LNK623-626
LinkSwitch-CV产品系列

提供初级侧精确恒压(CV)控制的高能效、
离线式开关IC

产品特色

大大简化恒压变换器的设计
- 省去光耦器和所有次级侧恒压控制电路
- 省去偏置绕组电源 – IC自偏置

先进的性能特性
- 补偿外围元件的温度漂移
- 独有的IC参数调整技术使得IC参数的公差非常严格
- 连续和/或非连续导通模式工作，增强设计灵活性
- 频率调制技术可极大降低EMI滤波元件的成本
- 通过外部电阻的选择/调整实现更严格的输出公差

先进的保护/安全特性
- 自动重启动保护功能在输出短路及所有控制环路故障（元件开路和短路）情况下可将输出功率降低95%以上
- 迟滞热关断 – 自动恢复功能降低电源在现场的故障率
- 无论在PCB板上还是在封装上，都保证高压漏极与其它所有引脚之间满足高压爬电要求

EcoSmart™ – 高效节能
- 在230 VAC输入下空载功耗低于200 mW，使用可选外部偏置时可低于70 mW
- 无需增加任何元件，轻松满足全球所有的能效标准
- ON/OFF控制可在极轻负载下实现恒定的效率 – 是达到强制性EISA和能源之星2.0标准的理想选择
- 无需初级或次级电流检测电阻，即可提高效率

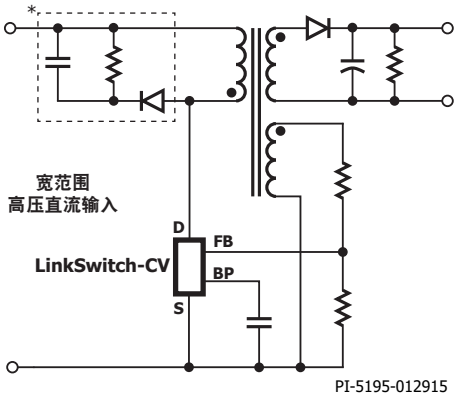
环保封装
- 无卤素和符合RoHS要求的封装

应用
- DVD/机顶盒
- 适配器
- 待机及辅助电源
- 家用电器、白色家电和消费电子产品
- 工业控制

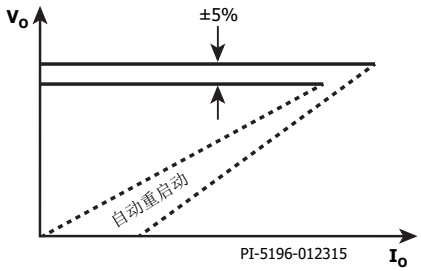
说明

LinkSwitch™-CV采用革新的控制技术，无需光耦器和次级恒压控制电路，且能提供极为严格的输出电压调整，因此可大大简化小功率恒压(CV)变换器的设计。专利的IC参数调整技术与E-Shield™变压器结构技术完美结合，令使用LinkSwitch-CV LNK623/4实现Clampless™设计成为可能。

LinkSwitch-CV能够对多路输出反激式电源应用（如DVD和机顶盒）提供出色的交叉调整率。新IC内集成了一个725 V功率MOSFET、ON/OFF控制状态调节器、自偏置电路、频率调制、逐周期电流限制及迟滞热关断电路。



(a)典型应用基本原理图



(b)输出特性

图1. 典型应用基本原理图(a)及输出特性包络(b).*可选用LNK623-624PG/DG。（有关箝位及其他外部电路设计的注意事项，请参阅“设计要点”部分）。

输出功率对照表

产品型号[3]	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	适配器[1]	峰值或敞开式[2]	适配器[1]	峰值或敞开式[2]
LNK623PG/DG	6.5 W	9 W	5.0 W	6 W
LNK624PG/DG	7 W	11 W	5.5 W	6.5 W
LNK625PG/DG	8 W	13.5 W	6.5 W	8 W
LNK626PG/DG	10.5 W	17 W	8.5 W	10 W

表1. 输出功率对照表。基于5 V输出。

注释：
1. 最小连续输出功率是在典型的无风冷密闭适配器中、环境温度为+50 °C的条件下测量得到的。
2. 最大的实际持续输出功率是在敞开式设计及有足够的散热，环境温度为50 °C的条件下测量得到的（详细信息请参见“设计要点”部分）。
3. 封装：P: PDIP-8C，D: SO-8C。

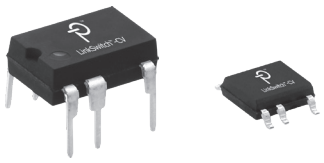


图2. PDIP-8C和SO-8C封装

本产品已获得专利和/或正在申请专利之中。

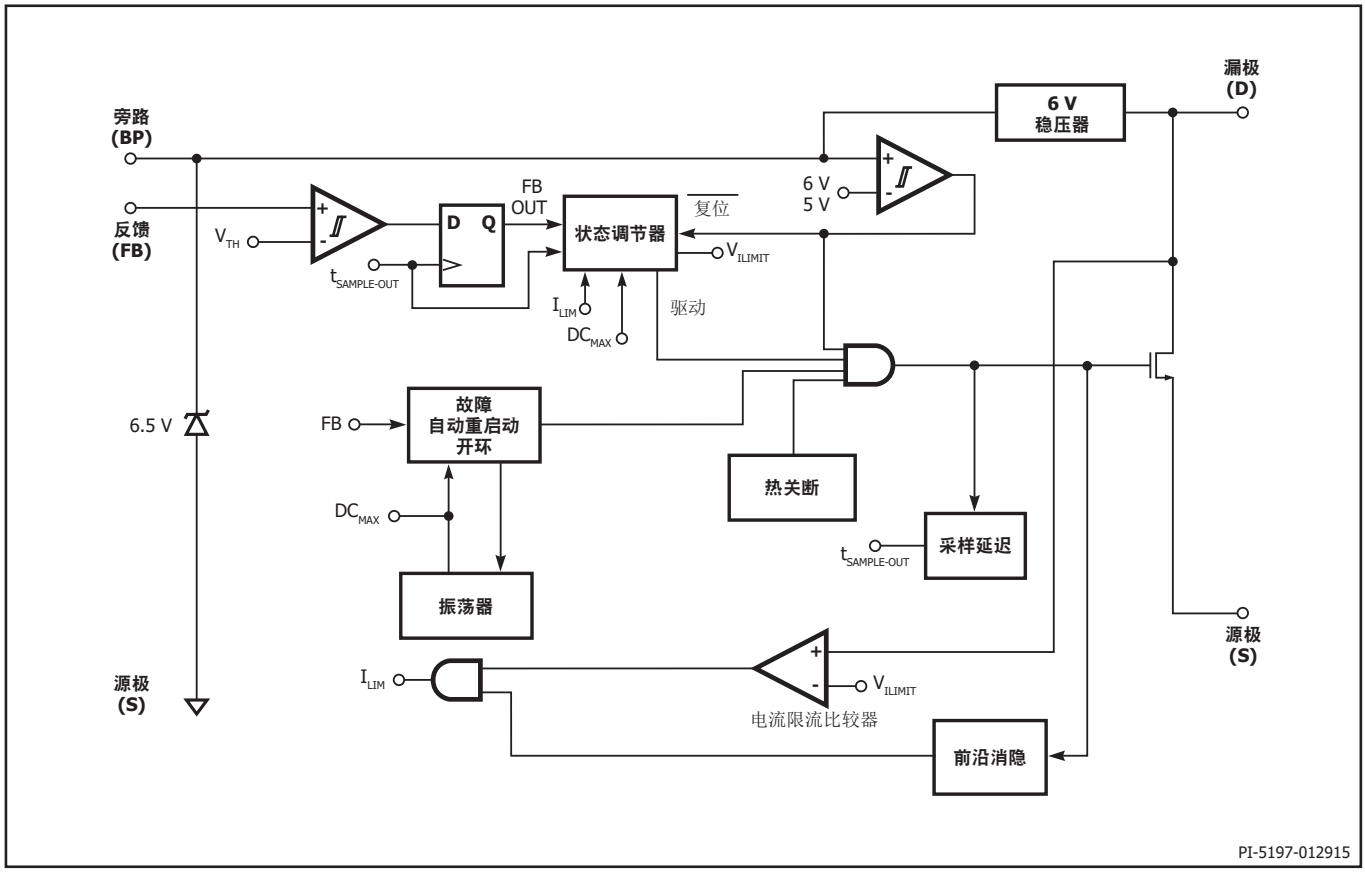


图3. 功能原理框图

引脚功能描述

漏极(D)引脚：
该引脚是功率MOSFET的漏极连接点。在开启及稳态工作时提供内部操作电流。

旁路(BP)引脚：
一个外部旁路电容连接到这个引脚，用于生成内部6 V的供电电源。

反馈(FB)引脚：
在正常工作下，功率MOSFET的开关由此引脚控制。该引脚可检测偏置绕组上的AC电压。这种控制输入引脚可根据偏置绕组的反激电压来调整输出电压。

源极(S)引脚：
该引脚内部连接到MOSFET的源极，用于高压功率的返回节点及控制电路的参考点。

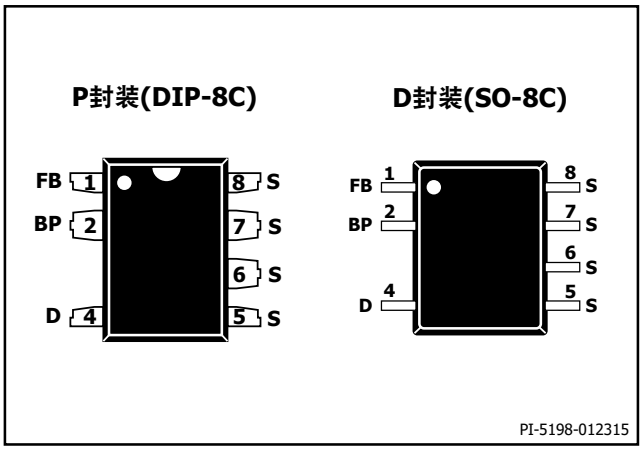


图4. 引脚布局

LinkSwitch-CV功能描述

LinkSwitch-CV在一个器件上集成了一个高压功率MOSFET开关及一个电源控制器。与LinkSwitch-LP和TinySwitch-III相似，它使用ON/OFF控制方式来调整输出电压。LinkSwitch-CV控制器包括一个振荡器、反馈（检测及逻辑）电路、6 V稳压器、过热保护、频率调制、电流限流电路、前沿消隐功能以及用于恒压控制的ON/OFF状态调节器。

恒压(CV)工作方式

控制器使用ON/OFF状态调节器调整反馈引脚电压，使其维持在V_{FBth}的水平。在高压开关关断2.5 μs后对反馈引脚电压进行采样。轻载条件下，还会降低电流限流点，从而降低变压器磁通密度。

自动重启动和开环保护

一旦出现故障，例如在输出短路或开环情况下，LinkSwitch-CV会进入相应的保护模式，具体情况如下所述。

一旦在反馈引脚采样延迟(~2.5 μs)之前，反激期间的反馈引脚电压降低到V_{FBth}-0.3 V以下的持续时间超过200 ms（自动重启动导通时间t_{AR-ON}），变换器将进入自动重启动模式。自动重启动电路对功率MOSFET进行交替使能和禁止，直到故障排除为止。

除了上述的自动重启动外，如果在导通周期正向期间（开关导通时间）检测到的反馈引脚电流降到120 μA以下，变换器会将此报告为开环条件（电位分压器中的顶部电阻开路或丢失）并将自动重启动时间从200减至约6个时钟周期(90 μs)，同时保持2.5秒的禁止周期。这样可以将自动重启动占空比减小到0.01%以下。

过温保护

热关断电路检测IC的结温。阈值设置在142 °C并具备60 °C的迟滞范围。当结温度超过这个阈值(142 °C)，功率MOSFET开关被禁止，直到结温度下降60 °C，MOSFET才会重新使能。

电流限流

电流限流电路检测功率MOSFET的电流。当电流超过内部阈值(I_{LIMIT})时，在该周期剩余阶段会关断功率MOSFET。在功率MOSFET导通后，前沿消隐电路会将电流限流比较器抑制片刻(t_{LEB})。通过设置前沿消隐时间，可以防止由电容及整流管反向恢复时间产生的电流尖峰引起导通的MOSFET提前误关断。

6.0 V稳压器

只要MOSFET处在关闭状态，6 V稳压器就会从漏极的电压吸收电流，将连接到旁路引脚的旁路电容充电到6 V。旁路引脚是内部供电电压节点。当MOSFET导通时，器件使用存储在旁路电容中的能量。内部电路的极低功耗使LinkSwitch-CV可使用从漏极吸收的电流持续工作。一个1 μF的旁路电容就足够实现高频率的去耦及能量存储。

应用范例

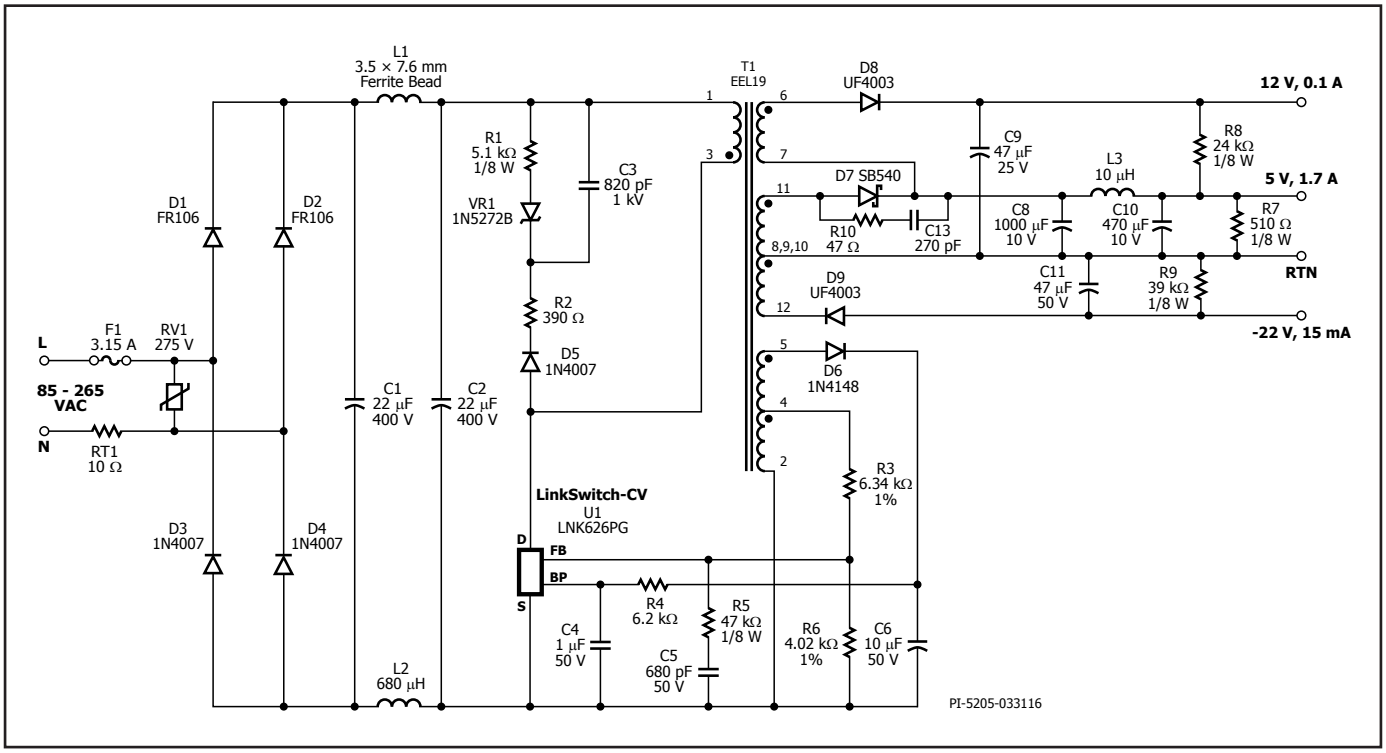


图5. 具有初级检测反馈功能的7 W（10 W峰值）多路输出反激式变换器，适用于DVD应用

电路描述

图4所示的电路是使用LNK626PG设计的三路输出初级侧稳压反激式电源。在通用输入电压范围（85 – 265 VAC）内，它可以提供7 W连续及10 W峰值（受温度影响）输出功率。在115 VAC/230 VAC输入条件下，效率超过67%；在230 VAC输入条件下，空载输入功率小于140 mW。

输入滤波器

AC输入功率由二极管D1至D4进行整流。整流后的DC由大容量电容C1和C2进行滤波。电感L1和L2以及电容C1和C2组成一个π型滤波器，对差模传导EMI噪声进行衰减。这种配置与Power Integrations变压器的E-shield技术相结合，使得本设计在无需使用Y电容的情况下能够满足EMI标准EN55022 B级要求，并具有较大得裕量。保险丝F1提供严重故障保护。负温度系数热敏电阻RT1可以在首次交流上电时将浪涌电流控制在二极管D1至D4的最大额定值以下。金属氧化物压敏电阻RV1在不同输入电压瞬态期间进行AC箝位，以便为输入元件提供保护并使U1的峰值漏极电压维持在其725 V BV_{DSS}额定值以下。如果浪涌水平等于或小于2 kV，可以省去该元件。

LNK626初级侧

LNK626PG器件(U1)集成了功率开关器件、振荡器、恒压控制引擎、启动以及保护功能。集成的725 V MOSFET在通用输入AC应用中具有很大的漏极电压裕量，可通过使用更大的变压器匝数比，提高可靠性，并减小输出二极管的电压应力。该器件可通过旁路引脚和退耦电容C4完全实现自供电。本设计添加了一个偏置电路（D6、C6及R4），将空载输入功耗降至140 mW以下。

经整流及滤波的输入电压加在T1初级绕组的一侧。U1中集成的MOSFET用于驱动变压器初级绕组的另一侧。D5、R1、R2、C3和VR1组成箝位电路，对漏感引起的漏极电压尖峰进行限制。本电路选用了齐纳稳压管泄放箝位电路，以获得最低的空载输入功率，但在接受较高空载输入功率的应用中，可以省去VR1并提高R1值，以形成标准RCD箝位。

输出整流

变压器的次级由D7、D8和D9进行整流。本设计对5 V主输出使用了肖特基势垒二极管以提高效率。+12 V和-22 V输出使用超快速整流二极管。L3和C10对主输出进行后级滤波，这样可以消除开关频率纹波。电阻R7、R8及R9充当假负载，在无负载时可使输出电压维持在各自的限度内。为降低高频率振荡及相关的辐射EMI，在D7上添加了由R10和C13组成的RC缓冲电路。

输出调整

LNK626使用ON/OFF控制来调整输出，具体方法是根据反馈引脚上的采样电压使能或禁止开关周期。输出电压检测是由变压器T1上的初级参考绕组来执行的，无需光耦器和次级检测电路。由R3和R6组成的电阻分压器将绕组电压馈入U1。标准的1%电阻值用于将额定输出电压控制在中心位置。电阻R5及C5可产生与连续使能开关周期成比例的偏置电压，从而减少群脉冲现象的发生。

设计要点

输出功率对照表

数据手册中最大输出功率表（表1）表明了在如下假设的条件下可以在反激式变换器中获得的实际最大连续输出功率：

1. 90 VAC输入条件下的最小DC输入电压为100 V或更高。输入电容值的选择一定要满足这些标准。
2. 使用一个肖特基二极管作为次级5 V输出的整流。
3. 假设效率是80%。
4. 连续导通模式工作(K_p = 0.4)。
5. 反射输出电压(V_{OR})为110 V。
6. 器件通过源极引脚焊接到PCB板足够大的铺铜区域上，以使P封装器件的源极引脚温度保持或低于110 °C，D封装器件的源极引脚温度保持或低于100 °C。
7. 敞开式应用的环境温度是50 °C，适配器设计的壳体内温度是60 °C。

注：如果效率高于80%，可以获得更高的输出效率，这常见于高输出电压设计。

旁路引脚电容

建议使用一个1 μF的旁路引脚电容(C4)。电容电压额定值应等于或大于6.8 V。电容的电介质材质不太重要。电容的物理位置必须靠近LinkSwitch-CV旁路引脚。

电路板布局

LinkSwitch-CV采用高度集成的电源解决方案，将控制器和高压MOSFET同时集成到单晶片上。由于同时存在大开关电流、高开关电压和模拟信号，为了保证电源可以稳定可靠的工作，遵循正确的PCB设计方法显得尤为重要。

在设计LinkSwitch-CV电源的电路板时，请务必遵循以下指南：

单点接地

LinkSwitch-CV源极引脚的输入滤波电容的负极端采用单点(Kelvin)连接到偏置绕组的回路。使浪涌电流从偏置绕组直接返回输入滤波电容，增强了浪涌的承受力。

旁路电容

旁路引脚电容应放置在距离源极引脚和旁路引脚最近的地方。

反馈电阻

直接将反馈电阻放在LinkSwitch-CV器件的反馈引脚处。这样可以降低噪声耦合。

散热注意事项

与源极引脚相连的铺铜区域为LinkSwitch-CV提供散热。根据经验估计，LinkSwitch-CV将耗散10%的输出功率。预留足够的铺铜区域，使源极引脚温度保持在110 °C以下，以便为元件间的$R_{DS(ON)}$变化提供裕量。

次级环路面积

要最大程度上降低漏感和EMI，连接次级绕组、输出二极管及输出滤波电容的环路区域面积应最小。此外，与二极管的阴极和阳极连接的铺铜区域应足够大，以便于散热。最好在电位稳定的阴极留有更大的铺铜区域。阳极铺铜区域过大会增加高频辐射EMI。

静电放电火花隙

在充电器和适配器中，ESD放电可能施加到电源的输出。因此，建议在这些应用中增加火花隙设计。沿着绝缘带有一条引线，用于形成火花隙的一个电极。次级侧的另一个电极由输出返回节点形成。火花隙直接将ESD能量从次级引回初级侧AC输入。在AC输入附近设计一个10 mil的火花隙。间隙可以退耦在放电带和AC输入间产生的任何噪声信号。由AC输入至火花隙电极的引线应与其他引线保持一定的间距，以免引起不必要的电弧以及可能的电路损坏。

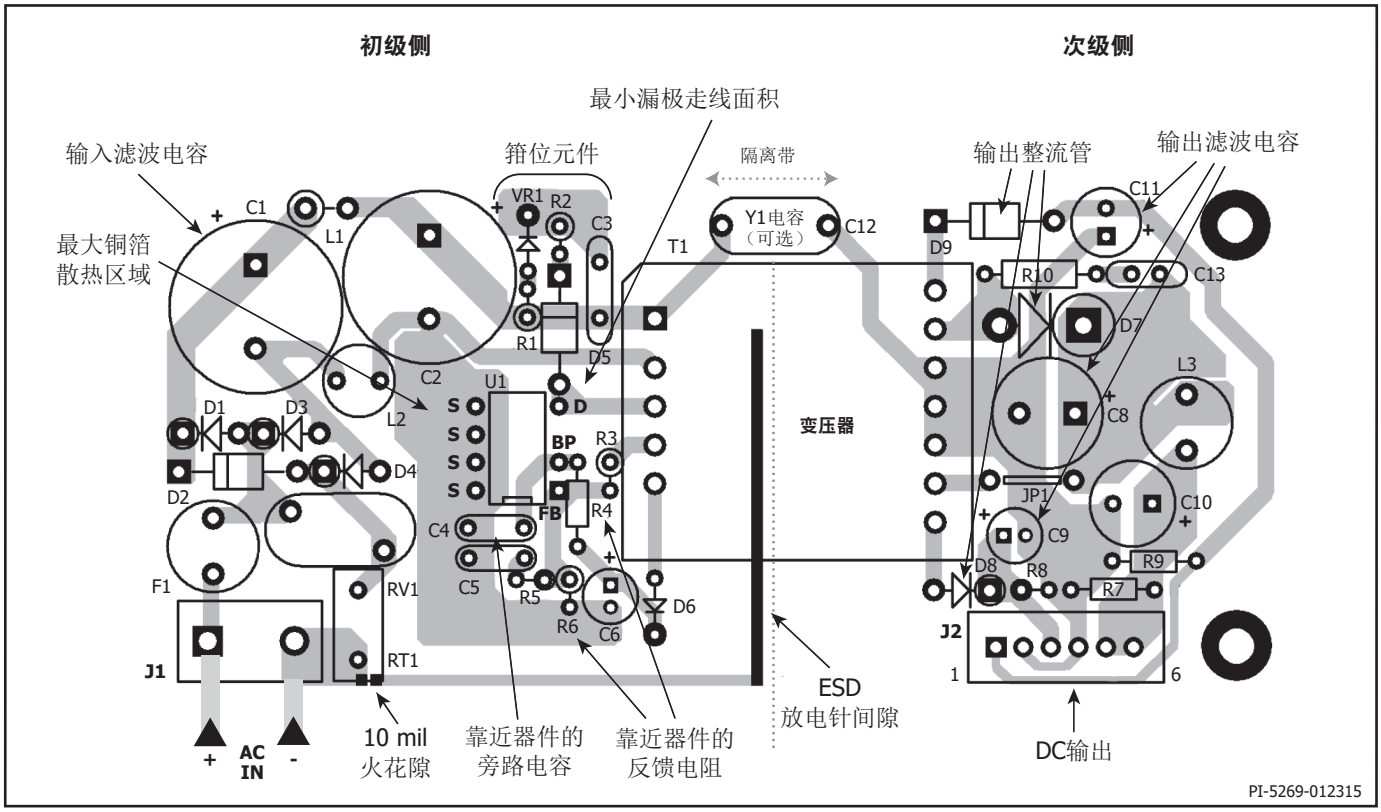


图6. PCB布局示例

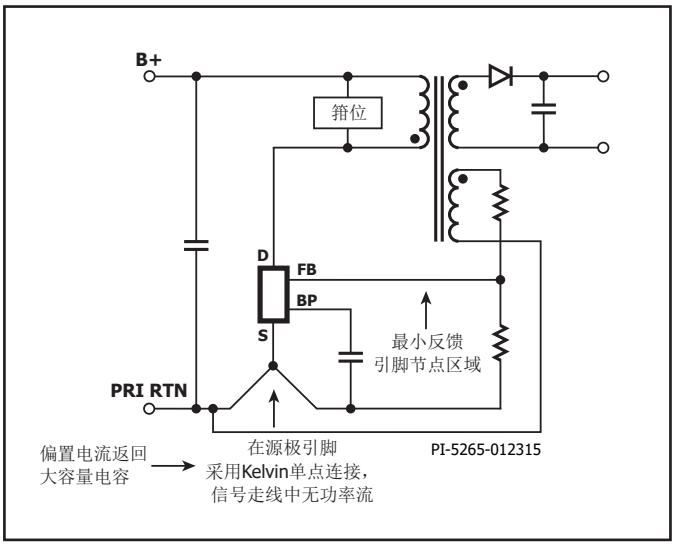


图7. 不带外部偏置的建议布局的电路图示

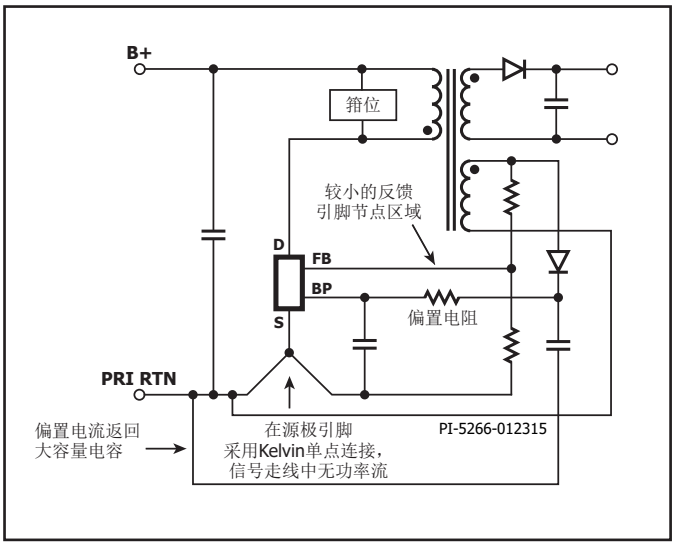


图8. 带外部偏置的建议布局的电路图示

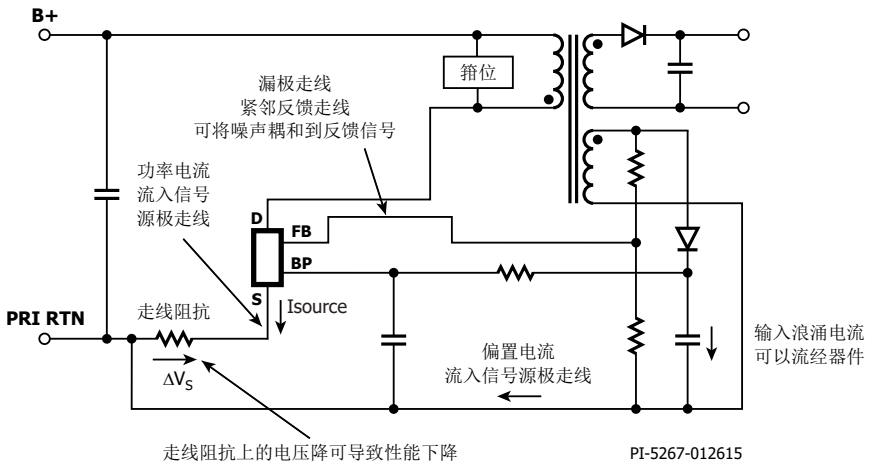


图9. 不合理布局所带来电气影响的电路图示

漏极箝位

建议的箝位电路

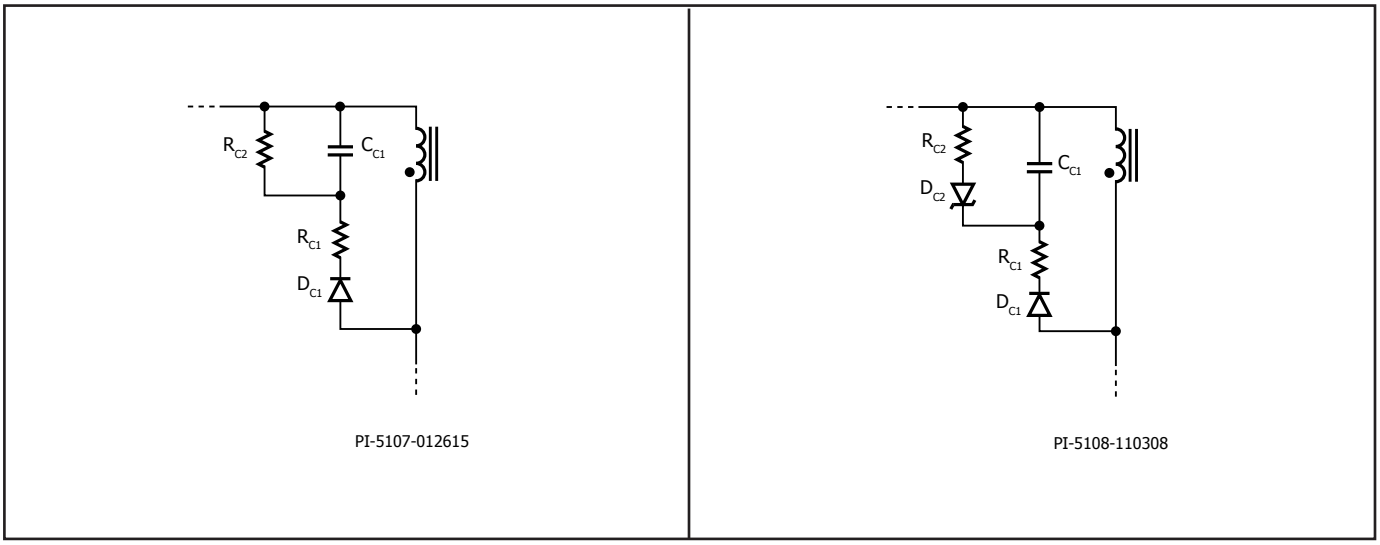


图10. RCD箝位、小功率或低漏感设计。

采用齐纳稳压管泄放的RCD箝位。大功率或高漏感设计。

图5中的元件R1、R2、C3、VR1及D5组成箝位电路。当初级漏感大于125 μH时最适合采用此电路，以便降低反馈绕组中产生的漏极电压过冲或振荡。为实现最佳输出调整，关断初级MOSFET 2.1 μs后反馈电压必须稳定到1%的范围内。这就需要认真选择箝位电路元件。VR1的电压选取值为比反射输出电压(V_{OR})高约20%。这样可以消减漏极上的任何关断尖峰，同时，又能在输出二极管导通时防止在反激电压间隔期间发生导通。R1的值应为最大值，以便获得稳定的可接受的反馈引脚电压和峰值漏极电压。R1值过大会延长C3的放电时间和降低调整性能。电阻R2用来衰减漏感振荡。该值必须足够大才能在所需的时间内衰减振荡，但也不能过大，因为这样会使漏极电压超过680 V。

如果初级漏感小于125 μH，可以省去VR1并增大R1的值。820 pF电容选取470 kΩ的电阻值是建议起点。确认在所有输入电压及负载条件下峰值漏极电压均小于680 V。确认反馈绕组稳定在可接受的限度内，以实现良好的输入电压及负载调节。

箝位电路中快速(500 ns)恢复二极管与慢速(2 μs)恢复二极管对群脉冲和输出纹波的影响之比较。

慢速反向恢复二极管可减小反馈电压振荡。在图11中，快速恢复二极管的振荡幅度表示有8%的误差。

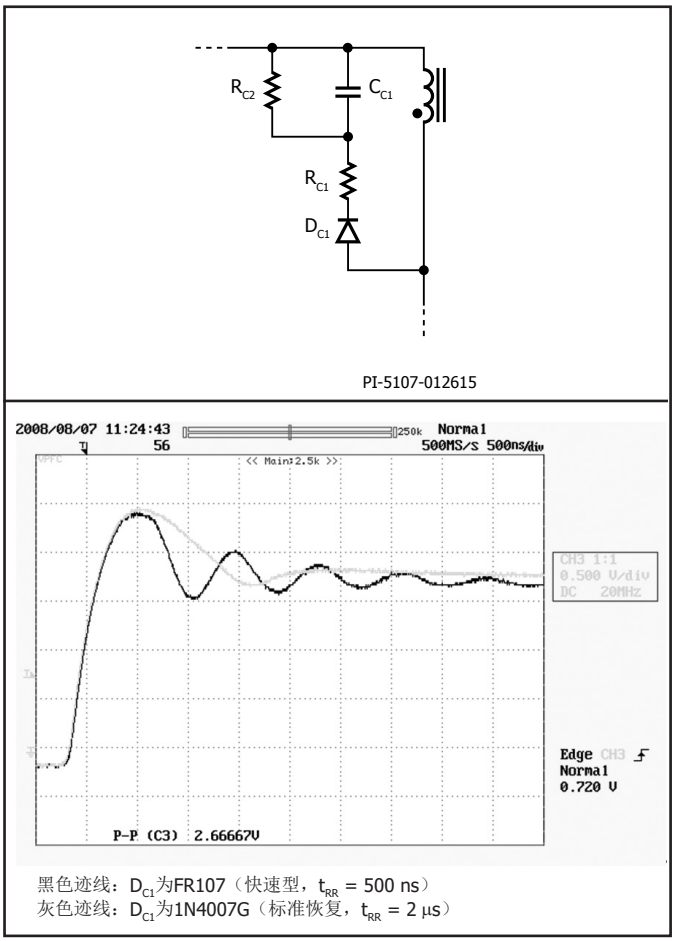


图11. 箝位二极管对反馈引脚电压稳定的影响。箝位电路（顶部）。反馈引脚电压（底部）。

无箝位设计

无箝位设计完全依赖漏极节点电容来控制漏极电感引起的峰值漏极-源极电压。因此最大AC输入电压、V_{OR}的数值、漏感能量（是漏感和峰值初级电流的函数）以及初级绕组电容决定了峰值漏极电压。在没有任何功率耗散元件作为外部电压箝位的情况下，更长的漏感振荡持续时间会导致EMI升高。

对于一个通用输入的设计或230 VAC输入的无箝位设计，请参考如下建议：

1. 无箝位设计只能在输出功率P_O ≤5 W且V_{OR} ≤90 V的情况下使用
2. 对于输出功率P_O ≤ 5 W的设计，初级绕组必须采用双层绕制的结构以确保初级匝间电容在25 pF到50 pF的足够大范围内。必须在变压器中增加一个偏置绕组并使用标准恢复时间的二极管(1N4003–1N4007)进行整流，作为箝位功能使用。从偏置绕组电容连接一个电阻到旁路引脚，可以从外部向器件供电。这样即可禁止内部高压电流源的操作，降低了器件本身功耗及电源空载功耗。
3. 对于输出功率P_O > 5 W的设计，无箝位设计不可行，需要在器件外部增加RCD或稳压箝位电路。
4. 必须保证在最差的高输入电压情况下，峰值漏极电压低于内部MOSFET的BV_{DSS}规格，最理想状况是≤650 V，从而为设计留有裕量。

V_{OR}（输出反射电压）是在次级二极管导通期间输出电压加上二极管正向导通压降，通过变压器的变比反射到初级绕组上的电压。直流总线电压、漏感尖峰电压以及V_{OR}决定了峰值漏极电压。

群脉冲

群脉冲是指经过两次或多次时序状态变化后所产生的6次或多次连续脉冲。群脉冲会造成输出纹波电压的增大。这种效应如图12右侧所示，从中可看出群脉冲造成了输出纹波电压的增大。

为消除群脉冲，需确认反馈信号能在内部MOSFET关断后2.1 µs之内达到稳定状态。可能需要在箝位电路中使用齐纳二极管，以获得所需的稳定延迟时间。如果稳定延迟时间符合要求，还需要使用一个跨反馈电阻的R_{LOWER}(R6)的RC电路。

R的值（图13中的R5）应在大于R_{LOWER}的一个数量级上，取值应使R×C = 32 µs，其中C为图13中的C5。

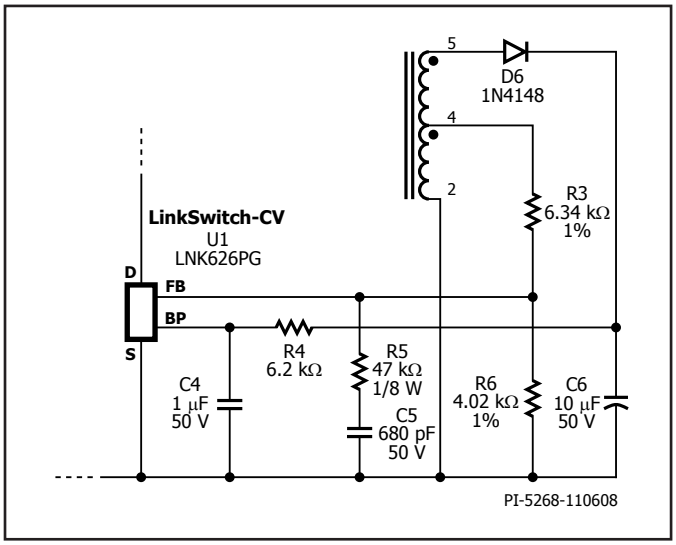
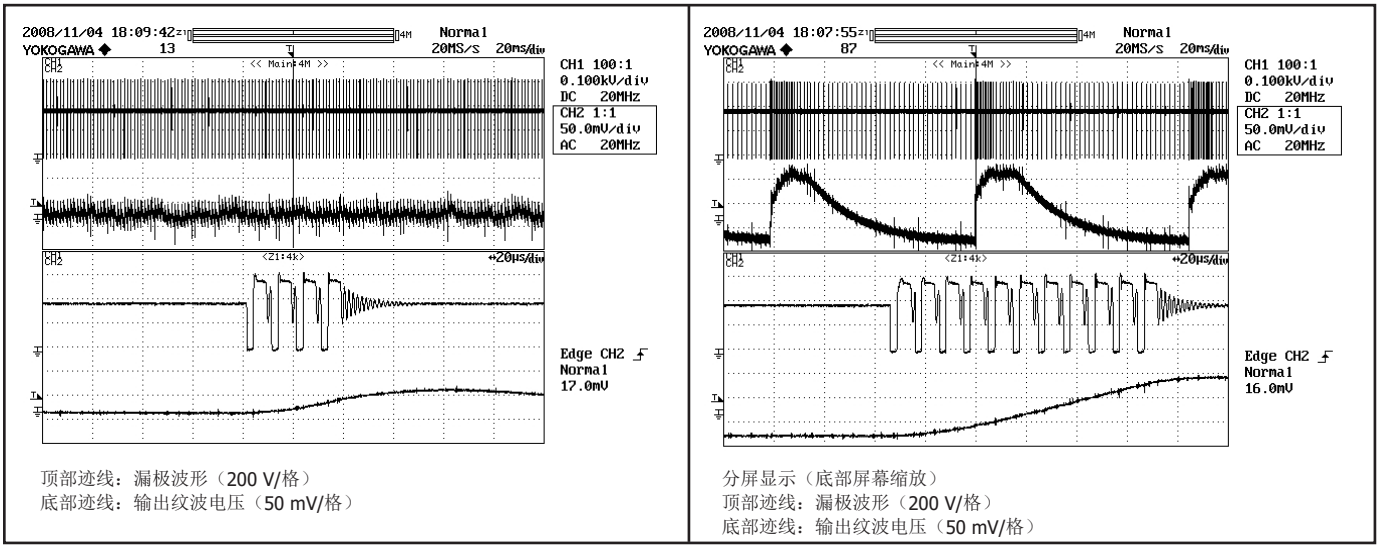


图13. 跨接R_{BOTTOM} (R6)的RC网络用于降低群脉冲



顶部迹线：漏极波形（200 V/格）
底部迹线：输出纹波电压（50 mV/格）

分屏显示（底部屏幕缩放）
顶部迹线：漏极波形（200 V/格）
底部迹线：输出纹波电压（50 mV/格）

图12. 非脉冲群（少于5次连续开关周期） 群脉冲（多于5次连续开关周期）

快速设计校验

对于任何使用LinkSwitch-CV的电源设计，都应经过全面测试以确保在最差条件下元件的规格没有超过规定范围。建议至少进行如下测试：

1. 最大漏极电压 – 检验峰值V_{DS}在最高输入电压和最大输出功率时是否超过680 V。
2. 最大漏极电流 – 在最高环境温度、最高输入电压和最大输出负载情况下，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多的前沿电流尖峰。LinkSwitch-CV的前沿消隐时间为215 ns，可以防止接通周期过早地终止。在215 ns的消隐时间结束前，观察漏极电流波形，检验前沿电流是否在允许的流限范围内。
3. 热检查 – 在最大输出功率、最小和最大输入电压以及最高环境温度条件下，检验LinkSwitch-CV、变压器、输出二极管和输出电容是否超过温度指标。应有足够的温度裕量以保证LinkSwitch-CV不会因为元件间的$R_{DS(ON)}$的变化而引起过热问题出现，参见数据手册中关于RDS(ON)的说明。建议源极引脚的最高温度不要超过110 °C。

设计工具

有关设计工具的最新信息，请浏览Power Integrations的网站：www.power.com

绝对最大额定值[1,5]

漏极电压 ..... -0.3 V到725 V
漏极峰值电流： LNK623 ..... 400 (600) mA[4]
LNK624 ..... 400 (600) mA[4]
LNK625 ..... 528 (790) mA[4]
LNK626 ..... 720 (1080) mA[4]
峰值负向脉冲漏极电流 ..... -100 mA[2]
反馈引脚电压 ..... -0.3 V到9 V
反馈引脚电流 ..... 100 mA
旁路引脚电压 ..... -0.3 V到9 V
旁路引脚电流 ..... 10 mA
贮存温度 ..... -65 °C到150 °C
工作结温 ..... -40 °C到150 °C
引线温度[3] ..... 260 °C

注释：
1. 所有电压均在T_A = 25 °C情况下以源极作为参考点。
2. 持续时间不超过 2msec。
3. 在距壳体1/16英寸处测量，测量时间5秒。
4. 当漏极电压同时低于400 V时，可允许更高的峰值漏极电流。
5. 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。

热阻

热阻：P封装：
(θ_{JA}) ..... 70 °C/W[2]; 60 °C/W[3]
(θ_{JC})[1] ..... 11 °C/W
D封装：
(θ_{JA}) ..... 100 °C/W[2]; 80 °C/W[3]
(θ_{JC})[1] ..... 30 °C/W

注释：
1. 在靠近塑体表面的8引脚（源极）测得的。
2. 焊在0.36平方英寸(232 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。
3. 焊在1平方英寸(645 mm²)、2盎司(610 g/m²)铜箔区域。

参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J = -40到125 °C （除非另有说明）		最小值	典型值	最大值	单位
控制功能							
工作频率	f_{OSC}	T_J = 25 °C, V_{FB} = V_{FBth}	LNK623/6	93	100	106	kHz
频率调制		相对于平均频率抖动的峰峰值， T_J = 25 °C			±7		%
自动重启动时工作频率变比	$f_{OSC(AR)}$	T_J = 25 °C， 与f_{OSC}相关，见注释C			80		%
最大占空比	DC_{MAX}	T_J = 25 °C 见注释B、C		54			%
反馈引脚电压	V_{FBth}	T_J = 25 °C 见图15 C_{BP} = 1 µF 见注释D	LNK623-624P	1.815	1.840	1.865	V
			LNK623-624D	1.855	1.880	1.905	
			LNK625P, LNK625D	1.835	1.860	1.885	
			LNK626P, LNK626D	1.775	1.800	1.825	
反馈引脚电压温度系数	TC_{VFB}				-0.01		%/°C
反馈引脚关断阈值电压	$V_{FB(AR)}$				1.45		V
功率系数	I^2f	$I^2f = I^2_{LIMIT(TYP)} \times f_{OSC(TYP)}$	LNK623/6P T_J = 25 °C	0.9 × I^2f	I^2f	1.17 × I^2f	A^2Hz
		$I^2f = I^2_{LIMIT(TYP)} \times f_{OSC(TYP)}$	LNK623/6D T_J = 25 °C	0.9 × I^2f	I^2f	1.21 × I^2f	

参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J = -40到125 °C （除非另有说明）		最小值	典型值	最大值	单位
控制功能（续上）							
最小开关导通时间	$t_{ON(min)}$	见注释C			700		ns
反馈引脚采样延迟时间	t_{FB}			2.35	2.55	2.75	µs
漏极供电电流	I_{S1}	反馈引脚电压> V_{FBth}			280	340	µA
	I_{S2}	反馈引脚电压 = V_{FBth} -0.1，开关导通时间 = t_{ON}（MOSFET 开关频率f_{OSC}）	LNK623/4		440	520	
			LNK625		480	560	
			LNK626		520	600	
旁路引脚充电电流	I_{CH1}	V_{BP} = 0 V	LNK623/4	-5.8	-3.4	-1.8	mA
			LNK625/6	-8.2	-4.5	-2.0	
	I_{CH2}	V_{BP} = 4 V	LNK623/4	-4.0	-2.3	-1.0	
			LNK625/6	-5.6	-3.2	-1.4	
旁路引脚电压	V_{BP}			5.65	6.00	6.25	V
旁路引脚电压迟滞	V_{BPH}			0.70	1.00	1.20	V
旁路引脚分流电压	V_{SHUNT}			6.2	6.5	6.8	V
电路保护							
电流限流点	I_{LIMIT}	LNK623 di/dt = 50 mA/µs , T_J = 25 °C		196	210	225	mA
		LNK624 di/dt = 60 mA/µs , T_J = 25 °C		233	250	268	
		LNK625 di/dt = 80 mA/µs , T_J = 25 °C		307	330	353	
		LNK626 di/dt = 110 mA/µs , T_J = 25 °C		419	450	482	
前沿消隐时间	t_{LEB}	T_J = 25 °C 见注释C		170	215		ns
热关断温度	T_{SD}			135	142	150	°C
热关断迟滞	T_{SDH}				60		°C

参数	符号	条件 源极 = 0 V；T_J = -40到125 °C （除非另有说明）		最小值	典型值	最大值	单位
输出							
导通电阻	$R_{DS(ON)}$	LNK623 I_D = 50 mA	T_J = 25 °C		24	28	Ω
			T_J = 100 °C		36	42	
		LNK624 I_D = 50 mA	T_J = 25 °C		24	28	
			T_J = 100 °C		36	42	
		LNK625 I_D = 62 mA	T_J = 25 °C		16	19	
			T_J = 100 °C		24	28	
		LNK626 I_D = 82 mA	T_J = 25 °C		9.6	11	
			T_J = 100 °C		14	17	
关断状态漏电流	I_{DSS1}	V_{DS} = 560 V，见图20 T_J = 125 °C，见注释A				50	μA
	I_{DSS2}	V_{DS} = 375 V，见图20 T_J = 50 °C			15		
击穿电压	BV_{DSS}	T_J = 25 °C 见图20		725			V
漏极供电电压				50			V
自动重启动导通时间	t_{AR-ON}	V_{FB} = 0 见注释C			200		ms
自动重启动关断时间	t_{AR-OFF}				1		s
开环反馈引脚电流阈值	I_{OL}	见注释C			-120		μA
开环导通时间		见注释C			90		μs

注释：

A. I_{DSS1}为80%的BV_{DSS}以及最大工作结温时最差的关断状态漏电流。I_{DSS2}是在最差应用条件下（265VAC整流后）进行空载损耗计算时的典型漏电流。

B. 当占空比超过DC_{MAX}，LinkSwitch-CV在导通时间延长模式下工作。

C. 此参数依据实际特性得到。

D. 在装配过程中产生的机械应力可能会导致此参数发生偏移。考虑到设计遵循AN-45中的建议和良好的生产规范，这种转变不会影响LinkSwitch-CV在批量生产中满足CV = ±5%的能力。

典型性能特性

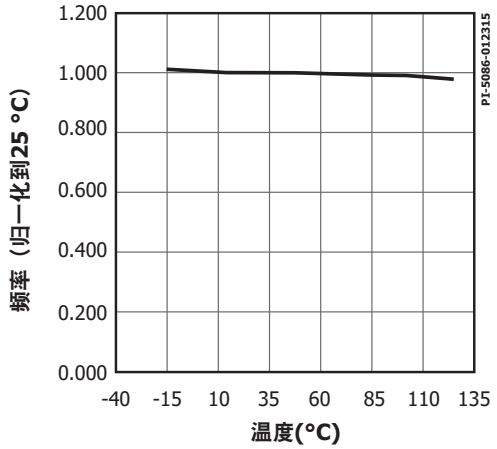


图14. 输出频率相对于温度的变化

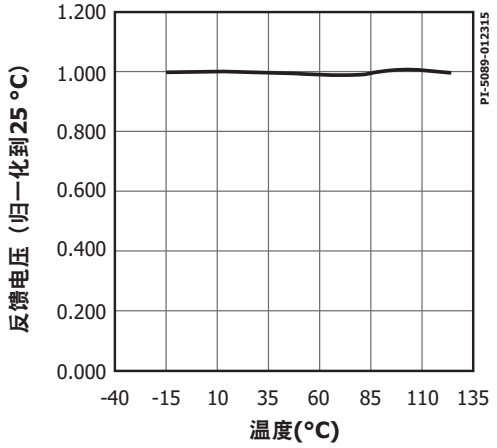


图15. 反馈电压相对于温度的变化

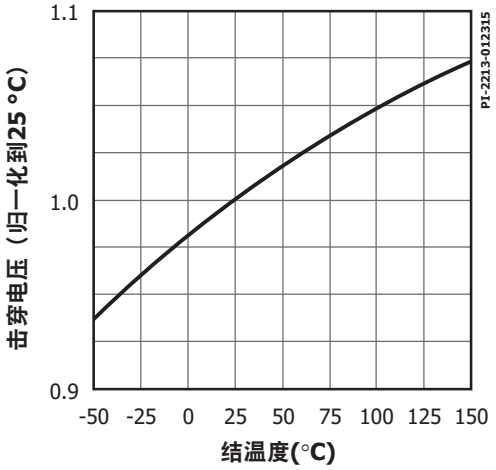


图16. 击穿电压相对于温度的变化

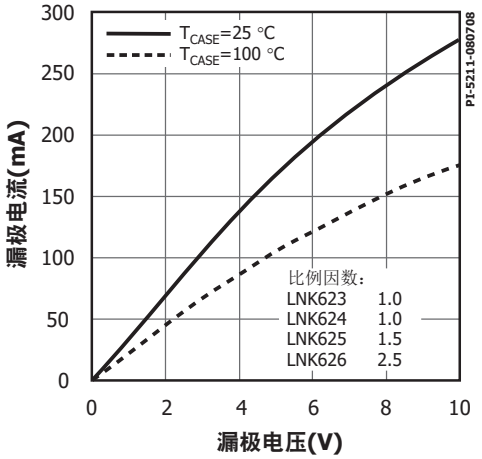


图17. 输出特性

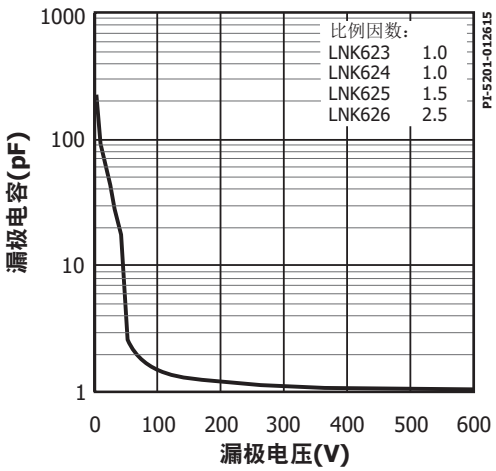


图18. C_{OSS}相对于漏极电压的变化

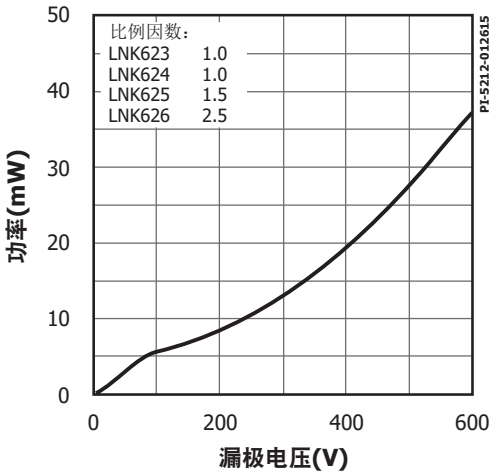
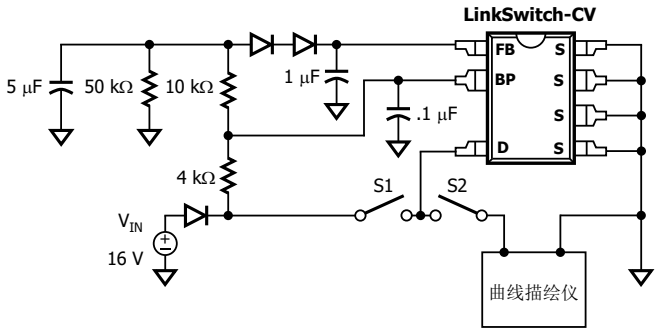


图19. 漏极电容功率

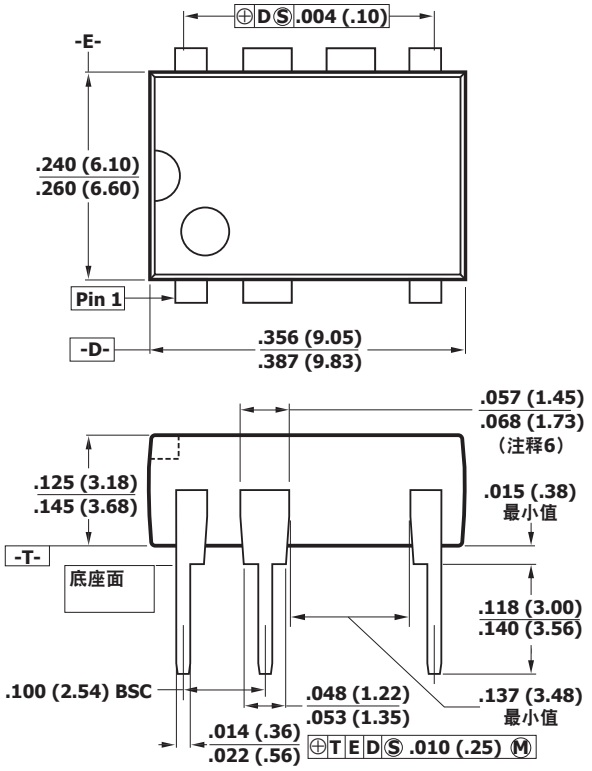


要测量BV_{DSS}、I_{DSS1}和I_{DSS2}，请遵循以下步骤：
1) 闭合S1，断开S2
2) 对V_{IN}源极上电(16 V)
3) 断开S1，闭合S2
4) 使用曲线描绘仪测量漏极引脚的I/V特性

PI-5203-012615

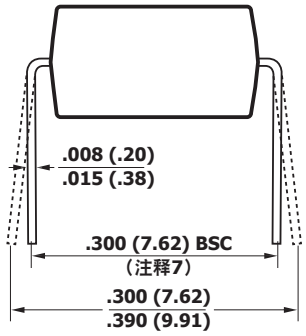
图20. 漏感及击穿电压测试的测试设置

PDIP-8C（P封装）



注释：

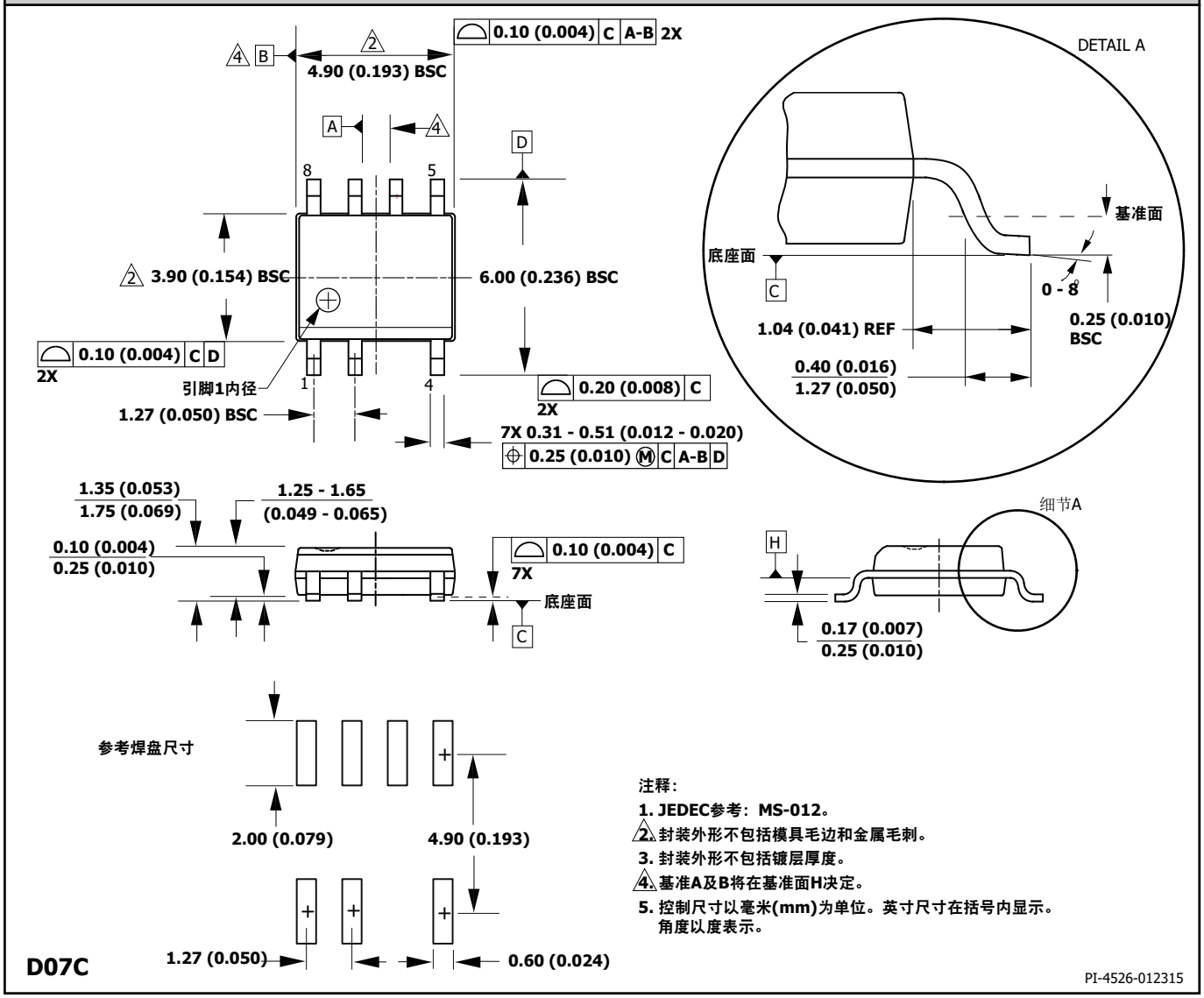
1. 封装尺寸符合JEDEC MS-001-AB (Issue B 7/85) 规格的双列直插式封装标准，具有0.3英寸行距。
2. 尺寸是以英寸显示。括号内显示的是毫米尺寸。
3. 所列出的尺寸不包括注模时溢出的或其它的突出部位。任何一侧注模时溢出的或其它的突出部位不应超出0.006 (0.15)。
4. 从顶部看引脚顺序是从引脚1按逆时针方向逐一排列至引脚8。凹槽标记用于识别引脚1。省略了引脚3。
5. 封装上省去的引脚处金属至金属的最小间距是0.137英寸(3.48 mm)。
6. 引线宽度是在封装上测得的。
7. 引线间宽引线需要与T平面垂直。



P08C

PI-3933-081716

SO-8C（D封装）



注释：

1. JEDEC参考：MS-012。
2. 封装外形不包括模具毛边和金属毛刺。
3. 封装外形不包括镀层厚度。
4. 基准A及B将在基准面H决定。
5. 控制尺寸以毫米(mm)为单位。英寸尺寸在括号内显示。角度以度表示。

元件订购信息

LNK 625 D G - TL

- **LinkSwitch产品系列**
- **CV序列号**
- **封装信息**
  - P 塑封PDIP-8C
  - D 塑封SO-8C
- **封装材料**
  - G 绿色环保：无卤素和符合RoHS
- **卷带装及其他包装形式**
  - 空白 标准配置
  - TL 卷带装，2500个，仅适用D封装。不适用于P封装。

修订版本	注释	日期
B	发布数据手册。	11/08
C	对图5进行了修正。	12/08
D	引入了漏极电压低于400 V时的最大电流限流点。	07/09
E	引入了LNK626DG。	09/09
F	在参数表中增加了注释4。	02/10
F	规定了最大旁路引脚电流。	03/14
G	删除了上个版本中的图“反馈引脚测量测试设置”。更新了t_{AR-OFF}参数。更新版本换用了新的品牌风格。	02/15
H	BV_{DSS}从700 V更新为725 V	08/15
H	修正了图5中的电路原理图错误。	03/16
I	根据PCN-16232更新了PDIP-8C（P封装）。	08/16
J	更新了I_{S1}、I_{CH1}和$t_{AR(OFF)}$值。	06/20

注释

有关最新产品信息，请访问：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. Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at 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. ©2020, 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

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

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

德国（AC-DC/LED业务销售）
Einsteinring 24
85609 Dornach/Aschheim
Germany
Tel: +49-89-5527-39100
e-mail: 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

印度
#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
Phone: +91-80-4113-8020
e-mail: 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

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

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

新加坡
51 Newton Road
#19-01/05 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
Phone: +65-6358-2160
e-mail: singaporesales@power.com

中国台湾
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

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