

新型交流稳压电源的原理分析

贾瑞琦*

摘要 本文介绍了库珀电路在交流稳压调节技术中的应用,对其电路进行了分析,阐明了电路的特点及工作原理。

关键词 稳压电源 交流电

Theory Analysis of a new Type A. C. Power Line Conditioner

Jia Ruiqi

Abstract The text introduces the utilizing of cooper circuit on power line conditioner technique, and makes analysis of cooper circuit, and interprets its characteristic and working principle.

Keywords Voltage regulator A. C. (Alternate current)

1 引言

由于当今国内电网负载急剧增加,导致电网质量(主要是波形和电压稳定度)的日趋下降。随着科学技术的不断进步,用电设备对电网提出了更高的要求,因此交流稳压电源作为二次供电电源,其应用非常广泛。

我国目前市场上销售的交流稳压电源种类很多,但都存在一些缺点,比如磁放大器,成本较低,常规指标尚可,但动态响应(恢复时间)较差,不适于计算机负载,稳压变压器(CVT)和参数稳压器可靠性虽好,也具有抗干扰能力,但过于笨重,效率低、成本高,变压器抽头式适应输入电压范围较宽,但稳压精度较低,可靠性较差。因此研制和使用具有抗干扰能力强,波形失真小,可靠性高,响应速度快,重量轻体积小,负载适应性强的稳压电源非常迫切。

目前一种新型的可控硅相控交流稳压电源已逐渐替代了传统的交流稳压电源,这种电源采用了国外的库珀电路与其相适配的控制电路构成了一种新型的稳压电源。它具有波形失真小,稳压精度高,抗干扰能力强,可靠性高等优点,本文对其主电路进行原理分析。

2 电路介绍

库珀电路是美国爱德华·库珀博士发明的一种电源调节电路,其电路由两部分组成。一是由不饱和的耦合

电感器 L_1 与 C_3 构成的LC谐振电路。其二是由 C_2 并联在电感 L_2 与双向可控硅串联电路的两端,组成一个谐振回路。由于 L_2 与双向可控硅串联,组成一个可控电感^[1,2],使电源有一个连续调节的功能,动态响应很快。又因主电路全是线性电感,且与 C_1 、 C_4 并联,共同组成输入、输出滤波器,是一个具有很宽频带的电源滤波器,对电源污染及各种干扰具有较强的抑制能力,故称净化稳压电源。

3 工作原理分析

图1是主电路图,为方便起见,先将 C_1 视归电源, C_4 视归负载, C_3 与 L_1 并联构成的谐振回路,主要抑制补偿

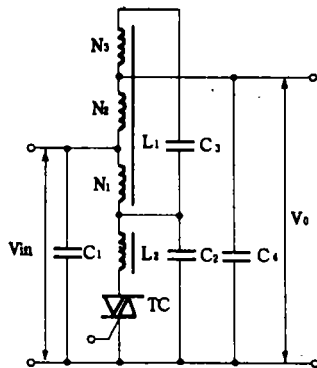


图1 主电路原理图

* 山东工业大学产业处 济南市 250061

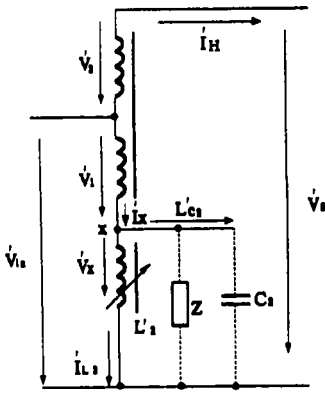


图2 主回路等效电路

电压中形成的谐波失真，因此在讨论调压原理时，先假设C₂断路作等效电路如图2所示。L₁有三个绕组绕在同一个有气隙的铁芯上，成为一个线性电感，L₂也是一个线性电感，且与双向可控硅串联成一个可变的等效电感L'₂，并与C₂组成一个并联谐振回路。L'₂的电感量随可控硅导通角的变化而改变。因此这个并联回路阻抗Z的性质也随之改变。当I_{L2}<I_{C2}时，阻抗Z呈容性，此时V₀<V_{in}，处于降压状态。当I_{L2}=I_{C2}时，阻抗Z呈纯阻性，且趋于无穷大，此时V₀=V_{in}，处于不升不降。当I_{L2}>I_{C2}时，阻抗Z呈感性，V₀>V_{in}处于升压状态，下面先对这三种空载下的特殊情况进行矢量分析。

3.1 升压状态(I_{L2}>I_{C2})

当输入电压V_{in}低于额定值时，调整双向可控硅的导通角，从增大直至全通，使I_{L2}>I_{C2}，L'₂与C₂并联阻抗Z呈感性，它与N₁的感抗串联成一个分压器，两者按其电抗大小分压，且相位同向，由图2可写出方程式：

$$V_{in} = V_X + V_1 \quad (1)$$

$$V_0 = V_{in} + V_2 \quad (2)$$

$$I_X = I_{L2} + I_{C2} = I_0 + I_H \quad (3)$$

- 式中：V_{in}-输入电压
 V₀-输出电压
 V_X-L'₂与C₂并联回路的端电压
 V₁-绕组N₁上的电压
 V₂-绕组N₂上的电压
 I_X-L'₂与C₂并联谐振回路的总电流，即N₁中的电流
 I_{L2}-流过电感L'₂的电流
 I_{C2}-流过电容C₂的电流
 I₀-绕组N₂中的励磁电流分量
 I_H-负载电流I_H折合到N₁上的电流分量。

由以上方程组可作出矢量关系图3，此时V₂与V_{in}相位相同，V₀>V_{in}使输出电压升高并保持额定电压。

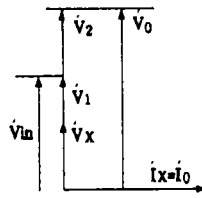


图3 空载升压矢量图

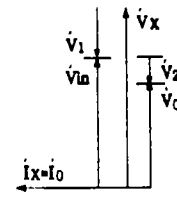


图4 空载降压矢量图

3.2 不升不降(Z=>X)

当输入电压V_{in}等于额定值时，调整双向可控硅的导通角使I_{L2}=I_{C2}此时并联阻抗Z呈纯阻性，且Z等于无穷大，由于N₁无励磁电流V₁=0，V₂=0，结果V₀=V_{in}。

3.3 降压情况(I_{L2}<I_{C2})

当输入电压高于额定值时，使双向可控硅导通角减少直至完全关断，使得I_{L2}<I_{C2}，此时由于L₁是一个线性电感，其电流I_X滞后于电压90°。I_X对U_X来讲又是容性电流，V_X又滞后于I_X90°。故V_X与V₂互差180°。由于L₂与C₂是一个串联谐振电路，X>WL₂结果V_X高于输入电压V_{in}。由于V₁与V₂是同一铁芯上的绕组，必然同相，所以V₁、V₂与V_X均在同一直线上，而且方向相反。由图4可以看出，L₁上V₂电压与输入电压V_{in}方向相反，互差180°。V₂抵消V_{in}值的一部分，至使V₀保持额定值。

在有载情况下，由于负载电流通过L₁，将对输入输出电压的相位产生一定影响。下面对有载情况下的三种情况进行分析。

a. 升压情况

假设V_{in}与空载情况时完全一样，即大小、方向相同，设I_H为纯电阻负载电流，由于L₁的存在，I_H必然落后于V_{in}一个相位角φ，由于I_H是阻性电流必与V₀同相，由方程(2)可作出闭合三角形。得V₁矢量，由于N₂与N₁绕在同一铁芯上，相位必然相同，其大小取决于N₂与N₁的匝数比，因此V₁矢量也可确定。由方程(1)同样可做出闭合三角形。由于I_X是感性电流，所以滞后于V_X90°，励磁电流I₀滞后于V₁90°，因此分别作V_X与V₁的垂线，即可确定I_X与I₀的矢量方向，I_H已知，根据方程(3)即可确定I_X与I₀的矢量大小。由此作出升压时的矢量关系图5。由图5可见，V₁与V_{in}虽不在同一直线上，但仍可起到升压作用。使V₀>V_{in}。

b. 降压情况

同样使V_{in}与空载时降压相同，设I_H是纯电阻负载电

流,因此 I_H 与 V_0 同相,由于 $L_1(N_2)$ 是一常量线性电感, I_H 必然滞后于 V_{in} 一个相位角 ϕ ,用同样的方法作出降压情况矢量图6。由图6所见,在负载情况下, V_2 与 V_{in} 虽不是互差 180° ,但仍有降压作用,使 $V_0 < V_{in}$ 。

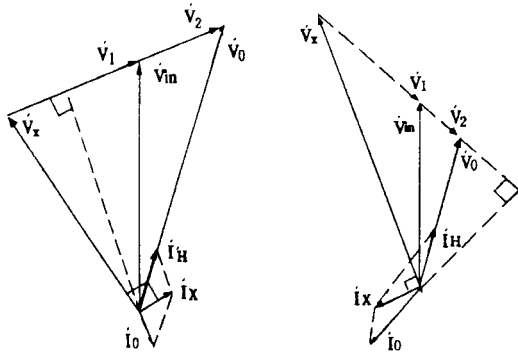


图 5 有载升压矢量图

图 6 有载降压矢量图

c. 不升不降

当输入电压 V_{in} 等于额定值时,要使 $V_0 = V_{in}$ = 额定值, V_2 就必须等于零,但在有载情况下,负载电流 $I_H \neq 0$,根据方程(3)可知,必须调整 $I_0 = -I_H$,因此,负载情况下要保持 V_0 等于额定值不变,就不能使 I_X 等于于零。

综上所述,只要调整双向可控硅的导通角,就可以改变输入 N_2 的能量大小和相位,即可得到 $V_2 > 0$, $V_2 < 0$ 或 $V_2 = 0$ 三种情况,从而根据电网变化确保输出电压 V_0 不变。

4 电容 C_3 的作用

由电容 C_3 与 L_1 的 N_1, N_2, N_3 构成的回路是一个谐振回路,接通 C_3 后这个回路的等效电路见图7,图中 I_{C3} 是流入 C_3 的电流, V_{C3} 是 C_3 上的电压,箭头表示的方向为规定的正方向,与 I_0 及 V_1 的正方向一致,由图7可写出方程式:

$$\begin{aligned} V_{C3} + V_1 + V_2 + V_3 &= 0 \\ V_{C3} &= -(V_1 + V_2 + V_3) = -\sum V \end{aligned} \quad (4)$$

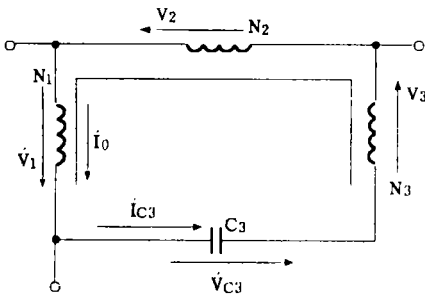


图 7 谐振回路

假设由于双向可控硅的控制作用,使 I_X 有一个微小变化为 ΔI_X 由方程(3)可知(暂设 I_H 不变) I_0 有一相应的变化 ΔI_0 ,下面分别对容性电流与感性电流两种情况分析。

4.1 ΔI_X 是容性电流

设由 $\Delta I_X \rightarrow \Delta I_0$ 也是容性电流,矢量关系见图8。由 ΔI_0 在 N_1 上产生的电压 ΔV_1 要领先 $\Delta I_0 90^\circ$, $\Delta \sum V$ 与 ΔV_1 同相,根据方程(4)由 ΔV_1 引起的电容 C_3 上电压增量 ΔV_{C3} 与 $\Delta \sum V$ 反相。流过 C_3 的电流 I_{C3} 应领先 $V_{C3} 90^\circ$,所以 ΔI_{C3} 也领先 $\Delta V_{C3} 90^\circ$,结果由图8可见 ΔI_{C3} 恰好与 ΔI_0 同相。

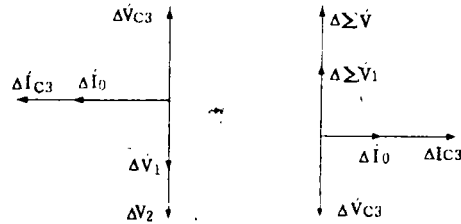


图 8 降压时 ΔI_{C3} 与 ΔI_0 的相位关系

图 9 升压时 ΔI_{C3} 与 ΔI_0 的相位关系

4.2 当 I_X 是感性电流

设由 $\Delta I_0 \rightarrow \Delta I_X$ 也是感性电流,矢量关系见图9。

现在 ΔI_0 与图8中方向相反了,同样 ΔV_1 与 $\Delta \sum V$ 仍领先 $\Delta I_0 90^\circ$, ΔV_{C3} 与 $\Delta \sum V$ 反相,而 ΔI_{C3} 仍领先 $\Delta V_{C3} 90^\circ$,结果 ΔI_{C3} 与 ΔI_0 仍然同相。

由图8及图9的分析可见,无论 ΔI_X 是容性或感性, ΔI_{C3} 总是与 ΔI_0 的同相,与 ΔI_0 的相位无关。 ΔI_{C3} 总是助长着 ΔI_0 的作用,使 $\Delta V_1, \Delta V_2, \Delta V_3$ 获得增值,所以 I_{C3} 起了补偿作用。由于 C_3 的作用,相对增加了 N_1 的等效电感量,放大了 ΔI_X 的控制作用,提高了控制灵敏度,因而可使双向可控硅的工作容量减小,同时还将在补偿电压中形成的谐波失真抑制在允许水平,放大了 ΔI_X 的控制作用,提高了控制灵敏度,因而可使双向可控硅的工作容量减少。

5 结论

净化交流稳压电源代表着当前交流稳压技术的水平,它较好的解决了当前交流稳压电源存在的一些缺陷,有较高的可靠性,具有较强的生命力。

6 参考文献

- 1 吴光麟《可控硅交流调压器的等效基波分析法》浙江大学学报 1983 NO.1 P:37-48.
- 2 荣兴柱《可控硅交流稳压电源谐波分析》电杂志 1985, NO.3. P:25-P29.

(收稿日期:1997年6月5日)