

Abstract

Electric-Vehicles have become the research focus of most famous carmakers all over the world because of the problems in air pollution and petroleum crisis. Due to its low costs, the Valve Regulated Lead Acid (VRLA) batteries still remain the key position in applications for Electric-Vehicles. In this dissertation, a battery intelligent management system, which includes battery state detection, equalizing management, temperature management and charge/discharge management has been proposed.

The characteristics of VRLA batteries used to power Electric-Vehicles are discussed firstly. The failure modes, charge algorithms, also with the significant changes in VRLA batteries design are discussed in detail.

This dissertation mainly focuses on the battery management for (VRLA) batteries in the Electric-Vehicle applications. The management system inside the car (battery state detecting system and equalizing charging system) has been discussed in detail of the chapter 3&4. The chapter 5 proposed the charge/discharge management system outside the car.

The battery state detecting system measures the voltage and temperature of the batteries, then it estimations the state of charge (SoC) and state of health (SoH). A novel method used for estimation of SoC is proposed, which is based on AH principle, Peukert equation, temperature correction, SoH and open-circuit-voltage.

Here an equalizing charging system is designed to keep battery equalization during charging and discharging. The controller, switches and an auxiliary charger make up the equalizing system.

The Pulse charging/discharging method is adopted as the main charging algorithm. This charging algorithm is achieved based on a bi-directional full-bridge DC/DC converter. The power rating of the main charger is about 20kW.

Keywords: VRLA batteries, equalized charging, state detection, Pulse charging/discharging

第1章 绪论

20 世纪后期,西方发达资本主义国家遭遇了严重的中东石油危机之后,人们开始意识到过度地开发大自然,以消耗原油和煤炭等自然资源的原始做法已经亟待改进了。无止境燃烧化石燃料获取能量不仅是在掠夺人类子孙的财富,更是严重污染大自然的重要原因。如今,全球汽车保有量已经超过 7 亿辆,年产量突破 5000 万辆,据预测,到 2050 年,全世界的汽车总量将达 30 亿台。而汽车在耗用巨量石油资源的同时,又产生极为严重的废气污染,每年汽车尾气约排放 2 亿吨有害气体,占大气污染总量 60% 以上。于是各国科学家纷纷提出要在能源消耗最大的机动车产品上进行技术革新。而使用绿色环保并且能循环利用的电动系统便进入了各个机动车生产厂商的开发方案中,然而发展电动车必须解决几项主要关键技术,即蓄电池、蓄电池管理以及电机及其控制。

如上所述,蓄电池、蓄电池管理、电机及其控制是限制电动汽车产业化的三个最主要的因素。其中,电机及其控制问题已经得到了较好的解决,电动汽车的瓶颈还是在蓄电池及其配套的管理系统。现阶段国内外的研究主要集中在电动汽车蓄电池及其管理系统方面。

1.1 电动汽车发展及现状

从能源角度看,石油资源逐渐枯竭,科学家预测,地球上的石油资源如果按目前的消耗水平,仅仅可以维持 60~100 年。而电能的来源广泛,人们对电力的使用,已积累了丰富的经验。21 世纪电能必然会成为各种地面运载工具的主要能源,发展 EV 是交通运输工业发展的必然趋势,也是汽车工业发展的总趋势^[1]。

20 世纪 70 年代全球三次石油危机爆发后,各跨国汽车公司争先开始研发各种类型的电动汽车。我国在研发电动汽车专项上也投入了大量的人力、物力和财力,并取得了一系列科研成果^[2]。但是迄今为止,这些科研成果真正能转化为产品,实现批量生产的却不多。国外在电动汽车方面的研究投入很大,也取得了不少研究成果,并将此用于电动车的产品中。不过离实现大规模电动车的生产和制造的阶段还有一定距离。

1.1.1 美国电动车发展现状^[3]

美国是世界上大气污染最严重的国家之一,也是防止和限制大气污染最严厉的国家之一。20 世纪五六十年代,在美国的一些大城市里,相继出现了因为汽车排放对大气环境造成严重污染而引起的光化学烟雾危害事件。

1976 年 7 月,美国国会以立法的形式、政府资助和财政补贴手段加速电动

汽车的发展。法规的强行推行，促进了电动车小批量、商业化生产和实践应用的进程。此后，美国还出台了一系列鼓励电动汽车发展的政策。在这些因素的推动下，美国电动汽车产业化进程有了较快的发展。

1991年，美国通用汽车公司、福特汽车公司和克莱斯勒汽车公司共同协议，成立了“先进电池联合体”(USABC)，共同研究开发新一代电动汽车所需要的高能电池。当年10月USABC与美国能源部签订协议，在1991~1995年4年间投资2.26亿美元来资助电动汽车用高能电池的研究。美国通用汽车公司还在底特律建成EV-1(纯电动汽车)电动轿车总装线，每天生产10辆电动轿车。

美国发展电动汽车主要有以下几项计划：

(1) PNGV 计划(新一代汽车伙伴计划)

“PNGV 计划”的最终目的是研发出一系列新型EV/HEV，保证车辆高性能，减少排放和车辆生命周期费用。

(2) Freedom CAR 计划 (自由车计划)

“Freedom CAR 计划”将集中于风险较高的实用技术研究，利用国内可再生能源制造氢燃料电池，以使用该种电池不损害汽车使用的自由、不损害选择汽车的自由和不增加使用成本为目的。

(3)EV 电池利用研究项目

2002年，美国能源部批准经费1500万美元，用于“工业研究、开发和演示使用电池的电动汽车”的费用共担项目，包括使用效率和动力储存、供电质量等。该项目批准6个月后，美国议会制定了相应的法律。

(4)绿色校车示范项目

能源部建立了一个3亿美元的鼓励学校使用纯电动汽车、燃料电池汽车和超低硫磺柴油机校车的示范项目。

(5)AVP 计划

1994年在美国21世纪交通法授权下，美国交通部成立专门研究管理机构对EV/HEV研究计划进行建议、组织和管理，此机构称做AVP。AVP的设立是对PNGV系统的补充，是政府“EV/HEV研发计划”的延续。

1.1.2 欧洲电动汽车的发展^[3]

法国是个缺油国家，每年依靠进口大量石油来供应国内的需求。汽车尾气排放成为了法国的最大污染源。法国电力供应主要靠核能与水力发电，发电源污染少，电价也便宜。所以法国自然成为了拥护电动汽车研发的绝对支持者。法国政府在政策上给予支持。

法国政府、法国电力公司、标致-雪铁龙汽车公司以及雷诺汽车公司签署协

议，共同承担开发和推广电动汽车，共同合资组建了电动汽车的电池公司。在拉-罗且里（La Rochelle）市进行电动汽车的使用实验，投入了 50 辆小型 4 座电动客车，建立了 9 个普通充电站和 3 个快速充电站。法国政府还计划在巴黎等城市推广使用电动汽车。在法国政府出台了各种优惠政策保障电动汽车的发展以来，法国电动汽车也得到了飞速的发展。

1990 年法国标致-雪铁龙汽车公司所开发的 J-5 和 C-25 电动载货汽车投入生产。1995 年法国能源部、标致-雪铁龙汽车公司开发了标致-106 和 SAXO 型 4 座电动轿车；雷诺汽车公司研制了 Clio 型 4 座电动轿车并投放在罗且里市进行实验。1997 年为止，法国的电动汽车产量达到两千辆。

不仅如此，法国政府非常鼓励使用电动汽车，使法国电动汽车的发展位居世界前列。4 年前，法国政府电力公司与汽车制造商签订了协议，使全国电动汽车保有量达到 10 万辆，在 20 个城市推广使用。目前法国已有十余个城市运行电动汽车且有比较完善的充电站等服务设施，政府机关带头使用电动汽车。

法国政府为了鼓励大众使用电动汽车，采用了“企业购买电动汽车在第一年可以免税”的措施。同时，电动汽车生产厂家每生产 1 辆电动汽车，法国电力公司将提供 1 万法郎的补助，以扩大电力使用范围。法国“PREDIT III-2002/2006 计划”除了对电动汽车的研发进行大力支持外，还对电动汽车的购买者实施财政鼓励措施。

德国政府十分重视环境保护，投入大量资金用于电动汽车的研发。1971 年便成立了城市电动车交通公司（GES），积极组织电动车的研发。1991 年，在拜尔州投入了 300 辆电动汽车进行运行。拜尔州拨款 400 万马克，用于资助电动车的购买者 30% 的车价。另外，汉堡市也采取了资助用户车价的 25%，用来鼓励用户购买电动汽车的措施。

1992 年德国政府拨款 2200 万马克，在吕根岛建立欧洲电动汽车实验基地，组织了四大公司 62 辆各类电动车在吕根半岛城运行实验，对 64 辆电动汽车进行长达 4 年的大规模试验，并且有很多国家和城市也都有电动汽车参加了此次试验。70 年代末，德国戴姆勒-奔驰公司生产了一批 LE306 电动汽车，采用铅酸电池。电池电压 180V，容量 180Ah，电池质量 1000kg，电机最高转速为 6000r/min。有效载荷 1450kg，最高时速为 50km/h，续航里程达到 120km。奔驰公司生产了电动大客车和商用电动汽车，投资 4.7 亿美元研究开发燃料电池，计划 2005 年实现产业化。欧宝公司在 1981 年与 ABB 公司合作开发了电动轿车。

德国政府同 9 个主要汽车公司签订了一份谅解备忘录，期望建立一个清洁能源城市——柏林。这一计划将持续 5 年，参与此计划的包括德国汽油制造经销商 Aral，以及汽车制造厂家宝马、戴姆勒-克莱斯勒、福特等，还有柏林运输

组织、天然气供应商 Linde。

英国是当今世界生产电动汽车较为先进和使用广泛的国家之一，电动汽车的使用历史已有 50 年之久，上个世纪 80 年代中期英国就有 12 万辆电动汽车在运行，目前全国已有 40 万辆电动汽车。英国政府投资两千多万英镑支持电动汽车的开发，并且实行了多项优惠政策给使用者，比如免受牌照税、养路费。而且在夜间充电只收取二分之一的电费。英国国际汽车设计公司从 1979 年开始研制电动汽车，1991 年克罗德利蓄电池公司投资建立电动汽车生产集团，研制的电动汽车行程达到 130km。

瑞士要求国内旅游区内一律使用电动汽车，防止环境污染。因此瑞士也是欧洲电动汽车使用效益最高的国家之一。

瑞典的 VOLVO 汽车工业公司、意大利的菲亚特公司等都不惜投入巨额资金，研究开发新一代电动汽车。

意大利在上世纪 80 年代末期建立了电动汽车车队，投入 52 辆电动汽车实验，使用铅酸蓄电池。1990 年菲亚特公司生产的电动车续航里程为 100km，速度达到 70km/h，采用铅酸电池。

丹麦、奥地利、捷克、匈牙利等国家也都纷纷加入了开发电动汽车的行列。各个汽车公司都看准了国际未来的电动车市场，力争早日实现产业化，在国际市场上分一杯羹。

冰岛的生态城市运输系统(ECTS)和欧洲七国九城市的欧洲清洁城市运输(CUTE)系统会在这 10 个城市中都投入燃料电池公共汽车运营，并且设立加氢站，系统为了收集有关电动车的使用和维修特点，以及在不同环境气候下电动车的特性。评价各种制氢方法也是该系统的目的之一。

1.1.3 日本电动汽车的发展^[3]

日本是世界范围内实施电动汽车产业化最早的国家之一。日本国土不大，石油资源匮乏，几乎全部依赖进口

日本工业相当发达，人口密集，城市污染也是国家考虑的重大问题之一。日本政府特别重视电动汽车的研发工作。1967 年，日本成立了日本电动汽车协会，以此促进电动汽车的发展。日本大阪市由市政府、大发汽车公司、蓄电池公司和电力公司共同组成促进电动汽车发展的地方性组织，采用优惠的租赁方法鼓励用户购买电动汽车，并在大阪市内建立 10 个快速充电站，为用户提供全方位的服务，促进电动汽车的推广。

1998 年日本东京电力公司联合日本电池公司，共同开发了“ZA”电动汽车，在当时属于世界最高水平。20 世纪 90 年代，丰田汽车公司多次展览豪华型的电动轿车，日本各大电力公司不仅在资金上参与电动汽车的研发，而且还在公务汽车的选用上优先选择电动汽车。

1996年,丰田汽车公司研制出燃料电池汽车的生产样车,并在1997年开始批量生产混合动力汽车,成为了环保技术领域和世界电动汽车产业化的领头羊。该公司在第16届国际电动车展览会上展示的最新混合动力汽车“Prius”是世界最早批量生产的混合动力汽车,至今已经销售了6万辆。

日本发展电动汽车主要有低公害汽车开发普及行动计划以及专项研究计划。其中专项研究计划主要涉猎的内容有:燃料电池汽车等用锂电池技术开发、氢能利用技术开发、质子膜燃料电池系统的验证研究、质子膜燃料电池系统的普及基础事业、质子膜燃料电池系统的技术开发和氢气安全利用等基础技术开发费补助金等。

1.1.4 我国的电动汽车发展

我国从2003年起, EV 重大科技专项已由总体规划、全面启动阶段,转入关键技术攻关和产业化前期准备阶段。EV 专项已组织起包括企业、大学、科研机构在内的100多个研发团队,开展了EV关键技术的研究开发,取得了整车功能样车、燃料电池发动机系统等一大批阶段性成果,申请了155项专利。如同济大学自主研发的“超越二号”燃料电池轿车在世界电动汽车竞技中获得好成绩。中国科学院电工所开发的高效、高集成度的数字化车用永磁电机驱动系统和大功率数字化交流异步电机驱动系统完成了整车型式认证实验,已应用于“科技奥运北京电动公交车示范项目”上,天津清源电动汽车动力总成和电动汽车整车产业化示范基地预计今年年底建成,届时将成为世界上最大的电动汽车生产基地。

1.2 电动汽车蓄电池管理系统

电池管理系统在电池的运用场合起着至关重要的作用,电池管理系统能全面测量电池参数,并根据当前电池状态完成相应的控制动作。它既要保证电池的安全运行,又要保障延长电池的寿命。一套好的管理系统可以给电池的运行带来强有力的保障,而性能不完善的管理系统不仅会影响电池的寿命,甚至可能引发安全事故。

电池管理系统测量电池的电压、充放电电流和温度,根据电压状态控制电池的充放电,根据电流大小提供充放电保护,根据温度状态推断电池当前的状态。电池管理系统的控制部分主要是根据采集的电压状态而选择充电方式(如恒压、限流、间歇浮充等),并且产生异常状态(如过压、过流、欠压等)时对电池进行保护,防止电池损坏和确保使用安全。而通讯接口则是管理系统内部各个模块进行传输信息的通道,并且也为其他智能系统访问智能电池提供了必要保证。

不仅如此,管理系统还需要实时根据电动汽车电池的使用状况做出反应或

者通过人机接口提示驾驶员处理紧急状况。电动车用蓄电池常常是由很多单节电池串联起来的，对其充电和放电的时候难免会因为单体电池的出厂特性不完全相同而出现单节电池过充电或者欠充电状态，长此以往，此节电池便会损坏，是的电池组无法正常使用。所以电池管理系统也需要提供电池均衡的功能。通过电动汽车电池管理系统检测到电池单体和电池组的荷电状态，使多能源管理系统能在保障电池安全和使用寿命的前提下，充分发挥电池的性能，加强电动汽车的动力性和续驶里程。

基于以上对电池管理系统的介绍与描述，一套完整的电池管理系统应该包括^{[4] [5]}：

- 1) 电池保护系统；
- 2) 主充电系统；
- 3) 充放电均衡管理系统；
- 4) 电池状态检测系统；
- 5) 温度管理系统；
- 6) 通信系统。

主充电系统的功能就是用能延长电池寿命的充电方法对电池进行充电，目前正负脉冲充电技术被普遍认为能增加 VRLA 电池的充放电次数，延长电池的使用寿命。单体电池的过充电、过放电、长期欠充电、过温对电池的寿命有很大的影响，故应有一套均衡管理系统和温度管理系统来保证在充放电过程中所有单体电池不过充电、不过放电、不欠充电和不过温。电池的状态检测系统包括对单体电池电压、内阻等信息的采集以及根据这些参数来判断电池的状态。

结合现有的一些管理系统和电动汽车的特殊要求，一套适合电动汽车的管理系统的结构方框图如图 1-1 所示。该系统包括车载和车外管理系统两部分，车载蓄电池管理系统应具备以下功能^[5]：

- 1) 数据采集、记录以及电池电压均衡。
- 2) 数据处理以防止电池失效和不良使用；预测荷电状态 SOC；
- 3) 和车外管理系统通讯。

车外的管理系统则包括主充电系统、人机接口、监控模块等。

实际应用中，电动大巴蓄电池智能管理系统的构成远不如上述的系统那么完善，依然存在这样或那样的缺陷。在国内，已有纯电动公交车在试运行，但其管理系统功能还需完善：大多数主充电系统依然采用恒压限流的方式对电池进行充电，且缺乏电池的均衡管理和有效的状态检测。管理系统的落后导致电池的寿命普遍较短，有的电池的寿命甚至不到 2 个月^[6]。

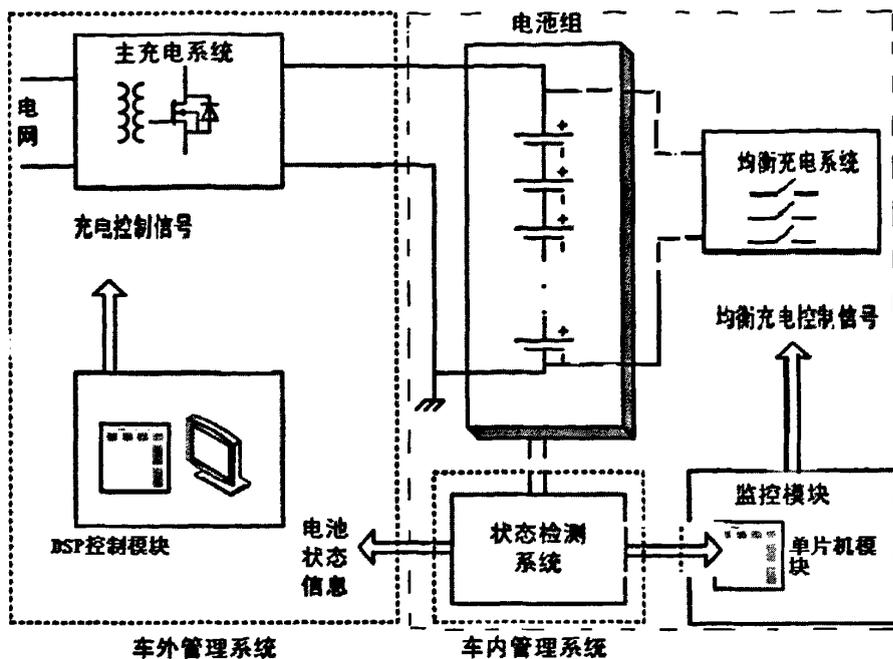


图 1-1 电动汽车管理系统组成

1.3 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》、罗光毅硕士论文《蓄电池管理系统》、王伟硕士论文《铅酸蓄电池管理系统实验的软硬件研究》、丁昂硕士论文《阀控式免维护铅酸蓄电池脉冲充电及其智能管理》以及欧阳茜硕士论文《电动大巴蓄电池智能管理系统》的基础上完成的。这几篇论文对车用蓄电池管理系统进行了大量的前期研究工作，包括阀控免维护铅酸蓄电池的化学特性分析、模型建立。影响蓄电池使用寿命的关键因素分析以及提高蓄电池寿命充电方式研究等。本文主要在欧阳茜硕士论文提出的整体框架上进行系统的完善优化和搭建工作。重点研究了车内的电池智能管理部分，并搭建了车内管理系统。同时研究了车用 VRLA 蓄电池的化学特性并结合其特性使用相应的充放电策略，延长蓄电池寿命。

本文第一章介绍了目前世界范围内电动汽车的发展状况以及电动汽车蓄电池管理系统的概况。第二章主要介绍了电动汽车用 VRLA 电池的特性、失效模式和充电方法。第三章和第四章分别介绍了车内管理系统的状态检测系统和均衡充电管理系统。第五章介绍了主充电系统的构成。最后对本论文的研究工作进行了总结和展望。

参考文献

- [1] 薛继超, 张伯俊, 刘金翠. 电动汽车现状及未来. 天津工程师范学院学报, 2007, 17
- [2] 杨孝纶. 电动汽车技术发展趋势及前景(上). 汽车科技, 2007
- [3] 王宇宁, 姚磊, 王艳丽. 国外电动汽车的发展战略. 汽车工业研究, 2005: 35~37
- [4] Tsenter B. Battery management for hybrid electric vehicle and telecommunication applications. Battery conference on applications and advances, 2002:233~237
- [5] Suzuk K., N K. Valve-regulated lead/acid batteries for electric vehicles: present and future. Journal of Power Sources. 1996, 59 :171~175
- [6] 欧阳茜. 电大巴蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2007

第2章 电动汽车蓄电池

2.1 车用蓄电池特性分析

2.1.1 电动车蓄电池基本性能指标

电动汽车用蓄电池的主要性能指标有:容量、能量密度、功率、自放电率、循环使用寿命等^[1]。

(1)容量。蓄电池在一定的放电条件下所能放出的电量容量称为电池的容量,用符号 C 表示。常用的单位为安培小时,它等于放电电流与放电时间的乘积,单位为 Ah ,这种方式定义的电池容量小于电池的标称容量。因为组成电池时,除活性物质外还包括非反映成分,如外壳、导电零件等,同时还与活性物质被有效利用的程度有关。

在实际应用中我们一般采用荷电状态 SoC (state of charge)来描述需电池的剩余容量。 SoC 定义为剩余容量与总容量的百分比。

(2)蓄电池的能量密度。定义为动力电池组单位质量或单位体积的蓄电池所能输出的能量。通常质量能量密度定义为蓄电池的比能量 (Wh/Kg),体积能量密度定义为蓄电池的能量密度 (Wh/L)。其中比能量显得更为重要,它影响到电动车的整车质量及续驶里程,是评价电动车的蓄电池是否满足预定的续驶里程的重要指标。而体积能量密度只影响到电池的布置空间。

(3)蓄电池的功率密度。功率密度是指单位质量或单位体积的蓄电池所具有的输出能量的速度,它也可分为比功率 (W/Kg)和功率密度 (W/L)。对电动车而言,重点考虑比功率参数。它是评价蓄电池能否满足电动汽车加速和爬坡能力的重要指标。

(4)能量效率。电池作为能量储能器,充电时把电能转变成化学能储存起来,放电时把电能释放出来。在这个可逆的电化学转换过程中,有一定的能量损耗。通常用电池的能量效率来表示电池的充放电效率。它表示为放电时输出的能量与充电时输入的能量比。

电池内阻是影响能量效率的主要原因,它使电池能量以热的形式损耗掉。

(5)放电倍率。电池以某种电流强度放电时的数值为电池容量的配数。常用 C 表示。例如,电池容量为 $40Ah$,当充放电电流强度为 $1C$ 时,是指放电电流为 $40A$ 。

(6)蓄电池的自放电率。电池在存放时间内,在没有负荷的条件下自身放电,使得电池的能量损失的速度。一般时间是以月为单位,如放电率 ($\%/月$)。

(7)蓄电池的循环使用寿命。通常定义为蓄电池失效前所允许的深放电次数。所谓深放电一般是指蓄电池完全放电到截止电压。它是影响电动车总的续驶里程

的重要指标。

电池的使用寿命与充放电深度及温度等条件有关，减小充放电深度，可以延长电池的寿命。

表 2-1 美国现代电池联合会 (USABC) 提出的目标^[2]

项目	中期目标	长期目标
比能量, Wh/kg	80 (100)	200
能量密度, Wh/L	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, 次 (DOG 80%)	600	1000
能量及功率下降率 (%)	20	20
最终价格, 美元/KWh	<150	<100
工作环境, °C	-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

目前, 有许多种材料、储能原理不同的蓄电池可以用到电动汽车的动力系统中。但是不同的应用场合对蓄电池的要求也不尽相同, 在电动汽车应用领域, 蓄电池应当满足以下要求:

- 1) 安全可靠 (不泄露, 不爆炸);
- 2) 高比能量 (满电后单次最远行程);
- 3) 高比功率 (大电流放电, 加速爬坡能力);
- 4) 循环寿命长, 容量衰减小 (低成本);
- 5) 单体电池电压高 (减少串联数量, 防止电池一致性差引起的电池组故障)
- 6) 充放电效率高;
- 7) 体积小, 重量轻;
- 8) 与环境友好 (造成污染的程度)。

与普通的燃油汽车相比, 电动汽车的单次行驶里程明显较短, 电动汽车充满

电的行驶里程一般为 200-300km，而普通燃油汽车加满油后的行驶里程可达 1000km 左右。其原因是汽油的比能量达到了 12000 Wh/kg，而目前蓄电池的比能量只能做到 150 Wh/kg 左右)；比功率则关系到汽车的加速和爬坡性能，比功率越大说明汽车产生扭矩的能力越强，载重与爬坡性能越强；与环境友好，指的是电池在生产、使用、回收的过程中不会对环境造成大的污染；开发电动汽车的一个主要目的就是限制汽车尾气的排放，如果电池本身的污染就很严重，就无异于“拆东墙补西墙”，得不偿失^[3]。美国高新电池开发联合体 USABC(The united states advanced battery consortium) 为电动车用蓄电池制定了一个开发目标，如表 2-1 所示。

2.1.2 几种常用车用蓄电池性能比较

电动车作为未来人类交通工具的重要组成部分已形成共识，美国《时代周刊》把燃料电，电动车列为 21 世纪影响人类生活的十大关键技术之首。在燃料电池电动车市场化前的 10-20 年内，纯电动车和混合电动车将率先实现产业化，应用前景广阔。电动车电池存在巨大的国内外市场，据预计，2010 年全球二次电池市场将增加到约 300 亿美元，其中电动车电池市场将达到 50 亿美元。

表 2-2 示出目前常见的、适用于电动汽车的电池种类及其参数。由这些数据可以看出，虽然车用电池的市场前景被如此看好，但是就目前而言，车用电池的发展还是有相当的局限性，比能量小，质量大，价格高等一系列问题还摆在各个厂商的面前。

表 2-2 适用于电动汽车的电池种类及其参数^[4-5]

电池类型	比能量 Wh/kg	能量密度 Wh/L	比功率 W/kg	循环寿命 (次)	价格 \$/kWh
铅酸	35	90	150	500	100
镍镉	50	80	200	1000	500
镍氢	65	135	150	1000	400
钠硫	100	100	150	600	400
钠氯化镍	100	130	160	1000	500
锂电池	110-160	170	300	1200	800
锌空气	190-260	270	90	—	150

表 2-3 示出这几种电池的主要性能比较。由表 2-2、表 2-3 可以看出,现阶段,市面所售的电池和 USABC 提出的目标还有相当的差距,只有个别种类电池,如锂电池性能上已经接近 USABC 提出的中期目标,但是锂电池价格高的问题一直让它没有占据大部分车用电池的市场份额。这几种常见车用蓄电池依然存在各种缺陷。镍镉电池含有剧毒物质镉;铅酸电池生产过程中也有造成铅污染的可能性;钠硫电池的制造过程较复杂,由于制造过程中需用到液态钠,故需在惰性气体进行,此外,钠硫电池还存在可靠性差,对过充过放和环境温度很敏感等缺陷;钠氯化镍电池原理和钠硫电池相近,但是其在安全可靠,耐过充过放、环境温度方面已经有很大的提高,是近期研究比较多的一种电池。但不管是钠硫电池也好,钠氯化镍电池也好,其电池内部工作温度很高,一般为 270℃—350℃,采用这两种电池供电的汽车在停车时的热损失较大,且在启动时需要长时间加热。一般认为该电池较适用于经常运转的车队车辆,不太适合于私人小轿车。锌空气电池是一种一次电池,其比能量极高,生产使用过程中不会对生态环境产生明显影响,但电解液碳酸化、失水和吸湿、机械充电方式等都是比较复杂的技术问题,并且在使用过程中需要频繁更换燃料,更换下来的燃料又需要再生,目前离商业化还有一定距离^[3]。

表 2-3 电动汽车电池的主要性能比较^[4-5]

电池类型	安全性	稳定性	能量密度	循环寿命	使用成本	环保性
铅酸	好	一般	较差	较差	好	较差
镍镉	好	好	一般	较好	一般	较差
镍氢	较好	较好	较好	较好	一般	较好
钠硫	一般	较差	较好	一般	一般	较好
钠氯化镍	较好	较好	较好	较好	一般	较好
锂电池	较差	一般	好	好	较差	较好
锌空气	好	较差	好	---	好	较好

正是由于这些车用电池要么在性能上存在一定的缺陷,要么在技术上还不够成熟,所以没有一项公认的适用于任何场合的车用电池标准。目前运用在电动车上的电池还是以铅酸、镍氢、锂电池为主,其中铅酸电池占据较大的市场份额也

是由于其价格优势最容易让它被市场所接受的原因。铅酸电池在比能量和比功率上较之其他电池有较大的差距,但是它技术成熟,可靠性高也是市场容易接受它的另一原因。镍氢电池、锂电池在性能上要优于铅酸电池,但这两种电池成本过高,采用这两种电池装配的汽车在售价上要远远高于同等的燃油汽车,这是这两种电池推广的最大阻碍。不过随着产量的增加,其成本也有持续降低的趋势,其竞争力无疑也会增强。

电动汽车动力电池除了这几种蓄电池之外,还有一种特殊的电池,就是上文所提及的绿色动力--燃料电池。与普通的蓄电池不同,燃料电池是通过燃料(如 H₂)的电化学氧化和氧化剂(如 O₂)的电化学还原直接产生电流,不但转换效率高,而且不会对环境造成污染。燃料电池可分很多种,其中质子交换膜电池(Proton Exchange Membrane Full Cell, 简称 PEMFC)具有工作温度低、启动迅速、功率密度高等特点,被认为是电动汽车的理想电源^[6]。目前,PEMFC 电动车是一种唯一能与燃油汽车相媲美的电动车,从环境效应和长远利益考虑,燃料电池车是未来电动车的主要发展方向之一。但目前燃料电池技术尚未成熟,产品还没有一个可以被市场接受的价值等式,虽然成本有所下降,但其价格昂贵仍是一个天文数字(目前 1 辆进口燃料电池大巴的价格仍高达数百万美元),且安全供给氢气仍是一个技术难题,此外诸如催化剂资源、复杂的基础设施建设以及长期运行的可靠性等瓶颈问题仍在困扰着燃料电池电动车的发展。

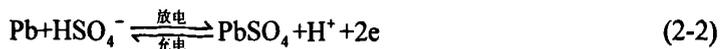
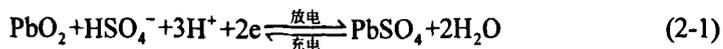
正是由于燃料电池电动汽车的商业化、普及化还有很长一段路要走,蓄电池电动汽车必将在相当长的一段时期内和燃料电池电动汽车共存。

2.2 铅酸电池(VRLA)的特性

铅酸电池由于其在价格和可靠性方面的绝对优势,短时期内尚不会退出历史舞台。本文研究的正是针对阀控式免维护铅酸(Value Regulated Lead Acid, 简称 VRLA)蓄电池的电动车智能管理系统,该课题在现阶段对电动汽车的发展普及具有一定的意义

2.2.1 VRLA 的电化学反应

铅酸蓄电池的工作过程是一个正负极的电化学反应过程。正负极板上的反应可以用化学方程式来表示。公式(2-1)、公式(2-2)分别表示了正负极板上的充放电化学反应过程^[3]。



公式(2-1)表明电池的正极板上放电时，二氧化铅（ PbO_2 ）以极大的速率吸收外电路电子，并以低价的 Pb^{2+} 形式在电极的表面形成硫酸铅（ PbSO_4 ）。自右至左的反应是充电：在外电源的作用下， Pb^{2+} 释放电子，并与电解液作用形成 PbO_2 。

公式(2-2)表明电池的负极板上放电时，铅（ Pb ）以极大的速率融解，在向外电路提供电子的同时， Pb^{2+} 还夺取界面电解液中的 HSO_4^- ，形成 PbSO_4 。自右至左的反应是充电：在外电源的作用下， Pb^{2+} 以极大的速率吸收电子，使 PbSO_4 恢复成活性 Pb 。

图 2-1 表示了电池内部结构在充放电过程中的化学反应情况。

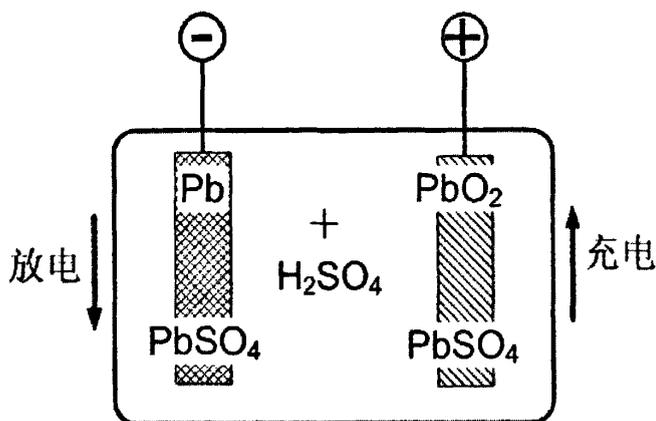
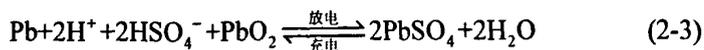


图 2-1 铅酸蓄电池基本化学反应

综合公式(2-1)和公式(2-2)，整个电池的充放电化学反应式如下：



式(2-3)表明了，在充电时，正极由硫酸铅（ PbSO_4 ）转化为二氧化铅（ PbO_2 ）后将电能转化为化学能储存在正极板中；负极由 PbSO_4 转化为海绵状铅（海绵状 Pb ）后将电能转化为化学能储存在负极板中。在放电时，正极由 PbO_2 变成 PbSO_4 ，而将化学能转换成电能向负载供电，负极由海绵状铅变成 PbSO_4 而将化学能转换成电能向负载供电。

2.2.2 VRLA 的失效模式

电动汽车所用的 VRLA 电池组在运行时会经常深度循环并且大电流放电。这是与 UPS 以及备用电源不同之处，在此情况下长期使用的电池组失效几率会

大增。

VRLA 蓄电池失效是指在使用过程中，不到 1 年甚至 2、3 个月的时间内其容量就低于额定值的 80%，一般来说 VRLA 的失效所伴随的特征主要有四种：极板硫化、失水干涸、热失控、漏液现象^[7]。

1) 极板硫化

一般伴有少量渗液或极柱表面结有少量白色硫酸盐晶体。极板腐蚀会导致内阻增大、端电压升高、容量不足、使用性能明显下降。造成 VRLA 蓄电池极板硫化的主要外部原因是过放电或者欠充电，长时间的欠充电状态会导致 VRLA 蓄电池内部有大量的硫酸铅被吸附到 VRLA 蓄电池的阴极表面，在 VRLA 蓄电池的阴极造成“硫酸盐化”。硫酸铅是一种绝缘体，它的形成必然对 VRLA 蓄电池的充放电产生很大的负面影响，而且在阴极上形成的硫酸盐积累会越来越多，VRLA 电池内阻会进一步增大，最终导致 VRLA 蓄电池的失效。

VRLA 电池电解液中的硫酸铅 ($PbSO_4$) 始终处于饱和状态。硫酸铅是难溶物质，在溶液中遵守溶度平衡规则，即 $[Pb^{2+}] \cdot [SO_4^{2-}] = K$ ，其中 K 为常数。电解液中硫酸铅的溶解与沉淀处于平衡状态，一般电池放电开始的硫酸密度远大于深度放电之后的硫酸密度。

如果极板硫化长期得不到解决，将导致 VRLA 蓄电池的极板上形成硫酸铅，堵塞极板的微孔，妨碍电解液的渗透作用，是内板的活性物质不能很好地参加化学反应，导致容量下降，最终在 VRLA 蓄电池的极板上形成不溶解的硫酸铅结晶，如图 2-2 所示使得极板内部的活性物质不断剥落，VRLA 电池失效。

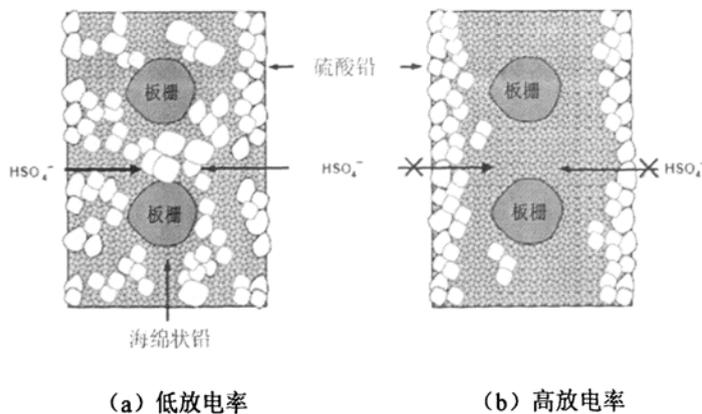
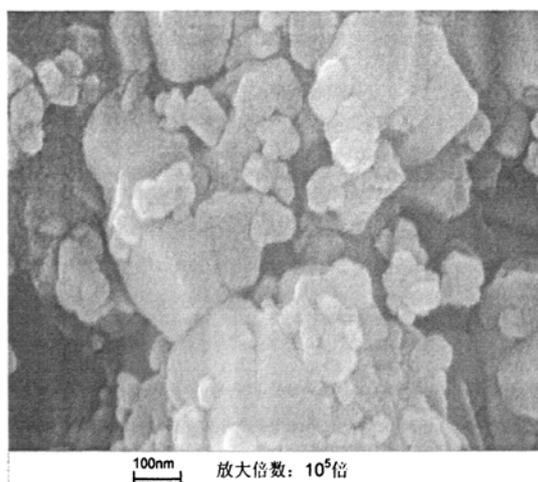


图 2-2 低放电速率和高放电速率时硫酸铅的沉积情况^[8]

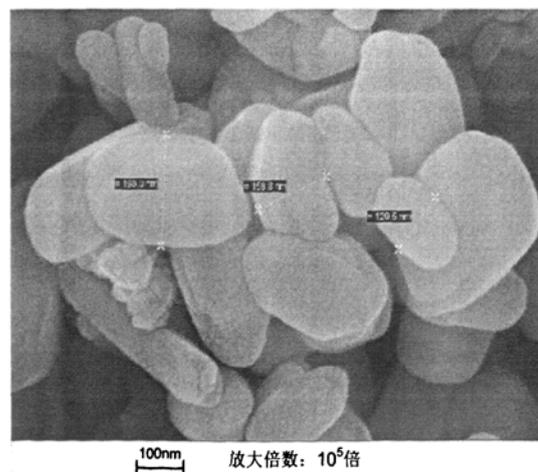
循环使用时电池的主要失效模式是正极板活性物质的脱落。正极板活性物质主要以两种形态存在：斜方晶系 $\alpha-PbO_2$ ，正方晶系 $\beta-PbO_2$ 。 $\alpha-PbO_2$ 结晶较粗，

其尺寸约为 $1\mu\text{m}$ ， $\alpha\text{-PbO}_2$ 的网格结构比较稳定，不容易脱落； $\beta\text{-PbO}_2$ 的结晶较细，其尺寸约为 $0.5\mu\text{m}$ ， $\beta\text{-PbO}_2$ 的网格结构不稳定，很容易破坏。随着电池的循环充放电， $\alpha\text{-PbO}_2$ 逐渐转变为 $\beta\text{-PbO}_2$ ，这样正极活性物质之间的联系就被削弱，活性物质很容易脱落，正极板的容量下降，进而导致电池失效^[3]。

文献[9]对 VRLA 电池在大电流充放电时循环使用时的失效模式进行了实验研究，验证了上述理论分析的正确性。文中的采用 24 节 12V/33Ah 的 VRLA 电池串联组成电池组。电池组的放电电流在 200A—250A 之间，放电时间持续 10s，之后将电池静置 50s，最后用最大为 100A 的电流对电池充电 20s。这样不断循环直到电池失效。



(a) 新电池正极活性物质的结构



(b) 失效电池正极活性物质的结构

图 2-3 新电池和失效电池正极活性物质结构^[9]

电池失效后,文献[9]对新电池和失效电池的正极板活性物质结构进行了分析。图 2-3 为活性物质的电子显微镜下的结构图。可以看出,在新电池中,活性物质主要以 $\alpha\text{-PbO}_2$ 的形式存在,相互之间的联系很紧密;在失效电池中,活性物质呈现椭圆状,晶体的直径较小,晶体结构很疏松,这是 $\beta\text{-PbO}_2$ 的典型形态。正是 $\beta\text{-PbO}_2$ 疏松的结构导致了活性物质的脱落并使电池失效。

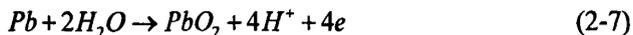
2) VRLA 电池失水干涸

失水是 VRLA 蓄电池特有的贫液结构有关。VRLA 蓄电池的水分损失相当于 VRLA 电池的容量损失,如果水分损失过大过快,则将使 VRLA 电池干涸而提前失效。

在 VRLA 电池中,放电时,二次反应不会发生。充电时以及静止时,还存在以下二次反应:

- 负极板析出氢气;
- 负极板氧气的复合;
- 正极板析出氧气;
- 正极板腐蚀。

用化学反应方程式表示,上述四个二次反应可分别表示为:



虽说正常状态下 VRLA 电池内部氧气的复合率可以达到 98%,但是仍然有 2%的氧气从电池内部析出,这部分氧来源于电解水反应,虽然量小,但是长时间的积累后数量就非常客观了。

VRLA 密封不好也是造成充电过程逸出气体的重要原因,尤其是均衡充电和补充充电时,由于充电电压提高了,析氧量也随之增大。

另外,VRLA 蓄电池正极板栅腐蚀,使得正极板栅的铅转化为二氧化铅,所需要的氧原子来自于电解液中的水,因此也会消耗一部分的水分。

3) VRLA 电池热失控

VRLA 蓄电池的寿命和性能与 VRLA 蓄电池内部产生的热量密切相关。在

浮充方式工作时, VRLA 蓄电池内部的功率消耗等于浮充电压与浮充电流的乘积; 在以恒压方式充电时, 浮充电流随温度的上升而增大, 增大了的浮充电流又会产生更多的热量, 从而是温度进一步上升。如果 VRLA 蓄电池内部热量产生的速率超过了 VRLA 蓄电池在当时条件下的散热能力, VRLA 蓄电池的温度会持续上升, 致使 VRLA 蓄电池的塑料外壳变软, 最后导致外壳鼓胀甚至破裂熔化。

造成 VRLA 电池热失控的外部原因是: 环境温度异常升高, 使充电电流增加, 热平衡被打破; 充电电压异常升高, 使得充电电流增加, 热平衡被打破, 形成热失控。

随电池失水后, 电池内部的电解液含量逐渐减少, 相应热容量降低, 欧姆内阻增大, 由于氧气在负极的复合反应是放热反应, 产生的热量如不能及时向外界释放, 电池温度将上升; 温度升高会进一步加速氧气的复合放热反应, 这将促使电池温度进一步上升, 严重的时候会导致热失控。国内摩托车行业配套使用 VRLA 电池的初期, 经常发现部分电池使用一段时间(4~6 个月)后便变形鼓胀, 无法正常使用。追踪调查表明, 绝大部分是由于摩托车的充电器仍沿用普通富液式电池的设计, 充电电压有的高达 16~18V, 过充电造成电池失水和热失控。

4) VRLA 蓄电池漏液

VRLA 蓄电池漏液与电解液量的关系。VRLA 蓄电池是采用贫液设计的, 为使正极产生的 O_2 通过 VRLA 蓄电池内循环在负极上得到最大程度的复合吸收, 以此完成 VRLA 蓄电池内部气体的再化合, 维护电解液中的水平衡。如果电解液量过多, 会使内部气体再化合通道受阻, VRLA 蓄电池内部气体增多, 压力增加, 容易在 VRLA 蓄电池密封的薄弱部位产生漏液。

运行经验表明, VRLA 蓄电池壳盖之间密封处、极柱端子、安全阀密封处容易发生漏液故障。这是因为目前国内极柱端子的密封普遍采用先将极柱与 VRLA 蓄电池盖上的铅套管焊接在一起, 再灌上一层环氧树脂胶密封。使用 3~5 年后漏液问题就开始显现。通常, 专业人员都称之为“爬酸现象”, 实际上是由于极柱早已被腐蚀, 硫酸沿着腐蚀通道在内部气压的作用下, 流到极柱表面并腐蚀极柱形成白色的硫酸盐粉末。

2.2.3 VRLA 电池失效的防止措施^[10-11]

由于 VRLA 电池的早期失效问题的严重性, 在使用过程中, 需要做到及时检测、及时让智能管理系统根据检测的数据做出参数调整。其中, 对于温度的管理要做到调整快速, 防止高温、低温对电池性能的影响。当温度超过设定的范围时, 应该发出警报, 由特定人员进行查明原因后方可再行使用。在不同季节、不

同环境温度下应对充电器的浮充电压进行补偿。补偿值由厂家给出。切不可过充。对于 VRLA 电池组放电时限为 10h, 为了避免 VRLA 蓄电池的深度放电, 造成 VRLA 电池活性物质不能还原, 建议设定终止放电的门槛值。当然对于纯电动汽车而言, 需要及时检测各个电池的电压, 做到及时充电, 并且均衡充电。

针对正极板栅存在着腐蚀和变形的必然性, 应采取以下技术措施减缓正极板栅的腐蚀和增长, 保证电池的使用寿命。

- 1) 正极板栅的腐蚀可以通过选择合金、晶型、制造方法和改变充电或维持电极的浮充极化来控制。
- 2) 增加正极板栅的厚度, 保证 VRLA 电池板栅的工作年限。
- 3) 采用更耐腐蚀的板栅合金材料, 如低钙高锡 Pb-ca 合金比普通 Pb-ca 合金耐腐蚀性好, 抗蠕变强度也明显增加。
- 4) 在电池设计上采用玻璃棉隔板紧装配或胶体电介质使电极承受压力, 提高板栅的机械支撑力。

针对 VRLA 电池的干涸现象, 应该对正极板栅合金材料的耐蚀性及极板厚度的设计, 都应该慎重考虑。根据以上原因采取措施如下:

- 1) 选择高孔隙率的超细玻璃纤维隔板, 孔隙率在 93% 以上, 为氧的复合提供通道。
- 2) 采取定量灌酸, 使玻璃棉隔板在吸收电解液以外, 仍有 5%~10% 的孔隙率未被电解液充满。
- 3) 高纯度 Pb-ca-sn-Al 无铋板栅合金, 因为 Pb-Ca 合金比 Pb-Sb 合金有较高的析氢过电位, 降低了因板栅腐蚀而析出氢气的可能性。
- 4) 让负极有多余的容量, 即比正极多出 10% 的容量, 防止氢在负极析出, 氢气大量析出是无法再复合的。
- 5) 安全阀: 开阀压力精密可调, 长期使用安全阀开阀压力不变, 安全阀中装有滤酸片, 具有阻燃及防爆功能。

对于热失控, 了解了它的形成原因后, 需要采取的措施有:

- 1) 采取恒压限流的充电方式, 防止电池的过充电。
- 2) 高频开关电源设置的均充电压值和浮充电压值不能高于蓄电池厂家所规定的数值。浮充电压应合理选择, 浮充电压是蓄电池长期使用的充电电压, 是影响电池寿命至关重要的因素。一般情况下, 浮充电压定为 2.23V / 单体(25℃)比较合适。
- 3) 在电池设计和制造中尽量减小电池的内阻, 如正负极间距要小、电池要紧装配等。

2.3 充电方式对 VRLA 电池的影响^[12-21]

对于 VRLA 电池而言,不同的充电控制策略对其寿命的影响也是不尽相同的。根据不同的应用环境、不同的应用场合,充电控制策略的选择也是多种多样的。目前常用的几个充电控制策略有恒压充电方式、恒流充电方式、两阶段充电方式、三阶段充电方式以及脉冲充电方式和根据麦斯理论来设定充电参数的综合充电方式。

2.3.1 恒压充电方式

恒压充电是保持电池的端电压恒定值的一种充电方式。充电器的输出电压恒定,单节 VRLA 电池端电压为 2V,一般将充电电压设为 2.35V~2.5V 之间,具体数值需要查看 VRLA 电池厂家的技术说明书,并且需要根据具体环境和温度等应用条件相搭配,取得一个较为准确的充电电压值。恒压充电的充电电压、电流波形如图 2-4 所示。

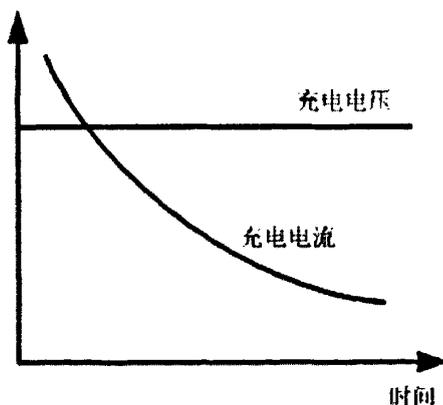


图 2-4 恒压充电方式下的电压电流、波形图

恒压充电方式的明显不足之处在于充电开始的初期,由于电压已经恒定,又因为电池的等效内阻非常的小,所以充电电流会很大。严重时会引起极板弯曲、活性物质脱落以及蓄电池的温度异常升高,从而缩短 VRLA 蓄电池组的寿命。如果将恒压值降低,虽然可以适当减小初始电流的大小,但是蓄电池的充电时间会大大增加,而且可能会出现无法充满的现象,从而造成蓄电池充电不足,同样会缩短蓄电池的寿命。

恒压充电方式的好处在于电池充电电压恒定,充电器的控制较容易实现,成本低。因此,恒压充电一般用在小容量、低电压(VRLA 电池单体)电池的充电场合。

2.3.2 恒流充电方式^[22]

恒流充电与恒压充电方式类似，只不过恒定值为充电电流。而恒流充电又包括单一恒流充电方式和分段恒流充电方式。

单一恒流充电恒流值设定比较低，是为了避免到充电到一定程度后，电流过大使得电池由于过充而损坏。单一恒流充电保持电流恒定不变直到充电结束，充电时间相对较长，导致充电过程中 VRLA 蓄电池内部析气较多，效率低。图 2-5 示为单一恒流充电方式的电流电压波形图。

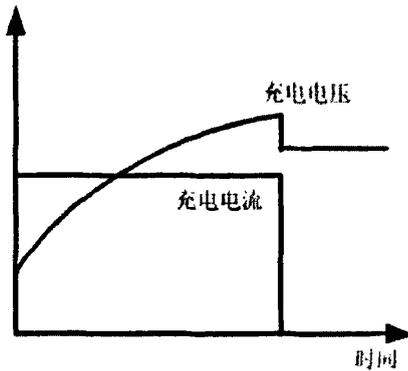


图 2-5 单一恒流充电模式

而分段恒流充电在一个充电周期中的充电电流是分阶段变化的，它根据充电状态进行调整，先以较大的电流充电，并逐渐减小，电流呈阶梯状减小，这样可以避免过充电，不过对控制参数的准确性要求较高。如图 2-6 所示。

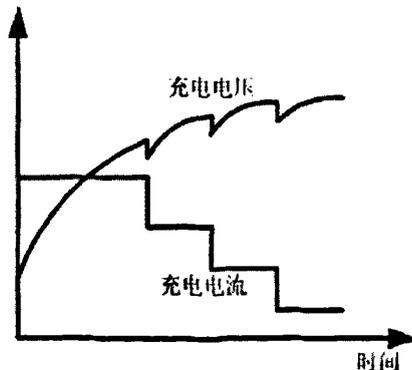


图 2-6 分段恒流充电模式

恒流充电方式一般用在快速充电开始前的涓流充电或者串联电池组的小电

流长时间充电。

2.3.3 两阶段充电方式

两阶段充电方式也是目前市面上相当多的充电器所采取的一种充电策略。为了避免恒压充电初始时大电流对 VRLA 电池组电极的损坏现象,大多数电池厂商采取了这种恒压限流充电方法。限制恒压充电的初始充电电流,等待电池端压上升到设定的恒压值,则进入恒压充电阶段,这样充电电流便会逐渐减小,知道充电过程结束。其电压电流波形如图 2-7。

两阶段充电方式充电过程中,电解液中产生的气泡很少,可以节省电能、抑制蓄电池的温度上升趋势、避免损坏电池极板。

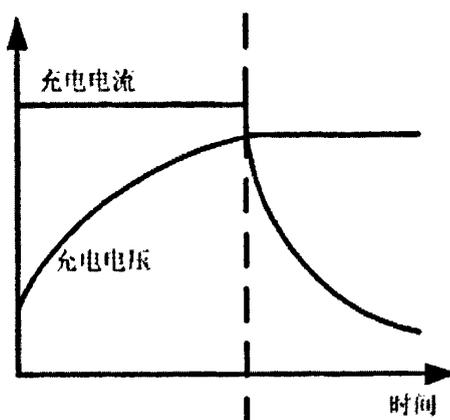


图 2-7 两阶段充电方式

2.3.4 三阶段充电方式

三阶段的充电方式是由二阶段(恒压限流)充电方式发展而来的。在很多场合下,蓄电池并不是总处于工作状态下的。而对于蓄电池组而言,即便是在不使用的状态下,电池也会通过内阻放电,容量也会随着时间逐渐减小。如图 2-8 所示。

所以在蓄电池两端加上恒定电压,便可以补偿这种因为电池自放电而造成的容量损失,这便是浮充阶段。浮充阶段类似恒压充电模式,不过这两者的恒压值是不相同的。它和恒压充电的目的并不相同,它并不以恢复电池容量为目的。浮充更准确地说应该是蓄电池的一种运行方式。它是直流电源系统中,与整流器设备并联,作为支持系统工作的后备电源的蓄电池工作方式。

蓄电池在浮充工作方式下,充放电循环次数少,自放电和深放电的容量又能及时补足,活性物质利用率高,使用寿命长。浮充使用时蓄电池的充电电压必须保持一恒定值,在该电压下,充入的电量应足以补偿蓄电池由于自放电而损失的

能量。同时，应保证在相对较短时间内使放过电的电池充足电，这样就可以使蓄电池长期处于充足电状态，不会由于欠充电造成容量损失。另一方面，该电压的选择应使蓄电池因过充电而造成的损坏达到最低程度。因此，选择恰当的浮充电压对于蓄电池的使用寿命来说是至关重要的。

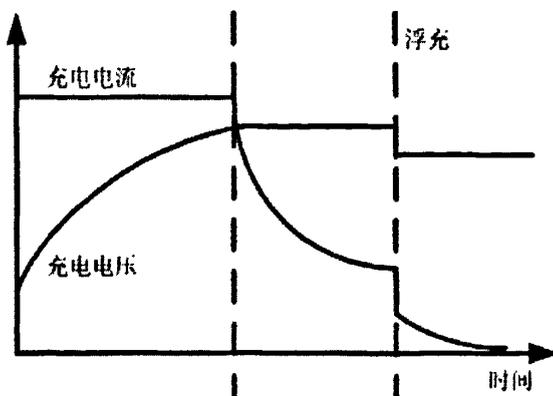


图 2-8 三阶段充电方式电压电流波形图

对于 VRLA 电池的浮充电，当前无论国内还是国外均采用大致相同的办法，浮充电压通常选取 2.23~2.28V。而且，修正浮充电压值对延长 VRLA 蓄电池的寿命十分重要，浮充电压增加 0.1V，VRLA 电池的寿命将减少近半。因此，选取浮充电压一般选取厂家推荐值的下限，且要根据温度进行补偿，补偿方法与均充电压温度补偿一样，以 $-4\text{mV}/^\circ\text{C}$ 作为补偿系数。

为了使得浮充电压更加的精确，多种间歇性浮充方式被提出。这种特殊的浮充方式是待到电池端压降到设定值时进行浮充，到上限值停止，如此循环。便可以防止电池的损坏^[23-24]。

2.3.5 脉冲充电方式

前面介绍的几种充电方式如恒压充电方式、恒流充电方式、两阶段充电方式以及三阶段充电方式普遍存在的问题是充电电流参数难以与具体的 VRLA 电池取得一致。充电电流过大则会加速电池的析气，使得电池失水。电流过小则加长充电时间，可能造成电极硫酸盐化。

脉冲充电方式是一种针对 VRLA 电池比较先进的充电技术。它对铅酸电池内部的电化学过程有较大影响，主要解决了铅酸电池极化问题和硫酸盐沉积问题。脉冲充电方式如图 2-9 所示：

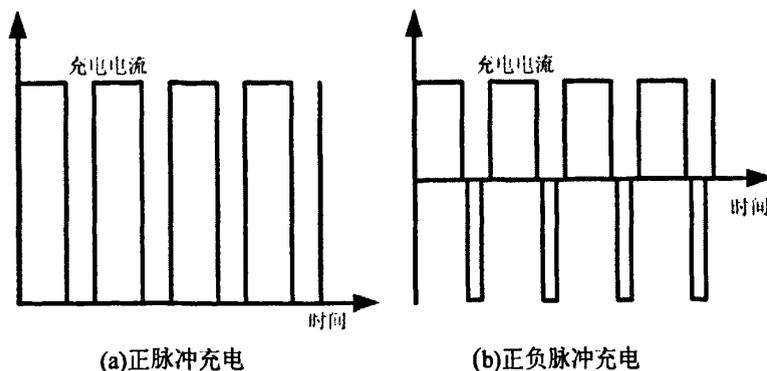


图 2-9 脉冲充电电流波形

1) 去极化^[3]

VRLA 电池的极化分为三种：(1)、电阻极化，主要由极板电阻、电解液电阻引起；(2)、浓差极化，这是由于正负极板表面电解液的浓度变化，使得电极电位偏离平衡电位；(3)、电化学反应极化，由于电极反应过程中的迟缓特性，阻碍了整个电极反应的进行，引起电极电势的变化，称为电化学反应极化。严重的极化会导致电池内部析气严重，充电效率急剧降低。

采取脉冲充电可以较好地抑制极化的产生。电阻极化和电化学反应极化只需要等待充电电流下降到足够小，便可以在微秒内减小或者干脆消除。对于浓差极化，在脉冲的间隔空闲时间区间内，电解液浓度差不变，为离子扩散创造了条件。若在充电过程中加入负脉冲，则可以使得 VRLA 电池在充电过程中的电化学反应朝着与原来相反的方向进行，离子扩散运动方向也相反，这样便有利于消除充电过程中产生的浓度差。

2) 去硫酸盐沉积^[3]

正如上文所述，经历高放电率放电的铅酸电池。由于反应过程主要在极板表面进行，负极板表面会形成一层致密的硫酸铅晶体层。该晶体层阻止了 HSO_4^- 进入极板内部，减小了有效反应面积，负极板的容量急剧减少。且在充电时，若采用普通的恒流充电，该硫酸铅晶体层很难转换为活性铅，电池的可充电性能急剧下降。

如果充电电流是脉冲电流，则情况不同。脉冲电流可以看成是一系列频率交流电流组成。由于集肤效应，当一定频率的交流电流流过某一导体时，电流仅流过导体界面的外表面。集肤深度可以用下式表示：

$$D = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu}} \quad (2-8)$$

其中, ρ 是导体电阻率 (铅为: $2.053 \times 10^{-7} \Omega \cdot m$), μ 是导体的磁导率, 对于非铁磁材料电池极板, 可以认为是自由空间磁导率, f 为频率。

显然, 充电电流频率越高, 则电流越集中在极板表面, 积累在极板表面的硫酸铅能够得到电子, 充电反应能够进行较充分, 且抑制了析氢反应的发生。这样负极表面的硫酸铅晶体层能够全部转换为活性铅。

2.4 本章小结

本章主要讨论了电动汽车蓄电池的性能特性。在本章开始介绍了目前电动车用蓄电池组的性能指标以及材料特点。分析了不同的车用蓄电池在不同场合下的优劣, 并介绍了车用蓄电池的发展方向。

VRLA (免维护阀控铅酸蓄电池) 是铅酸电池发展的一个标志, 也是铅酸蓄电池在各种场合应用广泛的原因。它不仅价格低廉, 而且使用寿命有保障, 维护起来也比较方便。正因为如此, 本文所介绍的电池管理系统就是针对 VRLA 电池所设计的。

本章着重分析了 VRLA 蓄电池的电化学特性、失效机制以及如何避免它的失效。最后, 详细介绍了目前大多电池厂商以及用户所采用的充电方式对 VRLA 蓄电池的寿命影响, 并且分析了各个充电方式的优缺点。

参考文献

- [1] 肖玉萍. 混合动力电动汽车电池管理系统: [学位论文]. 北京: 北方工业大学, 2005
- [2] 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进展. 世界汽车, 1996: 16-17
- [3] 欧阳茜. 电大巴蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2007
- [4] 毕道冶. 电动车电池的开发现状及展望. 电池工业, 2000: 56~63
- [5] 孟良荣, 王金良. 电动车电池现状与发展趋势. 电池工业, 2006, 11:202-205
- [6] 张子鹏, 顾利霞. 质子交换膜燃料电池的开发和运用. 电池工业, 1996: 217-220
- [7] 苏炳文, 杜庆军, 崔利民. VRLA蓄电池早期失效分析及对策. 华北电力技术, 2007: 56-59
- [8] Lam L T, N H, Phyland C G. Failure Mode of Valve-Regulated Lead-Acid Batteries Under High-Rate Partial-State-of-Charge Operation. Journal of power sources, 2002, 133: 126-134
- [9] Yan J H, L W, Zhan Q Y. Failure Mechanism of Valve-Regulated Lead-Acid Batteries Under High-Power Cycling. Journal of power sources, 2004, 133:135-140
- [10] 高建成, 殷玉恒, 刘跃军. 阀控密封铅酸蓄电池(VRLA)的失效模式及采取的有效措施. 应用能源技术, 2007: 45-49
- [11] 苏炳文, 杜庆军, 崔利民. VRLA蓄电池早期失效分析及对策. 华北电力技术, 2007: 56-59
- [12] Hua, C a L, MY. A Study of Charging Control of Lead-Acid Battery for Electric Vehicles. International Symposium on Industrial Electronics, 2000
- [13] Muneret X., Coux M., Lenain P Analysis of The Partial Charge Reactions Within a Standby VRLA Battery Leading to an Understanding of Intermittent Charging Techniques. Telecommunications Energy Conference, 2000
- [14] Rossinot E, Lefrou C, Dalard F. Batteries in Standby Applications: Comparison of Alternate Mode Versus Floating. Power Sources, 2001, 101:27-34
- [15] Petkova G a, P D. Influence of Charge Mode on the Capacity and Cycle Life of Lead-Acid Battery Negative Plates. Power Sources, 2003, 113: 355-362
- [16] 丁宝, 刘群, 张纪梅. 多级恒流充电方式及实现. 仪表技术, 1997: 25-27
- [17] 周明明, 周龙瑞, 王大公. 电动自行车用阀控铅酸蓄电池充电方式的探讨.

蓄电池, 1998: 9-12

- [18] Podrazhansky, Y a P, Phillip W. Method and Apparatus for Charging, Thawing, and Formatting a Battery. US patent, 5307000
- [19] Hasegawa H, Iwao Y., Matsuda K. Pulse Charging Method and a Charger. US patent, 5945811
- [20] Burkett W, B Jackson, Robert V. RAPID CHARGING OF BATTERIES. US patent, 3614583
- [21] Burkett W, Bigbee John H. RAPID CHARGING OF BATTERIES. US patent, 3,597,673
- [22] 丁昂. 阀控式免维护铅酸蓄电池脉冲充电技术及其智能管理: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2006
- [23] Bhatt M, Hurley W G, Wolfle W H. A New Approach to Intermittent Charging of Valve-Regulated Lead-Acid Batteries in Standby Applications. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52:1337-1342
- [24] Waltari P, Suntio T, Tenno A. The Effects of Intermittent Charging on VRLA Battery Life Expectancy in Telecom Applications. Telecommunications Energy Conference, 2002

第3章 车内管理系统--状态检测系统

本文针对 VRLA 蓄电池组所设计的电动车蓄电池管理系统分为两个部分——车内部分和车外部分。车内部分包括状态检测系统和均衡充电模块。状态检测系统负责实时监测车用 VRLA 蓄电池单体的状态，通过采集的电池单体状态量预测电池容量、电池寿命。同时将采集的电池单体状态参量通过人机接口显示给驾驶员，如果某参量越过警戒值，则向驾驶员发出警告，由驾驶员决定是否继续运行车辆。

状态检测系统是 VRLA 电池组管理系统的关键部件之一，唯有检测精准，才不会因为过充、欠充电损坏电池组。本章详细介绍了置于车内的状态检测系统。

3.1 电池单体电压的测量方法介绍

对于串联的蓄电池组，目前常用的几种测量单体电池的方法有共模测量法、差模测量法。而差模测量法又分为开关切换法、V/F 转换无触电采样法以及浮动地技术测量法。本节详细介绍了这几种方法，并且针对本文的应用场合，做了一定的改进，采用了直接测量的方法，实际的采样精度也大大提高了。

3.1.1 共模测量法

共模测量是相对于同一个参考电位的，用了精密电阻等比例衰减各测量点的电位，然后依次相减得到各节蓄电池单体电压。在笔记本电脑的电池管理系统中就常用到此种测量方式。如下图所示便是共模测量法，高精度的 AD 只用采集 A、B 两点的电位，然后相减得到的便是 E1 两端的电池端压。

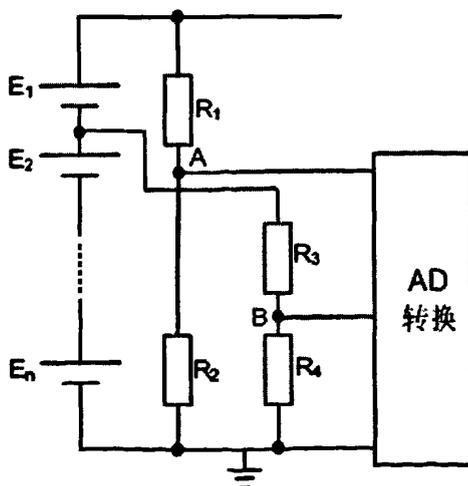


图 3-1 共模测量法^[1]

此方法电路比较简单可靠，但是测量精度却不高。例如，32 节标称电压为 12V 的蓄电池，单节电池测量精度为 0.5% 的测量系统，单节电池测量的绝对误差为 $\pm 60\text{mV}$ ，32 节串联累计的绝对误差可以达到 1.92V，显然，其相对误差可以达到 16%，这个误差在很多情况下是不容允许的。这种方法也只适合串联电池数量较少或者对测量精度要求不高的场合。

3.1.2 继电器切换采样法^[2]

差模测量法是通过电气或者电子元件选通单节电池进行测量，当串联电池数量较多而且对测量精度要求较高时，一般采用差模测量方法。继电器切换采样法也属于差模测量方式的一种。

传统的比较成熟的测量方法是用继电器和大的电解电容做成隔离处理，原理如图 3-2 所示。

其基本的测量原理为：首先将继电器闭合到 1 侧，对电解电容进行充电；测量时把继电器闭合到 2 侧，将电解电容和蓄电池隔离开来，这样只需要测量电解电容上的电压便可以得到相应的蓄电池上的电压，这个方法原理简单，并且造价低廉，不过继电器动作较慢，电解电容充放电太频繁，使用寿命会减少，可靠性不高。

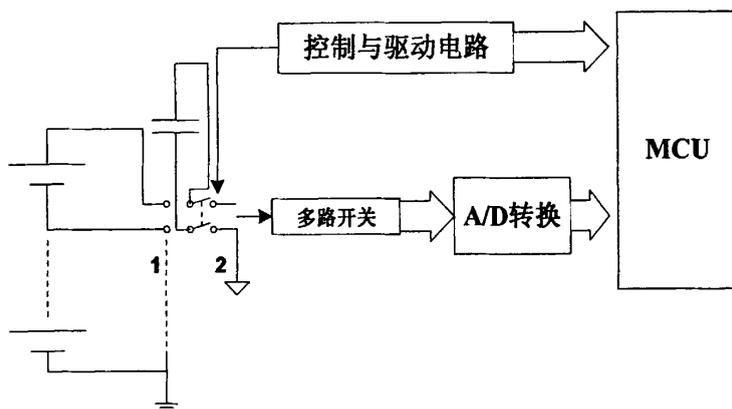


图 3-2 传统继电器切换单体电池电压测量法

3.1.3 开关切换法

这种方法与继电器切换法比较类似。仅用一片 AD 芯片就可以实现对所有的单体电池电压的测量，当需要测量电池组中的某一节电池电压时，只需要通过相应的开关组件接通 AD 转换芯片即可。系统构成如图 3-3 所示。

这种方法的缺点是需要利用很多开关组件，控制较为复杂，可靠性不高；此外，开关一般采用 MOS 构成，其导通压降不可忽略，这也会影响测量精度，

虽然 MOS 的压降可以通过软件进行补偿，但是其补偿精度有待验证。

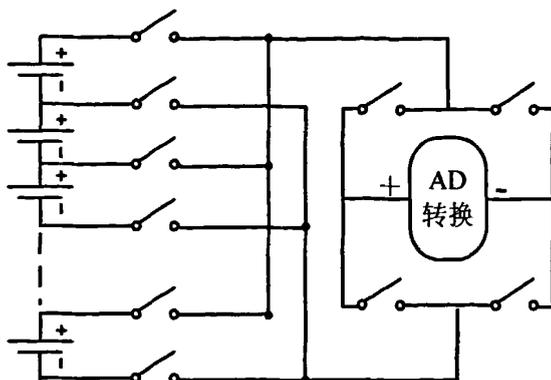


图 3-3 开关切换法

3.1.4 V/F 转换无触点采样法^[3]

V/F 转换法的原理图如图 3-4 所示，其工作原理如下：单节蓄电池采用分别采样，取单节蓄电池的端电压经过分压（降压）后作为 V/F 转换的输入，分压电阻的分散性可以通过 V/F 转换电路调整。V/F 转换信号输出通过光电隔离器件送到模拟开关，处理器通过控制模拟开关采集频率信号。数据采集电路与数据处理电路采用光电隔离和变压器隔离技术，实现两者之间电气上的隔离。

但是采用 V/F 转换作为 A/D 转换器的缺点是响应速度慢、在小信号范围内线性度差、精度低。

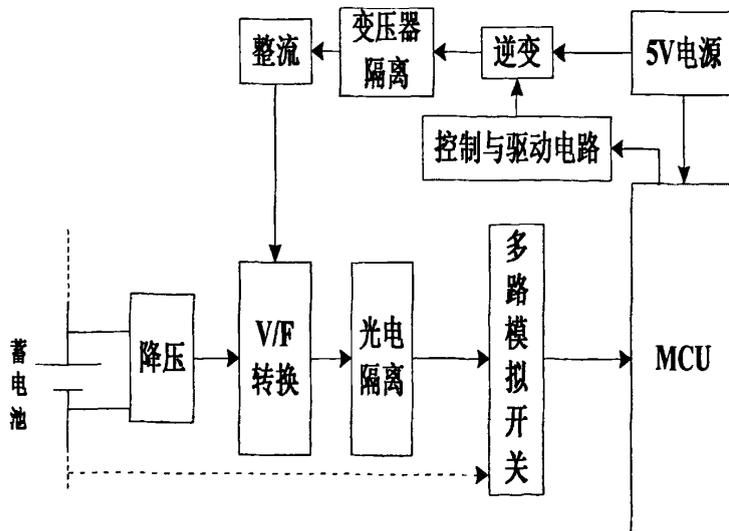


图 3-4 V/F 法原理图

3.1.5 浮动地测量法

由于串联在一起的电池组总电压达几十伏,甚至上百伏,远远高于模拟开关的正常工作电压,因此需要使地电位随测量不同电池电压时自动浮动来保证测量正常进行。测量时窗口比较器自动判断当前地电位是否合适。如果正好,启动 AD 进行测量;如果太高或太低,则通过控制器经 DA 对地电位行浮动控制。其原理图如图 3-5 所示。

每次工作时,先由模拟开关选通,使其被测电池两端的电位信号接入测试电路,此信号一方面进入差分放大器,另一方面进入窗口比较器,在窗口比较器中与固定电位 V_r 相比较。从窗口比较器输出的开关量状态可识别出当前测量地的电位是太高还是太低或者正好(相对于 V_r)。如果正好,则可以启动 A/D 进行测量。如果太高或太低,则通过控制器对地电位进行浮动控制。

该方法虽然可以达到较高的测量精度,但是地电位经常受现场干扰发生变化,不能对地电位进行精确控制,影响整个系统的测量精度。

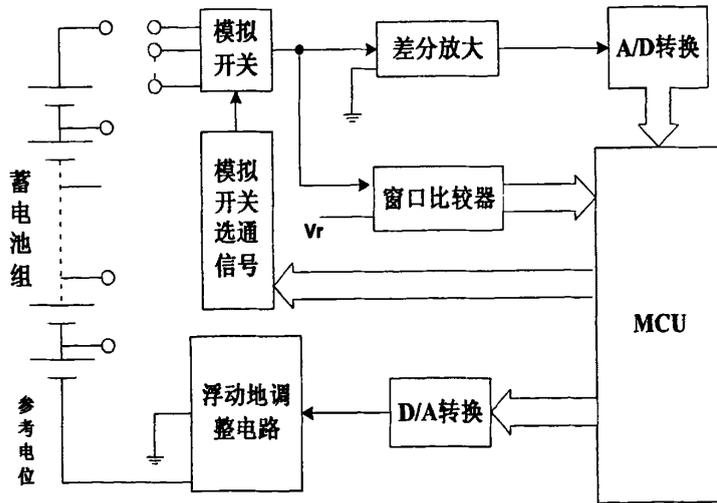


图 3-5 浮动地测量法

3.2 电池端压测量研究设计

本文采用了直接测量法对单节 VRLA 蓄电池进行测量,给每节单体电池都配备一块 AD 转换芯片,通过 A/D 转换将电池的电压模拟信号转换为电压数字信号然后经过光耦隔离,将数字信号送入微处理器(MPU)处理。示意图如图 3-6 所示。这里采用的 AD 转换芯片是 TI 公司生产的 ADC7888,为 8 位的串行转换芯片,带内部电压基准,该转换芯片用法简单,且和同系列的 10 位、12 位 AD 转换芯片管脚完全兼容,给系统升级留下了空间。

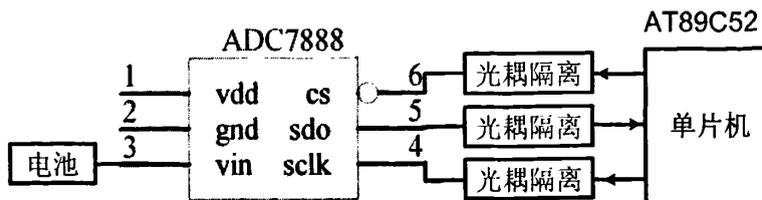


图 3-6 本文所用直接采样示意图^[1]

该芯片通过光耦和单片机进行电气隔离并传送数字信号，单片机向 AD 转换芯片发送控制和时钟信号，AD 转换芯片向单片机传送转换结果。这种方法采样精度高，且控制系统和电池组通过光耦和电池组进行隔离，安全可靠。当然，其缺陷是每节电池都需配备一篇 AD 转换芯片，成本较高。不过，由于这种采样电路的精度较高，允许采用较低精度（如 8 位）的 AD 转换芯片，因此其整体价格依然可以控制在较合理的范围之内。

3.2.1 端压测量设计

本文所研究设计的电池智能管理系统用于电动汽车上，电动车上配备的 VRLA 蓄电池一共有三组，三组并联。每一组有 32 节单体 VRLA 蓄电池，32 节串联。每节 VRLA 单体蓄电池标称 12V，一共 96 节 VRLA 都需要进行测量其端电压。

为 96 节 VRLA 电池进行测量端压，这是个庞大的测量系统，所以本文将采样分为三块，每块采样板负责采集 32 节串联的 VRLA 电池端压。每一节单体电池的测量电路如图 3-7 所示。

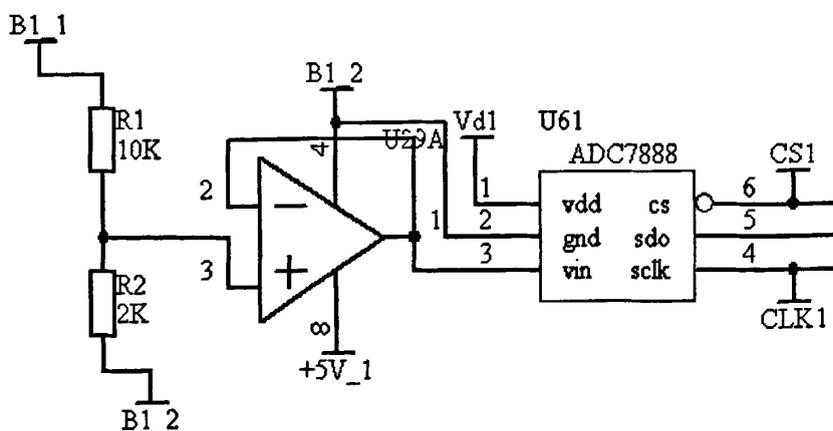


图 3-7 单节电池测量图

在图 3-7 中 U29A 为运放 LM358, 它的供电电压范围宽广, 从 3V 到 30V^[4], 将其输出电压的全部反馈到反相输入端, 就构成了上图中的电压跟随器。电路中引入了电压串联负反馈, 其反馈系数为 1。其输出电压与输入电压相等。

理想运放的开环差模增益为无穷大, 因而电压跟随器具有比射极输出器好得多的跟随特性^[5]。由于 ADC7888 芯片的供电电压为 2.35V-5.25V^[6], 这里我们设定其供电电压为 4.1V, 即 $V_{d1} = 4.1V$ 。为了使得每组 32 节 VRLA 电池的模拟参考电压一致, 即每片 ADC7888 的供电电压一致, 本文采用了稳压管 LM4040 的输出作为 ADC7888 的供电输入。这样, 单节 VRLA 电池输入定要经过分压, 使得其电压小于 ADC7888 的供电电压 4.1V 才能保证测量系统正常工作。所以如图 3-7 所示, 单节电池电压通过分压电阻分压后, 得到标称 12V 的 VRLA 电池电压的六分之一, 然后通过电压跟随器进入到 ADC7888 进行数模转换。

设定运放 LM358 的供电电压为 5V, 同样通过三端稳压管 7805 后接到 LM358 的 V_{cc+} 端。这里需要注意的是, 由于 32 节 VRLA 电池串联后, 电压达到数百伏, 而且每节电池的参考电压电位都不一样, 所以不能统一地将 LM358 的 V_{cc} -端接到一起, 而是应该将其接到相应的每节电池的负端。

3.2.2 A/D 芯片选通信号的产生

在本文研究的检测系统中, 每块采样板需要采集 32 节单节电池的端电压信号, 而我们所采用的控制单元——AT89C52 单片机的 IO 端口有限, 51 系列的单片机中一共只有 4 个并行 I/O 口, 其中 P0 口、P2 口还需要做数据和地址总线, 剩下的 I/O 口资源十分有限。

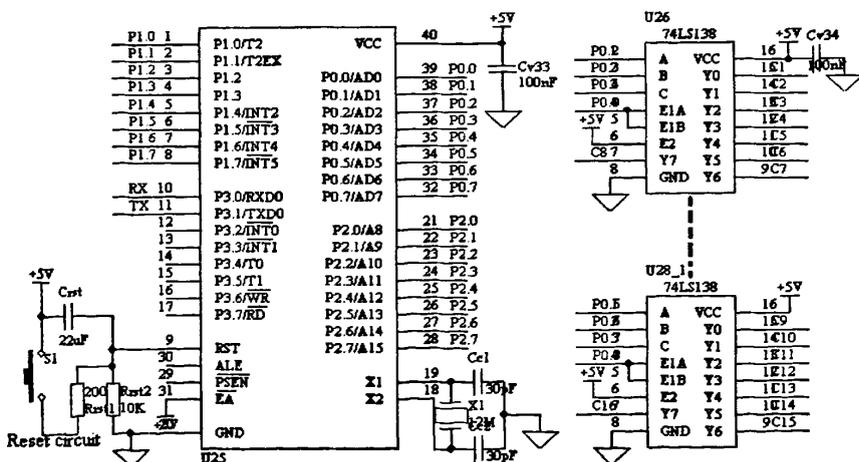


图 3-8 译码扩展原理图

系统需要对 AT89C52 进行 I/O 扩展。这里采用译码法，采用 74LS138 译码器，每片可以选择 8 个地址，所以 4 片译码器即可选择一块采样板上的 32 个 ADC7888 了。采样原理图如图 3-8 所示。

单片机的 P0.2、P0.3、P0.4 用来产生第 1~8 节蓄电池的片选信号；P0.5、P0.6、P0.7 用来产生第 9~16 节蓄电池的片选信号；P1.0、P1.1、P1.2 用来产生第 17~24 节蓄电池的片选信号；P1.3、P1.4、P1.5 用来产生第 25~32 节蓄电池的片选信号。

将 AT89C52 的 P0.0 设为所有 4 片译码器的使能端 G2，G1 端直接连接到 Vcc，只有当 G2 为低时，译码器才工作。表 3-1 为 74LS138 译码器的真值表，从表中可以看出，若选中哪节电池，由译码器所给出的电平信号为低。

表 3-1 74LS138 译码器真值表^[7]

输入					输出							
使能		选择										
G1	G2	C	B	A	Y0	Y1	Y2	Y3	Y4	Y5	Y6	Y7
X	H	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
L	X	X	X	X	H	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H
H	L	L	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H
H	L	L	H	L	H	H	L	H	H	H	H	H
H	L	L	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H
H	L	H	L	L	H	H	H	H	L	H	H	H
H	L	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
H	L	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H
H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

本可以用此信号去作为 ADC7888 的选通信号，但是每节电池的负极并不是接在一起，而且在电池与单片机之间需要进行隔离，所以采用 TLP521_4 来进行光耦隔离。共 32 节电池，所以需要 8 片 TLP521_4，每片中有 4 个光耦单元。其原理图如图 3-9 所示。例如选通了第一节电池，则其对应的译码器端口拉低，C1 为低电平，U1 中的第一个光耦单元原边有电流流通，二极管导通，副边三极管也导通，CS1 信号瞬间被拉到 B1_2，即 CS1 的电平与第一节电池的负端相等，第一片 ADC7888 被选通，开始处于工作状态。

3.2.3 采样时钟信号

每一片 A/D 转换芯片 ADC7888 都需要一个时钟信号，但是每块 ADC7888

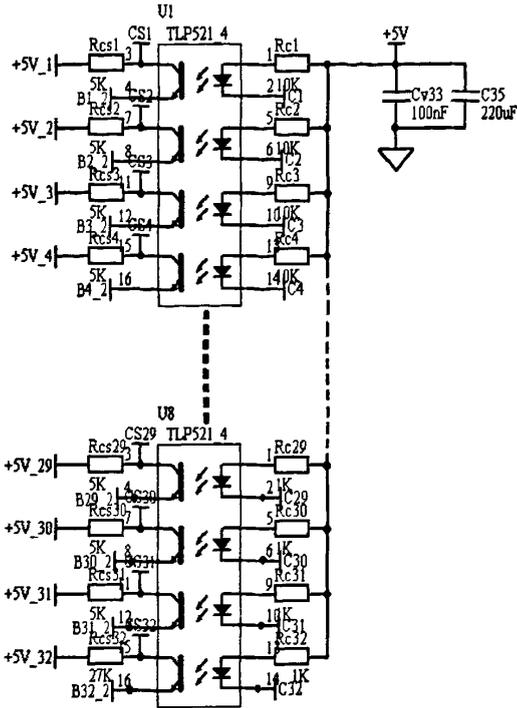


图 3-9 ADC7888 片选信号的产生

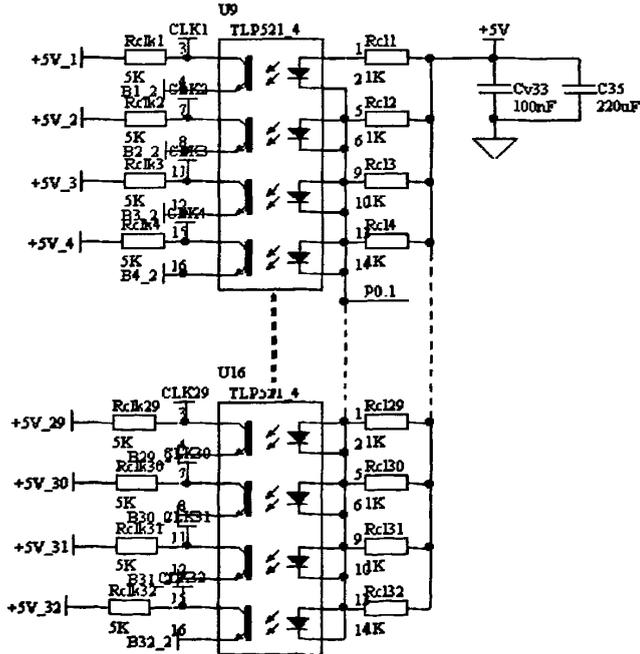


图 3-10 时钟信号的发生

都是不共地的，所以仍然需要 32 路时钟信号。这里，我们将单片机的 P0.1 端

口专门设为 clock 信号的发生端口，在光耦原边统一发送时钟信号，至于采样那一节电池的电压信号，则有选通信号来控制。在光耦的副边，发射极接对应每节电池的负端。其原理如图 3-10 所示。

3.2.4 电压数字信号采集

ADC7888 是 8 位串口 A/D 转换芯片，通过其输出串口 SD 端传给单片机的 I/O 端口。这里一共 32 路信号，为了节省单片机的 I/O 端口，我们将每四个电池数字信号化为一组，使用一个单片机端口进行接受电池电压信号，这样一共 8 组分别使用单片机端口 P2.0~P2.7 进行接受。虽然一组 4 节电池用同一个单片机端口去接受，但是通过软件的设计，我们可以选择任意一块电池的端压数字信号进行接受而不至于产生混乱。单片机接受电池数字信号的示意图如图 3-11 所示。

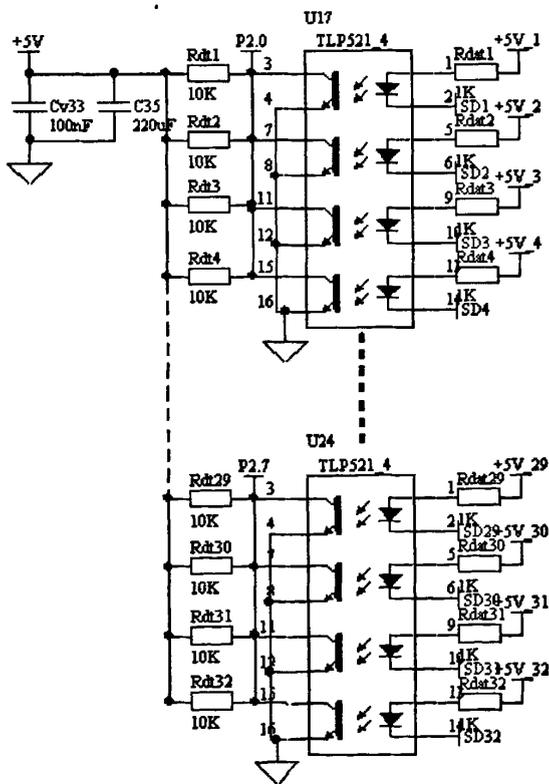


图 3-11 单片机接受电池数字信号原理图充放电电流检测

3.2.5 软件设计

采样部分的软件流程图如图 3-12 所示，采样控制器控制 32 个 A/D 转换芯

片逐一对 32 路信号进行采样，并且存放数据到相应的数据单元。一直循环采样直到串行中断的来临，中断子程序是将所有的采样数据依照上位机的要求传送给上位机的通讯程序，将在下一章的通讯部分详细写出。

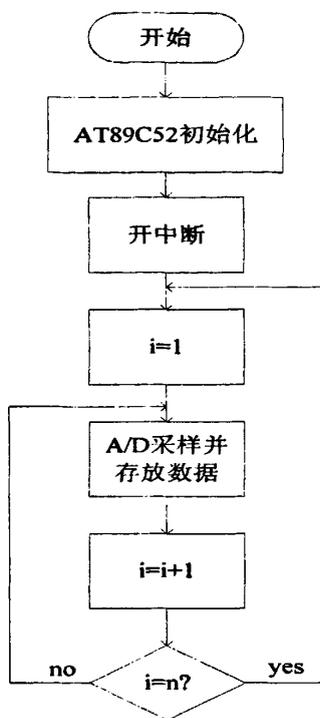


图 3-12 采样流程图

3.3 电池温度检测

温度的测量对于电动车蓄电池管理系统来说无疑是很重要的一个环节，通过单节电池温度的变化，反映了 VRLA 电池的状态，若温度过高，则应该停止电池的充放电工作，来保护电池不受损害。

在本系统中，由于电池数目多，需测量的温度点亦很多，故希望尽可能地简化温度测量系统的线路。系统采用了 DS1820 型温度传感器。

3.3.1 DS1820 介绍^[8-15]

DS1820 是美国 DALLAS 公司推出的数字温度传感器，传感器及相关的数字转换电路都被集成到了一起，外形如同一只三极管，具有微型化、低功耗、高性能、抗干扰性强等优点；它采用独特的单线接口方式，与单片机连接时，仅需一根数据线；由于每片 DS1820 均有唯一的产品号，所以允许在单总线上挂接数十至上百片数字式传感器，这样可以非常方便地构成多路温度测量系统。

DS1820 内部主要包括寄生电源、温度传感器、64 位激光 ROM 单线接口、存放中间数据的高速暂存器（内含便笺式 RAM）、用于存储用户设定的温度上下限值的 TH 和 TL 触发器存储与控制逻辑、8 位循环冗余校验码（CRC）发生器等七部分。其内部框图如图 3-13 所示。

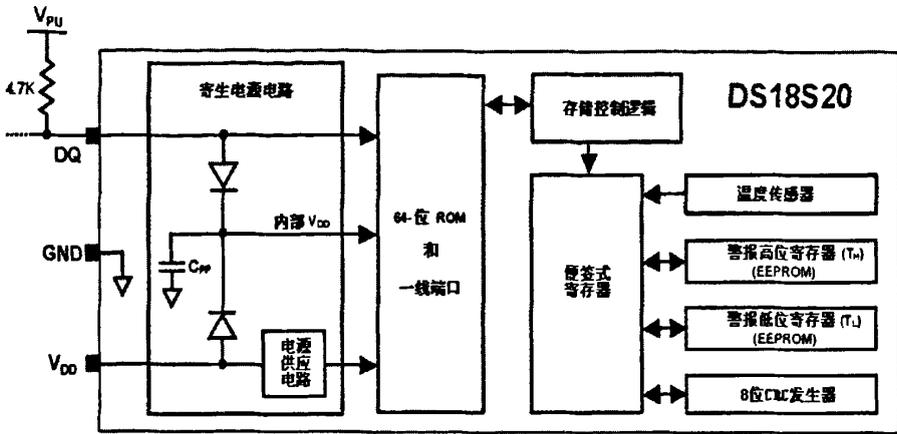
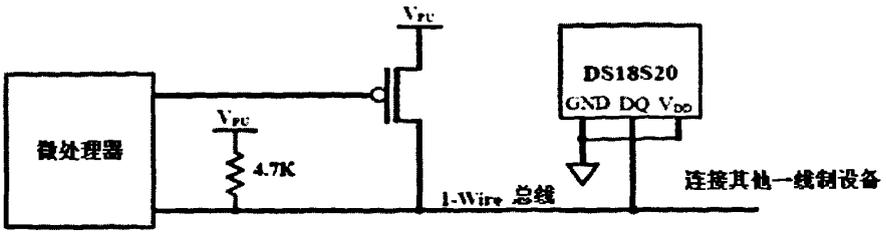


图 3-13 DS1820 内部框图

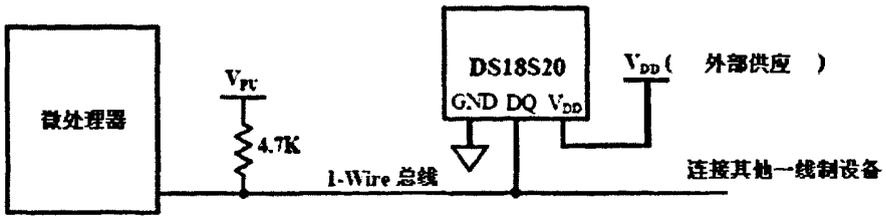
DS18B20 测温原理：低温系数振荡器输出的时钟脉冲信号，通过由高温系数振荡器产生的门开通周期而被计数，通过该值来测量温度。计数器被预置为与-55℃对应的一个基数值，如果计数器在高温系数振荡器输出的门周期结束前计数到零，表示测量的温度高于-55℃，被预置在-55℃的温度寄存器的值就增加一个增量。同时为了补偿温度振荡器的抛物线特性，计数器被斜率累加器所决定的值进行预置，时钟再次使计数器计数直至零；如果门开通时间仍未结束，那么重复此过程，直到高温系数振荡器的门周期结束为止。这时温度寄存器中的值就是被测的温度值。

3.3.2 硬件设计

一般情况下，DS1820 有两种连接方法，一种是采用寄生电源供电方式，将 Vdd 接地，如图 3-14(a)所示，另一种为外接电源供电方式，如图 3-14(b)所示。寄生电源供电利用 DS1820 内部的电容来提供能量，如果一线上挂载了多块 DS1820，则读取温度的子程序需要进行转换精度配置和高低限报警等操作，会复杂一些，所以采用这种方法时，总线上接的 DS1820 不易过多，适合在采用少量 DS1820 的简易装置中使用。而外接电源供电方式，带负载能力强，抗干扰能力较强，所以较为适合在本系统中采用，总线上挂靠 32 片 DS1820，逐一采样。



(a) 寄生电源供电方式



(b) 外接电源供电方式

图 3-14 DS1820 两种连接方式^[15]

在系统中,我们采用单片机 P2 口的 P2.3 作为控制器与温度传感器 DS1820 总线的接口,系统连接图如图 3-15 所示。

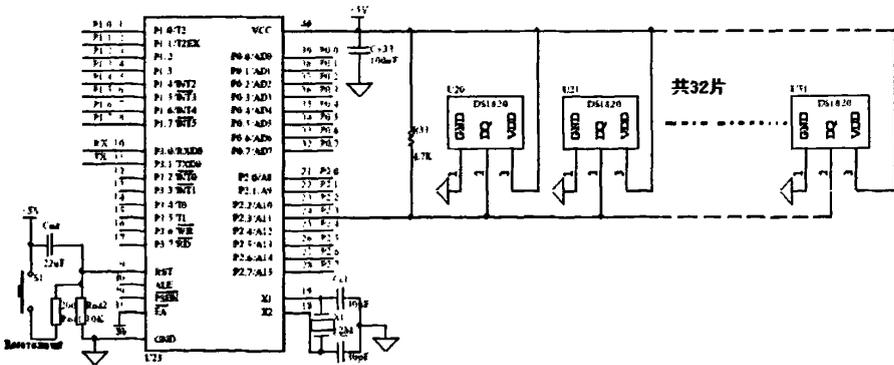


图 3-15 DS1820 硬件设计图

3.3.3 软件实现

所有的串行通讯,读写每一个 bit 位数据都必须严格遵守器件的时序逻辑来编程,同时还必须遵守总线命令序列,对单总线的 DS1820 芯片来说,访问每个器件都要遵守下列命令序列:首先是初始化;其次执行 ROM 命令;最后就是执行功能命令^[16]。

如果出现序列混乱，则单总线器件不会响应主机。当然，搜索 ROM 命令和报警搜索命令，在执行两者中任何一条命令之后，要返回初始化。基于单总线上的所有传输过程都是以初始化开始的，初始化过程由主机发出的复位脉冲和从机响应的应答脉冲组成。应答脉冲使主机知道，总线上有从机设备，且准备就绪。

在主机检测到应答脉冲后，就可以发出 ROM 命令。这些命令与各个从机设备的唯一 64 b ROM 代码相关。

需要注意的是，在系统安装及工作之前应将主机逐个与 DS1820 挂接，以读出其序列号。其工作过程为：主机发出一个脉冲，待低电平大于 480us 后，复位 DS1820，在 DS1820 所发响应脉冲由主机接收后，主机再发读 ROM 命令代码(33H)，然后发一个脉冲($\geq 15\mu s$)，并接着读取 DS1820 序列号的一位。用同样方法读取序列号的 56 位^[13]。图 3-16 所示为温度测量模块的软件流程。

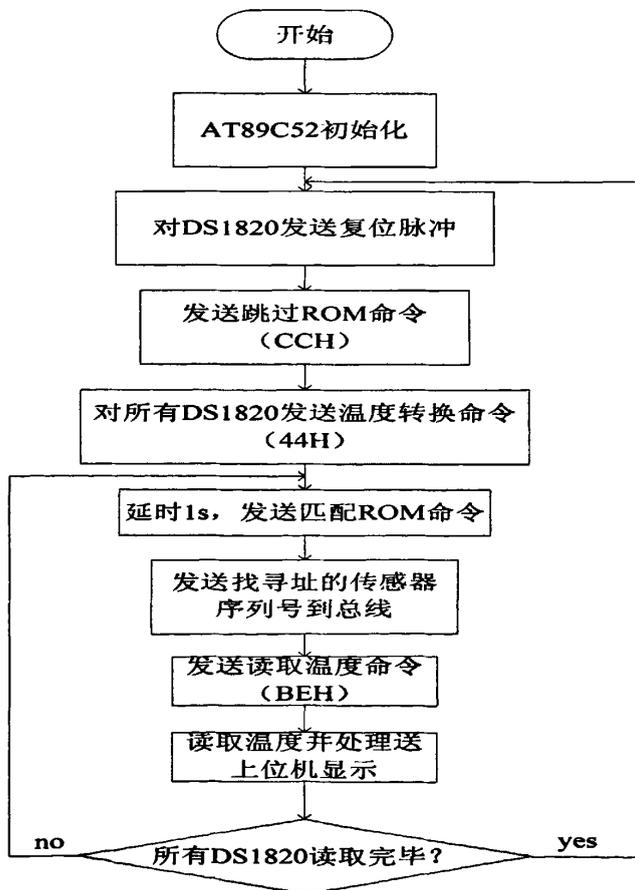


图 3-16 温度测量的软件流程

3.4 充放电电流测量

本系统中，采用采样南京托肯公司生产的 TBC50LA 采集电池的充放电电流，该电流霍尔的额定测量电流为 50A，测量范围为 150A，线圈匝数比为 1:1000，测量电阻范围为 30—70Ω。测量值经过 A/D 转换送入控制器进行数字信号处理。

3.5 SoC 估算

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恢复到充饱的状态，并且不会因过度充电而破坏电池。所以对于剩余电池容量的估算就显得异常重要了^[17]。

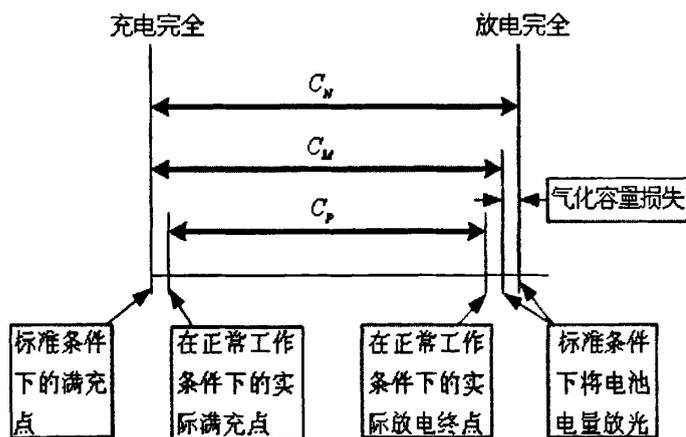


图 3-17 不同电池容量的定义比较^[17]

电池的荷电状态 SoC (State of Charge) 用来反映电池的剩余容量，即电池的供电能力，其数值上定义为电池可用容量，即剩余容量占电池充满电时的容量的比值。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%。SoC 定义如下，其中 C_{remain} 为剩余容量， C_{full} 为充满时电池所含容量^[18]。

$$SoC = \frac{C_{remain}}{C_{full}} \quad (5-1)$$

对于 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 3-17 所示。

3.5.1 SoC 预测方法介绍^[17-30]

SoC 是不能直接得到的，只能通过对电池外特性——电池电压 U 、电池电流 I 、电池内阻 R 、电池温度 θ 等参数的检测来推断 SoC 的大小。目前国内常用的估计电池 SoC 的方法主要有以下几种：

1) 放电实验法

放电实验法是最可靠的 SoC 估计方法，采用恒定电流进行连续放电，放电电流与时间的乘积即为剩余电量。放电实验法在实验室中经常使用，使用于所有电池，但它有 2 个显著缺点：①需要较长时间；②电池进行的工作要被中断。

2) 安时(Ah)计量法^[19-20]

Ah 计量法是最常用的 SoC 估计方法。如果充放电起始状态为 SoC_0 ，那么当前状态的 SoC 为：

$$SoC = SoC_0 - \frac{1}{C_{full}} \int_{t_0}^t i_{dis} d\tau \quad (5-2)$$

Ah 计量法应用中的问题有：电流测量不准，将造成 SoC 计算误差，长期积累，误差越来越大；要考虑电池充放电效率；在高温状态和电流波动剧烈的情况下，误差较大。电流测量可通过使用高性能电流传感器解决，但成本增加；解决电池充放电效率要通过事前大量实验，建立电池充放电效率经验公式。Ah 计量法可用于所有电动汽车，若电流测量准确，有足够的估计起始状态的数据，它是一种简单、可靠的 SoC 估计方法。

3) 开路电压法^[1,17-18]

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。开路电压与剩余容量关系可由下式表示：

$$SoC = \frac{V_{Bo} - b}{a - b} \quad (5-3)$$

其中 V_{Bo} 为电池开路电压, a 为满充时的开路电压, b 为充分放电时的开路电压。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。

电池放电过程中存在浓差极化现象, 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。对于我们要实时得知剩余容量来说, 这个方法是不可行的, 而且也不适合作为充电时电池充满的依据。

4) 内阻法

根据有关资料介绍, 极板和电解液的欧姆电阻占铅酸蓄电池总欧姆内阻的 80% 以上。在蓄电池的老化进程中, 极板的硫酸盐化、活性物质的脱落、电解液的干涸等随时间推移而加剧, 这些变化会导致蓄电池容量的减少, 同时使蓄电池欧姆电阻呈逐渐增加的趋势。由此可见, 蓄电池欧姆内阻可作为表示其容量和完好性的有效指标。在蓄电池的老化过程中, 其内阻的上升明显早于充电时端电压的提高, 直到内阻上升了 60% 以上时, 端电压才有明显的增大, 而端电压的增大正是电解液干涸的表现, 因此, 内阻具有很好的预测性。

电池内阻有交流内阻(impedance, 常称交流阻抗)和直流内阻(resistance)之分, 它们都与 SoC 有密切关系。电池交流阻抗为电池电压与电流之间的传递函数, 是一个复数变量, 表示电池对交流电的反抗能力, 要用交流阻抗仪来测量。电池交流阻抗受温度影响大, 是对电池处于静置后的开路状态, 还是对电池在充放电过程中进行交流阻抗测量, 存在争议, 所以很少用于实车上。

直流内阻的大小受计算时间段影响, 若时间段短于 10ms, 只有欧姆内阻能够检测到; 若时间段较长, 内阻将变得复杂。准确测量电池单体内阻比较困难, 这是直流内阻法的缺点。内阻法适用于放电后期电池 SoC 的估计, 可与 Ah 计量法组合使用。

5) 卡尔曼滤波法

卡尔曼滤波理论的核心思想, 是对动力系统的状态作出最小方差意义上的最优估计, 电池被看成动力系统, SoC 是系统的一个内部状态。电池模型的一般数学形式为:

$$\text{状态方程: } X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k = f(X_k, U_k) + W_k \quad (5-4)$$

$$\text{观测方程: } Y_{k+1} = C_k X_k + V_k = g(X_k, U_k) + V_k \quad (5-5)$$

系统的输入向量 U_k 中, 通常包含电池电流、温度、剩余容量和内阻等变量,

系统的输出 Y_k 通常为电池的工作电压，电池 SoC 包含在系统的状态量 X_k 中。 $f(X_k, U_k)$ 和 $g(X_k, U_k)$ 都是由电池模型确定的非线性方程。在计算过程中要进行线性化。估计 SoC 算法的核心，是一套包括 SoC 估计值和反映估计误差的、协方差矩阵的递归方程，协方差矩阵用来给出估计误差范围。这一方程是在电池模型状态方程中，将 SoC 描述为状态矢量的依据：

$$SOC_{k+1} = SOC_k - \frac{\eta(i_k)i_k \Delta t}{C} \quad (5-6)$$

卡尔曼滤波方法估计电池 SoC 的研究在近年才开始。该方法适用于各种电池，与其他方法相比，尤其适合于电流波动比较剧烈的混合动力汽车电池 SoC 的估计。它不仅给出了 SoC 的估计值，还给出了 SoC 的估计误差。该方法的缺点是对控制器的计算能力要求比较高。

6) 模糊推理和神经网络法

电池是高度非线性的系统，对其充放电过程很难建立准确的数学模型。模糊推理和神经网络具有非线性的基本特性，具有并行结构和学习能力，对于外部激励，能给出相应的输出，故能够模拟电池动态特性，以估计 SoC。

估计电池 SoC 常采用三层典型神经网络模型：输入、输出层神经元个数由实际问题的需要来确定，一般为线性函数；中间层神经元个数取决于问题的复杂程度及分析精度。估计电池 SoC，常用的输入变量有电压、电流、累积放出电量、温度、内阻、环境温度等。神经网络输入变量的选择是否合适，变量数量是否恰当，直接影响模型的准确性和计算量。

在上文中，介绍了国内外几种常用的 SoC 预测方法，先将其对比列为表格，如表 3-2 所示。

表 3-2 SoC 方法比较^[29]

方法	特点
放电实验法	需要大量时间，电池进行的工作要被迫中断，不适合行驶中的电动汽车，可用于电动汽车电池的检修
Ah 计量法	(1) 电流测量不准，将造成 SoC 计算误差，长期积累，误差越来越大，虽然电流测量可通过使用高性能电流传感器解决，但成本增加； (2) 在高温状态和电流波动剧烈的情况下，误差较大； (3) 要考虑电池的充放电效率，解决电池充放电效率要通过事前大量实验，建立电池充放电效率经验公式； (4) 估计的起始状态难以获得。

开路电压法	(1) 需要电池长时间静置,以达到电压稳定,电池状态从工作恢复到稳定,需要几个小时甚至十几个小时,这给测量造成困难; (2) 静置时间如何确定也是一个问题,所以该方法单独使用只适于电动汽车驻车状态。
负载电压法	(1) 剧烈波动的电池电压给负载电压法应用带来困难; (2) 解决该问题,要贮存大量电压数据,建立动态负载电压和 SoC 的数学模型。
内阻法	(1) 交流阻抗受温度影响大,是对电池处于静置后的开路状态,还是对电池在充放电过程中进行交流阻抗测量,存在争议,所以很少用于实车上; (2) 直流内阻的大小受计算时间段影响,若时间段短于 10ms,只有欧姆内阻能够检测到;若时间段较长,内阻将变得复杂,准确测量电池单体内阻比较困难。
线性模型法	适用于低电流、SoC 缓变的情况,变电流情况的估计效果要进一步研究。
神经网络法	需要大量的参考数据进行训练,估计误差受训练数据和训练方法的影响很大。
卡尔曼滤波法	对硬件配置的能力要求较高。

3.5.2 本文采用的 SoC 估算方法^[1]

本课题组采用的是一种新型的 SoC 估算方法,在文献[1]中已有详细论述。

它是一种新的同时基于 AH 定律、Peukert 方程、温度修正、SoH 以及开路电压的容量预测方法。AH 法非常简单,初始容量的确定是一个难点,在电池充满电后,SoH 即代表了电池的初始容量,若电动汽车停止行驶达数小时之后,则可以用电路的开路电压准确地反应电池的初始容量,此外,Peukert 方程开路电压可以对 AH 法随时间积累的误差得到修正。同样,电动汽车在启动和行驶过程中,放电电流会有较大的变化,利用 Peukert 方程能够对放电电流进行修正,温度修正能补偿环境温度的影响。

下面分析该方法的测量原理。依 AH 定律^[30],有:

$$C_R = C_0 - C_\Delta \quad (5-7)$$

其中, C_0 为电池的初始电量, C_Δ 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:

$$C_{\Delta} = \int_0^{\omega} \omega_i \cdot \delta_i \cdot i \cdot d\tau \quad (5-8)$$

其中， ω_i 代表在标准温度下，以标准电流放电放出的电量与以不同放电倍率放电放出的电量之比，可由 Peukert 方程求得，具体原理将在下面讨论。 δ_i 代表温度修正系数，可通过厂家数据或实验得到。

电池以不同倍率恒流放电时，放电倍率越大，能放出的电量越少。著名的 Peukert 方程即可用来对放电倍率进行修正。Peukert 方程可用 (5-9) 或 (5-10) 式表示^[31]：

$$i^n \cdot t = K \quad (5-9)$$

$$C = K \cdot i^{1-n} \quad (5-10)$$

式中， i 为放电电流， t 为可放电时间， C 为电池可放出的能量。 n 、 K 为与电池有关的参数，其中， n 与放电电流也有关。记 C_I 为标准电流 I 放电时电池可放出的电量， C_i 为以电流 i 放电时电池可放出的电量。依 Peukert 方程，可推出放电的效率：

$$\omega_i = \frac{C_i}{C_I} = \left(\frac{I}{i} \right)^{n-1} \quad (5-11)$$

采用多套 Peukert 方程参数，对不同放电倍率下的 n 值不断进行修正，可以提高 SoC 的测量精度。

结合 SoC 的定义，可以得知：

$$SoC = \frac{C_R}{C_{full}} = \frac{C_0 - C_{\Delta}}{C_{full}} \quad (5-12)$$

3.6 SoH 预测

SoH 代表的是电池的寿命，通俗来讲就是蓄电池还能用多久。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。SoH 定义如下：

$$SoH = \frac{C_M}{C_N} \quad (5-13)$$

式中 C_M 为测量容量， C_N 为蓄电池标称容量。

SoH 的测量方法主要有以下几种：(1)、完全放电法；(2)、部分放电法；(3)、电导测量法；(4)、coup de fouet 法；(5)、基于模糊群的测量法。

常用的几种方法介绍^[32]如下：

1) 完全放电法

根据 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。这种方法不适合于不间断电源用蓄电池组等系统。由于 SoH 不需实时测量, 只需定期测试即可, 对电动汽车而言, 这种方法是适用的。本系统即采用这种方法。

2) 部分放电法

这种方法是对完全放电法的一种补充。这种方法不需要将电池完全放电, 而是可要将 90%~100% 放电深度之间蓄电池进行大电流部分放电, 通过测量其端电压的变化来得到电池的 SoH。这种方法在不间断电源用蓄电池组中运用较为广泛。

3) 电导测量法

这种测试方法与上一节中的内阻法相似。电池的荷电状态以及健康状态与电池的电导有关。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。此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。

3.7 实验结果

状态的监测、采集不仅仅是用来进行人机通讯的, 状态检测系统更重要的职责是提供车内管理系统均衡单元启动的判断标准。本系统中启动均衡部件的判断依据是电池的电压数据(将在第四章详细介绍), 所以电池单体的电压测量显得尤为重要。

本系统所采用是 8 位的 ADC 芯片, 供电电压为 4.1V, 其转换精度为 16mV, 但是 VRLA 单体电池需要经过电阻分压得到, 所以实际的测量精度将会大于 16mV。

表 3-3 为一号采样板前 16 个通道中某 7 个通道的采样电压值。表 3-4 为一号采样板后 16 个通道中某 6 个通道的采样电压值。其中实际电压值由型号为 Fluke 15B 的万用表测量得到, 从表 3-3、表 3-4 可以得出在 VRLA 单体电池电压正常范围内(9.6V~14.4V), 由状态检测部件测量得到的电压值误差都在 40mV 以内。

如果需要进一步提高测量精度, 可以改用更高位数的 A/D 转换芯片, 在本系统的设计中已经考虑了这方面的因素, 采用的 A/D 芯片与同系列的 10 位、

12 位 A/D 芯片管脚完全兼容，更换 A/D 芯片将变得非常方便。

表 3-3 采集板 1-16 通道中 7 个通道的采样数据表

电池电压实际值(V)	9.67	10.79	11.32	12.10	12.76	13.73	14.35
状态检测系统测量值(V)	9.65	10.78	11.29	12.06	12.75	13.70	14.37
差值(mV)	20	10	30	40	10	30	20

表 3-4 采集板 17-32 通道中 6 个通道的采样数据表

电池电压实际值(V)	10.00	11.03	11.78	12.46	13.13	14.04
状态检测系统测量值(V)	10.03	11.00	11.74	12.445	13.12	14.08
差值(mV)	30	30	40	15	10	40

3.8 本章小结

本章详细讨论了蓄电池状态的检测系统以及智能化管理的实现。状态检测系统包括单体电池的电压检测、充放电电流检测、温度管理、以及电池荷电状态 (SoC) 和电池健康状态 (SoH) 的测量与估算。

对于串联的蓄电池组，目前常用的几种测量单体电池的方法有共模测量法、差模测量法。本文针对系统的应用场合，做了一定的改进，采用了直接测量的方法，实际的采样精度也大大提高了。

电池的荷电状态 SoC (State of Charge) 用来反映电池的剩余容量，即电池的供电能力。但是目前常用的几种估算方法却都不太完善，在电动汽车的应用领域，常用的 AH 法无法精确确定电池的初始容量，本文采用了本课题组所提出的综合方法，它是同时基于 AH 定律、Peukert 方程、温度修正、SoH 以及开路电压的容量预测方法。

最后本章讨论了电池的健康状态 (SoH) 的预测方法，并且采用了完全放电法，即定义法。在本系统的应用场合，这种方法是切实可行的。

参考文献

- [1] 欧阳茜. 电大巴蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2007
- [2] 鲁基春, 杜永甫. 串联电池组电压测量方法分析与研究. 科技信息, 2007:53-54
- [3] 张利国, 蒋京颐. 一种串联蓄电池组电压巡检仪的设计. 现代电子技术, 2006:7-8
- [4] TEXAS INSTRUMENTS CORP. LM158, LM158A, LM258, LM258A, LM358, LM358A, LM358Y, LM2904, LM2904Q DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS
- [5] 童诗白, 华成英编. 模拟电子技术基础(第三版). 北京: 高等教育出版社, 2000
- [6] TEXAS INSTRUMENTS CORP. ADS7887, ADS7888 数模转换器. 2005
- [7] TEXAS INSTRUMENTS CORP. 74LS138译码器. 2000
- [8] 戚新波, 范峥, 陈学广. DS18B20与Atmega8单片机接口的C语言实现方法. 微计算机信息, 2005, 21:71-73
- [9] 曾为民, 亓协民. DS18B20在通用多点温度测控系统中的应用. 农机化研究, 2004
- [10] 丁幼春, 熊利荣, 黄剑. 基于AT89S52和DS18B20的多点温度检测报警系统. 农机化研究, 2007(5)
- [11] 魏英智. DS18B20在温度控制中的应用. 煤矿机械, 2005(3):92-93
- [12] 居荣, 郭怡倩. DS18B20在温控系统中的应用. 农机化研究, 2005(1):224-226
- [13] 李业德, 唐诗. 单片机和DS18B20组成的多点温度测控系统. 山东工程学院学报, 2001, 21(4)
- [14] 马云峰. 单片机与数字温度传感器DS18B20的接口设计. 计算机测量与控制 2002(4):278-280
- [15] DALLAS SEMICONDUCTOR. DS18S20 High Precision 1-Wire Digital Thermometer
- [16] 徐文进, 张阿卜. 智能温度传感器DS18B20在多路测温中的应用. 现代电子技术, 2004(24):3-7
- [17] 王伟. 铅酸蓄电池管理系统实现的软硬件研究: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2005
- [18] 罗光毅. 蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2003

- [19]周红丽. 电动汽车动力电池剩余容量预测及性能分析仿真: [学位论文]. 长沙: 湖南大学, 2007
- [20]Zhu C B, Coleman M, Hurley W G. State of Charge Determination in A Lead-Acid Battery: Combined EMF Estimation and Ah-Balance Approach. Power Electronics Specialists Conference, IEEE, PESC. 2004:1908~1914
- [21]Aylor J H, Thieme A, Johnso B W. A Battery State-of-Charge Indicator for Electric Wheelchairs. Industrial Electronics, IEEE Transactions, 1992, 39(5): 398 -409
- [22]Pascoe P E, Anbuky A H. VRLA Battery Discharge Reserve Time Estimation. Power Electronics, IEEE Transactions, 2004, 19(6):1515 – 1522
- [23]Anbuky A H, Pascoe P E. VRLA Battery State-of-Charge Estimation in Telecommunication Power Systems. Industrial Electronics, IEEE Transactions, 2000, 47(3): 565 -573
- [24]Dupendant H, Ferger R. Measurement of Impedance and Conductance: Myth and Reality Tested in the Field. Telecommunications Energy Conference, INTELEC'01, 2001:416 – 424
- [25]Sabine Piller, Marion Perrin, Andreas Jossen. Methods for State-of-Charge Determination and Their Applications. Journal of Power sources, 2001, 96:113-120
- [26]Phillip E Pascoe, Harsha Sirisena, Adnan H Anbuky. Coup de fouet Based VRLA Battery Capacity Estimation. IEEE International Workshop on Electronic Design, Test and Applications (DELTA'02), 2002:149-153
- [27]Pascoe P E, Anbuky A H. VRLA Battery Capacity Estimation Using Soft Computing Analysis of the Coup de fouet Region. Telecommunications Energy Conference, INTELEC. Twenty-second International, 2000: 589 -596
- [28]Pascoe P E, Anbuky A H. Estimation of VRLS Battery Capacity Using The Analysis of the Coup de fouet Region. Telecommunications Energy Conference, INTELEC '99. The 21st International , 1999: 114 -122
- [29]王佳. 汽车动力电池SOC模糊估计及其在DSP上的实现: [学位论文]. 吉林: 吉林大学. 2007
- [30]Jinchun Peng, Yaobin Chen, Eberhart R. Battery Pack State of Charge Estimator Design Using Computational Intelligence Approaches. Battery Conference on Applications and Advances, 2000:118-125
- [31]林成涛, 王军平, 陈全世. 电动汽车SoC估计方法原理与应用. 电池, 2004, 34(5): 376-678
- [32]Takahashi K, Watakabe Y. Development of SOH Monitoring System for Industrial VRLA Battery String. Telecommunications Energy Conference2003:664 – 670

第4章 车内管理系统--均衡充电管理

在电动汽车的动力系统中，蓄电池性能的重要性是显而易见的。如今市面上生产的蓄电池单体电压都不高，所以在很多应用场合，往往是使用串联蓄电池组的。而蓄电池组的性能往往是由串联单体电池中性能最差的一节决定的^[1-5]。研究表明，蓄电池组的使用寿命远远不如单体电池，一般情况下，一旦电池组的某些单体出现寿命问题后，通常的做法是将整个电池组全部更换，这无疑会大大浪费资源。

由于电池个体间电化学状况的不同，即使是在正常情况下反复进行充放电循环都会使这种差异不断的扩大，最终造成串联的各单体电池间充电水平和端电压的严重不一致。充电过程中，这种不一致性造成了某些电池会比其他电池提前完成充电。继续充电只会造成这部分电池过充电，析气严重^[6]。类似的，在放电过程中，电池组中提前耗尽能量的电池继续放电，这样会造成这部分单体电池深度放电，严重损坏电池的寿命。

图 4-1 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。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^[7]。

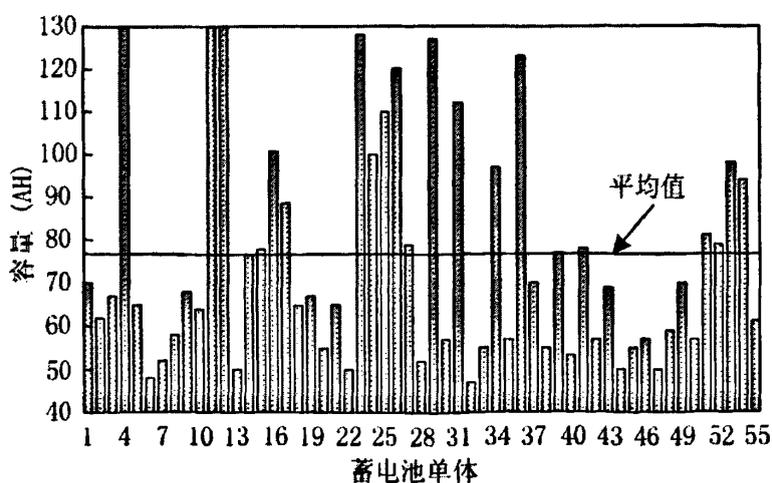


图 4-1 蓄电池组工作 5 年后的容量测试结果图^[7]

4.1 现有的电池均衡方法

如果缺乏有效的均衡管理系统，单体电池之间的不一致性会随着循环次数的增加而扩大，也意味着蓄电池组的寿命越来越短了。现有的均衡方法有：

1) 涓流充电法^[8-9]

在充电一定程度后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。另外在放电均衡管理上，这种方法是无能为力的。

2) 并联电阻法^[7,10-11]

给串联电池组中的每个单体都并一个大电阻。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。

3) 电容切换法^[12-13]

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

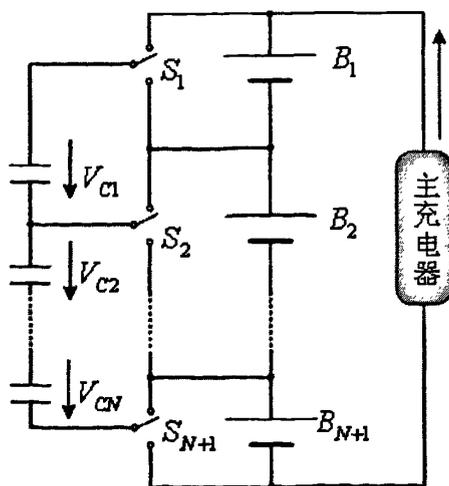


图 4-2 电容切换均衡法^[7]

4-2 所示。通过单刀双掷开关的切换，最终使得相邻两节单体电池容量一致，此方法不会造成能量的消耗，比并联电阻法的效率要高得多，但是这种方法采用的单刀双掷开关的实现较为复杂，系统还需要进行单体电池的测量，所以如果加入到系统中去，会使得测量电路更加的复杂化。

4) 多绕组变压器法^[14-18]

该方法由多绕组的变压器来实现电池均衡。其典型结构如图 4-3 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。

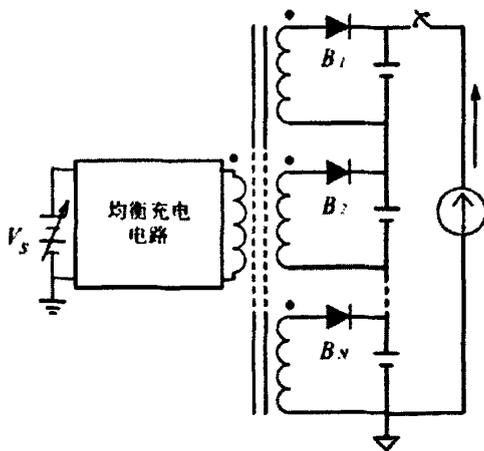


图 4-3 多绕组变压器法均衡电路^[18]

5) 并联 DC/DC 变流器法^[19-26]

该方法也是通过并联分流模块到单体电池上，完成整个电池组的均衡的。不同的是并联的分流模块是一个 DC/DC 变流器。最常见的并联模块为 Buck-Boost 变流器，其结构图如图 4-4 所示。这种模块化的结构有利于系统扩展容量，该方法的缺陷在于每个单体电池都需要并联一个模块，成本较大且比较复杂。

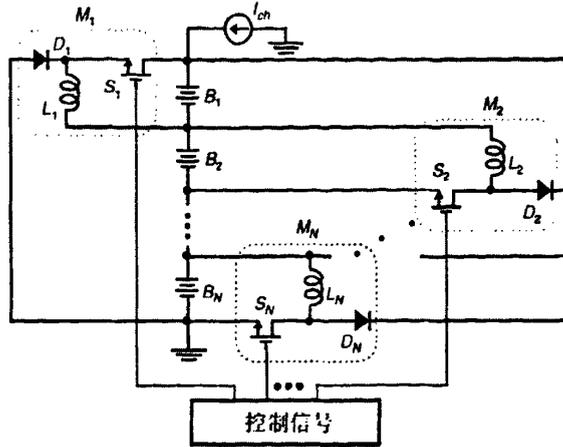


图 4-4 并联 Buck-Boost 变流器的均衡系统

4.2 本文采用的均衡方案

在本系统应用场合，均衡管理系统是和检测管理系统一同放在电动汽车内部，作为电动汽车内部管理系统。所以不论是电动汽车在行驶时（电池组在放电）或者是电动汽车进站“加油”（蓄电池组在充电）时，均衡管理系统均可以通过检测状态对电池组进行均衡管理。

均衡管理系统由三部分组成：辅助均衡充电器、开关组件以及控制器。整个系统的工作原理如下：控制器通过与检测系统通讯，获得单体电池电压信号，并且经过对单体电池电压的运算来判断是否需要接通辅助均衡充电器，如果需要，则通过开关组件接通电压最低的单体，给该节电池充电，使得该节电池的电压上升速度比其他单体电池更快，依此来实现电池在充电过程中的均衡。

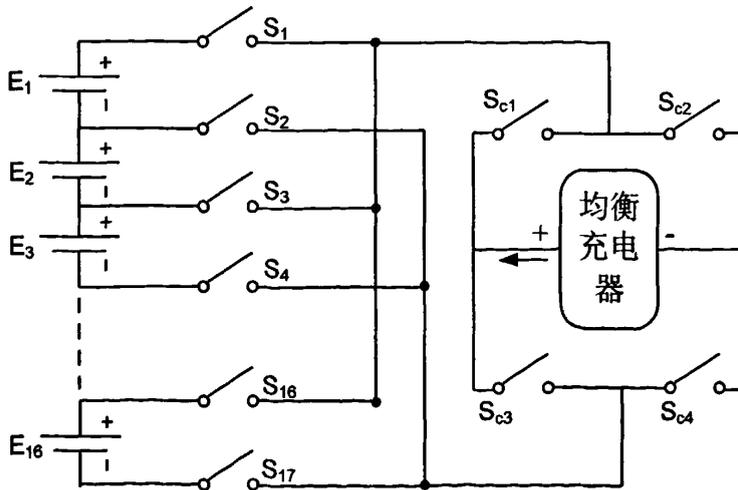


图 4-5 均衡管理系统^[18]

本系统应用于的电动车上，共装载了 96 节 VRLA 电池，平均分为 3 组，3 组并联同时供电。每组 32 节单体电池串联而成。对如此多的电池进行均衡管理，开关组件将会非常复杂，并且 32 节电池只使用一个辅助均衡充电器，均衡效果肯定大打折扣。为了保证均衡效果，以及简化开关组件，本系统一共采用 6 个独立工作的辅助充电器和开关组件。每一个独立的辅助充电器和开关组件负责保证 16 节电池的均衡，这样，均衡效果会得到明显的提升。本文所采用的均衡管理系统如图 4-5 所示，例如，若 E_1 电池单体电压最低，则须通过接通继电器 S_1 、 S_2 、 S_{c1} 、 S_{c4} 同时断开其他继电器，对 E_1 进行补充充电。

4.2.1 控制器

在本均衡充电系统中，控制器占据及其重要的地位，控制器主要起以三个作用：(1) 和单体电池电压检测系统通信，获取电池电压信号；(2) 控制辅助均衡充电器的工作与否；(3) 控制开关组件。

控制系统采用单片机控制，具体型号为 ATMEL 公司生产的 AT89C52。在本系统中，电池数量众多，开关组件复杂，每一组 16 节电池所需要的开关组件就为 21 个(如图 4-5 所示)，另外还需要一个控制信号来控制辅助均衡充电器是否工作，故每 16 节电池需要 22 个控制信号，这样 96 节电池，共需要 $22 \times 6 = 132$ 个控制信号。而 51 系列的单片机一共只有 4 个并行 I/O 口，其中 P_0 口、 P_2 还需用做数据和地址总线，剩下的 I/O 口资源十分有限。因此需对单片机的 I/O 口进行扩展。

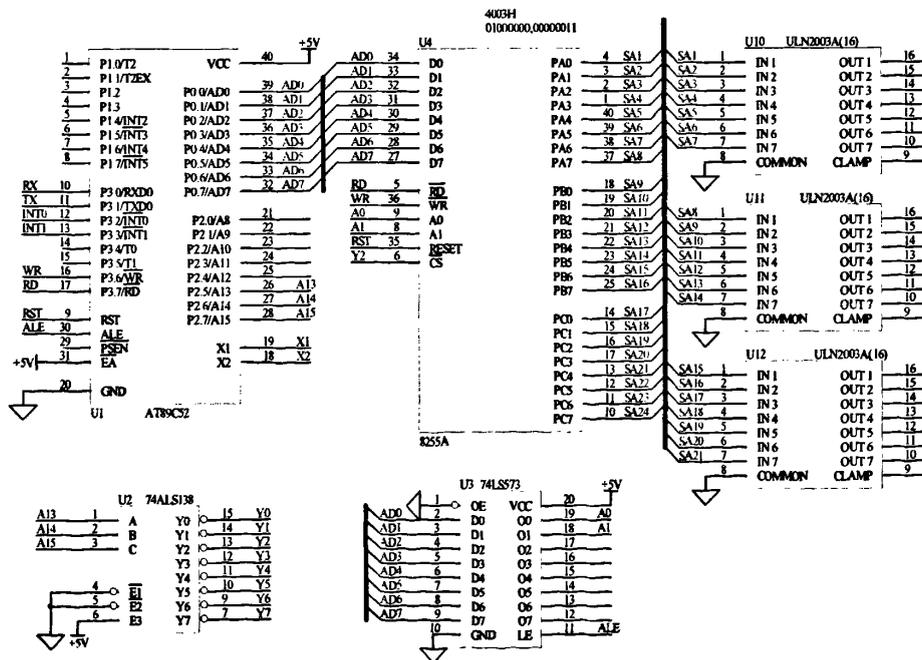


图 4-6 控制系统原理图

本系统使用可编程并行接口芯片8255A来进行I/O扩展，8255A^[27]是一个具有两个8位（A口和B口）和两个4位（C口高/低4位）并行I/O端口的接口芯片，它与intel系列CPU与外部设备之间提供TTL电平兼容的接口。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。

ULN2003 为控制信号提供反相功能，并驱动后级的机械继电器。由于系统结构复杂，这里只示出部分连接示意图，如图 4-6 所示。系统采用 74LS138 对高位地址进行译码用来选择相应的 8255A。

需要注意的是由于 P0 口既要作为数据总线使用，又必须作为地址总线的低 8 位，即控制器的 P0 口是要作为数据/地址复用的，所以扩展时需要加入地址锁存器，首先由锁存器暂存并为系统提供低 8 位地址，然后 P0 口线就作为数据线使用。根据指令时序，P0 口输出有效的低 8 位地址时，ALE 信号正好处于正脉冲顶部到下降沿时刻^[28]。为此应该选择高电平或下降沿选通的锁存器作为地址锁存器，这里使用的是 74LS573。

4.2.2 开关组件

开关组件采用机械继电器，具体型号为 JD1912。其具体参数为：允许通过的电流为 30A，导通电阻小于 50mΩ，机械寿命大于 10⁷ 次。该继电器控制简单，价格低廉，很适合于对开关速度要求不高的场合。机械继电器驱动信号可以共地，极大地节省了驱动线路的复杂程度。

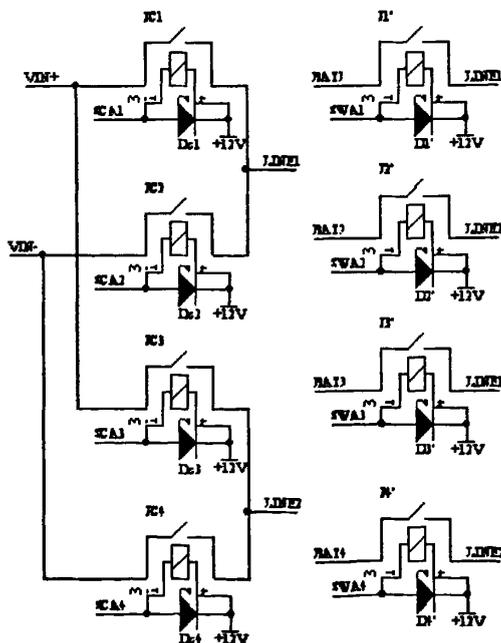


图 4-7 开关组件部分原理图

需要指明的是，由于本文采用的是机械式的有触点继电器，在辅助充电时流经继电器的是直流电流，故在关断时会引起电弧。为了解决这一问题，系统中引入一个控制信号，可以控制辅助充电器的工作与否。进行均衡充电时，先接通继电器，再使能辅助充电器；单次均衡充电结束时，先关断辅助充电器，使充电电流下降到 0，之后再关断机械继电器，这样就可以避免再关断时引起电弧。图 4-7 所示为部分开关组件原理图。JC1、JC2、JC3、JC4 为图 4-5 中的 S_{c1} - S_{c4} 四个开关管。

4.3 软件设计

4.3.1 控制器编程

均衡管理系统的控制流程图如图 4-8 所示。这里，均衡充电程序首先通过

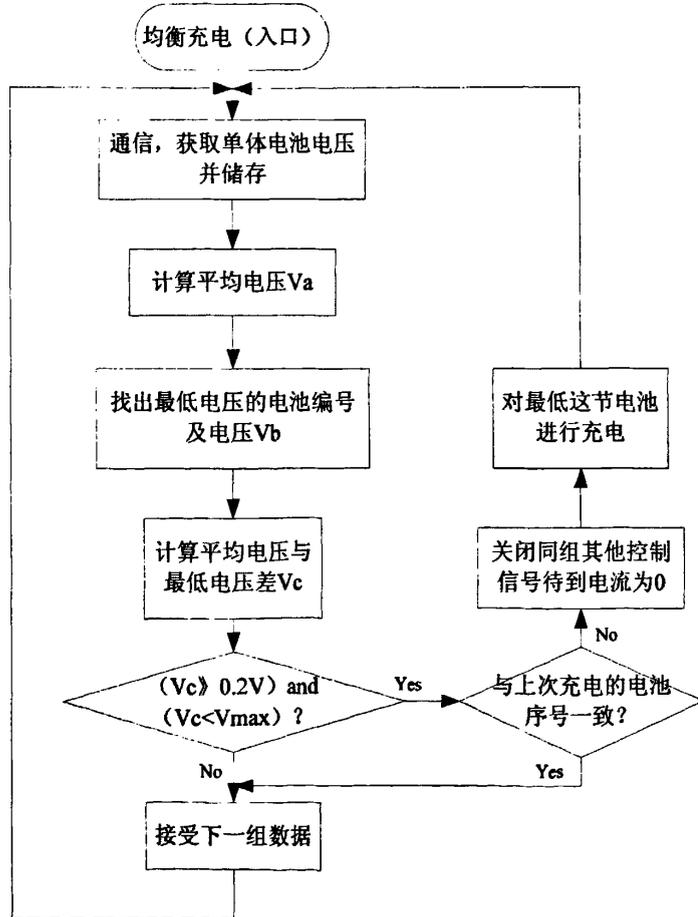


图 4-8 控制器软件流程图

串行通信获取单体电池电压信号，通过比较最低单体电池电压和平均电池电压差，当该电压差大于 0.2V 且最低单体电池电压不超过上限值 V_{max} 时，对最低电压单体电池辅助充电。辅助均衡充电在除了浮充阶段外，时刻进行。

这里需要注意的是，为了节约 8255A 的 I/O 空间，在硬件上，每组 16 节电池的信号线并没有完全与其他组的信号线隔离。即每组信号线都是相邻在一起的，并未使用独立的 8255A，所以在关闭相关开关时，必须注意不要将相邻组的信号也关闭了。对于相邻组首尾相接的电池特别要注意，应该先查询 8255A 相关口的状态，然后通过逻辑运算隔离掉相邻组的控制信号，再关闭本组其他的信号。

4.3.2 通信设计^[29-35]

RS-485 是一种串行数据接口标准，由美国电子工业协会（EIA）于 1983 年制订并发布的。RS-485 串行总线接口标准以差分平衡方式传输信号，具有很强的抗共模干扰的能力，允许一对双绞线上一个发送器驱动多个负载设备。

本系统采用 MAXIM 公司生产的 MAX487 芯片来实现基于 RS-485 总线的串行通信。MAX487 是一个半双工的收发器，由控制端 RE/DE 来控制此时是发送还是接受数据。它采用差分平衡方式传输信号，若 A 上的电平比 B 上的电平大 200mV 以上则输出/接受为高电平，否则为低电平，这种差分传输方式可以使得传输信号距离达到 1000m，抗干扰能力强，正适合本系统使用。图 4-9 为 MAX487 与控制器的连接图。

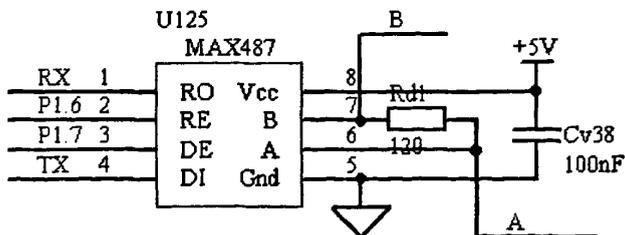


图 4-9 MAX487 的连接图

在本文系统中，共有三块检测采样板，每块采样板上都有一块控制器来控制采样的进行，在总线上，这三个控制器也就是从机，它们需要与主机通讯，将采样得到的信号传输给主机处理。主机和从机都通过 MAX487 挂在 RS485 总线上，任何时刻，总线上只允许一个控制器占用，这样才能保证信号不会紊乱。所以通信时必须严格按照通讯协议的要求进行。

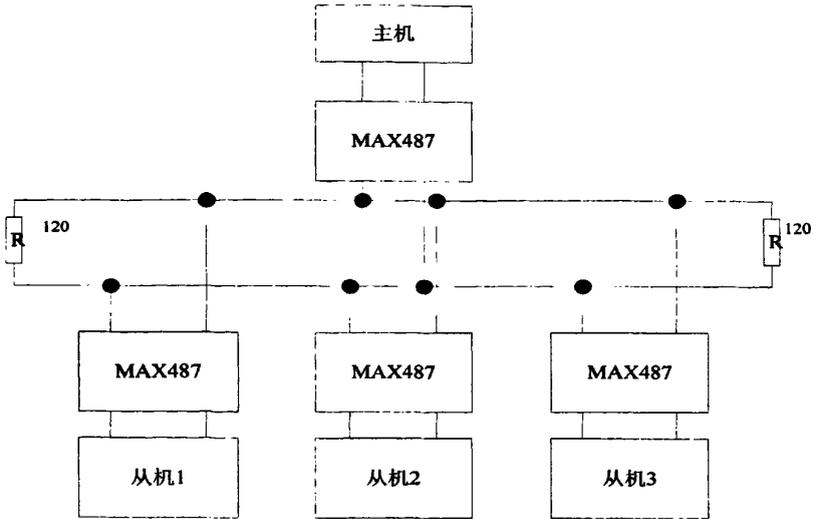


图 4-10 通讯构成图

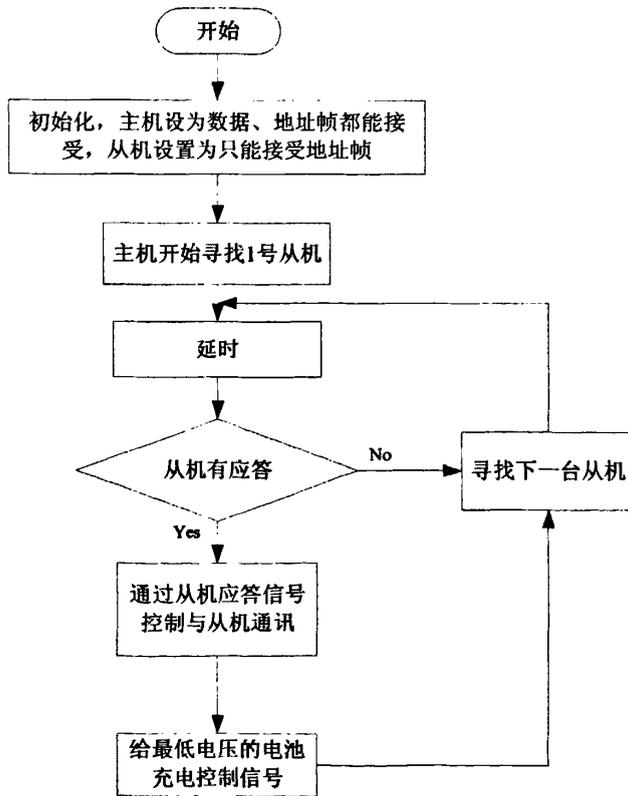


图 4-11 通讯流程图

在这种多机通讯时，需要将主机的串行控制寄存器 SCON 的 SM2 控制位

设置为 0，而从机的串行控制寄存器 SCON 的 SM2 控制位设置为 1，相当于主机能在任何时候接受任何信号，而从机只能接受地址帧，只有在地址帧匹配成功后才能通过软件设置的方式，与主机互相通讯。

需要注意的是，信号在传输线末端突然遇到电缆阻抗突变，信号在这个地方就会引起反射。消除这种反射的方法是必须在电缆的末端跨接一个与电缆特性阻抗同样大小的终端电阻，使电缆的阻抗连续。由于信号在电缆上的传输是双向的，因此，在通信电缆的另一端可跨接一个同样大小的终端电阻。这便是总线两端挂接两个 120Ω 电阻的原因。图 4-10、图 4-11 分别为主机与从机的通讯结构图和软件流程图。

4.4 实验结果

4.4.1 均衡充电器

辅助均衡充电器直接采用电池组供电，供电电压为 $326.4\text{V} - 460.8\text{V}$ ，输出给单体电池充电，电流为 10A 。由于输出电压较高，而常见 MOS 管的耐压最高一般为 600V ，因此须采用开关管电压应力较低的拓扑，综合考虑均衡充电器的功率等级，最后决定采用双管正激结构拓扑，其拓扑结构如图 4-12 所示。

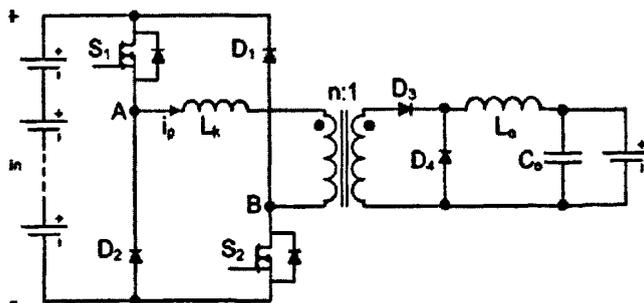


图 4-12 均衡充电器

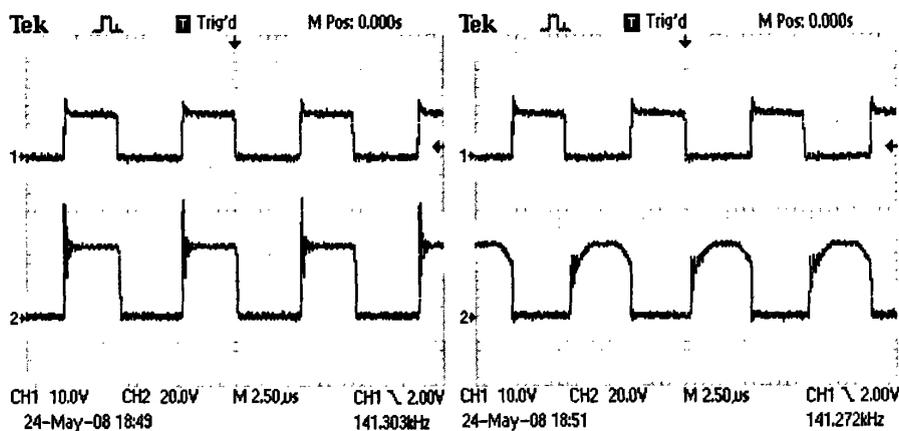
电路工作的实验条件为输入 V_{in} : 300V ；输出电压 V_{out} : 14.7V 。样机参数如表 4-1 所示。

图 4-13(a)所示为开关管 S_2 的 GS 两端驱动波形和 D_4 反向电压波形，二极管 D_4 反向恢复期间是必须考虑的。因为在导通瞬间，电流经 D_3 除流入电感 L_0 之外，还在反向恢复期间流入 D_4 的阴极。该电流是变压器副边电压 V_s 的短路电流，折算到原边电流也较大。因此，在 MOS 管导通瞬间，出现电流尖峰，尖峰的持续时间也是 D_4 反向恢复阻断的时间，为了减少尖峰值， D_4 选用了肖特基二极管。图中 D_4 反向电压尖峰达到 50V 。

表 4-1 样机参数

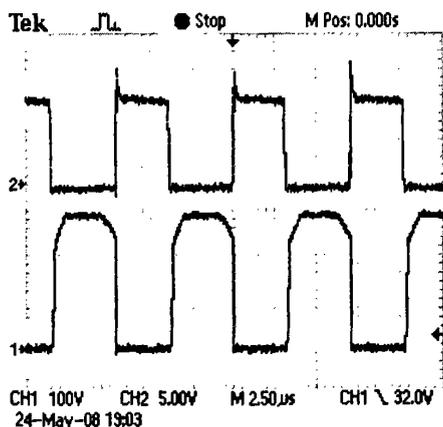
$S_1 \& S_2$	$D_1 \& D_2$	$D_3 \& D_4$	变压器
IRF840	STTH8R06	STPS20S100C	EC28;85:9
L_o	C_o	D_{max}	功率等级
EC28;36.6uH;20 匝	(400V;82uF)*2	45%	120W

图 4-13(b)所示为开关管 S_2 的 GS 两端驱动波形和 D_3 的反向电压波形，可以从图中看出，二极管 D_3 并没有出现反向恢复的现象，也没有产生电压尖峰，这与电路原理分析是一致的。



(a) S_2 驱动以及 D_4 端压

(b) S_2 驱动以及 D_3 端压



(c) S_2 驱动以及其 DS 端压

图 4-13 实验波形

图 4-13 (c)所示为开关管 S_2 的 GS 两端驱动波形以及其 DS 两端波形, 可以从图中看出, 开关管 S_2 并未因为变压器漏感而产生关断尖峰, 这是由于二极管 D_1 、 D_2 将开关管的 DS 端压箝位在输入电压 V_{in} 了。可以看到开关管 S_2 漏源两端端压在管子关闭的瞬间上升速度比较慢, 这是由于负载较轻, 而变压器变比大, 副边电流换算到原边很小; 其次, 励磁电感较大, 励磁电流较小, 所以在开关管关断瞬间, 给开关管结电容充电的电流较小, 导致 DS 端压上升缓慢。

本系统采取的另一种方案中, 辅助均衡充电器采用一种新型的 ZVS 有源箝位正激变流器, 该变流器的结构拓扑如图 4-14 所示。该变流器适合于高压输出、高频的场合。

相比传统的有源箝位正激, 本文提出的方案附加了一个箝位电容和电感, 能够使得主开关管的结电容放电速度加快, 能使主开关管实现 ZVS 的条件放宽, 从而更加容易地实现全负载范围的软开关。详细的设计过程以及工作状态都在文献[18]中分析和讨论过了, 这里不再赘述。

因为 DC/DC 变流器的输入电压为 32 节 VRLA 单体电池串联的端压, 可以达到 400V, 所以本系统所采用的均衡充电器拓扑为双管正激, 两个开关管同时开通关断, 这样可以将开关管的电压应力减半, 从而降低成本。

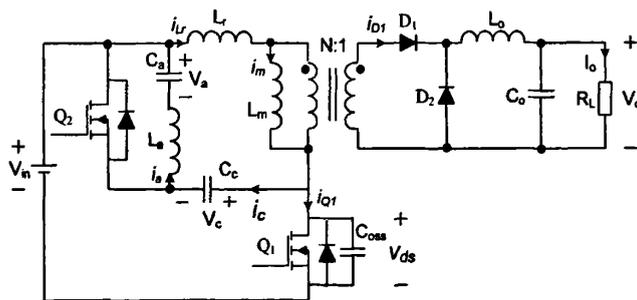


图 4-14 新型 ZVS 有源箝位正激变流器拓扑

4.4.2 均衡效果仿真

为了验证车内管理系统所采用的均衡策略效果, 我们用 `saber2006` 进行了仿真。因为受到硬盘空间以及计算能力的限制, 仿真时我们做了一些简化。第一, 电池模型并未使用实际中的大容量 VRLA 蓄电池, 因为这样会延长计算时间, 而且效果在短暂的仿真时限里不会太明显, 这里采用的是 3000uF 的电容; 第二, 只是为了简明的表现均衡效果, 减少仿真软件的冗余运算, 串联电池组只使用了 3 节, 并不是实际中的 16 节; 第三, 开关组件为理想器件, 忽略了实际中的开关延时等因素。所以仿真效果是要优于实际效果的。图 4-15 为仿真的结构图, 图 4-16 为三节串联电池的均衡效果图, 从图中可以看出, 在仿真

时限内，三节串联的电池很好的完成了均衡。

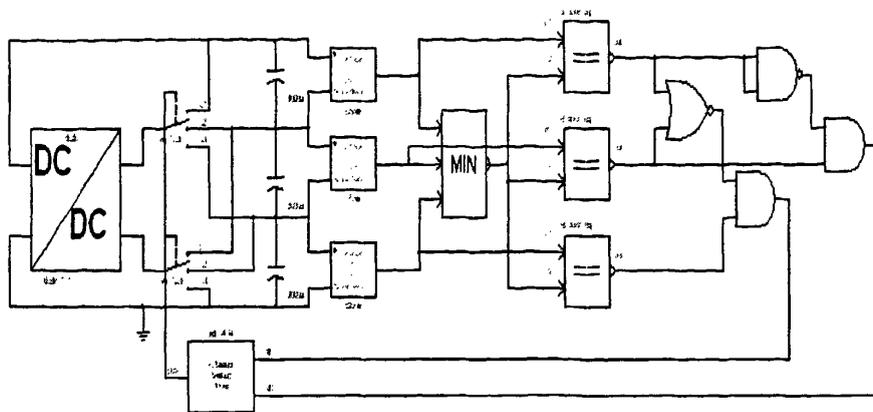


图 4-15 放电时均衡策略的仿真结构图

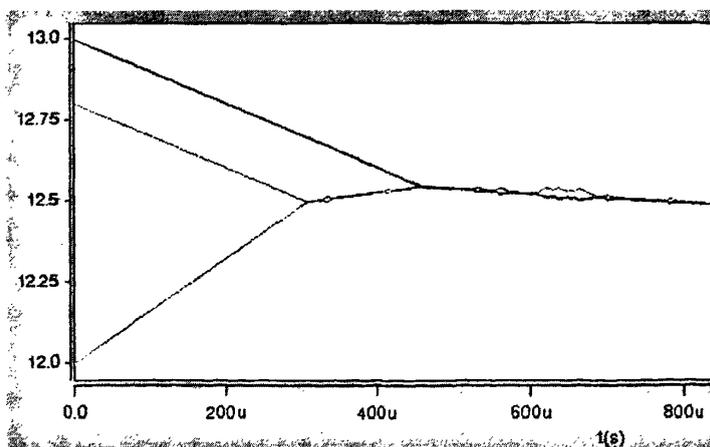


图 4-16 放电时均衡效果图

车内管理系统的均衡部件不仅在电动汽车行驶的时候会运行，它在电池组充电的时候也会运行，这里我们用了一个电流源作为蓄电池充电的能量来源，仿真结构图如图 4-17 所示。此时的均衡效果图如图 4-18 所示。可以从图中看出在充电过程中，三节电池也很快就完成了均衡。

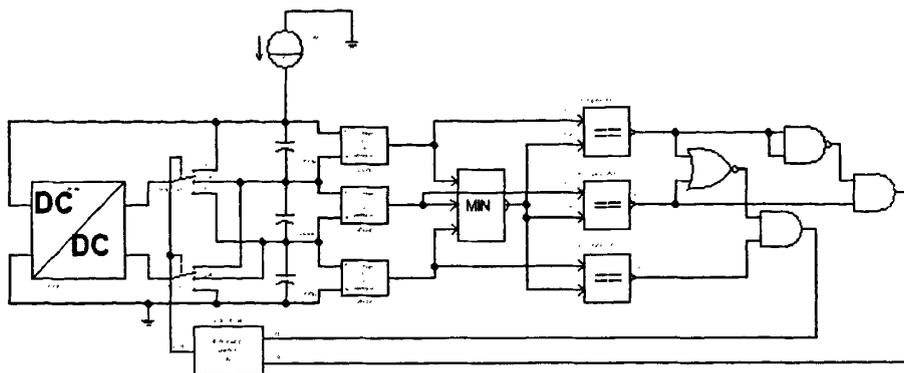


图 4-17 充电时均衡策略的仿真结构图

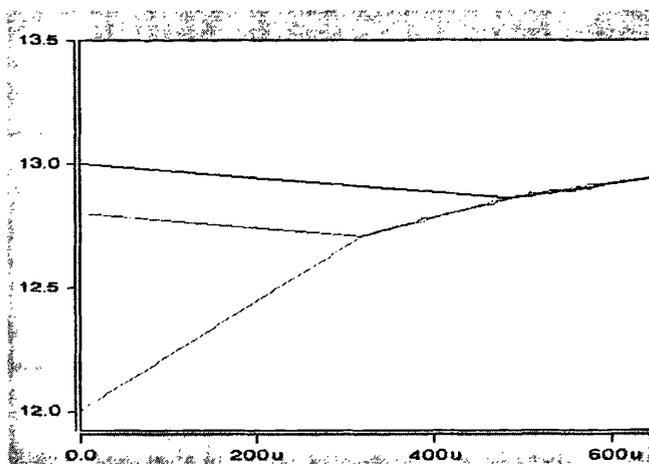


图 4-18 充电时均衡效果图

4.5 本章小结

对串联电池组的均衡充放电管理是十分必要的，也一直是一个技术难点。本章首先回顾了目前几种常见的均衡管理系统的构成及其实现方式。

较为适合电动大巴蓄电池组的均衡管理系统有两种，一种为并联 DC/DC 变流器的均衡系统，另一种为利用开关组件和均衡辅助充电器的方法。并联 DC/DC 变流器的缺点是每个电池上都需要一个模块与之并联，所以成本比较高，但是其优点是模块化，扩展性能较好。本系统采用了第二种方式进行均衡管理，系统共包括控制器、开关模块以及辅助均衡充电器三个部分。

本章详细介绍了均衡管理系统各个部分硬件设计与实现，并且讨论了软件的设计，给出了控制器的控制流程图。最后，详细讨论了基于 RS-485 总线的串行通讯的实现。

参考文献

- [1] Krein P T, Balog R S. Life Extension Through Charge Equalization of Lead-Acid Batteries. Telecommunications Energy Conference, INTELEC. 2002:516 – 523
- [2] Krein P T, West S, Papenfuss C. Equalization Requirements for Series VRLA Batteries. Applications and Advances, 2001. The Sixteenth Annual Battery Conference, 9-12 Jan. 2001:125 – 130
- [3] Schmidt H, Siedle C. The Charge Equalizer – A New System to Extend Battery Lifetime in Photo Voltaic Systems, U.P.S. and Electric Vehicles. 15th International Telecommunications Energy Conference INTELEC, 1993,2:146-151
- [4] West S, Krein P T. Equalization of Valve-Regulated Lead-Acid Batteries: Issues and Life Test Results. Telecommunications Energy Conference, INTELEC. Twenty-second International , 2000:439 – 446
- [5] Shibata H, Taniguchi S, Adachi K. Management of Serially-Connected Battery System Using Multiple Switches. 4th International Conference on Power Electronics and Drive Systems PEDS 2001, 2:508-511
- [6] 张磊. 基于EV、HEV的蓄电池均衡技术的研究: [学位论文]. 天津: 天津大学, 2004
- [7] 王伟. 铅酸蓄电池管理系统实现的软硬件研究: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2005
- [8] Gottwald T, Ye Z, Stuart T. Equalization of EV and HEV Batteries With A Ramp Converter. IEEE power electronics on transportation, 1996:65-69
- [9] Gottwald T, Ye Z, Stuart T. Equalization of EV and HEV Batteries With A Ramp Converter. IEEE Transactions on aerospace and electronic systems 1997,33(1):307-312
- [10] Lindemark B. Individual Cell Voltage Equalizers (IEC) for Reliable Battery Performance. 13th International Telecommunications Energy Conference 1991:196-201
- [11] Kutkut N H. A Modular Non-Dissipative Current Diverter for EV Battery Charge Equalization. APEC 1998, 2:686-690
- [12] Kobzev G A. Switched-Capacitor Systems for Battery Equalization. Modern Techniques and Technology MTT2000, 2000:57-59
- [13] Sakamoto H, Murata K, Sakai E. Balanced Charging of Series Connected Battery Cells. Telecommunications Energy Conference 1998:311-315
- [14] Kutkut N H, Wiegman, H L N. Design Considerations for Charge Equalization of An Electric Vehicle Battery System. Industry Applications, IEEE

- Transactions, 1999, 35(1):28 – 35
- [15] Kutkut N H, Divan D M, Novotny D W. Charge Equalization for Series Connected Battery Strings. Industry Applications, IEEE Transactions, 1995,31(3):562 – 568
- [16] Kutkut N H, Wiegman, H L N, Divan D M. Charge Equalization for An Electric Vehicle Battery System. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions, 1998, 34(1):235 – 246
- [17] Kutkut N H. Nondissipative Current Diverter Using A Centralized Multi-Winding Transformer. Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record, 1997, 1:648 – 654
- [18] 欧阳茜. 电大巴蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2007
- [19] Lee Yuang Shung, Cheng Guo Tian. Quasi-Resonant Zero-Current-Switching Bidirectional Converter for Battery Equalization Applications. IEEE Transactions on power electronics, 2006, 21(5):1213-1224
- [20] Lee Yuang Shung, Cheng Guo Tian. ZCS Bi-Directional DC-to-DC Converter Application in Battery Equalization for Electric Vehicles. IEEE PESC'04, 2004:2766-2772
- [21] Moo C S, Hsieh Y C, Tsai I S. Dynamic Charge Equalisation for Series-Connected Batteries. IEE Proc.-Electr, 2003,150(5):501-505
- [22] Moo C S, Hsieh Y C, Tsai I S. Dynamic Charge Equalisation for Series-Connected Batteries. IEEE ICIT'02, 2002:444-459
- [23] Moo C S, Hsieh Y C, Tsai I S. Charge Equalisation for Series-Connected Batteries. IEEE Transactions on aerospace and electronic systems, 2003,39(2):704-710
- [24] Charnyut Karnjanapiboon, Yuttasak Rungruengphalanggul, Itsda Booiyaroonate. The Low Stress Voltage Balance Charging Circuit for Series Connected Batteries Based on Buck-Boost Topology. IEEE
- [25] Zhao Juan, Jiang Jiuchun, Niu Liyong. A Novel Charge Equalization Technique For Electric Vehicle Battery System. IEEE
- [26] 吴友宇, 梁红. 电动汽车动力电池均衡方法研究. 汽车工程, 2004, 26(4)
- [27] 刘乐善, 欧阳星明, 刘学清编. 微型计算机接口技术及应用. 武汉: 华中科技大学出版社, 2000
- [28] 李广第, 朱月秀, 王秀山编. 单片机基础(修订本). 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001
- [29] 陈斌. 基于RS-485的单片机多机通信技术. 嵌入式系统, 2005: 91-94

- [30] 陈新忠. 基于RS485总线的单片机多机通信软件设计. 现代电子技术, 2002(3): 8-11
- [31] 林颖, 罗金炎, 刘骄. 基于RS485总线的PC机与多单片机系统的串行通信. 机械与电子, 2006(1): 33-36
- [32] 霍振龙. RS - 485 总线在多机通信系统中的应用. 工矿自动化, 2002(3): 4-6
- [33] 任志斌, 严慕秋. MCS - 51串行口的多机通信技术. 信息技术, 2001(11): 44-45
- [34] 张艳丰, 赵小霞. MAX-487在远距离多机通信系统中的应用. 济源职业技术学院学报, 2005, 4(2): 18-21
- [35] Maxim Corp. $\pm 15\text{kV}$ ESD-Protected, Slew-Rate-Limited, Low-Power, RS-485/RS-422 Transceivers

第5章 车外管理系统--主充电系统

如第二章所述，采用正负脉冲的方式给铅酸电池充电对铅酸电池内部的电化学反应有较大影响，主要解决了铅酸电池极化问题和硫酸盐沉积问题。对大电流充放电和深度循环的电动车用 VRLA 电池尤为适用。本系统也基于脉冲充电方式设计了主充电系统。

5.1 硬件设计指标

本系统将用于电动汽车的蓄电池充放电管理中，作为 20kw 大功率的充放电系统，各项设计指标必须安全可靠。具体指标如下：

1) 管理对象

VRLA 电池一组 32 节串联，一共三组，三组并联，共 96 节电池。单节电池标称电压 12V (10.2V~14.4V)；电池组端电压：326.4V~460.8V

2) 输入输出要求

三相整流输入，输入电压：720V—750V；输入输出磁隔离

3) 充电管理指标

最大恒流电流：	50A；
正脉冲电流：	0~50A；
正脉冲宽度：	1ms~200ms
负脉冲电流：	0~50A；
正脉冲宽度：	1ms~10ms
浮充电压：	13.5V~13.8V
均充电压：	14.2V~14.4V
均充转浮充电流阈值：	5A
开关频率：	16kHz。

4) 智能化要求

状态监测

自动设定充电方式

过压保护

过流保护

欠压保护

5.2 充放电拓扑选择

根据前面的设计指标，主充电电路必须采用一种能产生正负脉冲电流的隔离型拓扑。在开关电源拓扑中即是要选择双向 DC/DC 电路方能实现正负脉冲充放电功能。

5.2.1 隔离型拓扑

双向 DC/DC 拓扑结构有很多。许多单向的直流变流器拓扑都可以将其中的无源开关替换为有源开关而构成双向 DC/DC 变流器。而单向 DC/DC 变流器的所有基本拓扑，几乎都可以由此转化为双向直流变流器基本拓扑^[1]。隔离型双向 DC/DC 变流器有多种结构。包括 Buck/boost、Buck-Boost、Cuk、Zeta 型双向 DC/DC 变流器^[2-4]，其结构及特点如表 5-1 所示。

表 5-1 隔离型双向 DC/DC 变流器^[1]

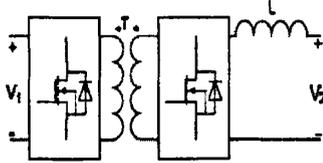
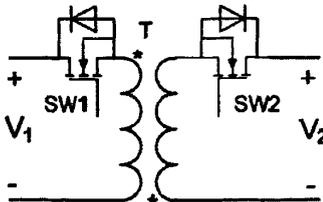
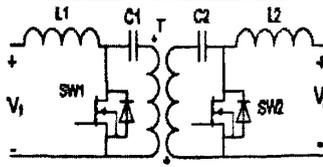
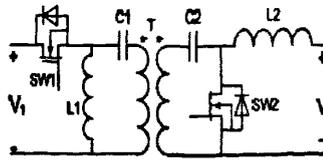
原型	基本变换单元图示	功率	结构	其他特点
Buck/Boost		小	简单	存在升压启动和电压尖峰问题，且难以抑制
Buck-Boost		小	简单	输入输出电流均断续
Cuk		小	复杂	能量多次变换，效率不高
Zeta		小	复杂	能量多次变换，效率不高

表 5-1 仅列出了由基本变流器拓扑变化而来的双向 DC-DC 变流器簇。事

事实上, BDC 的具体拓扑结构还有很多, 包括加一些有源钳位网络, ZVS/ZCS 辅助网络等。一个好的双向 DC-DC 结构应该具有结构简单, 控制方便, 动态性能好, 响应快, 效率高等特点。实际的拓扑总是存在各自的优缺点, 在实际应用中, 必须根据具体电路特点来选择合适的拓扑结构。

以上提出的由单向 DC/DC 演变过来的隔离型双向 DC/DC 变换器都有一个一致的特点——仅适合使用于中小功率场合。

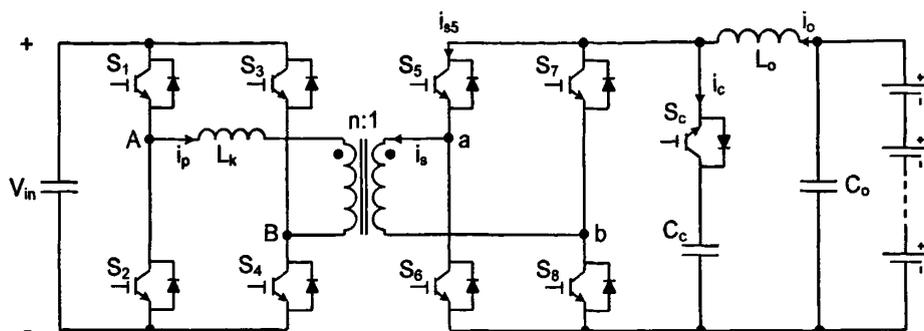


图 5-1 有源箝位双向 DC/DC 变流器

在大功率场合, 正负脉冲充电系统往往原副边都采用全桥结构, 图 5-1^[5-6]是一种典型的双向全桥型拓扑。正脉冲充电时, 能量自左向右流动, 电路工作于副边有源箝位的 ZVZCS 移相全桥模式^[2], 原边超前臂可以实现 ZVS, 滞后臂可以实现 ZCS; 负脉冲放电时, 能量自右向左流动, 电路工作于有源箝位的隔离型 Boost 模式。该电路较为复杂, 需要增加一个辅助开关管 Sc 和箝位电容 Cc, 而且在实际中, 滞后臂较难实现 ZVS, 而且通过谐振实现 ZVS/ZCS 会引起相关的一些问题。

5.2.2 实际采用的双向 DC/DC 拓扑

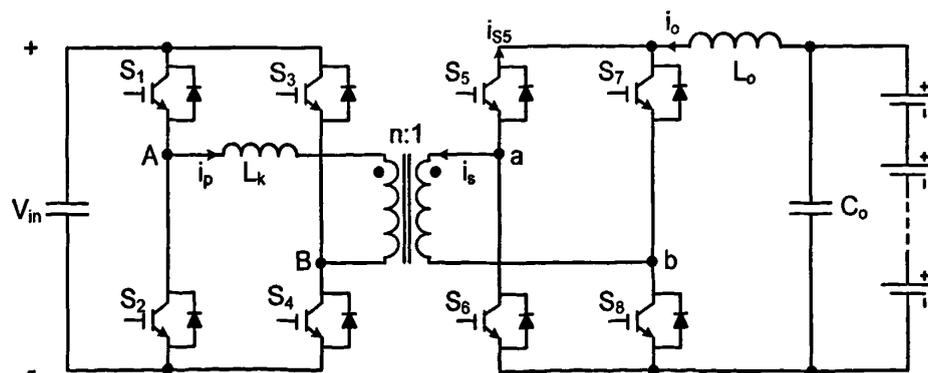


图 5-2 主充电电路拓扑

综合上文的分析，最终本系统选择了双向全桥 DC/DC 变流器作为主充电器拓扑。正脉冲充电时，能量自左向右传递，相当于隔离型全桥；负脉冲放电时，由于电池电压比整流后的网压低，所以需要升压，此时系统工作在 PWM Boost 全桥变换器模式下。结合 20kw 的功率等级，本系统采用了硬开关的控制方式，其拓扑如图 5-2 所示。

5.3 主充电器的工作原理

5.3.1 脉冲充电策略^[2]

充电过程中电压电流的示意图如图 5-3 所示。充电过程可以分为三个阶段：第一阶段，正负脉冲电流的幅值恒定，其对应的脉宽也恒定；第二阶段，正负脉冲的脉宽恒定，负脉冲的幅值恒定，正脉冲的幅值逐渐减小；第三阶段，当电池充满电后，进入间歇性的浮充阶段，当电池电压达到浮充上限后，停止充电，当电压达到浮充下限后，开始充电。

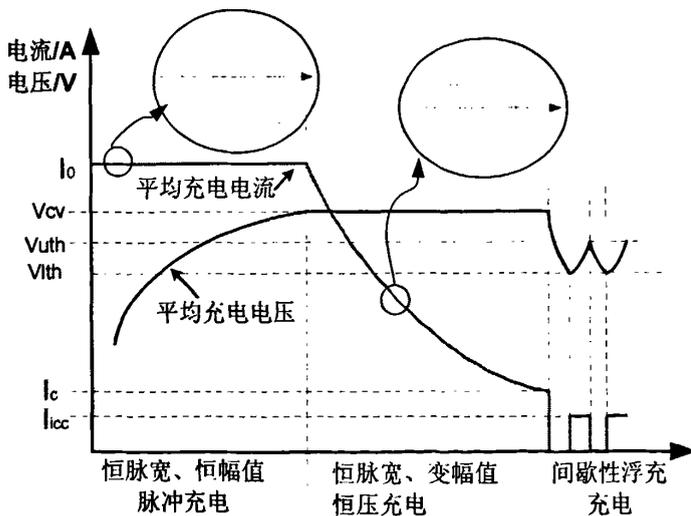


图 5-3 主充电器充电策略

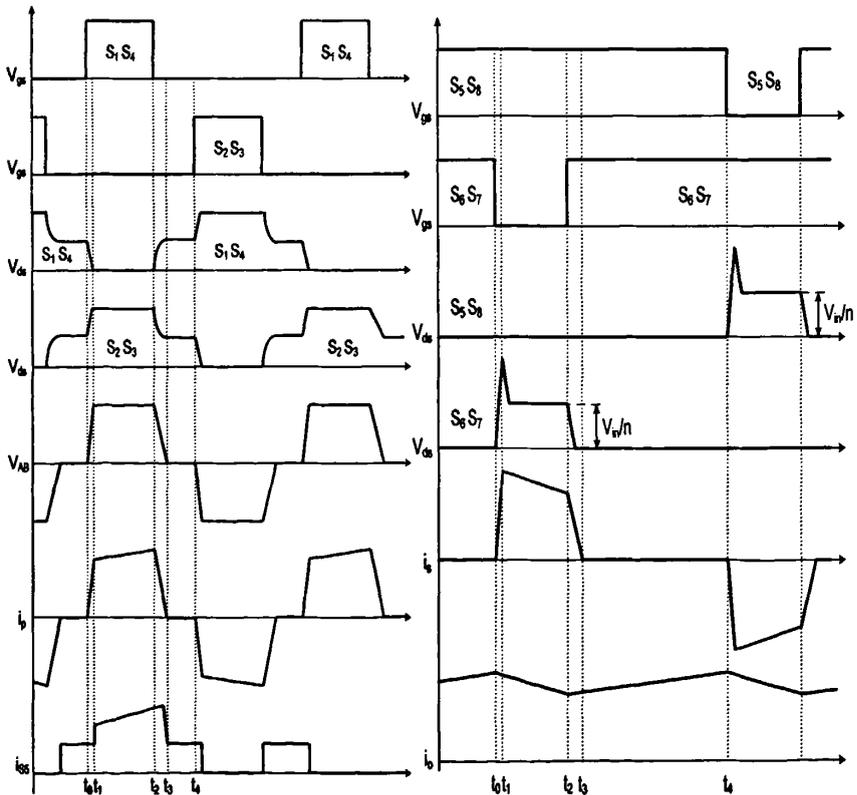
在本系统中，第一阶段恒流充电时，正脉冲的充电时间保持为 100ms，之后，充电电流降到零并维持 10ms，负脉冲的放电时间为 10ms，一个充放电周期为 130ms。第二阶段恒压充电时，正负脉冲的周期不变，只是由于正脉冲充电时 DSP 控制的电流环并不工作(此时电压环工作)，所以正脉冲电流会逐渐减小如上图所示。第三阶段的间歇性浮充并不采用脉冲放电。

5.3.2 主充电器的工作状态

当电路工作于全桥 DC/DC 变流器状态时（正向充电），其主要工作波形如图 5-4(a)。当电路工作于 PWM Boost 全桥变流器状态时（负向放电），其主要工作波形如图 5-4 (b)所示。

由于关于全桥 DC/DC 硬开关电路的工作原理的分析已经很详尽了，这里不再赘述，负脉冲放电时电路工作于 PWM Boost 全桥变流器时的工作原理，在文献[2]中已有详细的分析，这里也不再赘述。

需要注意的是，在负脉冲放电过程中，当开关管 S_6 、 S_7 关断时，由于电感电流不能突变，必将通过变压器转移到原边，能量自由往左转移。但是变压器漏感 L_k 的存在使得电流的上升受阻，这就导致在电流建立起来之前，电感电流会主要流经 S_6 、 S_7 的结电容，所以在开关管 S_6 、 S_7 关断的一瞬间，其管子 CE 两端的端电压急剧上升，形成一个较高的电压尖峰，如图 5-4 (b)所示。为了控制这个电压尖峰对电路造成的损害，很有必要加上一个吸收电路，吸收电路的设计将在下节中详细讨论。



(a)正脉冲充电时电路的主要工作波形 (b)负脉冲放电时电路的主要工作波形

图 5-4 主充电器充放电的工作波形

5.4 电路的设计

主充电路的设计参数如表 5-2 中所示,表中的参数是最终实验的真实参数,由于主充电路的设计过程在本课题组的另一篇硕士学位论文[2]中已有详细的论述,本文就不再赘述。

表 5-2 主电路各参数

元器件	参数选择
变压器	(1) 磁芯: 非晶环型,有效截面积: 14.5cm^2 ,窗口面积: 56cm^2 ,2个并联 (2) 匝比: $N_p: N_s=12:9$ (3) 线径: 直径 0.1mm 的铜线 1000 股(两股丝包线并绕)
原副边开关管	IGBT: SKM145GB174DN
滤波电感	(1) 磁芯: 非晶磁心,有效截面积: 11.4cm^2 ,窗口面积: 36.5cm^2 (2) 电感值: $425\mu\text{H}$ (3) 匝数: $N=30$
滤波电容	705μ (两个串联为一组,共三组并联;电容单体: $470\mu,450\text{V}$)
母线电容	9.4m (两个串联为一组,共四组并联;电容单体: $4700\mu,450\text{V}$)

5.5 吸收电路的设计^[7-8]

隔离型的 Boost 变流器存在两个问题:(1)存在启动问题,输出电压难以建立,这可能导致电感饱和;(2)存在电压尖峰问题。在本毕业设计的应用场合,输出电压已经建立,故不存在第一个问题。第二个问题则会对电路的工作状况带来不好的影响。电压尖峰是这样产生的:在 t_0 时刻,开关管 S6、S7 关断。电感电流不能突变,可以将 L_o 看成一个恒流源。S6、S7 关断后,电感电流只有两条通路,一是给 S6、S7 的结电容充电,一是通过变压器转移到另一端。由于变压器漏感 L_k 的存在,电流 i_s 的上升率受到了一定的限制,这就导致在 i_s 建立起来之前,电感电流主要给 S6、S7 的结电容充电,开关管 S6、S7 的 CE 端的电压急剧上升,这就是电压尖峰的成因。

从上文的分析可知,这种主充电器电路方案结构和控制策略都很简单,存在的问题是正向工作时,开关管 S1-S4 工作在硬开关环境,这限制了开关管(IGBT)的工作频率。另外一个更为严重的问题是电路反向工作时,存在电压

尖峰问题，这对电路的安全工作带来一定的隐患，在设计时应合理的控制开关管关断后电压的过充，保证开关管的安全。

如 5.3.2 节中的分析，在主充电变流器工作在负脉冲放电的时候，开关管关断的一瞬间，管子两端的端电压会急剧上升，而这个电压的尖峰会损坏管子，并且带来比较大的损耗。

在副边流过 IGBT 导通的状态下，流过每个管子的电流为 $I_o/2(25A)$ ，查数据手册可知，SKM145GB174DN 型号的 IGBT 电流下降时间为 80ns，假设最坏情况下的下降时间是手册所示数据的两倍，即 t_f 为 160ns。

在关断瞬间，电感电流有一部分给关断的 IGBT 结电容充电，令其电压瞬间上升到 $V_m/n(550V, n$ 为变压器的变比)，电流在 160ns 内由 25A 下降到零，则 160ns 内的平均重叠损耗为 $550 \times 25/2 = 6875W$ ，开关工作频率为 16kHz，则每个管子每周期内平均损耗为 $6875 \times 0.16/62.5 = 17.6W$ 。

需要注意的是上边的计算实在假设的理想状态下得出的，估计的损耗是依赖于电流关断时间的假设而做出的。实际上，电流在下降之前会在很短的一段时间内保持为峰值，因此实际损耗大约比计算出的 17.6W 还要多出 50%。

5.5.1 RCD 吸收

加入 RCD 之后的关断吸收电路如图 5-5 所示。吸收电路由 D_c 、 R_c 以及箝位电容 C_c 组成。

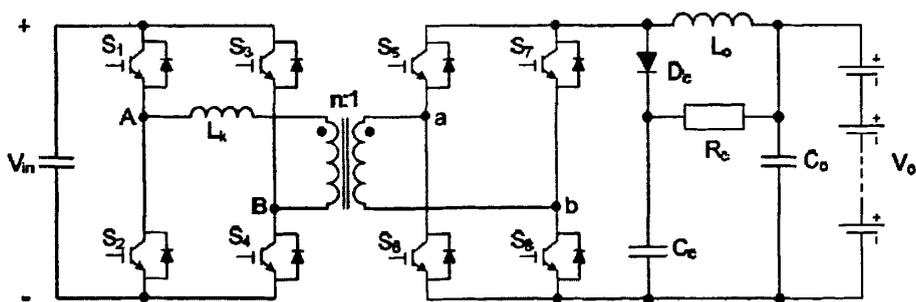


图 5-5 加入 RCD 吸收模块的主充电拓扑

吸收电路的工作模式图如图 5-6 所示。模式 1：当开关管 S_6 、 S_7 关断后，由于变压器漏感的存在，电流 i_s 的上升速率受到一定限制，于是电流在转移到变压器原边的同时还会给箝位电容 C_c 充电。模式 2：当变压器副边电压下降到比箝位电压更低时，箝位二极管截止，箝位电容通过电阻放电。当副边开关管全部导通时，箝位二极管截止，箝位电容继续通过放电电阻 R_c 放电，与模式 2 一样。

实际电路中， D_c 取为 DSEI2×61-12B，其耐压为 1200V，允许通过的电流

为 $52 \times 2A$ 。箝位电容 C_c 取为 CDE 高频无感吸收电容，耐压为 1200V，容值为 $3\mu F$ ，采用三个电容并联。电阻 R_c 取为 $10k\Omega$ 。

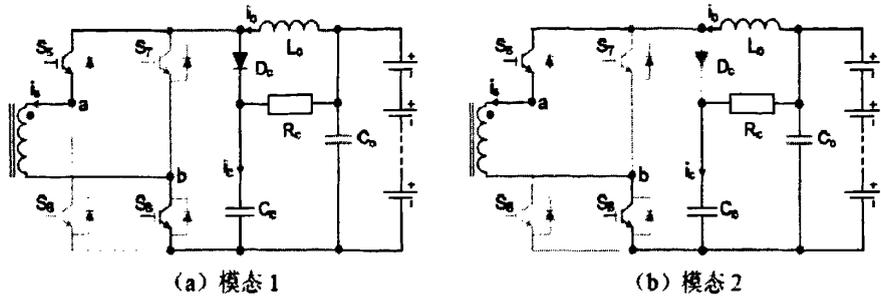


图 5-6 吸收电路的工作模式^[2]

事实上，通过增加 RCD 吸收电路，是将关断的 IGBT 上损耗的能量转移到放电电阻上了。只不过这样可以减小 IGBT 温度升高的压力。如果开关管温度偏高，可以通过适当增大箝位电容值来减小开关管上的损耗，但同时也会增加放电电阻上的损耗。但至少比增加开关管的损耗要好得多。

5.5.2 无损吸收

传统的 RCD 缓冲器的损耗通常为 10W，如果开关电源频率越高，则 RCD 缓冲器上的损耗就越大。这个附加损耗会引起一些问题，其中最主要的问题是缓冲器中的电阻的大小和所占的空间。通常，应用中电阻功率衰减系数为 2，选择功率电阻都要乘以系数 2。这样，10W 的损耗需要一个 20W 的功率电阻，一个 20W 的功率电阻需要较大的空间放置，另外 10W 的损耗使得它的温升会影响周边元件，这就更难为它选择一个合适的位置了。

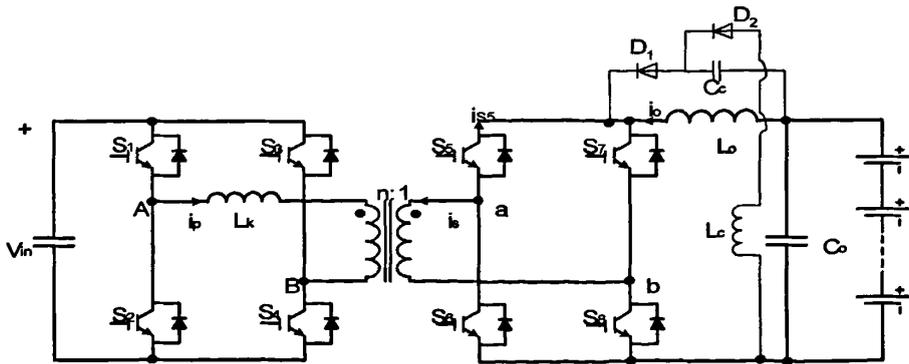


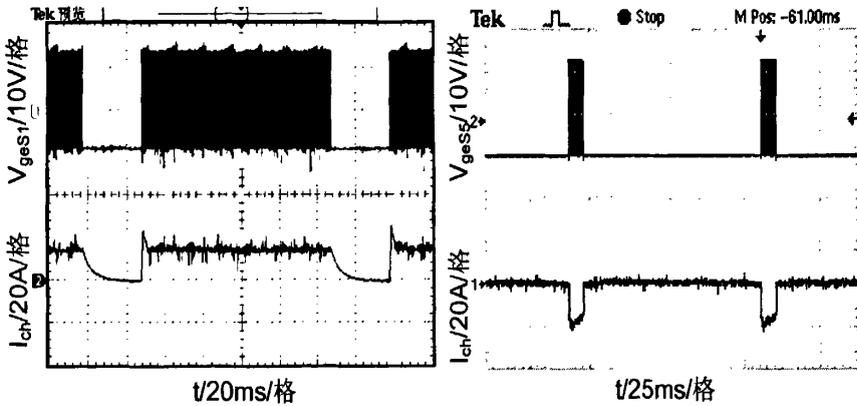
图 5-7 无损缓冲电路

如图 5-7 所示的为无损缓冲器，通过在电感中储存的电流能量将电容中储存的电能量转化为电磁能量。在电容再次放电之前，电感通过直流母线将储存的能量释放。虽然他的结构比较复杂，但是为以上问题提供了一个很好的解决方案。与传统的 RCD 缓冲器一样，它是通过使用电容减缓开关管结电容上的电压上升来达到缓冲目的的。但是它不会通过电阻将电容的电能量释放掉。

5.6 实验结果^[2]

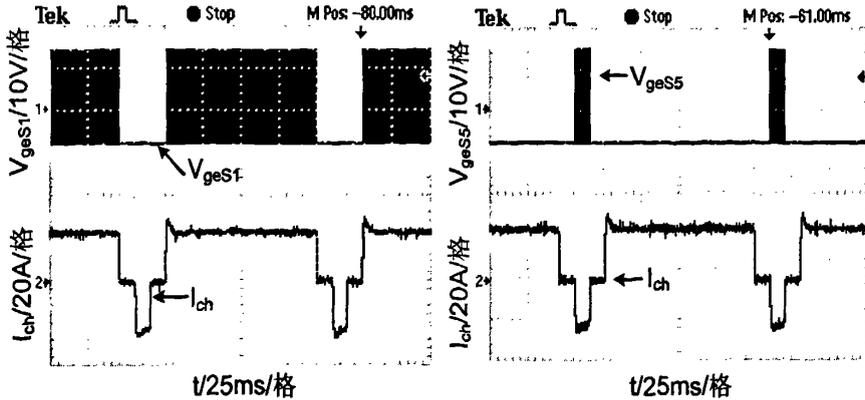
当电路工作于硬开关 DC/DC 全桥变流器状态时。电路主要参数为：输入电压为 620V，输出电压为 360V，充电电流为 50A。

当电路工作于 PWM Boost 全桥变流器时。电路主要参数为：输入电压为 460V，输出电压为 720V，放电电流为 40A。



(a)正脉冲充电时，S1 驱动和充电电流波形 (b)负脉冲放电时，S5 驱动和放电电流波形

图 5-8 正脉冲充电和负脉冲放电时的主要波形



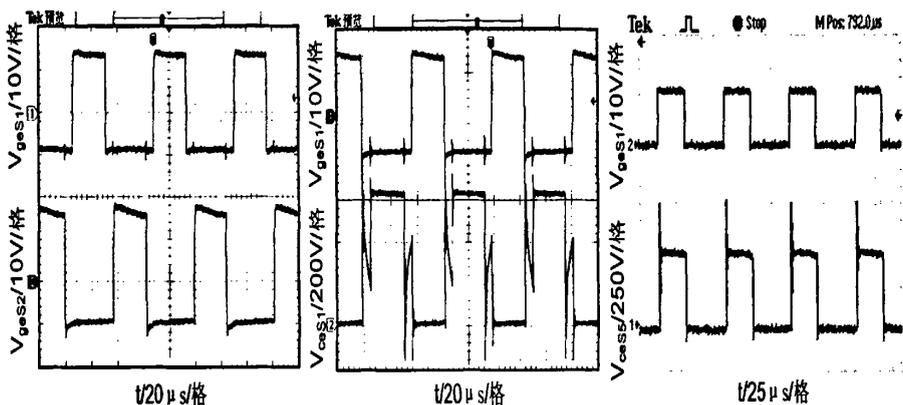
(a)S1 驱动和充电电流波形

(b)S5 驱动和充电电流波形

图 5-9 正负脉冲充电时的主要工作波形

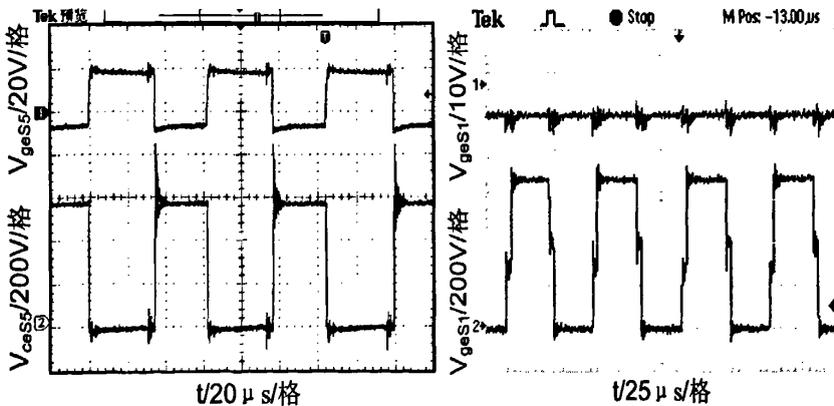
当只进行正脉冲充电时, 开关管 S_1 的驱动波形和充电电流波形如图 5-8(a) 所示; 当只进行负脉冲放电时, 开关管 S_5 的驱动波形和放电电流波形如图 5-8 (b) 所示。当电路工作于正负脉冲充放电状态时, 其主要工作波形如图 5-9 所示。由图可知, 正脉冲的充电时间保持为 100ms, 之后, 充电电流降到零并维持 10ms, 负脉冲的放电时间为 10ms, 一个充放电周期为 130ms。

图 5-10 为正向工作波形图, 图 5-10(a)为原边一个桥臂中两个开关管的驱动波形; 图 5-10(b)为原边开关管 S_1 的驱动波形及 CE 端压波形, 由图可知原边开关管电压应力为 800V; 图 5-10(c)为原边开关管 S_1 的驱动给定信号以及副边整流二极管的电压波形, 由图可知副边开关管的电压应力为 750V。



(a)驱动波形 (b)S1 驱动和 CE 端电压波形 (c)S1 驱动开关管 S5 的波形

图 5-10 正脉冲工作时电路主要工作波形



(a) S5 驱动和 CE 端压波形 (b) S1 的驱动和 CE 端压波形

图 5-11 负脉冲工作时电路的主要工作波形

图 5-11 为负脉冲放电时的主要波形图, 图 5-11(a)所示为副边开关管的驱动

及 CE 端电压波形，由图可知副边开关管的电压应力为 900V；图 5-11(b)所示为原边开关管的驱动波形及 CE 端电压波形，此时原边开关管栅极施加的为负向偏置电压，IGBT 不导通，类似于一个二极管，由图可知原边开关管的电压应力为 780V。

5.7 本章小结

本章主要讨论主充电系统。由于主充电系统采用正负脉冲的充电方式，双向 DC/DC 变流器成为主充电器的必然选择。本系统即采用一种原副边均为全桥结构的双向 DC/DC 变流器作为主充电器的拓扑结构。并给出了设计参数，由于主充电系统在本课题组的另一篇硕士论文中已有详细介绍，所以本章并未给出详细的设计过程。

接下来，本章给出了主充电器的工作原理波形图，并详细讨论了吸收电路的设计过程。最后给出了实验波形。

参考文献

- [1] Espinosa P, Sable D, Lee F C. A Four-Module Zero-Voltage-Switched Bidirectional Battery Charger/Discharger," Proceedings of the Virginia Power Electronics Conference, VPEC1994
- [2] 欧阳茜. 电大巴蓄电池智能管理系统: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2007
- [3] 丁昂. 阀控式免维护铅酸蓄电池脉冲充电技术及其智能管理: [学位论文]. 杭州: 浙江大学电力电子系, 2006
- [4] 张方华. 双向DC-DC变换器的研究: [学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 2004
- [5] Wang Kunrong, Lee Fred C, Lai Jason. Operation Principles of Bi-Directional Full-Bridge DC/DC Converter With Unified Soft-Switching Scheme and Soft-Starting Capability. IEEE APEC'00, 2000:111-118
- [6] Wang Kunrong, Zhu Lizhi, Qu Dayu. Design, Implementation, And Experimental Results of Bi-Directional Full-Bridge DC/DC Converter With Unified Soft-Switching Scheme and Soft-Starting Capability. IEEE PESC'00, 2000:1058-1063
- [7] Abraham I. Pressman. Switching Power Supply Design Second Edition. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [8] 张占松, 蔡宣三编 开关电源的原理与设计修订版. 北京: 电子工业出版社, 2006

第6章 总结与展望

6.1 总结

本文针对电动汽车领域使用的阀控铅酸（VRLA）电池管理系统进行了全面的讨论与研究。主要的内容包括以下几个方面：

(1) 本文对车用铅酸电池特性进行了详尽的分析，包括它在充放电时的电化学反应，导致电池失效的机制以及改进方法。对铅酸电池的充电方式及其重要，它在很大程度上决定了电池的使用寿命，本文详细讨论了不同的充电方式对铅酸电池的物理影响。

(2) 针对电动汽车的应用场合，本文提出了一套完整的蓄电池管理方案，并进行了实验验证。整个管理系统分为两大部分——车内管理系统（检测管理系统、均衡管理系统）和车外管理系统（充放电管理系统）。

状态检测系统系统主要包括电池状态采集系统以及剩余容量 SoC、健康状态 SoH 测量系统。本文针对电动汽车这个特殊应用场合，提出了一种新的同时基于 AH 定律、Peukert 方程、温度修正、SoH 以及开路电压的容量预测方法。

均衡充电系统的目的是保持串联电池组单体电池容量的均衡。均衡管理系统主要包括控制器、开关组件以及辅助均衡充电器三个部分。均衡管理系统和状态检测系统之间通过 RS485 总线进行串行通讯。

主充电系统采用的是正负脉冲的充电方式，本系统通过一个全桥双向 DC/DC 变流器来实现。主充电器的功率等级为 20kW，在本课题组中，这个功率等级较之以往有较大的突破。

6.2 展望

本文在车用 VRLA 电池管理系统方面做了一定的工作，但是仍然存在以下问题尚需研究和讨论：

(1) 均衡系统方案中，对电池容量最低的电池进行辅助均衡充电，使其电压增长速度快于其他电池，从而达到均衡目的，这在汽车运行时（放电）是完全可行的，但是在充电时，需要对电压过高的电池进行保护，仍需通过硬件或者软件的方式改进。

(2) 状态检测系统中，对于 SoC 的测量方法有多种，但是在电动汽车的应用场合，究竟哪种方法更加适合还需讨论。

(3) 充放电管理系统中，脉冲充电能够抑制电池的极化，然后充电的参数需要针对具体的电池设置，怎样有个统一的标准能快速、有效的设置参数还是需要我们分析讨论的。

论文发表情况

硕士期间发表的论文:

- [1] 杨诗佳, 钱照明, 欧阳茜, 彭方正. 改进型有源箝位正激电路的研究. 电力电子技术(录用)
- [2] Yang Shijia, Qian Zhaoming, Ouyang Qian, Peng Fang Z. An Improved Active-Clamp ZVS Forward Converter Circuit. APEC'08(EI 收录)

致谢

研究生学习时光匆匆而过，在这一段时期内，我遇到了许多良师益友，在此仅向培养、关心、支持和帮助我的人致以我最诚挚的谢意！

感谢我的导师彭方正教授和钱照明教授，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！

感谢大功率实验室的张帆老师，张帆博士可算我的另一个导师，也是我们实验室的“领导”。大功率实验室良好的实验氛围以及优厚的实验条件是与张帆博士分不开的。不管我们的问题是简是烦，张帆博士都耐心细致的解答。在我攻读研究生阶段，他给予了热心的指点，对我的研究起到了很大的帮助。总之，“有问题，找领导”就对了^_*，在此对张帆博士给予的无私帮助表示深深的谢意。

在 powerland 的短暂时光里，感谢谢小高老师给予我的学术指导，在我遇到困难时，谢小高老师总能提出良好的解决办法，令我受益匪浅。

特别要感谢欧阳茜学长对我科研上的指导和帮助，欧阳茜学长严谨的科研态度以及积极的工作热情一直感染着我，感谢欧阳茜学长在本课题做出的大量工作，感谢欧阳茜学长将我第一次带进电力电子的殿堂，我将永记于心。

再次，我要感谢杨水涛师兄，在和他讨论问题的过程中，使我受到了不少启发，受益匪浅。

感谢实验室与我朝夕相处的丁新平、童立青、曹冬、邝乃兴、赵慧杰、崔斌、孙磊师兄，薛凌霄、蔡磊、奚轶芳、陈东同学，以及熊飞、郑晟、杜韦静等师弟师妹。在大功率所这个大家庭中，我们结下了深厚的友谊。

感谢博兰实验室的董伯藩老师、张军明老师、周莉英老师。

感谢赵一、翟建勇、薛凌霄室友，深厚的友谊，是我一生的财富。

感谢我的女友，感谢你两年来一直的陪伴，千言万语尽在不言中。

最后，感谢我的家人，感谢把我抚育大的父母、外婆对我生活上的关爱和无私奉献，养育之恩，无以为报。

衷心祝福所有关心、帮助我的老师、亲人和朋友们！谢谢！

杨诗佳

2008年5月

于求是园