辅助谐振环保护的 HID 灯电子镇流器系统的分析

曹箫洪　徐德鸿　浙江大学电力电子研究所 (310027)

摘　要:本文首先介绍了驱动高强度气体放电灯(HID),具有 LCL 谐振环结构的电子镇流器的基本工作原理和可能的工作状态,指出该拓扑在实际工作中所存在的基本问题。然后,本文提出一个改进方案,来消除该镇流器在工作中所存在的问题,在镇流器逆变桥的输出端引入了一个辅助电感,并让该辅助电感工作在谐振状态,通过适当的参数设计,可以保证镇流器逆变桥始终工作在零电压开通状态,以提高镇流器的可靠性。并且同其它改进方案相比,本文所提改进方案对逆变桥主开关的电流定额要求不大。分析和实验结果验证了改进方案的正确性和实用性。

叙　词:电子镇流器　谐振环　软开关

1　概述

高强度气体放电灯,特别是金属卤化物(MH)放电灯具有高光效,好光色等的综合优点。低频电流驱动的 MH 灯广泛应用在广场照明,剧院和其它娱乐场所。但是,它在高频领域广泛推广应用的主要障碍是其所存在的声频谐振问题。声频谐振可以导致灯弧摇摆甚至熄弧,现在该问题已经成为 HID 灯镇流器研究者的最大挑战之一。当电子镇流器的工作频率接近 HID 灯的声频谐振频率,并且灯电流在该声频谐振频率点处的功率谱密度超过一定限度时,灯弧的声频谐振可能被激发。为了避免声频谐振,可以采取两大类方法,每类方法内又有多种实现模式:

1) HID 灯的工作频率远离声频谐振频率。这类方法有四种模式:

(1)直流工作模式;(2)低频工作模式;(< 200Hz);(3)选频工作模式;(工作频率错开声频谐振频率)(4)高频工作模式。(工作频率高于最大的一阶声频谐振频率)。

2) 让 HID 灯的功率谱尽量扩展,使得每个谐波处的功率密度最小化,这样即便工作频率进入声频谐振区域,声频谐振也因驱动功率小于其声频谐振阈值而不会被激发。目前,这类方法主要有"灯电流方波工作模式"和"随机开关频率模式"。

本文研究采用高频驱动模式来消除 HID 灯的声频谐振问题。高频工作模式是指 HID 灯的工作频率在其最大一阶声频谐振频率之上[1]。由于热滞后作用,当灯弧等离子体的时间常数大于灯驱动功率的时间常数时,放电弧可以被看成是纯电阻,从而避免了声频谐振。近年来一些工作于高频方式的镇流器被陆续提出,但如何减小这种方式下的开关损耗并提高镇流器的可靠性的两个问题仍有待解决。

2　LCL 电子镇流器 – MH 灯系统的工作状态和开关状态分析

文献[2,3]表明,LCL 镇流器比 LC 镇流器更加适合于大功率照明系统的高频运行。图 1 给出 LCL 类镇流器简化拓扑图,其中 L_r 是谐振电感,C_r 是谐振电容,L_s 是启动电感。LCL 镇流器工作在两个分离的频率段,即低频段 LFOR(如 50kHz ~ 70kHz)和高频段 HFOR(如 350kHz ~ 500kHz)。在低频段开启 HID 灯并实现辉光到弧光放电的转移,然后工作频率切换到高频段。L_r 比 L_s 小得多,在灯被开启之前,由于灯阻抗接近于无穷大,LCL 谐振环的特性主要由 L_s 和 C_r 决定,固有频率为 $f_{rL} = 1/(2\pi\sqrt{(L_s + L_r)C_r}$,低频段区间应稍微高于 f_{rL};当灯开启之后,工作频率切换到高频段,此时由于灯的阻抗要比 L_s 的阻抗小得多,L_s 相当与被开路,因而此时谐振环的谐振特性主要由 L_r 和 C_r 决定,固有频率为 $f_{rH} = 1/(2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r})$,高频段区间应高于 f_{rH}。v_g 是镇流器逆变桥直流端输入电压,v_o 和 i_o 是逆变桥输出电压和输出电流。

对于镇流器逆变桥而言,开关 S_1 和 S_2 的开关状态(软开关或硬开关)由两个因素决定,即:(i)v_o 和 i_o 间的相位关系;(ii)i_o 的幅值。要实现 S_1 和 S_2 的软开关工作方式(ZVS),必须同时满足两个条件:(i)i_o 相对于呈电感性(即当 v_o 由 v_g 变为 0 时,$i_o > 0$;当由 U_0 变为 v_g 时,$i_o < 0$),这样在 S_1(或 S_2)开通之前 C_1(或 C_2)会被放电;(ii)在开关关断时刻,i_o 的幅值足够大,以便在 S_1(或 S_2)重新开通之时 C_1(或 C_2)已被充分放电,即零电压。

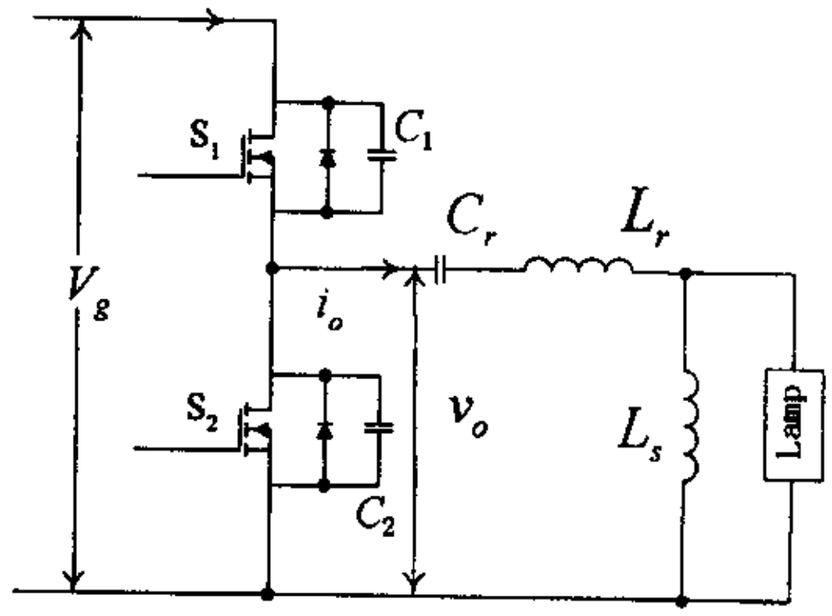


图 1　LCL 电子镇流器简图

当采用高频工作模式来消除 HID 灯的声频谐振问题,确保

镇流器逆变桥开关的 ZVS 是很重要的，因为逆变桥对开关噪声很敏感，硬开关所带来的不仅仅是开关损耗的问题，还有桥臂直通的危险。下面将讨论 LCL 镇流器 – MH 灯系统在各个工作状态下桥臂开关的开关方式，以此来判断系统所存在的潜在危险，从而提出可能的改进措施。

对于 MH 灯，从开启到正常运行要穿越几个阶段，即灯电离开启、辉光 – 弧光转移、正常运行等。在这些阶段中，或多或少会出现以下工作状态，它们分别是：1、在低频区，灯支路短接，镇流器工作在短路状态；2、灯支路连接正常但尚未开启，镇流器工作在低频区开路状态；3、在低频区，MH 灯辉光放电向弧光放电转移的状态；4、MH 灯不对称弧光放电状态（二极管效应）；5、在高频区，灯支路因故突然断开，镇流器工作在开路状态；6、在高频区，灯支路因故短接，镇流器工作在短路状态；7、正常满功率工作；8、调光工作。

对于状态 2、6、7、8，只要电路参数设计合理，可以保证逆变桥开关的 ZVS。对于状态 1，如果启动频率区间是按照文献[4, 5]中的理论来选择的，即 $f_{rH}/(N+1) < LFOR < f_{rH}/N$，$N$ 取偶数，也可确保 ZVS。

在状态 3，即低频区内辉光到弧光转移的过程中，由于灯弧电阻的引入而对谐振环的谐振运动起到阻尼作用，i_o 的幅值在开关关断之前会减小到零，不符合 ZVS 条件，ZVS 将失去。此状态的 v_o 和 i_o 波形由图 2 给出。

在状态 4，当辉光向弧光转移的过程结束后，MH 灯进入不对称弧光放电状态，此状态下 v_{lamp} 和 i_{lamp} 波形由图 3 给出。在此状态下，ZVS 也可能会失去。

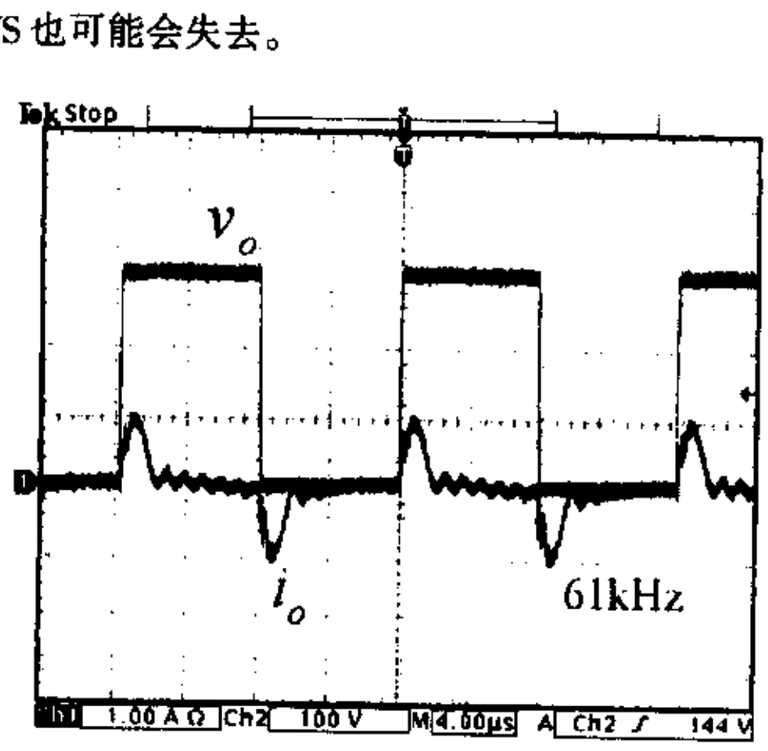


图 2　辉光 – 弧光转移阶段逆变桥的输出波形

在高频区，当灯正常工作时，由于灯的阻抗要比 L_a 的阻抗小得多，i_o 几乎全部从灯体流过，L_a 相当于开路。而当出现状态 5 时，由于灯支路从镇流器脱落，i_o 只能从 L_a 中流过。由于 L_a 的阻抗很大，i_o 会变得很小，从而逆变桥的 ZVS 也会失去。

由以上分析可知，由于 MH 灯的特殊运行特性，以及 LCL 镇流器的拓扑结构，要使系统在各个工作状态下都实现 ZVS，就必须改进镇流器拓扑结构。下面所讲的辅助谐振环就是在这个背景下提出的。该改进方案可以为镇流器提供足够大的感性负载，从而无论 MH 灯穿越什么阶段或灯支路出现什么异常故障，镇流器逆变桥开关的 ZVS 可以一直保持。

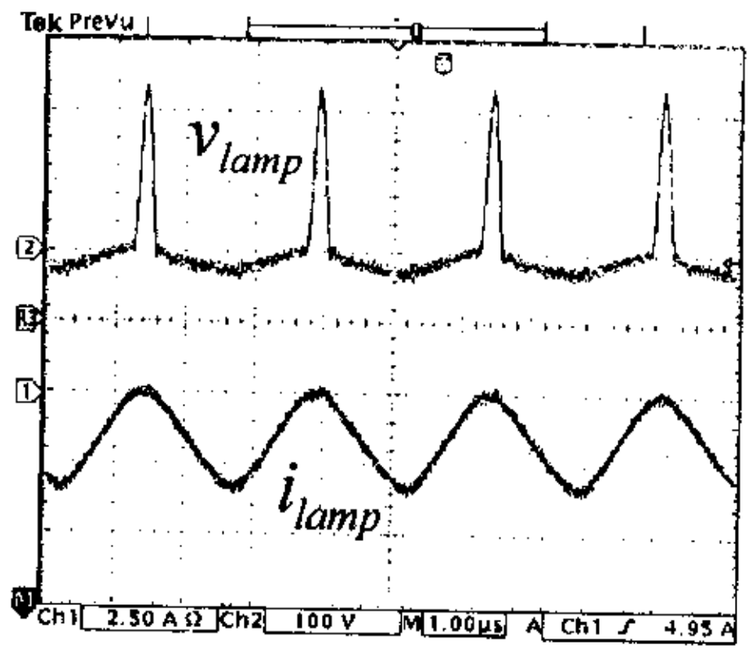


图 3　不对称弧光放电情形下灯支路电压和电流波形

3　辅助并联谐振环保护的 LCL 电子镇流器的基本原理

带辅助并联谐振环的改进型 LCL 镇流器由图 4 示出，其中辅助谐振环由 L_a 和 C_a 组成。改进后的镇流器保持了基本的 LCL 谐振环（用于灯的开启和正常运行），同时引入辅助谐振环，为逆变桥提供一路假负载。如果假负载能够使 v_o 和 i_o 满足实现 ZVS 的两个条件，则在系统的各个工作状态下，ZVS 可以一直保持。

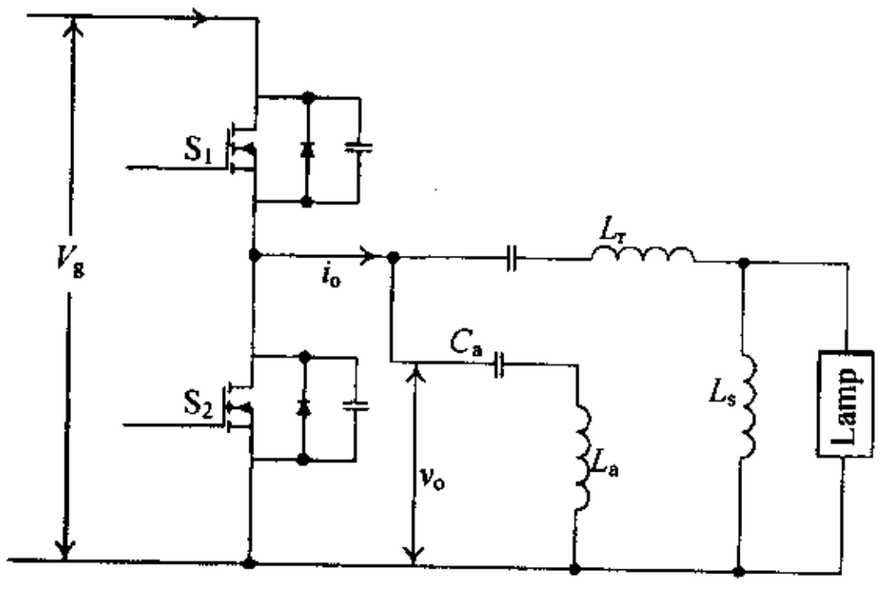


图 4　带辅助并联谐振环的改进型 LCL 镇流器电路图

L_a 和 C_a 可以有两个工作模式，即线性充放电模式（此时 C_a 取大值，起隔直的作用）和谐振模式。由于 LCL 镇流器的工作频率范围很大，若采用线性充放电模式，则对开关 S_1 和 S_2 的电流定额要求较大。下面将主要研究谐振模式下，L_a 和 C_a 的工作原理和参数设计。

适当选择 L_a 和 C_a，使 $f_m(=1/2\pi\sqrt{L_aC_a})$得接近于 f_{rH}。这样 $f_m/(N+1)<LFOR<f_m/N$(N 为偶数)，根据文献[4,5]中关于串联谐振变换器的理论，由于高次谐波电流的作用，在 LFOR 中 L_a 中的电流将呈现电感性。并且通过在 LFOR 内的频率调节，可以很容易地控制 L_a 中电流的幅值，从而在 LFOR 中可以由 L_a 支路来独立为逆变桥开关实现 ZVS，而不受灯支路工作状态的影响。同样，在高频段，由于 $HFOR>f_m$，L_a 支路仍然流过感性电流，这样当灯支路从镇流器电路脱落后，i_o 仍然足够大，从而逆变桥 ZVS 一直保持。可以通过下面两个方程联立来设计辅助谐振环的参数：

$$f_m=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_aC_a}} \tag{1}$$

$$\frac{\sqrt{2}V_g}{\pi\left|(2\pi f_{max}L_a-1/(2\pi f_{max}C_a))\right|}\geqslant 0.6 \tag{2}$$

公式 2 是保证在 HFOR 内，当灯支路开路时，在镇流器最高工作频率 f_{max} 处从电感 L_a 中所流过的电流能实现逆变桥的 ZVS，在本实验样机中，可以设计为 0.6A。

4 试验结果

在实验样机中，LCL 谐振环和辅助谐振环的元件参数选择如下[6]：$C_r=2.35nF$，$L_r=114\mu H$，$L_a=3.5mH$，$L_a=160\mu H$，$C_a=2.2nF$，$V_g=310V$。这样对 LCL 谐振环而言，高频区谐振频率 f_{rH} 为 308kHz，低频区谐振频率 f_{rL} 为 55kHz，从而 ($f_{rH}/5$，$f_{rH}/4$) 位于 (62kHz，77kHz) 之间。对于辅助谐振环，谐振频率 f_m 为 280kHz，($f_m/5$，$f_m/4$)位于(56kHz，70kHz)之间。这样镇流器的低频启动频率区 LFOR 可以选择为(58kHz，67kHz)，高频工作区 HFOR 设计在(350kHz，450kHz)。MH 灯采用的是 Philips 150W HIE - E27 型。图 5a 给出 LFOR 中辉光 - 弧光转移阶段，v_o 和 i_o 的波形；图 5b 给出 HFOR 中，灯支路开路时，v_o 和 i_o 的波形。由此可知，当引入了辅助谐振环之后，不论灯的物理特性或灯支路异常状态，在开关时刻 i_o 幅值仍然足够大，可以保证逆变桥 ZVS 的实现，从而镇流器将能够安全穿越辉光 - 弧光转移阶段和在高频区灯支路开路状态下不会毁坏。逆变桥开关的 ZVS 将一直存在，镇流器的可靠性将大大提高。

为了表明 L_a 工作在谐振模式的必要性，对它的线性充放电模式(L_a 取值不变，C_a 取 2μF)也进行了分析比较，分析计算结果由图 6 给出。可以看出，当 L_a 工作在线性充放电模式时，当然可以实现逆变桥的 ZVS，但在 LFOR 内，流过 L_a 的电流很大，从而对开关的电流定额要求大。对谐振模式而言，流过 L_a 的电流可以在 LFOR 内通过调整开关频率而控制在合理的范围内。

5 结论

在传统 LCL 镇流器 - MH 灯系统的全部工作状态中，对镇流器的可靠性而言，潜伏有两个主要的危险，即辉光 - 弧光放电转移阶段和高频区灯支路开路状态，因为此时没有足够大的感性电流流过镇流器逆变桥来实现软开关，逆变桥有直通的可能。为了在这两个工作状态中实现软开关，必须在 LCL 谐振环中引进辅助电路来充当这个角色。本文所介绍的辅助并联谐振环就是为实现逆变桥开关元件的 ZVS 而引入的，分析和试验结果表明，只要辅助谐振环参数设计合理，镇流器工作区域选择得当，则不论 HID 灯的物理特性和灯支路的异常情况，逆变桥的 ZVS 可以一直保持，镇流器的可靠性会大大提高。

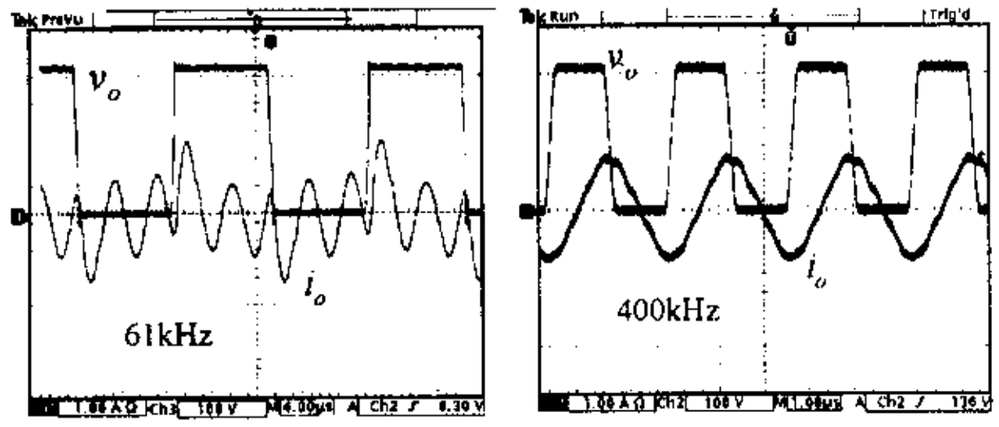


图 5 加入辅助谐振环之后有关工作状态下逆变桥的输出电压电流波形

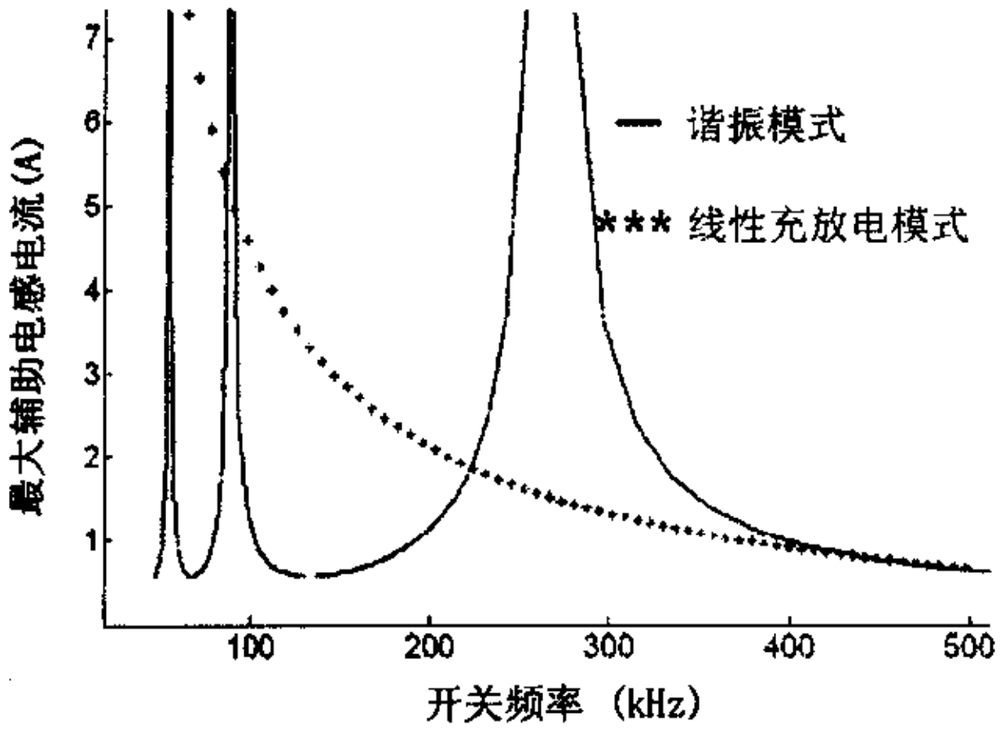


图 6 在两种工作模式下辅助电感电流的计算比较曲线

参考文献

[1] W. Yan, Ho, Y.K.E., Hui, S.Y.R., "Stability study and control methods for small - wattage high - intensity - discharge (HID) lamps", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.37, 2001, pp1522 - 1530;

[2] Richard Redl and Jon D. Paul, "A new high frequency and high - efficiency electronic ballast for HID Lamps: topology, analysis, design, and experimental results", IEEE APEC99, Vol1, pp486 - 492;

[3] X.H. Cao, W. Yan, S.Y.(Ron) Hui and H. Chung, "Dimming Control and Characteristics of

(下转第 425 页)

绍的油浸水冷或者直接水冷办法后，通过控制水流量的大小可以确保它的温度控制在20℃的范围内。这样也就保证了它阻值的稳定。

3.3 基准电压EB

由稳流电源的原理分析可知，作为稳流电流给定的基准电压的稳定度是十分重要的。它的稳定性也是直接影响电源的稳定性。因此，我们选用了低噪声且有温度补偿性能的较好的稳压管2DW7型作为基准电源，图4所示。

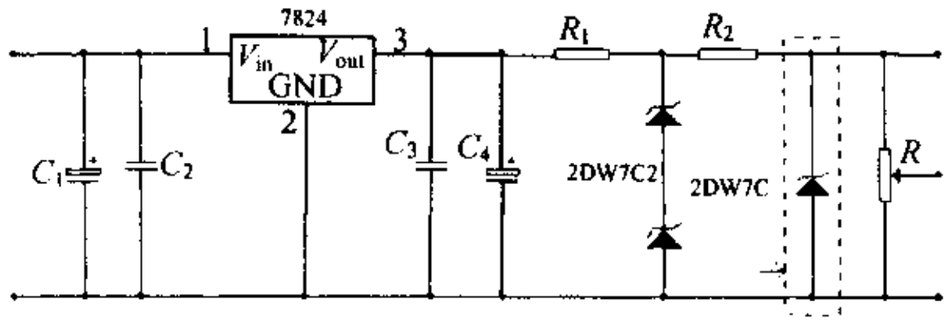


图4 精密基准电压电路

首先经LM7824稳压，再由两支串联的2DW7C稳压管进行第二次稳压。再将最末一级的稳压管2DW7C，放入一个恒温槽中稳压，这样其电压稳定度可以达到相当高的精度，约10^{-6}～10^{-7}，而未经恒温处理的稳压，则只能达到10^{-4}左右。为了达到高稳定度，我们对所购买的2DW7C进行了认真的筛选，并做了通电老化实验。

3.4 低漂移运算放大器

运算放大器是实现自动调节的关键部件，对其要求是增益越大越好，同时，温漂越小越好，由于稳流电源自身已形成一个闭环系统，所以对于运算放大器而言，就不再实行小闭环，而是开环使用，充分利用它的开环增益大的优势。由此，我们选用了集成组件F－OP3，它有很高的开环增益和很低的温度漂移。

4 使用效果

我们采用了上面介绍的电路，研制了一台200A/50V的稳流电压，在长期工作的情况下，其稳定度优于0.1%。很好地充当了回旋管的工作磁场的供电电源。

5 保护措施

双极性晶体管作为调整元件，如果使用不当或电路中出现故障会使其电压、电流出现过载，即使不过载，也会因进入二次击穿区而损坏。因此，其保护措施是必不可少的。为此我们采用了相应的检测电路，如过流、过压、欠压、冷却断水等故障检测，对晶体管进行了可靠的保护。

参考文献

[1] 廖复疆等，《真空电子技术－信息装备的心脏》北京：国防工业出版社，1999。

[2] 童诗白等，《模拟电子技术基础》高等教育出版社，1985。

作者简介

邓学，男，硕士，讲师。电子科技大学物理电子学院。

张冰，男，教授。电子科技大学物理电子学院。

（上接第415页）

High－Frequency Operated Metal Halide Lamps”, IEEE PESC2002, Vol3, pp1155－1160;

[4] V. Vorperian and S. Cuk, “A complete DC analysis of series resonant converter”, IEEE PESC 1982, pp88－100;

[5] A. Witulski and R. W. Erickson, “Steady－state analysis of the series resonant converter”, IEEE Trans. on AES, Nov. 1985, pp791－799;

[6] 曹箫洪，“高强度气体放电灯－电子镇流器系统的特性和控制方法的研究”，香港城市大学博士论文，2003年5月。

作者简介

曹箫洪，1971年生，安徽安庆人，香港城市大学博士，现在浙江大学作博士后，主要研究方向是高频功率变换技术和照明技术。

徐德鸿，1961年生，博士生导师，主要研究方向为高频功率变换技术，基于电力电子的电力品质控制技术。

（上接第418页）

随着科技进步和新技术、新理论的不断完善，内反馈调速这一新技术的应用，将会向着更高性能、更大容量和自动化、智能化的方向发展。为我国的电机调速事业做出更大贡献。

参考文献

[1] 黄立培，张学．变频器应用技术及电动机调速．北京：人民邮电出版社，1998．

[2] 刘竟成．交流调速系统．上海：上海交通大学出版社，1984．

[3] 张海山，田于田．晶闸管串级调速技术问答．北京：石油工业出版社，1993．

[4] 佟纯厚．近代交流调速．北京：冶金工业出版社，1985．

作者简介

车存仁，男，高级工程师，1970年毕业于北京工业学院。主要从事电力电子装置设计。