

# LYTSwitch-6产品系列

## 集成高压开关和FluxLink反馈技术的反激式恒压/恒流LED驱动器IC

### 产品特点

#### 高度集成，外形紧凑

- 在整个负载范围内效率高达94%
- 集成了多模式准谐振(QR)/CCM/DCM反激式控制器、高压开关、次级侧控制和同步整流驱动器
- 反馈方式采用内部集成的FluxLink™技术，且满足HIPOT（高压绝缘）要求
- 优异的恒压/恒流精度，不受变压器设计或外围元件的影响
- 采用外部电流检测电阻，输出电流精确可调
- PowiGaN™技术 – 输出功率最大100W且无需散热片（LYT6079C和LYT6070C）

#### EcoSmart™ – 高效节能

- 包括输入电压检测（无PF前级电路）在内的空载功耗低于30mW
- 使用LYTSwitch-6的设计可轻松符合包括能源之星在内的全球所有能效标准
- 低散热

#### 先进的保护/安全特性

- 采用自动重启的输入过压保护
- 采用自动重启的故障过压/欠压保护
- SR FET门极驱动开路检测
- 具备精确输入电压缓升阈值的输入电压监测
- 热折返特性可确保在高温下仍能提供功率输出（降低照明亮度）

#### 完全符合各项安规要求

- 加强绝缘
- 绝缘强度>4000VAC
- 产品100%进行HIPOT合规性测试
- 通过UL1577和TUV（EN60950和EN62368）安全认证

#### 环保封装

- 无卤素且符合RoHS标准

#### 支持的应用场景

- 隔离型离线式LED驱动器
- 智能LED照明
- 高压反激式后级稳压电路

#### 描述

LYTSwitch™-6系列IC可极大简化离线式LED驱动器的开发和制造，尤其是那些采用紧凑外壳或需要满足高效率要求的电源。LYTSwitch-6的架构极具革新性，因为该器件同时将初级和次级控制器以及检测元件和符合安全标准的反馈机制集成到了单个IC中。

由于元件参数一致性更好并且创新地采用了集成通信链路FluxLink，因此能够对次级侧同步整流MOSFET进行精确控制以及对初级侧集成高压开关进行准谐振开关，从而在整个负载范围内维持高效率。

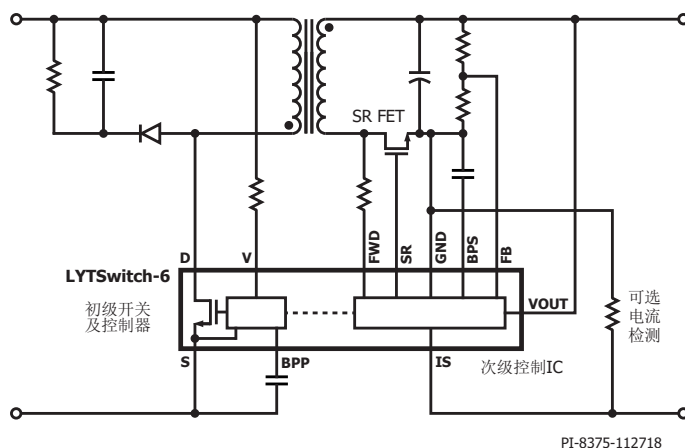


图 1. 典型应用/性能

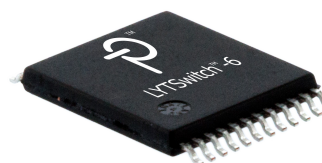


图 2. 符合安规的大爬电距离InSOP-24D封装

### 输出功率对照表

型号 <sup>2,3</sup>	277VAC ± 15%	85-305VAC	380VDC / 450VDC <sup>2</sup>
	敞开式 <sup>1</sup>	敞开式 <sup>1</sup>	敞开式 <sup>1</sup>
<b>LYT6063C/6073C</b>	15W	12W	25W
<b>LYT6065C/6075C</b>	30W	25W	40W
<b>LYT6067C/6077C</b>	50W	45W	60W
<b>LYT6068C</b>	65W	55W	
型号 <sup>2</sup>	750V PowiGaN开关		
<b>LYT6078C</b>	75W	65W	90W
<b>LYT6079C</b>	85W	75W	100W
<b>LYT6070C</b>	95W	85W	110W

表 1. 输出功率对照表

备注:

1. 最小连续输出功率是在典型的无风冷和PCB尺寸应用中、环境温度为40°C的条件下测量得到的。最大输出功率取决于具体的设计，且塑料封体温度必须保持在125°C以下。
2. 封装：InSOP-24D。
3. LYT606x – 650V MOSFET，LYT607x – 725V MOSFET。

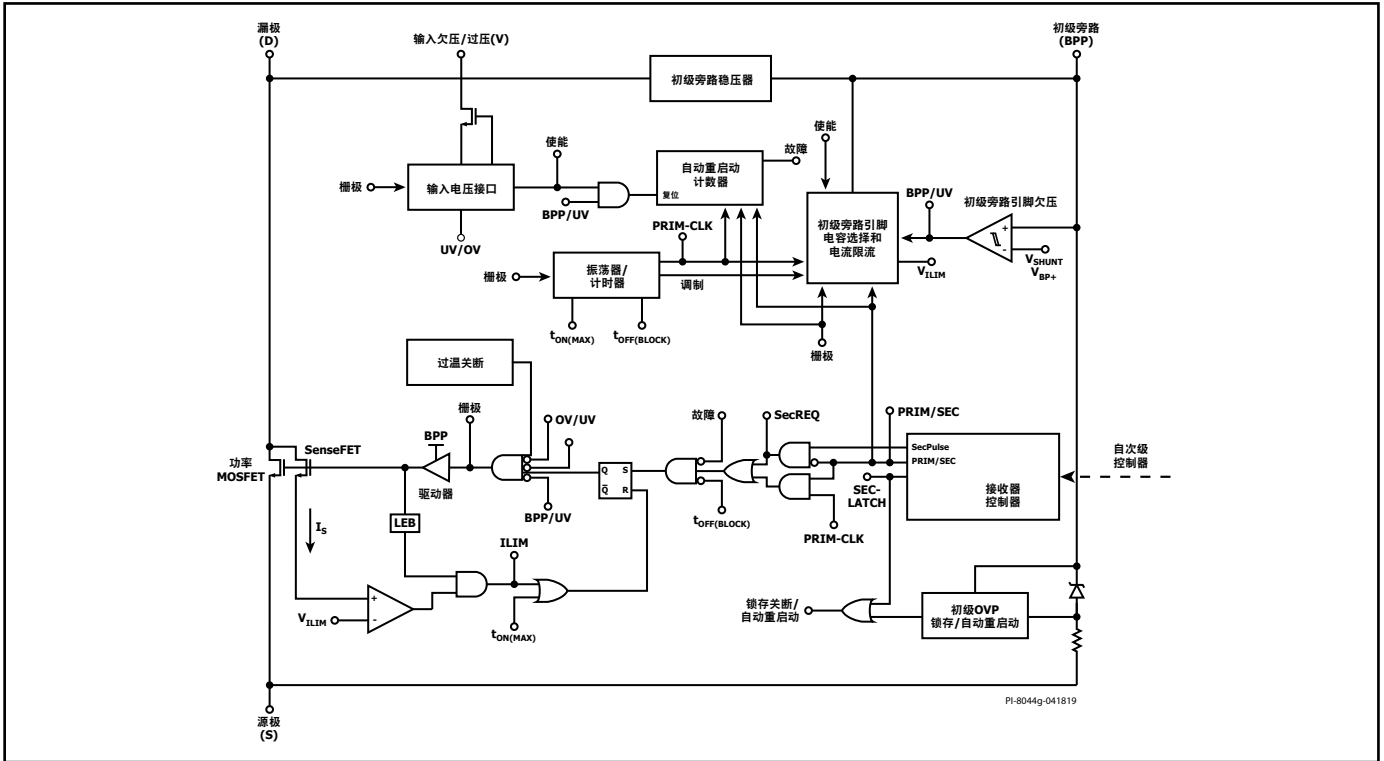


图 3. 初级控制器框图

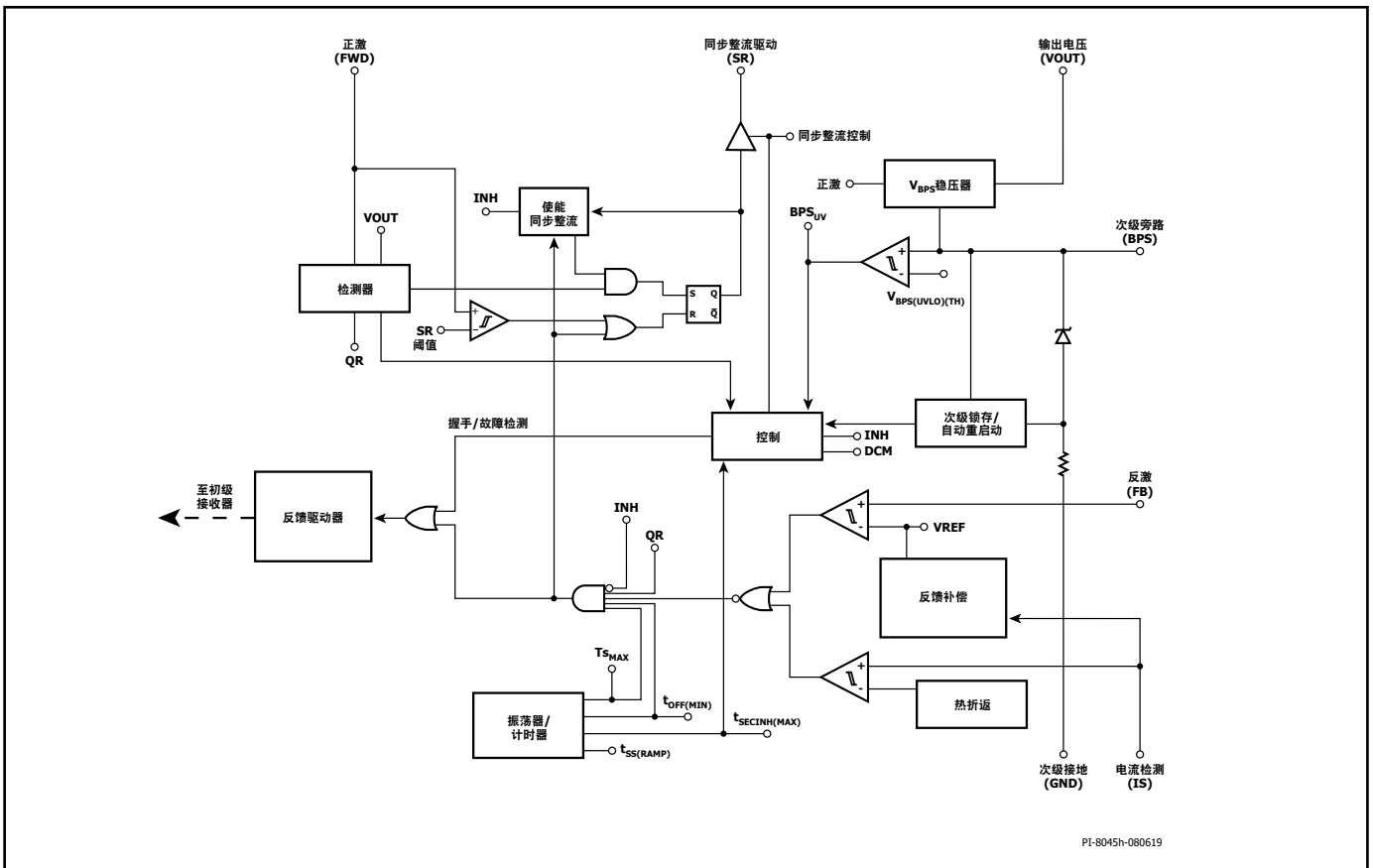


图 4. 次级控制器框图

## 引脚功能描述

### 电流检测(IS)引脚 (引脚1)

该引脚是电源输出端子的连接点。外部电流检测电阻应连接在该引脚与GND引脚之间。如果不要求电流调整,该引脚应连接至GND引脚。

### 次级接地(GND)引脚 (引脚2)

该引脚是次级IC的GND。请注意,由于该引脚与电流检测引脚之间连接有电流检测电阻,因此该引脚不是电源输出GND。

### 反馈(FB)引脚 (引脚3)

该引脚连接到外部电阻分压器,可设定电源输出电压。

### 次级旁路(BPS)引脚 (引脚4)

该引脚是外部旁路电容的连接点,用于为次级IC供电。

### 同步整流驱动(SR)引脚 (引脚5)

外部SR FET的栅极驱动端。

### 输出电压(VOUT)引脚 (引脚6)

直接连接到输出电压,为次级侧控制器提供电流。

### 正激(FWD)引脚 (引脚7)

该引脚是变压器输出绕组开关节点的连接点,提供有关初级开关时序的信息。当 $V_{OUT}$ 低于阈值时,为次级侧控制器供电。

### NC引脚 (引脚8-12)

保持悬空。不得连接到任何其他引脚。

### 输入过压(V)引脚 (引脚13)

该引脚是连接整流桥的AC端或DC端的高压引脚,用于检测电源输入端的过压情况。当该引脚连接至源极引脚时,OV保护被禁止。

### 初级旁路(BPP)引脚 (引脚14)

外部旁路电容的连接点,用于为初级侧供电。它也是ILIM选择引脚,用于选择标准ILIM或ILIM+1。

### NC引脚 (引脚15)

保持悬空或连接到源极引脚或BPP引脚。

### 源极(S)引脚 (引脚16-19)

这些引脚是功率开关的源极连接点。它们也是初级旁路引脚的接地参考点。

### 漏极(D)引脚 (引脚24)

该引脚是功率开关的漏极连接点。

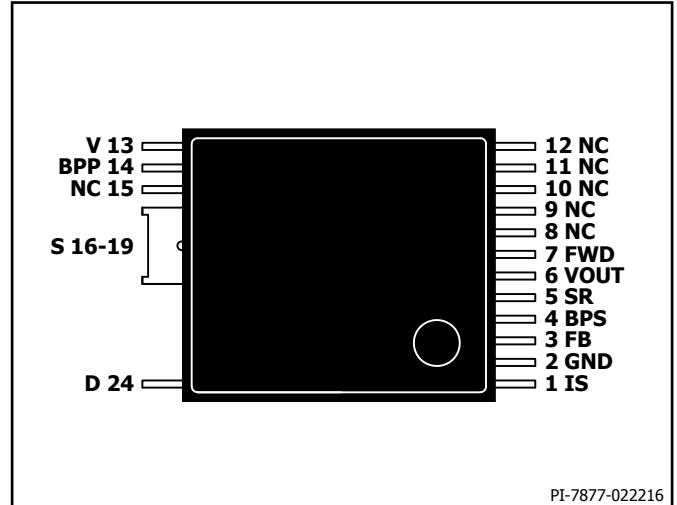


图 5. 引脚布局

## LYTSwitch-6功能描述

LYTSwitch-6在一个器件上集成了一个高压功率开关以及初级侧和次级侧控制器。

其架构采用一种内置由邦定线和金属框架构成的创新性磁感耦合反馈机制,提供一种安全可靠且低成本的控制方式,从次级控制器向初级控制器传递精确的输出电压和输出电流直接检测信息。

LYTSwitch-6是一种准谐振(QR)反激式控制器,它能够在连续导通模式(CCM)下工作。该控制器同时使用变频和变流控制方案。初级控制器包括抖频振荡器、磁感耦合至次级控制器的接收器电路、限流控制器、初级旁路引脚5V稳压器、轻载工作音频降噪引擎、旁路过压检测电路、无损耗输入电压检测电路、限流选择电路、过温保护、前沿消隐以及650V、725V或750V功率开关。

LYTSwitch-6次级控制器包括磁感耦合至初级接收器的发射器电路、恒压(CV)及恒流(CC)控制电路、次级旁路引脚4.4V稳压器、同步整流管MOSFET驱动器、准谐振(QR)电路、振荡器和时钟功能、热折返控制以及众多集成的保护特性。

图3和图4所示为实现各种重要功能的初级及次级控制器的功能框图。

## 初级控制器

LYTSwitch-6采用变频准谐振控制器并支持CCM工作，可提高效率和扩大输出功率能力。

### 初级旁路引脚稳压器

在功率开关处于关断期间，初级旁路引脚中的内部稳压器会从漏极引脚电压吸收电流，将初级旁路引脚电容充电至 $V_{BPP}$ 。初级旁路引脚是内部供电电压节点。当功率开关导通时，器件利用储存在初级旁路引脚电容内的能量工作。

此外，当有电流通过一个外部电阻提供给初级旁路引脚时，一个分流稳压器会将初级旁路引脚电压钳位在 $V_{SHUNT}$ 。这样就可通过一个偏置绕组由外部向LYTSwitch-6供电，从而将空载能耗降低到30mW以下。

### 初级旁路ILIM设定

LYTSwitch-6的限流点(ILIM)可由用户设定，通过选取初级旁路引脚电容值来完成。初级旁路引脚可使用一个陶瓷电容来实现对器件内部电源的去耦。

有2个外部设置方式，分别使用0.47 $\mu$ F和4.7 $\mu$ F电容来设定标准和升高ILIM值。

### 初级旁路欠压阈值

在稳态工作下，当初级旁路引脚电压下降到 $\sim 4.5V (V_{BPP} - V_{BP(H)})$ 以下时，初级旁路引脚欠压电路将停止功率开关。一旦初级旁路引脚电压降到该阈值以下，它就必须回升至 $V_{SHUNT}$ ，才能重新使能功率开关。

### 初级旁路输出过压自动重启功能

初级旁路引脚具备过压保护自动重启功能。与电阻（与初级旁路引脚电容串联）并联的齐纳稳压管通常用于检测初级偏置绕组是否存在过压，以激活此保护机制。当流入初级旁路引脚上的电流超过 $I_{SD}$ 时，器件将停止功率开关管的开关，经过时间 $t_{AR(OFF)}$ 后，控制器将重启并尝试返回稳压状态。

此VOUT过压保护功能也是次级控制器的集成特性。

### 过温保护

过温关断电路检测初级开关结温。该阈值通常设置在 $T_{SD}$ 并具备 $T_{SD(H)}$ 的滞回范围。当结温超过这个阈值，功率开关被禁止，直到结温下降 $T_{SD(H)}$ ，开关才会重新使能。采用 $T_{SD(H)}$ 的滞回可防止因持续故障而使PCB出现过热现象。

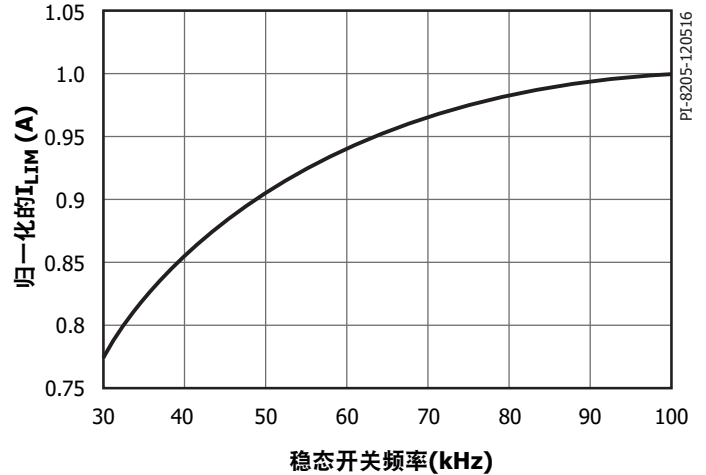


图6. 归一化初级限流点与频率之间的关系

### 电流限流工作方式

初级侧控制器使得对限流阈值的控制具有渐变的特征，与距上一个初级开关周期结束时的时间成反比（也即，从开关周期结束初级开关关断时开始计时的时间）。

这一特性所产生的初级限流点会随着负载增大而增加（图6）。

这种控制方式可充分发挥初级开关的利用率，在接收到反馈开关周期请求时立即做出响应。

重负载时，开关周期的最大电流接近100% ILIM，并且随着负载降低，将逐渐降至最大限流点的30%。达到30%限流点时，限流点就不会继续降低（此时电流已足够小，从而避免音频噪声），但开关周期之间的时间将随着负载降低继续减小。

### 调制

在调制频率 $f_M$ 下，归一化限流点在100%和95%之间进行调制。这会使得在平均频率为 $\sim 100kHz$ 时频率调制的幅度为7kHz左右。

### 自动重启

一旦出现故障，例如在输出过载、输出短路或外围元件/引脚故障情况下，LYTSwitch-6进入自动重启(AR)工作。在自动重启模式下，功率开关管的开关被禁止时间为 $t_{AR(OFF)}$ 。有两种方式进入自动重启模式：

1. 持续出现高于过载检测频率( $\sim 110 kHz$ )的次级请求且时间超过80 ms。
2. 超过 $t_{AR(SK)}$ 时间没有任何来自次级侧的开关周期请求。

第二种方式也包括为确认通信是否正常初级侧尝试再次重启的情况。虽然在正常工作模式下绝不会出现这种情况，但这在出现系统ESD事件时非常有用，例如，当初级在自动重启关断时间后发生重启，由于噪声干扰次级控制器而导致通信失常时初级侧在自动重启关断时间后尝试重新启动即可解决此问题。

只要发生AC复位，自动重启就会被复位。

### SOA保护

如果有两个这样的连续周期，即在消隐时间和限流点延迟时间（包括前沿电流尖峰~500ns）内达到限流点ILIM，控制器将跳过约2.5个周期或~25μs（基于100kHz全频）。这可以为变压器复位提供足够的时间，同时并不会延长进入大电容负载的启动时间。

### 输入电压监测

输入过压引脚用于输入过压检测及保护。

一个检测电阻连接在整流桥后（或者连接至整流桥前的AC侧以实现快速AC复位）的高压DC大电容与输入过压引脚之间，用来使能该功能。将输入过压引脚短路至初级源极可禁止该引脚的功能。

### 初级-次级侧握手

启动时，初级侧最初在没有任何反馈信息的情况下开关（这一点与标准TOPSwitch、TinySwitch或LinkSwitch控制器的工作方式非常类似）。

如果在自动重启导通时间( $t_{AR}$ )期间没有收到反馈信号，初级侧将进入自动重启模式。在正常情况下，次级控制器将通过正激引脚或从输出电压引脚上电，然后接管控制权。此后，次级侧控制开关操作。

如果初级控制器停止开关，或者在次级侧拥有控制权的正常工作情况下未对次级侧的周期请求作出响应时，将启动握手流程确保次级侧能够在初级侧开始再次开关时接管控制权。当次级侧检测到初级侧提供多于所要求的脉冲时，也会触发额外的握手。

最可能要求额外握手的情况是，由瞬时输入电压跌落事件导致的初级侧开关的停止。初级侧恢复工作后，将默认进入启动状态，并尝试检测来自次级侧的握手脉冲。

如果次级侧检测到初级侧未对8个连续周期的请求作出响应，或者如果次级侧检测到初级侧在收到4个或更多连续周期请求的情况下未进行开关，次级控制器将再次启动握手程序。这种模式可以在初级侧开关时提供额外的SF FET交越导通保护。

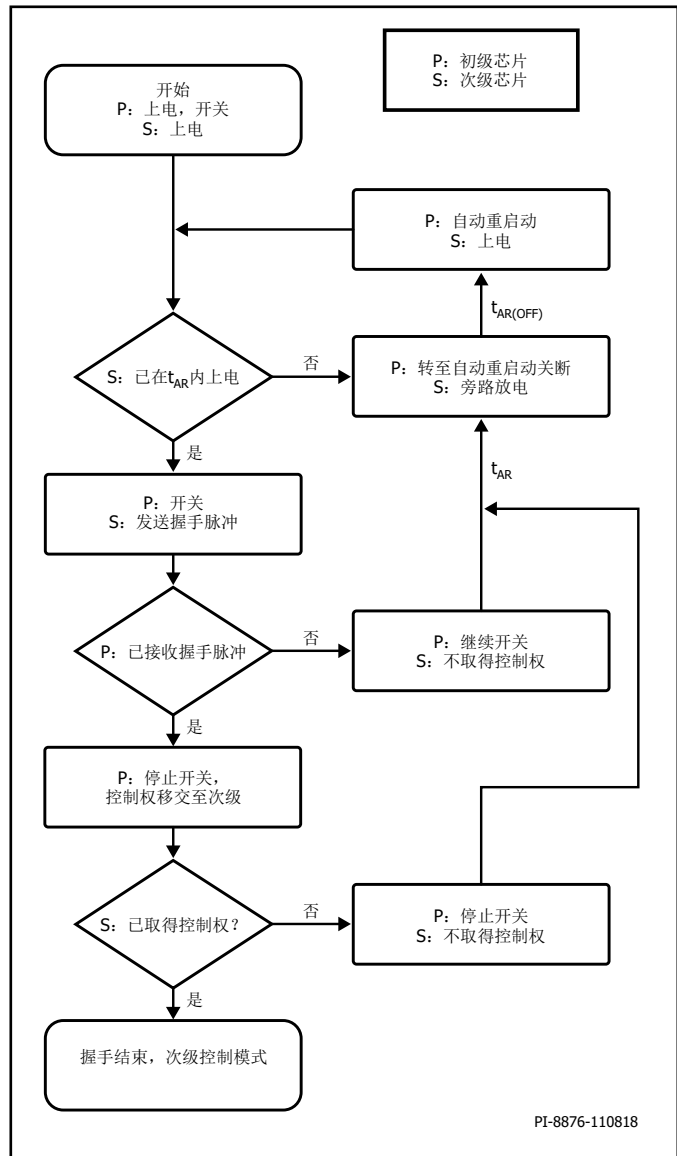


图 7. 初级-次级握手流程图

这种保护模式还可以保证在次级拥有控制权而初级被复位的情况下输出不出现过压。

### 等待和侦听

当初级侧在从输入电压故障或自动重启初次恢复上电后重新开关时，它将恢复控制并要求成功完成握手，以将控制权移交给次级控制器。

作为额外的安全措施，初级侧在开关之前将暂停一段时间，时长等于自动重新启动导通时间 $t_{AR}$  (~82ms)。在此“等待”期间，初级侧将“侦听”次级侧的请求。如果接收到两个间隔30 $\mu$ s的连续次级侧请求，初级侧将进入次级侧控制，并开始以从控制器的模式进行开关。如果在 $t_{AR}$ “等待”期间没有此类脉冲，初级侧将开始以主控制器的模式进行开关，直至接收到握手脉冲。

### 音频降噪引擎

LYTSwitch-6具有主动音频降噪模式，控制器可通过“频率跳变”工作模式避开5kHz和12kHz之间的谐振频段（电源的机械结构最容易发生谐振的频段 - 噪声最强），对应的时间周期分别为200 $\mu$ s和83 $\mu$ s。如果自上一个导通周期起的此时间窗口内有次级控制器请求发出，功率开关的栅极驱动将被抑制。

### 次级控制器

如图4中的电路框图所示，IC通过4.4V ( $V_{BPS}$ )稳压器由VOUT或FWD供电。次级旁路引脚连接到外部去耦电容，并从内部稳压电路进行馈电。

正激引脚还连接到下降沿检测电路，用于握手及连接到同步整流驱动引脚的SF FET开通时序控制。在断续模式下，正激引脚电压用于确定何时关断SF FET。这个时间点发生在SR FET的 $R_{DS(ON)}$ 电压降至零伏时。

在连续导通模式(CCM)下，SR FET会在发送下一个开关周期请求之前关断，这可以提供出色的同步整流工作，防止可能出现的交越导通现象。

处于输出电压引脚和次级接地引脚之间的外部电阻分压器网络的中点连接至反馈引脚，以调整输出电压。内部电压比较器参考电压为 $V_{REF}$  (1.265V)。

连接在电流检测引脚和次级接地引脚之间的外部电流检测电阻用于调整恒流工作模式下的输出电流。

### 最小关断时间

次级控制器利用与初级侧的感应连接来发出周期请求。次级周期请求的最大频率受到最小周期关断时间 $t_{OFF(MIN)}$ 的限制。这是为了确保在初级侧导通后有足够的复位时间为负载提供能量。

### 最大开关频率

次级控制器的最大开关请求频率为 $f_{SREQ}$ 。

### 频率软启动

启动时，初级控制器的最大开关频率限制在 $f_{SW}$ ，而限流点则为对应100kHz开关请求频率下流限值的75%。

次级控制器暂时抑制反馈引脚短路保护阈值( $V_{FB(OFF)}$ )，直到软启动时间( $t_{SS(RAMP)}$ )结束为止。完成握手后，次级控制器在 $t_{SS(RAMP)}$ 时间内将开关频率从 $f_{SW}$ 线性渐升至 $f_{SREQ}$ 。

如果启动时发生短路或过载，器件将直接进入CC（恒流）模式。在握手后 $V_{OUT}$  AR计时器( $t_{FB(AR)}$ )结束之前，如果输出电压没有超过 $V_{O(AR)}$ 阈值，器件将进入自动重新启动(AR)状态。

在 $t_{SS(RAMP)}$ 时间结束时，次级控制器将使能反馈引脚短路保护模式( $V_{FB(OFF)}$ )。如果输出短路使反馈引脚电压维持在短路阈值以下，次级侧将停止请求脉冲，从而触发自动重新启动周期。

如果输出电压在 $t_{SS(RAMP)}$ 时间内达到稳压，将立即中止频率渐升，次级控制器可以全频工作。这样在输出达到稳压后突然出现瞬态负载变化时，可使控制器维持稳压能力。只有在准谐振检测程序工作时频率渐升才会被中止。

### 最大次级侧抑制时间

由次级侧发起的使初级侧重新开关的请求是被禁止的，这样可使工作频率维持在最大频率以下并确保最小关断时间。除了这些制约因素外，在初级开关的导通时间周期内（周期请求发出至检测到正激引脚下降沿之间的时间）也会抑制次级开关请求。周期请求之后未检测到正激引脚下降沿的最大允许时间为~30 $\mu$ s。

### 热折返特性

当次级控制器结温度达到124 $^{\circ}$ C时，恒流参考阈值降低，从而降低输出功率（见图8）。

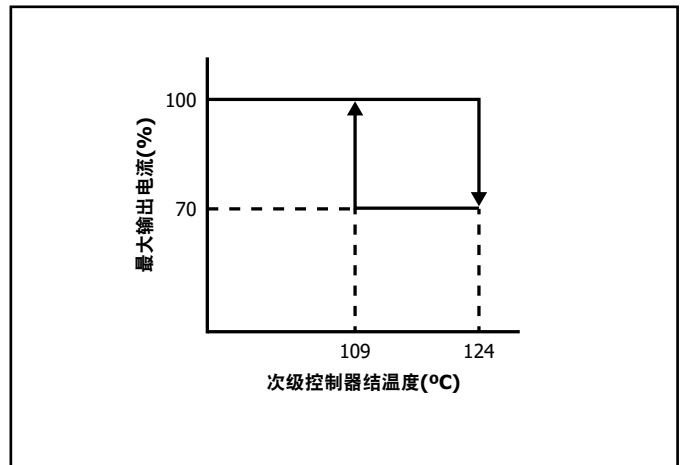


图 8. 最大输出电流相对于次级结温的变化

### 输出电压保护

当反馈引脚上的检测电压比稳压阈值高出2%时，将对输出电压引脚（弱泄放）施加~2.5mA（最大3mA）的泄放电流。当反馈引脚电压升高到超过内部反馈引脚参考电压的~10%（强泄放）时，该泄放电流将增加到~200mA。输出电压引脚的下拉电流用于在发生瞬时过冲后对输出电压放电。在此工作模式期间次级不会放弃控制权。

如果反馈引脚的检测电压比稳压阈值高出20%，将指令初级侧开始自动重启操作。这种集成的 $V_{OUT}$ 过压保护可独立于初级检测过压保护使用，也可以联合使用。

### 反馈引脚短路检测

如果反馈引脚检测电压在启动时低于 $V_{FB(OFF)}$ ，次级控制器将完成握手，接管控制权（接管时间 $t_{SS(RAMP)}$ ），并将停止周期请求以启动自动重启动（不向初级侧提出周期请求的时间超过 $t_{AR(SK)}$ 即可再次触发自动重启动）。

在正常工作下，当反馈引脚电压降低到 $V_{FB(OFF)}$ 阈值以下时，次级侧将停止从初级请求脉冲，以启动自动重启动工作。保护模式的抗尖峰脉冲滤波小于10 $\mu$ s。通过此机制，次级侧将在检测到反馈引脚对地短路后放弃控制。

### 自动重启动阈值

输出电压引脚还包括一个比较器，用于检测输出电压降低到 $V_{VO}$ 的 $V_{VO(AR)}$ 以下的时间是否超过 $t_{VOUT(AR)}$ 。检测到该故障情况时，次级控制器将放弃控制。该阈值用于限制恒流(CC)工作的范围。

### 次级旁路引脚过压保护

与初级旁路引脚过压保护特性类似，LYTSwitch-6次级控制器次级旁路引脚也具有过压保护特性。当次级侧接管控制时，如果注入次级旁路引脚的电流超过 $I_{BPS(SD)}$ （~7mA），次级侧将发送指令至初级侧以启动自动重启动关断时间( $t_{AR(OFF)}$ )事件。

### 恒流输出

LYTSwitch-6通过电流检测引脚与次级接地引脚之间的外部检测电阻（电阻产生的电压与 $I_{SV(TH)}$ 的内部参考电压(~35mV)进行比较）来调整输出电流。如果不要输出具备恒流特性，电流检测引脚必须连接至次级接地引脚。

### SR静态下拉

为确保在次级侧没有控制权的情况下SR栅极保持低电平，同步整流驱动引脚有常“导通”状态的器件可将引脚拉低，并对SR栅极上由正激引脚电容耦合所导致的任何电压进行放电。

### SR开路保护

次级控制器提供相应保护模式，以确保同步整流驱动引脚连接至外部MOSFET，防止发生同步整流驱动引脚开路系统故障。启动时，控制器将从同步整流驱动引脚吸收电流；内部阈值与100pF电容值相关联。如果同步整流驱动引脚的电容低于100pF（所产生的电压低于参考电压），器件将认为同步整流驱动引脚处于“开路”状态，因而不提供FET驱动。如果检测到引脚电容高于100pF（所产生的电压高于参考电压），控制器将认为已装配SR FET。

如果检测到同步整流驱动引脚处于开路状态，次级控制器将停止向初级发送请求脉冲，以启动自动重启动。

如果同步整流驱动引脚在启动时已接地，将禁止SR驱动功能，同时也会禁止同步整流驱动引脚开路保护模式。

### 智能准谐振模式开关

为了提高变换率和降低开关损耗，LYTSwitch-6可在初级开关的电压接近其最小电压时强制进行开关，此时，变换器在断续模式(DCM)下工作。在DCM模式下准谐振开关自行工作，而在变换器进入连续导通模式(CCM)时准谐振工作则自行停止。

这种工作模式不会检测初级侧的励磁振荡波谷的位置，而是使用正激引脚的峰值电压（当它超过输出电压水平时）来选通次级请求，以便初级控制器启动相应的导通周期。

次级控制器检测控制器何时进入断续导通模式，并打开与初级功率开关的最小开关电压对应的次级周期请求窗口。

当检测到DCM模式后或当正激引脚电压振荡幅值(pk-pk)>2V时，使能准谐振(QR)模式20 $\mu$ s。此后，禁止进行QR开关，此时只要有次级请求发生，初级可以在任何时刻开始开关。

次级控制器具有约1 $\mu$ s的消隐时间，以防止在正激引脚振荡电压低于接地电压时误检测到初级导通周期。

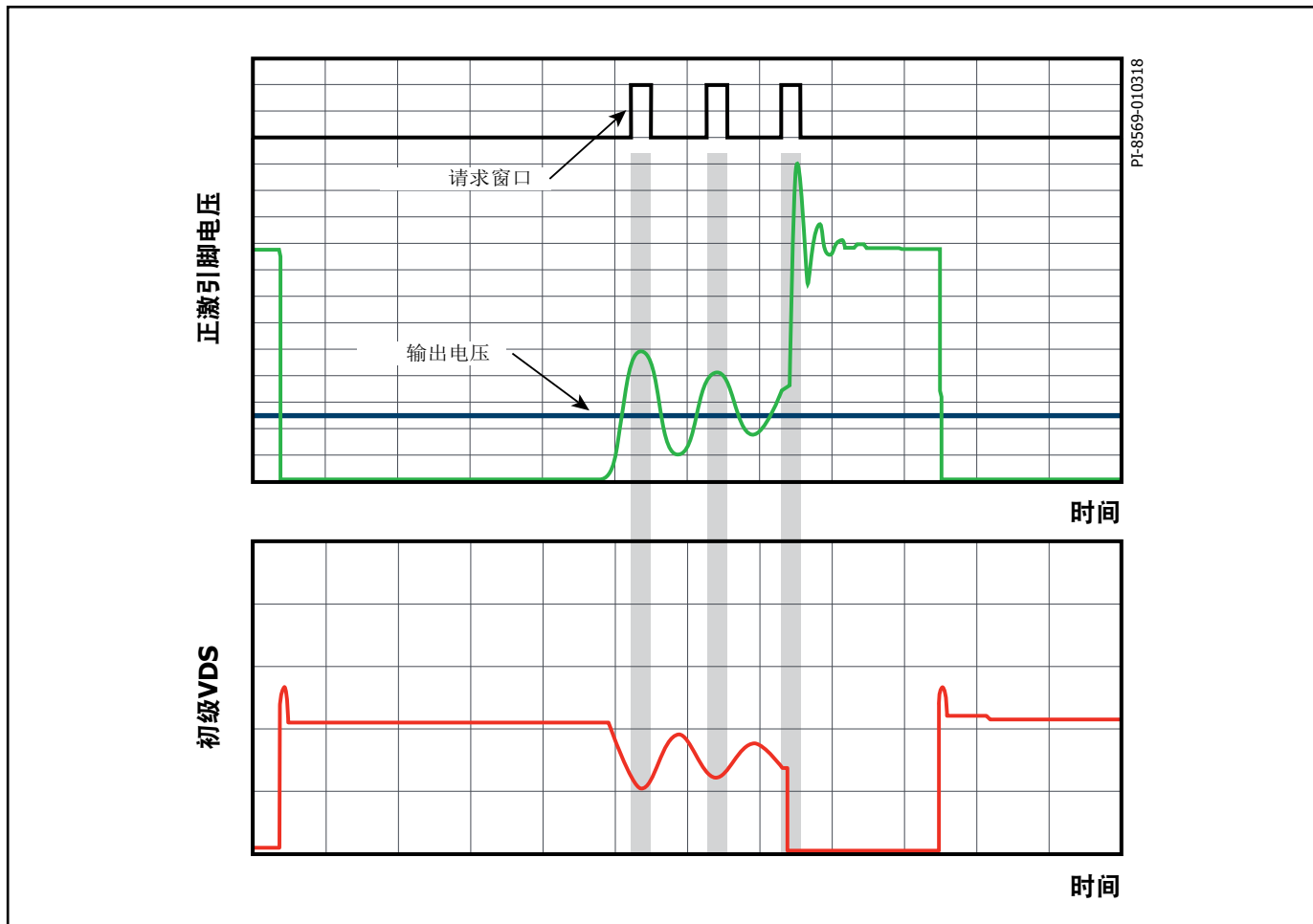


图 9. 智能准谐振模式开关工作



应用示例

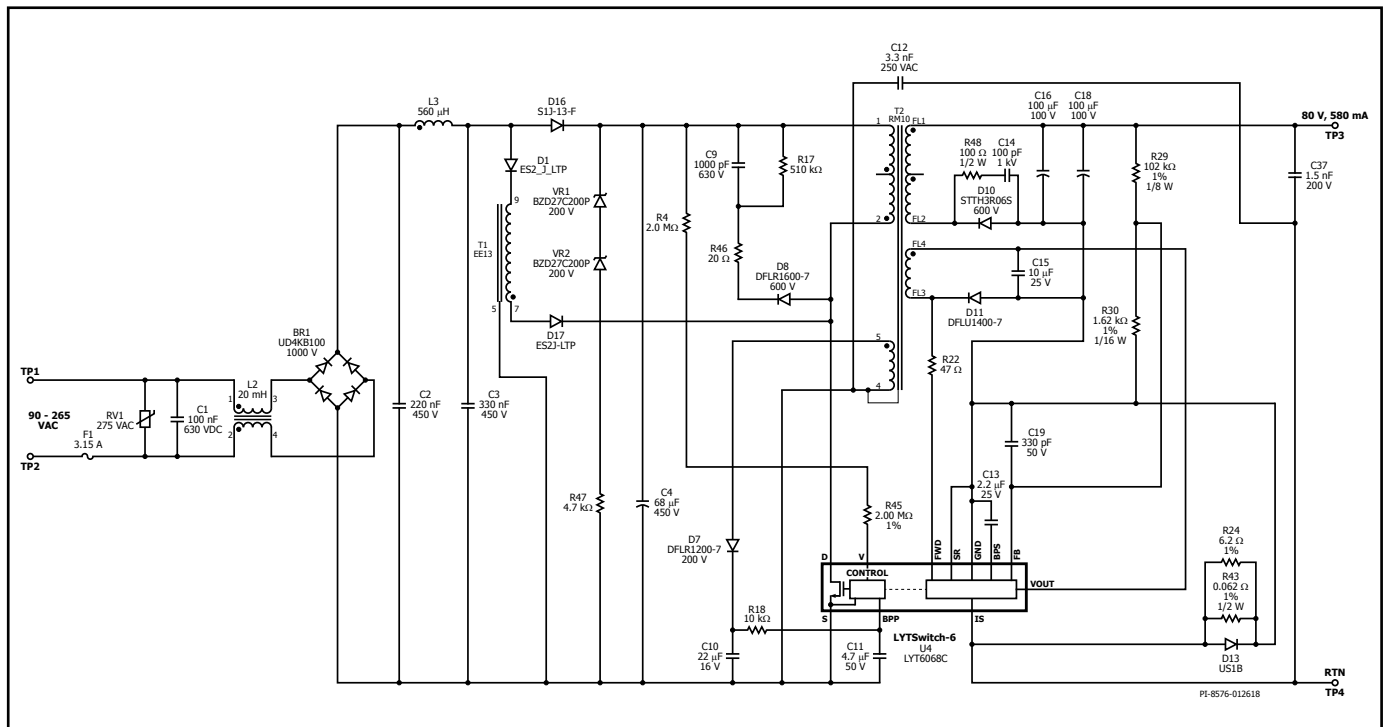


图 10. DER-657电路原理图 - 适合通用外部LED驱动器应用的46.4W (80V/0.58A)电源

图10所示为一款具有单级功率因数校正电路的46W隔离反激式电源，其设计适用于LED照明应用。照明应用。它可以为使用后续稳压电路的多LED灯串应用（例如，RGBW智能照明灯具）提供精确调整的80V、580mA输出。该设计还适合单灯串应用，因为它可以提供高调整精度的580mA恒流输出，并且在80V至20V负载电压范围内没有输入电压引起的纹波。而且，电路的效率很高，能够提供高精度负载调整，并且在整个输入电压范围（90VAC至265VAC）都非常稳定。该电路还能提供大于0.9的功率因数(PF)，并且总谐波失真(A-THD)低于20%（在230VAC下测得）。

输入级

保险丝F1可在发生严重元件故障时将电路从输入线路隔离，从而提供开路保护。压敏电阻RV1可钳位任何电压尖峰，对保险丝后面的电路提供保护，使其不会受到输入电压瞬态变化或浪涌所导致的过压造成的损坏。桥式二极管BR1对AC输入电压进行整流，并对输入薄膜电容C2和C3提供全波整流直流电压。EMI滤波电路为2级LC电路，由C1、L2、C2、L3和C3形成，它可对PFC和反激开关级产生的差模和共模噪声进行抑制。

初级反激级

大电容C4完成输入级。它可对输入纹波电压进行滤波并提供能量存储。该元件还可滤波差模电流，进一步降低传导EMI。输入级向反激式变换器提供直流电压。变压器(T2)初级绕组的一端连接到大电容(C4)的正极，另一端连接到LYTSwitch-6 IC (U1)内集成的650V功率开关的漏极引脚。D8、R46、R17及C9形成低成本的RCD初级钳位电路，可限制开关上产生的电压尖峰（由变压器漏感导致）。RCD初级钳位电路还可降低辐射及传导EMI。

为了提供输入过压检测，将检测大电容的电压并通过输入电压引脚电阻R4和R45将其转换为电流。输入电压引脚的输入过压阈值电流(I<sub>OV</sub>)决定了输入过压关断点。

LYTSwitch-6 IC具有自启动功能，当首次AC上电时，它使用内部高压电源对初级旁路引脚电容(C11)进行充电。在正常工作期间，初级侧电路从变压器T2的辅助绕组获得供电。为BPP电容(C11)选取4.7μF的值，可设为升高电流限流点模式。在正常工作情况下，辅助（偏置）绕组的输出端由二极管D7进行整流，并由电容C10进行滤波。电阻R18可限制提供给初级旁路引脚的电流大小。

功率因数校正

功率因数校正电路由一个电感(T1)和与之串联的阻断二极管（D1和D17）组成，并连接至LYTSwitch-6 IC的漏极引脚。高功率因数通过利用在断续导通模式(DCM)下工作的开关填充式单级PFC (SVF S<sup>2</sup>PFC)电路实现。在DCM模式下，来自电感T1的开关电流形成输入电流波形，并在C3的整流电压低于C4的直流电压时产生准正弦曲线，从而实现高功率因数。

在开关导通期间，能量存储在PFC电感(T1)以及反激式变压器(T2)的漏感中。在开关关断期间，来自PFC和反激式电感的能量都会通过反激式变压器T2传输至次级侧。二极管D16将C3的整流AC输入与C4隔离，并为大电容C4的充电提供电流路径 - 特别是在低输入电压下，这样可提高效率。续流二极管D1和D17为存储在PFC电感中的能量提供电流路径，此能量必须在开关关断期间传输至次级侧。D1与D17进行串联，能够在开关关断期间耐受来自PFC电感的谐振电压振荡。

在空载或轻载 (<10%负载) 时, 存储在PFC电感中的能量大于次级负载所需的能量。因此来自PFC电感的多余能量会重新传输至大电容C4, 从而升高电平。稳压管-电阻钳位电路由与R47串联的VR1和VR2组成, 它跨接在大电容C4之间, 将该电压钳位在C4的额定电压之下。该稳压管钳位电压应 $\leq 450V$  (大电容C4的最大额定电压)。发生输入浪涌或瞬态变化时, 输入电压引脚检测电阻会在460V下触发输入过压关断, 对初级开关提供过压保护。

### 次级控制级

LYTSwitch-6 IC的次级侧控制提供输出恒压和输出恒流。变压器T2次级绕组产生的电压由D10整流, 并由输出电容C16和C18滤波。在输出二极管上添加一个RC缓冲器 (R48和C14) 可降低电压应力。在本设计中, 同步整流驱动引脚连接到次级接地引脚, 因此可使用低成本的超快速输出二极管, 而不是SR FET。

IC的次级侧可由次级绕组正向电压通过正激引脚或由输出电压通过输出电压引脚自行供电。去耦电容C13连接到次级旁路引脚。在本设计中, 为了符合输出电压引脚的最大电压限值, 需要从低压辅助电源 (绕组FL3和FL4) 对IC的次级侧供电。正激引脚必须连接到相同的输出, 以确保良好的调整精度和效率。该辅助电源分别由D11和C15进行整流和滤波。

在恒压模式工作时, 通过由R29和R30组成的电阻网络检测输出电压可实现输出电压调整。R30的电压通过反馈引脚进行监测, 并与1.265V的内部参考电压阈值进行比较。旁路电容C19置于反馈引脚和次级接地引脚之间, 用于抑制高频噪声, 如不抑制, 高频噪声会耦合至反馈信号并造成脉冲串等不必要的干扰。

恒流工作时, 最大输出电流由检测电阻R43和R24设置。检测电阻上的电压被施加到35mV的电流检测引脚内部参考阈值, 以维持恒流调整。二极管D13与电流检测电阻并联, 可钳位电流检测引脚与次级接地引脚之间的电压。这可以分流输出短路时输出电容产生的高电流浪涌, 防止造成损坏。

## 应用设计要点

### 输出功率对照表

输出功率对照表 (表1) 列出了在以下条件下能获得的最大连续输出功率:

1. 85VAC输入时, 最小直流输入电压 $\geq 90V$ ; 230VAC输入 (或115VAC输入并使用倍压整流) 时, 最小直流输入电压 $\geq 220V$ 。应设置输入电容的电压额定值以符合这些标准。

2. 效率的假定取决于功率水平。最小型号器件功率水平是假定效率 $>84\%$ 的情况下, 最大器件的效率假定 $>89\%$ 。
3. 变压器初级电感公差为 $\pm 10\%$ 。
4. 所选择的反射输出电压(VOR)可使用通用输入电压设计在最小输入电压下的 $KP = 0.8$ , (仅)高输入电压设计的 $KP = 1$ 。
5. 适配器的最大传导损耗限制在0.6W, 敞开式设计则限制在0.8W。
6. 峰值及开放式应用的输出功率是通过选择增加的电流限流点实现的, 对于适配器应用中所列出的输出功率是采用标准的电流限流点得到的。
7. 将器件贴装在电路板上, 源极焊接在足够的铺铜区域上, 并且/或者使用一个散热片将源极引脚温度控制在 $110^{\circ}C$ 或之下。
8. 敞开式设计的环境温度限制为 $50^{\circ}C$ , 密闭式适配器应用的环境温度为 $40^{\circ}C$ 。
9. 当KP值小于1时, KP是初级电流脉动部分与峰值部分的比值。为防止开关周期的提前误关断所导致的输出功率减小, 规定动态KP值应 $\geq 0.6$ 。这样将避免在开关开通时初始电流尖峰( $I_{INT}$ )触发到器件限流点。
10. LYTSwitch-6器件的独特特性是, 设计人员可以通过调整变压器设计将开关频率设置在25kHz至95kHz的范围内。降低器件温度的一种方式, 调整变压器设计以降低开关频率, 50kHz是良好的起点。

### 初级侧过压保护

LYTSwitch-6 IC内部的保护电路可以实现初级侧输出过压保护, 该电路由流入初级旁路引脚的阈值电流 $I_{SD}$ 触发。为使旁路电容达到有效的高频滤波, 应将电容尽量放置在距器件源极和初级旁路引脚最近的地方。

此初级检测过压保护功能的实现方式是, 将串联起来的稳压管、电阻和阻断二极管从经整流和滤波的偏置绕组电压端连接至初级旁路引脚 (参见图11-a)。经整流和滤波的偏置绕组输出电压可能高于预期值 (最高可为预期值的2倍), 这取决于偏置绕组与输出绕组的耦合情况, 以及由此导致偏置绕组电压波形出现振荡造成的。建议测量偏置绕组整流电压。此测量最好在最低输入电压下和输出端负载最大时进行。此测量电压用于帮助选择实现初级检测过压保护所需的元件。建议选择这样的稳压管: 其钳位电压应为输出OVP时整流偏置绕组电压低6V左右。可假定阻断二极管具有1V正向电压降。推荐使用小信号标准恢复二极管来满足此需要。阻断二极管可防止在启动时任何反向电流对偏置电容充电。最后, 可计算所需串联电阻的值, 以使大于 $I_{SD}$ 的电流在输出过压期间流入初级旁路引脚。

### 次级侧过压保护

LYTSwitch-6 IC内部的自动重新启动电路可以实现次级侧输出过压保护, 该电路由流入次级旁路引脚的超过 $I_{BPS(SD)}$ 阈值的输入电流触发。通过将稳压管由输出连接至次级旁路引脚可以实现直接检测输出过压保护功

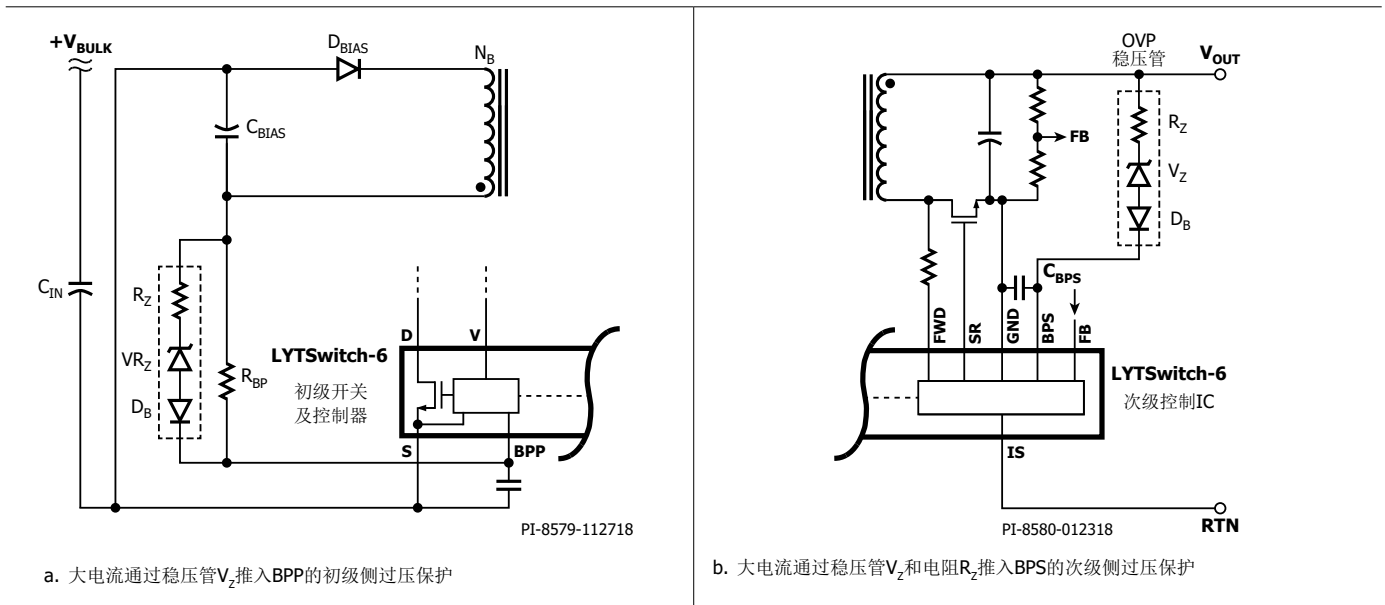


图 11. 输出过压保护电路

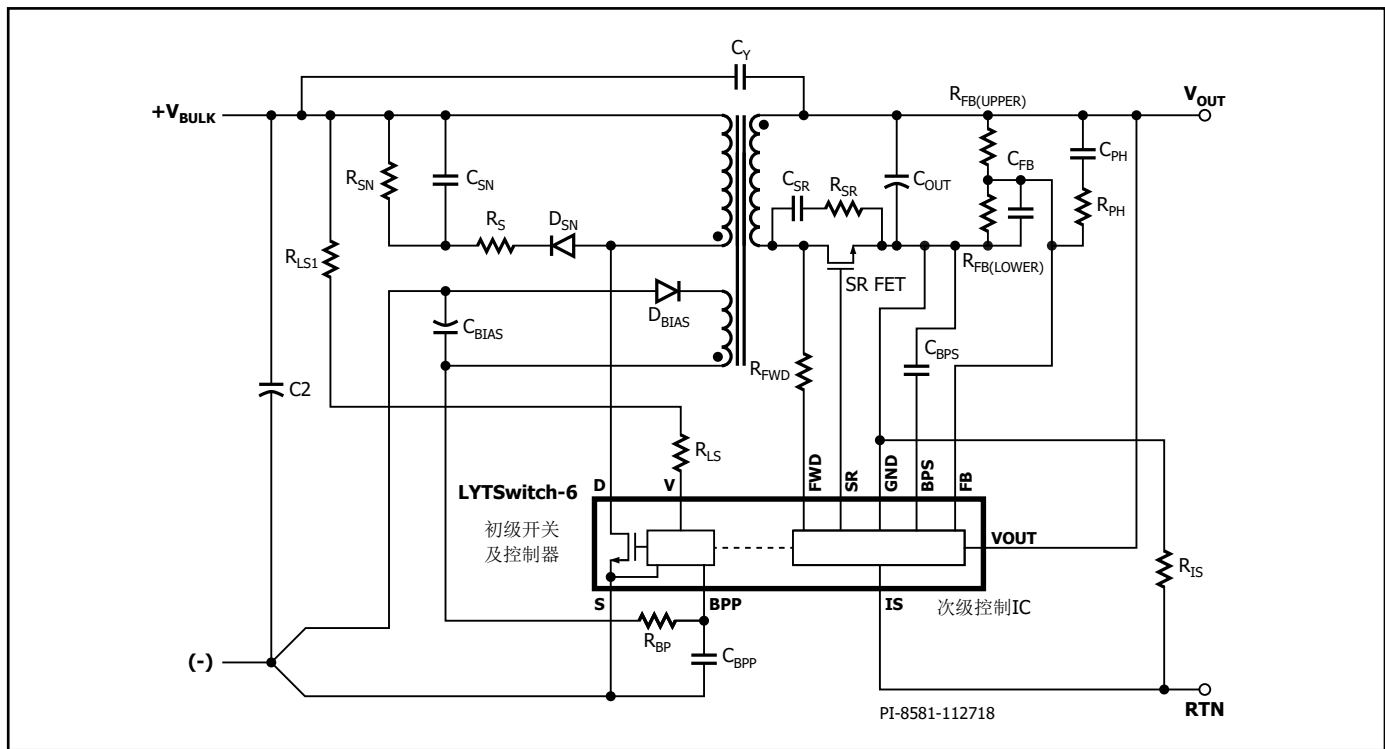


图 12. LYTSwitch-6反激式电源的典型电路图（DC-DC级）

能。所需稳压管的稳压值为 $(1.25 \times V_{OUT}) - (4.4V - \text{次级旁路引脚电压})$ 的绝对值。所需过压保护稳压管串联一个低值电阻，可以限制流入次级旁路引脚的最大电流（参见图11-b）。

### 选择关键的外围元件

图12中的电路图所示为设计单路输出LYTSwitch-6电源设计所需的基本外围元件。这些元件的选择标准如下：

## 初级侧元件

### 初级旁路引脚电容( $C_{BPP}$ )

该电容用作内部初级侧控制器的供电去耦电容，还可决定内部开关的电流限流点。4.7 $\mu$ F电容容量选择升高限流点，0.47 $\mu$ F电容容量选择标准限流点。尽管可以使用电解电容，但在双面板上通常优先使用贴片式多层陶瓷电容，因为它能使电容靠近IC放置。推荐使用额定值至少为10V(0805)或更大型号的X5R或X7R介质电容，以确保满足最小电容容量要求。陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同制造商或不同产品系列的X7R、X5R）没有相同的电压系数。建议查看相应的电容数据手册，确保所选电容在5V下的电容容量下降不会超过20%。请勿使用Y5U或Z5U/0603多层陶瓷电容(MLCC)，因为此类贴片陶瓷电容的电压和温度系数特性非常差。

### 输入过压/电压缓升检测电阻( $R_{LS}$ )

输入过压/电压缓升电压都由输入电压引脚进行检测。直流输入母线的电流通过电阻 $R_{LS}$ 监测，并与内部电流阈值进行比较。

$R_{LS}$ 的典型值范围介于3.8M $\Omega$ 到4M $\Omega$ 之间。 $R_{LS}$ 约等于 $V_{LOV} \times 1.414 / I_{OV}$ 。

$V_{LOV}$ 是电源会在超过过压阈值( $I_{OV}$ )时停止开关的输入电压点。达到输入过压滞回( $I_{OV(H)}$ )时将重新使能开关。输入过压( $V_{LOV}$ )约等于 $I_{OV} \times R_{LS} / 1.414$ 。

超过电压缓升阈值( $I_{UV+}$ )时，电源将立即启动。缓升电压约等于 $I_{UV+} \times R_{LS} / 1.414$ 。

### 外围偏置供电元件 ( $D_{BIAS}$ 、 $C_{BIAS}$ 和 $R_{BP}$ )

LYTSwitch-6 IC中的内部旁路稳压器从初级侧开关的漏极引脚连接至初级旁路引脚。该内部稳压器将在开关关断时激活，并使初级旁路引脚电压不会降至5V以下。这样可确保IC始终正常工作，特别是在启动时非常有用。启动时，IC从内部稳压器获得供电。输出电压升得足够高时，初级控制器将通过辅助绕组而不是内部抽头从外部偏置电源获得供电。由于辅助电源的电压远低于抽头（由漏极引脚的高压提供驱动）电压，因此这会降低能耗。如果偏置绕组与次级绕组之间耦合不佳，偏置电源的电压可能会在空载时大幅下降，并且可能无法为初级旁路引脚供电并使内部稳压器处于关断状态。如果这种情况导致内部抽头导通，空载功耗将会增大。因此建议偏置电压应设置于接近最大值12V。更高的电压也会增大空载功耗。对于偏置供电，可以实际情况选择使用标准恢复二极管或快速信号二极管作为绕组整流二极管 $D_{BIAS}$ 。标准恢复二极管的辐射EMI较低，快速二极管则可降低空载功耗。由于LYTSwitch-6 IC本身的功耗极低，因此建议使用标准恢复二极管进行偏置供电，功耗虽然会小幅增加，但可提高EMI性能。

建议使用22 $\mu$ F、50V低ESR铝电解电容作为偏置供电滤波器 $C_{BIAS}$ 。低ESR电解电容可降低空载功耗。不建议使用贴片式陶瓷电容，因为陶瓷电容的机械机构所产生的压电激励会导致音频噪声。

为确保实现最小空载输入功率和高满载效率，应选择电阻 $R_{BP}$ （图12），以使流经该电阻的电流大于初级旁路引脚的供电电流。

初级旁路引脚供电的计算方法如下：

$$I_{SSW} = \left( \frac{f_{SW}}{132K} \right) \times (I_{S2} - I_{S1}) + I_{S1}$$

其中，

$I_{SSW}$ : 工作开关频率下的初级旁路引脚供电电流

$f_{SW}$ : 工作开关频率(kHz)

$I_{S1}$ : 非开关初级旁路引脚的供电电流（参见数据手册中的规格表）

$I_{S2}$ : 132kHz下初级旁路引脚的供电电流（参见数据手册中的规格表）

如果偏置电流大于初级旁路引脚的供电电流，初级旁路引脚电压将约为5.3V。初级旁路引脚电压约为5.0V，表示流经 $R_{BP}$ 的电流小于初级旁路引脚供电电流，并且IC正从漏极引脚获得供电。请确保初级旁路引脚电压绝不会低于5.3V - 启动时除外。

$R_{BP}$ 值的计算方法：

$$R_{BP} = [V_{BIAS(NO-LOAD)} - V_{BPP}] / I_{SSW}$$

其中， $V_{BPP} = 5.3V$ 。

### 初级绕组钳位网络 ( $D_{SN}$ 、 $R_S$ 、 $R_{SN}$ 和 $C_{SN}$ )

图13所示为大部分小功率电路常用的低成本R2CD钳位。对于更大功率的设计，可以使用稳压管钳位或者R2CD外加稳压管钳位来提高效率。建议在最差条件（最大输入电压、最大过载功率或输出短路）下将峰值漏极电压降至 $BV_{DSS}$ 的90%。图13中所示的钳位二极管 $D_{SN}$ 必须为标准恢复玻璃钝化二极管或者反向恢复时间不超过500ns的快速恢复二极管。使用标准恢复开关钝化二极管可从每个周期回收部分钳位能量，并提高平均效率。每次当LYTSwitch-6 IC中的初级开关关断时，二极管就会瞬间导通，来自的漏感的能量传输至钳位电容 $C_{SN}$ 。串联路径中的电阻 $R_S$ 充当衰减器，可防止因漏感与钳位电容 $C_{SN}$ 之间的谐振而产生的过度振荡。电阻 $R_S$ 可耗散存储在电容 $C_{SN}$ 中的能量。设计使用不同型号的LYTSwitch-6器件，就会有不同的峰值初级电流和漏感，漏感能量大小因而也各不相同。因此必须针对每个设计优化 $C_{SN}$ 、 $R_{SN}$ 和 $R_S$ 。一般而言，电容 $C_{SN}$ 的值应尽量最小，电阻 $R_{SN}$ 和 $R_S$ 的值应尽量最大，同时仍能符合 $BV_{DSS}$ 限值的90%降额。 $R_S$ 应足够大，以抑制振荡，但也应足够小，以防止漏极电压升得过高。采用Z5U等介质材料的陶瓷电容如果用作钳位电路中的 $C_{SN}$ 电容，则可能会产生音频噪声，因此最好使用聚酯薄膜型电容。

### 常见初级钳位配置

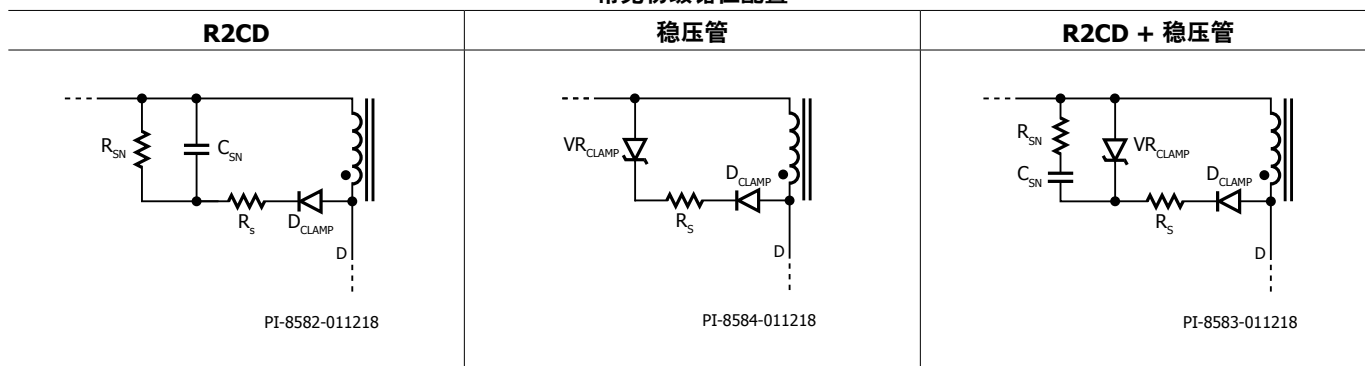


图 13. 推荐的初级钳位元件

### 初级钳位电路

优势	R2CD	稳压管	R2CD + 稳压管
元件成本	低	中	高
空载输入功率	高	低	中
轻载效率	低	高	中
EMI抑制	高	低	中

表 2. 初级钳位电路的优势

## 次级侧元件驱动LYTSwitch-6

### 次级旁路引脚电容(C<sub>BPS</sub>)

此电容用作集成次级侧控制器的电压供电去耦电容。建议在此应用中使用贴片式2.2μF、10V/X7R或X5R/0805或更大容量的多层陶瓷电容。次级旁路引脚电压需要在输出电压达到目标电压之前更早达到4.4V。次级旁路引脚电容的值过高可能无法达到此目的，并且会导致启动时输出电压过冲。低于1.5μF的电容值可能无法获得足够的能量存储，从而导致

器件无法预测的工作情况。电容必须靠近IC引脚放置。建议使用至少10V的电压额定值，以提供足够的BPS电压裕量，并且必须使用0805电容来保证工作中的实际值，因为陶瓷电容的电容量会随着施加的直流电压而显著下降，尤其是对于小型封装SMD（例如0603）。因此，不建议使用6.3V/0603/X5U或Z5U类型的MLCC。陶瓷电容的型号名称（例如，来自不同制造商或不同产品系列的X7R、X5R）没有相同的电压系数。建议查看相应的电容数据手册，确保所选电容在4.4V下的容量下降不会超过20%。为取得最佳效果，应采用X5R或X7R介质的电容。

**正激引脚电阻( $R_{FWD}$ )**

正激引脚连接到同步整流MOSFET (SR FET)的漏极端子。该引脚用于监测SR FET的漏极电压，并精确控制器件的导通和关断。该引脚还可用于每当输出电压低于次级旁路引脚电压时对次级旁路引脚电容充电。建议使用 $47\Omega$ 的5%电阻，确保可获得足够的IC供电电流，并且可在很宽的输出电压范围内有效工作。其他电阻值将会影响同步整流驱动的时序，因此不应使用。必须格外小心，确保正激引脚的电压绝不会超过其绝对最大电压额定值。如果正激引脚电压超过正激引脚绝对最大电压，IC将会受损。下面的图14、15、16及17所示为不可接受和可接受的正激引脚电压波形的示例。 $V_o$ 是同步整流管(SR FET)两端的正向电压降。

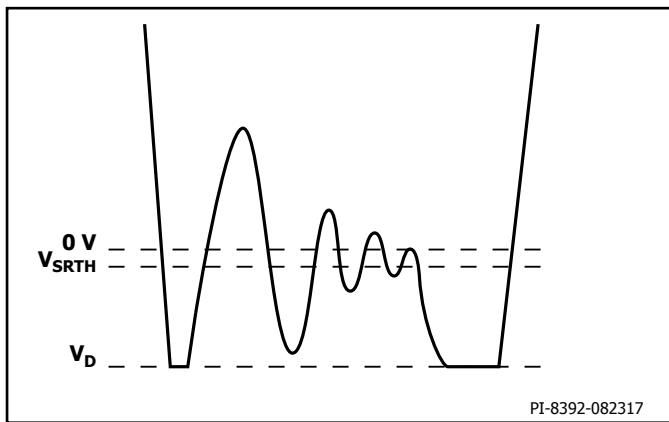


图 14. 握手后反激周期中SR FET导通期间不可接受的正激引脚电压波形

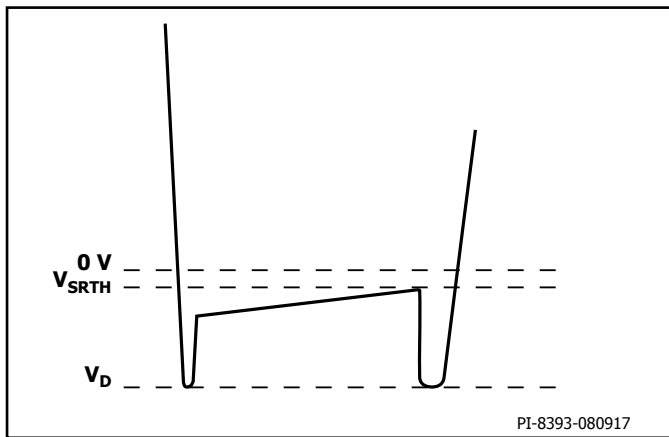


图 15. 握手后反激周期中SR FET导通期间可接受的正激引脚电压波形

**反馈引脚分压器网络 ( $R_{FB(UPPER)}$ 、 $R_{FB(LOWER)}$ )**

应在电源的输出端和LYTSwitch-6 IC的反馈引脚之间连接合适的电阻分压器，并调整其大小，使反馈引脚的电压在所需的输出电压下达到1.265V。建议使用330pF的去耦电容( $C_{FB}$ )，该电容应从反馈引脚连接到次级接地引脚。 $C_{FB}$ 充当反馈引脚的去耦电容，防止开关噪声影响IC工作。

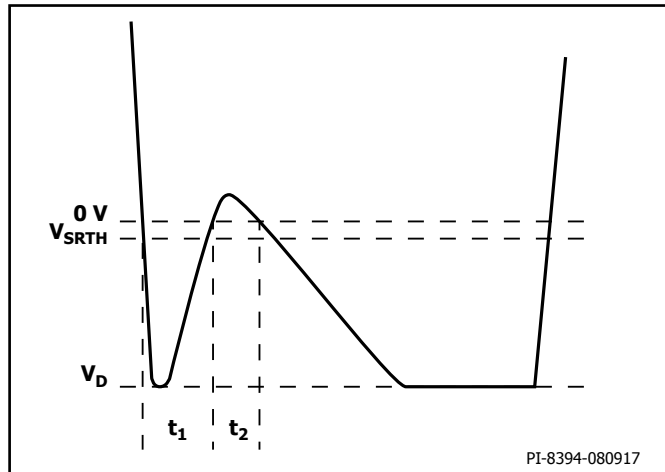


图 16. 握手前反激周期中二极管导通期间不可接受的正激引脚电压波形

注:

如果 $t_1 + t_2 = 1.5\mu s \pm 50ns$ ，控制器可能无法握手，并会触发初级偏置绕组过压保护锁存关断。

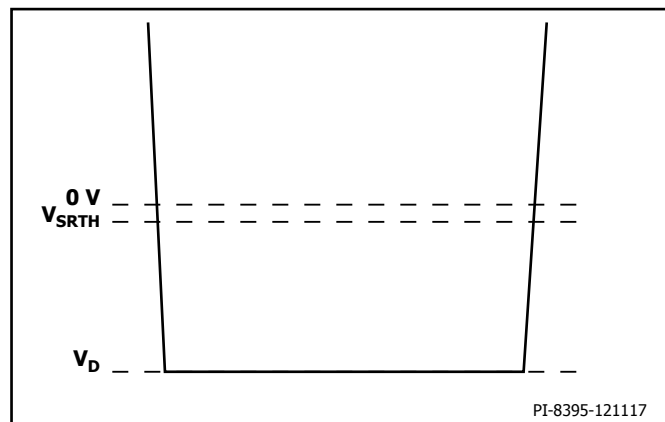


图 17. 握手前反激周期中二极管导通期间可接受的正激引脚电压波形

**SR FET工作及选择**

虽然简单的整流二极管和缓冲器已够用，但使用SR FET能显著提高效率。次级侧控制器在反激周期开始时立即导通SR FET。SR FET的栅极应直接连接至LYTSwitch-6 IC的同步整流驱动引脚（不应在SR FET栅极驱动连接任何额外的电阻）。SR FET将在其 $V_{DS}$ 达到0V时关断。SR FET驱动器使用次级旁路引脚作为供电端，该电压的典型值为4.4V。因此，不太适合使用高栅极阈值电压的FET；开通阈值电压在1.5 – 2.5V之间的FET较为合适。但是也可以使用开通阈值电压高达4V的MOSFET，只要其数据手册规定了在4.5V栅极电压下整个温度范围的 $R_{DS(ON)}$ 数值即可。

反激周期开始与SR FET导通之间有短暂的延迟。在此期间，SR FET的体二极管传导电流。如果外部肖特基二极管与之并联，那么电流大部分都流经肖特基二极管。因此并联的肖特基二极管将可提高效率。通常一个

1A贴片肖特基二极管已足够满足使用需要；可是好处也是有限度的，对于5V/2A设计来说，外部二极管可在85VAC下为满载效率增加~0.1%的改善，在230VAC下增加~0.2%。

肖特基二极管和SR FET的电压额定值至少应根据变压器圈数比计算出预期峰值反向电压(PIV)的1.3倍。

输出绕组的漏感与SR FET电容(COSS)之间的相互作用会在绕组的电压反向（由于初级开关导通）时电压出现振荡。这种振荡可通过使用连接SR FET的RC缓冲器被抑制。缓冲器电阻阻值范围介于10Ω至47Ω之间（较高的电阻值会导致比较明显的效率下降）。大部分设计当中均可采用1nF至2.2nF的电容值。

### 输出滤波电容(C<sub>OUT</sub>)

具有低ESR和高RMS纹波电流额定值的铝电解电容适用于镇流器应用的大多数高频率反激式开关电源。通常，对应每一个安培的输出电流使用300μF至400μF的电容即可。可以对该值进行调整，以反映所需输出电流纹波的量。确保电容电压额定值高于最高输出电压且留有足够的裕量。

### 输出电流检测电阻(R<sub>IS</sub>)

对于输出恒流(CC)工作，外部电流检测电阻R<sub>IS</sub>应连接在IC的电流检测引脚和次级接地引脚之间（如图18所示）。如果不要求输出具备恒流(CC)特性，该引脚应连接至IC的次级接地引脚。

电阻上产生的电压与约为35mV的内部参考限流电压阈值(I<sub>SV(TH)</sub>)进行比较。R<sub>IS</sub>的大小计算如下：

$$R_{IS} = I_{SV(TH)} / I_{OUT(CC)}$$

R<sub>IS</sub>电阻必须靠近电流检测引脚和次级接地引脚放置，并以短走线连接。这样可以防止接地阻抗噪声干扰，此类干扰可造成不稳定，在恒流工作中最为明显。

### 输出后级滤波元件 (L<sub>PF</sub>、C<sub>PF</sub>)

必要时，可以添加一个后级滤波器（L<sub>PF</sub>和C<sub>PF</sub>）来抑制高频开关噪声和纹波。电感L<sub>PF</sub>取值应在1mH – 3.3mH的范围内，并且电流额定值大于峰值输出电流。电容C<sub>PF</sub>取值应在100μF至330μF的范围内，并且电压额定值≥ 1.25 × V<sub>OUT</sub>。如果使用了后级滤波器，那么输出电压检测电阻应连接到后级滤波器电感的前面。

## PCB布板建议

### 单点接地

在输入滤波电容与连接源极引脚的铺铜区域使用单一接地点。请参见图18。

### 旁路电容

初级旁路(C<sub>BPP</sub>)引脚、次级旁路(C<sub>BPS</sub>)引脚和反馈去耦电容必须靠近放置，并且位于这些引脚和各自的回路之间，走线长度尽量短。

初级旁路引脚 – 源极引脚。

次级旁路引脚 – 次级接地引脚。

反馈引脚 – 次级接地引脚。

### 信号元件

提供反馈信息的电阻R<sub>LS</sub>、R<sub>BP</sub>、R<sub>FB(UPPER)</sub>、R<sub>FB(LOWER)</sub>和R<sub>IS</sub>必须以短走线的方式尽可能靠近IC引脚。

### 关键环路面积

具有高dv/dt或di/dt的电路环路应尽可能短。初级环路的面积（输入滤波电容到变压器初级绕组再到IC）应尽量小。理想情况下，一个环路不得在另一环路之内（参见图18）。这样可降低电路之间的串扰。

### 初级钳位电路

钳位电路用于限制MOSFET在关断时漏极引脚的峰值电压。在初级绕组上使用RCD钳位或稳压管钳位均可实现。钳位元件靠近变压器和IC放置可减小该环路的面积并降低EMI。

### Y电容

应将Y电容直接连接在初级输入滤波电容正极和变压器次级主绕组的正输出或返回极端子之间。这样连接会使高幅值的共模浪涌电流远离IC。如果使用了输入π型滤波器（C1、L<sub>F</sub>及C2），那么滤波器电感应放置在滤波电容的负极之间。

### 输出整流二极管

要达到最佳的性能，连接次级绕组、输出整流管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。与整流二极管端子连接的铜箔区域应足够大，以便用来散热。

### ESD抗扰性

应在初级侧和次级侧电路之间保持足够的电气间隙(>8mm)，以易于满足任何ESD或耐压测试要求。放电间隙最好主器件位于输出返回端（和/或正极）与保险丝后的其中一个AC输入之间。在此配置中，6.4mm（在部分应用中可采用5.5mm）放电间隙通常足以满足适用安全标准的爬电距离和电气间隙要求。该距离小于初级与次级之间的典型电气间隙，因为放电间隙之间所施加的电压不超过AC输入的峰值。

### 漏极节点

漏极开关节点是主要噪声源。因此，连接漏极节点的元件应靠近IC放置并远离敏感的反馈电路。钳位电路元件应远离初级旁路引脚，并采用尽量小的走线长度和宽度。

## PCB布板示例

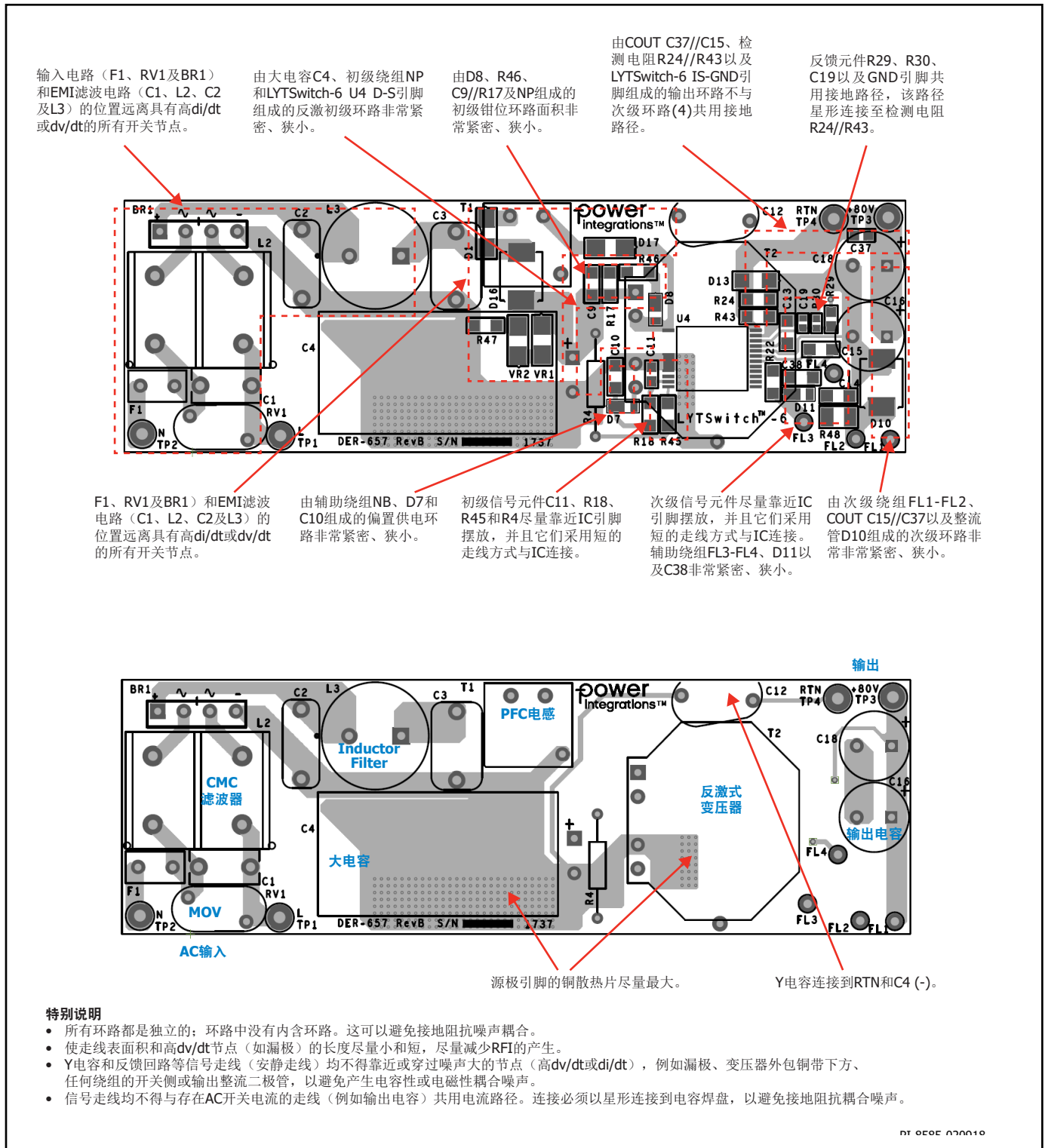


图 18. 理想布板示例的顶面与底面 – 高dv/dt及di/dt电路的紧密环路面积和合理的元件位置



## 降低空载功耗的建议

LYTSwitch-6 IC可以在自供电模式中启动，这会从旁路引脚电容（通过内部电流源充电）吸收能量。一旦LYTSwitch-6 IC开始开关，偏置绕组用于向初级旁路引脚提供供电电流。开关变压器的辅助（偏置）绕组可起到这种作用。使用偏置绕组向初级旁路引脚供电后，可实现空载功耗低于100mW的电源。可对电阻 $R_{BP}$ （图12所示）进行调整，以实现最低空载输入功率。

其他可进一步降低空载功耗的元件包括：

1. 低值初级钳位电容 $C_{SN}$ 。
2. 用作偏置供电整流管的肖特基或超快速二极管 $D_{BIAS}$ 。
3. 用作偏置供电滤波电容的低ESR电容 $C_{BIAS}$ 。
4. 低值SR FET RC缓冲器电容 $C_{SR}$ 。
5. 变压器绕制：初级绕组层之间的绝缘胶带以及初级与次级绕组之间的多层胶带可降低绕组间的电容。

## 降低EMI的建议

1. 合理的元件位置以及初级和次级功率电路所形成的小环路面积可降低辐射及传导EMI。应注意确保环路面积尽量小。（参见图18）
2. 初级侧钳位二极管两端外加小电容有助于降低辐射EMI。

3. 与偏置绕组串联的电阻( $2\Omega - 47\Omega$ )有助于降低辐射EMI。
4. 在初级侧绕组（图21）或次级侧绕组( $<100\text{pf}$ )上将较小值的电阻和陶瓷电容( $<22\text{pf}$ )串联可降低传导及辐射EMI。更大的电容值会增加空载功耗。
5. 电源输入端通常需要使用共模扼流圈来衰减共模噪声。然而，在变压器上使用屏蔽绕组可以达到同样的效果。屏蔽绕组可以与输入端的共模滤波电感配合使用，以降低传导及辐射EMI。
6. 调整SR FET RC缓冲器元件值可降低高频辐射及传导EMI。
7. 可以在输入整流电路使用一个由差模电感和电容组成的 $\pi$ 型滤波器，以降低低频差模EMI。可以添加一个磁珠（图18）进一步改善EMI。
8. 差模电感外加一个电阻可以减小Q因数和降低10MHz以上的EMI；但这可能会增大5MHz以下的EMI。
9. 电源输出端并联一个 $1\mu\text{F}$ 陶瓷电容可降低辐射EMI。
10. 使用慢速偏置整流二极管( $250\text{ ns} < t_{RR} < 500\text{ ns}$ )可降低20 MHz以上的传导EMI和30 MHz以上的辐射EMI。

## 均热片

对于LED镇流器等处于高温环境的封闭式电源来说，仅使用PCB作为散热片可能不足以使IC保持在温度限值以内。可能需要增加金属均热片来限制IC的最大温度。

除非使用陶瓷绝缘材料作为散热片，否则应格外小心，以免降低隔离带的性能。通常，均热片包括均热片材料（铜或铝质，0.4mm聚脂薄膜垫作为加强绝缘）和导热垫（可将热从器件更好地传导至均热片）。图19提供了一个将均热片安装至InSOP-24D封装的简单方法，同时又能保持适当的爬电距离和电气间隙。

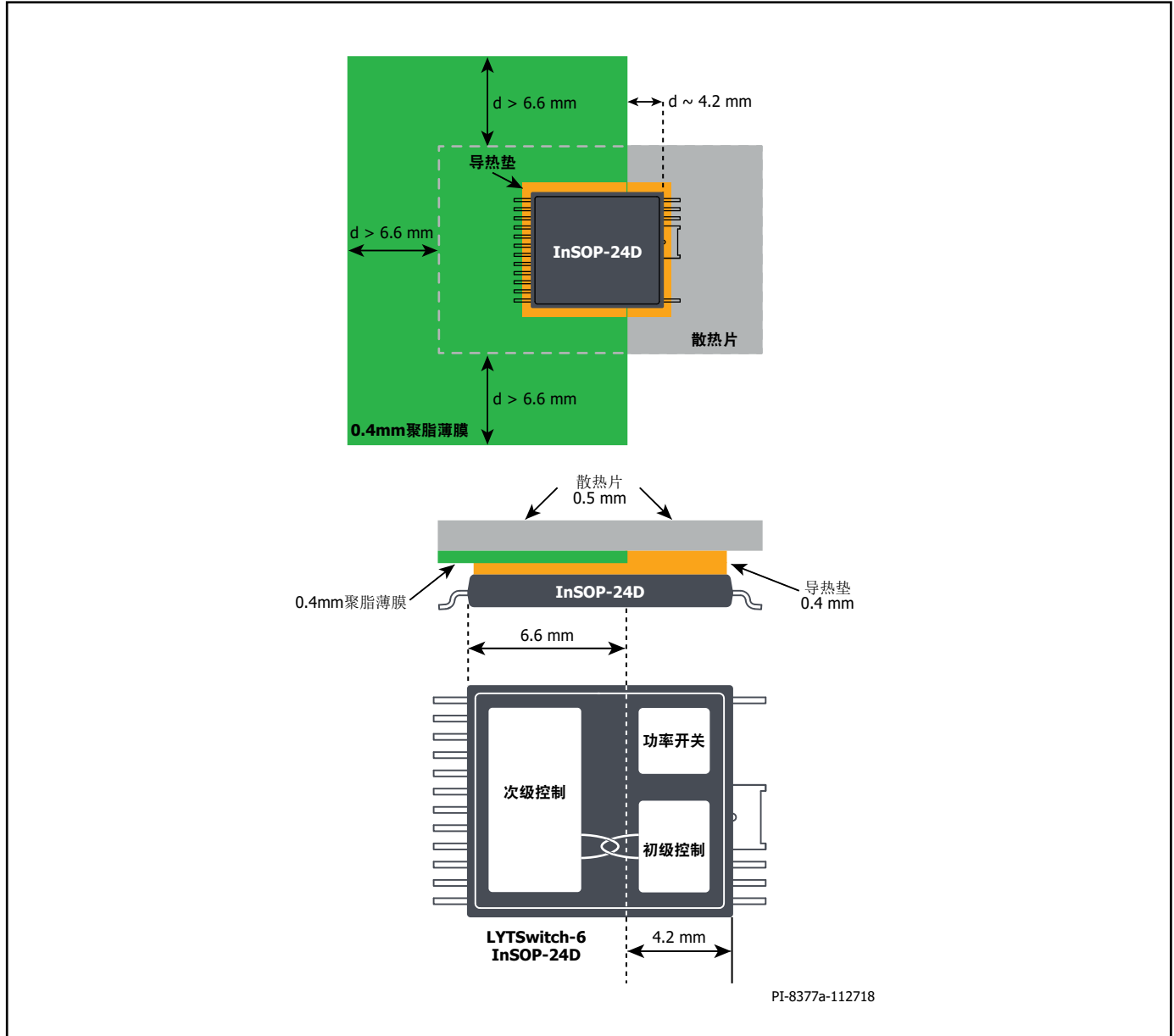


图 19. 均热片安装至InSOP-24D封装的简图

## InSOP-24D封装相对于变压器的建议位置

变压器和InSOP-24D下方的PCB应坚固稳定。如果大尺寸变压器与薄PCB (<1.5mm)一起使用，建议将变压器从InSOP封装移开。不建议在靠近InSOP封装或

其下方的PCB上开槽，因为这样会削弱PCB的稳固性。对于较长的PCB，建议在电路板的中央位置或靠近InSOP封装的位置使用机械支撑或支柱。

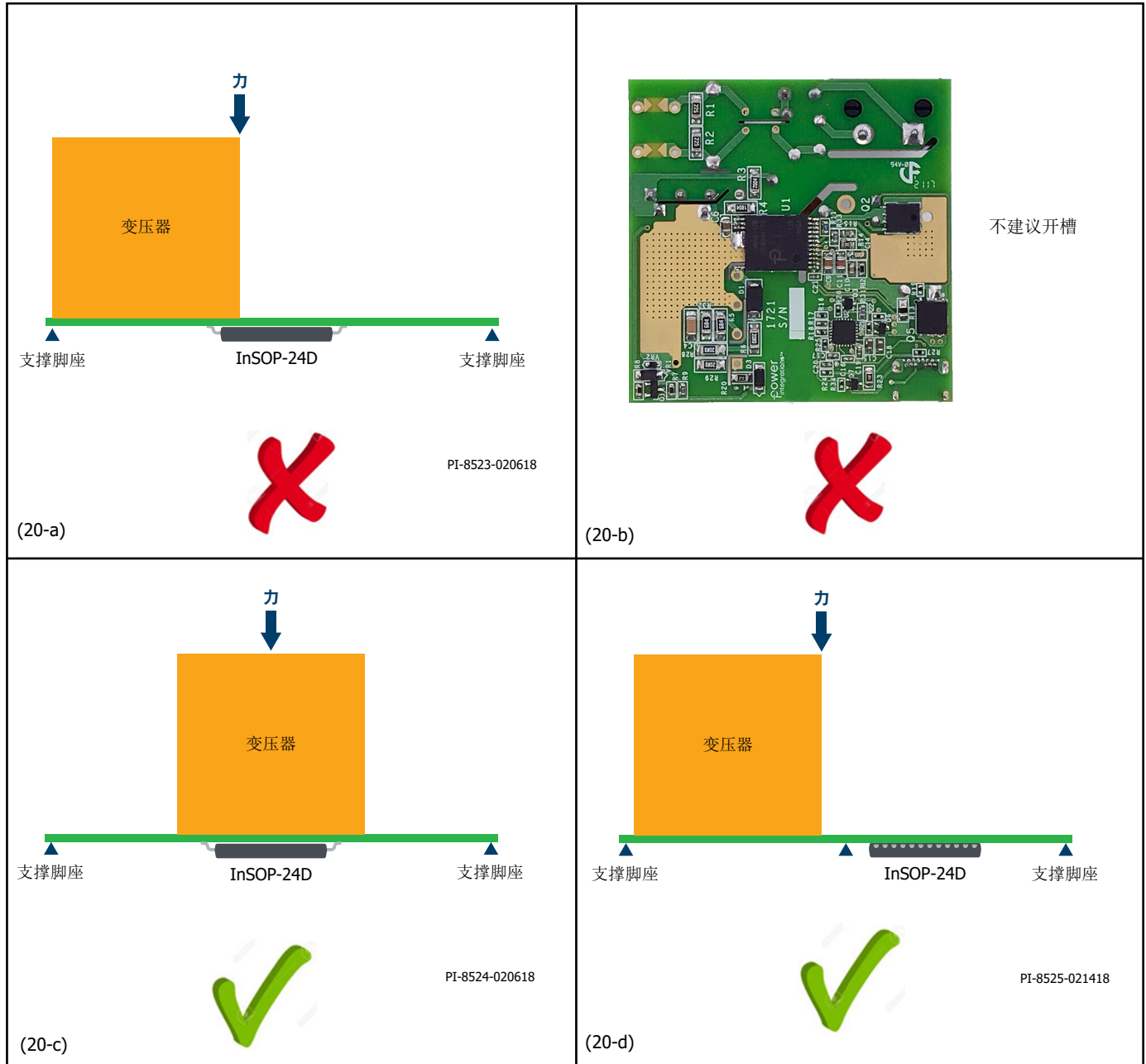


图 20. InSOP-24D封装的建议位置（带核选标记）

## 快速设计校验

对于任何使用LYTSwitch-6的电源设计，都应全面测量其性能参数以确保在最差条件下元件的限值没有超过规定范围。作为最低要求，强烈建议进行如下测试：

**最大漏极电压** – 在正常工作和启动时，检查确认LYTSwitch-6 IC和SR FET的 $V_{DS}$ 在最高输入电压和峰值（过载）输出功率下没有超过各自击穿电压的90%。

**最大漏极电流** – 在最高环境温度、最大输入电压及峰值输出（过载）功率情况下，观察启动时的漏极电流波形，检验是否出现变压器饱和的征兆和过大的前沿电流尖峰。在稳态工作下重复测试，确认前沿电流尖峰在 $t_{LEB(MIN)}$ 结束时低于 $I_{LIMIT(MIN)}$ 。在任何条件下，初级开关的最大漏极电流应低于规定的绝对最大额定值。

**温升检查** – 在规定的最大输出功率、最小输入电压及最高环境温度情况下，检验温度是否符合LYTSwitch-6 IC、变压器、输出SR FET及输出电容的规定限值。应有足够的温度裕量以保证LYTSwitch-6 IC不会因为零件与零件间 $R_{DS(ON)}$ 的差异而引起过热问题出现。建议在低压输入及满载的情况下，LYTSwitch-6源极引脚的最高温度不超过110°C，这样就可以适应上述参数的变化。

## 使用PowiGaN器件（LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C）时的设计注意事项

### 开关频率( $f_{sw}$ )

LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C的独特特性是，设计人员可以将满载开关频率设置在25kHz至95kHz的范围内。为降低温度，开关频率应设置在60kHz左右。如果使用较小的变压器，满载开关频率需要设置在95kHz。设置满载开关频率时，必须考虑初级电感和峰值电流公差，确保平均开关频率不超过110kHz，因为达到此值会触发自动重新启动过载保护。下表提供了基于器件型号的频率选择指南。这些值是基于不同大小的集成高压开关权衡考虑总器件损耗（传导损耗和开关损耗）的结果。

PowiGaN器件LYT6078C	65kHz
PowiGaN器件LYT6079C	65kHz
PowiGaN器件LYT6070C	60kHz

### 漏极电压和反射输出电压, $V_{OR}$ (V)

对于反激变换器设计，IC漏极引脚的典型电压波形如图21所示。

$V_{OR}$ 是次级导通时初级绕组上的反射输出电压。 $V_{BUS}$ 是连接变压器初级绕组一端的直流电压。

除 $V_{BUS} + V_{OR}$ 外，漏极在关断时还会出现较大的电压尖峰，这是由存储在初级绕组漏感中的能量引起的。为防止漏极电压超过额定最大连续漏极电压，初级绕组两端需要一个钳位电路。钳位二极管的正向恢复将在初级开关关断的一瞬间增加一个尖峰。图21中的 $V_{CLM}$ 是包括尖峰的复合钳位电压。初级开关的峰值漏极电压为 $V_{BUS}$ 、 $V_{OR}$ 与 $V_{CLM}$ 的总和。

在所有正常工作条件下，都应选择 $V_{OR}$ 和钳位电压 $V_{CLM}$ ，以使峰值漏极电压低于650V。这提供了足够的裕量，可确保在异常瞬态工作条件下，输入电压瞬变（例如输入电压浪涌）导致电压偶尔升高时，峰值漏极电压仍能保持在远低于750V的水平。这样可确保出色的长期可靠性和设计裕量。

为充分利用QR特性和确保最平坦的输入电压/负载效率曲线，设置反射输出电压(VOR)时，对于通用输入电压设计，在最小输入电压下应满足 $K_p = 0.8$ ，而对于输入电压仅限于高压输入的设计应满足 $K_p \geq 1$ 。为达到设计优化的目的，应考虑如下因素：

1. 较高的 $V_{OR}$ 允许在最低电压 $V_{MIN}$ 时获得更高的输出功率，这会降低输入电容值并增大给定的LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C的输出功率能力。
2. 较高的 $V_{OR}$ 还可以降低输出二极管和SR FET的电压应力。
3. 较高的 $V_{OR}$ 会增加漏感，从而降低电源效率。
4. 较高的 $V_{OR}$ 会增大次级侧的峰值电流及有效值电流，从而增加次级侧的铜损和二极管损耗。

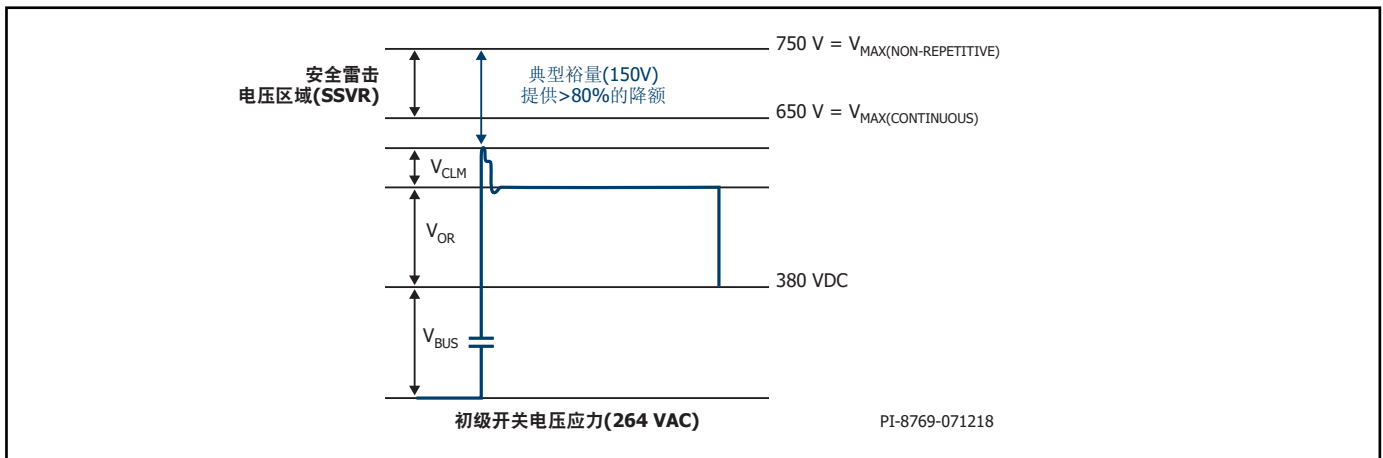


图 21. 264VAC输入电压的峰值漏极电压（适用于LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C）

但也有一些例外情况。输出电流非常大时，应降低VOR以获得最高效率。输出电压高于15V时，应提高VOR，使输出同步整流管的反向峰值电压维持在可接受的水平。

### 温升管理设计要点

源极引脚都由内部连接至IC的铜制基板，是器件散热的主要途径。因此，源极引脚都应连接到IC下的铺铜区域，不但作为单点接地，还可作为散热片使用。因它连接到安静的源极节点，可以将这部分铺铜的面积扩大以实现良好的散热，而不会增加EMI。输出SR FET也是一样，尽量增大连接SR FET引脚的PCB面积。

应在电路板上提供足够的铺铜区域，以使IC温度安全地处于绝对最大值以下。建议铺铜区域（IC的源极引脚焊接在此）面积应足够大，以使电源在满额定负载和最低额定输入AC供电电压下工作时IC温度保持在110°C以下。

### PowiGaN器件（LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C）的热阻测试条件

热阻值仅适用于初级功率器件结到环境的热阻。

在自定义的热测试PCB上执行测试，如图22所示。测试板由两层2盎司铺铜区域组成，InSOP封装安装在顶面，并连接到550mm<sup>2</sup>底层铺铜散热区域。

这两层之间的连接是通过封装安装区域外部的5x17矩阵中的82个过孔进行的。过孔的间距为40密耳，直径为12密耳，没有填充镀通孔。

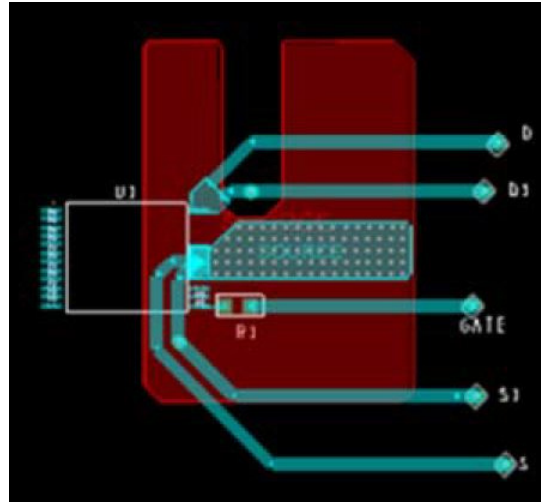


图 22. PowiGaN器件（LYT6078C、LYT6079C和LYT6070C）的热阻测试条件

第二个应用设计范例

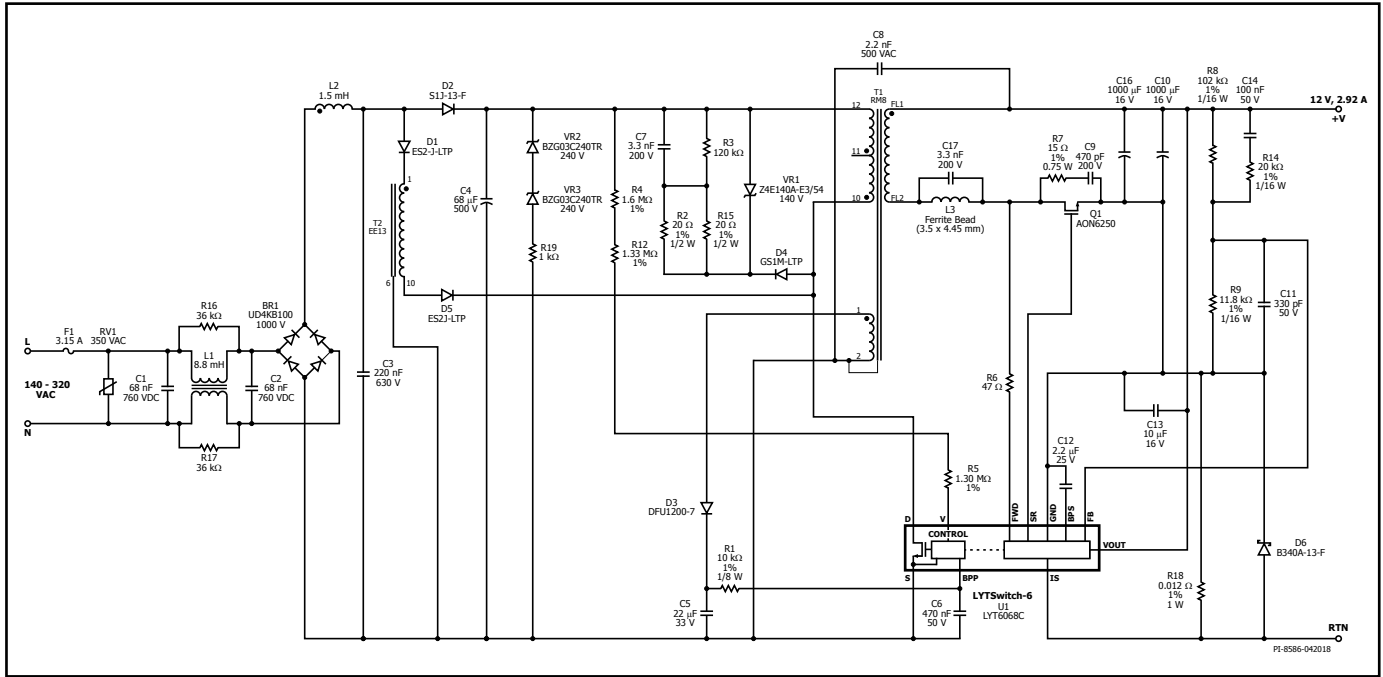


图 23. DER-637电路原理图 — 采用LYTSwitch-6 LYT6068C提供同步整流功能的140VAC – 320VAC输入35W (12V/2.92A)电源

通用输入35 W、12 V高效率LED镇流器 – 提供同步整流功能

图23所示的电路是一款具有单级功率因数校正电路的35W隔离反激式电源，其设计适用于LED照明应用。该电源可提供具有高电压调整精度的12V恒压输出，以及最大2.92A的输出电流。该电源适合使用后级稳压电路对多LED灯串设计进行独立调整的应用（例如，RGBW智能照明）。该电源还适合单LED灯串应用，因为它可以提供高调整精度的相同最大恒流输出，并且在12V至3V输出电压范围内没有输入电压引起的纹波。该电路的效率很高，可以在140VAC到320VAC的输入电压范围内提供出色的输入电压调整率和负载调整率。该电源还可以提供0.9以上的功率因数，并且在230VAC下A-THD小于20%。

输入级

保险丝F1对电路提供保护，在发生严重元件故障时将电路与AC输入隔离。压敏电阻RV1连接在保险丝后面，用作电压钳位 – 在发生输入瞬态变化或浪涌时，可将电压控制在安全水平。桥式二极管BR1对AC输入电压进行整流，并对输入薄膜电容C3和C4提供全波整流直流电压。该电路采用了由C1、L1、C2、L2及C3组成的两级EMI滤波电路。

初级反激级

大电容C4提供输入线路纹波电压滤波，并将直流电压供电给反激级。电容C4还对差模电流进行滤波，有助于降低传导EMI噪声。大电容(C4)的电压通过输入过压引脚电阻(R4及R12)进行监测，以提供输入过压和电压缓升保护。过压阈值电流(I<sub>OV+</sub>)决定了过压阈值，而(I<sub>IUV+</sub>)决定了输入导通电压。发生输入浪涌或瞬态变化时，超过490V<sub>pk</sub>的输入电压将会触发输入过压关断。

变压器(T1)初级绕组的一端连接到大电容(C4)的正极，另一端连接到LYTSwitch-6 (U1) IC内集成的650V功率开关的漏极。D4、R2、R15、R3及C7组成低成本的RCD初级钳位电路，可限制功率开关上产生的电压尖峰。尖峰由变压器漏感造成。RCD初级钳位电路还可降低辐射及传导EMI。钳位稳压管VR1可限制在320VAC下启动进入满载时的漏极电压尖峰。

LYTSwitch-6 IC具有自启动功能，当首次输入电压上电时，它使用内部高压电流源对初级旁路引脚电容(C6)进行充电。在正常工作期间，初级侧从变压器T1的辅助绕组获得供电。辅助绕组的输出端由二极管D3进行整流，并由电容C5进行滤波。电阻R1可限制提供给初级旁路引脚的电流大小。所使用的初级旁路引脚电容C6的值为470nF，该值可设置标准限流点。

功率因数校正

PFC级电路由电感(T2)和与之串联的阻断二极管(D1和D5)组成，并连接至LYTSwitch-6 IC的漏极引脚。高功率因数校正通过利用在断续导通模式(DCM)下工作的开关填充式单级PFC (SVF S<sup>2</sup>PFC)技术实现。来自电感T2的DCM开关电流形成输入电流波形，并在C3的整流电压低于C4的直流电压时产生纯正弦曲线，从而实现高功率因数。

在开关导通期间，能量存储在PFC电感(T2)和反激式变压器(T1)中。在开关关断期间，来自PFC和反激式电感的能量都会通过反激式变压器传输至次级侧。

二极管D2将电容C3与整流AC输入隔离。它还可为大电容C4的充电提供电流路径，特别是在低输入电压下，这样可提高效率。续流二极管D1和D5为存储在PFC电感中的能量提供路径，此能量在开关关断期间传输至次级侧。二极管D1和D5进行串联，能够在开关关断期间耐受来自PFC电感的谐振振荡。

在空载或轻载 (<10%负载) 时，存储在PFC电感(T2)中的能量可能大于次级负载所需的能量，来自PFC电感的多余能量会重新传输至大电容C4，从而升高体电压。稳压管-电阻钳位电路 (VR2和VR3与R19串联) 跨接在大电容C4之间，将电压升高控制在安全水平。稳压管钳位电压被限制在大电容C4的500 V额定值以下。

### 次级控制级

LYTSwitch-6 IC的次级侧控制提供输出恒压和输出恒流。变压器次级绕组的输出端分别由SR FET Q1整流和由输出电容C10及C16滤波。在SR FET上添加一个RC缓冲器 (R7和C9) 可降低电压应力。

IC的次级侧可由次级绕组正向电压通过正激引脚或由输出电压通过输出电压引脚自行供电。连接到LYTSwitch-6 IC (U1)次级旁路引脚的电容C13可提供内部电路去耦。

在恒压模式工作时，通过由电阻R8和R9构成的电位分压器检测输出电压可实现输出电压调整。R9的电压通过反馈引脚进行监测，并与1.265V的内部参考电压阈值进行比较，以维持调整精度。旁路电容C11置于反馈引脚和次级接地引脚之间，对高频噪声进行滤波，防止对反馈信号造成干扰。

恒流工作时，输出电流由检测电阻R18设置。检测电阻上的电压与电流检测引脚35mV的内部参考阈值进行比较，以维持恒流调整。二极管D6与电流检测电阻R18并联，可钳位电流检测引脚与次级接地引脚之间的电压，防止因输出短路而由输出电容产生的大电流浪涌对IC造成损坏。

## 绝对最大额定值<sup>1,2</sup>

漏极引脚电压.....	-0.3V到650V/725V/750V <sup>8</sup>
漏极引脚峰值电流: LYT6063C .....	2.24A <sup>4</sup>
LYT6065C .....	3.87A <sup>4</sup>
LYT6067C .....	5.57A <sup>4</sup>
LYT6068C .....	6.24A <sup>4</sup>
LYT6073C .....	2.38A <sup>5</sup>
LYT6075C .....	4.11A <sup>5</sup>
LYT6077C .....	5.92A <sup>5</sup>
PowiGaN器件LYT6078C.....	6.5A <sup>3</sup>
PowiGaN器件LYT6079C.....	10A <sup>3</sup>
PowiGaN器件LYT6070C.....	14A <sup>3</sup>
BPP/BPS引脚电压 .....	-0.3V到6V
BPP/BPS电流 .....	100mA
FW引脚电压 .....	-1.5V到150V
FB引脚电压 .....	-0.3V到6V
SR引脚电压 .....	-0.3V到6V
V引脚电压(LYT606xC) .....	-0.3V到650V
V引脚电压(LYT607xC) .....	-0.3V到725V
IS引脚电压 <sup>9</sup> .....	-0.3V到0.3V
VOOUT引脚电压 .....	-0.3V到27V
贮存温度 .....	-65到150°C
工作结温 <sup>6</sup> .....	-40到150°C
环境温度 .....	-40到105°C
引线温度 <sup>7</sup> .....	260°C

备注:

- 所有电压都是以 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时的源极和次级接地端为参考点。
- 在短时间内施加器件允许的最大额定值不会引起产品永久性的损坏。但长时间用在器件允许的最大额定值时,会对产品的可靠性造成影响。
- 有关最大允许电压和电流的对应关系,请参见图33。
- 有关最大允许电压和电流的对应关系,请参见图24。
- 有关最大允许电压和电流的对应关系,请参见图34。
- 通常由内部电路限制。
- 在距壳体1/16英寸处测量,持续时间5秒。
- PowiGaN器件:  
最大漏极电压(非重复脉冲).....-0.3V到750V  
最大连续漏极电压.....-0.3V到650V
- 小于500 $\mu\text{s}$ 的绝对最大电压为3V。

## 热阻

热阻:

$(\theta_{JA})$ .....	76°C/W <sup>1</sup> , 65°C/W <sup>2</sup>
$(\theta_{JC})$ .....	8°C/W <sup>3</sup>
PowiGaN器件LYT6079C和LYT6070C	
$(\theta_{JA})$ .....	50°C/W <sup>4</sup>

备注:

- 焊在0.36平方英寸(232mm<sup>2</sup>)、2盎司(610g/m<sup>2</sup>)铜箔区域。
- 焊在1平方英寸(645mm<sup>2</sup>)、2盎司(610g/m<sup>2</sup>)铜箔区域。
- 壳体温度在塑封体顶部测量。
- 请参见图22。

参数	条件	额定值	单位
<b>UL1577额定值</b>			
初级侧电流额定值	由引脚(16-19)至引脚24的电流	1.5	A
初级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$ (器件安装在插座中,此时 $T_{CASE} = 120^\circ\text{C}$ )	1.35	W
次级侧功率额定值	$T_{AMB} = 25^\circ\text{C}$ (器件安装在插座中)	0.125	W

参数	符号	条件	最小值	典型值	最大值	单位
		源极 = 0V $T_J = -40^\circ\text{C}$ 到 $125^\circ\text{C}$ (除非另有说明)				
<b>控制功能</b>						
启动开关频率	$f_{SW}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	22	25	27	kHz
调制频率	$f_M$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f_{SW} = 100\text{kHz}$	0.80	1.25	1.70	kHz
最大导通时间	$t_{ON(MAX)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	12.4	14.6	16.9	$\mu\text{s}$
最小初级反馈阻断计时器	$t_{BLOCK}$				$t_{OFF(MIN)}$	$\mu\text{s}$



参数	符号	条件 源极 = 0V $T_j = -40^{\circ}\text{C}$ 到 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位	
<b>控制功能 (续上)</b>							
<b>BPP供电电流</b>	$I_{S1}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ (开关管停止开关) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	LYT606xC LYT607xC	145	200	300	$\mu\text{A}$
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C	145	266	425	
	$I_{S2}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ (器件开关频率132kHz) $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6063C	0.32	0.43	0.61	mA
			LYT6065C	0.49	0.65	1.03	
			LYT6067C	0.77	1.03	1.38	
			LYT6068C	0.90	1.20	1.75	
			LYT6073C	0.36	0.48	0.65	
			LYT6075C	0.59	0.79	1.10	
			LYT6077C	0.90	1.20	1.73	
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C	0.93 1.46	1.24 1.95	1.79 2.81	
<b>BPP引脚充电电流</b>	$I_{CH1}$	$V_{BP} = 0\text{V}, T_j = 25^{\circ}\text{C}$	-1.75	-1.35	-0.88	mA	
	$I_{CH2}$	$V_{BP} = 4\text{V}, T_j = 25^{\circ}\text{C}$	-5.98	-4.65	-3.32		
<b>BPP引脚电压</b>	$V_{BPP}$		4.65	4.90	5.15	V	
<b>BPP引脚电压滞回</b>	$V_{BPP(H)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$		0.39		V	
<b>BPP分流电压</b>	$V_{SHUNT}$	$I_{BPP} = 2\text{mA}$	5.15	5.36	5.65	V	
<b>BPP上电复位阈值电压</b>	$V_{BPP(RESET)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	2.80	3.15	3.50	V	
<b>OV引脚输入过压阈值</b>	$I_{OV+}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	LYT606xC LYT607xC	106	115	118	$\mu\text{A}$
			LYT6079C LYT6070C	106	112	118	
<b>OV引脚输入过压滞回</b>	$I_{OV(H)}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	LYT606xC LYT607xC		7		$\mu\text{A}$
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C		8		
<b>UV/OV引脚输入过压恢复阈值</b>	$I_{OV-}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	100			$\mu\text{A}$	
<b>OV引脚输入过压抗尖峰脉冲滤波</b>	$t_{OV+}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释B		3		$\mu\text{s}$	
<b>UV引脚电压缓升阈值</b>	$I_{UV+}$	$T_j = 25^{\circ}\text{C}$	LYT606xC LYT607xC	23.9	26.1	28.2	$\mu\text{A}$
			LYT6078C LYT6079C LYT6070C	22.4	24.4	26.7	

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)		最小值	典型值	最大值	单位
<b>输入电压故障保护</b>							
电压引脚电压额定值	$V_V$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		650			V
<b>电路保护</b>							
标准电流限流点(BPP)电容 = $0.47\mu\text{F}$	$I_{\text{LIMIT}}$	$di/dt = 163\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x3C	511	550	589	mA
		$di/dt = 213\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x5C	883	950	1017	
		$di/dt = 300\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x7C	1348	1450	1552	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6068C	1534	1650	1766	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6078C	1581	1700	1819	
		$di/dt = 425\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6079C	1767	1900	2033	
		$di/dt = 525\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6070C	2139	2300	2461	
升高电流限流点(BPP)电容 = $4.7\mu\text{F}$	$I_{\text{LIMIT}+1}$	$di/dt = 163\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x3C	591	650	709	mA
		$di/dt = 213\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x5C	1046	1150	1254	
		$di/dt = 300\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT60x7C	1501	1650	1799	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6068C	1683	1850	2017	
		$di/dt = 375\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6078C	1767	1900	2033	
		$di/dt = 425\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6079C	1980	2130	2279	
		$di/dt = 525\text{mA}/\mu\text{s}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	LYT6070C	2395	2576	2756	
过载检测频率	$f_{\text{OVL}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		102	110	118	kHz
自动重新启动导通时间	$t_{\text{AR}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		75	82	89	ms
旁路引脚故障检测阈值电流	$I_{\text{SD}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		6.0	7.5	11.3	mA
自动重新启动触发跳频时间	$t_{\text{AR(SK)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ 见注释A			1.3		秒
自动重新启动关断时间	$t_{\text{AR(OFF)}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		1.7		2.11	秒
短自动重新启动关断时间	$t_{\text{AR(OFF)SH}}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		0.17	0.20	0.23	秒

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位									
<b>输出</b>															
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	LYT6063C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.90	5.64	$\Omega$									
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	7.60	8.74										
		LYT6065C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.95	2.24		$\Omega$								
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	3.02	3.47										
		LYT6067C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.02	1.17			$\Omega$							
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	1.58	1.82										
		LYT6068C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.86	0.99				$\Omega$						
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	1.34	1.54										
		LYT6073C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	4.42	5.08					$\Omega$					
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	6.85	7.88										
		LYT6075C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.95	2.24						$\Omega$				
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	3.02	3.47										
		LYT6077C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.20	1.38							$\Omega$			
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	1.86	2.14										
		LYT6078C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.52	0.68								$\Omega$		
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	0.78	1.02										
		LYT6079C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.35	0.44									$\Omega$	
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	0.49	0.62										
		LYT6070C $I_D = I_{LIMIT+1}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.29	0.39										$\Omega$
			$T_J = 100^{\circ}\text{C}$	0.41	0.54										
关断状态漏极漏电流	$I_{DSS1}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ $V_{DS} = 80\%$ 峰值漏极电压 $T_J = 125^{\circ}\text{C}$			200	$\mu\text{A}$									
	$I_{DSS2}$	$V_{BPP} = V_{BPP} + 0.1\text{V}$ $V_{DS} = 325\text{V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		15		$\mu\text{A}$									
漏极供电电压			50			V									
过温关断	$T_{SD}$	见注释A	135	142	150	$^{\circ}\text{C}$									
过温关断滞回	$T_{SD(H)}$	见注释A		70		$^{\circ}\text{C}$									

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
<b>次级</b>						
反馈引脚电压	$V_{FB}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	1.250	1.265	1.280	V
最大开关频率	$f_{SREQ}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	118	132	145	kHz
输出电压引脚 自动重新启动阈值	$V_{VO(AR)}$			3.45		V
输出电压引脚 自动重新启动计时器	$t_{VOUT(AR)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		49.5		ms
空载时的BPS引脚电流	$I_{SNL}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		325	485	$\mu\text{A}$
BPS引脚电压	$V_{BPS}$		4.20	4.40	4.60	V
BPS引脚欠压阈值	$V_{BPS(UVLO)(TH)}$		3.60	3.80	4.00	V
BPS引脚欠压滞回	$V_{BPS(UVLO)(H)}$			0.65		V
限流电压阈值	$I_{SV(TH)}$	由外部电阻设置 $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	35.17	35.90	36.62	mV
FWD引脚击穿电压	$V_{FWD}$		150			V
最小关断时间	$t_{OFF(MIN)}$		2.48	3.38	4.37	$\mu\text{s}$
软启动频率渐升时间	$t_{SS(RAMP)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	7.5	11.75	19	ms
BPS引脚故障检测阈值电流	$I_{BPS(SD)}$		5.2	8.9	12	mA
反馈引脚短路	$V_{FB(OFF)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		112	135	mV
热折返特性	$T_{J/B}$			124		$^{\circ}\text{C}$
热折返滞回	$T_{J/B(H)}$			15		$^{\circ}\text{C}$

参数	符号	条件 源极 = 0V $T_J = -40^{\circ}\text{C}$ 到 $125^{\circ}\text{C}$ (除非另有说明)	最小值	典型值	最大值	单位
<b>同步整流管@ <math>T_J = 25^{\circ}\text{C}</math></b>						
SR引脚驱动电压	$V_{SR}$		4.2	4.4	4.6	V
SR引脚电压阈值	$V_{SR(TH)}$			-2.5	0	mV
SR引脚上拉电流	$I_{SR(PU)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ , $f_{SW} = 100\text{kHz}$	125	165	195	mA
SR引脚下拉电流	$I_{SR(PD)}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ , $f_{SW} = 100\text{kHz}$	87	97	115	mA
上升时间	$t_R$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	10-90%	50		ns
下降时间	$t_F$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $C_{LOAD} = 2\text{nF}$ 见注释B	90-10%	80		ns
输出上拉电阻	$R_{PU}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 10\text{mA}$	7.2	8.3	12	$\Omega$
输出下拉电阻	$R_{PD}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $V_{BPS} = 4.4\text{V}$ $I_{SR} = 10\text{mA}$	10.0	12.1	13.4	$\Omega$

注释:

- A. 此参数依据实际特性得到。
- B. 此参数由设计决定。
- C. 详见绝对最大额定值部分的“漏极引脚电压”。

BPP引脚额定电容值	BPP电容值公差	
	最小	最大
0.47 $\mu\text{F}$	-60%	+100%
4.7 $\mu\text{F}$	-50%	不适用

建议至少使用10V/0805/X7R贴片MLCC电容。

## 典型性能曲线

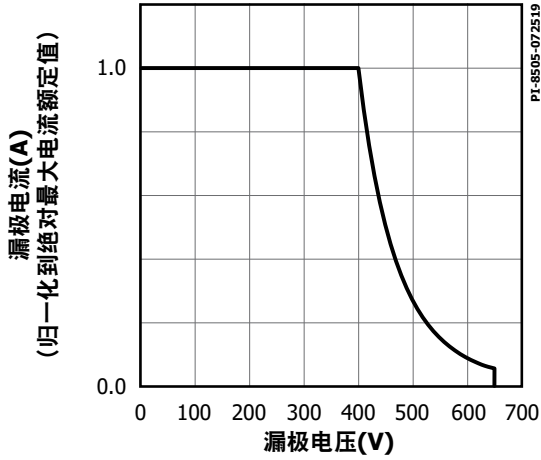


图 24. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化(LYT606xC)

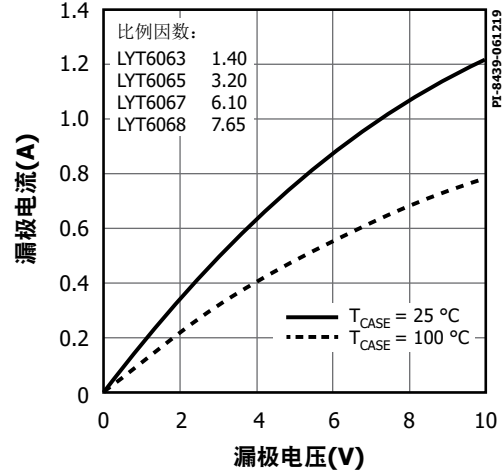


图 25. 输出特性

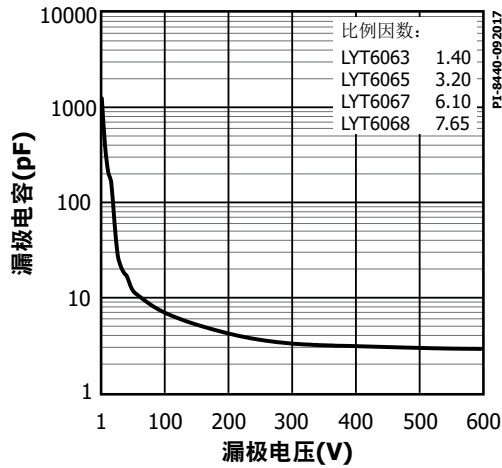


图 26.  $C_{OSS}$  相对于漏极电压的变化

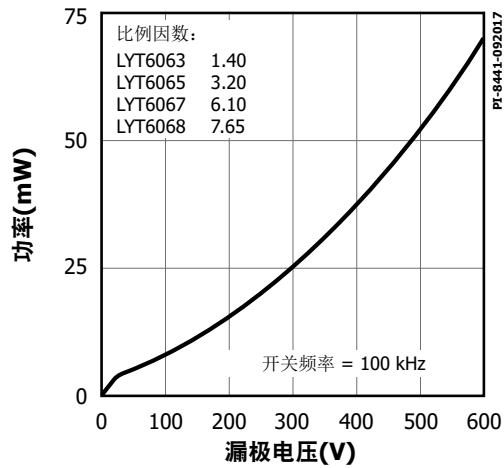


图 27. 漏极电容功率

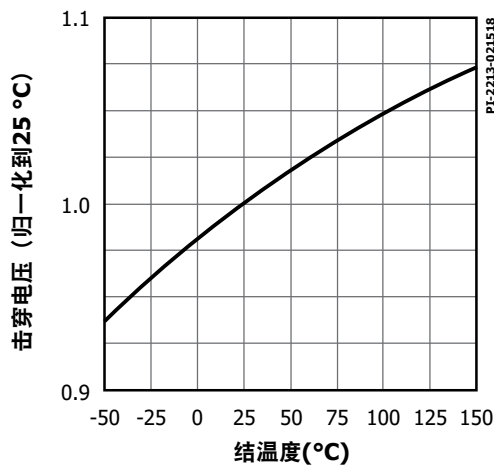


图 28. 击穿电压相对于温度的变化

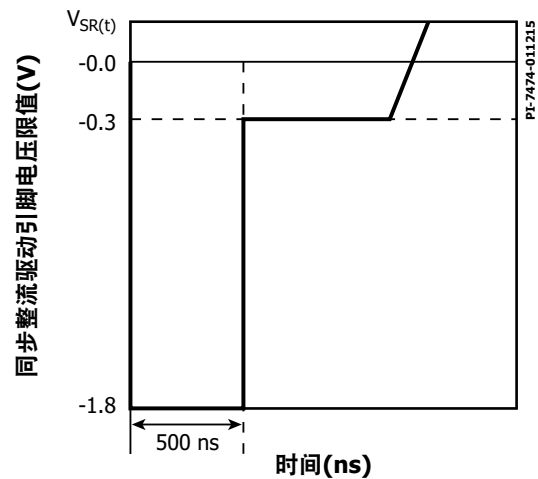


图 29. 同步整流管驱动引脚负电压

## 典型性能曲线

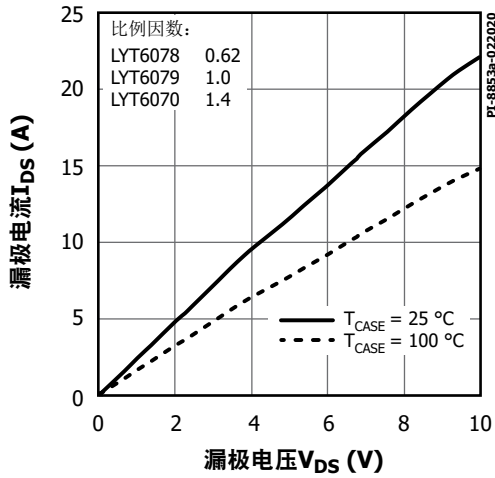


图 30. 输出特性

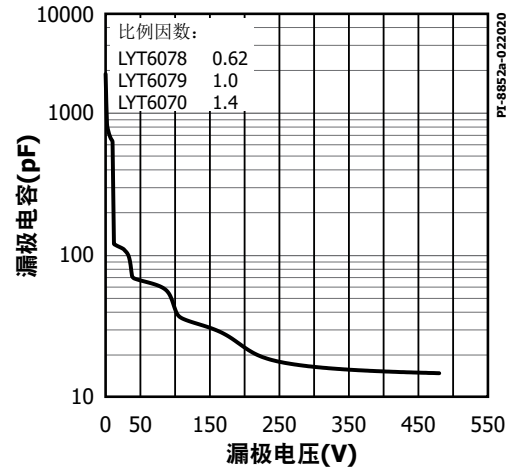


图 31.  $C_{OSS}$  相对于漏极电压的变化

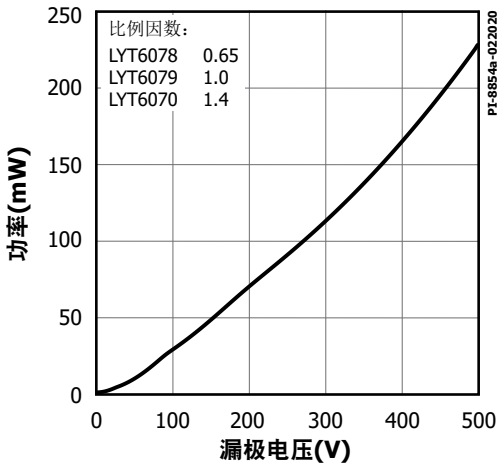


图 32. 漏极电容功率

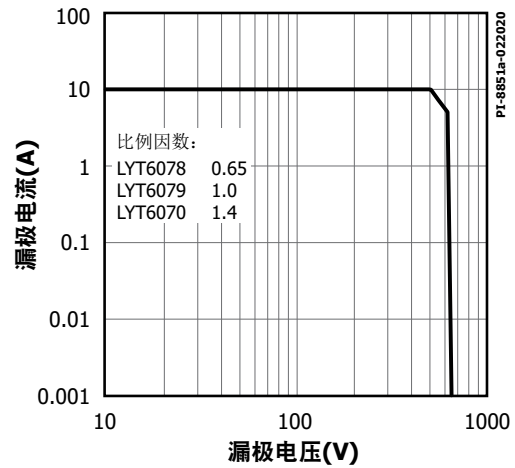


图 33. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化 (PowiGaN 器件 LYT6078、LYT6079 和 LYT6070)

## 典型性能曲线

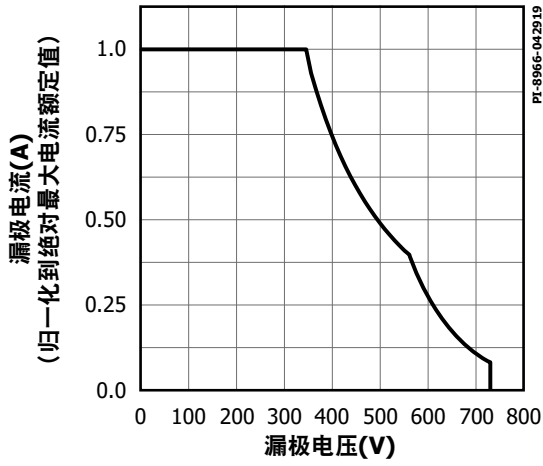


图 34. 最大容许漏极电流相对于漏极电压的变化(LYT607x)

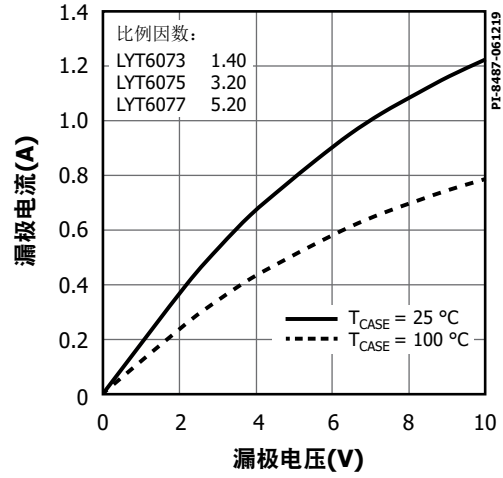


图 35. 输出特性

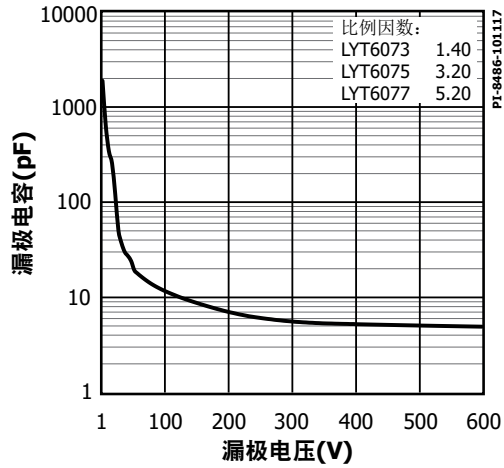


图 36. C<sub>oss</sub> 相对于漏极电压的变化

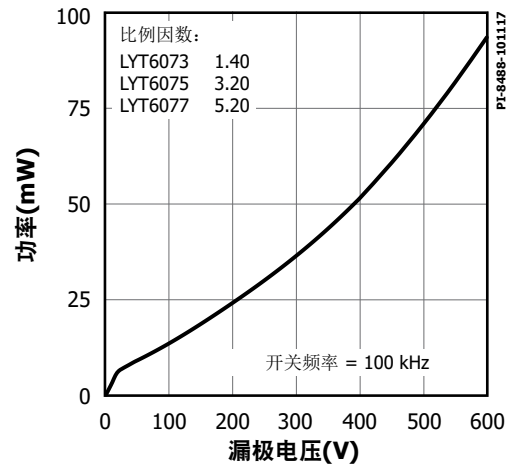
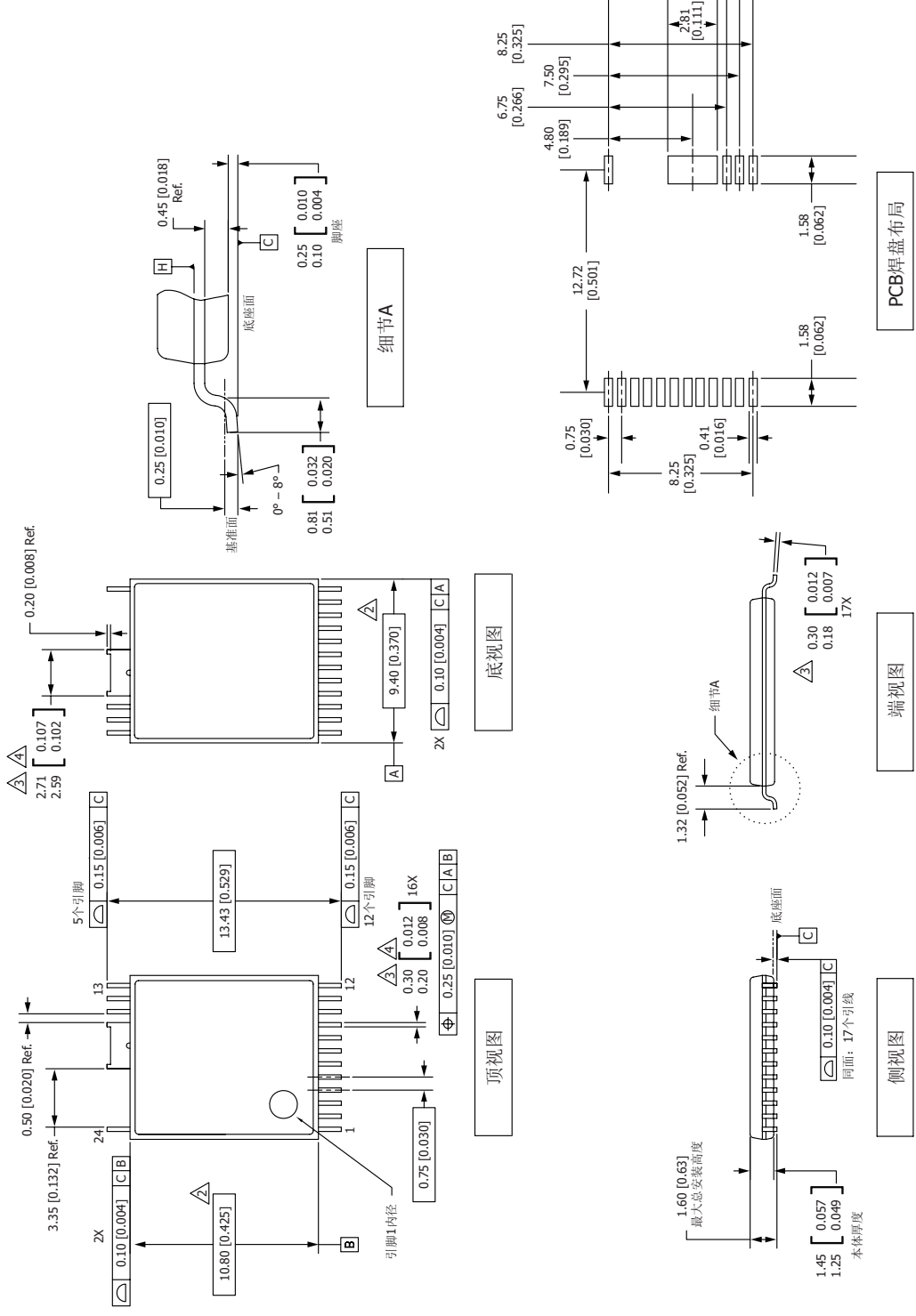


图 37. 漏极电容功率



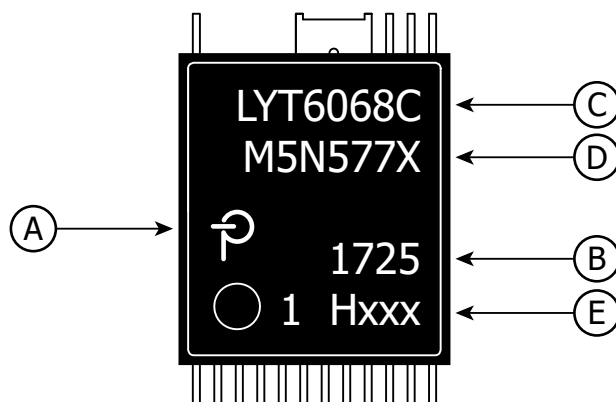
InSOP-24D



- 备注:
1. 尺寸及公差标注依据ASME Y14.5M1994标准。
  2. 标注的尺寸根据塑料体的最外端确定, 不包括模具毛边, 连接杆毛边, 料口毛刺和引脚间毛边, 但包括塑料体顶部与底部之间的任何偏差。
  3. 每侧的塑模突起不超过0.007 [0.18]。
  4. 标注的尺寸包括镀层厚度。
  5. 不包括管脚间毛边或突起。
  6. 控制尺寸以毫米[英寸]为单位。
  7. 基准A及B将在基准面H决定。

## 封装标识

## InSOP-24D



- A. Power Integrations 注册商标
- B. 封装日期代码（表明年份的两个数字后紧跟表明周数的两个数字）
- C. 产品识别（元件号/封装类型）
- D. 批次识别代码
- E. 测试子批次和特性代码

PI-8881-112718

## 特性代码表

特性代码	$I_{LIM}$	$I_{LIM+1}$	$I_{UV+}$	$I_{UV-}$
H125	3.1A	3.472A	80 $\mu$ A	70 $\mu$ A
H127	3.8A	4.26A	80 $\mu$ A	70 $\mu$ A
H129	3.1A	3.472A	24.4 $\mu$ A	10 $\mu$ A
H131	3.8A	4.26A	24.4 $\mu$ A	10 $\mu$ A

## 通用特性代码

元件	H125	H127	H129	H131
LYT6079C-H1XX	✓	✓	✓	✓
LYT6070C-H1XX	✓	✓	✓	✓

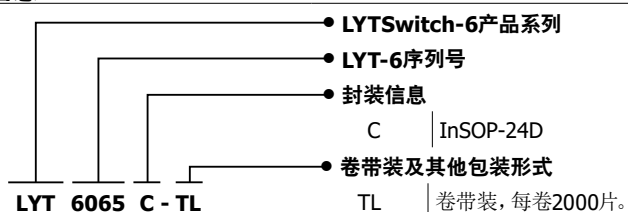
## MSL信息

型号	MSL等级
LYT60xxC	3

## ESD及门锁信息

测试	条件	结果
125°C下锁存	JESD78D	> $\pm 100$ mA或> $1.5 \times V_{MAX}$ , 所有引脚
人体模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-001-2014	> $\pm 2000$ V, 所有引脚
充电器件模型ESD	ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014	> $\pm 500$ V, 所有引脚

## 元件订购信息



修订版本	注释	日期
E	代码L。新增“应用”部分。	02/18
E	修正第14页中的公式错误。	06/18
F	新增LYT6079C和LYT6070C器件。	08/18
G	LYT6079C和LYT6070C器件代码A发布。将 $I_{OV-}$ 更改为 $I_{OV+}$ ，更新了 $I_{OV+}$ 和 $I_{OV(H)}$ 条件、最小值、典型值和最大值参数值；更新了 $V_V$ 条件。更新了 $I_{LIMIT}$ 典型值参数值，删除 $BV_{DSS}$ 参数，为 $T_{SD}$ 和 $T_{SD(H)}$ 条件参数新增了注释A。更新了 $t_R$ 、 $t_F$ 、 $R_{PU}$ 和 $R_{PD}$ 条件、最小值、典型值和最大值参数值。添加了注释B和C。更新了第3、4、6、22页的措辞，并在“绝对最大额定值”表中新增了注释6参考。更新了 $I_{DSS1}$ 和 $I_{DSS2}$ 参数以及典型性能曲线图32和33。	08/19
H	PCN-19281 – 更新了初级旁路引脚电容( $C_{BPP}$ )和次级旁路引脚电容( $C_{BPS}$ )部分的文字。更新了参数 $V_V$ 、 $V_{SR}$ 和 $I_{BPS(SD)}$ 。	10/19
I	新增了特性代码和通用特性代码表。	11/19
J	A版本发布。新增了LYT6078C器件。	02/20
K	更新了第1页的安全信息，更正了第33页封装图中的错别字。	06/20
L	更新了 $V_{FWD}$ 的参数名称。	03/23

注释

## 有关最新产品信息，请访问：[www.power.com](http://www.power.com)

Power Integrations reserves the right to make changes to its products at any time to improve reliability or manufacturability. Power Integrations does not assume any liability arising from the use of any device or circuit described herein. POWER INTEGRATIONS MAKES NO WARRANTY HEREIN AND SPECIFICALLY DISCLAIMS ALL WARRANTIES INCLUDING, WITHOUT LIMITATION, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE, AND NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY RIGHTS.

### Patent Information

The products and applications illustrated herein (including transformer construction and circuits external to the products) may be covered by one or more U.S. and foreign patents, or potentially by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations patents may be found at [www.power.com](http://www.power.com). Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at [www.power.com/ip.htm](http://www.power.com/ip.htm).

### Life Support Policy

POWER INTEGRATIONS PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF POWER INTEGRATIONS. As used herein:

1. A Life support device or system is one which, (i) is intended for surgical implant into the body, or (ii) supports or sustains life, and (iii) whose failure to perform, when properly used in accordance with instructions for use, can be reasonably expected to result in significant injury or death to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

Power Integrations, the Power Integrations logo, CAPZero, ChiPhy, CHY, DPA-Switch, EcoSmart, E-Shield, eSIP, eSOP, HiperPLC, HiperPFS, HiperTFS, InnoSwitch, Innovation in Power Conversion, InSOP, LinkSwitch, LinkZero, LYTSwitch, SENZero, TinySwitch, TOPSwitch, PI, PI Expert, PowiGaN, SCALE, SCALE-1, SCALE-2, SCALE-3 and SCALE-iDriver, are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies. ©2023, Power Integrations, Inc.

---

## Power Integrations全球销售支持网络

### 全球总部

5245 Hellyer Avenue  
San Jose, CA 95138, USA  
Main: +1-408-414-9200  
Customer Service:  
Worldwide: +1-65-635-64480  
Americas: +1-408-414-9621  
e-mail: [usasales@power.com](mailto:usasales@power.com)

### 中国（上海）

徐汇区漕溪北路88号圣爱广场  
1601-1603室  
上海|中国, 200030  
电话: +86-21-6354-6323  
电子邮箱: [chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 中国（深圳）

南山区科技南八路二号豪威科技大厦  
17层  
深圳|中国, 518057  
电话: +86-755-8672-8689  
电子邮箱: [chinasales@power.com](mailto:chinasales@power.com)

### 德国

（AC-DC/LED/电机控制销售）  
Einsteinring 24  
85609 Dornach/Aschheim  
Germany  
Tel: +49-89-5527-39100  
e-mail: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 德国（门极驱动器销售）

HellwegForum 1  
59469 Ense  
Germany  
Tel: +49-2938-64-39990  
e-mail: [igbt-driver.sales@power.com](mailto:igbt-driver.sales@power.com)

### 印度

#1, 14th Main Road  
Vasanthanagar  
Bangalore-560052 India  
Phone: +91-80-4113-8020  
e-mail: [indiasales@power.com](mailto:indiasales@power.com)

### 意大利

Via Milanese 20, 3rd. Fl.  
20099 Sesto San Giovanni (MI) Italy  
Phone: +39-024-550-8701  
e-mail: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

### 日本

Yusen Shin-Yokohama 1-chome Bldg.  
1-7-9, Shin-Yokohama, Kohoku-ku  
Yokohama-shi,  
Kanagawa 222-0033 Japan  
Phone: +81-45-471-1021  
e-mail: [japansales@power.com](mailto:japansales@power.com)

### 韩国

RM 602, 6FL  
Korea City Air Terminal B/D, 159-6  
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,  
Seoul, 135-728, Korea  
Phone: +82-2-2016-6610  
e-mail: [koreasales@power.com](mailto:koreasales@power.com)

### 新加坡

51 Newton Road  
#19-01/05 Goldhill Plaza  
Singapore, 308900  
Phone: +65-6358-2160  
e-mail: [singaporesales@power.com](mailto:singaporesales@power.com)

### 台湾地区

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1  
Nei Hu Dist.  
Taipei 11493, Taiwan R.O.C.  
Phone: +886-2-2659-4570  
e-mail: [taiwansales@power.com](mailto:taiwansales@power.com)

### 英国

Building 5, Suite 21  
The Westbrook Centre  
Milton Road  
Cambridge  
CB4 1YG  
Phone: +44 (0) 7823-557484  
e-mail: [eurosales@power.com](mailto:eurosales@power.com)

---