

2.2.8.1 磁心加气隙

当磁心偏离到图 2.3 磁滞回线弯曲部分时, 磁通不平衡就变得严重了, 励磁电流开始按指数规律增大, 如图 2.4 (c) 所示。可以通过使磁滞回线弯曲部分延伸至更大的奥斯特区域来避免这种情况的出现。此时, 磁心可以承受更大的直流电流偏置或伏秒数不平衡。

引入一个气隙与磁通线串联, 其效果如图 2.5 所示。它使磁滞回线的斜率变小, 且保持了磁滞回线与零高斯 (0-G) 水平线相交点 (所谓的矫顽力 H_c) 的固定。2~4mil (密耳) 的气隙能使磁滞回线弯曲部分延伸至更大的奥斯特区域, 对于应用在 10~500W 功率等级的磁心, 它就可以承受更大的 (适当范围内) 伏秒数不平衡了。

EE 或杯形磁心的气隙通常通过将塑料垫片加在中心柱和外柱上制成。磁通通过中心柱, 经外柱返回, 总的气隙为垫片厚度的两倍。制造变压器时, 把中心柱磨掉两倍垫片厚度的成本并不太高。中心柱放两倍垫片与中心柱和外柱都放垫片的效果一样, 且前者应用更为广泛, 因为其气隙能保持恒定, 使射频干扰 (RFI) 较小。

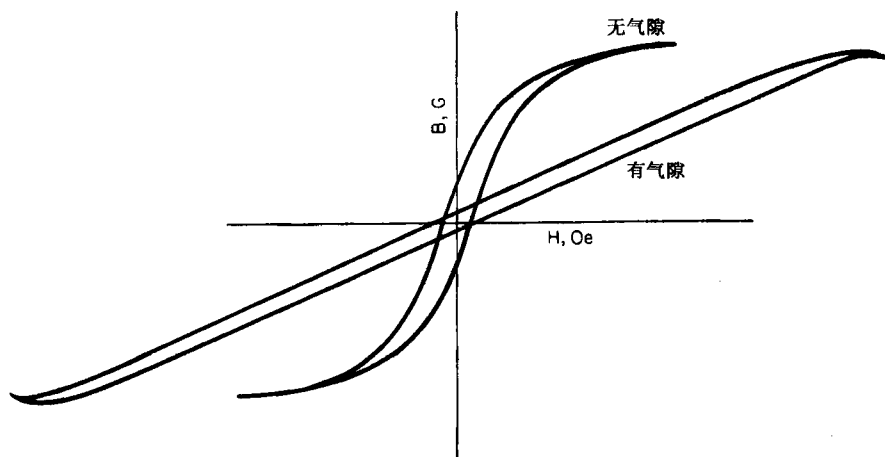


图 2.5 磁心加气隙使其磁滞回线倾斜。加了气隙的磁心, 其磁滞回线的弯曲部分延伸至更大的奥斯特区域, 则该磁心可以运行在更大的磁通不平衡或直流偏磁的情况下而不饱和

2.2.8.2 增加初级绕组电阻

2.2.6 节指出, 在伏秒数不平衡时, 初级绕组电阻可阻止磁心迅速饱和。当出现磁通不平衡时, 伏秒数较大的初级半绕组流过较大的峰值电流。这个电流使绕组电阻压降增大, 降低了该初级半绕组的伏秒数, 恢复了电流平衡。

初级两个半绕组都串入额外电阻可以加强这种效果。所加电阻可串接在功率晶体管的集电极或发射极。电阻值要根据变压器中心抽头电流脉冲观察试验来确定, 其值通常小于 0.25Ω 。

2.2.8.3 匹配功率开关管

伏秒数不平衡主要是由两个开关管存储时间和导通压降不等引起的, 如果开关管参数都匹配, 上述两个参数就相等, 不会出现磁通不平衡的问题。

要使开关管这两个参数匹配的成本很高, 需要专门的测试工具去完成。如果要求现场替换, 就行不通了。

如果匹配测试在某一负载电流和室温下进行,那么还必须确定负载电流和室温变化时参数能否依然保持匹配。而且,因为存储时间会受到双极型晶体管正向和反向基极输入电流的影响,所以存储时间很难精确匹配。一般来说,在最大工作电流下实现了 V_{ce} 和 V_{be} (集电极、发射极之间的电压和基极、发射极之间的电压)的匹配,所有的匹配也就完成了。对于大容量商用电源,参数匹配不是一个可行的方法。

2.2.8.4 使用 MOSFET 功率开关管

大多数伏秒数不平衡是由两个开关管存储时间不等引起的,所以使用没有存储时间的 MOSFET 功率开关管,就可以避免这个问题。

而且,使用 MOSFET 功率开关管还有一个优点,就是其导通压降会随温度升高而增加。因此,如果一个初级半绕组承受较大的电流,则其开关管管温就会高一些,导通压降增加,使绕组上的电压下降,降低这一边的伏秒数,恢复平衡。当然,这种方法只能定性地修正不平衡,不能依靠其定量地解决问题,也不一定能解决所有功率等级及两个开关管最差组合情况下的磁通不平衡问题。

然而,若在功率低于 100W,且磁心加气隙的情况下使用 MOSFET 功率开关管,则这样的推挽变换器一定不会出现磁通不平衡问题。

2.2.8.5 使用电流模式拓扑

解决磁通不平衡问题的最佳方法是使用改进的双管推挽拓扑——电流模式拓扑。这种方式具有传统推挽变换器的所有优点,它不但能解决磁通不平衡问题,而且还有很多独特的优点。

传统推挽变换器,尽管所有器件都已确定,但还是会在某些最差情况下出现磁通不平衡问题。当一个初级半绕组进入饱和,对应开关管就会流过很大的电流,使开关管损坏。电流模式拓扑基于逐个脉冲监视每个推挽开关管的电流,强制每个交替脉冲的幅值相等,从而解决磁通不平衡问题。

电流模式拓扑的细节将会在后面的章节中讨论。

2.2.9 功率变压器设计

2.2.9.1 磁心选择

确定了总输出功率,变压器设计先从选择磁心开始。磁心的有效输出功率根据工作频率、最大工作磁密(图 2.3 中的 B1 和 B2)、磁心面积 A_c 、窗口面积 A_w 及各绕组电流密度确定。

这些参数的确定是互相关联的,选择原则是尽量减小变压器尺寸和减少温升。第 7 章将介绍一个根据以上参数确定磁心最大有效输出功率的公式。

这个公式可用在一组迭代计算中。首先试探性地选择磁心、最大磁密、工作频率,并计算有效输出功率。如果输出功率不足,则选择更大尺寸的磁心,重复计算,直到找到符合要求的输出功率的磁心。

这是一个繁琐的过程,因此,可将公式绘制成图表,对于所要求的输出功率,只要一查图表就可以确定磁心和对应的工作频率。第 7 章将介绍一些常用拓扑的公式和图表。

现假设根据以上图表选择了磁心并已知其面积 A_c ,则剩下的就是初次级匝数的计算、线径的选择,以及铁损、铜耗和变压器温升的计算。

磁心框架绕线的合理顺序对于改善绕组间的耦合,减少集肤效应和邻近效应造成的铜耗是十分重要的。第7章将介绍绕线顺序、集肤效应和邻近效应。

2.2.9.2 功率开关管最大导通时间的选择

从式(2.1)可知, V_{dc} 下降时,变换器会通过增加导通时间 T_{on} 来维持输出电压 V_m 恒定。当直流输入电压下降到最小值 $\underline{V}_{dc}$ 时,导通时间 T_{on} 最大。不过最大导通时间不能超过开关周期的一半。否则,复位伏秒数将小于置位伏秒数(2.2.5节),经过几个周期后,磁心将饱和并损坏开关管。

另外,由于双极型晶体管有存储时间这一参数,所以其基极驱动时间一定要小于半个周期。否则,存储时间的存在会导致此集射极导通时间与另一个开关管导通时间重叠。如果两个开关管同时导通,初级两个半绕组就不能承受电压,因为 N_{p1} 的同名端试图变负, N_{p2} 的异名端也试图变负。结果,磁心中没有 dB/dT ,根据法拉第定律,绕组不会产生电压降。因此开关管在承受全部电源电压的同时也导通很大的电流,开关管也将立即损坏。

所以,为了保证一个周期内磁心可以复位,且不会造成同时导通,在直流输入电压为其最小值 $\underline{V}_{dc}$,反馈环增大 T_{on} 以保证 V_m 恒定时,必须采取钳位电路以限制导通时间不会超过半周期的80%。这样在式(2.1)中,若已确定 $\underline{V}_{dc}$ 、 T 及 $\overline{T_{on}} = 0.8T/2$,则可确定匝比 N_m/N_p ,以得到所需的输出电压 V_m 。

2.2.9.3 初级匝数的选择

初级匝数 N_p 可由法拉第定律(式(1.17))确定。根据该式, N_p 由初级上的最小电压 $(\underline{V}_{dc} - 1)$ 和最大导通时间(如上所述,不超过 $0.8T/2$)确定,即

$$N_p = \frac{(\underline{V}_{dc} - 1)(0.8T/2) \times 10^{+8}}{A_e dB} \quad (2.7)$$

式中, A_e 决定于已选择的磁心, $\underline{V}_{dc}$ 和 T 为已知,因此只要选定 dB ($0.8T/2$ 时间内的磁通变化),就可以确定初级匝数。下面介绍求解过程。

2.2.9.4 最大磁通变化选择

从式(2.7)可以看出,初级匝数与磁通变化量 dB 成反比,一般尽量取最大的 dB 而使 N_p 最小。因为较少的匝数意味着可用较大规格的导线,则给定的磁心可承受较大的电流并获得较大的输出。另外,较少的匝数不但可以降低变压器成本,还可以降低杂散寄生电容。

从图2.3可以看出,超过 $\pm 2000G$ 时,铁氧体磁心的磁滞回线就进入了弯曲部分。应使磁通变化限制在该点以下,因为超过该点,励磁电流就开始按指数规律上升。如果不考虑磁心损耗的限制,则 $\pm 2000G$ 应该是一个很好的选择。

铁氧体磁心损耗约以峰值磁密的2.7次幂及工作频率的1.6次幂按指数规律增加。直到频率约为50kHz,磁心损耗都不妨碍其工作在磁密为 $\pm 2000G$ 的条件下,而且读者后面会了解到,为了能在较高的峰值磁密下工作,至少要达到这个频率水平。

实际上,即便在磁心损耗允许的频率下,也最好把最大磁密限制在 $\pm 1600G$ 内。由法拉第定律,磁通变化 dB 为

$$dB = \frac{(V_{dc} - 1)(T_{on}) \times 10^{+8}}{N_p A_c} \quad (2.8)$$

根据式 (2.8), 若 N_p 已根据给定的 dB 选定 (如从 -2000G 到 +2000G 则 dB 为 4000G), 则只要 $(V_{dc} - 1)(T_{on})$ 不变, dB 等于 4000G 不变。而且, 若反馈环使输出电压 V_m 恒定, 则据式 (2.1), 只要 $(V_{dc} - 1)(T_{on})$ 不变, dB 始终不变。也就是说, 反馈环总是使 V_{dc} 最小时 T_{on} 最大, 绝不会出现 T_{on} 和 V_{dc} 同时最大的情况。

但在某些瞬态或故障情况下 (即使这种情况只维持一个周期或几个周期), 若 T_{on} 已为最大时, V_{dc} 瞬间跃升超过其正常值的 50%, 而反馈环未能根据式 (2.1) 减少导通时间, 就可能出现两者同时最大的情况。根据式 (2.8), dB 将等于 $1.5 \times 4000 = 6000G$ 。

如果磁心起点为 -2000G, 则导通结束时磁心将会上升 6000G, 即达到 +4000G。而且从图 2.3 所示的磁滞回线可见, 若此时磁心温度稍高于 25°C, 就会达到深度饱和, 使开关管承受高电压、大电流而立即损坏。

从图 2.1 所示电路可见, 如果误差放大器响应有延迟, 这种情况就可能发生。根据式 (2.1), 该图中的误差放大器最终会修正导通时间, 以保持 $(V_{dc} - 1)(T_{on})$ 不变。但在反馈分析一章中将会看到, 为了稳定反馈环, 误差放大器的带宽受到限制, 这使得其响应有延迟。因此, 即使在一个周期内, 由于误差放大器的延迟, 使磁心工作于最大输入电压和最大导通时间, 磁心都会饱和而损坏开关管。

在 V_{dc} 和 T_{on} 的情况下, 根据式 (2.8) 选择 N_p 使 dB 为 3200G, 电路就能承受输入电压 50% 的瞬时跃升。当 $dB = 3200G$ 时, 如果误差放大器反应太慢, 来不及调整导通时间, dB 瞬时值将为 $1.5 \times 3200 = 4800G$ 。如果磁心从其正常的位置 (-1600G) 出发, 磁心也只会上升至 -1600 + 4800, 即 +3200G。从图 2.3 的磁滞回线可见, 即使在 100°C 情况下, 磁心仍能够承受磁通变化而不至于饱和。

对于 50kHz 以下频率范围 (较大磁通变化也不会引起过多的磁心损耗), $dB = 3200G$ 时, 可根据式 (2.7) 选择初级匝数。频率高于 50kHz 时, 磁心损耗的增加会使峰值磁密下降。频率为 100~200kHz 时, 峰值磁密就不得不被限制为 1200G 或更低 (800G 左右), 以使磁心温升不至于过高。

2.2.9.5 次级匝数的选择

主输出和从输出的次级匝数可以根据式 (2.1)、式 (2.2) 和式 (2.3) 选择。在这些公式中, 所有参数都是已知的。输出电压、 V_{dc} 和 T 都已确定。最大导通时间 T_{on} 设为 $0.8T/2$, 对于选定的磁心, A_c 已知, N_p 可根据法拉第定律 (式 (2.7)) 计算得出。频率低于 50kHz 时, 磁通变化 dB 取 3200G。为了减少磁心损耗, 频率高于 50kHz 时, 磁通变化取较低值。

2.2.10 初/次级绕组的峰值电流及电流有效值

选取绕组线径之前, 必须先知道其导线导通电流的有效值。一般根据导线的电流密度选择线径 (单位为圆密耳^①每有效值安培)。

2.2.10.1 初级峰值电流计算

直流输入电源 V_{dc} 的电流可以从变压器中心抽头检测, 其波形如图 2.1 (b) 和图 2.1 (d)

① 一个圆密耳是直径为 1 密耳的圆的面积, 因此, 一平方英寸面积等于 $(\pi/4) 10^{-6}$ 圆密耳面积。

所示。所有次级都有 1.3.2 节中讨论过的 LC 输出滤波器，电流脉冲具有阶梯斜坡的特征。所有次级阶梯斜坡电流以各自匝比折算到初级的和再加上励磁电流就是初级电流。

在 2.2.9.2 节讨论过，直流输入电压为最小值 V_{dc} 时，开关管导通时间为半周期的 80%。因为每半周期有一个脉冲，所以当输入为 V_{dc} 时，图 2.1 所示脉冲的占空比为 0.8。为了简化计算，假设图中脉冲等效为平顶波，其幅值 I_{pft} 是斜坡中点处的电流值。

输入功率等于 V_{dc} 与平均电流 ($0.8 I_{pft}$) 的乘积，假设效率为 80% (小于 200kHz 的变换器都能达到此效率)， $P_o = 0.8 P_{in}$ ，则

$$P_{in} = 1.25 P_o = \frac{V_{dc}}{0.8} I_{pft}$$

即

$$I_{pft} = 1.56 \frac{P_o}{V_{dc}} \quad (2.9)$$

这个关系式很有用，因为根据已知的输出功率和最小直流输入电压，就能确定初级电流等效平顶波脉冲的幅值。根据相应的初级电流有效值可选择额定电流足够大的开关管并确定初级绕组线径。

2.2.10.2 初级电流有效值的计算及线径的选择

每个初级半绕组每周期仅承担一个 I_{pft} 脉冲，因此其占空比为 $(0.8T/2)/T$ ，即 0.4。众所周知，对于占空比为 D 、幅值为 I_{pft} 的平顶波脉冲，其有效值为

$$I_{rms} = I_{pft} \sqrt{D} = I_{pft} \sqrt{0.4}$$

即

$$I_{rms} = 0.632 I_{pft} \quad (2.10)$$

且根据式 (2.9) 有

$$I_{rms} = 0.632 \frac{1.56 P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986 P_o}{V_{dc}} \quad (2.11)$$

这样，根据已知的输出功率和规定的最小直流输入电压，即可求出每个初级半绕组的电流有效值。

变压器设计，通常把绕组电流密度选取为 500 圆密耳每有效值安培。这不是绝对的，绕组匝数较少时，电流密度可以为 300 圆密耳每有效值安培。但通常应避免使电流密度大于 300 圆密耳每有效值安培，因为那样会引起过大的铜耗和温升。

电流密度为 500 圆密耳每有效值安培时，初级半绕组所需圆密耳数为

$$\begin{aligned} \text{初级绕组所需圆密耳} &= 500 \frac{0.986 P_o}{V_{dc}} \\ &= 493 \frac{P_o}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

式中，输出功率和最小直流输入电压均为已知。可根据由式 (2.12) 求出的圆密耳值，从导线表格中选出合适的线径。

2.2.10.3 次级峰值电流、电流有效值及线径的计算

图 2.6 给出了每个次级半绕组的电流。注意开关管导通结束时的凸台部分。存在电流凸台是因为次级滤波电感的输入处没有如图 1.4 所示的 buck 调整器中的续流二极管 D1。在 buck 电路中，开关管关断时，为了给电感电流提供返回通路，续流二极管是必须的。开关管关断时，输出电感极性反向，如果其前端电压没有被续流二极管钳位至约比地电位低 1V，则其前端电压可能变成一个很大的负值。续流二极管 D1 导通之后，电感电流继续通过它续流，如图 1.4 (e) 所示。

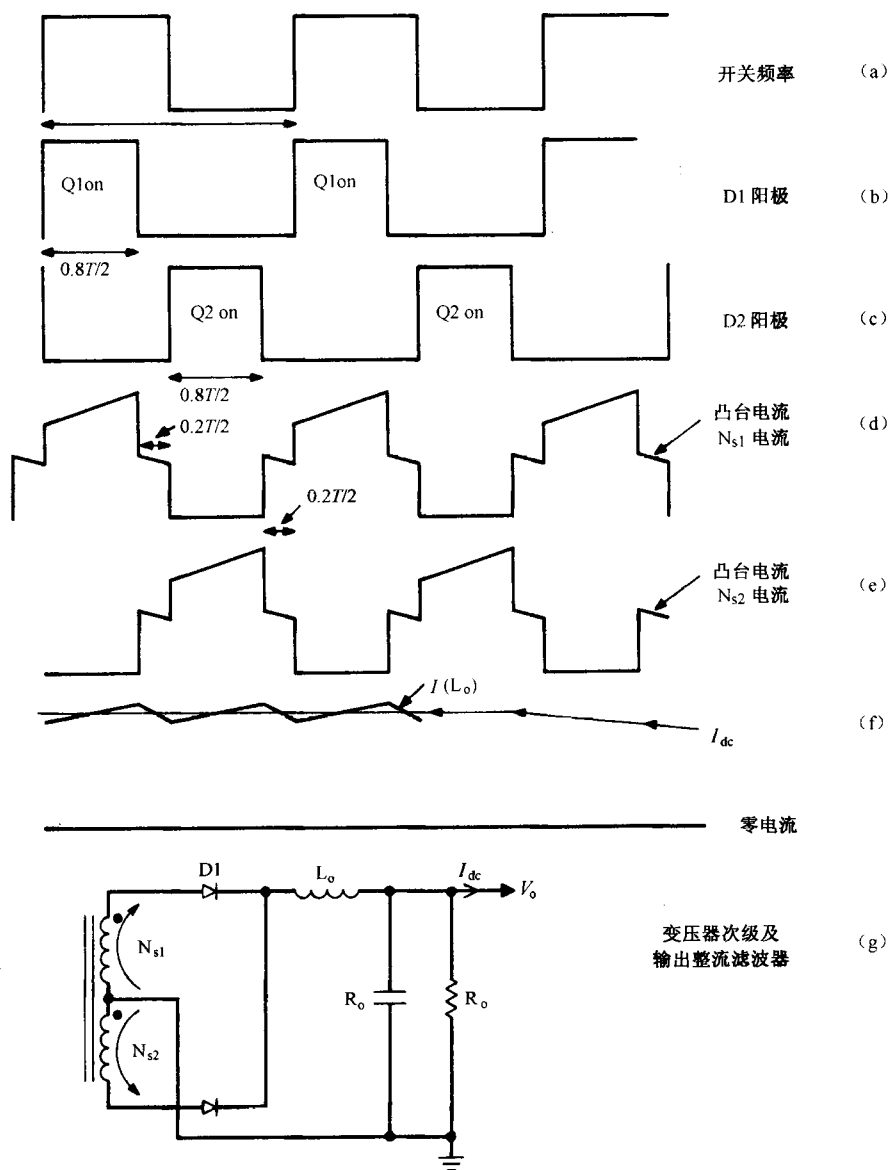


图 2.6 在推挽电路中，输出整流管充当续流二极管。在 20% 的死区时间内，次级绕组承受正常的续流凸台电流。估算次级铜耗时应该考虑这种情况

对于推挽拓扑输出来说，续流二极管的功能由输出整流管实现。当某一开关管关断时，电感前端电压变负。当该电压低于地电位约一个二极管压降时，两个整流管同时导通，

每个整流管导通的电流约为开关管关断前电感总电流的一半,如图 2.6 (d) 和图 2.6 (e) 所示。因为每个次级半绕组的阻抗很小, 所以其压降可忽略不计, 整流二极管阴极电压被钳位于比地电位低约 1V。

若要精确算出次级半绕组的电流有效值, 就要考虑 20%死区时间内的凸台电流。凸台电流仅为峰值电感电流的一半, 且其占空比为 $(0.4T/2)/T = 0.2$ 。如此小的幅值及占空比, 在计算次级半绕组电流有效值时可以忽略。在最小直流输入和占空比为 $(0.8T/2)/T = 0.4$ 时, 可认为每个次级半绕组都具有阶梯斜坡的特征。斜坡中心处的电流值为直流输出电流 I_{dc} , 如图 2.6 (f) 所示。

为简化次级电流有效值的计算, 阶梯斜坡脉冲将近似等效为平顶脉冲 I_{sf} , I_{sf} 的幅值为斜坡中心值或直流输出电流 I_{dc} , 其占空比为 0.4。

因此, 每个次级半绕组的电流有效值为

$$I_{s(rms)} = I_{dc} \sqrt{D} = I_{dc} \sqrt{0.4} = 0.632 I_{dc} \quad (2.13)$$

若电流密度为 500 圆密耳每有效值安培, 则每个次级半绕组所需的圆密耳为

$$\begin{aligned} \text{次级所需圆密耳} &= 500(0.632)I_{dc} \\ &= 316 I_{dc} \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.2.11 开关管的电压应力及漏感尖峰

从图 2.1 变压器同名端可以看出, 由于两个初级半绕组的匝数相等, 所以任一个开关管导通时, 另一个开关管的集电极将承受至少两倍的直流电源电压。

最大电压应力比最大直流输入电压的两倍还要大。大于最大直流输入电压两倍的电压来自图 2.1 (a) 及图 2.1 (c) 所示的所谓漏感尖峰。这是因为有一个小电感 (漏感 L_l) 与每个初级半绕组串联, 如图 2.7 (a) 所示。

关断瞬间, 开关管流过的电流以斜率 dI/dT 快速下降, 产生以漏感底端为正, 幅值为 $E_{ls} = L_l dI/dT$ 的尖峰。设计惯例是假设漏感尖峰为两倍最大直流输入电压的 30%。选择开关管, 应使其在考虑一定程度的安全裕量前提下, 还能承受如下最大电压应力 (V_{ms})

$$V_{ms} = 1.3(2\overline{V_{dc}}) \quad (2.15)$$

事实上, 漏感值很难计算。使用长中心柱变压器磁心, 把次级 (特别是电流较大的次级) 夹在两个初级半绕组之间, 可以使漏感减小。一个好的变压器, 其漏感不应超过自身励磁电感的 2%~4%。

在开关管集电极两端接入电容、电阻和二极管 (RCD) 网络, 可以减小漏感尖峰, 如图 2.7 (a) 所示。这种 RCD 结构 (称作“缓冲器”) 的另一个重要功能是, 减少由于开关管下降电流与集电极上升电压之间重叠而产生的交流开关损耗。缓冲器的具体设计及其带来的一些问题将在第 11 章中讨论。

漏感的产生是由于某些初级磁通没有通过磁心耦合到次级, 而是通过空气闭合返回到初级, 如图 2.7 (b) 所示。

包括励磁电感 L_m (2.2.6 节)、初/次级漏感 L_{lp} 和 L_{ls} 的磁心等效电路如图 2.7 (c) 所示。次级漏感也是由于次级某些磁通线没有耦合到初级绕组, 而是通过周围空气闭合返回到次级而产生的。但多数情况下, 次级匝数小于初级匝数, L_{ls} 可以忽略不计。

变压器等效电路, 如图 2.7 (c) 所示, 对理解许多奇怪的电路效应很有价值。这个等效电路在频率高达 $300\sim 500\text{kHz}$ 时也可以正常工作, 只是此时必须考虑绕组上和绕组间的并联寄生电容。

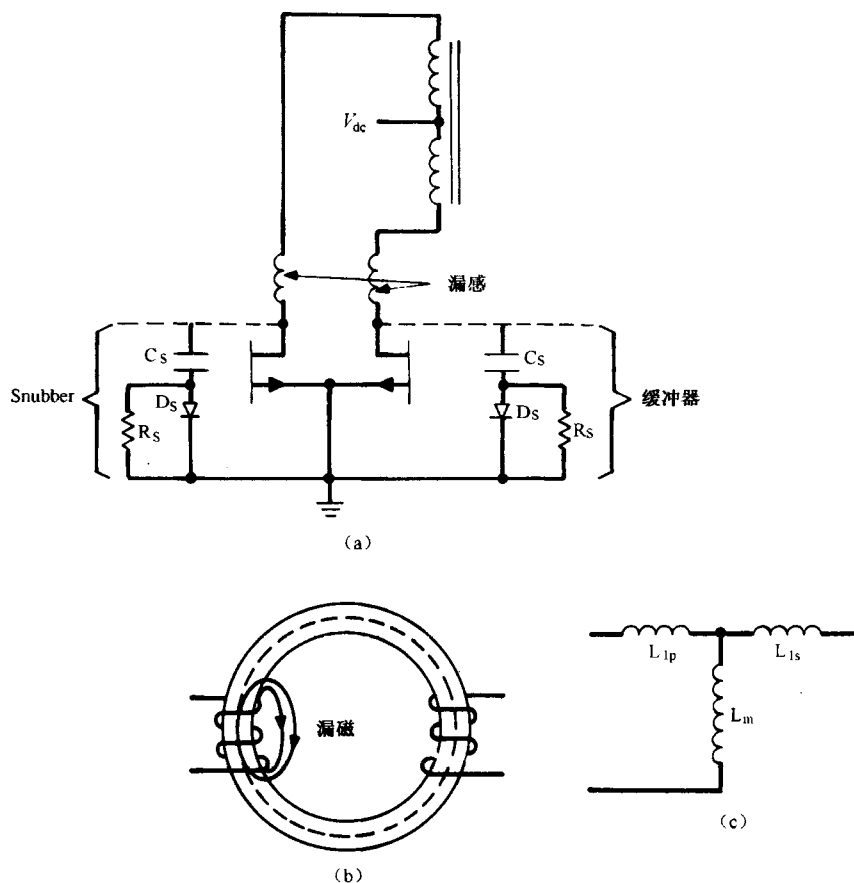


图 2.7 (a) 导致图 2.1 (a) 所示尖峰的漏感。(b) 漏感的产生, 是因为某些磁通线通过周围空气返回, 而不是经过磁心耦合到次级。(c) 变压器低频等效电路中有励磁电感 L_m 、初/次级漏感 L_{lp} 和 L_{ls}

2.2.12 功率开关管损耗

2.2.12.1 交流开关（电流电压间的“重叠”）损耗

因为在 $T=0$ 后很短的时间内, 电感呈现无穷大阻抗, 所以变压器漏感会使集电极电压下降很快。尽管电感上的电流不能突变, 流过漏感的电流上升缓慢, 但导通时下降电压和上升电流之间重叠很少, 导通时开关损耗可以忽略。而关断时, 如图 1.5 (b) 中针对 buck 调整器所做的假设, 最差情况下两者之间会有显著的重叠。具体细节如图 2.8 所示, 假设在电压上升到其最大值 $2\overline{V_{dc}}$ 的时间 T_{vr} 内, 电流保持为其等效平顶脉冲幅值 I_{pft} (2.2.10.1 节)。在电流从 I_{pft} 下降到零的时间 T_{cf} 内, 电压保持为 $2\overline{V_{dc}}$ 。设 $T_{vr}=T_{cf}=T_s$, 开关周期为 T , 则每个开关管在一个周期内的总开关损耗 $P_{t(ac)}$ 为

$$\begin{aligned}
 P_{l(ac)} &= I_{pft} \frac{2\overline{V_{dc}}}{2} \frac{T_s}{T} + 2V_{dc} \frac{I_{pft}}{2} \frac{T_s}{T} \\
 &= 2(I_{pft})(\overline{V_{dc}}) \frac{T_s}{T}
 \end{aligned}$$

根据式 (2.9), 可得

$$P_{l(ac)} = 3.12 \frac{P_o}{\overline{V_{dc}}} \overline{V_{dc}} \frac{T_s}{T} \quad (2.16)$$

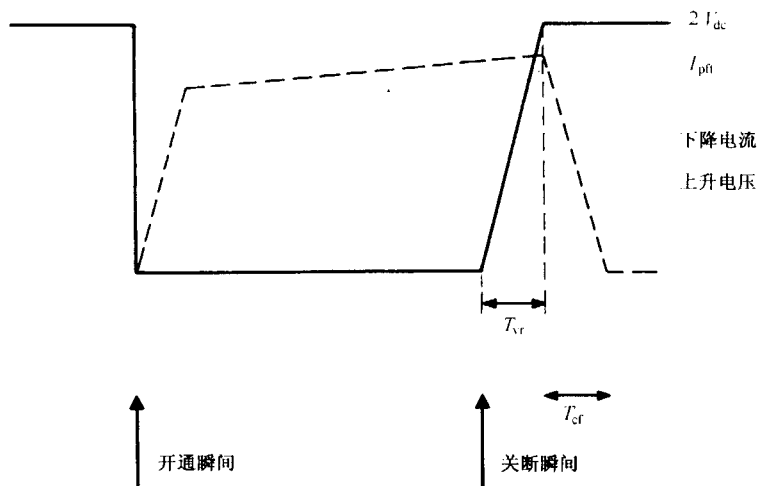


图 2.8 推挽开关管的交变, 即“重叠”开关损耗。导通时开关损耗可忽略, 因为变压器漏感导致电压下降时间很短, 电流上升时间很长, 使得下降电压和上升电流之间重叠很少。关断时可能出现的最坏情况为, 直到电压上升至 $2\overline{V_{dc}}$ 时, 电流仍维持在其峰值 I_{pft} 不变; 电流下降期间 (T_{tr}), 电压保持在 $2\overline{V_{dc}}$ 不变

2.2.12.2 直流导通损耗

简单地说, 每个开关管最大直流损耗是其导通压降、导通电流及占空比的乘积, 即

$$P_{dc} = I_{pft} V_{on} \frac{0.8T/2}{T} = 0.4 I_{pft} V_{on}$$

在第 8 章 (双极晶体管基极驱动) 中, 会讨论一种称作贝克钳位的技术。用它降低开关管的存储时间。在很大的电流范围内, 它使集电极导通电压约为 1V。根据式 (2.9) 中的 I_{pft} , 可得

$$P_{dc} = 0.4 \frac{1.56P_o}{\overline{V_{dc}}} = \frac{0.624P_o}{\overline{V_{dc}}} \quad (2.17)$$

则每个开关管的总损耗为

$$\begin{aligned}
 P_{total} &= P_{l(ac)} + P_{dc} \\
 &= 3.12 \frac{P_o}{\overline{V_{dc}}} \overline{V_{dc}} \frac{T_s}{T} + \frac{0.624P_o}{\overline{V_{dc}}}
 \end{aligned} \quad (2.18)$$

2.2.12.3 150W、50kHz 推挽变换器损耗计算举例

为熟悉损耗计算,下面讨论由标准通信工业电源供电的 50kHz、150W 推挽变换器每个开关管的损耗。标准通信工业电源输出的额定电压、最小电压 (V_{dc}) 和最大电压 ($\overline{V_{dc}}$) 分别为 48V、38V 和 60V。设频率为 50kHz, 开关管为双极型晶体管, 开关时间 (前面定义的 T_s) 为 0.3μs。

从式 (2.17) 可得, 直流导通损耗为

$$P_{dc} = \frac{0.624 \times 150}{38} = 2.46 \text{ (W)}$$

从式 (2.16) 可得交流开关损耗为

$$P_{t(ac)} = 3.12 \times \frac{150}{38} \times 60 \times \frac{0.3}{20} = 11.08 \text{ (W)}$$

可见交流开关损耗约为直流导通损耗的 4.5 倍。如果使用开关周期为 0.05μs 的 MOSFET 管, 上升电压与下降电流在电流很低的位置重叠, 则开关损耗可忽略不计。

2.2.13 推挽拓扑输出功率及输入电压的限制

推挽电路除了磁通不平衡问题外 (该问题在电流模式推挽拓扑中不存在), 其输出功率会受到式 (2.9) 的限制, 而输入电压会受到式 (2.15) 的限制。

式 (2.9) 给出了不同预期输出功率下的开关管幅值电流, 式 (2.15) 给出了对应最大直流输入电压下的开关管最大电压应力。这两个条件限制推挽拓扑的最大功率约为 300W。高于这个功率等级, 则很难找到同时满足幅值电流和电压应力, 且在满足大增益和低导通压降条件下速度也足够快的双极型晶体管。具有足够高电压和电流定额且具有足够低导通压降的高速 MOSFET 开关管对商业应用来说价格又太贵。

为此, 下面讨论由额定输出、最小输出和最大输出分别为 48V、38V 和 60V 的通信工业电压源供电的 400W 推挽变换器的设计。

由式 (2.9) 可知, 所求幅值电流为 $I_{pt} = 1.56P_o / \overline{V_{dc}} = 1.56(400)/38 = 16.4 \text{ A}$ 。由式 (2.15) 可知, 最大关断电压应力为 $V_{ms} = 2.6\overline{V_{dc}} = 2.6 \times 60 = 156 \text{ V}$ 。若再考虑安全裕量, 则开关管耐压至少应为 200V。

该电源的开关管, 可采用双极型晶体管 MJ13330。它的额定幅值电流、额定 V_{ceo} 和额定 V_{cev} (基极反向偏置电压为 -1~-5V 时, 可以承受的关断瞬间的电压值) 分别为 20A、200V 和 400V 时, 可满足幅值电流和电压应力的要求。

工作于 16A 时, 该开关管最大导通电压约为 3V, 最小增益约为 5, 存储时间约为 1.3~4μs。由于这些限制, 开关管开关损耗很大, 处理磁通不平衡也有困难 (除非使用电流模式推挽拓扑), 且由于存储时间过长, 很难工作在频率为 40kHz 以上的电路中。

该电源若使用 MOSFET 管, 可选 MTH30N20 型。它的额定电流为 30A, 额定电压为 200V, 在 16A 时, 其导通压降为 1.3V, 因此其直流导通损耗是先前双极型晶体管的一半。因为电流下降很快, 所以交叠开关损耗可以忽略。但该管数量超过 100 时其价格为 \$11.50, 对商用来说太高。可选用 15A、200V 的器件 (MTH15N200), 数量超过 100 时仅需 \$4.10。但该器件导通压降和直流导通损耗都加倍。

对直接由电网供电的变换器 (也称离线变压器), 几乎从来不使用推挽拓扑结构, 因为