

## 荧光灯电子镇流器工作原理再细探

深圳深爱半导体有限公司 叶文浩

这几年来，电子镇流荧光灯行业持续大发展，产品水平不断提高，中国在世界上作为节能灯大国的地位已经确立；中国还要进一步成为节能灯强国，这就需要对产品技术和相应的技术基础理论进行进一步的探索。在对灯用三极管损坏机理的深入研讨中，笔者感到这以前对荧光灯电子镇流器工作原理的描述越来越满足不了需要，甚至其中还有谬误之处，有必要对其进行更深入仔细的研究探讨。为避免复杂的数学推导，本文用较多的实测波形图加以说明。

电子镇流器工作最基本的原理是把 50Hz 的工频交流电，变成 20-50KHz 的较高频率的交流电，半桥串联谐振逆变电路中上下两个三极管在谐振回路电容、电感、灯管、磁环的配合下轮流导通和截止，把工频交流电整流后的直流电变成较高频率的交流电。但是，具体工作过程中，不少书刊上把谐振回路电容充放电作为主要因素来描述，甚至认为“振荡电路的振荡频率是由振荡电路充放电的时间常数决定的”。

我们感到谐振回路电容充电和放电是变流过程中的一个重要因素，但是，振荡电路的振荡频率却不能说就是由振荡电路的充放电时间常数决定的，电路工作状态下可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率变化曲线的饱和点和三极管的存储时间  $t_s$  是工作周期的重要决定因素。

三极管开关工作的具体过程中，不少书刊认为“基极电位转变为负电位”使导通三极管转变为截止，” T1（磁环）饱和后，各个绕组中的感应电势为零”“VT1 基极电位升高 VT2 基极电位下降”；我们认为实际工作情况不是这样的。

一、三极管开关工作的三个重要转折点：

1、三极管怎样由导通转变为截止——第一个转折点：

不管是图 1 用触发管 DB<sub>3</sub> 产生三极管的起始基极电流  $I_b$ ，还是基极回路带电容的半桥电路由基极偏置电阻产生三极管 VT2 的起始基极电流  $I_b$ ，三极管的  $I_b$  产生集电极电流  $I_c$ ，通过磁环绕组感应，强烈的正反馈使  $I_c$  迅速增长，三极管导通，

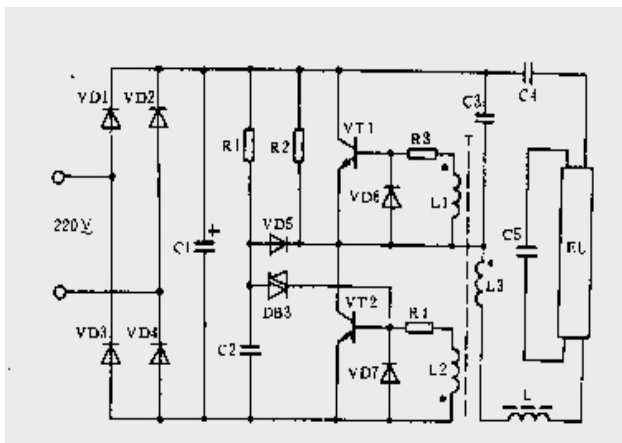


图 1 原理图

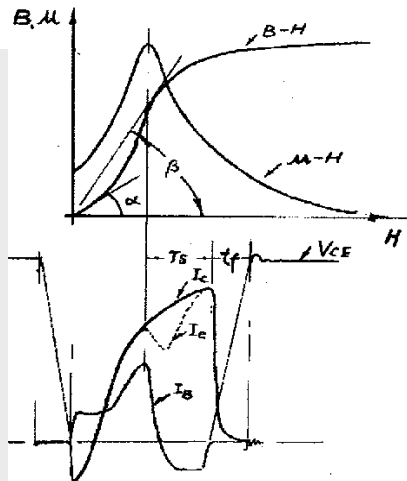


图 2 磁环磁化曲线与三极管  $V_{ce}$ 、 $I_c$ 、 $I_b$

那么三极管是怎样由导通转变为截止的？

实践证明，三极管导通后其集电极电流  $I_c$  增长，其导通转变为截止的过程有

两个转折点，首先是可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率  $\mu$  的饱和点。

图 2 中上面为磁环磁化曲线（B-H）及磁导率  $\mu$ -H 变化曲线， $\mu = B/H$ ，所以  $\mu$  就是 B-H 曲线的斜率，开始时  $\mu$  随着外场 H 的增加而增加，当 H 增大到一定值时  $\mu$  达到最大，其最大值为  $\mu$ -H 曲线的峰值即可饱和脉冲变压器磁导率的峰值。此后，外场 H 增加  $\mu$  减小。在电子镇流器荧光灯电路中，磁环工作在可饱和状态，它在每次磁化过程中其  $\mu$  值必须过其峰值。

在初期可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率随着  $I_c$  的增长而增长（图 2）； $I_c$  增长到一定值，可饱和脉冲变压器的磁导率  $\mu$  过图 2 中峰值点，磁环绕组感应电压  $V_{环} = -L di/dt$ ，而磁环绕组电感量  $L = \mu N^2 S / l$ （此公式还说明了磁环尺寸在这方面的作用），也就是说磁环绕组感应电压与可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率  $\mu$  成正比，磁环绕组感应电压  $V_{环}$  过峰值（关于磁环绕组内电流的情况在本文后面说明，这里先以实测波形图说明），三极管基极电流  $I_b$  同步过峰值（图 2、图 3），图 2 下半部分为三极管  $V_{ce}$ 、 $I_c$ 、 $I_b$  波形图，图 2 上半部分和下半部分有一根垂直的连线，把基极电流  $I_b$  的峰值点和可饱和脉冲变压器的磁导率  $\mu$  的峰值点联系到了一起，这是外部电路改变三极管工作状态的重要信号点，也就是三极管由导通转变为截止的第一个转折点。随着  $V_{环}$  的下降  $I_b$  也下降，但这时基区内部的电压仍然是正的，当磁环绕组感应电压  $V_{环}$  低于基区内部的电压时（基区外电路所加电压下降到低于基区内部的电压但仍然是正的），少数的载流子就从基区流出，基极电流反向为负值  $I_{b2}$ （图 3 红色曲线 2）；图 3 显示了三极管基极电流  $I_b$  峰值（红色曲线 2）和磁环绕组感应电压峰值（蓝色曲线 1）是同步的，过峰值后基极电流反向为负值。在这期间，基区电流（称为  $I_{B2}$ ）是负，但是  $V_{CE}$  维持在饱和压降  $V_{CEsat}$ （图 4 蓝色曲线 1），而  $I_c$  电流正常流动（图 4 红色曲线 2），这时期对应存储时间（ $T_{si}$ ）。在这段时间  $V_{be}$  始终是正的，但是基区电流（称为  $I_{B2}$ ）是负的。有的书上说导通管的关闭是因为其基极电位转变为负电位，也有的书上说“T1（磁环）饱和后，各个绕组中的感应电势为零”，这不符合实际情况，从波形图上我们可以清楚地看到这段时间  $V_{be}$  始终是正的。导通管的基极电位转变为负电位是在  $I_c$  存储结束，流过磁环绕组的电流达到峰值  $-L di/dt$  等于零的时刻之后，而不是在  $I_c$  存储刚开始的时刻。

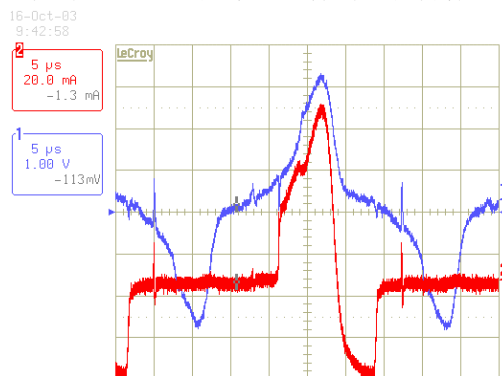


图3磁环绕组感应电压 $V_{环}$ 及三极管基极电流 $I_b$

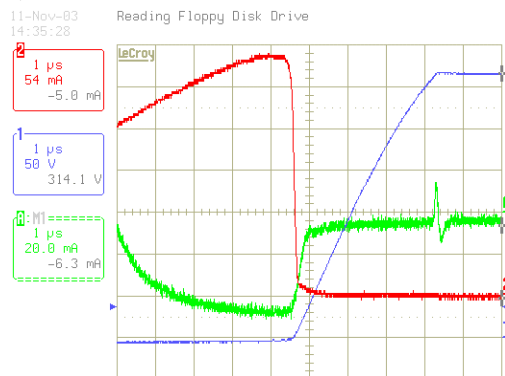


图4三极管电压 $V_{ce}$ 及基极集电极电流 $I_b I_c$

不少书刊说导通管的关闭是因为其基极电位转变为负电位，这里多加几幅插图加以说明。

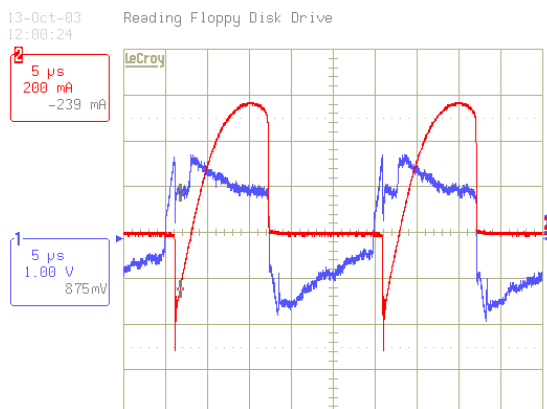


图5三极管集电极电流Ic及基极电压Vbe

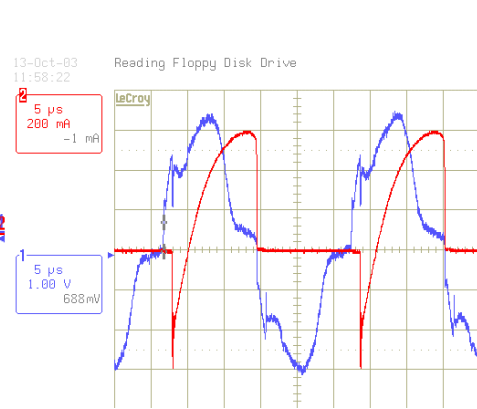


图6三极管集电极电流Ic及磁环绕组感应电压V环

从图5可以看到在整个三极管集电极电流Ic导通半周期内，其基极电压Vbe都是正的，一直到Ic退出饱和开始下降；从图6可以看到在整个三极管集电极电流Ic导通半周期内，其磁环绕组感应电压V环也都是正的，一直到Ic退出饱和开始下降才开始下降变负。

比较图5和图6可以看到在三极管集电极电流Ic接近最大值，也就是三极管进入存储工作阶段时 $V_{be} > V_{环}$ ，这也可以用来解释IB2是负值的原因。

基极电流反向为负值是因为三极管进入存储工作阶段时 $V_{be} > V_{环}$ ，但是，由于V环是正的，而不是负的，所以基极电流反向电流是“流”出来的，而不是“抽”出来的。

磁环次级绕组电压是由流经电感的电流 $-di/dt$ 所决定，过零点在峰值点，即电流平顶点（图7）；经过电感流向灯管的电流 $I_L$ ，在磁环绕组和扼流电感上产生感应电压，其过零点为 $I_L$ 的峰值顶点（ $di/dt=0$ ）（图8），这里也可以看到V环变负的真正时间。

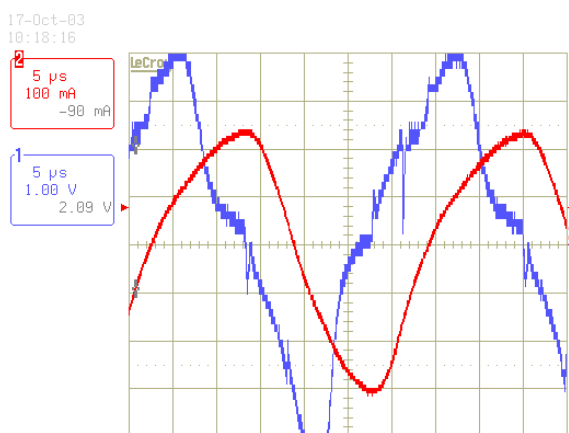


图7 磁环次级绕组电流及两端电压

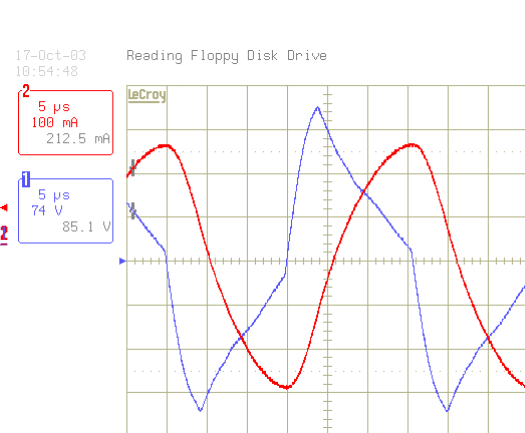


图8 电感电流及两端电压VL

## 2、三极管从存储结束退出饱和，到三极管被彻底关断（tf）：第二个转折点及第三个转折点

(1)、三极管进入存储时间阶段，Ib 变为负值并一直维持（图4 绿色曲线A）；三极管存储结束退出饱和：当 Ib 负电流绝对值开始减小的时刻（图4 绿色曲线A），也就是 Ic 存储结束开始减小（图4 红色曲线2），Vce 离开饱和压降 Vcesat 开始上升的时刻（图4 蓝色曲线1），这也就是三极管由导通转变为截止的第二个转折点。整个过程也由两部分组成，开始很快降低，后面还有很长一段电流很小的拖尾。

当没有残余电荷在基区里面时, IB2衰减到零, 而IC也为零, 这是下降时间, 三极管被彻底关断, BC结承担电路电源电压, 一般应为310V左右(图4绿色曲线A上毛刺对应的时刻兰色曲线1Vce值为314V)。也就是三极管由导通转变为截止的第三个转折点。

在第二个转折点到第三个转折点之间这段时间, Vce离开饱和压降Vcesat, 开始上升到电路电源电压。(图4兰色曲线1)

(2)、电感电流  $I_L$  与上下两个三极管集电极电流  $I_{c1}$ 、 $I_{c2}$  的关系,  $C_3R_2$  的作用(关断过程之二):

在第二个转折点与第三个转折点之间  $I_{c1}I_{c2}$  的波形有一个缺口,  $I_L$  波形没有缺口

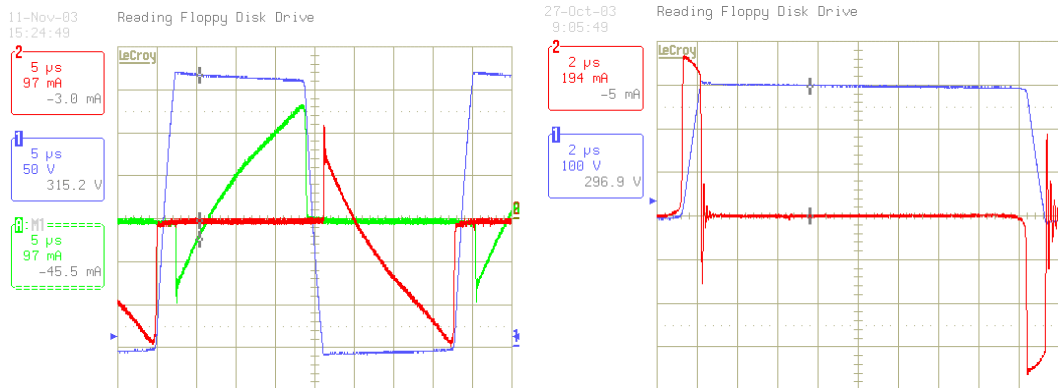


图9 上管集电极电流  $I_{c1}$  与下管集电极电流  $I_{c2}$  之间的缺口 图10 流过  $R_2C_3$  的电流和  $V_{ce}$  电压波形

三极管  $I_c$  存储结束, 电流开始快速下降, 后面还有很长一段电流很小的拖尾; 在这个时候另一个三极管仍然是截止的, 还没有开始导通, 这样就会造成一个电流缺口(图9)。但是电感  $L$  上的电流是不可能中断的, 这个缺口由上管  $CE$  之间的  $R_2C_3$  的充放电电流来填补(图10)。

上管从  $I_c$  存储结束,  $V_{ce}$  开始上升, 整个过程也有二部分组成, 开始很快降低, 后面还有很长一段电流很小的拖尾,  $V_{ce}$  从零上升到 310V,  $C_3$  也得充电到 310V, 其充电电流即为填补缺口的那部分电流(图10), 电感  $L$  中的电流得以平滑过渡。 $V_{ce}$  从零上升到 310V,  $C_3$  也得以充电到 310V 的那一时刻, 其充电电流被关断。 $VT_1$  从截止转为导通时,  $R_2C_3$  放电, 其放电电流填补电流缺口。

对于这一点, 有的书上是这样说的: “ $C_3R_2$  组成相位校正网络, 使输出端产生的基频电压同相” 说的应该就是这个意思。

$R_2C_3$  的存在, 实际上也避免了两个三极管电流的重叠, 即一个三极管尚未关断, 另一个三极管已经导通, 所谓“共态导通”的问题, 提供了一个“死区时间”。

3、三极管是怎样由截止转变为导通的? 有的书刊上说是三极管基极通过磁环次级绕组“得到正电位的激励信号电压而迅速导通”, 实际上三极管  $I_c$  存储结束的这一时刻开始, 磁环次级绕组的电压即过零开始变为正电位, 但是直到  $VT_2$  被彻底关断那一刻以前  $VT_1$  一直没有开通(图5、图6)。图5、图6中可以清楚地看到三极管产生集电极电流  $I_c$  的时刻落后于基极电压  $V_{be}$  (磁环绕组感应电压  $V_{环}$ ) 变正的时刻一段时间。

确切地说, 三极管产生集电极电流  $I_c$  (开始开通) 的准确时刻应该是另一个三极管被彻底关断的时刻。从整个电子镇流荧光灯电路来说, 这也就是前面所说三极管由导通转变为截止的第三个转折点。从时间上来说三极管产生集电极电流  $I_c$  (开始开通) 的准确时刻也就是  $R_2C_3$  上的充放电电流终了的时刻, 而这个时刻

正是另一个三极管被彻底关断的时刻。

从波形图上看，三极管产生集电极电流  $I_c$ （开始开通）的时刻，正是电感  $L$  两端电压的峰值点（图 11）。

另一管  $I_c$  的开通：电感  $L$  中的电流不能突变，而此时  $V_{be}$  已为正，三极管产生一个反向电流，此时也正好是电感  $L$  两端电压的峰值点（图 11）。

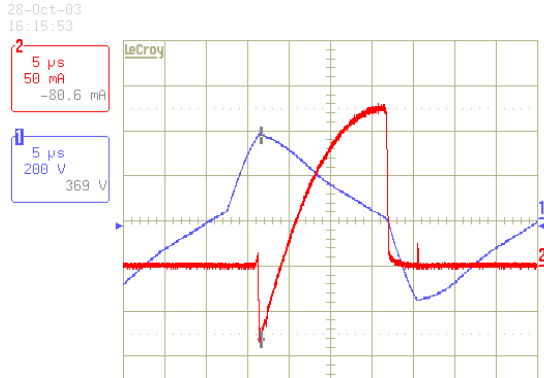


图 11  $I_c$  的开通正好是电感  $L$  两端电压的峰值点

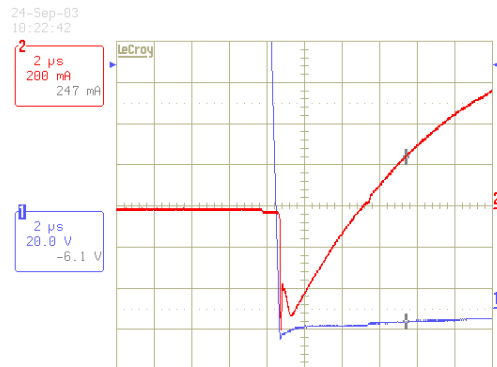


图 12 BE 并联反向二极管三极管  $V_{ce}$ 、 $I_c$  波形图

为什么在电子镇流荧光灯电路中三极管的上升时间  $t_r$  我们不予以关注？从上面三极管集电极电流  $I_c$  的开通过程就可以得到答案。在这里，三极管集电极电流  $I_c$  的上升过程不符合三极管的上升时间  $t_r$  的定义，因此  $t_r$  在这里也就失去了它原来的意义。

由于三极管  $I_c$  存储结束的这一时刻开始，磁环次级绕组的电压即过零开始变为正电位，但是在  $R_2C_3$  上的充放电电流终了的时刻那一刻以前，正常情况下 VT1 一直没有开通；必须注意的是，当线路调整不好的时候，这里  $I_c$  会产生一个有害的毛刺。

## 二、三极管集电极电流 $I_c$ 初始值的讨论：

带电感负载的开关三极管，在三极管关断时因电感产生反电动势会受到一个高电压。但是，在目前国内大量采用的电子镇流荧光灯半桥电压反馈电路中，开关三极管电压的选择，是不考虑这个反电动势的；在实际生产中，用世界上最好的示波器去观察，也看不到高于整流滤波后电源电压的波形；对于灯用三极管设计生产厂家来说，三极管的电压参数选取得是否合理，关系到如何真正做到“低成本、高可靠”；如果不切实际地把三极管的电压参数选高了，用户最需要的电流特性就会受到影响。那么，电路中的这个反电动势，是通过什么渠道泄放掉的？在  $R_2C_3$  上的充放电电流终了后，实际上就是通过三极管集电极电流  $I_c$  初始值泄放的。（三极管 CE 并联反向二极管的话，这个初始值被二极管分流一部分）

由于电感  $L$  中的电流不能突变，三极管集电极电流  $I_c$  的初始值，必须和  $R_2C_3$  上的充放电电流终了值一致。 $R_2C_3$  上的充放电电流的初始值在数值上与另一个三极管  $I_c$  的关断终了值一致，但方向相反；而  $R_2C_3$  上的充放电电流的终了值与初始值相差不大，三极管集电极电流  $I_c$  一个很大的负电流初始值就是这样来的。这个很大负电流的流经方式要分四种情况讨论。

- 1、三极管 BE 并联反向二极管-三极管 BC 结（图 1）；
- 2、三极管 CE 并联反向二极管（图 13）；
- 3、三极管 BE、CE 同时并联反向二极管（图 14）
- 4、三极管 BE、CE 都没有并联反向二极管（图 15）

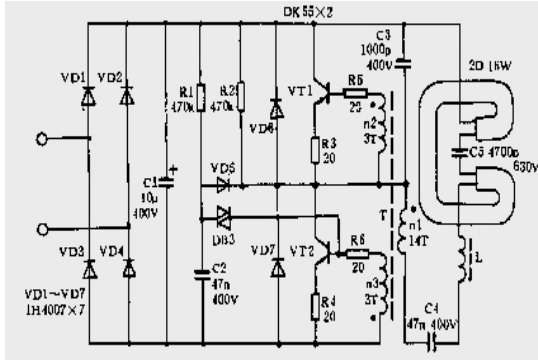


图 13 三极管 CE 并联反向二极管电路图

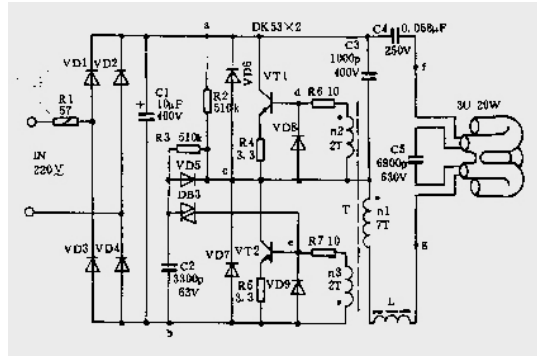


图 14 三极管 BE、CE 同时并联反向二极管电路图

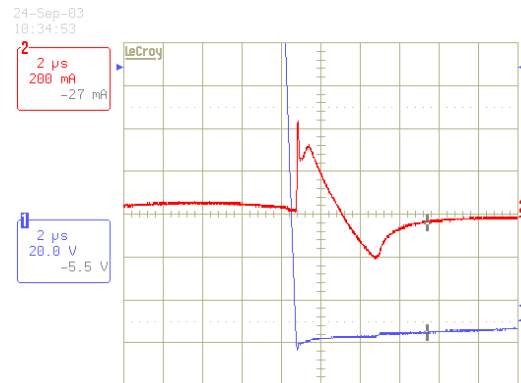
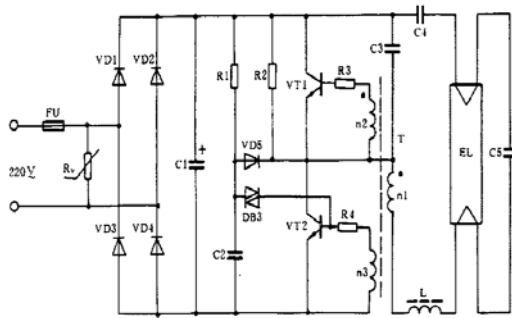


图 15 三极管 BE、CE 不加并联反向二极管电路图 图 16 三极管 Vce、BE 并联反向二极管内电流波形图  
在这四种情况中，我们首先讨论第一种情况：

从图 12 图 16 可以看到，流经三极管集电极的电流  $I_c$  从三极管 BE 之间的二极管流过（图 16）。三极管集电极-发射极电压  $V_{ce}$  加的是负电压，三极管反向工作。

在这以前，这几年我们一直在三极管的关断功率损耗上做文章，降低三极管的关断功率损耗，提高可靠性。其实三极管反向工作这一段时间的反向功率损耗也应该引起足够的注意，因为这一段时间三极管上的工作电压、电流、延续时间都比较可观，因此其上的功率损耗也比较可观，必须加以注意。

实际生产中，不加 BE 反向二极管，有一定比例的三极管损坏，而且是 BE 结损坏，认为是三极管 BE 反向耐压不够，这是误解。应该是负电流的流经渠道不畅造成三极管功率损耗过大。

第二种情况，三极管 CE 并联反向二极管（图 13）：另一个三极管彻底关断、 $R_2C_3$  充放电结束的时刻，电感  $L_L$  内的电流（相当于  $R_2C_3$  充放电电流终了值）大部分流经 VD6（VD7），少部分仍然流经三极管 BC 结（体现为三极管集电极电流  $I_c$ ）。

第三种情况，三极管 BE、CE 同时并联反向二极管（图 14）：另一个三极管彻底关断、 $R_2C_3$  充放电结束的时刻，电感  $L_L$  内的反向电流（相当于  $R_2C_3$  充放电电流终了值）大部分流经 CE 并联反向二极管 VD6（VD7），少部分仍然流经三极管 BE 并联反向二极管-三极管 BC 结（体现为三极管集电极电流  $I_c$ ）。

第四种情况，采用 DB3 触发的小功率节能灯在三极管功率余量足够时，可以不加 BE 反向二极管（图 15），这是因为负电流有一个通过磁环次级绕组、基极电阻、三极管 BC 结的流经渠道（图 17I<sub>B</sub> 刚开始上跳时的波形），基极回路带电容的半桥电路不能没有 BE 并联反向二极管。

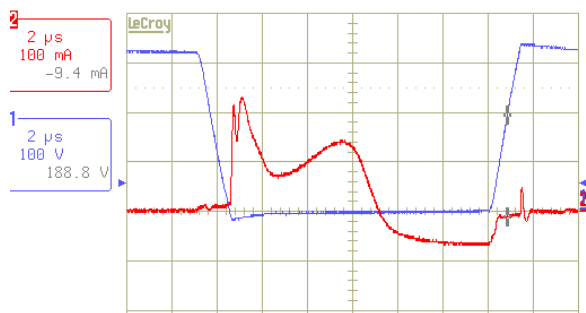


图 17 BE 不并联反向二极管三极管 Vce、I<sub>B</sub> 波形图

采用 BUL128D 这一类带续流二极管的抗过驱动三极管，不要再加 CE 二极管。

三极管 BE、CE 并联反向二极管（基极回路带电容的半桥电路在 BE 并联反向二极管上还串联有电阻）对整个电路的工作状况有很大影响，特别是会对灯管起辉产生影响，对三极管电流波形产生影响。

这里只进行了初步的讨论，还应该进一步讨论的余地。

### 三、I<sub>c</sub> 电流上升过程的讨论：

电路工作状态下可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率变化曲线的饱和点和三极管的存储时间 t<sub>s</sub> 是工作周期的重要决定因素。那么什么是“电路工作状态下”？其实就是那个时候的 I<sub>c</sub> 电流上升过程，更准确地说是流过磁环初级绕组的电流、三极管储存阶段流过的电流。这句话实际上包含了两重意思：一方面肯定了可饱和脉冲变压器（磁环）磁导率变化曲线和三极管的存储时间 t<sub>s</sub> 的重要性；另一方面也没有否定电路其它元器件（电容、电感、灯管）对电路工作状况的重要作用。

下管 VT2 刚开始导通时，电路相当于 RLC 串联电路加上直流电压：（图 18）

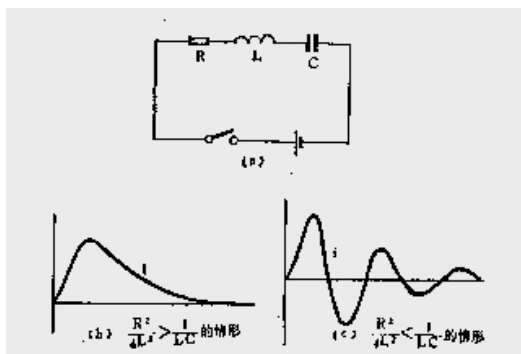


图 18 RLC 串联电路加上直流电压

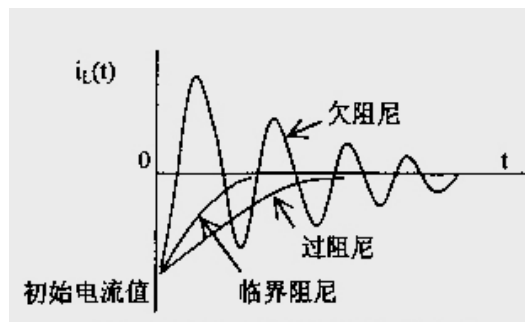


图 19 三种工作状况及电流 I<sub>c</sub> 初始值

电路电压方程：

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = u \quad (\text{各段压降之和})$$

电压平衡方程式是一个二阶微分方程。它的解与 u 的形式和 u 的初始条件（K 接通时的 u 值）有关。

加直流电压(图 18)

电路电压方程：

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = U$$

瞬态电流分下列三种情况（图 19）

(1) 在  $R/2 > \sqrt{L/C}$  时 (过阻尼)  $I = \frac{U}{\gamma L} e^{-\alpha t} \text{sh} \gamma t$

(2) 在  $R/2 = \sqrt{L/C}$  时 (临界阻尼)  $i = \frac{U}{L} t e^{-\alpha t}$

(3) 在  $R/2 < \sqrt{L/C}$  时 (欠阻尼) 根据电路的实际工作情况, 符合该式

$$i = \frac{U}{\beta L} e^{-\alpha t} \sin \beta t \quad (\text{振荡频率 } f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - (\frac{R}{2L})^2})$$

尽管加的是直流电压, 但电路中却可能存在着振荡电流。因为电路中存在着电阻, 所以其振幅是衰减的。

2、下管 VT2 截止、上管 VT1 导通时, 电路相当于电容充电后通过 RL 放电: (图 20)

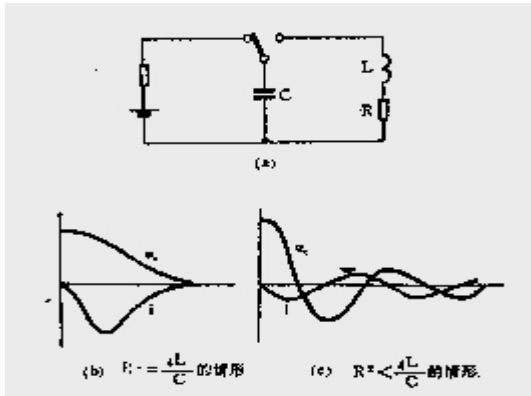


图 20 电容充电后通过 RL 放电

$$\text{电路电压方程: } L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = 0$$

瞬态电流为: 当  $R/2 < \sqrt{L/C}$  时  $i = -\frac{U_0}{L\beta} e^{-\alpha t} \sin \beta t$  (衰减振荡)

$$\text{式中: } \alpha = \frac{R}{2L} \quad \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \quad \gamma = \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}$$

$U_0$ : 电容上的初始电压

负载电流不但受灯动态电阻  $R_L$  影响而且同时受可饱和脉冲反馈变压器 (磁环) 可变初级阻抗  $Z_T$ 、三极管存储时间  $t_s$  的调制。

瞬态电流通过有效磁导率  $\mu_e$  变化对电路稳态工作的控制作用: 有效磁导率  $\mu_e$  高, 脉冲反馈变压器初级阻抗提高, 较小的电流瞬时值就可以得到足够的  $V_{环}$ , 使电路提前转换。开关频率提高, 电流初始值下降。

开关频率的下降会使得灯电流增加, 灯电流增加的同时又提高了脉冲反馈变压器磁化场  $H_m$ 。这样, 在电路负变化过程中得以实现一定程度的频率反馈。

可以利用电路方程进行更深入的讨论, 公式本身是可信的, 但是如何将电路的实际工作状态转换成准确的电路模型却是很困难的。

要准确地描绘出流经三极管的电流变化曲线实际上是很困难的, 因为它受



较多因素的影响；数学推导公式中的 R 在灯启辉后两端还并联有一个电容 C；除了数学推导公式中已经提到的诸因素以外，其实三极管并不是一个单纯的开关，灯管也不是一个纯电阻 R；灯丝温度、负阻特性、点火电压等因素都会严重影响电流变化曲线。这里只提供一个思路，还没有准确地描绘出流经三极管的电流变化曲线，但是作为一种定性分析，再结合实际波形图，对解决实际问题还是很有指导意义的。

例如三极管 $t_s$ 的测试，应该在什么条件下？ $I_c$ 是多少，基极加什么样的电压，通过本文前面的分析，应该还是比较清楚了。三极管进入存储工作阶段时 $V_{be} > V_{环}$ ，但是，由于 $V_{环}$ 是正的，而不是负的，基极电流反向电流是“流”出来的，而不是“抽”出来的。所以，传统的开关三极管 $t_s$ 测试时加负电压抽取的方法是不符合灯用三极管的实际工作情况的。

磁环尺寸、磁环初级绕组圈数 N 在电路中的作用，通过图 2 也可以得到解释， $H=NI$ ，N 增加 H 也相应增加，有效磁导率  $\mu_e$  也相应变化，其峰值点到来的时间提前，又因为磁环绕组电感量  $L=\mu N^2S/l$ ， $V_{环}$ 也相应增大；而磁环次级绕组圈数与次级绕组输出电压成正比，都会对三极管  $I_B$  产生影响，但是由于电流和频率之间的反馈作用，这种影响得到一定的缓和。磁环有效导磁率和三极管  $t_s$  配合工作的原理也可以得到一定的解释。磁环尺寸对工作频率有很大影响，磁环尺寸越小就容易饱和，所以工作频率就越高。

三极管在灯电路中的实际工作情况与在基极加一个方波电压，再在集电极接一个纯电阻负载 R 这种测量三极管开关参数的概念式是不完全相同的。

三极管的集电极电流  $I_c$  并不完全受基极电压的控制，谐振回路其它元器件（电容、电感、灯管）对其工作状态有重要影响。

要进一步研讨这个问题，这至少牵涉到对磁性材料、电光源领域高频工作下的低压气体放电、半导体物理、电子电路等专业知识的深刻了解和它们之间的融会贯通。所以，这需要有关方面联手合作进一步做深入细致的工作。

深圳八卦三路光纤小区二栋 邮政编码 518029 电话 0755 25970829  
FAX 82400426 手机 13823155720