

**PL3902 100V 同步降压/升压 DC-DC控制器**

**1 特性**

- 宽输入电压范围：  
在升压模式下输入电压通常为**4.5V至56V**，最大不超过**60V**，启动后可降至**2.5V**。  
在降压模式下输入电压通常为**4.5V至96V**，最大不超过**100V**。
- 同步降压/升压操作，实现最高效率并减少热损耗。
- $\pm 1\%$ 精度的参考电压，标准值为**1.2V**。
- 具有恒压（CV）和恒流（CC）工作模式。
- 具有欠压保护（UVLO），输出过压保护（OVP），过流保护（OCP），打嗝保护（HICCUP，降压模式下）。
- 可调ILIM外部电阻设置恒流模式限流点。
- 外部电容配置SS软启动时间。
- 外部引脚配置工作模式：  
突发模式（Burst）、脉冲跳跃模式（Pulse-Skipping）、强制连续模式（FCCM）。
- 外部时钟同步频率（75kHz 到 850kHz）。
- 可编程固定频率（50kHz 到 900kHz）。
- 电源状态指示引脚（PGOOD）。
- EXTVCC辅助供电，有效减小芯片工作温度。
- 采用32引脚 4mm × 4mm QFN 封装。

**2 应用场景**

- 消费
- 工业
- 汽车
- 音响

**3 功能描述**

PL3902 是一款高性能输出同步降压/升压DC-DC转换器。采用峰值电流模架构，通过功率电阻采样，实现电流内环工作，提高负载瞬态响应。可驱动两个外部N沟道功率MOSFET开关交替工作，同步整流提高了效率，减少了功率损耗，降低了散热要求，使高功率升压应用成为可能。

在升压模式下输入电压范围为**4.5V到60V**，输出电压可达**96V**。在降压模式下输入电压范围为**4.5V到96V**，输出电压可达**56V**。宽的输入电源范围涵盖了广泛的系统架构和电池类别。当从转换器的输出或其他辅助电源供电时，PL3902在启动后可以从低至**2.5V**的输入电源工作。

PL3902的工作频率可以设定在 **50kHz 到 900kHz** 范围内，或使用内部 PLL 同步到外部时钟。SS 引脚在启动时调节输出电压。MODE 引脚可选择 Burst模式、Pulse-Skipping模式和FCCM模式。

**4 典型应用图**

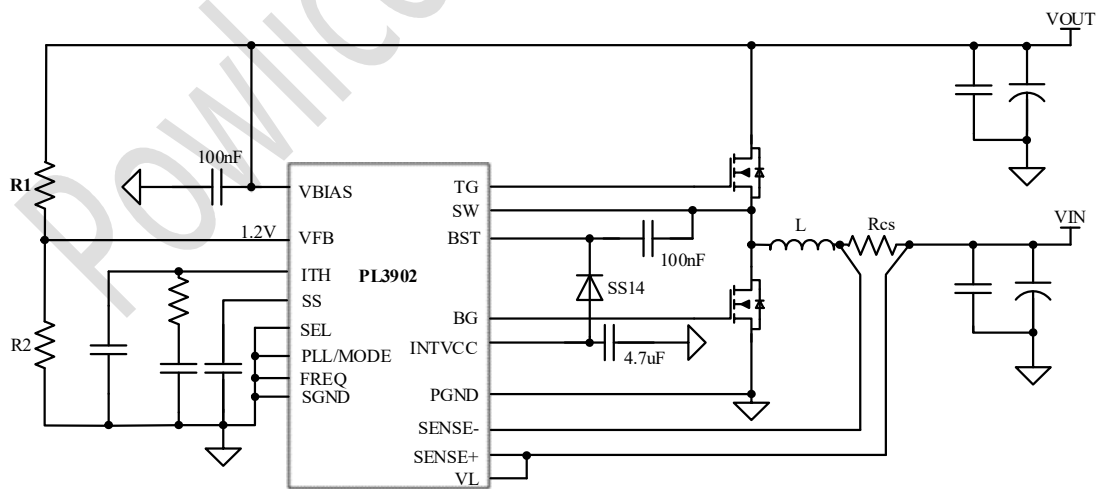


图4-1. 典型应用电路图

**5 引脚配置与功能**

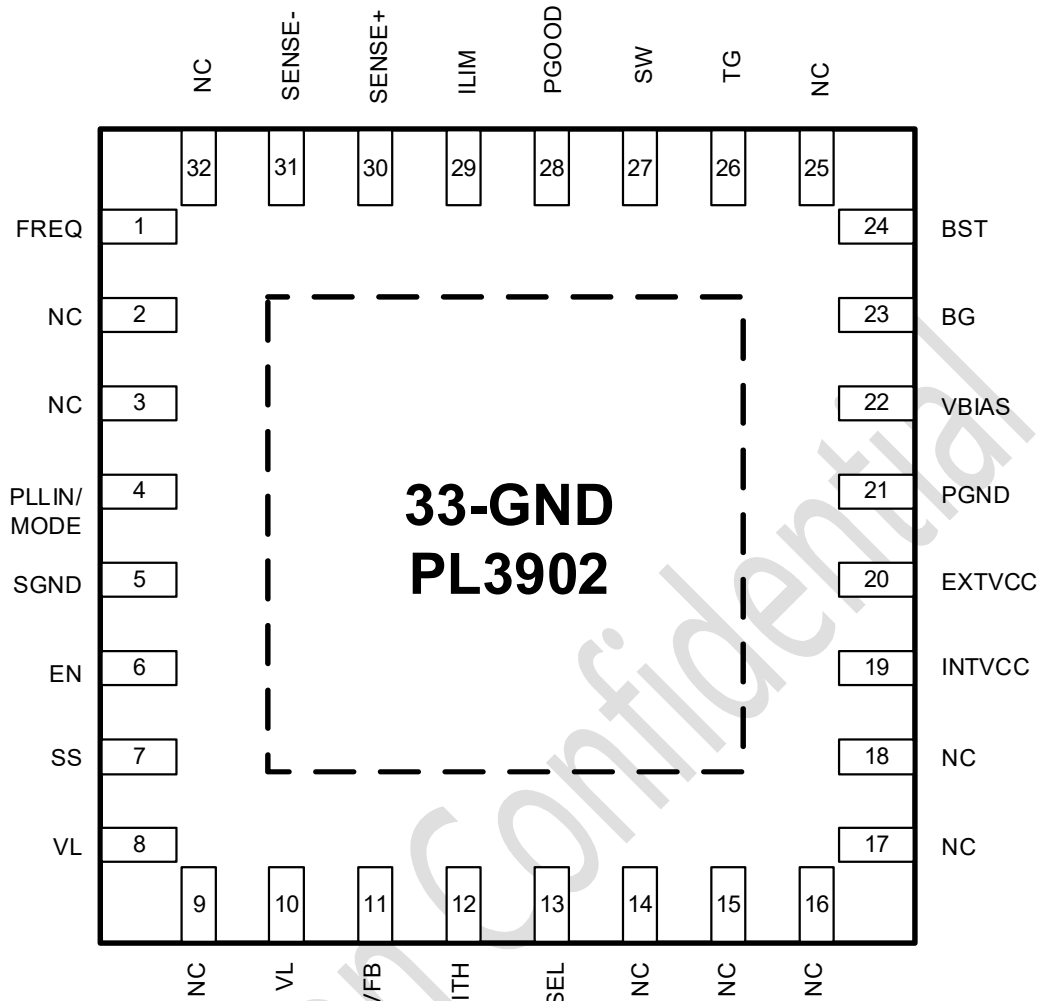


图5-1. 引脚配置

引脚		功能描述
序号	名称	
1	FREQ	用于内部振荡器的频率控制引脚。将该引脚连接到SGND会使振荡器的频率固定在350kHz。将该引脚连接到INTVCC会使振荡器频率固定在535kHz。通过将电阻从FREQ引脚连接到SGND，可以将频率设置在50kHz到900kHz之间。
2,3,9,14,15,16,17,18,25,32	NC	不连接， <b>请保持悬空。</b>
4	PLLIN/MODE	外部时钟输入。 当不使用外部时钟输入时，用于设置芯片在轻载时的工作方式。 悬空或接SGND：突发模式(Burst)。 连接到INTVCC：强制连续模式(FCC)。 串100K电阻到INTVCC：脉冲跳跃模式(PSM)。
5	SGND	信号地。所有小信号元件和补偿元件应连接到此地，然后和PGND相连接。
6	EN	运行控制输入。将此引脚电压拉至1V以下会关闭整个PL3902芯片，也可以通过分压电阻连接到VIN设置芯片的工作阈值。
7	SS	软起动设置。通过串联一个电容到SGND，以设置软起动时间，通常为100nF。

8、10	VL	内部放大器供电。降压模式接在VOUT端，升压模式接在VIN端。2.5V至56V (Max 60V)。
11	VFB	误差放大器反馈输入。
12	ITH	误差放大器补偿点。
13	SEL	芯片升压/降压模式选择。 接地或悬空：升压模式。 连接INTVCC：降压模式。
19	INTVCC	内部线性稳压器的输出。通常为5.4V，为控制电路和栅极驱动器提供电源。该引脚与信号地引脚之间接一个至少4.7uF的旁路电容。
20	EXTVCC	外部电源输入。当此引脚电压在4.8V到30V之间时，内部LDO将切换到EXTVCC供电。 <b>不要让此引脚悬空（当不使用时，可以将其接地）。</b> 降压模式，输出电压在6~30V之间，可将此引脚连接到VOUT，以减小内部LDO的功耗。 升压模式，输入电压在6~30V之间，可将此引脚连接到VIN，以减小内部LDO的功耗。 其它情况请使用额外的DC-DC或LDO对EXTVCC供电。
21	PGND	驱动功率地。
22	VBIAS	主电源引脚。通常连接到输入电源VIN（或升压模式的输出端）。应在此引脚与信号地引脚之间接一个旁路电容。该引脚的工作电压范围是4.5V到96V（最大绝对值 100V）。 如果VBIAS电压大于30V，建议使用EXTVCC做辅助供电。
23	BG	下管驱动。连接到N沟道MOSFET的栅极。
24	BST	上管驱动器自举供电输入。通过一个电容连接到SW节点，并通过肖特基二极管连接到INTVCC。
26	TG	上管驱动。连接到N沟道MOSFET的栅极。
27	SW	开关节点。连接至上管源极和下管漏极。
28	PGOOD	状态指示。当输出电压偏离调节输出电压超过±10%时，该输出会被拉至地。
29	ILIM	电感峰值电流限制、恒流输出设置。 该引脚连接至INTVCC，输出仅为恒压模式，当电感电流过大时，在降压模式会进入打嗝保护，在升压模式仅会降低输出电压。 该引脚通过一个电阻连接至SGND，将允许恒流模式工作，可通过电阻设置恒流点。
30	SENSE+	正向电流检测比较器输入。 该引脚还为电流比较器提供电源。SENSE+和SENSE-引脚的共模电压范围为2.5V至56V。 <b>降压模式SENSE+和SENSE-会自动翻转。</b>
31	SENSE-	负电流感应比较器输入。
33	GND	封装热焊盘。连接到地，并连接到大面积铜箔以降低热阻。

**6 产品标识信息**

料号	订单信息	封装	整盘数量	丝印信息
PL3902	PL3902IQN28A	QFN4X4-32L	5000	3902 RAAYMD

**3902:**Part Number

**RAAYMD :** RAA: LOT NO.; YMD: Package Date Code

**7 产品规格**
**7.1最大工作电压(1)**

引脚关系	最小值	最大值	单位
VBIAS 到 GND	-0.3	100	V
BST 到 GND	-0.3	100	
SW 到 GND	-0.3	100	
EN 到 GND	-0.3	6	
PGOOD, MODE 到 GND	-0.3	6	
INTVCC 到 GND, (BST- SW),	-0.3	6	
EXTVCC 到 GND	-0.3	30	
SENSE+, SENSE - 到 GND	-0.3	60	
SENSE+ 到 SENSE -	-0.3	0.3	
ILIM, SS, ITH, FREQ, VFB 到 GND	-0.3	6	

**7.2 极限参数**

参数	数值	单位
最大结温	150	°C
储藏温度范围	-65至150	°C
焊接温度	260	°C
ESD人体模型	2000	V
封装热阻---结到环境 (QFN4X4-32L)	43	°C/W

**7.3 推荐工作条件**

参数	最小值	最大值	单位
VBIAS 供电电压	5.0	90.0	V
工作结温(2)	-40	+150	°C

**7.4 电器参数** (适用于指定工作结温范围内的规格, 否则规格在  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$  条件下, 除非另有说明)

符号	参数	测试条件	最小	典型	最大	单位
VBIAS	输入电压工作范围		4.5		100	V
VFB	反馈电压	ITH = 1.2V		1.20 0		V
IQ	芯片输入电流, 不计入外部功率 MOSFET 消耗电流。	EN = 5V, VFB = 1.25V (无负载)		1.2		mA
	芯片输入电流, 睡眠模式。	EN = 5V(无负载)		340		uA
	关断电流。	EN = 0V		8		uA
UVLO	INTVCC 欠压锁定阈值电压	VINTVCC 上升阈值 VINTVCC 下降阈值		4.1 3.8		V V
VEN	EN 引脚启动电压	VEN 上升阈值	1	1.2		V
VENHYS	EN 引脚迟滞电压		200			mV
ISS	软起动充电电流	VSS = GND		10		uA
VSENSE(MAX)	最大采样差值电压 (差模)	VFB = 1.1V, ILIM = INTVCC		60		mV
VSENSE(CM)	最大采样直流电压 (共模)	升压模式 降压模式	2.5 0		60 60	V V
ISENSE+	SENSE+ 引脚电流	VFB = 1.1V, ILIM = GND		200		uA
ISENSE-	SENSE- 引脚电流	VFB = 1.1V, ILIM = GND			±1	uA
tr(TG)	上管驱动上升时间	CLOAD = 3300pF		20		ns
tf(TG)	上管驱动下降时间	CLOAD = 3300pF		20		ns
tr(BG)	下管驱动上升时间	CLOAD = 3300pF		20		ns
tr(BG)	下管驱动下降时间	CLOAD = 3300pF		20		ns
RUP(TG)	上管驱动上拉电阻			1.2		Ω
RDN(TG)	上管驱动下拉电阻			1.2		Ω
RUP(BG)	下管驱动上拉电阻			1.2		Ω
RDN(BG)	下管驱动下拉电阻			1.2		Ω
I <sub>GATE</sub> (Source)	栅极驱动拉电流(4)			0.8		A
I <sub>GATE</sub> (Sink)	栅极驱动灌电流(4)			1.7		A
t <sub>d</sub> (TG/BG)	死区延时时间	CLOAD = 3300pF (Each Driver)		70		ns
t <sub>d</sub> (BG/TG)	死区延时时间	CLOAD = 3300pF (Each Driver)		70		ns
D <sub>MAX</sub>	最大占空比			96		%
T <sub>ON</sub> (MIN)	最小导通时间			110		ns
<b>内部线性稳压器</b>						
VINTVCC(VIN)	INTVCC 电压	6V < VBIAS < 56V, VEXTVCC = 0		5.4		V
VINTVCC(EXT)	INTVCC 电压	VEXTVCC = 6V		5.4		V
VEXTVCC	EXTVCC 启动阈值电压	EXTVCC 电压上升启动点		4.8		V
VLDOHYS	EXTVCC 迟滞电压		250			mV
<b>振荡器和锁相环</b>						
f <sub>PROG</sub>	可编程频率	RFREQ = 25k RFREQ = 60k RFREQ = 100k		105 400 760		kHz kHz kHz
f <sub>LOW</sub>	最小固定频率	VFREQ = 0V		350		kHz
f <sub>HIGH</sub>	最大固定频率	VFREQ = INTVCC		535		kHz
f <sub>SYNC</sub>	外部同步时钟输入	PLLIN/MODE = External Clock	75		580	kHz
TPGOOD(DELAY)	PGOOD 延迟时间		25			us

THERMAL SHUTDOWN(3)						
TSD	过热关断阈值			150		°C
TSD-HYS	过热关断迟滞温度		15			°C

注意 1: 超出绝对最大额定值所列应力可能会对器件造成永久性损害。长时间暴露在任何绝对最大额定值条件下可能会影响器件的可靠性和使用寿命。

注意 2: PL3902 在脉冲负载条件下测试, 使得结温 (T<sub>J</sub>) ≈ 环境温度 (T<sub>A</sub>)。PL3902 保证在 -40°C 至 150°C 的工作温度范围内正常工作。高结温会降低器件的使用寿命; 结温超过 150°C 时, 使用寿命将按比例降低。请注意, 与这些规格一致的最高环境温度取决于具体的工作条件、板级布局、额定封装热阻及其他环境因素。结温 (T<sub>J</sub>, 单位°C) 可通过以下公式从环境温度 (T<sub>A</sub>, 单位°C) 和功耗 (P<sub>D</sub>, 单位瓦) 计算:  $T_J = T_A + (P_D \cdot J_A)$ , 其中 QFN 封装的 J<sub>A</sub> 为 43°C/W。

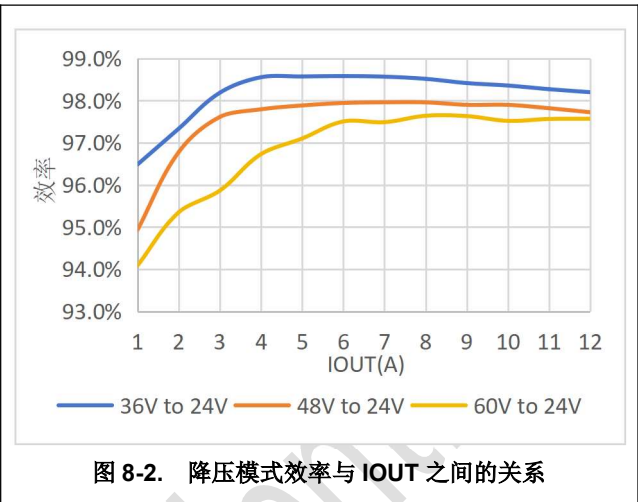
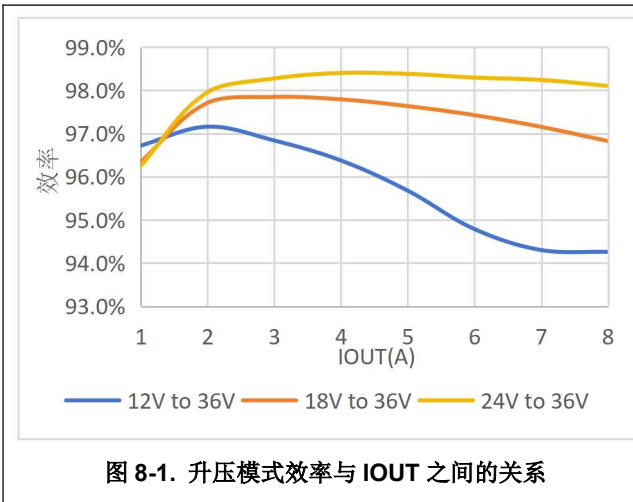
注意 3: 该集成电路包括过温保护, 用于在瞬时过载情况下保护设备, 长期在规定的绝对最大工作结温以上操作可能会降低器件的可靠性或永久损坏器件。

注意 4: 参数取决于设计, 批量生产制造时通过功能性测试。

Powlicon Confidential

## 8 典型应用测试及波形

### 8.1 转换效率



### 8.2 升压模式测试波形

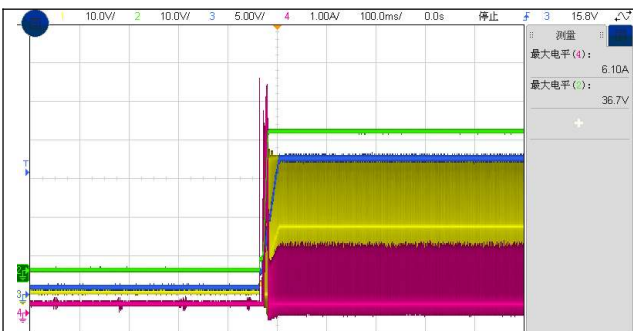


图 8-3. 空载上电波形

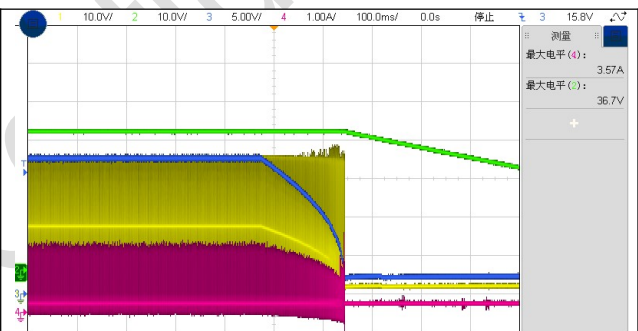


图 8-4. 空载下电波形

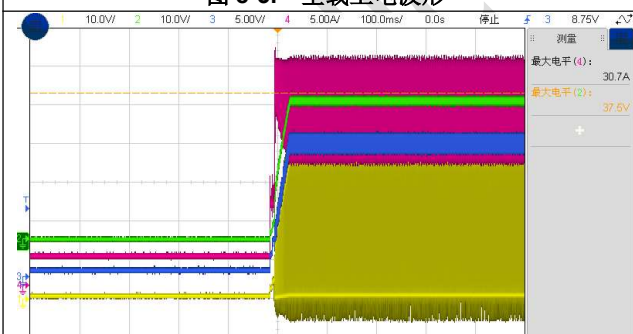


图 8-5. 带载上电波形

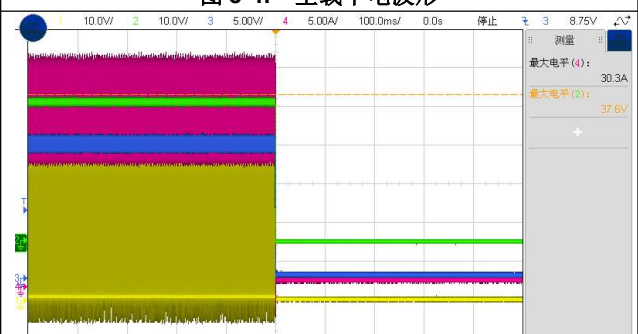


图 8-6. 带载下电波形

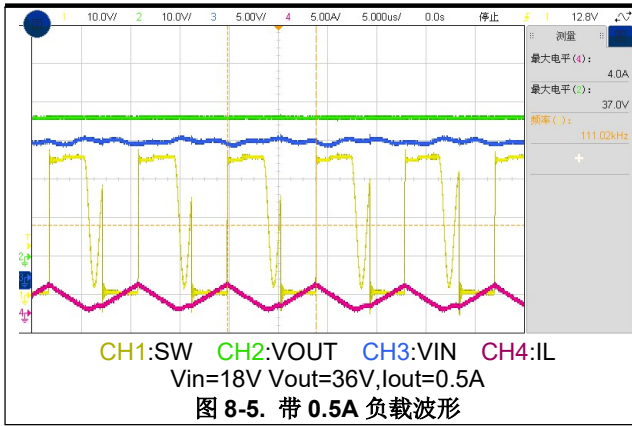


图 8-5. 带 0.5A 负载波形

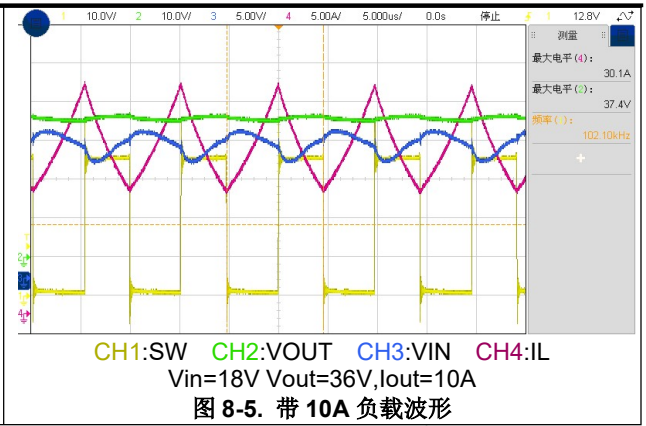


图 8-5. 带 10A 负载波形

### 8.3 降压模式测试波形

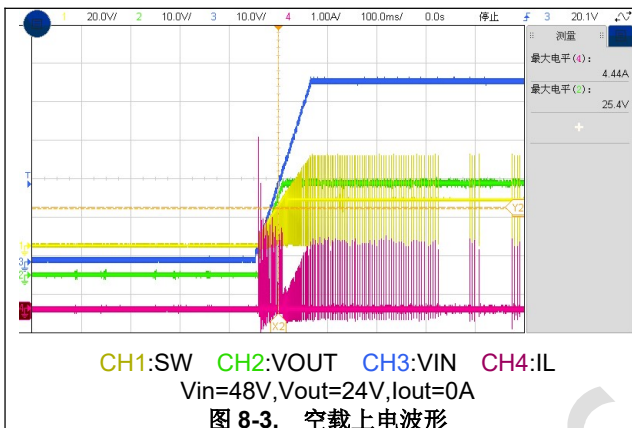


图 8-3. 空载上电波形

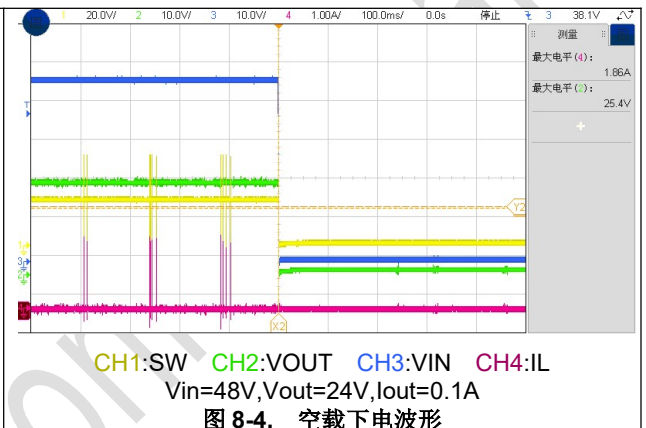


图 8-4. 空载下电波形

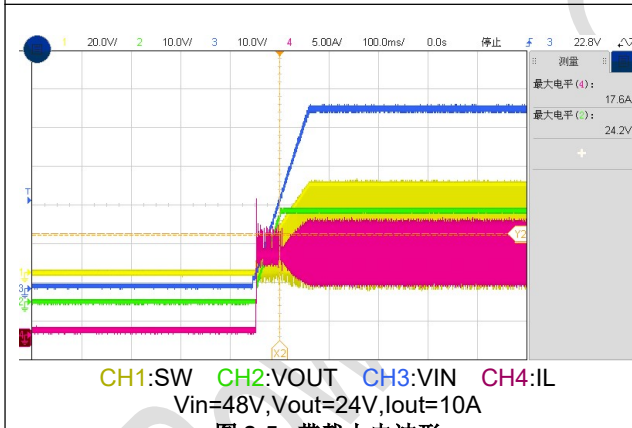


图 8-5. 带载上电波形

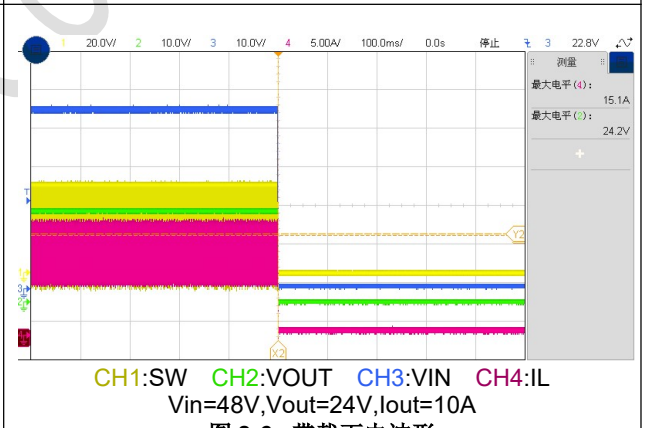


图 8-6. 带载下电波形

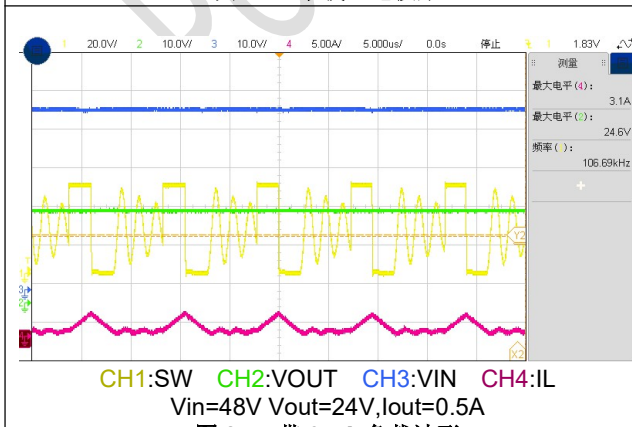


图 8-7. 带 0.5A 负载波形

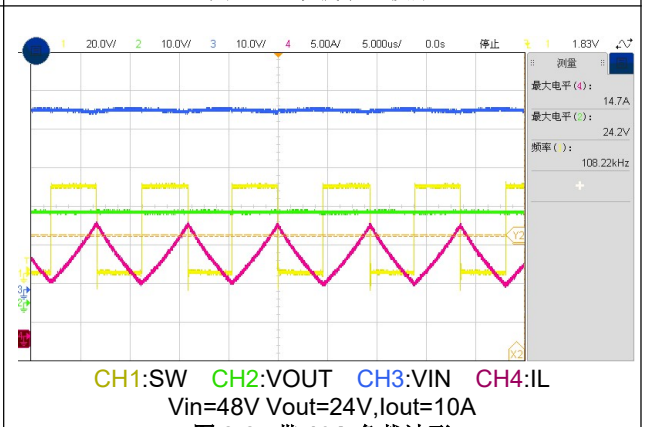


图 8-8. 带 10A 负载波形

## 9 功能描述

### 9.1 环路控制

PL3902使用峰值电流模式升压/降压架构。在正常工作期间，当对应的时钟沿触发RS触发器时，外部下/上桥MOSFET被导通，关断信号则由电感峰值电流和ITH引脚上的电压控制，ITH为误差放大器EA的输出。误差放大器将VFB引脚上的输出电压反馈信号（通过外部电阻分压器从输出电压 VOUT 到地生成）与内部1.200V参考电压进行比较生成ITH信号。在升压转换器中，所需的电感电流由负载电流、输入电压VIN和输出电压VOUT决定。

### 9.2 关机与启动（EN和SS引脚）

PL3902的内部控制器可以通过EN引脚关闭。将该引脚拉低到1V以下会禁用控制器和大多数内部电路，包括INTVCC线性稳压器。在此状态下，PL3902的静态电流仅为 8uA。EN引脚可以通过外部电阻拉高。当使用电阻拉高EN引脚时，不得超过6V的绝对最大额定值。EN引脚具有内部6V电压钳位，连接到VIN的外部电阻分压器可以设置转换器的工作阈值。

PL3902输出电压VOUT的启动由SS引脚上的电压控制。当SS引脚上的电压低于1.2V的内部基准电压时，PL3902会将VFB电压调节到SS引脚电压，而不是1.2V的参考电压。通过将外部电容从SS引脚连接到SGND来使用SS引脚对启动时间进行编程。内部10uA的上拉电流会给该电容充电，从而在SS引脚上产生电压斜坡。当SS电压从0V线性升至1.2V（并进一步升高至INTVCC）时，输出电压平稳地升至最终值。

### 9.3 内部电源和供电（INTVCC/EXTVCC）

用于上下MOSFET驱动器及大多数内部电路的电源来自INTVCC引脚。当EXTVCC引脚连接到低于4.8V的电压时，由VBIAS引脚供电的LDO将提供5.4V的电压给INTVCC。如果EXTVCC引脚电压超过4.8V，由VBIAS引脚供电的LDO会关闭，同时由EXTVCC引脚供电的LDO会开启，并由EXTVCC引脚供电的LDO将提供5.4V电压给INTVCC。使用EXTVCC引脚供电可以使INTVCC的电源来自外部电源，从而消除VBIAS引脚供电LDO的功耗。

### 9.4 同步时钟输入和轻载模式选择（PLLIN/MODE）

PL3902可以通过MODE引脚选择工作模式，将MODE引脚接地(SGND)，进入Burst模式。将MODE引脚接至 INTVCC，进入CCM模式。将MODE引脚接至介于1.2V至 4.1V的直流电压，进入Pulse-Skipping模式。

当使用同步时钟输入时，其电压阈值为：1.6V(上升)和0.4V(下降)。

### 9.5 频率选择（FREQ）

PL3902控制器的开关频率可以通过FREQ引脚进行选择。FREQ引脚可以连接到SGND，连接到INTVCC，或通过外部电阻进行编程。将FREQ接到SGND为固定工作频率350kHz，而将FREQ接到INTVCC为固定工作频率535kHz。

FREQ脚配置	频率(kHz)
FREQ 接 INTVCC	535
FREQ 接 GND	350

在FREQ与SGND之间放置电阻R\_freq可以将频率设定在50kHz到900kHz之间。

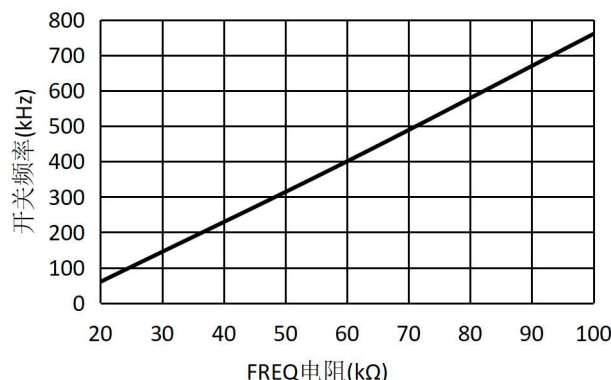


图9-1. 电阻R\_freq与开关频率的关系

### 9.6 状态指示

将PGOOD引脚通过电阻连接到INTVCC可以指示PL3902是否正常工作。当VFB引脚电压不在1.2V基准电压的±10%范围内时，PGOOD引脚将会被拉低。同样的当EN引脚为低电平时，PGOOD引脚也会被拉低。当VFB引脚电压在±10%的要求范围内时，PGOOD引脚将会被拉到INTVCC。

### 9.7 BST引脚和内部电荷泵

高侧MOSFET驱动器的电压通过自举升压电容 $C_{BST}$ 的电压维持和刷新。在低侧MOSFET导通时，该电容通过外部二极管从INTVCC来给自己充电，内部的电荷泵也可在一定程度上维持BST上的所需电压。电荷泵会在FCCM和Pulse-Skipping模式工作。在Burst模式下，芯片进入睡眠时电荷泵关闭，芯片正常工作时启用。

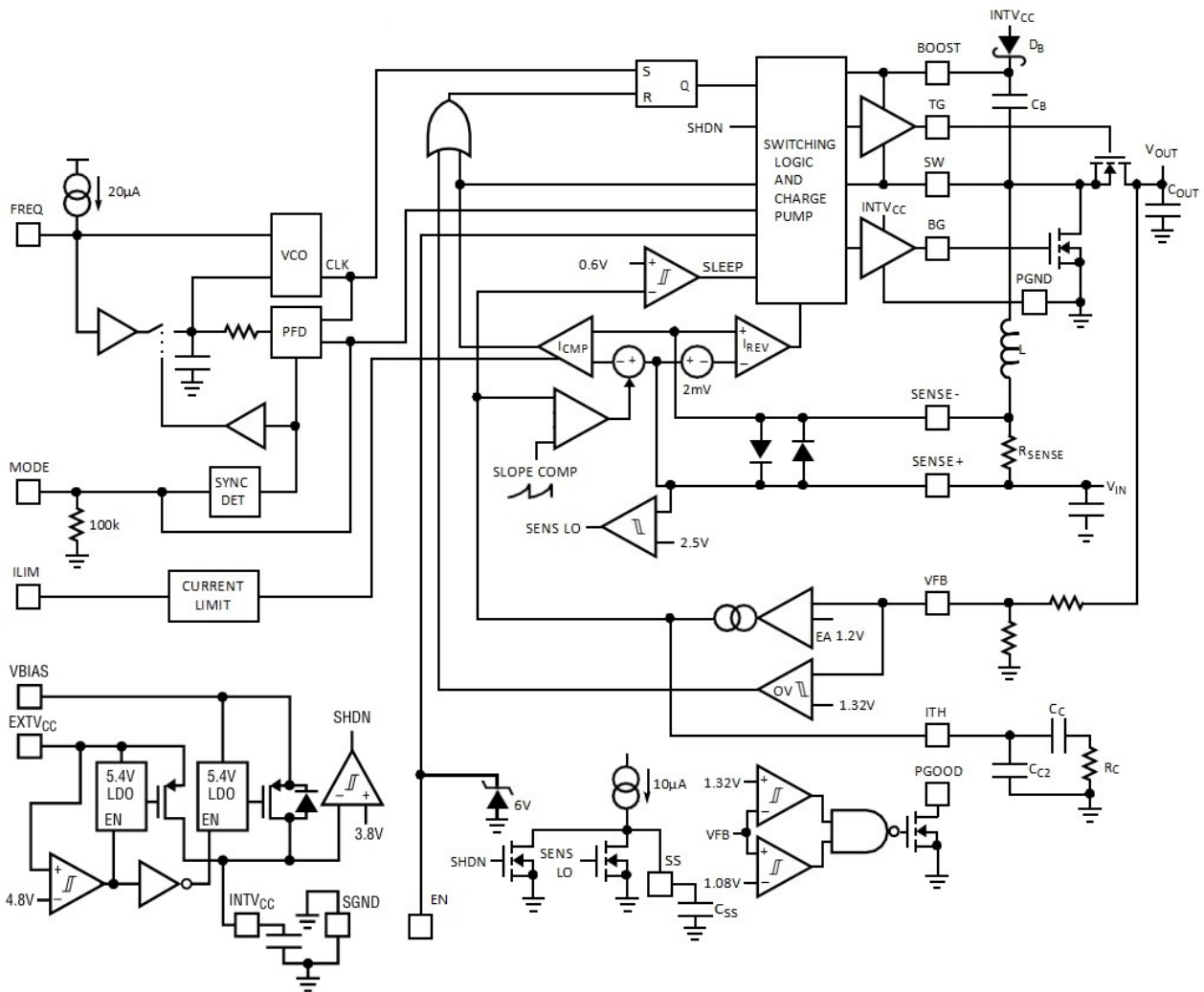
### 9.8 恒压模式和恒流模式设置 (ILIM引脚)

此引脚用于设置PL3902是否允许恒流模式工作。将此引脚连接到INTVCC，PL3902将以恒压模式工作，具有过流保护功能，并且在降压模式下可以实现短路打嗝保护。通过电阻将此引脚连接到SGND，PL3902将工作在恒流模式。设置电阻的大小可以改变恒流点阈值，当恒流点阈值设置低于过流保护阈值的情况下，电感电流上升到恒流阈值点将会进入恒流模式，此时不具备短路打嗝保护功能。

### 9.9 过温保护

PL3902内部具有温度检测的模块，可以在温度高于正常情况下保护器件。如果温度超过150°C（典型值），将会触发过热保护，防止进一步的功率损耗和温度升高。当温度下降到135°C时，PL3902会重新启动，温度的迟滞大约为15°C。

### 9.10 功能框图



9-1. 功能框图

**10 应用与实施**

**10.1 采样电阻电流检测**

RSENSE的选择需要基于所需的输出电流。电流采样放大器的输入差值为ISENSE+与ISENSE-之间的电压，称之为VSENSE。电流采样放大器的最大直流电压为60V，差值电压最大为75mV。电流采样放大器的输出决定电感电流的峰值，从而得出电感电流的最大平均值IMAX，其等于峰值减去峰峰值电流ΔIL的一半。使用以下公式可以计算检测电阻值：

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

当ILIM引脚连接一个电阻到SGND时，控制器可以工作在恒流模式，电感峰值可以由以下公式得到：

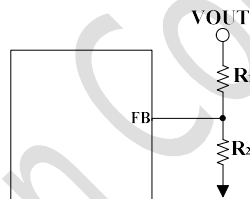
$$V_{SNS(mV)} = \frac{0.6 \times R_{lim(k\Omega)}}{1.5}$$

$$I_{MAX(A)} = \frac{2 \times V_{SNS(mV)}}{R_{SNS(m\Omega)}}$$

**10.2 设置输出电压**

选择R1和R2来设定合适的输出电压。为了在轻负载下最小化功耗，最好为R1和R2选择较大的电阻值。建议R1电阻的阻值在100k到500k之间。输出电压可以通过以下公式计算：

$$V_{OUT} = V_{FB} \times \left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$$



**10-1. 输出电压设置**

**10.3 电感值计算**

工作频率与电感选择是相互关联的，因为较高的工作频率允许使用更小的电感和电容值。较高的频率通常会因MOSFET栅极电荷和开关损耗而导致效率降低。此外，在较高频率下，体二极管导通的占空比更高，这也会导致效率降低。除了这种基本的权衡之外，还必须考虑电感值对电流纹波和轻负载工作时的影响。

对于给定的纹波，连续模式下的电感应满足如下：

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \times (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \times 1000}{f \times \Delta I_L \times V_{OUT}^2} \mu H$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \times 1000}{f \times \Delta I_L \times V_{IN(MAX)}} \mu H$$

注释：f 是工作频率,单位 kHz

VIN(MIN)最小输入电压,单位 V

VIN(MAX) 最大输入电压,单位 V

VOUT 输出电压,单位 V

ΔIL是最大电感电流纹波，单位为安培，通常选择最大电流的 20%~40%。

在Burst模式工作中，当所需的平均电感电流导致峰值电流低于由RSENSE确定的电流限制的25%时，电路会进入突发模式。电感值较低（ΔIL较高）会导致在较低负载电流下进入突发模式，这可能会导致低电流下的效率降低。当确定了L的数值，应选择具有低DCR和低磁芯损耗的电感。

## 10.4 功率MOSFET选择

在PL3902中, 必须选择两个外部功率MOSFET: 一个用于主开关的N沟道MOSFET, 另一个用于同步开关的N沟道MOSFET。在大多数应用中必须使用逻辑电平阈值的MOSFET。同时也要注意MOSFET的BV<sub>DSS</sub>规格; 许多逻辑电平MOSFET的电压限制为30V或更低。功率MOSFET的选择标准包括导通电阻R<sub>DS(ON)</sub>、米勒电容、输入电压和最大输出电流。在升压模式下, 当控制器工作在连续模式时, 主开关MOSFET和同步开关MOSFET的占空比为:

$$\text{主开关占空比: } D = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$$

$$\text{同步开关占空比: } D = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

## 10.5 输入电容和输出电容的选择

在升压模式下, 输入电流是连续的, 在降压模式下, 输入电流是不连续的。在降压区, 输入电容C<sub>IN</sub>的选择取决于滤除输入方波电流的需求。使用额定低等效串联电阻(ESR)的电容, 效果更好。对于降压操作, 输入电容的电流由下式给出:

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

在升压模式下, 由于输出电流不连续, C<sub>OUT</sub>必须能够降低输出电压纹波。在选择适合输出纹波电压的电容器时, 必须考虑ESR等效串联电阻和总电容的影响。由于对总电容进行充放电而产生的稳态纹波由下式给出:

$$\Delta V_{(BOOST,CAP)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \times (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \times V_{OUT} \times f} V$$

其中C<sub>OUT</sub>是输出滤波电容。

由于ESR上的电压降而产生的稳定纹波由下式给出:

$$\Delta V_{(BOOST,ESR)} = I_{OUT(MAX,BOOST)} \times ESR$$

在降压模式下, V<sub>OUT</sub>的纹波由下式给出:

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \times \left( ESR + \frac{1}{8 \times f \times C_{OUT}} \right)$$

建议将多个电容器并联, 以满足ESR需求。

## 10.6 自举电容

BST和SW引脚之间的升压电容在每个周期的开启过程中为高侧MOSFET器件的栅极提供充电电流。推荐使用的电容值为0.1uF 到1uF之间。自举电容C<sub>BST</sub> 应为高质量、低等效串联电阻(ESR)的陶瓷电容, 放置在器件引脚附近, 以最小化由线路寄生电感引起的可能损坏的电压瞬变。在常规应用中使用0.1uF电容。

**11 应用示例**

**11.1 降压应用**

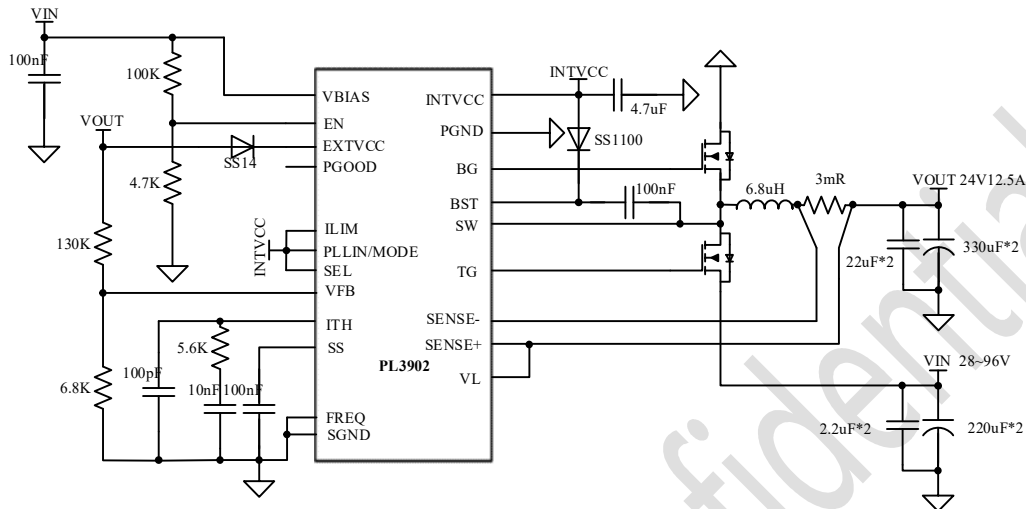


图11-1. 典型应用图（降压300W）

**11.2 升压应用**

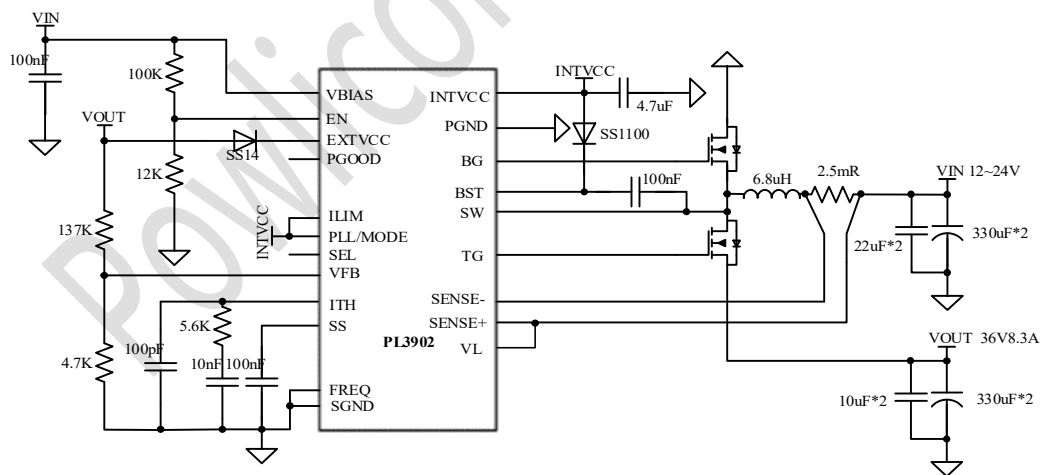


图11-2. 典型应用图（升压300W）

**11.2 PCB指导**

以PL3902升压电路为例，图11-3为功率级的布局示意图，在布局时应当优先考虑虚线标注的区域①和②，尽可能的使其围成的面积减小，尤其是区域①更为重要。VOUT端的100nF的瓷片电容需要紧靠功率MOS管，以便瞬态电流能以最短路径流回GND，减小噪声和干扰。功率级的线宽要满足能过大电流的能力，受贴片器件影响的区域需要通过过孔连通内层铜皮，增大载流能力。在扇热条件允许的情况下，SW节点的铜皮不能太大，以免SW节点向空间辐射电场，引起EMI问题。降压电路也是如此，区别是输入和输出的方向相反，但区域①和②的位置不变，需要遵循与之相同的规则。

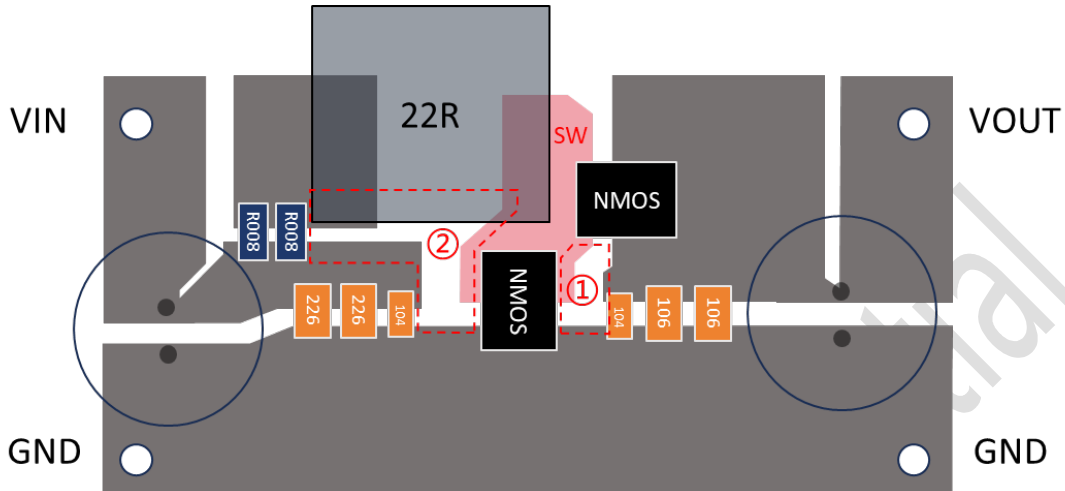


图11-3. PCB布局图

电流取样电阻应使用开尔文接法，从电阻底部差分走线，尽量远离噪声源，推荐从内层走线减小对地平面的分割。

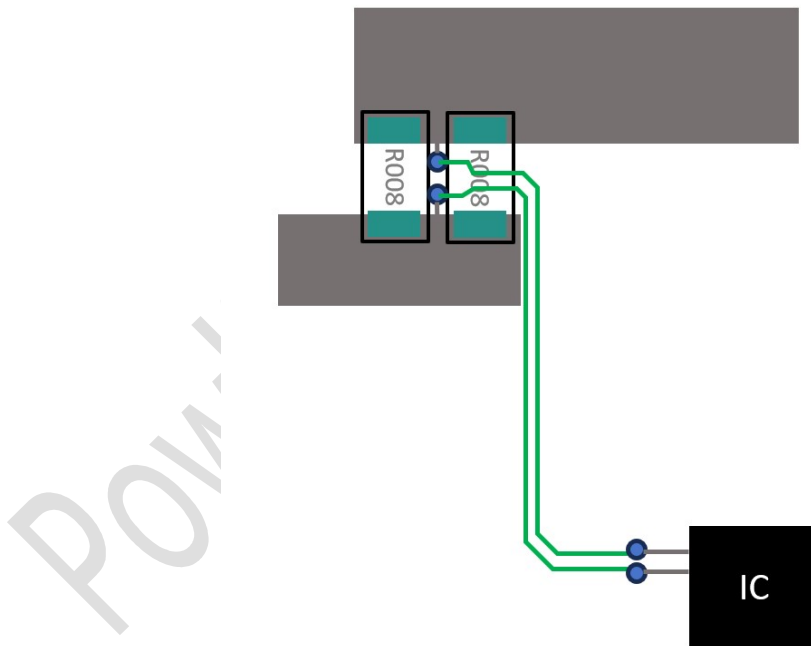


图11-4. 电流取样接法

**12 封装信息**
