(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 102570876 B
(45)授权公告日 2014.12.10

(21)申请号 201110445924.9
(22)申请日 2011.12.28
(30)优先权数据
2010-293036 2010.12.28 JP
(73)专利权人 欧利生电气株式会社
地址 日本东京
(72)发明人 大岛正明 宇敷修一 赵晋斌
(74)专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所 11038
代理人 许海兰
(51)Int.Cl.
H02M 7/48(2007.01)
(56)对比文件
JP 特开 2009-290993 A,2009.12.10, 说明书第 6-64 段、附图 1-10.
CN 101917017 A,2010.12.15, 说明书第 42-44 段、附图 2.
JP 特开 2009-201224 A,2009.09.03, 说明书第 10-72 段、附图 1-15.
审查员 周杰

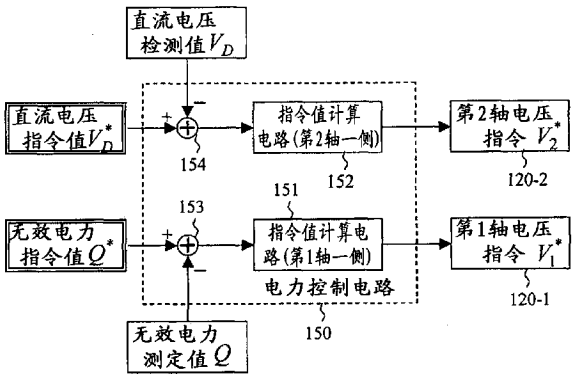
权利要求书2页 说明书14页 附图16页

(54)发明名称

单相电压型交直流变换装置以及互连系统

(57)摘要

本发明的目的在于提供一种在能够应对直流电压的变化的同时，能够自由地控制无效电力，并且可以自律并行运行的单相电压型交直流变换装置，及利用该单相电压型交直流变换装置的互连系统。本发明的单相电压型交直流变换装置根据直流端子的直流电压检测值和直流电压指令值的差生成第2轴电压指令，用该第2轴电压指令增减有效电力来控制直流输出。例如，当直流端子的直流电压检测值比直流电压指令低的情况下，通过降低有效电力使直流端子的电压上升，相反当直流端子的直流电压检测值比直流电压指令高的情况下，通过增加有效电力降低直流端子的直流电压检测值。



CN 102570876 B

1. 一种单相电压型交直流变换装置，包括：

单相电压型交直流变换电路，从交流端子看具有内部等价阻抗，依照基于 PWM 指令发生的选通信号的脉冲宽度将来自与直流端子连接的直流电压源的电力变换为单相交流电力并从上述交流端子输出，或者将来自与上述交流端子连接的单相交流源的单相交流电力变换为直流电力并从上述直流端子输出；

相位差生成电路，具有让上述交流端子的单相交流输出电压的相位延迟，发生延迟单相交流电压的相位延迟单相交流电压发生器，基于上述延迟单相交流电压生成与上述交流端子的单相交流输出电压和上述单相电压型交直流变换电路的内部电动势的相位差相应的相位差电压；

上位电压控制电路，输入与上述交流端子的单相交流输出电压的振幅有关的第 1 轴电压指令以及与上述交流端子的单相交流频率有关的第 2 轴电压指令，基于上述第 1 轴电压指令、上述第 2 轴电压指令、来自上述相位差生成电路的相位差电压以及上述交流端子的单相交流输出电压，输出为了使上述交流端子的单相交流输出电压的振幅接近于上述第 1 轴电压指令而生成的电压指令信号，以及为了使上述交流端子的单相交流频率接近于上述第 2 轴电压指令而生成的频率指令信号；

频率控制电路，基于上述交流端子上的单相交流输出频率的标准频率、来自上述上位电压控制电路的频率指令信号以及来自上述相位差生成电路的输出信号，决定上述单相电压型交直流变换电路的上述内部电动势的电角度，进行生成电角的生成；

下位电压控制电路，基于上述交流端子的单相交流输出电压、上述频率控制电路的生成电角以及来自上述上位电压控制电路的电压指令信号，将为了使上述单相交流输出电压的振幅、频率以及相位接近于上述交流端子上的单相交流输出电压的标准电压、上述电压指令信号以及上述生成电角的合成值而生成的信号作为上述 PWM 指令输出；

指令值计算电路，对指定上述直流端子的电压的直流电压指令值进行设定，检测上述直流端子的电压即直流电压检测值，计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差以作为上述第 2 轴电压指令，

用该第 2 轴电压指令增减有效电力来控制直流电压。

2. 根据权利要求 1 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：上述指令值计算电路用低通特性电路计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差。

3. 根据权利要求 2 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：

上述指令值计算电路的上述低通特性电路具有式 1 的特性，

[式 1]

$$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \qquad (1)$$

其中，V_2* 是第 2 轴电压指令，V_D* 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，Kdc 是比例增益，T_{Kdc} 是一次延迟时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

4. 根据权利要求 1 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：上述指令值计算电路用积分电路计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差。

5. 根据权利要求 4 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：

上述指令值计算电路的上述积分电路具有式 2 的特性，

[式 2]

$$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{1}{T_{dc} \cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (2)$$

其中，V_2* 是第 2 轴电压指令，V_D* 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，T_{dc} 是积分时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

6. 根据权利要求 1 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：上述指令值计算电路用并联了低通特性电路和积分电路的并联电路计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差。

7. 根据权利要求 6 所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于：

上述指令值计算电路的上述并联电路具有式 3 的特性，

[式 3]

$$\hat{V}_2^*(s) = \left(-\frac{K_{dc}}{1 + T_{Kdc} \cdot s} - \frac{1}{T_{dc} \cdot s}\right)\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (3)$$

其中，V_2* 是第 2 轴电压指令，V_D* 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，Kdc 是比例增益，T_{Kdc} 是一次延迟时间常数，T_{dc} 是积分时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

8. 根据权利要求 1 至 7 中的任一项所述的单相电压型交直流变换装置，其特征在于还包括：

直流电流检测电路，检测上述直流端子的直流电流值，

上述指令值计算电路在计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差时加上上述直流电流检测电路检测出的上述直流电流值。

9. 一种互连系统，包括：

权利要求 1 至 7 中的任一项所述的单相电压型交直流变换装置；

n 台直流设备，经由 DC/DC 变换器连接于上述单相电压型交直流变换装置的上述直流端子，在和上述直流端子之间进行直流电力授受，其中，n 是任意的自然数。

10. 一种互连系统，包括：

权利要求 8 所述的单相电压型交直流变换装置；

n 台直流设备，经由 DC/DC 变换器连接于上述单相电压型交直流变换装置的上述直流端子，在和上述直流端子之间进行直流电力授受，其中，n 是任意的自然数。

单相电压型交直流变换装置以及互连系统

技术领域

[0001] 本发明涉及可以适用于成为电力系统的电源的系统连接装置和无停电电源装置的单相电压型交直流变换装置以及具备它的互连系统 (interconnection system)。

背景技术

[0002] 已知有与电力系统连接，能够把自动地调整电压、频率以及相位将直流变换为交流的电力提供给电力系统的单相电压型交直流变换装置（例如，参照专利文献 1)。

[0003] [专利文献 1] 特开 2009-219263 号公报

[0004] [专利文献 2] 特开 2009-201224 号公报

[0005] [非专利文献 1] 电气学会产业应用部门论文杂志第 118 卷 12 号 1998 年 12 月号“采用误差跟踪式 PWM 和双电荷层电容器的系统连接型蓄电装置”

[0006] 专利文献 1 的单项电压型交直流变换装置这样动作：将从直流一侧注入的电力变换为交流，作为有效电力输出到系统，将从交流一侧注入的电力变换为直流，作为有效电力向直流一侧输出。此时，要求对专利文献 1 的单相电压型交直流变换装置有一定的直流电压的输入。因此，如果将近年来普及的太阳能发电那样输出的直流电压变化的直流设备直接连接到专利文献 1 的单相电压型交直流变换装置，则当直流电压下降大于等于规定值的情况下，交流输出（电压、频率以及相位）的控制变得困难。

[0007] 另一方面，已知有控制变化的直流电压能够将直流变换为交流的逆变器（例如，参照非专利文献 1)。图 1 是说明记载在非专利文献 1 中的逆变器的图。图 2 是说明图 1 的自动电压调整器 (dc-AVR) 的详细的图。在图 1 的逆变器上设定有直流端子电压的目标值即直流电压指令值 V_D^*。自动电压调整器将直流电压指令值 V_D^* 和直流端子的直流电压检测值 V_D 的差信号输入到具有低通特性的放大器。自动电压调整器在放大器的输出上加算在直流端子上的直流电流值（前馈)。而后，自动电压调整器在用前馈得到的信号上乘以与系统同步的标准正弦波信号 (PCC 电压）得到 PWM 指令 j(t)。自动电压调整器根据 PWM 指令 j(t) 生成选通信号。

[0008] 但是，非专利文献 1 的逆变器为了将检测出的直流电压和指定值的差作为 PWM 指令进行前馈因而不能自律并行运行 (autonomous parallel operation)。

[0009] 这样，专利文献 1 的单相电压型交直流变换装置在变化的直流电压的输入中存在问题，非专利文献 1 的逆变器存在不能自律并行运行的问题。

发明内容

[0010] 因而，为了解决上述课题，本发明的目的在于提供一种在能够应对直流电压的变化的同时，能够自由地控制无效电力，并且可以自律并行运行的单相电压型交直流变换装置，及利用该单相电压型交直流变换装置的互连系统。

[0011] 为了实现上述目的，本发明的单相电压型交直流变换装置根据测定到的无效电力值和所设定的无效电力指令值的差生成第 1 轴指令，根据检测到的直流电压和所设定的直

流电压指令的差生成第 2 轴电压指令，通过增减有效电力进行直流电压控制。

[0012] 具体地说，本发明的单相电压型交直流变换装置包括：单相电压型交直流变换电路，从交流端子看具有内部等价阻抗，依照基于 PWM 指令发生的选通信号的脉冲宽度将来自与直流端子连接的直流电压源的电力变换为单相交流电力并从上述交流端子输出，或者将来自与上述交流端子连接的单相交流源的单相交流电力变换为直流电力并从上述直流端子输出；相位差生成电路，具有让上述交流端子的单相交流输出电压的相位延迟，发生延迟单相交流电压的相位延迟单相交流电压发生器，基于上述延迟单相交流电压生成与上述交流端子的单相交流输出电压和上述单相电压型交直流变换电路的内部电动势的相位差相应的相位差电压；上位电压控制电路，输入与上述交流端子的单相交流输出电压的振幅有关的第 1 轴电压指令以及与上述交流端子的单相交流频率有关的第 2 轴电压指令，基于上述第 1 轴指令电压、上述第 2 轴指令电压、来自上述相位差生成电路的相位差电压以及上述交流端子的单相交流输出电压，输出为了使上述交流端子的单相交流输出电压的振幅接近于上述第 1 轴电压指令而生成的电压指令信号，以及为了使上述交流端子的单相交流频率接近于上述第 2 轴电压指令而生成的频率指令信号；频率控制电路，基于上述交流端子上的单相交流输出频率的标准频率、来自上述上位电压控制电路的频率指令信号以及来自上述相位差生成电路的输出信号，决定上述单相电压型交直流变换电路的上述内部电动势的电角度，进行生成电角的生成；下位电压控制电路 (subordinate voltage control circuit)，基于上述交流端子的单相交流输出电压、上述频率控制电路的生成电角以及来自上述上位电压控制电路的电压指令信号，将为了使上述单相交流输出电压的振幅、频率以及相位接近于上述交流端子上的单相交流输出电压的标准电压、上述电压指令信号以及上述生成电角的合成值而生成的信号作为上述 PWM 指令输出；指令值计算电路，对指定上述直流端子的电压的直流电压指令值进行设定，检测上述直流端子的电压即直流电压检测值，计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差以作为上述第 2 轴电压指令。

[0013] 本发明的单相电压型交直流变换装置根据直流端子的直流电压检测值和直流电压指令值的差生成第 2 轴电压指令，用该第 2 轴电压指令增减有效电力来控制直流电压。例如，当直流端子的直流电压检测值比直流电压指令低的情况下，通过降低有效电力使直流端子的电压上升，相反当直流端子的直流电压检测值比直流电压指令高的情况下，通过增加有效电力使直流端子的直流电压检测值下降。

[0014] 在单相电压型交直流变换装置中有第 1 轴电压指令 V_1^* 和第 2 轴电压指令 V_2^* 的 2 个指令值。在专利文献 1 的有效电力无效电力控制 (PQ 控制) 的情况下，将有效电力控制 (P 控制) 的输出信号作为第 2 轴电压指令，将无效电力控制 (Q 控制) 的输出信号作为第 1 轴电压指令。

[0015] 本发明的单相电压型交直流变换装置如图 3 所示的那样将直流电压控制的输出信号作为第 2 轴电压指令 V_2^*，将无效电力控制 (Q 控制) 的输出信号作为第 1 轴电压指令 V_1^*，同时控制直流电压和无效电力。

[0016] 因而，本发明能够提供在应对直流电压的变化的同时，可以自由地控制无效电力，并且可以自律运行的单相电压型交直流变换装置。

[0017] 本发明的单相电压型交直流变换装置的上述指令值计算电路的特征在于：用低通特性电路计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差。

[0018] 上述指令值计算电路的上述低通特性电路的特征在于：具有式 1 的特性。

[0019] [式 1]

[0020] $$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (1)$$

[0021] 在此，V_2^*是第 2 轴电压指令，V_D^*是直流电压指令值，V_D是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，Kdc 是比例增益，T_{Kdc}是一次延迟时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0022] 本单相电压型交直流变换装置的指令值计算电路用低通特性电路截去直流电压检测值和直流电压指令值的差的高频成分，对其放大后作为单相电压型交直流变换电路的第 2 轴电压指令。而且，即使在低通特性电路中作为一次延迟时间常数 $T_{Kdc} = 0$ 未截去高频成分的情况下，指令计算电路也能够生成第 2 轴电压指令。本指令计算电路与使用以后说明的积分电路的指令值计算电路相比过度应答好。

[0023] 本发明的单相电压型交直流变换装置的上述指令计算电路的特征在于：用积分电路计算上述直流电压指令值和上述指令电压检测值的差。

[0024] 上述指令值计算电路的上述积分电路的特征在于：具有式 2 的特性。

[0025] [式 2]

[0026] $$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{1}{T_{dc}\cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (2)$$

[0027] 在此，V_2^*是第 2 轴电压指令，V_D^*是直流电压指令值，V_D是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，T_{dc}是积分时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0028] 本单相电压型交直流变换装置的指令值计算电路对直流电压检测值和直流电压指令值的差进行积分，作为单相电压型交直流变换电路的第 2 轴电压指令。本指令值计算电路与使用上述低通特性电路的指令值计算电路相比，在定常状态下的直流电压偏差小。

[0029] 本发明的单相电压型交直流变换装置的上述指令值计算电路的特征在于：用将低通特性电路和积分电路并联的并联电路计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差。

[0030] 上述指令值计算电路的上述并联电路的特征在于：具有式 3 的特性。

[0031] [式 3]

[0032] $$\hat{V}_2^*(s) = \left(-\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s} - \frac{1}{T_{dc}\cdot s}\right)\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (3)$$

[0033] 在此，V_2^*是第 2 轴电压指令，V_D^*是直流电压指令值，V_D是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，Kdc 表示比例增益，T_{Kdc}是一次延迟时间常数，T_{dc}是积分时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0034] 本指令值计算电路因为将低通特性电路和积分电路并联，所以能够谋求兼顾过度应答和定常偏差。

[0035] 本发明的单相电压型交直流变换装置的特征在于还包括：直流电流检测电路，检测上述直流端子的直流电流值，上述指令值计算电路在计算上述直流电压指令值和上述直流电压检测值的差时加上上述直流电流检测电路检测出的上述直流电流值。本发明的单相电压型交直流变换装置通过前馈上述直流电流值能够迅速地使直流端子的电压向直流电

压指令值收敛。

[0036] 另外，本发明的互连系统具备：上述单相电压型交直流变换装置、经由 DC/DC 变换器连接于上述单相电压型交直流变换装置的上述直流端子，在和上述直流端子之间进行直流电力的授受的 n 台（n 是任意的自然数）直流设备。

[0037] 上述单相电压型交直流变换装置可以自律变形运行，能够将直流电压抑制在所希望值。因此，本互连系统能够将交流端子连接到电力系统，在直流端子上经由 DC/DC 变换器连接输出电压变化的直流能量源和负荷。

[0038] 因而，本发明能够提供利用上述单相电压型交直流变换装置的互连系统。

[0039] 本发明能够提供在应对直流电压的变动的同时，自由地抑制无效电力，并且可以自律并行运行的单相电压型交直流变换装置，以及利用该单相电压型交直流变换装置的互连系统。

附图说明

[0040] 图 1 是说明以往的逆变器的图。

[0041] 图 2 是说明自动电压调整器 (dc-AVR) 的详细的图。

[0042] 图 3 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置中的直流电压和无效电力的同时控制的图。

[0043] 图 4 是本发明的单相电压型交直流变换装置的概略构成图。

[0044] 图 5 是本发明的单相电压型交直流变换装置的概略构成图。

[0045] 图 6 是本发明的单相电压型交直流变换装置的概略构成图。

[0046] 图 7 是本发明的单相电压型交直流变换装置具备的单相电压型交直流变换电路的概略构成图。

[0047] 图 8 是本发明的单相电压型交直流变换装置具备的单相电压型交直流变换电路的概略构成图。

[0048] 图 9 是本发明的单相电压型交直流变换装置具备的交流电力测定器的概略构成图。

[0049] 图 10 是本发明的单相电压型交直流变换装置具备的交流电力测定器的概略构成图。

[0050] 图 11 是表示本发明的单相电压型交直流变换装置中的控制块的连接关系的图。

[0051] 图 12 是本发明的单相电压型交直流变换装置具备的相位差生成电路的概略构成图。

[0052] 图 13 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0053] 图 14 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0054] 图 15 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0055] 图 16 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0056] 图 17 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0057] 图 18 是说明本发明的单相电压型交直流变换装置具备的指令值计算电路的图。

[0058] 图 19 是说明本发明的互连系统的构成的图。

[0059] 图 20 是本发明的单相电压型交直流变换装置中的模拟结果。

[0060] 附图标记说明

[0061] 11：单相电压型交直流变换装置；21：直流端子；22：交流端子；30：相位差生成电路；31：输出电压检测电路；33-1 ～ 33-3：端子；34：输出电流检测电路；35：相位延迟单相交流电压生成器；36：相位差电压发生器；38：变流器；40：单相电压型交直流变换电路；40-1、40-2：单相电压型交直流变换电路；41：选通信号发生器；42：单相电压型交直流变换部；43：电流检测电路；44：电压检测电路；45：单相交流滤波器电路；50：频率控制电路；51：标准频率设定器；53：环路滤波器；55：时间积分器；56：第二加法器；57：生成电角；58：第三加法器；60：下位电压控制电路；61：标准电压设定器；62：第一加法器；63：第三减法器；64：电压控制器；65：第二乘法器；66：滤波器电流补偿器；67：PWM 电流偏差补偿器；68：前馈放大器；69：第四加法器；70：上位电压控制电路；71a：第一减法器；71b：第二减法器；72a：第一上位控制放大器；72b：第二上位控制放大器；73：第一乘法器；120-1：第 1 轴电压指令值；120-2：第 2 轴电压指令值；121：限幅器；140：交流电力测定器；141：标准频率电路；142：电压相位延迟电路；143：电流相位延迟电路；144：电力计算电路；145：有效电力值测定电路；146：无效电力值测定电路；147-1、147-2、147-3、147-4：乘法器；148-1：加法器；148-2：减法器；149-1、149-2：低通滤波器；150：电力控制电路；151、152：指令值计算电路；152a：低通特性电路；152b：积分电路；152c：并联电路；153、154：加法电路；161：直流电压检测电路；162：直流电流检测电路；202：DC/DC 变换器；203：直流设备；301：互连系统；B1：上位指令矢量；B2：上位控制块；B3：ac-AVR 块；B4：ETM-PWM 块；B5：主开关。

具体实施方式

[0062] 参照附图说明本发明的实施方式。以下说明的实施方式是本发明的实施例，本发明并不限于以下的实施方式。而且，在本说明书以及附图中符号相同的构成要素作为表示相互相同的要素。

[0063] [单相电压型交直流变换装置]

[0064] 图 11 是示例单相电压型交直流变换装置中的控制块的连接关系的图。包含上位指令矢量 B1、上位控制块 B2、ac-AVR 块 B3、ETM-PWM 块 B4 以及主开关 B5。对于 ac-AVR 块 B3 通过适用将在专利文献 2 中记载的内部等价阻抗作为阻抗主体的单相 ac-AVR，在与逆变器的输出电路连接的变压器上没有偏磁的担心。进而因为能够将内部等价阻抗作为阻抗成分和电感成分的并联电路所以设计上的自由度增加。

[0065] 在图 4 以及图 5 中表示本实施方式的单相电压型交直流变换装置的概略构成图，对于用图 1 所示的各块进行更详细地说明。

[0066] 图 4 所示的单相电压型交直流变换装置 11 具备：

[0067] 单相电压型交直流变换装置 40，从交流端子 22 看具有内部等价阻抗，与根据 PWM 指令发生的选通信号的脉冲宽度相应地用直流端子 21 接收来自直流电压源（未图示）的电力并将其变换为单相交流电力后从交流端子 22 输出；

[0068] 相位差生成电路 30，具有发生相对交流端子 22 的单相交流输出电压使相位延迟的延迟单相交流电压的相位延迟单相交流电压生成器，根据上述延迟单相交流电压生成与交流端子 22 的单相交流输出电压和单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的相位差相应的相位差电压；

[0069] 电力控制电路 150，根据指定直流端子 21 的电压的直流电压指令值以及相对交流端子 22 的单相输出电力的无效电力值的无效电力指令值，以及检测出直流端子 21 的电压的直流电压检测值以及交流端子 22 的单相输出电力的无效电力测量值，为了使直流端子 21 的直流电压接近于直流电压指令值，以及为了使交流端子 22 的单相输出电力的无效电力值接近于无效电力指令值，输出控制交流端子 22 的单相输出电压的振幅的第 1 轴电压指令值 120-1 以及控制交流端子 22 的单相输出电压的频率的第 2 轴电压指令值 120-2 ；

[0070] 上位电压控制电路 70，根据来自电力控制电路 150 的第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2、来自相位差生成电路 30 的相位差电压以及交流端子 22 的单相交流输出，输出为了使交流端子 22 的单相交流输出电压的振幅以及频率接近于第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 而生成的电压指令信号以及频率指令信号 ；

[0071] 频率控制电路 50，根据在交流端子 22 中的单相交流输出频率的标准频率、来自上位电压控制电路 70 的频率指令信号以及来自相位差生成电路 30 的相位差电压进行生成电角的生成，使单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的电角同步于生成电角 ；

[0072] 下位电压控制电路 60，根据交流端子 22 的单相交流输出电压、来自频率控制电路 50 的生成值以及来自上位电压控制电路 70 的电压指令值，将为了使单相输出电压的振幅、频率以及相位接近于交流端子 22 中的单相交流输出电压的标准电压、上述电压指令信号以及上述生成值的合成值而生成的信号作为上述 PWM 指令输出。

[0073] 第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 相当于图 11 的上位指令矢量 B1。上位电压控制电路 70 相当于图 11 的上位控制块 B2。下位电压控制电路 60 以及频率控制电路 50 相当于图 11 的 ac-AVR 块 B3。选通信号发生器 41 相当于图 11 的 ETM-PWM 块 B4。包含在单相电压型交直流变换电路 40 中的单相电压型交流变换部相当于图 11 的主开关 B5。

[0074] 单相电压型交直流变换电路 40 与根据 PWM 指令用选通信号发生器 41 发生的选通信号的脉冲宽度相应地将来自未图示的直流电压源的电力变换为单相交流电力。直流电压源能够例举以蓄电池等单独输出直流电压的电压源、以风力发电等的发电方法发电并整流输出直流电压的电压源，或者控制直流电容器的电压输出直流电压的电压源。这种情况下另外在输出电压检测电路 31 的连接点和交流端子 22 之间进一步具备阻断电感器，可以经由阻断电感器从交流端子 22 输出单相交流输出电压的各自。能够防止在单相电压型交直流变换电路 40 中的 PWM 成分向交流端子 22 的流出。

[0075] 图 7 以及图 8 表示单相电压型交直流变换电路的概略构成图。

[0076] 图 7 所示的单相电压型交直流变换电路 40-1 具备 ：单相电压型交直流变换部 42，从交流端子 22 看具有内部等价阻抗，与选通信号的脉冲宽度相应地用直流端子 21 接收来自直流电压源的电力并将其变换为单相交流电力后输出 ；电流检测电路 43，检测单相电压型交直流变换部 42 的单相交流输出电流，输出根据单相交流输出电流的大小生成的信号 ；选通信号发生器 41，为了使 PWM 指令和来自电流检测电路 43 的输出的差接近于零而发生选通信号并将其输出 ；单相交流滤波器电路 45，从单相电压型交直流变换部 42 的单相交流输出电压中除去因在单相电压型交直流变换部 42 中的选通信号引起的高频成分并输出。

[0077] 另外，图 8 所示的单相电压型交直流变换电路 40-2 代替图 7 的电流检测电路 43，具备检测单相电压型交直流变换部 42 的单相交流输出电压并输出依照单相交流输出电压

的大小生成的信号的电压检测电路 44。这种情况下，选通信号发生器 41 发生并输出选通信号以使 PWM 指令和来自电压检测电路 44 的输出的差接近于零。

[0078] 图 7 以及图 8 所示的单相电压型交直流变换部 42 具有的内部等价阻抗可以通过图 4 的单相电压型交直流变换装置 11 内的控制变量而具有，也可以在图 7 以及图 8 的单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2 的输出上连接阻抗、电抗器或单相变压器或者它们的组合而具有。例如，可以在单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2 的单相输出上分别串联连接电阻或者电抗器，进而也可以在连接了电阻的情况下在电阻的后级分别串联连接电抗器。另外，也可以在单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2 的单相输出上连接单相变压器。另外，当在单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2 的单相输出上分别连接电抗器的情况下，也可以在该电抗器的后级连接单相变压器。进而，当在单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2 的单相输出上分别连接电阻，在电阻的后级分别串联连接电抗器的情况下，也可以在该电抗器的后面连接单相变压器。这样由于单相电压型交直流变换电路 40 具有内部等价阻抗，因而图 4 的单相电压型交直流变换装置 11 可以作为电压源与电力系统连接运行。

[0079] 通过将图 4 的单相电压型交直流变换电路 40 作为图 7 或者图 8 所示的构成，单相电压型交直流变换装置 11 因为具备单相交流滤波器电路 45（图 7 以及图 8），所以能够从来自单相电压型交直流变换部 42 的输出中除去起因于单相电压型交直流变换部 42 中的选通信号的高频成分。另外，在电流检测电路 43 或者电压检测电路 44 中检测来自单相电压型交直流变换部 42 的电流或者电压，在选通信号发生器 41 中通过为了使 PWM 指令和来自电流检测电路 43 或者电压检测电路 44 的输出的差接近于零而生成选通信号，能够控制成电流误差收敛在允许误差内，或者能够让输出电压跟踪 PWM 指令。

[0080] 图 4 的输出电压检测电路 31 检测交流端子 22 的单相交流输出电压，分别输出到相位差生成电路 30、下位电压控制电路 60 以及上位电压控制电路 70。另外，在输出电压检测电路 31 的前级上具备低通滤波器，可以经由低通滤波器检测对输出电压检测电路 31 的单相交流输出电压。能够从单相交流输出电压中除去 PWM 成分使单相电压型交直流变换装置 11 的控制稳定化。另外，在输出电压检测电路 31 的后级上具备低通滤波器，可以经由低通滤波器输出来自输出电压检测电路 31 的输出电压。从来自输出电压检测电路 31 的输出电压中除去 PWM 成分使单相电压型交直流变换装置 11 的控制稳定化。

[0081] 图 4 的输出电流检测电路 34 经由变流器 38 检测交流端子 22 的单相交流输出电流，将其输出到交流电力测定器 140。

[0082] 图 4 的相位差生成电路 30 生成与交流端子 22 的单相交流输出电压 VFIL(t) 和单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的相位差相应的相位差电压。图 12 是相位差生成电路 30 的概略构成图的一个例子。相位差生成电路 30 具有：相位延迟单相交流电压生成器 35，从由端子 33-1 输入的单相交流电压中生成延迟了规定相位的延迟单相交流电压；相位差电压生成器 36，从由端子 33-1 输入的单相交流电压、来自相位延迟单相交流电压生成器 35 的延迟单相交流电压以及从端子 33-3 输入的值中生成相位差电压；端子 33-2，输出相位差电压。在图 12 中，相位延迟单相交流电压生成器 35 使延迟单相交流电压的相位延迟大致 90°，但延迟的相位只要不是 0° 以及 180°，任何角度都可以。

[0083] 在端子 33-1 上输入输出电压检测电路 31 检测到的单相交流输出电压 $V_{FIL}(t)$。在

端子 33-3 上输入后述的频率控制电路 50 生成的生成电角 57。交流端子 22 的单相交流输出电压 $V_{FIL}(t)$ 可以用式 5 表示。

[0084] [式 5]

[0085] $$V_{FIL}(t)=\sqrt{2}E_s\cdot\sin(\omega_S t+\theta_S)\ [V]$$

[0086] 在此，ω_S :角频率 [rad/s]，θ_S :相位角 [rad]，E_S :有效值 [V]。并且，将相位角的标准设置在内部电动势。

[0087] 当交流端子 22 的单相交流输出电压的角频率 ω_S 和单相电压型交直流变换电路 40 的标准角频率 ω_{CO} 相等的情况下，单相交流输出电压 $V_{FIL}(t)$ 和相位延迟单相交流电压 $V''_{FIL}(t)$ 的相位差变成 90°，相位延迟单相交流电压生成器 35 生成的相位延迟单相交流电压 $V''_{FIL}(t)$ 可以用式 (6) 表示。

[0088] [式 6]

[0089] $$V''_{FIL}(t)=V_{FIL}(t-\frac{\pi}{2\omega_{co}})=\sqrt{2}E_s\cdot\sin(\omega_s t+\theta_s-\frac{\pi\omega_s}{2\omega_{co}})$$

[0090] $$=-\sqrt{2}E_s\cdot\cos(\omega_s t+\theta_s)$$

[0091] 相位差电压生成器 36 根据单相交流输出电压 $V_{FIL}(t)$、相位延迟单相交流电压 $V''_{FIL}(t)$ 以及频率控制电路 50 生成的生成值输出相位差电压 $V_q(t)$。相位差电压 $V_q(t)$ 用式 7 表示。

[0092] [式 7]

[0093] $$V_q(t)=V_{FIL}(t)\cdot\cos\theta_i+V''_{FIL}(t)\cdot\sin\theta_i$$

[0094] $$=\sqrt{2}E_s\left\{\sin(\omega_s t+\theta_s-\theta_i)+\frac{\pi(\omega_{co}-\omega_s)}{2\omega_{co}}\sin(\omega_s t+\theta_s)\sin\theta_i\right\}$$

[0095] $$=\sqrt{2}E_s\cdot\sin(\omega_s t+\theta_s-\theta_i)$$

[0096] 如果 θ_i 的角速度与 ω_s 相等，则式 3 成为常数。θ_s 因为是内部等价阻抗两端电压的相位差，所以一般较小。因而 Vq(t) 能够如式 8 那样近似。

[0097] [式 8]

[0098] $$V_q(t)=\sqrt{2}E_s\cdot\theta_s$$

[0099] 相位差生成电路 30 将生成的相位差电压分别输出到频率控制电路 50 以及上位电压控制电路 70。而且，在此虽然只表示 ω_s 和 ω_{co} 相等的情况，但即使在不相等的情况下也能够得到同样的近似解，在实际应用上没有问题。

[0100] 频率控制电路 50 根据在交流端子 22 上的单相交流输出频率的标准频率、来自上位电压控制电路 70 的频率指令信号以及来自相位差生成电路 30 的输出信号，决定单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的电角。具体地说，如图 5 所示，第二加法器加算来自上位电压控制电路 70 的频率指令信号和来自相位差生成电路 30 的相位差电压。在第二加法器 56 输出的信号的频率成分上环路滤波器过滤涉及单相交流输出电压的频率差的成分即低频成分。在环路滤波器 53 中附加的低通过滤要素例如是一次延迟要素的延迟要素。

由此，能够使反馈环稳定。

[0101] 另外，第三加法器 58 加算从标准频率设定器 51 输出的标准频率和环路滤波器 53 的输出值。时间积分器 55 积分来自第三加法器 58 的输出。通过时间积分器 55 时间积分来自第三加法器 58 的输出，得到成为固定角度 θ_i 的输出电角 57。

[0102] 生成电角 57 通过下位电压控制电路 60 的第二乘法器 65 成为单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的电角。由此，能够让该旋转角度跟踪电力系统的频率。

[0103] 在此，在相位差生成电路 30 中，如上所述输出与交流端子 22 的单相交流输出电压和单相电压型交直流变换电路 40 的内部电动势的相位差相应的相位差电压。因此，可以认为在相位差生成电路 30 中的信号处理相当于比较单相交流输出电压和来自频率控制电路 50 的生成电角 57 的相位的相位比较处理。另外，可以认为加算来来自标准频率设定器 51 的标准频率和来自环路滤波器 53 的输出值并进行积分的信号处理相当于根据环路滤波器 53 的输出电压使生成电角 57 的值可变的 VCO(Voltage Controlled Oscillator :电压控制振荡器）的信号处理。因此，可以认为相位差生成电路 30 以及频率控制电路 50 作为全体进行生成电角 57 同步于交流端子 22 的单相交流输出电压的频率的 PLL 的动作。

[0104] 在图 4 的上位电压控制电路 70 中输入后述的来自电力控制电路 150 的第 1 轴电压指令值 120 ～ 1 以及第 2 轴电压指令值 120-2，输入来自频率控制电路 50 的生成电角 57、来自相位差生成电路 30 的相位差电压以及交流端子 22 的单相交流输出电压。上位电压控制电路 70 根据这些输入，输出为了使交流端子 22 的单相交流输出电压的振幅以及频率接近于第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 而生成的电压指令信号以及频率指令信号。可以在上位电压控制电路 70 上不直接输入第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2，而是经由确定第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 的上限和下线的限幅器 121 输入。具体地说，如图 5 所示，第一乘法器 73 对在来自频率控制电路 50 的生成电角 57 的正弦值上乘以 $\sqrt{2}$ 的值和第 1 轴电压指令值 120-1 进行乘法运算。第一减法器 71a 从来自第一乘法器 73 的信号中减去交流端子 22 的交流输出电压。第一上位控制放大器 72a 为了使交流端子 22 的单相交流输出电压接近于第 1 轴电压指令值 120-1 而放大来自第一减法器 71a 的信号作为电压指令信号输出。另外，第二减法器 71b 从在第 2 轴电压指令值 120-2 上乘以 $\sqrt{2}$ 的值中减去来自相位差生成电路 30 的相位差电压。第二上位控制放大器 72b 为了使交流端子 22 的单相交流输出电压的频率接近于第 2 轴电压指令值 120-2 而放大来自第二减法器 71b 的信号作为频率指令信号输出。

[0105] 由此，即使电力系统的振幅以及频率变化，也能够检测针对该振幅以及频率的单相电压型交直流变换装置 11 的单相输出电力的振幅以及频率的各自的误差量。在此，在第一上位控制放大器 72a 以及第二上位控制放大器 72b 中，也可以在来自第一减法器 71a 以及第二减法器 71b 的输出上附加低通过滤要素。由此，能够使反馈环稳定化。另外，也可以在第一上位控制放大器 72a 以及第二上位控制放大器 72b 的后级进一步具备限幅器，经由限幅器输出来自第一上位控制放大器 72a 以及第二上位控制放大器 72b 的输出。能够防止过输出使控制稳定化。

[0106] 图 4 的下位电压控制电路 60 根据交流端子 22 的单相交流输出电压、包含频率控制电路 50 的生成电角 57 的电角指令信号以及来自上位电压控制电路 70 的电压指令信号，将为了使上述单相交流输出电压的振幅、频率以及相位接近于在交流端子 22 中的单相交

流输出电压的标准电压、上述电压指令信号以及上述电角指令信号的合成值而生成的信号作为 PWM 指令输出。另外，标准电压用标准电压设定器 61 预先设定。该标准电压成为交流端子 22 的单相交流输出电压的振幅的标准。

[0107] 具体地说，如图 5 所示那样，标准电压设定器 61 设定并输出标准电压。第二乘法器 65 对在来自频率控制电路 50 的生成电角 57 的正弦值上乘以$\sqrt{2}$的值和来自标准电压设定器 61 的标准电压进行乘法运算。第一加法器 62 加算来自上位电压控制电路 70 的电压指令信号和第二乘法器 65 输出的信号后输出结果。第三减法器 63 从第一加法器 62 输出的信号中减去来自输出电压检测电路 31 的信号。电压控制器 64 为了使交流端子 22 的单相交流输出电压接近于上述标准电压、上述电压指令信号以及上述电角指令信号的上述合成值而控制第三减法器 63 输出的信号，作为 PWM 指令输出。

[0108] 由此，能够控制单相电压型交直流变换装置 11 的振幅以及相位，使得在补偿用上位电压控制电路 70 检测到的误差量的同时，使单相电压型交直流变换装置 11 的单相交流输出电压的振幅以及相位与电力系统的振幅以及相位一致。电压控制器 64 能够例如适用放大器。在此，在第三减法器 63 和电压控制器 64 之间进一步具备低通滤波器，可以经由低通滤波器输出来自第三减法器 63 的输出。能够使在电压控制器 63 中的控制稳定化。另外，在第三减法器 63 和电压控制器 64 之间（在该位置上具备低通滤波器的情况下，在低通滤波器和电压控制器 64 之间）进一步具备电压限幅器，可以经由电压限幅器输出来自第三减法器 63 的输出。能够抑制单相电压型交直流变换装置 11 的起动时的输出电压的过渡变化。

[0109] 图 4 的交流电力测定器 140 输入输出电压检测电路 31 检测到的交流端子 22 的单相交流输出电压的值以及输出电流检测电路 34 检测到的交流端子 22 的单相交流输出电流的值，计算在交流端子 22 上的单相输出电力的有效电力值和无效电力值。

[0110] 具体地说，交流电力测定器 140 如图 9 所示那样，将用乘法器 147-1 对输出电压检测电路 31 和输出电流检测电路 34 分别测定的电力测定点的电压和电流进行乘法运算的积通过低通滤波器 149-1 用有效电力值测定电路 145 测定有效电力值。另外，生成在电流相位延迟电路 143 中让电力测定点的电流相位偏移 90 度的函数，将用乘法器 147-2 对该函数和电力测定点的电压进行乘法运算的积通过低通滤波器 149-2 用无效电力值测定电路 146 测定无效电力值。

[0111] 另外，交流电力测定器 140 可以是如图 10 所示那样的构成。交流电力测定器 140 具备：标准频率电路 141，生成标准频率；电压相位延迟电路 142，根据来自标准频率电路 141 的标准频率，使电路测定点的交流电压即测定交流电压的相位延迟生成延迟交流电压；电流相位延迟电路 143，根据来自标准频率电路 141 的标准频率，让电力测定点的交流电流即测定交流电流的相位延迟生成延迟交流电流；电力计算电路 144。在电力计算电路 144 中，在用乘法器 147-1 对测定交流电压和测定交流电流进行了乘法运算的结果上用加法器 148-1 加算用乘法器 147-2 对来自电压相位延迟电路 142 的延迟交流电压和来自电流相位延迟电路 143 的延迟交流电流进行了乘法运算的乘算值，将该加算结果通过低通滤波器 149-1 作为有效电力值用有效电力值测定电路 145 测定。另外，从用乘法器 147-4 对测定交流电流和来自电压相位延迟电路 142 的延迟交流电压进行了乘法运算的乘算值中，用减法器 148-2 减去用乘法器 147-3 对测定交流电压和来自电流相位延迟电路 143 的延迟交流电

流进行了乘法运算的乘算值，将该减法结果通过低通滤波器 149-2 作为无效电力值用无效电力值测定电路 146 测定。通过在测定交流电压和测定交流电流的乘算值上加算延迟交流电压和延迟交流电流的乘算值，能够降低包含在有效电力值中的 2 倍频率成分。另外，通过从测定交流电流和延迟交流电流的乘算值中减去测定交流电压和延迟交流电流的乘算值，能够降低包含在无效电力值中的 2 倍频率成分。因此，能够提高有效电力值和无效电力值的测定精度，高精度地控制有效电力值和无效电力值。

[0112] 在图 4 的电力控制电路 150 中，输入针对直流端子 21 的直流电压的直流电压指令值以及针对交流端子 22 的单相输出电力的无效电力值的无效电力指令值、直流电压检测电路 161 检测到的直流端子 21 的直流电压检测值、交流电力测定器 140 计算的交流端子 22 的单相输出电力的无效电力值。电力控制电路 150 为了使直流端子 21 的直流电压接近于直流电压指令值，并且为了使交流端子 22 的单相输出电力的无效电力值接近于无效电力指令值而生成针对交流端子 22 的单相输出电压的振幅的第 1 轴电压指令值 120-1 以及针对频率的第 2 轴电压指令值 120-2 并将其输出。

[0113] 图 3 是说明电力控制电路 150 的控制内容的方框图。电路控制电路 150 用加法电路 153 计算无效电力指令值和无效电力值的差，在指令值计算电路 151 中计算后输出第 1 轴电压指令值。另外，电力控制电路 150 在加法电路 154 中计算直流电压指令值和直流电压检测值的差，在指令值计算电路 152 中计算后输出第 2 轴电压指令值。

[0114] 图 13 ～图 15 是说明指令值计算电路 152 的计算的图。图 13 的指令值计算电路 152 用低通特性电路 152a 计算直流电压指令值和直流电压检测值的差。低通特性电路 152a 具有式 1 的特性。

[0115] [式 1]

[0116] $$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (1)$$

[0117] 在此，$V_2{}^*$ 是第 2 轴电压指令，$V_D{}^*$ 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，Kdc 是比例增益，T_{Kdc} 是一次延迟时间常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0118] 图 14 的指令值计算电路 152 用积分电路 152b 计算直流电压指令值和直流电压检测值的差。积分电路 152b 具有式 2 的特性。

[0119] [式 2]

[0120] $$\hat{V}_2^*(s) = -\frac{1}{T_{dc}\cdot s}\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (2)$$

[0121] 在此，$V_2{}^*$ 是第 2 轴电压指令，$V_D{}^*$ 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是拉普拉斯变换的变量，T_{dc} 是积分常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0122] 图 15 的指令值计算电路 152 用并联低通特性电路 152a 和积分电路 152b 的并联电路 152c 计算直流电压指令值和直流电压检测值。并联电路 152c 具有式 3 的特性。

[0123] [式 3]

[0124] $$\hat{V}_2^*(s) = \left(-\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s} - \frac{1}{T_{dc}\cdot s}\right)\left(\hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s)\right) \quad (3)$$

[0125] 在此，$V_2{}^*$ 是第 2 轴电压指令，$V_D{}^*$ 是直流电压指令值，V_D 是直流电压检测值，s 是

拉普拉斯变换的变量，Kdc 是比例增益，T_{Kdc} 是一次延迟时间常数，Tdc 是积分常数，^ 表示拉普拉斯变换。

[0126] 另一方面，图 3 的指令值计算电路 151 和指令值计算电路 152 一样用组合了低通滤波器特性电路以及积分电路的电路计算无效电力指令值和无效电力值的差，生成第 1 轴电压指令值。

[0127] 例如，如果指令值计算电路 151 和指令值计算电路 152 用并联低通滤波器特性电路以及积分电路的电路构成，则第 1 轴电压指令值以及第 2 轴电压指令值能够用下式计算。

[0128] [数 4]

[0129]

$$\begin{pmatrix} \hat{V}_1^*(s) \\ \hat{V}_2^*(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{K_Q}{1+T_{KQ}\cdot s} + \dfrac{1}{T_Q \cdot s} & 0 \\ 0 & -\dfrac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot s} - \dfrac{1}{T_{dc}\cdot s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{Q}^*(s) - \hat{Q}(s) \\ \hat{V}_D^*(s) - \hat{V}_D(s) \end{pmatrix}$$

[0130] 在此，V_1^*：第 1 轴电压指令 [V]

[0131] V_2^*：第 2 轴电压指令 [V]

[0132] Q^*：无效电力指令 [var]

[0133] Q：无效电力值 [var]

[0134] V_D^*：直流电压指令值 [V]

[0135] V_D：直流电压检测值 [V]

[0136] K_Q：Q 控制的一次延迟增益

[0137] T_{KQ}：Q 控制的一次延迟时间常数 [s]

[0138] T_Q：Q 控制的积分时间常数 [s]

[0139] K_{dc}：直流电压控制的一次延迟增益

[0140] T_{Kdc}：直流电压控制的一次延迟时间常数 [s]

[0141] T_{dc}：直流电压控制的积分常数 [s]

[0142] ^ 表示拉普拉斯变换。

[0143] 单相电压型交直流变换装置 11 如以下那样动作。如果从直流端子 21 一侧输入直流电力，则直流电压检测值 V_D 上升。因为直流电压检测值和直流电压指令值 V_D^* 的误差变为负，所以指令值计算电路 152 进行动作以增加第 2 轴电压 V_2^*。另外，如果直流电压指令值 V_D^* 增加，因为和直流电压检测值的误差变为正，所以指令值计算电路 152 进行动作以减少第 2 轴电压指令 V_2^*。第 2 轴电压指令值 V_2^* 一侧的指令值计算电路 152 针对输入的输出的极性变成反转。另一方面，第 1 轴电压指令 V_1^* 和无效电力值的关系和 PQ 控制的情况一样，第 1 轴电压指令 V_1^* 一侧的指令值计算电路 151，没有输入和输出的极性的反转。

[0144] 单相电压型交直流变换装置 11 进一步具备检测直流端子 21 的直流电流值的直流电流值检测电路 162。电力控制电路 150 的指令值计算电路 152 在用低通特性电路 152a、积分电路 152b 或者并联电路 152c 计算直流电压指令值和直流电压检测值的差后，加算直流电流检测电路 162 检测出的直流电流值。图 16 ～图 18 是说明加算直流电力值时的指令值计算电路 152 的计算的图。

[0145] 图 6 表示涉及其他形态的单相电压型交直流变换装置的概略构成图。

[0146] 图 6 的单相电压型交直流变换装置 11 是在第四加法器 69 中在来自图 5 所示的单相电压型交直流变换装置 11 的电压控制器 64 的输出上进一步加算来自滤波器电流补偿器 66、PWM 电流偏差补偿器 67 以及前馈放大器 68 的输出的形态。这种情况下，单相电压型交直流变换装置 40 能够适用在图 7 或者图 8 中说明的其中一个单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2。因此，在图 6 中，假设适用图 7 或者图 8 之一的单相电压型交直流变换电路 40-1、40-2。

[0147] 滤波器电流补偿器 66 输出规定的电流补偿值以便补偿在单相电压型交直流变换电路 40 内的单相交流滤波器电路 45（图 7 或者图 8）中的电流损失量。由此，在单相电压型交直流变换装置 11 中，预先在滤波器电流补偿器 66 中设定在图 7 或者图 8 的单相交流滤波器电路 45 中的电流损失量，通过加算到来自电压控制器 64 的输出矢量上则能够补偿该电流损失量。另外，PWM 电流偏差补偿器 67 输出规定的电流偏差补偿值以便补偿来自单相电压型交直流变换电路 40 的单相交流输出电流的电流偏差量。由此，在单相电压型交直流变换装置 11 中，预先在 PWM 电压偏差补偿器 67 中设定在将 PWM 指令作为零指令时的单相电压型交直流变换电路 40 中的电流偏差量，通过加算在来自电压控制器 64 的输出矢量上补偿该电流偏差量。另外，前馈放大器 68 输入输出电流检测电路 34 检测到的单相交流输出电流的值，用规定的前馈增益放大并输出以便补偿针对交流端子 22 的负荷的电流。由此，在单相电压型交直流变换装置 11 中，在输出电流检测电路 34 中检测交流端子 22 的单相交流输出电流，将值引入前馈放大器 68，通过加算到来自电压控制器 64 的输出值上，即使负荷电流变化也能够发生稳定的输出电压。

[0148] 限幅器 121 确定第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 的上限和下限，防止过大的第 1 轴电压指令值 120-1 以及第 2 轴电压指令值 120-2 输入到上位电压控制电路 70。

[0149] 如上所述，从图 4 至图 6 的单相电压型交直流变换装置 11 因为具有内部等价阻抗，所以在能够作为电压源与电力系统连接运行的同时，因为具备频率控制电路 50、上位电压控制电路 70 以及下位电压控制电路 60，所以可以进行自律补偿针对电力系统的电力偏差的自律并行运行。因此，在装置的可靠性高的同时可以分散装置。进而，当并行运行多台的情况下，能够没有台数限制地运行。

[0150] 另外，电力控制电路 150 具有指令值计算电路 152，因为根据直流电压检测值生成第 2 轴电压指令，所以单相电压型交直流变换装置 11 能够保持直流端子 21 的直流电压为一定。因此，单相电压型交直流变换装置 11 能够将输出或者要求的直流电力变化的直流设备连接在直流端子 21 上，并且能够设置成还可以自律并行运行的单相电压型交直流变换装置。

[0151] ［互连系统］

[0152] 以下，说明具备在图 4 至图 6 中说明的单相电压型交直流变换装置 11 的互连系统 301。图 19 是说明互连系统 301 的构成的图。互连系统 301 具备：单相电压型交直流变换装置 11；经由 DC/DC 变换器 202 和单相电压型交直流变换装置 11 的直流端子 21 连接，在和直流端子 21 之间对直流电力进行授受的 n 台（n 是任意的自然数）的直流设备 203。

[0153] DC/DC 变换器 202 是电流输出型的直流变换器。例如，当直流设备 203 是太阳能电

池的情况下，DC/DC 变换器 202 调整电压以及电流以便能从太阳能电池中取出最大电力。

[0154] 直流设备 203 是直流能源或者直流负荷。所谓直流能源例如是太阳能电池、二次电池。燃料电池等。另外，所谓直流负荷例如是充电器。互连系统 301 因为单相电压型交直流变换装置 11 能够将直流端子 21 的直流电压维持在一定，所以可以经由 DC/DC 变换器 202 将直流设备 203 直接连接到直流端子 21 上。

[0155] 而且，互连系统 301 并不只是进行直流设备 203 和电力系统的电力的授受，还可以直接从直流能源即直流设备 203 向直流负荷即直流设备 203 直接提供直流电力。因为即使来自直流能源的直流电压变化，单相电压型交直流变换装置 11 也进行动作以便将直流端子 21 的直流电压保持为一定值，所以能够接收直流负荷是一定的电压的电力。

[0156] （实施例）

[0157] 图 20 表示 200V、50Hz、1kVA 的单相电压型交直流变换装置中的模拟结果。该单相电压型交直流变换装置作为电力控制电路中的指令值计算电路具有图 4 的电路。并且，将输入到电力控制电路中的直流电压指令值设为 330V。将控制参数设定为 K_{dc} ＝ 0.6、T_{dc} ＝ 2ms、T_{Kdc} ＝ 0.25sec。最初在直流一侧是无负荷的状态下进行连接运行，在时刻 160ms 以阶梯方式投入 1kW 的直流负荷。负荷投入后，直流端子 21 的直流电压降低 30V 左右，但立即从交流端子 22 一侧通过单相电压型交直流变换电路 40 流入电力，在时刻 200ms 大致恢复到直流电压指令值。另外，来自电力系统的受电电流波形变成功率因数 1 的正弦波。

[0158] 本发明的单相电压型交直流变换装置能够适用到太阳能发电用逆变器、燃料电池用逆变器、蓄电系统用逆变器、带 DC 连接的风力发电用逆变器等的分散电源用逆变器、整流器、以及 SVC（无效电力补偿装置）等。

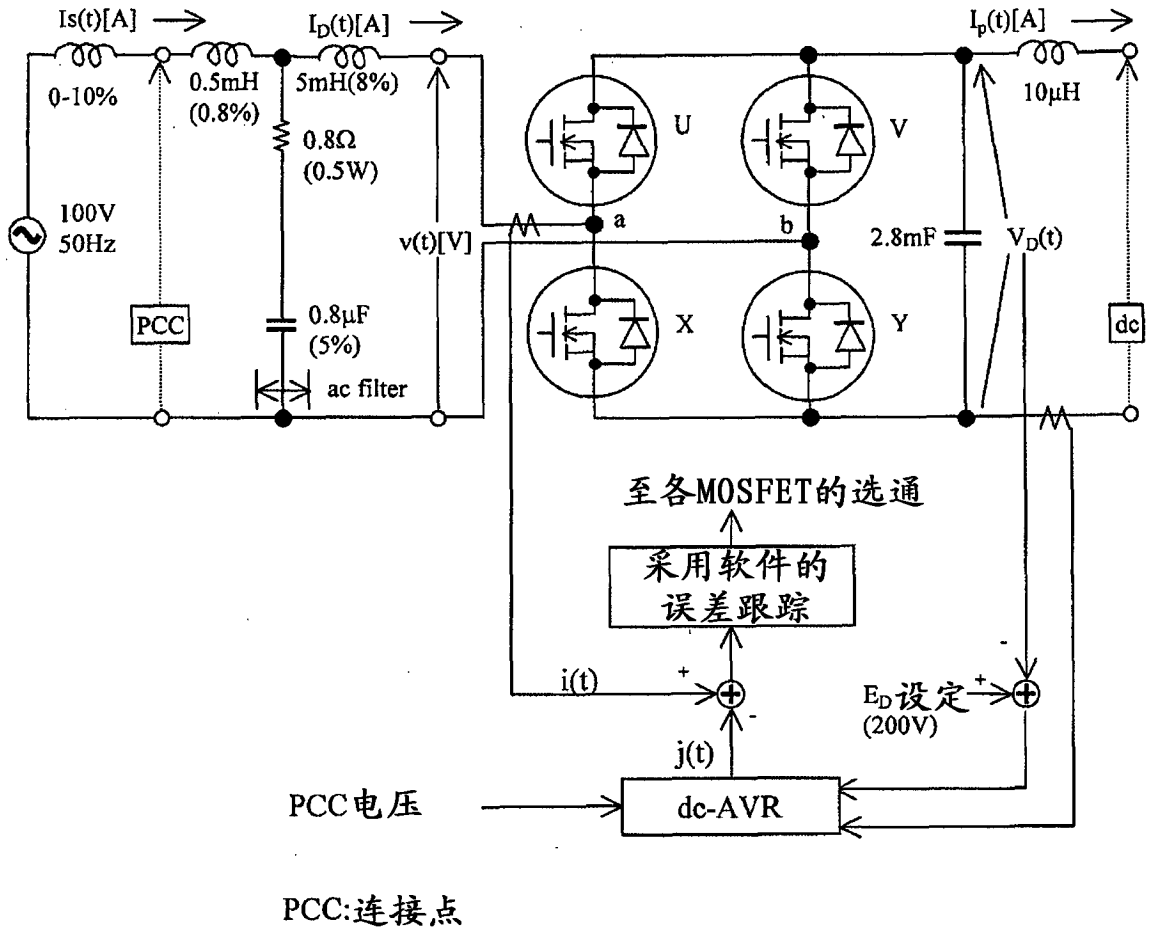

Is(t)[A]
I_D(t)[A]
I_p(t)[A]
0-10%
0.5mH
(0.8%)
5mH(8%)
10μH
0.8Ω
(0.5W)
U
V
100V
50Hz
a
b
2.8mF
V_D(t)
v(t)[V]
PCC
0.8μF
(5%)
ac filter
X
Y
dc
至各MOSFET的选通
采用软件的
误差跟踪
i(t)
E_D设定
(200V)
j(t)
PCC电压
dc-AVR
PCC:连接点

图 1

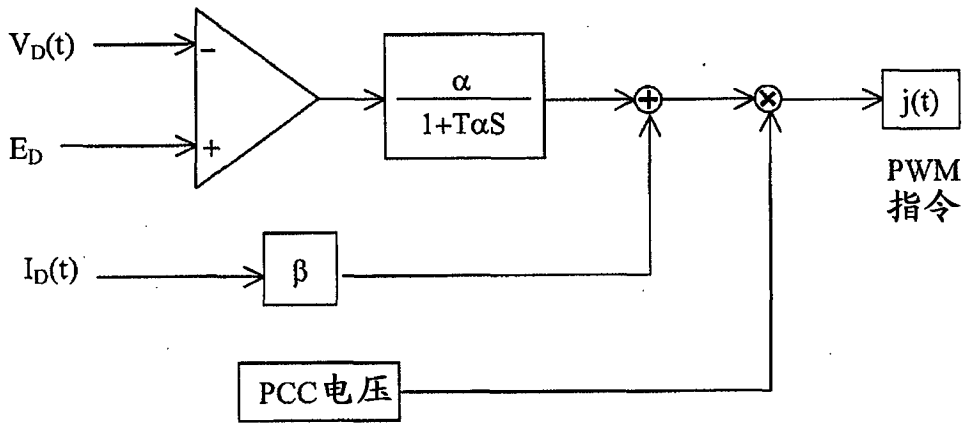

V_D(t)
E_D
α
1+TαS
j(t)
PWM
指令
I_D(t)
β
PCC电压

图 2

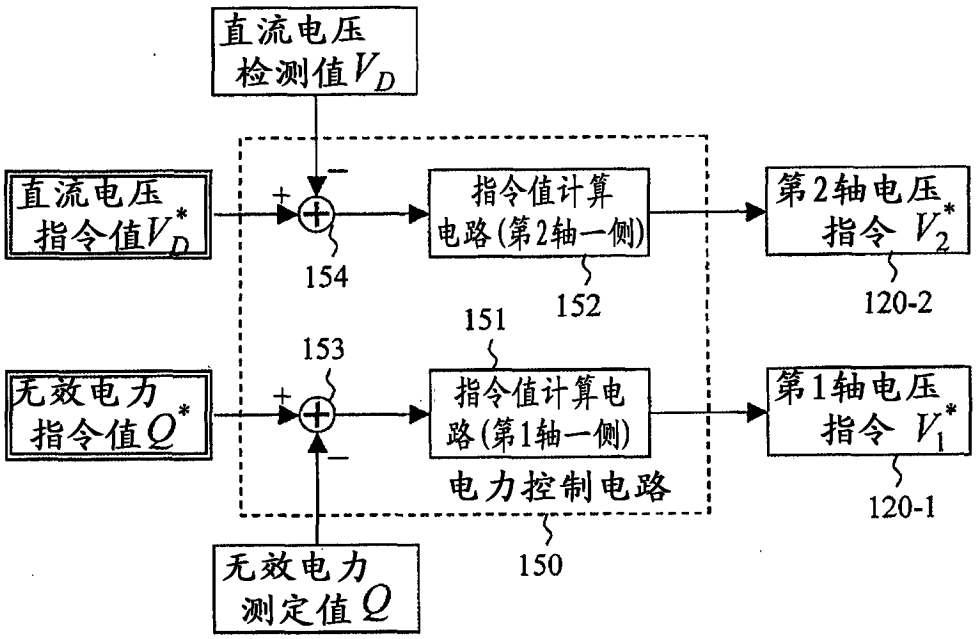

直流电压
检测值V_D
直流电压
指令值V_D^*
154
指令值计算
电路(第2轴一侧)
152
第2轴电压
指令 V_2^*
120-2
151
153
无效电力
指令值Q^*
指令值计算电
路(第1轴一侧)
第1轴电压
指令 V_1^*
120-1
电力控制电路
150
无效电力
测定值Q

图 3

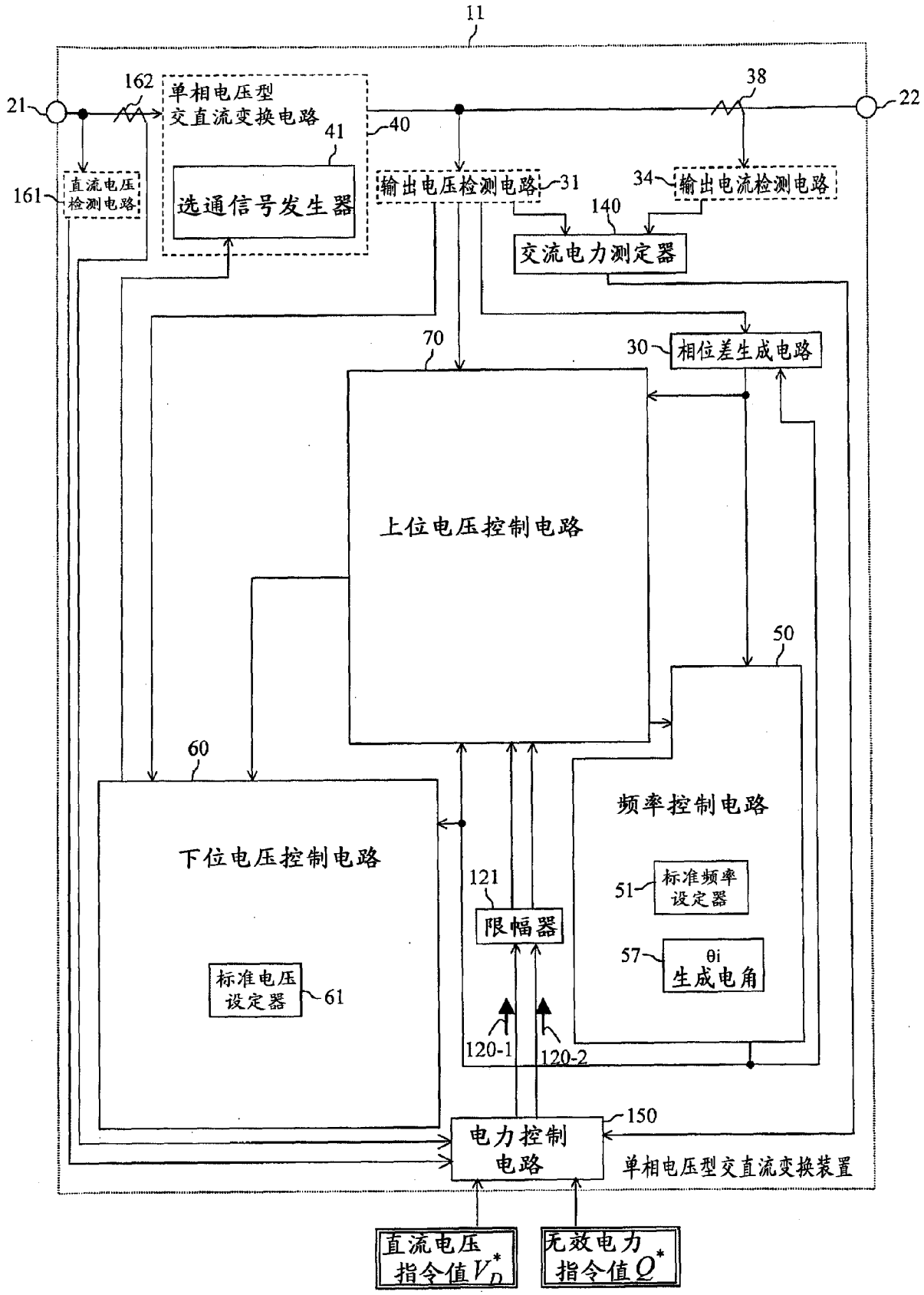

11
21
162
单相电压型
交直流变换电路
41
选通信号发生器
40
38
22
161
直流电压
检测电路
输出电压检测电路
31
34
输出电流检测电路
140
交流电力测定器
70
30
相位差生成电路
上位电压控制电路
50
60
频率控制电路
下位电压控制电路
121
51
标准频率
设定器
限幅器
57
θi
生成电角
标准电压
设定器
61
120-1
120-2
150
电力控制
电路
单相电压型交直流变换装置
直流电压
指令值 V_D^*
无效电力
指令值 Q^*

图 4

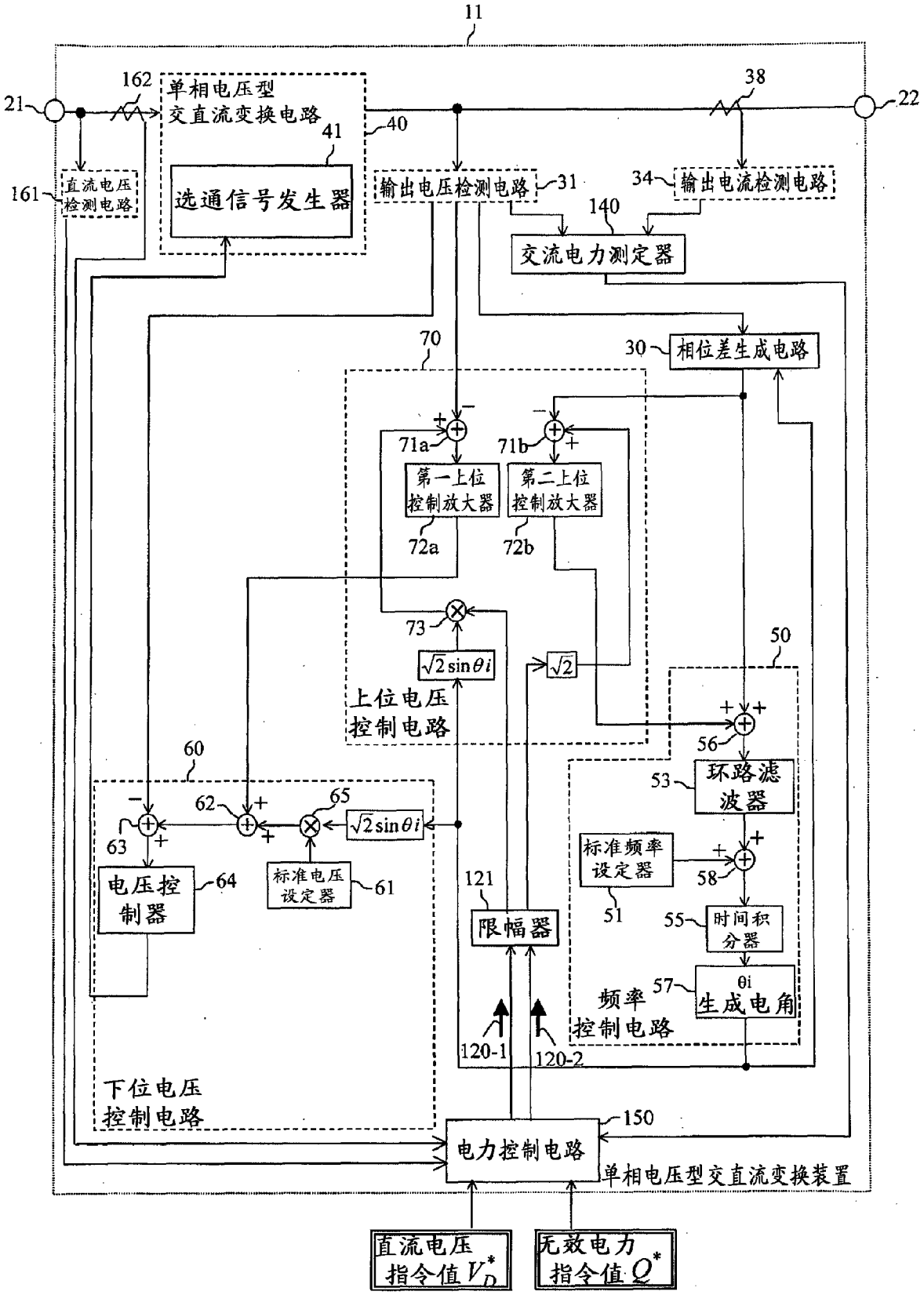

11
21
162
单相电压型
交直流变换电路
41
选通信号发生器
40
38
22
161
直流电压
检测电路
输出电压检测电路
31
34
输出电流检测电路
140
交流电力测定器
70
30
相位差生成电路
71a
71b
第一上位
控制放大器
第二上位
控制放大器
72a
72b
73
√2 sin θi
√2
上位电压
控制电路
50
56
环路滤
波器
53
60
62
65
63
电压控
制器
64
标准电压
设定器
61
标准频率
设定器
58
51
121
限幅器
55
时间积
分器
57
θi
生成电角
频率
控制电路
120-1
120-2
下位电压
控制电路
150
电力控制电路
单相电压型交直流变换装置
直流电压
指令值 V_D^*
无效电力
指令值 Q^*

图 5

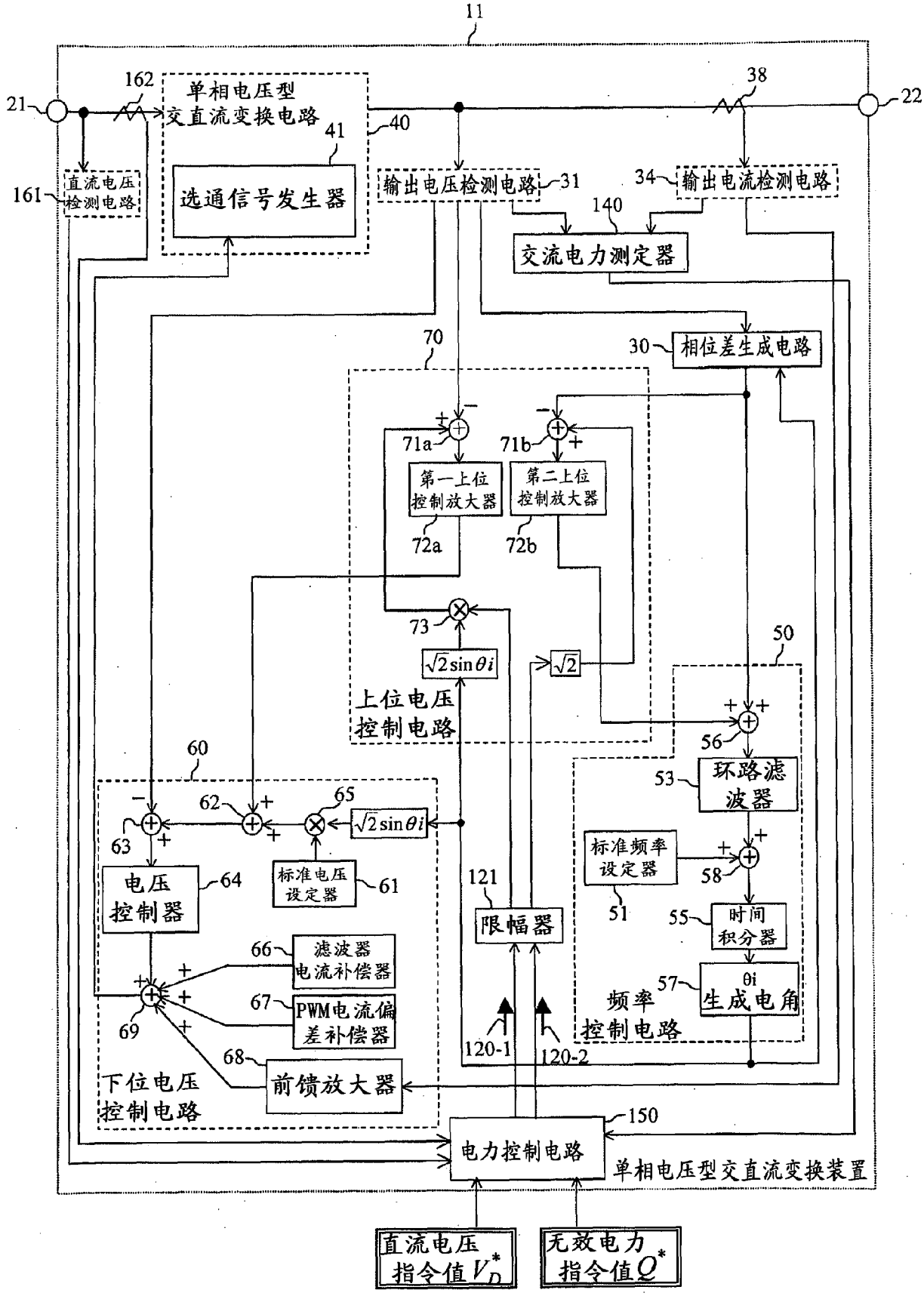

11
21
162
单相电压型
交直流变换电路
40
41
选通信号发生器
38
22
161
直流电压
检测电路
输出电压检测电路
31
34
输出电流检测电路
140
交流电力测定器
70
30
相位差生成电路
71a
71b
第一上位
控制放大器
第二上位
控制放大器
72a
72b
73
√2sinθi
√2
上位电压
控制电路
50
56
环路滤
波器
53
60
62
65
63
标准频率
设定器
58
51
电压
控制器
64
标准电压
设定器
61
121
限幅器
55
时间
积分器
66
滤波器
电流补偿器
57
θi
生成电角
67
PWM电流偏
差补偿器
69
频率
控制电路
120-1
120-2
68
前馈放大器
下位电压
控制电路
150
电力控制电路
单相电压型交直流变换装置
直流电压
指令值 V_D^*
无效电力
指令值 Q^*

图 6

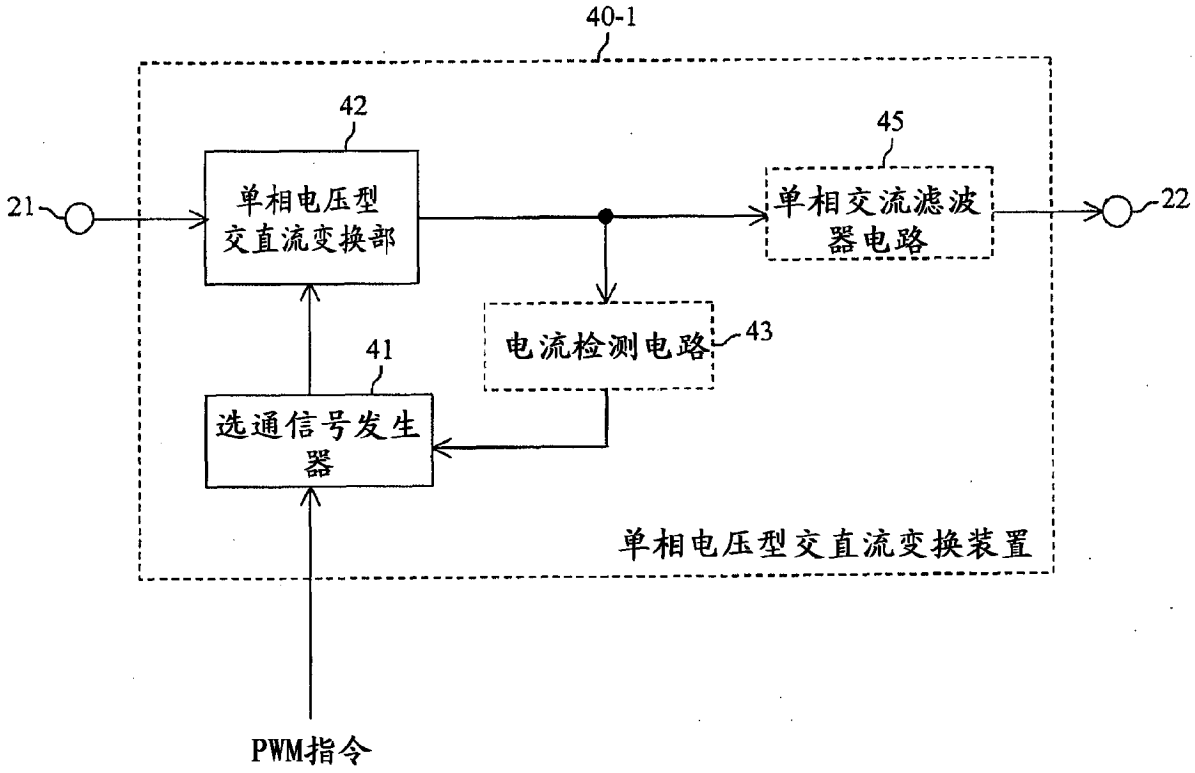

40-1
42
45
21
单相电压型
交直流变换部
单相交流滤波
器电路
22
电流检测电路
43
41
选通信号发生
器
单相电压型交直流变换装置
PWM指令

图 7

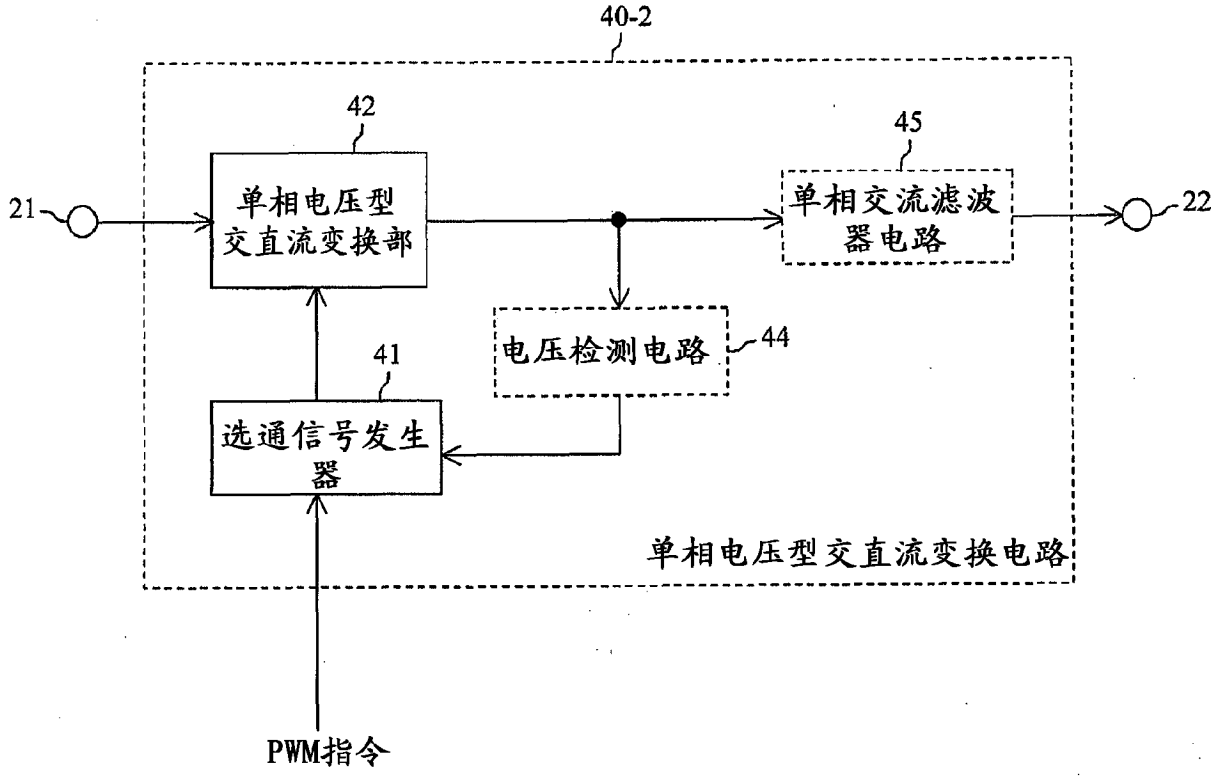

40-2
42
45
21
单相电压型
交直流变换部
单相交流滤波
器电路
22
电压检测电路
44
41
选通信号发生
器
单相电压型交直流变换电路
PWM指令

图 8

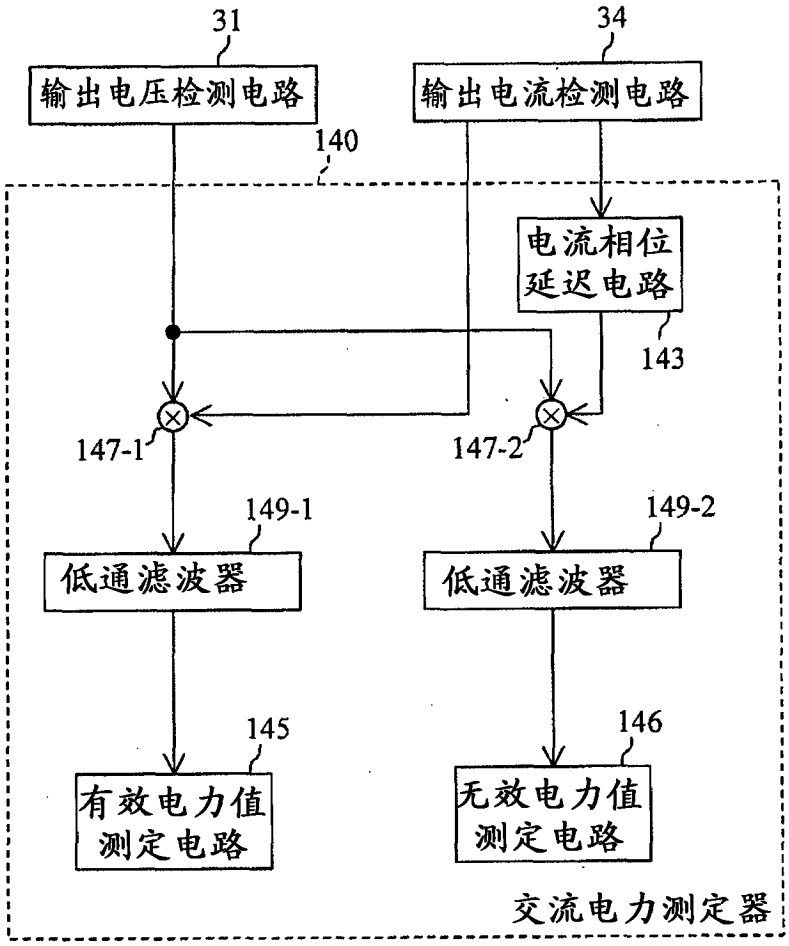

31
34
输出电压检测电路
输出电流检测电路
140
电流相位
延迟电路
143
147-1
147-2
149-1
149-2
低通滤波器
低通滤波器
145
146
有效电力值
测定电路
无效电力值
测定电路
交流电力测定器

图 9

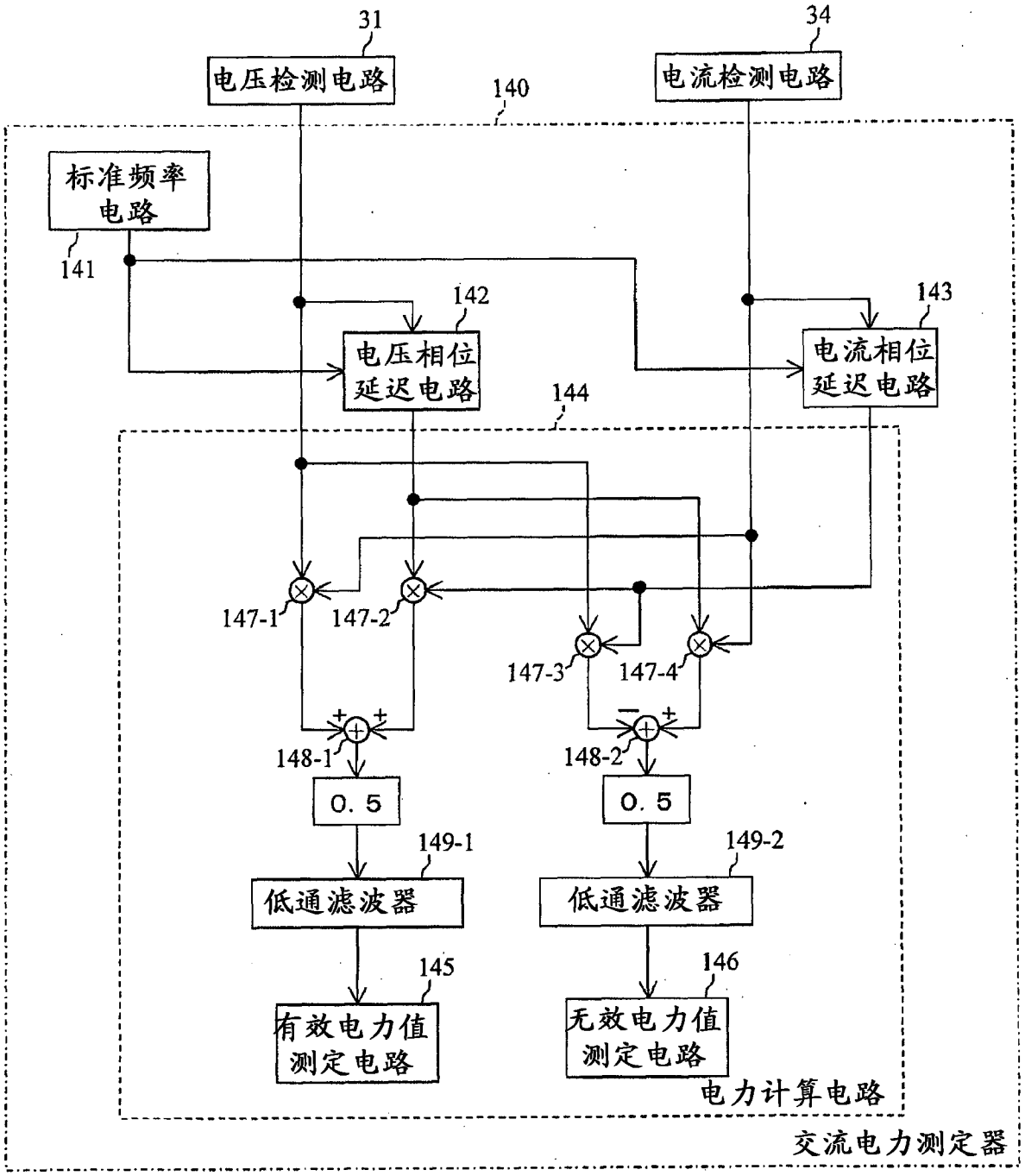

31
电压检测电路
34
电流检测电路
140
标准频率电路
141
142
电压相位延迟电路
143
电流相位延迟电路
144
147-1
147-2
147-3
147-4
148-1
148-2
0.5
0.5
149-1
低通滤波器
149-2
低通滤波器
145
有效电力值测定电路
146
无效电力值测定电路
电力计算电路
交流电力测定器

图 10

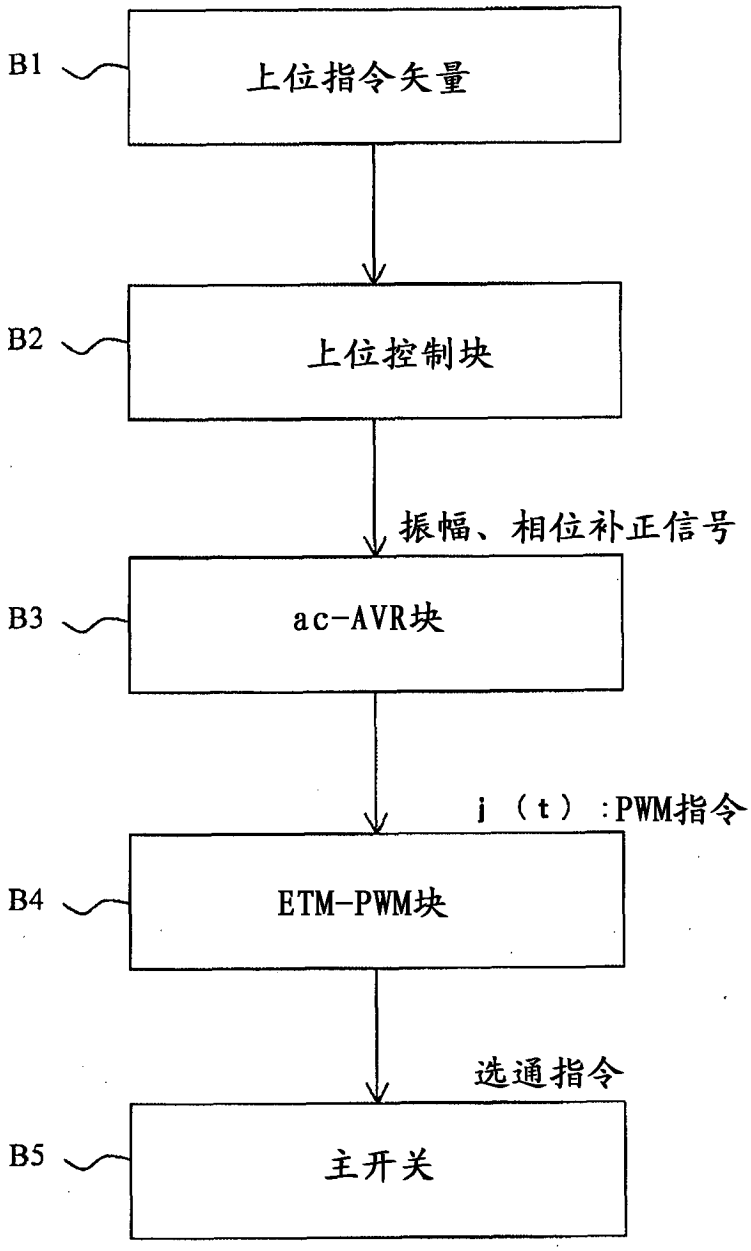

B1
上位指令矢量
B2
上位控制块
振幅、相位补正信号
B3
ac-AVR块
j（t）:PWM指令
B4
ETM-PWM块
选通指令
B5
主开关

图 11

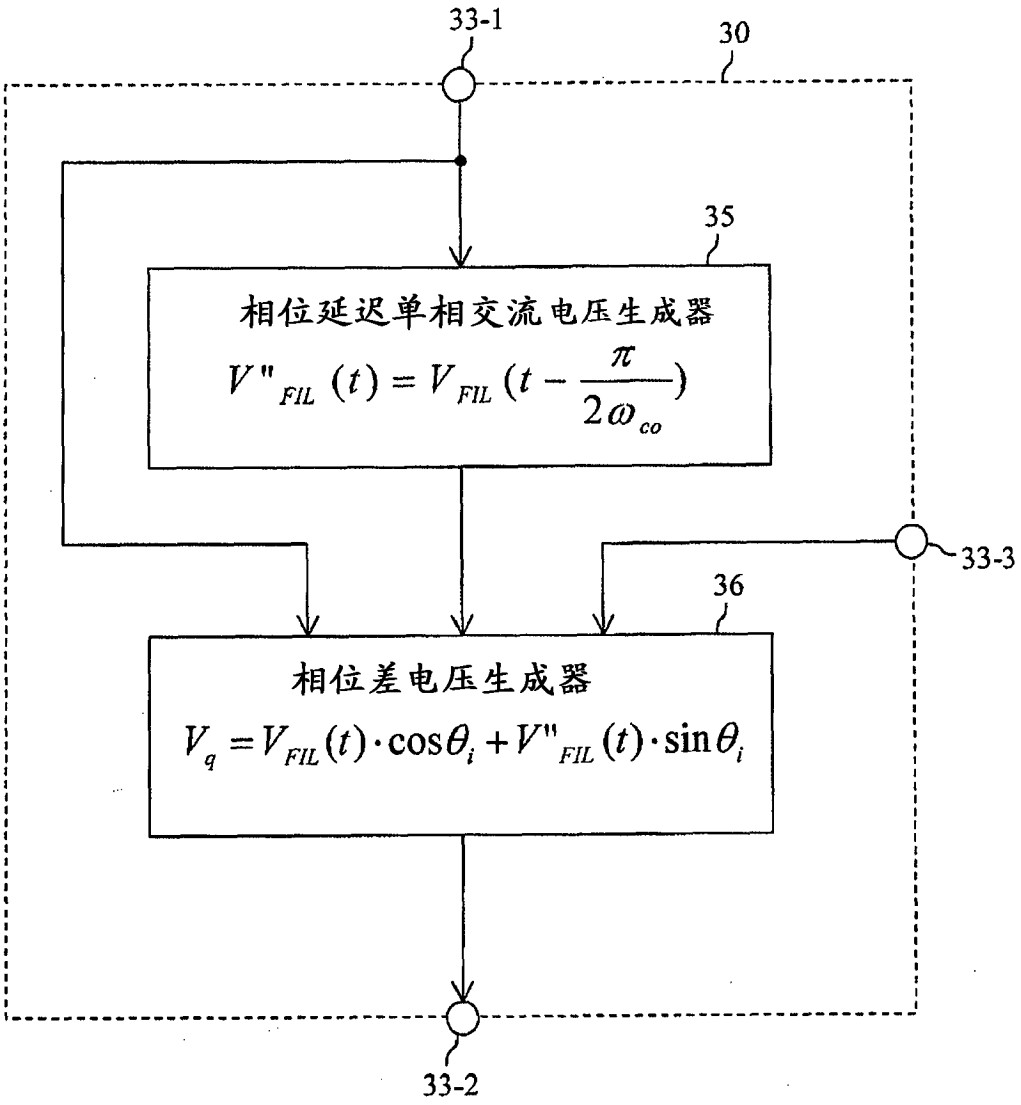

33-1
30
35
相位延迟单相交流电压生成器
$V''_{FIL}(t) = V_{FIL}(t - \frac{\pi}{2\omega_{co}})$
33-3
36
相位差电压生成器
$V_q = V_{FIL}(t) \cdot \cos\theta_i + V''_{FIL}(t) \cdot \sin\theta_i$
33-2

图 12

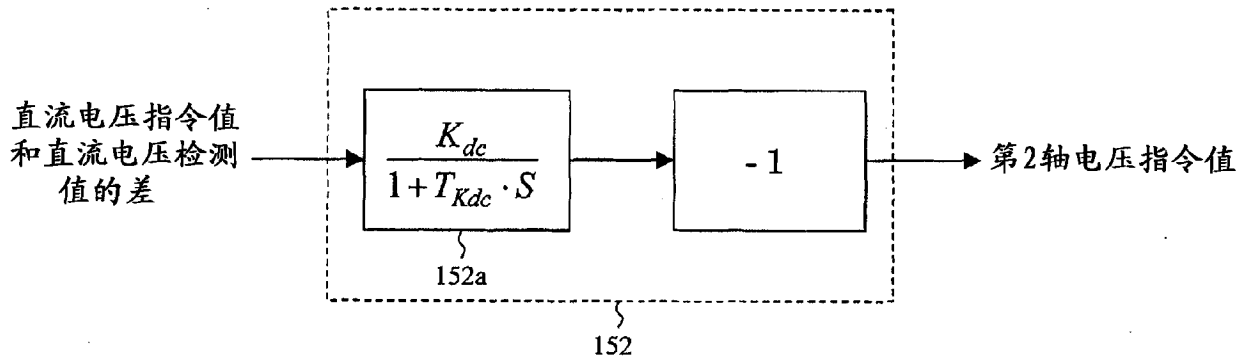

直流电压指令值
和直流电压检测
值的差
$\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc} \cdot S}$
-1
第2轴电压指令值
152a
152

图 13

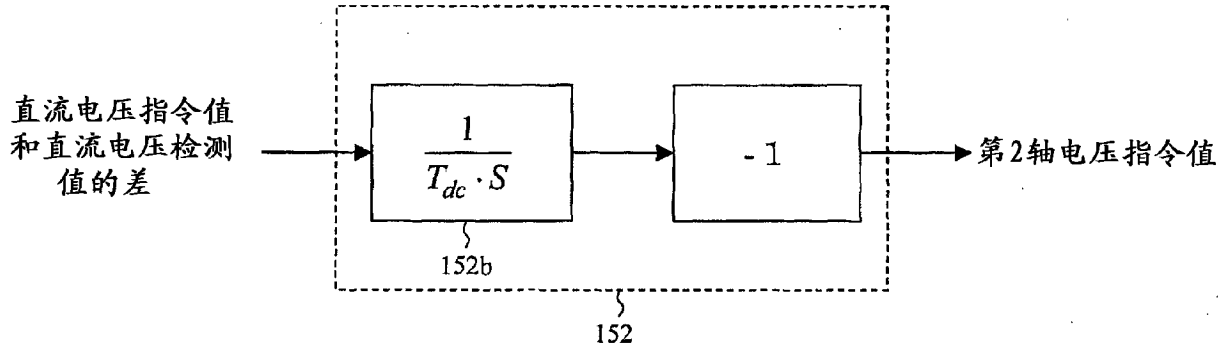

直流电压指令值
和直流电压检测
值的差
$\frac{1}{T_{dc} \cdot S}$
-1
第2轴电压指令值
152b
152

图 14

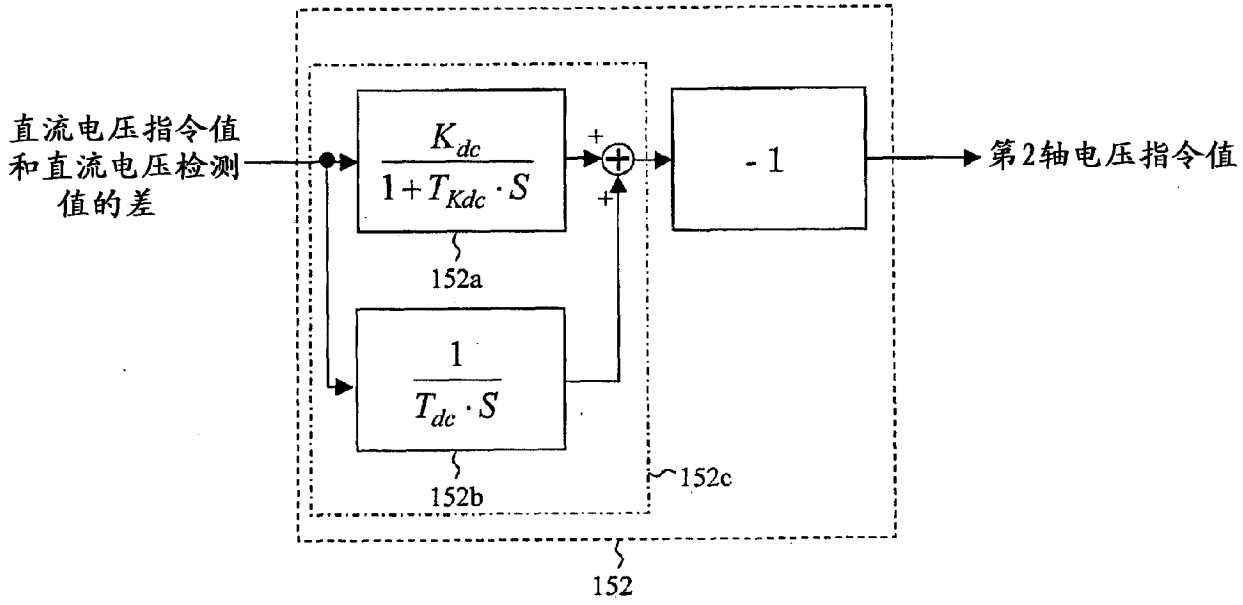

直流电压指令值
和直流电压检测
值的差
$\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc} \cdot S}$
+
+
-1
第2轴电压指令值
152a
$\frac{1}{T_{dc} \cdot S}$
152b
152c
152

图 15

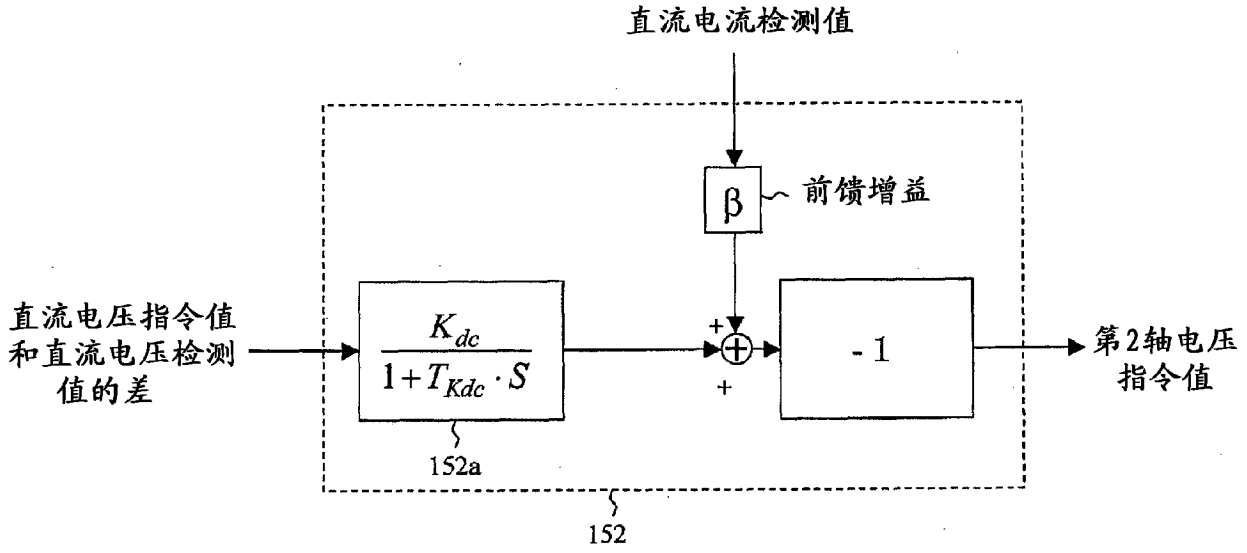

直流电流检测值
β
前馈增益
直流电压指令值
和直流电压检测
值的差
$\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot S}$
+
+
- 1
第2轴电压
指令值
152a
152

图 16

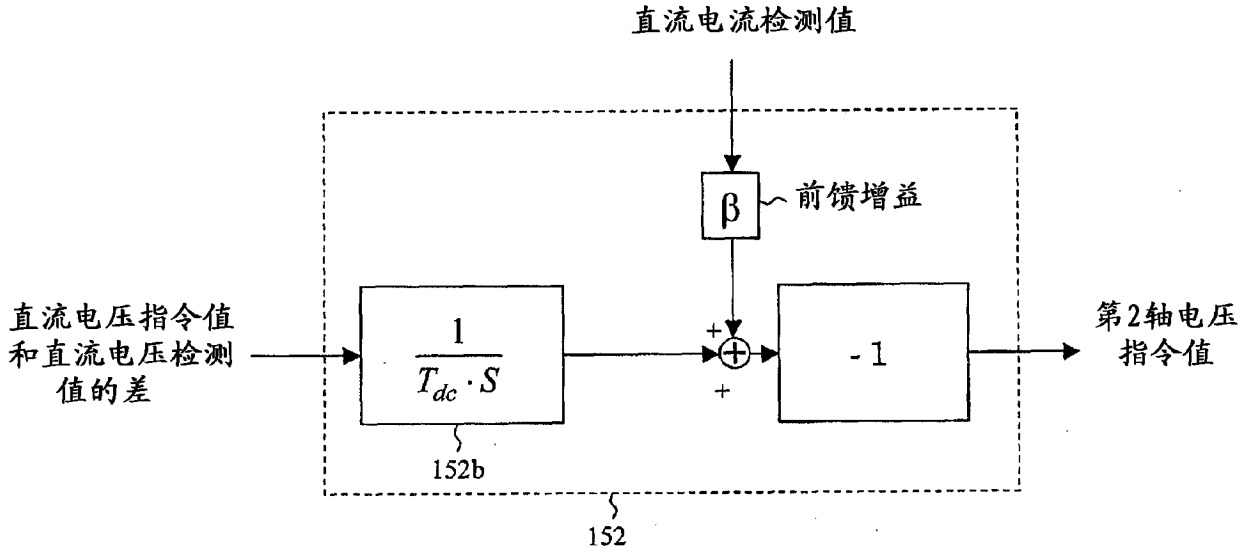

直流电流检测值
β
前馈增益
直流电压指令值
和直流电压检测
值的差
$\frac{1}{T_{dc}\cdot S}$
+
+
- 1
第2轴电压
指令值
152b
152

图 17

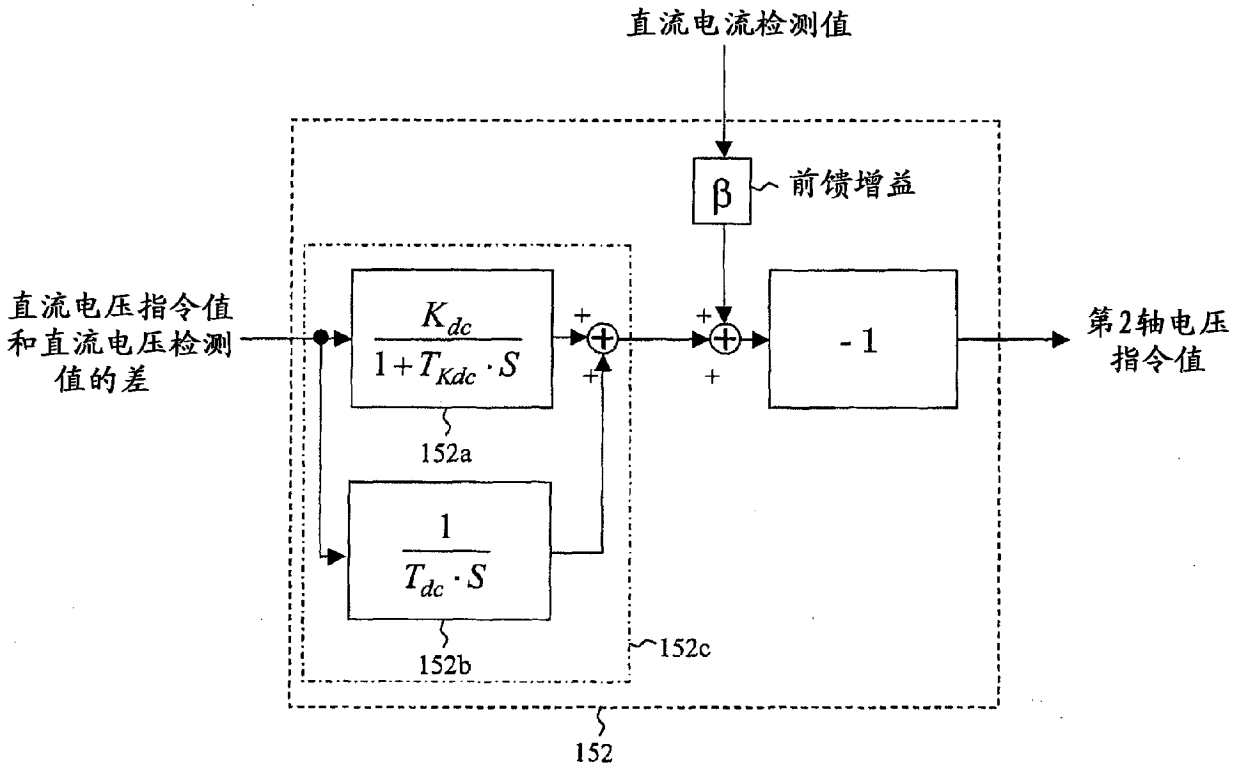

直流电流检测值
β
前馈增益
直流电压指令值和直流电压检测值的差
$\frac{K_{dc}}{1+T_{Kdc}\cdot S}$
+
+
+
-1
第2轴电压指令值
152a
$\frac{1}{T_{dc}\cdot S}$
152b
152c
152

图 18

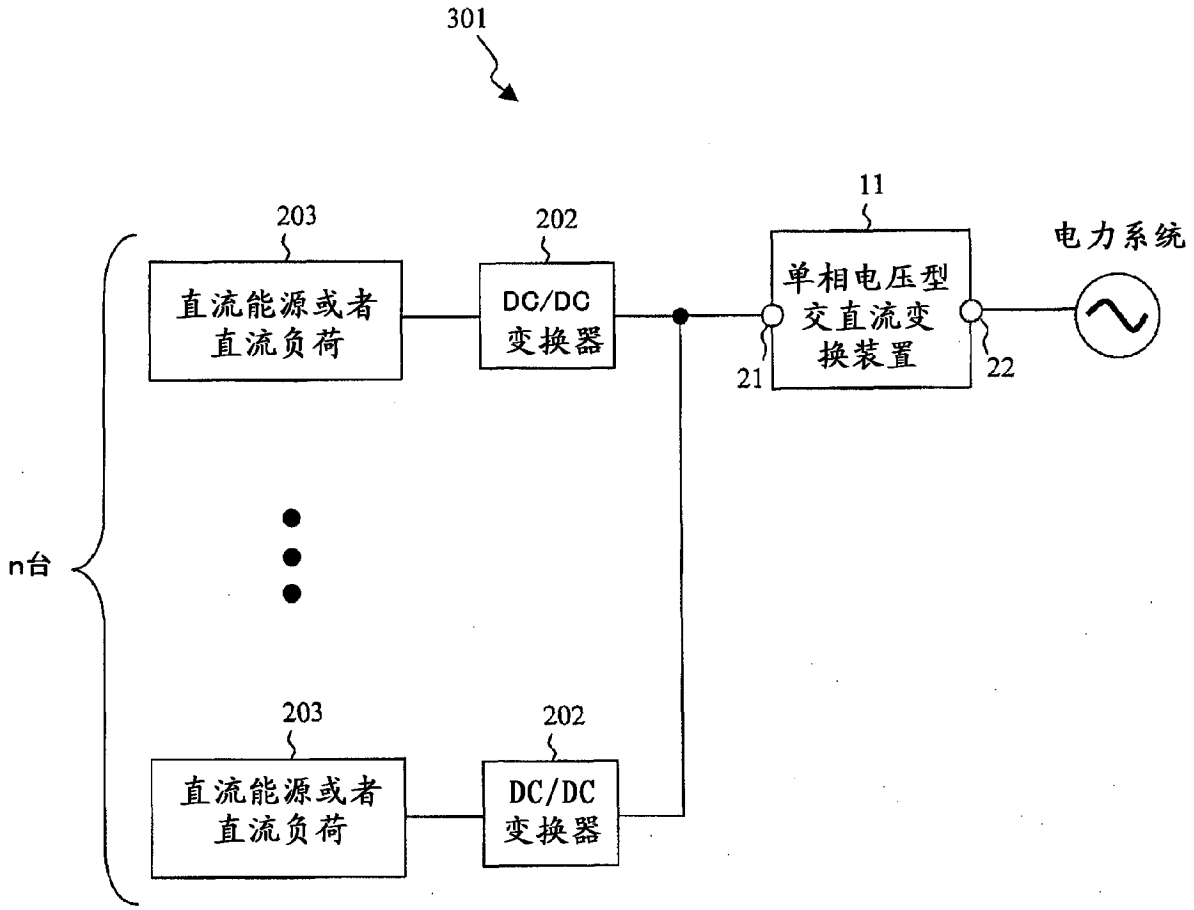

301
11
203
202
直流能源或者
直流负荷
DC/DC
变换器
单相电压型
交直流变
换装置
电力系统
21
22
n台
203
202
直流能源或者
直流负荷
DC/DC
变换器

图 19

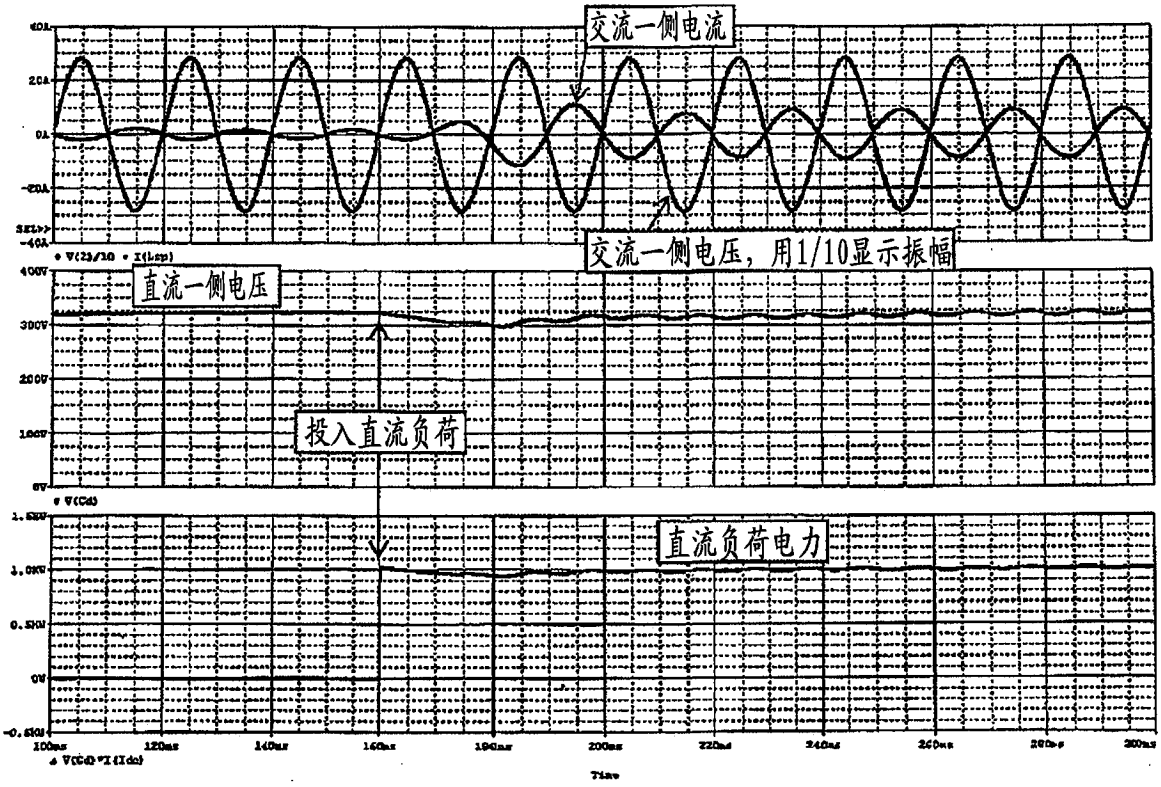


图 20