

第 11 章 缓冲网络

11.1 概述

在使用变压器与开关管串联的拓扑中（buck 调整器除外），开关管关断时电压和电流的重叠引起的损耗是开关电源损耗的主要组成部分，即开关管关断时间内的 $\int I(t)V(t)dt$ 。关断时间大约持续为 $0.2 \sim 2\mu s$ （双极型晶体管），峰值损耗通常都比较大。

即使将关断损耗平均到整个关断时间内，其大小也是开关管导通时刻损耗的 2~4 倍。开关管高频工作时，每周期的关断重叠损耗是损耗的主要部分。这也是双极型晶体管的工作频率不能超过 100kHz 的主要原因。

用来减小开关管关断重叠损耗的电路叫做关断缓冲电路。这是本章讨论的重点。

带变压器的拓扑中由于变压器漏感的影响，开关管的导通损耗通常都比较小。在导通瞬间，变压器漏感很大的瞬时阻抗使开关管两端电压迅速下降到零，并减缓了电流的上升速率。

因此，开关管导通时在电流上升的大部分时间里开关管两端的电压基本为零。由电流、电压重叠引起的导通损耗可以忽略。

但在 buck 电路中（图 1.4），开关管导通和关断时均有很大的电流电压重叠。由于 buck 电路中续流二极管的阻抗很小，开关管导通时电流和电压的重叠很严重，导致了很大的瞬时损耗。buck 电路的导通损耗及其缓冲电路将在 1.3.4 节和 5.6.6.3~5.6.6.8 节中讨论。

buck 电路可以使用与变压器拓扑一样的关断缓冲器来减小开关管的关断损耗。

由于 MOSFET 管的电流下降速度很快，在开关管两端的电压开始显著上升之前，其电流基本已经下降到零，所以 MOSFET 管关断损耗比双极型晶体管的小。

因此，虽然 MOSFET 管依然使用关断缓冲器，但它的作用不是减少关断重叠损耗，而是降低变压器漏感尖峰电压。由于变压器漏感尖峰电压与 dI/dt 成正比，所以比双极型晶体管拥有更快电流下降速率的 MOSFET 管会引起更高的漏感尖峰电压。MOSFET 管的关断缓冲器不会像双极型晶体管的关断缓冲器那样有副作用。

对 MOSFET 管来说，导通时的损耗并不是由电流和电压的重叠引起的，而是由它相对较大的输出电容 C_0 引起的。关断时，这个电容被充电（通常是输入电压的两倍）并储存了 $\frac{1}{2}C_0(2V_{dc})^2$ 的能量。在开关管导通时，该能量释放出来引起损耗，在一个周期内的平均损耗为

$$\frac{1}{2}C_0(2V_{dc})^2 / T$$

该损耗会因为使用了防止漏感尖峰的缓冲器而增大，因为缓冲器导致了 MOSFET 管输出电容的增加。

11.2 无缓冲器的开关管的关断损耗

如图 11.1 (a) 所示, 关断缓冲器由 R1、C1、D1 组成。假设该电路由 115V 交流电压供电, 输出功率为 150W, 则整流后额定直流输入电压为 160V (最大值为 184V, 最小值为 136V)。

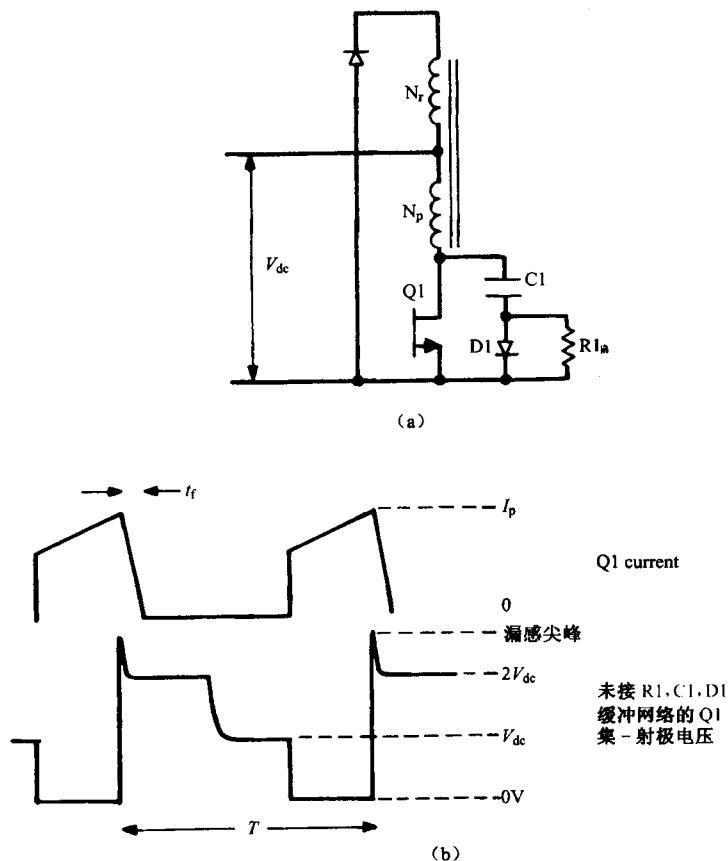


图 11.1 (a) 由 R1、C1、D1 组成的正激变换器的缓冲器。Q1 关断时, 集电极电压开始上升, D1 导通, C1 限制集电极电压上升的速度, 减小上升电压和下降电流的重叠, 从而降低开关管 Q1 的损耗。在下次开关关断之前, C1 必须将已充的电压 $2V_{dc}$ 放完。放电路径为 R1、Q1。(b) 无缓冲器时, 集电极电压瞬时升高, Q1 的损耗是 $(2V_{dc}I_p/2)(t_f/T)$

假设 Q1 为快速双极型晶体管, 如第三代 Motorola 2N6836。由式 (2.28) 可知, 则 Q1 的峰值电流为 $I_p = 3.13P_0/V_{dc} = 3.13 \times 150/136 = 3.45\text{A}$ 。它的 V_{ceo} 为 450V, V_{cev} 为 850V, 额定电流为 15A。器件手册上给出, 在 5V 基极反向偏置条件下, 集电极电流由 3.5A 下降到零的时间为 $0.15\mu\text{s}$ 。实际计算中, 假设最坏情况下的下降时间是手册所示数据的两倍, 即 $0.3\mu\text{s}$ 。

假设不存在缓冲元件 R1、D1、C1, 则图 11.1 (a) 中所示的正激变换器的复位绕组和初级绕组的匝数相同。则在关断瞬间, 储存在励磁电感和漏感中的能量释放, 初级两端电压极性反向, 正激变换器的开关管集电极电压迅速上升到 $2V_{dc}$ 。

由于集电极输出电容比较小, 则电压的上升是瞬时的。假设峰值母线电压 V_{dc} 为 184V, 如图 11.1 (b) 所示, 开关管集电极电压迅速上升到 368V, 电流在 $0.3\mu\text{s}$ 内由 3.45A 线性下

降到零, 则 $0.3\mu\text{s}$ 内的平均重叠损耗为 $368 \times 3.45/2 = 635\text{W}$ 。假设开关管工作频率为 100kHz , 其每周期内平均损耗为 $635 \times 0.3/10 = 19\text{W}$ 。这样大的损耗需要很大的散热器来维持开关管的正常温升, 而通常这样的散热器的体积是不能接受的。

不过要注意, 上边的计算是在假设的理想状态下得出的。1.3.4 节中指出, 估计的损耗是依赖于电流关断时间的假设而做出的。实际上, 电流在下降之前会在很短的一段时间内保持为峰值。因此实际损耗大约比计算出的 19W 要多出 50%。

图 11.1 (a) 中的 $R1$ 、 $C1$ 、 $D1$ 组成的缓冲器通过减缓集电极电压的上升速度使下降的电流波形同上升的电压波形之间的重叠尽量小, 以达到减小开关管损耗的目的。下面介绍它的工作原理和元器件选择。

11.3 RCD 关断缓冲器

在图 11.1 (a) 中, 当 $Q1$ 开始关断时, $Q1$ 的电流开始下降, 而变压器漏感会阻止这个电流的减小。一部分电流继续通过将要关断的开关管, 一部分电流通过 $D1$ 对电容 $C1$ 充电。

I_{c1} 的一部分流进了电容 $C1$, 减缓了集电极电压的上升。通过选取足够大的 $C1$, 减少了上升的集电极电压与下降的集电极电流的重叠部分, 从而显著地降低了开关管的损耗。

$C1$ 的大小是有限制的, 如图 11.2 所示, A1-C 阶段为开关管关断阶段, 在关断前电容未被充电。在关断时刻 (B 时刻), $C1$ 减缓了电压的上升时间, 但被充电到 $2V_{dc}$ (忽略了该时刻的漏感尖峰)。

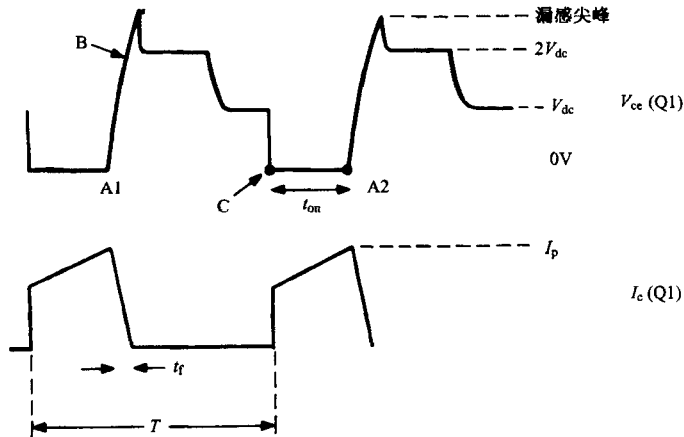


图 11.2 缓冲器电容 $C1$ 减缓了集电极电压的上升速度。在下一个关断时刻 $A2$ 到来之前, $C1$ 必须把已充满的电量 $2V_{dc}$ 放完, 放电是在前一个导通时间 t_{on} 内完成的。有缓冲器时的损耗是 $(2V_{dc}I_p/12)(t_f/T)$

由于在下一次关断开始时刻 ($A2$ 时刻), $C1$ 两端应保证没有电压, 因此在 B 时刻到 $A2$ 时刻之间的某时间段内, $C1$ 必须被放电。实际上, $C1$ 在 C 到 $A2$ 这段时间内通过 $R1$ 放电。当 $Q1$ 在 C 时刻开始导通时, $C1$ 的上端瞬间连接到地, 通过 $Q1$ 和 $R1$ 构成了放电回路。

因此, 当选择了一个足够大的 $C1$ 来减缓集电极电压上升时间后, $R1$ 应使 $C1$ 在最小导通时间 t_{on} 内放电至所充电荷的 5% 以下, 则

$$3R1C1 = t_{on(min)} \quad (11.1)$$

在 Q1 关断瞬间, C1 上的电压为 $2V_{dc}$, 它储存的能量为 $0.5C1(2V_{dc})^2$ 焦耳。若该能量全部消耗在 R1 上, 则每周期内消耗在 R1 上的能量为 (单位为瓦特)

$$PD_{R1} = \frac{0.5C1(2V_{dc})^2}{T} \quad (11.2)$$

从下面的章节可知, 式 (11.2) 决定的 R1 上的能量损耗限制了 C1 的大小, 即限制了 C1 而减缓集电极电压上升时间的程度。

11.4 RCD 缓冲器中电容的选择

式 (11.2) 表示, R1 上的能量损耗是和 C1 的大小成比例的, 因此必须选择合适的 C1, 在适当缩短集电极电压的上升时间的同时, 减少 R1 上的能量损耗。

如何选择 C1, 不同的设计者使用不同的方法以达到不同的要求。有的要计算有多少 Q1 的峰值电流对 C1 充电, 有的要计算 Q1 的集电极电压上升时间, 有的要计算集电极电流下降到零的时间 (实际就是要加快关断速度, 通常通过加反向驱动来实现)。

对于双极型开关管, 下边给出了一个较好的选择电容 C1 的方法。

当 Q1 开始关断时, 一部分集电极峰值电流流过 C1, 同时 C1 两端的电压开始上升。假设最初的峰值电流 I_p 的一半流过 C1, 另一半仍然流过逐渐关断的 Q1 集电极 (假设变压器中的漏感保持总电流仍然为 I_p)。

通过选择电容 C1, 使集电极电压在时间 t_f 内上升到 $2V_{dc}$ 。 t_f 为集电极电流从初始值下降到零的时间, 可以从开关管数据手册上查寻, 则有

$$C1 = \frac{I_p}{2} \frac{t_f}{2V_{dc}} \quad (11.3)$$

电容 C1 可以由式 (11.3) 计算得到, 当最小导通时间已知时, 电阻 R1 可以由式 (11.1) 计算得到, 电阻 R1 上的损耗可以通过式 (11.2) 计算得到。

Q1 的重叠损耗可以按 1.3.4 节所述方法估计出来。假设在 Q1 关断的时间 t_f 内, Q1 电流开始下降的同时 Q1 两端电压也开始上升。当 $I_p/2$ 下降到零时, Q1 集电极电压同时上升到 $2V_{dc}$ 。由 1.3.4 节可知, 时间 t_f 内重叠损耗为

$$\frac{I_{\max} V_{\max}}{6} = \frac{I_p}{2} \frac{2V_{dc}}{6}$$

每周期内开关管平均损耗为

$$\frac{(I_p/2)(2V_{dc})t_f}{6T} \quad (11.4)$$

11.5 设计范例——RCD 缓冲器

下面介绍如何为 11.2 节中的正激变换器设计 RCD 缓冲器。已知 Q1 关断前的电流峰值 I_p 为 3.45A, 开关管关断时间为 $0.3\mu s$, 没有缓冲器时的开关管损耗为 19W, 由式 (11.3) 可得

$$\begin{aligned}
 C1 &= \frac{(I_p/2)t_f}{2V_{dc}} \\
 &= \frac{(3.45/2)(0.3 \times 10^{-6})}{2 \times 184} \\
 &= 0.0014 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

又由式 (11.1), 可得

$$R = \frac{t_{\text{on}(\min)}}{3C1}$$

当直流母线输入电压最小时, 开关管导通时间最大, 通常设计为 $0.8T/2$ 。工作频率为 100 kHz 时, 导通时间为 $4\mu\text{s}$ 。但是在 11.2 节中, 最大和最小输入电压分别高于和低于正常值的 15%, 因此 $t_{\text{on}(\min)} = 4/1.3 = 3\mu\text{s}$, 从式 (11.1) 可得出

$$\begin{aligned}
 R1 &= \frac{3 \times 10^{-6}}{3 \times 0.0014 \times 10^{-6}} \\
 &= 714 \Omega
 \end{aligned}$$

由式 (11.2) 可得

$$\begin{aligned}
 PD_{R1} &= \frac{0.5C1(2V_{dc})^2}{T} \\
 &= \frac{0.5(0.0014 \times 10^{-6})(2 \times 184)^2}{10 \times 10^{-6}} \\
 &= 9.5 \text{ W}
 \end{aligned}$$

由式 (11.4) 可得 Q1 的重叠损耗为

$$\begin{aligned}
 PD_{Q1} &= \frac{(I_p/2)(2V_{dc})t_f}{6T} \\
 &= \frac{(3.45/2)(2 \times 184)(0.3 \times 10^{-6})}{6 \times 10 \times 10^{-6}} \\
 &= 3.2 \text{ W}
 \end{aligned}$$

因此, 虽然 R1 上的损耗为 9.5W, 但开关管上的损耗已经减小很多(从 19W 减小到 3.2W)。实际上, 开关管重叠损耗可能大于计算得到的 3.2W。因为以上计算是基于理想的电流下降时间和电压上升时间的。

如果 Q1 温度偏高, 可以通过适当增大 C1 来减小 Q1 上的损耗, 但同时会增加 R1 上的损耗。但这仍然比增加 Q1 的损耗要好。

似乎可以通过减小 R1 来减小其上的损耗, 但从式 (11.2) 可知这是不可行的。减小 R1 只能使 C1 中的能量释放得更快(在图 11.2 中的 A2 时刻之前)。而 R1 上的损耗等于每周期内存储在 C1 中的能量(通过 R1 释放)。这个能量只与 C1 和 C1 上电压的平方成比例。所以 R1 上的损耗与 R1 的大小无关。

11.5.1 接电源正极的 RCD 缓冲器

如图 11.3 所示, 这种 RCD 缓冲器通常连接到电源正极。它的工作方式和图 11.1 中将能

量回馈到地的 RCD 缓冲器很相似。在关断时刻, D1 导通, C1 充电缩短集电极电压的上升时间, 它的充电电流流入 V_{dc} 。接下来的导通时间内, C1 通过 Q1 和供电电源 V_{dc} 放电。

R1、D1 接入 V_{dc} 的好处是使 C1 上的最大电压仅为 V_{dc} , 而不是当 R1、D1 接地时的 $2V_{dc}$ 。

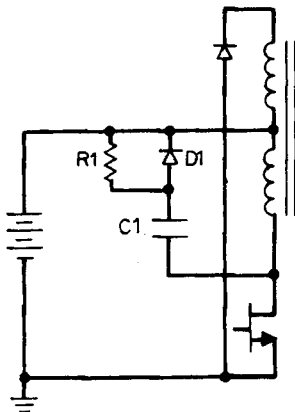


图 11.3 接电源正极的 RCD 缓冲器中, 电容 C1 的电压应力是馈地型 (图 11.1) 缓冲器的一半

11.6 无损缓冲器

传统的 RCD 缓冲器的损耗通常为 10W, 如果开关电源工作在超过 50kHz 以上, 则其 RCD 缓冲器的损耗会更大。这个附加损耗会引起一些问题, 其中最主要的问题是缓冲器中电阻的大小和所占据的空间。通常, 应用中电阻功率衰减系数为 2, 选择功率电阻都要乘以系数 2。这样, 10W 的损耗需要一个 20W 的功率电阻。

一个 20W 的功率电阻需要较大的空间放置, 通常为其选择位置是比较困难的。而且 10W 的损耗使它的温升会影响周边元件, 这就更难为它选择一个合适的位置了。

图 11.4 中给出了一种“无损缓冲器”。虽然它的结构比较复杂, 但是为以上问题提供了一个比较好的解决方案。与传统的 RCD 缓冲器一样, 它是通过使用电容减缓集电极电压上升来达到缓冲目的的。但是它不会通过电阻将电容的电能耗掉。

无损 RCD 缓冲器通过在电感中储存电流能量将电容中储存的电能量转化为电磁能量。在电容再次放电之前, 电感通过直流母线将储存的能量释放。因此, 没有任何能量损耗——首先能量储存到缓冲电容上, 然后无损耗地回馈到输入母线上。

如图 11.4 所示, 当 Q1 关断时, 它的集电极电压开始上升, D1 导通。C1 的缓慢充电减缓了集电极电压的上升速度。C1 下端电压上升到 $2V_{dc}$, C1 上端电压被 D1 钳位为 V_{dc} 。

当 Q1 导通之后, 被充电到 V_{dc} 的电容经过 L1、D2 等元件产生振荡, 频率为 $F_r = 1 / 2\pi\sqrt{L_1 C_1}$ 。

在半个振荡周期后, 以电压形式储存在电容 C1 上的能量转变为以电流形式储存在电感 L1 中的电磁能量。在下半个周期内, L1 上端的电压升高, D1 导通, L1 中的电流通过 D1 流入电网。如果 L1 是高 Q 值的电感, 则在前半个振荡周期中储存的能量将全部在后半个周期返回电网。

为了减缓 Q1 集电极电压上升速率, 要求 C1 足够大, 而电感的选择应使其振荡周期小于

Q1 最小导通时间。

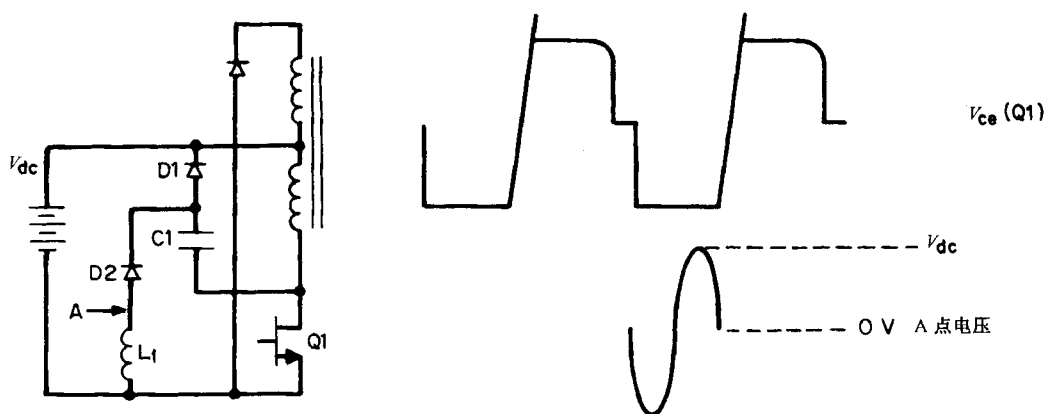


图 11.4 无损缓冲器。电容 C1 减缓 Q1 集电极电压的上升速度，当 Q1 导通时，在前半个周期储存在 C1 的能量转为磁场能量，以电感电流的形式存在。在后半周期，A 点电压变为正，电感将储能回馈给直流母线

11.7 防止开关管二次击穿的漏感尖峰缓冲器

除了能够减缓开关管电压的上升速度，缓冲器的另一个很重要的优点是减小了开关管的平均损耗，防止了二次击穿。二次击穿发生在电压、电流通过基极反向偏置安全工作区的瞬间。该数据图表在用户使用手册中给出（图 11.5）。

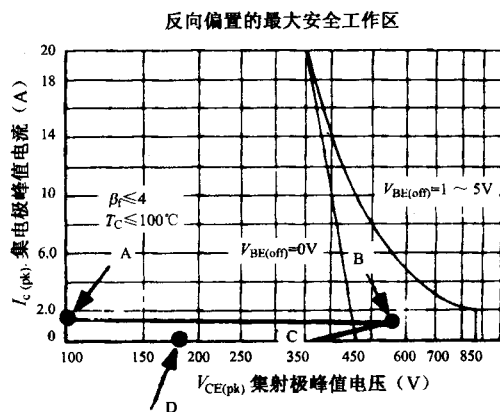


图 11.5 2N6836 型管的反向偏置安全工作区 (15A、450V)。变压器漏感使关断之后短时间内的电流恒定（工作点由 A 到 B）。如果没有反向电压偏置，工作点将超出安全工作区，三极管将会发生二次击穿。RCD 缓冲器可以减小开关重叠损耗，同时也可以减小漏感尖峰的幅值

在开关管关断的瞬间，漏感尖峰很容易超越这个安全边界（图 2.10）。开关管制造商表示二次击穿在每次超越边界时都可能发生。

不借助计算机是不可能对关断瞬间集电极电压变化的顺序和大小进行确切分析的，但通过下面的近似讨论，可以知道问题的严重性和怎样通过缓冲电容减小漏感尖峰。

当 Q1 关断时，变压器的漏感可以保持通过 Q1 的电流短时间内不变。根据上面的假设，

近似认为流过缓慢关断的开关管和缓冲器电容 $C1$ 的电流均为 $I_p/2$ 。

在图 11.6 中, 当 Q 关断时, 电感上的电压反向。这个反向电压加在反馈绕组 N_r 上, N_r 的上端电压立刻下降并通过 $D4$ 钳位到地。因为 $N_p = N_r$, 所以 L_m 上的电压被限制为 V_{dc} , 则 A 点的电压上升到 $2V_{dc}$ 。

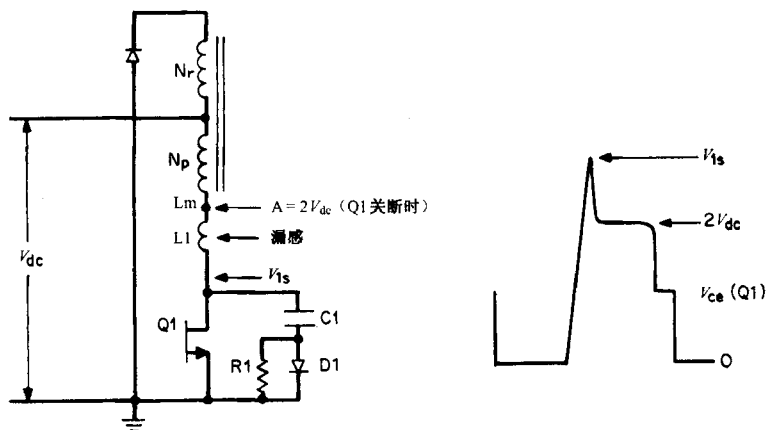


图 11.6 漏感尖峰大约比 $2V_{dc}$ 高出 $(I_p/2)(L1/C1)$

但是原始电流尖峰的一半 $I_p/2$, 流经漏感 $L1$ 、缓冲电容 $C1$ 和二极管 $D1$ 。这将引起一个正弦振荡, 周期为 $2\pi\sqrt{L1C1}$ 。前半周期的振幅近似为 $1/2\pi(\sqrt{L1/C1})$ 。

前半周期的振荡, 即为漏感尖峰。A 点电压等于 $2V_{dc}$ 加上尖峰电压, $\sqrt{L1C1}$ 为 LC 电路的阻尼系数。因而增大 $C1$ 来缩短集电极电压的上升时间同时也减小了漏感尖峰。

计算漏感尖峰的大小是非常有意义的。在 11.4 节最后的例子中, 对于一个 100kHz 变压器, 漏感大约为 $15\mu H$ 。则有:

$$\sqrt{L1/C1} = \sqrt{15 \times 10^{-6} / 0.0014 \times 10^{-6}} = 103\Omega$$

若在关断之前 $Q1$ 中的电流为 3.45A, 则漏感尖峰为 $(3.45/2) \times 103 = 178V$ 。漏感上的峰值电压为 $2V_{dc} + 178 = 547V$ 。

虽然没有精确的分析, 但这个漏感尖峰的值足以解释产生二次击穿的原因了。

图 11.5 中, 关断前 $Q1$ 的集电极电压-电流位置是在曲线的 A 点, 电流值为 3.45A, 电压值为 0V。开关管关断时, 它的负载轨迹为 ABCD。关断瞬时漏感保持总电流大小不变, 但是 $Q1$ 原始电流 I_p 的一半流经 $C1$, 还有 1.73A 的电流通过开关管自身, 开关管集电极电压-电流工作点沿着 AB 轨迹线水平移动。在 B 点, 电流仍然为 1.73A, 而电压为 547V。短暂的漏感尖峰持续时间后, 集电极电压恢复到 $2V_{dc}$, 直到磁心复位之后, 集电极电压才返回到 V_{dc} 并保持到下一次导通之前。

由图 11.5 可知, 如果开关管是通过在基极加 5V 反向电压关断的, 则 B 点 (547V、1.73A) 仍然在 RBSOA 曲线内, 二次击穿是不会发生的。如果不在基极加反向电压, 开关管工作状态就会超越 RBSOA 曲线, 二次击穿现象就可能发生。

因此, 虽然最初选择的抑制电容 (图 11.1) 缩短了集电极电压的上升时间, 但还需要选择比由式 (11.3) 计算出来的值大的电容来减小漏感尖峰。输出电压较高时, 即使在关断时有 5V 的反向驱动, 由于关断轨迹水平部分的电流很大, 漏感尖峰仍然可能超出 RBSOA 曲

线。这就更需要一个大的缓冲电容。

11.8 变压器辅助缓冲器

图 11.7 中的电路可以显著减小甚至消除 RCD 缓冲器的漏感尖峰, 而且不需要增大电容 (缓冲电容的增加会导致缓冲器电阻损耗的增加)。

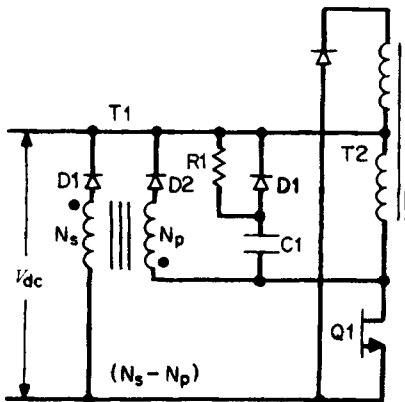


图 11.7 RCD 缓冲器钳位漏感尖峰。T1 为 1:1 的变压器。当集电极电压超过 $2V_{dc}$ 时, D1 导通, V_{ce} 被钳位为 $2V_{dc}$ 。只要变压器 T1 的漏感很小, Q1 集电极就不会有漏感尖峰, 这样就不需要使用大容量的 C1 了

变压器辅助缓冲器所需要的只是增加一个非常小的变压器 T1, 它仍然需要普通的 RCD 缓冲器, 但此时 C1 可以选得很小。它的工作原理如下。如图 11.7 所示, T1 是个非常小的匝比为 1:1 的变压器。当 Q1 关断时, 它的磁心面积和匝数必须承受 T2 初级的最大伏秒数。但是因为 T1 所需要转换的能量很小, 所以允许磁心面积和初、次级线圈的规格很小。

注意变压器 T1 的初、次级同名端。当 Q1 的集电极电压达到 $2V_{dc}$ 时, T1 初级线圈两端电压上升到 V_{dc} (同名端为正), 则 N_s 的同名端电压达到 V_{dc} , 二极管 D1 导通。

因此当 Q1 的集电极电压达到 $2V_{dc}$, D1 开始导通, 将 N_s 上的电压钳位为 V_{dc} 。由于变压器的匝数比为 1:1, 若不考虑 T1 的漏感尖峰, 则集电极的电压就被钳位于 $2V_{dc}$ 。为了保证该缓冲器的钳位效果, T1 的漏感要非常小。

D1 导通, 存储在 T2 漏感中的能量将无损耗地返回到 V_{dc} 母线。

参考文献

- 1 E. Whitcomb, "Designing Non-Dissipative Current Snubbers for Switched Mode Converters," *Proceedings Powercon 6*, 1979.
- 2 W. Shaunnassy, "Modeling and Design of Non-Dissipative LC Snubber Networks," *Proceedings Powercon 7*, 1980.
- 3 L. Meares, "Improved Non-Dissipative Snubbers for Buck Regulators and Current Fed Inverters," *Proceedings Powercon 9*, 1982.
- 4 M. Domb, R. Redl, and N. Sokal, "Non-Dissipative Turn Off Snubber Alleviates Switching Power Dissipation, Second Breakdown Stress," *PESC Record*, 1982.
- 5 T. Ninomiya, T. Tanaka, and K. Harada, "Optimum Design of Non-Dissipative Snubber by Evaluation of Transistor's Switching Loss," *PESC Record*, 1985.
- 6 T. Tanaka, T. Ninomiya, and K. Harada, "Design of a Non Dissipative Snubber in a Forward Converter," *PESC Record*, 1988.

第 12 章 反馈环路的稳定

12.1 引言

在详细讨论反馈环路稳定性问题之前，首先分析一下反馈环路为什么会振荡。

图 12.1 中是一个典型的正激变换器负反馈系统（环路）。一般的脉宽调制芯片，都有误差放大器和 PWM 调制器功能。芯片也会具备其他一些辅助功能,但对于系统稳定性问题，只需考虑误差放大器和脉宽调制器就可以了。

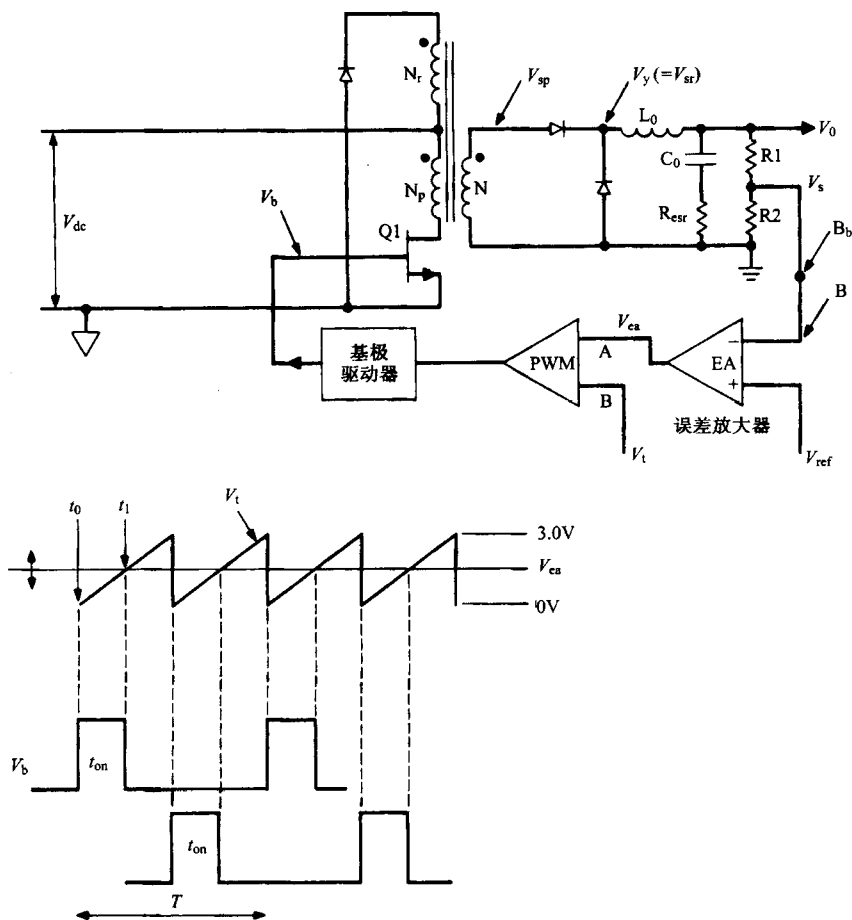


图 12.1 一个典型正激变换器的闭环反馈环路

对于输出电压 V_o 的缓慢变化，系统自然是稳定的。由于输入电压或负载的变化，会引起 V_o 的缓慢变化，其变化通过 $R1/R2$ 的电阻网络检测，输入到误差放大器 EA 的反相端，与 EA 同相输入端的参考电压进行比较，从而使 EA 的输出电压（也就是 PWM 调制器的 A 端输入电压） V_{ca} 产生微小变化（实现系统自动调节功能）。