



(21) 申请号 202010618897.X

(22) 申请日 2020.06.30

(65) 同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 112180263 A

(43) 申请公布日 2021.01.05

(30) 优先权数据

2019-125476 2019.07.04 JP

(73) 专利权人 株式会社电装

地址 日本爱知县

(72) 发明人 沟口朝道

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

专利代理师 胡曼

(51) Int.Cl.

G01R 31/3842 (2019.01)

G01R 31/389 (2019.01)

(56) 对比文件

CN 101666861 A, 2010.03.10

JP 2003086220 A, 2003.03.20

审查员 李海榕

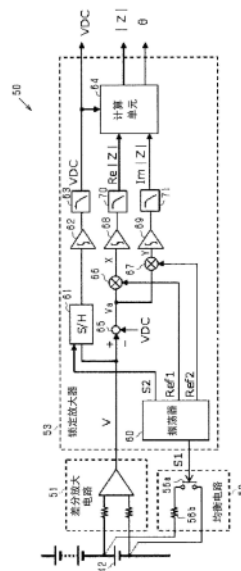
权利要求书2页 说明书14页 附图12页

(54) 发明名称

电池监视装置

(57) 摘要

一种电池监视装置,包括:振荡器,上述振荡器使AC信号在电池单元中流动;减法器,上述减法器在AC信号流动时获取电池单元的电压波动,以作为响应信号;以及计算单元,上述计算单元对复阻抗进行计算。计算单元基于与AC信号同步输出的第一参照信号和响应信号的乘积值(X)以及由使AC信号的相位偏移而获得的第二参照信号和响应信号的乘积值(Y),来对复阻抗进行计算。AC信号为矩形波信号,第一参照信号为与AC信号同步输出的矩形波信号,第二参照信号是使相位偏移以不与第一参照信号重叠地输出的矩形波信号。



1. 一种电池监视装置 (50), 所述电池监视装置对包括电解液和多个电极的蓄电池 (42) 的状态进行监视, 作为包括电阻器和开关单元的串联连接体的电流电路连接到所述蓄电池, 所述电池监视装置包括:

信号生成单元 (60), 所述信号生成单元 (60) 在规定输出期间将所述开关单元切换成打开、关闭, 以使矩形波信号被从所述蓄电池输出到所述电阻器;

响应信号获取单元, 所述响应信号获取单元在所述规定输出期间以外的期间对所述蓄电池的第一端子电压进行检测以作为基准电压, 且在所述规定输出期间对所述蓄电池的第二端子电压进行检测, 并从所述第二端子电压中减去所述基准电压, 由此获取作为所述蓄电池在所述规定输出期间的电压波动的响应信号; 以及

计算单元 (64), 所述计算单元构造成 (i) 在所述规定输出期间, 随着时间推移将第一参照信号的值与所述响应信号的值相乘, 以计算第一乘积值; (ii) 从随时间推移而平均的所述第一乘积值的平均值, 计算与所述蓄电池的复阻抗的实部成比例的实部值; (iii) 在所述规定输出期间, 随着时间的推移, 将第二参照信号的值与所述响应信号的值相乘, 以计算第二乘积值; (iv) 从随时间而平均的所述第二乘积值的平均值, 计算与蓄电池的复阻抗的虚部成比例的虚部值, 其中,

所述第一参照信号在与所述矩形波信号的定时同步的定时被切换为高状态和低状态, 所述第一参照信号是矩形波的信号,

所述第二参照信号在所述第一参照信号变为高状态时被切换为低状态, 并且在所述第一参照信号变为低状态时被切换为高状态, 所述第二参照信号是矩形波的信号,

使所述蓄电池放电的均衡电路 (52) 连接到所述蓄电池, 所述均衡电路根据所述蓄电池的存储状态对所述蓄电池进行放电,

所述均衡电路是作为包括所述电阻器和所述开关单元的串联连接体的所述电流电路。

2. 如权利要求1所述的电池监视装置, 其特征在于,

所述响应信号获取单元检测紧接在所述矩形波信号从低状态切换到高状态的定时之前的所述蓄电池的端子电压作为所述基准电压。

3. 如权利要求1或2所述的电池监视装置, 其特征在于,

所述蓄电池由电路模型表示, 在所述电路模型中, 不包括电容分量的第一电阻分量 (R_{ac}) 和包括电容分量的第二电阻分量 (R_{dc}) 串联连接到DC电压,

所述计算单元将与所述复阻抗的所述实部成比例的所述实部值除以在所述矩形波信号变为所述高状态时检测到的电流值, 以计算所述复阻抗的所述实部, 并且将与所述复阻抗的所述虚部成正比的所述虚部值除以在所述矩形波信号变为高状态时检测到的电流值, 以计算所述复阻抗的所述虚部, 并根据所述复阻抗的所述实部和所述虚部计算绝对值和相位,

所述计算单元在计算出的所述复阻抗的所述相位或所述虚部小于接近0的相位阈值的情况下, 确定计算出的所述复阻抗的所述绝对值或所述实部对应于所述第一电阻分量 (R_{ac}) 或是所述第一电阻分量 (R_{ac}) 和所述第二电阻分量 (R_{dc}) 的总值。

4. 如权利要求3所述的电池监视装置, 其特征在于,

所述计算单元在所述矩形波信号的测量频率大于频率阈值的情况下, 确定计算出的所述复阻抗的所述绝对值或所述实部对应于所述第一电阻分量 (R_{ac}), 并且所述计算单元在

所述矩形波信号的测量频率小于所述频率阈值的情况下,确定计算出的所述复阻抗的所述绝对值或所述实部对应于所述第一电阻分量 (R_{ac}) 和所述第二电阻分量 (R_{dc}) 的总值,其中,所述频率阈值是由所述蓄电池的所述电路模型的电阻值和电容值确定的时间常数的倒数。

5. 如权利要求1或2所述的电池监视装置,其特征在于,
所述矩形波信号的占空比被设定为 $1/2$,
在所述第一参照信号的振幅被设置为正侧的情况下,所述第二参照信号的振幅在负侧。

电池监视装置

技术领域

[0001] 本发明涉及电池监视装置。

背景技术

[0002] 以往,为了对蓄电池的状态进行监视,蓄电池的复阻抗被测量。例如,日本专利第6226261号公开了一种技术,其中,电力控制器将矩形波信号应用于蓄电池,执行响应信号的傅里叶变换,并且根据所获得的结果来对复阻抗特性进行计算。然后,基于复阻抗特性来对蓄电池的劣化状态等进行判断。

[0003] 此外,根据专利文献JP2018-190502A,从振荡器向蓄电池供给至正弦电流,由锁定放大器来对响应信号(电压波动)进行检测,并且基于检测结果来对复阻抗特性进行计算。然后,基于复阻抗特性来对蓄电池的劣化状态等进行判断。

[0004] 顺便提及,在采用这些复阻抗测量方法作为用于车载蓄电池的复阻抗测量方法的情况下,会发生如下所述的问题。换言之,在日本专利第6226261号所描述的发明中,存在用于执行傅里叶变换的处理负载较大的问题,并且存在因易受噪声影响而使复阻抗的计算精度较差的问题。特别是,在应用于容易产生大量噪声的车载蓄电池的情况下,阻抗计算精度趋于劣化。

[0005] 另一方面,JP 2018-190502A中描述的发明具有与日本专利第6226261号中描述的发明相比更抗噪声,并且处理负载比傅里叶变换的处理负载小的优点,但是,存在需要用于供给正弦电流的AC电源(振荡器)的问题,因此,电路趋于变大。

发明内容

[0006] 考虑到如上所述的上述问题,本发明的一个目的在于提供一种电池监视装置,该电池监视装置在提高复阻抗的计算精度的同时,可以被制造得更紧凑。

[0007] 作为用于解决如上所述的问题的手段,对包括电解液和多个电极的蓄电池的状态进行监视的蓄电池监视装置包括:信号生成单元,上述信号生成单元使AC信号在蓄电池中流动;响应信号获取单元,上述响应信号获取单元在AC信号流动时获取蓄电池的电压波动,以作为响应信号;以及计算单元,上述计算单元对蓄电池的复阻抗进行计算,其中,计算单元构造成基于与AC信号同步输出的第一参照信号和响应信号的乘积值以及由使AC信号的相位偏移而获得的第二参照信号和响应信号的乘积值,来对蓄电池的复阻抗进行计算,AC信号是矩形波信号,第一参照信号是与AC信号同步输出的矩形波信号,第二参照信号是使相位偏移以不与第一参照信号重叠地输出的矩形波信号。

[0008] 在如上所述的构造中,计算单元基于与AC信号同步输出的第一参照信号和响应信号的乘积值以及由使AC信号的相位偏移而获得的第二参照信号和响应信号的乘积值,来对蓄电池的复阻抗进行计算。换言之,在如上所述的构造中,使用JP2018-190502A中描述的锁定放大器的方法,因此,根据该原理,电池监视装置变得抗噪声,并且可以提高复阻抗的计算精度。此外,与使用傅里叶变换的情况相比,可以减少处理负载。

[0009] 顺便提及,发明人发现,即使在使用矩形波信号来代替正弦电流对复阻抗进行计算的情况下,蓄电池的阻抗模型中的电阻分量的计算精度、即控制指数,或者换言之,当复阻抗的相位或虚部为零时,复阻抗的绝对值的计算精度不会下降。

[0010] 由此,矩形波信号被用作AC信号和参照信号。因此,可以提高对复阻抗进行计算的精度,并且与用于使正弦电流流动的电路相比,可以使电路更紧凑。

附图说明

[0011] 在附图中:

[0012] 图1是电源系统的示意性构造图;

[0013] 图2是电池监视装置的构造图;

[0014] 图3是示出电池单元的阻抗模型的电路图;

[0015] 图4是示出电池单元的科尔图(Cole-Cole plot)的图;

[0016] 图5A和图5B是用于说明当矩形波信号通过电池单元时的电压波动的图;

[0017] 图6A到图6H是表示当对复阻抗进行计算时的电压和电流的变化的时序图;

[0018] 图7A到7H是表示当对复阻抗进行计算时的电压和电流的变化的时序图;

[0019] 图8A到图8H是表示当对复阻抗进行计算时的电压和电流的变化的时序图;

[0020] 图9是示出测量处理的流程的流程图;

[0021] 图10是示出阻抗计算处理的流程的流程图;

[0022] 图11是用于说明复阻抗的计算精度的图;

[0023] 图12A到图12H是示出在第二实施方式中对复阻抗进行计算时的电压和电流的变化的时序图;以及

[0024] 图13是示出第二实施方式中的阻抗计算处理的流程的流程图。

具体实施方式

[0025] (第一实施方式)

[0026] 以下,参照附图描述“电池监视装置”应用于车辆(例如,混合动力车辆或电动汽车)的电源系统的第一实施方式。

[0027] 如图1所示,电源系统10包括:作为旋转电机的电动机20;作为向电动机20供给三相电流的电力转换器的逆变器30;能充放电的电池组40;对电池组40的状态进行监视的电池监视装置50;以及对电动机20等进行控制的ECU 100。

[0028] 电动机20能够将动力传递到驱动轮(未示出)。在本实施方式中,使用三相永磁同步电动机作为电动机20。

[0029] 逆变器30包括全桥电路,上述全桥电路具有与相绕组的相数相同数量的上臂和下臂,并且通过打开/关闭为每个臂设置的开关(半导体开关元件、诸如IGBT等),来调节通电电流。

[0030] 逆变器30设置有逆变器控制装置(未示出),并且逆变器控制装置基于电动机20的各种检测信息和对动力运行驱动和发电的请求,通过打开/关闭逆变器30中的每个开关来控制通电。其结果是,逆变器控制装置经由逆变器30从电池组40向电动机20供给电力,以在动力运行模式下驱动电动机20。此外,逆变器控制装置使电动机20基于来自驱动轮的动力

发电,经由逆变器30转换产生的电力,并将转换后的电力供给至电池组40以对电池组40进行充电。

[0031] 电池组40经由逆变器30电连接到电动机20。电池组40具有例如100V以上的端子间电压,并且通过串联连接多个电池模块41而构成。每个电池模块41通过串联连接多个电池单元42而构成。例如,作为电池单元42,可以使用锂离子电池或镍氢电池。每个电池单元42是具有电解液和多个电极的蓄电池。

[0032] 诸如逆变器30等电力负载的正极侧端子连接到与电池组40的正极侧电源端子连接的正极侧电源路径L1。类似地,诸如逆变器30等电力负载的负极侧端子连接到与电池组40的负极侧电源端子连接的负极侧电源路径L2。注意,为正极侧电源路径L1和负极侧电源路径L2中的每一个设置继电器开关SMR(系统主继电器),并且可以通过继电器开关SMR在通电与通电中断之间切换。

[0033] 电池监视装置50是对每个电池单元42的充电状态(SOC)和劣化状态(SOH)进行监视的装置。在第一实施方式中,为每个电池单元42设置电池监视装置50。每个电池监视装置50连接到ECU 100,并且输出每个电池单元42的状态等。稍后将描述电池监视装置50的构造。

[0034] ECU 100基于各种信息来对逆变器控制装置执行动力运行驱动和发电请求。各种信息包括例如加速器和制动器操作信息、车速、电池组40的状态等。

[0035] 接下来,详细描述电池监视装置50。如图2所示,在第一实施方式中,为每个电池单元42设置电池监视装置50。每个电池监视装置50包括差分放大电路51、均衡电路52和锁定放大器53。

[0036] 差分放大电路51连接到待监视的电池单元42。更具体地,差分放大电路51具有输入、放大和输出电池单元42的端子间电压V的功能。此外,差分放大电路51具有在由锁定放大器53执行复阻抗的计算的情况下,在电池单元42的端子之间输入、放大和输出反映电池单元42的内部复阻抗信息的电压波动的功能。此外,差分放大电路51连接到锁定放大器53,并且构造成将输入到锁定放大器53的端子间电压V(电压波动)输出。

[0037] 均衡电路52连接到电池单元42。均衡电路52是使用作为监视目标的电池单元42即电源来将规定的AC信号I(交流电流)的电路输出。对此进行更详细的描述,均衡电路52具有:作为开关部的半导体开关元件56a(例如MOSFET);以及串联连接到半导体开关元件56a的电阻器56b。换言之,均衡电路52是半导体开关元件56a和电阻器56b的串联连接体。电阻器56b的一端(与半导体开关元件56a的连接端相反一侧的另一端)连接到电池单元42的正极端子。此外,半导体开关元件56a的一端(与电阻器56b的连接端相反一侧的另一端)连接到电池单元42的负极端子。

[0038] 半导体开关元件56a连接到锁定放大器53,并且可以基于来自锁定放大器53的指令信号S1来调节通电量。换言之,基于来自锁定放大器53的指示信号S1来对半导体开关元件56a的打开/关闭进行控制,使得电池单元42输出由指示信号S1指示的AC信号I。

[0039] 注意,均衡电路52是用于执行均衡处理以对电池单元42的存储状态和电压进行均衡的电路。均衡处理是将具有比其它电池单元42更高的存储状态(或电压)的电池单元42的一部分放电,以使电池单元42的存储状态和电压被均衡的处理。其结果是,可以使电池单元42的电力存储状态和电压均匀,并且防止电池单元42的一部分被过充电。均衡处理由对每

个电池单元42的电力存储状态进行控制的控制装置、诸如电池控制ECU等来执行。注意,可以实施电池监视装置50。

[0040] 接下来,描述锁定放大器53的概要。

[0041] 锁定放大器53具有基于经由差分放大电路51输入的端子间电压V来获取电池单元42的DC电压VDC的功能。此外,锁定放大器53具有指示均衡电路52从电池单元42输出AC信号I(交流电流)的功能。此外,锁定放大器53具有当从电池42输出AC信号I时,经由差分放大电路51输入反映电池单元42的内部复阻抗信息的电压波动,并且基于输入的电压波动来对电池单元42的复阻抗进行计算的功能。此外,锁定放大器53具有基于计算出的复阻抗来指定控制指数的功能。锁定放大器53具有外部输出诸如复阻抗的各种信息(至ECU 100等)的功能。稍后将描述这些功能的细节。

[0042] 此处,描述用于指定蓄电池的特性的AC阻抗方法的概要。在AC阻抗方法中,对蓄电池施加正弦电流,获取在施加正弦电流时的电压波动以作为响应信号,并且基于响应信号和施加的正弦电流来对复阻抗进行计算。通过扫描施加的正弦电流的频率,在多个频率处获取复阻抗(复阻抗的频率特性)。然后,创建在复平面图中表示复阻抗的频率特性的复阻抗轨迹(科尔图,奈奎斯特图(Nyquist plot))。基于该科尔图,电极和电解液的特性是已知的。例如,充电状态(SOC)和劣化状态(SOH)是已知的。

[0043] 然而,在通过采用诸如上述的方法将正弦电流施加到蓄电池的情况下,存在用于输出正弦电流的振荡器变大的问题。特别是,在车载蓄电池的情况下,由于蓄电池具有较大的容量,因此,存在用于扫描的频率范围变大以及用于输出正弦电流的振荡器趋于变大的问题。

[0044] 顺便提及,作为蓄电池的电池单元42的阻抗模型可以如图3所示。换言之,电池单元42的阻抗模型可以由电阻Rac(电解液电阻)和电阻Rdc(电荷转移电阻等)串联连接到DC电压VDC,并且电容器C(双电层等)并联连接到电阻Rdc的电路模型来表示。

[0045] 图4示出了该阻抗模型中的复阻抗特性(科尔图)。复阻抗可以由其绝对值 $|Z|$ 和电流电压的相位 θ 来指定,并且被画成半圆形。注意,在图4中,施加的AC信号的频率越高,复阻抗的实部 $\text{Re}|Z|$ 变得越小,并且施加的频率越低,实部 $\text{Re}|Z|$ 变得越大。

[0046] 在科尔图中,电池控制中用作控制指标的值通常是电阻Rac和电阻Rdc。例如,在对电池单元42的劣化状态进行判断时使用电阻Rac、Rdc作为指标,在浪涌电流控制期间使用在电流突变时导致电压波动的电阻Rac。

[0047] 此处,发明人发现在应用矩形波信号而不是正弦电流的情况下,用作控制指标的电阻Rac和电阻Rdc可以被精确地检测。描述其原理。

[0048] 如图5A所示,当矩形波信号被施加到电池单元42时,在瞬间(时刻T10)电流值(振幅)从“0”变化到“Ia”。在时刻T10,矩形波信号变为高频电流,因此,如图3所示,电流流过通过电阻器Rac和电容器C的高频电流路径(由虚线指示)。因此,如图5B所示,在时刻T10,端子间电压V(DC电压VDC+电压波动部分)的电压波动部分的电压值变为等于通过将电阻Rac乘以矩形波信号的电流值“Ia”而获得的电压波动部分的电压值“V1”。注意,在图5A中,放电方向被示出为+侧。此外,在图5B中,电压降低的方向被示出为+侧。

[0049] 在此之后,在矩形波信号保持流动的情况下,端子间电压V逐渐地增大并收敛于恒定值(时刻T11)。在时刻T11,矩形波信号是低频电流,因此,如图3所示,电流流过通过电阻

器 R_{ac} 、 R_{dc} 但不通过电容器 C 的低频电流路径(由点划线指示)。因此,在时刻 T_{11} ,端子间电压 V (DC电压 V_{DC} +电压波动部分)的电压波动部分的电压值变为等于通过将电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} (电阻 R_{ac} +电阻 R_{dc})的总值乘以矩形波信号的电流值“ I_a ”而获得的电压波动部分的电压值“ V_2 ”。

[0050] 基于如上所述的原理,当矩形波信号的频率足够高时,或者换言之,在矩形波信号的应用时间较短的情况下,可以测量电阻 R_{ac} 。当矩形波信号的频率足够低时,或者换言之,在矩形波信号的应用时间较长的情况下,可以对电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} 的总值 R_{total} 进行测量。

[0051] 通常来说,在矩形波信号流动的情况下,振荡电路可以比正弦电流流动的情况下小。因此,在本实施方式中,使用矩形波信号来对复阻抗进行计算。在下文中,对锁定放大器53的构造和阻抗计算处理进行详细描述。

[0052] 首先,描述锁定放大器53的构造。如图2所示,锁定放大器53设置有振荡器60,以作为信号生成单元。振荡器60构造成指示均衡电路52从电池单元42输出作为AC电流的AC信号 I 。在本实施方式中,如图6A、图7A和图8A所示,AC信号 I 是占空比为 $1/2$ 且振幅(最大电流值)为“ I_a ”的矩形波信号。振荡器60将指示信号 S_1 输出到均衡电路52的半导体开关元件56a,以执行打开/关闭控制,从而使电池单元42输出AC信号 I 。注意,AC信号 I 的测量频率 f (周期 T)由稍后描述的计算单元64指示。

[0053] 此外,振荡器60构造成将对AC信号 I 是否正在从电池单元42输出进行通知的通知信号 S_2 输出。当电池单元42不输出AC信号 I 时,输出通知信号 S_2 (切换到高状态)。

[0054] 此外,振荡器60构造成输出第一参照信号 Ref_1 。如图6B、图7B和图8B所示,第一参照信号 Ref_1 是占空比为 $1/2$ 且振幅为“2”的矩形波信号。此外,第一参照信号 Ref_1 构造成与AC信号 I 同步地输出。换言之,与AC信号 I 同样地,第一参照信号 Ref_1 在高状态与低状态之间切换。注意,在第一参照信号 Ref_1 中,当振幅为“2”时为高状态,当振幅为“0”时为低状态。

[0055] 此外,振荡器60构造成输出第二参照信号 Ref_2 。如图6C、图7C和图8C所示,第二参照信号 Ref_2 是占空比为 $1/2$ 且振幅为“-2”的矩形波信号。此外,第二参照信号 Ref_2 的相位相对于第一参照信号 Ref_1 (和AC信号 I)偏移,使得输出定时(变为高状态的定时)不重叠。换言之,当第一参照信号 Ref_1 (和AC信号 I)处于高状态时,第二参照信号 Ref_2 被切换为处于低状态,并且当第一参照信号 Ref_1 处于低状态时,第二参照信号 Ref_2 被切换为处于高状态。注意,在第二参照信号 Ref_2 中,当振幅为“-2”时为高状态,当振幅为“0”时为低状态。更具体地,第二参照信号 Ref_2 的相位相对于第一参照信号 Ref_1 偏移90度($1/2$ 周期相位)。

[0056] 此外,锁定放大器53设置有采样保持电路61、积分器62和滤波器63。采样保持电路61构造成经由差分放大电路51输入电池单元42的端子间电压 V ,并且在规定定时处将该电压输出到积分器62。规定定时是不执行对复阻抗进行计算所需的检测的定时,并且更具体地,是输入通知信号 S_2 的定时。换言之,上述规定定时是干扰(AC信号)未注入电池单元42的定时。

[0057] 积分器62构造成使输入的端子间电压 V 平均,并且经由滤波器63将平均电压 V 输出到锁定放大器53的外部(至ECU 100等)或计算单元64(稍后描述)。经由滤波器63输出的值是DC电压 V_{DC} 。如上所述,在本实施方式中,通过差分放大电路51和采样保持电路61来实现获取电池单元42的DC电压 V_{DC} 的功能。因此,差分放大电路51和采样保持电路61形成电压获

取单元。

[0058] 此外,锁定放大器53具有减法器65、乘法器66、67、积分器68、69和滤波器70、71。减法器65构造成在对复阻抗进行计算时从电池单元42输出AC信号I的情况下,经由差分放大电路51输入电池单元42的端子间电压V。减法器65构造成从输入的端子间电压V减去DC电压VDC并提取电池单元42的电压波动,并且将电池单元42的电压波动作为响应信号Va输出到乘法器66、67中的每一个。DC电压VDC的值构造成在如上所述的规定定时被获取,并且从计算单元64被输入(指示)。由此,可以获取响应信号Va以作为如图6D、图7D和图8D所示的电池单元42的电压波动,或者换言之,可以获取通过从端子间电压V减去DC电压VDC而获得的值。因此,差分放大电路51和减法器65用作响应信号获取单元。

[0059] 乘法器66将从振荡器60输出的第一参照信号Ref1和从减法器65输入的响应信号Va相乘,并且将计算结果输出到积分器68。其结果是,如图6E、图7E和图8E所示,可以获取通过将由从端子间电压V减去DC电压VDC而获得的值(响应信号Va)乘以第一参照信号Ref1“ $= (V - VDC) \times Ref1$ ”而获得的乘积值X。

[0060] 积分器68将从乘法器66输入的值平均,并且经由滤波器70将该平均值输出到计算单元64。从滤波器70输出到计算单元64的值(Average(X))如图6G、图7G和图8G所示。从滤波器70输出到计算单元64的值是与复阻抗的实部 $Re|Z|$ 成比例的值。

[0061] 类似地,乘法器67将从振荡器60输出的第二参照信号Ref2和从减法器65输入的响应信号Va相乘,并且将计算结果输出到积分器69。其结果是,如图6F、图7F和图8F所示,可以获取通过将由从端子间电压V减去DC电压VDC而获得的值(响应信号Va)乘以第二参照信号Ref2“ $= (V - VDC) \times Ref2$ ”而获得的乘积值Y。

[0062] 积分器69将从乘法器67输入的值平均,并且经由滤波器71将该平均值输出到计算单元64。从滤波器71输出到计算单元64的值(Average(Y))如图6H、图7H和图8H所示。从滤波器71输出到计算单元64的值是与复阻抗的虚部 $Im|Z|$ 成比例的值。

[0063] 此外,锁定放大器53设置有计算单元64。计算单元64是包括CPU、存储器(RAM、ROM)等的计算装置(微型计算机等),并且构造成能够执行各种算术处理。

[0064] 当经由滤波器63输入DC电压VDC时,计算单元64构造成将DC电压VDC存储在存储单元中。此外,计算单元64构造成在对复阻抗进行计算时,向减法器65指示DC电压VDC的值。

[0065] 此外,计算单元64构造成从规定频率范围内确定AC信号I的测量频率f,并且向振荡器60指示。然后,计算单元64从滤波器70、71获取与复阻抗的实部成比例的值和与复阻抗的虚部成比例的值,并且基于这些值和AC信号I的电流值“ I_a ”来对复阻抗进行计算。更具体地,计算单元64对复阻抗的实部 $Re|Z|$ 、虚部 $Im|Z|$ 、绝对值 $|Z|$ 、相位 θ 中的至少一个或全部进行计算。

[0066] 此外,计算单元64构造成基于复阻抗的实部 $Re|Z|$ 、虚部 $Im|Z|$ 、绝对值 $|Z|$ 、相位 θ 来指定电阻Rac和电阻Rdc。然后,计算单元64构造成向诸如ECU 100等外部输出计算结果。

[0067] 接下来,将参照图9描述由电池监视装置50在规定周期执行的测量处理的流程。

[0068] 计算单元64对是否检测(计算)复阻抗进行判断(步骤S100)。例如,在从外部(从ECU 100等)输入复阻抗计算指令的情况下,计算单元64判断为对复阻抗进行计算。注意,在规定定时的情况下(例如,当点火被打开时等),计算单元64判断为对复阻抗进行计算。

[0069] 在步骤S100中的判断结果为负的情况下,计算单元64指示振荡器60停止电流(步

骤S121)。换言之,计算单元64指示振荡器60停止AC信号I的输出。

[0070] 在接收到如上所述的指令之后,振荡器60通过停止指令信号S1的输出来停止来自电池单元42的AC信号I的输出,并且同时停止第一参照信号Ref1和第二参照信号Ref2的输出(步骤S122)。另一方面,当AC信号I的输出停止时,振荡器60将通知信号S2输出到采样保持电路61。

[0071] 接下来,锁定放大器53经由差分放大电路51来接收电池单元42的端子间电压V(步骤S123)。此时,不存在注入到电池单元42中的干扰(AC信号I未被输出),因此,理论上,端子间电压V不具有电压波动(响应信号Va)。

[0072] 然后,经由采样保持电路61、积分器62和滤波器63来对端子间电压V的平均值进行计算,并且计算单元64输入平均值“Average(V)”(步骤S124)。计算单元64将输入的平均值存储作为DC电压VDC(步骤S125)。此外,计算单元64通过将DC电压VDC除以电阻器56b的电阻值R,来对在电池单元42中流动的电流(AC信号I)的电流值“Ia”进行计算(步骤S126)。

[0073] 如上所述,当未对电池单元42施加干扰时,锁定放大器53通过步骤S121到S125的处理来对DC电压VDC进行检测。此外,获取在电池单元42中流动的电流的电流值“Ia”。

[0074] 另一方面,当步骤S100的判断结果为肯定时,计算单元64将规定测量范围内的频率中的最大值 $f_{\max}$ 设定为测量频率f(步骤S101)。测量范围是与根据电池单元42中的电阻 R_{ac} 、电阻 R_{dc} 和电容器C的时间常数对应的范围,并且是可以对电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} 进行计算的范围。例如,通过实验等来确定该范围。

[0075] 接下来,计算单元64指示振荡器60从电池单元42输出AC信号I(步骤S102)。此时,计算单元64指示输出具有在步骤S101或步骤S110中设定的测量频率f的AC信号I。当从计算单元64输入指令时,振荡器60将指令信号S1输出到均衡电路52,上述均衡电路52使电池单元42输出所指示的测量频率f的AC信号I(矩形波信号)。由此,基于指令信号S1来执行均衡电路52的半导体开关元件56a的打开/关闭控制,以便从电池单元42输出AC信号I。通过该步骤S102的处理,如图6A、图7A和图8A所示,AC信号I流入电池单元42中。

[0076] 此外,振荡器60输出测量频率f的第一参照信号Ref1和第二参照信号Ref2(步骤S103)。通过该步骤S103的处理,输出如图6B、图7B和图8B所示的具有测量频率f的第一参照信号Ref1和如图6C、图7C和图8C所示的第二参照信号Ref2。

[0077] 然后,当从电池单元42输出AC信号I时,锁定放大器53执行图10所示的阻抗计算处理(步骤S104)。此处,将参照图10描述阻抗计算处理。

[0078] 当从电池单元42输出AC信号I时,锁定放大器53获取(检测)电池单元42相对于AC信号I的电压波动,以作为响应信号Va(步骤S201)。更具体地,当从电池单元42输出AC信号I时,锁定放大器53经由差分放大电路51来获取端子间电压V。注意,端子间电压V包括反映内部阻抗信息的电压波动,因此,锁定放大器53在连续值处或充分高于测量频率f的采样频率(例如 $f \times 100$)处获取端子间电压V。换言之,当从电池单元42输出AC信号I时,锁定放大器53在能识别电池单元42的电压波动的频率处获取端子间电压V。

[0079] 然后,锁定放大器53的减法器65从获取的端子间电压V减去DC电压VDC,提取端子间电压V的电压波动部分,并且获取响应信号Va。换言之,如图6D、图7D和图8D所示,减法器65获取响应信号Va“ $=V-VDC$ ”。响应信号Va被输出到乘法器66、67。注意,步骤S125中存储的值由计算单元64指定为DC电压VDC。

[0080] 然后,锁定放大器53的乘法器66将响应信号 V_a ($V-VDC$ 的值)乘以第一参照信号 $Ref1$,以计算出乘积值 X (步骤S202)。在该步骤S202的处理中,对如图6E、图7E和图8E所示的乘积值 X 、即 $(V-VDC) \times Ref1$ 进行计算。乘积值 X 被输出到积分器68。

[0081] 类似地,锁定放大器53的乘法器67将响应信号 V_a ($V-VDC$ 的值)乘以第二参照信号 $Ref2$,以计算出乘积值 Y (步骤S203)。在该步骤S203的处理中,对如图6F、图7F和图8F所示的乘积值 Y “ $= (V-VDC) \times Ref2$ ” 进行计算。乘积值 Y 被输出到积分器69。

[0082] 此外,乘积值 X 的平均值 “Average (X)” 由锁定放大器53的积分器68计算,并且经由滤波器70输入到计算单元64 (步骤S204)。在该步骤S204的处理中,输入如图6G、图7G和图8G所示的Average (X)。注意,为了便于对占空比为1/2的平均值 “Average (X)” 进行计算,第一参照信号 $Ref1$ 的振幅被设定为 “2”。

[0083] 类似地,乘积值 Y 的平均值 “Average (Y)” 由锁定放大器53的积分器69计算,并且经由滤波器71输入到计算单元64 (步骤S205)。在该步骤S205的处理中,输入如图6H、图7H和图8H所示的Average (Y)。注意,为了便于对占空比为1/2的平均值 “Average (Y)” 进行计算,第二参照信号 $Ref2$ 的振幅被设定为 “2”。

[0084] 然后,计算单元64将输入的Average (X)除以在电池单元42中流动的交流电流的电流值 “ I_a ” (AC信号 I),来对复阻抗的实部 $Re|Z|$ 进行计算 (步骤S206)。注意,在步骤S126中计算出的值被用作电流值 “ I_a ”。

[0085] 类似地,计算单元64将输入的Average (Y)除以在电池单元42中流动的电流 (AC信号 I) 的电流值 “ I_a ”,来对复阻抗的虚部 $Im|Z|$ 进行计算 (步骤S207)。与如上所述类似,在步骤S126中计算出的值被用作电流值 “ I_a ”。

[0086] 然后,计算单元64基于复阻抗的实部 $Re|Z|$ 和虚部 $Im|Z|$ 来计算出绝对值 $|Z|$ (步骤S208)。此外,计算单元64基于复阻抗的实部 $Re|Z|$ 和虚部 $Im|Z|$ 来计算相位 θ (步骤S209)。然后,阻抗计算处理结束。

[0087] 描述将返回到图9所示的流程图。计算单元64对在步骤S209中计算出的相位 θ 是否小于相位 θ 的规定相位阈值 $|\theta_{th}|$ 进行判断 (步骤S105)。相位阈值 $|\theta_{th}|$ 是用于对相位 θ 是否为接近零的值进行判断的阈值。考虑到诸如检测误差的设计公差,相位阈值 $|\theta_{th}|$ 被设定为接近零的值。在相位 θ 为零的情况下 (换言之,在复阻抗的虚部 $Im|Z|$ 为零的情况下),如图4所示,复阻抗的实部 $Re|Z|$ 与电池单元42的阻抗模型中的电阻 R_{ac} 或是电阻 R_{ac} 和 R_{dc} 的总值 R_{total} 对应。因此,在步骤S105中,对是否获取了电阻 R_{ac} 或总值 R_{total} 进行判断。

[0088] 在步骤S105的判断结果为肯定的情况下,计算单元64对测量频率 f 是否高于频率阈值 f_m 进行判断 (步骤S106)。频率阈值 f_m 可以由等式 (1) 来表示,上述等式 (1) 是由电池单元42的阻抗模型的电阻值和电容器电容确定的时间常数的倒数。

$$[0089] \quad f_m \approx (R_{ac} + R_{dc}) / (2\pi \times C \times R_{ac} \times R_{dc}) \quad (1)$$

[0090] 如图4所示,当测量频率 f 是频率阈值 f_m 时,相位 θ 确定大于零,并且处于变为电阻 R_{ac} 的频率与变为电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} 的总值 R_{total} 的频率之间。因此,在相位 θ 为零且测量频率 f 高于频率阈值 f_m 的情况下,可以判断为复阻抗的绝对值 $|Z|$ 对应于电阻 R_{ac} 。另一方面,在相位 θ 为零且测量频率 f 小于频率阈值 f_m 的情况下,可以判断为复阻抗的绝对值 $|Z|$ 对应于总值 R_{total} 。

[0091] 因此,在步骤S106的判断结果为肯定的情况下,计算单元64将复阻抗的绝对值 $|Z|$

设定(存储)为电阻 R_{ac} (步骤S107)。另一方面,在步骤S106的判断结果为否定的情况下,计算单元64将复阻抗的绝对值 $|Z|$ 设定(存储)为总值 R_{total} (步骤S108)。

[0092] 然后,在步骤S105的判断结果为否定的情况下,或者在步骤S106和S108的处理之后,计算单元64对测量频率 f 是否小于测量范围内的频率中的最小值 f_{min} 进行判断(步骤S109)。

[0093] 在判断结果为否定的情况下,计算单元64将测量频率 f 减小规定值(延长周期 T),并将减小的值设定为新的测量频率 f (步骤S110)。然后,计算单元64前进到步骤S102。

[0094] 另一方面,在步骤S109的判断结果为肯定的情况下,计算单元64从总值 R_{total} 中减去电阻 R_{ac} 来计算出电阻 R_{dc} (步骤S111)。换言之,在测量范围内的每个频率处对复阻抗进行计算的情况下,计算单元64将存储的电阻 R_{ac} 设定为真值。类似地,计算单元64将存储的总值 R_{total} 设定为电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} 的总值 R_{total} ,并且计算出电阻 R_{dc} 。此外,计算单元64将计算出的电阻 R_{ac} 和电阻 R_{dc} 输出到诸如ECU 100等外部。然后,测量处理结束。

[0095] 接下来,将参照图6A到图8H来描述锁定放大器53如何对与复阻抗的实部成比例的值和与复阻抗的虚部成比例的值进行测量。

[0096] 首先,将参照图6A到图6H来描述测量频率 f 大于频率阈值 f_m 且复阻抗的相位 θ 变为零的情况。如图6A和图6B所示,测量频率 f 的AC信号 I 从电池单元42输出,并且第一参照信号 $Ref1$ 与AC信号 I 同步并从振荡器60输出。与此同时,如图6C所示,第二参照信号 $Ref2$ 以相位发生偏移的方式从振荡器60输出,以避免与第一参照信号 $Ref1$ 重叠。

[0097] 此时,电池单元42的端子间电压 V 因AC信号 I 的影响而波动。具有电压波动的端子间电压 V 经由差分放大电路51被输入到锁定放大器53。然后,如图6D所示,减法器65通过从端子间电压 V 减去DC电压 V_{DC} 来获取端子间电压 V 的电压波动部分,以作为响应信号 V_a 。如图6D所示,在测量频率 f 较大的情况下,响应信号 V_a 变为大致类似于矩形波信号的信号。换言之,当AC信号 I 处于高状态时,响应信号 V_a 的值为电压值“ V_1 ”,并且当AC信号 I 处于低状态时,响应信号 V_a 的值为零。注意,在图6D中,电压降低的方向被示出为正。

[0098] 然后,如图6E所示,乘法器66输出通过将响应信号 V_a 乘以第一参照信号 $Ref1$ 而获得的乘积值 X 。注意,第一参照信号 $Ref1$ 的振幅为“2”,因此,响应信号 V_a 在被加倍后被输出。换言之,当响应信号 V_a 和第一参照信号 $Ref1$ 处于高状态时,电压值“ $2V_1$ ”被输出为乘积值 X ,并且当响应信号 V_a 和第一参照信号 $Ref1$ 处于低状态时,乘积值 X 被输出为零。

[0099] 此外,如图6F所示,乘法器67输出通过将响应信号 V_a 乘以第二参照信号 $Ref2$ 而获得的乘积值 Y 。第二参照信号 $Ref2$ 的振幅为“-2”,因此,响应信号 V_a 在被乘以-2后被输出。然而,如图6D所示,当第二参照信号 $Ref2$ 变为“-2”时,响应信号 V_a 的值大致为零,因此,即使当乘以第二参照信号 $Ref2$ 时,结果也取大致为零的值。

[0100] 积分器68输出Average(X),上述Average(X)是乘积值 X 的平均值,并且是与复阻抗的实部成比例的值。此时,如图6G所示,对乘积值 X 进行平均,因此,继续输出与电压波动部分中的电压值“ V_1 ”对应的值。

[0101] 另一方面,积分器69输出Average(Y),上述Average(Y)是乘积值 Y 的平均值,并且是与复阻抗的虚部成比例的值。此时,如图6H所示,对乘积值 Y 进行平均,然而,大致为零的值被继续输出为乘积值 Y ,因此,Average(Y)也大致为零。因此,与复阻抗的虚部成比例的值为零,并且复阻抗的相位 θ 为零。

[0102] 然后,如上所述,在相位 θ 变为零且测量频率 f 高于频率阈值 f_m 的情况下,电压波动部分中的电压值“V1”对应于通过将电流值“ I_a ”乘以电阻 R_{ac} 获得的值。因此,可以根据电压值“V1”来指定电阻 R_{ac} 。

[0103] 接下来,将基于图7A到图7H来描述测量频率 f 是使得相位 θ 不变为零的值的值的情况。如图7A和图7B所示,测量频率 f 的AC信号I从电池单元42输出,并且第一参照信号Ref1与AC信号I同步并从振荡器60输出。与此同时,如图7C所示,第二参照信号Ref2以相位发生偏移的方式从振荡器60输出,以避免与第一参照信号Ref1重叠。

[0104] 此时,电池单元42的端子间电压V因AC信号I的影响而波动。具有电压波动的端子间电压V经由差分放大电路51输入到锁定放大器53。然后,如图7D所示,减法器65通过从端子间电压V减去DC电压VDC来获取端子间电压V的电压波动部分,以作为响应信号Va。如图7D所示,在测量频率 f 既不大也不小的情况下,响应信号Va是使得因电容器C的影响,即使当AC信号I从高状态切换到低状态时,AC信号I也不会立即过渡到低状态而是逐渐过渡的信号。类似地,响应信号Va是使得因电容器C的影响,即使当AC信号I从低状态切换到高状态时,AC信号I也不会立即过渡到高状态而是逐渐过渡到高状态的信号。注意,在图7D中,电压降低的方向被示出为正。

[0105] 因此,从乘法器66输出的乘积值X如图7E所示。换言之,第一参照信号Ref1的振幅为“-2”,因此,当响应信号Va和第一参照信号Ref1处于高状态时,响应信号Va被加倍并被输出。另一方面,当响应信号Va和第一参照信号Ref1处于低状态时,零被输出作为乘积值X。

[0106] 此外,从乘法器67输出的乘积值Y如图7F所示。换言之,第二参照信号Ref2的振幅为“-2”,因此,当第二参照信号Ref2处于高状态时,响应信号Va乘以-2并被输出。另一方面,当第二参照信号Ref2处于低状态时,零被输出作为乘积值Y。

[0107] 与如上所述类似,积分器68输出Average (X),并且积分器69输出Average (Y)。此时,如图7H所示,Average (Y)不会变为零。换言之,可以判断为相位 θ 不为零。

[0108] 接下来,将基于图8A到图8H来描述测量频率 f 小于频率阈值 f_m 且相位 θ 变为零的情况。如图8A和图8B所示,测量频率 f 的AC信号I从电池单元42输出,并且第一参照信号Ref1与AC信号I同步并从振荡器60输出。与此同时,如图8C所示,第二参照信号Ref2以相位发生偏移的方式从振荡器60输出,以避免与第一参照信号Ref1重叠。

[0109] 此时,电池单元42的端子间电压V因AC信号I的影响而波动。具有电压波动的端子间电压V经由差分放大电路51输入到锁定放大器53。然后,如图8D所示,减法器65通过从端子间电压V减去DC电压VDC来获取端子间电压V的电压波动部分,以作为响应信号Va。如图8D所示,在测量频率 f 足够小的情况下,响应信号Va变为大致类似于矩形波信号的信号。换言之,当AC信号I处于高状态时,响应信号Va的值为电压值“V2”,并且当AC信号I处于低状态时,响应信号Va的值为零。注意,在图8D中,电压降低的方向被示出为正。

[0110] 然后,如图8E所示,乘法器66输出通过将响应信号Va乘以第一参照信号Ref1而获得的乘积值X。注意,第一参照信号Ref1的振幅为“2”,因此,响应信号Va在被加倍后被输出。换言之,当响应信号Va和第一参照信号Ref1处于高状态时,电压值“2V2”被输出作为乘积值X,并且当响应信号Va和第一参照信号Ref1处于低状态时,乘积值X被输出为零。

[0111] 此外,如图8F所示,乘法器67输出通过将响应信号Va乘以第二参照信号Ref2而获得的乘积值Y。第二参照信号Ref2的振幅为“-2”,因此,响应信号Va在被乘以-2后被输出。然

而,如图8D所示,当第二参照信号Ref2变为“-2”时,响应信号Va的值大致为零,因此,即使当第二参照信号Ref2相乘时,结果也取大致为零的值。

[0112] 积分器68输出Average(X),上述Average(X)是乘积值X的平均值,并且是与复阻抗的实部成比例的值。此时,如图8G所示,对乘积值X进行平均,因此,继续输出与电压波动部分中的电压值“V2”对应的值。

[0113] 另一方面,积分器69输出Average(Y),上述Average(Y)是乘积值Y的平均值,并且是与复阻抗的虚部成比例的值。此时,如图8H所示,对乘积值Y进行平均,然而,大致为零的值被继续输出作为乘积值Y,因此,Average(Y)也大致为零。因此,与复阻抗的虚部成比例的值为零,并且复阻抗的相位 θ 为零。

[0114] 然后,在相位 θ 变为零且测量频率f小于频率阈值 f_m 的情况下,如上所述,电压波动部分的电压值“V2”对应于通过将电流值“Ia”乘以总值Rtotal而获得的值。因此,可以根据电压值“V2”来指定总值Rtotal。由此,在能指定电阻Rac的情况下,可以根据总值Rtotal来计算出电阻Rdc。

[0115] 如上所述,将描述在使用矩形波信号来对复阻抗进行计算的情况下的计算精度。在图11中,虚线表示理想的复阻抗波形。如图11所示,当相位 θ 为零时,或者换言之,当复阻抗的虚部 $\text{Im}|Z|$ 为零时,理想的复阻抗波形与计算结果匹配。因此,在计算电阻Rac和电阻Rdc时,可以看出,即使使用矩形波信号,也获得与当使用正弦电流时相同程度的计算精度。

[0116] 第一实施方式的电池监视装置50具有以下效果。

[0117] 计算单元64基于与AC信号I同步地输出的第一参照信号Ref1和响应信号Va的乘积值X以及由使AC信号I的相位偏移而获得的第二参照信号Ref2和响应信号Va的乘积值Y,来对电池单元42的复阻抗进行计算。通过所谓的锁定检测,从电压波动中提取与测量频率f对应的频率分量,并被获取作为响应信号Va。因此,监视变得抗噪声,并且可以提高复阻抗的计算精度。

[0118] 此外,由于监视变得抗噪声,因此,可以减少从电池单元42输出的电流。因此,可以对电力消耗进行抑制,并且对电池单元42和半导体开关元件56a的温度上升进行抑制。此外,可以使滤波器更小。

[0119] 顺便提及,发明人发现,即使在矩形波信号被用作在电池单元42中流动的AC信号I来对复阻抗进行计算的情况下,作为电池单元42的控制指标的电阻Rac、Rdc的计算精度(当相位 θ 为零时的复阻抗的实部 $\text{Re}|Z|$)也没有下降。

[0120] 因此,矩形波信号被用作AC信号I、第一参照信号Ref1和第二参照信号Ref2。由此,与使用正弦电流的情况相比,振荡器60可以减小尺寸。

[0121] 计算单元64对复阻抗的相位 θ 进行计算,并且在复阻抗的相位 θ 小于相位阈值 $|\theta_{th}|$ 的情况下,基于计算出的复阻抗来指定作为控制指数的电阻Rac和总值Rtotal(见步骤S105到S108)。因此,不需要对所有复阻抗执行步骤S106到S108的处理,并且可以减小处理负载。

[0122] 均衡电路52用于从电池单元42输出AC信号I。因此,可以使用均衡电路52,并且可以使电路更加紧凑。此外,均衡电路52本身也包括串联连接的半导体开关元件56a和电阻器56b,因此,可以通过简单的电路构造来实现。

[0123] 此外,均衡电路52使用待监视的电池单元42作为电源,并且输出AC信号I。因此,不

需要用于将AC信号I输入电池单元42的外部电源,并且可以减少部件的数量、减小尺寸和降低成本。

[0124] 顺便提及,诸如保护元件、滤波电路等外围电路通常连接到车载蓄电池,并且即使向蓄电池输入AC信号,也有一部分电流泄漏到外围电路。换言之,在AC信号I被输入到电池单元42并且基于响应信号来对复阻抗进行计算的情况下,存在因泄漏电流的影响而在响应信号中发生错误,并且复阻抗的检测精度降低的问题。

[0125] 然而,在如上所述的第一实施方式的电池监视装置50中,电池单元42用作电源并且输出AC信号I,因此,可以通过均衡电路52和电池单元42来实现闭合电路。因此,可以消除来自电池单元42的电流泄漏,并且可以对响应信号Va中的错误进行抑制。

[0126] (第二实施方式)

[0127] 接下来,将描述第二实施方式的电池监视装置50。在阻抗计算处理中,为了提高Average(X)和Average(Y)的计算精度,优选地,在特定时间段内从电池单元42输出AC信号I,并且重复地获取乘积值X、Y。然而,如图3的电池单元42的阻抗模型中所示,存在电容器C,因此,在乘积值X、Y被重复地获取到一定程度的情况下,会出现如图12A到图12H所示的问题。

[0128] 换言之,在电荷被累积在电容器C中时,响应信号Va逐渐地偏移。更具体地,在一个周期内响应信号Va的最大值为“Vmax”且最小值为“Vmin”的情况下,最大值“Vmax”和最小值“Vmin”被设定为使得电容器C的充放电被平衡,最大值“Vmax”和最小值“Vmin”收敛于零与电压值“V2”之间的中间值。

[0129] 在这种情况下,如图12A到图12H所示,乘积值X向上移动,其结果是,Average(X)也增大。另一方面,乘积值Y减小,其结果是,Average(Y)不会变为零。

[0130] 因此,在第二实施方式中,阻抗计算处理与第一实施方式不同。换言之,锁定放大器53构造成紧接在AC信号I的输出周期开始之前获取电池单元42的电压值,在电压值被用作基准的情况下提取端子间电压V的电压波动,然后将该电压波动设定作为响应信号。紧接在开始之前的电池单元42的电压值对应于前一周期的最小值“Vmin”。注意,输出周期紧接在输出周期的开始之前,然而也可以紧接在输出周期的结束之前。在下文中,前一周期的最小值将被称为基准电压Vmin。

[0131] 更具体地,执行图13中示出的阻抗计算处理,而不是第一实施方式中描述的图9中示出的阻抗计算处理。此处,将描述第二实施方式的阻抗计算处理。

[0132] 首先,当从电池单元42输出AC信号I时,锁定放大器53经由差分放大电路51获取端子间电压V(步骤S301)。该端子间电压V包括电压波动部分。

[0133] 此外,计算单元64紧接在AC信号I变高之前,获取电池单元42的端子间电压V以作为基准电压Vmin(步骤S302)。注意,振荡器60构造成紧接在AC信号I变高之前,输出通知信号S2并将基准电压Vmin输入到计算单元64。

[0134] 此外,锁定放大器53的减法器65和乘法器66从端子间电压V减去基准电压Vmin,将相减后的值乘以第一参照信号Ref1,并且输出乘积值X(步骤S303)。在该步骤S303的处理中, $(V - V_{min}) \times \text{Ref1}$ 的值被计算作为乘积值X。注意,在步骤S303中,计算单元64将基准电压Vmin输出到减法器65。

[0135] 类似地,锁定放大器53的减法器65和乘法器67从端子间电压V减去基准电压Vmin,

将相减后的值乘以第二参照信号Ref2,并且输出乘积值Y(步骤S304)。在该步骤S304的处理中, $(V-V_{\min}) \times \text{Ref2}$ 的值被计算为乘积值Y。注意,在步骤S304中,计算单元64将基准电压Vmin输出到减法器65。

[0136] 如上所述,在步骤S303、S304中,减法器65参照基准电压Vmin而不是DC电压VDC来提取端子间电压V的电压波动,并且输出所提取的电压波动,以作为响应信号($=V-V_{\min}$)。

[0137] 然后,执行步骤S305到S310的处理。注意,从步骤S305开始的处理与第一实施方式中描述的从步骤S204到步骤S209的处理相同,因此将省略详细描述。

[0138] 根据第二实施方式的构造,即使在特定时间段内从电池单元42输出AC信号I,并且乘积值X、Y被重复地获取到一定程度的情况下,也可以校正因电容器C引起的响应信号的偏移。因此,可以提高复阻抗的计算精度。

[0139] (其他实施方式)

[0140] 如上所述的实施方式可以如下所述地变型。

[0141] -在如上所述的实施方式中,为每个电池单元42设置电池监视装置50,然而,可以为每多个电池单元42(例如,每个电池模块41、每个电池组40)设置电池监视装置50。在这种情况下,电池监视装置50的功能的一部分可以是共用的。

[0142] -如上所述的实施方式中的电池监视装置50可以用于诸如HEV、EV或PHV的车辆,以及辅助电池、电动飞机、电动摩托车和电动船舶中。

[0143] -在如上所述的实施方式中,电池单元42可以并联连接。

[0144] -在如上所述的实施方式中,ECU 100可以包括多个ECU。例如,可以为每个功能设置多个ECU,或者可以为每个控制目标设置多个ECU。例如,ECU可以分为电池ECU和逆变器控制ECU。

[0145] -在如上所述的实施方式中,矩形波信号的电流值“Ia”根据DC电压VDC和电阻器56b的电阻值R来计算,然而,可以设置电流传感器,并且可以根据电流传感器的测量值来指定电流值“Ia”。由此,可以对由电阻值R的变化引起的影响进行抑制。

[0146] -在如上所述的实施方式中,在特定周期期间继续输出和测量AC信号I,然而,在判断为最初的几个周期中的相位不为零的情况下,测量频率f可以改变为下一个频率。由此,可以减少用于确定电阻Rac、Rdc的时间。

[0147] -在如上所述的第一实施方式中,排他地执行复阻抗的计算和DC电压VDC的测量,然而,可以同时地执行测量。当这样做时,由于电池单元42的内阻的影响,DC电压VDC的计算精度会降低,然而,检测时间可以缩短。

[0148] -在如上所述的实施方式中,第一参照信号Ref1和第二参照信号Ref2的振幅可以任意地改变。

[0149] -在如上所述的实施方式中,AC信号I的占空比可以任意地改变。

[0150] 本公开中描述的控制单元及其方法可以由通过组合被编程为执行由计算机程序具象化的一个或多个功能的处理器及存储器而提供的专用计算机来实现。可替代地,本公开中描述的控制单元和方法可以由通过用一个或多个专用硬件逻辑电路构成处理器而提供的专用计算机来实现。替代地,本公开中描述的控制单元和方法可以由一个或多个专用计算机实现,该专用计算机包括被编程为执行一个或多个功能的处理器及存储器和由一个或多个硬件逻辑电路构成的处理器的组合。此外,计算机程序可以存储在计算机可读的非

暂时性有形记录介质中,作为由计算机可读的非暂时性有形记录介质执行的指令。

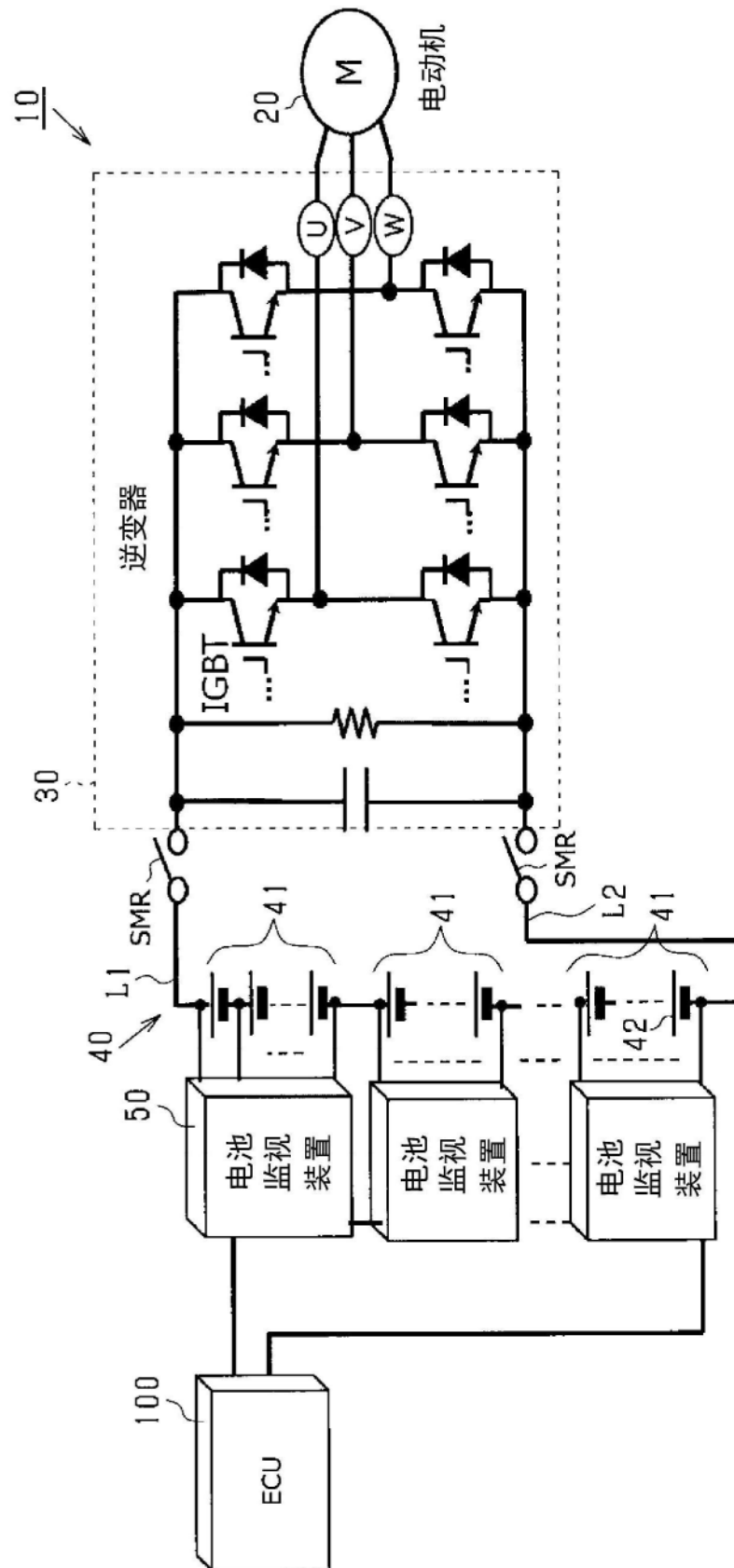


图1

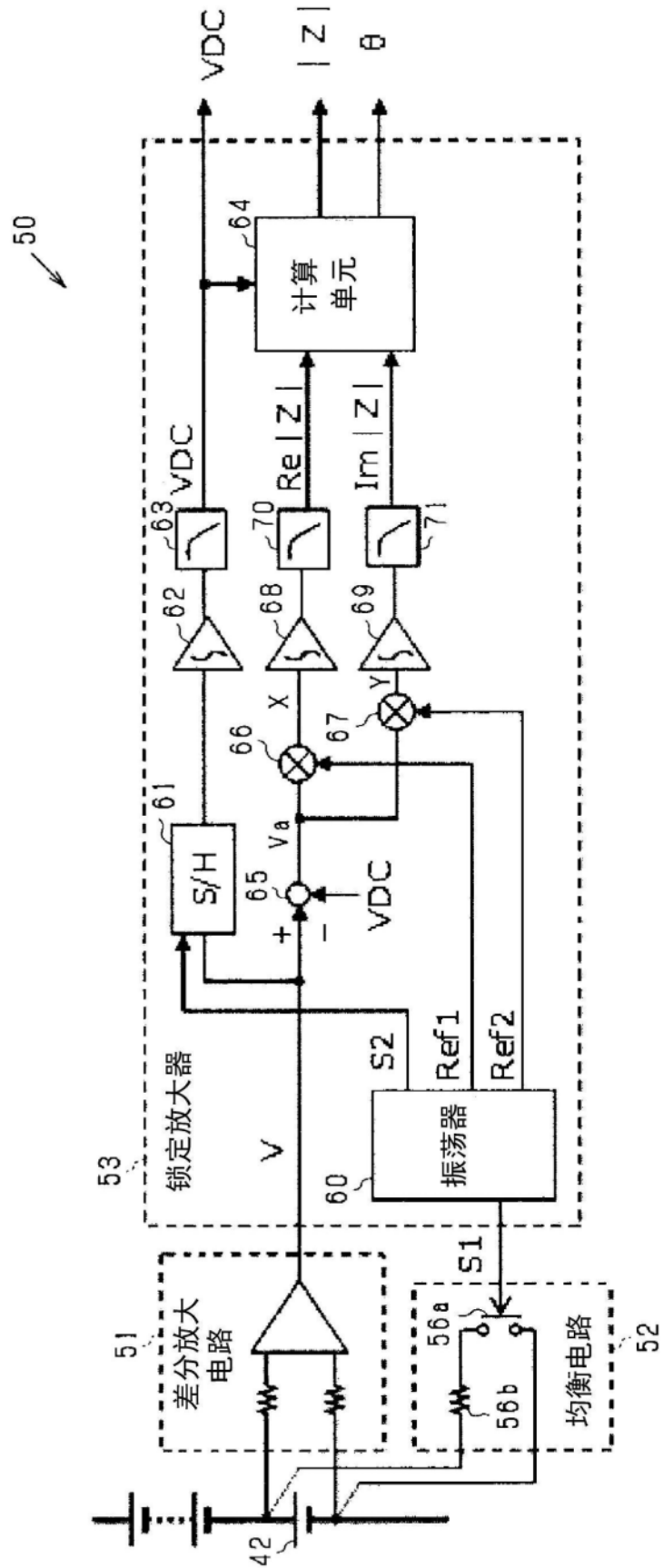


图2

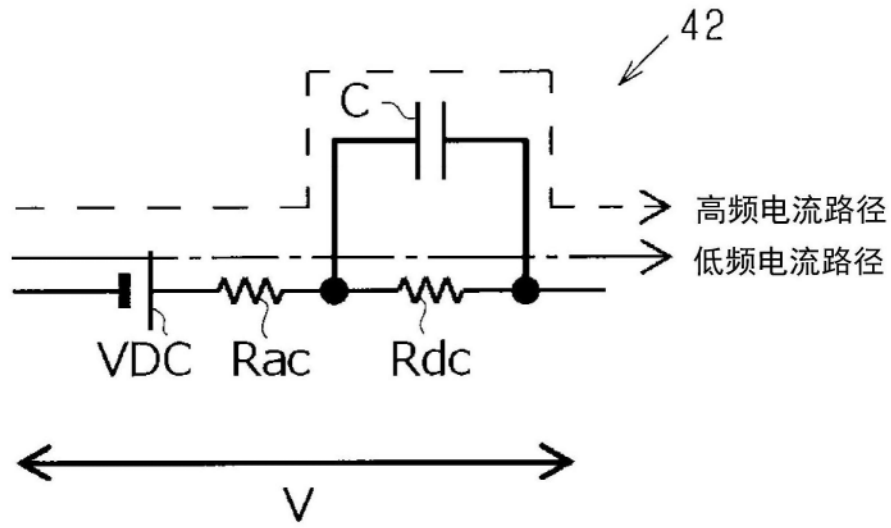


图3

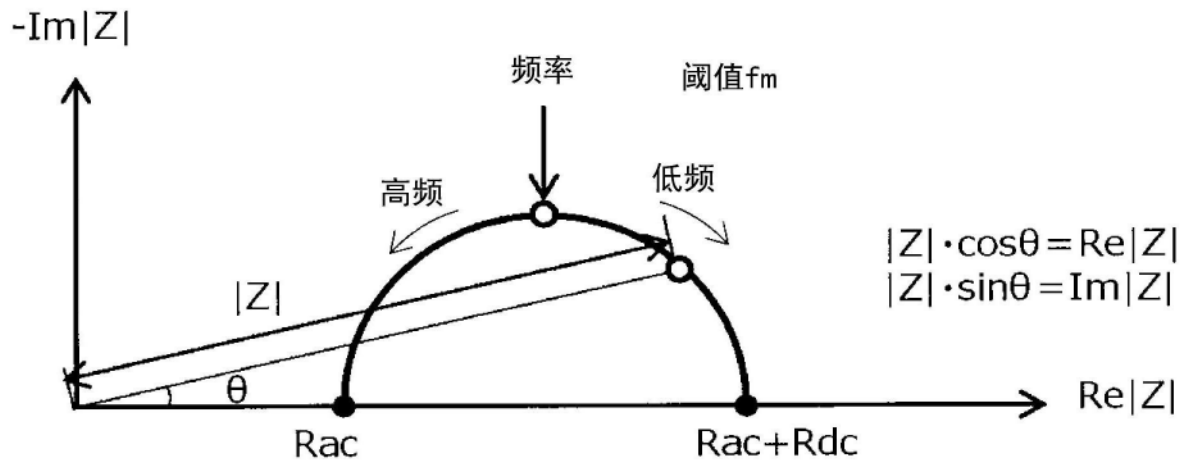


图4

图 6A

I (放电方向+)

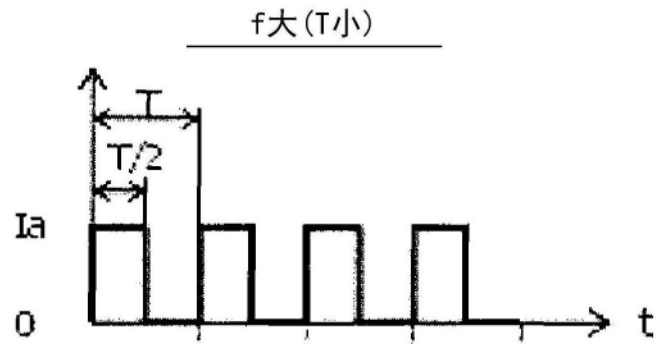


图 6B

Ref 1



图 6C

Ref 2



图 6D

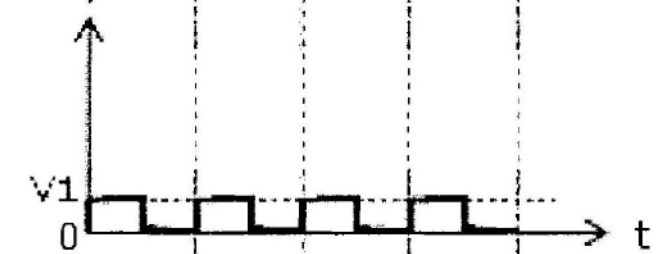
 V_a (降低的方向+)
 $=V-V_{DC}$


图 6E

 $X = V_a \times \text{Ref 1}$ 

图 6F

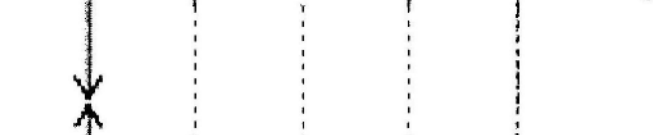
 $Y = V_a \times \text{Ref 2}$ 

图 6G

Average (X)

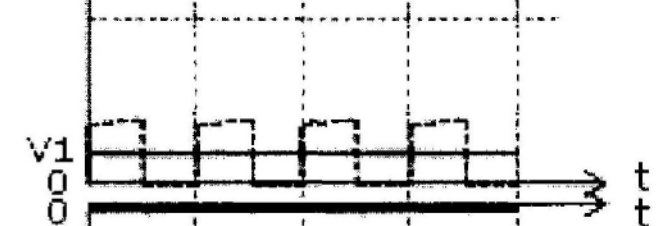


图 6H

Average (Y)

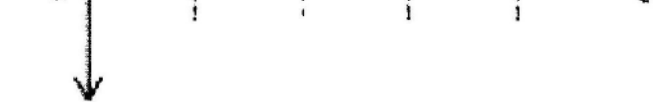


图 7A

I (放电方向+)

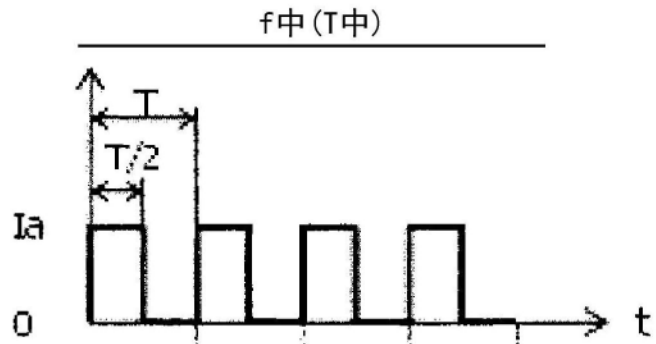


图 7B

Ref 1

图 7C

Ref 2

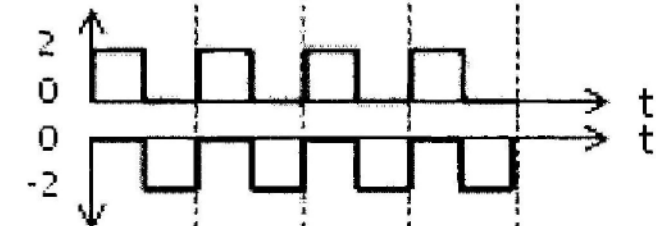


图 7D

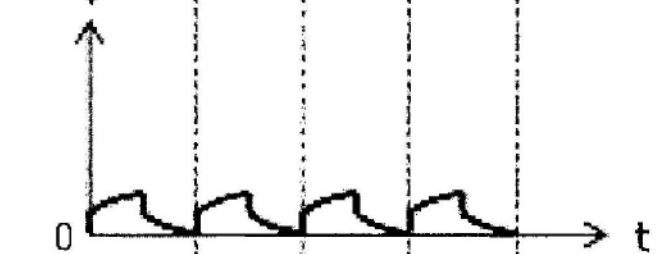
 V_a (降低的方向+)
 $=V_a - V_{DC}$


图 7E

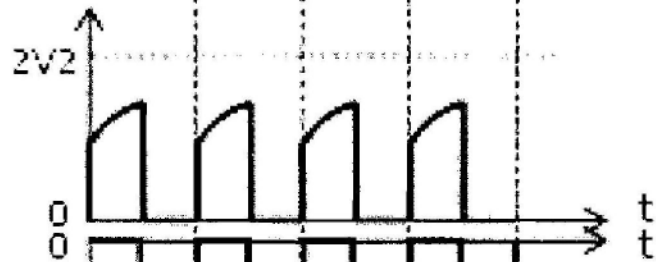
 $X = V_a \times \text{Ref 1}$ 

图 7F

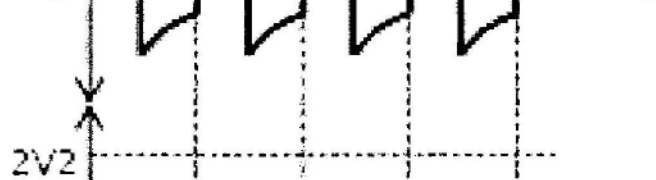
 $Y = V_a \times \text{Ref 2}$ 

图 7G

Average (X)

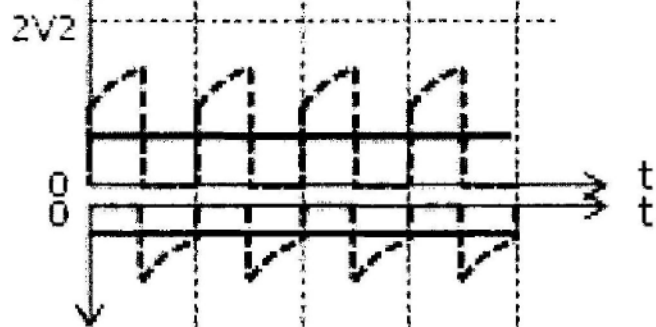


图 7H

Average (Y)



图 8A

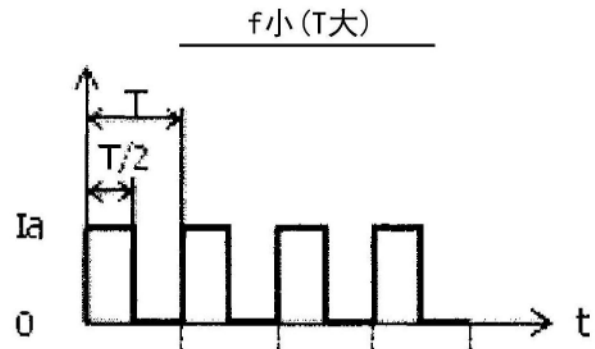
 I (放电方向+)

图 8B

图 8C

Ref 1

Ref 2

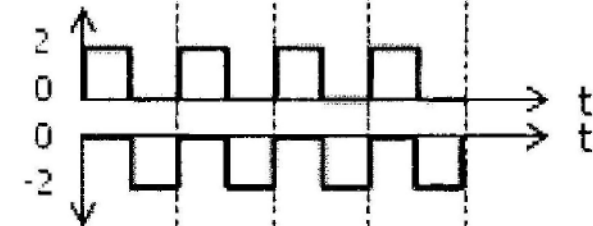


图 8D

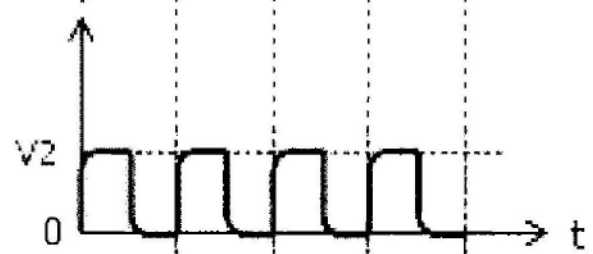
 V_a (降低的方向+)
 $= V - V_{DC}$


图 8E

 $X = V_a \times \text{Ref 1}$

图 8F

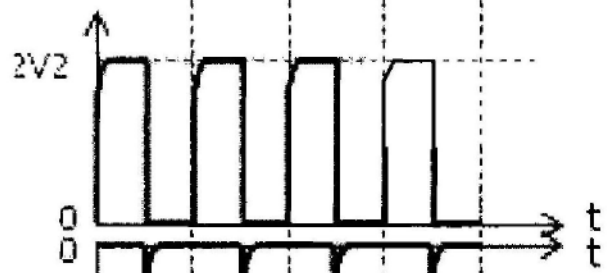
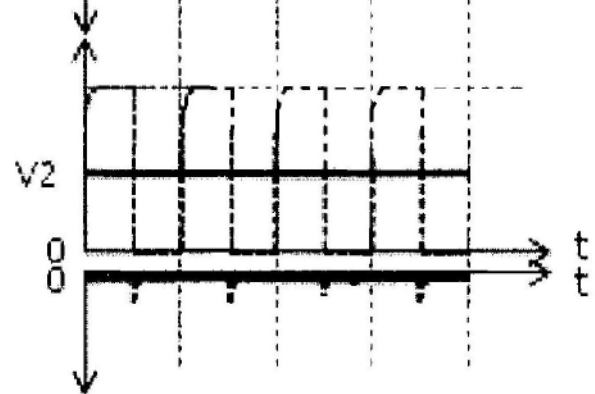
 $Y = V_a \times \text{Ref 2}$ 

图 8G

Average (X)

图 8H

Average (Y)



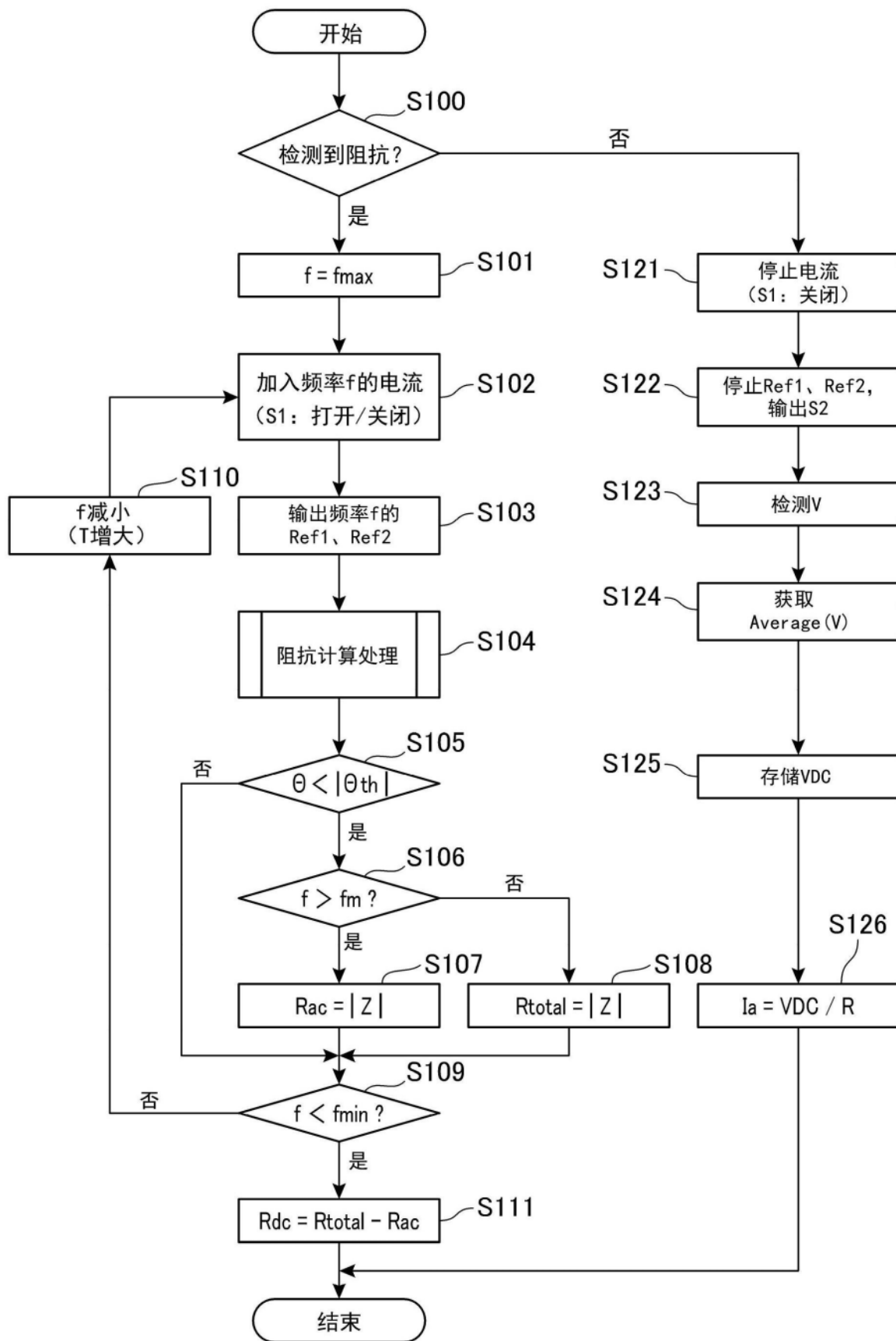


图9

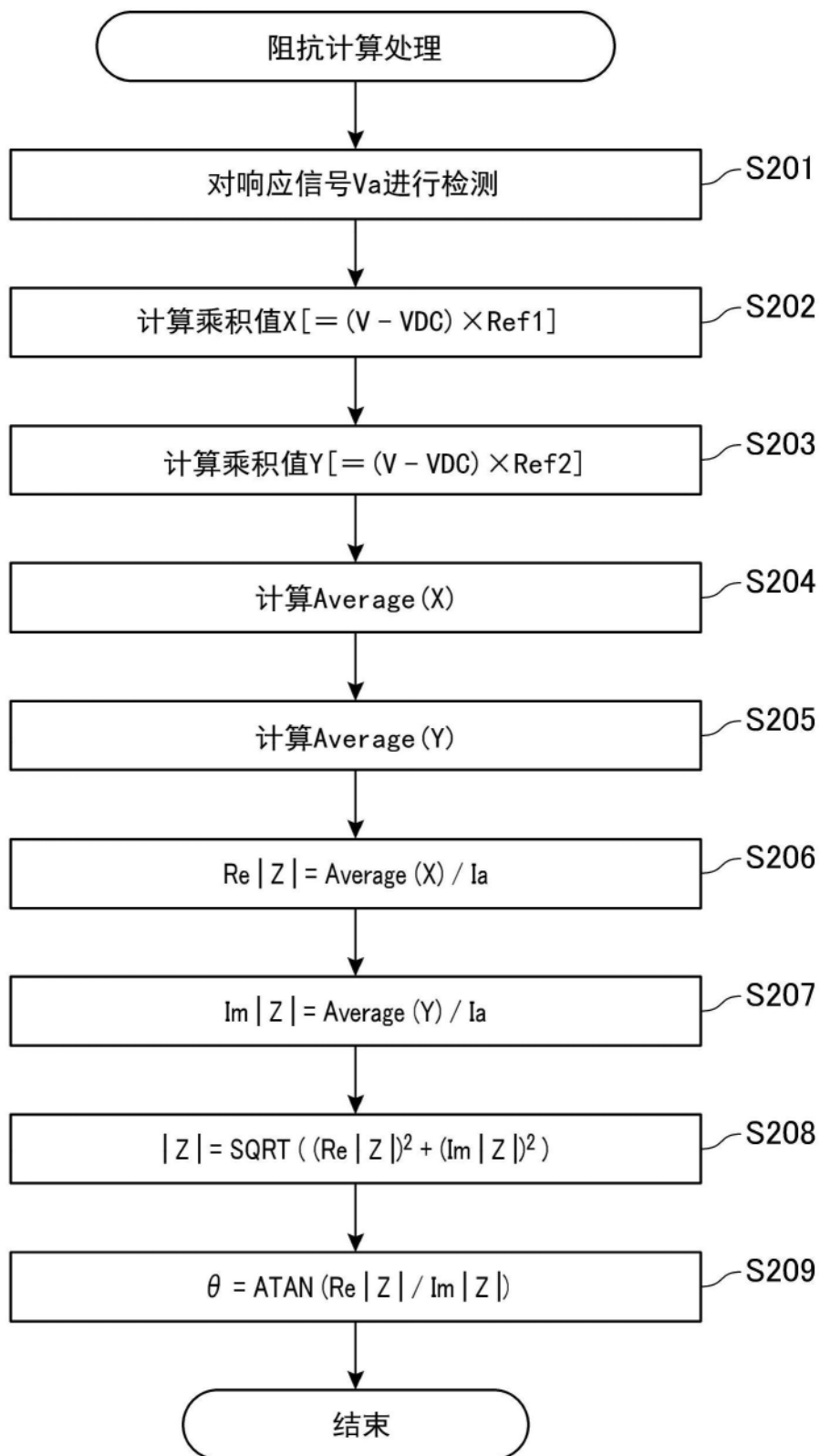


图10

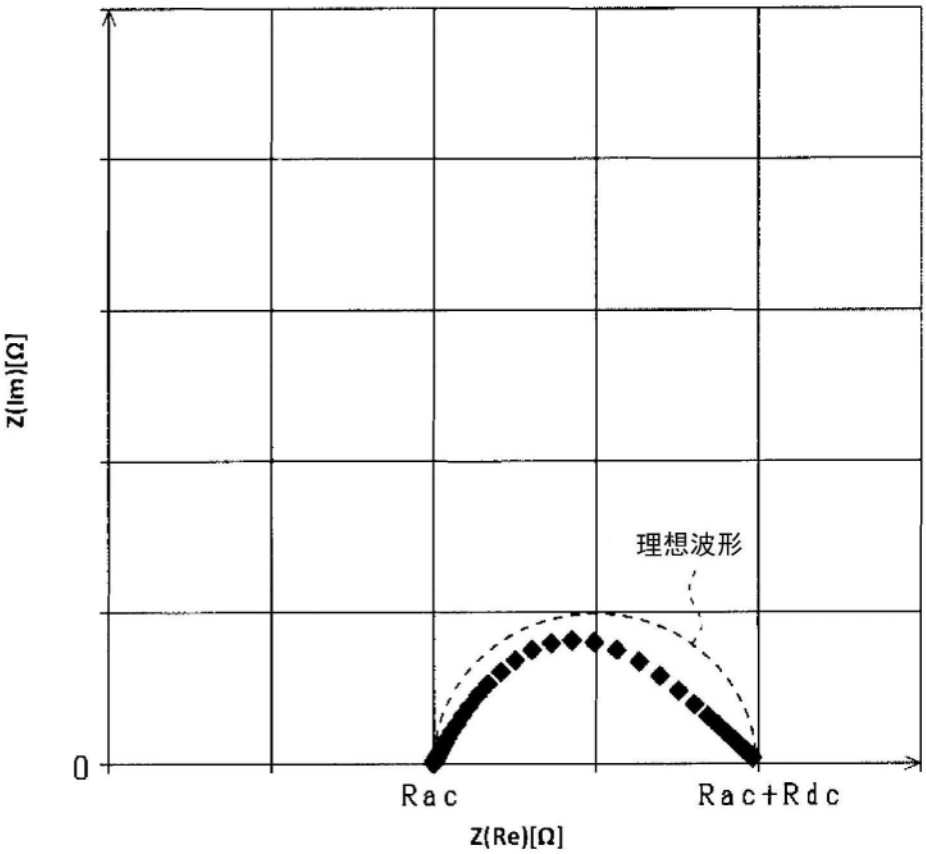
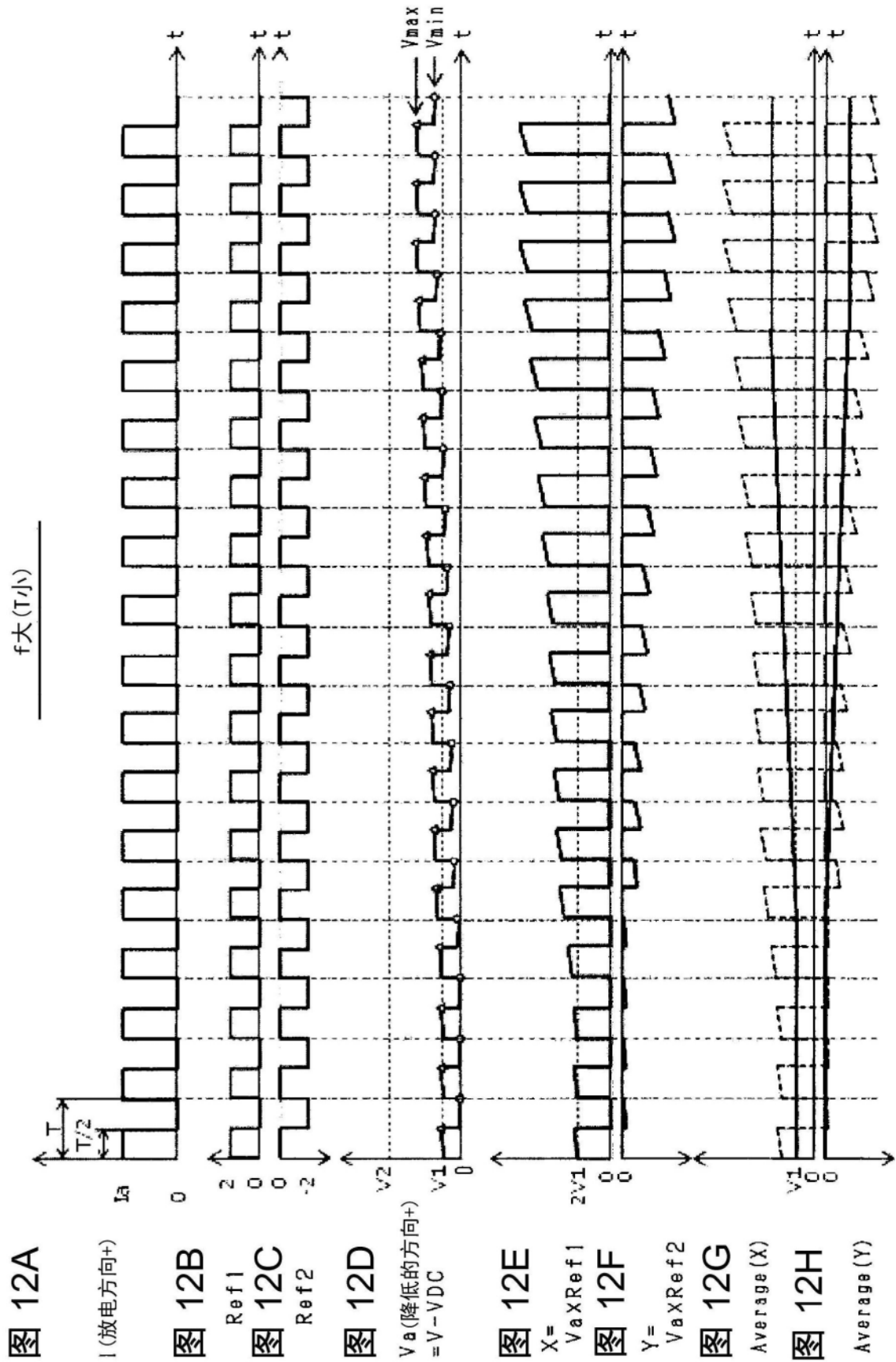


图11



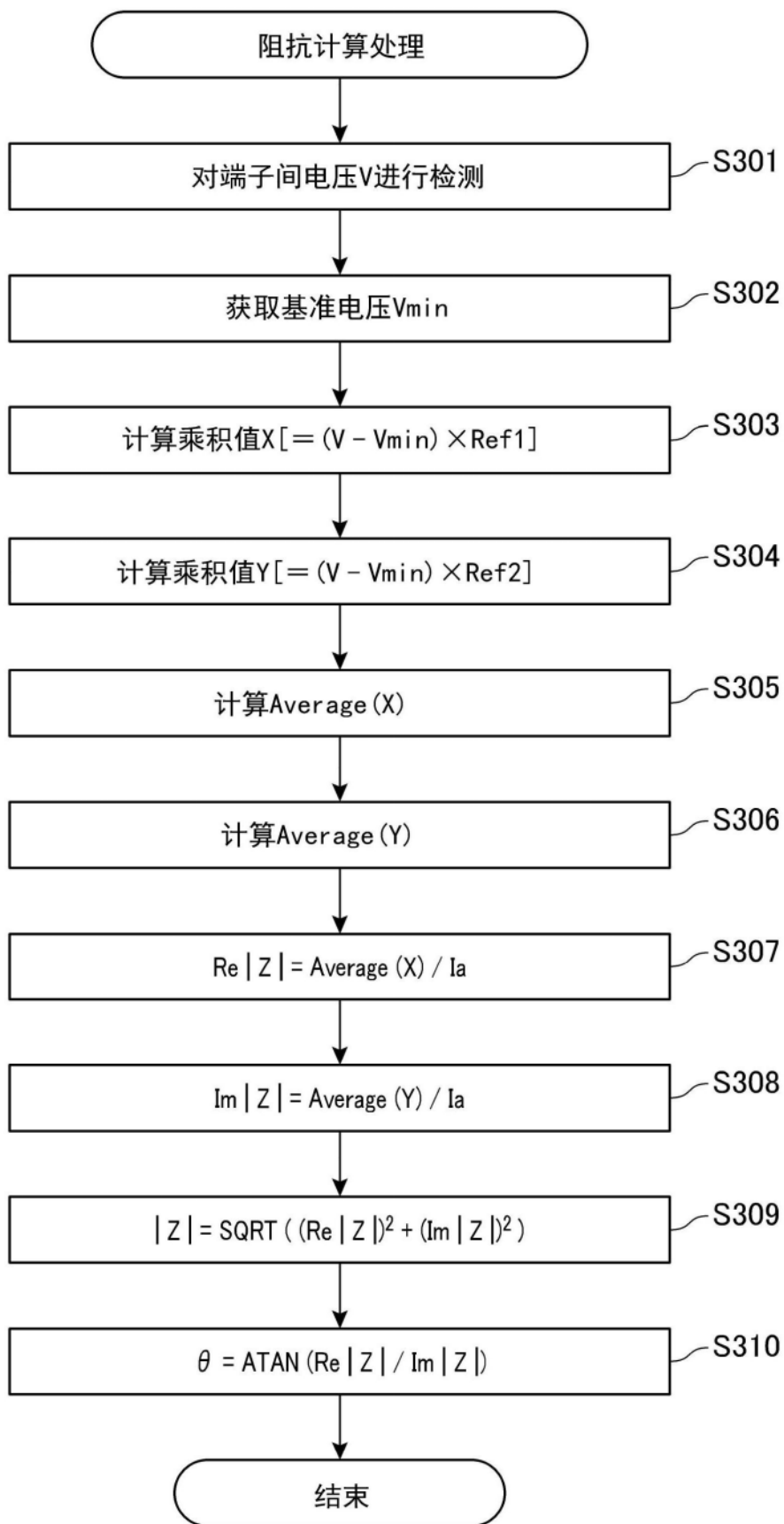


图13