

# AN10932

UBA2014 在 120 V 高功率因数可调光 CFL 中的应用

版本 2 — 2011 年 2 月 21 日

应用手册

## 文档简介

信息	内容
关键字	CFL, 高功率因数, 自由运行 PFC, 双向可控硅, 可调光, UBA2014
摘要	该应用手册描述了采用 UBA2014 的高功率因数的可调光紧凑型荧光灯 (CFL) 镇流器的应用设计



## 修订历史

版本	日期	描述	
v.2	20110221	第三版	此翻译版本基于日期为 20110221 的 AN10932 v.2 英文版。

## 联系信息

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)

## 1. 简介

本应用手册描述了可调光 CFL 的设计，它的功率因数 (PF) 很高，在实际中可以实现 95 % 以上的功率因数。手册描述了采用 UBA2014 和 SPS04N60C3 功率管实现功率为 18 W 的镇流器应用。

CFL 调光器用作双向可控硅调节器，它在以 120 V 市电为输入的应用中是比较有代表性的调光器。应用中如果使用其他调光器，需要调节元件值以确保调光兼容性。

这个电路是基于一个可自由运行的 PFC，PFC 带有谐振半桥逆变器。为了能够深度调节亮度，需要过电压保护 (OVP) 和欠电压自锁 (UVLO)。

为了对实验室设备使用不同灯管进行评估，在主板上加了一个外部无灯检测 / 保护电路。如果 CFL 灯罩内有镇流器和灯管，就不需要这个电路。

## 2. 双向可控硅调光

### 2.1 双向可控硅调光电路

图 1 显示的是输入为市电 120 V（有效值）的双向可控硅调光器的电路图。

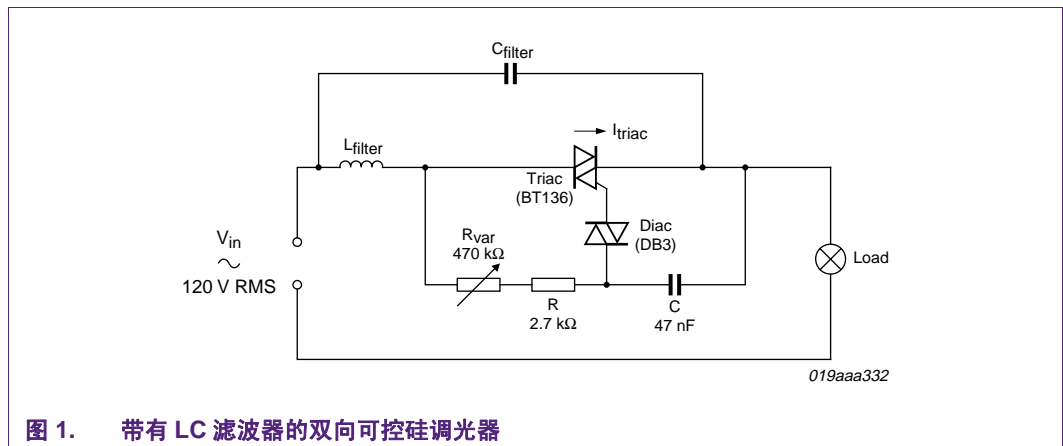


图 1. 带有 LC 滤波器的双向可控硅调光器

双向可控硅采用前沿调相技术，负载（比如白炽灯，CFL 等）只在电力线的半周期的后一部分（ $\alpha$  到  $\pi$  和  $\alpha + \pi$  到  $2\pi$ ）通电，如图 2 所示。

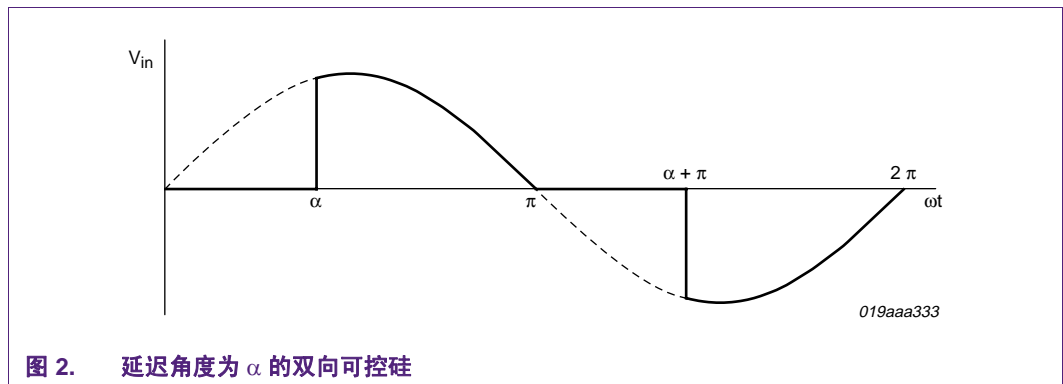
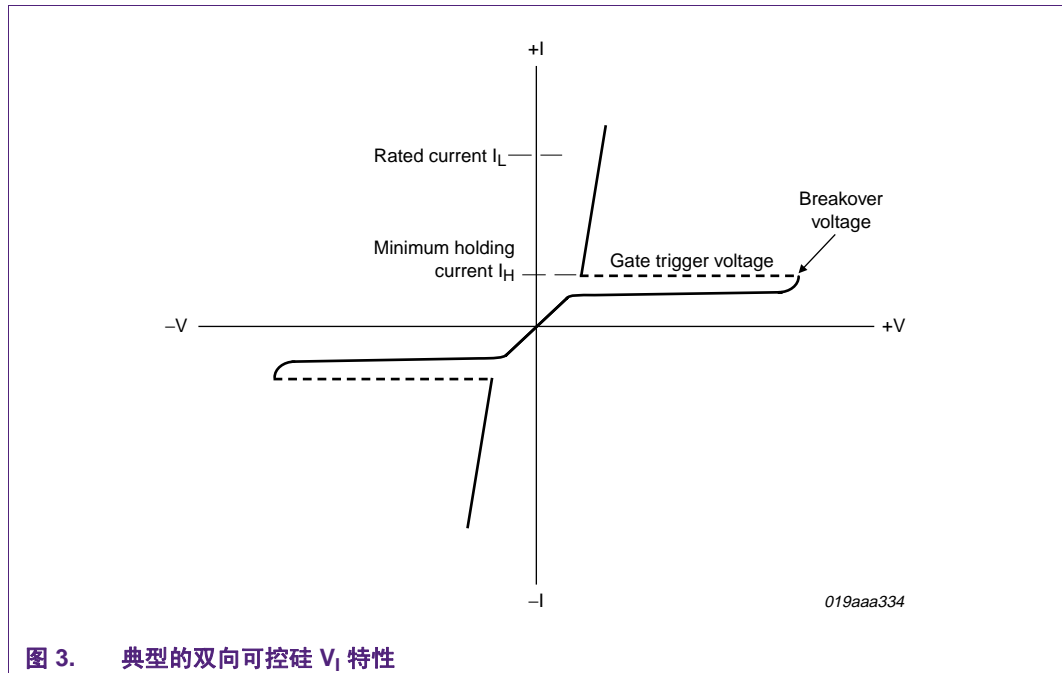


图 2. 延迟角度为  $\alpha$  的双向可控硅

电容 ( $C = 47 \text{ nF}$ ) 通过一个固定电阻和一个可变电阻组合充电，延迟角是根据可变电阻的值来设定的。

当电阻值小时，电容会迅速充电并达到双向转折二极管的导通电压，双向可控硅立刻导通并且电流  $I_{\text{triac}}$  流动。电流持续流动，直到  $I_{\text{triac}}$  低于最小保持电流  $I_H$ 。

双向可控硅是一个双向元件，可以工作在两个象限，如图 3，负的半周期是重复的正半周期的相同过程。



双向可控硅应用电路中的  $L_{\text{filter}}$  和  $C_{\text{filter}}$ （或者 CFL 应用电路中的 LC 滤波器）可以使双向可控硅在响应阶跃时锁住后产生电流振荡。双向可控硅振荡电流要保持在  $I_H$  以上才能使双向可控硅维持开通。

## 2.2 双向可控硅调光器和有独立 PFC 的 CFL 镇流器

在这里，负载是一个 CFL 镇流器（也就是一个半桥，谐振电路和灯）和一个独立 PFC，如图 4 所示。

当双向可控硅的电流大于最小维持电流  $I_H$ ，PFC 维持双向可控硅的导通，大多数双向可控硅的  $I_H$  在 15 mA 到 20 mA 之间。

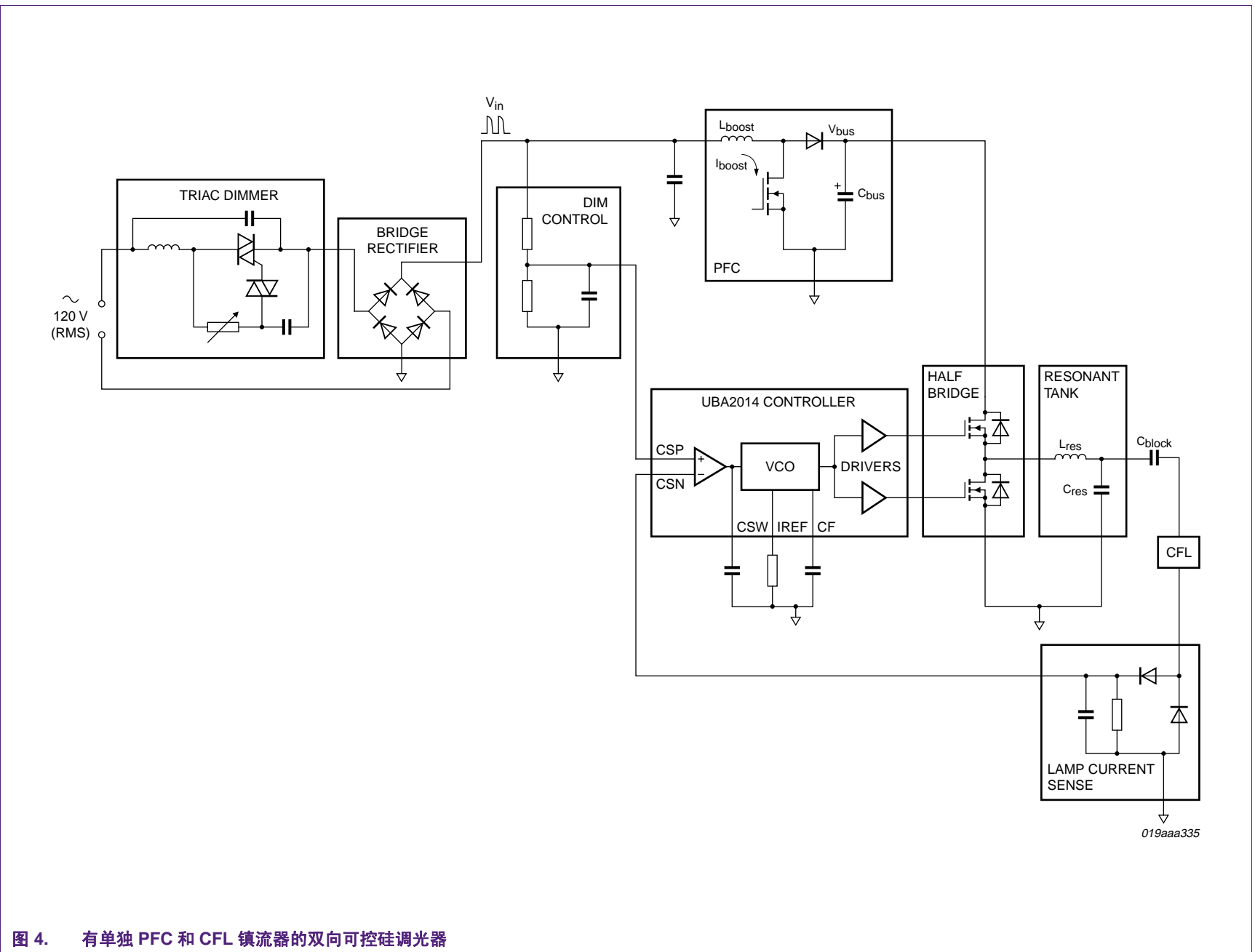
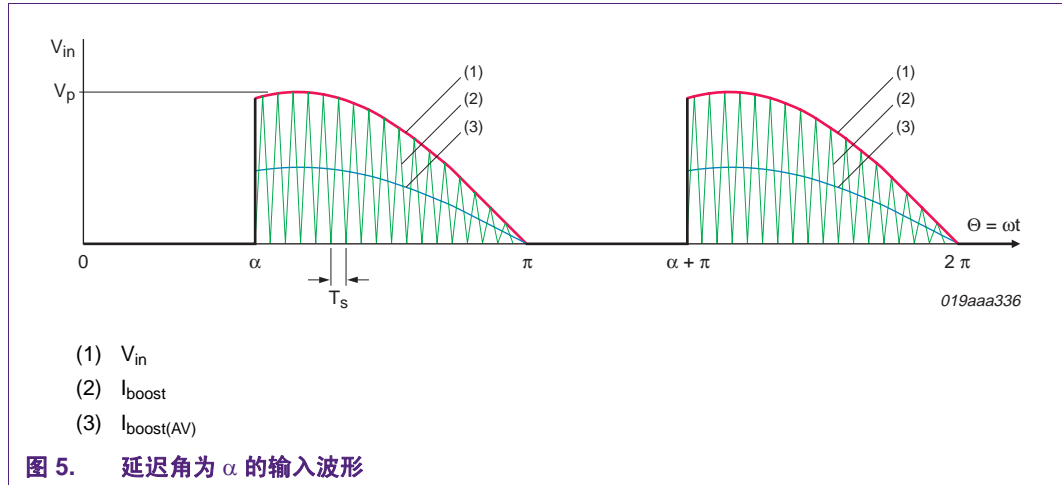


图 4. 有单独 PFC 和 CFL 镇流器的双向可控硅调光器

图 5 给出了双向可控硅延迟角 ( $\alpha$ )，输入电压 ( $V_{in}$ )，升压电流 ( $I_{boost}$ ) 和平均升压电流 ( $I_{boost(AV)}$ )。



PFC 工作在电流断续模式 (DCM)，平均输入升压电流随输入电压而变化，功率因数 (PF) = 1。

这个电路中还需要再加一个 MOSFET，它的门极驱动可以由一个单独的控制或者 UBA2014 的下桥门极驱动器提供。也可以通过结合 PFC 和 CFL 镇流器的半桥 MOSFET，以去掉这个外加 MOSFET。这就是联合自由振荡或者自由运行 PFC。

### 2.3 双向可控硅调光器和有联合自由振荡 PFC 的 CFL 镇流器

图 6 给出了 CFL 镇流器和联合自由运行 PFC。半桥 MOSFET 用来切换谐振电路和升压电路。在节 5 有相关的波形图（见图 20）。

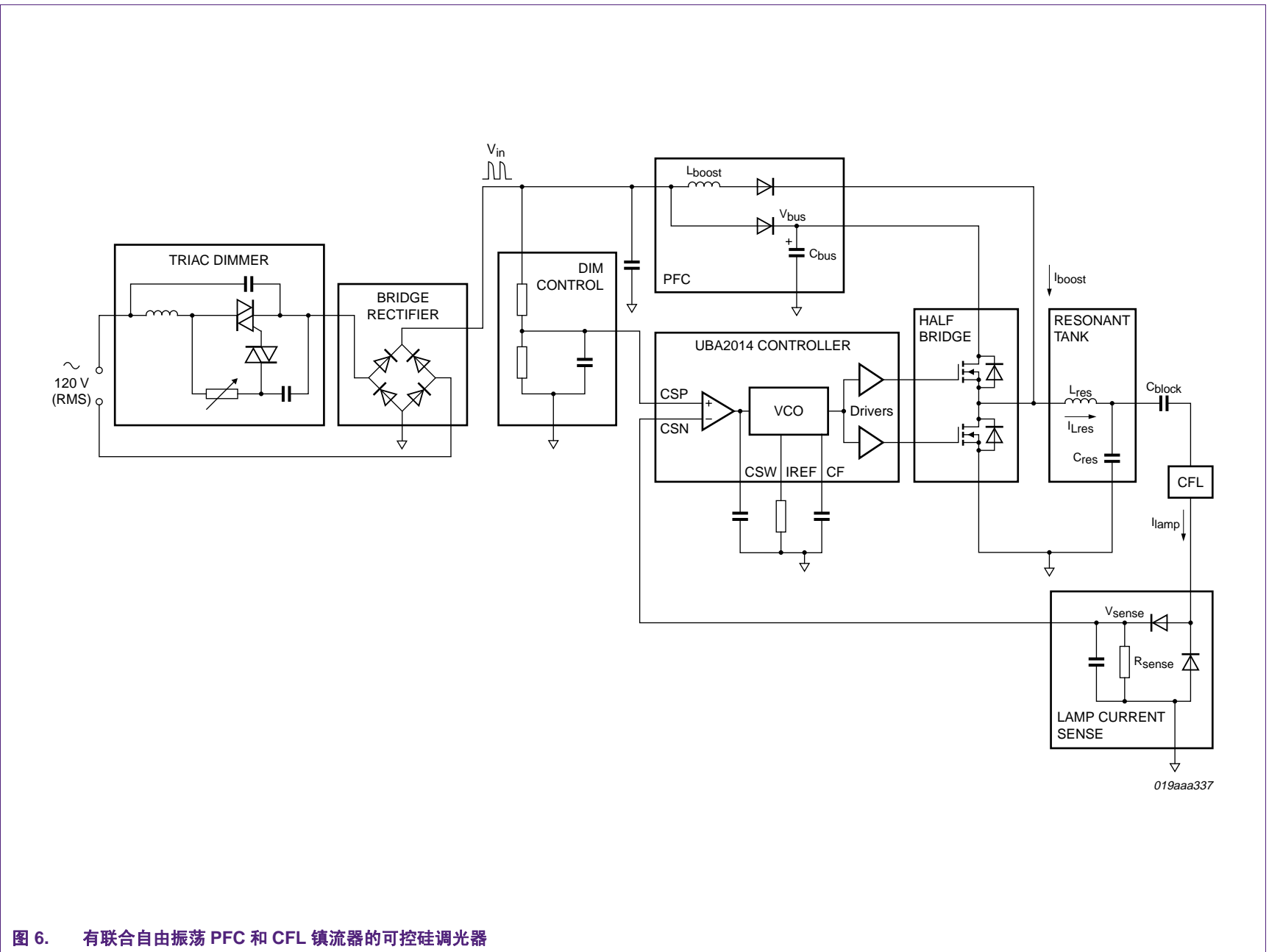


图 6. 有联合自由振荡 PFC 和 CFL 镇流器的可控硅调光器



当半桥上的平均电压 ( $V_{bus} / 2$ ) 大于双整流桥输出的瞬时电压时，二极管和  $L_{boost}$  串联接到半桥上保证电路中没有反向电流流过。

在调节过程中（也就是灯负载运行条件下），母线电压 ( $V_{bus}$ ) 会升高，因为 PFC 升压电路上释放的功率超过了 CFL 灯管上消耗的功率。为防止这种情况下 MOSFET 和母线电容上出现过应力，应使用过电压保护 (OVP)。

CSP 管脚上的调光控制信号是整流信号的平均值。在调光过程中，这个控制信号减小，同时 UBA2014 的频率调整回路会提高半桥的频率。（见 [节 3.4](#)）

### 3. 应用设计

#### 3.1 UBA2014 方框图

方框图（图 7）是用 UBA2014 实现高功率因数可调光 CFL 镇流器的基本结构。

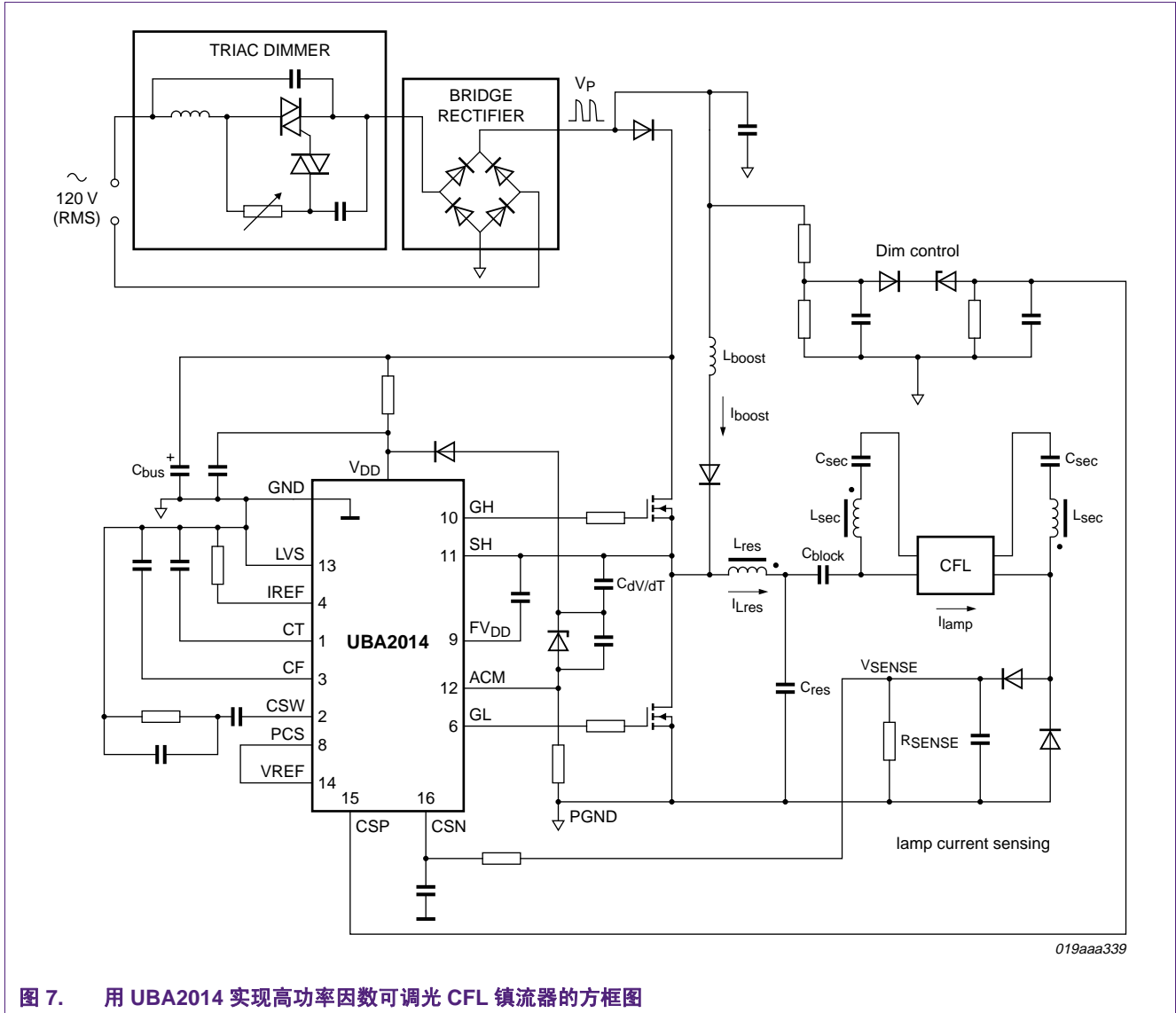


图 7. 用 UBA2014 实现高功率因数可调光 CFL 镇流器的方框图

### 3.2 PFC 和谐振参数

未调光时 ( $\alpha = 0$ )，由 PFC 传输的输入功率是：

$$P_{in}(\omega_s) = \frac{(\delta \cdot V_p)^2}{\omega_s \cdot L_{boost}} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2(\theta)}{1 - \frac{V_p}{V_{bus}} \sin(\theta)} d\theta \quad [W] \quad (1)$$

这里  $V_p$  = 输入电压的峰值， $\delta$  = 逆变器占空比， $T_s = 1 / f_s$  是半桥的整流周期， $V_{bus}$  = 母线电压， $L_{boost}$  = PFC 电感， $\alpha$  = 双向可控硅开关的延迟角（参照图 5 和图 6）。当 DCM 运行时，满足下列条件 PFC 可继续工作：

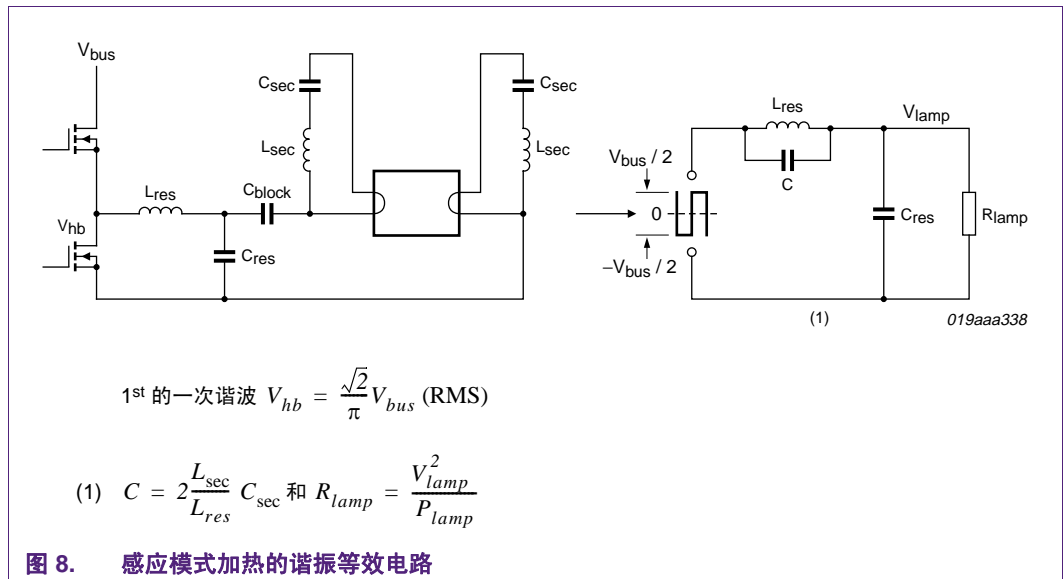
$$\frac{V_{bus}}{V_p} > \frac{1}{1 - \delta} \quad (2)$$

要了解更多关于  $P_{in}$  的信息，请参见参考文献 3。

传输给灯的功率是：

$$P_{lamp} = \frac{V_{lamp}^2}{\omega_s L_{res}} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{2} \cdot V_{bus}}{\pi \cdot V_{lamp}} \right)^2 (1 - \omega_s^2 L_{res} C)^2 - (1 - \omega_s^2 L_{res} (C + C_{res}))^2} \quad (3)$$

这里  $\omega_s = 2\pi f_s$ ， $V_{lamp}$  = 灯电压的有效值， $L_{res}$  = 谐振电感， $C_{res}$  = 谐振电容， $C$  是变换到原边的感应模式加热电路中的次级电容。公式 3 中  $P_{lamp}$  的表达式由图 8 中的等效电路导出。



从电源输出的功率和输送给灯的功率满足下式关系：

$$P_{lamp} = \eta \cdot P_{in} \quad (4)$$

效率  $\eta$  的实际值是 80 %（见[参考文献 4](#) 中实际应用中效率的计算）。

如果  $P_{in}$ ,  $V_P$ ,  $\delta$ ,  $T_s$ ,  $V_{bus}$  和  $\alpha$  已知，PFC 电感的值  $L_{boost}$  就可以用[公式 1](#) 来计算。

谐振电感是将功率 ( $P_{lamp}$ ) 传输到灯的主要元件，但是谐振电容 ( $C_{res}$ ) 对灯功率也有影响。如果  $C_{res}$  值比较大 MOSFET 中的电流会升高，而  $C_{res}$  值较小时会增加硬开关的可能性，因为谐振电路此时不再是感性的了。

当 MOSFET 电流达到最小而  $C_{res}$  依旧保持足够大，使半桥结点的给定  $dV/dt$  电容 ( $C_{dV/dt}$ ) 不会出现硬开关时，这是  $C_{res}$  最好的状态。

如果  $C_{res}$  已经选定且  $P_{lamp}$ ,  $V_{lamp}$ ,  $f_s$  和  $V_{bus}$  都已知，那么可以用[公式 3](#) 算出  $L_{res}$ 。在[节 3.3](#) 部分我们可以知道， $C$  的值是由预热需求决定的。

[第 22 页的节 4](#) 讲了相关的计算。[表 1](#) 给出了不同功率 CFL 中  $L_{res}$ ,  $L_{boost}$  和  $C_{res}$  的实际值。

**表 1. 不同功率 CFL 中  $L_{res}$ ,  $L_{boost}$  和  $C_{res}$  的值**

已知  $f_s = \sim 45 \text{ kHz}$ ,  $a = 0$  (不调光),  $V_{bus} = 350 \text{ V}$ ,  $V_P = 120$ ,  $h = 80\%$ ; 注  $P_{in} = P_{lamp} / h$

$P_{in}$	$L_{boost}$	$P_{lamp}$	$V_{lamp}$	$C_{res}$	$L_{res}$
30 W	2.5 mH	24 W	80 V	5.6 nF	2 mH
25 W	2.75 mH	20 W	110 V	4.7 nF	2.75 mH
22.5 W	3 mH	18 W	100 V	3.9 nF	3 mH
22.5 W	3 mH	18 W	80 V	4.7 nF	2.5 mH
20.5 W	3.5 mH	16.5 W	80 V	4.7 nF	2.75 mH

每个 MOSFET 上的瞬时电流  $I_{boost} - I_{hb}$  的计算过程在[第 24 页的节 5](#)，这里的  $I_{hb}$  是流过谐振电感  $L_{res}$  的电流和流向  $dV/dT$  电容的电流之和。电流有效值大约是 410 mA。根据[公式 5](#)，瞬时电流  $I_{boost} - I_{hb}$  和  $C_{dV/dt}$  电容决定了半桥电压的上升时间 ( $t_r$ ) 和下降时间 ( $t_f$ )。

$$\frac{I_{boost} - I_{hb}}{C_{dV/dt}} = \frac{V_{bus}}{t_r, t_f} \quad (5)$$

取  $C_{dV/dt} = 470 \text{ pF}$ ,  $t_r$  和  $t_f$  (也就是上升和下降的死区时间) 保持在规格范围内。

### 3.3 感应模式预热和电极电流

给灯丝足够预热可以使灯的使用寿命延长，并且可以使点火电压更低。在预热期间，预热电流 ( $I_{ph}$ ) 供给灯丝，预热时间由[公式 6](#) 计算。

$$t_{ph} = 1.8 \cdot \left( \frac{C_{CT}}{330 \cdot 10^{-9}} \right) \left( \frac{R_{IREF}}{33 \cdot 10^3} \right) \quad (6)$$

当  $C_{CT} = 220 \text{ nF}$  ,  $R_{IREF} = 33 \text{ k}\Omega$  时预热时间是 1.2 s。

把 PCS 管脚接到  $V_{REF} = 3 \text{ V}$  上，预热频率 ( $f_{ph}$ ) 可以设定到最大值  $f_{max}$  (就是 100 kHz)。也可以通过测量接在 PCS 下驱动 MOSFET 源极与地之间的电阻上的电压来设定预热频率 (见[第 21 页的图 18](#))。半桥上的频率从  $f_{max}$  开始向下扫频，直到 PCS 管脚上的电压等于  $V_{ph}$  的值 (UBA2014T 的规格中已有定义) 为止。到达预热时间 ( $t_{ph}$ ) 时扫频结束。

预热期间通过控制频率来确保 PCS 管脚电压恒定，也就是半桥电流恒定。要改变电流值可以通过改变 PCS 电阻值来实现。注意，在预热时间内，不要将灯点燃。频率随时间变化的函数如[图 9](#) 所示。

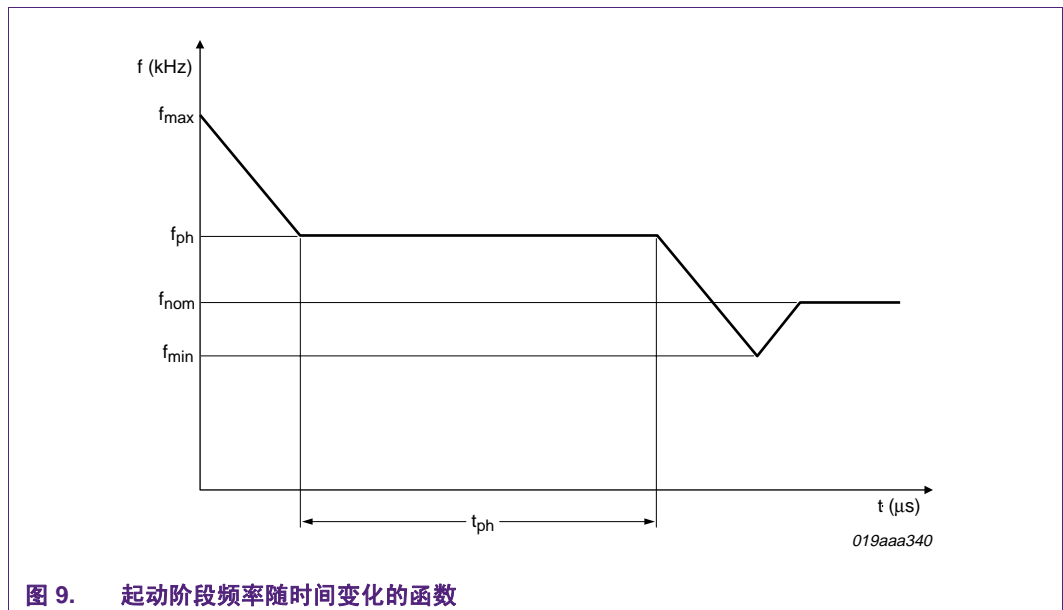


图 9. 启动阶段频率随时间变化的函数

感应模式加热时预热 (灯丝) 电流的关系的计算在[第 27 页的节 6](#)。

举例：若半桥频率是 100 kHz，死区时间是 0.5  $\mu\text{s}$ ，则灯丝电流的有效值是 0.18 A。

当  $R_{fil} = 50 \text{ }\Omega$  时灯丝上耗散的功率大约是 1.6 W。预热期间供给灯丝的功率  $P_{fil}$  由[公式 7](#) 给出。

$$P_{fil} = f_s \cdot C_{sec} \cdot V_{sec}^2 \quad (7)$$

$$V_{sec} = \frac{V_{pri}}{n} \quad (8)$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{res}}{L_{sec}}} = 16 \quad (9)$$

初始电压  $V_{pri} = 350V$ ，当  $n = 16$ ， $C_{sec} = 33 \text{ nF}$ ， $L_{res} = 2.75 \text{ mH}$ ， $L_{sec} = 10 \text{ }\mu\text{H}$  时供给灯丝的功率大约是  $1.6 \text{ W}$ 。

为了在预热阶段结束时能够得到足够大的灯丝电流，灯丝电阻热时和冷时的比值应该大概为  $5 : 1$ 。

预热结束后，扫频进一步降低，当达到点火频率  $f_{ign}$  时灯就开始点火，这时灯可以当成一个（负阻性的）电阻模型：

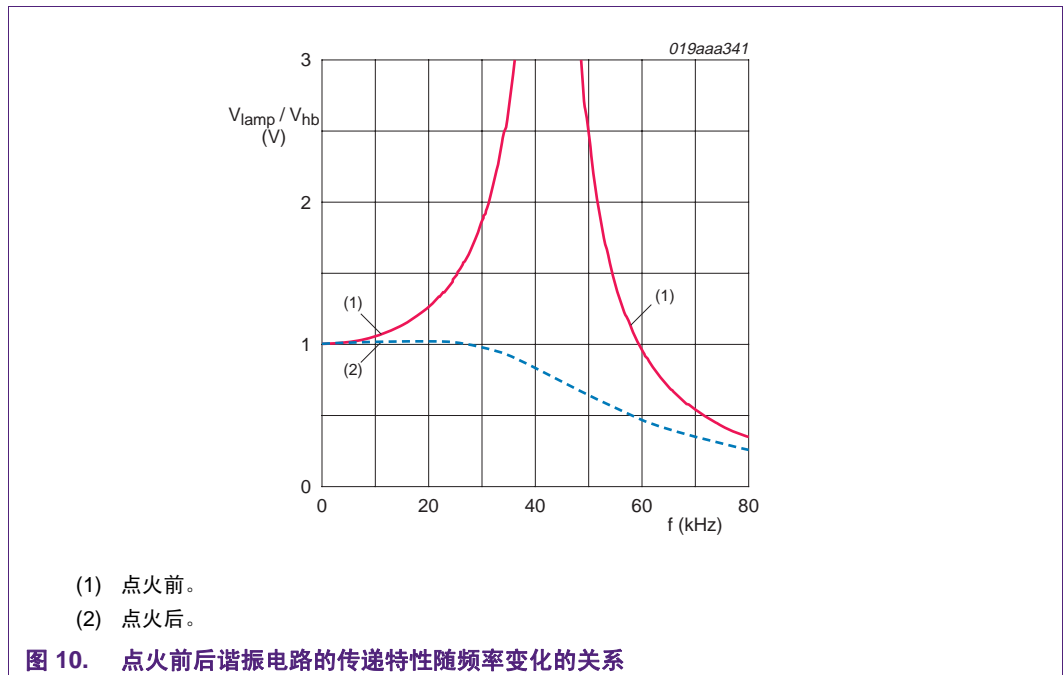
$$R_{lamp} = \frac{V_{lamp}^2}{P_{lamp}} \tag{10}$$

在点火之前，因为存在非灯上电流，所以灯的阻抗较高。图 10 是点火前后两种状态的特性。

内部 VCO 频率（也是半桥频率）是由电容  $C_{CF}$ ，电阻  $R_{IREF}$  和 CSW 管脚上的电压决定的。最小频率的计算方法如公式 11，最大频率的计算方法如公式 12。

$$f_{min} = 40.5 \times 10^3 \cdot \left( \frac{100 \times 10^{-12}}{C_{CF}} \right) \cdot \left( \frac{33 \times 10^3}{R_{IREF}} \right) \tag{11}$$

$$f_{max} = 2.5 \times f_{min} \tag{12}$$



点亮以后，在整个调光范围内，灯丝要得到充足的能量来达到理想的温度。温度过低会导致飞溅或者局部过热最终损坏灯丝，而温度过高会导致长时间后灯丝蒸发。SoS（平方和）是衡量灯丝产生热量的一个方法，表达式如公式 13。

$$SoS = I_{LH}^2 + I_{LL}^2 \tag{13}$$

图 11 是  $I_{LL}$  和  $I_{LH}$  波形的方向。灯丝是感应预热的，SoS 要保持在最大、最小设定值（灯的制造商已经指定的）之间。这个值和目标值尽可能接近可以延长灯的使用寿命。可以查询参考文献 2 了解更多信息。

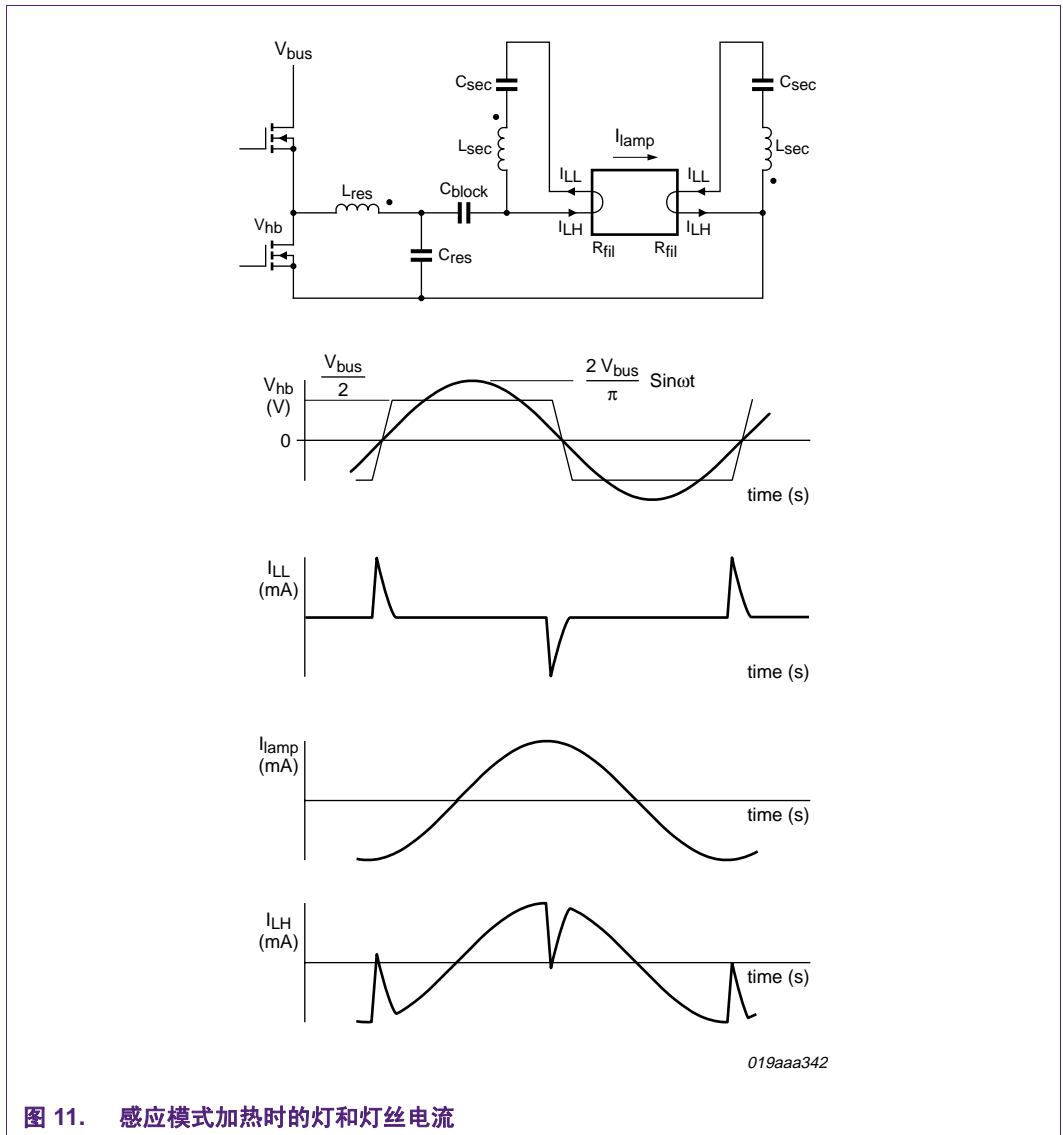


图 11. 感应模式加热时的灯和灯丝电流

### 3.4 利用灯电流反馈控制回路调光

一旦灯被点亮，半桥频率达到最小值时，CSP 和 CSN 管脚上内部平均电流传感器 (ACS) 就开始工作。CSN 管脚上的电压是通过一个电阻检测灯电流得到的，见图 12。

供给 CSN 管脚的平均电压如公式 14：

$$V_{CSN} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{lamp(RMS)} \cdot R_{SENSE} \tag{14}$$

加一个电容与 R<sub>SENSE</sub> 并联减小电压的波纹。

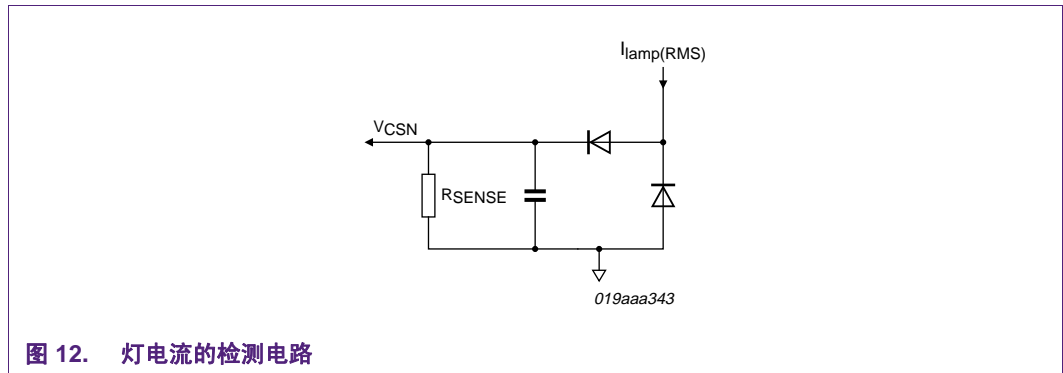


图 12. 灯电流的检测电路

CSP 管脚上的平均电压是由电源整流信号得到的（图 13），对于延迟角范围 (α) 为 0° 到 120° 时可以提供 CSP 脚上 0 V 到 2.2 V 的电压调节范围。提供给 CSP 的电压（集成了 C4 和 C5 以后）：

$$V_{CSP} = \left( \frac{\left( \frac{V_p(1 + \cos \alpha)}{\pi} \cdot \frac{R4}{R2 + R4} \right) - V_D - V_z}{\frac{R4 \cdot R2}{R2 + R4} + R5} \right) \cdot R5 \tag{15}$$

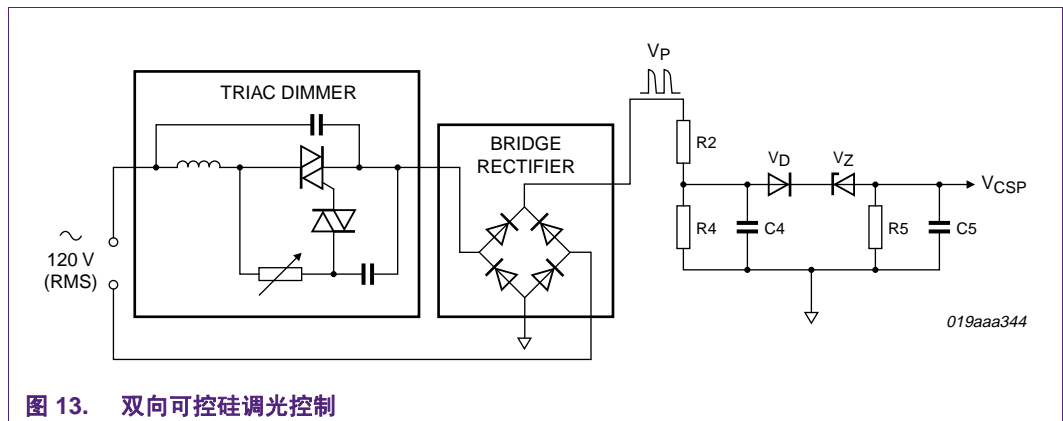


图 13. 双向可控硅调光控制





用一个 12 V 的齐纳二极管钳制电压，并通过一个快速恢复二极管给  $V_{DD}$  供电。电容  $C_{dv/dt}$  的充电电流是通过电阻  $R_{ACM}$  测量，并且该电流提供 UBA2014 电容模式检测的管脚（ACM 管脚）输入。图 15 是典型的波形。

如果预热阶段结束以后，电阻  $R_{ACM}$  上的电压在死区时间内还没有超过内部  $V_{CMD}$ ，内部的电容模式检测 (CMD) 电路就使半桥以电容模式运行，随后半桥频率直接升到  $f_{max}$ 。

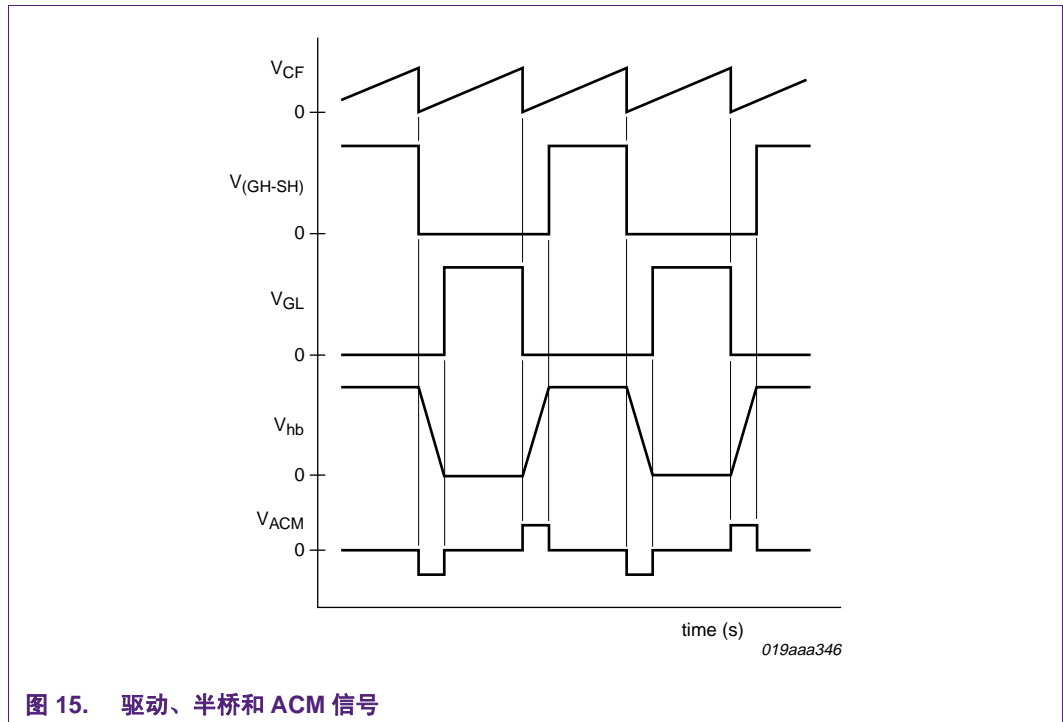


图 15. 驱动、半桥和 ACM 信号

### 3.6 电源输入滤波

流过 PFC 线圈的升压电流以半桥的频率变化。RLC 滤波器将该频率的电流从电源中过滤掉，以保证对半桥频率和谐波有良好的电磁干扰性能。电感阻断高频升压电流，而电容为该电流提供了一个低阻值的路径。

高频电流的阻尼  $I_{HF} / I_{Vin}$  通过公式 16 计算得出，当  $L = 4.7 \text{ mH}$ ， $C = 100 \text{ nF}$ ， $R = 10 \Omega$  时，得出衰减超过 60 dB（见图 16）。

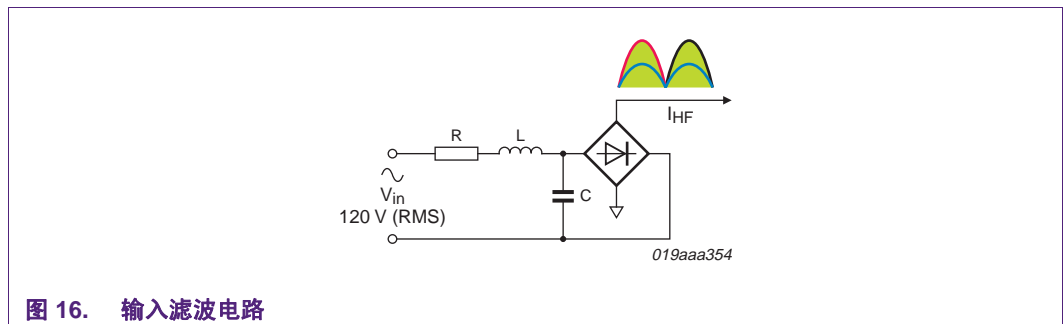


图 16. 输入滤波电路

$$G(\omega) = 20 \log \left[ \frac{1}{(1 + \omega^2 \cdot LC)^2 + (\omega \cdot R \cdot C)^2} \right] \quad (16)$$

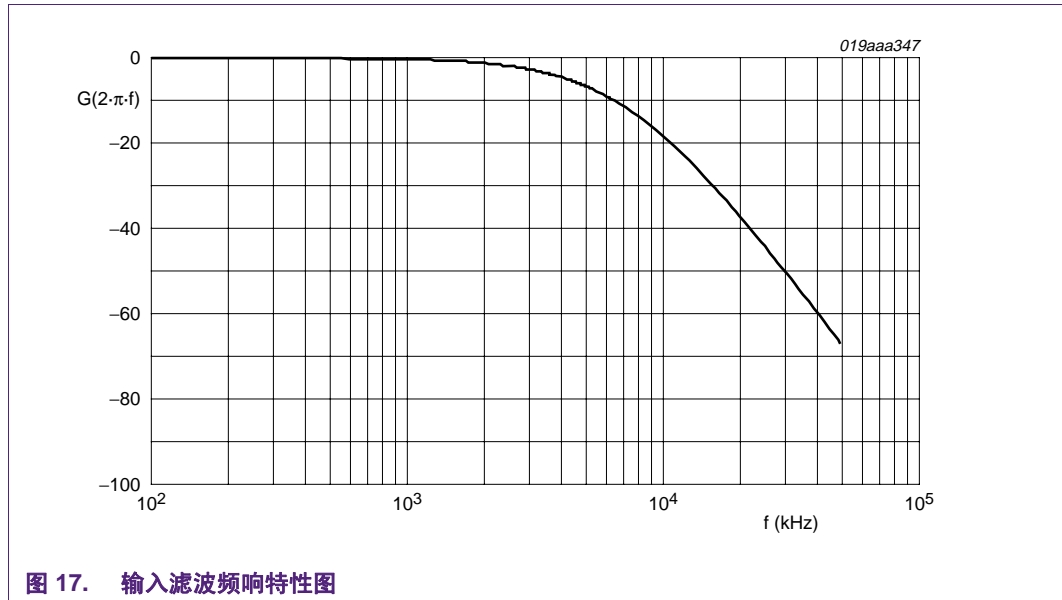


图 17. 输入滤波频响特性图

$R = 10 \Omega$  用于限制 / 抑制起动阶段和输入电流变化很大时的浪涌电流。要了解详细信息，请参见[参考文献 1](#)。

### 3.7 其它保护电路

以下部分介绍该应用中的专用保护方法。

#### 3.7.1 过电压保护 (OVP)

过电压保护（见[第 21 页的图 18](#)）用于保护 MOSFET，以防在分段调光或者快速调光过程中的瞬变电压损坏器件。在调光期间，半桥频率上升。当  $P_{\text{boost}} > P_{\text{lamp}}$  时，电压  $V_{\text{bus}}$  上升。

电路监控母线电压，如果  $V_{\text{bus}} > 400 \text{ V}$ （由[图 18](#)中的 R7 设定）， $V_{\text{CSN}}$  降低 10 %（由[图 18](#)中的 R9 设定）且半桥频率降低，使得供给灯的功率更多， $V_{\text{bus}}$  放电。

#### 3.7.2 无灯保护

在开发过程当中，不同的 CFL 灯，可以与逆变器和谐振电路连接，但有时也可能断开。在断开的情况下，要关断 UBA2014，停止运行，防止对外部 MOSFET 或者 UBA2014 的 MOSFET 驱动器造成损坏。

电路监控流过下桥 MOSFET 源极的电流。如果电流达到点火阶段电流的两倍（通过设定[图 18](#)中的源极电阻 R26, R27 和 R41），[图 18](#)中的两个晶体管闭锁，使  $V_{\text{DD}} < V_{\text{DD}(\text{start})}$  于是 UBA2014 掉电。在遇到尖峰脉冲或者干扰时，RC 时间常数 R42/C42 和 R43/C43 阻止电路闭锁

**注意：**如果电路板安装在一个集成 CFL 外壳里时是不需要保护电路的，它不属于 CFL 的主要电路。

### 3.7.3 欠压锁定 UVLO

调光程度达到 < 10 % 时，CFL 也可以通过在灯上并联一条额外的电流支路来关断。[图 18](#) 中流过 UVLO 电容 C21 的电流  $I_C$  按下式计算：

$$I_C = 2\pi \cdot f \cdot C \cdot V \quad (17)$$

调光到 10 % 时， $I_{\text{lamp}} = 20 \text{ mA}$ ， $f = 50 \text{ kHz}$ ， $V_{\text{lamp}} = 200 \text{ V}$ ， $C = 220 \text{ pF}$ ，  
则  $I_C = 10 \text{ mA}$ 。

**注意：**在此应用电路中这个电容没有安装，因为在深度调光时要观察 CFL 的闪烁。

## 3.8 18 W 的高功率因数可调光 CFL 电路原理图

[图 18](#) 是完整的 18 W PL-C 4P CFL 应用原理图。详情请查阅[参考文献 4](#)。

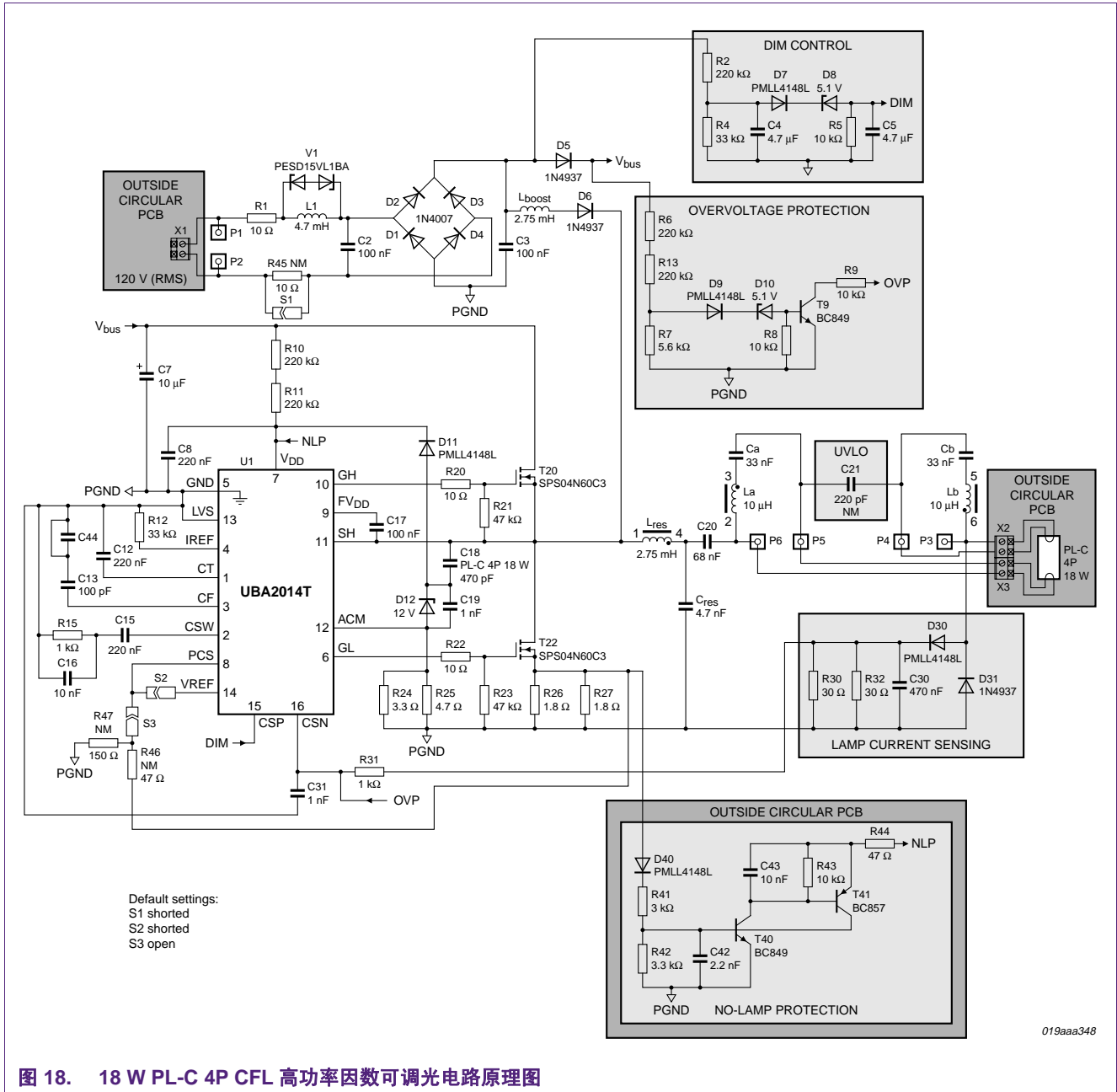


图 18. 18 W PL-C 4P CFL 高功率因数可调光电路原理图

## 4. 附录 1: 功率计算

灯的额定功率（不调光， $\alpha=0$ ）用[公式 20](#) 计算。

运行频率  $f_S = 45 \text{ kHz}$ 。额定输入电压  $V_{in} = 120 \text{ V}$ （有效值）， $V_P = 120\sqrt{2} = 170 \text{ [V]}$ 。  
CFL 灯的电压有效值为  $110 \text{ V}$ ，母线电压  $V_{bus} = 340 \text{ V}$

$$\frac{V_{bus}}{V_P} = \frac{I}{I - \delta} \quad (18)$$

这里  $\delta = 50 \%$ 。

若  $P_{lamp}$  为  $20 \text{ W}$ ， $L_{res} = 2.75 \text{ mH}$ ， $C_{res} = 4.7 \text{ nF}$ ，

$$C = 2 \cdot \frac{L_{sec}}{L_{res}} \cdot C_{sec} = 240 \text{ [pF]} \quad (19)$$

这里  $C_{sec} = 33 \text{ nF}$ ， $L_{sec} = 10 \text{ uH}$ 。

若效率  $\eta = 80 \%$ ，输入功率  $P_{in} = P_{lamp} / \eta = 25 \text{ W}$ 。

$P_{in}$  用[公式 21](#) 计算。不调光 ( $\alpha=0$ )，要想  $P_{in} = 25 \text{ W}$ ，升压电感的值  $L_{boost} = 2.75 \text{ mH}$ 。

[公式 20](#) 和[公式 21](#) 给出的是灯的功率和输入功率。

$$P_{lamp} = \frac{V_{lamp}^2}{\omega_s L_{res}} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{2} \cdot V_{bus}}{\pi \cdot V_{lamp}} \right)^2 (1 - \omega_s^2 L_{res} C)^2 - (1 - \omega_s^2 L_{res} (C + C_{res}))^2} \quad (20)$$

$$P_{in}(\omega_s) = \frac{(\delta \cdot V_P)^2}{\omega_s \cdot L_{boost}} \cdot \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sin^2(\theta)}{1 - \frac{V_P}{V_{bus}} \sin(\theta)} d\theta \text{ [W]} \quad (21)$$

在调光过程中  $P_{in}$  随着双向开关延迟角  $\alpha$  变化的曲线如[图 19](#) 所示。根据[节 3.4](#) 的介绍，由于灯电流反馈控制回路作用，运行频率  $f_S$  会增加。母线电压会随  $P_{in}$  和  $P_{lamp}$  的差值而变化。

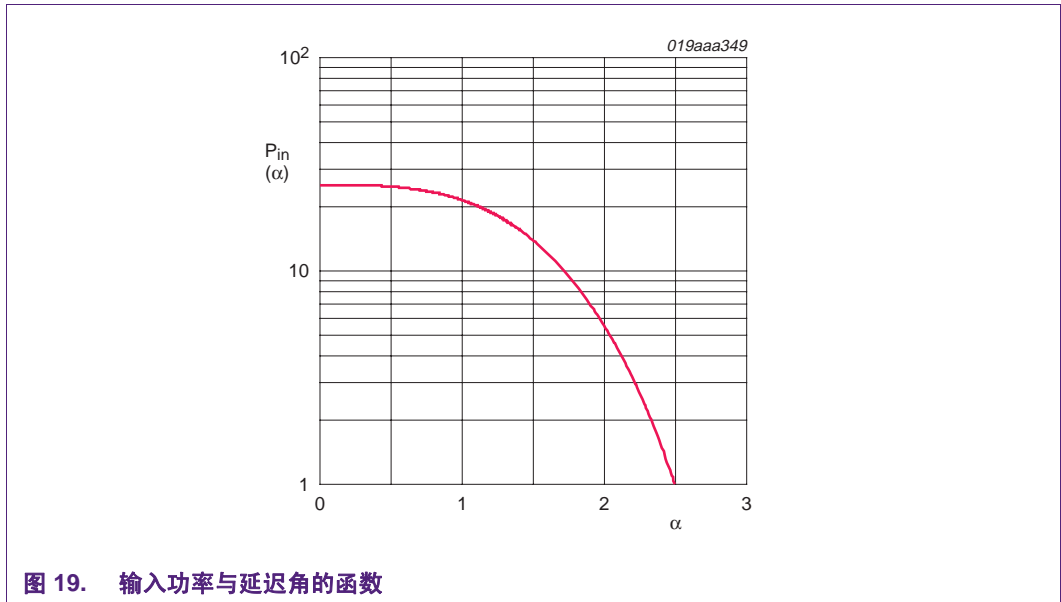


图 19. 输入功率与延迟角的函数

## 5. 附录 2: MOSFET 电流的计算

MOSFET 电流是用下列参数计算的:  $f = 45 \text{ kHz}$ ,  $C_{res} = 4.7 \text{ nF}$ ,  $R_{lamp} = 574.25 \text{ } \Omega$ ,  
 $L_{res} = 2.75 \text{ mH}$ ,  $C = 240 \text{ pF}$ ,  $V_{bus} = 350 \text{ V}$ ,  $L_{boost} = 2.75 \text{ mH}$ ,  $\delta = 50 \%$ ,  
 $C_{dv/dt} = 470 \text{ pF}$ ,  $n = 0.1$  到  $n_{max}$ ,  $n_{max} = 32$ .

$$p = (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot j \quad (22)$$

$$T = \frac{1}{f} \text{ [s]} \quad (23)$$

谐振频率由公式 24 给出。

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot (\sqrt{L_{res} \cdot C_{res}})} \text{ [Hz]} \quad (24)$$

$$V_{pk} = 120 \cdot \sqrt{2} \text{ [V]} \quad (25)$$

半桥上的电压是方波, 表达式是公式 26, 公式 27 中的  $V_{hb1}(t)$  是  $V_{hb}(t)$  的一次谐波

$$V_{hb}(t) = \frac{V_{bus}}{2} + \frac{2 \cdot V_{bus}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{n_{max}} \frac{\sin\left[2 \cdot \pi \cdot (2 \cdot n - 1) \cdot \frac{t}{T}\right]}{(2 \cdot n - 1)} \text{ [V]} \quad (26)$$

$$V_{hb1}(t) = \frac{V_{bus}}{2} + \frac{2 \cdot V_{bus}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{T}\right) \text{ [V]} \quad (27)$$

半桥上谐振电路、灯和  $dV/dt$  电容的导纳是  $Y(p)$ , 计算公式为公式 28。

$$Y(p) = \frac{1}{R_{lamp}} \cdot \frac{(p^2 \cdot L_{res} \cdot C + 1) \cdot (p \cdot R_{lamp} \cdot C_{res} + 1)}{p^2 \cdot L_{res} \cdot (C_{res} + C) + p \cdot \frac{L_{res}}{R_{lamp}} + 1} + p \cdot C_{dv/dt} \quad (28)$$

半桥电流  $I_{hb}(t)$  由公式 29 给出。

$$I_{hb}(t) = \left[ |Y(p)| \cdot \left( \frac{2 \cdot V_{bus}}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{T} + \arg(Y(p))\right) \right) \right] \text{ [A]} \quad (29)$$

公式 30 和公式 31 是升压电流  $I_{boost}$  和 MOSFET 电流。

$$I_{boost}(t) = \frac{V_{pk} \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot L_{boost}} + \frac{V_{pk} \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot L_{boost}} \cdot \left[ \frac{8}{\pi^2} \cdot \sum_{n=1}^{n_{max}} \left[ \frac{\cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot (2n-1) \cdot t}{T}\right)}{(2n-1)^2} \right] \right] \text{ [A]} \quad (30)$$

$$I_{fet(RMS)}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left[ \frac{2}{\pi} \cdot (I_{boost}(t)) - I_{hb}(t) \right]^2 dt} \text{ [A]} \quad (31)$$

算出 MOSFET 电流有效值总和为 408 mA。



在计算 MOSFET 里的电流时，要考虑公式 32 中的一个电源周期里的平均升压电流。

$$\frac{2}{\pi} \cdot (I_{boost}(t)) \tag{32}$$

此外，要从  $I_{boost}(t)$  中减去  $I_{hb}(t)$  因为  $I_{hb}(t)$  是从结点  $V_{hb}(t)$  流出的电流。 $V_{hb1}(t)$  是  $V_{hb}(t)$  的一次谐波。

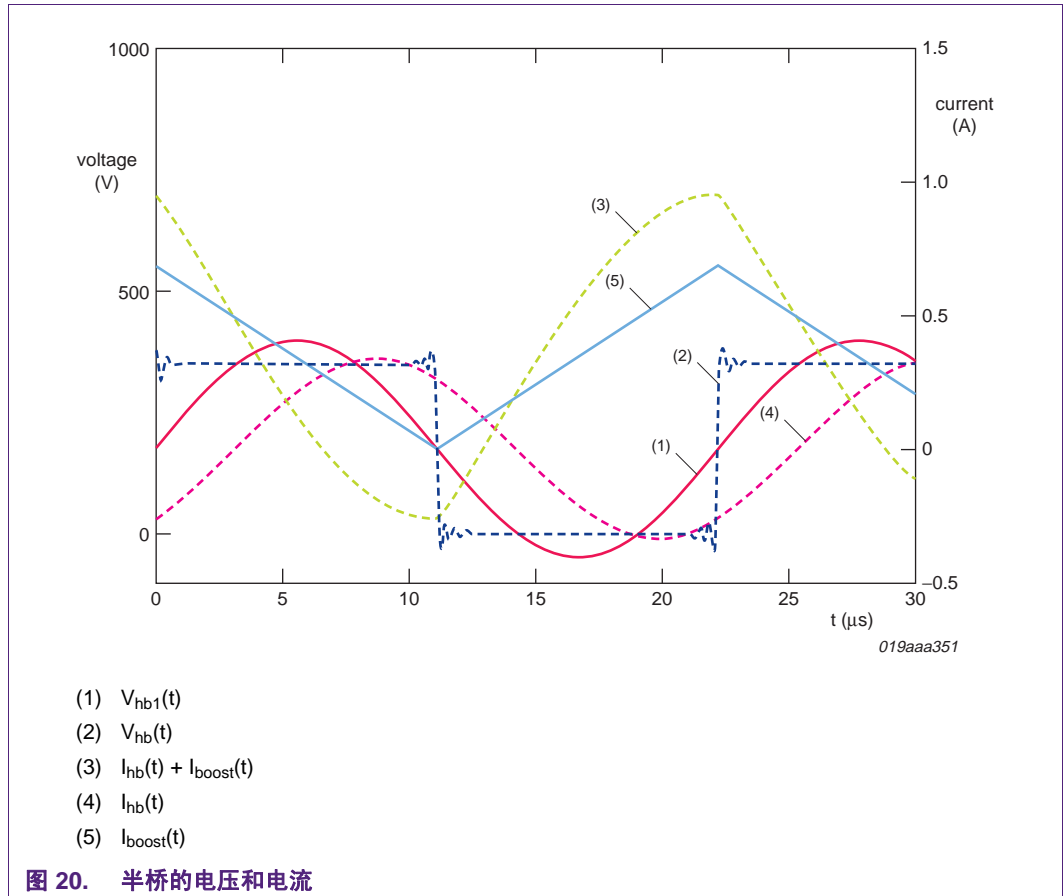


图 20. 半桥的电压和电流

为了计算半桥电压的上升时间和下降时间，可以用下列公式计算  $\frac{T}{2}$  和 T 时刻的瞬时升压电流  $I_{boost}$  和瞬时桥电流  $I_{hb}$ ：

$$I_{hb}\left(\frac{T}{2}\right) = 0.262 \text{ [A]} \tag{33}$$

$$I_{hb}(T) = -0.262 \text{ [A]} \tag{34}$$

$$I_{boost}\left(\frac{T}{2}\right) = 2.171 \text{ [mA]} \tag{35}$$

$$I_{boost}(T) = 0.684 \text{ [A]} \tag{36}$$

$$I_{t_f} = I_{boost}\left(\frac{T}{2}\right) + I_{hb}\left(\frac{T}{2}\right) = 0.264 \text{ [mA]} \tag{37}$$

$$I_{t_r} = I_{boost}(T) + I_{hb}(T) = 0.421 \text{ [mA]} \tag{38}$$

$t_r$  是半桥电压从最小值升到最大值所需时间。上升时间和下降时间的计算方法如[公式 39](#)，[公式 40](#) 所示，其中  $C_{dV/dt} = 470 \text{ pF}$ ， $V_{bus} = 350 \text{ V}$ ， $t_f = 622 \text{ ns}$ ， $t_r = 390 \text{ ns}$ 。

$$t_f = \frac{C_{dV/dt}}{I_{t_f}} \cdot V_{bus} \quad (39)$$

$$t_r = \frac{C_{dV/dt}}{I_{t_r}} \cdot V_{bus} \quad (40)$$

UBA2014 规定的上升时间和下降时间： $t_f = 0.68 \text{ } \mu\text{s}$ ， $t_r = 0.75 \text{ } \mu\text{s}$ 。

### 6. 附录 3: 感应模式预热的计算

感应模式预热的计算要用到以下参数： $t_r$  是半桥电压从最小值升到最大值所需时间。  
 $V_{bus} = 350\text{ V}$ ,  $T_{hb}$  是  $10\text{ }\mu\text{s}$ ,  $t_r = 0.5\text{ }\mu\text{s}$ ,  $f_{hb} = 100\text{ kHz}$ ,  $m = 1$  到  $80$ 。

$$f_{hb} = \frac{1}{T_{hb}} = 100\text{ [kHz]} \tag{41}$$

$$\gamma = \frac{t_r}{T_{hb}} \cdot \pi = 0.157 \tag{42}$$

$$t = 0, 0.001 \cdot T_{hb} \dots 2 \cdot T_{hb} \tag{43}$$

公式 44 和公式 45 是半桥电压的表达式。

$$V_{hb\_f}(m) = j \frac{V_{bus}}{2 \cdot \pi \cdot \gamma} \cdot \frac{(-1)^m - 1}{m^2} \cdot \sin(m \cdot \gamma) \tag{44}$$

$$V_{hb\_f}(t) = 2 \cdot Re \left[ \sum_m (v_{hb\_f}(m) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{hb} \cdot m \cdot t}) \right] \tag{45}$$

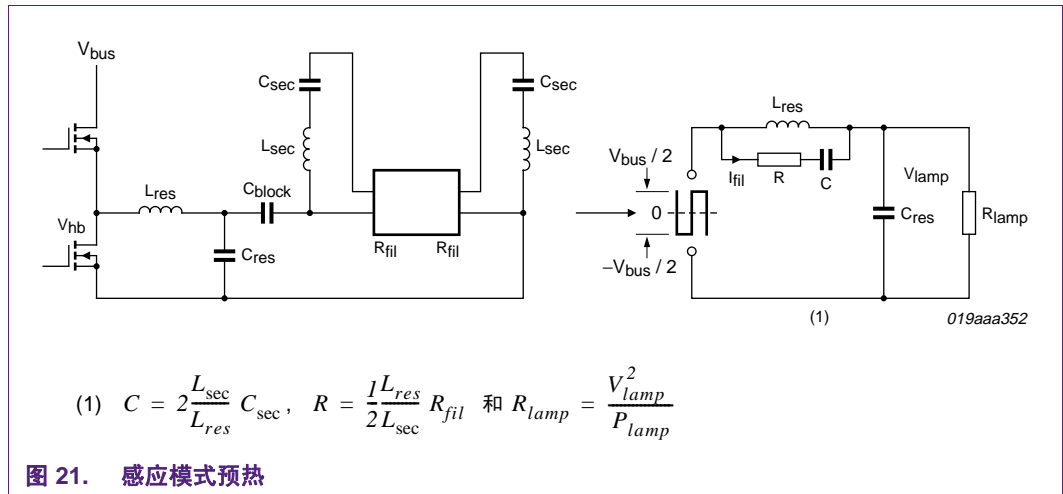


图 21. 感应模式预热

流过灯丝的电流由公式 46 给出，其中  $L_{sec} = 10\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C_{res} = 4.7\text{ nF}$ ,  $C_{sec} = 33\text{ nF}$ ,  $R_{fil} = 50\text{ }\Omega$ 。

$$\tag{46}$$

$$i_{fil} = \frac{-(m \cdot \omega_{hb})^2 \cdot L_{res} \cdot C_{res} \cdot \sqrt{\frac{L_{sec}}{L_{res}}}}{\omega_{hb} \cdot L_{sec} + R_{fil} + \frac{1}{j \cdot m \cdot \omega_{hb} \cdot C_{sec}} - (m \cdot \omega_{hb})^2 \cdot L_{res} \cdot C_{res} \cdot R_{fil} + j \cdot m \cdot \omega_{hb} \cdot L_{res} \cdot \frac{C_{res}}{C_{sec}}} \cdot v_{hb\_f}(m)$$

$$I_{fil(RMS)f} = \sqrt{2 \cdot \left[ \sum_m (|I_{fil\_f}(m)|)^2 \right]} \tag{47}$$

$$I_{fil\_t}(t) = 2 \cdot Re \left[ \sum_m (I_{fil\_f}(m) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{hb} \cdot m \cdot t}) \right] \tag{48}$$

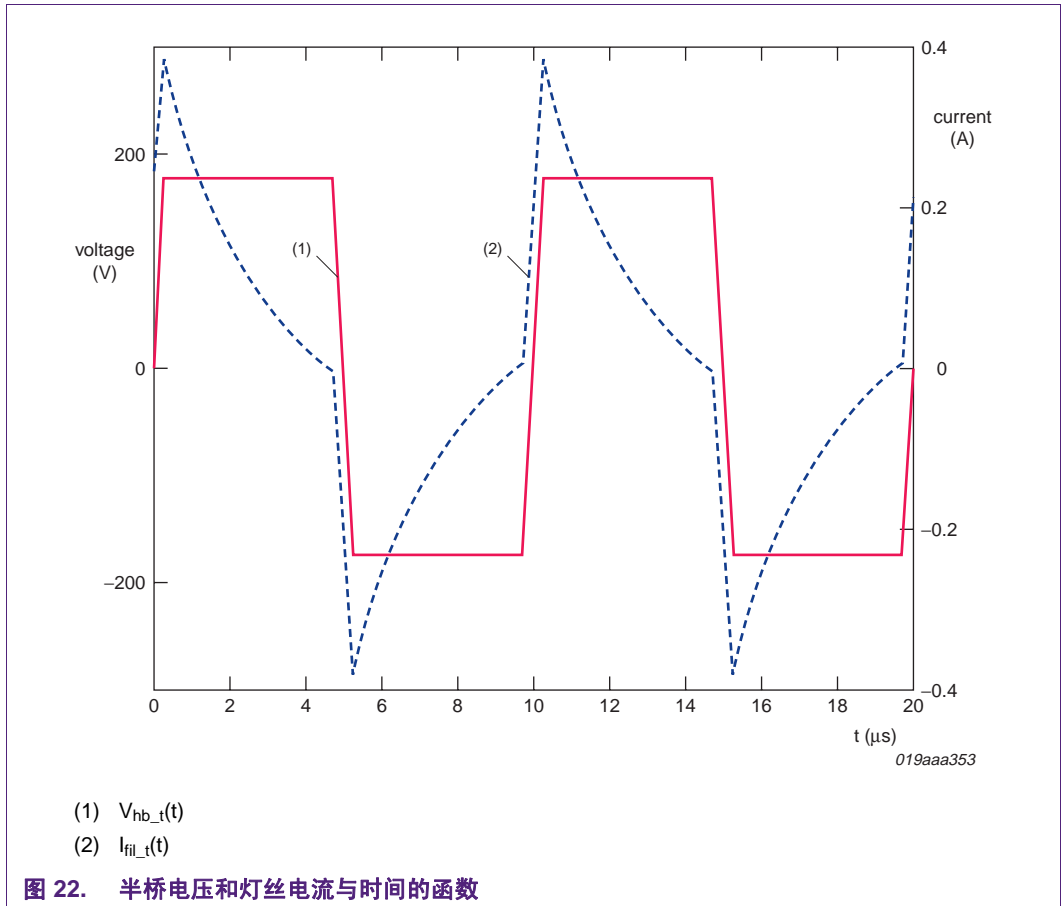


图 22. 半桥电压和灯丝电流与时间的函数

## 7. 缩写

表 2. 缩写

首字母缩略词	描述
ACS	平均电流传感器
CFL	紧凑型荧光灯
CMD	电容模式检测
EMI	电磁干扰
MOSFET	金属氧化物半导体场效应晶体管
RLC	电阻, 电感, 电容
SoS	平方和

## 8. 参考文献

- [1] **AN10803** — 双向可调 CFL UBA2028/UBA2014
- [2] **AN10872** — UBA2014 的 TL 应用 — 可咨询恩智浦半导体公司销售人员获得帮助
- [3] **功率因数校正电路中采用不连续模式升压转换器的电流波形失真** — 1989 IEEE
- [4] **UM10409** — UBA2014 用户手册

## 9. 法律信息

### 9.1 定义

**草案** — 资料只是草案版本。内容仍然在进行内部审核，还未得到正式批准，这可能导致变更或增加。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给出任何陈述或担保，而且对于使用此信息的后果也不承担任何责任。

### 9.2 免责声明

**有限的保修和责任** — 本资料中的信息是准确和可靠的。但是恩智浦半导体公司不会对此信息的准确性或完整性给出任何明示或暗示的陈述或担保，而且对于使用此信息的后果也不承担任何责任。

在任何间接、偶然发生、恶劣、特殊或从属损害（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。

尽管，客户所遭受的一些损害无论存在什么原因，NXP 半导体都会统计和整理，客户如认为手册中所描述的产品信息有限，可以依照 NXP 半导体 *商业销售的条款和规定*。

**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医疗、军事、飞行器、空间或生命支持相关设备，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亡、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** — 对于这里的任意产品的应用的描述仅以展示为目的。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变更的前提下此类应用将适用于规定的用途。

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运行，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** — 此处的文件和项目描述会受到出口管理规定的制约。出口首先要获得进口国的许可。

**产品评估** — 产品上有“合格”和“有误”的标识仅仅是为了评估而已。恩智浦半导体，它的附属公司和供应商明确声明不作任何保证，不管是含蓄表达的还是法律规定的，包括但不限于对不侵权、适销性和特定用途适用性的默示担保。有关本产品质量，或者由于使用本产品或本产品性能导致的全部风险由客户承担。

在任何情况下，恩智浦半导体、其附属公司或供应商均不对由于使用或无法使用产品而导致的任何特殊的、间接的、因果的、惩罚性的或偶然的损害承担赔偿责任（包括但不限于业务损失、业务中断、使用损失、数据或信息丢失等），无论此类损害是否基于侵权行为（包括疏忽）、严格责任、违反合约、违反保证或任何其他法律理论（即使被告知此类损害的可能性）。

尽管客户可能由于任何原因导致任何损害（包括但不限于以上涉及的所有损害以及所有直接或一般损害），恩智浦半导体、其附属公司和供应商以及客户的全部责任针对上述所有情况的唯一补救措施应基于合理信赖限制在由客户导致的实际损害范围内，不应超过客户为产品实际支付的数额和五美元 (US\$5.00) 中的较大数额。上述限制、排除和免责声明应该用于适用法律允许的最大限度，即使任意补救措施未能达到其主要目的。

### 9.3 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。

## 10. 图

图 1	带有 LC 滤波器的双向可控硅调光器	3
图 2	延迟角度为 $\alpha$ 的双向可控硅	3
图 3	典型的双向可控硅 $V_f$ 特性	4
图 4	有单独 PFC 和 CFL 镇流器的双向可控硅调光器	6
图 5	延迟角为 $\alpha$ 的输入波形	7
图 6	有联合自由振荡 PFC 和 CFL 镇流器的可控硅调光器	8
图 7	用 UBA2014 实现高功率因数可调光 CFL 镇流器的方框图	10
图 8	感应模式加热的谐振等效电路	11
图 9	起动阶段频率随时间变化的函数	13
图 10	点火前后谐振电路的传递特性随频率变化的关系	14
图 11	图感应模式加热时的灯和灯丝电流	15
图 12	灯电流的检测电路	16
图 13	双向可控硅调光控制	16
图 14	芯片供电电路	17
图 15	驱动、半桥和 ACM 信号	18
图 16	输入滤波电路	18
图 17	输入滤波频响特性图	19
图 18	18 W PL-C 4P CFL 高功率因数可调光电路原理图	21
图 19	输入功率与延迟角的函数	23
图 20	半桥的电压和电流	25
图 21	感应模式预热	27
图 22	半桥电压和灯丝电流与时间的函数	28

## 11. 目录

1	简介 .....	3
2	双向可控硅调光 .....	3
2.1	双向可控硅调光电路 .....	3
2.2	双向可控硅调光器和有独立 PFC 的 CFL 镇流器 .....	5
2.3	双向可控硅调光器和有联合自由振荡 PFC 的 CFL 镇流器 .....	7
3	应用设计 .....	10
3.1	UBA2014 方框图 .....	10
3.2	PFC 和谐振参数 .....	11
3.3	感应模式预热和电极电流 .....	13
3.4	利用灯电流反馈控制回路调光 .....	16
3.5	UBA2014 的电源和电容模式保护 .....	17
3.6	电源输入滤波 .....	18
3.7	其它保护电路 .....	19
3.7.1	过电压保护 (OVP) .....	19
3.7.2	无灯保护 .....	19
3.7.3	欠压锁定 UVLO .....	20
3.8	18 W 的高功率因数可调光 CFL 电路 原理图 .....	20
4	附录 1: 功率计算 .....	22
5	附录 2: MOSFET 电流的计算 .....	24
6	附录 3: 感应模式预热的计算 .....	27
7	缩写 .....	29
8	参考文献 .....	29
9	法律信息 .....	30
9.1	定义 .....	30
9.2	免责声明 .....	30
9.3	商标 .....	30
10	图 .....	31
11	目录 .....	32

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 2 月 21 日

文档检验人：AN10932\_ZH