

电力电子电路精选

—常用元器件·实用电路·设计实例

郑琼林 耿文学 编著



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

392036

电力电子电路精选

——常用元器件·实用电路·设计实例

郑琼林 耿文学 编著



电子工业出版社

内 容 提 要

本书以介绍 311 个经过精选的实用电力电子电路为主要内容,同时简要介绍了在电力电子电路中常用的元、器件的特性及其使用要点。书中还以一定篇幅介绍六例具体电路的设计方法,并在实例中分析了在电力电子电路中常会遇到的主要技术难点,提出了解决问题的办法。全书分三篇共 28 章。

本书可供从事电子应用技术工作的技术人员、各类电器维修人员、电子爱好者、应用电子及仪器仪表等专业以及相近专业的大、中专院校和职业学校的师生阅读和参考。

电力电子电路精选

——常用元器件·实用电路·设计实例

郑琼林、耿文学 编著

特约编辑:许泽源

责任编辑:詹善琼

电子工业出版社出版(北京市万寿路)
电子工业出版社发行 各地新华书店经销
北京大中印刷厂印刷

开本:850×1168 毫米 1/32 印张:15.625 插页:1 字数:420 千字

1996 年 10 月第一版 1996 年 10 月第一次印刷

印数:5000 册 定价:22 元

ISBN 7-5053-3596-0/TN·964

前 言

近年来,随着电子技术的飞速发展,电力电子器件的应用已深入到很多领域。现在,效率高、质量好的电器产品大都离不开高品质的电力电子器件和电路,但目前还很少有系统介绍电力电子实用电路和设计方法的参考书。为此,我们参考近年来国内外出版的一些资料编写了这本《电力电子电路精选——常用元器件、实用电路、设计实例》,希望能起到抛砖引玉的作用。

本书分为三篇。第一篇为电力电子电路的常用元、器件,共分十章,分别简要地介绍了二极管、晶闸管、电力晶体管、门极可关断晶闸管、功率场效应管、绝缘栅双极晶体管、散热器、电阻器、电容器以及磁性材料等的主要特性和使用要点。第二篇为电力电子实用电路,共分十二章,介绍了十二类 311 个实用电路,其中绝大部分是国外出版物上近几年发表的电路。第三篇为电力电子电路设计实例,共分六章,分别介绍了高频变压器的设计、具有储能电感作用的高频变压器的设计、输出电压可调的交直流变换器的设计、多路输出电源的设计、DC/DC 变换器的设计和不间断电源的设计。

本书可供从事电子应用技术的技术人员、各类电器维修人员、电子爱好者、应用电子及仪器仪表等专业以及相近专业的大、中专和职业学校的师生阅读和参考。

刘宗杰同志参加了本书部分内容的编译工作。

周游同志和王敬波同志参加了本书稿的誊抄工作。

我们感谢同意本书使用他们资料的下列先生:叶靖国、叶治政、余永权、何伟仁、在田保信、森敏、由宇义珍、谷腰欣司、Rudolf F. Graf、Irving M. Gottlieb 等。因种种原因,在本书付印前我们未能与本书所用资料有关的所有人员都联系上,希谅;同时,希望有关人士见到本书后能与我们联系。

在本书的编写过程中,北方交通大学电气工程系郝荣泰先生给

予了很多关心和支持,我们表示衷心感谢。我们同时感谢电子工业出版社高平同志对本书的出版所给予的支持和帮助。

本书内容涉及范围广、图例多、资料来源不一,加之我们学识浅,错误和不妥之处在所难免,恳请读者不吝指正。联系地址:北方交通大学电气工程系,邮政编码:100044。

编著者

1996年6月于北京

目 录

第一篇 常用的电力电子元器件

一、二极管	(1)
1.1 普通二极管及其主要特性	(2)
1.2 稳压二极管及其主要特性	(5)
1.3 发光二极管及其主要特性	(7)
二、晶闸管	(9)
2.1 晶闸管典型特性	(11)
2.2 晶闸管的主要参数	(12)
2.3 特殊用途的晶闸管	(13)
2.4 晶闸管应用的几个注意点	(14)
三、电力晶体管(GTR).....	(16)
3.1 GTR 的工作特性	(17)
3.2 GTR 的击穿特性与安全工作区	(19)
3.3 GTR 应用的几个注意点	(21)
四、门极可关断晶闸管(GTO)	(26)
4.1 GTO 的基本特性	(26)
4.2 GTO 的失效与保护	(29)
4.3 GTO 的门极驱动	(30)
五、功率场效应管(VMOS)	(32)
5.1 VMOS 的工作特性	(32)
5.2 VMOS 的应用基础	(36)
5.3 VMOS 应用的几个注意点	(37)
六、绝缘栅双极晶体管(IGBT).....	(39)
6.1 IGBT 的特点	(40)
6.2 IGBT 的混合 IC 驱动器	(41)

6.3 IGBT 应用的几个注意点	(51)
七、散热器	(53)
7.1 热阻等效电路	(53)
7.2 散热器的选择方法	(56)
7.3 散热器的选择实例	(58)
7.4 散热器的简易计算方法	(59)
7.5 散热器温度的变色检测	(60)
八、电阻器	(61)
8.1 常用电阻器的种类和特点	(61)
8.2 电阻器的标称	(65)
8.3 敏感型电阻器	(70)
九、电容器	(75)
9.1 电容器的种类和特性	(76)
9.2 电容器的标称	(79)
9.3 电容器应用的几个注意点	(85)
十、磁性材料	(88)
10.1 硬磁材料	(88)
10.2 软磁材料	(90)
10.3 软磁性材料的结构与性能	(93)
10.4 软磁材料应用的几个注意点	(102)

第二篇 电力电子实用电路

十一、驱动电路	(104)
11.1 晶闸管门极放大电路	(104)
11.2 晶闸管半波触发电路	(105)
11.3 双向晶闸管的触发电路	(106)
11.4 晶闸管阳极触发电路	(107)
11.5 采用 PUT 的移相触发电路	(107)

11.6 高性能 GTO 驱动电路	(108)
11.7 30~75A 晶体管驱动电路	(109)
11.8 100~500A 功率晶体管驱动电路	(110)
11.9 大容量晶体管驱动电路	(111)
11.10 一种带加速电容的 GTR 驱动电路	(112)
11.11 VMOS 的晶体管驱动电路	(113)
11.12 VMOS 的并联应用电路	(114)
11.13 快速大电流驱动器	(116)
11.14 SANKEN 变频调速器驱动电路	(118)
11.15 专用 IC-UCN4204B 驱动步进电机的电路	(119)
11.16 专用 IC-PMM8713 构成的步进电机驱动电路	(119)
11.17 大电流全桥驱动电路	(121)
11.18 分立元件构成的三相电机双向驱动电路	(121)
11.19 增加电机驱动电流的方法	(123)
11.20 将稳压二极管进行功率放大的方法	(123)
十二、开关电路	(125)
12.1 100V/220V 电源自动切换电路	(125)
12.2 纺织机经纱断纱自停电路	(126)
12.3 无干扰电风扇调速器	(127)
12.4 双向触发二极管的代换	(129)
12.5 无线遥控调光开关	(130)
12.6 吊扇电子调速定时器	(133)
12.7 新颖声控流水彩灯控制器	(134)
12.8 双向可控硅构成的交流负载开关	(136)
12.9 电容移相的晶闸管零电压开关电路	(136)
12.10 单相交流电机的开关控制	(137)
12.11 由振荡器和双向可控硅构成的开关电路	(138)
12.12 遥控开关电路	(138)

十三、充电电路	(140)
13.1 干电池充电器	(140)
13.2 铅酸电池充电器	(140)
13.3 镍镉电池充电器	(142)
13.4 镍镉电池快速充电器	(142)
13.5 200mA/小时,12V 镍镉电池充电器	(142)
13.6 带有限压限流功能的镍镉电池充电器	(144)
13.7 镍镉电池组自动充电器	(144)
13.8 电池充电器(一)	(145)
13.9 电池充电器(二)	(146)
13.10 12V 电池充电器	(147)
13.11 12V 可控电池充电器	(148)
13.12 电池充电调节器	(148)
13.13 通用电池充电器(一)	(149)
13.14 通用电池充电器(二)	(151)
13.15 14V、4A 电池充电器/电源	(152)
13.16 恒流充电电路	(153)
13.17 恒压限流充电器	(153)
13.18 带限流的 6V 充电器	(154)
13.19 多用电池充电器	(155)
13.20 胶体电池充电器	(156)
13.21 单晶体管电池充电器	(157)
13.22 PUT 电池充电器	(157)
13.23 便携式镍隔电池充电器	(159)
13.24 锂电池充电器	(160)
13.25 ICOM IC-2A 电池快速充电器	(161)
13.26 利用单个太阳能电池的充电器	(161)
13.27 风能电池充电器	(163)
13.28 自动停充电池充电器	(164)

13.29 能恢复过度放电电池活力的充电器	(164)
十四、加热与温度控制电路	(166)
14.1 用温控晶闸管的温度显示电路	(166)
14.2 使用温控晶闸管的温度控制电路	(166)
14.3 温控晶闸管在报警电路中的应用	(167)
14.4 双向晶闸管驱动温度控制电路	(168)
14.5 温控镍镉电池充电器	(169)
14.6 温控晶闸管构成的零压触发交流半波温控电路	(170)
14.7 零压触发的交流半波温控电路	(170)
14.8 家用电热器的温度控制电路	(171)
十五、电源变换电路	(173)
15.1 晶闸管稳压装置	(173)
15.2 使用 PUT 的 90V 稳压电源	(173)
15.3 5V 电压调节器	(174)
15.4 5V、1A 开关稳压电源	(174)
15.5 5V、1A 遥控稳压器	(175)
15.6 单端稳压器	(175)
15.7 低成本低压降线性稳压器	(176)
15.8 使用 PNP 晶体管放大的稳压器	(177)
15.9 移动设备用 8A 稳压源	(178)
15.10 汽车用稳压源	(179)
15.11 15V、1A 稳定电源	(179)
15.12 +50V 浮动输出稳压器	(180)
15.13 +5V 输出开关稳压器	(181)
15.14 输出为-15V 的稳压器	(182)
15.15 -15V、1A 稳定电源	(182)
15.16 -15V 输出开关稳压器	(182)
15.17 -100V 浮动输出稳压器	(184)
15.18 齐纳二极管稳压电源	(184)

15.19 适合任何电源的 SCR 预稳压器	(186)
15.20 离线回扫稳压器	(186)
15.21 CMOS RAMS 的备用电源	(188)
15.22 高稳定性 10V 稳压电源	(188)
15.23 慢开通 15V 稳压器(一)	(188)
15.24 慢开通 15V 稳压器(二)	(188)
15.25 温度补偿稳压器	(189)
15.26 高温强辐射用 125A 线性稳压器	(191)
15.27 多用途电源	(191)
15.28 带有暂时后备稳定电源的 5V 供电电路	(192)
15.29 大电流无感开关稳压器	(193)
15.30 高稳定性 1A 稳压器	(194)
15.31 低纹波电源	(195)
15.32 高效负电压稳压器	(195)
15.33 5V 电源隔离稳压器	(196)
15.34 高稳定性 10V 稳压器	(197)
15.35 低压降 5V 稳压器	(198)
15.36 5A 恒压/恒流稳压电源	(198)
15.37 稳压电流源	(198)
15.38 旅行用剃须刀电源转换电路	(200)
15.39 安全恒流源	(200)
15.40 压控电流源	(201)
15.41 100V 交流稳压电源	(201)
15.42 交流稳压器	(202)
15.43 输入为 12V 直流电池,输出为 120V 交流电源	(203)
15.44 不间断 5V 电源	(204)
15.45 个人微机用不间断电源	(206)
15.46 小功率逆变器	(207)
15.47 2.2kW 叠加式开关稳压器	(207)

15.48 80W 功率因数前置变换器	(210)
15.49 175W 功率因数前置变换器	(212)
15.50 滞环模式功率因数校正电路	(214)
15.51 定频断续模式功率因数校正电路	(214)
15.52 100kHz、100W 的大范围电源	(215)
15.53 5V、50A 积木式开关电源	(217)
15.54 100W 反激型开关稳压电源	(222)
15.55 5V、200A 的开关稳压电源	(223)
15.56 500kHz、35W 的开关稳压电源	(229)
15.57 200kHz、30W 的开关稳压器	(231)
15.58 5V、0.5A 降压变换器	(233)
15.59 伺服仪表用直流变换器	(233)
15.60 用于 12V 系统的 500kHz 逆变电源	(234)
15.61 100V、0.25A 开关模式变换器	(234)
15.62 开关电源电路	(235)
15.63 大电流开关电源	(236)
15.64 小功率开关稳压器	(239)
15.65 $\pm 50V$ 前向开关变换器	(239)
15.66 DC/DC 开关电源	(241)
15.67 高稳定度 25kHz 开关电源电路	(241)
15.68 200kHz 开关电源	(242)
15.69 试验型开关电源	(242)
15.70 5V、0.5A 供电电源	(245)
15.71 低前向压降整流电路	(246)
15.72 小型电源	(246)
15.73 50W 离线式开关电源	(247)
15.74 手持无线电收发机的直流变换器	(250)
15.75 反馈隔离电源	(250)
15.76 125W 谐振开关电源	(252)

十六、高电压电路	(256)
16.1 简易高电压电源(一)	(256)
16.2 简易高电压电源(二)	(256)
16.3 低成本超高压发生器	(257)
16.4 高压降压斩波稳压电源	(258)
16.5 预稳压高压电源	(259)
16.6 电容放电高压电源	(261)
16.7 高电压稳压器	(261)
16.8 光电隔离高压电源	(262)
16.9 电池供电高压发生器	(263)
16.10 高压直流电源	(264)
16.11 400V、60W 推挽电源	(264)
16.12 电源变换器	(266)
16.13 高压回扫变换器	(268)
16.14 简易特斯拉线圈	(270)
16.15 特斯拉线圈	(271)
16.16 可调高电压源	(272)
16.17 高压盖革计数器电源	(272)
16.18 双向可控硅倍压电源	(272)
16.19 高精度高压稳压电源	(274)
16.20 具有折返电流限制的高压电源	(274)
16.21 高压电源	(275)
16.22 高压逆变器	(276)
十七、输出可调或多路输出电源	(278)
17.1 简易±9V 电源	(278)
17.2 ±5V 和±12V 输出的开关稳压电源	(279)
17.3 简易正负双输出电源	(281)
17.4 稳压电源分压器	(282)
17.5 双路输出台式电源	(282)

17.6	100kHz 多路输出开关电源	(282)
17.7	微机用多路输出开关稳压器	(283)
17.8	分压电源	(286)
17.9	变 8~40V 输入为±15V 双输出的稳压源	(286)
17.10	±50V 推挽式开关变换器	(287)
17.11	由电池提供电能的双极性电源	(288)
17.12	双向电流源	(289)
17.13	双极性电源	(290)
17.14	双通道稳压器	(291)
17.15	+12V、±5V 三路输出电源	(291)
17.16	单路输入双路输出稳压源	(292)
17.17	具有电流限制、电压可调的电源	(293)
17.18	可变稳压二极管	(293)
17.19	输出可调稳压电源	(294)
17.20	输入为 12V, 输出为 9V、7.5V 或 6V 的变换器	(294)
17.21	可调稳压器(0~10V、3A)	(294)
17.22	6V 可变输出开关稳压电源	(295)
17.23	输出电流 3A, 电压 12~14V 可调的电源	(296)
17.24	输出可调的稳压器	(296)
17.25	3~30V 通用电源模块	(297)
17.26	100mA~2A 可变电流源	(299)
17.27	可编程电源	(299)
17.28	输出电压可调的 10A 稳流器	(300)
17.29	双输出笔记本电脑电源	(301)
十八、	电机控制电路	(303)
18.1	单相串励电机的速度控制电路	(303)
18.2	用双向可控硅的单相串励电机速度控制电路	(303)
18.3	直流并励电机的速度控制电路	(303)
18.4	采用斩波方式控制电机的速度	(304)

18.5 晶体管构成的直流伺服系统	(305)
18.6 缝纫机电机的相位控制调速	(305)
18.7 榨汁机的速度控制电路	(307)
18.8 洗衣机控制电路	(307)
18.9 由 SSR 构成的三相电机正/反转控制电路	(309)
18.10 由双向可控硅构成的三相电机正/反转电路	(309)
18.11 单相感应电机的正/反转、制动电路	(310)
18.12 单相感应电机的正/反转控制	(310)
18.13 单相电机的正/反转控制	(311)
18.14 直流电机的制动电路	(312)
18.15 由双向可控硅和 SBS 构成的交流电机相控电路	(313)
18.16 双向可控硅构成的感应电机的恒速控制电路	(313)
18.17 感应电机的电压控制电路	(315)
18.18 感应电机的恒速控制电路	(315)
18.19 用交流电源驱动直流电机正/反转的电路	(316)
18.20 感应电机的简单调速电路	(316)
18.21 交、直流电机的调速电路	(318)
18.22 用交流电源驱动直流电机	(318)
18.23 四个晶体管构成的直流电机的正/反转电路	(319)
18.24 由两个差动电路驱动的电机正/反转电路	(320)
18.25 功率运算放大器构成的电机正/反转电路	(320)
18.26 专用 IC 构成的单相无换向器电机	(321)
18.27 专用 IC 构成的三相无换向器电机	(323)
18.28 无传感器无换向器式电机	(324)
18.29 二相半波四线圈 180°导通的无刷电机	(325)
18.30 带有恒速控制的无刷电机电路	(326)
18.31 由 TA7245BP 构成的三相无换向器电机	(327)
18.32 采用电压切换法改善步进电机的响应特性	(328)
18.33 直流电机的 PLL 控制(一)	(329)

18.34 直流电机的 PLL 控制(二)	(330)
18.35 直流电机的 PLL 控制(三)	(330)
18.36 PMM8713 构成的励磁电路(一)	(331)
18.37 PMM8713 构成的励磁电路(二)	(332)
18.38 PMM8713 构成的励磁电路(三)	(332)
18.39 步进电机的无励磁电路	(333)
18.40 采用 FG 的恒速控制电路(一)	(335)
18.41 采用 FG 的恒速控制电路(二)	(335)
18.42 采用 FG 的恒速控制电路(三)	(336)
18.43 采用比例电流控制方式的电子调速器	(337)
18.44 使用 1.5V 电源的桥式直流伺服电机电路	(338)
18.45 以两节干电池作电源的桥式直流伺服系统	(338)
18.46 AN6650 构成的直流伺服电路	(340)
18.47 功率运放构成的正/反转电路	(340)
18.48 运放构成的电机正/反转电路	(341)
18.49 直流电机的速度控制电路	(341)
18.50 分马力电机的双向控制	(343)
18.51 直流电机调速板 KJZ-1	(344)
十九、监控电路	(346)
19.1 电源监视器	(346)
19.2 微机电源看门狗	(347)
19.3 欠压报警器	(347)
19.4 电源平衡指示器	(348)
19.5 单电源故障监视器	(350)
19.6 铅酸电池低压检测器	(350)
19.7 晶闸管工作状态监控电路	(350)
二十、保护电路	(353)
20.1 简易快速保护电路	(353)
20.2 快速动作电源保护电路	(354)

20.3	5V 快速短路电路	(354)
20.4	能自动复位的过压保护电路	(354)
20.5	逻辑电路电源的过压保护	(355)
20.6	过压保护电路(SCR 快速短路)	(355)
20.7	电源保护电路	(356)
20.8	功率晶体管的保护电路	(357)
20.9	可变恒流电路	(358)
20.10	可变限流电路	(359)
20.11	0.65A 限流电路	(359)
20.12	1A 限流电路	(359)
20.13	功率晶体管的过热保护	(361)
20.14	简易镍镉电池短路故障快速消除器	(361)
20.15	镍镉电池短路快速消除器(一)	(361)
20.16	镍镉电池短路快速消除器(二)	(362)
20.17	全自动保护电冰箱电子温控器	(363)
20.18	掉电时存储器保护电源	(367)
20.19	提高稳压管的功率等级	(368)
20.20	具有过流和过热保护系统的 10A 稳压电源	(368)
20.21	带短路保护的低压稳压电源	(369)
二十一	灯光照明电路	(371)
21.1	由晶闸管构成的日光灯调光电路	(371)
21.2	由双向可控硅构成的日光灯调光电路	(371)
21.3	用双向可控硅调光的电子镇流器	(373)
21.4	照明灯稳压电路(一)	(373)
21.5	照明灯稳压电路(二)	(375)
21.6	可调照明灯稳压装置	(376)
21.7	单开关管的 8W 日光灯镇流器	(376)
21.8	25W 弧光灯电源	(376)
21.9	复印机灯软启动电路	(379)

21.10 多功能应急灯电路	(380)
21.11 110V 电子镇流器	(381)
21.12 30W 绿世界牌电子镇流器	(383)
21.13 40W 日光灯电子镇流器	(385)
21.14 双灯管电子镇流器	(386)
21.15 高频电子镇流器的检修	(387)
21.16 光控电子镇流器	(389)
21.17 电子镇流器性能的改进电路	(391)
21.18 有过压保护的节能电子镇流器	(396)
21.19 日光灯无级调光电子镇流器	(398)
21.20 高质量指标的电子镇流器	(400)
21.21 第三代电子镇流器	(402)
21.22 多功能零开关电子镇流器	(406)
21.23 功率因数为 1 的卤素灯电子镇流器	(408)
21.24 低成本日光灯电子镇流器	(408)
二十二、其它电路精选	(412)
22.1 喷弧电源和启动电路	(412)
22.2 高保真磁带收音机	(412)
22.3 宽频带高频放大电路	(414)
22.4 由晶体管构成的宽频带幅值放大电路	(415)
22.5 中频放大电路	(415)
22.6 可变电容器构成的可调 VHF 振荡电路	(416)
22.7 梳型振荡器(一)	(417)
22.8 梳型振荡器(二)	(418)
22.9 集成电路和晶振构成的振荡器	(418)
22.10 晶体管与晶振构成的不可调振荡电路	(419)
22.11 具有谐振电路的标准晶体振荡器	(420)
22.12 高次谐波晶体振荡电路	(421)
22.13 晶振倍频电路	(422)

22.14 400MHz 振荡电路	(422)
22.15 二极管构成的倍频电路	(424)

第三篇 电力电子电路设计实例

二十三、高频变压器的设计	(425)
23.1 问题的提出	(125)
23.2 设计步骤	(426)
23.3 变压器工作点的漂移与抗磁饱和	(433)
二十四、具有储能电感作用的高频变压器的设计	(436)
24.1 具有储能电感作用的变压器	(436)
24.2 问题的提出	(438)
24.3 设计步骤	(438)
二十五、输出电压可调的交直流变换器设计	(444)
25.1 RCC 的电路结构和工作原理	(444)
25.2 输出电压的稳压及改变方法	(446)
25.3 基极驱动的损耗	(448)
25.4 浪涌吸收	(449)
25.5 电路设计	(450)
二十六、多路输出电源的设计	(454)
26.1 控制电路	(454)
26.2 过压保护	(456)
26.3 电路各参数设计计算	(457)
26.4 改善开关速度的方法	(460)
二十七、直流-直流电源的设计	(462)
27.1 电路的工作原理	(462)
27.2 线圈 L_1 的作用	(463)
27.3 电路参数的设计	(464)
27.4 电路的软启动	(466)
二十八、不间断电源(UPS)的设计	(470)

28.1 变流器的设计	(470)
28.2 电池的选择	(474)
28.3 充电器的设计	(474)
28.4 电池充电时应注意的几个问题	(480)

第一篇 常用的电力电子元器件

电力电子器件是电力电子电路的核心。本篇简要介绍电力电子电路中常用元器件的特性及其使用要点,以帮助理解元器件在电路中的作用,同时也为自己动手设计功能电路提供一定的理论基础。

一、二极管

半导体二极管是由一个PN结及其两端的引出电极构成。图 1-1 是二极管的基本结构及其符号的示意图。

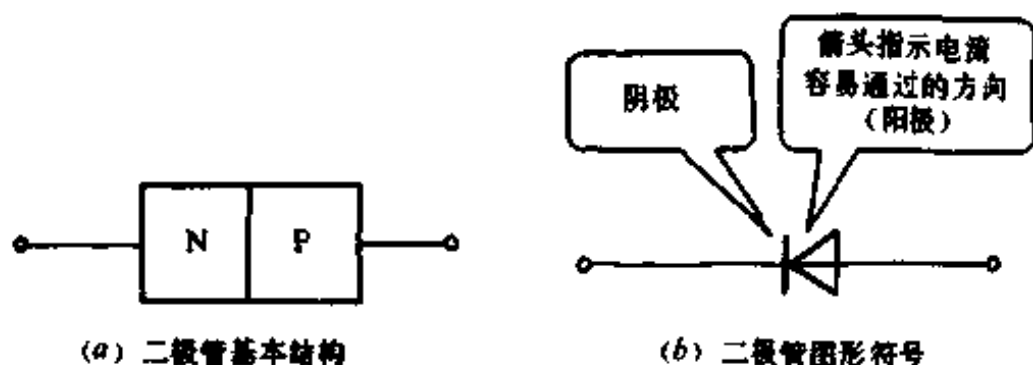


图 1-1 二极管的基本结构与图形符号

按材料划分二极管,常用的有硅二极管和锗二极管两种,按照用途划分,则有许多种,下面介绍几种常用的二极管。

- (1) 普通二极管 这类二极管可以用来整流、钳位、开关等。
- (2) 稳压二极管 这种二极管具有稳压特性,故常用在需要输出稳定直流电压的电源电路中。
- (3) 发光二极管 这种二极管在导通时能发出光,根据所用材料的不同,其发光颜色有红色、黄色、绿色、蓝色等。

1.1 普通二极管及其主要特性

二极管的主要特性是单向导电性,这种特性可以用图 1-2 所示的伏安特性曲线来表示。

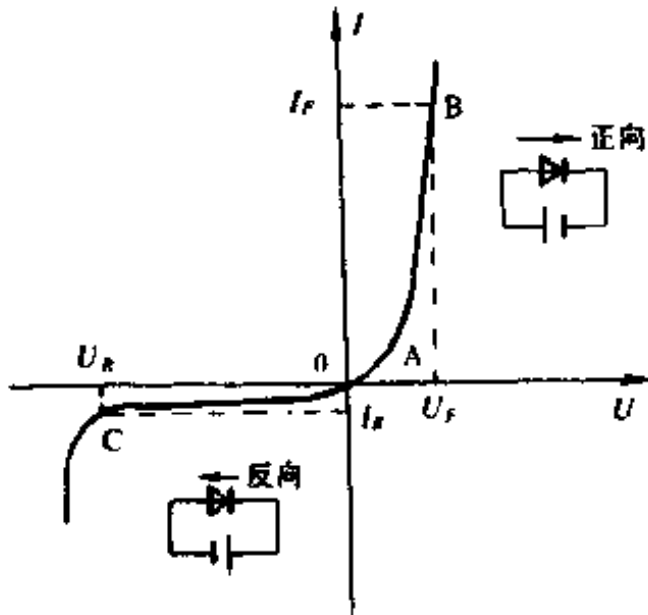


图 1-2 二极管的伏安特性

在实际应用中,应根据二极管的特性,正确选择和合理使用。每一种二极管都有表征适用范围和性能的参数。常用二极管的基本参数如下。

(1) 最大整流电流(又称额定电流) I_{OM} 它是在规定的散热条件下,二极管长期工作所允许通过的最大正向平均电流值,超过额定电流会使二极管结温过高而损坏。

(2) 最高反向工作电压 V_{RM} 它是允许长时间加在二极管上工作的最大反向电压值。当超过这个数值时,二极管反向电流会迅速增大,甚至被击穿。一般规定最高反向工作电压是击穿电压的 $1/2 \sim 2/3$ 。

(3) 正向管压降 V_F 它是二极管通过最大整流电流时,极间产生的正向电压降。一般地,硅二极管的正向管压降比锗二极管大。

(4) 反向电流 I_R 它是在规定的反向电压作用下,通过二极管

的直流电流值。它表示二极管单向导电性能的好坏。反向电流越小，表明其单向导电性能越好。一般地，锗二极管的反向电流比硅二极管大。

(5) 反向击穿电压 V_{BRM} 它是二极管能承受的反向电压最大值。当二极管加上这样的电压值时，反向电流急剧增大直至被击穿。

(6) 最高工作频率 f_M 它是二极管能工作的频率上限。由于结电容的存在，会使高频交流信号通过结电容而使检波整流性能变坏。因而要根据结电容的大小，规定二极管最高工作频率。

(7) 最高使用温度 T_M 它是二极管长期使用所允许的最高工作温度。超过这个温度，二极管会因结温超限而烧坏。

在电力电子电路中，二极管主要作整流用。在高频应用中，除了功率消耗和反向阻断能力外，它在导通和关断过程的瞬态特性也是不容忽视的，某些时候甚至上升为第一位的重要问题。

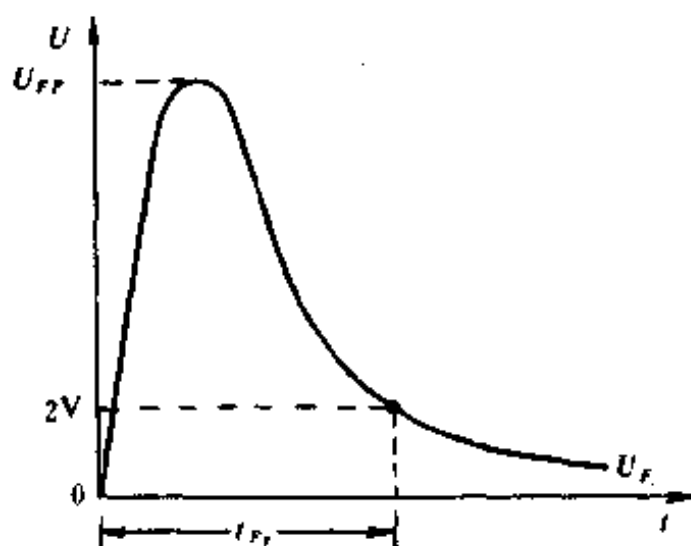


图 1-3 二极管导通时的电压过冲现象

二极管从断态到稳定通态的过渡过程中，其正向电压会随着电流的上升首先出现一个过冲，然后逐渐趋于稳定，如图 1-3 所示。电压过冲的物理机制主要有两个：一个是阻性机制，另一个是感性机制。阻性机制是指少数载流子注入的电导调制作用，感性机制是指正向电流随时间上升在器件内部电感上产生压降。器件内部电感由芯片电感和电极连接件电感两部分组成。显然，电感压降只存在于电流

上升过程中,正向电流渐趋稳定时即趋于零。

开通之前的偏置状态对二极管的开通特性也有影响,轻度的正向预偏置比反向预偏置对开通过程有利。

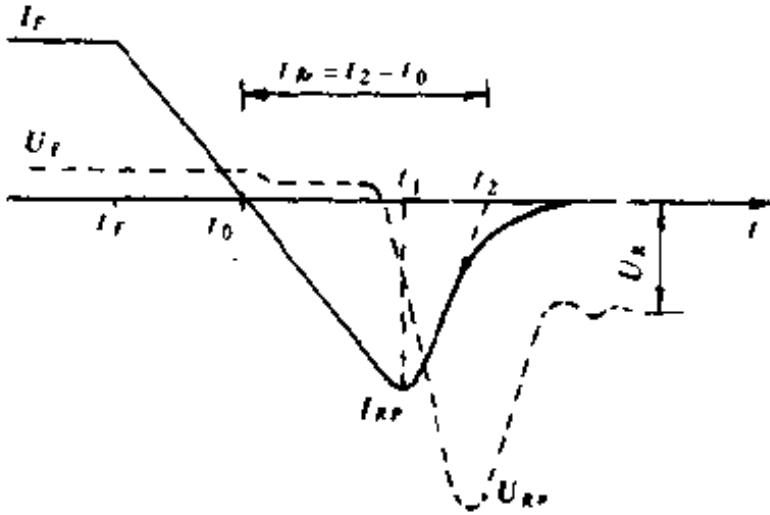


图 1-4 二极管关断过程中的电流和电压波形

当加在一个二极管上的偏置电压的极性从正向变成反向时,该二极管不能立即关断,而需经过一个短暂的时间之后才能重新获得反向阻断能力,进入关断状态。在关断之前会有显著的反向电流出现,并伴随有明显的反向电压过冲。这是由于正向导通时少数载流子在PN结两侧存贮的结果。二极管关断过程中的电流和电压波形如图1-4所示。关断过程自 t_F 开始,这时加在二极管上的偏置电压反向,正向电流 I_F 以速率 di_F/dt 下降,其值由开关电路的外电感 L 和反向电压 V_R 决定。由于在时刻 t_1 的电流变化率 $di/dt=0$,因而此时电路电感上的电压迅速下降到零,反向电压 V_R 直接加在二极管上。然而在时刻 t_1 之后,由于反向电流的迅速下降在电路电感中产生一反向自感电动势,因而二极管上的电压并不停留在 V_R 上,而会发生过冲,并在时刻 t_2 附近电流变化率接近于零时过冲至极大值 V_{RP} ,随后才由于自感电动势归零而下降至 V_R 。时间 $t_{RR}=t_2-t_0$ 称为二极管的反向恢复时间。

根据反向恢复时间的大小,普通二极管可分为普通整流二极管、快速恢复二极管和超快速恢复二极管。在高频整流电路中和吸收保

护电路中,快速恢复二极管或超快速恢复二极管得到了大量应用。常用的小功率二极管举例如下。一、普通整流二极管,用于低频整流电路:1N4004(1A/400V)、1N4007(1A/1000V)、1N5404(3A/400V)、1N5408(3A/1000V)等;二、快速恢复二极管,用于工作频率小于50kHz高频整流电路:FR107(1A/1000V, $t_{rv} = 300\text{ns}$)、FR307(3A/1000V, $t_{rv} = 300\text{ns}$);三、超快速恢复二极管,用于高频整流电路和吸收保护电路:MUR820(8A/200V, $t_{rv} = 35\text{ns}$)、MUR890(8A/900V, $t_{rv} = 35\text{ns}$)、MUR1680(16A/800V, $t_{rv} = 35\text{ns}$)四、肖特基二极管,用于低电压的高频整流电路中。为了提高效率,一般输出直流电压小于15伏的电路尽量采用肖特基二极管:SR104(1A/40V, $t_{rv} < 10\text{ns}$)、SR105(1A/50V, $t_{rv} < 10\text{ns}$)、MBR1035(10A/35V, $t_{rv} < 10\text{ns}$)、MBR20100(20A/100V, $t_{rv} < 10\text{ns}$);五、开关二极管,用印刷电路板的小信号电路中,如1N4148(200mA/75V, $t_{rv} \leq 5\text{ns}$)、1SS146(0.5mA/250V, $t_{rv} \leq 0.4\text{ns}$)。

大功率二极管已能生产3000A/6000V的普通整流二极管和1200A/6000V, $t_{rv} = 8\mu\text{s}$ 的快恢复二极管。

1.2 稳压二极管及其主要特性

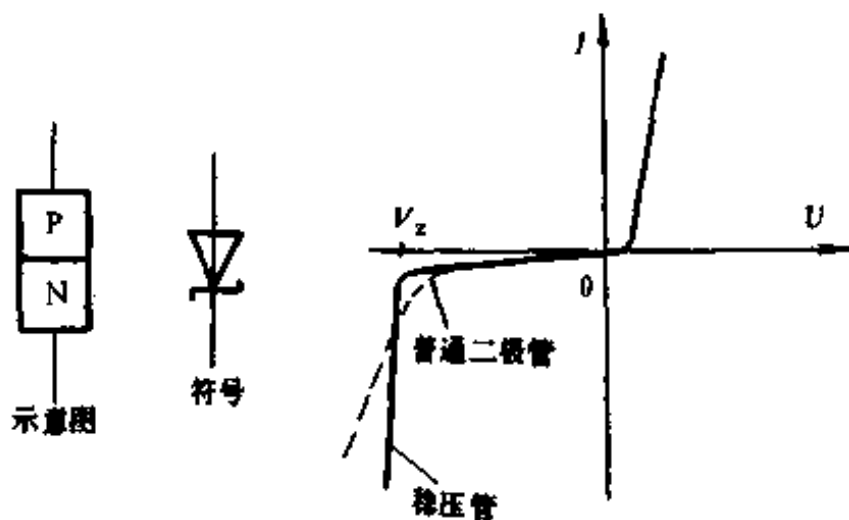
稳压二极管在电路中的应用与普通二极管大不一样。稳压二极管的反向特性十分接近于理想二极管的反向特性,即当反向电压上升到击穿点之前漏电流一直很小,且基本上不随电压改变而改变;仅在击穿点附近发生变化,电流大幅度增加,电压值基本保持在击穿点不变。稳压二极管也叫齐纳二极管,它的结构及伏安特性如图1-5所示。

普通二极管在反向击穿后,会从电击穿很快过渡到热击穿而造成永久性击穿,致使二极管损坏。由于工艺与结构上的不同,稳压二极管在反向击穿状态下工作,只要反向击穿电流与反向击穿电压之积不超过稳压二极管的最大允许功率,稳压二极管便不会损坏。

稳压二极管的主要参数如下:

(1) 稳定电压 V_Z 稳定电压就是图 1-5 所示的反向击穿后工作点的电压,用 V_Z 表示。它是指稳压二极管正常工作时,管子两端的电压值。

由于生产过程的离散性,手册上给出的稳压值往往不是一个确定值,例如 $7\sim 8.5V$,有一个范围。但对于一个具体的稳压二极管,其稳压值 V_Z 是一定的。



(a) 稳压二极管结构与符号

(b) 稳压二极管伏-安特性

图 1-5 稳压二极管的结构与伏安特性

(2) 最大稳定电流 I_{ZM} 最大稳定电流是指稳压二极管长时间工作而不损坏所允许通过的最大电流。稳压二极管在实际运用中,工作电流要小于此值。

(3) 最大允许耗散功率 P_{ZM} 它是指稳压二极管工作电压与电流的乘积所允许的最大值,即反向击穿时,稳压二极管本身允许的消耗功率最大值。在实际使用中,若超出此值,稳压二极管将被烧坏。

(4) 动态电阻 R_Z 从图 1-5 所示的反向曲线中看出, V_Z 处的击穿曲线越陡,表明动态电阻 R_Z 越小,其稳压性能也就越好,它实际上就是击穿区斜率的倒数。所以 R_Z 是稳压二极管的一个重要参数。

(5) 电压温度系数 C_{TV} 它用来表征稳压二极管的稳压值受温度影响程度和性质的一个参数,此系数越小越好。

C_{TV} 有正负之分。通常 V_Z 大于 $6V$ 的二极管主要属于雪崩击穿

型, C_{TV} 为正, 其值为 $0.06 \sim 0.1\%/^{\circ}\text{C}$; V_Z 小于 5V 的稳压二极管主要属于齐纳击穿型, C_{TV} 为负, 其值为 $-0.03 \sim -0.1\%/^{\circ}\text{C}$ 。 V_Z 为 $5 \sim 6\text{V}$ 时的稳压二极管, 其温度系数接近于零。

为了提高稳压二极管的温度特性, 在一些要求较高的场合采用了多种形式的温度补偿电路。一种简单的办法是把具有正温度系数的稳压二极管与负温度系数的稳压二极管串联使用; 另一种简单的办法是把正温度系数的稳压二极管与普通二极管串联使用。

1.3 发光二极管及其主要特性

发光二极管在电力电子电路控制回路中常用作各种指示器件。这主要是因为它具有体积小、耗电小、指示醒目、相应速度快等突出优点。其电路符号如图 1-6 所示。

发光二极管的种类较多, 按照材料划分主要有磷化镓(GaP)发光二极管、磷砷化镓(GaAsP)发光二极管、砷铝镓(GaAlAs)发光二极管。按照发光颜色划分, 主要有红色、绿色、黄色、蓝色发光二极管。发光二极管加上截理面就成了激光二极管。

其主要参数如下:

(1) 正向电压降 V_F 。它是在给发光二极管加上规定正向电流时, 管子两端的压降。

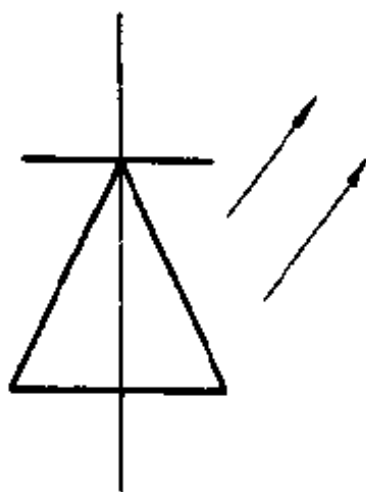


图 1-6 发光二极管电路符号

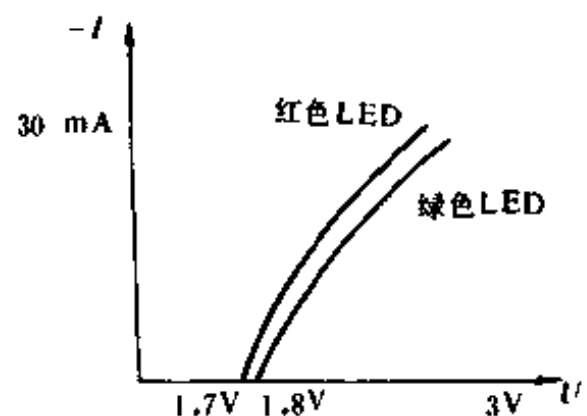


图 1-7 发光二极管的伏安特性

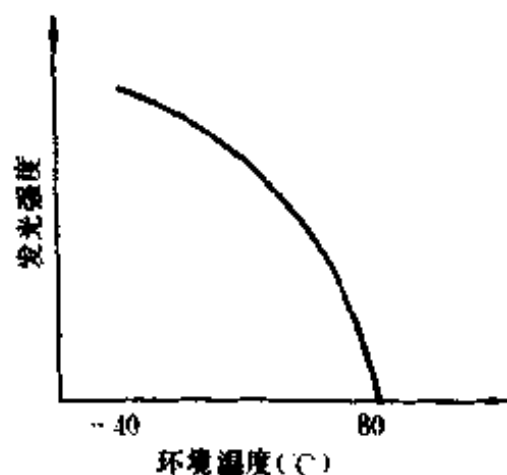


图 1-8 温度与发光强度特性曲线

(2) 反向漏电流 I_R 指给发光二极管加上一定反偏电压时,管子的反偏电流。

(3) 反向耐压 V_R 指保证发光二极管不出现反向击穿所允许的反向电压大小。

(4) 结电容 C 。这是 PN 结的结电容,一般小于 100pF,此电容愈小愈好。

(5) 极限工作电流 I_M 它是指发光二极管正常工作时所允许的最大正向电流。

在使用、阅读发光二极管电路中,要了解发光二极管的下列一些主要特性。

(1) 伏安特性 发光二极管的伏安特性可以用图 1-7 所示的曲线表示。从图中可以看出,随着正向电压增大,流过发光二极管的电流也在增大。一般发光二极管的正向压降 V_F 为 1.5~3V,这一点与普通二极管是不同的。

(2) 发光二极管的发光强度与环境温度有关,可用图 1-8 所示曲线表示。从图中看出,温度愈低,发光强度愈大。当环境温度升高时,发光强度明显下降。

二、晶 闸 管

晶闸管是晶体闸流管的简称,它是具有PNPN四层结构的各种开关器件的总称。按照IEC(国际电工委员会)的定义,晶闸管是指那些具有三个以上的PN结,主电压—电流特性至少在一个象限内具有导通、阻断两个稳定状态,且可在这两个稳定状态之间进行转换的半导体器件。显然,这是指一个由多种器件组成的家族,但是通常所说的晶闸管往往指该家族的第一个成员,即使用最广泛的普通晶闸管,俗称可控硅(SCR),其正式名称应是反向阻断三端晶闸管。除此之外,在普通晶闸管的基础上派生出了许多新型器件。它们是工作频率较高的快速可控硅(FST)、反向导通的逆导可控硅(RCT)、两个方向都具有开关特性的双向可控硅(TRIAC)、门极可自行关断的门极可关断晶闸管(GTO)、门极辅助关断晶闸管(GATO)以及用光信号触发导通的光控晶闸管(LTT)等。表2-1给出了晶闸管的分类。

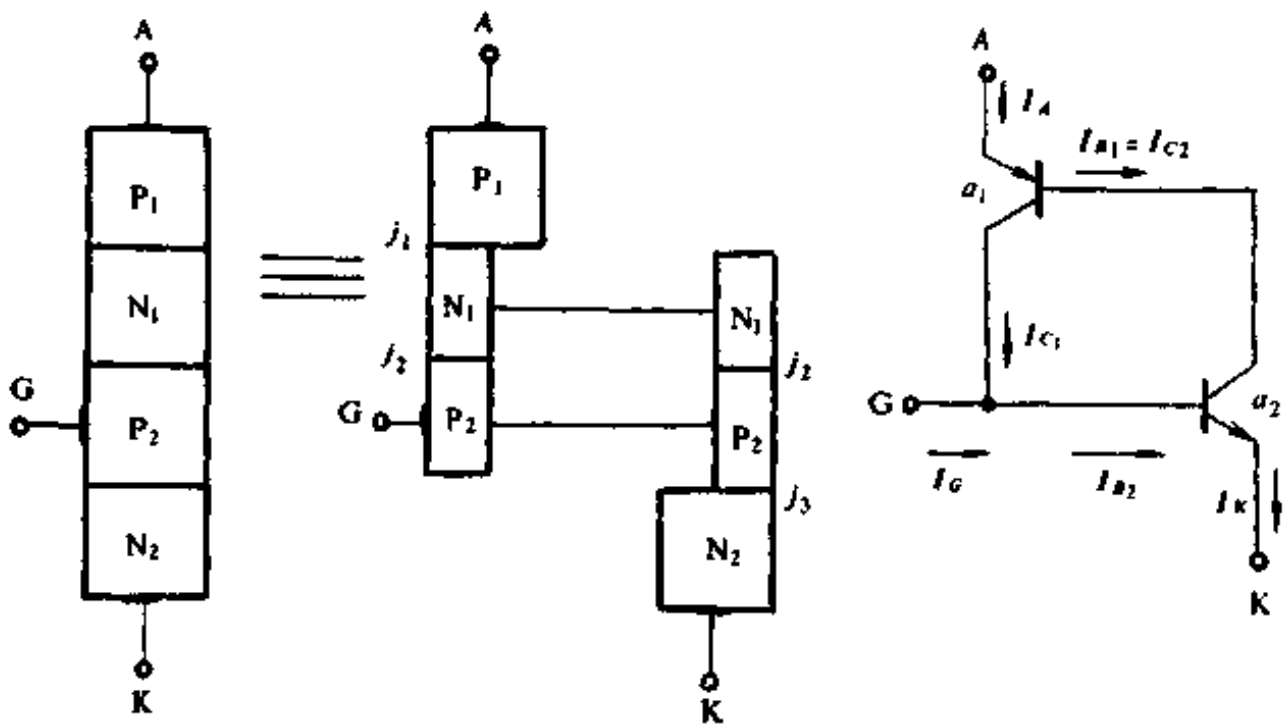

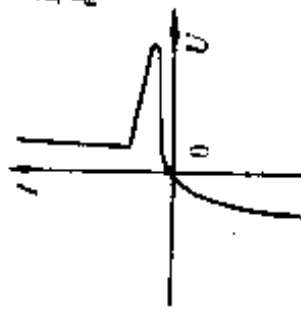
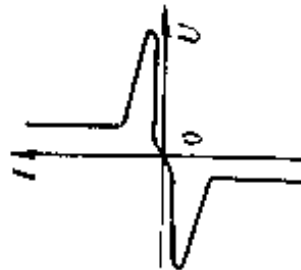
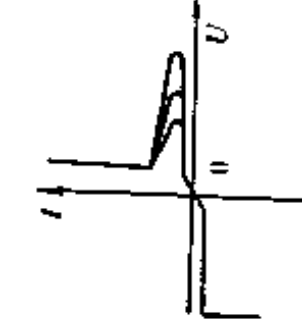
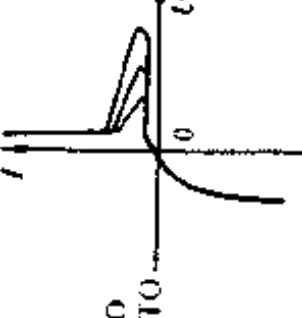
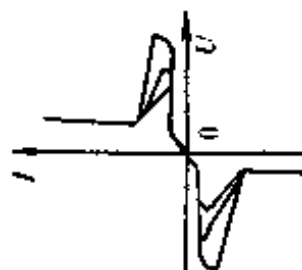



图 2-1 晶闸管的双晶体管模型及等效电路

表 2-1 晶闸管的分类

第三象限的伏安特性 电极数	阻 断	导 通	开 关
2	逆阻两端晶闸管 PNPN开关器件 	逆导两端晶闸管 	双向两端晶闸管 SSS DIAC 
3	逆阻三端晶闸管 SCR LTT 	逆导三端晶闸管 RCT GTO GATO 	双向三端晶闸管 TRIAC 
4	逆阻四端晶闸管 SCS 		

根据双晶体管模型,晶闸管可以看作两个晶体管的复合,如图 2-1 所示。 j_2 是两晶体管的公共集电结。

2.1 晶闸管典型特性

晶闸管的基本结构与典型的伏安特性如图 2-2 所示,其主要方面表现为:

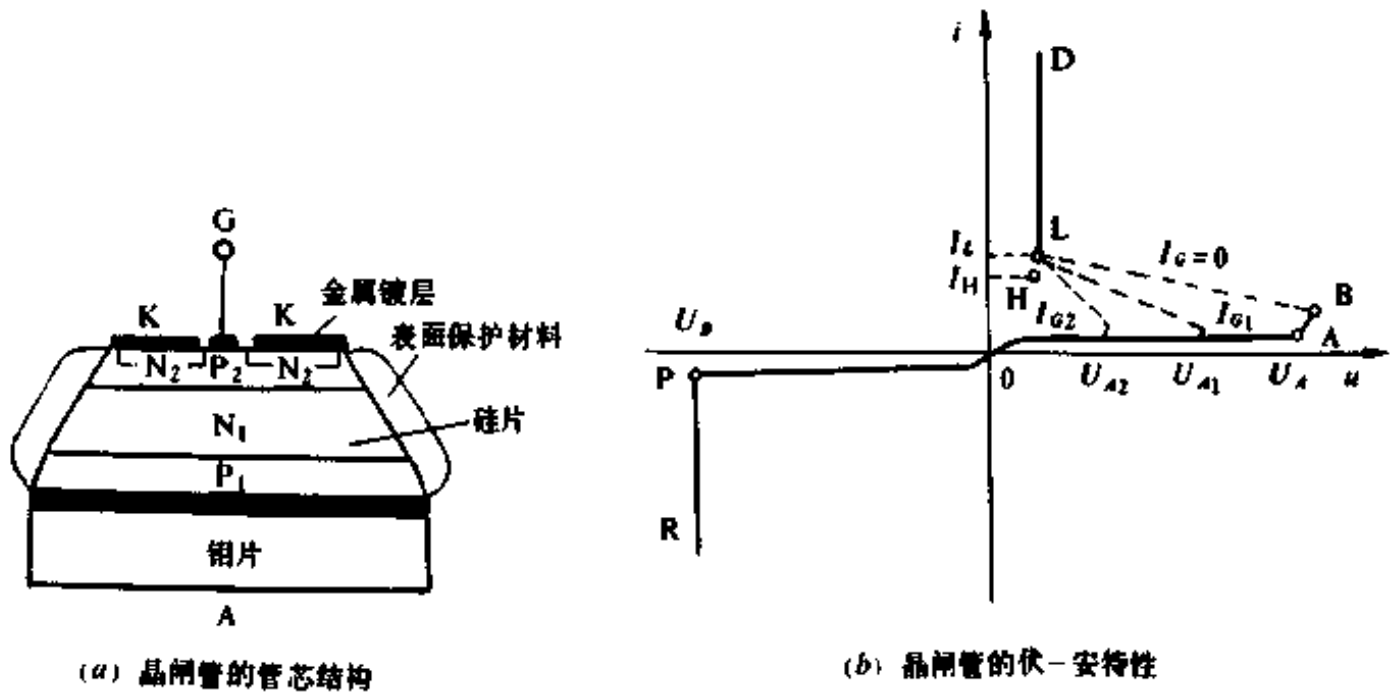


图 2-2 晶闸管的结构与伏安特性

(1) 在正向偏置下,器件开始处于正向阻断状态,当 $U=U_A$ 时,发生转折,经过负阻区由阻断状态进入导通状态(OA—正向阻断状态、AB—转折态、BL—负阻态、LD—导通状态、A—转折点、 U_A —转折电压)。从图中可以看出,这种状态的转换,可以由电压引起(电压触发导通),也可以由门极电流引起(门极触发导通)。

(2) 当 $I_{G2} > I_{G1} > I_G$ 时, $U_{A2} < U_{A1} < U_A$, 且一旦触发导通后,即使去掉门极信号,器件仍能维持导通状态不变。这是晶闸管所特有的性质,叫自锁或擎住特性(L—擎住点, I_L —擎住电流)。可见晶闸管一旦导通,门极就失去控制作用。

(3) 导通之后,只要流过器件的电流逐渐减小到某值,器件又可

恢复到阻断状态(H—关断点、 I_H —维持电流)。这种关断称为自然关断。除此之外,还可采取加反偏压的方法进行强迫关断,或施以负的门极信号进行门极关断。

(4) 在反偏置状态下,其伏安特性和整流管的完全相同(OP—反向阻断状态、PR—反向击穿状态、P—击穿点, U_B —击穿电压)。

2.2 晶闸管的主要参数

晶闸管的参数对于它的选择使用非常重要,简述如下。

(1) 断态重复峰值电压 U_{DRM} 它表示在结温范围内,施加在阻断状态下晶闸管的正向重复电压的最大值。

(2) 反向重复峰值电压 U_{RRM} 它表示在结温范围内,施加在阻断状态下晶闸管的反向重复电压的最大值。

(3) 通态峰值压降 U_{TM} 它是晶闸管导通后,通态峰值电流在器件阳-阴极间所产生的电压降。它是晶闸管的重要参数,在一定散热条件下,它不仅直接反映出器件的通流能力,而且与器件的过载能力密切相关。

(4) 额定通态平均电流 I_{TAV} 它表示在一定条件下,晶闸管允许通过的最大通态电流的平均值。通常,定为在工频交流电源的晶闸管单相半波整流电路中,电阻负载导通角为 180° 时连续流过正弦半波电流的平均值。

(5) 额定通态浪涌电流 I_{TSM} 所谓额定通态浪涌电流是指在额定最高结温下,晶闸管发生永久性破坏前,流过器件的不重复最大通态过载电流。

(6) 门极触发电流 I_{GT} 它表示在室温下,当阳极-阴极间施加 6V(或 12V)电压时,能使器件导通所需要最小门极直流电流。

(7) 门极不触发电流 I_{GD} 它表示在额定结温下,当器件端电压为断态重复峰值电压 U_{DRM} 时,保持器件不导通所允许施加的最大门极直流电流。

2.3 特殊用途的晶闸管

为了满足某项特殊用途的要求而对晶闸管基本结构或制造工艺予以改进,即产生了种种新型的晶闸管,或称特种晶闸管。这里介绍几种常用的特种晶闸管。GTO 将在以后详细讨论。

1. 快速晶闸管(FST)

快速晶闸管是指那些关断时间 $t_q \leq 50\mu\text{s}$, 速度响应特性优良的晶闸管。它的基本结构和特性与逆阻型普通晶闸管完全一样,但是由于快速晶闸管的工作频率 ($f \geq 400\text{Hz}$) 比普通晶闸管高,仅要求关断时间短是不全面的。在关断时间短的基础上,还要求快速晶闸管的通态压降低、开关损耗小、通态电流临界上升率 di/dt 及断态电压临界上升率 du/dt 高。只有这样,它才能在较高的工作频率下安全可靠地工作。

工作频率在 4kHz 以上的快速晶闸管通称为高频晶闸管。目前器件水平为:开关时间 $5\mu\text{s}$ 、电流 1.5kA 、电压 2.5kV 。

2. 逆导晶闸管(RCT)

逆导晶闸管是将一个晶闸管和一个二极管反并联集成在同一硅片上而构成的组合型器件。组合的结果又使它成为颇具特色的快速型器件。它是一种在反方向也能通过和正方向一样的大电流的开关器件,属于不对称晶闸管,是目前不对称晶闸管的主体。由于它的芯片可以看作简单的大功率集成电路块,因此,相对于两只分立的晶闸管和二极管的反并联连接,具有体积小、高温特性好、有利于大电流化和高电压化、有利于高频应用等优点。目前水平为 1kA 、 2.5kV , 开关时间 $40\mu\text{s}$ 。

3. 双向晶闸管(TRIAC)

双向晶闸管又称双向可控硅,是指把两个反并联的晶闸管集成在同一硅片上,用一个门极控制触发的组合型器件。TRIAC 是 Triode AC Switch 的简称,所以也叫三极交流开关。双向晶闸管的这种结构使它在两个方向都具有和晶闸管同样的对称开关特性,且伏安

特性相当于两只反并联的分立晶闸管,不同的是它由一个门极进行双方向控制,因此是一种控制交流功率的理想器件。无触点交流继电器便是它的应用之一。要注意的是双向晶闸管所标的额定电流是指有效值。目前水平是 1.2kV、1kA。

4. 光控晶闸管(LTT)

LTT 是 Light Triggered Thyristor 的简称。它是一种以光信号代替电信号来进行触发导通的特殊晶闸管,其伏-安特性曲线和普通晶闸管完全一样。由于它采用了光信号触发,避免了外电路或主回路对控制回路的干扰,适用于要求信号源与主回路高度绝缘的大功率高压装置。1993 年,日本东芝已生产出了 8kV、4kA 的光触发晶闸管。

2.4 晶闸管应用的几个注意点

(1) 门极触发要利用强触发,强触发有利于缩短扩展时间。扩展时间对晶闸管的开通扩展损耗有决定性的影响,对于在较高频率下工作的晶闸管,它是一个主要矛盾。晶闸管的开通扩展至全面积导通如图 2-3 所示。

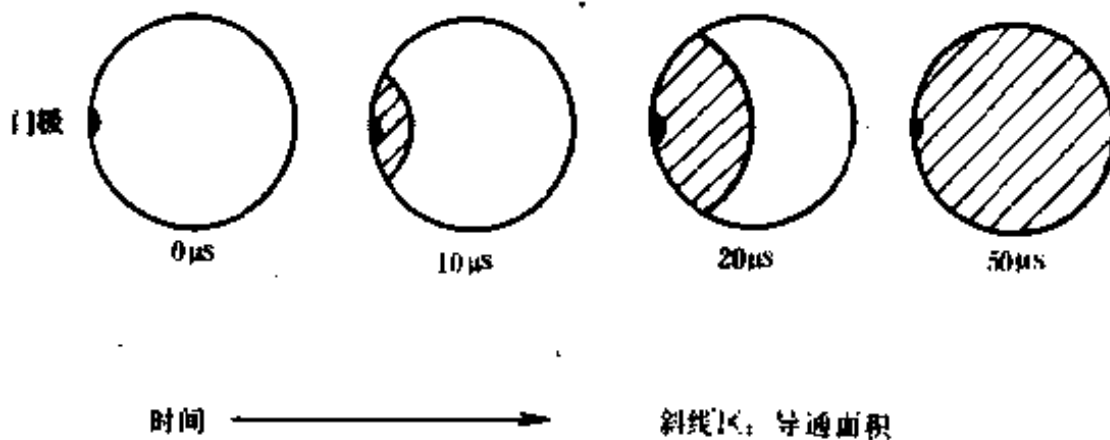


图 2-3 晶闸管的开通扩展过程

(2) 门极加一定电位的负偏压,有利于晶闸管性能的改善。门极-阴极间的反向偏置对高的环境温度、门极回路的噪声电平,阳极端产生的振荡电压及阳极电压上升率 du/dt 等因素的影响不敏感,器

件能够保持稳定的阻断状态。也就是说,随着门极负偏压值的增加,器件的正向电压阻断能力及 du/dt 特性提高,关断时间将缩短,但门极负偏压不得超过阴极发射结击穿电压。

(3) 为了防止门极电路上感应杂波引起器件的误触发,在门极-阴极间接入电容 C 是有效的,通常采用图 2-4 所示的防止门极干扰的门极电路。电容器的容量一定要选取适当,通常取 $0.1\mu\text{F}$ 较适宜。如果电容太大,有可能引起门极电流的拖尾,反而会导致其它形式的误触发。

(4) 晶闸管关断过程有可能出现反向尖峰电压及其较高的 du/dt 的现象。这是由于电荷存贮效应,晶闸管由导通状态到正向电流过零之后,不会立即恢复阻断,而是继续有反向电流流过,这部分电流直到存贮载流子基本消失之后才趋于稳定的漏电流值。因此在反向恢复过程中,这部分电流的变化在感性负载电路上将产生很大的感生电压,它和电源电压相加施加在晶闸管两端,产生尖峰电压。通常用 RC 滤波器来抑制尖峰电压,使晶闸管体内存贮载流子消失瞬间流入电感中的电流移向 RC 滤波器,从而使振荡衰减直至消灭。关断时的等效电路如图 2-5 所示。

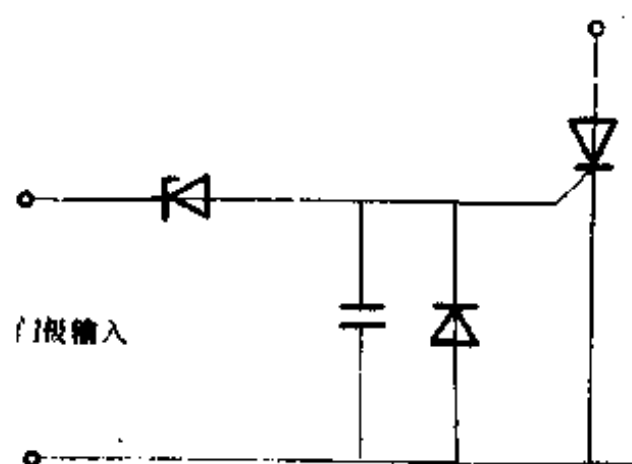


图 2-4 防止门极干扰的门极电路

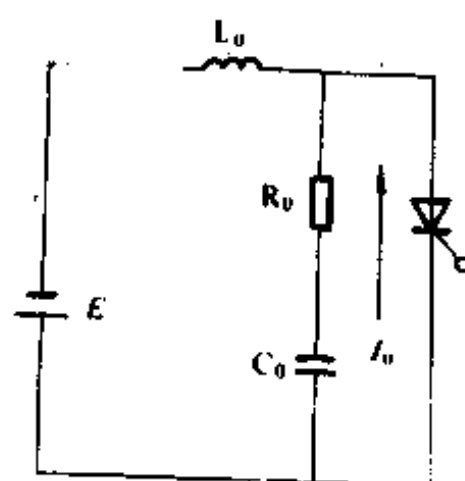


图 2-5 晶闸管关断时的等效电路

三、电力晶体管(GTR)

电力晶体管在英文中叫 Giant TRansistor,即巨型晶体管,简称GTR。电力晶体管也是双极晶体管(BJT),只是耐压和过流能力较高而已。国际电工委员会(IEC)已规定电力晶体管仍用BJT缩写来表示,而不用GTR缩写。由于GTR叫法已成习惯,故目前仍有不少人用GTR一词来代表电力晶体管。本书也遵此习惯。

GTR一般都是大电流器件,作为开关来使用,放大系数很小,一般只有10左右。为了克服这个弱点,GTR通常采用至少由两个晶体管按达林顿(Dalington)接法组成的单元结构。达林顿接法如图3-1所示。这是一个由两个或更多的晶体管组成的达林顿单元结构。其电流放大系数为 VT_1 和 VT_2 两管或多管放大系数之积,从而有效地克服了大注入条件下放大系数不大的问题。图3-1中达林顿晶体管的输入阻抗是 VT_2 输入阻抗的 $(1+\beta_1)$ 倍(β_1 是 VT_1 的放大系数),从而还克服了单管GTR输入阻抗不高的缺点。

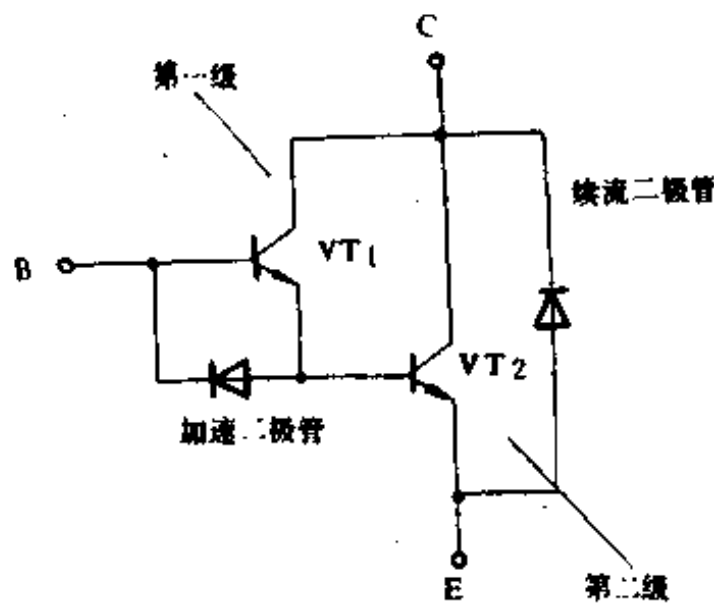


图 3-1 晶体管的达林顿接法等效电路

3.1 GTR 的工作特性

(1) 静态特性 GTR 作为电子开关使用时有两种稳定的工作状态,即断态和通态。其通态工作点必须工作在饱和区,断态必须工作在截止区。GTR 作为电子开关时是共射极接法的,共射极接法的输出特性表明它有三个特征鲜明的稳定工作区,如图 3-2 所示。显然,GTR 也可以作为放大器使用,与微电子领域中的晶体管放大器完全一样。

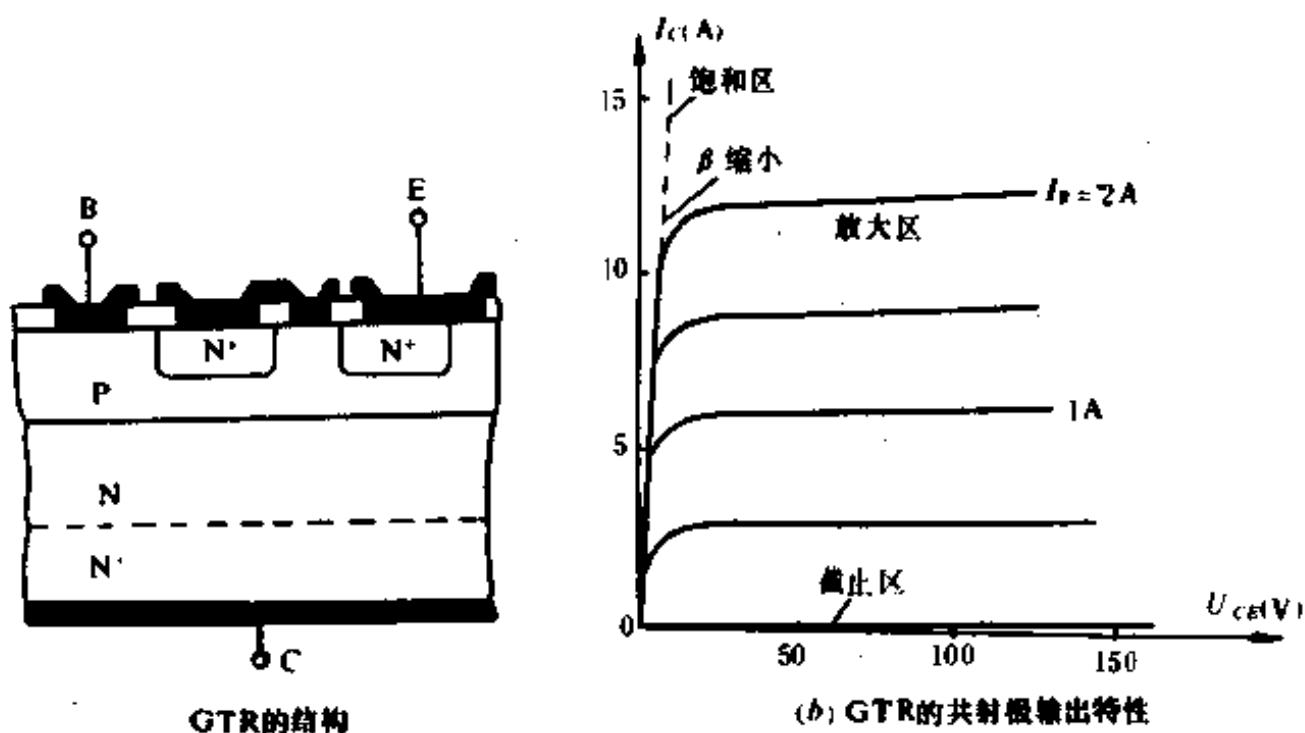


图 3-2 GTR 的结构与共射极输出特性

GTR 通常只作开关使用。导通时,工作在饱和区,集电结同发射结一样处于正偏状态,结压降 U_{bc} 很小且与发射结的压降 U_{be} 近似相等,因而集电极-发射极间电压 $U_{ce} = U_{be} - U_{bc} \approx 0$,大电流可以从 GTR 中通过;关断时,工作在截止区,集电结与发射结都处于反偏状态,或集电结处于反偏状态,发射结偏压为零。不管哪种开关状态,发射区都不能向基区注入少数载流子,不能形成工作电流 I_c ,只有漏电流存在。自然,我们希望漏电流越小越好。

(2) 开关特性 当基极输入为负脉冲或零电平时,其发射结为

反偏结或零偏结,基极电流为零,集电极电流 I_{CO} 很小。这时,GTR 处于截止状态,即断态。当基极输入为正脉冲或正电平时,发射结转入正偏状态,基极电流 I_B 随之迅速上升至幅值 I_{BF} ,引起集电极电流 I_C 的上升。 I_C 达到其幅值 I_{CS} 时,GTR 即被驱动到饱和工作区,此即开态。图 3-3 是 GTR 在方波驱动脉冲作用下的基极电流脉冲波形和集电极电流脉冲波形。GTR 的开通过程虽然是从基极加上正脉冲信号开始到集电极电流 i_C 达到幅值 I_{CS} 时止,但是开通时间 t_{on} 指的是从 $i_B = 0.1I_{BF}$ 到 $i_C = 0.9I_{CS}$ 之间的一段时间。这段时间由延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 两部分组成。

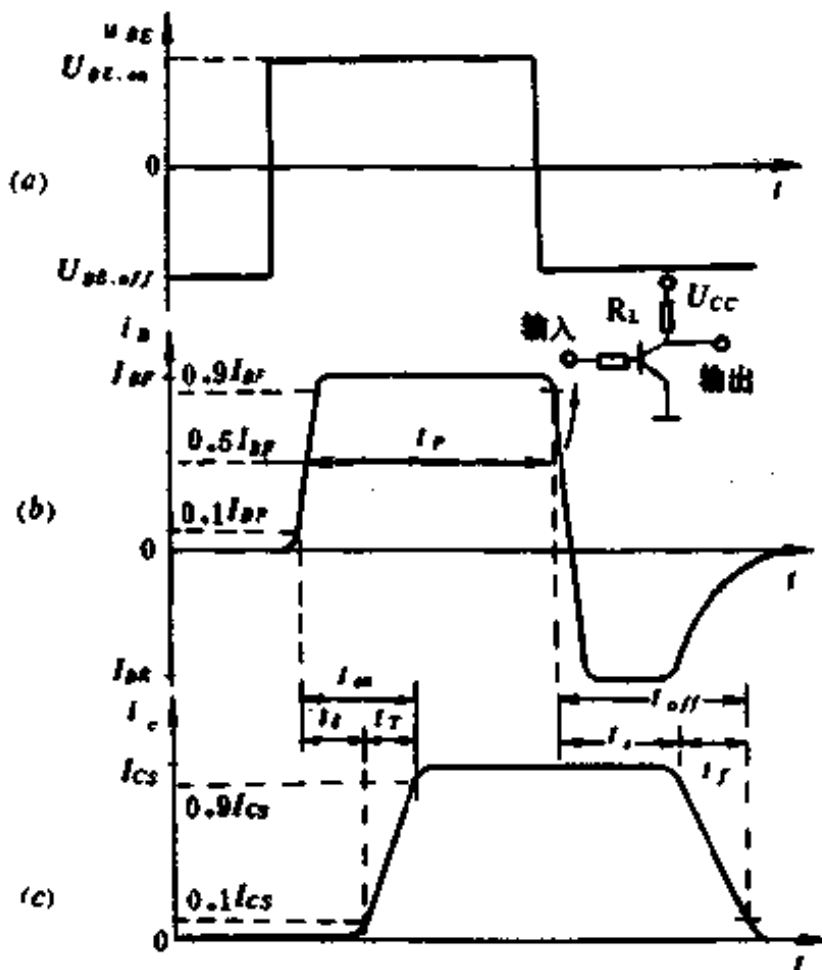


图 3-3 GTR 的开关波形

GTR 的关断过程是从饱和状态转入截止状态的过程。该过程从基极电压反向,正向基极电流 I_{BF} 迅速被反向基极电流 I_{BR} 取代开始,直到集电极电流下降至零时结束。关断时间指的是从 i_B 下降到

0.9 I_{BF} 时起到 i_c 下降到 0.1 I_{CS} 时止的一段时间。这段时间也分成两部分。第一部分从 $i_B=0.9I_{BF}$ 时起到 $i_c=0.9I_{CS}$ 止,叫做存贮时间,记为 t_s ;第二部分从 $i_c=0.9I_{CS}$ 起到 $i_c=0.1I_{CS}$ 止,叫做下降时间,记为 t_c ,如图 3-3 所示。

3.2 GTR 的击穿特性与安全工作区

电压承受能力是电力电子器件的重要工作特性之一。GTR 在其开关应用中的电压承受能力主要由它的集电结击穿特性决定,但是发射结在各种偏置状态下对集电结击穿特性的影响也具有举足轻重的作用。这里所说的击穿是指 PN 结的雪崩击穿,亦称一次击穿。一次击穿具有器件端电压无明显跌落,且特性可恢复的特点。GTR 还有一种在电流骤然上升的同时伴随着电压的突然跌落的破坏性击穿,称为二次击穿。虽然二次击穿并非 GTR 所特有,但在 GTR 的问题中比较突出,它使 GTR 的安全工作区大为缩小。

1. GTR 的一次击穿

GTR 的一次击穿是指反偏集电结的空间电荷区发生载流子雪崩倍增时 I_c 骤然上升的现象。分三种情况讨论。第一种是发射极开路,集电极-基极之间的击穿电压 BU_{CBO} ,这一电压由于集电结空间电荷区中的载流子雪崩倍增效应不受发射结少数载流子注入的影响,因而最高。第二种是基极开路,集电极-发射极之间的击穿电压 BU_{CEO} ,由于这一电压受正偏发射结的少数载流子的注入影响,因而比 U_{CBO} 低一些。第三种是通过一定的基-射极连接方式把空间电荷区的空穴引出基区,或向基区注入电子以中和空穴,则发射结的正向偏压就会因基区空穴密度的减小而下降,这样集电结的雪崩电压会比 BU_{CEO} 高一些。为此,把基极开路改成在基、射极间接一分流电阻,这时的击穿电压为 BU_{CER} ;将基、射极短路,产生的分流效果也更大,相应的击穿电压为 BU_{CES} ;若在基、射极间加反向电压,使发射结反偏,则其效果会更好,此时击穿电压为 BU_{CEX} ,很接近 BU_{CBO} 。它们的关系如图 3-4 所示。

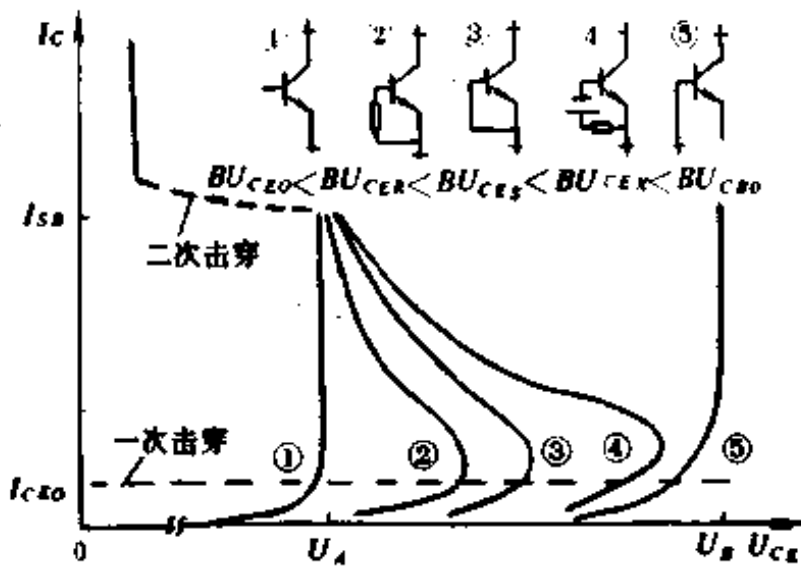


图 3-4 GTR 集电极-发射极击穿特性及各种击穿电压大小的关系

从图 3-4 可以看到,一次击穿的明显特点是击穿发生时虽然集电极电流 I_C 急剧增长,但电压并不突然跌落。

2. GTR 的二次击穿

如图 3-4 中的虚线所示,二次击穿发生时, I_C 会突然急剧上升,同时伴随电压的陡然下降。二次击穿常常立即导致器件的永久性损坏或器件的特性明显变坏。

在实际应用中发现,二次击穿现象并不是总在一次击穿发生之后才会发生,也常常会直接发生。这种击穿现象并不是只在截止状态下才会出现,而是在各种工作状态下都有可能出现的。

二次击穿与热击穿不同。二次击穿发生时,晶体管整体温度并无明显升高现象,但对二次击穿的器件解剖后,常可在芯片中发现范围很小的局部熔化痕迹。这表明二次击穿确与过热有关。热电反馈理论认为,二次击穿与电流在器件中的不均匀分布及其随着温度的升高而增大的正温度系数特性有关。对 GTR 而言,由于一个器件是由大量的并联单元(子晶体管)组成的,因此,当某种不均匀因素(例如器件参数的不均匀或材料中缺陷与杂质分布的不均匀等)引起子晶体管间分流不均时,电流密度较高者即因有较高的功耗而有较高的温度。由于晶体管的基极电流和电流放大系数都具有正温度系数,于

是该晶体管电流进一步增大,并进而形成正的热电循环。若器件是恒流驱动,则该晶体管的分流比将越来越大,直至为1,达到总电流;若器件是恒压驱动,则该晶体管的电流将无限上升、直至无穷大。于是当该晶体管的热电能量上升至二次击穿能量时,二次击穿便发生了。

3. GTR 的安全工作区

通常所说的安全工作区指的是 I_C-U_{CE} 坐标平面内的一个封闭区域,这个区域的形状和范围依器件型号而异。当一只晶体管工作在其所属型号的安全工作区中的某一点时,它不会损坏,其性能也不会退化,结温也不会超过额定值,因而具有高度的可靠性。安全工作区是电路设计人员选择器件、设计电路的重要依据。一个典型的 GTR 安全工作区由电流限、功耗限、电压限、二次击穿限的曲线围成。如图 3-5 所示。显然,由于二次击穿的存在,使得安全工作区范围变小了。

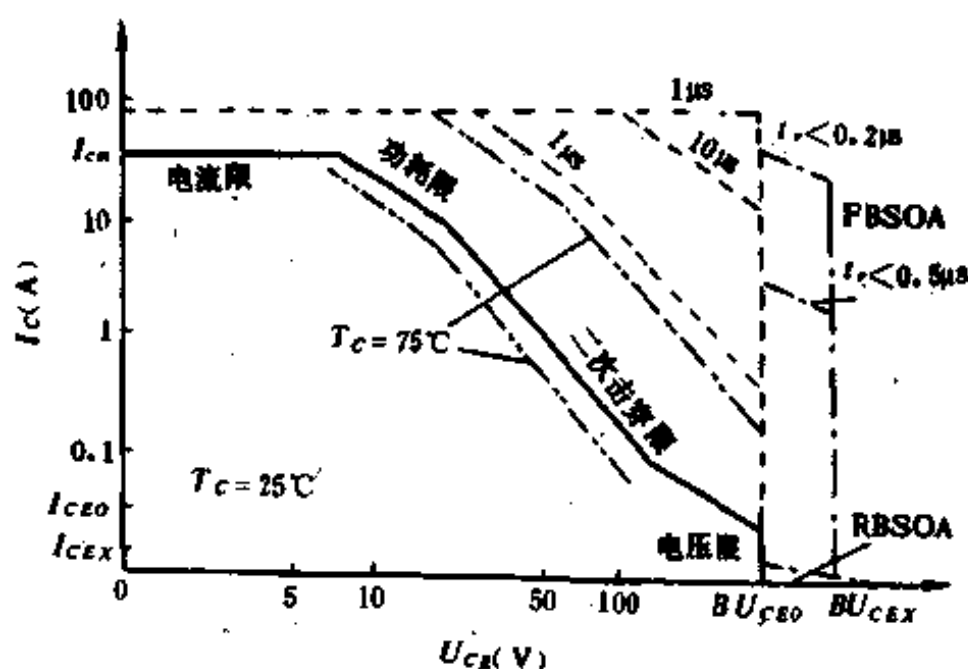


图 3-5. GTR 的典型安全工作区

3.3 GTR 应用的几个注意点

(1) 在开关电路中,GTR 在通、断两态转换时经过放大区的过渡时间必须尽可能短,更不能把工作点设在放大区,否则功耗很大。

功耗最小的区是在深饱和区。但是, GTR 从深饱和态向截止区过渡所需要的时间要比从临界饱和态向截止区过渡所需要的时间长得多, 因为存贮时间 t_s 一般在这四个开关时间常数中是最长的一个。因此, 为了缩短开关时间, 常把正向基极电流 I_{BF} 控制在略大于 I_{CS}/β 的条件下。

(2) 提高 GTR 开关速度的另一办法是在关断期间给基极加上负偏压。负偏压能尽快消除存贮在发射结中的载流子, 从而提高开关速度。在实际的小功率电路中常用线圈的反向电动势产生负电压, 很少采用负电源来加负偏压。

(3) 为了增强抗干扰能力, 驱动信号线应采用双绞线或同轴线; 同时器件截止时应在基-射极加上 $5\sim 7V$ 的负电压。

(4) 由于 GTR 的电流容量和电压承受能力较低, 又容易受二次击穿的损害, 因而在设计 GTR 电路时, 保护回路的设计是一个重点。

在 GTR 电路中用一个吸收回路 (Snubber) 来降低 GTR 在关断时会承受的过电压, 防止反偏二次击穿的发生, 并降低开关损耗。吸收回路的基本元件是一个与 GTR 并联的电容器。电容器在关断时吸收感性负载释放的存贮能量, 限制在 GTR 上产生高电压。为了减轻电容器在 GTR 开通时释放能量对 GTR 的冲击, 还需给它串一限流电阻, 如图 3-6 所示。

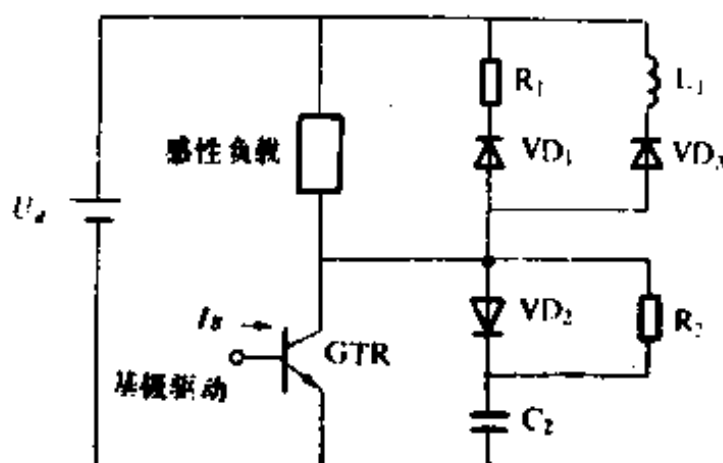
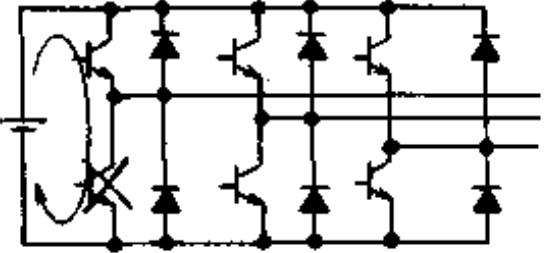
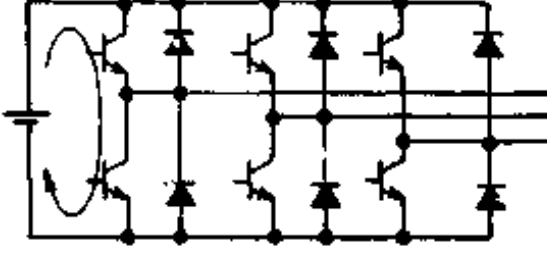
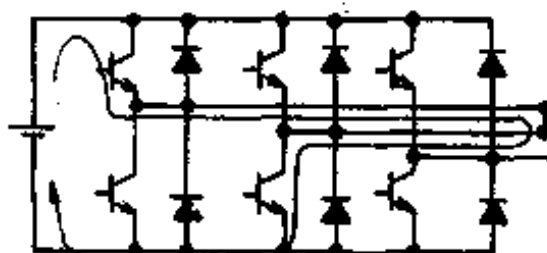
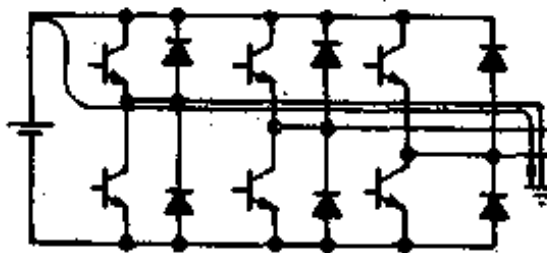


图 3-6 GTR 及其吸收回路

表 3-1 GTR 短路过流原因

短路通道	原因
<p>分路短路</p> 	<p>晶体管或二极管损坏</p>
<p>串联分路短路</p> 	<p>控制电路或驱动电路故障，或由于噪音引起的误动作</p>
<p>输出短路</p> 	<p>操作者错误，如接线错误，或介质击穿</p>
<p>负载对地短路</p> 	<p>操作者错误，如接线错误，或介质击穿</p>

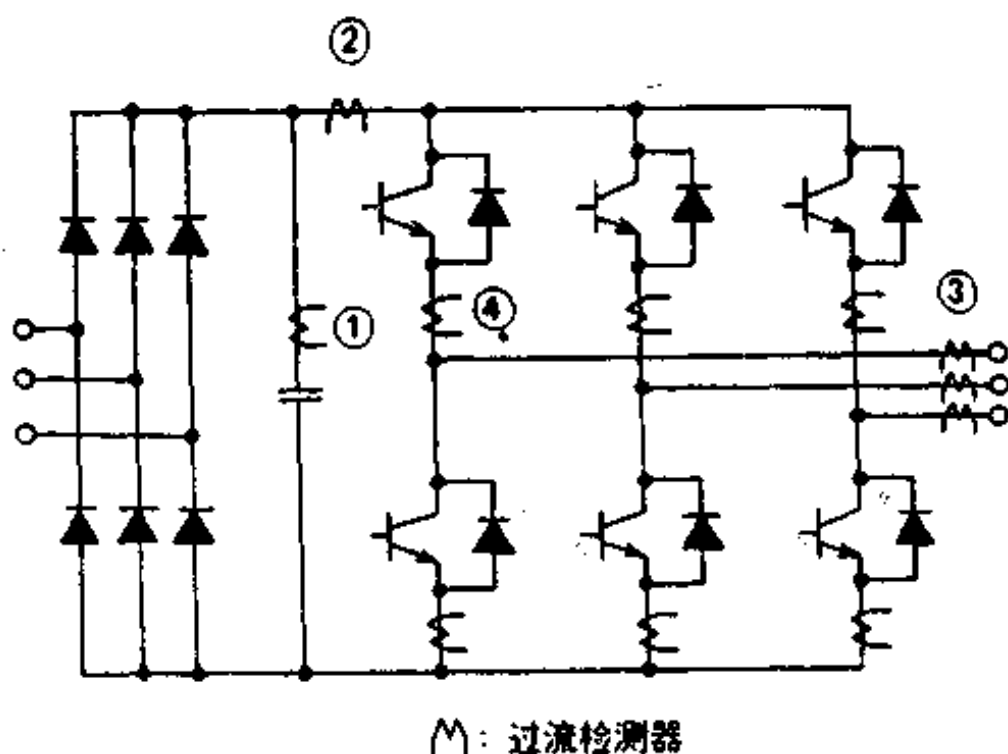


图 3-7 过流检测器的插入位置

GTR 的另一类保护与意外情况下的过电流有关,如负载短路或由同一桥臂的两个 GTR 同时导通造成的短路,都会使 GTR 的电流严重超载,若不加有效保护,器件会立即烧坏。表 3-1 列出了 GTR 短路过流的几种原因。为此,我们必须检查出过流的原因。在小容量中使用一个电阻器作为过流检测器,在中或大容量的设备中则使用 AC 电流变压器或 DC 电流变压器。过流检测的精度和方法随主电路中过流检测器插入的位置而异。图 3-7 给出了过流检测器的不同插入方法:①与滤波电容器一起串联插入。用一个检测器即可检测表 3-1 所列的几种过流原因,但对每个器件的电流检测精度不佳。②插入到逆变器输入端。它的优缺点与上述①相同。③插入到逆变器输出端。用三个检测器可高精度检测由不是一个分路短路或串联分路短路原因而引起的过流。④与每个器件串联插入。用六个检测器可高精度检测由表 3-1 所列的任何原因引起的过流。过流检测器的输出信号一般由控制电路处理。图 3-8 是装有过流保护的基极驱动电路实例。GTR 的过流导致集-射电压迅速上升。图 3-8 的电路以监视

集电极电压来检测并防止过流。电路包括 D_2 、ZD 和 Q 监视集-射电压。如果电压超过特定值，将立即截止大功率晶体管。集-射电压在导通期间也上升。因此为了防止在导通期间保护电路误动作，使用了由 R_1 和 C_1 组成的定时器。

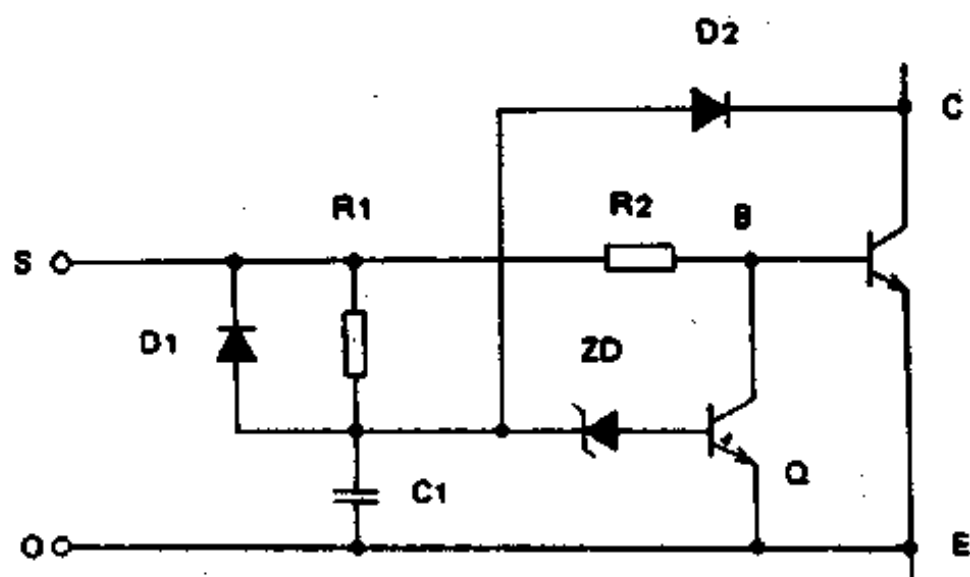


图 3-8 具有过流保护的驱动电路

四、门极可关断晶闸管(GTO)

门极可关断晶闸管(GTO—Gate Turn-Off thyristor)也是一种电流控制型的自关断双极器件,与GTR一样,当门极(对GTR称基极)引入正向电流时导通,引入反向电流时关断,但不能像GTR那样在门极信号撤除时能自行关断。这就是说,GTO跟普通晶闸管一样,一旦导通即能在导通状态下自锁,是一种必须靠门极电流的极性变化来改变通断状态的晶闸管。关断GTO的反向门极电流通常须达到阳极电流的 $1/4 \sim 1/3$,因而关断过程的控制远不如GTR方便。从单管的功率处理量来看,GTR又远不如GTO,所以在大功率场合,GTO很受重视。1995年底,GTO器件水平为:非对称(即普通型)3000A/6000V,非对称高直流阻断6000A/DC4000V,逆导型3000A/4500V。GTO的双晶体管等效模型电路如图4-1所示。

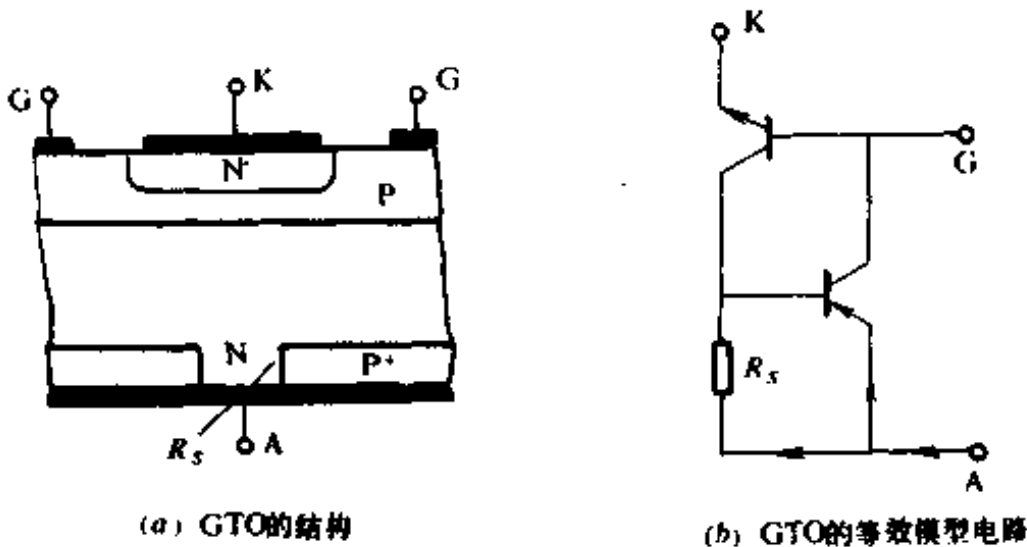


图 4-1 GTO 的结构与双晶体管等效模型电路

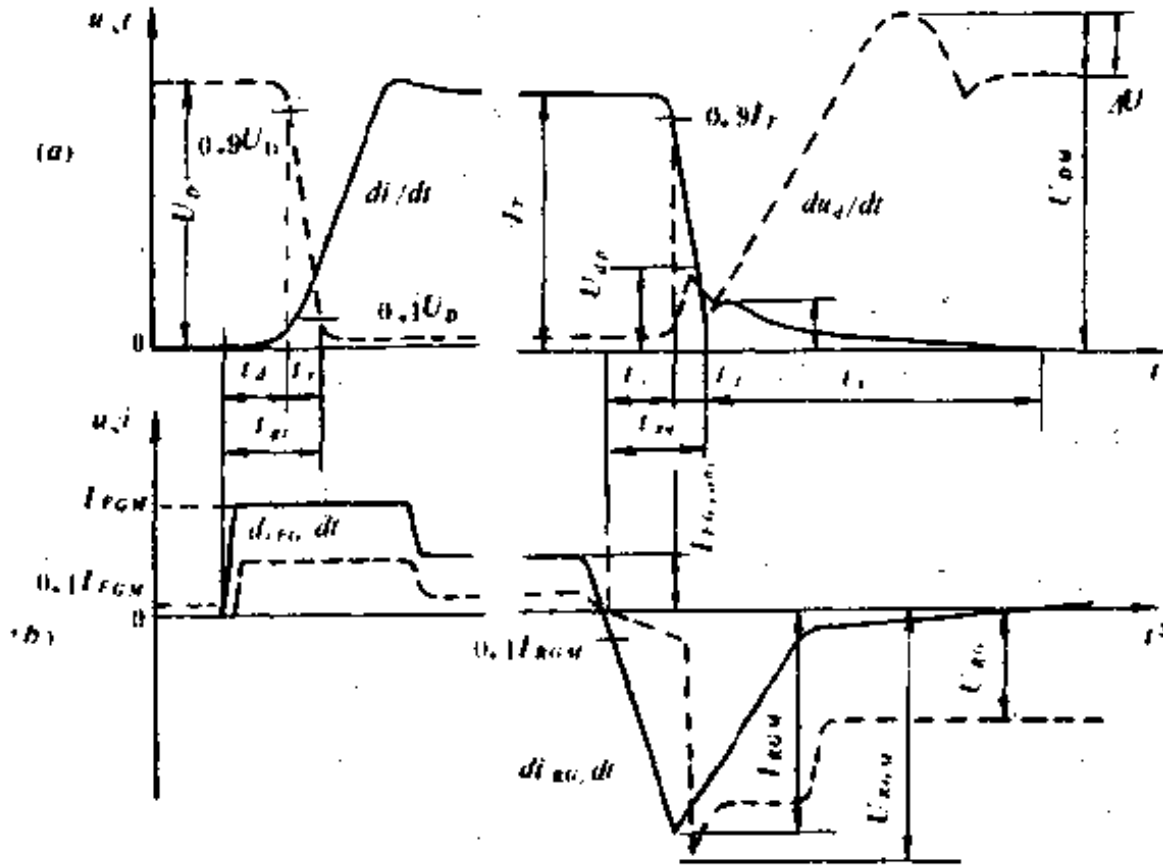
4.1 GTO 的基本特性

众所周知,普通晶闸管由于在阻断电压和开关时间上不能同时

兼顾而分别发展,形成了高压大电流晶闸管和快速晶闸管两种类型。至于GTO,由于增加了一个用门极负电流控制关断的功能,各种特性之间的牵制更大,在器件设计时要想面面俱到则更不易。

1. GTO 的开通特性

在感性负载电路中,GTO 开关波形如图 4-2 所示,其左半部为开通过程中的电流和电压波形。开通时间 t_{on} 定义为从门极正向电流达到其幅值 I_{FGM} 的 10% 起到阳极电压下降到断态电压 U_D 的 10% 的一段时间。在这段时间内,阳极电压下降到 $0.9U_D$ 之前的一段叫延迟时间 t_d ,从 $0.9U_D$ 到 $0.1U_D$ 的一段叫上升时间。



(a) GTO的阴极特性
(b) GTO的门极特性
实线: 代表电流波形
虚线: 代表电压波形

图 4-2 GTO 开关过程中的阳极与门极特性

GTO 实际上并不是晶闸管那样的单胞器件,而是由很多 GTO 单元并联组成,为防止分流的不均匀性使得单元 GTO 的阳极电流小于维持电流而提前关断造成其它导通单元 GTO 因承受过量电流而烧坏,所以 GTO 的开通驱动不要用脉冲信号而要用连续信号。

2. GTO 的关断特性

当门极电压反向时,GTO 即受门极负电流控制而开始关断过程。从图 4-2 中的关断部分可以看得很清楚,在门极电流反向并逐渐上升到幅值 I_{RGM} 的这一段时间里,阳极电流不会有太大变化,这种情况与 GTR 的情况类似。由于各 GTO 单元的两个等效晶体管在导通时也都处于饱和状态,因而欲令其关断必须彻底清除各晶体管中的超量存储电荷,首先是 P 基区的超量存储电荷,以使 NPN 晶体管退出饱和状态,恢复各 GTO 单元的门极控制能力。在这个阶段所延续的时间也叫存储时间。从门极负电流达到其幅值的 10% 到阳极电流下降到 10% 时止,记为 t_s 。从存储期终点到阳极电流开始回升的这段时间是阳极电流的下降时间,记为 t_f 。当回升现象不明显时,下降期的终点定在阳极电流仅剩 10% 的时刻。一般情况下,GTO 的 t_f 很短,只有 $1\sim 2\mu s$ 左右。 t_f 短主要归功于反向门极电流对 P 基区存储电荷的抽取。由于其它区域中的存储电荷无法通过门极电流来抽取,只能通过复合而消失,因而在关断过程的末期,也即在下降期之后,阳极电流总拖着一条长长的“尾巴”,称之为拖尾期,相应的时间 t_t 叫拖尾时间。

在关断过程中,由于有充分大的门极负电流存在,可不必考虑由 du/dt 引起的误触发,但是对图 4-2 中的尖峰电压 U_{sp} 还是要有一定的限制。因为事实表明,GTO 在关断过程中的损坏往往与这个尖峰电压的大小有关。

3. 功率损耗

GTO 的功率损耗包括门极功耗和阳极功耗两大部分。门极功耗相对较小,阳极功耗是 GTO 的主要热源,包括通态损耗和断态损耗两种稳态功耗及开通损耗和关断损耗两种瞬时功耗。断态损耗由漏

电流引起,一般也很小,可予忽略。值得重视的是其余三种阳极功耗,特别是关断损耗。虽然 GTO 的通态压降比普通晶闸管的通态大,但只要不是长时间工作在直流导通状态,其通态损耗在总功耗中所占比重还是较小。在开关应用中,GTO 的总功耗随着开关频率的增加而增加。这说明瞬态功耗比稳态功耗占有更大的比重。

4.2 GTO 的失效与保护

GTO 的失效常常与关断过程有关,表现为不能可靠关断乃至烧坏管子。这种失效主要与阳极电压在关断过程中的回升速率,即再加 du/dt ,以及回升过程中产生的尖峰电压 U_{ap} 有关,失效机理与 GTR 的二次击穿现象类似。为此,在 GTO 应用中,应象 GTR 一样,必须设计一个吸收回路,如图 4-3 所示。

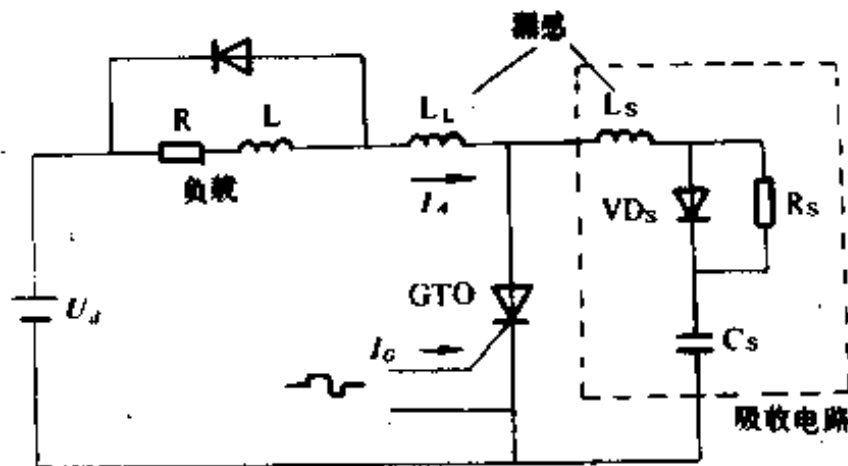


图 4-3 带吸收回路的 GTO 工作电路

在实际应用中,吸收回路的布线与电容产生的杂散电感以及吸收二极管的开通电压等等也会在阳极电流下降期间对 GTO 产生不好的影响。由于下降期中的电流变化率有可能超过 di/dt ,杂散电感与这样高的 di/dt 的乘积就会产生很高尖峰电压 U_{ap} ,从而产生很高的瞬态关断功耗。因此要尽力防止这类情况发生。

4.3 GTO 的门极驱动

GTO 的工作特性在很大程度上受其门极驱动电路的影响,图 4-4 所示为一典型的 GTO 门极驱动电路,它由开通电路、关断电路和偏置电路三部分组成。在 GTO 开通的时候,开通电路应能提供峰值为临界门极触发电流 5~10 倍的正向门极电流脉冲,以确保各 GTO 单元的一致导通。在 GTO 的稳定导通状态下,开通电路还要继续提供一定大小的正向连续电流,以免某些 GTO 单元或整个器件由于电流波动引起主电流瞬时低于维持电流而退出导通状态。在 GTO 关断的时候,关断电路提供的门极负电流的上升速率应足以通过电路中的漏感迫使 J_3 结雪崩击穿,以帮助 J_2 结的恢复,但是, J_3 结雪崩击穿的时间不宜太长,否则过度的瞬态功耗将导致器件损坏。偏置电路的作用是为了防止 GTO 在关断过程中或关断状态中被 du/dt 误触发。

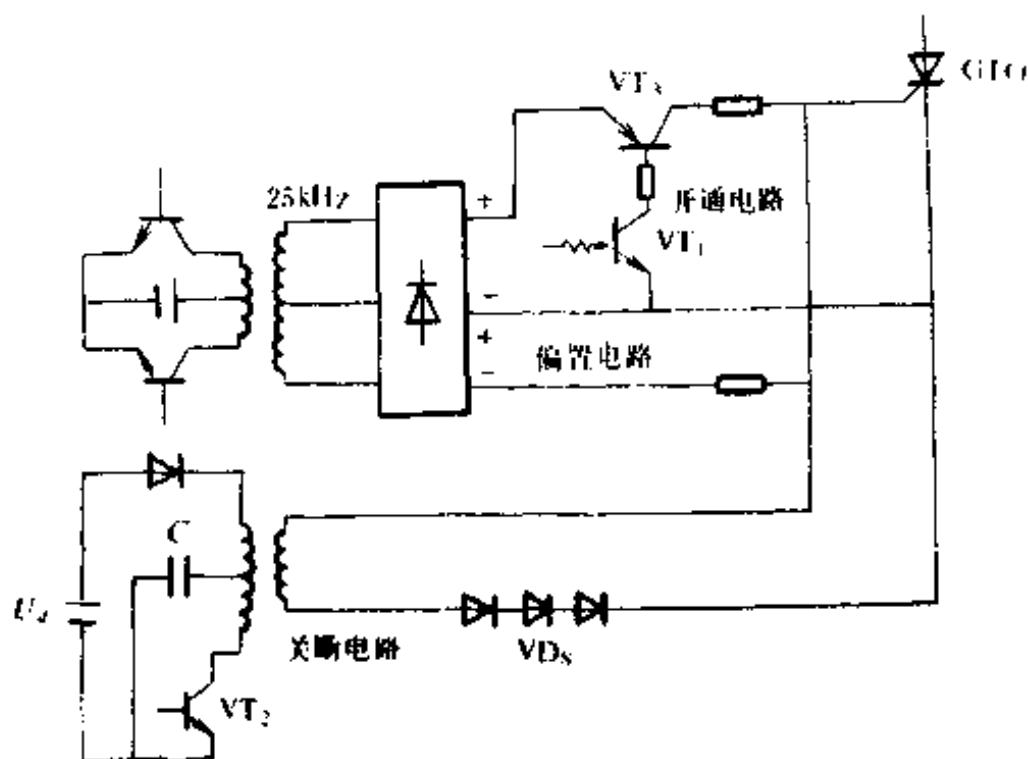


图 4-4 GTO 的典型门极驱动电路

在图 4-4 中,开通电路和偏置电路由一个高频电源通过二极管整流器供电。门极开通信号通过光耦产生,与供电电源有良好的电隔

离。当开通信号从晶体管 VT_1 的基极输入之后, VT_1 和 VT_3 依次开通, 即有正向电流脉冲加到 GTO 门极上。门极负电流是借助晶体管 VT_2 的开通来提供的。在 VT_2 导通之前, 电容 C 靠关断电路的电源电动势 E_d 谐振充电, 使之端电压 $U_c = 2E_d$ 。这样, 在 VT_2 开通时, 电容 C 的放电即能产生一个幅值较高、上升率也较高的门极负电流。串联二极管 VD_s 和晶体管 VT_3 可有效防止开通电路与关断电路之间的相互干扰。

一般地, GTO 器件对门极触发信号有所谓四度要求: 前沿陡度、脉宽幅度、脉冲宽度、脉冲后沿坡度。前沿陡度——开通脉冲前沿越陡, 对 GTO 导通越有利, 通常采用脉冲加尖的强触发; 关断脉冲前沿越陡, 关断速度越快, 关断能力及可靠性就越大。脉冲幅度——开通脉冲幅度一般取额定触发电流的 3~5 倍, 以保证在低温下也能触发; 关断脉冲幅度与关断前沿陡度及 GTO 元件内的多余载流子数量有关, 一般取关断脉冲电流峰值为 GTO 阳极电流的 $1/3 \sim 1/4$ 。脉冲宽度——开通脉冲应该在 GTO 导通期间一直加在 GTO 门-阴极上; 关断脉冲则必须持续到 GTO 元件完全关断, 即应持续到尾部电流以后。脉冲后沿坡度——开通脉冲持续整个 GTO 导通时间, 故不存在后沿坡度问题; 关断脉冲后沿应尽量缓和些, 若过陡, 由于结电容效应, 会产生门极正向尖峰电流, 容易使 GTO 产生误导通。只有能满足四度要求的电路才是高品质的 GTO 驱动电路。

五、功率场效应管(VMOS)

功率 MOS 场效应管是指具有垂直于芯片表面的导电路径的 MOS 场效应晶体管,习惯上称 VMOS 管(V 取自“垂直”的英文词 Vertical 的首字母)。它是用电压信号控制工作电流的电力电子器件。这种器件的基本特点是输入阻抗极高,因而所需驱动功率很小,它还具有工作频率高、无热电反馈二次击穿以及跨导线性度高等令双极功率器件难以相比的优点。VMOS 的结构与电路符号如图 5-1 所示。

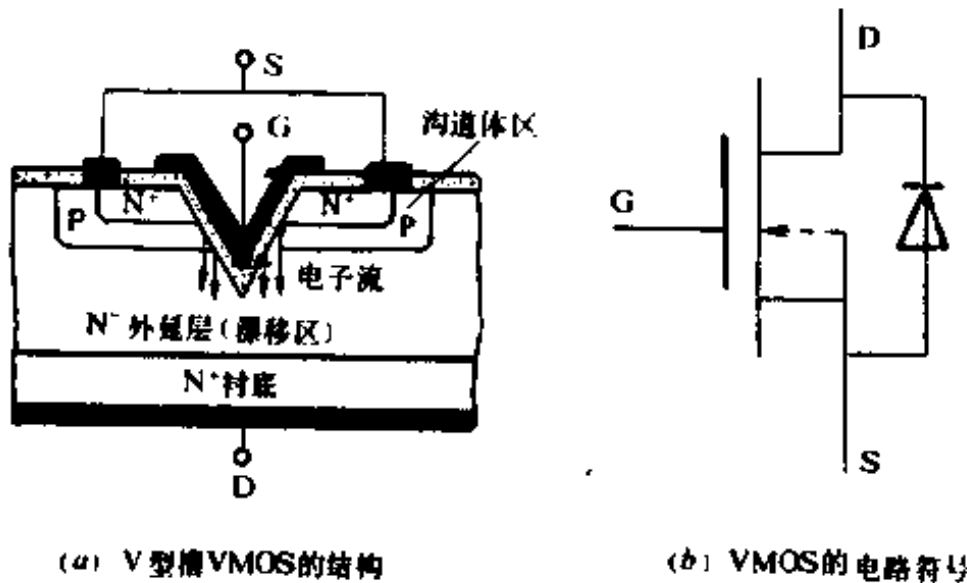


图 5-1 VMOS 的结构与电路符号

5.1 VMOS 的工作特性

VMOS 的通态电阻和电容是两个取决于器件结构,又从根本上影响着器件特性的重要物理参数,因此通过对这两个参数的认识来了解器件特性是有益的。

1. 安全工作区

VMOS 的通态压降随着温度的上升而增大,而不象 GTR 等双极器件中的通态电阻那样随着温度的上升而减小。正是这个差异使

得 VMOS 没有热电反馈引起的二次击穿,导致这个差异的根本原因是这两种器件的工作载流子性质不同。象 GTR 这类双极器件主要依靠少数载流子的注入传导电流,而少数载流子的注入密度随结温升高而增大。电流的增大将使结温进一步升高,从而使得电流与结温之间具有正反馈的关系。VMOS 主要依靠多数载流子导电,多数载流子的迁移率随着温度的上升而下降,其宏观表现就是漂移区的电阻升高,电阻升高会使电流减少,电流的减少使得结温下降,从而使得电流与结温之间保持着负反馈关系。

二次击穿现象的消失,使得 VMOS 的安全工作区增大,如图 5-2 所示。这个工作区由电流限、功耗限和电压限三条边界确定,比双极器件少一条二次击穿限。

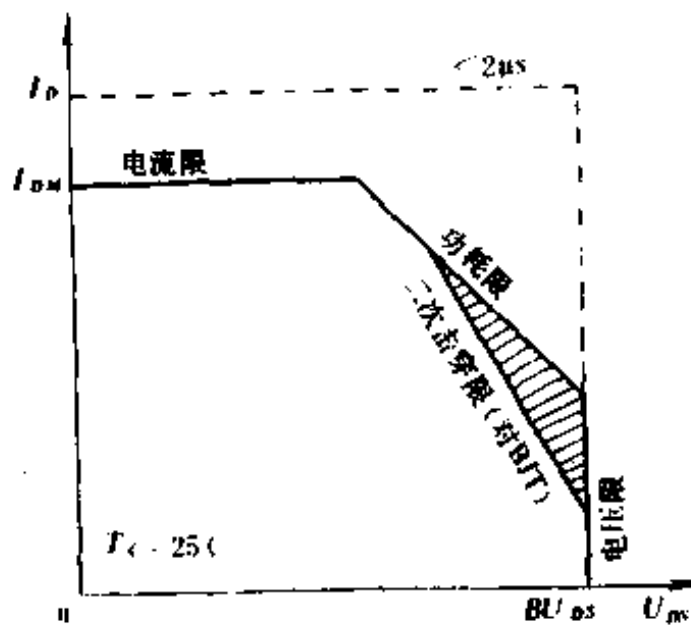


图 5-2 VMOS 的安全工作区

2. 静态特性

图 5-3(a) 是一个典型 VMOS 的输出特性曲线。为便于比较 VMOS 与 GTR 的输出特性,图 5-3(b) 示出双极晶体管的输出曲线。

从图 5-3 中可看出,(a)、(b) 两组曲线的基本特征相似,但有两个明显差异。①曲线(a)的可变阻性区电压范围比曲线(b)的饱和区的电压范围大。在开关工作时,流过相同的电流,曲线(a)的压降比

曲线(b)大得多,损耗就更大;②曲线(a)饱和区的电流线比曲线(b)的电流线平坦得多。这一差异表明 VMOS 比功率晶体管更适宜作恒流元件用。

需要强调的是,VMOS 用作电子开关时,是工作在可变阻性区,或称阻性导电区。它与 BJT(GTR)的饱和工作区相对应。从曲线(a)中可看出,通态电阻 R_{DS} 对开关应用来说是一个很重要的器件参数。 R_{DS} 越小,VMOS 的电流处理能力就越强。如前所述, R_{DS} 具有正的温度系数,大约为 $0.7\%/^{\circ}\text{C}$ 。

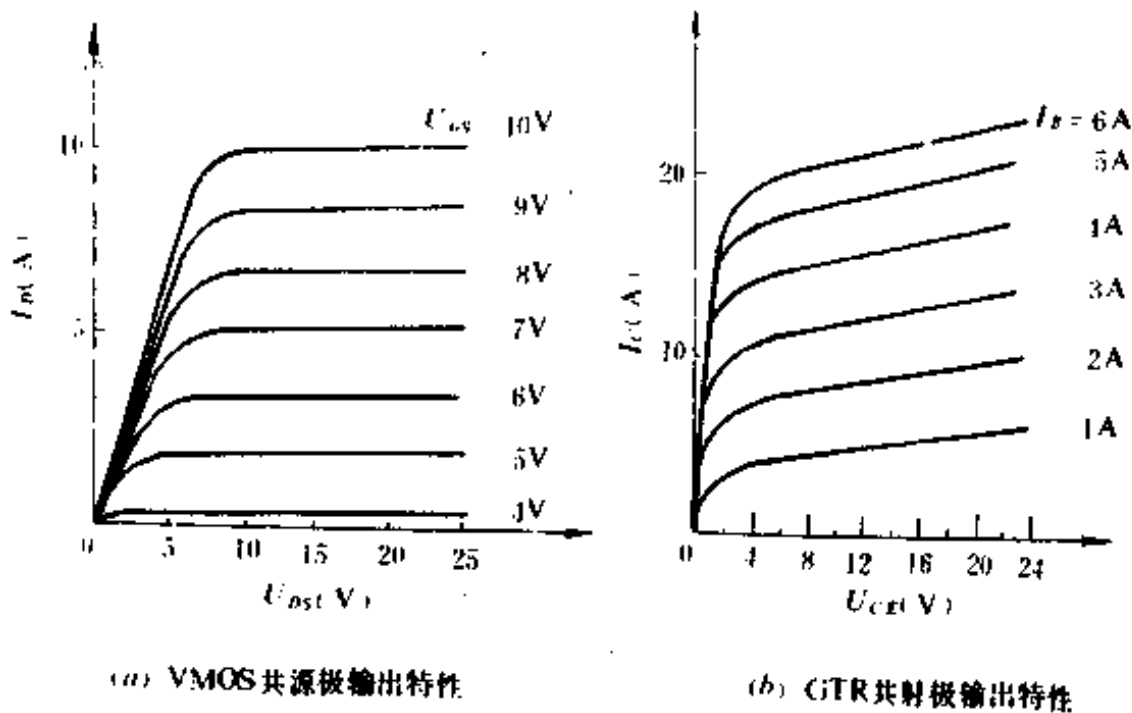


图 5-3 VMOS 和 GTR 的典型输出特性曲线比较

3. 动态特性

VMOS 主要在高频领域应用,它的动态特性有两个决定因素:一个是栅极的电位变化速率,一个是载流子渡越漂移区的速度。当第一个因素起主导作用时,器件电容成为影响动态特性的关键参数。器件制造商为用户提供的 VMOS 电容数据为共源输入电容 C_{iss} 、共源输出电容 C_{oss} 和反向转移电容 C_{rss} 。

VMOS 的直流输入阻抗通常都在 $10^{12}\Omega$ 以上。作为一种高阻抗的开关器件,维持导通和维持关断都不需要消耗什么能量,但是器件

在通、断两态间转变时要消耗一定的能量。这种转变过程的实质是极间电容的冲电和放电。图 5-4 给出了一个典型 VMOS 分别开关 1A 和 10A 漏极电流时的栅极电压与栅极电荷之间的关系。图中曲线表明, 不管开关多大电流, 通、断两态(图中曲线平台的首尾)的栅极电荷增量 ΔQ 总要比维持大电流和小电流同一状态所需要的电荷量之差(例如图中的 δQ)大得多。器件要在栅压升高到一定大小时才能导通, 而一定的栅压需要一定数量的电荷来维持。因此, 开关速度主要由栅电极的电容充、放电速率来决定。

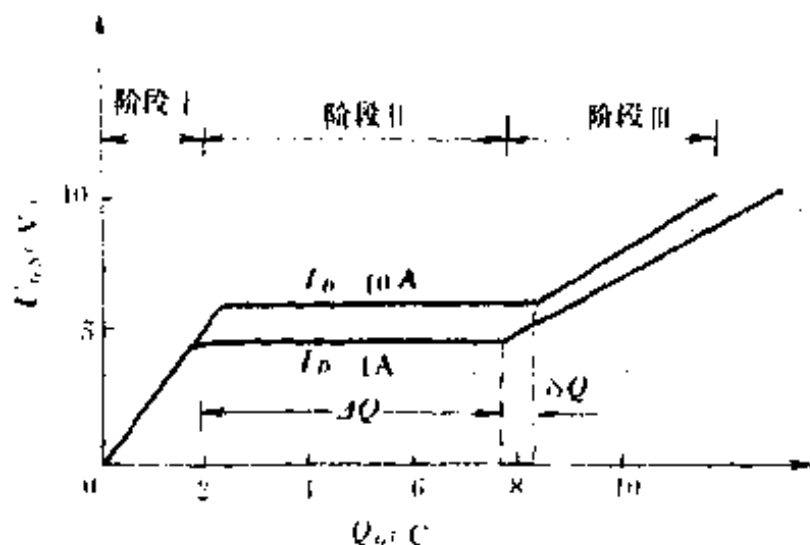


图 5-4 一个典型 VMOS 在开关 1A 和 10A 漏极电流时的栅压和栅电荷关系

VMOS 开关过程的时间常数定义如图 5-5 所示。实际工作中规定按波幅 10% 和 90% 所对应的时刻来定义时间常数。开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 定义为从驱动脉冲前沿上升至 10% 幅值时起到漏-源电压下降到 10% 时止的时间间隔; 上升时间 t_r 定义为从 U_{DS} 下降 10% 到下降 90% 这两个时刻的间隔; 关断延迟时间 $t_{d(off)}$, 则定义为从驱动脉冲后沿下降到 90% 幅值起到 U_{DS} 回升 10% 止的时间间隔; 下降时间 t_f 定义为从 U_{DS} 回升 10% 到回升 90% 这两个时刻的间隔。VMOS 只靠多数载流子导电, 不存在少数载流子存贮效应, 因而其关断过程是迅速的, 不出现反向电流及相应的反向恢复过程。同双极器件相比, 其

工作频率很高。

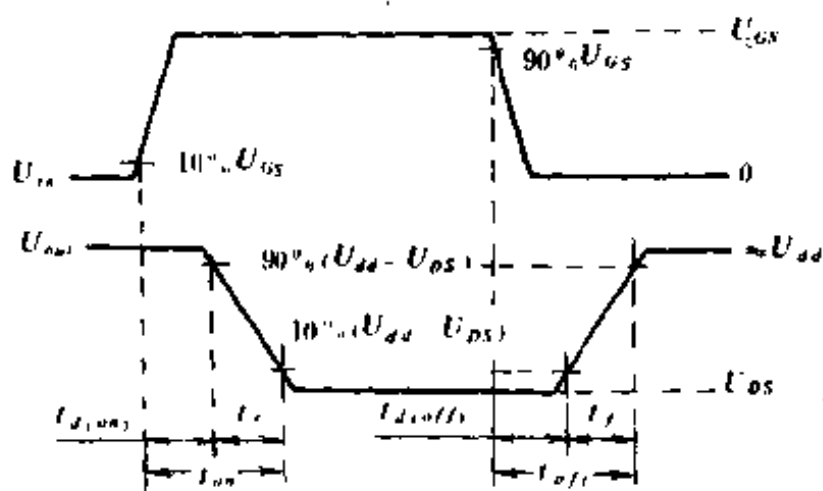


图 5-5 VMOS 开关时间常数的定义

5.2 VMOS 的应用基础

VMOS 由于具有工作频率高、驱动功率小、无热电反馈二次击穿以及跨导线性度高的优点,因而在线性放大和功率开关方面的应用得到迅速发展。这里就应用基础方面的栅极驱动和并联问题作一简介。

1. 栅极驱动

(1) VMOS 的驱动可以直接使用 CMOS 电路或集电极开路的 TTL 电路。一般的 TTL 电路必须附加别的电路才可用于驱动 VMOS, 否则很难保证 VMOS 在良好的可变阻性区作开关工作。

(2) 为保证 VMOS 在传导逐渐上升的连续电流时工作在可变阻性区, 至少要使其栅压超过 10V。一般又以不超过 20V 为佳。

(3) 驱动电路与 VMOS 栅极之间应串一电阻。这一电阻的大小不仅影响到 VMOS 开关速度的快慢, 同时影响到器件的使用可靠性。驱动电压、器件栅-源电容和外接电阻构成一充电回路, 如图 5-6 所示。电阻选得大, 电容上电压上升慢, 下降也慢, 器件开通和关断时间长。这不仅会减慢器件的开关速度, 而且器件开关损耗增大, 电阻选得小, 电容上电压上升得快, 下降得也快, 器件开通和关断时间就

短。这加速了器件的开关速度,器件的开关损耗也减小,但开关开通过程的电流峰值上升,关断过程的电压浪涌也升高。这又很容易使器件在开关过程中因 du/dt 、 di/dt 超限而损坏。因此,外接电阻的选取很是关键。

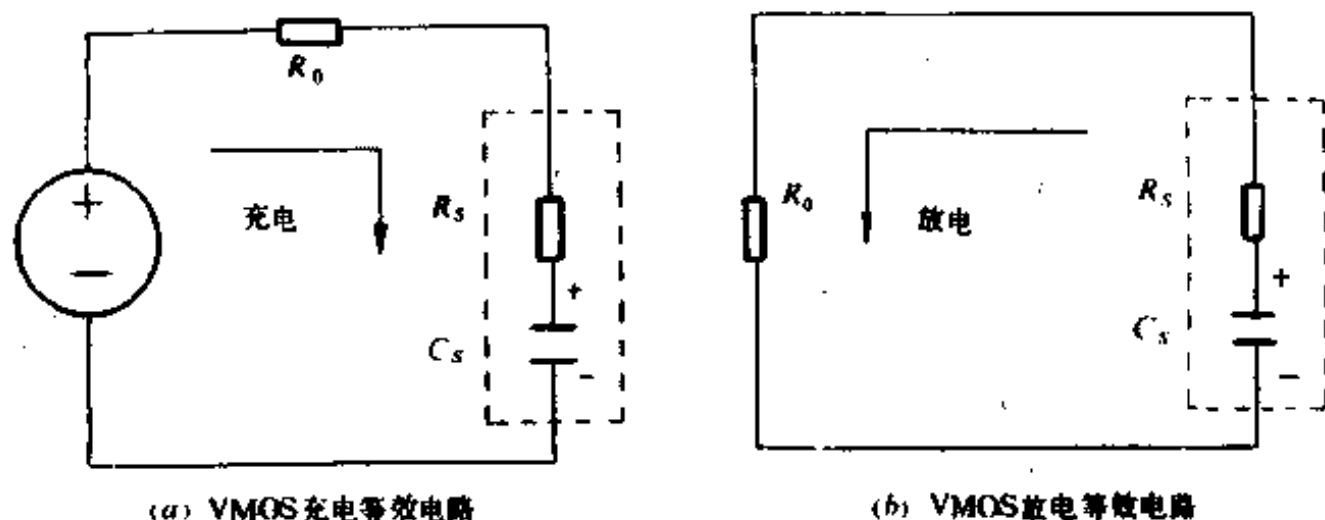


图 5-6 VMOS 开关充放电等效电路

2. VMOS 的并联运用

VMOS 的电流容量远不如象 GTR 这类的双极晶体管电流容量大,它的成本又比后面要介绍的 IGBT 为低,因此常需要并联使用以增加过流能力。由于 VMOS 不存在热电反馈二次击穿问题,且通态电阻 R_{DS} 具有正的温度系数,这使并联中的 VMOS 中各管能“自动”地合理分配电流。因此多个器件可直接并联,而不像 GTR 并联那样复杂。

在选择并联管时,要注意选择通态电阻尽量一致的管子。因为 VMOS 通态电阻 R_{DS} 的温度系数并不很大,若并联管子之间的 R_{DS} 相差太大时,管子之间的均流作用会导致管芯的温差过大。这不利于 VMOS 的并联运行。

5.3 VMOS 应用的几个注意点

(1) 一般情况下,VMOS 在受到感性负载回授电压机制的局限时能承受的 du/dt 只有 $10\sim 50V/ns$ 左右。因此在设计电路时要特

别注意减小电感。在低耐压器件中 du/dt 更低,在设计电路时应更小心。

(2) 使用 VMOS 器件的寄生反并联二极管时要注意,当器件耐压低于 250V 或工作频率低于 10kHz 时,可以使用 VMOS 中的寄生二极管;当 VMOS 耐压超过 250V、工作频率又大于 10kHz 时,应尽量避免使用。因为高电压的 VMOS 寄生二极管速度慢、噪声也大,如果使用,有可能使得器件安全工作区极大地缩小。

(3) VMOS 易受静电放电(ESD)的损害而失效,因此 VMOS 的 ESD 防护应该注意这一点。具体做法是:VMOS 的栅-源极在接入电阻等元件之前不得开路,焊接工作人员应有接地装置(接地电阻 $1M\Omega$ 左右,以防静电),烙铁焊接 VMOS 前必须断电等等。

(4) VMOS 要极力避免高温运行,因为它的开启电压(栅-源极间)随着温度的升高而降低,从而使器件的 du/dt 耐量下降。

(5) 驱动电压一般以不超过 15V 为宜,且驱动信号线要用双绞线;尽量缩小流过 VMOS 管的电流回路,且最好用扁平线。

六、绝缘栅双极晶体管(IGBT)

绝缘栅双极晶体管,简称 IGBT。它是 VMOS 的卓越控制方式与双极型电力电子器件赖以获得大电流的电导调制机制的产物,它有功率 MOSFET 的电压驱动和高速开关特性,又有双极型晶体管的大电流开关特性。IGBT 的结构与等效模型电路如图 6-1 所示。

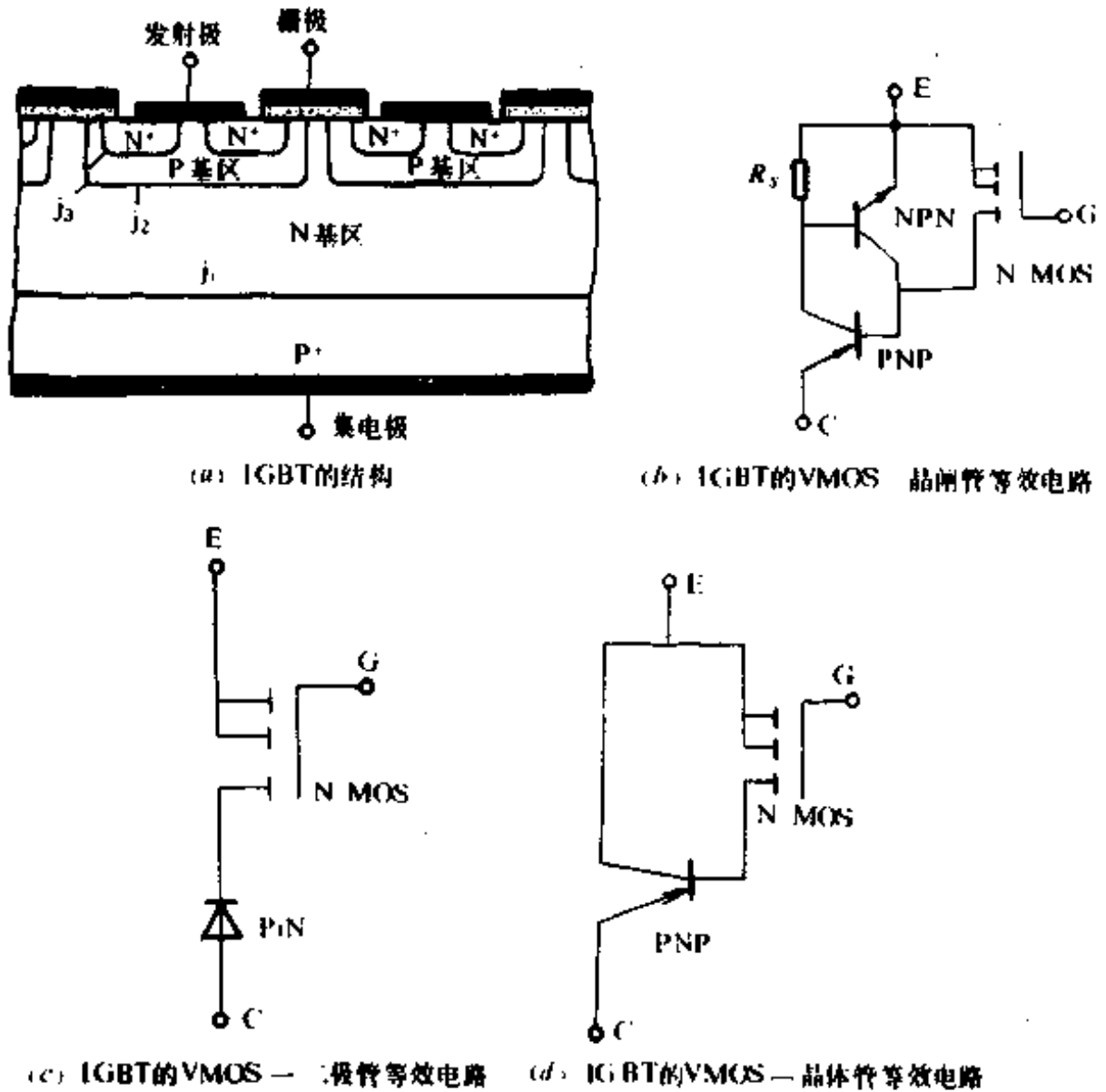


图 6-1 IGBT 的结构与等效模型电路

6.1 IGBT 的特点

由于 IGBT 用 MOS 栅控制双极电流,故对其工作特性的分析方法与对其它电力电子器件工作特性的分析方法很不一样。为节省篇幅,这里仅介绍一下 IGBT 的几个特点。

(1) IGBT 的伏安特性与二极管的通态特性没多大差别,即便是阻断电压额定值很高的器件,其电流容量也能达到很高水平。在栅压较低的情况下,由于外加电压将主要降落在这个区域中,伏安特性将和 VMOS 那样显出饱和状态。显然,栅压越高,饱和电流越大。IGBT 伏-安特性曲线如图 6-2 所示。从图中可以看出,IGBT 的过流能力 I_F 主要由栅压 U_G 决定,而与正偏压无关。

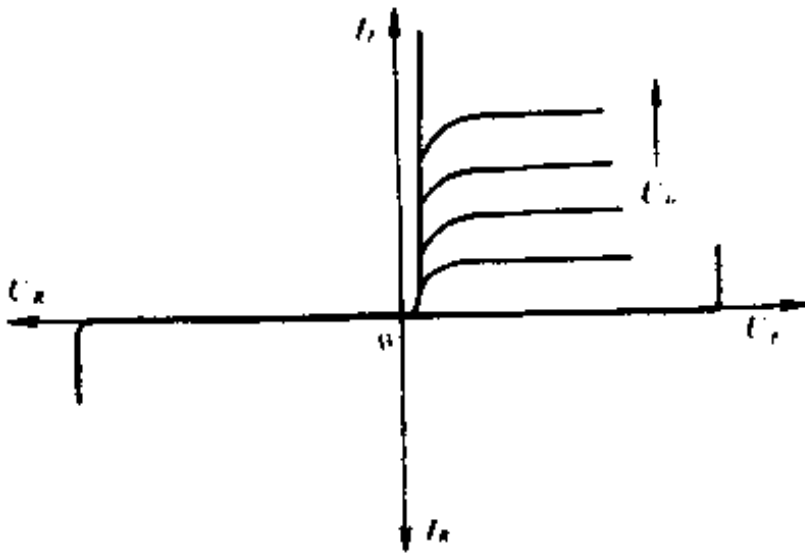


图 6-2 IGBT 的输出特性

(2) 当 IGBT 的栅极导电沟道充分开启,其集电极电流的伏安特性(图 6-2 中第一象限)是指数函数,而 VMOS 和 GTR 皆为线性特性,因而在同样的耐压额定值下,IGBT 比 VMOS 和 GTR 都容易通过更大电流。比如,对于 600V 等级的器件,IGBT 的过流能力是 VMOS 的 20 倍左右,是 GTR 的 5 倍左右。

(3) IGBT 关断过程栅压 U_G 的下降速率决定于放电电阻 R_G 的大小,所以可通过改变 R_G 来改变器件通过电流的下降速率。这有利于设计人员通过调整 R_G 来限制关断过程的 di/dt 。

(4) IGBT 具有卓越的高温通态特性,在散热器温度接近 200°C 的情况下也能正常工作,特别适合于环境温度很高的恶劣工作条件。VMOS 在环境温度偏高的场合下只能降格使用。

(5) IGBT 在高温环境运行时,关断时间会有所增长,这点值得注意。

6.2 IGBT 的混合 IC 驱动器

绝缘栅双极晶体管(IGBT)正日益广泛地应用于小体积、低噪音、高特性的电源、逆变器、不间断电源(UPS)以及电机速度控制装置之中。用于 IGBT 的混合 IC 驱动器吸收了 IGBT 的优点而开发。混合 IC 驱动器的种类很多,本文介绍目前应用很广的单电源富士混合 IC 驱动器。别的驱动器与此大同小异。

1. 特点

(1) 不同的系列。标准系列产品最大运行频率为 10kHz ,高速系列产品最大运行频率为 40kHz 。这两个系列包括了全部的 IGBT 产品范围。

(2) 内装用于高隔离电压的光耦合器,额定耐压一分钟 2500V 交流电压。

(3) 单供电操作。

(4) 内装过流保护电路。

(5) 过流保护输出。

(6) 高密度安装的 SIL 封装。

2. 应用范围

(1) 通用逆变器和电机控制。

(2) 伺服控制。

(3) 不间断电源(UPS)

(4) 电焊机。

3. 综合图表

标准型驱动电路信号最大延迟时间为 $4\mu\text{s}$ ，高速型驱动电路信号最大延迟时间为 $1.5\mu\text{s}$ 。表 6-1 为 IGBT 驱动电路的应用电压电流范围。

表 6-1 IGBT 驱动电路的应用电压电流

IGBT	600 V IGBT 驱动		1200 V IGBT 驱动	
	150A	400A	75A	300A
标准型	EXB850	EXB851	EXB850	EXB851
高速型	EXB840	EXB841	EXB840	EXB841

4. 尺寸

图 6-3 是 EXB850 和 EXB851 的外形尺寸图，图 6-4 为 EXB840 和 EXB841 的外形尺寸图，单位为 mm。

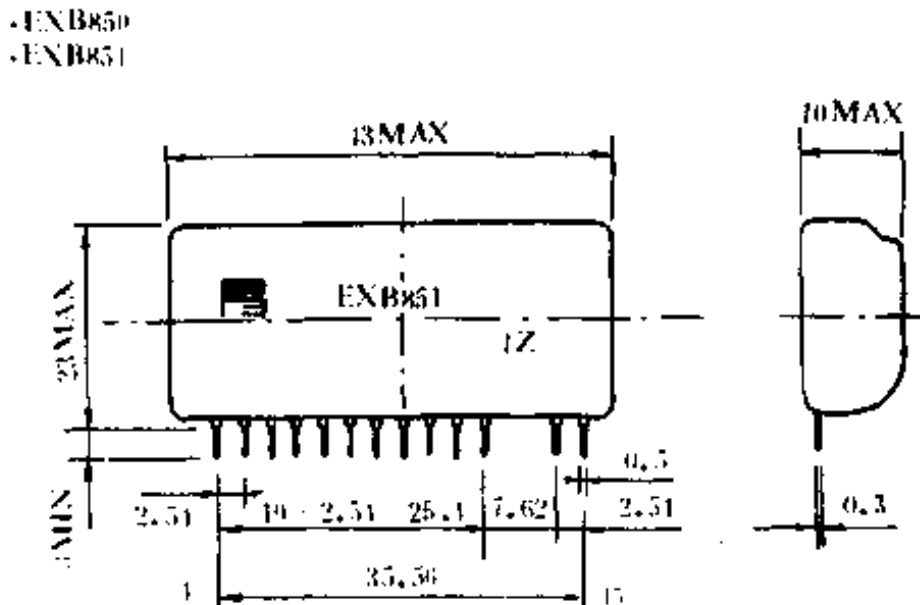


图 6-3 EXB851 和 EXB850 外形尺寸

5. 功能方框图

图 6-5 为 EXB 系列的功能方框图，表 6-2 为全部 EXB 系列管脚的表示法。

• EXB810
• EXB811

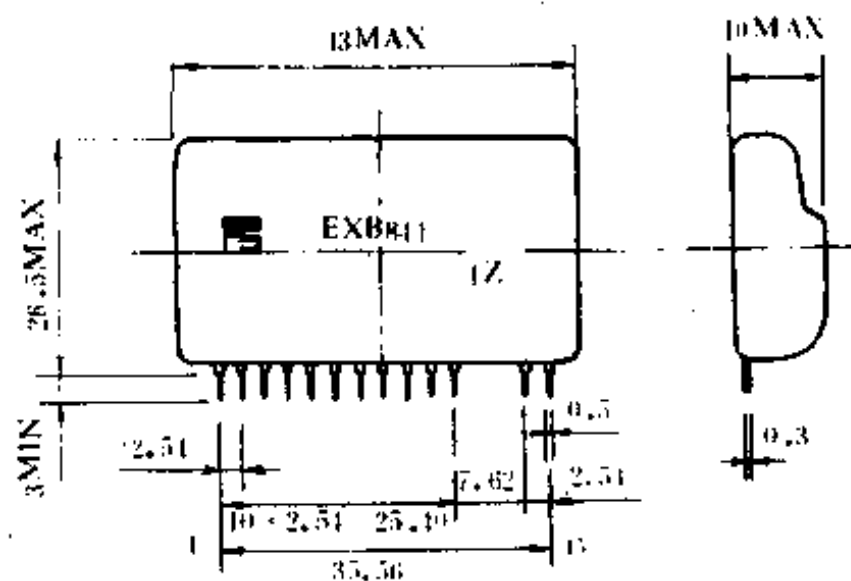
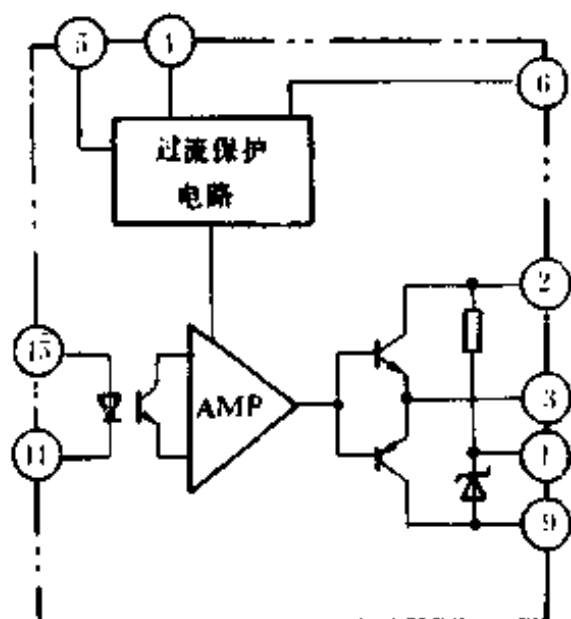


图 6-4 EXB841 和 EXB840 外形尺寸

EXB850, 851



EXB810, 811

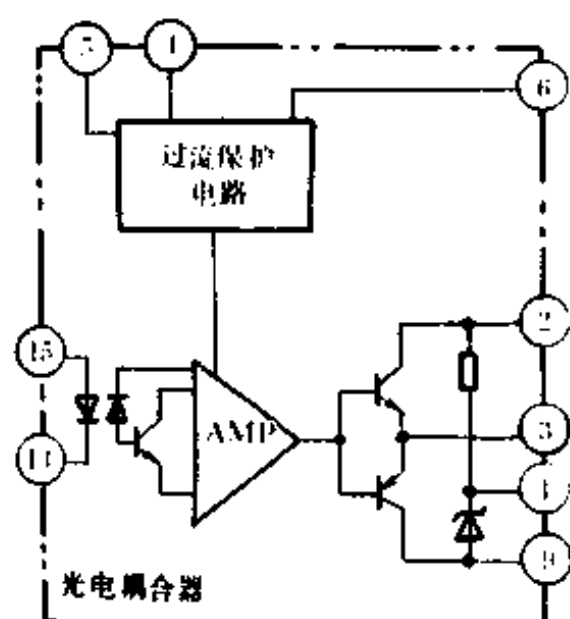


图 6-5 EXB 系列功能方框图

表 6-2 全部 EXB 系列管脚表示法

脚 码	说 明
①	连接用于反向偏置电源的滤波电容器
②	电源(+20V)
③	驱动输出
④	用于连接外部电容器,以防止过流保护电路误动作(绝大部分场合不需要电容器)。
⑤	过流保护输出
⑥	集电极电压监视
⑦ ⑧	不接
⑨	电源(0V)
⑩ ⑪	不接
⑫	驱动信号输入(-)
	驱动信号输入(+)

6. 额定参数和特性

最大绝对额定值见表 6-3,推荐的运行条件见表 6-4,电特性见表 6-5。

表 6-3 最大绝对额定值 (Ta=25℃)

项 目	符号	条 件	额 定 值		单 位
			EXB850. EXB840 (中容量)	EXB851. EXB841 (大容量)	
供电电压	V _{CC}		25		V
光耦合器 输入电流	I _I		10		mA
正向偏置 输出电流	I _{o1}	PW=2 μs,占空比为 0.05 或更短	1.5	4.0	A
反向偏置 输出电流	I _{o2}	PW=2 μs,占空比为 0.05 或更短	1.5	4.0	A
输入/输出 隔离电压	V _(ISO)	AC 50/60Hz,1 分钟	2500		V
工作表面温度	T _C		-10~+85		℃
存贮温度	T _{stg}		-25~+125		℃

表 6-4 推荐运行条件

项 目	符 号	推 荐 工 作 条 件				单 位
		标 准 型		高 速 型		
		EXB850	EXB851	EXB840	EXB841	
供电电压	V_{CC}	20±1				V
光耦合器输入电流	I_t	5		10		mA

表 6-5 电特性

项 目	符 号	条 件	额 定 参 数						单 位
			EXB840. EXB841 (高速)			EXB850. EXB851 (中速)			
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
导通时间	t_{on}	$V_{CC}=20V, I_F=5mA$			1.5			2.0	μs
关断时间	t_{off}	$V_{CC}=20V, I_F=5mA$			1.5			4.0	μs
过流保护电压	t_{ocp}	$V_{CC}=20V, I_F=5mA$		7.5			7.5		V
过流保护延迟	t_{ocp}	$V_{CC}=20V, I_F=5mA$			10			10	μs
报警延迟	t_{ALM}	$V_{CC}=20V, I_F=5mA$			1			1	μs
反向偏置电源电压	V_{RB}	$V_{CC}=20V$		5			5		V

7. 应用电路

(1) EXB850 应用电路 EXB850 为混合 IC,能驱动高达 150A 的 600V IGBT 和高达 75A 的 1200V IGBT。由于驱动电路的信号延迟 $<4\mu s$,所以此混合 IC 适用于高达大约 10kHz 频率的开关操作。使用此混合 IC 时请注意以下方面:

- ① IGBT 栅-射极驱动回路接线必需小于 1m。
- ② IGBT 栅-射极驱动接线应为绞线。
- ③ 如在 IGBT 集电极产生大的电压尖脉冲,那么增加 IGBT 栅串联电阻(R_G)。
- ④ 33 μF 电解电容器吸收由电源接线阻抗而引起的供电电压变

化。它不是电源滤波器电容器。

图 6-6 为 EXB850 外接电路的接法,表 6-6 为 EXB850 推荐的栅电阻和电流损耗。

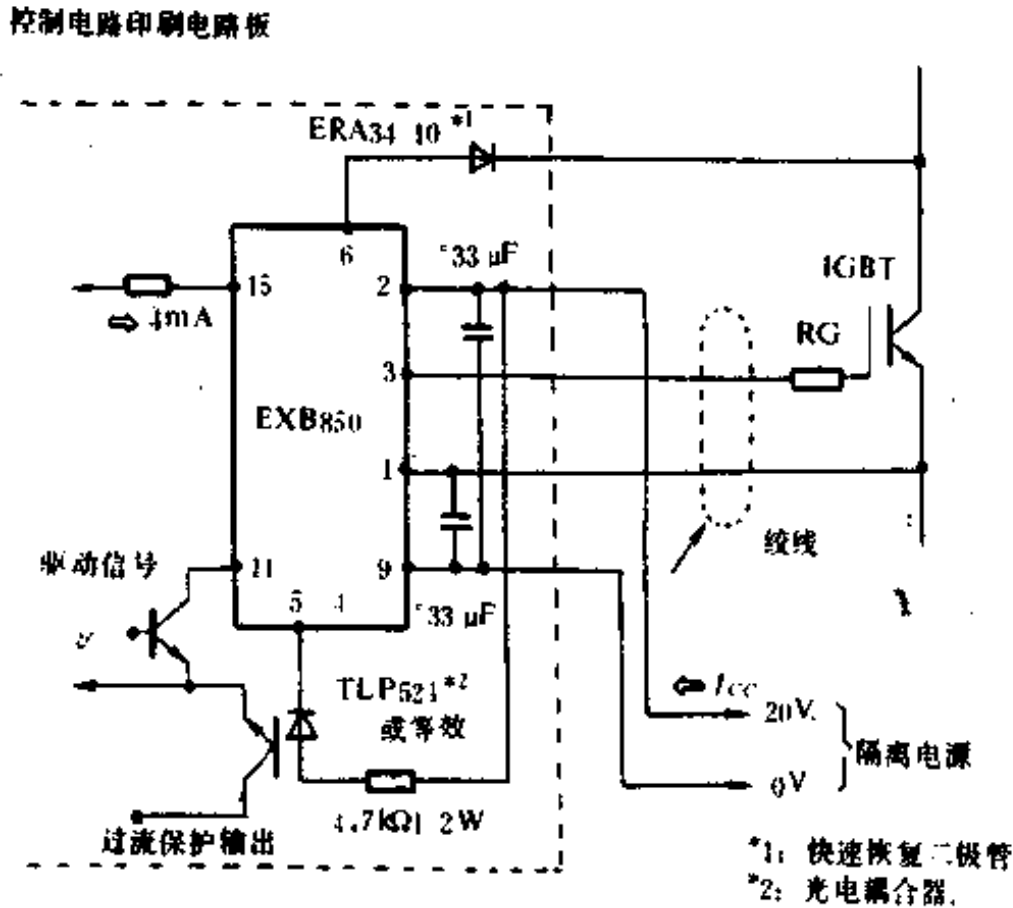


图 6-6 EXB850 外接电路的方法

表 6-6 EXB850 推荐的栅电阻和电流损耗

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200A	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_g		250Ω	150Ω	82Ω	50Ω	33Ω	25Ω	15Ω
I_{cc}	5kHz	24mA			24mA			26mA
	10kHz		25mA		29mA			
	15kHz	25mA		27mA		32mA		

(2) EXB851 应用电路 EXB851 为混合 IC,能驱动高达 400A 的 600V IGBT 和高达 300A 的 1200V IGBT。因为驱动电路信号延迟 $\leq 4\mu s$,所以此混合 IC 适用于高约 10kHz 的开关操作。使用此混

合 IC 时请注意以下方面:

- ① IGBT 的栅-射极驱动回路接线必需小于 1m。
- ② IGBT 的栅-射极驱动接线应为绞线。
- ③ 如果在 IGBT 的集电极产生大的电压尖脉冲,那么增加 IGBT 的栅串联电阻(R_G)。
- ④ $47\mu\text{F}$ 电解电容器吸收由电源接线阻抗引起的供电电压变化。它不是电源滤波器电容器。

图 6-7 为 EXB851 外接电路的接法,表 6-7 为 EXB851 推荐的栅电阻和电流损耗。

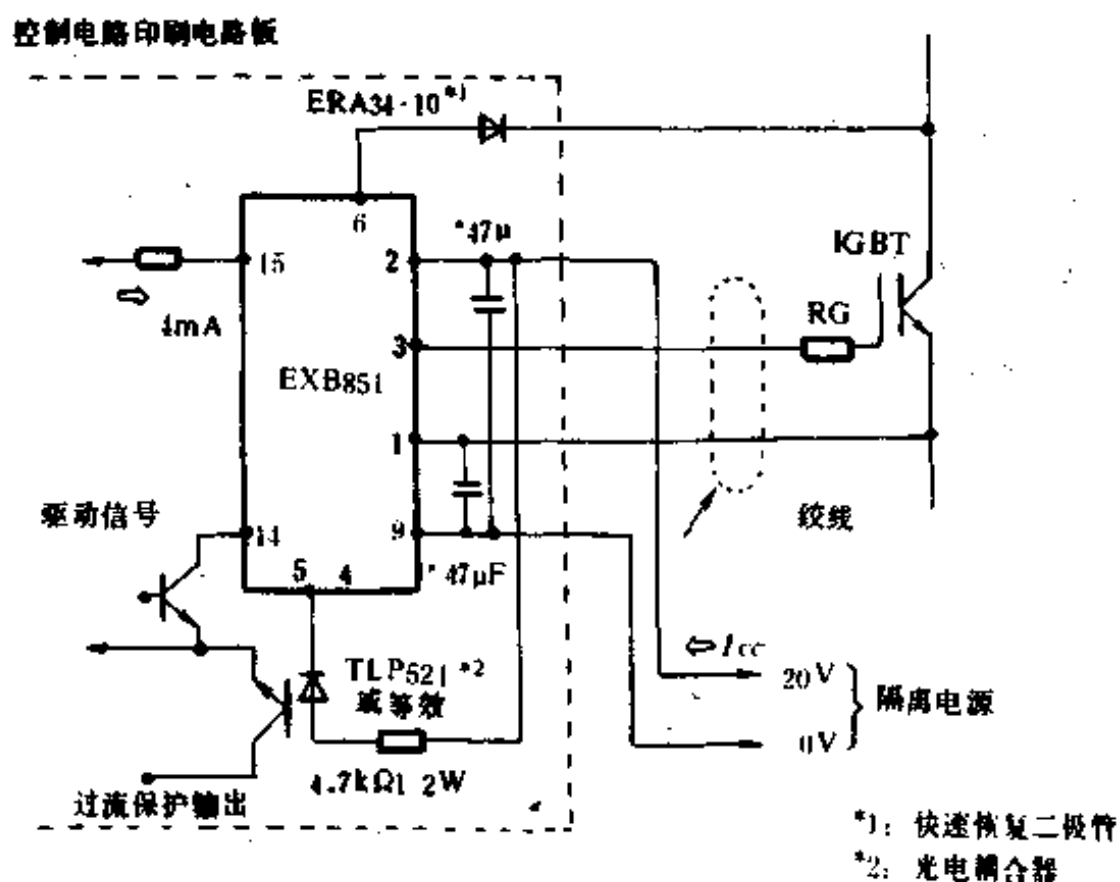


图 6-7 EXB851 外接电路的方法

(3) EXB840 应用电路 EXB840 为混合 IC,能驱动高达 150A 的 600V IGBT 和高达 75A 的 1200V IGBT,因为驱动电路信号延迟 $\leq 1\mu\text{s}$,所以此混合 IC 适用于高约 40kHz 的开关操作,当使用此混合 IC 时请注意以下方面:

表 6-7 EXB851 推荐的栅电阻和电流损耗

IGBT 额定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	200A	150A	200A	300A
R_G		12Ω	8.2Ω	5Ω	3.3Ω
I_{cc}	5kHz	27mA	29mA	30mA	34mA
	10kHz	31mA	34mA	37mA	44mA
	15kHz	34mA	39mA	44mA	54mA

① IGBT 的栅-射极驱动回路接线必需小于 1m。

② IGBT 的栅-射极驱动接线应用绞线。

③ 如果在 IGBT 的集电极产生大的电压尖脉冲,那么增加 IGBT 的栅串联电阻(R_G)。

④ 33μF 电解电容器吸收由于电源接线阻抗而引起的供电电压变化。它不是电源滤波器的电容器。

图 6-8 为 EXB840 外接电路的接法,表 6-8 为 EXB840 推荐的栅电阻和电流损耗。

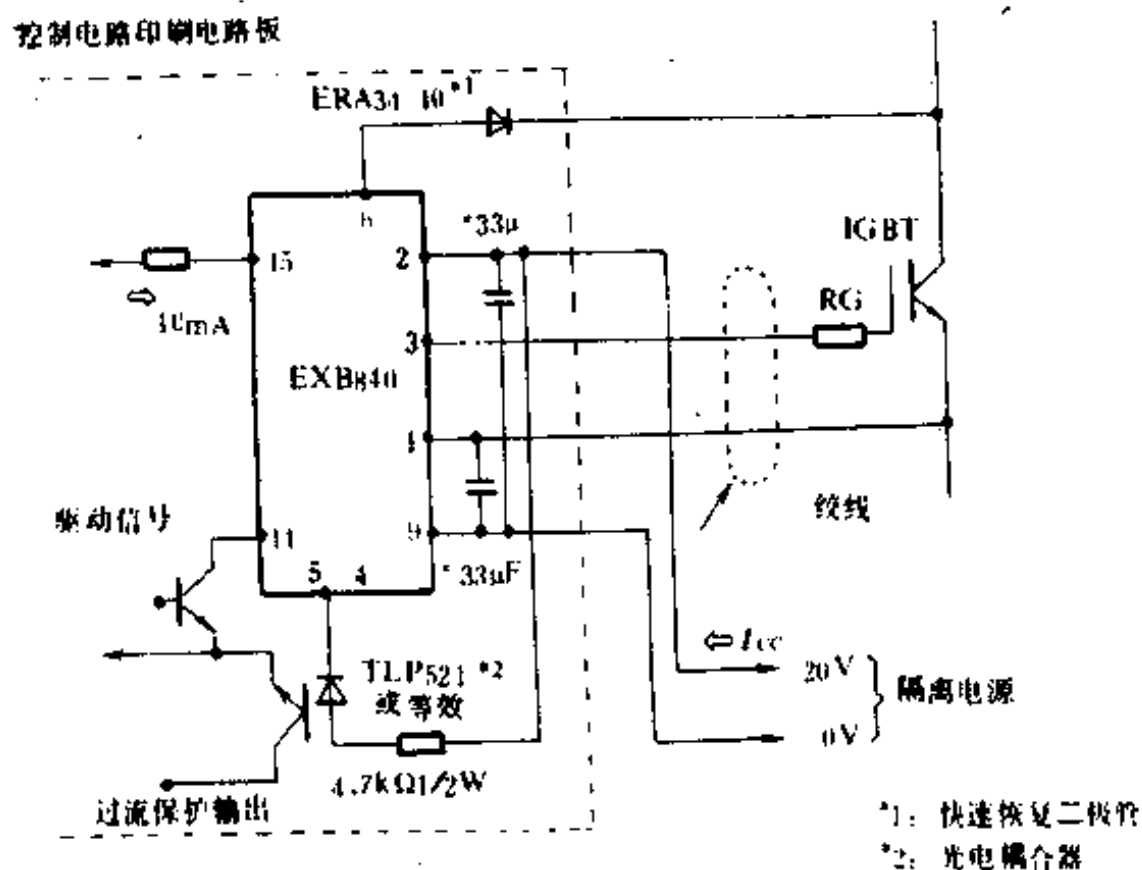


图 6-8 EXB840 外接电路的方法

表 6-8 EXB840 推荐的栅电阻和电流损耗

IGBT 额定值	600V	10A	15A	30A	50A	75A	100A	150A
	1200V	—	8A	15A	25A	—	50A	75A
R_G	250 Ω		150 Ω	82 Ω	50 Ω	33 Ω	25 Ω	15 Ω
I_{cc}	5kHz	17mA				17mA		
	10kHz					18mA		
	15kHz	18mA				20mA		
								19mA
								22mA
								25mA

(4) EXB841 应用电路 EXB841 为混合 IC,能驱动高达 300A 的 1200V IGBT。因为驱动电路信号延迟 $\leq 1\mu s$,所以此混合 IC 适用于高约 40kHz 的开关操作。当使用混合 IC 时请注意以下方面:

①IGBT 的栅-射极驱动回路接线一定要小于 1m。

②IGBT 的栅-射极驱动接线应为绞线。

③如果在 IGBT 集电极产生大的电压尖脉冲,那么增加 IGBT 的栅串联电阻(R_G)。

④47 μF 电解电容器吸引由于电源接线阻抗引起的供电电压变化。它不是电源滤波器的电容器。

图 6-9 为 EXB841 外接电路的接法,表 6-9 为 EXB841 推荐的栅电阻和损耗电流。

表 6-9 EXB841 推荐的栅电阻和损耗电流

IGBT 额定值	600V	200A	300A	400A	—
	1200V	200A	150A	200A	300A
R_G	12 Ω		8.2 Ω	5 Ω	3.3 Ω
I_{cc}	5kHz	20mA	22mA	23mA	27mA
	10kHz	24mA	27mA	30mA	37mA
	15kHz	27mA	32mA	37mA	47mA

8. IGBT 驱动电路使用中的几个注意点

(1) 驱动电路信号延迟依赖于外接光电耦合器的特性,所以应按照混合 IC 的规格来选择高速或通用光电耦合器。

控制电路印刷电路板

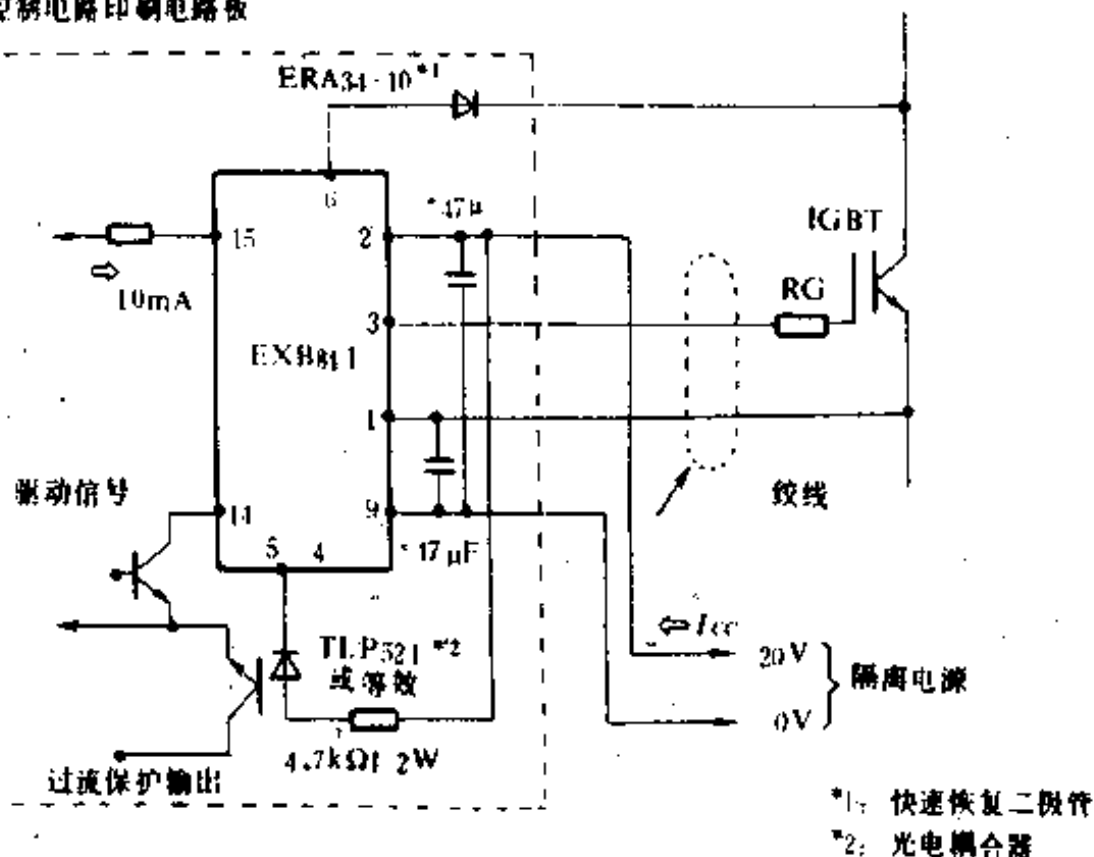


图 6-9 EXB841 外接电路的方法

(2) IGBT 能抵抗仅 $10\mu\text{s}$ 的短路过流, 所以必须有极快的保护电路。EXB 系列混合 IC 装有一个过流保护电路。按照驱动信号与集电极电压之间的关系检测过流。过流检测的原理如图 6-10 所示。当集电极电压高时, 认为是存在过流。

(3) 当以正常驱动速度切断过流时, 产生的集电极电压尖脉冲足以损坏 IGBT。因此作为对过流的响应, 采用低速切断电路慢速关断 IGBT。低速切断电路保护 IGBT 而不被损坏(低速切断电路对于 $\leq 10\mu\text{s}$ 期间的过流不动作)。低速切断 IGBT 过程如图 6-11 所示。

(4) IGBT 需要一个 $+15\text{V}$ 开栅电压以获得一个低开电压, 以及 -5V 关栅电压, 以防止关状态时的误动作。EXB 系列有一个内装电路, 可从 20V 供电产生恒电压, 以实现 IGBT 栅关断。

(5) 过高的驱动供电电压会损坏 IGBT, 并且不足的驱动电压会不正常地增加 IGBT 的 ON 电压。

(6) 过高的输入电流会增加驱动电路的信号延迟, 并且不足的

输入电流会引起驱动电路操作不稳定。

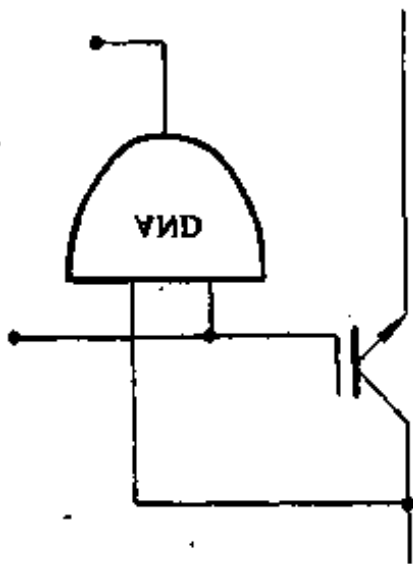


图 6-10 IGBT 过流检测原理

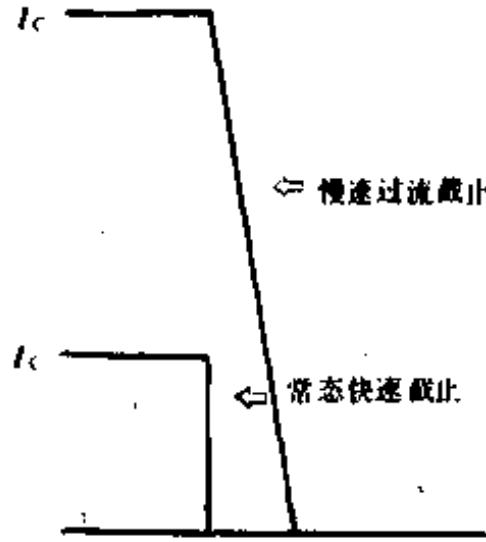


图 6-11 低速切断 IGBT 过程

(7) 不足的栅电阻能增加 IGBT 和 续流二极管的开关噪音。

6.3 IGBT 应用的几个注意点

(1) 正如上一节所提到的,IGBT 栅-源极与驱动器之间距离要小于 0.5 米,且栅极与源极两根接线要用双绞线。

(2) IGBT 的栅极外接电阻 R_G 大小对 IGBT 的工作状况影响很大。 R_G 减小时,IGBT 开关换向速度加快,瞬变尖峰电压增大,开关过程的损耗减小; R_G 增加时,IGBT 开关换向速度变慢,瞬变尖峰电压减小,开关过程的损耗增大。一般情况下, R_G 由设计者根据要求折衷选取,选取范围为 $R_{GS} < R_G < 10 \times R_{GS}$ 。 R_{GS} 近似为 $375000 / (V_{CES} \times I_C)$ 欧姆,其中 V_{CES} 为该 IGBT 最大额定集射-极电压, I_C 为该 IGBT 最大额定集电极电流。

(3) IGBT 驱动时,加在栅-源极的正电压为 $+15V \pm 10\%$ 较好。电压减小,会使 IGBT 通态压降增大;电压增加,对 IGBT 的故障保护不利。IGBT 关断时,在 IGBT 栅-源极加反向电压 $-5V \sim -10V$ 较好。这一反向既减小了 IGBT 误触发导通的几率,又减少了 IGBT

关断损耗。

(4) 为了使 IGBT 器件工作时开关过程的瞬变尖峰电压不超过 100V, 可以按表 6-8 要求设计主电路和吸收电路参数。

表 6-9 主电路和吸收电路参数推荐值

IGBT 额定电流 I_c	吸收电路电容 C_s	主电路直流环节滤波电容至 IGBT 之间的引线电感 L_1	吸收电路各元器件引线电感 L_2
15~75A	$\geq 0.2\mu\text{F}$	$< 200\text{nH}$	$< 70\text{nH}$
100~200A	$\geq 0.8\mu\text{F}$	$< 100\text{nH}$	$< 20\text{nH}$
300~400A	$\geq 1.6\mu\text{F}$	$< 50\text{nH}$	$< 10\text{nH}$
600A	$\geq 3.6\mu\text{F}$	$< 50\text{nH}$	$< 7\text{nH}$

七、散 热 器

在电力电子电路中,要充分利用电力电子开关的输出功率,必须安装散热器以提高散热效率。

分析包含散热器在内的半导体元件的散热系统时,可以仿效电子电路的做法,把元件的热耗功率当作电流,由热阻产生的温差当作电压,把热阻当作电阻,于是它们之间同样服从欧姆定律。

7.1 热阻等效电路

散热系统的等效电路如图 7-1 所示。热源是元件的芯片,它产生功耗 P_d ,芯片的允许额定结温为 T_{jmax} ,散热器的环境温度为 T_a ,那么从芯片到环境的总热阻为:

$$R_{\theta ja} = \frac{T_{jmax} - T_a}{P_d}$$

实际中总热阻 $R_{\theta ja}$ 由几部分组成。一是从管芯到管壳的热阻,称为结-壳热阻 $R_{\theta jc}$;二是管壳到大气间(环境温度)的热阻 $R_{\theta ca}$,这一部分相当大,在 TO-220 型封装中达 $80 \sim 90^\circ\text{C}/\text{W}$;还有一部分是与 $R_{\theta ca}$ 并联的散热器热阻。它又由两部分组成:管壳到散热器间的接触热阻 $R_{\theta cs}$ 和散热器到环境的热阻 $R_{\theta sa}$ 。图 7-1 中, T_j 为结温、 T_c 为管壳温度、 T_s 为散热器温度、 T_a 为环境温度。

散热器热阻的 $R_{\theta sa}$ 部分与散热器材料、形状、表面状况、功耗元器件的安装位置以及冷却介质的性质及状态等多种因素有关。 $R_{\theta sa}$

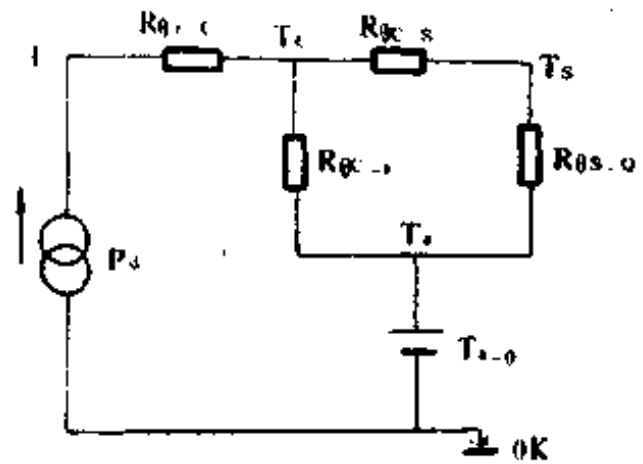


图 7-1 散热系统的等效电路

的表达式如下：

$$R_{th-a} = \left[\sqrt{\frac{10}{kd}} + \frac{650}{A} \right] C$$

式中, k 为散热器材料的导热率; d 和 A 分别是散热器的厚度和面积, 分别以厘米和平方厘米为单位; C 是一个与散热器表面状况和安装角度有关的修正因子。表 7-1 和表 7-2 给出了 k 和 C 的取值。

表 7-1 部分散热器材料导热率 k 的取值

材 料	热导率(W/(k·cm))
铝	2.08
铜	3.85
黄 铜	1.1
钢	0.46
云 母	0.006
Al ₂ O ₃	0.25(室温)
氧化铍	2.1

表 7-2 散热器的修正因子 C 的取值

安装角度	表面光亮	表面黑化
竖 直	0.85	0.43
水 平	1.0	0.50

表 7-2 所列的修正因子 C 的不同取值表明, 散热器表面经黑化处理(阳极氧化发黑而非用涂料涂黑)之后可以明显增强散热效果。而竖直放置亦可更好地利用热空气上升产生的对流效果来降低热阻。

图 7-2 给出了铝板散热器的热阻与厚度及面积的关系曲线。这曲线表明, 加大散热器可减小热阻, 但过度加大并无多大意义。

强迫风冷是降低散热器热阻的一种有效形式, 这时的热阻大小与风速及空气流动的形式有关, 涡流比层流的效果更好。使用液体作为散热介质的液冷方式对于降低热阻的效率更高, 所用散热器的体积更小, 特别适合特大功率耗散情况, 但一般还是以强迫风冷居多。图 7-3 给出了相对散热器热阻与风速的关系。可见, 强迫风冷比自然

冷却效果要好得多。

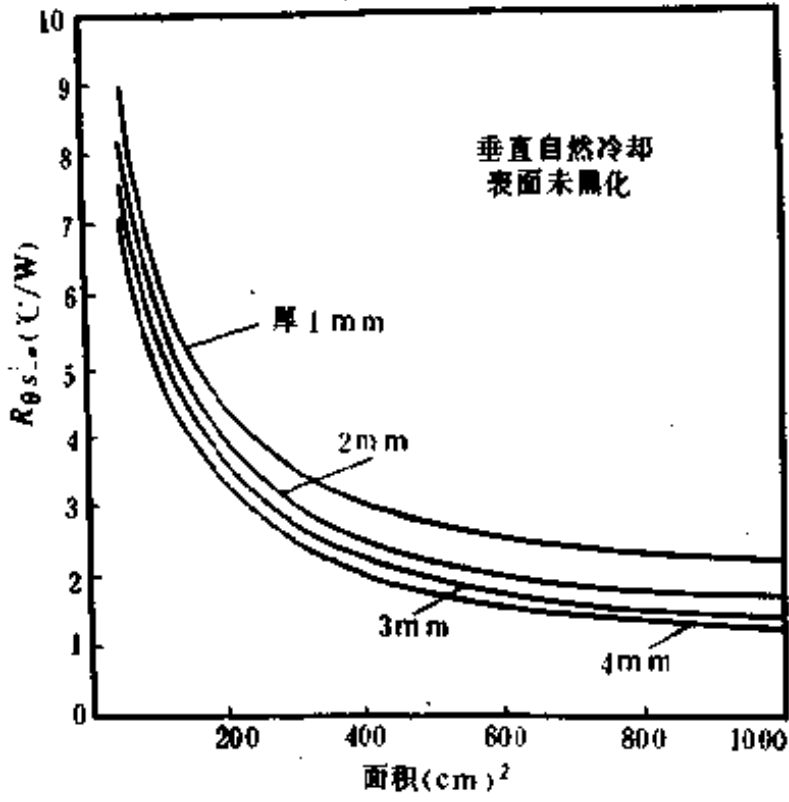


图 7-2 铝板散热器同面积与厚度的关系

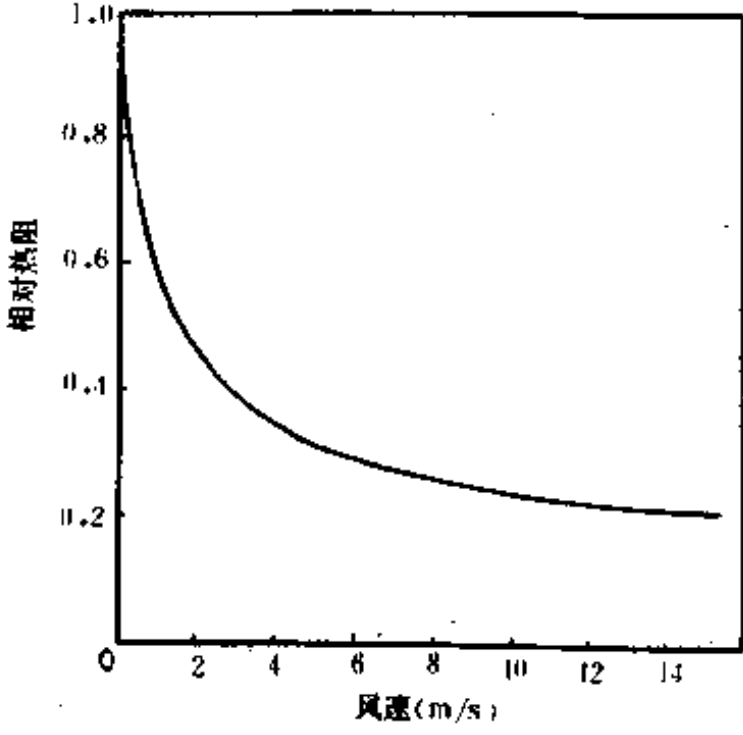


图 7-3 相对散热器热阻与风速的关系

7.2 散热器的选择方法

功率器件的耗散功率和结温是散热器设计的基本出发点,是关系到器件安全使用的两个重要参数。

1. 耗散功率

耗散功率是散热器在单位时间内散失的能量,而功率损耗是器件在单位时间内消耗的能量,平衡时二者相等。所以应先求出器件的功率损耗。功率损耗包括器件的开关损耗、通态损耗、断电漏电损耗以及驱动损耗。

(1) 开关损耗 P_s

器件的开关损耗与负载有关。一般情况分为感性负载和阻性负载两类来计算开关损耗。图 7-4 给出了感性负载和阻性负载两种情况的关断过程电压、电流波形,可见两种情况是不一样的。开通过程的波形与此类似。因此开关损耗 P_s 按如下两式计算:

对感性负载

$$P_s = \frac{U_s I_M}{2} (t_{on} + t_{off}) f_s$$

对阻性负载

$$P_s = \frac{U_s I_M}{6} (t_{on} + t_{off}) f_s$$

式中, U_s 和 I_M 分别代表断态电压和通态最大电流; f_s 代表开关频率; t_{on} 代表开通时间; t_{off} 代表关断时间。

(2) 通态损耗 P_c

功率器件在通过占空比为 δ 的矩形连续电流脉冲时的平均通态功耗 P_c 可用下式表示:

$$P_c = I_p U_{on} \delta$$

式中, I_p 代表脉冲电流幅值; U_{on} 代表器件通态压降; δ 代表占空比。

对于 VMOS, 厂商提供的参数大都为其通态电阻而非通态压降, 因此通态损耗用下式计算:

$$P_C = I_{DS}^2 R_{DS}$$

式中, I_{DS} 代表 VMOS 漏极电流; R_{DS} 代表通态电阻。要注意的是 R_{DS} 是温度的函数。

(3) 断态漏电损耗 P_{CO}

在器件已被关断的期间, 若断态电压 U_S 很高, 微小的漏电流 I_{CO} 仍有可能产生明显的断态功率损耗 P_{CO} , 其算式为:

$$P_{CO} = I_{CO} U_S (1 - \delta)$$

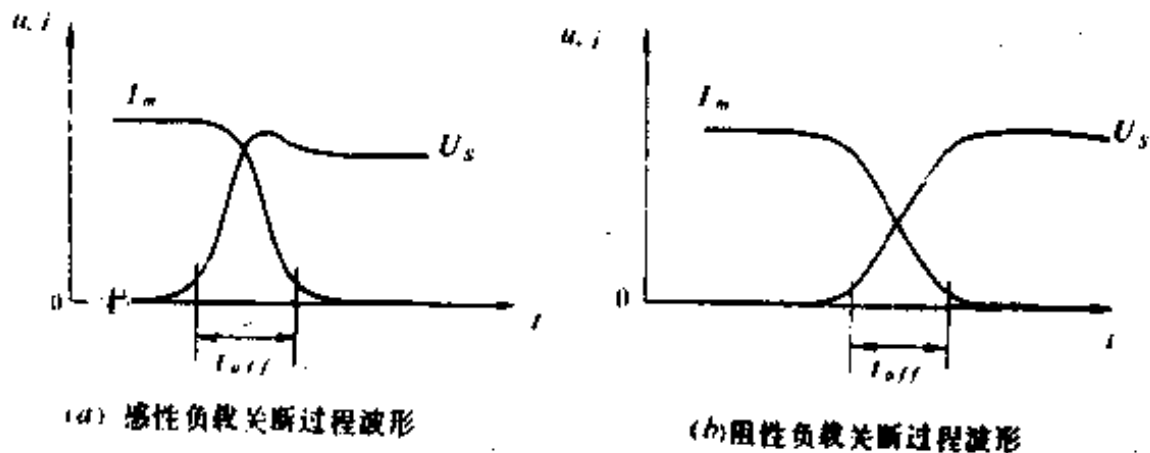


图 7-4 不同负载关断过程的电流电压波形

(4) 驱动损耗 P_g

驱动损耗指器件在开关过程中消耗在控制极上的功率以及在导通过程中维持一定的控制极电流所消耗的功率。一般情况下, 这种损耗与器件的其它功耗及外部驱动电路的功耗相比都是可以忽略的, 只有 GTR 和 GTO 在通态电流较大时是例外。GTO 在关断大电流时的控制极关断电流也比较大。GTR 由于正向电流增益相对较小, 为维持集电极电流所需的基极电流 I_B 自然就大, 而基极-发射极饱和压降 $U_{BE(sat)}$ 往往比集电极-发射极饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 大得多, 因而驱动损耗

$$P_g = U_{BE(sat)} I_B \delta$$

常常与其通态损耗相当。

一般情况下, 设计散热器时计算功率损耗只需考虑开关损耗和

通态损耗两类,断态漏电损耗和驱动损耗相对微小,常常忽略不计。但在较大功率的电力电子电路中,特别是以 GTO 或 GTR 作为开关元件时,必须考虑驱动损耗部分,否则误差太大,散热器的设计计算就会失去价值。

2. 结温

对于一定型号的功率器件,厂商一般都给出了它的 $R_{\theta_{j-c}}$ 的典型值和最高结温 T_{jmax} 。器件运行时的最高结温是不能突破的,否则将造成器件的永久性损坏。根据厂商提供的数据和具体工作条件下算出的功率损耗 P_d ,不难算得器件的最大管壳温度 T_{Cmax} 。管壳温度由下式决定:

$$T_{Cmax} = T_{jmax} - P_d R_{\theta_{j-c}}$$

3. 散热器热阻 $R_{\theta_{c-a}}$

散热器的热阻是设计散热器的唯一依据。散热器热阻求出之后,然后根据散热器的材料、形状、表面状况、安装位置以及冷却介质等确定散热器的大小。一定的散热器热阻,可以选用各种不同的散热器。元件管壳最高温限 T_{Cmax} 、环境温度 T_a 、功耗 P_d 和散热器的热阻 $R_{\theta_{c-a}}$ 有如下关系:

$$R_{\theta_{c-a}} = \frac{T_{Cmax} - T_a}{P_d}$$

7.3 散热器的选择实例

下面举一例来示范双极晶体管设计散热器的方法。

假定用一功率晶体管来开关一个高度感性负载的电流,电流的幅值 $I_c = 20A$,频率 $f_s = 10kHz$,占空比 $\delta = 0.9$ 。该晶体管在通态和断态的集电极-发射极电压分别为 $1V$ 和 $100V$,开通时间和关断时间分别为 $1\mu s$ 和 $2\mu s$,结-壳热阻 $R_{\theta_{j-c}} = 0.7^\circ C/W$ 。现在让我们来计算当 $T_a = 35^\circ C$, $T_{jmax} = 125^\circ C$ 时的散热器热阻。

1. 耗散功率 P_d

这里计算耗散功率时不考虑断态漏电损耗和驱动损耗,所以

$$\begin{aligned}
 P_d &= P_s + P_c = \frac{1}{2} U_{CE0} I_c (t_{on} + t_{off}) f_s + U_{CE} I_c \delta \\
 &= \frac{1}{2} \times 100 \times 20 \times (1+2) \times 10^{-6} \times 10^4 + 1 \times 20 \times 0.9 \\
 &= 48(\text{W})
 \end{aligned}$$

2. 壳温 T_{Cmax}

$$\begin{aligned}
 T_{Cmax} &= T_{jmax} - P_d R_{\theta-jc} \\
 &= 125 - 48 \times 0.7 = 91.4^\circ\text{C}
 \end{aligned}$$

3. 散热器热阻 $R_{\theta-s}$

$$\begin{aligned}
 R_{\theta-s} &= \frac{T_{Cmax} - T_s}{P_d} \\
 &= \frac{91.4 - 35}{48} \\
 &= 1.175^\circ\text{C/W}
 \end{aligned}$$

功率晶体管和一些电流额定值不很大的 GTR 不采用压接式封装, 其接触热阻 $R_{\theta-s}$ 一般不可忽略。标准管壳及限定安装条件下的 $R_{\theta-s}$, 一般可从手册中查到。这里假定 $R_{\theta-s}$ 为 0.175°C/W , 则 $R_{\theta-s}$ 为 1°C/W , 按此结果就可确定散热器。

7.4 散热器的简易计算方法

散热器的热阻可以由它的包络体积推算出来。所谓包络体积, 是指将散热器看作由外形尺寸构成的长方体时的体积。由于散热器叶数及叶片间距不等, 多少会产生一些差异, 但沿用一定标准设计的散热器大体上符合图 7-5 曲线。

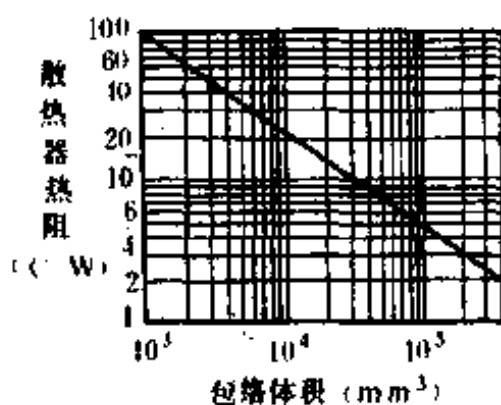


图 7-5 包络体积与热阻的关系

利用该曲线, 可由纵轴热阻值与该曲线的交点读出横轴上的体积值, 然后, 根据包络体积, 就可一目了然地确定使用哪种散热器及其长度。

7.5 散热器温度的变色检测

散热器上涂以变色涂料或贴上示温变色片能即时看出散热器是否超过了温度限度。

变色涂料可分为不可逆的与可逆的两种,不可逆的变色涂料在温度超过变色温度值时即时变色,温度再低下来时并不恢复原色;可逆的变色涂料在温度超过变色温度时即时变色,温度低下来时又能恢复原色,能长期多次使用。

不可逆的涂料又分蜡片与变色颜料。蜡片是在一定温度下熔化,变成透明体,即显示出底色。变色颜料即本身变色(失结晶水变色者长期吸湿后还能复色)。可逆的涂料大都是能恢复的变色颜料。一般常用的配方如下表所示。

	温度	配方
不可逆的	60℃	蜡片 白蜡 2.5g 黄蜡 2.9g 石蜡 2.9g
	70℃	蜡片 白蜡 6g 黄蜡 5g 石蜡 6.5g
	80℃	蜡片 白蜡 34g 黄蜡 3.7g
	35℃	$\text{CoCl}_2 \cdot 10\text{H}_2\text{O} + \text{C}_6\text{H}_{12}\text{N}_4$ 粉红 \Rightarrow 天蓝
	60℃	$\text{CoCl}_2\text{SO} \cdot 10\text{H}_2\text{O} + \text{C}_6\text{H}_{12}\text{N}_4$ 粉红 \Rightarrow 紫
	60℃	$\text{Co}(\text{SCN})_2 + 2\text{C}_6\text{H}_{12}\text{N}_4 + 10\text{H}_2\text{O}$ 粉红 \Rightarrow 蓝
	90℃	$\text{CoAC}_2 \cdot 4\text{H}_2\text{O}$ 粉红 \Rightarrow 紫
	95℃	$\text{CoSiF}_6 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ 粉红 \Rightarrow 亮红
	110℃	$\text{Co}(\text{CHO}_2)_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$ 粉红 \Rightarrow 紫
	可逆的	45℃
65℃		$\text{HgI}_2 + \text{CuI}$

八、电阻器

电阻器是利用物体的电阻性质(物质在一定程度上阻碍电流流通的一种物理性能)制造的一种电子元件。它是组成电子电路的主要元件之一。电阻器的主要用途有:调节或限制电路中电流的大小,降压以供给要求低于电源电压的用电器,利用其压降作为信号源,作负载等。图 8-1 是常用电阻器的外形图。

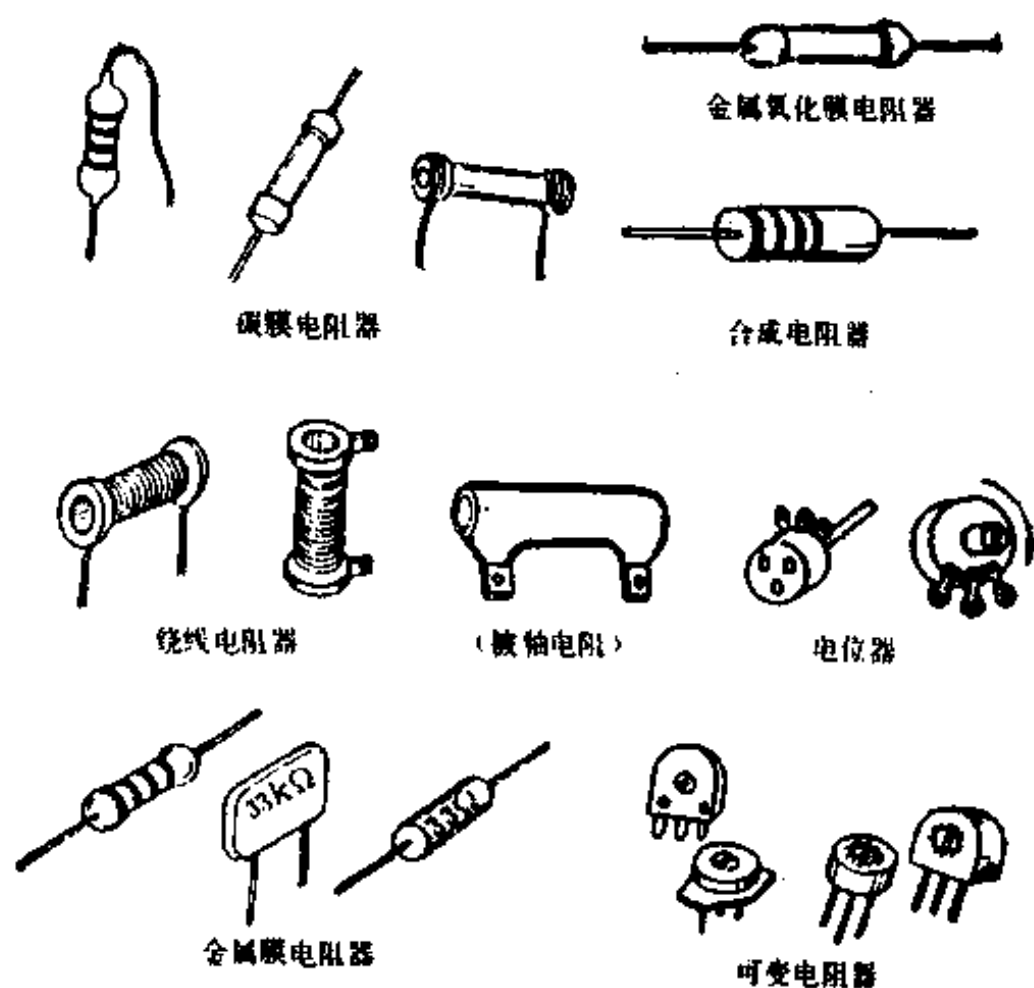


图 8-1 常用电阻器的外形图

8.1 常用电阻器的种类和特点

这里介绍几种常用的固定电阻器及其特点,便于电路设计人员选用。

1. 碳膜电阻

碳膜电阻器是热分解碳膜电阻器的简称。它是用碳氢化合物(烷、苯等)在高温下热分解,使碳沉积在绝缘基体表面上形成碳膜电阻体而制成的一种固定电阻器。这种电阻器工艺简单、性能稳定、额定功率和标称阻值范围宽、价格低廉,是目前应用最广泛的电阻器。

碳膜电阻器精度高、体积小、工作温度高、性能好。它适用于在交直流电路和脉冲电路中作电源的去耦电阻,确定晶体管工作点的偏置电阻,放大器中的负载电阻,稳压电源中的取样电阻及匹配网络中的匹配电阻等。

2. 金属膜电阻

金属膜电阻是用金属或合金在高温下真空蒸发、阳极溅射或化学沉积等方法沉积在陶瓷基体表面上形成的金属膜层为电阻体而制成的电阻器。

金属膜比碳膜具有更高的耐高温和抗氧化能力,故金属膜电阻器的比率功率(即电阻器单位工作面积的额定功率)大于碳膜电阻器,在同一额定功率下金属膜电阻器的体积比碳膜电阻器小。

金属膜电阻器的耐热性、噪音指标、温度系数和电压系数等方面都比碳膜电阻器优良。同时还可制造高精密(精度可达 $\pm 0.5\sim\pm 0.01\%$)型或耐高温型(工作温度达 $+250^\circ$)电阻器。

正因为金属膜电阻器有上述一系列的优点,所以它被广泛地应用在有高质量要求的电子仪器及通讯设备的交、直流电路和脉冲电路中。

3. 金属氧化膜电阻器

金属氧化膜电阻器是将某些金属卤化物如 SnCl_4 (四氯化锡)溶液,在炽热的绝缘基体表面进行水解,从而在基体上沉积一层金属氧化膜如 SnO_2 为电阻体而制成的电阻器。

金属氧化膜比金属具有较高的抗氧化性和热稳定性,所以金属氧化膜电阻器具有比金属膜电阻器更好的抗氧化性和热稳定性。金属氧化膜电阻可以做成高频无感型和几十千瓦的超大功率型电阻。

金属氧化膜电阻的缺点是阻值较低,而且在潮湿空气中容易发生还原反应,使电阻性能下降。

金属氧化膜电阻由于具有上述特点,因此不能用在环境潮湿的地方。它在高频工作时,频率范围为 $1000\sim 7000\text{MHz}$,可以在超高频电路或微波同轴线路中做负载电阻器使用。无线电台、电视广播台、高频加热设备、雷达设备和粒子加速器中的大功率电阻负载也都有金属氧化膜电阻。

4. 合成电阻器

合成电阻器是一种实芯型电阻。它是指用导电材料(石墨、碳黑、金属合金末等)、无机填料(石英粉、云母粉、钛白粉等)及粘合剂(酚醛树脂、树脂漆、玻璃釉等)混合在一起形成电阻体的电阻器。合成电阻器的导电相是颗粒状材料,颗粒的粗细与均匀程度直接影响电阻的性能。这种电阻有一定的噪声、老化系数也比较大,优点是体积比较小,价格也较便宜。

高压合成碳膜电阻器是合成电阻器的一种,主要用在高压装置中作分压器和吸收器,以及供整流滤波电容器作放电和熄弧电阻使用。

玻璃釉电阻器是另一种常用的合成电阻器。这种电阻器采用的是单向引出线,能直接插入印刷电路,便于装配。这种电阻器也有做成片状、无引线结构的,广泛应用于电子计算机、电子手表、通信机、薄型收音机、薄型对讲机、电子调谐器、摄象机及立体声设备中等。

5. 绕线电阻器

绕线电阻是用电阻合金线如镍铬线、锰铜线等绕在陶瓷或塑料骨架上而制成的一种电阻器。由于这种电阻器的电阻体是电阻合金线,在结构和电性能方面完全是金属性质的,所以电阻体内部不是颗粒状导电结构,不存在电流噪声和非线性,而且温度系数小,稳定性能好。功率大和精度高是这类电阻器的主要优点,缺点是分布电感和电容较大,只能用于频率较低的电路。

精密型绕线电阻器的精度为 $\pm 1\sim 0.01\%$,额定功率为 $1/8\sim$

2W, 阻值为 $0.1\Omega \sim 6M\Omega$, 电阻的温度系数为 $20 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (即 20ppm/ $^{\circ}\text{C}$), 特殊要求的可达到 2ppm/ $^{\circ}\text{C}$, 在额定功率下老化 2000h 后的电阻值变化也很小。它们主要用在各种高精密度测量仪器和无线电及电工设备中。

功率型绕线电阻器的特点是耗散功率大, 主要用在直流和 50Hz 交流电路中消耗电能较大的地方。使用环境温度也较高, 可在 $+150 \sim +300^{\circ}\text{C}$ 的高温环境中使用。

6. 新型电阻器

前面介绍的各种电阻器大部分都是有几十年发展历史的所谓“老”电阻器。随着科学技术的不断进步, 特别是电子技术进入到日常生活领域之后, 人们对电阻器有了新的技术要求。于是在近几年, 国内外又研制出许多新型电阻器以满足市场的需求。这里简要介绍阻燃电阻器、熔断电阻器和水泥电阻器等三种新型电阻器。

(1) 阻燃电阻器 其特点是电阻器的保护漆层在火焰中不易燃烧(没有火焰), 或者保护漆层燃烧后火焰高度不超过一定距离, 或者保护漆燃烧火焰自熄灭时间不超过几秒。前面介绍的各种电阻器所使用的有机涂料都是易燃品, 不具备不易燃(即阻燃)特性。阻燃电阻器与其他电阻器的不同之处是电阻器保护漆层是特制的不易燃涂料。阻燃电阻器对于防止火灾发生、保障人民生命财产安全具有重要意义。

(2) 熔断电阻器 其特点是具有电阻器和熔断器双重功能。当电路中不发生过载现象时, 熔断电阻器在电路中起到电阻器的作用。当电路中发生过载现象时, 流过电阻器的电流增大, 在一定时间内电阻器的电阻体被熔断从而起到保护一些重要元器件或部件的作用。

(3) 水泥电阻器 其特点是耐燃性、耐电弧性、耐湿性以及体积小、功率大。在功率型电阻器中, 它是一种体积很小、最安全的大功率电阻。水泥电阻器的制造方法是将耐热合金电阻丝卷绕在陶瓷骨架上构成一个电阻器的毛坯。然后将它装在陶瓷外壳中, 再用类似于水泥的无机粘合剂填充, 经过干燥和高温固化便形成一个完整的电阻

器。因此它可以代替大功率绕线电阻器在彩色电视机、音响设备、汽车电器以及各种测量仪器中作降压、分压、分流和负载电阻器使用。目前在电力电子设备中,串联电容器组的均压电阻也大都采用水泥电阻器。

8.2 电阻器的标称

为了生产和使用方便,世界各国都对本国生产的电阻器规定出统一的名称与标志,并以一定的方法标称出电阻值及其精度。使用人员根据印制在电阻器上的标志与标称就能区分出它们的类型、性能及电阻值,便于选择使用。

1. 电阻器的名称标志

我国电阻器命名方法规定电阻器上印刷的标志由四部分组成。它们是(从左到右顺序):

第一部分为元件的名称,用英文中的“电阻”Resistor 一词的首字母表示。

第二部分是电阻体使用的材料,用汉语拼音字母表示,如表 8-1 所示。

表 8-1 电阻体材料的表示

字 母	电阻体材料	字 母	电阻体材料
T	碳膜	S	有机实芯
J	金属膜	N	无机实芯
Y	氧化膜	X	线绕型
H	合成膜	M	敏感型
C	沉积膜		
L	玻璃釉膜		

第三部分表示电阻器的基本性能。它们一般用阿拉伯数字,个别的使用汉语拼音字母表示,如表 8-2 所示。

第四部分是电阻器在该类电阻器中的序号,全部用阿拉伯数字

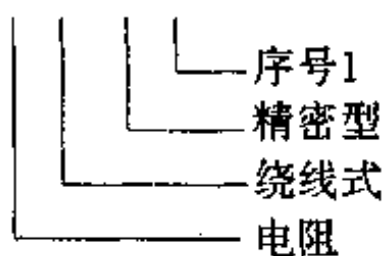
表示。它对于使用人员来说意义不很大。

表 8-2 电阻器性能的表现

符号	1	2	3	4	5	7	8	9	G	T
意义	普通	普通	超高频	高阻	高温	精密	高压	特殊	高功率	可调

例如:RX71 代表序号为 1 的精密型绕线电阻器

R X 7 1



2. 电阻器的标称

电阻器的标称是指印刷在电阻器的名义电阻值和精度,它是电阻器的设计阻值。在规定条件下测量电阻器时测得的阻值叫实际阻值。实际阻值与标称阻值之间可以允许有偏差,它们之间所允许的最大偏差范围叫阻值允许偏差,通常都用标称阻值的百分比来表示。所谓阻值精度是指阻值允许偏差的等级。我国电阻器的标称阻值系列共有 E_6 、 E_{12} 、 E_{24} 、 E_{48} 、 E_{96} 和 E_{192} 六种。每一种系列都表示了一种阻值精度等级。比如, E_{24} 表示精度为 $\pm 5\%$, E_{12} 表示精度为 $\pm 10\%$, E_6 表示精度为 $\pm 20\%$ 。表 8-3 给出了这三种电阻器的标称系列。这三种系列为通用电阻器系列, E_{48} 、 E_{96} 和 E_{192} 则为精密电阻器系列。

表 8-3 的使用要注意以下几个问题:

(1) 在 E_{12} 系列中找不到 1.1×10^n 的电阻器,只能在 E_{24} 系列中找到。

(2) 表中各数字乘以 10^n 可得到不同的电阻器。如, 1.1×10^4 ($n=4$) 为 $11k\Omega$ 的电阻器。 n 是正整数或负整数。

(3) 允许偏差 δ 的表示方法如下:

$$\delta = \frac{R - R_0}{R_0} \times 100\%$$

式中, R 为电阻器的实际电阻值, R_0 为电阻器的标称阻值。

表 8-3 通用电阻器的阻值系列

I 级精度(±5%)的 阻值系列: E ₂₄ 系列	II 级精度(±10%)的 阻值系列: E ₁₂ 系列	III 级精度(±20%)的 阻值系列: E ₆ 系列
1.0	1.0	1.0
1.1		
1.2	1.2	
1.3		
1.5	1.5	1.5
1.6		
1.8	1.8	
2.0		
2.2	2.2	2.2
2.4		
2.7	2.7	
3.0		
3.3	3.3	3.3
3.6		
3.9	3.9	
4.3		
4.7	4.7	4.7
5.1		
5.6	5.6	
6.2		
6.8	6.8	6.8
7.5		
8.2	8.2	
9.1		

(4) 如果在设计电路中计算的某一阻值为 245Ω , 而 245Ω 在 E₆、E₁₂、E₂₄ 阻值系列中没有明确给出, 那么如何选择呢?

① 如果电路设计中允许电阻值误差为 ±5%, 则选取 E₂₄ 系列中标称为 240Ω 的电阻器最合适。因为 245Ω 的阻值允许范围为 232.75

~257.25Ω,而E₂₄系列中240Ω的阻值范围为228~252Ω。当然在E₁₂系列中标称为220Ω和270Ω中以及E₆系列中标称为220Ω和330Ω中通过电阻测试仪也能选取到合适的阻值,不过要困难得多。

②如果电路设计中允许电阻值误差为±10%,则245Ω的可选择阻值范围为220.5~269.5Ω,那么在E₂₄系列中选择时,只要选标称为240Ω的电阻器就能完全符合要求,根本用不着测量阻值。因为E₂₄中240Ω的阻值范围为228~252Ω,全部在245Ω的误差范围之内。

3. 电阻器标称阻值的表示方法

电阻器的标称阻值和允许偏差都印刷标注在电阻器上,其表示方法主要有直标法、色标法和字母数字混标法三种。

(1) 直标法 这是一种常用的标注方法,特别是在体积较大的电阻器中采用这种标注方法。它是将该电阻器的标称电阻值和允许偏差直接用数字标在电阻器上,所用单位是Ω(欧)、kΩ(千欧)、MΩ(兆欧)。如4.7kΩ±10%,表示该电阻器的阻值为4.7kΩ,允许偏差为±10%。在一些功率较大的电阻器上,还标出额定功率。如100Ω±10%5W,表示阻值为100Ω,允许偏差为±10%,额定功率为5W。

表 8-4 色码的意义

色码颜色	代表有效数字	代表倍数	代表阻值精度(%)
银	—	10 ⁻²	±10
金	—	10 ⁻¹	±5
黑	0	10 ⁰	—
棕	1	10 ¹	±1
红	2	10 ²	±2
橙	3	10 ³	—
黄	4	10 ⁴	—
绿	5	10 ⁵	±0.5
蓝	6	10 ⁶	±0.2
紫	7	10 ⁷	±0.1
灰	8	10 ⁸	—
白	9	10 ⁹	+5 -20
无	—	—	±20

(2) 色标法 色标法是用得最多的一种标注方法,它既克服了小型电阻器直标困难的缺点又便于自动化生产。色标法分为色环表示法和色点表示法两种,常用的是色环表示法。色标法中各种颜色的代表意义如表 8-4 所示。

在生产电阻器时,在电阻器表面上从左往右顺序地印刷 4 个或 5 个色环。第一个色环是指紧靠电阻器的一端的色环。如图 8-2 所示。

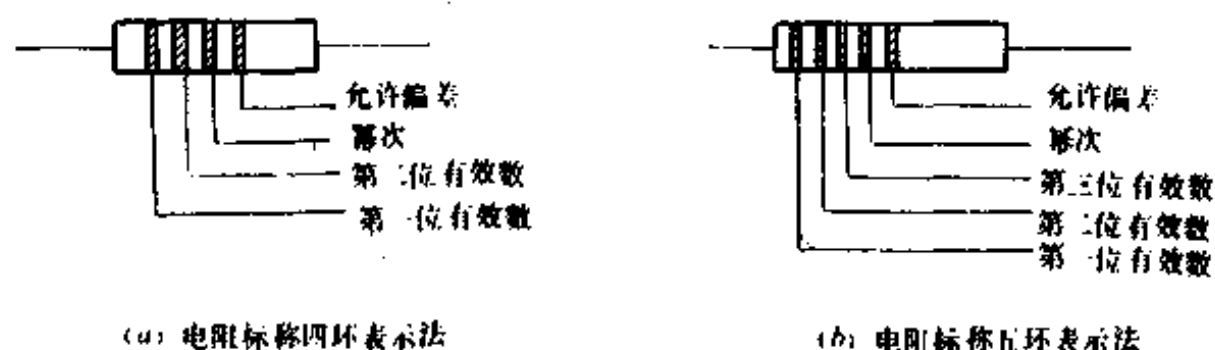


图 8-2 电阻器标称值的色环表示法

图 8-2(a)为四环表示法,前两个色环为有效数字,第三个色环为以 10 为底的幂次,第四个色环为精度;图 8-2(b)为五环表示法,前三个色环为有效数字,第四个色环为以 10 为底的幂次,第五个色环为精度。

(3) 字母数字混标法 在这种标注法中,标称阻值用阿拉伯数字及单位的词头字母所构成的阻值系列来表示。这时的单位为 Ω (欧)、k(千欧)、M(兆)、G(吉)、T(太)。用这种方法表示的标称阻值系列如表 8-5 所示。阻值的精度如表 8-6 所示。

表 8-5 字母数字混标法阻值系列

电阻标称阻值	表示符号	电阻标称阻值	表示符号
0.1 Ω	$\Omega 1$	1M Ω	1M
0.33 Ω	$\Omega 33$	3.3M Ω	3M3
0.59 Ω	$\Omega 59$	5.9M Ω	5M9
1 Ω	1 Ω	10M Ω	10M
3.3 Ω	3 Ω 3	33M Ω	33M
5.9 Ω	5 Ω 9	59M Ω	59M
10 Ω	10 Ω	100M Ω	100M

续表

电阻标称阻值	表示符号	电阻标称阻值	表示符号
33Ω	33Ω	330MΩ	330M
59Ω	59Ω	590MΩ	590M
100Ω	100Ω	1000MΩ	1G
330Ω	330Ω	3300MΩ	3G3
590Ω	590Ω	5900MΩ	5G9
1kΩ	1k	10000MΩ	10G
3.3kΩ	3k3	33000MΩ	33G
5.9kΩ	5k9	59000MΩ	59G
10kΩ	10k	10 ⁵ MΩ	100G
33kΩ	33k	3.3×10 ⁵ MΩ	330G
59kΩ	59k	5.9×10 ⁵ MΩ	590G
100kΩ	100k	10 ⁶ MΩ	1T
330kΩ	330k	3.3×10 ⁶ MΩ	3T9
590kΩ	590k	5.9×10 ⁶ MΩ	5T9

表 8-6 字母数字混标法的精度表示

阻值精度(%)	符 号	阻值精度(%)	符 号
±0.001	E	±0.5	D
±0.002	X	±1	F
±0.005	Y	±2	G
±0.01	H	±5	J
±0.02	U	±10	K
±0.05	W	±20	M
±0.1	B	±30	N
±0.2	C		

8.3 敏感型电阻器

前面所介绍的电阻器的一个共同特点是电阻值稳定,对外界条件的变化(如温度变化、湿度变化、电压变化等)不敏感。我们并以阻值是否与外界条件变化有关来衡量电阻器的性能:外界条件变化,阻值不变,则电阻器性能好;外界条件变化,阻值也变化,则电阻器性能不好。这里要介绍的电阻器则恰好相反,它们的电阻值对外界条件的变化非常敏感。外界条件稍有变化,它们的阻值就会发生显著的变

化；而一旦外界条件复原，它们的电阻值就回到原来的阻值。正因为这类电阻器有此特点，它们便被称为敏感型电阻器。利用敏感型电阻器的特点可以把外界条件的变化情况，如温度变化、光照（照度）变化、湿度变化、压力变化、磁场变化等非电信号直接转换成电信号。

根据阻值与外界条件的敏感关系，可将敏感型电阻器分成七大类型：热敏电阻器、光敏电阻器、湿敏电阻器、力敏电阻器、磁敏电阻器、气敏电阻器和压敏电阻器。下面分别予以简要介绍。

1. 热敏电阻器

热敏电阻器是一种对温度变化很敏感的电阻器。它的特点是灵敏度高，能检出 10^{-6}°C 的温度变化；体积小，电阻器最小直径可以做到 0.2mm；使用方便，电阻值可在很宽范围内进行选择。根据电阻温度系数的不同，热敏电阻器可以分为两类，即正温度系数热敏电阻器和负温度系数热敏电阻器。

(1) 正温度系数(PTC)热敏电阻 指的是在允许温度范围内，其阻值随温度升高而增大的热敏电阻器。这种电阻器的应用有两种类型。一种是热敏电阻器的温度主要由周围的环境温度决定，温度测量、温度控制和过热保护等都属于这种应用类型。第二种是热敏电阻器的温度由流过电阻器的电流大小所决定。它主要用在稳定电流、继电器延迟电流限制、液面指示、过电流保护和过电压保护等方面。

(2) 负温度系数(NTC)热敏电阻器 它的特点是电阻值随温度的升高而减小。这种热敏电阻器的开发利用较正温度系数热敏电阻器为早，其制造工艺比较成熟、成本也低，因此应用很广。它主要是作为温度补偿、温度测量、温度控制、抑制浪涌电压及延时元件等使用。负温度系数的热敏电阻器的应用类型分为三类，分别利用其不同的特性：①电阻温度特性；②电阻时间特性，即利用 NTC 热敏电阻器的热惯性；③温度系数绝对值大的特性。主要用于晶体管放大器工作点补偿、空调控温、轴温检测和医用测温等。

负温度系数热敏电阻中有一种在较小的温度范围内温度升高时，电阻急剧减小的临界热敏电阻，符号为 CTR。

2. 光敏电阻器

光敏电阻器是利用半导体的光电效应制成的一种敏感型电阻器。这种电阻器的主要特点是电阻值对光照非常敏感。随着光照强度的不同,电阻值将发生不同的变化。光照增强,载流子浓度增加,电阻值减小;光照减弱,阻值增大,是一般光敏电阻器的基本特性。

根据光照波长的不同,光敏电阻器可分为:红外光光敏电阻器、可见光光敏电阻器和紫外光光敏电阻器三种。常用的是前两种。

(1) 红外光光敏电阻器 红外光光敏电阻器适用的波长范围为中红外区。目前红外光光敏电阻器的材料大多为硫化铅、碲化铅、铋化铟、砷化铟和硒化铅等。这些材料制造的红外光光敏电阻器主要在导弹制导、卫星监测、天文探测、气体分析、无损探伤等领域中作光电转换器或探测器件使用。

(2) 可见光光敏电阻器 可见光光敏电阻器根据所用的材料可分为硫化镉光敏电阻器、硒化镉光敏电阻器和碲化镉光敏电阻器三种类型。国内目前生产的主要是第一种类型,即多晶硫化镉光敏电阻器。这种光敏电阻器的特点是受光面积大、体积小、灵敏度高、性能稳定、价格便宜,在照像机、无线电自动控制、化学分析和自动报警系统中得到了广泛的应用。

(3) 紫外光光敏电阻器 这类电阻器对 $0.2\sim 0.5\mu\text{m}$ 波长的光谱敏感,常用材料有硫化镉、硒化镉、三元化合物半导体 Cd_3SiS_6 和 Cd_3GeS_6 等,用于紫外探测,火灾报警等。

3. 湿敏电阻器

湿敏电阻器是一种电阻值随周围环境的湿度变化而改变的一种敏感型电阻器。一般情况下,阻值随湿度的变化都表现为指数规律。当阻值随相对湿度的增加而增加时,称为正的湿度电阻特性,如炭湿敏电阻器;当阻值随相对湿度的增加而减小时,称为负的湿度电阻特性,如氯化锂湿敏电阻器。我国研制成功并实用化的湿敏电阻都属于陶瓷类湿敏电阻。湿敏电阻器的应用范围很广泛,如电子产品、食品加工、空气调节、纺织、制药、建筑、医疗等领域都要求有高灵敏度、高

精度和长寿命的湿敏电阻,以便对湿度进行精密测量和有效的控制。

4. 力敏电阻器

力敏电阻器是利用材料的电阻率随外界对它的压力变化而变化的特性制作的一种敏感型电阻器。利用力敏电阻器可将压力、应力、及加速度等机械量转变为电信号,从而对物体的受力情况进行监视、测量和控制。力敏电阻器最早使用的是金属应变片。随着科学技术的发展,压力电阻特性更为显著的半导体力敏电阻器将得到更广泛的应用。

5. 磁敏电阻器

磁敏电阻器是利用半导体材料的电阻率随外加磁场强度变化而变化的磁阻效应制作的一种敏感型电阻器。目前用得较多的磁敏电阻器为锑化铟(InSb)磁敏电阻器和金属薄膜磁敏电阻器。后者的灵敏度很高,比霍尔器件高好几百倍。锑化铟磁敏电阻器在测量技术、自动控制和信号处理等方面有很多应用,如测量磁场强度、位移、频率、功率等;金属薄膜磁敏电阻器的应用范围也很广,如测量磁场、漏磁、剩磁以及磁场方向,还可做成无触点传感器检测和控制旋转体的转速、角度等,在电子计算机中作数字磁带、磁盘,在录音机中作薄膜磁阻磁头等。

6. 气敏电阻器

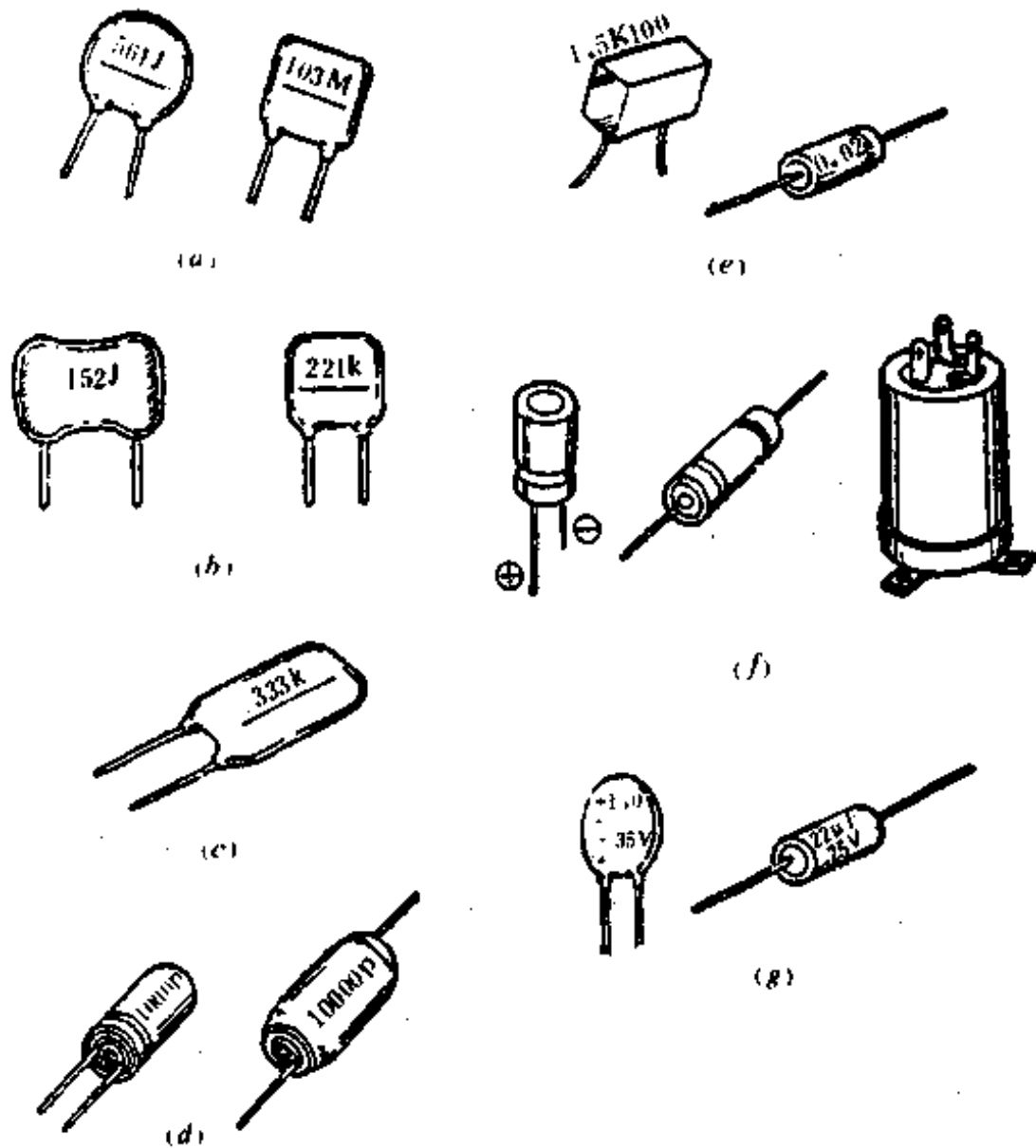
有些半导体材料的表面吸附上气体分子后其电阻率会发生变化。气敏电阻器就是利用某些半导体的这种特性而制成的电阻器。显然,它可以用来检测各种气体。气敏电阻器大部分是用金属氧化物半导体材料制造的。目前市场上销售的主要是 SnO_2 型和 ZnO 型气敏电阻器。无论哪种气敏电阻器,对于不同种类的气体有不同的灵敏特性,因此选用适当的测量电路,测量出被检测气体电阻值的变化就能检测出气体的种类和浓度。家庭、宾馆等的防火报警器中以及石化工业、煤气设备、化工工业、电子部门、液化气站等的可燃气体检测器等都离不开气敏电阻器。

7. 压敏电阻器

压敏电阻器指的是对电压敏感的电阻器。它是利用某些半导体材料制作的、对外加电压非常敏感的一种敏感型电阻器。这种电阻器的一个突出特点是,当电阻器两端的电压在一定范围内变化时,电阻值没什么变化,而当电压增加到某一特定值时,电阻值急剧地减小,压敏电阻具有非线性的伏安特性,故又称非线性电阻器,伏安特性曲线有对称型和非对称型两种。由于压敏电阻器的这个特点,它在弱电和强电领域中被广泛地用于稳定或吸收电路中产生的浪涌电压或浪涌电流方面。比如,在变频调速器的交流电压进线端总要并联三个压敏电阻,以防过压对开关器件造成损坏。

九、电 容 器

电容器是利用电介质在外加电场的作用下发生极化的特性,在电极片上储积电荷并提供电容量的一种常用元件。它还具有能顺利



(a) 陶瓷电容器; (b) 云母电容器; (c) 聚酯电容器; (d) 聚苯乙烯电容器
(e) 纸介质电容器; (f) 铝电解电容器; (g) 钽质电容器

图 9-1 几种常用的电容器外形图

地通过交流电而不让直流电通过的所谓“隔直”特性。电容器的用途多种多样;如耦合、旁路、谐振、计时、微分、积分、储能、滤波、隔直、平

滑脉动电压、调整功率因数等。有的要求电性能优越,有的要求用在高压或低压,有的要求使用频率宽或是直流、低频或高频、超高频的频段,有的要求提供大功率负荷,有的要求体积小、重量轻,有的要求价格便宜等。为此电容器工业生产了多种类型的电容器,它们还分成电容量固定的、可调的和微调的等类型。图 9-1 是几种常用的电容器外形图。

除电解电容器外,各种电容器的基本结构都是由两片平行的金属电极和夹在中间的介质所组成。与其它元器件一样,电容器也在不断地向小型化、微型化方向发展。

9.1 电容器的种类和特性

电容器的种类很多,通常按介质材料可分为三类:①有机介质电容器;②无机介质电容器;③电解电容器。下面以这种分类方式介绍一下常用的固定电容器及其特性,便于选择使用。

1. 有机介质电容器

(1) 纸介电容器 它是有机介质电容器中最古老,使用历史最长的一种电容器。把绝缘纸夹在铝箔中间并进行卷绕,经辊轧后用石蜡封固就制成了纸介电容器。纸介电容器的电容量大、重量轻,但耐高温性能差,易老化。它的容量一般为 $1000\text{pF} \sim 4.7\mu\text{F}$,工作电压为 $50 \sim 500\text{V}$,主要用于直流和低频交流电路和电动机电路中。目前纸介电容器在电路设计中偏重于高压上的应用,低压电路中已逐渐为金属化纸介电容器及极性薄膜电容器所取代。

(2) 聚酯薄膜电容器 它又称为涤纶电容器。这种电容器是把涤纶薄膜(一种饱和聚酯树脂,学名为聚对苯二甲酸乙二酯)夹在金属箔中卷制辊轧而成。聚酯薄膜电容器具有良好的介电性能,机械强度高,吸水率较低,所以在电容器中得到广泛应用。它的容量一般为 $470\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$,工作电压为 $63 \sim 1000\text{V}$ 。聚酯薄膜耐高温,可以采用金属化电极,又可利用单层介质卷绕,其电容率也较大,因此可以制造出比电容量大的电容器来代替体积较大的纸介电容器。聚酯薄膜

的耐电晕性不够高,当交流电压高于 300V 时,这种电容器就不如纸介电容器。聚酯薄膜电容器高频特性差,所以与纸介电容器一样,主要用于直流、低频及脉动电路中。

(3) 聚丙烯电容器 它是 60 年代才发展起来的品种,一问世就受到人们的欢迎。它是把聚丙烯薄膜夹在金属箔中卷绕辊轧而成的。这种电容器具有优良的高频绝缘性能,耐温较高,电容量及其损耗随温度的升高、频率的变化改变非常小,而且介电强度随温度的上升而有所增加,这是其它介质材料难以比拟的。它的容量为 $1000\text{pF} \sim 0.1\mu\text{F}$,工作电压为 $63 \sim 1000\text{V}$ 。聚丙烯电容器具有负的电容温度系数,所以可以和正温度系数的电容器或电阻器组成温度变化小的共振四路和滤波电路。它主要用于高频电路中。

(4) 聚苯乙烯电容器 它由聚苯乙烯薄膜材料夹在金属箔中卷绕而成,具有优良的电性能。这种电容器的特点是绝缘电阻高,电容量稳定,吸收系数小以及电容量精度高。电容量为 $1\text{pF} \sim 0.1\mu\text{F}$,工作电压为 $40 \sim 1000\text{V}$ 。它的缺点是耐热、耐蚀性能较差。一般的电容器工作温度为 $-55 \sim +85^\circ\text{C}$,而这种电容器的正常工作温度只有 $-40 \sim +70^\circ\text{C}$ 。聚苯乙烯电容器主要用于要求电容量稳定度较高电路、高频电路、调谐电路和脉冲电路中。脉冲电路的电容器都选用聚苯乙烯电容器的原因是,脉冲电路要求电容器随脉冲电压反应迅速,充电时立即充到脉冲电压,放电时立即全部放完,这样才能提高控制速度和保证控制作用,这就要求使用吸收系数极小的电容器,聚苯乙烯电容器正有这一独特优点。

2. 无机介质电容器

(1) 陶瓷电容器 这种电容器是把陶瓷介质材料薄片夹在银电极中间,外面涂料封装而成。根据陶瓷介质的性能不同,陶瓷电容器可分为 I 类瓷介电容器和 II 类瓷介电容器。I 类瓷介电容器的特点是电容量随温度、频率、电压和时间的变化小,即稳定性很高,电容量范围不大,一般为 $0.5 \sim 1000\text{pF}$,它们常用在高频振荡电路及其他高频电路中。II 类瓷介电容器的最突出之处是具有铁电性能和非线性

的电容温度特性,电容率非常大($\epsilon=250\sim 10000$, I类瓷介的 ϵ 为12~200左右),电容量对温度的变化率也很大。它具有体积小、电容量范围宽的优点,电容量一般为 $100\text{pF}\sim 0.47\mu\text{F}$ 。I类瓷介电容器常用在滤波、旁路、倍压整流等直流和低频电路中。陶瓷电容器的工作电压范围很宽,为 $25\sim 5000\text{V}$ 。

在陶瓷电容器的表面常涂有各种颜色标志,这是因为陶瓷电容器的温度系数范围很大,可以从 $+120\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 到 $-1300\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。不同的温度系数的电容器所担负的任务各不相同。正温度系数的电容器常用于滤波、旁路、隔直等;负温度系数的电容器常用于热补偿电路中;温度系数绝对值很小的电容器则用于精密电路中。陶瓷电容器上的颜色标志就是表示该电容器温度系数大小的。我们把颜色与温度系数的关系列于表9-1中,以便查阅。

表9-1 陶瓷电容器温度系数与色标的对应关系

颜色	电容器特征(首一位)		额定电容量(pF)		允许偏差(±%)	
	(ppm/°C)	字母符号	首二、三位	乘数	>10pF	≤10pF
黑	0	C	0	1		2.0
棕	-30	H	1	10	1	
红	-80	L	2	100	2	0.25
橙	-150	P	3	1000		
黄	-220	R	4			
绿	-330	S	5		5	0.5
蓝	-470	T	6			
紫	-750	U	7			
灰			8	0.01		
白			9	0.1	10	1.0
金	+100	A				

(2) 独石电容器 它是独石陶瓷电容器的简称。它在工艺上与其它瓷介电容器不同,其工艺特点是把瓷体和电极在同一次焙烧中

烧结成为一个坚硬的整体,故名独石。独石电容器是陶瓷电容器中比电容量较高的一种结构形式,使陶瓷电容器进一步小型化。它也有Ⅰ类独石电容器和Ⅱ类独石电容器之分。它们主要用于高频旁路,集成电路去耦,以及对小型化要求较高的电子设备中。

(3) 云母电容器 把浸渍云母片或镀银云母片夹在铝片中间,再用酚醛树脂等热固性塑料模压成型就制成了云母电容器。云母介质的优点是电容率大,介电强度高,介质损耗小,耐热性好,化学性能稳定,膨胀系数小等。这种电容器固有电感小,机械强度高,电容值十分稳定,容量为 $1\sim 10000\text{pF}$,工作电压为 $50\sim 1000\text{V}$ 。它主要用于调谐回路和对稳定性、可靠性要求较高的电路中。

3. 电解电容器

(1) 铝电解电容器 在铝箔(阳极)表面生成氧化膜(Al_2O_3 , 介质)后,叠上电容纸(阴极)经卷绕辊轧就制成了铝电解电容器。它的特点是容量特别大,尤其是额定电压低时尤为突出,有正、负极之分;在工作中可以自动修补氧化膜中的弱点,价格便宜。它的容量为 $0.47\sim 1,000,000\mu\text{F}$,工作电压为 $3\sim 500\text{V}$ 。它的缺点是有极性,必须将阳极接电源正极,阴极接电源负极,否则电容器极易损坏,其次是漏电流大,不宜用作分压、定时等电路中。它主要用作整流电路的电压平滑滤波电容。

(2) 钽电解电容器 在钽金属片表面上电解氧化生成 Ta_2O_5 氧化膜后,在氧化膜上粘附二氧化锰,再装上石墨作为阴极,就制成了钽电解电容器。它的特点是电容量大、可靠性高、工作温度范围宽、寿命长。它在比电容量、损耗、漏电流等方面均比铝电解电容器优越,但工作电压很低。钽电解电容器的容量为 $0.1\sim 220\mu\text{F}$,工作电压为 $3\sim 100\text{V}$,常用的为 63V 。它的另一个缺点是价格很高,所以只有在较高级的电子设备中用于低频、定时等电路。

9.2 电容器的标称

电容器同电阻器一样,也有标称电容量与允许偏差范围。不过电

容器与电阻器不一样的是,在电容器上印刷标注的除了标称电容量与允许偏差范围外,还常常标注额定电压、工作温度范围,甚至生产日期等。

1. 标称容量与允许偏差范围

电容器的标称常用三个系列: E_6 , E_{12} , E_{24} 。这三个系列的设置与电阻器的标称设置一样,如表 1-7 所示。

国家标准规定如下:

(1) 纸介电容器、金属化纸介电容器、纸膜复合介质电容器及低频有机薄膜介质电容器的标称电容量,应符合 E_6 系列,允许偏差为 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 、 $\pm 20\%$ 三级。

(2) 标称电容量小于 10pF 的无机介质电容器,允许偏差为 $\pm 0.1\text{pF}$ 、 $\pm 0.25\text{pF}$ 、 $\pm 0.5\text{pF}$ 、 $\pm 1\text{pF}$ 四种。其中大于 4.7pF 的电容器的标称电容量值采用 E_{24} 系列;小于和等于 4.7pF 的电容器的标称采用 E_{12} 系列。

(3) 高频有机薄膜介质电容器和无机介质电容器,其允许偏差为 $\pm 1\%$ 、 $\pm 2\%$ 时,标称电容量值采用 E_{24} 系列;其允许偏差为 $+80\% \sim -20\%$ 和 $+ \text{不规定} \sim -20\%$ 时,标称电容量值采用 E_6 系列。

(4) 标称电容量小于 100pF 的高频有机薄膜介质电容器,其允许偏差在产品标准中规定。

(5) 钽、铌、钛、铝等电解电容器的标称电容量应符合 E_6 系列。

2. 标称额定电压

额定电压是指在规定温度范围内,可以连续加在电容器上的最大直流电压或交流电压的有效值。额定电压常简称为耐压。

额定电压在电容器上的标注也是成系列的。表 9-2 所示是电容器的额定电压系列。表中带“*”号的只限电解电容器采用,数值下有“_”者为建议厂家优先采用。

3. 电容器标称表示法

电容器标称有许多种表示方法,如直标法、色标法、字母数字混

标法、4 位数表示法、3 位数表示法。

表 9-2 固定电容器额定电压系列(单位, V)

<u>1.6</u>	4	<u>6.3</u>	10	<u>16</u>
<u>25</u>	32*	<u>40</u>	50*	<u>63</u>
<u>100</u>	125*	<u>160</u>	<u>250</u>	300*
400	450*	500	<u>630</u>	<u>1000</u>
<u>1600</u>	2000	<u>2500</u>	3000	<u>4000</u>
5000	<u>6300</u>	8000	<u>10000</u>	<u>15000</u>
20000	25000	30000	35000	<u>40000</u>
45000	50000	60000	80000	100000

(1) 直标法 这是一种常用的标注方法,特别是在电解电容器中广为采用,在电容器上用数字直接标注出标称电容量、允许偏差范围及耐压等。

如某电容器上标有 $2200\mu\text{F} \pm 10\%$ 、25V、CD10 字样,表示这是一铝电解电容器,标称容量为 $2200\mu\text{F}$,允许偏差范围为 $\pm 10\%$,额定电压为 25V。

表 9-3 电容器型号的含义

符号	含义	符号	含义
CY	云母电容器	CL	涤纶电容器
CV	云母纸电容器	CQ	漆膜电容器
CZ	纸介电容器	CH	复合介质电容器
CJ	金属化纸介电容器	CD	铝电解电容器
CB	聚苯乙烯等电容器	CA	钽电解电容器
CN	铌电解电容器	CH	合成碳膜电容器
CG	合金电解电容器	CS	有机实心电容器
CE	其他材料电解电容器		

表 9-3 给出了各种固定电容器型号(材料)的含义。在型号中,第一个字母“C”表示电容器,它是英文“Capacitor(电容器)”的首字母;第二个字母表示材料。

(2) 色标法 色标法的色码只能用来表示电容器的标称电容量

值,不能用来表示允许偏差和耐压。表示方法是,从电容器顶部向引脚方向读,有三个色码,代表三位数字。第一、第二位色码表示两位有效数字,第三位色码表示倍乘中10的幂次。单位为pF。各色码代表的数字如表9-4所示。

表 9-4 色码所代表的意义

颜色	代表数字	乘数	允许偏差
黑	0		无色±20%
棕	1		
红	2	10^2	银色±10%
橙	3	10^3	金色±5%
黄	4	10^4	
绿	5	10^5	
蓝	6	10^6	
紫	7		
灰	8		
白	9		

当色码要表示两个重复的数字时,可用宽一倍的色码来表示。显然,若用色码来表示三个重复数字时,电容器只在上方标一宽色码。图9-2所示为电容器色标法示意图。从图中可以读出,图9-2(a)的标称电容量为 $15 \times 10^4 \text{pF} = 0.15 \mu\text{F}$,图9-2(b)的标称电容量为 $22 \times 10^4 \text{pF} = 0.22 \mu\text{F}$ 。

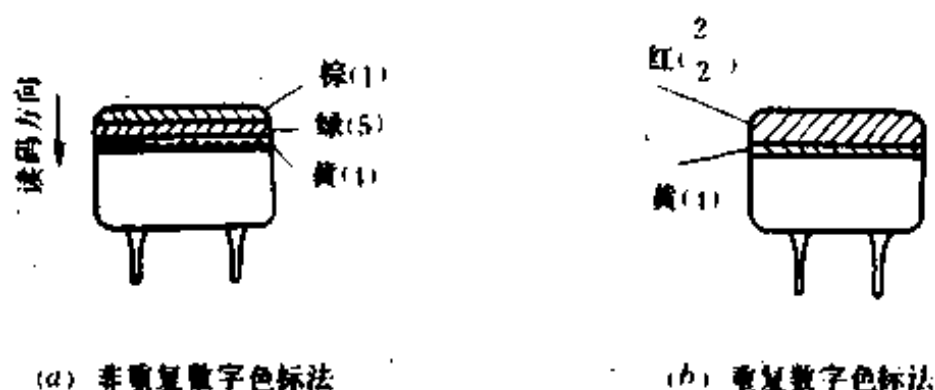


图 9-2 电容器的色标法示意图

(3) 字母数字混标法 电容器的数字字母混标法同电阻器的这一表示方法是相同的。表9-5给出了这种表示法的一些例子。

表 9-5 电容器字母、数字混标法示例

标称电容量	表示方式	标称电容量	表示方式
0.1pF	P1 或 P10	0.33 μ F	μ 33 或 R33
1pF	1P0		
5.9pF	5P9	5.9 μ	5 μ 9
3300pF	3n3	1000 μ F	1m
10000pF	10n	10000 μ F	10m
590000pF	59n	3.3F	3F3

在表 9-5 所示的例子中,有几个字母符号需要说明一下:①R 表示“零点几微法”的意思,R33 即 0.33 μ F,4R7 即 4.7 μ F;m、n、p 是表示数量级的词头符号,如表 9-6 所示。此表的符号,适用于各种各样的电子元器件标注。

表 9-6 词头符号表示的数量级

词头符号	名称	表示数	词头符号	名称	表示数
E	艾	10^{18}	d	分	10^{-1}
P	拍	10^{15}	c	厘	10^{-2}
T	太	10^{12}	m	毫	10^{-3}
G	吉	10^9	μ	微	10^{-6}
M	兆	10^6	n	纳	10^{-9}
k	千	10^3	p	皮	10^{-12}
h	百	10^2	f	飞	10^{-15}
da	十	10^1	a	阿	10^{-18}

(4) 三位数表示法 在 3 位数字表示法中,用 3 位非负整数来表示标称电容量,然后用一个字母来表示允许偏差范围。在 3 位数字中,前两位表示有效数,第 3 位则是倍乘中 10 的幂次。单位是 pF。

例如,某一电容器上标注有 314S 字样,其含义为 $31 \times 10^4 = 310,000\text{pF} = 0.31\mu\text{F}$,S 表示允许偏差范围 $+50\% \sim -20\%$,其含义将在后面允许偏差表示方法中介绍。

(5) 四位数表示法 在四位数表示法中有两种情况,一是直接用 4 位非负整数来表示标称电容量,单位为 pF;二是用小数(有时不足 4 位)来表示标称电容量,单位为 μF 。

例如,某一电容器上标注为 6800,即表示 6800pF。又如,某电容器上标注为 0.01,即表示 0.01 μF 。

4. 允许偏差表示方法

电容器的允许偏差归纳起来有下列 5 种表示方法。

(1) 等级表示法 一般分为 4 个等级,如表 9-7 所示。这种表示方法是将表示等级的标志直接标注在电容器上。

表 9-7 电容器允许偏差等级含义(%)

标志	0 级	I 级	II 级	III 级
含义	± 2	± 5	± 10	± 20

(2) 百分比直接表示法 这种表示方法是将允许偏差范围如 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 等直接标注在电容器上。

(3) 百分比数字表示法 这种表示法是将允许偏差范围的士号和 % 号省去,只标出数字。例如,某电容器上标注有 0.056/5 字样,5 就表示允许偏差范围为 $\pm 5\%$ 。

(4) 字母表示法 这种表示方法是将允许偏差范围用一些大写字母来表示。

表 9-8 所示是用字母表示允许偏差时的百分比含义。

表 9-9 所示是用字母表示绝对允许偏差范围时的含义。这种方法只适用于标称电容量不大于 10pF 的电容器。

(5) 绝对允许偏差直接表示法 这种方法就是将表 9-9 中的绝对允许偏差范围(如 $\pm 0.25\text{pF}$ 等)直接标注在电容器上。

5. 工作温度范围表示方法

在一些电容器中,还标出工作温度范围。方法是用一个大写字母和一个数字的组合来表示。其中,大写字母表示负温度,数字表示正温度。表 9-10 所示是工作温度范围的标志含义。

表 9-8 电容器允许偏差字母表示含义(%)

字母	B	C	D	F	G		
含义	±0.1	±0.25	±0.5	±1	±2		
字母	J		K	M	N		
含义	±5		±10	±20	±30		
字母	H	R	T	Q	S	Z	不标记
含义	+100 -0	+100 -10	+50 -10	+30 -10	+50 -20	+80 -20	+不规定 -20

表 9-9 电容器绝对允许偏差字母含义(单位:pF)

标志	B	C	D	E
含义	±0.1	±0.25	±0.5	±1

表 9-10 电容器工作温度范围标志含义(单位:°C)

负 温		正 温	
A	-10	0	+55
B	-25	1	+70
C	-40	2	+85
D	-55	3	+100
E	-65	4	+125
		5	+155
		6	+200
		7	+250

例如,某一电容器上标注有 $R_{.47}$ 和 C_2 ,则表示该电容器的标称电容量为 $0.47\mu\text{F}$,工作温度范围为 $-40^\circ\text{C}\sim+200^\circ\text{C}$ 。

9.3 电容器应用的几个注意点

1. 使用各种电容器的共同注意点

(1) 加到直流电容器上的电压波形有直流分量与交流分量。比如,整流电路中的滤波电解电容器上的电压。直流电压分量和交流电

压分量之和的最大值不应超出使用时的额定电压值。同时,在一般情况下,交流分量的峰值电压不能超过额定电压值的 20%。

(2) 当电路中频率不断提高时,电极和导线的有效横截面积将与频率的平方根成反比例地减少,也即产生集肤效应;电容器内部的等效电阻也将大大增加;另外,电容器及其引线电感也将上升为主要矛盾。这不仅有可能使得电容器成为电感器,而且有可能导致电容器因内部过分发热而失效,所以在设计高频电路特别是高频脉冲电路时,一定要注意选择高频电容器,并且引线一定要尽可能短。

(3) 在要求电容量很大或电压很高,单个电容器常常无法满足要求时,往往采用多个电容器并联或串联的方式。在串联或者并联电容器时,结线要尽可能短,以便减少电感作用。

(4) 设计人员应该明确认识到,环境温度越高,电容器故障率也越高,寿命也就越短。特别当温度超限时,由于介质加速老化,元件发热和密封性能遭到破坏等原因,将加速它的失效。对于电解电容器,更是应该注意温度问题,因为使用温度每降低 10°C ,电解电容器的使用寿命就能延长一倍。

(5) 当电容器用于通信设备、电视机、收录机中,有的时候,信号会突然中断,有时会自动恢复;有时又不能恢复。对机器进行测试时,它又恢复正常;如将电容器拆下进行测试,更是测不出任何问题,这就是所谓电容器产生低电平失效现象。电容器低电平失效问题,过去认为主要是聚苯乙烯电容器在引出线与电极箔间形成一层金属氧化物,或由引出线与电极箔的接触不良所造成的。但从已发现的情况来看,它不仅出现于聚苯乙烯电容器,也出现在别的电容器中,如云母电容器、涤纶电容器、纸介电容器中。因此,若电容器用在低电平的电路中,必须将电容器的引线牢牢地焊在电极箔上,这样才能避免电容器低电平失效现象的产生。

(6) 存放电容器的场所应保持干燥。如果环境潮湿,潮气有可能进入电容器的绝缘介质中,使得电容器性能变坏,特别是瓷介电容器、云母电容器、纸介电容器等更应注意这一点。

(7) 电容器以焊接方式装到电路中居多。在焊接时,焊接的时间应尽可能地短。因为烙铁头的温度大约为 $230\sim 350^{\circ}\text{C}$,这温度超过了电容器所容许的温度。过高的温度通过电极传到电容器的表面封装及内部的介质,会使得封装和介质的性能变差。

2. 使用铝电解电容器的注意点

(1) 铝电解电容器和钽电解电容器一样具有极性,只宜用于直流电路,使用时必须注意不要接错极性,否则会造成漏电流大大上升,造成发热而损坏电容器。

(2) 这类电容器的漏电流比别的电容器大,故一般不用作分压和微电流冲放电定时电路中。

(3) 这种电容器使用不当有爆炸的危险,所以选择和安装电容器时应谨慎,以免给人带来伤害或损坏仪器设备。

(4) 这种电容器经长时间贮存后才使用时,切忌直接加额定电压,否则有爆炸危险。应该先加很小的电压,再逐渐地慢慢升高电压,直到等于或稍大于额定电压并停留一会儿,然后再按额定电压使用。

(5) 铝电解电容器的阴极是电解液,随着环境温度的升高,电解液就越加容易干涸,同时使电容器的等效串联电阻增加,工作寿命受到影响。所以说电解电容器是一种对温度非常敏感的元件。温度升高 10°C ,其寿命就减短一半,也就是说,它服从 10°C 二倍则原理。电解电容的最高工作温度是:一般产品 85°C ,高温产品 105°C 。在此条件下,最多仅能保证 2000 小时左右的工作时间。在 50°C 下使用 85°C 的电容时,寿命 T 为:

$$T=2000\times 2^{(85-50)/10}=22627(\text{h})$$

也只能使用两年半多一些。如果采用高温电解电容,则其寿命 T 为:

$$T=2000\times 2^{(105-50)/10}=90509.7(\text{h})$$

达到十年以上。所以最好采用高温电解电容器,同时要尽量避免其它热源对它的影响。

十、磁性材料

电力电子电路中离不开磁性材料。磁性材料主要用于电力电子电路中的变压器、电感器和扼流圈中。磁性材料有个磁饱和问题。如果磁路饱和,会导致变压器电量传递畸变,使得电感器电感量减小等。对于电源来说,有效电感量的减小,电源输出纹波将增加,并且通过开关管的峰值电流将增加。这样可能使得开关管的工作点超出安全工作区,从而造成开关管寿命的缩短或损坏。磁性材料的另一个问题就是居里点温度。在这一温度下,材料的磁特性会发生急剧变化。特别是该材料会从强磁物质变成顺磁性物质,即磁导率迅速减小几个数量级。实际上,它几乎转变为和空气磁芯等效。一些铁淦氧的居里点可以低到 130°C 左右。因此一定要注意磁性材料的工作温度。

磁性材料有硬磁材料和软磁材料之分。硬磁材料是指那些经过饱和磁化后,即使去掉外部磁化磁场,材料中的剩磁仍能长时间地保持磁化状态,并在周围空间产生长久不变的磁场。硬磁材料具有强大矫顽力和宽大的磁滞特性曲线。它的主要性能指标是剩磁 $B_r(\text{T})$ 、矫顽力 $H_c(\text{A/m})$ 和最大磁能积 $(BH)_{\max}$ 。软磁材料是指那些插入通电绕组中,材料被磁化,使绕组周围的磁场大大加强,而一旦去掉外部磁化电流,材料本身的磁性就非常小。软磁材料具有小的矫顽力和高的初始磁导率。它的主要性能指标是磁导率 μ 、饱和磁感应强度 $B_s(\text{T})$ 和铁损 $P(\text{W})$ 。

10.1 硬磁材料

工业生产中广泛应用的硬磁材料有五类,下面分别简要介绍。

1. 塑性变形硬磁材料

这类材料经过热处理后,有良好的机械加工性能,可以加工成形状各异的永磁体。属于这类材料的有碳钢、钨钢、铬钢等永磁钢以及铁钴钼、铁钴钒、铁铬钢等合金钢。各种永磁钢主要用做对磁性要求

不高的磁性器件。因使用时间稍长碳钢就容易去磁,已逐渐被淘汰,铁铬钴合金的磁稳定性较好,常用于罗盘仪、里程表等仪表中。

2. 铸造铝镍钴系硬磁材料

在熔化的铁中渗入铝、镍、钴等合金元素再进行高温冶炼,然后铸造成型,就制成了铸造铝镍钴系硬磁材料。这类硬磁材料剩磁值较大,矫顽力和最大磁能积在硬磁材料中为中等以上水平,磁性能也比较稳定,但比较硬脆加工难度较大,更不容易进行精确加工。这类硬磁材料分各向同性和各向异性两种,各向同性的铝镍型或铝镍钴型合金,综合磁性能较低,但制造方便,成本低,主要用来制造体积大或有多对磁极的永磁体,用于磁电式仪表、永磁电机等磁电设备中。各向异性的铝镍钴型和铝镍钴钛型合金,磁性能较优越,常用于各种精密磁电式仪表、永磁电机、微电机、流量计、地震仪、扬声器和微波器件上。

3. 粉末烧结铝镍钴系硬磁材料

由于铸造硬磁材料很难制成形状小、尺寸精确的永磁体,因此人们又采用粉末烧结等方法来生产铝镍钴系列硬磁材料。这类材料机械加工性能比较好,但磁性能稍低于铸造硬磁材料。这种硬磁材料大多用于小型仪表、继电器和微电机等产品上。

4. 稀土钴系硬磁材料

这种硬磁材料是稀土金属与钴形成的金属间化合物。常见的有钐钴、镨钴、镨钐钴、混合稀土钴和铈钴铜等品种。稀土钴系硬磁材料的磁性能较好,矫顽力和最大磁能积在各类硬磁材料中居于首位。由于矫顽力特别大,磁路中漏磁很小,可用来制作微型和薄片型的永磁体。目前稀土钴系硬磁材料多用于传感器、助听器、电子聚焦装置、磁推轴承、低速转矩电机及力矩电机等设备上。稀土类硬磁材料只能在 200°C 以下工作,由于其磁感温度系数比较大,因此不能用于仪表等精度要求高的场合。

5. 钕铁硼合金

这种永磁材料 $(BH)_{\text{max}}$ 能到 $248\sim 288\text{kJ}/\text{m}^3$,它不含钐等稀贵元

素,机械强度比其它永磁材料高,韧性好,但居里点 T_c 较低(312°C),磁感应温度系数 α_B 较大($-0.126\%/^\circ\text{C}$)。加入适量的钴或重稀土元素,可使 T_c 上升, α_B 下降。这种材料可用于汽车启动电机、核磁共振扫描装置、医疗设备、微电机、磁悬浮列车等方面。

6. 硬磁铁氧体

这是一种金属氧化物固溶体材料。常用的有锶磁铁氧体($\text{SrO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)和钡磁铁氧体($\text{BaO} \cdot 6\text{Fe}_2\text{O}_3$)。硬磁铁氧体电阻率很大,因而产生的涡流损耗极小。硬磁铁氧体的矫顽力很大,超过了合金类硬磁材料。但它们最大磁能积较低,要达到与合金类硬磁材料相等的磁能,体积应大于合金类材料。由于硬磁铁氧体的密度较小,总重量仍与合金类硬磁材料相差不多。由于铁氧体中不含镍、钴等贵金属材料,成本低,因而在许多场合可以取代铝镍钴系硬磁材料。主要用于制造永磁电机、永磁吊头、磁力选矿机、磁分离器、扬声器、微波器件和医用磁片等。由于铁氧体磁感应温度系数较大,剩磁较低,在低温下会产生不可逆退磁,所以不宜用在电工测量仪表等精度要求高的电工设备上。

10.2 软磁材料

软磁材料有金属软磁材料(有电磁纯铁、硅钢片、铁镍合金和铁铝合金等)、非晶软磁合金、软磁铁氧体和磁介质四类。下面简要介绍。

1. 电磁纯铁

电磁纯铁含碳量在 0.04% 以下,饱和磁感应强度大,相对导磁率可高达 13000 以上,矫顽力很小,在恒定磁场中电磁纯铁是优良的软磁材料。电磁纯铁的电阻率很小,在交变磁场中涡流损失很大,不适用于交流的场所,这就使得其应用范围受到很大的限制。

电磁纯铁一般用作直流磁芯,用于直流仪器仪表、继电器等,此外还可以用电磁纯铁作磁屏蔽设施。

2. 硅钢片

在电磁纯铁中掺入 0.5%~4.5% 的硅会起到提高电阻率、降低涡流损耗和提高磁导率降低磁滞损耗的作用。用这种办法制作的硅钢是良好的低频软磁材料。由于加入的硅量增加时,材料会变脆,因而在有较高机械性能要求的机械设备中使用的硅钢,含硅量一般应在 3.5% 以下。变压器铁芯对磁性能的要求较高,一般含硅 4.0%~4.5%。在实际使用中通常把硅钢压成薄片,一般厚度范围为 0.05~1mm,经表面绝缘处理后重叠起来使用,在交流磁场中可减少涡流损耗。硅钢片一般使用在磁场强度较强的场合,包括各类交、直流电机,各种变压器、电抗器、磁放大器、互感器、继电器和扼流圈等。

3. 铁镍合金

在弱电工程中,常用以镍为主要成分的软磁材料。镍合金的性能因含镍量和热处理方式不同而有所差异,但其磁滞回线都是窄而陡的,在弱磁场中铁镍合金有很大的磁导率和很小的矫顽力,因而特别适用于弱电类机电设备和仪器仪表设备中。

(1) 坡莫合金 含镍量为 34%~80% 的铁镍合金称为坡莫合金。镍的含量越高,铁镍合金的磁导率就越高,最大相对磁导率可达到 100000。一般含镍量低于 50% 的坡莫合金,磁导率相对来说比较小(含镍 36% 左右磁导率最低),磁饱和和感应强度大,矫顽力也比较大,主要用于制作中、小功率的变压器,控制微电机的铁芯。经在磁场条件下热处理后的铁镍合金,磁导率大大提高,矫顽力减小,可用于中、小功率的高灵敏度的磁放大器、脉冲变压器和记忆元件。含镍量超过 70% 的合金,磁导率很大,矫顽力很小,这种合金仅用做弱磁场的高灵敏度的小变压器、小放大器、继电器、扼流圈和磁屏蔽等仪器的材料。有些还特别适用于电信设备的扼流圈、音频变压器、互感器、快速磁放大器、精密电表中的动片和定片、摄像机、步进电机用铁芯等要求磁场弱磁通大的场合。

(2) 波明伐合金 它又称铁镍钴高磁导率合金,它含镍 45%、含铁 30%、含钴 25%。这种材料的特点是磁导率与磁化力无关,因而能在较强的磁场中作为高磁导率软磁材料使用,常用于各种话筒和通

信加感线圈。

4. 非晶态软磁材料

非晶态软磁材料是指将某些金属材料 and 类金属材料以一定比例熔融,之后以每秒 $10^5 \sim 10^6$ C的冷却速度急剧冷却,它们就会在无结晶的状态下凝固,成为非晶态。非晶态软磁材料的成份大多在 $T_{80}M_{20}$ 左右。T代表铁、钴、镍等金属成份,M代表硼、碳、磷、硅、钼等类金属成份,数字表示元素所占含量百分比。常见的非晶软磁材料有 $Fe_{80}P_{13}C_7$ 、 $Fe_{81}B_{13.5}Si_{13.5}C_2$ 、 $Fe_{40}Ni_{40}P_{14}B_6$ 、 $Fe_{40}Ni_{38}Mo_4B_{18}$ 、 $(Fe_{80}Ni_{20})_{78}Si_8B_{14}$ 和 $Fe_5Co_{70}Si_{15}B_{10}$ 等。

非晶态软磁合金具有很理想的软磁特性,磁导率高、矫顽力低、矩形比高。因此,可用于代替坡莫合金做各种磁记录系统的磁头。例如,用含Ni量为78%的强磁性铁镍合金——78坡莫合金及非晶态软磁合金分别制做电唱机拾音器的磁芯。实测数据表明,后者在输出-频率特性、磁导率-频率特性、相位特性和噪声特性等方面都优于前者。

5. 磁介质软磁材料

在高频电路中软磁材料的涡流损耗和磁滞损耗会随频率的增高而增加,磁导率急剧降低,因而会产生非线性失真。为了防止这个问题的发生,常把金属磁性材料研磨成粉末,表面以绝缘物包裹,再掺入胶合剂,即成为磁介质软磁材料。用磁介质材料可压制成各种铁粉磁芯如纯铁粉磁芯、坡莫合金铁粉磁芯和铝硅铁粉磁芯等。磁介质材料的磁特性比较稳定,适用于低频或高频条件下工作的元器件,但因其制作成本很高,已逐渐被后起的软磁铁氧体材料所代替。

6. 软磁铁氧体

软磁铁氧体是一些金属氧化物通过陶瓷工艺烧结而成的复合体,一般用 $MO \cdot Fe_2O_3$ 来表示,其中M表示Cu、Mn、Ni、Mg、Zn、Co等二价金属原子。软磁铁氧体是非金属磁性材料,其电阻率特别大,约在 $10^2 \sim 10^{12} \Omega \cdot cm$ 的范围内,远高于金属材料($10^{-6} \sim 10^{-4} \Omega \cdot cm$),因而,它的涡流损耗极小,可使用于很高的频率范围。但是,软磁铁氧体的饱和磁感应强度 B_s 和居里点 T_c 比较小,其电磁特性

受温度的影响比较大,不适宜用做大功率的电磁器件。

目前软磁铁氧体在各种电子电路中已得到了极其广泛的应用。在电视机、录音机、录像机及通信设备中,用到软磁铁氧体的元器件就有:回扫变压器、偏转线圈、聚焦线圈、调幅线圈、枕形畸变校正变压器、色调线圈、高频线圈、同步线圈、振荡线圈、调频检波线圈、滤波器、磁头、录音偏压振荡线圈等。在各种微波器件及计算机的内存储器也大量使用铁氧体材料。

常用的软磁铁氧体有锰锌铁氧体、镍锌铁氧体和特高频铁氧体。锰锌铁氧体磁性能较好,磁导率较高,但电阻率较低,适用于频率在1MHz以下的磁性器件。镍锌铁氧体有三类不同性能的品种,一类是高磁导率的,主要用于低频磁性器件,但其性能不及锰锌铁氧体,价格也偏高;另一类的磁导率较为稳定,电阻率较高,适用于在高频下工作的磁性器件;第三类是用于大功率、高频率工况下高饱和磁感应强度的镍锌铁氧体。特高频铁氧体是 $\text{BaO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ 和一些两价金属Mn、Fe、Co、Ni、Zn、Mg等氧化物组成的复合体,其内部晶体结构不同于一般铁氧体的尖晶石结构,而是六角型结构,其谐振频率特别高,用这种铁氧体制成的磁性器件可以在500MHz的特高频条件下工作。

10.3 软磁性材料的结构与性能

软磁铁氧体的电阻率很大,高频磁芯损耗很小,并具有绕线、组装方便等特点,因此在高频电子电路中应用极为普遍。

软磁铁氧体磁芯的结构形式有U形、E形、EI形、UF形、罐形、环形、柱形、管形、热压铸工、王字、帽形等各种形状。图10-1是部分磁芯的外形图。

罐形磁芯的漏磁小,自身还具有屏蔽作用,能有效地减小电磁干扰(EMI)。具有圆柱形中心柱结构的EI形和E-E形磁芯,绕制变压器绕组时很方便,并且变压器副边的大电流绕组可以采用和磁芯窗口高度相近的扁铜带直接绕制,既方便又能减小集肤效应引起的损

耗,所以它们在开关电源的高频变压器中应用很普遍。

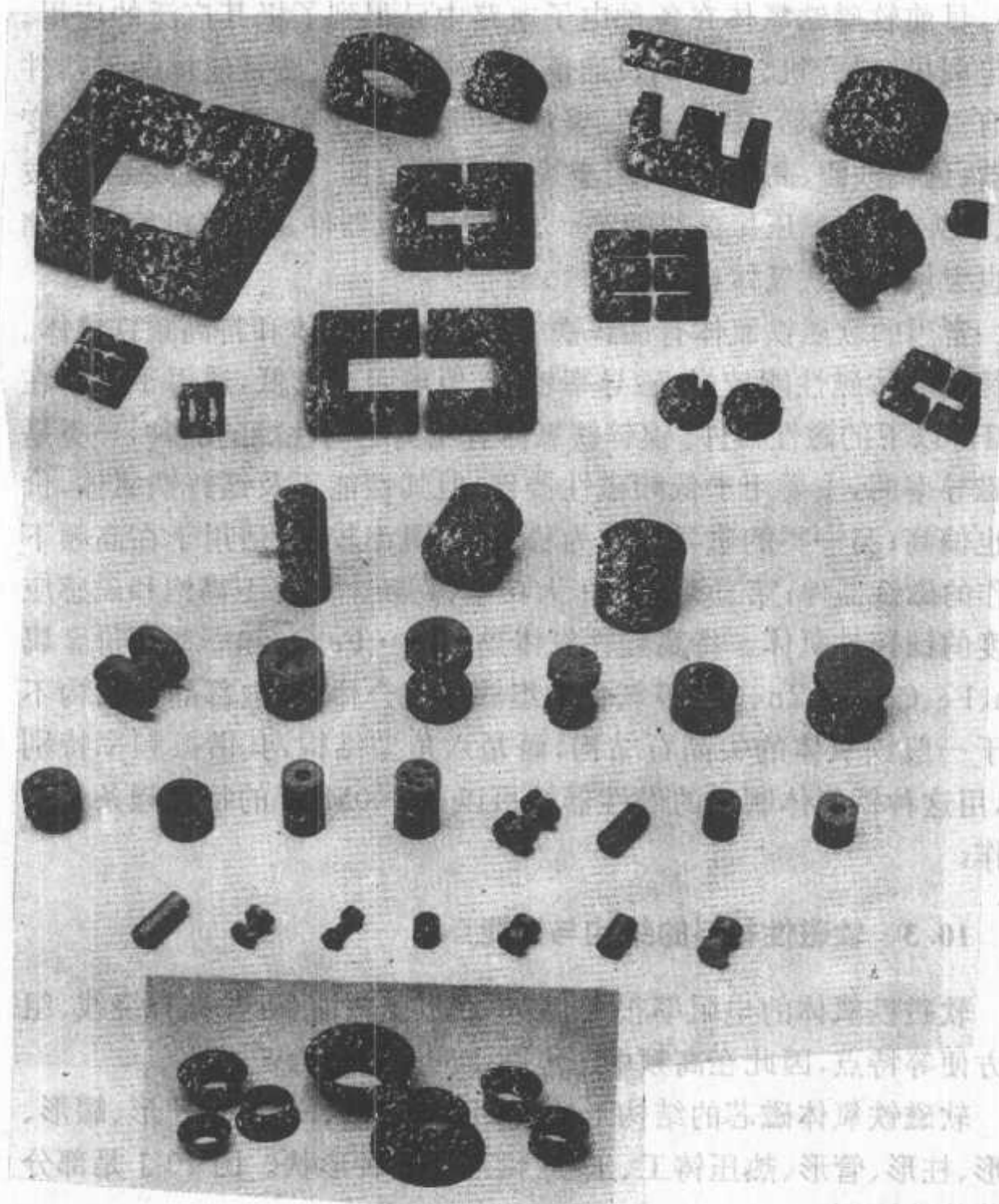


图 10-1 部分软磁铁氧体磁芯

1. 软磁铁氧体材料性能

表 10-1 给出了北京无线电磁性材料厂按国家标准生产的软磁铁氧体材料的性能。表中有关字母的代表意义如下:G—镁锌铁氧

表 10-1 软磁铁氧体材料性能

特性 材料	起始 磁导率 $\mu \pm 20\%$	比损 耗系数 $\text{tg}\delta/\mu \times 10^{-5}$	比温 度系数 $\Delta\mu/\mu \times 10^{-6}$ ($20^\circ \sim 55^\circ \text{C}$)	饱和磁感 应强度 $B_s(\text{mT})$	剩磁 $B_r(\text{mT})$	矫顽力 $H_c(\text{A/m})$	居里温度 $T_c(^\circ \text{C})$	电阻率 $\rho(\Omega \cdot \text{cm})$	适用频率 $f_c(\text{MHz})$
R10/N	10	2000(125MHz)	-10~+40	160	100	2380	400	10^6	150
R20/N	20	1000(75MHz)	-5~+25	180	80	1035	350	10^6	50
R40/N	40	300(50MHz)	-5~+20	280	100	400	350	10^6	40
R60/N	60	350(25MHz)	-5~+30	320	200	320	300	10^5	25
R100/N	100	200(15MHz)	0~5	300	200	240	250	10^5	15
R200/G	200	100(3MHz)	0~3	260	150	120	200	10^5	3
R350R/G	350	52(0.1MHz)		250	190	40	150	10^7	0.5
R400R/L	400	350(1.5MHz)	0~8	250	80	79	180	10^6	1.5
R400/M	400	60(1.5MHz)	0~5	320	150	80	180	10^4	1.5
R800/M	800	50(1MHz)	0~5	300	150	70	180	10^5	1

表 10-1(续)

特性 材料	起始 磁导率 $\mu_i \pm 20\%$	比损 耗系数 $\text{tg}\delta/\mu_i \times 10^{-3}$	比温 度系数 $\alpha_{\mu}/\mu_i \times 10^{-6}$ (20~55°C)	饱和磁感 应强度 B_s (mT)	剩磁 B_r (mT)	矫顽力 H_c (A/m)	居里温度 T_c (°C)	电阻率 ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	通用频率 f_c (MHz)
R1k/M	1000	35(0.5MHz)	0~3	350	120	20	150	10^3	1
R1k/N	1000	100(0.5MHz)	0~3	260	120	15	150	10^3	1
R2k/M	2000	10(0.1MHz)	0~2.5	360	110	20	150	10^3	0.5
R2kB/M	2000			480	150	24	240	10^2	0.5
R3k/M	3000	45(0.1MHz)	0~2	310	100	10	100	10^3	0.5
R3.7kB/M	3700	12(0.1MHz)		460	150	16	200	5	0.5
R4k/M	4000	15(0.1MHz)	0~1.5	350	100	16	120	10^3	0.5
R5k	5000	20(0.1MHz)		400	180	16	120		

体、L—锂锌铁氧体、M—锰锌铁氧体、N—镍锌铁氧体、R—高电阻率、B—高Bs。

2. 软磁铁氧体材料结构

(1) 环形磁芯 广泛应用于各种无线电通信设备、电子计算机及其它电子仪器中作变压器、扼流圈和电感线圈磁芯。图 10-2 为环形磁芯结构图，表 10-2 是环形磁芯尺寸系列表。材料为 R20/N、R2k/M、R2kB/M、R3k/m、R3.7kB/M 和 R4kB/M。

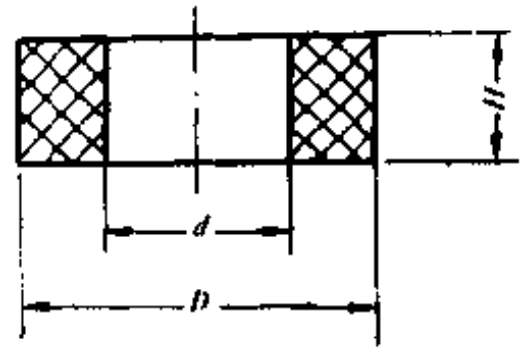


图 10-2 环形磁芯结构图

材料为 R20/N、R2k/M、R2kB/M、R3k/m、R3.7kB/M 和 R4kB/M。

表 10-2 环形磁芯尺寸系列

型号	D	d	H
H5×3×1.5	5±0.4	3±0.3	1.5±0.3
H7×4×2	7±0.5	4±0.3	2±0.3
H10×6×3	10±0.5	6±0.4	3±0.3
H13×7×4	13±0.5	7±0.5	4±0.3
H16×9.6×4.8	16±0.5	9.6±0.5	4.8±0.3
H18×8×5	18±0.6	8±0.5	5±0.4
H22×11×6	22±0.8	11±0.5	6±0.4
H25×15×7.5	25±0.8	15±0.6	7.5±0.5
H30×18×9	30±1.0	18±0.8	9±0.5
H37×22×11	37±1.0	22±0.8	11±0.5
H40×24×12	40±1.0	24±0.8	12±0.5
H45×27×13.5	45±1.2	27±0.8	13.5±0.5
H65×39×19.5	65±1.3	39±0.9	19.5±1.0

(2) E 形磁芯 用于各种通信设备及电子仪器中作变压器磁芯。图 10-3 为 E 形磁芯结构图，表 10-3 为 E 形磁芯尺寸系列表。材料为 R2k/M。

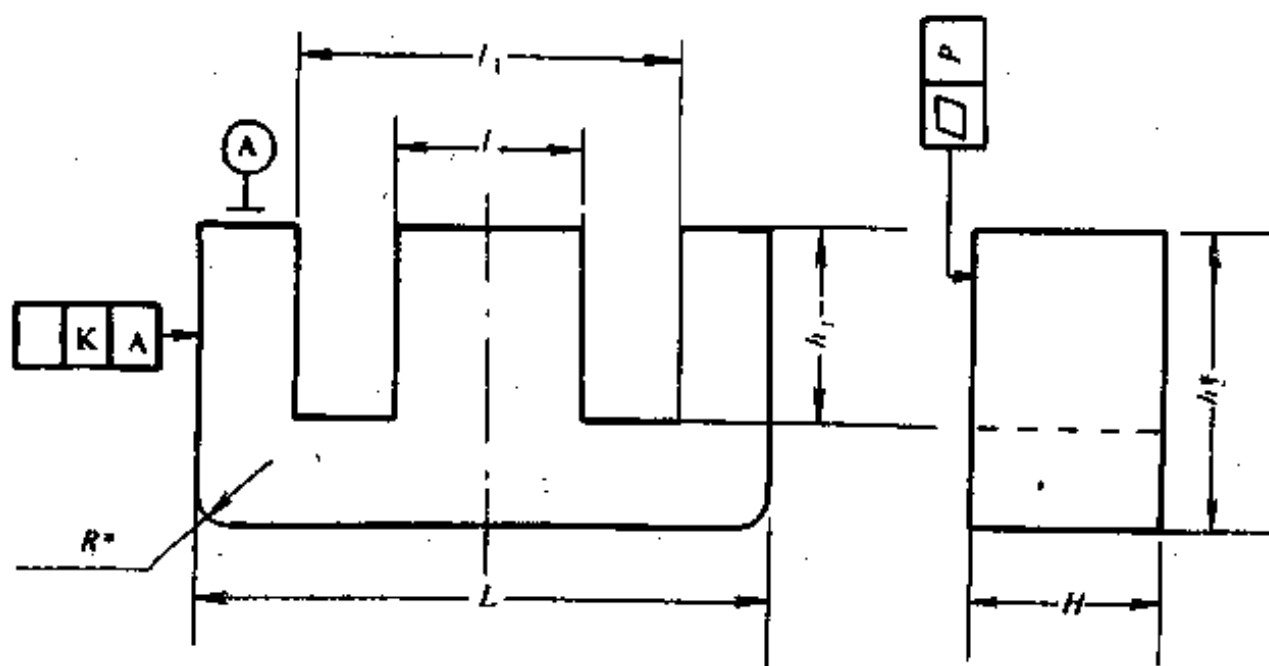


图 10-3 E 形磁芯结构图

表 10-3 E 形磁芯尺寸系列

型号	L	L ₁	l	H	h ₁ *	h ₂ *	R*	p* ≤	K ≤
E ₃	12-1.0	8+0.7	3-0.5	3-0.5	4+0.3	6	0.5	0.3	0.2
E ₄	16 ^{+0.5} _{-0.7}	10.2+0.9	4-0.5	4-0.5	5+0.3	8	0.5	0.3	0.2
E ₅	20 ^{+0.5} _{-0.7}	13.2+1.0	5-0.5	5-0.5	6.5+0.4	10.5	1.0	0.3	0.3
E ₆	24 ^{+0.5} _{-1.1}	16.3+1.2	6-0.6	6-0.6	8+0.4	12	1.5	0.3	0.3
E ₇	30 ^{+0.5} _{-1.1}	18.3+1.2	7-0.6	7-0.6	9+0.4	15	2.0	0.3	0.4
E ₁₂	43 ^{+1.0} _{-1.0}	28.5+1.6	12-1.0	12-1.0	14+0.5	21.5	2.5	0.4	0.5
E ₁₇	55 ^{+1.2} _{-1.2}	37.5+1.8	17-1.2	17-1.2	18+0.6	27.6	3.0	0.5	0.7
E ₂₀	65 ^{+1.6} _{-1.0}	43.5+2.0	20-1.2	20-1.2	21.5+0.8	32.5	3.5	0.5	0.8
E ₂₈	85-3.4	55+2.4	28-1.6	28-1.6	29+1.0	42	4.0	0.6	1.0
E ₃₆	110-4.2	72+3.0	36-1.8	36-1.8	37+1.0	55	4.5	0.6	1.1

(3) EI 形磁芯 用于各种开关电源变压器、脉冲变压器和枕校变压器磁芯。图 10-4 为 EI 形磁芯结构图，表 10-4 为 EI 形磁芯尺寸系列表。材料为 R2kB/M。

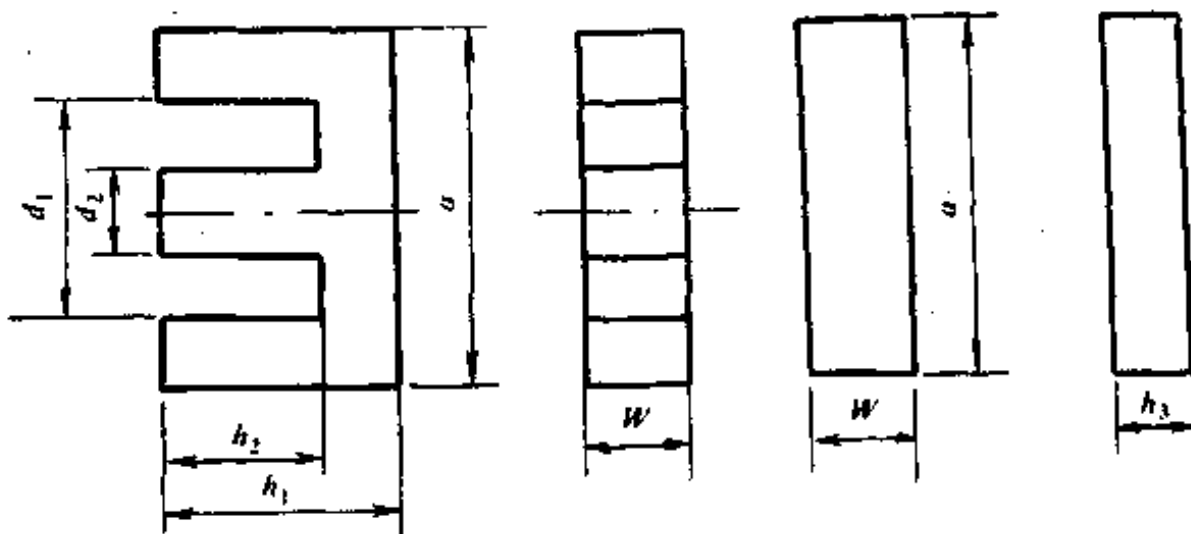


图 10-4 EI 形磁芯结构

表 10-4 EI 形磁芯尺寸系列

型号	a	d ₁	d ₂	h ₁	h ₂	h ₃	W
E122/6	22.0±0.5	15.6 ^{+0.6} ₋₀	5.8 ⁺⁰ _{-0.4}	15.1 ^{+0.4} ₋₀	11.1 ^{+0.4} ₋₀	4.0±0.2	5.8 ⁺⁰ _{-0.4}
E125/7	25.3±0.5	18.6 ^{+0.8} ₋₀	6.8 ⁺⁰ _{-0.4}	15.3 ^{+0.5} ₋₀	12.1 ^{+0.5} ₋₀	2.7±0.2	7.0 ⁺⁰ _{-0.5}
E128/11	28.0±0.5	18.6 ^{+0.8} ₋₀	7.5 ⁺⁰ _{-0.6}	16.5 ^{+0.5} ₋₀	12.1 ^{+0.5} ₋₀	3.5±0.3	11.0 ^{-0.6} ₋₀
E130/11	30.0±0.5	19.0 ^{+0.8} ₋₀	11.0 ⁺⁰ _{-0.6}	21.0 ^{+0.5} ₋₀	16.0 ^{+0.5} ₋₀	5.5±0.3	11.0 ⁺⁰ _{-0.6}
E135/10	35.0±0.5	24.5 ^{+1.0} ₋₀	10.3 ⁺⁰ _{-0.6}	24.0 ^{+0.5} ₋₀	17.9 ^{+0.5} ₋₀	4.6±0.3	10.3 ⁺⁰ _{-0.5}
E140/12	40.0±0.6	26.8 ^{+1.0} ₋₀	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}	26.6 ^{+0.8} ₋₀	21.0 ^{+0.5} ₋₀	6.5±0.3	12.0 ⁺⁰ _{-0.7}

(4) 罐形磁芯 用于通信设备中滤波器、电感器和变压器磁芯。图 10-5 为罐形磁芯结构图,表 10-5 为罐形磁芯尺寸系列表。材料为 R2kB/M。

表 10-5 罐形磁芯尺寸系列

型号	D	d ₁	d ₂	d ₃	H ₁	H ₂	b*	c*	r*
G14	14.5-0.8	11.5+0.7	6.1-0.5	2.9+0.3	4.5-0.3	2.8+0.4	2.0	0.6	0.25
G18	18.6-1.0	14.8+0.8	7.7-0.5	2.9+0.3	5.6-0.7	3.6+0.4	3.0	0.8	0.25
G22	22.2-1.0	17.8+1.0	9.4-0.5	4.3+0.4	7.0-0.3	4.6+0.4	3.0	0.8	0.35

表 10-5(续)

型号	D	d_1	d_2	d_3	H_1	H_2	b^*	c^*	r^*
G26	26.2-1.2	21.2+1.0	11.6-0.7	5.3+0.4	8.3-0.3	5.5+0.4	3.0	0.8	0.35
G30	30.7-1.1	24.9+1.2	13.6-0.7	5.3+0.4	9.7-0.4	6.5+0.5	3.5	1.0	0.35
G36	36.5-1.5	29.8+1.5	16.2-0.8	5.3+0.4	11.1-0.4	7.3+0.6	3.5	1.0	0.35
G42	42.5-2.2	35.2+2.2	17.9-1.0	5.3+0.5	13.5-0.4	8.7+0.6	3.5	1.0	0.35
G48	48.5-2.4	39.6+2.2	20.2-1.0	5.3+0.5	15.0-0.4	10.2+0.6	3.5	1.0	0.35

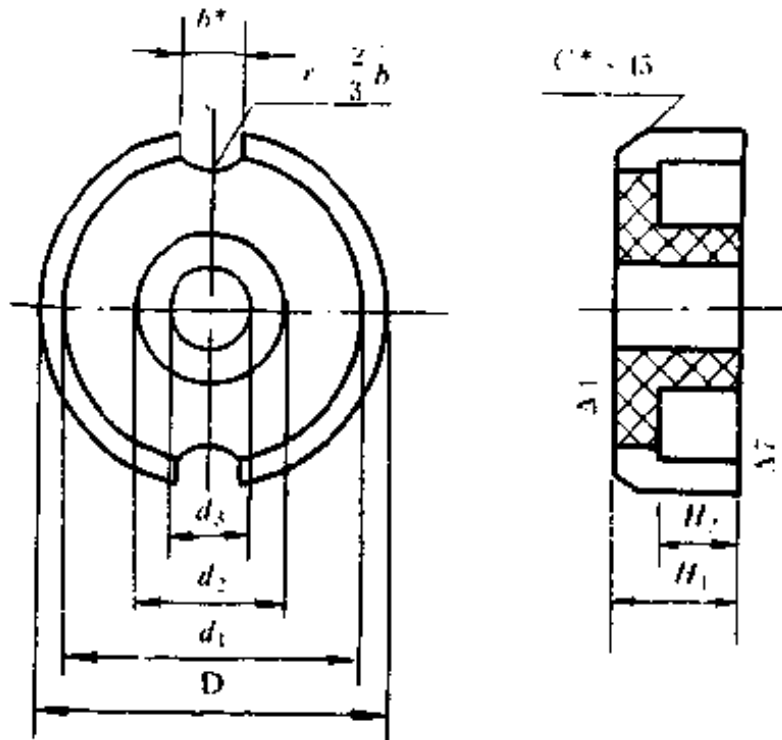


图 10-5 罐形磁芯结构图

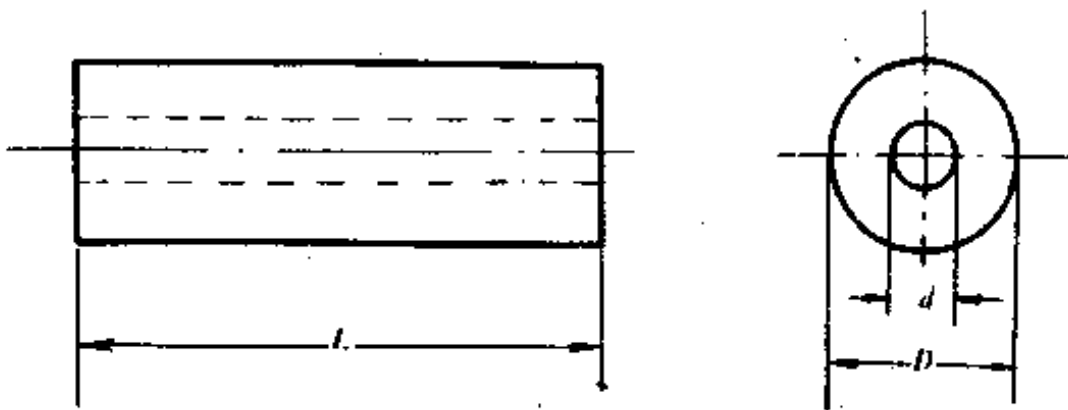


图 10-6 管形磁芯结构图

(5) 管形磁芯 用于晶体管高频和甚高频电路中抑制噪声信号

和寄生振荡,用于小型固定电感器磁芯。图 10-6 为管形磁芯结构图,表 10-6 为管形磁芯尺寸系列表。材料为 R800/M,R10/N,R20/N,R60/N,R400/M 和 R1k/N。

表 10-6 管形磁芯尺寸系列

单位: mm

型号	D	d	L
TY3.5×1.3×3.5	3.5±0.2	1.3-0.2	3.5±0.1
TY3.5×1.3×5.5	3.5±0.2	1.3-0.2	5.5±0.2
TY3.5×1.6×10	3.5±0.2	1.5-0.2	10±0.3
TY1.6×0.6×6	1.6±0.1	0.6	6±0.2
TY2×0.6×7	2.0±0.1	0.6	7±0.2
TY2.5×0.8×8	2.5±0.2	0.8	8±0.2
TY2.5×0.8×10	2.5±0.2	0.8	10±0.3
TY3×1×10	3.0±0.2	1.0	10±0.3
TY3×1×12	3.0±0.2	1.0	12±0.4
TY4×1.2×15	4.0±0.3	1.2	15±0.5
TY5×1.2×20	5.0±0.3	1.2	20±0.6
TY5×1.2×25	5.0±0.3	1.2	25±0.7
TY3.5×0.8×9	3.5±0.2	0.8±0.1	9 ^{+0.5} _{-0.1}
TY3.5×0.8×7	3.5±0.2	0.8±0.1	7 ^{+0.5} _{-0.1}

表 10-7 双孔磁芯尺寸系列

型号	A	H	B	C	D	R
K2-7×6d1.6	6.8±0.3	5.8±0.3	5.4	2.6	1.6	0.8
KS-7.6×6d4.6	7.6±0.3	6±0.3	14±0.5	6.4	4.6	3.8
KS-8.5×7d4.5	8.5±0.5	7±0.5	17±0.8	8.5	4.5	4.25
KS-9×8d4.5	9.0±0.5	8±0.5	18±0.8	9	4.5	4.5

(6) 双孔磁芯 用于电视接收机的输入端,作阻抗匹配器及平衡-不平衡变换器磁芯。图 10-7 为双孔磁芯结构图,表 10-7 为双孔磁芯尺寸系列表。材料为 R1K/N、R200/G 和 R200/M。

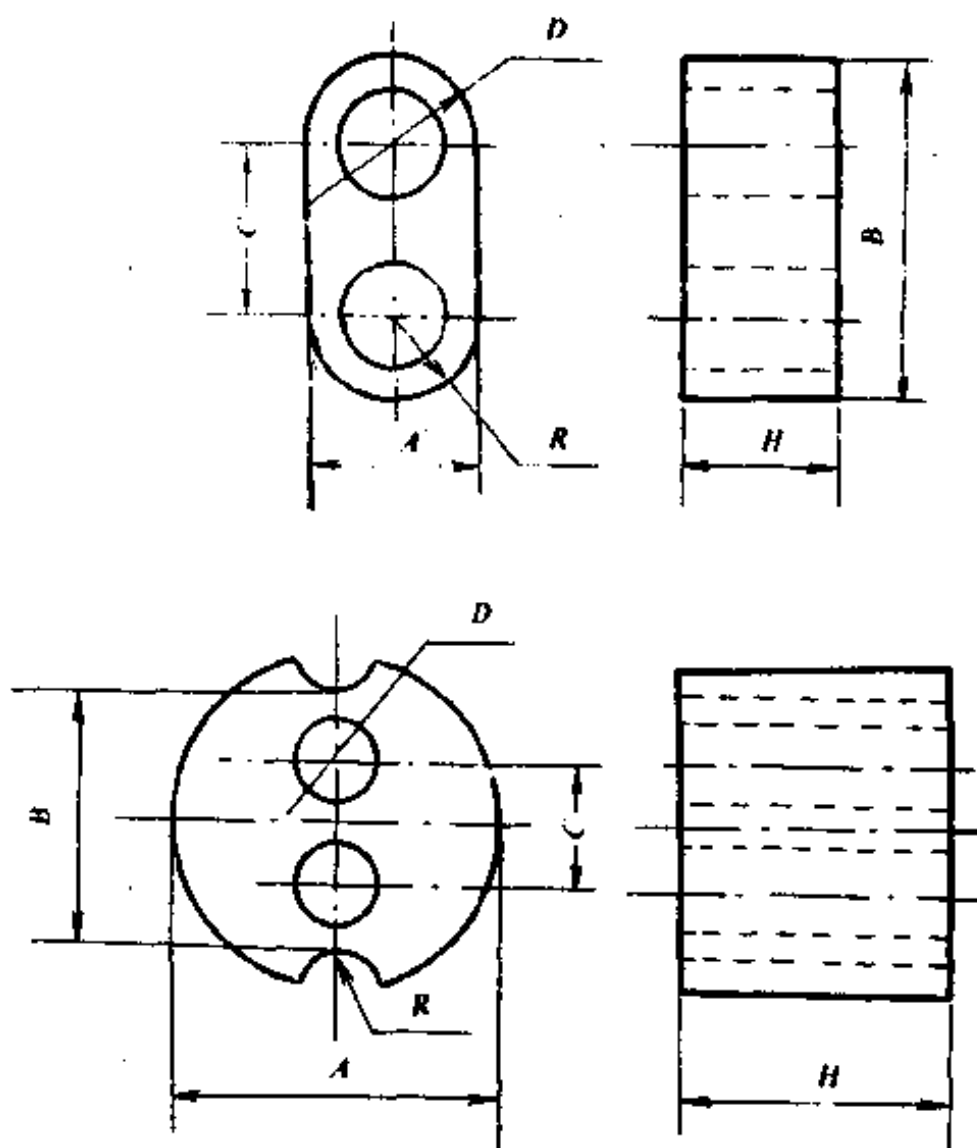


图 10-7 双孔磁芯结构图

10.4 软磁材料应用的几个注意点

(1) 电磁纯铁电阻率很小,在交变磁场中涡流损耗很大,不适用于交流场合,通常用作直流磁芯和磁屏蔽设施。

(2) 在低频(比如 50Hz)应用中,一般铁氧体比不上性能优良的硅钢片。若在低频时采用铁氧体磁芯,变压器的体积就非常大了,因此在低频时,特别是工频时都采用硅钢磁芯。在高频(比如 20kHz)时叠层式硅钢片的涡流和磁滞损耗很大,铁氧体则由于其高电阻率磁芯的损耗很低,因此在高频时通常用铁氧体磁芯。

(3) 近年来非晶态软磁材料和微晶软磁材料发展很快,由于它

们的性能优良,加工成容易而受到人们的青睐。目前在十几千赫至几十千赫的中、大功率电力电子装置中应用较广。在上百千赫领域及几十千赫的小功率领域仍以铁氧体磁芯材料为主。

(4) 负载电流较大时,磁芯的选择一般不直接选用高磁导率材料,通常选用磁导率较低的材料,在选滤波扼流圈磁芯时更是如此。这是因为磁导率较低可以去掉较大的有效空气隙。

(5) 磁性材料在应用中必须注意其居里点温度。一些铁氧体的居里点温度可以低到 130°C 左右。解决的办法是在居里点和工作温度之间留有一个安全间隔。

第二篇 实用电力电子电路

这一篇分为十二个部分,主要收入了近几年来国内外出版物上发表的 311 个实用电路。

十一、驱动电路

11.1 晶闸管门极放大电路

使用触发元件直接驱动的晶闸管,一般只限于门极触发电流较小的中小容量电源的情况。当触发门极电流是 100mA 以上的大容量晶闸管时,就必须将触发元件的脉冲放大。门极放大有多种方法,这里以图 11-1 为例,它是一个与电源同步的输入脉冲放大电路,在输入脉冲到来的时候,门极放大晶闸管 SCR 导通,电容 C_1 的电荷向

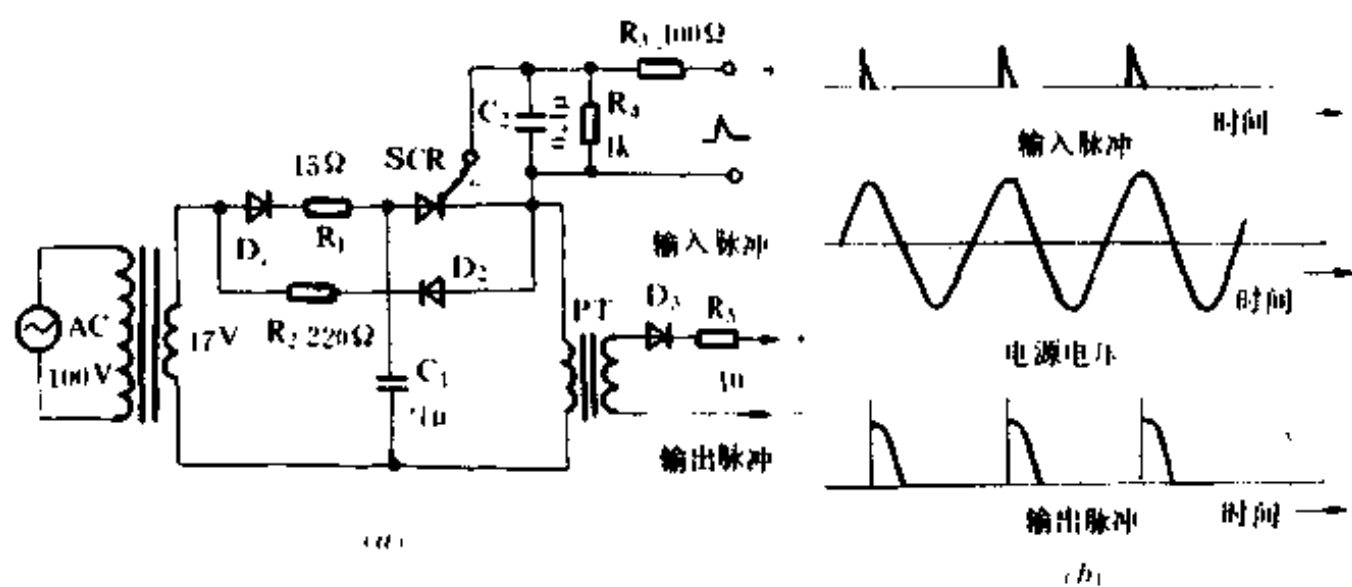


图 11-1 使用晶闸管的电源同步门极放大电路

脉冲变压器的一次侧放电,产生高幅值的触发脉冲,这个脉冲一直维持到电源正半波结束。因此,此电路不但具有门极脉冲的幅值放大功能,而且还有脉冲展宽的作用,可以防止感性负载不易触发现象的发生。

(改订电力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

11.2 晶闸管半波触发电路

单向晶闸管 SCR 的触发十分简单,只要在门极加上相对于阴极为正的电压就可以对 SCR 实行导通触发。不过,在触发中需要进行电源同步;也就是说,只有在电源电压波形过零时作为同步点,对 SCR 进行移相触发才能实现正确触发。

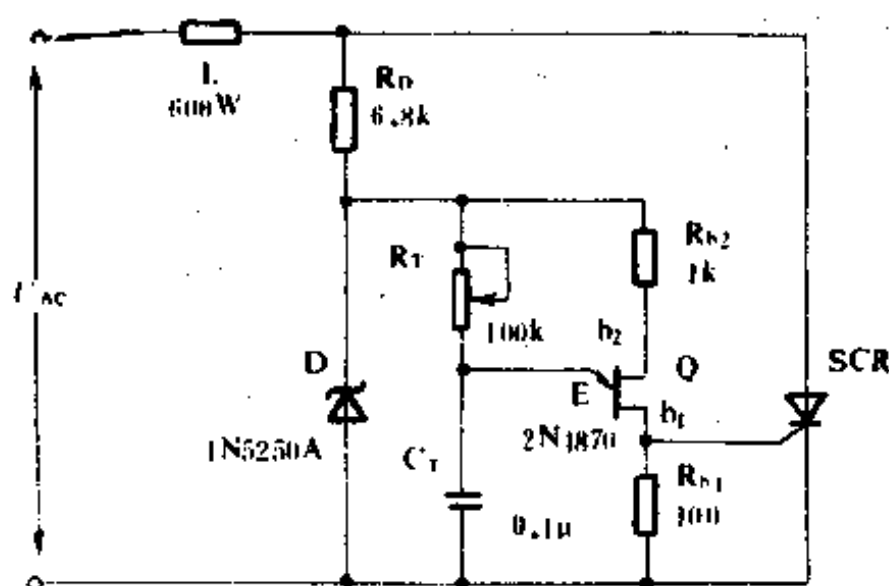


图 11-2 晶闸管半波触发电路

典型的触发电路是由单结晶体管组成的。一个半波触发电路如图 11-2 中所示,其中 2N4870 是单结晶体管,1N5250A 是稳压管,它们用 Q 和 D 表示。稳压管 D 向单结晶体管 Q 提供正半波直流电压。单结晶体管 Q 在正半波电压时可以输出触发脉冲;输出触发脉冲的条件是它的射极电压达到峰点电压。一旦射极电压达峰点电压,则射极到第一基极的阻抗会忽然变小。这样,射极的电流就可以流到第一

基极去。在图 11-2 中,当电压的正半波来到时,稳压管 D 产生的直电压就会加到单结晶体管回路。这样,电源通过电阻 R_T 对电容 C_T 进行充电。当电容充电的电压达到峰点电压时,单结晶体管 Q 的射极与第一基极 b_1 之间导通,电容的电压加到 R_{b_1} 电阻上,并通过 R_{b_1} 放电。这样,在 R_{b_1} 上就产生了一个脉冲信号,这个脉冲信号去触发 SCR 令其导通。改变 R_T 的值,则可以改变电容充电的时间,从而改变 SCR 的控制角或导通角。

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992)

11.3 双向晶闸管的触发电路

双向晶闸管一般用作过零开关,故应考虑电源的情况。典型的双向晶闸管的触发电路如图 11-3 所示,其中 MOC3041 是具有双向晶闸管输出的光电隔离器, TR_1 是功率双向晶闸管, L 是负载。在 MOC3041 内部不仅有发光二极管,还有过零检测电路和一个小功率双向晶闸管。当与非门 Y 输出低电平时, MOC3041 中的发光二极管发光,由于过零电路的同步作用,内部的双向晶闸管在过零后马上导通。从而使双向晶闸管 TR_1 导通,在负载 L 中有电流流过。当与非门 Y 输出高电平时, MOC3041 中的发光二极管不发光,内部双向晶闸管不导通,所以,功率双向晶闸管 TR_1 截止,负载 L 中没有电流流过。

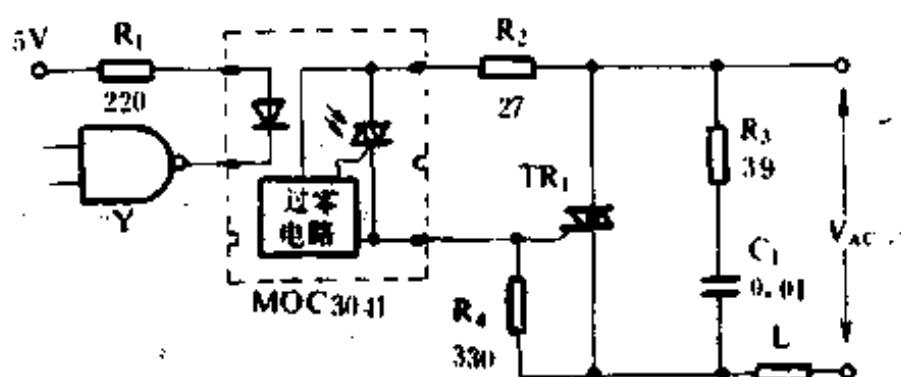


图 11-3 双向晶闸管的触发电路

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992)

11.4 晶闸管阳极触发电路

如图 11-4 所示,在阳极和栅极间接一电阻,使晶闸管触发导通。电源电压的瞬时值减去 SCR 触发极和阴极间的电压(约 0.7V)除以 R 和负载电阻之和,得到的电流应为 SCR 的额定触发电流 I_t ,所以交流电源供电时利用可变的 R 可以调节 SCR 的开通角。当 SW 接通时,门极加有电压,晶闸管触发导通,之后,SW 无电流流过,从 SW 有电流通过到晶闸管导通,只有几微秒的时间,所以这里使用小电流开关就可以了。图 11-4 为适用于交流负载的晶闸管反并联触发电路。

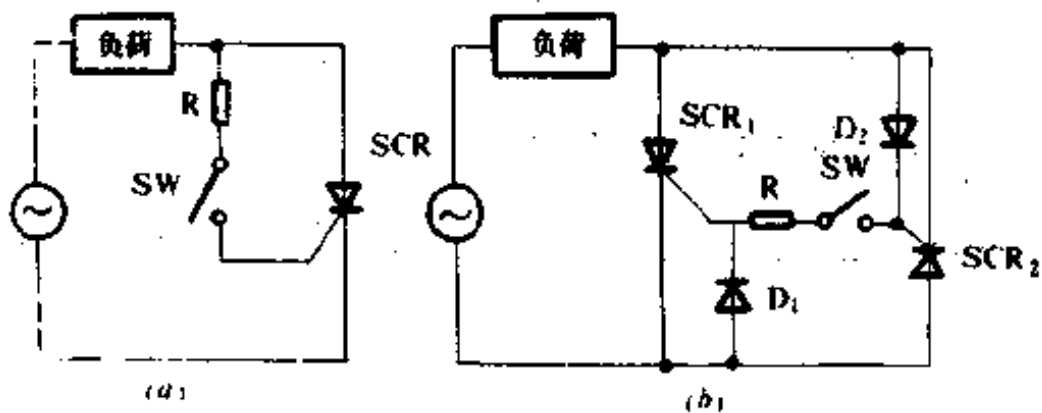


图 11-4 晶闸管阳极触发电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由字义珍 共著 1992,10)

11.5 采用 PUT 的移相触发电路

图 11-5 为能直接触发 1~20A、采用程控单结晶体管(PUT)的晶闸管移相电路。电路的工作如下:交流电压经二极管桥全波整流,稳压二极管限幅以后,通过电阻 R_2 和电位器 VR 对电容 C_1 充电, C_1 的充电电压达到 PUT 的门极电压,即比 R_3 、 R_4 的分压值高时,PUT 阳极门极间有电流流过,PUT 迅速导通。 C_1 的电荷通过变压器 T_1 的一次侧放电,于是在其二次侧产生触发脉冲,脉冲的相位随电容

C_1 和充电电阻 VR 的不同而变化。

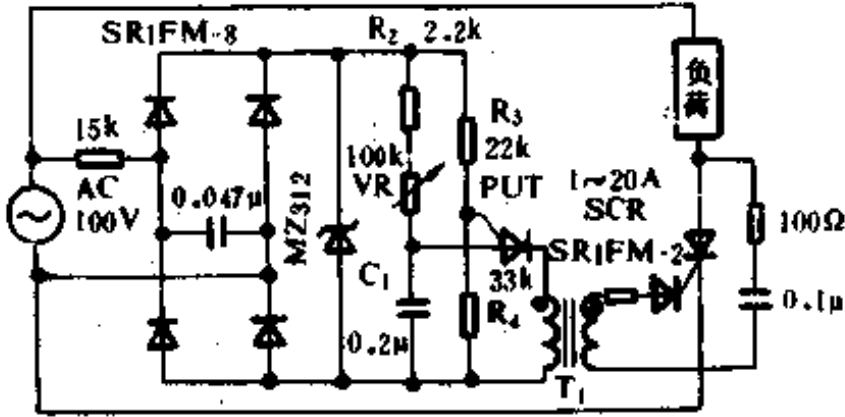


图 11-5 采用 PUT 的移相触发电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由字义珍 共著 1992.10)

11.6 高性能 GTO 驱动电路

本电路只用了12个元器件就实现了GTO的高性能驱动。在驱

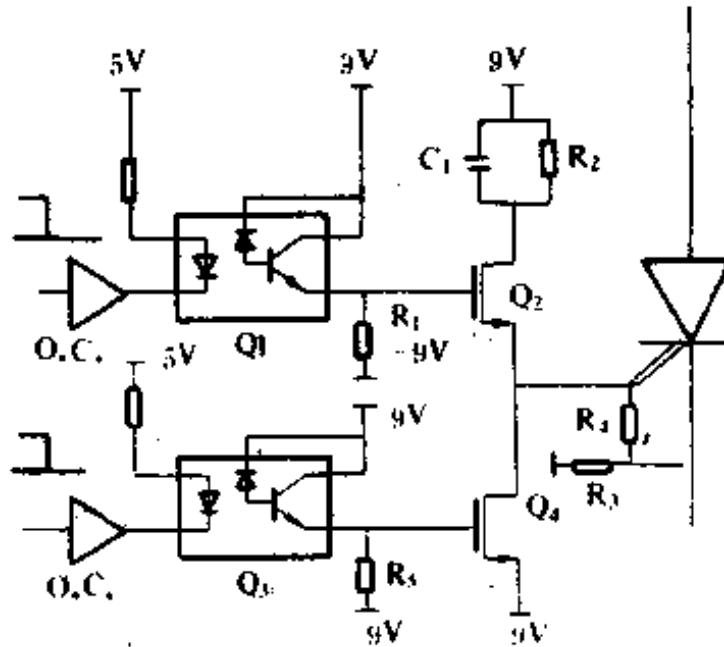


图 11-6 高性能 GTO 驱动电路

动 1000V、6A 的 GTO 时, 开通时间为 $0.5\mu\text{s}$, 关断时间为 $0.7\mu\text{s}$ 。开通过程如下: 关断状态时, Q_2 源极 0V, 门极 -9V ; 给光耦输入端阴极加上低电平(零电位), 则光耦的输出端和 Q_2 的栅极电位立即上升到 9V; 此时 Q_2 的栅极-源极电压远大于其开通的阈值电压, 所以 Q_2 马上开通, 在 Q_2 流过电流的起始时刻, R_2 被 C_1 有效地短路掉, 其电流的峰值由小电阻 R_3 限制; 经过一定时间后, 由于 C_1 的充电, GTO 的栅极电流将下降到一个主要由 R_2 决定的值。关断过程如下: 在导通状态时, Q_4 的栅极和源极电位均为 -9V , Q_4 处于断态; 同样道理, 给光耦 Q_3 一个关断脉冲, Q_4 被开通; GTO 的关断脉冲电流上升率由关断回路中的电感决定, R_4 用于改善关断瞬间的电流阻尼; GTO 的门极电压将一直保持在 -9V , 直到下一个开通脉冲的到来。图中元器件参数如下: R_1 为 $17\text{k}\Omega$, R_2 为 18Ω , R_3 为 0.5Ω , R_4 为 $10\text{k}\Omega$, R_5 为 $17\text{k}\Omega$, C_1 为 $10\mu\text{F}$, Q_1 为 6N136, Q_2 为 BUZ71A, Q_3 为 6N136, Q_4 为 BUZ71A。

(来源: IEEE IAS AM' 87, A. I. EL-NAGGAR et al)

11.7 30~75A 晶体管驱动电路

图 11-7 所示电路为由专用 IC 构成的容量为 30~75A 晶体管驱动电路。

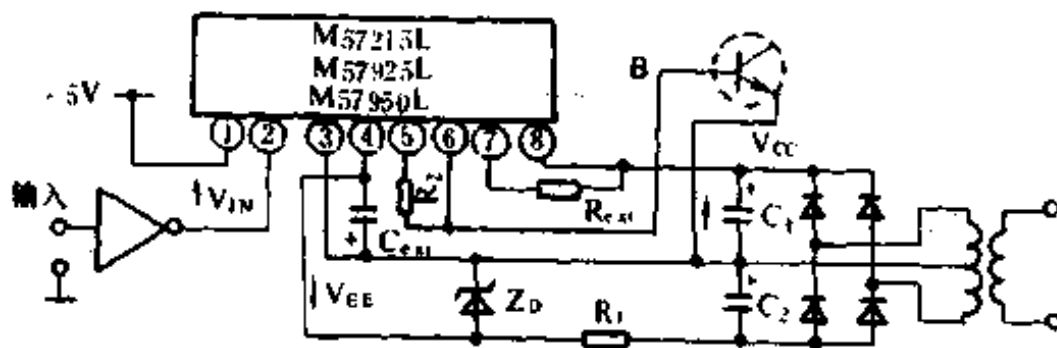


图 11-7 30~75A 晶体管驱动电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

图 11-7 中元器件规格型号表

型号 记号	晶体管型号						单位
	QM30DY-H	QM30DY-HB	QM50DY-H	QM50DY-HB	QM75DY-H	QM75DY-HB	
V_{CC}	10						V
V_{EE}	-3						V
V_{IN}	4~5						V
R_{en}	12	100	7.5	62	5.1	56	Ω
R_2	2.2		1.0		0.68		Ω
R_1	150						Ω
Z_0	MZ303(3伏稳压管)						—
C_{en}	33		47		68		μF
C_1	3300	680	4700	1000	6800	1500	μF
C_2	330		470		680		μF
f	2						kHz

11.8 100~500A 功率晶体管驱动电路

图 11-8 所示电路为容量 100~500A 晶体管驱动电路。

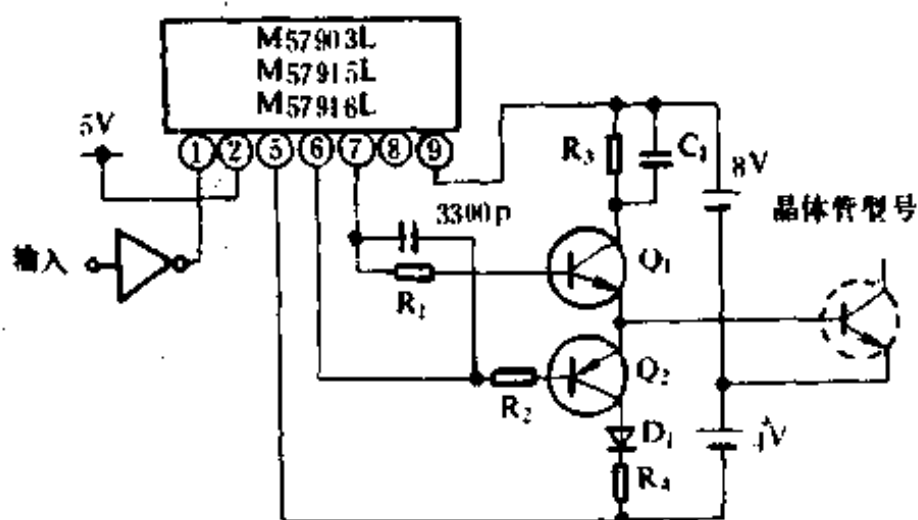


图 11-8 100~500A 功率晶体管驱动电路

型名 记号	晶体管型号						单位
	QM100DY-H	QM150DY-H	QM200DY-H	QM300DY-H	QM400HA-H	QM500HA-H	
R_1	18	15	12	10	8.2	6.8	Ω
R_2	3.3	3.3	2.2	2.2	1.0	1.0	Ω
R_3	3.3	2.7	1.5	1.0	8.2	6.8	Ω
R_4	1.5	1.5	1.0	1.0	0.68	0.51	Ω
C_1	—	—	—	—	0.33	0.33	μF
Q_1	2SC3691	2SC3691	2SC3692	2SC3692	2SD795	2SD795	—
Q_2	2SA1441	2SA1441	2SA1442	2SA1442	2SA1442	2SA1442	—
D_1	21DQ03	31DQ03	31DQ03	5KQ30	5KQ30	5KQ30	—

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

11.9 大容量晶体管驱动电路

图 11-9 所示为容量 600~1000A 晶体管驱动电路。

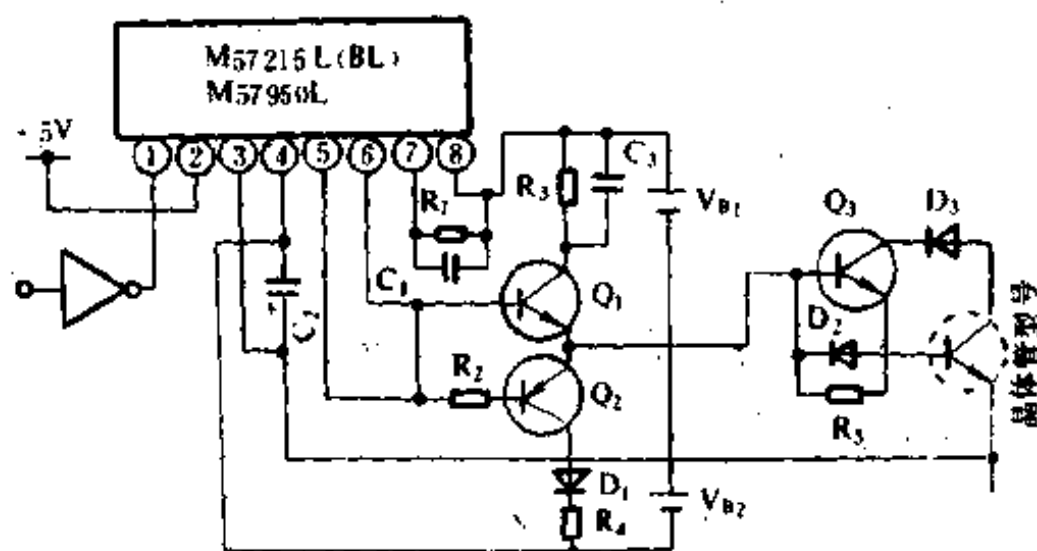


图 11-9 大容量晶体管驱动电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

型名 记号	晶体管型号			单位
	QM300HA-H($\times 2\text{P}$)	QM300HA-H($\times 3\text{P}$)	QM600HA-2H,-24	
R_1	22	18	18	Ω
R_2	2.2	1.0	2.2	Ω

续表

型名 记号	晶体管型号			单位
	QM300HA-H($\times 2P$)	QM300HA-H($\times 3P$)	QM600HA-2H,-24	
R_2	4.7	3.3	5.6	Ω
R_4	0.5	0.2	0.2	Ω
R_5	100	68	—	Ω
C_1	3300	3300	—	pF
C_2	330	470	1000	μF
C_3	—	—	0.22	μF
Q_1	2SC3567	2SC3567	2SD1972	—
Q_2	2SA1443	2SA1444	2SA1443	—
Q_3	2SC4059	2SC4058($\times 2P$)	QM30HQ-24	—
D_1	16KQ30	31MQ30	16KQ30	—
D_2	16KQ30	31MQ30	16KQ30	—
D_3	16KQ30	31MQ30	16KQ30	—
V_{B1}	8	8	10	V
V_{B2}	4	4	5	V

11.10 一种带加速电容的 GTR 驱动电路

GTR 的共射极电流放大倍数 β 会随着 I_c 的增大而减小, 因而设计基极驱动电路应该能提供足够大的基极电流, 以保证它在正向导通时, 特别是在通态电流接近乃至超过额定值时, 仍能进入饱和状态, 同时能在 GTR 关断时产生足够大的反向基极电流, 以迅速引出基区中的超量存贮电荷, 从而缩短关断时间。图 11-10 所示就是能满足上述要求的实用电路。GTR 主开关管的 $BU_{CEO} = 500V$, $I_{cm} = 30A$ 。晶体管 Q_1 开通时输出正向基极电流, Q_2 开通时输出反向基极电流。相应的加速电容分别在正向电流和反向电流的前沿形成一个 di_B/dt 很高的过冲电流, 以帮助缩短开关时间。

(来源: F. Goodenough, Electronic Design, No. 10, P57, 1988 年)

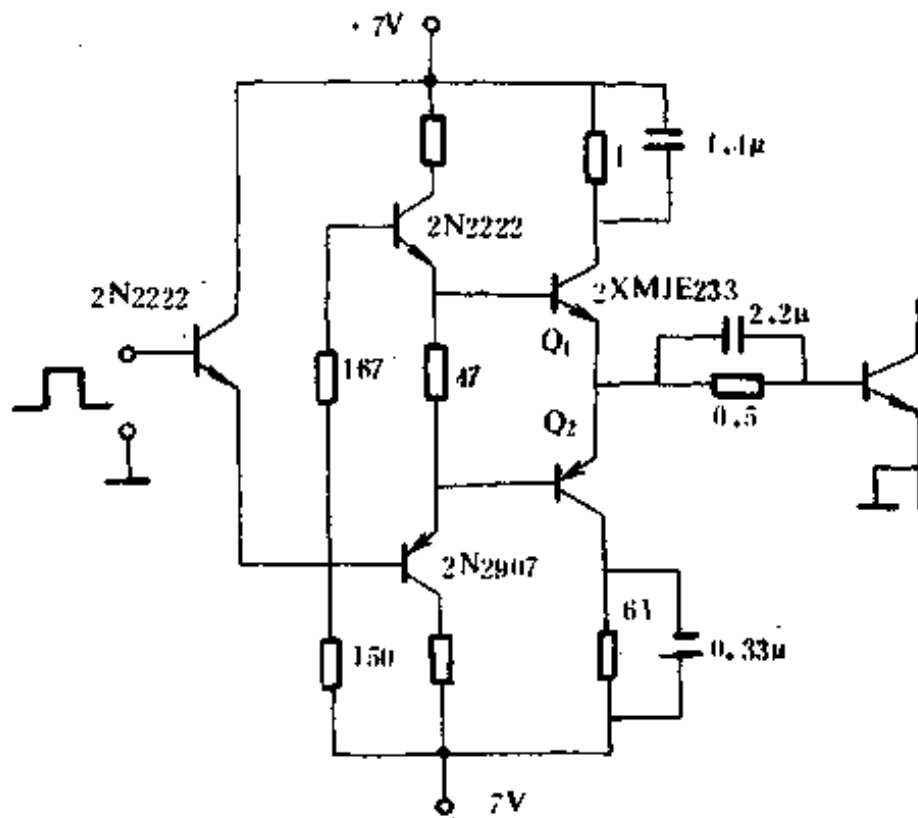


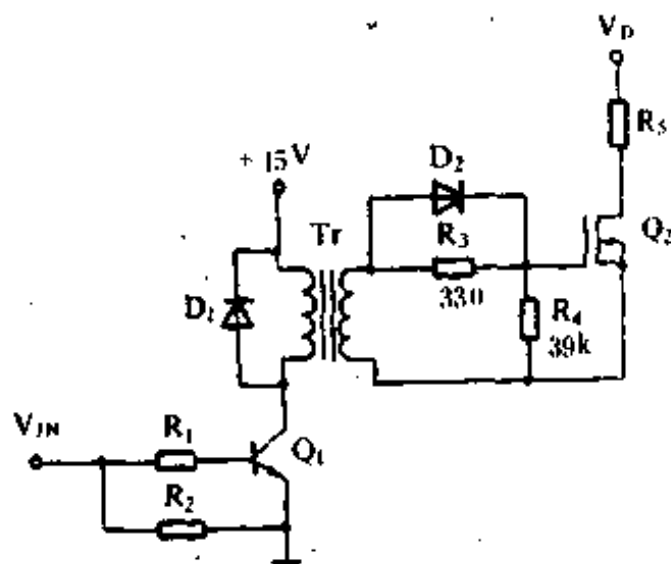
图 11-10 一种带加速电容的 GTR 驱动电路。

11.11 VMOS 的晶体管驱动电路

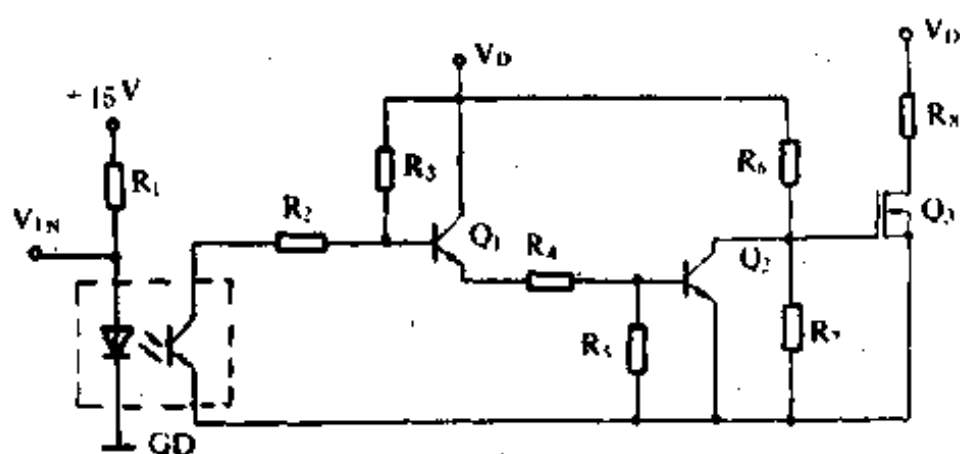
采用晶体管作驱动元件，一般都采用脉冲变压器或光电耦合器进行电隔离式传输信号。所以，信号电路与 VMOS 的电源系统是两个完全无公共点的电源系统。这种驱动方式十分有用。

典型的晶体管驱动方式如图 11-11(a)所示。晶体管 Q_1 是驱动管， T_r 是脉冲变压器， D_1 是脉冲变压器原级的能量泄放二极管。当脉冲信号从 V_{IN} 端输入时，晶体管 Q_1 通过变压器 T_r 把信号交连到功率场效应晶体管的栅极，再由功率场效应晶体管放大后输出。在电阻 R_3 上边并联了一个二极管 D_2 ，它的作用是在输入端有正脉冲输入时，变压器 T_r 次级产生的正脉冲通过 D_2 直接驱动功率场效应晶体管 Q_2 ；这样，可达到提高导通速度的目的。采用光电隔离的驱动电路如图 11-11(b)所示。它由光电耦合管 GD、晶体 Q_1 、 Q_2 及有关电阻组成。当从输入端 V_{IN} 输入正脉冲时，光电耦合管中的发光二极管发光，使它的光敏三极管导通。从而使晶体管 Q_1 截止，晶体管 Q_2 截止，进而使功率场效应晶体管 Q_3 导通；当 V_{IN} 输入零电平时， Q_1 和

Q_2 导通, 进而使功率场效应管 Q_3 截止。



(a) 脉冲变压器隔离式



(b) 光电耦合器隔离式

图 11-11 VMOS 的晶体管驱动电路

(来源: 单片机应用系统的功率接口技术, 余永权等, 1992)

11.12 VMOS 的并联应用电路

在一些功率损耗较大的应用领域, 要求作为功率输出级的管子有较大的功率。实际上, 某些场合所要求的功耗过大, 以致单个功率场效应晶体管的输出功率无法满足实际应用的需要。为满足这种大功率的需要, 通常要用功率场效应晶体管进行并联使用。

在并联功率场效应晶体管时, 很重要的是要考虑工作电流的分

配问题。以并联方式工作的功率场效应晶体管,影响它的工作电流的主要因素是导通时的漏源极电阻 $R_{DS(on)}$ 。漏源极电阻 $R_{DS(on)}$ 有正的温度系数;也就是当结温上升时, $R_{DS(on)}$ 的电阻值也随之上升。

在并联时,必定要考虑每一个功率场效应晶体管电流的一致性;在本质上,就是要考虑每一个功率场效应管的 $R_{DS(on)}$ 的一致性。

从静态电流分配的角度来说,功率场效应晶体管 $R_{DS(on)}$ 的不平衡,会引起初始负载电流的不平衡,也即流过并联的功率场效应晶体管的电流不一样。由于这样,使管子的结温上升有所不同。 $R_{DS(on)}$ 值最小的管子流过的电流最大,结温上升也最大;结温上升的结果导致 $R_{DS(on)}$ 值的上升,从而使漏极电流 I_D 下降,即负载电流下降。类似的作用存在于每一个并联的管子中, $R_{DS(on)}$ 的初值越小,上述过程就越剧烈; $R_{DS(on)}$ 的初值越大,上述过程就越平和。这种过程的结果使总负载电流在每个并联的场效应管中的电流接近相等。

不过在实际中,不同的 $R_{DS(on)}$ 的管子的结温不但不同,而其变化情况也不同。由于 $R_{DS(on)}$ 的温度系数是比较小的,同时也是非线性的,所以并联功率场效应晶体管的电流分配并不是十分理想和均匀的。特别在实际中,往往采用各种散热的措施来降低结温 T_j ,而且还使并联管子的温度通过一些散热材料互相作用使热量平衡,例如散热片相连等。

从动态电流分配的角度来说,还应考虑管子在开关过程中的电流及窄脉冲时的峰值电流。影响动态电流分配的主要因素有功率场效应晶体管导通电阻 $R_{DS(on)}$ 、栅源极间门槛电压 $V_{GS(th)}$ 、输入电容 C_{in} 、正向跨导 g_{FS} 等。当这些参数接近时,并联的功率场效应晶体管在开关状态时的上升沿、延时、下降沿和幅值上都有较接近的一致性。所以动态过程时,各个管子的电流就会比较接近。

在充分考虑了静态和动态电流的情况,选择性能一致的管子,就能形成最好的并联电路。典型的功率场效应晶体管并联电路如图 11-12 所示。在图中 Q_1 和 Q_2 是两个性能一致的并联的功率场效应晶体管; C_1 和 C_2 是加速电容,它们向脉冲的上升和下降沿提供通

路; D_1 和 D_2 是栅极保护二极管, 防止输入信号过高而击穿浮栅引起管子损坏; R_5 是负载电阻, 流过 R_5 的负载电流由功率场效应管 Q_1 和 Q_2 共同承担。在输入信号受到限幅或不会过高的应用中, $D_1 \sim D_4$ 都可以省去; 如果在速度要求不高的电路中, C_1 、 C_2 可以不用; 并且根据输入信号大小不同, 以及 Q_1 、 Q_2 的阈值电压, 可以恰当重新选择 R_1 与 R_4 、 R_2 与 R_3 的比值。

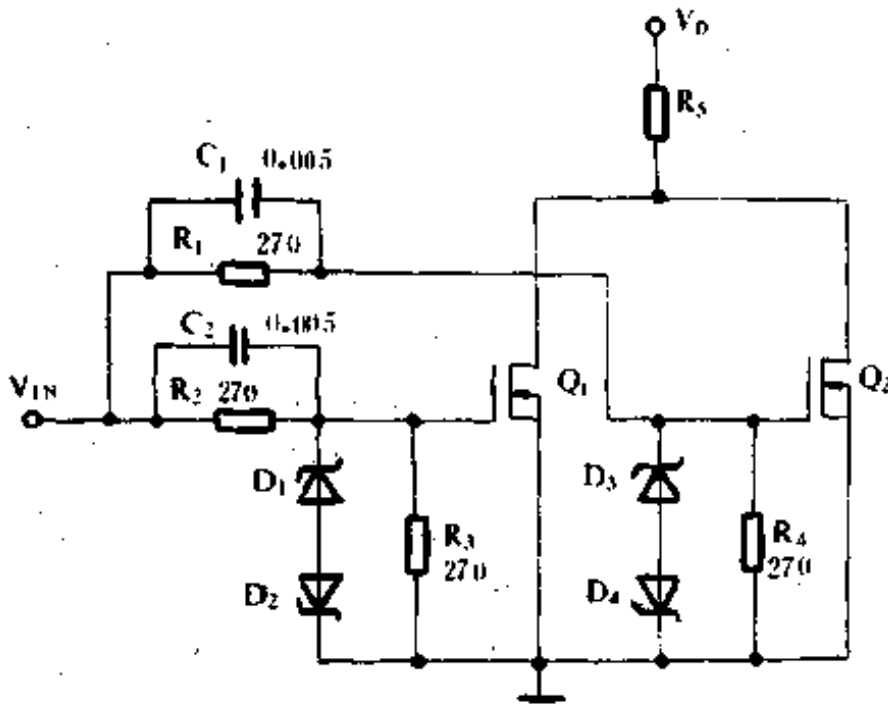


图 11-12 VMOS 的并联应用电路

(来源: 单片机应用系统的功率接口技术, 余永权等, 1992 年 9 月)

11.13 快速大电流驱动器

在电源电压较低时, 要进行快速大电流工作则需快速大电流驱动器。用双极型晶体管组成的快速大电流驱动器存在各种问题。一个问题是当晶体管关断时需要很大的反向偏置电流; 另一个问题是在低集电极电源时, 晶体管能以毫微秒级的开关速度工作只限于 $5 \sim 10A$ 这个范围, 而不能大于这个电流范围。再有, 晶体管并联以提高电流驱动能力时, 存在电流分配及元件布局的困难。

功率场效应晶体管组成的推拉驱动电路则十分有利于进行高速

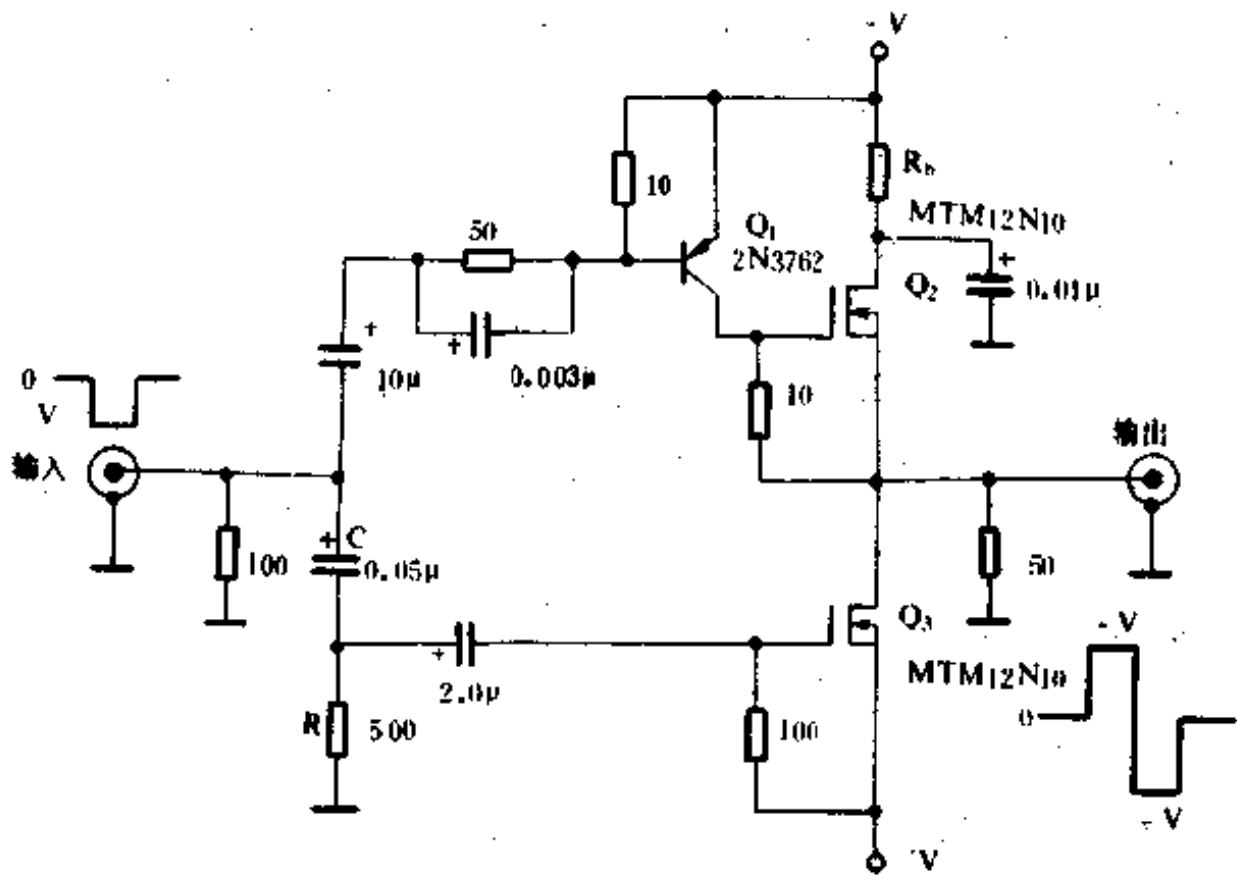


图 11-13 快速大电流驱动电路

大电流驱动。这个电路的结构如图 11-13 所示。在电路中采用了正负两组电源,即使用很低的电源,也能实现高速传输。这个电路有简单、元件少、容易调整等显著优点,故在变频开关电路及逆变器等着有着十分有用而广泛的作用。在工作时,输入端加上负逻辑电平的脉冲,脉冲宽度可在 $5\mu\text{s}\sim 3\text{ms}$ 之间。当脉冲为高电平时,功率场效应晶体管 Q_3 导通,输出端输出负电平;当脉冲为低电平时,则晶体管 Q_1 导通,正电压加到功率场效应晶体管 Q_2 的栅极, Q_2 导通,输出端输出正电平。很明显,这个电路的输出是一个极性正、负变化的脉冲信号。有一点需要指出的是:输入脉冲是通过电容交连到 Q_1 、 Q_3 。由于和 Q_1 的基极回路相连的电容较大,而输入脉冲的宽度较小,可以认为脉冲直接去驱动 Q_1 。而 Q_3 则是由较小的 $0.05\mu\text{F}$ 电容和 500Ω 电阻组成的微分电路进行驱动的。

连接在功率场效应晶体管漏极的电阻 R_b ,可以控制输出脉冲的

11.15 专用 IC—UCN4204B 驱动步进电机的电路

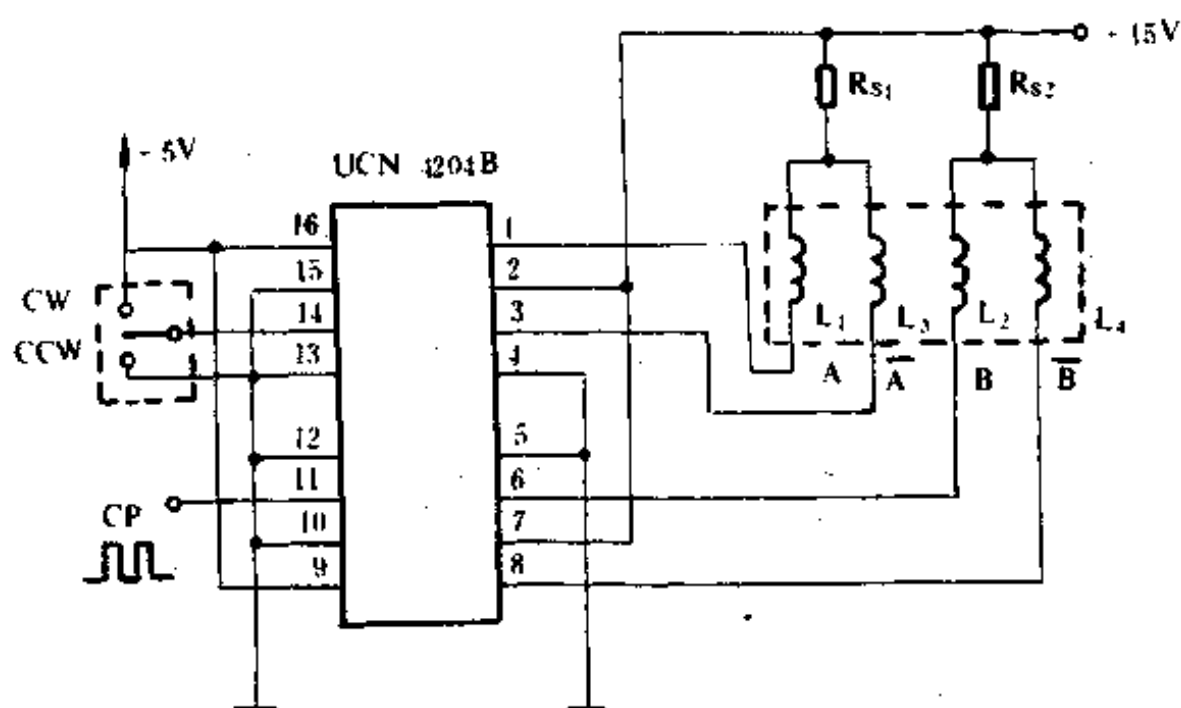


图 11-15 两相电机单极驱动电路

电路如图 11-15 所示。两相双线圈电机用一相励磁驱动。专用芯片 UCN4204B 内集成了功率晶体管、浪涌吸收二极管、电源开机复位等功能电路，外接电路简单，应用方便。

图中电阻 R_{S1} 、 R_{S2} 串联到线圈中，可以改善电流的上升特性，阻值越大，效果越好，但随着 R_{S1} 、 R_{S2} 的增大，电源功耗也将增加，所以，综合考虑，取电机线圈电阻的 2~3 倍为宜。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992,2)

11.16 专用 IC—PMM8713 构成的步进电机驱动电路

步进电机旋转进位量与输入脉冲总数成比例，步进速度与输入脉冲的频率成比例，换言之，步进电机直接采用脉冲信号开环控制便可确定其转子的位置。

由于步进电机不存在炭刷、整流子等整流机构,所以为了使电机旋转必须设置驱动电路。

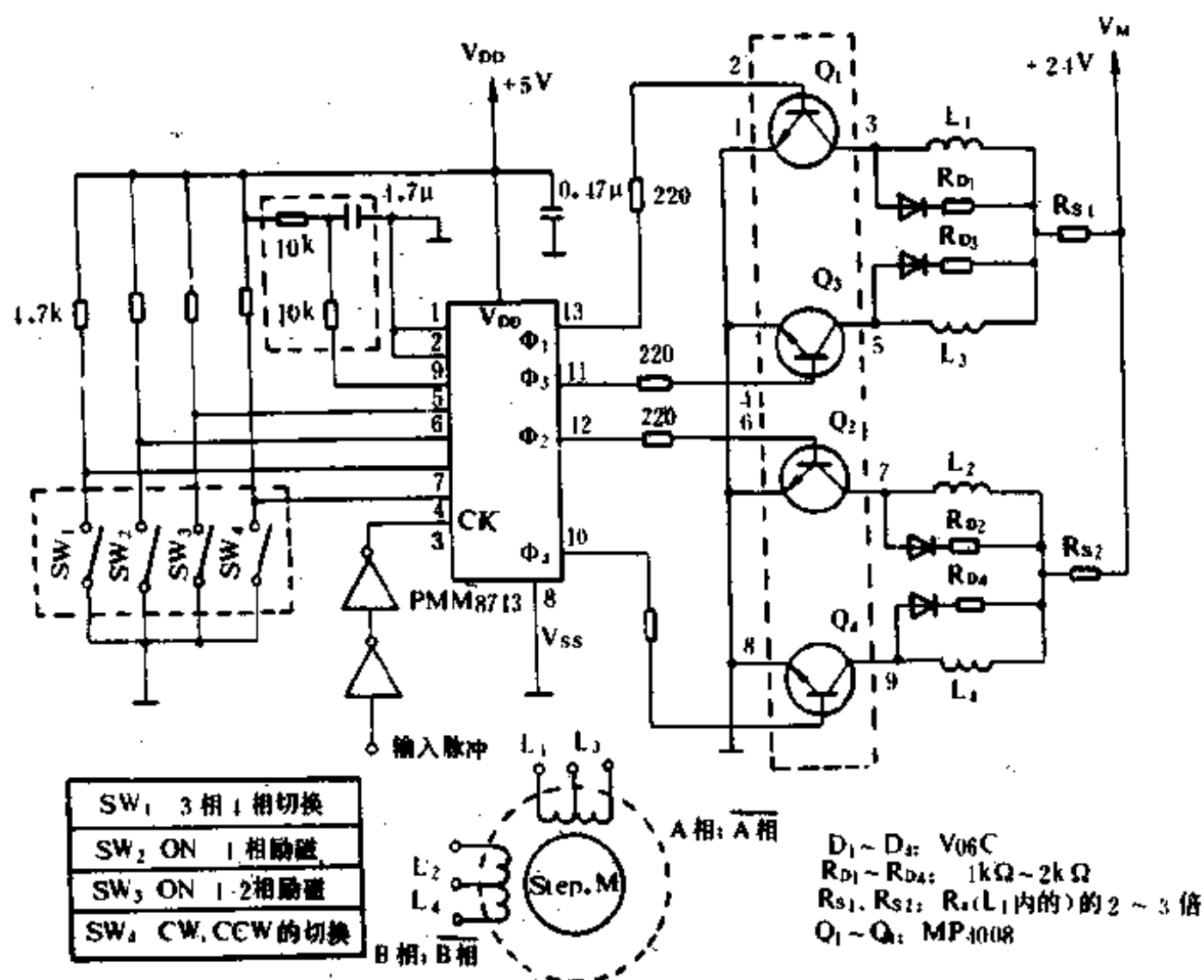


图 11-16 由 PM8713 构成的双相单极步进式电机驱动电路

下面以双相单极步进电机为对象,介绍一个简单的实用电路,如图 11-16 所示。励磁电流由 PMM8713 产生,并由功率器件 MP4008 进行功率放大。图中的各个开关进行功能切换,来决定通电相数、励磁方式、旋转方向等。SW₁ 进行二相、三相切换,SW₂、SW₃ 进行励磁方式切换,SW₄ 进行旋转方向的切换。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992,2)

11.17 大电流全桥驱动电路

专用 IC—L297、L298 构成的驱动电路,可以输出 4A 的激磁电流,电路如图 11-17 所示。IC₁ 承担控制功能,IC₂ 承担驱动功能;C—R 的值决定斩波电路的频率,由下式计算:

$$f \approx 1/0.69RC,$$

式中, $R > 10k\Omega$ 。

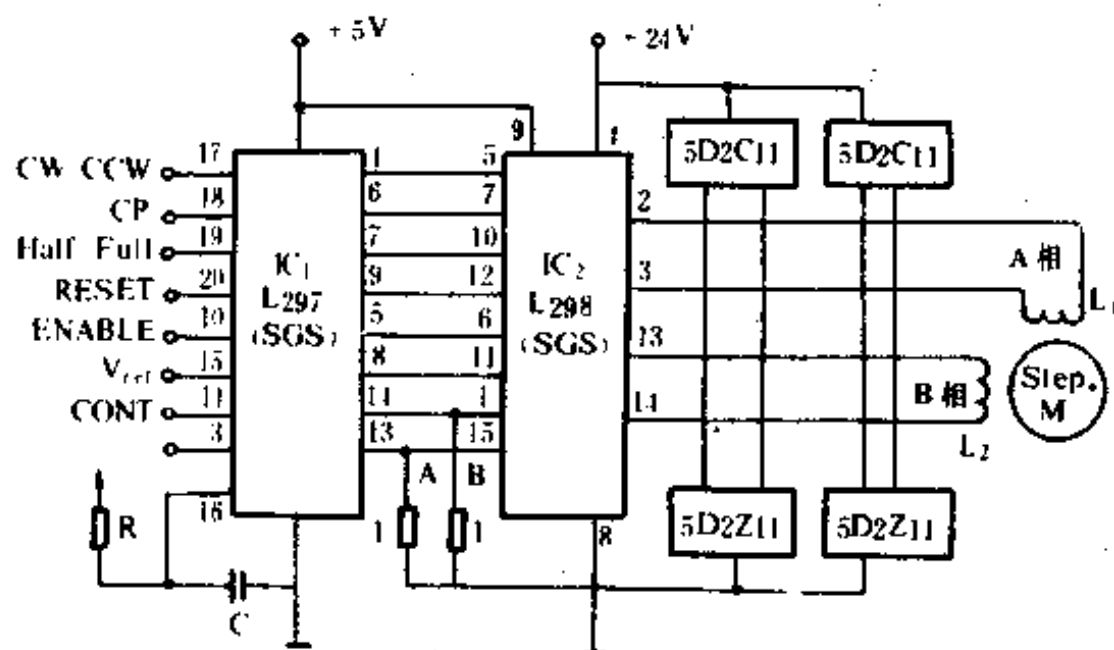
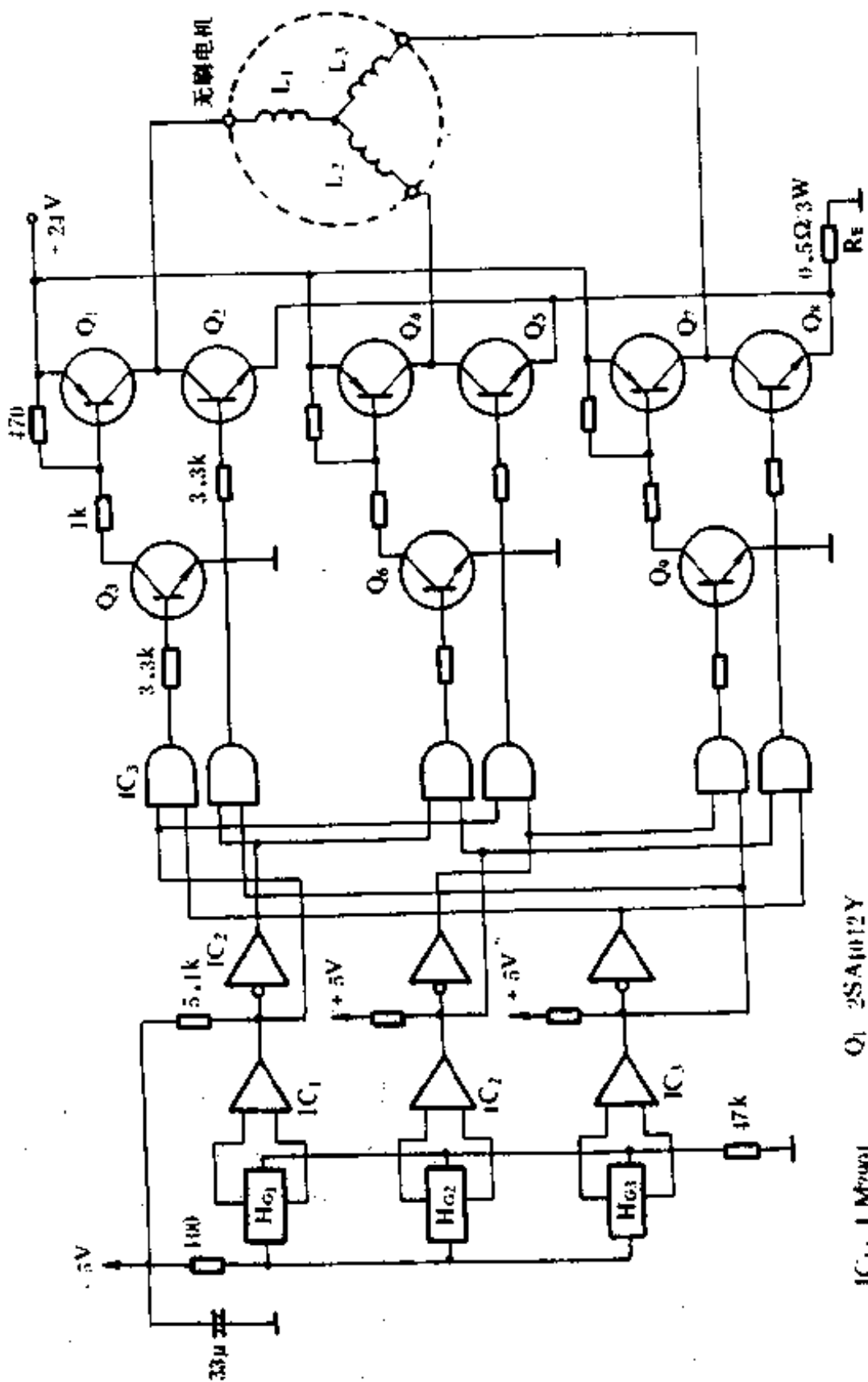


图 11-17 由 L297、L298 构成的驱动电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992,2)

11.18 分立元件构成的三相电机双向驱动电路

无换向器电机的驱动电路既可以由专用 IC 构成,也可以由分立元件构成,前者受使用规格的限制,而后者元件数量多,但设计的自由度大,两者各有所长。下面介绍一个由分立元件构成的三相无换向器电机驱动电路,如图 11-18 所示。电路由换向信号放大器、三相励磁发生电路、三相双向驱动电路组成。图中的公共电阻 R_E 为直流反馈电阻,可实现功率晶体管的过流保护。考虑余量,该电路可以驱动



- IC₁: LM2901
- IC₂: 1069
- IC₃: 1081
- Q₁: 2SA1012Y
- Q₂: 2SC2562 Y
- Q₃: 2SC1815 GR
- H_{c1} ~ H_{c3}: Hw 300B

图 11-18 由分立元件构成的三相双向驱动电路

3A、30W 的无换向器电机。由于接口用的晶体管 Q_3 、 Q_6 、 Q_9 的作用，电机部分的电源电压可以提高到 30V 以上。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992.2)

11.19 增加电机驱动电流的方法

当电机的驱动电流较大时，用一个功率晶体管的电流容量就显得不足，那么可以将多个晶体管并联起来，各元件分担一部分电流，保证电机具有足够的驱动电流，电路如图 11-19 所示。将三个 10A 的功率晶体管并联起来构成一个可以驱动 30A 电机的电路，图中 R_E 是为均衡 $Q_2 \sim Q_4$ 的电流而设置的均衡电阻。

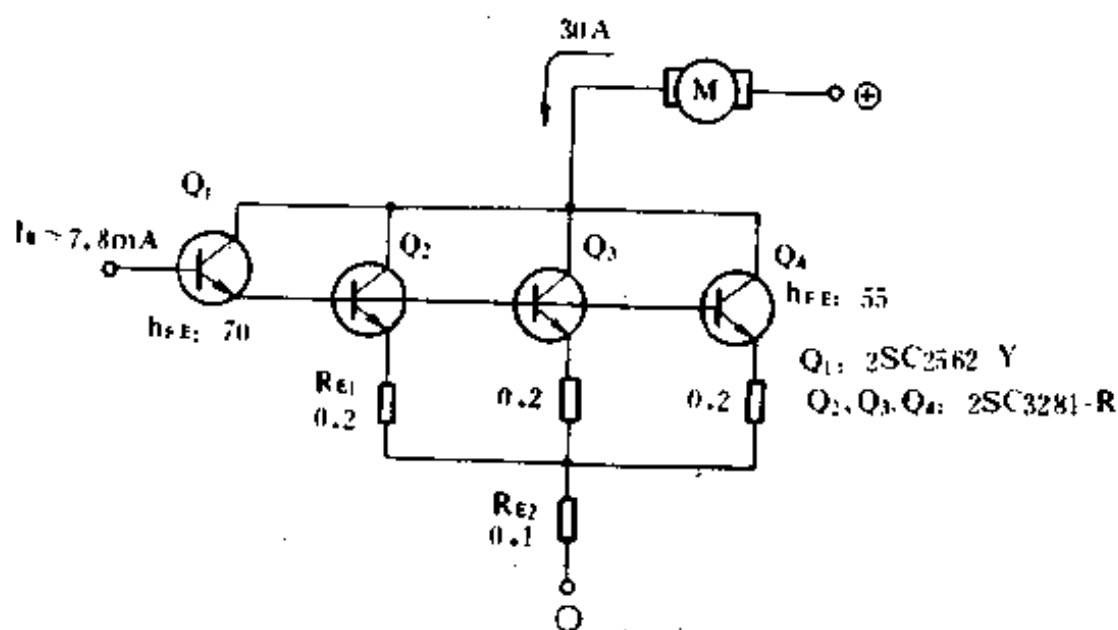


图 11-19 30A 电机的驱动电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992.2)

11.20 将稳压二极管进行功率放大的方法

设计电机驱动电路，有时需要标准器件中没有大功率稳压二极管，从稳压管本身想办法可以解决问题有一定困难，这里给出一种将

小功率稳压管和晶体管组合而等价构成大功率稳压管的方法,电路如图 11-20 所示。图(a)为一小功率稳压二极管, $I_z \approx 30\text{mA}$, $V_z \approx 6\text{V}$, $P_z \approx 0.18\text{W}$ 。图(b)并接了一个 NPN 晶体管, 则 $P_c = 3.6\text{W} = 20 \times P_z$, 为稳压管功率的 20 倍。图(c)为 PNP 晶体管和稳压管构成的等价大功率稳压电路, 作用原理与图(b)相同。

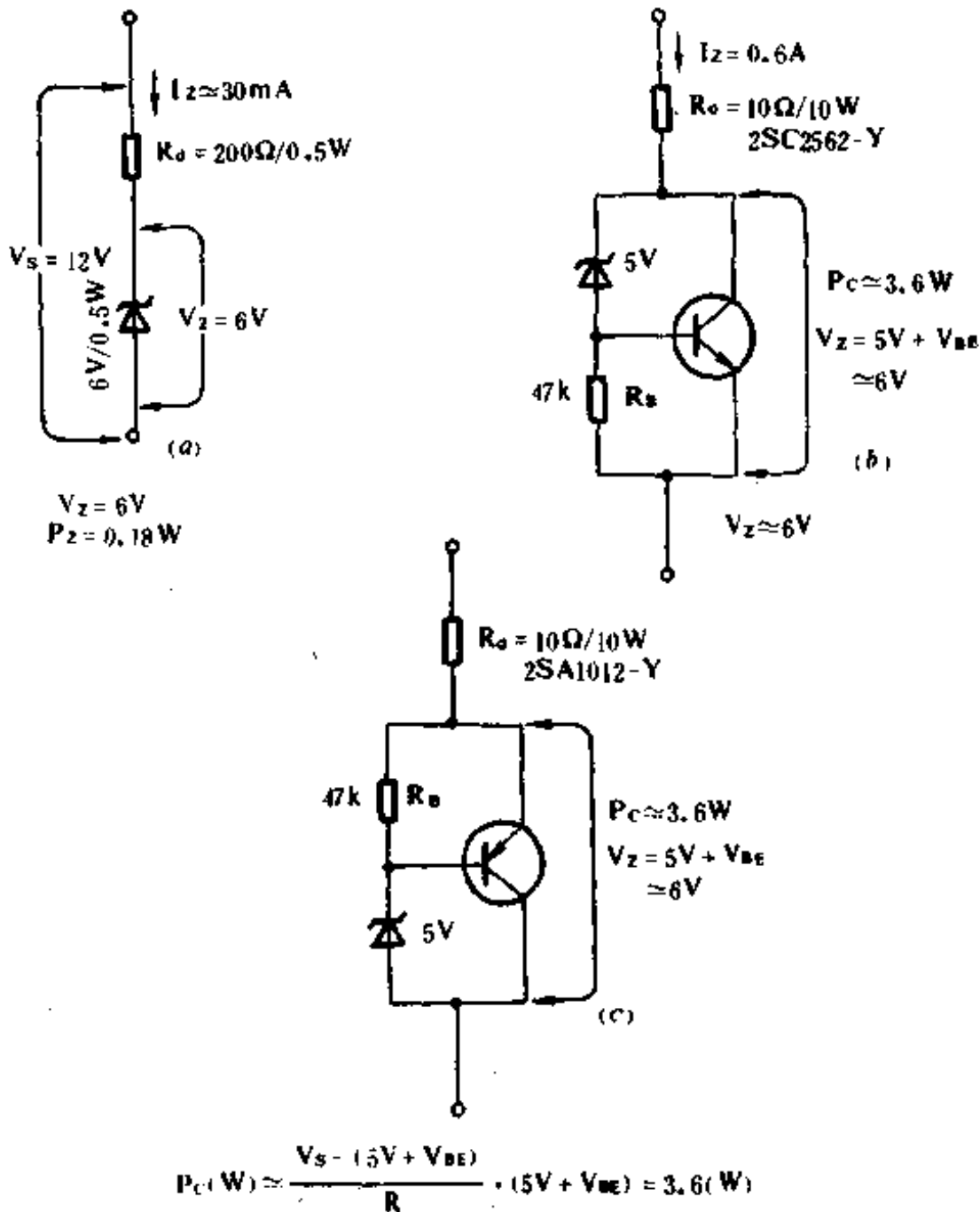


图 11-20 将稳压二极管功率放大的方法

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992, 2)

电压输出。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

12.2 纺织机经纱断纱自停电路

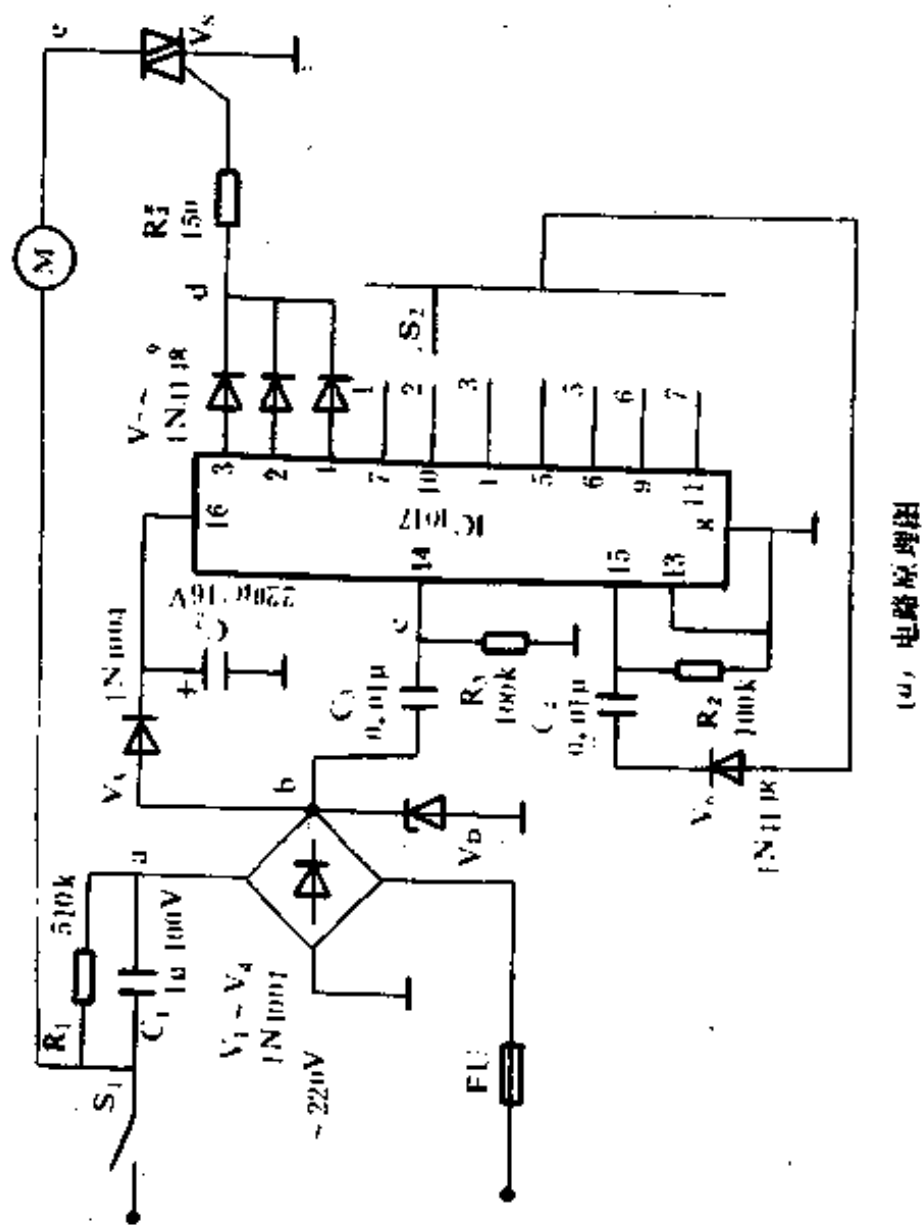
在纺织行业中,织机的经纱断纱自停装置的性能直接影响着织品的产量和质量。现代自停装置多用电气来控制,它是利用一条停经杆与多片停经片组成断纱传感器。平时由于纱线张力作用,停经片并不与停经杆接触,当纱线断开时,停经片由于失去纱线张力支持而下降与停经杆接触,从而接通线路而使织机及时停车。

在编织过程中,由于机器的振动不可避免地造成停经片与停经杆之间经常瞬时接触。因此,对于停经片与停经杆的接触信号必须进行延时处理,才能保证织机不会因为误接触而停机。本文介绍的电路适用于经编机,稍作改动即可应用于其他类型的织机。

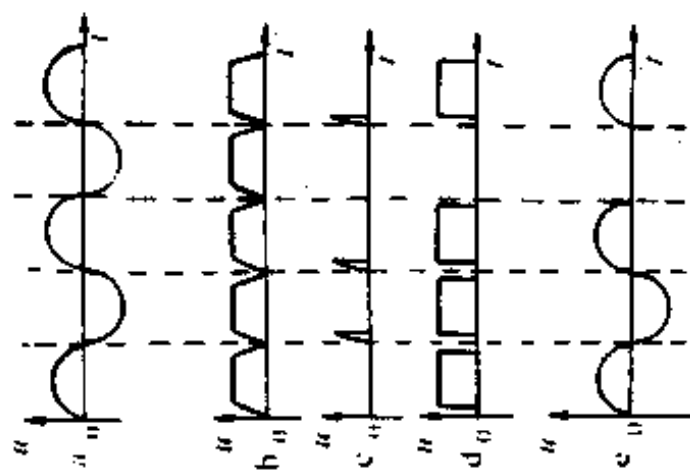
电路如图 12-2 所示,①端为信号输入端,在机体上通有 +24V 电压。 D_2 为监视用发光二极管,当停经片与停经杆相连时,+24V 电压使 Q_1 导通, D_2 发光。 RP 为延时可调电阻,它与 C_1 组成延时电路,当 Q_1 导通后, C_1 即通过 RP 充电,当充电电压足以使 Q_2 导通时, Q_2 饱和导通,其集电极输出 24V 电压,该电压便通过 R_3 使驱动管 Q_3 导通,使继电器 J 动作,从而及时停车, Q_2 的集电极同时通过二极管 D_1 向 Q_1 送一个 24V 电压,形成正反馈电路,使 Q_3 能继续导通。 D_1 正反馈电路在没有信号输入时,它不起作用,当有 24V 信号电压输入使 Q_2 导通后,它有使电路锁定的作用,此时,即使 24V 信号消失,电路仍会使 J 保持动作,信号指示灯也会保持不灭,直到手动复位或自动复位。

当按下按钮 SB 时, C_1 放电, Q_2 关闭, Q_3 、 Q_1 随之关闭。复位也可通过使用慢车接触器的一对常开触点接在②、③两端实现,当按慢车按钮时,触点闭合,自动进行复位。

电路中的 C_2 与 C_1 并联, R_1 与 RP 串联,起着最小延时的保护作用。电路中 R_2 非常重要,当正常开机时,停经片与停经杆由于振动经



(a) 电路原理图



(b) 电压波形图

图 12-3 无干扰电风扇调速器

电路 C_3, R_3 的作用使交流电压每次过零时产生一个正脉冲,故 IC 的输出端 Y_0, Y_1, Y_2 依次输出略窄于标准矩形波的脉冲,去触发双向晶闸管 V_s 的控制极,又由于 Y_0, Y_1, Y_2 输出的方波与交流电的每个周期的正负半周同步,所以只要某个周期的半周期内存在 Y_0, Y_1, Y_2 的输出方波,则 V_s 的控制极将受到触发, V_s 导通,且通过 V_s 每个半周内的交流电波形基本完好,故不会产生干扰。当 S 位于 2 挡时,其电路图(a)中各点的波形如图(b)所示。

本装置中的 IC 为十进制计数脉冲分配器 CC4017,亦可用 CD4017B、C187 等。 V_9 为 12V、1W 的稳压管。 C_1 为耐压 400V 以上的电容, R_1 为 1W 电阻。由于风扇电机属感性负载,若电机功率为 100W 左右,则可选用参数余量较大的 3A400V 的晶闸管,并加装散热片,以利长时间工作。

(来源:电气时代,张建明,1993 年第 9 期)

12.4 双向触发二极管的代换

利用双向触发二极管实现对双向晶闸管的导通角的控制非常方便,且电路简单,所以不少市售调光、调温和调速等小功率电路采用了此法。但由于图(a)电路中双向触发二极管损坏的故障较多,而又不易购到,为此在修理中采用了以下几种方法作应急代换,效果较好。

图(b)是用 3DG6 及阻容等元器件组成的代换电路,该电路主要利用了 3DG6 的饱和导通及发射结的二次反向击穿导通来触发 V_s 。但本电路的正负半周的起始触发电压的差异较大且参数不对时,易损坏 3DG6。

图(c)电路较图(b)的代换效果要好,它省去了阻容元件,增加了一个同型号的三极管,从而使 Q_1, Q_2 的正反向二次击穿触发电压基本相同,实际代换中, Q_1, Q_2 均为 3DG12。

图(d)电路也使用了两只三极管,只要它们的特性相近,那么代换后其触发 V_s 导通角的效果优于图(b)和图(c)电路。

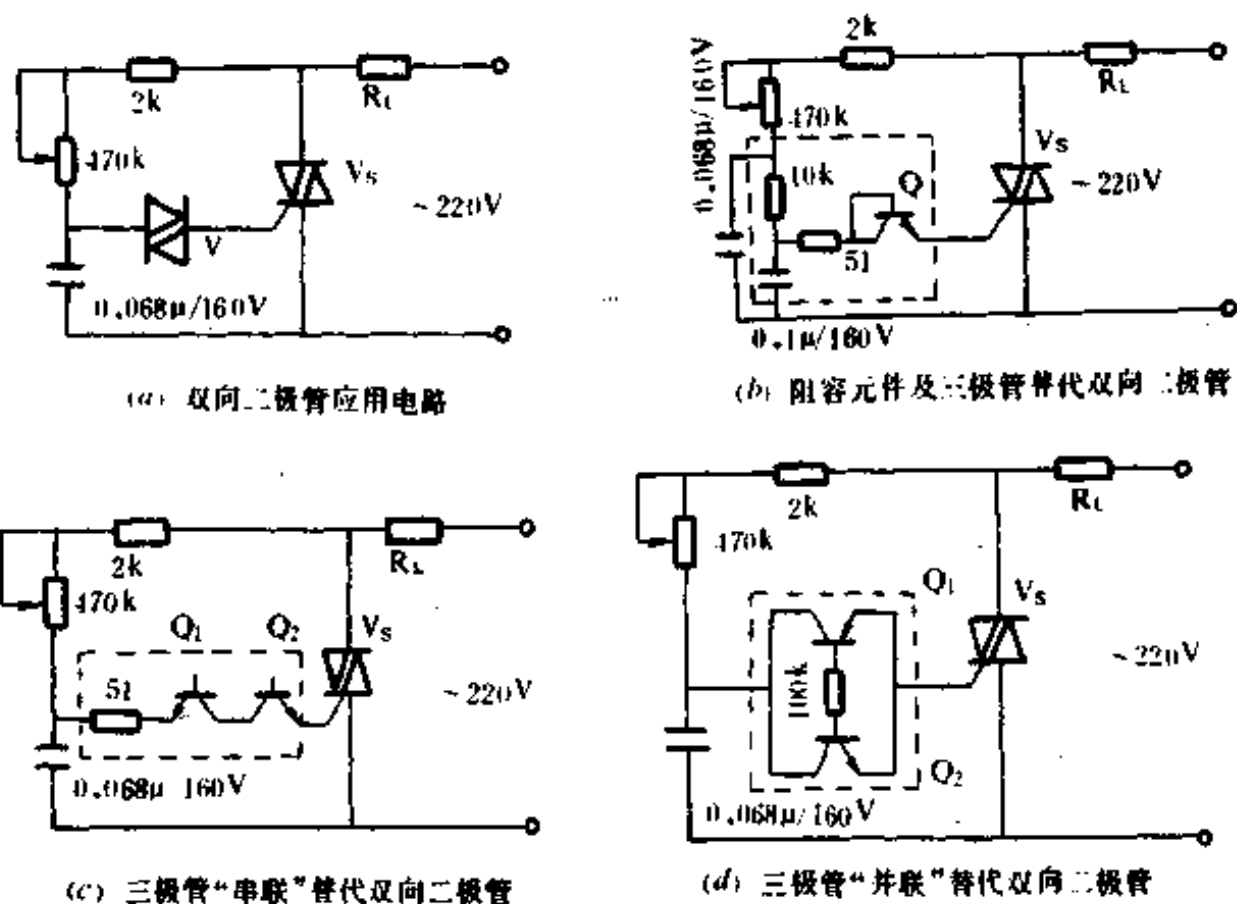


图 12-4 双向触发二极管的代换

(来源:电气时代,张建明,1994年第2期)

12.5 无线遥控调光开关

该遥控器使用调光集成电路片 LS7237(或 LS7232),可以遥控白炽灯等家用电器,并能调节灯光的亮度。遥控器由发射机和接收机两部分组成。作用距离可达 35 米左右。工作时,白炽灯旋入受控插座 CZ 中。

图(a)、图(b)分别为发射机和接收机的电原理图,其工作原理简述如下:

图(a)是发射机的电路图。图中的 Q_1 、 C_3 、 C_4 、 L_1 、 L_2 组成超高频等幅载波振荡器,频率范围为 70MHz~120MHz。 Q_2 、 C_5 、 B 等组成音频振荡器,其频率可调范围为 10kHz~18kHz,经 BG_1 发射极调制到

载波信号上落射出去。由按键 K 控制发射遥控信号, 遥控接收机进行调光和灯的开启、关闭操作。

图(b)是接收机的电路图。在电路中, 由 Q_1 、 C_1 、 C_2 、 C_3 和 L_1 等构成超再生接收, 接收信号为 70MHz~120MHz, 并检出 10kHz~18kHz 的音频信号, 然后送到 Q_2 、 Q_2 进行音频放大。放大后的音频信号通过选频网络 L_4 、 C_{12} , 由 Q_4 、 Q_5 进行直流放大。在无信号时, Q_4 、 Q_5 处于截止状态。调光芯片 LS7237 依据其第 2 脚(即 P 点)的位置的不同, 而具有不同的工作方式。在 P 点置于 S 位置时: 当接收到第一个遥控信号时, Q_5 输出负脉冲, 至 IC 的

5 脚, 使 IC 的 8 脚输出一个脉冲, 去控制双向可控硅 BCR, 使其导通, 点亮白炽灯; 当再次接收到遥控信号时, IC 的 8 脚信号消失, BCR 截止, 白炽灯被关闭。从而起到遥控开关的作用。点亮白炽灯后, 进入分段调光状态, 灯光亮度由弱光→中光→强光→关, 渐次变化。从而实现分级调光和开、关灯的作用。若将调光芯片换为 LS7232 时, 须将 P、D 两点直接连接, 该遥控器则可连续调节灯光的亮度, 在任一亮度上均可记忆锁定, 在下次遥控开灯时, 显示的仍是先前的亮度。这在夜间就寝及起居时, 亮度迷你宜人, 使用极为方便。这时遥控器的操作方式为: 当发射机按键时间小于 330 毫秒时, 为一开、一关操作; 大于 330 毫秒时, 为调光操作。

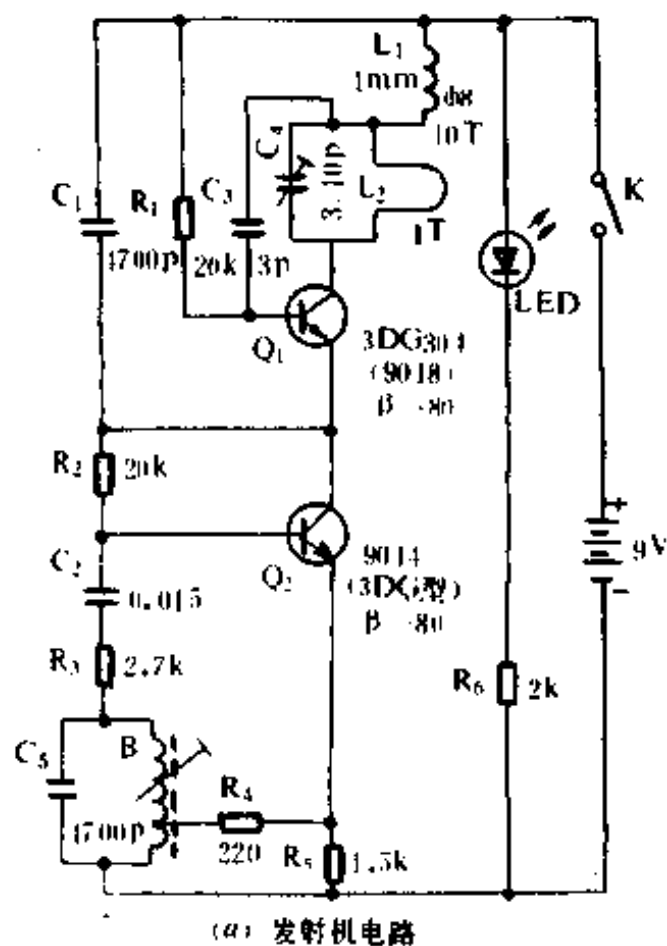
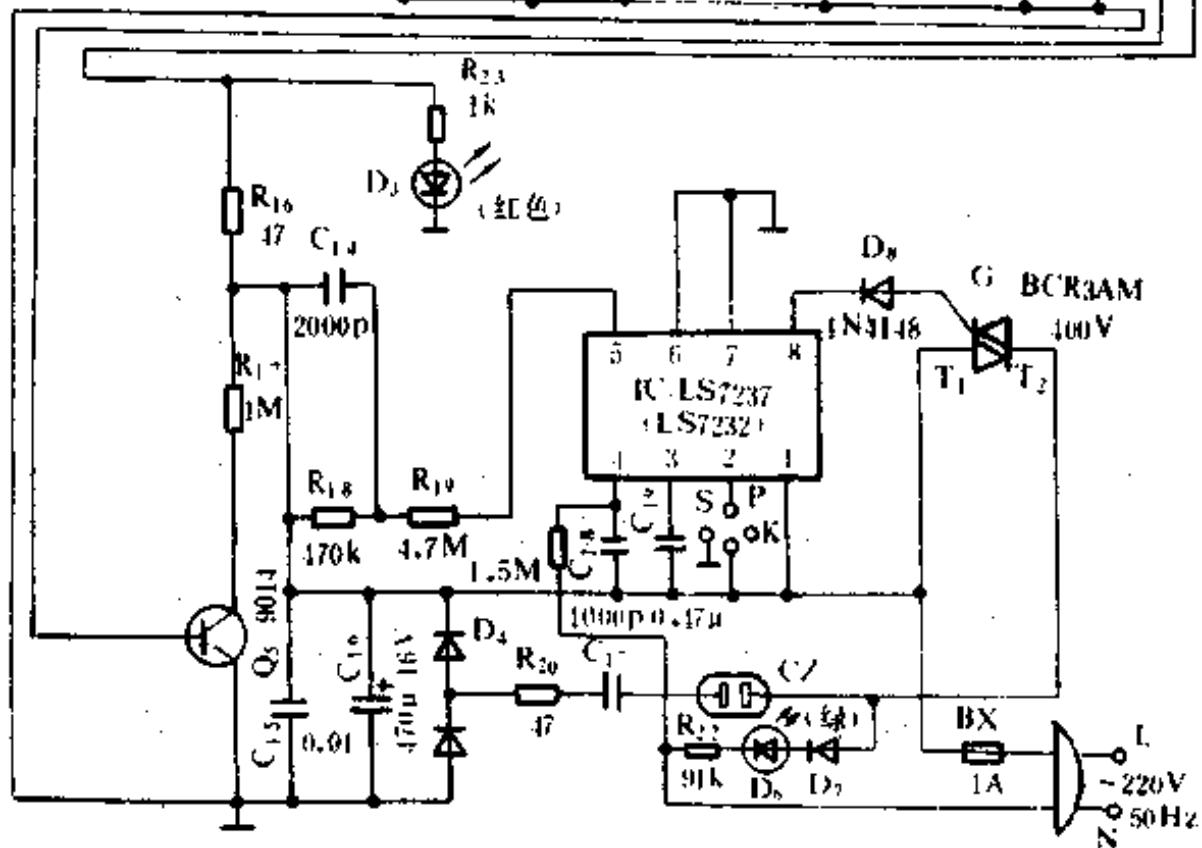
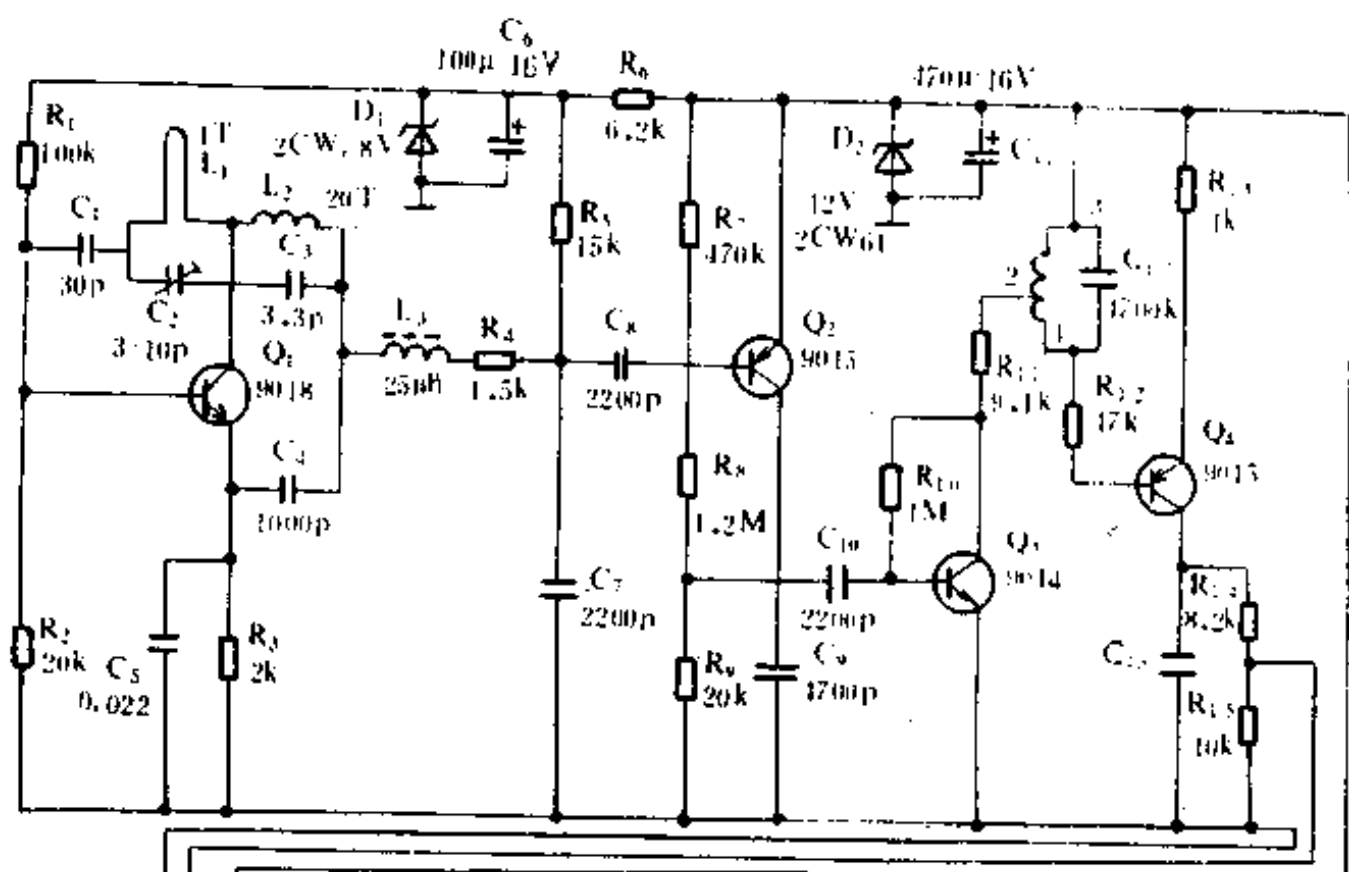


图 12-5 无线遥控调光开关



(b) 接收机电路

图 12-5 无线遥控调光开关

图(b)中的 D_4 、 D_5 、 C_{16} 、 C_{17} 、 R_{20} 构成整机的直流(13伏)供电系统, R_{21} 为 220V 交流电源的过零点检测电阻, 送入 LS7237 或 LS7232 的第 4 脚进行计算。遥控信号经过 R_{18} 、 R_{19} 送入 LS7237 或 LS7232 的第 5 脚, 使第 8 脚输出不同的导通角控制双向可控硅 BCR, 从而控制白炽灯的开、关和调光。 C_{18} 、 C_{19} 决定了导通角的最大值与最小值, 按照图中的参数, 当调光器控制的负载为白炽灯时, 导通角约为 $159^\circ \sim 35^\circ$ 。 D_3 为电源指示灯(红色), D_2 为受控灯泡工作指示灯(绿色)。 LS7237 是分段式调光集成电路片, 其工作方式如下: P 接于 S—仅起遥控开、关作用。 P 接于 D—增加三级调光作用。 P 接于 K—(此时 2 脚悬空)具有四级调光及开、关作用。

遥控信号灯光渐变化顺序

P 点位置	LS7232 工作方式(每遥控一次)
P→S	开→关→开→关……
P→D	关→弱光→中光→强光→关……
P→K	关→微光→弱光→中光→强光→关……

在使用遥控器时, L 为火线, N 为地线, 如果插反, 则 LS7232 进入自保, 这时只要将电源插头反插即可, LS7232 即自动进入工作状态。

(来源:家用电器科技, 周吉现, 马龙英; 1994 年第 5 期)

12.6 吊扇电子调速定时器

吊扇电子调速定时器电路如图 12-6 所示。本电路采用电容降压供电方式, 省掉了电源变压器, 因而重量轻、体积小、成本低。这个电路的工作优点是: 稳定可靠、调速范围大、射频干扰小。图 12-6 中, 芯片 555 的 5 脚通过一电容接地, 以减小干扰对定时器的影响, 提高定时器的可靠性; 在继电器 J 的线圈两端并联一二极管, 以减轻继电器线圈反电动势的影响; 电路中连动开关 K 的定时器部分置于交流

侧,当不用定时器时,定时电路就不耗电。

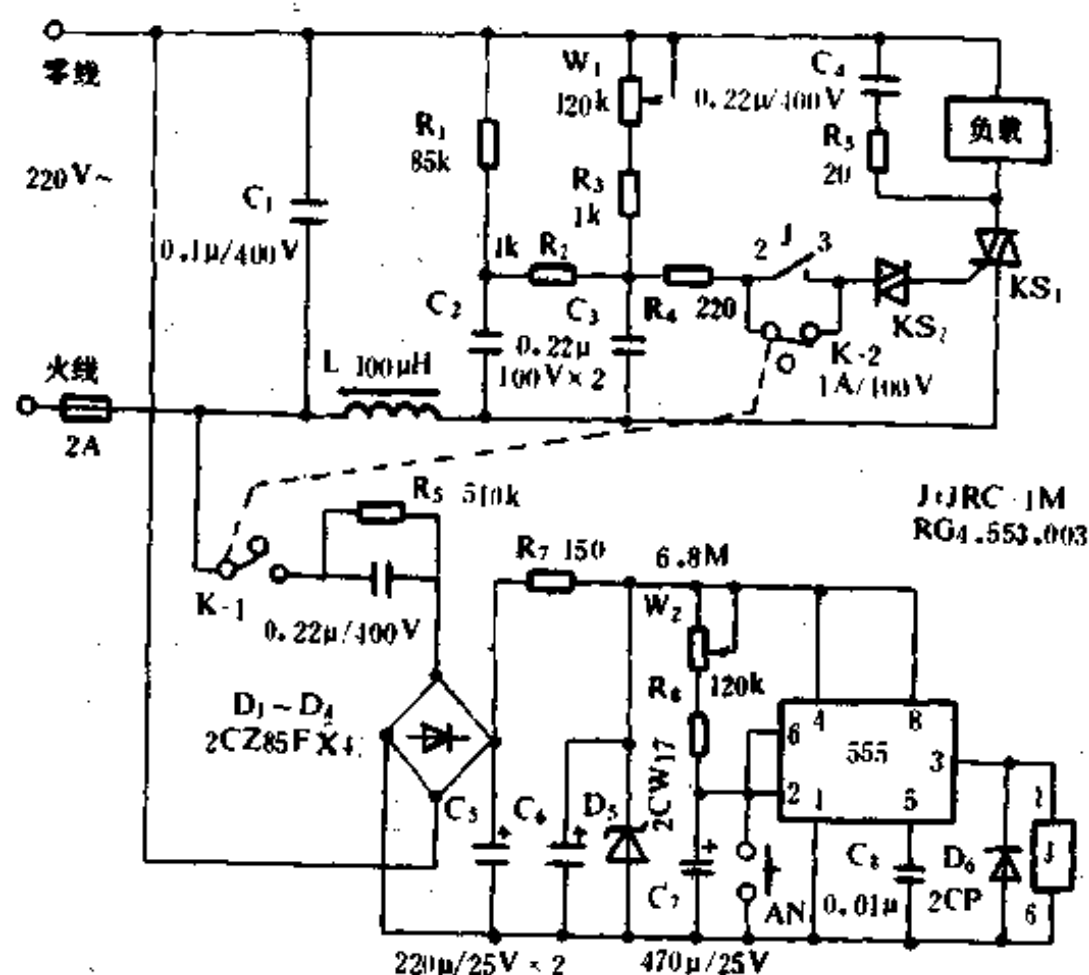


图 12-6 吊扇电子调速定时器电路

(来源:家用电器科技,胡大文,1990年第一期)

12.7 新颖声控流水彩灯控制器

这里介绍的流水彩灯控制器新颖别致,它控制的彩灯流水速度能随室内音响设备的音量大小而变化:音量大,流水速度快;音量小,流水速度慢。彩灯的流水方向还可以根据需要可正可逆。由于本机采用新颖专用器件,故电路结构简单,成本低廉。声控流水彩灯控制器电路见图 12-7,它由电阻降压整流、音频电压放大、驱动控制和可控硅开关电路等几大主要部分组成。电路的核心部分是驱动控制器,它由音响同步动态发光控制专用集成块 5G167 组成。5G167 系 PMOS 电路,它内有整流放大、压控振荡器及 3 位环形时序计数器、

3 个开漏极输出级电路等。音频交流电压由⑤脚输入到整流放大电路,然后去控制压控振荡的频率,经 3 位环形计数器分配成 3 路脉冲由 A、B、C 输出,即①、②、⑦脚轮流出现高电平。③脚外接的 R_4C_2 阻容电路,决定压控振荡的起始频率。 R_4C_2 数值大,振荡频率低,①②⑦脚轮流出现高电平的循环速率变慢; R_4C_2 数值小,循环速率就快。⑥脚是方向控制端(CON),当开关 S 打开时,3 路输出顺序是 A→B→C→A...;S 闭合时,输出顺序是 A→C→B→A...

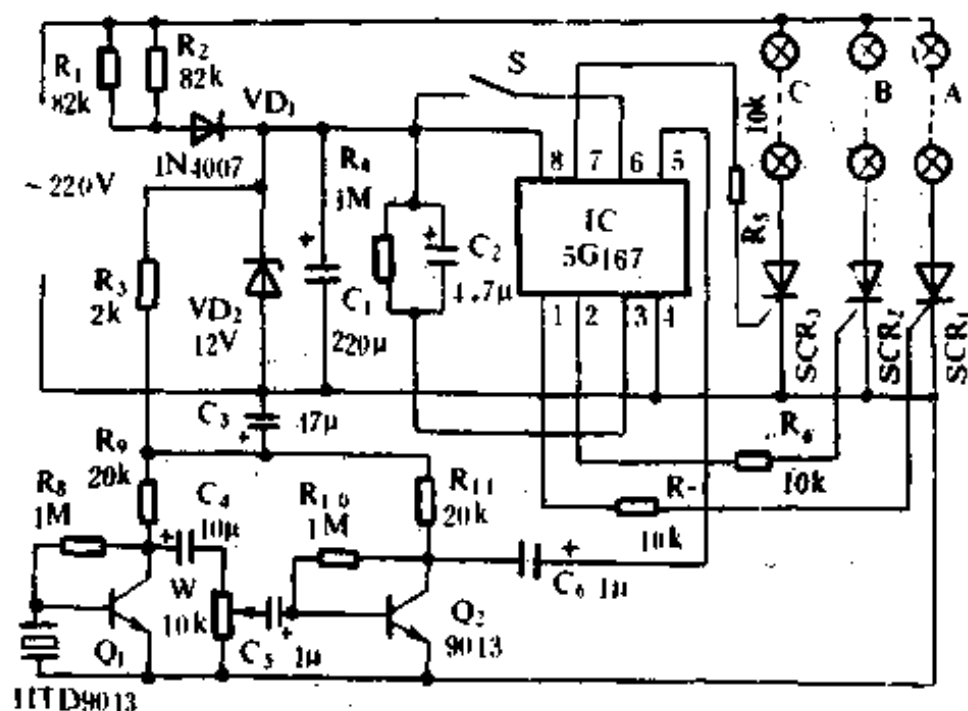


图 12-7 新颖声控流水彩灯控制器电路

HTD 是换能器,它接收到环境声波信号后即输出相应电信号,经 Q_1 、 Q_2 两级音频电压放大由 C_6 输出送入到 5G167 的⑤脚使①②⑦脚依次出现高电平,并通过 R_7 、 R_8 和 R_9 分别加到可控硅 $SCR_1 \sim SCR_3$ 的门极,使它们循环导通,因此, A、B、C 三组彩灯将被依次点亮。只要将三组彩灯作适当排列,就可依次形成流动感。当环境音乐声响度大,HTD 输出音频交流电压大,5G167 内部压控振荡频率增高,彩灯循环点亮速率就加快。

(来源:家用电器科技,陈有卿,1992 年第五期)

12.8 双向可控硅构成的交流负载开关

电路如图 12-8 所示,当 Q_1 的 A 端为 L 时, Q_1 截止,PUT 不振荡;当 Q_1 的 A 端为 H 时, Q_1 导通,PUT 与 C_3 构成的振荡电路工作,产生约 10kHz 的信号加于 Q_2 的基极, Q_2 为 ON—OFF 重复进行。 Q_2 为 OFF 时, C_2 通过 R_8 和 R_9 充电,而 Q_2 为 ON 状态时, C_2 经过 $C_2 \rightarrow Q_2 \rightarrow BCR \rightarrow (T_1 - G) \rightarrow D_3$ 的回路放电,从而触发 BCR,交流负载接通电源。

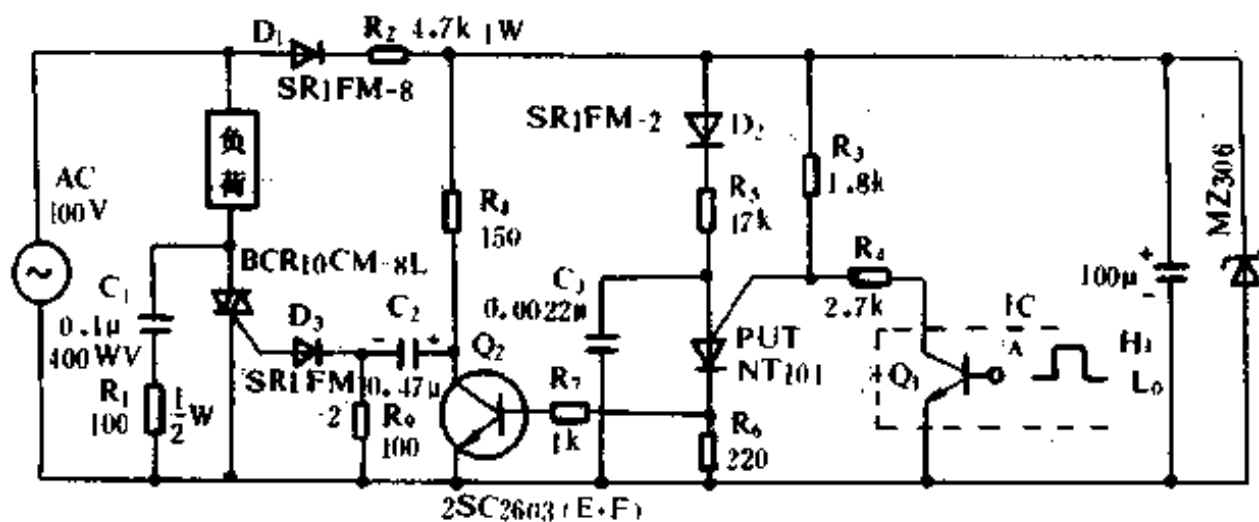


图 12-8 交流开关电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

12.9 电容移相的晶闸管零电压开关电路

在晶闸管的阳极和门极接一电容,使晶闸管的门极流有超前相位的电流,在电源电压接近零伏时,触发晶闸管,几乎不产生开通波纹,电路如图 12-9(a)所示。这种电路一般用于加热器的温度控制。 R_7 为热敏电阻,温度由可变电阻 VR 来设定,当负载温度比设定温度低时, $V_{ref} < V_{ZD}$,PUT 截止,晶闸管 SCR 加有如图(b)实线所示的电压,SCR 半波导通,负载温度上升;相反,若温度比设定温度高时, $V_{ref} > V_{ZD}$,PUT 导通,晶闸管门极加有如图(b)虚线所示的电压,电

源正半波电压期间,SCR 截止。

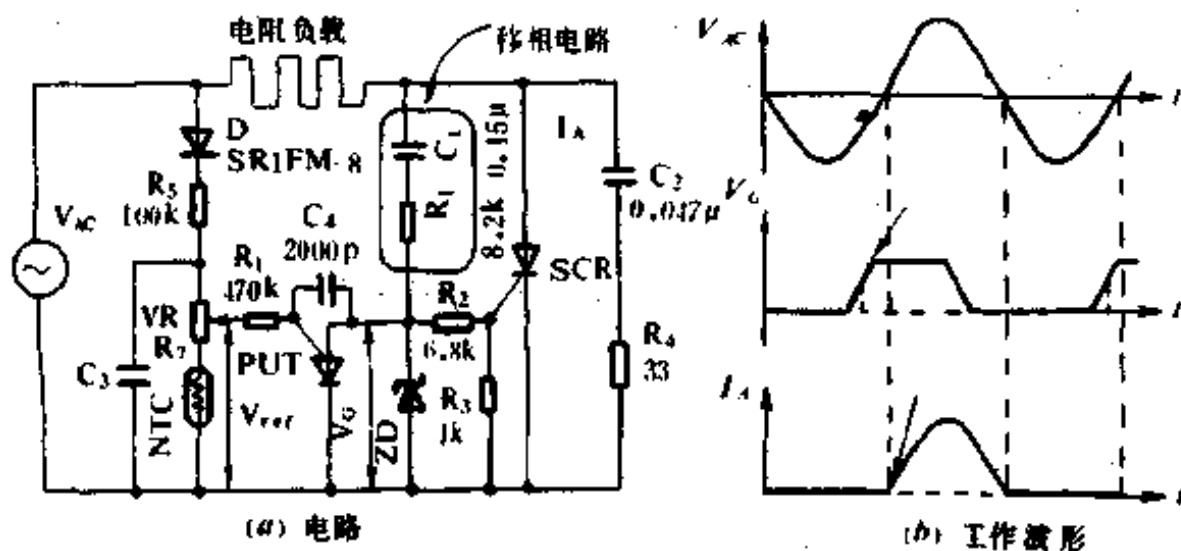


图 12-9 利用电容移相的零电压开关

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

12.10 单相交流电机的开关控制

由双向可控硅和舌簧开关元件构成的开关电路如图12-10所

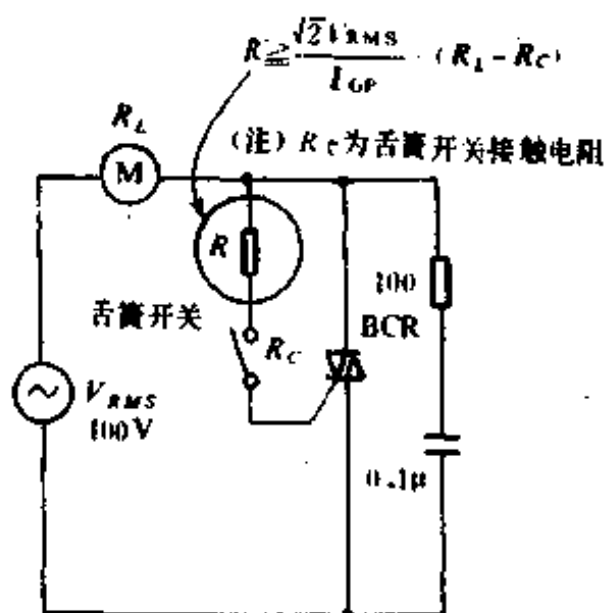


图 12-10 单相交流电机的开关控制电路

示。其中电阻 R 用于限制双向二极管门极电流峰值,由下式决定:

$$R \geq \sqrt{2} r_{\text{RMS}} / I_{\text{GP}} - (R_L + R_C)$$

式中: I_{GP} 为双向可控硅额定门极电流的峰值, R_L 为负载电阻, R_C 为舌簧开关的接触电阻。

舌簧开关的控制既可以是电磁式的,又可以是机械式的。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

12.11 由振荡器和双向可控硅构成的开关电路

如图 12-11 所示,由振荡器产生的高频信号通过脉冲变压器加到双向可控硅的门极,实现对双向可控硅的开关控制。此电路可实现输入信号和负载之间的电气绝缘。为使负载波形畸变和感应干扰最小,必须保证振荡器的频率足够高,一般为 $1 \sim 10\text{kHz}$ 的范围。

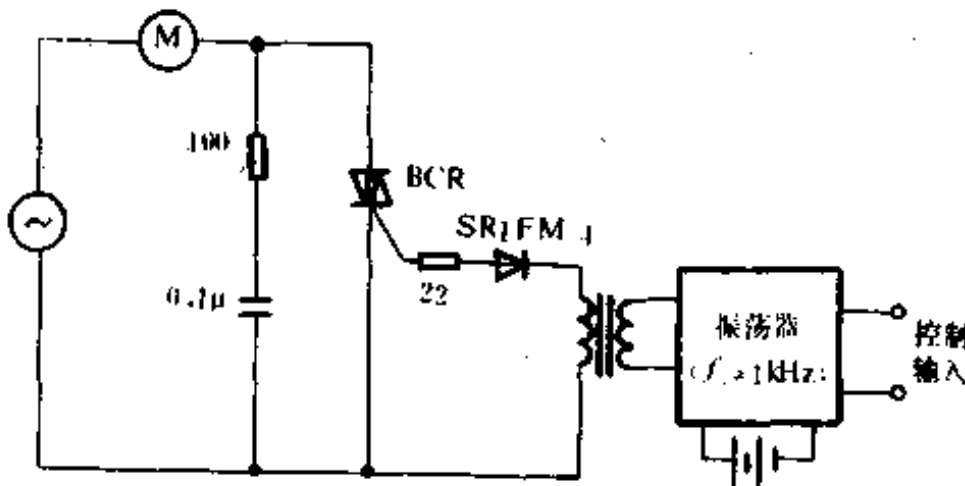


图 12-11 由振荡器和双向可控硅构成的开关电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

12.12 遥控开关电路

如图 12-12 所示,是使用晶闸管的遥控电源开关电路。它由线性滤波器 (C_1L)、全波整流电路 $D_1 \sim D_4$ 、晶闸管开关电路及电容 C_2 构

成。当遥控发射器电源 SW 处于 ON 时,接收机遥控 IC 的作用使 Q 处于截止状态,SCR 通过 $R_5 \rightarrow D_5 \rightarrow$ 门极 $\rightarrow C_4$ 被触发,处于导通状态,与二极管的作用相同。当发射器的电源 SW 处于 OFF 时,接收器 IC 的作用使 Q 导通,SCR 的门极电流被旁路,SCR 关断,电源处于 OFF 状态。电路中的 R_1 防止电源投入时对 C 的冲击电流,抑制充电尖峰。

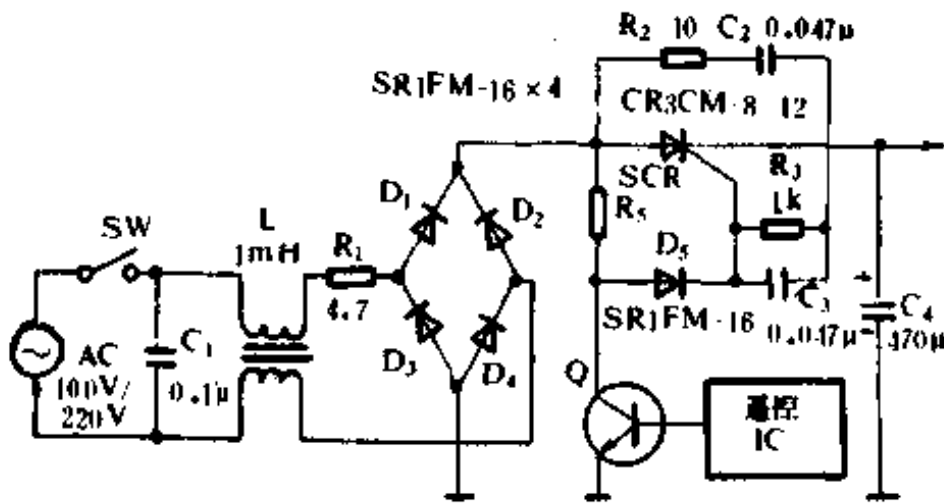


图 12-12 遥控电源开关电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

十三、充电电路

13.1 干电池充电器

如图 13-1 所示,由整流电路、充电启动控制晶闸管及充电指示灯构成干电池充电器。电源接通后,按 SW,充电开始,LED 亮。电路中 SCR 的维持电流必须小于 30mA,若要减小充电波纹,应加大与稳压二极管 V_Z 相并联的电容值。

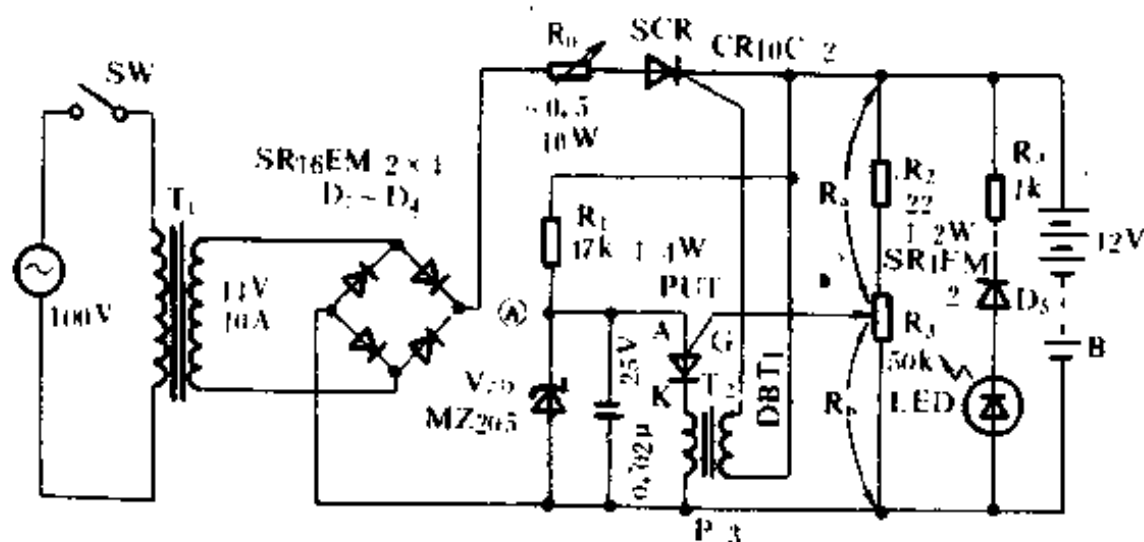


图 13-1 干电池充电器

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由字义珍·共著 1992,10)

13.2 铅酸电池充电器

电路如图 13-2,它用来给电池快速充电。在 25℃时为每节电池提供 2.5V 的初始充电电压。在电池充电过程中,充电电流会逐渐减小,当电流减小到 180mA 时,充电电路的输出电压减少为 2.35V,使电池处于满充的状态。这可以防止电池被过充,保护了电池的寿命。

LM301A 的作用是比较 R_1 上的压降和 R_2 设定的 18mV 的参考电压。比较器的输出控制稳压片,当流过 R_1 的充电电流降至 180mA 时,稳压片强迫输出一个较低的浮充电压。充电电压和浮充电压之间 150mV 的偏差是由 R_3 和 R_4 的比决定的。用发光二极管来显示电路的工作状态。

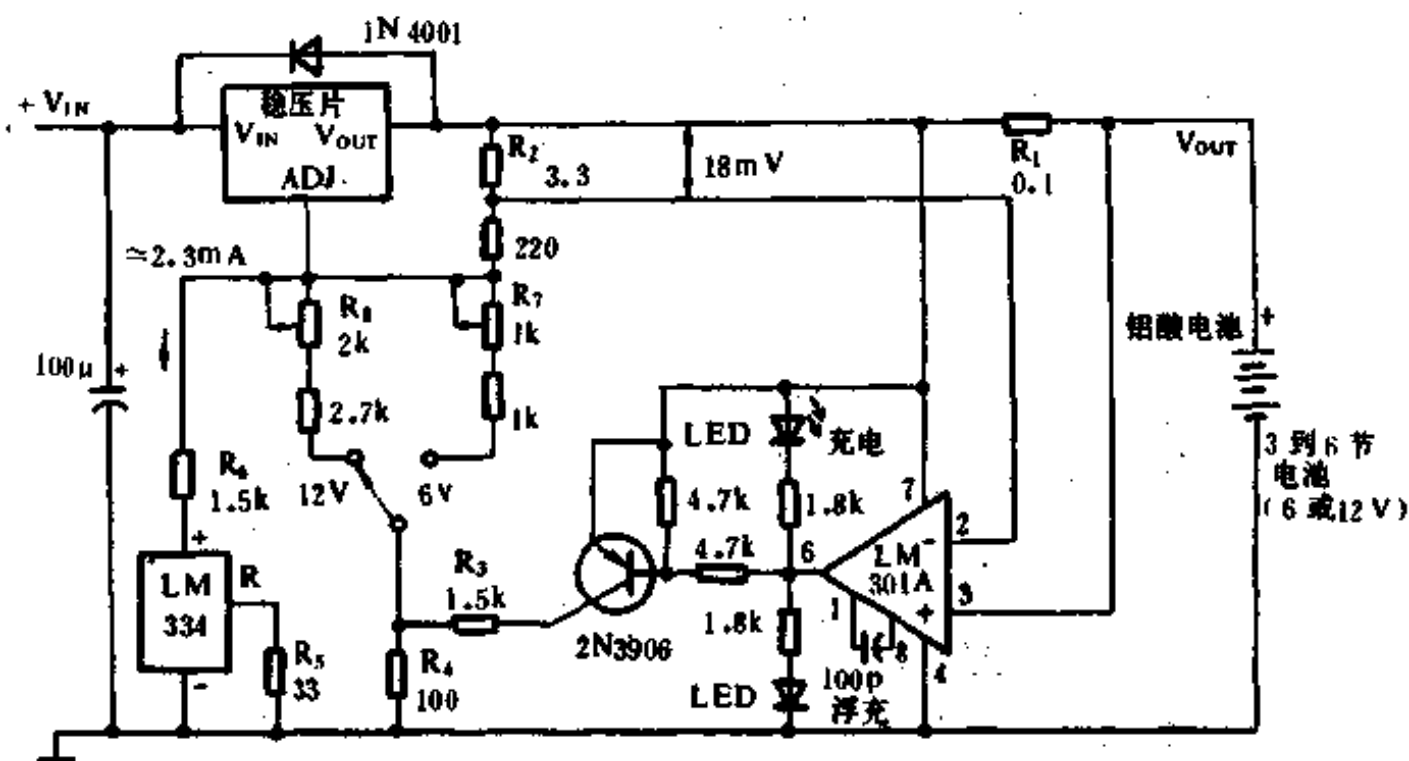


图 13-2 铅酸电池充电器电路

温度补偿有助于防止过充,特别当电池在充电时有一个很大的温度变化。LM334 是一个温度传感器,它应被放在电池附近,并按 $4\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的比率减小每个电池上的电压。因为在较低温度时,电池需要更大的温度补偿,所以该电路如果在 -20°C 以下工作时,可以把 R_5 改为 30Ω 使得电路按 $5\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的比率减小每个电池上的电压。

充电器的输入电压必须是直流且要滤波,其幅值应比最大输出至少高 3V,大约每节电池 2.5V。电路中的稳压片应按所需最大电流来选:2A 用 LM371,4A 用 LM350,8A 用 LM338。在 25°C 且无负载时,调 R_7 输出 V_{OUT} 可达 7.05V,调 R_8 V_{OUT} 可达 14.1V。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

13.3 镍镉电池充电器

电路如图 13-3,它使用恒流发光二极管来调节充电电流。当负载电压在 2~18V 范围内变化时,流经发光二极管的电流恒为 15mA,也可以将发光二极管并联起来,使得输出电流为 15mA 的整数倍。当电流流经发光二极管时,二极管被点亮。该电路可以 15、30 或 45mA 的电流给单个电池充电,也可以给串联电池组充电,但电压应限制在 14V 以下。

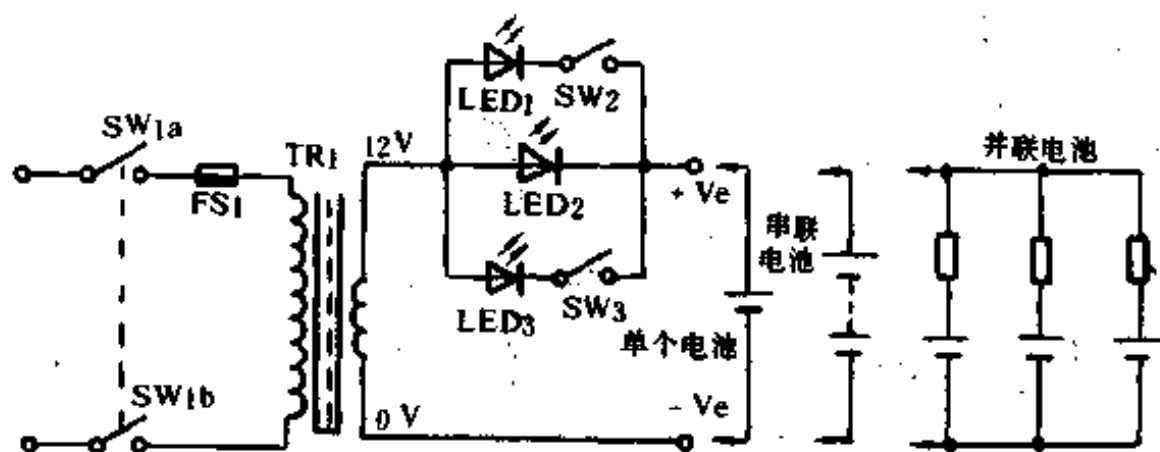


图 13-3 镍镉电池充电器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.4 镍镉电池快速充电器

电路如图 13-4 所示。调节 D_1 上的电压比 D_2 上的电压要高出 $V_2 = 50\text{mV}$ 。

当温度升高 5°C 时停止充电。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.5 200mA/小时, 12V 镍镉电池充电器

电路如图 13-5 所示,它以 75mA 的电流给电池充电,直至电池

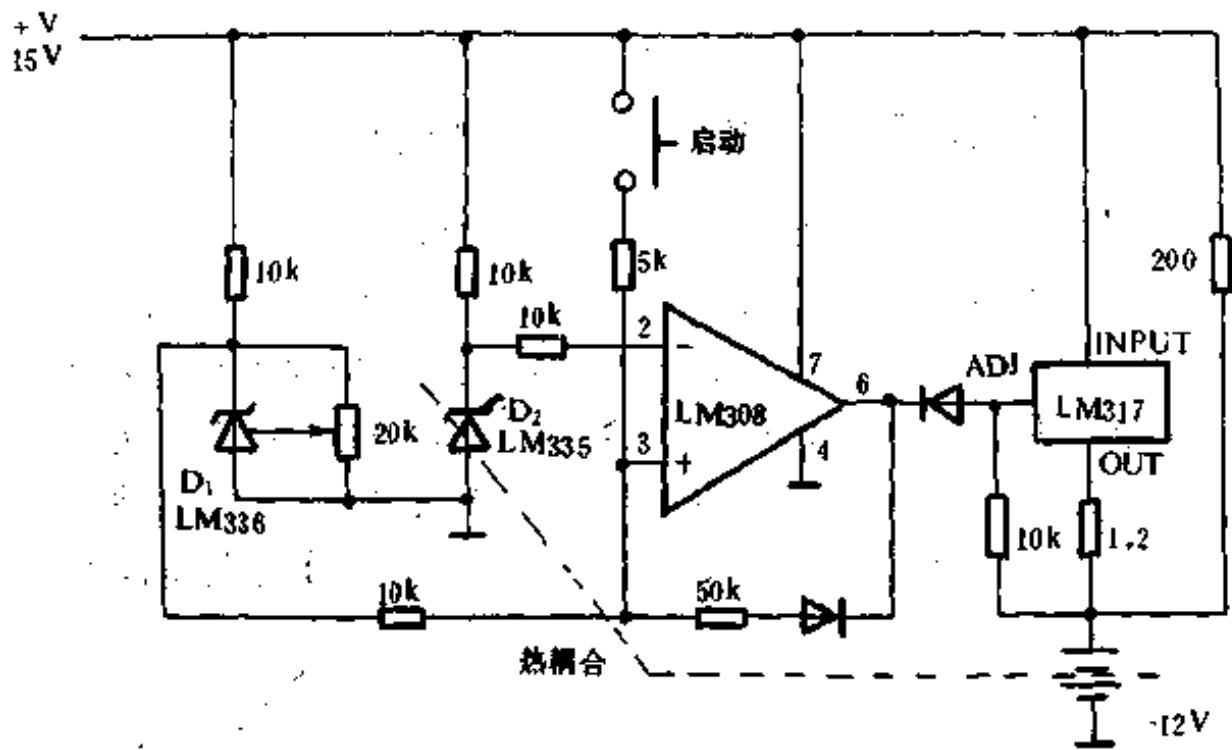


图13-4 镍镉电池快速充电器电路

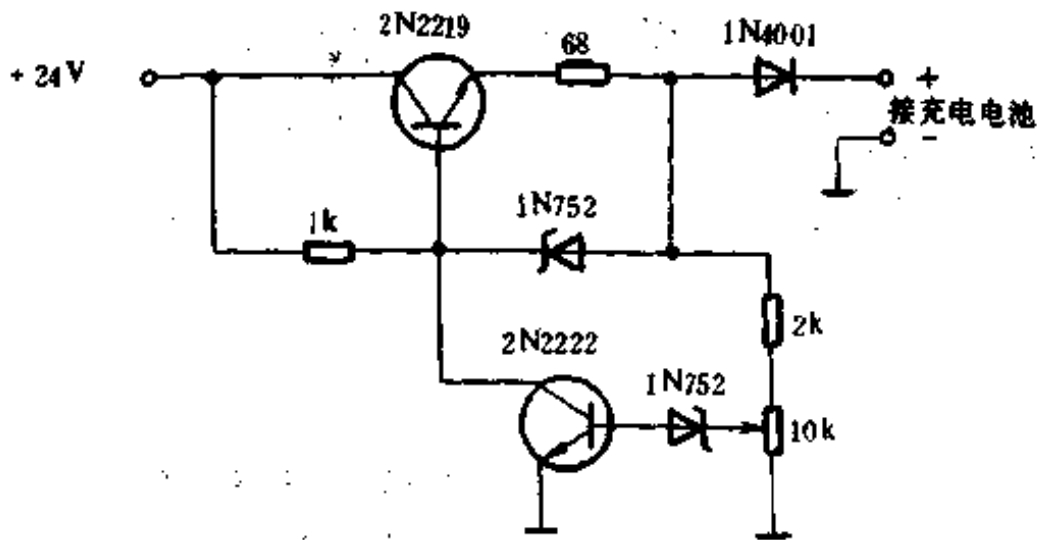


图13-5 200mA/小时, 12V 镍镉电池充电器电路

被充满, 然后慢慢地将电流降下来。它可以在4小时内给完全没有电的电池充满电, 并且可以把电池留在充电器里任意长时间。为了设置截流点, 可将一 270Ω 、 $2W$ 的电阻加在输出端, 调节电阻上的电压为

15.5V 时即可。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

13.6 带有限压限流功能的镍镉电池充电器

电路如图13-6所示。当电池电压较低并被充电时,灯 L_1 亮而发光二极管灭,但是当电池将被充满时,发光二极管亮而灯 L_1 变暗。 L_1 应当是一个灯泡,并按所需的电流来选取(通常是电池容量的十分之一)。二极管 D_1 至少要能承受1A 的电流, Z_1 是一个1W 的齐纳二极管,其电压等级由电池的满充电电压减去1.5V 来确定。在电池被充满以后,电路以电池容量除以100mA 所得到的电压使电池处于浮充状态。

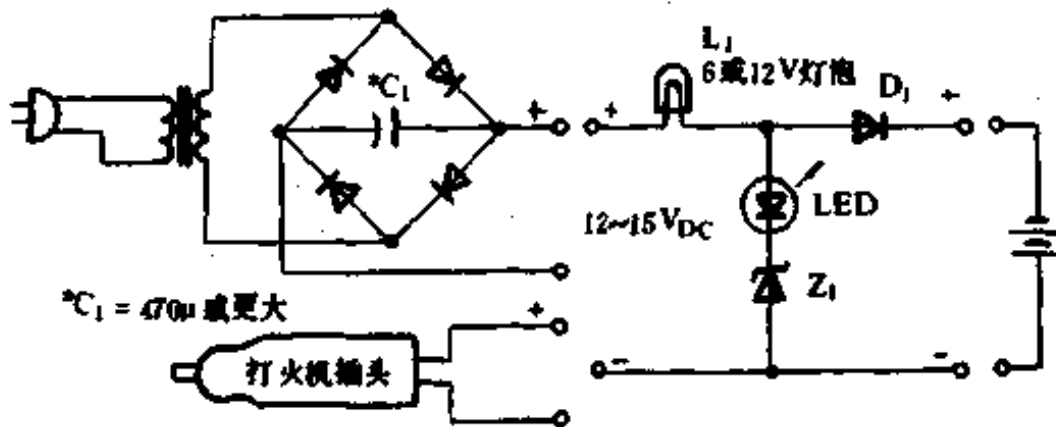


图13-6 带有限压限流功能的镍镉电池充电器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia ,Rudolf F.Graf. ,1992)

13.7 镍镉电池组自动充电器

电路如图13-7,其输出部分的硅二极管数目由电池组的电压来确定。每个二极管压降为0.7V。例如,一个10.9V 的电池组需要 $10.9/0.7=15.57$,即16个二极管。

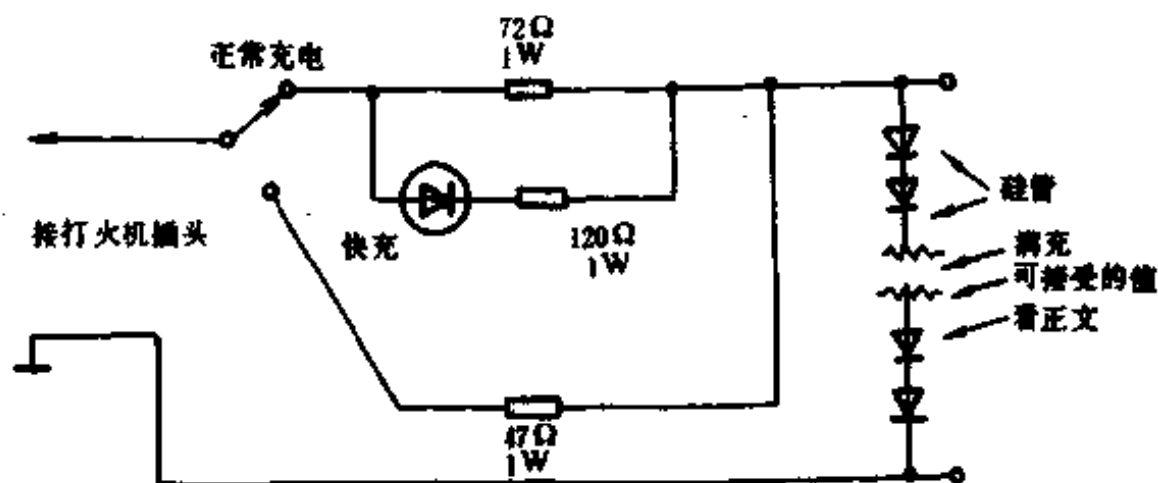


图13-7 镍镉电池组自动充电电路

(44 Electronics Projects for SWLs, BDers, and Radio Experimenters, TAB Book No. 1258)

13.8 电池充电器(一)

电路如图13-8,其门极电路采用双向二极管为双向可控硅开关

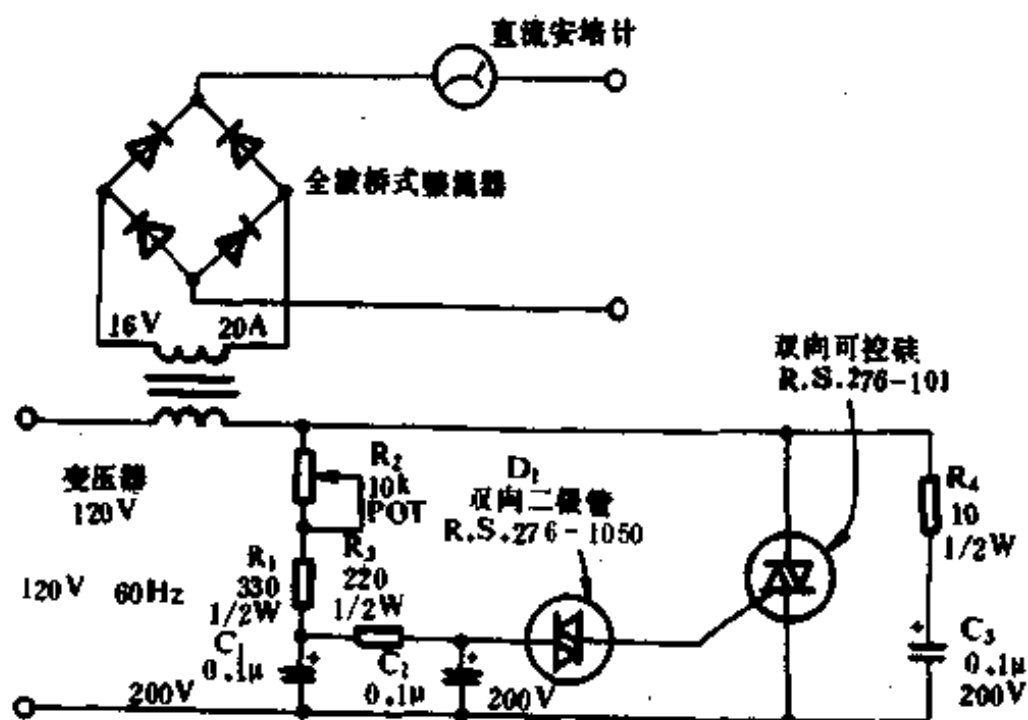


图13-8 电池充电器电路(一)

提供一个门限电压； C_3 和 R_4 组成一个噪声抑制网络； R_1 、 R_2 、 R_3 和 C_2 组成一个门极信号的移相电路， R_1 的作用是当 R_2 被调到最小时限制最大充电电流的。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia ,Rudolf F.Graf. ,1992)

13.9 电池充电器(二)

电路如图13-9,它给每节电池的充电电压为2.4V,这与大多数生产厂家的推荐值是一样的。电路采用120Hz、14V(6节电池×2.4V每节电池)的脉冲给电池充电。在设计中考虑到保护充电器内

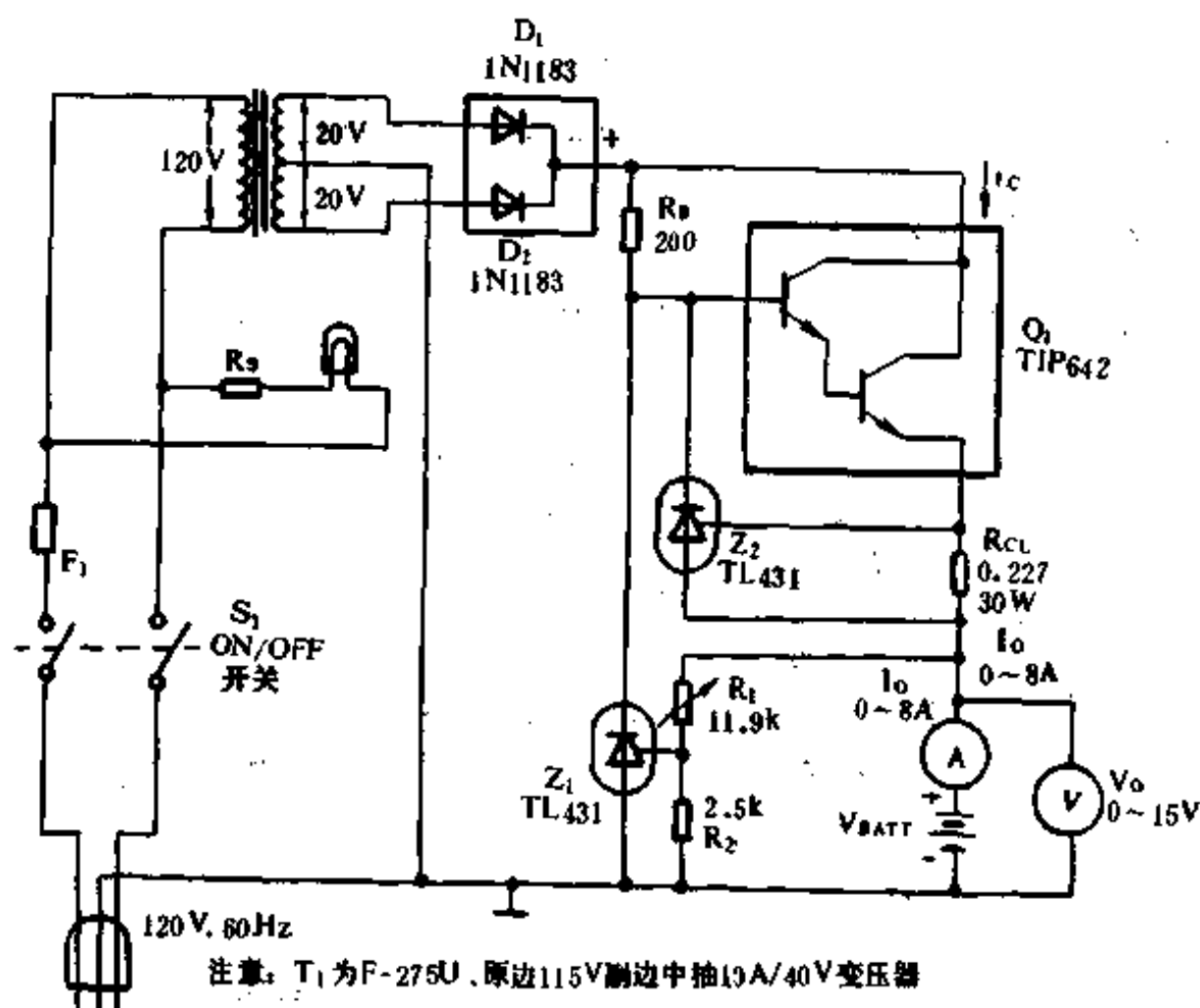


图13-9 电池充电器电路(二)

部元器件以及防止损坏放电过度的铅酸电池,对充电电流加以了限制。最大推荐充电电流正常情况下为电池安培-小时等级的四分之

一。例如：对一个平均等级为44安培-小时的电池，最大充电电流为11A。如果负载的阻抗较小，电路具有的限流作用将会使充电电流不超过11A，充电脉冲电流的峰值被保持在11A(平均值为8A)。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia ,Rudolf F. Graf. ,1992)

13.10 12V 电池充电器

电路如图13-10,它为一高性能的充电器,适用于胶状电解质铅

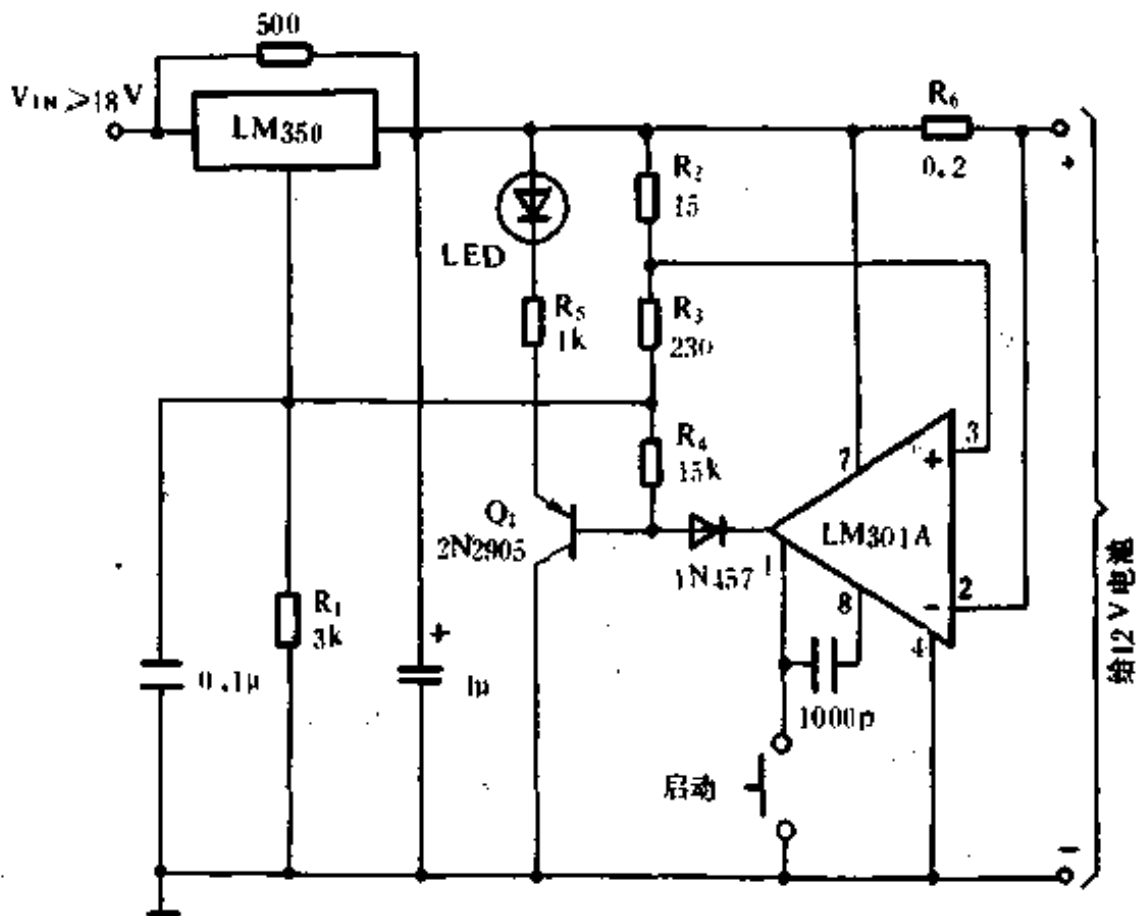


图13-10 12V 电池充电器电路

酸电池,能给电池快速充电,并且在充满时断电。开始时,充电电流被限制在2A,当电池电压升高时,电流减小,当电流减小到150mA时,充电器输出一较低的浮充电压,以便阻止过充。当按下启动按键时,输出电压为14.5V。在电池被充满后,充电电流减小,同时输出电压

也由14.5V减小到12.5V,从而终止充电。三极管 Q_1 使发光二极管发光,用来指示电池已被充满。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

13.11 12V 可控电池充电器

图13-11所示是12V 可控电池充电器,其电路中未标明的参数如下:

变压器:原边30匝, #22;副边45匝, #22。铁芯为铁氧体软磁材料203F 181-3C3。 R_s :限制流经SCR 的电流。2N6167:电流有效值为20A。

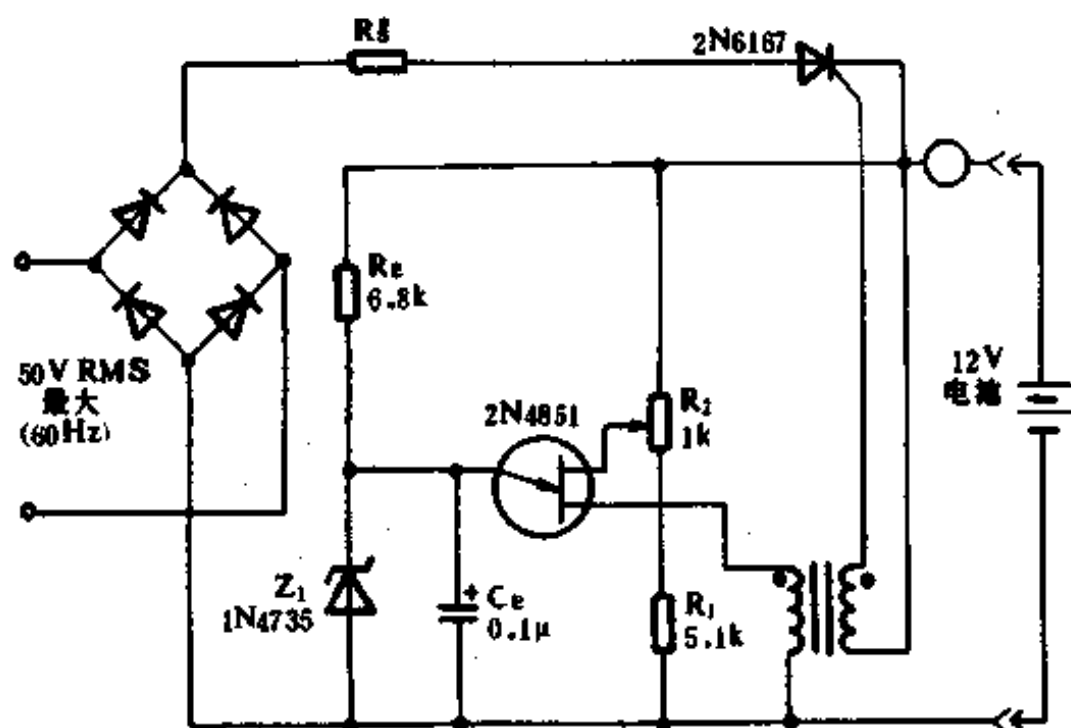


图13-11 12V 可控电池充电器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia ,Rudolf F. Graf. ,1992)

13.12 电池充电调节器

电路如图13-12,它最高可以6A 的电流给12V 的电池充电。如果

选择其他合适的元器件,电压范围可从6V到600V,电流可达300A。在电池被充满时,充电SCR关断,电路以很小的电流给电池充电,该电流由 R_4 决定其大小。(图中电阻除已标明的外,其余均为 $\frac{1}{2}W$ 。)

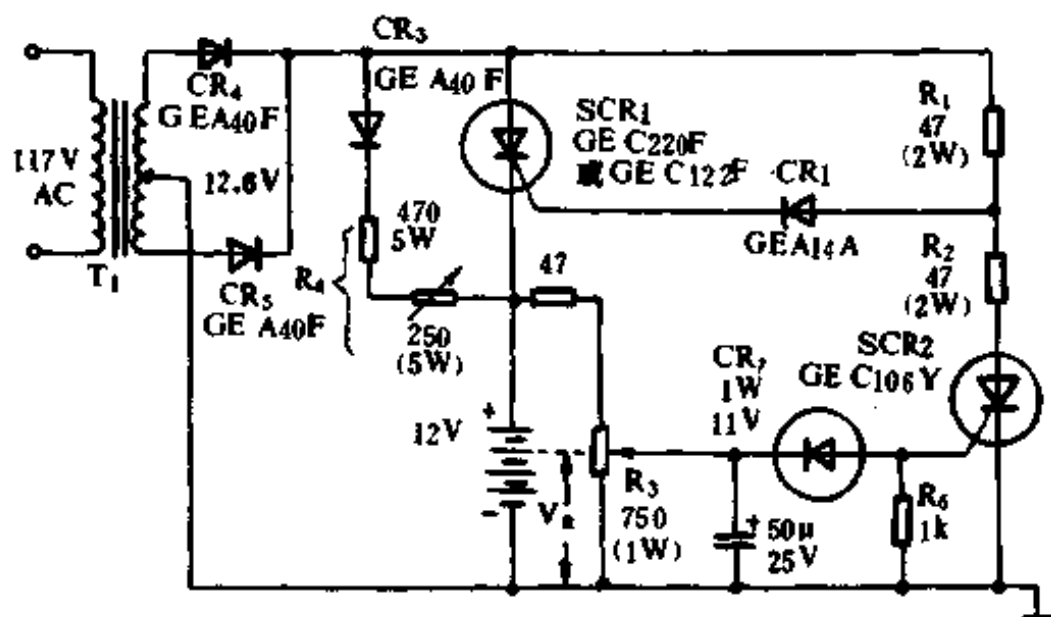


图13-12 电池充电调节器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.13 通用电池充电器(一)

充电器电路如图13-13,它输出电压是可调的稳压电压,可调节的恒流充电电路使其可用于大多数镍镉电池。它可对单个电池充电,也可以对串联电池组充电,最大输出电压为18V。

功率晶体管 Q_1 和 Q_2 被连在一起作为串联稳压器控制输出电压和充电电流。LM317为一个可调节的稳压片给 Q_1 和 Q_2 的基极提供驱动信号。电位器 R_9 设定输出电压等级,电流采样电阻 R_8 (0.1 Ω 、5W)被接在输出的负端和电路地之间。因为充电电流流经 R_8 ,其上会产生100mV的电压。这个电压被送至比较器 U_3 的输入端,比较器的另一端被接至可变电阻 R_{10} 。

当电池上的充电电压下降时,流经 R_8 的电流下降, U_3 5脚上的

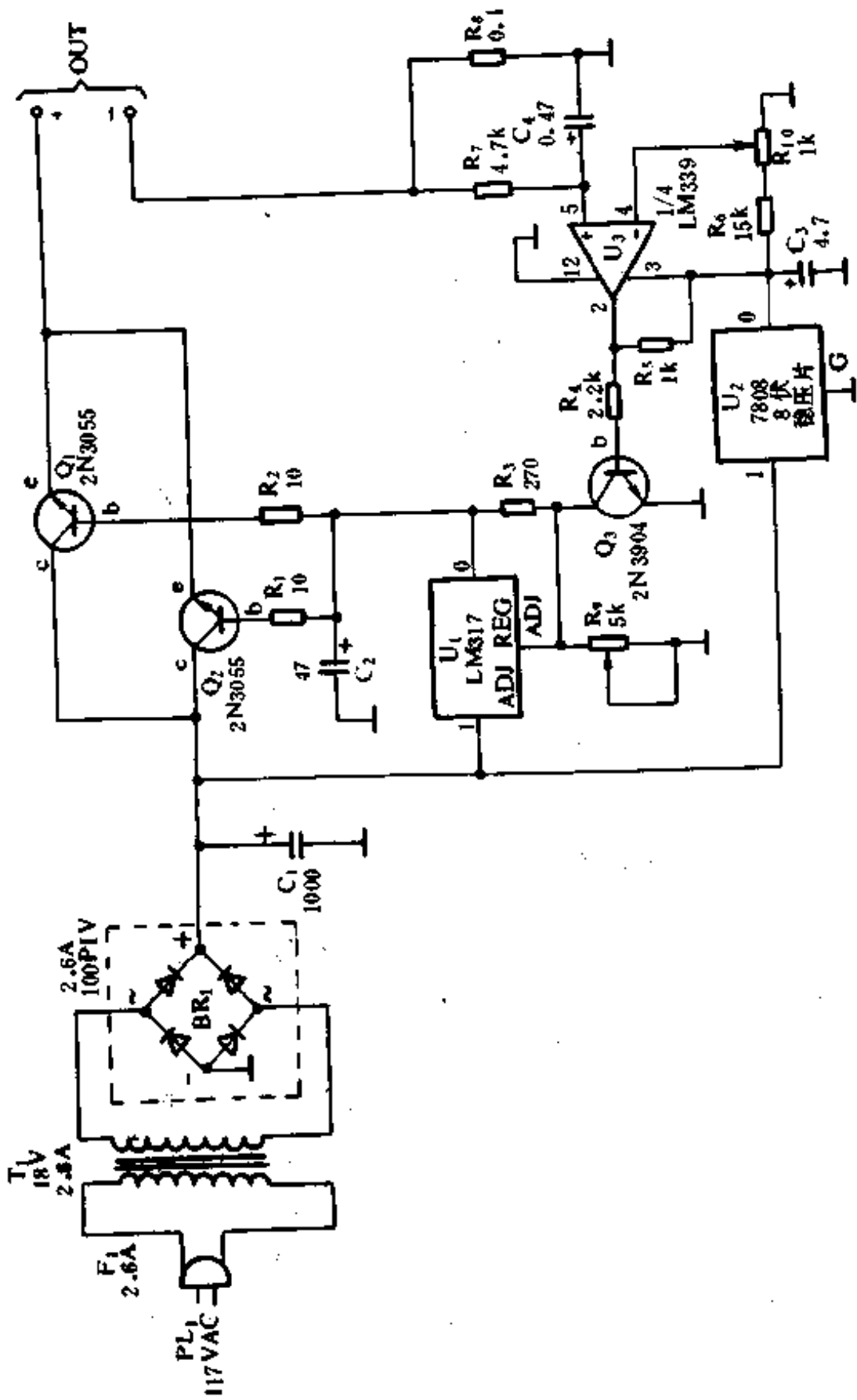


图13-13 通用电池充电器(一)

电压随着下降,比较器的输出使 Q_3 关断,这样就接通了调节充电电流的信号通路。

调节 R_{10} 即可使电路以所需要的电流给电池充电,电路的输出电压由 R_9 设定。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. ,1992)

13.14 通用电池充电器(二)

电路如图13-14,其通电后,SCR1关断,调节器 LM317 没有到地的偏置电流通路;这时,LM

317 充当一个电流调节器。

LM317 通过换向二极管 D_1 、限流电阻 R_1 以及偏置电阻 R_2 与电池相连。换向二极管的作用是,当电源移掉后,为防止电流经 LED 和 SCR 给电池反向充电。当电池充电时,电位器 R_5 上的电压升高,在这一点使得 SCR 导通。调节器和地之间有电流通路,此时调节器工作在电压模式。当 SCR1 导通,LED1 通过 R_3 也与地形成通路。因此,当 LED1 导通,电路工作在调压模式,当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

LM317 通过换向二极管 D_1 、限流电阻 R_1 以及偏置电阻 R_2 与电池相连。换向二极管的作用是,当电源移掉后,为防止电流经 LED 和 SCR 给电池反向充电。当电池充电时,电位器 R_5 上的电压升高,在这一点使得 SCR 导通。调节器和地之间有电流通路,此时调节器工作在电压模式。当 SCR1 导通,LED1 通过 R_3 也与地形成通路。因此,当 LED1 导通,电路工作在调压模式,当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 导通,电路工作在调压模式,当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

当 LED1 截止,电路工作在电流调节模式。

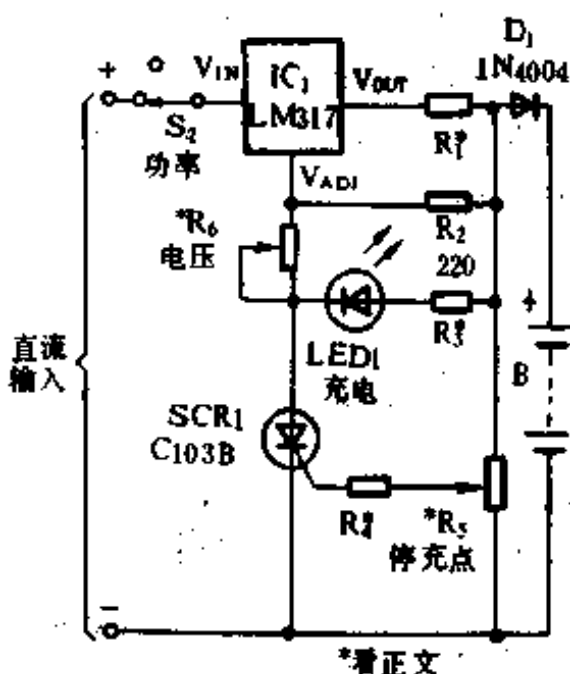


图13-14 通用电池充电器电路(二)

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf. , 1992)

13.15 14V、4A 电池充电器/电源

电路如图13-15,其运算放大器 A_1 通过误差信号直接驱动 VN64GA 来控制输出电压。峰值整流器 D_1 、 C_1 给误差放大器 A_1 和提供参考电压的齐纳二极管供电。如果 VN64GA 要通过全负载电流的话,那么这个额外的驱动电压必须要超过源电压几伏,输出电压为脉冲直流,这用于电池充电是十分令人满意的。如果要把该电路变为一个可调的直流电源, C_2 的值要增加,负载侧还要并上一个电解电容。电路响应时间十分快,这主要决定于运放。2N4400是一个限流电路,用来限制输出电流不超过4.5A。当然,保持超过一秒钟的短路状态将会使 VN64GA 超过其温升限定。因此,需要一个等级为 $1^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 的大散热器。

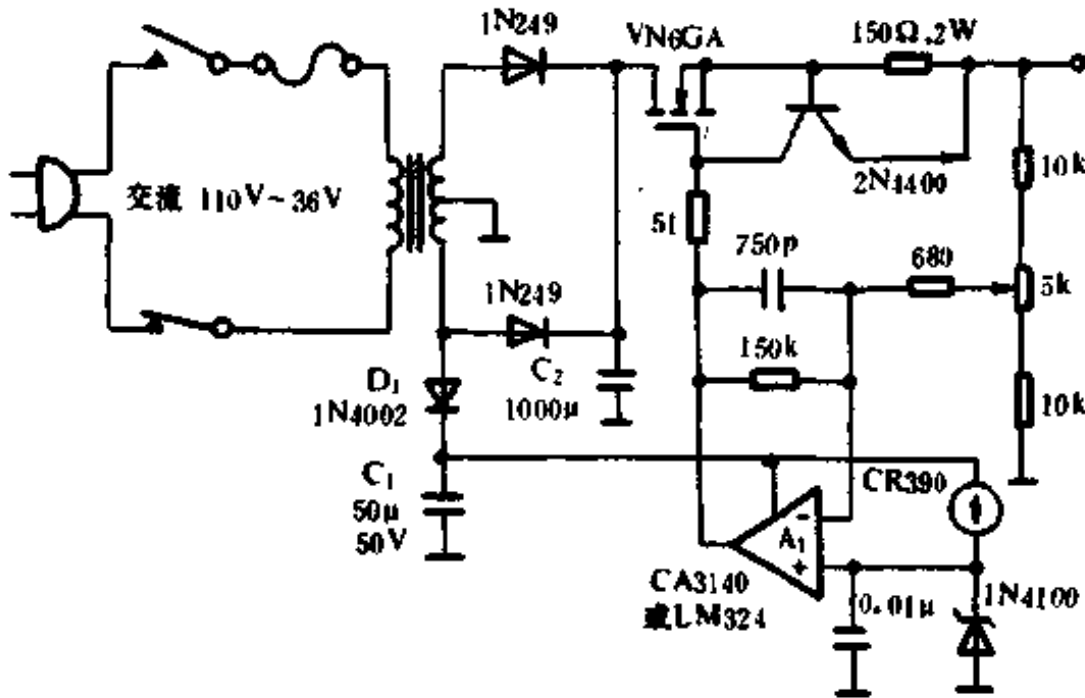


图13-15 14V、4A 电池充电器/电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf, 1992)

13.16 恒流充电电路

电路如图13-16所示。由 VR_1 设定充电电流，由电阻 R_4 检测充电电流，充电时保持恒流，充到给定电压后，在过充之前停止充电。电路工作如下：经变压器 T_1 降压，桥式二极管 $D_1 \sim D_4$ 整流后，电流由充电控制晶闸管 $SCR_2 \rightarrow$ 蓄电池 \rightarrow 恒流充电用晶闸管 SCR_1 ，从检测电阻 R_4 通过， R_4 有压降使 C_1 两端产生电压 V_1 ，而 C_2 两端电压为设定电压与 V_1 之差，由此电压来触发 SCR_1 的门极使 SCR_1 导通。当充电电流减小时， V_1 下降， V_2 升高， SCR_1 的触发角增大，使电流又回到原来的值。当电池充到给定电压时， SCR_3 通过 ZD 有门极电流，导通， SCR_2 触发电流旁路，则充电晶闸管 SCR_1 关断，充电自动停止。

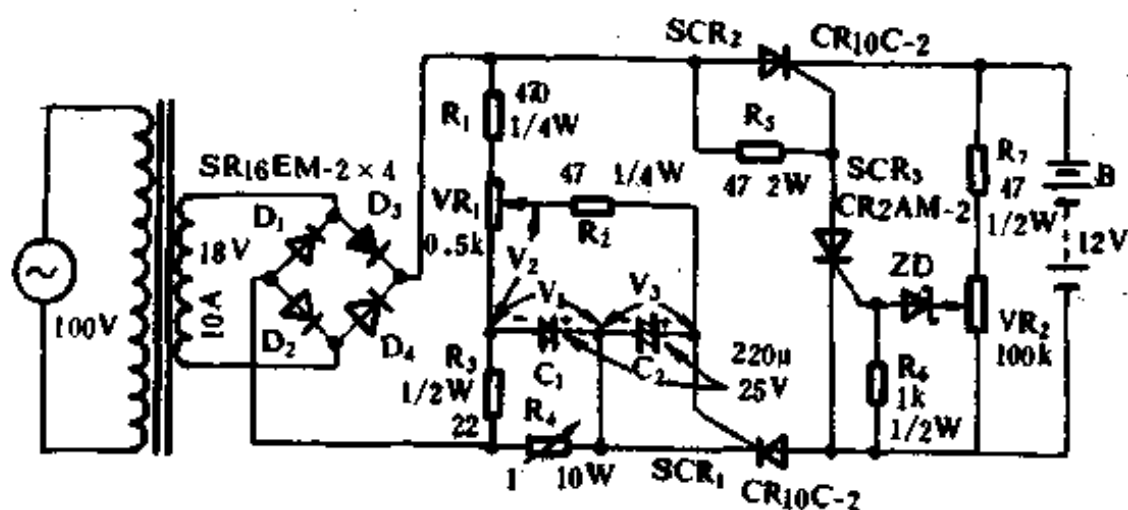


图13-16 恒流充电控制电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由字义珍 共著 1992.10)

13.17 恒压限流充电器

电路如图13-17，它采用型号为 IC LM723C 稳压片做成的恒压限流充电器，非常适用于对12V的全密封铅酸电池充电。电路中各元器件参数如下：变压器 T_1 ，交流220V输入，输出能提供后级13V直流电压和3A的电流； D_1 四个组成桥式整流器，和 D_2 一样均为100V、

1A 的整流二极管; C_1 为 50V、470 μ F 的电解电容器; TR_1 为 MJ2840、10A、50W 的双极型晶体管; IC LM723C 为美国国家半导体公司产品, 其稳定输出电压为 12V 直流, 最大输出电流为 420mA; R_1 电阻 4.7 Ω , 1/2W; R_2 电阻 5.1k Ω , R_3 电阻 3.9k Ω , R_4 电阻 7.5k Ω , R_5 电阻 8.2k Ω ; $R_2 \sim R_5$ 均为 1/4W; VR 电位器为 2k Ω ; C_2 为 50V、1000pF 电容。

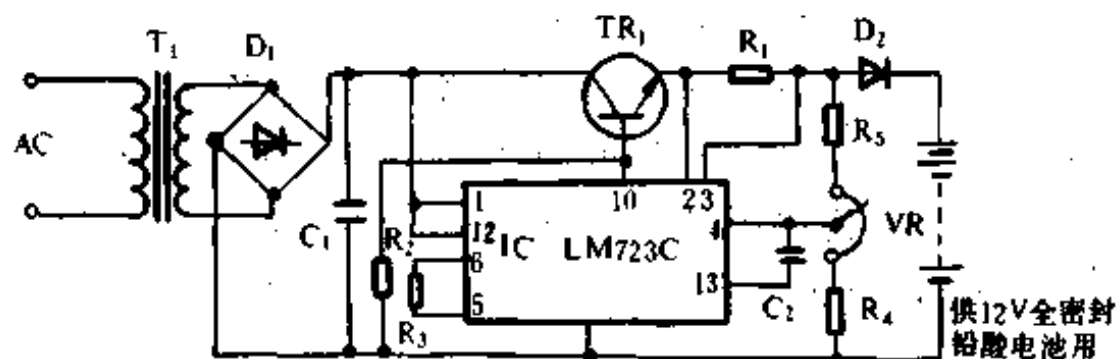


图13-17 恒压限流充电器电路

(来源: Yuasa Battery (America) Inc., Application Manual for NP Type Battery.)

13.18 带限流的6V充电器

电路如图13-18, 其注释为:

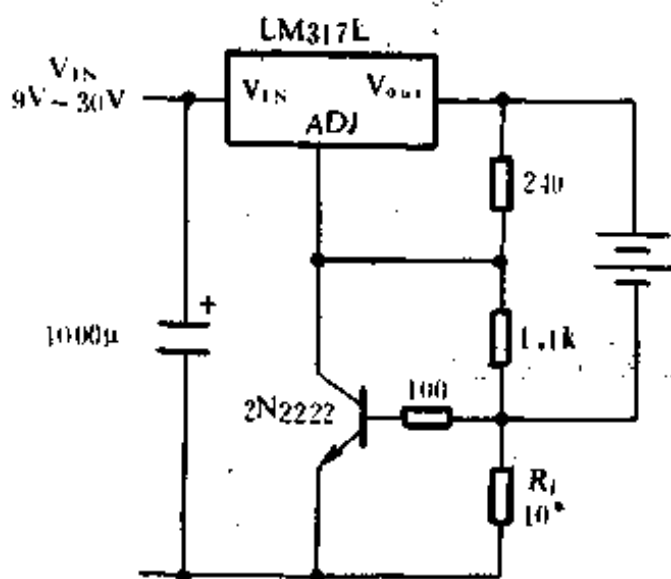


图13-18 带限流的6V充电器电路

* 设定峰值电流 $I_{PEAK} = 0.6V/R_1$;

** 对于任何输出瞬态变化,推荐用 $1000\mu F$ 的滤波电容。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf. . 1992)

13.19 多用电池充电器

电路如图13-19,其稳压块 LM317被接成为恒流源。它被用来给 S01~S06 提供 50mA 的充电电流, S01~S06 为 AA 电池的电池夹。每个电池夹与 LED 以及其并联电阻串联。当电池夹接上电池后,充电时 LED 发光,每个电池夹与 LED 串联起来并上一个 5.1V 的齐纳二极管。如果电池夹是空的,电流流经济纳二极管。

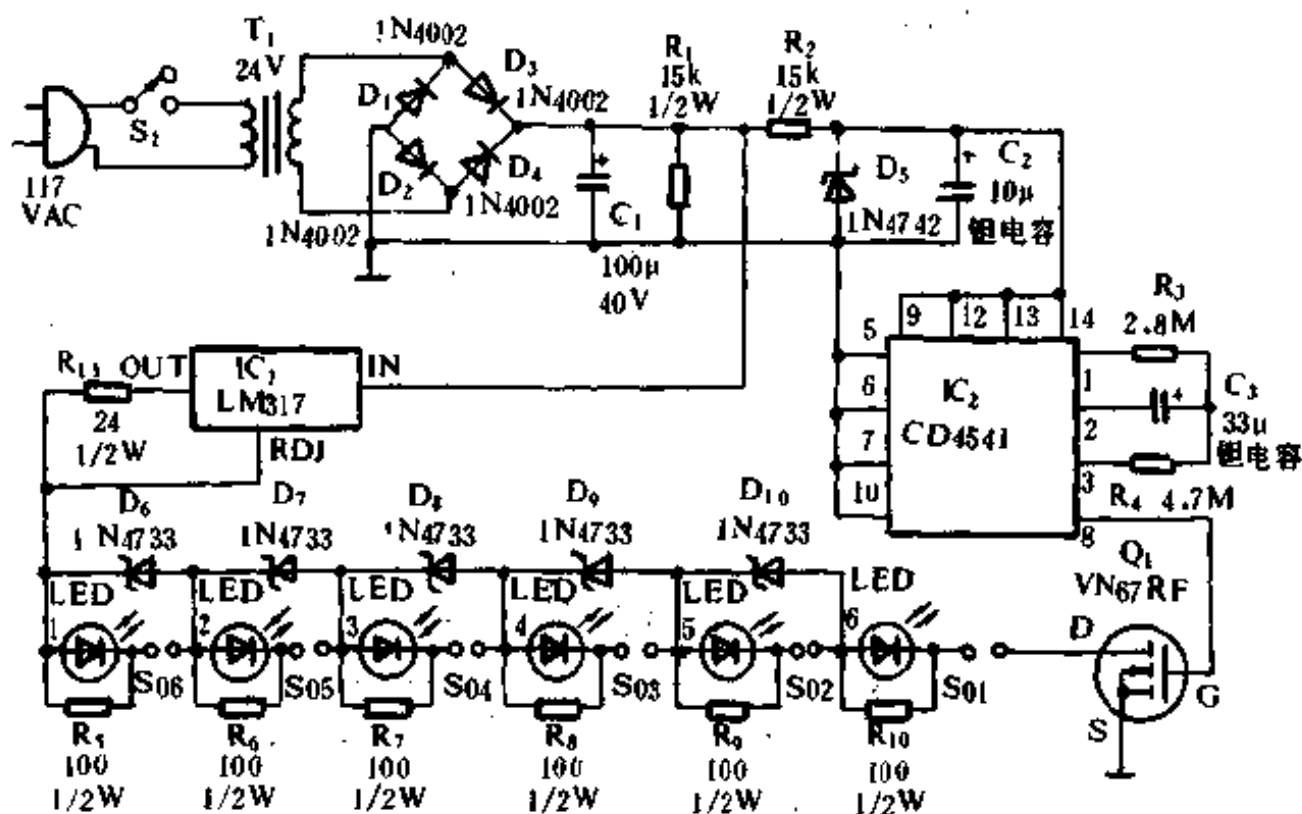


图13-19 多用电池充电电路

定时电路可防止过充。当电路加电后, IC₂—CD4541 振荡/可编程定时器被初始化。IC₂ 的输出送到 Q₁。当 IC₂ 输出为高电平时, 晶体管导通, 充电电路导通。当输出为低电平时, 晶体管截止, 充电回路被

切断。

(来源: Intersil, Component Data Catalog, 1987)

13.20 胶体电池充电器

电路如图13-20, 它能检测满充状态并自动转向浮充状态——从240到12mA。

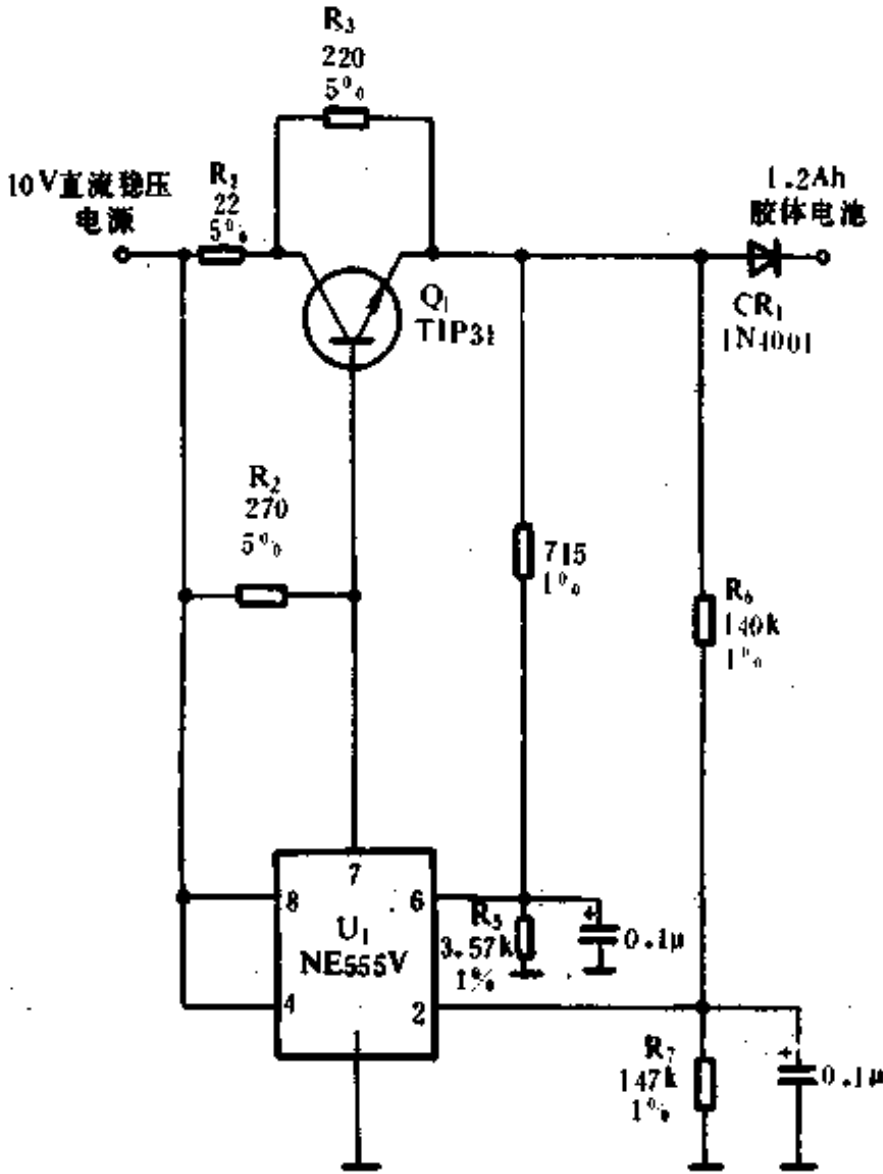


图13-20 胶体电池充电电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.21 单晶体管电池充电器

电路如图13-21,只有当电池的极性接对该电路才会工作。电池的电压控制充电器;当电池充满后,充电器将不给电池提供电流。当SCR被单晶体管张弛振荡器触发导通后,充电电流流经SCR,振荡器只有在电池电压低的时候才工作。单晶体管的 V_{B2B1} 是由电池电压决定的,因为 $V_P = V_D = V_{B2B1}$, V_{B2B1} 越高, V_P 就越高。当 V_P 超过稳压二极管的击穿电压时,单晶体管停止工作,SCR截止。通过设定 R_2 可以获得所需的充电电压。

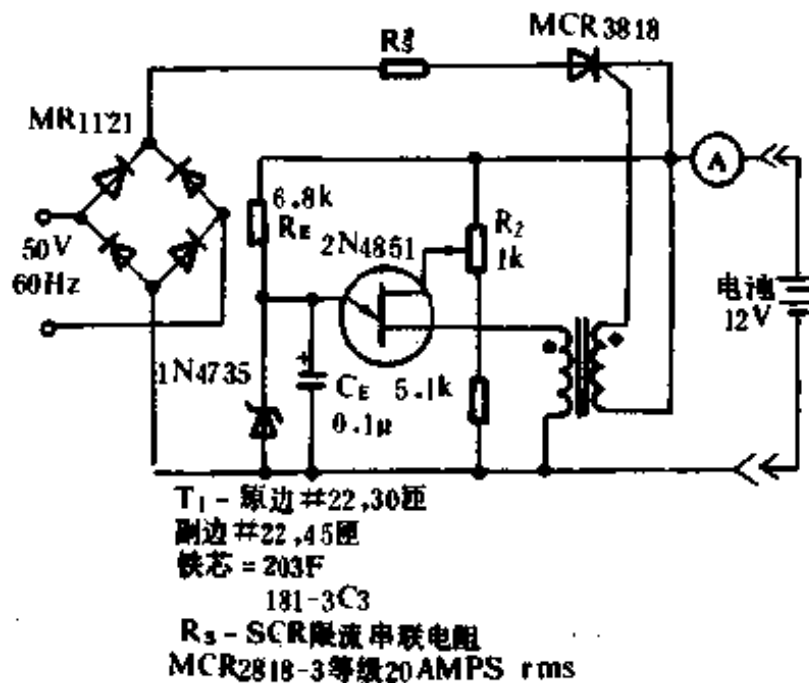


图13-21 单晶体管电池充电器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.22 PUT 电池充电器

电路如图13-22,PUT为可编程单晶体管。控制电压由PUT控制端外接电阻的比例来决定,它为一短路保护充电器,以8A的平均电流给12V的铅酸蓄电池充电。这个充电器有一个优点,如果电池接法不正确,它将不工作,也不会损坏电池。当电路输入115V电压,

接好电池后就能开始工作了。电池给 PUT 张弛振荡器的定时电容 C_1 充电。当 C_1 被充至 PUT 的最高点电压时, PUT 被触发同时使 SCR 导通, 电池被充电。在电池被充电时, 电池上的电压略微增加同时也使得 PUT 的最高点电压增加。这就意味着 C_1 上的电压要被充得更高一点来触发 PUT。 C_1 上的电压一直上升直到达到 D_1 的齐纳击穿电压, C_1 上的电压被箝位, 从而使 PUT 振荡器停止振荡, 充电停止。最大输出电压由电位器 R_2 来设定, 其实也就是设定 PUT 的最大触发电压。电路的充电电压被设定在 10V 到 14V 之间, 下限由 D_1 决定, 上限由 T_1 决定。

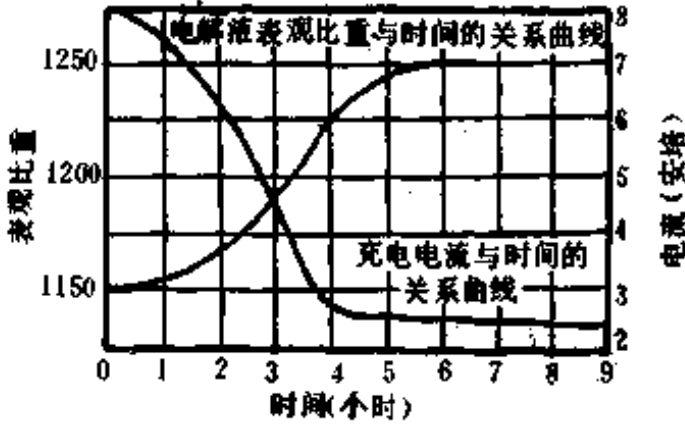
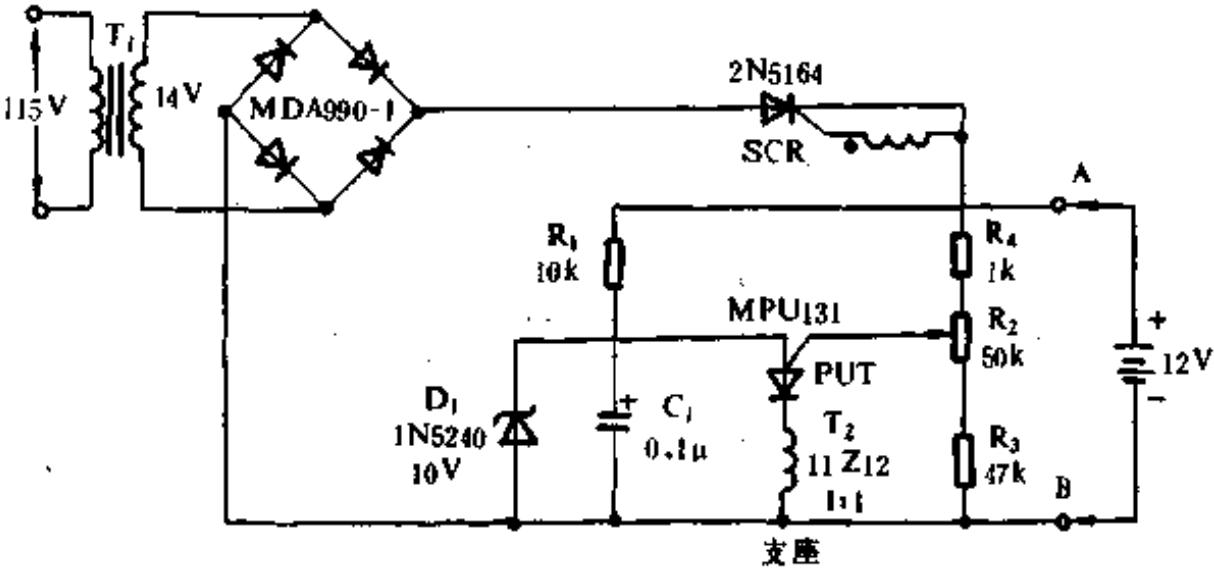


图13-22 PUT 电池充电电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.23 便携式镍镉电池充电器

便携式镍镉电池充电器电路如图13-23所示。该电路用来给电压范围为4.8~15.6V的镍镉电池组充电。其供电电源为野外容易得到的电源,如汽车电瓶等。

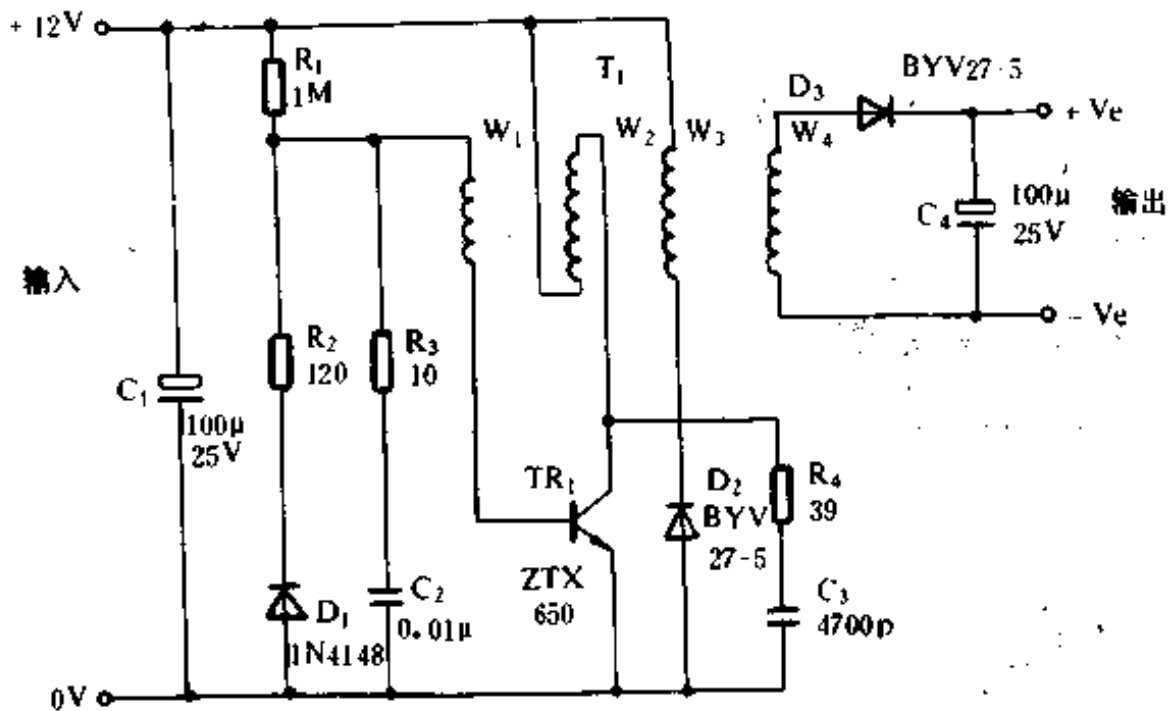


图13-23 便携式镍镉电池充电电路

该电路通电后,首先电阻 R_1 经由绕组 W_1 给晶体管 TR_1 提供一基极电流,使得 TR_1 开通。 TR_1 开通后,由绕组 W_1 和 W_2 耦合与 TR_1 构成一正反馈电路。于是 TR_1 很快进入饱和导通状态,电源电压几乎全部加在 W_2 两端。 TR_1 导通阶段, D_1 正向偏置,与电阻 R_2 、绕组 W_1 为 TR_1 提供基极电流。

当晶体管 TR_1 导通时,绕组 W_2 中的激磁电流逐渐增加,最后使得变压器 T_1 的铁芯进入饱和状态。变压器铁芯一旦饱和,便导致流过 W_2 和 TR_1 的电流急剧增加,从而引起 TR_1 集射极电压升高和绕组 W_2 两端电压降低。流经 W_2 的电流迫使 TR_1 集射极电压为正并上升。 TR_1 两端的电压变压器输出负载钳位。 RC 网络 R_4 和 C_3 构成 TR_1 关断吸收回路,用于限制 TR_1 关断引起的过压。

R_3 和 C_2 的作用是当二极管 D_1 不导通时仍能保持电路的闭环增益。变压器 T_1 的参数如下：

磁芯,FX 3437,留0.08毫米的气隙；

线架,DT2492；

绕线顺序为 W_2 、 W_3 、 W_4 ,然后 W_1 ；

W_2 为40匝；30号线规；

W_4 为20匝；30号线规；

W_3 为13匝；36号线规；

W_1 为12匝；36号线规。

(ZeTeX(formerly Ferranti), Technical Handbook Super E-Line Transistors, 1987)

13.24 锂电池充电器

电路如图13-24所示,它可以60mA的恒定电流给AA电池充

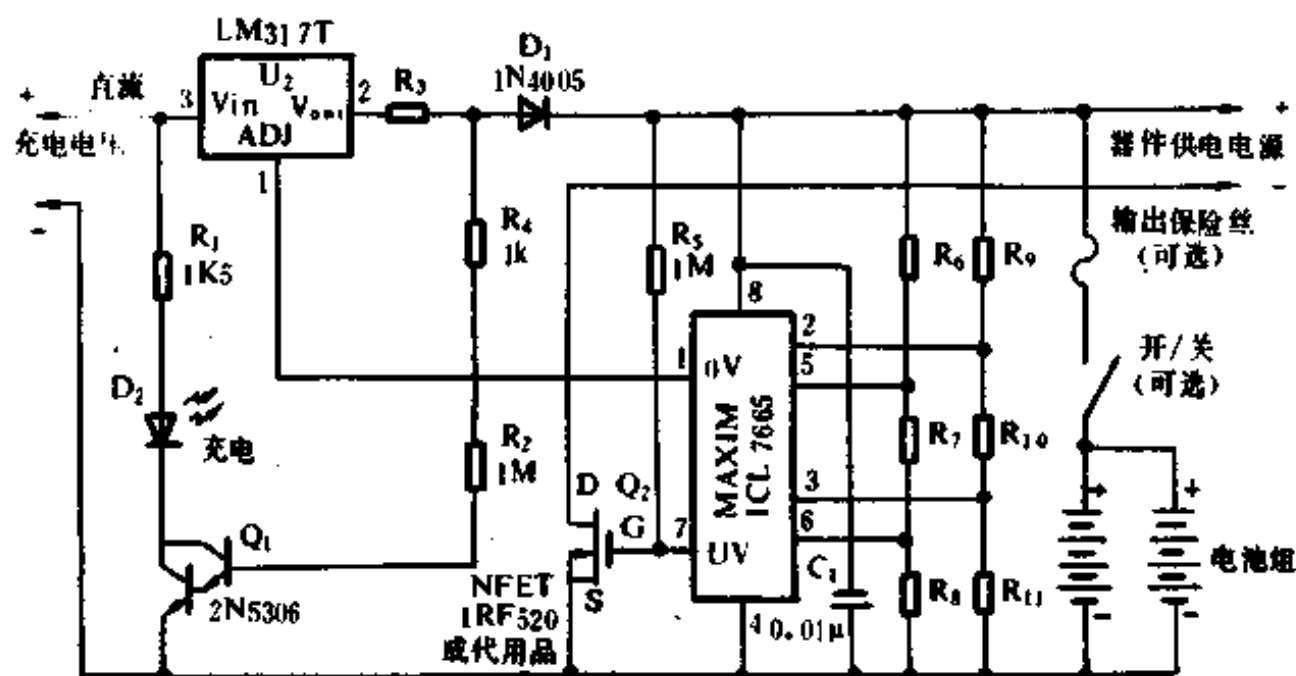


图13-24 锂电池充电电路

电,当每节电池的电压达到2.4V时停充。它设计成可给2到6节的串联电池组成为串/并方式的电池组充电。它要求充电前电池组中的每节电池电压基本一样,最大停充电压为15.6V($6 \times 2.6V$)。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.25 ICOM IC-2A 电池快速充电器

电路如图13-25, 变压器次级的24V 交流电经整流滤波后供给稳压电路 LM723和 NPN 型晶体管。LM723和该晶体管可以提供恒定电流。470Ω 的电阻被用来限制涓流充电时的电流。当 S₂被按下后, SCR 导通, 电流流经事先选好的电阻网络, 该网络用来限制充电电流。当电池内部的热关断电路工作时, SCR 截止。

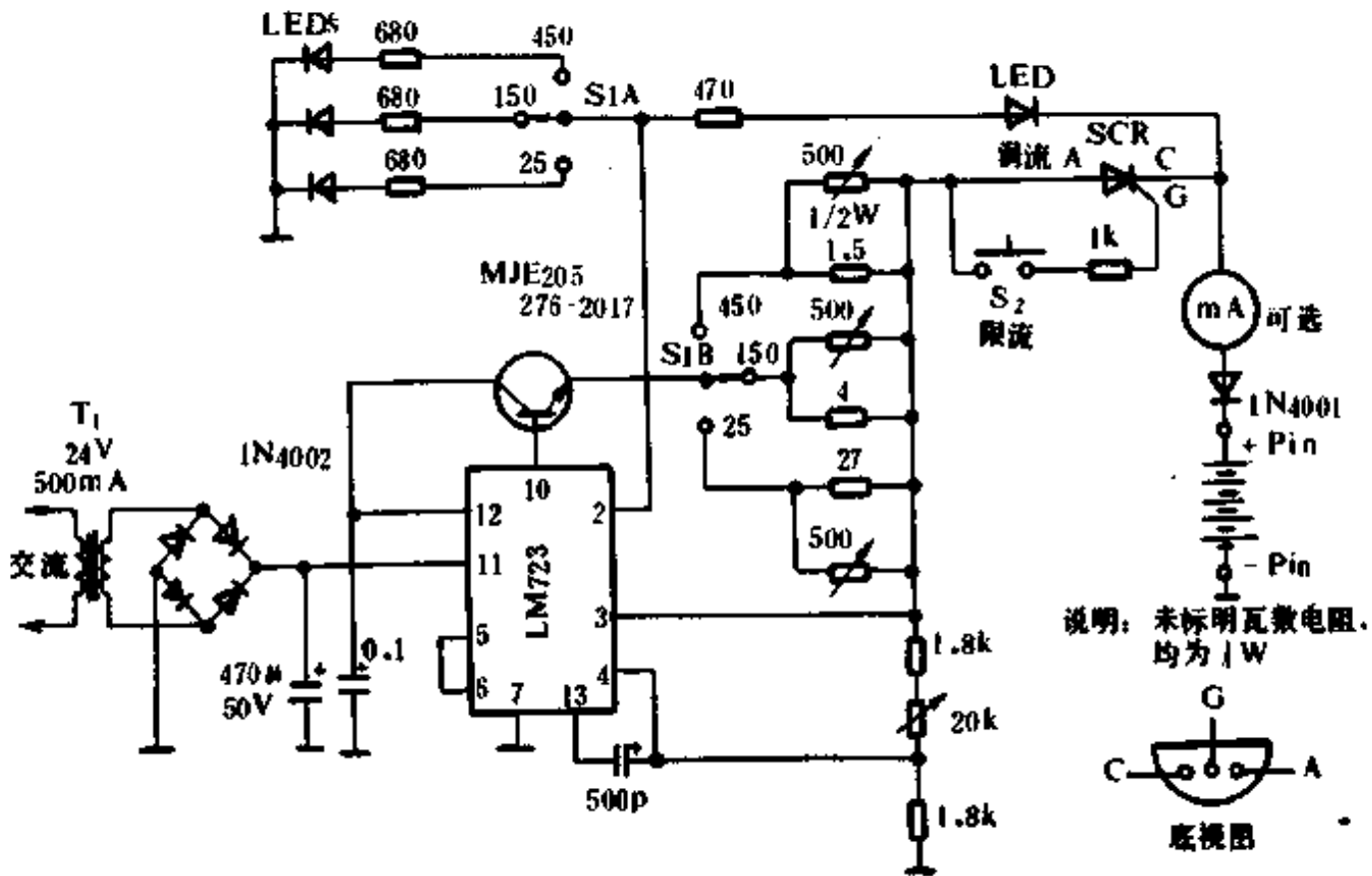


图13-25 ICOM IC-2A 电池快速充电电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.26 利用单个太阳能电池的充电器

电路如图13-26所示。它可以以30mA 的电流给9V 的电池充电。

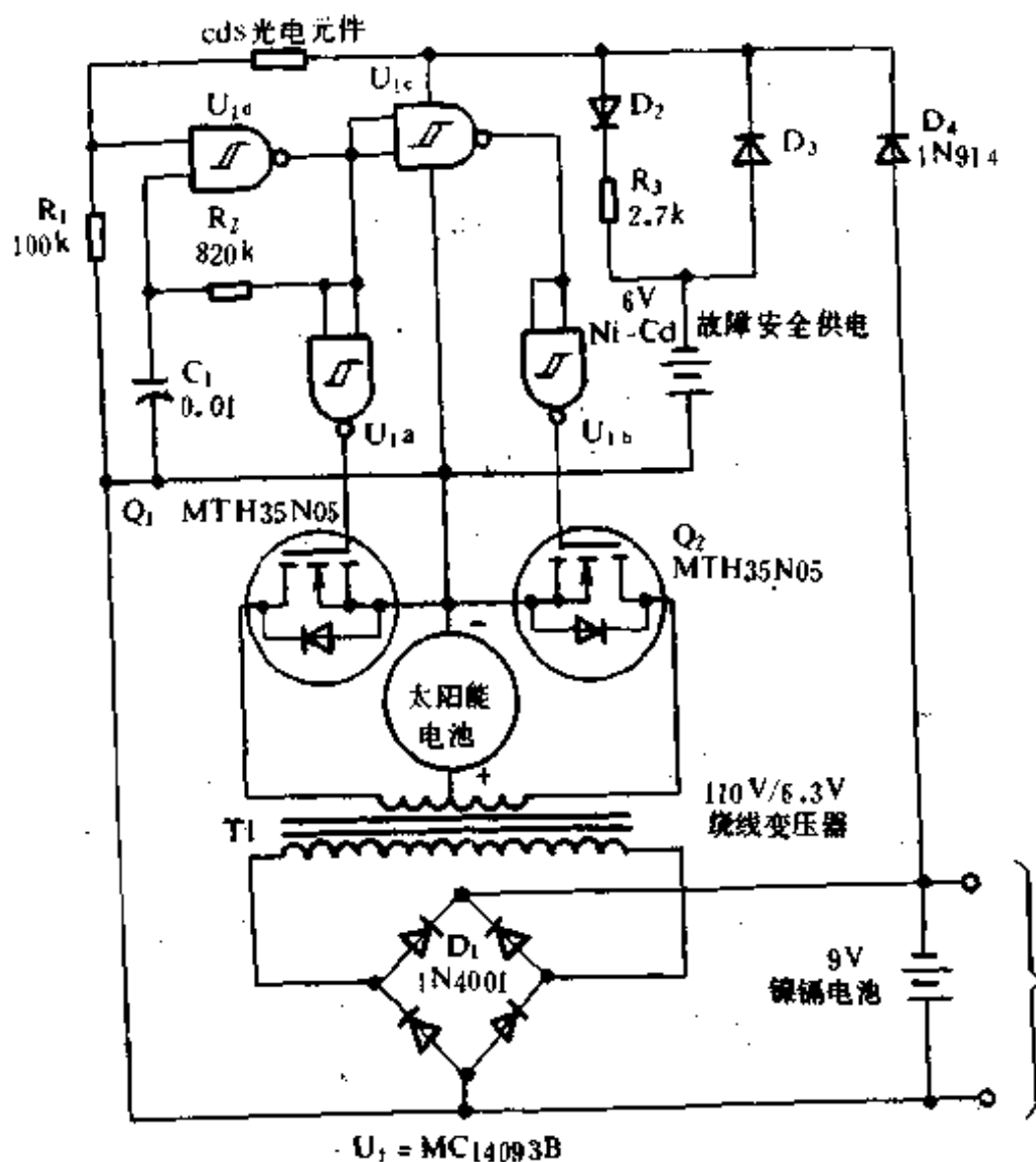


图13-26 利用单个太阳能电池的充电电路

U_1 为四个施密特触发器，组成不稳多谐振荡器，用来触发推挽 TMOS 管 Q_1 和 Q_2 。 U_1 的电源是由 9V 的电池经 D_4 提供的； Q_1 和 Q_2 的电源由太阳能电池提供。多谐振荡器的频率由 R_2/C_1 来决定，为了充分利用由细线绕成的 6.3V 的变压器，振荡频率被定为 180Hz。变压器的副边接一个全波整流器 D_1 ，与被充电的电池相连。电路中小小的镍镉电池为故障自动保护激励电源，当 9V 的电池被完全放电后可以将其恢复。

CdS 光电元件的作用是在光线较暗的情况下关闭振荡器，从而在运输、存贮期间可以自动保护电池。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf, 1992)

13.27 风能电池充电器

图13-27所示为一风能电池充电器电路。电路中的直流电机用作发电机，输出电压与其转速成正比。LTC1042监视输出电压并提供以下控制功能。

(1) 如果发电机输出电压小于13.8V，控制电路工作，镍镉电池经电流源 LM334 充电，铅酸电池不被充电。

(2) 如果发电机输出电压在13.8V 和15.1V 之间，12V 的铅酸电池被以1安/小时的等级充电(这是由功率场效应管决定的)。

(3) 如果发电机输出电压超过15.1V(这种状态发生在风速过高或12V 的电池被充满的情况下)，这时一个固定的负载被投入以免电机转速过高遭到损坏。

在风能比较丰富的地方，它可被用作风力发电的电源，比方说在帆船或在远程的无线电中继站。不象太阳能电池板，它可在恶劣天气或晚间工作。

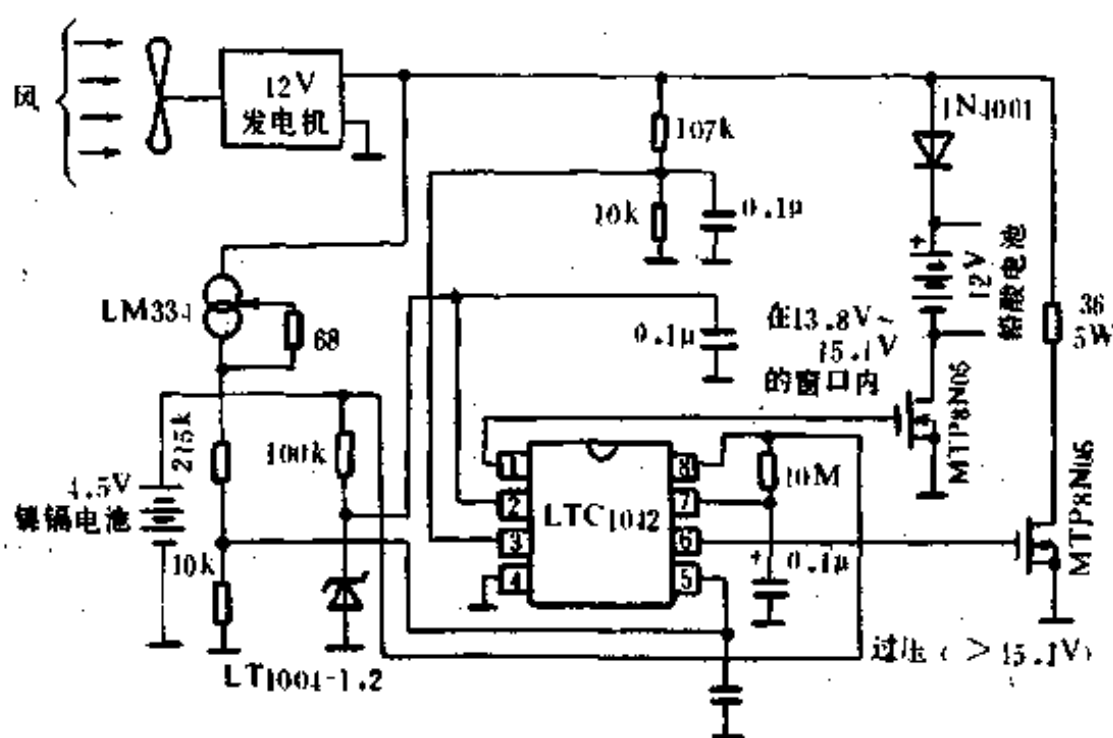


图13-27 利用风能的电池充电电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

13.28 自动停充电池充电器

电路如图13-28,它将一个电池加在输出端,然后调节500Ω的

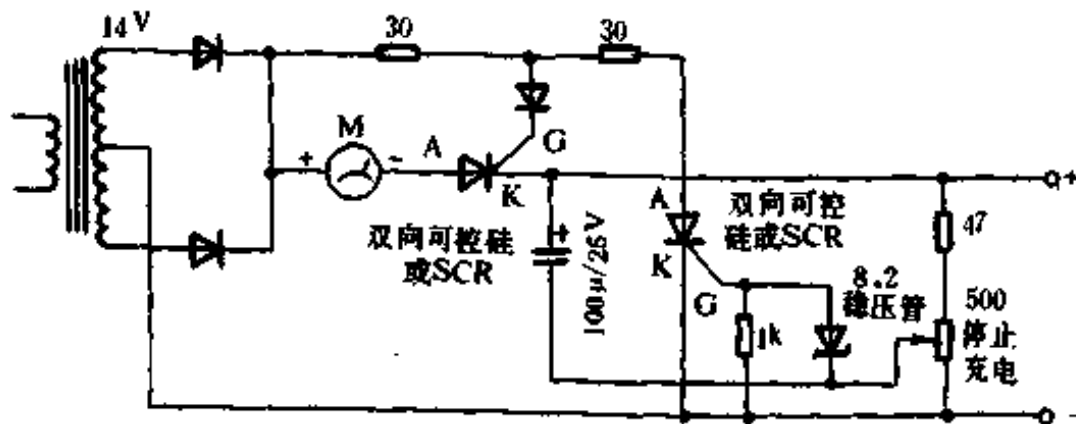


图13-28 自动停充电池充电器电路

电位器来确定停充点。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia, Rudolf F. Graf., 1992)

13.29 能恢复过度放电电池活力的充电器

过度放电的铅酸电池,特别是胶质电解电池,经过长时间存放后,其内阻很大。当充电器给电池充电时,由于流过电池的电流很小,电池的电压会升至充电器的峰值电压。充电器检测到电池端压后,马上转入涓流充电模式,这就导致了充电速率很低。

图13-29所示电路,通过检测电池端电压,充入电池中的电流能维持在一个较高的初始充电率。充电电流的限制为1.2A。图中调节器 IC_1 为LM317,具有内部过热和过流保护。光耦连接了电流传感电路和可控硅(SCR)的门驱电路,解决了电平漂移问题。

工作时,刚开始SCR是断开的, IC_1 的调整端(ADJ)无电流经过SCR流向地,此时 IC_1 起电流源的作用。当输出电流超过50mA, Q_1 饱和使得光耦导通。由于SCR门极的电阻分压作用,只有电池充电至

满充大约14.4V时,SCR才触发导通。

SCR导通后, D_1 发亮,指示已满充。同时,由于 R_1 有一电流流向地, IC_1 此时相当于一个电压源,维持在13.6V左右,电流则处于涓流状态,依据电池不同,维持在10~15mA之间。

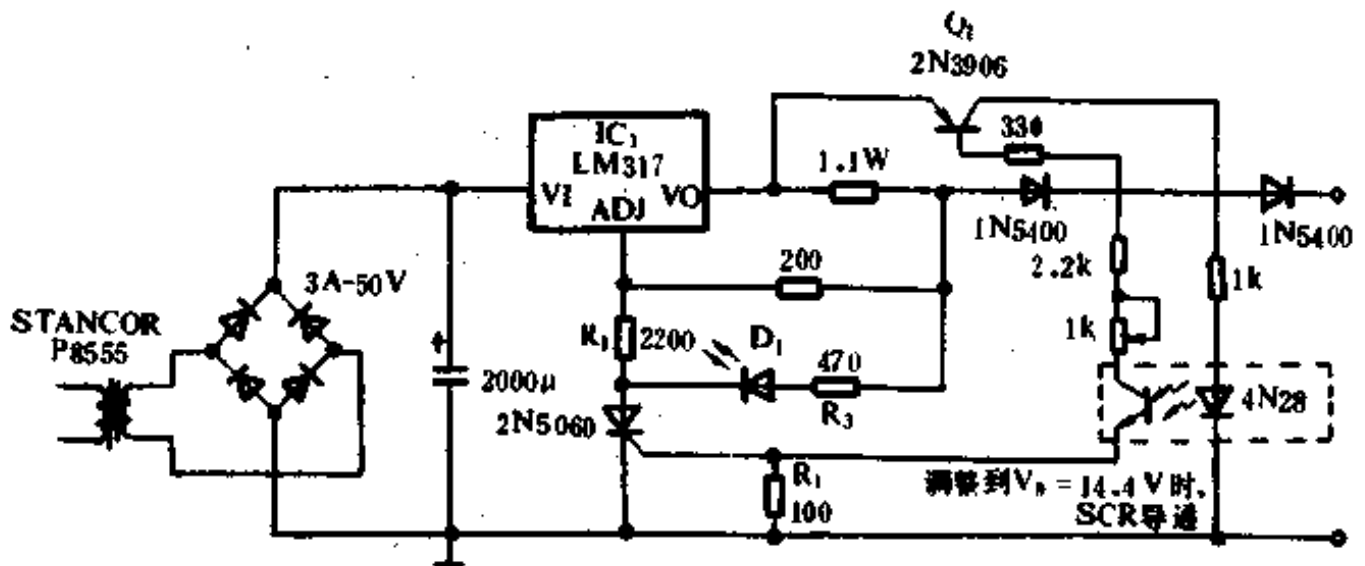


图13-29 能恢复过放电电池活力的充电器

(来源:EDN,David B. Manner,1993年6月24日)

十四、加热与温度控制电路

14.1 用温控晶闸管的温度显示电路

温控晶闸管与其它常用的温控元件相比,有更好的温控性能,结构简单,价格低廉,使用方便,因而使用范围越来越广。图 14-1 所示电路中采用的是全波整流串联稳压电源为显示电路供电。图中 $T_1 \sim T_n$ 使用的全部为 TT202 型温控晶闸管,各个元件所接的 R_{GA} 是不同的, R_{GA} 大的,设定温度低。所以当热水器温度提高时,从左到右,发光二极管按分别设定的温度顺次点亮,以显示温度的提高过程;反之温度降低时,发光二极管从右向左顺次熄灭。若增加温控晶闸管和发光二极管的并联数,可以增加温度的显示数。温控晶闸管 G~A 之间并联的 $0.001\mu\text{F}$ 的电容器是用来限制 dv/dt 用的,以保护元件。

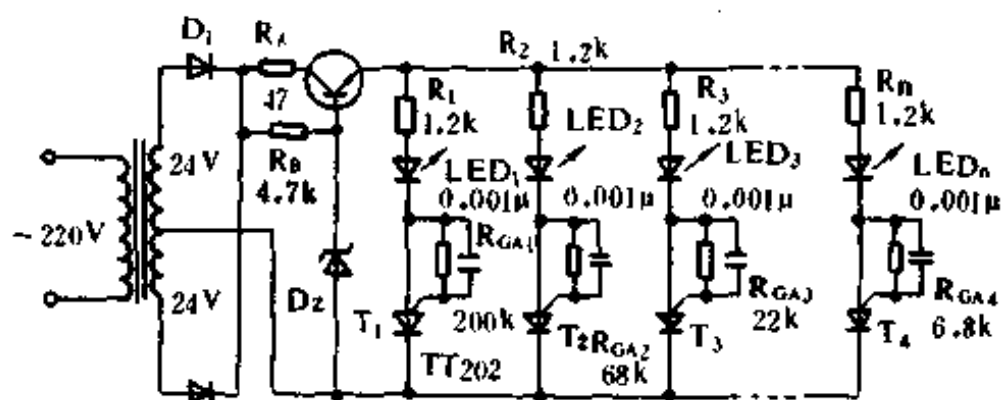


图 14-1 用温控晶闸管的温度显示电路

(来源:家用电器科技,李峻,1992年第四期)

14.2 使用温控晶闸管的温度控制电路

用温控晶闸管来检出加热器温度的电路如图 14-2 所示。电路中的负载为加热器的热元件,当加热器温度低时,温控晶闸管处于断态,门极电流通过 C_1 、电阻 R_1 、 R_2 进入 T_1 晶闸管的门极,在电流的

零相位附近使晶闸管导通进入通态,负载有电流通过,加热器温度上升。当温控晶闸管达到设定温度时,就进入通态,切断了 T_1 的门极电流,晶闸管在交流电压过零时关断。这是一种零电压开关方式,属于无噪音控制,是家用电器中特别常用的电路。

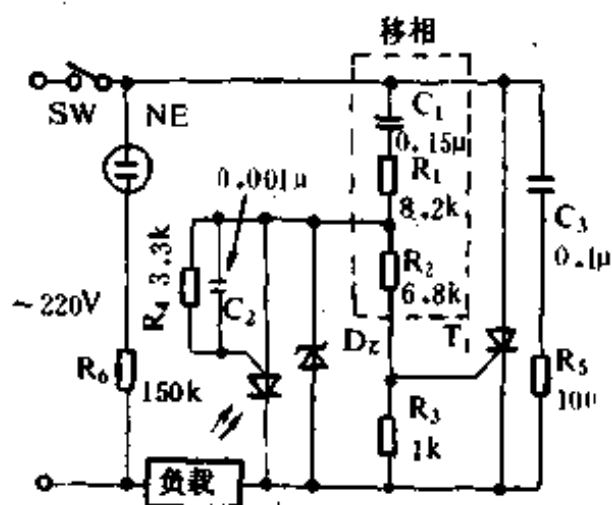


图 14-2 使用温控晶闸管的温度控制电路

(来源:家用电器科技,李峻,1992 年第四期)

14.3 温控晶闸管在报警电路中的应用

应用电路如图 14-3 所示。图中用了一个直流继电器,其线圈与温控晶闸管 Q_1 串联,常开触点与负载串联,报警器的负载可以是信号灯或音响器。图中的 Q_2 为程控单结晶体管,符号与温控晶闸管相同,但功能不同,在电路中是做张弛振荡器用。

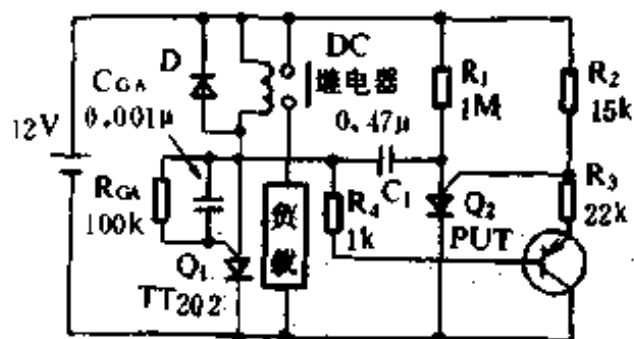


图 14-3 温度报警应用电路

当温度低于温控晶闸管的设定温度时, Q_1 不导通,继电器线圈无电流通过,常开触点处于断态,负载也无电流通过。当温度达到 Q_1 的设定温度时, Q_1 导通,线圈通电,常开触点闭合,负载有电流通过,发出灯光或音响报警信号。

同时电容器 C_1 的充电回路形成,使 Q_2 导通, C_1 经 Q_2 对 Q_1 放电,使 Q_1 瞬间承受一个反向电压而关断, Q_2 也随之关断。然后 Q_1 再次导通。 C_1 又开始充电、放电,重复上述过程,报警器就连续发出间歇的灯光或音响报警信号。如电路中继电器的常开触点改为常闭触

点,这个电路也可以做温度控制电路用。

(来源:家用电器科技,李峻,1992年第四期)

14.4 双向晶闸管驱动温度控制电路

双向晶闸管驱动温度控制电路如图 14-4 所示。当被测处的温度比由 R_{GA} 设定的温控晶闸管 T_4 的开关温度低时,触发回路的晶闸管 T_3 在电流电压过零时被触发,双向晶闸管 T_1 处于导通状态,电容器 C_1 按图上所示的极性充电。因此,当电流电压由正变为负的瞬间, C_1 的充电电荷通过晶闸管 T_2 放电,而使双向晶闸管 T_1 仍保持在导通状态。如上所述,当温度低时双向晶闸管处于过零触发导通状态,供给负载电能。

当被检测部位的温度比由 R_{GA} 设定的温度 T_{sw} 高时,温控晶闸管 T_4 导通,晶闸管 T_3 无触发信号处于关断状态,因而 C_1 也不能充电,负半周时即使晶闸管 T_2 有触发信号也不能导通。因此双向晶闸管 T_1 不论在电源正半周还是负半周均处于不变的关断状态,不供给负载电能。通过以上的工作过程,可保持被控部件的温度为某一恒定值。

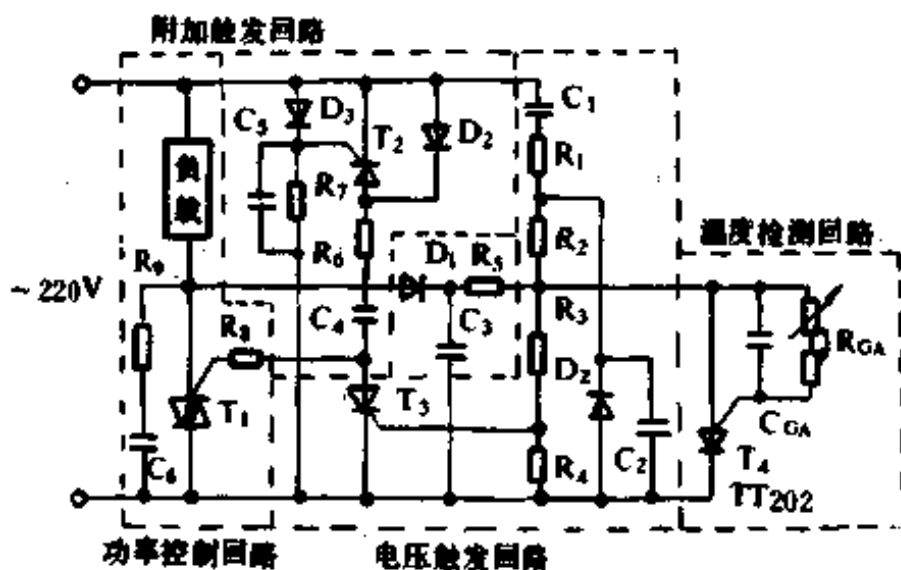


图 14-4 双向晶闸管驱动温度控制电路

(来源:家用电器科技,李峻,1992年第四期)

14.5 温控镍镉电池充电器

为了避免滥用快速充电,应测量电池的温度从而相应地确定充

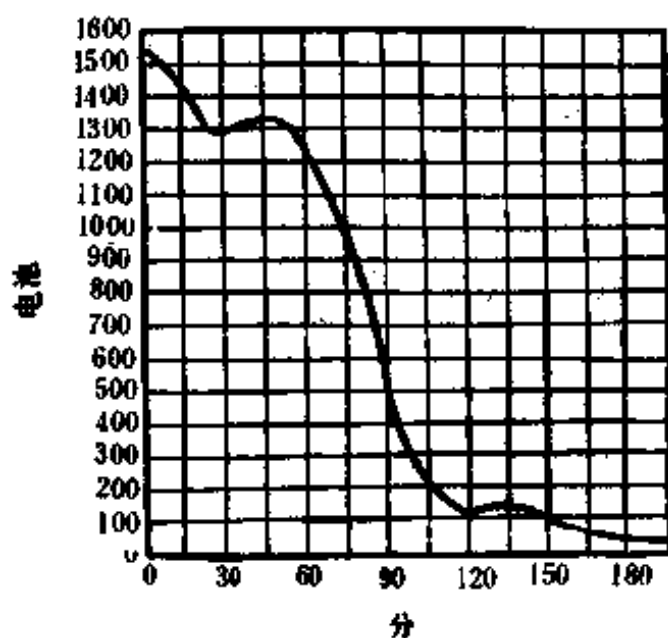
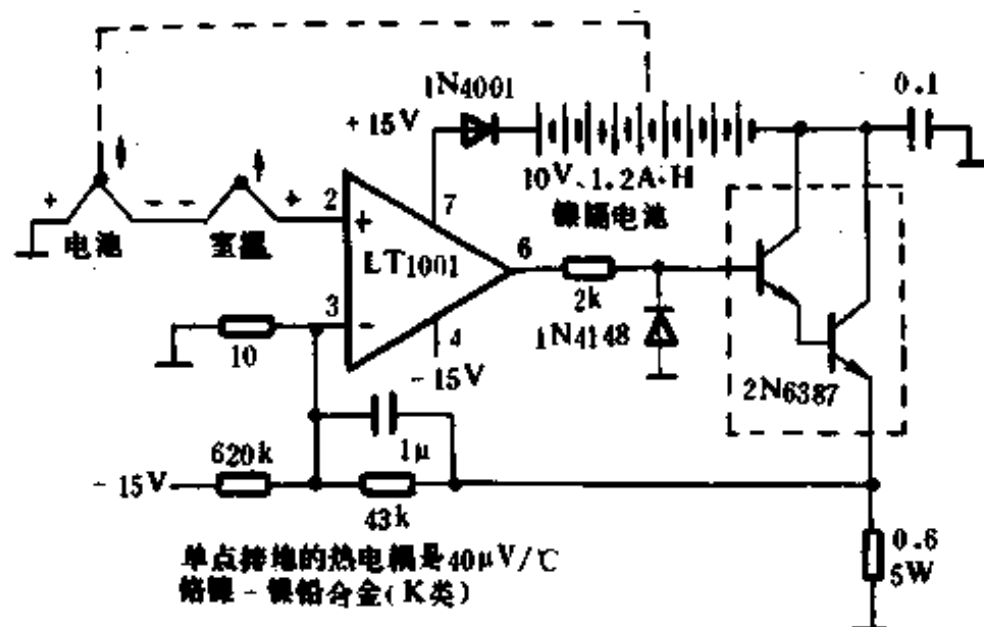


图 14-5 温控镍镉电池充电电路

电电流。图 14-5 所示就是这样一种充电器。它采用一个热电偶实现该功能。另一个热电偶用来消除周围温度的影响。两个热电偶的温差决定了放大器的正向输入电压。当电池温度升高时,这个很小的负

压(两个热电偶之间 1°C 温差相当于 $40\mu\text{V}$)逐渐变大。工作时增益为 4300 的放大器逐渐减少充电电流以维持其输入的平衡。电池被大电流充电直到温度升高,充电电流才被减小。电路中电池表面温度被限制在比环境温度高 5°C 左右。

(来源: Linear Technology Corp., Linear Applications Handbook, 1987)

14.6 温控晶闸管构成的零压触发交流半波温控电路

电路如图 14-6 所示。CR 为主控元件, C_1 、 R_1 、 R_2 构成移相电路, SCR 为温控晶闸管,既作为温度检测元件,又作为 CR 的触发相位控制元件。

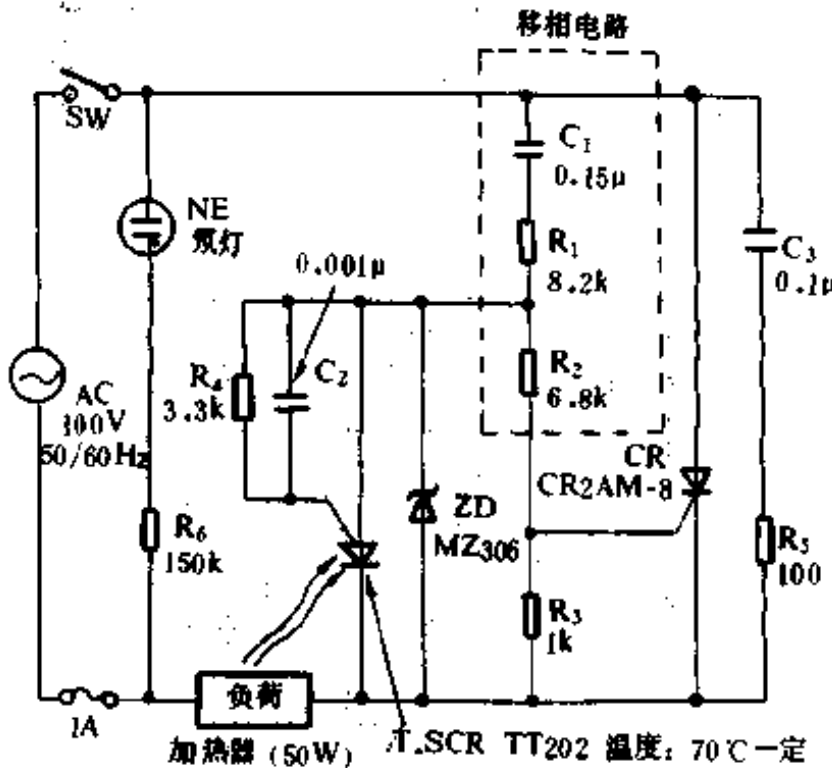


图 14-6 温控晶闸管构成的零压触发交流半波温控电路

(改订電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由字义珍 共著 1992,10)

14.7 零压触发的交流半波温控电路

电路如图 14-7 所示。它由直流电源电路、温度检测电路、零压触

发电路组成。NTC 为热敏管，温度给定值由 R_2 调节。温度给定后，当负载的温度超过给定值时，NTC 阻值增大， Q_1 、 Q_2 都导通， R_6 旁路，CR 关断，负载温度就会下降；当负载温度降低时，NTC 阻值减小， Q_1 、 Q_2 都截止，CR 导通，负载温度就会回升，这样，负载就可保持恒温。

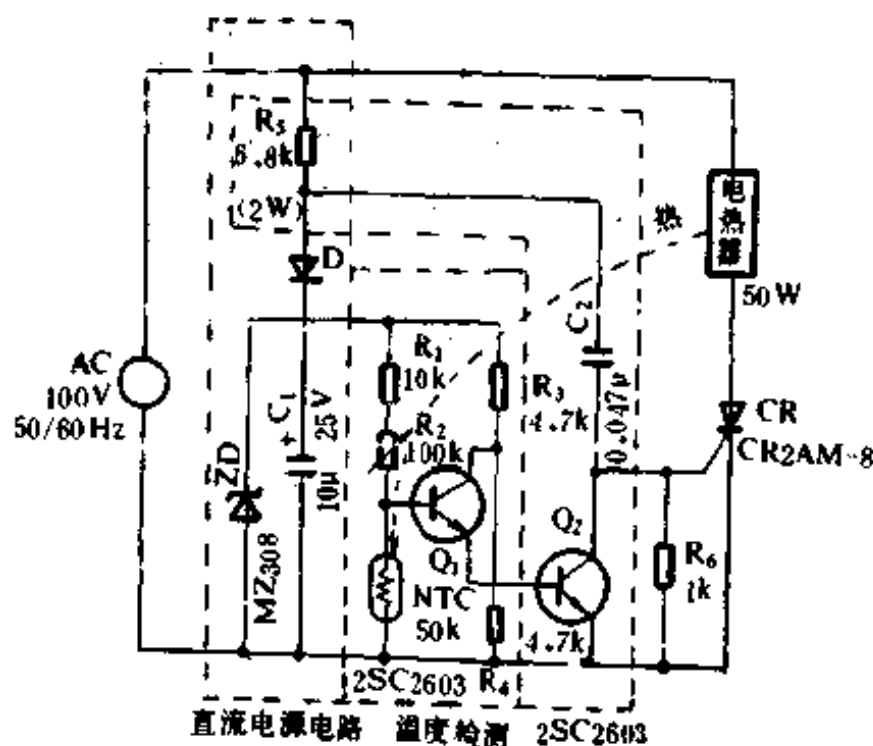


图 14-7 零压触发的交流半波温控电路

(改订電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

14.8 家用电热器的温度控制电路

电路如图 14-8 所示。其主电路开关由双向可控硅 BCR 完成，SBS(硅双向开关)作为触发元件与 R_3 、 C_1 构成的移相电路一起控制 BCR 的触发角。PTC 为热敏电阻，具有正的温度特性。BM 为金属片。由 VR 来设定温度值，当加热器的温度超过设定值时，PTC 的阻值增大，BCR 的导通角减小，温度便会下降；反之，温度降低后，PTC 阻值减小，BCR 的导通角增大，温度就会回升。电路中的电感 L_1 可以减小电源插入时的冲击电流； R_2 、 R_3 和 C_3 可以减轻滞后现象，增

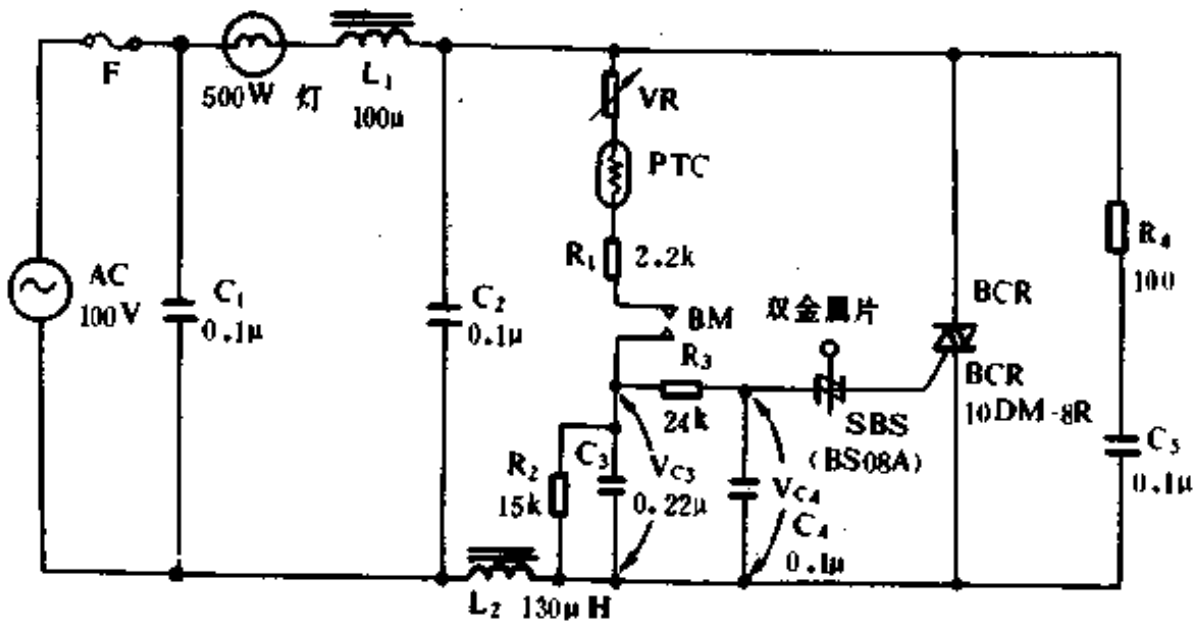


图 14-8 双向可控硅构成的电子加热器的温控电路
加稳定性。

(改订電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992,10)

十五、电源变换电路

15.1 晶闸管稳压装置

如图 15-1 所示,是由晶闸管实现的永磁式交流发电机的过压抑制电路。此电路主要用于摩托车。为了防止蓄电池的过充电及照明灯电压过压,必须抑制发电机有可能产生过压。当蓄电池电压大于 14V 时,即 $V_E > V_{ZD} + V_{BE}(Q_2)$, 则电流由 $E \rightarrow SW \rightarrow R_3 \rightarrow ZD \rightarrow V_{BE}(Q_2)$ 流过, Q_2 导通, Q_1 截止, SCR 通过 R_1 流有门极电流, SCR 开通,从而使交流发电机的正半波不能向蓄电池充电,而是通过 D_2 旁路。那么,负载电流或转速变动时,发电机输出电压能保持平坦的特性。 C_1 用于为防止电火时浪涌电压引起的误动作。

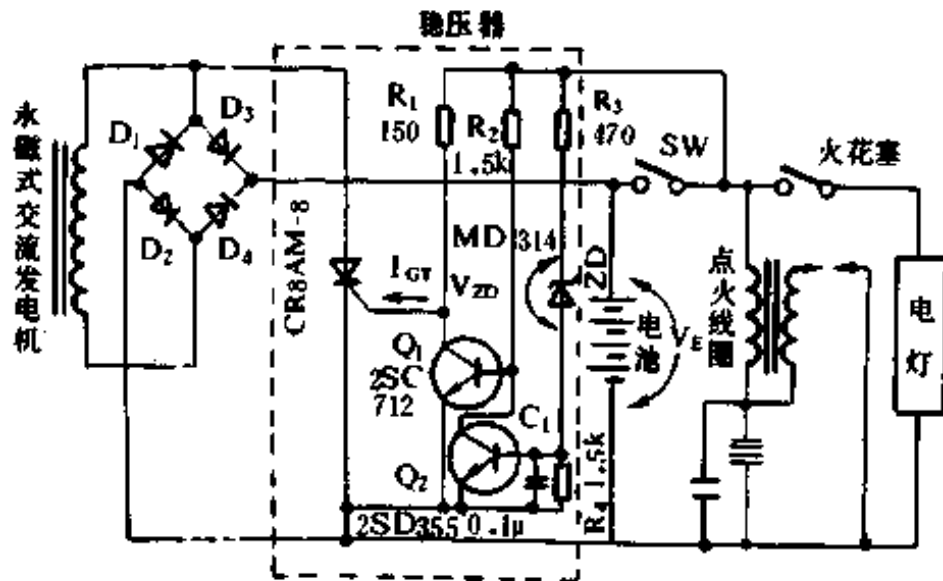


图 15-1 晶闸管稳压电路

(改订電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由字义珍 共著 1992,10)

15.2 使用 PUT 的 90V 稳压电源

电路为一开环的电源,如图 15-2 所示。输出功率 500W,输出电

压 $90V_{rms}$, 输入电压范围为 $110\sim 130V_{rms}$ 。当加上输入电压后, 电容 C_1 充电至 Q_3 导通, 从而使 Q_5 导通, 电流流经负载。当输入电压增加时, R_{10} 上的电压也提高, 使得 Q_3 导通点的电位也随之提高。这样由于 C_1 要充到更高的电压才能使 Q_3 导通, Q_3 的导通时间就有些滞后, 在这段时间, 由于 Q_5 还未导通, 输出电压保持恒定。当输入电压降低, 则发生与上述相反的情况。

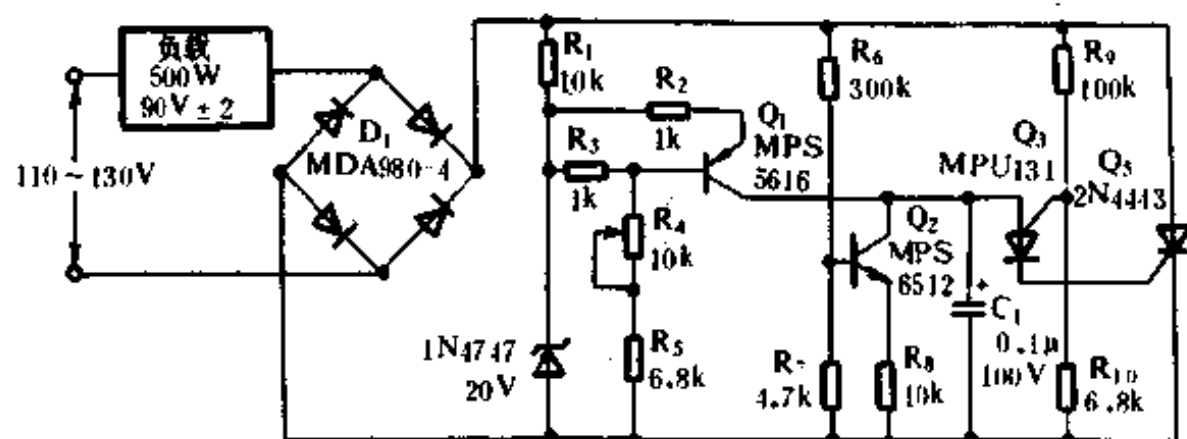


图 15-2 使用 PUT 的 90V 稳压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.3 5V 电压调节器

5V 电压调节器电路如图 15-3 所示。图中 $V_o = V_z + 0.6V$; 稳压二极管是 1N3824 或采用相同类型的; R 电阻用来偏置稳压二极管的。倘若稳压管的温漂为正, 且等于运放正输入端的温漂 ($\approx 2mV/^\circ C$), 则输出温漂为 0。一个 7V 的稳压二极管温漂近为 0。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.4 5V、1A 开关稳压电源

一个 5V、1A 开关稳压电源电路如图 15-4 所示。

(来源: The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

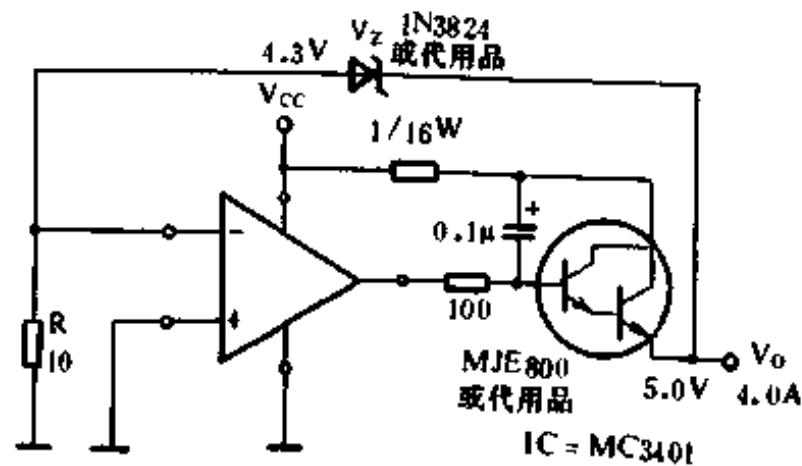


图 15-3 5V 电压调节器电路

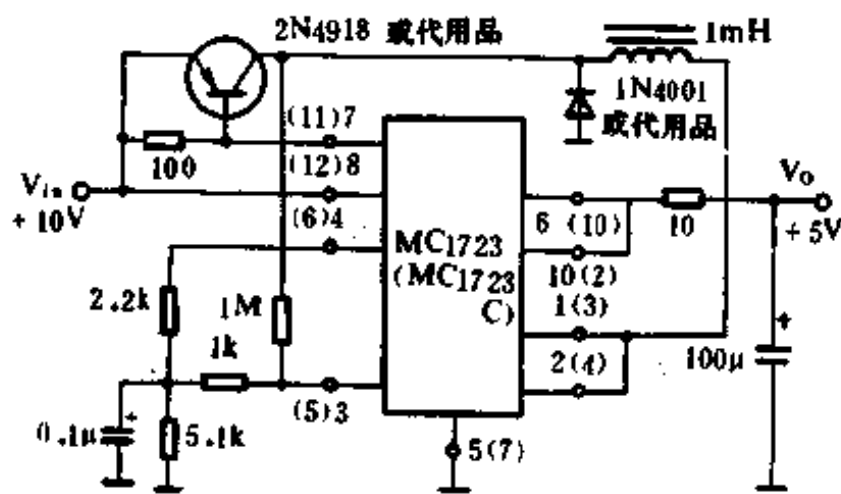


图 15-4 5V、1A 开关稳压电源电路

15.5 5V、1A 遥控稳压器

一个 5V、1A 遥控稳压器电路如图 15-5 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.6 单端稳压器

图 15-6 所示是一个传统的单端稳压电路,SG1524 的两个输出

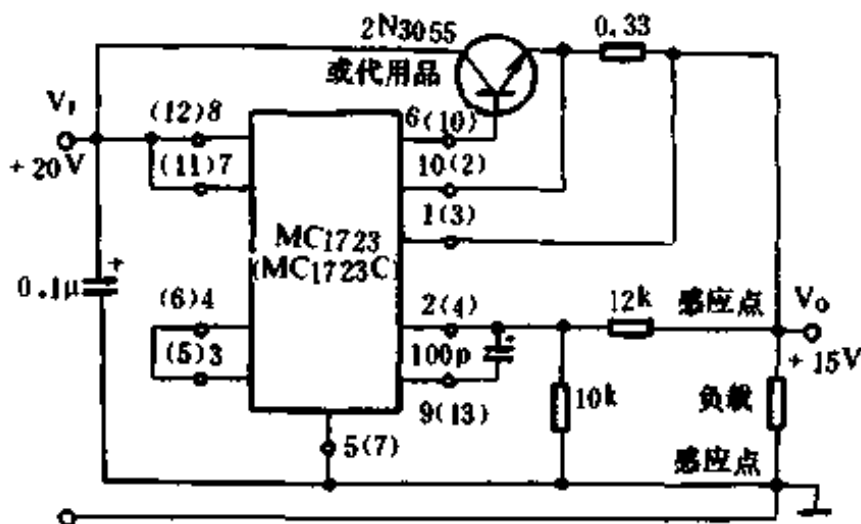


图 15-5 15V、1A 遥控稳压器电路

并联起来为了得到 0—90% 可调占空比。由于输出用了电感，所以应有 RC 相位补偿网络来保持闭环的稳定性。

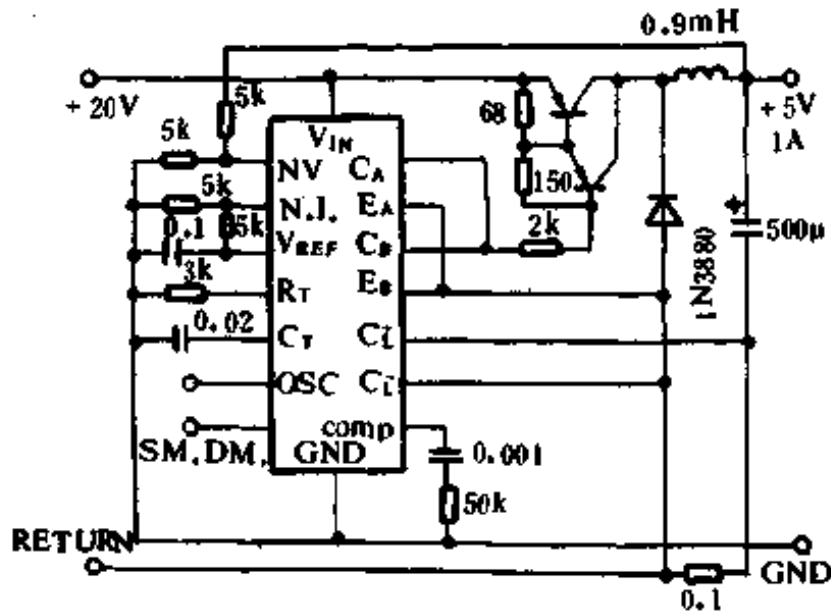


图 15-6 单端稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.7 低成本低压降线性稳压器

图 15-7 所示为一低成本低压降线性稳压器电路。它可提供

因此, R_2 采用可调电阻要好一些, 这样可使电路对故障有保护作用。

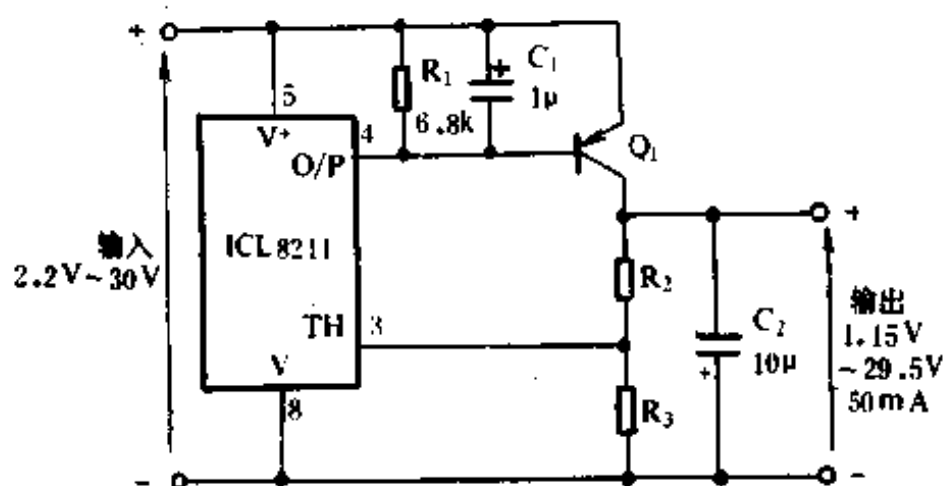


图 15-8 用 PNP 晶体管放大的稳压电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.9 移动设备用 8A 稳压源

图 15-9 所示为移动设备用 8A 稳压源电路。电路中变压器初级

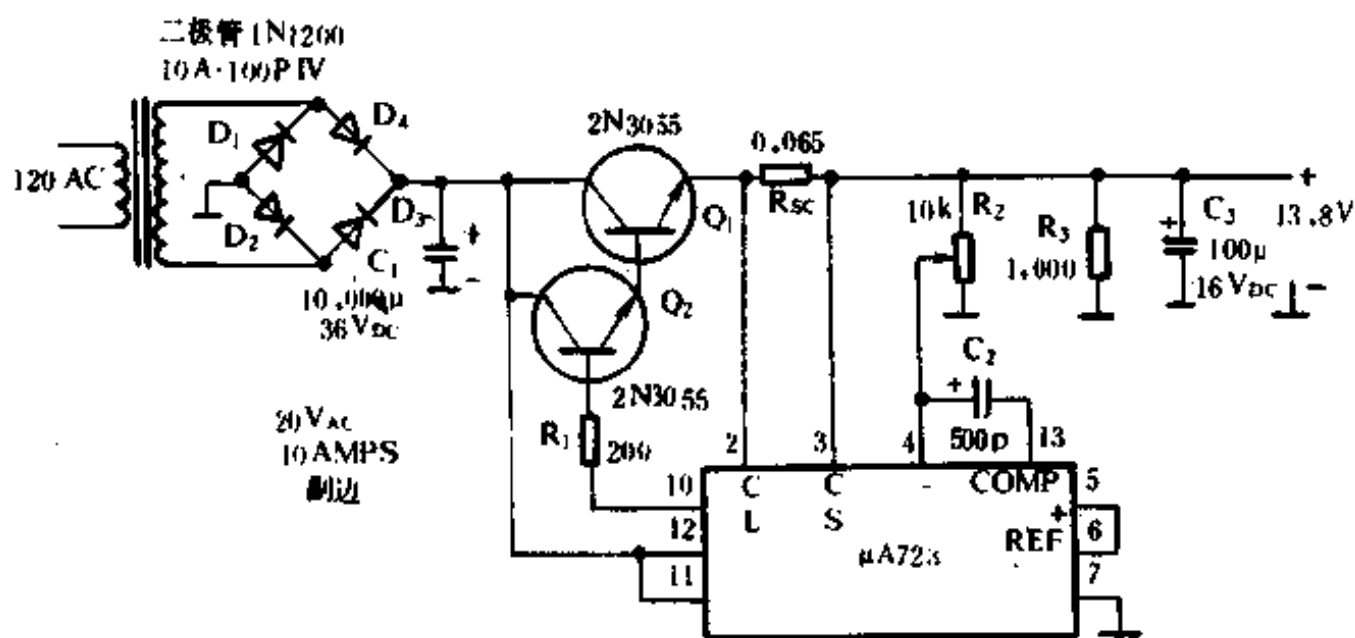


图 15-9 移动设备用 8A 稳压源电路

输入 120V 交流, 次级输出 20V、10A、100PIV 二极管组成全波整流

桥, $10000\mu\text{F}$ 、 36V 电容滤波, 提供 28V 直流电压, 送至 $2\text{N}3055$ 的集电极。三极管的基极通过 200Ω 限流电阻 R_1 接至 $\mu\text{A}723$ 的 10 脚。参考端(6 脚)直接连到差动放大器的正输入端, 提供 7.15V 的比较电压。

差动放大器的反相输入端(4 脚)接 $10\text{k}\Omega$ 的电位器, 该电位器两端电压即为输出电压, 调节电位器即可得到所需的 13.8V 电压。13 脚和 4 脚间 500pF 的电容为差动放大器提供补偿。如果电源输出超过 8A 或者发生短路, $\mu\text{A}723$ 通过到晶体管的偏置而关断它, 同时输出电压变为 0V 直至消除短路状态。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.10 汽车用稳压源

电路如图 15-10。这个电路在稳压源出现故障时可以保护仪表和无线收发机。如果输出电流超过 2A , $2\text{N}3055$ 应该加散热片。正常情况下该电路几乎不工作, 但当汽车供电系统失常它将保护那些贵重的仪器。

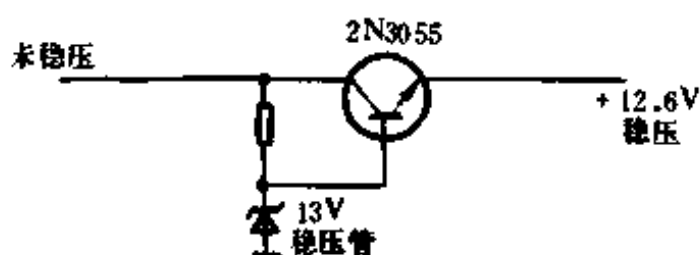


图 15-10 汽车用稳压源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.11 15V 、 1A 稳定电源

电路如图 15-11。输入经整流滤波得到 20V 的直流电, 将其接在 $\mu\text{A}723$ 的 11、12 脚, 同时也接在三极管 $2\text{N}3055$ 的集电极, 输出电压

经 R_1 、 R_2 采样得到一个相对于地为 7V 的电压，送至 $\mu A723$ 的 4 脚，参考端 6 脚直接接到误差放大器的非反相输入端 5 脚。为了使输出电压波形更好；可在 R_1 、 R_2 之间接一个电位器。13 脚和 4 脚间的 100pF 电容器可对放大器的增益进行补偿。

$\mu A723$ 的 10 脚对 2N3055 提供基极驱动电流。因为希望输出的电流为 1A，通过 0.433Ω 的电阻 R_{sc} 可将最大电流限制在 1.5A。

100 μF 的电解电容用来减少输出的谐波成份。1k Ω 的输出电阻保证了空载时电源的稳定性。2N3055 应装上良好的散热装置。

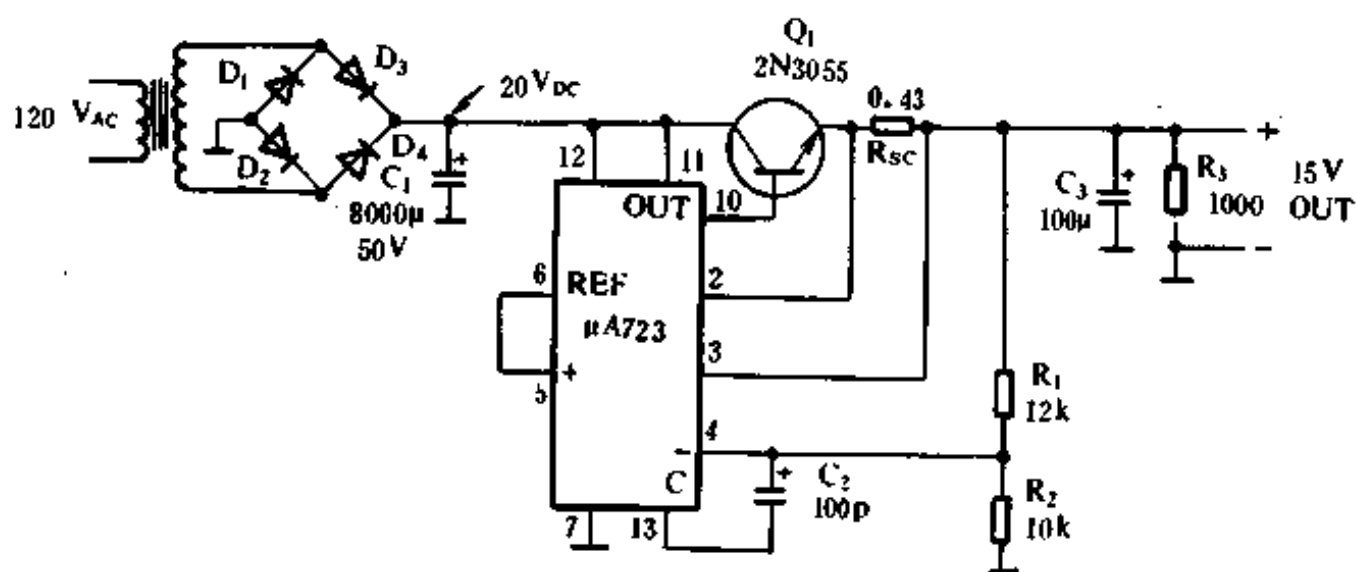


图 15-11 +15V、1A 稳定电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.12 +50V 浮动输出稳压器

电路如图 15-12。其典型特性为：稳压输出 +50V；输入为 20V 时，线路稳定度为 15mV；负载电流 50mA 时，负载电压稳定度为 20mV。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

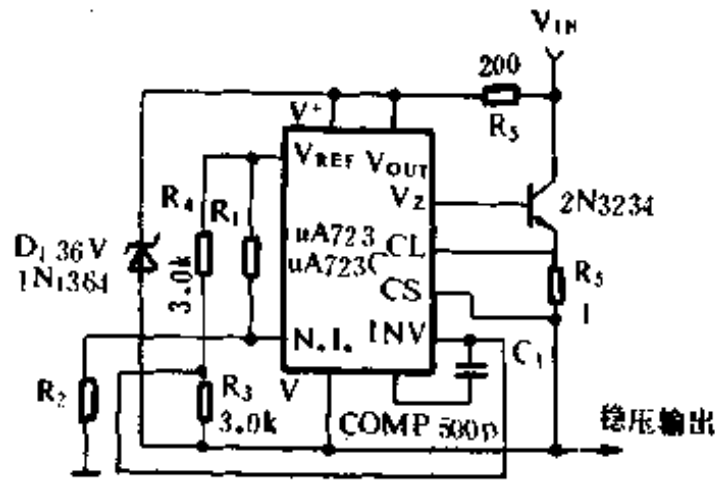


图 15-12 +50V 浮动输出稳压器电路

15.13 +5V 输出开关稳压器

电路如图 15-13。其典型特性为：稳压输出 +5V；输入 30V 时，线路稳定度为 10mV；负载电流 2A 时，负载电压稳定度为 80mV。

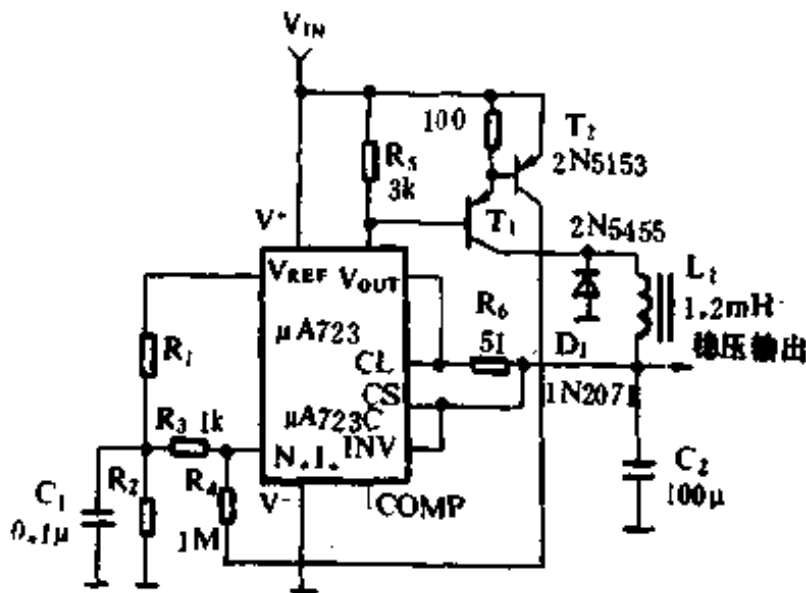


图 15-13 +5V 输出开关稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.14 输出为-15V 的稳压器

电路如图 15-14 所示。

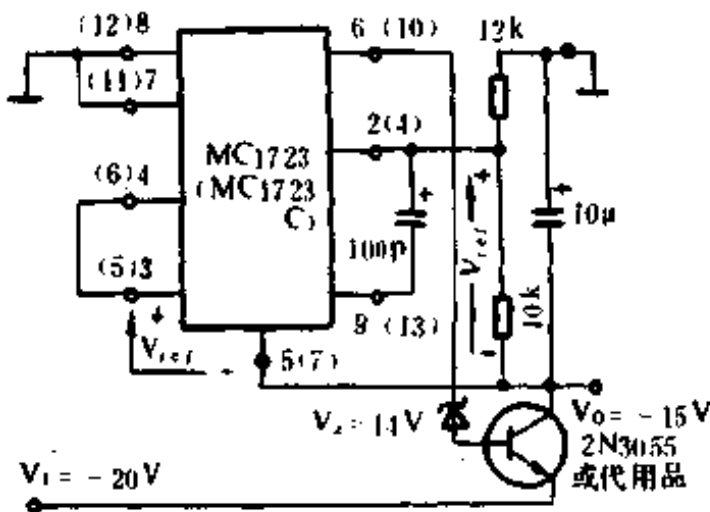


图 15-14 输出为-15V 的稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.15 -15V、1A 稳定电源

电路如图 15-15。输入经整流滤波得到的-20V 电压,送到达林顿管 TIP105 的集电极。TIP105 的基极通过 R_5 与-20V 的电压相接。TIP105 的基极驱动信号来自 $\mu A723$ 的 9 脚。该脚为 6.2V 齐纳二极管的正极。该二极管与 $\mu A723$ 输出控制晶体管的射极相连。图中给出了实现正反馈的途经。通过在短路状态时增加 R_1 、 R_2 上的电流可引入正反馈技术。2N2907 起检测作用,其基-射极正向偏置,可起到减小 TIP105 基极电流的作用。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.16 -15V 输出开关稳压器

电路如图 15-16。其电路的典型特性为:稳压输出-15V;输入

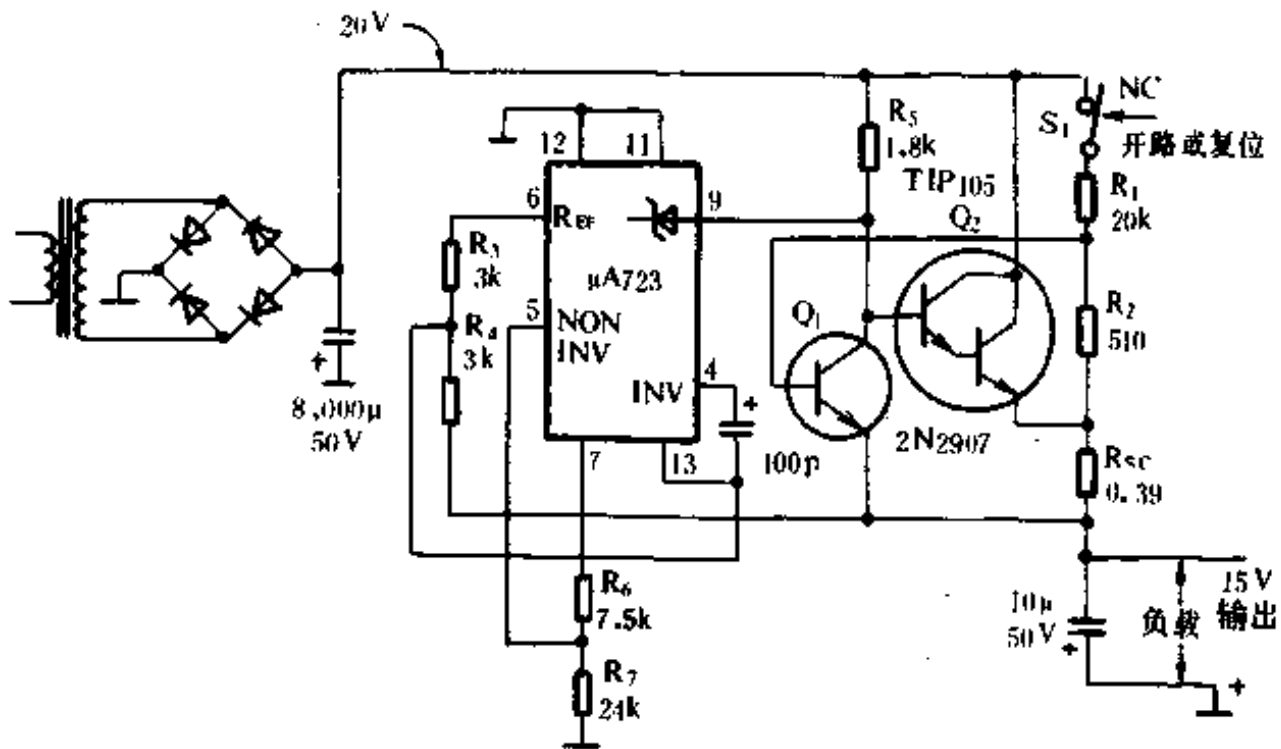


图 15-15 -15V、1A 稳定电源电路

20V 时, 线路稳定度为 8mV; 负载电流 2A 时, 负载电压稳定度为 6mV。

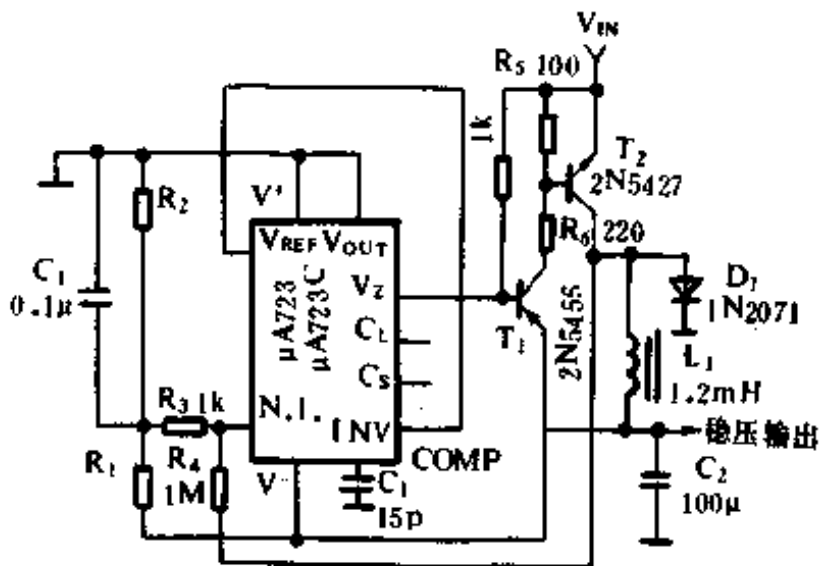


图 15-16 -15V 输出开关稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.17 -100V 浮动输出稳压器

电路如图 15-17。其电路的典型特性为：稳压输出 -100V；输入为 20V 时，线路稳定度为 30mV；负载电流 100mA 时，负载电压稳定度为 20mV。

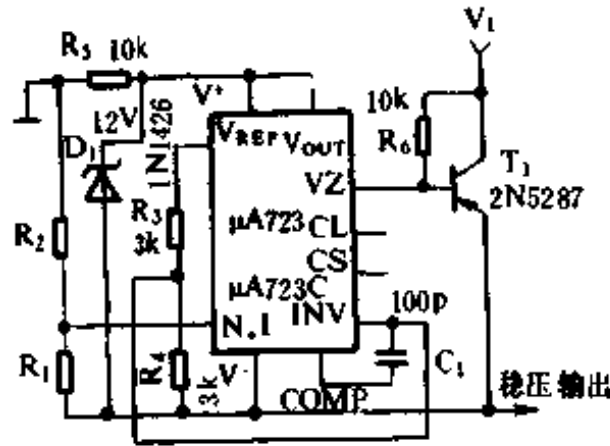


图 15-17 -100V 浮动输出稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.18 齐纳二极管稳压电源

电路如图 15-18。它将一个稳压管接在一个线性稳压电路的

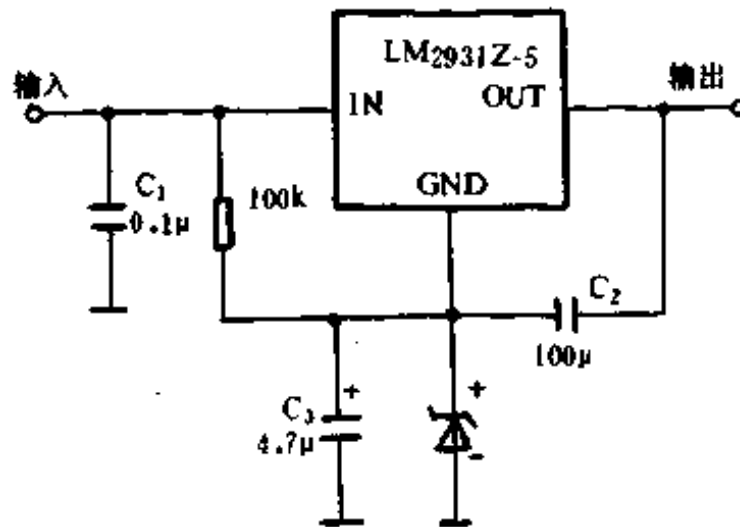


图 15-18 齐纳二极管稳压电源电路

GND 端,这样可以改变输出的电压,而不会对输出的稳定性造成大

的影响。这项技术也可以使稳压器的输出电压超出额定值,仍能正常工作。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.19 适合任何电源的 SCR 预稳压器

电路如图 15-19。对于一个可变输出的电源,SCR 预稳压器使得滤波电容上的电压 V_c 比输出电压 V_o 高出几伏。这样做的好处是:晶体管的热消耗少因此散热片可以做得小一些,工作时温升小,当输出电压较低时,效率很高。

对于 Z_1 来说, Q_1 、 R_1 、 R_2 、 D_1 和 D_2 形成一个恒流源,输出电流为几毫安(2 到 3mA)。

Q_2 和 Q_3 组成的达林顿放大器用于平时使 SCR 保持关断状态。当电压 V_c 下降直到 $V_c = V_o + \Delta V$ 时 Q_2 和 Q_3 触发 SCR 使之导通,在输入电压的半个周期之内将滤波电容上的电压充到一个更高的值 V_c 。图中所用的元件适合于 0~250V,3A 的电源。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.20 离线回扫稳压器

电路如图 15-20。它采用了一个低成本的回扫方案。由控制绕组取得的直流电压由差动放大器 UC1842 进行处理。负载电压的变化因此就依赖于次级和控制绕组的耦合程度以及变压器的漏感。如果要求负载电压稳定性好,则可用隔离反馈发生器 UC1901 直接从输出取电压信号。

图中: T_1 线型 E-4140-B;原边 97 匝单 AWG24;副边 4 匝 4 并 AWG22;控制 9 匝 9 并 AWG28。

(来源: The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.21 CMOS RAMS 的备用电源

电路如图 15-21。当 CMOS RAM 从正常的工作模式($V_{CC} = 5V$)转入备用工作模式($V_{CC} = V_{BAT}$), CS 脚必须始终与 V_{CC} 相连。片选的交流耦合通过电容 C 来完成, 隔断了 V_{CC} (V_{BAT}) 和译码器输出的直流通路。因此, 不管译码器断电时呈现什么样的阻抗特性, 电池将只为 RAM 提供电流, 使得 CS 的电压接近 V_{CC} 。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.22 高稳定性 10V 稳压电源

电路如图 15-22 所示。

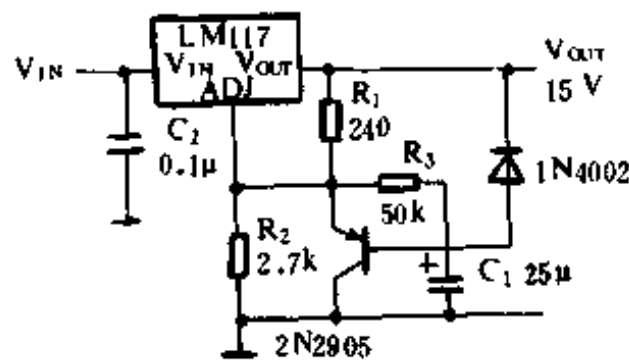


图 15-22 高稳定性 10V 稳压电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.23 慢开通 15V 稳压器(一)

电路如图 15-23 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.24 慢开通 15V 稳压器(二)

电路如图 15-24 所示。

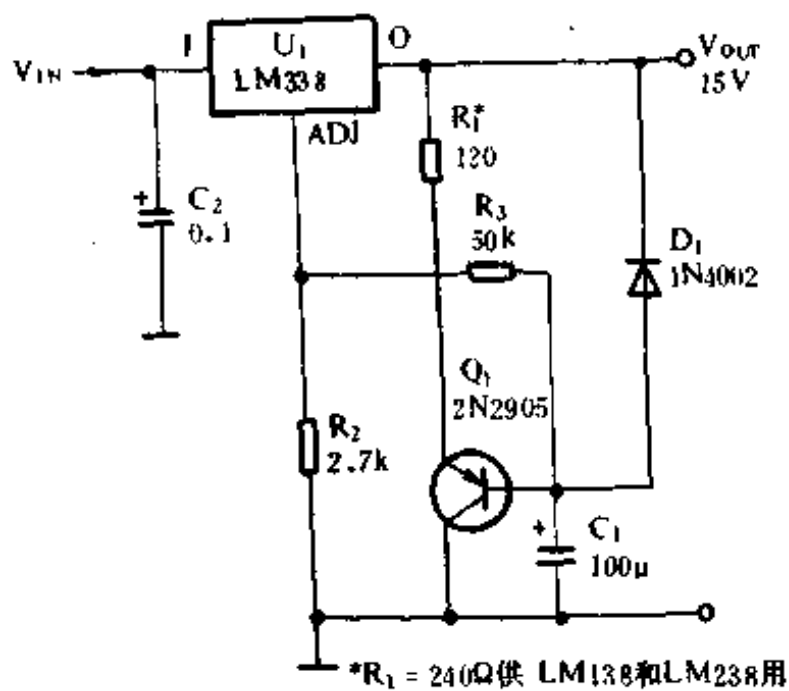


图 15-23 慢开通 15V 稳压器电路(一)

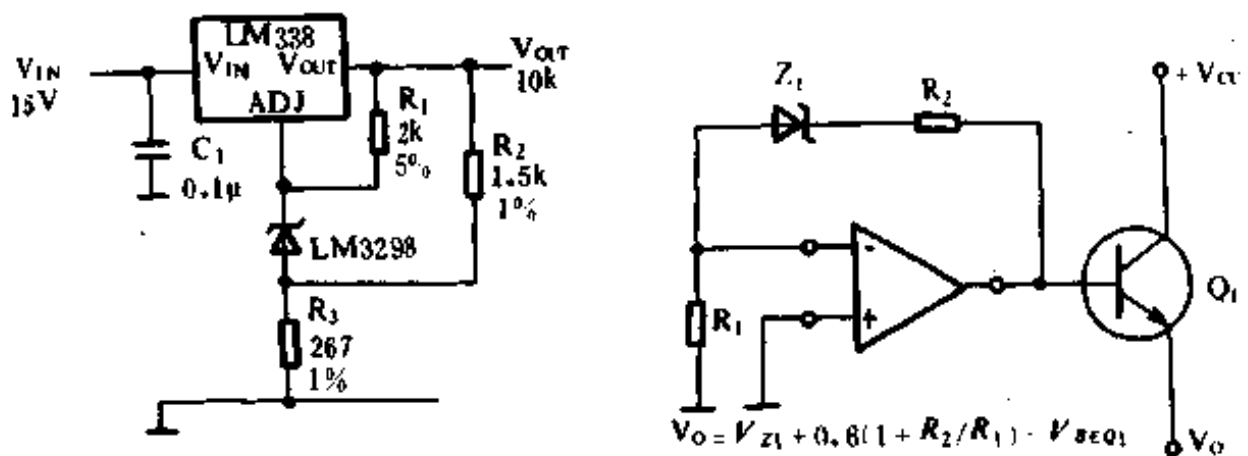


图 15-24 慢开通 15V 稳压器电路(二) 图 15-25 温度补偿稳压器电路
(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.25 温度补偿稳压器

温度补偿稳压电路如图 15-25 所示。对于一个正温度系数的稳压管,如 R_1 和 R_2 选择得当,能使输出电压温漂为 0。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.26 高温强辐射用 125A 线性稳压器

电路如图 15-26。它能工作在高温强辐射环境下,由一个交流电源供电,输出电压 28V、电流 125A。

在工作时,电源的输出被分压取样,送到由 Q_{13} 到 Q_{16} 组成的差动放大器的一个输入端。另一个输入端被接至强辐射稳压管 D_1 。由 R_{21} 和 C_1 组成的局部反馈能影响放大倍数和相移,选用合适的值就能使电路稳定工作。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.27 多用途电源

电路如图 15-27。它的输出电压 1~35V 可调。选择变压器使得滤波电容上电压为期望输出电压的 1.4 倍。电位器 R_2 通过调整输入参考点来设定所需的输出电压。 R_{sc} 为限流电阻,其值按下面公式计算:

$$R_{sc} = \frac{0.65V}{I_L}$$

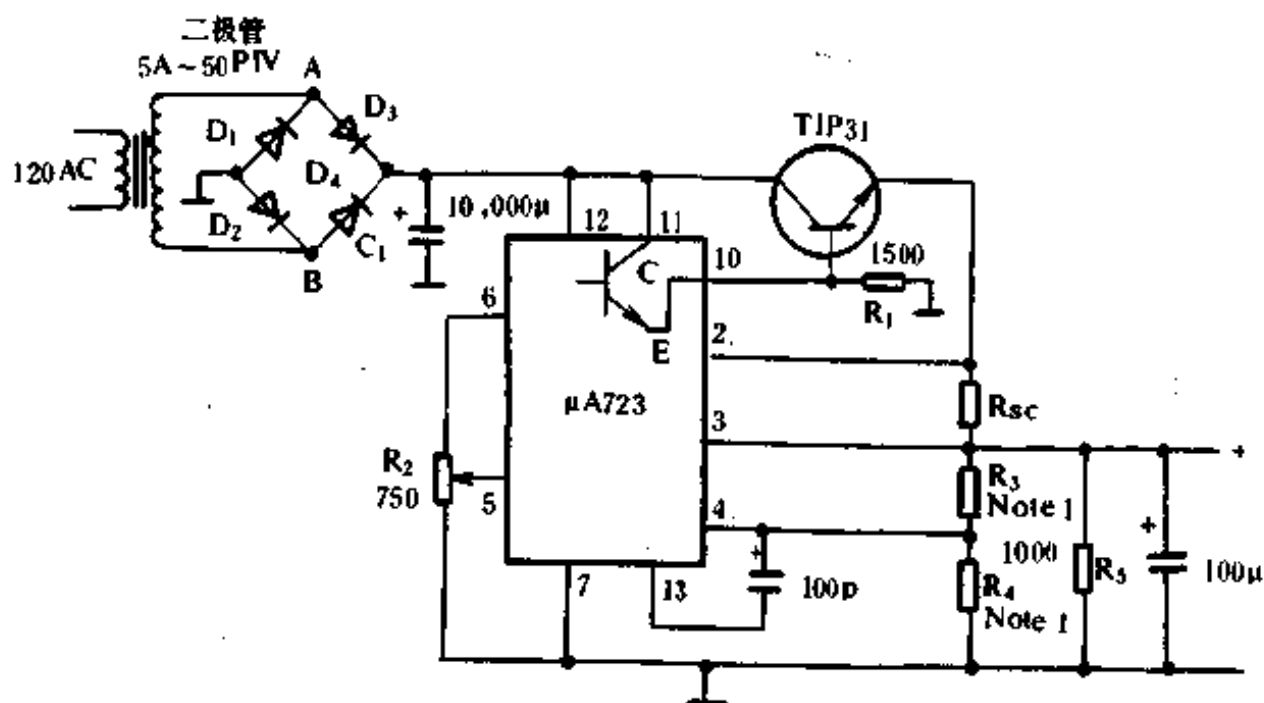


图 15-27 多用途电源电路

例如,如果最大输出电流为 1A,则 $R_{sc} = 0.65/1.0 = 0.65\Omega$ 。 R_s 为 $1k\Omega$ 的电阻,用来提高空载时电源的稳定性。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.28 带有暂时后备稳定电源的 5V 供电电路

电路如图 15-28,它可避免微处理器因为没有不间断电源而掉电的危险。用一个小型的 9V 镍镉电池,电路能在掉电时仍保持短时间的 5V 输出。用电路所示的元件,负载电流能达到 500mA。在正常工作时, D_5 被正向偏置使得 5V 的稳压值输出 5V。场效应管 Q_1 的栅极电压由 D_1 保持,漏电流由电源经 R_6 和 D_2 提供。二极管 D_3 被反偏, Q_2 关断,电池被 D_6 隔离开。 R_{ch} 和 D_4 中流过 1.2mA 的电流给电池充电。

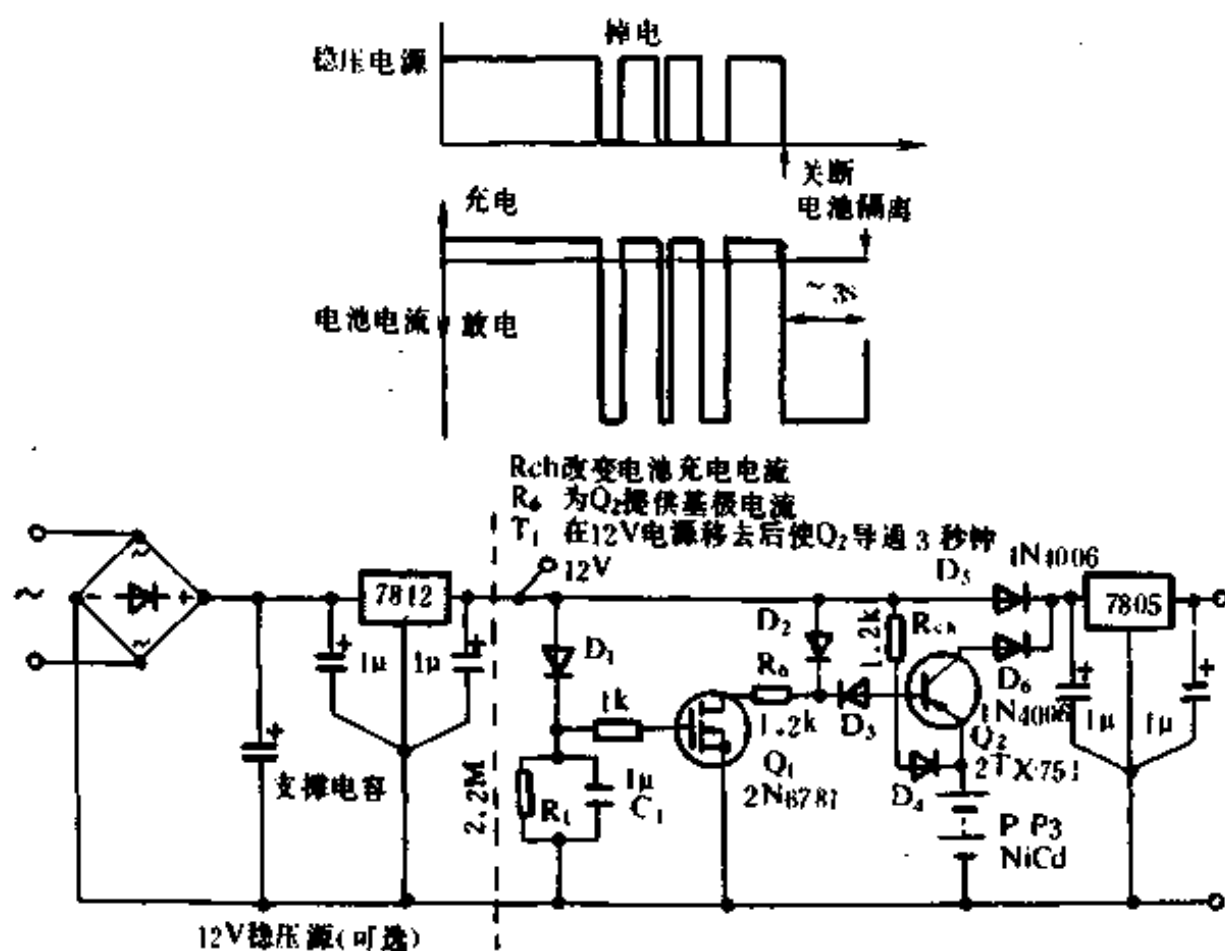


图 15-28 带有暂时后备稳定电源的 5V 供电电路

Q₁ 提供无重叠互补驱动。MOSFETs 被安排使得两个 470μF 的电容交替处于串联和并联状态。在串联阶段,12V 电池给它们充电,提供负载电流,在并联阶段,两个电容将为负载提供电流。Q₁ 和 Q₂ 由 3 脚和 11 脚提供相似的驱动信号。二极管-电阻网络提供附加的无重叠驱动特性,防止同时接通串-并联阶段开关。通常,输出是输入电压的一半,但 C₁ 和与之相连的元件形成闭环,强迫输出为 5V。当电路处于串联阶段,输出电压很快上升。在输出超过 5V 时,C₁ 断开,强迫 LTC1043 振荡器的管脚为高电平,使 LTC1043 的三角波振荡周期结束,电路被迫进入并联阶段,输出缓慢下降,直到开始下个 LTC1043 时钟周期。C₁ 的输出二极管防止影响三角波的下降沿,100pF 的电容提供快速过渡过程,通过闭环控制串联阶段的结束点来调整输出电压为 5V。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.30 高稳定性 1A 稳压器

电路如图 15-30。其电压波动率小于 0.01%,具有很高的稳定

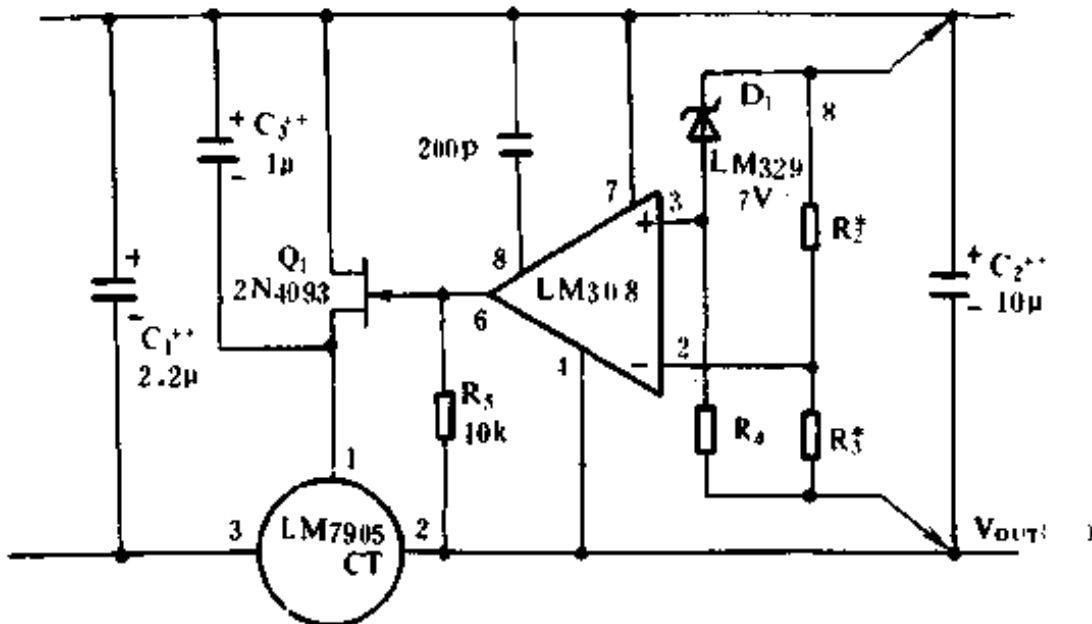


图 15-30 高稳定性 1A 稳压器电路

性。C₁ 和 C₂ 为钽电容。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.31 低纹波电源

电路如图 15-31。用于输出大电流、低纹波电压的场合。如要高质量地再现信号需采用大功率 AB 类放大器。 Q_1 、 Q_2 是功率达林顿三极管。 ZD_1 和 R_1 给 Q_1 的基极提供参考电压。 ZD_1 应按下式选取稳压值 $V_{out} - 1.2$ 。 C_2 的作用是消除谐波,它的值乘以 Q_1 和 Q_2 的增益是实际要求的电容值,如果 C_2 为 $100\mu\text{F}$,则 $C = 100 \times 15(Q_1) \times 25(Q_2) = 37500\mu\text{F}$ 。

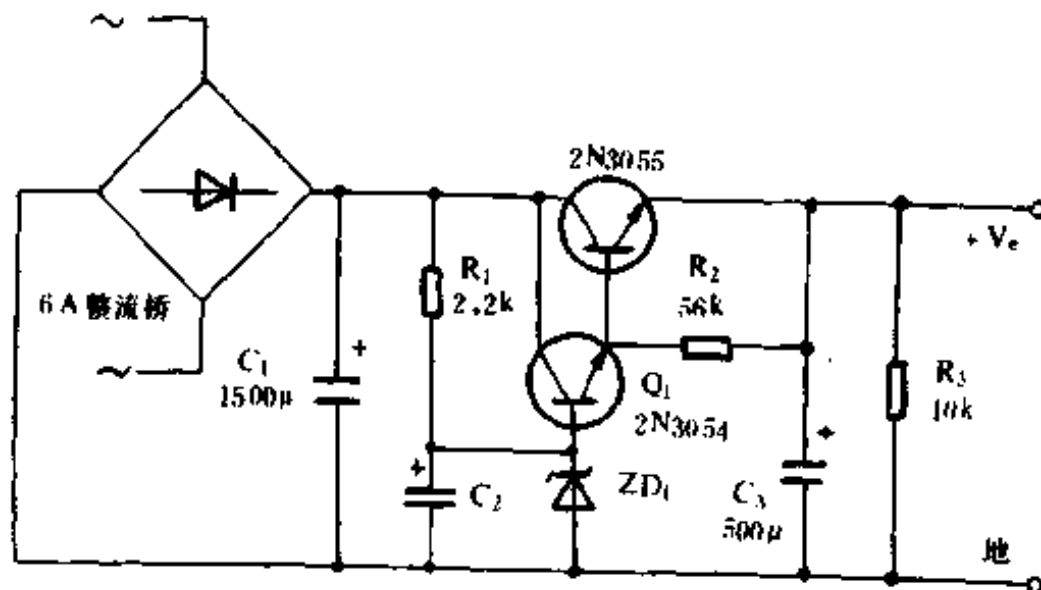


图 15-31 低纹波电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.32 高效负电压稳压器

电路如图 15-32。要得到高性能负电压稳压器的一个办法,是将一个低噪声正压稳压器的输出斩波再接至高频变压器。该技术对任何正压稳压器都适用,对于低噪声类型,其效率最高。

不管负载的情况如何,稳压电路的 V_{IN} 和 V_{out} 脚之间应至少有 1.5V 的压降。这是 LT1086 的最低压降,如果该条件没有满足,则不

可控制输出。通过 R_1 和 R_2 设定输出为 12V, LT1086 的输出端和可调端之间的电压也随输出变为 1.25V, 电容 C_1 可改善谐波干扰, 保护二极管 D_1 是为了消除负载引起的问题。

因为次级绕组是隔离的, 稳压电路的输出可以以地为参考。因此, 在负压输出的情况下, 可将稳压电路的输出端接地, D_1 的正极接为 -12V 输出。输入端相对于地浮置在 1.5V 或更高的电压。

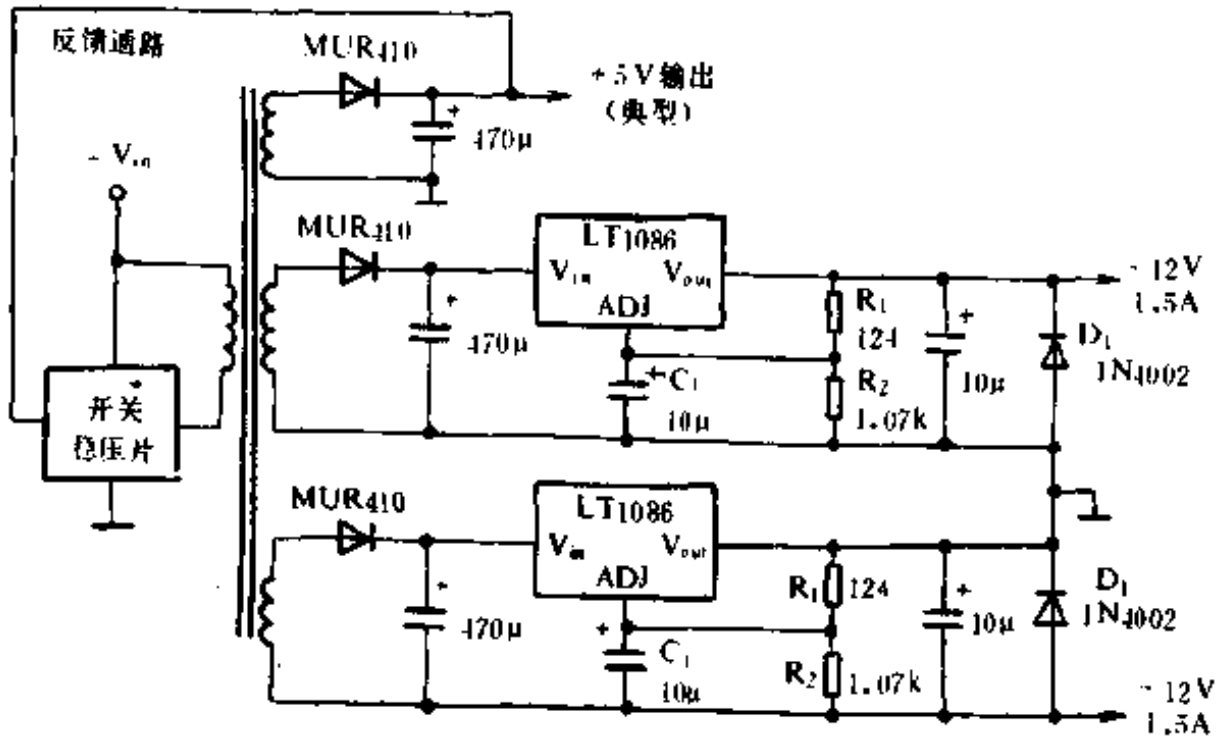


图 15-32 高效电压稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.33 5V 电源隔离稳压器

电路如图 15-33, 其直流-直流变换器在 A 点输出 -5V 的电压。为了在 A 点产生 -5V 的电压, 变压器初级的回扫电压必须比 -5V 再低一个二极管的压降。如果变压器为紧耦合方式且变比为 1:1, 变压器次级电压为 +5V 再加上一个二极管正向压降。1N5817 对次级电压进行调整产生一个隔离的 5V 输出。隔离输出是不可调的, 因为 MAX635 决定了 A 点的电压只能为 -5V。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

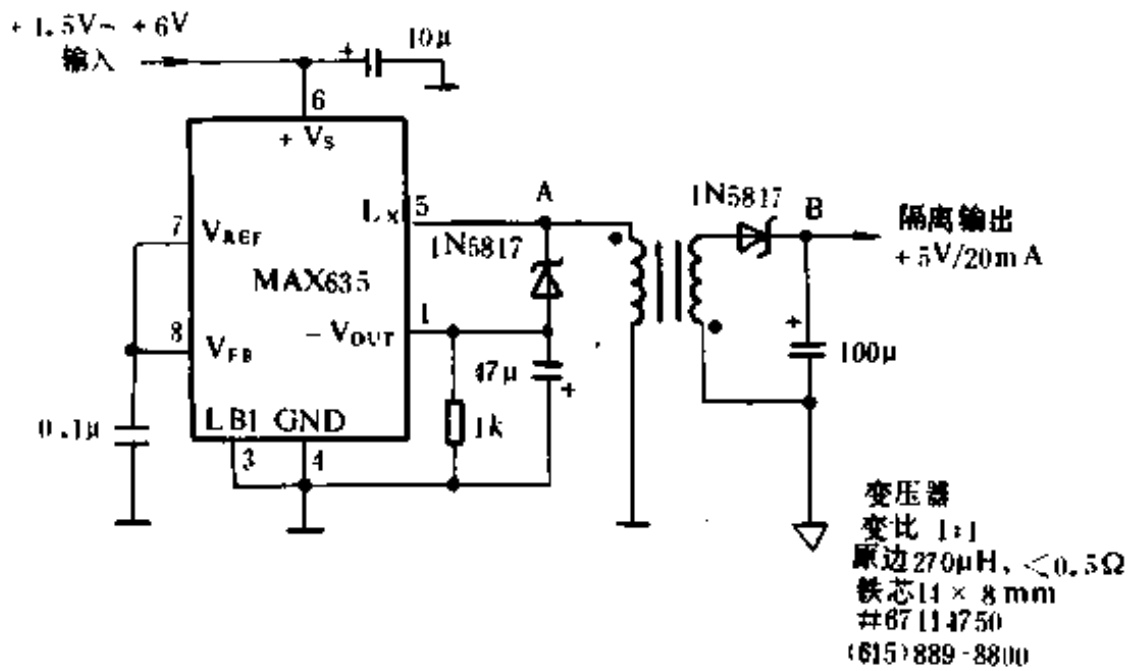


图 15-33 5V 电源隔离稳压器电路

15.34 高稳定性 10V 稳压器

电路如图 15-34 所示。

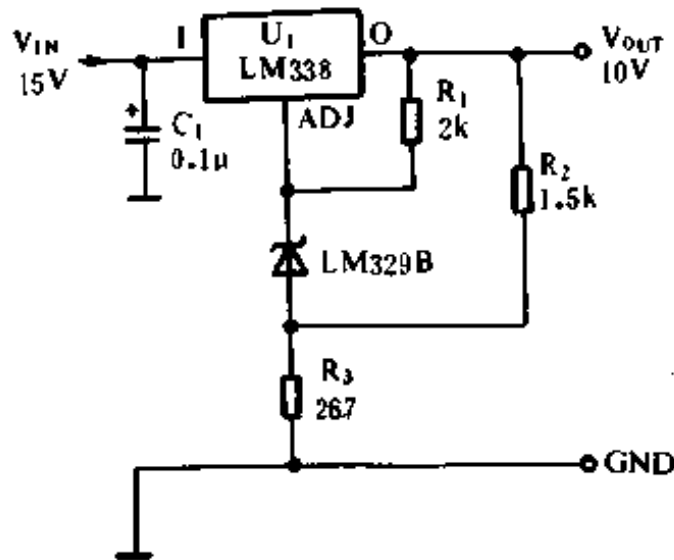


图 15-34 高稳定性 10V 稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.35 低压降 5V 稳压器

电路如图 15-35 所示。

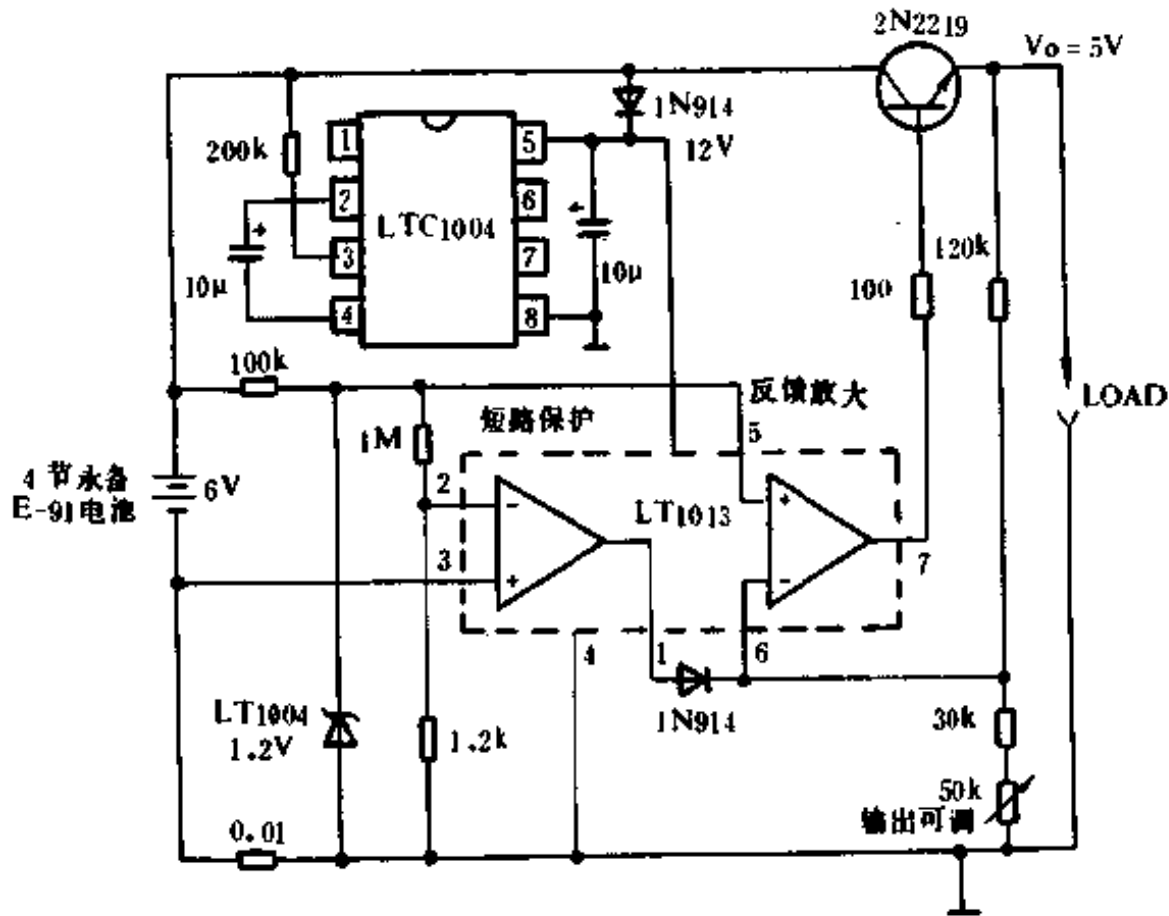


图 15-35 低压降 5V 稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.36 5A 恒压/恒流稳压电源

电路如图 15-36 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.37 稳压电流源

电路如图 15-37。它用稳压器输入端而不是输出端给负载供电。因为稳压器的输出接一假的恒定负载 R_1 ，所以不管实际负载值有多

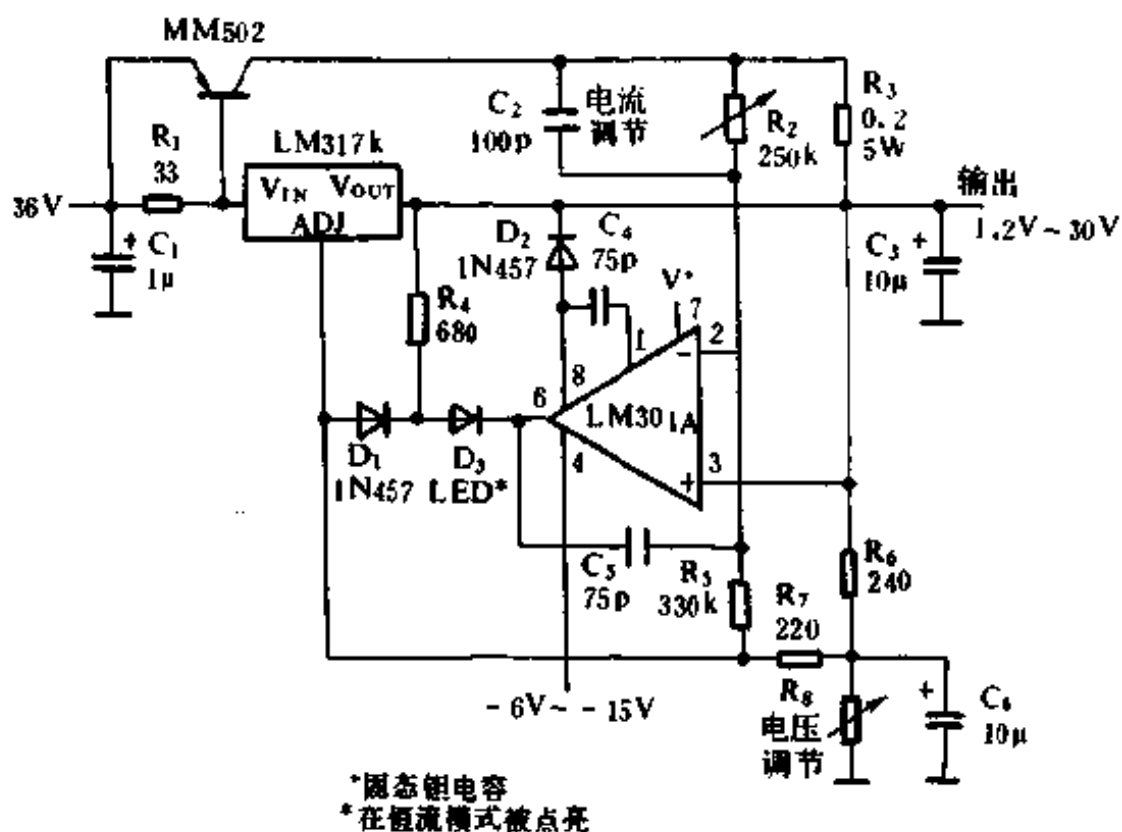


图 15-36 5A 恒压/恒流稳压电源

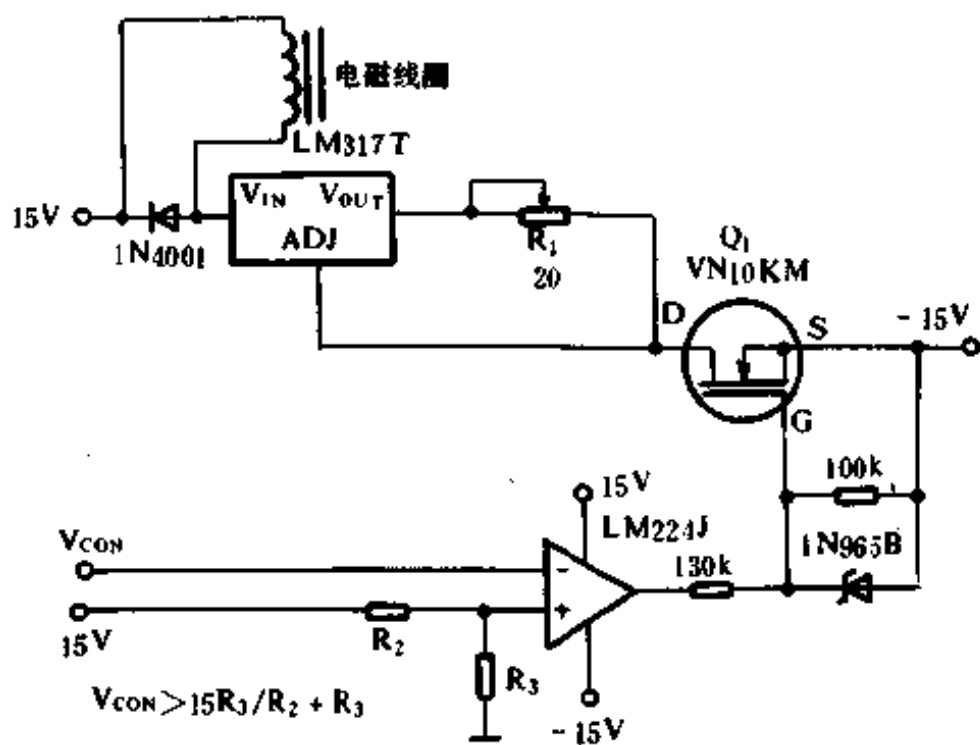


图 15-37 稳压电流源电路

大, R_1 上的电流始终为一常量。因此, 稳压器的输入端对于实际的负载来说是恒流源。其所需电源为普通的 $\pm 15V$ 或 $\pm 12V$ 电源。改变 R_1 可以改变负载电流, 电流等于 $1.25R_1(A)$ 。其中 R_1 单位为欧姆。
 (The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.38 旅行用剃须刀电源转换电路

电路如图 15-38。这个简单的电路就能使你的剃须刀内的电机在 115V 的电源下正常工作。因为输出电压为直流, 所以它只能驱动小的交流/直流电机。它不适应于振动式的剃须刀, 除非它工作在交/直流方式。

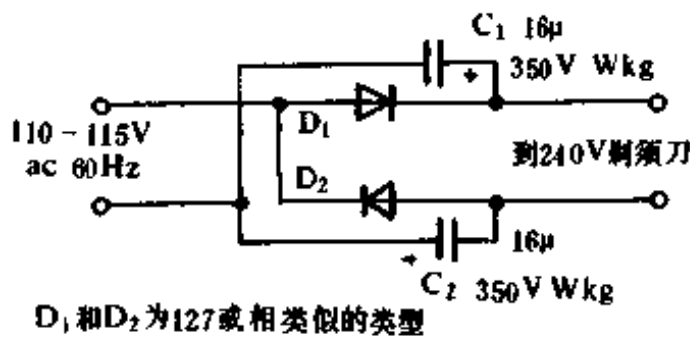


图 15-38 旅行用剃须刀电源转换电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.39 安全恒流源

电路如图 15-39。其 CMOS 运放控制 P 沟道 HEXFET 功率管通过的电流来保持 R_1 上的压降恒定。电流由下式确定: $I = \frac{V_{REF}}{R_1}$ 。这个电路的优点为: (1) 当某个元件遭到损坏时, 负载电流被 R_1 限制住; (2) 运放和 HEXFET 所需的工作电压很低。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

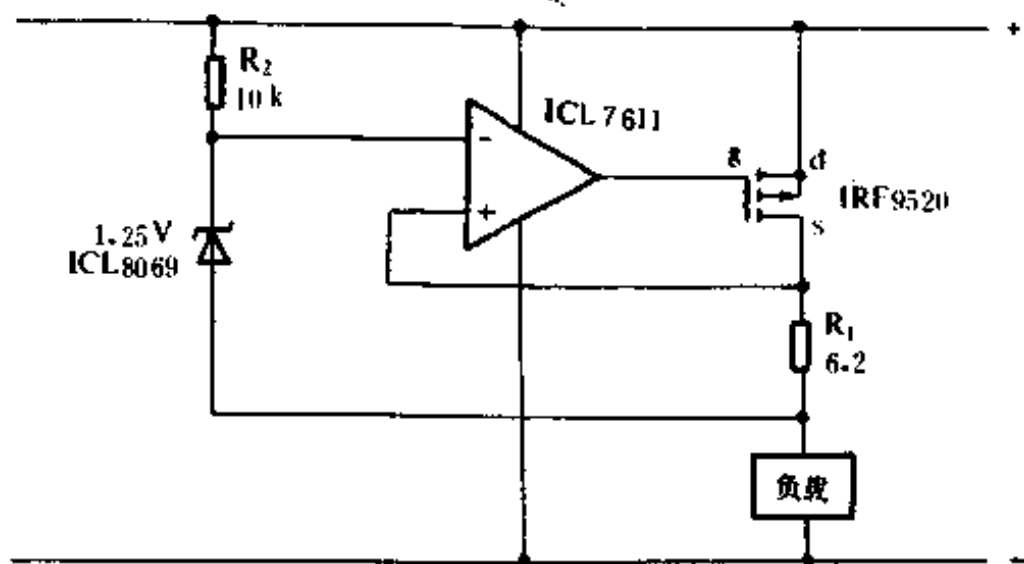


图 15-39 安全恒流源电路

15.40 压控电流源

电路如图 15-40。这是一个简单、精确的电压控制电流源。双极性的输入允许双极性的输出。具有接地结构的电压控制电流源和负载通常更加复杂并且需要一些元件来保证稳定性。该电路中，精确性和稳定性几乎完全依赖于 100Ω 的并联电阻。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.41 100V 交流稳压电源

电路如图 15-41 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

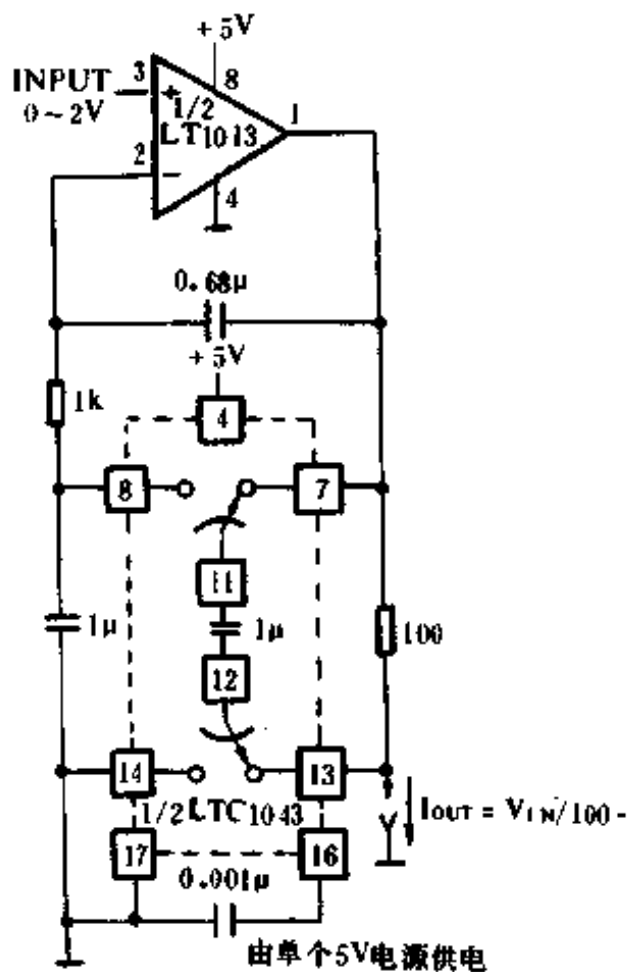


图 15-40 压控电流源电路

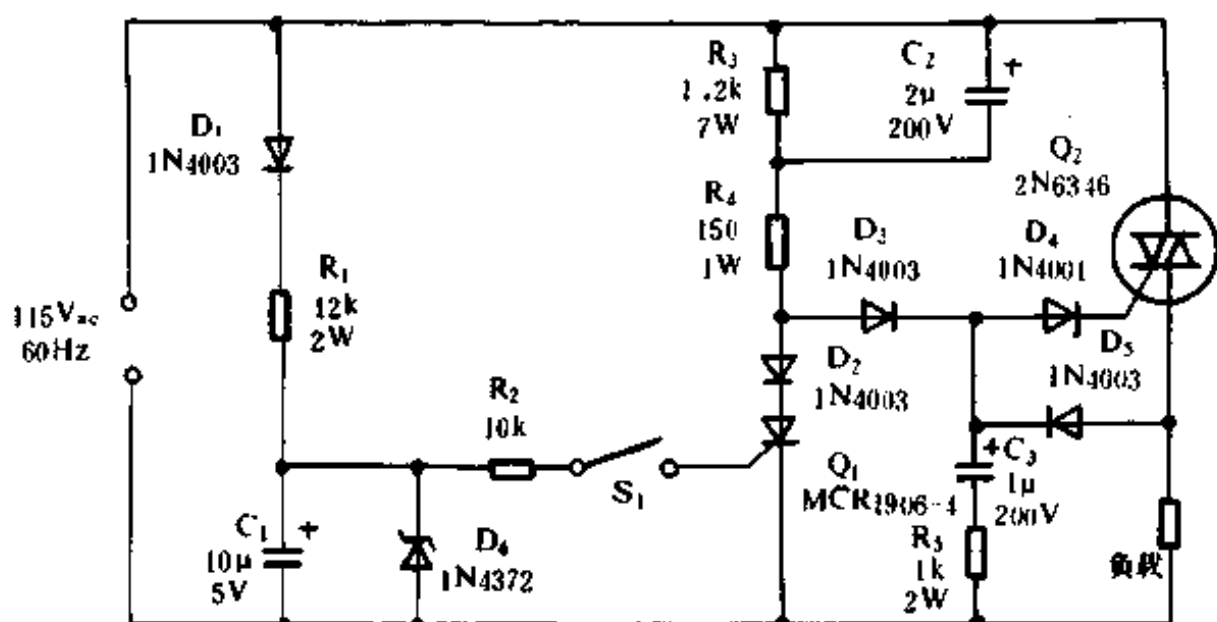


图 15-41 100V 交流稳压电源

15.42 交流稳压器

电路如图 15-42 所示。

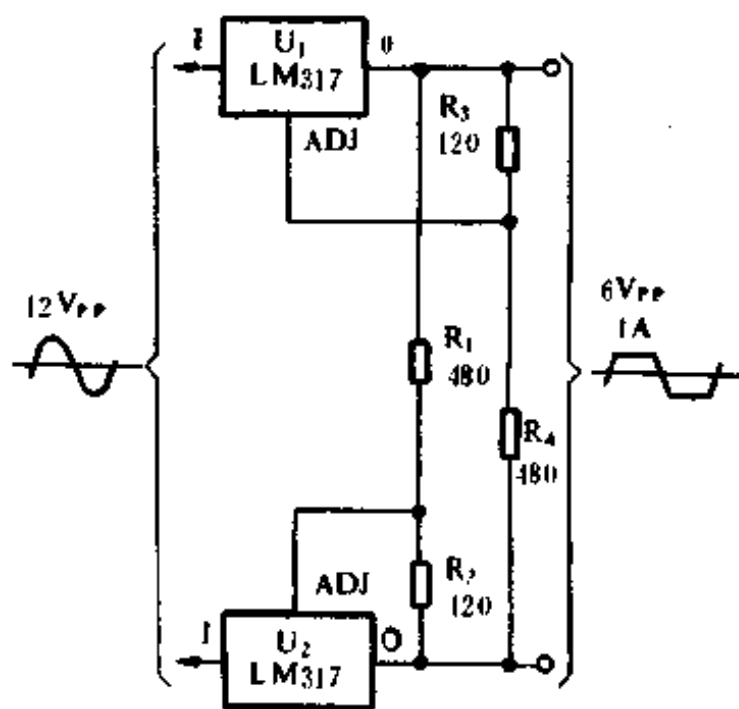


图 15-42 交流稳压器

15.43 输入为 12V 直流电池, 输出为 120V 交流电源

电路如图 15-43, 它由一个简单的 120V : 24V 中抽型变压器和其他四个元器件就能完成该功能。电路的输出为一个非常好的峰峰值为 200V 的方波, 频率 60Hz, 功率可达 20W。该电路能实现自启动, 靠自激正常工作。

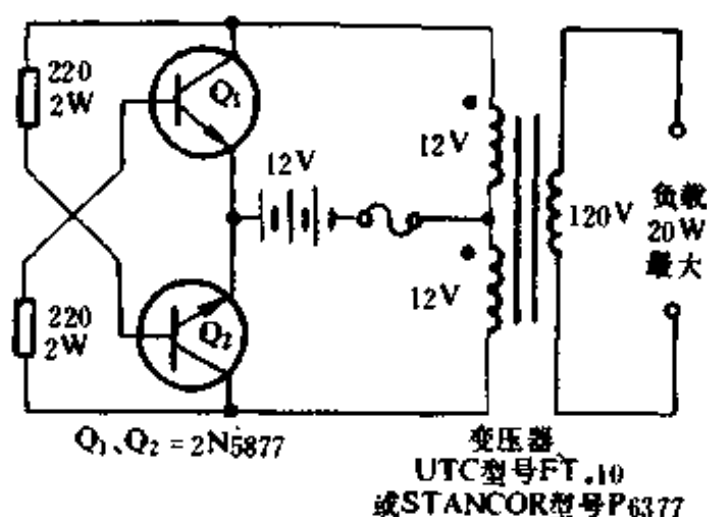


图 15-43 12V 电池输入, 120V 交流输出电源电路

如果 Q_1 的开关速度较快而且增益也比 Q_2 大, 当加上电压, Q_1 将导通而 Q_2 将截止。负载电流和变压器的磁化电流将流经变压器初级绕组的上半部分, 变压器为 Q_1 提供基极电流直到变压器饱和。当该情况发生后, Q_1 失去基极驱动从而截止, 变压器上的电压反相, Q_2 导通重复以上过程。输出的频率取决于变压器的铁芯和输入电压而不取决于负载。对于一个 60Hz 的变压器以及汽车电池或等效的电源, 输出频率大体上在 50~60Hz 的范围内变化。输出电压依赖于匝比以及输入电压与晶体管饱和压降的差值。如果需要输出更大的功率, 就要使用容量更大的变压器和晶体管。这种类型的逆变器通常用在无线电、照相、手工工具、剃须刀以及小的荧光灯。这个电路不能

应用于电抗性负载(例如电机)或具有大启动电流的负载(例如咖啡壶、煎锅和加热器等)。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.44 不间断 5V 电源

电路如图 15-44。它能提供+5V 的连续直流电,并能实现电源和备用电池的切换。当电路接到 5V 电源上时,它给 MAX630 提供 4.4V 的电压并对电池涓流充电。如果输入电源的电压低于电池电压,MAX630 由 3.6V 的电池供电,它将电池的电压提高到 5V,这样就保证了输出的不间断性。因为输出总是由 MAX630 提供的,所以电能传送期间是很平稳的。MAX630 的低电压检测器监视输入电压,LBD 输出端在系统出现故障时用来关断不必要的部分。低电压检测器也能监视镍镉电池的电压并在电池将耗尽时报警。它不象其他 9V 备用电池系统,该电路不需要另外用+12V 和+15V 的电源给电池充电,且适用于只有+5V 电源的场合。

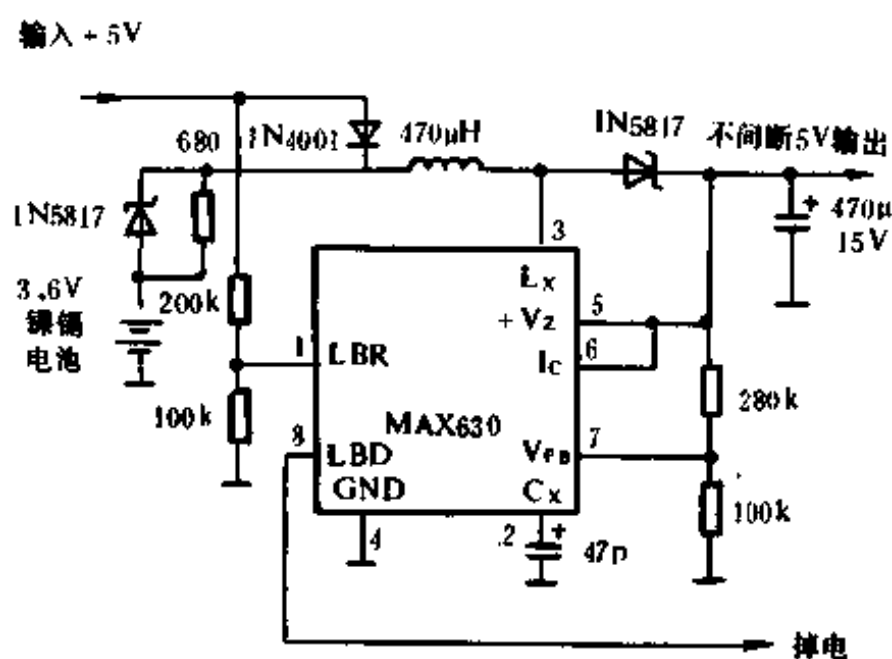


图 15-44 不间断 5V 电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

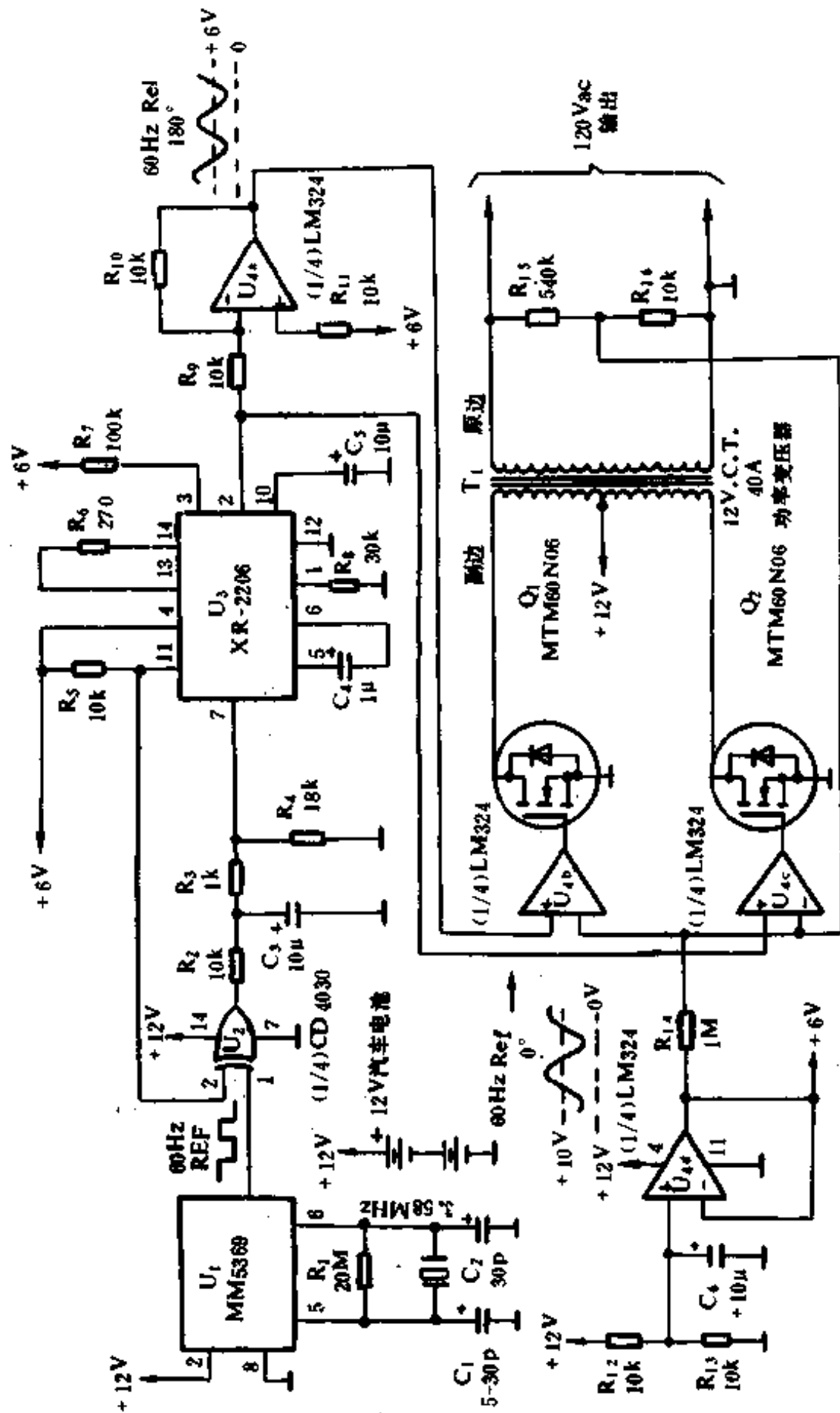


图15-45 个人微机用不间断电源电路

15.45 个人微机用不间断电源

电路如图 15-45。它基本上是由 12V 铅酸蓄电池提供能量的交流逆变器。在掉电时,它能为微机提供几分钟的电能。它将微机与交流电网隔离开,以使电子设备不受干扰,正常工作。

两个 MTM60N06 功率场效应管 Q_1 和 Q_2 交替导通,为有中抽 120V/12V 变压器供电。120V 的输出与 60Hz 的参考频率比较,形成闭环结构使得输出效率最高。

60Hz 的参考频率是从一个石英振荡器分频得到的。一个便宜的 3.58MHz 的石英振荡器提供时基,其精确性由 C_1 调整。 U_1 的 60Hz 输出被送至异或门 U_2 然后送至函数发生器 XR-2206(U_3),将方波转变为正弦波。 U_2 和 U_3 形成一个锁相环以保持正弦波和 60Hz 方波的同步。正弦波被运放 U_4 反相, U_{4b} 和 U_{4c} 被分别输入相位相差 180°的正弦波, V_{4b} 和 V_{4c} 的输出驱动 Q_1 和 Q_2 。由于闭环结构, Q_1 和 Q_2 只在正弦波的上半部分导通,因此,一个 TMOS 管在正弦波的前半周期导通,另一个在后半周期导通。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

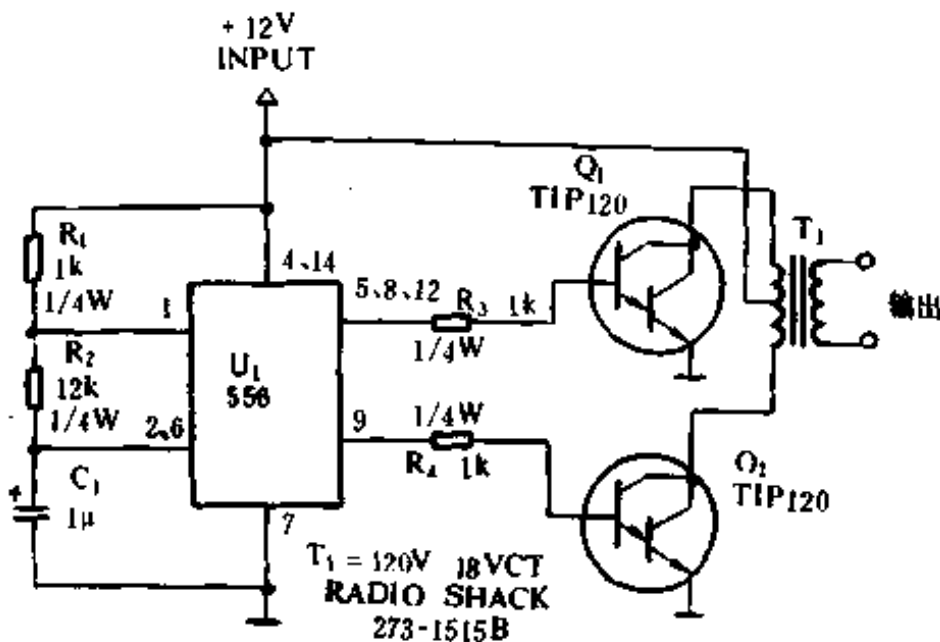


图 15-46 小功率逆变器电路

15.46 小功率逆变器

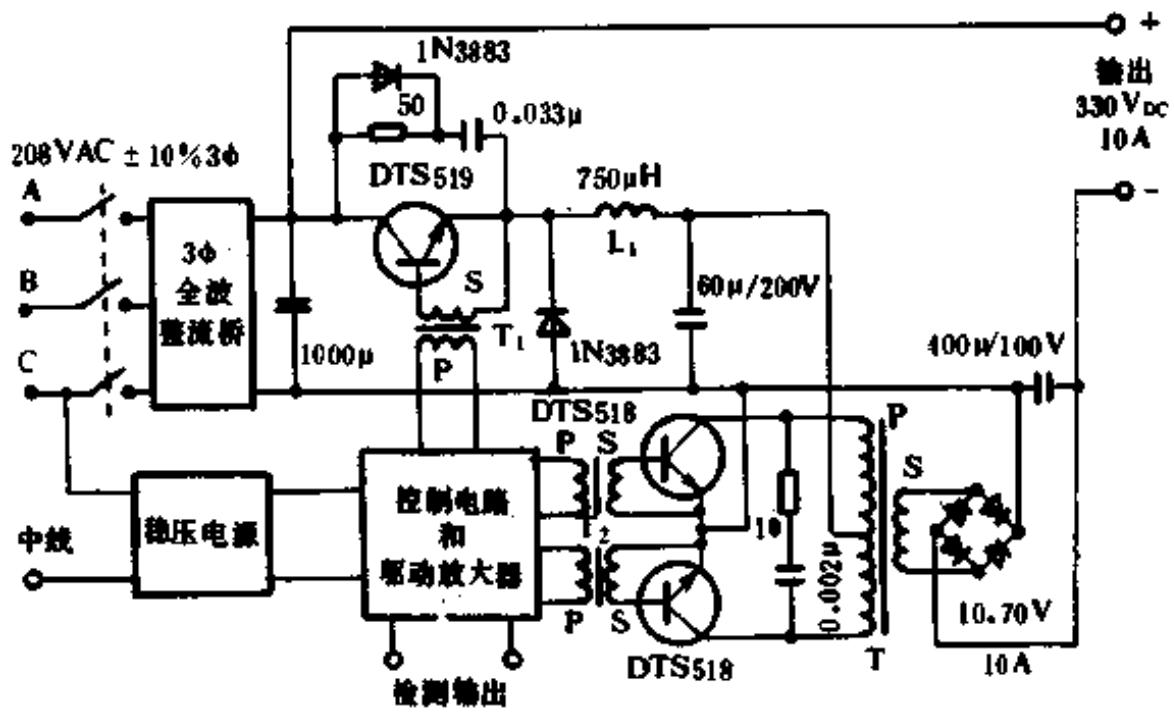
电路如图 15-46。它只用了 9 个元器件,能将 10~16V 的直流电变成 60Hz、115V 的方波,最大能驱动 25W 的负载。556 是一个定时器,它与 R_2 、 C_1 相接形成了一个无稳振荡器,5 脚是输出脚。该电路另一个部分为倒相器,9 脚为输出脚。 R_3 和 R_4 将 Q_1 、 Q_2 与振荡器连在一起。 Q_1 、 Q_2 工作在推挽方式来驱动变压器,一个管子导通另一个管子截止。变压器规格为 120V/18V,接成升压方式。当振荡电路的输入为 4~16V 时,均能产生非常稳定的输出。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

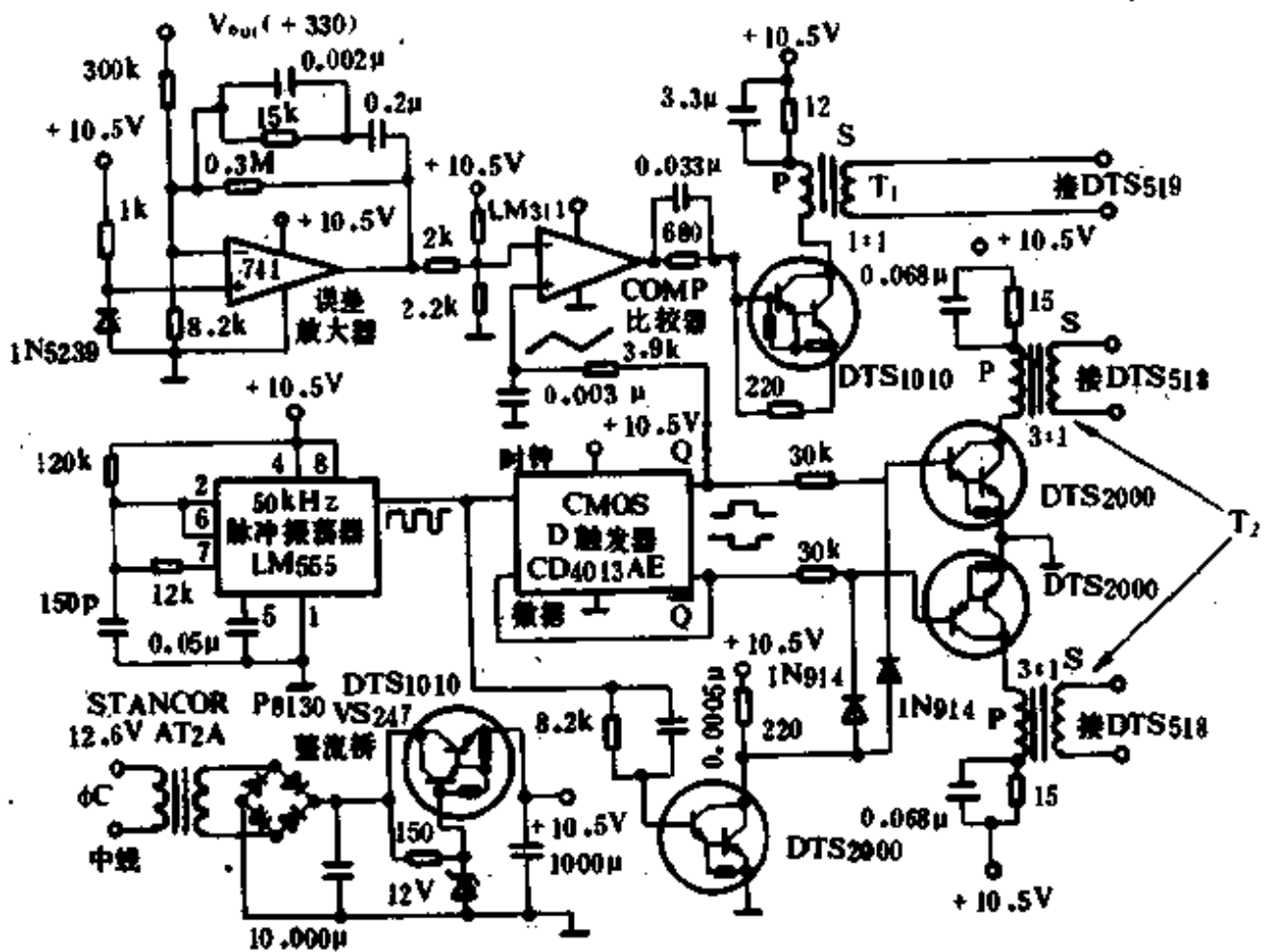
15.47 2.2 kW 叠加式开关稳压器

图 15-47(a)所示的叠加式开关稳压器具有独特的性能。首先,大部分负载功率直接由三相全波整流桥供给。负载功率的剩余部分由开关稳压器供给,开关稳压器在整流桥的右边,可以独立工作。该稳压器由受占空比调制的开关晶体管 DTS519 和一对 DTS518 晶体管组成的他激式逆变器等组成。与一般开关稳压器不同,开关晶体管的输出电压经滤波后不是直接送到负载,而是为他激式逆变器提供直流工作电源。他激式逆变器由 25kHz 的近似方波驱动,该方波的占空比近似为 50%,并保持恒定。他激式逆变器对稳压器的负载供电。开关晶体管的直流输出电压对他激式逆变器进行振幅调制,从而稳定输出电压。反馈回路包括一个基准电压和一个比较器,用来检测输出电压,并且改变开关晶体管的占空比,使输出电压保持恒定。

该电路的特点是,功率较小的开关稳压器可以稳定大功率负载的电压。因此工作效率特别高,不仅在满负荷时效率接近 95%,而且在半负荷时,效率仍然超过 90%。在该电路中,稳压后输出脉动谐波电压的频率和振幅变化不大,因此,比较容易选择他激逆变器的驱动信号频率,这样就不会对敏感的负载或邻近的检测仪表产生干扰。



(a) 叠加式开关稳压器主电路



(b) 叠加式开关稳压器的控制电路

图 15-47 2.2kW 叠加式开关稳压器

(开关晶体管输出的脉动比整流输出端的脉动小,而稳压后输出的脉动更小,并且该脉动不仅是恒定的,而且还是可以预知的,因为逆变器的工作频率和占空比固定不变。)

另一个特点是该稳压器的体积很小,因为不需要 60Hz 的输入变压器。通常这种功率的变压器很大并且很重。不过,必须指出,直流输出电路和交流电源线之间没有隔离。因此,在使用这种稳压电路时必须十分小心。

叠加式稳压器的控制电路如图 15-47(b)所示。控制电路的电源由功率晶体管 DTS1010 组成的单稳压器供给,这一稳压电源在图 15-47(a)中用一个方框表示。在控制电路中,LM555 定时器组成 50kHz 振荡器。该振荡器产生的 $2\mu\text{s}$ 负脉冲有两个作用:第一,该脉冲触发 D 触发器,使之提供 25kHz 互补对称的两个方波,作为一对 DTS2000 型晶体管的基极驱动信号,这两只晶体管组成图 15-47(a)中逆变器晶体管 DTS518 的驱动级。另外,LM555 定时器产生的 $2\mu\text{s}$ 宽的负脉冲通过晶体管 DTS2000、二极管 1N914 及有关元件,加到产生 25kHz 方波的晶体管基极,这一负脉冲的用途是防止两只逆变器晶体管 DTS518 同时导通。

开关晶体管 DTS519 的占空比调制是由系统内的反馈回路完成的。该反馈回路由 741 运算放大器、LM311 比较器和 DTS1010 驱动晶体管等组成。从 LM311 比较器输出占空比调制波。比较器输入端加有两个信号,一个是从 741 误差放大器输出的直流电平,另一个是 D 触发器的一个输出经积分后所得的三角波电压。基准电压从 1N5239 稳压管两端取得,加在误差放大器的输入端。

图 15-47(b)所示的控制电路的一个重要的特点是 DTS1010 和 DS2000 实际都是单片达林顿晶体管。当然,利用这种器件可以提高该级的性能。电磁元件的数据见下页表,其它数据如图中所示。

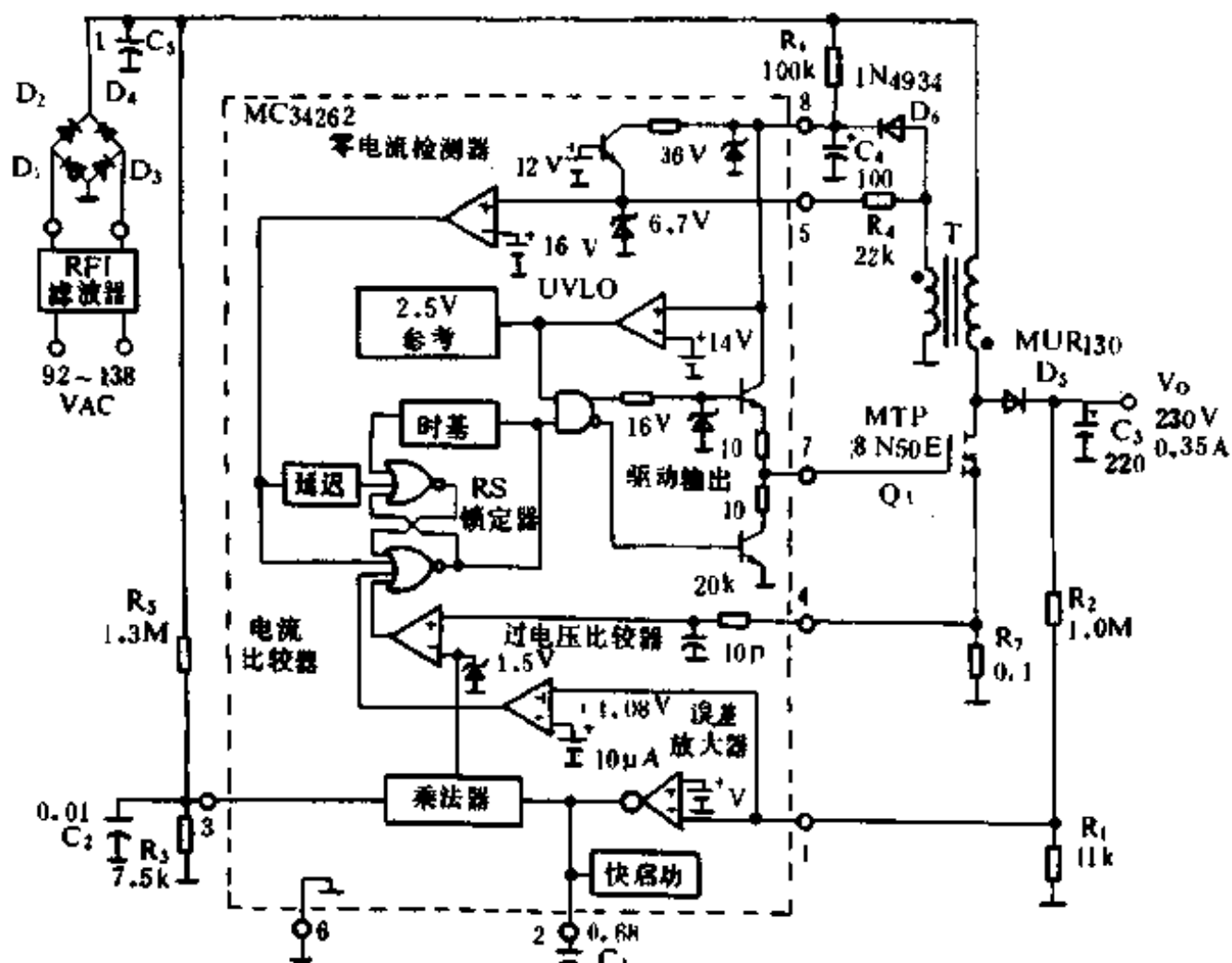
磁芯元件	磁芯说明	初 级	次 级	空气间隙	注 解
L ₁	铁氧体软磁性材料盒式磁芯	No. 12 62 匝	无	0.0625 英寸	空气隙为了防止磁饱和。
T ₁	磁性材料 EE 型合并式磁芯	No. 19 10 匝	No. 19 10 匝	无	
T ₂	磁性材料 EE 型合并式磁芯	No. 19 15 匝	No. 16 5 匝	无	需要两个 T ₂ 变压器
T ₃	铁氧体软磁性材料盒式磁芯	No. 13 27 匝	No. 10 12 匝	无	初级线圈中心抽头, 初级线圈的两半部分是双线绕制

(来源: 稳压电源, [美] I. M. 戈特利布著, 叶靖国译, 1993)

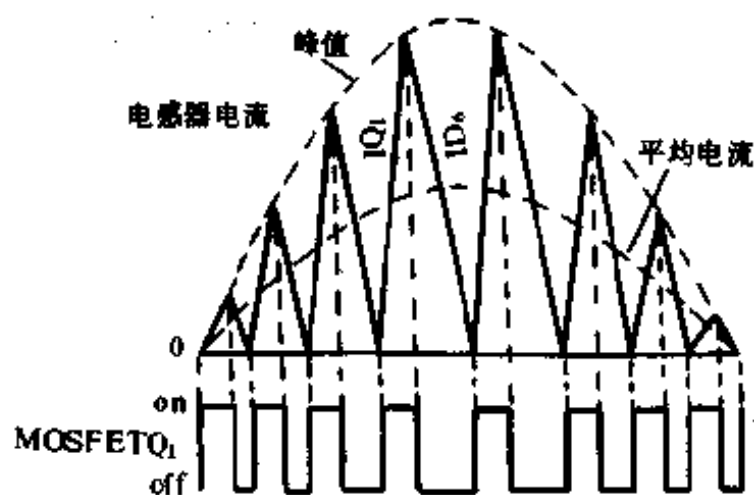
15.48 80W 功率因数前置变换器

MC34261 和 MC33262 是高性能、临界电导、电流型功率因数调节器, 是专门为外线有源前置变换器而设计的, 保持 AC 线电流的正弦波形, 与线电压同相位, 以提高功率因数。80W 功率因数前置变换器如图 15-48(a) 所示。开关管 Q₁ 导通及截止时, 电压波形与电感器电流波形如图 15-48(b) 所示。

由图可知, MOSFET Q₁ 工作电压波形为矩形。Q₁ 导通时, 才有 I_{Q₁}。Q₁ 截止时, I_{D_s} 由峰值迅速降为零, 电感器峰值电流包络线呈正弦波状。由于 MC34262 的调节作用, 输入电流随交流电压变化, 使输入电流与输入电压同相位。附表中是图 15-48 中 80W 功率因数前置变换器各项技术数据。三次、五次谐波电流干扰大大减少, 功率因数接近 1。图中变压器 T 为 N2881-A; 初级, 62 匝, #22AWG; 次级, 5 匝, #22AWG; 铁芯, PT2510, EE25; 间隙, 0.072; 初级总电感 L_p = 320μH。



(a) 电路原理图



(b) 电感器电流和开关管门电压波形

图 15-48 80W 功率因数前置变换器

附表:80W 功率因数前置变换器技术数据

交流线路输入					直流输出							
V_{rms}	P_{in}	P_F	$I_{基波}$	电流谐波干扰(% $I_{基波}$)					V_O	I_O	P_O	$\eta(\%)$
				THD	2	3	5	7				
90	85.9	.999	.93	2.6	.08	1.6	.84	.95	230.7	.35	80.8	94.0
100	85.3	.999	.85	2.3	.13	1.0	1.2	.73	230.7	.35	80.8	94.7
110	85.1	.998	.77	2.2	.10	.58	1.5	.59	230.7	.35	80.8	94.9
120	84.7	.998	.71	3.0	.09	.73	1.9	.58	230.7	.35	80.8	95.3
130	84.4	.997	.65	3.9	.12	1.7	2.2	.61	230.7	.35	80.8	95.7
138	84.1	.996	.62	4.6	.16	2.4	2.3	.60	230.7	.35	80.8	96.0

(来源:家用电器科技,沈忠悦等,1994年第四期)

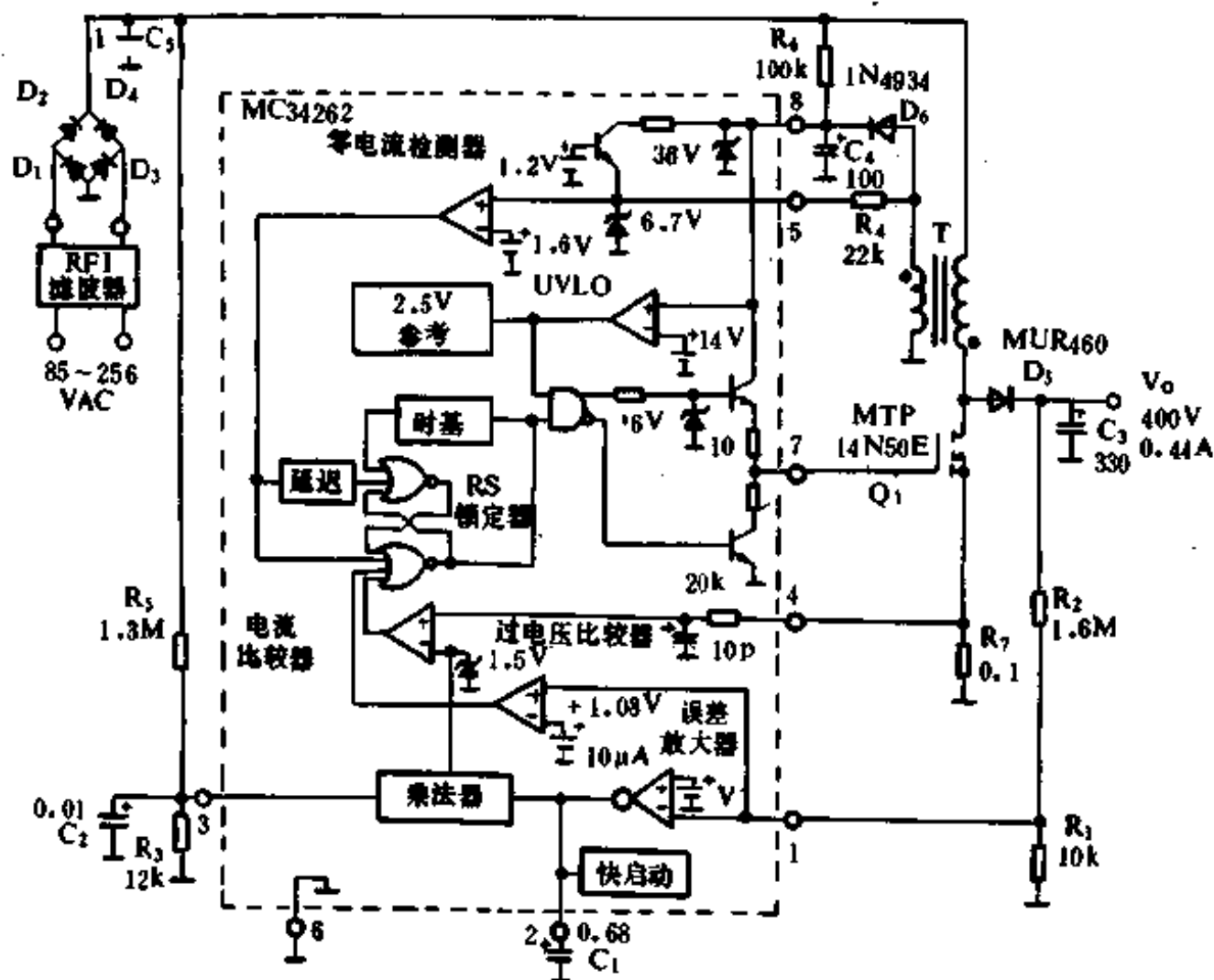
15.49 175W 功率因数前置变换器

图 15-49 所示为 175W 功率因数前置变换器电路和交流侧电压电流波形图。电路中所用的 MC34262 是 IC 功率因数调节器,变压器 T 为 N2880-A。变压器的参数为:初级,78 匝, #16AWG;次级,6 匝, #218AWG;铁芯,PT4215,EE42-15;间隙,0.104;初级总电感 $L_p=870\mu\text{H}$ 。各项技术数据见附表。

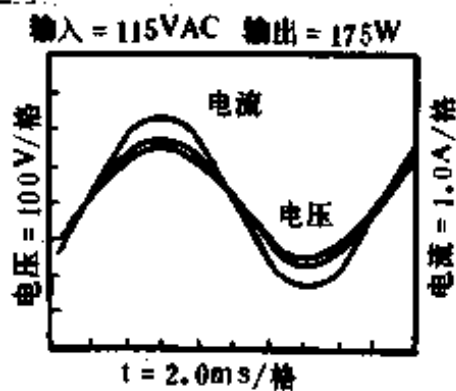
附表:175W 功率因数前置变换器技术数据

交流线路输入					直流输出							
V_{rms}	P_{in}	P_F	$I_{基波}$	电流谐波干扰(% $I_{基波}$)					V_O	I_O	P_O	$\eta(\%)$
				THD	2	3	5	7				
90	193.3	.991	2.15	2.8	.18	2.6	.55	1.0	402.1	.44	176.9	91.5
120	190.1	.998	1.59	1.6	.10	1.4	.23	.72	402.1	.44	176.9	93.1
138	188.2	.999	1.36	1.2	.12	1.3	.65	.80	402.1	.44	176.9	94.0
180	184.9	.998	1.03	2.0	.10	.49	1.2	.82	402.1	.44	176.9	95.7
240	182.0	.993	.76	4.4	.09	1.6	2.3	.51	402.1	.44	176.9	97.2
268	180.9	.989	.69	5.9	.10	2.3	2.9	.46	402.1	.44	176.9	97.8

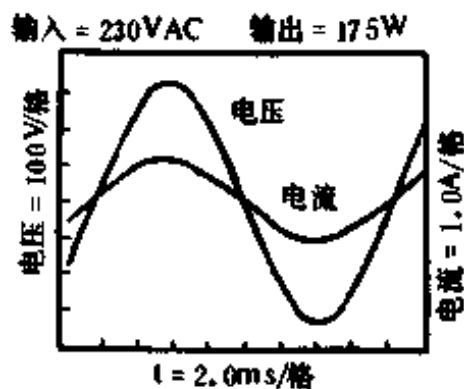
(来源:家用电器科技,沈忠悦等,1994年第四期)



(a) 电路原理图



(b) 115伏AC输入交流侧电压电流波形



(c) 230伏AC输入交流侧电压电流波形

图 15-49 175W 功率因数前置变换器。

15.50 滞环模式功率因数校正电路

现在很多电子产品都要求很宽范围的输入电压,以及输入端的功率因数接近1,满足 IEC555-2 标准。本图是一实际电路,采用滞环(Hysteretic)模式控制。输入端的电压变化范围为 90VAC~270VAC,输出端电压为 430VDC。

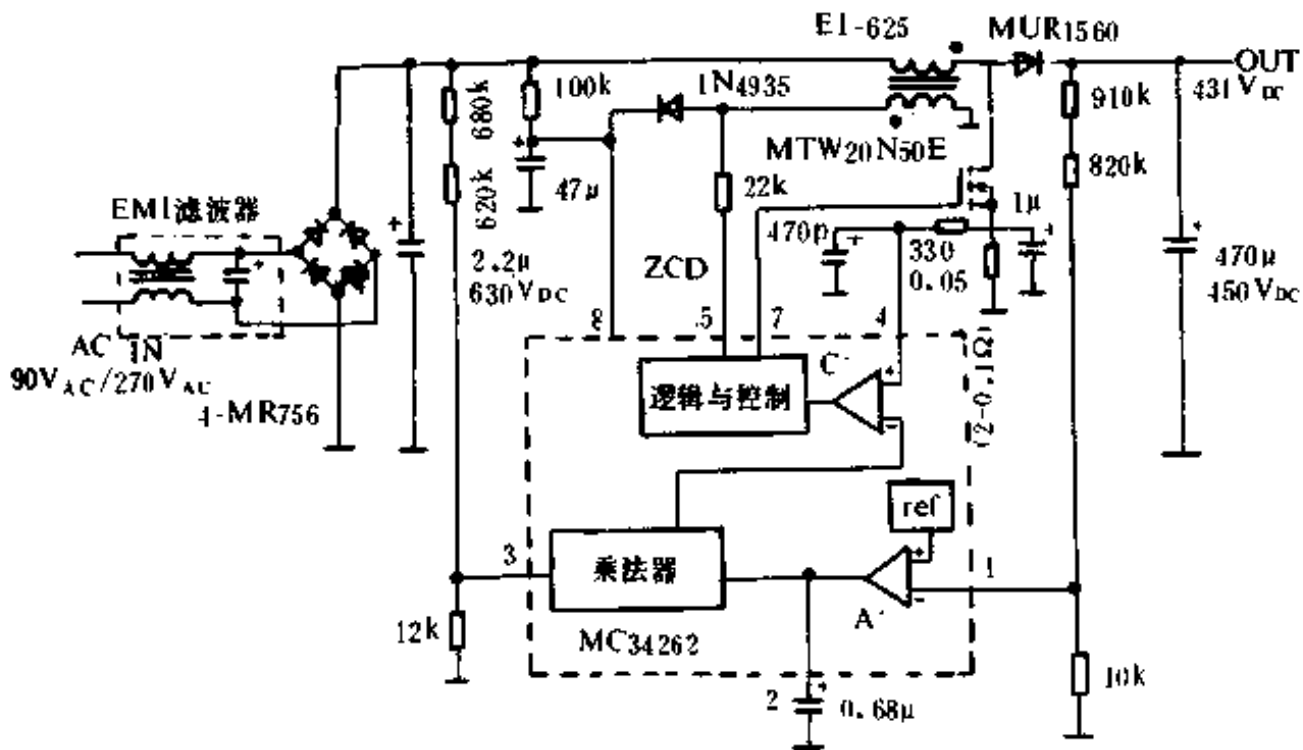


图 15-50 滞环模式功率因数校正电路

(来源:IEEE APEC' 93, James J. Spangler et al)

15.51 定频断续模式功率因数校正电路

电路如图 15-51。它是一个采用定频断续模式控制的功率因数校正电路。图中电源输入为 90VAC~270VAC,输出为 450VDC, UC3843 电流模式控制电路用于建立定频时钟和控制延时时间。

(来源:IEEE APEC' 93, James J. Spangler et al)

附表 图 15-52 中的元器件清单

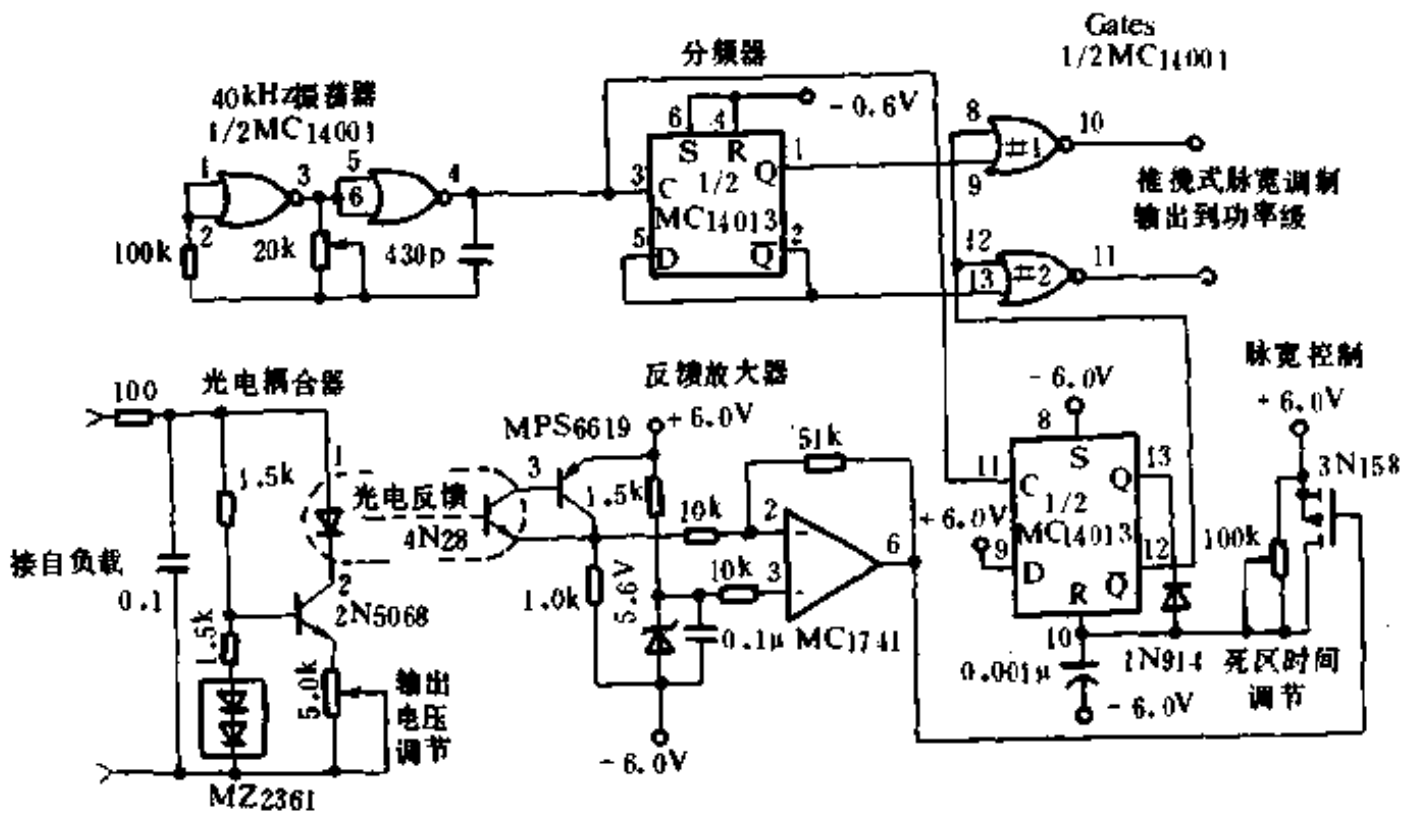
Q ₁ IRF830 HEXFET		L1 Pan Magnetics International E-2481 (Core Arnold A-930157-2, ① 16 匝, 双股线并绕, #14.
IC Silicon General 3526	R ₁ 1.5k (3X500Ω 5W) R ₂ 12Ω 1/4W	
B1 IR 3K CB80	R ₃ 6.8kΩ 1/4W R ₄ 10Ω	
	R ₅ 12kΩ 1/4W R ₆ 100Ω 分压器 R ₇ 33Ω 1/4W R ₈ 560Ω 1/4W	T1 Pan Magnetics International E-2478 (Core TDK 26/20. ② 初级: 20 匝, 3 股线并绕, #32; 次级: 3 匝, 0.3mm × 0.8cm 铜板带.
C ₁ 500μF, 450V C ₂ 0.68μF, 100V C ₃ 4X 150μF, 6V C ₄ 22μF, 16V C ₅ 0.5μF, 25V C ₆ 10nF C ₇ 910pF C ₈ 6.8μF C ₉ 0.005μF C ₁₀ 0.1μF C ₁₁ 22μF, 25V	D ₁ 20FQ030 D ₂ 60HQ100 D ₃ 1R 40SL6	T2 Pan Magnetics International E-2479 (Core TDK H5B2T10-20-5. ③ 初级: 6 匝, #24; 次级: 6 匝, #24.
	Z ₁ 1N4112 稳压二极管 Z ₂ 1N4112 稳压二极管 Z ₃ 4X 1N987B 串联稳压二极管	T3 Pan Magnetics International E-2480 (Core TDK H5B2T5-10-2.5. ④ 初级: 1 匝; 次级: 100 匝, #32.

(来源: 功率场效应管应用大全, IR 公司手册)

15.53 5V、50A 积木式开关电源

电源系统的方框图如图 15-53(a)所示, 其控制电路的每个方框的功能都由一个单独的集成电路来实现。这种积木式结构有很大的灵活性, 并且调整和使用都很容易。电源电路如图 15-53(b)所示。其突出优点是不需工频变压器, 电路简单。接在输出变压器 T1 次级的整流二极管 1N5833 是肖特基管。肖特基二极管比普通硅二极管的正向压降小, 这是非常重要的, 因为负载电压只有 5V。为了减小整流元件的压降, 输出整流器电路采用变压器带中心抽头的全波整流器, 而不采用桥式整流器。(在桥式整流电路内, 在半周期, 电流流过两个二极管, 整流器内部压降较大。)

肖特基二极管的另一个重要特点是: 它的响应时间特别短。在整流过程中, 这种二极管没有少数载流子的存贮效应。低电压、高频稳



(c) 积木式开关电源控制电路

图 15-53 5V、50A 积木式开关电源电路

的间隔,这是为了防止逆变器中的两只晶体管同时导通。正像预期的那样,加入续流二极管后,提高了电源的总效率(对真正的方波或正弦波整流时,没有必要采用续流二极管)。因为流过续流二极管的电流脉冲具有很短的持续时间和很陡的前沿,因此选用肖特基二极管是合理的。

1N5361 型稳压管在电路中通常不起作用,它的正向偏压比肖特基二极管大得多,但是它的反向击穿(齐纳)电压要比肖特基二极管的反向雪崩电压小得多。当电压发生瞬变时,可能迫使肖特基二极管进入反向导通状态,这样,肖特基二极管可能因吸收能量过大而损坏。加入稳压管即可避免肖特基二极管反向导通。虽然稳压管直接和续流二极管并联,但对整流二极管也有相当强的保护作用。另外,整流二极管有时会损坏,这种破坏性瞬变可能来源于负载瞬时故障。

该开关电源另一个独特之处是:逆变器功率晶体管的集电极接

有 T_2 的初级线圈。实际上,这是尖脉冲削峰技术。 T_2 的次级通过一只二极管连接到逻辑电源的大容量输入电容两端。通过这种耦合电路,将逆变器的尖峰脉冲能量反馈到直流电源。该尖峰脉冲是由输出变压器 T_1 的漏电抗和逆变器晶体管的电荷存贮效应产生的。采用削峰技术衰减或消除尖峰脉冲,除了可以减小电噪声外,更为重要的是避免逆变器晶体管损坏。因为当超出 SOA(安全工作区)的额定值时,晶体管很容易产生二次击穿。

逆变器的一个重要特点是它的驱动电路。该电路的一半如图 15-53(b)所示,另一半完全相同。图中三只晶体管都采用 $\pm 60V$ 电源,它们能给 2N6306 达林顿输出管提供正的或负的基极偏压。这样可以使开关晶体管更快地转换工作状态。由于采用了削峰技术,开关晶体管的工作不会超出安全工作区。图中电磁元器件参数为:

T_1 :在铁淦氧磁芯 6656P L003E₁ 上,初级用美国线规 20 号线双线绕 80 匝(160 匝中心抽头)。次级用美国线规 10 号线绕 10 匝中心抽头,磁芯间隙为 0.011",分两边安置。

T_2 :在铁淦氧磁芯 1408P L003B7 上,初级用美国线规 26 号线双线绕 6 匝,次级用美国线规 24 号线绕 2 匝。

T_3 :60Hz 灯丝变压器 120/20V 中心抽头,电流 1.5A。

L_1 :铁淦氧磁芯 2-LF5,用 0.011"×2.25"的紫铜带绕 14 匝,磁芯间隙每边为 0.040"。

在控制电路中采用 CMOS 逻辑集成电路。它的特点是对电噪声有很强的抗干扰性。控制电路如图 15-53(c)所示。实际上,由于这些集成组件中都有两个和四个单元电路,所以该控制电路只要两只集成组件。此外,还有两个双极晶体管、一个金属氧化物半导体场效应晶体管、一个光电隔离器和几个二极管、电阻、电容。

MC14001 是四单元的两输入或非门的集成电路。在控制系统中,利用 MC14001 的两个或非门组成 40kHz 多谐振荡器,该振荡器驱动分频器。分频器是由两单元 D 触发器 MC14013 中的一个触发器组成的。触发器输出两个相位差为 180°的方波。该方波基本符合

驱动逆变器的要求。在此,触发器代替了变压器。和变压器不同,触发器将输入脉冲二分频。因此,分频器输出方波频率为 20kHz,而不是 40kHz。

分频器的输出送入两只或非门,这些门由 MC14001 集成电路的另一半组成。它们的作用是提供驱动逆变器所需的占空比调制信号。为此,逻辑信号加到两只或非门的输入端 8 和 12。该信号和加在输入端 9 和 13 的方波一起控制输出脉冲的时间。定时电路是由 MC14013 集成电路的另一半组成。确切地说,该触发电路被称为脉冲宽度控制电路。更准确地说,这种触发电路的功能像可调的单稳态电路,或像单稳多谐振荡器。当 3N158 型场效应晶体管的输出电流给 $0.001\mu\text{F}$ 定时电容器充足电时,触发器翻转,目的是产生一个延迟时间,使 #1 和 #2 与非门不与分频器输出方波同时改变逻辑状态。因此,#1 和 #2 门不会以满占空比的方波驱动逆变器,其方波带有凹槽,相当于有一个死区时间。如前所述,该死区时间可以避免逆变器晶体管同时导通。接在场效应管 3N158 两端的 $100\text{k}\Omega$ 可调电阻可以调整死区时间。

MC1741 运算放大器和基准电压源,以及晶体管输入电路组成反馈放大器(或称为误差放大器)。其作用和线性稳压器中的误差放大器相同,当电源输出电压偏离原设定值时,误差放大器产生一个直流电压,该电压使脉宽控制电路(集成电路 MC14013 和相连接的电路)改变加到逆变器的脉冲占空比。

在该电源的输出电压抽样电路中,用了一个光电耦合器,该光电耦合器和 20kHz 变压器 T1 一起,使电源的直流稳压输出端和 60Hz 电力线完全隔离。光电耦合器由稳流器供电,稳流器由 2N5088 NPN 型晶体管、MZ2361 电压基准以及 $5\text{k}\Omega$ 可变电阻等组成。该稳流器可以模拟阻值很高的可调电阻,同时恒流特性也稳定了光电耦合器的工作。

这种开关电源的效率在满负荷时可达到 82% 左右,电源和负载的调整率约为 $\pm 1/2\%$,40kHz 脉动的峰-峰值为 20mV,持续时间很

短的尖脉冲噪声的峰-峰电平约为 200mV。

(来源:稳压电源,[美]L.M. 戈特利布著,叶靖国译,1993)

15.54 100W 反激型开关稳压电源

100W 反激型开关稳压器电路如图 15-54 所示,它的结构与线性电源中的并联稳压器类似。然而,反激型开关的工作方式比一般的

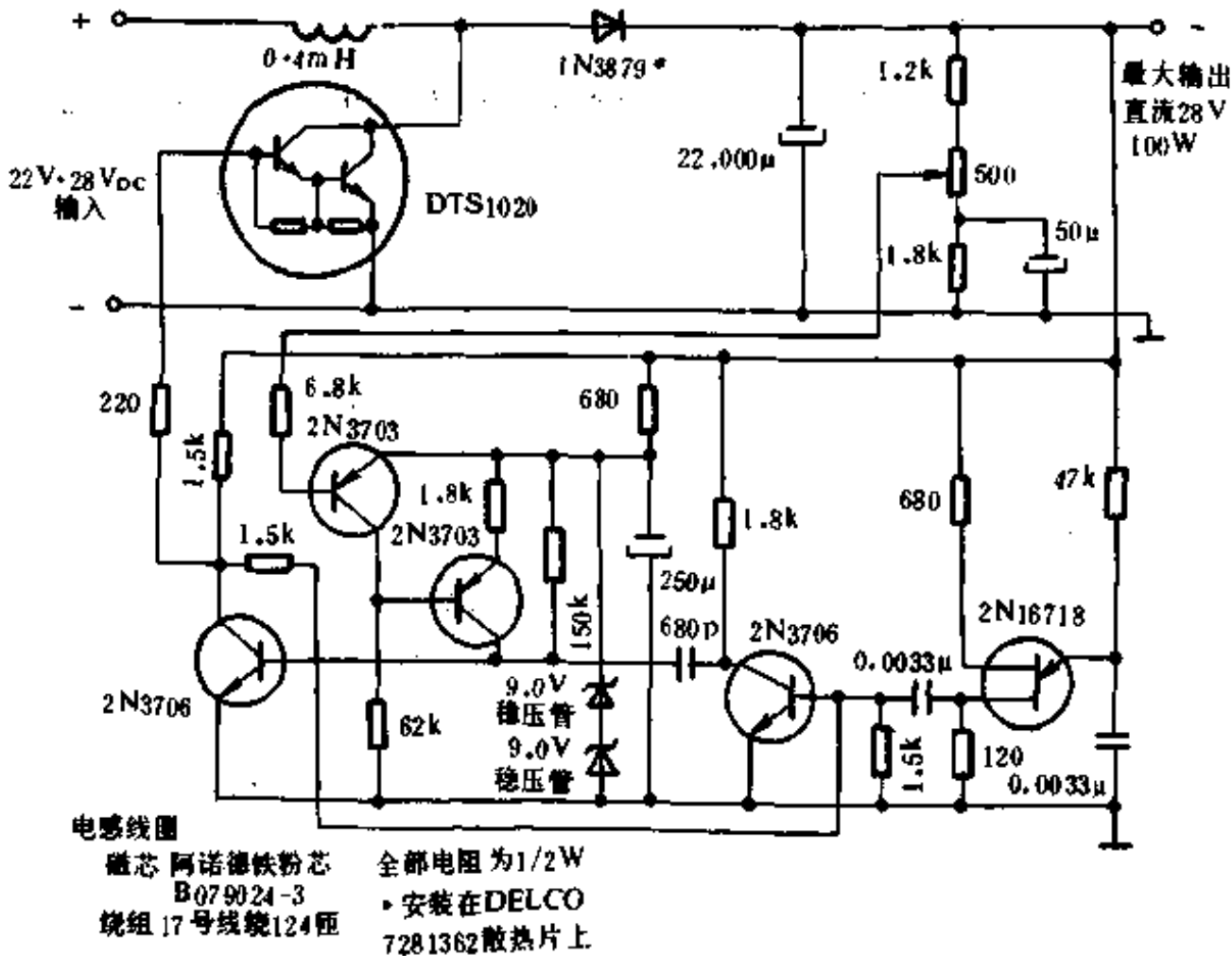


图 15-54 100W 反激型开关稳压电源电路

串联-斩波方式要复杂。通常,这种电源输出的直流电压要比未稳输入直流电压高。在图 15-54 中,控制电路由分立元件组成。单晶体管 2N1671B 组成 9kHz 弛张振荡器。两只 2N3706 晶体管组成单稳

态多谐振荡器。两只 2N3703 晶体管和有关电阻组成检测电路。

在半负荷到满负荷之间,该电路的工作效率接近 85%。当输入为 22V 到 28V 之间时,输出电压基本上稳定在 28V。在全部输出功率范围内,调整率约等于 $\pm 0.3\%$ 。

(来源:稳压电源,[美]J. M. 戈特利布著,叶靖国译,1993)

15.55 5V、200A 的开关稳压电源

电源电路如图 15-55 所示。它是应用于计算机系统的重要外围设备的现代技术的代表。尽管低压大电流电源的效率较低,但在满负荷时,该电源的总效率仍然可达 90%左右。从图(a)看(见插页),元件数量比较多,电路也比较复杂,但从图(b)这一方框图来看,各个基本单元电路还是比较简单的。

该稳压电源的高频逆变器由四只 2N5638 或 SVT7518 功率晶体管、DSR3400F 整流二极管、4 个 SVT60-5 驱动级以及有关的元件所组成。 T_2 是一只多绕组的输入变压器,它能使全桥逆变器所需的驱动信号相互隔离。输出变压器 T_3 的次级有 8 个绕组,它们分别接到 8 个肖特基整流二极管上,组成全波整流电路。采用这种方法后,整流管的压降在 5V 输出电压中所占比例很小,因此工作效率很高。同时,也很容易回避大电感线圈产生的难题。

应当注意,输出变压器 T_3 的初级电路中串接有电容 C_4 。这样当逆变器 4 个输出晶体管的参数不平衡时,输出变压器不会饱和,从而消除了常常损坏普通推挽倒相电路的电流尖峰。

该电源有供电线调整电路。可以看出,根据输入端点的不同选择,它可以适应几种交流电压和规格。单相 115V 的电压可以接到端点 L_1 和 N。这种连接使整流系统工作在倍压方式。当单相 230V 电压被接到端点 L_1 和 L_2 时,整流器“直通式”工作。

该稳压电源也可由 208V 三相交流电源供电。电源为三相三线电力系统时,输入电压可连接到端点 L_1 、 L_2 和 L_3 。电源为三相四线电力系统时,输入电压连接到端点 L_1 、 L_2 、 L_3 和 N。

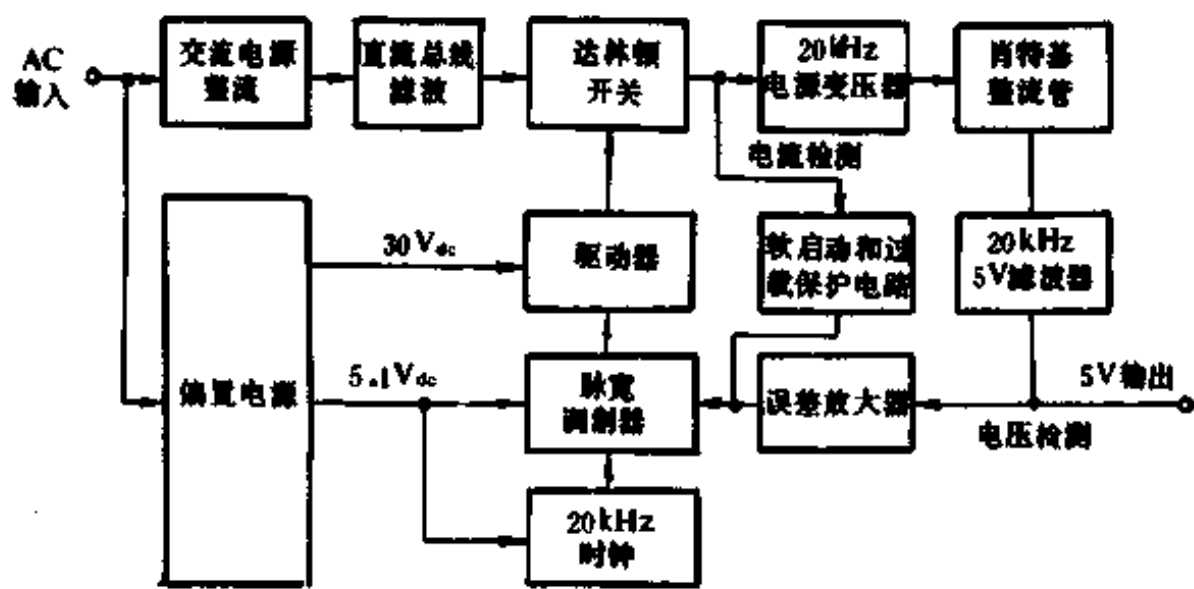
当稳压器刚接通电源时,热敏电阻 R_{T1} 和 R_{T2} 呈现高电阻,当电流流过 R_{T1} 和 R_{T2} 后, R_{T1} 和 R_{T2} 的温度上升,该温度超过环境温度时, R_{T1} 和 R_{T2} 的电阻很快降低,这样就能避免启动时较大的电流冲击。否则由于启动时滤波电容器的阻抗很低,启动时会产生很大的电流冲击。由于热敏电阻的导电性随它自身产生的热量变化而急剧变化,所以电源工作效率的损失较小。同时,热敏电阻还为稳压电源提供了“软启动”特征,能够降低稳压电源中的任何过冲现象。然而用电子学方法通过自动限制升温期间逆变器开关晶体管的脉冲宽度完成降低稳压电源过冲的大部分功能。

在稳压器内部,还有一个给控制和逻辑电路供电的小电流电源,这就是方框图 15-55(b)中所谓“偏置电源”。该电源由 115 : 24V 的小型变压器 T_1 [图 15-55(a)]、MDA920-5 型桥式整流器、滤波电容器 C_1 等组成输出 30V 额定直流电压。该电压通过稳压管 LVA51A 稳压后,输出 5.1V 的直流工作电压。

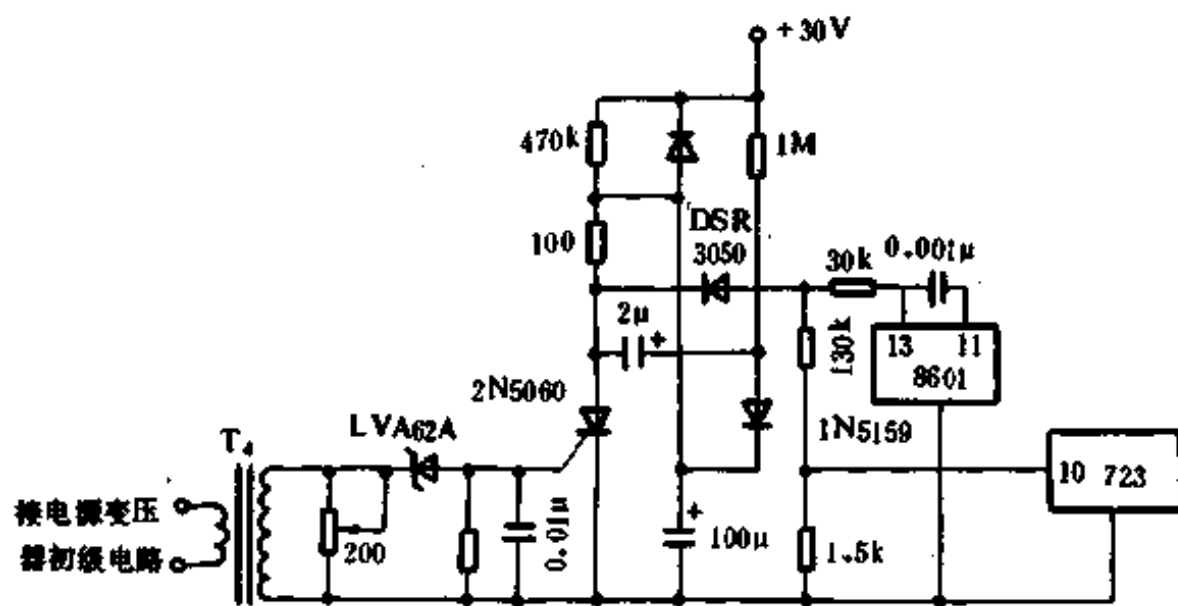
稳压电源的基本开关频率由图 15-55(a)中的 MC4024 集成电路控制。该集成电路实质上是一个压控多谐振荡器。选择电阻 R_{24} , 可使振荡器产生 20kHz 固定频率的方波。该时钟(或振荡器)不包含电源的反馈环路,因此,在任何情况下,它都产生 20kHz、50% 占空比的方波。集成电路的引脚 2 是电压对频率的控制端,引脚 6 是输出端。接在引脚 3 和 4 的电容器 C_{14} 设定频率范围,因此为了获得 20kHz 开关频率,引脚 2 上应加入适当的直流电压。

脉宽调制器的所有重要功能由 DM8601 集成电路完成。这个集成电路称为可重复触发的单稳态多谐振荡器。它的基本性能是:矩形脉冲的宽度随电源反馈电路中的误差放大器输出的直流信号而变。更确切地说,矩形脉冲前沿由 20kHz 的时钟波形触发;矩形脉冲的后沿由误差信号决定。DM8601 第 6 脚输出的脉宽调制波的重复频率为 40kHz,而不是 20kHz。这种倍频是为了使稳压器的基本开关频率为 20kHz,同时也是晶体管桥式输出逆变器需要的。

误差信号来自 LM723C 集成电路,并且加到 DM8601 集成电路



(b) 电源方框图



(c) 电源软启动和过载电路

图 15-55 5V, 200A 的开关稳压电源电路

的引脚 13。误差放大器是 LM723C 集成稳压器。这是一种新颖的设计方法,若采用其它方法,就需要用一个运算放大器和一只齐纳二极管或其它基准电压。由于采用了集成稳压器,温度漂移、高增益引起的不稳定性、自锁性能不良等问题能大大减小或消除。从图 15-55 (a)所示的原理图可以看出,电源的采样信号输出被加在 LM723C 的引脚 4,即内部电压比较器的反相输入端。LM723C 的引脚 6 提供的部分内部基准电压加到比较器的同相输入端。误差信号经放大后从引脚 10 输出。

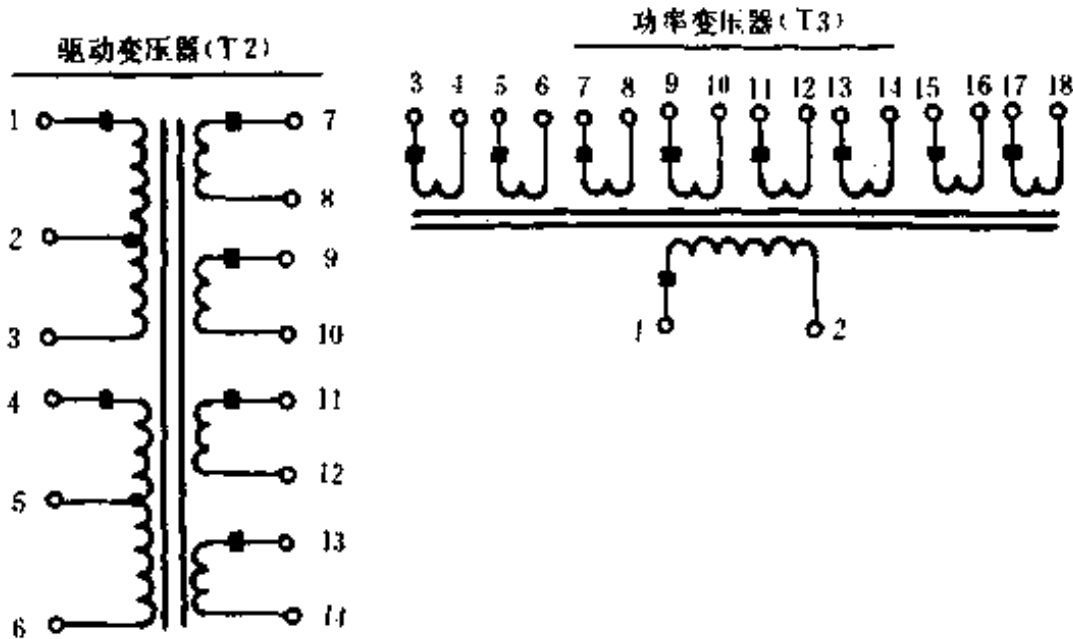
应当指出,图中标出的 LM723C 引脚号码适用于双列直插式组件,而不适用于金属壳组件。此外,如果需要扩大温度稳定范围,可以直接用 LM723 代替(LM723C 的温度范围为 $0\sim 70^{\circ}\text{C}$,而 LM723 的温度范围为 $-55\sim +125^{\circ}\text{C}$)。

逻辑驱动器由 DM8090 集成组件及有关电路组成。 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 构成桥式逆变器, Q_5 、 Q_6 、 Q_7 和 Q_8 是逻辑驱动器的一部分, Q_9 、 Q_{10} 、 Q_{11} 和 Q_{12} 为缓冲晶体管。 $Q_5\sim Q_8$ 为逆变器的功率开关提供低内阻的基极负脉冲信号。采用这种方法后,晶体管 $Q_1\sim Q_4$ 中贮存的电荷在截止期间内消失的速度比没有晶体管 $Q_5\sim Q_8$ 时要快得多。贮存电荷加速消失不仅能提高总效率,而且还能使开关功率晶体管工作在安全工作区(SOA)以内(此外,由于电压调整率是由脉冲宽度控制的,因此希望电流脉冲突然终止,而不希望脉冲延续和超出规定的下降时间)。

可以看出,驱动变压器 T_2 有两个初级线圈。只有其中的一个线圈,即由端点 1、2 和 3 标明的线圈提供符合功率开关 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 导通顺序的逻辑脉冲。这些脉冲经缓冲晶体管 Q_9 和 Q_{10} 传送,而 Q_9 和 Q_{10} 是由集成组件 DM8090 驱动的。

晶体管 Q_{11} 和 Q_{12} 也是缓冲放大器,它们的导通状态也受 DM8090 集成组件输出的数字逻辑控制。然而,接在 T_2 第二个初级线圈的 Q_{11} 和 Q_{12} 和脉冲宽度调制没有直接关系。相反地,在每周期内,当功率开关 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 的驱动信号为零时, Q_{11} 和 Q_{12} 使变

压器磁通短路。这样,在每个周期内,噪声脉冲或其它寄生信号就不能使应该截止的任何功率开关导通。



磁芯:

TDK 罐形磁芯零件号 H6A-P22/B2-52H。

绕组:

- (1-2)(2-3)28号单股线,双线绕30匝。
- (4-5)(5-6)30号单股线,双线绕15匝。
- (7-8)(9-10)24号尼龙被复四芯线绕5匝。

引线:

变压器14脚引线头和磁芯安装架接在一起。

(3-4)24号高频线绕34匝。

引线:

引出线尽量短。

磁芯:

由烧结金属片 24B0244 叠成,零件号 50-631。

绕组:

- (1-2)12号高频线绕32匝。
- (3-4)~(17-18)8号聚氯乙烯被复实心线绕1匝。

引线:

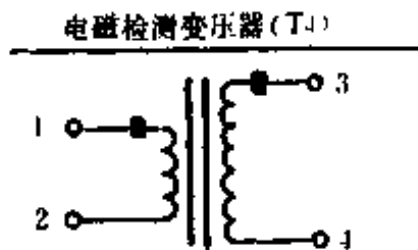
引出线尽量短。

平衡-不平衡转换变压器(T5):

由输出总线通过磁芯绕成,采用合并式磁芯,零件号 6 55436 · A2,由总线每边绕1匝。

滤波电感线圈(L₁):

由正的输出总线通过磁芯绕2匝而成,磁芯零件号为 55436 · A2。



磁芯:

合并式磁芯,零件号 52056-ID。

绕组:

(1-2)由 T3 初级绕组引线穿过磁芯孔而成。

附图:50V、200A 开关稳压电源高频变压器参数

附表 5V、200A 开关稳压电源元器件参数

元器件名称	元器件型号及规格	元器件名称	元器件型号及规格
半导体器件		R26	2k, 1/2W
Q1, 2, 3, 4		R27	5.1k, 1/2W
Q5, 6, 7, 8, 9, 10	SVT7518 或 2N6583	R30	130k, 1/2W
Q11, 12	SVT60-5	R31	1.5k, 1/2W
CR1, 2, 3, 4, 5, 6	2N2222	R32	30k, 1/2W
CR7, 8, 9, 10	1N1204	R36, 37	270Ω, 1/2W
CR 11, 12, 13, 14, 26, 28, 29, 30	DSR3400F DSR3050	R38	10Ω, 1/2W
CR 15, 16, 17, 18		电容器	
CR 19, 20, 21, 22	SD-51, 1N6098	C1, 2	2500μF, 200V
CR 23	SD-51, 1N6098	C3, 4	2μF, 400V 10%
CR 24	LVA62A	C5, 6, 7, 8, 13, 20	22μF, 6V
CR 25	2N5060	C9, 14	0.01μF, 100V 10%
CR 27	1N5159	C10	100μF, 50V
A1	LVA51A	C11	2.2μF, 50V
A2	MC4024	C12	1.100μF, 50V
A3	LM723C	C14, 17, 18, 19	0.001μF, 50V 10%
A4	DM8601 DM8790	C15	0.1μF, 100V 10%
BR1		C16	100pF, 300V
电阻	MDA9208	C21	47000μF, 7.5V
RT1, 2	5Ω(25℃)	C22	10μF, 50V 10%
R1, 3, 6, 8		C23, 24, 25, 26, 27, 28, 29, 30	0.1μF, 50V
R2, 4, 5, 7	7.5Ω, 5W	变压器	
R 18, 29, 33, 34	51Ω, 1/2W	T1	UP8609/F40
R9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16	1k, 1/2W 3.9Ω, 1/2W	T2	驱动器专用
R 17		T3	功放专用
R 19, 23	200Ω 可调电位器	T4	电流互感器专用 滤波器专用
R 20, 28	100Ω, 1/2W	L1	平衡-不平衡变换专 用
R 21	470k, 1/2W	T5	
R 22	1M, 1/2W	保险丝	
R 24	200Ω, 5W	F1	5A 充气, 快速保险
R 25, 35	5.1k, 1/2W 10k, 1/2W		

在稳压器开机和过载时,除了主整流电路中的热敏电阻限制交

流电源浪涌电流外,还需要特别限制桥式逆变器晶体管(即功率开关 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4)的集电极电流。图15-55(c)所示电路也能完成上述功能。此图直接取自图15-55(a)的主原理图,但为了便于讨论,该图旋转了 90° 。该电路的主要组成元件有:输入电流互感器 T_4 、 $100\mu\text{F}$ 延时电容器、2N5060晶闸管、四层二极管以及8601单稳态集成电路。

启动以前, $100\mu\text{F}$ 电容器已经放完了电。启动期间,30V直流电源通过 $470\text{k}\Omega$ 的电阻对该电容充电。随着电容器两端电压升高,按以下方式控制8601集成电路输出的脉冲宽度:大约在1s内,电源工作于限流方式,这是因为起始脉冲宽度较窄,接着逐渐变宽,一直到电源电压稳定为止。

这种软启动特性允许有足够的时间让输出滤波器中的电容器充电,并能在输出晶体管的集电极电流满足要求以前,使驱动信号稳定。这样,就能消除最常见的二次击穿故障。

电流互感器 T_4 可以检测四个输出晶体管 $Q_1\sim Q_4$ 的总集电极电流。如果输出过载, T_4 次级的感应电压触发晶闸管使其导通,并使 $100\mu\text{F}$ 电容器经晶闸管放电,这样,8601集成电路就不再输出脉冲,电源自动关断。此外, $2.2\mu\text{F}$ 电容器通过导通的晶闸管和 $1\text{M}\Omega$ 电阻充电,作为定时周期开始,大约1s后, $2.2\mu\text{F}$ 电容器两端电压使四层二极管触发,这样给晶闸管的阳极加入反向电压,晶闸管关断,从而使电路再一次按软启动方式工作。然后,根据是否过载,该稳压器达到稳压状态或者重复上述过程。

控制电源变压器 T_1 是普通变压器,参数为115V/24V、60Hz、额定功率为50W。高频变压器的详细参数见附图,其它电气元件的参数见附表。

附图为50V、200A开关稳压电源高频变压器参数。

(来源:稳压电源,[美]I. M. 戈特利布著,叶靖国译,1993)

15.56 500kHz、35W的开关稳压电源

图15-56所示为一反激型500kHz、35W的开关稳压电源电路。

在该反激型电路中,既没有特殊电路,也不需要精确的调整,它用很简单的方法获得了 500kHz 的开关频率。从图中可以看出,门 U_1 连接成弛张振荡器,提供 500kHz 的时钟信号。该时钟振荡器的“固有”占空比为 50%,即产生一个方波。然而,由于 U_1 处于反馈回路中,所以 50% 的占空比是最大值。为了稳定输出电压,占空比将变低(脉宽变窄)。 Q_2 、 Q_1 以及和它相连的二极管组成的分流电路,使定时电容器的充电电流变化,从而引起占空比变化。

实际上, Q_2 是比较器。当 +20V 输出电压变化时, Q_2 的内阻变化,因此 Q_2 影响电容 C 的充电持续时间。然而,希望这种控制只影响时钟脉冲列的后沿,这个要求由晶体管 Q_1 来满足, Q_1 只允许 Q_2 的集电极电压在脉冲的前沿过后才加上, Q_1 能准确定时的原因是它的基极受 U_1 输出电压控制。这样,控制脉冲列的后沿,就能实现稳压所需的脉宽调制。

$U_2 \sim U_6$ 这五个并联门,组成功率 MOS 场效应管的驱动器,并联门提供低阻抗信号源,以满足 MOS 场效应管门极输入电容的需要。并联门和射极跟随器 Q_4 一起,有助于维持 MOS 场效应管门极脉冲的完善。($U_1 \sim U_6$ 这六个门,包含在 74C14 CMOS 型单个通用的半导体集成电路组件内。)

在正常工作期间,晶体管 Q_3 和 21V 稳压管并不参与脉冲的变换。但是,如果反馈回路或者电源的稳压功能出了故障, Q_3 能使输出不再明显上升。此时, Q_3 导通,从而使 MOS 管的门极得不到驱动信号。如前所述,当反激型稳压器还没有真正稳定时,输出电压是无规律变化的。

为了获得电感线圈 L 的值,做了一些实验。1.2 μ H 是在负载总功率为 35W,并假定效率为 80% 的条件下得出的。然而,由于实际电感线圈的非理想特性,例如寄生电容、非线性、磁芯损耗、欧姆律电阻等,电感量 L 是不容易计算的。特别重要的是要避免电感产生磁饱和。为此,建议采用高频铁淦氧材料的环形磁芯,环形磁芯的外径为

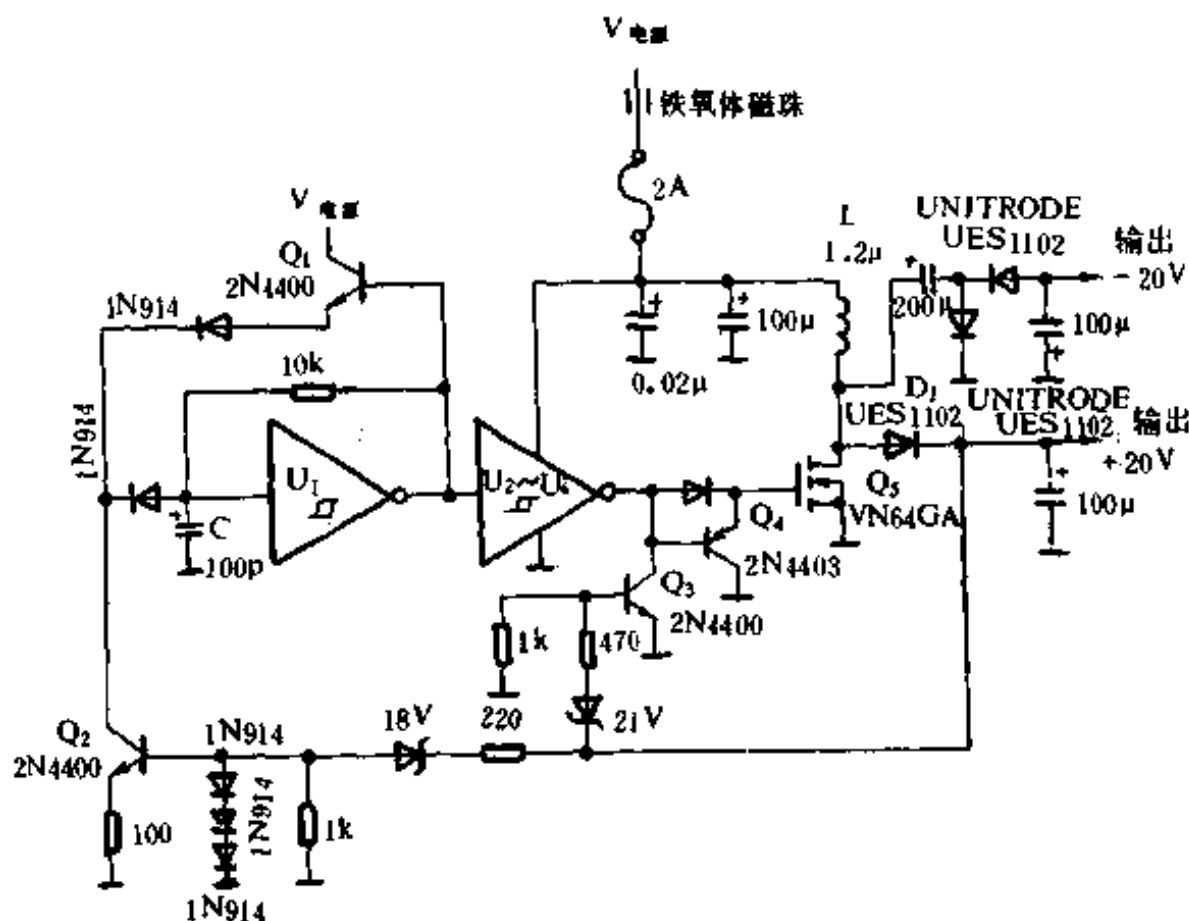


图 15-56 500kHz、35W 的开关稳压电源电路

$1\frac{1}{2}$ 英寸(38.1mm)、截面积为 $\frac{1}{10}$ 平方英寸(64.5mm²),导线不小于 22 号,试验效果令人满意。

100 μ F 的输出滤波电容器采用固态钽电容,若采用普通的电解电容器,或者用一些小型陶瓷电容器并联,虽然在高频应用时,也能达到令人满意的效果,但经常会出现故障。

(来源:稳压电源,[美]I. M. 戈特利布著,叶靖国译,1993)

15.57 200kHz、50W 的开关稳压器

图 15-57 所示为 200kHz、50W 的开关稳压器电路。电路中 R₁ 提供必需的正反馈。LM710 是一只快速比较器,并且电阻 R₂ 使它按滞后方式工作。二极管 D₁、电阻 R₄、R₅ 及电容 C₃ 组成自举网络,因为该网络的奇异特性,所以不需要单独的直流电源就能够获得足够的门极驱动电压。(双极型晶体管开关稳压器通常不要求升高基极驱动电压,这是因为大约 0.7V 的驱动电压就能使双极型晶体管饱和,而功率 MOS 场效应管常常要求门驱动电压为 10 或 12V。)

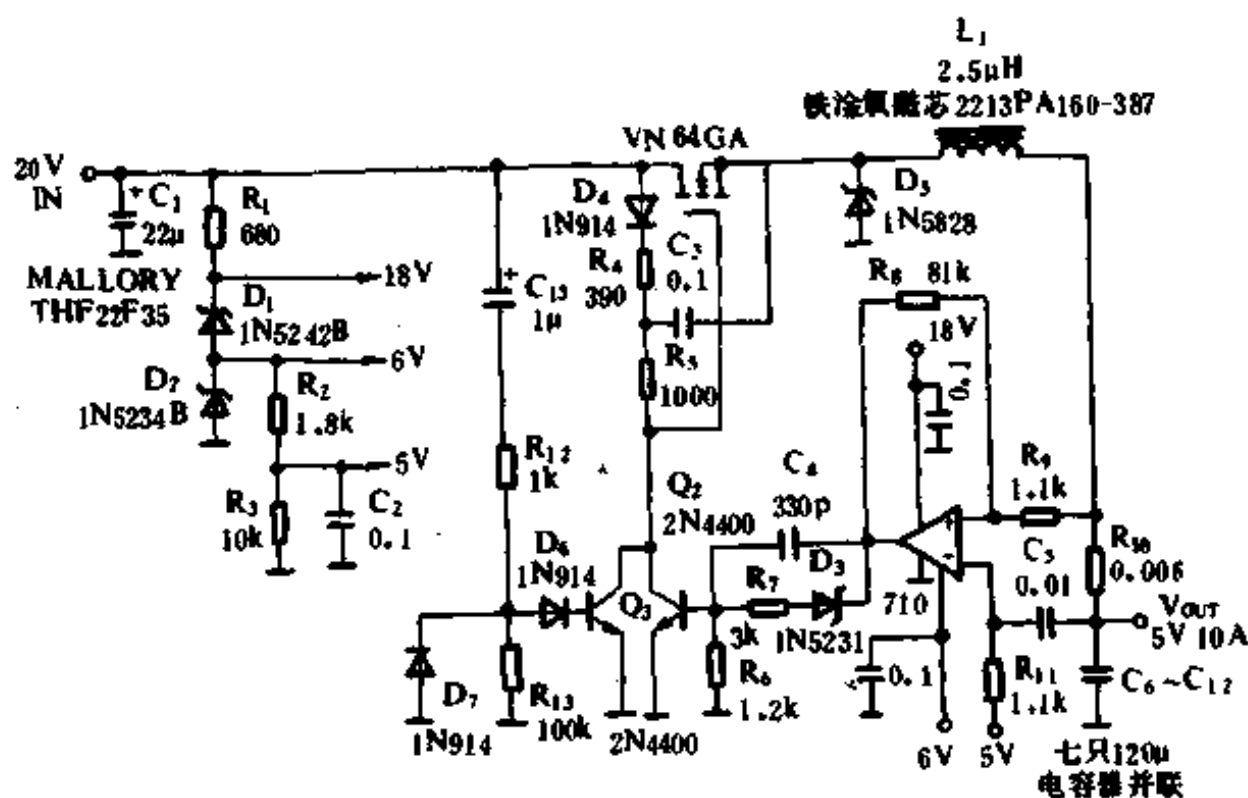


图 15-57 200kHz、50W 的开关稳压器电路

LM710 电压比较器由 +18V 和 +6V 电源供电, 这样不需要负电压的直流电源。通过 R_{11} 接到 LM710 的反相端的 5V 电压是基准电压。当稳压电源的输出电压高于或低于 5V 时, 200kHz 振荡器的占空比变化, 从而使输出电压维持 5V 不变。电容器 C_5 使 5V 基准电压按照自动校正作用调制。这样可以使脉冲电压显著降低。

虽然从 Q_2 、 Q_3 电路来看, 可能认为是差分放大器, 但实际上, Q_2 仅作为功率 MOS 管的驱动级, 晶体管 Q_3 是软启动电路的一部分。当电源刚接通时, 直流电流通过电容 C_{13} 使 Q_3 导通, 因此 Q_2 不能导通。随着 C_{13} 充电, Q_3 基极的正向偏压逐渐减小, 最后 Q_3 截止, 此时, Q_2 开始起驱动作用, 电源开始具有稳压作用。这样, 启动时, 负载就不会因电压瞬变而损坏。在其它电源中, 启动时往往损坏负载。

六只输出电容器 $C_6 \sim C_{12}$ 并联, 主要目的是为降低阻抗, 总阻抗约为 $10\text{m}\Omega$ 。注意, 输出电容尽量采用聚丙烯电容器。

(来源: 稳压电源, [美] J. M. 戈特利布著, 叶靖国译, 1993 年 3 月)

15.58 5V、0.5A 降压变换器

电路如图 15-58 所示。

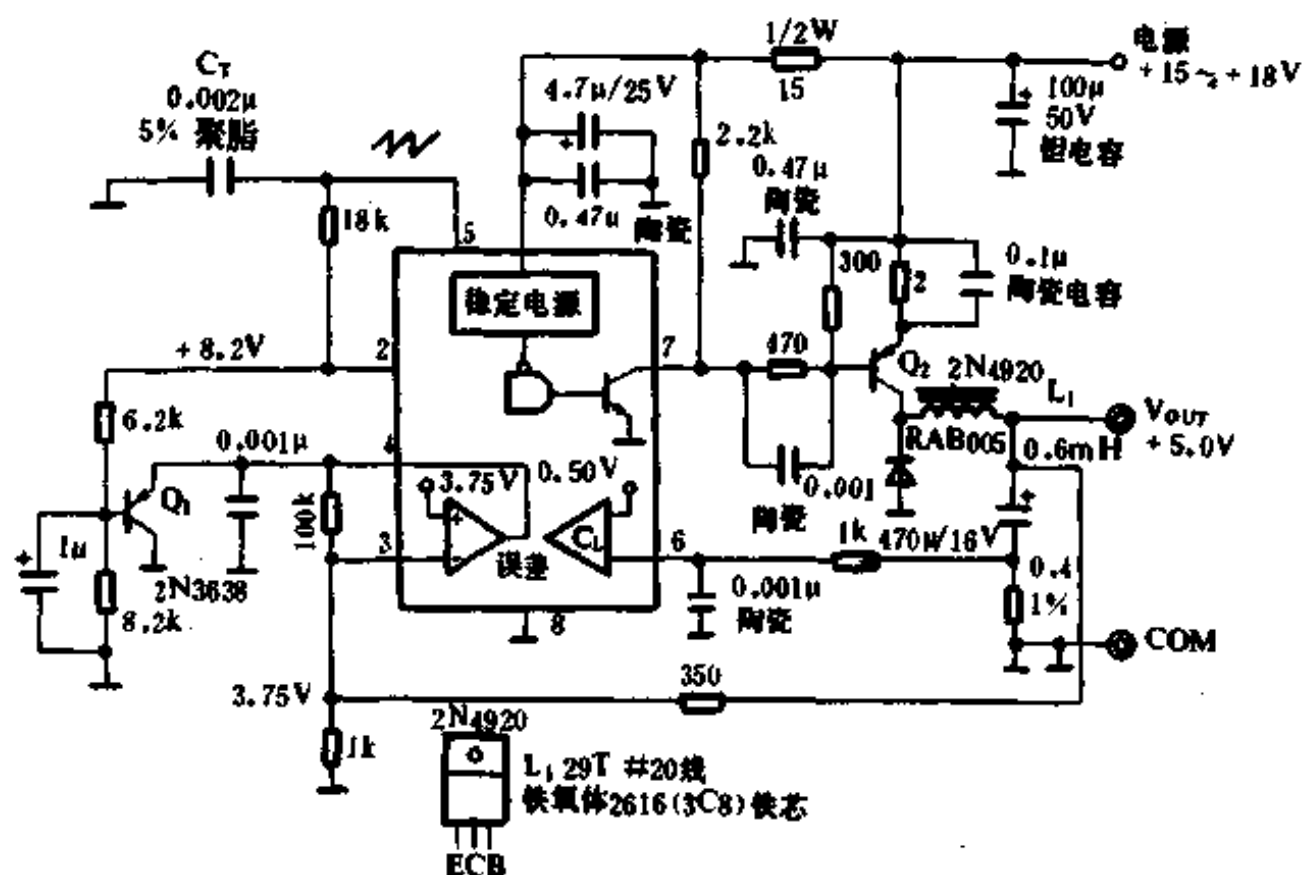


图 15-58 5V、0.5A 降压变换器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.59 伺服仪表用直流变换器

电路如图 15-59。它用于伺服仪表操作台，输出电压为 18~30V 可变，额定电流为 0.2A。图中， C_s 为定时电容； L_1 为 2616 型铁氧体磁芯绕制，线圈 3C8 为 14 匝，#18 线，电感量为 0.14mH。最大占空比为：

$$\sigma_{\max} = f \left[\frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}} (V_z) + V_{BE} \right]$$

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

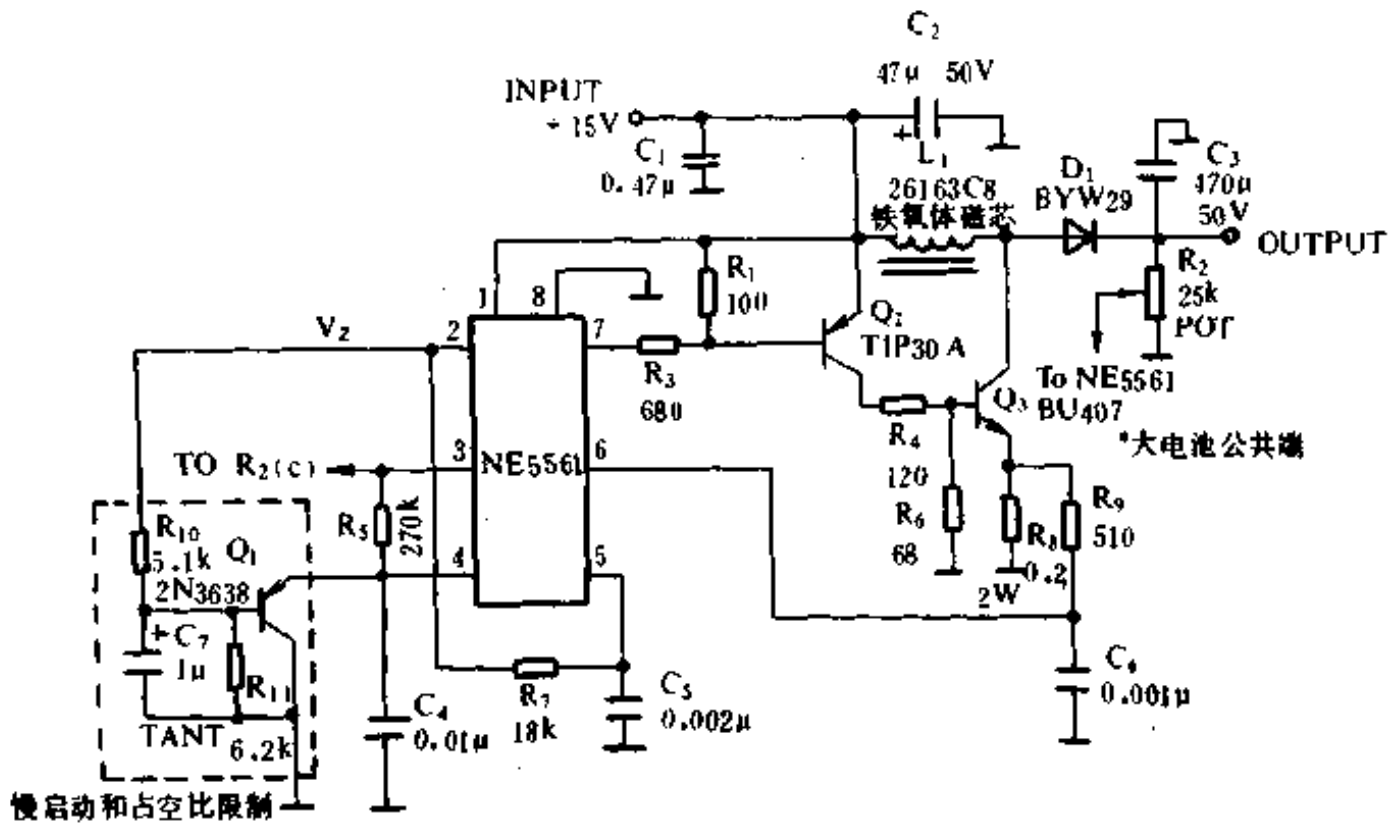


图 15-59 伺服仪表用直流变换器电路

15.60 用于 12V 系统的 500kHz 逆变电源

电路如图 15-60。在回扫电路中，PWM 控制回路为 DMOS 管提供控制脉冲。PWM 的输出为脉冲信号，脉冲的宽度与输入控制电压的大小成正比，脉冲信号的周期由外部时钟信号决定。差放放大器和参考电压的作用是为 PWM 回路提供输入信号并且保证当负载变化时输出电压不会有变化。它们形成了控制回路的反馈环路，就象一个伺服控制系统似的。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.61 100V、0.25A 开关模式变换器

100V、0.25A 开关模式变换器电路如图 15-61。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

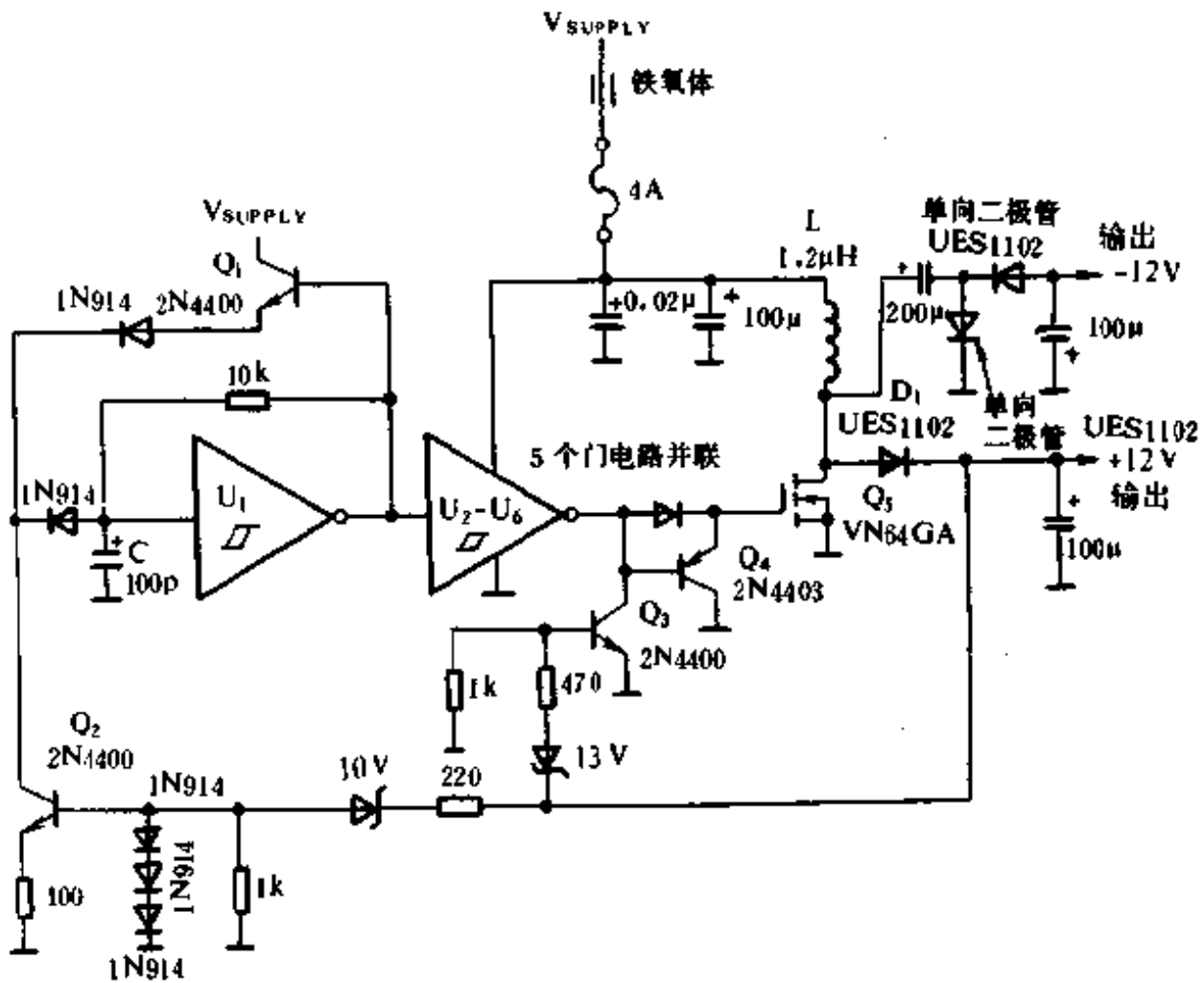


图 15-60 12V 用 500kHz 开关逆变回路

15.62 开关电源电路

电路如图 15-62。它提供了通/断开关、软启动、电流监测、自动断路以及过流保护功能,能提供 30V 电压和 2A 的电流。开关被“导通”脉冲接通,被“关断”脉冲截止。过流断路由总线侧的 6 位二进制信号设定,该信号被转变成模拟电压与从负载电流取样电阻上的电压相比较。电流检测信号放大器输入端的阻容电路为一个低通滤波器,这样对过流的响应有一个几百微秒的延迟,因此有一定的抗干扰作用。PFET 漏极接的 $0.022\mu\text{F}$ 的电容能产生米勒效应,这将减小漏极电压在管子开通和关断时的电压变化幅度,从而起到减小导通电流的目的。软启动的时间依赖于负载的阻抗,典型的时间为 100~

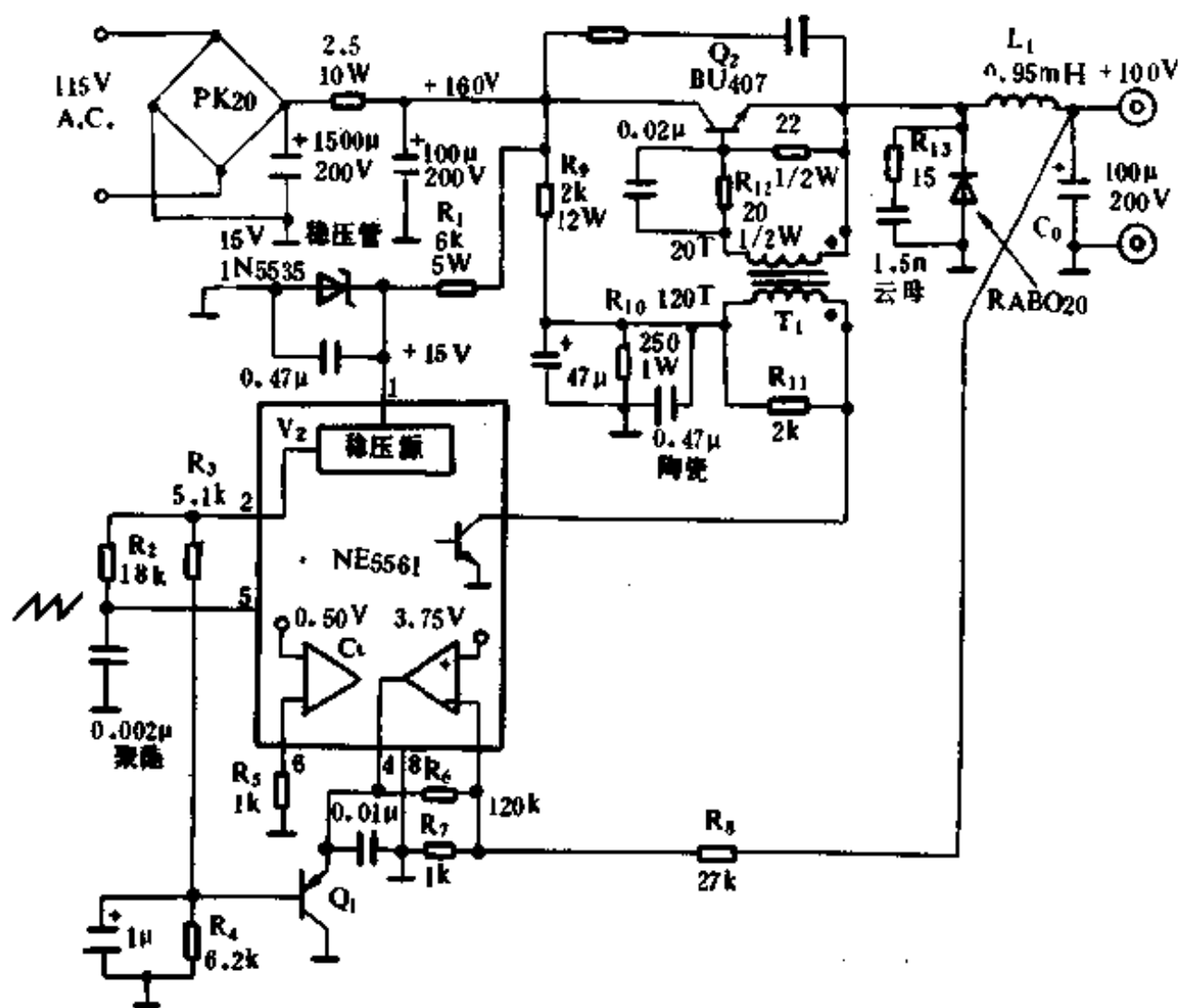


图 15-61 100V、0.25A 开关变换器

200ms。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.63 大电流开关电源

电路如图 15-63。它输出为低压大电流，输入为 220V 交流电。ST2 双向开关器件形成张弛振荡器， Q_2 、 C_2 以及双向开关使输出开关管 Q_1 导通，一个由 Q_2 、 C_2 、SUS 和 SCR1 形成的定时/换流网络保

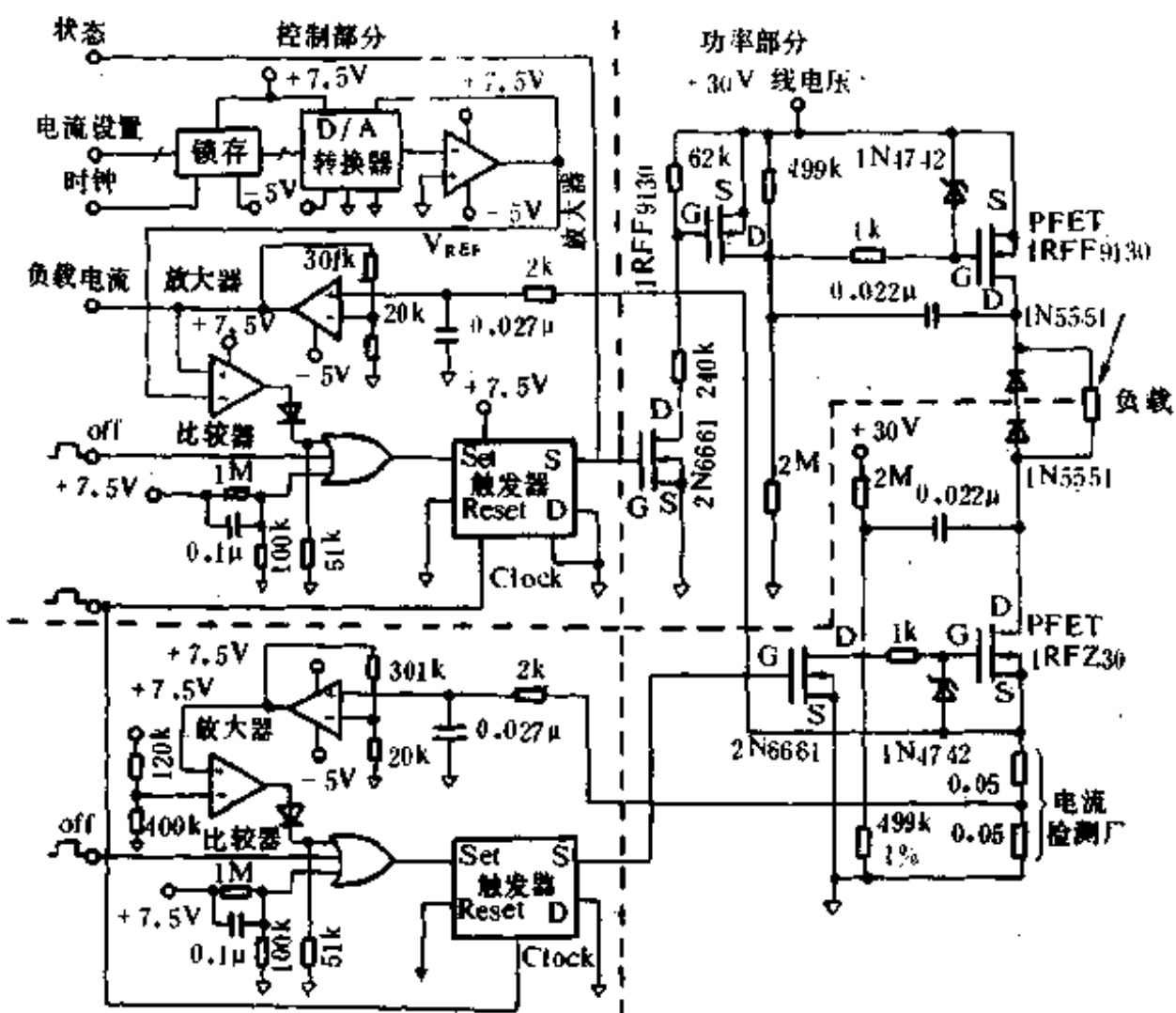


图 15-62 开关电源电路

持 Q_1 的通态。输出电压决定于占空比。由于输入电压和负载电阻的波动,所以需要对输出中不期望的波动进行补偿。H11C 为一个线性的单向 PNP 晶体管,用于组成差动放大器接入电流隔离负反馈环路中。该环路决定了占空比,从而就决定了输出电压。 Q_2 、 Q_3 的 V_{DRM} 为 400V,属于小电流大电压器件,PNP 型。将 Q_1 的集电极电流经 R_{SS} 反馈到关断回路,可实现短路保护功能。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.64 小功率开关稳压器

电路如图 15-64。它比较简单,由 9V 电池供电,输出为 5V、50mA,效率为 80%。 Q_1 导通时集电极电压上升,强迫电流从电感流过,输出电压升高,也使得 A_1 的输出电压升高; Q_1 关断,输出衰减。当输出电压降至一定值时 A_1 又使得 Q_1 导通。 100pF 的电容器用来消除开关毛刺。 $1\mu\text{F}$ 的电容器保证高频时电池有较低的阻抗,避免开关时电池电压剧降。

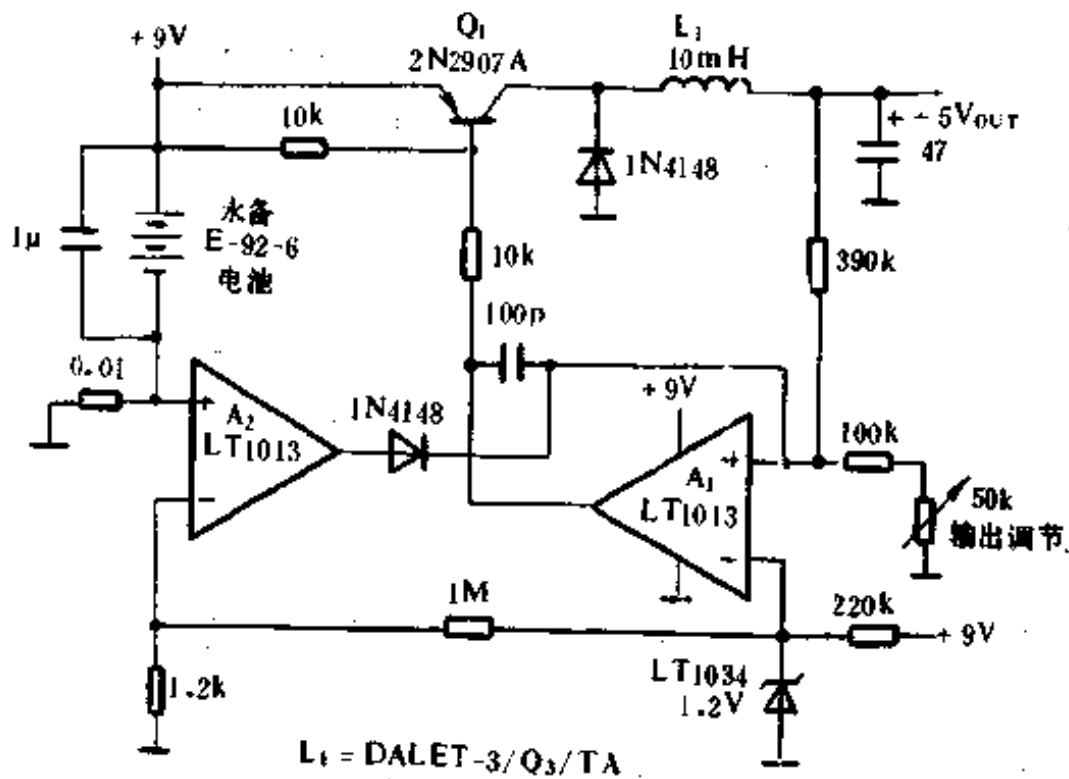


图 15-64 小功率开关稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.65 $\pm 50\text{V}$ 前向开关变换器

电路如图 15-65 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

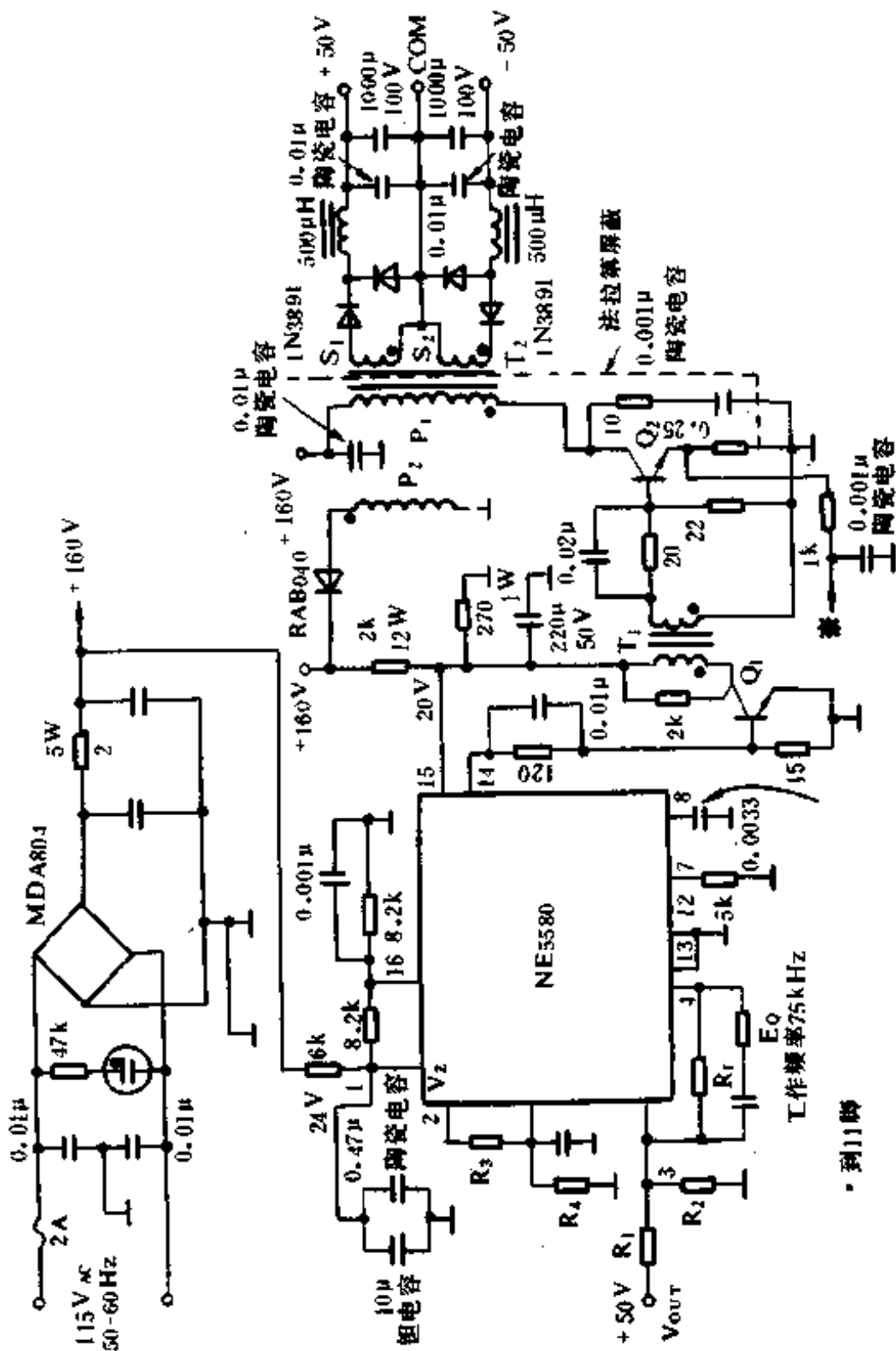


图 15-65 正50V 前向开关变换器电路

15.66 DC/DC 开关电源

电路如图 15-66, 输入为 24~32V 的直流, 输出 5V、8A。两个功率 MOSFET 交替导通相等的时间。开关频率 150kHz, 由 PWM125 控制器设定。两个 MOSFET 的输出经变压器变为低压, 然后整流。电路工作在 22~32V 范围内的效率为 75%。提高输入电压效率能接近 90%。

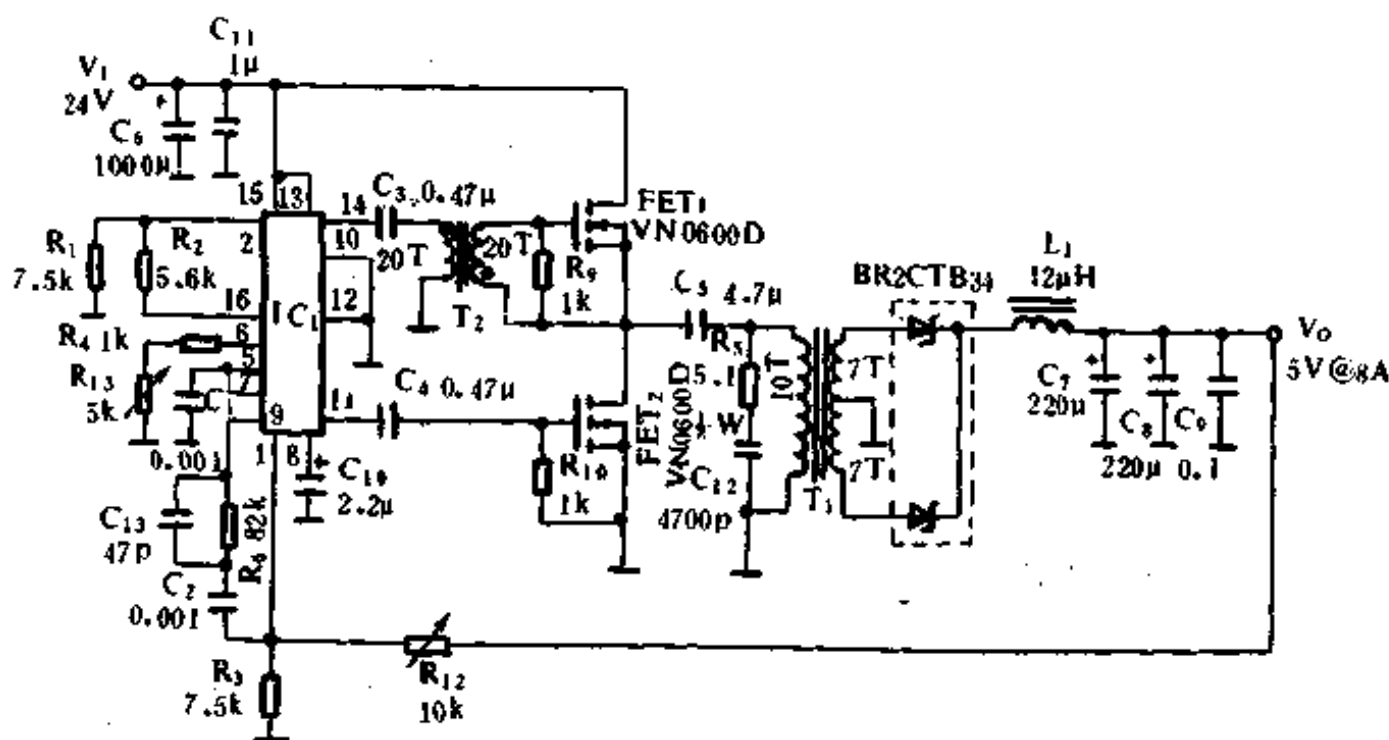


图 15-66 DC/DC 开关电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.67 高稳定度 25kHz 开关电源电路

电路如图 15-67。其输入电压为 10~30V, 经过 PWM 调制, 输出一个高稳定度的 5V 电压。电路中 120µH 的电感用 16# 线在型号为 Arnold A. 894075-2 铁氧体磁芯上绕制 40 圈而成, 其它元器件很容

易购得。这个电路非常适用于要求高稳定度电源的场合,如模-数转换器的参考电源。

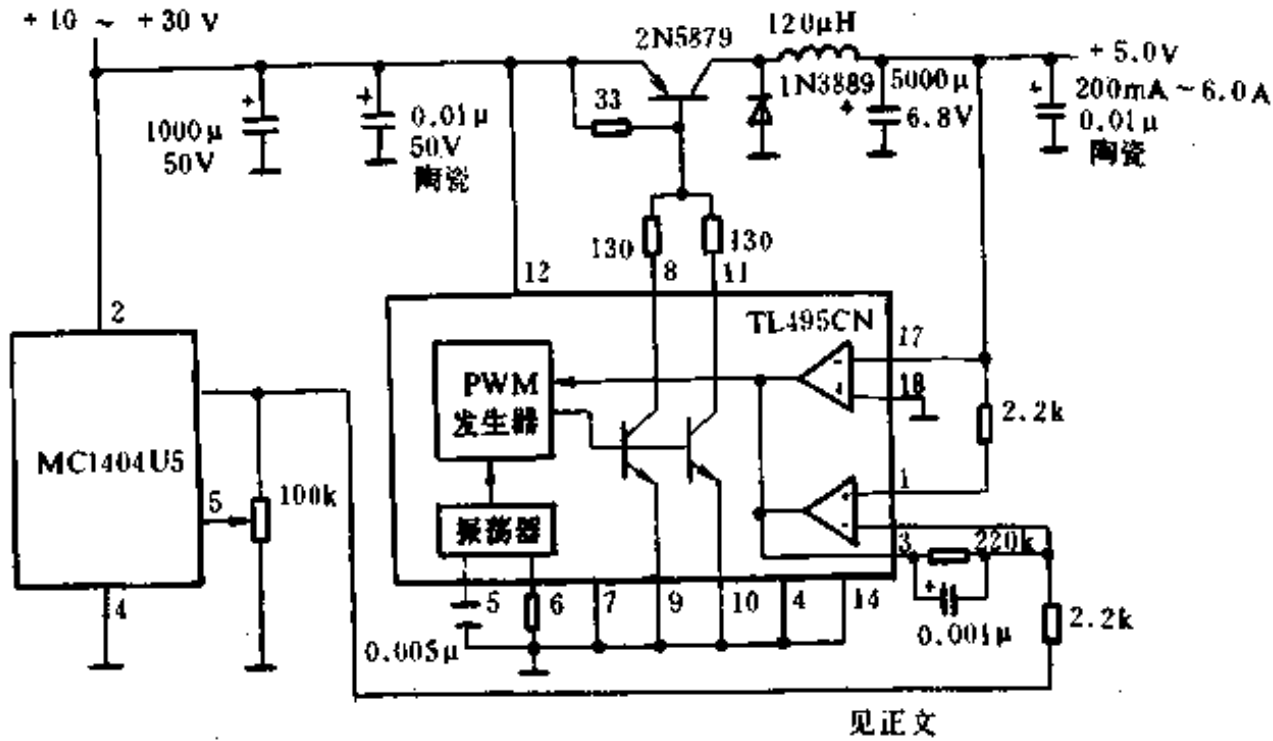


图 15-67 高稳定度 25kHz 开关电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.68 200kHz 开关电源

电路如图 15-68。它可为微处理器提供纹波不超过 100mV 的直流电。28V 的电源给电阻分压网络供给系统正常工作电源。比较器(实际上是工作在 200kHz 的振荡器)LM710 的输出经电平转换电路送到了 Q_2 的基极。 Q_2 是自举电路的一部分,其作用是使 MOSFET 完全导通。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.69 试验型开关电源

图 15-69 所示为试验型开关电源。所谓试验型,就是它只是一个最基本的电路,可以通过脉宽调制(PWM)集成电路很容易完善它的控制和工作性能。由于该电源的适应性很强,因此在各种用途的电源中,它都可以做基本装置。例如,更替很少元件,该电源就能在 20kHz

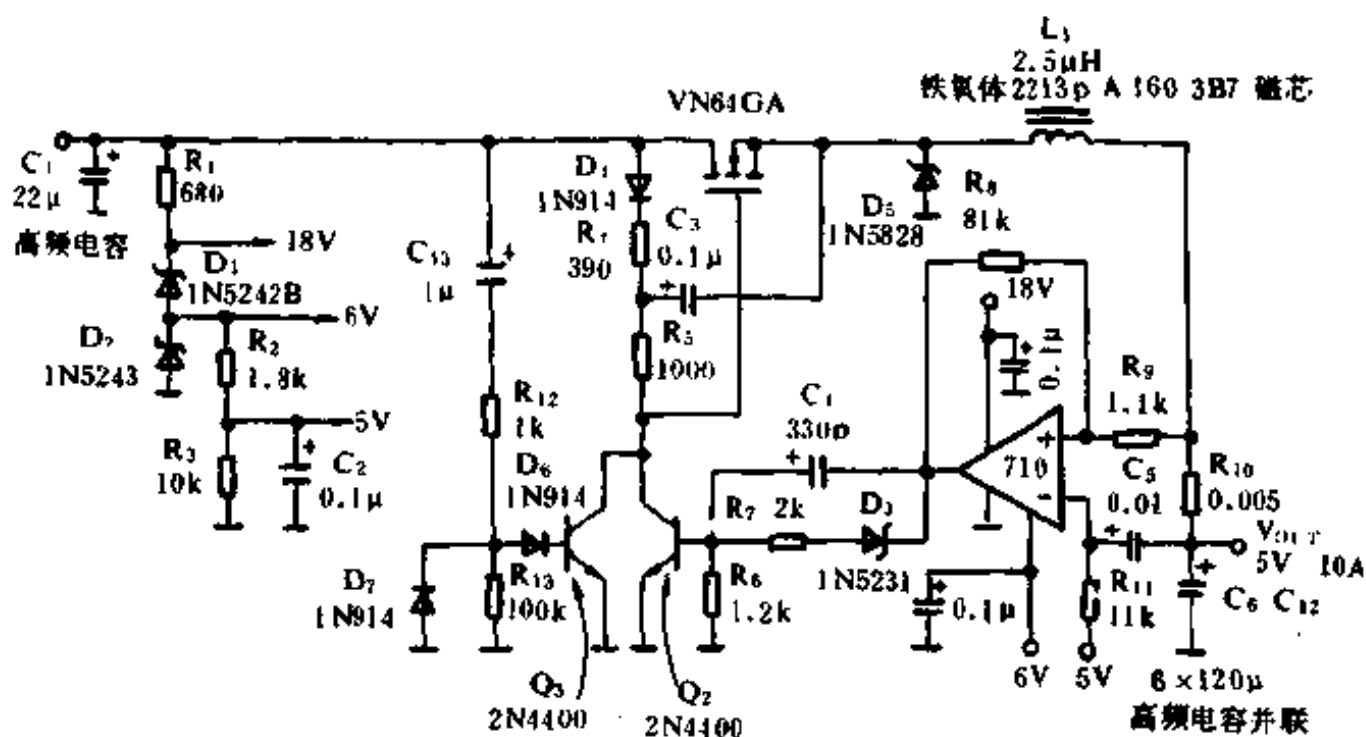


图 15-68 200kHz 开关电源电路

~200kHz 范围内工作。同时,更换几个元件,它的功率可从几十瓦到几百瓦,甚至更高。附表列出了这种试验型电源的元器件参数。

基本电路是由国际整流器有限公司(IR)发明的。由于采用了高压功率 MOS 管,因此制作容易,并且通用性强。功率 MOS 场效应管不会产生二次击穿,并且对驱动信号的要求比双极型晶体管低得多。由于 MOS 场效应管中不存在双极型晶体管那样的电荷存贮现象,因此开关速度特别快,开关频率可达几百千赫。由于 MOS 场效应管内含有二极管,所以不需要和开关器件连接的旁路或“续流”二极管。

从图看出,由晶体管 $Q_3 \sim Q_4$ 组成桥式放大器作为驱动级, MOS 场效应开关 Q_1 和 Q_2 连接成半桥式结构。驱动级和开关级都用电容器阻断流过耦合变压器 T_1 、 T_2 和输出变压器 T_3 绕组的直流,这样就消除了推挽电路及允许变压器绕组通过直流电流的其他电路中存在的开关瞬变和电流尖峰的影响。显然, MOS 场效应管不像双极晶体管那样,超出安全工作区后特别容易损坏,但是尖峰脉冲也是不希望有的,因为它产生电磁干扰,并且不容易从输出中滤除。

匝比,示波器能够短暂地接到 T_3 次级的两个悬空端。)

该电源恢复稳压工作方式后,直流输出电压可通过 $5k\Omega$ 和 $10k\Omega$ 两个电位器来调节。这样可以提供更宽的调节范围。通常,改变两个电位器的滑臂位置,可以得到要求的输出电压,调节这两个电位器,也可得到最佳的调整率、纹波、响应和稳定性。

附表:试验型开关电源的元器件参数

元器件	说 明
C_1, C_2	350 μ F、直流 250V 电解电容
C_3	500 μ F、50V 电解电容
CR1, CR2	1N3211 硅 PN 整流二极管
CR3	2 个 MDA90 或 4 个 1N4001 二极管
D_1, D_2	75HQ045 二极管
IC1	SG3524 硅通用集成组件
Q_1, Q_2	1RF300 晶体管
Q_3, Q_4	MPS3694 晶体管
Q_5, Q_6	2N9249 晶体管
R_T	36kHz 时用 15k Ω ; 100kHz 时用 4.75k Ω ; 200kHz 时用 1.6k Ω
T_3	小型 12V 灯丝变压器(50 或 100VA)

最后,利用 IC1 空着的管脚或接地脚,还可以使该电源增加一些功能,如软启动、限电保护、自动关机和和其它控制功能。开关频率决定于 R_T 和 C_T 的时间常数。输出电压主要决定于输出变压器 T_3 的匝比。根据 T_3 的容量、整流二极管的参数和交流电路中倍压电容器的参数,输出功率可达几百瓦。需要更大功率时, Q_1 和 Q_2 可以并联——而且不需要均流电阻,也可能不需要增大驱动功率。此外,有趣的是,为了扩大输出电流,肖特基整流管也可直接并联。

总之,利用给出的元件参数,设计者和实验者可以避免开关稳压器中有时出现的麻烦情况和棘手的问题。

(来源:稳压电源,[美]L. M. 戈特利布著,叶靖国译,1993)

15.70 5V、0.5A 供电电源

电路如图 15-70。通过调节反馈环节 R_2 和 R_3 的值,电路可得到

一个稳定的输出。将负载接到三极管 Q_2 的集电极上, ZN424E 只需输出 2V 电压即可。这个简单的电路具有以下特点:满载时输出噪声和谐波为 1mV_{rms} , 电压变化(0~0.5A 时)为 0.1%, 温度系数为 $\pm 100\text{ppm}/^\circ\text{C}$, 电流极限为 0.65A。

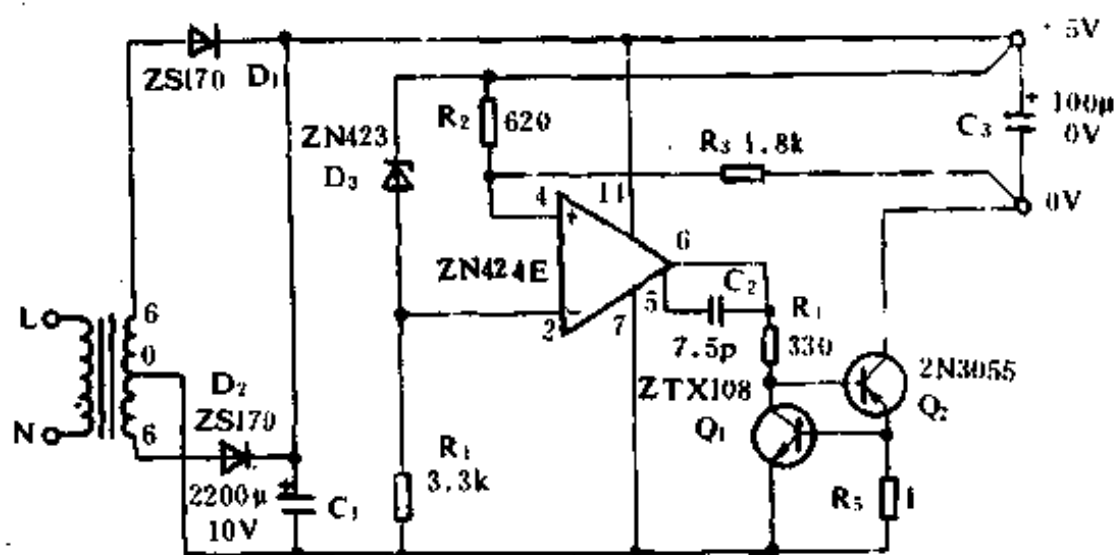


图 15-70 5V、0.5A 供电电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.71 低前向压降整流电路

电路如图 15-71。它由 TMOS 场效应管 Q_1 和比较器 LM393 组成了一个高效的整流电路。当 V_A 大于 V_B , U_1 输出高电平 Q_1 导通; 相反, 当 V_B 大于 V_A , 比较器输出低电平 Q_1 截止。

前向压降由 Q_1 的通态电阻和电流 I 决定。MTH40N05 的通态电阻为 0.028Ω , 如果 $I=10\text{A}$, 前向压降小于 0.3V, 最好的肖特基二极管在几百毫伏下是不会导通的。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.72 小型电源

电路如图 15-72。它的中抽式变压器后接二极管整流桥和

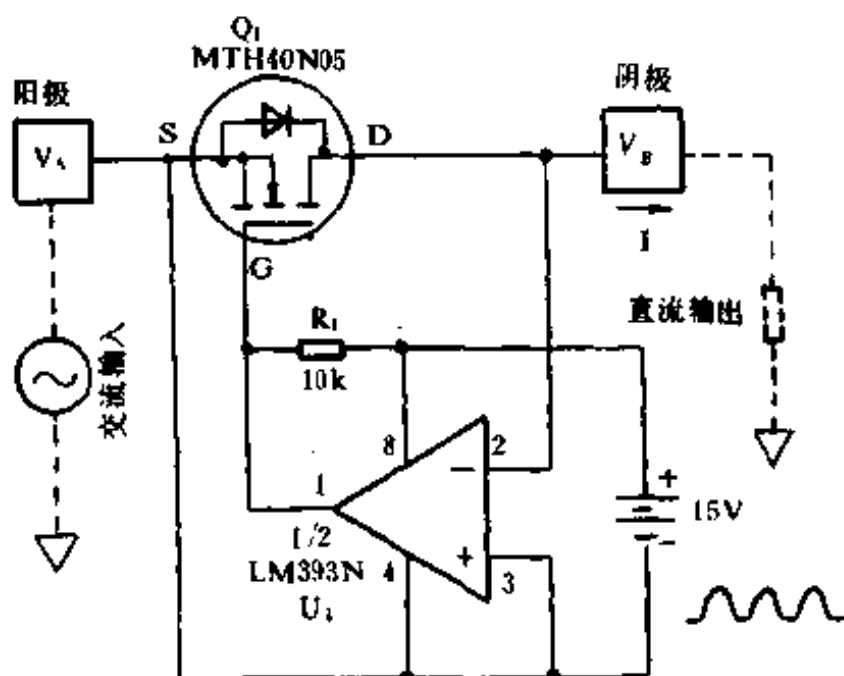


图 15-71 低前向压降的整流电路

2500 μ F 的滤波电容,空载电压 37 或 47V,这由开关 S2a 的位置决定。未稳压的直流被送至预稳压级,该级由 Q_1 和 D_s 组成。这些元件防止 IC1 (723) 过压,723 工作电压不能超过 40V。发光二极管 (LED1) 和 2.2k Ω 的限流电阻 (R_1) 提供通/断指示。选择变压器不同的抽头,发光二极管的亮度略有变化。 Q_2 起电流放大作用,它的最大集电极电流为 15A,最大 V_{CE} 为 70V,足够适合该电源使用。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.73 50W 离线式开关电源

该电源功率为 50W,输出为 5V、10A。电路如图 15-73 所示。回扫变换器工作在连续模式。电路初级和次级控制器在故障态,比如过流情况下均有保护作用,当故障消除后,电源再重新开始正常工作前,进入软启动周期。电路元器件参数见附表。

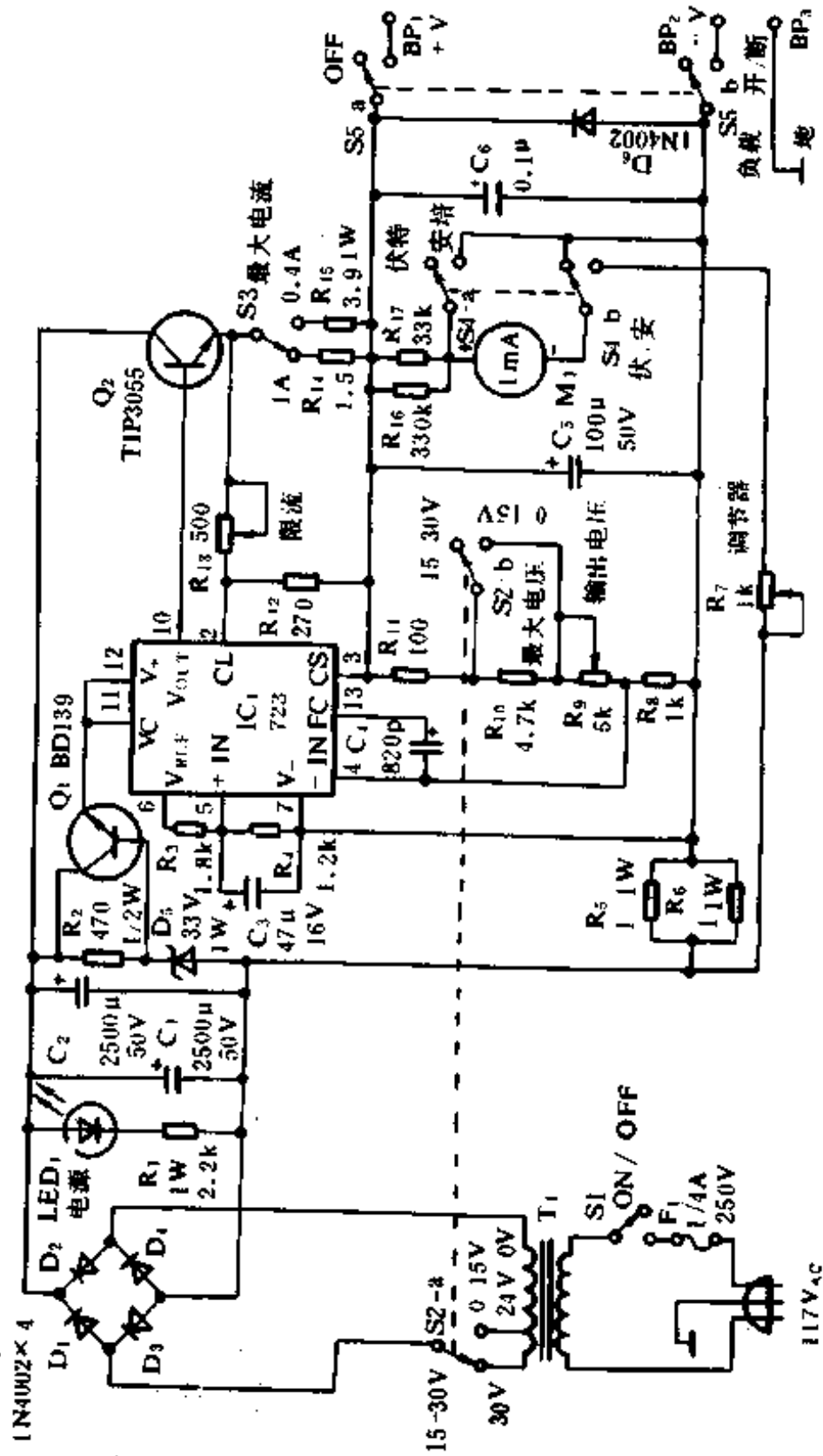


图 15-72 小型电源电路

附表: 电路元器件参数

C ₁	0.022 μ F/400V	R ₁	100 Ω (25 $^{\circ}$ C)	L ₁	25 μ H
C ₂	470 μ F/250V	R ₂	1 Ω /1W	D ₁	1N4937
C ₃	470 μ F/16V	R ₃	10 Ω /0.25W	D ₂	MBR1035
C ₄	220pF/100V	R ₄	100k Ω /0.25W	T ₁	L _p =9mH, n=1:15
C ₅	470pF/500V	R ₅	0.33 Ω /1W	T ₂	50 μ H, n=1:3
C ₆	2200pF/500V	R ₆	10k Ω /0.25W	F ₁	熔断丝 A/SB
C ₇	270pF/500V	R ₇	390 Ω /2W	M ₁	二极管整流桥
C ₈	39pF/500V	R ₈	22k Ω /10W	Q ₁	BUZ80A/ IXTP4N80
C ₉	11,000 μ F/6.3V	R ₉	68 Ω /0.25W		(220VAC)
C ₁₀	10 μ F/16V	R ₁₀	10 Ω /0.5W	Q ₁	CE IRF823
C ₁₁	0.047 μ F/10V	R ₁₁	3.3 Ω /0.5W		(110VAC)
		R _L	5 Ω /10W		

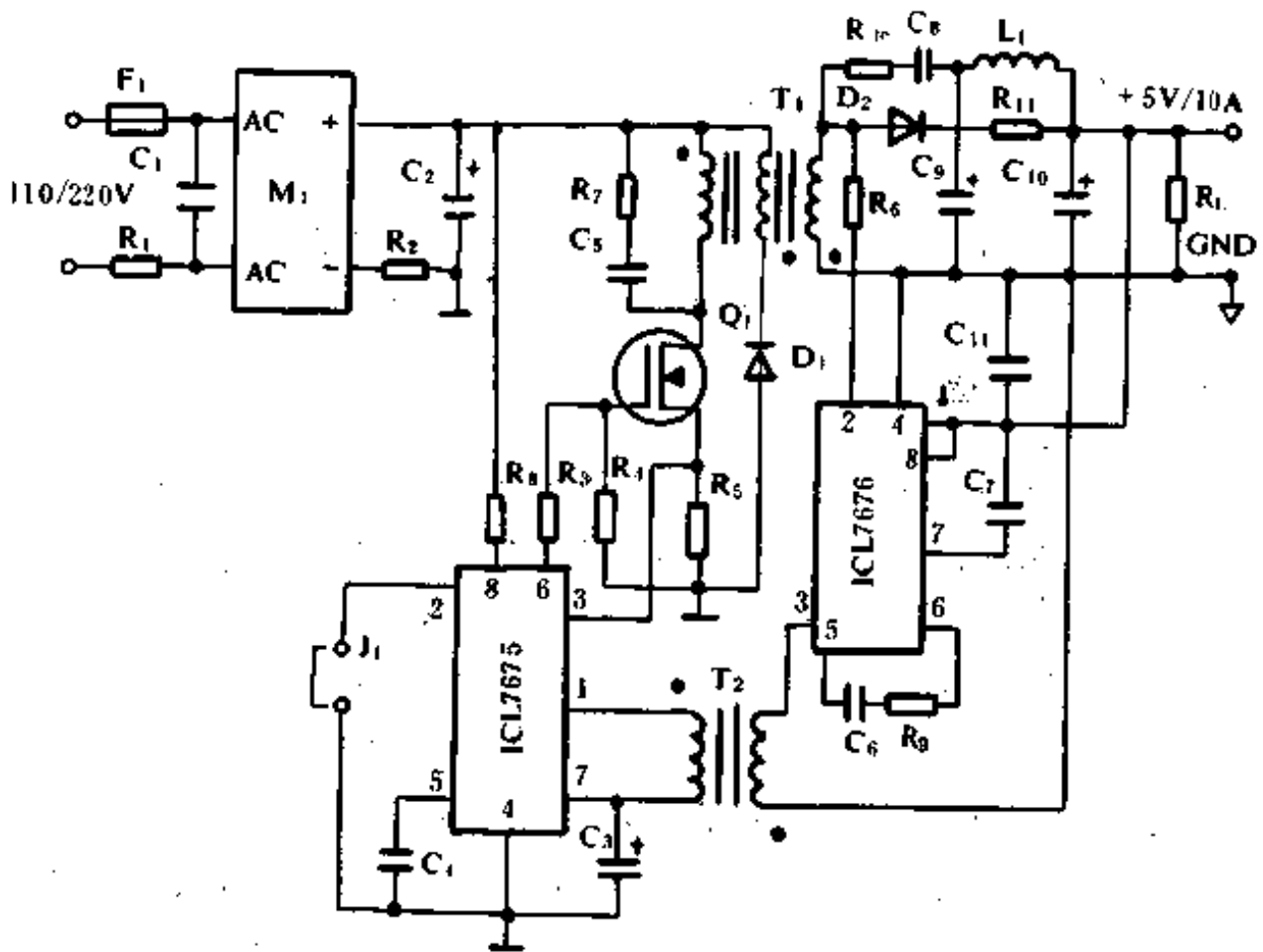


图 15-73 50W 离线式开关电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

15.74 手持无线电收发机的直流变换器

电路如图 15-74。它为 KenWood TR-2500 汽车手持无线电收发机提供 9V 电源。LM317 的安装接头要和它的输出端相连,这要根据你的变换器类型加以考虑。在本电路中,LM317 产生 2~3W 的热量,因此要安装 $1 \times 2 \times \frac{1}{8}$ 英寸的散热器。

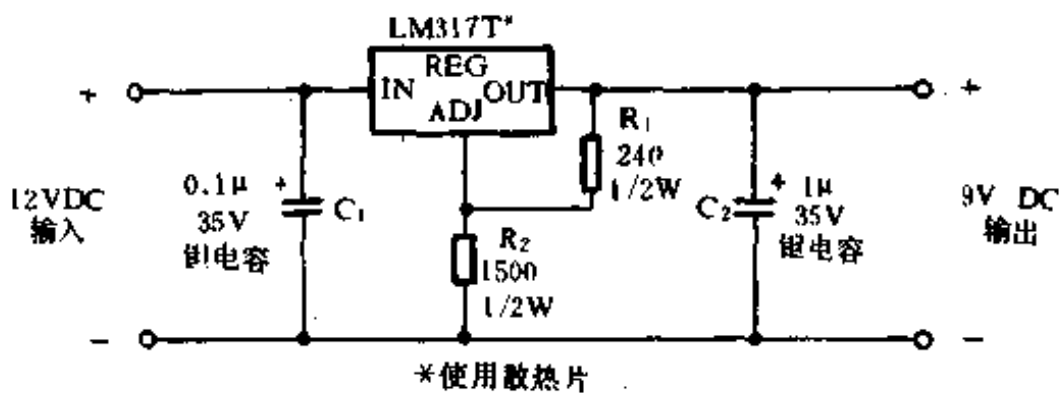


图 15-74 手持无线电收发机直流变换器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

15.75 反馈隔离电源

图 15-75 所示电路利用 TL3103 的反馈隔离能够实现电流和电压互感。该电源输入为 120V 交流电,输出 5V、1.5A 直流电。输出电流和电压被检测,误差信号送至 PWM 控制电路 TL594 的误差放大器。24V 的变压器在 $1000\mu\text{F}$ 的滤波电容上产生 35V 的电压。TL594 的 6 脚和 5 脚分别接 $6\text{k}\Omega$ 的电阻和 $0.01\mu\text{F}$ 的电容,将开关频率设定在 20kHz。13 脚接高电平使 TL594 工作在推挽状态。14 脚和 15 脚接 5V 的参考电压,为电流误差放大器设定参考点。2 脚接 5V 的参考电压为电压误差放大器设定参考点。TL3103 误差检测电路中的 $10\text{k}\Omega$ 可调电阻能对输出电压、电流设定界限。一对 TIP31E NPN 晶体管在推挽电路中用作开关管。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

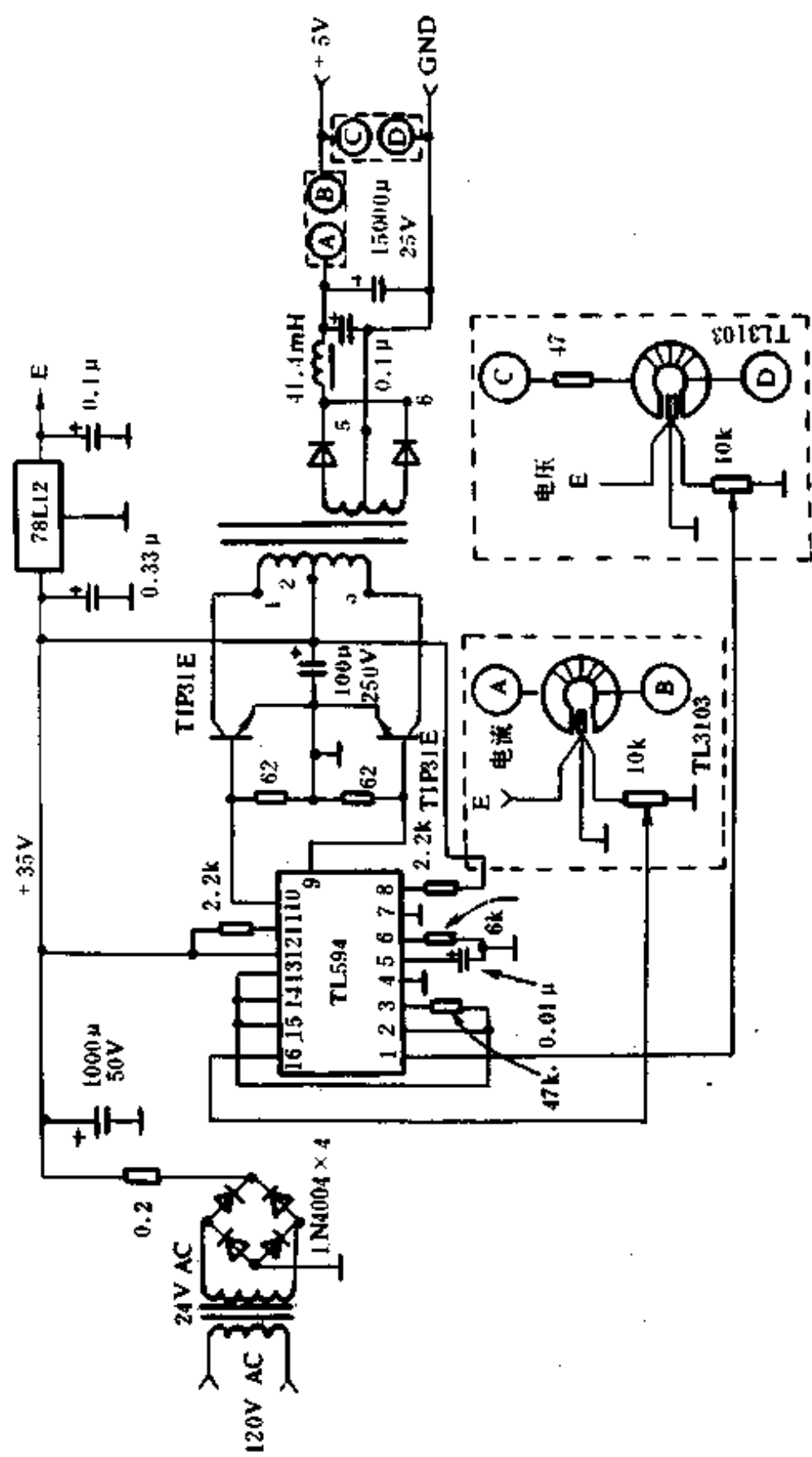


图 15-75 反馈隔离电源电路

15.76 125W 谐振开关电源

图 15-76 所示的电路是一个 125W 谐振开关电源电路图。本电路有如下显著特点。

(1) 它是离线式稳压电源。输入电压可以是 115V 或 230V；

(2) 本电路工作在谐振模式。由 L_1 和 C_7 构成的串联谐振频率为 750kHz。电路正常工作频率为 600kHz 左右。根据稳压的需要，工作频率会自动在 600kHz 上下变化；

(3) 功率开关 Q_1 和 Q_2 ，设计为半桥工作结构；

(4) 光电隔离器 (U_3) 采用电压反馈，对负载与输入电源进行电气隔离；

(5) 驱动电路在控制电路和功率开关之间，以获得 Q_1 和 Q_2 输入电容的快速充电。从本质上看，这好象与谐振工作模式无关，但这一技术在更高频时是有用的。如，电路设计的工作频率为 100kHz 时，这个驱动电路便可省略；

(6) 值得一提的是，本电路也是一种电流模式（通过 T_2 变压器反馈），但它并不象平常所说的电流模式 PWM 电源电路。

由于功率开关 Q_1 和 Q_2 交替通断，因此，变压器 T_1 工作在两种模式：首先是给 T_1 初级-正向的正弦半波激励，其次又给一反向正弦半波激励。这样， T_1 的次级就感应出一个全波正弦电压。整流由 D_{12} 和 D_{13} 两肖特基二极管完成。 L_2 和 C_{12} 一起则组成了直流电压输出滤波器。

变压器 T_2 的初级只有一匝，对 L_1 和 C_7 谐振回路的作用可以忽略，但它对 T_1 的初级峰值电流起了监控作用。 T_2 次级 40 匝绕组感应出来的电压准确地体现了从 T_1 初级也即流过 Q_1 和 Q_2 的峰值电流。此电压经整流和部分滤波，象一个锯齿波，被送入控制电路 U_2 的 16 脚。电路的其它参数见附表。

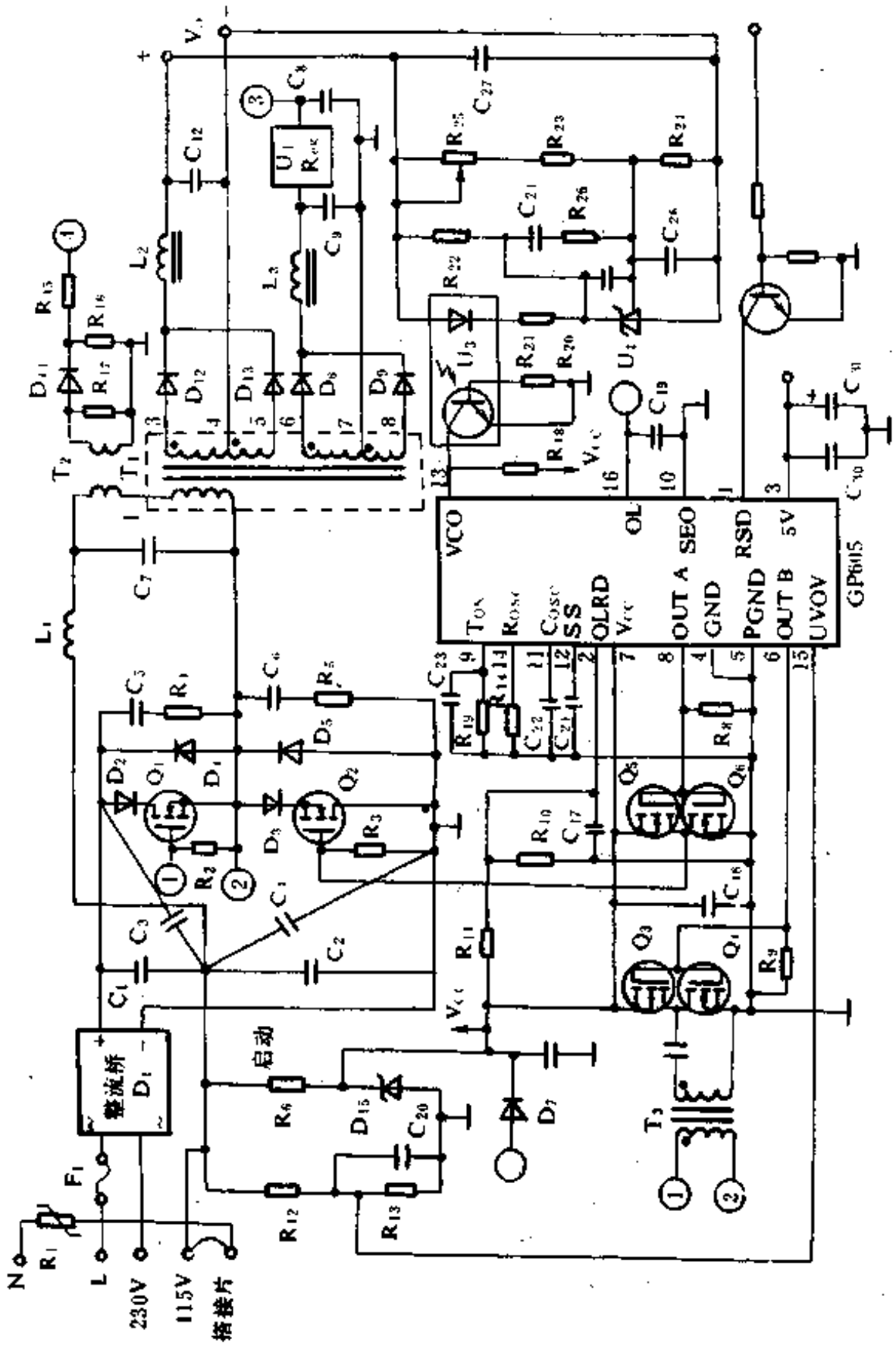


图 15-76 125W 谐振开关电源电路

附表 125W 谐振开关电源元器件参数

元器件	种类参数
C ₁ , C ₂	铝电解电容 330 μ F 200V
C ₃ , C ₄	聚丙烯电容器 1 μ F 200V
C ₅ , C ₆	瓷介电容器 NPO 47pF 1kV
C ₇	瓷介电容器 NPO 8200pF 1kV
C ₈ , C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₈ , C ₂₀	瓷介电容器 X7R 0.22 μ F 25V
C ₉ , C ₂₁	钽电容 4.7 μ F 35V
C ₁₆ , C ₁₇ , C ₂₁ , C ₂₇	钽电容 4.7 μ F 16V
C ₁₂ , C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₅	钽电容 220 μ F 10V
C ₁₉ , C ₂₄	瓷介电容器 X7R 0.022 μ F 25V
C ₂₀ , C ₂₆	瓷介电容器 NPO 1000pF 25V
C ₂₂	瓷介电容器 NPO 150pF \pm 5% 25V
C ₂₃	瓷介电容器 NPO 100pF \pm 5% 25V
C ₂₅	瓷介电容器 X7R .047 μ F 25V
C ₂₈ , C ₂₉	薄膜电容器 1000pF 250Vac“Y”型
D ₁	二极管整流桥 4A 600V
D ₂ , D ₃	肖特基二极管 IN5823
D ₄ , D ₅	超快速恢复二极管 BYV29-500
D ₇	Diode IN4001
D ₈ , D ₉	超快速恢复二极管 MUR105
D ₁₀ , D ₁₁ , D ₁₄	二极管 IN4148
D ₁₂ , D ₁₃	肖特基二极管 MBR3045 PT
D ₁₅	稳压二极管 IN967A
F ₁	保险丝 5A 250V Vac
L ₁	电感器 5 μ H \pm 5%, 磁芯 T51-8/90.12 匝 #28 AWG
	电感器 7.5 μ H \pm 10%
L ₂	磁芯: Arnold Eng. A-445146-2 或 Magnetics 55344-A2.7 匝 5 条线并联 #20 AWG.
L ₃	电感器 330 μ H 85ma. TDK EL0606 SK1-331K
Q ₁ , Q ₂	MOSFET IRF840
Q ₃ , Q ₅	MOSFET VP0104N3 p-沟道 8 Ω
Q ₄ , Q ₆	MOSFET VN1306N3 n-沟道 8 Ω
R ₁	热敏电阻 NTC3 A Ametek SG220
R ₂ , R ₃	电阻 33 k Ω 5% 0.25 W
R ₄ , R ₅	500 Ω 10% 1W
R ₆	热敏电阻 PTC 3k Ω Midwest 220Q32214

续表

元器件	种类参数
R ₈ , R ₉	电阻 100kΩ 5% 0.25 W
R ₁₀ , R ₁₁	300kΩ 5% 0.25 W
R ₁₂	360kΩ 1/2 W 400 W
R ₁₃ , R ₁₈	3kΩ 5% 0.25 W
R ₁₄	17.4kΩ 1% 0.25 W
R ₁₅	240Ω 5% 0.25 W
R ₁₆	56Ω 5% 0.25 W
R ₁₇	10kΩ 5% 0.25 W
R ₁₉	9.31kΩ 1% 0.25 W
R ₂₀	1MΩ 5% 0.25 W
R ₂₁ , R ₂₂	470Ω 5% 0.25 W
R ₂₃	910Ω 5% 0.25 W
R ₂₄	1kΩ 5% 0.25 W
R ₂₅	微调电位器 200Ω
R ₂₆	电阻 20kΩ 5% 0.25 W
T ₁	功率变压器, 磁芯: magnetics DF43622-UG (1-2) = 12 匝, # 30AWG, 6 线并联, 分为 6 匝 + 6 匝, (3-4) = (4-5) = 1 匝, 0.005" 铜箔, 夹在原边(1-2)中间, (6-7) = (7-8) = 3 匝, # 30AWG
T ₂	变压器, 电流检测 磁芯: Magnetics 40705-TC-F (1-2) = 1 匝 # 28 AWG (3-4) = 40 匝 # 32 AWG
T ₃	变压器, 门驱。磁芯: magnetics 40705-TC-F. (1-2) = (3-4) = 20 匝 # 32 双股绝缘线, 双绕
U ₁	线性稳压片 LM78M12
U ₂	频率控制器 Gennum GP605
U ₃	光耦 MOC604A
U ₄	并联稳压片 TI 431CLP

(Regulated Power Supplies, 4th ed, Irving M. Gottlieb, Blue Ridge Summit, 1992)

十六、高电压电路

16.1 简易高压电源(一)

电路如图 16-1。它用一个廉价的自动点火线圈产生高压脉冲。在输出的整流电路上能产生直流高压。电路的输入为 115V 交流。在输入的正半周能量存在 C_1 中。这时 SCR 和它的触发电路没有工作。在输入的负半周,能量存入 C_2 中,当触发二极管 D_2 上的电压达到其触发电压时,立即导通。此后 C_2 将其中的能量释放给了 SCR 的门极,使 SCR 导通。SCR 导通后, C_1 中的能量释放给变压器的初级绕组,直到 SCR 自然关断。这种存贮——释放能量过程在变压器次级产生了高压脉冲。

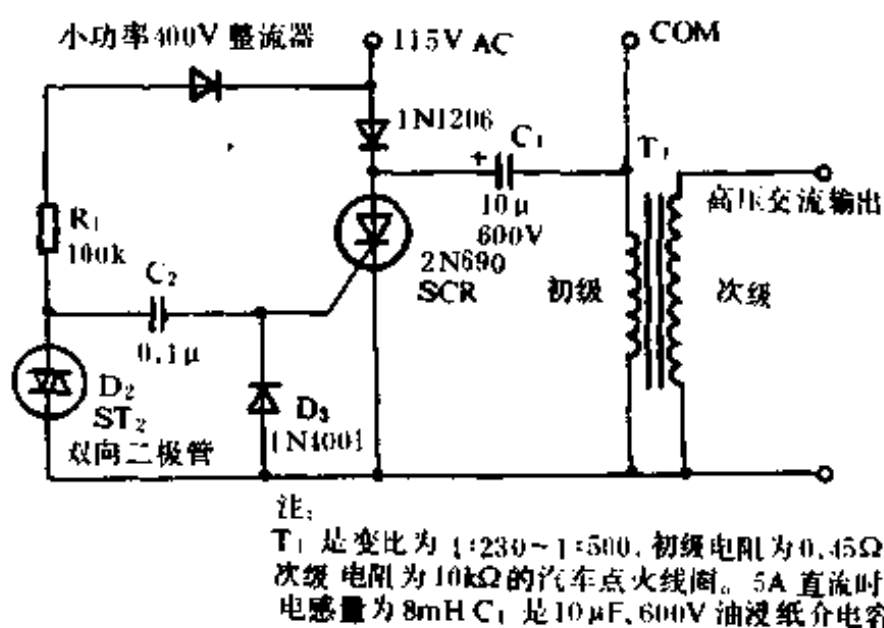


图 16-1 简易高压电源(一)

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

16.2 简易高压电源(二)

一个调光器、一个 1 μ F 电容和一个 12V 汽车点火线圈组成了这个简易高压电源,如图 16-2 所示。当调光器内部的双向可控硅被触

发,一个非常大的电流脉冲通过感应线圈的初级给电容快速充电。对于 60Hz 的输入,每秒钟要充电 120 次,次级线圈感应出非常高的电压脉冲。为了得到直流高压输出,用 D_1 和 D_2 整流。如果用在电视机上, D_1 和 D_2 可采用西门子的 TV18 或 ITT。 R 为冲击保护电阻,可根据需要选取它的值。

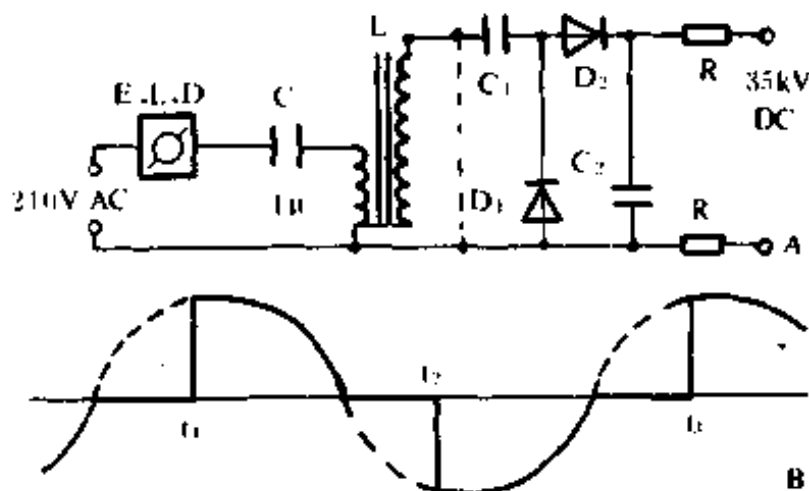


图 16-2 简易高压电源(二)

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.3 低成本超高压发生器

图 16-3 所示为一低成本超高压发生器电路。通过变压器的初级线圈重复用一个高压给电容充电放电,在次级感应出一个超高电势。Triac 工作在开关状态,触发时间由 C_1 和 R_1 决定。12V 的汽车点火线圈,火花隙为 12mm, $C_2 = 0.1\mu\text{F}$, 如果火花隙的绝缘强度为 3kV/mm, 那么 12mm 的火花隙上的电压就为 36kV。从图(16-3)的曲线来看, C_2 应小于 $1\mu\text{F}$, 因为 C_2 再大就会使线圈严重损坏。本电路能量消耗只有 1W 左右。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

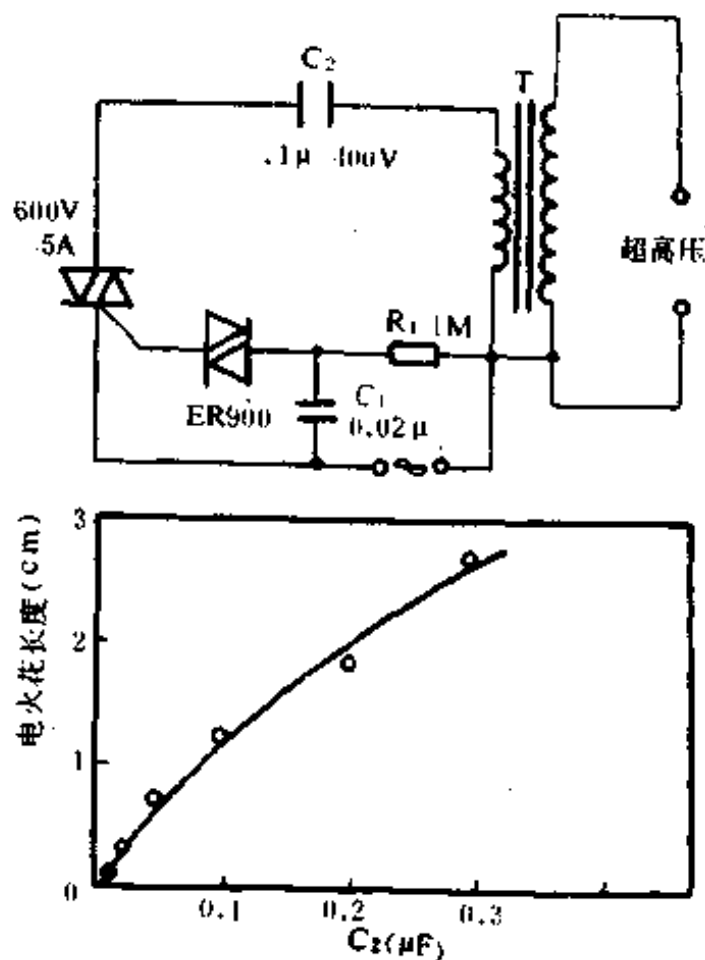


图 16-3 低成本超高压发生器

16.4 高压降压斩波稳压电源

电路如图 16-4。该电路基本上是一个经典的降压斩波电路，只是使用了 TMOS N 沟道型功率场效应管以及由自己产生门极控制电路电源。

该电路特点是如何产生一个单独的门极控制电路电源，且需大于 V_{DD} 。其工作过程是当电路通电后， C_2 充电到 12V，这时 Q_1 关断并且 A 点的电压略低于 0V，当加上脉宽调制信号后，光电管、 Q_2 和 Q_3 使得 Q_1 导通，A 点的电压变为 V_{DD} ， D_2 反偏，B 点的电压比 V_{DD} 高出 12V。

在 Q_1 导通后，电流开始由 L_1 流至 C_1 ，直到 Q_1 关断，电流从 D_1 续流，A 点的电位向负的方向变化，由于 D_1 的箝位使 A 点电位略低

于 0V。流入 C_1 的电流越来越小，直到 Q_1 导通。 Q_1 的 V_{GS} 始终在 12V 和 0V 间交替变化。若要正常工作，在脉宽调制信号来到之前就要先加上 12V 电源。

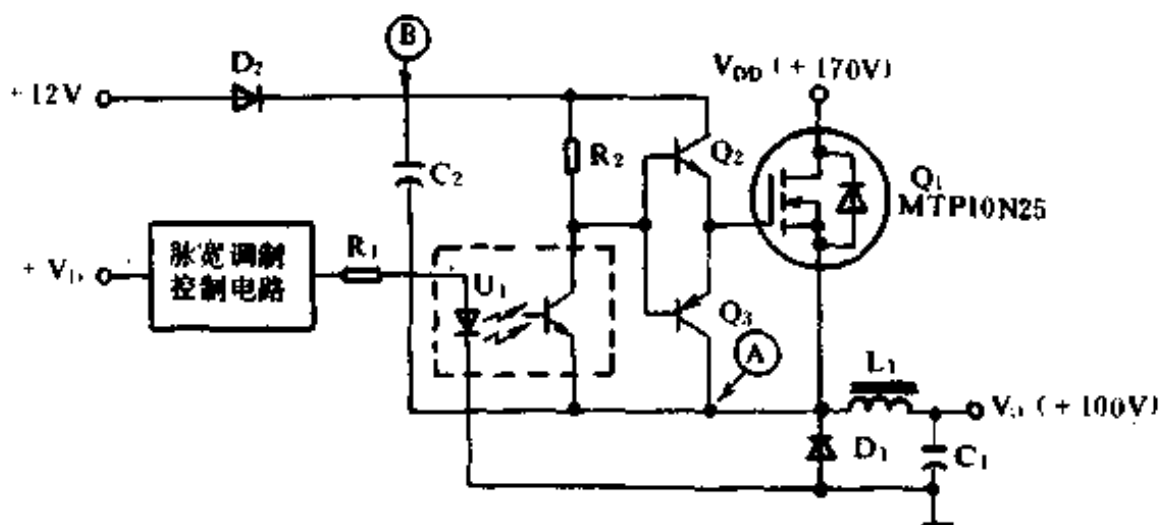


图 16-4 高压降压斩波稳压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.5 预稳压高压电源

电路如图 16-5 所示。其主变压器 T_1 的中间抽头与双向可控硅相连，为次级稳压电路提供预稳压电压。 T_2 及其附属的元器件组成次级稳压电路。

ADC0804 (IC1) 将从次级稳压电路输出得到的反馈信号数字化。信号分离器 MC1415 (IC2) 对数字转换器的输出译码。IC2 通过驱动电路 74LS240 (IC3) 以及光电隔离器，轮流驱动两个双向可控硅。

变压器 T_2 对输出电流采样。 T_1 上的 12V 辅助绕组保证空载启动。运放 IC5 和 Q_1 管使得电流信号为方波。 Q_1 的输出为时钟信号，首先触发 IC4A，进行 A/D 转换。在 A/D 转换结束后，IC4B 输出转换结果。时钟信号的上升沿为复位信号并封锁新的转换结果进入 IC2。根据最新的电压反馈信号来决定所触发的是哪一只双向可控

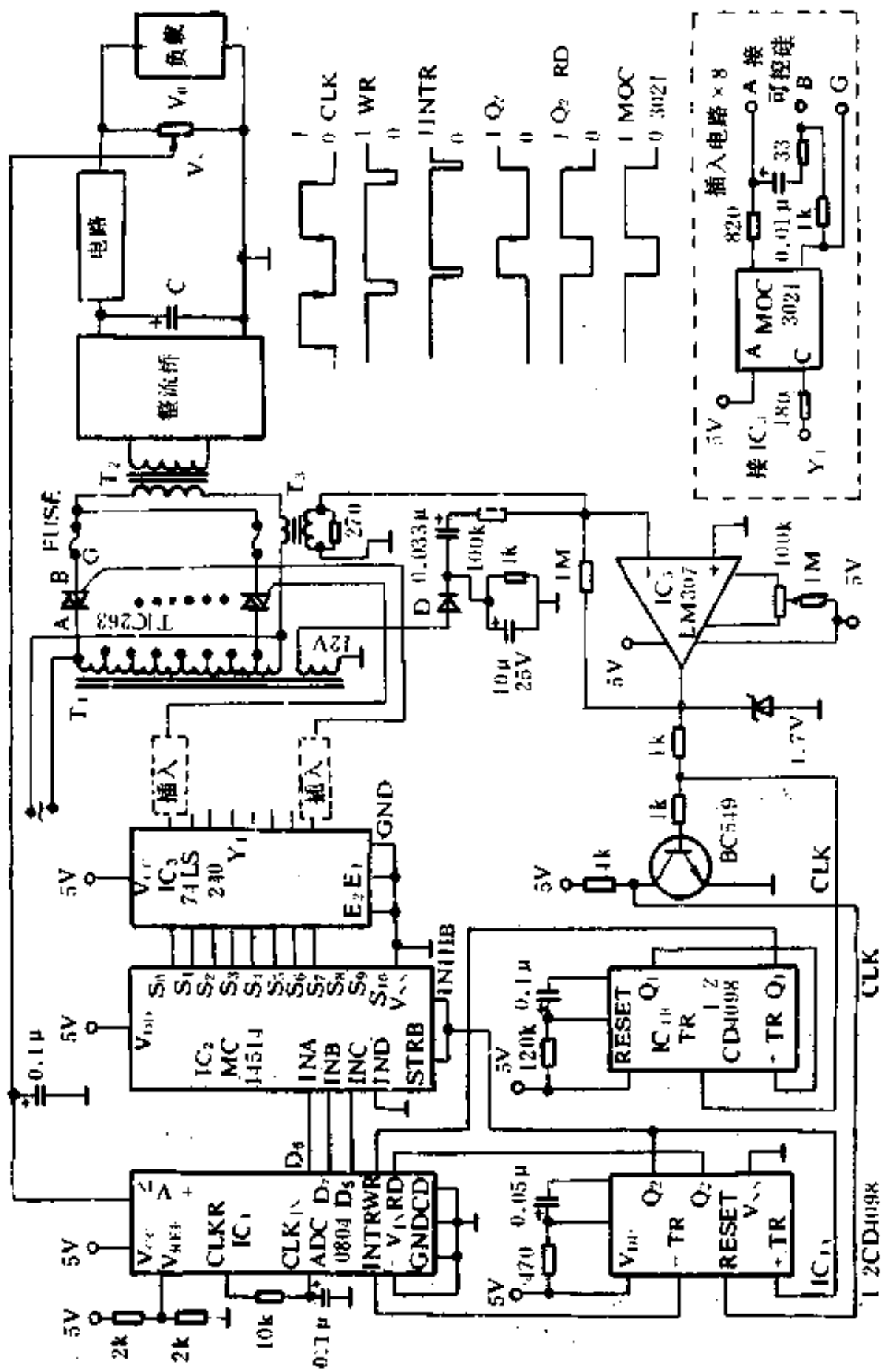


图 16-5 预稳压高压电源

硅。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.6 电容放电高压电源

电路如图 16-6 所示。其降压变压器 T_1 将输入电压降到 48V，并经二极管整流，通过限流电阻 R_1 给 C_1 充电至 R_1 预置的电压。当 R_1 上的电压达到 8.6V， Q_1 开始导通， R_7 和 Q_2 的基-射结流过电流。 Q_2 导通给可控硅整流器 Q_3 的门极一个正电压， Q_3 导通，通过 T_2 的初级对 C_1 放电，在输出端 X 点产生一个高压。输出电压由 C_1 的值、 C_1 上的电压和 T_2 的变化决定。输出电压的频率由 T_1 初级和次级绕阻的电阻、 R_1 的值以及 C_1 的值决定，这些值越小，频率越高。如果 C_1 的值不变则输出电压的峰值也不会改变。

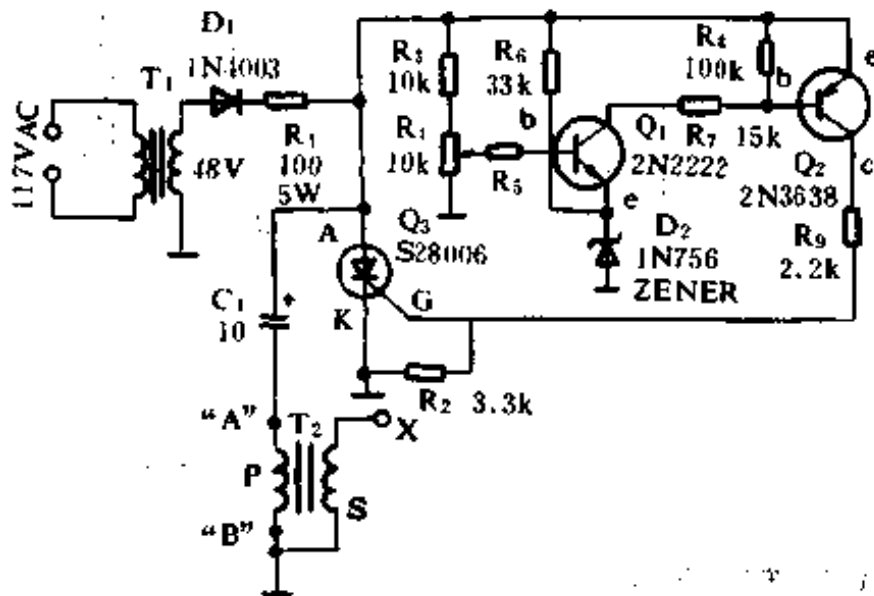


图 16-6 电容放电高压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.7 高电压稳压器

电路如图 16-7。其输出为 100V、100mA，并能承受对地的短路。

当输出达到 100V 时 LT317A 仍工作在正常模式, 它的输出和调整端之间的电压为 1.2V。在这种情况下, 30V 的稳压管关断, Q_1 导通。当输出发生短路时, 稳压管导通, 强迫 Q_1 的基极为 30V, 这使得 Q_1 的射极电压 $2V_{BE}$ 小于 V_z 。这时, 不管通过它的电流多大, Q_1 的 V_{CE} 为 90V。变压器在 130mA 时发生饱和。 Q_1 正常的功耗为 12W。如果 Q_1 和 LT317A 被热耦合在一起, 稳压片将立刻进入热关断并且使振荡过程开始。只要短路不消失, 电路将一直处于这种工作状态来保护负载和稳压电路。500pF 的电容和 $10\Omega/0.02\mu F$ 滤波器均是用来消除干扰的, 二极管为放电提供安全的通路。

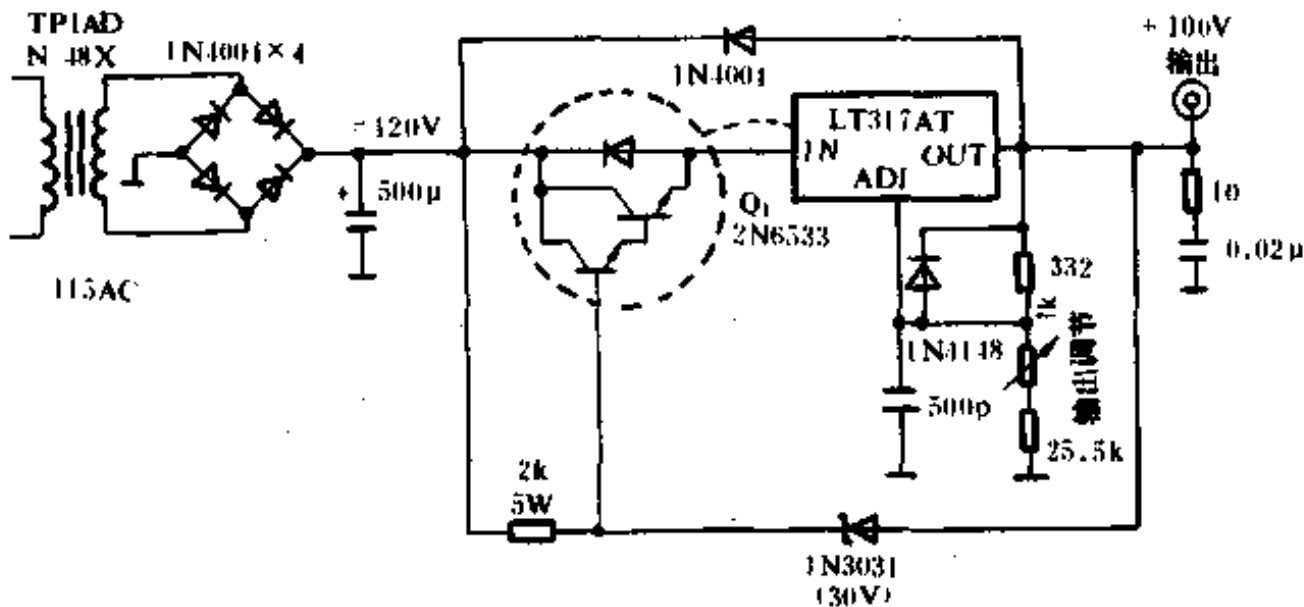


图 16-7 高电压稳压器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.8 光电隔离高压电源

图 16-8 所示为一光电隔离高压电源电路。电路从 5V CMOS 逻辑电路得到输入, 输出同样极性的高压。该电路的供电电源可从 $\pm 30V$ 变到 $\pm 150V$ 而不必改变电路元件。输入电压加到 TR1 和 TR2 的门极。

D_1 和 TR3 之间是通过光耦合的, D_2 和 TR5 也一样。 R_s 限制了

流经 D_2 的电流, R_3 和 R_4 可减小漏电流的影响。当 TR3 导通时, TR6 的门-源极电容放电使得 TR6 关断。同时 TR5 关断, 由 R_6 、 R_7 、 D_3 和 TR4 产生的恒定电流给 TR7 的门源极电容充电, 使 TR7 导通。由于 TR7 导通、TR6 关断, 输出被拉至供电电源低输入端。当输入为高电平时, TR1 关断、TR2 导通, 从而 TR3 关断、TR5 导通, TR6 导通、TR7 关断, 输出被接至供电线的高输入端。

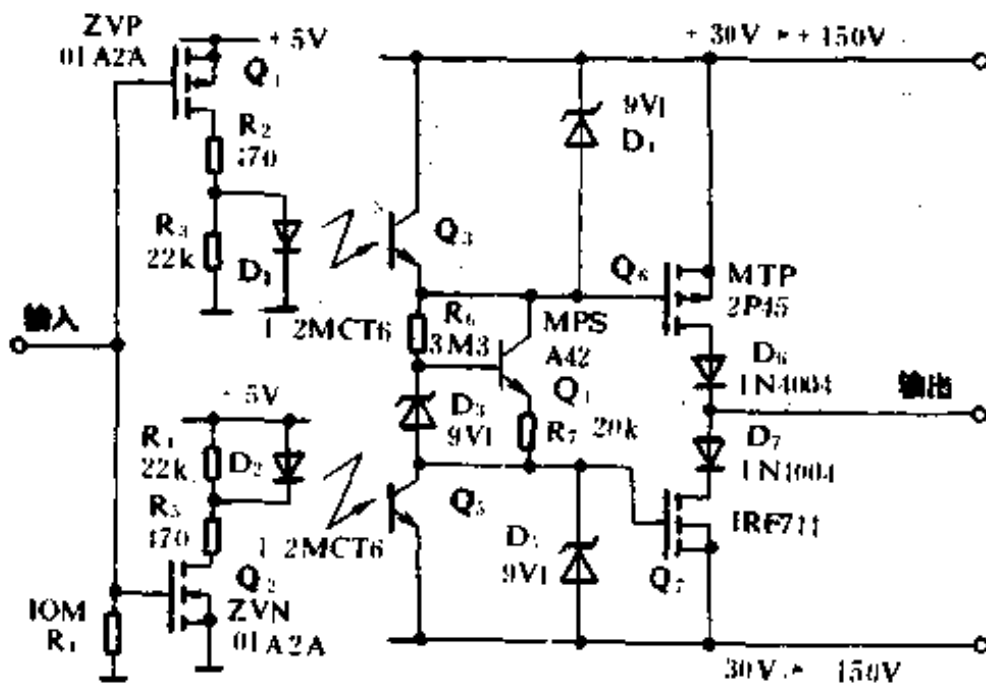


图 16-8 光电隔离高压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.9 电池供电高压发生器

图 16-9 所示为一电池供电的高压发生器电路。该电路产生的高压足够击穿 1 英寸的气隙。555 定时器接成无稳态多谐振荡器, 从 3 脚输出负的窄脉冲。当 Q_1 导通时, 它的集电极直接耦合到功率晶体管的基极, 使得 Q_2 导通。 Q_2 的射极电流通过限流电阻 R_5 直接耦合到 Q_3 的基极, Q_3 导通, 在其集电极和射极间的电阻最小。大电流脉

冲流经高压变压器 T_1 的初级, 在次级产生一个很高的电压。脉冲频率由 R_1 、 R_2 和 C_2 决定。图中所标元器件参数, 适用于 T_1 为汽车点火

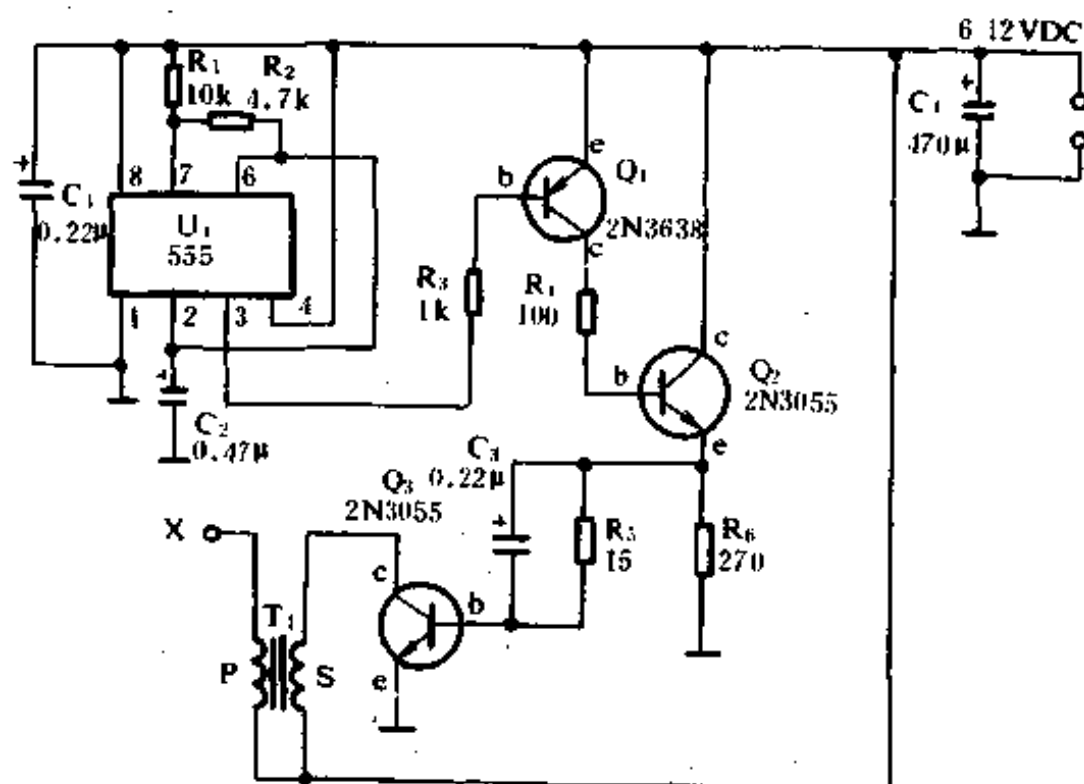


图 16-9 电池供电高压发生器

线圈。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

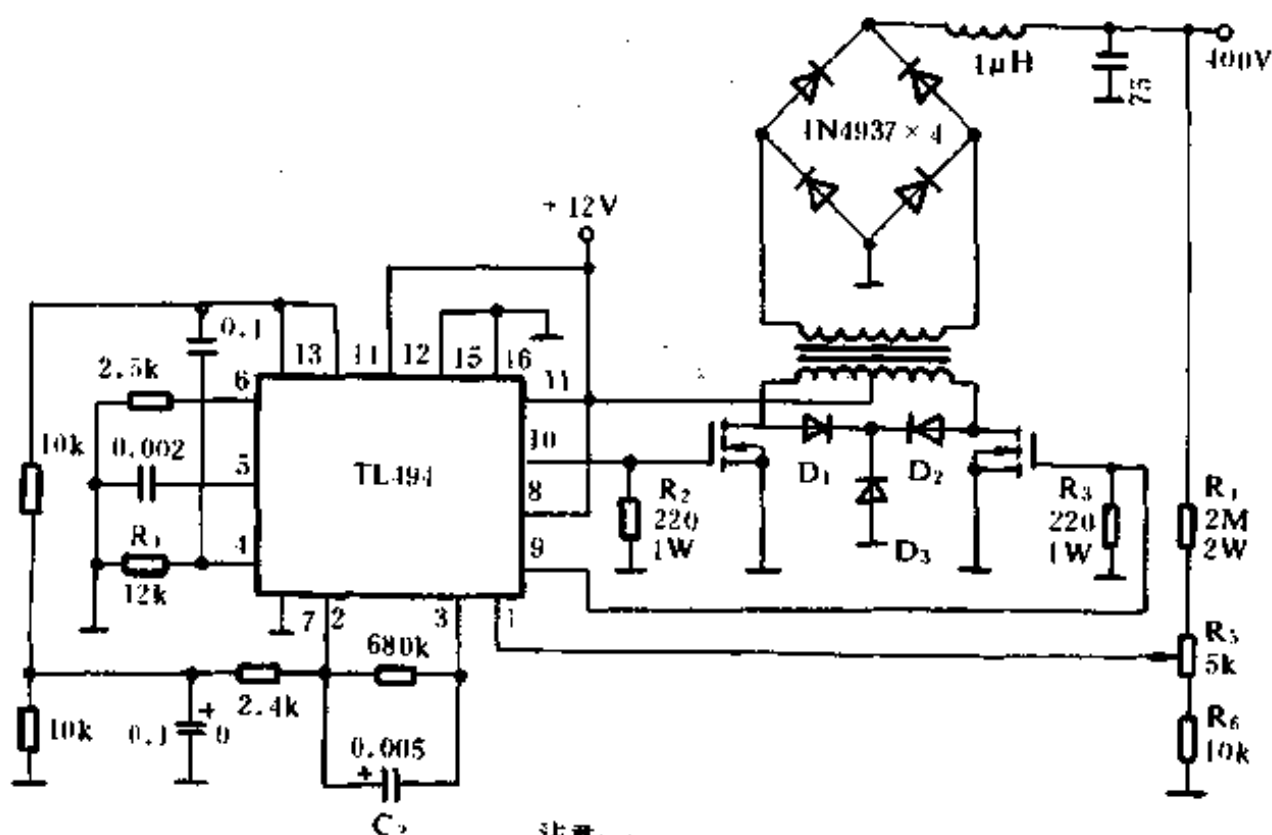
16.10 高压直流电源

电路如图 16-10, 它由 12V 直流电源供电, 经一个 10 级的高压乘法器产生 10,000V 的输出。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.11 400V、60W 推挽电源

电路如图 16-11, 它能输出 400V、60W。TL494 开关稳压电路决



注意:

未标明的电阻均为5% 1W

所有电容 微法 25V

Q₁ Q₂ VN64GA 装散热片

D₁ D₂ 1N4934

D₃ 33V, 3W 稳压管

T₁ 初级 12匝 #18AWG

次级 275匝 #21AWG

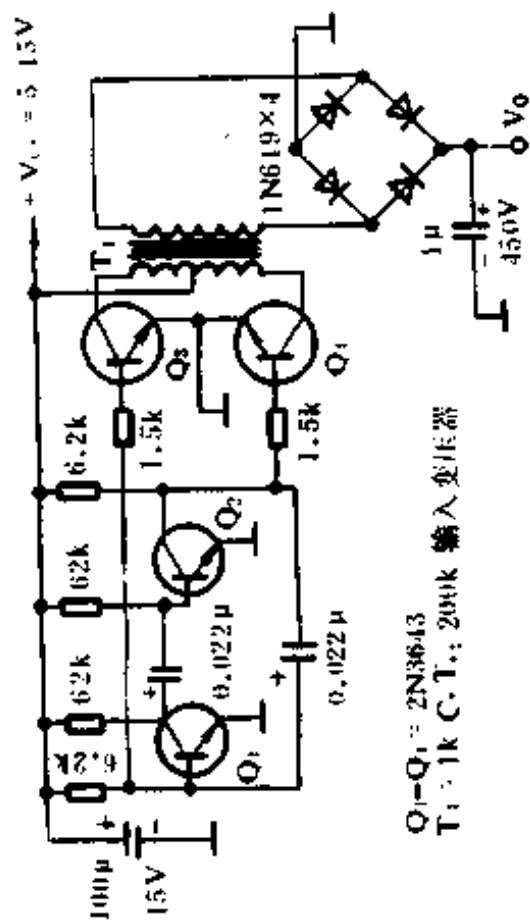
铁芯: IND GEN 8231 1

图 16-11 400V、60W 推挽电源

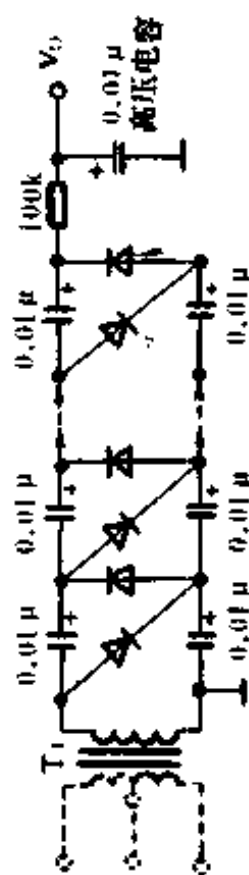
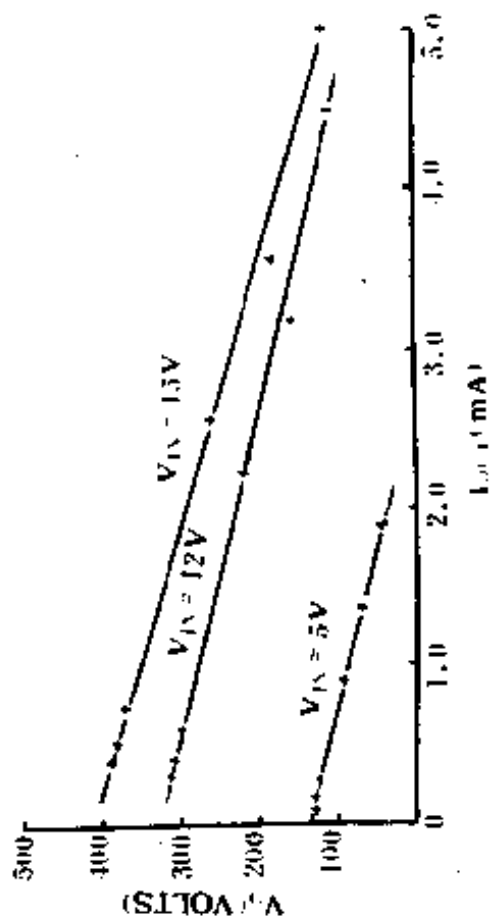
16.12 电源变换器

图 16-12 为一电源变换器。该电路用一个无稳态多谐振荡器来驱动与变压器初级相连的推挽放大器。多谐振荡器的频率应为 1 或者 2kHz。电路次级的 40 级电压乘法器将会使输出电压达到 10kV。其输入输出参数如附表所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)



Q1-Q4: 2N3643
T1: 1k C.T.; 200k 输入变压器



- 需要时可加附加级
- 二极管为1N619 或代用品
- 电容为陶瓷电容 1kV

图 16-12 电源变换器

附表 电源变换器输入、输出参数

低成本功率转换器的输入输出参数						
$V_{IN}=15$						
$R_L(\Omega)$	$V_O(V)$	$I_O(mA)$	$I_{IN}(mA)$	$P_O(W)$	$P_{IN}(W)$	EFF. (%)
0	160	0	22	0	0.11	—
1M	130	0.13	25	0.017	0.125	14
750k	130	0.17	26	0.022	0.130	17
510k	125	0.25	27	0.031	0.135	23
100k	90	0.90	42	0.081	0.210	39
51k	70	1.37	60	0.096	0.300	32
24k	45	1.88	60	0.085	0.300	38
$V_{IN}=12V$						
$R_L(\Omega)$	$V_O(V)$	$I_O(mA)$	$I_{IN}(mA)$	$P_O(W)$	$P_{IN}(W)$	EFF. (%)
0	415	0	60	0	0.720	—
1M	315	0.32	65	0.10	0.78	13
750k	310	0.41	65	0.13	0.78	17
510k	300	0.59	70	0.18	0.84	21
100k	220	2.20	100	0.48	1.20	40
51k	165	3.24	120	0.54	1.44	38
24k	110	4.58	140	0.50	1.68	30
$V_{IN}=15$						
$R_L(\Omega)$	$V_O(V)$	$I_O(mA)$	$I_{IN}(mA)$	$P_O(W)$	$P_{IN}(W)$	EFF. (%)
0	520	0	80	0	1.2	—
1M	390	0.39	80	0.15	1.2	13
750k	385	0.51	85	0.196	1.28	15
510k	375	0.74	90	0.28	1.35	21
100k	260	2.6	120	0.68	1.8	38
51k	180	3.57	140	0.65	2.1	31
24k	120	5.0	160	0.60	2.4	25

16.13 高压回扫变换器

由于功率场效应晶体管有输入阻抗高、开关速度高等优点,对于高压回扫变换器特别有用。和双极型功率晶体管相比,用功率场效应晶体管做成的高压回扫变换器,其结构则简单得多。

典型的高压回扫变换器的电路如图 16-13 所示。

在图 16-13 中, U_1 是脉宽调制集成电路,要求它的电源用 15V,输出端的吸入电流为 100mA,这样,就可以直接驱动功率场效应晶体管 MTM2N90。MTM2N90 是高压功率场效应晶体管,额定指标

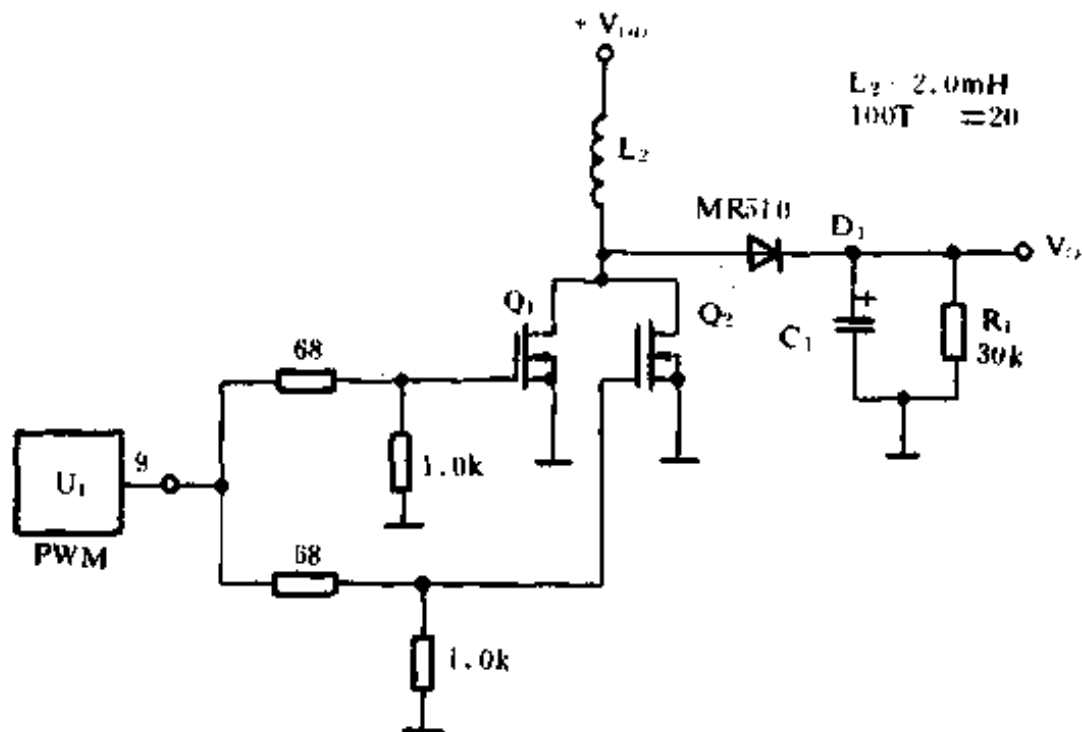


图 16-13 高压回扫变换器电路

为 2A/900V。在电路中,用二个 MTM2N90 并联组成功率放大器,以提高负载能力。

当 U_1 输出脉冲信号时,功率场效应晶体管 Q_1 、 Q_2 就会处于开关状态。由于开关速度很高,电感 L_2 的存在则 dV/dt 的结果会产生很高的过冲电压,这个高的过冲电压是在脉冲的下降沿产生的,并通过二极管 D_1 对电容 C_1 充电。在脉冲频率足够高时,就可以产生稳定的高压从 V_0 输出。上述过程可以这样进行说明:当脉冲上升沿来到时,功率场效应晶体管 Q_1 、 Q_2 导通,电感 L_2 吸收电能。当脉冲下降沿来到时, Q_1 、 Q_2 截止,电感 L_2 会产生感应电势,并且下端为正;这个电势与电源迭加并使 D_1 导通对 C_1 充电。这个过程也是电感泄放电能的过程。在并联的 Q_1 和 Q_2 中,它们的电流分配与 $R_{DS(ON)}$ 成反比。故一般应选 $R_{DS(ON)}$ 值一致的管子,以免造成一个管过载,而另一个管子未能充分利用。在负载电阻 R_L 、电源电压 V_{DD} 不同时,产生的输出电压 V_0 、总的漏极峰值电流 $I_{D(PK)}$ 和输出功率 P_0 如附表所示。

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992)

附表：不同负载电阻时情况

R_L	V_{DD}	V_O	总 $I_D(\text{PK})$	P_O
30k	28V	800V	3.6A	21.3W
25k	31V	800V	3.8A	25.6W
21k	34V	800V	4.2A	30.5W

16.14 简易特斯拉线圈

这里的特斯拉线圈可产生 25,000V 的电压，因此，即使输出电流很小也要十分小心！主要用的元件是废弃电视机的回扫变压器。它需要做一个新的初级绕组。先在铁芯上用 #18 线绕 5 匝，然后将线扭一个圈再绕 5 匝，绕好后用绝缘带缠好，但要将那个圈露出来。

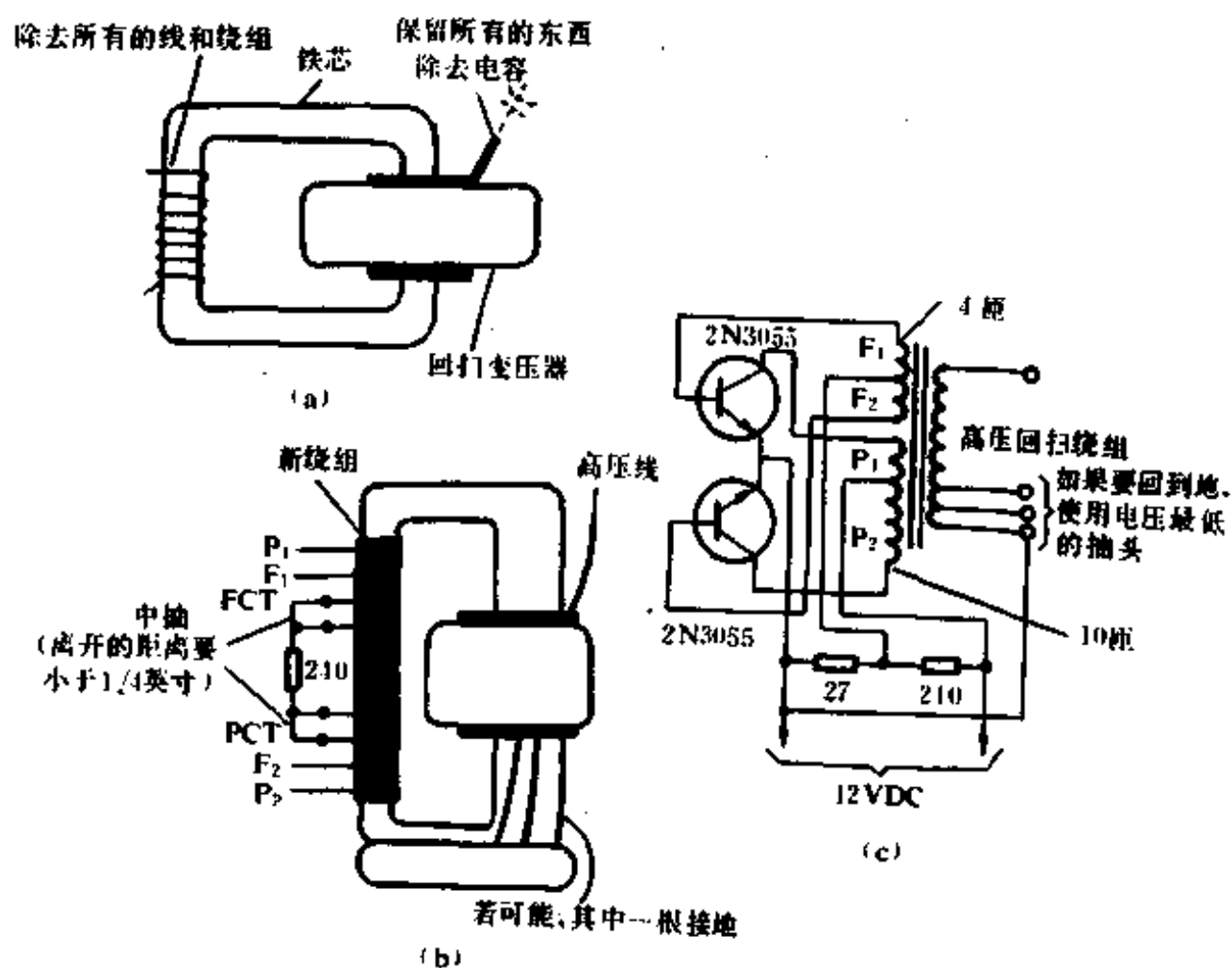


图 16-14 简易特斯拉线圈

在这个 10 匝的绕组上还必须再绕一个 4 匝绕组。首先用 #18 线绕两匝，然后抽个线头再绕两匝。绕好后也用绝缘带包起来，将那个圈露在外面。

当绕组绕好后，两个圈的距离应大于 1/4 英寸，小心不要将它们碰在一起。在两个圈之间接一个 240Ω 的电阻。改装好的变压器如图 16-14 所示。 27Ω 的电阻和两个晶体管应当安装在散热片上并且必须同散热片绝缘。

当电路加上 12V 直流电源后，输出的高压绕组就应当开始振荡。如果不起振，将晶体管的基极引线调换一下，在正常工作情况下，你应当能用绝缘的螺丝刀从变压器的高压输出端拖出 1 英寸的火花来。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.15 特斯拉线圈

电路如图 16-15。它将输入送入 T_1 ——一个小型的氖灯变压器，可将输入电压提高到 3000V。 T_1 的输出通过 L_1 和 L_2 加到 C_1 上， C_1 被充电直到有足够的能量使得火花隙被拉起电弧。在这瞬间， C_1 和

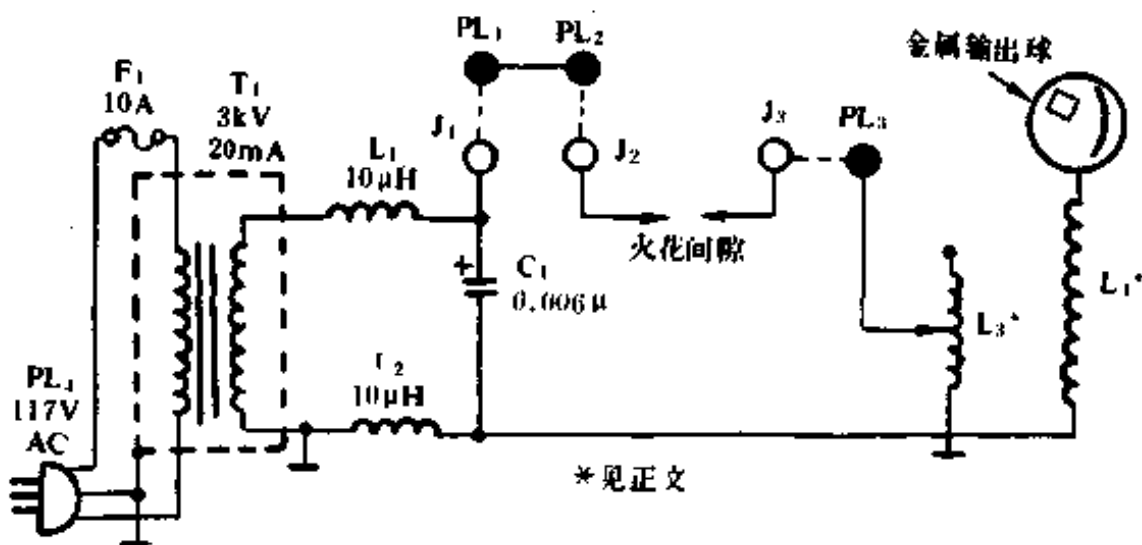


图 16-15 特斯拉线圈电路

L_3 并联，使得在 C_1 和 L_3 之间有电流通过。

火花隙中的电弧将一系列的高压脉冲送入 L_3 。通过两个线圈之间的激磁绕组,能量从 L_3 转移到 L_4 上。因为 L_3 和 L_4 匝数不同,在 L_4 上可产生一个更高的电压。并将提高的电压送到顶部电容球上,使得其周围的空气被雪崩击穿,发光放电。

旋转火花间隙是特斯拉线圈的一个简单附加电路,包括一个可变的直流电源和一个小型 5000rpm 直流电机。可以通过调整电机转速从而改变特斯拉线圈的输出电压。旋转气隙比静态气隙有更高的效率。静态气隙会发生断路而且需要重新调节。

(来源:Popular Electronics, 8/89 p. 29)

16.16 可调高电压源

电路如图 16-16。当输入电压从 0 到 5V 变化时,输出电压可线性增加到 20kV。变压器的最高频响为 45 到 55kHz。调节 $5k\Omega$ 的电位器可调振荡器的输出电压峰值并能使振荡频率达到 45 到 55kHz。反馈电压经 $100k\Omega$ 的电阻、运放、比较器最后加到高压放大器上。变压器初级的二极管和可变电阻可保护输出晶体管。变压器是回扫型的,用于彩电。闭环反馈可保持高压输出和低压输入的平衡。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.17 高压盖革计数器电源

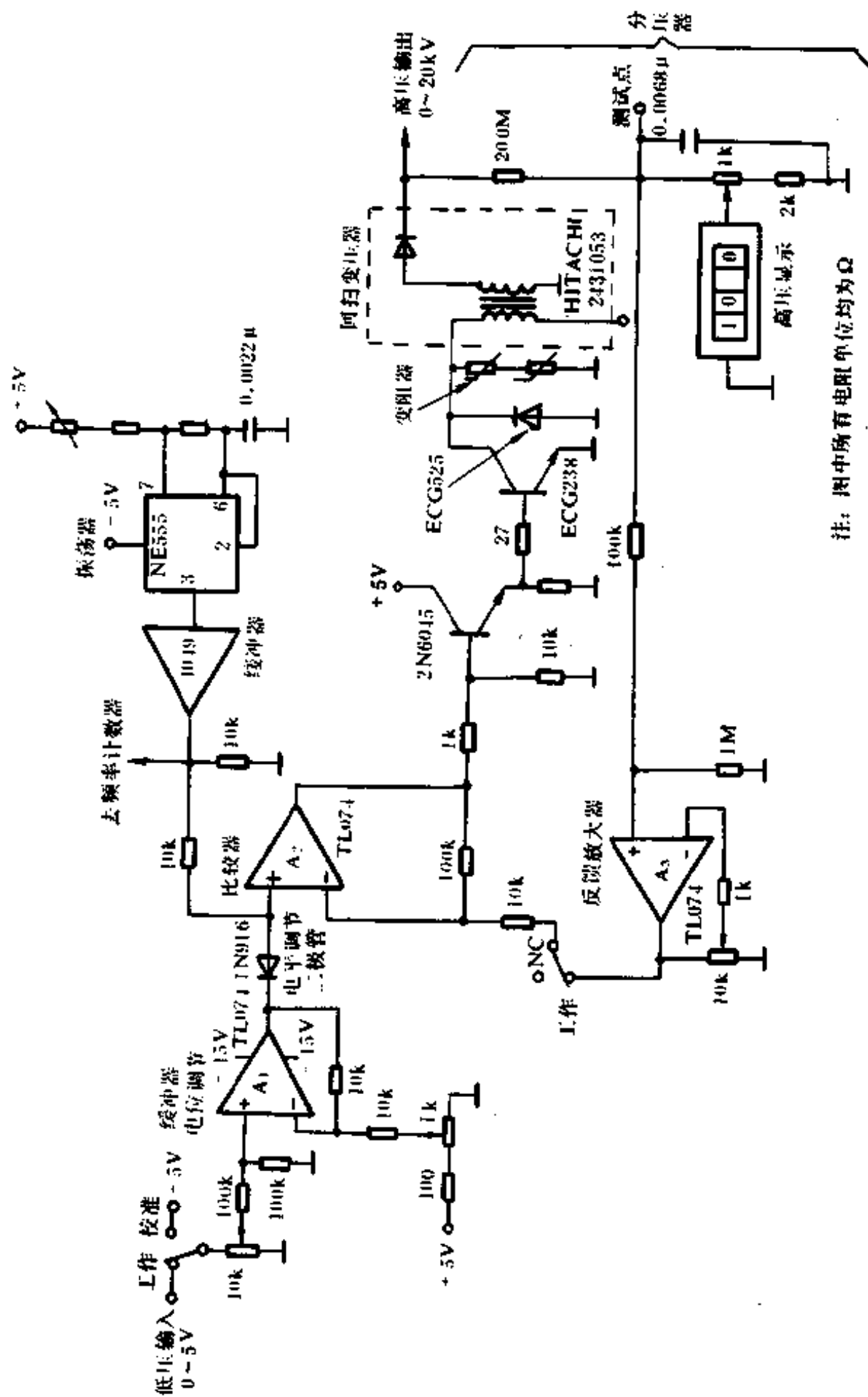
图 16-17 所示为高压盖革(Geiger)计数器电源电路。该电路产生 300V 的直流电压,输出电流非常小,但对于盖革-米勒计数器已经足够了。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.18 双向可控硅倍压电源

电路如图 16-18 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)



注：图中所有电阻单位均为Ω

图 16-16 可调高压源

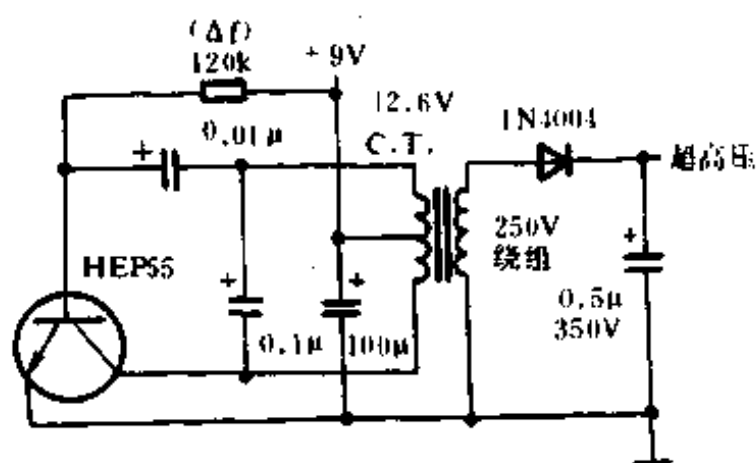


图 16-17 高压盖革(Geiger)计数器电源

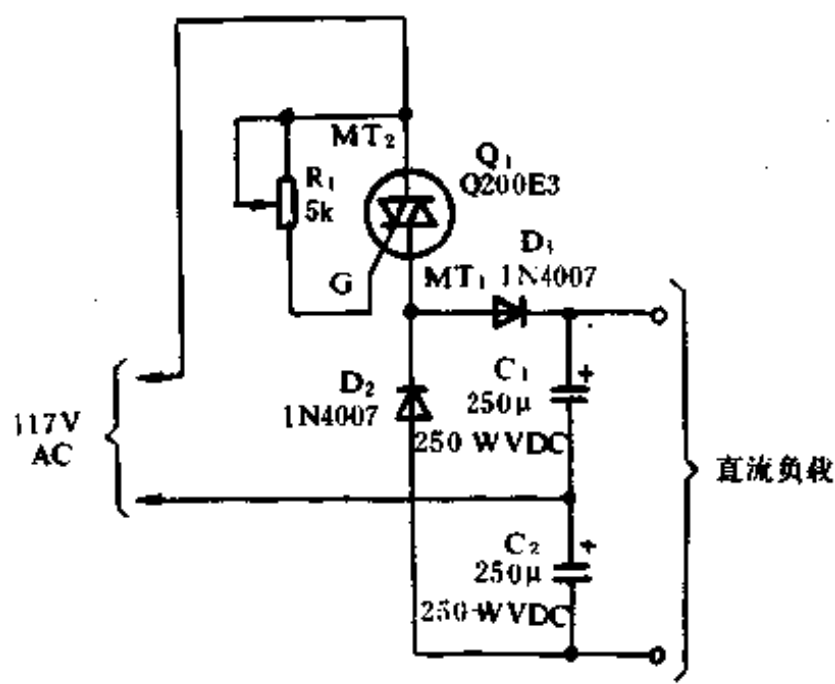


图 16-18 双向可控硅倍压电路

16.19 高精度高压稳压电源

电路如图 16-19 所示。

(来源:National Semiconductor Corp., Voltage Regulator Handbook)

16.20 具有折返电流限制的高压电源

电路如图 16-20 所示。它输入 275V, 输出为 250V, 且具有折返

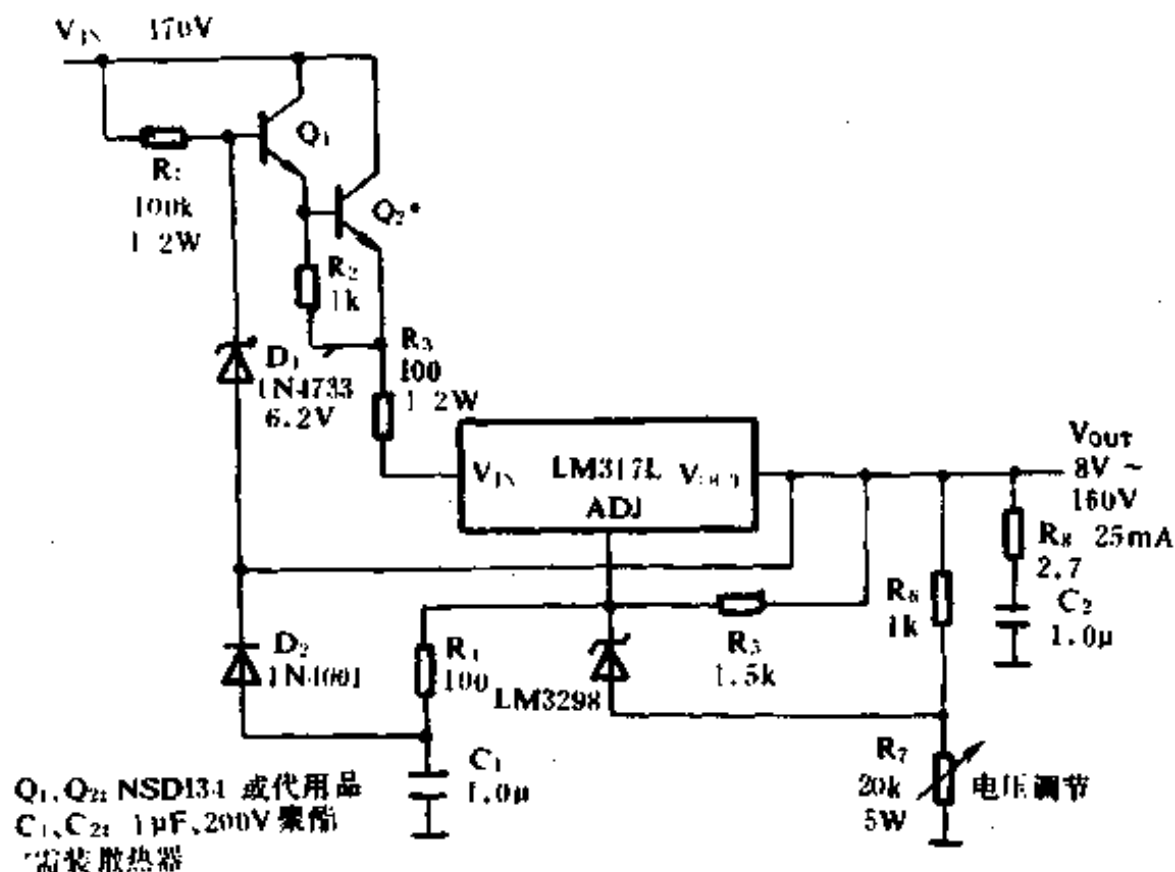


图 16-19 高精度高压稳压电源

电流限制。

15V 的稳压管 D_1 给运放 U_1 提供直流参考电压。运放的另一个输入是用于对输出电压取样。 U_1 驱动 Q_3 , Q_3 又驱动 Q_2 的门极。 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 Q_1 和 D 完成对折返电流的限制。折返电流为

$$I_{KNEE} = \frac{V_{OUT} [R_2 / (R_2 + R_3)] + 0.5V}{R_1}$$

短路电流为

$$I_{SC} = \frac{0.5V}{R_1}$$

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

16.21 高压电源

电路如图 16-21。它用 6V 的电池可以产生 100~150V 直流高阻抗输出。6.3V 的变压器与晶体管接成电感耦合三点振荡器。改变

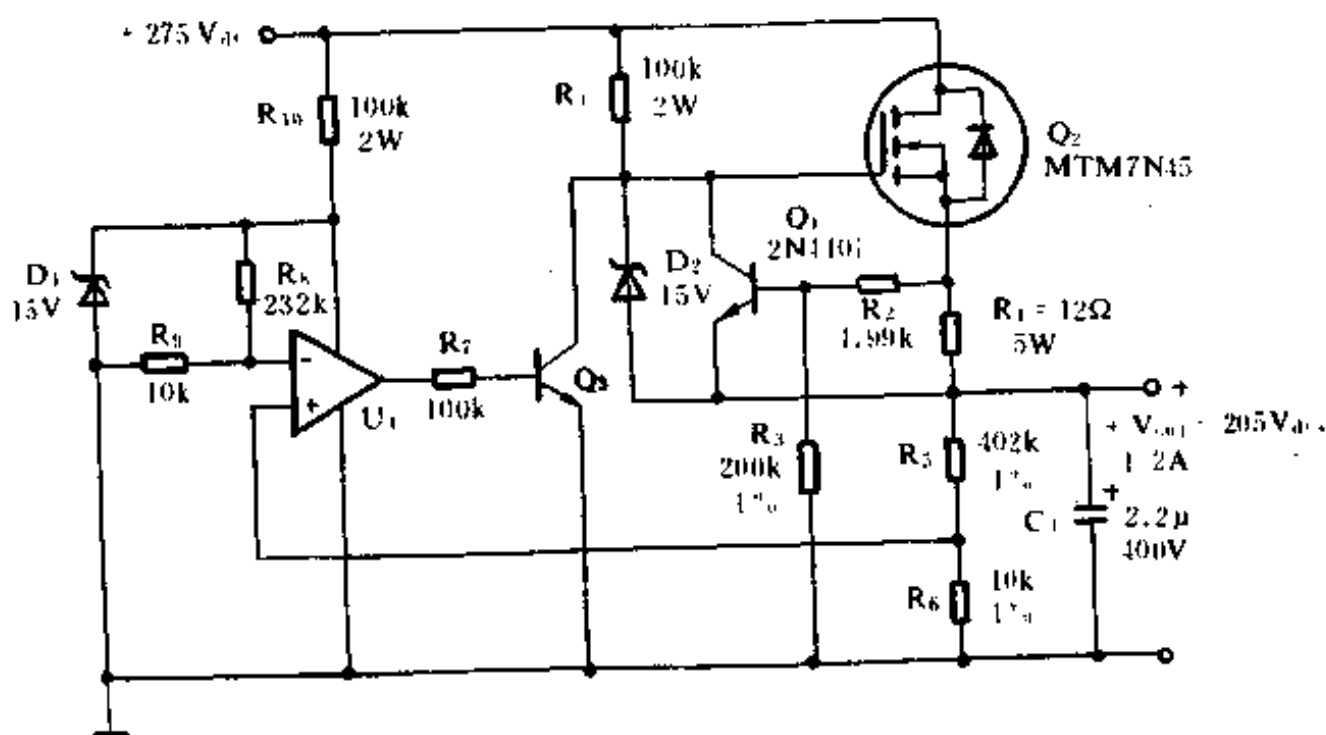


图 16-20 具有折返电流限制的高压电源

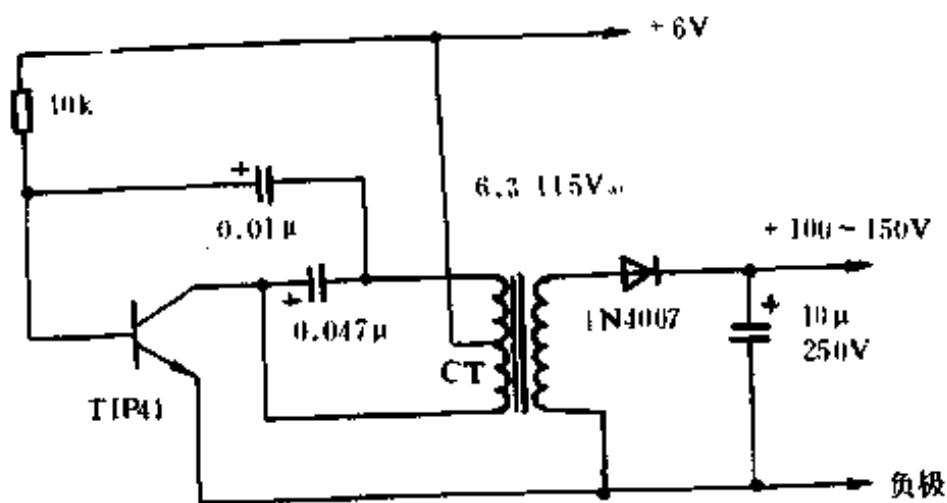


图 16-21 高压电源

10kΩ 的电阻可以改变工作频率。10μF 电容的耐压应高于 250V。

(来源: Courtesy William Sheets.)

16.22 高压逆变器

电路如图 16-22。它可将一个直流电压(V^+)转变为高振幅声频范围内的方波。双计时器 IC₂ 为功率晶体管 Q₁ 和 Q₂ 提供互补的驱动信号。它可以将 6V 或 12V 的电池电压变换成交流电, 其电压幅值

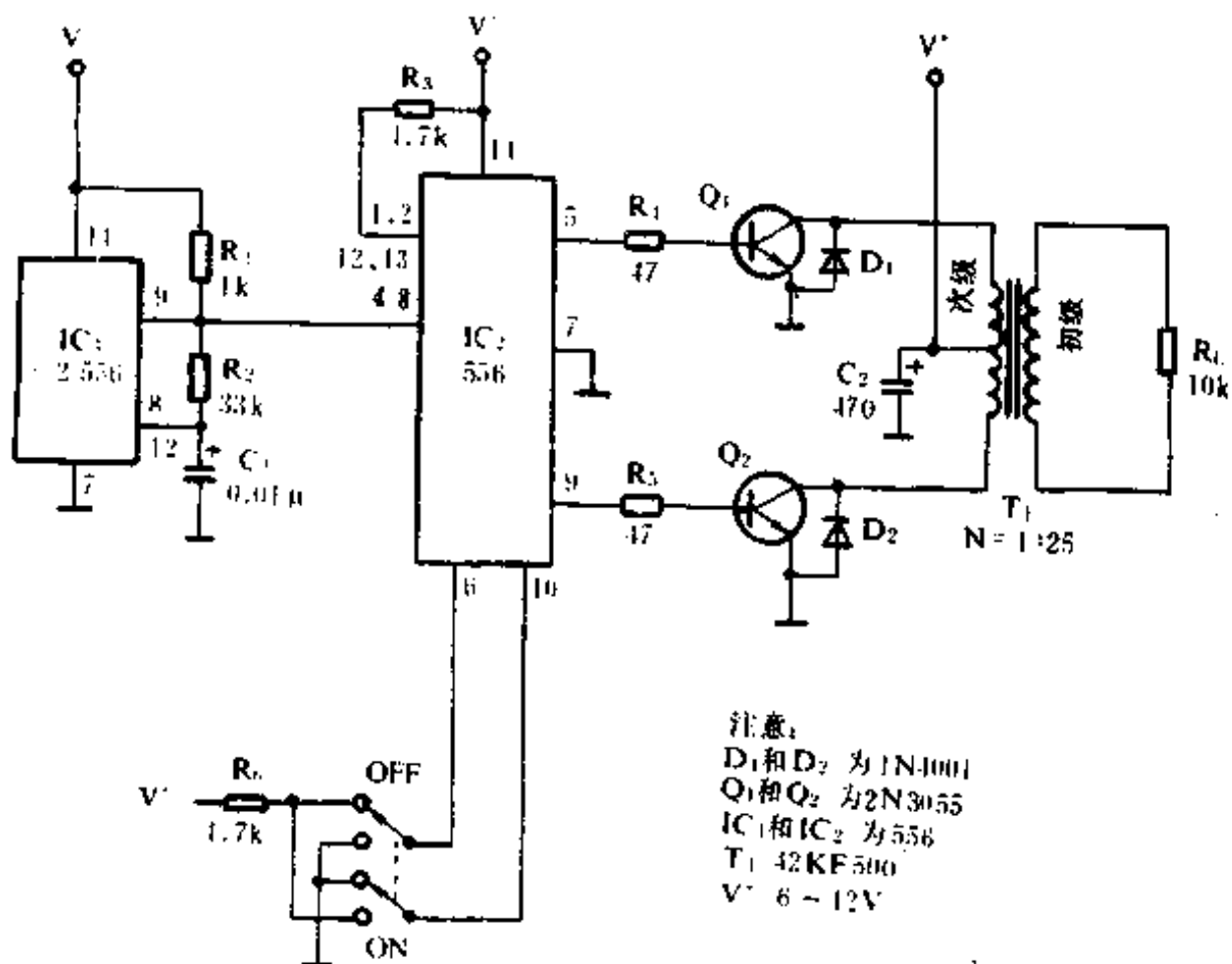


图 16-22 高压逆变器

受变压器 T_1 的功率等级限制。 IC_1 接成振荡器产生对称的方波送到 IC_2 的两个输入端。定时元件 R_2 和 C_1 产生 2.2kHz 的输出频率。 IC_2 的一半接成同相方式,另一半接成反相方式,定时器输出就可以交替驱动两个晶体管。音频输出变压器接成升压模式。 R_L 上的电压为 $4 \times N \times V^+V$ (峰-峰值), N 为变压器的变比。该电路中输出的峰-峰值为 $100 \times V^+V$ 。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

十七、输出可调或多路输出电源

17.1 简易±9V电源

电源电路如图 17-1。它可提供正负 9V 电源来代替两个 9V 电池。整流电路实际上是接在变压器次级的两个独立的全波整流器，其中一个整流器由 D_1 和 D_2 组成，提供 +9V 电源，另一个由 D_3 和 D_4 组成，提供 -9V 电源。

每对整流器的输入电压均为 6.3V，这是变压器次级电压的一半，因此电容上电压可充至交流电压的峰值 $6.3 \times 1.414 = 8.9V$ 。每个二极管都承受一个反向电压，该电压至少等于变压器次级的峰值电压 $2 \times 8.9V = 18V$ 。1N4001 可承受的最大峰值反向电压为 50V，完全适用这一电路。

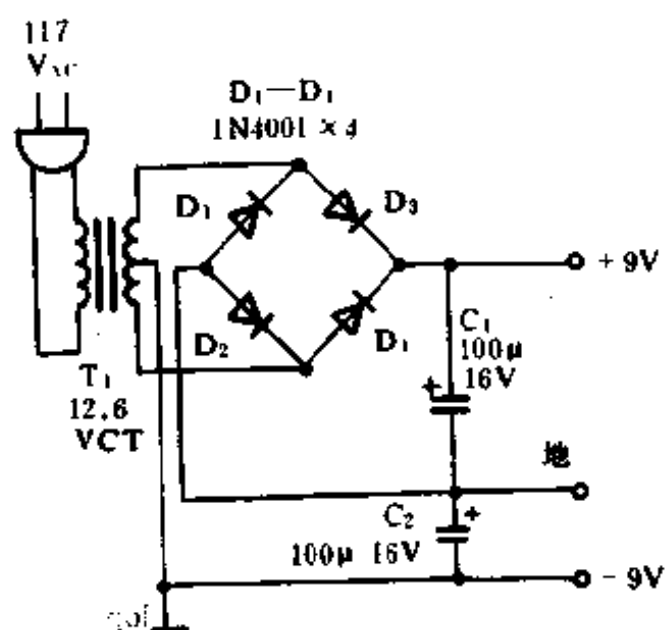


图 17-1 简易±9V 电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.2 ±5V 和±12V 输出的开关稳压电源

一个实际的开关稳压电源如图 17-2 中所示。它的输出功率为 60W, 输出直流电压±5V 和±12V。输入交流电压 120V, 开关频率 100kHz, 效率为 75%。

在电路中, 交流电压 120V 通过整流器 D_1 整流之后, 产生直流电压约 160V 供给开关稳压器的初级。电阻 R_5 、稳压管 D_8 和晶体管 Q_2 组成了稳压器的启动电路, 它向脉宽调制电路 MC34060P 提供约 12V 的工作电压。MC34060P 是一片可进行脉宽控制的集成电路, 它内部含有振荡器, 它的振荡频率可以由外接的电容 C_{16} 和电阻 R_9 确定。来自设定电压, 即 R_6 与 R_7 的分压以及光电耦合管 4N27 的输出端即 4 脚的信号作用下, MC34060P 产生恰当的脉宽电压信号, 接着从 8 脚去驱动功率场效应晶体管 MTP5N40。在 MTP5N40 的栅极回路中, D_9 向正脉冲提供通路, 而 Q_3 则在脉冲为低电平时尽快泄放 MTP5N40 的栅极电荷。

MTP5N40 是一个功率场效应晶体管, 它的额定指标是 5A/400V, $R_{DS(on)}$ 为 1Ω , 而开关时间只有 50ns, 完全可以满足开关稳压电源的工作需要。

由 MTP5N40 进行功率放大之后的脉宽调制信号, 通过回扫变压器 T_1 , 交连到次级, 再进行整流滤波后产生稳定电压输出。输出电压分 +5V 和 +12V 两组。

进行稳压控制是通过一个闭环回路执行的。这个闭环回路由 MC1723、4N27 和 MC34060P 三个集成电路组成。MC1723 是一片线性调节器, 也称为误差放大器。+5V 和 +12V 信号从开关稳压器的输出端送入 MC1723, 其中 +12V 作为电源信号, +5V 作为检测信号。MC1723 把 +12V 电源进行内部处理, 在内部产生一个 +7V 的参考电压, 并由它的 6 脚输出。+7V 参考电压由电阻 R_{14} 、 R_{15} 分压之后, 产生 +5V 参考电压从 MC1723 的 4 脚输入; 这个 +5V 参考电压和从 5 脚输入的稳压电源输出的 +5V 电压进行比较, 比较的结果

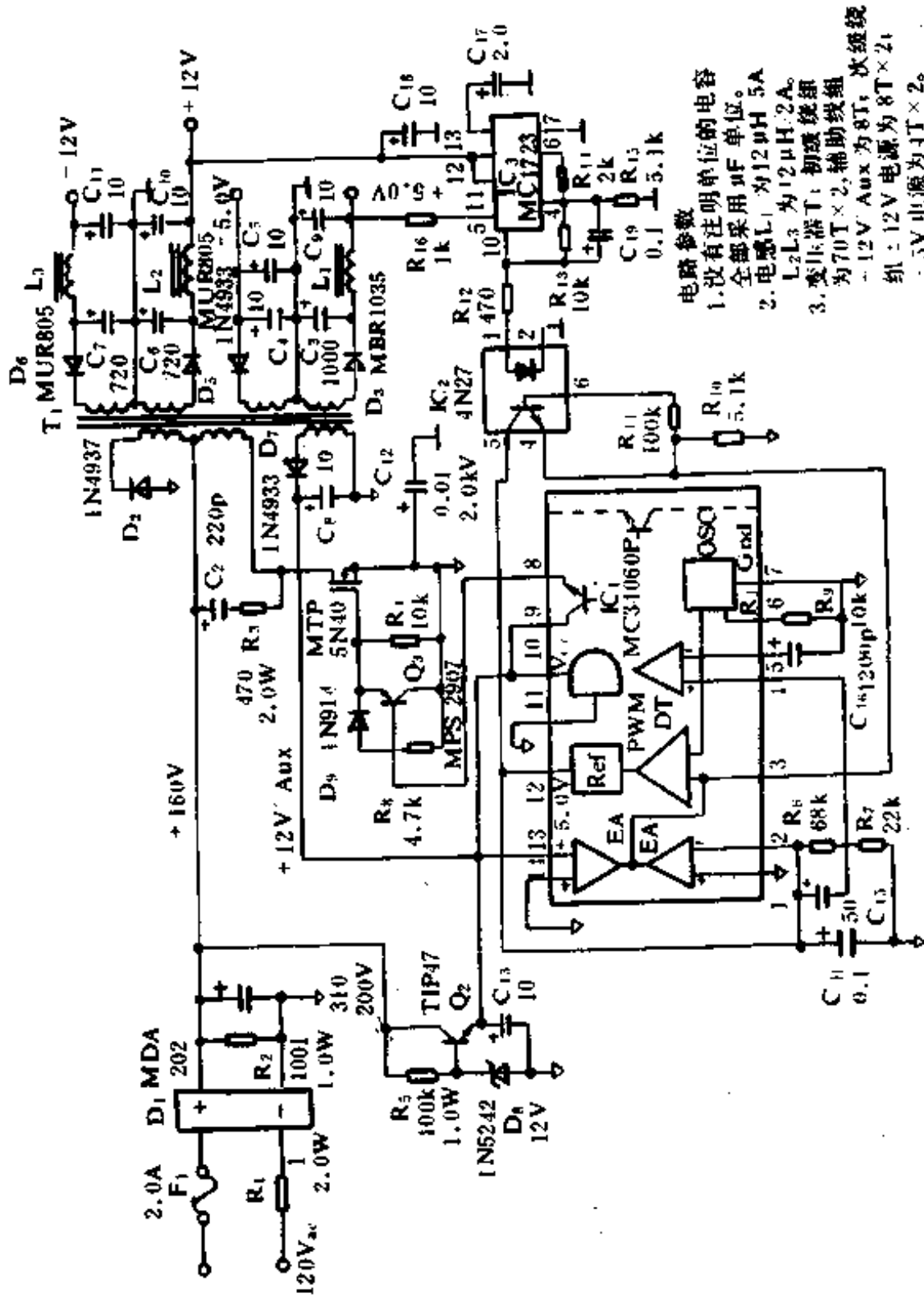


图 17-2 ±5V 和 ±12V 输出的开关稳压电源

从 10 脚输出去驱动 4N27 的发光二极管。而 4N27 的光敏三极管接收了发光二极管的光线之后,可相应地导通,从而由 4 脚输出信号去控制 MC34060P,改变输出的脉冲宽度,使开关稳压器的输出保持稳定。

光电耦合管 4N27 用于隔离开关稳压器的初级电源和次级电源。

图 17-2 所示的开关稳压电源要求输入交流电源为 1.4A/120V,而输出直流电源分别是 5V/2.5W, -5V/2.6W, +12V/21.5W, -12V/22W;输出的电压精度约为 +2%~+10%。

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992)

17.3 简易正负双输出电源

电路如图 17-3。它利用 LM380 的准补偿输出的功能。该器件内

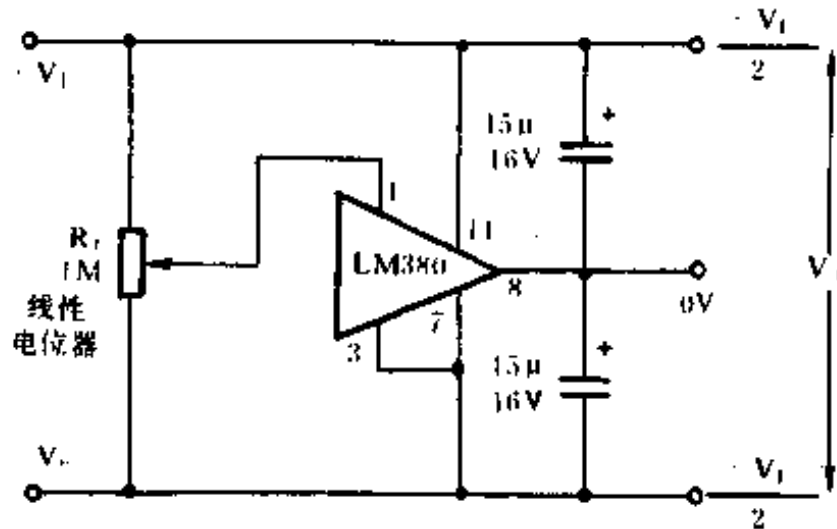


图 17-3 简易正负双输出电源

部被偏置,因此当无输入时,输出电位恰好在正负端电压的中点。 R_1 调在阻值的一半处,用来消除输出的不平衡。LM380 的输入决定了输出情况,但不管是输入的变动还是负载的不平衡,输出的正负端电位都不会变动。因为热耗超过了 1W,所以应有冷却措施。如果热耗超过规定范围,则器件将会被热关断;如果输出电流超过 1.3A,限流电路也会启动。输入电压不应当超过 20V。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.4 稳压电源分压器

电路如图 17-4,其输入为 3.6 或 6V 的电池,也可以是一个固定的稳压电源。考虑到晶体管集电极的功耗,应将晶体管安装在散热片上。 C_1 为滤波电容,它实际起的作用还要乘以晶体管的放大倍数,输入峰-峰值为 200mV 的纹波在输出将被降到 2mV。最大的输出电流取决于输入电源的功率等级和晶体管的类型以及散热器的大小。

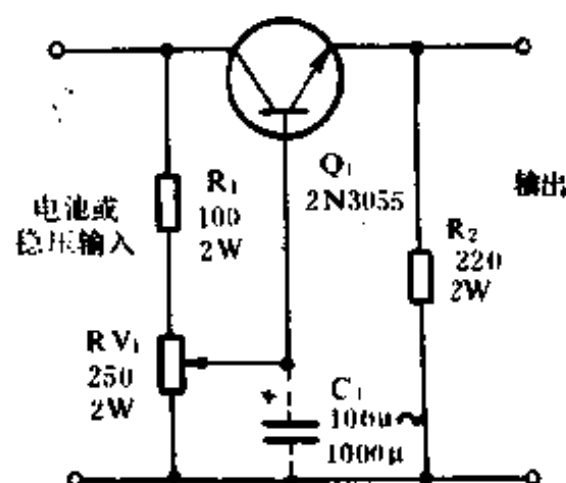


图 17-4 稳压电源分压器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.5 双路输出台式电源

电路如图 17-5 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.6 100kHz 多路输出开关电源

电路如图 17-6 所示。它使用两个 VN4000A、400V MOS 功率场效应管接成一个半桥功率开关模式,输出 +5V、20A, ±15V (±

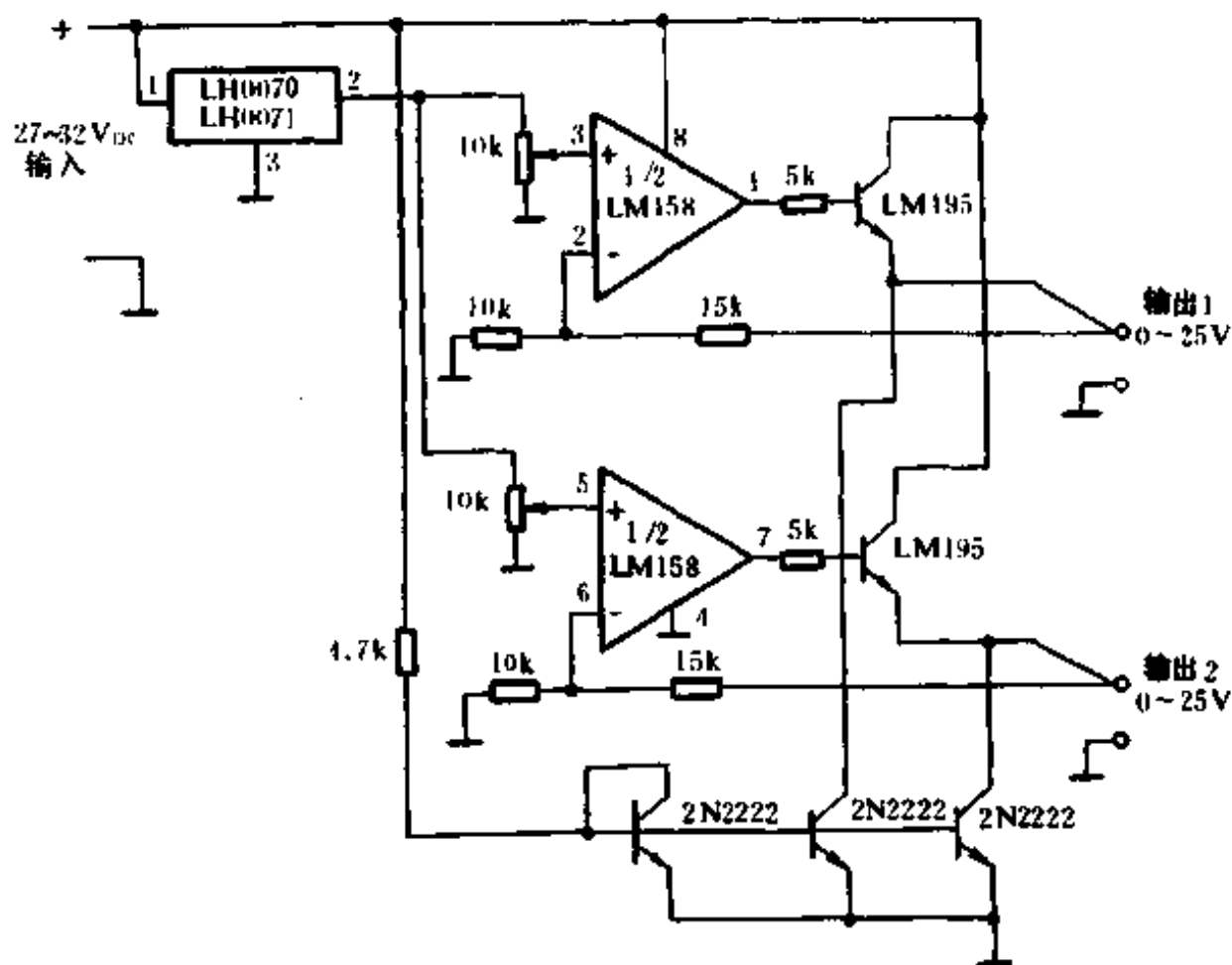


图 17-5 双路输出台式电源

12V)、1A。线性三端稳压电路用来产生低电流输出,通过变压器可产生 $\pm 12\text{V}$ 或 $\pm 15\text{V}$ 的输出。TL494开关稳压电路提供脉宽调制控制和驱动信号。上面的场效应管 Q_1 由一个简单的变压器驱动电路来驱动,下面的场效应管 Q_2 直接由控制电路来控制。

(来源:Siliconix, MOSpower Applications Handbook)

17.7 微机用多路输出开关稳压器

电路如图 17-7 所示,有三路输出。各路的典型特性如下: $+5\text{V}$ 输出, $P_o = 4\text{W}$, $V_o = 5\text{V} \pm 5\%$,谐波含量不大于 50mV ($120\text{Hz} + 20\text{kHz}$); $+12\text{V}$ 输出, $P_o = 600\text{mW}$, $V_o = 12\text{V} \pm 10\%$; -3V 输出, $P_o = 3\text{mW}$, $V_o = -3 \pm 10\%$ 。图中的 A1 为 MC1741CP1。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

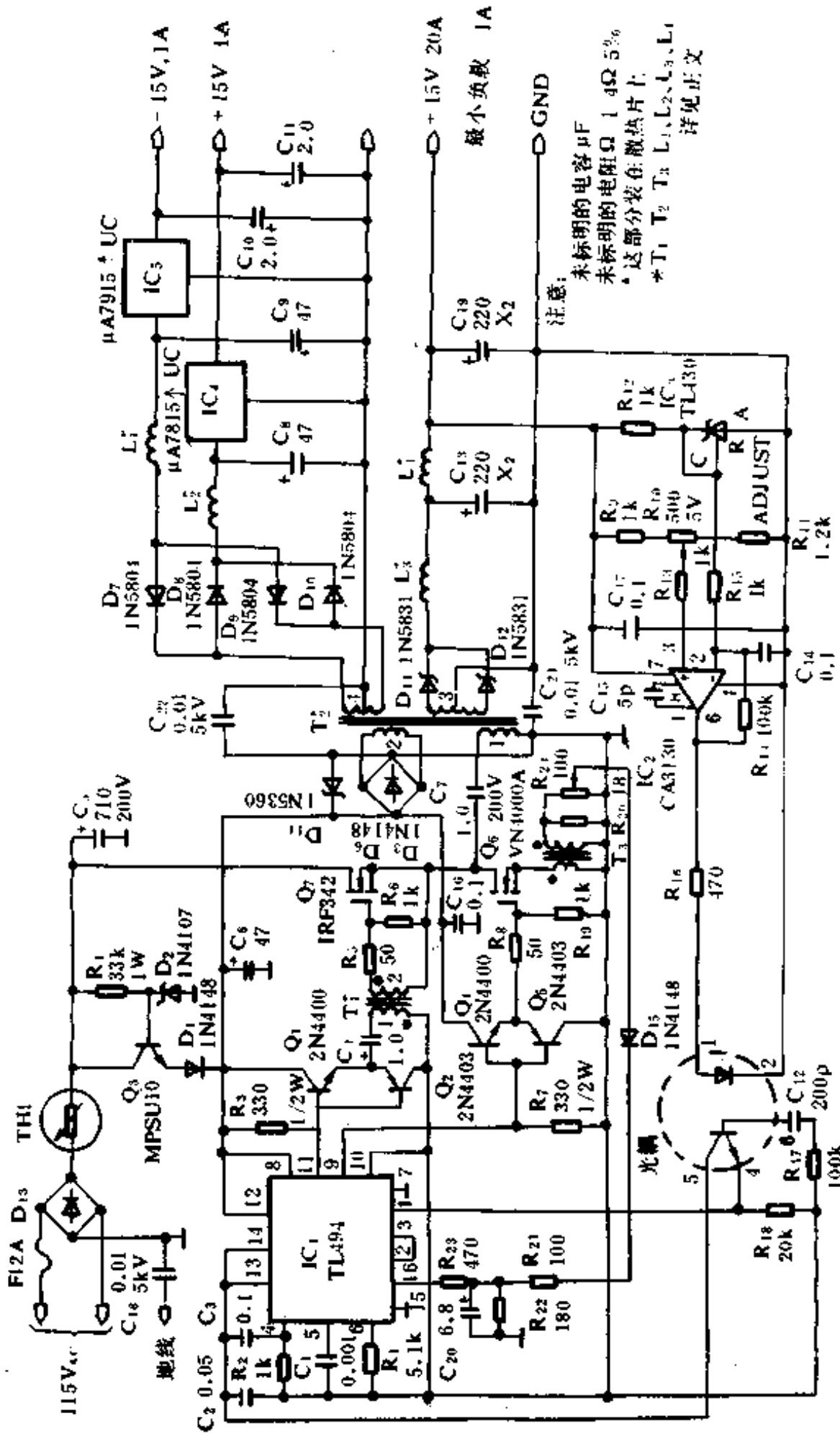


图 17-6 100kHz 多路输出开关电源

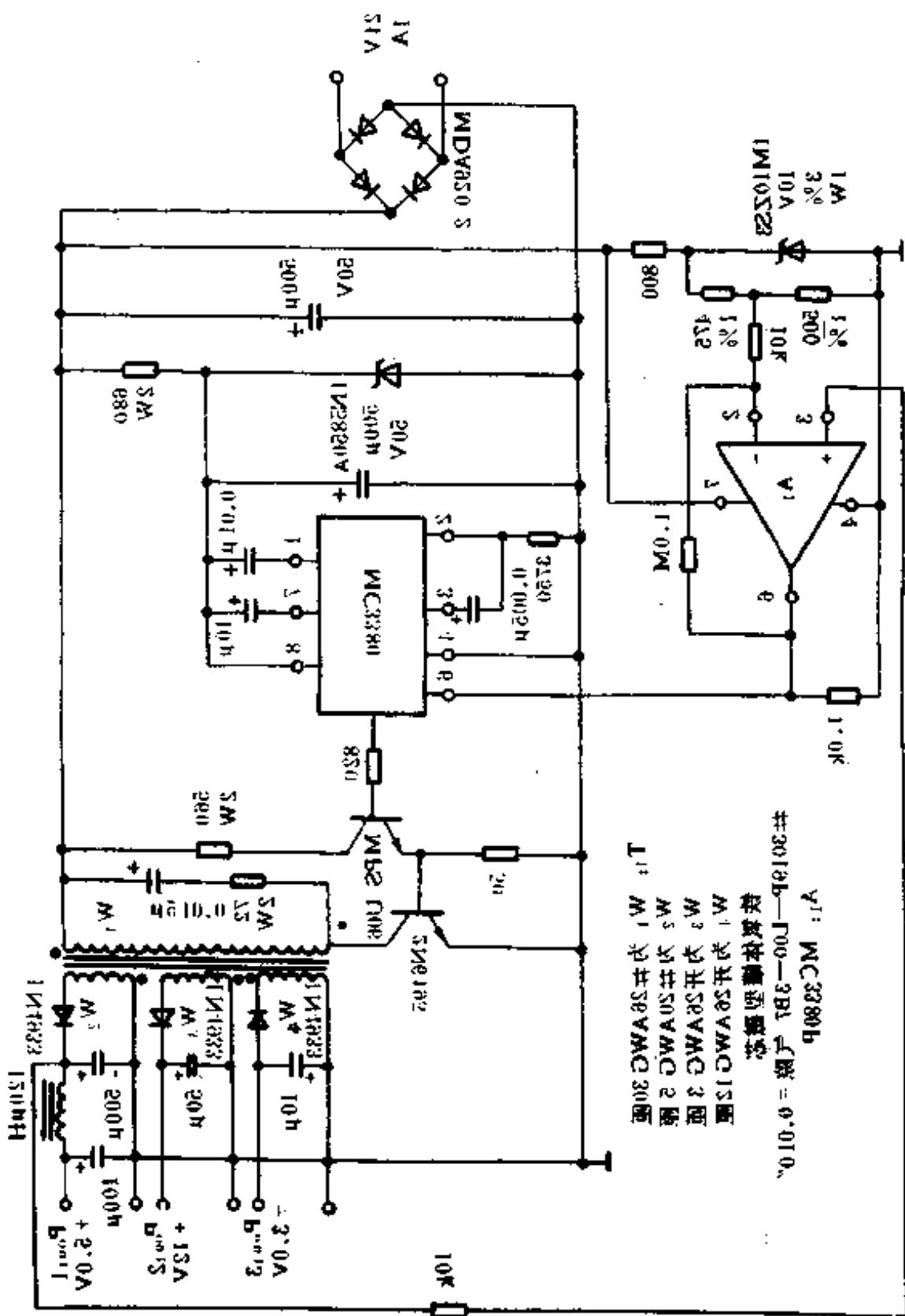


图 17-7 微机用多路输出开关稳压器

17.8 分压电源

电路如图 17-8。它能将一个单电压电源(例如电池)变成一个双极性电源。分压电阻 R_1 和 R_2 决定了输出正电压和负电压的幅值。 R_4 和 R_5 代表负载阻抗,如果调节 R_1 和 R_2 使得 R_4 和 R_5 上有相等的电压 $1/2V_{\text{SUPPLY}}$,那么运放将会通过改变 R_3 上的电流来保持 R_4 和 R_5 上的电压。运放的作用相当于调节 R_1 和 R_4 并联以及 R_2 和 R_5 并联的值。选择 R_3 时应当使得当其上的电流最大时,运放的输出电压不超过运放的输出能力。在运放的输出端可以加一个缓冲放大器来提供更大的负载电流。可将其虚线所示旁路电容接上来保持放大器的稳定性。

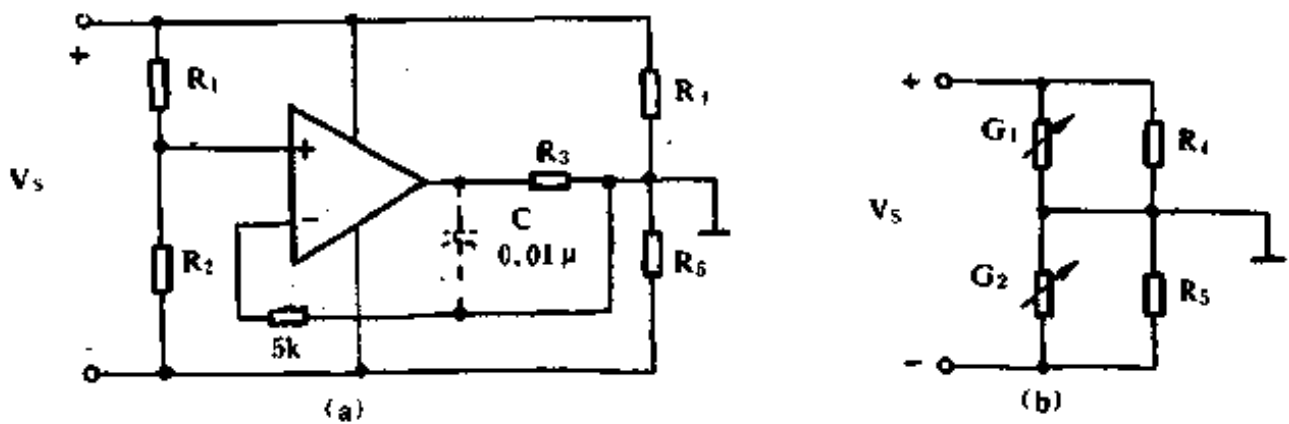


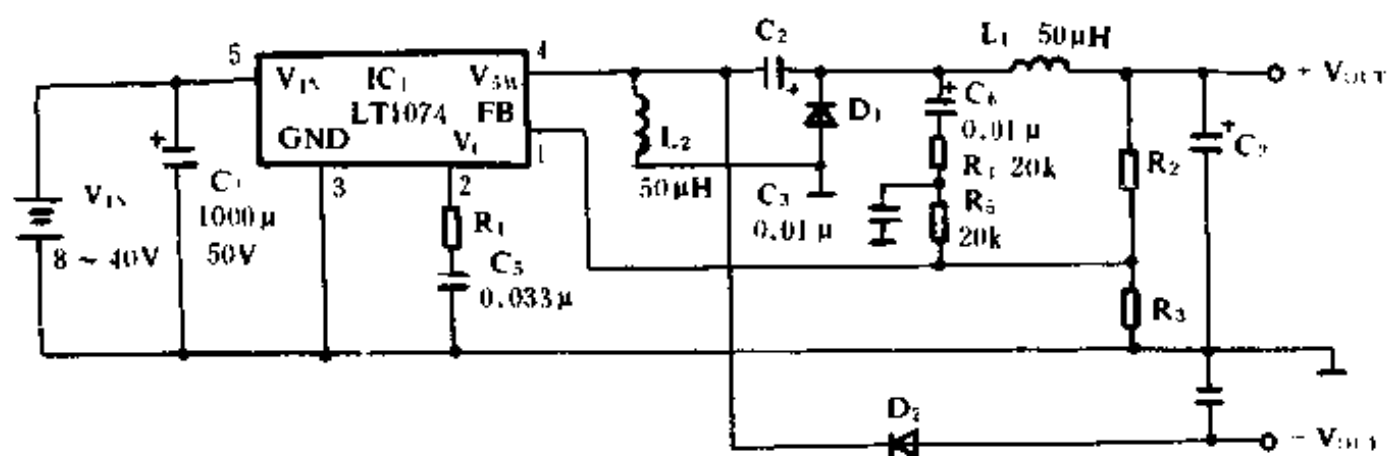
图 17-8 分压电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.9 变 8~40V 输入为±15V 双输出的稳压源

图 17-9 所示的电路,用一块开关稳压电路 LT1074、两个电感 L_1 和 L_2 、一个电容 C_2 ,将一个单输入宽范围变化的电压变为±15V 双输出电源。当负载电流从 50mA 到 500mA 变化时,负电压能跟随正电压,其绝对值误差在 200mV 以内,图中未标明的元器件参数见附表。

(来源:EDN, Brian Huffman, 1993 年 3 月 18 日)



注：
 C_1 = NICHICON UPL 1H102MRH
 L_1, L_2 = COIL TRONICS CTX50-2 52

图 17-9 变 8~40V 输入为 $\pm 15V$ 双输出的稳压源

附表

元 件	Vout	
	$\pm 15V, 0.5A$	$\pm 5V, 1.0A$
R_1	3.3k	2k
R_2	7.50k, 1%	2.80k, 1%
R_3	1.30k, 1%	2.21k, 1%
C_2, C_3, C_4	470 μF , 25V (NICHICON UPL1E471MPH)	680 μF , 16V (NICHICON UPL1C681MPH)
C_5	0.01 μF	0.033 μF
D_1, D_2	MUR410 (MOTOROLA)	MBR360 (MOTOROLA)

17.10 $\pm 50V$ 推挽式开关变换器

电路如图 17-10 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

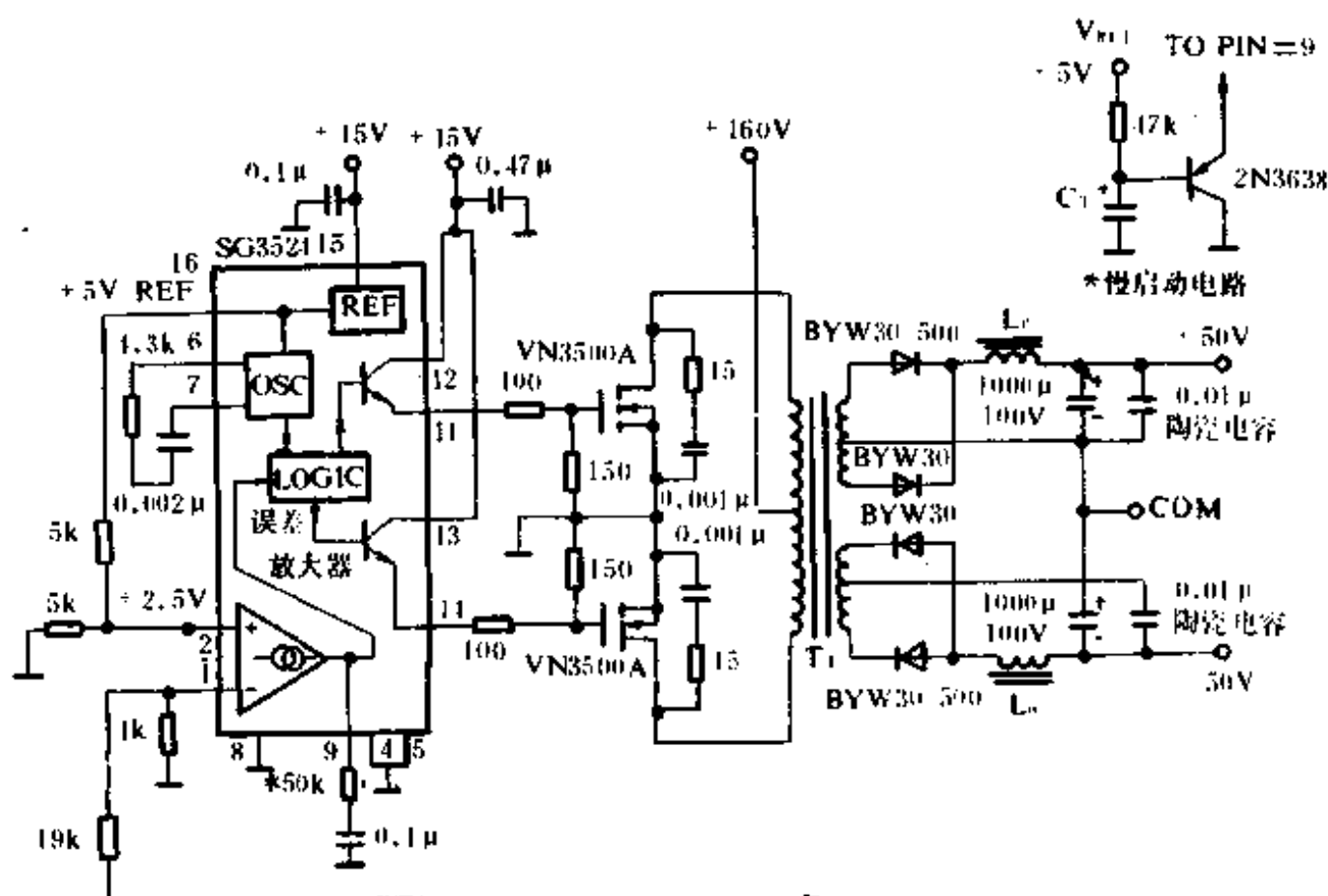
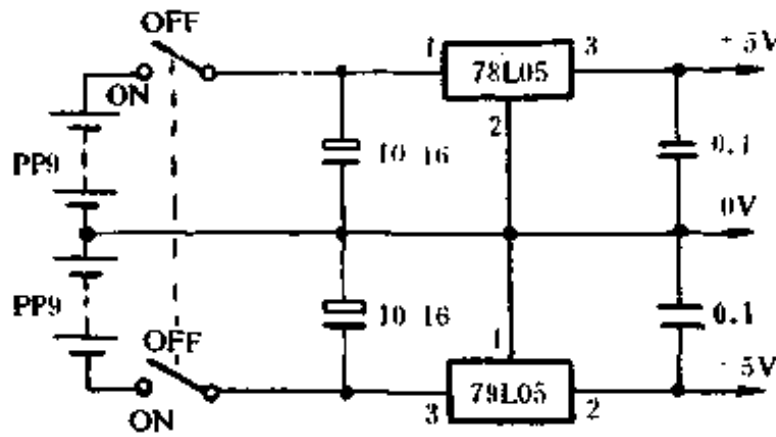


图 17-10 $\pm 50\text{V}$ 推挽式开关变换器

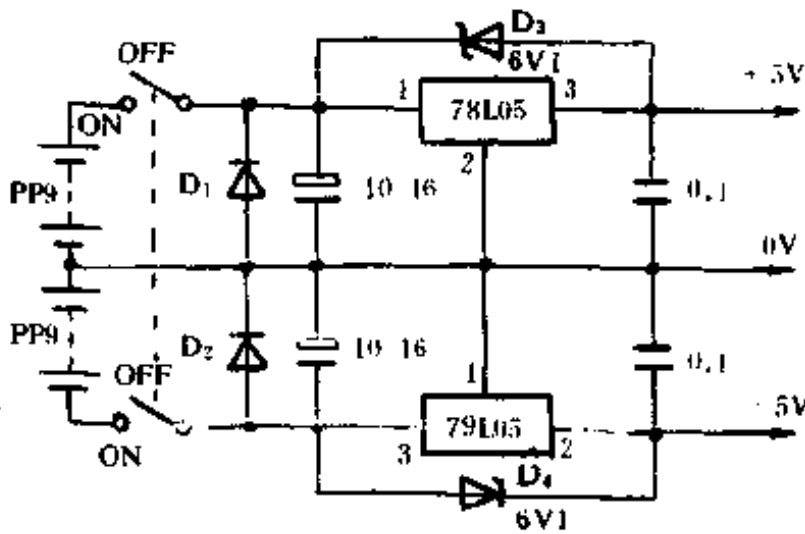
17.11 由电池提供电能的双极性电源

电路如图 17-11。它可由干电池供电得到 $\pm 5\text{V}$ 的电压。为了避免不小心将电池接反,给每节电池串联二极管,但会产生压降。更有效的方法是将二极管 D_1 和 D_2 (如图 17-11(b)所示)与每节电池分别并联。

如果负载电路中包含大的电感或电容,当电池供电被切断后,稳压电路上将有被反偏的危险,它所接的二极管可起到保护作用。当加上电源时,两个开关不会同时动作。其中的一个稳压电路有可能使另一个被强制关断。为了避免这种情况发生, D_3 和 D_4 采用稳压管,使得输出被电池强行拉到 $+5\text{V}$ 直到稳压电路正常工作。



(a)



(b)

注：电容单位为 μ
 $10/16 = 10\mu/16V$

图 17-11 电池供电双极性电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.12 双向电流源

电路如图 17-12。它使用精密运放 CA3193 产生一个可由 R_L 调节的电流。在 R_1 等于 R_3 , R_2 大约等于 $R_4 + R_5$ 的条件下, 输出电流 $I_L = V_{IN}(R_4)/(R_3)(R_5)$ 。当负载在 $0 \sim 3\Omega$ 之间变化时, 负载电流恒为 $500\mu A$ 。

(来源: The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

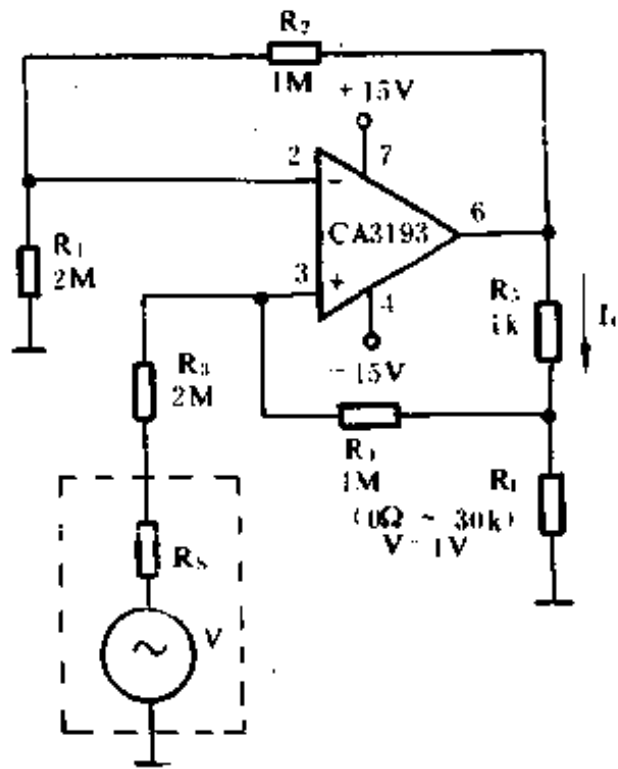


图 17-12 双向电流源电路

17.13 双极性电源

图 17-13 所示电路只用一个变压器和一个全波整流桥，产生正负两路输出。两个稳压管串联分压，其中点接地。（滤波电容一定不能接地）。

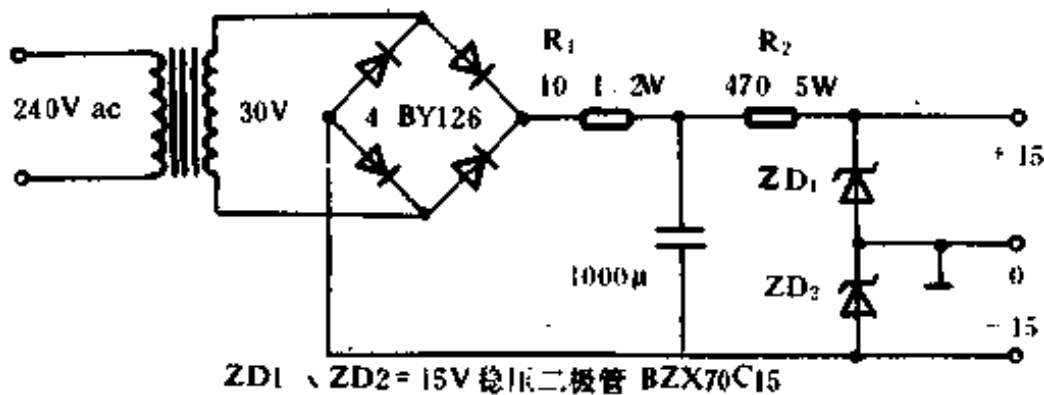


图 17-13 双极性电源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.14 双通道稳压器

电路如图 17-14。它的输入为 12V 电池，反相稳压器 MAX634 和 MAX630 提供双通道 ±15V 的输出。-15V 输出的参考电压通过 R_3 、 R_4 由正输出提供。当 V_{BATT} 下降到 8.5V 时，两个稳压电路都是通过 LBR 减小振荡器的频率，使得在输入低电压时仍能保持最大的输出。

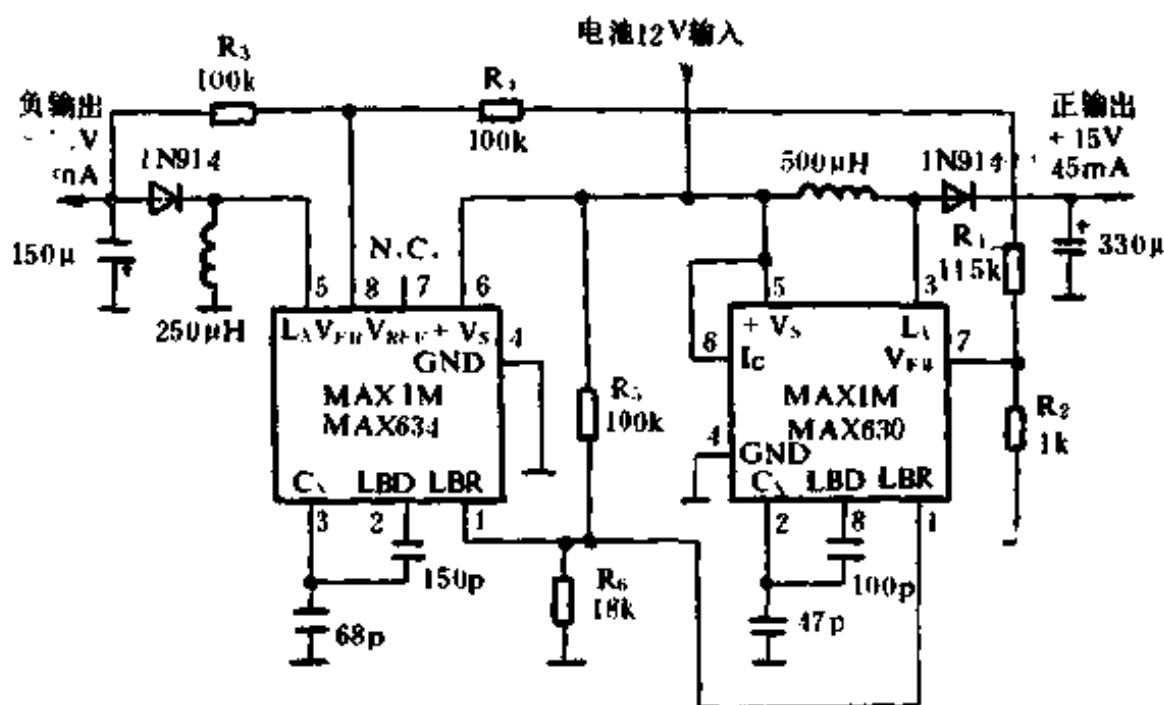


图 17-14 双通道稳压器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

17.15 +12V、±5V 三路输出电源

电路如图 17-15 所示。它使用最少的元件输出三个电压。D₂、D₃ 实现全波整流，在两个半周期交替给电容 C₂ 充电。D₁ 和 C₁、D₄ 和 C₃ 各完成半波整流功能。从 -5V 和 +12V 的稳压电路可输出符合一般要求的电源，该电路可以作为不断电设备的辅助电源。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

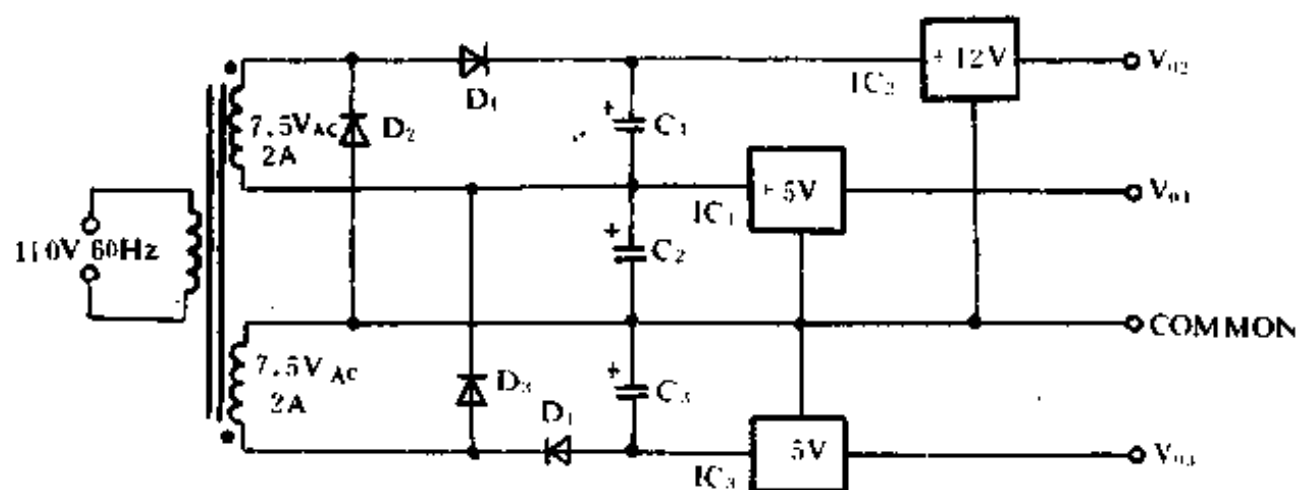


图 17-15 +12V、±5V 三路输出电源电路

17.16 单路输入双路输出稳压源

电路如图 17-16 所示。ICL7660 的振荡频率由外接振荡电容降低,使它能更有效地转换电池的电压。

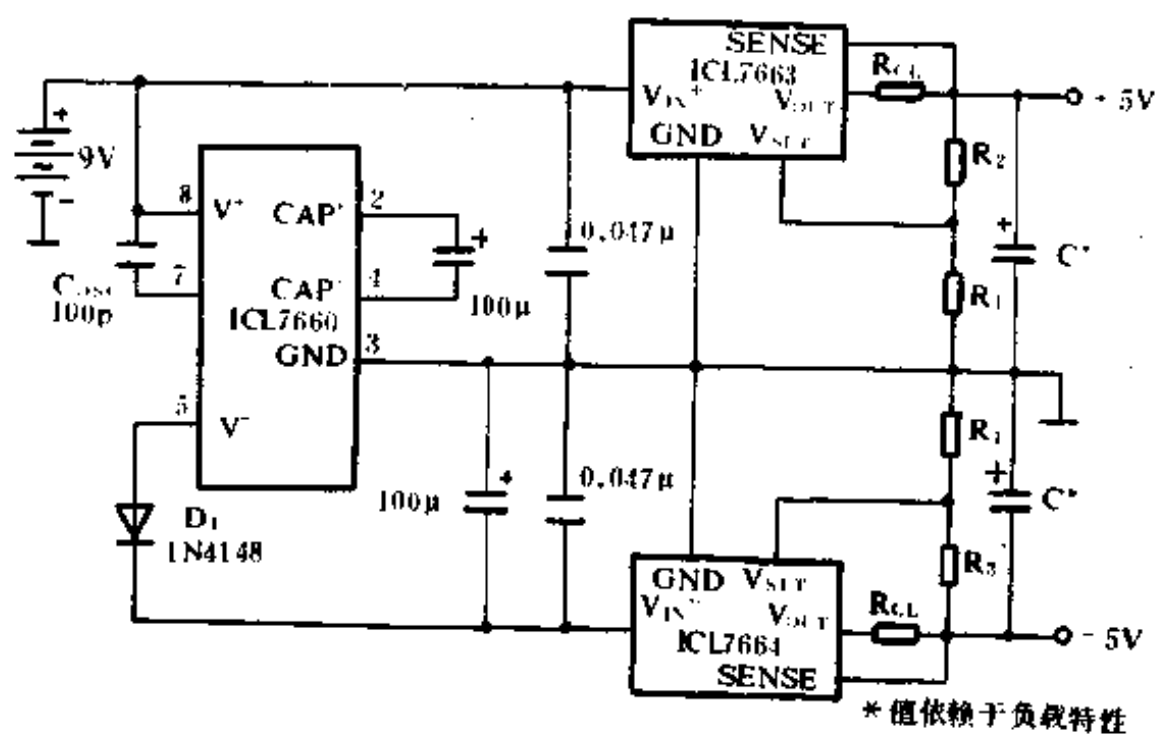


图 17-16 单路输入双路输出稳压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.17 具有电流限制、电压可调的电源

电路如图 17-17 所示。

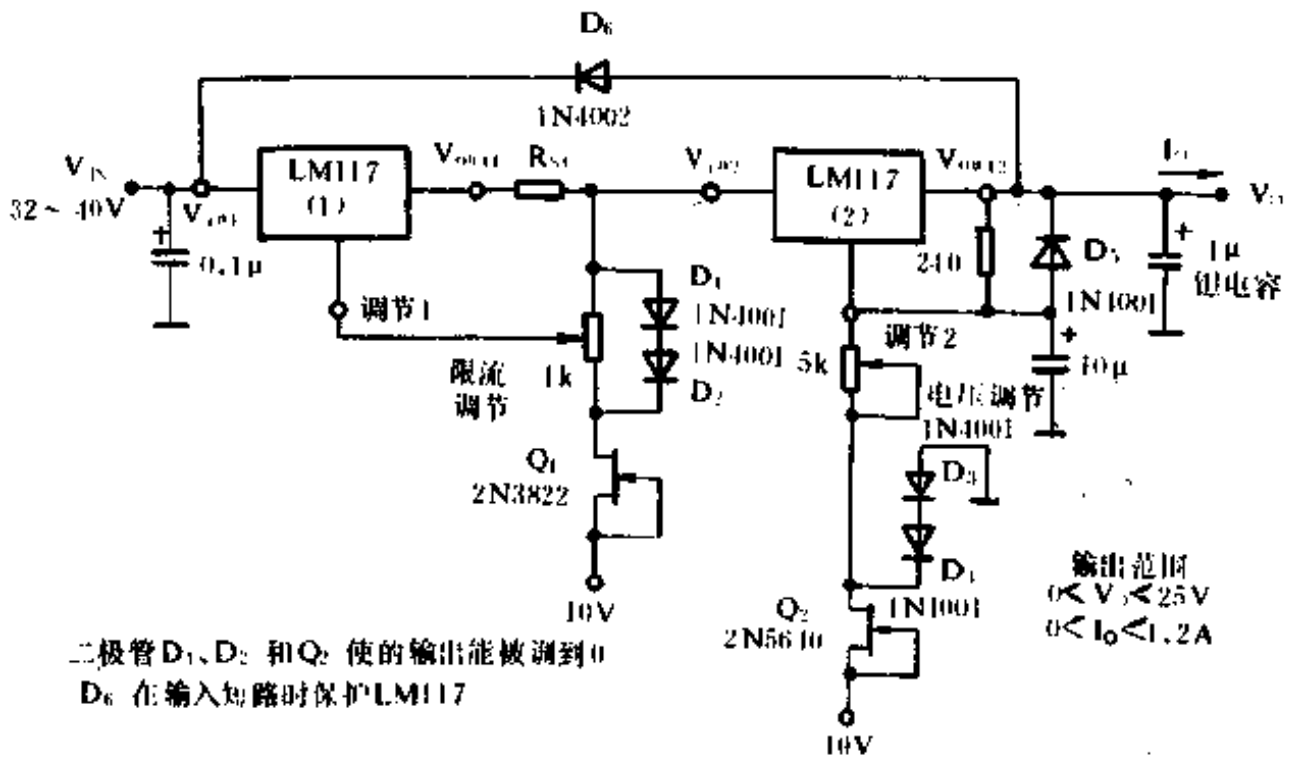


图 17-17 具有电流限制、电压可调的电源
 (Courtesy of Motorola Inc., Linear Integrated Circuits)

17.18 可变稳压二极管

电路如图 17-18 所示。它相当于一个有很大电压范围的稳压管。流经分压器 R_1 和 R_2 的电流大于晶体管的基极电流，大约在 8mA 左右。改变 R_2 的值，该电路端电压可从 5V 调到 45V，流过该电路的电流可以从 15mA 变到 50mA，这个值是由稳压管的最大损耗决定的。对于 250mW 的器件，额定电流为 50mA。

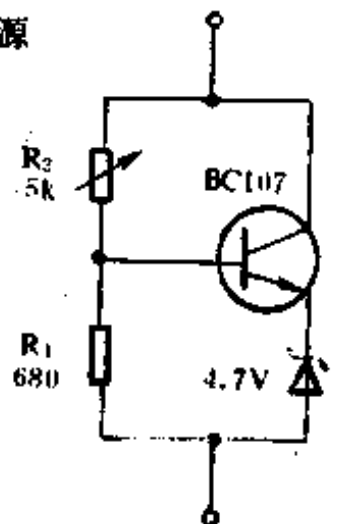


图 17-18 可变稳压二极管

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.19 输出可调稳压电源

电路如图 17-19 所示。其运放的作用是在保持稳压特性不变的基础上改变输出电压的大小。这种电路的最小输出电压要比稳压片单独使用时的输出电压高 2V。

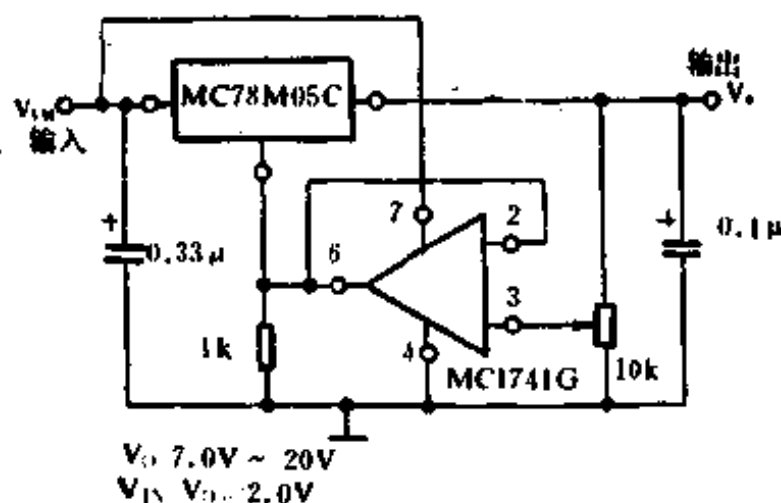


图 17-19 输出可调稳压电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.20 输入为 12V, 输出为 9V、7.5V 或 6V 的变换器

电路如图 17-20 所示。它由汽车电池供电, 为收音机、盒式录音机和其他电气设备提供电源。图中给出了对于不同电压的电阻的值和二极管的型号。如果所需要的电压不止一个, 就要设选通开关。对于大电流, 晶体管要装在散热片上。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.21 可调稳压器(0~10V、3A)

电路如图 17-21 所示。它可提供额定电流为 3A, 输出电压 0~

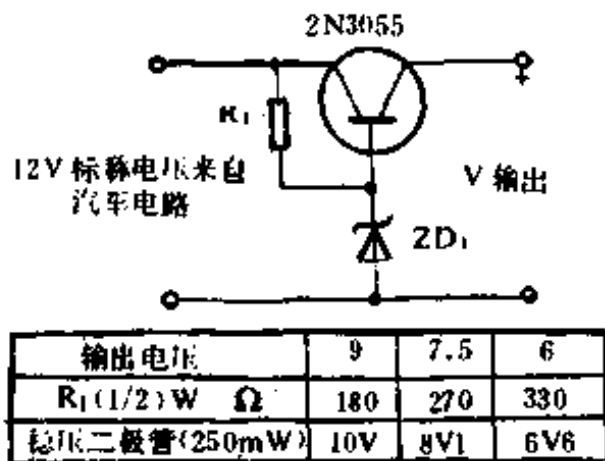


图 17-20 输入为 12V, 输出为 9V、7.5V 或 6V 的变换器
10V 可调。图 17-21 中给出有关电路参数。其中: A1 型号为 LM101A, C_1 为 $2\mu\text{F}$ 电容。在本电路中, 可以不接 C_1 , 但接上 C_1 后对电路的谐波水平、噪声和瞬态响应均有改进。

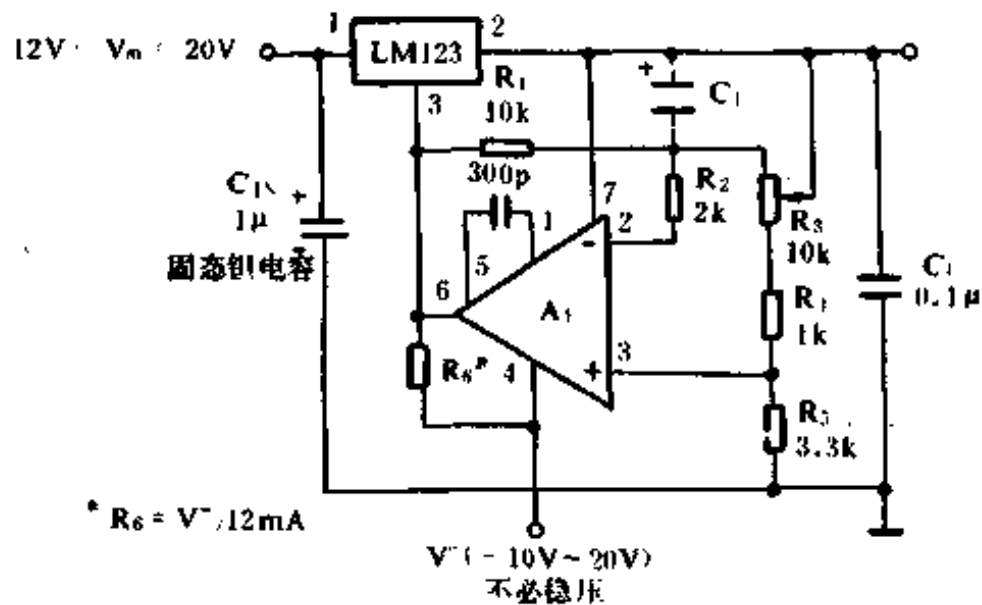


图 17-21 可调稳压器(0~10V, 3A)
(来源, National Semiconductor Corp., Linear Databook)

17.22 6A 可变输出开关稳压电源

图 17-22 电路是由美国国家半导体公司推荐的。它的输出电流额定值为 6A, 电压为 4.5~30V 可调, 很受无线电爱好者的欢迎。该

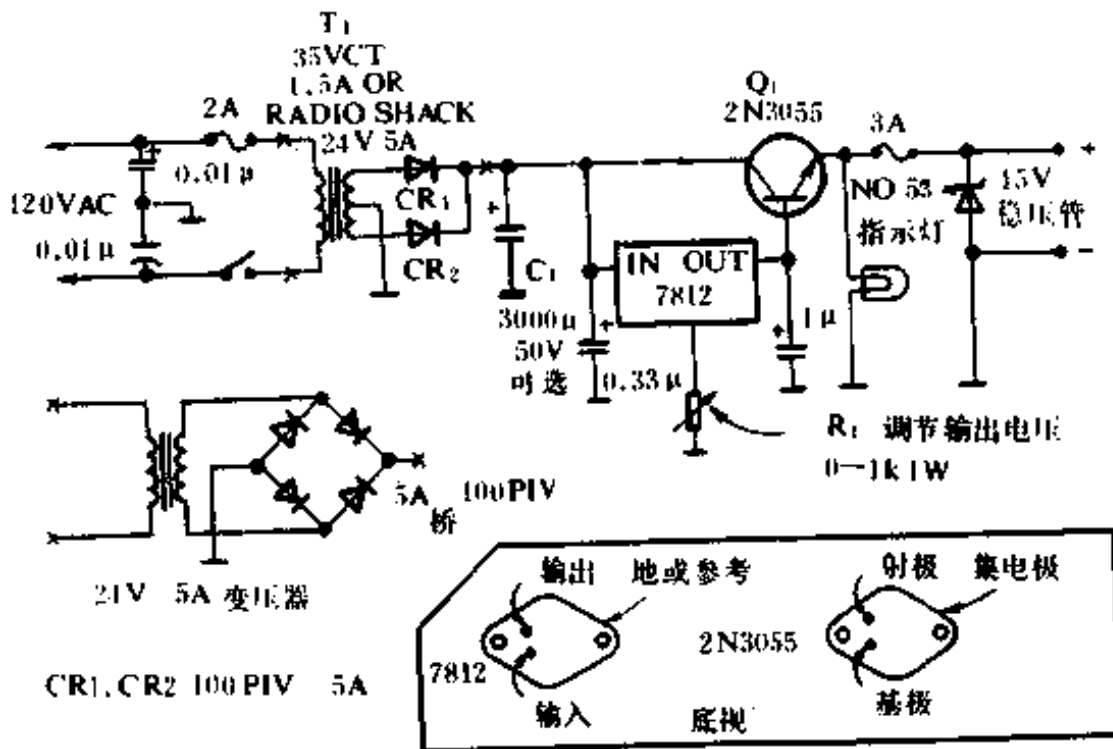


图 17-23 输出电流 3A, 电压 12V~14V 可调电源电路

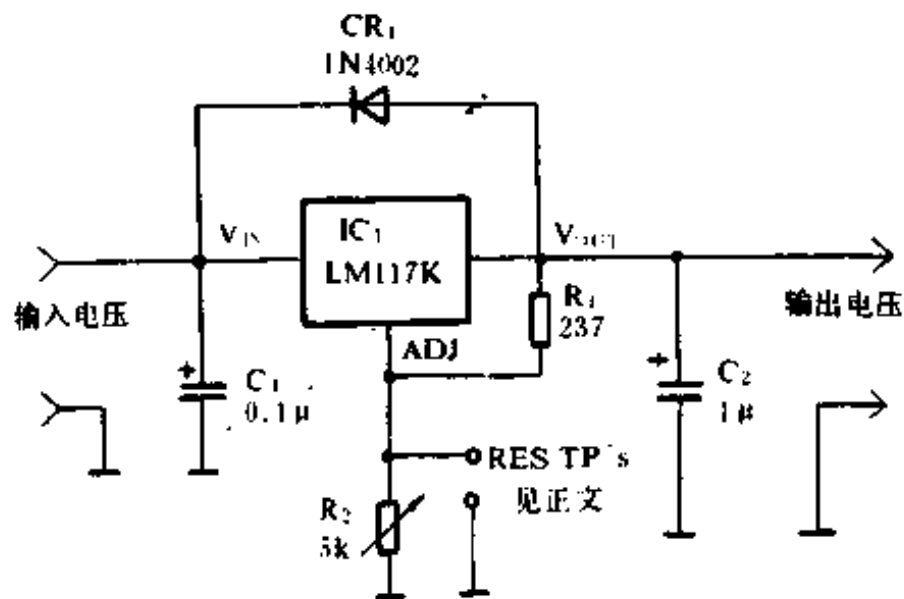


图 17-24 输出可调的稳压器电路

17.25 3~30V 通用电源模块

电路如图 17-25 所示。 U_1 为可调稳压器 LM317, 它有短路保护

和自动限流在 1.5A。它的输入电压由一个电流 4A、峰值反向电压 100V 的全波整流桥 DB1 提供,4700 μ F 电容起滤波作用。输出电压的大小由 5k 的电位器来调节。 U_1 的输入和输出端的旁路电阻可防止高频振荡。变压器电流应是输出连续电流的 1.8 倍。也就是说如果输出电流为 1.5A 时,应使用 2.7A 的变压器。对于轻载或脉动负载,2.0A 的变压器也就足够了。

如果在 U_1 两端并上一个 LM317(U_2),则可以在仍有短路保护的情况下提高限流值到 3A。当需要大于 3A 的电流时,可以利用稳压器的输出驱动晶体管放大输出电流如图(b)的左图所示。

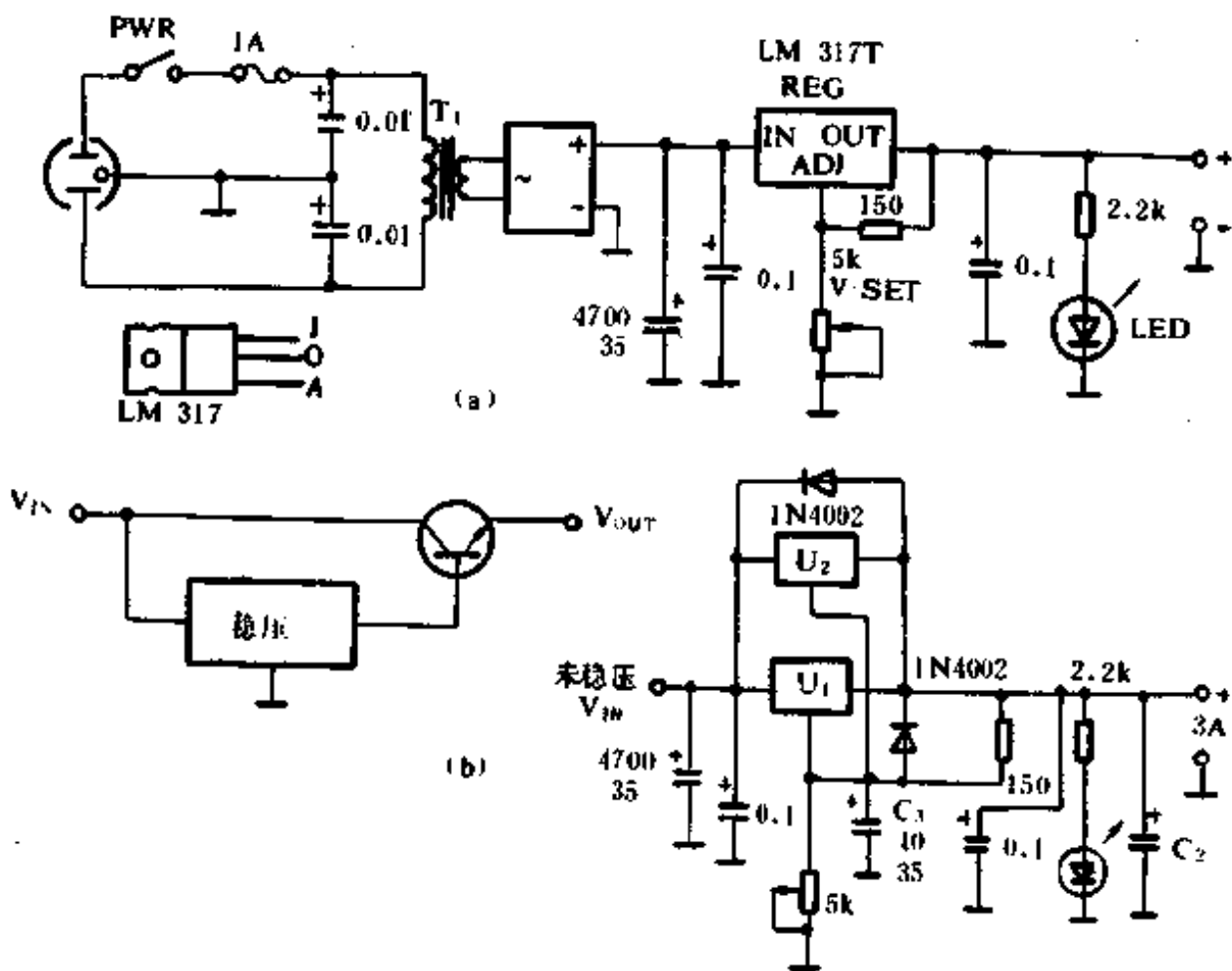


图 17-25 3~30V 通用电源模块

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.26 100mA~2A 可变电流源

电路如图 17-26 所示。其输出电流由 Q_2 的集电极电阻 R 设定，通过改变 VR_3 可使输出电流从 100mA 变到 2A。参考电压被送至运放的正输入端。从输出到运放反相输入端的反馈电压为 R 上的电压，它等于 $V_{CC} - V_{in}$ ，负载电流为 $(V_{CC} - V_{in})/R$ 。

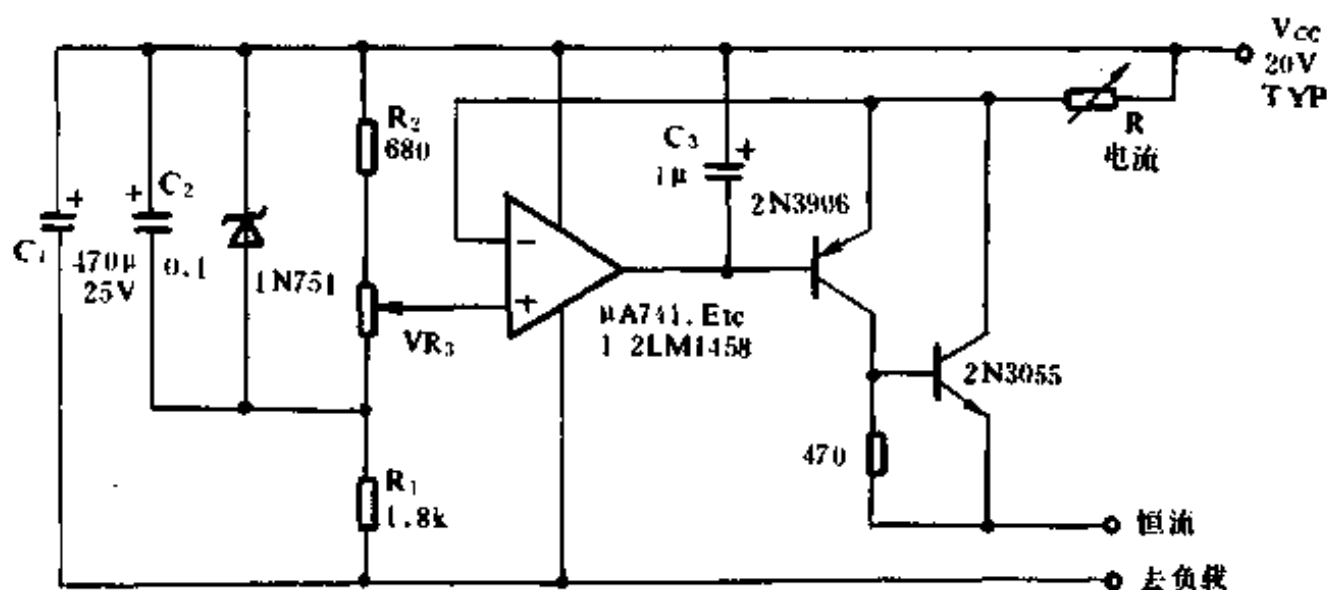


图 17-26 100mA~2A 可变电流源电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.27 可编程电源

许多系统需要一个或多个小电流的电压源，这可以用编程电源来实现。电路如图 17-27 所示。图中电路可以输出正电压、负电压，也可以输出双极性电压。 Q_1 是与稳压电路串联的三极管，按所需的电流和功能来选择。 R_1 、 Q_2 和 Q_3 形成一个可选择的短路保护电路。 R_1 是按当输出电流最大时其上有 0.7V 的压降来选择的；补偿电容 C 应按开关时保持超调在可接受的范围内来选择的。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

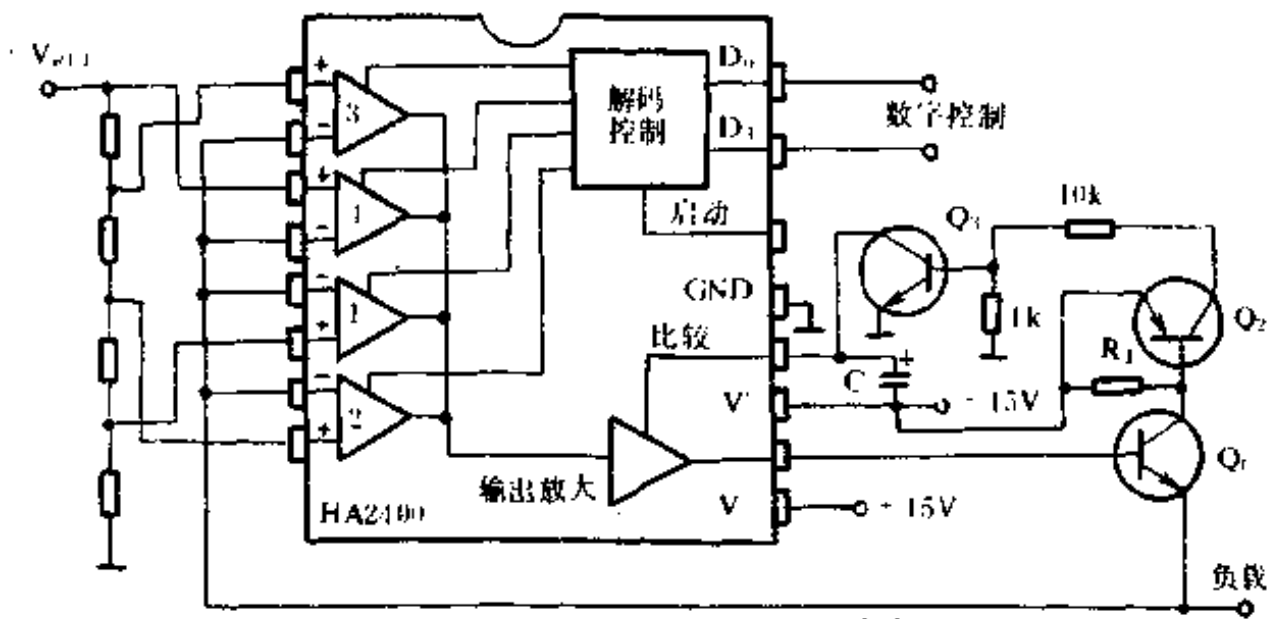


图 17-27 可编程电源电路

17.28 输出电压可调的 10A 稳流器

电路如图 17-28 所示。

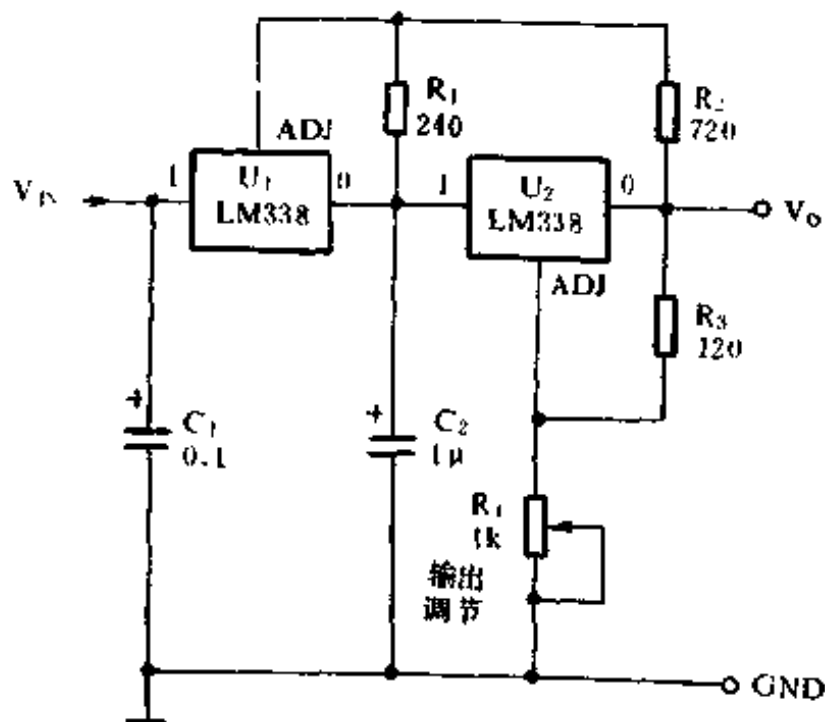


图 17-28 输出电压可调的 10A 稳流器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

17.29 双输出笔记本电脑电源

笔记本电脑的最新供电电源如图 17-29 所示。一路输出为 +5V, 给电脑各种芯片供电; 另一路输出为可调 -24V, 给液晶显示板供电。本设计只用了一片高效率降压稳压器 (Si9150)、一片 NMOS/PMOS 对管集成电路 (Si9943)。它取消了在以往两路输出电源独立设计时所需的其它部件。由于 Si9943 中的 MOS 对管具有低的通态电阻, 使得本电源的满载效率高于 92% (在 7.2VDC 输入, 7.6W 满载输出时)。

图中 5V 输出是一个降压稳压器, 也即它把 6 个镍镉电池组成的 6~12V 输入电压降成 5V 输出, 满载电流为 1.5A。

一个简单的电路单元构成了一路可调 -24V 偏压输出。当 PMOS 关断、NMOS 导通时, 电感两端的电压是输出电压 (+5V) 与 NMOS 器件通态压降之和。这个电压是一定的, 它与输入电压无关。倘若在这一电感上加绕一副边绕组, 便可利用这个电压。通过选择适当的匝数比, 可使得 -24V 降压电容器上的电压充至近似 -28V, 再通过一个稳压片 LM337L 和几个电阻就能得到所需的可调输出电压。通过调节对比度控制位, 用户能使 -24V 输出端的电压在 -12V ~ -25V 范围内变化, 从而改变液晶显示板的对比亮度。

控制“关闭”端, 把它拉成低电平, 这个电源就处于低功耗的休眠状态, 所耗电流小于 $450\mu\text{A}$ 。一旦需要, 本电源可在 60ms 内恢复满负荷工作。

图中未标明的参数如下: 铁芯, 飞利浦 1408, 3C8, $A_L = 250$ 罐型磁芯; 5V 线圈, #24 美国线规 12 匝; 24V 线圈, #36 美国线规 67 匝。

(来源: EDN, Steven C. Hageman, 1994 年 3 月 3 日)

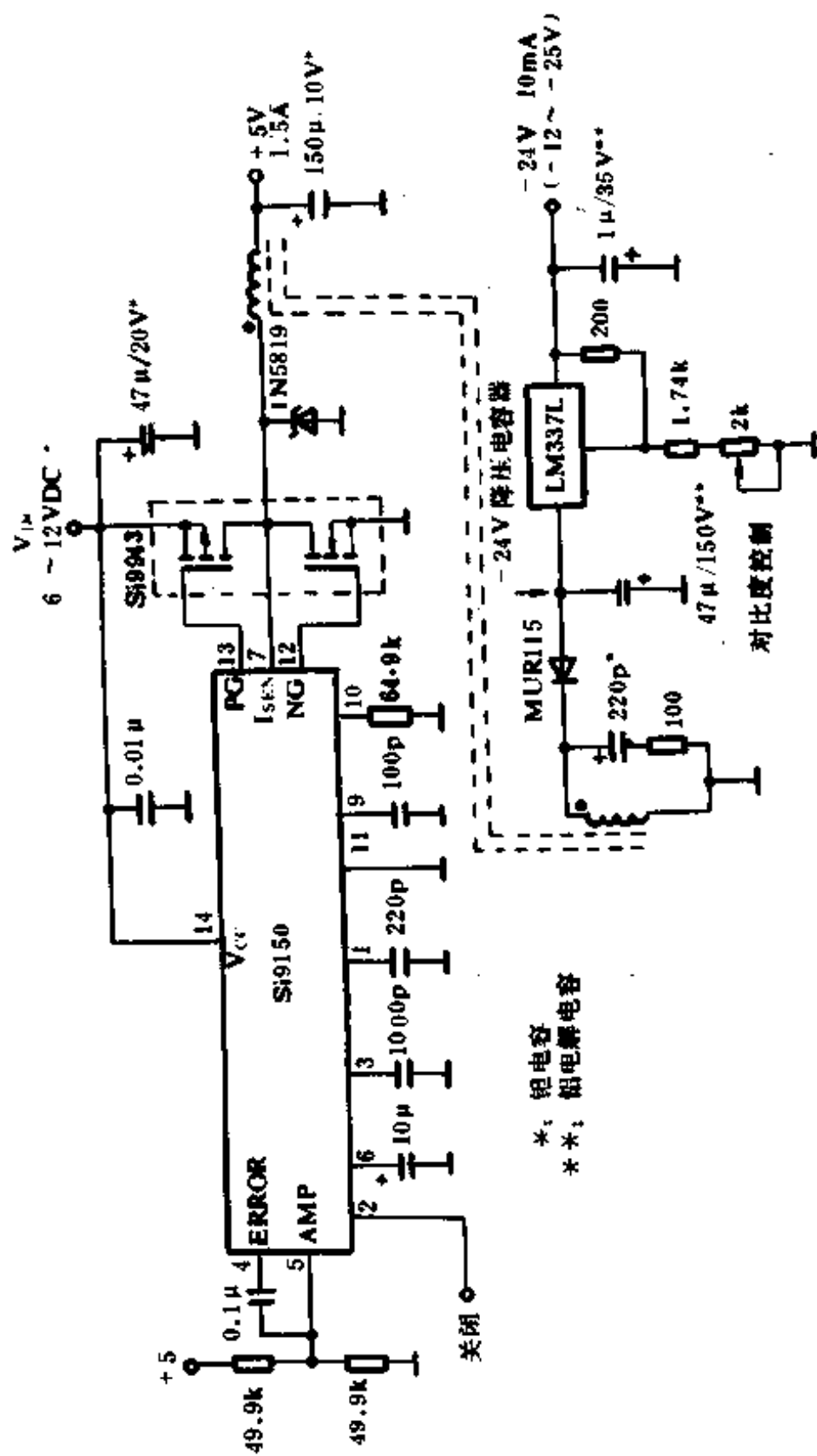


图 17-29 双输出笔记本电脑电源

十八、电机控制电路

18.1 单相串励电机的速度控制电路

图 18-1 所示为带有负反馈的串励电机的速度控制电路。它将和电机转速成正比的感应电势 V_2 与门极给定电压 V_1 相比较,当负载增加,转速回落时,触发相位角前移;相反,负载减轻时,相位角后移,从而在负载变动范围内保持稳定的速度。

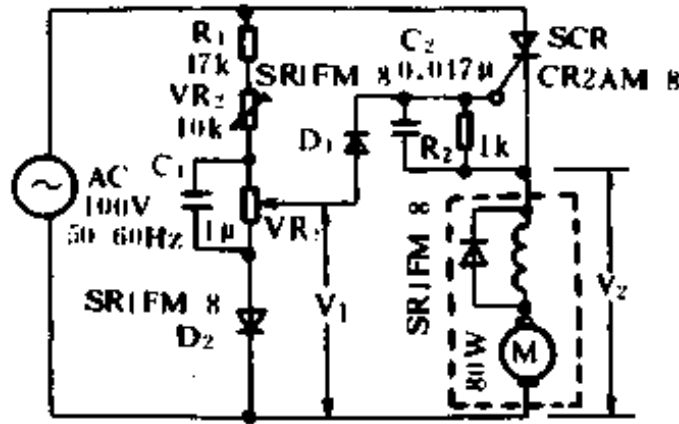


图 18-1 单相串励电机的速度控制电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.2 用双向可控硅的单相串励电机速度控制电路

图 18-2 所示为采用双向可控硅的单相串励电机速度控制电路。与采用晶闸管半波控制方式比较,具有噪音小的优点,但也具有启动转矩小、难以加反馈的缺点。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.3 直流并励电机的速度控制电路

电路如图 18-3 所示。电源电压经全波整流后加于励磁线圈,转子电压通过晶闸管 SCR 给定, R_s 、 R_f 和 C_f 及触发元件 S B S 产生触

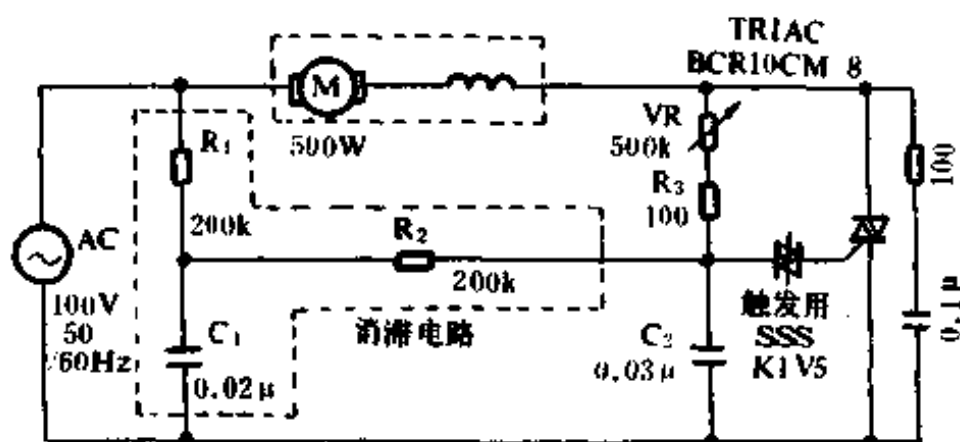


图 18-2 用双向可控硅的速度控制电路

发脉冲,通过调节 R_3 来改变触发相位角,控制转子电压, D_1 为续流二极管。

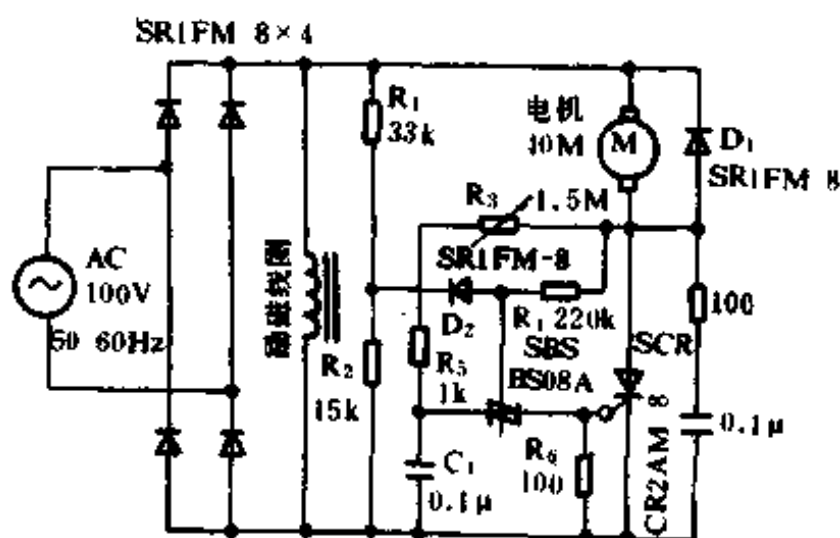


图 18-3 直流并励电机的速度控制

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992,10)

18.4 采用斩波方式控制直流电机的速度

电路如图 18-4 所示, $QM15HA-H$ 为达林顿模块,构成主电路的开关电路,其控制由驱动集成电路 $M57215L$ 执行,驱动集成电路由交流电源整流后供给。通过控制输入信号的频率或占空比,便可以控制加到直流电机上的电压,从而达到控制电机转速的目的。当斩波频

率升高时,负载电压的纹波减小,但开关损耗增大,所以,综合考虑,斩波频率一般选择 5~20kHz 比较适宜。

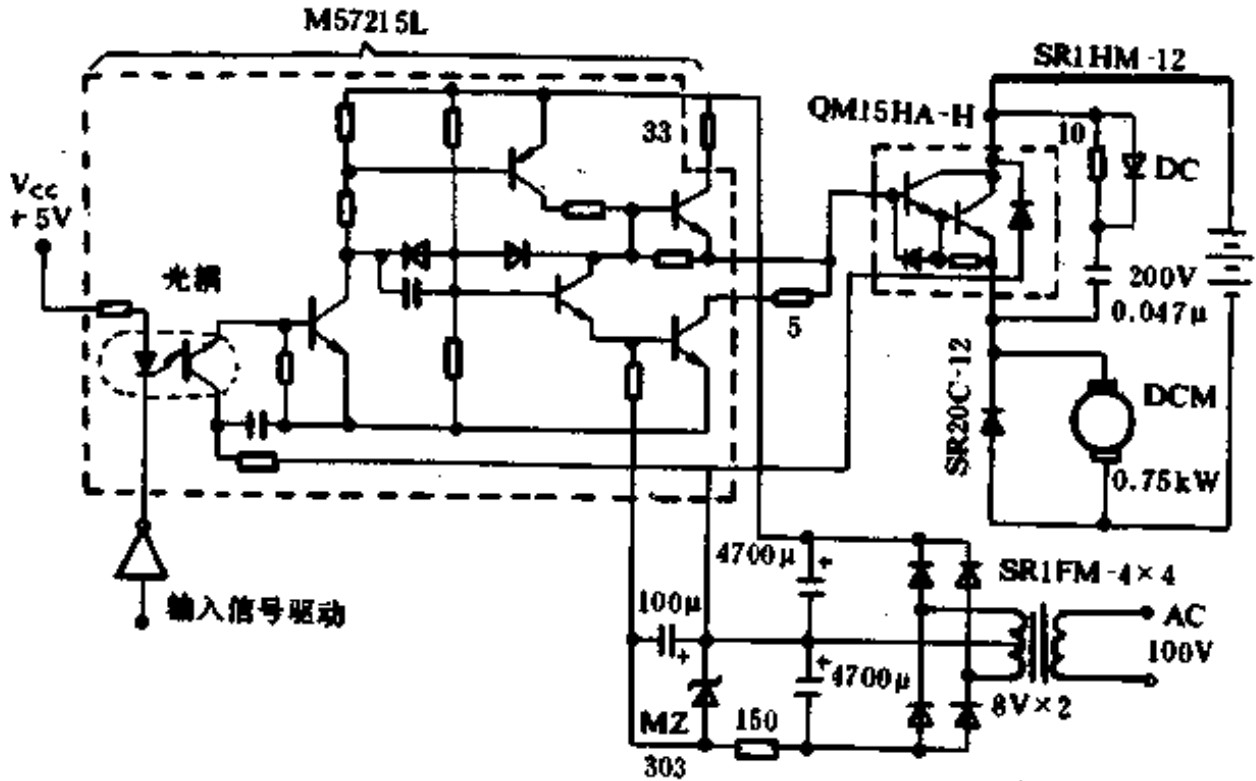


图 18-4 斩波方式控制直流电机速度的电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.5 晶体管构成的直流伺服系统

电路如图 18-5 所示,由晶体管构成的直流电机驱动电路,通过改变四只晶体管的相位,可以实现伺服电机的正转、反转及再生制动等不同的运行模式。该电路由交流电源供电,电机的电压可以随意控制,从而达到速度控制的目的。电源电压由 5k 电位器设定,通过比较器与检测电压比较,若检测电压大于给定电压,则接通放电电路,使电容放电,则负载电压下降,这样,可以保证负载电压不超过给定值。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.6 缝纫机电机的相位控制调速

图 18-6 所示为缝纫机电机的控制电路。电路的特点为瞬时转

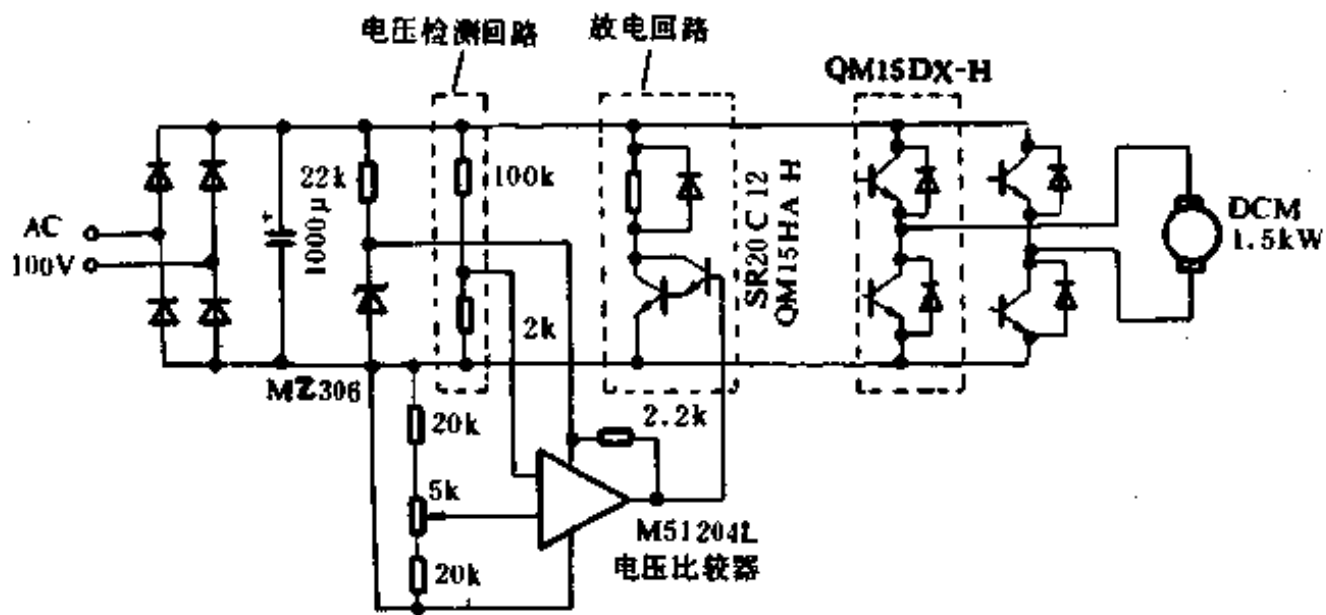


图 18-5 晶体管构成的直流伺服系统

矩大,低速时稳定性好。门极触发电容 C_1 由基准电压 $V_1 = V_{ZD2} + V_{DM}$ 与 V_2 之差通过 $D_3 \rightarrow VR_2 \rightarrow C_1$ 回路瞬时充电,之后改由 VR_1 进行充电。当负载增加时, V_2 减小, $V_1 - V_2$ 增大,触发相位角前移,电机电流增大,转速和转矩回升,使转速保持稳定的值;当负载减小时,也能保持稳定的转速值。

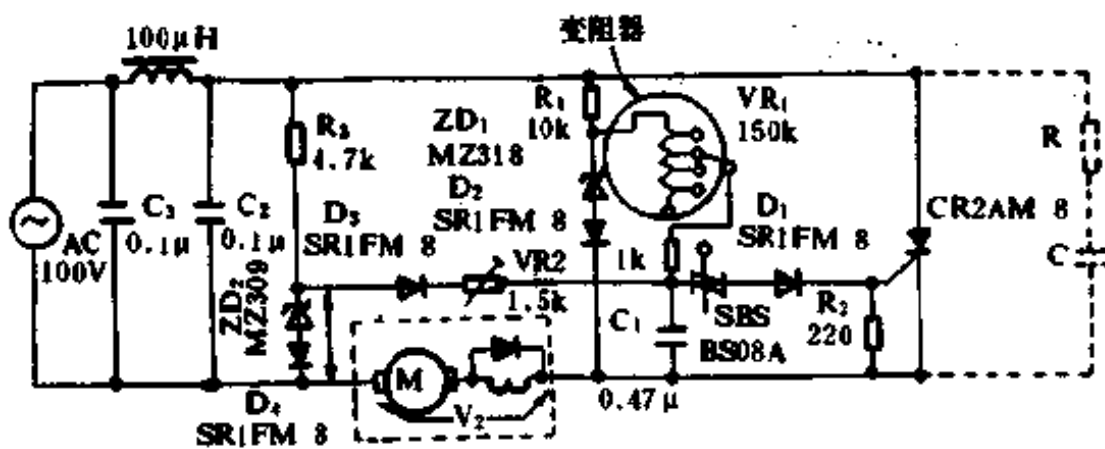


图 18-6 缝纫机电机的控制电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992,10)

18.7 榨汁机的速度控制电路

图 18-7 所示为榨汁机的速度控制电路。榨汁机要求转速为 2000~10000rpm 之间,转矩大,低速时不要求有较高的稳定性,所以,电机采用单相串励电机,控制方式一般采用半波或全波相位控制。

电路中采用附有定时器的晶闸管半波反馈式相控电路,电路中含有断续运转控制用的定时电路。SW₁ 为 ON(开)、SW₂ 为 OFF(关)时,Q₁ 为 OFF,Q₂ 为 ON,电机连续运转;若 SW₂ 为 ON,定时电路,Q₂ 按照一定的周期 ON—OFF 重复变换。因此,SCR 及电机断续运行。VR₁ 用于调整速度,Q₃ 用于晶闸管门极电流放大。

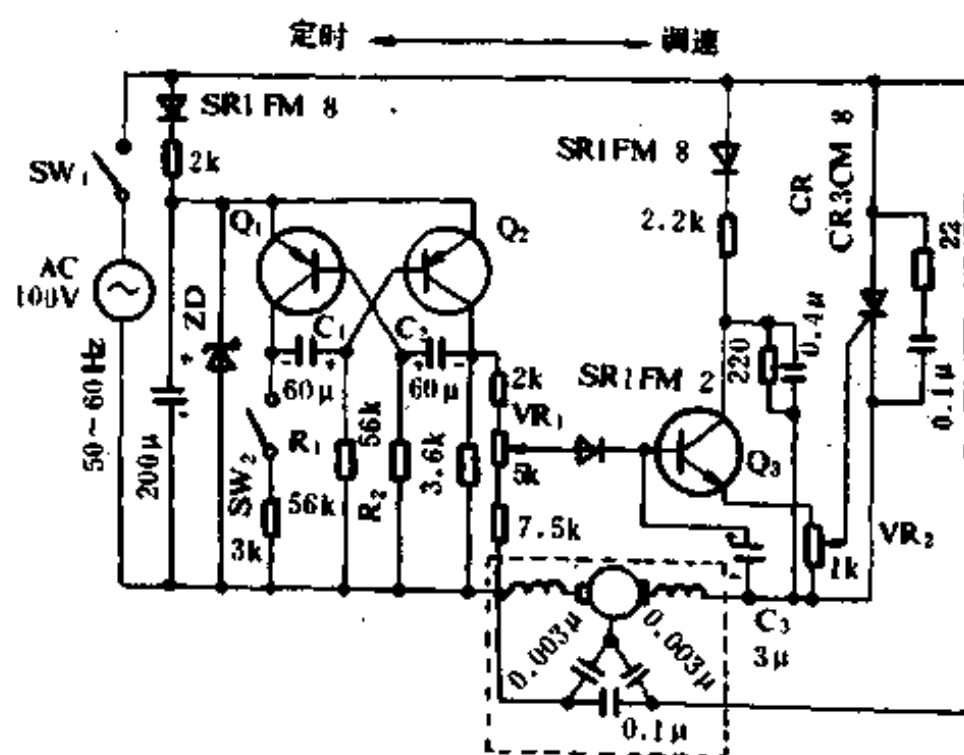


图 18-7 榨汁机的速度控制电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.8 洗衣机控制电路

洗衣机使用率高,为了保证其使用寿命,一般采用单相感应电机

驱动。同时洗衣机要求启动转矩大,负载变化率大,转速的范围宽,因此,应采取反馈控制。图 18-8 所示为带有测速发电机的洗衣机速度控制电路。辅助发电机检测出电机的转速,与转速成比例的交流电压经 $D_5 \sim D_8$ 全波整流后,产生与转速成比例的直流电压 V_2 加于电容 C_2 两端。 R_2, R'_2, R_2'' 产生与给定速度相对应的基准电压 V_1 , 电压差 $V_1 - V_2$ 加于晶体管 Q 的基极,向触发电容 C_1 提供充电电流,电流由下式决定: $I = (V_1 - V_2 - V_{BE}) / R_5$, 此电流使 SBS 导通,也就是使双向可控硅的触发相位发生变化,改变加到电机 M 上的电压,从而改变电机的转速。

某原因引起负载加大时,电机转速下降,辅助发电机电压下降, V_2 下降,于是 C_1 的充电电流增加,双向可控硅的触发相角前移,电机的转速升高;反之,负载减轻时,也能保证电机的恒定速度。二极管 D_{10} 用于防止触发电路的滞后, D_{12} 用于改善双向可控硅的换流。电机为 $80 \sim 250W$, 双向可控硅的容量为 $6 \sim 12A$ 。

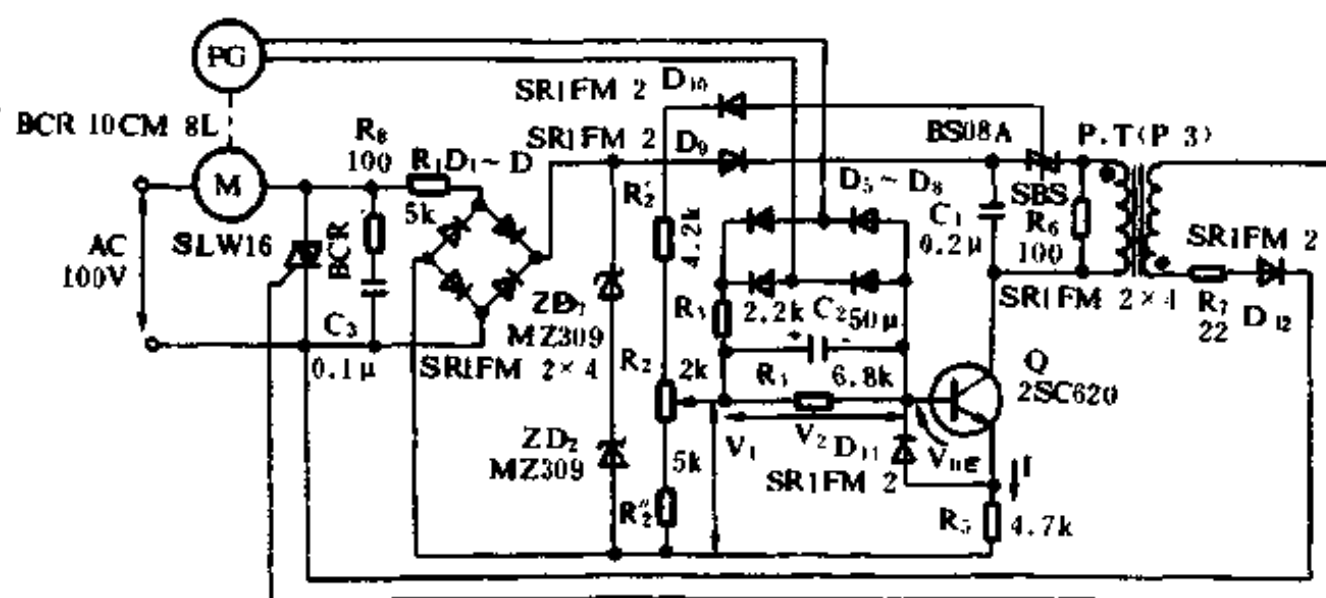


图 18-8 洗衣机的速度控制电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.9 由 SSR 构成的三相电机正/反转控制电路

电路如图 18-9 所示, SSR_2 、 SSR_3 同时导通时, 电机正转; SSR_1 、 SSR_4 同时导通时反转。若正转用 SSR 和反转用 SSR 同时导通, 将使电源短路, 损坏 SSR, 为了防止此事的发生, 附加了联锁电路加以保护。

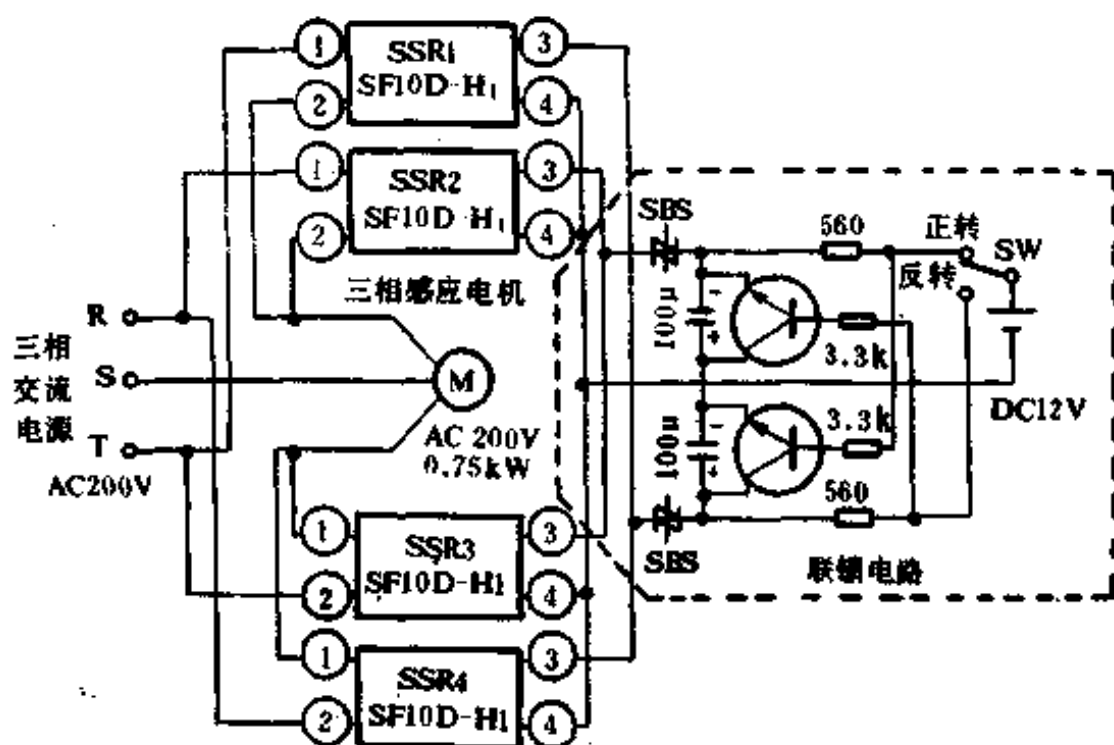


图 18-9 三相感应电机正/反转 SSR 控制

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

18.10 由双向可控硅构成的三相电机正/反转电路

电路如图 18-10 所示。由四个双向可控硅构成, 正转时, 继电器 X_1 为吸合, 触点 X_{11} 、 X_{12} 闭合, BCR_2 和 BCR_3 同时触发导通; 反转时, 继电器 X_2 为吸合, 触点 X_{21} 和 X_{22} 闭合 (X_{11} 、 X_{12} 断开), BCR_1 、 BCR_4 导通。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

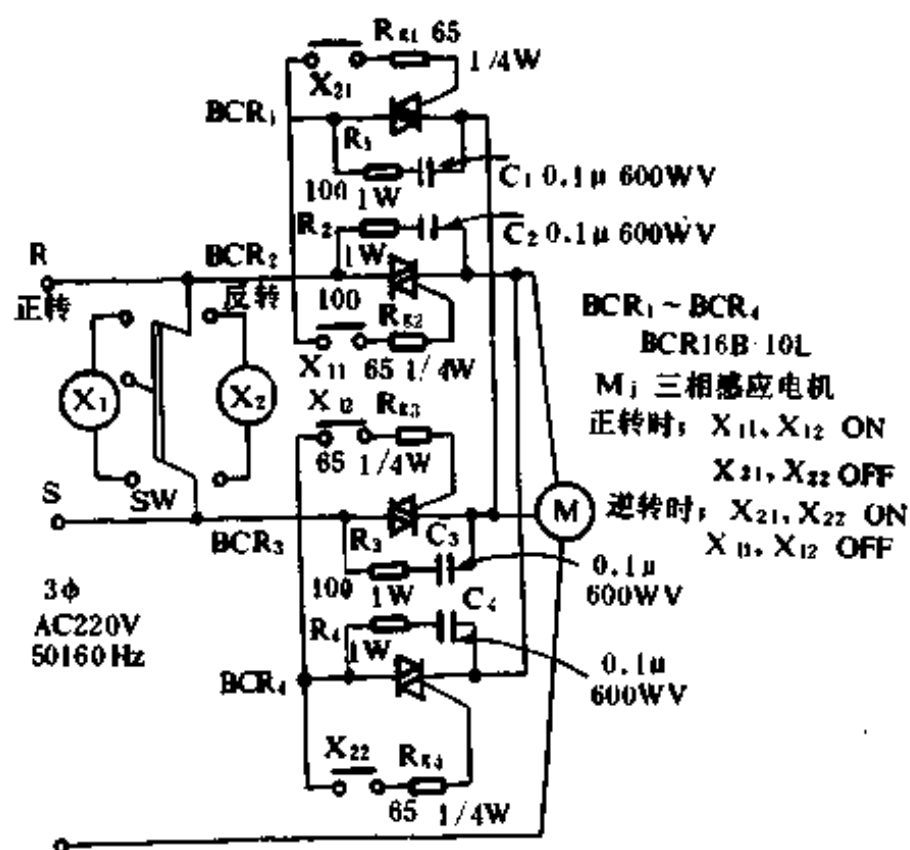


图 18-10 三相电机的正/反转双向可控硅控制电路

18.11 单相感应电机的正/反转、制动控制

电路如图 18-11 所示。它用 3 个固态继电器 SSR 实现正/反转和急停的控制,SSR₁ 导通正转,SSR₂ 导通反转。在正转或反转过程中,需要急停时,切换 SW 到制动位,SSR₃ 导通,这时电机的主线圈流有经二极管 SR₁ 或 SR₂ 整流后的电流,此直流电流使电机产生制动转矩,电机迅速停转。只是要注意,电机停转后 SSR₃ 若不关断,电机中有直流电流,就要烧坏线圈。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992,10)

18.12 单相感应电机的正/反转控制

电路如图 18-12 所示。该电路采用的是具有零电压开启功能的固态继电器,以实现电机的正/反转控制。因为浪涌电压被抑制,所以保护电路可以省略。而且 SSR 内部有光电耦合器,很容易实现用

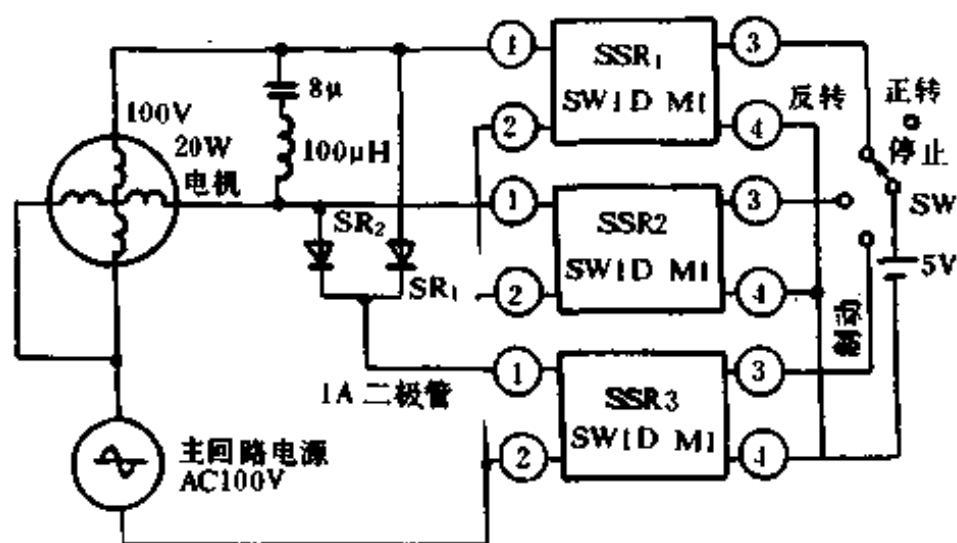


图 18-11 单相感应电机的正/反转、制动控制
TTL 电平触发;正/反转的联锁只需一个 TTL。

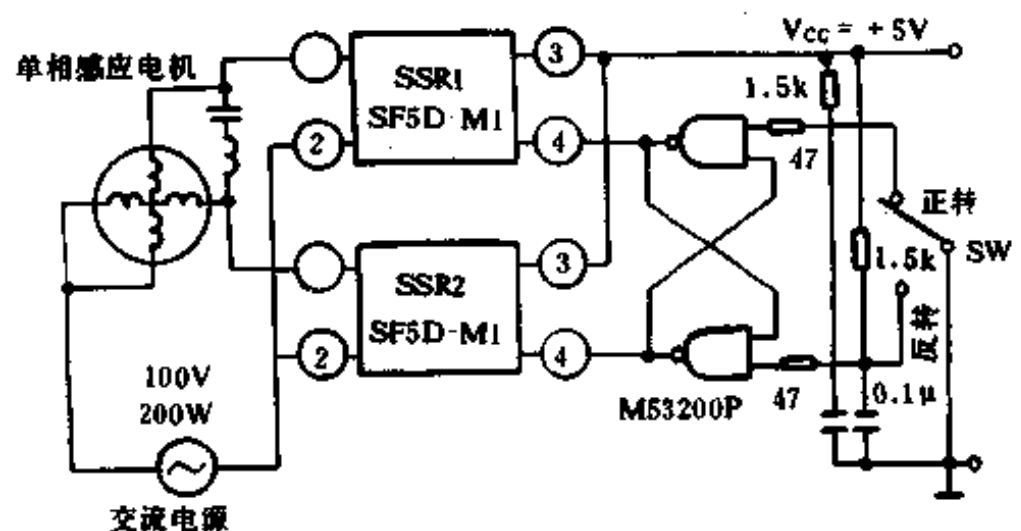


图 18-12 单相感应电机的正/反转控制

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992,10)

18.13 单相电机的正/反转控制电路

电路如图 18-13 所示。由两个双向可控硅 BCR_1 、 BCR_2 、两个舌簧继电器 X_1 、 X_2 构成,采用阳极触发的方式。需注意:(1)由于 X_1 和 X_2 动作延时,必须设置 100ms 的联锁时间;(2)因不测事故, BCR_1 、 BCR_2 同时触发时需考虑电容 C 放电的 dV/dt ;(3) BCR_1 、 BCR_2 的过压保护;(4) BCR_1 、 BCR_2 的耐压:当电源为 100V 时,选 400V;电源

为 200V 时,选 700V 以上。

关于(1)可以用门电路设计,必须保证 100ms 的联锁;(2)为了防止同时触发时 C 的放电破坏双向可控硅,一般给双向可控硅串联一个几十 μH 的电感;(3)一个双向可控硅从吸合向断开过渡时,移相电容 C 和电机线圈 L 振荡,将浪涌电压加到另外的双向可控硅上,根据(4)选择管子耐压值的同时,在其二端并联 RC 吸收回路。

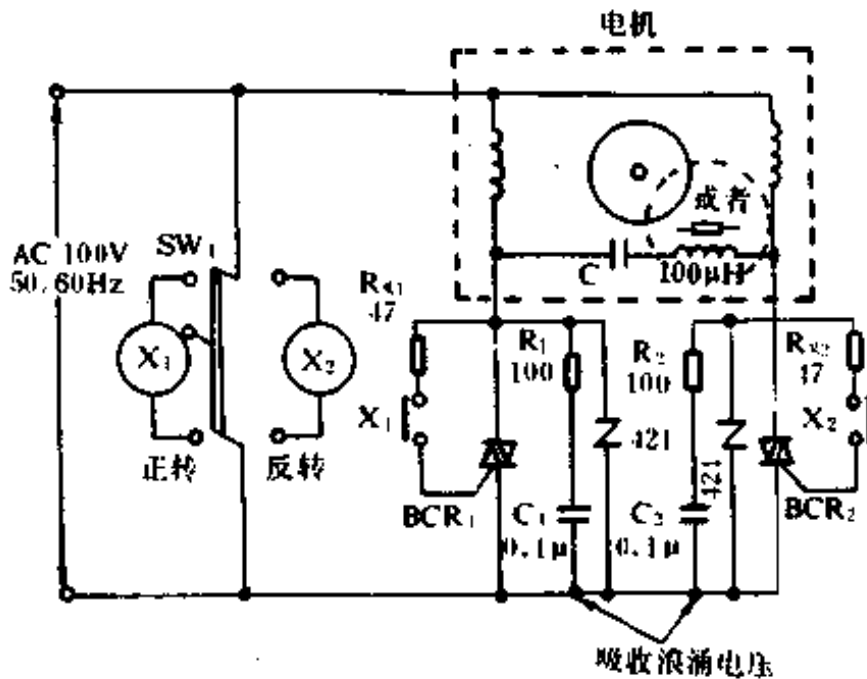


图 18-13 单相电机的正/反转控制

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由字义珍 共著 1992,10)

18.14 直流电机的制动电路

直流电机运行时会产生感应电势,只要转速不为零,则感应电势就一定存在,相反,感应电势为零,则电机转速也必为零,因此,根据这个原理,让运行的电机迅速停转,可以将感应电势短路,这种方法简单,制动效果好,广泛应用。由晶体管构成的制动电路如图 18-14 所示。图(a)为 PNP 晶体管;图(b)为 NPN 晶体管。以图(a)为例,电机运行过程中,将 SW_1 断开,则 A、B 间电压为零,电机减速,当作发电机运行, Q_1 有偏置电压,导通, M 发电制动。图中 R_c 为调整制动量电阻,阻值越小,制动力越大。二极管 D_1 为电机运行时,防止制动

起作用而设置的联锁。图(b)的作用原理与图(a)相同。

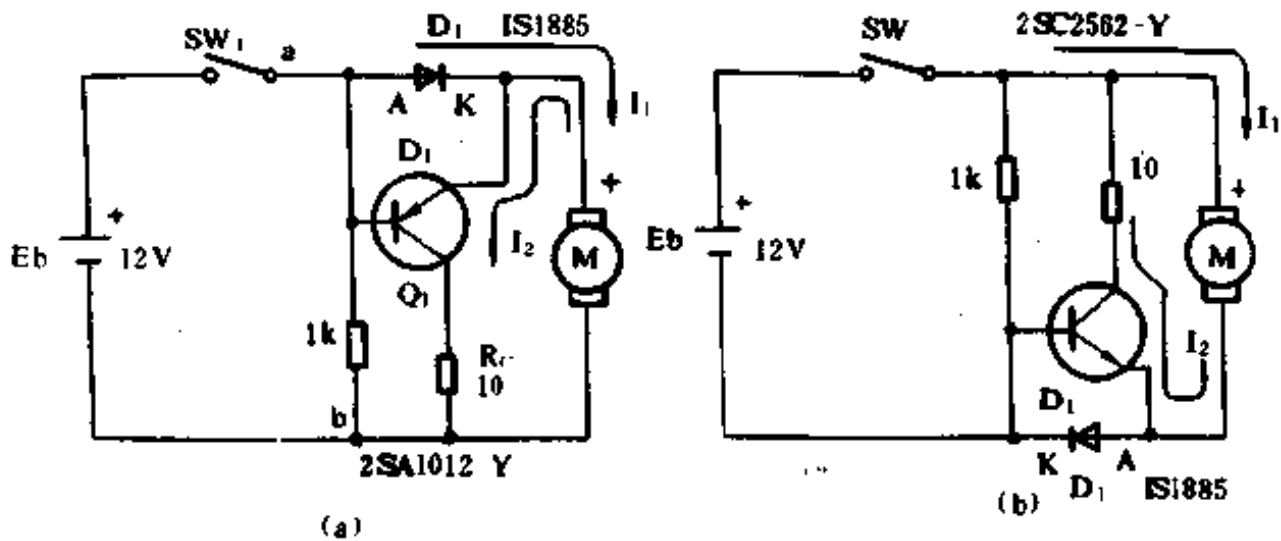


图 18-14 直流电机制动电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.15 由双向可控硅和 SBS 构成的交流电机相控电路

SBS (silicon Bilateral Switch) 作为一种触发元件,与双向可控硅的功能一样,其内部由晶体管和稳压管等组成。它的开关电压 V_s 由其内部的稳压单元决定,可降到几伏,所以控制范围较宽。由双向可控硅和 SBS 组合构成的相控调速电路如图 18-15 所示。图中 V_R 为可变电阻,用来控制双向可控硅的导通角大小。作为触发元件, SBS 和双向二极管一样,也存在一定的滞后问题,所以用 D_1 、 D_2 、 R_1 等构成一个消滞电路。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.16 双向可控硅构成的感应电机的恒速控制电路

在转速稳定度要求不高时可以使用。开环调节转速,但是若对转速的要求比较高,就必须克服负载变动、电压波动对转速的影响,采

18.17 感应电机的电压控制电路

交流电机采用双向可控硅相位控制会产生波形畸变、高次谐波等问题,这里给出一种模拟控制方法可以克服以上缺点,电路如图 18-17 所示。交流电压经桥式二极管整流后加到功率晶体管的发射极-集电极间。通过改变输入信号 V_{in} 的大小来改变加于交流电机两端的电压,达到调速目的。该方法克服了相控所产生的谐波问题以及可控硅换流失败的缺陷,使用方便;但是功率晶体管工作时,系统功耗加大。

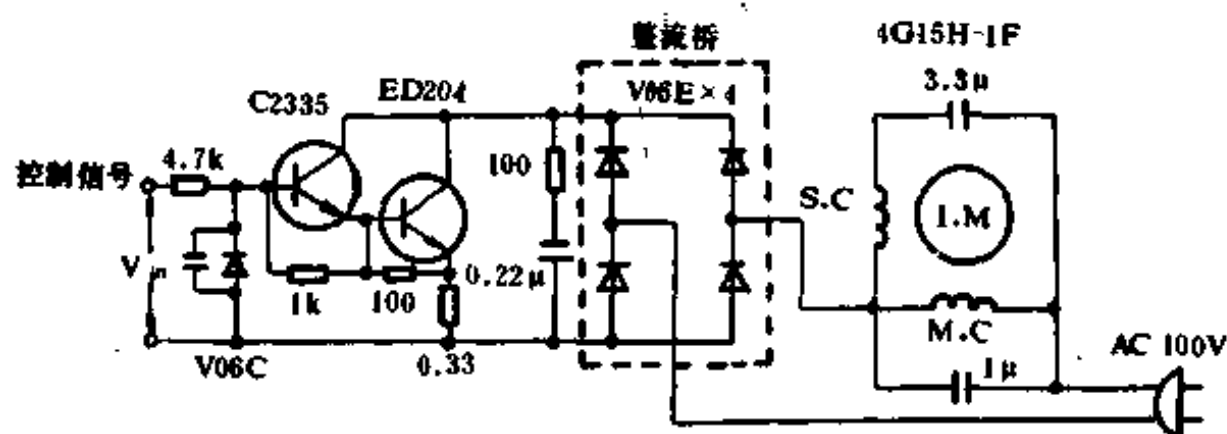


图 18-17 感应电机的电压控制调速电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.18 感应电机的恒速控制电路

由功率晶体管构成的恒速控制电路如图 18-18 所示。这里电机转速传感器使用频率发生器(FG),控制部分采用 f/V 变换专用电路。

电机转速通过 FG 转换成频率信号,输入到专用 IC—M51971L 中,经 f/V 变换,就把电机转速反映到一个模拟电压上,此电压与 IC 内的基准电压比较,形成控制信号。IC 内的基准电压不同,可以构成

不同稳定速度的伺服系统。通过可变电阻 R_T 来设定电机转速。

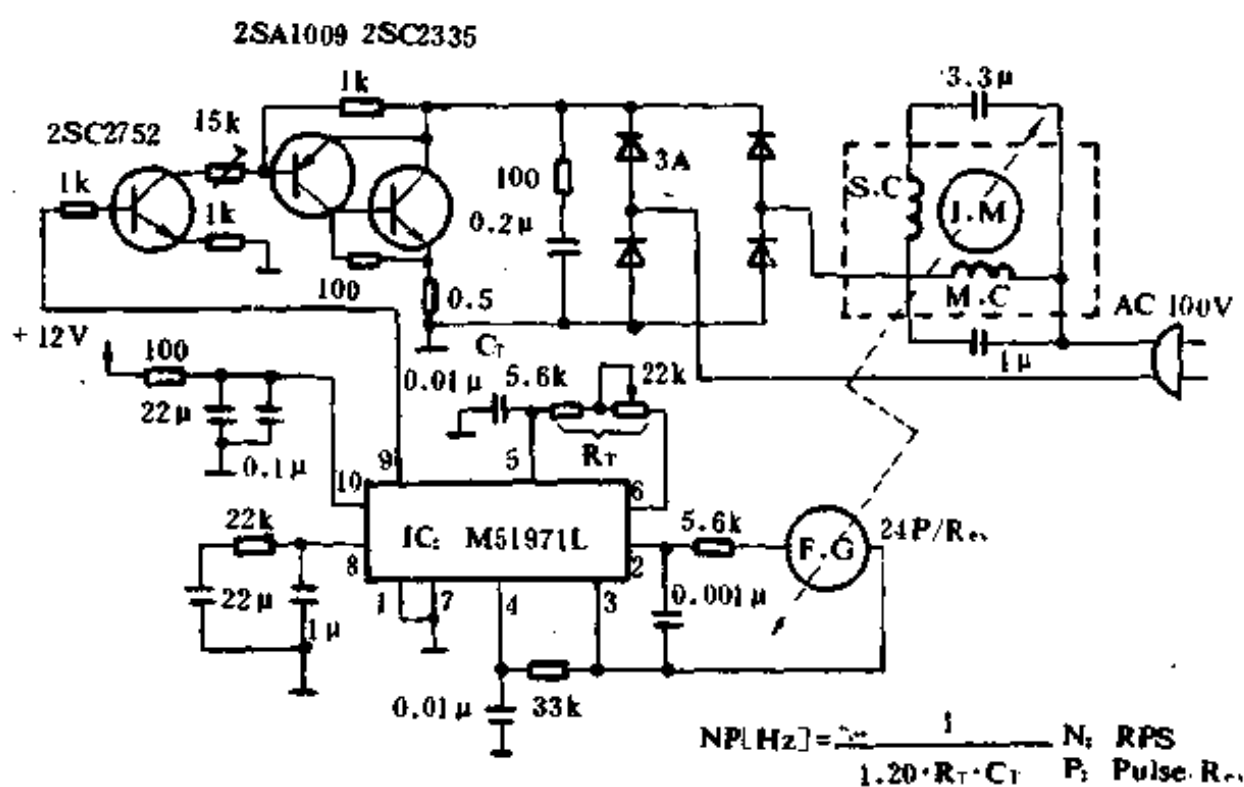


图 18-18 感应电机的恒速控制电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.19 用交流电源驱动直流电机正/反转的电路

电路如图 18-19 所示。在交流电源和直流电机间接有二个整流二极管和一个切换开关,当 SW 接于 a 点侧时,则电流通过 D_1 整流后按实线箭头方向流通,电机向 CW 方向转动;当 SW 接于 b 点侧时,交流电通过 D_2 整流后沿虚线箭头方向流通,电机向 CCW 方向转动。当电机流有脉动电流时,其转矩和转速产生波动,因此适用于惯性较大的负载。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.20 感应电机的简单调速电路

交流电机的调速方法很多,从节电、省空间考虑,使用可控硅相

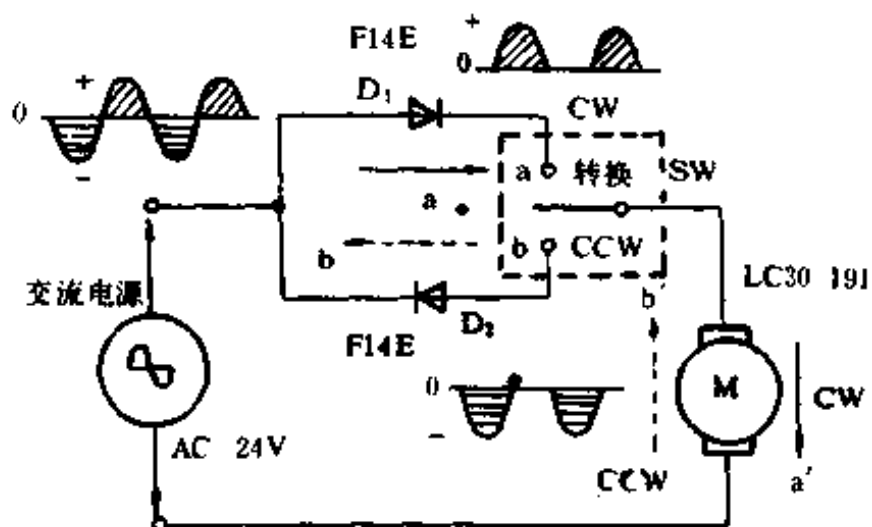


图 18-19 由交流电源驱动直流电机的正反转电路

控法比较可取。电路如图 18-20 所示。电源控制采用 8A 的双向可控硅，触发元件使用双向触发二极管，另外还有滤波电路、双向二极管的消除滞后电路、保护吸收电路等。

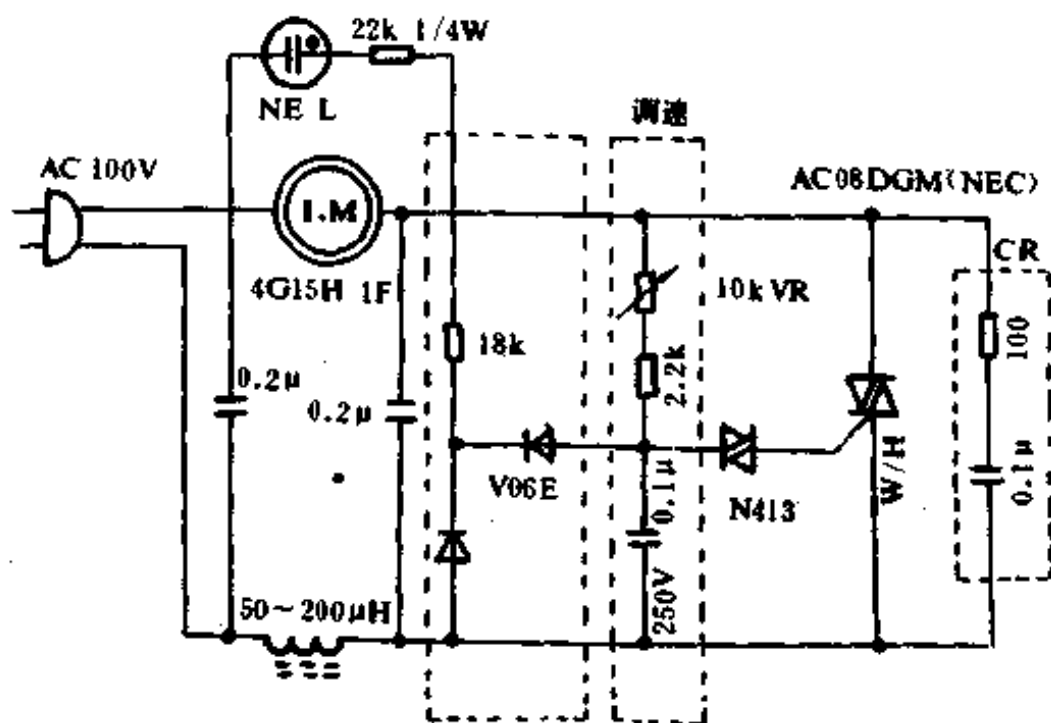


图 18-20 感应电机的简单调速电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.21 交、直流电机调速电路

交、直流两用电机,即励磁线圈和转子线圈串联,它们流有同一电流,这种电机接直流电源时能工作,接交流电源时也能工作,其结构决定了电磁转矩的方向是一定的。一般用于电机转向固定的情况。若想改变电机转向,应给励磁线圈、转子线圈分别供电。电路如图 18-21 所示。电路使用元件少、简单便宜,但也存在因导通电压高而产生的控制特性滞后现象,为达到使用目的,设置了消除滞后电路。

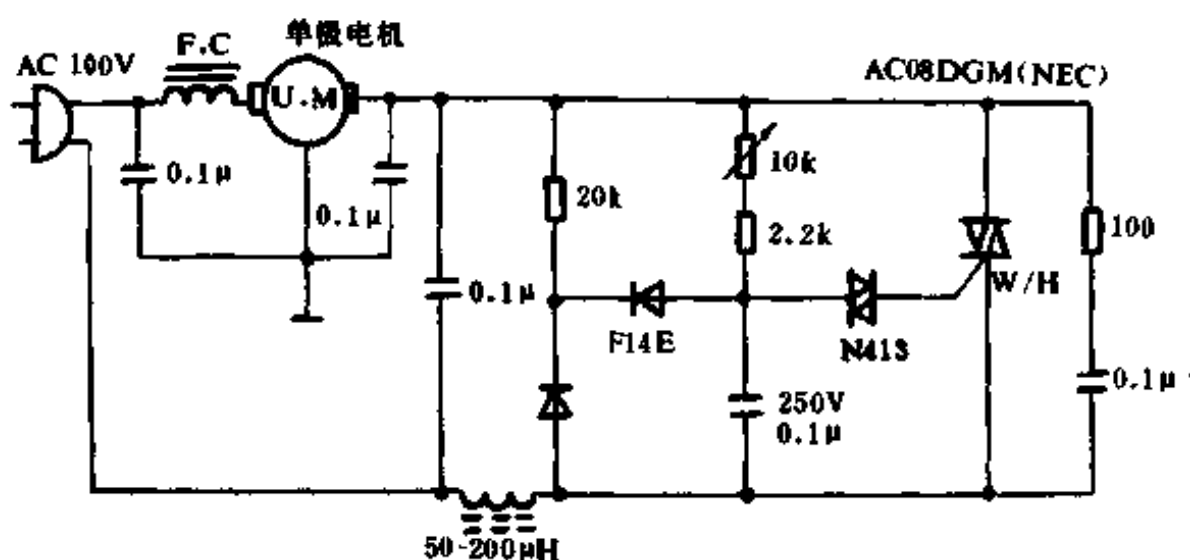


图 18-21 交、直流电机的简单调速电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.22 用交流电源驱动直流电机

直流电机一般使用直流电源,若使用二极管整流,则也可以使用交流电源,电路如图 18-22 所示,电路很简单。由于直流电机中流过的是脉动电流,所以转矩和转速产生波动,性能变坏,但若使用高速型电机,则可减小由转矩、转速波动带来的影响。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

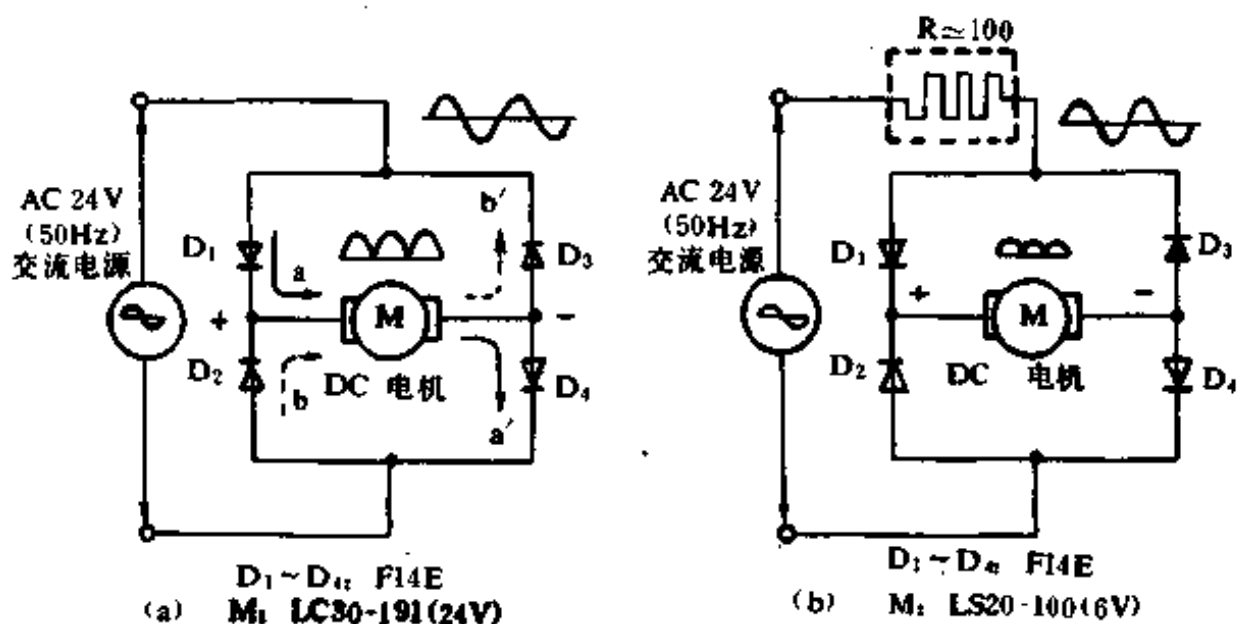


图 18-22 用交流电源驱动直流电机的电路

18.23 四个晶体管构成的直流电机的正/反转电路

实现直流电机的正/反转方法很多,从电源上讲,有单电源方式和双电源方式;从电路的构成来讲,有互补电路、半桥电路、全桥电路;从驱动信号的形式来分,可分为线性(模拟的)和脉冲方式(离散的);另外还有 PWM(脉冲宽度调制)方式。

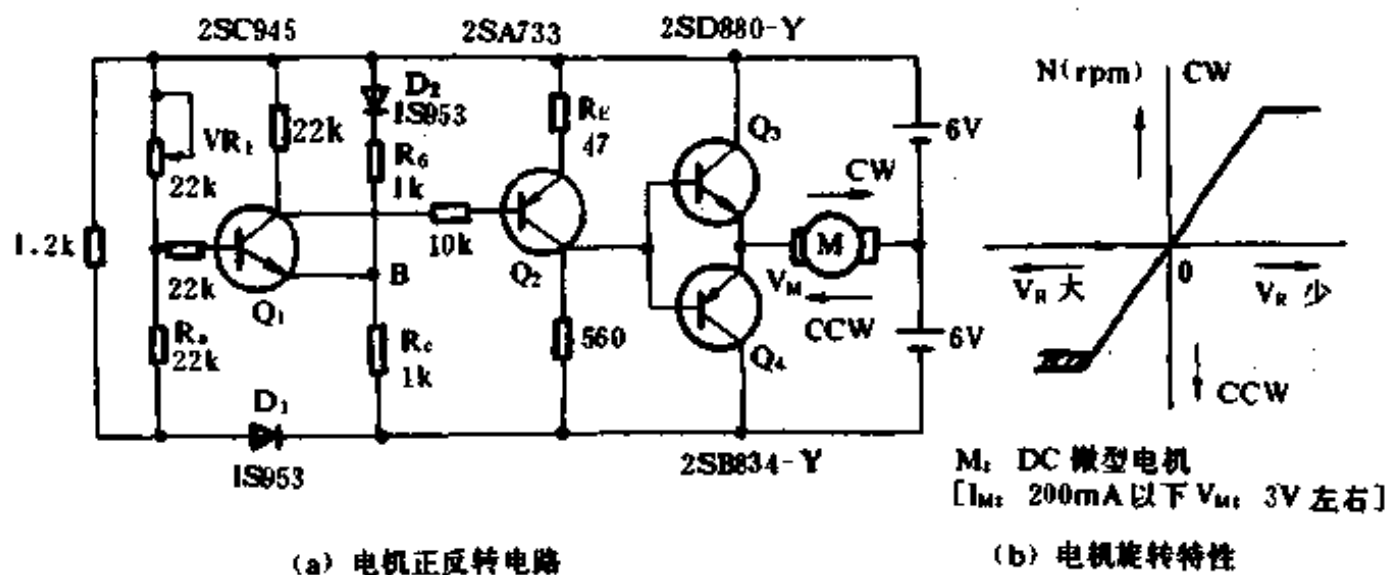


图 18-23 四个晶体管构成的直流电机正/反转电路

电路如图 18-23 所示。它由四个晶体管、二个二极管及少量电阻组成,十分简单,当 A 点电位低于 B 点时, Q_4 导通,电机 M 向 CCW(反时针)方向旋转;当 A 点电位高于 B 点时, Q_3 导通,电机 M 向 CW(顺时针)方向旋转。二极管 D_1 、 D_2 是为了减少桥式电路(V_{R_1} 、 R_1 、 R_b 、 R_c)电压而设置的。

此电路的缺点为:从图(b)给出的图形即可看出,电机向 CCW 方向旋转时电压下降。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.24 由两个差动电路驱动的电机正/反转电路

电路如图 18-24 所示。图中,与两个电源相对应的是两个差动型的晶体管及与它们分别相接的功率晶体管。当 $V_a > V_b$ 时, Q_1 、 Q_3 导通, IC_1 流过 M;反之 $V_a < V_b$ 时, Q_2 、 Q_4 导通, IC_2 反向流过 M,总之,与 a、b 间电位差的大小相对应,M 或向 CW(顺时针)或向 CCW(反时针)方向旋转。

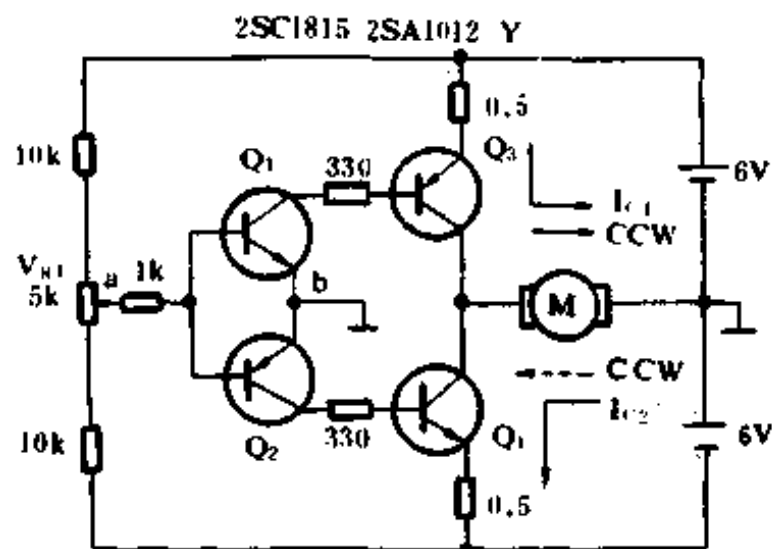
当 $V_a = V_b$ 时, $Q_1 \sim Q_4$ 全部截止,M 中无电流流过,若没有制动,电机不会立即停转。

由于电路输入部分的门槛电压较大,所以影响到电机的转速特性,产生一个如图(b)所示的死区,也就是由于 a、b 间电位差不足以使电机启动而产生的死区。这样,需设置补偿电路,如图(c)所示。由三个电阻和二一个二极管组成,为使死区减到最小, R_D 越大越好,但不能使 $V_{th} > 2V_{BE}$,并且考虑到 V_{BE} 受温度影响,应使其在 1V 以下。

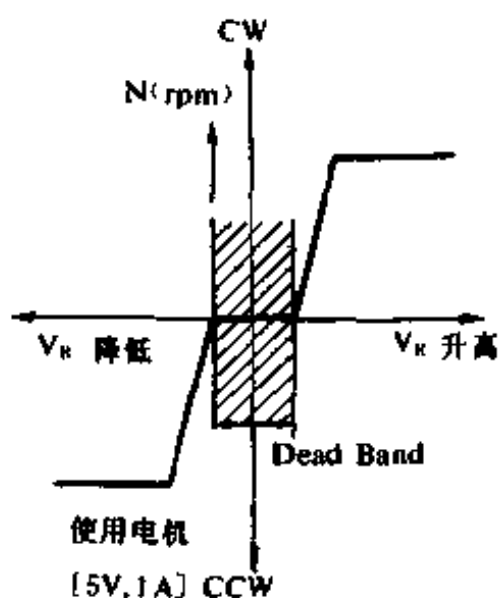
(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.25 功率运算放大器构成的电机正/反转电路

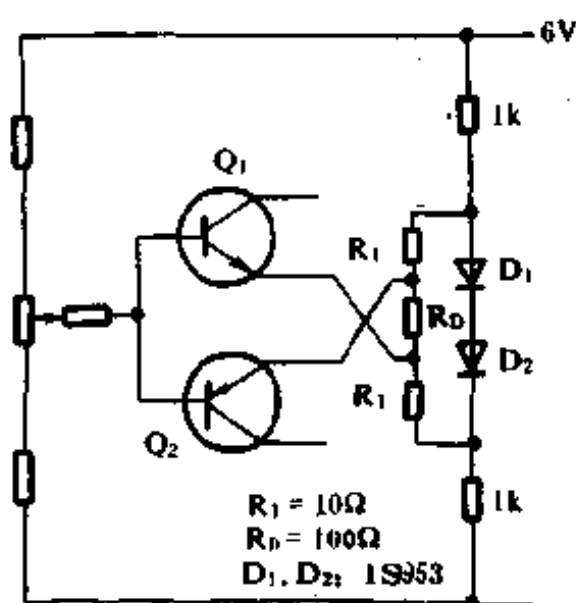
专用 IC(TCA0372)构成的电机正/反转电路如图 18-25 所示。专用 IC 内集成了二个功率运算放大器,将其并联就可以构成一个电源驱动的电机正/反转电路。 $V_a > V_b$ 时,电机向 CW(顺时针)方向转;而 $V_a < V_b$ 时,电机向 CCW(反时针)方向转;当 $V_a = V_b$ 时,电机



(a) 电机正反转电路



(b) 电压/速度死区



(c) 补偿电路

图 18-24 由两个差动电路驱动的电机正/反转电路

静止。

功率运放的最大容量为 1A,可用于控制许多电机。击穿电压速率为 $1.3\text{V}/\mu\text{s}$, 内有过热保护, 单极电源, 正、负电源都可工作, 也允许输入信号接地, 因此用起来十分方便。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.26 专用 IC 构成的单相无换向器电机

单相无换向器电机构造简单, 驱动电路也相应地简单, 因结构原

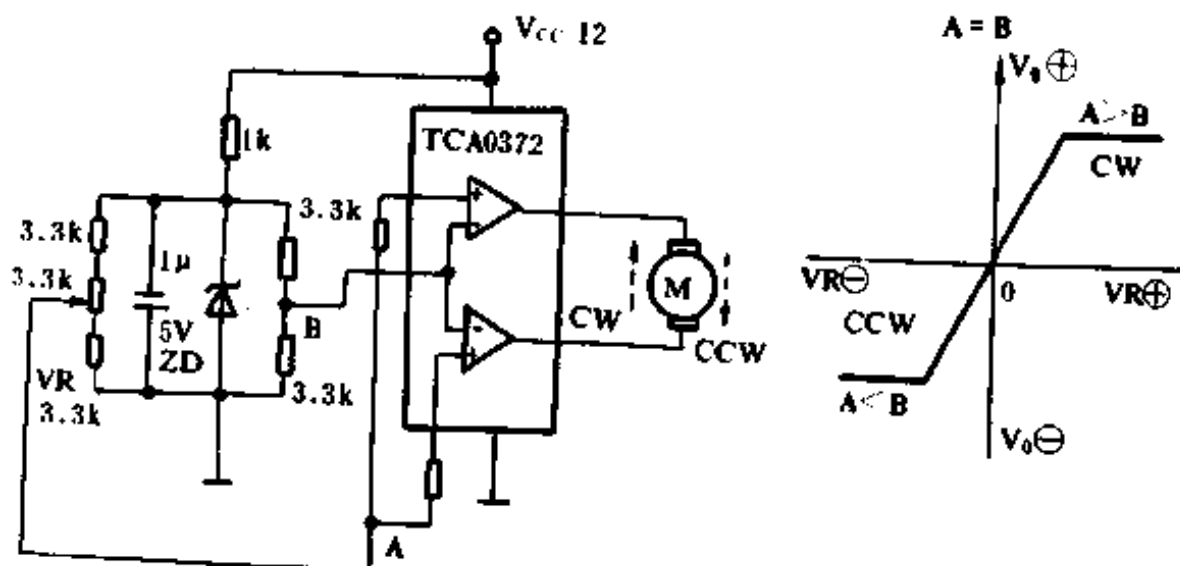


图 18-25 由功率运放构成的电机正/反转电路

因,很难产生稳定的转矩,转速脉动也大,但寿命长,所以在转速要求不高的情况下广泛使用。采用专用 IC(LB1660N)构成的具有一个线圈位置检测传感器的单相无换向器电机电路,如图 18-26 所示。专用 IC 是为只用一个传感器的情形开发的,外接元件少,使用方便,其输出容量为 1.5A,并且可以通过改变外接电阻 R_s 将电机电压升高到 24V。图中由 LED 指示电机的运行情况。该电路可以驱动 1W~3W 的单相无换向器电机。

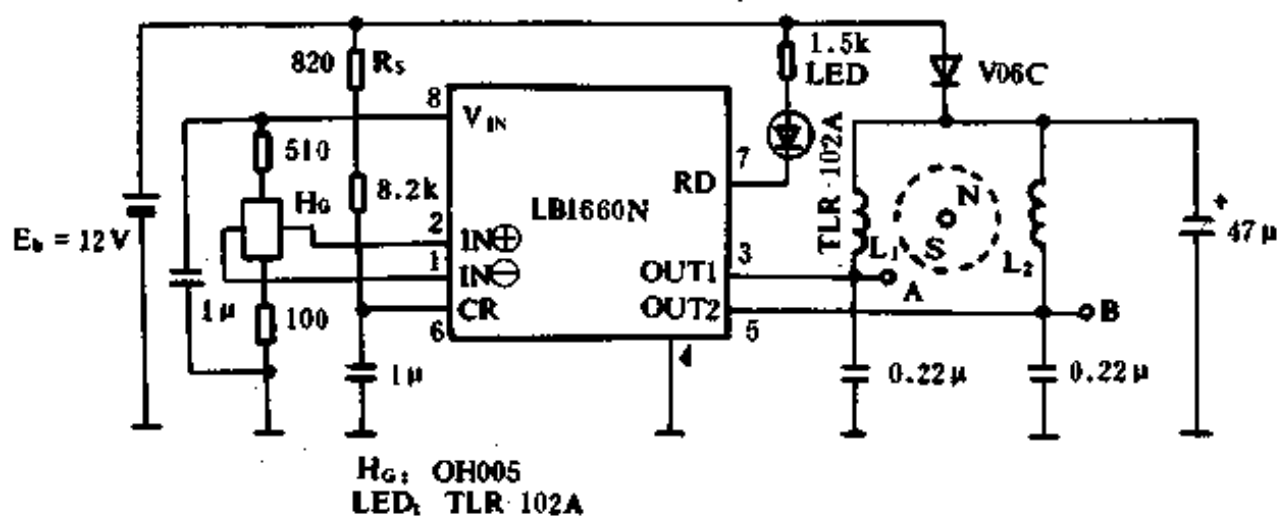


图 18-26 由 LB1660N 构成的单相无换向器电机电路

18.28 无传感器无换向器式电机

构成无换向器电机,作为检测转子磁极位置的传感器,一般都使用霍尔元件。该元件的数量与电机的相数相等,即二相则有二个霍尔元件,三相有三个霍尔元件。霍尔传感器是四端元件,二个元件就需八根引出线,三个元件就需十二根引出线,很麻烦。图 18-28 所示给出的就是能够克服以上缺点的无传感器无换向器型电机驱动电路,它只有三根引出线。该电路由三洋公司生产的专用 IC(LB1673M)构成,另加少量 CR 元件,非常简洁。电容 $C_1 \sim C_3$ 可以防止输出产生振荡。

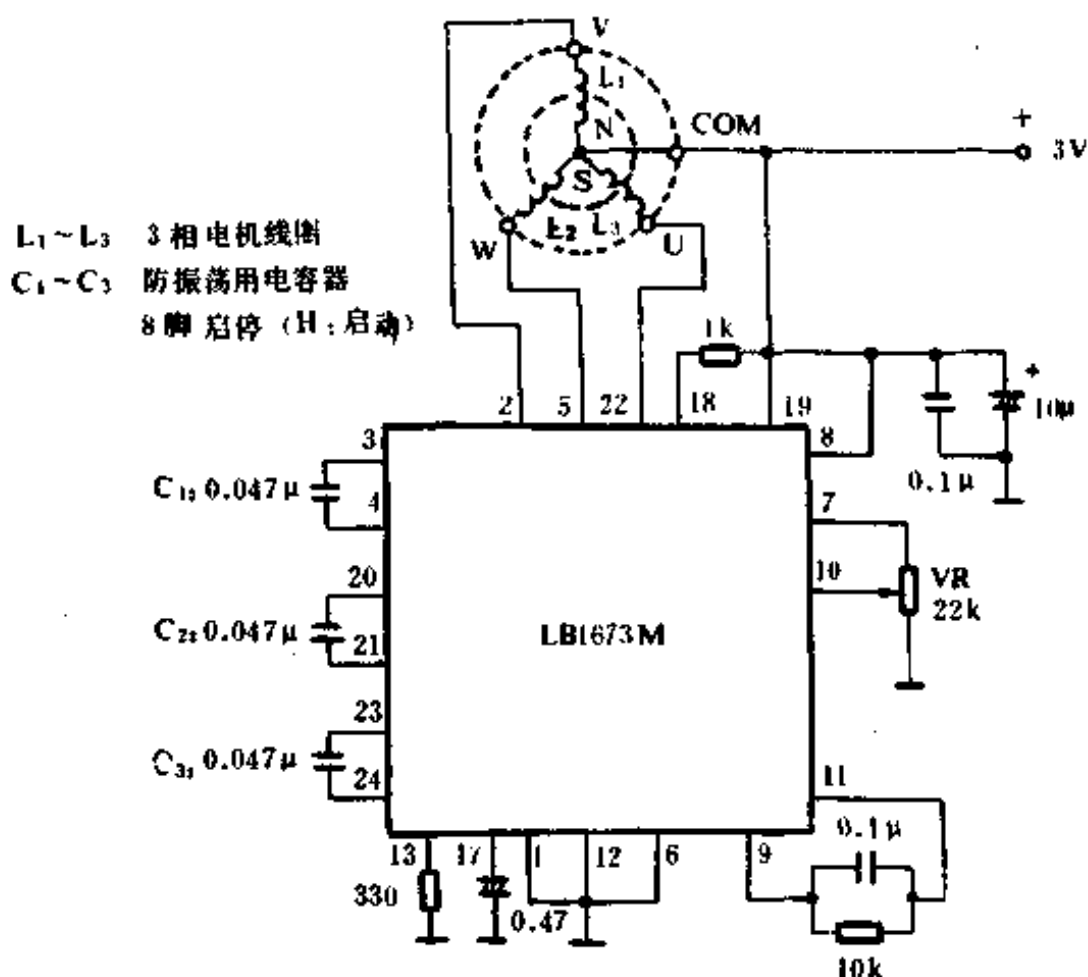


图 18-28 无传感器无换向器电机电路

(メカトロニクスのための モータ应用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.29 二相半波四线圈 180°导通的无刷电机

无刷电机以电子装置代替直流电机的炭刷和整流子,除了具有和直流电机一样的特性外,还具有独特的优点:无噪、寿命长、无需维修,所以是一种使用很方便的控制电机。图 18-29 所示为采用霍尔元件检测磁极位置的无刷电机驱动电路,对应于磁极的旋转角,依次产生四相霍尔电压,使功率晶体管 $Q_1 \sim Q_4$ 顺序导通,驱动线圈 $L_1 \sim L_4$ 依次产生激磁电流,形成旋转磁场。 R_B 为偏置电阻,给 $Q_1 \sim Q_4$ 提供偏置电流,可变电阻 VR_1 修正霍尔电压以保持各线圈驱动电流的均衡。

L_1 和 L_2 ,以及 L_3 和 L_4 具有 180°的相位角差; HG_1 和 HG_2 具有 90°的相位角差,它们的导通角均为 180°。此电路可以驱动 5W 的无刷电机。

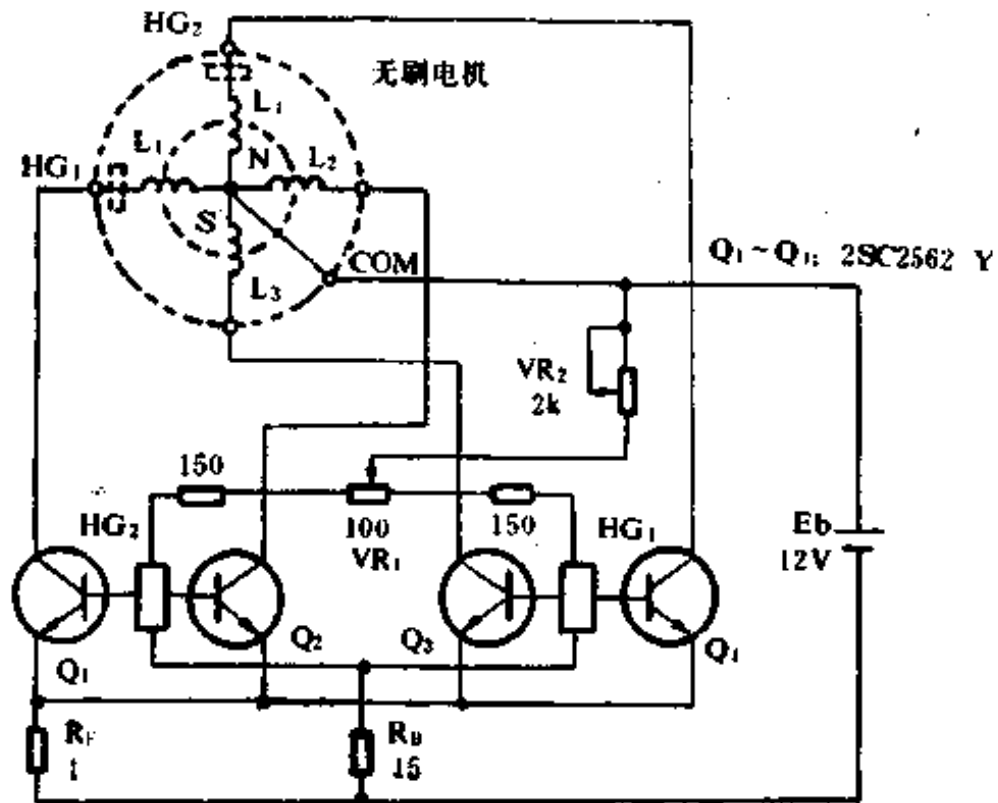


图 18-29 二相半波四线圈 180°导通角的无刷电机控制电路

(メカトロニクスのための モータ应用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.30 带有恒速控制的无刷电机电路

二相半波导电的无刷电机具有 4 个驱动线圈,但很少全部利用上,这就会有空闲线圈,那么此线圈便产生一个与转速成正比的电动势。图 18-30 所示便是巧妙利用空闲线圈产生的旋转电动势进行恒

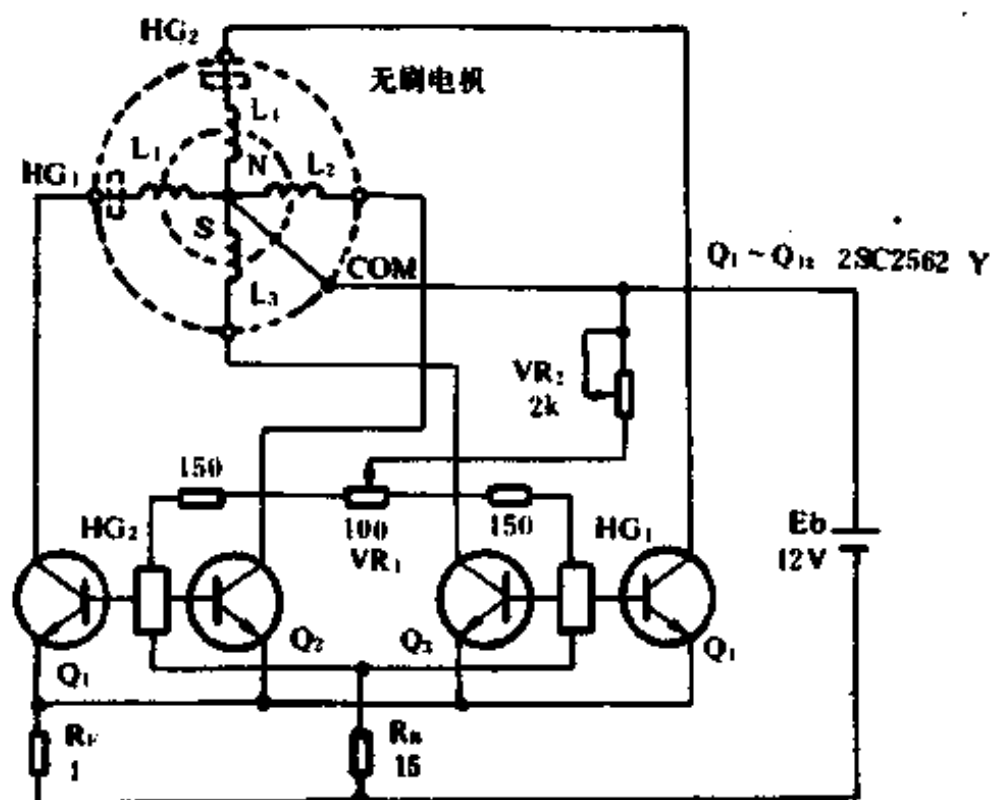


图 18-30 带有恒速控制的无刷电机电路

速控制的无刷电机电路。

电路由分立元件构成速度控制部分,并附有稳压电路,二极管 $D_1 \sim D_4$ 取出空线圈的感应电压,从空线圈产生的感应电压经 $D_1 \sim D_4$ 合成在 e 点形成脉动电压,由 C_1 、 R_1 积分电路滤波后经 h 点输出到 i 点。i 点电压经模拟比较器 Q_2 、 Q_3 与基准电压 J 比较,其偏差输出到 k,经 Q_4 、 Q_5 再输出到 L,这个信号提供 $Q_6 \sim Q_9$ 的偏置电流,再依次控制线圈 $L_1 \sim L_4$ 的励磁电流。

基准电压和比较电压 i 之偏差通过反馈控制电机转速,i 点电压

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.32 采用电压切换法改善步进电机的响应特性

电路如图 18-32 所示。采用高于步进电机额定电压数倍的电压源来改善电流响应特性。电路工作时, Q_1 为导通时接通高压回路 Q_1 、 Q_2 , 24V 高压加到线圈 L_1 , 同时低压侧也接通, 于是 L_1 有较大的电流流过, 当电流达到额定值时, Q_1 、 Q_2 截止, 只有低压电路工作。这样的动作在每个步进过程中重复进行, 从而可改善响应特性。短脉冲由 NE555 实现, 并由 PMM8713 的监控脉冲输出端作为 NE555 的触发信号, 线圈由达林顿管 28D1414 驱动。

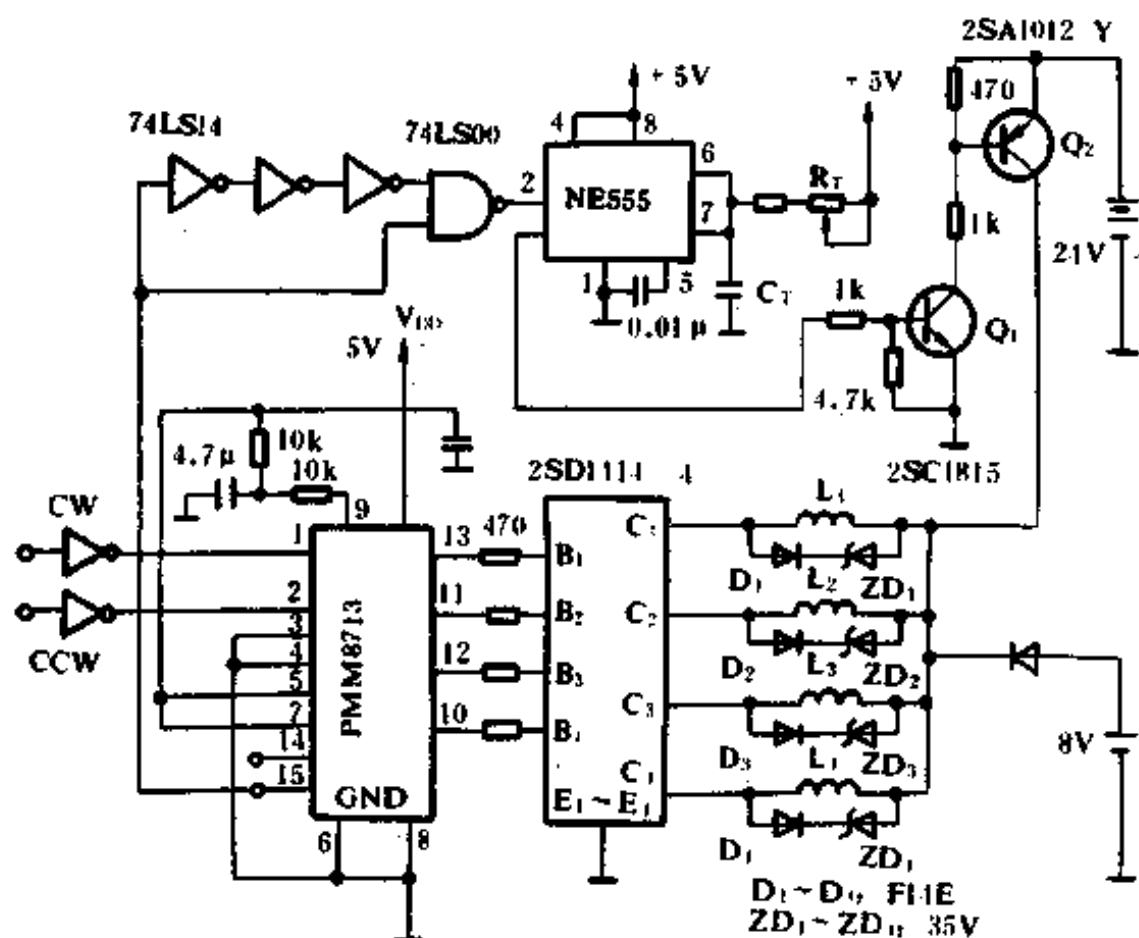


图 18-32 电压切换法驱动步进电机

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.33 直流电机的 PLL 控制(一)

所谓 PLL(锁相环)控制就是使作为转速基准的频率与待比较

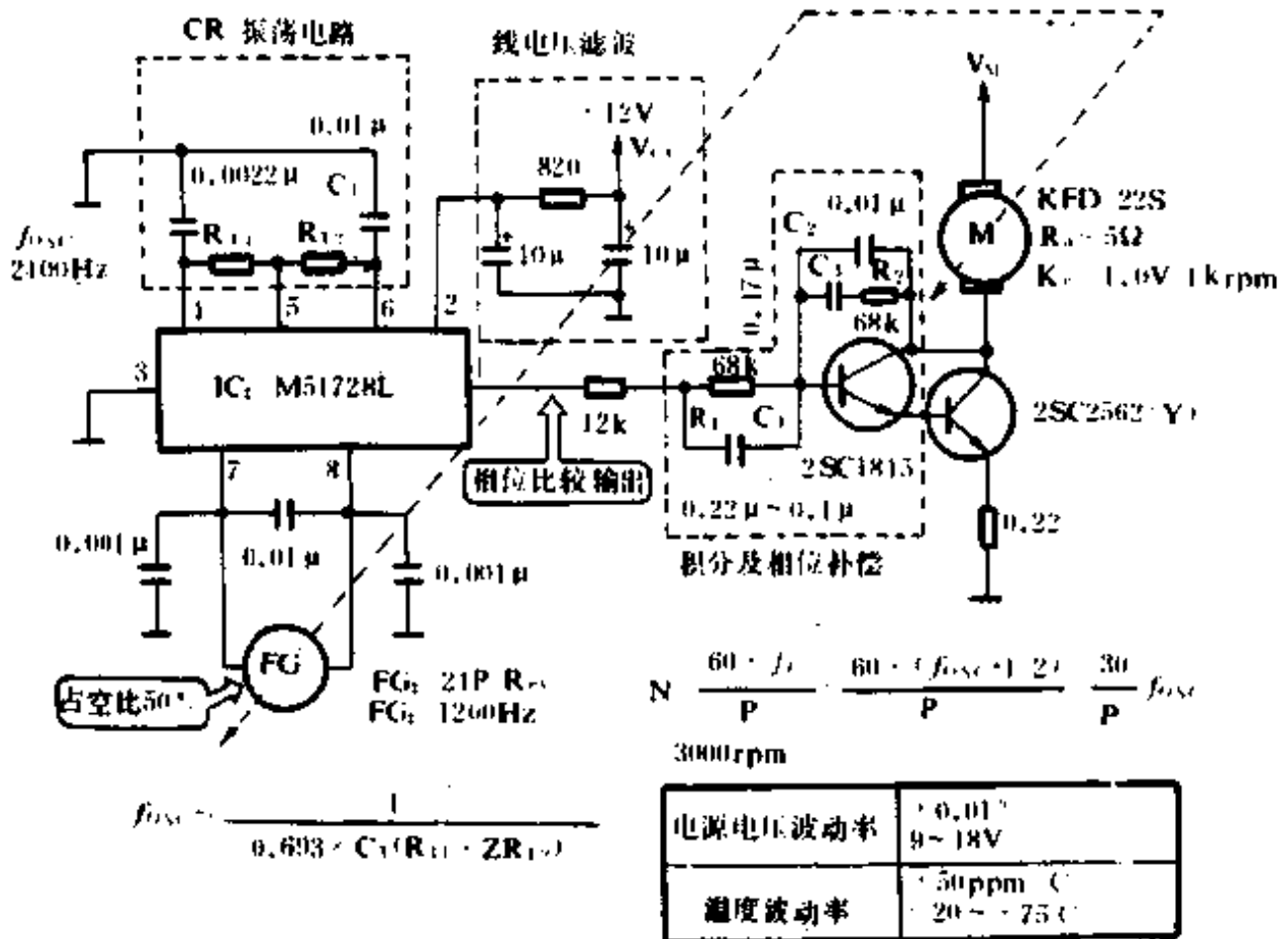


图 18-33 采用 M51728L 的 PLL 控制电路

的转速传感器的频率趋于一致的一种恒转速控制方法。电路如图 18-33 所示。使用晶体振荡器给定转速,从 FG 中取出转速位置,两者比较后进行控制,这种方法可以使转速稳定到晶振频率的 $10^{-5} \sim 10^{-7}/^\circ\text{C}$ 。此电路以 M51728L 为核心,其中, C_T, R_{T1}, R_{T2} 构成 C-R 振荡电路,由其参数给定转速大小。另外,给定频率经 IC 内部二分频后与 FG 的取出信号频率相等。那么,此电路给定转速的计算公式为:

$$N = 60f_T/P = 60 \times (f_{osc} \times 0.5)/P$$

式中, $f_{osc} \approx 1/0.693 \times C_T(R_{T1} + 2R_{T2})$

此外,电容 $C_1 \sim C_3$ 、电阻 $R_1 \sim R_2$ 作积分及相位补偿用,可以改

善控制系统的特性。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.34 直流电机的 PLL 控制(二)

电路如图 18-34 所示。它由专用 IC(LC7991)构成。转速传感器采用光电编码器,每转产生 60 个脉冲。图中晶振产生转速的给定信号,振荡频率选用 8.2MHz,放大器 OP₁、OP₂ 用于频率信号的混合、相位补偿、缓冲放大等。

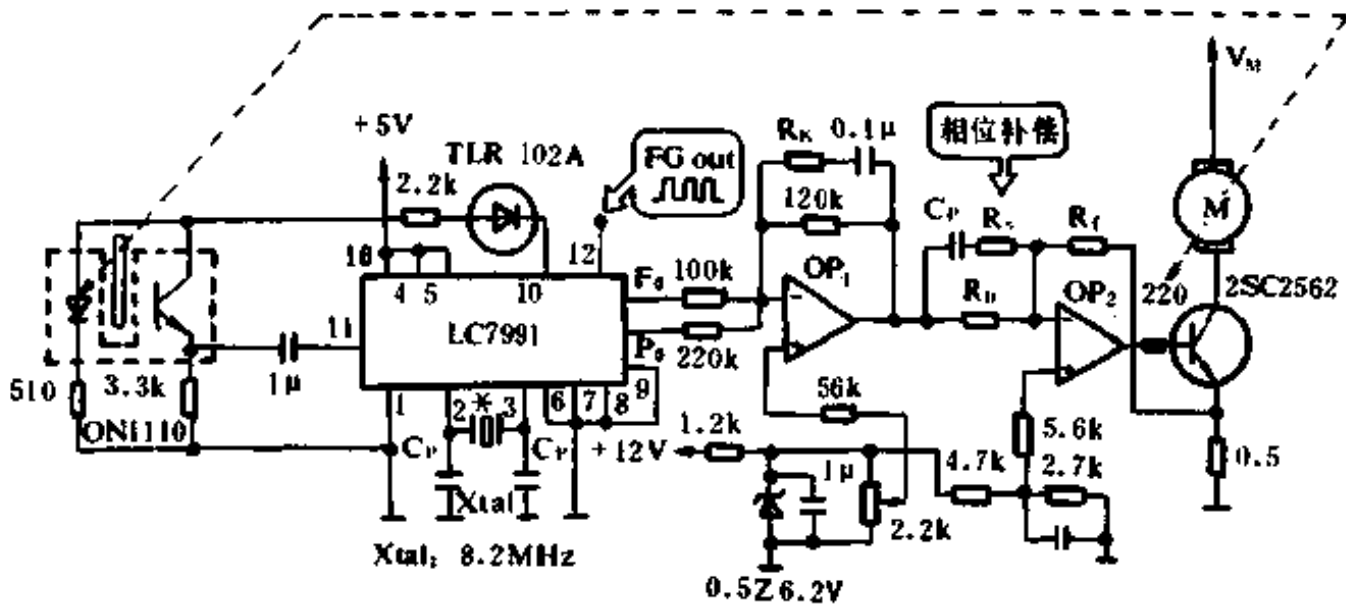


图 18-34 由 LC7991 构成的 PLL 控制电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.35 直流电机的 PLL 控制(三)

主电路由采用 PLL(锁相环)控制方法的专用 TC9142P 构成,转速传感器采用每转产生 15 个脉冲的 FG 电路,如图 18-35 所示。在主电路中,P、F 输出接缓冲放大器,两级反相放大,然后接功率晶体管。运算放大器使用 LM2902,功率晶体管使用 2SC2562。

晶振的振荡频率决定电机的稳定转速。在此,IC 内部将 FG 的

频率分频到 $1 \times 27 \times 128 = 3456$ 倍。假定 FG 输出脉冲频率为 $15P/R_{cc}$ ，电机给定转速 $3000rpm$ ，则求得晶振的频率为：

$$\begin{aligned} f_x &= N[\text{rpm}] \times P \times (128 \times 27 \times 1) / 60 \\ &= 3000 \times 15 \times 3456 / 60 \\ &= 2.592\text{MHz} \end{aligned}$$

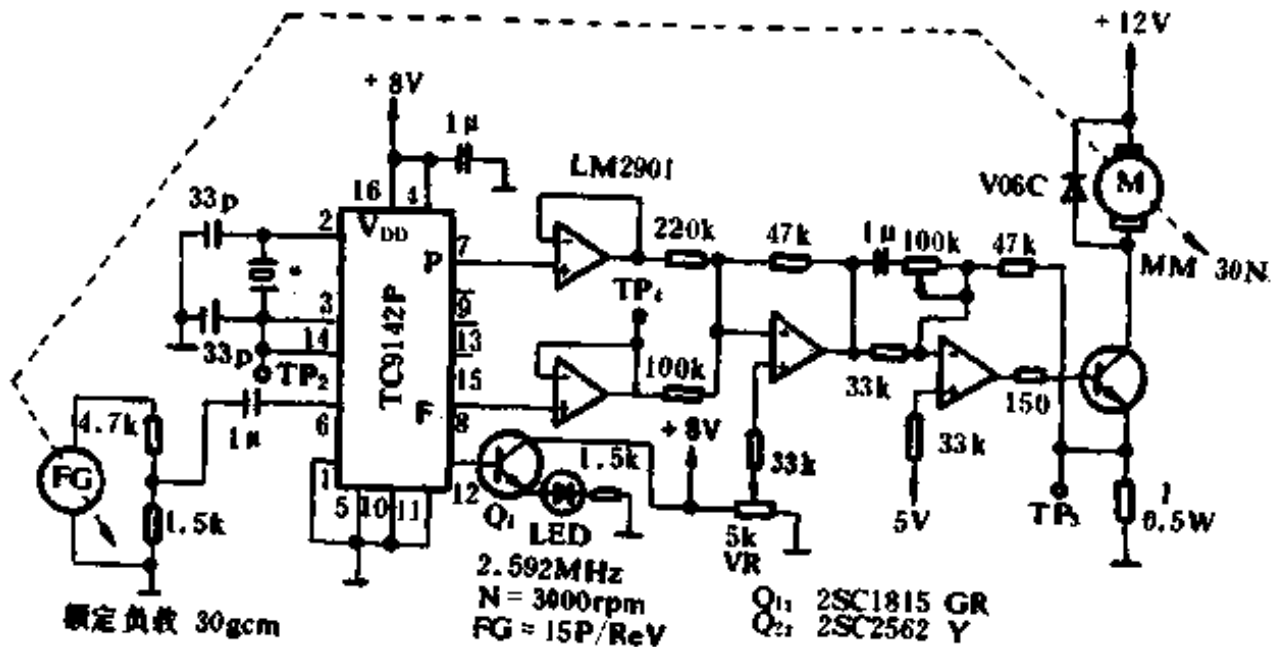


图 18-35 由 TC9142P 构成的 PLL 控制电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.36 PMM8713 构成的励磁电路(一)

步进电机有多种励磁方法，下面以两相型步进电机为例列举励磁电路。

图 18-36 所示为应用于二相步进电机的一相励磁电路，输出功率的放大采用 MP4008，由二极管和齐纳二极管构成浪涌电压吸收回路。一相励磁，即对于一个输入脉冲只给一相励磁的电路，具有静角误差小的优点，但也存在制动性能不好的问题。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

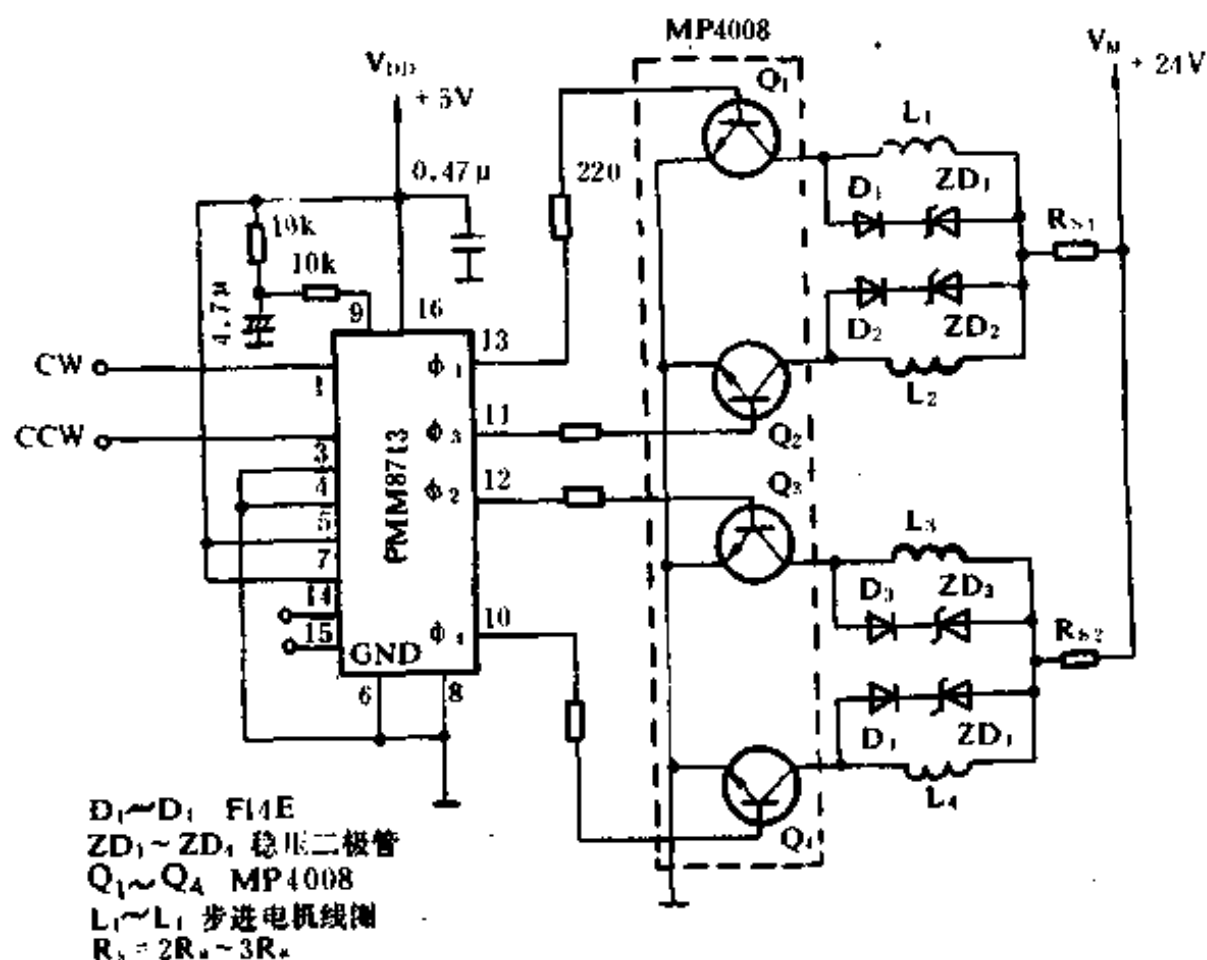


图 18-36 PMM8713 构成的励磁电路(一)

18.37 PMM8713 构成的励磁电路(二)

图 18-37 所示为 PMM8713 构成的两相励磁电路(省去了包括电机在内的输出电路)。两相励磁,即送一个输入脉冲给两相线圈通电,这样可以提高输出转矩,制动性能也很好,所以步进电机广泛使用这种两相励磁电路。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.38 PMM8713 构成的励磁电路(三)

图 18-38 所示为 PMM8713 构成的 1-2 相励磁电路。所谓 1-2 相励磁,就是给电机一相励磁、二相励磁循环交替进行的励磁方式,这

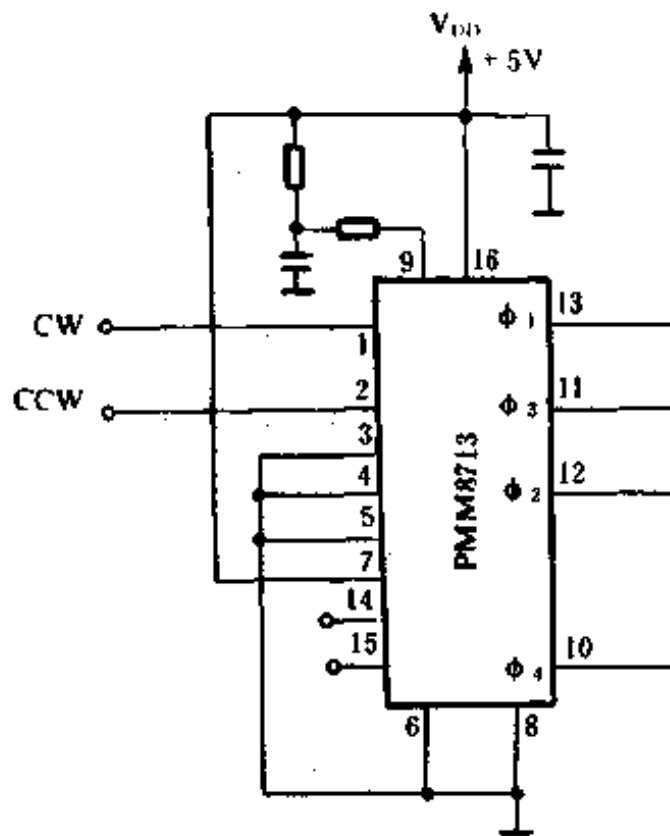


图 18-37 两相励磁电路

种励磁方式可以获得介于一相励磁和两相励磁之间的性能。但这种方式的步进角为原来的一半,或者说,为了获得相同的角度,必须输入一相(两相)励磁电机二倍的脉冲频率。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.39 步进电机的无励磁电路

图 18-39 所示是步进电机的无励磁电路。图(a)在功率晶体管间配置了二极管逻辑,由 Q_1 的导通与截止来适当地控制输出电压;图(b)中以缓冲器代替二极管来控制功率晶体管的输出信号。由于无磁电路降低了电流消耗,故可以抑制线圈发热。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

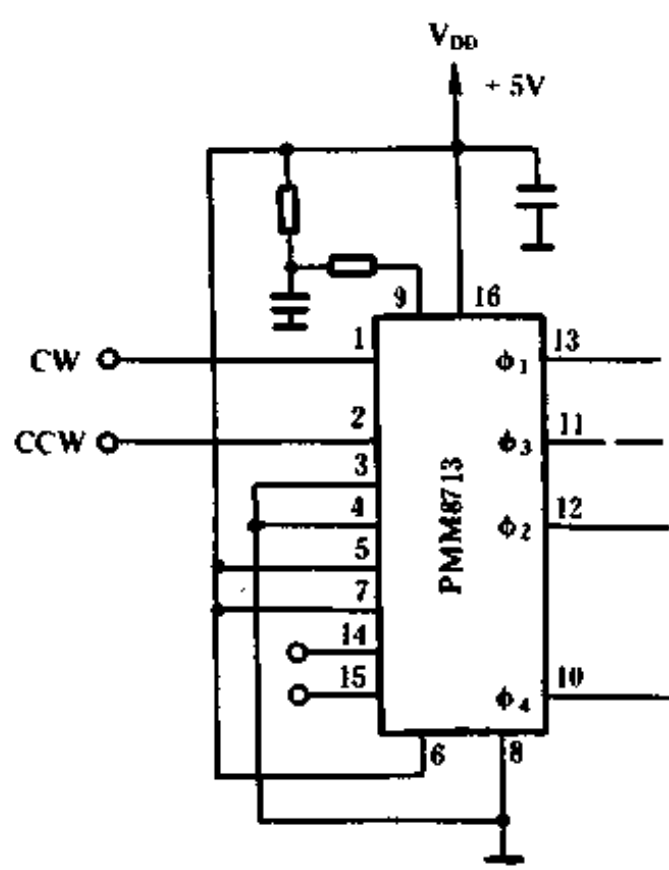


图 18-38 1-2 相励磁电路

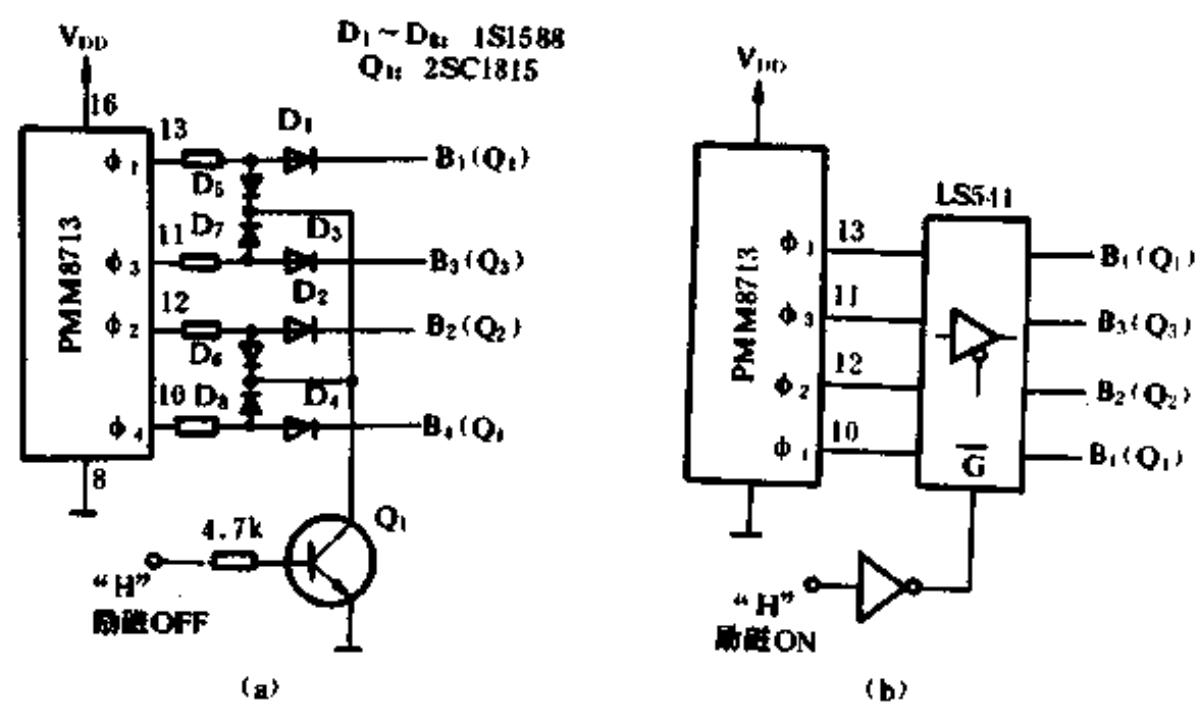


图 18-39 步进电机的无励磁电路

18.40 采用 FG 的恒速控制电路(一)

采用 FG (Frequency Generator) 可以获得较高的转速稳定性。控制部分采用专用 IC (LB1609), 如图 18-40 所示。其中, C_s 为耦合电容, C_T 与 R_T 共同决定电机的转速, 因此, C_T 和 R_T 应当具有较好的温度特性, 最好使用金属膜电阻和聚丙烯薄膜电容, 这样具有正温度特性的电阻和具有负温度特性的电容巧妙结合便可实现 $\pm 1\%$ 以下的转速稳定性。

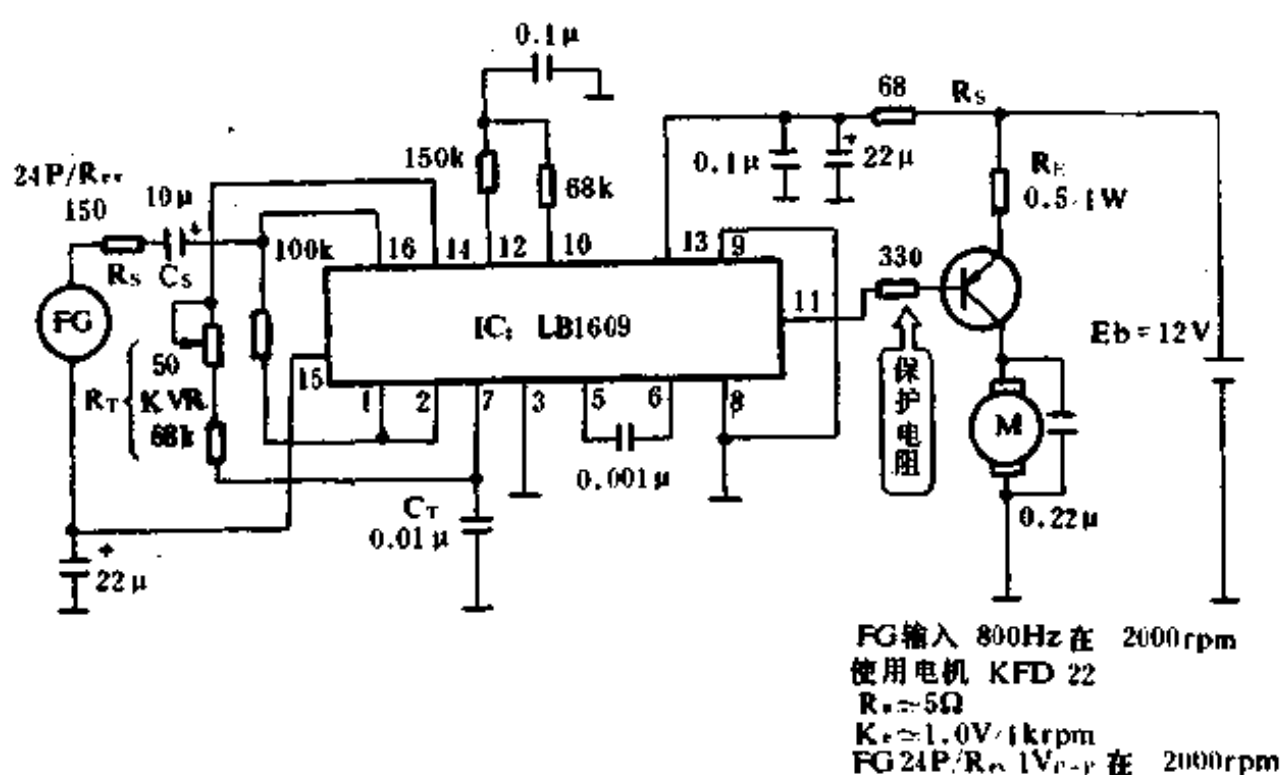


图 18-40 采用 FG 的恒速控制电路(一)

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.41 采用 FG 的恒速控制电路(二)

电路利用专用 IC (TA7715P), 其主要功能为 f/V 变换, 另外, 其内部有一个高增益的 FG 放大器、施密特电路、采样保持电路等,

因此很容易实现对输入信号的处理。该恒速系统除了专用 IC 外,还有放大器、相位补偿、幅值变换、电流增幅等功能部分,电路如图 18-41 所示。

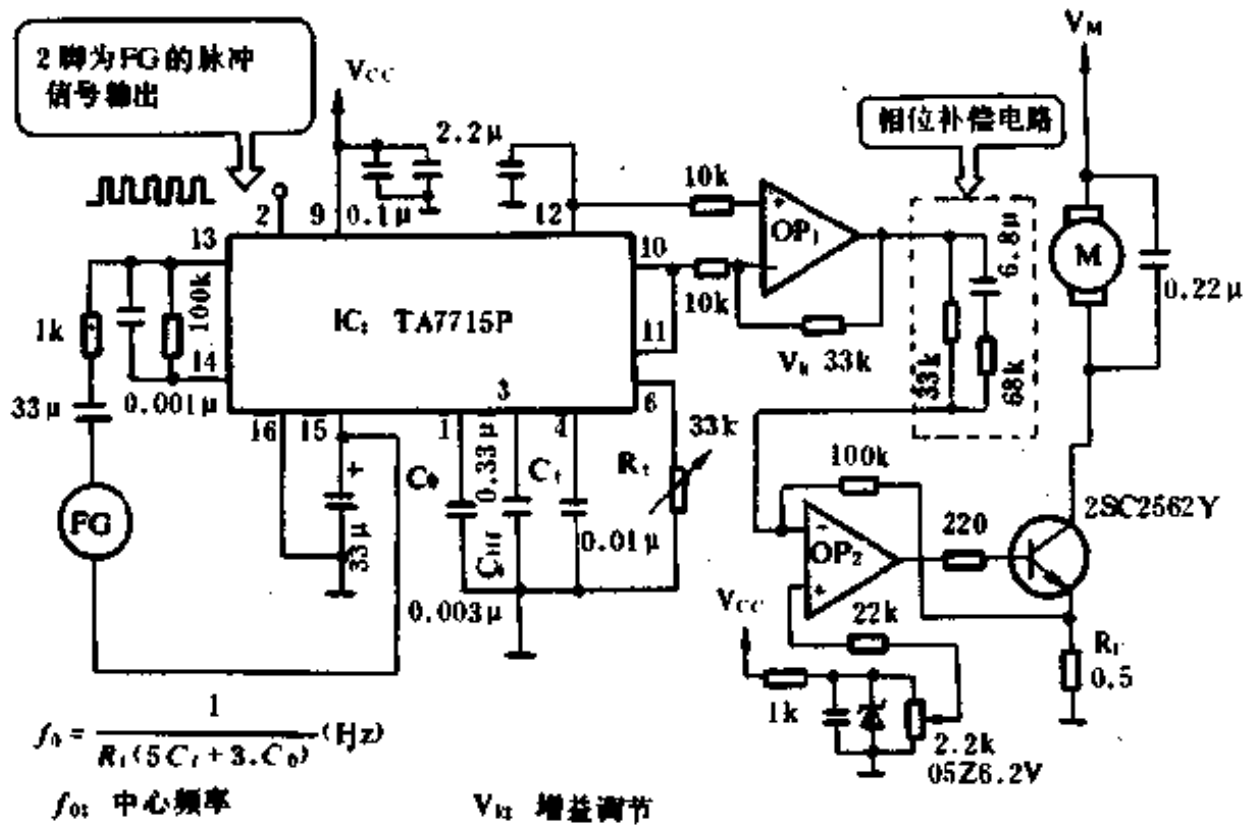


图 18-41 采用 FG 的恒速控制电路(二)

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

18.42 采用 FG 的恒速控制电路(三)

电路如图 18-42 所示。转速传感器每周产生 15 个脉冲。图中电容 C_T 具有设定转速功能,它与电阻 R_T 一起决定定时器的时间常数,所以要求 C_T 、 R_T 具有较好的温度特性,即 C_T 使用聚丙烯薄膜电容, R_T 采用金属膜电阻。

转速的计算公式为：

$$NP = 1 / 1.20 \cdot R_T \cdot C_T$$

式中： $N = [\text{rps}]$, $P = [\text{PULSE} / \text{Rev}]$

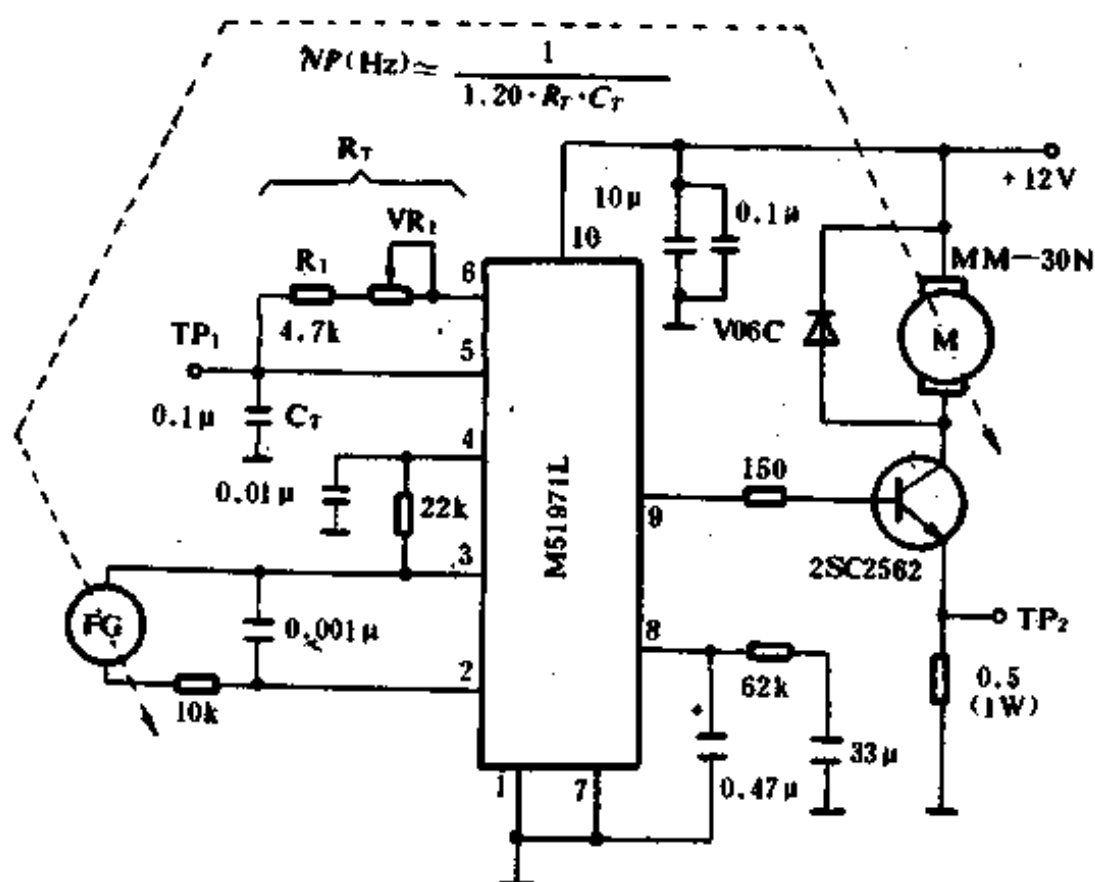


图 18-42 采用 FG 的恒速控制电路(三)

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.43 采用比例电流控制方式的电子调速器

电路如图 18-43 所示。它用于微型录音机等使用低电压驱动的情况。图中, $E_b = 3V$, 电源电压从 2.5V 到 8V 都可以工作, R_T 用于直流电机绕组温度的补偿, T_b 为热敏电阻, 用于补偿电机 M 电动势 E_b 随温度的变化。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

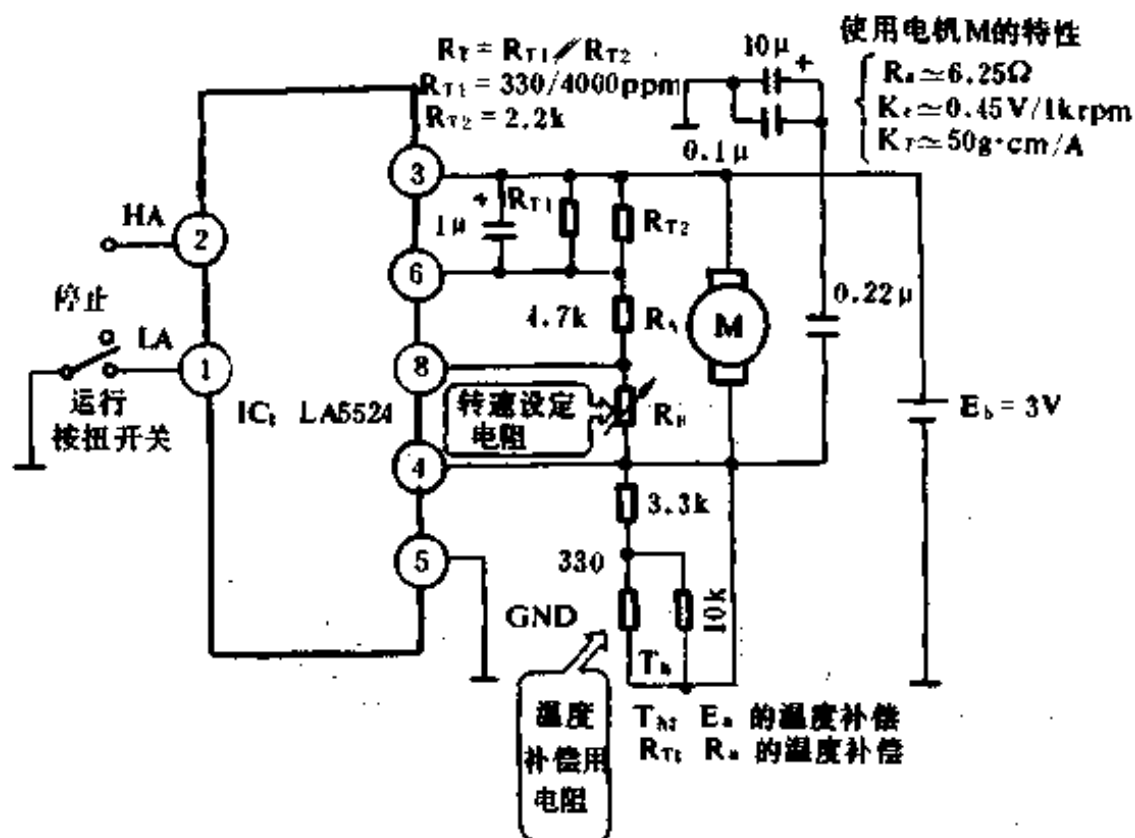


图 18-43 使用 LA 5524 构成的比例电流电路

18.44 使用 1.5V 电源的桥式直流伺服电机电路

采用低电压构成的调速电路,既要考虑所使用的电机,又要考虑所使用的专用 IC,其内部功耗大小以及下限电压的作用范围。这里给出的就是满足上述要求的由专用 IC(TA7768F)构成的低压驱动型桥式直流伺服系统,此电路使用 1.5V 电源即可工作,如图 18-44 所示。图中 R_T 用于电机额定转速的微调, R_K 用于温度补偿。

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.45 以两节干电池作电源的桥式直流伺服系统

电路如图 18-45 所示。用专用 IC(AN6650S),它的特性与 AN6650 基本相同,此电路电源电压工作范围为 1.8~3.6V,因此可

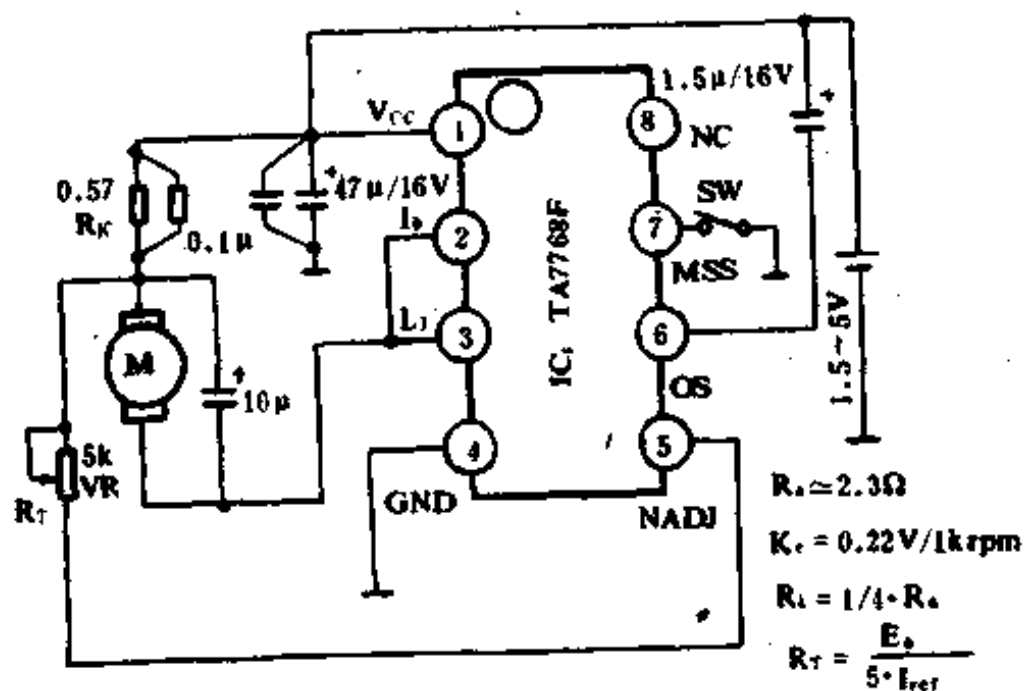


图 18-44 使用 1.5V 电源的桥式直流伺服电机电路
以用两节干电池作电源供电。

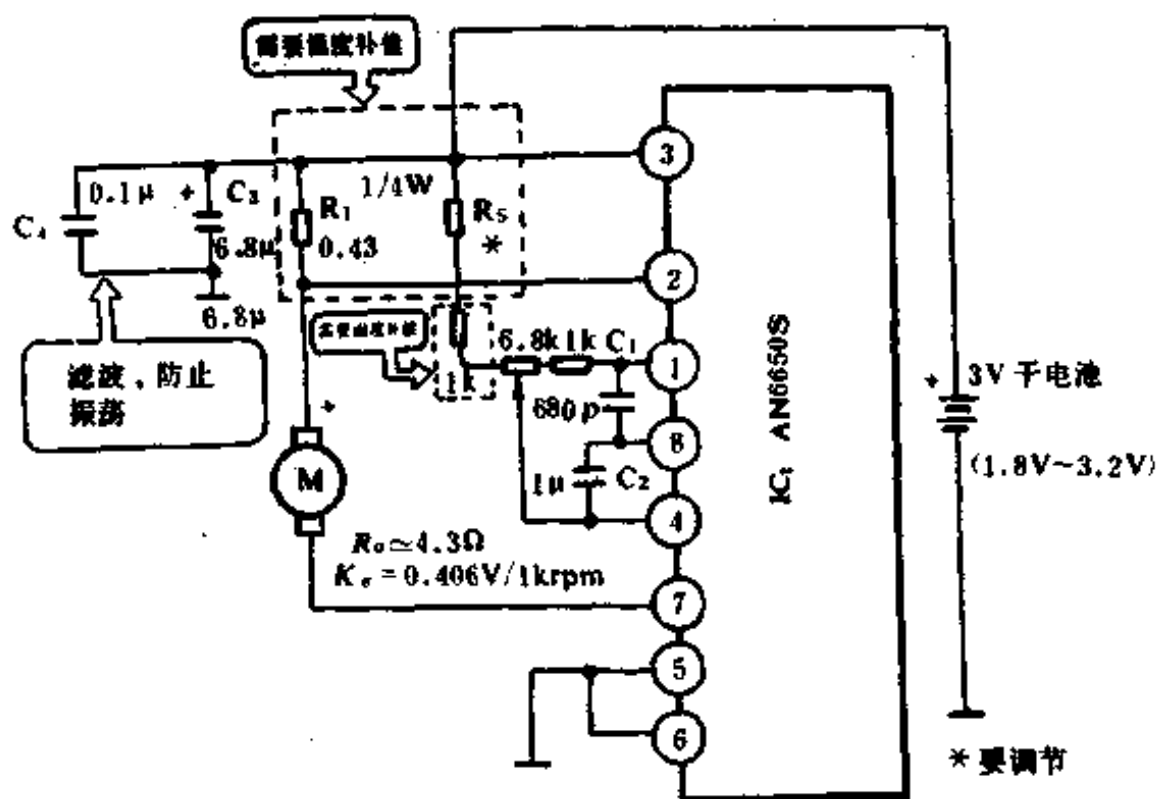


图 18-45 以两节干电池作电源的桥式直流伺服系统

18.46 AN6650 构成的直流伺服电路

AN6650 构成的直流电路伺服系统具有电源电压作用范围大的特点。电路如图 18-46 所示。图中, $R_1 \approx 10R_a$, 串联电阻 R_1 不仅可以减小电源的波动, 而且可以采用具有 4000ppm/°C 温度特性的金属膜电阻来补偿因电机转速随温度变化而产生的波动。 R_F 具有正的温度系数, 可以使系统的温度特性进一步得到改善。并联电阻 R_S 起修正 IC 内部电阻和电机绕组电阻的作用。电容的作用有所不同: C_1 防止 IC 内部振荡, C_2 减小电源的波动, C_3 为去耦电容。电机设定转速为 2200 转/分钟。

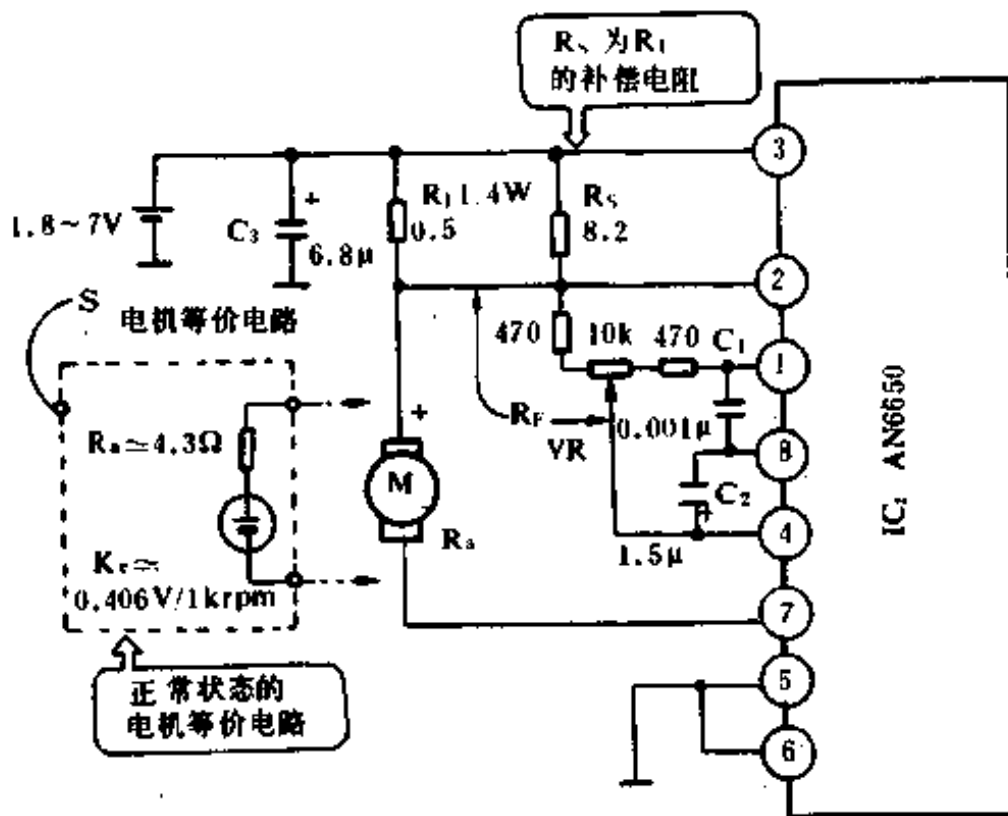


图 18-46 AN6650 构成的直流伺服系统

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司著 1992,2)

18.47 功率运放构成的正/反转电路

电路如图 18-47 所示, 为了防止电流过大, 运放增加了两个方向

的限流电阻,使电机不管正转还是反转,限流均起作用。电流的设定由改变 R_{Cl} 进行,设定电流和 R_{Cl} 的关系为: $I_L = 0.65[V]/R_{Cl}$ 。

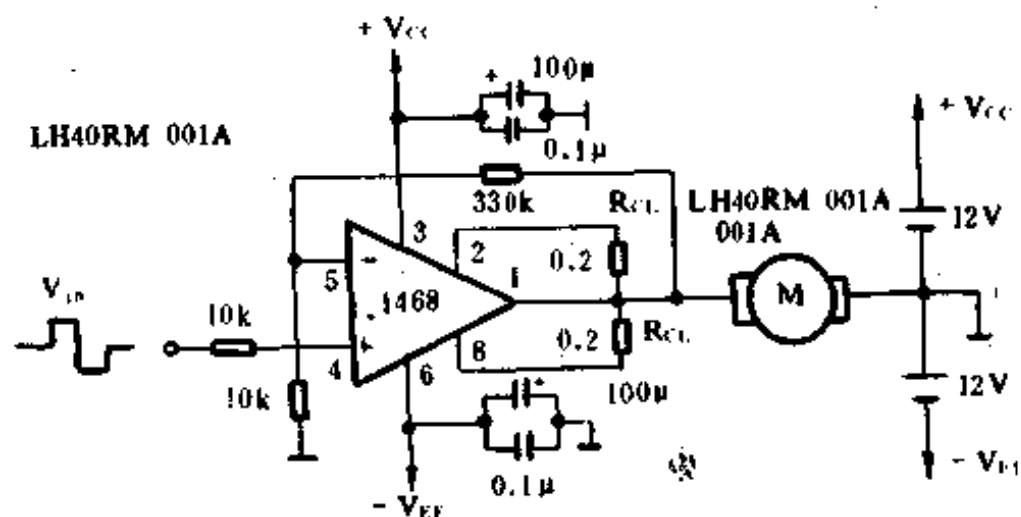


图 18-47 功率运放构成的电机正/反转电路

(メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.48 运放构成的电机正/反转电路

电路如图 18-48 所示,在图(a)中, D_1 和 D_2 可补偿 V_{BE} 影响而产生的死区,并且使电机的电流响应加快; R_{E1} 和 R_{E2} 可防止 Q_1 、 Q_2 同时导通造成电源短路。图(b)中,采用反相放大器电压反馈的方法来控制 V_{BE} 对输出特性的影响。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

18.49 直流电机的速度控制电路

直流电机控制可以采用功率场效应晶体管,它有电路简单,容易实现的特点。

图 18-49 所示为对恒磁直流电机的控制电路。其中 MC145288 是一个含有两个单稳电路的集成电路,有一个单稳电路外接一些附

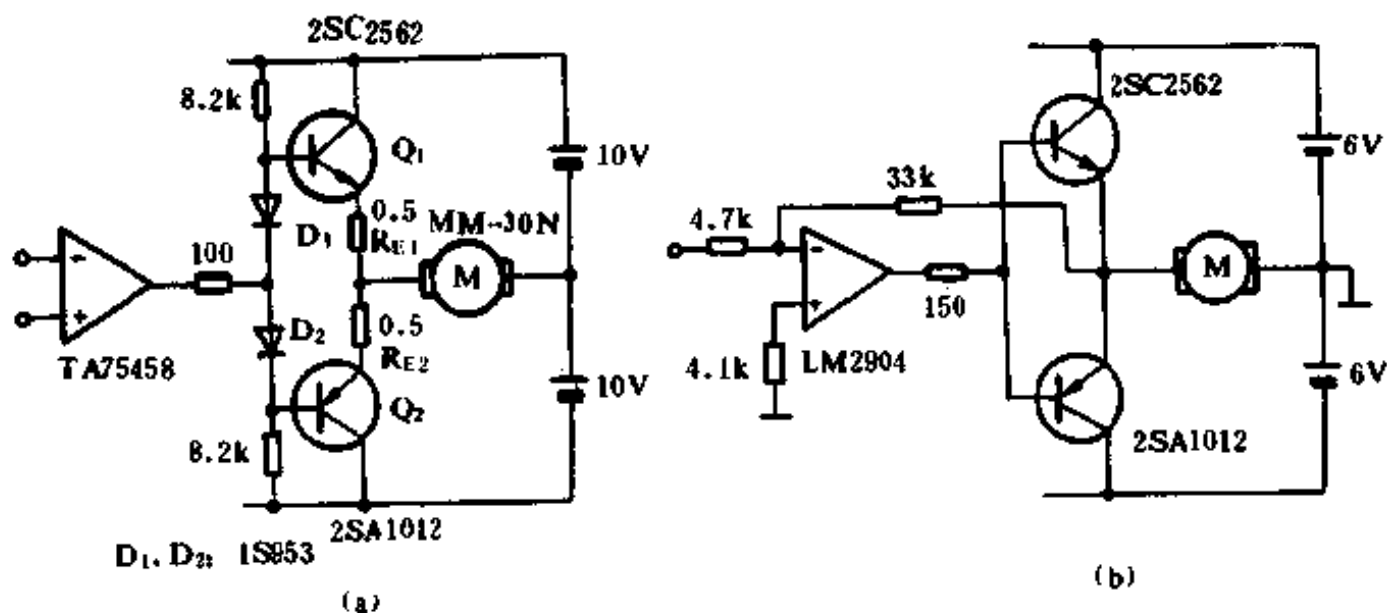


图 18-48 运放构成的电机正反转电路

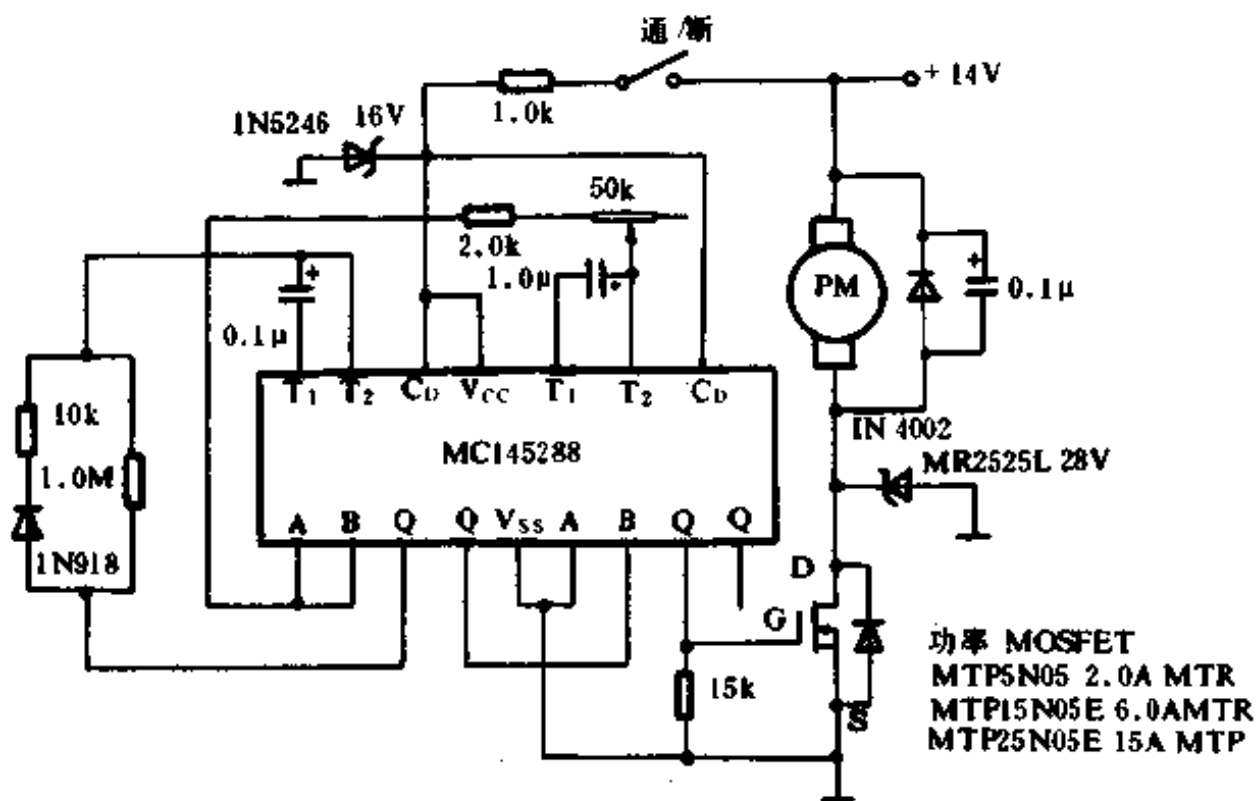


图 18-49 直流电机的速度控制电路

加电阻等组成多谐振荡器,它用于产生控制用的基脉冲信号。另一个单稳电路用于控制功率场效应晶体管工作;这个单稳电路接收前一个单稳电路产生的脉冲信号,并通过调整电位器的值改变输出的单

稳脉冲信号的宽度。这个宽度可调节的脉冲信号去驱动功率场效应晶体管,从而改变直流电机的转速。

在电路中,直流电机的两端所接的二极管 1N4002 和电容 $0.1\mu\text{F}$ 用于使直流电机停止转动时泄放原来存储的能量。

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992年9月)

18.50 分马力电机的双向控制

在实际应用中,很多控制元件需要进行双向控制。分马力电机是一种较好小功率控制电机,它是一种直流电机。

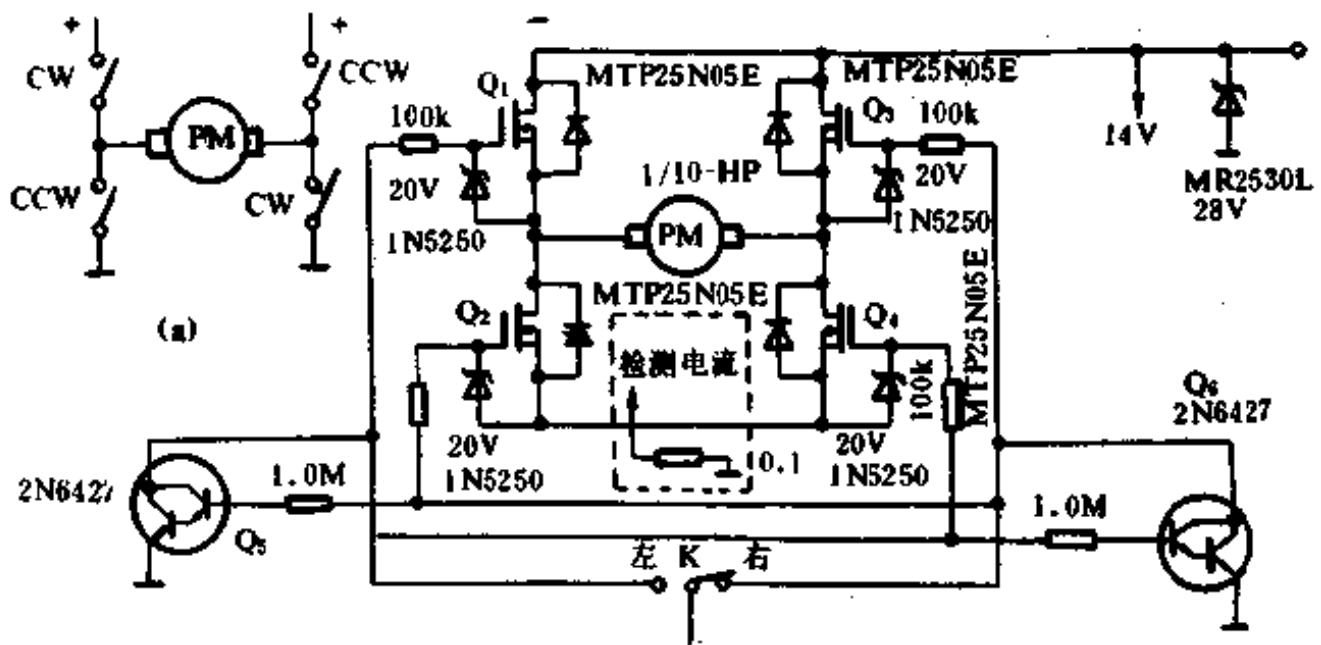


图 18-50 分马力电机的双向控制电路

对分马力电机要进行双向控制,则要改变分马力电机的电源极性。所以对分马力电机的控制是采用桥式电路的;桥式电路主要用于改变分马力电机的电源极性。

典型的分马力电机控制的桥式功率电路如图 18-50 所示。这种电路有时也称 H 型开关功率电路。在图中,有 4 个功率场效应晶体管。很明显,当 Q_1 、 Q_4 导通时,分马力电机朝一个方向转动;当 Q_2 、 Q_3 导通时,则分马力电机朝相反的方向转动。只要恰当控制 $Q_1 \sim Q_4$ 的导通时间,就可以实现对分马力电机的双向控制。

在工作时,工作控制信号从开关K加入。如果K拨到右边,则正控制电平使 Q_5 导通,结果令 Q_1 和 Q_4 截止;同时,由于正控制电平是直接加在 Q_2 、 Q_3 的栅极,故 Q_2 、 Q_3 导通。这样,分马力电机就朝一方向转动。如果K拨到左边,则会导致 Q_2 、 Q_3 截止, Q_1 、 Q_4 导通,分马力电机就向相反的方向转动。

在电路中,功率场效应管 $Q_1 \sim Q_4$ 的栅极与源极之间的稳压管是为了保护功率场效应管以防止它的栅-源极被击穿。

在实际的控制中,并不采用机械开关K,而采用电子开关电路。整个电路的工作过程是用单片机进行控制的。

(来源:单片机应用系统的功率接口技术,余永权等,1992年9月)

18.51 直流电机调速板 KJZ-1

KJZ-1电路及外接工作电路如图18-51所示。它是以移相集成电路KJ005为中心构成的小功率直流电机调速电路,适用于200V直流电机调速。其特点是带有电压负反馈、电流限制反馈以及电机励磁驱动,体积不大,调速平滑稳定。另外,还可以用作直流稳压电源,最大输出功率达1kW,限流范围在1~5A内可调,输出电压可调范围为0~200V。电机调速比达1:20,励磁电流为0.5A,工作环境温度为-10~50℃。调速过程如下:AB₁和AB₃加交流电压220V。AB₁和AB₃之间连接适当电感L用以改善电机电流特性。AB₂和AB₄之间连接电机。AB₅和AB₆供给电机励磁电压(电流)。A₈、B₇之间连接调相(调速)电位器RP₁,中心抽头连B₁调相。2CW11稳压13V供给KJ005部分工作,RP₁两端恒定电压由10V左右的稳压提供保证。

RP₁用多圈式2.2kΩ电位器,其中心活动端位置改变,就使KJ005⑥脚电压变化,⑨脚输出脉冲移相, V_s 导通角随之改变,结果电机平均电流变化引起转速改变。RP₁使B₁电压升高,KJ005⑥脚电压下降,触发脉冲相位后移, V_s 导通角减小,电机平均电流减小,转速变慢。反之,B₁电压降低,电机转速变快。

RP₂用于限流调整。RP₃用于限压调整。当电机电流超过限流值

十九、监控电路

19.1 电源监视器

图 19-1 所示为一电源监视器电路,该电路使用三色发光二极管显式电路输出状态,当输出电压超过上限,发光管发红光,当输出电压小于下限,发光管发黄光,绿光则表示电压位于上下限之间。电路不需要单独的电源,它可以由监测电压供电。电路适用于监视两个电源电压的差值。如果监视电压与设定值不同,则显示或发声给操作者报警,该电路也可以另备电源进行远端监视。

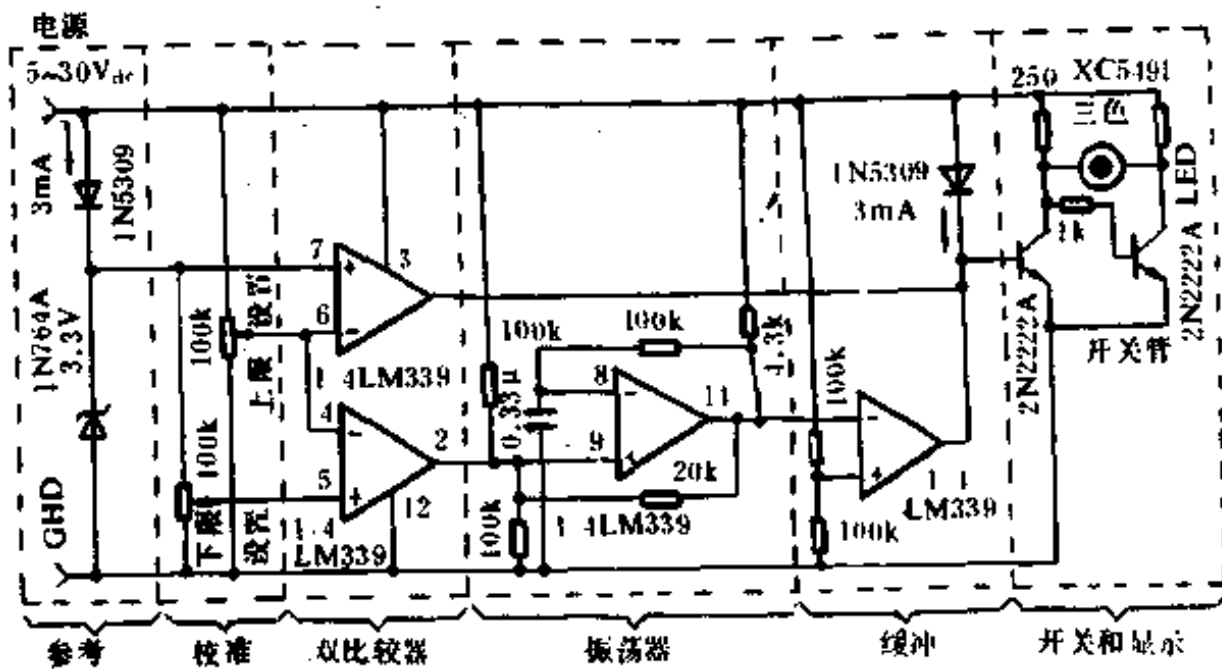


图 19-1 电源监视器电路

(来源: The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

19.2 微机电源看门狗

电路如图 19-2 所示。它用来监视微处理器 5V 输入电源的电压下降,并在掉电时使微处理器复位。电路工作时, R_s 和 C_i 组成的网络对全波整流器的输出滤波。在 R_s 和 C_i 的两端形成三角波电压,在三角波的最低点复位。二极管 D_e 阻止对 C_i 和 C_k 同时充电。电阻 R_n 和 R_m 形成反馈网络为 LM10C 提供参考电压,设置门限电平为 3.4V。门限电平为三角波最低电压的 0.9 倍。当三角波电压加在比较器的正相输入端时,如果小于门限电平,输出就为低电平。这时将对微处理器复位。电容 C_h 通过 R_k 充电,通过二极管快速放电。

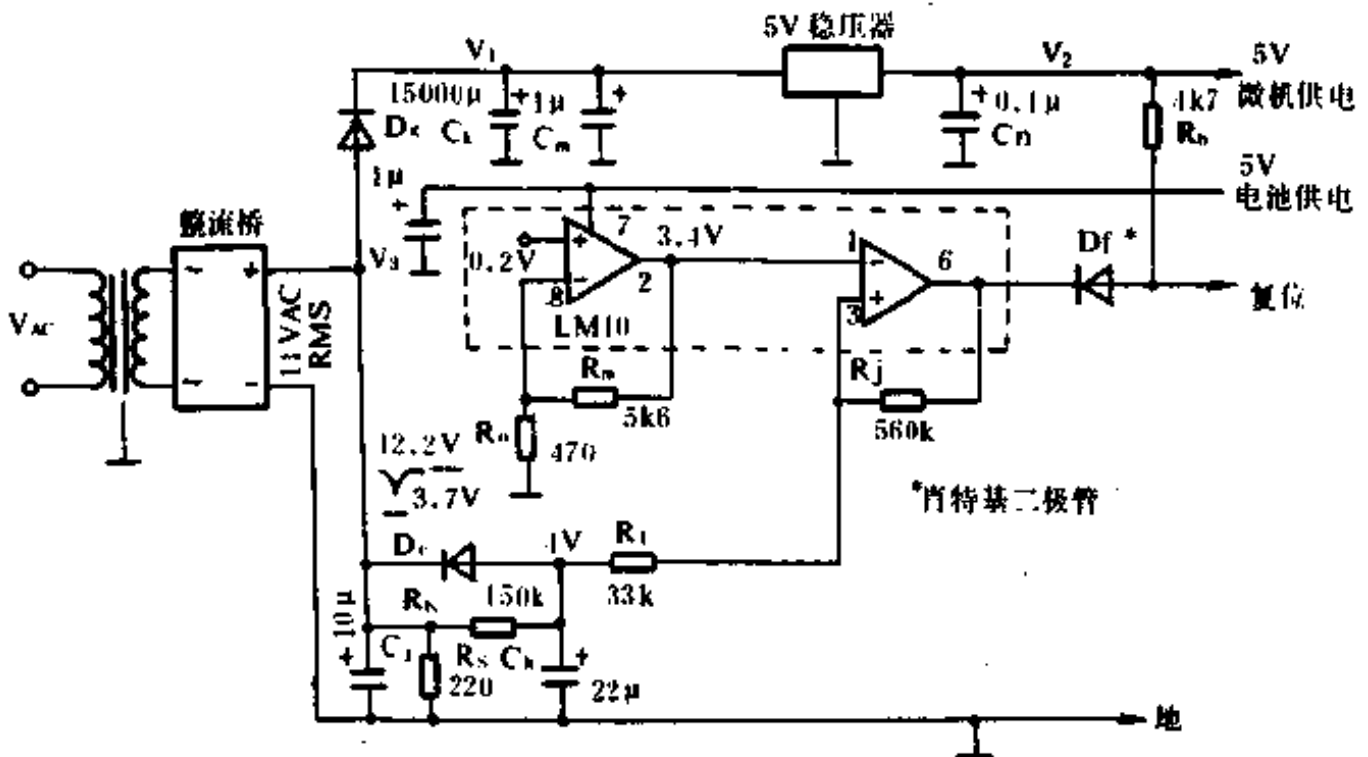


图 19-2 微机电源看门狗电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

19.3 欠压报警器

电路如图 19-3 所示。当电压低于预置值时该电路将发声报警,这个电路用于充电电池报警是最合适的。因为当不报警时该电路只

消耗几微安的电流。报警电压决定于稳压管的规格。当电压低于稳压管电压时,发声报警。RC 延时决定声音的频率,图中 $R=39k\Omega$, $C=0.01\mu F$ 。

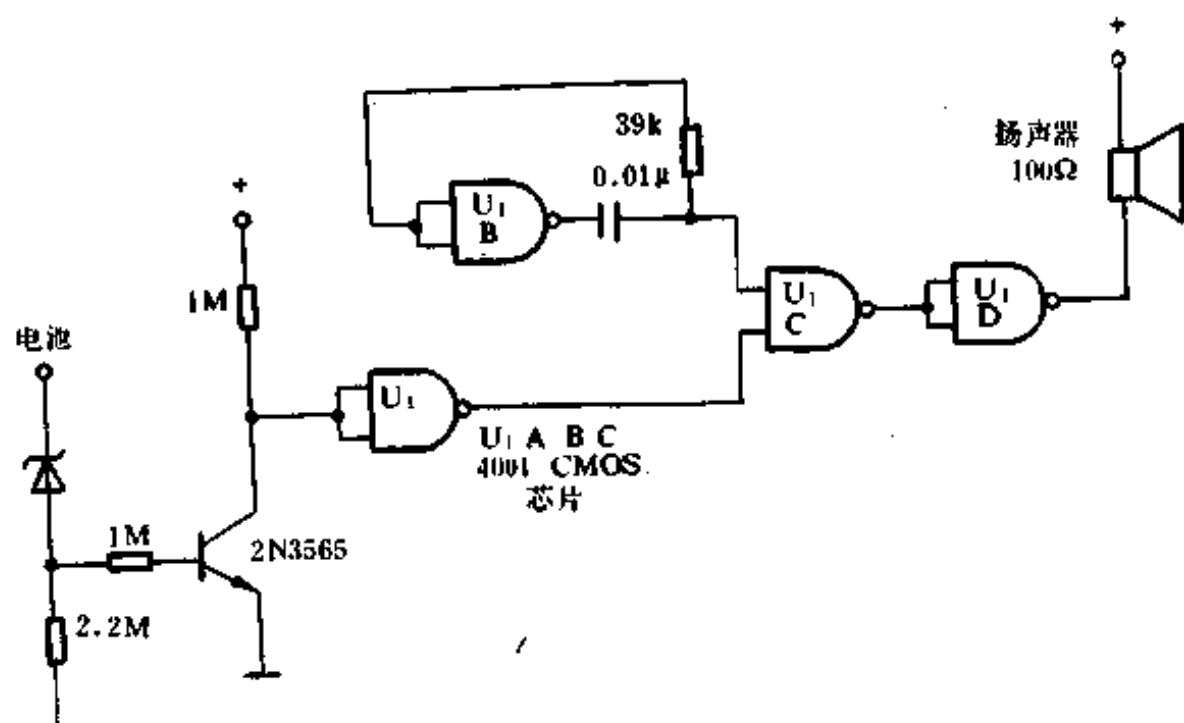


图 19-3 欠压报警器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf, 1992)

19.4 电源平衡指示器

电路如图 19-4 所示。它使用四个比较器 LM339N, 其中的两个分别用于指示黄色的正极性和负极性显示器, 另两个合起来驱动报警灯 LED3。电路从电源未稳压部分获得电源。这四个比较器从两个并联的分压网络取得输入信号。两个分压器的两端都分别接在电源的正、负两端。由 R_4 、 R_5 和 R_6 组成的分压器将输入电压分成两半, 两个输出端的电压差 0.5%。另一个分压器由 R_7 、 R_8 和 R_9 组成, 也将输入电压分为两半, 两个输出端电压差 10%。 R_4 、 R_5 、 R_6 分压器驱动比较器控制 LED1 和 LED2, 直到电源的正输出至少比电源的负输出大 0.5% 时 LED2 才会亮。电源的负输出比正输出大 0.5%

LED2 才会灭。当两个输出相差在 1% 以内则 LED1 和 LED2 同时亮。R₇/R₈/R₉ 分压器控制另两个比较器驱动报警灯。如果两个输出中的一个比另一个大 10%，则两个比较器中有一个的输出为低电平使得 LED3 发光。LM339N 具有集电极开路输出，允许这样的线或。当两个输出的差值小于 10%，则这两个比较器的输出均是高电平，LED3 不发光。

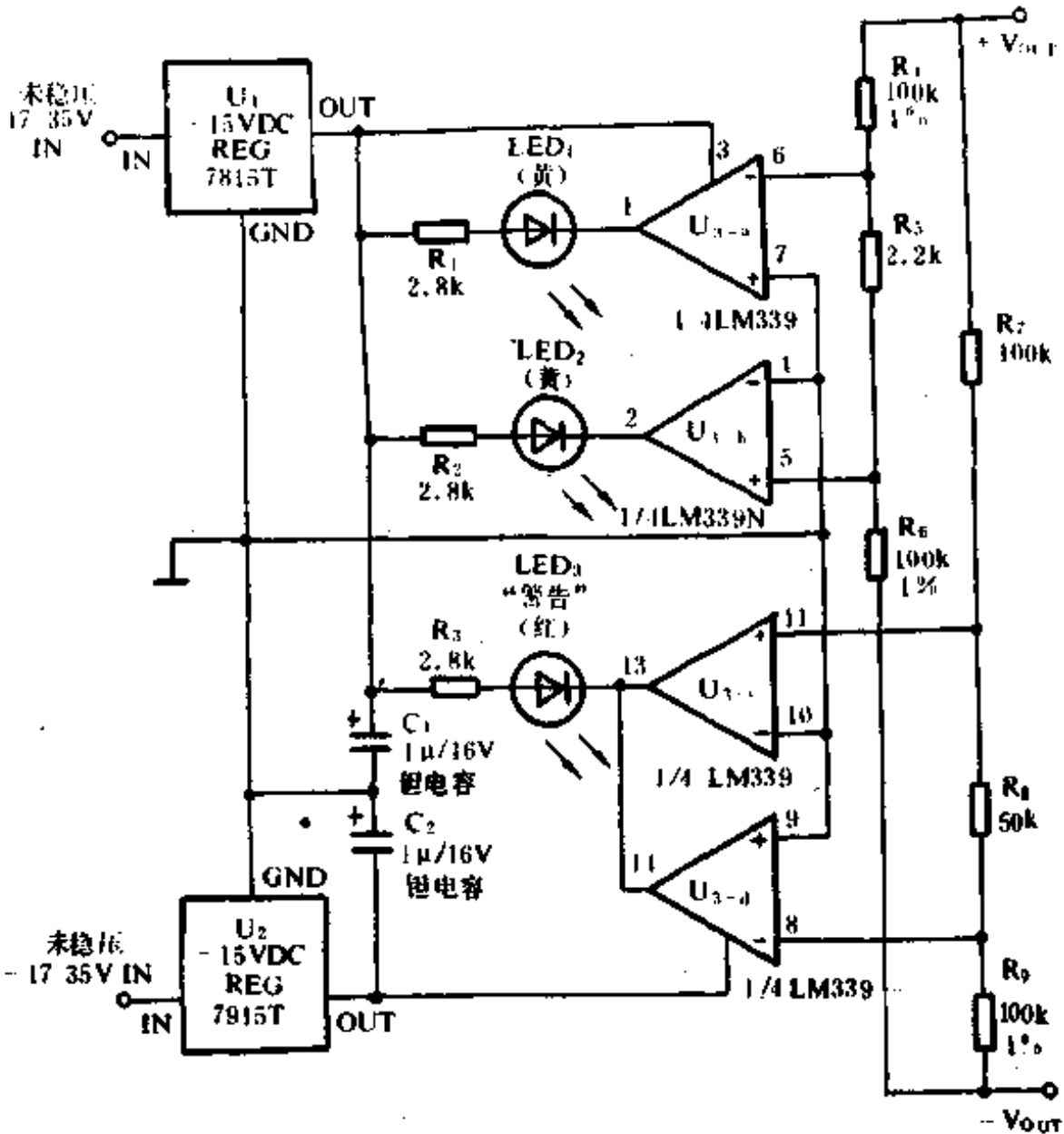


图 19-4 电源平衡指示器电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

19.5 单电源故障监视器

电路如图 19-5 所示。它为单路输出电源提供典型的过/低压监测。上限在 5.55V 和 5.45V 之间,控制 OUT_1 (输出 1); 下限在 4.55V 和 4.45V 之间,控制 OUT_2 (输出 2), OUT_1 和 OUT_2 线或起来产生正常工作信号。

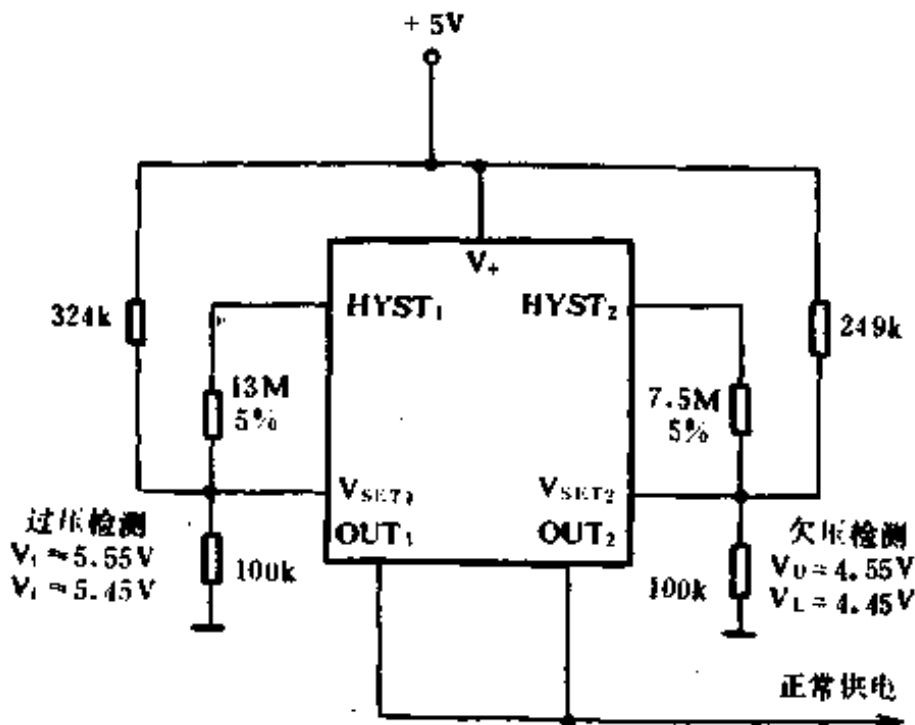


图 19-5 单电源故障监视器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

19.6 铅酸电池低压检测器

电路如图 19-6 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

19.7 晶闸管工作状态监控电路

当晶闸管用于逆变或直流开关电路时,电源大都是直流,如果不

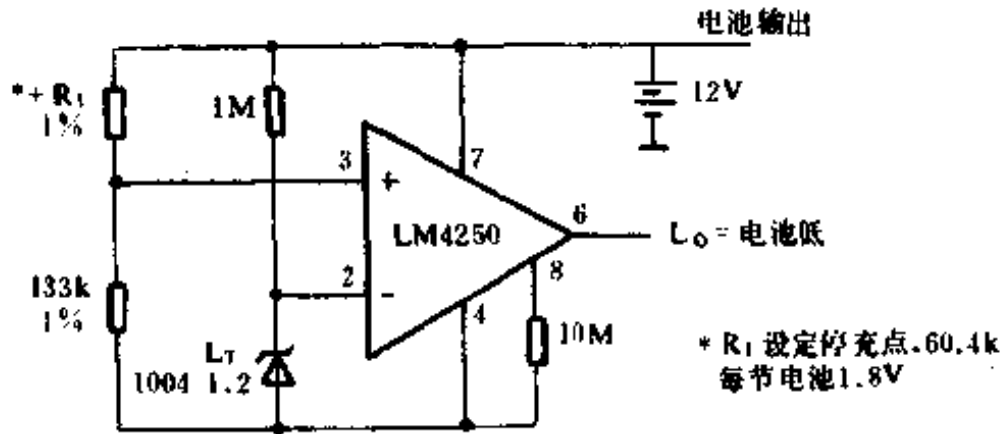


图 19-6 铅酸电池低压检测器电路

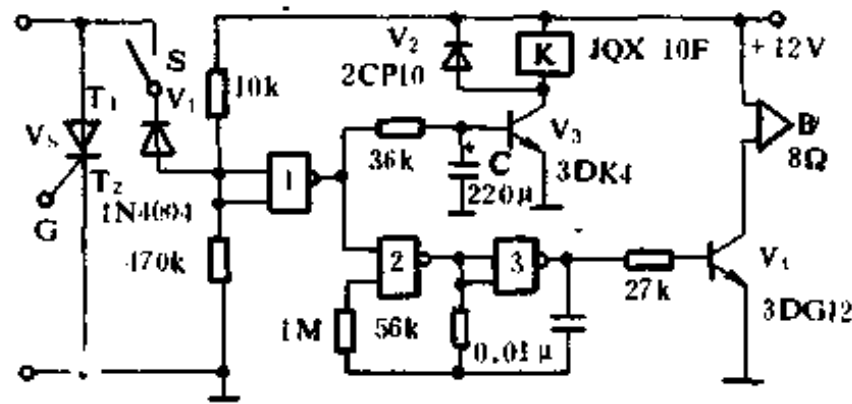


图 19-7 晶闸管工作状态监控电路

能靠电源电压来关断晶闸管, 则必须采用强迫关断手段。大多数的关断电路都是依靠电感、电容的充、放电给导通的晶闸管施加反向电压而使其关断, 但由于种种原因, 这些方法往往不奏效。当负载处于低压的场合或低速运行的情况下, 晶闸管一旦出现“失控”, 很容易使设备损坏或发生事故。为此, 介绍一种晶闸管工作状态监控电路。

如图 19-7 所示。在正常情况下, 开关 S 闭合, 晶闸管 V_S 的阳极 T_1 和阴极 T_2 之间电压较高, 二极管 V_1 截止, 与非门门 1 的输入端为高电平, 其输出端为低电平, V_3 截止, 继电器 K 不吸合; 同时由于门 1 输出端为低电平, 使由门 2、门 3 等组成的受控音频振荡器不起振, 扬声器 B 无声。当 V_S 产生“失控”时, 因为 V_S 全导通, T_1 、 T_2 之

间相当于短路, V_1 导通, 门 1 的输入端变为低电平, 门 1 输出端变为高电平, 经 R 向 C 充电, 延时一段时间后, V_3 导通, K 得电动作, 通过控制回路将电源切断, 以防事故发生。在门 1 输出端为高电平时, 受控音频振荡器开始振荡, 从 B 发出报警声。

电路中, 门 1~门 3 为一块二输入四与非门, 如 C006、C036 及 C066 等集成电路。B 为收音机用小扬声器。其他元件可按图标参数选择。

(来源: 电气时代, 程方晓, 1993 年第 9 期)

二十、保护电路

20.1 简易快速保护电路

图 20-1 所示为简易快速保护电路。图(a)和图(b)这两个电路可

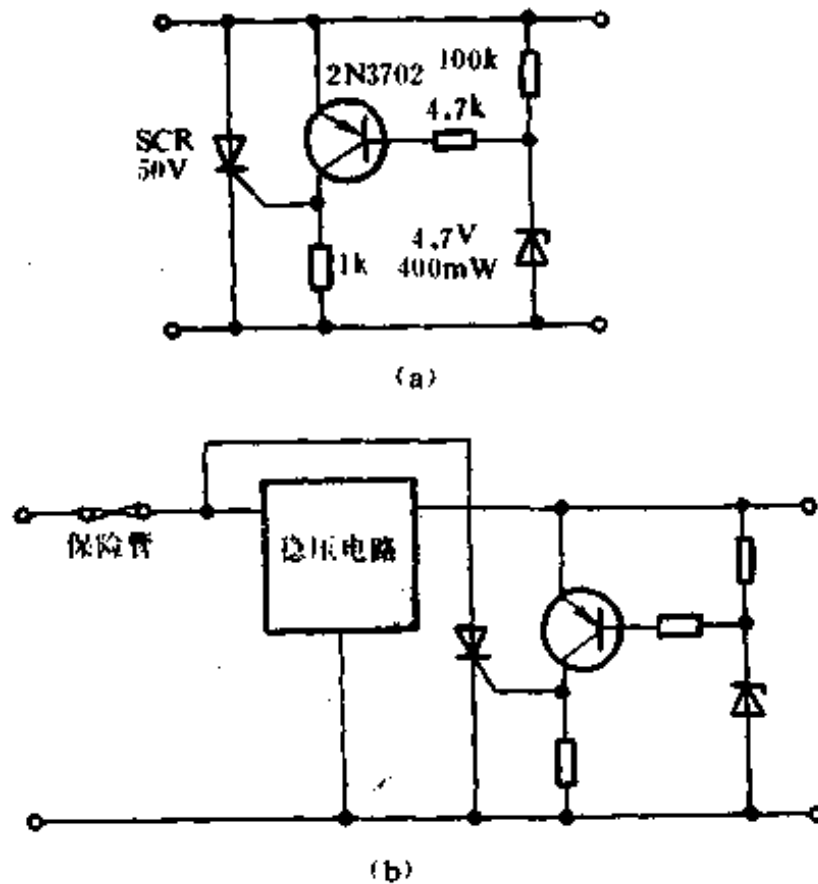


图 20-1 简易快速保护电路

以在稳压电路故障或使用外部电源时提供过压保护。电流反馈、电流限制和使用保险丝可以提供短路保护。对于 5V 的逻辑电路电源，TTL 很容易因为电源过压遭到破坏。图(a)中的元件值适用于 5V 电源，通过选择适当的稳压管可以用于 25V 的电源。当电源电压超过稳压管的齐纳电压(+0.7V)，晶体管导通触发晶闸管，将电源短路来防止电压继续上升。如果使用保险丝来保护时，应将晶闸管接到稳压电路中，晶闸管的电流等级应为短路电流的两倍，电压等级应高

于电源电压。电路在关掉电源或切断晶闸管回路时被复位。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.2 快速动作电源保护电路

当使用稳压电路降压时,元器件的损坏有可能导致负载过压。图 20-2 所示电路设计在过压时保护负载。图中的元件适合于输入 20V、稳压输出 12V 的电源(改变稳压管可以使之适合于任意输出电压的情况)。当输出电压高于 13V 时,稳压管击穿触发晶闸管,将输入侧短路,烧断保险。

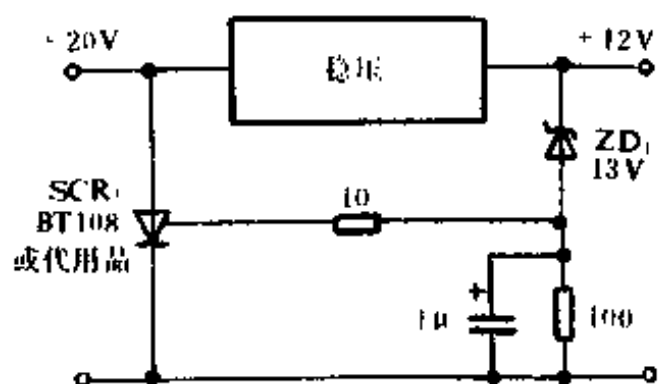


图 20-2 快速动作电源保护电路

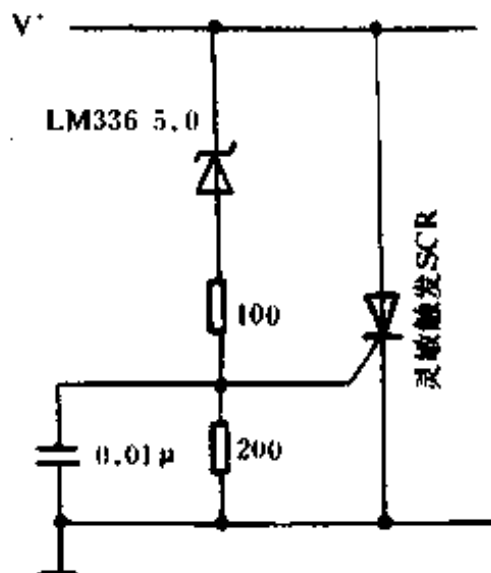


图 20-3 5V 快速短路电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.3 5V 快速短路电路

电路如图 20-3 所示。

20.4 能自动复位的过压保护电路

电路如图 20-4 所示。

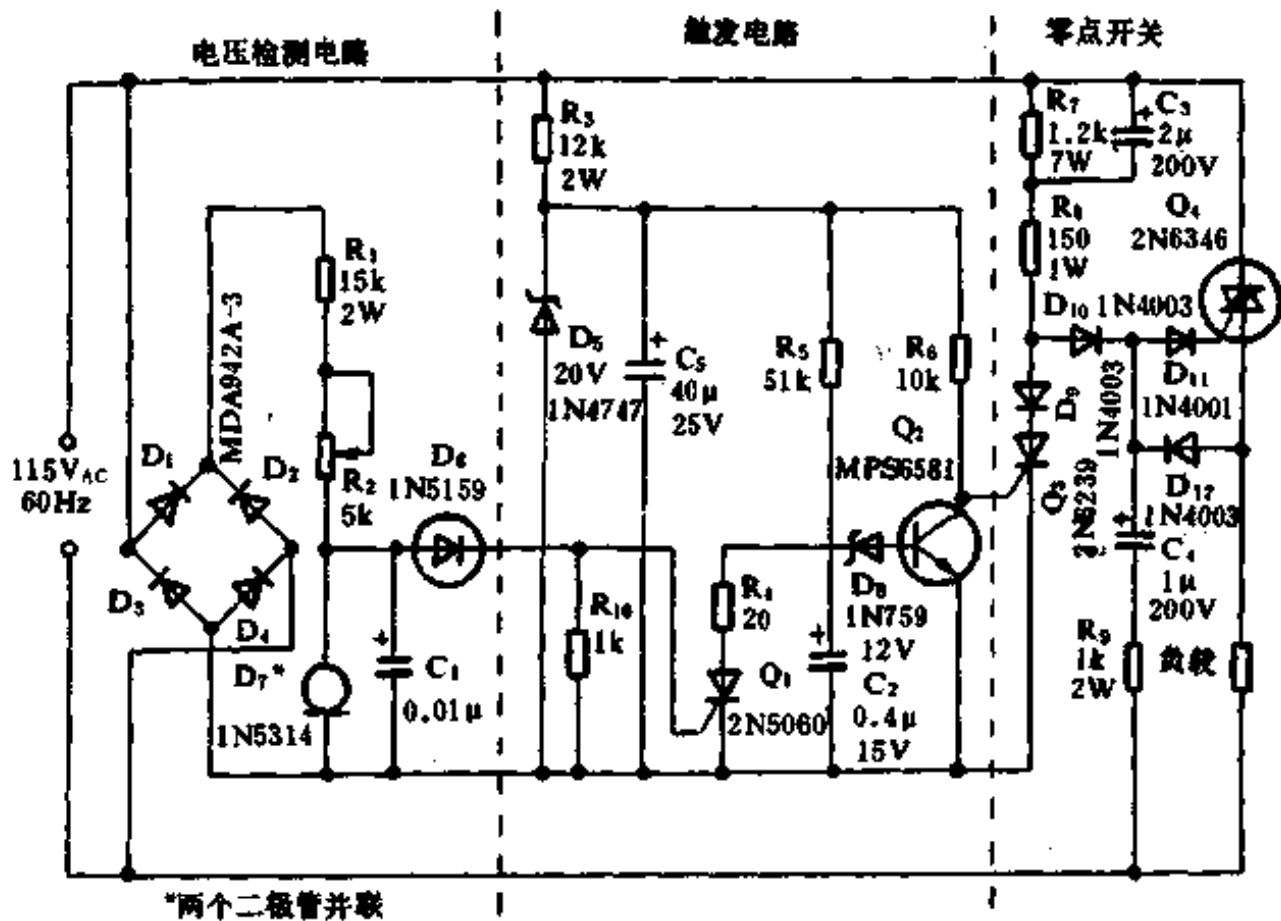


图 20-4 能自动复位的过压保护电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.5 逻辑电路电源的过压保护

图 20-5 中稳压管 ZD1 检测输入电压,当输入电压高于 6V 时 Q₁ 导通,引起 Q₂ 导通,将输入短路,电源关断、或进入限流状态、或熔断保险丝。以上方法都不会损坏 TTL 电路。Q₂ 的规格取决于电源,看它是否要连续工作在故障态。它的电流规格应超过电源。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.6 过压保护电路(SCR 快速短路)

电路如图 20-6 所示。其可控硅(SCR)的电流规格至少应为电源

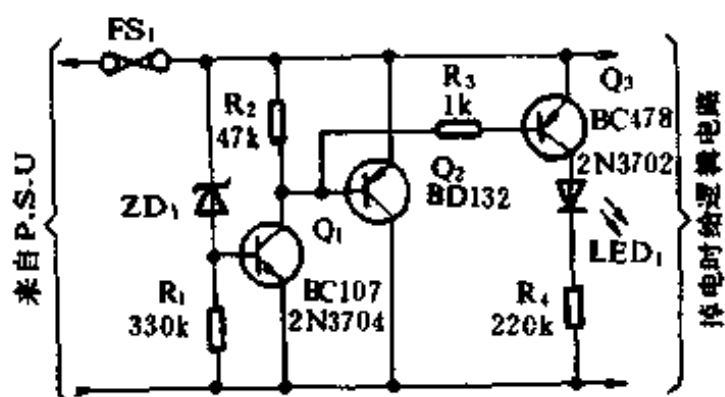


图 20-5 逻辑电路电源的过压保护

的供电电流,它并联到 12V 的直流输出端,当门极有触发信号时 SCR 导通。触发电压由稳压管提供,当电压小于 14V 时,稳压管不会击穿。当电压高于 14V 时稳压管击穿,330Ω 电阻上的压降触发 SCR,输出被短路。这将使初级的保险熔断,否则会烧坏变压器。

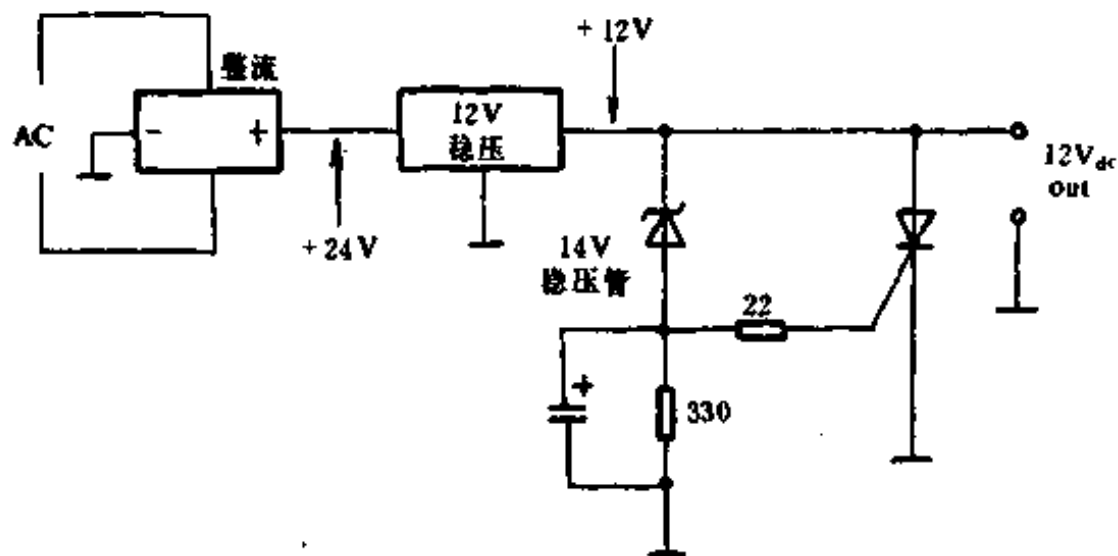


图 20-6 过压保护电路(SCR 快速短路)

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.7 电源保护电路

电路如图 20-7。当使用稳压电源来降压时,其元器件损坏有可能损坏设备。当过流时熔断丝能起到保护作用,但对于过压就可能反

应太慢了。图中所示为输入 12V、输出 5V 的稳压电源。电压上限设为 5.7V，用以保护设备。330 Ω 的电阻和 500 Ω 的电位器形成分压器，对输出电压取样。SCR 至少能承受熔断丝电流的两倍。输入电压全部加到稳压电路的输入端。2N3906 被 10k Ω 的电阻和 SCR 形成反偏，LED 不发光。当输出电压超过预置的上限电压时，SCR 导通，熔断丝熔断，2N3906 通过 10k Ω 的电阻获得基极电流，LED 发光。

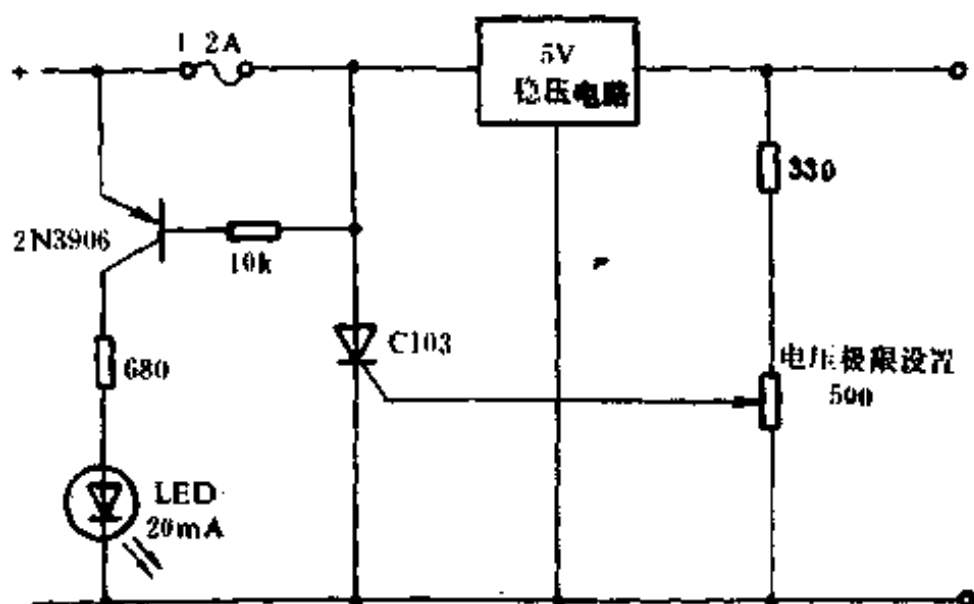


图 20-7 电源保护电器

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.8 功率晶体管的保护电路

电机工作时，有时会在回路中产生异常电压，比如感应冲击电压，反转时的反向电压等，这对驱动电机工作的功率半导体器件具有破坏作用，因此不但要限制功率晶体管的 I_2 值，也要限制 C、E 间产生的过电压，图 20-8 中给出三种晶体管保护电路。图(a)为在电机主回路两端反并联一个二极管，电源关闭瞬间产生的感应电压通过二极管短路，不会加到三极管上；图(b)是在晶体管的集电极-发射极间并联 C-R 吸收回路来吸收电机感应电压的能量；图(c)是晶体管和电机间串接一个二极管，将电机产生的过电压隔断。

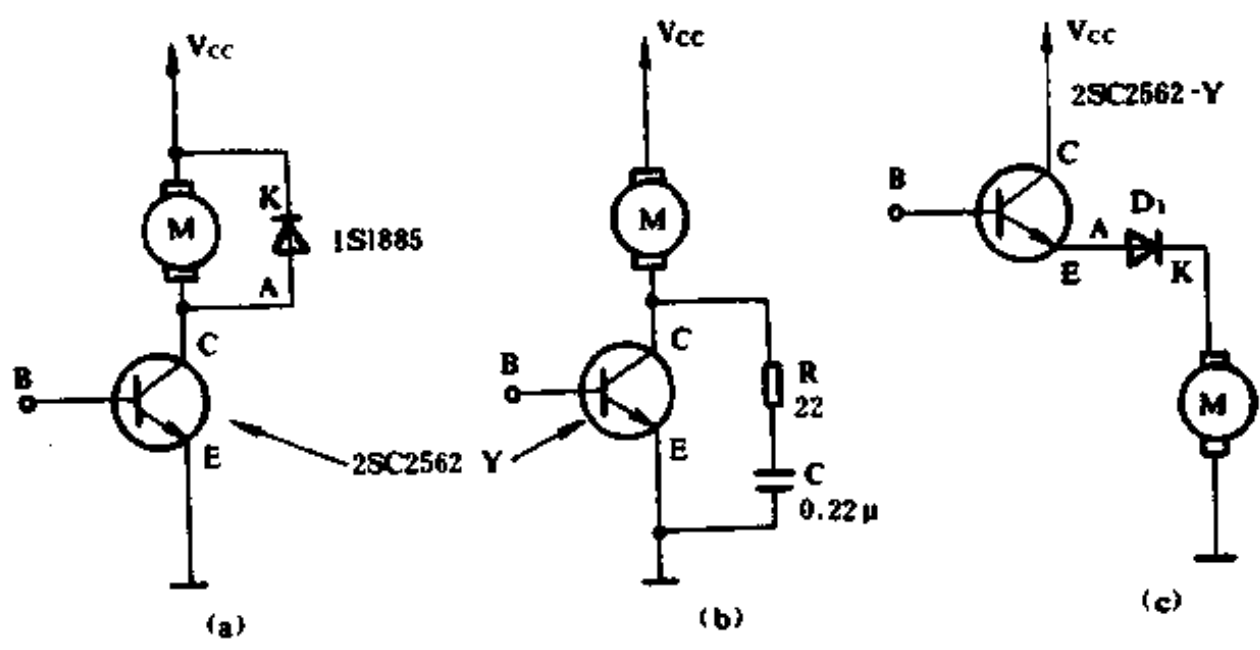


图 20-8 功率晶体管的保护电路

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

20.9 可变恒流电路

图 20-9 所示为恒流电路。电流检测采用运放,以提高比较部分的性能。

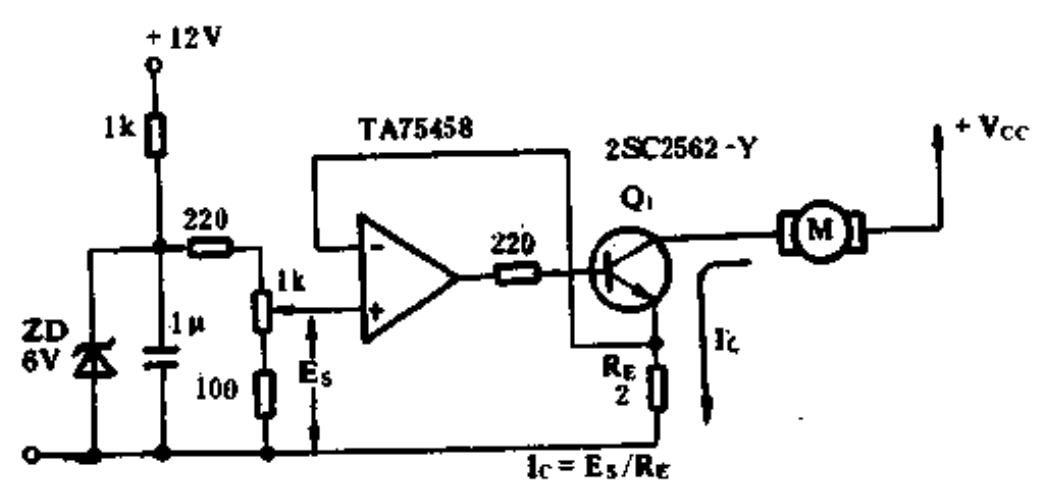


图 20-9 由运放构成的可变恒流电路

限制电流的设定由下式决定:

$$I_C = E_s[V] / R_E[\Omega]$$

式中, E_s 为基准电压, R_E 为发射极电阻。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

20.10 可变限流电路

图 20-10 所示为一可变限流电路。它由限制电流调节部分和功率放大部分组成。其保护特性好,限制电流可调节。其下限不小于 0.65A,上限值由功率晶体管决定,约为 3A。

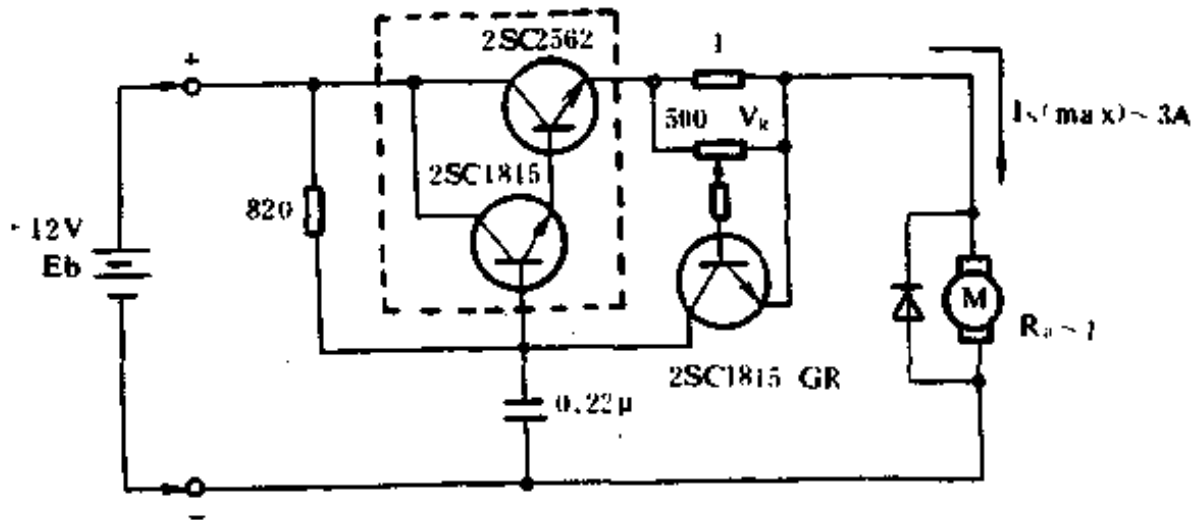


图 20-10 可变限流电路

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

20.11 0.65A 限流电路

图 20-11 为限流电路的基本形式, $R_E = 1\Omega, \frac{1}{2}W$ 。电流限制值为 0.65A, 电流限制值的设定由下式决定:

$$I_S \doteq V_{BE}(Q_2) / R_E \approx 0.65[V] / [1\Omega] = 0.65A.$$

电流值受 V_{BE} 影响, 温度特性不好, 所以通常工作电流取得低些, 如对 0.65A 的限制电流, 工作电流可取 0.5A。

(来源:メカトロニクスのための モータ応用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992,2)

20.12 1A 限流电路

为防止烧毁电机转子线圈, 损坏功率晶体管的, 以及永久磁铁的

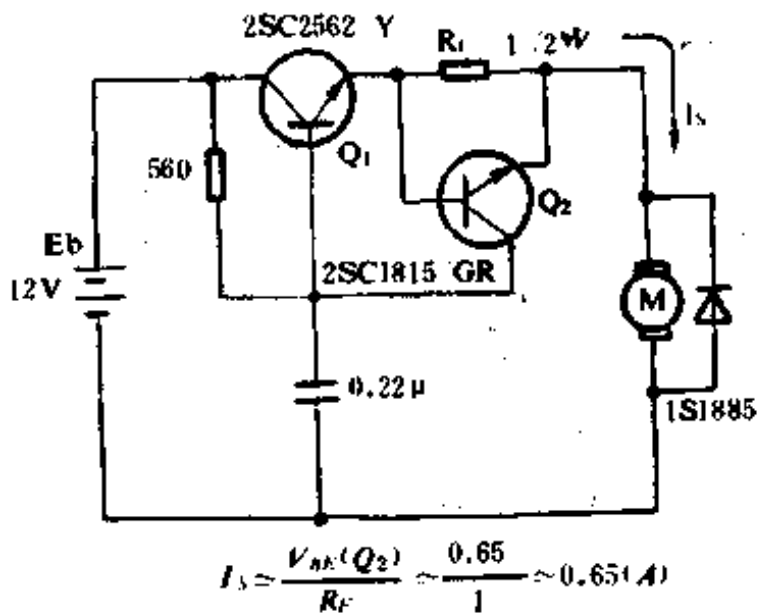


图 20-11 0.65A 限流电路

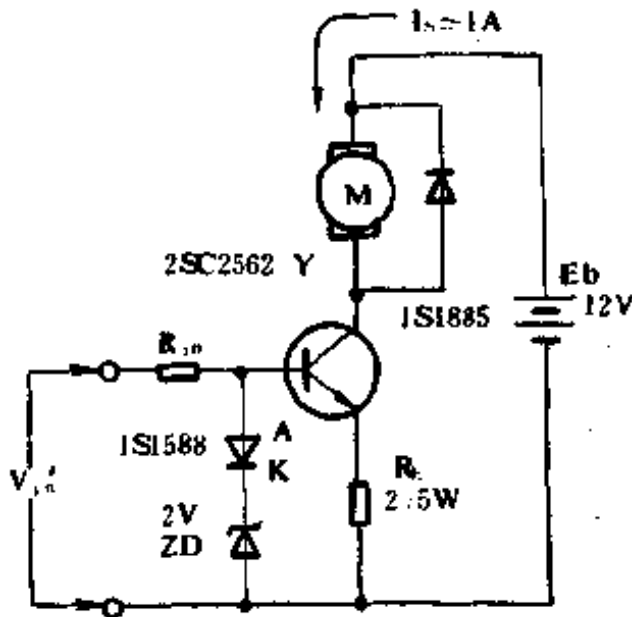


图 20-12 1A 限流电路

退磁等, 必须对电机的驱动电流加以限制, 因此, 在电机的电流回路中, 应增设限流器或恒流器。

图 20-12 为 1A 限流电路, 在功率晶体管的基极输入端设置了稳压二极管箝位电路。其稳压二极管的稳压值为 2V, 此稳压值越大,

则电流极限值也越大。电流值增大,会导致晶体管及发射极电阻部分损耗的增加。

(来源:メカトロニクスのための モータ应用回路 101 選 谷腰欣司 著 1992.2)

20.13 功率晶体管的过热保护

功率晶体管是家用电器中使用很多的电力半导体管器件。为了防止结温过高而损坏,必须采用过热保护。由于温控晶闸管热反应性好,能一次完成温度传感器和晶闸管的功能,不需要热敏电阻的差动放大电路或施密特电路,使电路大为简化。另外有保持导通的机能,不需要为维持导通而另加电路。因此,用温控晶闸管对功率晶体管进行过热保护是有效的。电路如图 20-13 所示。由温控晶闸管检出晶体管的过热,使基极电流旁路,从温控晶闸管流过,从而切断功率晶体管的集电极电流,防止过热。图中温

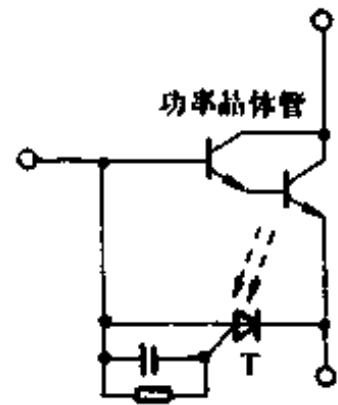


图 20-13 功率晶体管的过热保护电路

控晶闸管阳极与门极之间的电阻大时,设定温度低;电阻小时,设定温度高。这要根据需保护的晶体管来选取,当电阻选 $470\text{k}\Omega\sim 330\Omega$ 时,温控范围为 $70\sim 120^\circ\text{C}$ 。温控晶闸管阳极与门极间的电容一般可取 $0.001\mu\text{F}$,它是用来限制 dV/dt 用的,以保护元件。

(来源:家用电器科技,李峻,1992 年第四期)

20.14 简易镍镉电池短路故障快速消除器

电路如图 20-14。它用来消除镍镉电池内部的短路。操作时,将镍镉电池接在输出端并按压按钮开关三秒钟。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.15 镍镉电池短路快速消除器(一)

镍镉电池的内部短路可以用图 20-15 所示的快速短路清除器来

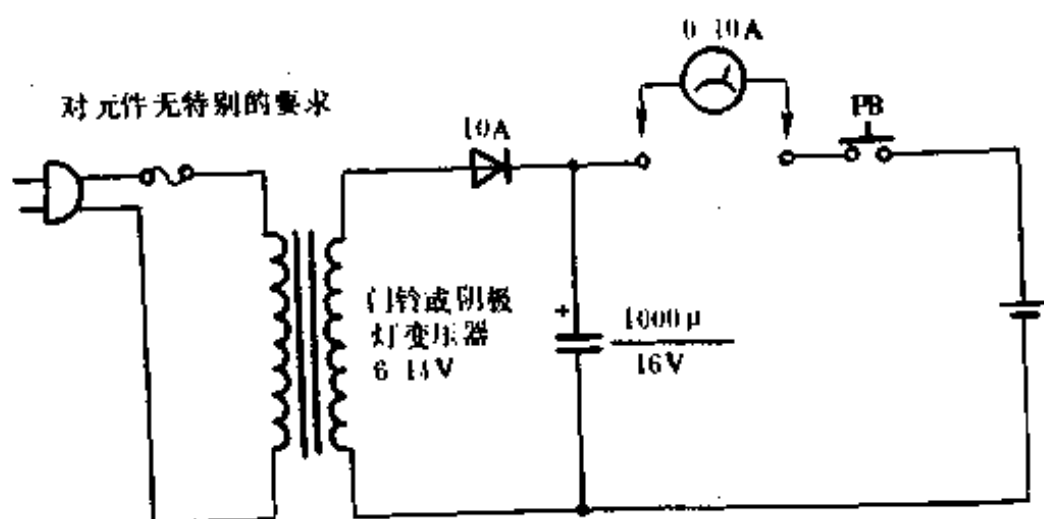


图 20-14 镍隔电池简易故障消除器电路

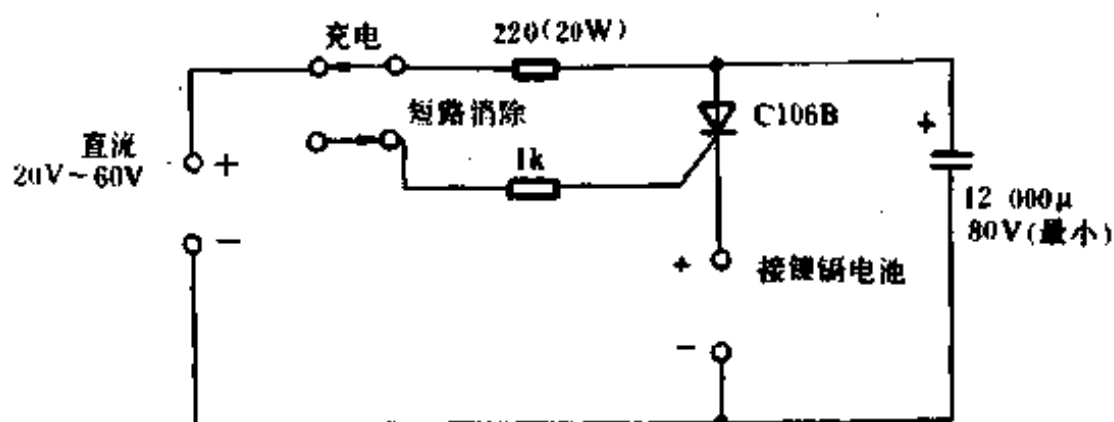


图 20-15 镍镉电池短路快速消除电路(一)

消除。使用 SCR 来防止过大的放电电流损坏开关的触点。

(来源: Courtesy William Sheets)

20.16 镍镉电池短路快速消除器(二)

电路如图 20-16 所示, 它可快速消除镍镉电池内部短路。

注意: 由于电池的负端与交流侧相接, 为了工作安全, 应该使用 1:1 的隔离变压器。

(来源: Courtesy William Sheets.)

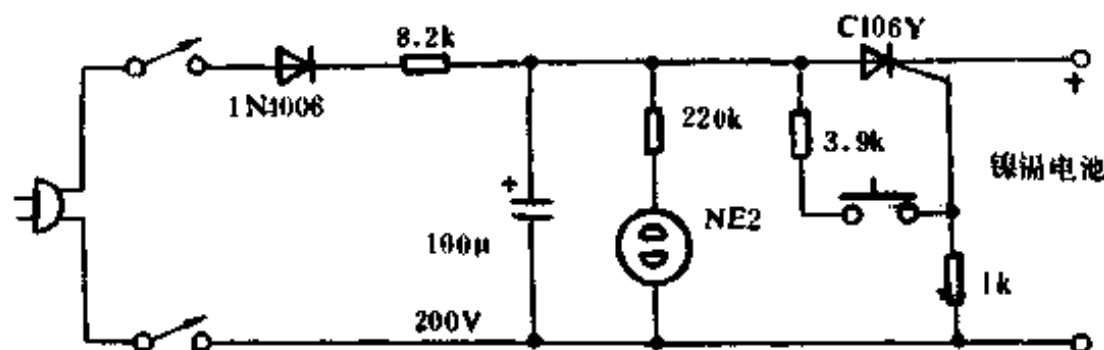


图 20-16 镍镉电池短路快速消除电路(二)

20.17 全自动保护电冰箱电子温控器

全自动保护电冰箱电子温控器的温度控制部分主要适用于双门双温自动化霜型电冰箱。它由保护电路、温度检测/控制电路、停机延时电路、或非门及开关电路组成。主体元件是 556 双时基电路。其中一个组成保护电路,另一个组成温控及停机延时电路。

图 20-17 为全自动保护电冰箱温控器的电路原理图。接通电源后,市电经变压器 B 变压、 $D_1 \sim D_4$ 全桥整流、电容器 C_1 滤波、 IC_1 三端稳压集成电路稳压后给电路供电,电路开始工作,红色电源指示灯 LED_3 亮。

双时基电路的第一部分 556(1)接成单稳态模式,实现断电延时、过压及欠压保护功能。刚开始供电时,因 $V_A < E_C/3$,高触发端 2 电位 $V_2 < 2E_C/3$,输出端 5 输出高电平,黄色保护指示灯 LED_1 亮, BG_7 导通,音乐集成电路 IC_3 电源接通工作,并通过压电蜂鸣片奏乐,表示处于保护状态;或非门 IC_4A 输出低电平, BG_8 截止,绿色运行指示灯 LED_2 熄灭,光耦合器 GD 接收管截止,电路处于断电延时保护状态。同时, C_1 通过 R_2 及 W_1 充电,使 $V_A > E_C/3$;放电端 1 对地截止, C_5 通过 R_7 充电,高触发端的电位逐渐上升。当经过 5~7 分钟的延时,高触发端 2 的电位 $V_2 > 2E_C/3$,时基电路输出端翻转为低电平,放电端 1 对地导通, C_5 通过放电端 1 对地放电,黄色指示灯 LED_1 熄灭,断电延时保护结束。

当供电电压过高(即过压)时,由 R_1 、 W_1 组成的分压电路感知到这一变化,使 BG_2 基极电位大于 $0.6V$ 而导通,556(1)的低触发端 6 的电位 $V_6 < E_c/3$,此时因高触发端 2 的电位 $V_2 < 2E_c/3$,输出端 5 翻转为高电平,黄色保护指示灯 LED_1 亮, IC_3 奏乐,表示电路处于过压保护状态。此状态直至延时 $5\sim 7$ 分钟,且电源电压恢复到过压临界值 $242V$ 以下为止。过压临界值可通过 W_1 调整, W_1 滑动端对地值增大,过压临界值降低。

当供电电压过低(即欠压)时,由 R_2 、 W_2 组成的分压电路使 A 点电位 $V_A < E_c/3$,因而 5 脚输出高电平,黄色保护指示灯 LED_1 亮, IC_3 奏乐,进入欠压保护状态。此状态直至延时 $5\sim 7$ 分钟且电源电压恢复到 $180V$ 欠压临界值以上时为止。欠压临界值可通过 W_2 调整, W_2 滑动端对地值增大,欠压临界值降低。

由于电冰箱属感性负载,启动时会产生瞬间 $5\sim 7A$ 的大电流,电源电压也会随之下降 $7\sim 15V$ 左右。这时,如果电源电压靠近欠压临界值 $180V$,冰箱一旦启动,电源电压便会下降到临界值以下,使欠压保护电路再次动作,造成冰箱频繁地通、断电。为解决这一问题,设置了由 BG_1 、 R_3 、 R_4 、 R_5 和 C_4 组成的辅助启动电路。当电源电压恢复到 $180V$ 以上,并经过 $5\sim 7$ 分钟延时后,输出端 5 输出低电平,因 C_4 两端电压不能跃变,所以 B 点电位随之下降至低电平, BG_1 导通,将 A 点电位提升到 $E_c/3$ 以上,直至 B 点的电位上升到使 BG_1 截止为止。这段辅助启动时间可通过调整 R_5 来改变, R_5 增大、辅助启动时间加长,本电路设置的时间为 2 秒钟左右。在电源电压恢复到欠压临界值时,若压缩机在 2 秒钟内不能启动,则重新进入欠压保护状态,对启动失败的电冰箱起了保护作用。

556(2)接成双稳态模式,实现温度控制及停机延时保护功能。 R_6 即温度敏感元件,它是一负温度系数热敏电阻,与 R_{11} 、 W_4 、 W_5 和 BG_1 组成停机温度检测电路,而与 R_{10} 、 W_3 及 BG_3 组成开机温度检测电路。

当 R_6 感知的温度大于开机温度 $5C$ (化霜完毕)时,556(2)的高

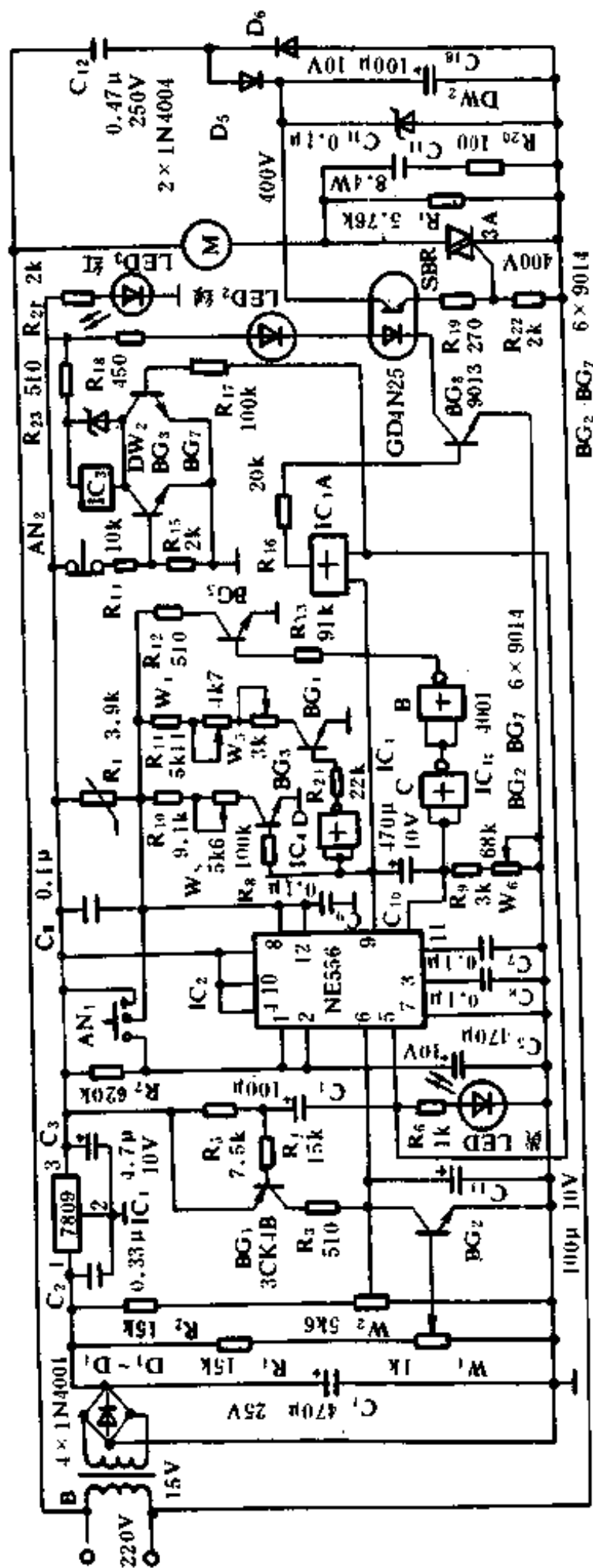


图 20-17 全自动保护电冰箱电子温控器电路

触发端 12 和低触发端 8 的电位 $V_{12} > 2E_c/3$, 输出端 9 输出低电平, 若保护电路 556(1) 输出端 5 也是低电平(正常状况), 则或非门 IC_4A 输出高电平, BG_8 导通, 绿色运行指示灯 LED_2 亮, 光耦合器的接收管导通, 双向可控硅 SBR 被触发导通, 压缩机 M 启动运行, 冷冻室 1 和冷藏室 5 的温度逐渐下降, 图中的 C_{12} 、 D_5 、 D_6 、 C_{13} 和 DW_2 组成可控硅触发电源电路。220V 市电经 C_{12} 降压, D_5 、 D_6 整流, C_{13} 滤波, DW_2 稳压后触发双向可控硅 SBR。 C_{11} 和 R_{20} 构成保护双向可控硅 SBR 的浪涌电压吸收装置。在此期间, 556(2) 输出端 9 输出低电平, BG_3 截止, 反相器 IC_4D 输出高电平使 BG_4 导通, 开机温度检测电路截止, 停机温度检测电路工作。

当温度敏感元件 R_1 感知的温度下降到设定的停机温度时, C 点的电位 $V_c < E_c/3$, 556(2) 输出端 9 翻转为高电平, 放电端 13 截止, IC_4A 输出低电平, 压缩机 M 停止, 化霜电热丝 4 (R_4) 接通, 发热化除冷藏室蒸发器 3 上的霜层。停机温度可通过 W_4 和 W_5 来调节, 增大时, 停机温度降低。

与此同时, 由于 C_{10} 两端的电压不能跃变, D 点变为高电位, 经过两个反相器 IC_4C 和 IC_4B 反相后, 使 BG_5 导通, 将 C 点的电位钳制在 $E_c/3$ 以下, 此时开机温度检测电路失去作用。随着 C_{10} 的充电, D 点的电位逐渐降低, 当降低到 IC_4C 的门限电压时, IC_4C 翻转为高电平, BG_5 截止, 开机温度检测电路恢复作用。也就是说, 556(2) 输出端 9 在输出高电平使压缩机停止后, 只有经过设置的停机延时时间后, 才有可能再输出低电平使压缩机 M 重新启动运行, 这就是停机延时保护。停机延时保护时间一般设置 5 分钟, 可通过 W_5 调整, 增大时, 延时加长。

在压缩机停止后, 冰箱内温度逐渐上升, 当温度上升到 5°C 时, R_1 的电阻下降到使 C 点的电位 $V_c > 2E_c/3$, 556(2) 输出端 9 输出低电平, 电容器 10 通过放电端 13 对地放电, 若停机延时已结束及保护电路 556(1) 输出低电平(正常状况), 则压缩机启动运行, 化霜加热丝 4 被 SBR 短路停止工作, 冰箱内温度又开始下降。开机温度可通

过 W_3 调整, W_3 增大, 开机温度下降。

图中的电容 C_6 、 C_7 、 C_8 和 C_9 是为抗干扰而设置的。 R_9 是为防止 W_6 调在零、556(2)输出端 9 输出高电平时对地短路损坏而设置的。 $A N_1$ 是强迫启动按钮, 它有三个触点, 当按下时, 556 的两个输出端 5 和 9 都输出低电平, 强迫启动压缩机。 $A N_2$ 为开门提醒开关, 当门打开时, 它回弹接通, BG_6 导通, IC_3 音乐集成电路工作奏乐, 提醒及时关门, 以减少冷量流失。

(来源: 家用电器科技, 林传泽, 1990 年第五期)

20.18 掉电时存储器保护电源

电路如图 20-18 所示。其辅助输出给存储器供电, 主输出给系统供电并被接到存储器保存管脚。当掉电时, 主输出变为低电平, 同时使存储器进入数据保护状态, 此时, 辅助输出也变为低电平, 停止供电。

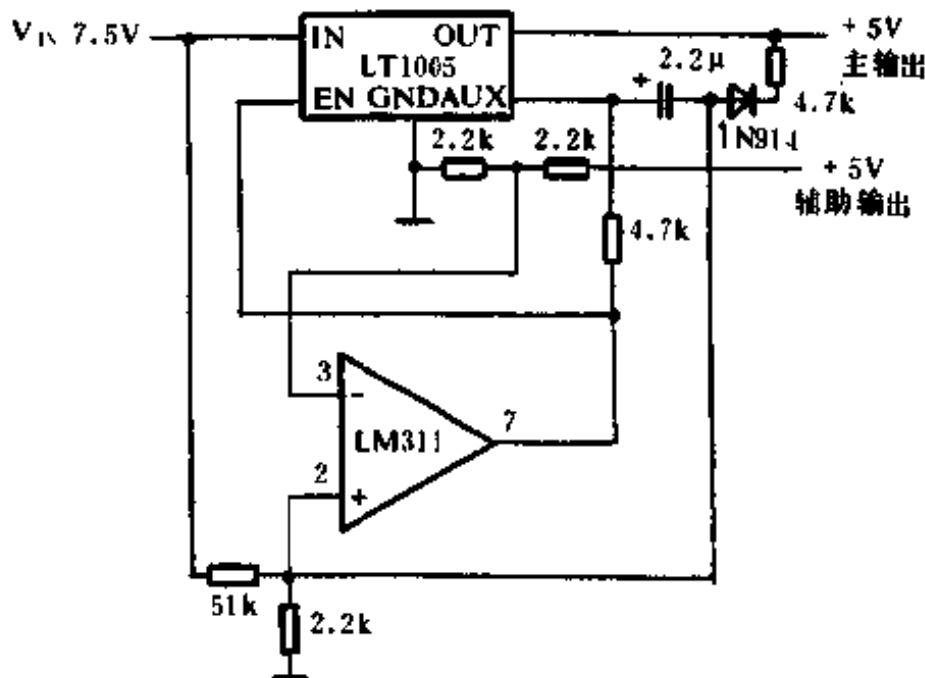


图 20-18 掉电时存贮器保护电源

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.19 提高稳压管的功率等级

用一个功率晶体管从小功率的稳压管中得到大功率的齐纳电压 $V_{z1} = V_z - V_{ce}$ 。通过选用合适的晶体管 Q_1 和 Q_2 (如图 20-19 所示), 一个 400mW 的稳压管可被用在 10W 的场合, 1W 的稳压管可用在 50~80W 的场合。如果需要的功率较小, Q_1 可选用 ASZ15 (锗管) 或 AY9140 (硅管), Q_2 为 2N2955 (硅管)。如果需要的功率较大, Q_1 应选用 ASZ18 (锗管) 或 2N2955 (硅管), Q_2 为 2N3055 (硅管) 或 AY8149 (硅管)。晶体管要装散热片。电路 A 的优点是晶体管可以用螺栓固定在底架上, 这起到了散热片的作用, 无需另加散热片。

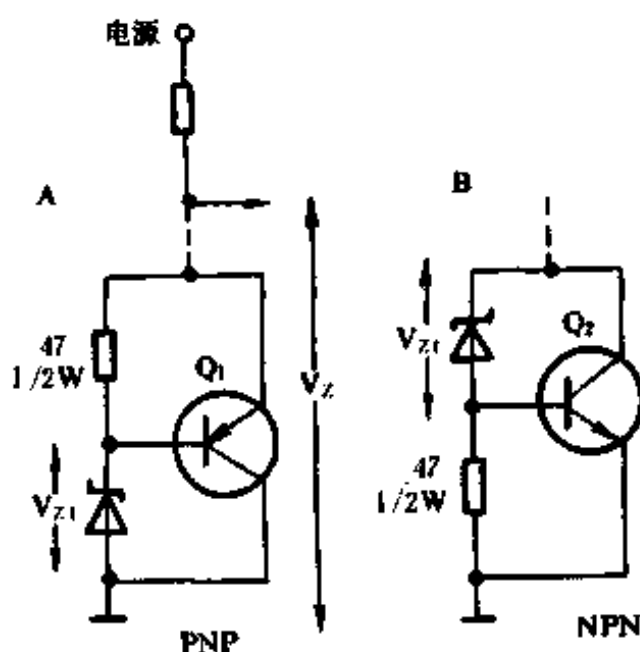


图 20-19 提高稳压管的功率等级电路

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

20.20 具有过流和过热保护系统的 10A 稳压电源

电路如图 20-20 所示。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

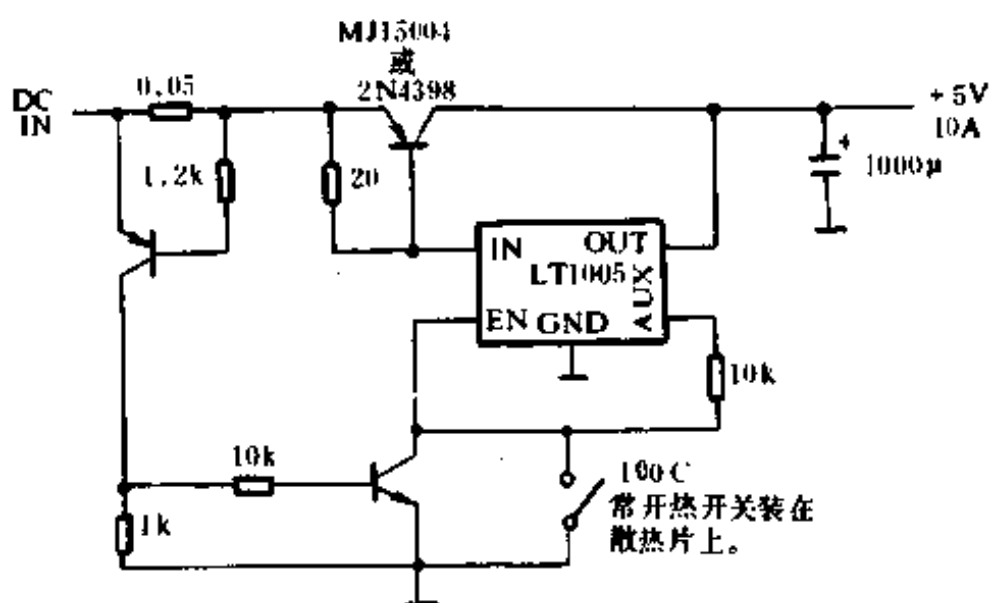


图 20-20 具有过流和过热保护的稳压电源

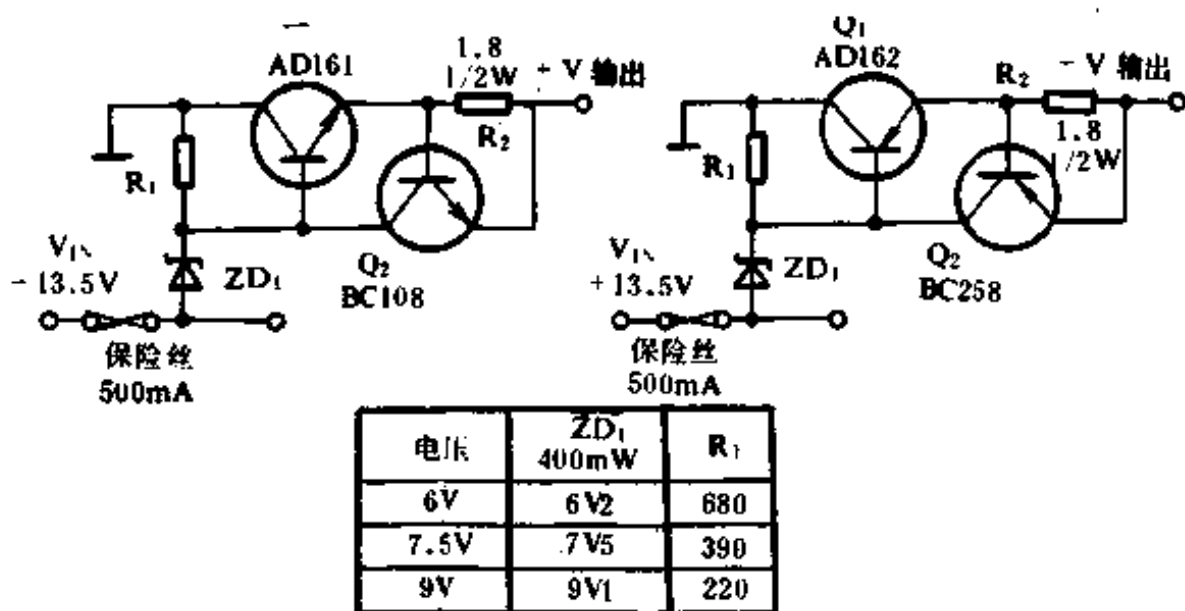


图 20-21 带短路保护的低压稳压器

20.21 带短路保护的低压稳压电源

电源电路如图 20-21 所示,其输入为 13.5V 的汽车电池,输出可以为 6V、7.5V 或 9V。如果输入为交流经整流的滤波的直流电,该电路一样能很好地工作。图中给出了正极接地和负极接地的两种电路。功率晶体管应装上散热片。两个电路都有过载和短路保护,电流

不能超过 330mA。在正常工作情况下, R_2 上的电压不超过 500mV, Q_2 截止, Q_1 导通。如果电流过大, 使得 R_2 上电压超过 500mV 时, Q_2 导通, Q_1 关断, Q_1 得到保护。图中的表格栏里给出不同的输出电压所对应的 ZD_1 和 R_1 的值。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

二十一、灯光照明电路

21.1 由晶闸管构成的日光灯调光电路

电路如图 21-1 所示。电源电压一接通,首先灯丝被预热。门极控制电路由桥式整流、UJT(单结晶体管)振荡电路、 Q_2 、 Q_3 、 C_3 、 R_4 、 R_5 组成的脉冲放大电路以及 Q_4 、 TP_1 组成的脉冲输出电路构成,可以产生 1~2ms 的门极脉冲。日光灯为感性负载,门极脉冲应有足够的幅度和宽度,幅度由 C_3 、 R_4 、 R_5 决定。门极脉冲通过脉冲变压器 TP_1 分别加到晶闸管 SCR_1 、 SCR_2 的门极,电源电压为正时, SCR_1 开通;电源电压为负时, SCR_2 开通,给日光灯镇流器供电。图中线圈 n_2 和电容 C 可以改善低电压时日光灯的启动性能。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

21.2 由双向可控硅构成的日光灯调光电路

电路如图 21-2 所示。因为主双向可控硅 BCR_1 的门极触发脉冲为正弦信号,所以使用了辅助变压器 T 和辅助双向可控硅 BCR_2 。由 VR_1 、 VR_2 、 R_3 、 C_5 及 PUT 脉冲发生电路产生用于相位控制的触发脉冲,此脉冲通过脉冲变压器 PT 加到 BCR_2 的门极, BCR_2 由变压器 T 提供电流,从而构成 BCR_1 门极电流供给回路。若 BCR_2 被触发导通,则 BCR_1 的门极有正弦电流流过,因此它也被触发导通,于是日光灯通过镇流器从电源获得稳定的电流,便可以调光了。不把 PUT 产生的触发脉冲直接加到 BCR_1 的门极上,而是通过 T 、 R_7 、 BCR_2 将正弦波触发脉冲加到 BCR_1 的门极,是因为门极脉冲过于狭窄,在负载为感性的时候,主电流还没上升到足够值时,门极脉冲就已结束, BCR_1 不能维持导通状况,日光灯便不能启动。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

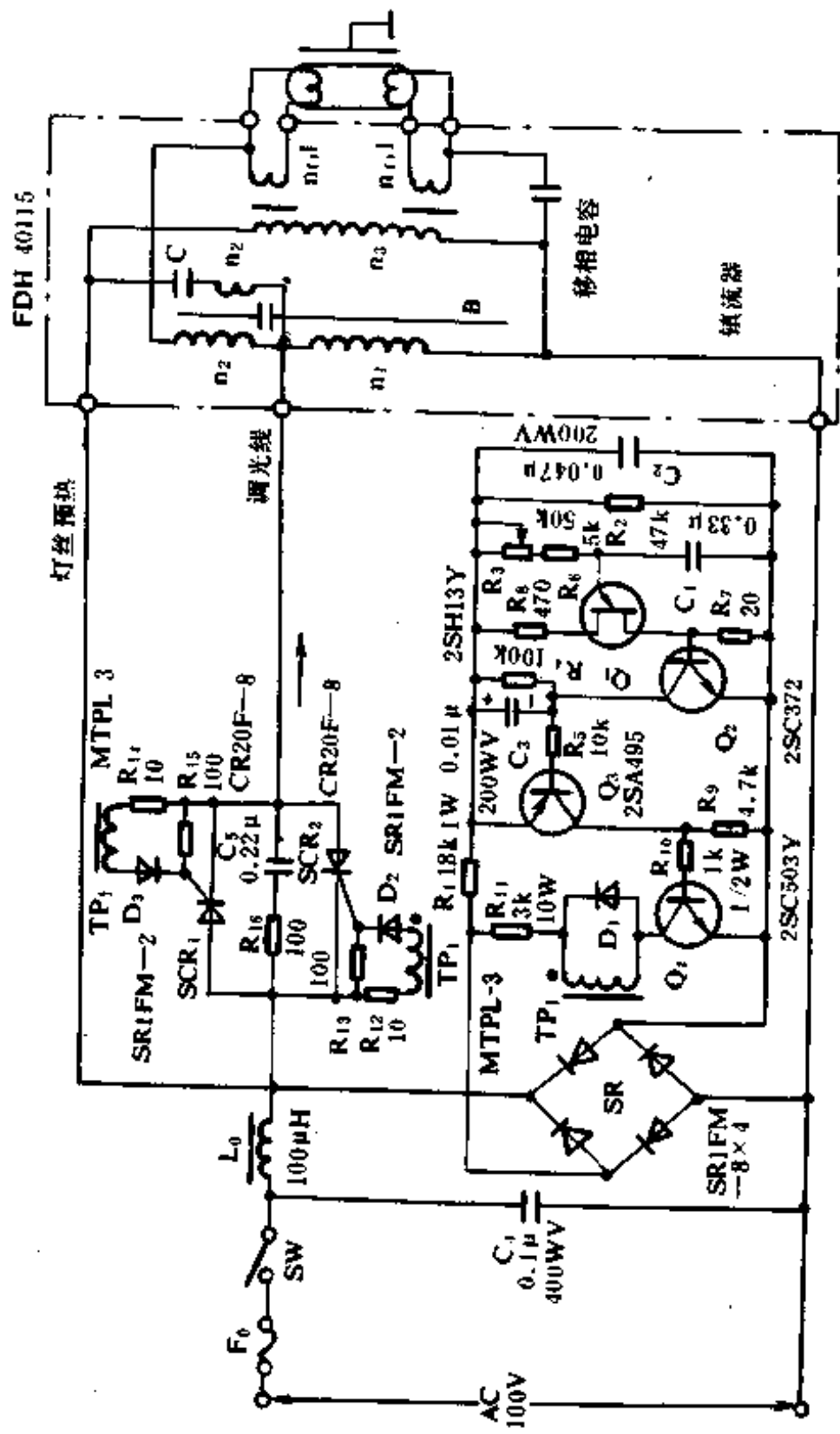


图 21-1 由晶闸管构成的日光灯调光电路

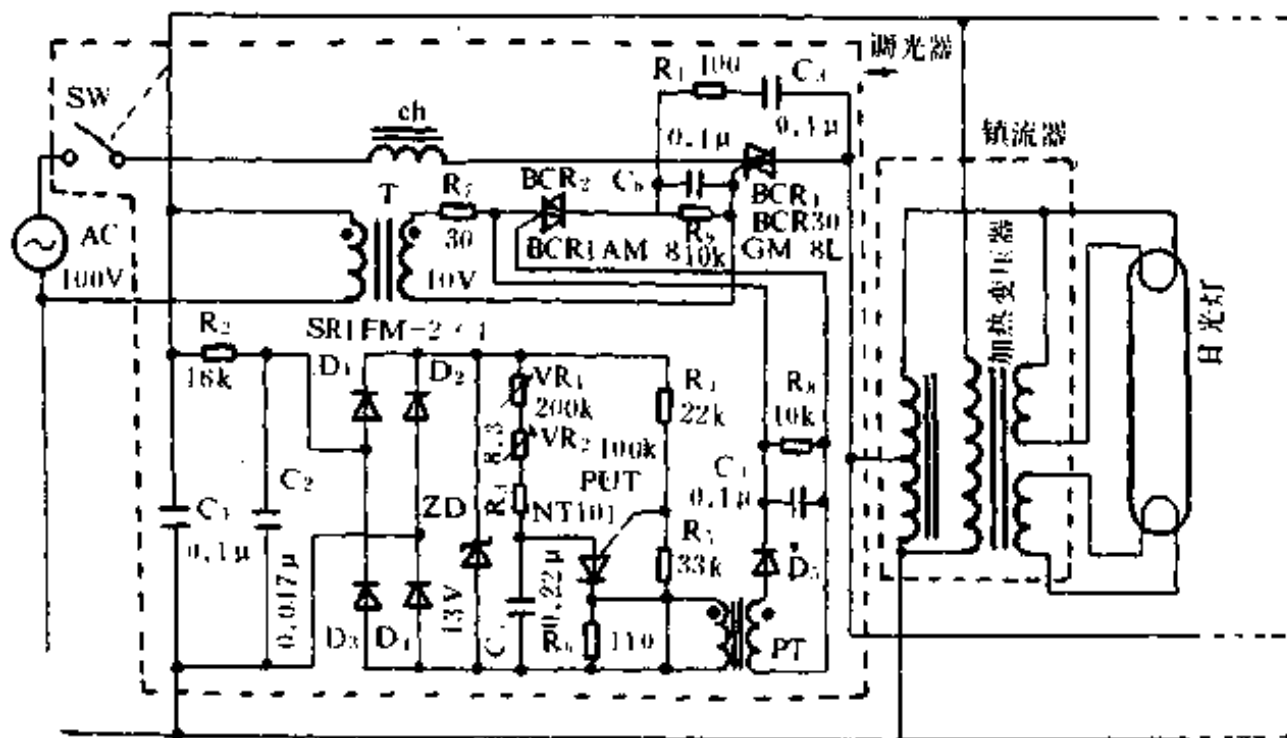


图 21-2 由双向可控硅构成的日光灯调光电路

21.3 用双向可控硅调光的电子镇流器

图 21-3 所示为一 40W 可调光电子镇流器的实物剖析电路。该电路采用改变电位器阻值的大小来改变双向可控硅的导通角以达到调光的目的。电路参数如下： L_1 是在 $\varnothing 10$ 铁氧体磁芯上绕 12 匝，电感量为 0.12mH ；电位器 W 为 $1\text{M}\Omega$ 的普通电位器；双向可控硅 K 为 $3\text{A}/600\text{V}$ ； $D_1 \sim D_4$ 为 $1\text{N}4007$ ； D_5 和 D_9 为 DB_3 、 32V ； $D_6 \sim D_8$ 为 $1\text{N}4004$ ； R_1 为 430k ； R_3 、 R_4 、 R_6 为 5.1Ω 、 $1/4\text{W}$ ； R_5 和 R_7 为 0.9Ω 、 1W 的绕线电阻； R_8 为 470Ω ； C_1 为 $10\mu\text{F}/350\text{V}$ 铝电解电容； C_2 为 $0.1\mu\text{F}/63\text{V}$ ； C_3 为 3.3nF ； C_4 和 C_5 为 100nF ； C_6 为 $0.047\mu\text{F}/400\text{V}$ ； C_7 和 C_8 为 $0.015\mu\text{F}/400\text{V}$ ； C_9 为 $0.068\mu\text{F}$ ； Q_1 和 Q_2 为 $\text{BU}406$ ；变压器 B 的绕组匝数为 $N_1 : N_2 = 12 : 4$ ； L_3 电感是 $\varnothing 26$ 的磁罐绕线而得。

(来源：郑琼林(实物剖析笔记))

21.4 照明灯稳压电路(一)

照明灯稳压器一般用于复印机上卤光灯的稳压，使其光束变化

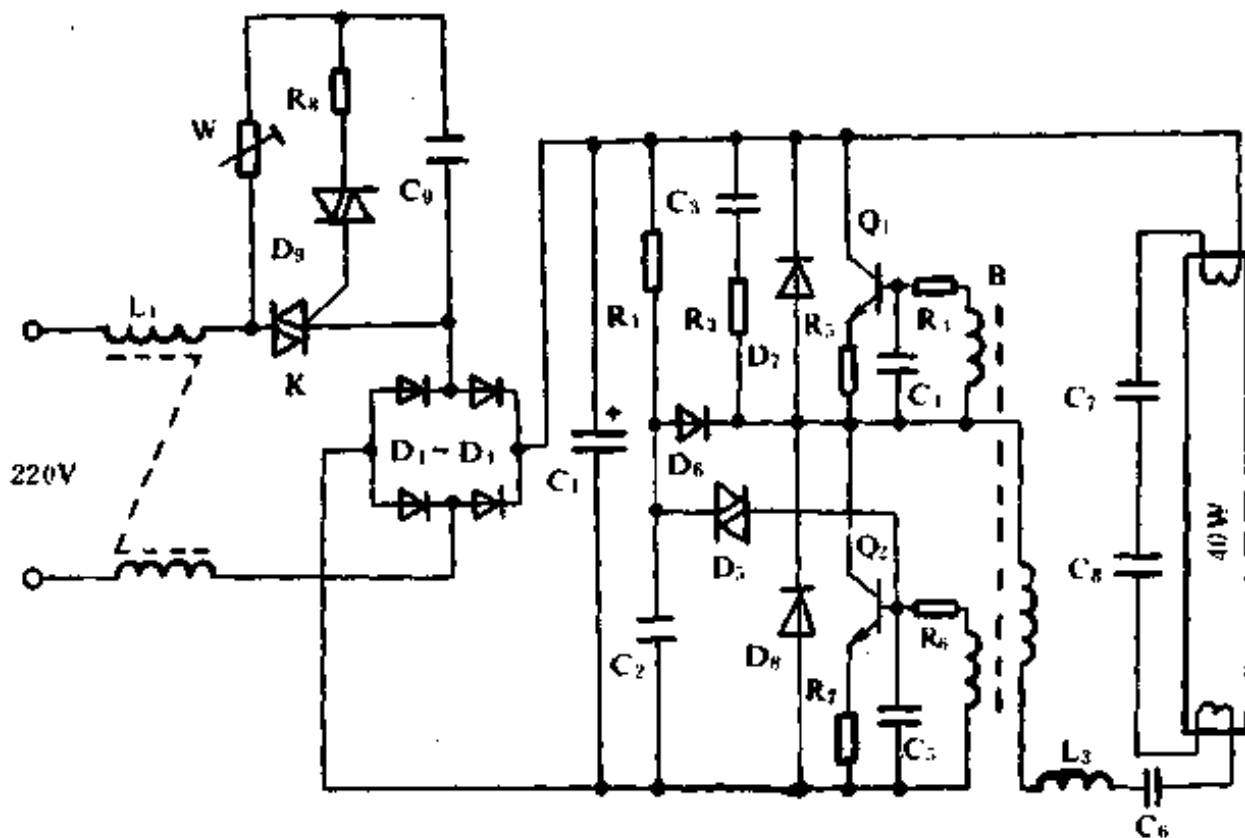


图 21-3 用双向可控硅调光的电子镇流器

量尽可能小。为了保证复印浓度不变,要求卤光灯的电源电压稳定在 $1\sim 2\%$ 以内,稳压方法一般有晶闸管、双向可控硅的相位控制、晶体管相位控制,其中双向可控硅相位控制较常用。作为控制方式,有开环控制和闭环控制,后者比前者的精度要高。

为了保证卤光灯亮度恒定,必须保证负载电压的有效值不变,所以,反馈量必须先转换成与有效值电压相对应的直流电压值,再产生与此值相比较的相位控制信号。

图 21-4 为使用白炽灯和光敏电阻构成的稳压电路。输出电压有效值的检测是用光导纤维把 30W 白炽灯的光束反馈到光敏电阻 C_d 上的方法来进行的。当输出电压增大,灯光加强时, C_d 的阻值下降,晶体管 Q 的基极电流减小, Q 的集电极电流也减小, C_2 的充电时间变长,双向可控硅的触发相位迟后,输出电压下降;相反,电源电压下降时,灯光变暗,双向可控硅的触发相位超前,电压升高,这样,便控制卤光灯的亮度为恒定。

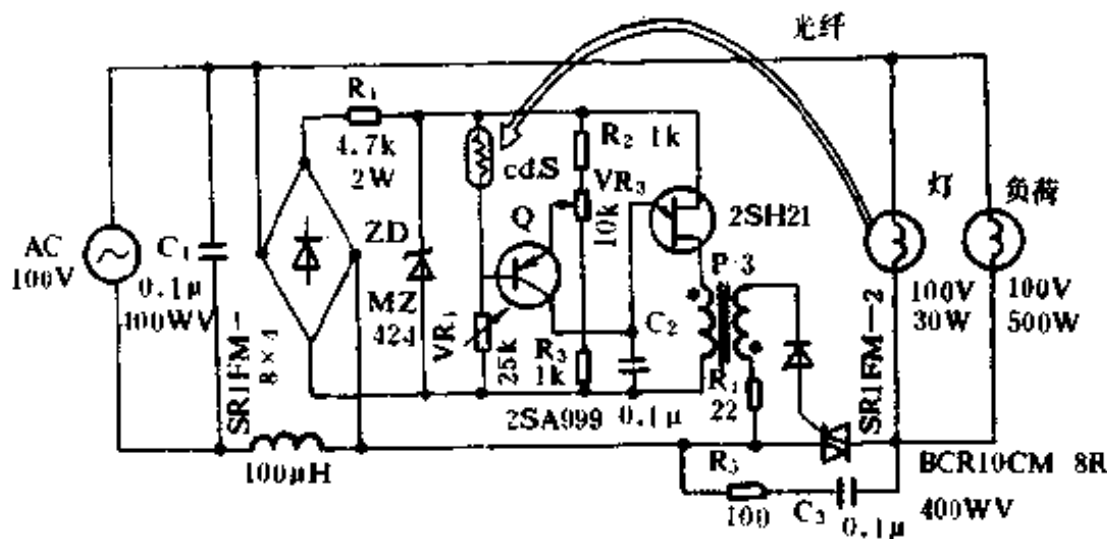


图 21-4 照明灯稳压电路(一)

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

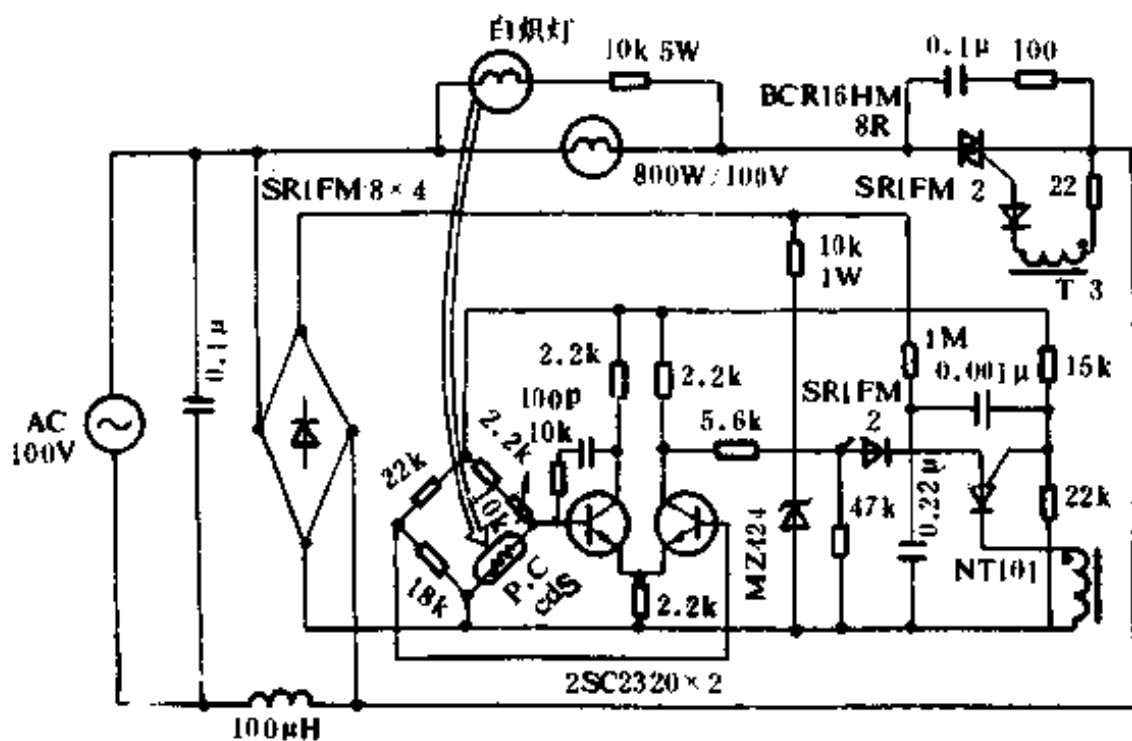


图 21-5 照明灯稳压电路(二)

21.5 照明灯稳压电路(二)

图 21-5 所示也是照明灯稳压电路,作用原理与图 21-4 相同,只是略微复杂些,检测电路采用电阻桥和三个晶体管构成的差动放大

电路。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

21.6 可调照明灯稳压装置

电路如图 21-6 所示。降压变压器和运算放大器构成卤光灯稳压装置。反馈信号由降压变压器检测,输入到运放的反相输入端。运放工作于双电源方式, $V_{CC}=+22V$, $V_{EE}=-2V$ 。远距离调节器设定的电压经软启动后送到运放的同相输入端,比较后的电压差值输出信号通过电阻加到 Q_1 的基极。当输出电压比给定电压大时, Q_1 集电极电流减小,电容 C_1 充电时间增长,使 UJT 触发角后移;反之,当输出电压小于给定电压时,电容 C_1 充电电流变大,UJT 触发角前移。UJT 触发导通后,其输出电压经脉冲变压器 T_3 加到双向可控硅的门极上,使双向可控硅触发导通。这样只要给定量一定,卤光灯电压值即可保持稳定,卤光灯亮度就会不变。另外,通过调节器,又可以改变卤光灯亮度。

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

21.7 单开关管的 8W 日光灯镇流器

电路如图 21-7 所示。它使用 Zetex 公司的 ZTX652 开关管工作在低饱和压降、大电流的情况来为 8W 的日光灯提供镇流电路。这一电路设计精巧,成本很低,工作效率高。电路的参数如下: D_1 为 ZS170; C_1 为 $100\mu F/25V$ 铝电解电容; C_2 为 $0.22\mu F/35V$ 钽电容; C_3 为 $0.015\mu F/250V$ 涤纶电容; C_4 为 $0.068\mu F/250V$ 涤纶电容; R_1 为 $270\Omega,1W$; R_2 为 $22\Omega,1/4W$; R_3 为 $2.2\Omega,1/4W$; Q_1 为 ZTX652。

(来源:Electronics World+wireless world, JUNE 1992, Vol. 97)

21.8 25W 弧光灯电源

电路如图 21-8 所示。它输出两种电压用来启动弧光灯和使之正常工作。弧光灯的启动电压超过 1000V。当它稳定后,电压将会降到

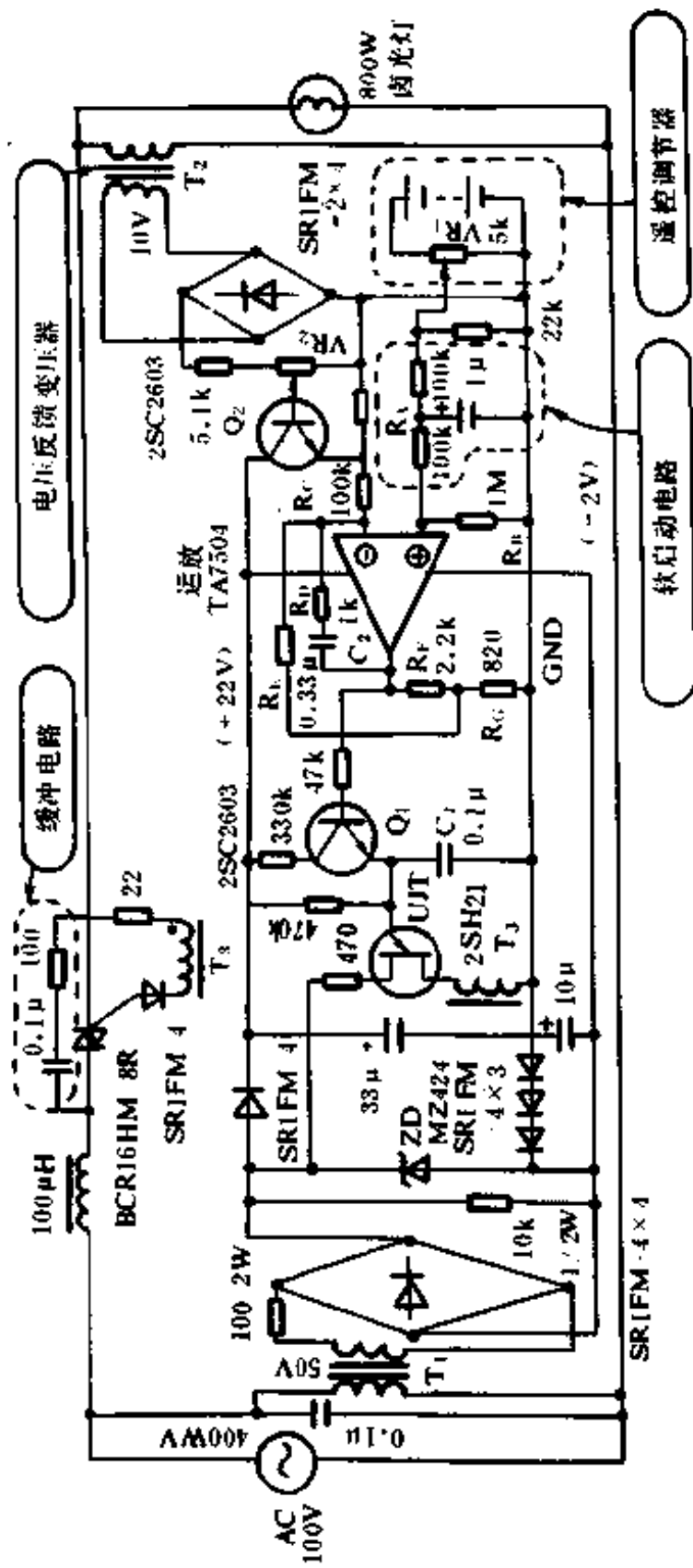


图 21-6 可调照明灯稳压装置

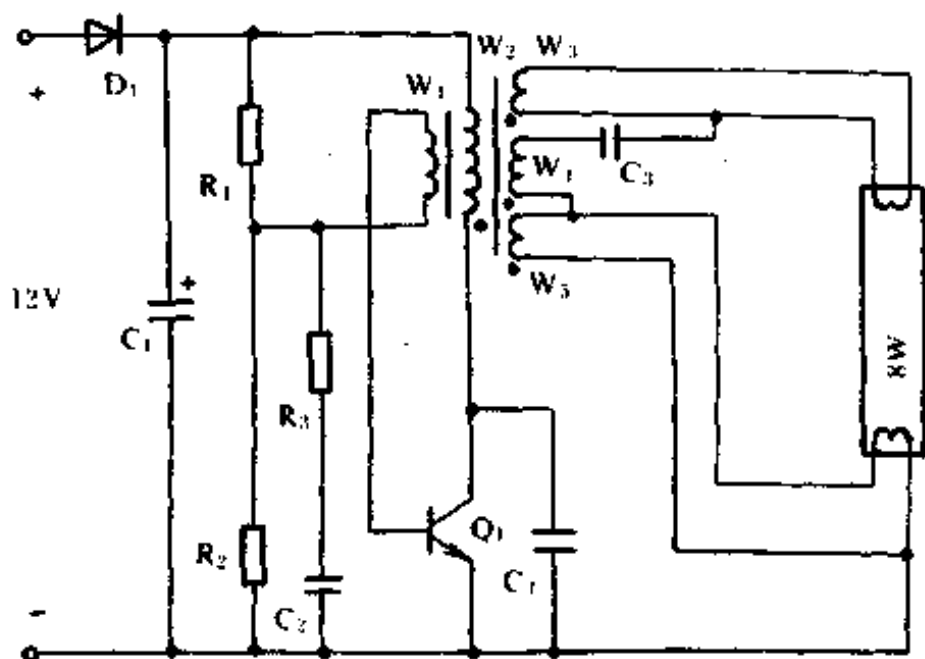


图 21-7 单开关管的 8W 日光灯镇流器

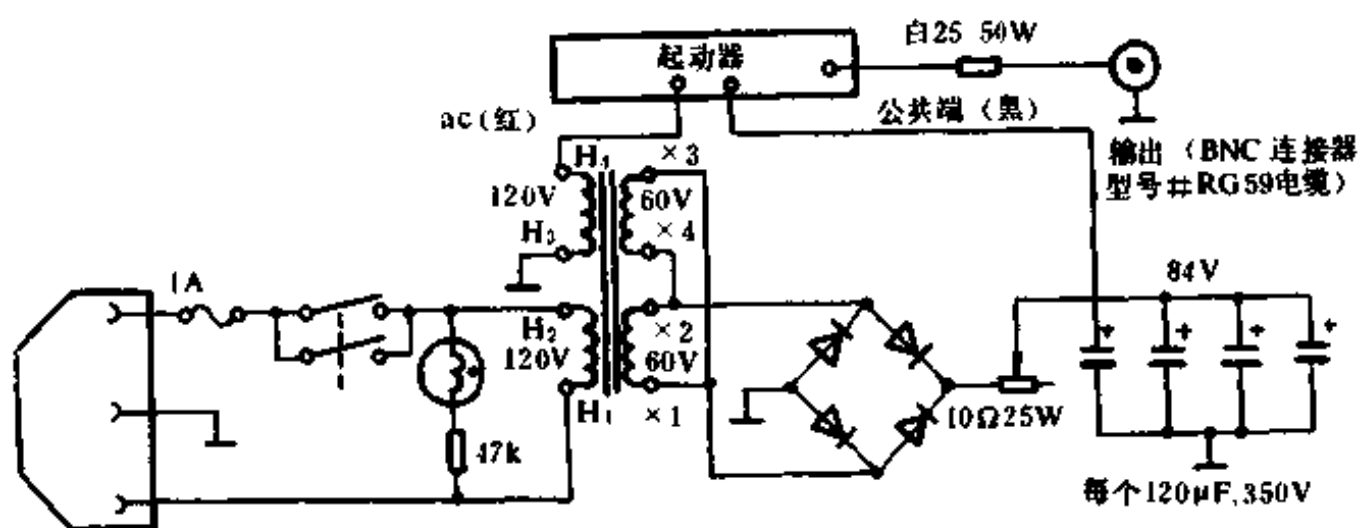


图 21-8 25W 弧光灯电源

20V 左右。电源包括两个主要的部分，第一部分是低压部分，为一个 84V 的直流电源，用于弧光灯的稳定工作。电流由一个 10Ω 的可调电阻和一个 25Ω 的固定电阻限制。第二部分是高压启动电路，这是一个 Cockroft-walton 电压乘法器。空载时，输出电压为 2036V。当然，当弧光灯稳定工作后，大电流使得所有的二极管都被正向偏置，电路成为一个压降只有 7.2V 的通路。电容取值较小以确保当弧光

灯稳定工作时所有的二极管都将被正向偏置。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

21.9 复印机灯软启动电路

复印机用卤光灯的工作电流大,使用频率高,使用继电器,由于触点的摩耗等问题,寿命不长,所以,一般使用双向可控硅来控制。为了减少卤光灯接入时的冲击电流,以减小双向可控硅的容量,下面介绍一个为达到以上目的软启动电路,如图 21-9 所示。

SW_1 和 SW_2 接入后,经 R_4 、 R_5 对 C_3 的充电电流绝大部分被 $D_2 \sim D_5$ 、 R_3 及 C_2 旁路,使双向可控硅的触发相位大大延迟。与此同时,通过 D_1 和 R_1 向 C_2 充电, C_2 的旁路电流渐渐减小, C_3 的充电电流渐渐增大,使双向可控硅的触发相位逐渐提前,经过几个循环(时间由 R_4 、 R_5 和 C_3 决定)后,触发相位稳定到常值,卤光灯电流也达到额定值。因此,通过软启动电路,使卤光灯的电流缓慢地上升到给定值,从而减小了双向可控硅的容量。

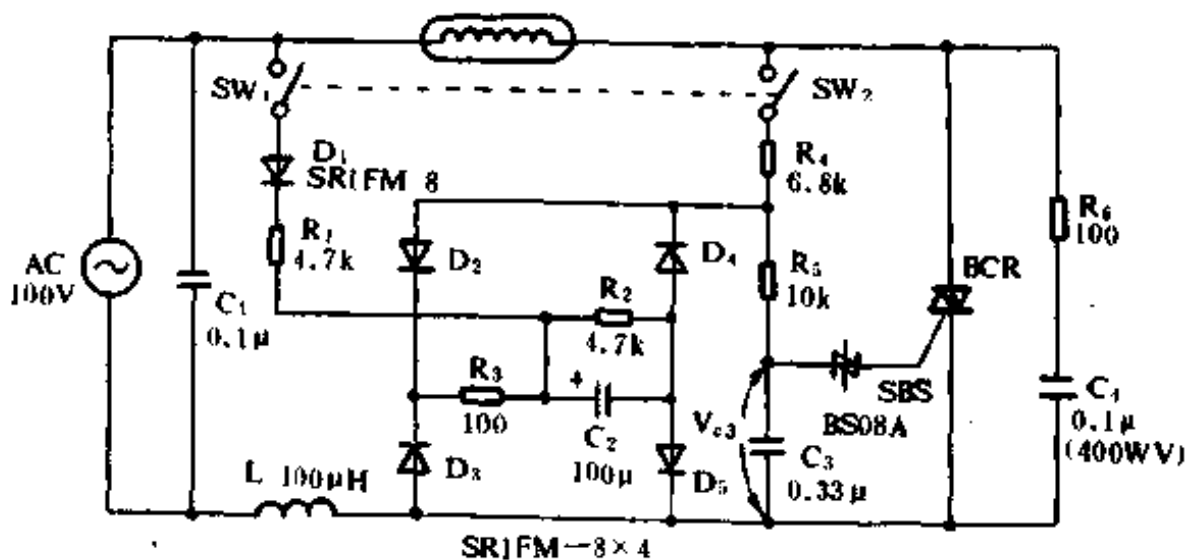


图 21-9 复印机用卤光灯软启动电路

(改订 電力制御回路設計ノウハウ 在田保信/森 敏/由宇义珍 共著 1992.10)

(5) 强光射灯。它由 K_1 控制,射灯可俯仰 180° ,光束强,夜间照射距离达 80 米。

(6) 多档位开关。它被制作在印刷板上。反时针旋转有两档,分别为单灯管、双灯管亮;顺时针旋转有四档,依次为闪烁灯、报警声、闪烁灯与报警声、闪烁灯与报警声与单管荧光灯同时工作。共六种方式,使用方便。

(来源:电子报合订本,1992年)

21.11 110V 电子镇流器

110V 电子镇流器适用于 110V 交流电压的场所,能在 70V 的低电压下快速一次启动,并可直接使用额定工作电压 220V 的各种型号规格的日光灯管,具有相同的发光效果。

电子镇流器的基本原理是采用高效电子开关电路,产生较高频(大于 20kHz)电流驱动日光灯工作。它实质上是一个直流——交流逆变器。图 21-11 所示为 110V、40W 规格的电子镇流器的电原理图。

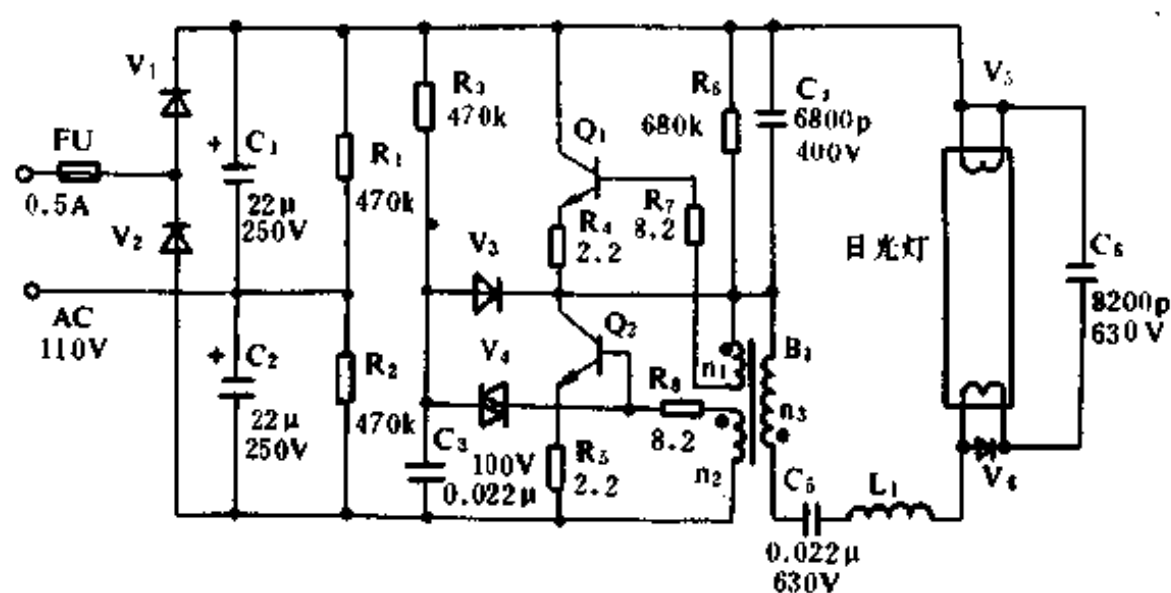


图 21-11 110V 电子镇流器电路

输入电源电压为交流 110V,两只二极管 V_1 和 V_2 组成半波二倍压整流电路。假设电路瞬时正处在交流电压的正半周,即上端电压

为正,下端电压为负,二极管 V_1 导通,近似于短路(V_2 截止),电容器 C_1 充电,达到峰值电压 $\sqrt{2} \times 110V$,充电电压的极性是上正、下负。当交流电压变为负半周时,二极管 V_1 截止, V_2 导通,并向电容 C_2 充电。电容 C_1 、 C_2 上的电压叠加为 $2\sqrt{2} \times 110V$,即输出约 $310V$ 的直流电压。电阻 R_3 、电容 C_3 及双向二极管 V_4 构成启动锯齿波发生器。 V_4 的击穿电压是 $32 \pm 4V$ 。电源接通后经 R_3 对 C_3 充电,当 C_3 上的电压达到其击穿电压时,窄电流脉冲加至晶体管 Q_2 的基极,使 Q_2 导通,此时电流经 Q_2 、 B_1 的 n_3 、电感 L_1 、电容 C_6 及日光灯灯丝构成回路。由于 n_1 、 n_2 、 n_3 的耦合作用而使电路起振,振荡频率主要由 C_6 、 L_1 决定。 Q_1 与 Q_2 轮流导通,当 Q_1 导通时,给 L_1 、 C_6 串联电路放电,串联电路产生自由振荡,供给日光灯灯丝预热电流。串联电路中 C_6 两端产生 $400V$ 以上的启动电压加至日光灯两端,灯丝预热后即行启辉。一旦启辉,电感 L_1 即起限流作用。灯管点亮后,电流主要通过灯管,电流数值约为 $0.36A$ (有效值)。

电路起振后, C_3 经 V_3 、 Q_2 放电, V_4 不会再有触发电压,锯齿波发生器停止工作。

二极管 V_5 和 V_6 起电压峰值阻尼作用,防止负高压启动时尖峰电流冲击,使灯管两端不易发黑。

二极管 V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_5 和 V_6 均为 $1N4004$,或选取耐压大于 $400V$ 的其它型号的硅二极管,正向压降要小于 $1V$ 。双向二极管 V_4 选用 $DB-3$ 型,触发电压 $32 \pm 4V$,在筛选时应尽量使 V_4 在两个方向上都具有同一的击穿特性。高反压开关晶体管 Q_1 和 Q_2 选取 $BU406$ 或 $MJE13005$,也可用国产 $3DK308A$,要求反向击穿电压 $BV_{cei} > 400V$, $BV_{cbo} > 500V$, $\beta > 10$, Q_1 和 Q_2 应尽量配对。 B_1 为脉冲变压器,使用环形磁芯,材料为 $MX-2000$,规格为 $H10 \times 6 \times 5$,用单芯的胶皮绝缘导线绕制。绕好后,在绝缘清漆中浸 20 分钟,再放入 $80^\circ C$ 的烘箱干燥而成,以增加绝缘强度,防止线间或线圈与磁芯之间短路,绕线或装配时,各线头接法如图 21-11 所示。以小圆点“·”表

示绕组的同名端,即为各绕组同方向穿入或穿出磁芯的一端。如绕组接线方向错误,不能满足正反馈条件时,振荡器将不会起振,在调试时应特别注意。 n_1 和 n_2 的圈数均取 3 圈, n_3 为 14 圈。电感 L_1 采用磁导率为 2000 的 E_7 型磁芯,材料为 MX-2000,在磁芯的骨架上用线径 $\varnothing 0.33$ 高强度漆包线绕 190 圈,层间可不加绝缘纸。谐振电容 C_6 在电路中同时起启辉作用,如果它被击穿断路或短路,日光灯将不能启辉,或仅两头发红,不能全通发亮。所以 C_6 的质量好坏,将直接影响电子镇流器的可靠性。 C_6 工作在高频、大电流条件下,其耐压应大于 630V,最好选用无感电容。其它元器件可按图 1 所示的型号规格选用,不作特殊要求。

如果要制作 30W 或 20W 镇流器,只须调整电感 L_1 的圈数,其它元器件参数不变。30W 的 L_1 约为 200 圈,20W 的 L_1 约为 220 圈。调节时可使用功率表进行监测。只要所用元器件良好,参数符合要求,焊接、安装无误,一般无需做过多调试,即可正常工作。在调整时,如果没有现成的 110V 交流电源,可使用 100VA 以上的小型自耦调压器。在调节至 110V 时,再接通电子镇流器及日光灯管。调试时,要注意防止直接接上 220V 市电,以免损坏电子镇流器。

(来源:家用电器科技,黄振理,1992 年第五期)

21.12 30W 绿世界牌电子镇流器

绿世界牌电子镇流器电路采用自激式串联谐振换流电路,将 50Hz 的交流电变成 25kHz 以上的高频电,以点燃荧光灯,与电感式镇流器相比,具有以下特点:①光通量符合国家标准,平均节电率大于 20%;②无 50Hz 频闪,对人眼睛有好处,照度随电压波功率小于电感式镇流器的 1/2;③功率因数 $\cos\varphi$ 高,电感式为 0.44(滞后),电子式为 0.97(超前);④启辉电压低,市电压降至 150V 时,仍能快速启动,解决了电压偏低地区难以使用日光灯的问题;⑤无须启辉器,一点即亮,电子镇流器的功率因数是超前的,可以进行无功补偿,提高了供电效率等。

对称的方波,若不对称,更换 BG_1 和 BG_2 ,使它们配对,再测灯管两端电压近似余弦波,其电压 V_{P-P} 约 270V;③用晶体管毫伏表测灯管两端电压约 90V,用交流电流表串入 220V 电路测电流在 125mA 左右,若偏离太大,可适当改变 R_3 和 R_4 的阻值,也可适当调整 L 磁芯间隙,以基本符合要求。在调测过程中,波形、工作电流和灯管电压相互有一定影响,应反复进行测试。

(来源:家用电器,吉达平,1994 年第九期)

21.13 40W 日光灯电子镇流器

简单实用的 40W 日光灯电子镇流器电路如图 21-13 所示。在电路工作基本正常情况下,输出功率不够,效率不高是调试工作中常遇到的问题。主要原因是:①晶体管质量不高;②振荡变压器与晶体管匹配不好;③校正相位网络 R_2-C_3 没有调好。对于②来说,只能用替换磁环和晶体管来验证,用国产磁环经常会发生这种现象。在开关晶体管 Q_1 、 Q_2 的发射极串入小阻值电阻,阻值一般为 2Ω 左右,可使逆变电路安全可靠,高效率工作,保护晶体管。原因是这样可对激励电平自动控制以保护最佳激励电平。

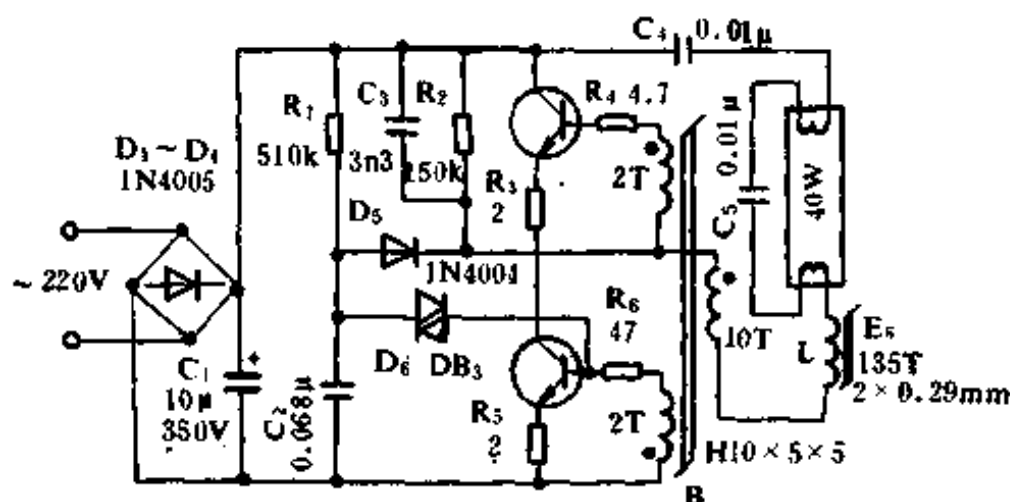


图 21-13 40W 日光灯电子镇流器电路

(来源:家用电器科技,吴树宜,1990 年第一期)

21.14 双灯管电子镇流器

这种电子镇流器电路实际上是由半桥式 D 类逆变电路发展而来的。其特点是电路简单、效率高,可靠性好,对高反压大功率管要求低(耐压 $\geq 400\text{V}$),大电解电容器也可降低耐压,因此可以大幅度地降低成本。

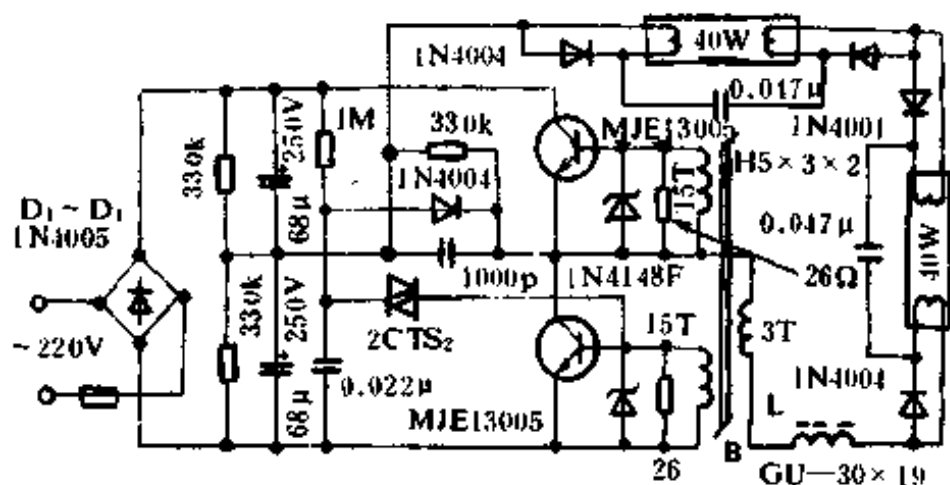


图 21-14 双灯管电子镇流器电路

输入 50Hz、220V 市电,经整流滤波后,得到 310V 左右的直流电压,再经 C_1 、 C_2 分压,作为开关功率三极管 Q_1 、 Q_2 的电源。 R_1 、 C_1 及双向触发二极管 D_5 组成启动锯齿波发生器。 D_5 的触发电压为 32V。当 C_1 的电压尖峰值达到 D_5 的触发电压时,触发二极管击穿,同时给 Q_2 的基极注入一细窄电流脉冲, Q_2 导通。此时,电流 I_c 向电容器 C_1 充电。由于电容器 C_1 电压不能突变,如果忽略 Q_2 饱和压降,那么输出(即负载回路上的)电压应为 $V_i/2$ (由零升到 $V_i/2$), Q_1 集电极、发射极间电压从 $V_i/2$ 升到 V_i 。此过程中 C_1 充电, C_2 放电, Q_2 承受 $2I_c$ 电流。当磁环(B)进入磁饱和状态时,由于磁通量趋于零,故绕组 L_{21} 、 L_{22} 上的感应电势瞬时为零。 Q_1 、 Q_2 在此瞬间处于截止状态, Q_1 、 Q_2 各承受 $V_i/2$ 电压,负载回路电压为零。负载电流减小引起磁通量变化,各绕组感应产生反相电动势。 Q_1 的基极电势变正,在正反馈的作用下,使之从截止状态跃变到饱和状态。 Q_2 的基极电势变

负, Q_2 从饱和状态跳变到截止状态。此时, 电流 I_C 向电容 C_2 充电, 输出端的电压为 $V_i/2$ (极性相反), T_2 集电极电压由 $V_i/2$ 上升到 V_i 。此过程中 C_2 充电、 C_1 放电, Q_1 承受 $2I_C$ 电流。当 B 中的磁通量再次趋于零时, 绕组感生电势又变为零, Q_1 、 Q_2 又进入死区, 随后正、负感生电势变化, Q_1 截止、 Q_2 饱和, 如此周而复始, 循环工作。

当 T_2 导通时, 电流通过 $C_1-r_1-C_5-r_2-L-L_{20}-Q_2$ 给荧光灯灯丝 (r_1 、 r_2) 预热。由于 B 的 L_{20} 、 L_{21} 、 L_{22} 的耦合作用, Q_1 和 Q_2 将轮流导通。当 Q_1 导通时, 电流通过 $Q_1-L_{20}-L-r_2-C_5-r_1-C_2$ 给荧光灯灯丝预热。 L 、 C_5 组成串联谐振电路放电, 经过几次翻转, 给荧光灯灯丝充分预热。当 C_5 上的谐振电压大于灯的着火电压时, 荧光灯被点燃。二极管 D_6 、 D_7 使灯丝产生双热点, 以求灯处在最佳状态下工作。电阻 R_2 、电容 C_3 组成输出相位校正网络。输出回路中的基频电压与电流不同, 对逆变器的输出功率和效率的影响十分明显。加入相位校正网络, 使负载回路中的电流与输出端产生的基频电压同相, 效率提高。工作频率主要取决于磁环材料和 L_{20} 、 L_{21} 、 L_{22} 的匝数。 L 是采用有磁隙的铁氧体 (EE 型、GU 型等) 磁芯, 制成非饱和漏磁扼流圈, 调整 L 的电感量使灯管在额定状态下工作。电路及其参数如图 21-14 所示。如果输出电路在失谐状态下工作, 会产生负电流与负电压, 因此采用在开关管 Q_1 、 Q_2 的基射极并联电阻和稳压二极管, 以免过高的激励电压与电路瞬态产生的反向电压使发射结反向击穿。

(来源:家用电器科技, 吴树谊, 1990 年第一期)

21.15 高频电子镇流器的检修

装有各种异形三基色荧光灯的高效节能灯具, 已越来越多地投入家电市场, 并进入千家万户。这种高频电子镇流器近年在市场已有出售, 优点是省电并重量轻、无闪烁, 还能低电压启动等等; 惜乎此类镇流器损坏率高, 一旦损坏即于废弃实为可惜。笔者对此类灯具和镇流器有过多次接触, 现将随修体会整理如下, 供广大爱好者参考。

高频电子整流器电路如图 21-15 所示。

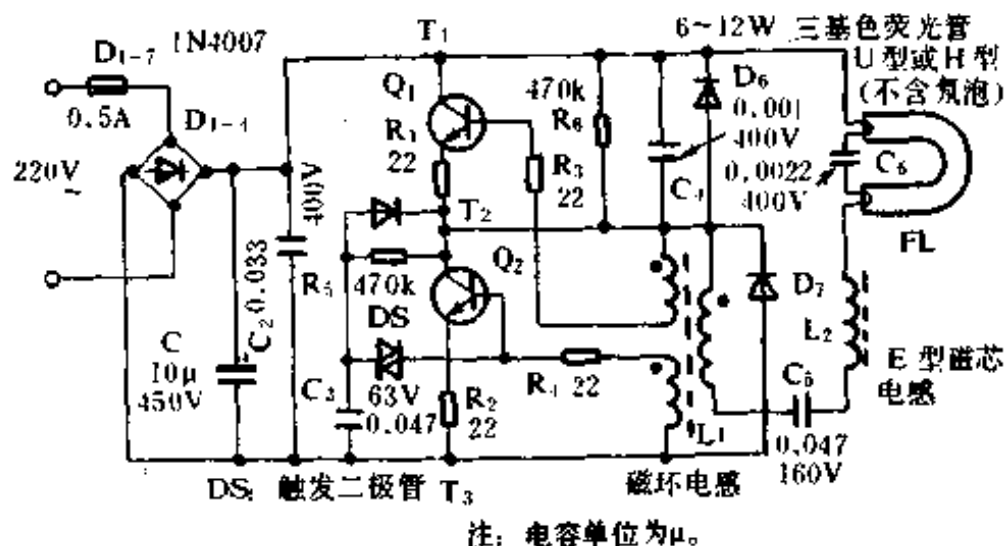


图 21-15 高频电子镇流器电路

(1) 对点不亮的灯具首先检查保险丝是否完好？保险丝是好的，可接通电源用万用表 500V 档测量 T_1 、 T_3 间电压约为 300V；再测量 T_1 、 T_2 间和 T_2 、 T_3 间应各为 150V 左右，由于两只功率管的参数不一，静态实测的电压可能有 50V 的差异，都能正常点燃荧光灯。

(2) 发现保险丝烧断，应先检查电路，勿冒然换上新的保险丝，应逐点检查，把故障排除后才能换上，一时没有 0.5A 保险丝可焊上一段 $\varnothing 0.07 \sim 0.09$ 的漆包线代用。

(3) C_2 为高频旁路电容器，如遇击穿短路，予以剪去就能正常工作，但必须尽快换上新的，否则将使 C_1 加速恶化。

(4) 灯管损坏一般断丝较多，某些灯具的灯管为追求紧凑省却插座，而直接胶粘在灯座上，一旦坏管很难更换，一般可根据当地货源，凡是 5~13 瓦的各式荧光灯管都可以点亮，某些 H/U 形灯管内部的氙泡要摘除。有趣的是某些废弃灯管只要不断丝、不漏气的，用上电子高频整流器都能点亮呢。

(5) 在桥式整流输出端，如能串接 RJ4701W 电阻，对整流二极管和 C_1 、 C_2 都有一定保护作用。

(6) 对 20W 以上的荧光灯管使用时，需将 C_5 、 C_6 及 L_1 、 L_2 相应变更。

(7) 该电子镇流器工作时，直接连通市电 220V_{AC}，故检修时务

必注意人身安全。

(来源:电子报合订本,王宝杰,1990年)

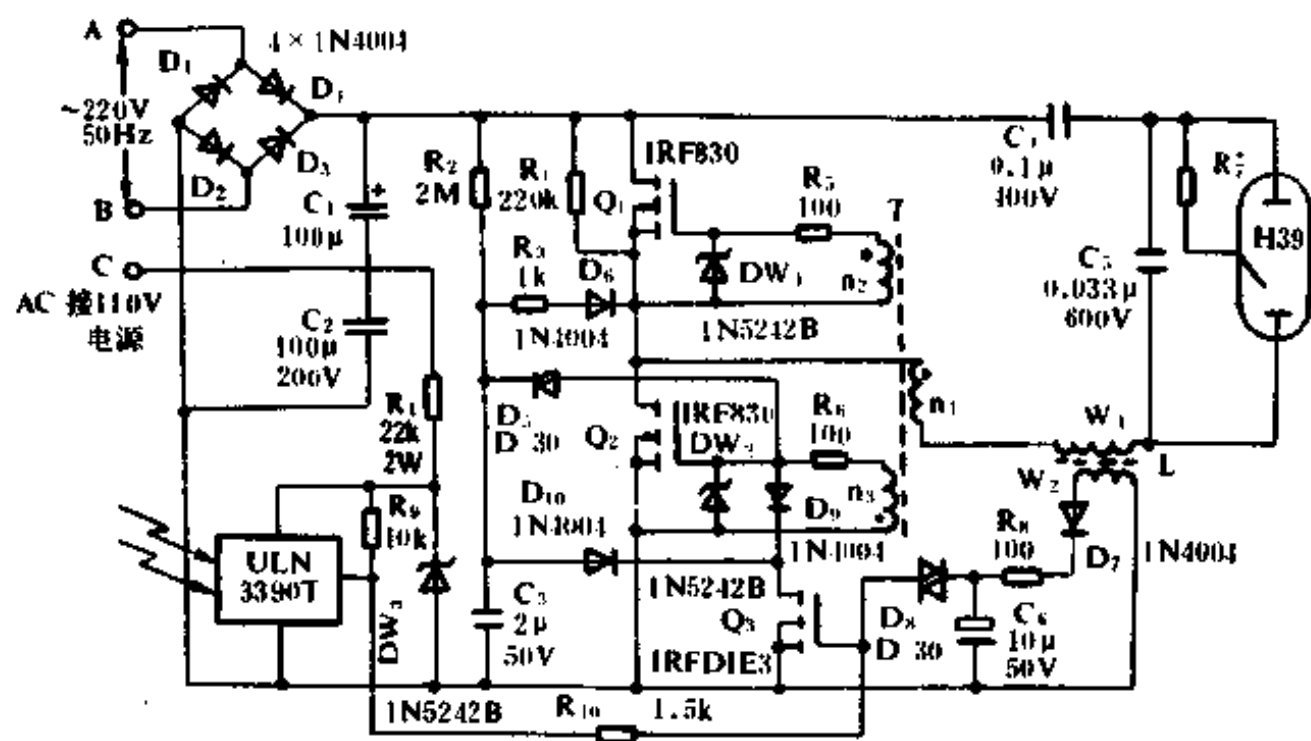
21.16 光控电子镇流器

凡需要通宵照明的场合,很有必要给电光源配置黄昏开/黎明关的自动控制装置。如果气体放电灯使用了电子镇流器作为启动和限流附件,在电子镇流器电路中增设黄昏开/黎明关的控制电路则既简便易行,又经济实用。

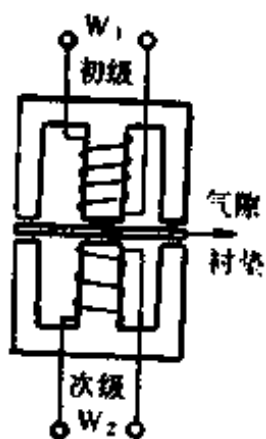
设计方案之一是采用光电池作为光电转换器件,将黎明时大气环境中的自然光转换成电信号,并通过执行元件指令电子镇流器的高频振荡电路停止振荡,从而使灯关闭。当黄昏到来时,光电转换电路不再产生电信号,电子镇流器的启动电路使振荡器重新建立振荡,输出高频电压将灯启动点燃。

带有黄昏开/黎明关自动控制的 175W 汞蒸气灯电子镇流器电路如图 21-16(a)所示。图中,AB 两输入端接 220V、50Hz 的交流电源,AC 两输入端可接 110V 的交流电源。该电路的主要特点是将安全保护电路和黄昏开/黎明关控制电路结合在一起,具有低成本和多功能的优点。其保护电路的工作原理是:在灯正常工作条件下,扼流圈 L 副绕组 W_2 的感应电压通过 D_7 、 R_8 和 C_6 整流滤波,在 C_6 上产生约 20V 的直流电压。该电压不足以使双向触发二极管 D_8 雪崩导通, Q_3 截止。一旦电路出现异常状态, W_2 中则产生突变电势。只要 C_6 上电压达到约 32V, D_8 导通并使 VDMOS 功率开关晶体管 Q_3 翻转,由截止跃变到饱和导通状态。 Q_3 饱和导通时漏极电位很低,使 Q_2 的栅极电位降至其开启电压阈值以下, Q_2 截止,高频振荡电路停振。当 Q_2 截止时,启动电容 C_3 被充电。约 1s 后振荡电路被触发启动。若在 1~2ms 的振荡周期内灯未能点燃,保护电路再一次去终止振荡。只有异常状态解除,监控电路才会指令高频振荡电路建立振荡,将灯启动点燃。

电子镇流器的自动开关电路由 R_1 、 DW_3 、 R_9 、ULN3390T、 R_{10} 和



(a) 光控电子镇流器电路



(b) 扼流圈L的松耦合

图 21-16 光控电子镇流器

Q_3 组成。其中,ULN3390T 用作光电转换器,它采用光电池作为光

传感器。黄昏时,由于环境光线很弱,ULN3390T 几乎无电压信号输出, Q_3 处于截止状态,高频振荡电路被启动并输出高频电压将灯点燃。当黎明到来时,ULN3390T 接收到大气环境光线产生电压信号输入到 Q_3 的栅极, Q_3 立即由截止跃变到饱和导通状态,使 Q_2 截止,振荡电路停振,灯被熄灭。由此可见, Q_3 同时兼作异常状态保护电路和黄昏自动开、黎明自动关控制电路的执行器件,一举两得。

扼流圈 L 的初级绕组与次级绕组之间是松耦合,如图 21-16(b) 所示。L 采用 #E375-3C8 铁芯, $W_1=64$ 匝(美国线规 8×32 AWG), $W_2=5$ 匝(#26KYNAR),气隙 0.02, $500\mu\text{H}$; 高频变压器 T 采用 #768 \times T188-3E 2A 铁芯, $n_1=2$ 匝, $n_2=n_3=19$ 匝,均用双线(#26KYNAR)缠绕;电子镇流器的开关频率约 40kHz。图 21-16(a)中,电路负载功率是 175W,功率开关器件 Q_1 和 Q_2 应选择 IRF830。其具体参数是: $BV_{\text{DSS}}\geq 500\text{V}$, $I_{\text{C}}\geq 4.5\text{A}$, $V_{\text{P}}<4\text{V}$, $R_{\text{DS(on)}}\leq 1.5\Omega$ 。对于 500W 以上乃至数仟 W 的大功率气体放电灯电子镇流器,可采用绝缘栅双极晶体管(IGBT)作为开关器件。灯功率越大,使用电子镇流器的节电效果则越显著。

由于大功率高强度放电灯(HIDL)总是用于工矿、车站、码头、机场、体育馆、施工现场等特殊场合,其谐波对电网的影响并不十分明显,故电子镇流器可采用常规的桥式整流滤波电路,获得直流电压给高频振荡器供电。但是,如果千家万户的普通荧光灯电子镇流器都采用常规的整流滤波电路,不仅功率因数 $\cos\varphi$ 一般只能达到 0.7,而且谐波对供电线路的影响就变得异常突出。为提高电子镇流器的功率因数,使之大于 0.99 甚至等于 1,有效抑制谐波总量,将其限制在 10%以下,在桥式整流器与高频振荡器之间,应设置 TDA4817。

(来源:家用电器,毛兴武等,1993 年第九期)

21.17 电子镇流器性能的改进电路

国产电子镇流器目前存在的突出问题仍然表现为技术性能低劣和可靠性差两个方面。要满足电子镇流器标准规定的性能要求,首先

必须改进设计。

改进电子镇流器的设计,要从以下几方面入手:

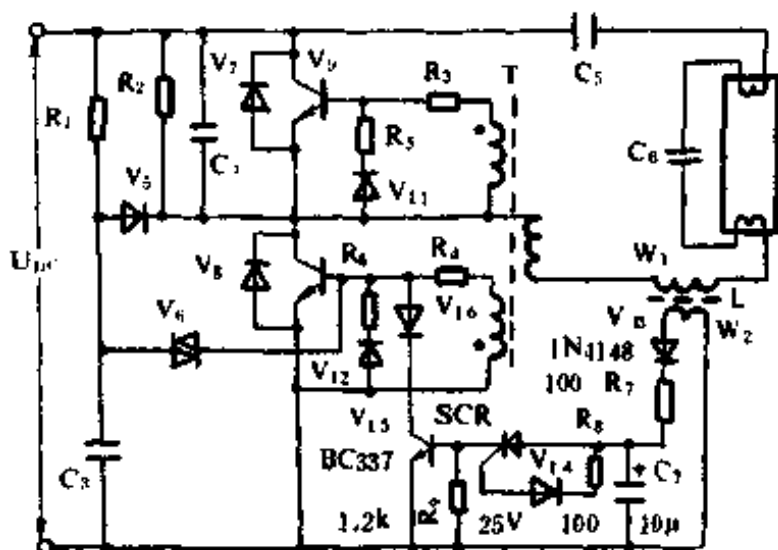
(1) 保护电路

电子镇流器输入电路的过压与过流保护措施非常简单,只要在电源线上串接一只保险丝并在输入端并接一只氧化锌压敏电阻器即可。其中,压敏电阻器的压敏电压参数可根据输入交流电压峰值的1.5倍去选取。为防止功率开关器件损坏,一是要给开关管设置散热器,二是要增设保护元件。如功率开关器件采用双极型晶体管,必须在E-B结上并接一只开关二极管(如1N4148),还要在E-C间并接一只续流快恢复二极管,如图(a)所示。如果采用VDMOST作为开关器件,必须在S-G之间并接一只稳压二极管,以避免栅-源击穿。稳压二极管稳压电压参数可按栅源反向击穿电压 BV_{GS} 的0.6~0.7倍选取,一般为12~15V。务必注意的是,因为VDMOS功率开关场效应器件的源-漏极之间一般都内装有续流二极管,故在外电路中不必再设置负电流保护元件。

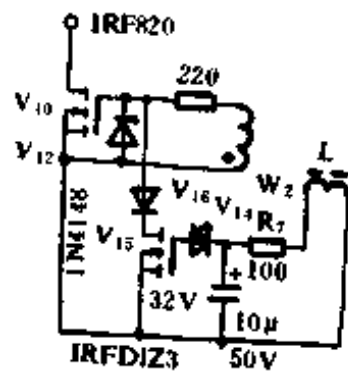
电子镇流器的异常状态保护电路一般都采用截止型电路。图(a)中,扼流圈L的次级绕组 W_2 作信号取样元件用,常态下, W_2 中的感应电压经 V_{13} 、 R_7 和 C_7 整流滤波, C_7 上的电压不足以使稳压二极管 V_{14} 导通,故SCR和 V_{15} 均截止。但一旦系统出现异常, W_2 中会产生突变电势, C_7 上的电压只要达到 V_{14} 的稳压电压值, V_{14} 就导通,SCR的控制极就有电流产生并随之导通,开关晶体管 V_{15} 则立即饱和,导致振荡器中的开关管 V_{16} 截止,从而使振荡电路停振,不再产生高频电压。只有异常状态解除,才会重新建立振荡。如果功率开关器件采用VDMOST,保护电路可采用图(b)给出的电路。其中, V_{14} 采用转折电压为32V的双向触发二极管(如DB3)。常态下,通过调整 W_2 的匝数,将 C_7 上的电压控制在15~20V。

(2) 射频抑制电路

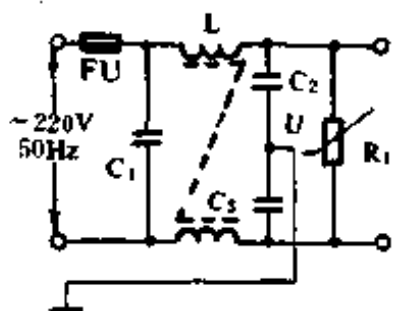
为避免射频信号对一些仪器及部分家用电器的干扰和对电网的“污染”,在电子镇流器的输入回路设计射频干扰(RFI)滤波器是必



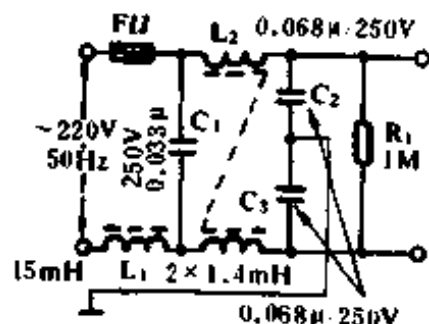
(a) 双极型晶体管保护电路



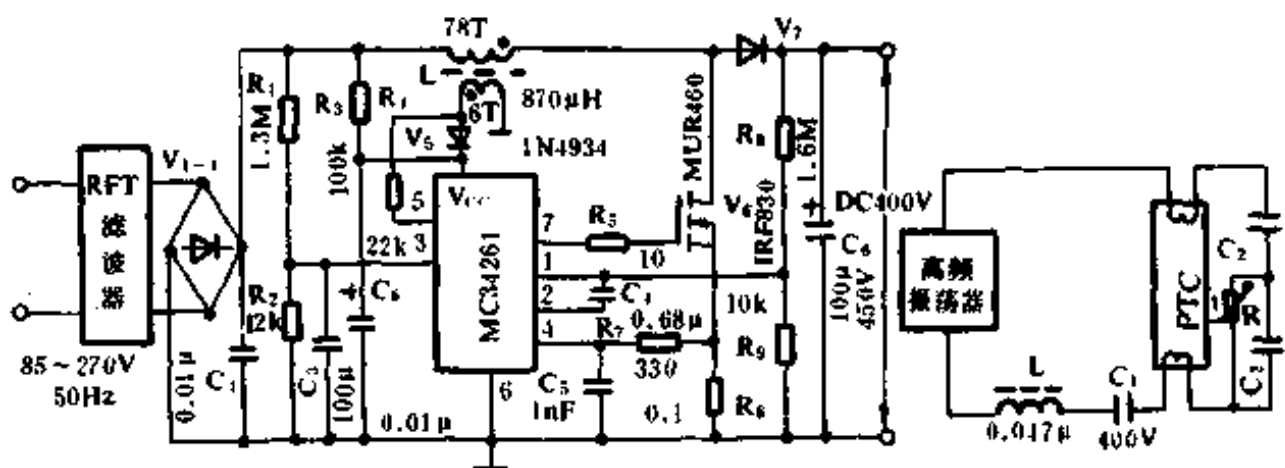
(b) VDMOS 开关管保护电路



(c) 简单的射频抑制电路



(d) 飞利浦公司产品射频抑制电路



(e) 高功率因数前置调节器的使用

(f) 延时预热启动电路

图 21-17 电子镇流器性能的改进电路

要的。简单的 RFI 滤波器如图(c)所示。由于电感器对高频信号呈现高阻抗,而电容器则对高频信号呈现低阻抗,故 LC 滤波器可以抑制高频信号。图(c)中, $C_1 \sim C_3$ 的容值为 $0.01 \sim 0.047 \mu\text{F}$, L 可采用 $\varnothing 10\text{mm} \times 6\text{mm} \times 5\text{mm}$ 的磁芯,用 $\varnothing 0.25\text{mm}$ 的漆包线穿绕 10~15 匝即可。飞利浦公司的 BHF132 型电子镇流器的 RFI 滤波器如图(d)所示。该 LRC 复式滤波器的电感器 L_1 和 L_2 的体积很大,电感量非常高,故对射频有显著的抑制效果。RFI 滤波器各元件的参数应根据负载不同予以正确选取,以获得令人满意的抑制效果。

(3) 功率因数控制器电路

RFI 滤波器不能从根本上提高电子镇流器的功率因数 $\cos\varphi$ 。要大幅度地提高电子镇流器的 $\cos\varphi$, 有效地抑制谐波含量, 必须设置功率因数前置调节器。美国 MOTOROLA 公司采用 MC34261 控制 IC 制作的高功率因数前置调节器如图(e)所示。该 175W 气体放电灯电子镇流器的升压型前置调节电路主要由升压电感器 L、功率因数控制 IC 和 VDMOST 等组成。其中, MC34261 控制 IC 由零电流检测器、误差放大器、一象限乘法器、比较器、逻辑电路和驱动输出级电路组成, 脚⑧提供 IC 的电源电压。桥式整流电压经 R_2 分压由脚③监控输至乘法器, 直流输出电压则经 R_3 分压由脚①监控输至误差放大器。误差放大器输出信号也输至乘法器。流经 V_0 的开关电流经源极电阻 R_4 转换成电压信号通过脚④输入到比较器, 并与乘法器的输出信号比较放大输至逻辑电路。L 的副绕组作为高灵敏度的传感器, 电流信号经 R_5 转换为电压信号, 再经脚⑤输至零电流检测器。只要 L 中的振荡电流降到零。次级绕组中的电压极性就反转并经脚⑤检测。凡当脚⑤的检测电压从高向低变化时, 逻辑电路就指令 V_0 导通。反之, V_0 则关闭。由于 MC34261 的控制作用, 使输入电流跟随输入电压变化而变化, 呈平滑的正弦曲线。同时, 输出端产生稳定的直流电压, 纹波也呈正弦曲线, 周期恰为 10 ms。该功率因数前置调节器的谐波总量小于 6%, $\cos\varphi > 0.995$; 当输入电压从 85V 到 270V 变化时, 输出直流电压保持 $400\text{V} \pm 3\%$, 从而保证灯功率几乎不变,

有利于延长灯寿命。

(4) 延时预热启动电路

由于国产荧光灯几乎全部属于预热阴极式气体放电灯,故电子镇流器必须满足灯丝预热启动的要求。目前最流行的延时启动措施是在功率开关晶体管的驱动绕组上串接一只 $10\sim 100\mu\text{F}$ 的电解电容,该法具有一定的延时预热启动作用。比较理想的预热启动电路往往比较复杂。还有一个简单的办法就是利用 PTC 热敏电阻作为延时启动元件,将其并接于谐振电容两端,如图(f)所示,并置于靠近灯丝的部位。常温下,PTC 热敏元件的阻值很小,当有电流流过时 PTC 元件的温度很快上升到居里点,电阻值陡然增大,此时 LC 串联电路才谐振将灯启动。

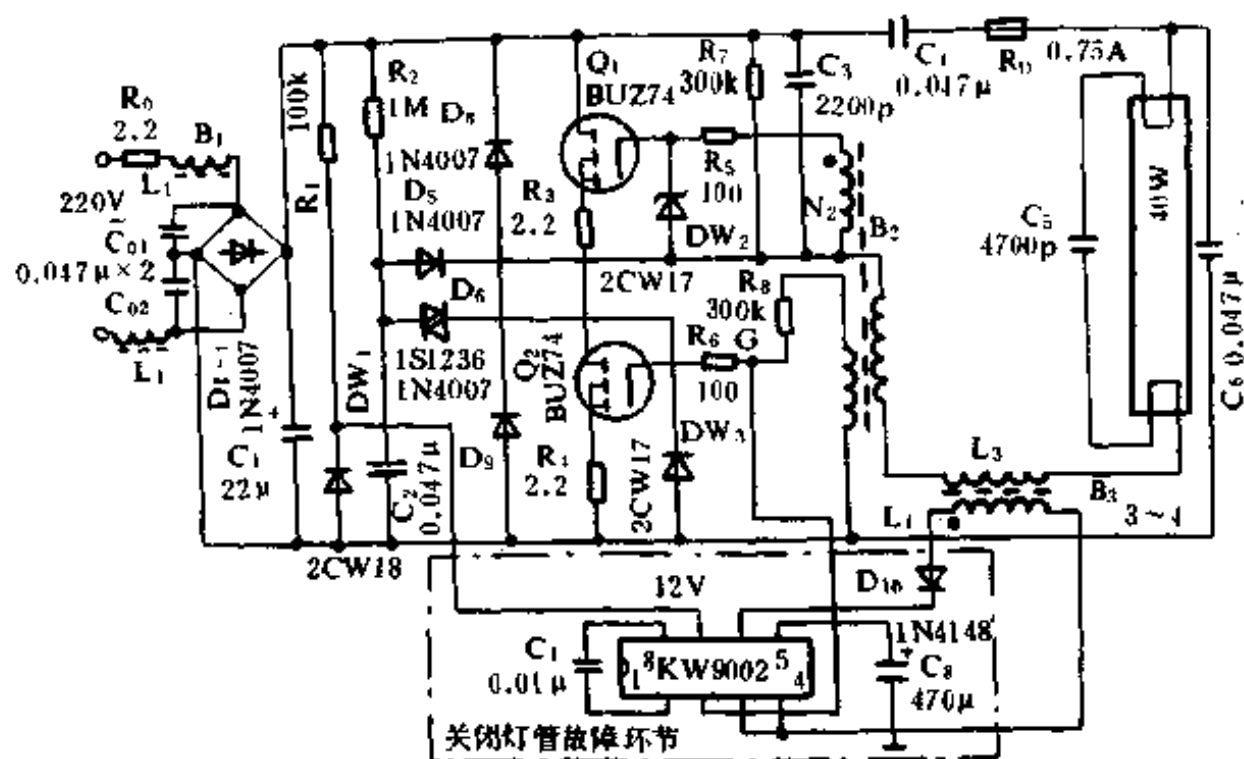
(5) 高频振荡及输出电路

高频振荡器是电子镇流器的核心,它对电子镇流器的性能与可靠性起决定性的作用。由于该单元电路是与输出级 LC 串联谐振电路直接相连的,在振荡器中,两只功率开关晶体管参数应尽量对称,以保证输出波形正半周和负半周的一致性。尤其是由于 VDMOST 的开启电压参数离散性较大,故用其作为功率开关器件时,更要注意两只管子参数的匹配性。为提高逆变电源效率,避免功率开关器件的温升加剧,同时为使灯工作于额定状态下,要精心选取有关元器件的参数,以确保振荡器的激励回路与开关管相匹配,同时更要保证电子镇流器输出与灯的额定参数相匹配。大家知道,通过改变扼流圈的电感量很容易调整灯电流。但当把灯电流调整到额定值时,灯电压往往就偏离灯的额定工作电压。因此,还要精心选取脉冲变压器、功率开关管等振荡电路元器件的参数。其中,脉冲变压器各绕组匝数及一次与二次绕组间的匝数比,对高频振荡器输出电压和输出电流的影响非常灵敏,应将其作为重点设计与调试对象之一。

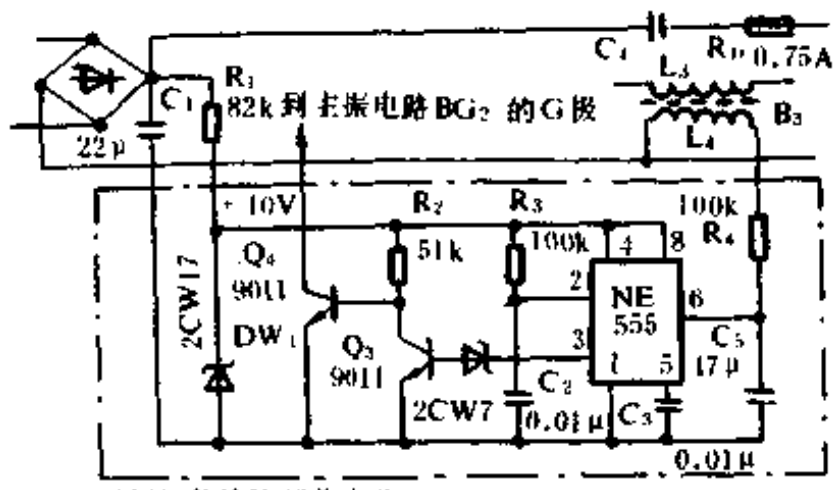
(来源:电气时代,毛兴武,1993年第3期)

21.18 有过压保护的节能电子镇流器

目前,采用各种节能灯具,是照明方面一大特点。电子节能灯具主要从两方面进行节能:一是灯管上的革新,如市售的节能灯管比普通灯管的发光效率高 20%~30%,这样在同等条件的照度下,达到了节能;另一方面采用节能电子镇流器,使荧光灯运用于高频状态,从而提高灯管的发光效率,减少功耗,降低启辉电压和达到节能等的效果。目前,各种电子镇流器均存在各种缺陷,影响了电子镇流器进行推广和应用。笔者经过调查、研究、试验,制成一种采用 VDMOS 管和具有保护电路的电子镇流器,这就克服了可能造成损坏大功率管的因素,从而使电子镇流器的可靠性提高。此外,电路中还设置有抗射频干扰电路,减低了对市电和环境的干扰,该电子镇流器电路如图 21-18(a)所示,该电路工作原理同普通电子镇流器相同,其电路特点是采用 VDMOS 管作开关管的振荡器,振荡频率约 40kHz。VDMOS 管输入阻抗高,驱动电流极微。此外,它是多数载流子器件,没有双极型功率管所固有的“存贮效应”,从而消除了振荡管的共态导通而使管子不损坏。VDMOS 管开关速度快、动态功耗小,又是负温度系数器件,所以热稳定性好,又没有双极型管固有的“二次击穿”现象,这就提高了该电子镇流器的工作寿命。电路中 R_0 为保护电阻, $B1$ 和 $C01$ 、 $C02$ 组成抗高频干扰电路。 $KW9002$ 为保护灯管的关闭电路,该集成块不易购置,可用图 21-18(b)的等效关闭灯管故障电路代用。该代用电路工作原理如下:正常状态下, $B3$ 的 $L4$ 感应电压低,NE555 时基电路的输出端(3脚)电位为高电平, $Q3$ 导通, $Q4$ 截止。 $Q4$ 的 C 脚接到主振电路 $Q2$ 的栅极,不影响 $Q2$ 的正常工作。当灯管出现故障时, $L4$ 两端的感应电压很高,(是正常情况的 3~4 倍),555 时基电路翻转,第 3 脚输出端变为低电位,使 $Q3$ 截止, $Q4$ 导通。 $Q4$ c、e 极间电压仅约 0.3~0.5V,因而主振电路 $Q2$ 立即截止,主振电路停止工作。故障排除后,电路立即恢复正常工作。其电路元件选择容易、调整简单,容易实现。



(a) 电子镇流器电路



关闭灯管故障环节电路
(b) 过压保护电路

图 21-18 有过压保护的节能电子镇流器

近年来,国内外的电子镇流器电路发展很快,新型电路不断涌现。但归根到底,不外乎在抗干扰、长寿命、提高节能效率、降低成本等方面下功夫。

(来源:电子报合订本,1992年)

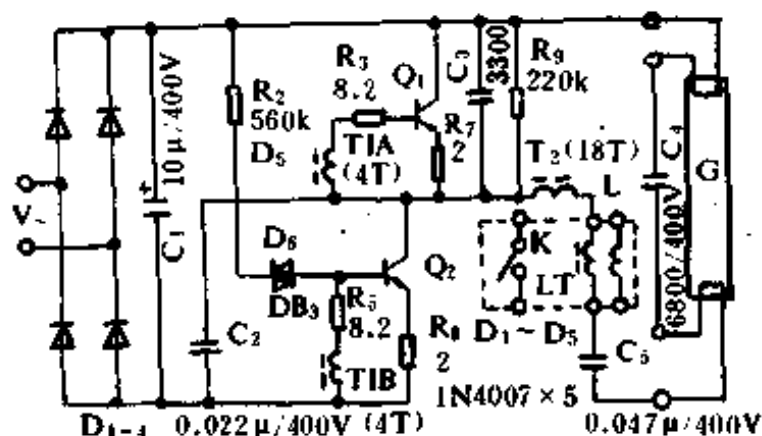
21.19 日光灯无级调光电子镇流器

日光灯具有光色好,发光效率高优点,几十年来广泛应用于各种场合的照明。近年来高频电子镇流器的逐步推广应用,进一步提高了灯管工作的可靠性,使光色更柔和,节电性能更佳,并且为扩大其应用范围提供了可能。目前,一种日光灯无级调光电子镇流器已经问世,并已申报国家专利。

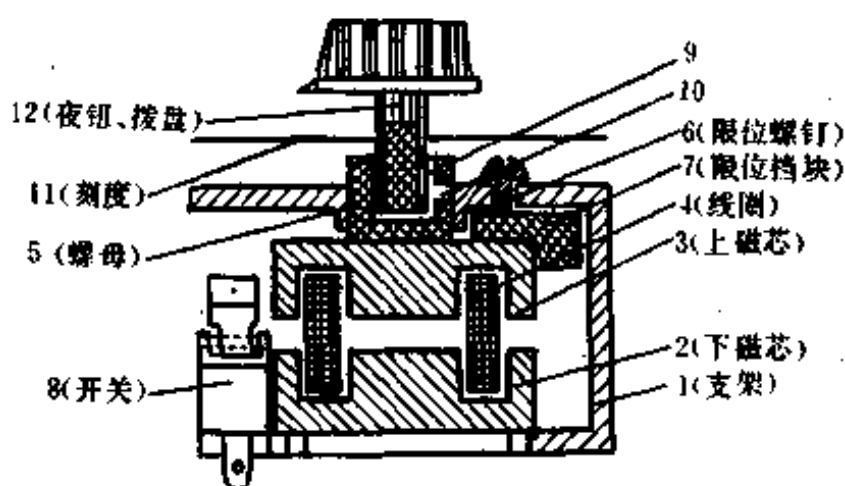
该产品与普通电子镇流器的不同之处在于由一个调感器件 LT 代替固定电感的高频扼流圈 L,其基本结构如图 21-19(b)所示,典型电原理如图 21-19(a)所示。调节 LT 的旋钮(拨盘)可改变磁体的相对间隙,以改变电感量,最终改变日光灯亮度(功率消耗同步变化),在外壳或拨盘上具有刻度值,指示适时亮度及功率参考值。测试结果表明,用于 40W 灯管,其亮度可由相当于 12W 灯管正常亮度状态(弱光)到 40W 灯管正常亮度状态之间随意调整并稳定工作,而灯管及镇流器自身总体耗电则相应地在 10~38W(± 2 W)之间变化,节电效果较好。在弱光照明时,光线柔和,最适合看电视时照明,给居室带来一种静谧安详的气氛。实现一灯多用,比另装壁灯既经济又实用,并保持高频电子镇流器所具有的低电压稳定工作、无频闪等优点。由于启辉时无冲击电流,能延长灯管及镇流器寿命。

系列产品有两类:一为组装成整体的日光灯无级调光电子镇流器,其特点是镇流、启辉、开关及无级调光四功能集于一体,直接与灯管配合使用即可,尤其适合壁立式安装。该产品有多种不同外观,均具有装饰性,可根据个人喜好选用。

为了方便用户将已有的不调光电子镇流器加装调光功能,此为第二类产品即与普通高频电子镇流器配合使用的调光器。其结构为面板式,装置调光器及其旋钮(拨盘)将两根导线(不分正负)引入镇流器内,取代原镇流器中采用的固定电感扼流圈(图(a)中 L)即可。安装调光器可采用沉入墙体的暗装式,也可配底盒,则不必挖墙洞,采用明装式。



(a) 无级调光电子镇流器电路



(b) 调光结构

图 21-19 日光灯无级调光电子镇流器

采用此种部件与镇流器配合时,注意原镇流器与灯管功率,如为 30~40W 镇流器和灯管,则调光器允许满刻度旋转(约 360°);如镇流器或灯管任其一样为 20W 以下的,则只允许调光器半刻度旋转(约 180°),因此必须采取功率限位措施,方法是将调光器顺时针调至最小,然后抽出旋钮(拨盘),将面板上固定调光器的较短的一颗螺丝取下,而将备用的一颗长螺丝换上,旋紧即可。

安装调光器对原电子镇流器一般勿须改动即可正常工作。如果调光不正常,请对照图(a)电路中所标元器件参数,若有太大差异(尤其是无极性电容),可适当调换。如果灯管不能在弱光状态稳定工作,则可将磁环上 T2 绕组拆除,另用直径 0.23~0.28mm 漆包线绕 18~20 匝即可。灯管使用时间较长或电压太低时,调光器调至最低点

时灯管要熄灭,则是正常的。

(来源:北京电子报合订本,1992年)

21.20 高质量指标的电子镇流器

笔者参照美国 Small Wood 公司生产的 NCIL120V 电子镇流器的特殊电路,设计了图 21-20(a)所示的引入 C_3 、 C_4 、 VD_5 、 VD_6 、 VD_7 构成的功率因数校正电路,提高功率因数效果很好。一般的电子镇流器,在桥式整流器后接一大容量电容器,二极管只在交流电压峰值附近高于电解电容器电压时才能导通。如此,便使整流电流变成如图 21-20(b)所示的一串窄形脉冲。用傅氏级数展开,其基波成分很低,高次谐波却很丰富。从图 21-20(b)可见,交流电压为正弦波,而线路中交流电流为一窄脉冲,致使线路功率因数较低。如在三相四线制线路中,大量应用这种电子镇流器,则中线电流大增。

在图 21-20(a)中加入这种特殊的功率因数校正电路后,工作情况大有改善。整流后电压达峰值时, $U_{C_3} = U_{C_4} = \frac{1}{2}U_{scm}$,如图 21-20(c)。此时, V_{D_5} 、 V_{D_7} 反偏,继之使 V_{D_5} 、 V_{D_6} 、 V_{D_7} 都截止,电荷储存在 C_3 、 C_4 中,随着 U_x 瞬时值下降,由桥式整流后电压直接对负载供电。 U_x 瞬时值下降到 $\frac{1}{2}U_{scm}$ 左右时, V_{D_5} 、 V_{D_7} 导通, V_{D_6} 仍截止,使 C_3 和 C_4 并联工作,用原先储存电荷向负载供电,如此循环。线路电流波形如图 21-20(c)所示,虽然它不是纯正弦波形,但其包络线已近乎正弦波形。实测线路功率因数为 0.95。实践证明,只用 3 只二极管和 2 个电解电容器确能提高功率因数。

线路输入中的双 π 共模滤波器,能有效地抑制射频干扰,亦可抑制三次、五次谐波干扰,对提高功率因数有很大作用。调整时,从示波器波形上可以清楚看到。

本机振荡电路是二只上下完全对称的功率管和电容、电感组成的自激振荡电路。通电后,由于冲击或扰动,只有一只管子首先导通。而后,由于脉冲变压器 B_1 的互感作用,轮流使一管导通,另一管截

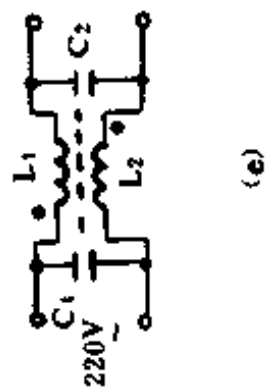
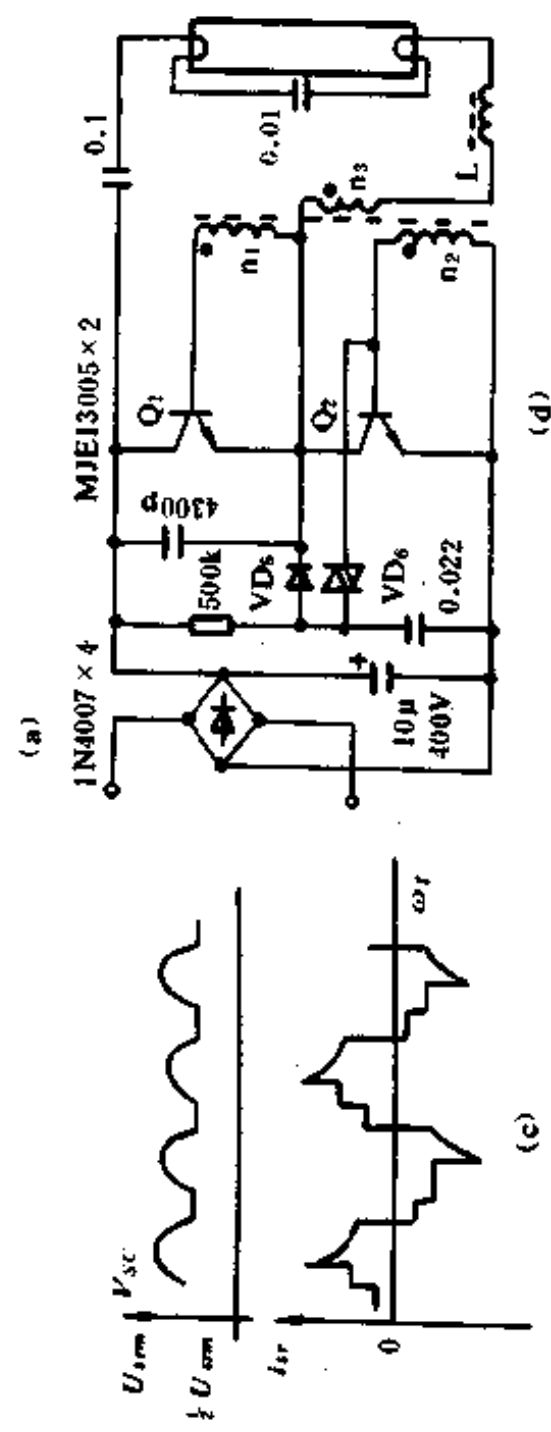
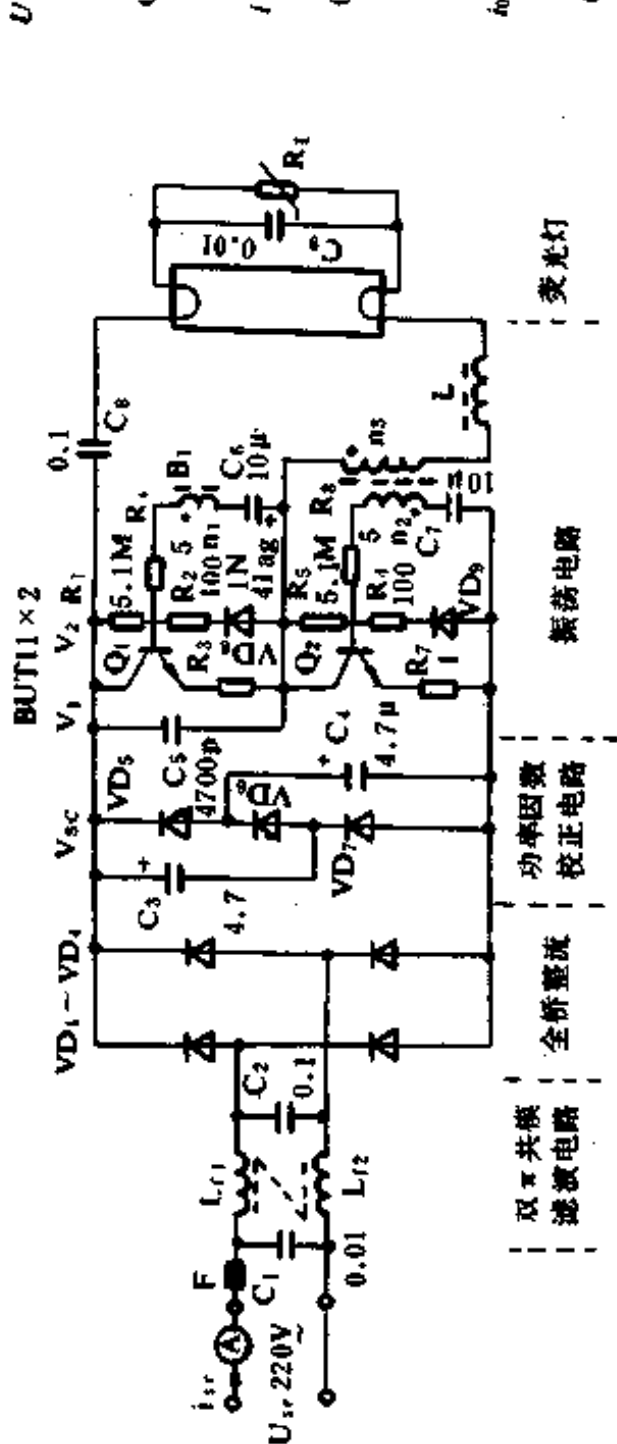
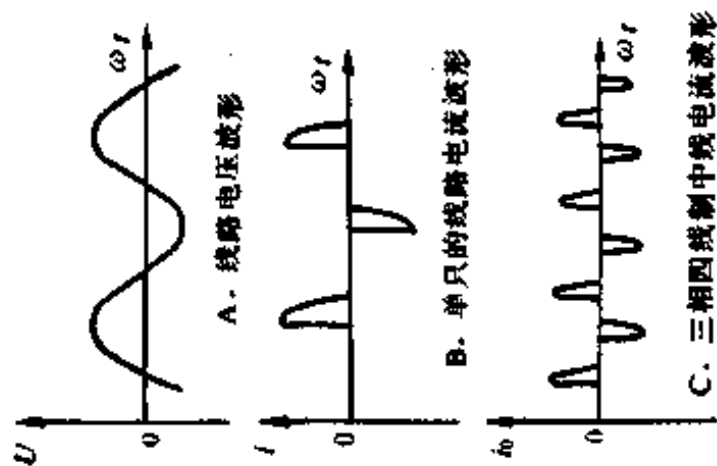


图 21-20 高质量指标的电子镇流器

止,如此循环工作,便产生高频振荡。这个电路的优点还有:

①延时预热,基极电路中串入的 C_6 和 C_7 有延迟启辉功能。如在灯管谐振电容器 C_9 上并接一只 PTC 元件 R_1' ,则可保证预热时间 $> 0.4s$ 。

②异常状态自我保护功能良好。

a 灯开路保护:切断镇流器至荧光灯线路,接通电源后 Q_1 、 Q_2 二管集电极-发射极间电压仍各为 $150V$ 。只要选用功率管时, $BV_{ceo} > 400V$,则灯开路 1 小时以上,也能安全无恙。但对于触发管触发的电路(如图 21-20(d)),灯开路时,上管 $280V$,下管 $20V$,则上管容易击穿。

b 灯不启动保护:如采用触发管触发启辉的电路,根据 2BK74012-90 进行灯不启动异常状态试验时,线路电流将很快增大到 $300mA$ 以上,功率管很快过热烧毁。如采用本机电路,做灯不启动异常状态试验时,振荡电路照常工作,从示波器上观察波形基本正常,且线路电流仍维持在 $170mA$,功率管散热器也不发热。1 小时以后复接荧光灯,能正常启动和工作。

③整机成本增加很少,但效果和功能提高很多。

电路各参数如下:脉冲变压器 B_1 采用 $\varnothing 10$ 磁环 $M \times 2000$ 材料, n_1 和 n_2 用 $\varnothing 10.2$ 单股塑料铜线各 3 匝, n_3 为 5 匝。线圈同名端如图(a)的黑点所示,才能保证电路启振。扼流圈 L 采用空心电感或 E125 磁芯,匝数视荧光灯功率而定。如为 $40W$ 荧光灯,则空心线圈用 $3 \times \varnothing 0.25mm$, 550 匝,或 E125 磁芯间垫二张纸,线圈用 $\varnothing 0.38mm$, 150 匝。绕制后浸绝缘漆。双 π 共模滤波电路,电容器选用 $0.1\mu F$ 、 $400V$, $L_{f1} \sim L_{f2}$ 采用 $\varnothing 0.25mm$ 二根并绕 110 匝,二只 E_5 形磁芯间垫一张纸。线圈同名端如图 21-20(e)的黑点所示。其它元器件参数见图(a)。

(来源:家用电器科技,沈泳元,1994 年第 6 期)

21.21 第三代电子镇流器

这里介绍的由 ML4830 单片 IC 控制和驱动的第三代电子镇流

器,具有低电流谐波畸变、高功率因数,预热启动、可调光和各种保护功能,它代表了电子镇流器发展的主流。

电子镇流器自问世以来,已有十几年的发展历史,目前商品化的国产电子镇流器基本上停留在第一代水平上,其主要特点是采用分立电子元器件制作,且采用简单的桥式整流和电容滤波电路作为其AC/DC前置电源变换器,虽然这种前置变换器的成本较低,但AC输入电流出现严重的波形畸变,单是三次谐波就达60%(以基波为100%)以上,线路功率因数(PF)很低,仅能达0.5~0.7。此种电路的DC电压随AC输入电压的波动而变化,而且会使灯电路的波峰因数远大于标准(1.7)规定要求,这无疑会影响灯的使用寿命。

为抑制电子镇流器的电流谐波畸变,提高其功率因数,发达国家早在80年代中期就推出了有源PF控制IC,并成功地应用于电子镇流器的功率因数校正(PFC),于是,第二代电子镇流器应运而生。电子镇流器采用PFC技术后,总谐波畸变 $THD < 15\%$,线路功率因数 $PF > 0.99$ 。当AC电压从90V到270V变化时,DC电压保持高度稳定,从而保证了输出功率和灯光亮度恒定。此外,采用有源PFC电路还会使灯电流波峰比达到小于1.5的水平。对于有源PFC电路的工作原理和应用实例,笔者曾在《家用电器》1992年第10期《有源谐波滤波和开关电源技术在电子镇流器中的应用》一文中作过介绍。本刊1994年第2期还发表了《电子镇流器有源功率因数校正电路》,介绍了三星电子公司的产品。虽然第二代电子镇流器还应具有异常状态保护等功能,但其主要特征还是采用了以有源功率因数控制器TDA4817、SG3561A、MC34261、UC3852和KA7524等为核心的PFC电路。这些控制IC的输出直接驱动PFC电路中的开关功率器件,但一般都不能驱动DC/AC高频逆变电路中的开关器件,同时对灯也无预热启动等功能。

第三代电子镇流器的主要特点是采用新型单片IC,同时实现了有源功率因数校正、灯驱动与控制、预热启动及各种保护功能。采用由美国Micro Linear公司1993年7月推出的ML4830单片IC控制

的有源高功率因数、高效率、预热式和可调光电子镇流器电路,如图 21-21 所示。其中,ML4830 主要由功率因数控制器、振荡器、预热和中断定时器、PWM 或频率调制器、输出驱动器和欠压及过热关闭等单元电路所组成。脚 14、15 是镇流器 MOSFET 驱动输出,脚 16 是 PFC 输出。IC 的灯驱动部分既可工作于可变频率型,也可工作在 PWM 型。由于在本电路应用中 IC 脚 8 接地,故灯驱动部分工作于变化频率型。

ML4830 的脚 1 至脚 4、脚 11、脚 19、脚 20 和脚 16 等及与这些引脚相关连的外围元器件组成变化频率、电流传感、连续电流升压型 PFC 电路。该 PFC 电路主要包括电流控制和电压控制回路两部分。 $R_1(1\Omega)$ 是电流传感电阻,其压降通过脚 4 输入到 IC 的平均电流误差放大器和峰值电流限制比较器。脚 3 是 PFC 电流乘法器输入。直流(DC)输出电压经 R_{31} 、 R_{23} 和 R_{12} 电阻分压器分压馈送至脚 19,输入到 IC 的 PFC 误差放大器。DC 电压被 R_{14} 采样,经脚 11 输入到过电压比较器。当脚 11 上的电压超过 5V 时,IC 脚 16 的 PFC 输出被禁止;当脚 11 上的电压超过 6.8V 时,IC 的功能被禁止并变为低静态型。升压电感 L_3 工作于连续电流型,其电感量由 AC 输入电压、输出功率和振荡器频率等参数决定。该有源 PFC 电路输入 AC 电压是 220V,DC 输出电压为 380V,电源效率 $\eta \geq 0.95$ 。由于 IC 的 PFC 作用,AC 输入电流与输入电压同相位且呈正弦波波形, $THD < 10\%$, $PF > 0.99$ 。

ML4830 的振荡器频率由与脚 9 相连接的定时元件 R_5 、 C_{10} 决定。脚 14、脚 15 的输出直接驱动 Q_2 、 Q_3 。电子镇流器配接的双灯是并联的。 C_{22} 、 L_4 、 C_{20} 和 C_{25} 、 L_5 、 C_{19} 分别组成 LC 串联谐振电路。在灯启动点火后, L_4 、 L_5 起镇流作用。当一个灯被除去时,另一个灯仍能被点火工作。 L_4 、 L_5 的副绕组与二极管 $D_{22} \sim D_{25}$ 组成箝位电路,以避免在异常条件下输出网络损坏。

灯电流采样由电流传感变压器 T_2 和 T_3 完成。 T_2 、 T_3 的匝数比均为 1:1:45。灯电流传感信号经 D_{20} 、 D_{21} 、 C_{16} 、 R_{16} 等组成的控制回

路通过 IC 脚 5 输入到误差放大器,调节 R_{29} 可控制灯光。ML4830 能产生的调光范围从 100%到 1%,但比较合适的范围是 100%到 50%。

灯丝预热时间主要由 IC 脚 12 到地的 C_{15} 、 R_{16} 等定时元件决定。接通电源 IC 被启动后, C_{15} 上电压从 0.7V 升至 3.4V 所需用的时间就是灯丝预热时间。在此时间内,振荡器将产生高频(或低占空因数),但不能产生足够的电压对灯点火。在灯丝预热之后,变换器频率降至最低,从而产生一个高压将灯启动点燃。在灯应该完成点火但电压并不下降的情况下,灯电压反馈到 IC 脚 10,逆变器被关断,IC 继之履行可编程重复启动功能。灯预热启动时间不小于 0.7s。

ML4830 芯片内设置有温度传感器,只要结温超过 120°C ,IC 将关闭,从而使电子镇流器停止工作。

ML4830 为设计高性能高可靠的电子镇流器提供了高功率因数、高效率、可调光、预热启动、异常状态保护等一切所必需的功能。只要适当选取 IC 外围元器件的参数,就可以设计制作出配接三灯、四灯甚至十灯的大功率电子镇流器,而电子镇流器的成本比配接单灯情况并无明显增加。虽然采用 ML4830 设计的这种第三代电子镇流器看起来比较复杂,但它可以完全满足 IEC929 和 ZBK74012 等产品标准规定的性能要求和安全要求,同时具有相当高的性能价格比,寿命可以达到 2 万小时以上。该产品无疑代表了电子镇流器发展的主流。

(来源:家用电器,毛兴武,祝大卫,张士信,1994 年第 11 期)

21.22 多功能零开关电子镇流器

本电路是一个零电压开关的谐振变换器,它可同时给日光灯供电和笔记本电脑供电。这一电路由于充分利用 UC3871 的功能,因而具有元件少、体积小、多功能、高效率的优点。电路中一回扫变换器产生笔记本电脑液晶显示的供电电压。供给单显液晶显示的电压为 $-12\text{V}\sim-24\text{V}$;彩显液晶显示通常需正电源,若用本电路供电,极

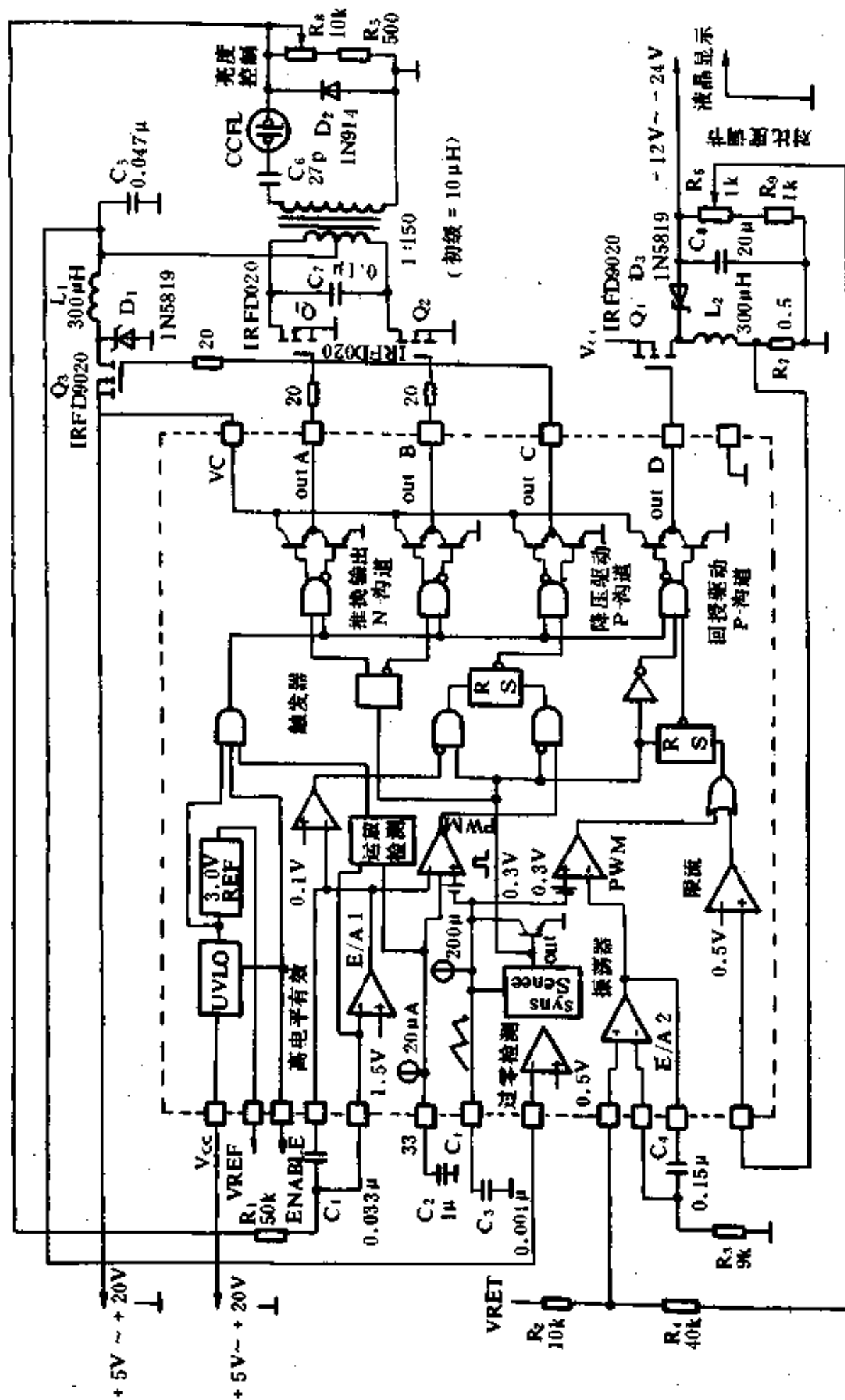


图 21-22 多功能零开关电子镇流器

性反过来即可。电路中的由中抽变压器构成的逆变器给日光灯供电，它的输出电压在灯点亮后维持恒定，而电流可在宽范围内变化。灯的亮度变化时，逆变器的频率在 48kHz~57kHz 间变化。所有的波形均为正弦，因此谐波含量很小。

(来源:IEEE APEC'93, Mark Jordan et al)

21.23 功率因数为 1 的卤素灯电子镇流器

这是一种简单的卤素灯电子镇流器。灯的功率为 175W。电子镇流器的输入电压为 220V，以约 20kHz 的谐振频率工作，具备零电压转换设计，采用自激振荡电路，无需额外驱动源或控制器驱动基极，因而镇流器体积小、重量轻。它几乎没有噪声，EMI(电磁干扰)极低，能可靠工作。无需外加功率因数校正器就能使功率因数几乎是 1。

这种镇流器的电路原理如图 21-23(a)所示。该电路由全波整流电路和普通带并联谐振电路的推挽式换流器组成。谐振主要由 C_r 和 L_r 产生。其工作原理如下：

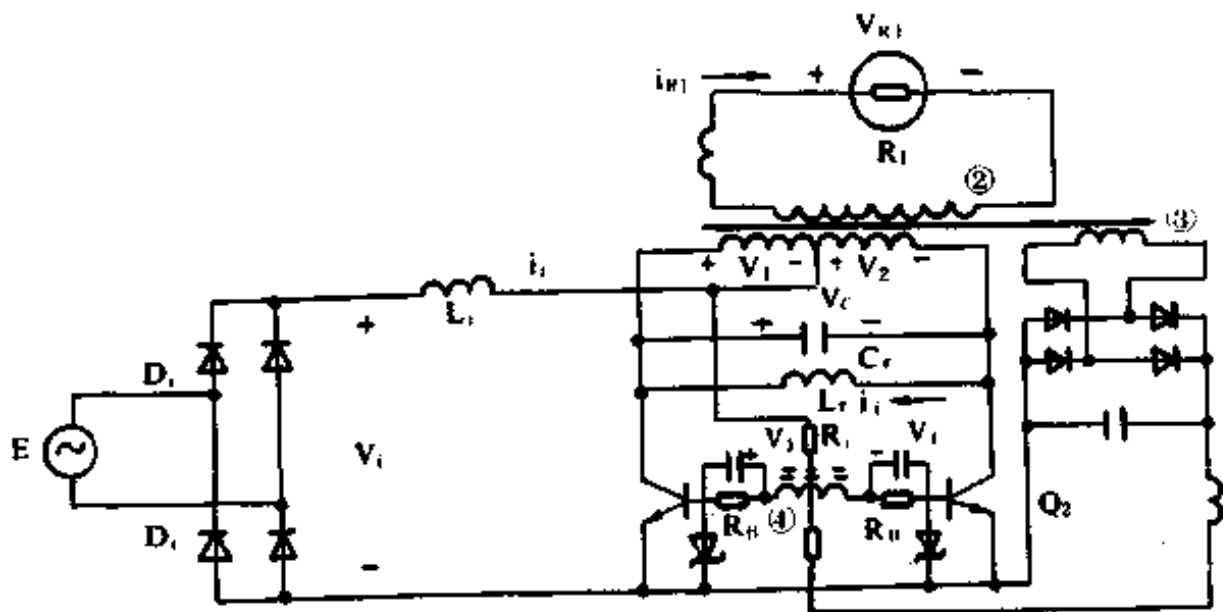
稳态时，谐振电压 U_c 为正弦波。随着谐振电压的过零，不断地使 $Q_1(Q_2)$ 导通，同步地使 $Q_2(Q_1)$ 截止。满足了三极管的零电压的转换条件。在激励电路中，与变压器引脚 3 相联结的二极管桥式整流电路，通过滤波网络向三极管基极提供稳定的电流。这样，使方波电流流入三极管的基极。

在图 21-23(b)中，灯电压看起来有些畸变，这是灯的特性引起的。从工作性能看，该电路可认为是并联谐振器的一种。谐振电容上的平均电压可以通过该电路的模型求得，因为电容电压是正弦波形，谐振电压很容易通过分析谐振电容电压的平均值得到。该电路中的主要参数如下： $L_1=17\text{mH}$ ； $C_r=0.62\mu\text{F}$ ； $L_r=1.57\text{mH}$ ； $L_2=2.5\text{mH}$ ；卤素灯的等效电阻 $R_1=82\Omega$ 。

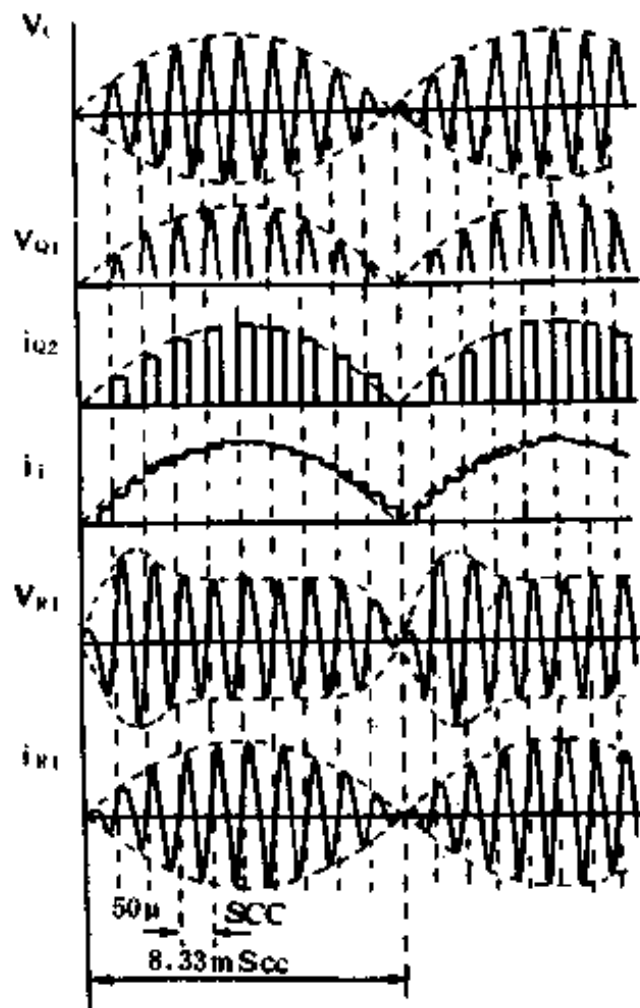
(来源:IEEE IAS Annual Meeting, Chal, H. Lee et al, 1990)

21.24 低成本日光灯电子镇流器

不少的设计者已经发表了许多冷阴极日光灯电子镇流器，并有

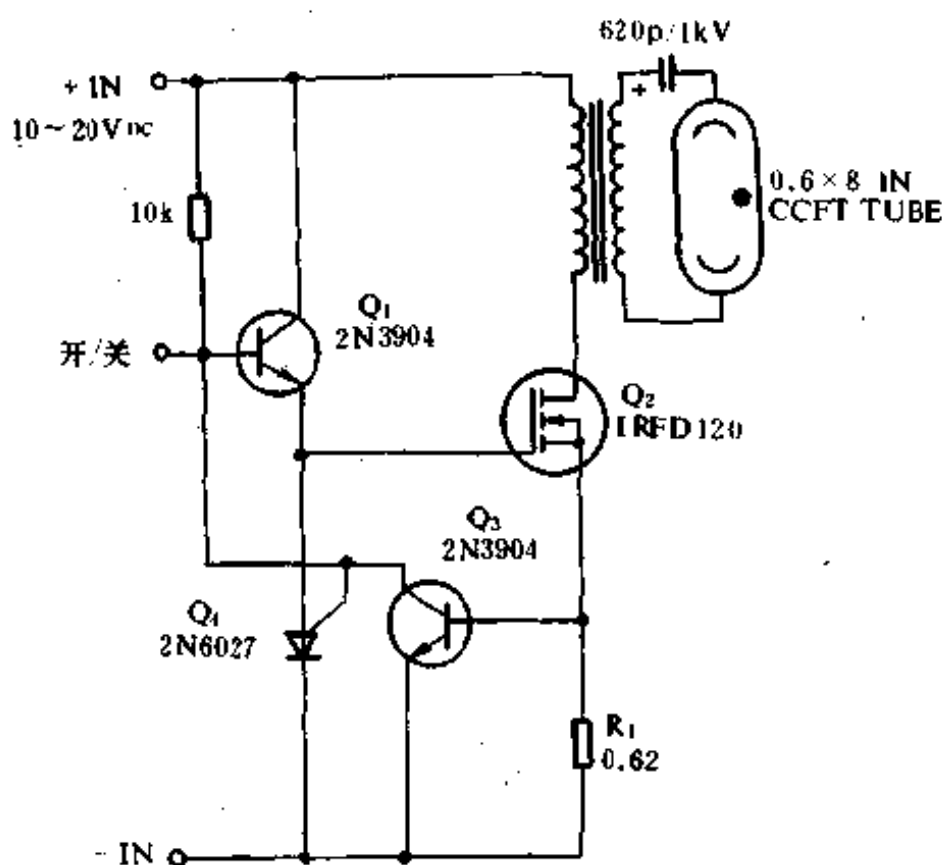


(a) 卤素灯电子镇流器电路原理



(b) 卤素灯电子镇流器各点典型波形

图 21-23 功率因数为 1 的卤素灯电子镇流器



注: T_1 设计
 磁芯: P14/81-3C85-A160
 初级: 33匝, 美国线规 (AWG) 31
 次级: 350匝, 美国线规 (AWG) 39

图 21-24 低成本日光灯电子镇流器

专用芯片可利用,但有很多场合的日光灯并不需要价格昂贵和结构复杂的双开关管谐振的电子镇流器,诸如电子夜光灯等。在这些场合可以设计出低成本、小功率的新型电子镇流器。图 21-24 所示即为这种镇流器。工作原理如下:起始, Q_1 的发射极给 Q_2 的门极提供高电平来开通 Q_2 。然后电流经变压器 T_1 上升,此时 T_1 起的作用更象电感。当通过 T_1 和 Q_2 的电流上升到近似 $0.62/R_1 A$ (本设计近似为 $1A$) 时, Q_3 导通。 Q_3 的集电极把 Q_1 的基极和 Q_4 的基极的电平拉向低电平。此时,储存在 T_1 原边中的能量传送到 T_1 的副边并点燃灯管。 Q_4 将锁定此种状态直至 T_1 把储存的能量全部释放给灯管。 T_1 中的电流然后以轻微谐振的方式反向流过 Q_2 的体内反并二极管,从而引起 Q_2 的门极少许负偏压。由于 Q_2 分布电容的作用, Q_1 的阳极也达到反偏压,以释放 Q_2 的门极,为下一次循环工作做准备。元

器件参数见图中。变换器的谐振频率为 30kHz。电路的输入电压为 10~20V_{DC}，电压 15V 时工作电流为 150mA。R₁ 的值决定日光灯的亮度。R₁ 增大、亮度变小；R₁ 减小，亮度增加，另外，ON/OFF 引线端只要接地，本电路就停止工作，它相当于一个开关。若要给大的日光灯供电，只需以倍数来放大 T₁ 的储能量和高功率的 MOS 管就可以实现。

(来源:EDN, Steven C Hageman et al, 1994 年 3 月 31 日)

二十二、其它电路精选

22.1 喷弧电源和启动电路

电路如图 22-1 所示,它具有效率高、重量轻等优点。电路包括脉宽调制功率变换器,采用闭环控制电路实现对电流的快速控制。当电压快速变化时,平波电抗器保持电流的基本恒定,因此有充足的时间允许快速响应调节器按负载电压的变化来调整脉宽,输出的平波电抗器增加一倍,作为高压脉冲变压器来点火。启动电路与汽车点火线圈的原理是一样的,当电流被晶体管阻断后,电感中磁场下降,产生高压脉冲。这个脉冲每 0.25 秒出现一次,直至电弧电流被检测到,这时脉冲发生器自动停止工作。

(The modern power supply and battery charger circuit encyclopedia Rudolf F. Graf. 1992)

22.2 高保真磁带收音机

市面上所常见的袖珍收音机,虽然有许多音质尚佳,但总觉在大动态时力不从心,究其根源,除所用元器件性能不佳以外,关键在于电源电压太低。本机一反常规,采用±9V 电源供电(出门听音乐并非长久之事),和著名 Hi-Hi 运放名品 NE5532 集成电路,本机电路原理并不复杂,但是,你会发现这么简单的组合却能出现你预料不到的结果,音乐纯真、通透、细腻,就象非常寂静的深潭中突然掉下一颗石子。如能配用 BRD 系列耳机,那更是锦上添花。该耳机性能特好,高音纤细,低音尤其深沉有力,灵敏度高,远非一般耳机所能相比。

该机采用三块低噪声高转换速率的双运放 NE5532,如没有,也可采用 LF353、TL082 等高速运放,但整机性能要受到影响。电阻全部采用金属膜电阻,电容选用漏电小的优质电容。本机电源可采用 7809、7909 稳压集成电路组装,这里不再赘述。

本机主要性能:输出功率 1W(RMS,耳机 32 欧姆),3dB 带宽为

10~25000Hz, 失真<0.1%。

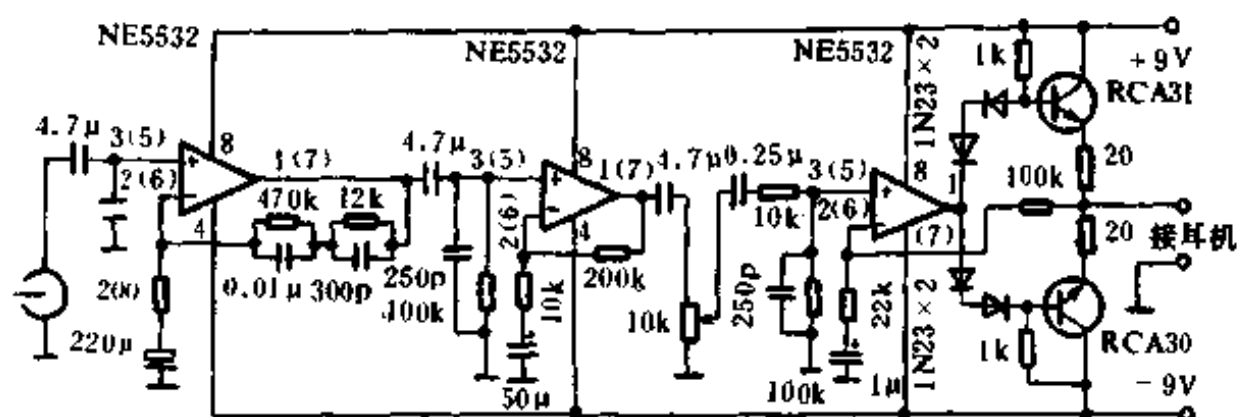


图 22-2 高保真磁带放音机电路

(来源:电子报合订本,1990年)

22.3 宽频带高频放大电路

电路如图 22-3 所示。使用 NEC 出品的高频晶体管 2SC288A 两只,增益为 10dB,频率特性在 500kHz~250MHz 的范围内均较为平坦。电路中集电极和发射极电路及旁路电容对工作性能的影响很大,在印制板的设计过程中, R_5 、 R_{10} 、 R_7 、 R_{12} 接地距离应为最短。 C_2 、 C_5 为高频特性补偿电容,接地线也应尽量短,以消除寄生电容。

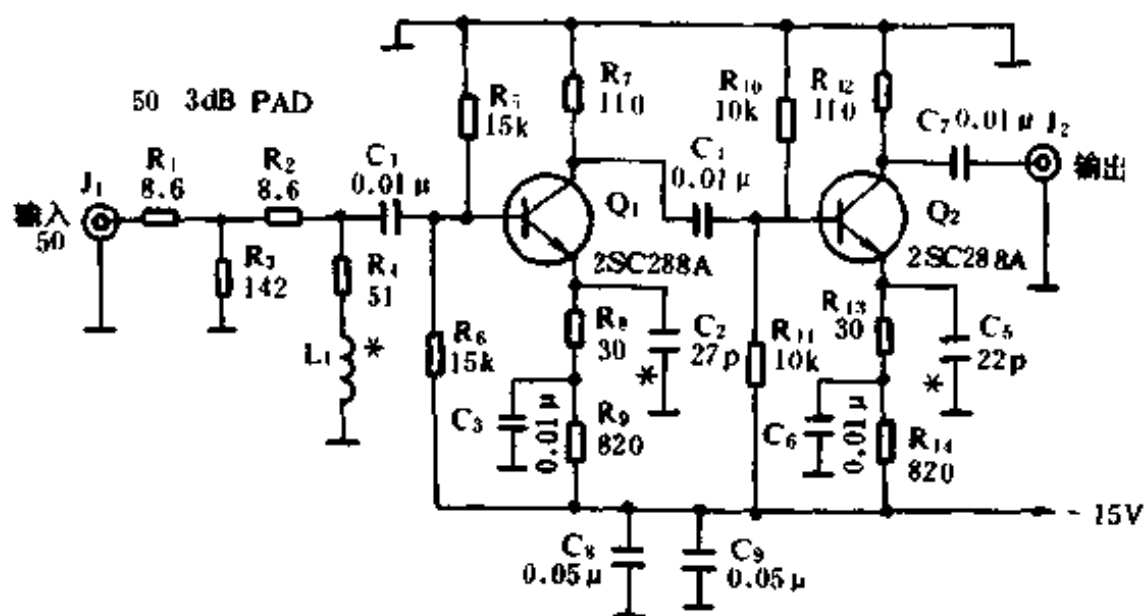


图 22-3 宽频带高频放大电路

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

22.4 由晶体管构成的宽频带幅值放大电路

电路如图 22-4 所示。由两只 NEC 出品的 2SC288A 构成,频率特性在 1MHz~250MHz 的范围内幅值变化 $\pm 1\text{dB}$ 之内,增益为 13dB,在负载为 50Ω 时最大输出约为 200mV。

若要改善带宽内频率特性,使其更平坦,可调整 C_4 、 C_8 的值,当低频增益不足时可以减小 R_5 、 R_{10} 的值。若想使频率特性向低频延伸,可以将耦合电容 C_1 、 C_3 、 C_5 增大,或关联一个 $1\mu\text{F}$ 的钽电容。另外,延伸频率特性的高频段,可以选择高频特性良好的晶体管代替 Q_1 和 Q_2 。增大输出电压的方法是增大 Q_2 的集电极电流,原来为 8mA,将 R_{11} 由 820Ω 换为 560Ω ,则集电极电流变为 11.5mA,在负载为 50Ω 时输出电压约为 300mV,它是原来值的 1.5 倍,再增加输出电压, Q_2 的功率已达极限,必须在输出另加放大电路。

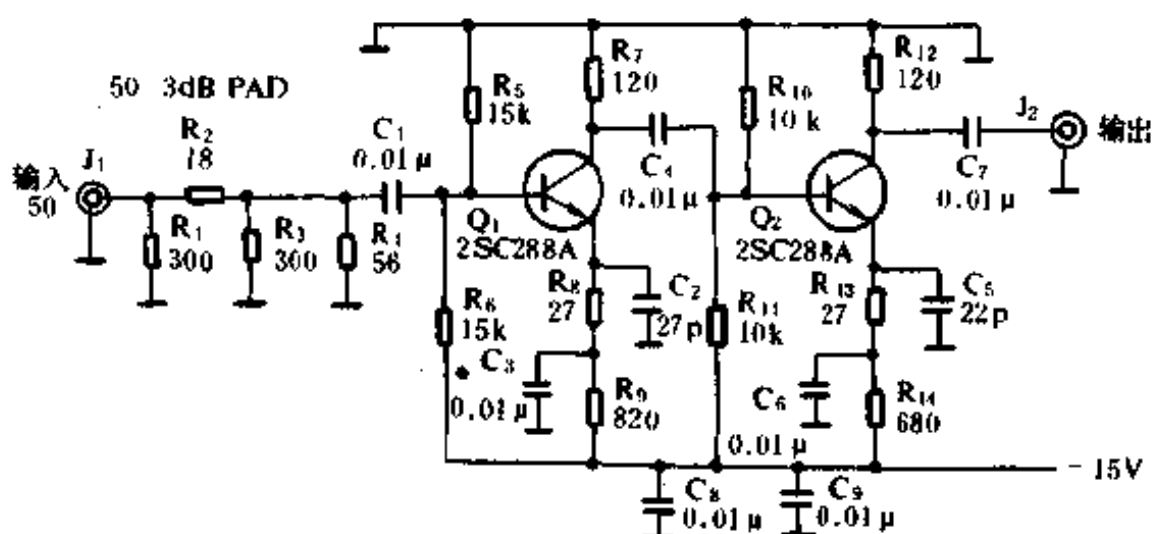


图 22-4 由晶体管构成的宽频带幅值放大电路

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

22.5 中频放大电路

图 22-5 所示为中频放大电路。 Q_1 一般选择硅管, $f_T=200\text{MHz}$ 。需要注意的是:(1)放大器的振荡。高频放大器最易产生振荡现象,为

消除它,必须采取中和的方法,图中虚线所示,接一微调电容,可以消除 Q_1 内部正反馈引起的振荡;(2)输出增益与 Q_1 的集电极电流有关,通过改变电阻 R_3 来改变 Q_1 的集电极电流,从而改变输出增益,另外输出增益与整体配合有关,改变 L_1 、 L_2 的耦合系数, L_3 、 L_4 的耦合系数及 L_1 、 L_4 的圈数可以做到最大增益;(3)为改善温度特性,采用带铁芯的电感线圈,与具有相反温度特性的电容一起并用,可以保证放大器稳定的温度特性。

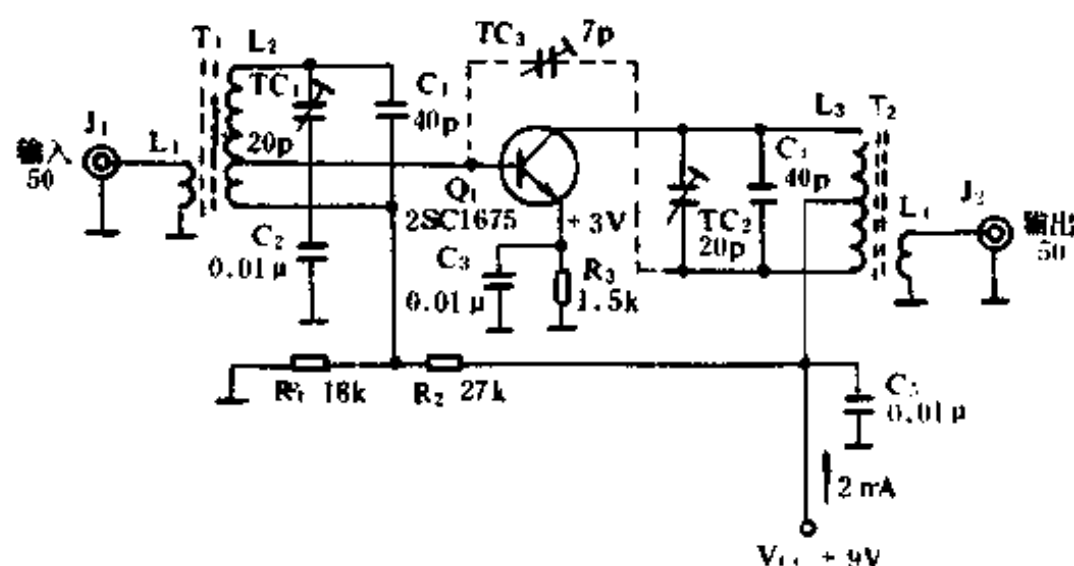


图 22-5 中频放大电路

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

22.6 可变电容器构成的可调 VHF 振荡电路

电路如图 22-6 所示。由 2SC2347 和 LC 振荡电路组成,通过改变可调电容 VC_1 便可使输出频率在 100MHz~150MHz 内变化。

在实际制作时,应将振荡电路集中在一个屏蔽盒内,从盒内引出三个接点:可变电容的转柄、旁通电容及振荡频率输出端 J_1 。另外必须把可变电容的旋转部分接地或地电位,否则电容的转柄靠近人手或金属时,产生人体电容效应而改变振荡频率。可变电容的转动部分接触电阻也很重要,它的变化相当于改变高频电路的电阻,影响振荡电路的 Q 值。

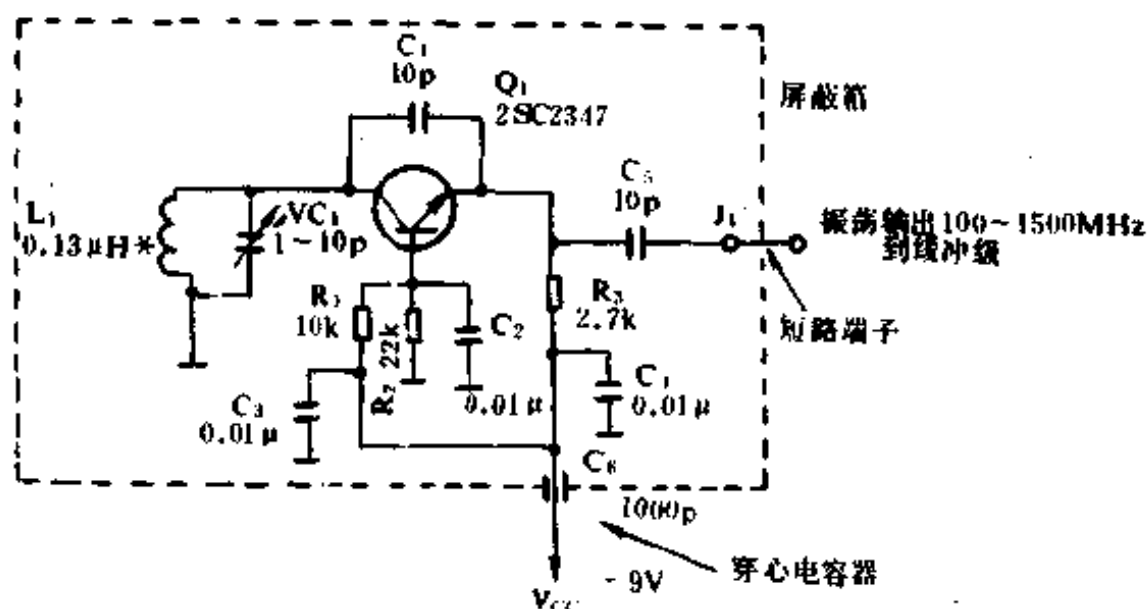


图 22-6 可变电容器构成的可调 VHF 振荡电路
(来源:改订 高周波回路设计ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

22.7 梳型振荡器(一)

梳型振荡器从其频谱特性看,其输出频率为基本频率及其整数倍的频率,且幅值相等,象梳子齿一样,这种振荡器用途广泛。

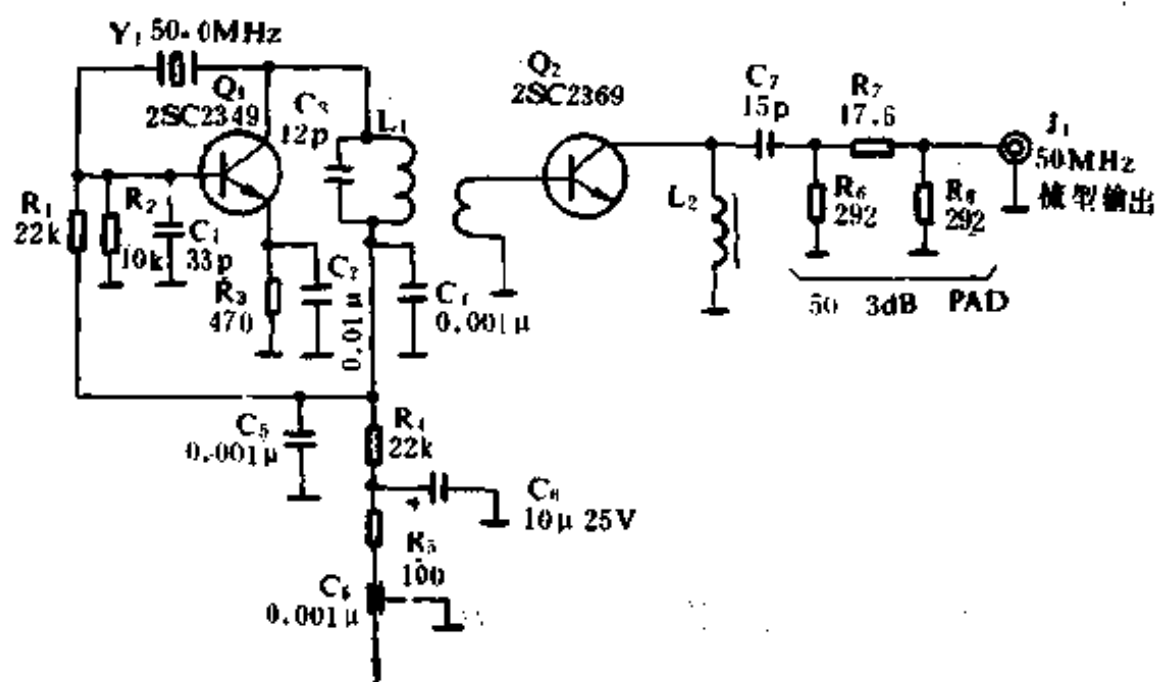


图 22-7 梳型振荡器(一)

电路如图 22-7 所示。这是一个 500MHz 的梳型振荡器,输出带宽为 500MHz。其工作原理是:Q₁ 及 L₁ 产生 50MHz 的频率信号,高次倍频信号利用 Q₂ 的集电极和发射极间的二极管特性而产生,Q₂ 应选择 f_T 高频特性好的管子。L₂ 为可变电感,调整其阻抗可以使频率特性更为平坦。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.8 梳型振荡器(二)

图 22-8 所示为利用晶体管放大器的非线性产生的梳状波形的梳状振荡器,Q₁ 用 5 倍频,将 100MHz 的晶振 L₂ 调到 100MHz 的谐振值。Q₂ 为功率放大,L₃ 与 VC₁ 的谐振频率为 100MHz,100MHz 的信号经 Q₃ 和 Q₄ 而产生出高次谐波,输出 J₁ 为 100MHz,频谱特性

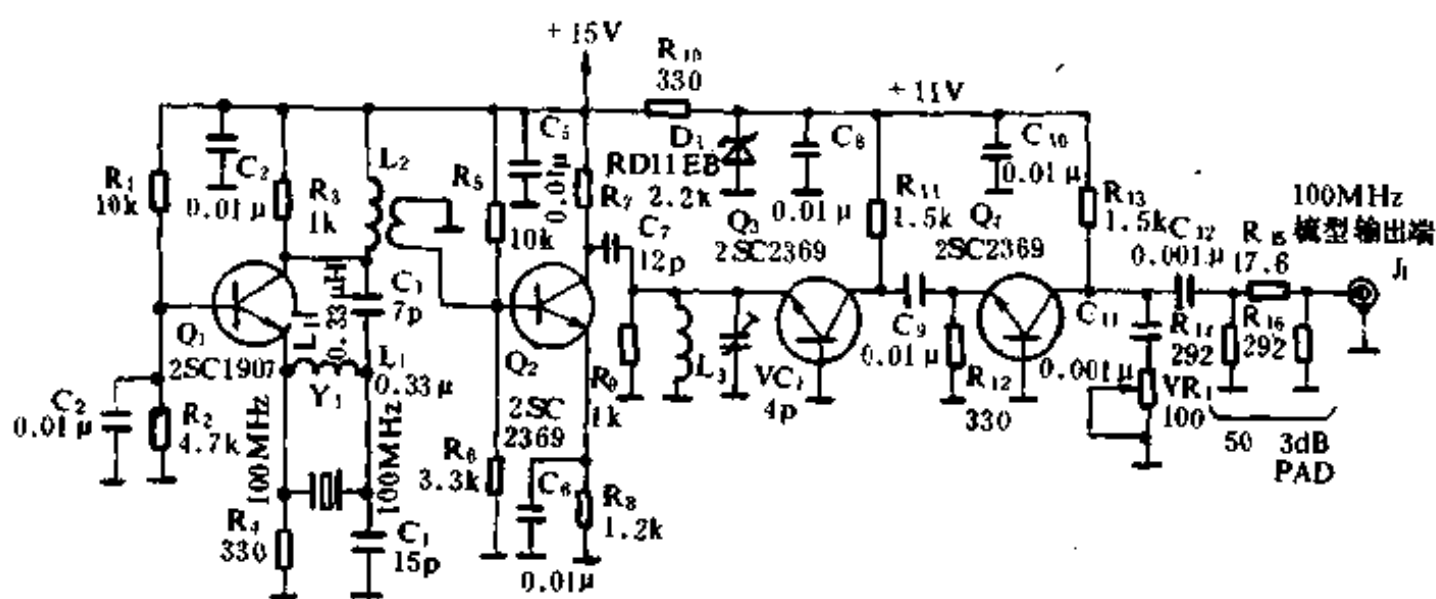


图 22-8 梳型振荡器(二)

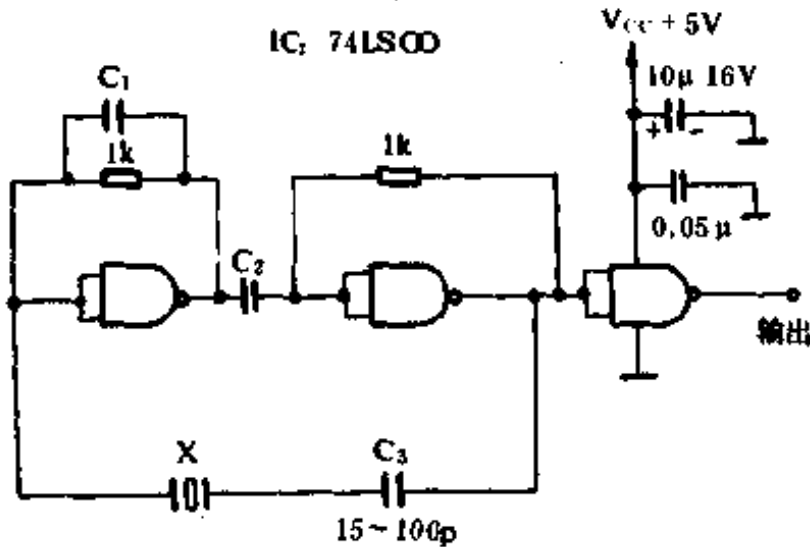
的上限为 2000MHz。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.9 集成电路和晶振构成的振荡器

用集成电路和晶振构成的振荡器具有以下特点:小型化、单一电源供电、经济、其它 IC 可直接驱动、扇出系数大,可输出方形波、输出

电压基本不变。如图 22-9 所示,这是由 TTL 电路构成的串联型振荡器。通过微调 C_3 可使输出频率与希望频率吻合。



输出频率范围 (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (μ F)
0.8~2	100	0.01
2~3	68	0.0022
3~4	47	0.001

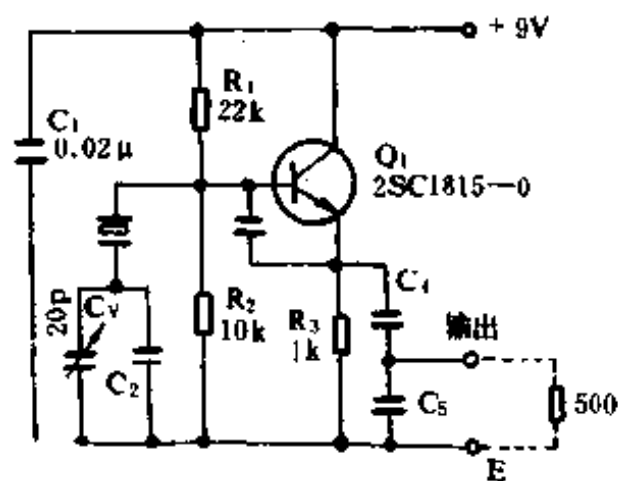
图 22-9 集成电路和晶振构成的振荡器

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.10 晶体管与晶振构成的不可调振荡电路

电路如图 22-10 所示。它可以产生 1MHz~22MHz 的基本频率波形。晶体管为 NPN 型,满足 $f_T > 100\text{MHz}$ 。在低电压(3V~5V)工作时,要求 h_{FE} 高一些($h_{FE} > 200$)。输出从 Q_1 的射极电容 C_4 、 C_5 分压取出,根据两电容容量比值,输出阻抗约为 500Ω 。电路无谐振部分,所以输出波形并不是完整的正弦波。此外,电路的温度特性由电容决定,希望 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_5 的温度特性为零,最好用云母电容或陶瓷电容。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)



频率 (MHz)	C ₂ (pF)	C ₃ (pF)	C ₄ (pF)	C ₅ (pF)
0.8~2	27	1500	750	750
2~3	27	1000	750	750
3~6	27	500	500	500
6~10	27	330	330	330
10~22	27	220	220	220

图 22-10 晶体管与晶振构成的不可调振荡电路

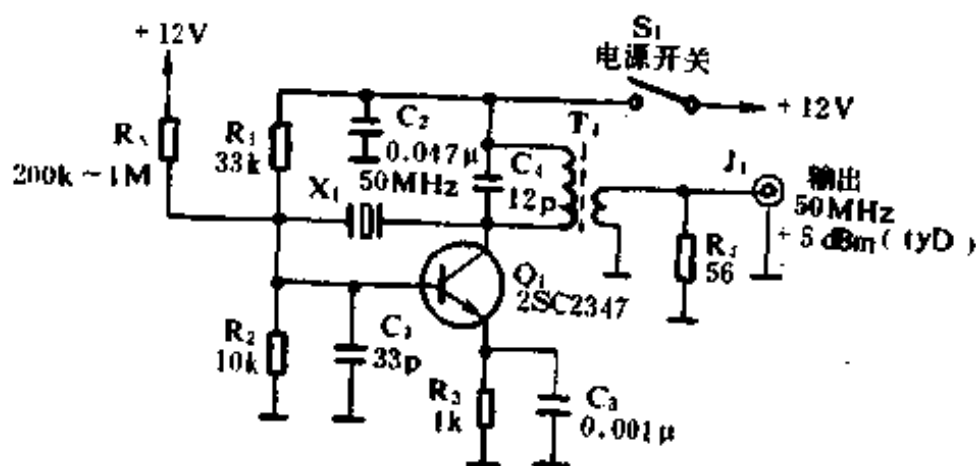


图 22-11 具有谐振电路的标准晶体振荡器

22.11 具有谐振电路的标准晶体振荡器

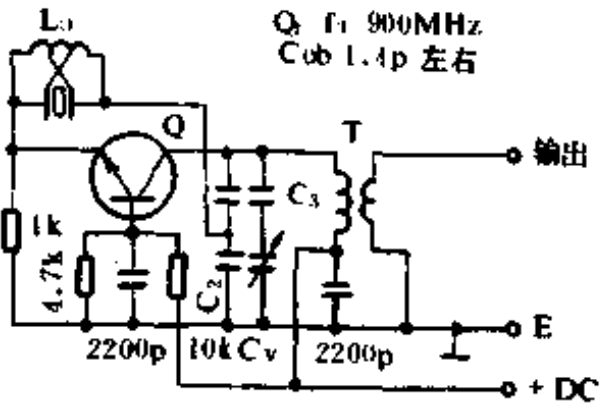
如图 22-11 所示为基本频率 50MHz、具有 3 次谐振频率的晶体

振荡电路。只要改变晶振和 T_1 、 C_1 的谐振频率,最低启振频率为 1MHz。图中输出增益为 +5dBm。电路的温度特性受 T_1 、 C_1 的影响。 C_1 采用具有负的温度特性的陶瓷电容便可以中和 T_1 的温度变化效应,希望 C_1 的温度特性好,可采用云母电容。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.12 高次谐波晶体振荡电路

如图 22-12 所示。它利用了 5 次、7 次、9 次谐波的带宽为 50~200MHz 的振荡电路。晶体管 Q 的 f_T 为基本频率的 4 倍以上, $C_{ob} < 1pF$, 为保证电路的温度特性良好, T 采用空心线圈,若用带铁芯的线圈,必须加温度补偿电容,进行温度补偿以保证工作稳定。该电路易受负载变动的影响,输出应先接缓冲放大或衰减运放,再与负载相接。



频率 (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	C_3 (pF)	L_0 (匝数)	T(匝数) (1初:2次)
60~80	22	47	30	20	7:2
80~100	15	30	30	15	5:1
100~120	15	30	30	9	4:1
120~140	15	30	20	8	4:1
140~160	12	24	15	7	4:1
160~180	10	20	10	6	3:1
180~200	7	15	7	5	3:1

L_0 、T(空芯,内径为5,线材为漆包线,线径0.4)

图 22-12 高次谐波晶体振荡电路

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.13 晶振倍频电路

用晶体振荡器构成的较高频率电路一般采用倍频法。因为采用

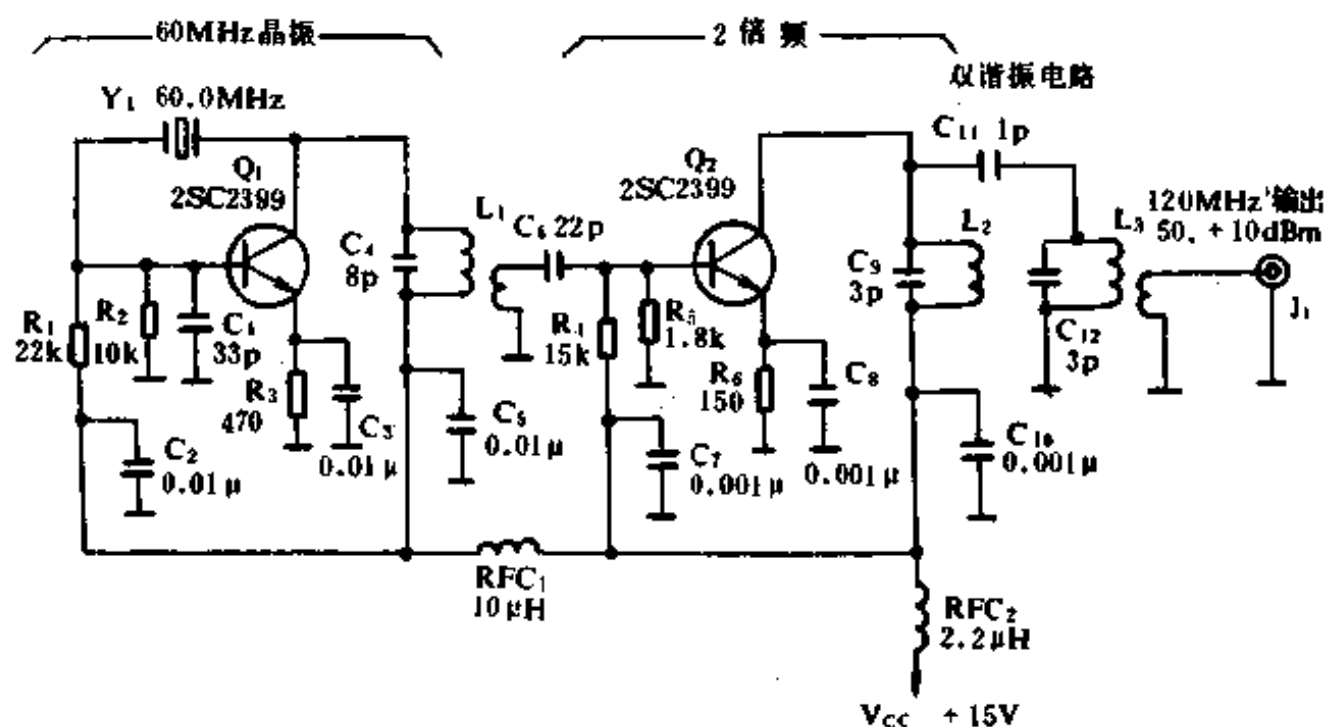


图 22-13 倍频法产生 120MHz 信号的振荡电路

谐波振荡电路产生的频率信号最高只能到 200MHz,而且受价格及调整困难等因素的影响,一般 60MHz 以上的信号就不用谐波振荡法产生而是采用倍频法。电路如图 22-13 所示。它是基本频率为 60MHz、倍频数为 2 的振荡电路,输出频率为 120MHz, Q_2 输出有很多寄生频率,用滤波器滤除,保留 60MHz 频率。2 倍频输入幅值的调整由 C_9 进行。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992,6)

22.14 400MHz 振荡电路

图 22-14 所示为采用倍频法产生 400MHz 输出频率的振荡电路。 Q_1 产生 50MHz 的基频信号, Q_2 在 2 倍频后变为 100MHz, Q_3 在 2 倍频后变为 200MHz, Q_4 再经 2 倍频后得到 400MHz 的信号频率,

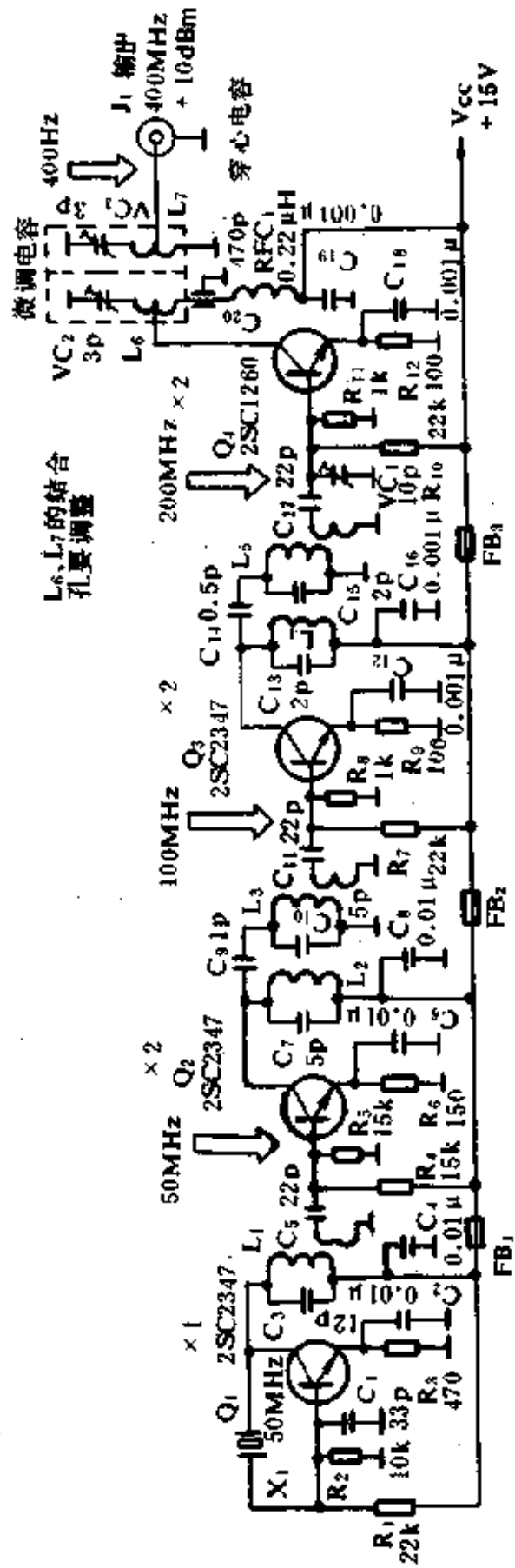


图 22-14 倍频法产生的 400MHz 振荡电路

通过调整 Q_1 基极的微调电容 VC_1 可以使输出为最大。400MHz 频率输出增益为 +10dB, 其他频率衰减 -60dB。

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

22.15 二极管构成的倍频电路

图 22-15 为利用二极管非线性倍频电路。基频为 50MHz, 晶体管 3 倍频后变为 150MHz, 再经二极管 5 倍频后, 得到 750MHz 的输出频率。 Q_1 在 3 倍频后得到的 150MHz 输出频率通过 L_2, L_3 构成的双谐振电路去除多余成分。加到倍频二极管 D_1 , 由于 D_1 的非线性, 产生很多高频信号, 再由 VC_1, L_4 构成的谐振器选择出 750MHz 频率。通过调节 VC_1 , 可改变倍频系数, 可以为 4 或 6, 使输出频率分别变为 600MHz 或 900MHz。

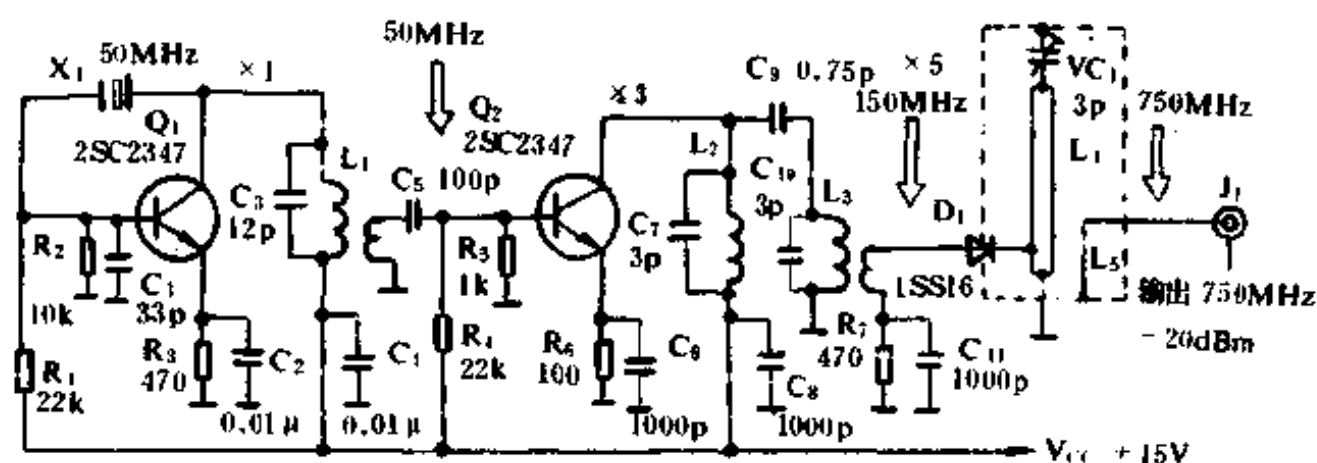


图 22-15 二极管构成的倍频电路

(来源:改订 高周波回路設計ノウハウ 吉田武 著 1992.6)

第三篇 电力电子电路设计实例

本篇给出了电力电子电路六个具体电路的设计方法。电力电子电路中遇到的主要技术难点,诸如高频变压器(贮能电感式和非贮能电感式)的设计问题、变压器的工作点漂移与抗磁饱和问题、开关器件损耗问题、开关过程浪涌电压电流吸收问题、过压保护问题、改善开关速度问题、电路的软启动问题,以及设计不定电电源(UPS)时电池的选择及电池充电时应注意的问题等,在本设计实例中都有详尽的介绍。

二十三、高频变压器的设计

在电力电子电路中,高频变压器起着电压、电流变换和电隔离的作用。变压器主要由磁芯和绕组构成。变压器在工作时,绕组使它发热;磁芯不仅使它发热,还可能进入饱和工作区使它及其相关的电子元件损坏。如何解决好发热和饱和这两大问题,便是变压器设计的主要考虑问题。因而高频变压器的设计至关重要,也是电路设计中的难点之一。本文以一实例说明高频变压器的设计步骤。这些设计步骤对半桥型、全桥型以及推挽型开关电源中高频变压器的设计皆适用。单端正激式开关电源中高频变压器的设计步骤也仿此。

23.1 问题的提出

有一开关电源,全桥式脉宽调制工作,额定功率为 100W,开关工作频率为 20kHz,输入电压为 50Hz、180~260V,输出电压为 5V,输出电流为 20A。要求设计用于这一开关电源的高频变压器。此开关电源电路主回路如图 23-1 所示。

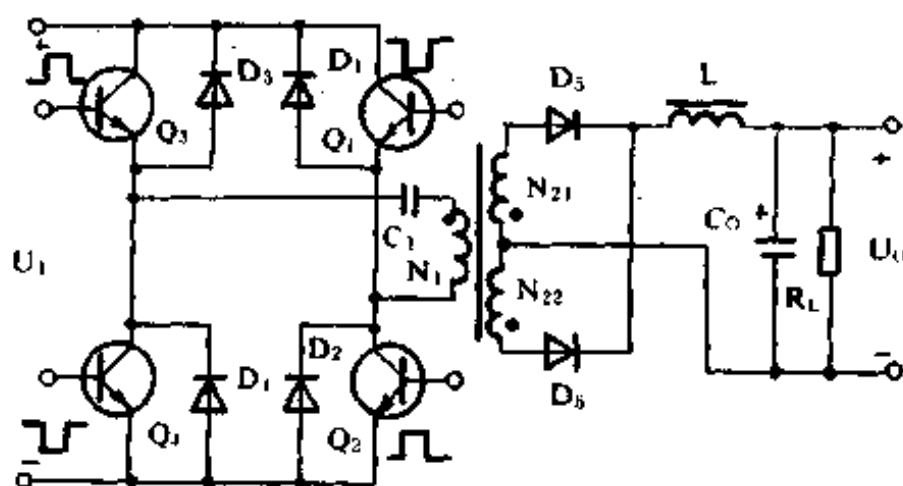


图 23-1 全桥式开关电源电路主回路

23.2 设计步骤

(1) 选定磁芯的材料和结构形式

在此设计中,选用表 10-5 中的 G 系列国产铁淦氧软磁罐形磁芯作为高频变压器的磁芯。该种磁芯的材料牌号为 R2KB/M。

(2) 确定最大工作磁感应强度 B_{max}

从表 10-1 可查出 G 系列软磁铁淦氧材料的饱和磁感应强度 $B_{sat}=0.48\text{T}$ 。由于高温时,磁性材料的磁感应强度会下降,同时为了防止合闸瞬间高频变压器进入饱和区,所以一般取最大工作磁感应强度为饱和磁感应强度的二分之一到三分之一。在此设计中最大工作磁感应强度 B_{max} 选

$$B_{max} = \frac{1}{3} B_{sat} = 0.16(\text{T})$$

(3) 计算高频变压器初级绕组的最大工作电流

全桥 PWM 型开关电源的输出电压 U_o 为

$$U_o = d_c U_s = d_c U_1 / n$$

式中, d_c 为占空比, $d_c = T_{ON} / \frac{T}{2}$; n 为高频变压器匝比, $n = N_p / N_s$ 。

N_p 、 N_s 分别为变压器初、次级线圈； U_1 为加于高频变压器初级绕组上的整流电压。

设高频变压器的效率为 η ，原边电流平均值为 I_c ，则其输出功率 P_o 为

$$P_o = U_o \times I_o = \eta d_c I_c U_1$$

设 $\eta = 80\%$ ， $d_c = 0.8$ ，则可得

$$I_c = \frac{1.56 P_o}{U_1} = I_p$$

在一定负载下，当输入电源电压最低时，流过高频变压器初级的电流最大。已知交流电压最低值为 180V，故经整流和电容滤波后输出的最低整流电压 U_{lmin} 为

$$U_{lmin} = 108 \times 1.414 \times 0.9 = 229V$$

将 U_{lmin} 值代入前式中，可求出流过高频变压器初级绕组的电流最大值为

$$I_{cm} = \frac{1.56 \times 100}{229} = 0.68A$$

(4) 决定磁芯和绕线骨架的尺寸

变压器初级绕组的感应电势为

$$e = U_p = N_p \frac{d\Phi}{dt} = N_p S_e \frac{dB}{dt}$$

当变压器工作在磁芯磁化曲线线性部分时，可由上式导出计算磁感应强度 B 的公式为

$$B_{max} = \frac{U_p}{KfN_pS_e}$$

式中， U_p 为加于变压器原边有效电压 (V)； f 为电源的频率 (Hz)； B_{max} 为磁芯最大工作磁通密度 (T)； S_e 为磁芯有效截面积 (m^2)； K 为一常数，对正弦波为 4.44，对方波为 4。在本书中，由于变压器原边所加电压波形均为方波或近似方波，所以 K 取 4。

一般地，可令变压器初级绕组占磁芯窗口面积 S_c 的一半，磁芯窗口填充系数 $K_c = 0.73$ ，变压器效率 $\eta = 80\%$ ，则变压器的输出功

率与其几何尺寸之间的关系为

$$\begin{aligned}
 P_o &= \eta I_p U_p \\
 &= \eta I_p 4f B_{\max} S_e N_p \\
 &= \eta \frac{K_c S_c d}{2} 4f B_{\max} S_e \\
 &= 1.17 B_{\max} f d S_e S_c
 \end{aligned}$$

式中, d 为导线的电流密度 (A/m^2); 铜导线是变压器绕组的优良材料, 电流密度通常可选 $d=2\sim3(A/mm^2)$; S_c 为磁芯绕线骨架窗口面积 (m^2)。

上式可改写为

$$S_e \cdot S_c = \frac{P_o}{1.17 B_{\max} f d}$$

选导线的电流密度为 $d=2.5(A/mm^2)$, 则 S_e 和 S_c 的乘积为

$$S_e \cdot S_c = \frac{100 \times 10^{-6}}{1.17 \times 0.16 \times 20 \times 10^3 \times 2.5} = 1.068 (cm^4)$$

S_c 不仅与选用的罐形磁芯有关, 还与绕线骨架有关。表 23-1 是国产罐形磁芯用线圈骨架的尺寸系列, 图 23-2 为罐形磁芯用线圈骨架结构图。

表 23-1 罐形磁芯用线圈骨架尺寸系列

型号	尺寸(mm)					
	D	d_1	d	L	l	b^*
GJ-9	7.2 $_{-0.2}$	5.0 $_{-0.1}$	4.2 $^{+0.1}$	3.2 $_{-0.1}$	2.2 $^{+0.1}_{-0.1}$	1.3
GJ-11	7.8 $_{-0.2}$	5.8 $_{-0.1}$	5.0 $^{+0.1}$	0.4 $_{-0.1}$	3.0 $^{+0.1}_{-0.1}$	1.6
GJ-14	11.2 $_{-0.3}$	7.2 $_{-0.1}$	6.4 $^{+0.1}$	5.2 $_{-0.1}$	4.2 $^{+0.1}_{-0.1}$	2.0
GJ-18	14.4 $_{-0.3}$	9.1 $_{-0.1}$	8.1 $^{+0.1}$	6.8 $_{-0.2}$	5.6 $^{+0.1}_{-0.1}$	2.5
GJ-22	17.4 $_{-0.3}$	10.8 $_{-0.1}$	9.8 $^{+0.1}$	8.8 $_{-0.2}$	7.6 $^{+0.1}_{-0.1}$	2.5
GJ-26	20.8 $_{-0.3}$	13.4 $_{-0.2}$	12.0 $^{+0.2}$	10.6 $_{-0.3}$	9.0 $^{+0.1}_{-0.1}$	3.0
GJ-30	24.4 $_{-0.3}$	15.4 $_{-0.2}$	14.0 $^{+0.2}$	12.6 $_{-0.3}$	11.0 $^{+0.1}_{-0.1}$	3.0
GJ-36	29.3 $_{-0.4}$	18.0 $_{-0.2}$	16.6 $^{+0.2}$	14.2 $_{-0.3}$	12.6 $^{+0.1}_{-0.1}$	3.5
GJ-42	35.0 $_{-0.4}$	19.6 $_{-0.2}$	18.2 $^{+0.2}$	16.9 $_{-0.3}$	15.3 $^{+0.1}_{-0.1}$	3.5
GJ-48	39.4 $_{-0.4}$	22.0 $_{-0.2}$	20.5 $^{+0.2}$	19.9 $_{-0.3}$	18.3 $^{+0.2}_{-0.2}$	3.5

查表 10-5, 选用型号为 G36 的罐形磁芯, 则 $S_e = \frac{\pi}{4}(d_2^2 - d_3^2) = 1.84$ (cm^2); 又查表 10-1, 选用 GJ-36 的骨架, 则 $S_c = \frac{1}{2}l(d_{1\text{磁芯}} - d_{1\text{骨架}}) = 0.74(\text{cm}^2)$, 故其乘积为

$$S_e \cdot S_c = 1.362(\text{cm}^4)$$

该乘积大于计算值, 满足要求。

(5) 计算绕组导线尺寸和变压器的初级绕组匝数

因为在此设计中, 导线的电流密度选 $2.5\text{A}/\text{mm}^2$, 流过变压器初级绕组的电流最大值 $I_{\text{PM}} = I_{\text{CM}} = 0.74\text{A}$, 故要求导线的截面积 S 为

$$S = 0.68 / 2.5 = 0.272\text{mm}^2$$

由于变压器是在高频下工作, 故在选取导线的直径时, 应考虑到集肤效应引起的导线截面积的减少。穿透深度公式如下:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu \gamma}}$$

式中: f —变压器工作频率;

γ —电导率, 铜导线 $\gamma = 58 \times 10^6 \Omega \cdot \text{m}$;

μ —磁导率, 铜导线, $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$;

故对铜导线而言, 穿透深度公式可简化为:

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{f}} (\text{mm})$$

式中: f —变压器工作频率, 单位为 Hz。

计算得: $f = 20\text{kHz}$ 时, $\delta = 0.467\text{mm}$

$f = 30\text{kHz}$ 时, $\delta = 0.381\text{mm}$

$f = 50\text{kHz}$ 时, $\delta = 0.295\text{mm}$

$f = 100\text{kHz}$ 时, $\delta = 0.209\text{mm}$

$f = 200\text{kHz}$ 时, $\delta = 0.148\text{mm}$

我们在选择绕组导线直径或厚度时, 应遵循导线直径或厚度小于 2δ 的原则。故为了满足绕组导线所要求的截面积, 需用直径小或厚度小的导线多股并绕。

表 23-2 为部分国产高强度漆包圆铜线铜芯标称直径规格,从表中可选截面积为 0.2734mm^2 或 0.3019mm^2 的高强度漆包线。我们选后一种。此种型号的漆包线的铜芯标称直径为 0.62mm ,最大外径为 0.67mm 。显然,所选直径小于 2δ (20kHz 时),故可直接用单股导线绕制绕组。

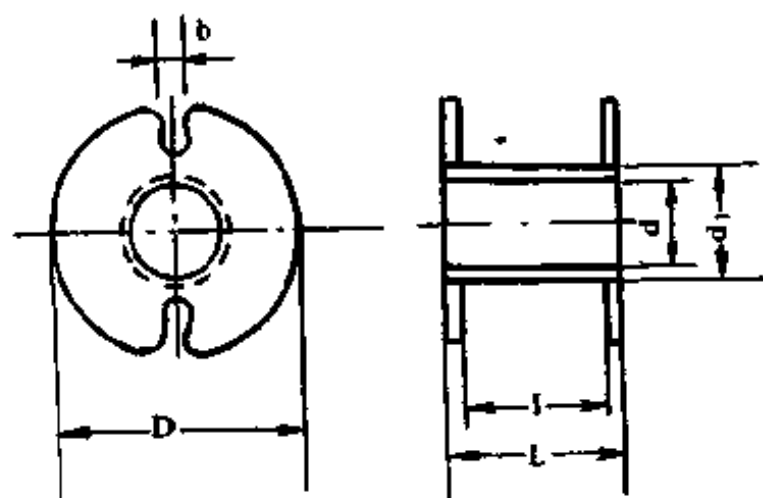


图 23-2 罐形磁芯用线圈骨架结构

表 23-2 高强度漆包圆铜线铜芯标称直径规格

铜心标称直径	最大外径	铜心截面积	铜心标称直径	最大外径	铜心截面积	铜心标称直径	最大外径	铜心截面积
mm	mm	mm ²	mm	mm	mm ²	mm	mm	mm ²
0.03	0.045	0.0007065	0.33	0.39	0.08553	0.96	1.02	0.7238
0.04	0.055	0.001257	0.35	0.41	0.09621	1.00	1.07	0.7854
0.05	0.065	0.001963	0.38	0.44	0.1134	1.04	1.12	0.8495
0.06	0.075	0.002827	0.41	0.46	0.1320	1.08	1.16	0.9161
0.07	0.085	0.003848	0.44	0.49	0.1521	1.12	1.20	0.9852
0.08	0.095	0.005027	0.47	0.52	0.1735	1.16	1.24	1.057
0.09	0.105	0.006362	0.49	0.54	0.1886	1.20	1.28	1.131
0.10	0.120	0.007854	0.51	0.56	0.2043	1.25	1.33	1.227
0.11	0.130	0.009498	0.53	0.58	0.2206	1.30	1.38	1.327
0.12	0.140	0.01131	0.55	0.60	0.2376	1.35	1.43	1.431
0.13	0.150	0.01327	0.57	0.62	0.2552	1.40	1.48	1.539
0.14	0.160	0.01539	0.59	0.64	0.2734	1.45	1.53	1.651

续表

铜心标称直径	最大外径	铜心截面积	铜心标称直径	最大外径	铜心截面积	铜心标称直径	最大外径	铜心截面积
mm		mm ²	mm		mm ²	mm		mm ²
0.15	0.170	0.01767	0.62	0.67	0.3019	1.50	1.58	1.767
0.16	0.180	0.02011	0.64	0.69	0.3217	1.56	1.64	1.911
0.17	0.190	0.0227	0.67	0.72	0.3526	1.62	1.71	2.061
0.18	0.20	0.02545	0.69	0.74	0.3739	1.68	1.77	2.217
0.19	0.21	0.02835	0.72	0.78	0.4072	1.74	1.83	2.378
0.20	0.225	0.03142	0.74	0.80	0.4301	1.81	1.90	2.573
0.21	0.235	0.03464	0.77	0.83	0.4657	1.88	1.97	2.776
0.23	0.255	0.04155	0.80	0.86	0.5027	1.95	2.04	2.987
0.25	0.275	0.04909	0.83	0.89	0.5411	2.02	2.12	3.205
0.27	0.31	0.05726	0.86	0.92	0.5809	2.10	2.20	3.464
0.28	0.33	0.06158	0.90	0.96	0.6362	2.26	2.36	4.012
0.29	0.35	0.06605	0.93	0.99	0.6793	2.44	2.54	4.676
0.31	0.37	0.07548						

计算变压器初级绕组匝数：已知交流电源电压的额定值 $U_{ac} = 220V$ ，故经整流、电容滤波后的整流电压 U_1 为

$$U_1 = 220 \times 1.2 = 264V$$

于是可得 N_p

$$N_p = \frac{U_1}{kfB_{max}S_e} = \frac{264 \times 10^4}{4 \times 20 \times 10^3 \times 0.16 \times 1.84} = 112.09$$

取 $N_p = 112$ 匝。

(6) 在交流电源电压 $U_{ac} = 260V$ 时，验算 B_{max} 。

用前面求得的变压器初级绕组匝数 $N_p = 112$ ，就能计算出在交流电源电压为最大值时，变压器最大的工作磁感应强度 B_{max} 值。

$$U_{pmax} = U_{imax} = 260 \times 1.2 = 312V$$

将 N_p 和 U_{pmax} 值代入

$$B_{max} = \frac{U_{pmax}}{kfN_p S_e} = \frac{312 \times 10^4}{4 \times 20 \times 10^3 \times 112 \times 1.84} = 0.189(T)$$

该 $B_{\max} < \frac{1}{2} B_{\text{sat}} = 0.24\text{T}$, 即 B_{\max} 没有超过 B_{sat} 的一半, 因此, 所选的变压器初级匝数 $N_p = 112$ 是合适的。一般情况下, 如算出的 B_{\max} 值大于或等于 B_{sat} 值的一半时, 则需将变压器的初级绕组匝数增多, 直到算出的 $B_{\max} \leq \frac{1}{2} B_{\text{sat}}$ 时为止。

(7) 计算变压器初级绕组每层的匝数和所需层数

查表 23-1 可得, GJ-36 绕线骨架的高度 $l = 12.6\text{mm}$ 。初级绕组采用导线的最大外径为 0.67mm , 而 $12.6/0.67 = 18.8$, 考虑到实际绕制时, 排线不可能和计算值一样紧密, 故需留出一定空隙, 设每层绕 16 匝, 则初级绕组需占七层。

(8) 计算变压器次级绕组匝数

因为双端开关电源输出回路通常采用的都是全波整流电路, 因此, 其高频变压器次级绕组需有中心抽头。抽头两边每边的匝数均为 N_s , 电压为 U_s 。 $U_s = (U_o + U_{\text{DF}})/d_c$, 式中, U_{DF} 为整流二极管导通压降, 输出电压 $U_o = 5\text{V}$ 。 设 $U_{\text{DF}} = 1\text{V}$, $d_c = 0.9$, 则 $U_s \approx 6.7\text{V}$ 。 而

$$\frac{2N_s}{N_p} = \frac{2U_s}{U_p}$$

$$2N_s = \frac{2U_s}{U_p} N_p = \frac{13.4}{264} \times 112 = 5.68$$

所以, 次级全部绕组取 6 匝, 在 3 匝处抽头。

(9) 计算次级绕组导线尺寸和每层匝数

前面已述, 次级输出回路采用的是变压器具有中心抽头的全波整流电路, 为此次级每一半绕组导线中流过的平均电流为负载电流的一半, 即 10A 。 设导线的电流密度为 $2.5\text{A}/\text{mm}^2$, 其对应导线截面积为 $10/2.5 = 4\text{mm}^2$ 。 为了把集肤效应引起的铜耗减至最小, 次级绕组可用多根导线并联来绕制。 查表 23-2, 选截面积为 0.6793mm^2 的导线 6 根并联作为次级绕组。 该导线铜芯标称直径为 0.83mm , 最大外径为 0.99mm 。 GJ-36 绕线骨架高度 $L = 12.6\text{mm}$, 考虑到留出一定空隙, 每层绕 2 匝 (12 根导线), 次级绕组占三层。

(10) 绕线骨架窗口尺寸的检验

从表 23-1, 可查得, GJ-36 骨架的宽度为 $(D-d_1)/2 = (29.3 - 18)/2 = 5.65\text{mm}$ 。变压器初级绕组为七层、外径等于 0.67mm 的圆漆包线, 占宽度 4.69mm , 次级为三层、外径等于 0.99mm 的圆漆包线, 占宽度 2.97mm 。初级和次级绕组的总叠宽为 7.66mm , 超过 GJ-36 骨架宽度。因而选 G36 磁芯和 GJ-36 骨架不合适, 应重新选型。

再选取 G42 磁芯和 GJ-42 骨架, 从第 4 步重新开始计算。初级绕组为外径 0.67mm 的铜线六层, 次级选外径 0.86mm 的铜线 8 股三层。最后计算得初级和次级绕组总叠宽为 6.60mm , 再考虑加原次级绕组总叠厚的 15% 作为抽头和层间绝缘所占的宽度, 则变压器绕组的总宽度为 7.59mm , 而 GJ-42 绕线骨架的宽度为 $(D-d_1)/2 = 7.7\text{mm}$, 比实际宽度大 0.11mm , 所以 GJ-42 绕线骨架对变压器的绕组来讲是合适的。

(11) 稳压范围检验

将前面求出的变压器初、次级绕组的匝比 $n = N_p/N_s = \frac{112}{3}$ 代入公式 $d_c = \frac{nU_0}{U_1}$, 进行稳压范围的检验。

当交流电源电压 $U_{ac} = 180\text{V}$ 时, $U_{l\min} = 216\text{V}$, 代入 d_c 公式中, 可求出占空比 $d_{c\max} = 0.86$ 。当交流电源电压 $U_{ac} = 260\text{V}$ 时, $U_{l\max} = 260 \times 1.2 = 312\text{V}$, 代入 d_c 公式中, 可求得 $d_{c\min} = 0.6$ 。

从上述计算可知, 当交流电源电压 U_{ac} 在 $180 \sim 260\text{V}$ 范围内变化时, 只要占空比 d_c 能在 $0.6 \sim 0.86$ 范围内调节, 则开关稳压电源都能实现稳压输出。这一条件在此是比较容易满足的。若所选占空比调节范围不能满足交流电源电压变化范围的需要时, 则需重新选择高频变压器初、次级绕组的匝比, 使之在给定占空比 d_c 调节范围内, 能满足交流电压变化范围的需要。

23.3 变压器工作点的漂移与抗磁饱和

电力电子变换器中的高频变压器在工作时, 应使其工作的磁滞回线中心点在零值磁通密度点, 也即应使直流磁势分量为零。如果有

的电路或电路的控制方式使之偏离零值磁通密度点,则工作磁滞回线将上移或下移,使变压器铁芯进入磁饱和区。

如果在半周的部分时间中铁芯工作轨迹进入磁饱和范围,而此时仍存在晶体管基极驱动时,则功率晶体管可能受到损坏,其原因是:变压器工作进入铁芯饱和时,变压器阻抗下降趋向零值。故而变压器的磁化电流开始按指数函数增高,对于一定基极驱动电流,这时晶体管不再工作在导通饱和区。集电极电压和电流同时数值较大,故而晶体管或者由于增加损耗功率或者由于超出正向偏置安全工作区的限制线,可能损坏。

变压器铁芯工作轨迹使磁滞回线向上或向下挪动现象可从每半周时间中铁芯磁通密度变化看出,由于变压器在每半周时间中铁芯磁通密度变化与加于铁芯的电压—时间面积(通常称 $V-s$ 面积或伏秒特性)成正比。

在半个周期中,磁通密度变化值为:

$$+\Delta B = \frac{10^8}{N_p \cdot S_e} \int_0^{\frac{T}{2}} U_1 dt$$

在下半个周期中,磁通密度变化为:

$$-\Delta B = \frac{10^8}{N_p \cdot S_e} \int_{\frac{T}{2}}^T U_1 dt$$

即使两个 $V-s$ 面积值间有微小的不等,在第二个半周结束时,磁通密度值就开始向上或向下稍稍离开原始出发点。经多个周期后,铁芯工作轨迹已移动,结果在某个或几个半周期后,铁芯达到饱和,从而使晶体管集电极电流急剧增加。

当两个 $V-s$ 面积值自动平衡后,该挪动过程中止。这起始不平衡的起因或者是基-射极电压或者是集-射极饱和电压不平衡,数值相差较大,使得导通中加于各半初级绕组的电压数值不等。这也可能由于两个三极管的存储时间不相同,尽管两个基极的导通触发电压相等,仍使加于两半初级绕组的 $V-s$ 值不相等。这也与基极触发电路的性质有关,当然这也可能是由于基极驱动脉冲不对称造成的。

$V-s$ 面积的微小的不平衡是可以容许的,它将由于铁芯移向饱和而自动复原。当达到饱和时,晶体管的较大电流产生较大的 V_{ce} 值,故而又使得较小 $V-s$ 面积值外加于该半绕组中。这使铁芯工作轨迹在出现祸害情况前,中止挪动;或者,当铁芯出现饱和的半周期末时,晶体管脱离饱和状态,在半个初级绕组上加较小的电压并自动使铁芯工作平衡。

至于是否存在危害状态,可以用示波器电流探头串入变压器初级中点观察效果和作出评价。示波器同时显示两个三极管的电流,可以看到导通半周结束前每个三极管电流波形上升的情况,通常峰值电流应不超过 25%。

铁芯磁通密度挪移作用可以通过选择 U_{ce} 和 U_{ce} 值均一致的两个三极管,并且两个三极管基极导通驱动应保持一致等措施来减至最低程度。采用抗饱和回授二极管对均衡两个 $V-s$ 面积值很有用,由于使三极管储存期缩至最短且使两管时间相等,同时也使三极管导通电压值相等。铁芯加个气隙使磁滞回线平坦,而当铁芯达到饱和时,可以防止磁化电流祸害性的突然增大。

加铁芯气隙,选配 U_{ce} 和 U_{ce} 值和采用抗饱和回授二极管都是为了避免祸害性大电流不均衡现象。在某些情况下,设计师在电路中可加上在每半周中的均衡峰值电流的回授电路。可采用电流互感器和峰值探测器,以得出与每半周中峰值电流成正比的直流电压值,再用这些直流电压控制每半周中触发脉冲宽度的微小改变,因此产生两个 $V-s$ 面积数值相等,而面积值与晶体管存储期、 U_{ce} 和 U_{ce} 值无关。

在全桥和半桥式变换器中,上、下半周的时间很难做到精确相等,因此为避免变压器工作磁滞回线的中心点移动,可采用与变换器初级绕组串联一个电容器的办法。电容器起到了隔直流电压的作用,从而保证了变压器的抗磁饱和,能正常工作。

在单端正激式变换器中,变压器铁芯是单边磁化,故必须加去磁回路,使开关在导通期间和关断期间的 $V-s$ 面积相等。

二十四、具有储能电感作用的高频变压器的设计

24.1 具有储能电感作用的变压器

上面介绍的是一般高频变压器的设计实例。在有的电力电子电路中,变压器还兼作储能电感元件。比如反激型开关电源,它的高频变压器除了实现输入、输出之间的隔离外,还具有储能电感作用。这里介绍常用的单端反激型开关电源变压器的设计。

单端反激型开关电源的主电路如图 24-1 所示。它由反向型开关电源演变而来。其工作原理为:当功率开关管受控导通时,高频变压器将电能变为磁能储存起来。在开关管受控截止时,高频变压器初、次级电压极性改变。整流二极管 D 由反偏变为正偏导通,高频变压器就将原先储存的磁能变为电能,通过整流二极管 D 向负载供电和向输出电容 C_o 充电。此电路的整流二极管 D 是在开关管截止时才导通的,故称此电能为反激型。

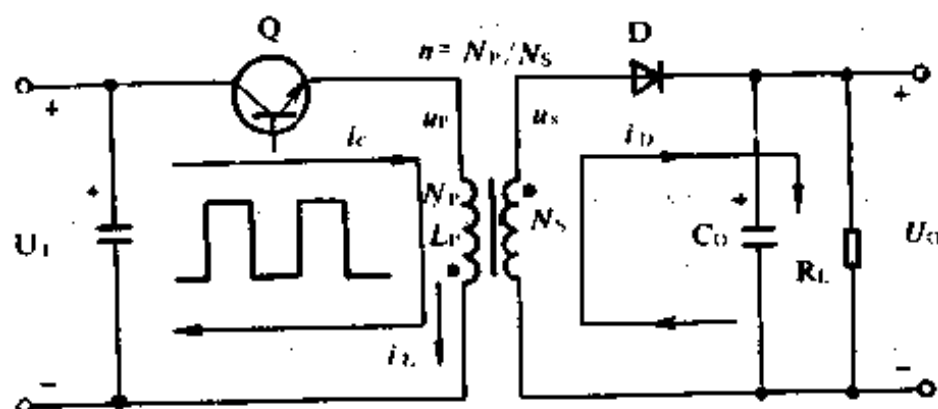


图 24-1 单端反激型开关电源主电路

单端反激型开关电源中的高频变压器有两种工作方式:

(1) 能量全部传递方式,即变压器初级绕组电感 $L_p = L_{(P)\min}$ 时能量的传递方式。变压器初级绕组在功率晶体管导通时所储存的能量,在功率晶体管截止时全部通过变压器次级绕组传递给负载。

(2) 能量部分传递方式,即变压器初级绕组电感 $L_p > L_{(P)\min}$ 时能

量的传递方式,变压器初级绕组在功率晶体管导通时所储存的能量,在功率晶体管截止期间并不全部传递给负载,传递给负载的能量仅是它所储存能量的一部分。

在能量全部传递方式中,功率晶体管导通期间流过晶体管的集电极电流峰值高。为了能获得这一峰值电流,要求高频变压器初级绕组的电感量不能选得过大。它是以增加绕组损耗作为代价换来大的峰值电流。同时,功率晶体管还必须具有能承受高的脉冲峰值电流冲击的能力。其功率晶体管上的集电极电压和电流波形如图 24-2(a)所示。

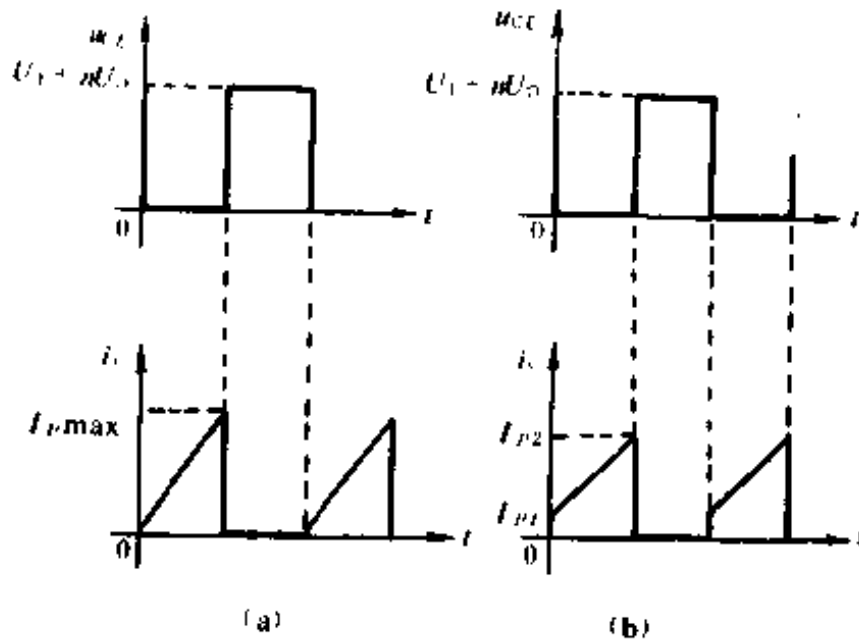


图 24-2 开关管上的电压和电流波形

在能量部分传递方式中,流过功率晶体管集电极的峰值电流比较低。但是,功率晶体管导通时,流过晶体管的集电极电流的平均值比能量全部传递方式中流过晶体管集电极电流的平均值大,其结果将导致功率晶体管的损耗增大。同时,在这一工作方式中,变压器初级绕组需具有更大的电感量,它储存的多余能量,由变压器磁芯来接受。所以,在其它条件都相同的情况下,能量部分传递工作方式中的变压器容量要比能量全部传递工作方式中的变压器容量大。工作于

这一工作方式中的功率晶体管的集电极电压和电流的波形如图 24-2(b)所示。

下面通过一个实例给出单端反激型开关电源中的高频变压器设计步骤。

24.2 问题的提出

一反激型开关电源,功率为 100W。开关电源输入交流电压 $U_{ac} = 220V$,变化范围为 160~260V,频率为 50Hz。输出电压为 5V,输出电流为 20A,工作频率为 20kHz。试设计此电源中的变压器,要求工作在能量全部传递方式。

24.3 设计步骤

(1) 计算流过变压器次级绕组的峰值电流

在反激型开关电源中,高频变压器的次级绕组是和功率晶体管相串联的,所以流过变压器次级绕组的峰值电流和流过功率晶体管的峰值电流相等。在进行具体计算之前,先推导一下计算流过变压器次级绕组峰值电流 I_{Pmax} 的公式。如果本实例要求变压器工作在能量部分传递方式,则设计过程只需用图 24-2(b)中的 $(I_{P2} - I_{P1})$ 来代替 I_{Pmax} 即可。

众所周知,变压器初级绕组电压和流过初级绕组的电流变化率成正比,即

$$u_p = L \frac{di}{dt}$$

在能量全部传递的反激型开关电源中,在功率晶体管导通期间,流过变压器初级绕组的电流可视为是从零开始线性增长的,并在功率晶体管导通終了的那一瞬间达到峰值 I_{Pmax} 。所以,加在变压器初级绕组上的电压 U_{imin} 又可表示为

$$U_{imin} = \frac{L_p I_{Pmax} f}{q_{max}}$$

式中, U_{lmin} 为输入直流电压最小值(V);

L_P 为变压器初级电感量(H);

I_{Pmax} 为流过变压器初级绕组的电流最大值(A);

q_{max} 为最大占空比;

f 为开关电源工作频率(Hz)。

输出功率等于变压器储存的磁能除以周期 T , 即

$$P_O = \frac{1}{2} \frac{L_P I_{Pmax}^2}{T} = \frac{L_P I_{Pmax}^2 f}{2}$$

由上两式消去 $(L_P I_{Pmax} f)$ 因子, 即得计算流过变压器初级绕组峰值电流公式为:

$$I_{Pmax} = \frac{2P_O}{q_{max} \cdot U_{lmin}}$$

设开关电源的占空比最大值 $q_{max} = 0.45$, 已知交流电压的最小值 $U_{ac} = 160V$, 所以 $U_{lmin} = 160 \times 1.2 = 192V$ 。将这些数值代入上式得:

$$I_{Pmax} = \frac{2 \times 100}{0.45 \times 192} = 2.315(A)$$

(2) 求最小占空比 q_{min}

在反激型开关电源中, 输出电压的稳定是通过改变占空比 q 来实现的。如果输入整流电压在 U_{lmin} 到 U_{lmax} 范围内变化, 则

$$U_O = \frac{q_{max}}{1 - q_{max}} U_{lmin} = \frac{q_{min}}{1 - q_{min}} U_{lmax}$$

由上式可得

$$q_{min} = \frac{q_{max}}{(1 - q_{max})K + q_{max}}$$

式中: $K = U_{lmax} / U_{lmin}$ 。

在交流电压 $U_{ac} = 160V$ 时, $U_{lmin} = 160 \times 1.2 = 192V$; 而在交流电压 $U_{ac} = 260V$ 时, $U_{lmax} = 260 \times 1.2 = 312V$, 将这些数值代入上式可得

$$q_{\min} = \frac{0.45}{(1-0.45) \times 1.625 + 0.45} = 0.335$$

(3) 计算变压器初级绕组的电感量 L_P

用前面公式可得

$$L_P = \frac{U_{\min} \cdot q_{\max}}{I_{p\max} \cdot f} = \frac{192 \times 0.45}{2.135 \times 20 \times 10^3} = 1.866 \text{ (mH)}$$

(4) 选择磁芯和绕线骨架的尺寸

为方便计算,这儿用 U_P 来代替加于变压器初级的电压有效值。这样做的结果是所选磁芯和绕线骨架比实际所需略大,此外并无别的影响。

于是,变压器初级绕组两端电压 U_P 为

$$U_P = 4fB_{\max} \cdot N_P \cdot S_c$$

而流过变压器初级绕组的电流最大值 $I_{p\max}$ 为

$$I_{p\max} = U_P \cdot T_{ON} / L_P$$

由上述两式得到

$$S_c = \frac{I_{p\max} \cdot L_P}{I_{ON} 4fB_{\max} N_P}$$

设最小 T_{ON} 为 $T/4$, 变压器初级绕组占变压器磁芯窗口面积的 $1/3$, 每匝圆导线的面积以 D^2 计算, 则上式就可表示为

$$S_c \cdot S_c = \frac{3I_{p\max} \cdot L_P \cdot D^2}{B_{\max}}$$

式中, D 为漆包铜线的最大外径, 单位为米。查表 10-3, 选用 R2K/M 软磁铁氧体做成的 E 形磁芯, 用它与 I 形磁芯构成变压器的磁芯。查表 10-1, 知 R2k/M 的 $B_{sat} = 0.36 \text{ (T)}$, 选 $B_{\max} = \frac{1}{3} B_{sat} = 0.12 \text{ T}$ 。选用电流密度为 2.5 A/mm^2 的高强度漆包线作为变压器初级绕组的导线。将流过变压器初级绕组的电流最大值 $I_{p\max}$ 除以导线的电流密度就可以算得初级绕组的导线截面积为: $2.315 / 2.5 = 0.926 \text{ mm}^2$ 。查表 23-2, 选用截面积为 0.9852 mm^2 的高强度漆包铜线, 其最大外径为 $D = 1.2 \text{ mm}$, 铜芯标称直径为 1.12 mm 。将选定的 B_{\max} 、 D 和 $I_{p\max}$ 、 L_P

值代入上式即得:

$$S_e \cdot S_c = \frac{3 \times 2.315 \times 1.866 \times 10^{-3} \times (1.2 \times 10^{-3})^2}{0.12} \\ = 15.55(\text{cm}^4)$$

从表 10-3 中或软磁材料产品目录中选 E28 型磁芯作为变压器的磁芯。通过计算,可知 $S_e = 7.84(\text{cm}^2)$, $S_c = 3.915(\text{cm}^2)$, 所以 S_e 和 S_c 的乘积为 $30.69(\text{cm}^4)$, 大于计算值, 符合要求。

(5) 计算气隙长度 l_g

反激型开关电源中的变压器工作于磁滞回线的第 I 象限, 它的电流和磁通量都不可能为负值, 因此就存在磁通平均值不为零, 引起变压器磁芯进入饱和的问题。

这一问题可以有两种解决办法。第一, 是采用大容量的磁芯; 第二, 是在磁通通路上加入适当的空气隙, 则磁滞回线变得扁平, 使相同的直流偏置所对应的磁感应强度变小, 从而起到阻止磁芯进入饱和的作用。通常, 设计者总是采用第二种解决办法, 因为它能使用磁性材料生产厂家提供的更加小巧的变压器磁芯。

在磁路上的空气隙具有最大的磁阻, 它存储磁场能量的大部分。所以, 在有空气隙的情况下, 磁势近似为

$$NI = Hl_g$$

根据磁场线圈储能公式

$$W = \frac{1}{2} LI^2 = \frac{1}{2} \phi I = \frac{1}{2} N \phi I$$

和上式可得

$$LI^2 = N \phi I = H L_g \phi = H l_g B_{\max} S_e$$

又因为磁场强度与最大磁感应强度的关系为:

$$H = \frac{B_{\max} \times 10^6}{0.4\pi\mu} \quad (\text{A/m})$$

所以可得

$$LI^2 = H l_g B_{\max} S_e$$

$$= \frac{B_{\max}^2 S_e l_g \times 10^6}{0.4\pi\mu}$$

由于空气中相对磁导率 $\mu=1$, 因此从上式可得气隙长度 l_g 为:

$$l_g = \frac{0.4\pi L_p I_{p\max}^2}{B_{\max}^2 S_e} \times 10^{-6}$$

将前面 B_{\max} 、 S_e 、 L_p 和 $I_{p\max}$ 的结果代入上式得到

$$l_g = \frac{0.4\pi \times 1.866 \times 10^{-3} \times (2.315)^2 \times 10^{-6}}{(0.12)^2 \times 7.84 \times 10^{-4}}$$

$$= 1.11(\text{mm})$$

(6) 计算变压器的初级绕组匝数

变压器初级绕组匝数公式为

$$N_p = \frac{B_{\max} \times l_g \times 10^6}{0.4\pi \times I_{p\max}}$$

将前面选定的 B_{\max} 值和 l_g 、 $I_{p\max}$ 的计算结果代入上式, 得到

$$N_p = \frac{0.12 \times 10^6 \times 111 \times 10^{-5}}{0.4\pi \times 2.315} = 45.8$$

N_p 取 46 匝。

(7) 计算变压器次级绕组匝数和导线尺寸

单端反激型开关电源中, 输出电压 U_o 和整流二极管正向压降 U_{DF} 之和为

$$U_o + U_{DF} = \frac{N_s}{N_p} U_1 - \frac{q}{1-q}$$

当输入整流电压 U_1 值最小时, 其占空比 q 值必须最大, 只有这样, 才能保持其输出电压稳定。 $U_1 = U_{1\min}$ 时, 上式又可表示为

$$U_o + U_{DF} = \frac{N_s q_{\max} U_{1\min}}{N_p (1 - q_{\max})}$$

设整流二极管导通时正向压降 $U_{DF} = 1\text{V}$, 从上式可得出计算变压器次级绕组 N_s 的公式为

$$N_s = \frac{N_p (U_o + 1) (1 - q_{\max})}{q_{\max} U_{1\min}}$$

将 $U_{1\min} = 160 \times 1.2 = 192\text{V}$, $q_{\max} = 0.45$, $N_p = 43$ 代入上式, 可得

$$N_s = \frac{46 \times (5+1) \times (1-0.45)}{0.45 \times 192} = 1.76$$

N_s 取2匝。当次级绕组选电流密度为 $2.5\text{A}/\text{mm}^2$ 的导线绕制时,其所需的导线截面积为 $20/2.5 = 8\text{mm}^2$ 。查表23-2,选截面积为 1.057mm^2 的高强度漆包线8根并联,该漆包线的铜心标称直径为 1.16mm ,最大外径为 1.24mm 。在此采用8根漆包铜线并联作为次级绕组的目的是为了减小集肤效应引起的铜耗。

(8) 变压器磁芯窗口尺寸的检验

在此设计中,初级绕组采用的是截面积为 0.9852mm^2 的导线绕46匝,占窗口面积为 45.32mm^2 。次级绕组用的是8根截面积为 1.057mm^2 的导线并联绕2匝,占窗口面积为 16.912mm^2 。初、次级绕组合计占窗口面积为 62.23mm^2 。它远小于所选用磁芯(E28)的窗口面积 391.5mm^2 。故所选磁芯的窗口装进初、次级绕组和层间绝缘后,其空间还是足够的。

二十五、输出电压可调的交直流 变换器设计

在本设计中,我们考虑采用一种称之为 RCC(Ringing Choke Converter)的变换器。这是一种单端自激式变换器,它使用元件少,结构简单,主要使用在 50W 以下的电源中。开关电源的结构形式、功率等级与效率的关系如表 25-1 所示。

表 25-1 开关电源的结构形式、功率等级与效率的关系

输出电压 方式输出功率	5V	9V	12V	15V	24V	48V
RCC 20W 以下	63%	66%	65%	67%	72%	75%
RCC 20~50W	67%	70%	69%	71%	75%	78%
正向变换器 50~150W	73%	76%	75%	76%	78%	82%
推挽式 150~300W	75%	78%	77%	78%	80%	84%
桥式 300W 以上	77%	80%	80%	82%	82%	85%

25.1 RCC 的电路结构和工作原理

RCC 的电路结构如图 25-1 所示。加上输入电压时,电流经 R_G 流向三极管 Q_1 的基极,使 Q_1 导通,此时变压器次级的二极管反向偏置,无电流流过。于是 Q_1 集电极电流和线圈中流动的电流相等。由于 Q_1 集电极电流从 0 启动,故基极电流不大就足以使管子导通。此 R_G 称为启动电阻,电流称为启动电流。

一旦 Q_1 导通,变压器初级线圈 N_P 就加上输入电压,线圈 N_B 也产生感应电压。感应电压 e_B 向 Q_1 基极注入电流 I_B ,使 Q_1 进一步导通, I_B 数值是:

$$I_B = \frac{(N_B/N_P) \cdot V_{IN} - (V_F + V_{BE})}{R_B}$$

在 Q_1 截止瞬间, 变压器产生与当前电压极性相反的反电动势, 其能量与 Q_1 截止前的变压器所蓄能量相等。因而

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} L_1 \cdot i_{1p}^2 \\ &= \frac{1}{2} L_1 \left(\frac{V_{IN}}{L_1} \cdot t_{on} \right)^2 \\ &= \frac{(V_{IN} \cdot t_{on})^2}{2L_1} \end{aligned}$$

式中, L_1 为变压器 N_p 线圈的电感; i_{1p} 为图 25-1 中电流 i_1 的峰值, 图 25-2 为图 25-1 中变压器初、次级电流波形。

25.2 输出电压的稳压及改变方法

由于反相电动势, 次级二极管导通, 并向负载输出功率。由于单位时间内变压器积蓄的能量和输出功率相等, 所以

$$\frac{1}{2} L_1 \cdot \left\{ \frac{V_{IN}}{L_1} \cdot t_{on} \right\}^2 \cdot f = V_O \cdot I_O$$

由此式可知: 要使输出电压 V_O 保持稳定, 只要改变频率 f 或三极管的导通时间 t_{on} 就可达到目的。

在图 25-3 中, 要使三极管截止, 只要使与集电极电流对应的基极电流不足就可实现。所以, 由稳压二极管 D_1 把来自变压器 e_B 的驱动电流旁路, 使不流过 Q_1 。 D_1 阳极接电容 C_2 的负端, C_2 电压是在 Q_1 截止期间由绕组 N_B 经 D_3 充电的负电压, 所以 C_2 电压 V_C 变为:

$$V_C = V_Z + V_{BE}$$

时, 稳压二极管 D_1 导通, 驱动电流流向 D_1 二极管, 使 Q_1 截止。

另外, 电流流向 C_2 的时间长短和变压器次级供给输出电力的时间长短是一样的, 所以输出电压 V_O 与 C_2 电压成正比, 并且是稳定的, 即输出电压变为:

$$V_O = \frac{N_S}{N_B} \cdot (V_Z + V_{BE}) - V_F$$

如果忽略 V_{BE} 和 V_F , V_O 就与 V_Z 成正比, 输出电压的稳定度也由 V_Z 的电压稳定度决定。

由于输出电压 V_O 与负偏压 V_C 成正比, 因此只要改变 V_C , 就可改变输出电压。如图 25-4 所示。

在图 25-4 中, 三极管 Q_2 的集电极接在 C_2 的负端, 一旦 V_O 升高, 引起 V_C 升高, 通过稳压二极管 D_2 , Q_2 的基极电流就增加, 使 Q_2 导通。由于

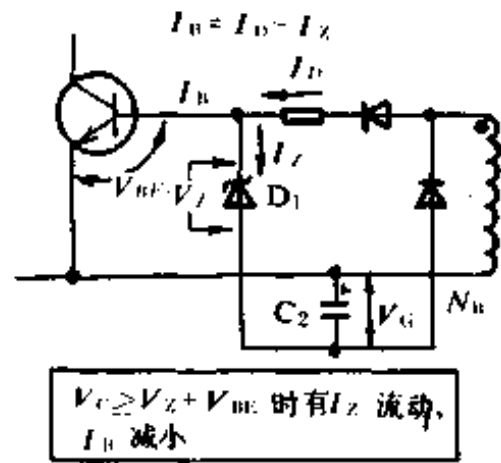


图 25-3 稳压工作情况

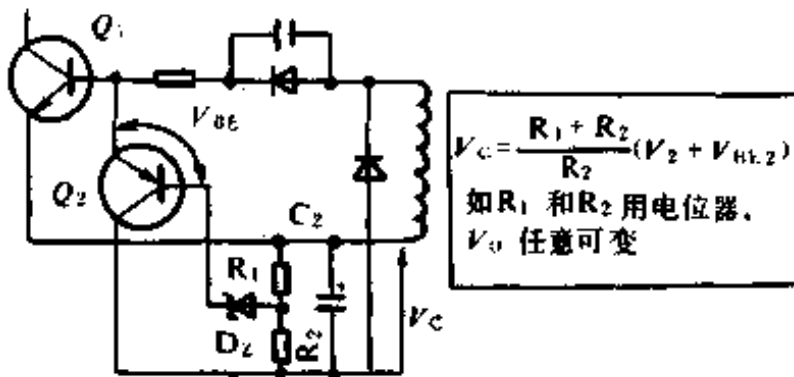


图 25-4 输出电压改变办法

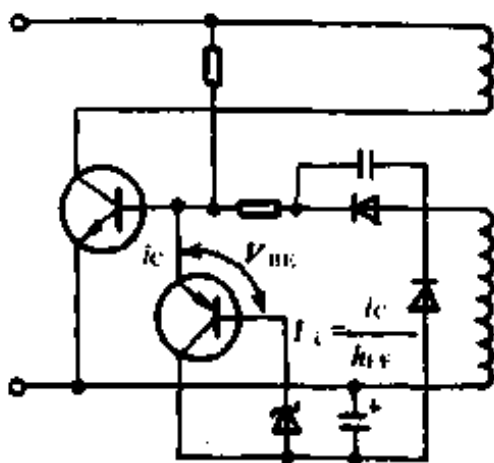


图 25-5 增加功率输出的方法

驱动电流为 Q_2 的集电极电流 I_{C2} 所旁路, 使开关三极管的基极电流不足, 这样三极管导通时间比原来短, 提前截止, 从而使输出电压 V_O 降低。

反过来, 一旦 V_C 降低时, 电路向 Q_2 截止方向变化, 使 Q_2 的基极电流增加, 导通时间延长, 于是输出电压就升高。稳压控制时 V_C 的表达式是:

$$V_C = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot (V_Z + V_{BE2})$$

所以, 改变 R_1 和 R_2 的比率, 就可任意改变输出电压。

要想提高图 25-1 电路的输出功率, 就必须增加驱动电流, 因而

当输出电流减少时,稳压二极管支路的电流就要增加,这会改变稳压管的稳压值 V_Z ,甚至超过稳压管的允许功耗。因此,为了提高 RCC 电路的输出功率,可以考虑采用图 25-5 所示的增加一只电流提升三极管的方法。

此电路实质上就是一种并联稳压器,三极管可用 PNP 型,也可用 NPN 型。由于流过稳压二极管的电流大幅度减至

$$i_B = \frac{i_C}{h_{FE}}$$

所以可以同时解决稳压二极管电压变化和功耗问题。显然,这部分功耗消耗在增加的三极管上,故应注意此三极管的温升。

25.3 基极驱动的损耗

在 RCC 方式中,供给开关三极管基极电流的驱动电路的损耗相当大。驱动电流 I_D 的大小必须保证在最低输入电压时开关三极管也要充分导通。另外,变压器 N_B 线圈电压 e_B 与输入电压 V_{IN} 成正比,所以 V_{IN} 升高时 I_D 也增大,而基极电阻 R_B 上增加的损耗,是以 I_D 增加部分的平方的关系增加的。

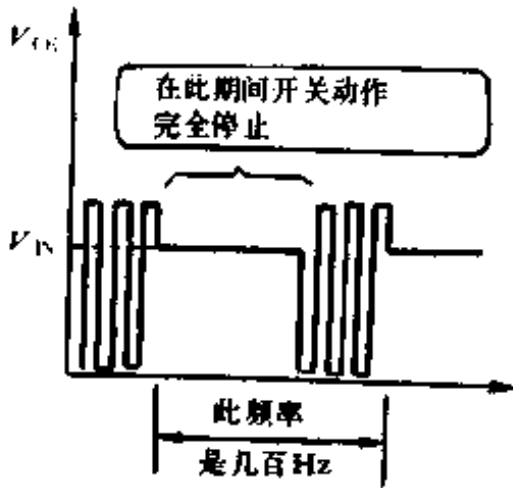


图 25-6 间歇振荡波形

再者, I_D 增加时,分路给稳压电路的电流也增加,结果引起图 25-6 那样的间歇振荡。所谓间歇振荡,是指某个期间内开关工作,相邻的下一个期间内开关工作完全停止,这样周而复始反复不断地循环下去。间歇振荡的周期很长,频率大约为几百~几千 Hz。变压器等元件也发出该频率

的异常响声。

采用恒流驱动方式,可以解决这些问题,因为与输入电压发生变化无关。恒流精度要求不必很高,采用如图 25-7 所示电路即可。

这是一个简易型的串联稳压器，负载是固定电阻 R_B 。即便 V_{IN} 发生变化，流过 R_B 的电流 I_D 也是恒定的。用此方法不仅可以大幅度地减少电阻上的损耗，而且可以防止发生间歇振荡。采用这种方法时，输入电压从 $100V_{AC}$ 变到 $200V_{AC}$ ，电源都可连续工作。

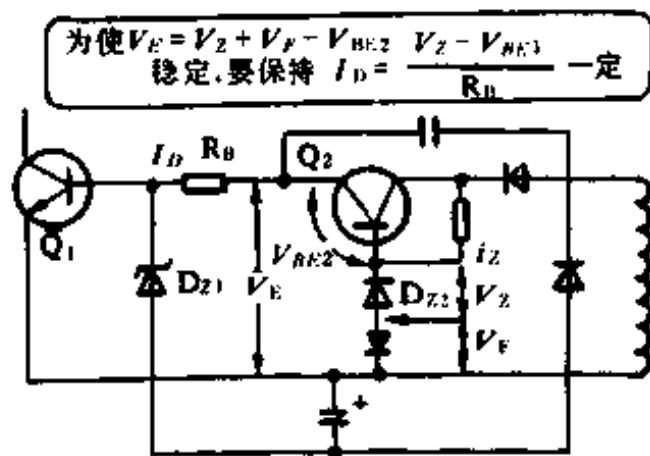


图 25-7 恒流驱动电路

25.4 浪涌吸收

开关三极管 Q_1 导通期间，电流也将能量积蓄在变压器的漏感上。但这部分能量不会作为电功率传到次级去，而是在 Q_1 截止的瞬间产生反向电动势，出现很高的浪涌电压。此电压叠加在 Q_1 的集电

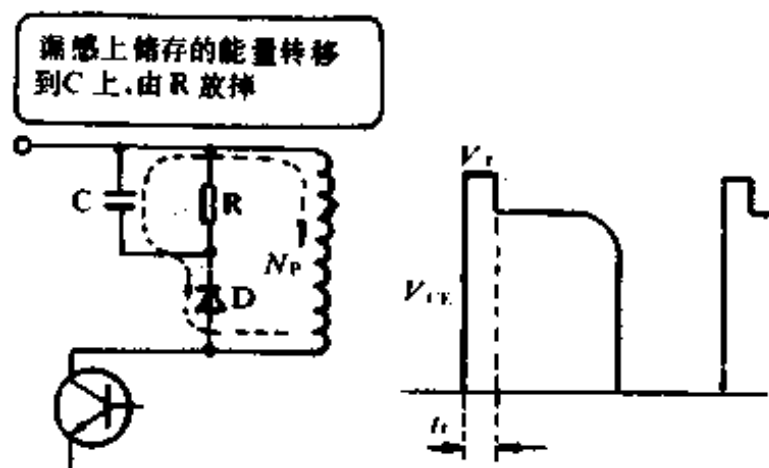


图 25-8 浪涌电流吸收方法及电压波形

极电压上，很容易超过管子的耐压 V_{CE} 而损坏开关管。因此，通常采

用如图 25-8 所示的方法,由二极管 D_1 将这部分能量存储在电容 C 上,变成直流,通过电阻 R 放掉。设漏感为 L_1 ,则此时的电压 e_1 是:

$$e_1 = \sqrt{\frac{1}{2} R \cdot L_1 \cdot i_{1p}}$$

从式中可看出,次级电流越高,电阻 R 越大,此电压也越高。

25.5 电路设计

根据以上几步分析,可以给出完整的电路如图 25-9 所示。设输入电压为 $85 \sim 276V$,输出电压 $V_o = 18V$,输出电流 $I_o = 2A$ 。又设交流 $85V$ 输入时频率 $f = 20kHz$,占空比 $D = 0.5$ 。现在来计算功率转换效率 $\eta = 75\%$ 时的电路各参数。

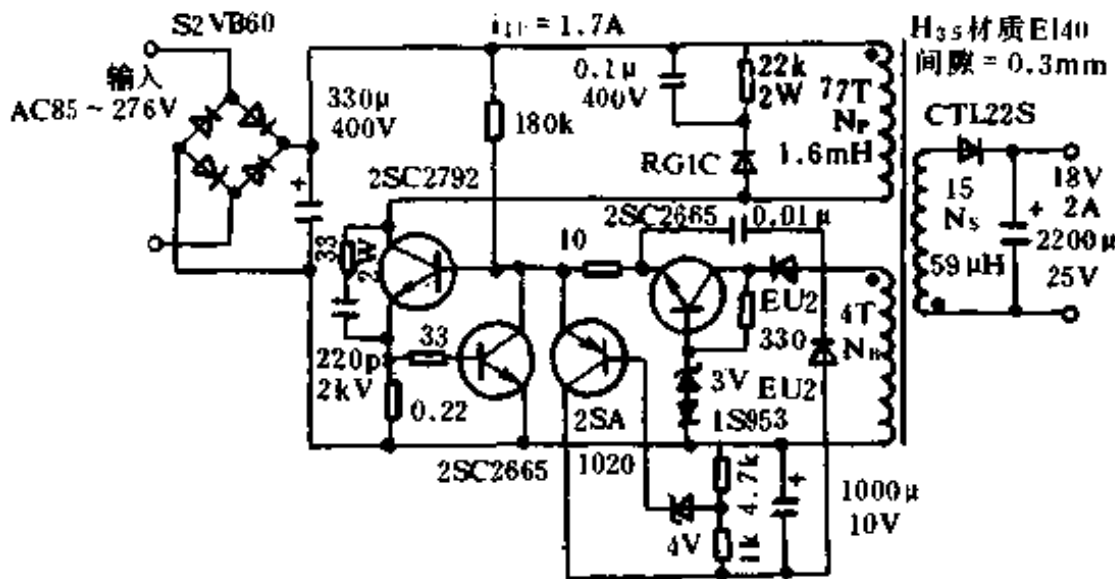


图 25-9 RCC 完整工作电路

变压器初级线圈峰值电流 i_{1p} 为:

$$\begin{aligned} i_{1p} &= 4 \cdot \frac{P_o}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{IN(DC)}} \\ &= 4 \times \frac{18 \times 2}{0.75} \times \frac{1}{85 \times \sqrt{2} \times 0.90} \\ &= 1.7A \end{aligned}$$

变压器初级 N_p 线圈的电感 L_p 是:

$$\begin{aligned}
 L_P &= \frac{V_{IN(DC)}}{i_{1P}} \cdot t_{on} \\
 &= \frac{85 \times \sqrt{2} \times 0.90}{1.7} \times 25 \times 10^{-6} \\
 &= 1.6 \text{mH}
 \end{aligned}$$

当使用 TDK 公司 H_{SS} 材质的 EI40 磁芯时,有效截面积 $A_e = 1.27 \text{cm}^2$,所以初级线圈的圈数 N_P 是:

$$\begin{aligned}
 N_P &= \frac{V_{IN(DC)} \cdot t_{on}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^4 \\
 &= \frac{85 \times \sqrt{2} \times 0.9 \times 25 \times 10^{-6}}{0.28 \times 1.27} \times 10^4 \\
 &= 77 \text{(匝)}
 \end{aligned}$$

所需间隙 l_g 为:

$$\begin{aligned}
 l_g &= 4\pi \frac{A_e \cdot N_P^2}{L_P} \times 10^{-8} \\
 &= 4\pi \times \frac{1.27 \times (77)^2}{1.6 \times 10^{-3}} \times 10^{-8} \\
 &= 0.6 \text{mm}
 \end{aligned}$$

EI 磁芯的磁通路上有二个间隙,故每个间隙是 0.3mm.

由于截止期间次级电流 i_2 等于 0,故次级线圈的电感 L_S 是:

$$\begin{aligned}
 L_S &= \frac{V_O + V_F}{i_{2P}} \cdot t_{off} \\
 &= \frac{V_O + V_F}{4I_O} \cdot t_{off} \\
 &= \frac{18+1}{4 \times 2} \times 25 \times 10^{-6} \\
 &= 59 \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

于是,次级线圈的圈数 N_S 是:

$$\begin{aligned}
 N_S &= \sqrt{\frac{L_S}{L_P}} \cdot N_P \\
 &= \sqrt{\frac{59 \times 10^{-6}}{1.6 \times 10^{-3}}} \times 77
 \end{aligned}$$

$$= 15(\text{匝})$$

设在最低输入电压时, $e_B = 6\text{V}$, 则基极线圈 N_B 的圈数是:

$$\begin{aligned} N_B &= \frac{e_B}{V_{\text{IN(DC)}}} \cdot N_P \\ &= \frac{6}{85 \times \sqrt{2} \times 0.9} \times 77 \\ &= 4.2(\text{匝}) \end{aligned}$$

实际绕制时取 4 匝。因而在最高输入电压时:

$$\begin{aligned} e_{B(\text{max})} &= \frac{N_B}{N_P} \cdot V_{\text{IN(DC)}} \\ &= \frac{4}{77} \times 276 \times \sqrt{2} \\ &= 20\text{V} \end{aligned}$$

所以, 恒流电路三极管的 V_{CE} 应以此作为选择标准。此变压器的绕组构造如图 25-10 所示。线圈匝数少时, 应把距离拉开, 在整个宽度内均匀缠绕。

变压器的设计相当烦杂, 这在前面的变压器设计实例中可以看出。表 25-2 给出了不同输出电压、不同功率对应的绕组匝数, 以供读者参考。表中 f 为 25kHz , 输入电压 V_{IN} 为 $85 \sim 115\text{V}$ 。

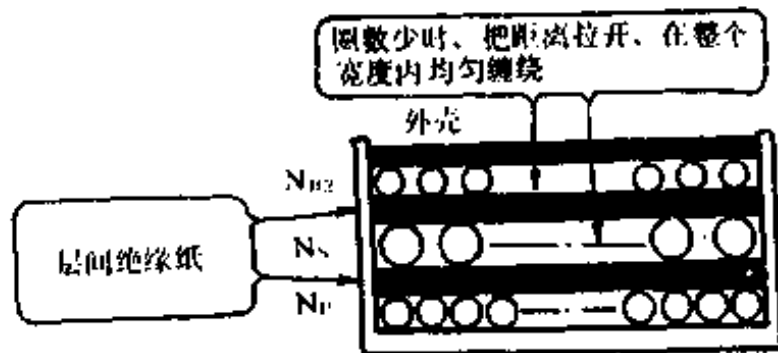


图 25-10 变压器的结构

在 RCC 方式中, 输出侧的整流电容流过很大的脉动电流。这里略去推导过程, 直接给出最后表达式。

$$I_r = \sqrt{\frac{(I_P^2 - 3I_P \cdot I_O)}{3T} \cdot t_{\text{off}} + I_O^2}$$

在工作频率 $f=25\text{kHz}$ 时的计算结果示于表 25-3 中,以供参考。但是,电解电容的脉动电流通常是在 100Hz 或 120Hz 条件下规定的。频率超过 20kHz 以上时,脉动电流可达该值的 $1.3\sim 1.5$ 倍。一只电容不够时,可多只并联使用。

表 25-2 RCC 方式电路变压器匝数

输出功率	所用磁芯	初级线圈 $N_p(\text{T})$	间 隙 $l(\text{mm})$	5V 输出 $N_s(\text{T})$	12V 输出 $N_s(\text{T})$	24V 输出 $N_s(\text{T})$
5W	EI22	200	0.13	12	28	56
15W	EI28	92	0.18	6	14	28
25W	EI38	67	0.2	6	14	28
40W	EI40	62	0.3	5	12	23
50W	EI44	41	0.25	4	10	19

表 25-3 电容的脉动电流

输出电流 $I_o(\text{A})$	0.5	1	2	3	5	7	10
脉动电流 $I_c(\text{A})$	0.65	1.3	2.6	3.9	7.6	9.2	13

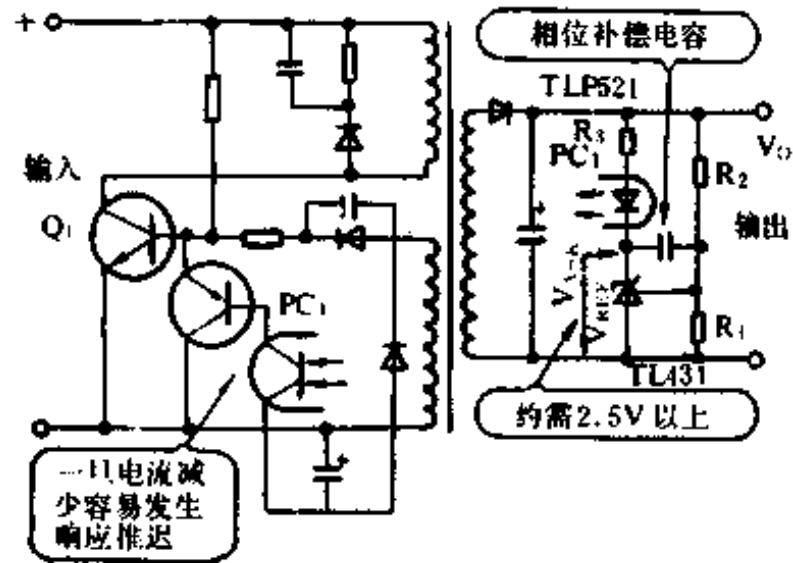


图 26-2 电源反馈控制电路

当输出电压 V_o 升高时, TL431 的 V_{REF} 端的电压

$$V_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_o$$

也跟着升高, 于是阴极电压 V_{AK} 下降, 因此, 通过 R_3 , 光电耦合器

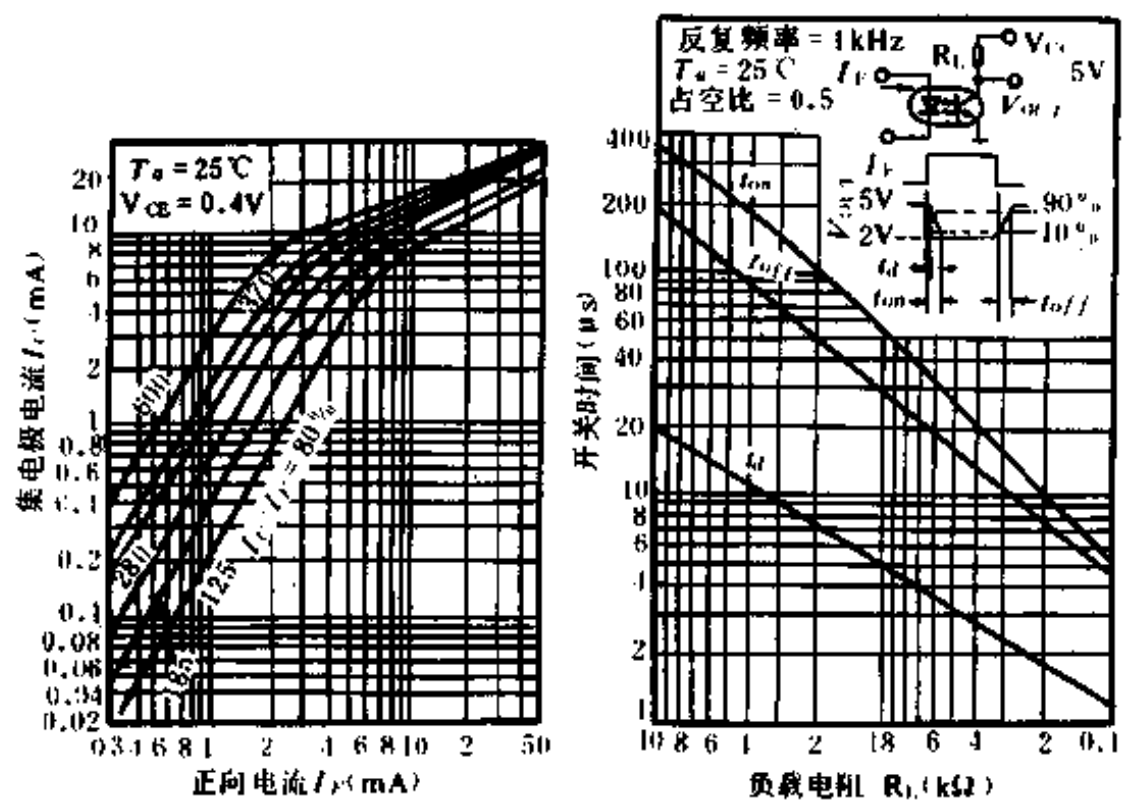


图 26-3 典型光电耦合器的特性

PC₁ 的发光二极管的电流增加,光电三极管导通。它使旁路驱动电流用的二极管也导通,从而开关三极管 Q₁ 的导通时间变短,其结果使输出电压降低,并返回到原来的规定值。

设计时使光电耦合器的发光二极管流过足够的正向电流,这样即使 CTR(电流传输比)多少有些变化,也不会影响电路正常工作。光电耦合器的特性如图 26-3 所示。

26.2 过压保护

当控制电路发生某种异常,输出电压升高时,负载一侧的 CPU 及 TTL 等电路元器件就会受到损坏,因而要附加过压保护电路。

开关稳压器过压类型中,电压慢慢上升的情况是很少见到的,多数是瞬间突发的现象。因此,最好的方法是采用图 26-4 那样的电路,当 V_o 达到某一数值以上时,光电可控硅等元件使开关停止动作。

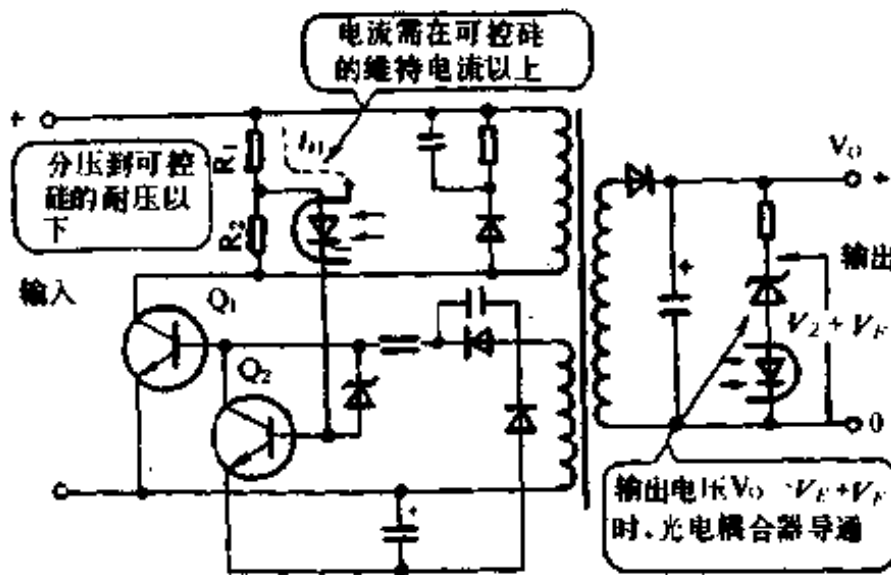


图 26-4 用光电可控硅作过压保护

图 26-4 中,光电可控硅的电流过电流 i_H 需在可控硅的维持电流以上。而在输出反馈端,输出电压 V_o 必须大于 $(V_z + V_F)$ 时,光电耦合器才导通。

但是,采用这种电路时,电路比较复杂,因而经常采用图 26-5 所示的输出跳闸方式。这种方式是当输出电压升高时稳压二极管 D_1 导

通,并触发可控硅 SCR 的栅极,使其导通。

这样,同输出短路一样,初级过流保护电路动作,输出电压 V_o 降至可控硅的正向电压 V_F 。这时,过压前充电的整流电容器放电,保护效果相当好。

但是,由于此电容的放电电流,可控硅流过浪涌电流,有超过 di/dt 和 i^2t 承受量的危险,所以串入数十 μH 的空心线圈。利用电阻也可抑制放电电流,但增加了输出的残留电压,效果不好。

在多路输出电源中,利用可控硅跳闸,至少当高电压短路时残留电压降低了,短路电流也很小,可减轻可控硅的损耗,这是有利之处。

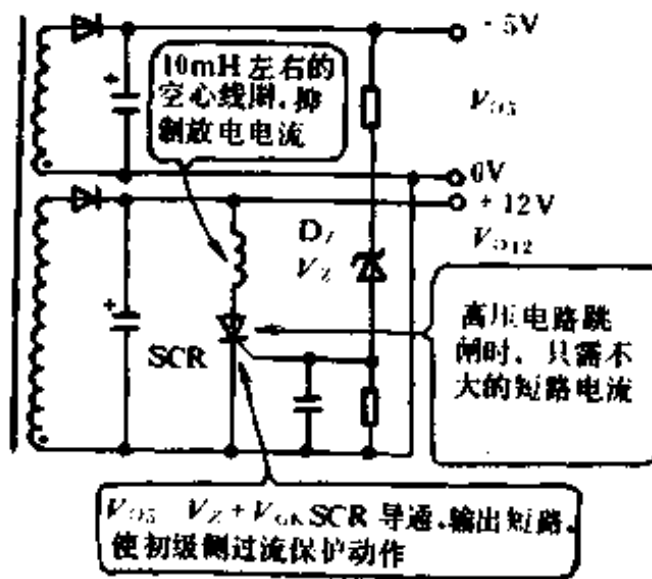


图 26-5 跳闸式过压保护

图 26-5 中,与放电可控硅串联的空心线圈为 10mH 左右,以抑制电流。当 V_{O5} (即 5 伏电压的输出) 大于 $(V_z + V_{G.K})$ 时,SCR 导通,输出短路,使初级侧过流保护跳闸动作。高压电路跳闸时,只需不大的短路电流。

26.3 电路各参数设计计算

在图 26-1 中,按下述要求进行实际设计:

输入电压 AC: $85 \sim 115\text{V}$

输出 $+5\text{V}$ 、 6A 、 $+12\text{V}$ 、 1.5A

设功率转换效率 $\eta=70\%$ 。考虑一定的富余量,设输入 AC75V 时频率 $f=20\text{kHz}$, 占空比 $D=0.5$, 则初级电流的最大值 i_{1p} 是:

$$\begin{aligned} i_{1p} &= 4 \cdot \frac{P_o}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{\text{IN(DC)}}} \\ &= 4 \times \frac{5 \times 6 + 12 \times 1.5}{0.7} \times \frac{1}{75 \times \sqrt{2} \times 0.9} \\ &= 2.9\text{A} \end{aligned}$$

设从初级整流电路看的等效电阻是 R_L , 当 V_{IN} 是交流 85V 时, 用 $\omega C R_L = 25$ 求整流电容 C_1 的容量, 则有:

$$\begin{aligned} R_L &= \frac{V_{\text{IN(DC)}}^2}{P_{\text{IN}}} = \frac{V_{\text{IN(DC)}}^2}{P_o/\eta} \\ &= \frac{(85 \times \sqrt{2} \times 0.9)^2}{(5 \times 6 + 12 \times 1.5)/0.7} \\ &= 170\Omega \\ C &= \frac{25}{\omega R_L} \\ &= \frac{25}{2\pi f \times 170} = \frac{25}{2 \times 3.14 \times 50 \times 170} \\ &= 468\mu\text{F} \end{aligned}$$

实际电路选用 $470\mu\text{F}$ 。

接着设计输出变压器。设所用磁芯是 H_{35} 材质的 EI40 磁芯, 有效截面积 $A_e = 1.27\text{cm}^2$, 则 N_p 线圈的圈数是:

$$\begin{aligned} N_p &= \frac{V_{\text{IN(DC)}} \cdot t_{\text{on}}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^4 \\ &= \frac{75 \times \sqrt{2} \times 0.9 \times 25 \times 10^{-6}}{0.28 \times 1.27} \times 10^4 \\ &= 67(\text{匝}) \end{aligned}$$

N_p 线圈的电感 L_p 是:

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{V_{\text{IN(DC)}}}{i_{1p}} \cdot t_{\text{on}} \\ &= \frac{75 \times \sqrt{2} \times 0.9}{2.9} \times 25 \times 10^{-6} \end{aligned}$$

$$= 823 \mu\text{H}$$

所以间隙 l_g 是:

$$\begin{aligned} l_g &= 4\pi \cdot \frac{A_c \cdot N_p^2}{L_p} \times 10^{-8} \\ &= 4\pi \cdot \frac{1.27 \times 67^2}{823 \times 10^{-6}} \times 10^{-8} \\ &= 0.87 \text{mm} \end{aligned}$$

故插入 0.45mm 的垫片。

下面求次级线圈。5V 电路整流用肖特基势垒二极管, 设 $V_F = 0.5\text{V}$, 求电感量:

$$\begin{aligned} L_5 &= \frac{V_O + V_F}{i_{2P}} \cdot t_{\text{off}} = \frac{V_O + V_F}{4I_O} \cdot t_{\text{off}} \\ &= \frac{5 + 0.5}{4 \times 6} \times 25 \times 10^{-6} \\ &= 5.7 \mu\text{H} \end{aligned}$$

N_5 的圈数是:

$$\begin{aligned} N_5 &= \sqrt{\frac{L_5}{L_p}} \cdot N_p \\ &= \sqrt{\frac{5.7 \times 10^{-6}}{823 \times 10^{-6}}} \times 67 \\ &= 5.6 (\text{匝}) \end{aligned}$$

实绕 6 匝。

12V 电路线圈的圈数可用与 N_5 线圈圈数的比例关系求出:

$$\begin{aligned} N_{12} &= \frac{V_{O12} + V_{F12}}{V_{O5} + V_{F5}} \cdot N_5 \\ &= \frac{12 + 1}{5 + 0.5} \times 6 \\ &= 14 (\text{匝}) \end{aligned}$$

设交流 75V 输入时产生 5V 基极电压, 则基极线圈 N_B 是:

$$N_B = \frac{e_B}{V_{\text{IN(DC)}}} \cdot N_p$$

$$= \frac{5}{75 \times \sqrt{2} \times 0.9} \times 67$$

$$= 7(\text{匝})$$

开关三极管用 2SC 2555, 设 $I_C = 2.9\text{A}$ 时的 $h_{FE} = 10$, 基极电流 $I_B = 0.3\text{A}$ (留一定富余量), 则基极电阻 R_B 是:

$$R_B = \frac{e_B - (V_{BE} + V_F)}{I_B}$$

$$= \frac{5 - (0.6 + 1)}{0.3}$$

$$= 11.3\Omega$$

次级整流电容的脉动电流可由表 25-3 直接求得, 这儿不赘述。

26.4 改善开关速度的方法

提高晶体管开关速度有多种方法。

从根本上讲, 只要能消除存储的载流子就可以。对于 NPN 晶体管, 为提高开关速度, 常在 OFF 期间给基极加负偏压。

实际小功率电路中很少采用负电源, 往往利用线圈的反向电动势产生负电压。

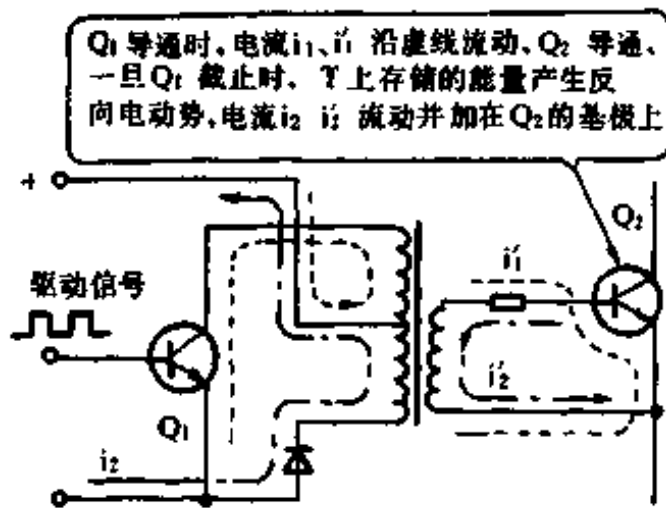


图 26-6 导通驱动方式

图 26-6 所示的导通驱动方式是最常见的方式。在晶体管 Q_1 导通期间, 能量存储在变压器上, 在截止瞬间变压器线圈产生反向电动

势,使基极对发射极反向偏置。

还有一种方法是在非绝缘型斩波器中,如图 26-7 所示,利用输出整流扼流圈。在这种方法中, Q_1 在截止瞬间未加反向偏置,但没有该电路,开关损耗就变得相当大。用这种简单的方法提高效率是很有效的。

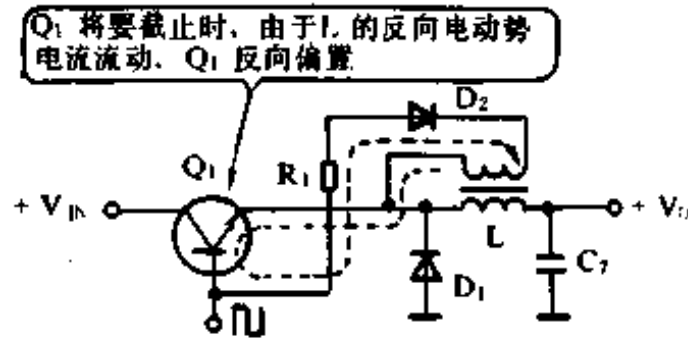


图 26-7 斩波方式的反向偏置法

二十七、直流-直流电源的设计

本章将给出一个谐振式的直流-直流电源设计实例。图 27-1 是 MOSFET 谐振式直流-直流电源变换器的电路。本电路通过 LC 谐振

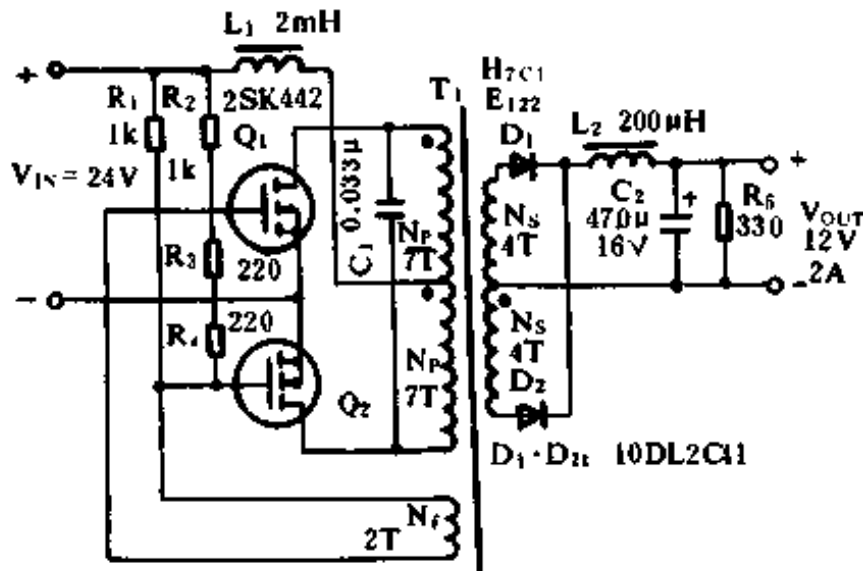


图 27-1 MOSFET 谐振式 DC-DC 电源电路

把电压波形变为正弦波,在开关切换点加给元件的电压可以达到 0,从而进一步减少了损耗。开关管两端的电压 V_{DS} 如图 27-2 所示。

27.1 电路的工作原理

在这个电源电路中,是通过加给 MOSFET 的栅极反馈电压呈弧形变化,靠降低栅压来使 MOSFET 翻转工作的。变压器工作在磁路线性区。下一章将要介绍的“洛埃耶电路”变压器则工作在磁饱和区而使开关管工作。请注意区别。

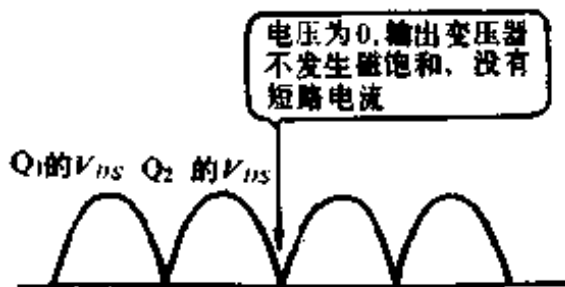


图 27-2 开关管两端电压 V_{DS} 波形

在电路接上电源时,通过电阻 R_1 和 R_2 ,给 Q_1 和 Q_2 加上栅极偏压。由于 MOSFET 导通的栅极电压 V_{TH} (阈值电压) 的不均匀

极偏压。由于 MOSFET 导通的栅极电压 V_{TH} (阈值电压) 的不均匀

性, V_{TH} 低者首先导通。

例如设 Q_1 首先导通, 此时, 电流沿虚线路径流动。与此同时, 在接在变压器初级线圈两端的电容 C_1 和初级线圈 $2 \times N_p$ 间, 有 LC 形成的谐振电流流动。此谐振电流给另一只 MOSFET Q_2 的漏极-源极之间按谐振波形加上谐振电压。

由于此谐振电压在栅极反馈线圈 N_f 上产生与圈数比相应的感应电压, 因而正电压反馈到 Q_1 的栅极, 使 Q_1 继续维持在导通状态。

与此同时, 谐振电压按谐振波形下降, 不久达到 0V, 它低到 MOSFET Q_1 的栅极阈值以下, 使 Q_1 截止。但是, 此谐振电压又越过 0V 反向为负, 这次, Q_2 的栅极被正向偏置, Q_2 导通。

当然, 此时 Q_1 的栅极电压为负, 继续维持截止状态。

这一次和方才同样, 电流流经变压器初级线圈 N_p , 还是因变压器初级线圈和电容 C_1 , 产生反极性的谐振电流, 因而 Q_1 的漏极-栅极间加上谐振电压波形。

由此可知, 此电路的振荡频率 f 由变压器初级线圈的电感 L_p 和电容 C_1 的谐振频率决定, 即:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p \cdot C_1}}$$

27.2 线圈 L_1 的作用

串接在输入电源上的线圈 L_1 是为提高高频阻抗而设的, 这样可把输入电源看成电流源。线圈的直流重迭特性应保留一定的富余, 以便平时总是流过直流电流, 不产生磁饱和。

由于这一线圈的作用, 初级电流基本上变成方波波形。设总的功率转换效率为 η , 则 MOSFET 的漏极电流 I_D 是:

$$I_D = \frac{P_O}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{IN}} = \frac{V_O \cdot I_O}{V_{IN} \cdot \eta}$$

因此没有必要使用 I_D 规格过大的晶体管。另外, 如果加在 MOSFET 漏极-源极间的电压 V_{DS} 的波形是理想的正弦波时:

$$V_{DS} = 2 \sqrt{2} \cdot V_{IN}$$

但实际上会有波形畸变,选择管子时应留有一定的富余量。

变压器次级一侧是双绕组的全波整流电路,整流二极管用快恢复二极管。

27.3 电路参数的设计

假定电路图 27-1 中,输入电压 $V_{IN} = 24V$,输出电压 $V_O = 12V$,输出电流 $I_O = 2A$,工作频率 $f = 100kHz$,功率转换效率 $\eta = 85\%$ 。现对电路参数进行设计计算。

变压器的磁芯用 H_{7C1} 材质的 EI22,磁芯的有效截面积 $A_e = 0.41 \text{ cm}^2$,磁通密度 $\Delta B = 0.2T$,因此变压器初级线圈 N_P 的匝数为:

$$\begin{aligned} N_P &= \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) \times 10^4}{4.44 \cdot \Delta B \cdot A_e \cdot f} \\ &= \frac{(24 - 0.5) \times 10^4}{4.44 \times 0.2 \times 0.41 \times 100 \times 10^3} \\ &= 6.5 (\text{匝}) \end{aligned}$$

实绕二个 7 匝的线圈。

次级线圈 N_S 的圈数是:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{E_S}{E_P} \cdot N_P = \frac{V_O + V_F}{V_{IN} - V_{DS(ON)}} \cdot N_P \\ &= \frac{12 + 1}{24 - 0.5} \times 7 \\ &= 3.9 (\text{匝}) \end{aligned}$$

实绕二个 4 匝的线圈。

基级反馈线圈 N_f 定为 2 匝。

在本例中,用此磁芯后每一匝的电感 Al 值是 $1520nH/N^2$,所以初级线圈的电感值 L_P 是:

$$\begin{aligned} L_P &= N_P^2 \cdot (Al \text{ 值}) \\ &= 7^2 \times 1520nH \\ &= 74.5\mu H \end{aligned}$$

所以,谐振电容 C_1 的容量是:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{L \cdot (2\pi f)^2} \\
 &= \frac{1}{74.5 \times 10^{-6} \times (2\pi \times 100 \times 10^3)^2} \\
 &= 0.034 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

实际取 $0.033 \mu\text{F}$ 的电容。

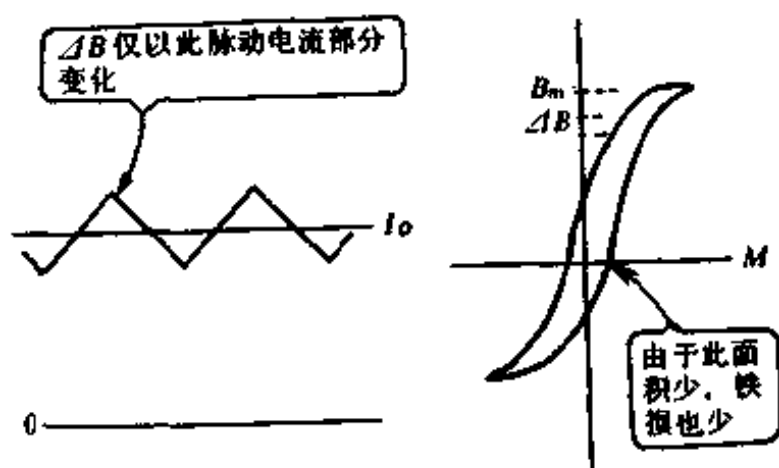


图 27-3 直流重叠的线圈

初级一侧的线圈 L_1 的电感要足够大, 这里取 2mH 。为了减少输出纹波电压, 次级一侧的整流线圈 L_2 取 $200 \mu\text{H}$ 。如图 27-3 所示, 这二个线圈是直流重叠方式工作的, 高频电流成分不多, 可以不用高频线圈。

下面计算 MOSFET 的漏极电流 I_D 和漏极-源极电压 V_{DS} :

$$\begin{aligned}
 I_D &= \frac{P_O}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{IN} - V_{DS(ON)}} \\
 &= \frac{12 \times 2}{0.85} \times \frac{1}{24 - 0.5} \\
 &= 1.2\text{A}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{DS} &= 2 \sqrt{2} \cdot V_{IN} \\
 &= 2 \sqrt{2} \times 24 \\
 &= 68\text{V}
 \end{aligned}$$

因而使用 $V_{DS} = 70\text{V}$, $I_D = 10\text{A}$ 的 2SK442 场效应晶体管。

栅极电路的启动电阻由栅极和源极间的分压电阻决定,但分压后要保证加给栅极的电压超过 V_{TH} 。因而选 $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $R_3 = R_4 = 220\Omega$ 。整流二极管用超快速恢复二极管,型号是 10DL2C41。

27.4 电路的软启动

在电力电子电路中,很大一部分的输入端都由交流电网直接供电,再经整流滤波。由于输入电压高,滤波电容量较大,启动过程电容器阻抗很小,所以在电源合闸瞬间有很大的充电电流,它导致的最大峰值电流可能为稳态电流的几十倍。这么大的电流冲击容易导致整流桥的损坏,对滤波电容造成损伤,也造成电网中的尖峰杂音干扰。

为此,常在输入回路中接入限流电阻,待启动完成后再将串联电阻短接。短接的办法通常用普通可控硅(直流侧)或双向可控硅(交流侧)来实现。如图 27-4 所示。待输出电压建立后,由高频变压器次级增设的一个绕组中取出脉冲电压,经半波整流控制可控硅的门极,触发可控硅导通,实现了输入电路的软启动。

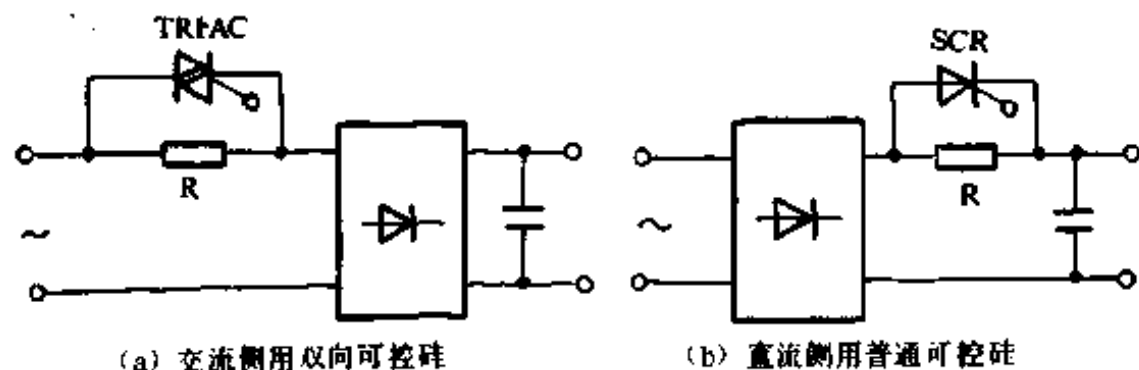
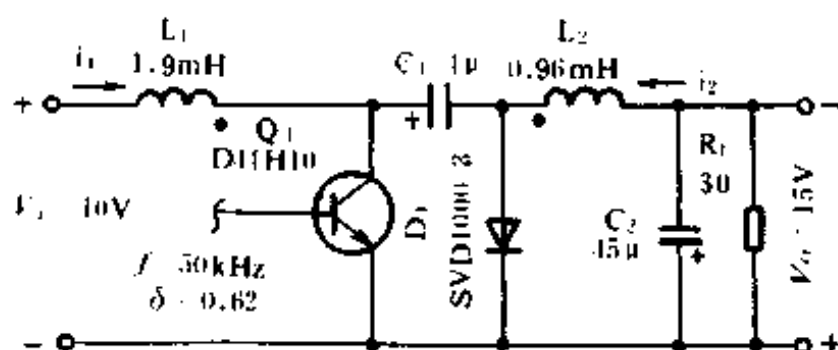


图 27-4 实现软启动的常用方法

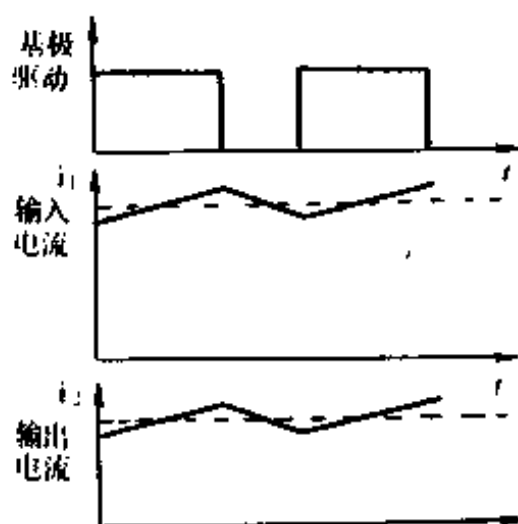
在开关稳压器输出端,通常选择等效串联阻抗低的大容量滤波电容,以便减小纹波电压,这就使得在启动电源时由输出端的 L-C 滤波产生较大的电流和电压过冲,对变换器的功率管和输出整流二极管造成损伤。因此,希望输出电压实现软启动,由低到高逐渐增大,这在输出为高压时尤其必要。

输出电压的软启动是由控制电路完成的。在电源启动后,使驱动脉冲宽度由窄至宽逐渐变化,或者使驱动脉冲频率由低至高逐渐变化,就能控制输出电压缓慢上升。具体的实施方法应视控制电路的情况而定,在脉冲频率调制(PFM)中,可改变基准电压由小至大,使得频率由低至高变化,在脉冲宽度调制(PWM)中,可以改变死区比较电压由大至小,也可以改变 PWM 比较放大后的控制电压,由大至小,来实现脉冲宽度由窄至宽的变化。

最简便的方法是采用串联的 RC 电路,利用合闸瞬间电容器的充电过程,电容器电压由小至大变化,而电阻电压由大至小变化。如图 27-5 所示,其中二极管 D 起隔离作用。



(a) 工作电路



(b) 输入输出电流波形

图 27-5 用 RC 电路实现软启动

这种由 RC 电路组成的时间常数不易做大,若软启动过程仍嫌

太快,可以采用下面两种方法。

(1) 密勒(Miller)积分电路

图 27-6 是用密勒积分电路构成的软启动电路。在加入 U_i 正向输入脉冲瞬间, U_i 通过电阻 R 向晶体管基极充电, 由于密勒效应, 输入端等效电容为:

$$C_{eq} = (1+K)C$$

式中, K 为共射极电路电压放大倍数。

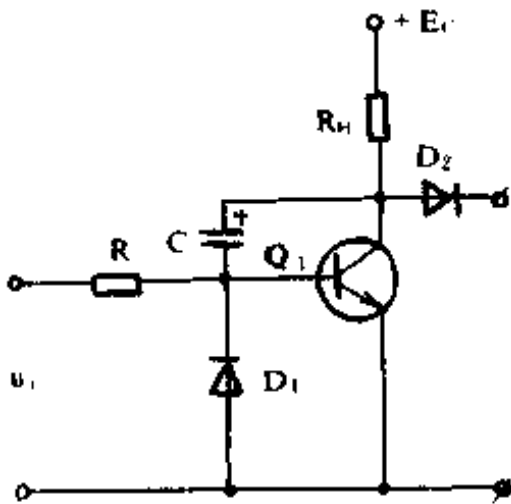


图 27-6 由密勒积分电路构成的软启动电路

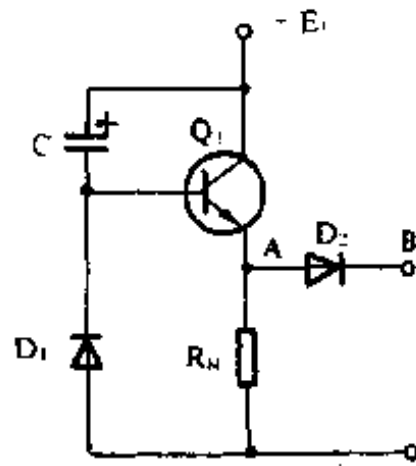


图 27-7 由射极跟随器构成的软启动电路

因此, 基极电压以 $(1+K)RC$ 的时间常数缓慢上升, 在集电极上相应输出缓慢下降的电压。

反之, 若在基极上加入 U_i 负向输入脉冲, 则基极上电压缓慢下降, 集电极上输出缓慢上升的电压。显然, K 、 R 、 C 值愈大, 电压变化就愈缓慢。

(2) 射极跟随器构成的积分电路

图 27-7 是由射极跟随器积分电路构成的软启动电路, 它不需要基极控制信号, 比较简单。在电源合闸瞬间, E_c 经 C 及晶体管基极-射极、负载电阻 R_H 充电, 由于射极跟随器电路的输入电阻为 $R_i = (1+K)R_H$, 故充电时间常数为 $(1+K)R_H C$, 随着电容 C 上充电电压缓慢增长, 基极上电压缓慢下降, 在发射极上输出相应的缓慢下降的电

压。

一旦 A 点电压低于 B 点电压,即软启动结束,通过二极管 D_2 的隔离作用,启动电路不再影响控制电路的正常工作。在关机后,电容器 C 上的电压经电源内阻及二极管 D_1 迅速放电,保证下次开机时软启动电路正常工作。

二十八、不间断电源(UPS)的设计

不间断电源 UPS(Uninterrupt Power Supply)由电池充电器、电池、变流器三部分组成。图 28-1 是不间断电源的框图。

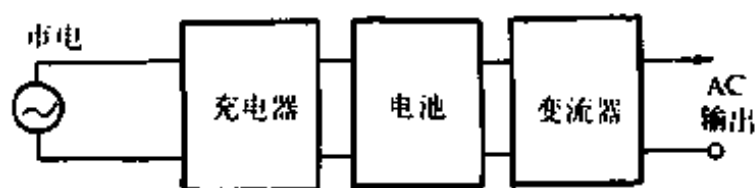


图 28-1 不间断电源的框图

不间断电源为在市电停电时防止微型计算机存储器内容丢失等目的而得到广泛应用,并且用量一直在增加。

目前,市场上出售的不间断电源是电源同步式不间断电源,产生与市电同步的交流电,所用控制方式是高频 PWM 控制方式,输出电压是稳定的正弦波交流电压。

但是现在的微型计算机的内部直流电源是市电输入式开关稳压电源,并不一定需要那么严格的正弦电压,下面设计一种简易不间断电源。

28.1 变流器的设计

这里的变流器指的是逆变器。产生交流电压有多种方法,图 28-2 所示的洛埃耶电路是一种最简单的方法。它用两只三极管和输出变压器组成自激振荡电路,产生方波。各部分的波形如图 28-3 所示。变压器的 $B-H$ 曲线如图 28-4 所示。

加上输入电源 V_{IN} 时,通过启动电阻 R_G 有启动电流 i_G 流动,此电流成为三极管 Q_1 、 Q_2 的基极电流。由于流向 Q_2 的电流要流经电阻 R_1 ,电流值较小,故 Q_2 首先导通。于是,从 V_{IN} 经输出变压器 T_1 的 N_{P1} 线圈,有集电极电流 I_{C1} 流动,并且输入电压 V_{IN} 加在 N_{P1} 线圈

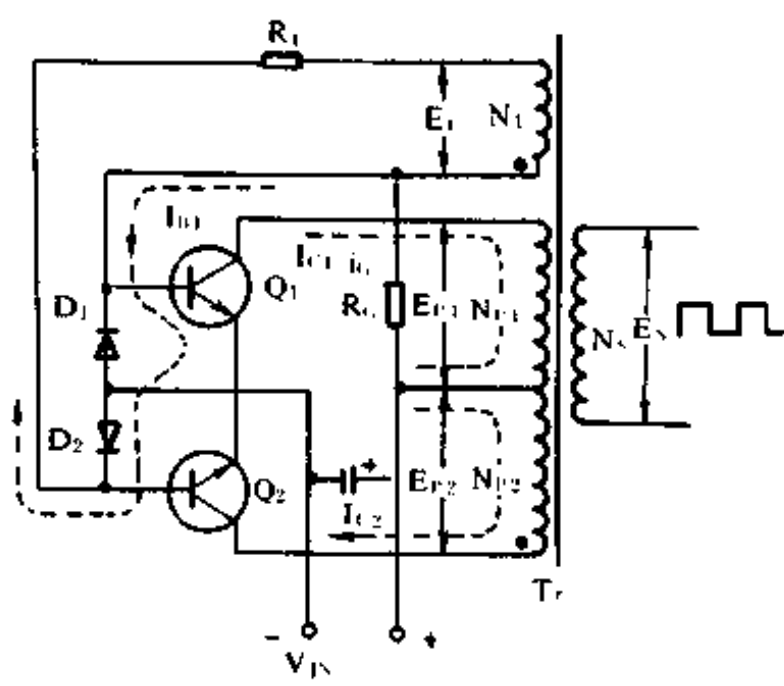


图 28-2 洛埃耶基本电路

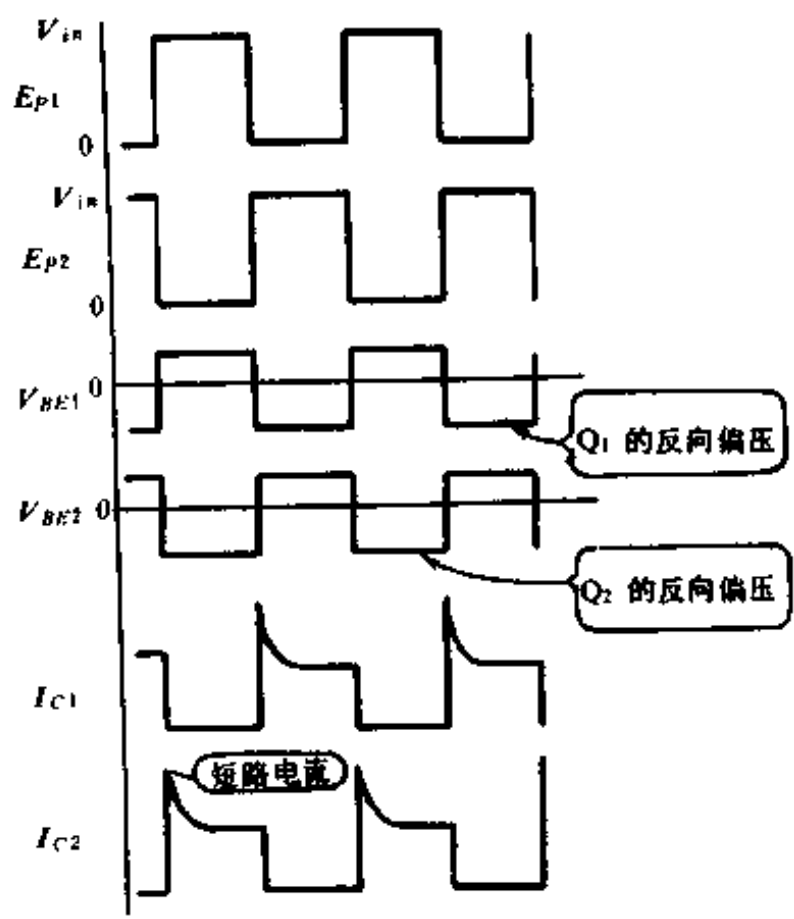


图 28-3 洛埃耶电路各部分波形

上。因此，在 N_1 线圈上也产生感应电压 E_1 ，从而流向 Q_1 基极的基极电流是：

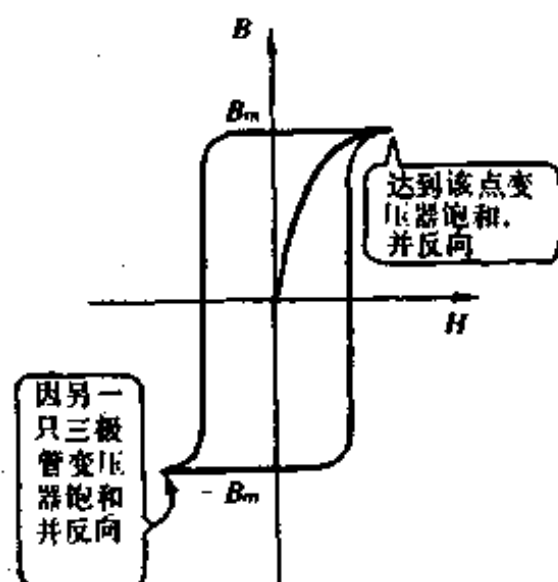


图 28-4 洛埃耶电路变压器的 $B-H$ 曲线

$$I_{B1} = \frac{(N_1/N_{P1}) \cdot V_{IN} - V_{CE(sat)}}{R_l}$$

由于这一基极电流, Q_1 进一步维持在导通状态, 因而变压器的磁通密度升高。加给变压器的电压是方波电压, 因此磁通密度是:

$$B = \frac{V_{IN}}{4 \cdot N \cdot A_c \cdot f} \times 10^4$$

$$= \frac{V_{IN} \cdot t_{on}}{2N \cdot A_c} \times 10^4 (\text{T})$$

在达到 $B = B_m$ 的时间 t_{on} 时, 变压器发生磁饱和。

一旦发生磁饱和后, 集电极电流立即变得很大, 使其相对于基极电流来说管子的 h_{FE} 不足, 进而 N_1 线圈的感应电压下降, 使三极管 Q_1 急速截止。与此同时, 在 N_1 线圈上产生反极性的反向电动势, 这次, Q_2 的基极是正向偏置, Q_2 导通。此后, 和方才一样, 引起反方向磁饱和, 这样就产生了交流电压。

设功率转换效率为 η , 三极管的集电极电流 I_C 是:

$$I_C = \frac{P_O}{\eta} \cdot \frac{1}{V_{IN}}$$

增高输入电压, 可以减小工作电流。

本例中采用二个 12V 电池串联, 输入电压是 24V。一般电池的实际电压往往比标称电压要高, 设计变压器时, 按 $V_{IN} = 27V$ 计算。

电源频率是 50/60Hz, 频率较低, 如果所用磁芯磁通密度不高的话, 线圈圈数就会增多。因此, 本例中使用玻莫合金磁芯 EI40。EI40 的有效截面积 $A_e = 2.76\text{cm}^2$, 最大磁通密度 $B_m = 1.8\text{T}$, 故初级线圈的匝数是:

$$\begin{aligned} N_P &= \frac{V_{IN} - V_{CE(sat)}}{4 \cdot B_m \cdot A_e \cdot f} \times 10^4 \\ &= \frac{27 - 0.5}{4 \times 1.8 \times 2.76 \times 55} \times 10^4 \\ &= 242(\text{匝}) \end{aligned}$$

式中的频率按 50/60Hz 中间的 55Hz 计算。

输出端的交流电压按 100V 设计是不够的, 市电正弦波的有效值是 100V, 峰值是它的 $\sqrt{2}$ 倍, 为 140V, 因为作为它的负载的计算机等设备的直流电源是电容输入方式, 故充电电压应达到交流峰值电压附近。

所以, 变流器的输出电压按 120V 计算, 此时次级线圈的匝数 N_S 是:

$$\begin{aligned} N_S &= \frac{E_S}{E_P} \cdot N_P \\ &= \frac{120}{26.5} \times 242 \\ &= 1096(\text{匝}) \end{aligned}$$

因为频率低, 所以匝数较多。

本电路输出电流 $I_O = 1\text{A}$, 输出功率是 120W。由于输出电压波形是方波, 所以初级一侧三极管的集电极电流 I_C 可以用变压器匝数比计算:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{N_S}{N_P} \cdot I_O \\ &= \frac{1096}{242} \times 1 \\ &= 4.5(\text{A}) \end{aligned}$$

三极管的型号为 2SD867, 图 28-5 给出了它的 h_{FE} 特性。 $V_{CEO} =$

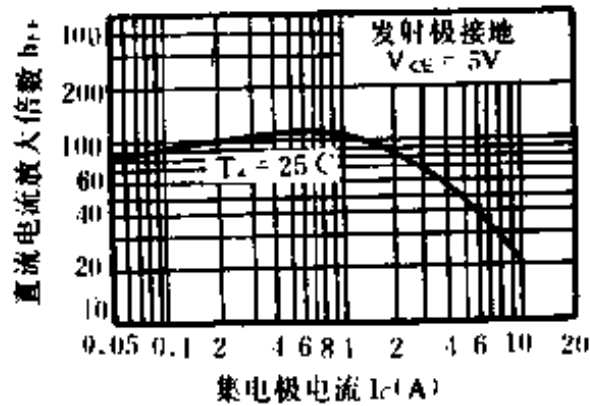


图 28-5 2SD867 的 h_{FE} 特性

110V, $I_C = 10A$ 为它的最大额定值。
 $I_C = 4.5A$ 时, $h_{FE} \geq 40$, 所以基极电流为:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{4.5}{40} = 113(mA)$$

考虑到一定的富余量, 取 $I_B = 200mA$ 。若使变压器 N_1 线圈上产生 5V 电压时, 启动电阻 R_1 的数值是:

$$R_1 = \frac{e_R}{I_B} = \frac{E_t - (V_{BE} + V_F)}{I_B} = \frac{5 - (0.6 + 1)}{0.2} = 17\Omega$$

实际取 18Ω 。

28.2 电池的选择

设停电保证时间为 10 分钟, 用两个 12 伏的电池串联供电, 现确定电池的容量。

表 28-1 是日本电池公司的铅酸系列电池, 现从标准型中进行选择。图 28-6 是最佳放电电流和放电时间曲线。倘若在 4.8A 情况下放电 10 分钟, 选择 PE1.9-12R 电池则是最佳。

每一电池单元的充电电压是 2.4V, 每个电池由 6 个单元组成, 所以要二个电池串联, 共 28.8V。严格地讲, 电池充电完了以后的连续补充充电时, 充电电压应该低一些。而且, 充电条件还应随电池的温度而变。但由于这样做时充电电路过于复杂, 因而采用最基本的常用的恒压充电方式即可。

28.3 充电器的设计

下面设计充电器。电池的充电电流随充电速率而变。所谓充电

表 28-1 日本电池公司电池种类

种类	型号	标称电压 (V)	容量 (Ah)	额定容量 (20 小时)	充电 1 小时时的容量	大约重量 (g)	外型尺寸 (mm)				充电条件 (恒压充电)		最大连续放电电流 (A)
							L	W	H	TH	初始最大电流 (A)	设定电压 补充 循环	
轻便型	PE 4-4R	4	4.0	2.8	510	48±1	35.5±1	119±2	119±2	1.0		12	
	PE 4A -6R	6	4.0	2.8	770	48±1	51±1	118.5±2	118±2	1.0		12	
	PE 2-12R	12	2.0	1.4	720	200.5±1	25±1	60.5±2	60.5±2	0.5		6	
	PE 2.7B-12R	12	2.7	1.89	900	100±1	41.5±1	114±2	114±2	0.67		8.1	
标准型	PE 6-2R	2	6.0	3.6	390	50±1	34±1	100±2	105±2	1.5		18	
	PE 4.5-4R	4	4.5	2.7	700	49±1	53±1	94±1	98±1	1.12		13.5	
	PE 9-4R	4	9.0	5.4	1 150	102±1	44±1	94±1	98±1	2.25		27	
	PE 1-6R	6	1.0	0.6	290	51±1	42±1	51±1	56±2	0.25		3	
	PE 1.2-6R	6	1.2	0.72	300	97±1	24±1	50.8±1	54±2	0.3		3.6	
	PE 3-6R	6	3.0	1.8	700	66±1	33±1	118±2	122±2	0.75		9	
	PE 4-6R	6	4.0	2.4	820	70±1	48±1	102±2	106±2	1.0		12	
	PE 6.5-6R	6	6.5	3.9	1 400	151±1	34±1	94±2	98±2	1.62	2.25	2.40	19.6
	PE 8-6R	6	8.0	4.8	1 550	98±1	56±1	118±2	118±2	2.0	~	~	24
	PE 10-6R	6	10.0	6.0	2 100	150.5±1	50.5±1	94±2	98±2	2.5	2.30	2.45	30
PE 20-6R	6	20.0	12.0	3 700	157±1	83±1	125±2	125±2	5.0	V/单元 /20°C	/20°C	60	

种类	型号	标称电压(V)	额定容量(充电20小时)	充电1小时时的容量	大约重量(g)	外型尺寸(mm)				充电条件(恒压充电)		最大连续放电电流(A)
						L	W	H	TH	初始最大电流(A)	设定电压 补充 循环	
标准型	PE 0.7-12R	12	0.7	0.42	350	96±1	25±1	61.5±1	61.5±1	0.17	2.25 ~ 2.30 V/单元 /20°C	2.1
	PE 1.2-12R	12	1.2	0.72	500	97±1	42±1	50.8±1	54±2	0.3	2.45 ~ 2.30 V/单元 /20°C	3.6
	PE 1.8-12R	12	1.8	1.08	790	200.5±1	25±1	60.5±1	60.5±1	0.45	V/单元 /20°C	5.4
	PE 1.9-12R	12	1.9	1.14	890	178±1	34±1	60±1	65±2	0.47	/20°C	5.7
	PE 2.6-12R	12	2.6	1.56	1300	195±1	47±1	70±2	75±2	0.65		7.8
	PE 2.7-12R	12	2.7	1.62	1100	79±1	55.5±1	102±2	102±2	0.67		8.1
	PE 2.7A-12R	12	2.7	1.62	1200	132±1	33±1	101±2	101±2	0.67		8.1
	PE 6.5-12R	12	6.5	3.9	2600	151±1	65±1	94±2	98±2	1.62		19.5
	PE 10-12R	12	10.0	6.0	4300	134±1	80±1	160.5±2	160.5±2	2.5		30
	PE 15-12R	12	15.0	9.0	5800	181±1	76±1	167±2	167±2	3.75		45
L型	PE 144-2R	2	144.0	86.4	9100	166±1	125±1	170±2	187±2	36	2.25 ~ 2.30 V/单元 /20°C	432
	PE 72-4R	4	72.0	43.2	9100	166±1	125±1	170±2	187±2	18		216
	PE 48-6R	6	48.0	28.8	9100	166±1	125±1	170±2	187±2	12	2.30 V/单元 /20°C	144
	PE 24-12R	12	24.0	14.4	9100	166±1	125±1	175±2	175±2	6		72
	PE 40-12R	12	40.0	24.0	13000	208±1	174±1	174 ⁺¹ ₋₂	174 ⁺¹ ₋₂	10		114

速率是指电池充电完毕所需的时间。但在本例中,除给电池充电外,还必须为逆变器提供它所需的全部功率。所以直流输出至少能取出 4.5A 以上的电流才行。

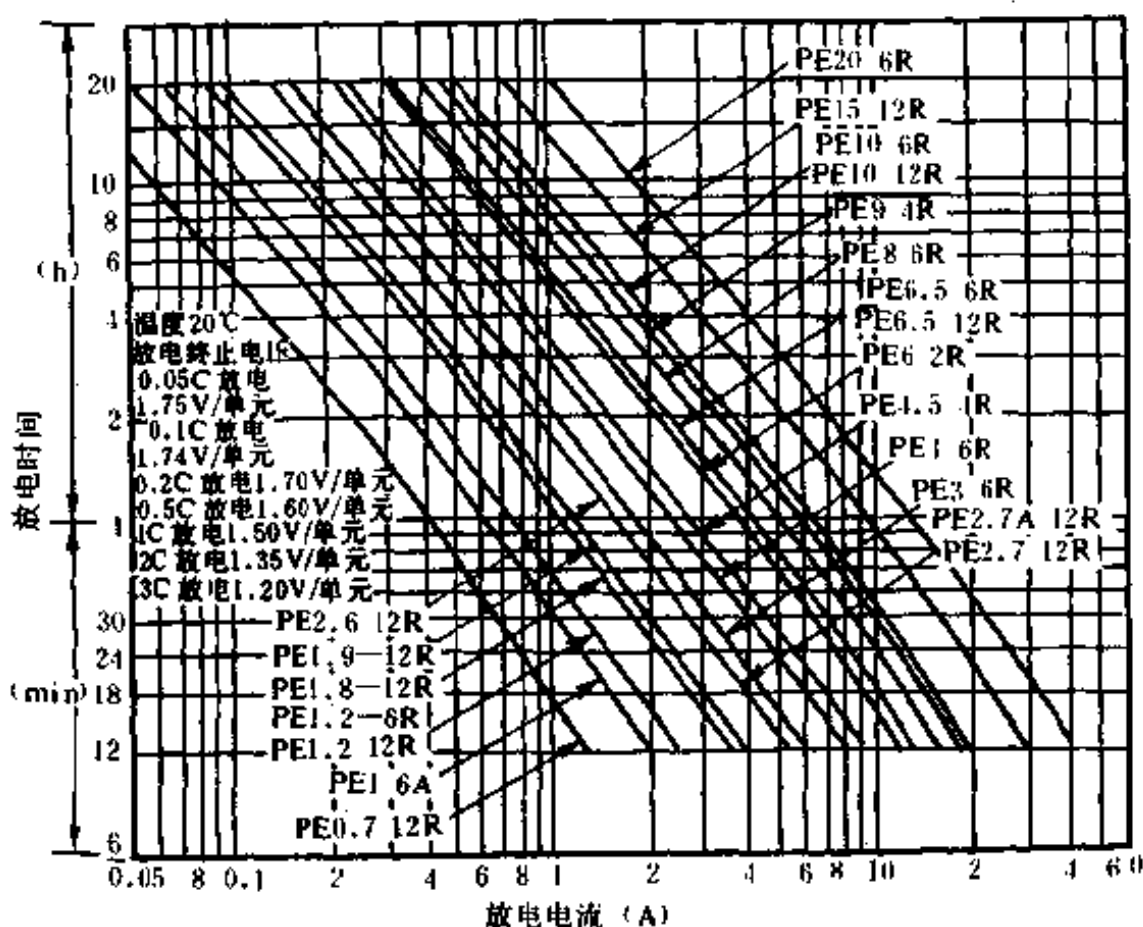


图 28-6 放电电流与放电时间的关系

电池充电结束后,即使不接负载也会自然放电,因而必须不断对自然放电部分进行补充充电,这称为连续补充充电。再者,经过停电再恢复供电时,还必须向变流器和电池同时供给电流。

充电器用正向变换方式的开关稳压器。电路的基本工作情况和交流输入 24V 输出电源没有什么变化。不同之处是没有 MOSFET, 而用双极型三极管进行设计。不间断电源的整个电路如图 28-7 所示。设开关频率为 50kHz。现计算输出变压器的参数。输出变压器用磁芯,是 H_{7C1} 材质的 EE60,有效截面积 $A_e = 2.47\text{cm}^2$,所以初级线圈 N_p 的匝数是:

$$N_p = \frac{V_{IN} \cdot t_{on}}{\Delta B \cdot A_e} \times 10^4$$



$$= \frac{90 \times \sqrt{2} \times 0.9 \times 10 \times 10^{-6}}{0.28 \times 2.47} \times 10^4$$

$$= 16.5 (\text{匝})$$

实际取 17 匝。

下面求次级线圈 N_s 的匝数。输入电压最低时所要的变压器端子电压 V_s 是：

$$V_s = V_o + V_F + V_R$$

$$= 28.8 + 1 + 1$$

$$= 30.8 \text{V}$$

式中, V_o 是输出电压, V_F 是整流二极管正向压降, V_R 是线路压降。因此, N_s 的匝数是：

$$N_s = \frac{V_s}{V_{IN}} \cdot \frac{1}{D} \cdot N_p$$

$$= \frac{30.8}{114} \times \frac{1}{0.5} \times 17$$

$$= 9 (\text{匝})$$

计算次级整流线圈的电感 L_1 时, 要在最高输入电压条件下计算。设流过线圈的脉动电流是输出电流 I_o 的 30%, 则：

$$L_1 = \frac{V_s - (V_o + V_F)}{\Delta I_o} \cdot t_{on}$$

$$= \frac{76.9 - (28.8 + 1)}{0.3 \times 5} \times 7.6 \times 10^{-6}$$

$$= 240 \mu\text{H}$$

式中, $t_{on} = T \cdot \frac{V_o}{V_{S(\max)} - V_F}$

$$= 20 \times 10^{-6} \times \frac{28.8}{76.9 - 1}$$

$$= 7.6 \mu\text{s}$$

把次级脉动电流也考虑在内, 开关三极管的集电极电流 I_c 是：

$$I_c = \left[I_o + \frac{\Delta I_o}{2} \right] \cdot \frac{N_s}{N_p}$$

$$= \left[5 + \frac{1.5}{2} \right] \times \frac{9}{17}$$



$$=3A$$

三极管选用 TO-3P 型的 2SC2555, 设 $I_C=3A$ 时的 $\beta_{FE}=10$, 则所要的基极电流 $I_B=0.3A$ 。设驱动变压器的次级线圈的电压 $e_s=4V$, 则基极电阻 R_B 是:

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{e_s - V_{BE}}{I_B} \\ &= \frac{4 - 1}{0.3} \\ &= 10\Omega \end{aligned}$$

控制 IC 使用 TL494。

28.4 充电时应注意的几个问题

(1) 停电后又恢复供电时, 给放完电的电池的充电电流不能太大, 由于初始最大电流规定在 $0.47A$, 初始充电电流应选在此数值以下。

(2) 不能把电池直接接在整流电路上, 需通过电阻充电。停电时, 要通过二极管把能量提供给变流器。因此, 充电电流 I_{CH} 由充电器的输出电压 V_O 、电池端电压 E_B 和限流电阻 R_B 决定, 即:

$$I_{CH} = \frac{V_O - E_B}{R_B}$$

随着充电过程的进行, I_{CH} 逐渐减小, 最后变为连续补充充电。

(3) 如果接在电池上的开关不与交流电源开关联动的话, 电源装置不用时, 电池仍会向变流器供电, 这是所不希望的, 因而请读者注意。

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名 = 电力电子电路精选 —— 常用元器件 · 实用电路 · 设计实例

作者 = B E X P

页数 = 4 8 0

下载位置 = <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdv/dv53/14/!00001.pdg>