



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101207289 B

(45) 授权公告日 2012. 06. 13

(21) 申请号 200710199471. X

CN 2481039 Y, 2002. 03. 06, 说明书全文.

(22) 申请日 2007. 12. 13

US 3603867 A, 1971. 09. 07, 说明书全文.

(30) 优先权数据

审查员 黄君

2006-336503 2006. 12. 14 JP

(73) 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

(72) 发明人 一濑雅哉 大原伸也 二见基生

松竹贡

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任

公司 11021

代理人 李贵亮

(51) Int. Cl.

H02J 3/38 (2006. 01)

H02P 9/30 (2006. 01)

H02P 9/42 (2006. 01)

H02P 9/04 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 4321663 A, 1982. 03. 23, 说明书全文.

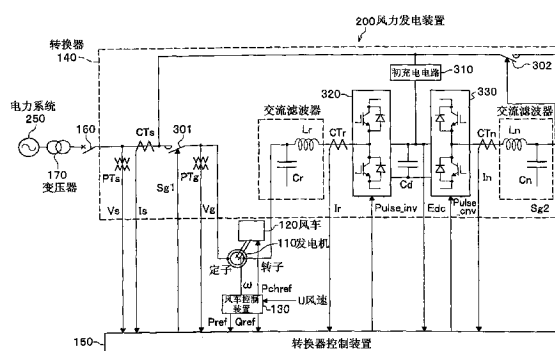
权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图 12 页

(54) 发明名称

风力发电装置

(57) 摘要

本发明的风力发电装置能够降低电力变换装置的损失。该风力发电装置 (200) 具备:在轴上至少安装有 1 片叶片 (120a) 的风车 (120)、利用所述轴的旋转进行多相交流发电的发电机 (110) 和为了调节输出该发电机的发电电力而进行 PWM 控制的多相电力变换装置 (140), 所述 PWM 控制对各相设置了在 1 个周期期间不重复的控制停止期间。从而, 控制期间和其他相的控制停止期间的脉冲密度变粗, 在相间脉冲上产生疏密。



1. 一种风力发电装置,其包括:在轴上至少安装有1片叶片的风车、利用所述轴的旋转进行多相交流发电的发电机和为了调节并输出该发电机的发电电力而进行PWM控制的电力变换装置,所述风力发电装置的特征在于,

所述电力变换装置对各相设置在1个周期期间不重复的控制停止期间来进行PWM控制。

2. 根据权利要求1所述的风力发电装置,其特征在于,

所述电力变换装置对基于所连接的端子电压的频率的指令值和三角波进行比较,来进行所述PWM控制,

所述三角波的频率为所述端子电压的频率的 $6n$ 倍,其中, n 为正整数。

3. 根据权利要求1所述的风力发电装置,其特征在于,

所述电力变换装置在所述发电机的旋转速度为规定值以下或规定值以上时设置所述控制停止期间。

4. 根据权利要求3所述的风力发电装置,其特征在于,

所述规定值由开关元件的发热量确定。

5. 根据权利要求1所述的风力发电装置,其特征在于,

所述电力变换装置通过对各相设置在1个周期期间不重复的控制停止期间来改变相间的脉冲密度,并在1个周期期间改变4次所述脉冲密度。

6. 根据权利要求5所述的风力发电装置,其特征在于,

所述电力变换装置进行设有防止串联连接的开关元件短路的短路防止期间的PWM控制,

将相当于基于所述短路防止期间的不足量的值加在各相的指令值上。

7. 根据权利要求5所述的风力发电装置,其特征在于,

还具备根据风速变更所述叶片的角度的叶片角度变更机构。

8. 根据权利要求5所述的风力发电装置,其特征在于,

所述发电机为在定子侧及转子侧缠绕绕组的绕组型感应发电机,

所述电力变换装置具备能够双向变换交流电力和直流电力的第一电力变换器、蓄积所述直流电力的蓄电器和与该蓄电器连接并能够双向变换直流电力和交流电力的第二电力变换器,

所述绕组型感应发电机的一侧绕组与电力系统连接,另一侧绕组与所述第一电力变换器连接,

将所述第二电力变换器的交流侧与所述电力系统连接。

9. 根据权利要求8所述的风力发电装置,其特征在于,

在所述第二电力变换器的交流侧和所述电力系统之间插入低通滤波器,

所述低通滤波器的输入侧的相间电压的脉冲密度变化。

10. 根据权利要求1所述的风力发电装置,其特征在于,

所述发电机为永磁铁型发电机,

所述电力变换装置具备能够双向变换交流电力和直流电力的第一电力变换器、蓄积所述直流电力的蓄电器和与该蓄电器连接并能够双向变换直流电力和交流电力的第二电力变换器,

将所述永磁铁型发电机的绕组侧与所述第一电力变换器的交流侧连接,将所述第二电力变换器的交流侧与电力系统连接。

11. 根据权利要求 1 所述的风力发电装置,其特征在于,

所述发电机为同步发电机,

所述电力变换装置具备能够双向变换交流电力和直流电力的第一电力变换器、蓄积所述直流电力的蓄电器和与该蓄电器连接并能够双向变换直流电力和交流电力的第二电力变换器,

将所述同步发电机的定子侧与所述第一电力变换器的交流侧连接,将所述第二电力变换装置的交流侧与电力系统连接,

所述 1 个周期由所述电力系统的系统频率确定。

风力发电装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种具备发电机和进行 PWM 控制的多相电力变换装置的风力发电装置。

[0002] 背景技术

[0003] 风力发电装置其构成是具备将风能变换成旋转能的翼（叶片）、从传递给转子的旋转能提取电力的发电机和将提取的电力向电力系统输出的电力变换装置，向与电力系统连接的家庭和工厂等负荷供给电力。另外，专利文献 1 中揭示了一种在用于多相脉冲宽度调制的各电压指令上加上相同补偿量、减少开关期间的技术。

[0004] 专利文献 1:US 4321663 [Process of pulse duration modulation of a multi-phase converter]

[0005] 要想有效地将风能变换成电力，重要的是发电机、电力变换装置的高效率化。特别是在电力变换装置中使用的 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) 等的开关损失成为问题。

[0006] 即使是将专利文献 1 所述的技术用于电力变换装置的情况，也基于为了开关器件的短路保护而设定的接通断开脉冲的接通延迟时间（死区时间），而使电力变换器输出的交流电流的低频高次谐波电流变大。关系到电力系统，在输出发电电力的电力变换器中，必须抑制电流的高次谐波成分使之小。另外，由于高次谐波成分的存在而存在铁损及铜损增加的问题。

[0007] 发明内容

[0008] 本发明的课题在于，提供一种能够降低电力变换装置损失的风力发电装置。

[0009] 为了解决所述课题，本发明的风力发电装置，其包括：在轴上至少安装有 1 片叶片的风车、利用所述轴的旋转进行多相交流发电的发电机和为了调节输出该发电机的发电电力而进行 PWM 控制的电力变换装置，所述风力发电装置的特征在于，所述 PWM 控制对各相设置了在 1 个周期期间不重复的控制停止期间。

[0010] 由此，由于各相设置了 PWM 控制的控制停止期间，因此电力变换装置的开关损失降低，能够实现高效率的风力发电装置。此时，一个相的控制停止期间和其他相的控制期间重叠，相间电压的脉冲密度变粗。另外，一个相的控制期间和其他相的控制期间重叠，相间电压的脉冲密度变密。从而，该 PWM 脉冲波形控制具备脉冲密度变化的特征。特别是在作为发电机使用绕组型感应发电机的情况下，通过控制加载在一侧绕组上的励磁电流的频率，从而能够使发电频率与连接另一侧绕组的电力系统的系统频率一致。还有，为了避免控制停止期间的开关元件的发热，优选是当电力变换器输出的交流电压的频率（基本波）高时采用改变脉冲密度的 PWM 方式。

[0011] 发明效果

[0012] 根据本发明，能够降低电力变换装置的损失。

附图说明

- [0013] 图 1 是表示本发明的一实施方式的风力发电装置和电力系统的整体构成图。
- [0014] 图 2 是本发明的一实施方式的风力发电装置的详细构成图。
- [0015] 图 3 是转换器的电路图。
- [0016] 图 4 是转换器控制装置的内部构成图的一部分。
- [0017] 图 5 是转换器控制装置的内部构成图的其他部分。
- [0018] 图 6 是用于说明 PWM 运算方式的图。
- [0019] 图 7 是风车控制装置的内部构成图。
- [0020] 图 8 是表示被 PWM 控制的转换器的输出波形的图。
- [0021] 图 9 是用于说明基于死区时间设定的低频高次谐波的图。
- [0022] 图 10 是关于死区时间补偿的动作说明图。
- [0023] 图 11 是表示死区时间补偿适用时的高次谐波解析结果的图。
- [0024] 图 12 是本发明的其他实施方式的风力发电装置的详细构成图。
- [0025] 图 13 是转换器控制装置的其他内部构成图。
- [0026] 图中,110、115- 发电机,120- 风车,120a- 叶片,130- 风车控制装置,140- 转换器 (电力变换装置),150、155- 转换器控制装置,160- 遮断器,170- 变压器,250- 电力系统,200、210- 风力发电装置,301、302- 电磁接触器,310- 初充电电路,320- 转换器 (第一电力变换器),330- 转换器 (第二电力变换器),340- 门电路,401、402、403- 加法器,SW- 切换器,Lr、Ln- 电抗器,Cr、Cn- 电容器,Cd- 蓄电器,PTs、PTg- 电压传感器,CTr、CTn、CTs- 电流传感器,S11、S12、S21、S22、S31、S32-IGBT 元件,PCHCAL- 倾斜角指令运算器,PREFCAL- 电力指令运算器,THDET- 相位检测器,ROTDET- 旋转相位检测器,SLDET- 励磁相位运算器,PQCAL- 电力运算器,SYNC- 同步控制器,dqtrs- 旋转坐标变换器,32trs-3 相 2 相变换器,APR- 有效电力调节器,AQR- 无效电力调节器,AVR- 电压调节器,DCAVR- 直流电压调节器,dq23trs-01、dq23trs-02-2 相 3 相坐标变换器,32dqtrs-01、32dqtrs-02-3 相 2 相坐标变换器,1-ACR、2-ACR、3-ACR、4-ACR- 电流调节器,PWMn、PWMr-PWM 运算器,Vs- 系统电压,Vg- 定子电压,Vr- 发电机电压,Ir- 发电机电流,Is- 系统电流,In- 转换器输出电流,U- 风速, ω - 旋转速度,Sg0- 控制切换信号,Sg1- 动作信号,Sg2- 外部信号,TH、THs- 相位信号,Eref- 电压指令,Edc- 直流电压,Qref- 无效电力指令,Pref- 有效电力指令,Pchref- 叶片角度指令,Ipnstr-p 轴电流指令,Pulse_cnv_u、Pulse_cnv_v、Pulse_cnv_w- 脉冲指令,Uav- 平均风速,Pchref- 倾斜角指令,Iqr_r、Ipr_r- 发电机电流指令。

具体实施方式

[0027] (第一实施方式)

[0028] 利用附图,对本发明的第一实施方式的风力发电装置的构成进行说明。

[0029] 图 1 中,风力发电装置 200 与电力系统 250 连接,具备作为电力变换装置的转换器 (励磁装置)140、发电机 110、风车 120、风车控制装置 130、转换器控制装置 150、变压器 170 及遮断器 160。在此,电力系统 250 在容量大时可以只当作电源,利用没有图示的输电线向家庭和大厦、工厂等输电。

[0030] 风车 120 具备 3 片叶片 120a,与发电机 110 的转子机械连接,发电机 110 与转换器 140 电连接。还有,根据需要,风车 120 和转子经由齿轮连接。遮断器 160 具备用于将风力

发电装置 200 从电力系统 250 电断开的功能。

[0031] 风车控制装置 130 具备的功能是输入风速 U 和发电机 110 的旋转速度 ω 的值,向叶片 120a 输出倾斜角指令 $Pchref$,控制叶片角度,或进行有效电力指令 $Pref$ 的运算,向转换器控制装置 150 输送有效电力指令 $Pref$ 、无效电力指令 $Qref$ 。

[0032] 转换器控制装置 150 按照各种指令对转换器 140 进行 PWM 控制,调节并控制发电机 110 向电力系统 250 直接输出的电力和将发电机 110 发电的电力经由转换器 140 内部的蓄电器 Cd (图 2) 向电力系统 250 输出的电力(有效电力、无效电力)。另外,转换器控制装置 150 还具备分别控制倾斜角指令 $Pchref$ 及发电机 110 的励磁电流的频率、使发电频率和系统频率一致的功能。

[0033] 接下来,利用图 2 关于风力发电装置 200 进行详细说明。图 2 是表示发电机 110 采用绕组型感应发电机的构成。如上所述,风力发电装置 200 具备转换器 140、发电机 110、风车 120、风车控制装置 130 和转换器控制装置 150,转换器 140 和电力系统 250 经由变压器 170 和遮断器 160 连接。

[0034] 转换器 140 具备:能够双向进行交流一直流转换的 2 个转换器 320、330、配备在转换器 320、330 之间充入直流电力的蓄电器 Cd 、对蓄电器 Cd 及进行初期充电的初充电电路 310、电容器 Cr 、 Cn 及电抗器 Lr 、 Ln 、电磁接触器 301、302、电压传感器 PTs 、 PTg 和电流传感器 CTr 、 CTn 、 CTs 。还有,蓄电器 Cd 使用电容器还有蓄电池和超级电容器的任意一种。

[0035] 电磁接触器 301 的构成是能够根据动作信号 $Sg1$ 进行开闭,一端与电磁接触器 302 的一端和外部的遮断器 160 连接,另一端与发电机 110 的定子侧绕组连接。电磁接触器 302 的另一端经由以电容器 Cn 、电抗器 Ln 构成的交流滤波器与作为第二电力变换器的转换器 330 连接。

[0036] 转换器 330 的直流侧和转换器 320 的直流侧与蓄电器 Cd 连接,作为第一电力变换器的转换器 320 的交流输出,经由以电抗器 Lr 、电容器 Cr 构成的交流滤波器与发电机 110 的转子绕组连接。该交流滤波器具备将被 PWM 调制的开关波形转换成交流波形的功能,向转子绕组流通励磁电流。

[0037] 相对于蓄电器 Cd 设置在发电机 110 侧的转换器 320 及设置在电力系统 250 侧的转换器 330 具备将交流电力变换成直流电力、再将直流电力变换成交流电力的双向变换功能,采用作为半导体开关元件的 IGBT 元件而构成。还有,并不限于 IGBT 元件,也能够采用晶闸管、GTO、MOS-FET 等。

[0038] 另外,设置在电力系统侧的转换器 330 的交流输出端子上、由电抗器 Ln 和电容器 Cn 构成的交流滤波器具备衰减高次谐波电流、高次谐波电压的功能,将被 PWM 调制的开关波形转换成交流波形。

[0039] 发电机 110 的转子,连接风车 120 的轴,依靠风车 120 受到的风力旋转。还有,也能够转子在风车 120 的连接中采用齿轮等,提高旋转速度。另外,在转子上连接由例如编码器构成的速度检测器,该速度检测器将旋转速度 ω 的值向转换器控制装置 150 及风车控制装置 130 输出。另外,风车 120 的构成是按照倾斜角指令 $Pchref$ 来变更叶片 120a 的角度(叶片角度)。在将风的入射方向定义为 0 度时,若叶片角度变大,则受风的面积增加。

[0040] 接下来,对用于控制发电电力的布线及装置进行说明。遮断器 160 的三相系统电压 Vs 及系统电流 Is 分别由电压传感器 PTs 、电流传感器 CTs 转换成低电压的电压检测信

号、电流检测信号,这些信号向转换器控制装置 150 输入。

[0041] 另外,电磁接触器 301 的二次侧(电磁接触器 301 和发电机 110 的定子之间)的电压由电压传感器 PTg 检测,所检测出的定子电压 V_g 的信号向转换器控制装置 150 输入。

[0042] 与转换器 320 及转换器 330 的直流电路连接的蓄电器 Cd 的直流电压 E_{dc} 通过电压传感器以直流电压信号向转换器控制装置 150 输入。在蓄电器 Cd 上连接有利用电磁接触器 301 的系统电压进行充电的初充电电路 310。

[0043] 另外,转换器 320 的交流侧的发电机电流 I_r 由电流传感器 CTr 检测,另外,转换器 330 的交流侧的转换器输出电流 I_n 由电流传感器 CTn 检测,所检测出的发电机电流 I_r 及转换器输出电流 I_n 向转换器控制装置 150 输入。

[0044] 风车控制装置 130 具备的功能是输入风速 U 和旋转速度 ω ,运算有效电力指令 P_{ref} 和无效电力指令 Q_{ref} ,将这些各种指令传送给转换器控制装置 150,运算对叶片 120a 的角度(倾斜角)进行指令的倾斜角指令 P_{chref} ,将该指令向风车 120 传送。

[0045] 转换器控制装置 150 分别用动作信号 Sg1、外部信号 Sg2 控制电磁接触器 301、302。另外,转换器控制装置 150 输出驱动控制由半导体开关元件构成的各个转换器 320、330 的脉冲信号 Pulse_inv、Pulse_cnv。

[0046] 电磁接触器 302 的开闭由外部信号 Sg2 进行指令,若电磁接触器 302 接通,则转换器 330 根据脉冲信号 Pulse_cnv 开始运转,控制蓄电器 Cd 的直流电压 E_{dc} 为一定。

[0047] 图 3 是转换器 330 的电路图。(转换器 320 也是同样的电路)。转换器 330 具备 6 个 IGBT 元件(S11 ~ S32),上侧元件 S11、S21、S31 和下侧元件 S12、S22、S32 分别串联连接。各 IGBT 元件将脉冲信号 Pulse_cnv 输入到门中,从而进行接通断开控制,例如转换器控制装置 150 接通 U 相的 IGBT 元件 S11 时,设定脉冲信号 Pulse_cnv_u 为“1”,而断开时设定脉冲信号 Pulse_cnv_u 为“0”。还有,各 IGBT 元件上附加了钳位二极管。

[0048] 此时,向作为 U 相的下侧元件的 IGBT 元件 S12 的门输入的脉冲信号 Pulse_cnv_un 利用作为上侧元件的 IGBT 元件 S11 的门信号 Pulse_cnv_u 的反相信号(如果是“1”则反过来为“0”,如果是“0”则反过来为“1”)而生成。这种情况下,若 IGBT 元件 S11、S12 同时接通则直流侧短路,所以延迟接通的定时,设定 IGBT 元件 S11 和 IGBT 元件 S12 双方断开的期间(称作死区时间)。另外,为了在停止中和紧急时断开全部的 IGBT 元件,具备门电路 340,门组(gate block)信号 GB 与脉冲信号一同向 OR 门输入。以下,由于 V 相、W 相的动作同样,因此说明省略。

[0049] 接下来,用图 2、图 4 及图 5 关于转换器控制装置 150 的功能进行说明。还有,图 4 及图 5 的功能,依靠 CPU、ROM、RAM 及程序实现。

[0050] 首先,关于转换器 330 的控制进行详细说明。在图 2 的详细构成图中,在转换器 330 开始运转前,用初充电电路 310 充入直流电压,根据外部信号 Sg2 接入电磁接触器 302,转换器 330 与电力系统 250 连接。

[0051] 图 4 中,系统电压 V_s 的检测值,向相位检测器 THDET 和 3 相 2 相变换器 32trs 输入。相位检测器 THDET 例如用相位同步循环(PLL:Phase_Locked_Loop)方式运算追随于电力系统 250(图 2)的电压的相位 信号 THs,将相位信号 THs(THs:将系统 U 相电压设为正弦波时的相位信号)向 3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-01、旋转坐标变换器 dqtrs 及 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-01 输出,向图 5 所示的 3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-02 及励磁相位

运算器 SLDET 输出。

[0052] 再返回图 4, 电压指令 Eref 和直流电压 Edc 向直流电压调节器 DCAVR(例如、由比例积分控制器 PI 构成)输入。直流电压调节器 DCAVR 调节输出的 p 轴电流指令(有效量电流指令) Ipnstr, 以使输入的电压指令 Eref 和直流电压 Edc 的偏差为 0, 并向电流调节器 1-ACR 输出。

[0053] 3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-01 利用 (1) 式及 (2) 式所示的变换式根据输入的转换器输出电流 In 的检测值运算 p 轴电流检测值 Ipn(有效量电流)和 q 轴电流检测值 Iqn(无效量电流), 将 p 轴电流检测值 Ipn 向电流调节器 1-ACR 输出, 将 q 轴电流检测值 Iqn 向电流调节器 2-ACR 输出。

[0054] 在此, 添加字 u、v、w 表示相, 例如, 转换器输出电流 In 的 U 相电流表述为 Inu。以下电压等也同样。

[0055] 【数 1】

[0056]

$$\begin{pmatrix} In\alpha \\ In\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Inu \\ Inv \\ Inw \end{pmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

[0057] 【数 2】

[0058]

$$\begin{pmatrix} Ipn \\ Iqn \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & -\sin(THs) \\ \sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} In\alpha \\ In\beta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

[0059] 电流调节器 1-ACR 向加法器 401 输出将 p 轴电流指令 Ipnstr 的值和 p 轴电流检测值 Ipn 的偏差调节为 0 的 p 轴电压指令 Vpn0。同样, 电流调节器 2-ACR 向加法器 402 输出将 q 轴电流指令 (= 0) 和 q 轴电流检测值 Iqn 的偏差调节为 0 的 q 轴电压指令 Vqn0。该电流调节器 1-ACR, 2-ACR 例如由比例积分控制器 PI 构成。

[0060] 3 相 2 相变换器 32trs 利用 (3) 式的变换式根据输入的系统电压 Vs 的值 运算瞬时电压矢量的 α 成分 Vs α 和 β 成分 Vs β 。再有, 旋转坐标变换器 dqtrs 用 (4) 式运算 p 轴电压检测值(与系统电压矢量一致的相位成分) Vps 和 q 轴电压检测值(和 p 轴电压检测值 Vps 正交的成分) Vqs, 将各值向加法器 401、402 输出。

[0061] 【数 3】

[0062]

$$\begin{pmatrix} Vs\alpha \\ Vs\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Vsu \\ Vsv \\ Vsw \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

[0063] 【数 4】

[0064]

$$\begin{pmatrix} Vps \\ Vqs \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & -\sin(THs) \\ \sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Vs\alpha \\ Vs\beta \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

[0065] 加法器 401 将 p 轴电压指令值 V_{pn0} 和 p 轴电压检测值 V_{ps} 相加的加法结果 V_{pn} 向 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-01 输出。同样,加法器 402 将 q 轴电压指令值 V_{qn0} 和 q 轴电压检测值 V_{qs} 相加并向 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-01 输出。

[0066] 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-01 输入相位信号 THs 、各加法器的加法结果 V_{pn} 、 V_{qn} ,利用 (5) 式及 (6) 式所示的变换式运算转换器 330 输出的电压指令 V_{un} 、 V_{vn} 、 V_{wn} ,向 PWM 运算器 PWMn 输出。

[0067] 【数 5】

$$[0068] \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THs) & \sin(THs) \\ -\sin(THs) & \cos(THs) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pn} \\ V_{qn} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

[0069] 【数 6】

$$[0070] \begin{pmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

[0071] PWM 运算器 PWMn 根据电压指令 V_{un} 、 V_{vn} 、 V_{wn} 运算利用脉冲宽度调制方式 (PWM 方式) 接通·断开构成电力变换器 310 的 n 个半导体元件的脉冲信号 $Pulse_cnv$,将运算结果向转换器 330 输出。

[0072] 接下来,对转换器 320 的控制进行说明。

[0073] 图 5 中,发电机 110 (图 2) 的旋转速度 ω 的值向旋转相位检测器 ROTDET 输入。旋转相位检测器 ROTDET 将旋转速度 ω 换算成相位,将相位信号 RTH 向加法器 403 输出。

[0074] 作为同步控制器 SYNC 的输出的相位信号 LTH 在加法器 403 中与相位信号 RTH 相加,成为新的相位信号 TH ,相位信号 TH 与相位信号 THs (图 4) 一同向励磁相位运算器 SLDET 输入。

[0075] 励磁相位运算器 SLDET 将相位信号 TH 和相位信号 THs 相减,再乘以发电机的极对数 k ,运算发电机 110 的转子的电气角频率的相位信号 $THr (= k(THs-TH))$,向 3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-03 和 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-02 输出。

[0076] 电力运算器 PQCAL 输入 3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-02 输出的 p 轴电流 I_{ps} (与系统电压 V_s 的 U 相矢量相同方向) 和与系统电压的 U 相矢量正交的 q 轴电流 I_{qs} ,同时,输入 p 轴电压检测值 V_{ps} (图 4) 和 q 轴电压检测值 V_{qs} (图 4)。并且,利用 (7) 式及 (8) 式,运算电力系统 250 (图 2) 的有效电力 P_s 及无效电力 Q_s 。

[0077] 【数 7】

$$[0078] P_s = 3(V_{ps} \times I_{ps} + V_{qs} \times I_{qs}) / 2 \dots\dots\dots (7)$$

$$[0079] Q_s = 3(-V_{ps} \times I_{qs} + V_{qs} \times I_{ps}) / 2 \dots\dots\dots (8)$$

[0080] 有效电力调节器 APR 输入有效电力 P_s 的换算值和风力发电装置 200 的有效电力指令 P_{ref} ,输出有效量电流指令 I_{p0} 以使有效电力指令 P_{ref} 和有效电力 P_s 的换算值的偏差为 0。另外,无效电力调节器 AQR 输入无效电力 Q_s 的换算值和无效电力指令 Q_{ref} ,输出励磁电流指令 I_{q0} 以使电力指令 Q_{ref} 和电力检测值 Q_s 的偏差为 0。还有,电力调节器 APR, AQR 例如由比例积分器构成。

[0081] 有效电力调节器 APR 输出的电流指令 I_{p0} 及无效电力调节器 AQR 输出的电流指令

Iq0 向切换器 SW 输入。

[0082] 切换器 SW 确定是使用有效电力调节器 APR 及无效电力调节器 AQR 的输出 Ip0、Iq0, 或者还是有效量电流指令使用 0、励磁电流指令使用电压调节器 AVR 的输出 Iq1, 将确定的指令值作为电流调节器 3-ACR 的指令信号 Ipr-r、或作为电流调节器 4-ACR 的指令信号 Iqr-r 输出。在此, 切换器 SW 在电磁接触器 301 (图 2) 接入前 (即、使检测发电机 110 (图 2) 的定子电压的定子电压 Vg 与系统电压 Vs 同步的电压同步运转时), 使用后者的设定 (有效量电流指令为 0、励磁电流指令为电压调节器的输出 Iq1), 接入电磁接触器 301 后, 选择前者的设定 (各电力调节器的输出 Ip0、Iq0)。

[0083] 同步控制器 SYNC 运算对系统电压 Vs (图 2、图 4) 的瞬时电压矢量的 α 成分 Vs α 、 β 成分 Vs β 使用滤波器而求得的振幅指令 Vsref, 另外, 从定子电压 Vg 也同样地运算对瞬时电压矢量使用滤波器而求得的定子电压振幅值 Vgpk。同步控制器 SYNC 具备判定振幅指令 Vsref 和发电机 110 的电压振幅 Vgpk 是否同步的功能、还在系统电压 Vs (图 2、图 4) 和定子电压 Vg 的相位不同时输出用于对其进行修正的相位修正信号 LTH 的功能、在系统电压 Vs 和定子电压 Vg 的相位在规定的范围内判定是否同步的功能, 具备输出电磁接触器 301 (图 2) 的动作信号 Sg1 和虚线所示的控制切换信号 Sg0 的功能。

[0084] 在此, 关于电压调节器 AVR 进行说明。电压调节器 AVR 将定子电压 Vg 的振幅值 Vgpk 作为反馈值, 还将在系统电压 Vs 的振幅值上通过了滤波器的振幅指令 Vsref 作为指令进行输入, 从而, 将励磁电流指令 Iq1 向切换器 SW 输出以使定子电压 Vg 和振幅指令 Vsref 的偏差为 0。在此, 电压调节器 AVR 例如由比例积分控制器构成。该电压调节器 AVR 调节从转换器 320 向发电机 110 的转子侧流动的励磁电流指令 Iqr_r, 以使电磁接触器 301 在开状态下动作, 使系统电压 Vs 的振幅值与发电机 110 的定子电压 Vg 的振幅值一致。

[0085] 如此, 同步控制器 SYNC 使电压调节器 AVR 和切换器 SW 动作, 由此能够在发电机 110 与电力系统 250 连接之前 (图 2), 使定子电压 Vg 与系统电压 Vs 包括相位在内同步, 另外, 与电力系统 250 连接后, 能够迅速地切换成电力控制。换言之, 即使风车 120 的旋转速度 ω 慢, 也能够通过改变转子的励磁电流的频率而使定子电压 Vg 的频率与系统频率一致。

[0086] 关于按照电流指令控制转子电流的构成进行说明。3 相 2 相坐标变换器 32dqtrs-03 利用 (9) 式及 (10) 式所示的变换式根据输入的发电机电流 Ir 及转子的相位 THr 运算 q 轴电流检测值 Iqr (励磁电流成分) 和 p 轴电流检测值 Ipr (有效量电流成分), 将 q 轴电流检测值 Iqr 向电流调节器 4-ACR 输出, 将 p 轴电流检测值 Ipr 向电流调节器 3-ACR 输出。

[0087] 【数 8】

[0088]

$$\begin{pmatrix} Ir\alpha \\ Ir\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \sin(0) & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Iru \\ Irv \\ Irw \end{pmatrix} \quad \dots \dots \dots (9)$$

[0089] 【数 9】

[0090]

$$\begin{pmatrix} I_{pr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(THr) & -\sin(THr) \\ \sin(THr) & \cos(THr) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_r\alpha \\ I_r\beta \end{pmatrix} \quad \dots \quad (10)$$

[0091] 电流调节器 4-ACR 调节输出的 q 轴电压指令 V_{qr} 以使 q 轴电流指令 I_{q1} 或 I_{q0} 和 q 轴电流检测值 I_{qr} 的偏差为 0。同样地, 电流调节器 3-ACR 调节输出的 p 轴电压指令 V_{pr} 以使 p 轴电流指令 I_{p1} ($= 0$) 或 I_{p0} 和 p 轴电流检测值 I_{pr} 的偏差为 0。在此, 电流调节器 3-ACR, 4-ACR 能够例如由比例积分器构成。

[0092] p 轴电压指令 V_{pr} 和 q 轴电压检测值 V_{qr} 向 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-02 输入, 2 相 3 相坐标变换器 dq23trs-02 利用 (11) 式及 (12) 式所示的变换式根据相位信号 THr 和各输入值运算电压指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} , 向 PWM 运算器 PWMr 输出。

[0093] 【数 10】

[0094]

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(THr) & \cos(THr) \\ -\cos(THr) & \sin(THr) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} \quad \dots \quad (11)$$

[0095] 【数 11】

[0096]

$$\begin{pmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \\ V_{wr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(0) & \sin(0) \\ \cos(2\pi/3) & \sin(2\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \end{pmatrix} \quad \dots \quad (12)$$

[0097] PWM 运算器 PWMr 根据输入的电压指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} 运算利用脉冲宽度调制方式接通・断开构成转换器 320 的 IGBT 元件 (图 2) 的 m 相的脉冲信号 $Pulse_inv$, 向转换器 320 输出。

[0098] 接下来, 用图 6 关于 PWM 运算器 PWMn 进行说明。将 PWM 运算器的三角波振幅设定为 ± 1 的范围。利用 (13) 式及 (14) 式将电压指令 V_{un} 、 V_{vn} 、 V_{wn} 变形为用于脉冲生成的电压指令 V_{unP} 、 V_{vnP} 、 V_{wnP} 。还有, 图 6 中, 只对比较 U 相电压指令 V_{unP} 和三角波生成的脉冲信号 $Pulse_inv_u$ 进行表示。

[0099] 【数 12】

[0100] $Abs(\text{Max}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn})) \leq Abs(\text{Min}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn}))$ 时、

$$\begin{pmatrix} V_{unP} \\ V_{vnP} \\ V_{wnP} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} A \\ A \\ A \end{pmatrix} \quad \dots \quad (13)$$

[0102] 其中、 $A = 1 - \text{Max}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn})$

[0103] 【数 13】

[0104] 另外、 $Abs(\text{Max}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn})) > Abs(\text{Min}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn}))$ 时、

$$\begin{pmatrix} V_{unP} \\ V_{vnP} \\ V_{wnP} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{un} \\ V_{vn} \\ V_{wn} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B \\ B \\ B \end{pmatrix} \quad \dots \quad (14)$$

[0106] 其中、 $B = -1 - \text{Min}(V_{un}, V_{vn}, V_{wn})$

[0107] 在此,用于脉冲生成的电压指令的相间电压为 $(V_{unP}-V_{vnP}) = (V_{un}+A)-(V_{vn}+A) = V_{un}-V_{vn}$,与电压指令的相间电压一致。换言之,即使相电压加上任意的值 A,相间电压也不会变化。

[0108] 如图 6 所示,当 U 相电压指令 V_{unP} 为三角波的值以上时(图 6(a)),接通断开 IGBT 元件的脉冲指令 $Pulse_cnv_u$ 维持接通状态(图 6(b))。反之,当 U 相电压指令为三角波的值以下时,脉冲指令 $Pulse_cnv_u$ 维持断开状态。

[0109] 通过如此将各相的电压指令 V_{unP} 、 V_{vnP} 、 V_{wnP} 与三角波的值比较,从而根据其大小关系生成使转换器 330 的 IGBT 元件(图 2)动作的脉冲指令 $Pulse_cnv_u$ 、 $Pulse_cnv_v$ 、 $Pulse_cnv_w$ 。

[0110] 简单说明如此构成的转换器 330 的动作。图 2 中,转换器控制装置 150 检测系统电压 V_s 的相位,控制与检测出的电压相位同相的电流指令,由此在能够双向变换的转换器 330 和电力系统 250 之间接收发送有效电力,控制直流电压 E_{dc} 。另外,发电机侧的转换器 320 使用蓄电器 C_d 的电力,例如如果直流电压 E_d 降低,电力系统 250 侧的转换器 330 就使用交流电力,对蓄电器 C_d 充电,保持直流电压 E_{dc} 为一定地进行动作。反之,当转换器 320 充入直流电力,直流电压 E_{dc} 上升时,转换器 330 将直流电力变换成交流电力,将蓄电器 C_d 放电,保持直流电压 E_{dc} 为一定地进行动作。

[0111] 接下来,用图 7 的内部构成图,关于风车控制装置 130 的内部构成进行简单说明。图 7 中,风车控制装置 130 输入风速 U 的值,利用一级延迟滤波器 LPF 等运算风速 U 的平均值即平均风速 U_{av} 。运算出的平均风速 U_{av} 向倾斜角指令运算器 PCHCAL 和电力指令运算器 PREFCAL 输入。

[0112] 倾斜角指令运算器 PCHCAL 中,例如用平均风速 U_{av} 和倾斜角表运算倾斜角指令 P_{chref} 。倾斜角指令 P_{chref} 向风车 120 和电力指令运算器 PREFCAL 传送。另外,电力指令运算器 PREFCAL 根据从平均风速 U_{av} 获得的发电目标量和旋转速度目标值(周速比)输出有效电力指令 P_{ref} 。从而,转换器控制装置 150(图 2)对转换器 320 进行 PWM 控制,控制转子的旋转速度 ω 为规定值。还有,风车控制装置 130(图 2)生成无效电力指令值 Q_{ref} 。

[0113] 图 8 表示由 PWM 运算器 PWMn 生成的相间电压的脉冲波形。图 8(a) 表示 U 相的进行 PWM 的电压指令(利用(13)式、(14)式生成的调制波)和三角波(输送波),纵轴表示调制波,横轴表示相位($^{\circ}$)。另外,图 8(b) 根据图 8(a) 生成,表示接通断开 IGBT 元件的 U 相脉冲波形,纵轴表示脉冲电平。图 8(c)、(d) 表示关于 V 相的 PWM 波形及脉冲波形。另外,图 8(e) 表示根据 U 相和 V 相的脉冲波形生成的转换器 320、330 的相间电压波形。在 U 相、V 相都不同的期间脉冲停止,因此,相间的电压波形产生脉冲密度高的地方和低的地方,在相间电压的 1 个周期中形成 4 次疏密。用 L_n 、 C_n (图 2)的交流滤波器对该疏密波进行滤波,从而对电力系统 250 供给电力,或者用 L_r 、 C_r 的交流滤波器进行滤波,从而发电机 110 的转子被励磁。

[0114] 若用各相来看,则存在脉冲停止的期间,因此,降低由于 IGBT 元件接通断开造成的开关损失。不过,若电压指令的频率降低,则 1 个周期期间的接通时间变长,从而半导体元件的发热局部性集中。从而,当频率低于由发热确定的规定值时,本 PWM 方式不适合。

[0115] 另外,由图可知,调制波的大小的变化在 1 个周期内存在 6 点,因而为了防止相位偏离,三角波的载波频率(三角波频率)优选是 6 的整数倍。

[0116] 如此,在风力发电装置 200 的电力变换器中,与频率没有大变化的电力系统侧连接的转换器 330 采用 (13) 式及 (14) 式所示的 PWM 调制方式,由此能够实现低损失的电力变换器。

[0117] 另外,发电机侧的转换器 320 采用 (13) 式及 (14) 式所示的 PWM 调制方式时,只在发电机 110 的旋转速度变快(大体在电气角频率接近系统频率的范围内)的情况下采用,因而发电机侧的转换器 320 也能够谋求低损失化。(也就是说,低速区采用常用的脉冲宽度调制方式,高速区采用 (13) 式及 (14) 式所示的 PWM 调制方式)。另外,将此时的载波频率(输送波频率)设定为 6 的整数倍,由此能够减小电流失真。

[0118] 如以上说明,根据本实施方式,风力发电装置 200 的电力变换装置中,在转换器 330 输出的交流电压的频率(基本波)高的情况下,采用相间电压脉冲的疏密变化的 PWM 调制方式,由此能够实现低损失的电力变换装置。从而,风力发电装置 200 能够减小线圈 L_n 、 L_r 及电容器 C_n 、 C_r 的形状。另外,风力发电装置 200 将此时的载波频率(三角波频率)设定为 6 的整数倍,由此能够减小电流失真。另外,在三相的电压指令 V_{un} 、 V_{vn} 、 V_{wn} 上加上不同的值用于死区时间补偿,由此能够减小高次谐波。

[0119] (第二实施方式)

[0120] 接下来,用图 9~图 11 关于第二实施方式进行说明。本实施方式与第一实施方式的电压指令 V_{un} 、 V_{vn} 、 V_{wn} 的生成方法不同。以下,与第一实施方式具有同样功能的表示为同一符号或同一部分,因此省略说明。

[0121] 如图 3 所说明,根据由 PWM 运算器生成的脉冲信号,加载向构成电力变换装置的 IGBT 元件的上侧元件和下侧元件输入的接通断开指令的脉冲,在上侧元件中输入(Pulse_cnv_u、Pulse_cnv_v、Pulse_cnv_w)、下侧元件中输入其反相脉冲(Pulse_cnv_un、Pulse_cnv_vn、Pulse_cnv_wn)。在此,脉冲信号的添加字 n 表示反相信号即下侧元件的接通断开脉冲。

[0122] 相同相的脉冲信号中,若上侧脉冲和下侧脉冲同时成为高电平,则直流电压短路,由于过电流而破坏 IGBT 元件,从而为了使上侧脉冲和下侧脉冲不同时成为高电平,而在脉冲信号上加入接通延迟,设置双方都确实断开的期间(死区时间)。该死区时间由于产生电压失真,从而高次谐波增加。

[0123] 图 9(a) 为 PWM 调制波、及三角波,图 9(b) 是 PWM 脉冲波形,与图 8(a)、(b) 同样。图 9(c) 是不设定死区时间时的相间电压脉冲的傅立叶解析结果,图 9(d) 是设定了 $5\mu s$ 的死区时间时的相间电压脉冲的傅立叶解析结果。图 9(c)、(d) 的纵轴是振幅 [%],横轴是高次谐波的次数。还有,图 9(a)、(c)、(d) 中,三角波的载波频率为 3kHz,调制率为 0.8。如果比较图 9(c) 和图 9(d),则可知由于死区时间的设定,特别是低次(5、7 次)的电压高次谐波增加。

[0124] 由于死区时间的设定,输出宽度比本来要输出的电压脉冲窄的电压脉冲,平均电压下降。从而,将如图 10 所示那样的死区时间补偿量加在 PWM 调制波上。从而,低次(5、7 次)的高次谐波减少。图 10 所示的补偿量的相位表示功率因数 1 即电压指令(调制波) V_{un} 和电流 I_{nu} 的相位一致的情况。与之相对,在功率因数(电压和电流的相位差)变化的情况下,补偿量也追从于电流 I_{nu} 的相位而变化,从而,能够始终使基于死区时间的电压失真最小。在此以 U 相为例进行了说明,不过,各相都加上依存于各电流 I_{nv} 、 I_{nw} 的死区时间

的补偿量。

[0125] 图 11 是表示使用了死区时间补偿时的相间电压脉冲的傅立叶解析结果的图。与图 9(d) 相比,可知 5 次、7 次的高次谐波振幅变小。如此,通过进行死区时间补偿,由此能够降低电流失真。

[0126] (第三实施方式)

[0127] 所述各实施方式中,发电机 110 采用了绕组型感应发电机(二级励磁发电机),不过,也能够采用永磁铁发电机(此外也可以采用同步发电机。)

[0128] 图 12 中,风力发电装置 210 具备发电机 150、风车 120、电力指令生成装置 135、转换器 320、330、转换器控制装置 155、变压器 170、遮断器 160、蓄电器 Cd、电容器 Cr、Cn、电抗器 Lr、Ln、电磁接触器 302、电压传感器 PTs、PTg 及电流传感器 CTr、CTn,与电力系统 250 连接。

[0129] 在此,电力指令生成装置 135 根据风速 U 生成电力指令 P_{ref} 、 Q_{ref} ,转换器控制装置 155 根据发电机电压 V_r 和发电机电流 I_r 运算有效电力 P_s 及无效电力 Q_s ,控制发电机侧的转换器 320 以使有效电力指令 P_{ref} 及无效电力指令 Q_{ref} 分别一致。还有,图 12 中,发电机 115 与电力系统 250 没有连接、而经由转换器 320、330 与电力系统 250 连接这点和转换器控制装置 155 检测发电机电压 V_r 这点与图 2 有很大不同。

[0130] 图 13 中,转换器控制装置 155 利用有效电力调节器 APR、无效电力调节器 AQR,根据有效电力指令 P_{ref} 及无效电力指令 Q_{ref} 输出发电机电流指令 I_{qr_r} 、 I_{pr_r} ,运算转换器 320 输出的电压指令 V_{ur} 、 V_{vr} 、 V_{wr} 并控制转换器 320,以使该电流指令 I_{qr_r} 、 I_{pr_r} 与发电机电流 I_r 的 p 轴成分 I_{pr} 、q 轴成分 I_{qr} 一致。还有,转换器 330 与第一实施方式同样,因此在此省略说明。与第一实施方式同样,系统侧的转换器 330 的 PWM 调制方式采用 (13) 式、(14) 式所示的方式。从而,获得与第一实施方式、第二实施方式同样的效果。

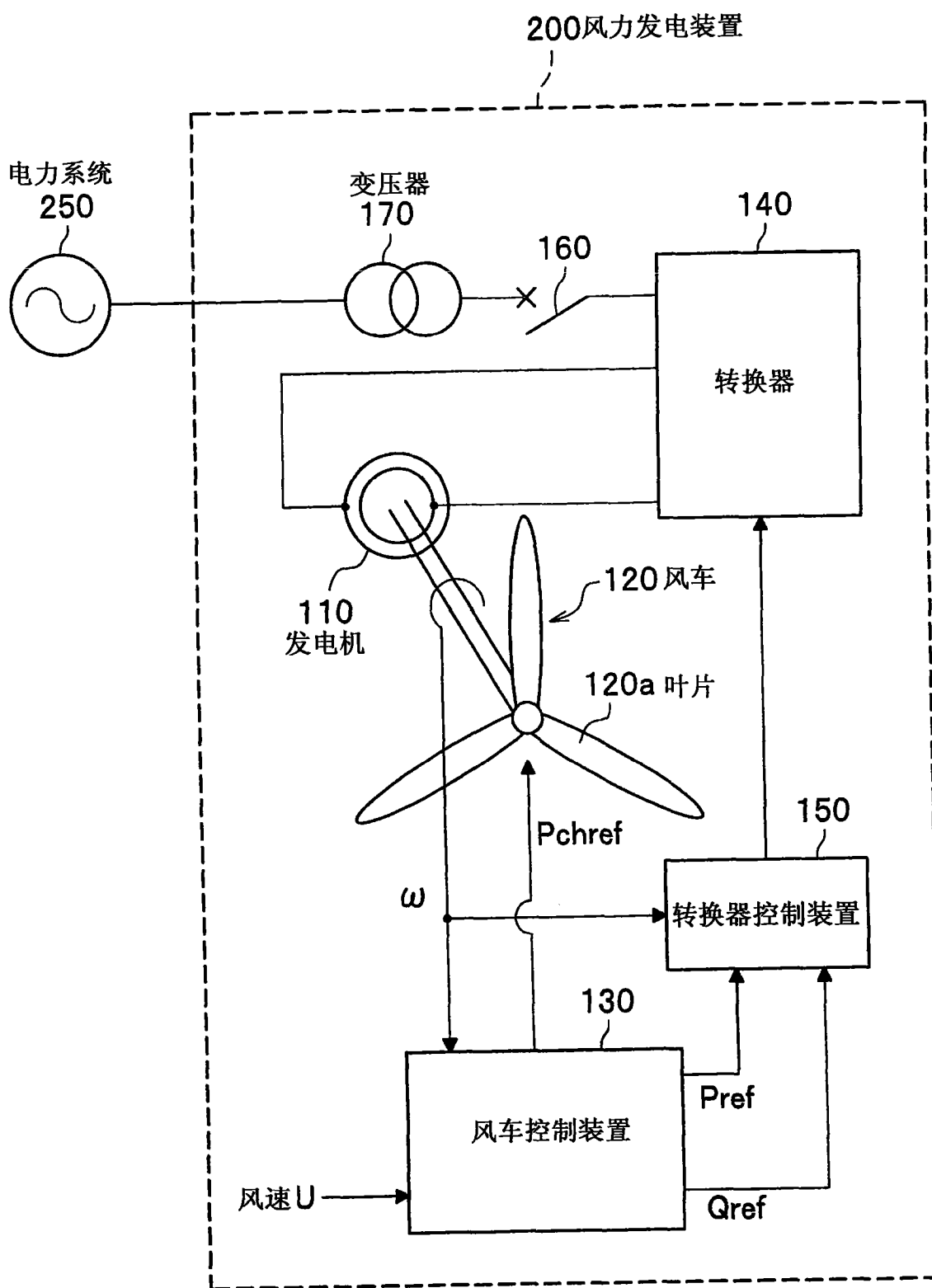


图 1

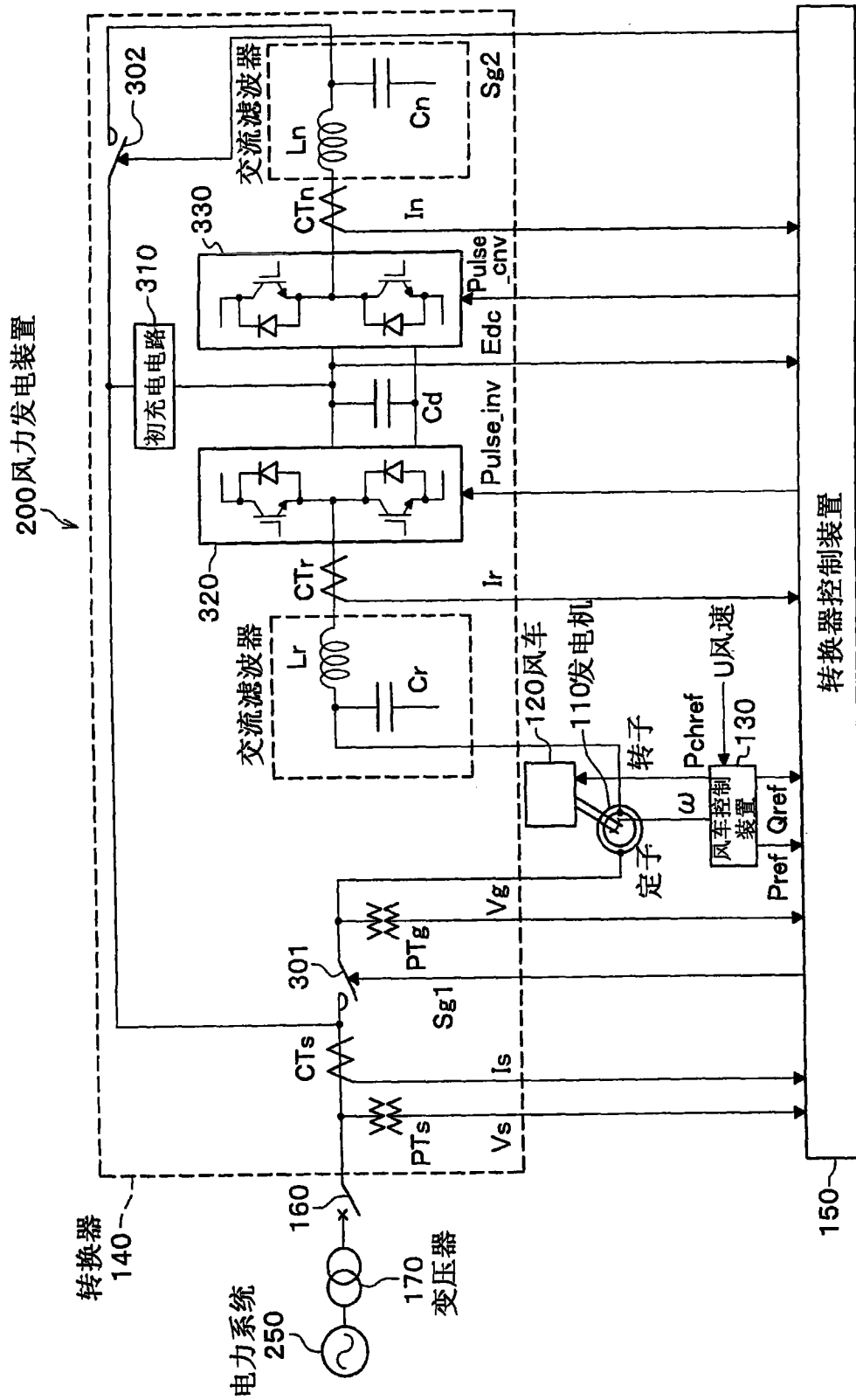


图 2

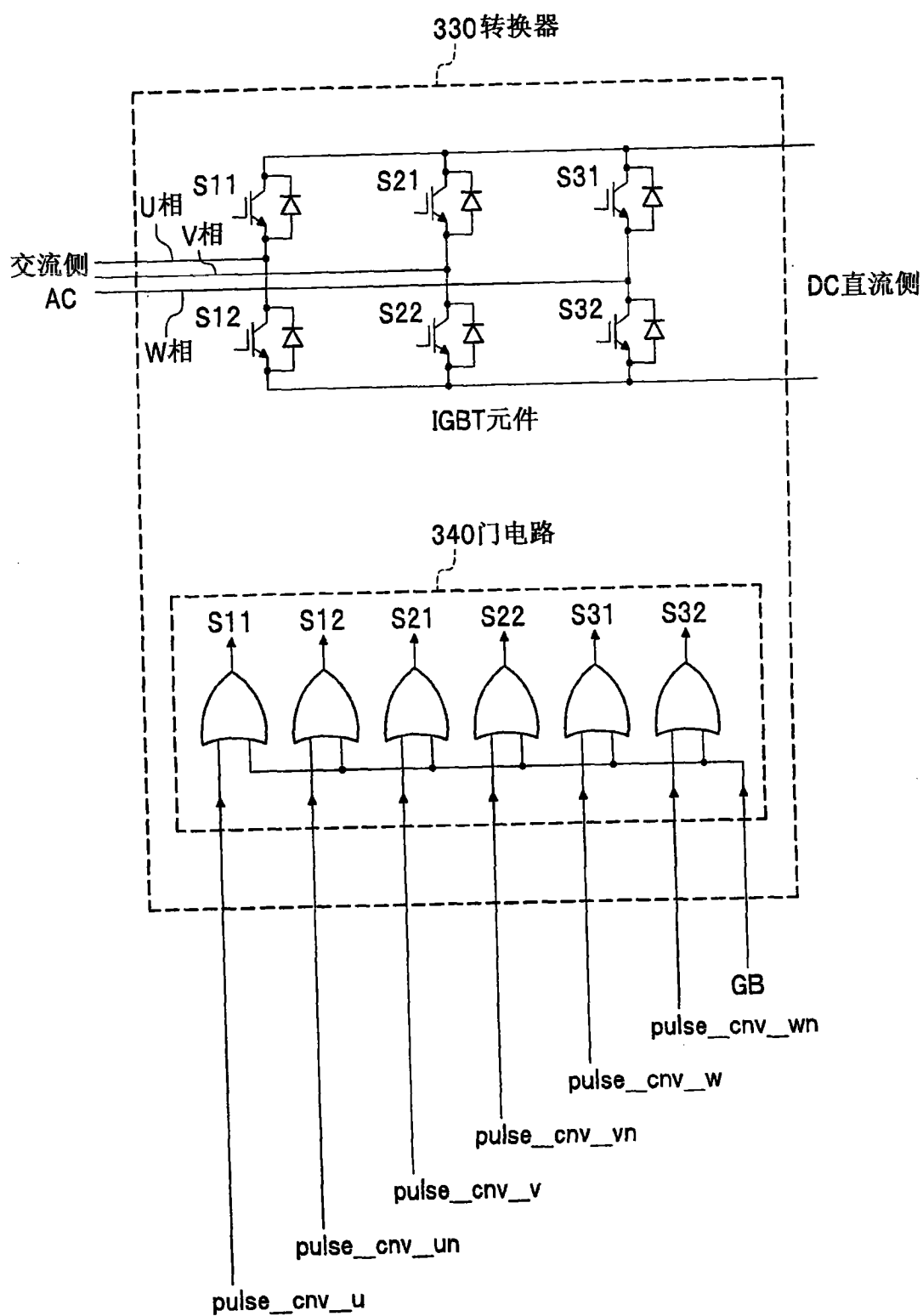


图 3

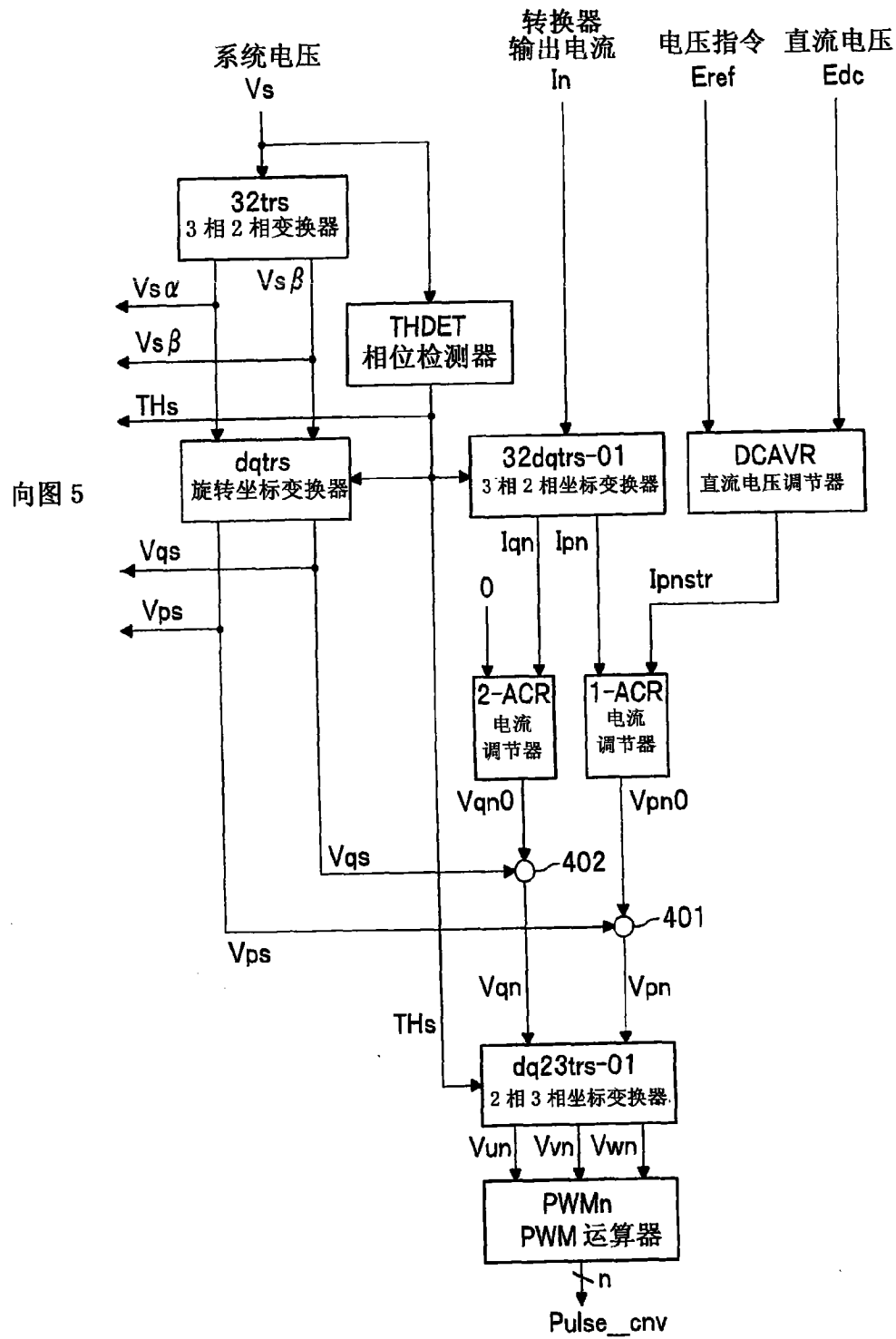


图 4

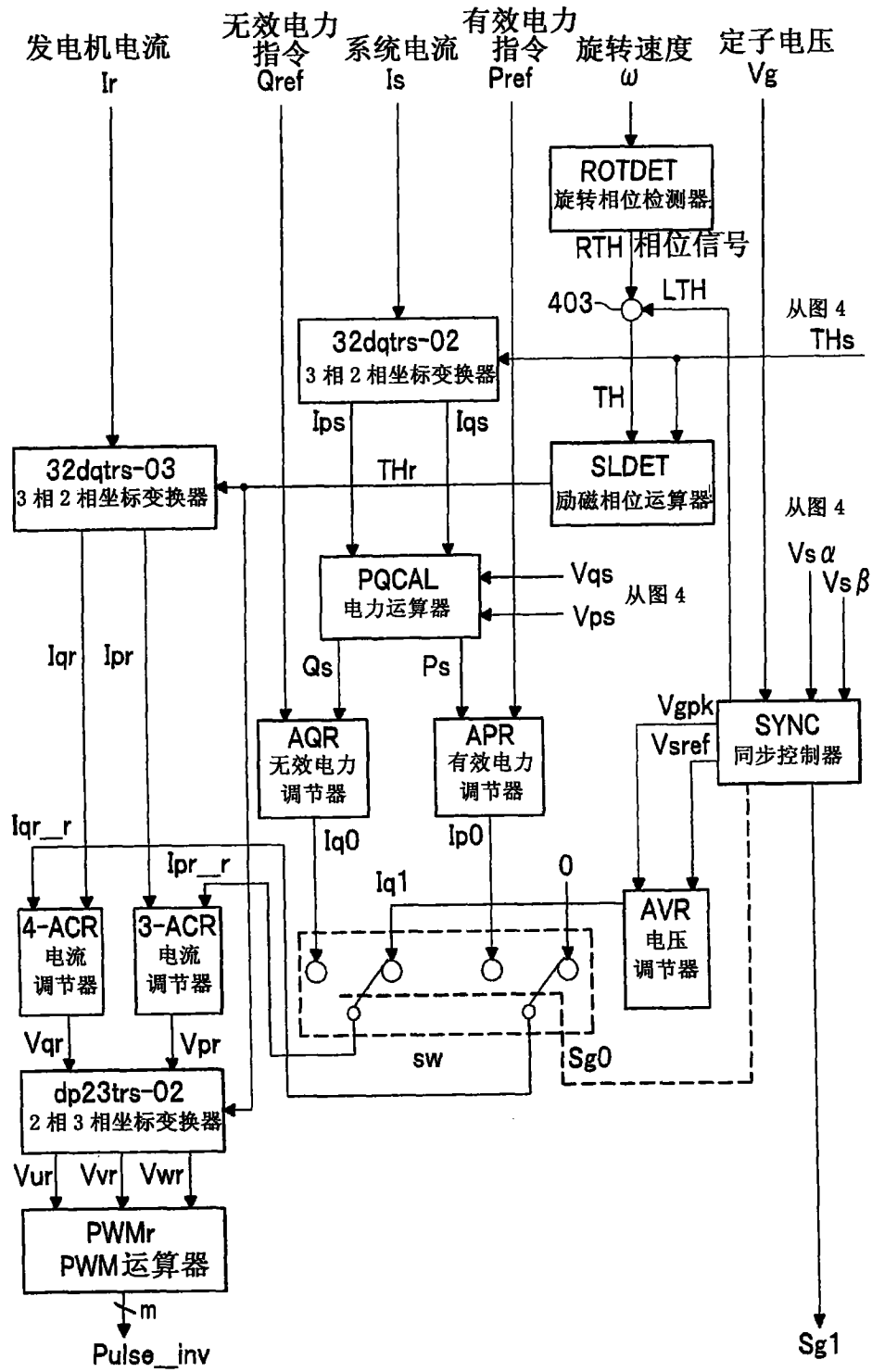


图 5

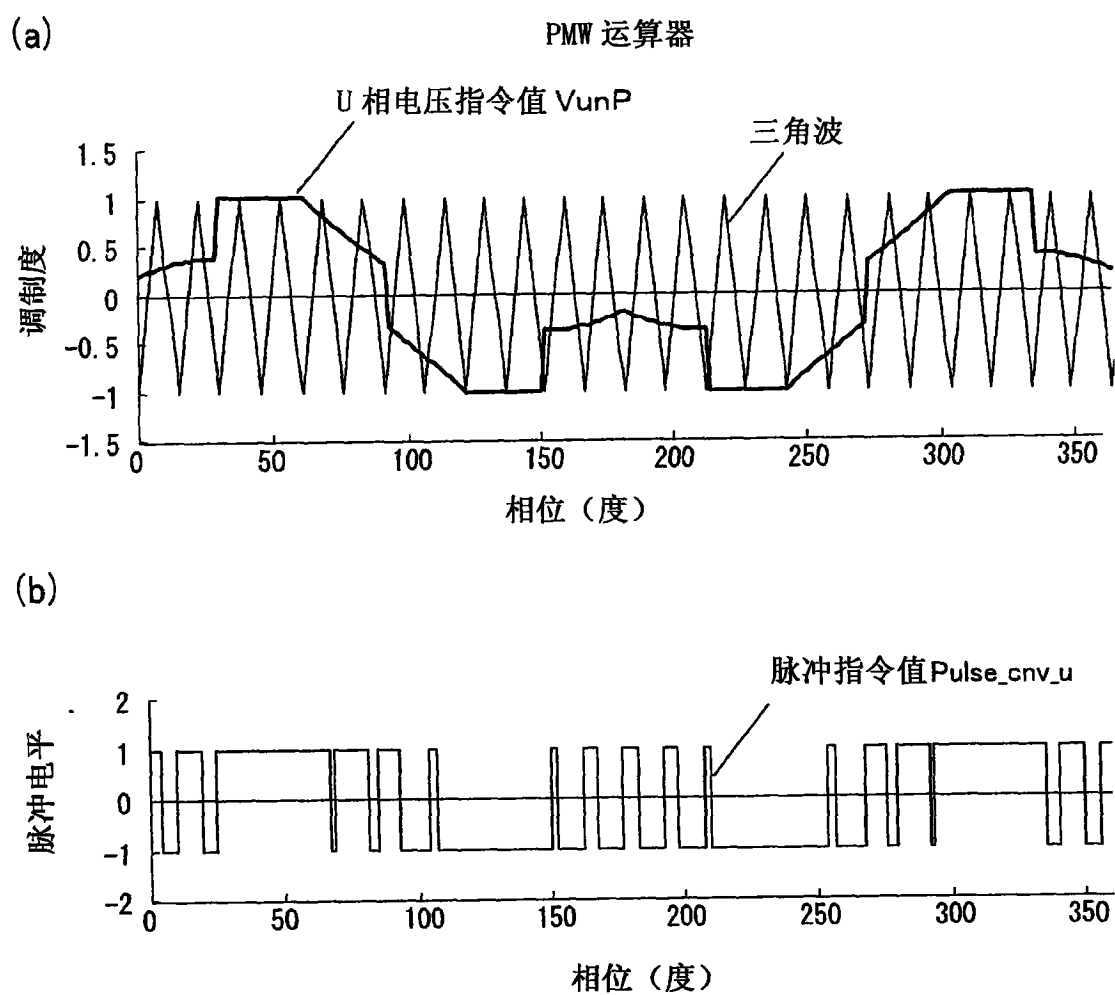


图 6

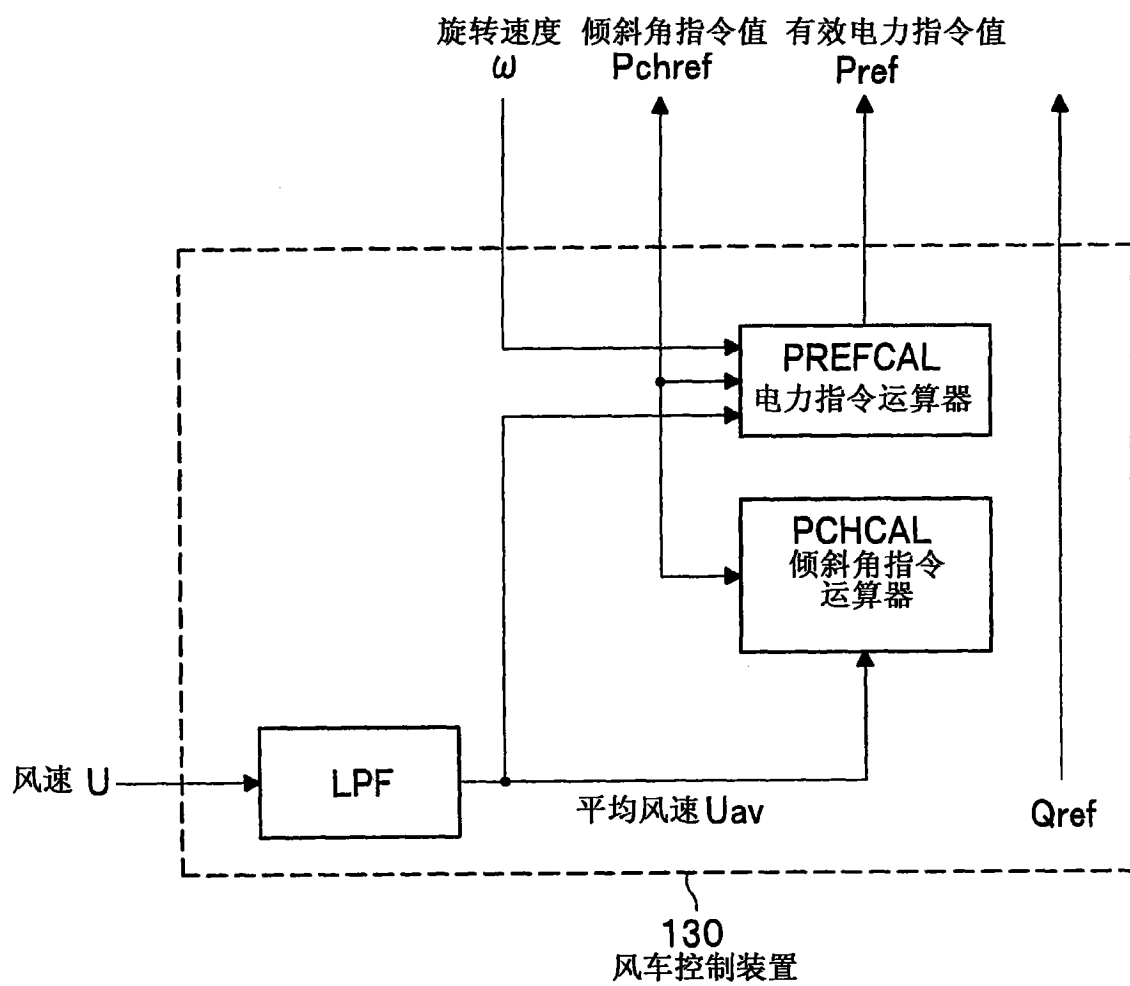


图 7

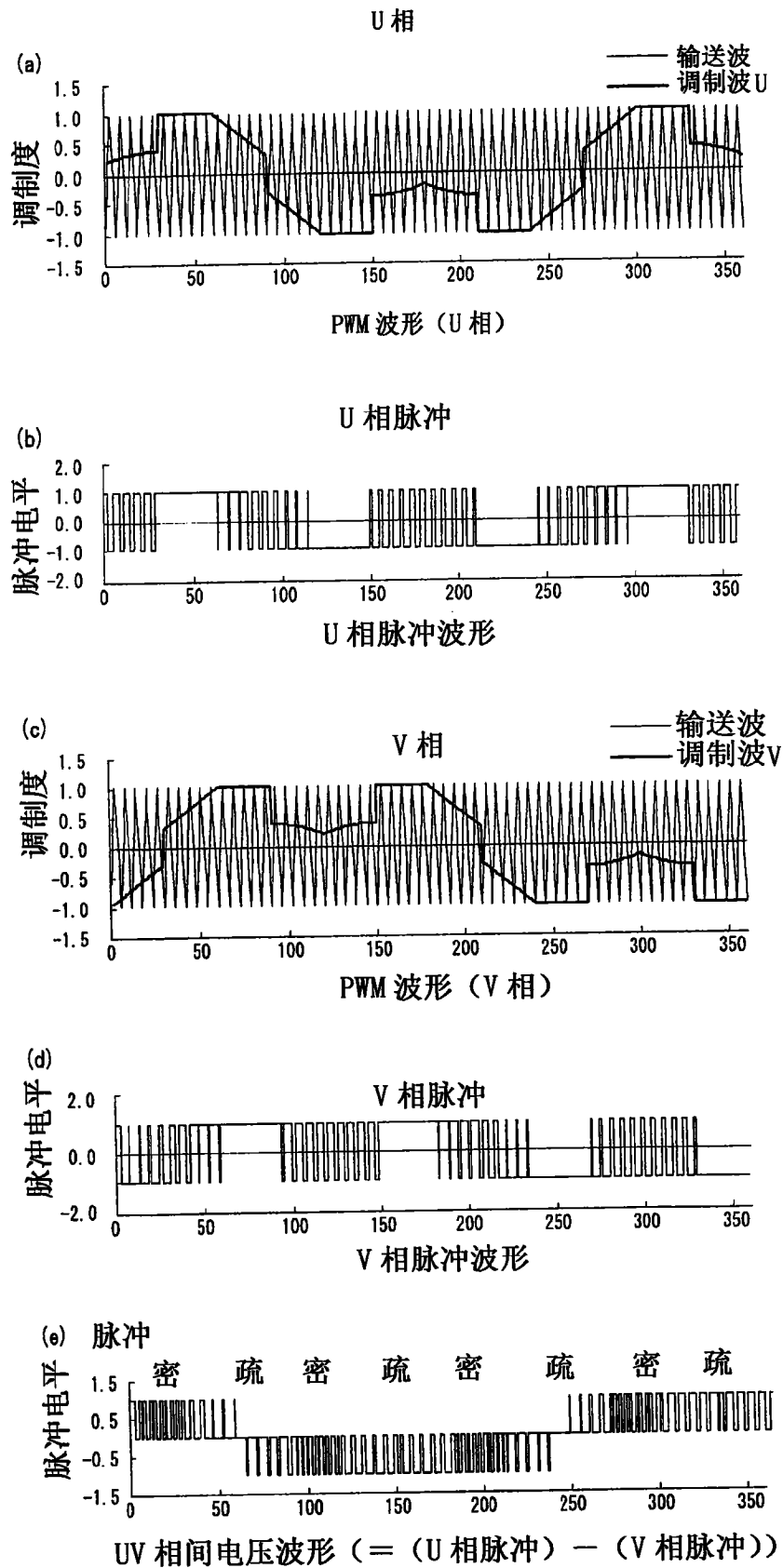


图 8

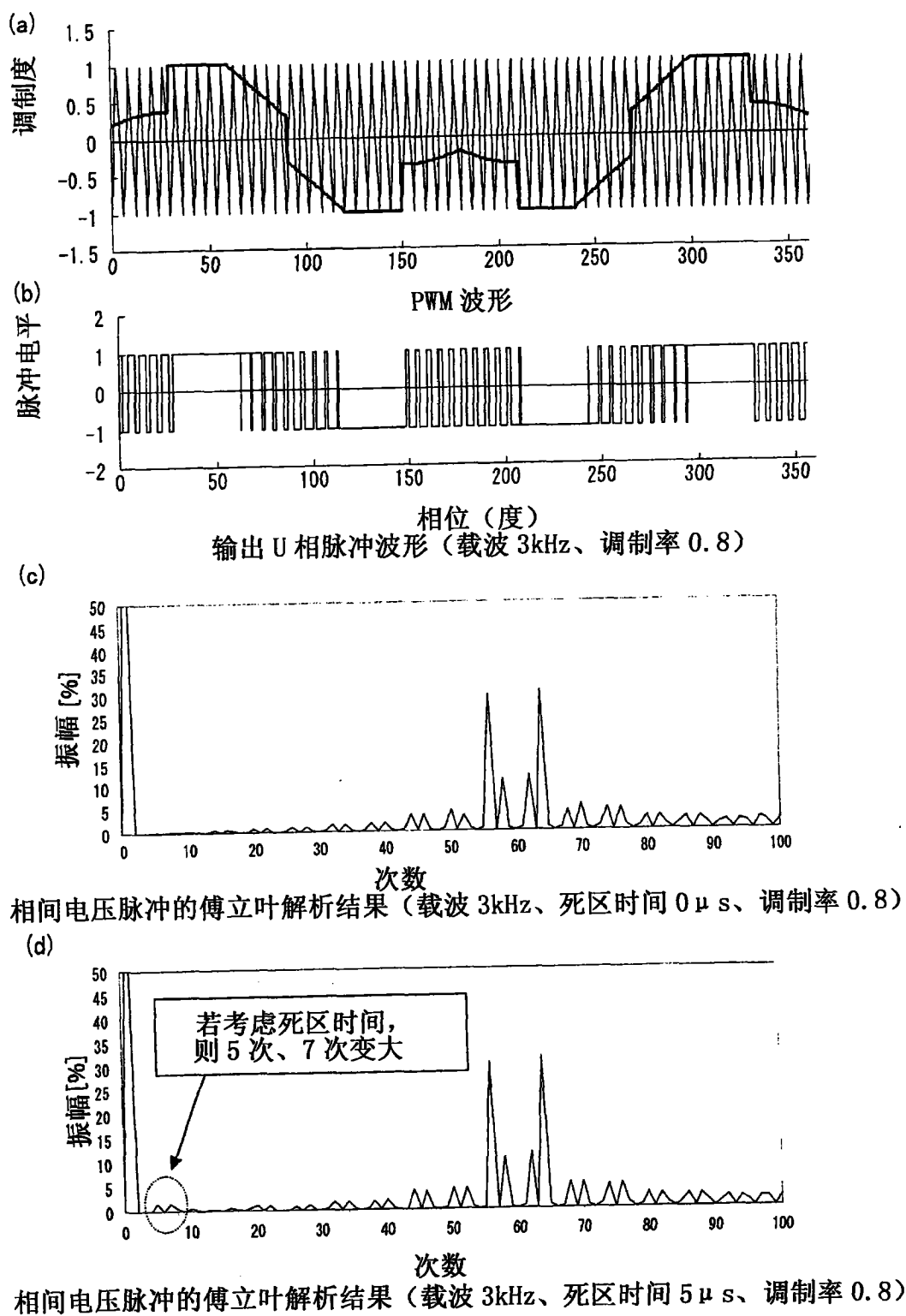


图 9

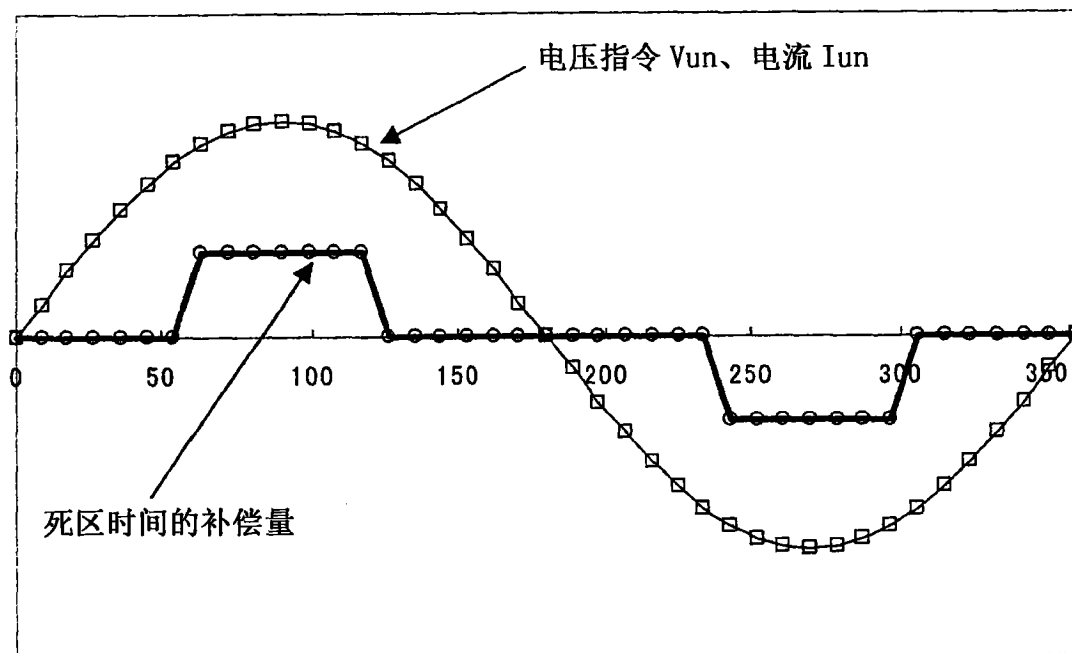


图 10

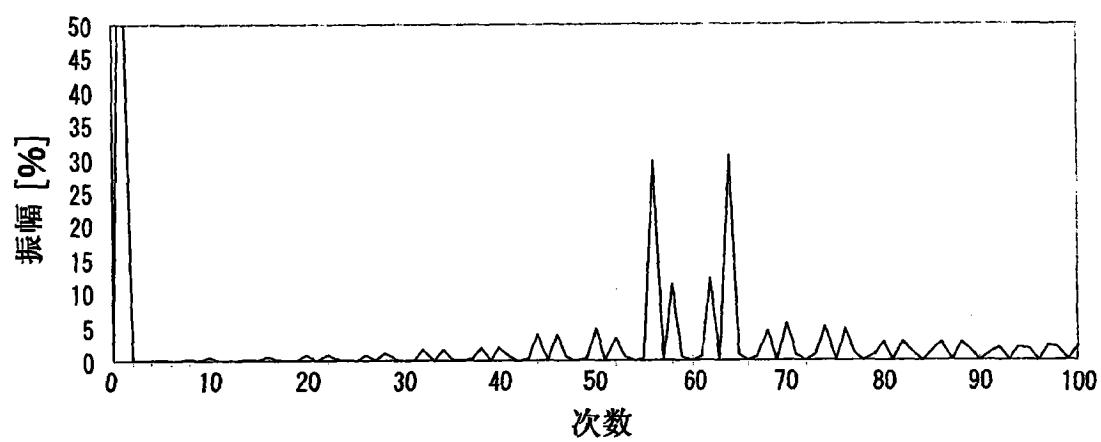


图 11

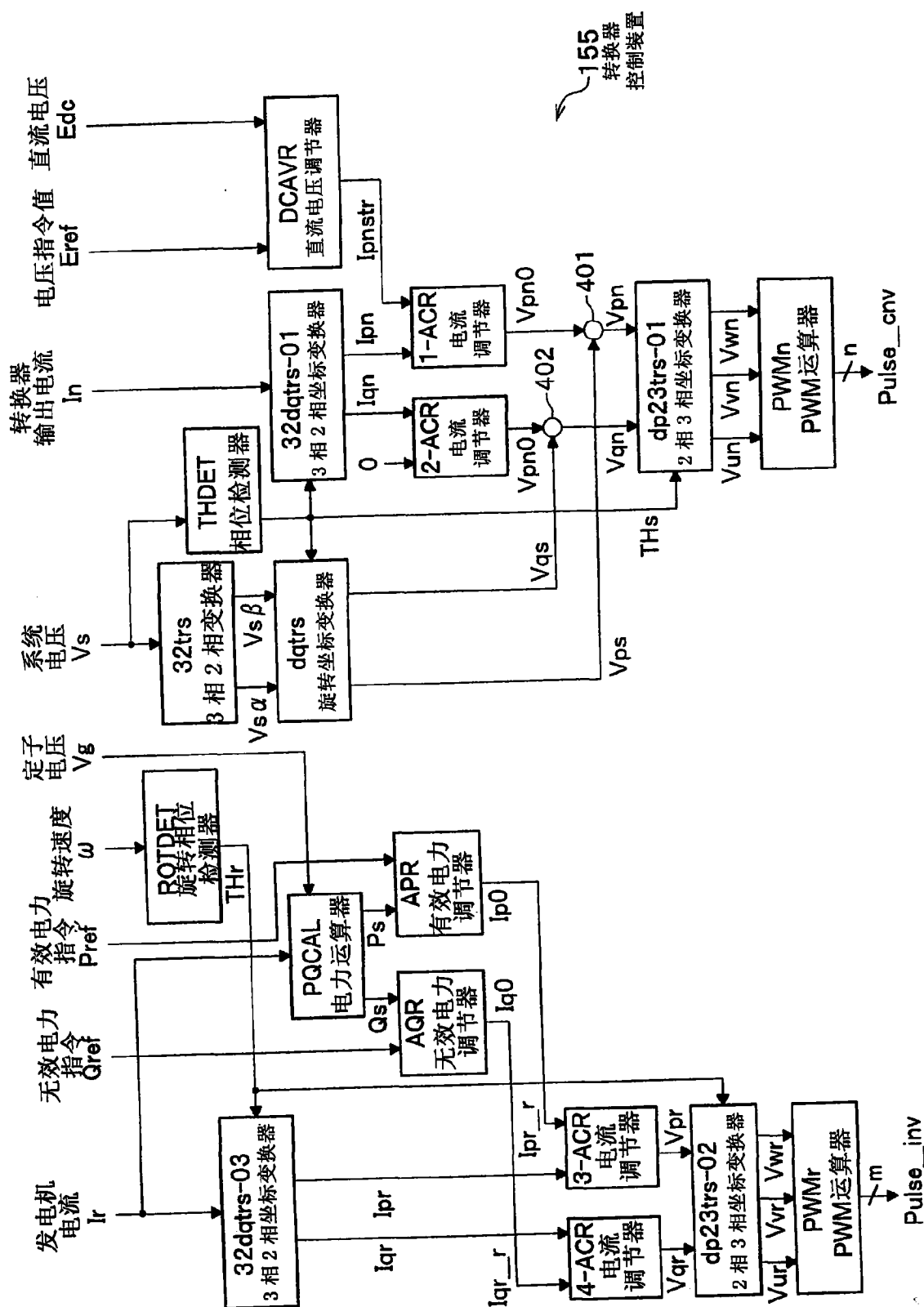


图 13