

CMP7892

集成 70V/3.6A 功率管的隔离反激式电源

1. 产品描述

CMP7892 是隔离反激式电源，芯片直接从初级侧反激波形采样隔离输出电压，不需要第三个绕组或光耦进行反馈信号采集。通过内部集成 70V 的 N 型 DMOS 功率管提供 3.6A 峰值电流。电源输入电压 4V-45V，可提供高达 15W 的隔离输出功率。CMP7892 在不同的负载下设计有边界模式(BCM)，非连续模式(DCM)和突发模式(Burst)，以改善负载调节并保持高效率，同时最大限度地降低输出电压纹波。

2. 产品特点

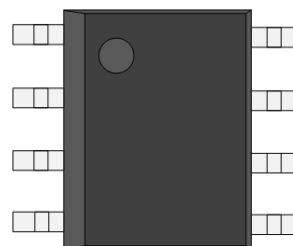
- 4V 至 45V 宽输入电压范围
- 工作频率可达 380kHz
- 重载时边界模式操作
- 轻载时突发模式操作
- 内部补偿和软启动
- 精简和紧凑的 ESOP-8 封装
- 3.6A, 70V 内部 DMOS 电源开关
- 长期短路保护
- 集成过流检测和保护
- 集成过温检测和保护
- 重载时支持抖频改善 EMC

3. 产品应用

- 隔离电信/ 汽车/ 工业/ 家用电源
- 隔离辅助电源
- 宽输入电压范围低功耗系统

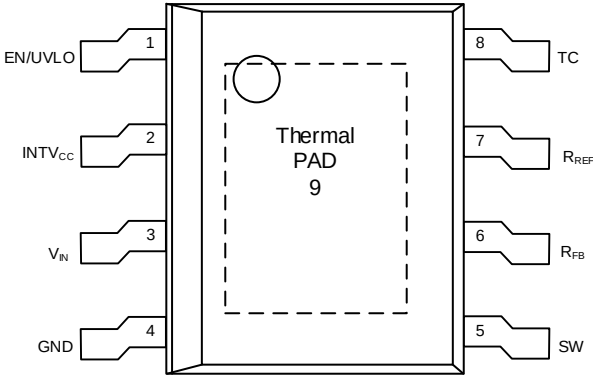
4. 外形信息

产品型号	封装	封装尺寸(标称)
CMP7892	ESOP-8L (150mil)	4.9 x 3.9 (mm)



封装示意图

5. 引脚定义及功能说明



引脚		描述
名称	编号	
EN/UVLO	1	使能/欠压锁定 - 引脚电压拉至 0.4V 以下关断芯片 - 引脚也可用于使用从 V_{IN} 到 GND 的外部电阻分压器设置欠压门限点。
INTVCC	2	内部 4.5V 线性稳压器输出，外部需接至少 1uF 以上的稳压电容。
V_{IN}	3	电源输入 - 为内部电路提供电流，并作用于连接到 RFB 引脚的反馈电流的基准电压 V_{IN} 于 GND 之间连接需要连接一个电容器
GND	4	电源地
SW	5	内部 DMOS 功率管漏端 引脚具有大电流流动，70V 内部 DMOS 功率管漏级，最小化引脚面积以降低 EMI 和电压尖峰
R_{FB}	6	外部反馈电阻输入端 - 引脚连接电阻器到变压器 SW 引脚 R_{FB} 电阻与外部参考电阻 10K 电阻器乘以经过调整的 1V 基准电压，确定输出电压
R_{REF}	7	外部参考电阻输入端，需接入精度 1% 的 10K 电阻
TC	8	输出电压温度补偿，将一个电阻器从这个引脚连接到 R_{REF} 引脚，以补偿输出二极管的温度系数
Thermal Pad	9	模具散热 Pad： 与地引脚电气连接。正常运行和提高散热性能，必须连接到 PCB 的接地层

6. 电路参数

6.1. 绝对额定范围

参数		最小	最大	单位
V_{IN}	输入电压		60	V
SW	内部 DMOS 功率管漏端		70	V
EN/UVLO	使能/欠压电压		V_{IN}	V
R_{FB}	外部反馈电阻输入端电压	$V_{IN}-0.5$	V_{IN}	V
I_{RFB}	外部反馈电阻输入端电流		200	uA
T_{JMAX}	最大工作结温		150	°C
T_{STG}	储存温度	-65	150	°C

6.2. 建议工作条件

参数		最低	标称	最高	单位
T_J	工作结温	-40		125	°C

6.3. 电气特性

在没有特别说明的情况下，以下参数在温度 $T_A=25^{\circ}\text{C}$ 的条件下测得。

参数	测试条件		最低	典型值	最高	单位
V_{IN}	输入电压范围		4		45	V
$EN/UVLO_{SHDN}$	EN 关闭阈值		0.4	0.71		V
	EN/UVLO 阈值 (上升)		1.15	1.2	1.25	V
	EN/UVLO 迟滞电压			10		mV
I_Q	静态电流	EN=0V		0.6	1	uA
		休眠模式 (功率管关闭)		215		
		激活模式 (功率管开启)		473		
T_{SDN}	热关断	关机温度	157			°C
		迟滞		10		
V_{INTVCC}	INTVcc 调节电压		4.4	4.54	4.7	V
I_{INTVCC}	INTVcc 电流限制		11	13	16	mA

	INTV _{CC} UVLO 门限		3.7		V
	INTV _{CC} UVLO 迟滞		120		mV
	(R _{FB} -V _{IN})电压	-50		50	mV
	R _{REF} 调整电压	0.98	1	1.02	V
	R _{REF} 电压线性调整率	-0.01		0.01	%/V
V _{TC}	TC 补偿电压		1		V
I _{TC}	V _{TC} =1.2V	14.2	17.8	21.4	uA
	V _{TC} =0.8V		-285		uA
f _{MIN}	最小开关频率		11		kHz
t _{OFF(MAX)}	最大关闭时间		170		us
t _{ON(MIN)}	最短开启时间		160		ns
I _{SW(MAX)}	最大 SW 电流限制	3.6	4.5	5.4	A
I _{SW(MIN)}	最小 SW 电流限制	0.72	0.9	1.08	A
R _{DS(ON)}	开关导通电阻 (I _{SW} =1.5A)		90		mΩ
I _{LKG}	开关端漏电流 (V _{SW} =70V)		25	285	nA
t _{SS}	软启动时间		10		ms

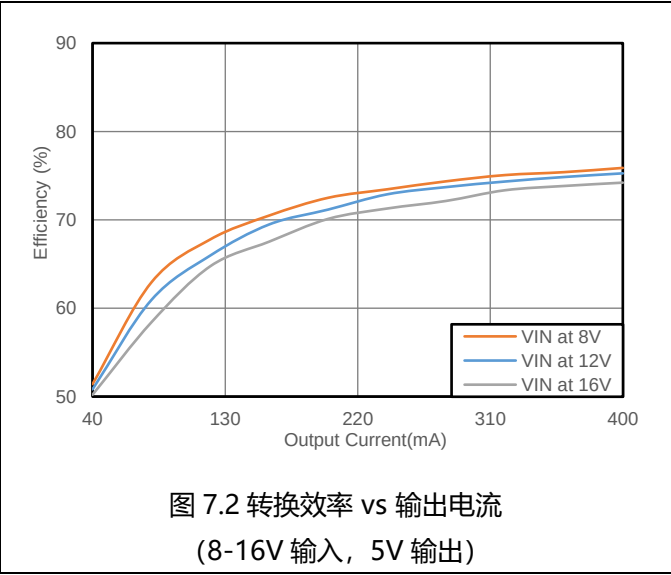
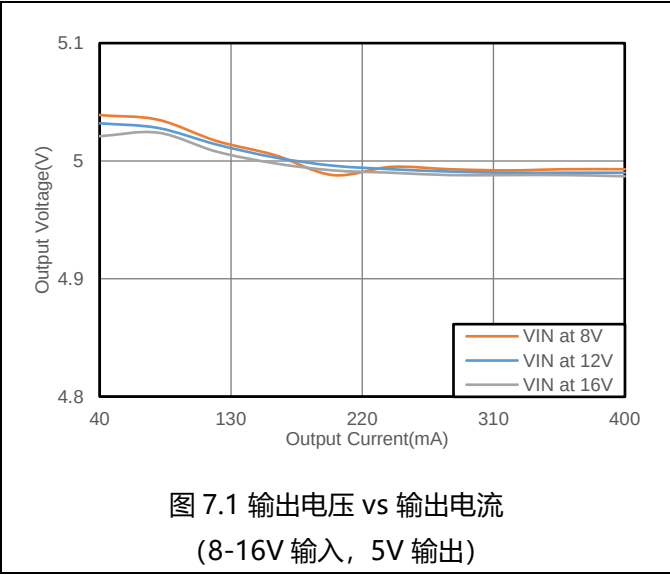
7. 应用指南

7.1. 快速指南

7.1.1 典型应用的选型建议:

输入电压(V)	输出电压(V)	输出电流(mA)	变压器匝比(N_{ps})	$R_{FB}(K\Omega)$	$R_{REF}(K\Omega)$	$R_{TC}(K\Omega)$
8-16	5	400	1:0.5	105	10	-
9-36	15/15	340	1:1:1	154	10	-
12-24	12	850	1:1	154	10	-
14-28	3.6	2820	18:6	115	10	-

7.1.2 特征曲线



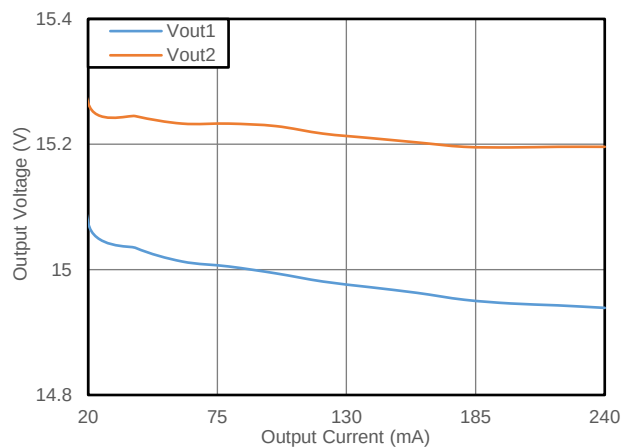


图 7.3 输出电压 vs 输出电流 (VIN=9V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

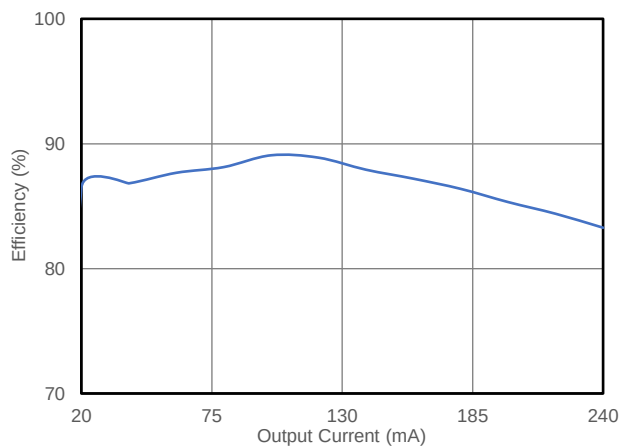


图 7.4 转换效率 vs 输出电流 (VIN=9V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

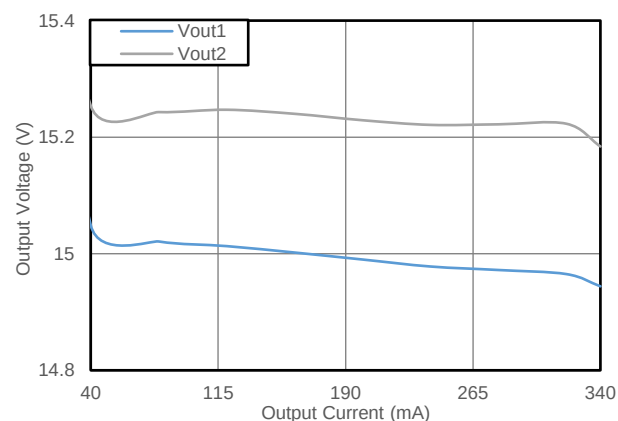


图 5.3 输出电压 vs 输出电流 (VIN=12V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

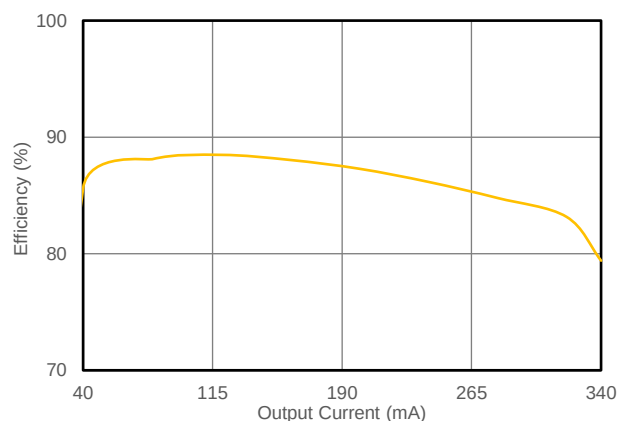


图 5.4 转换效率 vs 输出电流 (VIN=12V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

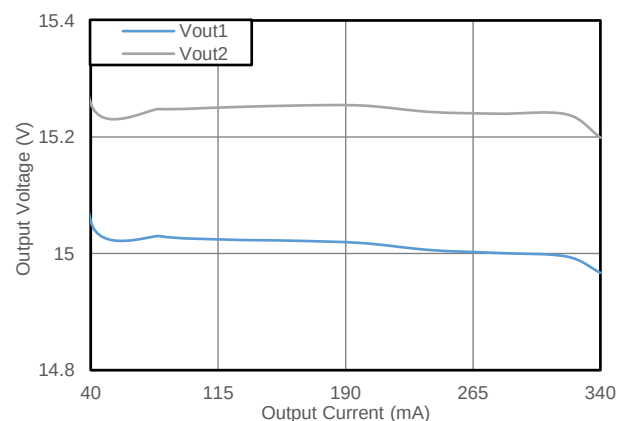


图 7.5 输出电压 vs 输出电流 (VIN=15V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

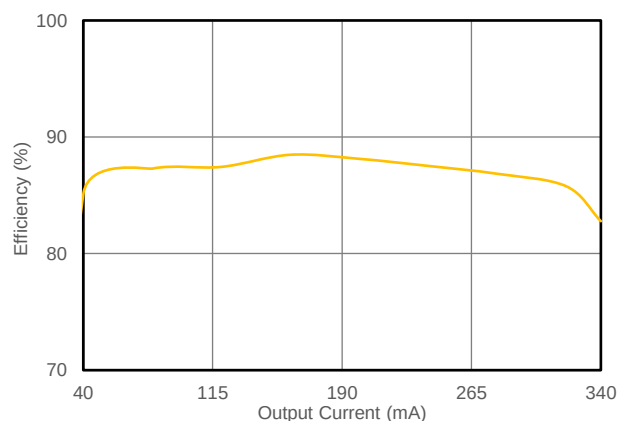


图 7.6 转换效率 vs 输出电流 (VIN=15V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

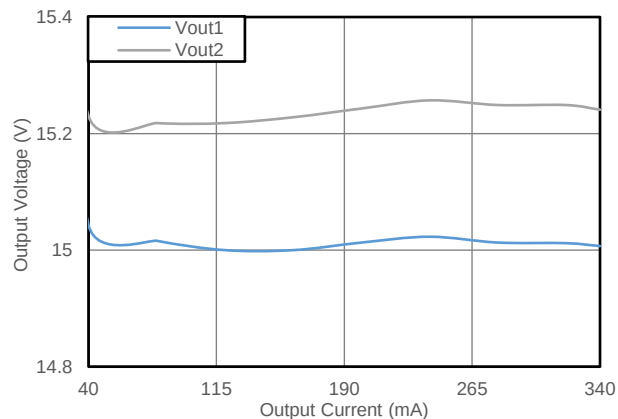


图 7.7 输出电压 vs 输出电流 (VIN=24V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

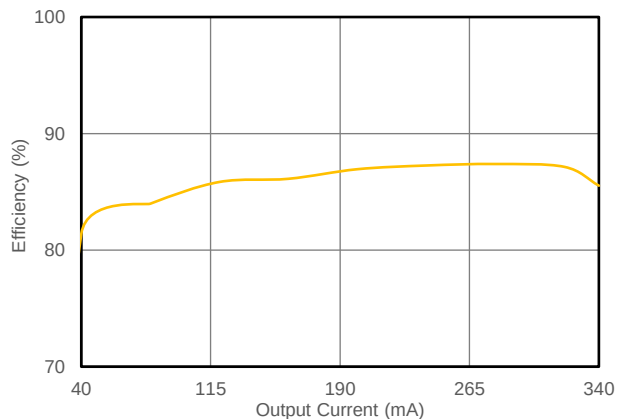


图 7.8 转换效率 vs 输出电流 (VIN=24V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

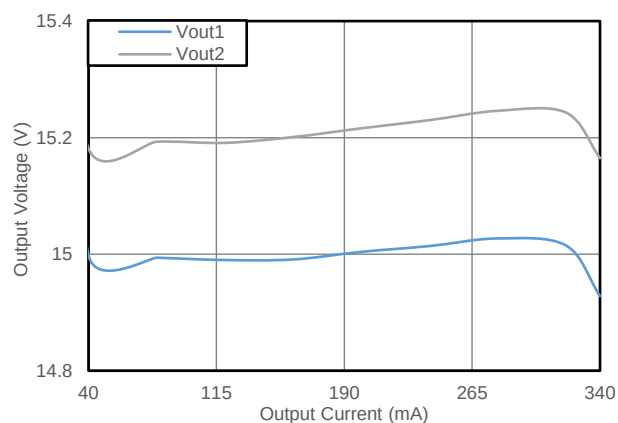


图 7.9 输出电压 vs 输出电流 (VIN=36V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

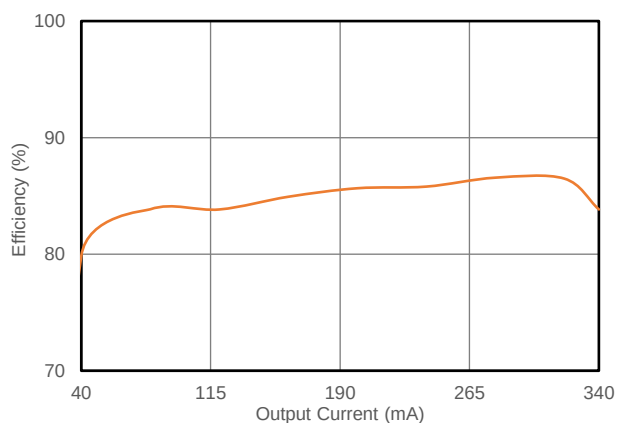


图 7.10 转换效率 vs 输出电流 (VIN=36V)
(9-36V 输入, 双路 15V 和 15V 输出)

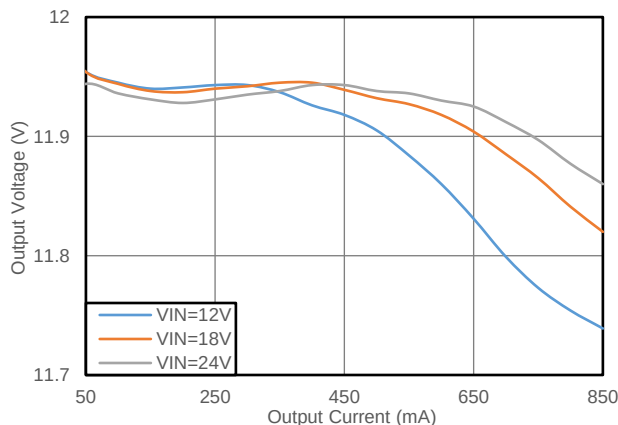


图 7.11 输出电压 vs 输出电流
(12-24V 输入, 12V 输出)

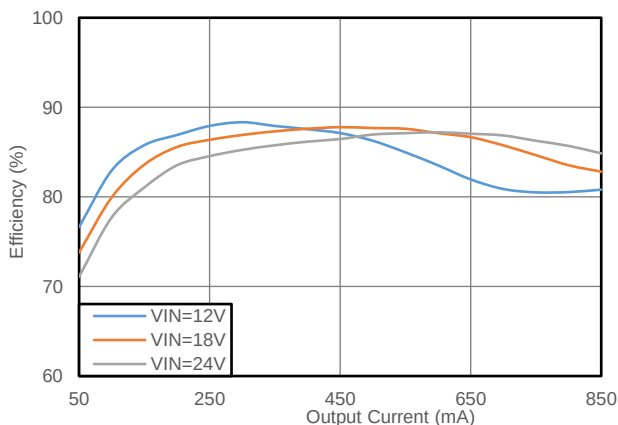


图 7.12 转换效率 vs 输出电流
(12-24V 输入, 12V 输出)

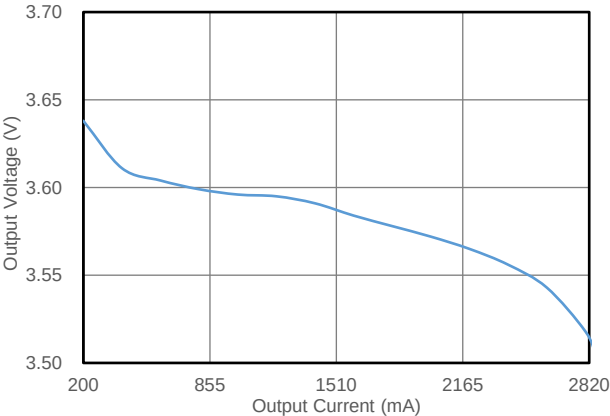


图 7.13 输出电压 vs 输出电流 (VIN=14V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

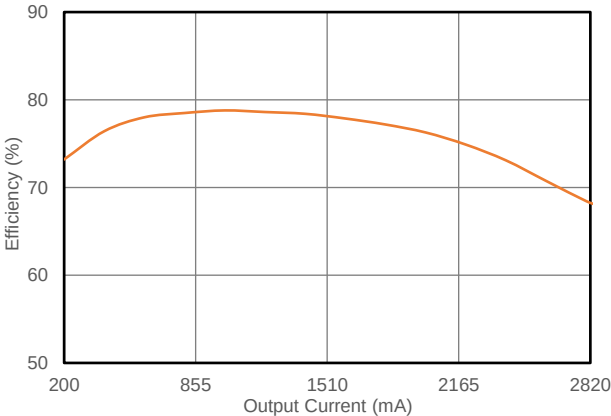


图 7.14 转换效率 vs 输出电流 (VIN=14V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

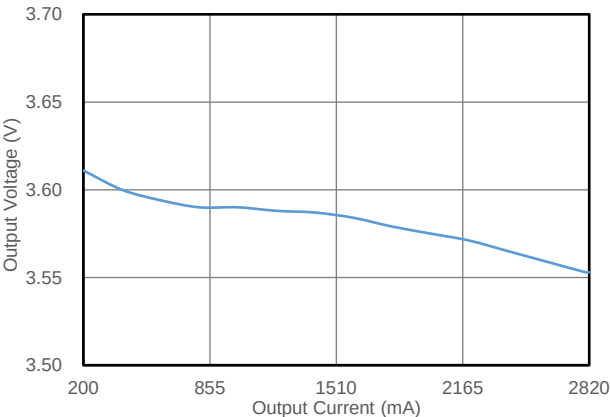


图 7.15 输出电压 vs 输出电流 (VIN=24V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

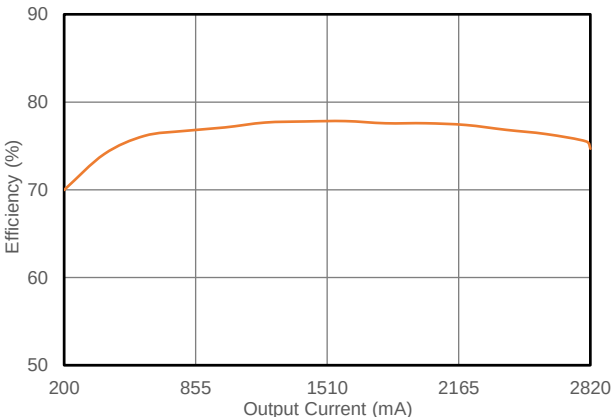


图 7.16 转换效率 vs 输出电流 (VIN=24V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

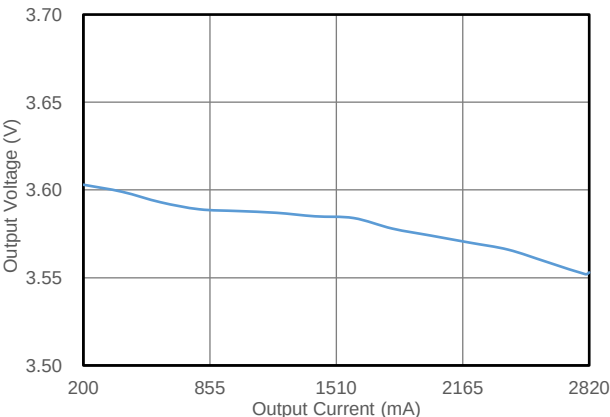


图 7.17 输出电压 vs 输出电流 (VIN=28V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

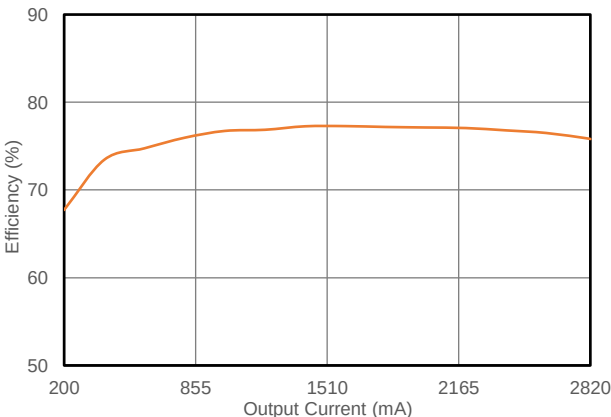


图 7.18 转换效率 vs 输出电流 (VIN=28V)
(14-28V 输入, 3.6V 输出)

7.2. 工作原理

7.2.1. 输出电压

CMP7892 中的 R_{FB} 和 R_{REF} 电阻是用于对输出电压进行编程的外部电阻。CMP7892 的工作原理与传统电流模式电源类似，不同之处在于使用了独特的反激式脉冲感应电路和采样保持误差放大器，后者对来自反激式脉冲的隔离输出电压进行采样并因此进行调节。

操作如下：当电源开关 M1 关闭时，SW 引脚电压上升到 V_{IN} 电源以上。反激脉冲的幅度，即 SW 引脚电压和 V_{IN} 电源之间的差值，由以下公式给出：

$$V_{FLBK} = (V_{OUT} + V_F + I_{SEC} \cdot ESR) \cdot N_{PS}$$

V_F ：输出二极管的正向电压

I_{SEC} ：变压器次级电流

ESR：次级电路总阻抗

N_{PS} ：变压器有效初级与次级线圈匝数比

反激电压通过 R_{FB} 电阻器和反激式脉冲感应电路（M2 和 M3）转换为电流 I_{RFB} 。该电流 I_{RFB} 也流经 R_{REF} 电阻器以产生接地的电压。该电压反馈到采样保持误差放大器的反相输入端。由于采样保持误差放大器在次级电流为零时对电压进行采样，因此可以假设 V_{FLBK} 方程中的 $(I_{SEC} \cdot ESR)$ 项为零。

内部基准电压 $V_{REF} = 1.00V$ 反馈到采样保持误差放大器的同相输入端。整个环路中相对较高的增益导致 R_{REF} 引脚上的电压几乎等于内部参考电压 V_{REF} 。 V_{FLBK} 和 V_{REF} 之间的关系可以表示为：

$$\left(\frac{V_{FLBK}}{R_{FB}}\right) \cdot R_{REF} = V_{REF} \quad or$$

$$V_{FLBK} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}}\right)$$

V_{REF} ：内部参考电压 1.00V

与前面的 V_{FLBK} 方程组合得到一个 V_{OUT} 方程，以 R_{FB} 和 R_{REF} 电阻器表示，变压器匝数比和二极管正向电压：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}}\right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}}\right) - V_F$$

7.2.2. 输出温度补偿

V_{OUT} 方程中的第一项没有温度依赖性，但输出二极管正向电压 V_F 具有显著的负温度系数（ $-1mV/^\circ C$ 至 $-2mV/^\circ C$ ）。这种负温度系数在整个温度范围内对输出电压产生大约 200mV 至 300mV 的电压变化。

对于更高的电压输出，例如 12V 和 24V，输出二极管温度系数对输出电压调节的影响可以忽略不计。然而，对于较低电压输出，例如 3.3V 和 5V，输出二极管温度系数会额外增加 2% 至 5% 的输出电压调节。

为了补偿输出二极管的负温度系数，在 TC 和 R_{REF} 引脚之间连接一个电阻器 R_{TC} 产生与绝对温度成比例的（PTAT）电流。PTAT 电流在 $25^\circ C$ 时为零，高温时流入 R_{REF} 引脚，在低温时流出 R_{REF} 引脚。使用 R_{TC} 电阻器后，输出电压公式修改如下：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}}\right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}}\right) \cdot V_F(T0) - (\delta V_{TC}/\delta T) \cdot (T-T0) - \left(\frac{R_{FB}}{R_{TC}}\right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}}\right) \cdot (\delta V_F/\delta T) \cdot (T-T0)$$

$T0$: 室温 25°C

$\delta V_F/\delta T$: 二极管输出正向电压温度系数

$\delta V_{TC}/\delta T$: 3.4mV/°C

满足以下两个公式，可以消除二极管输出温度系数：

$$V_{OUT} = V_{REF} \cdot \left(\frac{R_{FB}}{R_{REF}}\right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}}\right) \cdot V_F(T0) \\ (\delta V_{TC}/\delta T) \cdot (T-T0) - \left(\frac{R_{FB}}{R_{TC}}\right) \cdot \left(\frac{1}{N_{PS}}\right) \cdot (\delta V_F/\delta T) = 0$$

7.2.3. 选择实际 R_{REF} 、 R_{FB} 、 R_{TC} 电阻值

CMP7892 使用一种独特的采样方案来调节隔离输出电压。由于采样性质，该方案包含可重复的延迟和误差源，这将影响输出电压并迫使重新评估 R_{FB} 和 R_{TC} 电阻值。因此，建议采用简单的 2 步顺序过程来选择电阻器值。

重新排列前面部分中 V_{OUT} 的表达式可得到 R_{FB} 的起始值：

$$R_{FB} = \frac{R_{REF} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F(T0))}{V_{REF}}$$

V_{OUT} : 输出电压

$V_F(T0)$: 25°C 时，二极管输出正向电压大概 0.3V

$\delta V_{TC}/\delta T$: 3.4mV/°C

N_{PS} : 变压器有效初级与次级线圈匝数比

该方程表明 R_{FB} 电阻值与 R_{TC} 电阻值无关。25°C 时，连接在 TC 和 R_{REF} 引脚之间的任何 R_{TC} 电阻器对输出电压设置没有影响，因为在 25°C 条件下，TC 引脚电压与 R_{REF} 调节电压相等。

CMP7892 经过调整和指定 R_{REF} 电阻值应约为 10k。如果 R_{REF} 电阻值与 10k 相差很大，则会导致额外的误差。然而， R_{REF} 的变化最高可达 10% 是可以接受的。这将产生一个选择标准 1% 电阻值的自由度去产生 R_{FB}/R_{REF} 比率。

首先，在 R_{REF} 、 R_{FB} 初始值（尚无 R_{TC} 电阻器）和其他组件连接的情况下构建并启动应用程序，测量稳压输出电压 $V_{OUT (MEAS)}$ 。新的 R_{FB} 值可以调整为：

$$R_{FB(NEW)} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT(MEAS)}} \cdot R_{FB}$$

其次，选择新的 R_{FB} 电阻值后，可以根据应用中的输出二极管温度系数以确定 R_{TC} 值。仍然没有 R_{TC} 电阻器，应在所需的目标输出负载下随温度测量 V_{OUT} 。对于此评估，对输出二极管和 CMP7892 施加均匀的温度非常重要。如果使用冷冻喷雾或热风枪，则两个设备之间的温度可能会明显不匹配，从而导致重大误差。如果没有应用均匀加热或冷却的方法（例如烘箱），尝试从二极管数据表中推断数据是另一种选择。在工作温度范围内至少分布两个数据点时，输出二极管温度系数可以通过以下方式确定：

$$-(\delta V_F/\delta T) = \frac{V_{OUT(T1)} - V_{OUT(T2)}}{T1 - T2}$$

使用测得的输出二极管温度系数，可以通过以下公式选择精确的 R_{TC} 值：

$$R_{TC} = \frac{(\delta V_{TC}/\delta T)}{-(\delta V_F/\delta T)} \cdot \frac{R_{FB}}{N_{PS}}$$

一旦选择了 R_{REF} 、 R_{FB} 和 R_{TC} 值，给定应用在不同板之间的调节精度将非常一致，当包括系统中所有元件的器件变化时，通常低于 $\pm 5\%$ （假设电阻器容差和变压器绕组匹配在 $\pm 1\%$ 以内）。但是，如果变压器或输出二极管发生变化，或者布局发生巨大变化，则 V_{OUT} 可能会发生一些变化。

7.2.4. 欠压锁定 (UVLO)

从 V_{IN} 到 EN/UVLO 引脚的电阻分压器实现欠压锁定 (UVLO)。EN/UVLO 启用下降阈值设置为 1.2V，具有 10mV 迟滞。在此外，当电压引脚上的电压低于 1.2V。此电流为用户提供基于 R1 值的可编程磁滞。这可编程 UVLO 阈值为：

$$V_{IN(UVLO+)} = \frac{1.21V \cdot (R1 + R2)}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = \frac{1.2V \cdot (R1 + R2)}{R2}$$

图 7.1 显示了外部关断的实现控制，同时仍使用 UVLO 功能。当打开时 EN/UVLO 引脚接地，并将 CMP7892 关断模式，静态电流小于 $2\mu A$ 。

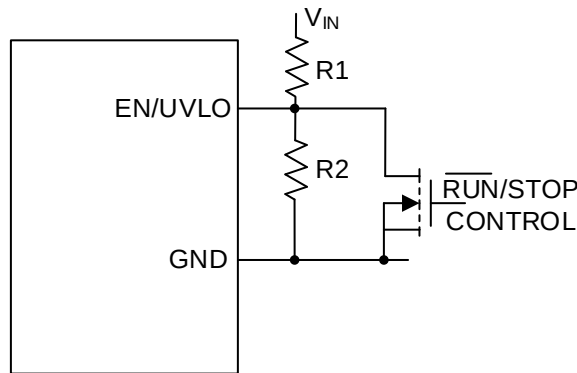


图 7.19 欠压锁定 (UVLO)

7.2.5. 最小负载要求

CMP7892 对隔离输出进行采样来自初级侧反激脉冲波形的电压。一旦初级开关转动，就会出现反激脉冲，次级绕组传导电流。为了对输出电压进行采样，CMP7892 具有最短开启时间打开和最短关闭时间，并使用最低频率。即使在轻负载条件下，CMP7892 也能提供最少量的能量，以确保准确的输出电压信息。最小的能量输送产生最小的负载需求，可以大致估计为：

$$I_{LOAD(MIN)} = \frac{L_{PRI} \cdot I_{SW(MIN)}^2 \cdot f_{MIN}}{2 \cdot V_{OUT}}$$

L_{PRI} ：变压器初级电感

$I_{SW(MIN)}$ ：最小开关限制电流=1.05A (最大)

$\delta V_{TC}/\delta T$: 3.4mV/°C

f_{MIN} : 最小开关频率=13.2kHz (最大)

CMP7892 通常需要的最小负载小于其全输出功率的 0.5%。或者, 如果不接受预加载, 则可以使用击穿电压比输出电压高 10% 的齐纳二极管作为最小负载。对于 5V 输出, 应使用 5.6V 的齐纳二极管, 并将其阴极连接到输出端。

7.2.6. 输出短路保护

当输出严重过载或短路时接地, 则反射的 SW 引脚波形振铃时间比内部消隐时间更长。在最小关闭时间 360ns 之后, 则过多的振铃会错误地触发边界模式检测器并关闭电源开关在次级电流降至零之前再次导通。在这种情况下, CMP7892 在 380kHz 的最大开关频率下进入连续导通模式。如果采样的 R_{REF} 电压仍然小于 0.6V 在 11ms (典型值) 软启动定时器之后, CMP7892 启动新的软启动周期。如果采样的 R_{REF} 电压大于 0.6V, 11ms 后, 开关电流可能会跑出并超过 4.5A 的最大电流限制。一旦开关电流达到 7.2A 的电流限制, 则 CMP7892 还会启动一个新的软启动周期。在任一情况下, 新的软启动循环都会进行节流返回开关电流限制和开关频率。输出短路保护可防止开关电流出并限制平均输出二极管电流。

7.2.7. 初级电感

CMP7892 从 SW 引脚上的反射输出电压获取输出电压信息。次级电流的传导反映了初级 SW 引脚上的输出电压。采样保持误差放大器需要至少 450ns 来稳定和采样反射输出电压。为了确保正确采样, 次级绕组需要至少传导 450ns 的电流。以下方程给出了初级侧磁化电感的最小值:

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{OFF(MIN)} \cdot N_{PS} \cdot (V_{OUT} + V_F)}{I_{SW(MIN)}}$$

L_{PRI} : 最小关闭时间=450ns (典型值)

$I_{SW(MIN)}$: 最小开关电流限制=0.78A (典型值)

除了初级电感要求的最小关闭时间, CMP7892 还具有最小开启时间, 防止芯片打开电源开关短于大约 160ns。这个最小开启时间主要是为了在导通的初始阶段消除电流尖峰。如果在该时间内, 电感电流超过了期望的电流限制, 电流控制回路会失去调节能力, 输出可能发生振荡。因此, 在选择初级侧磁化电感时, 必须遵循以下与最大输入电压相关的方程:

$$L_{PRI} \geq \frac{t_{ON(MIN)} \cdot V_{IN(MAX)}}{I_{SW(MIN)}}$$

$t_{ON(MIN)}$: 最小开启时间=160ns (典型值)

一般情况下, 选择初级磁化电感比上述计算的最小值大 40%~60% 的变压器。具有更大电感的变压器物理尺寸也将更大, 在轻载下可能导致不稳定。

7.2.8. 变压器匝数比

请注意, 当选择一个 R_{FB}/R_{REF} 电阻比来设置输出电压时, 用户可以相对自由地选择一个变压器的匝数比, 以适应给定的应用程序。相比之下, 使用小整数的简单比, 如 3: 1、2: 1、1: 1 等, 在确定总匝和互感方面提供了更多的自由。

通常，选择变压器的匝数比以最大化可用输出功率。对于低输出电压（3.3V 或 5V）多个主绕组可采用 N: 1 匝数比，以最大限度地提高变压器的电流增益（和输出功率）。但是，SW 引脚的电压等于最大输入电压加上输出电压与匝数比的乘积。此外，漏感会引发一个电压尖峰（ $V_{LEAKAGE}$ ），叠加在反射电压之上。这个总的量必须保持在 SW 引脚的 70V 绝对最大额定值以下，以防止内部功率开关被击穿。这些条件共同为给定应用的匝数比（ N_{PS} ）设定了一个上限。选择一个足够低的匝数比以确保 $V_{LEAKAGE}$ 不超过 70V。

$$N_{PS} < \frac{70V - V_{IN(MAX)} - V_{LEAKAGE}}{V_{OUT} + V_F}$$

对于较大的 N: 1 值，请选择具有较大物理尺寸的变压器，以提供额外的电流。另外，选择一个足够大的电感值的变压器，以确保关闭时间足够长，以准确地采样输出电压。

对于较低的输出功率水平，选择 1:1 或 1:N 的变压器以获得绝对最小的变压器尺寸。1:N 变压器可以最小化磁化电感（并最小化尺寸），但会限制可用的输出功率。较高的 1:N 匝比比率使得在不超出内部功率开关的击穿电压的情况下，能够获得非常高的输出电压。

匝数比是隔离反馈方案中的一个重要因素，直接影响到输出电压的精度。确保变压器制造商指定的匝数比精度在 $\pm 1\%$ 以内。

7.2.9. 饱和电流

变压器绕组中的电流不得超过其额定饱和电流。一旦磁芯饱和，注入的能量将不会传输到次级，而是会在磁芯中耗散。当设计要与 CMP7892 一起使用的定制变压器时，应由变压器制造商明确指定饱和电流。

7.1.10. 漏感与 Snubbers

在电源开关关闭后，主电源或辅助电源上的变压器漏感会导致主电源上出现电压峰值。这种峰值在较高的负载电流中越来越突出，而更多的存储能量必须被耗散。减少变压器漏感是非常重要的。

在设计应用程序时，即使在过载情况下，也应为最坏情况下的泄漏电压峰值保持足够的裕度。如图 7.2 所示的大多数情况下，一次加 V_{IN} 上的反射输出电压应保持在 55V 以下。这就为跨越线路和负载条件的泄漏峰值留下了至少 15V 的余量。对于变压器缠绕不良或漏感过大，则需要更大的电压裕量。

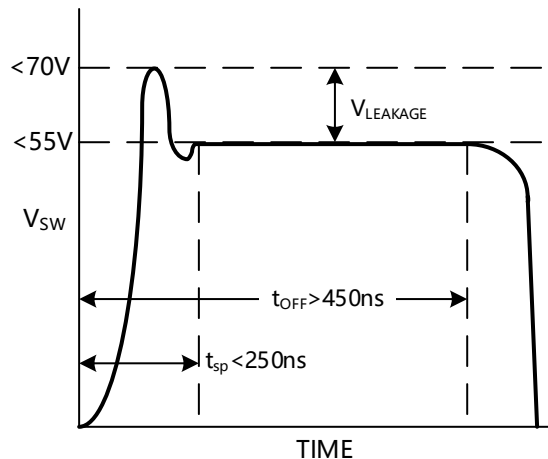


图 7.20 初级反馈波形的最大电压

除峰值电压，漏感也会引起在电源关闭后 SW 脚振铃。为了防止电压振铃错误触发边界模式检测器，CMP7892 内部空白边界模式检测器约 250ns。250ns 后的剩余电压振铃可能会在次级电流降至零之前再次打开电源开关。在这种情况下，CMP7892 进入连续导通模式，所以漏感尖峰响应限制在小于 250ns。

为了限制泄漏电压峰值，建议使用图 7.3 中的 (RC+DZ) 缓冲电路。RC (电阻-电容) 缓冲器可快速抑制电压峰值振铃，并提供良好的负载调节和 EMI 性能。DZ (Zener 二极管) 确保明确和一致的限制电压，以保护 SW 脚不超过其 70V 绝对最大额定值。

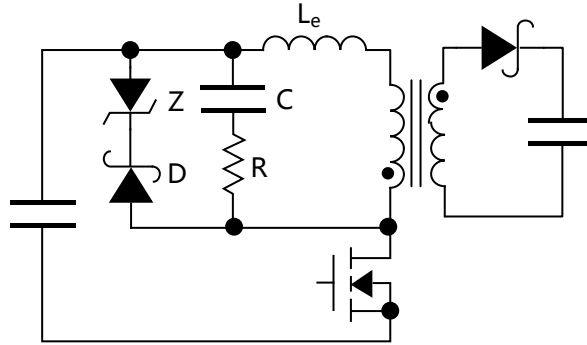


图 7.21 (RC+DZ) 缓冲电路

设计 RC snubber 的推荐方法是首先测量功率开关关断时 SW 引脚上振铃的周期 (在未加 snubber 的情况下)，然后增加电容，直到振铃周期变为原来的 1.5 到 2 倍。周期的变化决定了寄生电容的值，而根据初始周期也可以确定寄生电感。一旦知道了 SW 节点的电容和电感值，就可以在 snubber 电容上串联一个电阻来消耗功率并使振铃达到临界阻尼。利用观测到的周期 (t_{PERIOD} 和 $t_{PERIOD(SNUBBED)}$) 以及 snubber 电容 ($C_{SNUBBER}$) 来计算最佳串联电阻的公式为：

$$C_{PAR} = \frac{C_{SNUBBER}}{\left(\frac{t_{PERIOD(SNUBBED)}}{t_{PERIOD}}\right)^2 - 1}$$

$$L_{PAR} = \frac{t_{PERIOD}^2}{C_{PAR} \cdot 4\pi^2}$$

$$R_{SNUBBER} = \sqrt{\frac{L_{PAR}}{C_{PAR}}}$$

请注意，RC snubber 吸收的能量将转化为热量，并且不会传递到负载上。在高压或高电流应用中，需要根据热耗散来设定 snubber 的尺寸。一个 470pF 的电容器串联一个 39Ω 的电阻是一个很好的起点。

对于 DZ snubber，在选择二极管和齐纳二极管时都需要格外小心。肖特基二极管通常是最佳选择，但如果某些 PN 二极管导通速度足够快，能够有效限制漏感尖峰，那么也可以使用它们。选择的二极管其反向电压额定值应高于 SW 引脚的最大电压。齐纳二极管的击穿电压应选择以平衡功率损耗和开关电压保护。最佳的折衷方案是选择具有 5V 余量的最大击穿电压。使用以下方程来做出适当的选择：

$$V_{ZENNER(MAX)} \leq 70V - V_{IN(MAX)}$$

对于一个最大输入电压为 32V 的应用，选择一个 24V 的 Zener 二极管，其 VZENER(MAX)（最大 Zener 电压）约为 26V 且低于 28V 的最大值。DZ 吸收电路中的功率损耗决定了 Zener 二极管的功率等级。通常建议使用功率为 1.5W 的 Zener 二极管。

7.3. 功能描述

7.3.1. 系统框图

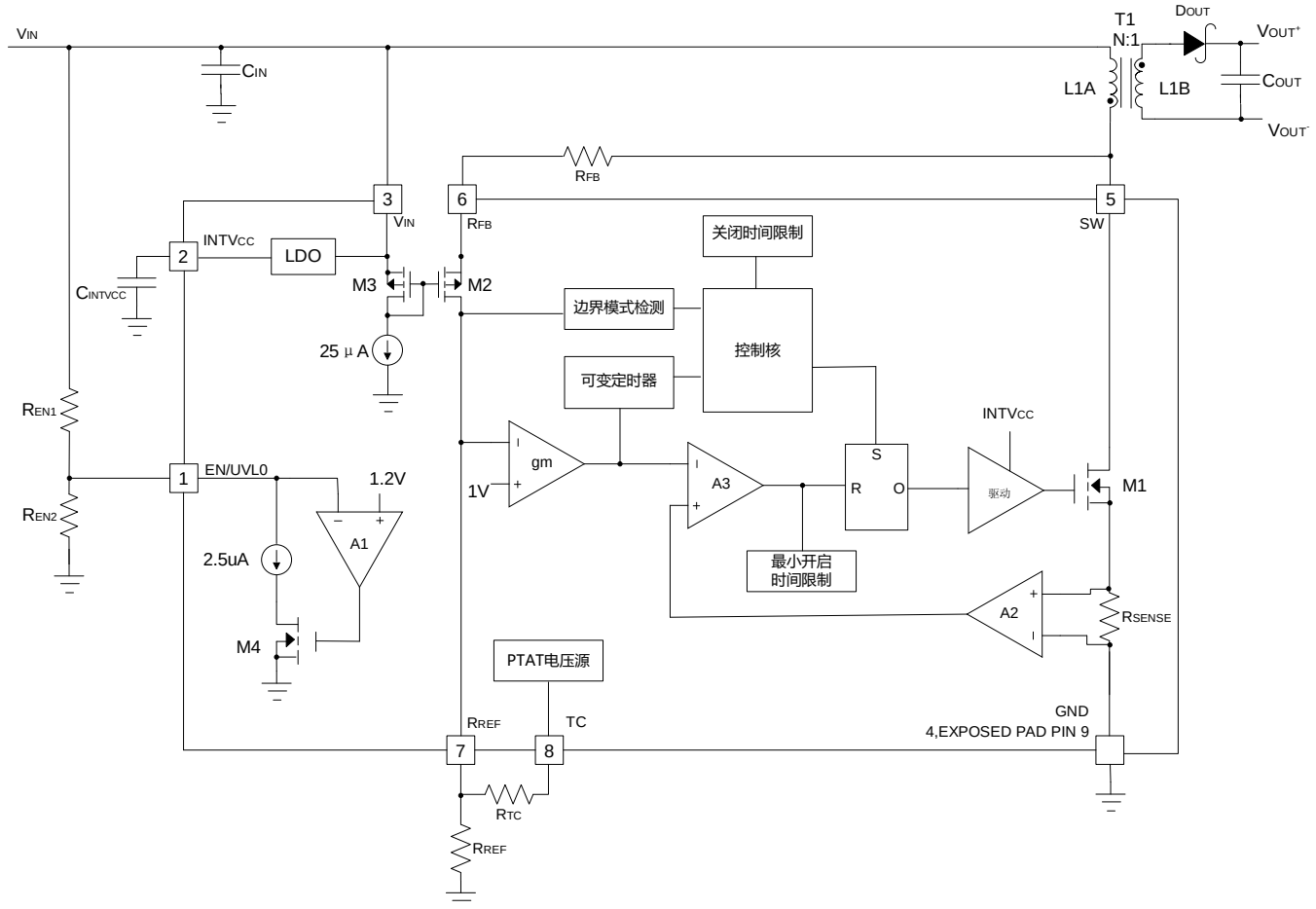


图 7.22 系统框图

CMP7892 是一款电流模式开关调节器，专为隔离式反激式拓扑而设计。隔离拓扑的关键问题是如何将变压器隔离式次级侧的输出电压信息传送到初级侧进行调节。传统使用光隔离器或额外的变压器绕组跨隔离边界传输此信息。光隔离器电路会浪费输出功率，而额外的组件会增加电源的成本和物理尺寸。由于动态响应有限、非线性、单元间变化和使用寿命内的老化，光隔离器也可能导致系统问题。采用额外变压器绕组的电路也存在缺陷，因为使用额外的绕组会增加变压器的物理尺寸和成本，并且动态响应通常平庸。

CMP7892 通过初级侧反激脉冲波形对隔离输出电压进行采样。这样，既不需要光隔离器，也不需要额外的变压器绕组进行调节。由于 CMP7892 在边界导通模式或不连续导通模式下工作，因此当次级电流为零时，输出电压始终在 SW 引脚上采样。这种方法改善了负载调节，而无需外部负载补偿组件。

CMP7892 是一款简单易用的微功率隔离反激式转换器，采用热增强型 8 引脚 SO 封装。输出电压由两个外部电阻器编程。可选的 TC 电阻器提供简单的输出二极管温度补偿。通过在内部集成环路补偿和软启动，该部件减少了外部组件的数量。如框图所示，许多模块与传统开关调节器中的模块相似，包括基准、稳压器、振荡器、逻辑、电流放大器、电流比较器、驱动器和电源开关。这些新颖的部分包括反激式脉冲感应电路、采样保持误差放大器和边界模式检测器，以及用于边界导通模式、断续导通模式和低纹波突发模式操作的附加逻辑。

7.3.2. 准谐振边界模式操作

CMP7892 在重负载下具有准谐振边界导通模式操作，当次级电流为零时，芯片会打开初级电源开关，并且 SW 振铃到其谷值。边界导通模式是一种可变频率、可变峰值电流开关方案。电源开关打开，变压器初级电流增加，直到达到内部控制的峰值电流限制。电源开关关闭后，SW 引脚上的电压上升到输出电压乘以初级到次级变压器的匝数比加上输入电压。当通过输出二极管的次级电流降至零时，SW 引脚电压会崩溃并在 V_{IN} 周围振铃。边界模式检测器感应到此事件，并在其谷值处打开电源开关。

边界导通模式在每个周期将次级电流返回到零，因此寄生电阻电压降不会导致负载调节误差。与连续导通模式相比，边界导通模式还允许使用更小的变压器，并且不会出现次谐波振荡。

7.3.3. 非连续导通模式操作

随着负载变轻，边界导通模式以相同的比率增加开关频率，并降低开关峰值电流。以高达几 MHz 的开关频率运行会增加开关和栅极电荷损耗。为避免这种情况，CMP7892 具有一个额外的内部振荡器，该振荡器将最大开关频率钳位在小于 380kHz 之间。一旦开关频率达到内部频率钳位，该器件开始延迟开关导通，并在不连续导通模式下运行。

7.3.4. 突发模式操作

与传统的反激式转换器不同，CMP7892 必须以最短的时间和最小频率开启和关闭，以便对输出电压进行精确采样。固有的最小开关电流限制和最小关断时间对于保证特定应用的正确运行是必要的。

当负载变得非常轻时，CMP7892 开始折返开关频率，同时保持开关电流限制。因此，负载电流能够降低，同时仍允许采样保持误差放大器的最小关断时间。同时，该器件在休眠模式和活动模式之间切换，从而降低有效静态电流，从而提高轻负载效率。在这种情况下，CMP7892 在低纹波突发模式下运行。典型的 12kHz 最小开关频率决定了输出电压的采样频率以及最小负载要求。

8. 典型应用

8.1. 12V-24V 宽压输入，12V 输出单路隔离反激式转换器

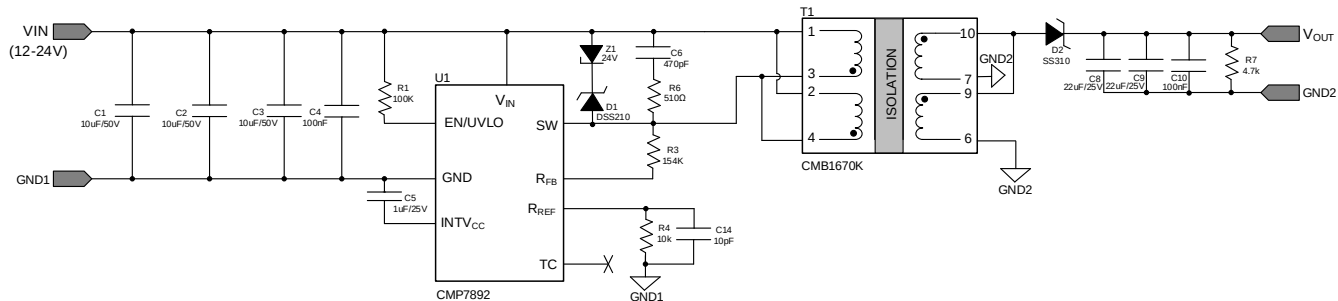


图 8.1 8V-32V 输入，12V 输出单路隔离反激式转换器

8.2. 8V-36V 输入，±12 输出双路隔离反激式转换器

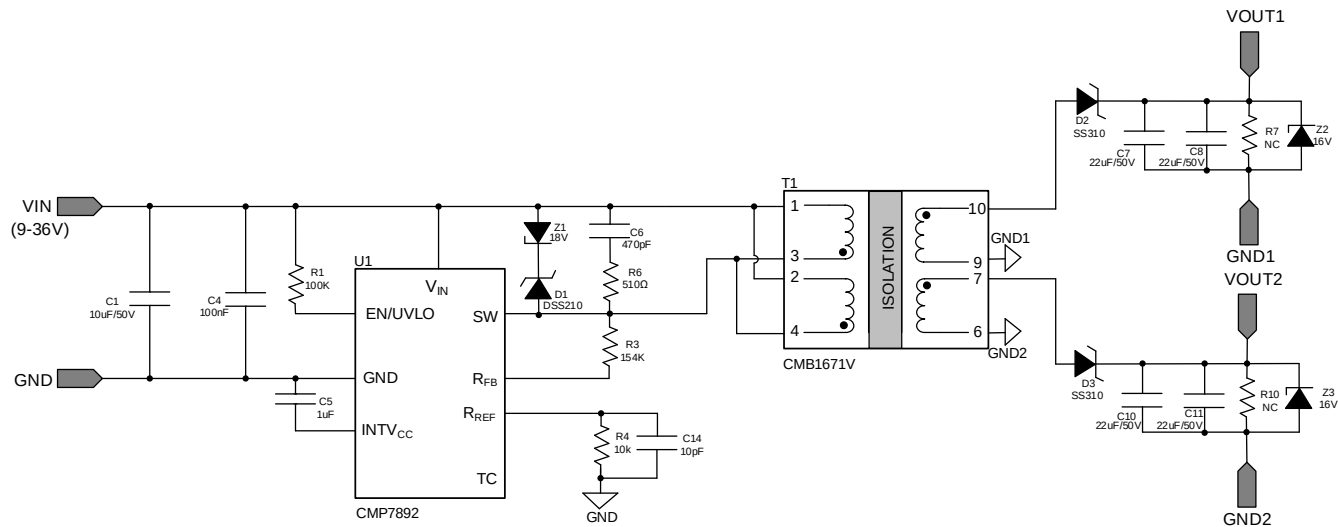


图 8.2 8V-36V 输入，±12 输出双路隔离反激式转换器

附录 A: ESOP-8L 封装信息

下图展示了 ESOP-8L 的封装细节和推荐焊盘细节 (单位: mm) 。

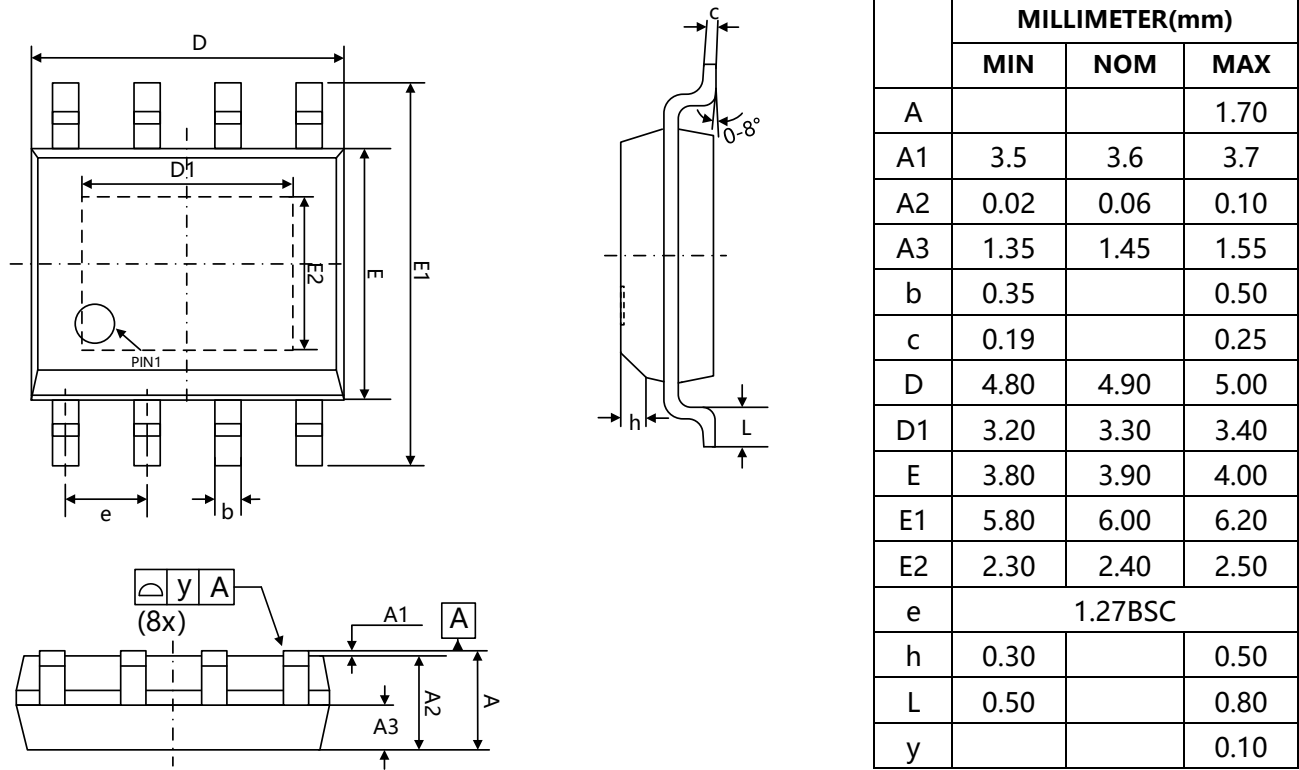


Fig. A.1 ESOP-8L 器件外形(所有尺寸单位为 mm)

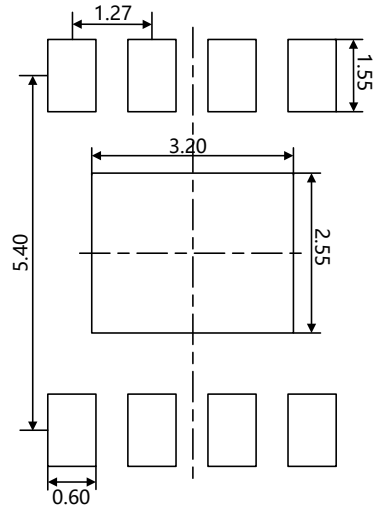


Fig. A.2 ESOP-8L 建议焊盘(所有尺寸单位为 mm)

附录 B: 顶部印记

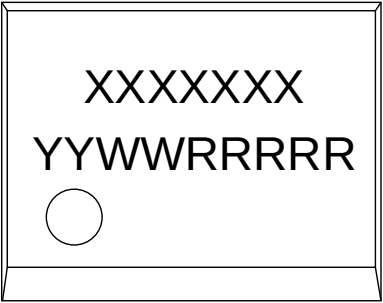


Fig. B 顶部印记

第一行印记	XXXXXXX	产品型号
第二行印记	YYWWRRRRR	YY:生产年 WW:生产周 RRRRR:产品追溯代码

附录 C: 采购信息

产品型号	封装	Pin	数量/卷
CMP7892	ESOP-8L	8	2500