

## 第 2 章 推挽和正激变换器拓扑

### 2.1 引言

第 1 章讨论的三种最早的开关型调整器拓扑有一个显著的缺点，就是它们的输入回路和输出回路共地，无法实现多路输出（除 1.3.8 节中所讨论的有限情形外）。

本章将讨论使用最广泛的开关调整器拓扑，包括推挽、单端正激变换器及后者的改进型——双端正激变换器和交错正激变换器。它们有很多共同特点，可以把它们归为一类。这些拓扑都是利用变压器把能量传递到负载，由于输出回路和输入回路不共地，所以可以利用变压器多个次级绕组实现多路输出。

### 2.2 推挽拓扑

#### 2.2.1 有主从输出的推挽拓扑基本原理

推挽拓扑如图 2.1 所示。它主要由带多个次级绕组的变压器 T1 构成，每个次级绕组都提供一组相位相差  $180^\circ$  的方波脉冲，脉冲幅值由次级绕组匝数决定。当然，所有次级绕组的脉冲宽度都相同，均由接于次级主输出  $V_m$  的负反馈控制电路决定。除了在推挽变换器中使用两个幅值相等、脉宽可调、相位相差  $180^\circ$  的脉冲驱动 Q1 和 Q2 的基极外，它的控制电路基本上与图 1.4 所示的 buck 调整器和图 1.10 所示的 boost 调整器的控制电路一样。 $N_{s1}$  和  $N_{s2}$  为从输出绕组。

导通时段，开关管的基极驱动必须足够大，以使在整个电流范围内，都能够把每个初级半绕组的底端电压拉低到等于开关管饱和导通压降  $V_{ce(sat)}$ ，约为 1V。因此，当任意一个开关管导通时，都提供给对应初级半绕组幅值为  $(V_{dc} - 1)$  的方波电压。

考虑到输出整流二极管的正向压降  $V_d$ ，整流二极管阴极的输出是一个导通时间为  $T_{on}$ 、幅值为  $[(V_{dc} - 1)(N_s / N_p) - V_d]$  的平顶方波。这里  $V_d$  是整流二极管的正向压降，对于传统的快速恢复二极管其值为 1V，对于肖特基 (Schottky) 二极管（通常用于  $v_m$  为 5V 的大电流输出场合）其值为 0.5V。因为每半个周期 ( $T/2$ ) 都有一个占空比为  $T_{on}$  的脉冲，所以整流二极管阴极输出脉冲的占空比为  $2T_{on} / T$ 。

图 2.1 中，LC 滤波器的输入波形和输入到图 1.4 所示的 buck 调整器 LC 滤波器上的波形相似，方波幅值不变且脉宽可调。图 2.1 中，LC 滤波器和图 1.4 所示的 LC 滤波器的功能相同，都是提供一个值为方波平均值的直流输出，同时滤除方波中的纹波。电容和电感的功能分析和计算过程与 buck 调整器的完全相同。

如图 2.2 所示（假设 D1 和 D2 是肖特基二极管，其正向压降是 0.5V），输出  $V_m$  的直流或平均电压为

$$V_m = \left[ (V_{dc} - 1) \left( \frac{N_m}{N_p} \right) - 0.5 \right] \frac{2T_{on}}{T} \quad (2.1)$$

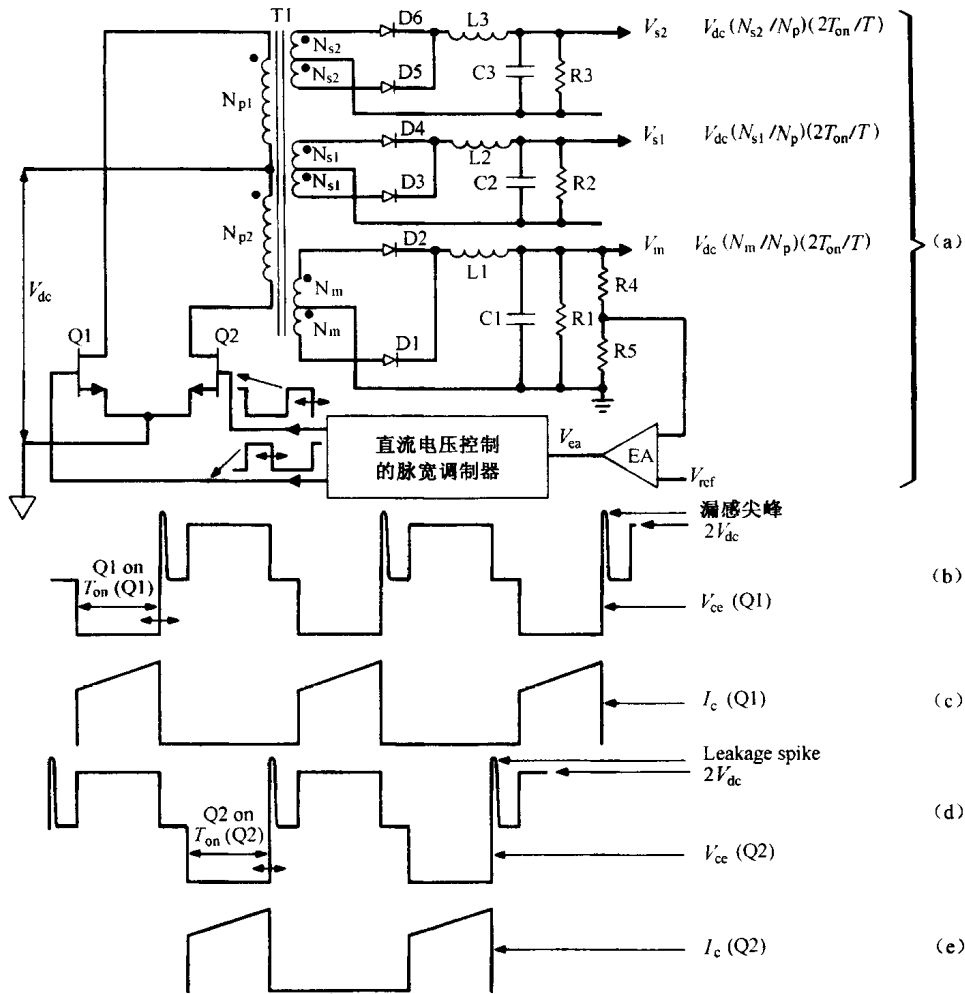


图 2.1 推挽脉宽调制变换器。开关管 Q1 和 Q2 由两个相位相差 180° 的脉宽调制信号驱动。变换器的输出包括一个主输出 ( $V_m$ ) 和两个从输出 ( $V_{s1}$  和  $V_{s2}$ )。反馈环接在主输出  $V_m$  上, 根据输入和负载变化, 控制  $T_{on}$  来调整输出。输入的变化, 可以由从输出调整, 但负载的变化, 只能由从输出实现部分调整

$V_m$  对应的主输出整流器波形如图 2.2 所示。如果将  $V_m$  接入负反馈, 如图 2.1 所示, 以控制导通时间  $T_{on}$ , 则  $V_m$  将随着直流输入电压和输出负载电流的变化来调整输出, 使  $V_m$  保持不变。尽管负载电流没有出现在式 (2.1) 中, 但只要是负载电流改变导致的  $V_m$  的变化, 它都会被误差放大器所采样, 然后通过控制导通时间  $T_{on}$  来纠正, 使  $V_m$  保持不变。只要 L1 (图 2.1) 不随负载电流减小进入不连续工作模式, 导通时间  $T_{on}$  的变化就不大, 其具体数值由式 (2.1) 根据不同的匝数比  $N_m/N_p$ 、 $V_{dc}$  和周期  $T$  来确定。

从输出的整流二极管阴极电压由从绕组的匝数确定。其方波宽度与主输出相同, 为由主输出  $V_m$  的反馈环确定的  $T_{on}$ 。因此从输出 (设整流二极管不是肖特基管) 为

$$V_{s1} = \left[ (V_{dc} - 1) \frac{N_{s1}}{N_p} - 1 \right] \frac{2T_{on}}{T} \quad (2.2)$$

$$V_{s2} = \left[ (V_{dc} - 1) \frac{N_{s2}}{N_p} - 1 \right] \frac{2T_{on}}{T} \quad (2.3)$$

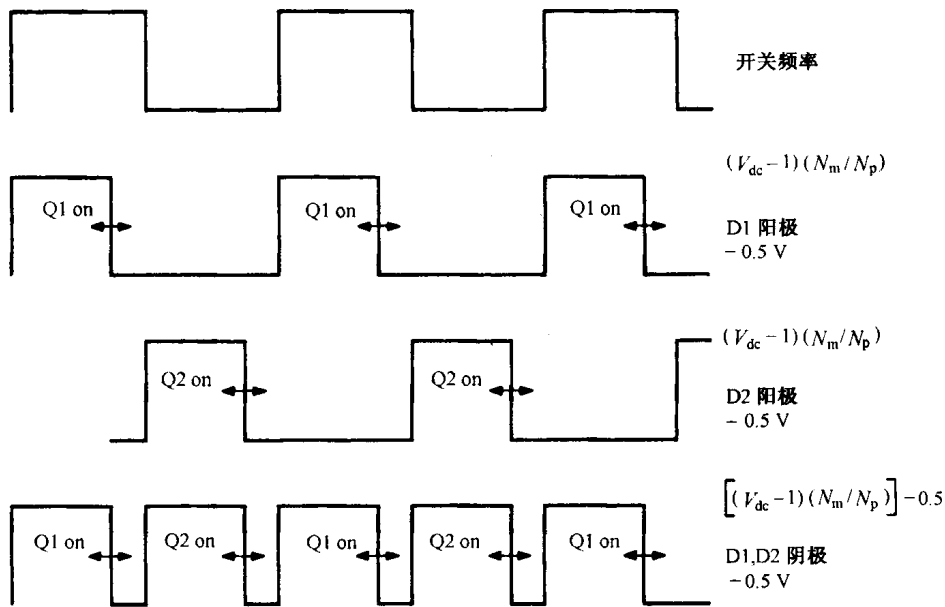


图 2.2 次级主绕组 ( $N_m$ ) 上的电压。输出 LC 滤波器是一个平均滤波器, 其直流输出电压为  $V_m = [(V_{dc} - 1)(N_m / N_p) - 0.5](2T_{on} / T)$ 。随着  $V_{dc}$  的变化, 负反馈就会改变  $T_{on}$  以保持  $V_m$  恒定

### 2.2.2 输入及负载变化时从输出的调节

从式 (2.1)、式 (2.2) 和式 (2.3) 可以看出, 当输入  $V_{dc}$  变化时, 保持  $v_m$  恒定的负反馈就会起作用, 使从输出也保持不变。根据式 (2.1), 输入变化时, 反馈环会改变导通时间  $T_{on}$  使得  $(V_{dc} - 1)T_{on}$  的值保持不变, 以维持  $v_m$  恒定。相同的  $(V_{dc} - 1)T_{on}$  也出现在式 (2.2) 和式 (2.3) 中, 因此  $V_{dc}$  改变时,  $V_{s1}$  和  $V_{s2}$  也保持恒定。

如果主输出 ( $v_m$ ) 负载电流变化, 则整流二极管正向压降会有少许变化, 其阴极输出电压峰值也会跟着有少许变化。假定肖特基整流二极管正向压降为  $0.5V$ 。负载变化很大时, 这个正向压降会有  $\pm 0.1V$  的波动。当  $v_m$  负载变化时, 负反馈环会按式 (2.1) 调整  $T_{on}$  来保持  $v_m$  恒定。

在式 (2.2) 和式 (2.3) 中, 若  $V_{dc}$  没有变化而导通时间  $T_{on}$  改变, 则将导致  $V_{s1}$  和  $V_{s2}$  的变化。主输出电流变化造成从输出电压变化, 称为交叉调节。从输出电压也会因自身输出电流的变化而变化。从输出电流的变化会导致自身整流二极管正向压降的变化, 从而导致输入到 LC 滤波器的电压峰值变化。当然这些变化不能由监控  $v_m$  变化的负反馈来调节。但是只要从电感  $L2$  和  $L3$  特别是主电感  $L1$  工作在连续模式, 从输出电压就依然可以稳定在  $\pm 5\% \sim \pm 8\%$  的范围内。

### 2.2.3 从输出电压实际值

尽管从输出电压变化相对较小, 但其实际输出不能精确调节。从式 (2.2) 和式 (2.3) 可见, 从输出电压实际值由  $T_{on}$  及相应的次级匝数  $N_{s1}$ 、 $N_{s2}$  决定。而  $T_{on}$  是由保持主输出恒定的负反馈决定的。另外, 因为次级从绕组的匝数只能按整数改变, 所以从输出电压实际值不能很精确地设置。法拉第定律 (式 (1.17)) 给出了  $N_s$  每改变一匝时次级电压变化的情况。由此关系式可得次级每匝电压为

$$\frac{E}{N} = A_c (dB/dt) \times 10^{-8} \quad (2.4)$$

式中,  $A_c$  是磁心截面积, 单位为  $\text{cm}^2$ ;  $dB$  是时间  $dt$  (即  $T_{\text{on}}$ ) 内的磁通变化, 单位为高斯。因为  $T_{\text{on}}$  是半周期的一部分, 如图 2.1 所示, 所以匝电压  $E/N$  正比于开关频率。实际应用中, 开关频率为 25kHz 时, 匝电压约为 2V; 开关频率为 100kHz 时, 约为 5V 或 6V。在式 (2.4) 中,  $E/N$  也与  $dB$  成比例, 100kHz 时  $E/N$  值比 25kHz 时  $E/N$  值的 4 倍要小。这是因为, 频率越高磁心损耗越大, 高频时允许的  $dB$  较低, 这将在后面讨论磁场时介绍。

大多数场合, 从输出电压实际值并不重要。从输出通常用于驱动运放或电机, 这些负载通常可以容许直流电压偏离其要求值约 2V。如果从输出实际值很重要, 则通常会把这个值设计得比实际要求的高, 然后通过一个线性调整器或 buck 调整器将其降到所要求的精确值。因为从输出已有预调节功能 (仅针对输入变化), 将其结合线性调整器使用, 效率不会太低。在这种场合, 即使在直流输入电压最低时, 也要保证从输出实际值比要求的精确输出电压至少高 2.5~3V。

## 2.2.4 主输出电感的最小电流限制

1.3.6 节讨论了 buck 调整器输出电感的选择, 并提到当电感电流前沿阶梯降到零时, 如图 1.6 (a) 和图 1.6 (b) 所示, 直流电流分量消失 (电感进入不连续工作模式)。在该点之前, 反馈环维持 buck 调整器输出电压的稳定, 但电感进入不连续工作模式后, 反馈环对负载变化的调节性能会有一定程度的下降。

然而从图 1.6 (a) 可以看出, 进入不连续工作模式以前, 即使输出电流发生很大的变化, 导通时间也接近恒定。但进入不连续工作模式后, 导通时间会有很大变化。对于 buck 调整器, 由于只有一个输出电压, 且有反馈环保持其恒定, 所以不会有什么问题。但对于一主多从的推挽脉宽调制变换器, 由式 (2.2) 和式 (2.3) 可知, 从输出电压与主输出导通时间成正比。因此很重要的一点是: 当有从输出时, 直到主输出电流降到最小值, 也不允许主输出电感在不连续工作模式下运行。如果主输出电流最小值为额定值的 1/10, 则直到主输出电流降到最小值, 根据式 (1.8) 计算出的输出电感都不会进入不连续工作模式。在此范围内, 从输出电压值将保持在  $\pm 5\%$  的范围内。当主电感进入不连续状态时 (电感电流低于最小电流值),  $T_{\text{on}}$  明显下降, 从输出电压也随之明显下降。不过, 反馈环仍能保持主输出电压恒定。

同样, 从输出在其输出电流范围内也不允许不连续运行。如果它们的最小电流值选为额定值的 1/10, 则可以根据式 (1.8) 计算从输出电感。如果最小电流值为额定值的 1/5, 则电感应选为由式 (1.8) 所得计算值的一半。

## 2.2.5 推挽拓扑中的磁通不平衡

推挽变换器是最早期的拓扑之一, 至今仍在应用。这种拓扑可有多个输出, 输出和输入及各输出之间不共地。输出电压可高于或低于直流输入电压。主输出可调节适应输入和负载的变化。只要输出电感工作在连续状态, 从输出也同样可以调节适应输入电压的变化, 对负载变化, 从输出可保持在约 5% 的稳定范围内。

这种拓扑被广泛应用且大多数情况下运行良好。然而, 当输出功率大幅增加时, 会出现功率管无缘无故损坏的情况。发货之前波形正常, 故障之前的现场运行也没问题。一般也没有发现明显的设计缺陷, 简单地替换了功率管后, 电源可以继续稳定工作几个月, 然后又会发生无法解释的功率管故障。

最后，产生这些故障的微妙原因被找到，也为业界同行所了解。这导致了推挽拓扑应用的减少，但也促进了一些简单且经济的措施的研究以避免这个问题。

推挽电路的这种故障称为磁通不平衡。可以通过分析功率变压器上使用的典型铁氧体磁心材料的磁滞回线<sup>①</sup>来理解，如图 2.3 所示。

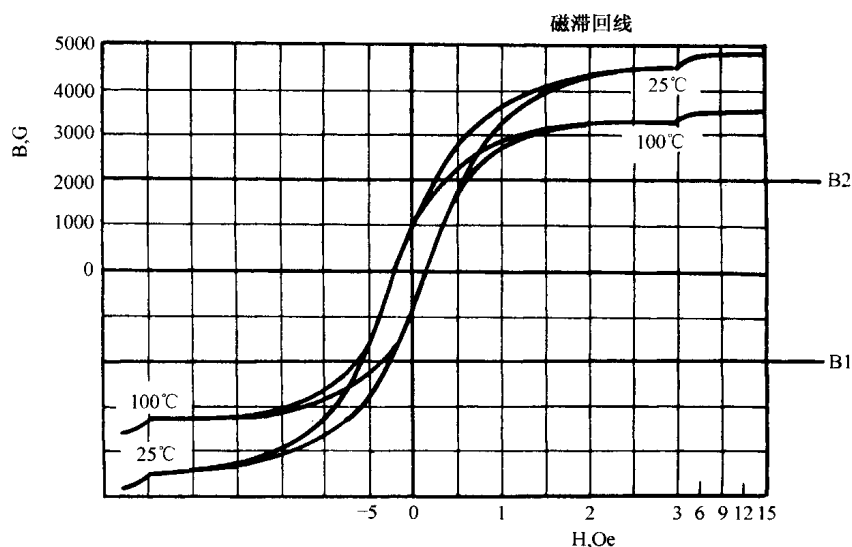


图 2.3 典型铁氧体磁心材料（Ferroxcube 3C8）的磁滞回线。如果要磁通曲线保持在线性范围内，则在频率达到 30kHz 时，磁通变化范围须限制在 $\pm 2000\text{G}$  之间。频率为 100~300kHz 时，由于磁心高频损耗的原因，磁通变化范围的峰值必须减至 $\pm 1200\text{G}$  或 $\pm 800\text{G}$

正常工作时，磁心的磁通变化范围位于图 2.3 所示的 B1 和 B2 之间。工作在磁滞回线 $\pm 2000\text{G}$  以内的线性部分是合理的。频率为 25kHz 时，磁心损耗很小，磁通允许在 $\pm 2000\text{G}$  范围内变化。但如将在 2.2.9.4 节中所讨论的，尽管 $\pm 2000\text{G}$  时的损耗可以接受，但保守设计仍应选择磁通变化范围为 $\pm 1600\text{G}$ 。磁心损耗会随着频率的上升而迅速增大，在频率高于 100kHz 时，甚至应该限制峰值磁密为 1200G 甚至 800G 以下。

当 Q1 导通时，如图 2.1 所示， $N_{p1}$  的异名端为正，磁心沿磁滞回线上升，即从 B1 向 B2 移动。其上升的实际值与  $N_{p1}$  两端电压和 Q1 导通时间（根据法拉第定律，式 (1.18)）的乘积成比例。当 Q1 关断 Q2 导通时， $N_{p2}$  的同名端为正，磁心沿磁滞回线从 B2 往 B1 下降，其下降的实际值与  $N_{p2}$  两端电压和 Q2 的导通时间成比例。

如果 Q1 导通时  $N_{p1}$  施加的伏秒数与 Q2 导通时  $N_{p2}$  施加的伏秒数相等，则一个周期后，磁心会从 B1 上升至 B2，正好又返回到 B1。但只要伏秒数稍有不等，磁心就不能回到起点，并且若干周期后，磁心将偏离磁滞回线，进入饱和区。饱和区的磁心不能承受电压，当相应的开关管再次导通时，开关管将承受很大的电压和电流，导致开关管损坏。

使导通时的置位伏秒数与关断时的复位伏秒数不相等的因素很多。即使 Q1 和 Q2 的基极电压宽度相同，其集电极电压宽度也可能不完全相等。对于通常的集成电路控制芯片，其产生的两组基极驱动脉冲电压基本相等。

<sup>①</sup> Ferroxcube 公司典型铁氧体 3C8 的磁滞回线。该公司或其他制造厂商生产的其他材料与 3C8 都是类似的，主要区别是它们的磁心损耗和居里温度不同。

如果 Q1、Q2 是双极型晶体管，则其存储时间会使集电极导通时间比基极脉冲的时间长。存储时间为  $0.3 \sim 6\mu\text{s}$ ，产品之间差别很大。存储时间也受温度的影响，随温度上升而显著增加。即使 Q1、Q2 在相同温度下的存储时间恰好相同，如果 Q1、Q2 在散热器上相距较远，以致工作温度不同，其存储时间也可能相差很大。

另外，如果一个开关管导通的伏秒数略大于另一个，就会使磁心略偏离平衡点而趋向饱和。如果磁心磁通达到磁滞回线（如图 2.3 所示）的弯曲部分，则会使该开关管的电流比另一个开关管的电流大，并且在该半周期，磁心励磁电流将成为负载电流的主要部分。于是流过较大电流的开关管会变得较热，使它的存储时间延长。随着该开关管存储时间的延长，这半周期内作用于磁心的伏秒数会增加，流过的电流也会增加，该管的存储时间进一步延长。这样，失控状态将很快出现，磁心饱和，开关管损坏。

由于广泛存在产品初始的导通时间或  $V_{ce(sat)}$  不等，也会使得 Q1、Q2 导通时的伏秒数不等。如前所述，对于双极型晶体管，由于导通压降会随温度升高而下降，所以任何初始导通压降的差别都会被放大。

如果 Q1、Q2 是 MOSFET 管，则磁通不平衡问题就远没有那么严重。首先，MOSFET 管没有存储时间，两组栅极信号脉宽相等，两个开关管导通时间相等。更重要的是，由于 MOSFET 管的导通压降随温度升高而增加，所以上述失控情况不会发生。

相反地，MOSFET 管导通压降随温升而增加的特性提供了负反馈作用，它有助于纠正磁通不平衡问题。设伏秒数开始不平衡，则伏秒数较大的半周期内，由于磁心开始移向磁滞回线弯曲部分，流过对应开关管的电流就较大。有较大电流的开关管，管温增加，导通压降也增大，但这将使对应初级半绕组上的电压降低。从而降低该半周期的伏秒数，使流过该开关管的电流减小，恢复正常。

## 2.2.6 磁通不平衡的表现

推挽电路可以在某一确定程度的磁通不平衡环境下继续工作一段时间，而不会使磁心立即饱和而损坏开关管。前面的分析试图说明两个半周期的伏秒数若稍有不等就会造成破坏。但事实也不一定如此。

显然，如果没有自修正措施，磁心饱和及开关管损坏迟早会发生。很小的磁通不平衡经过足够多个开关周期后就会表现为严重的失衡。例如，如果开始时只有 0.01% 的磁通不平衡（实际情况会比这更严重），只需 10 000 个周期，磁心磁通起始点就会从最低的 B1 偏移到最高的 B2，如图 2.3 所示，而显然开关管在这个过程中完成之前就已经损坏了。

一种可维持变换器正常工作，而不需要外部危急故障告警指示的方法是，在电路中利用初级绕组电阻。如果初始伏秒数不平衡且该半周期的伏秒数较大，则随着磁心开始上移到磁滞回线弯曲部分，该开关管开始流过更大的电流。随着电流变大，该初级半绕组电阻上的压降也增大。这使其伏秒数降低，从而缓解了不平衡问题。

这样变换器就可以保持在这种失衡状态下工作，而不会使磁心立即失控和完全饱和了。在变压器中间抽头上放置电流探头，如图 2.4 (d) 所示，可以检测磁心处于磁滞回线上的位置以及变换器是否接近损坏。

图 2.4 (a) 是伏秒数平衡的波形，这里交替出现的电流峰值是相等的。初级负载电流脉冲具有阶梯斜坡的特征，就像图 1.4 (d) 所示的 buck 调整器的那样。因为所有次级都有 LC 输出滤波器，所以能产生 1.3.2 节中所描述的那种波形。

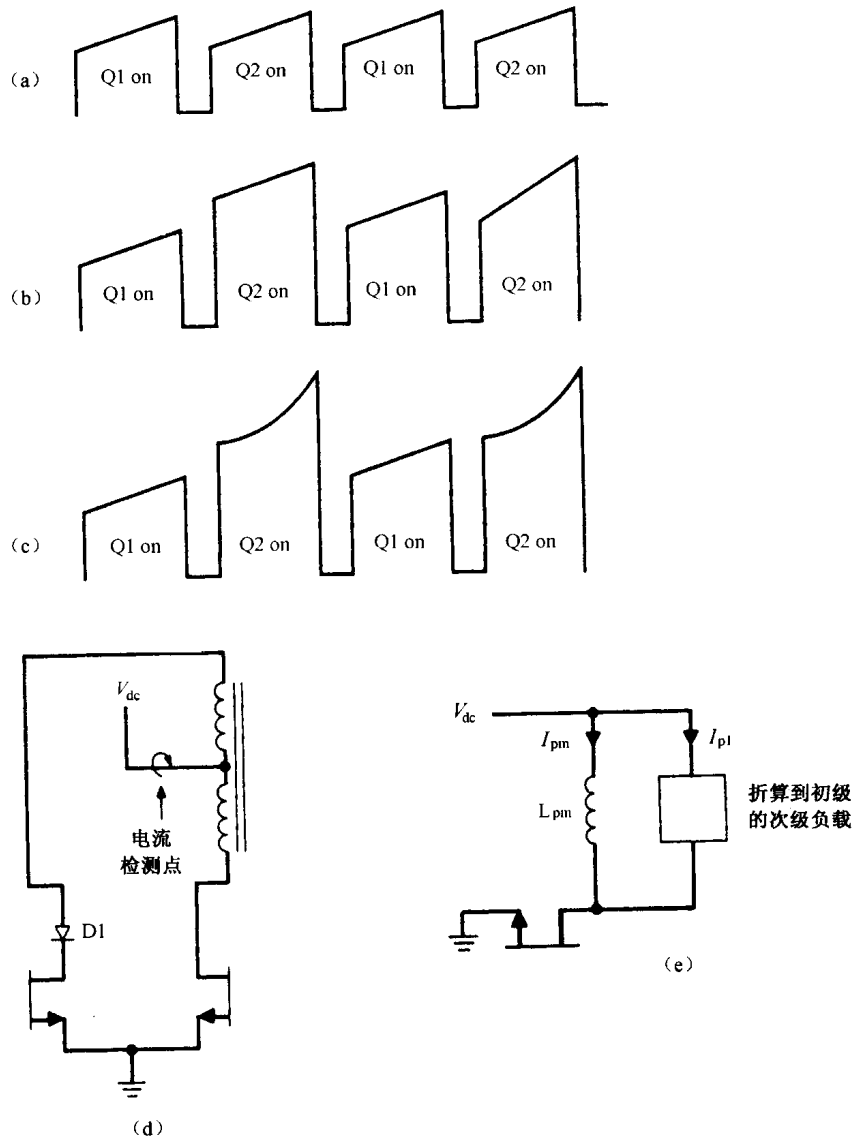


图 2.4 (a) 变压器中心抽头上的电流。变压器初级半绕组的伏秒数相等。(b) 变压器中心抽头上的电流。变压器初级半绕组的伏秒数不相等。磁心还没到磁滞回线的弯曲部分。(c) 变压器中心抽头上的电流。变压器初级半绕组的伏秒数不相等，波形上的凹陷表示危险状态，磁心在磁滞回线的弯曲部分。(d) 初级串联一个二极管，以测试伏秒数不平衡的程度。(e) 总的初级电流是次级负载阶梯斜坡电流折算到初级的电流和励磁线性斜坡电流之和

初级负载电流波形是所有次级负载阶梯斜坡电流按各自的匝数比折算到初级的电流之和。

总的初级电流等于所有次级电流折算到初级的电流之和加上所谓的励磁电流。励磁电流是流过励磁电感的电流，而励磁电感是所有次级开路从初级测得电感。这个电感总是在负载变压器中出现，相当于与折算到初级的次级电流并联，如图 2.4 (e) 所示。

初级总电流波形等于折算到初级的次级负载阶梯斜坡电流的和加上励磁电流。励磁电流是一个从零开始的线性斜坡电流。开关管导通时，会有约为  $(V_{dc} - 1)$  的阶跃电压加在励磁电感

$L_{pm}$  上。励磁电流以斜率  $dI/dt = (V_{dc} - 1)/L_{pm}$  线性上升，经过开关管导通时间  $T_{on}$  到达峰值

$$I_{pm} = \frac{(V_{dc} - 1)(T_{on})}{L_{pm}} \quad (2.5)$$

若式 (2.5) 中的  $L_{pm}$  足够大，则与折算到初级的次级负载电流之和相比， $I_{pm}$  很小。最大允许峰值励磁电流不应超过初级负载电流的 10%。

由于励磁电流的斜度很小，所以叠加在负载电流的阶梯斜坡上，仅会使其陡度稍有增加。另外，如果交替半周期的伏秒数相等，则当磁心以图 2.3 所示磁滞回线原点 (0-Oe) 为中心工作时，两个半周期的峰值电流相等，如图 2.4 (a) 所示。

然而，如果交替半周期的伏秒数不等，磁心就不会以磁滞回线原点为中心工作。奥斯特与励磁电流成正比，如图 2.4 (b) 所示的直流电流偏置，使交替电流脉冲的幅值不相等。

只要直流偏置没有使磁心过度偏离磁滞回线，则斜坡斜率依然保持线性，如图 2.4 (b) 所示，运行依然安全。初级绕组电阻能够阻止磁心进一步偏移而进入饱和。

但如果交替半周期的伏秒数不平衡程度较严重，磁心偏移接近饱和，进入磁滞回线的弯曲部分，则此时，与磁滞回线斜率成正比的励磁电感就会下降，励磁电流明显上升，使得电流波形出现凹陷，如图 2.4 (c) 所示。这是危险的紧急故障状态。此时只要有少许温升就会造成前面所描述的失控局面。磁心迅速进入饱和，损坏功率开关管。如果初级中心抽头电流脉冲显示斜坡中有任何凹陷出现，则推挽变换器的设计将肯定被认为是不安全的。甚至图 2.4 (b) 所示线性斜坡峰值电流不平衡超过 20%，都是不安全和不可接受的。

### 2.2.7 磁通不平衡的测试

图 2.4 (d) 给出了一个简单的方法，以测试推挽变换器磁通不平衡的危险程度，即放置一个正向压降约为 1V 的硅二极管，与变压器任一初级半绕组的端点串联。导通时，串联二极管半绕组上的压降比另一个半绕组的压降低 1V，这样就人为地产生了伏秒数不平衡。中心抽头波形与图 2.4 (b) 或图 2.4 (c) 所示波形相似。没有串联二极管的半绕组的伏秒数与峰值电流均大于另一个半绕组。把二极管移到另一边，就可以看到较大的峰值电流转移到了相反的变压器初级半绕组上。

现在就可以确定电路接近图 2.4 (c) 所示的凹陷状态的程度。如果一个串联二极管可以使电流斜坡凹陷，则这个电路就太接近故障状态了。一边串联两个二极管就可以看到有多少裕度。

应该注意初级励磁电流不向次级传递能量，且不会以任何匝比关系折算到次级，它仅使磁心沿图 2.3 所示的磁滞回线回转。根据基本磁学原理，励磁电流与驱动能量（单位为奥斯特）有关，即

$$H = \frac{0.4\pi N_p I_{pm}}{L_{pm}} \quad (2.6)$$

式中， $H$  的单位是奥斯特， $I_{pm}$  的单位是安培， $L_{pm}$  的单位是亨利。

### 2.2.8 磁通不平衡的解决方法

近几年来，磁通不平衡问题使推挽拓扑渐渐失去了优势。针对这个问题的处理方法有很多，从成本和元件数量的角度来讲，它们或多或少地存在缺点。下面介绍磁通不平衡问题的一些解决方案。



### 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。

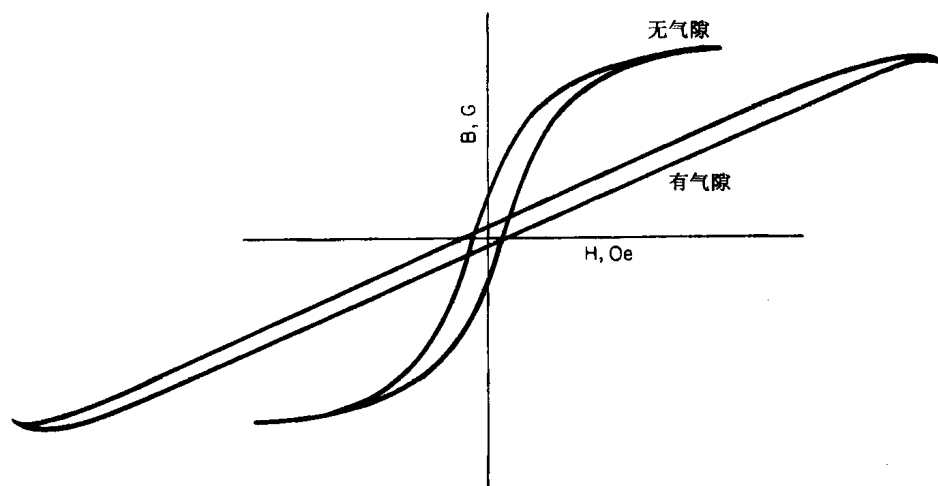


图 2.5 磁心加气隙使其磁滞回线倾斜。加了气隙的磁心，其磁滞回线的弯曲部分延伸至更大的奥斯特区域，则该磁心可以运行在更大的磁通不平衡或直流偏磁的情况下而不饱和

### 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  $0.25\Omega$ 。

### 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  $B_1$  和  $B_2$ )、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

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

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  $25^\circ C$ , 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  $100^\circ C$  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  $100 \sim 200kHz$  时, 峰值磁密就不得被限制为  $1200G$  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,  $A_e$  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<sup>①</sup>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

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

即

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

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

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

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

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

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。

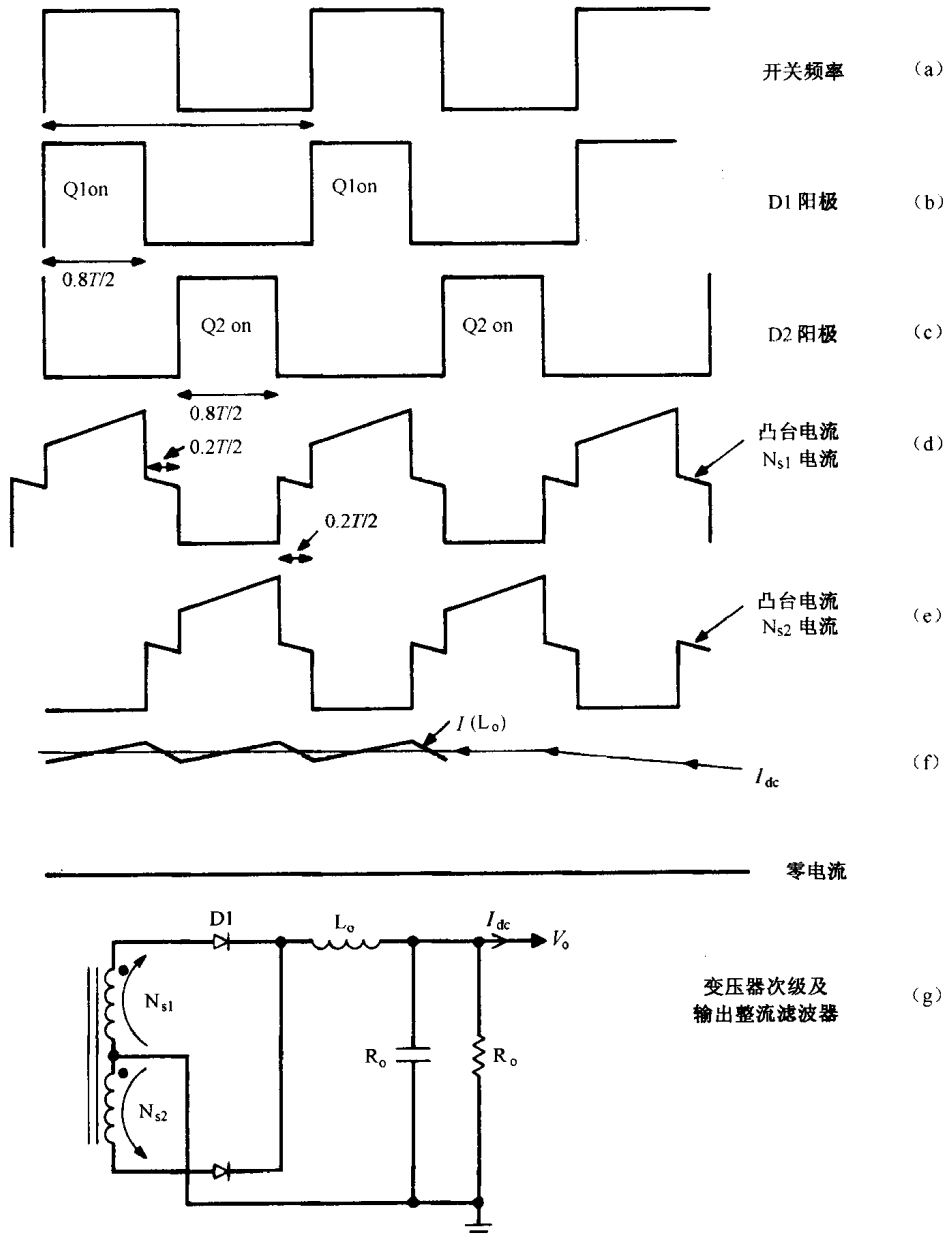


图 2.6 在推挽电路中，输出整流管充当续流二极管。在 20% 的死区时间内，次级绕组承受正常的续流凸台电流。估算次级铜耗时应该考虑这种情况

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，电感前端电压力图变负。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  $I_{sft}$ ,  $I_{sft}$  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

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

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

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

### 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  $L_1$ ) 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  $E_{1s}=L_1dI/dT$  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  $L_{1p}$  和  $L_{1s}$  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,  $L_{1s}$  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 300~500kHz 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。

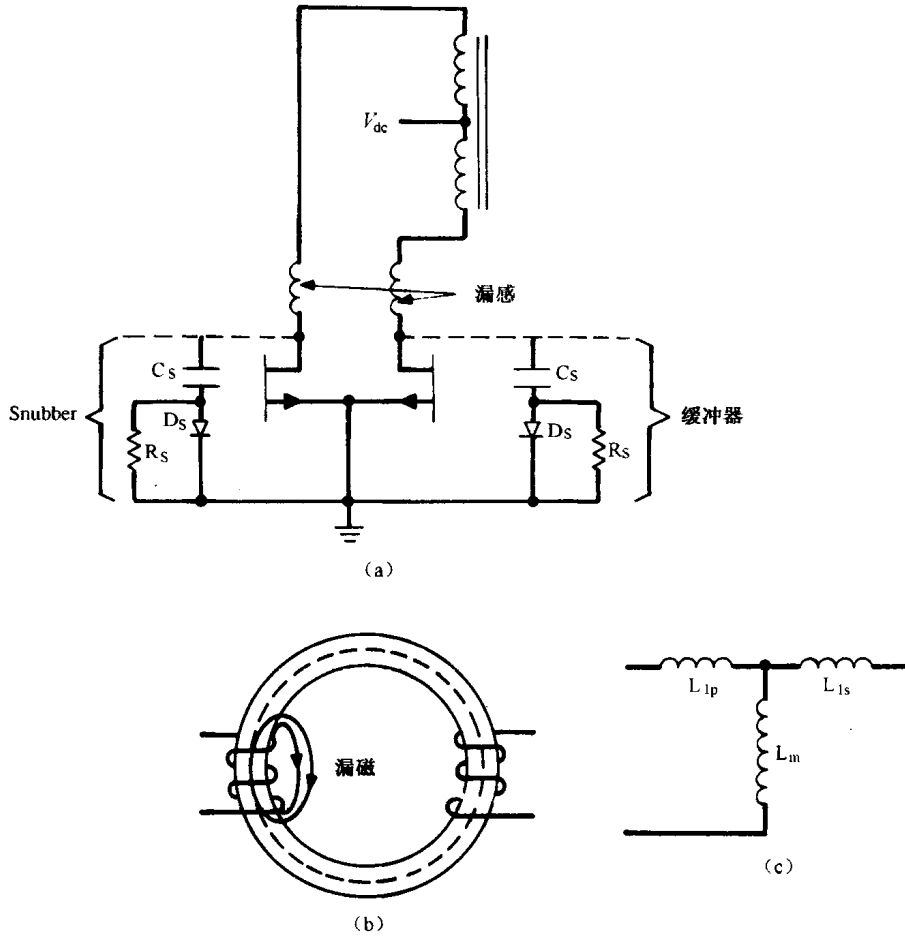


图 2.7 (a) 导致图 2.1 (a) 所示尖峰的漏感。(b) 漏感的产生，是因为某些磁通线通过周围空气返回，而不是经过磁心耦合到次级。(c) 变压器低频等效电路中有励磁电感  $L_m$ 、初/次级漏感  $L_{lp}$  和  $L_{ls}$

## 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  $I_{prt}$  (2.2.10.1 节)。在电流从  $I_{prt}$  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



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

根据式 (2.9), 可得

$$P_{\text{(ac)}} = 3.12 \frac{P_o}{\overline{V}_{\text{dc}}} \frac{T_s}{T} \quad (2.16)$$

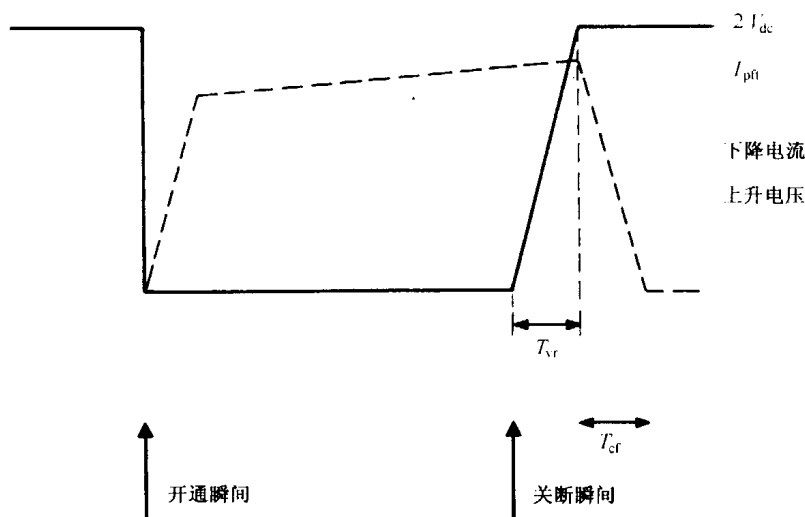


图 2.8 推挽开关管的交变, 即“重叠”开关损耗。导通时开关损耗可忽略, 因为变压器漏感导致电压下降时间很短, 电流上升时间很长, 使得下降电压和上升电流之间重叠很少。关断时可能出现的最坏情况为, 直到电压上升至  $2\overline{V}_{\text{dc}}$  时, 电流仍维持在其峰值  $I_{\text{pft}}$  不变; 电流下降期间 ( $T_{\text{cr}}$ ), 电压保持在  $2\overline{V}_{\text{dc}}$  不变

### 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

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

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  $I_{\text{pft}}$ , 可得

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

则每个开关管的总损耗为

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

### 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  $I_{pr} = 1.56P_o / \overline{V_{dc}} = 1.56(400)/38 = 16.4 \text{ A}$ 。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

其最大关断电压应力为  $2.6\overline{V_{dc}}$  (式 (2.15))。例如, 一个具有  $\pm 10\%$  网压波动的 120V 交流输入的变换器, 其整流幅值电压为  $1.41 \times 1.1 \times 120 = 186\text{V}$ 。加上漏感尖峰顶部, 其最大关断电压应力为  $2.6 \times 186 = 484\text{V}$  (式 (2.15))。

还必须考虑在稳态最大值上叠加瞬态值的情况。商用电源中很少规定具体瞬态值, 设计惯例设定瞬态值是在稳态最大值的基础上增加 15%。这使得最大应力达  $1.15 \times 484 = 557\text{V}$ 。

某些特定场合, 输入电压瞬态值比稳态最大值的 15% 还要大。军用飞行器的交流输入标准由“军标 704”做了明确的规定。规定指出, 对于额定电压为 113V 的交流输入, 10ms 内其允许的瞬态值为 180V AC。在瞬态值为 180V AC 时, 根据式 (1.15), 最大关断电压应力为  $180 \times 1.42 \times 2.6 = 660\text{V}$ 。

还有许多快速双极型晶体管, 如果关断时基极所加反向偏置电压为  $-1 \sim -5\text{V}$ , 则它们能安全承受高达 850V 的电压 (额定  $V_{ceV}$ )。但是没有必要冒险使用这样一种拓扑, 关断时其开关管要承受两倍最大直流输入电压再加上 30% 漏感尖峰。下面将讲述几种关断时开关管只承受最大直流输入电压而不承受漏感尖峰的拓扑。它们是更好的选择——不仅因为它们的电压应力较小, 还因为它们关断时电压变化较小, 产生的电磁干扰 (EMI) 也比较低。

## 2.2.14 输出滤波器的设计

### 2.2.14.1 输出电感的设计

2.2.4 节指出, 主输出和从输出的输出电感都不允许进入不连续工作模式。图 1.6 (b) 所示的不连续模式是从电感阶梯斜坡电流的阶梯下降至零开始的, 这种情况会在直流电流下降至斜坡幅值  $dI$  的一半时发生 (1.3.6 节)。于是 (如图 2.9 所示)

$$dI = 2\underline{I_{dc}} = V_L \frac{T_{on}}{L_o} = (V_1 - V_o) \frac{T_{on}}{L_o} \quad (2.19)$$

而  $V_o = V_1(2T_{on}/T)$ , 则有

$$T_{on} = \frac{V_o T}{2V_1}$$

选取  $N_s$ , 使  $V_{dc}$  及相应  $V_1$  最小时  $T_{on}$  为  $0.8T/2$ , 于是

$$\overline{T_{on}} = \frac{0.8T}{2} = \frac{V_o T}{2V_1} \quad \text{或} \quad \underline{V_1} = 1.25V_o$$

及

$$dI = \frac{(1.25V_o - V_o)(0.8T/2)}{L_o} = 2\underline{I_{dc}} \quad \text{和} \quad L_o = \frac{0.05V_o T}{\underline{I_{dc}}}$$

如果最小电流  $\underline{I_{dc}}$  规定为额定电流  $I_{on}$  的 1/10 (通常情况), 则

$$L_o = \frac{0.5V_o T}{I_{on}} \quad (2.20)$$

以上  $L_o$ 、 $V_o$  和  $T$  的单位分别为亨利、伏特和秒;  $\underline{I_{dc}}$  为最小输出电流,  $I_{on}$  为额定输出电流, 单位均为安培。

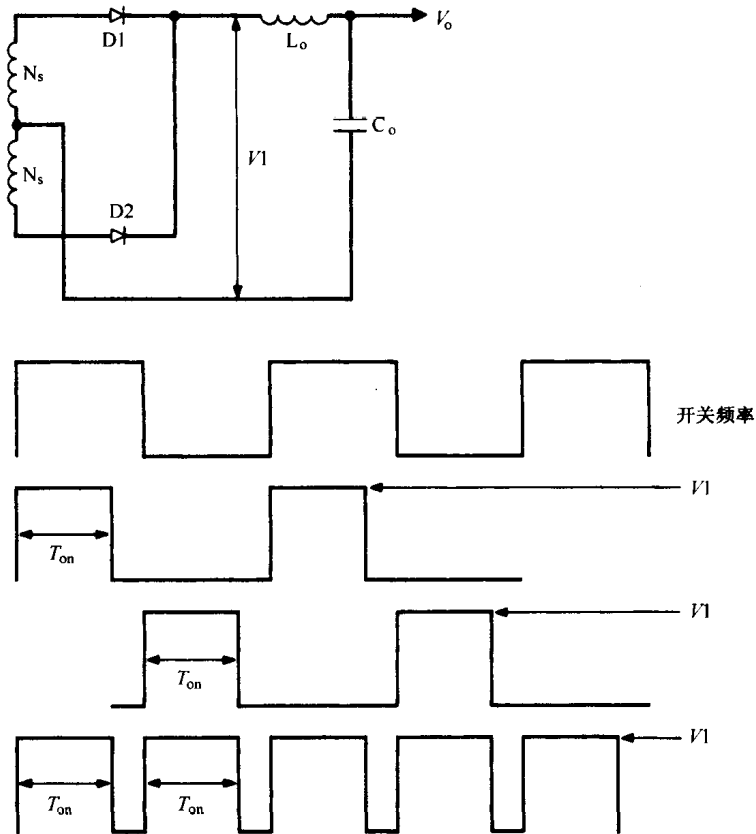


图 2.9 计算  $L_o$  和  $C_o$  的输出电路。当  $V_{dc}$  最小时，将选择  $N_s$  使  $V_1$  最小时  $T_{on}$  不大于  $0.8T/2$ ，以输出所需的  $V_o$  值

### 2.2.14.2 输出电容的设计

输出电容  $C_o$  的选择应满足最大输出纹波电压的要求。1.3.7 节指出，输出纹波几乎完全由滤波电容的 ESR（等效串联电阻  $R_o$ ）的大小决定，而不是由电容本身的大小决定，纹波电压峰-峰值  $V_r$  为

$$V_r = R_o dI \tag{2.21}$$

式中， $dI$  是所选的电感电流纹波的峰-峰值。

另外，对于铝电解电容器，在很大容值及额定电压范围内，其  $R_o C_o$  的乘积基本不变。铝电解电容  $R_o C_o$  的范围是  $50 \times 10^{-6} \sim 80 \times 10^{-6}$ 。因此  $C_o$  可选为

$$\begin{aligned} C_o &= \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} \\ &= \frac{(80 \times 10^{-6})(dI)}{V_r} \end{aligned} \tag{2.22}$$

式中， $C_o$  的单位为法拉， $dI$  的单位为安培（式 (2.19)）， $V_r$  的单位为伏特。

## 2.3 正激变换器拓扑

### 2.3.1 基本工作原理

正激变换器拓扑如图 2.10 所示。在最大直流输入电压为 60~200V，输出功率为 150~

200W 的场合，正激变换器可能是最广泛应用的拓扑。若最大输入电压低于 60V，则对应最小输入电压所需的初级输入电流就太大。若最大输入电压超过 250V，则开关管的最大电压应力太大。若功率超过 200W，对于任何直流输入电压，所需的初级输入电流均太大。下面的讨论给出以上限制的数学解释。

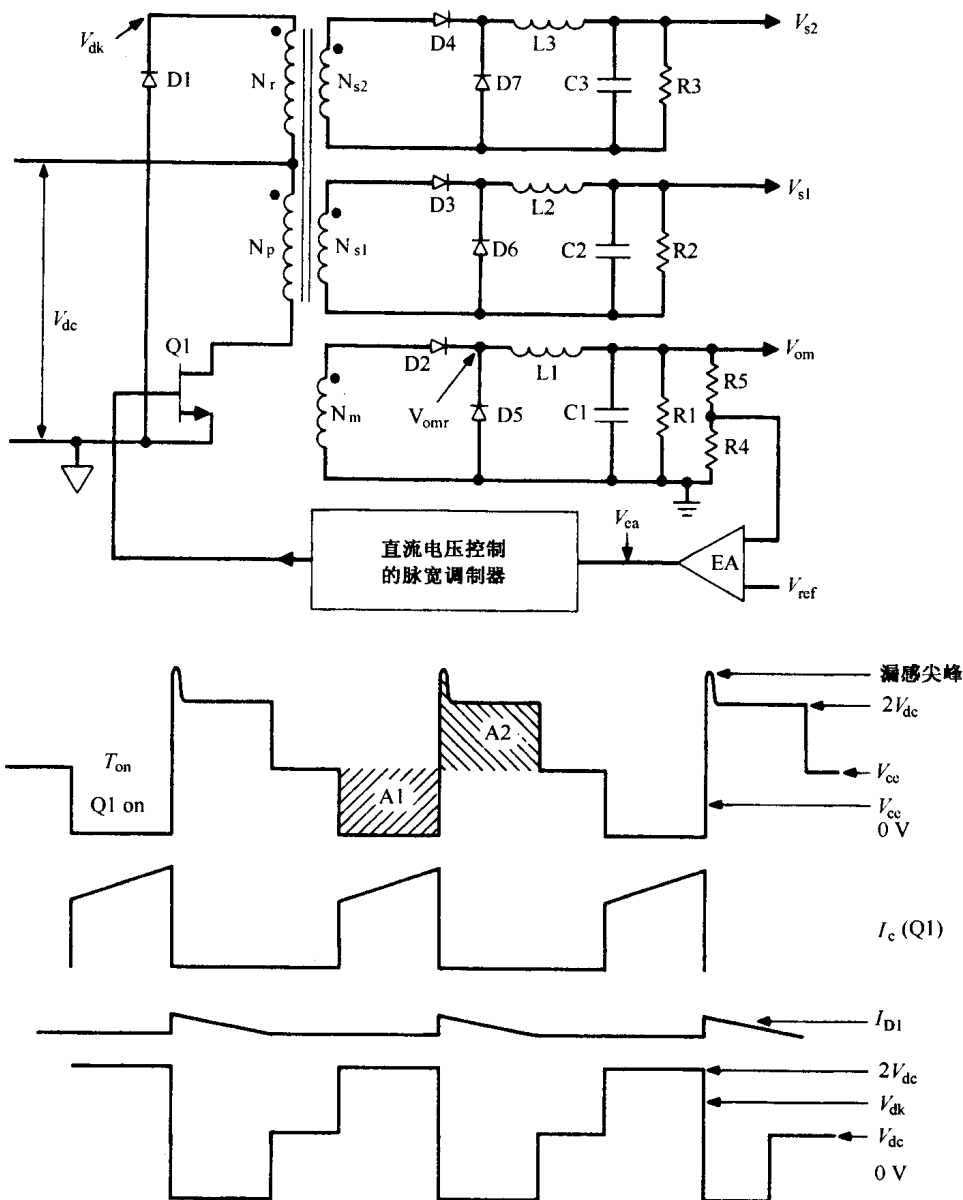


图 2.10 正激变换器拓扑。反馈环接在主输出  $V_{om}$  上， $V_{om}$  可针对输入及负载变化进行调节。此外，还有两个仅针对输入变化进行调节的从输出 ( $V_{s1}$  和  $V_{s2}$ )

这种拓扑是由图 2.1 所示的推挽拓扑派生出来的，且没有后者磁通不平衡这一主要缺点。因为它只有一个（而非两个）开关管，同推挽电路相比，正激电路更加经济且体积较小。

同推挽拓扑一样，图 2.10 中有一个主输出  $V_{om}$ ，两个从输出  $V_{s1}$  和  $V_{s2}$ 。主输出接入负反馈，根据输入及负载变化控制 Q1 的导通时间以保持  $V_{om}$  恒定。当导通时间由反馈环固定后，从输出  $V_{s1}$  和  $V_{s2}$  在输入电压变化的情况下也能保持恒定，但当它们自身或主输出负载变化时，从输出只能相对地保持恒定（误差约 5%~8%）。电路工作原理如下。

在正激变换器中，图 2.1 所示推挽电路的一个开关管已被二极管 D1 所取代。当 Q1 导通时，初级绕组  $N_p$  及所有次级绕组的同名端相对于异名端为正。电流及能量流入  $N_p$  的同名端。所有整流二极管 (D2~D4) 正向偏置，电流和能量从所有次级绕组的同名端流出到 LC 滤波器和负载。

注意，能量是在开关管 Q1 导通时流入负载的——因此称为正激变换器。推挽及 buck 调整器都是在开关管导通时传递能量到负载的，所以也属于正激类型。相反，boost 调整器和图 1.10 与图 1.14 所示的反极性变换器，以及反激变换器（将在第 3 章讨论），在开关管导通时将能量存储于电感或变压器初级，然后在开关管关断时将能量传递给负载。这些能量存储类拓扑可运行在不连续或连续模式。它们与正激拓扑有着根本的不同，这在 1.4.2 节和 1.4.3 节中已讨论过，还将在第 4 章反激拓扑中继续讨论。

Q1 导通期间 ( $T_{on}$ )，主输出整流管阴极的电压很高，如图 2.10 所示。设 Q1 导通压降为 1V，整流管正向压降为  $V_{D2}$ ，则该高电压  $V_{omr}$  为

$$V_{omr} = \left[ (V_{dc} - 1) \frac{N_m}{N_p} \right] - V_{D2} \quad (2.23)$$

整流二极管阴极之后的电路与图 1.4 buck 调整器电路一样。二极管 D5~D7 的作用就像该图中的续流二极管 D1。当 Q1 关断时，存储在 T1 的（图 2.7 (c) 所示的变压器等效电路的励磁电感）电流使  $N_p$  的电压反向。此时所有初/次级绕组的同名端相对于异名端变负。如果没有二极管 D1 钳位， $N_r$  同名端的电压将很负，且因为  $N_p$  和  $N_r$  匝数相等（通常情况下），所以  $N_p$  异名端上的正电压将变得相当大，使得 Q1 雪崩击穿进而损坏。

然而， $N_r$  同名端电压被二极管 D1 钳位于比地电位低一个二极管正向压降。如果 T1 没有漏感，则  $N_p$  上的电压与  $N_r$  上的电压相等。假设 D1 的正向压降 (1V) 可以忽略，则  $N_p$  和  $N_r$  上的电压等于  $V_{dc}$ ， $N_p$  异名端即 Q1 集电极的电压为  $2V_{dc}$ 。

前面讲过，在一个周期内，如果磁心已在其磁滞回线上沿一个方向运动，则它在下一周期沿同一方向运动之前，必须在本周期内准确回到其磁滞回线的起始位置。否则，若干周期后，磁心将沿该方向进入饱和。此时磁心不能承受所加电压，开关管将损坏。

从图 2.10 可以看出，若 Q1 在  $T_{on}$  期间导通，则  $N_p$  的同名端为正，其伏秒数为  $V_{dc}T_{on}$ 。此伏秒数就是图 2.10 中 A1 的面积。根据法拉第定律（式 (1.17)），此伏秒数产生的磁通变化为  $dB = (V_{dc}T_{on} / N_p A_e) 10^{-8}$ 。

Q1 关断时，当励磁电感电流使  $N_p$  的电压反向，且其异名端电压 ( $2V_{dc}$ ) 持续的时间足以使其伏秒数面积 A2 与 A1 相等，如图 2.10 所示，则磁心能回到其磁滞回线的起始位置，下一周期就可以安全启动。专业术语中这种情况被称为复位伏秒数与置位伏秒数相等。

Q1 关断后，所有次级的同名端相对于异名端变负。所有输出电感 (L1~L3) 中的电流下降。由于电感电流不能突变，所以所有电感的极性反向以尽量保持电流不变。电感前端电压将变得很负，但被续流二极管 D5~D7（图 2.10）钳位于比输出地低一个二极管正向压降，同时整流二极管 D2~D4 被反向偏置。电感电流此时继续沿同一方向流动，从其输出端流出，经过负载（部分经过滤波电容）和续流二极管返回到电感输入端。

主整流二极管 D2 阴极上的电压如图 2.11 (b) 所示。导通时间  $T_{on}$  内，该电压高达  $[(V_{dc} - 1)(N_m / N_p)] - V_{D2}$ ，而  $T - T_{on}$  期间，该电压比地电位低一个续流二极管 (D5) 正向压降。LC 滤波器平滑这个波形，设 D5 的正向压降等于 D2 的正向压降 ( $V_d$ )，则直流输出电压  $V_{om}$

为

$$V_{om} = \left[ \left( (V_{dc} - 1) \frac{N_m}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{T_{on}}{T} \quad (2.24)$$

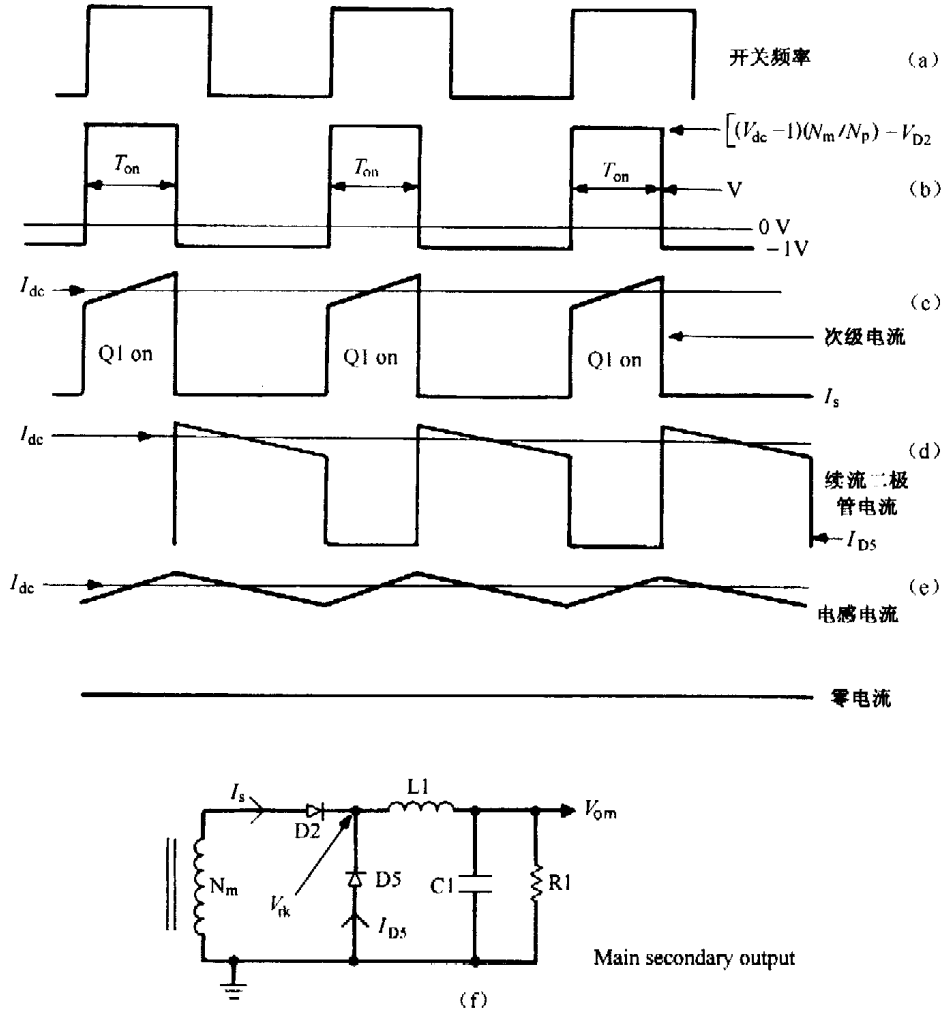


图 2.11 正激变换器的次级临界电流。每个次级电流都具有阶梯斜坡的特征，因为输出电感上电压固定，且电感值不变。电感电流是次级绕组和续流二极管电流之和。它围绕直流输出电流上下波动。初级电流是所有次级阶梯斜坡电流用各自匝数比折算到初级的和。初级电流也是个阶梯斜坡

### 2.3.2 输出/输入电压与导通时间和匝数比的设计关系

负反馈采样值是  $V_{om}$  的一部分，此采样值与参考电压  $V_{ref}$  比较，然后改变  $T_{on}$  使  $V_{om}$  在  $V_{dc}$  或负载电流发生任意变化时都能保持恒定。

从式 (2.24) 可以看出，当  $V_{dc}$  改变时，反馈环通过保持  $V_{dc} T_{on}$  恒定来保持输出恒定。因此最大导通时间  $T_{on}$  ( $\overline{T_{on}}$ ) 将出现在  $V_{dc}$  最小 ( $\underline{V_{dc}}$ ) 的时候。对于最小直流输入电压，式 (2.24) 可改写为

$$V_{om} = \left[ \left( (\underline{V_{dc}} - 1) \frac{N_m}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{\overline{T_{on}}}{T} \quad (2.25)$$

在式 (2.25) 中, 必须以适当的顺序确定参数。首先, 确定最小直流输入电压  $V_{dc}$ , 然后将对应  $V_{dc}$  ( $V_{dc}$  最小值) 的最大允许导通时间  $T_{on}$  设为半周期的 80%。

这样做是为确保图 2.10 中 A2 的面积等于 A1 的面积。如果允许导通时间占满整个半周期, 则 A2 在下一周期开始时才刚好勉强等于 A1。存储时间会因温度的改变和产品的差异而不同, 若导通时间因存储时间改变而稍有增加, 就会使 A1 和 A2 不相等。从而磁心不能完全复位到磁滞回线的起始点, 若干周期后, 磁心便会进入饱和区, 使开关管损坏。

知道  $V_{dc}$  和导通时间  $T_{on}$  内的磁通变化后, 可根据法拉第定律 (式 1.17) 确定初级匝数  $N_p$ 。磁通变化方面的限制与 1.5.9 节讨论的推挽拓扑类似, 下面还要讨论这个问题。

这样, 式 (2.25) 中的  $V_{dc}$ 、 $\overline{T_{on}}$ 、 $T$  和  $V_d$  为已知, 利用法拉第定律求出  $N_p$  之后, 就可根据所需主输出电压  $V_{om}$  求解次级主绕组匝数  $N_m$ 。

### 2.3.3 从输出电压

从输出滤波器 L2、C2 和 L3、C3 分别用于平滑各自整流管阴极输出的脉宽调制矩形波。此波形的高电平分别为  $\{[(V_{dc} - 1)(N_{s1}/N_p)] - V_{d3}\}$  和  $\{[(V_{dc} - 1)(N_{s2}/N_p)] - V_{d4}\}$ 。其低电平均比地低一个二极管正向压降。直流输入电压  $V_{dc}$  最小时, 它们与次级主绕组一样有最大导通时间  $T_{on}$ 。若假设整流二极管和续流二极管的正向压降均为  $V_d$ , 则输入电压  $V_{dc}$  最小时从输出电压为

$$V_{s1} = \left[ \left( (V_{dc} - 1) \frac{N_{s1}}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{\overline{T_{on}}}{T} \quad (2.26)$$

$$V_{s2} = \left[ \left( (V_{dc} - 1) \frac{N_{s2}}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{\overline{T_{on}}}{T} \quad (2.27)$$

反馈环调节  $V_{om}$  时, 始终保持  $V_{dc} T_{on}$  恒定。这个乘积也出现在式 (2.26) 和式 (2.27) 中, 因此在  $V_{dc}$  变化时从输出也保持恒定。

从式 (2.24) 和图 2.14 可见, 通过适当地控制  $T_{on}$  使采样输出与参考电压  $V_{ref}$  相等, 反馈环在输入和负载变化时均能保持主输出恒定。由于负载电流没有直接出现在式 (2.24) 中, 负载变化时输出调节不显著。但负载电流还是有间接影响。负载变化会改变 Q1 的正向压降 (此前设为 1V) 和整流二极管的正向压降。尽管这些变化很小, 也会引起输出电压的微小变化, 并由误差放大器采样, 调整  $T_{on}$  来修正输出电压。

此外, 从式 (2.26) 和式 (2.27) 可见,  $V_{dc}$  不变时, 改变  $T_{on}$ , 会使从输出电压改变。从输出电压也随自身负载电流的变化而变化。当它们的负载电流变化时, 相应整流二极管正向压降也改变, 使输入到 LC 平滑滤波器的幅值电压改变。若此时  $T_{on}$  没有相应的变化, 则从输出电压将随着平滑滤波器幅值电压的变化而改变。

由主/从输出负载电流变化引起的从输出电压变化范围为 5%~8%。2.2.4 节中讨论过, 这要求主输出和从输出电感在其最小负载电流下也不进入不连续状态。这一点可以通过选择合适的输出电感来保证, 具体内容将在下面讨论。

若所有参数已知, 或据已知值计算出来, 则次级从绕组匝数  $N_{s1}$  和  $N_{s2}$  可根据式 (2.26) 和式 (2.27) 计算。参数  $V_{dc}$ 、 $T$  和  $V_d$  为已知,  $\overline{T_{on}}$  如前所述设定为  $0.8T/2$ , 则  $N_p$  可由法拉第定律 (式 (1.17)) 求解。



### 2.3.4 次级负载、续流二极管及电感的电流

选择次级和输出电感线径、整流二极管和续流二极管额定电流时，需要知道各自输出电流的幅值和波形。

与 1.3.2 节所述的 buck 调整器类似，Q1 导通时，次级恒定电压加在输出电感两端（其输入端相对于输出端为正）使次级电流具有阶梯斜坡的特征，如图 2.11 (c) 所示。

Q1 关断时，电感的输入端相对于输出端变负，其电流斜坡向下。关断时刻，电感电流转移到续流二极管。因续流二极管与电感串联，其电流斜坡也向下，如图 2.11 (d) 所示。电感电流是 Q1 导通时次级电流与 Q1 关断时续流二极管电流之和，如图 2.11 (e) 所示。图 2.11 (c)、图 2.11 (d) 和图 2.11 (e) 的斜坡中点值均等于直流输出电流。

### 2.3.5 初级电流、输出功率及输入电压之间的关系

设从直流输入到所有次级总输出功率的转换效率为 80%，即  $P_o = 0.8P_{in}$  或  $P_{in} = 1.25P_o$ 。若以最小直流输入电压  $V_{dc}$  计算  $P_{in}$ ，则输入功率为最小直流输入电压  $V_{dc}$  与对应初级电流平均值的乘积。

由于各次级都有输出电感，所以次级电流波形均为阶梯斜坡。直流输入电压最小时，这些阶梯斜坡的宽度为  $0.8T/2$ 。所有次级电流根据匝数比折算到初级，因此初级电流脉冲也是一个宽度为  $0.8T/2$  的阶梯斜坡。因为是单开关管电路，所以每周期仅有一个这样的波形，如图 2.10 所示。初级电流脉冲的占空比为  $(0.8T/2)/T = 0.4$ 。

和推挽拓扑一样，将阶梯斜坡电流等效为同样脉宽的平顶电流，其幅值为阶梯斜坡中点值  $I_{pft}$ 。则电流平均值为  $0.4I_{pft}$ ，因此有

$$P_{in} = 1.25P_o = \underline{V_{dc}}(0.4I_{pft}) \quad \text{或} \quad I_{pft} = \frac{3.13P_o}{\underline{V_{dc}}} \quad (2.28)$$

此关系式非常有用，根据给出的最小直流输入电压和总输出功率，即可求出等效平顶初级电流脉冲的幅值。从而可立即选出具有足够电流额定值和增益的双极型晶体管，或具有足够低导通压降的 MOSFET 管。

由式 (2.28) 和式 (2.9) 可见，在相同输出功率和最小直流输入电压下，正激变换器的  $I_{pft}$  是推挽拓扑的  $I_{pft}$  的两倍。

显然，这是因为推挽拓扑每周期有两个电流（或功率）脉冲，而正激变换器只有一个。由式 (2.25) 可知，在正激变换器中，如果次级匝数选得足够大，则最小直流输入电压下的最大导通时间也可以不超过半周期的 80%。这样，如图 2.10 所示，在下一周期开始前，面积 A2 总能等于 A1。磁心在一个周期内能复位到磁滞回线上的起始点，从而不会饱和。

但正激变换器实现上述工作的代价是，在相同的输出功率下，初级幅值电流是推挽变换器的两倍。当然，推挽拓扑即使采用了 2.2.8 节所述的全部预防措施，在动态负载或输入异常的情况下，也难确保不发生磁通不平衡问题。

### 2.3.6 功率开关管最大关断电压应力

在正激变换器中，若复位绕组  $N_r$  的匝数与初级绕组  $N_p$  的匝数相等，功率开关管最大关断电压应力为最大直流输入电压的两倍加上漏感尖峰。2.2.11 节已讨论过漏感尖峰及其成因和减少漏感尖峰的措施。即使采用了所有减小漏感尖峰的措施，为设计安全，也应该假设漏

感尖峰为最大直流输入电压两倍的 30%。正激拓扑开关管最大关断电压应力与推挽拓扑的一样，为

$$V_{ms} = 1.3(2\overline{V_{dc}}) \quad (2.29)$$

### 2.3.7 实际输入电压和输出功率限制

2.3.1 节开始就已指出，对于最大直流输入电压低于 60V 的正激变换器，其实际最大输出功率为 150~200W。这是因为，正激变换器每周期只有一个电流脉冲而不像推挽拓扑那样有两个；较大功率输出时，由式 (2.28) 算出的初级电流幅值会太大。

现在考虑设计一个用于通信行业的 200W 正激变换器。其最小和最大输入电压分别为 38V 及 60V；由式 (2.28) 算出的初级电流幅值为  $I_{\text{pft}} = 3.13P_o / \underline{V_{dc}} = 3.13(200)/38 = 16.5 \text{ A}$ ；由式 (2.29) 算出最大关断电压应力为  $\overline{V_{ms}} = 2.6\overline{V_{dc}} = 2.6 \times 60 = 156 \text{ V}$ 。

为留有一定安全裕度，应采用耐压至少为 200V 的器件。这样，输入电压瞬态值超过稳态最大值 (60V)，也不会损坏器件。

200V/16A 开关管市场上有售，但均有 2.2.13 节所讨论的缺点。双极型晶体管速度慢，MOSFET 管速度快但价格高。对 200W 应用场合，选择无磁通不平衡问题的推挽拓扑应更合适，因为其每周期有两个电流脉冲，电流幅值仅为 8A。电流幅值低，接地母线的噪声和射频干扰 (RFI) 会显著减小，这对通信工业电源是一个很重要的因素。这种无磁通不平衡问题的推挽拓扑称为“电流模式推挽拓扑”，这将在后面讨论。

正激变换器与推挽拓扑 (见 2.2.13 节) 一样，用于交流输入为  $120 \times (1 \pm 10\%) \text{ V}$  的离线式变换器时的最大电压应力是一个难以解决的问题。交流输入电压最高时，整流后直流输入为  $1.1 \times 120 \times 1.41 = 186 \text{ V}$ ，再减去 2V 的整流二极管正向压降即 184V。由式 (2.29)，关断期间开关管最大电压应力为  $\overline{V_{ms}} = 2.6 \times 184 = 478 \text{ V}$ 。而交流输入电压最低时，整流后直流输入为  $\underline{V_{dc}} = (0.9 \times 120 \times 1.41) - 2 = 150 \text{ V}$ 。根据式 (2.28)，峰值电流为  $I_{\text{pft}} = 3.13 \times 22 / 150 = 4.17 \text{ A}$ 。

对于 200W 的离线式正激变换器，最大的问题是最大电压应力 (478V) 而不是初级峰值电流 (4.17A)。因为当考虑 15% 输入瞬态值 (见 2.2.13 节) 时，峰值关断电压应力为 550V。当然，如果双极型晶体管工作在  $V_{\text{cev}}$  (关断瞬间基极反向偏置为 -1~-5V) 情况下，550V 的电压应力也不是绝对不能承受的。许多器件的  $V_{\text{cev}}$  电压为 650~850V，初级峰值电流为 4.17A 时仍有较高的增益、速度和较低的导通压降。但是，正如 2.2.13 节所讨论的，还有更佳的拓扑可供选择，其开关管关断电压仅为  $V_{\text{dc}}$  而不是  $2V_{\text{dc}}$  (后面将讨论)。

### 2.3.8 功率和复位绕组匝数不相等的正激变换器

此前，均假设初级绕组  $N_p$  的匝数与复位绕组  $N_r$  的匝数相等。如果  $N_r$  的匝数比  $N_p$  的大些或小些，都会带来某些好处。

初级绕组  $N_p$  的匝数总是由法拉第定律确定的，这将在 2.3.10.2 节中讨论。如果  $N_r$  选得比  $N_p$  小，对于给定输出功率，其初级电流幅值将比式 (2.28) 计算值小，而 Q1 最大关断电压应力比式 (2.29) 计算值大。如果  $N_r$  选得比  $N_p$  大，Q1 最大关断电压应力将比式 (2.29) 计算值小，而对于给定输出功率，其初级电流幅值比式 (2.28) 计算值要大。这些可以从图 2.12 中看出。Q1 关断时， $N_p$  和  $N_r$  的极性反向， $N_r$  同名端变负，且被钳位二极管 D1 钳位至地电位。此时变压器 T1 是一个自耦变压器。 $N_r$  上的压降为  $V_{\text{dc}}$ ，而  $N_p$  上的压降为  $N_p / N_r (V_{\text{dc}})$ 。

导通期间，磁心被伏秒数  $V_{dc}T_{on}$  置位，必须施加相等的伏秒数才能使它复位到磁滞回线的起始位置。复位伏秒数为  $N_p/N_r(V_{dc})T_r$ 。

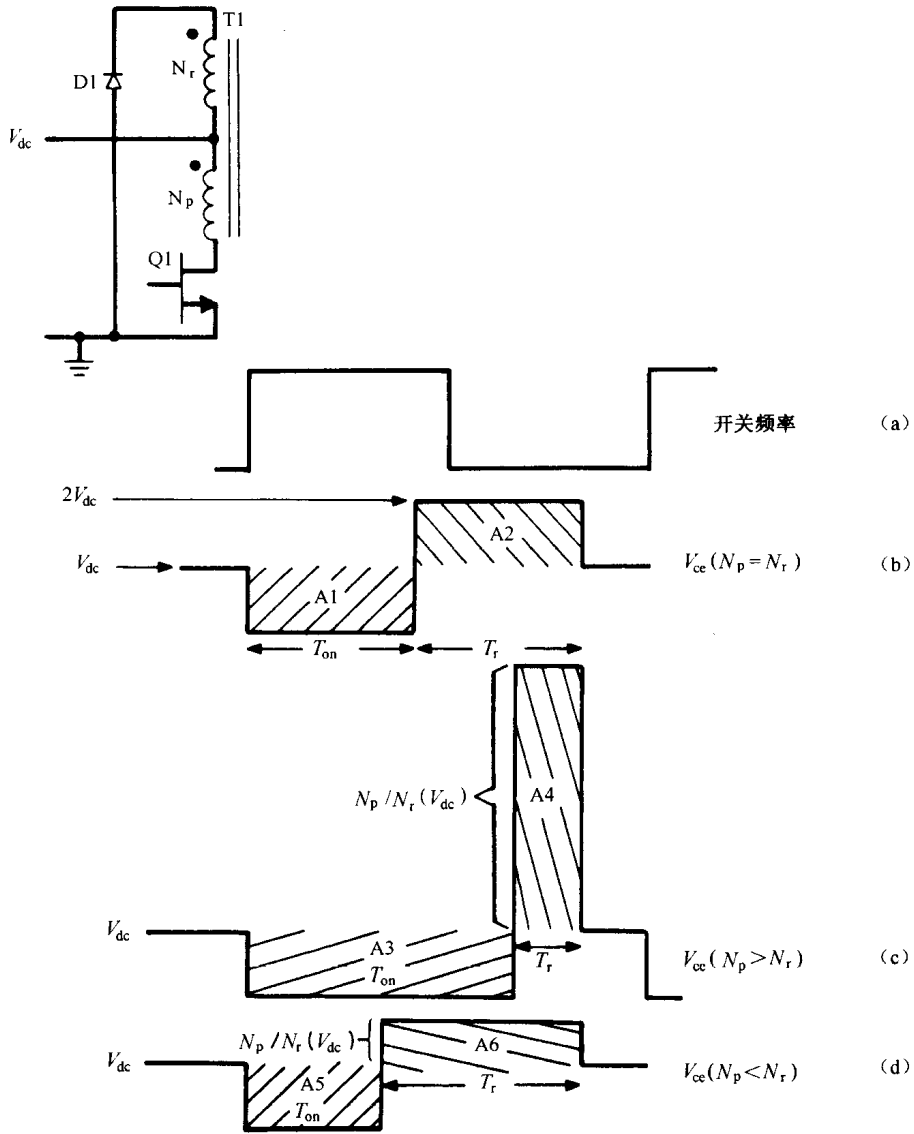


图 2.12 当  $N_p=N_r$  时，正激变换器的集射结电压。注意，所有情况下，复位伏秒数都等于置位伏秒数。(a) 开关频率；(b)  $N_p=N_r$ ；(c)  $N_p>N_r$ ；(d)  $N_p<N_r$

$N_p = N_r$  时，复位电压等于置位电压且复位时间等于置位时间（面积  $A1=$ 面积  $A2$ ），如图 2.12 (b) 所示。对于  $N_p = N_r$ ，将对应于最小直流输入电压的  $Q1$  的最大导通时间选为  $0.8T/2$ ，以确保磁心在下一周期开始前能复位。此时， $T_{on} + T_r = 0.8T$ 。

如果  $N_r$  小于  $N_p$ ，则复位电压大于  $V_{dc}$ ， $T_r$  将变短（面积  $A3=$ 面积  $A4$ ），如图 2.12 (c) 所示。 $T_r$  缩短， $T_{on}$  大于  $0.8T/2$ ，但  $(T_{on} + T_r)$  依然等于  $0.8T$ ，以使磁心在下一周期开始前能够复位。由于  $T_{on}$  变长，对于相同的平均电流和输出功率，电流峰值就会变小。与图 2.12 (b) 相比，图 2.12 (c) 中，较小的电流峰值应力必须以较大的电压应力为代价。

若  $N_r$  大于  $N_p$ ，则复位电压小于  $V_{dc}$ 。若仍保持  $T_{on} + T_r = 0.8T$ ，因复位电压小于置位电压，若使复位伏秒数与置位伏秒数相等（图 2.12 (d) 中面积  $A5=$ 面积  $A6$ ），则  $T_r$  必须大于  $0.8T/2$ ，

$T_{on}$  小于  $0.8T/2$ 。  $T_{on} < 0.8T/2$  时，对于相同的平均电流，电流幅值必然增加，如图 2.12 (d) 所示。与图 2.12 (b) 相比，在相同的输出功率下，减小的电压应力是以更高的电流幅值为代价的。这种情况定量分析如下

$$\text{设 } T_{on} + T_r = 0.8T; \quad \text{复位电压} = V_r = \frac{N_p}{N_r} V_{dc} \quad (2.30)$$

因置位伏秒数等于复位伏秒数，所以

$$V_{dc} T_{on} = \frac{N_p}{N_r} V_{dc} T_r \quad (2.31)$$

结合式 (2.31) 和式 (2.31)，有

$$\overline{T_{on}} = \frac{0.8T}{1 + N_r/N_p} \quad (2.32)$$

效率为 80% 时，  $P_{in} = 1.25P_o$ 。输入为  $V_{dc}$  时，  $P_{in} = V_{dc}(I_{av}) = V_{dc} I_{pft}(\overline{T_{on}})/T$ ，即  $I_{pft} = 1.25(P_o/V_{dc})(T/T_{on})$ 。从式 (2.32) 得

$$I_{pft} = 1.56 \left( \frac{P_o}{V_{dc}} \right) (1 + N_r/N_p) \quad (2.33)$$

若不计漏感尖峰，则 Q1 最大关断电压应力  $\overline{V_{ms}}$  等于最大直流输入电压  $\overline{V_{dc}}$  加上复位电压 ( $N_r$  同名端接地时，  $N_p$  两端的电压)，即

$$\overline{V_{ms}} = \overline{V_{dc}} + \frac{N_p}{N_r} (\overline{V_{dc}}) = \overline{V_{dc}} (1 + N_p/N_r) \quad (2.34)$$

由式 (2.33) 和式 (2.34) 计算出的  $I_{pft}$  和  $V_{ms}$  如下列数据所示。

$N_r/N_p$	$I_{pft}$ (见式 (2.33))	$V_{ms}$ (见式 (2.34))
0.6	2.50 ( $P_o/V_{dc}$ )	2.67 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰
0.8	2.81 ( $P_o/V_{dc}$ )	2.25 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰
1.0	3.12 ( $P_o/V_{dc}$ )	2.00 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰
1.2	3.43 ( $P_o/V_{dc}$ )	1.83 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰
1.4	3.74 ( $P_o/V_{dc}$ )	1.71 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰
1.6	4.06 ( $P_o/V_{dc}$ )	1.62 $\overline{V_{dc}}$ + 漏感尖峰

## 2.3.9 正激变换器电磁理论

### 2.3.9.1 仅运行于第一象限

正激变换器的变压器磁心只运行在磁滞回线的第一象限，如图 2.10 所示。当 Q1 导通时，T1 的同名端相对于异名端为正，磁心沿磁滞回线的正向移动，励磁电感中的电流线性上升。

Q1 关断时，存储在励磁电感上的电流使所有绕组电压极性反向。  $N_r$  的同名端变负，直至被钳位二极管 D1 钳位至比地电位低一个二极管正向压降。此时实际存储于磁心中的励磁电流将继续流动。不过是从  $N_p$  (Q1 导通期间，它沿斜线上升) 转移到  $N_r$ 。励磁电流从  $N_r$  的异名端流出，经电源电压  $V_{dc}$  的正/负极，再经二极管 D1 的阳极和阴极，最后返回  $N_r$  同名端。

Q1 关断期间，由于  $N_r$  的同名端相对于异名端为负，励磁电流  $I_d$  沿斜坡直线下降，如图

2.10 所示。当斜坡值降为零（面积 A2 的末端，如图 2.10 所示）时，励磁电感中不再有任何存储的能量，不能维持  $N_r$  同名端电压低于地电位。 $N_r$  的同名端电压开始上升至  $V_{dc}$ ，同时  $N_p$  的异名端电压（Q1 集电极）开始从  $2V_{dc}$  下降至  $V_{dc}$ 。

因此，磁心在磁滞回线上约以励磁电流幅值的半值为中心（ $V_{dc}T_{on}/2L_m$ ）运行。励磁电流没有反向，它只简单地线性上升至幅值，然后再线性下降到零。

这种只在第一象限的运行有利也有弊。首先，与推挽电路相比，对给定磁心，它只能提供一半的输出功率。这可以从确定初级匝数的法拉第定律（式（1.17））看出。

根据法拉第定律，计算初级匝数的公式为  $N_p = Edt / A_c dB \times 10^{-8}$ 。由于正激变换器 dB 的变化范围限制为从零至某个  $B_{max}$  而不是推挽电路的从  $-B_{max}$  到  $+B_{max}$ 。当  $V_{dc}$  相同时，正激变换器初级绕组匝数是推挽电路每个初级半绕组匝数的两倍。尽管推挽电路有两个初级绕组，每个绕组都必须承受和正激变换器相同的伏秒数，但推挽电路每周期有两个功率脉冲而正激变换器只有一个。最终结果是使用同样的磁心，正激变换器仅提供推挽拓扑一半的输出功率。

但推挽电路磁通变化范围是正激变换器的两倍，两倍输出功率下的推挽电路磁心发热更严重些。由于磁心损耗与磁滞回线包围的面积成正比，所以推挽电路磁心损耗是正激变换器的两倍。

然而，这样的推挽电路的两个初级半绕组总铜耗并不比输出功率仅为其一半的正激变换器大。这是因为，虽然该推挽电路每个初级半绕组的电流有效值与输出功率为其一半的正激变换器相等；但推挽电路每个初级半绕组的匝数只是对应正激变换器的一半，推挽电路每个初级半绕组的阻抗也只有该正激变换器的一半。因此，该正激变换器的总铜耗与有着两倍输出功率的推挽电路的两个初级半绕组的总铜耗相等。

### 2.3.9.2 正激变换器的磁心气隙

图 2.3 所示是无气隙的铁氧体磁心的磁滞回线。可以看出，零磁化力（0 Oe）时仍存在  $\pm 1000G$  的剩余磁通密度，通常称为剩磁。

如果正激变换器磁心从 0 Oe 即 1000G 开始进行，则磁心进入磁滞回线弯曲部分之前的最大磁通变化 dB 约为 1000G。一般希望起始磁通能远离磁滞回线弯曲部分，但没有气隙的正激变换器磁心最大 dB 限制为 1000G。如上所述，初级匝数与 dB 成反比。较小的 dB 就要求较多的初级匝数。较多的初级匝数使线径减小，从而降低了变压器的输出电流和输出功率。

磁心加入气隙使磁滞回线倾斜，剩磁会显著降低，如图 2.5 所示。磁滞回线的倾斜并不会改变其与 H 轴的交点（零磁密点，称为矫顽力）。从图 2.3 可见，铁氧体矫顽力约为 0.2 Oe。对用于输出功率为 200~500W 的大多数磁心来说，约 2~4mil 的气隙可使剩磁降到约为 200G。200G 的剩磁，使磁心进入磁滞回线弯曲部分之前允许的 dB 约为 1800G，这样也能减少初级匝数。

但引入气隙也是有代价的。从图 2.5 可见，气隙使磁滞回线斜率降低，使  $dB/dH$ （磁心磁导率）降低。磁导率降低使励磁电感值减小，使励磁电流（ $I_m = V_{dc}T_{on}/L_m$ ）增大。励磁电流不向负载传递功率，只用于使磁心磁通沿磁滞回线移动。它不应超过初级负载电流的 10%。

### 2.3.9.3 有气隙磁心的励磁电感

有气隙磁心的励磁电感计算如下。励磁电感的电压为  $L_m dI_m/dt$ ，根据法拉第定律有

$$V_{dc} = \frac{L_m dI_m}{dt} = \frac{N_p A_c dB}{dt} 10^{-8} \quad \text{或} \quad L_m = \frac{N_p A_c dB}{dI_m} 10^{-8} \quad (2.35)$$

式中,  $L_m$  为励磁电感(H),  $N_p$  为初级匝数,  $A_c$  为磁心面积( $\text{cm}^2$ ),  $\text{dB}$  为磁心磁通变化量(G),  $\text{d}I_m$  为励磁电流的变化量(A)。

根据磁基本定律即安培定律有

$$\int H \cdot \text{d}l = 0.4\pi NI$$

公式表明, 若包围导线的安匝数为  $NI$ , 则点积  $H \cdot \text{d}l$  沿此线的积分为  $0.4\pi NI$ 。如果该导线绕过与磁通线平行且与气隙交叉的磁心, 则因磁心内  $H$  是相同的, 记为  $H_i$ , 气隙内  $H$  也相同, 记为  $H_a$ , 所以有

$$H_i l_i + H_a l_a = 0.4\pi N I_m \quad (2.36)$$

式中,  $H_i$  为磁心(铁氧体)磁场强度(Oe),  $l_i$  为磁心磁路长度(cm),  $H_a$  为气隙磁场强度(Oe),  $l_a$  为气隙磁路长度(cm),  $I_m$  为励磁电流(A)。

另外,  $H_i = B_i / u$ , 其中,  $B_i$  为磁心磁密,  $u$  为磁心磁导率。而  $H_a = B_a$ , 因为空气磁导率等于 1。设气隙周围没有发散的漏磁通, 则  $B_a = B_i$  (磁心中的磁密=气隙中的磁密)。此时式(2.36)可写成

$$\frac{B_i}{u} l_i + B_i l_a = 0.4\pi N_p I_m \quad \text{或} \quad B_i = \frac{0.4\pi N I_m}{l_a + l_i / u} \quad (2.37)$$

由上式得  $\text{dB} / \text{d}I_m = 0.4\pi N / (l_a + l_i / u)$ , 代入式(2.35)得

$$L_m = \frac{0.4\pi (N_p)^2 A_c \times 10^{-9}}{l_a + l_i / u} \quad (2.38)$$

因此, 长度为  $l_i$  的磁心中引入长度为  $l_a$  的气隙, 励磁电感的减少比例为

$$\frac{L_{m(\text{有气隙})}}{L_{m(\text{无气隙})}} = \frac{l_i / u}{l_a + l_i / u} \quad (2.39)$$

下面举例说明。以国际标准磁心 Ferroxcube 783E608-3C8 为例, 其磁路长度为 9.7cm, 有效磁导率为 2300。如果在磁路上加 4mil (0.0102cm) 的气隙, 则根据式(2.39)有

$$\begin{aligned} L_{m(\text{有气隙})} &= \frac{9.7/2300}{0.0102 + 9.7/2300} L_{m(\text{无气隙})} \\ &= 0.29 L_{m(\text{无气隙})} \end{aligned}$$

检验气隙磁心的一个有效方法是检查式(2.38)的分母。多数情况下,  $u$  很大, 则  $l_i / u$  的数值会比气隙长度  $l_a$  小, 电感主要由气隙长度决定。

## 2.3.10 功率变压器的设计

### 2.3.10.1 磁心选择

与 2.2.9.1 节讨论的推挽拓扑一样, 正激变换器的变压器磁心有效功率与峰值磁密、磁心面积和窗口面积、频率及绕组电流密度(圆密耳每有效值安培)有关。

第 7 章将导出根据这些参数所确定的磁心实际输出功率的公式。若把这个公式转换为图表, 则很容易选择磁心及其工作频率。

这里假设磁心已选定, 且磁心面积和窗口面积为已知。

### 2.3.10.2 初级匝数的计算

初级匝数可以根据法拉第定律计算。由 2.3.9.2 节知, 对于正激变换器, 加气隙磁心的磁密变化范围为, 从约 200G 至某最大磁密  $B_{\max}$ 。对于推挽拓扑, 即使在低频下磁心损耗不是限制因素时, 铁氧体磁心峰值磁密也只设为 1600G (而不是 2000G)。2.2.9.4 节讨论过, 这样是为了避免直流输入电压或负载电流快速瞬变时造成的过大的磁通变化。由于误差放大器带宽限制, 不能如此快速地调整开关管导通时间, 所以不能对这些瞬变做出快速修正。

误差放大器延迟期间, 在若干周期内, 峰值磁密可能达到比正常稳态运行时的计算值高出 50%。将正常峰值磁密设为较低的 1600G, 以适应输入或负载瞬变的情况, 可以解决上述问题。如前所述, 从约 0G 到 1600G 的变化时间应为半周期的 80%, 以保证下一周期开始前磁心已复位, 如图 2.12 (b) 所示。

因此, 由法拉第定律确定的初级匝数表达式为

$$N_p = \frac{(V_{dc} - 1)(0.8T/2) \times 10^8}{A_c dB} \quad (2.40)$$

式中,  $V_{dc}$  为最小直流输入电压 (V),  $T$  为工作周期 (s),  $A_c$  为磁心面积 ( $\text{cm}^2$ ),  $dB=1600\text{G}$ 。

### 2.3.10.3 次级匝数的计算

次级匝数可由式 (2.25) ~ 式 (2.27) 计算出来。在这些关系式中, 除次级匝数外, 所有值都已知或已计算出来。其中 (图 2.10),  $V_{dc}$  为最小直流输入电压 (V),  $T_{on}$  为最大导通时间 ( $T_{on}=0.8T/2$ ),  $N_m$ 、 $N_{s1}$ 、 $N_{s2}$  为次级主绕组和从绕组的匝数,  $N_p$  为初级绕组的匝数,  $V_d$  为整流管正向压降。

通常主输出为 5V 大电流输出, 其使用 0.5V 的肖特基二极管。从输出电压较高, 需要更高电压的二极管。在很宽的电流范围内, 这些恢复快、电压较高的二极管的正向压降均为 1.0V。

### 2.3.10.4 初级电流有效值和线径的选择

根据式 (2.28) 可求解初级等效平顶电流幅值。该电流在一个周期内至多流动半周期的 80%, 因此最大占空比为 0.4。已知幅值为  $I_p$  的平顶脉冲电流的有效值为  $I_{rms} = I_p \sqrt{T_{on}/T}$ , 则初级电流有效值为

$$\begin{aligned} I_{rms(\text{初级})} &= \frac{3.12P_o}{V_{dc}} \sqrt{0.4} \\ &= \frac{1.97P_o}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

如果线径的选择基于 500 圆密耳每有效值安培, 则需要的圆密耳为

$$\begin{aligned} \text{所需圆密耳} &= \frac{500 \times 1.97P_o}{V_{dc}} \\ &= \frac{985P_o}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.42)$$

### 2.3.10.5 次级电流有效值和线径的选择

如图 2.11 所示, 次级电流具有阶梯斜坡特征。脉冲斜坡中点值等于直流输出电流。因此当输入为  $V_{dc}$  时 (此时脉宽最大), 次级脉冲电流的等效平顶电流幅值为  $I_{dc}$ , 脉宽为  $0.8T/2$ , 占空比为  $(0.8T/2)/T=0.4$ 。所以有

$$\begin{aligned} I_{rms(\text{次级})} &= I_{dc}\sqrt{0.4} \\ &= 0.632I_{dc} \end{aligned} \quad (2.43)$$

若电流密度选为 500 圆密耳每有效值安培, 则每个次级所需圆密耳为

$$\begin{aligned} \text{所需圆密耳} &= 500 \times 0.632I_{dc} \\ &= 316I_{dc} \end{aligned} \quad (2.44)$$

### 2.3.10.6 复位绕组电流有效值和线径的选择

复位绕组仅流过励磁电流, 这从图 2.10 中的同名端可以看出。Q1 导通时, 二极管 D1 反向偏置, 复位绕组没有电流流过。初级绕组  $N_p$  中的励磁电流线性增加。Q1 关断时, 励磁电流必须继续流动。Q1 电流停止时, 励磁电感上的电流使所有绕组的极性反向。当  $N_r$  同名端电压低于地电位时, 励磁电流从  $N_p$  转移到  $N_r$  继续流动, 经电源  $V_{dc}$  和二极管 D1 返回到  $N_r$ 。因为  $N_r$  异名端相对于同名端为正, 所以励磁电流斜坡下降直至零, 如图 2.10 所示。

除了左右位置不同外,  $N_r$  下降的电流与 Q1 导通时上升的励磁电流一样。因此该三角形电流的峰值为  $I_p(\text{magnetizing}) = V_{dc}\overline{T_{on}}/L_{mg}$ , 其中  $L_{mg}$  为由式 (2.39) 计算出的带气隙的励磁电感。不带气隙的电感可由铁氧体产品目录中的  $A_l$  值 (每 1000 匝的电感值) 计算出来。由于电感与匝数的平方成正比, 所以  $n$  匝的电感值为  $L_n = A_l(n/1000)^2$ 。该三角形电流的持续时间为  $0.8T/2$  (占空比最大为 0.4 时磁心所需的最大复位时间)。

已知, 峰值为  $I_p$  的周期性三角波 (相邻三角波临界连续) 的有效值为  $I_{rms} = I_p/\sqrt{3}$ 。但此三角波的占空比为 0.4, 因此其有效值为

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \frac{V_{dc}\overline{T_{on}}}{L_{mg}} \frac{\sqrt{0.4}}{\sqrt{3}} \\ &= 0.365 \frac{V_{dc}\overline{T_{on}}}{L_{mg}} \end{aligned}$$

若电流密度为 500 圆密耳每有效值安培, 则复位绕组所需圆密耳为

$$\text{所需圆密耳} = 500 \times 0.365 \frac{V_{dc}\overline{T_{on}}}{L_{mg}} \quad (2.45)$$

通常, 励磁电流非常小, 所以复位绕组用线径小于 30 号 (AWG) 的导线绕制即可。

### 2.3.11 输出滤波器的设计

输出滤波器 L1C1、L2C2 及 L3C3 平滑整流二极管阴极的幅值电压。电感的选择应能够使最小直流输出电流下电感电流仍保持连续。电容的选择要满足规定最小输出纹波电压。



### 2.3.11.1 输出电感的设计

1.3.6 节中讨论过, 当电感阶梯斜坡电流的阶梯降为零时出现不连续状态, 如图 2.10 所示。因为直流输出电流为斜坡中点值, 从图 2.10 可见, 不连续状态在最小电流  $I_{dc}$  等于斜坡幅值  $dI$  一半时开始。

现参照图 2.11, 得

$$dI = 2I_{dc} = \frac{(V_{rk} - V_o)\overline{T_{on}}}{L1} \quad \text{或} \quad L1 = \frac{(V_{rk} - V_o)(\overline{T_{on}})}{2I_{dc}}$$

而  $V_o = V_{rk}\overline{T_{on}}/T$ , 则有

$$\begin{aligned} L1 &= \left( \frac{V_o T}{\overline{T_{on}}} - V_o \right) \frac{\overline{T_{on}}}{2I_{dc}} \\ &= \frac{V_o(T/\overline{T_{on}} - 1)\overline{T_{on}}}{2I_{dc}} \end{aligned}$$

因为  $\overline{T_{on}} = 0.8T/2$ , 所以

$$L1 = \frac{0.3V_o T}{I_{dc}} \quad (2.46)$$

另外, 若最小直流电流  $I_{dc}$  为额定输出电流  $I_{on}$  的 1/10, 则

$$L1 = \frac{3V_o T}{I_{on}} \quad (2.47)$$

### 2.3.11.2 输出电容的设计

1.3.7 节中讲过, 输出纹波几乎全由滤波电容的等效串联电阻决定。纹波电压总幅值  $V_{or}$  为  $V_{or} = R_o dI$ , 其中  $dI$  是前面讲过的所选电感斜坡电流的峰-峰值。设对于很宽的耐压和容值范围的铝电解电容, 其  $R_o C_o$  的平均值为  $R_o C_o = 65 \times 10^{-6}$ 。于是有

$$\begin{aligned} C_o &= 65 \times 10^{-6} / R_o \\ &= 65 \times 10^{-6} \frac{dI}{V_{or}} \end{aligned} \quad (2.48)$$

式中,  $dI$  的单位为安培,  $V_{or}$  的单位为伏特,  $C_o$  的单位为法拉。

## 2.4 双管单端（以下简称双端）正激变换器拓扑

### 2.4.1 基本原理

双端正激变换器拓扑如图 2.13 所示。与图 2.10 所示单管单端（以下简称单端）正激变换器使用单个开关管不同, 双端正激变换器使用两个开关管, 且这样有显著的优点。即关断时, 每个开关管仅承受一倍直流输入电压（单端正激变换器中为两倍直流输入电压）。另外, 关断时也不出现漏感尖峰。

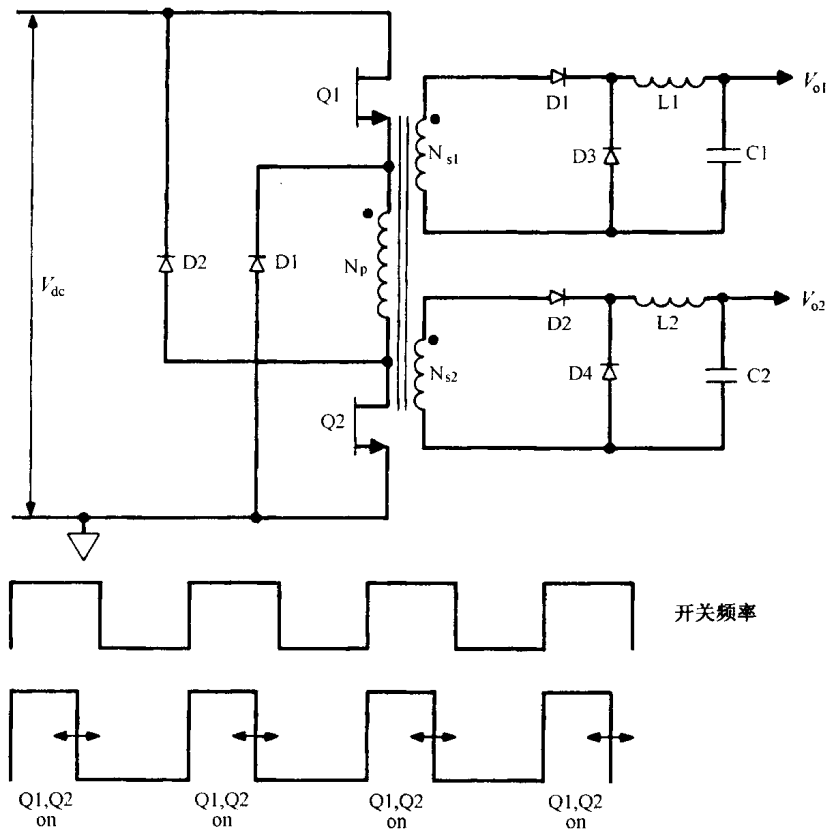


图 2.13 双端正激变换器。开关管 Q1 和 Q2 同时导通和关断。二极管 D1 和 D2 的作用是使 Q1 和 Q2 的最大关断电压应力为  $V_{dc}$ ，而图 2.10 所示正激变换器最大关断电压应力为漏感尖峰加上  $2V_{dc}$

2.3.7 节中曾指出，考虑到 15% 的瞬态误差、10% 的稳态误差和 30% 的漏感尖峰，交流输入为额定电压 120V 的单端正激变换器的关断电压应力高达 550V。

尽管许多双极型晶体管额定  $V_{ceV}$  高达 650V 甚至 850V，能够承受这样的电压应力，但使用只承受一半关断电压应力的双端正激变换器要更可靠。可靠性是开关电源设计中最重要考虑因素。若权衡可靠性与原始成本，则最好的、从长远看也是最经济的选择是可靠性。

而且，对于用于欧洲市场的电源（那里交流电压为 220V，整流后额定直流电压约为 308V），根本不能使用单端正激变换器，因为开关管关断时电压应力太大（式 (2.29)）。用于欧洲市场的产品，只能采用双端正激变换器、半桥或全桥电路（将在第 3 章讨论）。

下面分析双端正激变换器的工作原理。如图 2.13 所示，Q1 和 Q2 分别串接于变压器初级的顶端和底端。两个开关管同时导通和关断。当它们导通时，所有初级和次级的同名端为正，功率传递给负载。当它们关断时，存储于 T1 励磁电感上的电流使所有绕组电压极性反向。 $N_p$  的同名端电位被二极管 D1 钳位至地电位。 $N_p$  的异名端电位被二极管 D2 钳位于  $V_{dc}$ 。

所以，Q1 的发射极电压不会超过  $V_{dc}$ ，Q2 的集电极电压也不会超过  $V_{dc}$ 。漏感尖峰被钳位，使任一开关管的最大电压应力都不会超过最大直流输入电压。

电路更显著的优点是没有漏感能量消耗。开关管导通时，存储于漏感中的所有能量不是消耗于电阻元件或功率开关管内，而是在开关管关断时通过 D1 和 D2 回馈给  $V_{dc}$ 。漏感电流从  $N_p$  的异名端流出，经 D2 流入  $V_{dc}$  的正极，然后从其负极流出，经 D1 返回到  $N_p$  的同名端。

考察图 2.13 所示的电路会发现, 只要保证复位时间等于导通时间, 则磁心总能复位。因为开关管关断时,  $N_p$  上的反向电压与导通时其上的正向电压相等。因此, 若不需要最大导通时间超过半周期的 80%, 使下半周期开始前有 20% 的安全裕量, 则磁心总能成功地复位。选择足够大的次级匝数, 使  $V_{dc}$  最小时次级电压峰值与最大占空比 0.4 的乘积等于所需输出电压 (式 (2.25)), 就可达到上述要求。

### 2.4.1.1 实际输出功率的限制

一定要注意, 这种拓扑与单端正激变换器一样, 每周期仍只有一个功率脉冲。因此, 无论是单端或双端结构, 给定磁心能提供的实际功率均相等。2.3.10.6 节中谈到, 单端拓扑的复位绕组仅用于开关管关断时通过励磁电流。由于这个电流很小, 只用线径为 30 号甚至更小的导线绕制即可。若使用同样的磁心, 即使双端拓扑没有复位绕组也不允许利用加大功率绕组线径的方法来提高输出功率。

由于开关管最大电压应力不大于最大直流输入电压, 所以 2.3.7 节中讨论的单端正激变换器 200W 的实际功率限制不再成立。随着双端正激变换器电压应力的下降, 输出功率可达到 400~500W, 且满足所需电压和电流及增益要求的廉价开关管也很容易买到。

下面考虑一个额定交流输入为 120V, 且具有  $\pm 10\%$  稳态误差和  $\pm 15\%$  瞬态误差的双端正激变换器。它的最大整流直流电压为  $1.41 \times 120 \times 1.1 \times 1.15 = 214V$ , 最小整流直流电压为  $1.41 \times 120 \times 0.9 \times 0.85 = 130V$ , 初级等效平顶电流幅值为  $I_{pn} = 3.13P_o / \underline{V}_{dc}$  (根据式 (2.28)), 当  $P_o = 400W$ ,  $I_{pn} = 9.6A$ 。

市场上有很多可以满足额定值为 214V 和 9.6A 的开关管 (双极型和 MOSFET), 并且增益足够, 价格低廉。

双端正激变换器由 120V 交流供电时, 一个较好的替代方案是接入倍压电路 (图 3.1)。这种电路能使电压应力加倍至 428V, 使电流幅值减半至 4.8A。4.8A 的初级电流, 会使 RFI 问题减轻。如果关断时刻有反向偏置为  $-1 \sim -5V$  (额定  $V_{cev}$ ), 则额定  $V_{ceo}$  为 400V 的双极型晶体管很容易承受 428V 电压。

## 2.4.2 设计原则及变压器的设计

### 2.4.2.1 磁心的选择及初级匝数和线径的计算

双端正激变换器变压器设计过程与单端正激变换器的完全一样。根据所需输出功率和工作频率, 就可以从上面提到的图表 (将在第 7 章给出) 中选择磁心。

初级匝数根据法拉第定律由式 (2.40) 计算出来。由于初级串联两个开关管, 所以最小初级电压为  $(\underline{V}_{dc} - 2)$ 。对于  $\underline{V}_{dc}$  (对 120V 交流通常为 130V), 2V 的压降影响不大。如果不是被磁心损耗限制, 频率为 50kHz 或更高时, 最大导通时间可取为  $0.8T/2$ ,  $\delta B$  取 1600G。

以前提到过, 由于磁心损耗随频率提高而上升, 所以在 100~300kHz 的频率范围内, 峰值磁密可能不得不降至约 1400G 或 800G。要精确确定峰值磁密还要看是否有更新的、更低损耗的磁性材料, 某种程度上也取决于变压器的尺寸。较小的磁心常可以工作于较高的磁密, 因为这种磁心的散热面积与体积比值较大, 更容易散热 (热量与体积成比例)。

因为双端变换器与单端变换器一样, 每周期只有一个电流或功率脉冲, 所以给定输出功率和最小直流输入电压下初级电流可由式 (2.28) 计算出来, 初级线径可根据式 (2.42) 选择。

### 2.4.2.2 次级匝数及线径的计算

次级匝数的选择与 2.3.2 节和 2.3.3 节所述完全相同，由式 (2.25) ~ 式 (2.27) 给出。线径可根据 2.3.10.5 节中的式 (2.44) 计算。

### 2.4.2.3 输出滤波器的设计

输出电感和电容的计算与 2.3.11 节所述完全相同，可由式 (2.46) ~ 式 (2.48) 计算。

## 2.5 交错正激变换器拓扑

### 2.5.1 基本工作原理、优缺点和输出功率限制

这种拓扑只是两个相同的单端正激变换器交替工作（各占半个周期），其次级电流通过整流二极管相加。其拓扑如图 2.14 所示。

这种拓扑的优点是每周期有两个功率脉冲，如图 2.14 所示，且每个变换器只提供总输出功率的一半。

式 (2.28) 给出了开关管等效平顶电流幅值  $I_{\text{pt}} = 3.13P_{\text{out}} / 2V_{\text{dc}}$ ，其中  $P_{\text{out}}$  为总输出功率。

开关管电流是获得相同总输出功率的单个单端正激变换器的一半。因此，两个开关管的费用因每个开关管额定峰值电流较低而相互抵消了，也许价格比两倍额定电流的单个开关管更低。

或从另一角度看，若这两个额定电流相同的开关管，其电流幅值与给定输出功率单端变换器开关管的相同，则交错变换器可提供的输出功率是该单端变换器输出功率的两倍。

另外，EMI 强度与电流幅值成比例，而不是与非与电流脉冲数量成比例。相同总输出功率下，交错变换器产生的 EMI 比单个正激变换器产生的 EMI 小。

相同输出功率下，每个变压器都比正激变换器的小。但两个加在一起很可能比单个变压器占用的空间大且花费的成本高。

尽管有这样那样的优缺点，交错正激变换器的主要优点还是同样的开关管电流幅值下可提供单个正激变换器两倍的输出功率。

相比起来，推挽拓扑可能更有优越性。尽管都是双开关管电路，但交错正激变换器的两个变压器可能比推挽拓扑的一个大变压器更昂贵，占用的空间更多。不过至今仍不很确定，在输入和负载失常的瞬态情况下，推挽拓扑的磁通不平衡问题是否完全能解决。

没有磁通不平衡问题可能是使用交错正激变换器的最好理由。

在较少见的直流输出电压超过 200V 的场合，同样的输出功率下，选用交错正激变换器比选用单个正激变换器更合理。单个正激变换器输出续流二极管 (D5A 或 D5B) 承受的反向电压峰值为交错正激变换器的两倍。这是因为它的占空比只有后者的 1/2。

输出电压低时占空比小没有什么问题，见式 (2.25)。变压器次级匝数选择原则（对于单端正激变换器）是，直流输入最小即次级电压幅值最低时，产生所需输出电压的占空比  $T_{\text{on}} / T$  不超过 0.4。当直流输出为 200V 时，续流二极管承受的反向电压峰值为 500V。开关管导通瞬间，续流二极管已流过很大的正向电流，又将突然承受反压。如果该二极管反向恢复时间长，短小时内 500V 的反向电压就会引起很大的反向电流，可能会损坏二极管。

通常，二极管额定反向电压越大，反向恢复时间越长，这种情况下，问题就很严重了。对于 200V 直流输出，交错正激变换器运行在两倍占空比，续流二极管反压仅为 250V。使用

低压、恢复快的二极管，可大大降低其损耗。

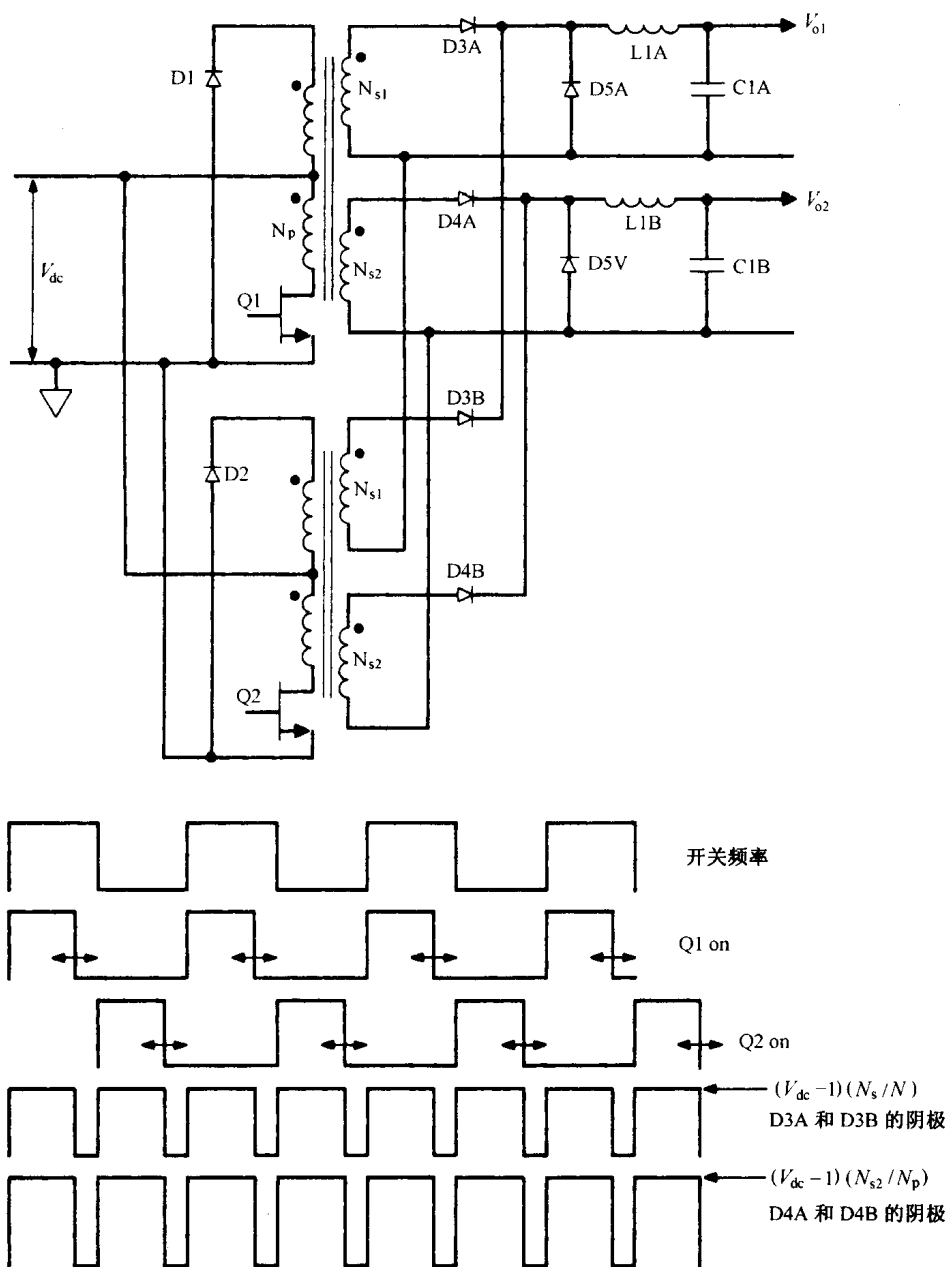


图 2.14 交错正激变换器。Q1 和 Q2 每半周期交替导通，次级输出相加使每周期有两个功率脉冲，且避免了推挽拓扑的磁通不平衡问题

## 2.5.2 变压器的设计

### 2.5.2.1 磁心的选择

磁心根据上面讲到的第 7 章将提供的图表选出。因为每个变压器只提供一半的输出功率，所以磁心按总输出功率的一半选取。

### 2.5.2.2 初级匝数及线径

最小直流输入时，每个变换器的导通时间依然为  $0.8T/2$ ，则交错正激变换器初级匝数可

由式 (2.40) 求出。对于所选磁心, 其面积  $A_e$  可从表中读取。初级线径可按总输出功率的一半由式 (2.42) 求出。

### 2.5.2.3 次级匝数及线径

次级匝数由式 (2.26) ~ 式 (2.27) 确定。因为每个周期有两个电压脉冲, 且输入为  $V_{dc}$  时每个占空比为 0.4, 所以式 (2.26) ~ 式 (2.27) 中占空比取为 0.8。因每个次级流过电流的最大占空比为 0.4, 次级线径由式 (2.44) 决定, 其中  $I_{dc}$  是实际直流输出电流。

## 2.5.3 输出滤波器的设计

### 2.5.3.1 输出电感的设计

同推挽拓扑输出电感一样, 交错正激变换器输出电感每周期也流过两个电流脉冲。相同的直流输出电流下, 这两个脉冲的脉宽、幅值和占空比与推挽拓扑的相同。因此, 同推挽拓扑电感一样, 交错正激变换器的电感可根据式 (2.20) 计算。

### 2.5.3.2 输出电容的设计

同理, 输出电容要过滤的波形与推挽电路的完全相同。因此, 若电感电流纹波幅值及允许输出电压纹波值与推挽电路相同, 则交错正激变换器的电容值可由式 (2.22) 求出。

## 第3章 半桥和全桥变换器拓扑

### 3.1 概述

半桥和全桥拓扑开关管的稳态关断电压等于直流输入电压，而不像推挽、单端正激或交错正激拓扑那样为输入电压的两倍。所以桥式拓扑广泛应用于直接电网的离线式变换器。而对推挽等拓扑来说，两倍的电网整流电压将超过其开关管的安全耐压容限。为此，输入网压为 220V 或更高的场合几乎都使用桥式拓扑。当然输入网压为 120V 时也有使用桥式拓扑的情况。

桥式拓扑的另一优点是，能将变压器初级侧的漏感尖峰电压（如图 2.1 和图 2.10 所示）钳位于直流母线电压，并将漏感储存的能量归还到输入母线，而不是消耗于电阻元件。

### 3.2 半桥变换器拓扑

#### 3.2.1 工作原理

半桥变换器拓扑结构如图 3.1 所示。其主要优点是，开关管关断时承受电压为  $V_{dc}$ （与双端正激变换器相同），而不是像推挽拓扑或单端正激变换器那样为  $2V_{dc}$ 。因此，该拓扑在网压为 220V 的欧洲市场设备中得到广泛应用。

首先看图 3.1 中的输入整流和滤波部分。当要求设备适应不同的网压（120V AC（美国）或 220V AC（欧洲））时，这是一种普遍采用的方案。不管输入网压是 120V AC 还是 220V AC，该电路整流得到的直流电压均为 320V。当输入网压为 220V AC 时，S1 断开；为 120V AC 时，S1 闭合。事实上 S1 并不是实际的开关，而是一个根据不同输入而闭合或断开的接点。

S1 断开时，输入为 220V 交流电压，电路为全波整流电路，滤波电容 C1 和 C2 串联，整流得到的直流电压峰值约为  $1.41 \times 220 - 2 = 308V$ ；当 S1 闭合时，输入为 120V 交流电压，电路相当于一个倍压整流器。在输入电压的正半周，A 点相对于 B 点为正，电源通过 D1 给 C1 充电，C1 电压为上正下负，峰值约为  $1.41 \times 120 - 1 = 168V$ ；在输入电压的负半周，A 点电压相对于 B 点为负，电源通过 D2 给 C2 充电，C2 电压为上正下负，峰值也为  $1.41 \times 120 - 1 = 168V$ ，这样两个电容串联的输出为 336V。从图 3.1 可见，当任何一个晶体管导通时，另一个关断的晶体管承受的电压只是最大直流输入电压，而并非其两倍。

因此，在电路中可以采用价格较低的双极型晶体管和场效应管，它们能承受 336V 的开路电压（即使考虑 15% 的裕量，386V 也在可承受的范围之内）。这样，只需要一个普通的开关或者连接点的切换，装置就可工作于 120V 或 220V 交流电路中。

假设整流后输入的直流电压为 336V，该电路工作情况如下。首先忽略小容量阻断电容  $C_b$ ，则  $N_p$  的下端可近似地看作连接到 C1 与 C2 的连接点。若 C1、C2 的容量基本相等，则连接点处的电压近似为整流输出电压的一半，约为 168V。通常的做法是在 C1、C2 两端各并接等值放电电阻来均衡两者的电压。图 3.1 中的开关管 Q1、Q2 轮流导通半个周期。Q1 导通 Q2 关断时， $N_p$  同名端（有点端）电压为 +168V，Q2 承受电压为 336V；同理，Q2 导通 Q1 关断时，Q1 承受电压也为 336V，此时  $N_p$  同名端电压为 -168V。