Abstract

This paper proposes a battery management system, which includes battery state detection, equalizing charge/discharge management, temperature management and charge/discharge management. Battery state detection comprises estimation of SoC (State of Charge) and detection of SoH (State of Health). SoC describes the short-term behavior of the battery, and SoH depicts the long-term behavior of the battery. A novel method used for estimation of SoC is proposed, which is based on AH principle, Peukert equation, temperature correction and SoH. What's more, a new method used for detection of SoH is proposed, which can carry out on-line.

A new switch module is proposed in this paper, which can save 40% of the whole swithes. The control of the switch module is realized by PLD, which contains hardware fault-tolerance. Thus the complexity of the system is reduced and the reliability of the system is enhanced. The swith module can also be used in voltage circulation detection system. The switch unit is replaced by AQ212, a PhotoMOS solid-state relay which is produced by Panasonic. As a result, the drive circuit can be simplified.

And a novel battery charge circuit used for main charger of the battery management system is proposed in this paper too. The proposed charge circuit can significantly reduce the circumfluent loss appearing in the conventional phase-shifted full bridge. And it can achieve ZVS over almost the full load-range, which results in high efficiency. Even more, the requirements to the filter both at the input and the output can be also significantly reduced. Experimental results verify the analysis.

Finally, designs of the other components of the battery management system are proposed, and pictures of the prototype are depicted too.

第一章 绪论

第一节 电动汽车的发展历史及现状

电动汽车是20世纪最伟大的20项工程技术成就中前两项技术的融合，即“电气化”和“汽车”的融合产物[1]。它不是当代人的新近想法，其构想与研制均早于燃油车，但由于性能不如燃油车，使其研究与开发工作一度停滞。20 世纪70年代的能源危机和石油短缺，又使电动汽车获得了生机，到了20 世纪80 年代，随着人们对于空气质量和温室效应的关注，对电动汽车的研究热情进入了空前高涨期。从20 世纪90 年代初起，世界各大汽车集团公司如Ford、GM、Nissan、Toyota 和Honda 等，都在电动汽车上投入了较大的资金，并研制出多种电动汽车及电动汽车概念车，如Ford 的Think city ，GM 的EV1 ，Toyota 的RAV4 、Prius 和FCEV ，Honda 的EVPlus、Insight 和FCX2V3 等[2,3]。 国内随着国家十五计划“八六三”电动汽车重大科技专项的正式启动，全国各地也掀起了一股研制和开发电动汽车的热潮。

电动汽车除了在能源、环保和节能方面显示出优越性和具有强大的竞争力外，在车辆性能方面也显示出了巨大的优势。电动汽车的转矩响应迅速、加速快，比燃油汽车高出2 个数量级，电机可分散配置，通过线传电子控制技术直接控制车轮转速，易实现四轮独立驱动和四轮转向[4]。由于网络技术、信息技术和线控技术的广泛应用，使智能交通系统（ITS）的实现也变得非常简单，还可以实现再生制动和能量回收，因此提高了电动汽车制动的安全性和可靠性。

但是就目前来说，电动汽车还不能完全取代燃油汽车，这主要有以下几个原因[5]：

- 一次充电行驶里程短

行驶里程的差别是由于碳氢燃料的“比能量”比实际的化学电池高得多。普通铅酸蓄电池的比能量只有40-50Wh/kg，目前最好的电池（钠硫电池）也只有118Wh/kg，而汽油的能量则高达12000Wh/kg，即使发动机的燃烧效率只有15%，也有1800Wh/kg。

- 充电时间长

不论哪种蓄电池，其充电速度都很慢。另外，快速充电对充电器有很高的要求。例如，要在5分钟内充满一个20kWh的电池组，如果采用220V电压，则充电电流要超过1000A。

- 质量重

由于蓄电池的质量电荷量小，即单位装备质量的电荷量太小，从而使得电动汽车要比燃油汽车重的多，影响其性能。

- 成本高

电动汽车要与燃油汽车竞争，就要设计得十分高效，必须在不降低强度和抗撞性能的前提下降低车体重量，减小行驶中车体的空气阻力和轮胎的滚动摩擦阻力，有的电动汽车还采用轮毂电机以排除传动系统的损耗。再加上昂贵的新型电子控制器，使得电动汽车要比燃油汽车昂贵得多[6]。

可以看出，电动车的大部分缺陷均跟蓄电池的性能有关。蓄电池是电动汽车的动力源泉，

是一直制约电动汽车发展的关键因素。

第二节 蓄电池

电动汽车用电池的主要性能指标是比能量(E)、能量密度(E_d)、比功率(P)、循环寿命(L)和成本(C)等。要使电动汽车能与燃油汽车相竞争,关键就是要开发出比能量高、比功率大、使用寿命长的高效电池。

正是认识到了蓄电池研究对电动汽车的重要性，1991年，美国三大汽车公司（克莱斯勒、福特和通用公司）组成了美国先进电池集团（United States Advanced Battery Consortium, USABC），以发展新一代电池。表1-1为USABC提出的电池性能指标，表1-2列出了最新市售电动车用蓄电池的性能。

表1-1 美国现代电池联合会（USABC）提出的目标[6]

项目	中期目标	长期目标
比能量，Wh/kg（3C率）	80（100）	200
能量密度，Wh/L（3C率）	135	300
比功率，W/kg（80% DOG/30s）	150（200）	400
体积功率，W/L	250	600
寿命，年	5	10
循环寿命月次（DOG 80%）	600	1000
能量及功率下降率（%）	20	20
最终价格，美元/KWh(40KWh电池组一万个)	<150	<100
工作环境，℃	-30~65	-40~85
充电时间，h	<6	3~6
满充时连续放电1h至截至电压，放出电量与标称能量比值，%	75	75

表1-2 最新市售可用于电动车的各种电池性能比较[7]

	生产厂	型号	重量(kg)	能量(Wh/kg)	功率(W/kg)	循环寿命
铅酸	Johnson Controls	GC12550	18.6	23.7	120	500
铅酸	Sonnen-schein	DF6V180	30.2	29.3	80~100	700
铅酸	Electro source	Horizon	27	50	>300	900
镍镉	SAFT	STM5.14	23.2	45.3	260	2000
钠硫	ABB	B-11	25.3	81	152	600
钠硫	Silent Power	PB-MK3	29.2	79	90	800
镍氢	Ovonics	OBC	17.1	80	245	1000
镍氢	Eagle-Picher	NIF200	25	51	99	920
锌溴	Sea	ZBB-5/48	81	79	40	350

由表1可见，现有任何一种电池都很难完全达到USABC的长期发展目标，但通过比较分析，可以发现VRLA、Ni2Cd和Ni2MH的性能基本满足近期要求，具有极大的潜力。因为铅酸电池已有100多年的历史，VRLA技术比较成熟、成本低廉、可靠性好，特别是近年来技术已经日臻完善，所以VRLA电池在当前仍然是电动车的主要动力电源。对蓄电池进行良好的管理也成了电动车的核心技术之一了。

此外，VRLA电池在航空航天、电力、通信、军事工业等部门的设备中应用也非常广泛，它的安全可靠运行直接关系到整套设备的可靠运行。在这些领域，蓄电池组的管理同样也越来越受到重视，已经成为设备系统管理中的重要组成部分。

由以上分析可以看出，作为最古老的蓄电池，铅酸蓄电池并没有退出历史舞台。目前作为铅酸蓄电池的代表，阀控式铅酸蓄电池（VRLA电池）反而由于其性价比上的巨大优势依然焕发着勃勃生机。针对VRLA电池，设计一个较为完善的蓄电池管理系统，以期实现延长蓄电池寿命、保证蓄电池系统供电的稳定性以及无人值守的功能，是很有必要的。

目前国内外针对VRLA电池的管理已经提出了很多方案，主要有[8]：

1、 基于专用芯片的蓄电池管理

虽然电池管理牵涉到许多方面的问题，但其最终目的总是围绕着如何快速有效地给电池补充电并最大限度地延长其使用寿命。尽管目标非常明确，要达到这个目的却需要有一个智能化的充电维护电路，这常常需要引入一个由单片机或 DSP 构成的复杂控制电路，因此其

硬件成本与软件成本相当可观。基于成本的考虑，UNITRODE 公司研制的系列电池管理芯片提供了良好的解决方案。

因为电池管理中采用最多的是控制充电电压及充放电电流，电池管理芯片正是抓住这一点，为 VRLA 电池研制了具有四状态管理的专用控制芯片，用以控制充电器，可以智能地实现带温度补偿的四状态管理方案：涓流充电模式（Trickle Charge Mode）、大功率充电模式（Bulk Charge Mode）、过充电模式（Over-charge Mode）和浮充电模式（Float Charge Mode）。

同时针对不同电池类型，有相应不同的电池管理芯片。

应该肯定的是，管理芯片在大多数场合非常简洁有效。但仅仅就一个芯片而言，其灵活性较差，难以实现智能化管理，同时无法提供圆满的均衡充电方案，其局限性是显而易见的。

2、 基于监控测量的蓄电池管理系统

运行过程中，电池工作电压、工作电流、温度都反映了电池组实际的工作情况，通过对这些电气参数的持续测量和总结，可以对电池当前的运行状况有个大概的了解。如果配合故障诊断和遥控遥测、自动报警和事故现场处理功能，便可以构成一个电池监管系统。具有以上功能的电池监管系统可以保证电池一般性故障的检测报警工作，提高待用电池组的可靠性。但是，一个监控系统，只能对电池有可能出现的诸如短路、开路、过充电和过放电等故障报警，还没有涉及到电池充放电曲线的管理、落后电池的处理和容量预测等问题，可以说是一种消极的防卫措施，不能自动优化电池使用过程，从而根本上延长电池使用寿命和增加其可靠性。这样一个系统最典型的框图如图 1-1 所示

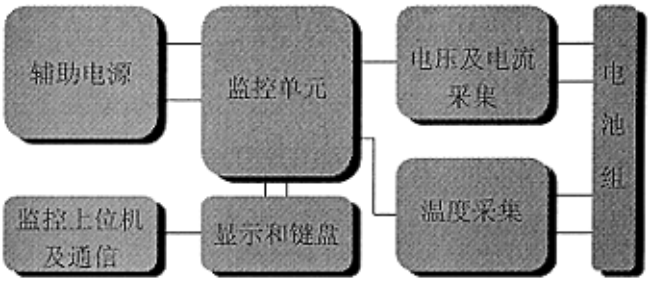


图 1—1 基于监控测量的蓄电池管理系统

3、 与电源设备一起构成的蓄电池充放电管理系统

在通信程控交换机供电系统以及电力合闸供电系统中为了保证电网掉电时蓄电池组能及时补充电能，在规定时间内向负载供电，保证通信或电力合闸系统的正常运转。通常是将电池组直接挂接在电源模块输出端，电网正常工作时电池组工作在浮充状态，起到平滑滤波和保持容量（补充自放电容量损失）的作用。一旦电网掉电，蓄电池组立即投入工作，一旦电网恢复，电源模块立即对电池进行充电。可以通过检测电池组充电电流，调节电源模块输出电压来达到要求的充电曲线，浮充电压。这样一个典型的系统框图如图 1-2 所示：

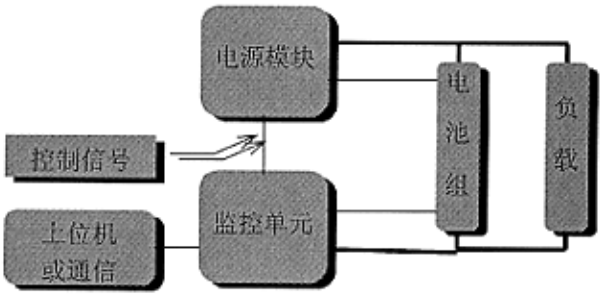


图 1—2 与电源设备一起构成的蓄电池充放电管理系统

这样的一个系统由于和电源模块联系起来，所以，可以从充放电过程上来优化电池工作状态，电池充电成为可控的过程，建立在这样一个系统上的监控单元应该具有第一种监控系统中所有功能，并且可以和电源模块直接“对话”，根据要求对电池进行管理。因此，电池组的工作会更加可靠，可控性和智能化程度也会更高。但是这样一个系统存在的主要问题是：没有解决电池组串联运行过程中不均衡现象的问题，这也是电池失效的重要原因之一；一般只完成了电池生产厂家提供的充电曲线，对于电池在使用过程中发生的其它问题控制不够全面，例如深度放电后的涓充问题等。

第三节 本论文研究的主要内容

本论文是在杨潮硕士论文《免维护铅酸蓄电池管理系统》、潘尚智硕士论文《阀控式铅酸蓄电池管理系统》和罗光毅硕士论文《蓄电池管理系统》的基础上完成的。这几篇论文对如何对蓄电池进行有效管理进行了很多的前期研究工作，包括 VRLA 蓄电池的化学原理和有关电特性，影响 VRLA 蓄电池寿命的因素及其失效模式，蓄电池管理系统的结构和设计等等。但这几篇论文的系统设计思想中的许多地方都有待深入研究，硬件设计也有很多值得优化和需要重新设计的地方，而且它们没有涉及许多对蓄电池管理有重要意义的其他课题，包括蓄电池寿命状态检测、温度管理等。本论文在参考这几篇论文的基础上，进一步完善了原有蓄电池管理系统的设计思想，对整个系统的硬件和软件进行了优化设计。并且提出了一种适合于用做蓄电池充电器的新型充电电路。

论文共分为六章。第一章为绪论，第二章为蓄电池状态检测，第三章为均衡充放电管理，第四章为蓄电池管理系统中的新型充电电路，第五章蓄电池管理系统其他部件设计，第六章为结论和展望。

参考文献

【1】 陈清泉，詹宜君，21世纪的绿色交通工具---电动汽车[M]. 北京：清华大学出版社，2001, 1-16

【2】 Chan C. C.; The state of the art of electric and hybrid vehicles [J]. In: Proceeding of IEEE, 2002, 90(2): 1-29

【3】 Riazenman M. J.; Engineering the EV future[J]. In: IEEE Spectrum, 1998, 35(11): 18-20

【4】 Hori Y.; Future vehicle driven by electricity and control research on four wheel motored "UOT electric march II"[J]. In: IEEE Advanced Motion Control, 2002(7): 1-14

【5】 姚宾玉，任香蝶，电动汽车产业化面临的问题和解决途径的探讨. 世界汽车, 1996,1

【6】 伦景光，陈全世，从第12届国际电动车辆会议看电动汽车电池的发展. 世界汽车, 1996,1

【7】 钱照明，电力电子和运动控制会议述评. 国际学术动态, 1997, 4 pp: 65-69

【8】 罗光毅，蓄电池智能管理系统，硕士毕业论文，浙江大学, 2003年3月

第二章 蓄电池状态检测

第一节 蓄电池状态检测概述

蓄电池状态检测在电池管理技术中占据非常重要的作用。我们知道，内燃机带动的车辆都会有一个油量表，显示目前油量多寡的信息，使用蓄电池作为动力的车辆自然也需要一个剩余容量指示表。另外，在手机、笔记本电脑等移动设备中，剩余容量的预测同样不可缺少。这个剩余容量除了让使用者了解还有多少的电量可以使用，避免电池因过度放电而缩短电池寿命之外，还可以提供信息给充电器，使其选择正确的充电方式，用最快而且安全的方法将电池回复到充饱的状态，并且不会因过度充电而破坏电池。在通信领域的后备电源的应用中，VRLA蓄电池的适时更换是一直困扰人们的重要课题。因为蓄电池的寿命受到工作环境、充放电特性等诸多因素的影响，往往并不能达到供应商所号称的循环寿命值。太早更换会造成巨大的经济损失，太晚又会影响到系统工作的可靠性。如果能准确了解到蓄电池的寿命状态，无疑能得到经济性和可靠性的最佳折中。

电池状态分为SoC (State of Charge)和SoH (State of Health)，SoC反映电池的供电能力，如可预测在现有负载条件下系统还能运行多久。通常把一定温度下电池充电到不能再吸收能量的状态定义为SoC等于100%，而将电池再不能放出能量的状态定义为SoC等于0%；SoH则反映电池的预期寿命。它们都是相对量，定义如下：

$$SoC = \frac{C_{remain}}{C_{full}},\ SoH = \frac{C_M}{C_N} \tag{2-1}$$

式中C_{remain}为剩余容量，C_{full}为满充时电池所含容量，C_M为测量容量，C_N为蓄电池标称容量。

问题在于如何定义C_{full}，我们可以认为它等于标称容量C_N（由生产商提供），或等于测量容量C_M（随应用时间增加而改变），又或者取实际容量C_P（在特定运行条件下所能获得的电池容量）。为了容易理解，我们将这些参数的关系描述如图2－1所示。具体有关他们的定义及相关讨论可以参考文献[1]。

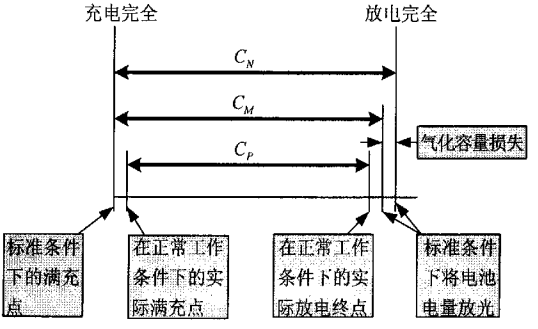


图 2－1 不同电池容量的定义比较

本文中，计算SoC时取测量容量C_M来代表满充时电池所含容量。这样就有

$$SoC = \frac{C_{remain}}{C_M} \tag{2-2}$$

SoH定义中的测量容量是在标准条件下蓄电池满充时所能放出的最大电量。应当指出，测量容量是可以大于标称容量的，即SoH是可以大于1的。这时表示蓄电池可以放出的能量大于标称容量，这在VRLA蓄电池的使用初期是非常普遍的现象。当测量容量达到标称容量的80%以下时，便意味着VRLA蓄电池寿命的终结，如下图曲线所示[2]。

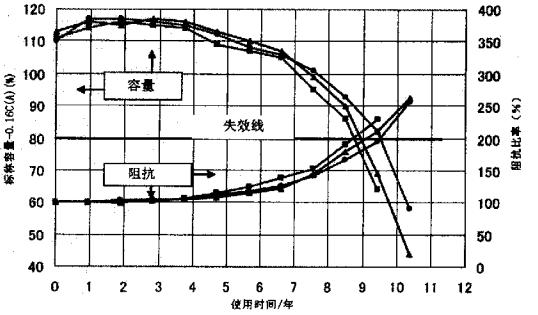


图 2—2 测量容量、内阻与蓄电池使用时间的关系[2]

SoC和SoH虽然有很大的不同，但并不是完全独立的。它们的关系不是线性的，而是依赖于VRLA蓄电池的老化机理。它们大致的关系如图2—3所示[30]。

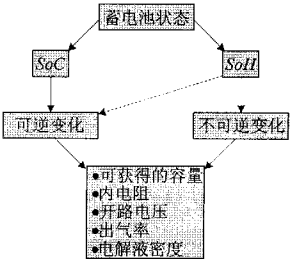


图 2—3 SoC 和 SoH 的关系[30]

总体上来说，SoC描述的是蓄电池短期内的变化，即蓄电池中发生的大部分可逆反应，最好能实时测量。而SoH描述的是蓄电池的长期变化，主要是跟寿命息息相关的不可逆变化，当然也能反映一些可逆变化的特性，如在满充后最大可放出的电量。它并不需要实时测量，因为它的变化非常缓慢。可根据具体设备的要求来设定测量周期，一般而言，比较长的周期性测量（如一周一次）便足以满足大部分设备的需要。

目前国内外对蓄电池状态检测的研究非常活跃，已经发表了很多的相关文章[1-30]。下面的章节将就SoC和SoH的测量详细展开。

第二节 蓄电池剩余容量 SoC 的测量

铅酸电池的充放电过程是一个复杂的电化学变化过程，电池的剩余容量受到充放电电流、温度、电池老化、电池组中单体电池的不均衡性等诸多因素的影响，要精确预测是十分困难的。剩余容量预测主要包涵两个方向：

1. 电池内部参数测量法

VRLA蓄电池的基本化学反应式如式(2－3)以及式(2－4)：

正极板：$$PbO_2 + HSO_4^- + 3H^+ + 2e \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} PbSO_4 + 2H_2O \tag{2-3}$$

负极板：$$Pb + HSO_4^- \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} PbSO_4 + H^+ + 2e \tag{2-4}$$

式（2-3）表明，自左向右的反应是放电：PbO_2以极大的速率吸收外电路的电子，并以低价次Pb^{2+}形式在电极表面形成$PbSO_4$；自右向左的反应是充电：在外电源作用下Pb^{2+}释放电子，并与电结业作用生成PbO_2。

式（2-4）表明，自左向右的反应是放电：Pb以极大的速率溶解，在向外电路供出电子的同时，Pb^{2+}还夺取界面电解液中HSO_4^-，使之生成$PbSO_4$；自右向左的反应是充电：电极表面的Pb^{2+}以极大的速率夺取外来电子，使$PbSO_4$恢复成活性物质。

由以上两式可以得到铅酸蓄电池完整的化学方程式(2－5)：

$$Pb + PbO_2 + 2H^+ + 2HSO_4^- \underset{充电}{\overset{放电}{\rightleftharpoons}} 2PbSO_4 + 2H_2O \tag{2-5}$$

根据以上电解液在充放电的化学反应方程式，我们可以发现硫酸浓度的变化是最直接的现象，当电池不断放电时，硫酸浓度便会降低，而在电池充电的过程中，硫酸浓度又会逐渐提高，若是能在电池中置入感测器，量测内部电解液的比重会是最直接的方式，但是实际上除了安装是个很大的问题，电解液的扩散速度也会造成量测上的误差，现在这种方法已经极少使用。

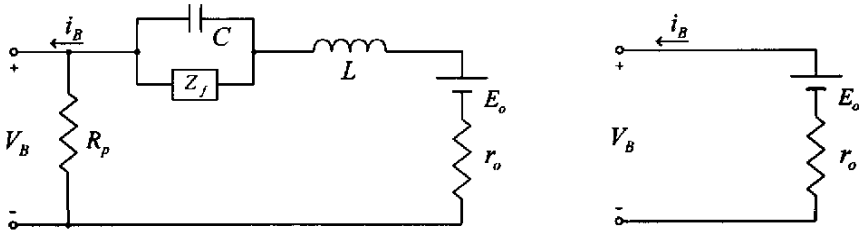
2. 电池外部参数测量法

2. 1 内阻测定法

IEEE在1992年四月投票通过了一项标准化草案，建议固定型免维护铅酸电池的常规测试方法由原来的浮充电压测试改为导纳或阻抗测试。这是因为有相当多的实验和报告数据显示电导的高低可以提供反映电池故障，使用程度的有效信息。内阻测定法是利用电池充放电时内阻的改变，来预测电池的剩余容量。许多资料[3][4][28]均显示，电池内阻与电池剩余容量有关，且与电池剩余容量近似成反比的关系。从以下的进一步分析中可以看出这一点。

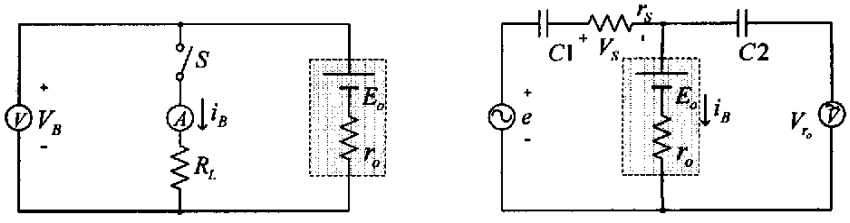
首先简单介绍电池的等效模型，如图2－4(a)所示。其中，E_0是蓄电池的电动势，R_p是自放电等效电阻，通常这个电阻非常大，分析时可视为开路。L为电池内部之电感，电感量一般很小，会随着电池容量增大而稍微增加，在分析中可予以忽略。r_0是极板与电解液之间所形成的电阻，通常称之为内阻，在实际充放电的时候，会因为电解液与极板均发生复杂的化学反应，以及电解液中许多杂质的因素，使得这个内阻值会不断上升，然后直接影响温度，因此内阻值是铅酸电池研究中非常重要的参数。C则是电极上之活性物质与电解液接口之间

所形成的电容，这个值非常大，而且容量越大的电池也具有越大的电容值。至于Z_f则是与通电电流频率有关的阻抗，称之为法拉第阻抗，由电阻与电容成分构成。在铅酸电池的分析上，最主要在于检测内部电压与内阻的变化，因此把电池视为电压源，并将等效电路简化为图2－4(b)。并在此基础上，提出四种测量蓄电池内阻的方法，如图2－5所示。



(a)　　(b)

图 2－4 VRLA 蓄电池等效电路



$$r_o = \frac{V_{Bo} - V_B}{i_B} = \frac{V_{Bo} - V_B}{V_B} \times R_L$$

V_{Bo}：开路电压；V_B：S 闭合时电压

Ⓥ：电压表；　Ⓐ：电流表

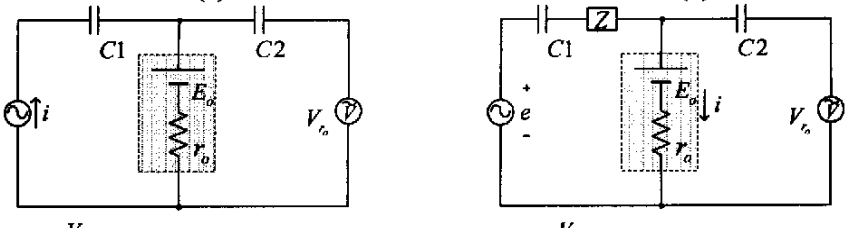
(a)

$$r_o = \frac{V_{r_o}}{V_S} \times r_S$$

e：交流电压源；$C1, C2$：隔直电容

Ⓥ：交流电压表

(b)



$$r_o = \frac{V_{r_o}}{i}$$

i：交流电流源；$C1, C2$：隔直电容

Ⓥ：交流电压表

(c)

$$r_o = \frac{V_{r_o}}{i}$$

e：交流电压源；$C1, C2$：隔直电容

Ⓥ：交流电压表；Z：高阻抗元件

(d)

图 2－5 四种电池内阻测量方法

图2－5(a)中的电路利用流过电阻R_L上的电流i_E来求取电池内电阻r_0，不足之处在于测量电路需要采用放电机制，而且由于蓄电池内阻一般都很小，V_{B0}和V_E的大小相差很小，对电压表的要求比较高。图2－5(b)中的电路将交流定电压源串联电容C1阻隔直流电流，并且加入参考电阻r_S，使得回路上与电池内部均流有交流电流i_B，再利用交流电压表串联隔直电容C2进行测量。这种方法使用定电压源，制作起来比较方便。图2－5(c)中的电路加入交流电流源串联隔直电容C1，并以电压表串联C2进行测量。由于电流i为一已知的定值，因此不需要参考电阻与电压，计算很简单，但这种方法必须产生定电流源，在设计上较为复杂。图2－5(d)中的电路是对图2－5(c)中电路的改进，原理是一样的。由于定电流源制作比较复杂，

在这种电路中采用电压源串联高阻抗元件，等效于电流源，当高阻抗元件Z值选得足够大是，r_0的变化对于电流i的影响便可忽略不计。

根据图2－5(a)中$r_o=\frac{V_{Bo}-V_B}{V_B}\times R_L$可以得知，电压变化量越大，也就是电量越少时，电池的内阻值会越大，因此电量大致上与内阻呈现反比的关系。在计算剩余容量时，必须根据实验来纪录电池的内阻参数变化，并进行纪录与比较，但是内阻值通常会随着电池新旧老化程度而有所不同，而且会随着温度和电流的变化而变化。因此用内阻测定法来判断剩余容量，势必要预设特定的测量条件，再加入其它参考因素，才能增加其准确度。

2．2 开路电压法[5][6][7][8][9]

常用的蓄电池中，NiMH电池的开路电压跟其容量没有线性关系，所以其充电策略比起锂电池和铅酸电池要复杂得多，必须考虑到温度因素才能使其达到最佳的充电状态。但对于锂电池和铅酸蓄电池而言，在其性能完全稳定的时候，其开路电压与剩余电量存在很明显的线性关系，而且这种线性关系受环境温度以及蓄电池的老化因素影响很小[6]。铅酸蓄电池的剩余容量与开路电压及电解液比重的关系如图2－6所示[6]。这三个量中，只要确定了一个量，另外两个量的大小便可确定，不过数量大小随着不同的蓄电池生产厂家而略有不同。开路电压与剩余容量关系可由下式表示：

$$SoC=\frac{V_{Bo}-b}{a-b} \tag{2-6}$$

其中V_{Bo}为电池开路电压，近似等于图2－4(a)中的E_0，a为满充时的开路电压，b为充分放电时的开路电压。

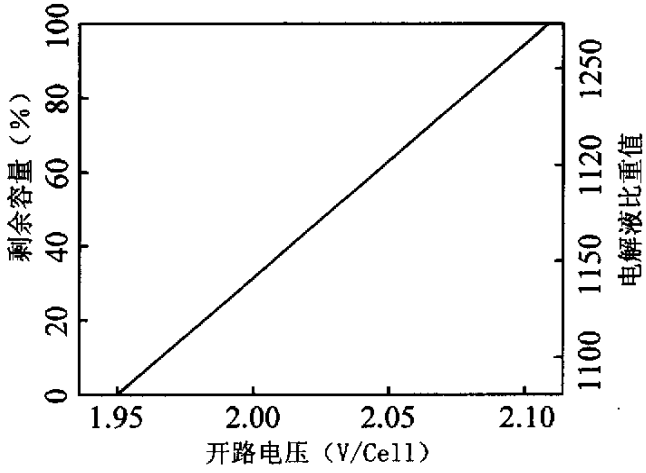


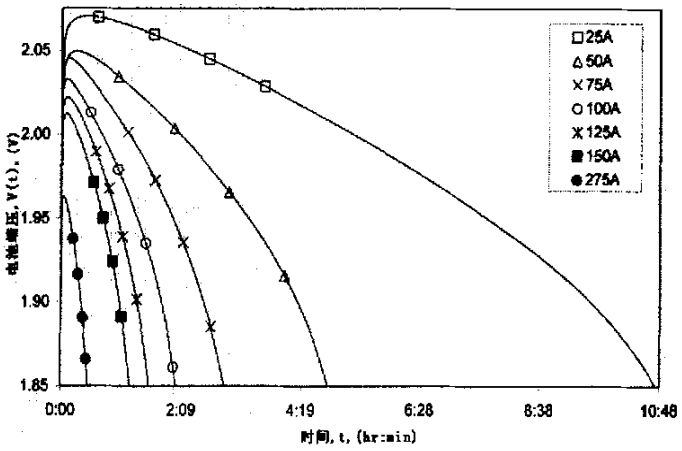
图 2－6 开路电压与剩余容量关系[6]

图2－4(a)所示的电池模型中，由于C和Z_f的存在，使得电池的开路电压的动态特性变得很差。在电池充放电之后，往往需要很长一段时间（5个小时以上），这个开路电压值才会是准确的[5]。对于我们要实时得知剩余容量来说，这个方法是不可行的，而且也不适合做为充电时电池充满的依据。

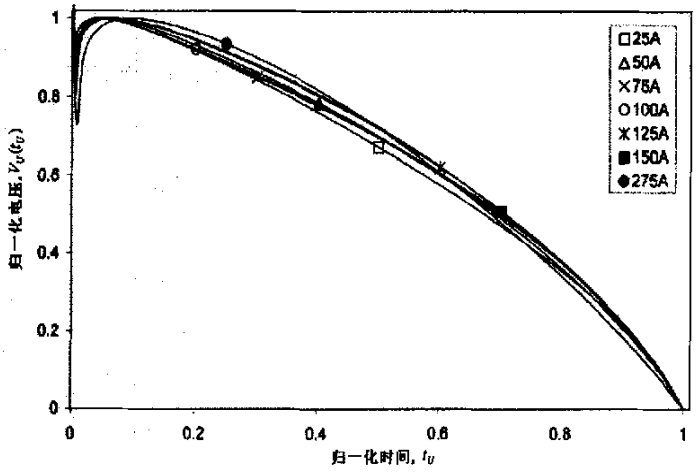
2．3 外电压实时测量法[7][8][9]

文献[7][8][9]描述了如何只利用外电压来实时测量SoC，因为在绝大多数应用场合，实时测量SoC都是必需的。

图2－7(a)为一VRLA蓄电池（Oldham type 2HI275）在不同放电率下的放电曲线，我们利用式2－7和式2－8对这些曲线进行归一化，可得曲线如图2－7(b)所示[9]。



(a)



(b)

图 2－7 VRLA 蓄电池在不同放电率下的放电曲线：
(a) 普通曲线； (b) 归一化曲线

$$t_U = \frac{t}{t_T} \tag{2-7}$$

$$V_U(t_U) = \frac{(V(t) - V_{end})}{(V_P - V_{end})} \tag{2-8}$$

其中，t_T为整个放电时间长度，V_{end}为放电终止电压，V_p为放电初始电压。

从图2－7(b)中可以看出，经过归一化处理后，放电曲线的一致性变得很好，而且，进

一步的研究表明，随放电模式、放电率、环境温度及放电终止电压等因素的变化对这种一致性的影响非常小[9]。这样，在任意时刻，当我们知道蓄电池的放电电压V(t)，就可以求得$V_U(T_U)$，对照归一化曲线就可以求得归一化的t_U，则：

$$SoC = 1 - t_U \tag{2-9}$$

如果再知道蓄电池在此放电率下的全放电时间t_T，就可以求得蓄电池在此放电率下的剩余放电时间：

$$t_R = (1 - t_U)t_T \tag{2-10}$$

通常情况下，蓄电池厂商都会给出蓄电池在各种放电条件下的放电曲线，获得归一化曲线和t_T是比较容易的。所以，这种方法实施起来比较简单。但这是建立在不考虑电池老化等因素的基础上的。文献[9]声称这种方法的精确度可控制在10%以内，很适合一些要求不高的场合。

2．4 同时基于内阻和外电压法[3][4][10][19]

文献[3][4][10][19]提出，结合电池内阻和外电压，同时利用两者对电池容量进行预测，其预测公式如下：

$$C = \alpha V_e + \beta r_{in} + \eta \frac{\partial r_{in}}{\partial SoC} + f\left(T, V_e, r_{in}\right) + Const \tag{2-11}$$

其中，C：电池剩余容量，V_e：电池电动势，r_{in}：电池内阻，T：环境温度

Const：为常量，　SoC：安时数，α，β，η：待定系数

显然，在上式中，第一项反映电池电动势，第二项反映电池内阻，第三项是电池内阻相对容量的变化率，第四项是用于修正环境温度的影响，第五项是常量。

通常可忽略上式中的第四项，系数α，β，η，Const可以由实验数据通过最小均方差等方法得到。

如果使用了n组实验数据，则有如下所示的等式（2－12）：

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ C_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 & R_1 & R_1' & 1 \\ V_2 & R_2 & R_2' & 1 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ V_n & R_n & R_n' & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \eta \\ Const \end{bmatrix} \tag{2-12}$$

其中，R_n为第n组中的电池内阻值r_{in}，R_n'为电池内阻对于容量的偏导数。

可见，通过n阶矩阵运算就可以确定系数α，β，η，Const的值。

显然，这种同时基于电池电动势和电池内阻的容量预测，提供了较高的准确度。但是，这种矩阵运算非常复杂，不利于在单片机中实现。运行过程中随着电池状况的变化，需要不断修正系数α，β，η，Const的值以保证较高的准确度；另一方面也增加了运算量。

2．5 模糊推理和神经网络法[11][12][13]

模糊逻辑推理和神经网络是人工智能领域的两个分支，模糊逻辑接近于人的形象思维方式，擅长于定性分析和推理，具有较强的自然语言处理能力；神经网络分布式存储信息，具有很好的自组织、自学习能力。他们共同的特点就是均采用并行处理结构，均是无模型的预报器，可从系统的输入、输出样本中获得系统的输入输出关系。在蓄电池剩余容量的预测中，考虑到影响电池核电状态的因素很多，系统模型难以建立的问题，用模糊逻辑推理和神经网络的方法来判断电池的荷电状态一直是研究的热点。

采用神经网络的方法预测剩余容量的典型结构图如图2－8所示[13]。网络结构为四输入单输出的三层前馈网络，四个输入量分别为电流、放电容量（AH）、温度、电压。

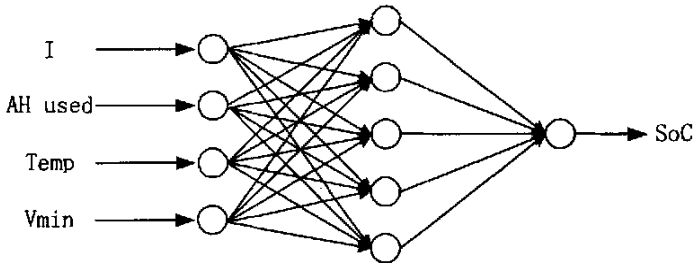


图 2－8 *SoC* 预测神经网络结构图[13]

由于人工神经网络是建立在输入输出数据的各种关系上的，只要整个网络所需要的训练数据可以获得，这种方法可以用在所有的蓄电池系统中。其中的一个缺点就是整个网络是个黑匣子，它只能通过另外预设的参考值来校验它的准确性。另一个缺点就是它的误差非常依赖神经网络的结构、训练数据和训练的方法[14]。

2．6 *Coup De Fouet* 法[15][16][17][18]

图2－9是某VRLA蓄电池（Hawker 2HI275, 20°C）的放电曲线图[16]。刚开始放电时，蓄电池电压会下降到一个波谷，然后上升到一个平台。这个区域被称之为*Coup De Fouet*区域，是VRLA蓄电池特有的电化学现象。具体机理还有待进一步研究。

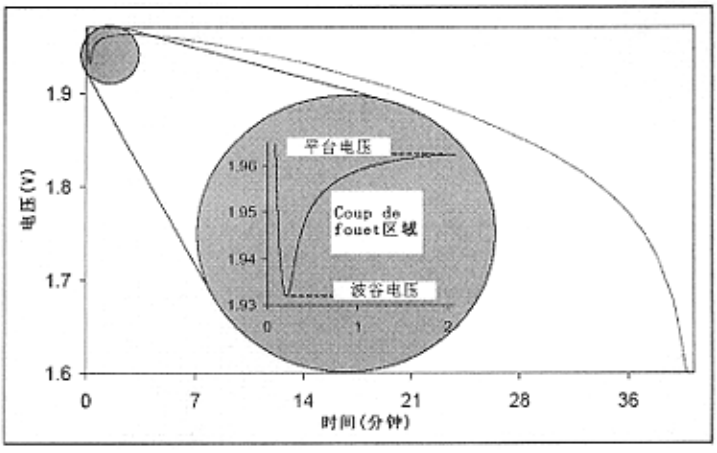


图 2－9 *Coup De Fouet* 区域示意图[16]

越来越多的研究表明，这个波谷值和平台值与蓄电池容量关系非常密切[15][17][18]。图2－10显示了这两个电压与容量的关系。所用VRLA蓄电池为加速老化过的Hawker 2HI275单体。放电电流为100A。

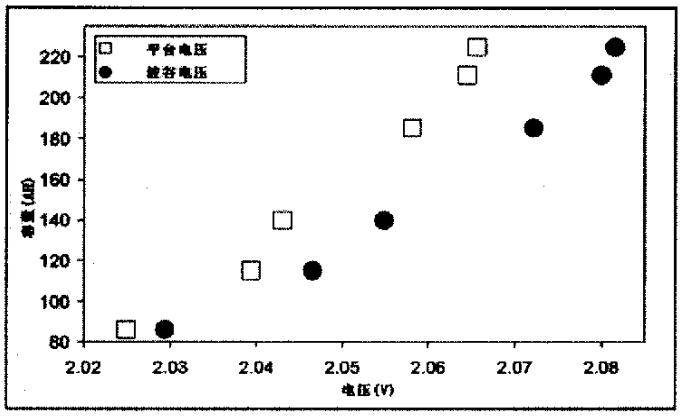


图 2－10 放电电压波谷及平台值与容量的关系，100A/20°C

可以看出，对这种电池而言，蓄电池容量每变化20%，对应波谷电压及平台电压各变化大概15mV。这种方法实施起来非常简单，只需要测量蓄电池的端电压即可。严格上来说，它也属于外电压测量法。只不过2.3小节中利用的是蓄电池的线性区域，而这种方法利用的是*Coup De Fouet*区域。但这种方法也有很多需要克服的难点。因为*Coup De Fouet*区域跟放电率、环境温度以放电深度以及SoH等因素都有关，很难归纳出他们之间确切的关系。

基于这些缺陷，这种方法实施起来主要有两种基本方向[16]：

第一种，也是最简单的方法，就是在放电测试中固定蓄电池的工作条件，然后跟踪蓄电池放电波谷电压及平台电压值。在典型的现代通信电源系统中，蓄电池的放电率变化范围通常都在10%以内，温度变化也在5°C以内，比较符合这种方法的应用条件。

第二种方法比较复杂，由于蓄电池的工作条件不固定，需要用修正因子来修正*Coup De Fouet*参数。为了取得修正因子，需要对蓄电池进行必要的训练。训练测试的数目由工作条件的变化幅度决定。变化越大，需要训练测试的数目越大，反之越小。另外，训练测试的持续时间也受限于具体的工作条件。

总得来说，这种方法还处在一个深入研究的阶段，几乎没有投入实际应用。

2．7 列表预测表[23]

文献[23]提出了一种列表预测蓄电池剩余工作时间的方法。即系统中有这样一张表，将电压分成几档，电流也分成几档，如表2－1：

表 2－1 电池剩余容量预测表

	I0	*	Im
V0	t(0,0)	t(0,*)	t(0,m)
V*	t(*,0)	t(*,*)	t(*,*)
Vn	t(n,0)	t(n,*)	t(n,m)

系统所要做的工作就是将该表填满，并且根据某一时刻电池的端电压和电流，从该表中计算出该电池在该电流放电下还能够运行的时间。电压电流的分档区间的大小决定了电池剩余容量预测的精度。

表2－1的初始化可以有两种方法。第一，通过电池厂商提供的电池放电曲线获得数据，第二，就是从运行中获得数据。初始化数据并不需要将表格填满，但是初始化数据的多寡决定了系统运行初期剩余容量预测的准确度。

由于在不同放电电流时，电池内阻以及极化电压是不同的，因此必须在以某放电电流为基准，获得不同放电电流下的修正电压。如以0.1C为基准，对该电池进行放电实验，以获得修正电压V_x。

当表2－1初始化完成以后，便可利用式2－13来计算蓄电池剩余工作时间：

$$t(V_{n+1},I_{n+1})=t(V_{n+1}-V_{x_{n+1}}+V_{x_n},I_n)\times\frac{I_n}{I_{n+1}} \tag{2-13}$$

其中 V_{x_n}、$V_{x_{n+1}}$是各电流相应的修正电压。由于蓄电池的剩余容量会随着老化、工作条件改变而改变，I_n应以就近原则为选取依据以保证预测的准确度。所谓就近，一是时间最近，即作为参照的参数应该是最新的数据；二是电流相近，即I_n、I_{n+1}的大小应该相近。

这种方法有几个突出的优点：

- 不需要大量的预设曲线
- 不需要增加多余的测量设备，充分利用原有系统的电流电压测量系统
- 随着运行时间的增加，预测准确度增加，同时能够随电池物理状态的变化而变化
- 这种预测方法可以根据需要调整存储器的容量，以提高精度
- 这种预测方法适用于各种电池剩余时间的预测

2．8 基于AH定律、Peukert方程、温度修正及SoH的容量预测

首先介绍有很多文献[14][21]提及的安时法进行容量预测。根据安培-小时(Ampere-Hour)定律，电池充放电容量C_Δ与充放电电流i的关系如式（2－14）：

$$C_\Delta=\int_0^{\Delta t} i d\tau \tag{2-14}$$

由该式知道，只要随时监控采样电池充放电电流，然后在时域上进行积分，就可以得出该时间段 Δt 上电池容量的变化量C_Δ。如果知道电池充放电前的初始容量C_0的话，则变化后的电池容量$C_R(t)$为：

$$C_R(t)=C_0-C_\Delta(t) \tag{2-15}$$

这种方法相对比较简单，容易实现，而且可以采用系统本身所具有的电流采样电路，无须外加特殊设备。

这种方法的关键点之一在于初值的确定，通常是将电池满充后，以满充容量作为容量初值进行计算。同时，剩余容量会受到其他因素的影响，如放电电流、温度和老化程度等。正因为如此，这种方法单独使用时精度不高，须结合其他方法提高测量精度。

本论文提出一种安时法、Peukert方程、温度修正以及SoH相结合的方法。其框图如图2－11所示。

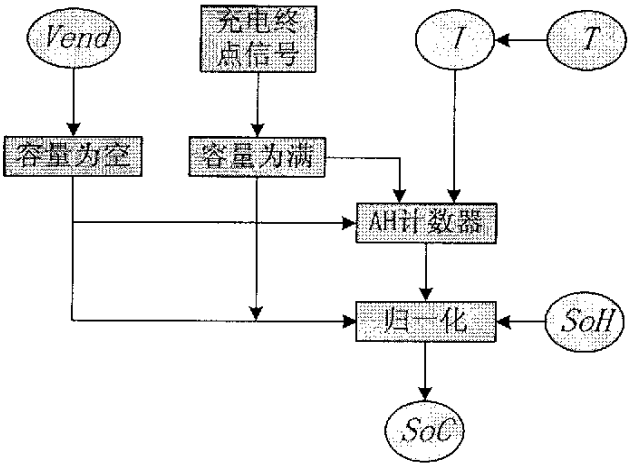


图 2－11 基于安时法、Peukert 方程、温度修正及 SoH 的容量预测

上面提到诸多因素影响安时法的测量精度。其中，放电电流的影响最大，温度次之，老化因素再次之。对于同一只电池，用安时法进行剩余容量的计算时，放电电流不同将得到不同的电量值。同等条件下，放电电流越大，所能放出的电量越小。因此我们应对不同放电电流时的剩余容量进行修正，并定义剩余容量C_{RI}为标准温度下在一定电流 I 下的剩余容量（如25°C、10小时放电率所对应电流），实际上就是取一个计算电量时的电流参考标准。

$$C_{RI} = C_{0I} - C_{\Delta I} \tag{2-16}$$

其中，C_{0I}为在标准温度下以标准放电电流释放的总电量；$C_{\Delta I}$为实际使用的电量折合为在标准温度下以标准电流放电时的电量：

$$C_{\Delta I} = \int_0^{\Delta t} Kid\tau \tag{2-17}$$

其中$K = \omega_i \bullet \delta_t$，为电流修正系数。$\omega_i$ 代表在标准温度下，以标准电流 I 放电放出的电量与以不同放电电流 i 放电放出的电量C_i之比，可以通过实验求得。δ_t 代表温度修正系数。

于是可得SoC：

$$SoC = \frac{C_{RI}}{C_{0I}} = \frac{C_{0I} - C_{\Delta I}}{C_{0I}} \tag{2-18}$$

考虑到电池老化因素对剩余容量的影响，C_{0I}并不等于蓄电池的标称容量C_N，它们有如下关系：

$$C_{0I} = C_N \bullet SoH \tag{2-19}$$

将式（2－17）和式（2－19）代入到式（2－18），可得：

$$SoC = \frac{C_N \bullet SoH - \int_0^{\Delta t} \omega_i \bullet \delta_t \bullet i d\tau}{C_N \bullet SoH} \tag{2—20}$$

剩余时间t_{remain}：

$$t_{remain} = \frac{C_{0I} - C_{\Delta I}}{I_e} = \frac{C_N \bullet SoH \bullet SoC}{\omega_i \bullet \delta_t \bullet i} \tag{2—21}$$

SoH的确定将在下一节中详细讲。下面介绍一下电流修正参数ω_i和δ_t的确定。

2．8．1 ω_i的确定

根据Peukert方程，电池放电时的剩余容量与放电电流有如下关系：

$$C = KI^{1-n} \tag{2—22}$$

只要初始条件相同，则K和n是相同的。因此有

$$\omega_i = \frac{C_I}{C_i} = \left(\frac{i}{I}\right)^{n-1} \tag{2—23}$$

这样，只要测得几组C_i来求得K和n，即可确定ω_i。通常情况下，电池厂商都会提供其生产的电池的放电曲线，这样很容易便能得到ω_i。

2．8．2 δ_t的确定

由于电池容量随环境温度而改变，温度上升会令电池容量增加，而温度下降则令电池容量减少，相应地，放电电流也会随温度上升而增加，温度下降而减少。因此，必须考虑温度对放电电流的影响。

应该注意到，δ_t因子也相对于某一标准温度而言的（一般取25°C）。一般地，我们都可以从电池生产厂商那里获得放电电流修正因子δ_t。以美国GNB公司的ABSOLYTE IIP系列电池为例，其放电电流修正因子δ_t见下表2—2。

对于温度T下的电流值I_T，修正到25°C时的电流值为：

$$I_{25^oC} = I_T \bullet \delta_T \tag{2—24}$$

比如，在30°C时放电电流为I，查表得到放电电流修正因子δ_t为0.956，则修正到25°C时电流值应该是0.956I。

如果当前的温度值T在表中没有，则可以选取与温度t最接近的两点（δ_{t0}，t_0），（δ_{t1}，t_1），采用下式进行计算：

$$\delta_t = \delta_{t0} + (\delta_{t1} - \delta_{t0}) \times (t - t_0)(t_1 - t_0) \tag{2—25}$$

举例说明，如果出现25.3°C，表中没有，则选取（1.000，25.0），（0.994，25.6）这两点，用式（2—24）很容易算得δ=0.997。

但是，如果要求不高的话，也可直接近似，即如果出现25.3°C，而表中没有，那么可直接选取温度比它低且最靠近的点（1.000，25.0），用1.000作为25.3°C的放电电流修正值也可以。

表 2—2 放电电流修正因子 δ_t 与温度的关系表[29]

温度°C	0	1.7	4.4	5.0	7.2	10	12.8	15.6	18.3	18.9	19.4	20.0	20.6
δ	1.398	1.350	1.300	1.289	1.250	1.190	1.150	1.110	1.080	1.072	1.064	1.056	1.048
温度°C	21.1	21.7	22.2	22.8	23.4	23.9	24.5	25.0	25.6	26.1	26.7	27.2	27.8
δ	1.040	1.034	1.029	1.023	1.017	1.011	1.006	1.000	0.994	0.987	0.980	0.976	0.972
温度°C	28.3	28.9	29.4	30.0	30.6	31.1	31.6	32.2	35.0	37.8	40.0	40.6	43.3
δ	0.968	0.964	0.960	0.956	0.952	0.948	0.944	0.940	0.930	0.910	0.894	0.890	0.880

由以上分析可以看出，这种方法以最直接且方便的电流时间积分法为基础，充分考虑到了电流放电率、环境温度以及老化因素对蓄电池容量的影响。虽然考虑的因素较多，但整个测量系统实现起来并不复杂。因为它能充分运用系统中已有的电流电压及温度测量系统，不需要增加多余的测量设备。这种方法的具体的流程设计如图2—12所示。

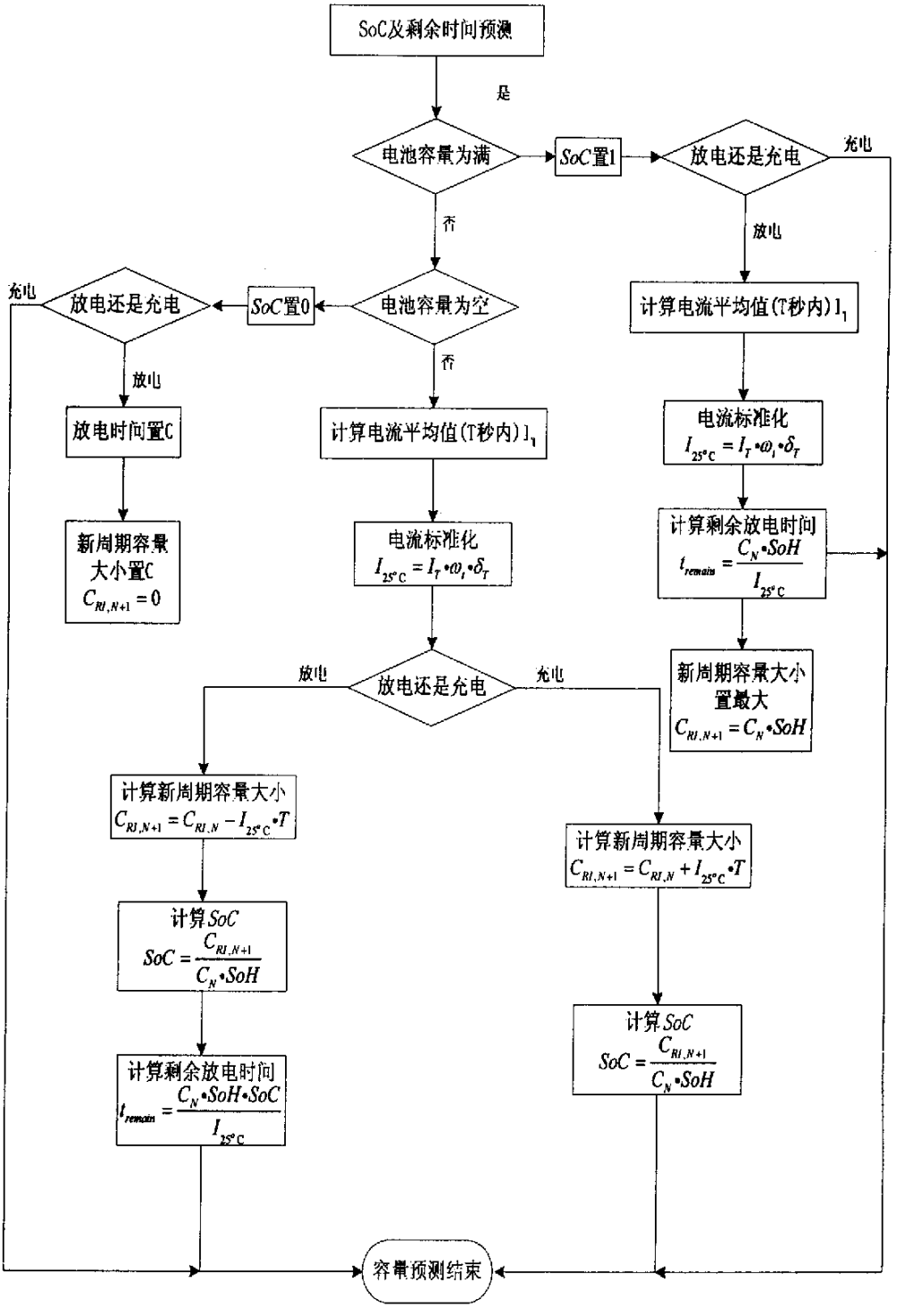


图 2－12 SoC 检测及剩余时间预测流程图

第三节 蓄电池老化状态 SoH 的测量

正如第一节中所说的，SoH描述的是蓄电池中的不可逆反应，是个缓慢变化的量，并不需要实时测量。它的测量主要有两种方法：部分放电法（partial discharge）、阻抗法，或称电导法（impedance or conductance）以及根据定义测量法。下面分别对它们加以介绍。

1．部分放电法[2]

这种方法属于负载测试法，是将蓄电池进行大电流部分放电，测量其端电压的变化。比如，测试蓄电池端电压在放电深度为90％～100％之间的变化。这种方法不仅需要特殊的专业技术，而且受测量时间的限制，因为在实际应用系统中，不允许长时间将备用蓄电池断开。尽管如此，这种传统方法在特别强调系统可靠性的场合还是得到了广泛应用。

2．阻抗测试法[2]

这种方法和第二节中采用内阻法测量SoC类似，为了确切了解蓄电池的老化状态，需要准确测量蓄电池的内阻抗。为了实现这样的目的。文献[2]中提出一种不影响系统运行的蓄电池状态观测器（Battery Condition Watcher）来测量蓄电池的内阻抗，端电压和温度，它运用IT技术对蓄电池进行远程监控，并储存测量数据。其框图如图2－13所示。

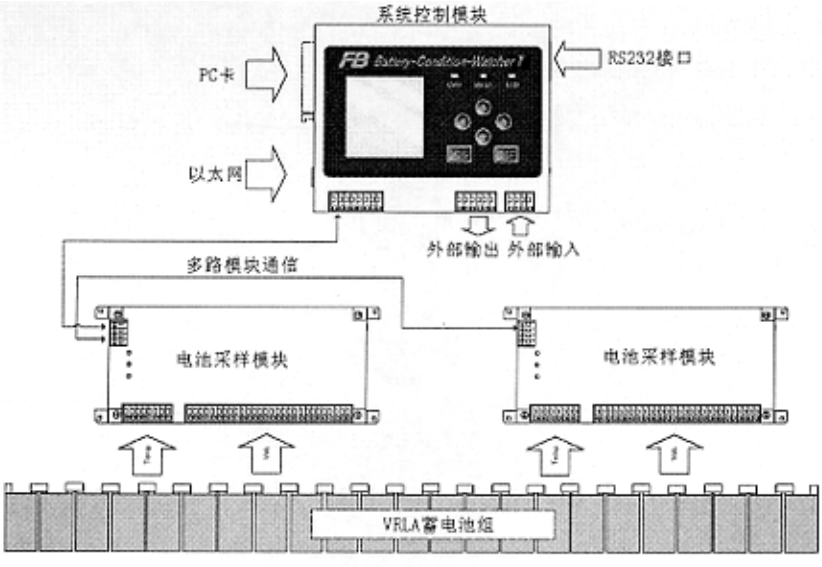


图 2－13 运用阻抗测试法来实现蓄电池 *SoH* 的测量[2]

在这种方法中，应该注意测试频率的选择。因为在不同频率下，蓄电池的阻抗大小是不一样的。作为个例，图2－14显示了测试频率与MSE蓄电池内阻抗的关系。

由图中可以看出，在低频端（f<1Hz），蓄电池的内阻抗（包括电阻性和电抗性）呈发散趋势。此时测得的内阻抗并不能很好的反映蓄电池的SoH。而在f>100Hz的频域段，蓄电池内阻抗中的电抗大小占主要地位，频率越高时这种表现越明显。所以测试频率f应在1Hz到100Hz之间取值。在此频域内，蓄电池的内阻抗和SoH有着直接的线性关系[2]。

这种测试方法也有它的不足之处，不仅测试值会随着工具类型、工作条件和环境的变化而变化，而且它很容易受到噪声影响。虽然从可靠性、成本等因素上考虑这种方法不适合实际应用，但是毕竟在原理上它可以进行在线连续测量，这是第一种方法所办不到的。

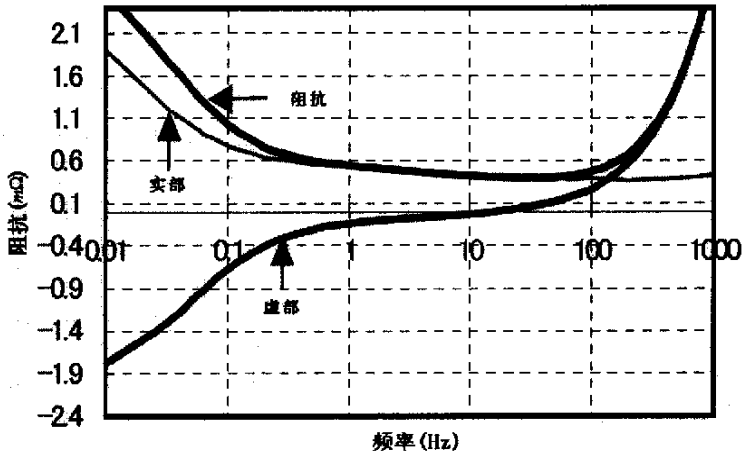


图 2—14 测试频率与 MSE 蓄电池内阻抗的关系[2]

3. 根据定义测量法

根据第一节中SoH的定义，测量蓄电池在标准条件下从满充状态放电到截止电压所放出的电量C_M，然后除以它的标称容量C_N,便可得到SoH。这种方法直接从定义出发，应该说是最容易想到的方法。但在实际中的应用却不多，这主要是因为在实际应用中，全放电测试很难展开，因为蓄电池无论是作为后备式电源还是作为非后备式电源，为了增加系统的可靠性，都不允许将蓄电池组同应用系统脱离。

在这里，本文提出一种无需脱离原应用系统的SoH测量方法。其框图如图2—15所示。

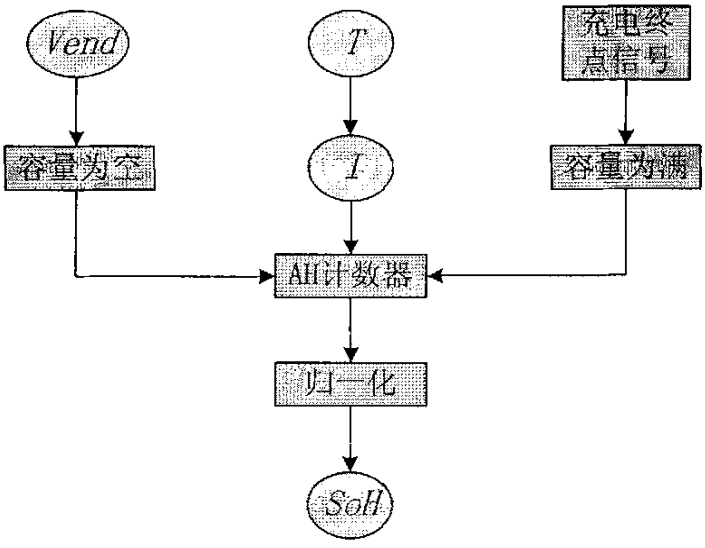


图 2—15 测试频率与 MSE 蓄电池内阻抗的关系

跟上一节谈到的测量SoC的方法类似，它的基本思路是以蓄电池的容量为空到容量为满这两个状态为一个测量周期。由于SoH变化非常缓慢，这个周期可以非常长。在这个周期内，测量蓄电池以折算到在标准温度下以标准电流 I 放电或充电的总电量C_M，则蓄电池的SoH可由下式来确定：

$$SoH = \frac{C_M}{C_N} \tag{2-26}$$

这即是SoH的定义式，其中C_N为蓄电池在标准温度下以标准电流I放电的标称容量。

C_M可由下式确定：

$$C_M = \int_{t_{null}}^{t_{full}} Kid\tau \tag{2-27}$$

其中，t_{full}为蓄电池充满电的时刻，t_{null}为蓄电池完全放电的时刻，i为充电或者放电电流，电流修正系数K同式（2－16）中的K，计算方法也一样，不再重复。

这种方法的设计流程图如下图所示。

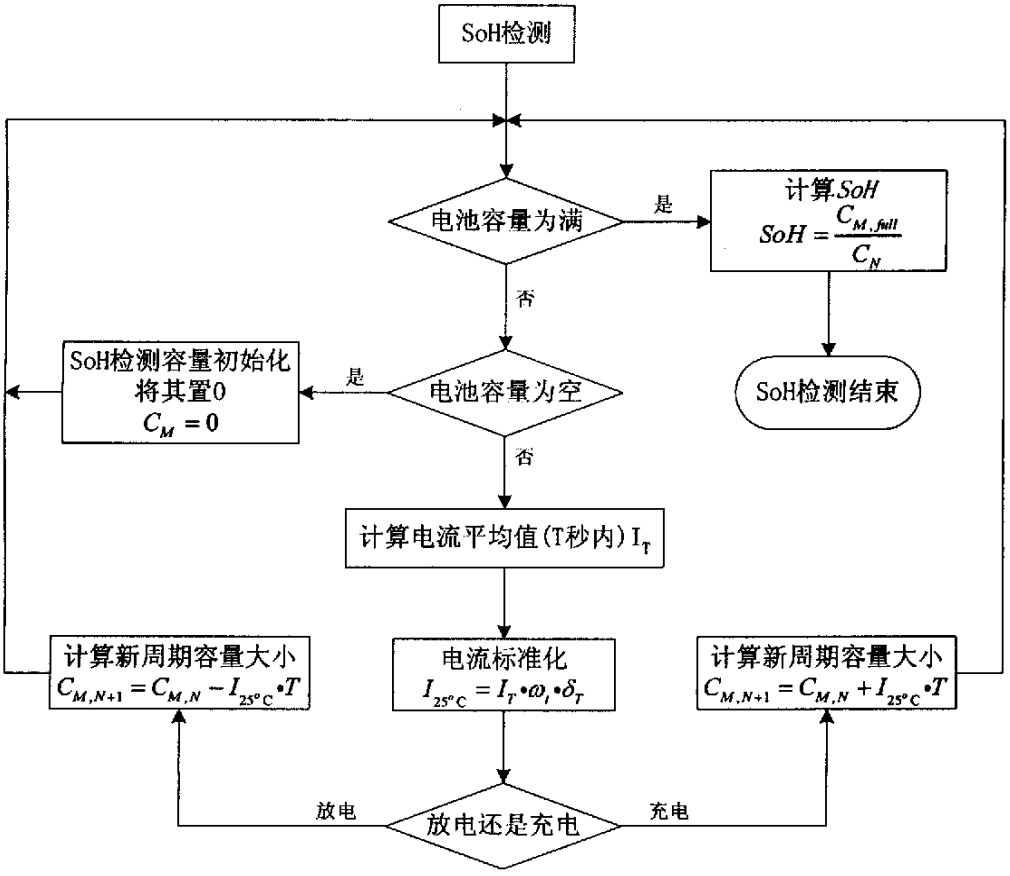


图 2－16 *SoH* 检测流程图

参考文献

【1】 D.U. Sauce; G. Bopp; A. Jossen; J. Garche; M. Rothert; M. Wollny; Proceedings of the 21st International Telecommunications Energy Conference, Copenhagen, Denmark, 1999, paper 31-32

【2】 Takahashi, K.; Watakabe, Y.; Development of SOH monitoring system for industrial VRLA battery string. In: Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International , 19-23 Oct. 2003, Pages:664 – 670

【3】 Xucheng-zhao; Heguang-Wang; Chang-jun; Li-xuan; Study of relation between the capacity and internal resistance to aviatic battery. In: The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC'2004, 14-16 Aug. 2004 Xi'an, China, NO.1198

【4】 Sato, S.; Kawamura, A.; A new estimation method of state of charge using terminal voltage and internal resistance for lead acid battery. In: Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Proceedings of the , Volume: 2 , 2-5 April 2002, Page(s): 565 -570 vol.2

【5】 T.Higginson, K. Peters, in: L.J. Pearce (Ed.), Power Sources 11. Research and Development in Non-mechanical Electrochemical Power Sources, International Power Sources Symposium Committee. Leatherhead, England, 1986, pp. 21-30

【6】 Aylor, J.H.; Thieme, A.; Johnso, B.W.; A battery state-of-charge indicator for electric wheelchairs. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 39 Issue: 5 , Oct. 1992, Page(s): 398 -409

【7】 Anbuky, A.H.; Pascoe, P.E.; VRLA battery state-of-charge estimation in telecommunication power systems. In: Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 47 Issue: 3 , June 2000, Page(s): 565 -573

【8】 Anbuky, A.H.; Pascoe, P.E.; Lane, R.G.; VRLA battery capacity measurement and discharge reserve time prediction. In: Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International , 4-8 Oct. 1998, Page(s): 302 -310

【9】 Pascoe, P.E.; Anbuky, A.H.; VRLA battery discharge reserve time estimation. In: Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 19 , Issue: 6 , Nov. 2004, Pages:1515 – 1522

【10】 Yanagihara, T.; Kawamura, A.; Residual capacity estimation of sealed lead-acid batteries for electric vehicles. In: Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the , Volume: 2 , 3-6 Aug. 1997, Page(s): 943 -946 vol.2

【11】 Cai, C.H.; Du, D.; Liu, Z.Y.; Battery state-of-charge (SOC) estimation using adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS). In: Fuzzy Systems, 2003. FUZZ '03. The 12th IEEE International Conference on , Volume: 2 , 25-28 May 2003, Pages:1068 - 1073 vol.2

【12】 Affanni, A.; Bellini, A.; Concari, C.; Franceschini, G.; Lorenzani, E.; Tassoni, C.; EV battery state of charge: neural network based estimation. In: Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International , Volume: 2 , 1-4 June 2003, Pages:684 - 688 vol.2

【13】Jinchun Peng; Yaobin Chen; Eberhart,R.Battery; Battery pack state of charge estimator design using computational intelligence approaches. In: Battery Conference on Applications and Advances. 2000.The Fifteenth Annual, pp.118-125

【14】Zhu, C.B.; Coleman, M.; Hurley, W.G.; State of charge determination in a lead-acid battery: combined EMF estimation and Ah-balance approach. In: Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , Volume: 3 , 20-25 June 2004, Pages:1908 - 1914 Vol.3

【15】Pascoe, P.E.; Anbuky, A.H.; Adaptive fuzzy coup de fouet based VRLA battery capacity estimation. In: Systems, Man, and Cybernetics, 2001 IEEE International Conference on , Volume: 4 , 7-10 Oct. 2001, Page(s): 2157 -2162 vol.4

【16】Pascoe, P.E.; Sirisena, H.; Anbuky, A.H.; Coup de fouet based VRLA battery capacity estimation. In: Electronic Design, Test and Applications, 2002. Proceedings. The First IEEE International Workshop on , 29-31 Jan. 2002, Page(s): 149 -153

【17】Pascoe, P.E.; Anbuky, A.H.; VRLA battery capacity estimation using soft computing analysis of the coup de fouet region. In: Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International , 10-14 Sept. 2000, Page(s): 589 -596

【18】Pascoe, P.E.; Anbuky, A.H.; Estimation of VRLS battery capacity using the analysis of the coup de fouet region. In: Telecommunications Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International , 6-9 June 1999, Page(s): 114 -122

【19】Kawamura, A.; Yanagihara, T.; State of charge estimation of sealed lead-acid batteries used for electric vehicles. In: Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE , Volume: 1 , 17-22 May 1998, Page(s): 583 -587 vol.1

【20】罗光毅，《蓄电池智能管理系统》，硕士论文，浙江大学，2003.3

【21】Kitagawa, Development of Residual Capacity Mater for EV, Electric Vehicle Forum'95, p0p.176-186

【22】Anbuky, A.H.; Pascoe, P.E.; Hunter, P.M.; Knowledge based VRLA battery monitoring and health assessment. In: Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International , 10-14 Sept. 2000, Page(s): 687 -694

【23】Spath, V.; Jossen, A.; Doring, H.; Garche, J.; The detection of the state of health of lead-acid batteries. In: Telecommunications Energy Conference, 1997. INTELEC 97., 19th International , 19-23 Oct. 1997, Page(s): 681 -686

【24】Singh, P.; Reisner, D.; Fuzzy logic-based state-of-health determination of lead acid batteries. In: Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International , 29 Sept.-3 Oct. 2002, Pages:583 – 590

【25】Baert, D.H.J.; Vervaet, A.A.K.; Determination of the state-of-health of VRLA batteries by means of noise measurements. In: Telecommunications Energy Conference, 2001. INTELEC 2001. Twenty-Third International , 14-18 Oct. 2001, Page(s): 301 -306

【26】Baert, D.H.J.; Vervaet, A.A.K.; A new methods for the measurement of the double layer capacitance for the estimation of battery capacity. In: Telecommunications Energy

Conference, 2003. INTELEC '03. The 25th International , 19-23 Oct. 2003, Pages:733 –738

【27】Toll, R.Z.; Moore, M.R.; Real-time capacity prediction and uncertainty for VRLA products: a customer's [end user] perspective. In: Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International , 29 Sept.-3 Oct. 2002, Pages:115 – 120

【28】Dupendant, H.; Ferger, R.; Measurement of impedance and conductance: myth and reality tested in the field. In: Telecommunications Energy Conference, 2001. INTELEC 2001. Twenty-Third International , 14-18 Oct. 2001, Pages:416 – 424

【29】GNB 阀控式密封铅酸电池 ABSOLYTE IIP 系列电池手册

【30】Garche, J.; Jossen, A.; Battery Management systems (BMS) for increasing battery life time. In: Telecommunications Energy Special, 2000. TELESCON. The Third International Conference on , 7-10 May 2000, Pages:85 - 88

第三章 均衡充放电管理

第一节 均衡充放电管理的必要性

研究及实践显示，蓄电池组的使用寿命远远不及于单一电池的寿命[1][2][3][4][5]。蓄电池组的循环寿命往往达不到厂商标称值。很大一部分原因就在于电池组中电池单体容量的不均衡。当对串联的蓄电池组充电时，为了方便，传统的方法是以单一电源对整个蓄电池组充电，这时流过每一单体电池的充电电流相同，而各个电池或多或少都存在诸如化学组分、运行温度、湿度等因素的不同，导致各个电池特性不同，每个电池所能充入的电量有所差别。同样的，放电时每个电池单体所能放出的能量也会有所差别。如果让蓄电池系统在这种情况下运行而不加以适当的管理，电池单体间的不一致性会逐步扩大，使得在使用中有些电池过度充电，有些电池又过度放电，两者都会明显缩短电池的寿命。

图3－1是某公司的VRLA蓄电池组在光伏系统中的应用实例。电池组由55节单体组成，单体容量额定100AH。工作5年之后进行满充容量测试。可以明显看到单体之间容量的巨大的差异。其中大部分电池已经到了额定容量的80％以下，按照国际通用标准，此时大部分电池单体已经到达寿命的终点，蓄电池组也应该换新的。但也有一部分电池仍然还有很高的容量，甚至高于其额定容量，如果按照通常的做法将整组电池都换掉，无疑将造成巨大的浪费。由此可见，对蓄电池组进行有效的容量均衡管理，保证它们拥有基本一致的循环寿命是很有必要的，不仅能有效保障系统的工作可靠性，也能节省大量财力。

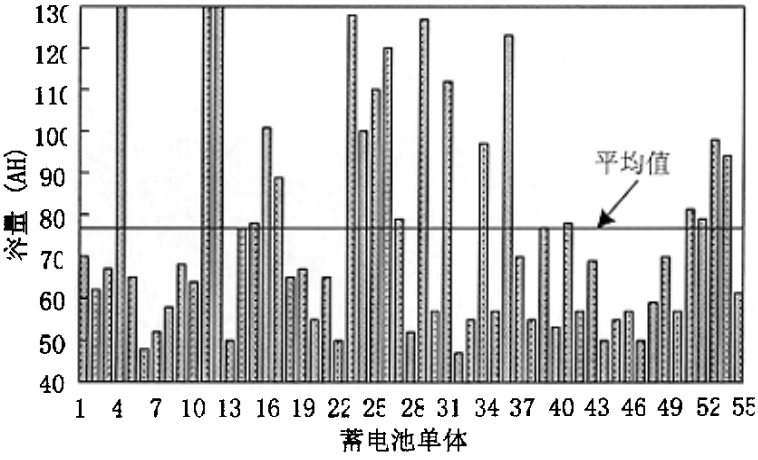


图 3—1 蓄电池组工作 5 年后单体电池容量测试结果

直接对蓄电池组进行容量均衡是很难操作的，因为我们很难实时判断蓄电池每个电池单体的具体容量。实际上现在对蓄电池进行均衡管理研究的文献[1-25]都是基于电压均衡的。那么，电压均衡有效吗？

图3－2是蓄电池等效电路的简化图，也就是第二章中的图2－4(b)，为便于阅读，重画于此。

其中E_0为蓄电池的电动势，等于蓄电池的开路电压V_{B0}，由式（2－6）可知：

$$E_O = (a-b)\times SoC + b = F(SoC) \qquad (3-1)$$

即E_0与SoC成正比关系。

由第二章中的分析可知，电池内阻与电池剩余容量之间大致成反比关系。可表示为：

$$SoC = \frac{A}{r_o - B} + C \qquad (3-2)$$

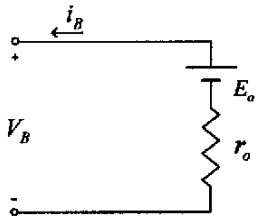


图 3—2 电池等效电路简化图

$$r_o = \frac{A}{SoC - C} + B = G(SoC) \qquad (3-3)$$

其中，A, B, C为固定系数，可由最小二乘法等数学手段，从实验数据或实际运行数据中总结出来。

根据图3—2，有：

$$V_B = E_O - i_B \times r_o \qquad (3-4)$$

将式（3—1）、式（3—3）代入上式，有：

$$V_B = F(SoC) - i_B \times G(SoC) \qquad (3-5)$$

其中，F(SoC)与SoC的变化方向一致，成正比；G(SoC)与SoC的变化方向相反，近似成反比关系。

由这一式子我们可以得出结论：

1) 当电池处于浮充状态时，i_B为负且很小，而G(SoC)即内阻一般随容量（SoC）的不同处于$10^{-2}\sim10^{-4}\,\Omega$，所以$i_B \times G(SoC)$相对于F(SoC)而言很小，可忽略，那么就有$V_B \approx F(SoC)$，端电压$V_B$随着SoC的变大而变大，变小而变小。端电压能够反映容量的大小。

2) 当电池处于放电状态时，电流为正，$V_B = F(SoC) - i_B \times G(SoC)$，显然SoC与$V_B$的变化方向是一致的，端电压也能够反映容量的大小。

3) 当给蓄电池进行大电流充电时，由于电流较大，$i_B \times G(SoC)$的影响与F(SoC)变化量相当，且方向相反，因而V_B与SoC的变化方向可能会出现不一致。

由以上三个结论，我们可以认为：

1) 在充电末期（电流很小时），电压的均衡可以近似认为是容量的均衡；
2) 在放电阶段（电流反向），电压的均衡也可以近似认为是容量的均衡；
3) 大电流充电阶段（电流正向且很大），特别是脉冲电流充电时，电压均衡作为容量均衡的手段并不可行。

不过，这里有一个前提条件：电池组中单体电池间的参数一致性要很好，也就是说每节单体电池的电动势与容量，内阻与容量的相互关系都要一致。

而事实上，电池的参数一致性却相当差，因为铅酸蓄电池中的电解液的含量、浓度以

及板栅大小、活性物质的分布情况、电池的极化、出气、温度等等各种不确定的因素，以及电池所处的荷电状态，都会使电池间的参数一致性变得很差。而且考虑到实际应用中，因为成本的因素，可能会出现新旧电池混用的情形，这就使单体电池间的参数一致性变得更差。在这种参数一致性很差的情况下，单体电池间电压即使均衡了，但它们的容量可能还是相差比较远。

虽然采用电压均衡作为容量均衡的手段并不完全可行，但是放电或浮充电时，电池工作端电压差异却能反映电池容量本身的差异状态。不可否认，电压均衡能够在一定程度上缩小容量的不均衡，特别是放电阶段的电压均衡管理、尾电池管理对提高电池组放电能力、延长电池的使用寿命很有好处。

我们知道，在蓄电池使用过程中，影响VRLA电池寿命的主要原因有：过充电、欠充电、深度放电[6]。

1) 过充电会使得电池正极板腐蚀，进而导致正极板变形，活性物质脱落，造成正极板容量不足；且过充电会使得电池温升过高，温升过高会进一步加快极板腐蚀速度，过充电过程中电池内压增大，导致出气、出水、负极板钝化。

2) 欠充电对VRLA电池寿命而言比过充电更加不利。欠充电是引起电池失效的重要原因。欠充电会造成负极板钝化，使得电解液浓度降低，铅含量增大，易导致铅枝短路。

3) 深度放电也同样会造成正极板腐蚀容量减少。

在正常设置均浮充电压的情况下，主要是由于单体电池间的个体差异，使得串联电池组中的单体电池在充放电过程中表现出端电压的不均衡，进而使得某些单体电池的过充电、过放电，另外一些单体电池的欠充电[6][7]。

因此，虽然进行电压均衡并不能作为容量均衡的标准，但是在充放电过程中引入电压均衡管理，可以避免因单体电池的个体差异而造成单体电池的过充电、过放电、欠充电等问题，从而达到了延长蓄电池组使用寿命的最终目的。

以上的分析为蓄电池均衡充放电管理提供了新的思路。从电池本身来说，影响其容量均衡和电压均衡的因素本来就不仅仅是充电过程。运行与荷电备用状态的蓄电池组大部分时间也不是处于充电状态。引起电池容量及电压不均衡的原因存在于充电、放电、浮充等每一个环节中。因此，将均衡充电理解为均衡充放电管理更为合理。这种管理方法不仅仅要求在充电终期每节电池有相同的电压，它还要求在浮充过程中通过电压均衡尽可能的减小容量差异，放电过程中串联电池能够基本同时达到放电终止电压。以通信备用电源系统为例，放电终止是以最小容量电池达到终止电压为准。这常常使整个电池组性能因为一节电池性能变坏而变坏，而且这种变坏的趋势会随着充放电循环次数的增加而增加。如果可以使所有电池基本同时达到放电终止电压，无疑会大大提高电池组的使用寿命，从长期管理的角度来说，也是很有好处的。

第二节 现有均衡充放电方法回顾

蓄电池均衡充放电管理对蓄电池寿命及可靠性有着至关重要的作用无疑已经得到国内外学术界及业界公认。近年来对蓄电池均衡充放电的研究也越来越多。正如上一节所说，大部分的研究都是基于电压均衡的。

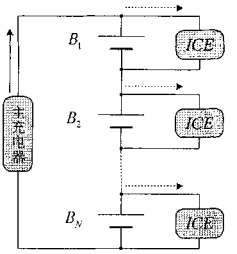
1. 涓流充电均衡法（Trickle charge method）[7]

这是最简单的方法，不需要外加任何辅助电路。方法是对串联电池组持续用小电流充电。由于充电电流很小，这时的过充对满充电池所带来的影响并不严重。由于已经充饱的电池没办法将更多的电能转换成化学能，多余的能量将会转化成热量。而对于没有充饱的电池，却能继续接收电能，直至到达满充点。这样，经过较长的周期，所有的电池都将会达到满充，从而实现了容量均衡。但这种方法需要很长的均衡充电时间，且消耗相当大的能量来达到平衡[7]。另外在放电均衡管理上，这种方法是无能为力的。

2. 电池单体电压均衡电路法 (Individual Cell Equalizer method)[8][9]

如图3－3所示，在每个单体电池上附加一个均衡电路，它可以起到分流的作用。最简单的方法就是给串联电池组中的每个单体都并一个大电阻[8]。电压较高的电池将会在电阻上消耗掉较多的能量，以此来实现电池的电压均衡。虽然这种方法原理简单，实施也容易，但却是以消耗大量能量为代价。而且电阻值的大小确定也需要折中，太大均衡效果不明显，太小功耗太大。

另外可利用三极管和电阻串联来实现ICE[9]，在这种模式下，当某个电池首先达到满充时，其均衡装置能阻止其过充并将多余的能量转化成热能，同时，又能继续对没有充好电的电池继续进行充电。虽然这种方法也会消耗大量能量，但相对于纯电阻实现ICE效率是有所提高的。



IEC: 单体电池均衡器

图 3—3 并联电阻放电均衡法

3. 电容切换均衡法 (Switching capacitor method)[10][11]

这种方法利用串联电容在电池组间来回切换来实现电压均衡充放电，如图 3－4 所示。通过单刀双掷的双向开关切换，每个电容都可与两个相邻的电池相连。当单刀双掷开关全部接在上面时，有：

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{B_1} \\ V_{C2} = V_{B_2} \\ \cdots\cdots \\ V_{CN} = V_{B_N} \end{cases} \tag{3—6}$$

在单刀双掷开关全部接在下面时，有：

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{B_2} \\ V_{C2} = V_{B_3} \\ \cdots\cdots \\ V_{CN} = V_{B_{N+1}} \end{cases} \tag{3—7}$$

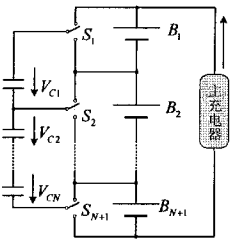


图 3—4 电容切换均衡法

切换过程中V_{C1}由电压V_{B_1}向V_{B_2}转化，向蓄电池B_2释放或者吸收能量，最终达到相邻两单体电池容量一致的目的。这种方案不用消耗电能，效率明显比上一种方案高得多，使得它更贴近于实际应用。但是这种方案由于引进电容使得电路的均衡频率受到限制。同时单刀双掷开关的实现比较复杂，以上电路如果增添到现有电池监控系统中，电池电压、电流的测量仍然需要其他的测量电路，系统会变得比较复杂。

4. 多绕组变压器均衡法 (Multi-windings transformers method) [12][13][14] [15][16]

电路结构如图3—5所示。理论上，当变压器副边绕组的匝数相等时，它们能提供相同的电压给各个电池单体充电，由此达到电压均衡充电的目的。但实际上，任何两个相互耦合绕组之间的耦合系数都不会为1，即在实际应用中我们必须考虑到变压器的漏感，还有副边绕组之间的互感，在这种情况下，即使副边绕组的匝数完全相同，它们也未必能提供相同的充电电压。所以，这种方法最大的挑战在于如何减小漏感和互感的影响，否则，其效果值得怀疑。

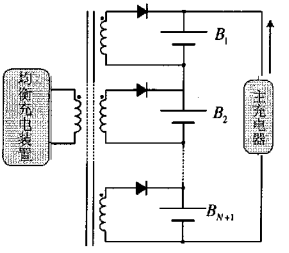


图 3—5 多绕组电压器均衡法

5. 并联 DC-DC 变流器均衡法 (Shunt DC-DC converter method)[8] [17-22]

由于DC-DC变流器具有效率高，结构灵活等特点，近年来对它在均衡充电领域应用的研究非常活跃[8][17-22]。下面举出一个典型的例子加以说明。

图3－6利用buck-boost电路组成分流模块对电池单体进行电压均衡。图中所示的Qi、Li、Di（i=1~ n-1）构成一个分流模块，它可以将能量从相邻两节电池中电压高的电池转移到电压低的电池，从而可以实现电压均衡充电。对于电池组末端的电池，为了给它提供一个能量转移回路，采用了一个反激变压器。

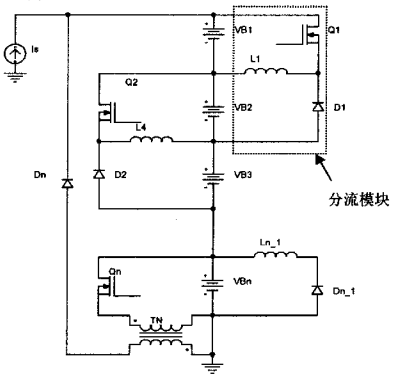
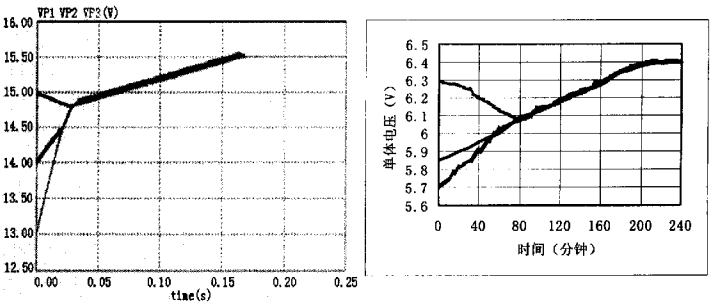


图 3—6 采用 buck-boost 电路构成分流模块实现均衡

图3－7(a)是利用PSIM对这个电路进行仿真的结果，图3－7(b)是利用三节台湾赛特公司生产的6V4AH电池做了实验结果。



(a) (b)

图 3—7 分流模块均衡电路仿真结果

从图中可以看出，开始电压不均衡的电池逐渐达到均衡并一起达到满充。仿真及实验结果说明这种模块能够实现电池电压单体的完全电压均衡，同时，这种模块化的结构有利于系统扩展容量。

第三节 本论文采用的均衡充放电管理

在本论文中，我们使用如图3－8所示的均衡充放电管理系统。它运用分时原理，通过开关组件的控制和切换使均衡充电器与电池组中需要均衡的电池相连，将额外的能量注入到需均衡的电池单体，从而实现均衡充放电管理。

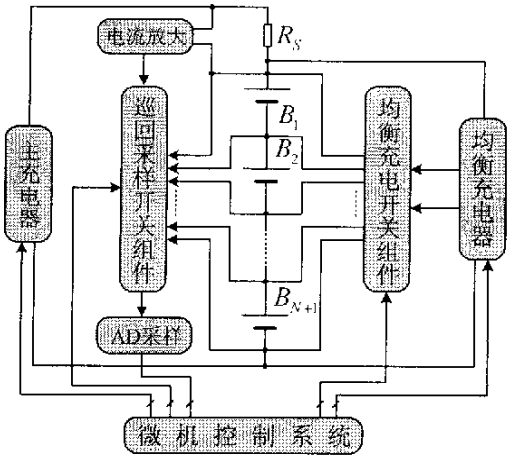


图 3—8 均衡充放电管理系统框图

关于均衡充放电管理的具体分析在文献[24]中有较详细的分析，在此不再重复。在这种均衡充放电管理方法中，均衡充电器中的能量通过开关组件中的双向开关传递给电池单体，而开关组件是一大堆开关组成的一个开关矩阵，如何合理有效的控制它们对均衡充放电管理的可靠性至关重要。接下来本文将首先分析文献[24]在开关组件设计上存在的一些缺陷。然后提出一种简化的开关组件，并详细分析它的控制策略。

1. 现有开关组件问题分析

文献[24]将均衡充电开关组件和巡回采样开关组件合二为一，看似简化了系统的设计，实际上这样是有问题的：

1) 电池电压巡回采样是需要实时进行的，而均衡充电只是在需要的时候启动，启动之后必须维持一段时间直到系统认定已经不需要均衡充电时才断开。在此均衡充电期间，不可能进行电压巡回采样，不进行巡回采样又无法判定电池组的电压一致性情况，导致系统无法掌握恰当的均衡充电时间，从而使均衡系统无法正常工作。

2) 均衡充电回路的电流比较大（本系统中设计为10A），这么大的电流使得我们必须考虑大容量的双向开关。机械触点继电器由于其寿命及噪音等因素显然不适合用来做巡回采样。固态继电器一般电流都很小，比较适合来做巡回采样。基于这些因素，文献[24]使用了如图3－9(a)所示的采用两个大容量MOSFET背向串联组成双向开关。图3－9(b)为其驱动电路。图3－10为一个完整的开关组件单元。

由图中可以看出，这套开关系统非常复杂。以48V通信电源管理系统为例，蓄电池组由24节2V电池单体组成，它的开关组件共需要MOSFET的数目达到100多只，驱动变压器50多只，三极管50多只，稳压管100多只等等。如此复杂的开关系统，其可靠性是值得怀疑的。而且，这种开关组件将信号电路和功率电路混合在一起，很容易对信号系统造成干扰。干扰

的结果很有可能使蓄电池通过开关组件短路，如此则显然会损坏开关组建里的若干管子，影响蓄电池寿命，甚至会引起火灾。

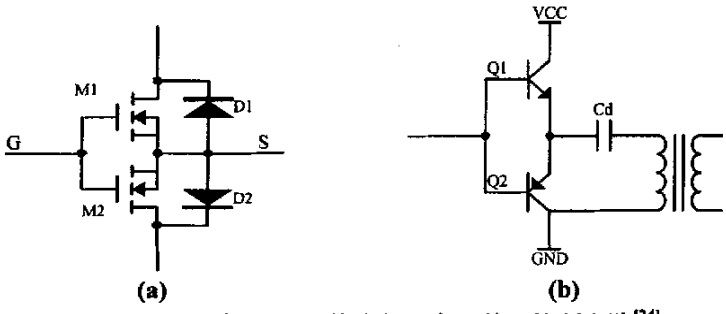


图 3—9 由两个 NMOS 构成的双向开关及控制电路[24]

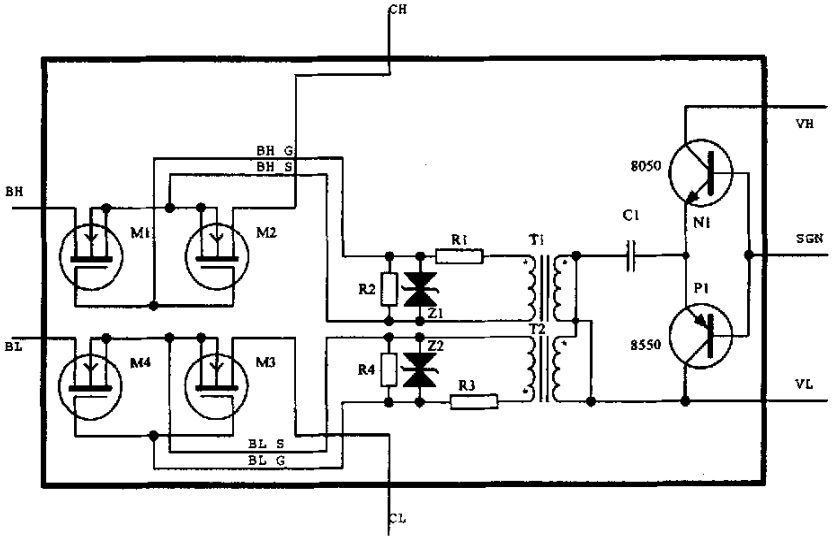


图 3—10 一个完整的开关组件单元[24]

基于以上分析，较好的办法是将开关组件分成两部分，用于均衡充放电管理的开关组件和用于电池单体电压及电流巡回采样的开关组件。由于均衡充电开关组件动作远没有巡回采样的开关动作频繁，它们只是在需要启动均衡充电的时候动作，而且它们需承受的电流很大，因此开关元件用机械触点继电器是可行的。而巡回采样开关组件的开关元件流过的电流非常小，采用松下生产的PhotoMOS型固态继电器AQ212完全可以满足要求。它采用DIP6封装，具有很低的闭路偏置电压，可用于微小模拟信号控制而无失真。与机械式继电器不同，PhotoMOS继电器通过LED和光电子元件用光来传递信号，所以具有极高的绝缘性能。由于这些特性，它非常适合于高速电压巡回采样系统，而且驱动信号可以共地，大大节省的驱动线路的复杂程度。

把电池电压采样开关和均衡充电开关分开后，看似系统的复杂程度大大增加，但实际上由于控制电路的简化，元件数目的减少，系统并没有想象中的复杂。而且由于两套开关组件结构完全一样，其控制电路也相同，很容易将系统模块化和标准化，从而大大提高系统的可靠性。

2. 开关组件的简化

文献[23][24][25]中的开关组件如图3－11所示。从图中可以看出，在蓄电池组中间的连接点上都需要接两个开关，一个接到辅助充电的正极，一个接到负极，这样可实现任何电池单体极性与辅助充电器输出极性匹配。可不可以将开关数目减少呢？一个很自然的想法就是将蓄电池组中的每个连接点都只连一个开关，如图3－12所示，如此可将开关数目减半。但显然可以发现，标号为偶数的电池单体与辅助充电器的连接极性是相反的。联想到全桥整流电路的工作模式，我们另外再加四只开关，可将开关组件最后简化成图2－13。

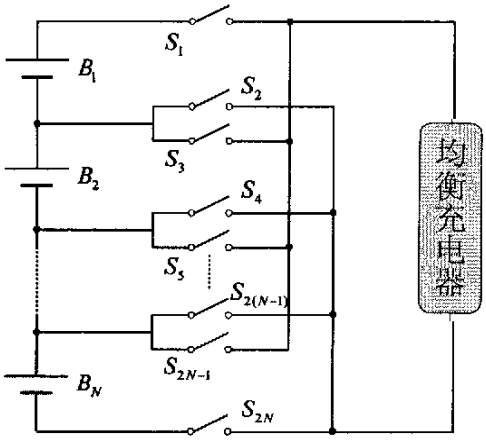


图 3—11 文献[23][24][25]中的开关组件结构图

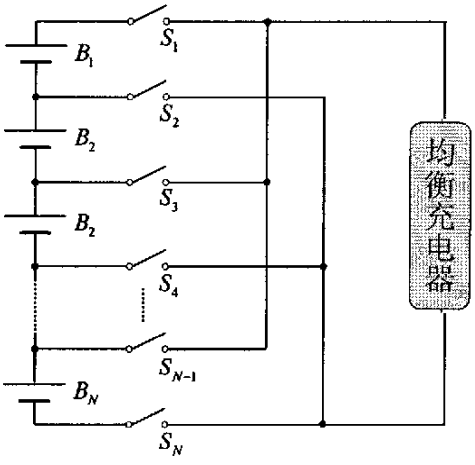


图 3—12 开关组件不完全简化结构图

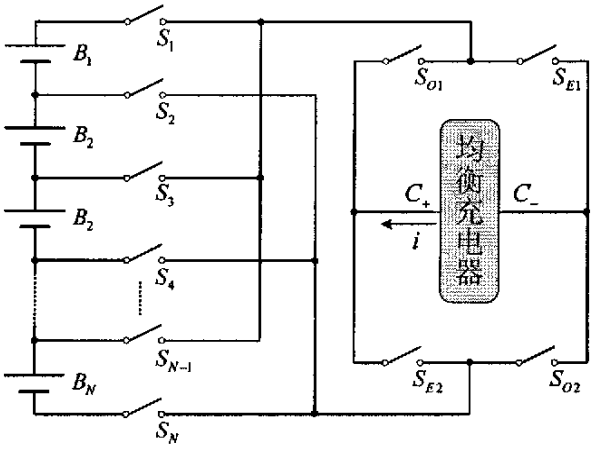


图 3—13 完全简化后的开关组件结构图

观察图3－11和图3－13，可发现其中完整的开关组件所包含的开关数目分别为：

$S_{T1} = 2N$ （3－8）

$S_{T2} = N+5$ （3－9）

其中N为蓄电池组中电池数目。

比较S_{T1}和S_{T2}，可知：

当N>5时，$S_{T1} > S_{T2}$ （3－10）

即当串联电池组中电池数目在5个以上时，图3－13所示的开关组件比图3－11中的开关组件简单，且数目越大，这种方案节省的开关数越多，自然也越经济。

一般大容量的系统蓄电池系统串联电池数目都在15节以上，如通信电源24节，110V电力电源55节。本文主要针对通信电源管理系统的管理，共需要的开关数为29只，比用图3－11中的开关组件节省19只。

3. 开关组件的控制策略

控制图3－13中的开关的方法非常直观。比如说，想对电池单体B_1进行均衡充电，应该闭合开关S_1、S_2、S_{01}、S_{02}，同时断开其他所有的开关；想对电池单体B_2进行均衡充电，应该闭合开关S_2、S_3、S_{E1}、S_{E2}，同时断开其他所有的开关等等。这样就能使所有的电池单体都能通过开关的切换与均衡充电器相连，并使极性匹配。

正如前面所说，对开关组件的控制必须有很高的可靠性，应尽量提高控制的抗干扰能力，保持一定的容错能力。下面介绍三种开关组件的控制策略：扩展I/O口控制、分立式数字逻辑门控制和PLD控制。

3．1 扩展I/O口控制

在本文所研究的通信用蓄电池管理系统中，只考虑开关组件的控制，共需要23跟控制线。而我们使用的51系列的单片机中的P0口、P2口要用来做数据总线，剩下的I/O口十分有限。所以可以考虑使用可编程接口芯片8255A来扩展I/O口，如图3－14所示。

8255A共有三个8位口，其中A口和B口是单纯的数据口，供数据I/O使用。而C口则既可以作数据口，又可以作控制口使用，用于实现A口和B口的控制功能。在本系统中，只需要利用8255A实现对开关的控制，所以将三个口均用做数据口，且都定义为输出。

这种方法结构简单，编程也非常方便。唯一存在的一大缺点便是容错能力差，可靠性不佳。因为8255A的输出完全由输入的控制程序控制，每个输出口之间并没有牵制作用。在程序跑飞，系统开机或者关机，或者它的输入受到其他功率电路所产生的电磁干扰时0，开关组件的控制很容易发生混乱，这也为实验所证明。所以需要设计可靠性更好的电路。

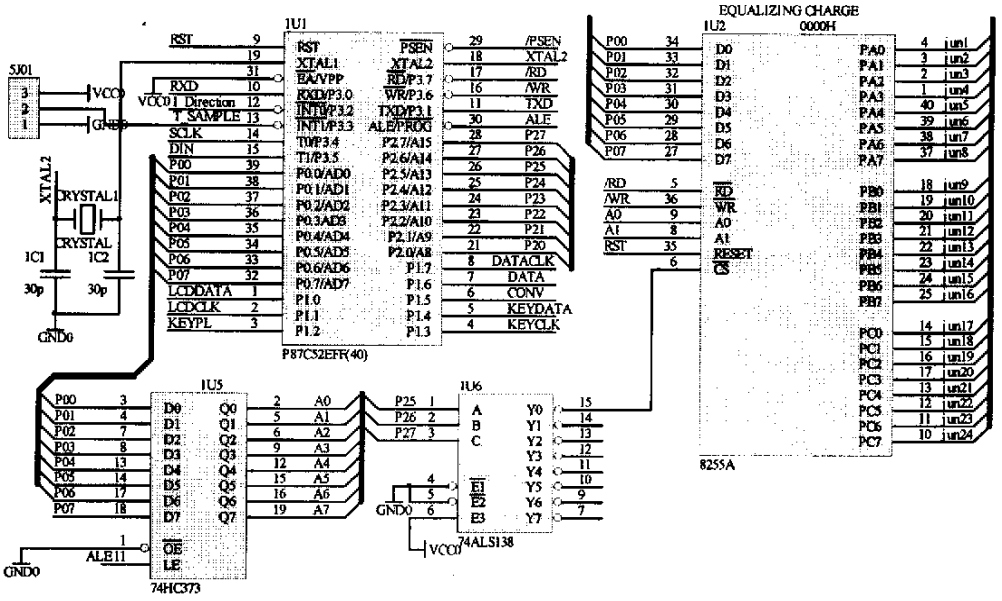


图 3—14 扩展 I/0 口实现开关组件的控制

3．2 分立式数字逻辑门控制

从图3－13中可以看出，所有标号为奇数的电池（B_1、B_3、B_5...）在与均衡充电器相连的时候，都是闭合S_{O1}、S_{O2}，断开S_{E1}、S_{E2}。反之，对所有标号为偶数的电池（B_2、B_4、B_6...），都是闭合S_{E1}、S_{E2}，断开S_{O1}、S_{O2}。于是，我们可以将所有的电池分成两组，奇电池（B_1、B_3、B_5...）和偶电池（B_2、B_4、B_6...），开关组件中的开关分为引线开关（S_1、S_2、S_3...）、奇电池开关（S_{O1}、S_{O2}）和偶电池开关（S_{E1}、S_{E2}）。为保证开关组件的正常可靠的工作，需满足以下条件：

1) 有且只有两个引线开关能同时闭合，而且它们必须是相邻的引线开关。

2) 所有的奇电池开关都同时导通或者断开，偶电池开关也如此。但奇电池开关和偶电池开关不能同时导通。

3) 奇电池开关导通时，两个闭合的引线开关必须和奇电池相连。偶电池开关导通时，两个闭合的引线开关必须和偶电池相连。另外，在巡回采样开关组件中，为了提高巡回采样速度和减小奇电池开关和偶电池开关动作的频率，应该先采样奇电池的电压，然后再采偶电池的电压。

图3－15是采用数字逻辑门电路实现的控制电路。为了使在任何时刻最多只能有一只电池被选中，即满足条件1)，在控制电路中使用了74HC138译码器。另外，使用三态输出的八缓冲器74HC465作为控制信号的隔离，如此可以防止控制奇电池和偶电池时不同控制信号之间的干扰。ENABLE是整个控制系统的使能信号，平时为高电平。只有在需要进行均衡充电的时候将它拉到低电平。S01、S02、...、S25分别为开关S_1、S_2、...、S_{25}的控制信号，SO1-2、SE1-2分别为开关S_{O1}、S_{O2}和S_{E1}、S_{E2}的控制信号。很明显，整个控制电路分成两组，上面两排芯片用来控制奇电池的均衡充电，下面两排芯片用来控制偶电池的均衡充电。

如果以[A4,A3,A2,A1,A0]为控制信号，以[S01, S02, S03, S04, S05, S06, S07 S08, S09, S10, S11, S12, S13, S14, S15, S16, S17, S18, S19, S20, S21, S22, S23, S24, S25, SO1-2, SE1-2]为输出信号，可得如下真值表：

[A4,A3,A2,A1,A0]⇒[S01, S02, S03, S04, S05, S06, S07 S08, S09, S10, S11, S12, S13, S14, S15, S16, S17, S18, S19, S20, S21, S22, S23, S24, S25, SO1-2, SE1-2]

B_1: [0,0,0,0,0] ⇒[0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_2: [1,0,0,0,0] ⇒[1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_3: [0,0,0,0,1] ⇒[1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_4: [1,0,0,0,1] ⇒[1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_5: [0,0,1,1,0] ⇒[1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_6: [1,0,1,1,0] ⇒[1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_7: [0,0,0,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_8: [1,0,0,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_9: [0,0,1,0,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_{10}: [1,0,1,0,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_{11}: [0,0,1,0,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_{12}: [1,0,1,0,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_{13}: [0,0,1,1,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_{14}: [1,0,1,1,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_{15}: [0,0,1,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_{16}: [1,0,1,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_{17}: [0,1,0,0,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,0,1]

B_{18}: [1,1,0,0,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,1,1,0]

B_{19}: [0,1,0,0,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,0,1]

B_{20}: [1,1,0,0,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,1,1,0]

B_{21}: [0,1,0,1,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,0,1]

B_{22}: [1,1,0,1,0] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,1,1,0]

B_{23}: [0,1,0,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,0,1]

B_{24}: [1,1,0,1,1] ⇒[1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,1,0,0,1,0]

举例而言，假设输入信号A4、A3、A2、A1、A0依次为0、0、0、0、0，ENABLE为低电平，则输出控制信号S01、S02和SO1-2为低电平，其他输出控制信号均为高电平。如果所有的开关都是低电平开通，高电平关断，那么此时可保证电池单体B_1与均衡充电器相连，且极性匹配，而其他的开关都是关断的。这种设计排除了第一种方法中完全依赖软件实现上述三个条件，因而可靠性大大提高了。

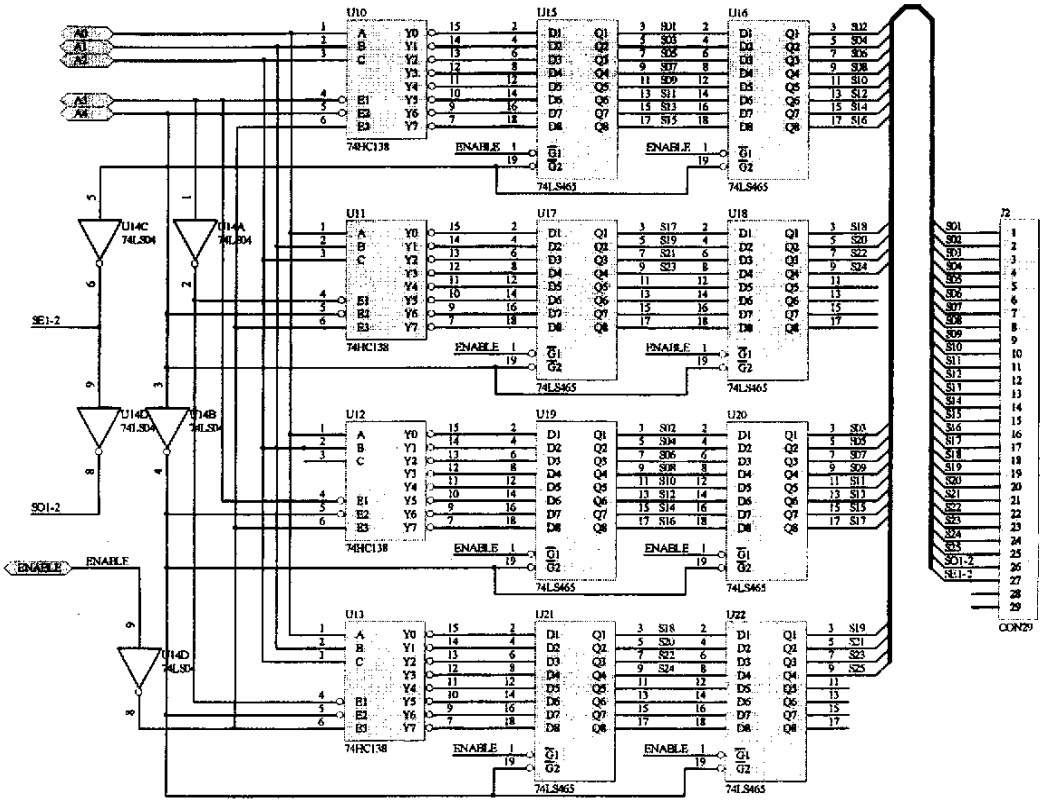


图 3—15 分立式数字逻辑门控制

3．3 PLD控制

PLD是可编程逻辑器件（Programable Logic Device）的简称，是电子设计领域中最具活力和发展前途的一项技术，它的影响丝毫不亚于70年代单片机的发明和使用。

PLD能做什么呢？可以毫不夸张的讲，PLD能完成任何数字器件的功能，上至高性能CPU,下至简单的74电路，都可以用PLD来实现。PLD如同一张白纸或是一堆积木，工程师可以通过传统的原理图输入法，或是硬件描述语言自由的设计一个数字系统。通过软件仿真，我们可以事先验证设计的正确性。在PCB完成以后，还可以利用PLD的在线修改能力，随时修改设计而不必改动硬件电路。使用PLD来开发数字电路，可以大大缩短设计时间，减少PCB面积，提高系统的可靠性。PLD的这些优点使得PLD技术在90年代以后得到飞速的发展，同时也大大推动了EDA软件和硬件描述语言（HDL)的进步。

在这里，我们选用xilinx公司生产的XC9536芯片来进行控制，如图3－16所示。它共由34个I/O可供使用，根据图3－15，控制电路共需要5个输入口，27个输出口，用XC9536正合适。多余的两个口也用来做输入口，以增加控制电路的容错能力。

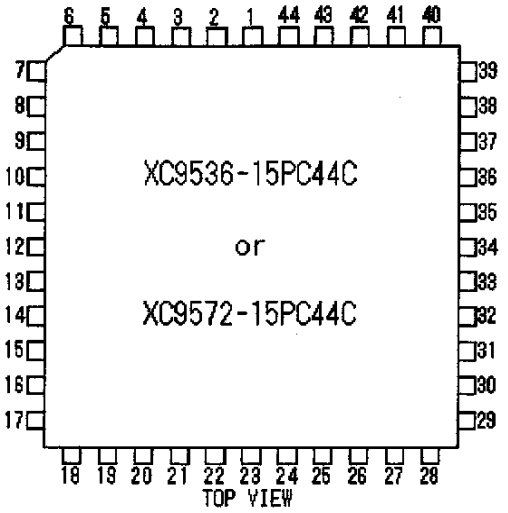
于是可以得到PLD的输入信号：

[EN1,EN2,EN3,A4,A3,A2,A1,A0]

其中前三个输入信号为使能信号，定义其为[1,0,1]时，芯片正常工作。

输出信号：

[S01, S02, S03, S04, S05, S06, S07 S08, S09, S10, S11, S12, S13, S14, S15, S16, S17, S18, S19, S20, S21, S22, S23, S24, S25, SO1-2, SE1-2]



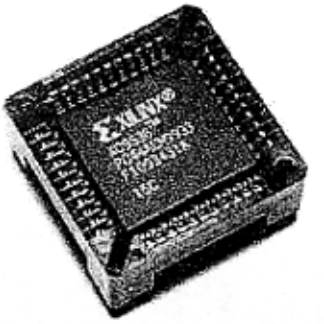


图 3—16 XC9536 框图及实物图

4. 均衡充放电管理流程图

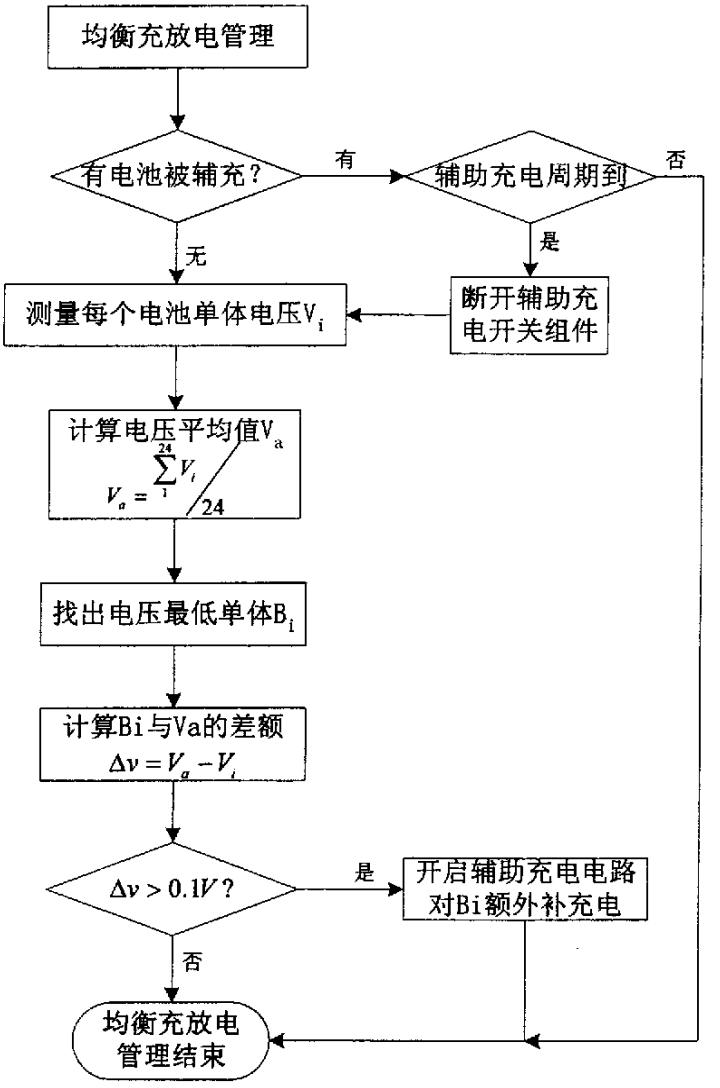


图 3—17 均衡充放电管理流程图

参考文献

【1】 Krein, P.T.; Balog, R.S.; Life extension through charge equalization of lead-acid batteries. In: Telecommunications Energy Conference, 2002. INTELEC. 24th Annual International , 29 Sept.-3 Oct. 2002, Pages:516 – 523

【2】 Krein, P.T.; West, S.; Papenfuss, C.; Equalization requirements for series VRLA batteries. In: Applications and Advances, 2001. The Sixteenth Annual Battery Conference on , 9-12 Jan. 2001, Pages:125 – 130

【3】 West, S.; Krein, P.T.; Equalization of valve-regulated lead-acid batteries: issues and life test results. In: Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International , 10-14 Sept. 2000, Pages:439 – 446

【4】 H. Schmidt; C. Siedle; The Charge Equalizer – A new system to extend battery lifetime in photo voltaic systems, U.P.S. and Electric Vehicles. In: 15th International Telecommunications Energy Conference INTELEC 1993, Vol.2, September 1993,pp.146-151

【5】 H. Shibata; S. Taniguchi; K. Adachi; K. Yamasaki; G. Ariyoshi; K.Kawata; K. Nishijima, and K. harada; Management of serially-connected battery system using multiple switches. In: 4th International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS 2001, Vol.2, October 2001, pp.508-511

【6】 J. Garche; A. Jossen; H. Döring; The influence of different operating conditions, especially over-charge, on the lifetime and performance of Lead/Acid batteries for Photovoltaic Systems. In: Journal of Power Sources, Vol.67, No. 1-2, July 1997, pp. 201-212

【7】 Gottwald, T.; Ye, Z.; Stuart, T.; Equalization of EV and HEV batteries with a ramp converter. In: Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 33 , Issue: 1 , Jan. 1997, Pages:307 – 312

【8】 N. H. Kutkut; A modular non-dissipative current diverter for EV battery charge equalization. In: APEC 1998, Conference Proceedings 1998, 13th ,Vol.2, 1998, pp.686-690

【9】 B. Lindemark; Individual Cell voltage Equalizers (IEC) for reliable battery performance. In: 13th International Telecommunications Energy Conference 1991, INTELEC'91, pp. 196-201

【10】 Pascual, C.; Krein, P.T.; Switched capacitor system for automatic series battery equalization. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual , Volume: 2 , 23-27 Feb. 1997, Pages:848 - 854 vol.2

【11】 G. A. Kobzev; Switched-capacitor systems for battery equalization. In: Modern Techniques and Technology MTT2000, March 2000, pp. 57-59

【12】 H. Sakamoto; K. Murata; E. Sakai; K. Nishijima; Balanced charging of series connected battery cells. In: Telecommunications Energy Conference 1998, INTELEC'98, pp.311-315

【13】 Kutkut, N.H.; Wiegman, H.L.N.; Divan, D.M.; Novotny, D.W.; Design considerations for

charge equalization of an electric vehicle battery system. In: Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 35 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 1999, Pages:28 – 35

【14】Kutkut, N.H.; Divan, D.M.; Novotny, D.W.; Charge equalization for series connected battery strings. In: Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 31 , Issue: 3 , May-June 1995, Pages:562 – 568

【15】Kutkut, N.H.; Wiegman, H.L.N.; Divan, D.M.; Novotny, D.W.; Charge equalization for an electric vehicle battery system. In: Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 34 , Issue: 1 , Jan. 1998, Pages:235 – 246

【16】Kutkut, N.H.; Nondissipative current diverter using a centralized multi-winding transformer. In: Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE , Volume: 1 , 22-27 June 1997, Pages:648 – 654

【17】Yuang-Shung Lee; Guo-Tian Chen; ZCS bi-directional DC-to-DC converter application in battery equalization for electric vehicles. In: Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , Volume: 4 , 20-25 June 2004, Pages:2766 - 2772 Vol.4

【18】Hsieh, Y.C.; Chou, S.P.; Moo, C.S.; Balance discharging for series-connected batteries. In: Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual , Volume: 4 , 20-25 June 2004, Pages:2697 - 2702 Vol.4

【19】Ming Tang; Stuart, T.; Selective buck-boost equalizer for series battery packs. In: Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 36 , Issue: 1 , Jan. 2000, Pages:201 – 211

【20】Ye, Z.; Stuart, T.A.; Sensitivity of a ramp equalizer for series batteries. In: Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on , Volume: 34 , Issue: 4 , Oct. 1998, Pages:1227 – 1236

【21】Yuang-Shung Lee; Ming-Wang Chen; Ko-Lin Hsu; Jiun-Yi Du; Ching-Fang Chuang; Cell equalization scheme with energy transferring capacitance for series connected battery strings. In: TENCON '02. Proceedings. 2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering , Volume: 3 , 28-31 Oct. 2002, Pages:2042 - 2045 vol.3

【22】C. Karnjanapiboon; Y. Rungruengphalanggul; I. Boonyaroonate; The low stress voltage balance charging circuit for series connected batteries based on buck-bosst toology. In: International Symposium on Circuits and Systems 2003, ISCAS'03, pp. 284-287

【23】杨潮，免维护铅酸蓄电池管理系统，硕士论文,浙江大学, 1999 年 2 月

【24】潘尚智,阀控式铅酸蓄电池管理系统,硕士论文，浙江大学, 2001 年 3 月

【25】罗光毅，蓄电池智能管理系统，硕士毕业论文，浙江大学, 2003 年 3 月

第四章 蓄电池管理系统中的新型充电电路

在我们常用的电路拓扑中，全桥变流器最适合用在大容量蓄电池充电所需的大功率场合。随着我国3C强制认证的出台，对大功率的充电器都会要求要带有PFC。这就使得后级变流器的输入电压变为400V左右。在这么大的输入电压下，为了提高效率及减小噪声，倾向于使用零电压软开关技术。全桥变流器拓扑由于具有两个开关管串联成桥的形式，可以在无外加元件的情况下比较方便的实现ZVS软开关。

全桥变流器的控制方式包括双极性控制方式、有限双极性控制方式和移相控制方式。其中，移相控制方式由于能天然的实现软开关，已经基本取代其他两种控制方式。但移相全桥存在几个众所周知的缺点：滞后臂在轻载时软开关范围窄、占空比丢失、副边二极管上严重的振荡、原边环流损耗。这些缺点相互制约。由于充电器更多的时候是工作在轻载（蓄电池浮充），因此如何提高移相全桥的轻载ZVS范围，需要格外关注。

为了在轻载下实现软开关，有两种方法。一种是增大滞后臂换流时变压器漏感的能量，即增大漏感，但漏感加大意味着更大占空比的丢失，以及变压器副边二极管上电压振荡频率的降低，这不利于吸收。第二种方法是增大滞后臂换流时励磁电感中的能量，即减小等效励磁电感，增大励磁电流。但励磁电流的增大将大大增加原边环流损耗，变压器磁损也会有所上升。

由此可见，移相全桥变流器作为蓄电池充电器拓扑，虽然有很多优势，但也存在诸多局限性。接下来，本文将在移相全桥变流器的基础上，提出一种具有宽ZVS范围和高效率的新型混和半桥DC/DC变流器。由于其固有的一些优势，特别适合用来做蓄电池充电器的拓扑。

第一节 新型充电电路结构及工作原理

新型混和半桥DC/DC变流器的电路结构如图4－1所示。它由两个半桥变流器组成，采用移相控制方式。跟传统的移相全桥类似，此电路中也是滞后臂比较难实现软开关。因为滞后臂换流的时候负载电流在换向，主要靠励变压器T_2的磁电流i_{mag}和流过辅助电感L_S的i_{L_S}来实现ZVS。为了增大ZVS范围，i_{L_S}刻意做得比较大。相当于是增大等效励磁电流来实现轻载下的ZVS，这和上面分析的移相全桥扩大ZVS范围方法的道理是一样的。但不同于移相全桥的是，这并不会引起大的环流损耗，对整个电路的效率影响很小。后面对这一点会有进一步的阐述。

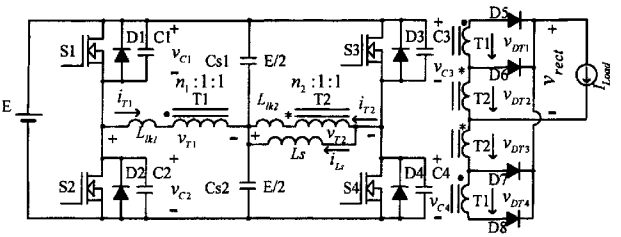


图 4—1 新型充电电路结构图

图4－1中，变压器T_1和T_2均由励磁电感、漏感、原副边绕组组成，匝比分别为n_1:1:1、n_2:1:1。且n_1，n_2应满足如下不等式：

$$n_2 < 2n_1 \tag{4-1}$$

如果上式不满足，会出现如下关系式：

$$\begin{cases} |v_{DT2}| < |v_{DT4}| - |v_{DT3}| \\ |v_{DT3}| < |v_{DT1}| - |v_{DT2}| \end{cases} \tag{4-2}$$

结果导致二极管D_6和D_7从来都不会导通，电路不能正常工作。

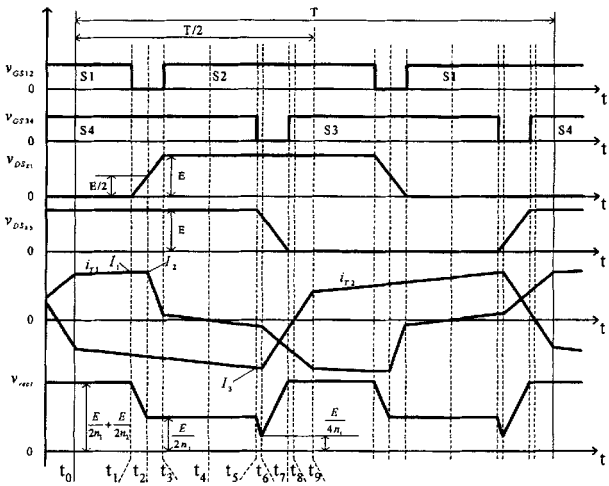


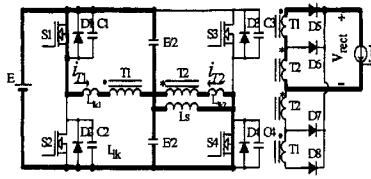
图 4—2 新型充电电路工作波形

图4－2为新型充电电路的主要工作波形，由图中可以看出，在半个开关周期内，一共有9个工作模态。每个模态的等效电路如图4－3所示。为简化分析，所有的参数都视为理想情况。变压器T_2的励磁电流相对于 i_{L_6}很小，可忽略它的影响。现将每个工作模态详细分析如下：

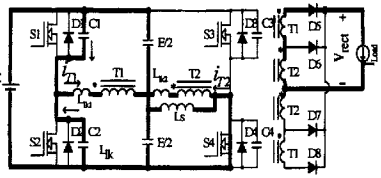
模态1 (t_0-t_1)： 假设在初始t_0时刻开关管S_1和S_4导通，流过变压器T_1的电流为正，而流过变压器T_2的电流为负。如图4－3（a）所示。在这种模态中，由T_1、T_2共同提供能量给负载，且有：

$$v_{rect}(t) = \frac{E}{2n_1} + \frac{E}{2n_2} \tag{4-3}$$

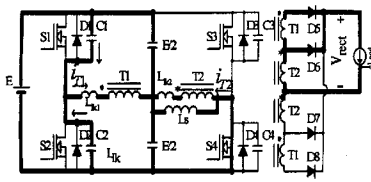
模态2 (t_1-t_2)： 开关管S_1关断，变压器T_1的原边电流 i_{T_1}开始以同样的速率给电容C_1充电、给电容C_2放电。由于负载电流I_{load}足够大，i_{T_1}在给C_1、C_2充放电的过程中可视为恒定，如图4－3（b）所示。



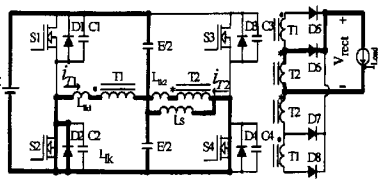
(a) 模态 1



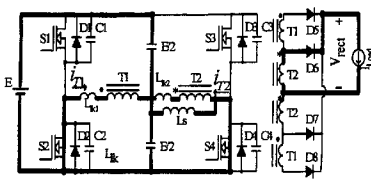
(b) 模态 2



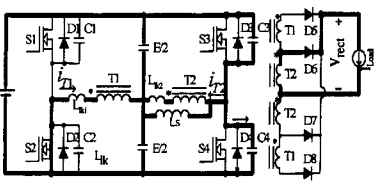
(c) 模态 3



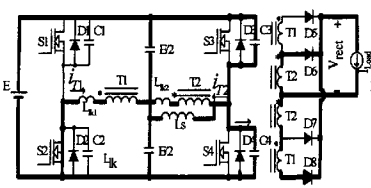
(d) 模态 4



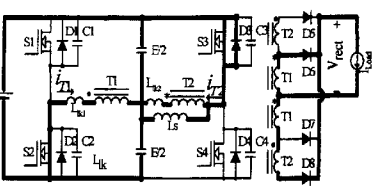
(e) 模态 5



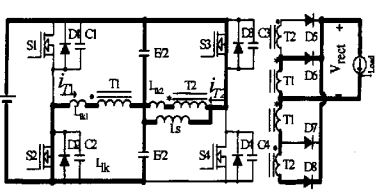
(f) 模态 6



(g) 模态 7



(h) 模态 8



(i) 模态 9

图 4—3 新型充电电路工作模态图

$$i_{T1}=i_{T1}(t_1)=I_1 \tag{4—4}$$

$$v_{C1}(t)=\frac{I_1}{(C_1+C_2)}\bullet(t-t_1) \tag{4—5}$$

$$v_{C2}(t)=E-\frac{I_1}{(C_1+C_2)}\bullet(t-t_1) \tag{4—6}$$

$$v_{rect}=\frac{E}{2n_1}+\frac{E}{2n_2}-\frac{I_1}{(C_1+C_2)\bullet n_1}\bullet(t-t_1) \tag{4—7}$$

$$t_{12}=\frac{(C_1+C_2)\bullet E}{2I_1} \tag{4—8}$$

模态3（t_2-t_3）： 当电容C_2上的电压放到E/2时，二极管D_6中开始流过电流，即D_5、D_6开始换流，如图4—3（c）所示。由于D_5、D_6都导通，变压器T_1副边被短路（$v_{DT1}=0$），原边电压也为0（$v_{T1}=0$）。实际上这个模态是电容C_1、C_2和变压器T_1的漏感L_{lk1}谐振的过程。

$$i_{T1}=I_2\cos w(t-t_2) \tag{4—9}$$

$$v_{C1}(t)=\frac{E}{2}+Z_pI_2\sin\omega(t-t_2) \tag{4—10}$$

$$t_{23}=\frac{1}{\omega}\sin^{-1}(\frac{E}{2I_2\bullet Z_p}) \tag{4—11}$$

其中，$I_2=i_{T1}(t_2)$ （4—12）

$$Z_p=\sqrt{L_{lk1}/(C_1+C_2)} \tag{4—13}$$

$$\omega=1/\sqrt{L_{lk1}\bullet(C_1+C_2)} \tag{4—14}$$

模态4（t_3-t_4）： 在t_3时刻电容C_2上的电压到达零点，并且D_5中所有的电流都转移到了D_6中。在这种模态中，i_{T_1}是正的，它将流过D_2和S_2的导通电阻R_{S_2}，如图4—3（d）所示。由于D_5不导通，i_{T_1}中包涵的只有变压器T_1的励磁电流，且线性减小：

$$i_{T_1}=i_{T_1}(t_3)-\frac{E}{2L_{T1}}\bullet(t-t_3) \tag{4—15}$$

$$v_{rect}(t)=\frac{E}{2n_2} \tag{4—16}$$

模态5（t_4-t_5）： 在t_4时刻，i_{T_1}开始反向，且线性增大，开关管S_2自然导通。如图4—3（e）

所示。

模态6（t_5-t_6）： 当S_4关断时，开关管S_3和S_4之间开始换流，如图4－3（f）所示。与模态2类似，容易得到如下一些等式：

$$i_{T2}=i_{T2}(t_5)=I_3 \tag{4－17}$$

$$v_{C4}(t)=\frac{I_3}{(C_3+C_4)}\bullet(t-t_5) \tag{4－18}$$

$$v_{C3}(t)=E-\frac{I_3}{(C_3+C_4)}\bullet(t-t_5) \tag{4－19}$$

$$v_{rect}(t)=\frac{E}{2n_2}-\frac{I_3}{(C_3+C_4)\bullet n_2}\bullet(t-t_5) \tag{4－20}$$

在此模态中，只有D_6导通：

$$v_{DT2}>-v_{DT3}-v_{DT4} \tag{4－21}$$

在t_6时刻

$$v_{DT2}=-v_{DT3}-v_{DT4} \tag{4－22}$$

即：

$$\frac{2}{n_2}(\frac{E}{2}-v_{C4}(t_6))=\frac{E}{2n_1}$$

$$\Rightarrow v_{C4}(t_6)=\frac{E}{2}-\frac{E\bullet n_2}{4n_1} \tag{4－23}$$

$$\Rightarrow v_{rect}(t_6)=\frac{E}{4n_1} \tag{4－24}$$

$$t_{56}=\frac{E\bullet(2n_1-n_2)\bullet(C_3+C_4)}{4n_1\bullet I_3} \tag{4－25}$$

模态7（t_6-t_7）： t_6之后有：

$$v_{DT2}<-v_{DT3}-v_{DT4} \tag{4－26}$$

电流开始流过D_8，即D_6、D_8开始换流。如图4－3（g）所示。

模态8（t_7-t_8）： 在t_7时刻，电容C_3上的电压放到0。与模态4类似，i_{T_2}为负，流过D_6和S_3的导通电阻R_{S_3}。D_6和D_8继续换流。如图4－3（h）所示。

模态9（t_8-t_9）： 在t_8时刻，i_{T_2}开始转变为正值，开关管S_3自然导通。D_6和D_8仍然继续在换流。如图4－3（i）所示。

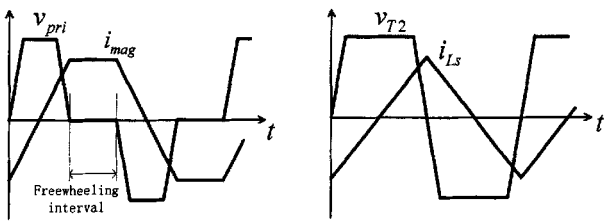
在t_9时刻，D_6和D_8换流完毕，开始另外半个开关周期的动作。开关模态与以上分析类似，不再重复。

第二节 新型充电电路 ZVS 特性

如前面所言，同传统的移相全桥变流器一样，在这种新型充电电路中，也是滞后臂比较难实现ZVS。由于滞后臂中辅助电感L_S的作用，可以宽范围实现ZVS，而且并不会引起大的环流损耗，这是不同于移相全桥的地方。

图4－4是传统移相全桥和新型充电电路中励磁电流波形的比较。由图4－4（a）可以看出，在传统移相全桥中，有一个被称为*Freewheeling interval*的环流区间。在这个区间中，副边绕组短路，没有能量从原边传递到负载。而励磁电流确始终处于峰值，这会造成很大的环流损耗。而为了实现宽ZVS范围需增大励磁电流，需使其峰值变得更大，这必然使环流损耗更加严重，电路效率会大大降低。

而在新型充电电路中，并不存在此环流区间。励磁电流i_{L_S}到达峰值后马上就会下降，如图4－4（b）所示。所以，即使励磁电流i_{L_S}很大，环流损耗也可以忽略。另外，i_{L_S}的大小并不依赖于输出电压的大小，它只和输入电压有关，这使得实现ZVS所需要的能量在即使很轻的负载下也能轻易获得。



（a）　　（b）

图 4—4 励磁电流比较 （a）传统移相全桥；（b）新型充电电路

A．滞后臂的ZVS特性

对滞后臂而言，在t_6时刻，开关管S_3上的电压v_{C3}等于$\frac{E}{2}+\frac{E\bullet n_2}{4n_1}$，此时电流$i_{T_2}$达到峰值。因此，为了使开关管$S_3$能软开关导通，储存在漏感$L_{lk2}$和辅助电感$L_S$上的能量$E_{stored}$应满足：

$$E_{stored}>\frac{1}{2}(C_3+C_4)\bullet(\frac{E}{2}+\frac{E\bullet n_2}{4n_1})^2 \qquad (4-27)$$

B．超前臂的ZVS特性

对超前臂而言，在t_2时刻，开关管S_2上的电压v_{C2}等于E/2，此时电流i_{T_1}达到峰值。因此，

为了使开关管S_2能软开关导通，储存在漏感L_{lk2}上的能量应满足：

$$\frac{1}{2}L_{lk1}I_2^2 > \frac{1}{2}(C_1+C_2)\bullet(\frac{E}{2})^2 \tag{4—28}$$

从前面的模态分析中可以看出，虽然此电路中超前臂相对于滞后臂容易实现软开关，但它们的软开关特性是差不多的。同样的，超前臂的励磁电流也可以用来帮助实现软开关，这并不会引起大的环流损耗。在负载极轻的时候，超前臂也需要并联一个辅助电感L_S来帮助超前臂实现软开关。

第三节 新型充电电路输出电压波形分析

新型充电电路变压器T_1和T_2副边理想电压波形v_{T_1}、v_{T_2}及副边理想整流波形v_{rect}如图4—5所示。可以看出，v_{rect}是一个存在直流份量的方波，幅值的最大值为$\frac{E}{2n_1}+\frac{E}{2n_2}$，最小值为$\frac{E}{2n_2}$，平均值$V_{out}$：

$$V_{out}=\frac{E}{2n_2}+D\bullet\frac{E}{2n_1} \tag{4—29}$$

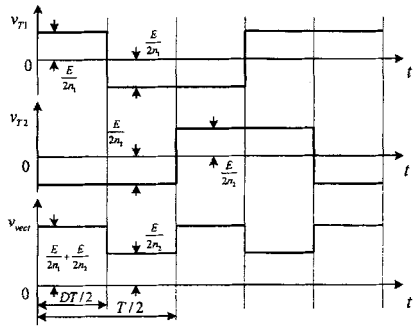


图 4—5 新型充电电路输出电压波形

我们知道，对于传统移相全桥，输出滤波电感上的纹波ΔI为：

$$\Delta I=\frac{V_{in}\bullet(1-D)\bullet T}{2n\bullet L_f} \tag{4—30}$$

式中V_{in}为输入电压，D为占空比，T为开关管工作周期，n为变压器匝比，L_f为滤波电感，由此式可知，当$V_{in}=V_{in,max}$时，D为最小，此时ΔI最大，即：

$$\Delta I_{max}=\frac{V_{in,max}\bullet(1-D_{min})\bullet T}{2n\bullet L_f} \tag{4—31}$$

那么，在新型充电电路中，输入最恶劣的情况出现在什么时候呢？

设输入电压极值分别为$V_{in,max}$、$V_{in,min}$，输出电压为某定值V_0，有：

$$V_O=\frac{V_{in,\max}}{2n_2}=\frac{V_{in,\min}}{2n_1}+\frac{V_{in,\min}}{2n_2} \tag{4—32}$$

为简化计算，假设$n_1=n_2=n$，代入上式，有

$$V_{in,\max}=2V_{in,\min} \tag{4—33}$$

而占空比D满足：

$$\frac{V_{in}}{n}\bullet D+\frac{V_{in}}{2n}=V_O=\frac{V_{in,\max}}{2n}\Rightarrow D=\frac{V_{in,\max}-V_{in}}{2V_{in}} \tag{4—34}$$

输出滤波电感上的纹波ΔI为：

$$\Delta I=\frac{V_O-V_{in}/2n}{L_f}\bullet\frac{(1-D)\bullet T}{2} \tag{4—35}$$

将式（4—21）、式（4—33）代入式（4—34）中，整理可得

$$\Delta I=\frac{T}{4n\bullet L_f}\bullet\left[3V_{in,\max}-\frac{V_{in,\max}^2}{V_{in}}-2V_{in}\right] \tag{4—36}$$

当且仅当$\frac{V_{in,\max}^2}{V_{in}}=2V_{in}$即当$V_{in}=V_{in,\max}/\sqrt{2}$时，式（4—35）取得最大值，即：

$$\Delta I_{\max}=\frac{(3-2\sqrt{2})T\bullet V_{in,\max}}{4n\bullet L_f} \tag{4—37}$$

当$n_1\neq n_2$时，可以证明，当下式成立时，输出滤波电感上纹波ΔI最大：

$$V_{in}=\sqrt{V_{in,\max}\bullet V_{in,\min}} \tag{4—38}$$

即此时是输入条件最恶劣的时候。

下面阐述在$n_1=n_2=n$的例子中，使用新型充电电路比传统移相全桥电路中输出滤波电感大小的定量比较。

对传统移相全桥而言，输入电压最小时，占空比最大，设为1，则有：

$$V_O=\frac{V_{in,\min}}{n}=\frac{V_{in,\max}}{n}\bullet D_{\min} \tag{4—39}$$

将式（4—33）代入上式，可得$D_{min}=0.5$，代入式（4—30），可得传统移相全桥电路中输出滤波电感最大纹波值为：

$$\Delta I_{max1} = \frac{V_{in,max} \cdot T}{4n \cdot L_{f1}} \tag{4—40}$$

令式（4—37）与式（4—40）相等，整理可得

$$L_{f1} = (3+2\sqrt{2})L_f \approx 5.83L_f \tag{4—41}$$

即新型充电电路中输出滤波电感只有传统移相全桥输出滤波电感的20%还不到。显然，其尺寸和成本都可以得到很大程度的节省。此外，由于滤波电感减小，输出动态特性会有一定程度的改善。

第四节 实验结果

图4—6是实验电路图，相关参数如下：

输入电压	250-350VDC
输出电压	48VDC regulated
开关频率	100kHz
满载功率	500W
S1-4	IRFP460
Cs1-2	2.2uF (VIMA 400VDC)
D1-4	MOSFET 寄生二极管
C1-4	MOSFET寄生电容
T1-2	铁氧体磁心 EE42 匝比 12:3:3 (天通)
D5-8	MUR3040PT
Dk	1N5408
Ck	0.1uF (VIMA 400VDC)
Cf2	100uF/63V
Lf	44uH
Rk	2kΩ/3W
R_{load}	4-20Ω

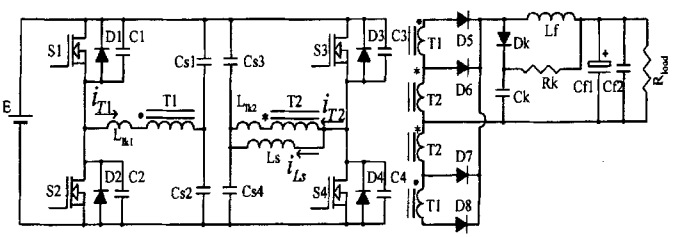


图 4—6 实验中的实际电路图

图4－7为电路在不同负载下的效率曲线，由图中可以看出，相对与传统的移相全桥，这种电路的效率要高的多。而且实验还显示，此电路在不同负载下均衡实现软开关。图4－8所示的是负载分别为100W和500W时的开关驱动及端电压波形。由图中可以看出，开关管S_3的漏源极电压降到0以后，其驱动信号才从负电压转变为正电压，证明S_3是软开关工作的。

图4－9所示为变压器T_1、T_2的原边电流波形，图4－10为副边整流二极管后的整流输出波形。

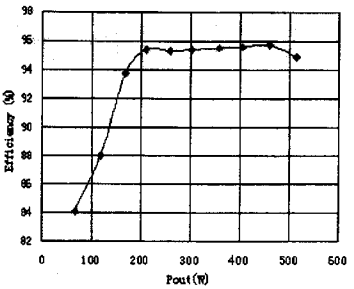


图 4—7 新型充电电路效率曲线

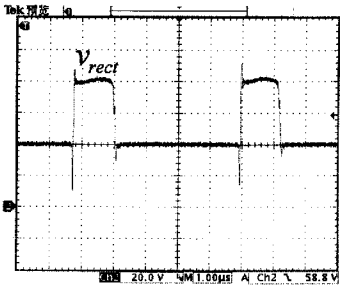
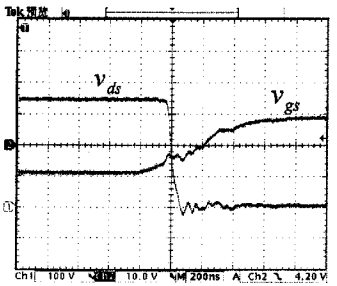
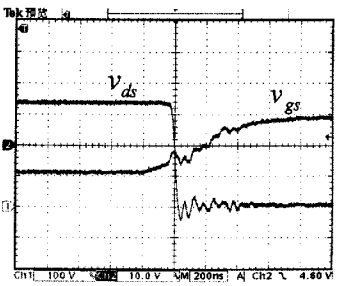


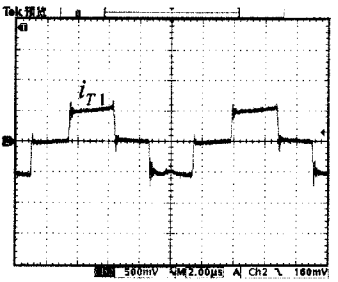
图 4—10 副边二极管整流输出波

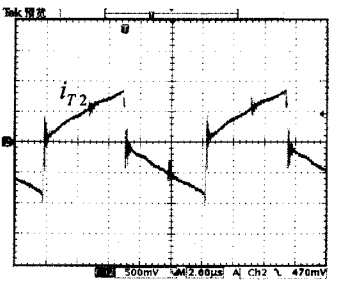




(a)　　(b)

图 4—8 S_3在不同负载条件下的开关波形：(a) 100W；(b) 500W





(a)　　(b)

图 4—9 500W 负载条件下变压器原边电流波形：(a) T_1；(b) T_2

由以上分析及实验可以看出，这种新型充电电路可以极大的减小环流损耗，在整个负载范围内都能够实现软开关，效率比传统的移相全桥高出许多，滤波器能做得小很多。关于这种新型充电电路的工程设计类似于第五章中的辅助充电器的设计，在此不再展开。

第五章 蓄电池管理系统其他部件设计

将第三章中的图3－8稍加整理，可以得到整个蓄电池管理系统的框图如图5－1所示。关于主充电器和开关组件的设计在前面的章节已经详细阐述过了，下面首先分析图5－1中其它模块的设计。

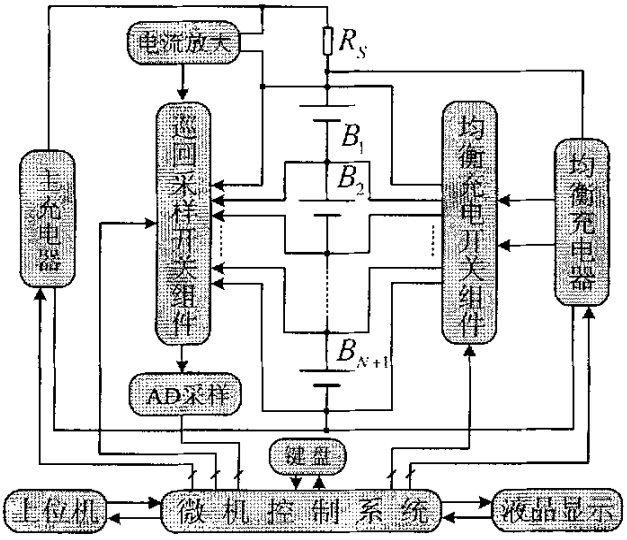


图 5－1 蓄电池管理系统框图

第一节 蓄电池管理系统中剩余模块的设计

1. 微控制器的选择

微机控制系统好比整个系统的大脑，它根据采集的各种数据来实现各个功能模块。这些数据包括：各个单体电池电压、电池温度、流过电池组的电流、时间等等。由于数据量很大，程序很复杂，采用普通的8051单片机显然需要外扩数据存储器和程序存储器，这样会增加系统的复杂度。所以本系统采用飞利浦公司生产的P89C61作为系统控制芯片。它是采用先进CMOS工艺的8位微控制器，是80C51系列单片机的派生。自然的，它的指令和80C51完全兼容。P89C61内部含有64k容量的非易失Flash程序存储器，1kRAM，足够本系统程序量及数据量的存储。另外，它内部含有4个8位I/O口（P0、P1、P2、P3），3个16位的定时器/计数器，一个全双工的串行口，6个中断源、4个优先级水平的嵌套式中断系统，片内振荡器和时钟电路。此单片机同时支持12时钟工作模态（12-clock operation）和6时钟工作模态（6-clock operation），且时钟频率范围分别为0-20MHz和0-33MHz。由于这种单片机是采用静态设计技术（static design），因此在时钟停止的时候也不会导致数据的丢失。为了减小能耗，此单片机可由软件选择两种低耗工作模态：待机模式（idle mode）及掉电模式（power-down mode）。待机模式下CPU将被“冻结”在原状态，RAM、定时器、串行口和中断系统则继续运行。掉电模式下单片机的一切工作都停止，只有内部RAM单元的内容被保存，此时单片机可以通过外中断唤醒。

2. 电流采样放大电路设计

电流采样放大电路采用美信生产的电流采样放大器MAX472来实现。MAX472的7脚，即电源输入端接电池单体1的正极，1脚，即地接电池单体8的负极，如图5—2所示。也就是说，它直接采用蓄电池组中的8节电池供电。其中，VI为电流采样值放大之后的电压值，通过巡回采样的开关组件接到A/D采样输入端。5脚输出代表电流的方向，实际应用中可用来指示蓄电池是在充电还是放电。当然，电流方向的信号需要经过光耦隔离输入到单片机，如图中所示。

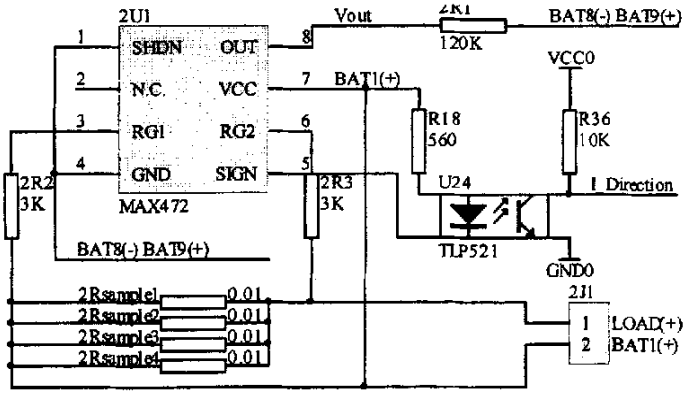


图 5—2 电流采样放大电路

输出电压V_{out}的大小可由下式来计算：

$$V_{out}=\left|\frac{R_{sense}\times R_{out}\times I_{LOAD}}{R_G}\right| \tag{5—1}$$

对图5—2而言，2R1为R_{out}，2R2一般取值与2R3相等，同为R_G，R_{sense}为采样电阻，I_{LOAD}为流过蓄电池组的电流。将图中的数值代入上式，可得：

$$V_{out}=\left|\frac{0.0025\times120\times10^3\times I_{LOAD}}{3\times10^3}\right|=0.1\left|I_{LOAD}\right| \tag{5—2}$$

最大充电电流50A时有V_{out}=5V，对应AD采样最大输入电压。

3. A/D采样电路设计

AD 采样芯片采用 BB 公司的 A/D 转换芯片 ADS7812。这是一个廉价的 12 位串行 A/D 转换器，以+5V 的单电源供电，其分辨率是 $1/2^{12}$=0.0245%，转换误差是±0.5LSB，转换速率为 25 微秒，输入范围可以变化（可以自行配置，见表 5—1），有一个友好的串行接口。与 80C31 单片机的接口电路如图 5—3 所示。

表 5—1 模拟输入范围及引脚接法

模拟输入范围	引脚 R1IN接线	引脚 R2IN接线	引脚 R3IN接线	输入阻抗（kΩ）
±10V	VIN	BUF	GND	45.7
0.3125V-2.8125V	VIN	VIN	VIN	> 10000
±5V	GND	BUF	VIN	26.7
0V-10V	BUF	GND	VIN	26.7

0V-4V	BUF	VIN	GND	21.3
±3.33V	VIN	BUF	VIN	21.3
0.5V-4.5V	GND	VIN	GND	21.3

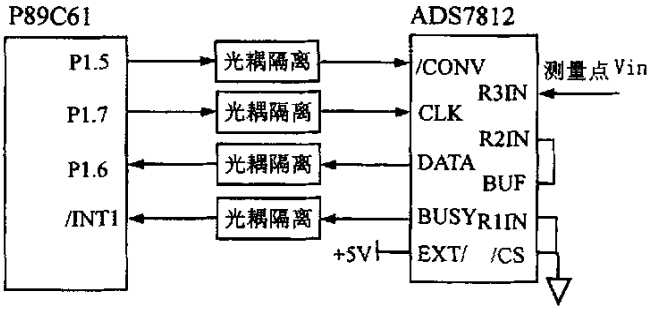


图 5—3 A/D 转换器与单片机的接口电路

由图中可见，将 A/D 器件的 EXT/脚接高电平，使得 A/D 器件采用外部时钟（由单片机 P1.7 发出到 A/D 器件的 CLK 脚），单片机的另一引脚 P1.5 发负脉冲到 A/D 器件的/CONV 脚来启动 AD 转换，当转换完成以后，A/D 器件的 BUSY 脚为低，单片机进入外中断 1，由引脚 P1.6 从 A/D 器件的 DATA 脚读取结果。当然，为了减小复杂度，节省中断源，可以采用等候方式来取得采样值。因为 ADS7812 的转换速率为 25 微秒，其中转换后只需等候 25 微秒以上，便可以从 A/D 器件的 DATA 脚读取结果了。值得注意的是，单片机与 A/D 器件的连接都要经过光耦隔离。实际电路如图 5—4 所示。

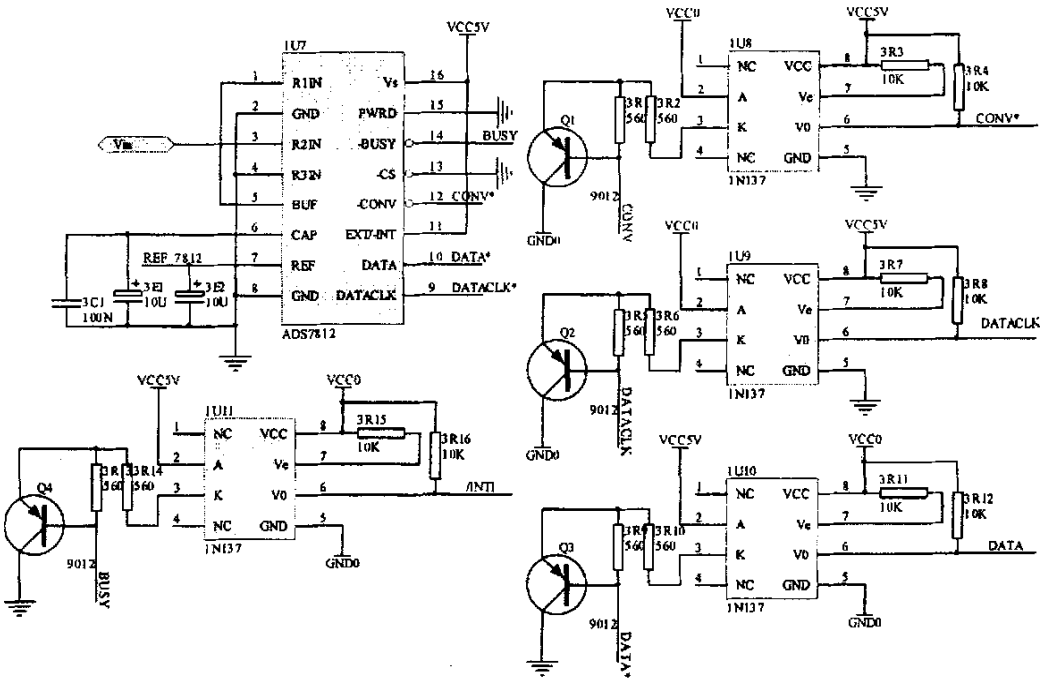


图 5—4 A/D 转换器与光耦连接的实际电路

4. D/A电路设计

主充电器的电压电流基准信号需要通过单片机给定，并且要求基准信号在单片机复位

的时候也不丢失，能线性调节。在这里，选用TI生产的12位串行D/A转换芯片TLC5618A。它采用DIP8封装，使用3根串行总线与单片机相连，使用非常方便。连接图如图5－5所示。

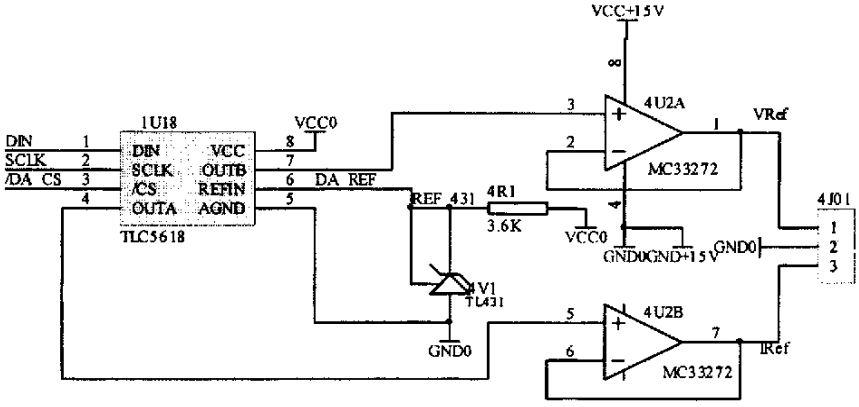


图 5－5 主充电器电压电流基准给定电路

5. 温度采样

实时掌握蓄电池的温度无论对于温度管理，还是对于充放电管理时的温度补偿都是必须的。由于需要测量的温度点非常多，我们希望测量的线路尽可能的简单化。本系统中采用的是美国DALLAS公司生产的高精度1线制数字温度传感器DS1820。它具有微型化、低功耗、高性能、抗干扰能力强、易配微处理器等优点，特别适合于构成多点温度测控系统，可直接将温度转化成串行数字信号供微机处理。DS1820采用3脚TO-92封装或8脚SOIC封装，管脚排列如图5－6所示。图中GND为地，DQ为数据输入/输出端(即单线总线)，该脚为漏极开路输出，常态下呈高电平。VDD是外部＋5V电源端，不用时应接地。NC为空脚。

每片DS1820都有唯一的产品号并存入其ROM中，以便在构成大型温度测控系统时在单线上挂接多个DS1820芯片。当挂接的芯片数量小于8个时，从DS1820读出或写入DS1820信息仅需要一根口线，其读写及温度变换功率来源于数据总线，该总线本身也可以向所挂接的DS1820供电，而无需额外电源。本系统中需要实时掌握每个电池单体的温度，数目显然大于8个，所以需要外接一个电源。这样用三根总线便可实现多点温度测量。如图5－7所示。

在正常测温情况下，温范围－55℃～＋125℃，固有测温分辨率0.5℃。采取直接读取DS1820内部暂存寄存器的方法，可以将DS1820的测温分辨率提高到0.1℃～0.01℃。方法如下：首先用DS1820提供的读暂存器指令(BEH)读出以0.5℃为分辨率的温度测量结果，然后切去测量结果中的最低有效位(LSB)，得到所测实际温度的整数部分TZ，然后再用BEH指令取计数器1的计数剩余值CS和每度计数值CD。考虑到DS1820测量温度的整数部分以0.25℃、0.75℃为进位界限的关系，实际温度TS可用下式计算：

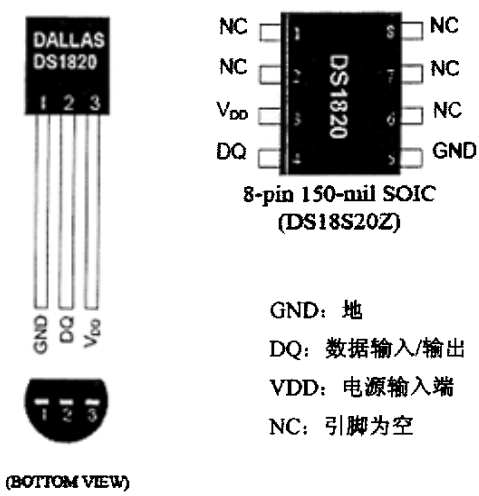


图 5－6 DS1820 引脚图

$$TS=(TZ-0.25℃)+(CD-CS)/CD \qquad (5-3)$$

实际上，对于蓄电池管理系统而言，0.5℃的分辨率已经足够了。

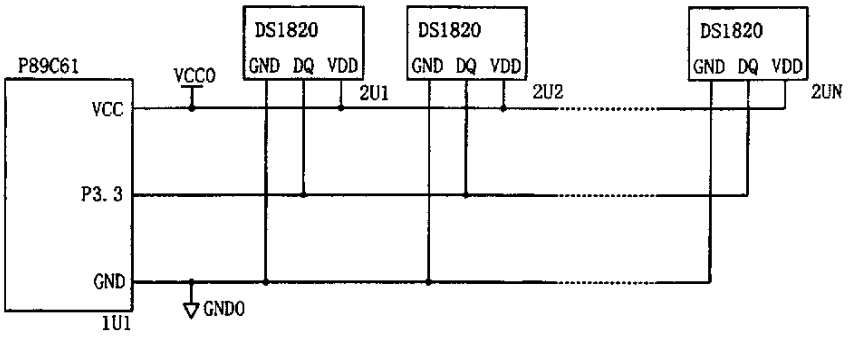


图 5—7 利用 DS1820 实现多点温度测控接线图

6. 键盘

系统中的键盘使用美国TI公司生产的8位并入串出移位寄存器74HC165来实现，如图5—8所示。它的真值表如表5—2所示。当$SD/\overline{LD}$为低的时候，按键的状态送入74HC165的并行输入口（低电平代表按键闭合，高电平代表按键断开），然后将$SD/\overline{LD}$置高，按键状态被锁存。通过给74HC165芯片15脚输入时钟信号将各个按键的状态依次从9脚输出，并送入单片机进行判断。

表 5—2 74HC165 真值表

输入			实现功能
$SD/\overline{LD}$	CLK	$CLKINH$	
L	×	×	数据输入
H	H	×	保持
H	×	H	保持
H	L	↑	移位
H	↑	L	移位

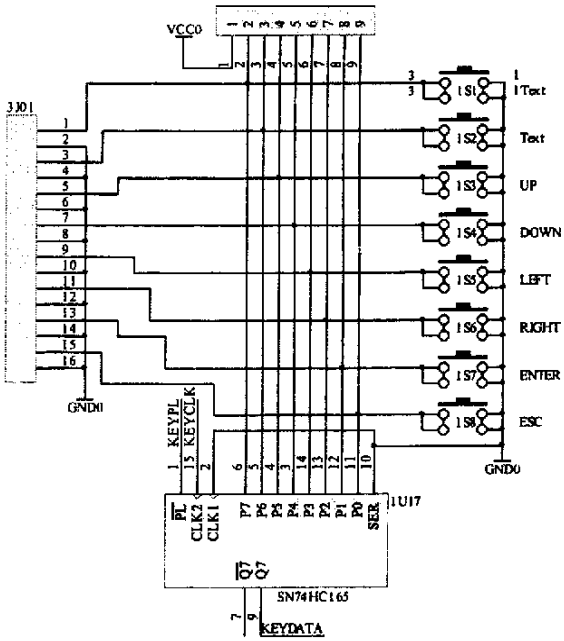


图 5—8 蓄电池管理系统中的键盘电路图

由于人手按按键的时间在ms级以上，而读取所有的开关状态的总时间在10us的数量级，所以只要将读取按键状态的周期做到ms级以下，便足以保证所有的开关状态都能被实时正确的捕捉。另外，由于74HC165芯片可以通过第10脚做成串联结构，这种方法对于多个按键的扩展实现起来非常方便。

7. 液晶显示

本系统中的液晶采用北京青云创新科技发展有限公司生产的LCM12832ZK中文液晶显示模块。液晶屏为128×32点，可显示两行，每行可显示8个汉字。其内部带有8192个16×16点中文字型和128个16×8半宽的字母符号字型；另外绘图显示画面提供一个64×256点的绘图区域（GDRAM）；而且内含CGRAM提供4组软件可编程规划的16×16造字功能。电源造

作范围宽（2.7V-5.5V），低功耗设计可满足产品的省电要求。同时，与单片机等微控制器的接口界面灵活，可以并行，也可以串行。由于本系统中I/O资源非常宝贵，故采用串行工作模式，只需要两个I/O口便可以控制。如图5－9所示。

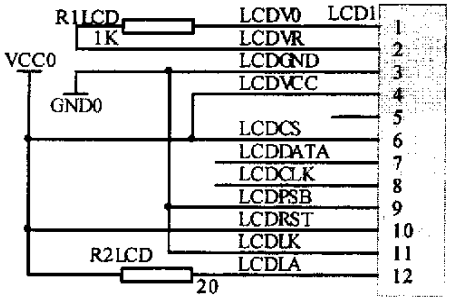


图 5－9 液晶显示电路

图5－10是液晶显示页面设计框架。作为液晶显示的个例，图5－11为充电时电压电流的显示页面。其他的页面设计跟它差不多，不再重复叙述。

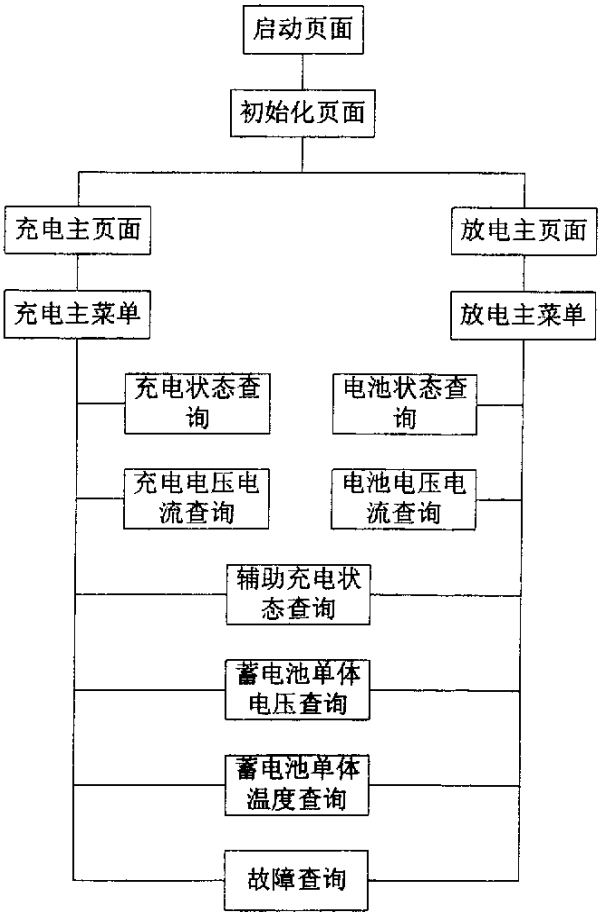


图 5－10 液晶显示框图

图 5－11 液晶显示页面设计个例

8. 辅助充电器设计

辅助充电器在蓄电池管理系统中起到给放电能力比较差的单体额外补充电的功能。由于电池单体的电压只有2V左右，采用传统的二极管整流方式效率非常低。因此在本系统中，采用带同步整流输出的正激有源箝位拓扑。为了便于辅助管的驱动，采用辅助管和主管共源极连接方式。其电路图如图5－12所示。其输入输出参数如下：

输入电压：42V-60V（采用蓄电池组本身供电）
输出：2.5V/20A
开关频率：100kHz

下面介绍一下电路中各关键部件的设计。

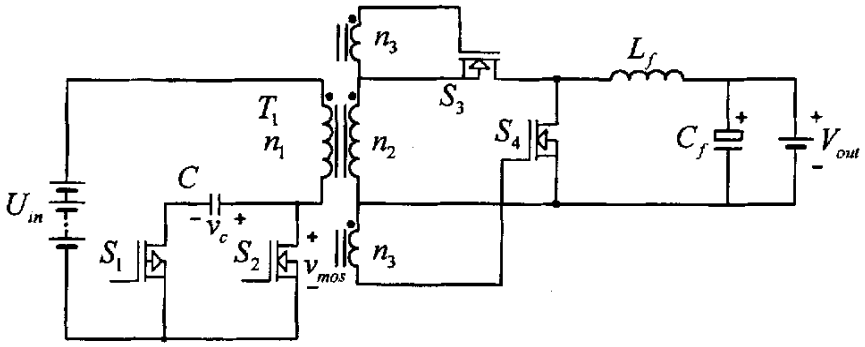


图 5－12 辅助充电器电路拓扑

8．1 变压器的设计

1．确定原副边匝比

主开关管 S_2 上承受的最高电压 v_{mos}：

$$v_{mos} = v_c \tag{5-4}$$

其中 v_c 为箝位电容上面的电压
电路工作稳定时，励磁电感达到伏秒平衡，有：

$$v_{in} \bullet d = (v_c - v_{in}) \bullet (1-d) \tag{5-5}$$

代入上式，得

$$v_{mos} = v_{in} + \frac{v_{in} \bullet d}{1-d} = \frac{v_{in}}{1-d} \tag{5-6}$$

而 $v_{in} \bullet d = N \bullet V_{out}$（其中，$N=n_1:n_2$），在电路中，认为 $N \bullet V_{out}$ 为常数，可令 $N \bullet V_{out}=k$
所以，$d=k/v_{in}$，代入（3）中，可得

$$v_{mos} = \frac{v_{in}}{1-\frac{k}{v_{in}}} = \frac{v_{in}^2}{v_{in}-k} \tag{5-7}$$

现求出它的极值：

令 $v_{mos} = f(x), v_{in} = x$，得 $f(x) = \dfrac{x^2}{x-k}$，则

$$f'(x)=\frac{x^2-2kx}{(x-k)^2} \tag{5—8}$$

由此式可知：

$$\begin{cases} f'(x)<0, x\in[0,2k] \\ f'(x)>0, x\in[2k,\infty] \end{cases} \tag{5—9}$$

所以 $f(x)$ 在[0,2k]上递减，[2k,∞]上递增

其中当 x=2k 时 $f(x)$ 最小，此时 $v_{in}=2N\bullet V_{out}\Rightarrow d=0.5$

两个极大值分别在 x 最大和最小处取得（前提是电路 d 的范围既能大于 0.5，又能小于 0.5），即

$$v_{mos,\max 1}=\frac{v_{in,\min}}{1-d_{\max}},\quad v_{mos,\max 2}=\frac{v_{in,\max}}{1-d_{\min}} \tag{5—10}$$

由此可得出结论：在匝比一定时，电容上的电压会在输入的最低点和最高点达到两个极大值，为了使电容在整个工作范围内电压最低，所以应该使这两个极大值相等，即有：

$$\frac{v_{in,\min}}{1-d_{\max}}=\frac{v_{in,\max}}{1-d_{\min}} \tag{5—11}$$

$$\text{而 } d_{\max}=\frac{N\bullet V_{out}}{v_{in,\min}},\quad d_{\min}=\frac{N\bullet V_{out}}{v_{in,\max}} \tag{5—12}$$

代入上式，可得：

$$N=\frac{v_{in,\min}\bullet v_{in,\max}}{(v_{in,\min}+v_{in,\max})\bullet V_{out}} \tag{5—13}$$

将 $v_{in,max}=60V$, $v_{in,min}=42V$, V_{out} 取典型值2.35V，代入上式，可得：

$$N=\frac{42\times 60}{(42+60)\times 2.35}\approx 10.5 \tag{5—14}$$

此值不是整数，实际取值时应该取比这个计算所得的N值小的值，否则将导致在最小输入的时候主开关管 V_{ds} 的增大，使运行状态恶化。故有：

$$N=10 \tag{5—15}$$

2. 利用AP法选择磁心型号

AP法是线求出磁心窗口面积 A_W 与磁心有效截面积 A_e 的乘积AP，然后根据AP值查表找出所需磁心材料型号的方法。

首先计算变压器输入功率 P_{in} 的大小：

$$P_{in}=\frac{P_O}{\eta}=\frac{2.5\times 20}{80\%})=62.5\ \ (\mathrm{W}) \tag{5—16}$$

计算A_WA_e值

$$AwAe=(\frac{P_{in}\times 10^4}{420K_t\bullet K_u\bullet K_p\bullet \Delta B\bullet 2f_s})^{1.31}=(\frac{11.1P_{in}}{K\bullet \Delta B\bullet f_s})^{1.31}\quad (cm^4) \tag{5—17}$$

式中：P_{in}为输入功率大小

$K_t=I_{in}(DC)/I_p(rms)$，拓扑因子

$K_u=A_W'/A_W$，窗口利用系数

$K_p=A_p/A_W'$，变压器原边面积系数

$K=K_t\bullet K_u\bullet K_p$

ΔB总的磁感应强度变化量，按经验值取0.2T

f_s 电压器工作频率

K系数跟电路拓扑有关，可由下表来确定：

表 5—3　K 系数与电路拓扑结构的关系

拓扑结构		K	K_t	K_u	K_p
正激变流器	SE/SE	0.141	0.71	0.40	0.50
桥式变流器	SE/CT	0.165	1.00	0.40	0.41
带抽头的全波整流器	CT/CT	0.141	1.41	0.40	0.25

于是有：

$$AwAe=(\frac{11.1P_{in}}{K\bullet \Delta B\bullet f_s})^{1.31}=(\frac{11.1\times 62.5}{0.141\times 0.2\times 100\times 10^3})^{1.31}=0.16\ (cm^4) \tag{5—18}$$

根据A_WA_e值，再加上20%的裕量，选用Magnetic的42620-UG磁心（PQ2620，R材料）。它的参数如下：

$A_WA_e=0.395cm^4$；$A_e=1.19cm^2$；$A_W=0.33cm^2$

3．计算原边匝数n_1

原边匝数可由下式来确定：

$$n_1=\frac{V_{in,\min}\times 10^4}{K_f\bullet f_s\bullet B_W\bullet A_e} \tag{5—19}$$

式中：K_f 波形系数，有效值与平均值之比正弦波时为4.44，方波时为4

B_W工作磁通密度

所以有：

$$n_1 = \frac{42\times10^4}{4\times100\times10^3\times0.1\times1.19} = 8.8\text{，取整数9匝} \tag{5—20}$$

副边匝数N_s：

$$n_2 = \frac{n_1}{N} = 0.9\text{，取整数1匝} \tag{5—21}$$

考虑到副边同步整流管应该在全电压输入范围内都能够可靠开通和关断，n_3取2匝，此时驱动电压的范围如下：

$$\frac{42}{9}\times2V \le u_{gs} \le \frac{60}{9}\times2V \Rightarrow 9.3V \le u_{gs} \le 13.3V \tag{5—22}$$

4. 窗口面积验算

$$\text{原边最大电流}\ I_p = \frac{P_{in}}{v_{in,\min}} = \frac{62.5}{42} = 1.49A \tag{5—23}$$

$$\text{原边所需裸线截面积}\ A_{XP} = \frac{I_P}{J} = \frac{1.49}{4} = 0.372mm^2 \tag{5—24}$$

考虑到集肤效应，可采用直径为0.31mm的铜线8股并绕。则原边所占窗口面积（不考虑填充系数）：

$$S_P = A_{XP}'\bullet n_1 = 0.075\times8\times9 \approx 5.4mm^2 \tag{5—25}$$

副边采用厚度为0.2mm的铜板构成，其所占窗口面积：

$$S_S = 20.2\times0.2 \approx 0.4mm^2 \tag{5—26}$$

同步整流管的驱动绕组采用0.31mm的铜线单股绕成，其所占窗口面积很小，可忽略不计。

所以总得窗口使用面积：

$$S_t = S_P + S_S = 5.4 + 0.4 = 5.8mm^2 \ll A_W = 33mm^2 \tag{5—27}$$

故此设计符合要求，变压器设计完成。

8. 2 开关器件的选择

1. 主开关管的选择

将N = 9, V_{out} =2.5V代入式（5—12），可得

$$d_{\max}=\frac{9\times 2.5}{42}\approx 0.54, d_{\min}=\frac{9\times 2.5}{60}=0.375 \tag{5—28}$$

代入到式（5—10），可得主开关管上承受的最大电压值：

$$\begin{cases} v_{mos,\max 1}=\dfrac{42}{1-0.54}\approx 91.3V \\ v_{mos,\max 2}=\dfrac{60}{1-0.375}=96V \end{cases} \tag{5—29}$$

即主开关管上承受的最大电压值为96V，考虑余量，可选用IRF640作为主开关管。它的正向耐压为200V，耐流18A，导通电阻0.15Ω。

2. 辅助开关管的选择

分析辅助充电器的工作工作，可以知道，辅助开关管的耐压要求同主开关管一样，都是96V，但辅助开关管必须为PMOS，以便驱动。对通流能力要求很低，可选择MOTOROLA公司生产的MTP6P20E作为辅助开关管。它的耐压也为200V，耐流6A，导通电阻1.0Ω。

3. 同步整流开关管的选择

当辅助开关管S_2导通时，同步整流管S_3承受最大电压：

$$V_{S_3,\max}=v_c-v_{in} \tag{5—30}$$

结合式（5—5）可知

$$V_{S_3,\max}=\frac{v_{in}\bullet d}{1-d}=\frac{N\bullet V_{out}}{1-d} \tag{5—31}$$

将式（5—28）中的d_{max}代入上式，可得其最大值：

$$V_{S_3,\max}=\frac{9\times 2.5}{1-0.54}=48.9V \tag{5—32}$$

当主开关管S_1导通时，同步整流管S_4承受最大电压：

$$V_{S_4,\max}=\frac{v_{in}}{N} \tag{5—33}$$

当$v_{in}=v_{in,max}$时，上式取得最大值：

$$V_{S_4,\max}=\frac{60}{9}=6.7V \tag{5—34}$$

综合以上条件，同步整流开关管S_3，S_4可选择IRF3205。它的耐压为55V，耐流110A，导通电阻8mΩ。

8. 3 滤波器的设计

1. 输出滤波电感的设计

设输出滤波电感上的纹波为输出额定电流的10%，则ΔI = 2A。

$$而\Delta I=\frac{V_{out}}{L_f}\bullet(1-d)\bullet T_f \Rightarrow L_f=\frac{V_{out}}{\Delta I}\bullet(1-d)\bullet T_f \tag{5—35}$$

将d_{min}及其他数值代入上式，可得输出滤波电感值：

$$L_f=\frac{2.5}{2}\bullet(1-0.375)\bullet 10^{-5}=7.8\times 10^{-6}H=7.8\mu H \tag{5—36}$$

2. 输出滤波电容的设计

假定负载电流的脉动很小而可忽略，则

$$\Delta i_{L_f}=\Delta i_{C_f} \tag{5—37}$$

因为输出滤波电容的电流在一个周期内的平均值为零，那么在T/2时间内，输出滤波电容充电或者放电的电荷量为：

$$\Delta Q=\frac{\Delta I}{4}\bullet\frac{T}{2} \tag{5—38}$$

则电容上电压峰-峰脉动值为

$$\Delta U=\frac{\Delta Q}{C_f}=\frac{\Delta I}{8f_s\bullet C_f} \tag{5—39}$$

将式（5—35）代入上式，则有：

$$C_f=\frac{V_{out}\bullet(1-d)}{8L_f\bullet\Delta U\bullet f_s^2} \tag{5—40}$$

令$\Delta U=0.01V_{out}$，$d=d_{min}$，并将相关数值代入上式，可得

$$C_f=\frac{2.5\times(1-0.375)}{8\times 7.8\times 10^{-6}\times 0.01\times 2.5\times 10^{10}}=1.0\times 10^{-4}F=100\mu F \tag{5—41}$$

第二节 蓄电池管理系统中的温度管理

众所周知，温度对于蓄电池的性能影响非常大。蓄电池的容量会随着温度降低而降低，而循环寿命会随之上升，蓄电池接受电能的能力也会随之降低，特别是当温度低于0°C时。因此，蓄电池最好能始终工作在一个理想温度（25°C左右），这样可使蓄电池的容量和寿命得到最好的折中。另外，在实际应用中发现，由于热失控所导致的失效蓄电池数量在整个失效蓄电池数量中占的比例极大。这样对蓄电池进行有效的温度管理就显得尤为重要。

蓄电池温度管理主要包括蓄电池组中电池单体间的温度均衡、蓄电池温度过高时采取降温措施、蓄电池温度过低时采取升温措施。大部分的电池生产商都推荐蓄电池组中各单体间的温度差最大不要超过5°C，这在大部分的应用场合是容易满足的，因为蓄电池组中的单体都是堆放在一起的，环境温度基本一样。所以对于温度均衡在本文中暂不考虑。下面列出

几种常用的温度管理系统。

1. 强制通风温度管理系统

如图5—13所示，这种系统采用强制通风系统给蓄电池加热，或者降温，是一种非常简单的方法，易于实现。

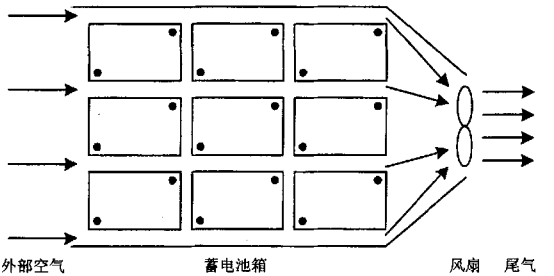


图 5—13 强制通风温度管理系统

在这种系统中，蓄电池的温度由外部空气的温度和运行参数决定。因此，蓄电池的温度不会低于室温。如果蓄电池温度要低于室温，就必须将外部进来的空气进行冷却。例如，采用脱水器来实现。在环境温度很低的场合，还可能需要对外部进来的空气加热，以提高蓄电池的温度。

2. 液体温度管理系统

如图5—14所示，这种系统采用液体作为热量传输的媒介，由于液体的热传导率比较高，通过控制液体温度就可以很容易的控制蓄电池的温度了。所以这种系统比强制通风系统的效率要高，但它的结构比较复杂。

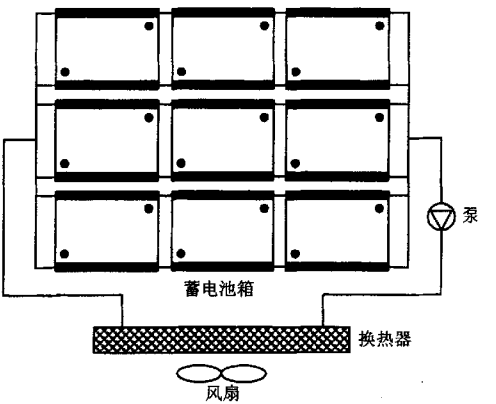


图 5—14 液体温度管理系统

3. 电气加热温度管理系统

在仅仅需要加热的场合，采用电气加热系统无疑是花费最低的方法。加热片可以直接粘贴在蓄电池的外壳上，可以很容易控制加热的功率大小。在独立系统中，可以采用蓄电池组本身来提供加热能量，但这会减小蓄电池的工作效率和*SoC*的大小。此时，我们需要认真考虑由于温度升高带来的蓄电池工作特性上升和由于需要给电气加热系统提供能量而使得工作效率和*SoC*减小这二者之间的折中。

4. 本文中的管理系统对于温度管理的考虑

由于考虑到成本问题，本管理系统没有采用以上所述的温度管理系统，而是从以下两个方面对蓄电池进行温度管理。

4. 1. 温度补偿

蓄电池的寿命不仅跟温度本身有关，而且还跟不同温度下的充电电压，特别是浮充电压有关。有报道指出，为了保持蓄电池在最佳状态，其浮充电压必须非常精确，只要5%的误差就足以使蓄电池寿命缩短一半。所以，对循环充电和浮充充电时的充电电压进行温度补偿是非常必要的。修正系数根据不同的蓄电池生产厂家而略有不同。例如美国GNB电池科技公司的修正公式如下：

$$V_{修正}=V_{25℃}-(实际温度-25℃)\times(0.0055\ 伏/℃) \tag{5-42}$$

而且它还规定，在浮充时，$V_{修正}$最高不能高于2.35V，最低不能低于2.20V；循环充电时，$V_{修正}$最高不能高于2.40V，最低不能低于2.20V。

4. 2. 防止热失控

密封铅酸蓄电池的最基本原理之一就是正极板析氧以后，氧气直接到负极板，被负极板吸收而还原为水，这种现象叫做“氧循环”。为了实现铅酸蓄电池的“免维护”，也就是免加水，我们希望负极板具有良好的氧循环能力，但是，氧循环也会产生发热。所以，氧循环是一把双刃剑，好处是减少了水损失，坏处是电池会发热。如果电池发热，在恒压充电的条件下，氧循环电流也参与了充电电流，所以充电电流下降速率下降。而电池发热，会引起充电电流下降速率降低，甚至会引起电流反升。而充电电流在电池发热的作用下，一旦电流反升，又增加了发热。这样，充电电流一直会上升到限流值。电池发高热，并且积累热，一直到电池外壳发生热软化变形。而电池的热变形时，内部气压高，所以呈现电池时鼓胀的。这就是电池热失控而损坏电池。电池一旦出现严重鼓胀，漏酸和漏气的问题也出现了，电池会出现急性失效。

引起蓄电池热失控的原因很多，归根结底在于充电电压过大，导致析气量过大。所以在蓄电池管理系统中，必须实时掌握蓄电池的温度，如果其温度出现异常，应及时减小充电电压，将充电电流将下来。这样就能避免热失控的出现，从而延长蓄电池的使用寿命。

图5－15为蓄电池管理系统中温度管理的流程图。

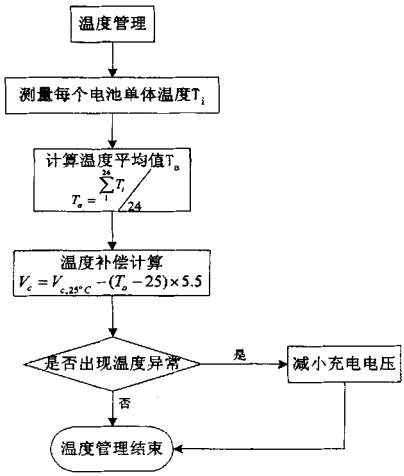


图 5—15 温度管理流程图

第三节 蓄电池管理系统中的充放电管理

蓄电池管理系统中的充电模式包括涓流充电、恒功率充电、恒流充电、恒压充电、间歇浮充电、放电、过放电、均衡充电和恒功率补充电等，充放电管理就是针对这些充电状态之间转换的管理。对于这样一个多状态充放电管理系统，只要设置好各个状态转移控制参数以及实时监控采集必要的状态量，我们就可以完成各种蓄电池的充放电管理及均衡管理的功能。具体的参数设置可以参考电池生产厂家或实验提供的数据。因此，这样的一个电池管理系统是独立于VRLA电池的具体型号的，具有较好的独立性，相应的软件也具有一定的通用性。关于充放电管理的分析在前几位师兄的论文中已有详细的阐述，本文中对此不再重复叙述。为了完善文章结构，下面仅列出多状态充放电管理的状态转意图及程序流程图，如图5—16及图5—17所示。

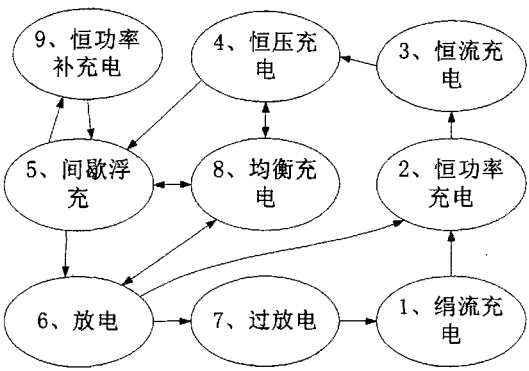


图 5—16 充放电管理中的状态转移图

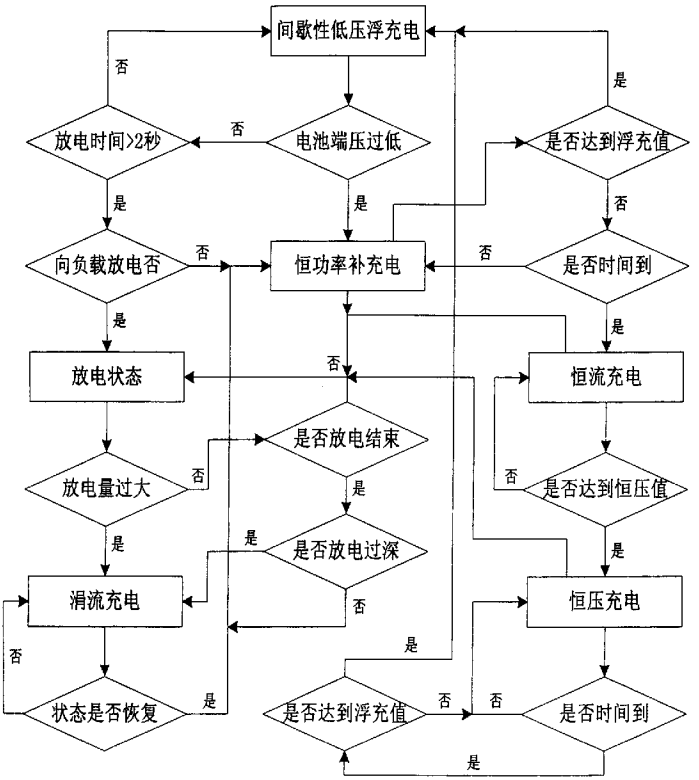


图 5—17 多状态充放电管理状态流程图

第六章 结论与展望

在杨潮硕士论文《免维护铅酸蓄电池管理系统》、潘尚智硕士论文《阀控式铅酸蓄电池管理系统》和罗光毅硕士论文《蓄电池管理系统》的基础上，本论文对蓄电池管理系统进行了进一步深入的研究，完善了蓄电池管理系统的理论架构，改进了系统的硬件设计。

蓄电池的状态测检测应该包括两个方面：反映蓄电池内部的短期变化，即剩余容量 SoC 的检测和反映蓄电池内部的长期变化，即老化程度 SoH 的检测。它们之间存在着密切的关系，如图 2—3 所示。只有准确的测量出 SoC 和 SoH，才能算在真正意义上把握蓄电池的状态。本文在总结前人各种检测方法的基础上，提出一种基于 AH 定律、Peukert 方程、温度修正及老化因素的容量预测。由于这种方法在简便的 AH 法测剩余容量的基础上充分考虑放电电流、温度及蓄电池老化等因素的影响，因而准确度大大提升。另外，本文也提出了一种新的放电周期法来测量蓄电池的老化程度 SoH，不同于传统的放电法来测量 SoH，新的测量方法可以实现在线测量的功能。

蓄电池的均衡充放电系统采用开关组件配合辅助充电的方法来实现，这跟前几位师兄论文中的策略是一样的。本文在这方面的工作主要是提出了一种新的开关组件的结构，如图 3—13 所示。由于采用新的开关组件，开关的数目可以从原系统的 48 个减少到 29 个。另外，采用 PLD 代替原系统中使用 8255A 扩展 I/O 口来实现对开关组件的控制，可将系统的复杂程度减小。由于增加了硬件容错能力，系统工作的可靠性也能得到提高。

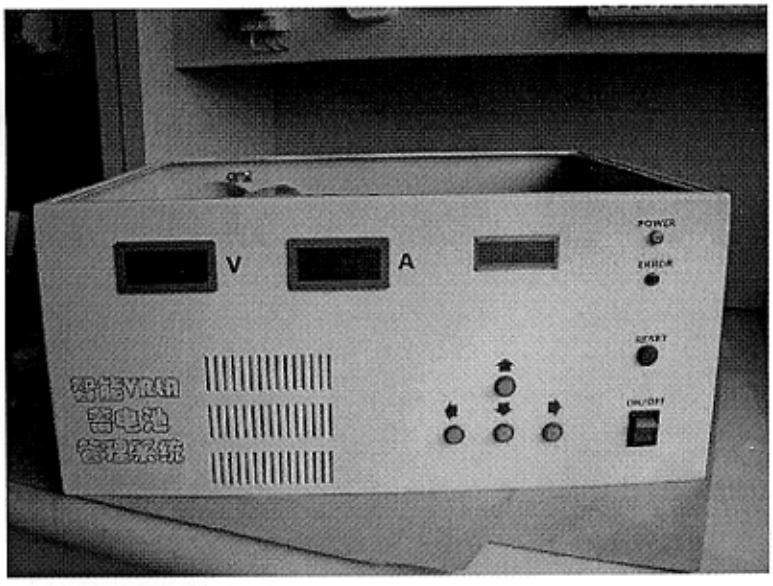
电压巡回采样电路也采用开关组件来实现，控制策略和开关结构同均衡擦充放电的开关组件是一样的。开关元件采用松下生产的 PhotoMOS 型固态继电器 AQ212 来实现。由于它们可以共地驱动，驱动电路可得到极大简化。

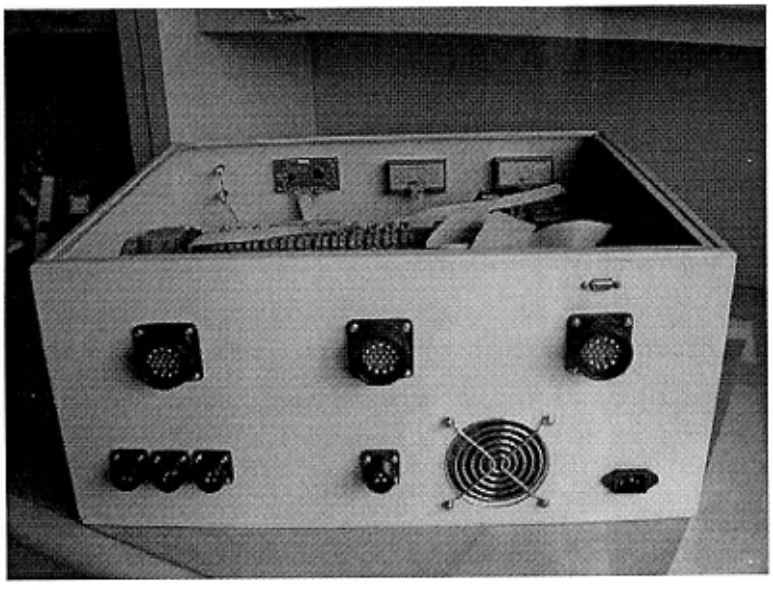
在第四章中，本文提出了一种新型蓄电池充电电路，用做蓄电池管理系统的主充电器。这种新型充电电路可以极大的减小环流损耗，在整个负载范围内都能够实现软开关，效率比传统的移相全桥高出许多，滤波器能做得小很多。但也应该看到，由于这种电路的输出始终存在一个直流量，这种电路在启动和短路时候存在一定的问题。这可以通过改进电路的控制策略来实现，这是将来工作的一部分。

在本论文中，对蓄电池的温度只是做了非常初步的管理。实际上，蓄电池温度管理的重要性已经逐渐成为大家的共识。将来必然会有越来越多新型的温度管理系统出现，在防止蓄电池热失控，提高蓄电池的使用寿命和工作性能方面会有大的突破。

同时，由于电动车、移动通信等移动设备的迅猛发展，蓄电池的快速充电技术越来越受到重视。研究新型的蓄电池充电策略也是蓄电池管理技术发展的重要方向。

附录：样机图片





论文发表情况

硕士期间发表的论文：

- Wei Wang, Huiming Chen, X.K. Wu, Zhaoming Qian, "A Novel Hybrid Half Bridge DC-DC Converter with WideZVS-Range and High Efficiency," IEEE PESC Conference Proceedings, 2004, pp.511-515，EI 收录
- 王伟，罗光毅，钱照明，一种改进的 VRLA 电池组均衡充电电路，电力电子技术，2003 年第 6 期

致谢

本论文是在钱照明教授的悉心指导和关怀下完成的。在两年半的硕士研究生阶段里，钱教授在学习、科研等各个方面给予我极大的帮助和启发，对本论文的选题、结构做了悉心的指导。导师渊博的学识、严谨的治学态度和兢兢业业的工作作风给我留下了深刻的印象，并且受益终生。谨在此表示最衷心的感谢！

同时，董伯藩教授一丝不苟的工作精神、乐观的生活态度以及对我学习过程中出现问题时的悉心解答都使我受益非浅。周莉英大姐在生活、实验中给予了我莫大的帮助，在此一并表示深深的谢意。

研究生期间，张军明博士、谢小高博士和吴新科博士对我的关心和指导，以及他们牢固扎实的专业知识和对电力电子的深刻领悟都给我留下了非常深刻的印象。此外，在本论文的完成过程中，周振宇、赵卓和梁伟霞做了大量的工作，给了我很大帮助。还有张帆、黄华高、焦德智、潘靖、何颖彦、马瑜、叶欣、蔡拥军、赵晨、丁昂、吴国良、袁珊珊等其他师兄师弟师妹们，让我真切感受到了博蓝这个大集体的温暖，给我留下了众多美好的回忆，令我终生难忘。

另外，感谢杨潮师兄、潘尚智师兄和罗光毅师兄为该课题作的大量研究工作。

感谢我的父母，感谢你们二十几年的养育之恩，儿子铭记在心！

感谢女友对我的支持和理解。

再次谢谢各位老师和同学！谢谢我的朋友们！谢谢我最亲爱的母亲！

王伟

二零零五年二月