

# 基于 PLC810PG 控制 IC 的 LED 路灯驱动电路

解学军, 王兴超

(山东沂光电子股份有限公司, 临沂 276017)

**摘要:** PLC810PG 是一种带集成半桥驱动器的 PFC 与 LLC 组合离线控制器。基于 PLC810PG 的 150 W LED 路灯电源, 功率因数  $PF \geq 0.97$ , 系统效率  $\eta_{total} \geq 92\%$ , 符合 IEC61000-3-2 中对谐波电流的规定限制。

**关键词:** PLC810PG 控制 IC; PFC & LLC 拓扑; LED 路灯电源; 140 ~ 265 V<sub>AC</sub> 输入; 150 W 输出

## The Driver Circuit Based on PLC810PG Control IC for LED Street Light

Xie Xuejun, Wang Xingchao

(Shandong Yiguang Electronic Co., Ltd, Linyi 276017)

**Abstract:** The PLC810PG is a combined PFC and LLC off-line controller with integrated half-bridge drivers. The 150 W LED street light power supply based on PLC810PG, the power factor (PF)  $\geq 0.97$  and system efficiency ( $\eta_{total}$ )  $\geq 0.92$  as well as meets harmonic current limits as specified in IEC61000-3-2.

**Keywords:** PLC810PG control IC; PFC & LLC topology; LED street light power supply; 140 ~ 265 V<sub>AC</sub> input; 150 W output

## 0 引言

目前 LED 应用的一个热点就是 LED 的道路照明。LED 路灯技术主要有两大部分: 一个是离线 (off-line) LED 驱动电源技术; 另一个是 LED 路灯模块及其散热和灯具技术。

由于用来取代高压钠灯等传统光源用于道路照明的 LED 路灯功率往往远超过 75 W, 因此要求 LED 路灯电源 AC 输入电流谐波含量必须符合 IEC61000-3-2 等标准规定限制。为此, LED 路灯电源必须采用功率因数校正 (PFC)。

LED 路灯电源大多采用开关型电源 (SMPS) 拓扑结构。由于 LED 路灯功率通常达 150 W 以上, 不宜再沿用单开关反激式电路, 而必须采用支持相应功率的电路拓扑, 例如半桥 LLC 谐振拓扑结构。

## 1 半桥 LLC 谐振拓扑结构

半桥双电感加单电容 (LLC) 谐振转换器基本结

构如图 1 所示。在图 1 中,  $Q_1$  和  $Q_2$  是半桥开关 (MOSFET),  $C_R$ ,  $L_R$  和变压器 T1 初级绕组线圈  $L_M$  组成 LLC 谐振电感器  $L_R$ , 将其结合进变压器初级之中, 如图 2 所示。对于图 2 所示的电路拓扑, 仍称作 LLC 谐振结构, 而不称其为 LC 谐振拓扑。

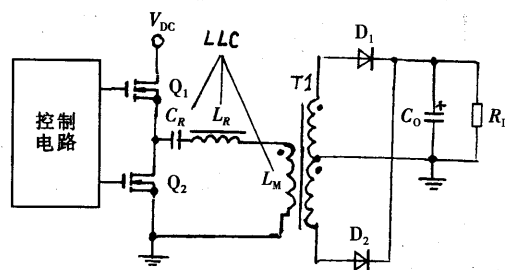


图 1 半桥 LLC 谐振转换器基本结构

LLC 谐振电路拓扑能提供较大的输出功率, 保证半桥 MOSFET 的零电压开关 (ZVS), 具有高效率。

收稿日期: 2010-01-25

作者简介: 解学军 (1960-), 男, 高级工程师, 山东沂光电子股份有限公司副总经理, 主要从事电子元器件开发、生产与应用。

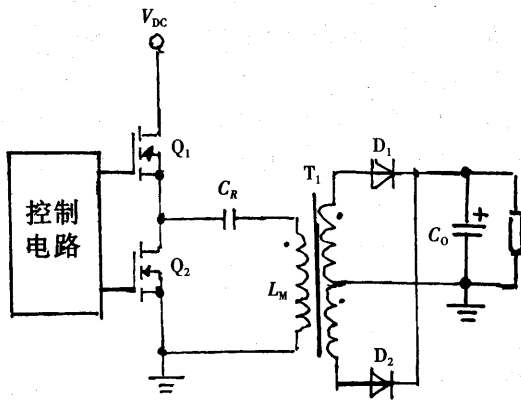


图2 将 LLC 谐振电感器并入到变压器初级

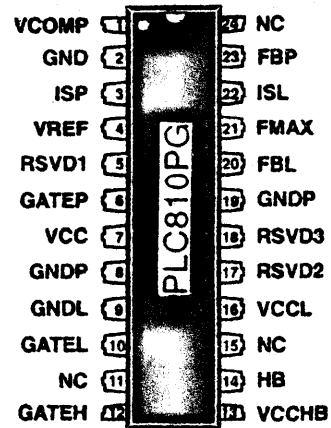


图3 PLC810PG 引脚排列

## 2 PFC/LLC 控制器 PLC810PG

PLC810PG 是美国 Power Integrations (PI) 公司推出的一种新型控制 IC。这种控制 IC 采用 24 引脚窄体塑料无铅封装, 引脚配置如图 3 所示。

PLC810PG 芯片集成了连续电流模式 (CCM) PFC 控制器和 PFC 开关 (MOSFET) 驱动器、半桥 LLC 谐振控制器及半桥高、低端 MOSFET 驱动器, 如图 4 所示。

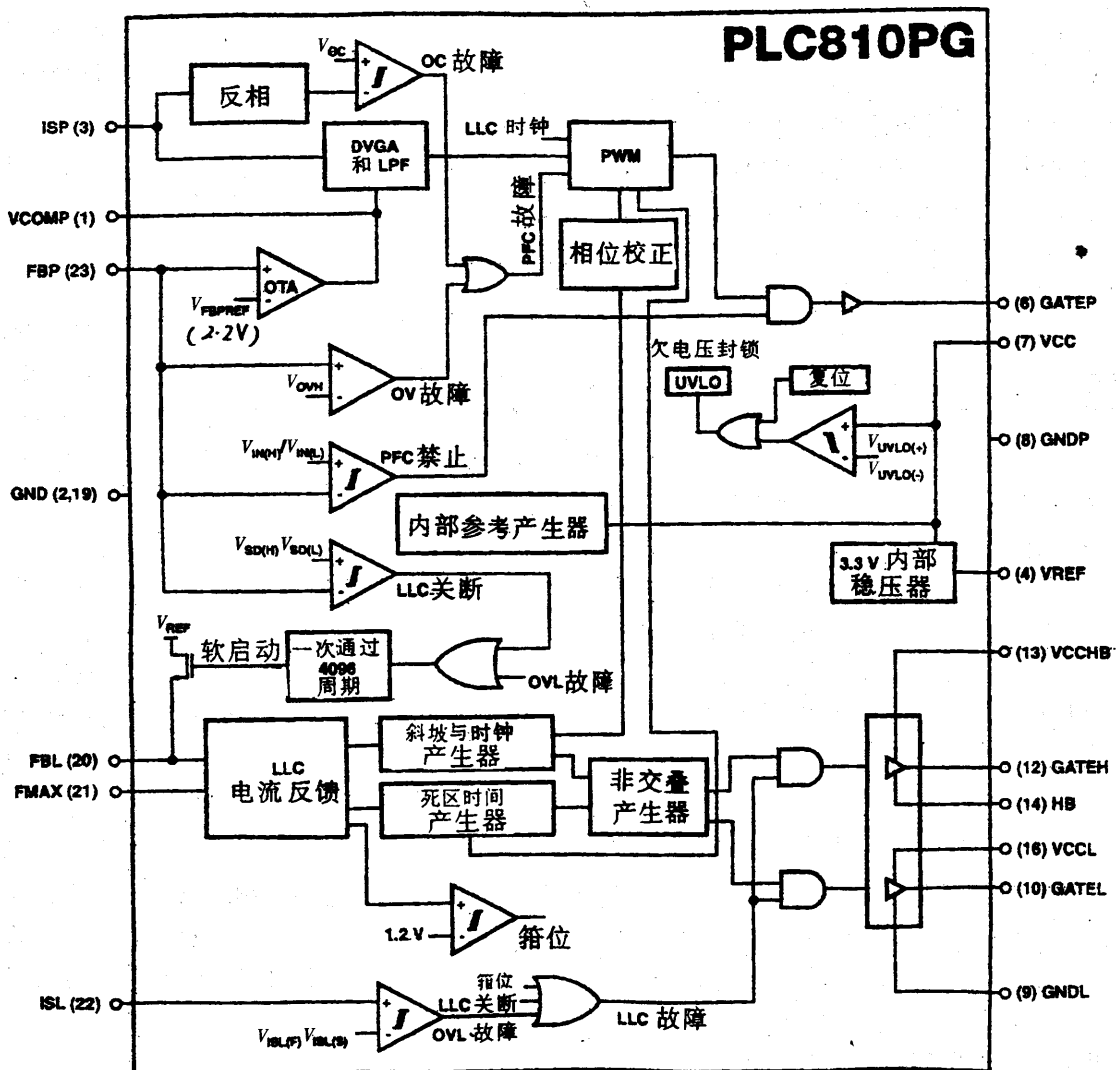


图4 PLC810PG 功能框图

## 2.1 PFC 控制器

PLC810PG 的 CCM PFC 控制器只有 4 个引脚(除接地端外),是目前引脚最少的 CCM PFC 控制器。这种 PFC 控制器主要是由运算跨导放大器(OTA)、分立电压可编程放大器(DVGA)和低通滤波器(LPF)、PWM 电路、PFC MOSFET 驱动器(在引脚 GATEP 上输出)及保护电路组成的。PFC 控制器有两个输入引脚,即引脚 ISP(3)和 FBP(23)。

FBP 引脚是 PFC 升压变换器输出 DC 升压电压的反馈端,连接 OTA 的同相输入端。OTA 输出可视为是 PFC 控制器等效乘法器的一个输入。OTA 在引脚 VCOMP(1)上的输出,连接频率补偿元件。反馈环路的作用是执行 PFC 输出 DC 电压调节和过电压及电压过低保护。IC 引脚 FBP 的内部参考电压  $V_{FBPREF} = 2.2 \text{ V}$ 。如果引脚 FBP 上的电压  $V_{FBP} > V_{OVN} = 1.05 \times 2.2 \text{ V} = 2.31 \text{ V}$ ,IC 则提供过电压(OV)保护,在引脚 GATEP 上的输出阻断。如果电压不足使  $V_{FBP} < V_{IN(L)} = 0.23 \times 2.2 \text{ V} = 0.506 \text{ V}$ ,PFC 电路则被禁止。如果  $V_{FBP} < V_{SD(L)} = 0.64 \times 2.2 \text{ V} = 1.408 \text{ V}$ ,LLC 级将关闭。

PLC810PG 的 ISP 引脚是 PFC 电流传感输入,用作 PFC 算法控制并提供过电流(OC)保护。PFC 在 ISP 引脚上的过电流保护(OCP)解扣电平是  $-480 \text{ mV}$ 。

## 2.2 LLC 控制器

半桥 LLC 谐振控制器的 FBL 引脚是反馈电压输入端。流入引脚 FBL 的电流越大,LLC 转换器的开关频率则越高。LLC 级最高开关频率由连接在引脚 FMAX 与引脚  $V_{REF}$  (3.3 V)之间的电阻设定,可达正常工作频率(100 kHz)的 2~3 倍。引脚 FBL 还提供过电压保护。引脚 ISL(22)为 LLC 级电流传感输入端,提供快速和慢速(8 个时钟周期)两电平过电流保护。死区时间电路保护外部两个 MOSFET 不会同时导通,并实现零电压开关(ZVS)。

PFC 和 LLC 频率和相位同步化,从而减小了噪声和 EMI。PFC 电路不需要 AC 输入电压感测作为控制参考,这是区别于其他同类控制器的标志之一。

PLC810PG 的引脚 VCC(7)导通门限是 9.1 V,欠电压关闭门限是 8.1 V。VCC 电压可选择 12~15 V。

## 3 采用 PLC810PG 的 150 W LED 路灯电源

采用 PLC810PG 的 150 W LED 路灯电源电路如

图 5 所示。

### 3.1 输入滤波器/PFC 主电路/偏置电源

在图 5(a)中,电容  $C1, C2, C3, C4, C5, C6$  和共模电感器  $L1, L2$  组成输入 EMI 滤波器, $R1 \sim R3$  在 AC 电源切断时为电容放电提供通路。NTC 热敏电阻 RT1 在系统启动时限制浪涌电流,当电路开始正常工作时,继电器 RL1 将 RT1 旁路,RT1 不再有功率损耗,可使电源效率提高 1%~1.5%。

BR1 是桥式整流器,在接通 AC 电源后,电流经二极管 D1 对 PFC 升压转换器输出电容  $C9$  充电,浪涌电流不经过 PFC 电感器  $L4$ ,从而使  $L4$  不会出现饱和。

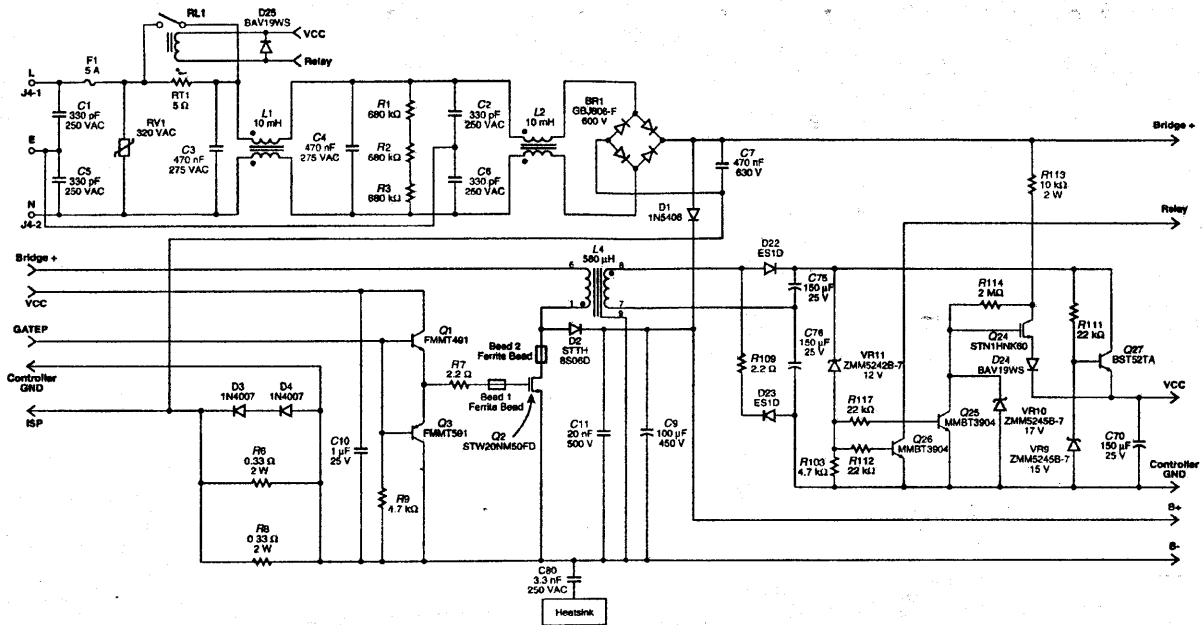
$L4$ ,PFC 开关(MOSFET)Q2,升压二极管 D2 和输出电容  $C9$  等,组成 PFC 升压变换器主电路。在 140~265V<sub>AC</sub> 输入电压范围内,输出电压稳定在 385V<sub>DC</sub> (B+ 与 B- 之间),并在 BR1 输入端产生正弦 AC 电流,使系统呈现纯电阻性负载,线路功率因数(PF)几乎等于 1。晶体管 Q1, Q3 等组成 Q2 的缓冲级。 $R6$  和  $R8$  是 PFC 级电流传感电阻,二极管 D3, D4 在浪涌期间箝位  $R6$  和  $R8$  上的电压(即两个二极管上的正向压降)。Q2 栅极和漏极串接的铁氧体磁珠( $\phi 3.5 \text{ mm} \times 3.25 \text{ mm}, 20 \Omega$ ),用作改善 EMI 特性。PFC 开关 Q2 的散热器通过 C80 接初级地(B-)。

$L4$  的副绕组是偏置线圈,其输出由 D22, D23,  $R109, C75, C76$  倍压整流和滤波,作为后随偏置稳压器的 DC 输入。在系统通电后,电流通过 Q24, D24 对  $C70$  充电,为 U1 (PLC810PG) 提供启动偏置。Q27,  $R111$  和齐纳二极管 VR9 组成射极跟随稳压器。当偏置电压  $V_{CC}$  达到稳定时, Q25 关闭启动电路,并且 Q26 接通继电器 RL1,将热敏电阻 RT1 短路。

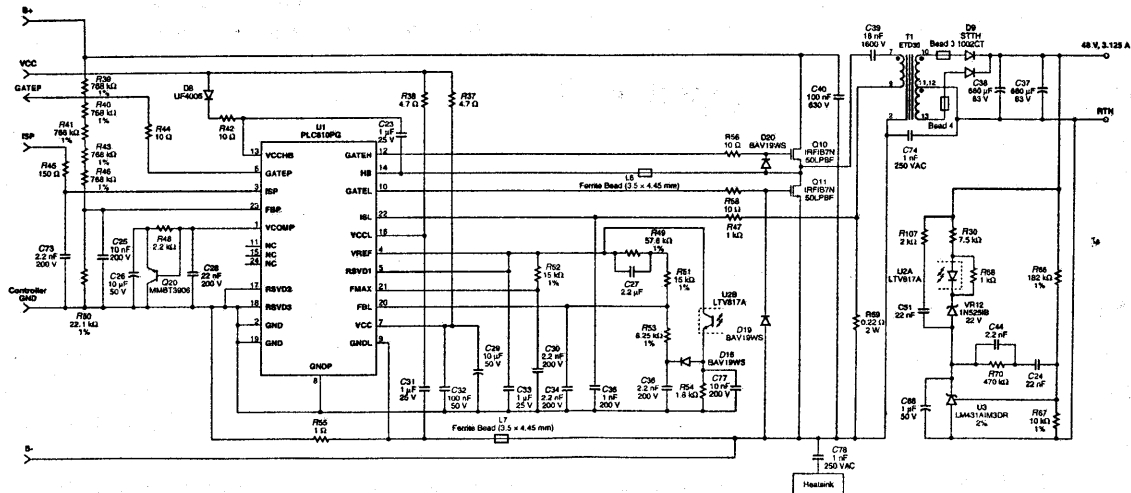
### 3.2 PFC 电路控制输入和 LLC 变换器

基于 U1 的 LED 路灯 PFC 电路控制输入和半桥 LLC 谐振转换器电路如图 5(b) 所示。

在图 5(b)中, U1 引脚 GATEP 上的 PWM 信号驱动 PFC 开关 Q2。 $R6$  和  $R8$  上的电流传感信号经  $R45, C73$  滤波输入到 U1 引脚 ISP,来执行 PFC 算法控制,并提供过电流保护。PFC 输出电压  $V_{B+}$  经  $R39 \sim 41, R43, R46$  和  $R50$  取样,并经  $C25$  滤除噪声,输入到 U1 引脚 FBP,来执行 PFC 输出电压调节和过电压以及电压过低保护。U1 引脚 VCOMP 外部  $R48, C26, C28$  为频率补偿元件。当引脚 VCOMP 上的信号较大时, Q20 导通,将  $C26$  旁路,可使 PFC 控制环路能够快速响应。



(a) 输入滤波器、PFC 主电路和偏置电源



(b) PFC 控制输入与 LLC 变换器

图5 采用 PLC810PG 的 150 W LED 路灯电源

Q10, Q11 为半桥功率开关(MOSFET)。C39 是谐振电容。C39 与变压器 T1 初级绕组构成 LLC 谐振槽路。T2 次级输出经 D9, C37, C38 整流滤波, 产生 48 V 输出, 为 LED 路灯模块供电。

48 V 的输出由 R67, R66 采样, 经稳压器 U3, 光电耦合器 U2 及 R54, D16, R53 等反馈到 U1 的 FBL 引脚, 来执行输出电压调节和过电压保护。流入引脚 FBL 的电流越大, LLC 级开关频率也就越高。最高开关频率由 U1 引脚 FMAX 与 VREF 之间的电阻 R52 设定。R49, R51, R53 设置下限频率。C27 是 LLC 级软启动电容, 软启动时间由 C27 和 R49, R51 共同设定。

R59 是 T1 初级电流感测电阻。R59 上的电流感

测信号经 R47, C35 滤波输入到 U1 的 ISL 引脚, 以提供过电流保护。

偏置电压  $V_{CC}$  经  $R_{37}, R_{38}$  分别加至 U1 的 VCC 和 VCCL 引脚, 将 U1 模拟电源和数字电源分开。R55 和铁氧体磁珠 L7, 在 PFC 与 LLC 地之间提供隔离。U1 内半桥高端驱动器由自举二极管 D8, 电容 C23 和电阻 R42 供电。Q10 和 Q11 散热器经 C78 连接到初级地(B-)。

### 3.3 磁性元件选择

#### 3.3.1 PFC 升压电感器

PFC 升压电感器 L4 使用 PQ32/20 磁心和 12 引脚骨架, 电气图和结构图如图 6 所示。

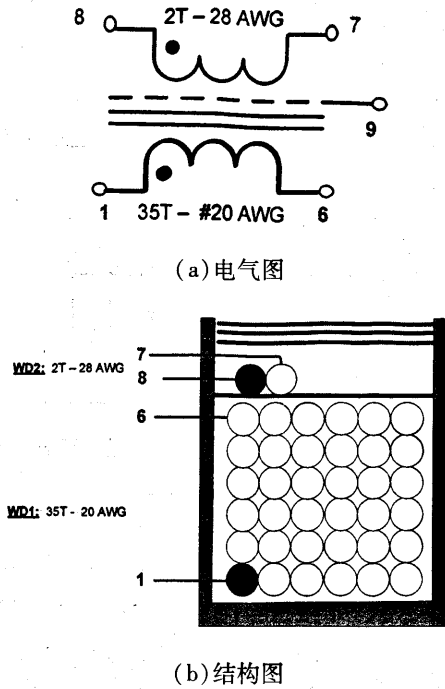


图6 PFC升压电感器L4电气图与结构图

L4主绕组使用#20AWG(美国线规,约 $\phi 0.8\text{ mm}$ )绝缘磁导线,从引脚1开始到引脚6终止,绕35匝,电感量是 $580\ \mu\text{H}(\pm 10\%)$ 。在主绕组外面绕一层作绝缘用的聚酯膜。偏置绕组使用#28AWG( $\phi 0.3\text{ mm}$ )绝缘导线从引脚8开始绕2匝,到引脚7结束。在该绕组线圈外面绕3层聚酯膜。在磁心上包裹一层铜箔,并用 $\phi 0.5\text{ mm}$ 铜线将铜箔与9引脚焊接起来,作为屏蔽层。在铜箔外面再绕3层聚酯膜。

### 3.3.2 LLC变压器

变压器T1使用ETD39磁心和18引脚骨架,电气图与构造图如图7所示。

先绕次级绕组WD1A/WD1B。次级绕组使用175股40AWG( $\phi 0.08\text{ mm}$ )李兹线(即绞合线),从引脚10到引脚12,再从引脚11到引脚13各绕9匝,并覆盖2层聚酯膜。初级绕组WD1使用75股40AWG( $\phi 0.08\text{ mm}$ )绞合线,从7引脚开始到9引脚结束,绕39匝,再绕2层聚酯膜。WD1电感量是 $820\ \mu\text{H}(\pm 10\%)$ ,漏感是 $100\ \mu\text{H}(\pm 10\%)$ 。将分成两部分的磁心插入骨架中对接在一起,在磁心外面用10 mm宽的铜皮绕一层,用焊锡将接缝焊牢,再在铜皮与引脚2之间焊接一段 $\phi 0.5\text{ mm}$ 的铜线。在铜皮外部用聚酯膜覆盖起来。

### 3.4 主要性能

图5所示的150 W LED路灯电路,主要参数如下:

AC输入电压范围:140~265  $V_{AC}$ ;

DC输出:48 V,3.125 A;

输入功率因数: $\geq 0.97$ ;

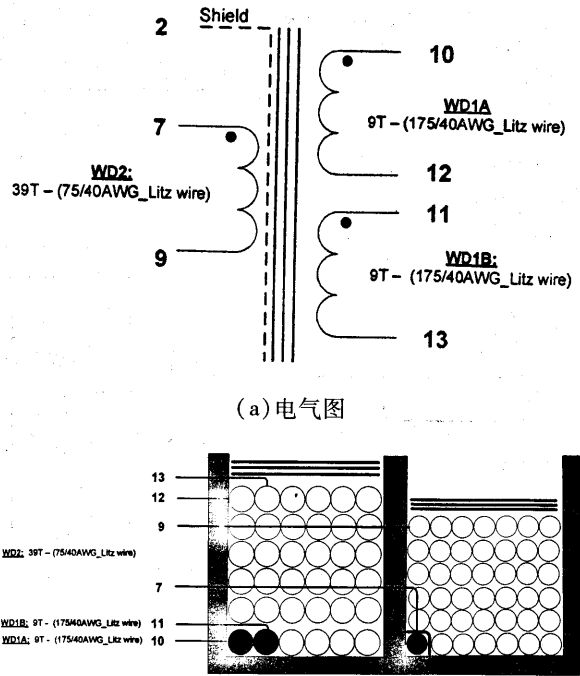


图7 LLC变压器T1电气图与构造图

- 输入电流总谐波失真(THD):  $< 7\%$ ;
- 满载时PFC级效率:  $> 95\%$ ;
- 满载时LLC级效率:  $> 95\%$ ;
- LED电源总效率:  $> 92\%$ ;
- 传导EMI:满足EN55022B/CISPR22B规范要求;
- 安全性:满足IEC950/UL1950 II级要求。

## 4 小结

欲将LED路灯取代传统高压钠灯等传统道路照明光源,采用简单驱动电路虽然也能在短时间内将LED路灯点亮,但其安全性和可靠性则没有保证,输入电流谐波、功率因数和效率也无法达到相关规范要求。基于PLC810PG控制IC的LED路灯电源,则不存在这些问题。虽然这一设计方案电路略显复杂,但性能却得到可靠保证。这一设计方案代表了LED路灯电源的发展方向。

## 参考文献:

- [1] 毛兴武,张艳雯,周建军,等.新一代绿色光源LED及其应用技术[M].北京:人民邮电出版社,2008
- [2] Power Integrations. PLC810PG Continuous Mode PFC & LLC Controller with Integrated Half-bridge Drivers,2009,2 (www.powenint.com)
- [3] 陈大华主编.绿色照明LED实用技术[M].北京:化学工业出版社,2009

# PLC810PG HiperPLC系列

集成半桥驱动器的连续模式PFC和LLC控制器

## 产品特点

### 特性

- 集成度高，省去了额外的元件
- PFC与LLC的频率和相位同步
  - 降低了噪音和EMI
  - 降低PFC输出电容中的纹波电流
  - 避免边缘冲突技术可简化布板
- 全面的PFC和LLC故障处理及电流限制
- 拥有专利的连续导通模式PFC，效率高，元件成本低
- 高效率、零电压开关(ZVS)LLC
- 关断时间PFC控制可省去AC输入检测元件
- 可配置的精确的死区时间控制和频率限制
  - 防止MOSFET硬开关
- LLC占空比严格对称以平衡输出整流管电流
- 无铅无卤素的绿色封装

### 应用

- 32”至60” LCD电视机电源
- 150 W至600 W效率优化的离线式电源
- LED路灯

## 描述

PLC810PG集PFC及LLC离线式控制器与集成高电压半桥驱动器于一体。图1所示为采用PLC810PG器件的电源结构简图，其中LLC谐振电感集成在变压器中。PLC810PG的PFC部分采用无需正弦信号输入参考的通用输入连续电流模式(CCM)设计，从而减少了系统成本和外部元件。

DC-DC控制器驱动LLC谐振拓扑。这个变频控制器可使MOSFET在零电压时进行开关操作，从而消除大部分的开关损耗，提高效率。LLC控制器的核心是一个电流控制的振荡器，其频率控制范围支持电视机电源的传统工作频率。

为了确保零电压开关，PLC810PG中LLC开关的死区时间被严格控制，在容差范围之内，并可通过一个外部电阻进行调节。高低压两端的占空比紧密匹配，以提供平衡的输出电流，从而降低输出二极管的成本。

典型PLC810PG LLC设计的工作频率为100 kHz（在额定工作条件下）。视LLC电路的设计而定，开关频率可以是额定工作频率的二分之一到三倍不等，这与输入电压和负载变化有关。

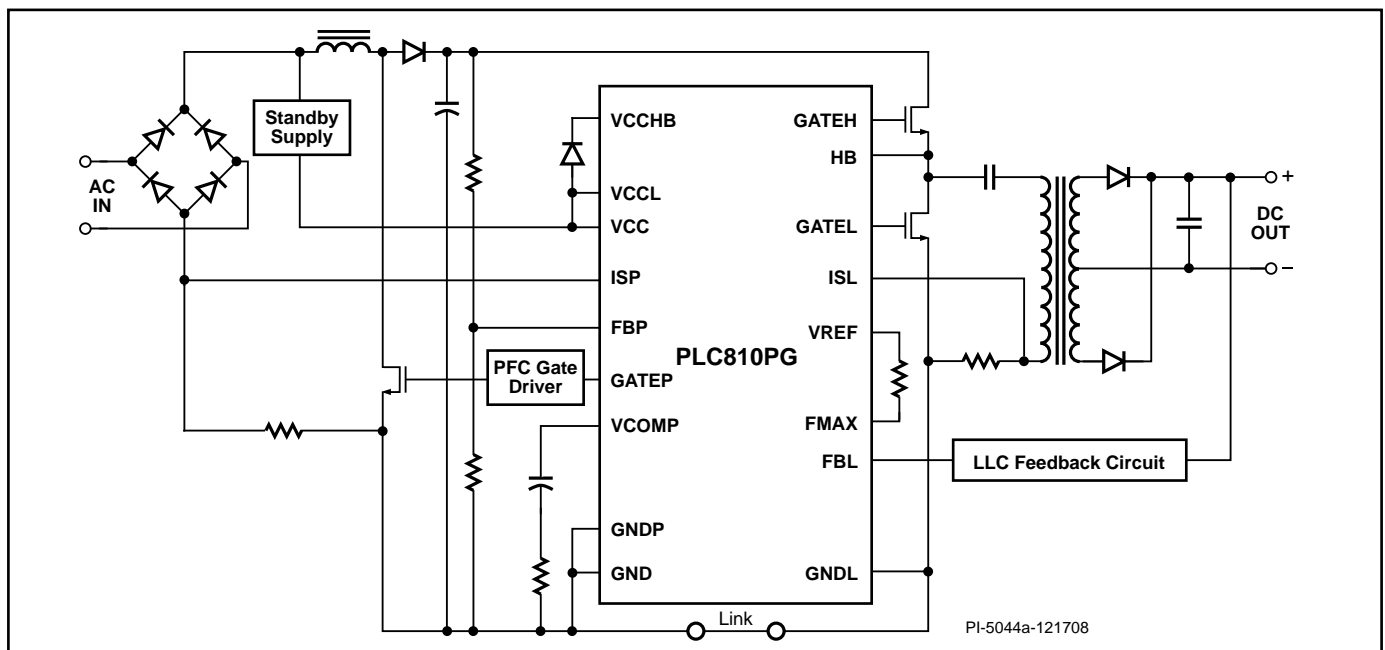


图1. 典型应用电路—LCD电视机电源

PFC转换器的频率锁定于LLC，以降低噪音和电磁干扰。在轻载时提高PFC频率与LLC同步可降低PFC升压转换器在转换为非连续模式时的电流，从而改善轻载工作状况和降低电源线谐波。该设计还提供PFC和LLC初级侧故障管理功能。

可根据LLC相位对PFC PWM输出相位进行动态调节，以便于开关沿与PWM和LLC时序电路中的噪音敏感部分不相交。避免边缘冲突技术可简化电源布板并提高性能。相位同步可降低EMI频谱成分和PFC电容的纹波电流。

## 引脚描述

### VCC引脚

#### VCC

VCC为IC中的弱信号模拟电路供电。必须在VCC引脚和GND引脚间连接一个旁路电容。该电容应该为10  $\mu\text{F}$ 的陶瓷电容，或者是一个10  $\mu\text{F}$ 电解电容与一个0.1  $\mu\text{F}$ 陶瓷电容的并联组合。

#### VCCL

VCCL是LLC低压端驱动器的供电输入引脚。它仅为LLC低压端MOSFET驱动器以及模拟电路与LLC驱动器之间的通信电路供电。必须在VCC引脚和GNDL引脚之间连接一个1  $\mu\text{F}$ 的陶瓷旁路电容。该电容可提供瞬间电流用来导通LLC低压端MOSFET栅极。

#### VCCHB

VCCHB是LLC高压端驱动器的浮动供电输入引脚，以HB引脚为参考。反过来，HB引脚又连接到LLC MOSFET半桥中心点。必须，且必须在VCCHB引脚到HB引脚之间连接一个1  $\mu\text{F}$ 的陶瓷旁路电容。该电容可提供瞬间电流以导通LLC高压端LLC MOSFET的栅极。

在典型应用中，VCC与待机电源相连。VCCL应通过一个5  $\Omega$ 电阻连接到VCC引脚，这样可以预防噪音。VCCHB通过一个高压二极管与一个5  $\Omega$ 电阻组成的串联电路连接对待机电源。一旦LLC低端MOSFET导通，此二极管与电阻组合将为1  $\mu\text{F}$ 的退耦电容充电。电阻限制峰值瞬间充电电流。见图4中的R42和D8。

### GND引脚

#### GND

GND是所有模拟弱信号的返回节点。所有弱信号引脚旁路电容必须通过短接线连接到该引脚。该引脚必须有一个单点连接，并通过专用走线连接到PFC电流检测电阻，同时该电阻又必须放置在PFC MOSFET附近。禁止将该引脚连接到PFC/LLC传动电路中的任何其他连接点。VCC旁路电容也必须连接到该引脚。

#### GNDP

GNDP仅为PFC栅极驱动信号的返回引脚。该引脚必须直接连接到PCB上的GND引脚。

### GNDL

GNDL仅为LLC低压端栅极驱动器的返回引脚。必须通过一条专用走线和一个小的铁氧体磁珠将该引脚连接到LLC低压端MOSFET源极引脚。该引脚必须经由一个1  $\Omega$ 电阻连接到GND引脚，这样可以预防噪音。VCCL旁路电容也必须返回到该引脚。

### 其他引脚

#### HB

半桥引脚。该引脚是LLC高压端MOSFET驱动器的返回引脚。必须将该引脚连接到由LLC MOSFET组成的半桥中心位置。VCCHB旁路电容也必须返回到该引脚。

#### ISP

电流检测，PFC。它用于检测电流检测电阻上的负电压（可描述PFC电感电流）。该检测电阻连接PFC MOSFET源极和桥“-”端子。信号必须穿过时间常数介于100到200 ns之间的RC低通滤波器。由于ISP引脚要求有内部偏移电流，因此电阻不得大于150  $\Omega$ 。平均电感电流（经过数个开关周期测得）用于PFC控制算法。该引脚也执行逐脉冲电流限制功能。

#### ISL

电流检测，LLC。该引脚用于检测变压器初级电流，可检测LLC过载情况。应将它连接到LLC低压端MOSFET源极引脚和变压器初级侧低部之间所连接的电流检测电阻。信号必须穿过时间常数介于200 ns到1  $\mu\text{s}$ 之间的RC低通滤波器。低通滤波器中的电容必须连接到GND引脚。流限有两个级别，较低及较慢的一级是用于输出过载，较高及较快的一级用于元件故障保护。低通滤波器中的串联电阻应为1 k $\Omega$ 或更大，以限制流入ISL引脚的电流。

#### GATEP

PFC MOSFET栅极驱动电路的栅极驱动输出信号。

#### GATEL

低压端LLC MOSFET的栅极驱动。

#### GATEH

高压端LLC MOSFET的栅极驱动。

#### VREF

LLC反馈电路的3.3 V参考引脚。必须连接一个1  $\mu\text{F}$ 的陶瓷退耦电容，且从V<sub>REF</sub>引脚到GND引脚进行走线。

#### FBP

反馈PFC引脚连接到用于检测PFC输出电压的外部电阻分压器。这是跨导放大器的同相输入。跨导放大器输出连接到VCOMP引脚，反馈补偿也连接到该引脚。必须在FBP引脚到GND引脚之间连接一个10  $\mu\text{F}$ 的退耦电容。

#### VCOMP

该引脚是PFC反馈环路元件的连接点。引脚上的电压用作PFC控制器乘法器的输入。此引脚的额定线性电压范围为0.5 V到2.5 V，其中，电压越高，表明功率越小。

**FBL**

LLC反馈引脚。进入该引脚的电流可确定LLC开关频率。它有一个额定电压和电阻分别为0.65 V和3.3 kΩ的戴维南等效电路。FBL必须用一个1 μF的电容退耦到GND引脚。注意，该电容与输入电阻形成了一个点。

**FMAX**

该引脚通过一个电阻与VREF相连，用于设定LLC的最大频率。如果FBL引脚电流所需的频率超过最大设定频率的95%，LLC高低压两端的驱动器将会同时关断两个LLC MOSFET。该引脚必须用一个1 μF的电容退耦到GND引脚。

**RSVD1, RSVD2, and RSVD3**

RSVD1必须连接到VREF。RSVD2和RSVD3必须连接到GND引脚。

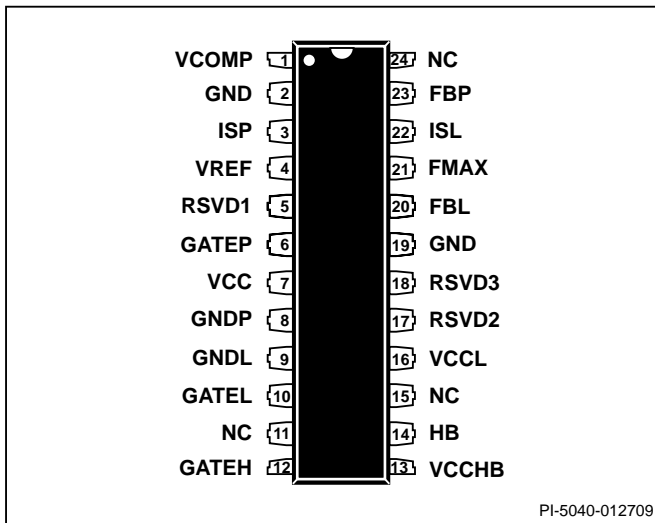
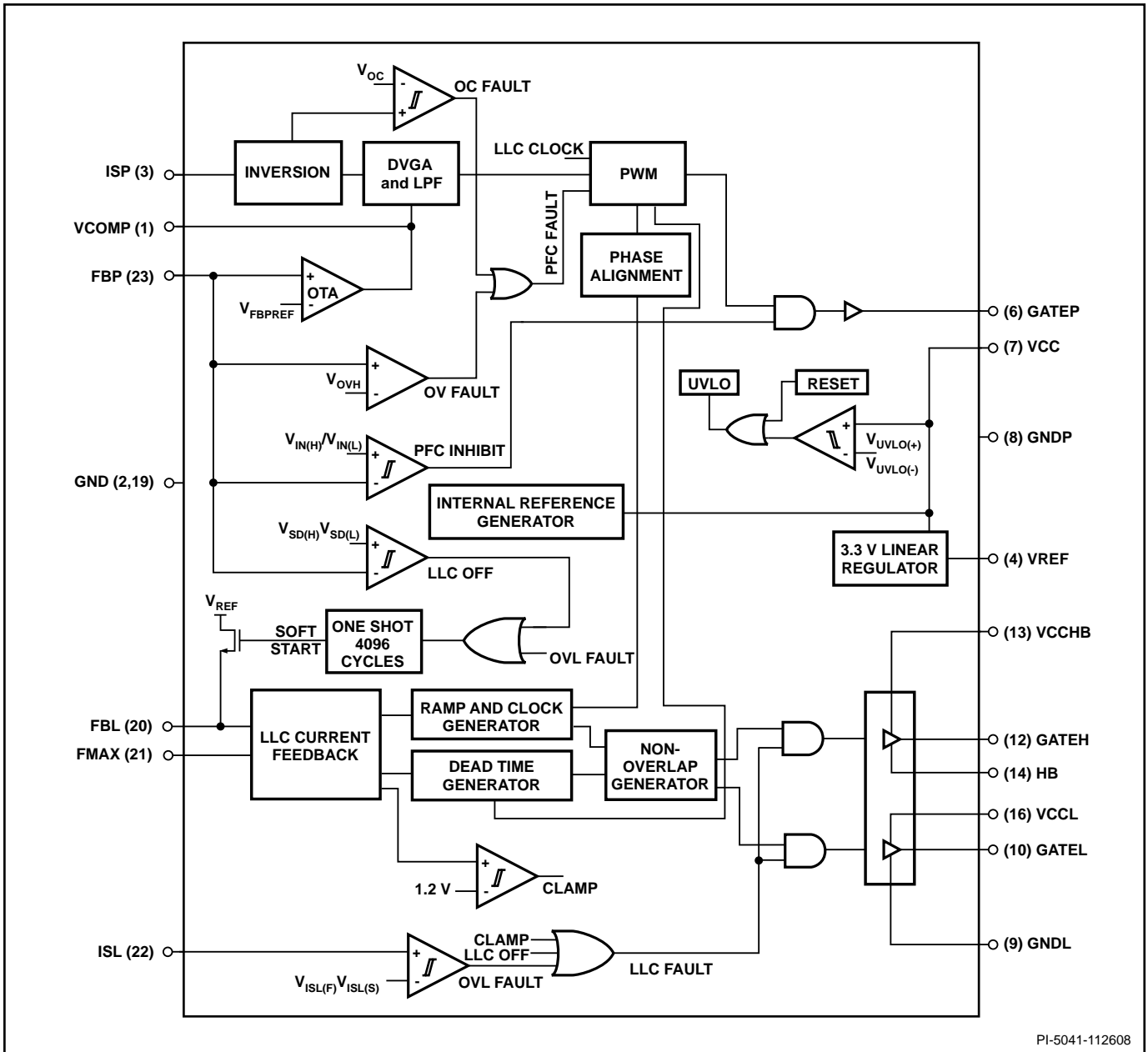


图2. 引脚编号与名称 (顶视图)





PI-5041-112608

图 3. PLC810PG 结构图。未显示预留的引脚

**结构图**

图3所示为构成PLC810PG功能的结构图。本结构图中未显示预留的引脚。预留这些引脚的目的，是供PI在生产和测试过程中使用。结构图上半部分显示的是PLC810PG PFC控制模块和电路，而下半部分则是LLC控制模块。一些功能模块是共用的。

**PLC810PG电源模块**

PLC810PG通过VCC和VCCL引脚供电。VCCL引脚为LLC驱动器供电，而VCC则为该器件的其他部分供电。VCC引脚供电电压必须是介于V<sub>UVLO(+)</sub>和15 V之间的一个值。所提供的电源始终以

V<sub>UVLO(+)</sub>和V<sub>UVLO(-)</sub>阈值为参照来启动或关断PLC810PG。当VCC超过V<sub>UVLO(+)</sub>阈值时，PLC810PG将使欠压锁存电路(UVLO)信号失效以启动器件。如果VCC降至V<sub>UVLO(-)</sub>以下，UVLO信号有效，这时将关断PLC810PG。

VCCL引脚为LLC驱动器供电，VCCHB为LLC高压端MOSFET的栅极驱动充电。

内部线性稳压器用于生成一个电压值为3.3V的电压总线，为PLC810PG内部的低压电路供电。该3.3 V电压引出到VREF引脚上，这样PLC810PG可为外部低压电路供电。

### PLC810PG PFC控制模块

PLC810PG PFC是升压转换器，用于调节平均输入电流，使其与输入电压（通常情况下）成正弦变化并与输入电压保持同相。在正常工作条件下，PFC以连续导通模式(CCM)工作。在轻载条件下，视PFC电感值而定，转换器可能进入非连续导通模式(DCM)。PLC810PG PFC控制器无需检测输入电压。由于输入电压以60 Hz的频率变化而开关频率是它的1500倍，因此输入电压( $V_{IN}$ )在几个临近的开关周期内可视为恒定 — PLC810PG PFC控制器正是利用了这一特性。使用平均输入电压和输出电压值，可计算出升压转换器的关断时间：

$$D_{OFF} = (1 - D) = \frac{V_{IN}}{V_O}$$

输入电流与电感电流（检测的电流）相同，因此从上面的公式中可以推导出：

$$\frac{V_{IN}}{I_{IN}} = D_{OFF} \times \frac{V_O}{I_{SENSE}}$$

为了使输入电阻表现出阻性，输入电流必须与输入电压成比例：

$$\frac{V_{IN}}{I_N} = R_E$$

因此，必须通过下面的公式计算出 $D_{OFF}$ 的值：

$$D_{OFF} = \left( \frac{R_E}{V_O} \right) \times I_{SENSE}$$

如果( $D_{OFF}$ )随着输入电压缓慢变化，平均电流将与输入电压保持同相。PLC810PG PFC模块控制PFC关断时间 ( $D_{OFF} = (1-D)$ )。

由于输出电压保持恒定， $R_E$ 的值需要根据负载及输入电压的关系进行调整。

PLC810PG PFC有两个输入：

- 反馈PFC输出电压通过电阻分压并由FBP引脚进行检测。
- 瞬时电感电流通过ISP引脚进行检测。

外部电阻分压器在FBP引脚对PFC输出电压进行检测，目的是降低所需的DC升压（典型值为385 V）以便与内部生成的 $V_{FBPREF}$  (2.2 V)参考电压相符。FBP输入引脚和 $V_{FBPREF}$ 电压是跨导运算放大器(OTA)的输入。OTA输出为VCOMP引脚提供驱动，可对低频电压环路进行外部补偿。

相位校准模块用于设定PFC MOSFET栅极驱动信号的边缘以避开LLC转换器开关沿。这样可消除LLC和PFC电路之间的开关噪声耦合。

补偿元件连接在VCOMP和模拟接地引脚(GND)之间。VCOMP引

脚用于将补偿施加到低频电压环路。

PFC电流检测电阻生成并施加到ISP引脚的电压是以过流阈值（内置迟滞特性）为参照。这样可执行逐脉冲电流限制来防止PFC MOSFET出现过流。

ISP引脚电压还会（经过几个开关周期后）被均分，用作PFC乘法器的输入电压。

分立式可变增益放大器DVGA/LPF模块负责平均ISP引脚电压（经过几个开关周期），在VCOMP信号控制下完成PFC控制环路中乘法器的功能。

使用FBP反馈电压可提供PFC和LLC电路保护：

- **PFC过压保护：**FBP引脚上的反馈电压以过压阈值( $V_{OV(H)}$ )为参照。如果FBP引脚的电压超过 $V_{OV(H)}$ ，PFC MOSFET栅极信号将立即关断且关断时间至少持续一个周期。如果FBP的电压降至 $V_{OV(H)}$ 以下，PFC开关将重新开始导通。
- **最小升压检测：**FBP引脚上的反馈电压以最小升压阈值( $V_{IN(H)}/V_{IN(L)}$ )为参照。如果FBP电压低于 $V_{IN(L)}$ ，PFC将被抑制。如果FBP电压超过 $V_{IN(H)}$ ，PFC MOSFET栅极将通过GATEP来驱动。这样做可防止PFC在电压跌落期间或AC故障情况下启动。
- **LLC启动的最小升压：**FBP引脚上的反馈电压以LLC关断电压阈值( $V_{SD(H)}/V_{SD(L)}$ )为参照。这样可抑制LLC启动，直至PFC输出电压接近稳压。 $V_{SD(L)}$ 的用途在于当PFC输出电压降低（额定值的~64%）时关断LLC。在AC电压跌落期间、关断或过载情况下可能会出现这种情况。
- **PFC开环保护：**FBP引脚包括一个高阻抗(5 M $\Omega$ )下拉电阻，可防止开环条件引起的FBP引脚浮动。

### PLC810 LLC控制模块

PLC810PG LLC控制器支持半桥拓扑结构。LLC电路依赖半桥拓扑结构中的两个开关，驱动一个谐振回路(LLC)和功率变压器。LLC电路有两个谐振频率：串联谐振频率和并联谐振频率。通常在额定电压下，LLC转换器设计的工作频率比串联谐振频率略高。在此工作阶段，MOSFET开关可以零电压运行，从而降低开关损耗。在一般工作模式下，LLC控制器的开关频率将会在较小频率范围内变化以调节输出电压。

### 反馈及最大频率限值

PLC810PG LLC控制器的额定工作频率为100 kHz。对于稳压，随着输入电压和负载的变化，工作频率将随之发生变化且可能会超过250 kHz。最大频率由FMAX引脚上的电阻来设定，该值通常选取为额定工作频率的两到三倍。在VREF引脚和FMAX引脚之间连接一个电阻，并利用图15中的曲线设定适当的最大频率。FMAX引脚上的电阻还设定LLC死区时间间隙（见图14）。

FBL引脚提供输出稳压。因此，进入该引脚的电流可调节开关

频率。电流越大，开关频率越高。FMAX引脚设定开关频率的上限以确保零电压开关。通过调节施加到FBL引脚上的最小偏压来确定最小开关频率。

如果外部反馈电路尝试将LLC控制器的频率提升到等于或高于由FMAX引脚设定的最大频率限值，LLC MOSFET栅极驱动输出将关断，直至流入FBL引脚的电流降低到FMAX引脚电流以下。栅极输出的关断时间与整个周期的时钟同步。

### LLC软启动

LLC控制器执行软启动以防止启动期间的过量电流以及反馈环路工作时的输出电压过冲。软启动时间由FBL引脚上的外部元件确定。如果LLC电路因LLC失效而关断，则允许外部电路放电，从而开始新的软启动。如果软启动信号有效，FBL引脚的电压将被上拉至 $V_{REF}$  (3.3 V)，保持将最大的电流施加到FBL引脚上。在软启动周期，LLC输出导通，开关频率逐渐从最大值衰减到额定工作点。

### LLC过流检测 (ISL引脚)

LLC转换器中的过流通过与变压器初级绕组低端串联的检测电阻进行检测。如果检测到过流情况，LLC MOSFETS将关断。过流检测有两个阈值：快速过流阈值( $V_{ISL(F)}$ )和慢速过流阈值( $V_{ISL(S)}$ )。快速过流阈值通常由非正常的高电流所触发。如果ISL引脚上的脉冲超过该阈值，LLC将立即关断。慢速过流阈值要低于快速过

流阈值。如果ISL引脚电压超过该阈值的时间达到八个连续脉冲周期，将触发慢速过流响应并使LLC关断。

通常情况下，( $V_{ISL(F)}$ )阈值用于检测严重故障，如元件短路，而慢速 $V_{ISL(S)}$ 阈值则用于检测过载情况。该过流检测电路可防止LLC转换器在LLC的容性区域工作，从而避免转换器元件因过热而产生故障。

### 其他LLC控制模块

不重叠（死区时间）生成器可生成两个导通时间相同但不同时导通的信号来驱动LLC MOSFET。两个LLC MOSFET驱动信号的占空比相同，各占一半。PFC和LLC共用的死区时间模块作用在于控制开关功能的死区时间。PLC810PG中的死区时间可通过FMAX引脚配置。死区时间允许零电压开关，这样可减少体二极管在开关MOSFET中的损耗，并缩短体二极管的反向恢复时间。

### 启动

一旦VCC电压达到启动电压( $V_{UVLO(+)}$ )，PLC810PG即开始开关PFC MOSFET，且PFC输出呈斜坡式上升到额定值。当PFC升压（通过FBP引脚检测）使FBP引脚电压上升到超过LLC启动阈值( $V_{SD(H)}$ )时，LLC电路将使能且开始LLC软启动。

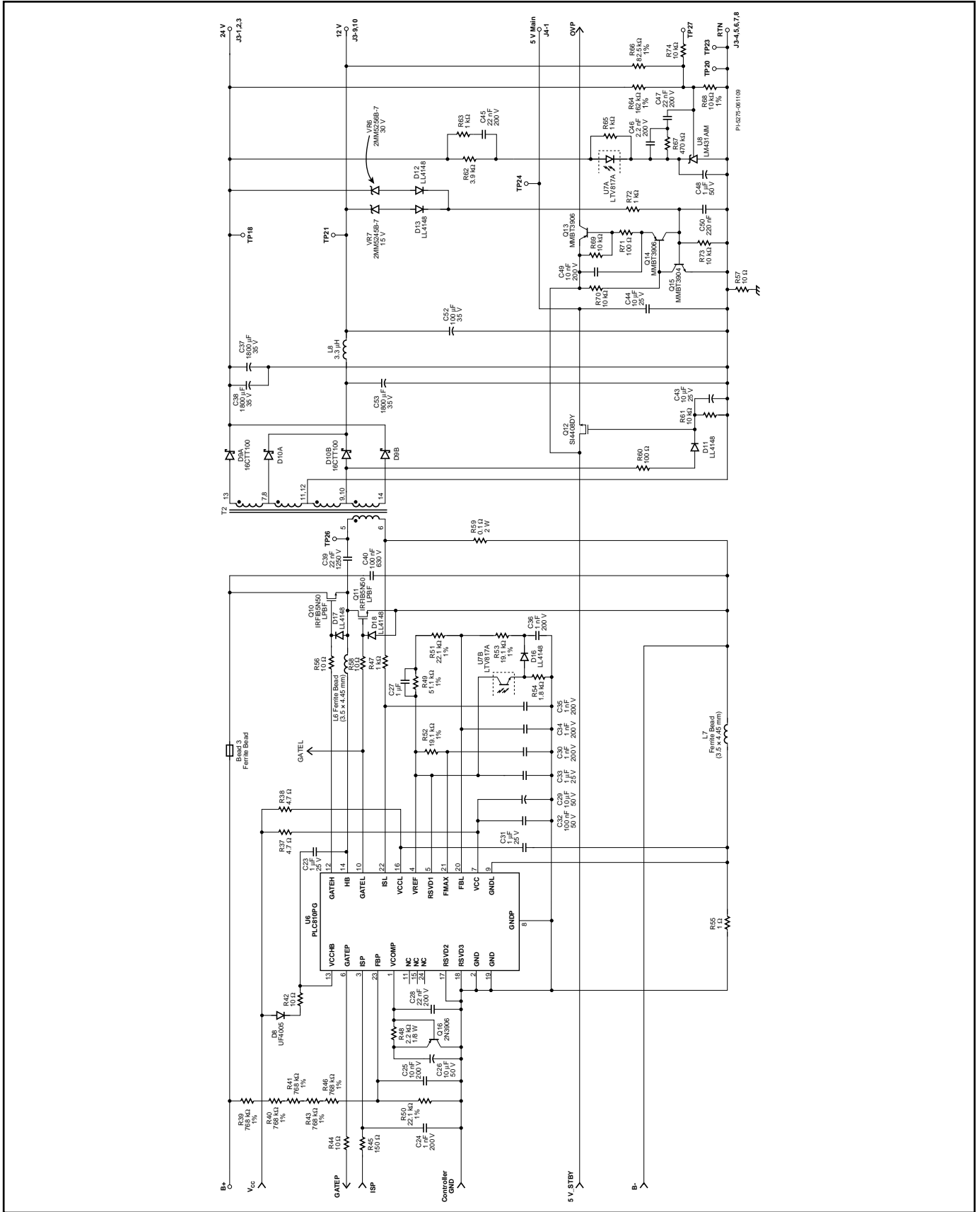


图 4. PLC810PG LCD 电视机电源应用电路，PFC 电路控制输入和 LLC 级

PLC810PG

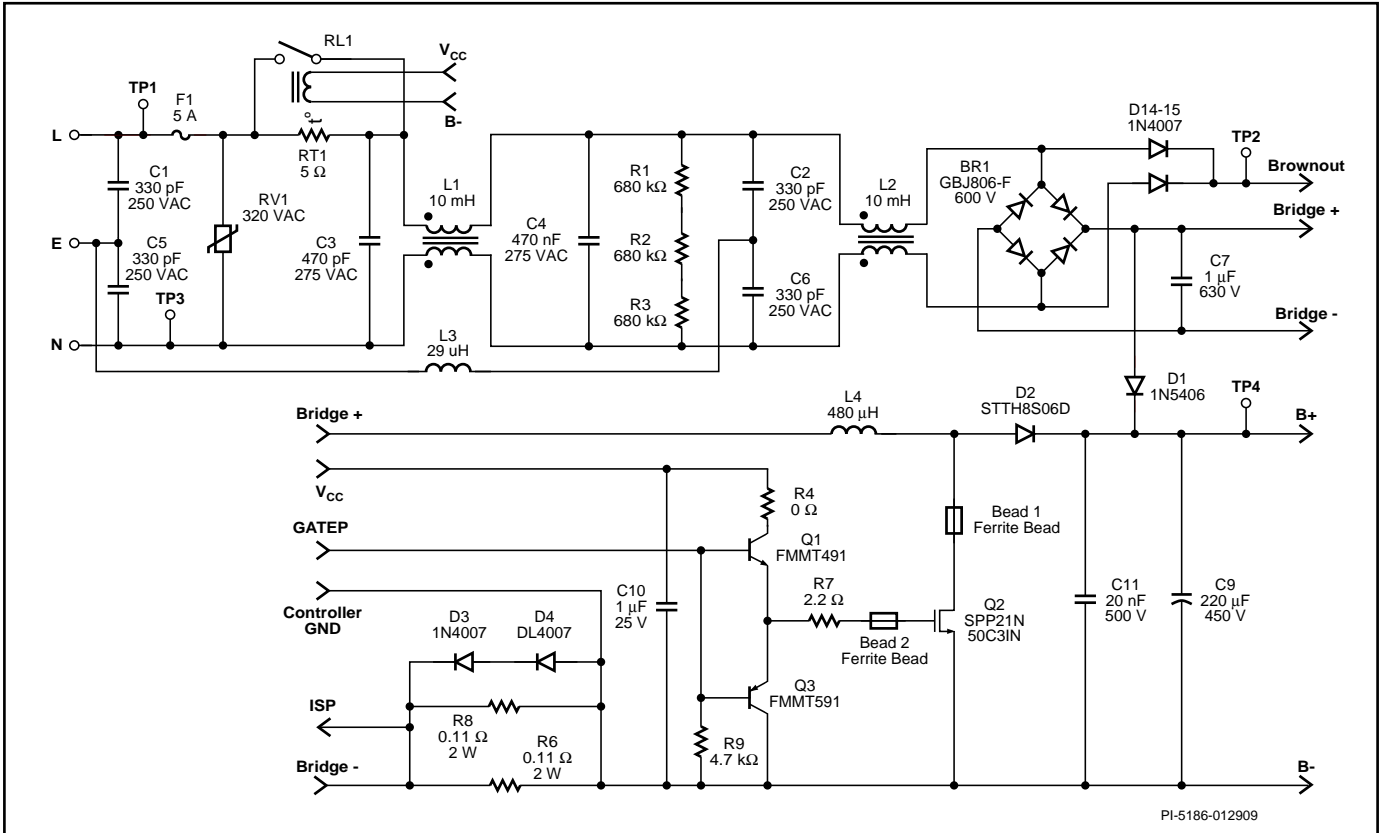


图 5. PLC810PG LCD 电视机电源应用电路，输入电路和 PFC 功率级

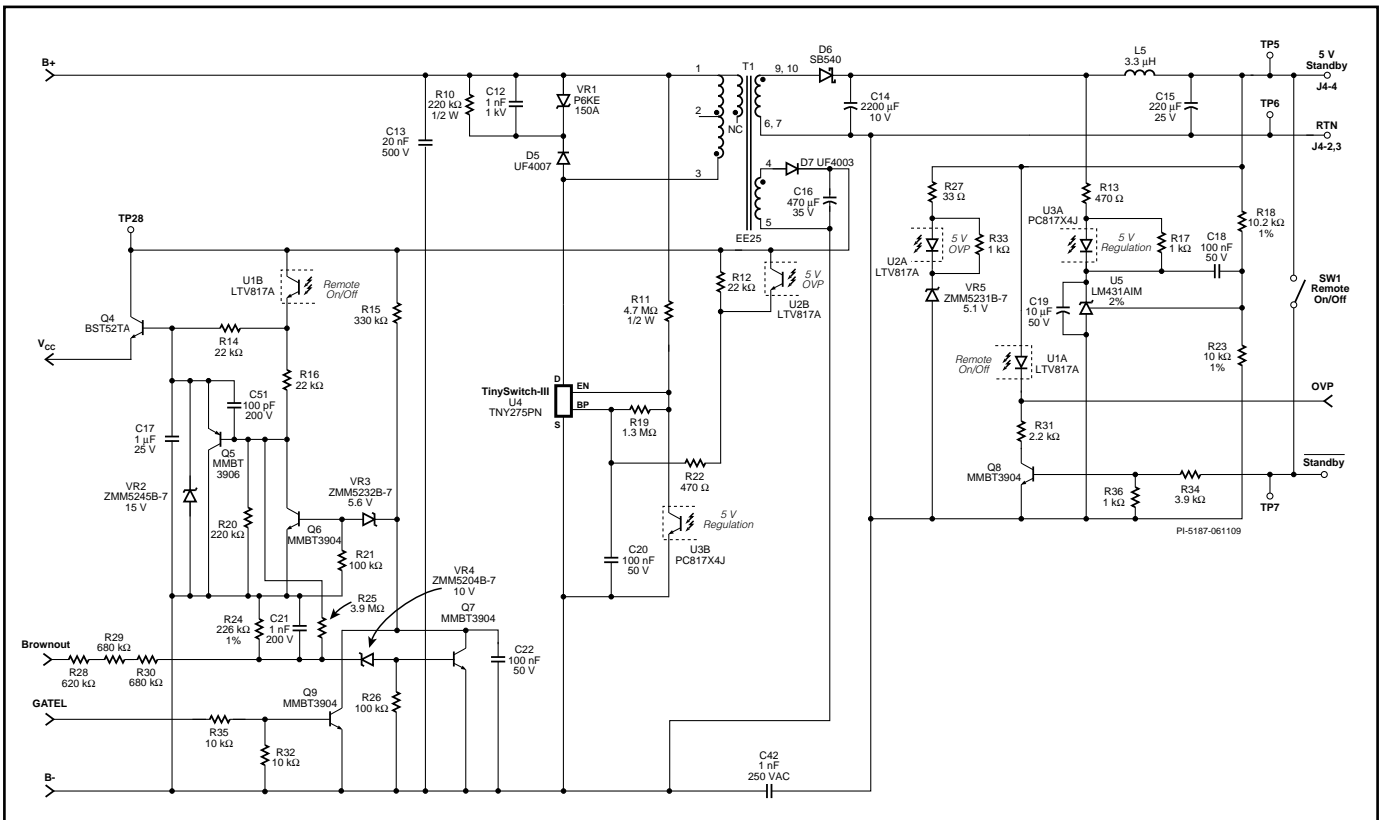


图 6. PLC810PG LCD 电视机电源应用，待机电源

## 应用范例

### 电路描述

图4、5和6所示为典型的280 W LCD电视机电源应用的电路图，设计中采用了HiperPLC和TinySwitch-III器件。PSU中包含使用PLC810PG来提供高功率输出的PFC + LLC级，以及使用TNY275PN的待机电源。

该设计有四个输出：12 V和24 V；5 V主输出和5 V待机输出。5 V主输出和5 V待机输出由TinySwitch-III反激式电路提供。Power Integrations网站上提供了有关TinySwitch-III反激式转换器的说明，详见网站上TinySwitch-III数据手册中的“典型应用”部分。

PSU有一个待机输入信号，用于启动主转换器(PLC810PG)。

### EMI滤波和整流

电容C42、C1、C5、C3、C4、C2和C6以及共模扼流圈L1和L2执行EMI滤波。桥式二极管BR1对输入AC进行整流，D14和D15为电压跌落电路提供单独的全波整流信号。

### 浪涌限制

热敏电阻RT1用于限制浪涌。它与由电源遥控导通信号驱动的继电器(RL1)进行跨接。使用继电器可将效率提高大约1%。二极管D3给浪涌电流提供一个到C9的旁路通路，使其不经过PFC电感L4，避免电感饱和。

### PFC级

主PFC电感L4、MOSFET Q2、升压二极管D2以及大容量电容C9共同形成一个PFC升压转换器。电容C8和R5可衰减D2上的反向恢复振荡。电感L4使用低成本的铁硅铝磁芯。此连续模式PFC设计的两大优势在于低纹波电流允许使用：

1. 高 $B_{SAT}$ 材料（如低成本的铁硅铝），这样可减少匝数，节约铜片成本和减小变压器尺寸。
2. 低成本的漆包线，而无需使用利兹线。

二极管D2是低成本的硅超快PFC升压二极管。

元件Q1、Q3、C10和R7形成栅极驱动电路。请参见“建议的PFC栅极驱动电路”下的说明。

D3和D4对PFC电流检测电阻R6和R8进行箝位，在浪涌期间为控制器IC提供电流检测输入保护。电容C11放置在PFC MOSFET和二极管附近，这样可限制元件Q2、D2和C9周围高频环路的大小，从而降低EMI。低损耗薄膜电容C7用作PFC升压转换器的输入电容，也可对EMI进行滤波。

## LLC级

### LLC输入级

MOSFET Q10和Q11形成LLC半桥。它们由PLC810通过栅极电阻R56和R58直接驱动。电容C39是初级谐振电容，因此应为低损耗型电容，在出现最大负载时其额定值容许最高RMS电流。变压器T2有一个内在的大容量漏感，与C39共同作用，形成串联谐振回路。电容C40用于局部旁通，与Q10和Q11相邻。电阻R59检测控制器的初级电流以提供过载保护。

### LLC输出

变压器二级输出T2由D9、D10、C38、C39和C53整流和滤波，实现+12和+24 V输出。

### 开关控制的+5 V主输出

MOSFET Q12用于开关+5 V逻辑电源的输出。来自12 V输出整流管一侧的AC信号经由R60、R61、D11和C43为Q12提供驱动。电容C44在靠近输出连接端提供滤波。

### 偏置稳压器/远程导通（关断）和电压跌落关断电路

元件Q4、U1、C17和相关元件形成偏置稳压器，提供远程导通/关断功能。达林顿晶体管Q4、R14和VR2形成一个简单的射极跟随器稳压器，经由光耦器U1开关。电容C17限制偏置电压的上升率。当光耦器U1关断时，晶体管Q5和R20迅速使C17放电。

在次级侧，当待机信号为高电平时，光耦器U1通过Q8导通，从而导通PFC LLC级。

在输出因电压跌落而关断时，电压跌落关断电路将主动关断PSU。

该电路通过检测AC输入电压和LLC控制器的GATEL信号来工作。在电压跌落期间，PFC输出电压将下降，直至VFB引脚电压下降至INH（此时关断LLC级）。如果此时AC电压低于82 VAC，电压跌落电路将通过偏置稳压器关断PLC810，从而防止PFC再次对大容量电容充电、重新启动LLC并重复周期（以及产生输出电压不良波动）。

电阻R24、R26、R28-30、C21、VR4和Q7用于检测AC输入电压。该电路的电压阈值设定为低于待机/初级偏置转换器的导通阈值。AC电压充足时，将导通Q7，此时电容C22放电（它通过R15充电）。元件R32、R35和Q9检测开关GATEL信号。检测到开关信号时，晶体管Q9将为电容C22放电。

如果AC输入电压较低，Q7和Q9将关断，此时C22放电。晶体管Q6、R21和VR3检测C22上的电压。当C22充满电时，Q6导通，随之将经由Q5关断初级偏置电源，依次关断PLC810以及PFC和LLC级。

## 控制器

图4所示为U13主控制器IC周围的电路，为输入PFC和输出LLC级提供了控制功能。

### PFC控制

PFC升压级输出电压经由R39-41、R43、R46和R50反馈到PLC810PG的FBP引脚。一个10 nF的电容(C25)用于滤波噪音。电容C26、C28和R48为PFC提供频率补偿。R45和C24对来自电阻R6和R8的PFC电流检测信号滤波。PFC驱动信号经由电阻R44送到主开关MOSFET，这样可抑制PFC驱动信号中由PLC810PG和PFC栅极驱动电路之间的走线长度而引起的振荡。

### 旁路/接地隔离

请参见“引脚说明”部分下的“GND引脚”和“VCC引脚”。电容C29和C32为VCC引脚退耦。电容C31为VCCL引脚退耦。R37为可选电阻，为VCC引脚提供额外滤波。这样有助于抑制待机电源长的Vcc走线所产生的任何噪音。

电容C24、C25、C32、C29、C30、C31、C33、C34和C35必须连接正确的接地引脚，且必须使用较短的接线将它们连接到PLC810PG。请参见“引脚说明”部分。

电阻R55将GND与GNDL引脚隔开。R55与铁氧体磁珠L7配合工作，在GND和GNDL引脚之间形成高频隔离。低压端LLC MOSFET Q11的GATEL输出栅极驱动通过铁氧体磁珠L7返回到GNDL。高压端LLC MOSFET Q10的GATEH输出栅极驱动通过铁氧体磁珠L6返回到HB。该磁珠为可选元件，但可与L7形成对称。

### LLC控制

来自LLC输出检测/误差放大器电路的反馈由光耦器U7提供。电阻R54是光耦器负载。二极管D16允许光耦器仅上拉LLC反馈引脚(FBL)。请参见“LLC控制器”部分中有关R54、C36、R53、R51、R49和C27所执行功能的说明。R47和C35对来自电阻R59的LLC电流检测信号滤波。电容C23、R42和D8为LLC高压端MOSFET驱动器提供自举电源。请参见“引脚说明”部分下的“GND引脚”和“VCC引脚”。

### LLC次级控制电路

图4所示为LLC级的次级控制电路图。

### 电压反馈

LLC转换器的12 V和24 V输出通过电阻R64、R66和R68进行检测、加权和求和。电阻R62为主增益设定电阻。电阻R63和C45形成相位超前补偿器，可扩展反馈环路的交越频率和增加相位裕量。电阻R67、C46、C47和R68共同设定低频补偿。电容C48是一种“软结束”电容，在输出电压上升时导通，减少启动时的输出过冲。它不会影响主反馈环路的特性。

## OVP

齐纳稳压管VR6-7、D12和D13检测12 V或24 V输出的任何过压情况。来自12 V或24 V输出的过压信号用于触发双极性晶体管组成的锁存电路(Q14、Q15、R70和R73)，这将导通晶体管Q13。该晶体管用于使远程导通电路失效，这样可关断初级偏置电源并进而关断PLC810PG。

## 电源模块功能和关键设计细节

### PFC控制段

PFC控制器使用的是运关断占空比控制算法的连续导通模式。该方法无需对输入AC电压进行检测。关断时间与平均电感电流(若干开关周期的平均值)和误差放大器输出电压的乘积成比例。这将自动形成平均输入电流，与输入AC电压的形成方式相同。

PLC810PG的PFC电路频率和相位锁定到LLC电路。PLC810PG采用冲突避免技术，将PFC的边缘跨骑在LLC的边缘，以防止PFC和LLC段的边缘同时发生转换。这样可降低PFC和LLC电路之间的干扰。

PFC部分有两个输入引脚：电流检测引脚(ISP引脚)和电压反馈输入(FBP引脚)。有两个输出引脚。VCOMP引脚用于放置反馈补偿元件，MOSFET栅极信号输出专用于与外部MOSFET驱动器配合工作。

电感电流通过ISP引脚来检测，ISP引脚可以监测PFC电流检测电阻上产生的负电压。该电阻连接PFC MOSFET源极。电流经过若干开关周期后被均分并用于PFC控制算法。该引脚还执行逐脉冲电流限制来防止PFC MOSFET出现短路。时间常数为100-200 ns的RC滤波器可削弱高频开关噪音，但其检测饱和PFC电容的速度必须足够快才能为PFC MOSFET提供保护。

PFC输出电压通过一个电阻分压网络由FBP引脚检测。FBP引脚与跨导运算放大器(OTA)的输入端相连。该OTA的输出连接到VCOMP引脚。反馈环路可将FBP引脚的电压(以及相关的PFC输出电压)保持在一个固定值，具体情况视电阻分压比而定。当PFC输出电压超过设定点时，跨导放大器将输出电流，使VCOMP引脚的电压上升。当PFC输出电压低于设定点时，跨导放大器将吸入电流，使VCOMP引脚的电压下降。该级的增益等于OTA增益( $G_m$ )与VCOMP引脚上连接的网络电阻的乘积。

PFC控制器检测VCOMP引脚上的电压。高电压可以降低PFC MOSFET的占空比，而低电压则可增加占空比。

VCOMP引脚有一个0.5 V到2.5 V的线性工作范围，比例分压后与平均电感电流相乘可以得出 $D_{OFF}$ 值，即PFC栅极信号断开占空

比。在闭环稳定工作期间，VCOMP电压是线电压和PFC负载的函数。VCOMP电压低，表明功率高，同理，电压高，功率就低。

VCOMP引脚从内部连接到一个乘法器的输入。乘法器是PFC调制器的一个部分。该引脚的线性电压范围为0.5 V到2.5 V。0.5 V表示最大功率，2.5 V表示最低功率。

FBP引脚有3个启动和关断电压阈值。

1. INH – 禁止PFC在低AC输入电压下启动。
2.  $V_{SD(H)}$  – 禁止LLC在PFC启动后启动。LLC启动将会延迟，直至PFC输出电压接近稳压设定点。
3.  $V_{SD(L)}$  – 在大容量电容放电至低压时关断LLC转换器 – 通常出现在保持时间结束时。

在PFC启动前，大容量电容上的电压近似等于输入电压的峰值，并且INH将充当AC欠压锁存功能。PFC启动后，PFC输出电压不再跟踪输入电压，此时AC低压关断功能不存在。

在PFC电压设定点为385 V的典型设计中，当高电压<100 V（典型值）时，PFC被抑制。该值相当于VAC <71 V（典型值）。LLC启动将会被抑制，直至PFC输出电压达到368 V（典型值）。对于相同设计，LLC在PFC输出电压下降到246 V（典型值）以下时将关断。

### LLC控制器段

LLC转换器是一种变频转换器（LLC转换器的输出随着频率的增加而降低）。设计师需要设定PLC810PG的最小及最大频率，以便满足传动电路的需求。

### FMAX引脚

FMAX引脚通过设定的电阻连接到VREF引脚。该电阻设定进入FMAX引脚的电流。该引脚有一个额定电压和电阻分别为0.65 V和1.5 kΩ的戴维南等效电路。设定进入FMAX引脚的电流控制以下两个参数：

1. LLC栅极（GATEL和GATEH）死区时间。电阻值越小，电流就越大，最大频率也更高，参见图15。
2. 最大LLC工作频率。当FBL引脚电流增加到超过FMAX引脚电流时，LLCMOSFET将关断。当FBL引脚电流下降到低于FMAX引脚电流时，开关将重新启动。

死区时间应大于LLC半桥中心点（最小负载下的最长时间）的实际电压上升和下降时间。如果设定的死区时间少于实际上升和下降的时间，MOSFET将停止在ZVS阶段工作且损耗将会增加。死区时间略高于所需的最小时间对效率几乎没有任何影响。

死区时间较长时，LLC开关MOSFET的体二极管将在导通之前的一瞬间传导电流，与其他损耗相比，额外的传导损耗非常小。FMAX引脚设定电阻设置死区时间和最大频率。如果需要较低的最大频率，建议将死区时间设置为大于空载时所需的时间。

如果所需的死区时间非常长，且得出的 $F_{MAX}$ 低于空载稳压（最大输入电压时出现的最差情况）所需的值，那么要保持输出稳压，解决方法是限制 $F_{MAX}$ 并允许LLC在轻载（最大频率）时进入突发模式。在100-0%负载阶段将出现最大输入电压，这将导致PFC输出电压过冲到VOV(H)，触发PFC输出过压保护电路（一般为PFC额定电压设定点的105%）。对于典型设计，LLC转换器所需的 $F_{MAX}$ 为额定工作频率的1.5 ~ 2倍（满载和额定输入电压下测得）。

如果在轻载条件下需要突发模式稳压，则必须选择FBL引脚电阻且需满足以下条件：由反馈环路驱动流入FBL引脚的最大电流大于FMAX引脚电流（由FMAX引脚电阻设定）。当FBL引脚电流大于FMAX引脚电流时，LLC栅极驱动器将同时关断两侧的MOSFET。在输入电压/负载突变条件下（要求频率高于 $F_{MAX}$ 以保持稳压），LLC转换器将进入迟滞突发模式以保持稳压。

如果使用突发模式，请务必小心，确保启动时峰值初级电流不会触发初级过流（ISL引脚）。这是由于开关频率不可超过 $F_{MAX}$ （即使在软启动期间也是如此），具有低软启动频率的峰值初级电流因此将更高。

### FBL引脚

FBL引脚是稳压反馈引脚。它可在正常工作条件下吸收电流。输入电流越大，LLC开关频率越高。频率特性与分流电阻（连接到VREF）大小之间的比例关系见图16。FBL引脚有一个额定电压和电阻分别为0.65 V和3.3 kΩ的戴维南等效电路。应当注意的是，1 nF退耦电容 $C_{FBL}$ （见图7）与FBL引脚上产生的3.5 kΩ输入阻抗结合在一起形成LLC传递函数的一个极点。应将它视为LLC反馈环路的组成部分。为确保环路的稳定性，不应增大1 nF电容。

典型的反馈电路使用TL431和一个光耦器进行输出稳压。光耦器调节流入FBL引脚的电流。光耦器和FBL引脚之间的电阻网络设定流入FBL引脚的最小电流、最大电流以及启动电流。

在图7中，光耦器U1 B通过电阻R1、R2、R3、R4和电容 $C_{START}$ 组成的电阻网络连接到FBL引脚。 $C_{START}$ 仅在软启动期间有作用，在一般工作状态下可以忽略它。Copto是一种滤波电容，可以降低光耦器长走线产生的噪音。（R3 + R4）的值可设定FBL引脚最小电流并随之设定LLC的最小频率 $F_{MIN}$ （在光耦器关断的情况下）。这出现在持续时间末期，这时大容量电容已放电到稳



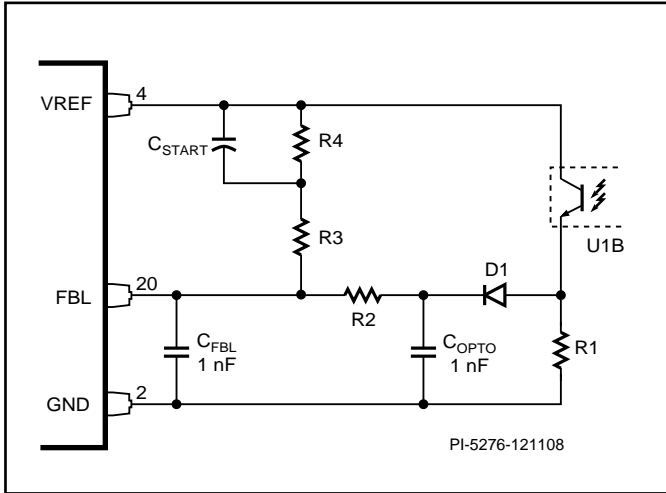


图7. 典型的LLC反馈电路

压设定点的64% (标称值)。

FBL引脚的最大电流 (以及反馈环路由此可控制的LLC最大频率) 由R2、R3及R4设定。当光耦器完全饱和时将出现最大频率, 如一个输出负载突降期间LLC输出将超过设定点一样。应注意的是, 如果FBL引脚的最大电流大于 $F_{MAX}$ 引脚电流, LLC栅极驱动器将同时关断两侧MOSFET。

R3的值决定启动电流 (以及与此相关的启动频率)。请注意, 在启动期间,  $C_{START}$  是一个短路, 光耦器将关断, FBL引脚的所有电流均来自R3。

选择电阻值的步骤如下。

#### 选择R1

R1是与光耦器串联的主要负载电阻。选取1.8 kΩ的电阻值将获得较佳的频率响应, 并可获得约为2 mA的可接受的集电极最大负载电流。请注意, 整个环路增益将与该电阻值成比例。

#### 选择 $F_{START}$ (启动时的初始频率)

$F_{START}$  通常取值等于或小于 $F_{MAX}$ 。根据图16确定与所需的 $F_{START}$  值对应的电阻值。将R3设定为此值。R3的值通常会与 $F_{MAX}$  电阻的值相近。

下一步是设定 $F_{MIN}$ 。 $F_{MIN}$ 是LLC在满载条件下进行调整时所需的频率,  $F_{MIN}$ 的大小由R3和R4的总和( $R3 + R4$ )决定。在图16中查找所需的 $F_{MIN}$ 值对应的电阻值R。根据下面的公式设定R4的值。

$$R4 = R - R3$$

#### 计算R2的值

$I_{FBL(MAX)}$ 是在光耦器饱和时流入FBL引脚的电流。它代表反馈环

可通过FBL引脚进行控制的最大频率。如果该电流大于 $F_{MAX}$ 引脚电流 (由 $F_{MAX}$ 引脚电阻设定), LLC转换器将被迫进入迟滞突发模式, 以便调整零负载或轻载下的输出电压。如果不需要突发模式,  $I_{FBL(max)}$  必须设定为小于 $F_{MAX}$ 引脚电流。此时, 应确保 $F_{MAX}$ 引脚电阻提供充足的死区时间。如果 $F_{MAX}$ 小于轻载条件下进行调整所需的频率, 则必须采用突发模式工作。

从图17中可以看出 $I_{FBL}$  (FBL引脚电流) 与频率之间的关系。 $I_{FBL(max)}$ 与电阻值之间的关系由下面的公式来表示(1):

$$I_{FBL(MAX)} = \frac{V_{REF} - V_{FBL}(I_{FBL(MAX)})}{R3 + R4} + \frac{V_{REF} - V_{CESAT} - V_{FBL}(I_{FBL(MAX)}) - V_D}{R2} \quad (1)$$

$V_{R2}$  (R2上的电压) 可以定义为:

$$V_{R2} = V_{REF} - V_{CESAT} - V_{FBL}(I_{FBL(MAX)}) - V_D \quad (2)$$

我们然后将(2)代入(1), 重新调整得出以下公式:

$$R2 = V_{R2} \frac{R3 + R4}{I_{FBL(MAX)} R3 + I_{FBL(MAX)} R4 - V_{REF} + V_{FBL}(I_{FBL(MAX)})} \quad (3)$$

其中,  $V_{FBL}$  是 $I_{FBL}$ 的函数

$V_{CESAT}$  = 光耦器在饱和状态下的 $V_{CE}$  (典型值为0.3 V)

$V_D$  = 二极管正向电压降

$V_{REF} = 3.25$  V (额定)

#### LLC软启动

LLC软启动由 $C_{START}$  (见图7) 执行。LLC以高频启动, 然后斜降直至达到输出稳压。软启动是必需的, 因为这样可以使谐振回路开始振荡。软启动还可防止启动时产生大LLC初级电流, 以免超过ISL引脚上的过流阈值。

PLC810PG启动后, FBL引脚内部拉升至VREF (3.25 V), LLC输出被禁止。这样可确保对软启动电容 $C_{START}$ 进行放电。然后释放FBL引脚电压降至约0.8 V; PLC810PG开始检测流入FBL引脚的电流, LLC栅极驱动输出开始开关。启动时, 光耦器内将没有电流流动 (因为LLC转换器输出较低), FBL引脚电流将等于 $I_{FBL(START)}$ 。当 $C_{START}$ 充电时, 流入FBL引脚的电流开始减小, LLC开关频率降低, LLC转换器输出升高。达到稳压后, 反馈环路闭合, 光耦器对FBL电流进行调节。正常工作时,  $C_{START}$ 保持被充电状态, 不会有任何电流。

启动时间常数的计算公式如下:

$$\tau_{START} = C_{START} \times \frac{R3 \times R4}{R3 + R4}$$

### LLC保护及自动重启动

LLC引脚通过与变压器初级绕组低端串联的检测电阻来检测LLC初级电流。需要使用一个RC低通滤波器，建议的值分别是1 kΩ和1 nF。ISL引脚有两个阈值。较高的阈值为 $V_{ISL(F)}$ ，可使引脚在发生元件故障时立即关断并对LLC MOSFET提供保护。较低的阈值为 $V_{ISL(S)}$ ，如果超过8个连续周期，引脚也会关断LLC，以免发生输出过流。其中任何一个故障模式都会启动和重启动序列。发生任何一种故障时，FBL引脚会内部拉升至VREF，对软启动电容进行放电。控制器会计数4096个时钟周期，然后开始新的启动（软启动）序列。通常4096个周期足以完全对软启动电容进行放电，确保LLC将以 $F_{START}$ 的频率重启动。

### 布局注意事项

#### PFC功率部分布局

##### PFC布局

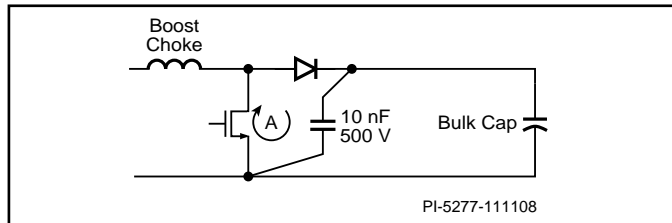


图8. 升压转换器级中的功率元件

图8所示为使用单个大容量电容设计的典型PFC升压转换器（有些设计可能出于纹波电流要求而使用两个大容量电容）。

使用单个大容量电容时，该大容量电容距PFC MOSFET的位置应比LLC MOSFET更近。PFC MOSFET、二极管和大容量电容应彼此靠近放置，并用短引线连接它们。此外，建议使用10 nF-47 nF高频旁路电容来降低EMI。该电容还应连接在PFC MOSFET和二极管附近，以便减小环路面积（电路图中的“A”）。由于该环路面积可能会造成 $di/dt$ 值达到最高，因此必须使其减小。在有些情况下，可选阻尼电阻与10 nF电容串联能够降低开通时漏极电流振荡和随之产生的EMI。该电阻的建议值应介于0.2 Ω和1 Ω之间。

#### LLC功率部分布局

##### 大容量电容的放置

如果使用两个并联的大容量电容来满足纹波电流要求，那么第一个电容应靠近PFC MOSFET放置，第二个电容应靠近LLC MOSFET放置。如果只使用一个大容量电容，建议高压退耦电容(10 nF-100 nF)跨HVDC总线和初级返回端进行连接，并通过短连接与LLC MOSFET相连。（请参见图4所示电路图中的C40以及图9中的PCB布局）。LLC转换器MOSFET具有高 $di/dt$ 值，这种高压退耦电容将降低EMI。

##### 高压引脚

器件上的三个引脚具有高的电压和高的 $dv/dt$ ，原因是它们可跟踪LLC MOSFET的半桥输出。这些引脚分别是HB、VCCHB和GATEH（引脚12、13和14）。这些引脚必须与PLC810PG上的其他引脚隔离（通过省去引脚11和15还可提供额外的封装隔离）。由于这些引脚的 $dv/dt$ 值较高，因此与其相连的走线和元件必须与低压引脚隔离开。这些节点与低压节点之间存在杂散电容，所以（高阻抗）引脚将造成噪音耦合和工作不稳定。应在这些引脚之间保持160 mil (4 mm)的间距，并围绕低压节点放置。请参见图10中突出显示的间距。

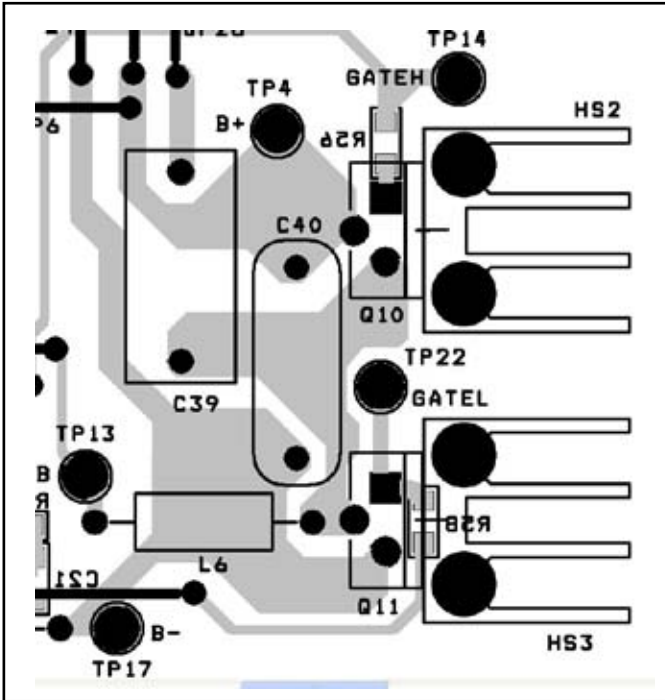


图 9. LLC 高压薄膜退耦电容 C40 的位置

### 低压信号引脚

所有引脚退耦电容都必须靠近 IC 放置，并以短连接方式与引脚相连。所有退耦电容均应返回到 GND 引脚，但 VCCL 和 VCCHB 的退耦电容除外。

有多个引脚要求使用外部 RC 低通滤波器。它们分别是 ISP、ISL、FBP 和 FBL 引脚。电容和电阻应靠近 IC 放置。这样可以防止与 dv/dt 节点发生电容耦合。ISP 引脚是信号最小和带宽最宽的输入引脚。它不仅可以检测 PFC 扼流圈中的平均电流，还可以检测峰值电流，以执行峰峰值电流限流（从而保护 PFC MOSFET）。电流限流功能要求具有宽的带宽。

使用时间常数介于 100 ns 和 200 ns 之间的 RC 低通滤波器，将其放置在器件附近。低通滤波器中的电容应返回到 GND 引脚。将 PFC 检测电阻靠近 PFC MOSFET 放置。

从 GND 引脚到 PFC MOSFET 源极引脚与 PFC 检测电阻的结点进行专门走线。在 GND 引脚到 PFC/LLC 功率元件之间的走线上不应该有任何其他连接。

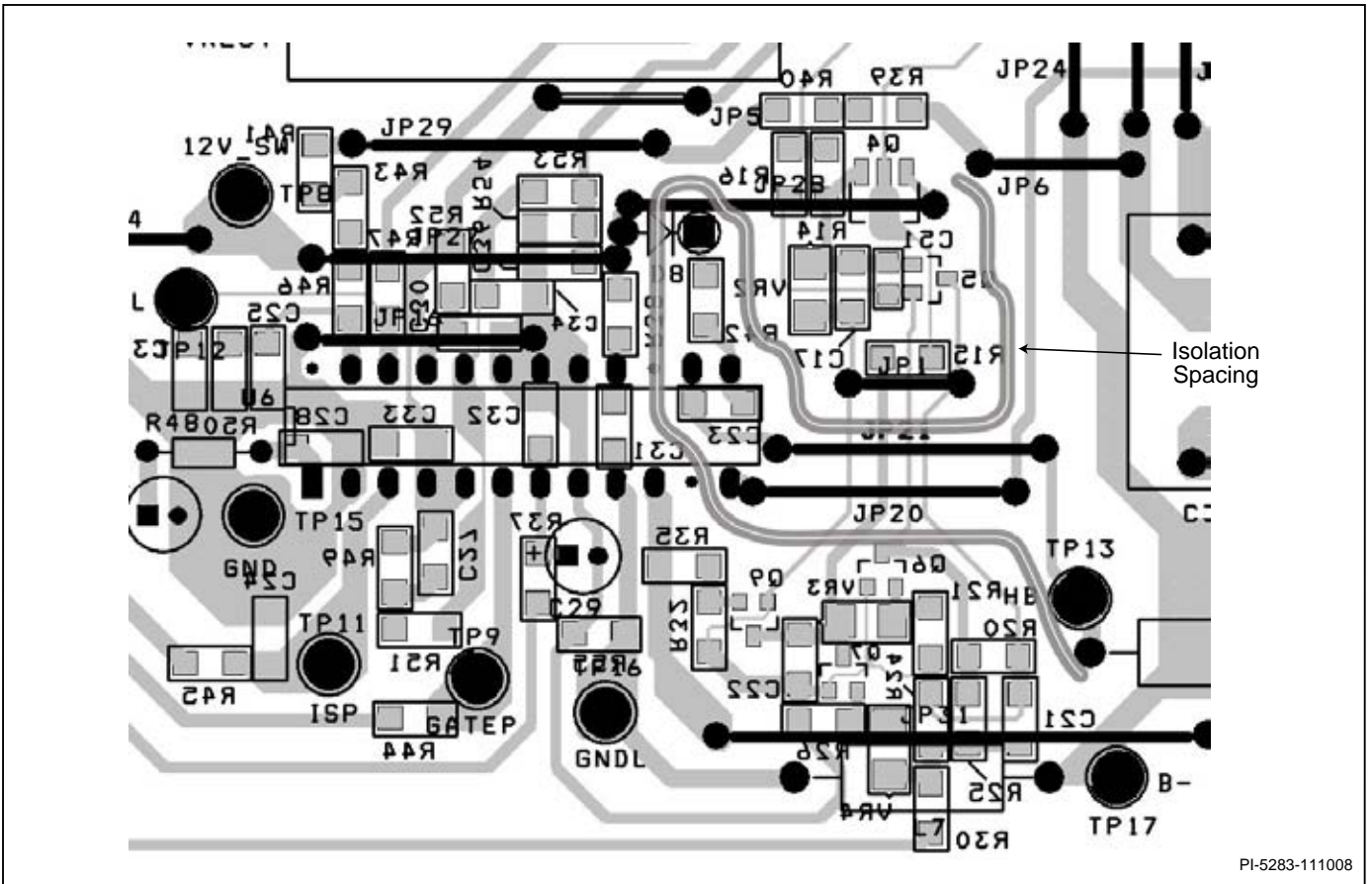


图 10. 高 dv/dt 引脚与低压引脚和走线的隔离设计

PI-5283-111008



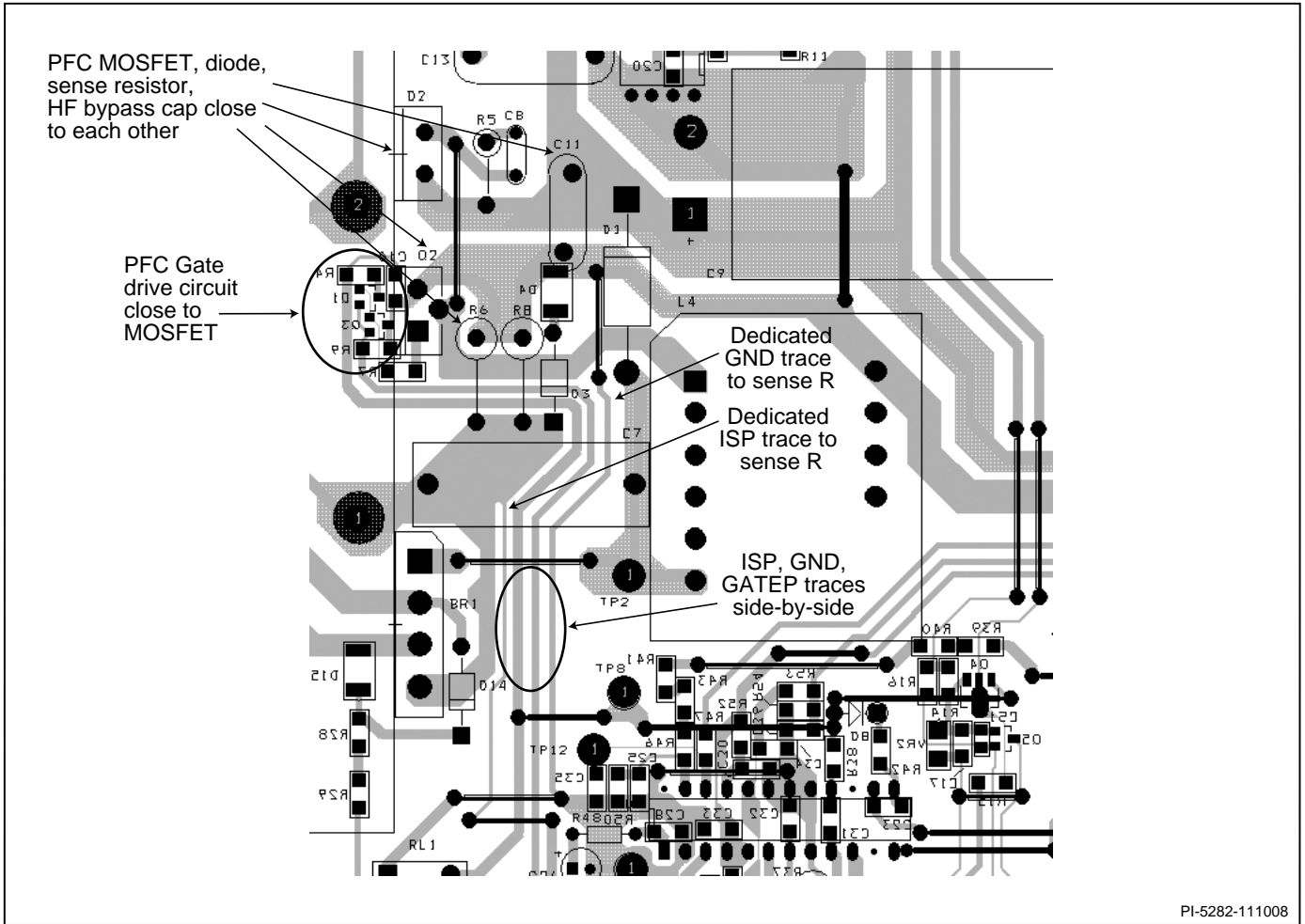


图 12. PFC功率和信号布局设计建议

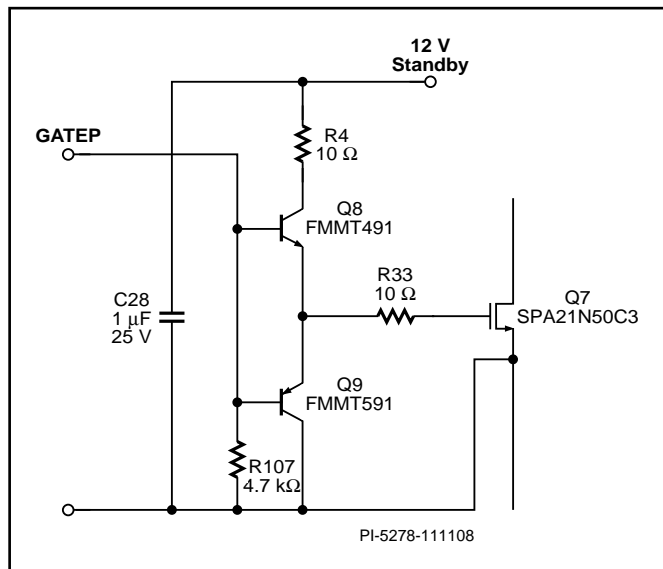


图 13 PFC栅极驱动电路设计建议

### 绝对最大额定值

表1列出了绝对最大额定值。超过这些限值的应力可能会造成PLC810PG的永久性损坏。长时间使用高于器件建议的工作限

值时，会对产品的性能和可靠性造成影响。建议了解常见的ESD处理注意事项。

#### 绝对最大额定值

结温度.....	-40 °C到+125 °C	LLC高压端浮动输出电压
贮存温度.....	-65 °C到+150 °C	(GATEH) ..... $V_{HB} - 0.3$ 到 $V_{VCCHB} + 0.3$
Theta <sub>JA</sub> .....	35 °C/W	LLC低压端输出电压(GATEL)..... -0.3 V到 $V_{CCCL} + 0.3$
连续电源电压(VCC, VCCL).....	-0.3 V到15 V	GNDP到GND..... -0.3 V到+0.3
LLC电压 (HB引脚).....	-0.3 V到600 V	GND到GNDL..... -0.3 V到+0.3
LLC高压端浮动电源电压 (VCCHB引脚相对于HB引脚).....	-0.3 V到 $V_{CCL}$	功率耗散.....700 mW

#### 相对于GND的终端电压

3.3 V容差引脚.....	-0.3 V到 $V_{REF} + 0.3$ V	ISL和ISP引脚，最大电流.....	-100 mA
ISL和ISP引脚.....	-0.65 V到 $V_{REF} + 0.3$ V	$I_{FMAX}$ .....	120 μA

表1 绝对最大额定值

### 直流工作特性

表2列出了PLC810PG的所有输入及输出的最小、典型及最大直流工作电压及电流。负电流流出IC，正电流流入IC。除非另有说

明，否则直流工作特性应为结温度-10 °C到125 °C，VCC = 12 V。所有电压均与GNDP、GNDL或GND (0 V)相关。VCC指定的引脚名称是指VCC、VCCL及VCCHB。该引脚上的电压分别是指GNDP/GND、GNDL及HB。

参数	符号	引脚	注释	最小值	典型值	最大值	单位
<b>电源电流</b>							
启动电流	$I_{CCOFF}$	VCC	$V_{CC}/V_{CCL} = UVLO - V_{VCCHB} = 0$		60	120	μA
		VCCL			1.1	2	mA
抑制电流	$I_{CCINHIBIT}$	VCC	V(FBP) < INH (抑制状态) $V_{CC}/V_{CCL} = 12$ V $V_{VCCHB} = 0$		0.7	1.5	mA
		VCCL			1.1	2	
工作电流	$I_{CCON}$	VCC	PFC和LLC工作频率100 kHz / 占空比50%，GATE输出 无负载， $V_{REF}$ 空载 $V_{CC}/V_{CCL}/V_{VCCHB} = 12$ V		3.0	4.5	mA
		(VCCL + VCCHB)			7	9	
漏电流	$I_{OZ}$	ISP, ISL, FBP, VCOMP, FMAX	$0 < V_{in} < V_{REF}$ 器件处于UVLO状态	-10		10	μA
漏电流	$I_{OZ}$	ISP	$V_{in} = -0.48$ V		-10	-800	μA

参数	符号	引脚	注释	最小值	典型值	最大值	单位
<b>欠压锁存</b>							
VCC启动阈值电压	$V_{UVLO(+)}$	VCC	VCC超过 $V_{UVLO(+)}$ 时器件退出UVLO状态	8.2	9.1	10	V
		VCCHB - HB			9.2		
VCC关断阈值电压	$V_{UVLO(-)}$	VCC	VCC低于 $V_{UVLO(-)}$ 时器件进入UVLO状态	7.2	8.1	9.0	V
		VCCHB - HB			8.7		
VCC启动/关断迟滞	$V_{UVLO(HYST)}$	VCC		0.7	1.0	1.3	V
<b>LLC VCO</b>							
VCO频率范围	$F_{RANGE}$	FBL	LLC/PFC同步	50		300	kHz
VCO最小频率限值的精确度	$F_{MINACC}$	FBL	$R(FBL) = 100\text{ k}\Omega$ 到VREF	-15		+15	%
VCO最大频率限值的精确度	$F_{MAXACC}$	FMAX	$R(FMAX) = 17.8\text{ k}\Omega$ 到VREF	-15		+15	%
LLC占空比	DVCO	GATEH, GATEL	导通时间匹配 GATEH (GATEH + GATEL)	49	50	51	%
死区时间精确度	$t_{DVCOACC}$	GATEH, GATEL	$R(FMAX) = 17.8\text{ k}\Omega$ 到VREF	-8		+12	%
最大FMAX电流	$I_{FMAX}$	FMAX	功率耗散限值, $I_{FBL}$ 由流入FMAX的电流进行控制			135	$\mu\text{A}$
FBL电流上限	$I_{FBL}$	FBL	FBL控制VCO的工作范围		95		% $I_{FMAX}$
FBL等效输入电路	$V_{IN(FBL)}$	FBL	FBL输入用作与 $V_{IN(FBL)}$ 串联的 $R_{IN(FBL)}$ $I_{(FBL)}$ 从50 $\mu\text{A}$ 到130 $\mu\text{A}$		0.65		V
	$R_{IN(FBL)}$				3.3		k $\Omega$
FBL引脚电压	$V_{FBL}$	FBL	$F_{VCO} = 100\text{ kHz}$		0.83		V
FBL软启动上拉电阻	$R_{PU(SS)}$	FBL	软启动复位时内部上拉至 $V_{REF}$ (4096 $F_{MAX}$ 个瞬态周期)		900	1500	$\Omega$
LLC快速过流故障电压阈值	$V_{ISL(F)}$	ISL		1.33	1.4	1.47	V
LLC慢速过流故障电压阈值	$V_{ISL(S)}$	ISL	8周期去抖	0.385	0.5	0.525	V
LLC过流故障脉宽	$T_{OVL}$	ISL	VISL超过每周期 $V_{ISL(F)}$ / $V_{ISL(S)}$ 触发故障的最短时间		75		ns

参数	符号	引脚	注释	最小值	典型值	最大值	单位
<b>PFC</b>							
PFC过流限制阈值	$V_{OC}$	ISP	静态测量 参见注释2	-440	-480	-520	mV
PFC输出连续占空比范围	$DC_{PFC}$	GATEP		0		100	%
PFC误差放大器参考	$V_{FBPREF}$	FBP			2.2		V
PFC误差放大器参考精度	FBPREF	FBP		-2		2	%
PFC过压阈值	$V_{OV(H)}$	FBP	参见注释1	103	105	107	$\%V_{FBPREF}$
PFC抑制上限阈值	INH	FBP	参见注释1	25	26	27	$\%V_{FBPREF}$
PFC抑制下限阈值	INL	FBP	参见注释1	22	23	24	$\%V_{FBPREF}$
跨导	$G_M$	FBP	$V_{FBP} = V_{FBPREF} \pm 85 \text{ mV}$	55	85	115	$\mu\text{A/V}$
<b>LLC</b>							
LLC关断上限阈值	$V_{SD(H)}$	FBP	参见注释1	94.5	95.5	96.5	$\%V_{FBPREF}$
LLC关断下限阈值	$V_{SD(L)}$	FBP	参见注释1	63	64	65	$\%V_{FBPREF}$
<b>参考</b>							
参考电压	$V_{REF}$	$V_{REF}$	负载电流 $I_{REF}$	3.09	3.25	3.41	V
$V_{REF}$ 引脚的电流源能力	$I_{REF}$	$V_{REF}$				5	mA
$V_{REF}$ 电容容量	$C_{REF}$	$V_{REF}$	$V_{REF}$ 引脚上所需的外部退耦电容容量	1			$\mu\text{F}$
<b>PFC GATE输出</b>							
PFC GATE输出电压	$V_{GATE(P)}$	GATEP		GND		VCC	
输出短路高驱动电流	$I_{SC(H)}$	GATEP			25		mA
输出短路低驱动电流	$I_{SC(L)}$	GATEP			60		mA
输出高压	$V_{O(H)}$	GATEP	$V_{CC} = 12 \text{ V}$ $I_{OH} = 1.25 \text{ mA}$	11.5	11.8		V
输出低压	$V_{O(L)}$	GATEP	$V_{CC} = 12 \text{ V}$ $I_{OL} = 5 \text{ mA}$		0.5	0.75	V



参数	符号	引脚	注释	最小值	典型值	最大值	单位
<b>LLC GATE驱动器</b>							
LLC高压端输出电压	$V_{GATE(H)}$	GATEH		VHB		VCCHB	
LLC低压端输出电压	$V_{GATE(L)}$	GATEL		VCOM		VCCL	
输出高压	$V_{O(H)}$	GATEH, GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V $I_{OH} = -65 \text{ mA}$	11	11.4		V
输出低压	$V_{O(L)}$	GATEH, GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V $I_{OL} = 130 \text{ mA}$		0.5	1	V
输出短路高驱动电流	$I_{SC(H)}$	GATEH/ GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V PW < 10 $\mu\text{S}$		-0.8	-0.5	A
输出短路低驱动电流	$I_{SC(L)}$	GATEH/ GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V PW < 10 $\mu\text{S}$	0.9	1.4		A
HB引脚上的最大允许 压摆率	$dV_{HB/dt}$	HB			10		V/nsec
导通上升时间 (10% - 90%)	$T_R$	GATEH, GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V 1000 pF load capacitance		50		nsec
关断下降时间 (90% - 10%)	$T_F$	GATEH, GATEL	VCCL/VCCHB = 12 V 1000 pF load capacitance		25		nsec

表 2. 直流工作特性

注释:

1. 该参数跟踪 $V_{FBPREF}$ 。

典型性能特性



图 14. 从FMAX引脚到VREF引脚的上拉电阻与死区时间要求的比例关系

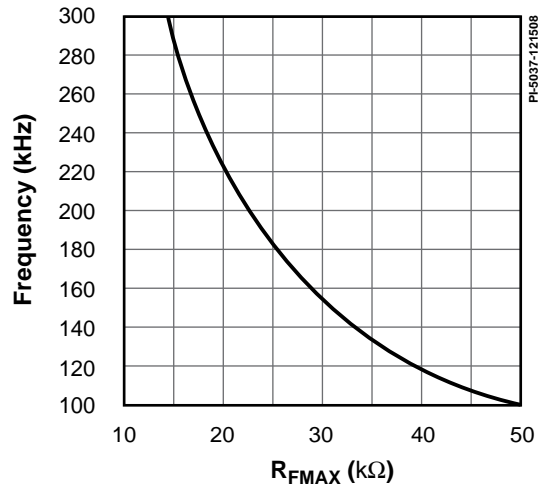


图 15. 最大频率限值与从FMAX引脚到VREF引脚的上拉电阻的比例关系

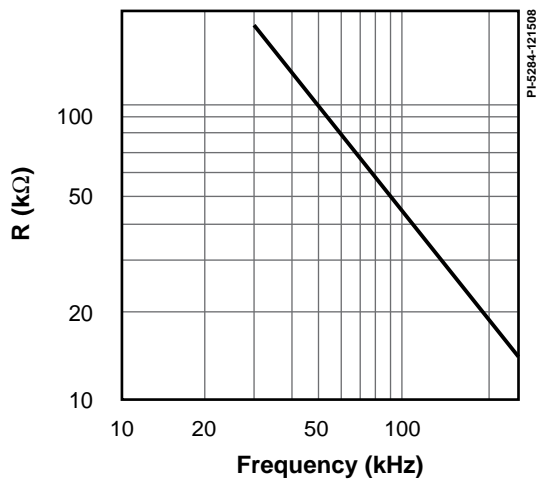


图 16. 从FBL引脚到VREF引脚的上拉电阻与开关频率的比例关系

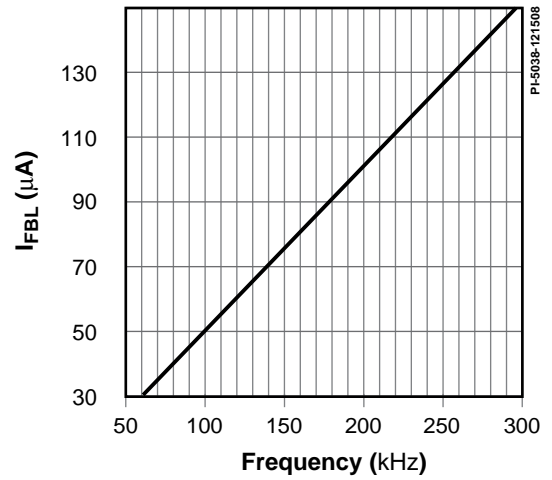


图 17. FBL引脚电流与开关频率的比例关系

**封装信息与元件标识**

PLC810PG采用24 Lead 0.300 PDIP封装（图18所示为PLC810PG元件标识）。图19所示为封装外形及尺寸。

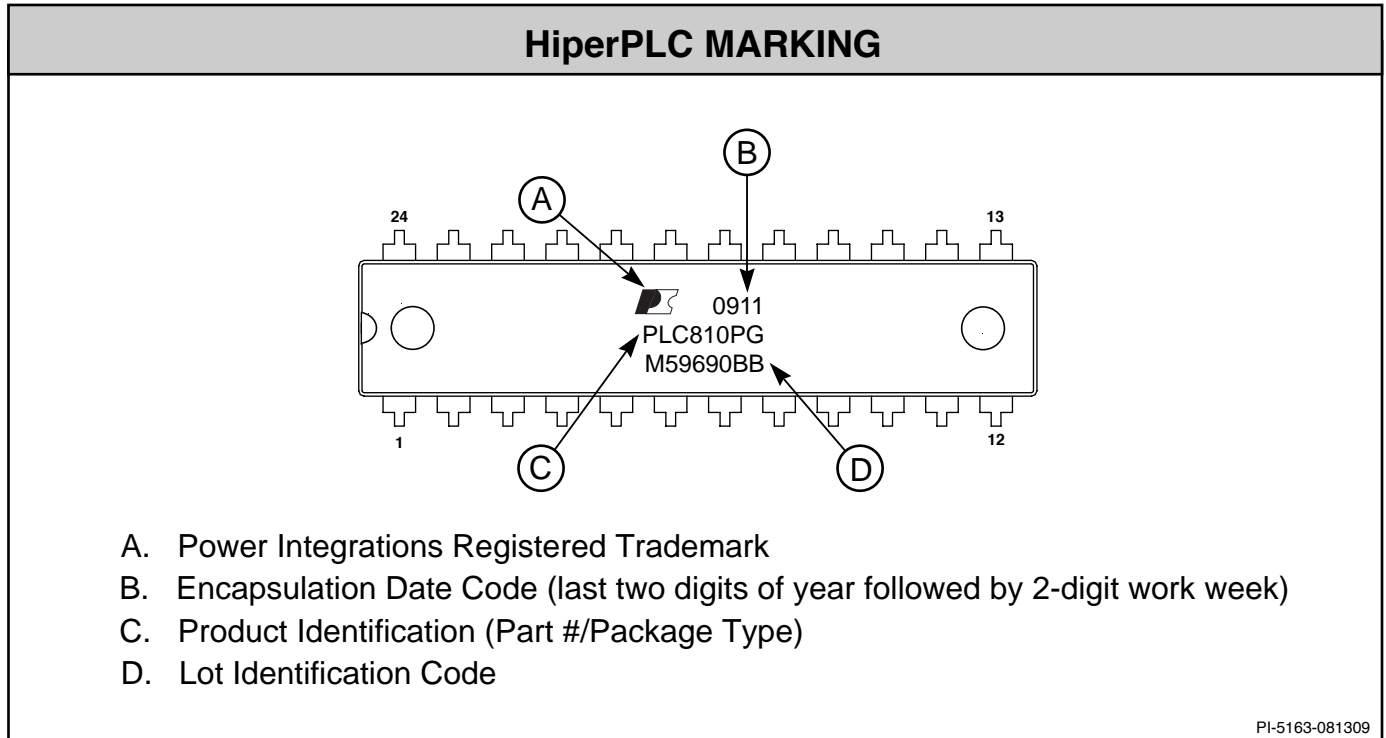
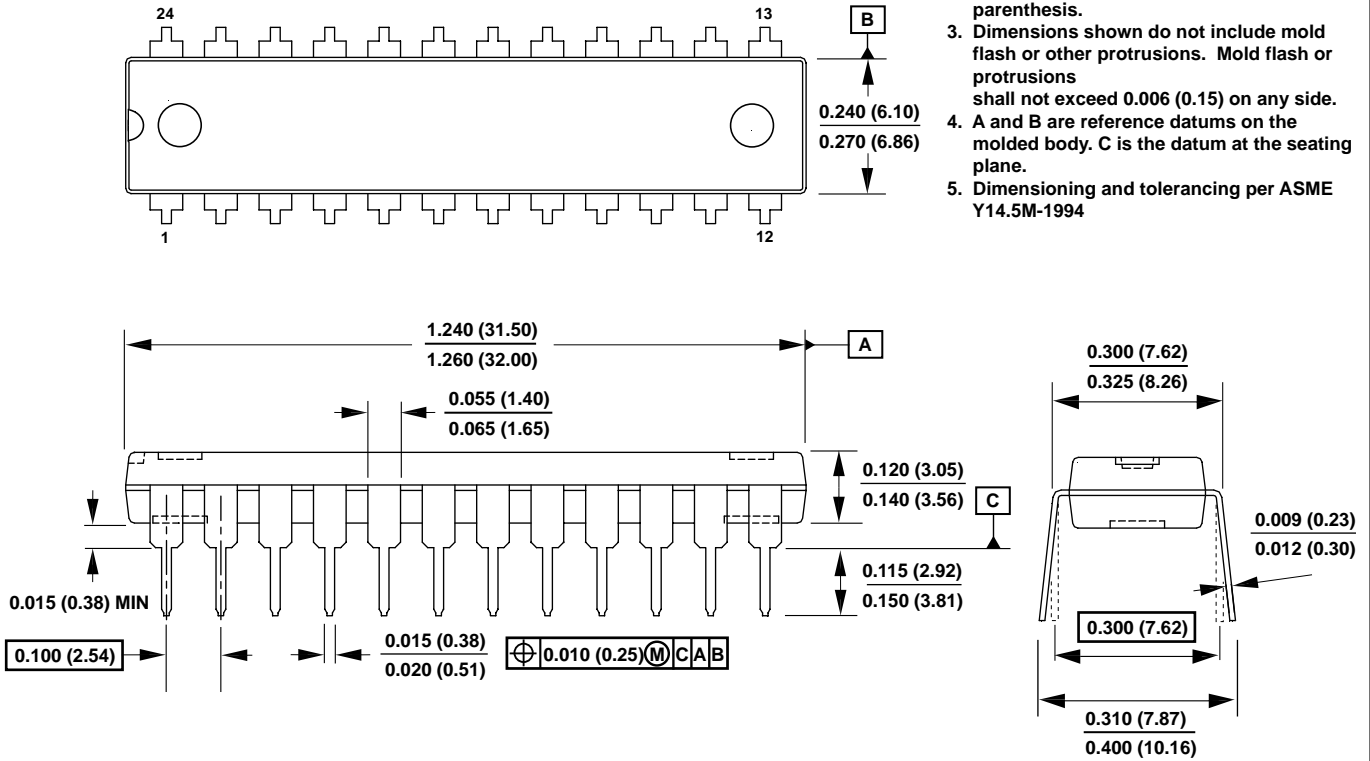


图 18. PLC810PG元件标识

PDIP-24 (0.300")

- Notes:
1. Package dimensions conform to JEDEC specification MS-001.
  2. Controlling dimensions are inches. Dimensions in millimeters are in parenthesis.
  3. Dimensions shown do not include mold flash or other protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.006 (0.15) on any side.
  4. A and B are reference datums on the molded body. C is the datum at the seating plane.
  5. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M-1994



PI-5181-110708

图 19. PDIP-24封装标识

注释

注释

版本	注释	日期
A	初始版本	11/08
B	图片和文字修订	11/08
C	文字和电路图更新	12/08
D	电路图更新	02/09
E	更改了图4并从参数表中去掉注释2	05/09
F	更改了图4、6、14、18	08/09

**了解最新信息, 请访问我们的网站: [www.powerint.com](http://www.powerint.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 Power Integrations by pending U.S. and foreign patent applications assigned to Power Integrations. A complete list of Power Integrations patents may be found at [www.powerint.com](http://www.powerint.com). Power Integrations grants its customers a license under certain patent rights as set forth at <http://www.powerint.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.

The PI logo, TOPSwitch, TinySwitch, LinkSwitch, DPA-Switch, PeakSwitch, EcoSmart, Clampless, E-Shield, Filterfuse, StakFET, PI Expert and PI FACTS are trademarks of Power Integrations, Inc. Other trademarks are property of their respective companies.

©2008, Power Integrations, Inc.

**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:  
Phone: +1-408-414-9665  
Fax: +1-408-414-9765  
e-mail: [usasales@powerint.com](mailto:usasales@powerint.com)

中国 (上海)  
Rm 1601/1610, Tower 1,  
Kerry Everbright City  
No. 218 Tianmu Road West,  
Shanghai, P.R.C. 200070  
Phone: +86-21-6354-6323  
Fax: +86-21-6354-6325  
e-mail: [chinasales@powerint.com](mailto:chinasales@powerint.com)

中国 (深圳)  
Rm A, B & C 4th Floor, Block C,  
Electronics Science and  
Technology Bldg., 2070  
Shennan Zhong Rd,  
Shenzhen, Guangdong,  
China, 518031  
Phone: +86-755-8379-3243  
Fax: +86-755-8379-5828  
e-mail: [chinasales@powerint.com](mailto:chinasales@powerint.com)

德国  
Rueckertstrasse 3  
D-80336, Munich  
Germany  
Phone: +49-89-5527-3910  
Fax: +49-89-5527-3920  
e-mail: [eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

印度  
#1, 14th Main Road  
Vasanthanagar  
Bangalore-560052 India  
Phone: +91-80-4113-8020  
Fax: +91-80-4113-8023  
e-mail: [indiasales@powerint.com](mailto:indiasales@powerint.com)

意大利  
Via De Amicis 2  
20091 Bresso MI  
Italy  
Phone: +39-028-928-6000  
Fax: +39-028-928-6009  
e-mail: [eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

日本  
Kosei Dai-3 Bldg.  
2-12-11, Shin-Yokomana,  
Kohoku-ku  
Yokohama-shi Kanagwan  
222-0033 Japan  
Phone: +81-45-471-1021  
Fax: +81-45-471-3717  
e-mail: [japansales@powerint.com](mailto:japansales@powerint.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  
Fax: +82-2-2016-6630  
e-mail: [koreasales@powerint.com](mailto:koreasales@powerint.com)

新加坡  
51 Newton Road  
#15-08/10 Goldhill Plaza  
Singapore, 308900  
Phone: +65-6358-2160  
Fax: +65-6358-2015  
e-mail: [singaporesales@powerint.com](mailto:singaporesales@powerint.com)

台湾  
5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1  
Nei Hu Dist.  
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.  
Phone: +886-2-2659-4570  
Fax: +886-2-2659-4550  
e-mail: [taiwansales@powerint.com](mailto:taiwansales@powerint.com)

欧洲总部  
1st Floor, St. James's House  
East Street, Farnham  
Surrey GU9 7TJ  
United Kingdom  
Phone: +44 (0) 1252-730-141  
Fax: +44 (0) 1252-727-689  
e-mail: [eurosales@powerint.com](mailto:eurosales@powerint.com)

技术支持热线  
World Wide +1-408-414-9660

技术支持传真  
World Wide +1-408-414-9760