

## 采用ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2的电源故障排除： 常见情形

作者：Subodh Madiwale

### 简介

ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2是业界首批隔离式固定频率、电流模式控制器。对于隔离式电源设计，ADP1074支持同步有源箝位正激拓扑，ADP1071-1和ADP1071-2支持同步反激式拓扑。ADI公司专有iCoupler®技术集成在控制器中，无需传统电源设计中在隔离边界上传输信号的笨重的变压器和光耦合器。该技术降低了系统设计复杂性、成本和元器件数量，并提高了系统的整体可靠性。ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2在原边和副边均集成了隔离器和MOSFET驱动器，实现了紧凑的系统级设计，并且在重负载下的效率高于非同步转换器。

同步整流器脉宽调制器(PWM)的反馈信号和时序控制在原边和副边或副边到原边之间通过iCoupler使用专有传输方案进行传输。

ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2还提供输入电流保护、欠压闭锁(UVLO)、带可调迟滞功能的精密使能以及过温保护(OTP)等特性。

本应用笔记介绍了利用ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2器件设计电源时可能遇到的典型调试情形。

### 电源相关问题

#### 电源不能启动

EN = 0且VIN > UVLO = 4.5 V时，RT引脚应测得1.22 V。如果不是这样，说明RT引脚到AGND1的连接损坏。

当使能引脚(EN)为高电平时，PWM引脚(ADP1074的NGATE和ADP1071-1/ADP1071-2的GATE)应输出PWM信号。

使用ADP1071-1时，确保VREG1引脚上电并达到8 V至12 V的典型值，但大于4.5 V的UVLO电压。

#### 电源不断开启和关闭

确定重试间隔时间是40 ms左右还是200 ms左右。若为前者，则原边发生过流保护(OCP)故障。若为后者，则说明副边VDD2在上电的同时失去电源。

#### 电源发出可闻噪声

有多种潜在问题可能引起电源发出可闻噪声，具体取决于电源发出的噪声类型。

- 若电路板上存在机械振动，说明噪声源最有可能是薄膜电容（如有）或变压器。
- 嘶嘶声表明PWM不稳定。
  - 建议检查系统稳定性，确保控制环路设计具有足够的相位裕量。
  - 确定PWM下降沿上是否存在过大抖动。原边电流信号检测应利用CS和AGND1引脚（开尔文式连接到检测电阻）以差分方式进行。
  - ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2的OVP特性会禁用PWM，直至OVP引脚电压低于迟滞电平（通常为36 mV）下限。对过压保护(OVP)故障的响应不是关断和重试，这可能引起嘶嘶声。

#### 电源负载不能达到满载

要解决电源负载不能达到满载的问题，请执行以下步骤：

1. 确保检测电阻选型适当。
2. 检查最大磁通密度的计算，判断变压器是否饱和。
3. 检查D<sub>MAX</sub>限值（仅ADP1074）设置是否适当，防止最大占空比。
4. 检查打嗝定时器是40 ms (OCP)还是200 ms (OVP打嗝或VDD2 UVLO打嗝)。

## 目录

简介 .....	1	反馈信号 COMP 传输到原边 .....	4
电源相关问题 .....	1	瞬态响应太慢或建立时间非常长 .....	4
电源不能启动 .....	1	RT 引脚电阻未测得焊接到 PCB 上的值 .....	4
电源不断开启和关闭 .....	1	从跨越 OVP 阈值到 PWM 端接的延迟 .....	4
电源发出可闻噪声 .....	1	软启动和软停止问题 .....	5
电源负载不能达到满载 .....	1	输出电压过冲 .....	5
修订历史 .....	2	确保在软启动的大部分时间内副边控制电源 .....	5
电源调整和压降 .....	3	利用预充电输出确保软启动平稳 .....	6
在软启动完成之前设置电源跟踪一个信号 .....	3	切换 EN 引脚时软停止似乎在停止和启动之间切换 .....	6
电源进入一个 200 ms 定时打嗝 .....	3	频率 .....	6
调整到小于或等于 1.2 V 的输出电压 .....	3	最大频率范围 .....	6
原边电压连接到 VIN 且输出电压连接到 VDD2 时 防止器件受损 .....	3	针对电源的频率扰动 .....	6
斜率问题 .....	3	在 SS2 馈送一个 0.2 V p-p、100 kHz 正弦波时输出跟踪 丢失 .....	6
软启动具有两种斜率 .....	3	同步错误 .....	6
在软启动期间实现单斜率的输出电压 .....	3	典型 iCoupler 带宽 .....	6
确定足够的斜率补偿 .....	3	电流 .....	6
负载问题 .....	3	OCP 恢复特性说明 .....	6
错乱和起伏不平的软启动 .....	3	原边和副边的典型 $I_{DB}$ 消耗 .....	7
ADP1074、ADP1071-1 或 ADP1071-2 在轻负载下也变得非常烫 .....	3	利用 CS 和 AGND1 引脚检测原边电流的正确方法 .....	7
从负载短路恢复后可能引起过冲 .....	4	确保驱动器功耗不超过 VREG1 和 VREG2 引脚限值 .....	7
设置轻负载模式阈值有困难 .....	4	COMP 从副边传输到副边的相位损失 .....	7
并联 MOSFET 和高压(>5 V) SR .....	4	降低线路电压范围内 OCP 阈值的可变量度 (仅 ADP1074) .....	8
信号问题 .....	4	反激式转换器线路电压范围内最大和最小可用电流之 间的关系 .....	9
SR1 信号先于 NGATE 开启 .....	4		

## 修订历史

2017年10月—修订版0：初始版

## 电源调整和压降

如果电源不能调整到正确电压，或当施加负载时电压下降 100 mV 或 200 mV，请执行以下步骤解决问题：

1. 验证输出电压电阻分压器已妥善连接和安装，并且设定到正确的值。
2. 确保没有短路或外部电路连接给 SS2 引脚施加负载。在稳态下，SS2 引脚电压必须为 1.4 V。
3. 在 ADP1074、ADP1071-1 或 ADP1071-2 的引脚上测量从 FB 到 AGND2 的电压，而不要在输出端测量。稳态下该电压为 1.2 V。
4. 在 ADP1074 中，建议利用 FB 和 AGND2 引脚以差分方式检测输出电压。如果使用 ADP1071-1 或 ADP1071-2 器件，AGND2 须连接牢固，FB 引脚须开尔文式连接到正输出端。

## 在软启动完成之前设置电源跟踪一个信号

在软启动完成之前，将跟踪信号馈入 SS2 引脚，电源便可跟踪该信号。但是，当副边唤醒时，在 ADP1074、ADP1071-1 或 ADP1071-2 能够跟踪该信号之前，可能会有一个很小的暂时偏移。这本质上取决于整个系统的环路带宽。

## 电源进入一个 200 ms 定时打嗝

VREG2 发生 UVLO 状况或 OVP 持续超过 200  $\mu$ s，会导致电源进入一个 200 ms 定时打嗝。确保自 VREG2 引脚汲取的电流不过量，避免内部稳压器进入限流模式。

## 调整到小于或等于 1.2 V 的输出电压

要实现此类调整，副边上必须使用辅助绕组，产生大约 6 V 至 10 V 电压并连接到 VDD2，为 ADP1074、ADP1071-1 和 ADP1071-2 器件的副边供电。

将输出电压馈入 FB 引脚，便可直接检测输出电压。

对于小于 1.2 V 的电压，例如 1.0 V，应利用 SS2 引脚调整基准电压源。为避免软启动过程中突生毛刺，建议在闭环软启动过程中，当 SS2 电压达到设定点电压时，开启此设定点基准电压源。注意，系统（例如变压器匝数比）经过特别设计，使得占空比不会发生最小导通时间问题。

## 原边电压连接到 VIN 且输出电压连接到 VDD2 时防止器件受损

VIN 到 AGND1 和 VDD2 到 AGND2 的最大电压为 60 V。ADP1074、ADP1071-1 和 ADP1071-2 器件支持在此电压下连续工作。然而，建议馈入一个较小电压以降低内部低压差 (LDO) 稳压器引起的 VIN 到 VREG1 和 VDD2 到 VREG2 的压差损失。

或者，为降低 LDO 损耗，在变压器上设计辅助绕组，通过这些绕组为 VREG1 和 VREG2 供电。

## 斜率问题

### 软启动具有两种斜率

这是正常现象。软启动斜坡的初始部分由 SS1 电容（ADP1074 器件）或 GATE 引脚上的电阻（ADP1071-1/ADP1071-2 器件）控制。

软启动斜坡的后一段由 SS2 电容控制。此外，这些器件是电流模式控制器，所以不能让这两个斜率在所有负载条件下都彼此相等。但是，只要初始软启动斜坡超过后期软启动斜坡，就能保证软启动斜坡的单调性。

### 在软启动期间实现单斜率的输出电压

在软启动期间，输出电压可实现单一斜率，但必须是在特定输入电压和输出负载条件下，因为决定输出电压爬坡率的变量有很多。

### 确定足够的斜率补偿

使用以下公式设置斜率补偿电阻：

$$R_{RAMP} \geq k \frac{V_{OUT}}{L} \frac{N_2}{N_1} \frac{R_{SENSE}}{20 \mu A} \times T_S$$

其中：

$L$  为有源箝位正激拓扑的输出电感。

$L =$  反激式拓扑的  $L_{PRIMARY} / (N_1/N_2)^2$ 。

$k = 0.5$ （标称值）或 1（无差拍控制）。

## 负载问题

### 错乱和起伏不平的软启动斜坡

过大负载可能导致 OCP/反馈恢复特性启动，引起错误和起伏不平的软启动斜坡。

## ADP1074、ADP1071-1或ADP1071-2在轻负载下也变得非常烫

原边和副边供电轨（分别为VDD1和VDD2）内置为内部电路供电的LDO。VREG1和VREG2的标称电压分别为8 V和5 V。ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2器件的功率损耗在很大程度上取决于LDO的损耗和开关频率，因为原边和副边上的内部栅极驱动器以此速率切换。LDO上的压降越低，则器件功耗越低。

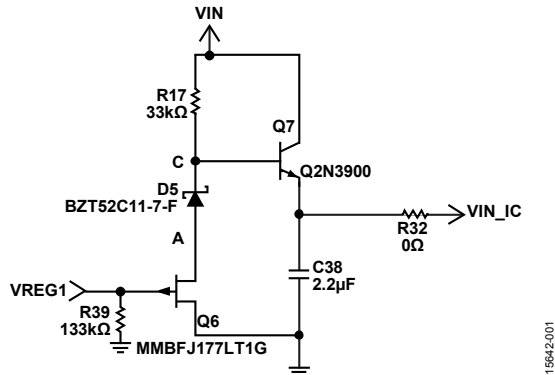


图1. 最低功耗的VDD1输入电压；VREG1由辅助绕组（未显示）供电，消除了齐纳二极管功耗

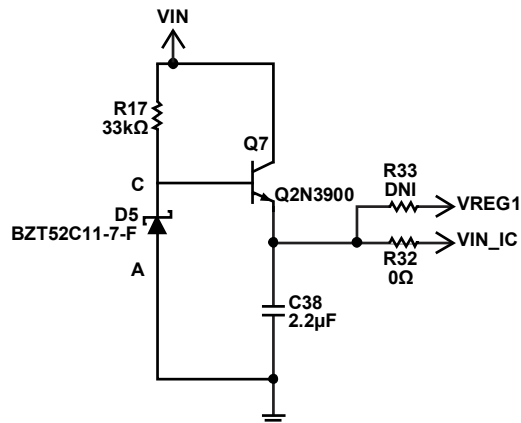


图2. 中低功耗的VDD1输入电压；VREG1由辅助绕组（未显示）供电。利用MODE引脚进入轻负载模式会很有用，因为它会禁用同步整流器(SR) PWM，并在负载进一步降低时进入跳脉冲模式。

此外，VREG1上的电压必须限制在14 V以下，因为内部14 V齐纳二极管在超过该电压时会吸入电流，导致ADP1074、ADP1071-1或ADP1071-2变得更热。

## 从负载短路恢复后可能引起过冲

有时会发生过冲，原因是VDD2或VREG2尚未建立，并且SS2尚不能跟上FB引脚电压。要纠正此问题，应使用较大的SS1电容和较小的SS2电容。

## 设置轻负载模式阈值有困难（仅ADP1074）

利用MODE引脚设置轻负载模式。

$$R_{MODE} = \frac{I_{PEAK\_LLM} \times CS_{GAIN} + 0.8}{I_{MODE}}$$

其中：

$I_{PEAK\_LLM}$ 为轻负载条件下的峰值原边电流。

$CS_{GAIN} = 12.5$ 。

$I_{MODE}$ 为MODE引脚流出的电流。

或者使用经验方法，测量轻负载条件下的COMP引脚电压，然后利用下式选择MODE引脚电阻：

$$R_{MODE} = V_{COMP} / 6.5 \mu A$$

## 并联MOSFET和高压(>5 V) SR

增加的容性负载必定会减慢MOSFET栅源电压的上升时间。ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2的原边和副边上集成了1 A驱动器。如果需要更大驱动强度，应提供一个外部缓冲器，例如由专用电源供电的推拉输出电路，或者使用外部MOSFET驱动器。使用同样方法驱动较高电压的SR。

## 信号问题

### SR1信号先于NGATE开启

无需担心SR1信号是否先于NGATE开启，因为对于有源箝位正激拓扑，在续流期间，当原边漏极电压 $V_{DS} < V_{IN}$ 时，SR1体二极管导通，引起副边绕组短路，因为SR2已经导通。这导致 $V_{DS}$ 保持 $V_{IN}$ 电压不变（原边MOSFET漏源电容( $C_{DS}$ )和变压器漏感 $L_{LEAKAGE}$ 之间可能有很小的谐振振铃）。由于这种现象，SR1可以先于NGATE开启而无任何影响。

### 反馈信号COMP传输到原边

利用ADI公司已获专利的*iCoupler*技术将COMP传输到原边。

### 瞬态响应太满或建立时间非常长

建议利用ADP1074、ADP1071-1或ADP1071-2 SIMPLIS模型执行仿真来提供波特图。这种情况下，通常会指示相位裕量过多。建议降低COMP引脚处的补偿电容。

### RT引脚电阻未测得焊接到PCB上的值

当RT引脚电阻未测得焊接到印刷电路板(PCB)上的值时,并不意味着RT引脚受损。器件内部电路阻止用户测量RT引脚上的外部电阻。只要RT引脚未断路或短接至地,这种情况是可接受的。

### 从跨越OVP阈值到PWM端接的延迟

从跨越过压保护(OVP)阈值到PWM端接的延迟时间小于600 ns。

## 软启动和软停止问题

### 输出电压过冲

建议保持较慢的原边软启动斜坡,即提高SS1电容(ADP1074)或GATE电阻(ADP1071-1和ADP1071-2),使其比SS2电容

值提供的斜坡更慢。此斜坡决定副边上电之前的软启动斜坡中的电流限值。如果它太小,输出电压可能迅速上升,导致来不及执行适当的交接程序,即无法成功地将控制权转移到副边。

### 确保在软启动的大部分时间内由副边控制电源

副边上开关节点中的电阻电容二极管(RCD)吸收器可以对电容上的开关节点电压进行整流,当馈入VDD2引脚时,可以一开始便使能副边。控制权在前几个开关周期内转移到副边。但由于开关节点振铃可能会过高,所以必须考虑副边LDO(VDD2到VREG2)的功耗(参见图3)。

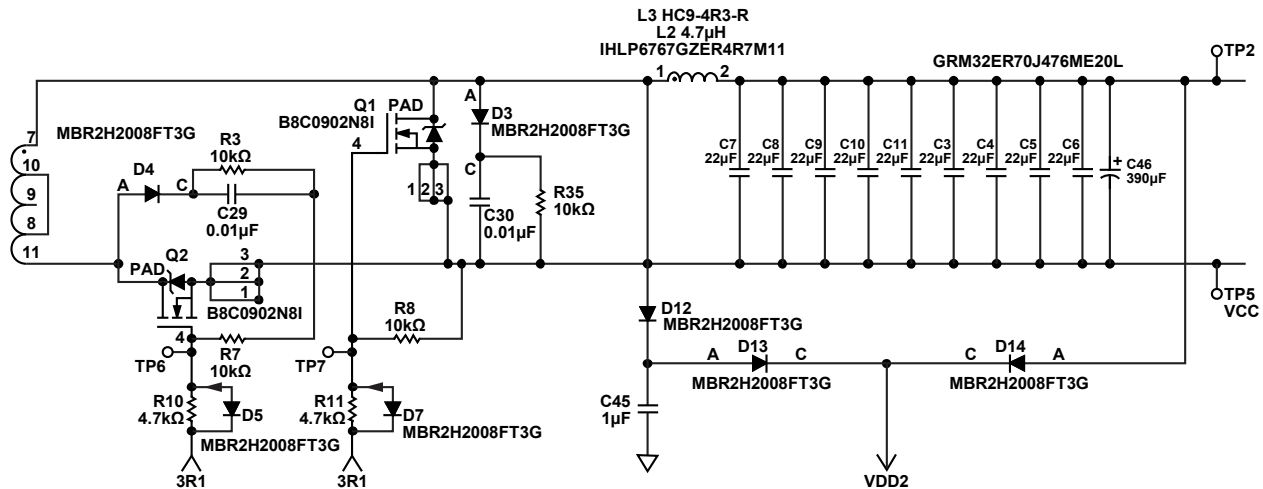


图3. RCD导通, 开关节点为VDD2供电

### 利用预充电输出确保软启动平稳

ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2器件具有SR软启动特性，即SR边沿以大约 $1.5 \text{ ns}/t_s$ 的速度逐渐从最小值提高到标称占空比，其中 $t_s$ 为开关周期。此特性可防止输出中出现反向电流和毛刺。此外，由于该器件既是原边控制器，也是副边控制器，因此输出电压总是由副边监控，SS2引脚即时跟踪FB引脚（进而跟踪输出电压），故启动期间无毛刺。

### 切换EN引脚时软停止似乎在停止和启动之间切换

切换EN引脚时，如果软停止发生启动、停止、再启动的情况，请检查EN引脚上有无毛刺（或窄电压尖峰）。例如在图4中，系统进入软停止，然后进入正常模式，重新进入软停止，但最终在100 ms之后关断。机械开关的反弹可能是这种现象的一个原因，EN引脚上出现高频电压尖峰在EN引脚阈值上下波动，引起软停止中的毛刺。

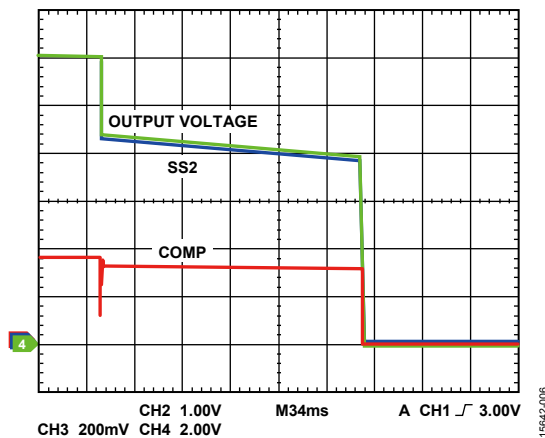


图4. 使能引脚上的毛刺引起异常软停止；红线 = COMP，绿线 = 输出电压，蓝线 = SS2

## 频率

### 最大频率范围

使用RT引脚的最大可编程频率为600 kHz。但使用SYNC引脚的话，该频率可提高到1 MHz。

### 针对电源的频率扰动

通过外部信号源可将扰动功能添加到SYNC引脚。SYNC引脚同步到外部频率。

### 在SS2馈送一个0.2 V<sub>p-p</sub>、100 kHz正弦波时输出跟踪丢失

为进行跟踪，环路增益的穿越频率应远大于SS2的输入信号。

### 同步错误

SYNC引脚上的同步频率需要在利用RT引脚设置的频率的 $\pm 10\%$ 范围内。ADP1074、ADP1071-1和ADP1071-2器件需要外部时钟信号的大约10个周期才能锁定并同步到外部频率。另外，应确保输入信号的 $V_{IH}$ 电平足够高。

### 典型iCoupler带宽

典型iCoupler带宽为1.6 MHz。

## 电流

### OCP恢复特性说明

稳态工作期间，FB引脚电压为1.20 V。此时，SS2引脚电压为1.4 V。异常情况下，比如过载时，输出电压可能大幅下降。发生这种情况时，电流限值为最大值，COMP引脚电压为箝位电平。如果满足两个条件：COMP引脚电压被箝位，并且FB电压 $V_{FB} < (1.2 \text{ V} - 100 \text{ mV})$ ，那么控制器会利用一个快速电流吸收器给SS2引脚放电，使SS2引脚电压等于FB引脚电压。然后，控制器尝试从该预充电状况（即从输出电压的最后已知值）执行软启动，这就是OCP/反馈恢复特性。

但无论何时，只要COMP引脚电压高于最大箝位电压的持续时间超过1.5 ms，系统就会进入打嗝模式。

在从预充电状态软启动期间，输出电压的上升速率与SS2引脚电容确定的速率相同。SS2引脚电压决定此期间的电流限值。然而，如果电源级存在有害故障，阻止输出电压上升，则 $V_{FB}$ 不会跟踪SS2，且当 $SS2 > (V_{FB} + 100 \text{ mV})$ 时，COMP引脚电压提高到箝位电平，系统重新进入OCP/反馈恢复模式。



原边和副边的典型 $I_{DD}$ 消耗

图5和图6分别显示了原边和副边的电流消耗性能数据。

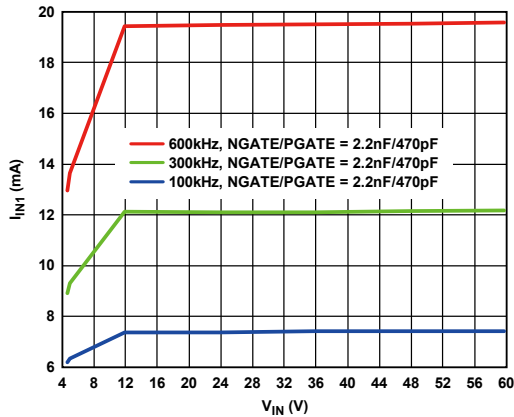


图5.  $I_{IN1}$  电流与 $V_{IN}$  电压的关系

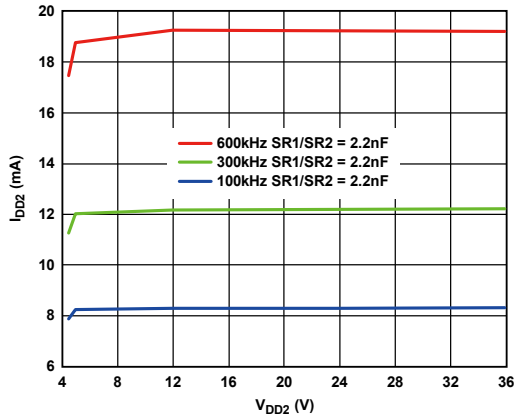


图6.  $I_{DD2}$  电流与 $V_{DD2}$  电压的关系

利用CS和AGND1引脚检测原边电流的正确方法

原边电流通常利用一个与原边开关串联的检测电阻来检测。CS和AGND1引脚用作差分引脚。在噪声极高的环境中，可以在很接近CS和AGND1引脚的地方增加一个33 pF到100 pF的小电容（参见图7）。

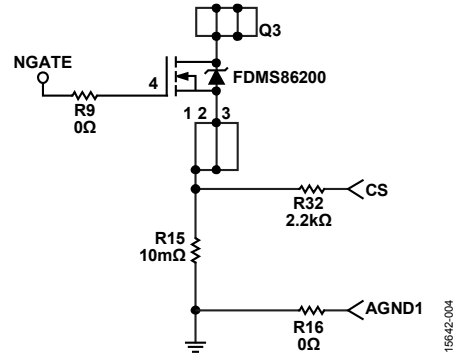


图7. CS信号的开尔文检测

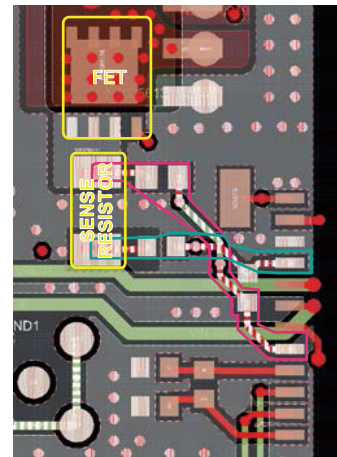


图8. 电路板布局，CS线用淡粉色和蓝色突出显示

确保驱动器功耗不超过VREG1和VREG2引脚限值

使用下式确定从VREGx引脚汲取的电流：

$$V_{REGx} \times I_{REGx} = \frac{1}{2} C_{GS} \times V_{REGx}^2 \times 2 \times f_s$$

得到

$$I_{REGx} = \frac{1}{2} C_{GS} \times V_{REGx} \times f_s$$

其中：

$f_s$ 为开关频率。

$C_{GS}$ 为MOSFET的栅源电容。

$V_{REGx}$ 为VREG1或VREG2引脚的电压。

$I_{REGx}$ 为汲取自VREGx引脚的电流。

COMP从副边传输到副边的相位损失

误差放大器的输出具有采样特性（COMP引脚），因此可将该系统类比为分立时间系统，不过该系统没有量化效应。

然而，由于有限编码时间和有限调制、解调时间及传播延迟，务必了解系统中的相位损失。该系统的总数字延迟等于编码、调制和解调量之和。主导项是微型变压器的传播延迟，即600 ns；对于20 kHz带宽，其造成的相位损失为  $-600 \text{ ns} \times 20 \text{ kHz} \times 360 = -4.32^\circ$ 。负号表示相位损失。

由于对电流限值进行的不断采样过程（COMP引脚电压），系统在开关周期中会多次更新为新电流限值。这让系统比常规双倍更新速率（或模拟域中的双沿调制）高出几步。在300 kHz的典型开关频率，每个开关周期对误差放大器输出电压采样32次。对于20 kHz带宽，相位损失降至：

$$(1/300k)/32 \times 20 \text{ kHz} \times 360 = 0.75^\circ$$

### 降低线路电压范围内OCP阈值的变化度（仅ADP1074）

注意，输入有效值电流与输入电压成正比，并且与输出负载和变压器匝数比的乘积成正比。ADP1074不检测输入有效值电流，电流限值通过检测输入峰值电流来设置。峰值电感输出电流与峰值输入电流通过变压器匝数比相关联。因此，输入峰值电流限值在整个输入电压范围内改变很小，其精度对大多数应用是足够的。关于输入峰值电流限值与输出电流之间关系的详细分析，请参见下式。

下式显示了输入峰值电流与输出电感电流纹波之间的相关性。

$$\Delta I_L = \frac{(1-D)V_{OUT}}{L \times f_S}$$

$$I_{OUT} = I_{LPK} - \frac{1}{2} \Delta I_L$$

$$D = n \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$I_{LPK} = n \times I_{PKPRI}$$

其中：

$D$ 为占空比。

$\Delta I_L$ 为输出电感电流纹波。

$L$ 为输出电感。

$I_{OUT}$ 为输出负载电流。

$I_{LPK}$ 为最大 $I_{OUT}$ 时的峰值输出电感电流。

$I_{PKPRI}$ 为最大 $I_{OUT}$ 时的峰值输入电流。

$n$ 为变压器绕组匝数比 $N1/N2$ 。

图9显示了连续导通模式(CCM)下原边电流和副边电流的波形，其中原边电流总是断续的，副边电流总是连续的。原边电流纹波和副边电感电流纹波通过变压器绕组匝数比相关联。

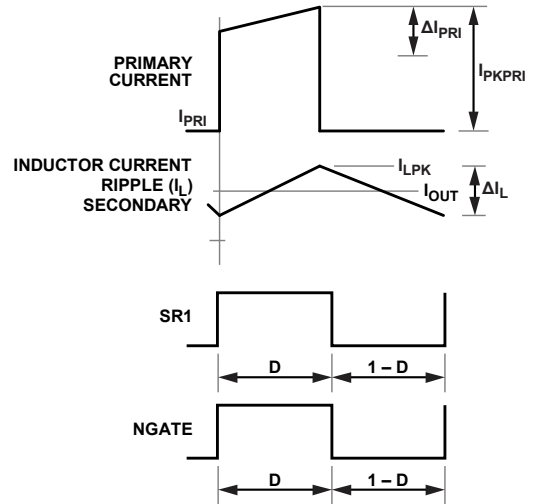


图9. 有源箝位正激拓扑的原边和副边电流波形

在任何输入电压下，由于 $V_{CSLIM}$ 阈值是固定的，所以 $I_{PKPRI}$ 是固定的，并且占空比随着输入电压不同而变化，因此当输入峰值电流 $I_{PKPRI}$ 越过 $V_{CSLIM}$ 时，输出电流也会随着输入电压不同而略有变化。最小和最大输入电压下输出电流之差具有如下关系：

$$\begin{aligned} \Delta I_{OUTLIMIT} &= I_{OUTDMIN} - I_{OUTDMAX} \\ &= I_{LPK\_DMIN} - I_{LPK\_DMAX} + \frac{1}{2} \Delta I_{L\_DMIN} - \frac{1}{2} \Delta I_{L\_DMAX} \end{aligned}$$

其中：

$D_{MIN}$ 为最小占空比。

$D_{MAX}$ 为最大占空比。

$I_{OUTDMIN}$ 为 $D_{MIN}$ 时的输出电流限值。

$I_{OUTDMAX}$ 为 $D_{MAX}$ 时的输出电流限值。

$I_{LPK\_DMIN}$ 为 $D_{MIN}$ 时的电感峰值电流。

$I_{LPK\_DMAX}$ 为 $D_{MAX}$ 时的电感峰值电流。

$\Delta I_{L\_DMIN}$ 为 $D_{MIN}$ 时的电感电流纹波。

$\Delta I_{L\_DMAX}$ 为 $D_{MAX}$ 时的电感电流纹波。

$I_{LPK\_DMIN}$ 和 $I_{LPK\_DMAX}$ 值相同，这是因为在线路电压范围内限流阈值是固定的。另一种看法是峰值电流模式控制器中的内置前馈效应导致该电流限值相同。

因此，可以得出下式：

$$\begin{aligned} \Delta I_{OUTLIMIT} &= \frac{1}{2} (\Delta I_{L\_DMIN} - \Delta I_{L\_DMAX}) \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_{OUT}}{L \times f_{SW}} (D_{MAX} - D_{MIN}) \end{aligned} \quad (1)$$

从公式1可知，当输入峰值电流达到 $V_{CSLIM}$ 阈值时，最小和最大输入电压下输出电流之差与 $D_{MAX}$ 和 $D_{MIN}$ 之差成正比，且可通过提高 $L$ 和/或 $f_{SW}$ 来最小化。适当选择 $L$ 和 $f_{SW}$ ，可使输出电流限值在较大 $V_{IN}$ 范围内变化极小。



### 反激式转换器线路电压范围内最大和最小可用电流之间的关系

输入电压会影响输入峰值电流。输入电压最小时，输入峰值电流最高；输入电压最大时，输入峰值电流最低。虽然在不同输入电压下，输入峰值限流阈值 $V_{CSLIM}$ 是固定的，但输出电流可能变化非常大。

关于输入峰值电流限值与输出电流之间关系的详细分析，请参见下式。

考虑到

$$P = \frac{1}{2} L_p I_p^2 f_s \quad \text{且} \quad D = \frac{nV_O}{V_{IN} + V_O}$$

其中：

$n$ 为变压器原边匝数与副边匝数之比。

$V_O$ 为输出电压。

$L_p$ 为原边电感。

$V_{IN}$ 为输入电压。

功率差异计算公式为：

$$\begin{aligned} \Delta P &= P_{MAX} - P_{MIN} \\ &= \frac{1}{2L_p f_s^2} \left( \frac{V_{IN\_MIN}}{V_{IN\_MIN} + 1} - \frac{V_{IN\_MAX}}{V_{IN\_MAX} + 1} \right) \end{aligned}$$

因此，该关系是非线性的。建议保持足够高的开关频率，以便容许合理的开关损耗，并缩小输入电压范围。