

# 新型充电泵高功率因数电子镇流器

谢 勇 (扬州大学 225009)  
袁开见 (航空工业第一集团 607 所)

**摘 要** 介绍了一种新型充电泵高功率因数电子镇流器的工作原理、电路设计方法及控制方法。实验结果表明该电子镇流器具有恒功率输出、高功率因数及低波峰系数的优良特性。

**关键词** 电子镇流器 谐振 频率控制 功率因数

## 1 引言

电子镇流器与电感式镇流器相比具有工作电压范围宽、重量轻、无噪声、功率因数高、功耗低及发光效率高等优点，已经受到广泛的欢迎。但目前国内使用的电子镇流器在性能方面还有待进一步提高，比如如何进一步提高功率因数、降低入端电流的总谐波分量、在宽电压范围内保持恒定的灯功率，如何降低灯电流波峰系数，延长灯管使用寿命。本文介绍的新型电子镇流器在这些方面取得了进展，并具有电路结构简单、成本低的优点，达到了较高的技术水平。

## 2 工作原理

这种新型充电泵高功率因数电子镇流器主电路如图 1 所示。图中工频交流输入电压为  $U_i$ ， $L_f$ 、 $C_f$  为高频滤波元件。稳态工作时，由于充电泵的作用， $C_b$  两端直流电压高于全波整流电压的峰值。又由于  $L_x$  的作用，流过  $L_x$  的电流在每一开关周期中都是连续的。日光灯稳态工作时可用一等效电阻  $R_L$  来表示。 $L_r$ 、 $C_r$  构成谐振支路， $C_d$  相对于  $C_r$ 、 $C_{in}$  容量较大起隔直作用。 $VT_1$ 、 $VT_2$  均为双向开关。由于开关频率远远高于工频电源频率，可以认为在一个开关周期内为一恒定值，并且  $C_d$  可以认为短路。考虑到一个开关周期内  $C_b$  中电压波动较小，分析时可用一恒压源  $U_B$  代替。可将一个开关周期分为四个工作阶段来分析，主要工作波形如图 2 所示，各阶段等效电路如图 3 所示，流过  $VD_y$  的电流为  $i_y$ ，m 点的电位为  $U_m$ 。

(1) 工作阶段一  $[t_0, t_1]$ ，其等效电路如图 3a 所示。在  $t_0$  以前， $VT_1$  关断， $VT_2$  接通，

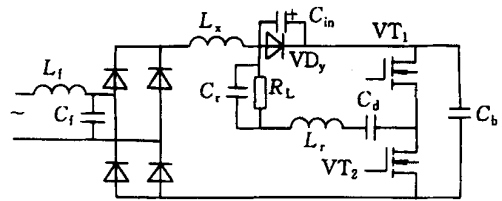


图 1 新型电子镇流器主电路

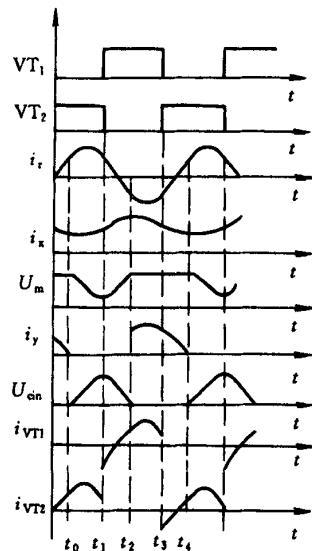


图 2 主要工作波形图

$VD_y$  导通， $U_{cin} = 0$ ， $C_{in}$  无储能， $i_x > i_r$ ，随着  $i_r$  上升电流  $i_y$  减小。 $t_0$  时刻， $i_y = 0$ ， $VD_y$  自然关断， $i_x = i_r$ 。 $t_0$  以后， $i_r$  按正弦规律上升， $i_r > i_x$ ， $i_r$  与  $i_x$  的差值电流对  $C_{in}$  充电， $U_{cin}$  上升， $C_{in}$  储能增加。随  $U_m$  下降， $L_x$  两端电压增加，导致  $i_x$  上升。 $t_1$  时刻， $i_x = i_r$ ， $U_{cin}$  达最大，此时关断  $VT_2$ ，进入下一工作阶段。

(2) 工作阶段二  $[t_1, t_2]$ ，其等效电路如图 3b 所示。 $t_1$  时刻， $VT_2$  被关断， $i_r$  流经  $VT_1$  寄生二极管。 $t_1$  以后， $i_x > i_r$ ， $i_x$  与  $i_r$  的差值电流

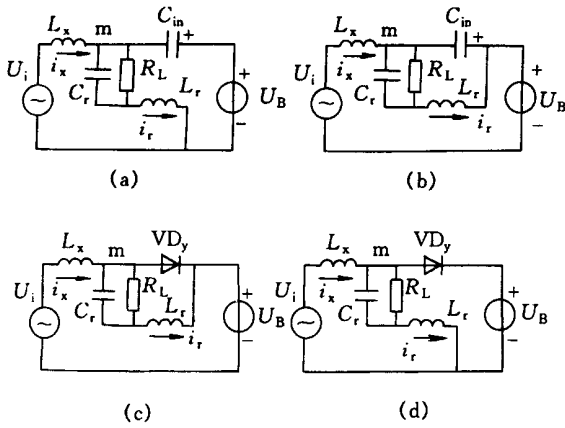


图3 各工作阶段等效电路

对电容  $C_{in}$  放电,  $U_{cin}$  下降,  $i_r$  电流从正向下降到零。在  $i_r$  流经  $VT_1$  寄生二极管期间开通  $VT_1$  管, 则  $VT_1$  具有零电压和零电流开通特性。随着  $U_{cin}$  下降,  $U_m$  上升,  $L_x$  两端电压下降,  $i_x$  上升缓慢,  $i_r$  经零点反向后, 流经  $VT_1$  管。当  $C_{in}$  放电完毕, 二极管  $VD_y$  导通,  $i_x$  与  $i_r$  都流过  $VD_y$ ,  $U_m = U_B$ , 进入下一工作阶段。

(3) 工作阶段三  $[t_2, t_3]$ , 其等效电路如图 3c 所示。  $t_2$  时刻, 二极管  $VD_y$  导通,  $U_m = U_B$ ,  $L_x$  两端电压小于零, 所以  $i_x$  减小,  $i_r$  为反向振荡波形, 在  $t_3$  时关断  $VT_1$ 。

(4) 工作阶段四  $[t_3, t_4]$ , 其等效电路如图 3d 所示。  $t_3$  时刻, 关断  $VT_1$ ,  $i_r$  流经  $VT_2$  寄生二极管。随着  $i_r$  负向电流衰减到零,  $i_r$  正向通过  $VT_2$ 。当  $i_r$  增大到与  $i_x$  相等时, 流经  $VD_y$  的电流为零,  $VD_y$  自然关断。若在  $VT_2$  寄生二极管导通时开通  $VT_2$ , 则  $VT_2$  具有零电压零电流开通特性。这一工作阶段结束后, 又回到第一个工作阶段。

稳态工作时,  $i_x$  在一个开关周期内的平均值为  $i_{xav}$ , 在对每一工作阶段列出状态方程并求解之后, 可计算出  $i_{xav}$ 。

$$i_{xav} = \frac{\int_0^{t_s} i_x dt}{T_s} = \frac{2}{Z_0} \frac{U_i}{T_s} + \frac{2 I_r}{s + 0} \cos(s t_0) \cdot \frac{2 U_B}{Z_0} + \frac{P_o}{U_{ip}} \quad (1)$$

式中,  $Z_0 = \frac{1}{\sqrt{L_x C_{in}}}$ ,  $Z_0 = \frac{\sqrt{L_x}}{\sqrt{C_{in}}}$ ,  $T_s = \frac{1}{f_s}$  为开关

周期,  $s = 2 f_s$ ,  $P_o$  为输出功率,  $U_{ip}$  为交流输入电压的峰值,  $I_r$  为  $i_r$  幅值。当满足

$$I_r = \frac{s + 0}{2} \cos(s t_0) \left( \frac{2 U_B}{Z_0} - \frac{P_o}{U_{ip}} \right) \quad (2)$$

输入电流与输入电压同相, 且为正弦型, 即

$$i_{xav} = \frac{2}{Z_0} \frac{U_i}{T_s}$$

### 3 参数设计

已知: 灯功率  $P_o$ , 灯电压有效值  $U_o$ , 灯电阻  $R_L$ , 额定工作频率  $f_s$ , 预设工作频率, 额定输入电压  $U_i$ 。

#### 3.1 $L_x$ 和 $C_{in}$ 的设计

在满足 (2) 式条件时, 瞬时输入功率

$$P_i(t) = U_i i_{xav} = \frac{2}{Z_0} \frac{U_i(t)^2}{T_s}$$

在一个工频周期内的平均输入功率为

$$P_{iav} = \frac{f_s U_{ip}^2}{Z_0}$$

因为

$$P_o = \frac{f_s U_o^2}{Z_0}$$

则

$$C_{in} = \frac{P_o}{f_s U_{ip}^2} \quad (3)$$

如果  $\frac{2}{3} s$ , 能较好实现功率因数的校正, 此时

$$L_x = \frac{9}{16} \frac{U_{ip}^2}{f_s P_o} \quad (4)$$

#### 3.2 $L_r$ 、 $C_r$ 的设计

在一个开关周期内,  $L_r$ 、 $C_r$ 、 $R_L$  支路的激励电压近似为方波, 为简化计算只考虑基波成份, 则灯负载  $R_L$  两端电压有效值为

$$U_o = \frac{\sqrt{2} U_B}{\sqrt{\left(1 - \frac{2}{p}\right)^2 + \left(\frac{s L_r}{R_L}\right)^2}} \quad (5)$$

式中,  $p = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ,  $R_L = \frac{U_o^2}{P_o}$ 。

稳态工作时,  $U_B$  大于  $U_{ip}$ , 当  $U_i$  变化时,  $U_B$  也在变化,  $U_{Bmax}$  受电解电容耐压的限制, 一般选  $U_B = (1.1 \sim 1.2) U_{ip}$ 。

由  $L_r$ 、 $C_r$ 、 $R_L$  支路可知,  $i_r$  高频正弦电流的幅值为

$$I_r = \sqrt{2 \left[ \left( \frac{U_o}{R_L} \right)^2 + (U_o \cdot s C_r)^2 \right]}$$

由式 (2) 可知

$$\begin{aligned} & \sqrt{2 \left[ \left( \frac{U_o}{R_L} \right)^2 + (U_o \cdot s C_r)^2 \right]} \\ &= \frac{s + 0}{2 \cdot 0 \cos(s t_0)} \left( \frac{2 U_B}{Z_0 \cdot 0 T_s} - \frac{P_o}{U_{ip}} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

因为  $Z_0 \cdot 0 = C_{in}$ , 把  $C_{in}$  的计算公式 (3) 代入式 (6), 同时考虑到前面的约定  $0 \cdot \frac{2}{3} s$ , 取  $U_B =$

$1.2 U_{ip}$ ,  $R_L = \frac{U_o^2}{P_o}$ , 取  $= 85\%$ , 并令  $= s t_0$ , 则式 (6) 可简化为

$$C_r = \frac{P_o}{s U_o} \sqrt{\frac{173}{U_{ip}^2 \cos^2} - \frac{1}{U_o^2}} \quad (7)$$

在额定的输入电压和工作频率下, 对于某一负载  $P_o$ , 其  $U_o$  也是一定的, 所以式 (7) 表示  $C_r$  随的变化特性, 下表给出 变化时  $C_r$  的取值情况。此表是在  $f_s = 42\text{kHz}$ 、 $U_i = 220\text{V}$  ( $U_{ip} = 310\text{V}$ )、 $P_o = 40\text{W}$  ( $U_o = 106\text{V}$ ) 时得出的。 $C_r$  选定后, 根据式 (5) 可计算出  $L_r$  的值。

表  $C_r$  随 变化时的取值情况

(9)	67	68	70	72	74	76	78	80
$C_r/\text{nF}$	3.4	5.7	9.3	12.4	16	20	24.9	31.5

由以上方法计算出的参数还需要在实践中作进一步调整, 以使输入端功率因数和灯电流波峰系数都得到比较满意的结果。

#### 4 控制电路原理简介

式 (2) 是该电路实现高功率因数的前提条件。为了满足式 (2) 的约束条件并减小灯电流波峰系数, 达到输出恒功率的目的, 采用了电流闭环反馈控制, 控制电路原理图如图 4 所示。

(1) 控制与调节过程 根据灯参数的计算得到的电路参数, 由式 (2) 可计算出  $I_r$  值。此值经转换后可作为电流环的基准信号  $U_{ref}$ 。电流互感器 TA 检测出实际电路中  $R_L$ 、 $C_r$ 、 $L_r$  支路的电流值, 通过  $VD_1$ 、 $C_1$ 、 $R_2$  对取样信号进行包络检波, 去除高频成分后, 再送到积分误差放大器  $A_1$  的反相端与基准信号  $U_{ref}$  比较。若由于某种原因,

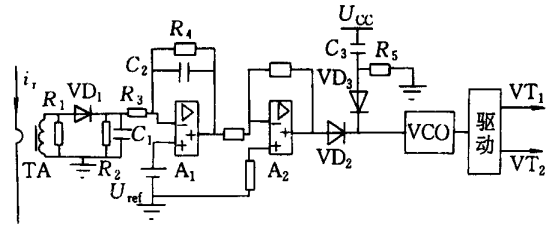


图 4 控制电路原理图

使该支路电流加大, 误差放大器  $A_1$  的反相端信号加大,  $A_1$  输出端输出电平减低, 经反向放大后, 输出电平加大, 使 VCO 输出频率提高,  $L_r$  感抗增加, 该支路电流下降。通过此调节过程, 保持该支路电流的相对稳定, 从而达到了保持灯电流较为平稳的目的, 使灯电流的波峰系数下降。且认为在稳态工作时, 灯可等效为稳定的电阻, 当通过该电阻的电流基本不变时, 其功率也保持不变, 从而实现了恒功率输出的目的。

(2) 起动过程 起动电路由  $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $C_3$ 、 $R_5$  构成, 开机时, 由于灯电流为零, 经取样后  $A_1$  反向端为低电平,  $A_2$  输出端也为低电平。开机瞬间,  $C_3$  两端电压为零,  $VD_2$  截止、 $VD_3$  导通, VCO 输入为高电平。VCO 输出频率较高, 使  $L_r$ 、 $C_r$  支路失谐, 随着  $C_3$  被  $U_{cc}$  充电, VCO 输入电压从  $U_{cc}$  值逐渐下降, VCO 输出频率也随着下降。由于  $L_r$ 、 $C_r$  支路处于失谐状态, 灯管两端电压不足以达到开启电平而点亮, 而是给灯丝预热, 当 VCO 输出频率下降到使灯被点燃时, 灯电流加大, 取样信号也加大, 经积分误差反相放大后, 使  $VD_2$  导通、 $VD_3$  截止, 起动过程结束。

(3) 调光 在电流闭环控制系统中, 调节电流基准会改变灯电流的大小, 即改变灯功率, 从而实现调光。

本控制电路的辅助电源是用  $L_x$  电感的高频能量的一部分经整流稳压后提供。

#### 5 实验结果和结论

已知灯参数:  $P_o = 40\text{W}$ ,  $U_o = 106\text{V}$ , 开关频率设定为  $42\text{kHz}$ ,  $U_i = 220\text{V}$ 。根据以上设计方法计算出下列参数:  $C_{in} = 12\text{nF}$ ,  $L_x = 2.8\text{mH}$ , 选  $C_r = 10\text{nF}$ , 计算得  $L_r = 1.7\text{mH}$ 。

主电路仿真波形与图 2 所示的原理波形是一致的。运用 pspice 中的傅里叶分析, 输入端电流总谐波失真为  $8.51\%$ 。

(下转第 40 页)

点接地电阻。

(3) 中性点经电阻接地系统按照常规零序保护配置, 目前行业里大力推广使用的微机保护继电器里很多都有零序电流功能, 实现起来很方便, 主要分为线路零序和母线零序保护, 采用限时过流以及方向元件可以实现保护的准确性和选择性; 线路保护按照躲过被保护线路本身的电容电流整定, 母线保护按照躲过其具有最大电容电流的馈线电容电流最大值整定。

## 5 直配发电机系统中性点接地方式的选择

### 5.1 标准规定

3 ~ 20kV 具有(直配)发电机的系统, 发电机内部发生单相接地故障不要求瞬时切机时, 如果单相接地故障电容电流大于允许值时, 应采用消弧线圈接地方式, 要求瞬时切机时, 宜采用高阻接地方式。

### 5.2 接地方式的选择

通常为了更好地躲过外部短路的暂态不平衡电流以及外部单相接地时流过发电机定子的暂态电容电流, 发电机定子单相接地保护一般设定 1 ~ 2s 时限; 另外, 如果选用电阻接地方式, 当发电机内部单相接地时, 流过定子接地点的几乎是整个母线系统电容电流与电阻电流的矢量和, 它造成的损害可

能引起事故扩大, 因此具有直配发电机的城企自备电网还是宜采用消弧线圈接地方式。

### 5.3 选线问题的解决

为了提高选线准确性, 可以采用并联电阻的方法。但是在电阻投切的时间里, 也有相当的故障电流, 对发电机内部单相接地造成的损害和中阻接地相似。解决方法如下:

消弧线圈接于发电机中性点, 利用消弧线圈的接地线反穿发电机零序 TA 后再接地, 这样发电机零序保护就可以感知接地点在机组内部还是外部, 并将内部接地信号发给选线控制器闭锁并联电阻的投入, 如果是外部接地, 可以象一般配电系统一样投入并联电阻进行准确选线。但是发电机的零序保护整定必须经过认真计算和验证, 如果外部条件允许可以直接出口跳闸。

### 参考文献

- 1 崔家佩. 电力系统继电保护与安全自动装置整定计算. 北京 水利电力出版社, 1993
- 2 戴克铭. 配电系统中性点接地方式分析. 电网技术, 2000 (10)
- 3 许颖. 对消弧线圈“消除弧光接地过电压”的异议. 电力设备, 2001, 2 (4)

收稿日期: 2002 - 04 - 15

(上接第 22 页)

实验波形如图 5 所示, 图中输入端电流与输入端电压同相且非常接近正弦波, 达到高功率因数的目的。而灯电流波形包络比较平坦, 得到了较低的波峰系数。由于功率开关  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  具有软开关开通特性, 并且功率管峰值电流小, 所以电路效率较高。实验中功率器件无需散热器且温升很小。该电路可工作于较大功率, 如双灯电路。在调试中发现, 该电路参数相互影响较大, 参数调节比较复杂。

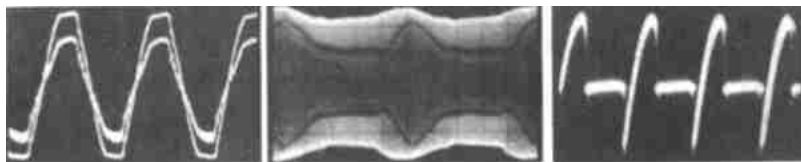


图 5 实验波形

### 参考文献

- 毛兴武, 祝大卫. 电子镇流器原理与制作. 北京. 人民邮电出版社, 1999

### New Charge Pump High-power-factor - Electronic Ballast

Xie Yong

(Yangzhou University)

**Abstract** This paper introduces a new charge pump high-power-factor electronic ballast. The circuit operating principle is described. The design and control method are discussed. Experimental results show that the new electronic ballast features constant lamp power operation, low-crest coefficient and high-power-factor.

**Keywords** electronic ballast resonance frequency control power-factor

收稿日期: 2001 - 12 - 04