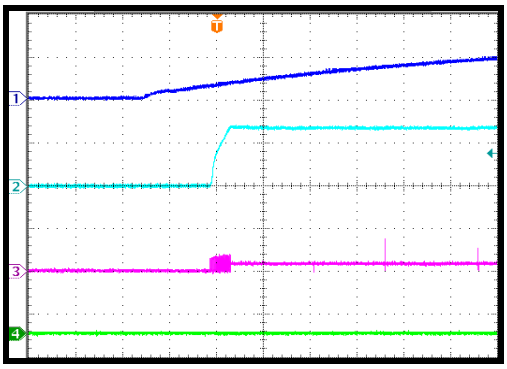
MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
© 2019 MPS. 版权所有。

## 典型性能特性 *(续表)*

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。除非另有说明，以下皆在 **$V_{IN}$ = 24V, $T_A$ = 25°C,** 条件下测试得出。

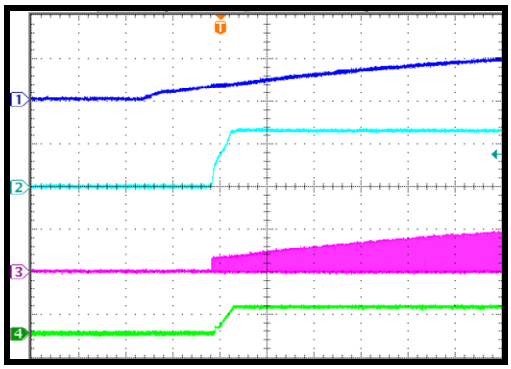
**通过 VIN 上电**

$V_{OUT}$ = 3.3V, $I_{OUT}$ = 0A



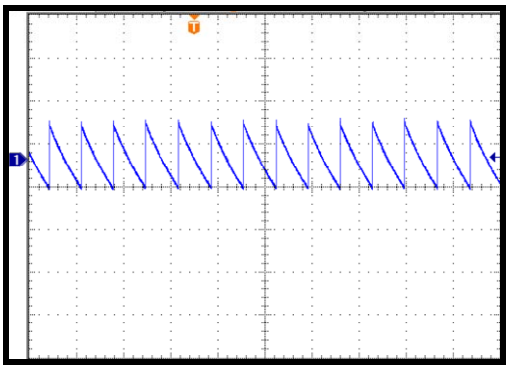

**通过 VIN 上电**

$V_{OUT}$ = 3.3V, $I_{OUT}$ = 3A



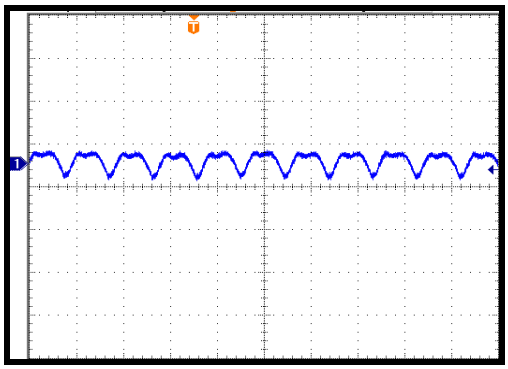

**输出纹波**

$V_{OUT}$ = 3.3V, $I_{OUT}$ = 0A, 4x22μF caps



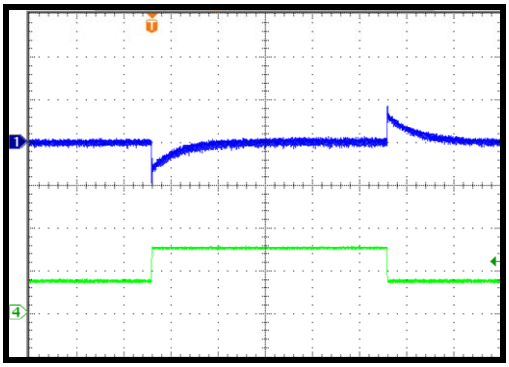

**输出纹波**

$V_{OUT}$ = 3.3V, $I_{OUT}$ = 3A, 4x22μF caps



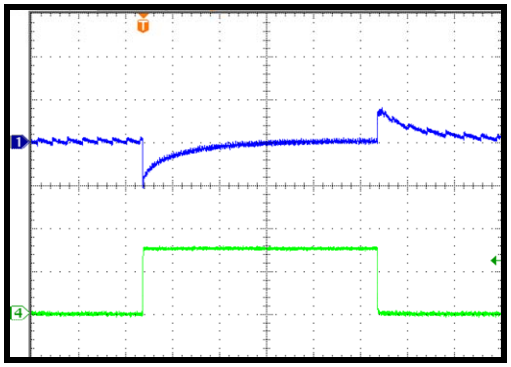

**负载瞬态响应**

$V_{OUT}$ = 3.3V, 1.5 - 3A, 4x22μF caps




**负载瞬态响应**

$V_{OUT}$ = 3.3V, $I_{OUT}$ = 0 - 3A, 4x22μF 电容





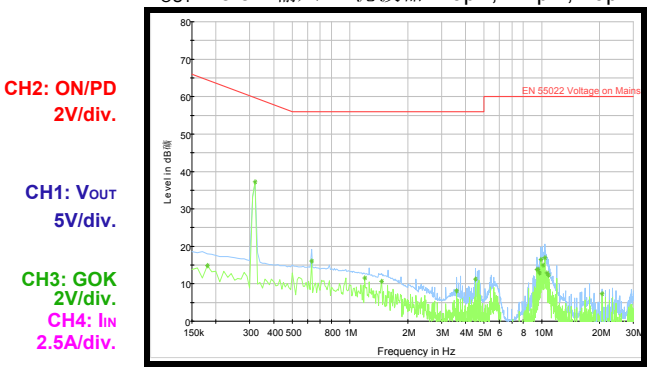
MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
© 2019 MPS. 版权所有。

## 典型性能特性（*续表*）

性能波形图是在设计实例章节的评估板上测试所得。除非另有说明，以下皆在 $V_{IN}$ = 24V, $T_A$ = 25°C, 条件下测试得出。

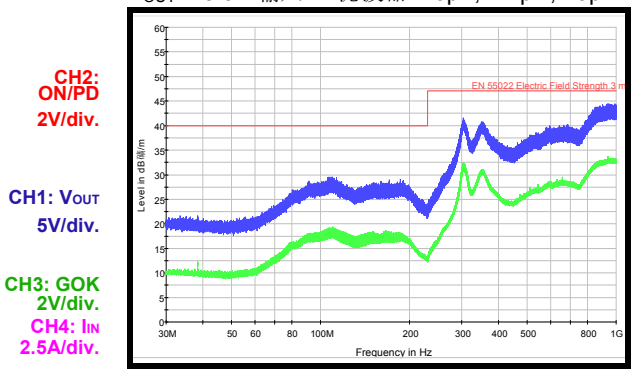
**传导发射（Conducted Emission）测试，EN55022 等级 B**

$V_{OUT}$ = 3.3V 输入 Pi 滤波器: 10μF, 4.7μH, 10μF

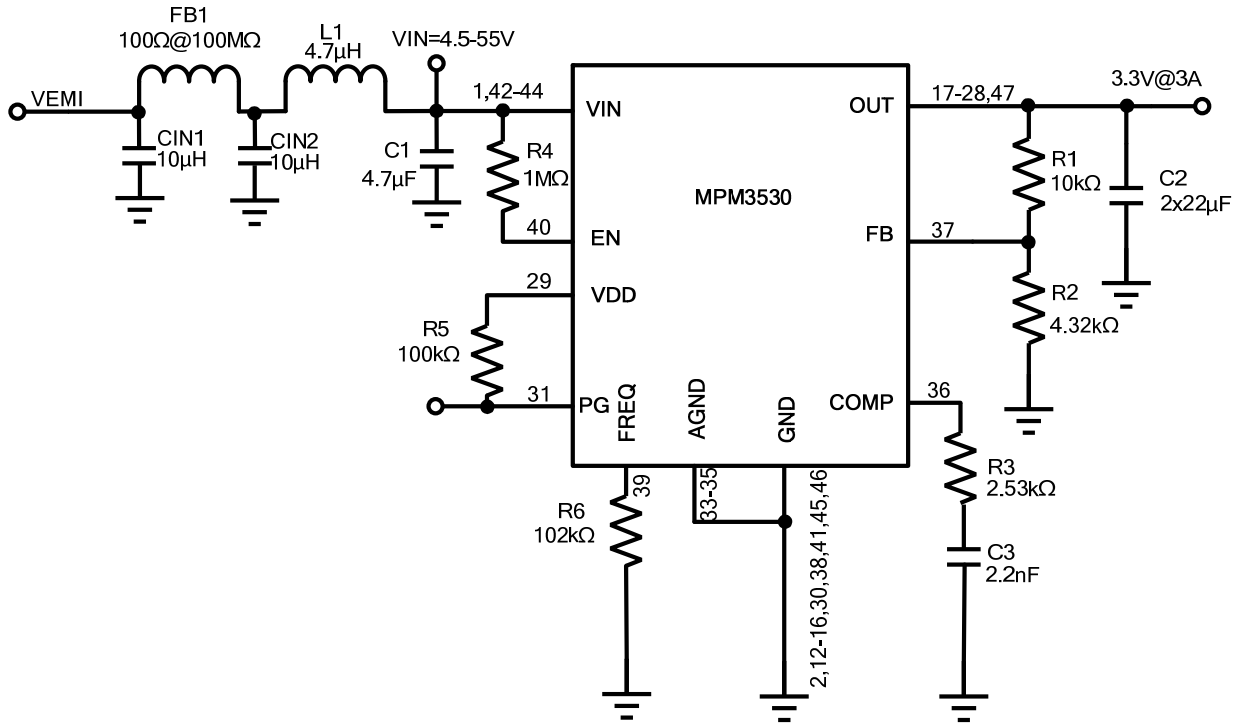



**辐射发射（Radiated Emission）测试，EN55022 等级 B**

$V_{OUT}$ = 3.3V 输入 Pi 滤波器: 10μF, 4.7μH, 10μF




## 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。

# 功能框图

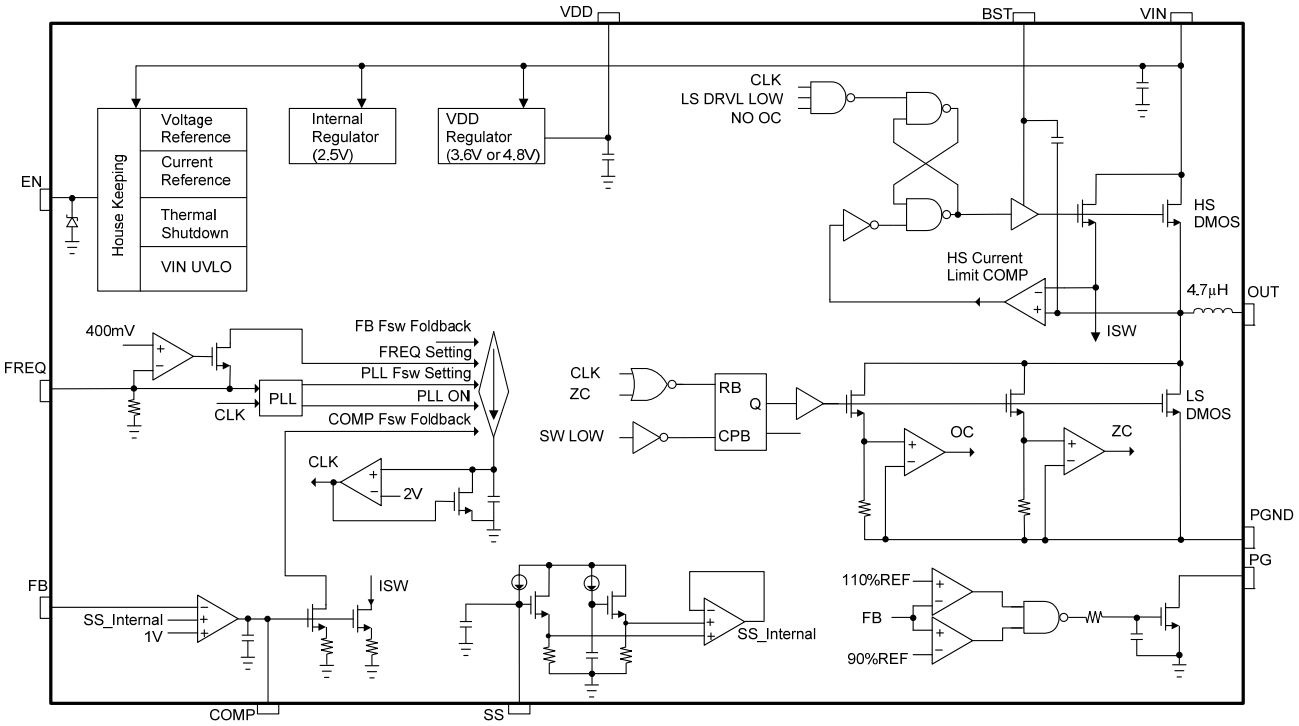



图 1：功能框图


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。

## 运行原理

MPM3530 是一款高性能成套电源解决方案，具有宽输入电压范围、高效率、外部/内部软启动、可编程频率和全方位保护模式（过压保护、过流保护、过温保护）。

### 脉宽调制（PWM）控制

MPM3530 采用峰值电流控制模式调节输出电压。在每个周期开始时，由内部时钟开启脉宽调制（PWM）周期。集成上管 MOSFET (HS-FET) 导通后，电感电流呈线性上升，为负载提供能量。HS-FET 保持导通直至其电流达到 COMP 电压（$V_{COMP}$）设定值，即内部误差放大器（EA）的输出值。误差放大器的输出电压取决于输出反馈电压与内部高精度基准值之间的差值，它决定了应该向负载传送多少能量。负载电流越高,$V_{COMP}$ 就越高。在上管关断之后，下管开始导通，此时电感电流通过下管流动。为避免直通，需加入死区时间以防 HS-FET 和 LS-FET 同时导通。对于开关周期内每次导通和关断，HS-FET 的操作均在最小导通和关断时间内。

### 轻载工作模式

为实现高效工作，MPM3530 在轻载时具有 2 种特性。

第一，当负载电流降低时，电感电流也同时下降。在电感电流降至 0 时，关断 LS-FET 以节省驱动损耗。

第二，当负载下降时，在 $V_{COMP}$ 降至低于额定阈值后，开关频率降低以减少开关损耗。

### 误差放大器（EA）

误差放大器将 FB 电压（$V_{FB}$）与内部基准电压进行比较，并输出与两者差值成正比的电流。该电流用于对外部补偿网络充电，形成 $V_{COMP}$ 以控制 HS-FET 峰值电流并调节输出电压。

### 振荡器和同步功能

内部振荡器频率由连接在 FREQ 与 GND 引脚之间的频率设置电阻（RFREQ）设置而成。振荡器频率与 RFREQ 之间的关联请见第14页中表格1。

轻载时，开关频率会随着 $V_{COMP}$ 下降。当 $V_{COMP}$ 降至低于 0.8V 时，开关频率开始下降。当 $V_{COMP}$ 降至低于 0.7V 时，开关禁用。为降低开关损耗和热耗，开关频率会根据 $V_{FB}$ 的值而降低。当 FB 值小于 25% 参考值时，开关频率从正常值开始下降，当 FB 为零时，开关频率最终下降到正常值的 5%。

FREQ 可用来同步内部振荡器上升沿和外部时钟下降沿。确保同步时钟的高振幅必须高于 1.5V，其低振幅必须低于 1V, 以方便驱动内部逻辑。推荐的外部同步频率范围为 100kHz 至 1MHz。虽然没有脉宽要求，但请注意，焊盘处总会有寄生电容。如果脉宽过短，可能会因为寄生电容的缘故而看不到清晰的上升沿和下降沿。建议应用的脉宽长度应大于 100ns。

### 使能控制（EN）

EN 作为导通和关断模块的控制引脚。驱动 EN 至 1.6V 以上，导通调节器。驱动 EN 至 1.3V 以下，关断调节器。


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。

EN 引脚没有内部上拉或下拉功能，所以当其浮空时，无法确定状态。在 EN 和 GND 之间使用一个 6.5V 的齐纳二极管在内部钳位 EN。无需上拉电阻即可直接将 EN 连接至电压源极，需要将电压源幅度限制在 ≤6V，以防止损坏齐纳二极管。如果系统没有另一个逻辑信号作为使能信号，EN 可以通过上拉电阻连接到高电压（如 VIN） 。如果采取上述方法，应确保上拉电阻足够高，能将 EN 引脚的灌电流限制在低于 150μA 范围内，以防止损坏齐纳二极管。例如，如果连接 EN 至 $V_{IN}$ = 12V,则 $R_{PULL-UP}$ ≥ (12V - 6.5V) ÷ 150μA = 37kΩ。

### 软启动（SS）

MPM3530 具有软启动（SS）功能，以确保在通电和断电期间平滑输出电压。软启动功能还能降低启动时的浪涌电流。当 SS - 900mV 低于 REF 值时，通过缓慢增加 SS 值和使用 SS 值覆盖内部参考值（REF）来实现软启动功能。当 SS - 900mV 高于 REF 时，REF 重新作为参考值。SS 的失调电压为 900mV，意味着当 SS 低于 900mV 时，SS 被检测为 0。 为了使 SS 达到 0.9V 的最小延迟，平均电流约为 30μA 的内部上拉电路将 SS 上拉至 600mV。然后使用一个 4μA 的恒定电流将 SS 充电至 2.5V。当 SS 为 0.9 - 1.9V 时，它将覆盖 REF，此时误差放大器使用 SS 作为参考。此期间，输出电压会根据 SS 的上升从 0 缓慢上升至调节值。

MPM3530 内部使用了一个 4.7nF SS 电容。可通过以下公式(1)估算出 SS 默认时间：

$$t_{SS}(ms) = \frac{C_{SS}(nF) \times V_{REF}(V)}{I_{SS}(\mu A)} \quad (1)$$

SS 默认时间大约为 1.2ms。如果需要延长软启动时间，可在 SS 与 AGND 之间添加一个外部 SS 电容。可通过公式(2)确定外部电容值：

$$C_{SS}(nF) = \frac{T_{SS}(ms) \times I_{SS}(\mu A)}{V_{REF}(V)} - 4.7(nF) \quad (2)$$

### 过压保护（OVP）

MPM3530 通过监控反馈输出电压以实现过压保护（OVP）。如果 $V_{FB}$ 高于 103% 参考电压，MPM3530 则切换至休眠模式，同时 HS-FET 关断，LS-FET 导通以放电输出能量。一旦 $V_{FB}$ 降至低于 103% x参考电压，MPM3530 便恢复正常工作。如果 $V_{FB}$ 高于 110% x REF,HS-FET 和 LS-FET 会立即关断。然后两侧的 MOSFETs 均被锁定，PG 信号显示为故障状态。此时重启 EN 或 VIN 周期，清除保护模式。

### 过流保护（OCP）

MPM3530 具有逐周期峰值限流保护和谷值电流检测保护功能。在 HS－FET 导通的状态下监测电感电流。一旦电感电流超过 $V_{COMP}$ 设定电流限值，HS-FET 会立即关断。然后 LS-FET 导通放电，电感电流值降低。除非电感谷值电流低于电流阈值（谷值电流限值），否则 HS-FET 将不会再次导通。这将有助于防止电感电流跑飞。峰值电流限值和谷值电流限值均取决于 $V_{FB}$。如果反馈输出电压超过 50% x REF，则电流限值处于正常值。如果反馈输出电压低于 50% x REF，在反馈输出电压为零时，电流限值减少至正常值的一半。此特性非常有益于降低过流保护(OCP)时的热耗,此热耗散将在输出被短路时进一步恶化。它还有利于将降低启动时的高浪涌电流。

### 欠压锁定（UVLO）保护

MPM3530 具有输入欠压锁定保护（UVLO）功能。在 EN 有效时且输入电压高于 UVLO 上升阈值时，给 MPM3530 上电。 当输入电压降至低于 UVLO 下降阈值时，MPM3530 被断电。


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。

### 过温保护

MPM3530 通过内部温度监控来实现过温保护。如果结温超过阈值（通常为 170°C），则调节器关断。当温度降至 160°C 以下后，调节器再次导通。其间有约 10°C 的迟滞。

### 电源正常（PG）

MPM3530 含有一个电源正常（PG）引脚，在软启动之后指示正常工作状态。PG 是内部 MOSFET 的开放漏级，应该通过电阻（100kΩ）连接至 VDD 或外部电压源极。MOSFET 在施加输入电压后被导通，且 PG 在 SS 动作之前被拉至 GND。$V_{FB}$ 达到 $V_{REF}$ 的 90% 后关断 MOSFET，PG 被外部电压源极拉高。当 $V_{FB}$ 降至 $V_{REF}$ 的 85% 时，PG 电压被拉至 GND 并指示故障输出状态。

### 自举驱动电路

高端悬浮功率 MOSFET 驱动由 BST 与 SW 之间的内部自举电容器（通常为 0.1μF）供电。此驱动电路自带 UVLO 保护。UVLO 的上升阈值为 2.3V，迟滞为 300mV。驱动电路的 UVLO 保护与软启动相关。当自举电压达到 UVLO 阈值时，软启动电路重启。当 UVLO 排除后，重启关闭，软启动过程恢复。

专用内部自举调节器将自举电容调节并充电至 4.2V。当 BST 和 SW 节点之间的电压小于它的调节值时，PMOS 通过晶体管从 VIN 导通至 BST。 充电电流路径从 VIN 至 BST 再至 SW。

只要 $V_{IN}$ 足够高于 $V_{SW}$，自举电容器就可以充电。当功率 HS-FET 导通时，$V_{IN} \approx V_{SW}$，所以自举电容器无法充电。当外 LS-FET 导通时，$V_{IN}$ 与 $V_{SW}$ 差值最大，此时为最佳充电时期。当电感器中没有电流时，$V_{SW} = V_{OUT}$，因此 $V_{IN}$ 和 $V_{OUT}$ 之间的差值可以用来给自举电容器充电。当占空比较高时，自举充电可用的时间段较少，因此自举电容器不能被充分充电。如果内部电路电压不足，且自举电容充电不足时，可使用额外的外部电路提供电源确保自举电压在正常的工作范围。


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

### 设置开关频率

MPM3530 具有外部可调频率。可使用 FREQ($R_{FREQ}$) 处的电阻来设置开关频率($f_{SW}$)。表 1 显示了针对不同 $f_{SW}$ 值所推荐的 $R_{FREQ}$。

**表 1：$f_{SW}$ vs. $R_{FREQ}$**

| $f_{SW}$ (kHz) | $R_{FREQ}$ (kΩ) |
|---|---|
| 1000 | 47.5 |
| 900 | 56 |
| 800 | 63.4 |
| 700 | 73.2 |
| 600 | 84.5 |
| 500 | 102 |
| 400 | 133 |
| 300 | 178 |
| 200 | 261 |
| 100 | 523 |

### 设置输出电压

使用一个位于输出电压与 FB 引脚之间的电阻分压器来设置输出电压。分压器按公式（3）中的比例将输出电压降至反馈电压值：

$$V_{FB} = V_{OUT} \times \frac{R2}{R1+R2} \quad (3)$$

输出电压值可根据公式（4）计算得出：

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \frac{R1+R2}{R2} \quad (4)$$

例如，如果 R1 为 10kΩ，则 R2 可根据公式（5）计算得出：

$$R2 = \frac{10}{V_{OUT} - 1} k\Omega \quad (5)$$

对于 3.3V 的输出电压，R1 为 10kΩ, 则 R2 为 4.32kΩ.

### 选择输入电容器

由于降压变换器的输入电流为不连续电流，因此需要一个电容器，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。为达到最佳性能，请使用低等效串联电阻（ESR）电容器。最好使用陶瓷电容，也可使用钽电容器或低 ESR 电解电容器。

为简化操作，请选择 RMS 电流额定值高于最大负载电流一半的输入电容器。输入电容器（C1）可采用电解、钽或陶瓷电容。

当采用电解电容器或钽电容器时，需要并联一颗品质优良的小陶瓷电容器（如 0.1μF 瓷片电容）且尽可能靠近 IC。当采用陶瓷电容器时，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（8）估算出：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{LOAD}}{f_{SW} \times C1} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (8)$$

### 选择输出电容器

需要一个输出电容器（C2）来维持 DC 输出电压。建议采用陶瓷、钽或低 ESR 电解电容器。建议采用低 ESR 电容器以降低输出电压纹波。输出电压纹波可根据公式（9）估算出：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{8 \times f_{SW} \times C2}\right) \quad (9)$$

其中 L 为电感值，$R_{ESR}$ 为输出电容的等效串联电阻（ESR）值。

如果是陶瓷电容器，开关频率的阻抗主要由电容来控制。输出电压纹波主要由电容引起。为简化操作，可以通过以下公式（10）估算出输出电压纹波：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{8 \times f_{SW}^2 \times L \times C2} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \quad (10)$$

如果是钽或电解电容器，ESR 控制开关频率的阻抗。


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。

为简化操作，可以通过以下公式（11）估算出输出电压纹波：

$$\Delta V_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times R_{ESR} \quad (11)$$

输出电容器的特性也会影响调节系统的稳定性。MPM3530 可根据宽泛的电容和 ESR 值进行优化。

**补偿元件**

MPM3530 采用电流控制模式，可通过简单的补偿设计提供快速环路响应。COMP 作为内部误差放大器的输出，控制着系统的稳定性和瞬态响应。串联电阻-电容组合设置了一个零极点组合来管理控制系统的特性。电压反馈环路的 DC 增益可根据以下公式（12）计算得出：

$$A_{VDC} = R_{LOAD} \times G_{CS} \times A_{VEA} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \quad (12)$$

其中 $A_{VEA}$ 为误差放大器电压增益 (1000V/V), $G_{CS}$ 为电流检测跨导(12A/V), 以及 $R_{LOAD}$ 为负载电阻值。

系统具有 2 个重要的极点：一个是由于补偿电容(C3)和误差放大器的输出电阻所致，另一个是由于输出电容和负载电阻所致。这些极点可用公式（13）和公式（14）来计算确定：

$$f_{P1} = \frac{G_{EA}}{2\pi \times C3 \times A_{VEA}} \quad (13)$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{LOAD}} \quad (14)$$

其中 $G_{EA}$ 为误差放大器跨导（540μA/V）。

系统还有一个重要的零点，是由于补偿电容和补偿电阻（R3）所致。

此零点可根据公式 (15)确定:

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times C3 \times R3} \quad (15)$$

如果输出电容的电容容量很大或 ESR 值很高，系统还会有另一个重要零点。此零点可根据公式(16)确定:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{ESR}} \quad (16)$$

如果是这样的话，第三个极点由补偿电容（C4）设置，且补偿电阻可以补偿 ESR 零点所带来的影响。此极点可根据公式(17)确定:

$$f_{P3} = \frac{1}{2\pi \times C4 \times R3} \quad (17)$$

补偿设计是为了给目标环路增益形成转换器传输函数。反馈环路中具有单位增益的系统穿越频率非常重要，因为较低的穿越频率会导致较慢的线性和负载瞬态响应，而较高的穿越频率会导致系统不稳定。通常，穿越频率设置为~0.1x$f_{SW}$。

根据以下步骤设计补偿：

1. 选择 R3 设置目标穿越频率。可根据公式 (18)确定 R3:

$$R3 = \frac{2\pi \times C2 \times f_C}{G_{EA} \times G_{CS}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{FB}} \quad (18)$$

   其中 $f_C$ 为目标穿越频率值。

2. 选择 C3 实现目标相位裕度。对于采用典型电感值的应用，设置补偿零值 ($f_{Z1}$) 至 <0.25x$f_C$ 以提供足够的相位裕度。


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。

3. 可根据公式(19)计算得出 C3:

$$C3 > \frac{4}{2\pi \times R3 \times f_C} \quad (19)$$

确定是否需要 C4。如果输出电容的 ESR 零值 <0.5x$f_{SW}$,或公式(20)有效，则需要 C4：

$$\frac{1}{2\pi \times C2 \times R_{ESR}} < \frac{f_{SW}}{2} \quad (20)$$

如果是这种情况，使用 C4 将极点($f_{P3}$)设置为 ESR 零值位置。根据公式（21）确定 C4：

$$C4 = \frac{C2 \times R_{ESR}}{R3} \quad (21)$$

### 外部自举二极管

当占空比较高时，即 $V_{OUT}/V_{IN}$ > 65%，自举充电可用的时间段较少，因此自举电容器不能被充分充电。这将影响芯片的效率和正常工作。3 - 5V 电源与 BST 之间的外部自举二极管可以充电至自举电容并提高效率（见图2）。如果在上述范围内，输出电压对于该电源是一个很好的选择。自举二级管可选用低成本的二极管，如 IN4148 或 BAT54。

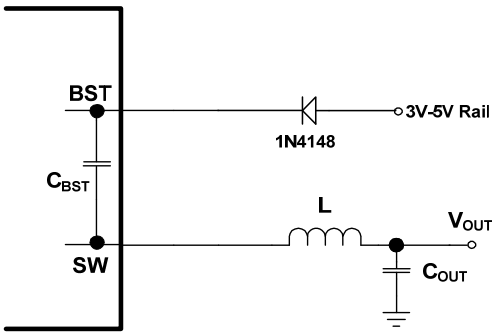



图 2：外部自举二极管

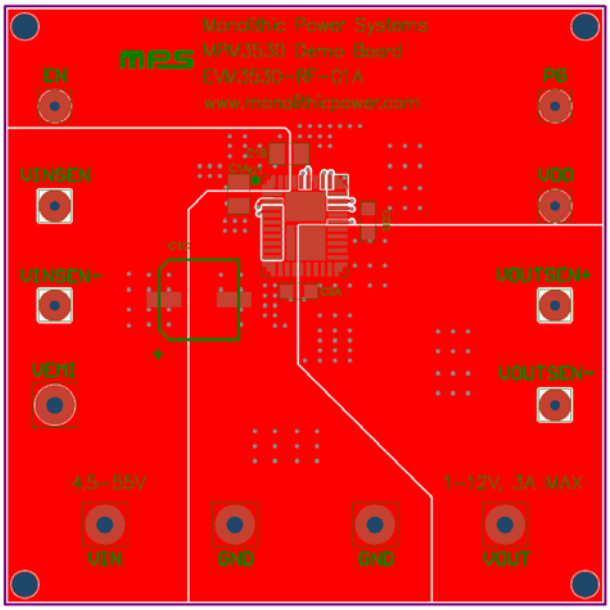
空载或轻载时，变换器可以在脉冲跳跃模式下工作，以维持输出电压的调节。此种情况下，大部分时候 $V_{SW}$ = $V_{OUT}$ ，所以 $V_{OUT}$ 至 BST 之间的二极管无法充电至自举电容。为了在脉冲跳跃模式下有足够的栅极电压，$V_{IN}$ - $V_{OUT}$ 的差值应该大于 3V。例如，如果 $V_{OUT}$ = 3.3V，$V_{IN}$ 应高于 3.3V+3V=6.3V，以保证空载或轻载时有足够的自举电压。为满足此要求，可以使用 EN 引脚将输入 UVLO 电压编写至 $V_{OUT}$ + 3V。

### PCB 布局指南(10)

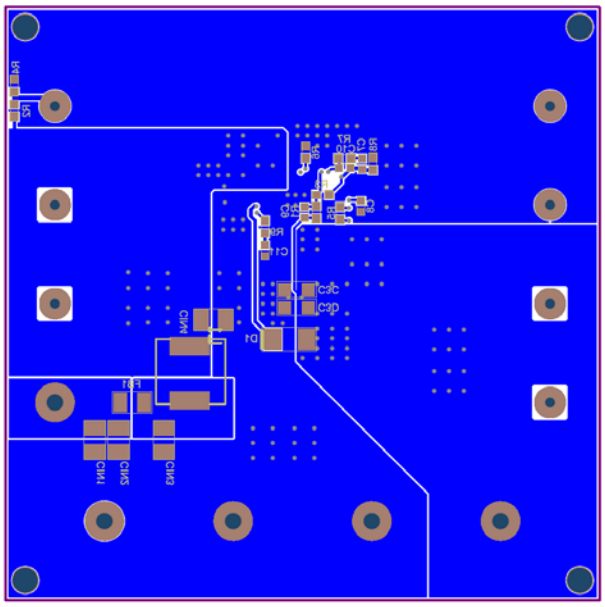
高效的 PCB 布局对于 IC 工作的稳定性至关重要。为获得最佳效果，请参考图 3 并遵循以下指南：

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。


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 3：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

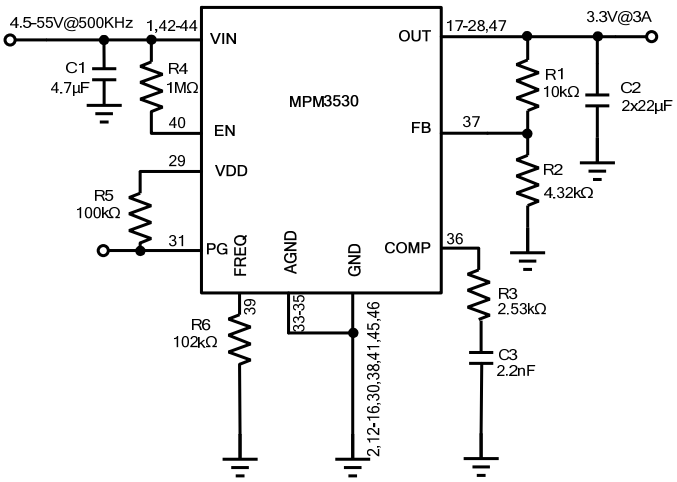



图4：3.3V 输出典型应用电路

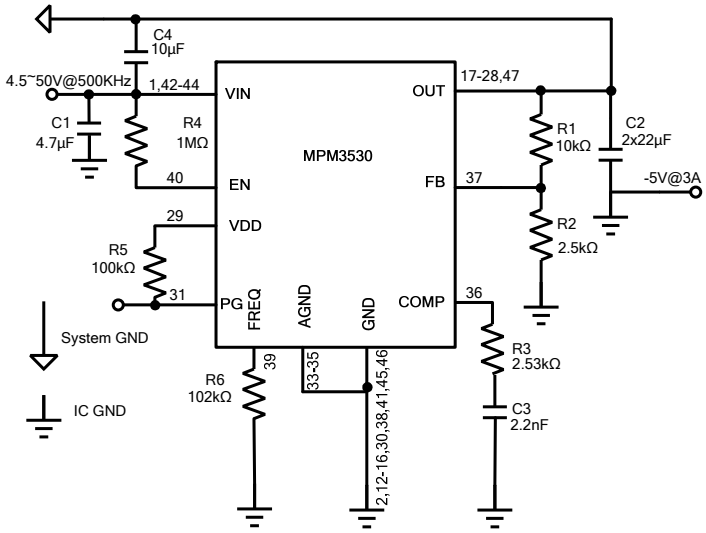



图5：-5V 输出典型应用电路

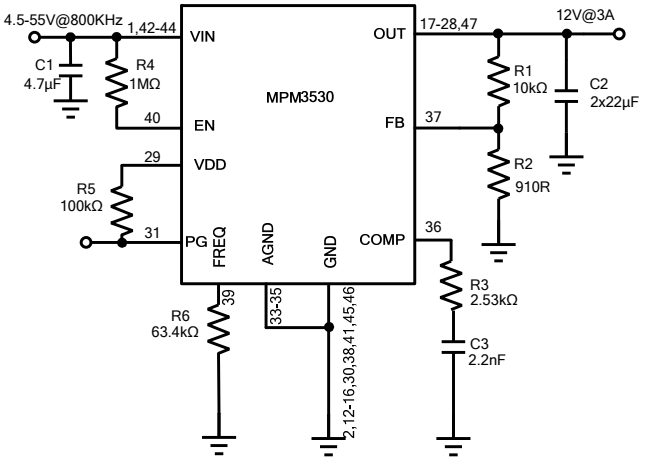



图6：12V 输出典型应用电路


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。

## 典型应用电路(续)

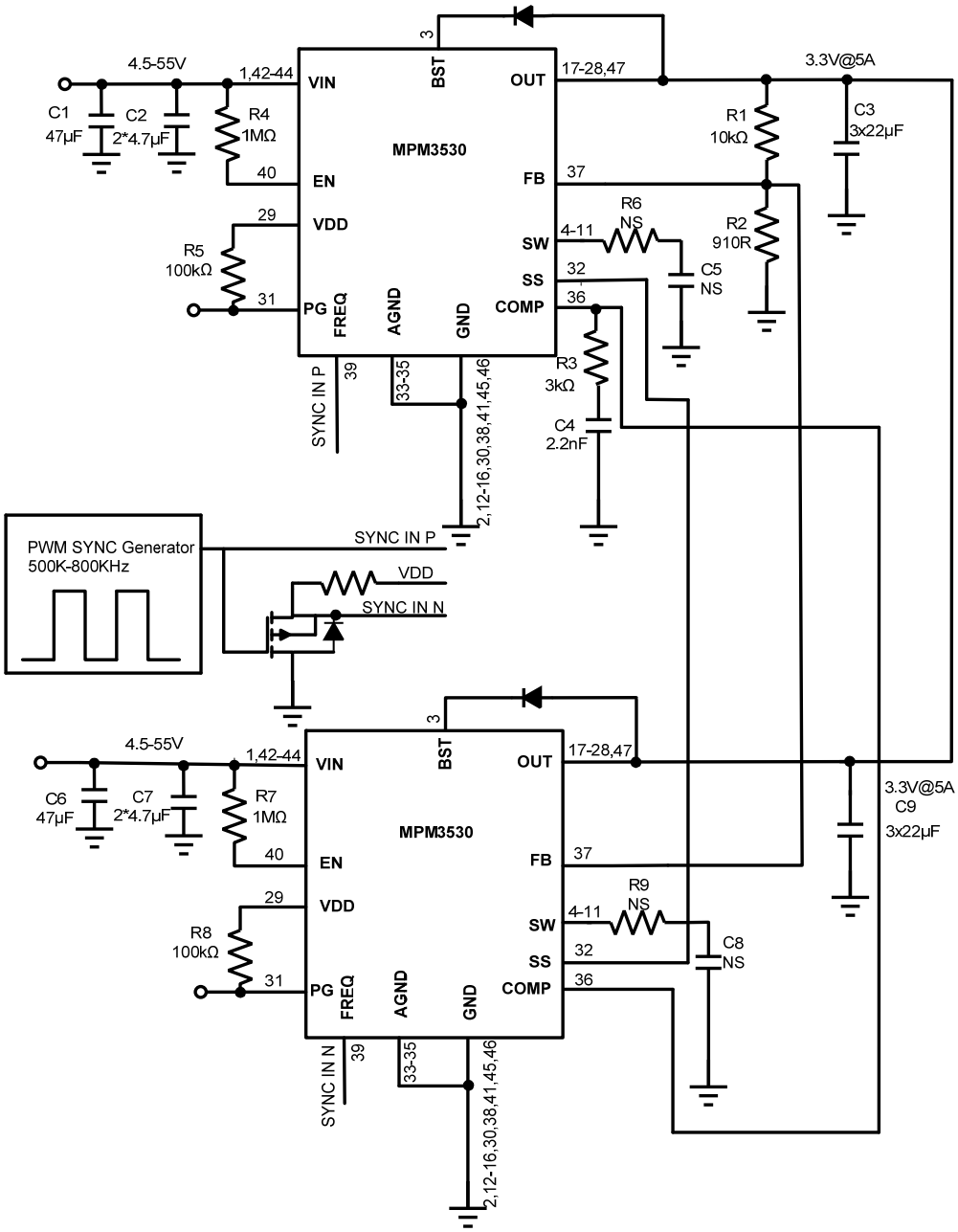
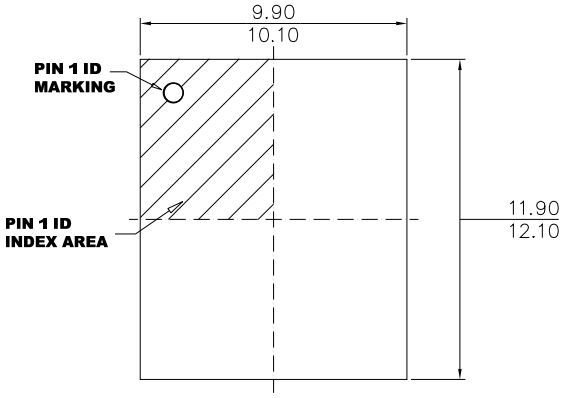



图7：双相并联连接典型应用电路

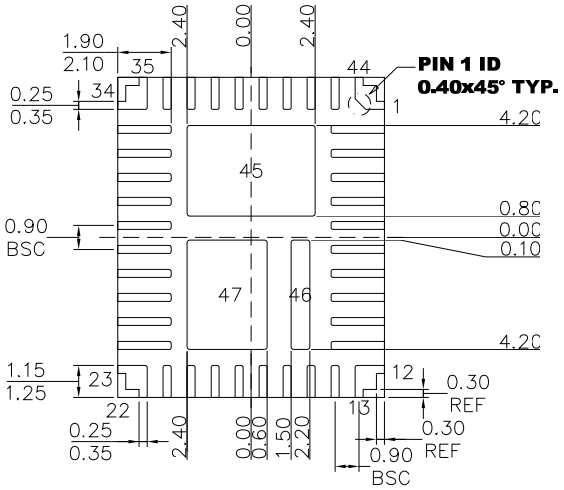

MPS 专有信息。受专利保护。未经授权，请勿影印及复制。
© 2019 MPS. 版权所有。

# 封装信息

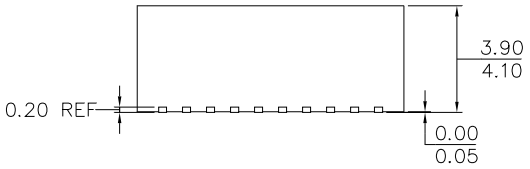
## QFN-47 (10mmx12mmx4mm)



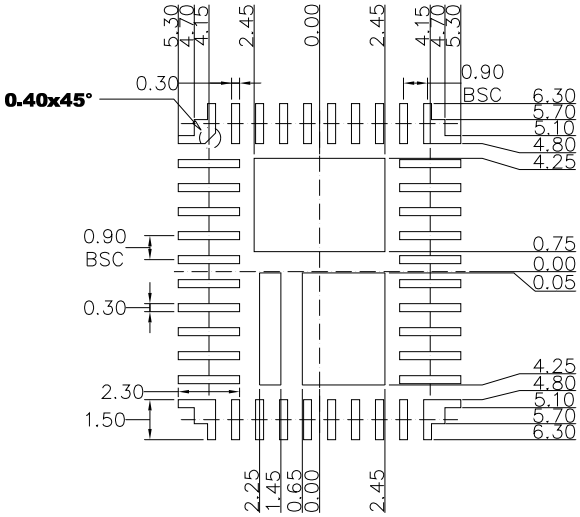

**TOP VIEW**




**BOTTOM VIEW**




**SIDE VIEW**




**RECOMMENDED LAND PATTERN**

**NOTE:**

**1) ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS.**
**2) LEAD COPLANARITY SHALL BE 0.10 MILLIMETERS MAX.**
**3) JEDEC REFERENCE IS MO-220.**
**4) 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。