

# AN10872

UBA2014 用于 TL 灯的应用电路

版本 01 — 2011 年 3 月 21 日

应用手册

## 文档简介

<b>信息</b>	<b>目录</b>
<b>关键字</b>	UBA2014, 半桥, 镇流器, 灯管
<b>摘要</b>	本应用手册描述使用 UBA2014 驱动 T5 和 T8 荧光灯的应用的设计。



## 修订历史

版本	日期	描述
v.1	20110321	第一版 此翻译版本基于日期为 20101209 的 AN10872 v.1 英文版。

## 联系信息

要了解详细信息，请访问：<http://www.nxp.com>

请发送邮件获取销售处地址，邮箱为 [salesaddresses@nxp.com](mailto:salesaddresses@nxp.com)

## 1. 简介

电子镇流器必须根据指定灯管的规格对灯管进行预热、点火和控制，并监控灯的运行状态。当灯管没有点亮或者灯管达到使用寿命时，镇流器必须迅速关断电源以避免镇流器损坏或者灯头过热。

UBA2014 是一款单片集成电路，用于电力驱动镇流荧光灯。该电路使用电压均方根值（额定值）最高为 277 V RMS 的市电。

电路由一个 650 V 的双极型 /CMOS/DMOS 工艺制造而成。该芯片可以驱动两个独立功率 MOSFET，也包括下列特性：

- 电平转换电路
- 振荡器
- 灯电压检测
- 电流控制器
- 定时器
- 各种保护

### 1.1 主要特性

- 预热时间可调
- 预热电流可调
- 电流控制运行
- 单次点火尝试
- 自适应死区时间控制
- 集成高压电平转换功能
- 掉电功能
- 灯故障或无灯状态保护功能
- 电容模式保护

## 2. 应用范围和章节安排

### 2.1 应用范围

应用手册中描述了在 HF-TL 应用中 UBA2014 半桥驱动芯片的使用方法，其中只涵盖单管的应用。需要支持或者需要了解多个灯管的应用示例请咨询当地的 NXP 技术支持部门。

手册中描述的电路采用了 PFC 控制器提供的固定直流电压源，如果不用直流源，也可以使用充电泵或者填谷式拓扑代替。本文中并没有对这些技术进行讲解。

### 2.2 应用手册的章节安排

本应用手册的内容分排在独立的章节中。必要时，典型数据将列出。电路框图见[图 1](#)

[节 1 “简介”](#)。

[节 2 “应用范围和章节安排”](#)。

[节 3 “管脚说明”](#)这部分给出了芯片管脚的概述，概括了基本功能和一些典型电压电流值。

[节 4 “单灯管串联谐振应用框图”](#)这部分讲述了一个 T8 36W 灯管典型应用中的各个部分，并阐述了开发各部分电路的步骤以及主要器件的数据。

这部分给出了 UBA2014 的预热、点火和运行时的状态图，并指出了各个阶段下芯片中处于工作状态的模块。

[节 6 “EOL（达到使用寿命）检测/保护”](#)这部分概括了可以添加的外加保护电路，这些电路在出现有灯损坏的情况下可以保护镇流器或者灯电极，以防由于过热而损坏。

[节 7 “调试 UBA2014 镇流器”](#)这部分提供了一个顺序进程来启动镇流器，以防突加全功率启动造成损坏。

[节 8 “PCB 设计和布局指导”](#)这部分给出了 PCB 的正确布局，保证各个重要的功能能够正常实现。建议在摆放元件和设计电流回路时应尽量缩小距离。

[节 9 “感应模式加热”](#)这部分给出电感模式加热电路。此电路在谐振线圈上添加了两个小的绕组。与一个小电容串联，这两个次级绕组绕在灯丝上。谐振线圈，电容，次级电感和次级电容的数据均给出。这组数据适用于电感模式工作的 TL5/TLD 灯。

### 2.3 相关的文件和工具

需要了解更多信息和设计工具，请查看 NXP 网络产品信息网页中关于 UBA2014 的说明，或者咨询当地的销售部。

3. 管脚说明

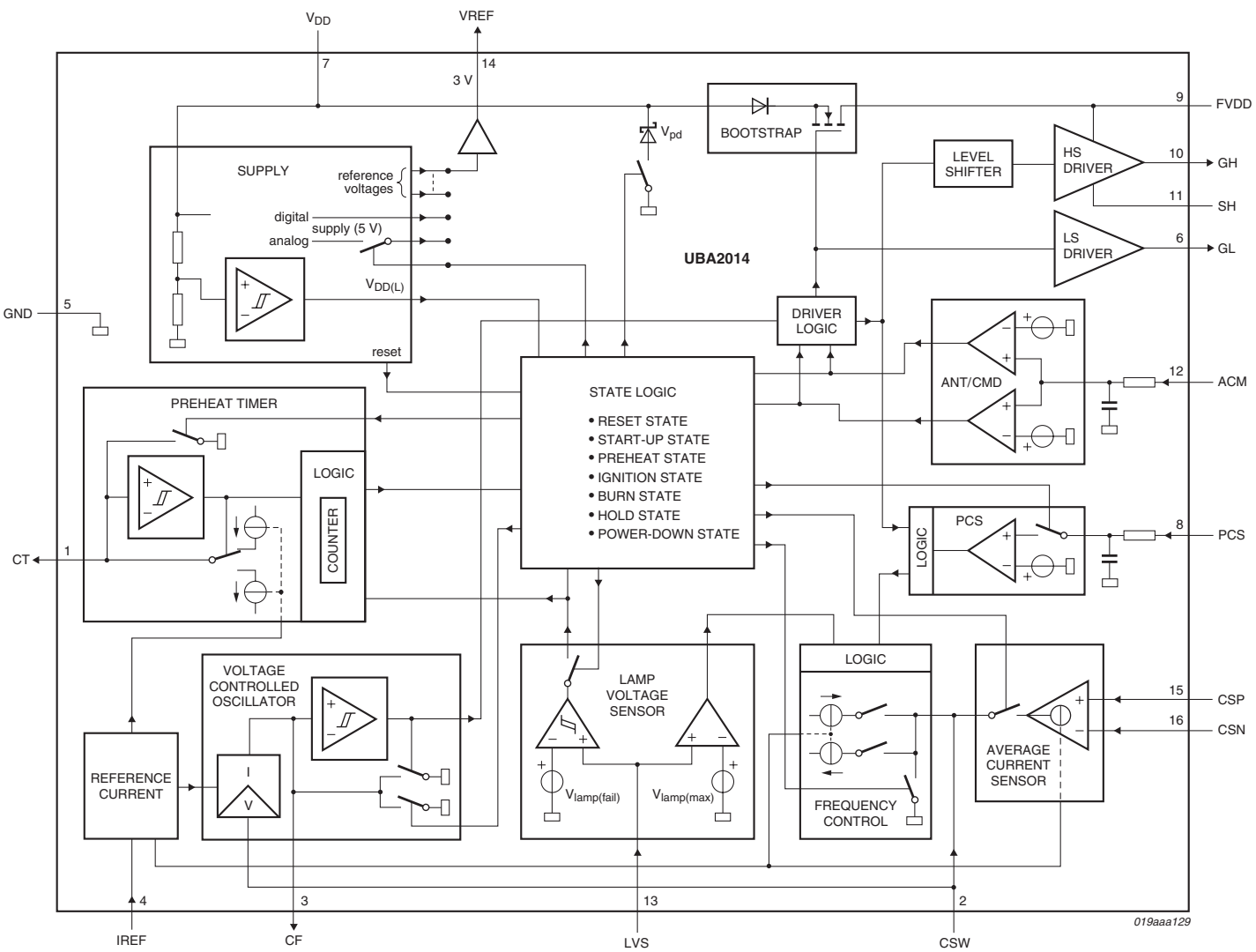


图 1. 框图

表 1. UBA2014 管脚功能

管脚	名称	功能描述概要
1	CT	<p>预热定时器输出：接地电容与这个管脚相连。预热定时器模块决定预热和点火时间。预热时间由接在 CT 管脚上的电容和接在 IREF 管脚上的电阻（典型值为 33 kΩ）确定。最大点火时间 <math>t_{ign}</math> 是 CT 上的一个周期，而预热时间 <math>t_{ph}</math> 是七个周期。PRT 电路在芯片起动阶段和出现故障时运行，由 LVS 管脚触发。开始振荡时计算预热时间，预热阶段结束后就是点火阶段，如下 (1) (2) 式：</p> $t_{ph} = 1.8 \times \frac{C_{CT}}{330 \times 10^{-9}} \times \frac{R_{IREF}}{33 \times 10^3}$ $t_{ign} = 0.26 \times \frac{C_{CT}}{330 \times 10^{-9}} \times \frac{R_{IREF}}{33 \times 10^3}$
2	CSW	<p>压控振荡器的输出：接在 CSW 管脚上的电容与接在 CF 管脚上的电容一起确定运行频率。当 CSW 管脚上电压为 0 V 时（起动条件下），那么频率控制器能够产生的最大频率（由 CF 电容值决定）。起动阶段给电容充电，运行频率会降低直到达到预热频率为止。</p> <p>预热过后，CSW 上的电容再次充电直到频率降到控制器的最小频率。CSW 上的电容值决定了灯从预热频率到点火最小频率的下降速度，这对精确点火很重要。</p> <p>在灯的运行过程当中，CSW 管脚上的电容决定了频率变化的速度，UBA2014 应用反馈控制回路，该回路以 CSP 和 CSN 管脚作为输入。</p> <p>若只要得到灯的最大功率，通常只需一个 220 nF 50 V 的接地电容。若要深度调光，可以用一个 RC 网络来提高小信号频率响应。如果 UBA2014 检测到电容工作模式，CSW 电容将持续放电。</p>
3	CF	<p>振荡器定时电容管脚：VCO 产生电压在 0 V 到 2.5 V 之间的锯齿波，频率由与 CF 管脚相连的电容值，IREF 管脚相连的电阻值和 CSW 管脚上的电压值决定。电路开始振荡的最大频率 (<math>f_{max}</math>) 是最小频率 (<math>f_{min}</math>) 的 2.5 倍。逻辑驱动器可以驱动上桥驱动器和下桥驱动器，频率为 VCO 频率的一半。</p> <p>建议使用 5 % 误差，50 V 的 CPO 绝缘电容。额定值是 100 pF，由此得到的开关频率是 <math>f_{min} = 40 \text{ kHz}</math>，<math>f_{max} = 100 \text{ kHz}</math>。</p> $f_{min} = 40.5 \times 10^3 \times \frac{100 \times 10^{-12}}{C_{CF}} \times \frac{33 \times 10^3}{R_{IREF}}$ $f_{max} = 2.5 \times f_{min}$
4	IREF	内部参考电流输入：接 33 kΩ 电阻到地（1 误差 %）
5	GND	接地
6	GL	<p>下桥功率管驱动输出：功率 MOSFET 的门极与 GH 和 GL 管脚相连。可以直接把这个脚与门极相连，或者与一个 47Ω 以下的门极电阻相连。GL 管脚上的电平在 GND 和 <math>V_{DD}</math> 之间变化。</p> <p>在第一个开关周期内，下桥驱动器的驱动信号使得自举电路给外接的自举电容（在 FVDD 和 SH 管脚之间）充电。</p>
7	$V_{DD}$	<p>低压电源：保证电压一直在 14 V 以下是非常重要的。在待机状态，内置的小齐纳二极管工作，运行时，要确保电压不会超出规定值。</p>

表 1. UBA2014 管脚功能

管脚	名称	功能描述概要
8	PCS	预热电流传感器输入：此管脚通过传感电阻接下桥 MOSFET 的源极。开始运行阶段，与 CSW 管脚相接的电容和 VCO 的输入相接，该电容充电以确保从最大频率开始扫频。由 PCS 控制的连续电流给电容充电，频率会降低直到在 PCS 管脚测得的预热电压超出内部 0.6 V 的固定电压为止。
9	FVDD	浮动电源：为上桥功率管供电。
10	GH	上桥功率管驱动输出：功率 MOSFET 的门极与 GH 和 GL 管脚相连。可以直接把这个脚与门极相连，或者与一个 47 $\Omega$ 以下的门极电阻相连。这个管脚上的电平在 SH 管脚电压和 SH 电压与 $V_{DD}$ 的和之间变化。
11	SH	上桥功率管电压源的参考接地（MOSFET 的源极），与半桥输出相连。
12	ACM	电容模式检测输入：当正常运行时，ACM 管脚上的电压包括半桥上升阶段最小振幅为 mV 的正脉冲和半桥下降沿时低于 -85 mV 的脉冲。该电压通过外接在 $V_{DD}$ 发生电路上的电阻测得。 这里的脉冲接到自适应死区时间控制模块中，确保两个功率 MOSFET 有相同的工作时间，而与频率无关。用相同的信号避免硬开关（死区可调）并检测电容模式。（见图 1 “框图”）
13	LVS	灯电压传感器输入：在必要的时候用来监控灯的状态和触发保护。监控灯电压是为了在灯点火失败或者灯运行出故障时保护镇流器不会被损坏。 规定两个电平：在 LVS 管脚测得 $V_{lamp(fail)}$ (0.8 V) 和 $V_{lamp(max)}$ (1.5 V)。一个能够正常运行的灯的点火电压在这两个值之间。点火计时器在电压超过 $V_{lamp(fail)}$ 时启动（再次使用 CT 计时器）。在点火成功后，灯的电压和 LVS 管脚测得的电压都会下降。如果 UBA2014 处在点火阶段时灯没有点火，它会延缓频率下降，此时不会超过 $V_{lamp(max)}$ ；尽可能地在点火计时器的最大允许时间范围内保持电平。如果直到最后灯还没有点火，UBA2014 就切换到保护模式准备就绪。 在灯运行过程中，LVS 管脚保护镇流器使其不受破损的灯影响。只要超出了 $V_{lamp(fail)}$ （假设灯是坏的），UBA2014 就会在暂停一个 CT 周期后进入准备状态。如果运行过程中超出了（假设灯丝损坏），UBA2014 会立即回到原始状态并重启。
14	VREF	参考电压输出（2.95 V）：可以用于设定 CSP 管脚上期望的灯电流，也可用于检测灯达到使用寿命时的情况。
15	CSP	出错放大器和平均电流传感器的正输入：这是期望的灯电流。它可以产生于带有 Dali 接口的微处理器，或者产生于 0 V 到 10 V 的分流器接口，或者产生于电位器。如果不需要调光，可接来自 $V_{REF}$ 的固定电压。
16	CSN	出错放大器和平均电流传感器的负输入：灯的平均电流通常是通过接在 CSN 管脚上的电阻测量的。ACS 模块的输出电压供给 VCO 可以调节开关频率和电流。当 CSP 升到高于 CSN，ASC 回路会降低频率来增大灯电流直到达到 CSP 设定的值。当 CSP 降到低于 CSN，ASC 回路会升高频率来减小灯电流。 在灯正常运行时，CSW 管脚上的电容决定了反馈控制回路充电时的速度。

#### 4. 单灯管串联谐振应用框图

如果使用谐振电感，灯电极和一个电容的串联组成最简单最经济的应用图。这就是众所周知的串联谐振拓扑。图 2 给出了一个例子，是用一个 TL8 36 W 灯管构成串联谐振的例子。

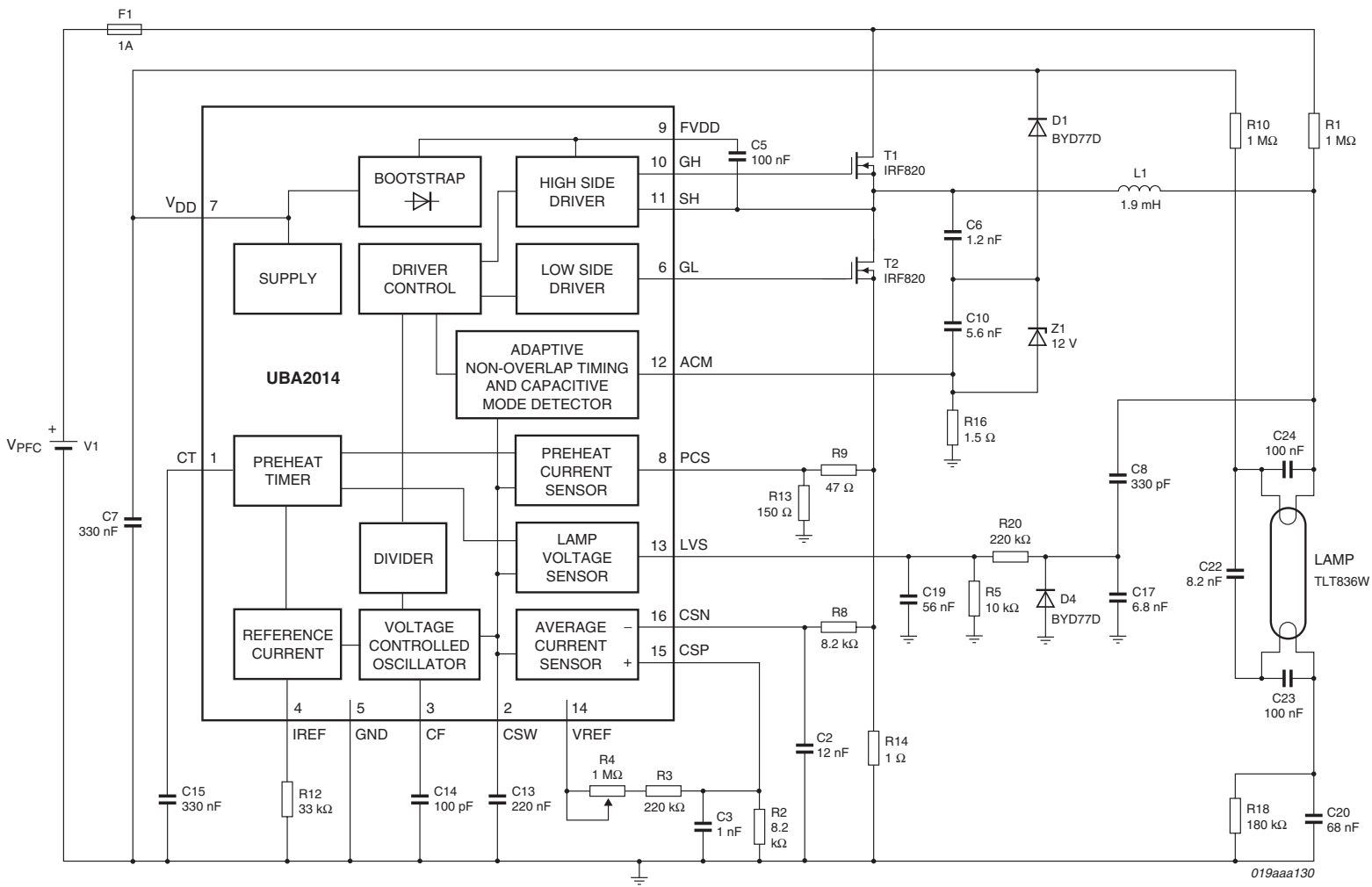


图 2. 应用框图：串联谐振拓扑



#### 4.1 谐振电路

L1 和电容 C22 组成谐振电路。这两个组件的结合产生点火电压，保证灯的正常运行及合适的预热电流。两个功率 MOSFET（T1 和 T2）是用 UBA2014 驱动的，它能产生驱动谐振电路的方波。

两个 MOSFET 加上谐振电路必须有下列特性：在频率最低时，UBA2014 能够产生的最小频率（ $f_{\min}$ ），且输出功率要比灯正常运行时的功率大将近 %。这样反馈控制回路就有足够的裕量保证灯正常运行。对线圈的要求是，在过电压保护电路允许的最大点火电压值下运行时线圈不能饱和。需要选择低介电损耗为 50 kHz 的电容 C22。

电容 C20 用于直流阻断，需确保其上的脉冲电压最小，对大多数镇流器，选择 68 nF 的电容最合适。电阻 R18 是用于防止产生纹波的。

#### 4.2 过电压 / 点火失败保护电路

管脚 13（LVS）上的小信号输入电压，由灯接口上的电压经过降压分压器得到。这个降压分压器包括电容 C8，C17，R20，R5 和 D4。

#### 4.3 功率电路的反馈控制电路

灯电流通过电阻 R14 产生电压，此电压加到 CSN 管脚。CSP 管脚通过一个分压器（R3，R4）连接到参考电压 2.95 V。

电阻 R8 和电容 C2 滤除 CSN 管脚输入的高频噪声信号，同时还有纠正放大器和偏置电流的功能。

#### 4.4 $V_{DD}$ 供电电路

在灯运行时， $V_{DD}$  使用 Z1，D1，C6，C10 这些组件。在启动阶段，电阻 R1 和 R10 会使  $V_{DD}$  不断升高至  $V_{\text{start}}$ （如果有灯管）。这样，镇流器在灯管被替换后会自动重启。

可调死区和电容模式是通过电阻 R16 来控制的。

#### 4.5 UBA2014 镇流控制器配置元件

UBA2014 需要定时电容器 C13，C14，C15 和一个参考电阻 R12 来实现正常工作（详情参照[表 1](#)）。

#### 4.6 串联共振电路的谐振参数（TL5/TL8 灯）

图 3 是一个简化电灯连接线路图。图中标出谐振电容、电阻和电感。一组适用于 TL5 和 TL8 灯系列的推荐数据在表 2 中列出。

图 4 是一个包括 PTC 热电阻的简化电灯连接线路图。表 3 给出一组建议使用的数据。

对某些灯，确定电容值使预热时灯上的电压不超值，又有足够的预热电流，并且正常工作时灯丝电流不超值，是不可能的。对这类灯，可以用图 4 所示包括 PTC 的电路。

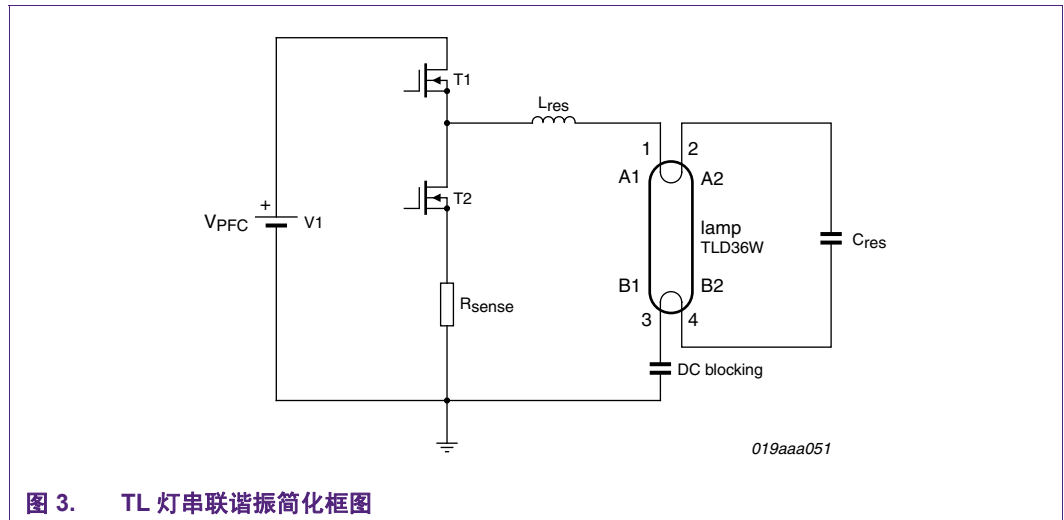


图 3. TL 灯串联谐振简化框图

表 2. 不同型号灯管谐振电路参数建议值 [1]

灯	L <sub>res</sub> (mH)	C <sub>res</sub> (nF)	f <sub>preheat</sub> (kHz)	R <sub>sense</sub> (Ω)	V <sub>bus</sub> (V)	预热电流 (rms) (mA)	V <sub>lamp</sub> 预热期间 (V)	预热时间 t <sub>ph</sub> (s)
TLD 36 W	1.9	8.2	70	1	400	600	230	1.7
TLD 58 W	1.4	10	60	0.82	400	700	170	1.7
TL5 HE 14 W	3.9	5.6	54	3.3	400	225	180	1.5
TL5 HE 21 W	3.7	5.6	54	3.3	400	225	180	1.5
TL5 HE 21 W	4.0	3.9	58	3.3	400	225	230	1.5
TL5 HE 35 W	4.0	3.9	58	3.3	400	225	230	1.5
TL5 HO 39 W	2.0	10	52	1	400	560	240	1.5
TL5 HO 49 W	2.6	6.8	52	2.2	400	370	240	1.5
TL5 HO 54 W	1.5	10	55	0.75	400	800	330	1.5

[1] 额定功率频率 = 42 kHz。

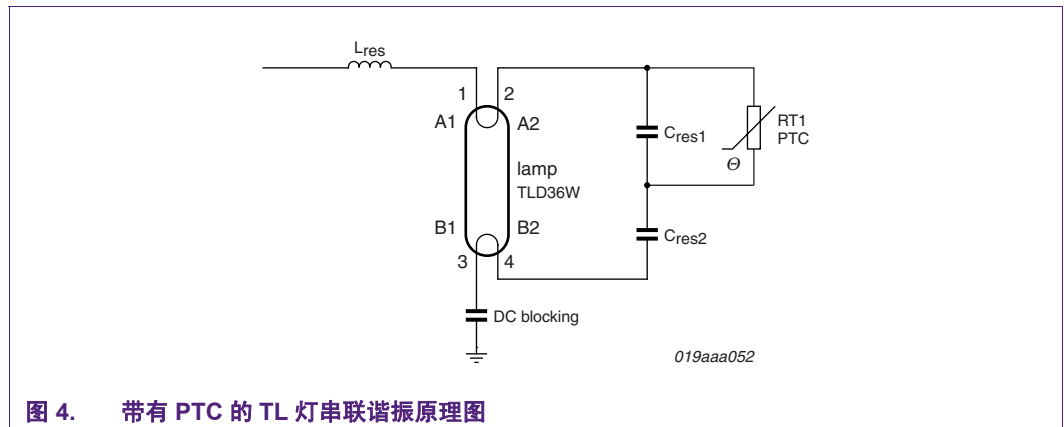


图 4. 带有 PTC 的 TL 灯串联谐振原理图

表 3. 不同型号灯的谐振电路参数建议值

灯	谐振线圈 $L_{res}$ (mH)	谐振电 容 $C_{res}$ (nF)	谐振电 容 $C_{res}$ (nF)	$R_{sense}$ ( $\Omega$ )	$V_{bus}$ (V)	预热电流 (rms) (mA)	$V_{lamp}$ 预热期间 (V)	PTC 类型	预热时间 $t_{ph}$ (s)
TLD 18 W	2.3	22	15	1.2	400	530	180	150E	1.7
TLD 32 W	2.2	22	12	0.82	400	610	280	150E	1.7

#### 4.7 预热电路

流过电极和灯电容的预热电流受预热电流传感器电路控制（PCS，控制器的管脚 8，可参考图 2）此电路是由电阻 R14, R13 和 R9 的值确定的。控制器产生预热频率，这样管脚 8 上的电压可以在下桥驱动 MOSFET 管开通时达到 0.6 V 的峰值。

正弦波电流的均方根值是峰值除以 2，三相电时除以 3。在绝大多数情况下，应选择尽量短的预热时间。这样，电流最接近正弦波。图 2 的例子中，电流的峰值是 0.788 A，而预热电流均方根值是 0.56 A。

## 4.8 反馈回路控制

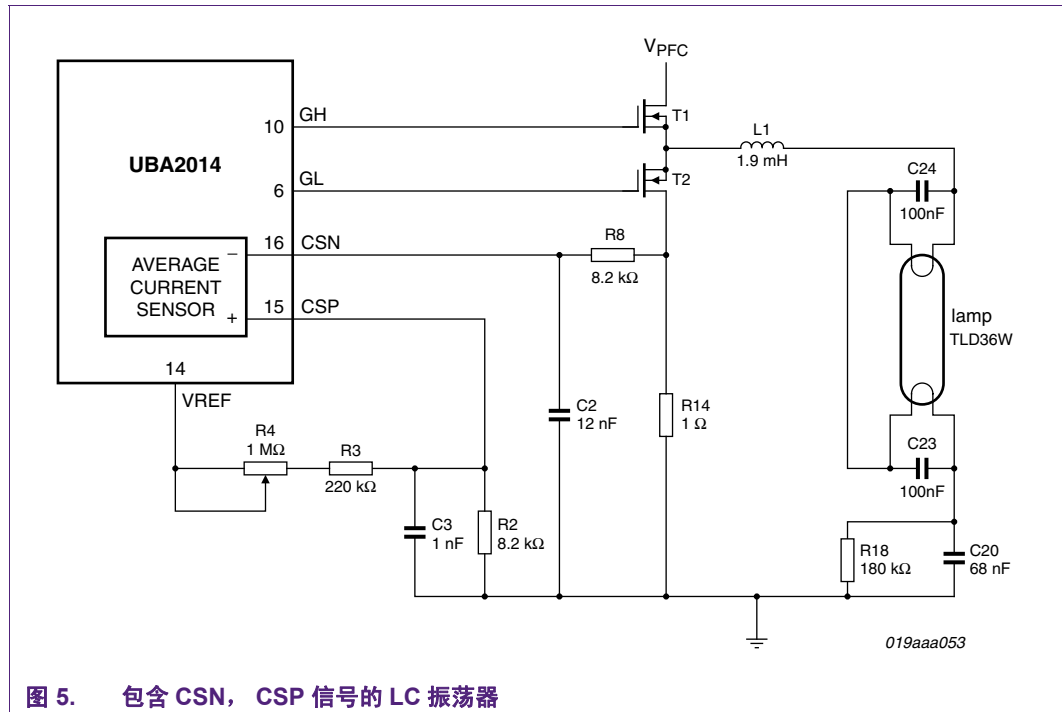


图 5. 包含 CSN, CSP 信号的 LC 振荡器

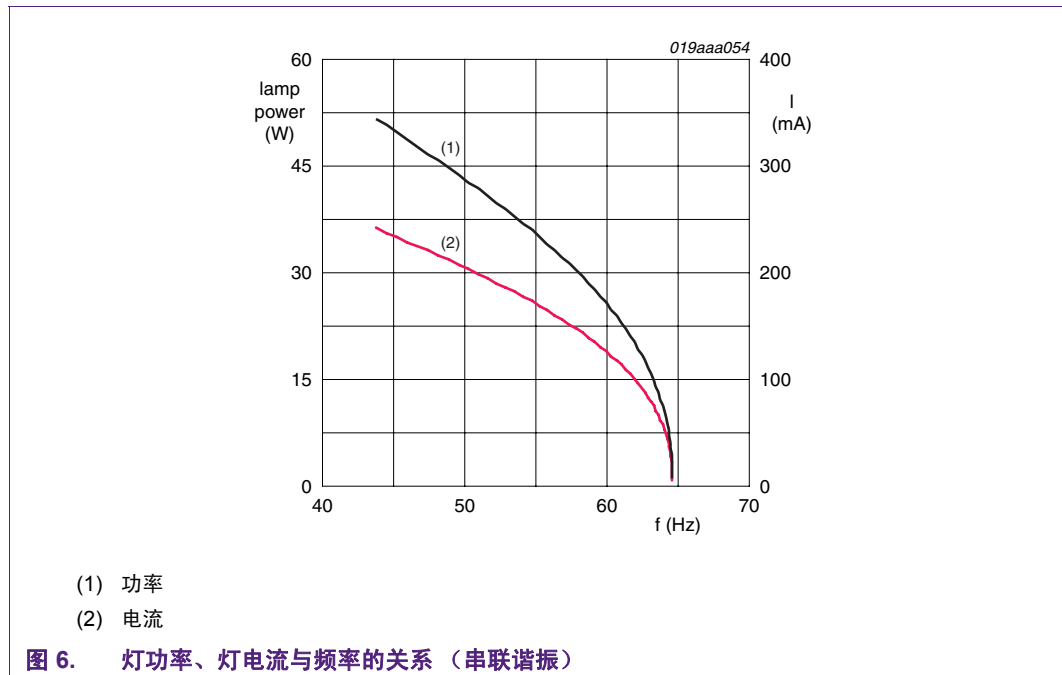
灯的功率可以通过调节镇流器的频率控制。UBA2014 内部的反馈控制回路可以调节频率使 CSN 管脚上的电压等于 CSP 管脚上电压。UBA2014 控制回路调节电流，所以 CSP 管脚上的电压与灯电流成线性关系。

电阻 R8（建议值 8.2 kΩ）和电容 C12（建议值 12 nF）组成一个低通滤波器，由此在 CSN 管脚形成一个直流电压。电路中可以加一个电位来调节亮度，也可以选择固定电阻。由  $V_{ref}$  分出的部分电压提供给 CSP，此电压与调光所需的  $R_{sense}$  上的电压匹配。CSN 管脚上的额定电压等于灯电流乘以  $R_{sense}$ 。因此要实现灯的满功率运行，CSP 管脚上的电压必须等于这个电压值。

要注意，要保证元件在  $f_{min}$  附近一定范围内可以正常工作，所以额定运行频率一定要比  $f_{min}$  高 3 kHz — 5 kHz。

灯光调至最低亮度时的频率一定要比  $f_{max}$  小，若不满足该条件，L 和 C 的值就要重置，[表 2](#) 和 [表 3](#) 的值可以确保亮度比正常运行低 10 %。

按照 [图 2](#) 中 T8 36 W 的 L、C 和  $V_{bus}$  (DC) 示例数值（L = 1.9 mH，C = 8.2 nF， $V_{bus}$  (DC) = 400 V），功率与频率的关系如 [图 6](#) 所示，当调光度为 10% 时，工作频率仍低于  $f_{max}$ ；以额定功率运行时频率正好大于  $f_{min}$ 。



## 4.9 V<sub>DD</sub> 供电和电容模式保护

### 4.9.1 芯片的供电电压（见图 7）

在启动之前，V<sub>DD</sub> 的供电电容 C7 通过起动电阻 R1，R10（见图 2）充电到直流母线电压。当供电电压超出 V<sub>DD(start)</sub> 时芯片启动，半桥开始工作，然后芯片通过与半桥相连的 dV/dt 电容 C6 供电。电容的值由使用的 MOSFET 决定，为了驱动大型 MOSFET，芯片需要大电流，因而需要一个大的 dV/dt 电容。但是，如果 dV/dt 电容太大，半桥会在高频时处于硬开关状态。这个电容也有效地减小了从 MOSFET 场效应二极管流入缓冲电容里的无功电流，再通过功率管的 R<sub>on</sub> 流回来的电流。就多数使用情况而言，1 nF 到 1.5 nF 之间的电容就可以了，通过仿真或者实验可以调整好。

因为起动电阻上可能会出现高压，用 SMD 元件时，可将此电压降低两到三倍。一个典型的 0805 型 SMD 电阻能承受的最大电压是 200 V。

流过 dV/dt 电容 C6 的电流通过一个二极管 D1 流向 V<sub>DD</sub> 的供电电容。此二极管必须具有快速恢复时间，比如 1N4148 或 BYD77D。电压被一个齐纳二极管钳制住。0.5 W 的齐纳二极管（Z1）就足够用了。

通常在点火阶段，V<sub>DD</sub> 的供电电容 C7 释放出来的能量要比输入的大，所以当使用带有较大门电容的功率管时，V<sub>DD</sub> 的供电电容就要选用更大值的。通常情况下，330 nF 25 V 的电容最合适。

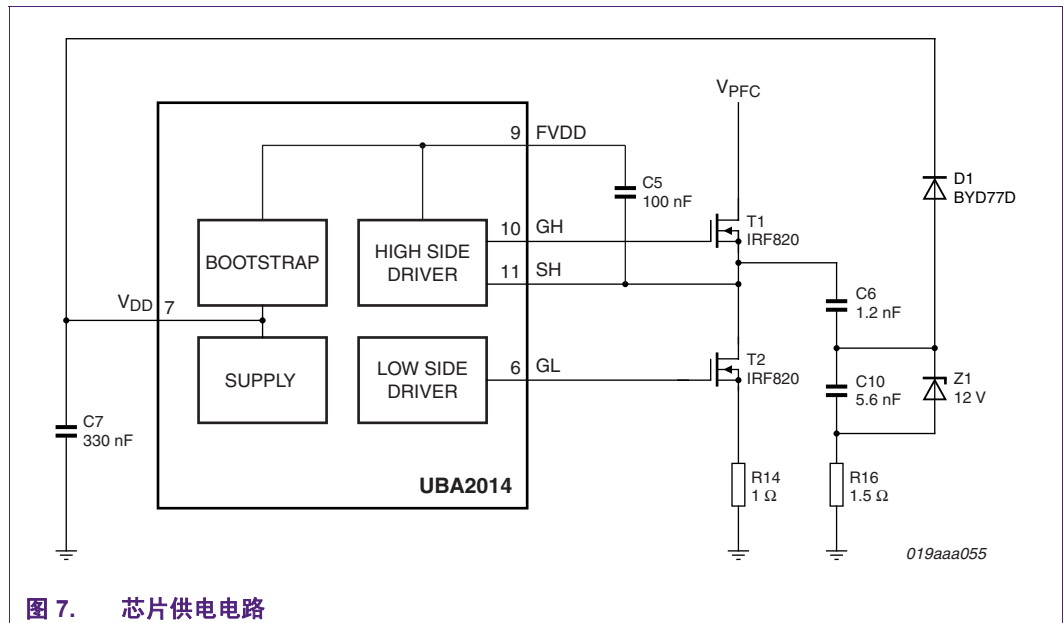


图 7. 芯片供电电路

#### 4.9.2 电容模式

如果由半桥监控（电压和频率）的负载（谐振电路加上灯）是电容模式的，那么，在一个 MOSFET 接通时，另一个 MOSFET 体内的二极管有电流通过（见图 8d）。

谐振电路工作在电容模式会损坏镇流器。在输入电压过低时（PFC 回路错误或者直接整流），电容模式（即使带有设计精良的镇流器）可能出现，也可能出现在灯发生故障时。UBA2014 可以检测电容模式以防最后发生损坏。

UBA2014 是这样检测电容模式的：

- 预热阶段过后， $R_{ACM}$  信号（ACM 管脚上的输入，图 2 中 R16）显示半桥的开关特性。
- 电容模式（见图 8）只在点火或者点亮阶段（不含预热阶段）检测，出现下面任意一种错误状况时即为电容模式：
  - 在下桥关断上桥开通之间的死区阶段，ACM 管脚上的电压都没有超过 +100 mV
  - 在上桥关断下桥开通之间的死区阶段，ACM 管脚上的电压都不低于 -100 mV
- 频率迅速升到最大值，电路回到电感模式环境下，从而避免应用过程中器件的损坏。

图 8 是半桥可能的工作模式。

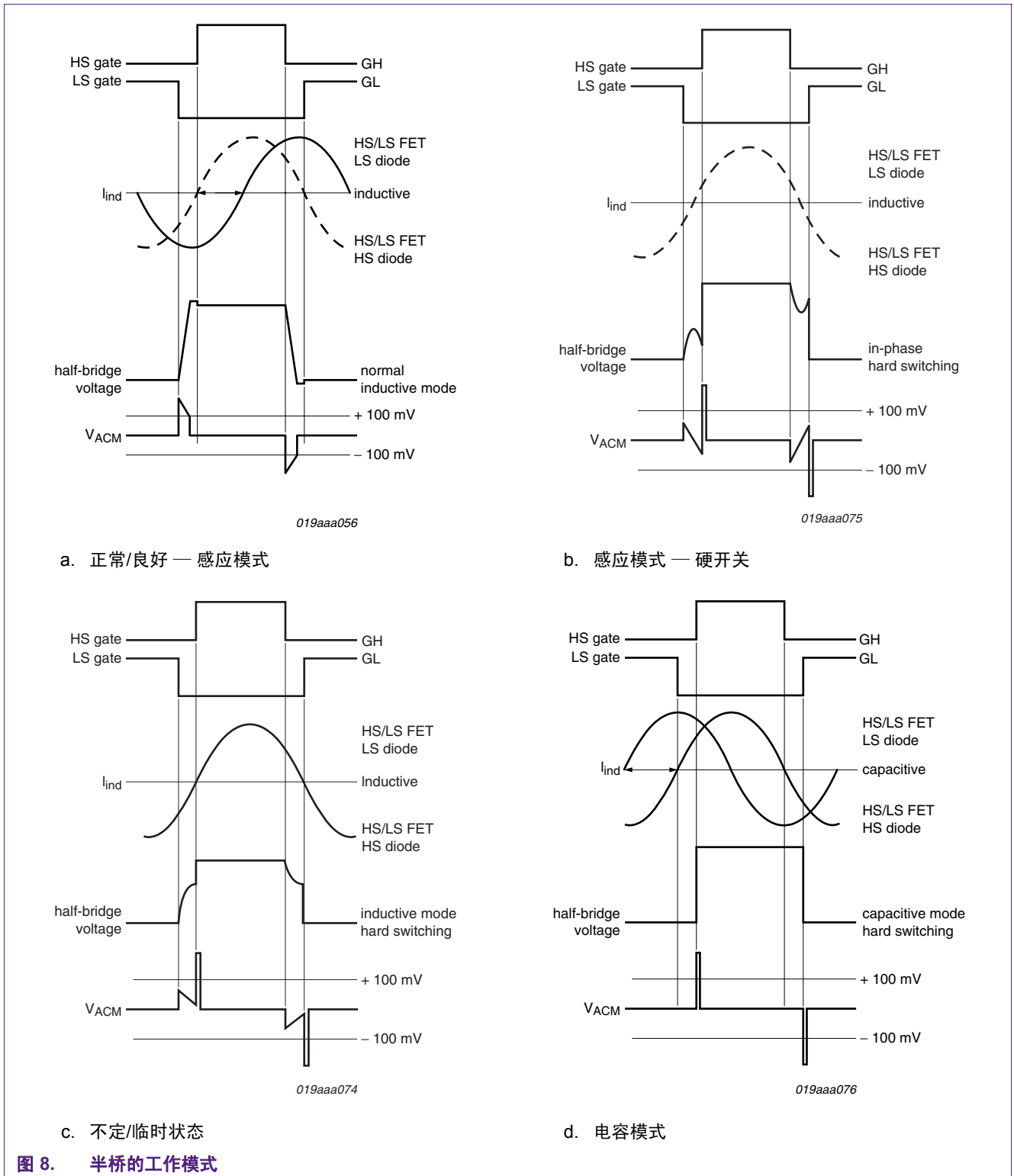


图 8. 半桥的工作模式

门极驱动信号是 GL（管脚 6）和 GH（管脚 10）。半桥电压  $V_{R_{pre}}$  在两功率管交接处测量。应用图中（[图 2 “应用框图：串联谐振拓扑”](#)）是 ACM 输入，由检测电阻 R16 得到。

[图 8a](#) 显示的是正常 / 良好的感性模式的运行状态。当  $V_{R_{ACM}}$  变为 0 时，芯片的自适应死区定时器会开通 MOSFET 功率管。这是本芯片的一个特有功能。通常，其它控制器的死区时间是固定，不可自适应的。采用死区时间自适应模式，MOSFET 将在最佳时间导通。流过体二极管的电流将减至最小。

[图 8b](#) 中仍然是感性模式，但是在死区有较小的线圈能量，使半桥电压不能在接地到直流电压之间变化，导致硬开关。

由于自适应死区定时器，[图 8c](#) 中的情况不会发生。开关的时刻是由 ACM 管脚的正脉冲穿越零点时产生的，或者是到最后都没有运行到最小死区时间。

[图 8d](#) 是电容模式。在死区时间内出现了  $V_{R_{ACM}}$  上的电压脉冲，此脉冲仅出现在门极驱动工作阶段，不会出现在死区时间内。

$R_{ACM}$  的典型值是 1.5 W。设计中如果总线电压很高（多个灯管串联可以在高于 > 500 V 的电压下运行），功率管的门极驱动电容很大（产生  $V_{DD}$  所需充电泵电容很大），应该减小  $R_{ACM}$  这样在镇流器启动阶段就不会超出芯片的最大额定值。

## 4.10 UBA2014 定时器元件的选值

### 4.10.1 预热（管脚 1）

预热时间的选择必须符合灯管的要求。[图 3](#) 是串联谐振电路，通常预热时间在 1.5 s 到 1.7 s 之间。预热时间在 1 s 到 1.2 s 之间的感应加热电路在[节 9](#) 有详细描述。

在管脚 1 上的电容 (CT) 和地之间的电容 C15 的值可以通过表中的公式和管脚说明来计算，参考[表 1](#)。

### 4.10.2 CSW（管脚 2）

电容 CSW (C15) 的选择必须足够大，以满足谐振电路有足够的时间建立点火电压并保证控制回路的稳定性。同时它还足够小以避免对灯电流的影响。

大多数情况下 220 ms 的电容值正好满足要求。如果要进行深度调光应用，可以用一个 RC 网络替代单个电容（参照[节 9](#) 的示例），这样可以增大信号回路的响应时间。建议  $V_{CSW}$  保持在低于 2.7 V 10 % 以达到对正常灯功率的回路控制。

### 4.10.3 CF（管脚 3）

CF 电容 C14 决定了 CF 的  $f_{min}$  和  $f_{max}$ 。当它的值为 100 pF 时， $f_{min}$  为 40 kHz， $f_{max}$  为 100 kHz。

### 4.10.4 IREF（管脚 4）

R12 (IREF) 的电阻值是 33 k $\Omega$ ，因为它决定着内部电压 / 电流，所以不可修改。



## 5. 启动时序状态

镇流器的正确运行时序如下：（见图 9）

1. 预热
2. 点火
3. 运行

UBA2014 有跟这些时序相匹配的状态建立系统。

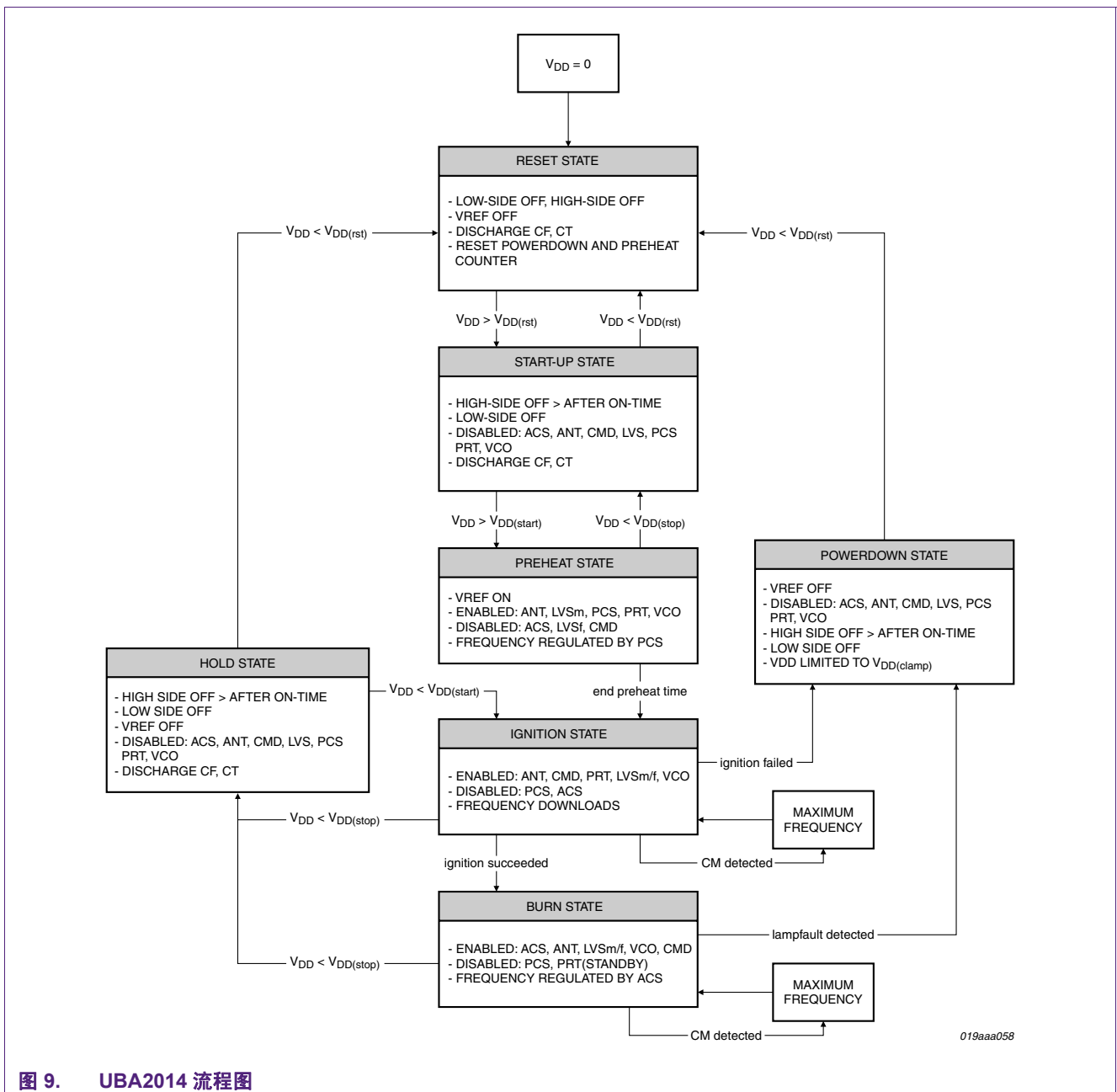
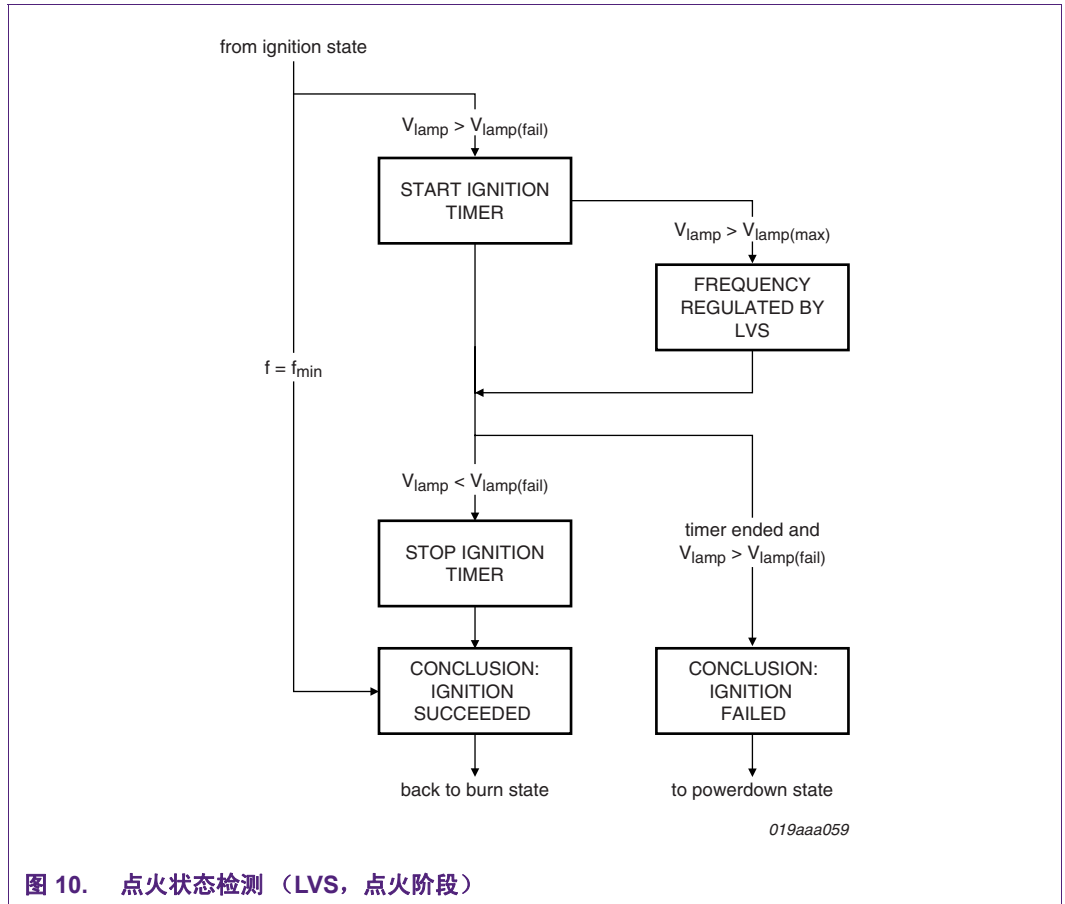


图 9. UBA2014 流程图



## 5.1 复位状态

直流负电压加上后，与  $V_{DD}$  管脚连接的电容  $C7$  ( $C_{VDD}$ ) 通过启动电阻  $R_{start}$  (图 2 中的  $R1$ ) 和  $R_{VDD}$  (图 2) 充电。通过应用图 2 的结构了解到，充电仅在灯（阳极）连接上的情况下进行。开始阶段，数字电源建立初始状态。如果  $V_{DD}$  管脚电压低于复位电压  $V_{DD(rst)}$  逻辑电路，掉电系统以及预热计数器被复位。在电路停止和启动中，两个半桥 MOSFET 都不处于导通状态。

如果由于灭弧检测，UBA2014 忽然停止工作， $V_{DD}$  可以通过一个  $100\ \Omega$  的电阻降下来。这样可以使芯片中状态控制部分安全地停止工作，避免多向导通。

## 5.2 启动阶段

在启动阶段，电容  $C15$  (CT, 管脚 1) 和  $C13$  (CF, 管脚 3) 上的电压都保持零值。作为压控振荡器的输入，电容  $C13$  (CSW, 管脚 2) 开始放电，确保一开始就从最大频率开始扫频。

在启动阶段，复位结束。芯片开始准备启动。如果  $V_{DD}$  管脚的低压电源升高，达到  $V_{DD(start)}$  时，内部的模拟电源就开始工作，电路开始振荡。

## 5.3 预热阶段

在下半桥功率管第一个长达  $50\ \mu s$  的导通后，振荡开始，这样自举电容可以完全充电。

预热时间从电路开始振荡起算。由预热电流检测模块控制的恒流源会一直给电容  $C_{sw}$  充电，同时频率会不断下降，直到电容  $C13$  (CSW) 的电压超过 PCS 管脚电压时为止。

此后，预热电流检测电路开始从电容  $C_{sw}$  放电，放电电流与充电电流相等，因此，频率上升的速率与下降的速率相同。预热过程是在一个预设的电压范围内调节的，直到预热时间结束。在预热过程中，平均电流检测电路停用。

PCS 管脚有一个内置的  $30\ ns$  的滤波器，提高抗硬开关噪声和寄生电容干扰的能力。

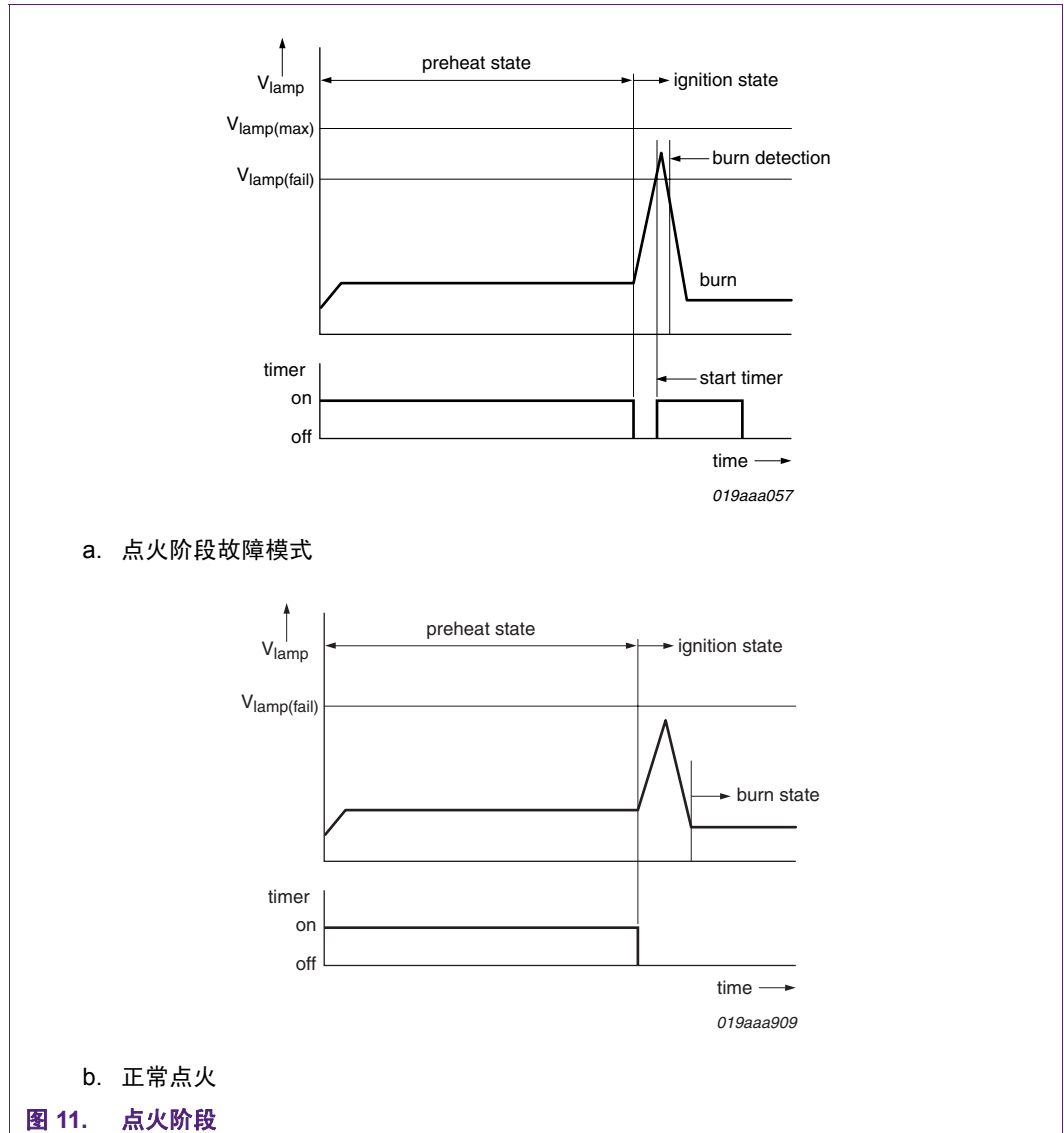
## 5.4 点火阶段

预热时间过后，进入点火阶段，因为内置的恒流源给 CSW 管脚上的电容充电，扫频频率会降低。在频率不断下降的过程中，电路可以达到负载的谐振频率。这样灯上会出现高电压，保证正常点火。

点火电压一般高于  $V_{lamp(fail)}$ ，当灯电压超过  $V_{lamp(fail)}$  时，点火定时器开始启动 (图 11a)。如果灯电压没有超过  $V_{lamp(fail)}$ ，也可以点火 (图 11b)。

灯的点火状态由灯电压传感器 (LVS) 检测。当灯开始点火时，电压一般会从点火电压开始降低到一个较低的值，因此 LVS 管脚电压会再次降到  $V_{lamp(fail)}$  以下，电路进入点亮阶段。

图 9 描述了该运行过程。如果灯在预热后，电压没有达到  $V_{lamp(fail)}$  时点火，管脚 CS 上的电压将继续上升，直到达到最小频率。芯片的逻辑电路这时假设灯管已经点火，并进入点亮阶段，这会使灯产生一个小的闪烁。



### 5.5 点亮阶段

平均电流检测 (ACS) 在点亮阶段启用。负载电流在点火阶段达到最大值，在点亮阶段又会降低，因此  $R_{sense}$  上的平均电压也会降低。只要 CSN 管脚测得的电压达到 CSP 管脚的参考电压，控制回路就会关断，这时由平均电流检测来控制负载电流。比较两个输入，ACS 控制 / 改变振荡器的频率从而控制半桥。

$R_{sense}$  上的平均电压是用来衡量系统里功率耗散的。如果我们假设开关和灯线圈的功率损失可以忽略，那么灯的耗散功率就可以通过调节流过  $R_{sense}$  的平均电流来控制。通过改变半桥频率可以改变此电流，从而改变 LC 曲线上的工作点和负载电流 / 灯功率。通过降低 ACS 的 CSP 管脚上的参考电压可以实现调光。

在点火期间频率降低时，图 10 中的状态控制部分开始工作，以避免灯出现过电压的情况。

在灯运行过程中，灯电压一直受到监控，如果有灯出现故障，UBA2014 会进入待机状态。（见图 12）。

图 2 给出 LVS 电路的例子。首先，C6 和 C7 实现分压，电压降低 20 倍。之后，低通滤波器中的 R20, R5, C19 进一步分压。选择滤波器元件的标准是：在灯达到最大点火电压时，管脚 LVS 上的电压为 1.5 V。

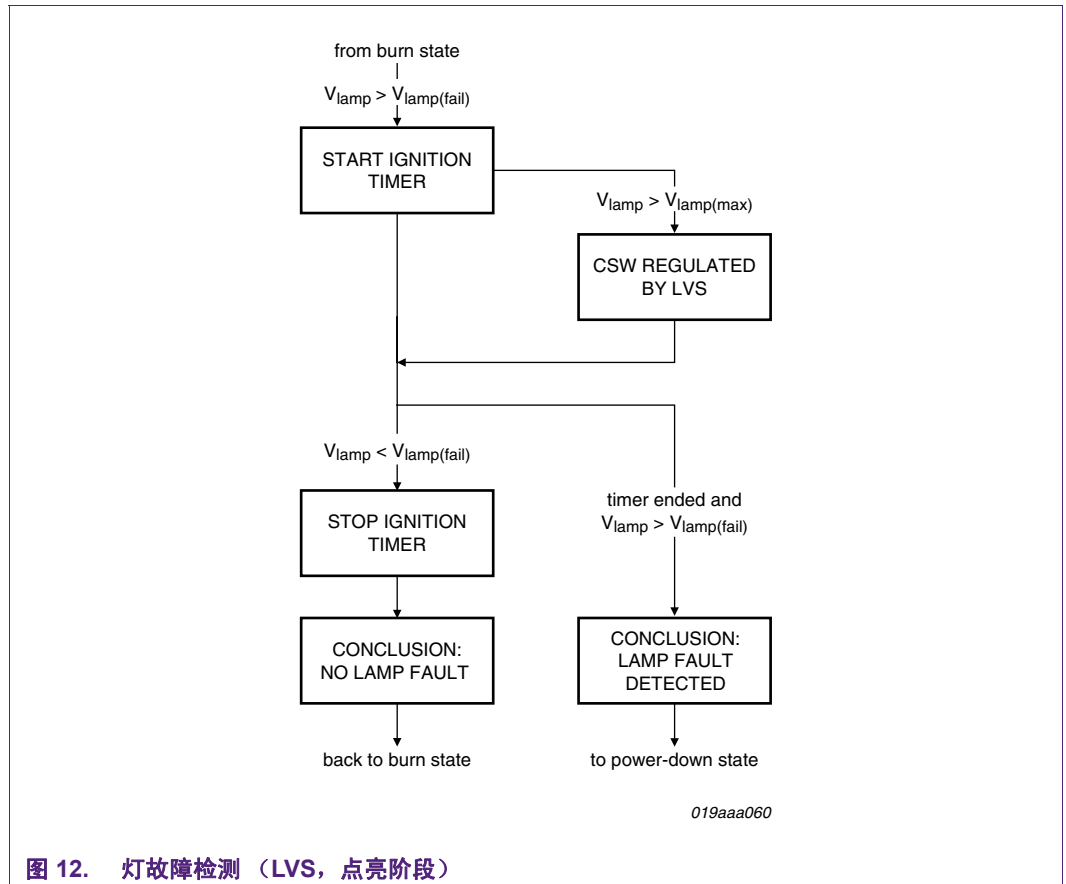


图 12. 灯故障检测 (LVS, 点亮阶段)

## 5.6 掉电状态

如果灯上的电压在点火阶段及预热阶段长时间（一个 CT 时段）过高，电路进入掉电状态。如果灯的点火没有成功，或者灯上电压在工作运行中过高，UBA2014 停在掉电状态，直到一个功率周期终止。

## 6. EOL（达到使用寿命）检测 / 保护

### 6.1 IEC 要求

当灯达到使用寿命时，灯管会因为电特性的变化而导致灯丝过热或者镇流器损坏。[参考文献 1](#) 要求镇流器在下列条件下正常运行。

1. 灯管，或者其中一只灯管没有插入
2. 由于其中一个电极损坏导致灯无法启动
3. 尽管电极回路是完整的，灯还是不能启动（失效的灯管）
4. 灯可以运行，但是其中一个电极失效或者损坏（整流效应）
5. 启动开关短路（不适用于高频镇流器）

[列表条目 1](#)，[列表条目 2](#)，[列表条目 3](#) 已包含在标准应用图中，见 [图 2](#)。整流效应（[列表条目 4](#)）可以由灯管使用寿命到期等效原理图解释，见 [图 13](#)。

[列表条目 5](#) 不适用。

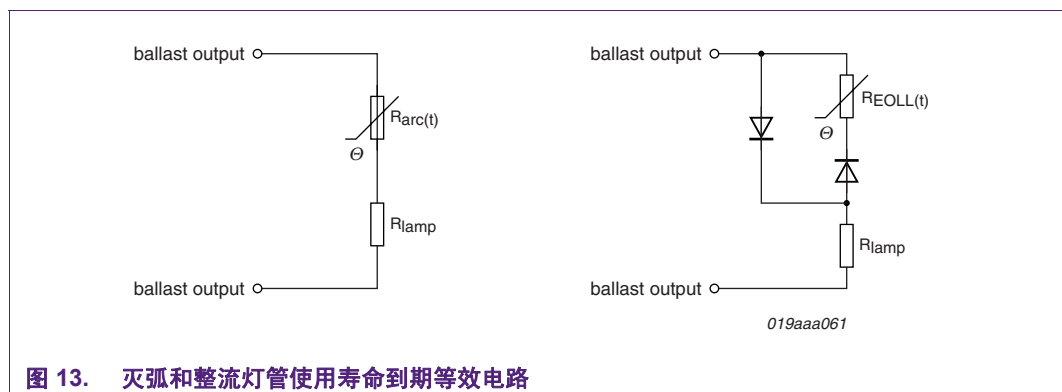


图 13. 灭弧和整流灯管使用寿命到期等效电路

为模拟灯管寿命到期的影响，[参考文献 1](#) 描述了三种测试：

- 不对称脉冲测试
- 功耗不对称测试
- 灯丝开路测试

### 6.2 使 UBA2014 进入掉电状态

通过把一个 CT 定时器发出的 0.8 V 的脉冲（大约 150ms，与预热时间有关）加到 LVS 输入管脚可以让 UBA2014 进入待机状态。LVS 管脚旨在检测和防止点火失败，并且检测灯管寿命是否到期。

如果把  $V_{DD}$  接地，UBA2014 会立即停止工作。为防止芯片像流程图（见 [图 9](#)）那样经过持续阶段进入关闭程序，可以加一个 100  $\Omega$  的电阻。

如果灯的连接器是用质量差的塑料热电阻式做的，可以用立即掉电方法做灭弧保护。如果用来做灯检测（[图 2](#) 中的 R1，R10 线路）的灯丝还能正常工作，UBA2014 会重启。若灯管已经损坏，电路重启后也不能点亮灯管，超时后，UBA2014 将会进入掉电状态。唯一的脱离掉电状态的方法，是重新开始一个功率周期。

### 6.3 UBA2014 EOL 电路

有多种检测 EOL 的方法。应用手册中只描述了许多实现方法中的一部分。

比如说

- 基于整流（隔直电压）的电路
- 基于灭弧 / 电弧重燃和功率过载的电路
- 基于功率超负荷的电路

### 6.4 功率过载检测

用于预热电流检测的电阻（图 2 中的 R14，图 21 中的 R5）上的电压也可以用来检测功率是否过载。在标准的应用电路中加一个二极管和一个电阻，当通过电阻（R14 或 R5）的电流长时间过大，镇流器将被关断。这个功率过载保护功能可以保护镇流器，但不能完全防止灯丝局部过热。（见图 17）

### 6.5 整流检测

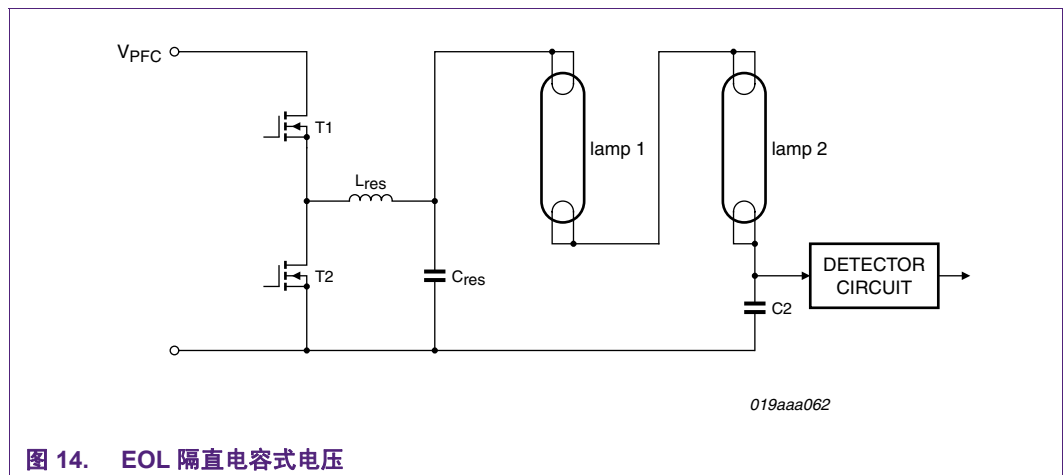


图 14. EOL 隔直电容式电压

通过 C2 上的不对称电压，隔直电容上的电压可以检测出功率不对称，见图 14。

如果这个灯有整流效应（EOL），隔直电容 C2 上的电压就不再等于  $V_{PFC} / 2$ ，略高或略低。该电压可以用一个电路检测（见图 15）。当隔直电容的电压值太高或太低了，镇流器也会关断。

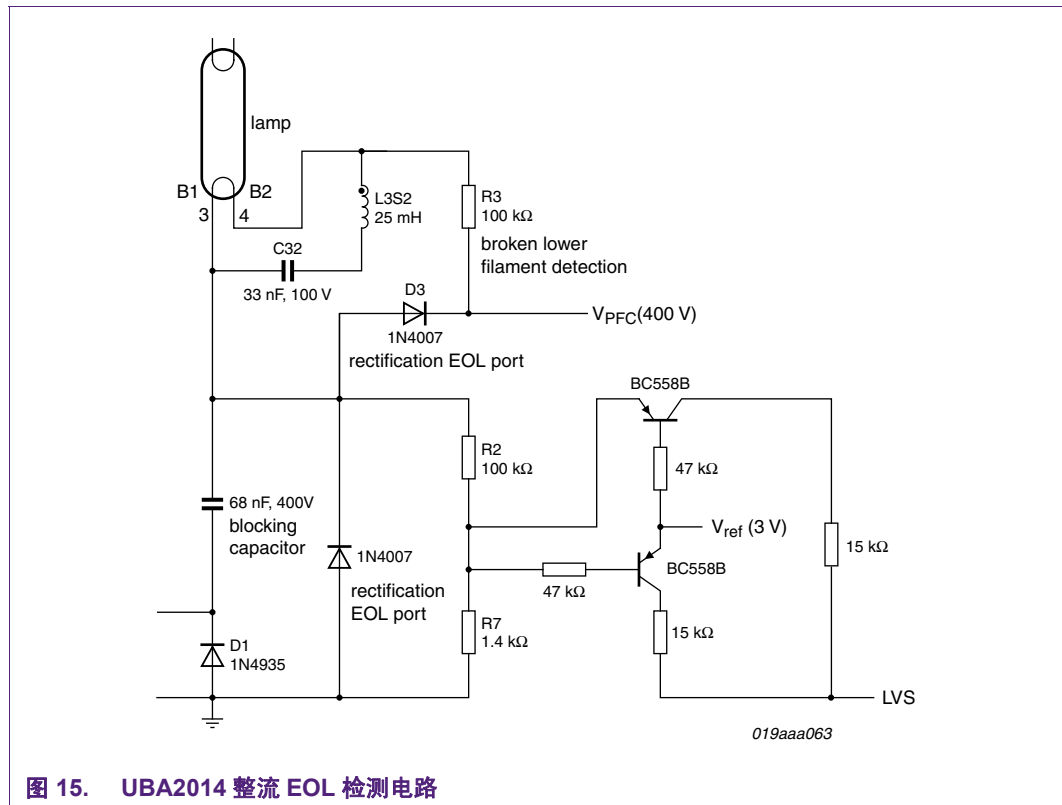


图 15. UBA2014 整流 EOL 检测电路

图 15 中的隔直电压（通常为  $V_{PFC} / 2$ ），用两个电阻分 3 V 的电压。中的元件值以 PFC 电压  $V_{PFC}$  图 15 为 400 V 时计算得到的，如果使用不同的 PFC 电压，两个电阻应该用公式 1 计算。

$$\frac{V_{PFC} \times R1}{2 \times (R1 + R2)} = 3V \quad (1)$$

两个晶体管监控分压后的隔直电容电压，如果超出 3.7 V 或者低于 2.3 V，电路就会触发芯片保护功能。对工作在 400 V 的  $V_{PFC}$ ，这意味着在 170 V 到 230 V 之间是一个窗口。

参考文献 1 中提到的不对称功率在公式 2 中给出了。

$$P_{EOL} = \frac{abs(2 \times V_{CDC} - V_{bus}) \times I_{lamp}}{2} \quad (2)$$

T5 灯管和 T4 灯管允许的最大不对称功率分别为 7.5 W 和 5 W，这里没有 T8 灯管的 IEC 规格说明，但 10 W 作为极限值是合适的。图 15 中的电路可以使用不同的参考电压，这样更容易从  $V_{DD}$  得到更小的检测窗口。

要得到一只具有整流效应的灯管很困难，为了达到这个目的，IEC 设计了一个测试框图，见图 16。



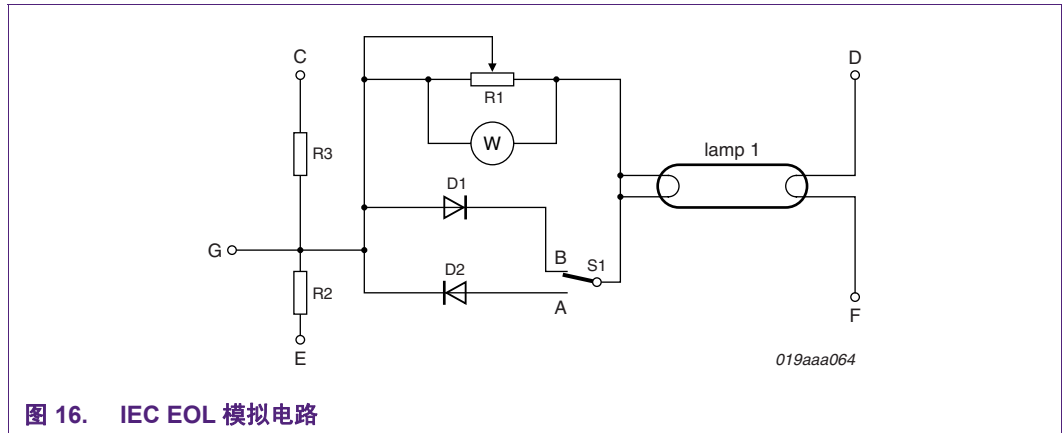
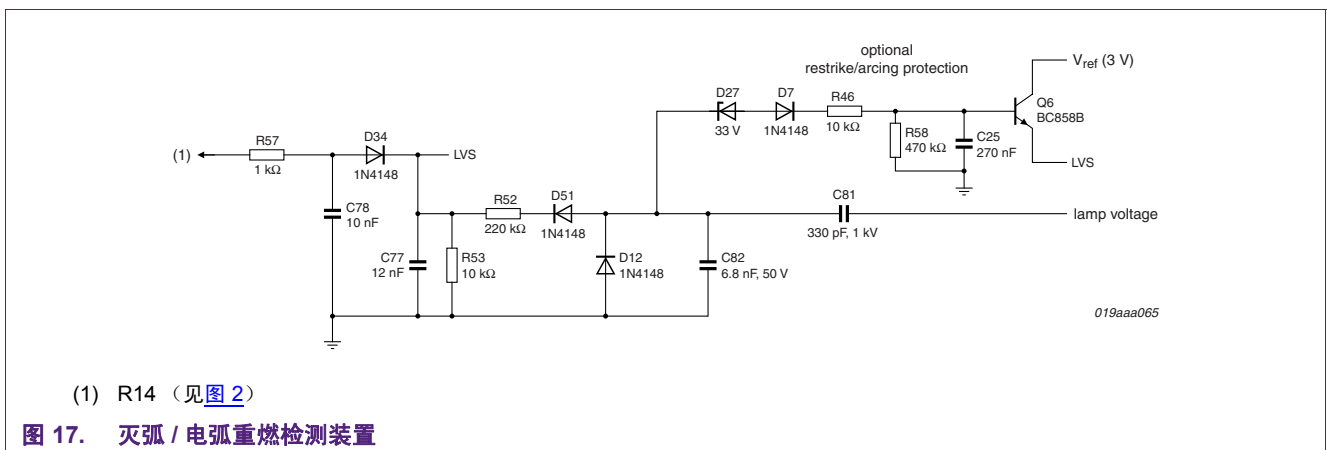


图 16. IEC EOL 模拟电路

## 6.6 灭弧 / 电弧重燃检测

灯的灭弧 / 电弧重燃都会显示在灯电压上，检测灭弧的最简单的方法是监控电压尖峰。



(1) R14 (见图 2)

图 17. 灭弧 / 电弧重燃检测装置

灯电压加到电容 C81。C81 和 C82 进行首次分压。然后 R52，R53 再次分压以匹配 UBA2014 LVS 管脚的电压范围。电路 D27，D7 以及 R46 检测高电压毛刺，并对 C25 充电。电阻 R58 为 C25 放电。如果在短时间内出现过多的毛刺（灭弧），镇流器就进入等待状态。

还有一种选择更经济，把齐纳二极管 D14 和 D16 与 R24 串联，这样 Q5，R34，R38 和 C24 组成的电路就不需要了。C41，R27 的时间常数不能改变很大，否则 UBA2014 内部的控制回路（如果没有点火，则限制灯的电压）将不能正常工作。

### 6.6.1 附加测试

除了 IEC 复杂的电路之外，每一个新的设计都要做非常简单的测试。这项测试是将灯电极导线一一断开。这个不仅要在启动时进行，在灯运行时也要进行。结果要么灯一直运行镇流器无损坏，要么电极过热，要么镇流器切换到低功率待机保护模式。

## 7. 调试 UBA2014 镇流器

如果要全功率启动一个新设计镇流器 PCB，只要出现一个小设计 / 布局焊接的错误，就会造成很大一部分电路损坏。

使用有限流功能的直流电源限制功率，所起的作用有限。因为灯管点火需要一定的功率，而这个功率太大，以至于烧毁板子。

按照下面的步骤可以逐步调试一个全新设计镇流器的 PCB。

1. 在 UBA2014 的  $V_{DD}$  供电端连一个 13 V 的齐纳二极管（13.6 V，6.8 V 的两倍）。用限流 100 mA 的 20 V 电源通过一个 470  $\Omega$  的电阻给  $V_{DD}$  供电，见 [图 18](#)。UBA2014 应该会以 100 kHz 左右的频率开始运行。由于保护的原因，芯片在预热阶段后或持续运行时可能会停止工作，但下桥功率管门极驱动会保持输出。

**注意：**认真观察这一项出现后再继续下面的步骤。

2. 用 20 V 直流电源给半桥供电（不用 PFC 电压）。在半桥上和两个功率管的驱动端都应该能观察到方波。谐振电路的电流（即使很小）可测。
3. 选项 - 预热电容可以接在地与 CT（管脚 1）之间。UBA2014 保持在预热模式（这个阶段电容模式保护失效）。用一个电压为 0.5 V 的电源通过一个 4.7 K $\Omega$  的电阻给 CSW（管脚 2）供电。拆除 [列表条目 1](#) 中提到的 20 V 的电源和 470  $\Omega$  的电阻。在灯的连接点（LC 谐振点）上加一个高压量程探针。用直流  $V_{PFC}$  全压供电可以观测到半桥大约以 80 kHz 的频率运行，灯管里有预热电流流过。

4. 用电源供电，UBA2014 频率可以变动，灯也可以点亮，特别需要注意的是缓慢地增加频率，这样如果灯没有点亮，谐振电容上的电压就不会超过最大电压。当频率低于谐振频率时再调节增大频率，否则会出现电容模式硬开关，镇流器可能会随后损坏。为了避免事故，在实验中可以使用两倍的谐振电容，这样镇流器的频率可以一路稳降到  $f_{min}$ ，不会有器件损坏。

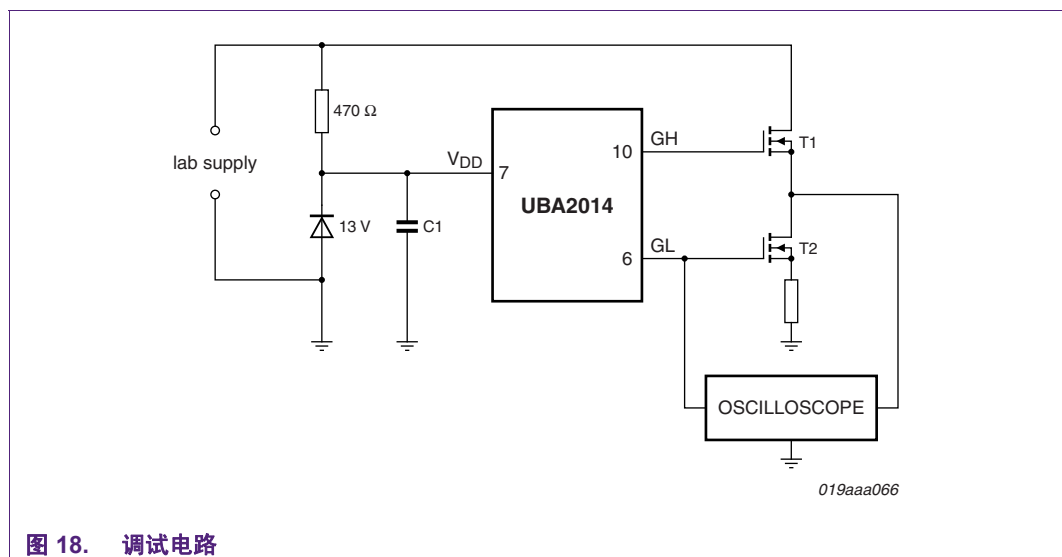


图 18. 调试电路

## 8. PCB 设计和布局指导

为了确保良好的 PCB 布局，必须考虑解决以下的设计问题。

1. 使大电流的回路尽可能短（见[图 19](#)）。
2. 如果线路中有大电流流过 CT, CSW, CF 和 IREF（管脚 1 到 4），就不要用相同的 PCB 接地线。这样可以避免管脚有噪声信号，否则会造成故障。如[图 19](#) 接线。
3. 把大容量电容靠近半桥放置。PFC 只给大容量电容充电，谐振转换器会有电流流出，最后流回大电容（流过谐振电容  $C_{res}$  的电流是无功电流）。见[图 19](#)。

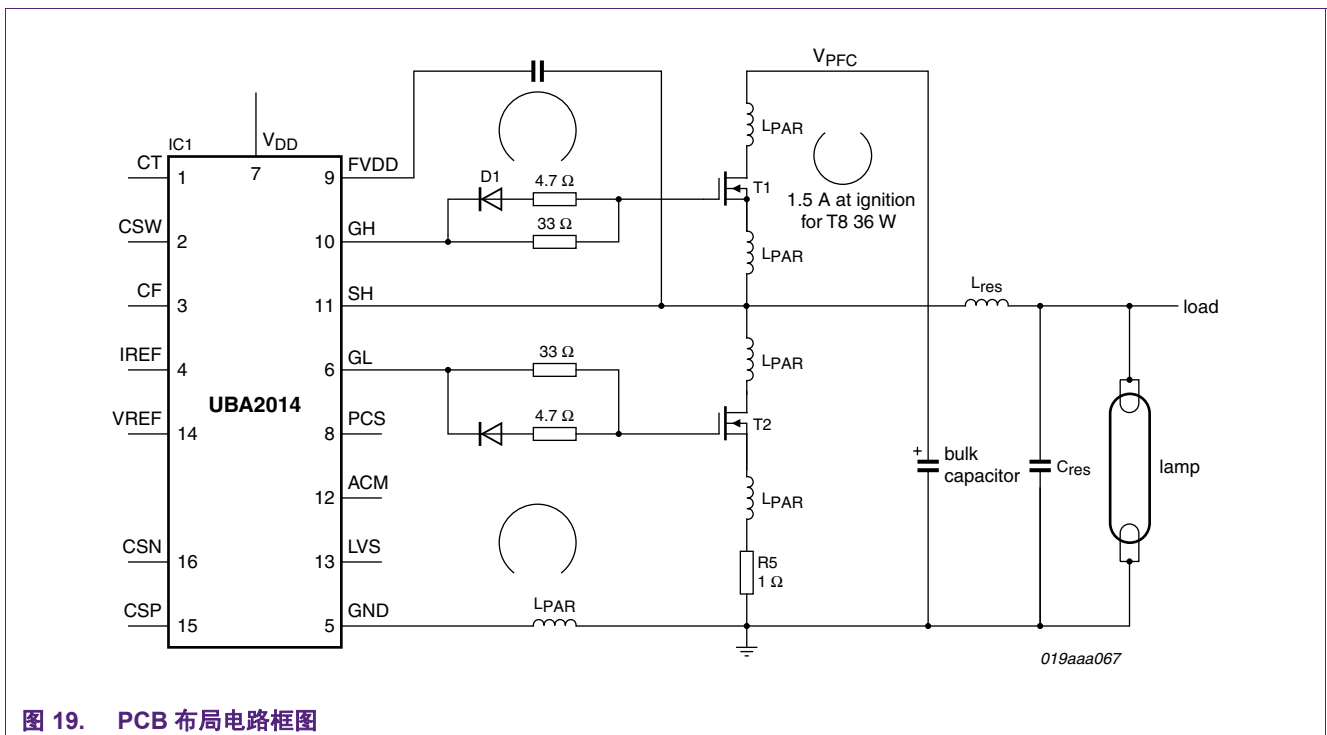


图 19. PCB 布局电路框图

要限制门极和漏极不要有大的正脉冲或负脉冲，以避免损坏 UBA2014 和功率管，所以击穿电压建议留 25 V 到 50 V 的裕量保证安全工作。因此工作在 400 V 的半桥应该选用 450 V 的 MOSFET 功率管。[图 20](#) 给出的是一块示例板。C34 是大的缓冲电容，Q2 和 Q3（T1、T2）是半桥功率管，在 UBA2014T 正面的 8-10 管脚。

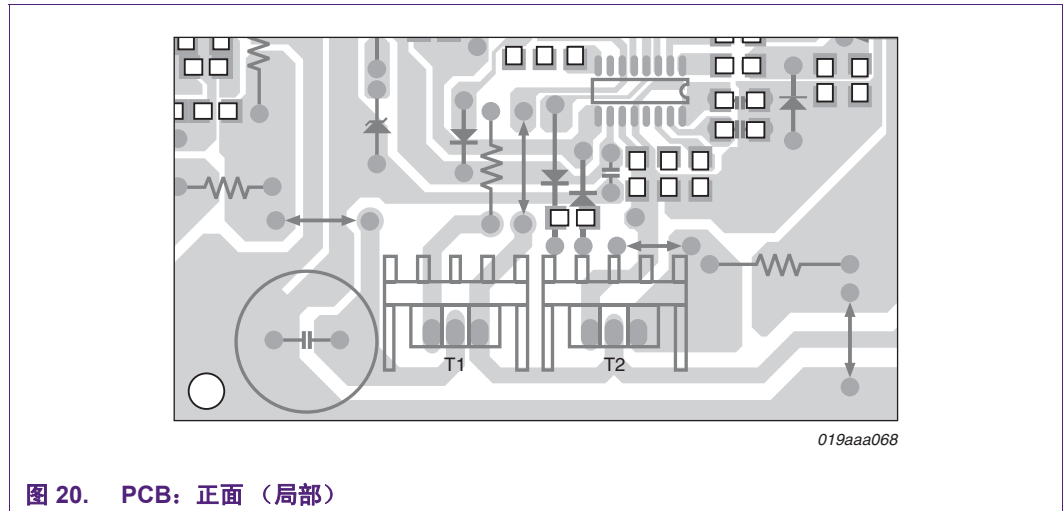


图 20. PCB: 正面 (局部)

### 8.1 门极电阻

门极驱动电路是一个 RLC 串联电路。对于 RLC 串联电路，为防止阶跃响应出现振荡的情况，需满足公式 3 所示条件。

$$R^2C^2 - 4LC > = 0 \quad (3)$$

对于 RLC 串联电路，为防止阶跃响应出现振荡的情况，需满足公式 3 所示条件。电容可以根据功率管的规格得到，电感是由于布线所产生的寄生电感，加上 MOSFET 的寄生电感。Spice 仿真是获得元件初始值的最有效的方法。还要有测量工具来校验 / 微调这些值。

### 8.2 线圈气隙和绕组

不要将容易被干扰的引线放在靠近谐振线圈的气隙处，例如连接到 UBA2014 管脚 1 到 4 的引线。这是干扰特别大的地方（气隙的位置由线圈的设计而定）。把半桥和线圈内绕组连起来会减少辐射泄漏。

### 8.3 高压 dV/dt 跟踪

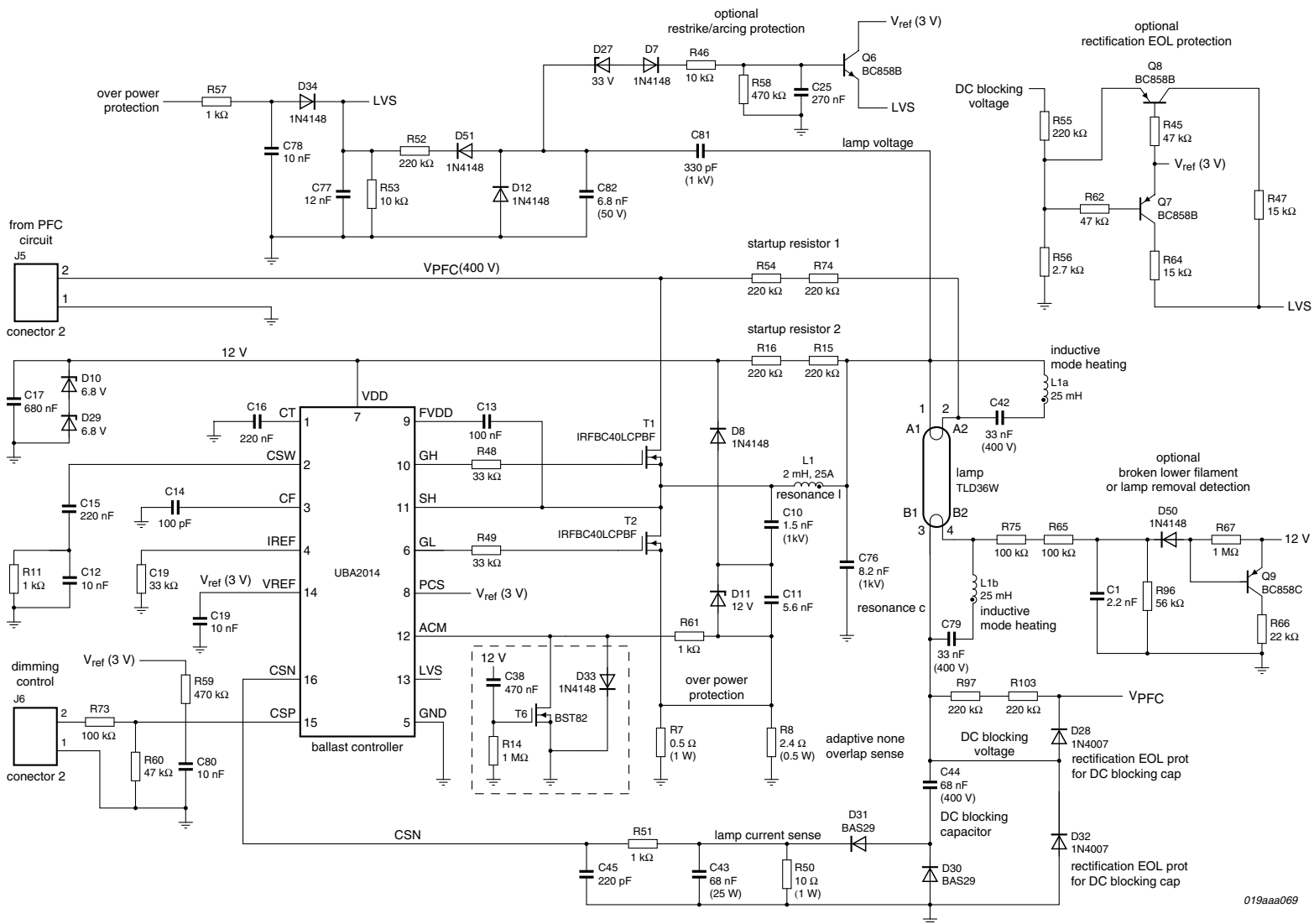
功率管的驱动信号引线和半桥信号引线上有高 dV/dt（特别是硬开关时），在这些引线周围留至少 200 μm 的距离以免出现电容耦合现象（或者接地屏蔽）。

## 9. 感应模式加热

除了串联谐振，感应模式加热也很常用。图 21 是一个 TL8 36 W TL8 灯管的感应模式结构图，这种拓扑也称（主要在美国）“电压模式”。

与串联谐振拓扑相比，感应模式加热拓扑主要的不同在于它的两个次级绕组 L1a 和 L1b 都绕在谐振线圈 L1 上。在串联谐振里谐振电感是一个线圈，在感应模式里则是一个变压器。因为次级绕组电感值很小（通常在 5 μH 到 25 μH 之间），原边绕组在谐振电路中起主要作用。图 21 中包含可选择的 EOL 保护。IEC 要求有灭弧或者整流保护，或者具有其中任何一种保护。

电容与次级绕组串联，这样变压器就是一个电压互感器而不是电流互感器。



019aaa069

图 21. 应用框图：感应模式加热（电压模式）

## 9.1 感应模式预热

高端镇流器的预热时间很短，通常少于 1.5 s。所以预热时要给次级电感和电容足够多的能量，这样可以缩短预热时间以符合灯管的规格。

以 UBA2014 的最大频率  $f_{\max}$  运行可以获得最大的预热能量（如果是感应模式拓扑）。图 21 中 T3 周围的电路是可选择的。此电路在预热期间，使自适应死区调节不起作用，这样可以增大预热能量，缩短了预热时间。感应模式加热一般都是输出恒定的预热能量，而串联谐振拓扑输出的是恒定的预热电流。灯管规格中会给出能量和电流值。

### 9.1.1 灯电极的工作电流

次级电感和电容的值决定了运行过程中流过电极的电流。电流的平方和（SoS）有最小值，额定值和最大值。图 22 中灯的放电电流  $I_D = I_{LH} - I_{LL}$ 。

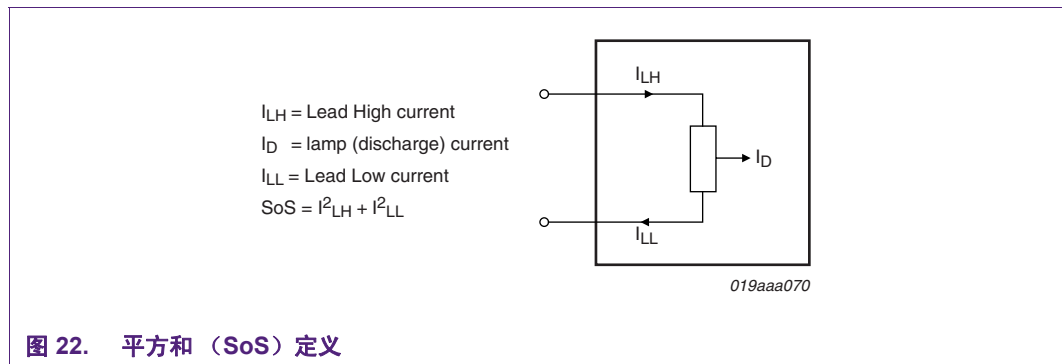


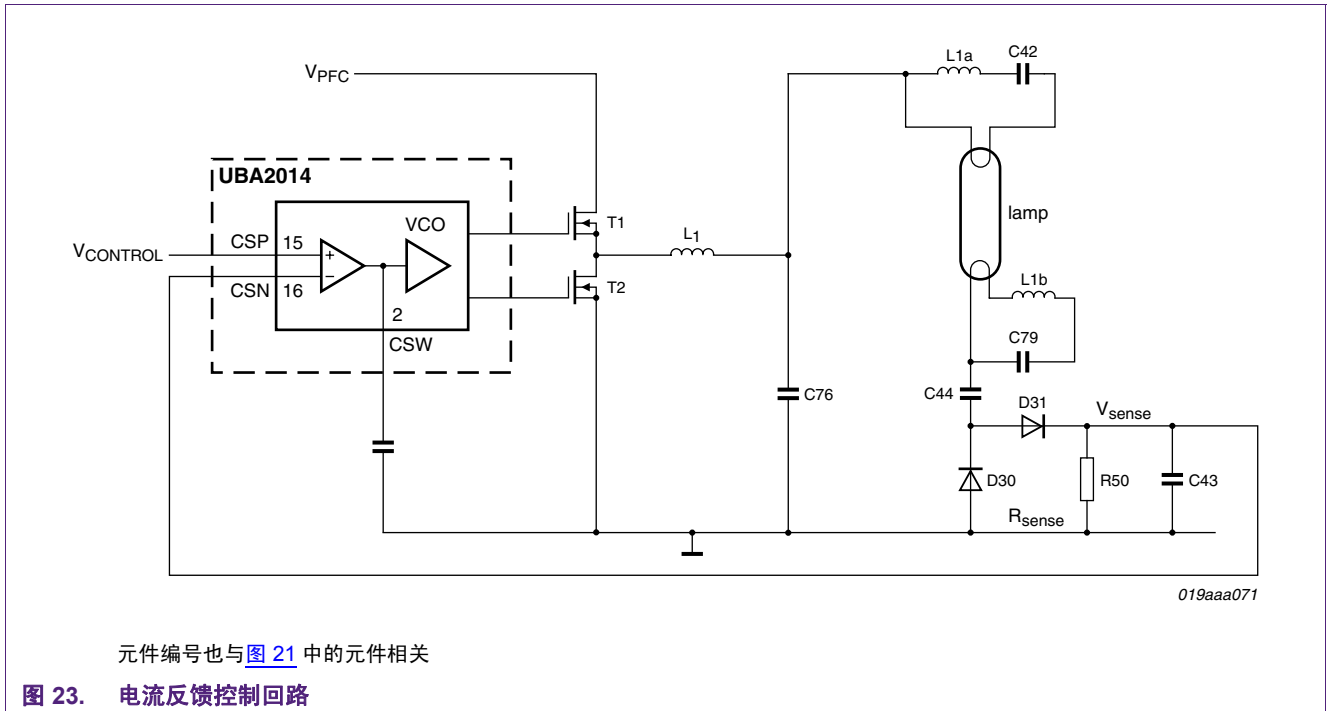
图 22. 平方和（SoS）定义

表 4 给出了最常见的 T5 和 T8 灯管的值，这些灯带有有原 / 副电感和电容，这个值跟灯管规格要求接近可以保证正常运行。

图 21 里标出的次级绕组极性必须正确，否则平方和会比较高，极性在预热时没有影响，但在灯的运行过程中会有影响。

### 9.1.2 灯电流测量

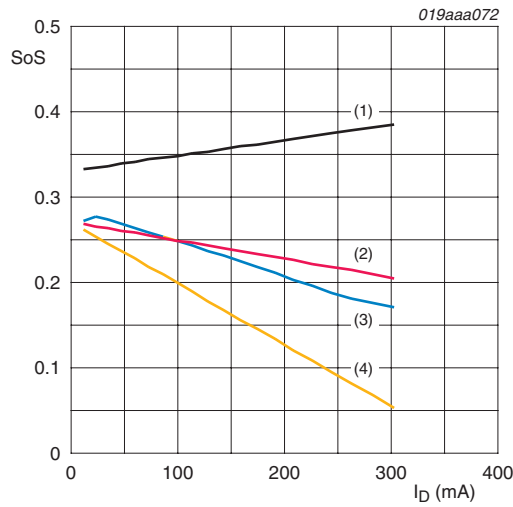
基于灯电流的测量，UBA2014 有一个反馈控制回路。用感应模式加热可以单独测量灯电流（在串联谐振电路中，检测电阻测得灯电流加上谐振电容的电流）。因为（只要）测到了灯电流，感应模式加热比串联谐振有更宽的调光范围。



灯电流是通过一个检测电阻来整流和测量的，测得的值会和加在 CSP 管脚上的控制电压进行比较。控制回路会调节半桥频率，直到测得电压等于控制电压为止。建议 CSN 管脚上的输入全值是 2.5 V。R<sub>sense</sub> 的值通过公式 4 得出：

$$R_{sense} = \frac{4}{I_{lamp}(RMS)} \tag{4}$$

在 R<sub>sense</sub> 从 E 系列选出以后，CSP 电路可以被优化，如：一个输入到 CSP 管脚的 0 V 到 10 V 的电压，当输入为 10 V 时流过灯的电流达到最大。对于某一功率，可以得到多种运行频率、谐振电路的线圈和电容值的组合。表 4 给出了各种 TL5 和 TLD 灯的建议值。表 4 和图 24 所给出的值已经覆盖了灯的运行范围，因为平方和接近平方的额定值。全功率运行的额定频率在 45 左右。如果没有深度调光的需求，就可以用一个更小的次级电感（1 μH 到 4 μH）和一个更大的次级电容（100 nF 到 220 nF）。



- (1) 最大平方和
- (2) 额定平方和
- (3) 实际平方和
- (4) 最小平方和

图 24. TLD (T8) 36 W 灯电流平方和值的变化曲线，表 4 中有具体数值，C (dv/dt)（半桥上给 V<sub>DD</sub> 供电的电容）=1 nF。

表 4. 不同型号灯的谐振电路参数建议值

灯	谐振线圈 (mH)	谐振电容 (nF)	次级电感 (μH)	次级电容 (nF)	V <sub>bus</sub> (V)	预热能量 (J)	预热时间 (s)
TLD 18 W	2.14	4.7	11	39	400	4	1.2
TLD 36 W	1.9	8.2	14	33	400	4.6	1.2
TLD 58 W	1.38	8.2	14	27	400	5	1.2
TLD 70 W	1.3	8.2	17	27	400	6.5	1.2
TL5 HO 24 W	2	4.7	10	33	400	3.2	1.2
TL5 HO 39 W	1.8	4.7	10	27	400	3	1.2
TL5 HO 54 W	1.3	4.7	8	33	400	3.8	1.2
TL5 HO 49 W	2.7	4.7	20	15	450	2.8	1.2
TL5 HO 80 W	1.1	8.2	15	22	400	5.8	1.2
TL5 HE 14 W	3.65	4.7	18	22	400	2.2	1.2
TL5 HE 21 W	3.56	4.7	18	22	400	2.2	1.2
TL5 HE 28 W	3.83	4.7	16	22	450	2.2	1.2
TL5 HE 35 W	3.88	4.7	16	22	480	2.2	1.2

## 10. 参考文献

- [1] IEC 61347-2



## 11. 法律信息

### 11.1 定义

**草案** — 本资料只是草案版本，其内容仍然在进行内部审核，还未得到正式批准，有可能会变更或增加内容。恩智浦半导体公司对于此处所含信息的准确性或完整性不会给出任何承诺或担保，而且对于使用此信息的后果也不承担任何责任。

### 11.2 免责声明

**有限的保修和责任** — 恩智浦半导体公司尽力保证本资料中的信息是准确可靠的，但本公司不会对此信息的准确性或完整性给出任何承诺或担保，而且对于使用此信息的所产生的后果也不承担任何责任。

对于任何间接、偶然发生、恶劣、特殊或者从属损害（包括 — 未采取限制措施 — 丧失利润、丧失储蓄、破产、移除或者替代任何产品的成本或者再次加工的费用），不论这些损害是在民事侵权（包括失职）、担保、违约或者其他法律规定基础上发生的，恩智浦半导体公司均不承担任何责任。

尽管客户可能因任何原因而蒙受任何损失，恩智浦半导体针对此处所述产品对客户所负的合计和累加责任将遵照恩智浦半导体*商业销售条款和条件*的限制执行。

**变更权力** — 恩智浦半导体公司有权在任何时候对本资料中出版的信息进行变更，包括（但不限于）技术规格和产品描述，恕不另行通知。本资料取代和替换在此出版之间提供的所有信息。

**适用性** — 恩智浦半导体公司的产品没有设计、授权或担保能适用于在医疗、军事、飞行器、空间或生命支持设备中的使用，或者是在合理地预计到恩智浦半导体公司产品的故障或功能失常能导致人员伤害、死亡或严重财产或环境损

坏之场合的应用。对于恩智浦半导体公司产品在此类设备或应用中的包含和/或使用，恩智浦半导体公司不承担任何责任；因此，此类包含和/或使用应该由客户独自承担风险。

**应用** — 这里描述的应用仅为了对于本公司产品的应用领域作出展示。恩智浦半导体公司没有做出任何陈述或担保，表明在没有进一步试验或改进情况下，此类应用可以满足特定需求。

客户要对设计和运行他们的产品（使用恩智浦半导体公司的产品）负责，并且恩智浦半导体公司可以对任何应用和客户设计提供无责任的援助。对于客户和第三方客户的设计和使用的，决定恩智浦半导体产品是否适用是客户的首要责任。客户应该提供合适的设计和运行安全保障，以保证产品的风险降至最低。

由于客户或第三方客户自身的不慎或违规操作而导致的失灵、损坏、费用、问题，恩智浦半导体公司概不负责。对于使用恩智浦半导体产品的客户的产品，客户有责任作出所有必要的测试，以避免出现故障。恩智浦对此不承担任何责任。

**出口管理** — 本资料以及此处所描述的产品可能受出口法规的管制。出口可能需要事先经国家主管部门批准。

此简体中文版本仅供参考，如果英文版本和简体中文版本之间存在任何差异，应以英文版本为准。

### 11.3 商标

说明：所有参考到的品牌、产品名称、服务名称和商标均是它们各自所有人的财产。

## 12. 目录

<b>简介</b> .....	<b>3</b>	<b>8</b>	<b>PCB 设计和布局指导</b> .....	<b>27</b>
1.1 主要特性 .....	3	8.1 门极电阻 .....	28	
<b>2 应用范围和章节安排</b> .....	<b>4</b>	8.2 线圈气隙和绕组 .....	28	
2.1 应用范围 .....	4	8.3 高压 dV/dt 跟踪 .....	28	
2.2 应用手册的章节安排 .....	4	<b>9 感应模式加热</b> .....	<b>28</b>	
2.3 相关的文件和工具 .....	4	9.1 感应模式预热 .....	30	
<b>3 管脚说明</b> .....	<b>5</b>	9.1.1 灯电极的工作电流 .....	30	
<b>4 单灯管串联谐振应用框图</b> .....	<b>7</b>	9.1.2 灯电流测量 .....	30	
4.1 谐振电路 .....	9	<b>10 参考文献</b> .....	<b>32</b>	
4.2 过电压 / 点火失败保护电路 .....	9	<b>11 法律信息</b> .....	<b>33</b>	
4.3 功率电路的反馈控制电路 .....	9	11.1 定义 .....	33	
4.4 V <sub>DD</sub> 供电电路 .....	9	11.2 免责声明 .....	33	
4.5 UBA2014 镇流控制器配置元件 .....	9	11.3 商标 .....	33	
4.6 串联共振电路的谐振参数 (TL5/TL8 灯) .....	10	<b>12 目录</b> .....	<b>34</b>	
4.7 预热电路 .....	11			
4.8 反馈回路控制 .....	12			
4.9 V <sub>DD</sub> 供电和电容模式保护 .....	13			
4.9.1 芯片的供电电压 (见图 7) .....	13			
4.9.2 电容模式 .....	14			
4.10 UBA2014 定时器元件的选值 .....	16			
4.10.1 预热 (管脚 1) .....	16			
4.10.2 CSW (管脚 2) .....	16			
4.10.3 CF (管脚 3) .....	16			
4.10.4 IREF (管脚 4) .....	16			
<b>5 启动时序状态</b> .....	<b>17</b>			
5.1 复位状态 .....	19			
5.2 启动阶段 .....	19			
5.3 预热阶段 .....	19			
5.4 点火阶段 .....	19			
5.5 点亮阶段 .....	20			
5.6 掉电状态 .....	21			
<b>6 EOL (达到使用寿命) 检测 / 保护</b> .....	<b>22</b>			
6.1 IEC 要求 .....	22			
6.2 使 UBA2014 进入掉电状态 .....	22			
6.3 UBA2014 EOL 电路 .....	23			
6.4 功率过载检测 .....	23			
6.5 整流检测 .....	23			
6.6 灭弧 / 电弧重燃检测 .....	25			
6.6.1 附加测试 .....	25			
<b>7 调试 UBA2014 镇流器</b> .....	<b>26</b>			

请注意，此处所描述的有关本文档和产品的重要通知均已包含在“法律信息”一节中。

© NXP B.V. 2011.

保留所有权利。

请登录 <http://www.nxp.com> 获取更多的信息

请发送邮件获取销售处地址，邮箱为 [salesaddresses@nxp.com](mailto:salesaddresses@nxp.com)

发布日期：2011 年 3 月 21 日

文档检验人：AN10872\_ZH