

电子镇流器中半桥逆变电路之分析(上)

陈传虞

(欧普照明 广东 中山 528422)

引言

半桥逆变电路是电子镇流器和电子节能灯中最常用也是最基本的电路,正确地理解它的工作原理,将有助于我们合理地选择元器件如三极管、磁环变压器、扼流电感、启动电容等元件的参数,正确地设置三极管的驱动电流,以降低它的功耗与热量,提高整灯的可靠性。遗憾的是过去受观测仪器(如示波器)和测试手段的局限,我们无法观测到电路中关键点如三极管各个电极电流的正确波形(如文献 4 的电流 i_b 、 i_c 的起始波形就是错误的),因而无法作出符合实际情况的定量分析和判断,以至形成一些错误的概念。

看到深爱公司叶文浩先生发表在中国照明电器(刊载于 2004 年 11、12 期)的文章,受到不少启发。到欧普照明公司后,利用比较先进的示波器 TDS5000,对电路关键点的电流和电压波形进行了仔细的测试,认识上有所提高,澄清了过去不少糊涂概念,特撰写本文,抛砖引玉,与叶先生商榷,并就教于国内专家。

首先讨论半桥逆变电路的工作原理。尽管这个电路众所周知,但人们对它的理解存在一些错误观念,本文拟作较为仔细的探讨。讨论时以图 1 所示的基本电路作为出发点,后面所引用的元件名称及符号,均按图 1 给出的为准,为支持和验证所提出的观点,文中给出了许多用示波器实际观测到的波形。

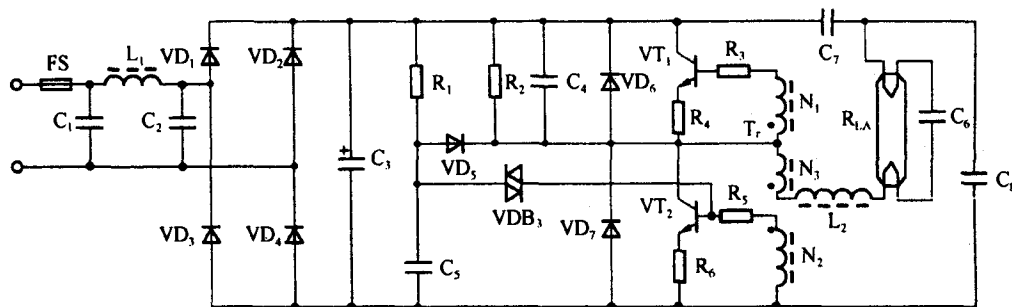


图 1 半桥逆变电路

1 三极管如何由导通变为截止(以 VT₂ 为例)

不论是用触发器 VDB₃ 还是由基极偏置电阻产生基极电流 i_{b2} (后者用在基极回路中带电容的半桥逆变电路中),两种触发方式中的哪一种,在接通电源后,都会由于 i_{b2} 的出现而产生 VT₂ 的集电极电流 i_{c2} ,通过磁环变压器的正反馈,引起电压 U_{BE2} 上升, i_{b2} 进一步增加, i_{c2} 也随之迅速增加,这种再生反馈的结果,产生了雪崩效应,三极管迅速导通并饱和(在半桥逆变电路正常工作期间,三极管 VT₁ 或 VT₂ 如何由截止变成导通的原因,我们将在后面文章中加以讨论)。导通后的三极管可以看成闭合的开关,三极管的电流

i_{c2} 不再受基极电流 i_{b2} 控制,而仅由外电路元件的参数来确定。

在三极开始导通的一段时间内 i_{c2} 增加,通过磁环变压器绕组间的正反馈使磁环绕组 N₂ 上的感应电动势增加, U_{BE2} 及 i_{b2} 均增加,由图 2 知, i_{b2} 同磁环绕组 N₂ 上的电压 U_{N2} 基本上同步上升的,已知 U_{N2} 为:

$$U_{N2} = L \frac{di}{dt}$$

式中 i 是流过磁环变压器次级绕组 N₂ 的电流。在磁环未饱和时, U_{N2} 也与磁环变压器原边绕组的电流、即电感 L₂ 的电流变化率成正比。在所讨论的情况下,电感 L₂ 的电流就是 VT₂ 的集电极电流 i_{c2} 。我

们知道, L 值与磁环的磁导率 μ 成正比(L 还与磁环的尺寸和其绕组的圈数有关), 磁环的磁导率 μ 开始随流过它的励磁电流(这里就是电流 i_{c2}) 的增加而增加, 在电流为某一数值后达到最大值, 之后随电流的增加而下降。至于电流变化率 di/dt 出现最大值的时刻则与电流变化规律有关。例如如电流按正弦规律变化, 则 di/dt 在 $i=0$ 时最大。一般在半桥逆变电路中, 在 i 较小时, di/dt 最大。因此, 磁环变压器绕组的电压先是随 i_{c2} 的增加而增加, 在电流 i_{c2} 到达最大值之前的某一数值达到最大, 出现一个峰值(如图 2a 中的直线所示), 同样 V_{B2} 、 i_{B2} 也出现了一个峰值(如图 2b、2c 的直线所示, 它们和 U_{N2} 出现峰值对应于同一时刻)。之后随着 i_{c2} 的增加, 磁环绕组的电压 U_{N2} 及基极电压 U_{B2} 将迅速下降, i_{B2} 亦迅速下降。在 i_{B2} 为正值且下降为零之前, 在基区中存储了大量的少数载流子, 没有通过集电结被及时拉走, 管子处于饱和状态。不难看出, 如磁环绕组上电压出现峰值的时刻较晚, 管子导通时间就会拉长; 反之, 管子导通时间会缩短。所以, 从某种程度上, 磁环绕组上电压出现峰值的时刻早晚, 会影响半桥逆变电路的工作周期和频率。

在磁环绕组的电压出现峰值后, 随着 i_{c2} 的增加, 磁环的磁导率 μ (当电流太大时, 磁环甚至可能饱和, 磁导率 μ 会很小) 及 di/dt 均下降, 磁环绕组上的电压亦急剧下降, 出现了磁环绕组 N_2 上的电压 U_{N2} 低于 U_{BE2} 的情况(图 2(b) 中 U_{BE2} 曲线有一段高于 U_{N2} 曲线)。这一点十分重要, 它会使得基极电流反向, 从基区流出, i_{B2} 变为负值(实际上是基区多余的少数电子跨越发射结返回到发射极), 与正常的基极电流 i_{B2} 方向相反, 如图 2(c) 所示。正是依靠这个反向电流 $-i_{B2}$ 的帮助, 使基区多余的电子消失, 三极管 VT_2 得以从饱和状态退出, 进入放大状态, 所用的时间即为管子的存储时间 t_s (通常我们定义从 i_{B2} 变负开始起, 到管子由饱和退出变为放大状态所用的时间称为管子的存储时间, 它和管子参数及其激励程序即饱和的深浅有关)。一旦管子进入放大状态, 电流 i_{c2} 的下降, 就会通过磁环变压器的正反馈使 i_{B2} 减小, i_{c2} 进一步减小。由于这种再生反馈的结果, 使集电极电流 i_{c2} 很快由某一较大值跳变为零, 而三极管 VT_2 由导通变为截止。这时, 我们在示波器上看到 i_{c2} 波形后沿中有

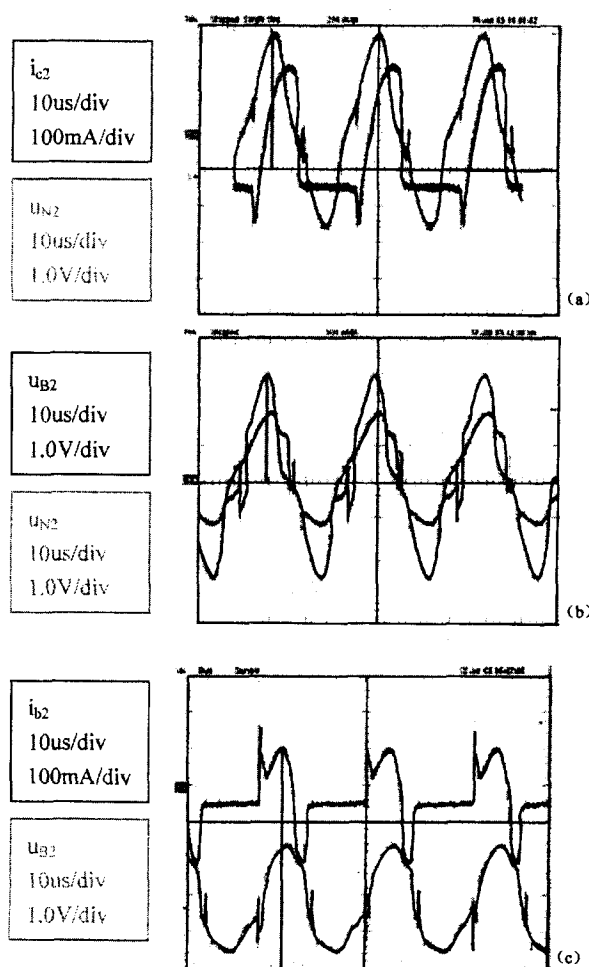


图 2 半桥逆变电路的电流电压波形

一个向下的跳变, 变化很快, 所用的时间是很短的(图 2(a))。

由于 i_{B2} 变为负值, 以及 i_{B2} 、 i_{c2} 、 i_{E2} 之间满足 $i_{E2} = i_{B2} + i_{c2}$ 的关系, 发射极电流 i_{E2} 会在其峰值附近出现一个向下的凹陷, 凹陷的开始点同基极负电流的开始点是一致的, 在观察发射极电阻上的电压波形时, 很容易看到这种情况。

从本节的讨论中可以得出以下结论:

(1) 管子由导通变为截止的过程, 并不像过去普遍所认为的那样, 靠磁环饱和使各绕组感应电动势变为零造成的; 而是由于在管子饱和后的某一时刻, 磁环电压低于管子的基极电压, 出现了反向的基极电流, 使管子退出饱和进入放大状态, i_c 减小, 并通过外电路的正反馈使 i_c 进一步减小, 结果管子由导通变为截止。

实际上,磁环是否饱和并不是半桥逆变电路中两个管子转换的必要条件,在这点上我与叶工的文章深有同感。大家知道,在有的电路中 VT_1 、 VT_2 基极驱动是由绕在电感的两个副绕组产生的。显然,工作时电感是不能饱和的,又如在推挽电路中也未用到可饱和的磁环变压器,这都从另一侧面证实了上述论点。

(2)管子(在本例中为 VT_2)的导通时间的长短与以下因素有关:磁环感应电动势 $L \frac{di}{dt}$ 到达其峰值时间的早晚(它取决于磁环材料的性质及其尺寸、流经电感电流的变化率 di/dt 的变化趋势)、管子基极驱动电流 i_b 的大小即管子饱和的深浅、管子开关参数中存储时间 t_s 的长短,管子退出饱和速度的快慢,以及外电路元件参数等诸多因素有关。

一般说来,磁环的匝数愈多、磁环的磁导率 μ 愈大,则三极管的基极驱动愈厉害,三极管的饱和程度愈深,退出饱和所用的时间愈长,半桥逆变电路的工作频率愈低。

加大发射极电阻 R_E ,增加其负反馈作用,三极管不易饱和,工作频率将变高;加大基极电阻 R_B ,减小基极驱动电流 i_b ,三极管也不易饱和,工作频率亦将变高。

在同样匝数下,减小磁环的尺寸(外径及厚度),则磁环感应电动势 $L \frac{di}{dt}$ 到达其峰值的时间提前,电路的工作频率将变高。

电感 L_2 的数值越大,流过它的电流 i_L 变化越慢,电路的工作频率将越低。至于灯管的等效电阻及启动电容对电路的工作频率的影响,在分析了半桥逆变电路的等效电路以后,我们可以从推导所得出的数学表达式知道其变化规律。

2 三极管如何由截止变为导通(以 VT_1 为例)

从上面的讨论中我们知道, VT_2 在由导通变为截止的快速变化过程中,管子处于放大区, i_{c2} 会逐渐减小,由反反馈,使磁环绕组 N_2 上的电压由大变小,并改变极性,结果绕组 N_2 上的电压上负下正,而绕组 N_1 上的电压上正下负, U_{B1} 变正,从而使 VT_1 的基极电压也变正,但 VT_1 并不马上就能由截止变为导通,而延迟一段时间,如同图 2a 中 i_{b2} 比 U_{N2} 延迟一段时

间是一样的。为何延迟一段时间,我们在后面讨论续流电容 C_4 的作用时会看到,它是由于电容 C_4 充电(或放电)的持续时间所造成的。

在 U_{BE1} 变为足够正时, VT_1 的 BE 结及 BC 结均变为正偏,较大的正 U_{BE1} 值除产生正向的基极驱动电流 i_{b2} 、向基区注入大量的电子外,还产生由基极流向集电极的反向电流 $-i_{c1}$,此电流由集电极流出,经 C_7 流入灯管,同先前 VT_2 流过灯管及电感 L_2 的电流 i_{c2} 方向是一致的,两者共同组成灯管电流。在这里,反向集电极电流 $-i_{c1}$ 的流电路径是:由 VT_1 集电极经 C_7 、灯管、电感 L_2 、磁环绕组 N_3 、 N_1 及电阻 R_3 (或通过接于 VT_1 的 BE 结的反向二极管)流回基极。在集电极电流 $-i_{c1}$ 反向流通($i_{c1} \leq 0$)的时间内,三极管 VT_1 可以看作两个背靠背连接的 PN 结,在 CE 之间两个 PN 结的压降是相互抵消的,因而总的压降很小。以后 i_{c1} 由较大的负值变为较小的负值,逐渐加大,先变为零,又进一步变为正值。但由于 BE 结构的正向电压 U_{BE1} 很大, i_{b1} 使三极管处于深饱和,这样, $i_{c1} \geq 0$, U_{BE1} 仍然很小,如图 3 所示(图中 i_c 受到一些干扰, $i_c = 0$ 不是一条水平线,但可以看出,有 i_c 时, $U_{CE} \approx 0$)。由此可见,在三极管 VT_1 导通的全过程中,CE 之间的压降是很小的,管子可视为短路,而不问其电流为正或负。

在三极管 VT_1 导通时,其 i_{c1} 变化的规律同先前讨论的 VT_2 集电极电流 i_{c2} 的波形是一样的,仅在时间上相差半个周期而已。

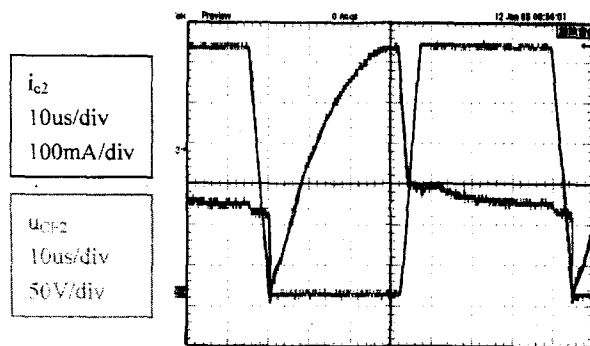


图3 集电极电压及电流 U_{BE2} (U_{BE1})、 i_{c2} 、(i_{c1}) 的波形

从本节的讨论中,我们可以得出以下结论:

(1)半桥逆变电路的转换过程是这样的:在 VT_1 截止、 VT_2 导通时,先是利用反向基流 $-i_{b2}$ 使 VT_2 从

饱和退出、进入放大状态、集电极电流减小,利用外电路的再生反馈、在极其短暂的时间内,使 VT_2 由导通变为截止、 VT_1 由截止变为导通,并在大约半个周期的时间内,维持这一状态。然后,又依靠反向基流 $-i_{b1}$ 使 VT_1 从饱和导通状态退出、进入放大状态、再一次利用外电路的再生反馈、在极其短暂的时间内使之由导通变为截止,并在大约半个周期内维持 VT_1 截止、 VT_2 导通状态。如此周而复始,往复循环,完成一连串的振荡波形。在这个转换过程中,并不须要利用磁环的饱和作用,或者说,磁环是否饱和对电路的转换并不起主导作用,这一点必须予以肯定。

可见,在半桥逆变电路的一个开关周期的大部分时间内,总是处于一个管子截止,另一个管子饱和导通的状态。只有在由饱和转换为截止的短暂时间内,管子才处于放大状态,它在一个开关周期中,在时间上所占的比例是很小的。在宏观讨论外电路的电压及电流波形时,把两个三极管分别看作短路或开路,所引入的误差是很小的。

(2)三极管一旦导通,先是在 i_c 为负值时把它看作是两个背靠背连接的 PN 结,在 CE 之间,两个 PN 结的压降相互抵消,而当 i_c 变为正值后又进入饱和状态。这样在有集电极电流 i_c 出现时, U_{CE} 基本上等于零(图 3)。三极管可以看作短路,基极失去对集电极电流的控制作用,仅由外电路的参数来控制集电极电流的大小。

有的学者把半桥逆变电路当作功率放大器来分析,并把后面的 LC 网络当作阻抗匹配网络来看待,显然与实际情况相悖,文章作者所举的计算实例,无法从大多数实际电路参数中得到印证,因而不能令人信服。

3 电容 C_4 的续流作用

从图 3 中可以看出,两个管子的导通时间均小于半个周期,在两个管子的电流之间存在一段死区时间,这是为避免两个管子同时导通而烧毁所必需的。但是,在外电路中流过灯管的电流又必须是连续的交流电流,如何采取措施来解决这个矛盾呢?人们巧妙地利用电容电流可以突变的特性,通过图 1 中电容 C_4 的续流作用,产生正负相间的脉冲,来填充电流 i_{c1} 、 i_{c2} 波形之间的缺口,保证流过灯管的电流是连续

的。

下面我们就来分阶段讨论 C_4 的作用。

3.1 当 VT_1 截止、 VT_2 导通时

由电解电容 C_3 送出的电流经电容 C_7 、灯管(以 R_{LA} 表示)、电感 L_2 和 VT_2 到地,这时 C_4 的电压基本上等于电源电压(即 C_3 上的电压 U_{DC}),其极性为上正下负,灯管电流向右向左流,如图 4(a)。

3.2 当 VT_2 已截止、而 VT_1 尚未导通时

由于 VT_2 电流减小,电感 L_2 上的感应电动势的为左正右负,电容 C_4 将与电感 L_2 串联对 C_7 充电,而 C_4 本身放电,此时电流流路径如图 4b 所示。放电电流 i_{c4} 的方向由下而上流,它接过 VT_2 截止时 i_{c2} 的向下跳变,维持流过灯管的电流,但一旦 VT_1 导通时, U_{BE1} 很小,它与电容 C_4 相关联, C_4 的电压立刻下降为零, C_4 的放电电流 i_{c4} 亦跳变为零。可见 C_4 的放电电流是一个脉冲波,它的前沿幅度等于 VT_2 截止时 i_{c2} 的向下的跳变值,而其后续沿幅度等于 VT_1 开始导通时 i_{c1} 的向下的跳变值。 i_{c4} 流经灯管电流的方向与下管 VT_2 流过灯管电流的方向是一致的,它对电流 i_{c2} 的正半周是一个接续和补充,从而补足了电流 i_{c1} 、 i_{c2} 波形之间的缺口,保证流过灯管的电流是连续的。在 i_{c2} 出现向下跳变时, U_{N1} 、 U_{BE1} 有向上跳变,但只有 C_4 的续流电流 i_{c4} 跳变为零时,才有基极电流 i_{b1} 及集电极电流 i_{c1} ,所以 i_{b1} 比 U_{N1} 延迟一段时间,它恰好等于 i_{c4} 的脉冲宽度。

3.3 当 VT_1 导通时

在 VT_1 导电之初, i_{c1} 是负的,电流的流路径与方向与图 4(b) 相同,不过由 VT_1 代替电容 C_4 的作用而已。一旦 $i_{c1} \geq 0$, 则电流的流路径与方向如图 4(c) 所示。灯管电流向左向右流,电流方向。电流 i_{c1} 与 i_{c2} 的波形是相似的,仅在时间上相差半个周期。这时,由于 VT_1 导通并饱和, C_4 上电压为零,不存储有电荷。

3.4 当 VT_1 已截止、而 VT_2 尚未导通时

由于 VT_1 截止,电容 C_4 将被充电,充电电流 i_{c4} 接续了电流 i_{c1} 。电流 i_{c4} 流路径如图 4(d),其方向是由下而上的,与先前图 4(b) 中 C_4 的放电电流方向相反,因而是一个负脉冲。该脉冲的前沿幅度等于 i_{c1}

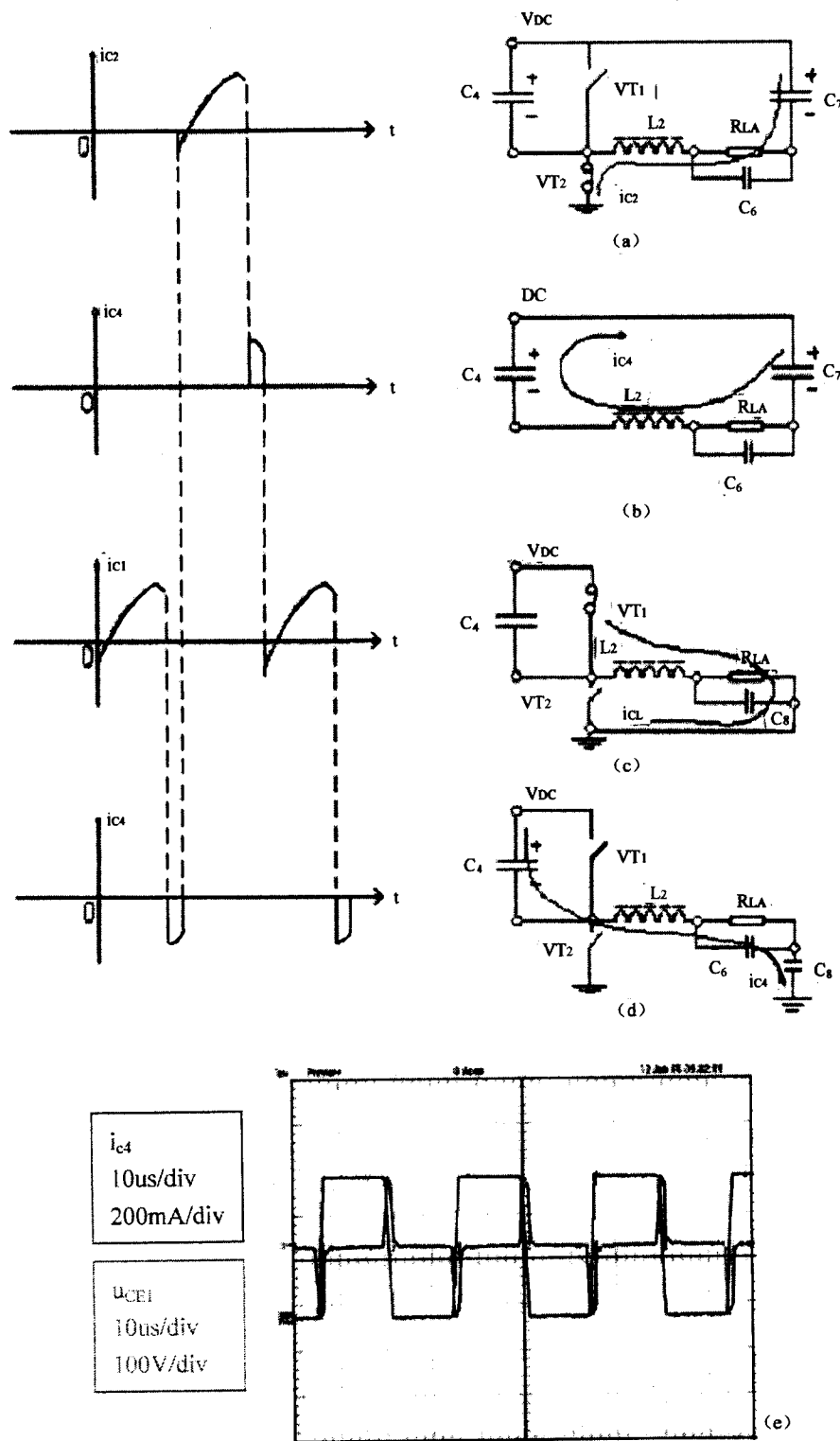


图4 电容 C_4 续流作用的图示说明

向下的跳变值,而其前沿幅度则等于 VT_2 开始导通时 i_{c2} 的向下的跳变值。因为一旦 VT_2 导通, $U_{BE2} = 0$, C_4

电压立即上升到 U_{DC} , 结束充电电流,并形成陡峭的后沿。以后 VT_2 导通,便恢复到 3.1 的情况。

由以上讨论可以知道: VT_1 、 VT_2 的电流是交替出现的,中间有一个缺口。利用电容电流可以突变的性质,由 C_4 的电流加以补充,使流过灯管的电流是一个连续的接近正弦或按指数规律变化的曲线。在图 4 (e)中那个正负相间的脉冲,就是由 C_4 提供的,它恰好填补了两个集电极电流缺口。

综合以上讨论,可以得出以下结论:

(1)在一个开关周期中,三极管 VT_1 、 VT_2 的基本上可以看作是工作于开关状态,或是饱和导通,或是截止关断,并非处于 C 类放大状态,只有在由饱和导通转为截止的短暂时间内才处于放大状态。

(2)电路的工作频率或管子导通时间的长短与磁环上感应电压到达其峰值的时间的早晚、管子基极驱动电流的大小、其饱和程度的深浅和存储时间的长短,以及外电路元件的参数等有关。

(3)两个三极管 VT_1 、 VT_2 的电流与电容 C_4 的续流电流共同构成一个连续波形,提供给灯管,使之正

常发光。如果把 C_4 的电流当成三有管的电流的一部分,无源半桥 C_7 、 C_8 上的电压看作直流电压,分别为 $U_{DC}/2$ (或 $E/2$),有源半桥 VT_1 、 VT_2 分别看作是短路或截止,其中点对地电压为理想的矩形方波,幅度为 $E/2$,那么半桥逆变电路的等效电路可简化为图 5 的形式。图中, A、B 分别为两个半桥中点, U_{AB} 是它们之间的电压, R 即是灯管的等效电阻 R_{LA} , 等于管压/管流之比,这里为简化计,以 R 表示; L 为扼流电感,即图 1 中的 L_2 ; C 为启动电容(有的文章把 C_7 作为谐振电路的一部分来分析,显然是错误的),即图 1 中的 C_6 。

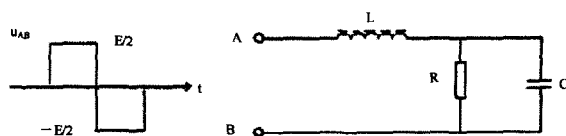


图 5 半桥逆变电路的等效电

(未完,待续)

(本文编辑 姜伟)

第三届全国电光源科技研讨会 会议资料征订

本届会议资料共两册,即“邀请报告”和“论文集”。邀请报告共有 21 篇,由国内外知名专家、学者撰写,内容以各类电光源科研开发、市场调研及其综述为主。论文集中收录大会征集的论文 51 篇,分别以荧光灯、HID 灯、白炽灯与卤钨灯、无极放电灯、光源电器、光源材料和制灯设备、测试技术及其他分类刊出。

除会议发放外,现有少量存书征订。订价:230 元/套,两册(含邮资)。

订阅办法:邮局汇款:北京市大北窑厂坡甲 3 号 全国照明电器信息中心 邮编:100022

银行信汇:工行北京市朝阳区支行营业部 账号:892359-63 北京电光源研究所