

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

G01R 31/36 (2006.01)

B60L 3/00 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610104538.2

[45] 授权公告日 2009年6月10日

[11] 授权公告号 CN 100498367C

[22] 申请日 2006.9.7

[21] 申请号 200610104538.2

[73] 专利权人 长安大学

地址 710064 陕西省西安市南二环路中段  
长安大学

[72] 发明人 马建 张卫钢 蹇小平 钱定军  
刘亚萍

[56] 参考文献

CN2625211Y 2004.7.14

CN1036865A 1989.11.1

基于交流测量法的蓄电池内阻测量装置的研究. 李立伟, 邹积岩. 计量技术, 第12期. 2002

蓄电池内阻测量装置的研究. 李立伟, 邹积岩. 电源技术, 第27卷第1期. 2003

蓄电池内阻在线监测装置的研究. 夏勇. 通信电源技术, 第6期. 2003

蓄电池内阻智能测试仪的设计. 李晓建, 赵大炜, 孙红辉, 张振仁. 电源技术, 第28卷第12期. 2004

一种新型的蓄电池内阻测量方法的研究及实现. 刘百芬, 程海林. 仪表技术与传感器, 第5期. 2004

审查员 张岩

[74] 专利代理机构 西安新思维专利商标事务有限公司

代理人 韩翎

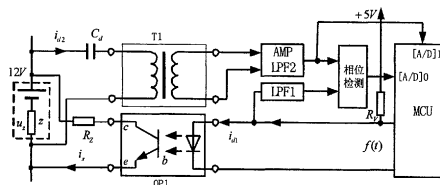
权利要求书2页 说明书13页 附图4页

[54] 发明名称

一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法

[57] 摘要

本发明涉及一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法, 其能准确地测量多节电池, 有效解决了测量电路与电池组的隔离问题以及频繁测试的问题, 并能实现在线测量。本发明采用光耦加变压器隔离式内阻采集模块, 并采用非正弦电计算电池的内阻, 光耦用于“注入”信号的隔离, 用脉冲串信号代替正弦交流信号, 变压器用于采集电压信号的隔离, 采集的数据是恒流源的有效值  $I_s$  或最大值  $I_{sm}$ 、内阻抗上的电压有效值  $V_s$  或最大值  $V_{sm}$ , 以及两者之间的相位差  $\alpha$ , 然后利用公式  $r = |Z| \cos\alpha$  计算电池内阻。另外, 根据 EV 工作特点, 也可以通过采集电压的变化量及电流计算电池内阻  $r = \Delta U / I_s$ 。



1、一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法，其特征在于：采用光耦加变压器隔离式内阻采集模块，并采用非正弦交流电路计算电池的内阻，光耦用于“注入”信号的隔离，用脉冲串信号代替正弦交流信号，变压器用于采集电压信号的隔离，采集的数据是恒流源的有效值( $I_s$ )或最大值( $I_{sm}$ )、内阻抗上的电压有效值( $V_z$ )或最大值( $V_{zm}$ )，以及恒流源的有效值( $I_s$ )与内阻抗上的电压有效值( $V_z$ )或恒流源最大值( $I_{sm}$ )与内阻抗上的电压最大值( $V_{zm}$ )两者之间的相位差( $\alpha$ )；当电池不工作时，让晶体管开关按照一定的频率闭合和断开，在断开时，测电池的端电压即为开路电压( $U_k$ )，在闭合时测电池的端电压即为在线电压( $U_r$ )，则得到电池的端电压( $U_E$ )及输出电压( $u_0$ )的波形，输出电压( $u_0$ )的幅值是 $\Delta U$ ，将输出电压( $u_0$ )的幅值测出，即可通过公式 $r = \frac{\Delta U}{I_s}$ 算出电池内阻( $r$ )。

2、根据权利要求1所述的一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法，其特征在于：相位差检测过程为：微控制器产生的脉冲串信号通过电阻( $R_v$ )产生电流( $i_{d1}$ )，送给光耦(OP1)，产生恒流( $i_s$ )“注入”电池；电流( $i_{d1}$ )同时进入低通滤波器(1)；恒流( $i_s$ )在电池内阻抗( $z$ )上产生的电压信号( $u_z$ )与电动势12V叠加后经过电容( $C_j$ )的隔直流，在变压器( $T_1$ )的初级信号就是电压信号( $u_z$ )，该电压经过变压器的隔离变换，在次级就得到了变压比( $Nu_z$ )，变压器 $T_1$ 的输出电压信号送入放大器放大及滤波器处理，得到电压的基波分量，然后与电流( $i_{d1}$ )的基波分量一起进入相位比较检测电路，相位比较检测电路将两个输入信号的相位差( $\alpha$ )送入微控制器；“注入”电池恒流源( $i_s$ )的模值( $I_0$ )通过傅立叶级数展开式以及光耦的晶体管特性计算出来，而内阻抗电压信号( $u_z$ )的模值

通过分压、变压比和放大器的放大系数计算出来。

3、根据权利要求2所述的一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法，其特征在于：电动汽车给出一个加速踏板工作信号到内阻检测模块的微控制器，踩下踏板输出高电平，不踩时输出低电平，当微控制器收到低电平时，就输出脉冲信号，采集 $\Delta U$ ，然后计算出内阻送给主控机，由主控机根据所有电池的内阻情况，判断电池性能并测算剩余里程，加速踏板信号通过CAN总线上传给主控机，再由主控机通过CAN总线下传给各检测模块。

## 一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法

### 一、技术领域：

本发明涉及一种蓄电池检测方法，尤其是涉及一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法。

### 二、背景技术：

每个电池都有内阻。不同类型的电池内阻不同。相同类型的电池，由于内部化学特性的不一致内阻也不一样。电池的内阻很小，一般为微欧或者毫欧级（一般 400Ah 的 2V 蓄电池内阻大约为 0.5 毫欧左右）。内阻是衡量电池性能的一个重要技术指标。正常情况下，内阻小的电池的大电流放电能力强，内阻大的电池放电能力弱。一个可充电电池出厂时的内阻是比较小的，但经过长期使用后，由于电池内部电解液的枯竭，以及电池内部化学物质活性的降低，内阻会逐渐增加，直到内阻大到电池内部的电量无法正常释放出来，此时电池也就“寿终正寝”了。绝大部分老化的电池都是因为内阻过大的原因而报废。

电池的内阻已被公认是准确而快速的判断电池健康状况的重要参数。关于内阻与容量的结论是：当电池的内阻大于初始值（基值）的 25% 时，电池将无法通过容量的测试。可见电池内阻是反映电池性能的一个重要参数。有人对电池内阻和容量的关系做了大量实验，发现可以通过检测电池的内阻来间接地反映电池的容量状况。一般而言，电池的容量越大，内阻就越小，因此可以通过蓄电池内阻的测量，对电池的容量进行在线评估。可见，内阻的大小直接影响电池的驱

动能力和剩余容量。

内阻有如下两个特点：

1. 内阻不是一个固定的数值。电池处于不同的电量状态时，其内阻值不一样。从技术的角度出发，我们一般把电池的内阻分为两种状态：充电态内阻和放电态内阻。充电态内阻指电池完全充满电时的所测量到的电池内阻。放电态内阻指电池充分放电后（放电到标准的截止电压时）所测量到的电池内阻。一般情况下放电态的内阻是不稳定的，测量的结果也比正常值高出许多，而充电态内阻相对比较稳定。对于 EV 应用而言，我们需要了解电池在工作过程中任意时刻的内阻（动态内阻），以判断电池的性能及剩余容量。

2. 内阻无法用一般的方法进行精确测量。因为电池的内阻很小，在微欧或者毫欧范围内，而在一般的测量场合，我们要求电池内阻测量精度误差必须控制在正负 5% 以内。这么小的阻值和这么精确的要求必须用专用仪器来进行测量。

基于上述两个特点，内阻在线测试技术难度大，各厂家的技术和设备各有特点，其测试内阻的准确度和抗干扰能力差别也很大。因此内阻测试技术就成了整个检测系统的核心技术，其测试的好坏也直接影响了整个检测系统的质量。

常用内阻检测法：

通常，所常用的检测方法有两种：直流放电法和交流注入法。

#### 1. 直流放电法

根据物理公式  $R=V/I$ ，测试设备让电池在短时间内（一般为 2-3 秒）强制通过一个很大的恒定直流电流（目前一般使用 40A-80A 的大电流），测量此时电池两端的电压，并按公式计算出当前的电池内阻。这种测量方法的精确度较高，

控制得当的话，测量精度误差可以控制在 0.1% 以内。但此法有明显的不足之处：

(1) 只能测量大容量电池或者蓄电池，小容量电池无法在 2-3 秒钟内负荷 40A-80A 的大电流；

(2) 当电池通过大电流时，电池内部的电极会发生极化现象，产生极化内阻。故测量时间必须很短，否则测出的内阻值误差很大；

(3) 大电流通过电池对电池内部的电极有一定损伤。

(4) 必须在静态或脱机的情况下进行，无法实现在线测量。

(5) 多出一个体积较大的负载。一方面会增加安装和控制的复杂度，另一方面会增加设备维护的工作量，影响日常维护的便捷性。

美国 Alber 公司的测试内阻专利技术“瞬间大电流负载放电法”与普通直流放电法不同。其工作过程是由控制模块（主机）按编程信号顺序接通每节电池向负载模块（RTM）放电的“阀”，每节电池向负载模块大电流（30A~70A）放电，时间为 3.25 秒。放电过程由数据采集模块（DCM）检测和采集电池的通断电压（放电电压稳定后的瞬间断电压差）；负载模块（RTM）承载和采集电池放电电流  $I$ 。DCM 和 RTM 均有相应的电压和电流感应器件，测定负载模块断开瞬间的电压差  $\Delta V = V_2 - V_1$ ，据此计算出准确的电池内阻值（ $R_{\text{内阻}} = \Delta V / I$ ），DCM、RTM 和控制模块均有储存记录，并将相关数据以图表和数字的方式，直观地在 PC 终端上显示出来。

虽然此法有不少优点，但和普通直流放电法一样，都不适合于 EV 的应用。除了上述所列缺点之外，对于 EV 应用而言，还有以下不足：因为 EV 的电池数目多，给每个单体电池接续负载模块不但机构复杂，而且占用车内空间、增大

车辆重量，直接影响 EV 的各项行驶性能，比如速度、爬坡度、加速性和续航里程等。另外，EV 要求频繁进行剩余容量的检测和显示，这就要求对内阻进行频繁的检测，这样势必影响汽车的正常行驶和减少电池的剩余容量。我们可以简单计算一下：假设 EV 电池组由 24 节 12V 电池组成。检测放电电流取 50A，则测一次内阻所需功率为  $P = 50 \times 12 = 600W$ ，时长 3.25s。所有电池检测一遍所需时间  $T = 24 \times 3.25 = 78s$ ，需要消耗电池容量  $C_T = 50 \times 78 = 3900C$ 。如果电池标称容量为 110Ah，即  $C_s = 110 \times 3600 = 396000C$ ，则检测一次内阻要浪费约 1% 的电池容量。如果 5 分钟检测一次内阻，则 1 小时就要测 12 次，浪费容量 12%。这对“惜电如金”的 EV 而言是难以接受的。

## 2. 交流注入法

为了克服直流放电法需要大电流放电的缺点，人们提出了交流注入测量法。其原理是：在蓄电池两端施加一恒定的交流音频电流源  $i_s(t) = I_s \cos(\omega t + \alpha_i)$ ，一般频率取 1KHz，电流取 50mA。然后检测电池端电压  $v_o(t) = V_o \cos(\omega t + \alpha_o)$ ，以及  $i_s(t)$  和  $v_o(t)$  两者之间的夹角  $\alpha$ 。根据欧姆定律可知三者之间关系如图 7-15 所示（设  $\alpha_i = 0$ ），表达式为

$$Z = \frac{\dot{V}_o}{\dot{I}_s} = |Z| \angle \alpha$$

其中：  $|Z| = \frac{V_o}{I_s}$ ，  $\alpha = \alpha_o - \alpha_i$

因为  $Z = r + jX$ ，所以有：

$$r = |Z| \cos \alpha$$

$r$  即为我们需要获取的蓄电池内阻。

交流内阻测量法的电池测量时间极短，一般在 100 毫秒左右，测量精度误差一般在 1%-2% 之间。使用交流测量法几乎可以测量所有的电池。此外，它还有体积小、成本低、对电池无损害、可在线测量、可进行频繁的测量等优点。

但测量精度不如直流放电测量法，很可能会受到纹波电流的影响，同时还有谐波电流干扰的可能。

### 三、发明内容：

本发明为了解决上述背景技术中的不足之处，提供一种电动汽车蓄电池内阻脉冲检测方法，有效解决了测量电路与电池组的隔离问题以及频繁测试的问题，并能实现在线测量，非常适合 EV 的使用。

为实现上述目的，本发明采用的技术方案为：

一种蓄电池内阻脉冲检测方法，其特殊之处在于：采用光耦加变压器隔离式内阻采集模块，并采用非正弦电计算电池的内阻。光耦用于“注入”信号的隔离，用脉冲串信号代替正弦交流信号，变压器用于采集电压信号的隔离，采集的数据是恒流源的有效值  $I_x$  或最大值  $I_{xm}$ 、内阻抗上的电压有效值  $V_z$  或最大值  $V_{zm}$ ，以及两者之间的相位差  $\alpha$ 。

相位差检测过程为：MCU 产生的脉冲串信号通过电阻  $R_v$  产生电流  $i_{d1}$ ，送给光耦 OP1，产生恒流  $i_x$  “注入”电池；同时进入低通滤波器 1。 $i_x$  在电池内阻抗  $z$  上产生的电压信号  $u_z$  与电动势 12V 叠加后经过电容  $C_d$  的隔直流，在变压器  $T_1$  的初级信号就是  $u_z$ 。该电压经过变压器的隔离变换，在次级就得到了  $Nu_z$ ， $N$  为变压比。 $T_1$  的输出电压信号送入放大器放大及滤波器处理，得到电压的基波分量，然后与  $i_{d1}$  的基波分量一起进入相位比较检测电路，相位比较检测电路将两个输入信号的相位差  $\alpha$  送入 MCU；“注入”电池恒流源  $i_x$  的模值  $I_0$  通过傅立叶级数展开式以及光耦的晶体管特性计算出来，而内阻抗电压信号  $u_z$  的模值通过分压、变压比和放大器的放大系数计算出来。

最后利用公式  $r = |Z| \cos \alpha$  计算出电池内阻。该方法需要检测电压、电流以及它

们之间的相位差。

根据 EV 的工作特点，可以得到另一种内阻计算方法。当电池不工作时，让晶体管开关按照一定的频率闭合和断开，在断开时，测电池的端电压即为开路电压  $U_k$ ，在闭合时测电池的端电压即为在线电压  $U_l$ ，则得到电池的端电压  $U_E$  及输出电压  $u_0$  的波形， $u_0$  的幅值是  $\Delta U$ ，所以只要将  $u_0$  的幅值测出，即可通过公式

$$r = \frac{\Delta U}{I_s} \text{ 算出电池内阻 } r。$$

EV 给出一个加速踏板工作信号到内阻检测模块的 MCU，踩下踏板输出高电平，不踩时输出低电平，当 MCU 收到低电平时，就输出脉冲信号，采集  $\Delta U$ ，然后计算出内阻送给主控机，由主控机根据所有电池的内阻情况，判断电池性能并测算剩余里程，加速踏板信号可以通过 CAN 总线上传给主控机，再由主控机通过 CAN 总线下传给各检测模块。

与现有技术相比，本发明具有的优点和效果如下：

- 1、本发明采用脉冲恒流信号注入电池，解决了信号源与电池的隔离问题。
- 2、本发明采用变压器解决了采集电路与电池的隔离问题。
- 3、本发明可以通过检测电压与电流的相位差计算内阻，也可以通过检测电压的变化量计算内阻。

- 4、本发明非常适合对电池组的测量，比如 EV（电动汽车）的应用。

四、附图说明：

图 1 为本发明脉冲控制法一内阻检测原理图。

图 2 为一个非正弦电路图。

图 3 为光耦及其等效图。

图 4 为电池回路等效图。

图 5 为电池回路各点波形图。

图 6 为脉冲串示意图。

图 7 为脉冲串的频谱图。

图 8 为脉冲控制法二的原理框图。

图 9 为脉冲控制法二的等效电路图。

图 10 为脉冲控制法二的相关波形图。

五、具体实施方式：

脉冲控制法一：

我们已经知道直流放电法不适合 EV 使用，而交流注入方法虽然比直流法更优越，但在 EV 中使用仍然存在问题。主要问题就是对于电池组如何测量。单个电池应用交流法测量一次很容易，也有比较成熟的应用电路，但将多节电池串接以后，就需要考虑测量电路与电池组的隔离问题以及频繁测试的问题。

脉冲控制法的概念：

交流测量法的实质是：一要电流变化，二要电流按正弦交流规律变化。要电流变化的原因是能从电池的直流电流（电压）中分离出变化分量，满足这一条件的变化电流（电压）有很多种，比如三角波、锯齿波、方波、正弦波、脉冲串等。而选用正弦波的原因是有成熟、简单的正弦交流电分析法，其基本原理就是一个阻抗  $Z = R + jX$  与它两端的正弦交流电压相量  $\dot{U}$  以及流过它的电流相量  $\dot{I}$  之间满足欧姆定律： $Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}}$ ，而  $Z$  中的实部即电阻为： $R = |Z| \cos \alpha$ ， $\alpha$  等于  $\dot{U}$

与  $\dot{I}$  的相位差。如果是非正弦变化电流（电压），则必须将其用傅氏级数展开为正弦型信号的代数和，然后对每一个谐波分量应用正弦交流电分析法计算相应的电流和电压，最后叠加起来。比如电路中某支路的总电流有效值为：

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \Lambda + I_i^2 + \Lambda}$$

电路中某元件的总电压有效值为：

$$U = \sqrt{U_0^2 + U_1^2 + U_2^2 + \Lambda + U_i^2 + \Lambda}$$

其中第  $i$  次谐波分量满足  $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$ 。

比如，对图 2 所示电路，当输入信号为  $u_i = 6 + \cos t + \cos 2t$  V，其输出信号等于三个分量计算结果的代数和，即：

$$i = 2 + 0.28 \cos(t - 33.7^\circ) + 0.2 \cos(2t - 53.1^\circ) A$$

有效值为：

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2} = \sqrt{4 + 0.5(0.28)^2 + 0.5(0.2)^2} = 2.015 A$$

可见非正弦交流电路的计算很麻烦，因此人们选用正弦交流电进行内阻测量。

但是仔细考虑就会发现，我们需要的不是电压和电流，而是阻抗  $Z$  中的实部即电阻  $R$ 。对于一个给定的电路，不管施加何种电流或电压，其电阻部分是不会变的，改变的仅仅是阻抗中的电抗部分。即所有谐波阻抗中的实部是一样的。这意味着电阻可以用电流和电压中的任意一次谐波分量进行计算，即有：

$$R = |Z_0| \cos \alpha_0 = |Z_1| \cos \alpha_1 = \Lambda = |Z_i| \cos \alpha_i$$

因此得出一个结论：对于非正弦交流电路而言，为了计算其电阻，只要找到任意一次谐波电流和电压分量，即可利用公式

$$R = |Z_i| \cos \alpha_i$$

进行计算。式中： $Z_i = \frac{U_i}{I_i}$ ， $\alpha_i$  等于  $U_i$  与  $I_i$  的相位差。

上述结论说明可以采用非正弦电计算电池的内阻。这正是提出“脉冲控制法”的理论基础。

之所以提出“脉冲控制法”，主要原因是为了解决检测模块与电池组之间的

隔离问题。本发明要采用集中/分布式检测模式进行相关数据的采集，因此，内阻检测模块要和电池电压检测模块结合起来。通过“桥电容”实现了电压数据的隔离采集，而如何隔离采集内阻数据则是一个难点。

交流法的要点有两个：一是给电池输入幅度恒定的正弦交流电流，二是从电池上采集交流电压信号。这意味着需要在给电池输入电流和从电池采集输出电压两方面都进行隔离处理。因为注入的电流和采集的电压信号都是交流信号，我们首先想到的隔离措施就是采用变压器。但是，仔细考虑后发现利用变压器隔离存在一个问题：就是变压器无法在电池端产生恒流信号。所以，我们提出了利用光耦+变压器隔离法。光耦用于“注入”信号的隔离，因为光耦器件的次级是一个晶体管放大器的发射极（e极）和集电极（c极），其等效电路正好是一个恒流源，见图3。所以，可以产生隔离的受控电流源。但是光耦存在的问题是不适合传输模拟信号，为此，本发明采用脉冲串信号代替正弦交流信号。根据傅立叶级数，脉冲串可以展开为正弦型信号的代数和，通过低通滤波器可以取出基波信号，而基波信号就是正弦型交流信号。变压器用于采集电压信号的隔离，因为内阻抗上的电压是“注入”电流产生的脉冲串电压 $u_z$ 和电池电压的代数和，所以，通过电容 $C_d$ 的隔直流作用，加在变压器初级的就是“注入”电流产生的脉冲串电压 $u_z$ ，在变压器次级就得到正比于 $u_z$ 的输出电压信号。

本发明设计的光耦+变压器隔离式内阻采集模块原理图见图1。采集的数据是恒流源的有效值 $I_s$ （或最大值 $I_{sm}$ ）、内阻抗上的电压有效值 $V_z$ （或最大值 $V_{zm}$ ）以及两者之间的相位差 $\alpha$ 。

相位差检测过程是这样的：MCU产生的脉冲串信号通过电阻 $R_v$ 产生电流 $i_{d1}$ ，送给光耦OP1，产生恒流 $i_s$ “注入”电池；同时进入低通滤波器1。 $i_s$ 在电池内

阻抗 $z$ 上产生的电压信号 $u_z$ 与电动势 $12V$ 叠加后经过电容 $C_d$ 的隔直流,在变压器 $T_1$ 的初级信号就是 $u_z$ 。该电压经过变压器的隔离变换,在次级就得到了 $Nu_z$ , $N$ 为变压比。 $T_1$ 的输出电压信号送入放大器放大及滤波器处理,得到电压的基波分量,然后与 $i_{d1}$ 的基波分量一起进入相位比较检测电路,相位比较检测电路将两个输入信号的相位差 $\alpha$ 送入MCU。

“注入”电池恒流源 $i_s$ 的模值 $I_0$ 可以通过傅立叶级数展开式以及光耦的晶体管特性计算出来。而内阻抗电压信号 $u_z$ 的模值可以通过分压、变压比和放大器的放大系数计算出来。这样,计算内阻所需的参数就都得到了。

按照上述检测原理,我们发现和普通交流注入法不太一样,主要差别在于:

(1) 给电池的恒流信号不是外电源提供(注入),而是取自电池本身。因为,晶体管的输出电路虽然等效为一个电流源,但其能量并不是来自基极,即输入回路,而是用输入回路的小电流控制输出回路的大电流得到,这正是晶体管的工作实质,即所谓晶体管“放大”,并不是直接将输入小信号变成大信号输出,而是用输入小信号去控制输出端的大信号,使之随小信号的变化而变化,从晶体管外部看去,就好像是将小信号放大为大信号。

(2) 电流源不是正弦交流电而是脉冲串。

(3) 检测与被检测电路隔离,适合串联电池组的检测。

因此,根据上述特点我们将这种方法取名为“脉冲控制法一”。

## 2. 相关计算

电池回路的等效电路如图4所示。假设蓄电池内阻为毫欧数量级,比如1毫欧( $1m\Omega$ ),如果恒流源 $i_s$ 的幅值(或有效值)为 $1A$ ,则内阻上电压的最大值也就

是 $1mV$ 。而一般光耦的输出电流小于 $100mA$ ，达林顿型输出可达 $150mA$ <sup>[1]</sup>，比如PC725。若取光耦 PC725 的输出电流为 $100mA$ ，在 $1m\Omega$ 电阻上的压降就是 $0.1 \times 0.001 = 0.0001V = 100\mu V$ 。也就是说， $u_z$ 的最大值 $V_{om}$ 不超过 $100\mu V$ 。由于电压很小，就要求检测电路非常灵敏，精度非常高，而抗噪能力也要很强。

光耦 PC725 传输比的典型值<sup>[95]</sup>为 $\frac{I_C}{I_F} = 4000\%$ 。若取工作电流最大值为 $100mA$ （留有余量），也就是 $I_C = I_{sm} = 100mA$ ，则光耦输入端电流最大值为 $I_F = I_{dim} = 2.5mA$ 。此时，输出端电压为 $2V$ ，输入端电压为 $1.2V$ <sup>[95]</sup>。则电阻

$$R_V = \frac{5-1.2}{2.5} = 1.5K。$$

测量内阻的目的是要计算电池的剩余容量从而计算出续航里程。而续航里程不需要频繁了解。由于使用铅酸电池的EV续航里程一般在200公里左右，其最高速度在 $100km/h$ ，再根据人们的驾驶习惯以及续航里程计算精度，我们取每1分钟计算一次，相当于几公里检测一次。检测一次内阻的时间定为1秒，那么，脉冲串的频率 $\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/T$ 应该稍微取高一点（比如， $f_0 = 1KHz$ ），而该值的确定还要考虑低通滤波器的特性。这样，我们给出“注入”电流、内阻抗电压和电池端电压的理论波形图，见图5。

设光耦输入端的电压信号是由MCU产生的脉冲串信号，如图6所示。则根据傅立叶级数理论，该信号的傅立叶级数展开式为：

$$f(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \left[ \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \sin 7\omega_0 t + \Lambda \right]$$

式中 $A$ 是信号幅度，此处取 $A = 1.2V$ ，其频谱图如图7所示。

可见，只要用一个截至频率小于 $3\omega_0$ 的低通滤波器（LPF）就可将基波分量取出来。因此，在图3设置了两个低通滤波器分别取出脉冲串电流和电压的基

波分量用于计算内阻。

通过上述内容，可以知道电流 $i_s$ 的基波分量 $I_{s0}$ 不用测量可以直接计算出来，而电压 $u_z$ 的基波分量 $V_0$ 要通过滤波取出，再送入 MCU 的 A/D 转换器才能得到。这样，用于计算内阻的三个参数： $I_{s0}$ 、 $V_0$ 和 $\alpha$ 就都得到了。

因为该方法和交流法一样，最后也是要靠计算电池电压和电流的相位差来计算内阻，为与下面要介绍的另一种计算方法相区别，所以称之为“脉冲控制法一”。

不管是交流注入法还是提出的脉冲控制法一，都可以随时在线测量，这是它们的一个优点。但是对于 EV 而言，电机并不是每时每刻都在工作，比如刹车、减速时，电机就不用电，电池就不工作。而在实际的车辆行驶过程中，刹车和减速是比较频繁的，也就是说电池的工作是间歇性的。这个特点为我们提供了另外一条计算内阻的思路。

脉冲控制法二：

我们知道，电池因为内阻的存在，其开路电压 $U_K$ 和在线电压 $U_r$ 存在一个电位差 $\Delta U = U_K - U_r$ 。而电池内阻即为 $r = \frac{\Delta U}{I_s}$ ， $I_s$ 为电池的工作电流。可见，如果 $I_s$ 为恒定电流，则只要测出 $\Delta U$ 即可得到内阻 $r$ 。参见图 9，当电池不工作时，比如在减速时段或刹车时段，让晶体管开关按照一定的频率（比如 100Hz）闭合和断开，在断开时，测电池的端电压即为开路电压 $U_K$ ，在闭合时测电池的端电压即为在线电压 $U_r$ ，则电池的端电压 $U_E$ 及输出电压 $u_0$ 的波形见图 10。因为 $u_0$ 的幅值是 $\Delta U$ ，所以只要将 $u_0$ 的幅值测出，即可通过公式 $r = \frac{\Delta U}{I_s}$ 算出电池内阻 $r$ 。由于该法不需要计算电压和电流的相位差，所以，把这种计算方法称为“脉冲控制

法二”。

应用方法二时，要求 EV 给出一个加速踏板（油门踏板）工作信号到内阻检测模块的 MCU，比如踩下踏板输出高电平，不踩时输出低电平。当 MCU 收到低电平时，就输出脉冲信号，采集  $\Delta U$ ，然后计算出内阻送给主控机，由主控机根据所有电池的内阻情况，判断电池性能并测算剩余里程。加速踏板信号可以通过 CAN 总线上传给主控机，再由主控机通过 CAN 总线下传给各检测模块。

方法二的电原理框图见图 8。可见，“脉冲控制法一”和“脉冲控制法二”的信号采集硬件和原理是一样的，所不同的是计算方法，“方法一”要计算电压和电流的相位差，比较麻烦；而“方法二”只需计算电压的变化量。它们与普通“交流注入法”相比，最大优点是隔离采集数据，从而更适合串联电池组的数据采集应用。

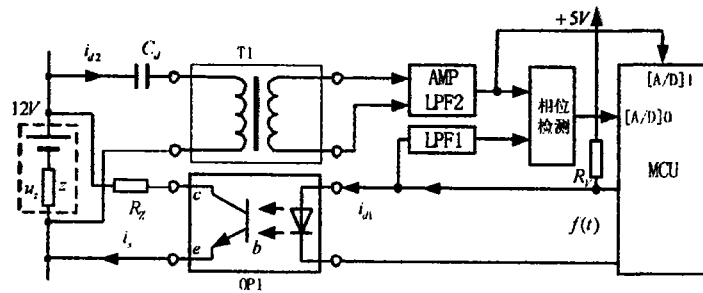


图1

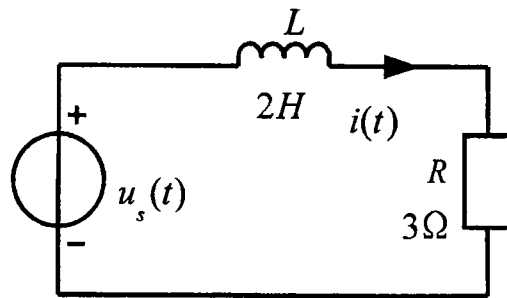


图2

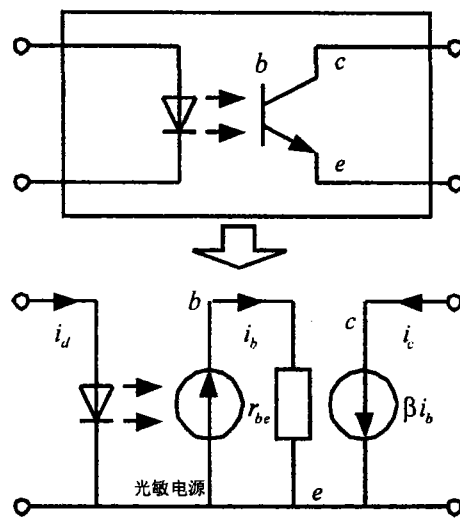


图3

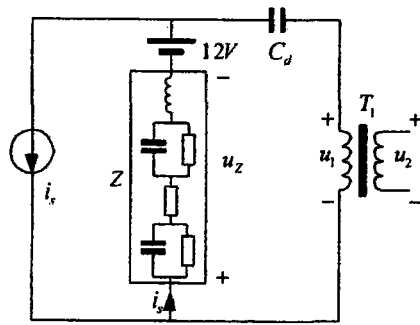


图4

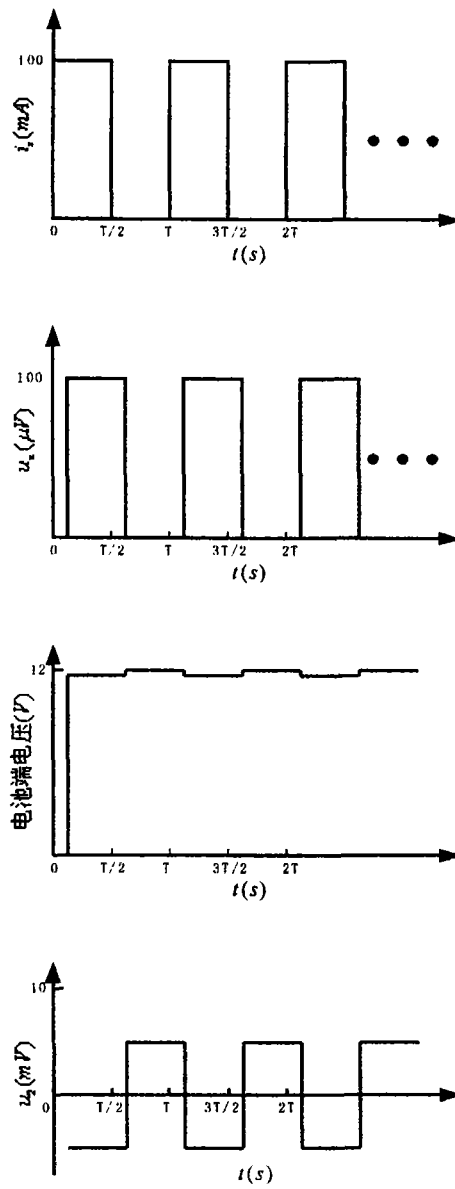


图5

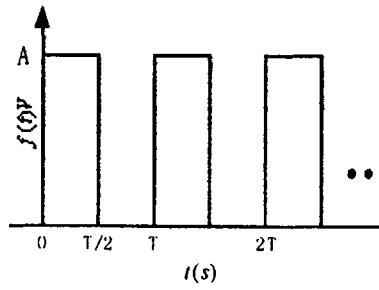


图6

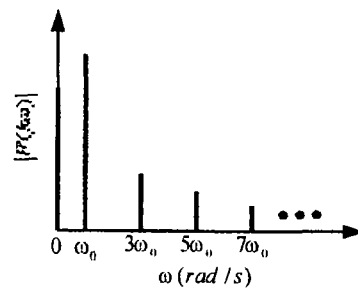


图7

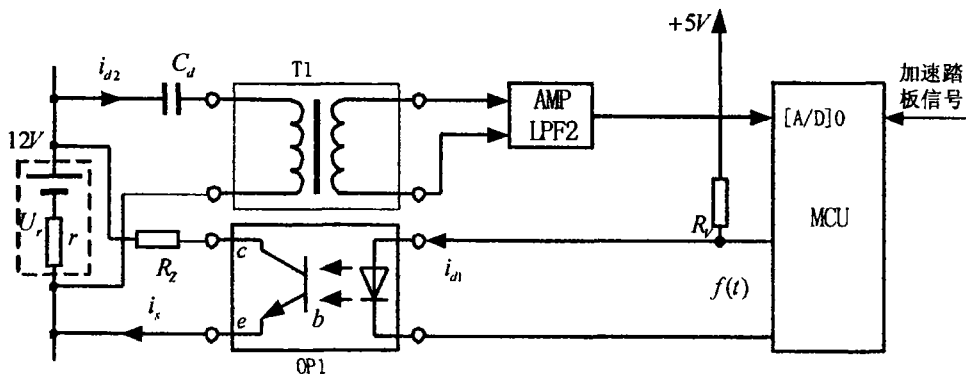


图8

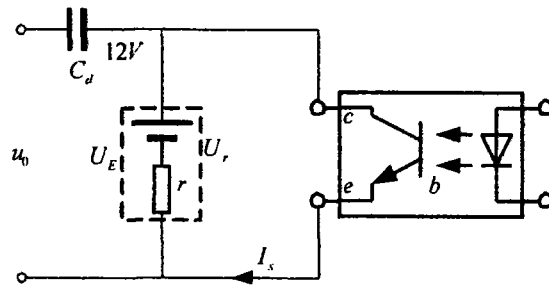


图9

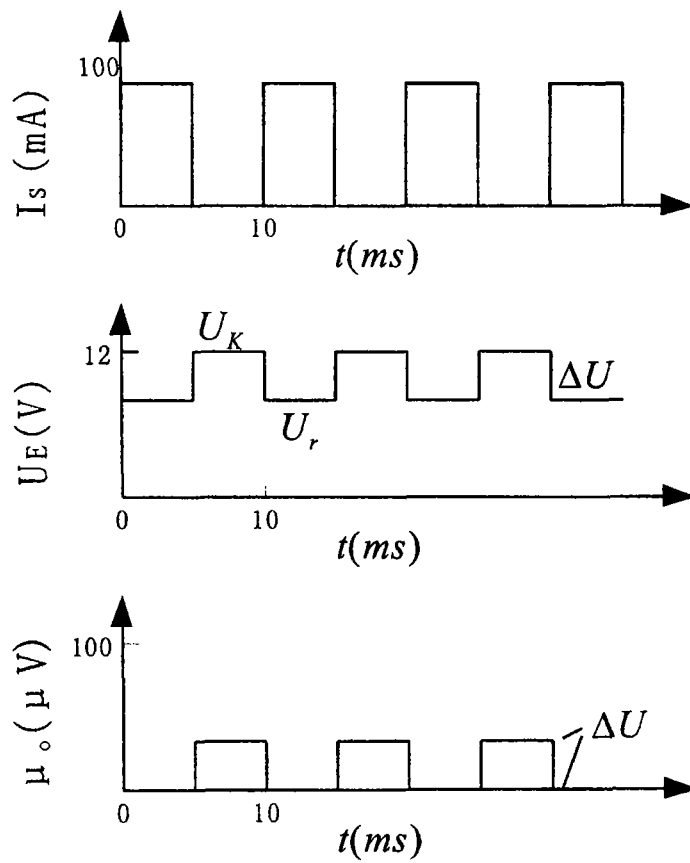


图10