

ICB1FL02G

荧光灯镇流器智能控制IC

电力管理与供应



Never stop thinking

2007年6月12日版本

英飞凌科技股份公司出版

德国慕尼黑 (邮编81726)

©英飞凌科技股份公司，版权所有，2007年。

保留所有权利

免责声明

本应用指南所提供的信息仅是对英飞凌器件在应用方面的提示性说明，而不是对任何特定功能、条件或该组件质量的描述或保证。本应用指南的使用者须在实际应用中自行验证本指南中描述的功能。英飞凌在此郑重声明，对于本指南中所提供的任何及全部信息，英飞凌不承担任何责任，也不提供任何保证，包括但不限于对任何第三方知识产权不会构成侵权的保证。

信息

请就近与英飞凌的分支机构(www.infineon.com)联系，以获取关于技术、交付期限和条件以及价格等方面的进一步信息。

警告

根据技术要求，器件中可能含有危险物质。如果对任何类型的器件和材料存有疑问，请就近与英飞凌的分支机构联系。

如果将英飞凌的器件应用于生命支持设备或系统，而根据合理预期，该器件的故障可能导致生命支

持设备或系统的故障或者影响该设备或系统的安全性或效能，则必须得到英飞凌明确的书面同意。生命支持设备或系统用来植入人体、或支持和/或维持以及支撑和/或保护人类生命。基于合理假定，这些设备或系统的故障可能危及使用者或其他人的健康。

荧光灯镇流器智能控制IC

产品亮点

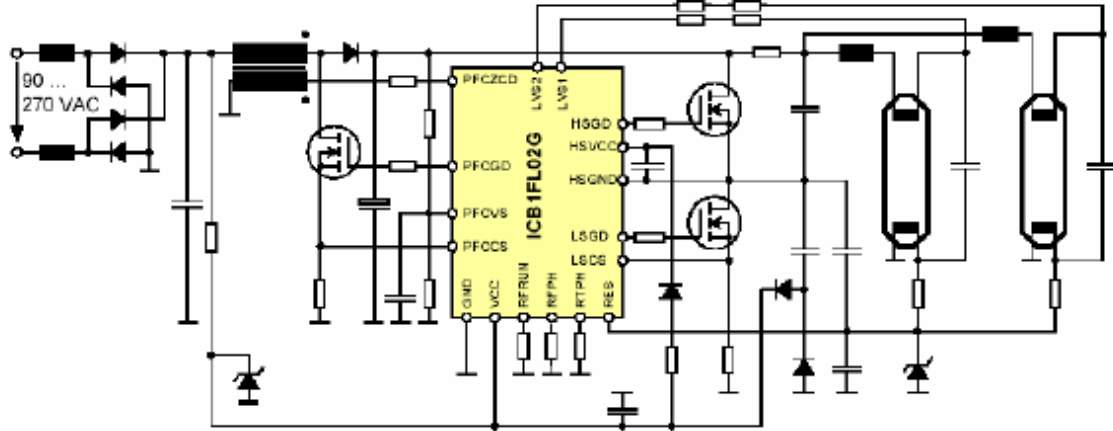
- 最少的外接器件，优化系统成本
- 采用无磁芯变压器技术的600V半桥驱动器
- 最高的镇流器可靠性，最低的散射参数
- 多项监控和保护特性
- 最小的启动和工作电流
- 支持多灯管设计

功率因数校正 (PFC) 特性

- 0至100%负载范围内的间断导通工作模式PFC
- 集成的PFC控制回路补偿
- PFC电流最大值可调
- PFC输出电压可调

灯管镇流器逆变器特性

- 支持多灯管拓扑结构下的灯管拆卸后的重启和灯管使用寿命到期检测
- 通过检测到的灯管电压的可调+/-阈值来检测灯管使用寿命到期
- 通过灯管电压的+/-幅度比检测整流器效应
- 可调式过载及整流器效应检测
- 容性负载工作模式的检测
- 40毫秒至235毫秒范围内点火时间自适应系统
- 仅用电阻调节参数
- 无铅化镀铅工艺；符合RoHS标准要求



产品描述

ICB1FL02G是用于荧光灯镇流器控制的芯片，包括非连续导通模式的功率因数校正（PFC）、灯管逆变器控制和高压电平移位半桥驱动器。

目录

1 前言

2 IC功能描述

工作特点

逆变器

预转换器

启动阶段的工作流程

保护特性

3 镇流器设计

灯管工作原理

电子镇流器 - 功能

灯管工作状态

4 镇流器信号说明

预热和点火控制

正常模式阶段控制

保护功能

功率因数校正

5 应用实例

单灯管——电流控制预热

单灯管——电压控制预热

双灯管——电流控制预热

双灯管——电压控制预热

6 附录

1 前言

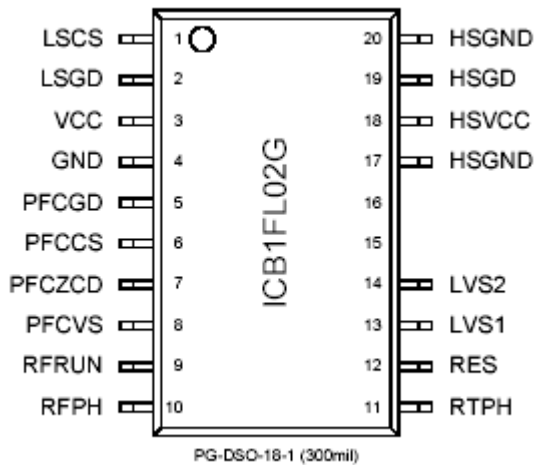


图1. PG-DSO-18-1 (300mil)封装

| 管脚 | 符号 | 功能 |
|----|--------|----------------|
| 1 | LSCS | 低边电流感应 (逆变器) |
| 2 | LSGD | 低边门驱动 (逆变器) |
| 3 | Vcc | 供电电压 |
| 4 | GND | 控制器地 |
| 5 | PFCGD | PFC门驱动 |
| 6 | PFCCS | PFC电流感应 |
| 7 | PFCZCD | PFC零电流检测 |
| 8 | PFCVS | PFC电压感应 |
| 9 | RFRUN | 设置工作频率R值 |
| 10 | RFPH | 设置预热频率R值 |
| 11 | RTPH | 设置预热时间R值 |
| 12 | RES | 灯管拆卸后的重启 |
| 13 | LVS1 | 灯管电压感应1 |
| 14 | LVS2 | 灯管电压感应2 |
| 15 | n.e. | 空置 |
| 16 | n.e | 空置 |
| 17 | HSGND | 高边地 |
| 18 | HSVCC | 高边电源电压 |
| 19 | HSGD | 高边门驱动 (逆变器) |
| 20 | HSGND | 高边地 |

ICB1FL02G树立了镇流器控制器的新标杆

英飞凌向市场上推出了用于荧光灯电子镇流器控制的新型控制器 - ICB1FL01G。该控制器除提供镇流器所需的综合控制功能外还具有一系列独特的功能特性，以最少的外接器件实现单灯管和多灯管运行。

新一代T4和T5型荧光灯具有最优的节能效果。与原来的T8和T12型灯管相比，T4和T5型荧光灯需使用更复杂的特定启动程序以及加强的工作状态监控，以延长其使用寿命。我们的IC为这些新型灯管提供了最优的功能性支持。

ICB1FL02G镇流器控制器的第一个功能模块控制升压转换器，该转换器是功率因数校正用的有源谐波滤波器。IC的第二个模块利用电平移位方法控制半桥逆变器。浮动高边MOSFET的驱动器采用新型无磁芯变压器技术。逆变器通过谐振电路向灯管供电。按照固定和可调时序工作的不同工作模式，例如软启动、预热、点火及运行模式等均由逆变器的工作频率进行控制。对于1、2和4灯管组态，该器件可检测灯管拆卸以及当灯管使用寿命到期时产生的危险的整流器效应。

该器件可处理模拟信号及数字信号，在可调的以及预定的时间内对工作流程和监测参数提供更精确的控制。对决定时间和频率的参数的调整仅由电阻完成，而避免使用任何电容。ICB1FL02G镇流器控制器以20V BICMOS技术制造，最小特征尺寸为0.6 μm ，以及三个金属层。

2 功能IC描述

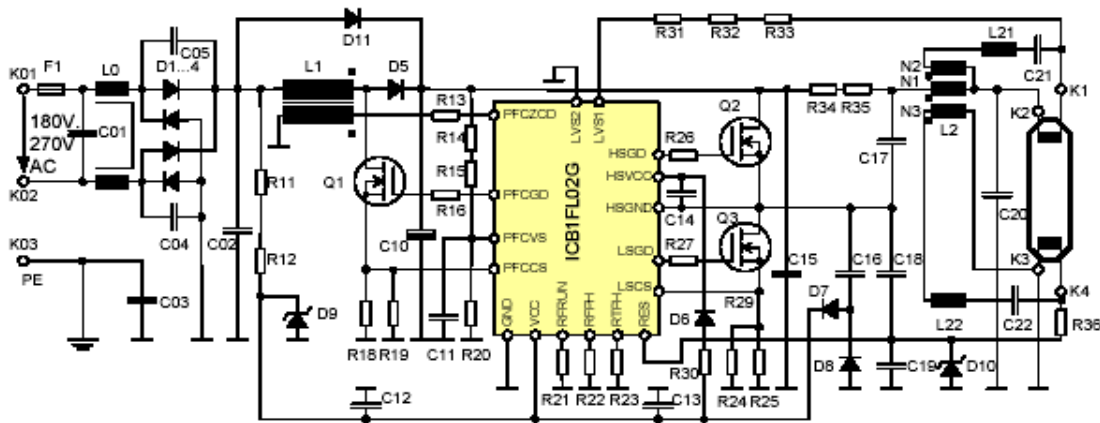


图2. T5-FL-镇流器电路图

工作特点

我们将对照图2所示的T5荧光灯镇流器电路图来进行功能描述。主回路接通后，滤波电容C2和大容量电容C10被充电至主电源的峰值电压。经过启动电阻R11和R12，给IC供电的电容C12和C13也被充电。当供电电压Vcc低于10V时，IC的电流消耗一般小于100 μ A；一旦供电电压超过这一水平，位于RES管脚典型值为20 μ A的电流源就被开启，以检测低边灯丝。只要RES管脚的电压水平低于1.6V，就认为灯丝未被烧毁。在被测量电流流经的电路中接入电阻R36，该电阻用于调节压降并在运行模式时与电容C19一起对灯丝上的交流电压进行滤波。除此以外，一个齐纳二极管D10被放在RES管脚和地之间，以保护RES管脚避免因灯管在运行时被拆卸而可能引起的过压冲击。

电流通过电阻R34和R35流入高边灯丝，并通过电阻R31、R32和R33流入LVS1管脚。如果电流大于15 μ A，灯丝就被检测到。在多灯管操作时，可以使用第二个检测管脚LVS2，该管脚与LVS1一样可通过接地方式被屏蔽。LVS管脚的电流被供电电压Vcc钳制，以支持芯片启动。如果在LVS管脚测量到的电流过小，就会在RES管脚产生一个较高的电流（典型值为41 μ A），使电阻R16上的电压降超过1.6V的水平，IC的启动被阻止。也就是说，如果检测到灯丝存在，并且PFCVSS管脚的电压不低于0.375V，构成升压转换器的闭环调节回路，那么只要供电电压Vcc 超过14V的导通阈值，IC即可开启其驱动器输出。

给荧光灯供电的逆变器

半桥的低边MOSFET Q3随第一个脉冲导通，电容C13随即通过电阻R30和二极管D6向浮置电容C14充电，电容C14像电池那样为高边逻辑控制电路供电。电阻R30避免LSCS管脚过流保护的开启，因

此在下一个半周，高边MOSFET Q2被导通。在半桥逆变器的输出端，电容C16与二极管D7和D8一起构成电荷泵。

C16以逆变器频率持续重复的充电，使能量转移至C13以提供IC的供电电压V_{CC}，多余的能量由齐纳二极管D9消耗掉。另外，C16被用来限制电压转换速率，并形成零电压开关条件。

工作期间，负载电路的感性驱动电流在MOSFET Q2和Q3的死区时间对C16充电，且不造成能量损失。随后，MOSFET在零电压时导通。在关断时，C16对电压转换速率予以限制，使MOSFET的沟道在漏极与源极间电压达到一定水平之前就已经关断。因此，在正常工作时逆变器产生的开关消耗可以忽略不计。

逆变器的负载电路包含了一个由谐振电感L2和谐振电容C20组成的串联谐振电路。灯管与谐振电容并联连接。在图示例子中，灯管的预热以电压控制模式进行，这意味着谐振电感器2拥有两个辅助绕组，每个绕组分别通过由L21/C21和L22/C22组成的带通电路向灯丝供电。带通滤波电路保证灯丝中的电流仅在预热阶段流经灯丝。通过降低运行模式期间的频率，预热电流几乎完全被带通电路阻止。负载电路中还包含一个电容C17，用以防止直流电流流过灯管。

用于功率因数校正的预转换器

PFC升压转换器的MOSFET Q1与逆变器同时开始工作。该电路由电感L1、二极管D5、MOSFET Q1和大容量电容C10一起构成。采用适当的控制方法，该升压转换器可用作有源谐波滤波器，并同时用于功率因数的校正。在此PFC升压转换器的作用下，输入电流与主回路的交流电压具有相同的正弦波形。

在PFC 预转换器的输出端电容C10上输出一个由反馈控制的直流电压。PFC的功能通过控制MOSFET的开启时间得以实现，而不需检测输入电压。在由控制单元设定的开启时间之后，紧接着一个关断时间，关断时间由电感和二极管中的电流降到零所需要的时间决定。电感器L1上的零电流检测绕组上的感应电压通过电阻R13和PFCZCD管脚反馈给IC，用于检测该过零点。此时IC重新开启MOSFET Q1，使得电感L1产生一个不间断的三角波电流（即所谓的临界导通模式）。在临界导通模式下，开启时间介于23 μ s至2.3 μ s之间。输出功率的进一步减少将使开启时间降低至0.4 μ s，同时关断时间延长，从而产生了间断的三角波电流（非连续导通模式）。这种控制方法使升压转换器能在极大的输入电压及输出功率范围内稳定工作。

当然，该IC还包含针对PFC预转换电路的多重保护特性。PFCCS管脚可进行过流检测，总线电压的过压和欠压及开环检测电路监测则由PFCVS管脚监测。ICB1FL02G包括一个带回路补偿的误差信号放大器，其整个回路补偿由一个数字PI调制器和一个能抑制100 Hz波纹的数字滤波器构成。

启动阶段的操作程序

逆变器开启时的工作频率为125 kHz，该频率在10ms之内分16个频段逐段被降低至预热频率；预热频率的高低由电阻器R22调节。预热持续的时间介于0至2000ms，具体时间由电阻R23的阻值决定。随后，该频率在40ms内被进一步分128个频段逐段降低至运行频率 f_{RUN} ；运行频率由电阻R21调节。镇流器的设计必须使预热阶段时施加在灯管上的电压很低，而通过灯丝的电流却很大。在紧随预热期之后的灯管点火阶段，逆变器的频率应该达到或至少接近谐振电路的谐振频率，以产生足以使灯管点火的电压。

在成功点火且逆变器的频率降低至运行频率后，流经灯管的电流应达到额定值，流经灯丝的电流则降到最低。在点火阶段，空载的谐振电路在灯管两端产生高压，同时在谐振电路产生大电流。谐振电路中的电流由电阻R24和R25监测。一旦LSCS管脚的电压超过0,8V，逆变器的工作频率就会被提高数个频段，以避免进一步增加流经灯管的电流和灯管两端的电压。如果LSCS管脚的电压水平降到0,8V以下，逆变器的工作频率将按照点火阶段的典型步长逐级下降至运行频率。通过这种方法，对于不易点火的灯管点火阶段持续的时间因而由40ms延长至235ms，施加在灯管两端的电压会总体上保持在点火所需的电压水平范围，并带有规律性的纹波。如果在预热阶段完成后的235ms内逆变器未能达到运行频率，IC会转换至故障模式下工作。这种情况下，门极驱动将被关断，芯片消耗的电流降低至150 μ A，灯丝检测功能被开启。重启程序可以在灯管拆卸后或者经过一个新的主电源关断并重新开启后再次触发。

保护特性

作为对基本功能的补充，ICB1FL02G拥有众多的保护功能。一旦LSCS管脚的电压水平超过1,6V的阈值并维持400ns以上，系统会认为出现了危险运行状态因而转入故障模式。这种现象可以出现在从正在工作的设备上拆卸灯管时或主电源出现瞬态电压期间。

当逆变器处于运行模式时，偏离典型的零电压开关被认为是带容性负载的运行状态。在这种运行状态下，由于电荷泵电容C16的充放电，峰值电流出现在MOSFET开启期间。IC会区分两种不同性质的容性负载，其一，电容C16的载荷量出现部分变化，这种运行状态风险较小，因此只有在该现象持续时间超过500ms时IC才会转入故障模式。另一种情况是，电容C16随着MOSFET的开关而被完全充电和放电，这意味着MOSFET的体二极管在正向电流流动期间出现了换向，一旦出现这种伴随高功率消耗的危险运行状态，IC在610 μ s后即转入故障模式（图35）。

当灯管的使用寿命到期或出现导致灯管热稳定性较差的运行状态时，危险运行状态就出现了，结果灯管电压变得不对称或出现上升。通过监测从LVS管脚流经电阻R31、R32和R33的电流，系统可以测量灯管电压，从而达到发现上述危险运行状态的目的。当流经电阻R31、R32和R33的电流超过 $\pm 215\mu$ A时，就会检测到超过灯管的最高允许电压的电压，这个值就是芯片的关断阈值。在芯片手册中，这种故障状态被称为EOL1（使用寿命到期状态1）。出现不对称灯管电压的整流器效应被称为EOL2。当LVS管脚的正向峰值和负向峰值之间的比率高于1.15或低于0.85时，IC就检测到整流器效应。EOL1故障和EOL2故障被分别按照约40ns和4ms的时间段进行故障确认计数，当检测到故障时

开始计数，故障消除则从统计数中减去计数，只有当计数器计数达到的总故障时间段数分别为15个或128个时，芯片进入故障模式。这种方法确保镇流器只有在连续出现一定数量的故障事件时才会被断开，即在整流器效应持续500ms后，系统转入故障模式。在芯片不同的工作阶段如软启动、预热、点火、预运行和运行模式中，IC对逆变器的工作频率进行控制。不同工作模式下，分别只有部分保护功能被开启，只有在运行模式下才启用所有的保护功能。ICB1FL02G电路集成了大量功能特性，使用ICB1FL02G可以设计出只需要很少外围组件的高质量灯管镇流器电路。请通过如下链接登陆英飞凌网站查询更多的资料和数据：<http://www.infineon.com/smartlighting>。

3 镇流器设计

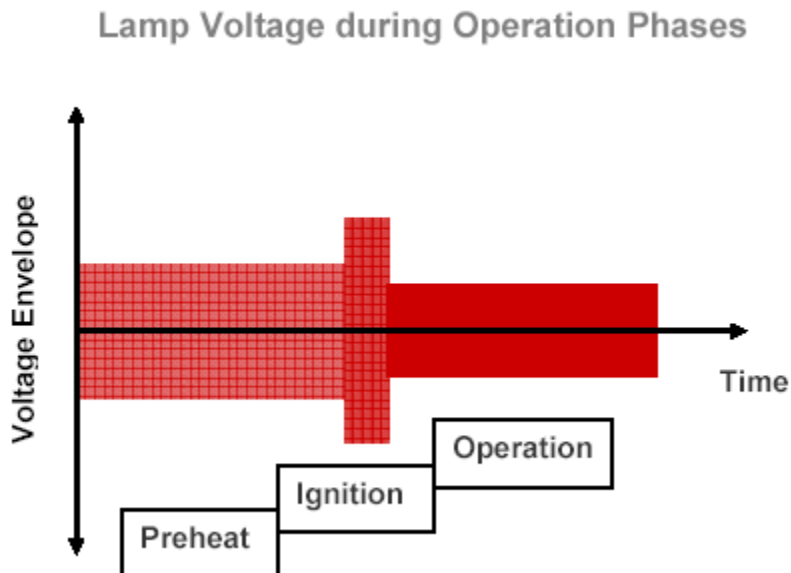


图3

灯管工作原理

为了点亮荧光灯管 (FL)，必须提供足够高的电压，以便在放电点火过程中产生所需数量的自由载流子。大多数情况下，最好能增加一个辅助性的预热阶段，以使灯丝充分加热，这将显著延长灯管在频繁开关时的使用寿命。

在放电点火后，FL的负U(I)曲线要求灯管供电电路以电流源方式工作。正常工作模式下，灯管的电压电流都应满足其额定电压电流及功率。

除这些有关灯管运行的纯物理性要求外，有必要针对放电灯管的各种运行状态及其使用寿命期的各个阶段设置足够的保护功能，以保证应用安全。供电单元也应对低于电磁兼容性标准(EMC)限定水平的外部信号和辐射信号具有抗扰能力。为满足这些要求，必须在高性能FL镇流器和相关控制集成电路 (IC) 中引入控制和保护功能。因此，电子镇流器电路图中一般包括如下典型功能模块：

电子镇流器——功能

Electronic Ballast - Functions

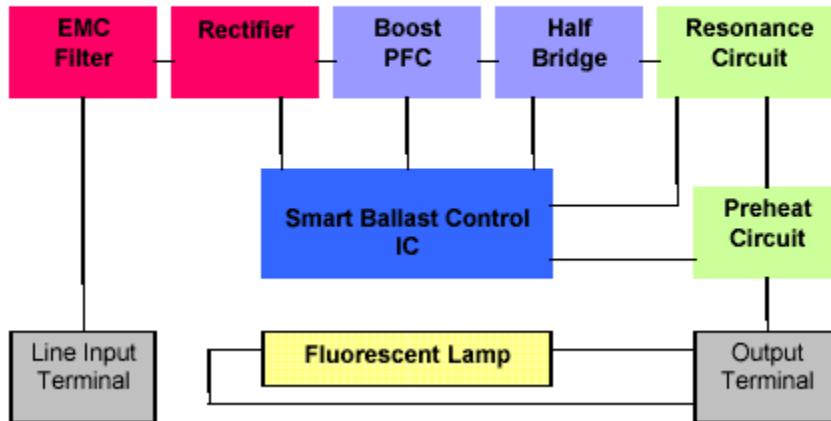


图4

灯管的运行状态

灯丝预热

对灯丝预热使其达到合适的温度指标 $T_e \geq 900\text{ K}$ ，可以显著延长荧光灯的使用寿命。这意味着经过预热的灯丝与冷却灯丝的阻抗之比应为：

$$\frac{R}{R_c} \cong 4$$

有不同的能量传递模式可以使灯丝预热。以下分别以使用恒流和恒压进行预热来举例说明。

恒流模式 $I_F = \text{常量}$

使恒定电流 I_F 通过冷却的灯丝，电阻 $R(0) = R_c$ 。在这种情况下，灯丝加热过程随时间的增加按照如下公式呈近似几何级数增长：

$$R_I(t) = R_c e^{\frac{\alpha R_c I_F^2 t}{c_v}}$$

其中 α 表示电阻的温度系数， c_v 表示灯丝的热容。可以看出，增加 α ， R_c 和 I_F 会使预热过程加速，而 c_v 的增加则导致灯丝热化过程的延长（图5）。

恒压模式 $U_F = \text{常量}$

在灯丝上施加恒定电压，灯丝的阻抗按照平方根律随时间增加：

$$R_U(t) = \sqrt{R_c^2 + 2 \frac{\alpha R_c}{c_V} U_F^2 \cdot t}$$

其中参数 α ， R_c 和 U_F 同样会使预热过程加速，而增加 c_V 也会导致灯丝预热过程的延长（图5）。

制造商提供的灯管使用手册会提供与充分预热有关的参数，其中最关键的数据是最小阴极预热能量：

$$E_{\min} = Q + P t_e$$

其中 Q 表示特定的热能， P 表示在将灯丝加热到指标温度过程中转换为灯丝热损耗的平均功率。使用手册也会列出为避免灯丝过热而不得超过的最大能量，应根据要求按指定的置换电阻来保证预热电流和时间 t_e 。

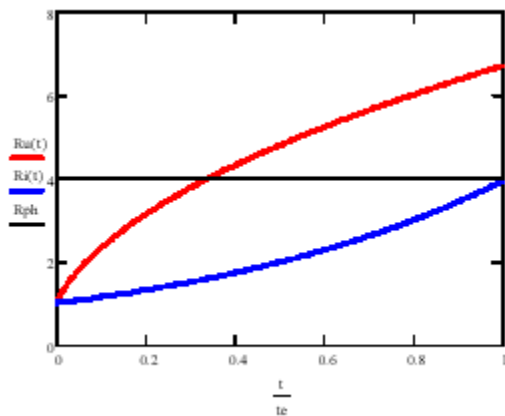


图5 使用恒压（ R_u ）和恒流模式（ R_i ）预热的灯丝阻抗比表明，使用恒压预热模式时，预热能较快地达到目标值 $R_{ph} = 4$

灯管电压的产生

灯丝预热后，灯管就可以放电点火。降低逆变器频率，电压升高，直到灯管突然被击穿，阻抗急剧下降，这时谐振电路将表现出很强的阻尼特性。

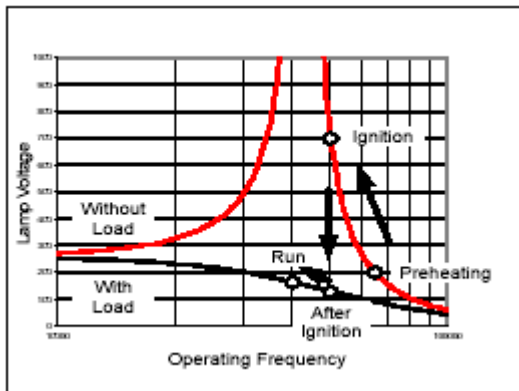


图6 不同谐振状态的灯管电压

由软启动至正常运行状态

在灯丝预热之前，需要经过一个软启动阶段。当灯管电压升高到足够水平时使灯管点火击穿，随后灯管中电流的产生（图7）表示自此进入了正常运行状态。图8和图9所示的运行时序图中，描述了恒流和恒压控制下的预热过程。

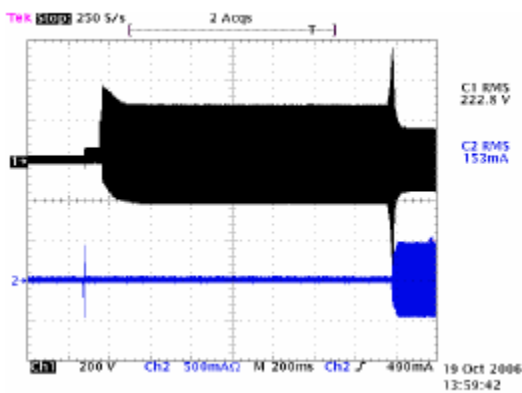


图7 FL T8 36W的软启动、预热、点火和正常运行

灯管电压（黑色，200 V / div.）

灯管电流（蓝色，500 mA / div.）

4 镇流器信号说明

预热

根据灯丝电压和电流斜率近似计算出的阻抗/时间曲线显示，采用恒流控制的预热表现出典型的几何级数特性（图8），而采用恒压控制的预热表现出平方根特征（图9）。在采用恒压控制预热的情况下，因受由变压器供电的预热电路的限制，灯丝的电流在灯丝阻抗较低的阶段受到限制。

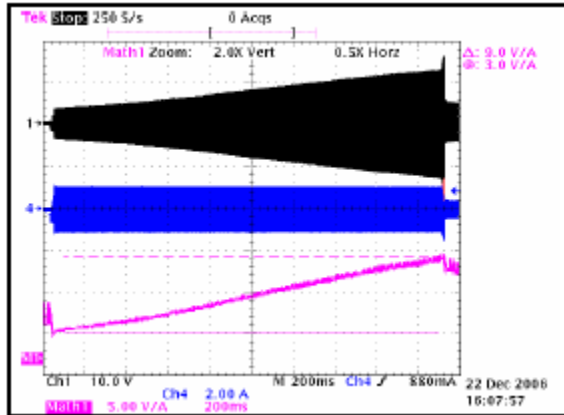


图8 36W灯管的恒流预热控制, $R_c = 3\Omega$

灯丝电压（黑色，10 V / div.）

灯丝电流（蓝色，2 A / div）

灯丝阻抗（粉色，5Ω/ div）

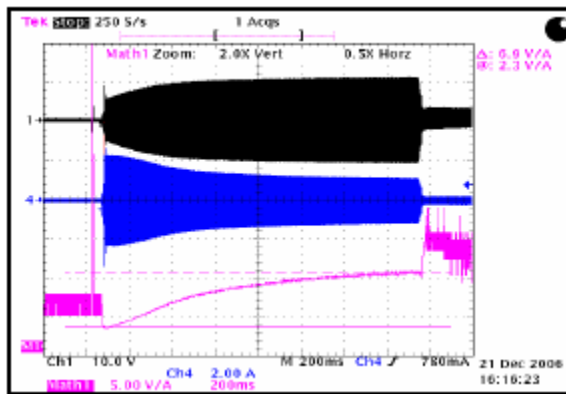


图9 T5 54W灯管的恒压预热控制, $R_c = 2.3\Omega$

灯丝电压（黑色，10 V / div.）

灯丝电流（蓝色，2 A / div）

灯丝阻抗（粉色，5Ω/ div）

点火控制

预热完成后，逆变器的工作频率一般在40毫秒内下降至运行频率（图10）。在逆变器工作频率转换期间，当该频率接近谐振频率时，灯丝两端的电压增加，谐振电路中的电压和电流也都上升，一旦半桥MOSFET的电流达到较低的电流阈值（0.8V），逆变器工作频率的下调过程即停止，如果必要，其频率还会上调8级，以限制电流及点火电压。调节逆变器工作频率以使得点火电压维持在最高点火电压水平范围内的过程应在235ms内完成，如果在此时间内点火没有完成，控制将被关断，系统状态被锁定为故障模式。软启动在650us内分15步进行，其中

$$\Delta f_{ss} = \frac{120\text{kHz} - f_{PH}}{15 \text{ Steps}}$$

点火阶段分127步进行，每步持续时间162 us，频率变化如下：

$$\Delta f_{ss} = \frac{f_{PH} - f_{RUN}}{127 \text{ Steps}}$$

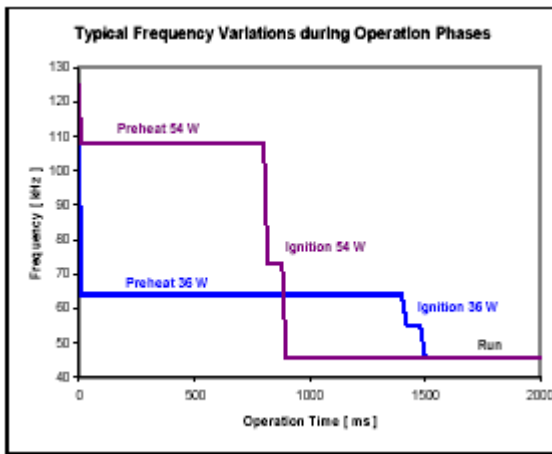


图10 逆变器频率在各主要工作阶段随时间变化的曲线

在灯管点火过程中，对半桥中的电流也应加以控制。从LSCS管脚检测到的相应的电压增加被用来控制灯管扼流线圈的饱和效应。

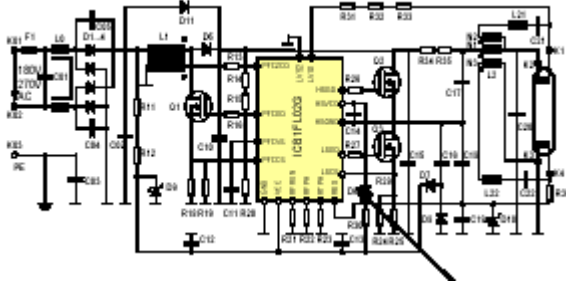


图11 LSCS管脚HB-电流的检测

图12显示了点火控制功能。从图13所示的RFPH-电压可以观察到，点火频率分8个频段逐段增加。因此，如果灯管扼流线圈的铁氧体材料开始饱和，控制电路可将点火电压保持在小范围内。

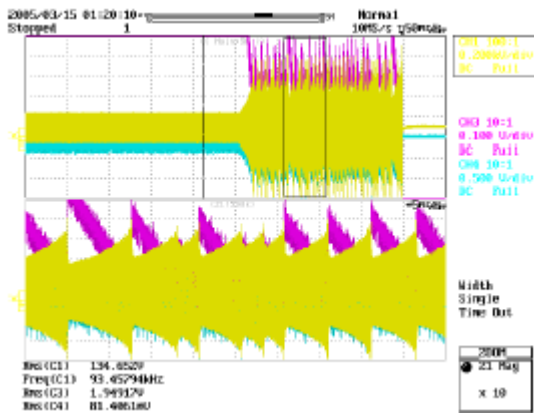


图12 ICB点火控制的效果

点火电压 (黄色, 500V / div.)

点火电压=489,5V_{RMS}

RFPH电压 (红色)

RFPH-Voltage-Offset调节= 1,32V

LSCS管脚电压 (蓝色)

R_{LSCS-PIN} = 0,56Ω

如图13所示即使因出现饱和效应而导致数值产生偏差，点火控制电路仍然能提供稳定的工作条件。温度和灯管扼流线圈的公差对镇流器功能造成的这些影响被巧妙地处理。

正常模式阶段控制

由于荧光灯具有负的I-U特性，因此需要采用电流源驱动荧光灯。这个电流源是由ICB1控制的谐振电路实现的。这个谐振电路提供高频的灯管电压和电流，在此时间尺度内，对应的I-U-特性是正向的。图14显示了ICB1处于运行模式时T8 36W灯管的正常工作情况。

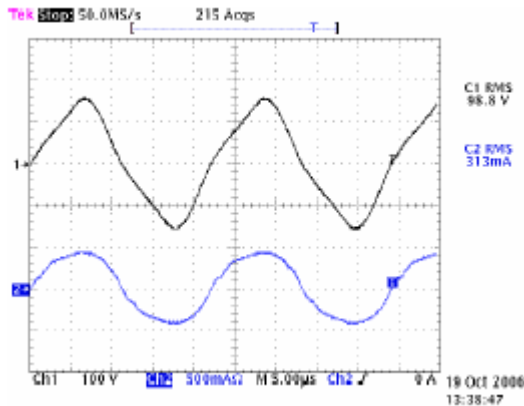


图14 灯管的高频运行

灯管电压 (黑色 , 200 V / div.)

灯管电流 (蓝色 , 500 mA / div.)

灯管各工作阶段的转换通过有序地改变半桥 (HB) 的工作频率来实现。所连接谐振电路的阻抗允许放电和灯丝的电压和电流出现一定范围内的漂移。

图10显示了T5 54W和T8 36W灯管镇流器的逆变器频率在单一阶段的时序以及他们的下降特性。最高频率出现在软启动阶段，随后则逐步下降至一个常数值，在此阶段进入前述灯丝预热过程。

灯丝热化完成后，逆变器频率在很短的时间内迅速下降，使荧光灯完成点火。成功完成放电点火后，逆变器的频率进一步下降至与灯管功率相匹配的运行频率。下列时序图描述了与不同工作阶段相对应的功能特性。

在准备软启动之前，系统需经过欠压闭锁 (UVLO) 和监测运行阶段 (图15)。接通镇流器供电电压后，VCC管脚电压上升至14V的导通阈值。在软启动阶段，半桥HB驱动器以125 kHz的频率开启，逆变器向负载电路供电，引起RES管脚的电压振荡和灯管扼流线圈的电流振荡 (图16)。

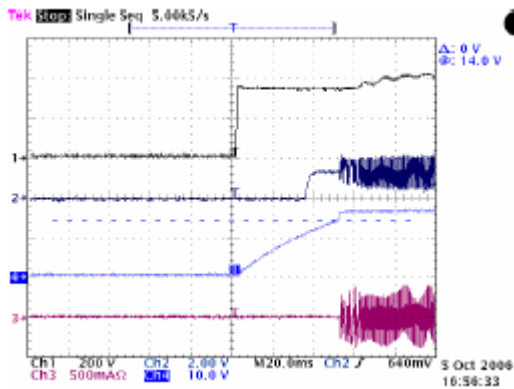


图15 UVLO，监测和向软启动跃迁

总线电压 (黑色, 200 V / div.)

VRES (深蓝色, 2 V / div.)

VCC (蓝色, 10 V / div.)

灯管扼流线圈电流(紫色, 500mA/div.)

监测和软启动

图16所示的高频振荡显示，VRES呈U形电压，灯管扼流线圈的电流为正弦曲线。软启动时开始的几个开关周期会出现硬开关特性，此时耦合电容和电荷泵电容的充电效应会造成很高的电流峰值（图17）。

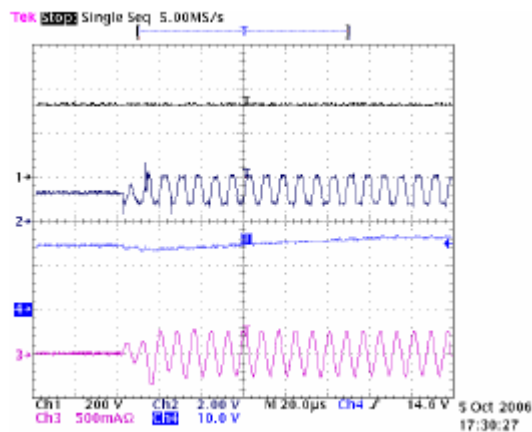


图16 监测和向软启动跃迁

总线电压 (黑色, 200 V / div.)

VRES (深蓝色, 2 V / div.)

VCC (蓝色, 10 V / div.)

灯管扼流线圈电流(粉红色,500mA/div.)

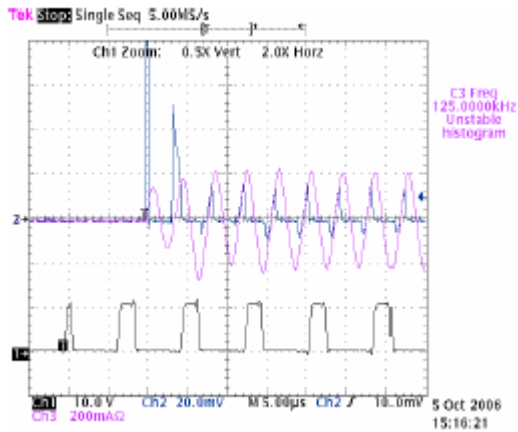


图17 软启动

Q3的漏极电流 (蓝色, 0,2A / div.)

灯管扼流线圈电流 (粉色, 0,2A / div.)

Q3的栅极电压 (黑色, 10 V / div.)

预热

从低边半桥MOSFET的漏极电流曲线 (图18) 可以看出, 在预热进入稳定状态后, 谐振电路以感性负载特性工作; MOSFET在开通时流过电感电流。相关预热时间和频率可分别通过RTPH和RFPH管脚的电阻设定。

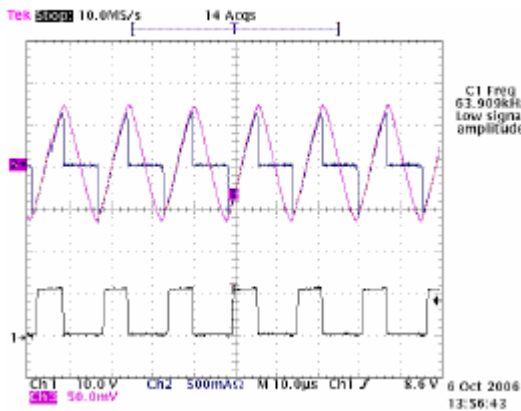


图18 预热

Q3的漏极电流 (蓝色, 0,5A / div.)

灯管扼流线圈电流 (粉色, 0,5A / div.)

Q3的栅电压 (黑色, 10 V / div.)

点火

在点火阶段，半桥的电流比前面各阶段都大（图19）。在灯管点火完成之前各阶段，均可观测到负载电路的高Q因数。

在高电压的作用下，灯管中生成自由载流子，并快速地降低灯管原本无穷大的阻抗，使得灯管电压迅速接近额定值，从而实现灯管点火放电。满足标准要求的负载阻抗使点火过程在很短时间内完成，而不会对灯管的电极造成任何损害。

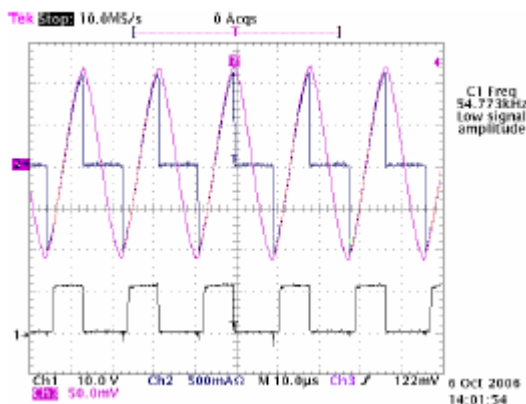


图19 灯管点火

Q3的漏极电流（蓝色，500 mA / div.）

灯管扼流线圈电流（粉色，500 mA / div.）

Q3的栅电压（黑色，10 V / div.）

在ICB1的点火工作模式，对总线电压、PFCCS管脚电压、LSCS脚和VCC管脚电压的检测功能被开启。如果逆变器达不到其指定运行频率，驱动器关断和掉电模式分别被启动运行。

预运行和正常运行模式

随着灯管点火过程的完成，灯管阻抗急剧下降。ICB1FL02G进入预运行模式，这时逆变器的频率已经达到指定运行频率值，但只有部分被选择的保护功能开启。

在正常运行模式，逆变器工作频率保持不变，在此工作频率下谐振电路提供预定的灯管电流和功率。为T5 54W灯管设计的镇流器电路演示板在工作频率 $f_{run} = 45 \text{ kHz}$ 时，带阻尼的谐振电路呈现感性负载特性（图20）。

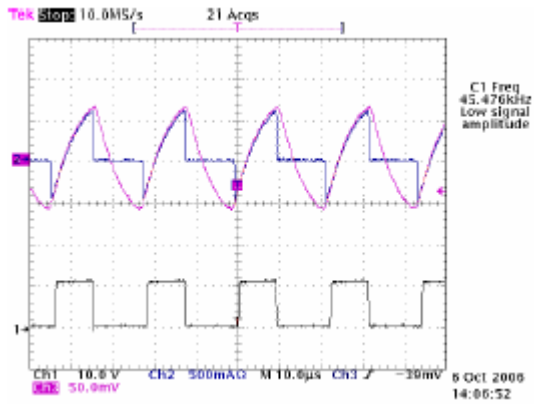


图20 运行—正常工作

Q3的漏极电流 (蓝色, 500 mA / div.)

灯管扼流线圈电流 (粉色, 500 mA / div.)

Q3的栅电压 (黑色, 10 V / div.)

在运行模式, 所有需要的保护功能均被开启。

保护功能

欠压闭锁 (UVLO)

总线电压由PFCVS管脚的电阻分压器决定，通过监测PFCVS电压可以检测到控制回路断开、欠压和过压等情况。从图21中可以看到，当镇流器工作在接近临界欠压线时，UVLO功能反复开启，与之相应的临界检测值1.83 V为参考电压2.5 V的73%。

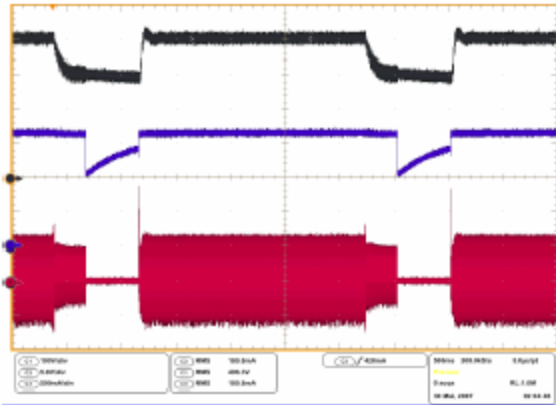


图21 UVLO在 U_{Line} 约为 $100V_{ac}$ 时重复开启

工作阶段：灯管在点火后总线电压下降，然后IC掉电， V_{cc} 重新上升，并启动IC。在预热模式，降低的 U_{Line} 足以再次使 U_{Bus} 上升。

总线电压（黑色， $100V / div$ ）

V_{cc} （蓝色， $5V / div$ ），（ $500ms / div$ ）

低边漏极电流（红色， $500mA / div$ ）

灯管寿命到期保护—EOL

正常运行模式下，EOL监测功能开启。灯丝的断裂或电极的老化会导致阴极很难发射电子并导致灯管电压升高，在此情况下电路的保护功能是必要的。这种老化有时在灯管的两个电极几乎对称地出现，有时则两个电极的老化程度存在显著差异。因此，EOL保护功能必须既能检测到灯管电压的对称增加，也可以监测不对称老化作用下的灯管两端电压信号比率。

灯管中电极周围区域（特别是直径较小的灯管）的功率密度很高，其发热也会影响灯管运行的安全性。另一种失效模式则发生在高功率脉冲造成的半桥MOSFET发热。这时通过检测流入LVS管脚的电流来间接检测灯管电压的正负峰值，以实现EOL事件的监控。图22显示了相关灯管电压水平。在运行模式下，通过LVS1和LVS2管脚可以检测到灯管电压缓慢和突然的上升。如果测量到流入LVS管脚的电流超过 $+215\mu A$ 或 $-215\mu A$ 中任一阈值，持续时间长于 $610\mu s$ ，该事件就被当作一种EOL1故障。

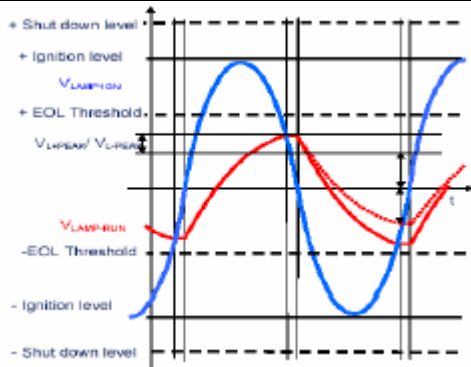


图22 以灯管电压水平检测EOL

灯管电压的正负幅值之间的比率超过图23所示的曲线，且维持时间长于500ms，这种现象被定义为EOL2故障。电压比率是靠检测电流来确定的。如果检测到使用寿命到期的条件，控制就被关闭，系统状态就被锁定为故障模式。如果EOL条件不再满足，并持续数个周期，相应计数器会减计故障事件的数量；如果故障事件再次出现，计数器则累加故障事件的数量。

根据EN 61347-2-3标准，三种测试（不对称脉冲测试、不对称功率消耗测试、灯丝断开测试）均可用作判定电子镇流器合格的依据，制造商可根据特定镇流器电路的设计决定采用哪种测试。无论采用哪种测试，镇流器均需通过测试，且制造商必须在镇流器的说明书中对此进行描述。

不对称功率消耗

对于负向整流器效应，采用不对称功率消耗进行EOL2测试的结果如下：

正向灯管电压 = 116V

负向灯管电压 = 158V

$I (LVS, pos) = 116V / R (LVS) = 76 \mu A$

幅值比率 $158V / 116V = 1,36 > 1,27$

R1上的不对称功率损失 P_{R1} 为4,8W。

实验所提供的幅值比率数据如图23所示。对应的时序图(图24)示出了灯管电压和在按EN 61347-2-3标准在电阻R1处测出的负向信号。

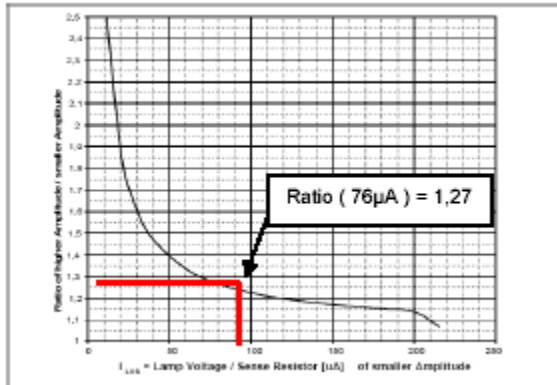


图23 负向整流器效应

相对低幅值信号的高低幅值比率

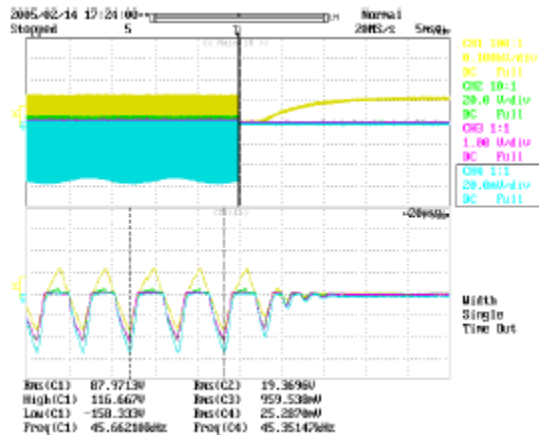


图24 负向整流器效应

灯管电压 (黄色, 100 V / div.)

R1上的电压 (紫红色, 20 V / div.)

流经R1的电流 (蓝色, 200 mA / div.)

对于正向整流器效应，采用不对称功率消耗进行EOL2测试的结果如下：

正向灯管电压 = 179V

负向灯管电压 = 133V

$I (LVS, neg) = 133V / R (LVS) = 87 \mu A$

幅值比率 $179V / 133V = 1,35 > 1,25$

不对称功率损失 $P_{R1} = 5,6W$

对应的幅值比率数据如图25所示。时序图 (图26) 则示出了灯管电压和按EN 61347-2-3标准在电阻 R1处测出的正向信号。无论是正向还是负向，如果 $t (EOL2) > 500 ms$ ，EOL2即被检测到。

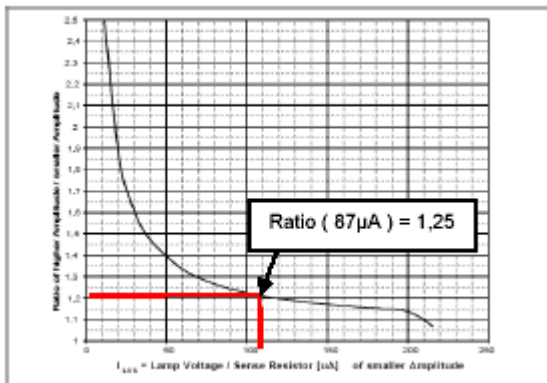


图25 正向整流器效应

相对低幅值信号的高低幅值比率

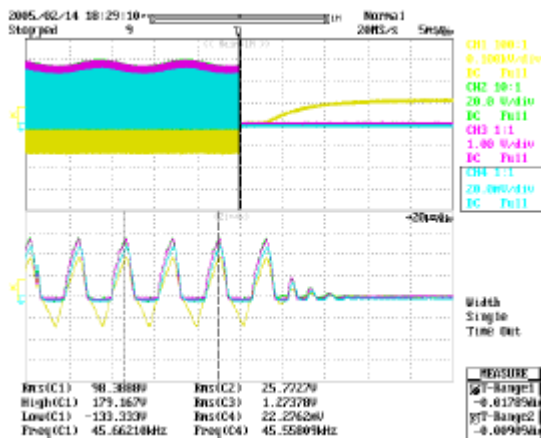


图26 正向整流器效应

灯管电压 (黄色, 100V / div.)

R1电压 (紫红色, 20V / div.)

R1电流 (蓝色, 200mA / div.)

荧光灯灯管损坏时的RES和RFPH管脚信号

下列波形 (图27) 以长时间刻度显示了当由于高阻抗灯管造成系统直接由软启动、预热、点火直接跃迁至掉电的过程时序, 其中管脚RES和RFPH的详细情况如图28—图30所示。从图中可以看出, 当试图启动损坏的灯管时, 镇流器不能达到正常的运行模式。在系统掉电关闭, 电流消耗低于 $170\mu\text{A}$ ($I_{\text{VCC}} < 170\mu\text{A}$) 时RES管脚上的三角形电压波形如图28所示, 这是为了防止将电压跃迁被误认为成灯管拆卸。

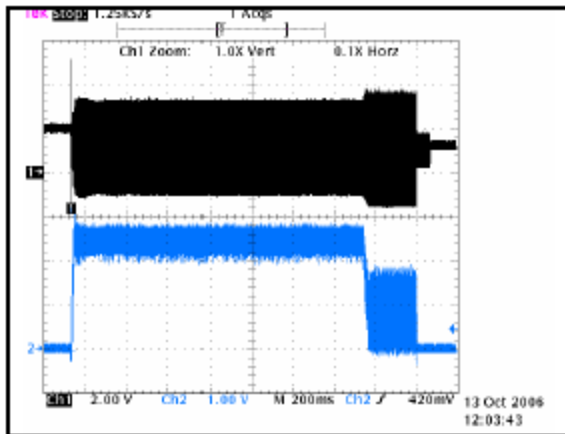


图27 自软启动至因灯管阻抗增加引起掉电的全程波形
管脚RES的电压 (黑色, 2 V / div.)
管脚RFPH的电压 (蓝色, 1 V / div.)

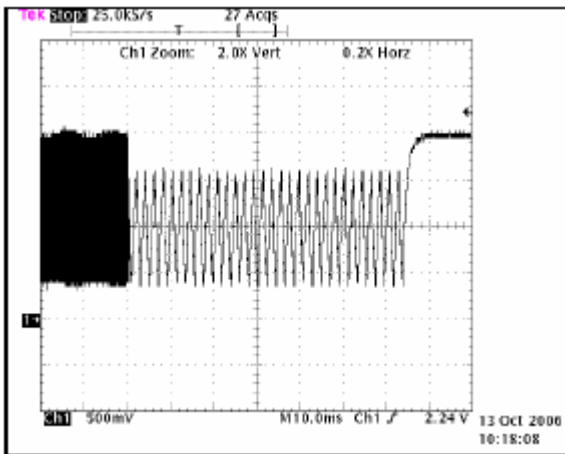


图28 转变到掉电模式
管脚RES上的电压信号自45kHz波形变为三角波的波形图 (0.5 V / div.)

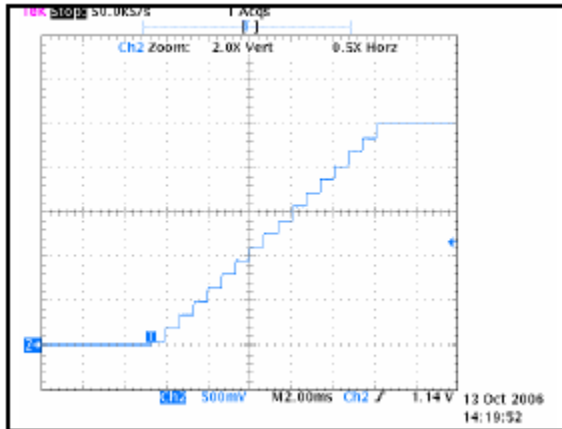


图29 系统从软启动过渡到预热阶段时由RFPH的电压变化反应出的工作频率降低过程细化图示
RFPH管脚电压 (蓝色, 0.5 V / div.)

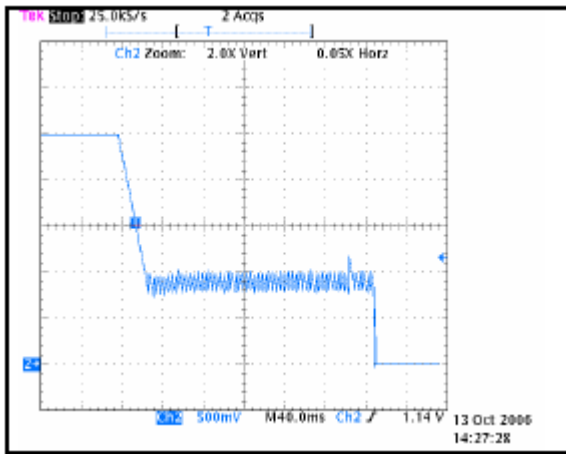


图30 系统进入掉电模式时RFPH脚的电压信号由直流到三角波再到零电压的细化图示
管脚RFPH电压 (蓝色, 0.5 V / div.)

容性负载的保护

a) 正常运行模式

在半桥正常运行时，从低边开关的漏极-源极电压和漏极电流的时序（图31）中可以观察到谐振电路工作在谐振曲线的感性阻抗特征一侧，从而使得半桥以感性或接近谐振开关操作。

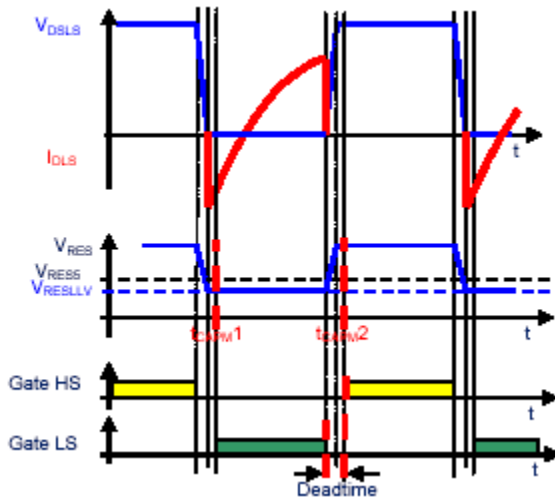


图31 灯管正常运行时的ZVS

开环谐振电路情况如发生灯管突然断裂时，谐振电容两端的电压和通过低边逆变器MOSFET所接的电流检测电阻均迅速升高。逆变器电流限制电路（1.6V阈值或EOL1检测）检测到该事件后，系统将被关闭。该状态被锁定为故障模式。还有另外一种情况是，逆变器的运行会偏离零电压开关（ZVS）并转入容性阻抗运行模式或低于谐振频率下的工作状态。芯片IC中采用了两个不同的判定方法来检测容性阻抗工作模式。

b) 容性负载1 (CapLoad1)

第一种判断依据是检测相对于ZVS（容性负载1，图32）的轻微偏差，如果这种状态持续时间超过500ms，则系统判定为故障模式。检测容性负载1时，也使用了与判断使用寿命到期时同样的计数器机制。

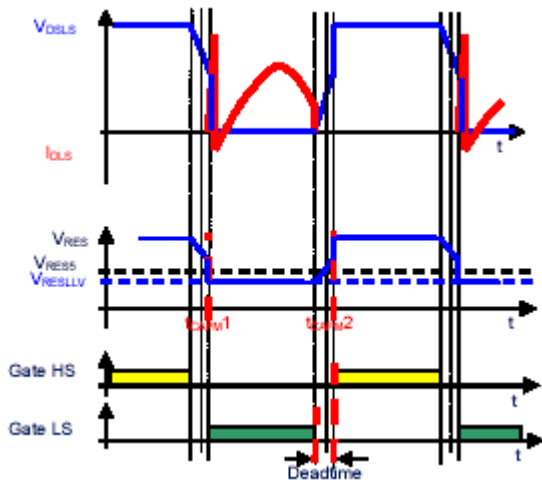


图32 容性负载1状态下的电流毛刺

c) 容性负载2

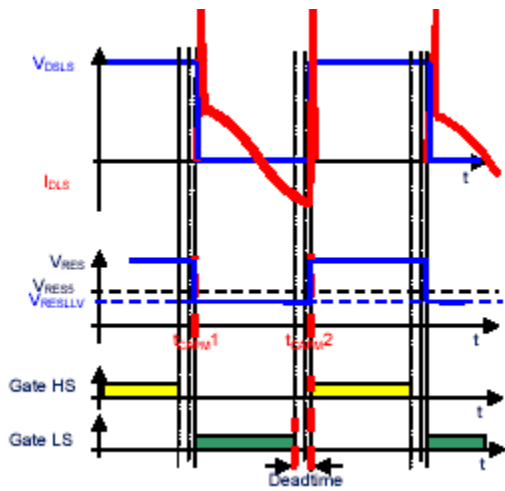


图33 容性负载2状态下的电流毛刺

容性负载的检测

系统通过对管脚RES的监控来实现容性负载检测。如果当低边场效应管导通时，其漏极电压已经为零，如（图34）所示，则不会出现容性转换。这种检测方法可以涵盖两种失效模式：对ZVS的轻微偏离（容性负载1）或者在谐振频率以下运行这一更严重的情况（容性负载2）。

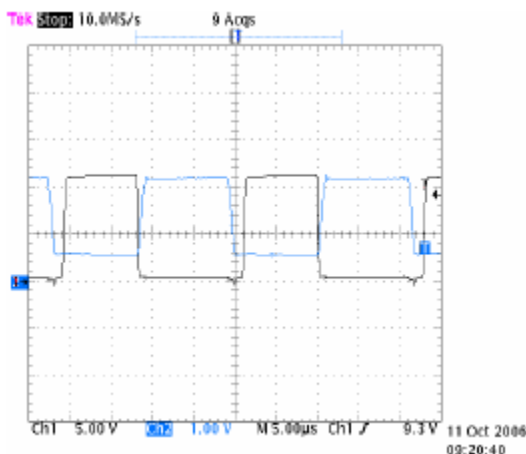


图34 正常运行模式—无掉电

管脚RES的电压下降后，低边MOSFET的栅电压才上升

栅电压（黑色，5 V / div.）

管脚RES的电压（蓝色，1 V / div.）

在第一种情况下，如果容性负载1运行时间超过500ms，就转入故障模式。在第二种即容性负载2情况下，一旦该状态持续时间达到更短的时间段610 μ s，逆变器就被关断，IC转入故障模式。如果灯管电压上升导致谐振频率漂移到一个较高的水平，容性模式可能出现。

故障条件的判别由一个可以累加和减少的计数器完成。在第二种即容性负载2情况下，如果这一状态持续时间超过610 μ s，逆变器就被关断，IC转入故障模式。故障条件判别的计数器的计数周期为每40 μ s采样一次。容性负载1是在低边场效应管的栅极导通时被检测。如果此时管脚RES的电平高过 V_{RESLLV} 0.24V（ V_{REScap} 的典型值），就认为容性负载1出现了。

容性负载2是在高边场效应管的栅极导通时被检测的。如果此时管脚RES电平低于 V_{RESLLV} 电平的电压值低过 V_{REScap} 的阈值（典型值为0.24V），则认为容性负载2出现的条件成立（图35）。参考电平 V_{RESLLV} 是一个浮动电平，低边MOSFET每导通一次，该电平就更新一次。负载电路的剧烈变化如灯管的突然断开，会引起低边MOSFET的电流突增。逆变器电流限制电路（阈值1.6V或EOL1）检测到该事件后，控制被关断，状态被锁定为故障模式。

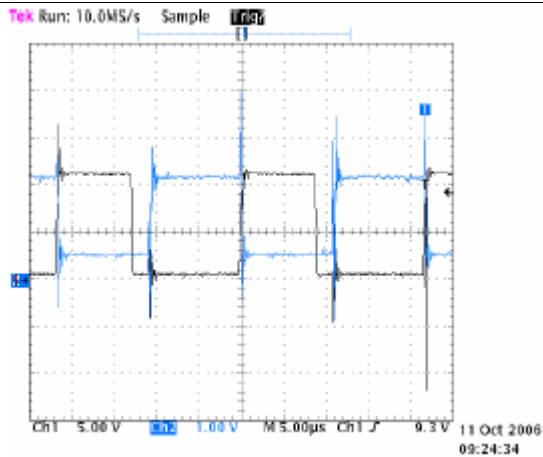


图35 容性负载/容性负载2

在RES管脚电压仍处于高电平状态时，低边场效应管MOSFET的栅极电压升高
栅极电压 (黑色，5 V / div.)

RES管脚电压 (蓝色，1 V / div.)

启动时的灯丝检测

在灯管拆卸后，由RES管脚流出、经电阻和灯丝流入地的源电流将检测荧光灯的低边灯丝是否存在以决定是否进行重新启动。在灯丝连接良好的灯管的典型启动期间，只要 $V_{CC} > 10,5V$ 且 $V_{RES} < 1,6V$ ，电流源($20\mu A$)就一直开启。当检测到 $V_{RES} > 1,6V$ ，就认为低边灯丝断开，这时IC的启动被阻止。在 V_{CC} 达到启动阈值之前，如果没有漏电流 $I_{LVS\ sink}$ ($15\mu A$)流入两个LVS管脚，则认为检测到高边灯丝断开。

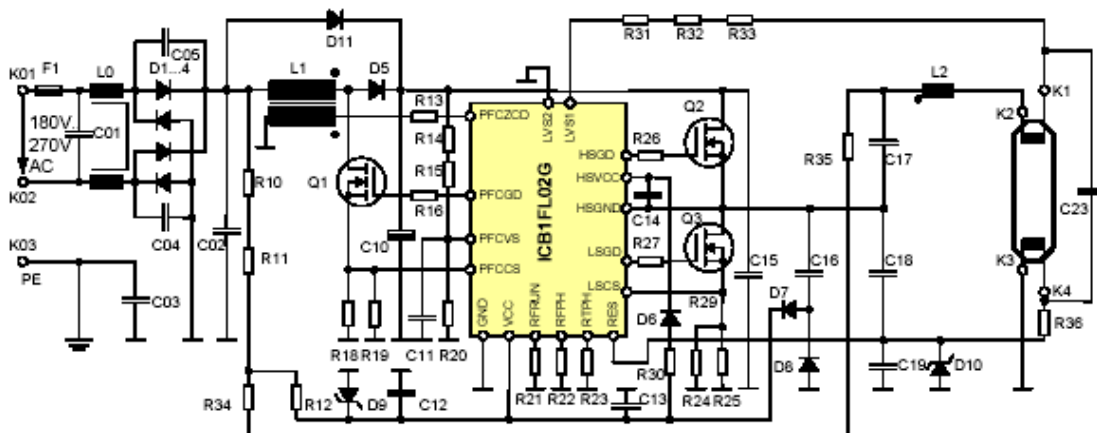


图36 具备灯丝检测的镇流器

T5和CFL灯管需要相当高的且较恒定的电压进行点火，温度对所需电压的影响比较小，而T8灯管的点火电平则会随温度显著变化。由于灯管电压随谐振电容的直流DC电平而变化，为了避免在预热阶段过早地点火，一个不错的选择是降低上述电平，这可以通过将R34和R35电阻的阻值提高到10M来实现。但R34和R35的阻值的提高会延长常量电平维持的时间。如果以较低的输入电压向R34和R35单独供电而不是由总线电源电压供电，则R34和R35的阻值可以稳定在1M范围内。考虑到总线电压在启动期间会由峰值输入电压逐步稳定到400V左右，而整流后的输入电压保持在平均交流AC有效电压水平，因此可以使用这个电压来检测高边灯丝（图36）。

在运行模式下拆卸灯管

在运行模式下拆卸灯管会显著改变负载条件，通常会引起向容性负载运行方式的跃迁（图37和图38），输出电容上的电压会大幅上升。当该状态的持续时间超过 $610\mu\text{s}$ ，逆变器被关断，IC转入故障模式。在特定情况下，Vcc供电电压会受到RES管脚影响，这种情况可以通过在RES管脚和电容C19之间串接一个电阻，比如阻值为 330Ω 的电阻，来防止。

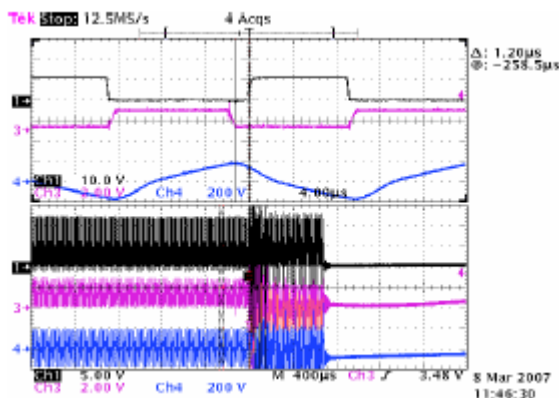


图37 灯管被拆卸前的正常模式

栅极电压（黑色， 5V/div. ）

RES管脚电压 (紫红色 , 2 V / div.)

灯管电压 (蓝色 , 200 V / div.)

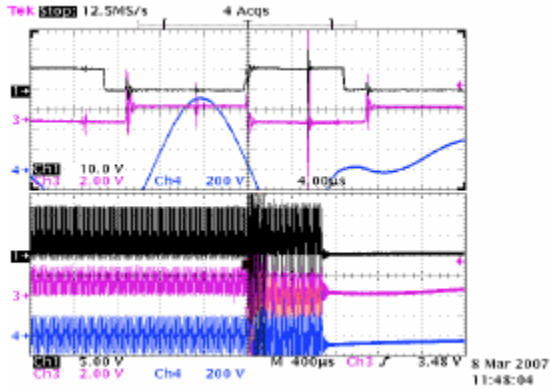


图38 灯管被拆卸后的容性模式2

栅极电压 (黑色 , 5 V / div.)

RES管脚电压 (紫红色 , 2 V / div.)

灯管电压 (蓝色 , 200 V / div.)

功率因数校正 (PFC)

工作原理

抑制线性电流谐波的标准 (EN61000-3-2, IEC61000-3-2) , 对单次电流谐波的产生提出了特定的限制要求。使镇流器工作在一个近似阻性负载的状态, 有利于实现较高的功率因数、较低的谐波和最小的总谐波失真 (THD) 。为此, 需为对作为功率因数校正电路的升压转换器中的场效应管的开关要提供适当的驱动控制。该驱动控制基于对PFCVS (总线电压感应) 管脚、PFCZCD (零电流检测) 管脚和PFCCS (过流检测的电流感应) 管脚的信号的检测和处理来实现对开关频率和导通时间的控制。功率因数校正电路以固定频率开始工作PFC并在检测到充分的ZCD信号后转入临界导通模式运行。

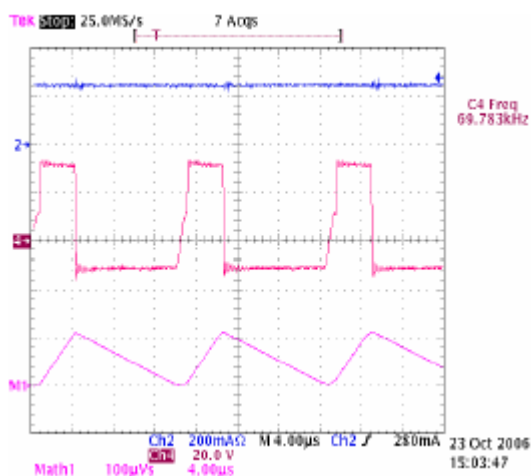


图39 在 $U_{line} = 230V$ 且 $I_{line}(t) = I_{max}$ 时PFCZCD管脚的电压信号

参考线电流 (蓝色, 200 mA / div)

$U (\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ (红色, 20 V / div)

$U (\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ 的积分(粉色, 100 μVs / div.)

控制取决于总线电压和线电压的有效值和相位。在 $U_{line} = 230 V$ 且 $I_{line} = I_{max}$ 时, PFCCS管脚的负向电压的时序图如图39所示。 $U(\text{pin PFCZCD})(-1)$ 的正向电压对应于升压晶体管的导通时间。

电感电流的上升对应于电感中能量增加的阶段。在升压晶体管的关断阶段, 升压二极管导通, 并流过电感的放电电流。PFCZCD管脚的电压积分曲线的下降沿与二极管电流吻合。按照所选定的缩放比例, 感应电压的幅值与二极管电流的曲线相同。显然, 只有积分常数才能使两条曲线不一致。

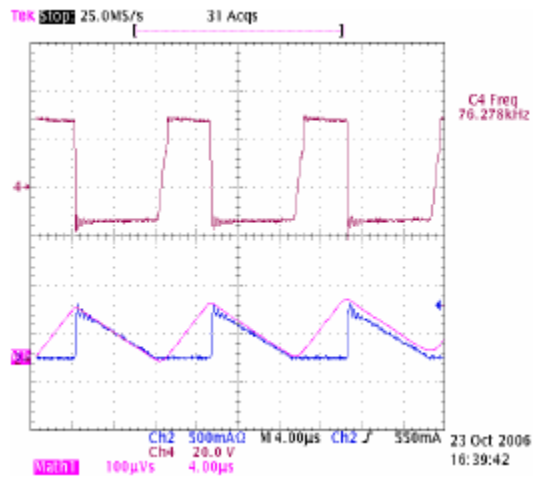


图40 PFCZCD管脚在 $U_{line} = 230\text{ V}$ 且 $I_{line}(t) = I_{max}$ 时的电压信号

PFCZCD管脚的电压 (红色 , $20\text{ V} / \text{div.}$)

升压二极管电流 (蓝色 , $500\text{ mA} / \text{div.}$)

PFCZCD管脚的电压的积分(粉色, $100\text{ }\mu\text{Vs} / \text{div.}$)

PFC—线电压依存度

在 $U_{line,peak} = U_{Bus} / 2$ 时，升压晶体管的导通时间和关断时间相等，即 $T_{on} = T_{off}$ 。当有效线电压由 $U_{line} = 230\text{ V}$ 降低至 $U_{line} = 130\text{ V}$ 时，PFC由线电压峰值段测量到的工作频率由约70 kHz降低至约35 kHz。占空比由 $D = 0.3$ 增加到 $D = 0.85$ ，线电流增加，因而功率可以近似保持恒定。

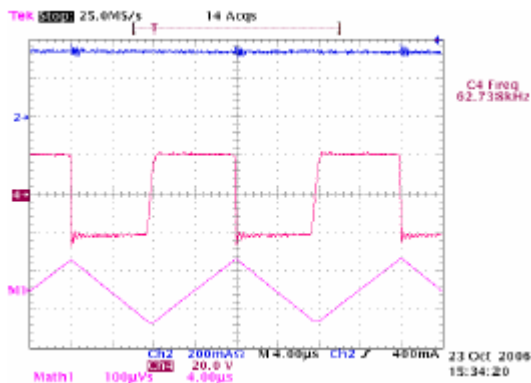


图41 PFCZCD管脚在 $U_{line,max} \sim U_{Bus} / 2$ 且 $I_{line}(t) = I_{line,max}$ 时的电压信号
线电流 (蓝色, 200 mA / div.)

$U(\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ (红色, 20 V / div.)

$U(\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ 的积分(粉色, 100 μVs / div.)

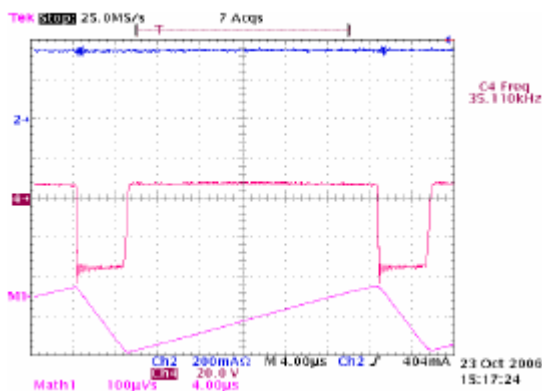


图42 PFCZCD管脚在 $U_{line} = 130\text{V}$ 且 $I_{line}(t) = I_{line,max}$ 时的电压信号
参照线电流 (蓝色, 200 mA / div.)

$U(\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ (红色, 20 V / div.)

$U(\text{Pin PFCZCD}) * (-1)$ 的积分(粉色, 100 μVs / div.)

PFC—保护

过压保护阈值设定为总线额定电压的109%，一旦达到该阈值且总线电压再次达到总线额定电压的105%，PFC的栅极驱动就被关断。芯片中还集成有对电压控制环路的补偿电路。总线电压 (PFCVS)

的内部参考电平被准确地设置为2.5V。

在 $23\mu\text{s} > \text{导通时间} > 2,3\mu\text{s}$ 范围内，PFC控制电路在临界导通模式下工作。在负载较轻时，控制电路以非连续工作模式（DCM）工作，导通时间降低至 $0,5\mu\text{s}$ ，关断时间相应增加。通过这种控制方式，PFC的预转换器可以保证PFC在负载为100%至0.1%的区间内均能稳定工作。

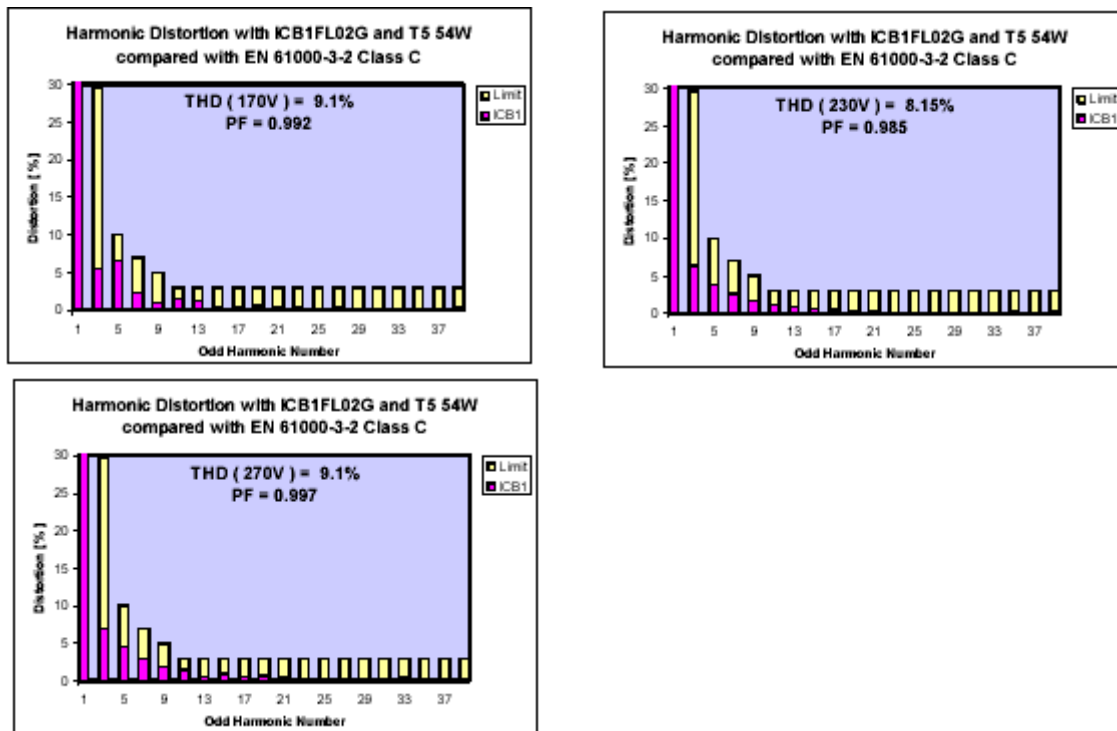
PFCVS管脚处的过压、欠压和开环检测由模拟比较器完成。总线电压回路控制由一个8位sigma-delta模数转换器进行，其采样频率为 $400\mu\text{s}$ ，采样精度为 4mV/bit ，以实现在参考电平2.50V上下 0.5V 范围内的精确测量。数字误差信号经过一个陷波滤波器进行滤波，以抑制频率为主回路频率两倍的交流AC电压纹波。同时，带PI特性的误差信号放大器使PFC预转换器稳定工作。在点火和预运行模式下，陷波滤波器被旁通，以提高控制路的反应能力。

零电流检测通过独立的PFCZCD管脚进行监测。连续导电模式（CritCM）和断续导电模式（DCM）均需要确认退磁期间的电流降为零。输入端装备了针对典型值为 500ns 的消隐电路以及介于 0.5V 和 1.5V 之间的滞环。在初级感应线圈与次级ZCD线圈之间耦合不好的情况下，就可能需要在ZCD管脚加一个电容再次过滤，以避免在PFC MOSFET开关期间因长时间震荡而引起的误操作。

二极管D11（图36）具有增强电路鲁棒性的功能，以对抗涌流信号的冲击。

PFC--输入电压依存度 (T5 54W)

本节以T5 54W荧光灯镇流器电路为例分析线电流谐波。对于额定的输入线电压及介于170V至270V的极端电压，总谐波失真 (THD) < 9.2 %，功率因数 (PF) > 0.975。

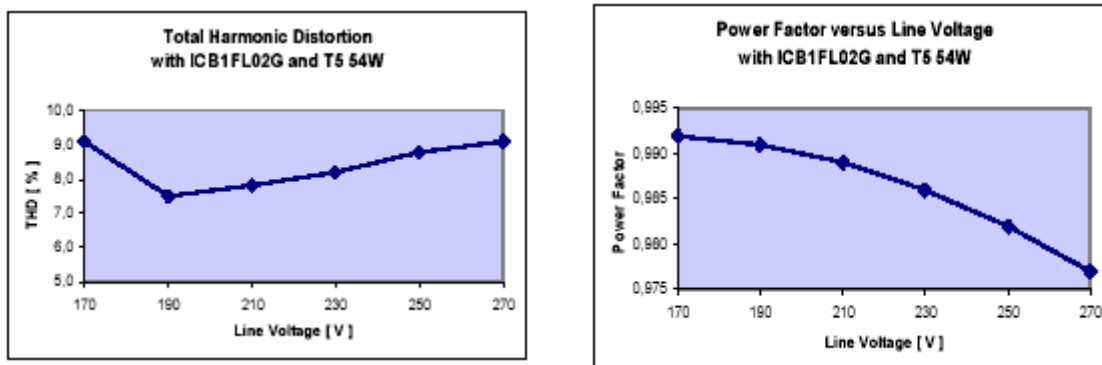


Harmonic Distortion with ICB1FL02G and T5 54W compared with EN 61000-3-2 Class C :

用ICB1FL02G设计的T5 54W荧光灯镇流器的谐波失真与EN 61000-3-2 Class C标准要求的对比

图 43 – 45 与EN 61000-3-2标准要求相比，ICB1在输入电压上升时的谐波失真

THD及功率因数与线电压之间的关联较小。对单次谐波失真的分析表明，在所显示的线电压的范围内，单次谐波分量值与EN 61000-3-2 Class C标准规定的极限值之间存在足够的裕量。采用前后一致的EMI-Filter设计和合理布线，就可以使PFC达到这些性能。



Total Harmonic Distortion with ICB1FL02G and T5 54W : 用ICB1FL02G设计的T5 54W荧光灯镇流器的总谐波失真

Line Voltage [V] : 线电压 [V]

Power Factor versus Line Voltage with ICB1FL02G and T5 54W : 用ICB1FL02G设计的T5 54W荧光灯镇流器的功率因数和线电压的关系

Power Factor : 功率因数

图46-47 ICB1- PFC应用于T5 FL镇流器时THD和功率因数的线电压依存度

PFC-不同EMC滤波器的负载特性

针对可变输入功率及增强的滤波器拓扑结构，本节对采用ICB1FL02G控制的PFC的线电流谐波进行分析。使用一个在L1和D1...D4整流器之间不加入电容的EMC滤波器（如图36示），在输入功率下降时可以观察到明显的THD上升。在L1和整流器之间放置辅助电容C2 = 220 nF，并在整流器后接入电容值为10nF的C3（图48），在中等电压和高电压输入时，这个EMC滤波器电路在低输入功率时THD仅略微上升。可以看出，滤波器的设计可以极大地改变功率品质。

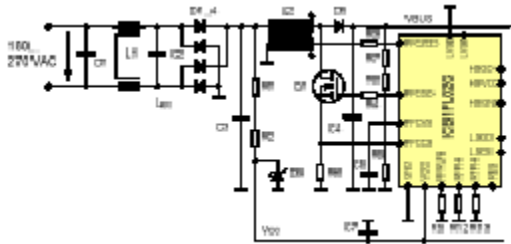


图48 在L1和整流器之间接有辅助电容的增强型滤波器拓扑结构

C1, C2, C3的容值可变或固定
C4 = 10μF/450V, L1 = 2×68mH

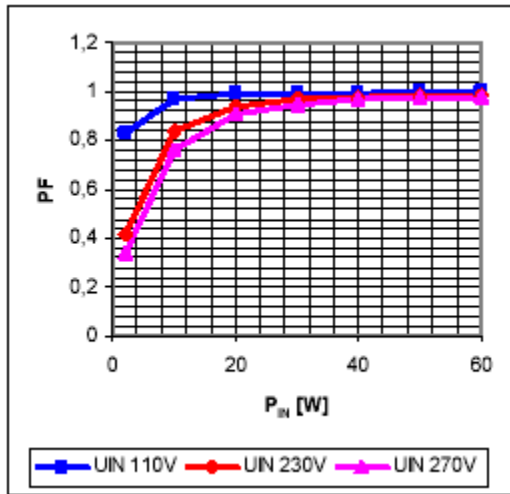


图49 C1 = C3 = 220 nF且C2 = 0 nF时不同线电压对应的功率因数

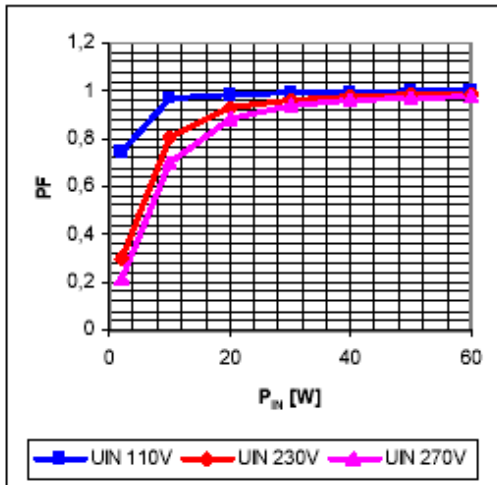


图50 C1 = C2 = 220 nF且C3 = 0 nF时不同线电压对应的功率因数

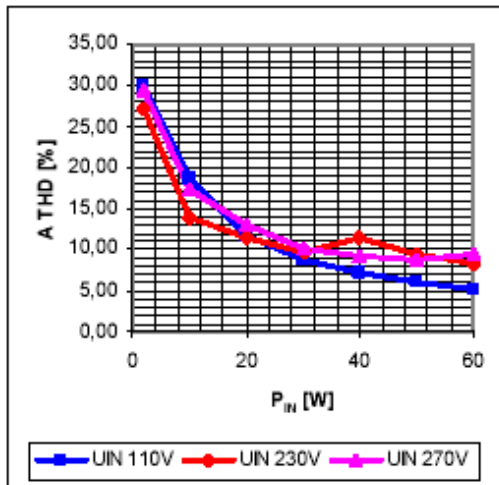


图51 C1 = C3 = 220 nF且C2 = 0 nF时不同线电压对应的THD

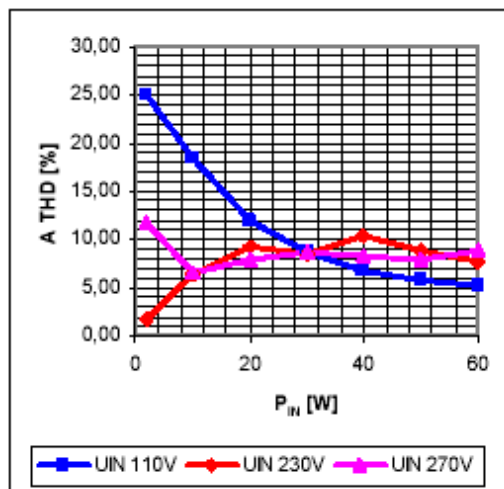


图52 C1 = C2 = 220 nF且C3 = 0 nF时不同线电压对应的THD

5 应用举例

采用恒流模式预热，控制单荧光灯灯管的镇流器应用

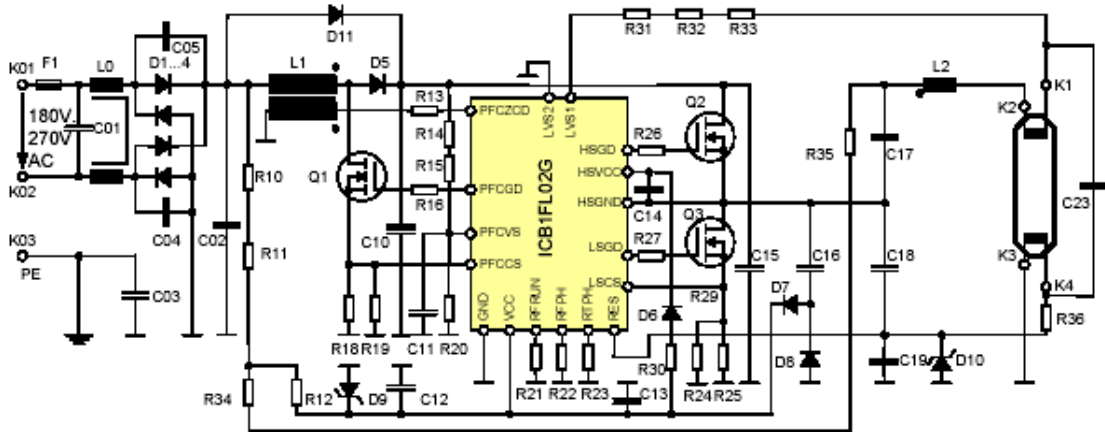


图53 ICB1FL02G在采用恒流模式预热且控制单荧光灯灯管的镇流器中的应用

在采用恒压模式预热，控制单荧光灯灯管的镇流器应用

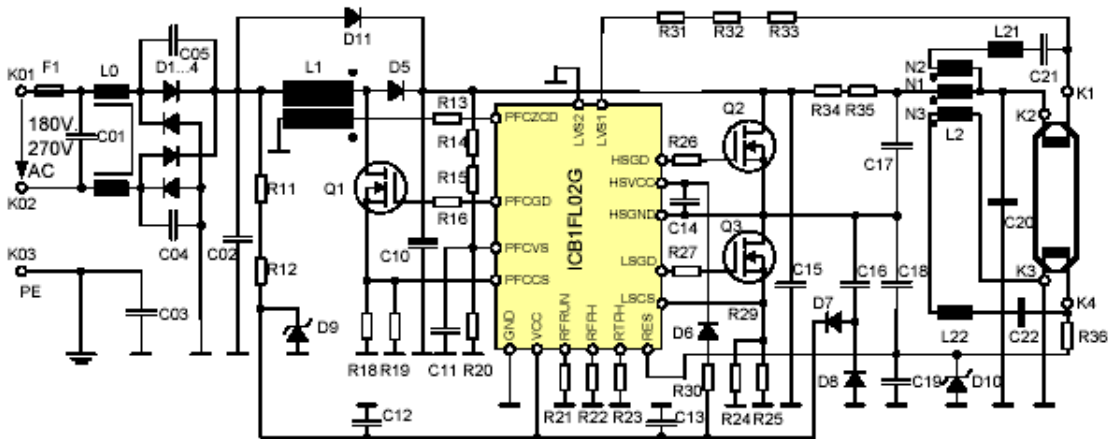


图54 ICB1FL02G在采用恒压模式预热且控制单荧光灯灯管的镇流器中的应用

图53所示的采用恒流模式预热的单灯管镇流器的材料表

| 36W T8, single lamp, current mode preheat | | | | | | ICB1FL02G | |
|---|-----------------------------------|-----------|-------------------|------------|---------------------------------------|--------------------------|---------|
| | Input Voltage 180VAC...270V AC | | | | | | |
| | | | | Package | | | Package |
| F1 | Fuse 1A slow | Wickmann | type 360 | | | | |
| K1 | Filament1, side A | | | | R10 | 390kΩ | .1206 |
| K2 | Filament1, side B | WAGO | B-Nr: 250-403 | | R11 | 330kΩ | .1206 |
| K3 | not connected | | | | R12 | 330kΩ | .1206 |
| K4 | not connected | | | | R13 | 33kΩ | .1206 |
| K5 | Filament2, side 1 | WAGO | B-Nr: 250-403 | | R14 | 820kΩ | .1206 |
| K6 | Filament2, side 2 | | | | R15 | 820kΩ | .1206 |
| K11 | AC Input | | | | R16 | 22Ω | .0805 |
| K12 | AC Input | WAGO | B-Nr: 250-403 | | | | |
| K13 | PE | | | | R18 | 4,7Ω | .1206 |
| IC1 | ICB1FL02G | Infineon | Q67045-A5088 | SO-20 | R19 | 2,2Ω | .1206 |
| Q1 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-84421 | D-Pack | R20 | 10kΩ | .0805 |
| Q2 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-84422 | D-Pack | R21 | 11,0kΩ (45,4kHz) | .0805 |
| Q3 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-84423 | D-Pack | R22 | 27kΩ (64kHz) | .0805 |
| D1...D4 | 81M | Fairchild | (1000V/1A/2us) | DO-214AC | R23 | 12kΩ (1400ms) | .0805 |
| D5 | MUR8160T3 | ON Semi | (600V/1A/75ns) | SMB | R24 | 1Ω | .1206 |
| D6 | BYG26J | Philips | (600V/1A/30ns) | SOD124 | R25 | 1Ω | .1206 |
| D7 | BYG22D | Philips | (200V/1A/25ns) | DO214 | R26 | 22Ω | .0805 |
| D8 | BYG22D | Philips | (200V/1A/25ns) | DO215 | R27 | 22Ω | .0805 |
| D9 | BZX284C16 | Philips | | SOD110 | | | |
| D10 | BZX284C4V7 | Philips | | SOD110 | | | |
| D11 | 81M | Fairchild | (1000V/1A/2us) | DO-214AC | R30 | 10Ω | .1206 |
| L101 | 2x68mH/0,65A | Epcos | B82732F2651A001 | | R31 | 330kΩ | .1206 |
| L1 | 2,2mH | Epcos | 152turns/15turns | EFD25/13/9 | R32 | 330kΩ | .1206 |
| | total gap= 1,1mm | 2 pcs | B66421-U160-K187 | | R33 | 390kΩ | .1206 |
| L2 | 2,05mH | Epcos | 182turns | EFD25/13/9 | R34 | 470kΩ | .1206 |
| | total gap= 2mm | 2 pcs | B66421 | | R35 | 470kΩ | .1206 |
| L21 | not assembled | | | | R36 | 56kΩ | .1206 |
| L22 | not assembled | | | | | | |
| | | | | | | LV82 →GND | |
| C01 | 220nF/X2/305V | Epcos | B32922-C3224-M | RM15 | | | |
| C02 | 220nF/X2/305V | Epcos | B32922-C3224-M | RM15 | | R31, R32, R33: | |
| C03 | 2,2nF/Y2 | Epcos | B81122-C1222-M000 | RM10 | 145V/peak x 1,5/215μA= 1016kOhm | | |
| C04 | not assembled | | | | | 330k-330k-390k= 1050k | |
| C05 | not assembled | | | | | | |
| C10 | 10μF/450V | Epcos | B43888-A5106-M000 | single end | | | |
| C11 | 2,2nF/50V/X7R | AVX | | | | .0805 | |
| C12 | 3,3nF/50V/COG | AVX | | | | .1206 | |
| C13 | 1μF/63V/MKT | Epcos | B32529-C5105M000 | RM5 | | | |
| C14 | 100nF/50V/X7R | AVX | | | | .0805 | |
| C15 | 22nF/630V/MKT | Epcos | B32621-A6223K000 | RM10 | | | |
| C16 | 1nF/1kV/Ceramic | | | | | RM7,5 | |
| C17 | 150nF/630V | Epcos | B32612A6154K008 | RM15 | | | |
| C18 | 82pF; /1kV | | | | | RM7,5 | |
| C19 | 22nF | AVX | 63V/X7R | | | .0805 | |
| C23 | 6,8nF/1600V/MKP | Epcos | B32612-J1682J008 | RM15 | | | |
| C21 | not assembled | | | | | | |
| C22 | not assembled | | | | | | |
| C100 | 33pF | AVX | 50V/COG | | | .0805 | |
| Stwuk: | 09.08.2008 | | | | | | |

图54所示的恒压模式预热的单灯管镇流器的材料表

| 54W T5, single lamp, voltage mode preheat | | | | | ICB1FL02G | | |
|---|-----------------------------------|-------------|-----------------|------------|--------------------------------------|--------------------------|---------|
| | Input Voltage 180VAC...270V AC | | | | | | |
| | | | | Package | | | Package |
| F1 | Fuse 1A slow | Wickmann | type 360 | | | | |
| K1 | Filament1, side A | | | | R10 | 390kΩ | .1206 |
| K2 | Filament1, side B | WAGO | B-Nr: 250-403 | | R11 | 330kΩ | .1206 |
| K3 | not connected | | | | R12 | 330kΩ | .1206 |
| K4 | not connected | | | | R13 | 33kΩ | .1206 |
| K5 | Filament2, side 1 | WAGO | B-Nr: 250-403 | | R14 | 820kΩ | .1206 |
| K6 | Filament2, side 2 | | | | R15 | 820kΩ | .1206 |
| K11 | AC Input | | | | R16 | 22Ω | .0805 |
| K12 | AC Input | WAGO | B-Nr: 250-403 | | | | |
| K13 | PE | | | | R18 | 2.2Ω | .1206 |
| IC1 | ICB1FL02G | Infineon | Q67045-A5088 | 8O-20 | R19 | 2.2Ω | .1206 |
| Q1 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-94421 | D-Pack | R20 | 10kΩ | .0805 |
| Q2 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-94422 | D-Pack | R21 | 11.0kΩ (45.5kHz) | .0805 |
| Q3 | SPD03N60C3 | Infineon | Q67040-94423 | D-Pack | R22 | 8.2kΩ (106.4kHz) | .0805 |
| D1...D4 | 81M | Fairchild | (1000V/1A/2µs) | DO-214AC | R23 | 8.2kΩ (1025ms) | .0805 |
| D5 | MUR8160T3 | ON Semi | (600V/1A/75ns) | SMB | R24 | 0.82Ω | .1206 |
| D6 | BYG26 | Philips | (600V/1A/30ns) | SOD124 | R25 | 0.82Ω | .1206 |
| D7 | BYG220 | Philips | (200V/1A/25ns) | DO214 | R26 | 22Ω | .0805 |
| D8 | BYG220 | Philips | (200V/1A/25ns) | DO215 | R27 | 22Ω | .0805 |
| D9 | BZX284C16 | Philips | | SOD110 | | | |
| D10 | BZX284C4V7 | Philips | | SOD110 | | | |
| D11 | 81M | Fairchild | (1000V/1A/2µs) | DO-214AC | R30 | 10Ω | .1206 |
| L101 | 2x58mH/0.65A | EPCOS | B82732F2651A001 | | R31 | 330kΩ | .1206 |
| L1 | 1.58mH | EPCOS | B76326P7373A005 | T1904 | R32 | 390kΩ | .1206 |
| | | | | | R33 | 390kΩ | .1206 |
| L2 | 1.46mH | EPCOS | B76326P7374A005 | T1905 | R34 | 2.2MΩ | .1206 |
| | | | | | R35 | 2.2MΩ | .1206 |
| L21 | 100µH | EPCOS | B82145A1104J | | R36 | 56kΩ | .1206 |
| L22 | 100µH | EPCOS | B82145A1104J | | | | |
| | | | | | | LVB2 →GND | |
| C01 | 220nF/X2/305V | EPCOS | B32922C3224M | RM15 | | | |
| C02 | 220nF/X2/305V | EPCOS | B32922C3224M | RM15 | | R31, R32, R33: | |
| C03 | 2.2nF/Y2 | EPCOS | B81122C1222M000 | RM10 | 167Vpeak x 1.5/230µA= 1089kOhm | | |
| C04 | not assembled | | | | | 330k+390k+390k= 1110k | |
| C05 | not assembled | | | | | | |
| C10 | 10µF/450V | EPCOS | B43888A5106M000 | single end | | | |
| C11 | 2.2nF/50V/X7R | EPCOS | B37941K5222K60 | .0805 | | | |
| C12 | 3.3nF/50V/C0G | EPCOS | B37871K5332J60 | .1206 | | | |
| C13 | 1µF/63V/MKT | EPCOS | B32529C0105M000 | RM5 | | | |
| C14 | 100nF/50V/X7R | EPCOS | B37941K5104K60 | .0805 | | | |
| C15 | 22nF/630V/MKT | EPCOS | B32621A6223K000 | RM10 | | | |
| C16 | 1nF/630V/MKT | EPCOS | B32529C8102K000 | RM5 | | | |
| C17 | 150nF/630V/MKP | EPCOS | B32612A6154K008 | RM15 | | | |
| C18 | 82pF/2kV/2D3 | Roederstein | | RM7,5 | | | |
| C19 | 22nF/50V/X7R | EPCOS | B37941K5223K60 | .0805 | | | |
| C20 | 4.7nF/1600V/MKP | EPCOS | B32652J1472J008 | RM15 | | | |
| C21 | 22nF/400V/MKT | EPCOS | B32620A6223J000 | RM7,5 | | | |
| C22 | 22nF/400V/MKT | EPCOS | B32620A6223J000 | RM7,5 | | | |
| C100 | 33pF/50V/C0G | EPCOS | B37940K5330J60 | .0805 | | | |
| Status: | 13.10.2006 | | | | | | |

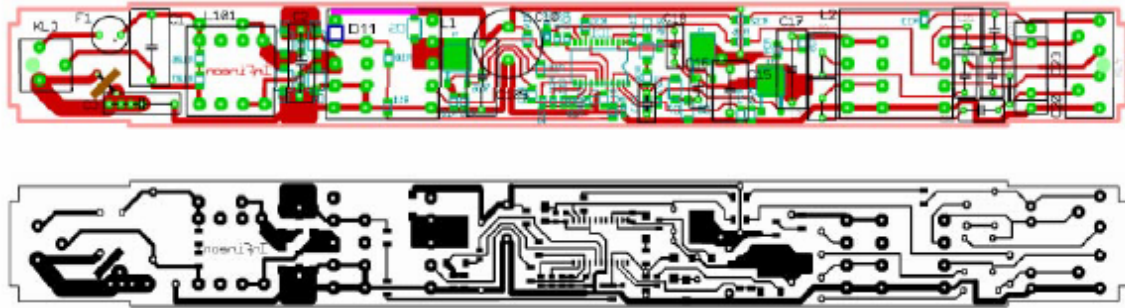


图55 ICB1FL02G用于恒压模式预热的单灯管镇流器时的布线图

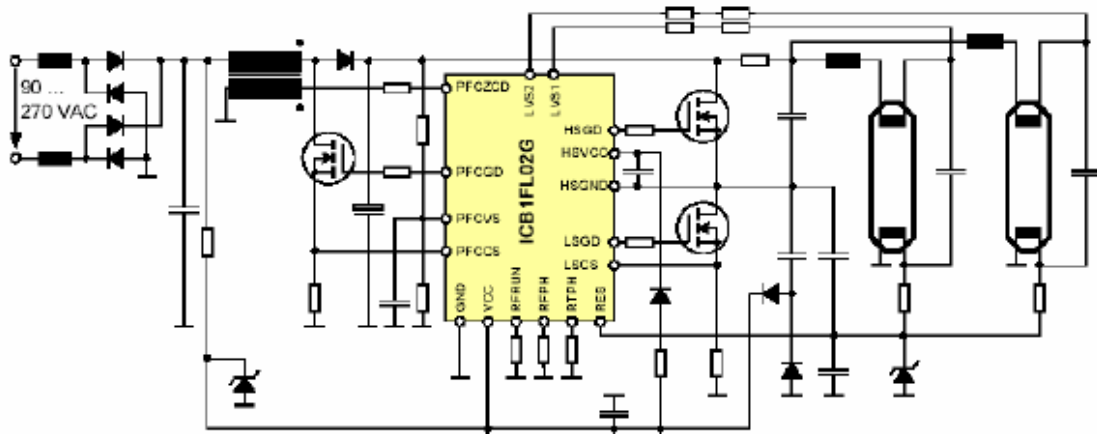


图56 ICB1FL02G用于恒流模式预热的双并联FL镇流器

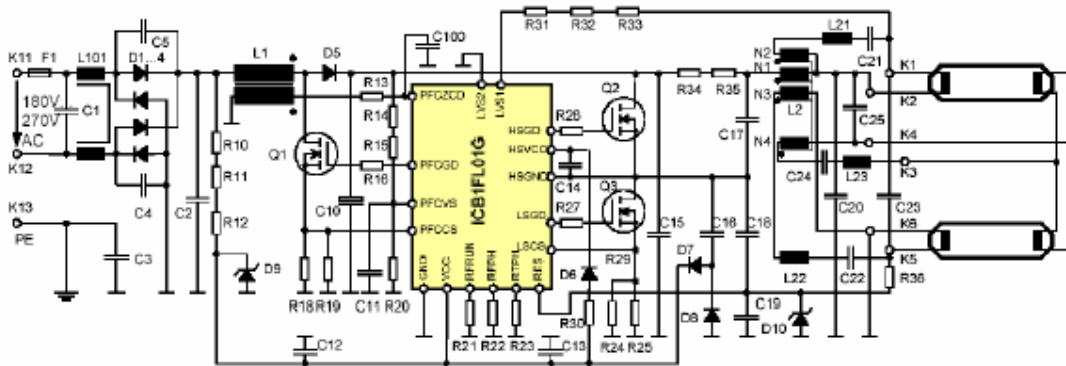


图57 ICB1FL02G用于恒压模式预热的双串联FL镇流器

6 附录

设计方程 – 实例 T5 54W镇流器

节能谐振电路设计以杰出的点火控制功能为基础，减少磁芯损失，从而大幅减少灯管扼流线圈的体积。谐振电路的使用使灯管正常运行期间的无功电流降低到最小，可以达到额外的节能效果。如下方程式列出了各储能器件的一组初始数值：

$$L2 = \frac{0.635}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U(C10)}{2 \cdot \pi \cdot f_{RUN} \cdot I_L}$$

$$L2 = \frac{0.635}{\sqrt{2}} \cdot \frac{411V}{2 \cdot \pi \cdot 45kHz \cdot 0.455A} = 1,43mH$$

$$C20_{min} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{IGN})^2 \cdot L2}$$

$$C20_{min} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 70000kHz)^2 \cdot 1.43mH} = 3,6nF$$

$$C17_{min} = 10 \cdot C20_{min} = 36nF$$

I_L : 灯管的有效电流， $U(C10)$: 总线电压

为减小无功电流，上述方程式需要满足 $C20 \ll C17$ 的要求。 $C17$ 和 $C20$ 的最终数值可以分别根据费用/尺寸和预热要求来确定。选定的参数为： $L2 = 1,46 mH$ ， $C20 = 4,7nF$ and $C17 = 150 nF$

预热电路

恒流或恒压模式下的预热电路的设计，应分别参照IEC 60081标准（双帽荧光灯性能规范）或IEC 60901标准（单帽荧光灯性能规范）进行，该标准中包含对有效预热的规定。

PFC和供电电路

启动电阻 $R11$, $R12$:

$$R_{11} + R_{12} = \frac{V_{INMIN}}{I_{VCCqu2}} = \frac{200V}{150\mu A} = 1,33M\Omega$$

选定的阻值： $R11 = 470k\Omega$; $R12 = 470k\Omega$

PFC零电流检测（PFCZCD）的限流电阻 $R13$ ，附加的因数2用于使电流低于限定值。

$$R_{13} = \frac{V_{BUS} \cdot N_{SEC}^2}{I_{PFCZCD} \cdot N_{PRIM}^2} = \frac{410V \cdot 13 \cdot 2}{4mA \cdot 128 \cdot 1} = 20,8k\Omega$$

选定的阻值 : R13= 33kΩ

PFC电压感应电阻R20 :

$$R_{20} \leq \frac{V_{REF}}{100 \cdot I_{PFCBIAS}} = \frac{2,50V}{100 \cdot 2,5\mu A} = 10k\Omega$$

选定的阻值 : R20= 10kΩ

PFC电压感应电阻R14, R15:

$$R_{14} + R_{15} = \frac{V_{BUS} - V_{REF}}{V_{REF}} \cdot R_{20}$$

$$R_{14} + R_{15} = \frac{410V - 2,5V}{2,5V} \cdot 10k = 1630k\Omega$$

选定的阻值 : R14 = R15 = 820kΩ

低通电容C11：

$$C_{11} = \frac{1 \cdot (R_{20} + R_{14} + R_{15})}{2 \cdot \pi \cdot f_{C1} \cdot R_{20} \cdot (R_{14} + R_{15})}$$

$$C_{11} = \frac{1 \cdot (10k + 820k + 820k)}{2 \cdot \pi \cdot 10kHz \cdot 10k \cdot (820k + 820k)} = 1,60nF$$

选定的转角频率 f_{c1} = 10kHz

选定的容值C3= 2,2nF

PFC分流电阻R18, R19:

$$\frac{R_{18} \cdot R_{19}}{R_{18} + R_{19}} = \frac{V_{PFCCSOFF} \cdot \eta \cdot V_{INACMIN} \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot P_{OUTPFC}}$$

$$\frac{R_{18} \cdot R_{19}}{R_{18} + R_{19}} = \frac{1V \cdot 0.95 \cdot 180V \cdot \sqrt{2}}{4 \cdot 55W} = 1.1\Omega$$

选定的阻值：R18= 2,2Ω; R19= 2,2Ω

根据运行频率确定R21的阻值，设定运行频率为45kHz：

$$R_{21} = R_{FPH} = \frac{5 \cdot 10^8 \cdot \Omega Hz}{45kHz} = 11,1 \cdot k\Omega$$

选定的阻值：R21= 11,0kΩ

根据预热频率确定R22的阻值，设定预热频率为105kHz：

$$R_{22} = R_{FPH} = \frac{R_{FRUN}}{\frac{f_{PH} \cdot R_{FRUN}}{5 \cdot 10^8 \cdot \Omega Hz} - 1}$$

$$R_{22} = \frac{11k}{\frac{105kHz \cdot 11k}{5 \cdot 10^8 \cdot \Omega Hz} - 1} = 8.4k\Omega$$

选定的阻值：R22=8,2kΩ

根据预热时间确定R23的阻值，设计的预热时间为900ms：

$$R_{23} = R_{TPH} = \frac{T_{PH}(ms)}{\frac{112ms}{k\Omega}} = \frac{900ms}{\frac{112ms}{k\Omega}} = 8,93k\Omega$$

选定的阻值：R23 = 8,2kΩ

门极驱动电阻R16, R26和R27的推荐阻值为大于或等于10Ω。

分流电阻R24, R25：

54W-T5型灯管要求的点火峰值电压为 $V_{IGN} = 800V$ 。在我们的应用实例中，谐振电感为 $L_2 = 1,46mH$ ，谐振电容为 $C_{20} = 4,7nF$ 。根据这些给定条件，我们可以计算点火频率 f_{IGN} 如下：

$$f_{IGN} = \sqrt{\frac{1 + \frac{V_{BUS}^2}{\pi \cdot V_{IGN}}}{4 \cdot \pi^2 \cdot L_2 \cdot C_{20}}}$$

$$f_{IGN} = \sqrt{\frac{1 + \frac{410V \cdot 2}{\pi \cdot 800V}}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1.46mH \cdot 4.7nF}} = 70,0kHz$$

以负号代替正号，可以得到该方程的第二个解50163Hz，该值代表谐振曲线左边容性阻抗侧的频率。由于工作频率是从一个很高的频率逐渐向谐振频率递减，因而点火频率应位于谐振曲线的右边（感性阻抗侧），所以此值（50163Hz）不予考虑。

接下来，我们可以计算电压达到800V的峰值水平时通过谐振电容C20的电流。

$$I_{C20} = V_{IGN} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{IGN} \cdot C_{20}$$

$$I_{C20} = 800V \cdot 2 \cdot \pi \cdot 69.759kHz \cdot 4.7nF = 1,65A$$

最后，可以根据 I_{C20} 和点火模式下的电流极限阈值计算电阻R24和R25的阻值。

$$\frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}} = \frac{V_{LSCSLIMIT}}{I_{C20}} = \frac{0,8V}{1,65A} = 0,485\Omega$$

选定的阻值为 $R_{24} = R_{25} = 0,82k\Omega$ 。

灯管电压感应电阻R31, R32, R33：

54W-T5型灯管的运行电压为167V峰值，我们将EOL阈值设定为运行电压水平的1.5倍（= 250,5V peak）。

$$R_{31} + R_{32} + R_{33} = \frac{V_{LEOL}}{I_{LVSEOL}} = \frac{250,5V}{215\mu A} = 1165k\Omega$$

选定值: $R_{31} = 390k\Omega$, $R_{32} = 390k\Omega$, $R_{33} = 390k\Omega$

检测高边灯丝的电流源电阻R34和R35：

$$R_{34} + R_{35} = \frac{V_{INMIN}}{I_{LVSSINKMAX}} - (R_{31} + R_{32} + R_{33})$$

$$R_{34} + R_{35} = \frac{200V}{26\mu A} - 1170k\Omega = 6522k\Omega$$

选定值： $R_{34} = 2,2M$; $R_{35} = 2,2M$;

浮置自举电容C14的限流电阻R30：

为使电流水平大大低于LSCS的断开阈值，这里使用因数2.

$$R_{30} \geq \frac{2 \cdot V_{CCON}}{V_{LSCSOVC}} \cdot \frac{R_{24} \cdot R_{25}}{R_{24} + R_{25}}$$

$$R_{30} \geq \frac{2 \cdot 14 \cdot V}{1,6 \cdot V} \cdot \frac{0,82 \cdot 0,82 \cdot \Omega}{0,82 + 0,82} = 7,18\Omega$$

选定值: $R_{30} = 10\Omega$

低边灯丝感应电阻R36：

对单灯管镇流器

$$R_{36} \leq \frac{V_{\text{RESC1MIN}}}{I_{\text{RES3MIN}}} = \frac{1,55\text{V}}{27,0\mu\text{A}} = 57,4\text{k}\Omega$$

选定值: R36= 56kΩ

$$R_{36A} \geq \frac{V_{\text{RESC1MAX}}}{I_{\text{RES3MAX}}} = \frac{1,65\text{V}}{15,1\mu\text{A}} = 109,3\text{k}\Omega$$

针对两只灯管并联的拓扑结构，选定值：R36A = 110kΩ, R36B = 110kΩ

低通滤波器电容C19：

电容C19与电阻R36一起组成低通滤波器，以抑制低边灯丝的AC电压降。如果预计低边灯丝在 $f_{\text{RUN}}=40\text{kHz}$ 的运行模式时的峰-峰值AC电压为10V，则需要抑制的因数至少为 $F_{\text{LP}}=100$ (-40dB)。

$$C_{19} = \frac{\sqrt{(F_{\text{LP}})^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{RUN}} \cdot R_{36}}$$

$$C_{19} = \frac{\sqrt{100^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot 40\text{kHz} \cdot 56\text{k}\Omega} = 7,1\text{nF}$$

为更好地抑制纹波而选定的容值：C19 = 22nF

经C18检测容性运行模式：

RES管脚的DC水平由R36和源电流 I_{RES3} 设定。当 $V_{\text{BUS}}=410\text{V}$ 时，希望AC电压水平介于 $\Delta V_{\text{ACRES}}=1,5\text{V}$ 和 $2,0\text{V}$ 之间。

$$C_{18} = \frac{C_{19} \cdot \Delta V_{\text{ACRES}}}{\Delta V_{\text{BUS}}} = 22\text{nF} \cdot \frac{2\text{V}}{410\text{V}} = 107\text{pF}$$

选定值：C18= 82pF

带通滤波器L21/C21和L22/C22用于在预热频率时导通灯丝电流，而在运行模式时抑制这些电流。

升压转换电路的电感L1：

为得到更好的RFI抑制特性，所选择的升压电感应使得工作频率在指定的输入电压范围内高于一个下限值。众所周知，在临界导通模式 (CritCM) 下，最低输入电压对应一个最小的工作频率，而最高输入电压则对应另一个最小工作频率。电感设计时应采用这两个参数中的最低值：

当AC输入电压最小时：

$$L_A = \frac{(V_{INACMIN} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot [V_{BUS} - (V_{INACMIN} \cdot \sqrt{2})] \cdot \eta}{4 \cdot F_{MIN} \cdot P_{OUTPFC} \cdot V_{BUS}}$$

$$L_A = \frac{(180V \cdot \sqrt{2})^2 [410V - (180V \cdot \sqrt{2})] \cdot 0.95}{4 \cdot 25kHz \cdot 60W \cdot 410V} = 3.89mH$$

当AC输入电压最大时，

$$L_B = \frac{(V_{INACMAX} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot [V_{BUS} - (V_{INACMAX} \cdot \sqrt{2})] \cdot \eta}{4 \cdot F_{MIN} \cdot P_{OUTPFC} \cdot V_{BUS}}$$

$$L_B = \frac{(270V \cdot \sqrt{2})^2 [410V - (270V \cdot \sqrt{2})] \cdot 0.95}{4 \cdot 25kHz \cdot 60W \cdot 410V} = 1.58mH$$

根据PFC预转换器新的控制原理，我们还有第三个考虑因素，即最大导通时间 $t_{PFCOM-MAX} = 23.5\mu s$ ：

$$L_C = \frac{(V_{INACMIN} \cdot \sqrt{2})^2 \cdot T_{ONMAX} \cdot \eta}{4 \cdot P_{OUTPFC}}$$

$$L_C = \frac{(180V \cdot \sqrt{2})^2 \cdot (23.5\mu s) \cdot 0.95}{4 \cdot 60W} = 6.03mH$$

根据上述假定条件， L_A 、 L_B 和 L_C 的最低值为1.58mH。

选择值： $L_1 = 1.58 mH$

印刷电路板布线图规定

由于某些保护功能需要对小信号进行检测并做相应处理，所以我们必须特别注意**布线**中寄生效应的影响。特别是感应灯管电压的LVS1和LVS2管脚，其相连的导线必须对带有随时间迅速变化的电压信号的导线具有最小耦合电容。

荧光灯灯管的起始操作

1 以逆变器启动

1.1 从限流DC电源直接向总线电容供电（例如100V DC）。由于总线的欠压，系统应最迟在进入运行模式时停止。在这种测试中，PFC门驱动开启。

1.2 如果不能启动，降低启动电阻的阻值（例如，将两个或更多串联电阻中的一个短路）。如果需要从外接电压源向IC（V_{CC}）供电，应避免齐纳二极管过载（15V...16V）。当V_{CC} > 10V时，管脚12（RES）的电流源开启。只有在V_{CC}大于14,5V、管脚8（PFCVS）的电压大于总线额定电压的15%、流入管脚13/14（LVS1/2）的电流大于25 μ A且管脚12（RES）的电压小于1,6V时，IC才转入开启模式。

1.3 建议将两个LVS接地以屏蔽LVS管脚，这时高边灯丝的检测被阻断，同时寿命到期（EOL）保护功能也失去作用。

1.4 通过使用1.1. – 1.3.的措施，逆变器应可以顺利进入运行模式，并在总线出现欠压时停止。或者系统会因为进入容性负载模式运行，过流或V_{CC}供电电流不足等可能使运行被更早停止。

1.5 使运行频率高于LC的谐振频率能有助于避免在点火模式期间出现过流现象。

1.6 为节省镇流器制造过程中的测试时间，可以暂时用一个附加电阻与RTPH电阻并联，以减少预热时间。

2 PFC

2.1 给总线电压加上负载，例如接入逆变器本身或与总线电容并联的电阻。在启动时，可以由外接DC电源通过二极管给总线电容充电。当通过PFC升压转换器的电压变得比较高时，二极管关断从而阻断从外接电源流入的电流。

2.2 出于测试目的，可以降低PFC电压感应电阻的阻值（例如，将两个或更多串联电阻中的一个短路），以得到较低的输出电压。

2.3 PFC部分比逆变器延迟约1ms启动，启动时的频率固定为25kHz。当管脚7（PFCZCD > 1,5V）的电压达到设计水平时，PFC就转入DCM运行模式。

采用灯管等效电阻时的操作

为简化操作，并迅速达到可复制的工作条件，使用灯管等效电阻是一个很有效的方法。

如果一开始就接入适当的灯丝和灯管等效电阻，LVS电流会下降，不能达到灯丝检测功能需要的电流水平。因此有必要在开始时仅接入灯丝等效电阻或将其短路，并在预热模式工作时突然接入一个灯管等效电阻。作为简化处理的替代方案，可以用主电源向镇流器供电，并在灯管替代电路中产生一个足够短暂的模拟灯管被拆卸的情形。



www.infineon.com

英飞凌科技股份有限公司出版