

图3 全桥式逆变电路

性负载。

当 Tr_1 、 Tr_4 导通时，电流由 V_d^+ 经 L_p 、 Tr_1 、 R_L 、 Tr_4 到 V_d 。当 Tr_1 、 Tr_4 关断时，感性负载电流 I_L 不能突变，势必经 D_3 、 D_2 回送到 V_d 。这一阶段分布电感 L_p 的电流 i_p 从 $+i_L$ 到 $-i_L$ 变化很快，所以将在 L_p 上产生一个负的电压：

$$V_p = -2L_p i_L / \tau \quad (6)$$

尽管 L_p 不大，但时间 τ 很短， I_L 又比较大，故 V_p 也很

大，所以在 Tr_1 和 Tr_4 两端的端电压 $V_{ds} = V_d - V_p$ 将比 V_d 高得多，即产生了电压尖峰。

另外，如果正当 R_L 上电流 I_L 经 D_3 、 D_2 续流时，开通 Tr_1 和 Tr_4 （比如正弦波输出逆变器就有这种情况）， D_3 、 D_2 将反向恢复，在此瞬间， V_d 全加在 L_p 上，由于 L_p 很小， i_p 将上升到很大， D_3 、 D_2 反向恢复结束后，大的 I_p （远远大于 I_L ）有一部分 $(i_p - i_L)$ 将为 Tr_3 、 Tr_2 的等效输出电容充电，使其产生端电压尖峰。

4.2 缓冲电路的形式

为了吸收上述电压尖峰，可以加缓冲电路，其基本形式见图4。

图中，(a) 适用于小功率电路，(b) 适用于中等功率电路，(c) 适用于大功率电路。

4.3 缓冲电容的计算

图4中，如果母线上的寄生电感为 L_p ，工作电流为 i ，缓冲后的电压尖峰为 ΔV_m ，则缓冲电容 C 是用来吸收寄生电感上的能量，故 C 可由下式给出：

$$C = L_p i^2 / \Delta V_m^2 \quad (7)$$

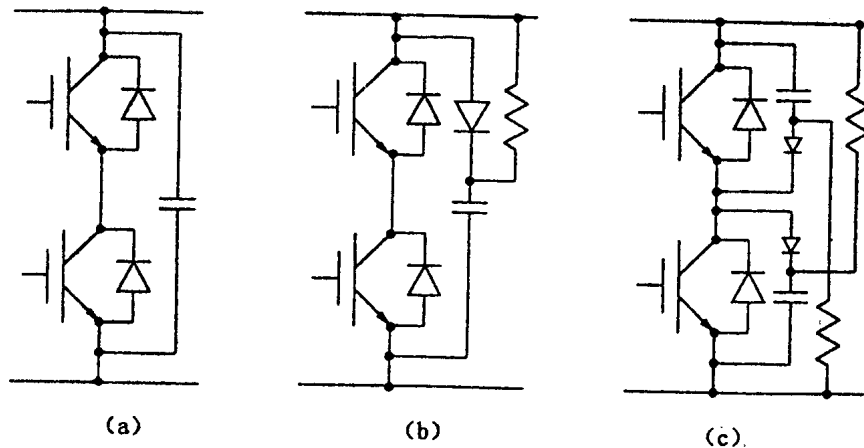


图4 电压尖峰吸收电路

3.31 LCD 吸收电路中电感、电容参数的影响

开关式变换器中因电路存在电抗元件，在开关转换瞬间，电感储能释放将使功率器件承受很大的电流冲击，可能导致器件损坏。为使开关功率管可靠工作，一般都需加吸收网络，使能量得以转移。

常用的RCD吸收网络，从开关功率管转移到吸收网络的能量都消耗在电阻发热上，它虽减轻了对开关功率管的应力，但耗散功率随开关频率的提高而增加，故降低了变换器效率。为了弥补这个缺陷，已研究出一种由电感、电容及二极管组成的LCD无损吸收网络，可将能量返回到电源中，提高了变换器的效率。

1 无损吸收网络的几种工作方式

图1是LCD无损吸收网络应用于正、反激组合变换器的原理电路图。该变换器是由反激变换器A和正激变换器B组合而成，两变换器原边串联，副边并联连接。为保证开关功率管V可靠工作，采用了由电感 L_u 、电容 C_u 及二极管 V_{D1} 组成的LCD无损吸收网络，用以在V关断时抑制冲击电压，并将多余能量经 L_u 送回电源。

电路基本工作原理如下：

当V导通时，输入电压 U_{in} 加于A、B的两变压器原边，变压器的感应电势在“·”端为正，副边二极管 V_{D1} 截止， V_{D1} 导

通,正激变压器 B 工作,传递功率给负载。此时反激变换器 A 相当于电感储能,并限制原边电流的变化。当 V 关断时,因磁能不能突变,变压器绕组的感应电势反相,使 V_{D1} 导通、 V_{D2} 截止。此时,变换器 A 将储能释放给负载,变换器 B 中储能和变换器 A 的原边储能经 V_{D3} 给电容 C_u 充电,使 U_c 下正上负,避免了因电感元件的能量释放引起功率管关断时经受大的电压冲击。当 V 再次导通时,又转为正激变换器工作,吸收网络 LC 振荡,将电容电压反相(上正、下负),为下一次 V 关断作好缓冲准备,如此反复。

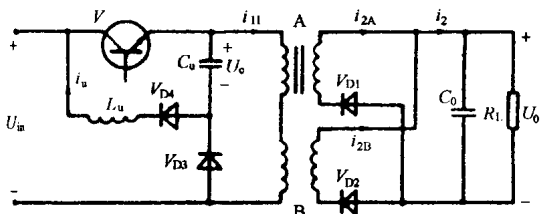


图1 原理电路图

由于变压器原、副边存在漏感,所以正、反激变换器的工作转换有个过程,再加上无损吸收网络的工作视变换器参数和吸收网络参数不同而有不同工作方式,故电路工作状态较多。电路的详细工作过程见图2。

此种无损吸收网络可分为四种工作方式,在描述工作方式前,先对状态4和状态10的工作作一介绍。状态4和状态10的等效电路分别如图3(a)和(b)所示。V 导通时吸收网络振荡,在 $i_u=0$ 之前,如 $U_c = U_{in}$ 时 V_{D3} 导通,电路进入状态4, U_c 被箝位在 U_{in} 值。此期间,电感电流 i_u 经回路 $V_{D3}-V_{D4}-L_u-U_{in}$ 流通,电感能量反馈至电网, i_u 线性减小到零, L_u 中能量释放完后 V_{D3} 、 V_{D4} 截止,状态4结束。状态10的工作过程是:V 关断时,原边电流 i_{11} 减小到零后即 U_c 达到反向最大值 U_{CM} ,如 $U_{CM} > U_{in} + nU_0$,使 V_{D4} 正偏导通,此时 U_c 经 $V_{D4}-L_u-U_{in}-A-B$ 回路释放部分能量至电源, i_{11} 反向。

方式1:条件是 $U_{CM} < U_{in}$ 。电路工作不进入状态4和状态10,无能量反馈至电源。

方式2:条件是 $U_{in} < U_{CM} < U_{in} + nU_0$ 。电路工作进入状态4,即在功率管导通期间有部分能量返回至电源。

方式3:条件是 $U_{c2} > U_{in}$, $U_{CM} > U_{in} + nU_0$ 。电路工作进入状态4和状态10,即在功率管导通和关断期间均有部分能量返回至电源。

方式4:条件是 $U_{c2} < U_{in}$, $U_{CM} > U_{in} + nU_0$ 。电路工作进入状态10,即仅在功率管关断期间有部分能量返回电源。

上述条件中, U_{c2} 为功率管导通瞬间电容 C_u 两端的电压,由于在方式1和2中电路不出现状态10,故 $U_{c2} = U_{CM}$ 。n 为变压器变比,并设 $n_A = n_B = n$ 。 U_0 为变换器的输出电压。

无论工作在何种方式,必须保证在功率管导通期间吸收网络完成电容电压的反向,以使电路正常工作,四种工作方式

下的工作波形如图4所示。

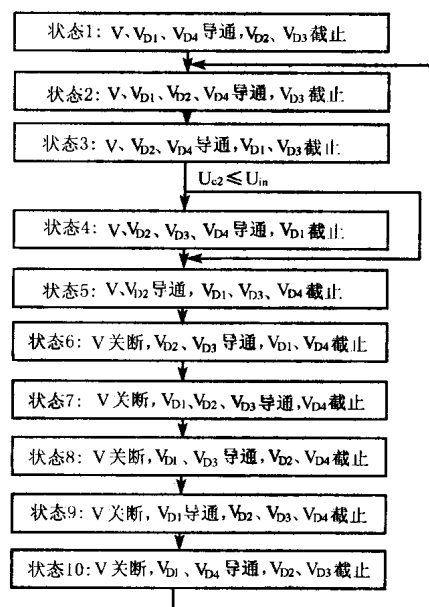


图2 电路工作过程

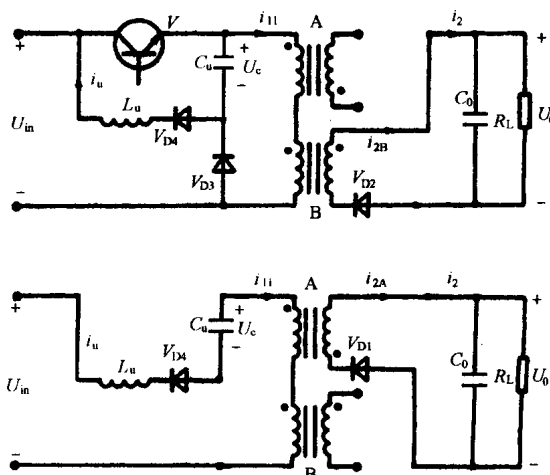


图3 等效电路

(a)状态4 (b)状态10

2 电容、电感参数对工作的影响

在主电路参数一定时, C_u 和 L_u 值对电路的工作影响很大,吸收网络的工作方式也随着 C_u 值不同而变。图5(a)和(b)分别是 C_u 和 L_u 不同值时的仿真波形图。

从这两个波形图中可看出,电容 C_u 增大将使充电速度变慢,即 i_{11} 的下降变化率变小,同时使电容电压最大负值减小,开关功率管承受的电压最大值减小,这对防止集-射极电压过高是有利的。 C_u 增大将使状态8(其等效电路如图6所示)时间加长,状态10时间缩短,并使该期间电容放电速度减慢,从而使吸收网络工作向方式3转化,使 i_u 峰值增大。此外,还使

吸收网络振荡周期将增大。 L_u 的大小直接影响吸收网络的振荡周期及电感的振荡电流峰值, L_u 越大振荡电流 i_u 的峰值就

越小, 反之越大。

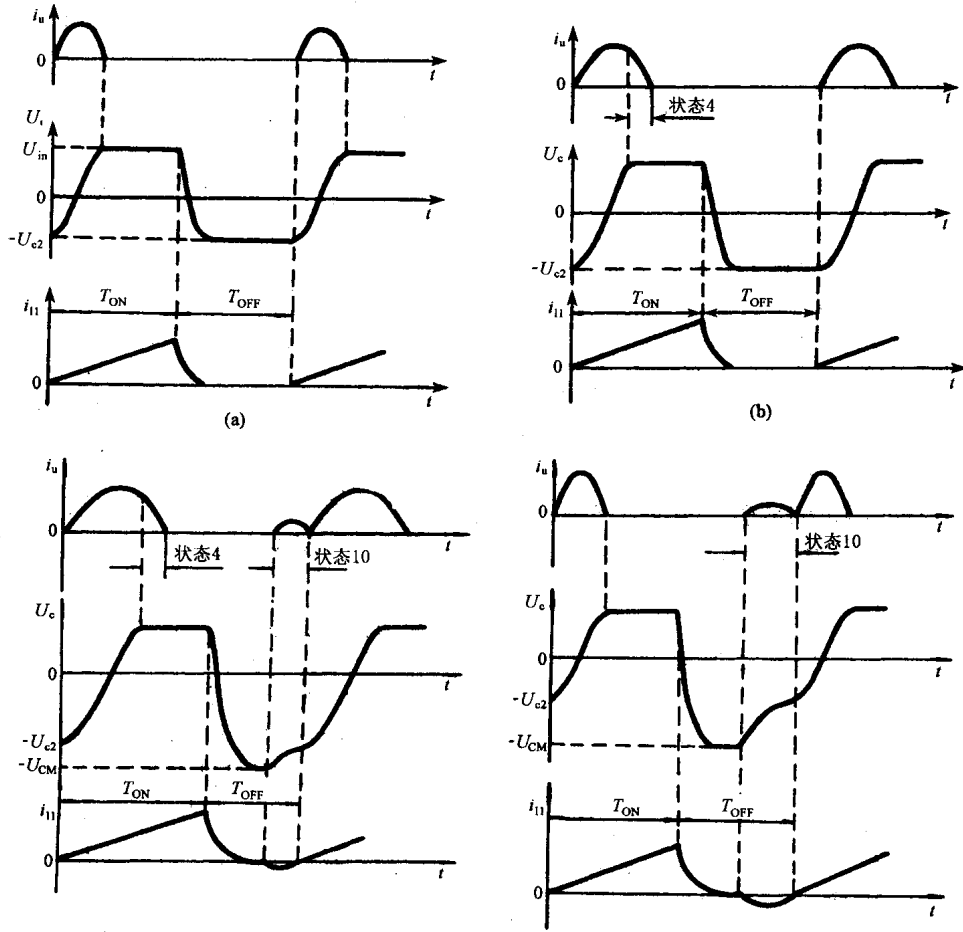


图 4 四种工作方式下的工作波形

(a) 方式 1 (b) 方式 2 (c) 方式 3 (d) 方式 4

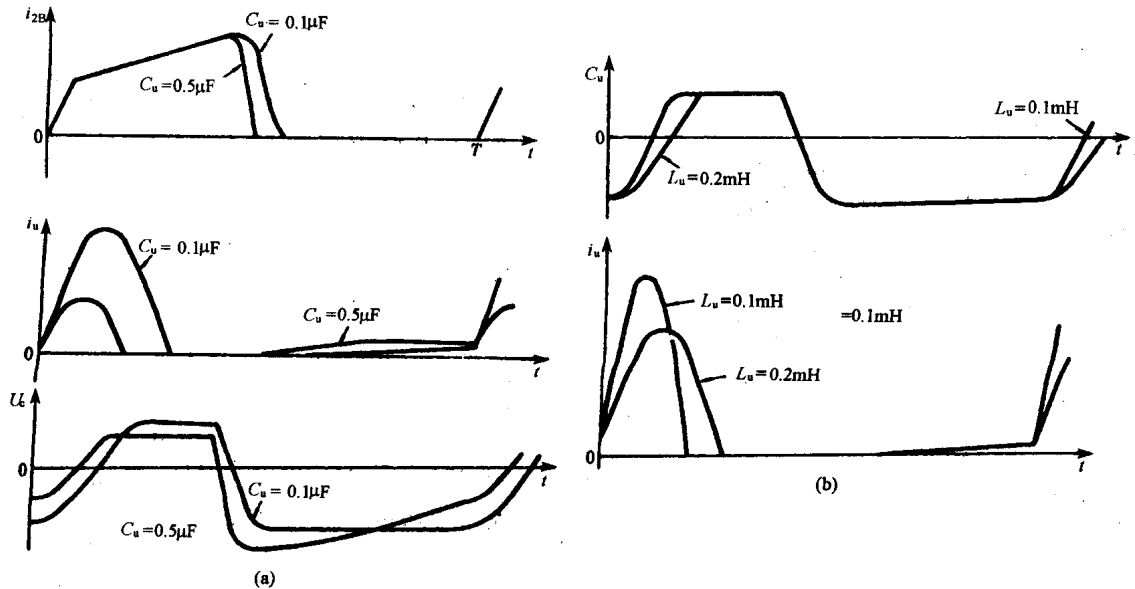


图 5 仿真波形

(a) 不同 C_u 值时 (b) 不同 L_u 值时

3 C_u 和 L_u 的设计准则

吸收网络 C_u 和 L_u 的取值对电路工作影响很大, 主要受开关功率管 V 的电压和电流承受能力及时间的限制。

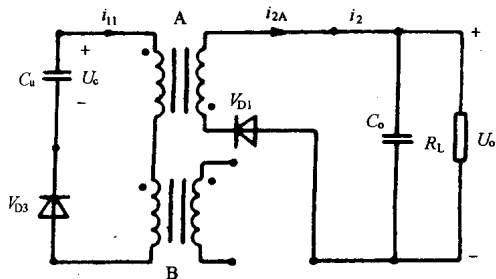


图6 状态8的等效电路

3.1 功率管允许的最大电压值 U_{CEmax} 的约束

该变换器的工作过程中, 在 V 关断期间 i_u 沿图6所示回路流通, i_{11} 下降。当 $i_{11} = 0$ 时, 电容反向充电到最大值 U_{CM} , 状态8结束, 此时功率管承受的最大电压值为 $U_{CM} + U_{in}$ 。

分析状态8的工作过程时, 忽略回路电阻及变换器 A 的漏感, 状态8的简化等效电路如图7所示。

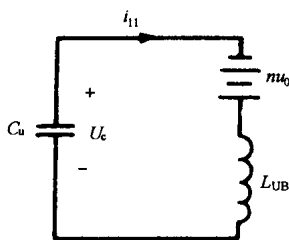


图7 状态8的简化等效电路

设 $n_A = n_B = n$, 可认为状态7(负载供电由 B 转换为 A 的过程)结束时电容电压 $U_c(t_7) = 0$ 。分析图7电路可知, 当 $i_{11}(t_8) = 0$ 时, $U_c(t)$ 达到最大负值 U_{CM} 。

$$U_{CM} = U_c(t_8) = -nU_0 - \alpha / \omega_8 C_u \quad (1)$$

式中 $\omega_8 = 1 / \sqrt{L_{uB} C_u}$

$$\alpha = \{i_{11}^2(t_7) + C_u^2 \omega_8^2 [nU_0 + U_c(t_7)]^2\}^{1/2}$$

要求 $U_{CEM} = U_c(t_8) + U_{in} < U_{CEmax}$

经推导并简化后可得

$$C_u > n^2 U_0^2 T_{on}^2 / \{L_{uB} [(U_{CEmax} - U_{in} - nU_0)^2 - n^2 U_0^2]\} \quad (2)$$

3.2 功率管允许的最大电流值 I_{LM} 的约束

L_u 值受功率管允许流过的最大峰值电流的限制。在 V 导通后, 流过 V 的电流为 i_{11} 和振荡电流 i_u 之和。设电感电流 i_u 的最大值为 I_{LM} , 可推导出吸收网络在 V 导通期间的电流振荡峰值为

$$I_{L1} = \sqrt{C_u / L_u} U_c(t_8) \quad (3)$$

要求 $I_{L1} < I_{LM}$, 则可推导出

$$L_u > \frac{C_u}{I_{LM}^2} \left(\sqrt{i_{11}^2(t_7)} \frac{L_{uB}}{C_u} + n^2 U_0^2 + nU_0 \right)^2 \quad (4)$$

3.3 时间约束

电容两端电压必须在 V 导通期间完成反向, 即要求

$$\pi \sqrt{L_u C_u} < t_{onmin} \quad (5)$$

其中 T_{onmin} 为功率管的最小导通时间。

4 设计实例

输入电压 U_{in}	100 ± 20V
输出电压 U_0	50V
额定输出功率 P_0	400W
最小输出功率 P'_0	100W
工作频率 f	20kHz
占空比 D	0.4~0.6

根据参数设计准则, 可求得两变压器原、副边绕组匝比 n 和 L_{uA} 。

$$n = U_{in} D / U_0 = 0.96 \quad \text{取 } n = 1$$

$$L_{uA} = \frac{T_{onmax}^2 U_{in} (U_{in} - nU_0)}{2P_0 T} = 0.45 (\mu H)$$

两变压器的铁芯均选用 CD12.5 × 16 × 30, 其铁芯气隙分别取 0.96mm 和 0.04mm, 可求得变压器的原、副边绕组匝数分别为 38 匝和 17 匝。经计算得

$$L_{uB} = 2.046mH$$

开关功率管选用 2SC2761, 其 $U_{CEO} = 450V$, $I_{CM} = 30A$ 。选取 $U_{CEmax} = 250V$, $I_{LM} = 15A$ 。根据式(2)和式(4)可求得

$$C_u > 0.092\mu F \quad \text{取 } C_u = 0.15\mu F$$

$$L_u > 14.83\mu H \quad \text{取 } L_u = 15\mu H$$

以上 C_u 和 L_u 的取值经核算满足时间约束式(5)的要求。

3.32 GTR 缓冲吸收电路参数的优化方法

1 概述

吸收电路是变频调速系统中大功率晶体管(GTR)逆变器不可缺少的环节, 它对解决 GTR 过载能力低、易发生二次击穿、多管并联时易造成损坏的问题, 起着至关重要的作用。然

而, 缓冲电路的参数如何确定, 怎样才能使电路的能耗小且缓冲效果最优, 这一直是人们期待解决的问题。

本文结合图1所示的缓冲电路结构, 构造出了带多个约束条件且“能耗最小”的最优化问题数学模型, 采用序贯加权因子法 (Sequential Weight Increasing Factor Technique, 简称