

第三节 反激式变换器的缓冲器设计

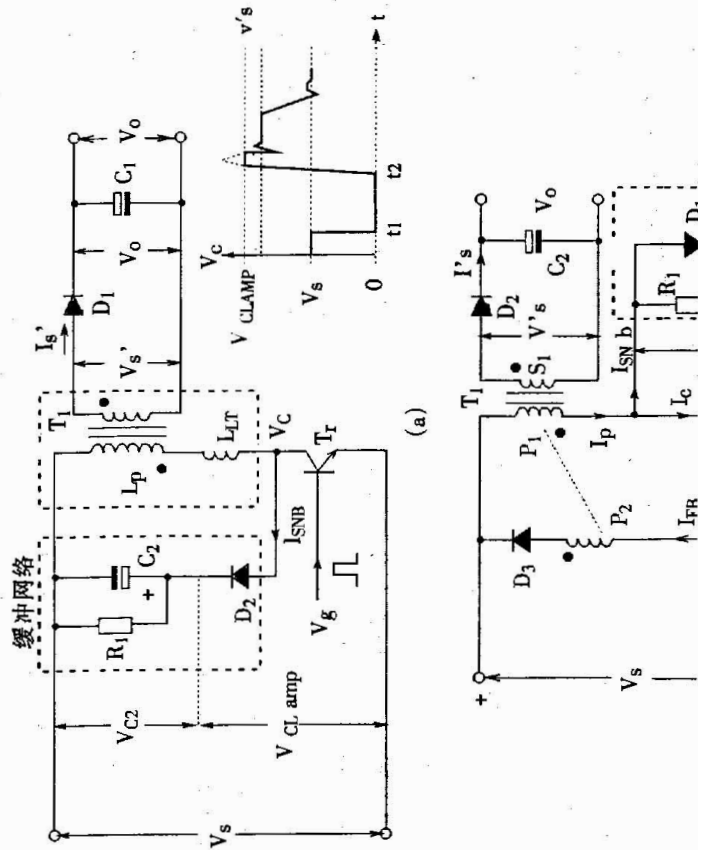
且 0.04cm, 在这个

一、反激变换器的开关应力

在反激变换器中,引起开关应力高(可导致开关损坏)的原因有两个:一个是开关关断时,漏电感引起开关管集电极电压突然升高,第二个是负载线不够合理。两个原因均是由于负载是感性引起的,前者影响较大,后者次之。

抑制开关应力有两个办法。一是减小漏电感,二是耗散过电压的能量,或者使能量反馈回电源中。减小漏电感主要靠工艺;耗散过电压的能量依靠与电感线圈并联的 R、C 缓冲器,或与开关并联的 R、C 缓冲器;能量反馈回电源中依靠附加的线圈和定向二极管。

二、跟踪集电极电压钳位环节



(2.1.15)

况。图 1-16(a)(b)示出有缓冲环节的情况。

若要实现上述理想情况需经过选择参数和实验调整。图 1-15(a)(b)示出无缓冲环节情况。图 1-14 示出了原、副边换流过程及波形。在 $t = t_2, I_p = 0$ 时, $V_{ce} = V_{ce0}$ 的 70% 为好。

此后在 I_{SNB} 充电下, V_{ce} 继续斜线上升。上升到 $2 \times V_s$ 时, P_1 极性反转并电压耦合到 P_2 , 足使 D_2 导通因此 $t = t_3$ 时出现 I_{TB} , 抑制了 V_{ce} 的继续上升。 $I_{TB} = 0$ 时, 副边达到 I_s 电流稳态值。

随着 T_1 关断, 线性增加的集电极电压 V_{ce} , 在 $t = t_3$ 时, 达到 2 倍 V_s 电压。此时(图 1-13(a))中的 D_2 , 即行导通。短时间之后(延时决定于原边至副边漏电感大小), 副边绕组电压升

到 V_{C2} 加上 D_2 的压降, 形成圆弧形上升的电流 I_s 。在这时, 反激电流将从原边至副边电路换流, 过程的速率由副边漏电感及外部电感电容来决定。

图 1-14 示出了原、副边换流过程及波形。在 $t = t_2, I_p = 0$ 时, $V_{ce} = V_{ce0}$ 的 70% 为好。此后在 I_{SNB} 充电下, V_{ce} 继续斜线上升。上升到 $2 \times V_s$ 时, P_1 极性反转并电压耦合到 P_2 , 足使 D_2 导通因此 $t = t_3$ 时出现 I_{TB} , 抑制了 V_{ce} 的继续上升。 $I_{TB} = 0$ 时, 副边达到 I_s 电流稳态值。

随着 T_1 关断, 线性增加的集电极电压 V_{ce} , 在 $t = t_3$ 时, 达到 2 倍 V_s 电压。此时(图 1-13(a))中的 D_2 , 即行导通。短时间之后(延时决定于原边至副边漏电感大小), 副边绕组电压升到 V_{C2} 加上 D_2 的压降, 形成圆弧形上升的电流 I_s 。在这时, 反激电流将从原边至副边电路换流, 过程的速率由副边漏电感及外部电感电容来决定。

如果 T_1 开关管关断很快(最好条件), 集电极电压变化率 $\frac{dV_{ce}}{dt}$ 由下式决定:

$$\frac{dV_{ce}}{dt} = \frac{I_p}{C_1}$$

(2.1.16)

当图 1-14 控制脉冲 $V_g, t = t_1$ 为低态时, T_1 趋关断, I_c 减小, 由于 L_p, L_{Tr} 作用, 集电极电压增加, 形成 I_{SNB} 缓冲支路电流, 以维持变压器原边绕组电流 I_p 不变($I_p = I_c + I_{SNB}$)。 I_{SNB} 流过 D_1 充电。

下面以反激为例, (参考图 1-13(b)) 进行介绍。

缓冲器一般由电阻、电容、二极管组成, 常和开关晶体管或二极管并联(包括高频整流二极管), 使开关管电压应力减少、EMI 减少、使负载线轨迹不超过安全工作区、不发生二次击穿

三、缓冲器环节工作波形

设计方法下面介绍。

不能把钳位电压设计得太低, 因为反激过冲电压也有用的一面。在反激作用时, 它提供一个附加强制电压值来驱动电能进入副边电感。使变压器副边, 反激电流迅速增加。提高了变压器的传输效率, 同时减小了 R_1 上的损耗。这对于低压、大电流输出是很有意义的。具有

电压, 则可通过减小 R_1 值或漏电感 L_{Tr} 的值, 来抑制钳位电压的升高趋势。

在周期的剩下时间里, 随着 R_1 放电电流减小, C_2 的电压降会返回到原来值。多余的电能因被消耗在 R_1 上。此钳位电压是自跟踪的, 在稳态工作时, 因为 C_2 的电压会自动地调整, 直到所有多余的反激电能消耗在 R_1 上。如果在所有其它情况下, 都要维持某一恒定钳位

上升的尖峰电压的顶部削去, 保持在 V_s 折算至原边的电压值。

T_1 导通时, V_s 电压加在 $(L_p + L_{Tr})$ 上, 由于 D_2 反偏阻止 C_2 的充电, 所以 $V_{C2} \approx 0$ 。当 T_1 关断时, 由于反激作用, T_1 集电极电压 V_{ce} 快速上升, 但由于 D_2 此时有正偏压而导通, 即 V_{ce} 电压

加阻容电路 R_1, C_1, D_1 , 并有附加的线圈 P_2 (与 P_1 耦合) 和二极管 D_3 。

串联接在晶体管开关管 T_1 集电极上, 如图 1-13 所示。 $(L_p + L_{Tr})$ 上的能量在 T_1 关断时产生过压, 重新按集—发射间的漏电容值分配在集—发射间。因此过电压是构成损坏管子的开关力, 必须加缓冲网络予以限制。图 1-13(a)为在原边电感旁加电路 R_1, C_2, D_2 , 图(b)在开关

产生过电
的开关应
(在开关旁
当 T_1 关断
 V_c 电压对
从而把 V_c
余的反激
自动地调
恒定钳位
时,它提供
提高了。
的。具体
整流二极
二次击穿。
电极电压
流过 D_1 对

1.16)

(图 1-13
组电压升
边电路换

0% 为好。
足使 D_2

冲环节情

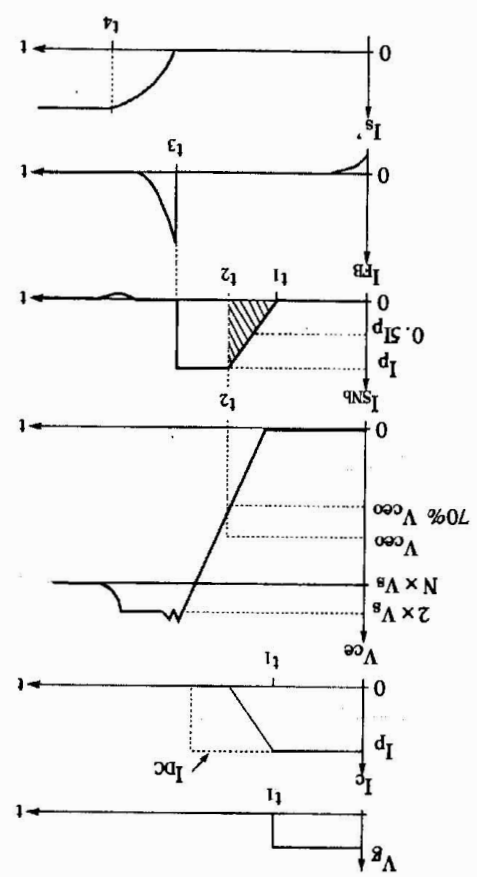


图 1-14 缓冲器作用及电流电压波形

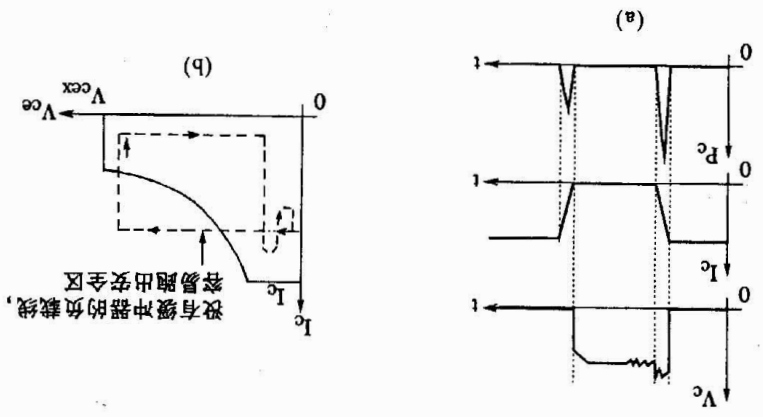


图 1-15 (a) 无缓冲环节电压、电流、功耗曲线 (b) 无缓冲环节安全工作区与负载线轨迹

按(2.1.17)确定缓冲 C_1 参数时,最好再加(10~15)%的裕量,以使应用时 $\frac{dV}{dt}$ 上升率进一步的下降,即比产品目录中规定 $\frac{dV}{dt}$ 允许值小。原因是产品目录中 $\frac{dV}{dt}$ 允许值一般没有

(2.1.19)

$$P_{R_1} = \frac{1}{2} C_1 V_c^2 f$$

缓冲器电阻 R_1 在每个周期中损耗能量是与在“关断”周期结束时 C_1 所储的能量相称。两端电压决定于变换器电路的形式。在能量完全传递电路中, C_1 上的电压是电源电压。能量不完全传递电路中, C_1 上的电压是电源电压加上副边折算过来的电压之和。设确定时,则 R_1 上损耗的功率 P_{R_1} 为:

$$R_1 = \frac{0.5 t_{off(min)}^2}{C_1}$$

按在 T_1 最小导通时间里 C_1 电容能充分放电来选择缓冲器放电电阻 R_1 。最小导通时最大输入电压 V_{amax} , 最小负载电流 I_{omin} 时发生。
为使 C_1 在 t_{on} 时能完全放完的电,电阻不能过大。因此,按 $R_1 C_1$ 时间常数等 $t_{off(min)}$ 来计算 R_1 值,即

(2.1.18)

$$P_{T_1} = 0.7^2 C_1 V_{ceo}^2 f \quad (\text{mW})$$

式中 f ——工作频率 kHz
其它符号含义与(2.1.17)式相同。
按在 T_1 最小导通时间里 C_1 电容能充分放电来选择缓冲器放电电阻 R_1 。最小导通时最大输入电压 V_{amax} , 最小负载电流 I_{omin} 时发生。
为使 C_1 在 t_{on} 时能完全放完的电,电阻不能过大。因此,按 $R_1 C_1$ 时间常数等 $t_{off(min)}$ 来计算 R_1 值,即

(2.1.17)

$$C_1 = \frac{1}{2} \times \frac{I_p t_f}{0.7 V_{ceo}} \quad (\mu\text{f})$$

$\frac{1}{2}$ 是表征集电极 I_c 是在 t_f 期间线性下降,取平均值之意。
式中 I_p ——原边电流(A);
 t_f ——集电极电流下降时间(μs);
 V_{ceo} ——所用晶体管的 V_{ceo} 额定值(V)。
晶体管在($t_1 \sim t_2$)时间内损耗 P_{T_1} 值为:

四、缓冲器参数的确定

理想变化曲线已示于图 1-14 中。假定从产品目录知,集电极电流 I_c 下降时间 t_2 从产品目录查得(或对确定器件可以测得)。当集电极电流在 t_2 时,达到 0 时,集电极电

过 V_{ceo} 的 70%。则电容 C_1 值为:

图 1-16 中 V_c 上升时 I_c 的小平台电流。考虑这个小平台电流使 $\frac{dV}{dt}$ 有所增加。小平台电流是由于有 Miller 电流效应而引起的。所谓 Miller 电流效应是在功率管关断开始瞬时流进集电极结电容的电流效应,它是 I_c 大电流关断后,管子端电压上升过程中明显存在的集电极电流(即小平台)。它的幅值由集电极电压 V_c 的 $\frac{dV}{dt}$ 和集电极与基极耗尽电容来确定。这一效应在高压晶体管计算损耗时常被忽略。

值得指出,如果开关管 T_1 装有散热器时,散热器是集电极(或是隔电传热式)。在 T_1 集电极与电源公共线之间存在电容,它为集电极电流提供了一条附加的通路。它也是引起集电极电流存在的事实。不过,它与安装有关,与管子本身存在的 Miller 电流效应不能混淆。另外,

它的数值也比较大一些。它的存在对减小 $\frac{dV}{dt}$ 会有好处。

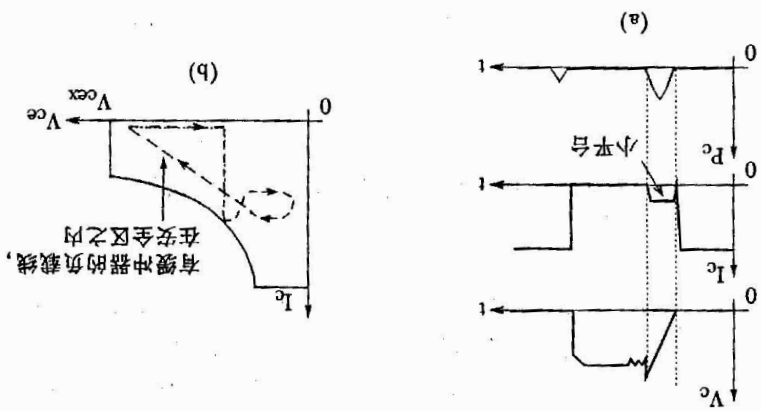


图 1-16 (a) 有缓冲环节电压、电流、功耗曲线 (b) 有缓冲环节安全工作区与负载线轨迹

五、低损耗缓冲器

由图 1-13(b) 可知,为了使 C_1 放电时流过 T_1 的电流小,电阻 R_1 应选大值,但为了在 T_1 导通占空比小时 C_1 能放电干净,则电阻 R_1 应选小值。为解决这种矛盾只能取折衷的办法。而且, R_1 、 P_T 都是相当可观的损耗值。

图 1-17 示出低损耗的缓冲电路。

其工作原理如下: T_1 导通时,有两部分电流流过 T_1 ,一为 V_s 作用下经 P_1 绕组的 I_p ; 另一为 +12V 辅助电源经 R_2 、 D_3 的 I_a 。当 T_1 转为关断时,变压器原边漏电感引起集电极电压升高,原边部分电流流进缓冲二极管 D_3 (连接流过 D_3 的反向恢复电流),经过 D_6 注入辅助电源。 D_5 进入反向恢复阻断的时间,同时, T_1 继续趋向关断,它的集电极电流下降到 0。 T_1 在 +12V 辅助电源(加上 D_6 正向压降)电压钳位下转为关断。

时间 $t_2 - t_1 = t_r$
电极电压不超

(2.1.17)

(2.1.18)

小导通时间在

数等于 0.5

量相同。 C_1
电压 V_s ; 在
确定定为 V_c

1.19)

升率有进

没有考虑

当 FET₁ 和 FET₂ 导通时, 直流电压 V_s 加在变压器原边绕组 L_p 和 L_{p1} 上。设绕组回路电感为 L_{s0} , 它们分别与 L_p 、 L_s 相串联。

在线路工作中, 变压器漏电感起着重要的作用, 图 1-18 中原边漏电感为 L_{p1} 、副边漏电感为 L_{s1} 。因此, 采用市电单相整流得到 V_s 的线路, 可用耐压为 400V 的场效应管。

把过剩的反激能量回馈回电源 V_s 中, 并把两个场效应管都钳制在 V_s 加上一个二极管正偏压上。除了两个场效应管, 另有二极管 D_1 、 D_2 。两个二极管是交叉连接的。这样连接的目的能转化成电能送至负载。

绕组输出的变压器。与以前反激线路一样, 场效应管开通时, 只把能量存在磁路中; 断开时, 同时关断, 因此, 通过一个相位相同但相互隔离的信号来驱动。一般常使用一个小型高频变压器 T_1 原边绕组通过两个场效应管接向直流电源 V_s 。两个场效应管需要可

线路如图 1-18 所示。

二、工作原理

晶体二极管均是首选方案。但由于目前场效应管元件价位高些, 驱动要采用隔离的方法, 所以

别适合。所以无论固定频率、可变频率、完全和不完全能量传递方式, 用场效应管代替

功率大于 200 瓦以上时, 一般不宜用单管反激线路。这时可用双晶体管反激接线的

一、概述

第四节 双晶体管的反激变换器

备。能量很小。一旦 D_2 正向导通, 成了正向偏置, 又为下一次的 T_1 关断形成缓冲过程做

极电压迅速下降, D_2 会流过很小的正向电流, 这个电流由 C_2 提供。因此, 整个缓冲电

在关断 T_1 时流过 D_2 的反向恢复电流, 也储存在电容 C_2 中, 当 T_1 再次导通时由于

二极管 (例如: philips BYX30SN) 即可用在此场合。

缓冲二极管 D_2 反向恢复时间必须比晶体管 T_1 关断时间长一些。一般中等速度的

图 1-17 二极管驱动工作的缓冲电路

