

时都可以允许承受更高的集电极关断电压。同时可以看出,在集电极关断时间里,在输入电容的反偏协助下基极驱动绕组的正弦负半波自动使基极处于反偏状态。这样使得高压晶体管可以安全地承受  $V_{\text{cer}}$  (而不是较低的  $V_{\text{ceo}}$ ) 额定电压。现在你应该回忆起来了,  $V_{\text{ceo}}$  是双极型晶体管在关断情况下当基极处于高阻抗或开路时集电极和发射极之间所能够承受的最大关断电压。另一方面,  $V_{\text{cer}}$  额定电压一般情况下比  $V_{\text{ceo}}$  要高 100~300V,但其前提是晶体管在关断情况下基极要保持 -2~-5V 的反偏电压。这个负的偏置电压是自动从启动电压的负半周期由振荡变压器的反馈绕组获取的,如图 16.14 (a) 所示。这个反向偏置电压也可以从图 16.14 (a) 中的备用基极驱动电路自动获取。

从波形图可以看到(图 16.14 (a) 或图 16.22 (a)),这两个常用的拓扑可以使晶体管在集电极电压过零时关断,这样会大大减少关断损耗。

## 16.6 DC/AC 逆变拓扑

图 16.13 表示的是电子镇流器最为常用的 4 种拓扑结构,它们分别是用于 120V 交流输入下的推挽结构和 220V 交流输入下的半桥结构的电流馈电式拓扑和电压馈电式拓扑。

无论对于推挽拓扑还是半桥拓扑,电流馈电式结构都会增加一到两个额外的电感,这样就会使晶体管在关断时产生的电压应力高于电压馈电式拓扑。

但是电压馈电式拓扑设计的可靠性很难保证,因为它会产生很高的启动电压和瞬态电流,它们的幅值是由电路的品质因数  $Q$  来决定的。启动的瞬态电流可能有工作电流的 5~10 倍那么大。此外,电压馈电式电路在灯管负载开路或短路的情况下很难正常工作,而电流馈电式电路却能很容易地应对这种情况。

随着双极型晶体管的耐压值不断提高和价格的不断下降,电流馈电式拓扑具有较高的电压关断应力已经不再是什么大问题。它的主要缺点就是元器件较多,这将会使造价有所上升。

### 16.6.1 电流馈电式推挽拓扑

如图 16.14 (a) 和图 16.14 (b) 所示,这种拓扑在 R.J.Haver 的经典文章里第一次得到描述。在 Haver 的方案里并没有采用隔离变压器来驱动灯管,而是采用了具有中心抽头的扼流圈直接把集电极和集电极相连接,而灯管就直接接在扼流圈之间。但目前大多数应用要求采用 DC 隔离变压器,这样不断电时灯管也可以被频繁更换。

图 16.14 (a) 中的中心抽头是反馈式的,并没有直接接到 boost 调节器低输出阻抗的直流电源上,而是首先经过了一个恒流电感  $L_{\text{cf}}$ 。因此该电路实际上就是一个通过功率变压器上的正反馈绕组  $N_{\text{fb}}$  去驱动晶体管基极的振荡器。

电容  $C1$  和初级的两个半绕组的激磁电感  $L_{\text{m}}$  并联组成了一个并联谐振电路,它的谐振频率为  $f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_{\text{m}}C1})$ ,在灯点亮之前电路会按照这个谐振频率振荡一小段时间,直到灯被点亮后镇流电容  $C4$  才会影响到初级。当灯点亮后,镇流电容上就会产生电流,有些镇流电容并不容易计算,而当电容折算到初级和  $C4$  并联后就降低了谐振频率。

可以采用如图 16.14 所示的两种方案来驱动基极。图 16.14 (a) 所示的方案采用了 RC 组合,每个基极和驱动绕组相串联。电容在基极处的反偏作用是加快晶体管的导通时间和缩短晶体管的存储时间。同时,反偏有助于将晶体管关断电压的耐受值提高至  $V_{\text{cev}}$ ,而不是原来的  $V_{\text{ceo}}$ 。

次级绕组驱动的是两个并联的快速启动型灯管，灯丝电源是由第二个变压器的次级来提供的，而第二个变压器的初级是 T1 上的附加绕组。虽然 T2 会增加费用支出，但比在变压器 T1 的次级增加一个灯丝绕组更好。后者会使 T1 变得体积庞大、效率低下且更为昂贵。

R1 从直流电源上引出电流，提供引发谐振的启动电流。两个晶体管之间不同的  $Q$  值导致了增益大的管子首先导通，之后基极通过 D1 的正反馈绕组  $N_b$  获得持续的驱动。

集电极的电压和电流波形如图 16.14 (b) 中的 (2) 至 (5) 所示。晶体管在集电极电压的过零点导通和关断，极大地降低了开关损耗。

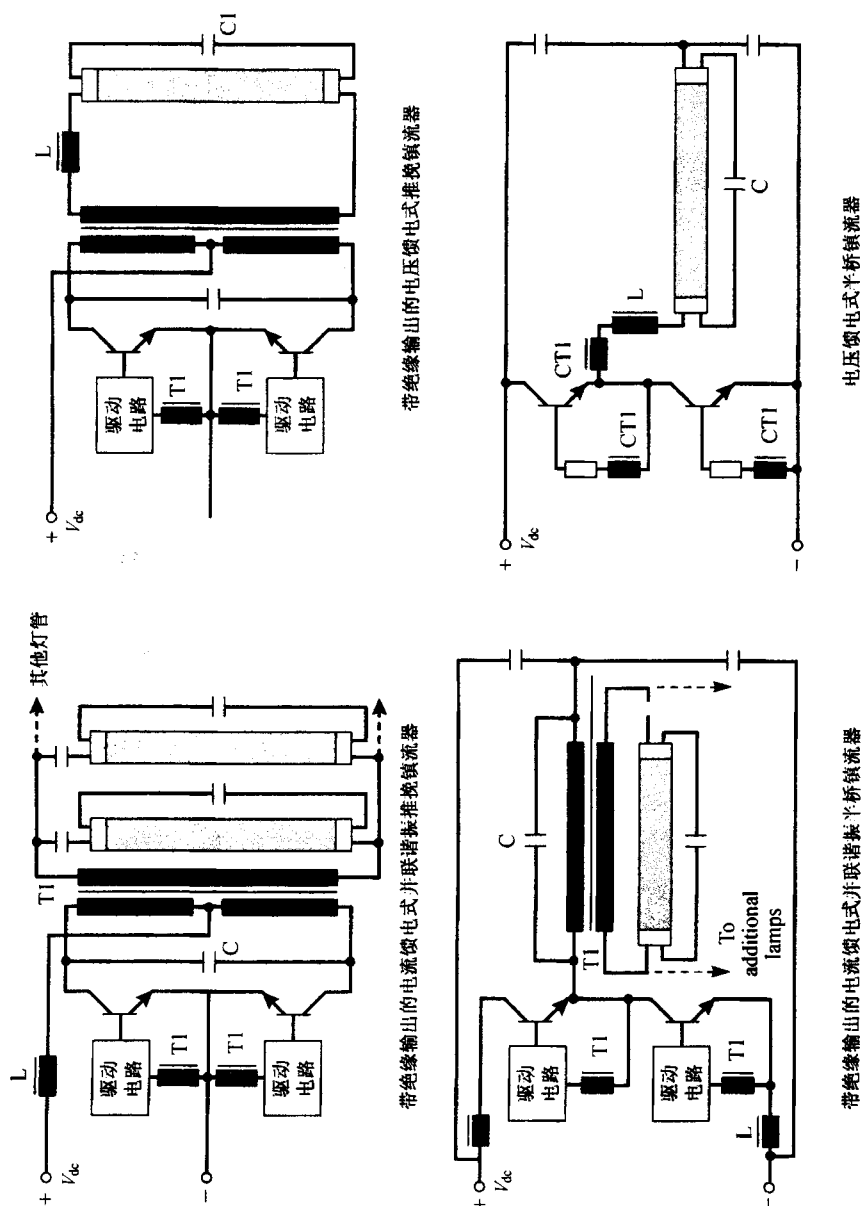


图 16.13 交流供电的荧光灯常用的 DC/AC 逆变器拓扑结构。220V 交流输入时采用半桥式，120V 交流输入时采用推挽式

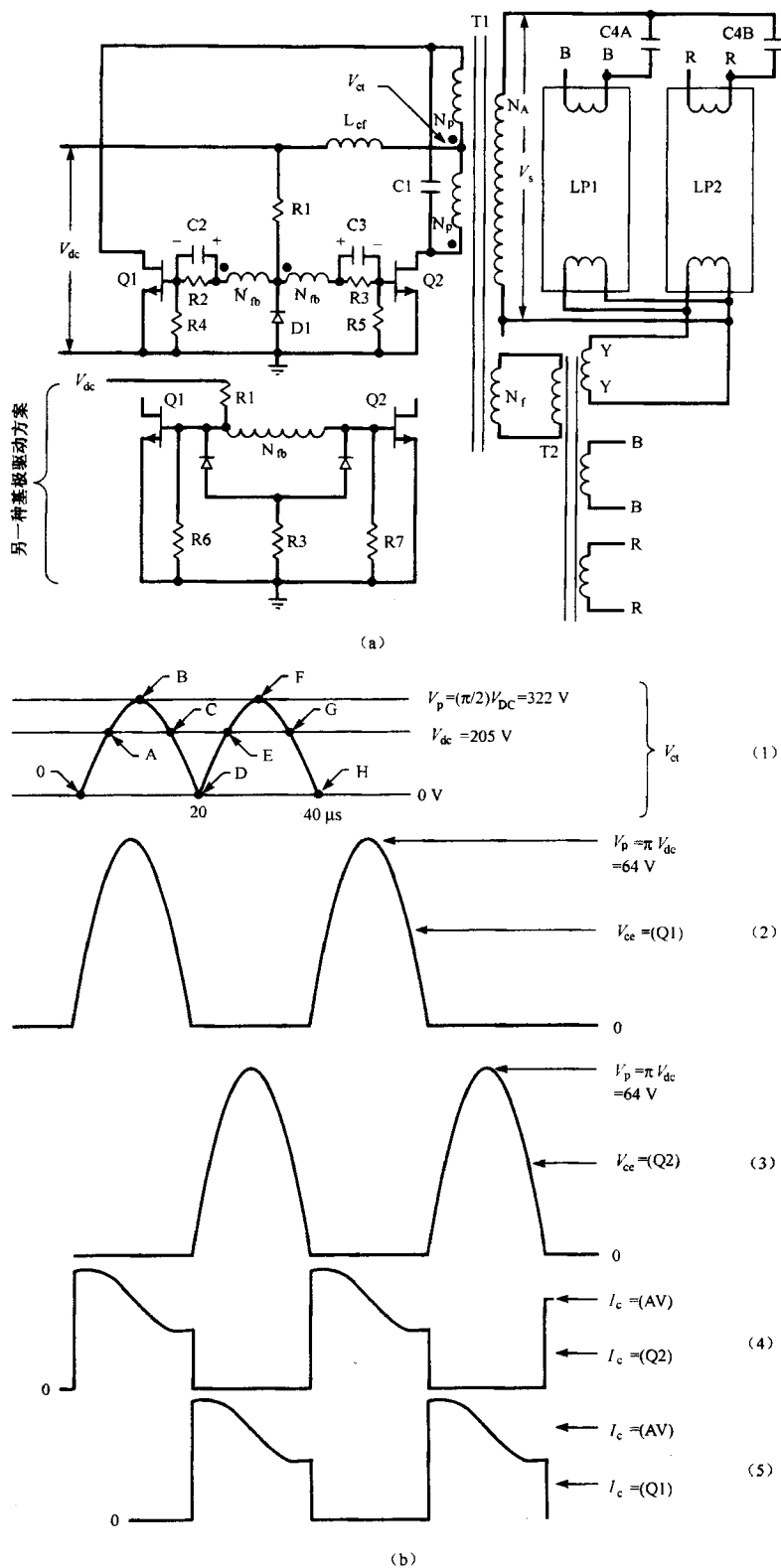


图 16.14 (a) 电流馈电式并联谐振 DC/AC 逆变器。C1 加上反馈回来的 C4A 和 C4B 与 T1 的励磁电感构成并联谐振电路。L<sub>cf</sub> 是恒流电感。(b) 图 16.14 (a) 的波形图

$N_s$  上的次级电压峰值根据不同的灯管设定为  $50^\circ\text{F}$  时相应的灯管额定启动电压  $V_{ns}$ 。电容  $C4$  是镇流电容, 它的主要功能是使灯管工作在额定电压有效值  $V_{lrms}$  下, 限定它的工作电流为  $I_{lrms}$ , 并使功率满足  $P = V_{lrms} \times I_{lrms}$ , 这样  $C4$  可以从以下公式推出

$$I_{lrms} = I_{C4\ rms} = \frac{0.707V_{ns} - V_{lrms}}{X_{C4}} \quad (16.4)$$

$$= (0.707V_{ns} - V_{lrms})(2\pi f_t C4)$$

### 16.6.2 电流馈电式推挽拓扑的电压和电流

在图 16.14 (b) 中的 (1) 所示的是图 16.14 (a) 中功率变压器  $T1$  的中心抽头的波形。有这种波形是因为电流反馈电感  $L_{cf}$  的存在以及一个经过全波整流后的正弦波在过零点时会降为零。因为  $L_{cf}$  的直流电阻可以忽略, 所以加在上面的直流电压几乎为零, 在  $L_{cf}$  输出端的电压几乎等于输入端的电压, 即  $V_{dc}$ 。同时因为一个全波整流后的正弦波的平均幅值等于  $V_{ac} = V_{dc} = (2/\pi)V_p$ , 则中心抽头的电压峰值为  $V_p = (\pi/2)V_{dc}$ 。由于中心抽头的电压峰值出现于开关管导通时间的中点, 其大小为  $(\pi/2)V_{dc}$ , 因此另一个晶体管处于关断状态时承受的电压为  $\pi V_{dc}$ 。

现在假设正常的交流输入电压有效值为 120V, 并假设有  $\pm 15\%$  的偏差, 所以峰值电压为  $1.41 \times 1.15 \times 120 = 195\text{V}$ 。考虑到 PFC 电路能产生很好的可以调节的直流电压, 大约比输入交流电压高 20V 左右, 就有  $V_{dc} = 195 + 20 = 215\text{V}$ 。这样晶体管要保证安全工作就必须能够承受值为  $\pi V_{dc}$  的关断电压, 也就是 675V 的电压。目前有很多晶体管的额定值都可以满足电流、电压和  $f_t$  的要求 (如 MJE18002 和 MJE18004, 它们的  $V_{ceV} = 1000\text{V}$ ,  $f_t = 12\text{MHz}$ ,  $\beta$  值最小为 14)。即使晶体管的  $f_t = 4\text{MHz}$  也没有关系, 因为晶体管在关断后反偏电压的存在大大缩短了它的存储时间。

从图 16.14 (b) 中的 (2) 至 (5) 可以看出, 晶体管电流在电压的过零点处才会上升或下降, 这样可以减少开关损耗。因为通过初级的两个绕组的正弦半波幅值相等, 所以其伏秒数也是相等的, 而且由于存储时间可以忽略 (图 16.14 (b) 中的 (1)), 也就不会产生磁通不平衡或瞬态同时导通的问题了。

每个半周期内的集电极电流如图 16.14 (b) 中的 (4) 或 (5) 所示。在电流方波脉冲顶部的正弦形状特点将在下面讨论。正弦形状中点处为电流的平均值 ( $I_{cav}$ ), 它可以根据灯的功率计算出来。假设两盏灯的功率均为  $P_1$ , 变换器的效率为  $E$ , 输入电压为  $V_{dc}$ , 则集电极电流为

$$I_{cav} = \frac{2P_1}{EV_{dc}} \quad (16.5)$$

设两灯管均为 40W, 变换器效率为 90%, 从 PFC 电路得到输入电压  $V_{dc}$  为 205V, 则  $I_{cav} = 2 \times 40 / 0.9 \times 205 = 434\text{mA}$ 。

### 16.6.3 电流馈电拓扑中的“电流馈电”电感的幅值

图 16.14 (a) 中的电感  $L_{cf}$  可以根据图 16.14 (b) 中的 (1) 计算出来, 从图中可以看出,  $L_{cf}$  输出端电压以正弦半波形式围绕  $V_{dc}$  上下摆动,  $L_{cf}$  上的瞬时电压为  $V_l = L_{cf} di/dt$ 。因此在

任何两个时刻  $t_1$  和  $t_2$  之间  $L_{cf}$  上电流的变化  $dI$  可以从下式计算出来

$$dI = \frac{1}{L_{cf}} \int_{t_1}^{t_2} V_1 dt \quad (16.6)$$

由图 16.41 (b) 中的 (1) 可以看出,  $L_{cf}$  输出端的电压从时刻 A 到时刻 C 都大于  $V_{dc}$ 。因此, 式 (16.6) 中电感两端的伏秒数大于零。这意味着这段时间内电感中的电流是上升的。反之, 从时刻 C 到时刻 E, 电感两端的伏秒数小于零, 在这段时间里电感中的电流是下降的。

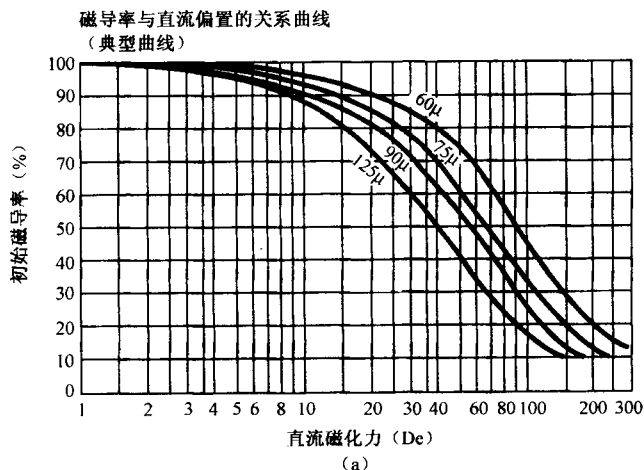
因此, 一般可以通过选择电感  $L_{cf}$  来使式 (16.6) 中的电流变化量  $dI$  只是式 (16.5) 中的电流  $I_{cav}$  的很小一部分。这个用于驱动 DC/AC 逆变器的电感可以看作是一个恒流源。假设式 (16.6) 中的  $dI$  为式 (16.5) 中  $I_{cav}$  的  $\pm 20\%$ , 这样如果  $I_{cav}$  为 434mA, 那么就有  $di = 0.4 \times 434 = 174\text{mA}$ , 则由式 (16.6) 可得  $L_{cf} = \int_A^C V_1 dt / 0.174\text{H}$ 。在图 16.14 (b) 中的 (1) 中,  $\int_A^C V_1 dt$  就是  $V_{ct}$  和  $V_{dc}$  之间曲线所围区域的面积 (伏秒数)。

通过粗略估算, 这个区域的面积大约为  $806 \times 10^{-6} \text{Vs}$ , 则由式 (16.6) 可得  $L_{cf} = 806 \times 10^{-6} / 0.174 = 4.6$ , 取为 4mH。该电感可以用铁粉体或带气隙的铁氧体磁心来绕制, 这样即使在最大直流电流下工作也不会饱和。此外虽然在正常情况下计算出来的电流为 434mA, 但考虑到导通瞬态电流, 一般应留有两倍的裕量。

图 16.14 (b) 中的测量波形 (1), (2) 和 (3), 为图 16.14 (b) 中 (4) 和 (5) 电流波形顶部的特征正弦摆动提供了半定量化的解释, 其依据是电感  $L_{cf}$  两端的电压为  $V_1 = L_{cf} di/dt$ 。在图 16.14 (b) 中的 (1) 中, 时刻 A 和时刻 C,  $L_{cf}$  两端电压为零, 于是  $di/dt$  为零。与其相对应的图 16.14 (b) 中的 (4) 中的时刻 A 和时刻 K, 这两点处的  $di/dt$  也为零。在图 16.14 (b) 中的 (1) 中的时刻 B,  $L_{cf}$  两端的电压最大, 因此  $di/dt$  也最大, 从而与该点对应的图 16.14 (b) 中的 (4) 中的时刻 J 的  $di/dt$  也最大。

#### 16.6.4 电流馈电电感中具体磁心的选择

4.0mH 的电感  $L_{cf}$  可以采用 MPP 磁心 (4.3.2.2 节), 或采用更便宜的 MPP 改进版本即 KoolMu 磁心 (图 16.15), 也可采用带气隙的铁氧体 (4.3.3.1 节), 或者是价格不贵但损耗较大的铁粉体 (图 16.17)。一般情况下, 要综合考虑损耗、体积和价格三方面的因素。表 16.1 提供了这方面的参考。



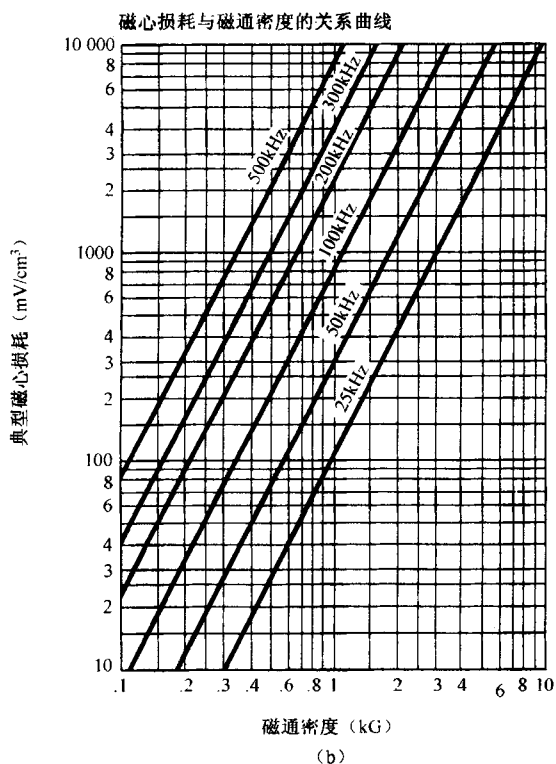


图 16.15 KoolMu 的特性曲线, 磁粉体的损耗小于铁粉体

表 16.1 各种磁心材料的价格/损耗的比较

| 磁心类型                  | 售价 (500 quantity), \$       | 磁心损耗 mW/cm³,<br>at 1000 G, 50 kHz |
|-----------------------|-----------------------------|-----------------------------------|
| MPP                   | 14.00                       | 180                               |
| KoolMu                | 4.20                        | 300                               |
| Gapped ferrite (3C85) | 2.20 (two halves, 3019 pot) | 30                                |
| Micrometal            | 0.34 (26 material)          | 2000                              |

MPP 磁心高昂的价格使我们对其不予考虑。表 16.1 中在 1000G 条件下磁心损耗的比较并非完全准确, 因为 4mH 的电感绕组匝数很多, 磁通密度的峰值很低, 这样即使是廉价的 Micrometal 磁心的损耗也不是很大。下面用计算来说明最终的磁心选择过程。

绕组匝数  $N_r$  可由每 1000 匝的毫亨数  $A_1$  计算而得

$$N_r = 1000 \sqrt{\frac{L}{A_1}} = 1000 \sqrt{\frac{4}{A_1}} \quad (16.7)$$

磁通密度的峰值  $B_m$  可以通过法拉第定律来求出

$$V_1 = NA_e dB/dt \times 10^{-8}$$

或

$$B_m = \int_A^C V_1 dt / NA_e \times 10^8$$

在图 16.14 (b) 中的 (1) 中,  $\int_A^C V_L dt$  是  $V_{cl}$  和  $V_{dc}$  之间从 A 点到 C 点区域的面积, 估算值为  $806 \times 10^{-6} \text{Vs}$ , 于是有

$$B_m = \frac{806 \times 10^2}{NA_c} \quad (16.8)$$

磁心的损耗可以通过厂家提供的在不同频率和磁通密度  $B_m$  下的损耗曲线来计算, 由图 16.14 (b) 中的 (1) 可以看出, 在 25kHz 的振荡频率下, 电感工作频率应为 50kHz。

通常选用以下 3 种类型的磁心, 即 KoolMu、Micrometal 和带气隙的磁心。初选时, 可通过分析厂家提供的在不同磁场强度下电感的衰减曲线 (图 16.16 (a)) 以及式 (16.8) 来选定  $A_L$ , 使得电感匝数最少, 并且保证磁心不会饱和。当  $A_L$  较大 (磁导率较高), 匝数较小时, 磁心在较低的直流磁场强度下就会饱和。磁场强度的最大值可以由以下公式计算得出

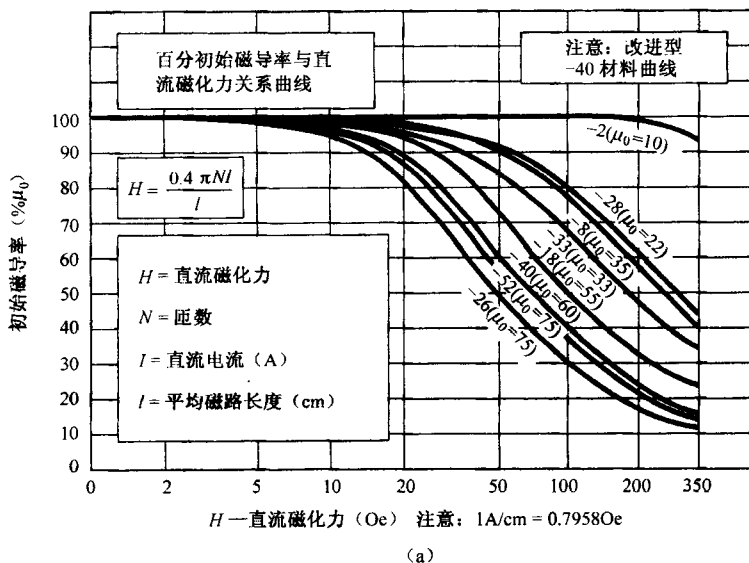
$$H_m = \frac{0.4 \pi NI}{l_m} \quad (16.9)$$

式中,  $l_m$  是磁路长度, 单位为厘米。由 16.6.2 节可知, 因为开关管的瞬态电流峰值是正常工作情况下的两倍, 所以  $I$  是最大电流值 434mA 的两倍。

一般通过参考厂家提供的在不同的  $B_m$  和频率下的磁心损耗曲线 (图 16.16 (b)) 以及式 (16.8) 中的  $N$  和  $B_m$  来对磁心进行初选, 使磁心损耗最小。下面将以 KoolMu 磁心为例进行分析, 参见表 16.2。

电感可以使用前面提到的 4 种磁心材料中的任何一种来制作。总的磁心损耗显然并不大, 电感的衰减百分比也是可以忽略的, 因为它可以通过改变衰减百分比的平方根也就是增加电感匝数来抵消。77439 磁心可能是最好的选择, 因为它需要的匝数最少。

对 Micrometal 的磁心进行同样的计算, 参考厂家给出的在不同的  $B_m$  和频率下的磁心损耗曲线 (图 16.16 (b)), 并参考图 16.6 (a) 中的电感衰减百分比, 可得到表 16.3 中的结果。



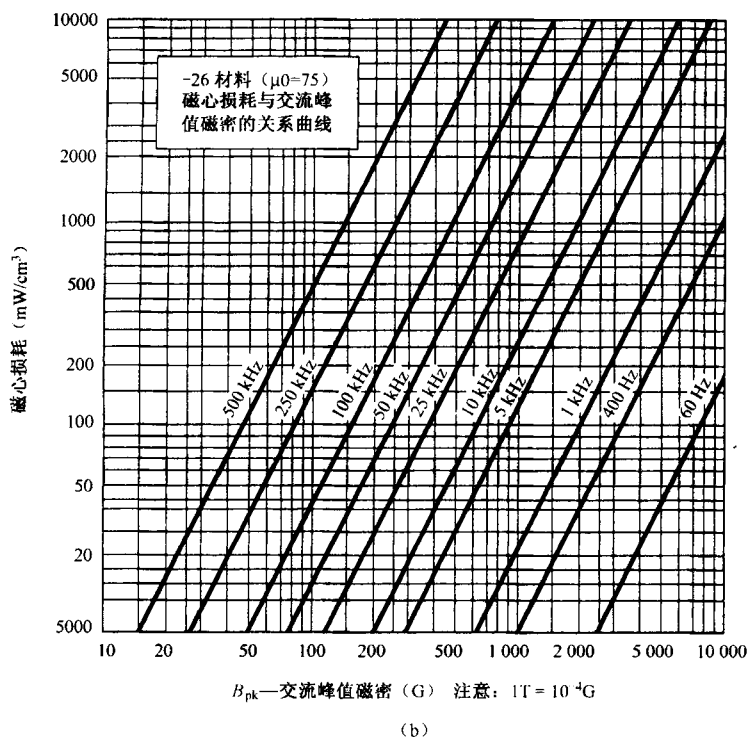


图 16.16 Micrometal 铁粉体磁心的特性, 相对于 KoolMu 和 MPP 材料, 其损耗非常小, 但是价格相当昂贵

表 16.2 电流馈电电感可采用的各种 KoolMu 磁心

| KoolMu type | $A_l$ , mH/1kT | $N$ turns | $A_c$ , cm <sup>2</sup> | $B_m$ , G | $l_m$ , cm | $H_m$ , Oe | %Fall | Loss, mW/cm <sup>3</sup> | Volume, cm <sup>3</sup> | Loss, total mW |
|-------------|----------------|-----------|-------------------------|-----------|------------|------------|-------|--------------------------|-------------------------|----------------|
| 77110       | 75             | 231       | 1.44                    | 121       | 14.3       | 17.6       | 8     | 4                        | 20.6                    | 84             |
| 77214       | 94             | 206       | 1.44                    | 136       | 14.3       | 15.7       | 11    | 5                        | 20.6                    | 103            |
| 77094       | 107            | 193       | 1.34                    | 159       | 11.6       | 18.5       | 13    | 8                        | 15.6                    | 125            |
| 77439       | 135            | 172       | 1.99                    | 117       | 10.74      | 17.4       | 9     | 4                        | 21.3                    | 85             |

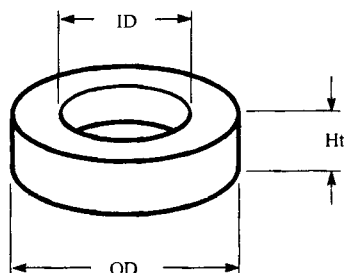
表 16.3 电流馈电电感可采用的各种 Micrometal 磁心

| Micro-metal type | $A_l$ , mH/1kT | $N$ turns | $A_c$ , cm <sup>2</sup> | $B_m$ , G | $l_m$ , cm | $H_m$ , Oe | %Fall | Loss, mW/cm <sup>3</sup> | Volume, cm <sup>3</sup> | Loss, total mW |
|------------------|----------------|-----------|-------------------------|-----------|------------|------------|-------|--------------------------|-------------------------|----------------|
| 225-26B          | 160            | 158       | 2.59                    | 98        | 14         | 12.3       | 10    | 17                       | 38                      | 646            |
| 250-26           | 242            | 129       | 3.84                    | 81        | 15         | 9.38       | 6     | 15                       | 57                      | 855            |
| 157-26           | 100            | 200       | 1.06                    | 190       | 10         | 21.8       | 20    | 60                       | 11                      | 660            |
| 175-26           | 105            | 195       | 1.34                    | 154       | 11         | 19.3       | 18.0  | 40                       | 15                      | 600            |

从表 16.3 可以看出, 廉价的 Micrometal 磁心损耗大约是 KoolMu 的 5~7 倍, 但还不是高得不可接受, 两者所需要的匝数相差并不是很大。与最早的两款 Micrometal 磁心相比, Micrometal157-26 和 175-26 具有较小的磁路和较多的匝数, 并有较高的磁场强度尖峰, 这导致了电感中波动或衰减的幅度都很大。

在 Micrometal 系列磁心中, 尽管 250-26 的损耗很大, 但是其电感衰减却很小, 因此它仍是最佳选择。

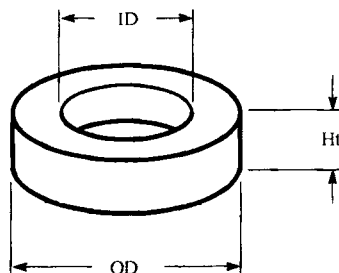
磁心最终的选择将取决于其性价比。KoolMu77439 (图 16.17 (a)) 尺寸较小, 损耗也小, 但价格昂贵。它的外径是 1.84 英寸, 损耗为 85 毫瓦, 一次买 500 个, 则单个价格为 4.2 美元。Micrometal250-26 (图 16.17 (b)) 的外径是 2.5 英寸, 损耗为 855 毫瓦, 一次买 500 个, 则单个价格仅为 34 美分。



KoolMu 77439 磁心:

外径 = 1.84 in  
内径 = 0.94 in  
高度 = 0.71 in

(a)



Micrometal T250-26 磁心:

外径 = 2.5 in  
内径 = 1.25 in  
高度 = 1.0 in

(b)

图 16.17 图 16.14 (a) 采用的电感  $L_{cf}$  的候选磁心尺寸

带气隙的铁氧体可能是最好的折中选择。对磁心的选取可先进行粗略的估算, 再通过两到三次的反复计算来最终确定。选择过程的参考资料仅需要在不同气隙时产生直流磁偏的临界安匝数所对应的  $A_l$  特性曲线, 可以参见 4.3.3.1 节中的图 4.2。

具体的选择过程如下。首先试选一个磁心, 这样就可以得到其  $A_l$  的值, 同时通过式 (16.7) 来计算所期望电感 (4mH) 的匝数。然后计算在预计的最大直流电流 (1A) 下的最大的安匝数。如果这个安匝数超过了临界饱和的安匝数, 就说明磁心太小或气隙不够大。此时应重新选择一个气隙更大的磁心 (此时  $A_l$  更小)。再不断地重复这个过程, 直到找到一个磁心的气隙或  $A_l$  使  $(NI)_{\max}$  不超过其临界饱和点为止。

根据这样选定的磁心及  $A_l$  由式 (16.8) 就可以计算得出磁密峰值  $B_m$ 。这样就可以根据厂家给出的 “ $B_m$ ——磁心损耗” 图得出在不同  $B_m$  下的磁心损耗及电流纹波频率 (在开关频率为 25kHz 时为 50kHz)。

这样, 重复上述步骤对 2616 型罐型铁心及 3019 型壶型铁心进行估算, 就可得出表 16.4。

表 16.4 电流馈电电感可能采用的气隙磁心

| Core<br>Philips | $A_l$ ,<br>mH/1kT | Gap,<br>mils | $N$ turns | $NI_{\max}$ ,<br>A · turns | Cliff point,<br>A · turns |
|-----------------|-------------------|--------------|-----------|----------------------------|---------------------------|
| 2616            | 170               | 32           | 153       | 153                        | 129                       |
| 2616            | 100               | 64           | 200       | 200                        | 200                       |
| 3019            | 500               | 11           | 89        | 89                         | 60                        |
| 3019            | 210               | 35           | 138       | 138                        | 170                       |

从该表可以看出, 不能采用 2616 型壶型铁心。这是因为即使是使用 32 密耳的气隙也需要 200 匝线圈, 而 1A 电流下的最大安匝数几乎正好在其临界点上。增加气隙有可能会使  $NI_{\max}$  值小于临界值, 但是会使匝数远远大于 153 匝, 也就是说磁心绕线在适当的铜线尺寸下无法

满足对匝数的要求。

体积较大的 3019 型壶型铁心可以在合理的气隙宽度下工作。如果选 11 密耳的气隙，在电流为 1A 时，安匝数为 89，而其饱和点仅为 60 安匝，所以不能使用。如果采用 35 密耳的气隙，则需要 138 匝线圈，在电流为 1A 时， $NI_{\max}$  为 138 安匝，完全可以在饱和点 170 安匝下正常工作。

3019 型磁心的截面积为  $1.38\text{cm}^2$ ，从式 (16.8) 可知，它的最大磁通密度为 423G。图 16.8 给出了在该磁通密度下的损耗，大约是  $5\text{mW}/\text{cm}^3$ ，因此在体积为  $6.19\text{cm}^3$  时，它的总损耗为 31mW。

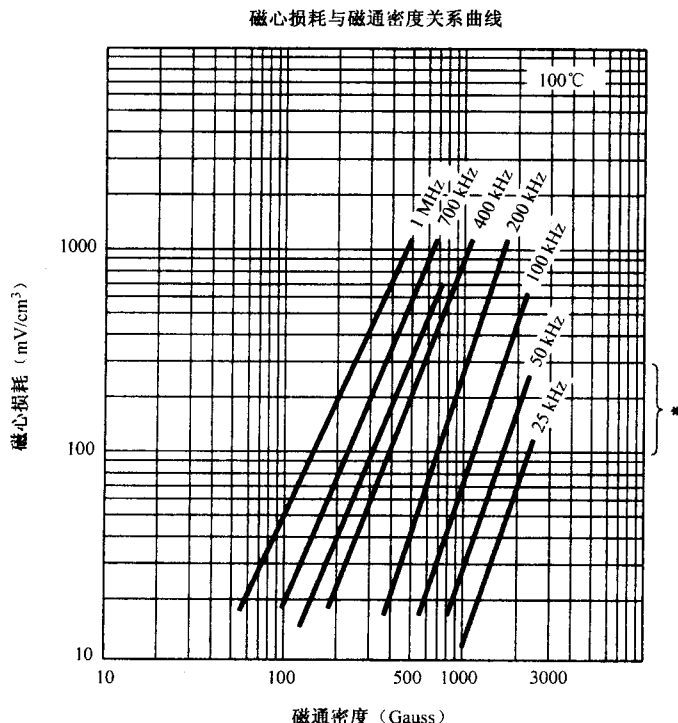


图 16.18 在不同的磁通密度和频率下的磁心损耗（图中为 Ferrotec/Philips 3C85 磁心材料）

表 16.5 是 3 种磁心最终的性价比结果。显然，如果以成本最小化为主要选择依据，则 Micrometal250-26 是最好的选择，尽管它的损耗达到了 850mW。如果觉得这个损耗过大，则可以选择较高价格的铁氧体磁心 3019。

表 16.5 电流馈电磁心的比较

| 磁心类型             | 售价<br>(500 qty.), \$ | 磁心总损耗, mW | OD, in | Height, in |
|------------------|----------------------|-----------|--------|------------|
| KoolMu 77439     | 4.20                 | 85        | 1.84   | 0.71       |
| Mic-Met 250-26   | 0.34                 | 850       | 2.5    | 1.00       |
| Ferrite pot 3019 | 2.20                 | 31        | 1.18   | 0.74       |

### 16.6.5 电流馈电电感线圈的设计

线圈的电流有效值（等效直流电流）大于计算所得的 434mA。以有效值为 500mA 的电