

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H02M 7/219

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 96191129.8

[45]授权公告日 2000 年 7 月 5 日

[11]授权公告号 CN 1054240C

[22]申请日 1996.9.24 [24]颁证日 2000.4.14

[21]申请号 96191129.8

[30]优先权

[32]1995.9.27 [33]JP [31]249733/1995

[86]国际申请 PCT/JP96/02742 1996.9.24

[87]国际公布 WO97/12437 日 1997.4.3

[85]进入国家阶段日期 1997.5.26

[73]专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京

[72]发明人 今中晶 安藤太郎

[56]参考文献

JP 平 3-212162 1991.9.17

JP 平 6-133554 1994.5.13

审查员 李 超

[74]专利代理机构 上海专利商标事务所

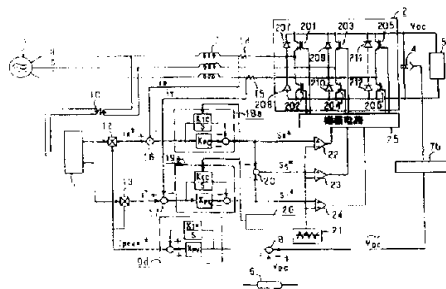
代理人 沈昭坤

权利要求书 3 页 说明书 35 页 附图页数 33 页

[54]发明名称 脉宽调制控制变换器的控制装置

[57]摘要

本发明揭示一种脉宽调制控制变换器的控制装置。在将交流电压变换为直流电压的 PWM 控制变换器的控制装置中,当交流输入电流超过其限制值时动作,使输出控制信号给 PWM 控制变换器的电流控制手段或输出电流基准信号的电压控制手段所具有的积分要素清零,这样就能在瞬时停电等发生后、解除停电又恢复时不会引起过电流等,能良好地控制输入电流。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；其特征在于，所述电流控制电路在控制开始后的预定时间内输出比例控制的控制信号，经所述预定时间后输出比例积分控制的控制信号。

2. 如权利要求 1 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，所述电流控制电路包括电流控制切换电平设定器、比较 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值的比较器；当所述直流电压检测值达到所述电流控制切换电平设定器设定的值以上时刻，输出比例积分控制的控制信号。

3. 一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；其特征在于，所述电流控制电路将所述电流指令电路输出的 2 相电流指令信号的任一个与所述交流输入电流的偏差乘第 1 系数然后进行积分、输出积分结果作为所述 2 相的第 1 输出，将所述 2 相的剩余 1 相与所述 2 相的第 1 输出相反符号值相加作为所述剩余相的第 1 输出，各相的电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘以第 2 系数作为各相的第 2 输出，将各相的所述第 1 输出与所述第 2 输出之和作为所述控制信号输出给所述 PWM 控制变换器。

4. 一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压进行检测的直流电压检测电路，输出直流电压指令值的电压指令输出电路，将所述电压指令输出电路输出的电压指令值与所述直流电压检测电路输出的电压检测值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，将控制信号

输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪由所述电流基准信号得到的电流指令信号的电流控制电路；其特征在于，所述电压指令输出电路输出对所述直流电压检测电路的检测误差进行补偿运算的电压指令值。

5 5. 如权利要求 4 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，电流指令输出电路由存贮直流电压检测电路所加的已知电压与和所述已知电压对应的所述直流电压检测电路检测值间关系的存贮电路、及利用所述存贮电路存贮的关系对电压指令值进行补偿运算输出使 PWM 控制变换器输出的直流电压为期望值的补偿电路所构成。

10 6. 如权利要求 5 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，直流电压检测电路所加的已知电压为 PWM 控制变换器输出的直流电压。

15 7. 如权利要求 4 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，电压指令输出电路由存贮直流电压检测电路所设置的基准电压源的电压与和所述基准电压源的电压对应的所述直流电压检测电路的检测值间关系的存贮电路、及利用所述存贮电路存贮的关系对电压指令值进行补偿运算输出使 PWM 控制变换器输出的直流电压为期望值的补偿电路所构成。

20 8. 一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将与交流电源相连、对于所述交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号、至少含有积分控制器的电流控制电路；其特征在于，当交流输入电流超过设定的限制值时，所述电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量急剧减少。

25 9. 如权利要求 8 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，当交流输入电流超过设定的限制值时，电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量置零。

10. 如权利要求 8 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，所述限制值是根据电压控制电路输出的电流基准信号设定的。

30 11. 如权利要求 8 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，所述限制值是根据电流指令电路输出的电流指令信号设定的。

12. 如权利要求 8 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，电流控制电路具有：设定交流输入电流限制值的电流限制电平设定器、及所述电流限制电平设定器设定的限制值与交流输入电流为输入量并当所述交流输入电流超

过上述限制值时输出信号的电流控制器积分清零电路。

13. 如权利要求 8 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，当交流输入电流超过设定的限制值、而且积分控制器中蓄积的控制量的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积聚至预定数值以上时，电
5 流控制电路动作使所述积分控制器中蓄积的控制量急剧减少。

14. 一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将与交流电源相连、将对于所述交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所
10 述交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；其特征在于，当所述交流输入电流超过设定的限制值时，所述电压控制电路动作使电流基准信号减少。

15. 如权利要求 14 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，电压
15 控制电路至少具有积分控制器，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路动作使所述积分控制器中蓄积的控制量清零。

16. 如权利要求 14 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，所述
20 电流控制电路包含输入电流的峰值指令信号切换器；峰值指令信号切换器输入交流输入电流、设定的限制值及电流基准信号，当所述交流输入电流超过所述限制值时，以比该时刻的所述基准信号小的值为初始值的时间函数，使电流基准信号变化。

17. 如权利要求 14 所述的 PWM 控制变换器的控制装置，其特征在于，当交
25 流输入电流超过设定的限制值、而且电流控制电路的积分控制器中蓄积的控制量正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积聚至预定数值以上时，电压控制电路动作使电流基准信号减少。

说明书

脉宽调制控制变换器的控制装置

5 本发明涉及将交流电源电压变换为直流电压的 PWM 控制变换器的控制装置。

近年，机器内部使用直流的装置不断增加，通过交流电源得到直流电压，从而使用直流电压，但是从交流电源得到直流电压时，产生了无功功率及高次谐波等问题。为了解决这些问题，将交流电源电压变换为直流的装置采用了 PWM 控制变换器的方案。

第 28 图所示为以往 PWM 控制变换器的控制装置方框图，与平成 3 年电气学会全国大会讲演论文集 5 - 80 页所示的“不需要隔离变压器的三相逆变器控制法”或特开平 3 - 212162 号公报所示的“PWM 控制变换器的控制装置”等相同。

图中，1 为三相交流电源，2 为对三相交流电源 1 供给的交流输入电流进行控制、并变换成直流电压输出的 PWM 控制变换器，由 201 ~ 206 晶体管或 IGBT（绝缘栅双极型晶体管）等开关器件及 207 ~ 212 续流二极管构成。3 为连接在三相交流电源 1 及 PWM 控制变换器 2 之间的电抗器，4 为吸收 PWM 控制变换器 2 输出电流脉动分量的滤波电容器，5 为逆变器或电阻性负载等负荷装置，6 为产生 PWM 控制变换器 2 输出直流电压的电压设定信号的电压设定器，7b 为检测 PWM 控制变换器 2 输出直流电压的电压检测电路，包含调节电压检测电路本身的失调及增益的电位器等。

8 为将电压设定器 6 设定并输出的电压设定信号与电压检测电路 7b 检测并输出的电压检测信号之间的偏差输出的减法器，9d 为由比例控制运算要素及比例积分运算要素构成的、对减法器 8 输出的电压设定信号与电压检测信号之偏差进行比例积分（PI）控制的电压控制器，10 为检测三相交流电源 1 交流电压的交流电压检测器，11 为根据交流电压检测器 10 检测的交流电压检测信号生成与 R 相电压及 T 相电压同步的 R 相及 T 相单位正弦波的单位正弦波发生器，12 及 13 为将电压控制器 9d 输出的输入电流波峰值指令信号与单位正弦波发生器 11 输出的 R 相及 T 相的单位正弦波信号进行乘法运算后输出 R 相及 T 相输入电流指令信号的乘法器。

14 及 15 为检测 PWM 控制变换器 2 的 R 相及 T 相输入电流的电流检测器，16 及 17 为将乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号与电流检测器 14 及 15 检测输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号之间的偏差输出的减法器，18b 及 19b 为由比例控制运算要素及比例积分运算要素构成的、对减法器 16 及 17 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号与输入电流检测信号之间的偏差进行比例积分

(PI)控制后输出 R 相控制信号及 T 相控制信号的 R 相及 T 相电流控制器, 20 为进行零减去 R 相及 T 相电流控制器 18b 及 19b 输出的 R 相控制信号及 T 相控制信号的减法运算后作为 S 相控制信号输出的减法器, 21 为输出三角波载波的载波振荡器, 22、23 及 24 为将 R 相、S 相及 T 相控制信号与载波进行大小比较后输出脉宽调制信号的比较器, 25 为根据这些 R 相、S 相及 T 相的脉宽调制信号、输出对 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制的信号的栅极电路。

下面就该以往装置的动作加以说明。首先, 将通过电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 $V_{DC}^{\wedge}$ 与电压设定器 6 设定的电压设定信号 V_{DC}^* 输入减法器 8, 求得偏差 $eV = V_{DC}^* - V_{DC}^{\wedge}$ 。该偏差 eV 输入电压控制器 9d, 进行比例积分控制, 然后将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。该波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入乘法器 12 及 13, 与另一输入、即单位正弦波发生器 11 产生的 R 相及 T 相单元正弦波信号互相相乘。R 相及 T 相单位正弦波信号是与三相交流电源 1 的 R 相及 T 相电压同步的交流基准信号, 是将交流电压检测器 10 检测的三相交流电源 1 的交流电压作为输入构成单位正弦波发生器 11 的电流基准信号发生器的输出信号。由乘法器 12 及 13 输出 R 相输入电流指令信号 iR^* 及 T 相输入电流指令信号 iT^* 。

将乘法器 12 输出信号的 R 相输入电流指令信号 iR^* 及电流检测器 14 输出信号的 R 相输入电流检测信号 iR 输入减法器 16, 计算偏差 $eiR = iR^* - iR$ 并输出。同样, 将乘法器 13 输出信号的 T 相输入电流指令信号 iT^* 及电流检测器 15 输出信号的 T 相输入电流检测信号 iT 输入减法器 17, 将偏差 $eiT = iT^* - iT$ 输出。该电流偏差 eiR 及 eiT 分别输入 R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19d, 分别进行比例积分控制后输出 R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* 。

这里, S 相控制信号 SS^* 是利用减法器 20 进行零减去 R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 的减法运算而得到。R 相电流控制器 18b、减法器 20 及 T 相电流控制器 19b 的输出信号即 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* , 分别利用比较器 22、23 及 24 与载波发生器 21 输出的三角波形载波信号进行大小比较, 形成脉宽调制信号输出。该脉宽调制信号输入栅极电路 25, 栅极电路 25 对 PWM 控制变换器 2 输出控制信号, 对 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制, 使 PWM 控制变换器 2 的直流电压检测值 $V_{DC}^{\wedge}$ 与设定信号 V_{DC}^* 相等, 还使 R 相、S 相及 T 相输入电流 iR 、 iS^* 及 iT^* 与是正弦波信号的相应的指令信号 iR^* 、 iS^* 及 iT^* 相等。

在这样构成的 PWM 控制变换器的控制装置中, 如上所述, 乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号 iR^* 及 iT^* 为指令信号, 电流检测器 14 及 15 输入的 R 相及 T 相输入电流检测信号 iR 及 iT 为负反馈信号, R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 构成电流控制小闭环。该 R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 有利用微处理器等通过数字控制来实现的方法, 也有利用运算放大器等

通过模拟控制来实现的方法，在用数字控制实现时，存在由于取样延迟而造成的滞后时间，与用模拟控制实现时相比，不能设计快速响应的控制系统。其结果产生了一系列问题，包括 PWM 控制变换器 2 开关器件 201 ~ 206 的通断延迟、接通电压产生的电压指令值 V_{DC}^* 与实际电压的误差、由于三相交流电源 1 交流输入电压的失真等造成交流输入电流波形为非正弦波，产生波形失真、产生由该失真引起的高次谐波等。

因此，为了使输入电流波形较好地接近正弦波，采用无取样延迟、能使电流控制系统有快速响应的模拟控制方式较好。电压控制器 9d 也同样，为了能控制 PWM 控制变换器 2 的直流侧电压较好地跟踪设定值，作为能得到快速响应的控制器，也希望采用无取样延迟、能使电压控制系统有快速响应的模拟控制方式。

图 29 所示为 R 相或 T 相电流控制器的详细电路构成图。在该电路图中给出了采用运算放大器进行模拟控制情况下，比例积分控制器的 R 相电流控制器 18b 的详细构成。

在图 29 中，101 ~ 103 为固定电阻器，104 为电容器，105 为运算放大器，106 及 107 为驱动运算放大器 105 的控制电源正电压及负电压输入端，108 为输入端，109 为输出端。在这样构成的 R 相电流控制器 18b 中，当输入端 108 的输入信号连续一定时间以上为正极性或负极性时，相当于比例积分动作的积分项的电容器 104 电压向正方向或负方向持续增加，至少不会在正负电压输入端 106 及 107 输入的控制电源正电压以下或负电压以上，被限制在某一定的数值，呈输出饱和状态。另外，当输入端 108 的输入信号较大时，经运算放大器 105 放大的输出信号，也至少不会在正负电压输入端 106 及 107 输入的控制电源正电压以下或负电压以上，被限制在某一定的数值，呈输出饱和状态。

T 相电流控制器 19b 的构成也相同，完成同样的动作。该电路构成为用运算放大器实现比例积分动作的一般采用的基本电路。

图 30 为检测直流电压 V_{DC} 的电压检测电路 7b 的具体电路图举例。在图 30 中，701 为与滤波电容器 4 正电位相连的输入端，702 及 703 为直流电压 V_{DC} 分压用的固定电阻器，固定电阻器 703 与滤波电容器 4 的负电位相连。704 为隔离放大器，705 及 706 为固定电阻器，707 为运算放大器，708 及 709 为调整电压检测值的失调及增益的电位器，710 为输出端，输出直流电压的检测值 V_{DC}^* 。该电路构成为用运算放大器调节失调及增益的一般采用的基本电路，具有调整失调及增益的电位器。

以往的 PWM 控制变换器的控制装置，由于其构成如上所述，因此特别是在三相交流电源 1 已经向负荷装置 5 供电的状态下起动时，会引起过电流等问题。

也就是说，在 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 处于断开状态、即 PWM 控制变换器 2 控制开始前栅极电路 25 处于切断状态下，当三相交流电源 1 已经向负荷 5 供电时，供给负荷装置 5 的功率是通过电抗器 3 及 PWM 控制变换

器的续流二极管 207 ~ 212 供给的。这时 R 相、S 相及 T 相的输入电流波形如图 31 所示。

这种情况下，由于图 31 的电流流过电抗器 3 而产生电压降，PWM 控制变换器 2 的输入电压比三相交流电源 1 的电压要低，其结果使 PWM 控制变换器 2 直流侧电压、即滤波电容器 4 的电压 V_{DC} 下降。

当处于这种状态下开始控制时，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 将动作，以补偿电压 V_{DC} 的下降，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 输出的 R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* 将几乎与电压 V_{DC} 成反比增加。但是在以往的 PWM 控制变换器控制装置中，R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* 是利用进行比例积分动作的电流控制器 18b 及 19b 运算而得，S 相的控制信号 SS^* 是根据 $SR^* + SS^* + ST^* = 0$ 的关系式而改写的 $SS^* = (-SR^* - ST^*)$ 求得。因此，当由于要补偿电压 V_{DC} 的下降而动作，使 R 相及 T 相的控制信号 SR^* 及 ST^* 向正方向或负方向增大而饱和、固定在一定数值时，S 相的控制信号 SS^* 也固定在一定数值，三相都处于不能控制的状态。特别是发生上述图 31 的电流流过而起动时，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 输入的电流偏差在一定时间内为正极性或负极性，因此构成要素即积分项数值变大，很多情况下 R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 的输出处于饱和状态，其结果三相都处于不能控制状态，引起过大的电流流过，使对开关器件 201 ~ 206 起到保护功能的一般电路中设置的过电流保护机构跳闸。

即使在通常的运行状态下，当负荷装置 5 的电功率急剧变化而导致 V_{DC} 降低时，也与上述起动时相同，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 的输出处于饱和状态，其结果也包含 S 相在内的三相都处于不能控制的状态，引起过大的电流流过，导致跳闸等。

另外，即使当电压 V_{DC} 按其设定值那样进行控制时，然而在由于电流指令突变等导致 R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 的输入、即 R 相及 T 相的电流偏差 ei_R 及 ei_T 变大的情况下，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 的构成要素，即比例项数值变大，R 相电流控制器 18b 及 T 相电流控制器 19b 的输出处于饱和状态，其结果也包含 S 相在内的三相都处于不能控制状态，引起过大的电流流过，导致跳闸等。

再有，以往的 PWM 控制变换器控制装置，从高精度控制 PWM 控制变换器 2 输出侧的直流电压的必要性出发，对于电压控制器 9d 广泛采用了利用运算放大器等的模块控制方式。电压控制器 9d 的输入是电压设定器 6 设定的电压设定信号 V_{DC}^* 与电压检测电路 7b 检测的直流电压 $V_{DC}^{\wedge}$ 之偏差 $eV = V_{DC}^* - V_{DC}^{\wedge}$ ，再经比例积分控制后将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。因此，电压检测电路 7b 在内部必须有补偿及调节电压检测电路本身的失调误差及增益误差的电路，必须设置电位器等进行预先调整。该电位器等的调整很难自动化，出现制造

及调整时的烦杂作业等问题。

进而，以往的 PWM 控制变换器控制装置，由于上述的构成，尤其当瞬时停电造成三相交流电源 1 的电压下降或短时间切断情况下，在电压恢复时出现引起过电流等问题。

5 下面就该问题加以说明。

第 32 图所示为 R 相电源电压 e_R 、PWM 控制变换器 2 的 R 相输入电压 V_R 、R 相输入电流指令信号 i_R^* 及 R 相输入电流检测信号 i_R 的波形。另外，S 相及 T 相的波形也完全相同，这里仅就 R 相加以说明，R 相电源电压 e_R 、PWM 控制变换器 2 的 R 相输出电压 V_R 及 R 相输入电流检测信号 i_R 之间有下列的关系成立：

$$e_R = L \frac{di_R}{dt} + V_R$$

15 式中， L 为电抗器 3 的电感值。另外，电抗器 3 的电阻值由于通常与其他相比非常小而可以忽略，所以这里不考虑。这里，在通常的 PWM 控制变换装置中，与电源电压 e_R 相比，电抗器 3 的电压降约为百分之几 - 百分之十几左右，电源电压 e_R 及 PWM 控制变换器 2 的输入电压 V_R 基本同相位。

也就是说，在通常的动作状态下，电流控制器 18b 动作，输出 R 相的控制信号 SR^* ，使得 R 相输入电流检测信号 i_R 跟踪 R 相输入电流指令信号 i_R^* 。电流控制器 18b 对 R 相输入电流指令信号 i_R^* 与 R 相输入电流检测信号 i_R 之间的偏差进行比例积分控制，当 R 相输入电流指令信号 i_R^* 大于 R 相输入电流检测信号 i_R 时，20 即使得电流向正方向增加时，比例增益及积分增益要设定为负，使 R 相控制信号 SR^* 减少。而 R 相控制信号 SR^* ，是与载波发生器 21 输出的三角波载波信号进行大小比较、形成脉宽调制信号后输出，反映了 PWM 控制变换器 2 的 R 相输入电压 V_R 。

25 这里，当瞬时停电而造成三相交流电源 1 切断时，没有输入电流流过，因此 R 相输入电流指令信号 i_R^* 与 R 相输入电流检测信号 i_R 之间产生偏差，如图 33 所示，产生与 R 相电流指令信号 i_R^* 反方向的 R 相控制信号 SR^* 。通常，控制 R 相输入电流指令信号 i_R^* 与 R 相电源电压 e_R 基本同相位，而当发生瞬时停电时，结果造成与 R 相电源电压 e_R 反极性的电压作为 PWM 控制变换器 2 的 R 相输入电压 V_R 输出。特别是当电流控制器 18b 是利用模拟控制构成、设计的控制系统响应很快时，电流控制器 18b 的积分要素的值在短时间内向反极性不断地增加上去。

而且，R 相输入电流指令信号 i_R^* 将单位正弦波发生器 11 的输出作为基准相位，而单位正弦波发生器 11 通常由具有一定的时间常数的电路等构成，即使三

相交流电源 1 短时间切断，也仍然保持着电源电压的相位。

因此，当电压恢复时，即重新接通电源时，R 相电源电压 e_R 与 PWM 控制变换器 2 的 R 相输入电压 V_R 的差变大，由于该电压差加在电抗器 3 的两端，因此 R 相输入电流检测信号 i_R 产生电流突然增加。这样常常使得对开关器件 201 ~ 206 起保护作用的一一般在电路中安装的过电流保护机构跳闸。

另外，当向负荷装置 5 输出较大功率等、输入电流指令信号较大时，由于 R 相及 T 相电流控制器 18b 和 19b 的输入、即电流偏差 e_{iR} 及 e_{iT} 产生较大数值，因此电流控制器构成要素的积分项的数值更大，与对应相的电源电压之差更加扩大，电压恢复时的电流突跳增加，引起过电流保护机构频繁跳闸。

以上就 R 相作了说明，但对其他相中也一样。

上述交流电源 1 长时间切断时，很容易检测出交流电源 1 切断。但是，当上述那样瞬时停电等短时间切断时，特别是电源频率的 $1/2$ 周期程度的短时间切断或电压下降的检测则比较困难，以往对于由瞬时停电等造成交流电源 1 的电压下降或短时间切断状态恢复时所发生的电流突跳或过电流是不可能加以抑制的。

本发明是为解决上述问题而提出的，其目的在于提供一种 PWM 控制变换器的控制装置，该装置能在起动时或负荷功率突变时 PWM 控制变换器输出侧的直流电压下降的情况下，或者电流指令值急剧变化、与实际电流的偏差变大的情况下，能很好地控制输入电流。

另外，其目的还在于提供不需要补偿电压检测电路的失调误差及增益误差的电位器等、能提高制造及调整时的操作性能、容易实现自动化的 PWM 控制变换器的控制装置。

另外，其目的还在于提供在瞬时停电等造成交流电源电压下降或短时间切断情况下，在恢复时不引起过电流等且能很好地控制输入电流的 PWM 控制变换器的控制装置。

另外，其目的还在于提供在输入电流指令较大情况下，即使当交流电源电压下降或短时间的切断等很容易引起过电流保护跳闸时，在恢复时也不引起过电流等且能很好地控制输入电流的 PWM 控制变换器的控制装置。

根据本发明的一个观点提供的一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电

流控制电路；所述电流控制电路在控制开始后的预定时间内输出比例控制的控制信号，经所述预定时间后输出比例积分控制的控制信号。

尤其，当 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值达到预先设定值以上时，电流控制电路输出比例积分控制的控制信号。

5 另外，根据本发明其他观点提供的一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；所述电流控制电路将所述电流指令电路输出的 2 相电流指令信号的任一个与所述交流输入电流的偏差乘第 1 系数然后进行积分、输出积分结果作为所述 2 相的第 1 输出，将所述 2 相的剩余 1 相与所述 2 相的第 1 输出相反符号值相加作为所述剩余相的第 1 输出，各相的电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘以第 2 系数作为各相的第 2 输出，将各相的所述第 1 输出与所述第 2 输出之和作为所述控制信号输出给所述 PWM 控制变换器。

20 另外，根据本发明其他观点提供的一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压进行检测的直流电压检测电路，输出直流电压指令值的电压指令输出电路，将所述电压指令输出电路输出的电压指令值与所述直流电压检测电路输出的电压检测值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪由所述电流基准信号得到的电流指令信号的电流控制电路；所述电压指令输出电路输出对所述直流电压检测电路的检测误差进行补偿运算的电压指令值。

30 所述电流指令输出电路由存贮直流电压检测电路所加的已知电压与和已知电压对应的直流电压检测电路检测值之间关系的存贮电路、及利用存贮电路存贮的关系对电压指令值进行补偿运算输出使 PWM 控制变换器输出的直流电压为期望值的补偿电路所构成。

另外，直流电压检测电路所加的已知电压为 PWM 控制变换器输出的直流电压。

再有，所述电压指令输出电路由存贮直流电压检测电路所设置的基准电压源的电压与和基准电压源的电压对应的直流电压检测电路的检测值之间关系的存

贮电路、及利用存贮电路存贮的关系对电压指令值进行补偿运算输出使 PWM 控制变换器输出的直流电压为期望值的补偿电路所构成。

另外，根据本发明其他观点提供的一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将与交流电源相连、对于所述交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号、至少含有积分控制器的电流控制电路；当交流输入电流超过设定的限制值时，所述电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量急剧减少。

当交流输入电流超过设定的限制值时，所述电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量置零。

另外，所述限制值是根据电压控制电路输出的电流基准信号设定的。

进而，所述限制值是根据电流指令电路输出的电流指令信号设定的。

另外，电流控制电路具有设定交流输入电流限制值的电流限制电平设定器、及电流限制电平设定器设定的限制值与交流输入电流为输入量并当交流输入电流超过上述限制值时输出信号的电流控制器积分清零电路。

进而，当交流输入电流超过设定的限制值、而且积分控制器中蓄积的控制量的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积聚至预定数值以上时，电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量急剧减少。

根据本发明其他观点提供的一种 PWM 控制变换器的控制装置，它包括：将与交流电源相连、将对于所述交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；当所述交流输入电流超过设定的限制值时，所述电压控制电路动作使电流基准信号减少。

所述电压控制电路至少具有积分控制器，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量清零。

另外，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路根据至少比该时刻电流基准信号要减少的电流基准信号作为初始值的时间函数使电流基准信号发生变化。

进而，当交流输入电流超过设定的限制值、而且电流控制电路的积分控制器中蓄积的控制量的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积聚至预定数值以上时，电压控制电路动作使电流基准信号减少。

图 1 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 1 构成图。

5 图 2 所示为图 1 所示的 R 相电流控制器的详细构成图。

图 3 所示为图 1 所示的电流控制切换器的详细构成图。

图 4 为图 1 装置的电源侧电压电流向量图。

图 5 所示为 PWM 控制变换器的控制信号与载波的关系的说明图。

图 6 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 2 构成图。

10 图 7 为说明图 6 所示实施例 2 动作的流程图。

图 8 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 3 构成图。

图 9 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 4 构成图。

图 10 为图 9 所示电压检测电路一构成实例的电路图。

图 11 为说明图 9 所示实施例 4 动作的流程图。

15 图 12 为图 9 所示电压检测电路另外构成实例的电路图。

图 13 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 5 构成图。

图 14 为图 13 所示实施例 5 的电流控制器积分清零电路的详细构成图。

图 15 为图 13 所示实施例 5 动作的说明图。

图 16 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 6 构成图。

20 图 17 为图 16 所示实施例 6 动作的说明图。

图 18 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 7 构成图。

图 19 为图 18 所示实施例 7 的电流控制器积分清零电路的详细构成图。

图 20 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 8 构成图。

图 21 为图 20 所示实施例 8 的电流控制器积分清零电路的详细构成图。

25 图 22 为图 20 所示实施例 8 动作的说明图。

图 23 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 9 构成图。

图 24 为图 23 所示实施例 9 动作的说明图。

图 25 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 10 构成图。

30 图 26 为图 25 所示实施例 10 的输入电流波峰值指令信号切换器的详细构成图。

图 27 所示为本发明 PWM 控制变换器的控制装置实施例 11 构成图。

图 28 所示为以往 PWM 控制变换器控制装置的构成图。

图 29 所示为以往 R 相电流控制器的详细构成图。

图 30 所示为以往电压检测电路的详细构成图。

图 31 所示为 PWM 控制变换器在控制开始前的输入电流波形图。

5 图 32 所示为 PWM 控制变换器的控制装置的电源电压、电源电流及 PWM 控制变换器电压的波形图。

图 33 所示为以往 PWM 控制变换器的控制装置在瞬时停电时的各部分电压电流波形图。

接着对本发明的各实施例说明如下。

10 实施例 1

图 1 所示为与本发明有关的 PWM 控制变换器控制装置一个实施例的构成图。图中， 1 为三相交流电源， 2 为对三相交流电源 1 供给的交流输入电流进行控制、并变换为直流电压输出的 PWM 控制变换器，由 201 - 206 的开关器件及 207 - 212 的续流二极管构成。

15 3 为连接在三相交流电源 1 及 PWM 控制变换器 2 之间的电抗器， 4 为吸收 PWM 控制变换器 2 输出电流脉动分量的滤波电容器， 5 为逆变器等负荷装置， 6 为产生 PWM 控制变换器 2 输出直流电压的电压设定信号的电压设定器， 7b 为检测 PWM 控制变换器 2 输出的直流电压的电压检测电路。

8 为将电压设定器 6 设定并输出的电压设定信号与电压检测电路 7b 检测并输出的电压检测信号之间的偏差输出的减法器， 9d 为由比例控制运算要素及比例积分运算要素构成的、对减法器 8 输出的电压设定信号与电压检测信号之间的偏差进行比例积分（PI）控制的电压控制器，利用减法器 8 及电压控制器 9d 构成电压控制电路。 10 为检测三相交流电源 1 交流电压的交流电压检测器， 11 为根据交流电压检测器 10 检测的交流电压检测信号生成与 R 相电压及 T 相电压同步的 R 相及 T 相单位正弦波的单位正弦波发生器，利用交流电压检测器 10 及单位正弦波发生器 11 构成交流基准信号输出电路。 12 及 13 为将电压控制器 9d 输出的输入电流波峰值指令信号与单位正弦波发生器 11 输出的 R 相及 T 相的单位正弦波信号进行乘法运算后输出 R 相及 T 相输入电流指令信号的乘法器，构成电流指令电路。

30 14 和 15 为检测 PWM 控制变换器 2 的 R 相及 T 相输入电流的电流检测器， 16

及 17 为将乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号与电流检测器 14 及 15 检测输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号之间的偏差输出的减法器， 18a 及 19a 为由比例控制运算要素及比例积分运算要素构成的、对减法器 16 及 17 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号与输入电流检测信号之间的偏差进行控制、输出 R 相控制信号及 T 相控制信号的 R 相及 T 相电流控制器， 20 为进行零减去 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 输出的 R 相控制信号及 T 相控制信号的减法运算后作为 S 相控制信号输出的减法器。

21 为输出三角波形载波的载波振荡器， 22、23 及 24 为将 R 相、S 相及 T 相控制信号与载波进行大小比较、输出脉宽调制信号的比较器， 25 为根据这些 R 相、S 相及 T 相的脉宽调制信号、输出对于 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制的信号的栅极电路， 26 为控制 R 相电流控制电路 18a 及 T 相电流控制电路 19a 的积分要素为零的电流控制切换器。利用这些电流检测器 14 及 15、减法器 16 及 17、R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a、减法器 20、载波发生器 21、比较器 22、23 及 24、栅极电路 25 及电流控制切换器 26 构成电流控制电路。另外在图中，1 ~ 17 及 20 ~ 25 与上述已有技术装置相同。

图 2 为图 1 所示的 R 相电流控制器 18a 的详细构成图。在图 2 中，121 ~ 123 为电阻值是 $r1 \sim r3$ 的固定电阻器，124 为容量是 $C1$ 的电容器，125 为运算放大器，126 及 127 为驱动运算放大器 125 的控制电源正负电压输入端，128 为与电容器 124 的两端相连的模拟开关，129 为控制模拟开关 128 通断的控制信号输入的控制输入端，130 为将减法器 16 输出的偏差输入至 R 相电流控制器 18a 的输入端，131 为将 R 相控制信号输出给比较器 22 的 R 相电流控制器 18a 的输出端。另外，T 相电流控制器 19a 的构成也相同。

图 3 为图 1 所示的电流控制切换器 26 的详细构成图。在图 3 中，141 ~ 144 为电阻值是 $r11 \sim r14$ 的固定电阻器，145 为容量是 $C11$ 的电容器，146 为开关，147 为比较器，148 为输出 R 相电流控制电路 18a 及 T 相电流控制电路 19a 控制信号的输出端。

下面，在说明实施例 1 的动作之前，先就动作原理加以说明。图 4 为图 1 装置的电源侧电压电流向量图， e_s 为三相交流电源 1 的电源电压向量， V_C 为 PWM 控制变换器 2 的交流侧电压向量， V_L 为电抗器 3 的电压向量， I_S 为电源供给的输入电流向量。如果想要控制输入电流 I_S 与电源电压同相（高功率因数），则必

须使电抗器电压 V_L 超前于 PWM 控制变换器 2 的交流侧电压 V_C 90° ，其结果输出的交流侧电压 V_C 的大小必须总是比电源电压 e_s 要大。

接着就直流侧电压 V_{DC} 与 PWM 控制变换器 2 的交流侧电压向量 V_C 的大小、即交流侧线电压有效值（这里为说明方便，设为 V_{RMS} ）的关系加以说明。

5 当 R 相、S 相及 T 相的控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 的振幅小于 TX 的振幅时，若控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 为正弦波，则各相电压的基波分量也为正弦波。现在，将 PWM 控制变换器 2 直流侧电压 V_{DC} 的 $1/2$ 电压作为基准电位来考虑，由于控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 与载波 TX 的振幅相等时为 $\pm (V_{DC}/2)$ ，所以在 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 的振幅小于载波 TX 的振幅情况下，线电压有效值 V_{RMS} 与直流侧电压 V_{DC} 的关系由（1）式给出。

将（1）式加以改写，则（2）式成立。

$$V_{RMS} \leq V_{DC}/2/\sqrt{2} \times \sqrt{3} \quad \dots \dots (1)$$

$$V_{DC} \geq V_{RMS} \times 2 \times \sqrt{2}/\sqrt{3} = V_{RMS} \times 1.64 \quad \dots \dots (2)$$

15 根据上式，当将 PWM 控制变换器 2 直流侧电压 V_{DC} 的 $1/2$ 电压作为基准电位来考虑时，能使各相输出电压不饱和、按照原来基波分量输出的条件是，PWM 控制变换器 2 直流侧电压 V_{DC} 要超过交流侧线电压有效值 V_{RMS} 的 1.64 倍以。而在直流侧电压 V_{DC} 小于交流侧线电压有效值 V_{RMS} 1.64 倍、即 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 的振幅大于载波 TX 的振幅的区域，控制信号越过载波 TX 的区域的输出电压被 $\pm (V_{DC}/2)$ 限制。

20 但是，在以往的 PWM 控制变换器控制装置中，由于利用对 R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* 进行比例积分控制的电流控制器进行运算，而 S 相的控制信号 SS^* 根据关系式 $SR^* + SS^* + ST^* = 0$ 改写为 $S^* = (-SR^* - ST^*)$ 求得，因此当控制信号振幅超过载波 TX 的振幅时，如图 5 所示，剩余相的控制信号自动变化，从而按照指令值来控制线电压。这只是在各相 60° 度饱和以内、即控制信号振幅超过载波 TX 振幅的区间在 60° 度以内时才能较理加以控制，该线电压有效值 V_{RMS} 与直流侧电压 V_{DC} 的条件由（3）式给出。

将（3）式加以改写，则（4）式成立。

$$V_{RMS} \leq V_{DC}/2 \times (2/\sqrt{3})/\sqrt{2} \times \sqrt{3} \quad (3)$$

$$V_{DC} \geq V_{RMS} \times \sqrt{2} = V_{RMS} \times 1.41 \quad (4)$$

30 这里，PWM 控制变换器 2 不由栅极电路 25 输出的信号控制，而在负荷装置 5

动作、即例如逆变器动作形成负荷状态下起动时，PWM 控制变换器 2 的直流侧电压 V_{DC} 比三相交流电源 1 的线电压峰值（线电压的 $\sqrt{2}$ 倍）减去电抗器 3 的电压降部分的数值还要低，PWM 控制变换器 2 的交流侧线电压有效值 V_{RMS} 如上所述必须大于三相交流电源 1 的线电压有效值，因此直流侧电压 V_{DC} 小于（4）式所给出的数值。这种情况下，即使按照指令控制 PWM 控制变换器 2 的交流侧线电压使输入电流与电源电压同相（高功效因数），但电压不够，产生不可控区域，造成实际电流与电流指令值不一致。

其结果是，R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 对减法器 16 及 17 输出的电流偏差进行比例积分控制后输出的 R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* ，因偏差一直保持 10 在积分器向正或负方向增大，则被限制为运算放大器的饱和电压，而 S 相的控制信号 SS^* 也根据 $SS^* = (-SR^* - ST^*)$ 求得，因此由于 SR^* 及 ST^* 饱和也固定为一定值，这样三相都产生了不可控状态。

这里若令电流控制器 18a 及 19a 为比例控制，则即使处于直流侧电压 V_{DC} 下降、实际电流与电流指令值不一致的状态，R 相及 T 相控制信号 SR^* 及 ST^* 也与 15 偏差成比例倍数，运算放大器没有达到饱和，至少有一相是可控的。但是，若令电流控制器 18a 及 19a 为比例控制，则在电流指令值与实际电流之间产生恒定偏差。

所以在实施例 1 中提出了仅仅在起动时为比例控制的 PWM 控制变换器的控制装置的方案，因为起动时采用比例积分控制，运算放大器饱和，容易处于三相都 20 不可控的状态。

下面说明图 1 ~ 图 3 所示的实施例 1 的动作。首先，将通过电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 $V_{DC}^{\wedge}$ 与电压设定器 6 设定的电压设定信号 V_{DC}^* 输入减法器 8，求得偏差 $eV = V_{DC}^* - V_{DC}^{\wedge}$ 。该偏差 eV 输入电压控制器 9d，进行比例积分控制使偏差接近于零，并将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。该 25 波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入乘法器 12 及 13，与单位正弦波发生器 11 产生的 R 相及 T 相单位正弦波信号互相相乘。R 相及 T 相单位正弦波信号是与三相交流电源 1 的 R 相及 T 相电压同步的单位正弦波信号即交流基准信号，是将交流电压检测器 10 检测的三相交流电源 1 的交流电压作为输入构成单位正弦波发生器 11 的电流基准信号发生器的输出信号。由乘法器 12 及 13 输出 R 相输入电流指令信号 30 iR^* 及 T 相输入电流指令信号 iT^* 。

然后，将乘法器 12 输出信号的 R 相输入电流指令信号 iR^* 及电流检测器 14 输出信号的 R 相输入电流检测信号 iR 输入减法器 16，计算偏差 $eiR = iR^* - iR$ 并输出。同样，将乘法器 13 输出信号的 T 相输入电流指令信号 iT^* 及电流检测器 15 输出信号的 T 相输入电流检测信号 iT 输入减法器 17，将偏差 $eiT = iT^* - iT$ 输出。该电流偏差 eiR 及 eiT 输出至利用电流控制切换器 26 进行比例控制及比例积分控制的切换控制的 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a。

电流控制切换器 26 的构成如图 3 所示，在控制开始即起动信号输入的同时，开关 146 接通，这样比较器 147 的正端输入电压以固定电阻器 142 及电容器 145 所决定的时间常数上升。当比较器 147 的正端输入电压小于负端输入电压时，比较器 147 的输出为低电平，一旦由于固定电阻器 142 及电容器 145 而缓慢上升的正端电压大于由固定电阻器 143 及 144 所设定的负端输入电压，比较器 147 的输出则变为高电平。

该比较器 147 的输出为电流控制切换器 26 的输出，通过输出端 148 输入至 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a。R 相电流控制器 18a 的构成如图 2 所示，当控制输入端 129 的输入信号为低电平时，模拟开关 128 为接通状态，电容器 124 被短路，通过 R 相电流控制器 18a 输入端 130 输入的电流偏差 eiR 仅仅进行 (5) 式所示的比例控制，从输出端 131 输出 R 相控制信号 SR^* 。

$$SR^* = - K1 \times eiR \quad \dots \dots (5)$$

式中， $K1 = r2/r1$

另外，当控制输入端 129 的输入信号为高电平时，模拟开关为断开状态，通过 R 相电流控制器 18a 输入端 130 输入的电流偏差 eiR 进行 (6) 式所示的比例积分控制，从输出端 131 输出 R 相控制信号 SR^*

$$SR^* = - K1 \times (1 + 1/(S \times T)) \times eiR \quad \dots \dots (6)$$

式中， $K1 = r2/r1$

$$T = C1 \times C2$$

S 为微分算子。

T 相电流控制器 19a 也采用同样的动作，当控制输入端 129 的输入信号为低电平时，电流偏差 eiT 进行比例控制，为高电平时，进行比例积分控制，然后输出 T 相控制信号 ST^* 。另外，S 相控制信号 SS^* 是利用减法器 20 进行零减去 R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 的减法运算而得到。R 相电流控制器 18a、减法

器 20 及 T 相电流控制器 19a 的输出信号是 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* ，再分别利用比较器 22、23 及 24 与载波发生器 21 输出的三角波形载波信号的大小进行比较，形成脉宽调制信号输出。该脉宽调制信号输入栅极电路 25，栅极电路 25 对 PWM 控制变换器 2 输出控制信号，对 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制，使 PWM 控制变换器 2 的直流电压检测值 V_{DC}^* 与电压设定器 6 设定的设定信号 V_{DC}^* 相等，使 R 相、S 相及 T 相输入电流 i_R 、 i_S 及 i_T 与是正弦波信号的相应的指令信号 i_R^* 、 i_S^* 及 i_T^* 相等。

实施例 1 所示装置的构成是通过检测 R 相及 T 相电流进行控制的，当然其他任何 2 相的组合也将取得同样的效果。

如上所述，在根据该实施例 1 的 PWM 控制变换器的控制装置中，所采用的电流控制电路为，在控制开始后的一定时间内输出进行比例控制的控制信号，在经过该一定时间后输出进行比例积分控制的控制信号，因此起动时在一定时间内采用进行比例控制的控制信号对 PWM 控制变换器进行控制，而经过一定时间后采用进行比例积分控制的控制信号对 PWM 控制变换器进行控制，所以具有不会引起过电流等，能良好地进行输入电流控制的效果。

实施例 2

图 6 所示为本发明的 PWM 控制变换器装置其他实施例的构成图。在图 6 中，27 为电流控制切换电平设定器，28 为比较器，将电流控制切换电平设定器 27 设定的设定值 V_{SW}^* 与电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 V_{DC}^* 进行比较，输出控制 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 的信号。其他部分构成与图 1 所示的实施例相同。

在图 1 所示的实施例中，R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a，在控制开始后由电流控制切换器 26 设定的一定时间内，即由固定电阻器 142 及电容器 145 所决定的时间常数设定的时间内输出进行比例控制的控制信号，而经过该一定时间后输出进行比例积分控制的控制信号。而在该图 6 所示的实施例中，设置了电流控制切换电平设定器 27 及比较器 28，这样来进行切换控制，即当电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 V_{DC}^* 小于电流控制切换电平设定器 27 预先设定的数值 V_{SW}^* 时，R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 输出进行比例控制的控制信号，当直流电压检测值 V_{DC}^* 大于 V_{SW}^* 时，R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 输出进行比例积分控制的控制信号。

也就是说, 比较器 28 的输入为电流控制切换电平设定器 27 输出的设定电平 V_{SW}^* 及通过电压检测电路 7b 检测的直流电压 V_{DC}^* , 当直流电压 V_{DC}^* 在未大于 V_{SW}^* 时, 输出 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 进行比例控制的低电平控制信号, 当直流电压 V_{DC}^* 大于 V_{SW}^* 时, 输出 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 进行比例积分控制的高电平控制信号。R 相电流控制器 18a, 当图 2 所示的控制输入端 129 的输入信号为低电平时, 对输入的电流偏差 e_{iR} 进行比例控制, 当控制输入端 129 的输入信号为高电平时, 进行比例积分控制, 然后从输出端 130 输出 R 相控制信号 SR^* 。T 相电流控制器 19a 也相同, 当控制输入端的输入信号为低电平时, 对输入的电流偏差 e_{iT} 进行比例控制, 当控制输入端 129 的输入信号为高电平时, 进行比例积分控制, 然后从输出端 130 输出 T 相控制信号 ST^* 。

该图 6 所示的实施例构成的动作利用图 7 的流程图加以说明。首先装置一起动、即控制一开始, 在步骤 S1 电流控制器 18a 及 19a 被设定为比例控制。接着根据步骤 S2, 利用比较器 28 对电流控制切换电平设定器 27 的设定输出电平 V_{SW}^* 与通过电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 V_{DC}^* 进行比较, 在直流电压 V_{DC}^* 小于 V_{SW}^* 时间内, 继续步骤 S1 设定的比例控制。在步骤 S2, 若判断直流电压 V_{DC}^* 大于 V_{SW}^* , 则移至步骤 S3, 电流控制器 18a 及 19a 被设定为比例积分控制。这里如上述 (4) 式所说明的, 由于当直流侧电压 V_{DC} 为交流侧线电压有效值 V_{RMS} 约 1.41 倍以上时能按照指令值对电压进行控制, 因此电流控制切换电平设定器 27 的设定电平 V_{SW}^* 为该值以上, 可以设定为低于电压设定器 6 的设定电压 V_{DC}^* 的值。

如上所述, 在根据该实施例 2 的 PWM 控制变换器的控制装置中, 控制开始后 PWM 控制变换器直流电压检测值在未超过预先设定值前, 电流控制电路输出进行比例控制的控制信号, 当直流电压检测值超过预先设定值时, 电流控制电路输出切换为比例积分控制的控制信号, 由于上述构成, 因此能在最佳的切换时间进行电流控制电路中比例控制及比例积分控制的切换, 特别是在起动时不会引起过电流等, 能良好地进行输入电流的控制, 尤其是考虑电路整体的构成, 能容易地将产生恒定偏差的比例控制时间设定为最小值, 有良好效果。

实施例 3

图 8 为根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置其他实施例的构成图。在图 8 中, 29 为减法器, 进行零减去减法器 16 及 17 输出的 R 相及 T 相输出电流指令

信号 i_R^* 及 i_T^* 与电流检测器 14 及 15 检测的 R 相及 T 相输入电流检测信号 i_R 及 i_T 之间的偏差的减法运算, 并输出作为 S 相的输入电流指令信号与输入电流检测信号之间的偏差的信号。30 及 31 为对减法器 16 及 17 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号 i_R^* 及 i_T^* 与输入电流检测信号 i_R 及 i_T 之间的偏差乘系数所得积进行积分并输出的积分器。32 - 34 为对各减法器 16、29 及 17 输出的 R 相、S 相及 T 相输入电流指令信号与电流检测信号之间的偏差乘以系数倍并输出的系数器。

另外, 35 为减法器, 其输入为积分器 30 及 31 输出的 R 相及 T 相电流偏差的积分值, 然后进行零减去该输入的减法运算后输出, 36、37 及 38 为加法器, 其输入为系数器 32、33 及 34 的输出和积分器 30、减法器 35 及积分器 31 的输出, 然后分别对各相进行加法运算后输出各相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 。其他部分构成与图 1 或图 6 所示的实施例构成相同, 同一编号表示同样的部件。

图 1 或图 6 所示实施例的构成是输出 PWM 控制变换器的控制信号对 R 相及 T 相电流控制电路进行比例控制及比例积分控制的切换, 而在图 8 所示的实施例是这样构成的, 即将构成电流指令电路和乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相的 2 相电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘系数所得积进行积分作为该 R 相及 T 相的 2 相的第 1 输出, 剩余的 S 相是将 R 相及 T 相的 2 相第 1 输出符号反转的数值相加作为 S 相的第 1 输出, 另外将各相电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘系数所得积作为各相的第 2 输出, 再将各相的第 1 输出及第 2 输出之和作为 PWM 控制变换器的控制信号输出。

下面, 就图 8 所示实施例的动作加以说明。首先, 将通过电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 $V_{DC}^{\wedge}$ 与电压设定器 6 设定的电压设定信号 V_{DC}^* 输入减法器 8, 求得偏差 $eV = V_{DC}^* - V_{DC}^{\wedge}$ 。该偏差 eV 输入电压控制器 9d, 进行比例积分控制使偏差接近于零, 并将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。该波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入乘法器 12 及 13, 与单位正弦波发生器 11 产生的 R 相及 T 相单位正弦波信号互相相乘。R 相及 T 相单位正弦波信号是与三相交流电源 1 的 R 相及 T 相电压同步的单位正弦波信号即交流基准信号, 是将交流电压检测器 10 检测的三相交流电源 1 的交流电压作为输入构成单位正弦波发生器 11 的电流基准信号发生器的输出信号。

然后, 将乘法器 12 输出信号的 R 相输入电流指令信号 i_R^* 及电流检测器 14 输

出信号的 R 相输入电流检测信号 i_R 输入减法器 16，计算偏差 $ei_R = i_R^* - i_R$ 并输出。同样，将乘法器 13 输出信号的 T 相输入电流指令信号 i_T^* 及电流检测器 15 输出信号的 T 相输入电流检测信号 i_T 输入减法器 17，将偏差 $ei_T = i_T^* - i_T$ 输出。再利用 ($ei_R + ei_S + ei_T = 0$) 的关系计算 S 相的电流偏差 ei_S ，即将 ei_R 及 ei_T 输入至减法器 29，进行零减去该输入的减法运算后输出 S 相的电流偏差 ei_S 。

R 相的电流偏差 ei_R 在输入积分器 30 的同时输入系数器 32，将它们输出的 R 相电流控制的比例项及积分项在加法器 3b 进行加法运算后构成 R 相的控制信号 SR^* 。另外，T 相的电流偏差 ei_T 在输入积分器 31 的同时输入系数器 34，将它们输出的 T 相电流控制的比例项及积分项在加法器 38 进行加法运算后构成 T 相的控制信号 ST^* 。将 R 相电流控制积分项即积分器 30 的输出及 T 相电流控制积分项即积分器 31 的输出输入至减法器 35，进行零减去该两项输入的减法运算后输出 S 相积分项，再将该减法器 35 的输出与利用系数器 33 将减法器 29 的输出即 S 相的电流偏差 ei_S 乘以系数倍的 S 相比例项输入至加法器 37 进行加法运算后，作为 S 相控制信号 SS^* 输出。

加法器 36、37 及 38 的输出信号即 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* 分别利用比较器 22、23 及 24 与载波发生器 21 输出的三角波形载波信号的大小进行比较后产生脉宽调制信号输出。该脉宽调制信号输入栅极电路 25，再将控制信号输出给 PWM 控制变换器 2，对 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制，使 PWM 控制变换器 2 的直流电压检测值 V_{DC} 与电压设定器 6 设定的设定信号 V_{DC}^* 相等，使 R 相、S 相及 T 相输入电流 i_R 、 i_S 及 i_T 与是正弦波信号的相应的指令信号 i_R^* 、 i_S^* 及 i_T^* 相等。

如上所述，在根据该实施例 3 的 PWM 控制变换器的控制装置中，电流控制电路是这样构成的，即将构成电流指令电路的乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相的 2 相电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘系数所得积进行积分作为该 R 相及 T 相的 2 相第 1 输出，剩余的 S 相是将 R 相及 T 相的 2 相第 1 输出符号反转的数值相加作为 S 相的第 1 输出，另外将各相电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘系数所得积作为各相的第 2 输出，再将各相的第 1 输出及第 2 输出之和作为 PWM 控制变换器的控制信号输出，由于 S 相进行比例控制，起动时不会引起过电流，另外即使因负荷变动引起 V_{DC} 下降时也不会引起过电流，具有能良好

地进行输入电流的控制的效果。

实施例 4

图 9 为与本发明有关的 PWM 控制变换器控制装置其他实施例的构成图。在图 9 中，7a 为检测 PWM 控制变换器 2 输出直流电压的电压检测电路，构成直流电压检测电路。40 为预先存贮电压检测电路 7a 所加的已知电压与电压检测电路 7a 检测的检测值之间关系的存贮电路，41 为利用存贮电路 40 存贮的关系对电压设定器 6 设定输出的电压设定信号进行补偿、输出给减法器 8 的电压设定信号补偿电路，利用存贮电路 40、电压设定信号补偿电路 41 及电压设定器 6 构成电压指令输出电路。该实施例的其他构成部分与图 1 所示实施例 1 的构成相同，并附加相同的元器件编号。

图 10 为图 9 中检测直流电压 V_{DC} 的电压检测电路 7a 的详细构成电路图。在图 10 中，751 为与滤波电容器 4 正电位相连的输入端子，752 及 753 为将直流电压 V_{DC} 进行分压的固定电阻器，固定电阻器 753 的一端与滤波电容器 4 的负电位相连。754 为隔离放大器，755 ~ 756 为固定电阻器，757 为运算放大器，758 为将直流电压检测值 V_{DC} 输出给减法器 8 的输出端子。

在上述构成的电压检测电路 7a 中，利用固定电阻器 752 及 753 将直流电压 V_{DC} 分压为隔离放大器 754 允许输入电压范围，然后对分压的直流电压 V_{DC} 利用隔离放大器 754 进行隔离检测，再利用运算放大器 757 放大至适当的信号电平后通过输出端子 758 输出。这样构成的电路是运算放大器用以调节失调及增益的通常采用的基本电路。它与图 28 所示的以往的电压检测电路 7b 的不同在于，没有调节电压检测值失调及增益的电位器。

下面用图 11 所示的流程图说明图 9 及图 10 所示实施例 4 的动作。首先，如图 11 所示的流程图那样，调节时存贮电路 40 将已知电压与利用电压检测电路 7a 得到的直流电压检测值之间关系加以存贮。

也就是说，在步骤 S101，将外部已知电压 V_1 加在电压检测电路 7a 上，该已知电压，可以在 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 处于断开状态下，将三相交流电源 1 的电压通过 PWM 控制变换器 2 的换流二极管 207 ~ 212 变换为直流加在电压检测电路上，也可以利用外部设置的另外的直流电源，将直流电源与电压检测电路 7a 相连，从而将电压加在电压检测电路上。

接着，在步骤 S102，将电压检测电路 7a 所加的已知电压 V_1 及与该所加的已

知电压 V_1 相对应的利用电压检测电路 7a 检测的电压值 V_1^* 存贮在存贮电路 40 中。

接着，在步骤 S103，将不同于已知电压 V_1 的已知电压 V_2 加在电压检测电路 7a 上。在步骤 S104，将电压检测电路 7a 所加的已知电压 V_2 及与该所加的已知电压 V_2 相对应的利用电压检测电路 7a 检测的电压值 V_2^* 存贮在存贮电路 40 中。

接着，在步骤 S105，用所加的已知电压 V_1 及 V_2 和利用电压检测电路 7a 检测的电压值 V_1^* 及 V_2^* ，根据 (7) 及 (8) 式，补偿电压检测电路的失调误差或增益误差，补偿电压指令值使 PWM 控制变换器 2 的直流电压为所期望的值，计算作为电压设定信号的补偿系数 A 及 B

$$A = (V_2^* - V_1^*) / (V_2 - V_1) \quad \dots \dots (7)$$

$$B = (V_1^* \times V_2 - V_2^* \times V_1) / (V_2 - V_1) \quad \dots \dots (8)$$

$$V_{DC}^{**} = A \times V_{DC}^* + B \quad \dots \dots (9)$$

接着，在步骤 S106，将该补偿系数 A 及 B 存贮在存贮电路 40 中，这样利用存贮电路 40 存贮的补偿系数 A 及 B，根据 (9) 式通过电压设定信号补偿电路 41 对电压设定器 6 设定的电压指令值 V_{DC}^* 进行补偿，可得到电压设定信号 V_{DC}^{**} ，就能够利用该电压设定信号 V_{DC}^{**} 对电压检测电路的失调误差或增益误差进行补偿。

这一连串的补偿动作，是在设置 PWM 控制变换器阶段或进行试验操作阶段等的通常动作开始之前进行的，可以由存储在微型计算机中的程序自动进行。因此可以不需要为了补偿以往电压检测电路的失调误差或增益误差而安装在电压检测电路中的电位器，能免去为进行补偿而麻烦的操作，提高操作性能。

另外，在上述说明中所示的方法，是将电压检测电路 7a 所加的已知电压与检测值之间关系近似为一次函数进行计算、求得补偿系数 A 及 B 并加以存贮的方法。也可以将已知电压与检测值的数据进一步用几条折线加以近似进行计算、求得补偿系数 A 及 B 并加以存贮，如果这样就可提高补偿精度。另外，当电压检测电路 7a 无零失调时，也可省略步骤 S103 及 S104，取 $V_2 = 0$ 及 $V_2^* = 0$ 计算补偿系数，反过来，当电压检测电路 7a 仅仅存在失调很大的问题时，也可以取 $V_1 = 0$ 执行步骤 S101，省略步骤 S103 及 104。上面说明了在求补偿系数 A 及 B 时，利用将已知电压及电压检测电路 7a 检测的电压值存贮在存贮电路 40 中进行计算，也可以将电压值存储在在进行这一连串动作的微型计算机的存储器，在计

算补偿系数后，将其计算结果的补偿系数存贮在存贮电路 40 中。

下面就利用上述求得的补偿系数 A 及 B 进行的 PWM 控制变换器控制装置的动作加以说明。将电压设定器 6 设定的电压指令值 V_{DC}^* 输入电压设定信号补偿电路 41，利用调节时预先存贮在存贮电路 40 中的补偿系数 A 及 B 和 (9) 式对电压指令值 V_{DC}^* 进行补偿，将补偿后的电压设定信号 V_{DC}^{**} 输出给减法器 8。接着，补偿后的电压设定信号 V_{DC}^{**} 及电压检测电路 7a 输出的电压检测信号 $V_{DC}^{\wedge}$ 输入减法器 8，并输出偏差 $eV = V_{DC}^{**} - V_{DC}^{\wedge}$ 。该偏差输入电压控制器 9d，进行比例积分控制后将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。利用上述得到的波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 进行的控制装置动作与图 1、6 及 8 所示实施例动作相同，所以省略其说明。

在上述该实施例 4 所示的 PWM 控制变换器的控制装置中，作为将直流电压检测电路的检测误差进行补偿运算的电压指令值加以输出的电压指令输出电路，是预先存贮直流电压检测电路所加的已知电压与检测值之间关系，并利用存贮的已知电压与检测值之间关系使实际的 PWM 控制变换器直流电压为所期望之值，所以可以不需要为补偿电压检测电路的失调误差及增益误差的电位器等，免去为进行补偿而麻烦的操作，提高操作性能，具有易于实现制造及调整时的自动化的效果。

在上述实施例 4 的构成中，给电压检测电路加上外部的已知电压，并将该已知电压与电压检测电路检测的检测值之间关系预先存贮下来，也可以采用图 12 所示的电压检测电路 7c。即在图 12 所示的电压检测电路中，设置了基准电压源作为得到已知电压的电路。

图 12 所示为检测 PWM 控制变换器直流电压 V_{DC} 的电压检测电路 7c 的详细构成图，在图 12 中，761 为与滤波电容器 4 正电位相连的输入端，762 及 763 是对直流电压 V_{DC} 进行分压的固定电阻器，固定电阻器 763 与滤波电容器 4 的负电位相连，764 及 765 为基准电压源，766 为切换隔离放大器 767 输入信号的信号切换器，768 ~ 769 为固定电阻器，770 为运算放大器，771 为电压检测电路 7c 的输出端。

在该图 12 所示的电压检测电路 7c 中，在调节时，将信号切换器 766 置于 P2 及 P3，从基准电压源 764 及 765 得到已知电压，进行如上述说明所示的补偿系数的计算及存贮。该基准电压源 764 及 765 的电压直接输入隔离放大器 767，而

直流电压 V_{DC} 则利用固定电阻器 762 及 763 降压至 $R_L / (R_H + R_L)$ 的电压输入隔离放大器 767，因此可以把基准电压源 764 及 765 的电压乘以 $(R_H + R_L) / R_L$ 倍看作直流电压 V_{DC} 进行补偿系数的计算及存贮。另外，在通常动作时，利用隔离放大器 767 对通过固定电阻器 762 及 763 分压至隔离放大器 767 允许输入电压范围的直流电压 V_{DC} 进行隔离检测，并利用运算放大器 770 放大至适当信号电平后通过输出端 771 输出，这与上述实施例 4 的说明相同。

另外，在实施例 4 中，必须将与通常动作时相同电平的直流电压加在电压检测电路上，而采用图 12 所示的电压检测电路 7c，由于将基准电压源 764 及 765 的电压的 $(R_H + R_L) / R_L$ 倍看作直流电压，因此可以用比通常动作时直流电压 V_{DC} 要低的基准电压源。

该图 12 所示的电压检测电路 7c 的构成，具有实施例 4 所得到的效果，同时，只要将对输入端 761 输入的直流电压 V_{DC} 起分压作用的固定电阻器 762、763 及基准电压源 764、765 采用高精度的元器件，则即使构成电压检测电路 7c 的其他元器件、例如隔离放大器 767 或运算放大器 770 等发生时效变化，也具有可以不需要准备其他的直流电源而能够补偿的效果。

实施例 5

图 13 所示为根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置其他实施例的构成图。在图中，50 为设定交流输入电流限制值的电流限制电平设定器，51a 为将 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 的积分要素清零的电流控制器积分清零电路，电流限制电平设定器 50 与 R 相及 T 相电流控制器 14 及 15 输出的信号输入该电路 51a，并向 R 相及 T 相电流控制器 18a 及 19a 输出信号，其他构成与图 1 所示的实施例 1 的构成相同，并附加同样的元器件编号。

下面，就图 13 所示的实施例的动作加以说明。首先，将通过电压检测电路 7b 检测的直流电压检测值 $V_{DC}^{\wedge}$ 与电压设定器 6 设定的电压设定信号 V_{DC}^* 输入减法器 8，求得偏差 $eV = V_{DC}^* - V_{DC}^{\wedge}$ 。该偏差 eV 输入电压控制器 9d，进行比例积分控制使偏差接近于零，并将输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输出。该波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入乘法器 12 及 13，与单位正弦波发生器 11 产生的 R 相及 T 相单位正弦波信号互相相乘。R 相及 T 相单位正弦波信号是与三相交流电源 1 的 R 相及 T 相电压同步的单位正弦波信号即交流基准信号，是将交流电压检测器 10 检测的三相交流电源 1 的交流电压作为输入构成单位正弦波发生器 11 的

电流基准信号发生器 11 的输出信号。

然后，将乘法器 12 输出信号的 R 相输入电流指令信号 iR^* 及电流检测器 14 输出信号的 R 相输入电流检测信号 iR 输入减法器 16，计算偏差 $eiR = iR^* - iR$ 并输出。同样，将乘法器 13 输出信号的 T 相输入电流指令信号 iT^* 及电流检测器 15 输出信号的 T 相输入电流检测信号 iT 输入减法器 17，将偏差 $eiT = iT^* - iT$ 输出。该电流偏差 eiR 及 eiT 输入 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a。这里，R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 中构成积分要素的积分器是利用电流控制器积分清零电路 51a 进行控制的。

图 14 所示为电流控制器积分清零电路 51a 的详细构成图。在图中，250 及 251 为将电流检测器 14 及 15 输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号输入的输入端，252 为进行零减去从输入端 250 及 251 输入的 R 相输入电流检测信号 iR 及 T 相输入电流检测信号 iT 的减法运算后作为 S 相输入电流检测信号 iS 输出的减法器，253 为对这些 R 相、S 相及 T 相输入电流检测信号 iR 、 iS 及 iT 进行全波整流后输出的全波整流器，254 为输入由电流限制电平设定器 50 设定输出的交流输入电流限制电平限制值即设定值 I_{limit}^* 的输入端。255 为对全波整流器 253 输出的输入电流全波整流信号、即 R 相、S 相及 T 相输入电流检测信号 iR 、 iS 及 iT 的各自绝对值的最大值信号 iP 及由输入端 254 输入的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 进行比较的比较器，256 为当输入电流全波整流信号 iP 大于电流限制电设定值 I_{limit}^* 时、为了将 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 的积分要素清零而输出信号的清零信号发生器，257 为将清零信号发生器 256 输出的清零信号输出的输出端。

该图 14 所示的电流控制器积分清零电路 51a，当 R 相、S 相或 T 相的输入电流即交流输入电流大于电流限制电平设定器 50 的设定值 I_{limit}^* 时，产生动作使 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 的积分要素清零，因此如图 15 所示，R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 由于使其交流输入电流按指令值流动，快速恢复至必须的电平，因此能抑制输入电流检测信号的电流突变。在图 15 中，在由于瞬时停电等造成电源切断的区间（A）及 R 相输入电流检测信号 iR 未达到 R 相输入电流指令信号 iR^* 的区间（B），R 相的控制信号 SR^* 向着使 R 相输入电流检测信号 iR 增加的方向持续变化下去，当 R 相输入电流检测信号 iR 等于 R 相输入电流指令信号 iR^* 时（C 点）停止其持续变化。之后，当大于电流限制电

平设定器 50 的设定值 I_{limit} 时 (D) 点), 利用积分要素清零, 快速地恢复为正常动作状态。

在图 15 就 R 相进行了说明, 关于 T 相也一样。另外, 由于 S 相控制信号 SS^* 是利用减法器 20 进行零减去 R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 的减法运算而得的, 因此, S 相交流输入电流也完全与 R 相及 T 相相同, 能够被抑制。

R 相电流控制器 18a、减法器 20 及 T 相电流控制器 19a 的输出信号是 R 相、S 相及 T 相控制信号 SR^* 、 SS^* 及 ST^* , 再分别利用比较器 22、23 及 24 与载波发生器 21 输出的三角波形载波信号的大小进行比较, 形成脉宽调制信号输出。脉宽调制信号输入栅极电路 25, 栅极电路 25 的输出信号对 PWM 控制变换器 2 的开关器件 201 ~ 206 进行通断控制, 使 PWM 控制变换器 2 的直流电压检测值 V_{DC} 与设定信号 V_{DC}^* 相等, 使 R 相、S 相及 T 相输入电流检测信号 i_R 、 i_S 及 i_T 与是正弦波信号的相应的指令信号 i_R^* 、 i_S^* 及 i_T^* 相等。

另外, 该实施例的构成是通过检测 R 相及 T 相电流进行控制的, 当然其他相的组合也能进行同样的控制。另外, 这里叙述的是有关三相电路的, 当然单相电路也能进行同样的控制。

另外, 在本实施例中, 以交流输入电流超过其限制值时对积分要素清零的动作为例加以说明, 但也可以这样构成, 即当交流输入电流超过其限制值时使积分要素的绝对值急剧减少进行控制。

如上所述, 在根据本实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中, 当交流输入电流超过限制值时进行控制使电流控制电路的积分要素的绝对值急剧减少或清零, 因此在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等, 具有能良好地控制交流输入电流的效果。

实施例 6

在图 13 所示的实施例中, 设置了电流限制电平设定器 50, 并预先设定电流限制电平的设定值 I_{limit}^* , 另外也可以如图 16 所示那样构成, 即设置电流限制失调设定器 52, 该输出信号 I_{ost}^* 利用加法器 53 与电压控制器 9d 的输出即输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 相加作为电流限制电平设定值 I_{limit} , 再利用电流控制器积分清零电路 51a 与输入电流的全波整流信号进行比较。在该构成中, 由于电流限制电平 I_{limit} 随输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 而变化, 因此尤其当输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 较小时, 如图 17 所示, 利用电流控制器积分清零

电路 51a 的输出信号能加速对 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 积分要素清零的时间，R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 由于使其交流输入电流按指令值流动能更进一步加速恢复至必须的电平，因而能更进一步抑制输入电流检测信号的电流突变。

另外，在图 17 中就 R 相进行了说明，对于 T 相也同样，而由于 S 相的控制信号 SS^* 是利用减法器 20 进行零减去 R 相控制信号 SR^* 及 T 相控制信号 ST^* 的减法运算得到的，因此 S 相的交流输入电流也与 R 相及 T 相完全相同，能受到抑制。

另外，在本实施例中，以交流输入电流超过其限制值时对积分要素清零的动作为例加以说明，但也可以这样构成，即当交流输入电流超过其限制值时使积分要素的绝对值急剧减少进行控制。

实施例 7

图 18 所示又是另一实施例。在该构成中，设置了电流限制失调设定器 52 及电流控制器积分清零电路 51b，利用电流控制器积分清零电路 51b 对电流限制失调设定器 52 的输出信号 I_{ost}^* 与各相输入电流指令信号 iR^* 及 iT^* 的全波整流信号 iP^* 进行加法运算后作为电流限制电平设定值 I_{limit}^* ，再与输入电流的全波整波信号进行比较。其他构成部分与图 13 所示的实施例相同。

图 19 为图 18 所示的电流控制器积分清零电路 51b 的详细构成图。在图中，260 及 261 为将电流检测器 14 及 15 输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号 iR 及 iT 输入的输入端，262 为进行零减去输入端 260 及 261 输入的 R 相输入电流检测信号 iR 及 T 相输入电流检测信号 iT 的减法运算后作为 S 相输入电流检测信号 iS 输出的减法器，263 为对这些 R 相、S 相及 T 相输入电流检测信号 iR 、 iS 及 iT 进行全波整流后输出的全波整流器。264 及 265 为将乘法器 12 及 13 输出的 R 相及 T 相输入电流指令信号 iR^* 及 iT^* 输入的输入端，266 为进行零减去输入端 264 及 265 输入的 R 相输入电流指令信号 iR^* 及 T 相输入电流指令信号 iT^* 的减法运算后作为 S 相输入电流指令信号 iS^* 输出的减法器，267 为对这些 R 相、S 相及 T 相输入电流指令信号 iR^* 、 iS^* 及 iT^* 进行全波整流后输出的全波整流器。268 为将电流限制失调设定器 52 设定并输出的电流限制失调设定值 I_{ost}^* 输入的输入端，269 为将全波整流器 267 输出的输入电流指令信号的全波整流信号 iP^* 与输入端子 268 输入的电流限制失调设定值 I_{ost}^* 进行加法运算后输出电流限制电平设定值 I_{limit}^* 的加法器，270 为将全波整流器 263 输出的输入电流全波整流信号，即 R

相、S相及T相输入电流检测信号 i_R 、 i_S 及 i_T 的各自绝对值的最大值信号 i_P 与加法器 269 输出的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 进行比较的比较器，271 为当输入电流全波整流信号 i_P 大于电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时、输出将 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 的积分要素清零的信号的清零信号发生器，272 为将清零信号发生器 271 输出的清零信号输出的输出端。在该构成中，电流限制电平设定值 I_{limit}^* 根据输入电流指令信号设定为最佳值。

也就是说，当输入电流指令信号较小时，电流限制电平设定值 I_{limit}^* 也较小，能够加快对于 R 相电流控制器 18a 及 T 相电流控制器 19a 的积分要素清零的时间，能抑制输入电流检测信号的电流突变。

如上所述，在根据该实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中，当交流输入电流超过限制值时进行控制使电流控制电路的积分要素的绝对值急剧减少或清零，尤其是限制值的设定与电压控制电路输出的电流基准信号或电流指令信号相关联，由于采用这样的构成，因此在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，具有能良好地控制交流输入电流，特别是能更进一步抑制交流输入电流指令值较小时产生的输入电流检测信号的电流突变的效果。

实施例 8

在图 13、16 及 18 所示实施例的构成中，当交流输入电流超过限制值时，使电流控制器的积分要素的绝对值急剧减少或清零，但也可以如图 20 所示构成装置，即设置电流限制电平设定器 50、积分值比较电平设定器 54 及电流控制器积分清零电路 51c。在该构成中，当交流输入电流超过限制值、而且电流控制器积分要素的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，输入电流电量在该积分要素上积聚至一定值以上时，使积分要素的绝对值急剧减少或清零。

在图 20 中，对于与图 13、16 及 18 相同或相当部分附加了同一符号。

图 21 所示为电流控制器积分清零电路 51c 的详细构成图，在图中，300 及 301 为将电流检测器 14 及 15 输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号 i_R 及 i_T 输入的输入端，302 为进行零减去输入端 300 及 301 输入的 R 相输入电流检测信号 i_R 及 T 相输入电流检测信号 i_T 的减法运算后作为 S 相输入电流检测信号 i_S 输出的减法器，303 为对这些 R 相、S 相及 T 相输入电流检测信号 i_R 、 i_S 及 i_T 进行全波整

流后输出的全波整流器。

304 及 305 为将与单位正弦波发生器 11 输出的 R 相及 T 相电压同步的 R 相及 T 相单位正弦波信号 QR^* 及 QT^* 输入的输入端， 306 及 307 为将输入端 304 及 305 输入的 R 相单位正弦波信号 QR^* 及 T 相单位正弦波信号 QT^* 与零进行比较、当输入为正极性时输出 “ - 1 ”， 负极性时输出 “ + 1 ” 的比较器， 308 及 309 为将 R 相及 T 相电流控制器 18c 及 19c 的 R 相及 T 相积分要素的数值即积分值信号 $SR - i^*$ 及 $ST - i^*$ 输入的输入端， 310 及 311 为将比较器 306 及 307 的输出与输入端 308 及 309 输入的 R 相及 T 相积分要素的数值即积分值信号 $SR - i^*$ 及 $ST - i^*$ 进行乘法运算的乘法器， 312 为将乘法器 310 及 311 的输出信号输入、并输出其数值较大信号的最大值电路， 314 为将积分值比较电平设定器 54 输出的积分值比较电平信号 V_{comp}^* 输入的输入端， 313 为将输入端 314 输入的积分值比较电平信号与最大值电路 312 输入的信号进行比较、当最大值电路输出较大时输出 “ + 1 ” 的比较器。

315 为将电流限制电平设定器 50 输出的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 输入的输入端， 316 为将全波整流器 303 的输出即输入电流的全波整流信号 i_P 与输入端 315 输入的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 进行比较、当输入电流全波整流信号 i_P 大于电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时输出 “ 1 ” 的比较器， 317 为当比较器 316 的输出与比较器 313 的输出都为 “ 1 ” 时输出为 “ 1 ” 的 “ 与 ” 电路， 318 为将 “ 与 ” 电路 317 的输出信号输入、当该输入为 “ 1 ” 时从输出端 319 输出使 R 相电流控制器 18c 及 T 相电流控制器 19c 的积分要素清零的信号的电流控制器积分清零信号发生器。

采用图 21 所示构成的电流控制器积分清零电路 51c， 使控制装置能区别输入电流指令信号 i_R^* 急剧增加时的电流超调等及电源电压恒定状态下所产生的电流突变， 并能仅仅对于该构成由于电流控制系统积分要素绝对值急剧减少或清零而产生的电流突变加以抑制。

例如， 当如图 22 所示输入电流指令信号 i_R^* 呈阶跃状增大时， 根据电流控制系统的控制增益设定实际的输入电流常常产生超调。这时的动作如下， 即 R 相及 T 相电流控制器 18c 及 19c 的积分项积聚了与电源电压基本同相位的信号， 在这种状态下若使积分要素的绝对值急剧减少或清零， 这更增加了电流突变。因此， 在电流控制器积分清零电路 51c 中， 通过比较器 306 及 307， 将与电源电压同相

位的信号即 R 相及 T 相单位正弦波信号 QR^* 及 QT^* 的极性反过来取出，再利用乘法器 310 及 311 将该信号与另一输入的 R 相及 T 相积分值信号 $SR - i^*$ 及 $ST - i^*$ 相乘，对当积分值信号的极性与各对应相的单位正弦波信号不同时成为正极性的信号进行运算，然后，利用最大值电路 312 计算其最大值，通过比较器 313 将最大值电路 312 的输出与积分值比较电平设定器 54 输出的积分值比较电平信号 V_{comp}^* 进行比较，仅仅当最大值电路的输出大于积分值比较电平信号时，比较器 316 的结果才作为有效。

如上所述，在根据该实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中，由于设置了这样动作的电流控制电路，即仅仅当交流输入电流超过其限制值，而且电流控制器积分要素的正负极性与交流基准信号的正负极性为不同极性时，才使积分要素的绝对值急剧减少或清零，因此在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制输入电流，特别是当输入电流指令值呈阶跃状大大增大情况下产生输入电流超调时，使积分要素的绝对值急剧减少或清零，所以能不按照电流控制系统的控制增益设定值，更进一步抑制电流突变，本实施例具有上述良好效果。

在上述实施例 5 - 8 中给出了对电流控制电路积分要素进行控制的构成，在下面的实施例中将对电压控制电路进行控制的构成加以说明。特别在下面的实施例中，当对负荷装置 5 输出较大功率等产生较大的输入电流指令信号状态下，交流电源电压下降或短时间切断时，即使处于很容易引起过电流保护跳闸情况下，在其恢复时也不会引起过电流等，能良好地控制输入电流。

实施例 9

图 23 所示为本发明的 PWM 变换器控制装置实施例 9 的构成图。在图中，对于与上述实施例相同或相当部分附加了同一符号。本实施例构成要素的电压控制器积分清零电路 55 与图 14 所示的电流控制器积分清零电路 51a 的构成相同，利用该电压控制器积分清零电路 55，当 R 相、S 相或 T 相输入电流大于该电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时，使电压控制器 96 的积分要素清零。因此，R 相及 T 相输入电流指令值 iR^* 及 iT^* 也变为零，能加速电流控制器积分要素的恢复，抑制电流突变。

图 24 为图 23 所示实施例动作说明图，为便于理解仅画出 R 相。在图中，在电源切断区间 (A) 及 R 相输入电流 iR 未达到 R 相输入电流指令信号 iR^* 的区间

(B) , R 相的控制信号 SR^* 向着使 R 相输入电流 i_R 增加的方向持续变化下去, 当 R 相输入电流 i_R 等于 R 相输入电流指令信号 i_R^* 时 ((C) 点) 停止其持续变化。之后, 当大于电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时 ((D) 点) , 电压控制器 9b 的积分要素被清零, R 相输入电流指令信号 i_R^* 也变为零, 电流控制器的输入急剧增加, 迅速恢复至正常的动作状态。

如上所述, 在根据该实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中, 由于设置了这样动作的电压控制电路, 即当交流输入电流超过其限制值时, 使电压控制器的积分要素急剧减少或清零, 因此在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等, 能良好地控制输入电流, 当输入电流指令值较大、即输入电流的波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 较大时, 更能抑制电流突变, 本实施例具有上述效果。

实施例 10

在实施例 9 的构成中, 当 R 相、 S 相或 T 相输入电流大于其电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时, 利用电压控制器积分清零电路 55 使电压控制器 9b 的积分要素清零, 也可以如图 25 所示设置输入电流波峰值指令信号切换器 56 来构成。

图 25 中, 与图 23 相同或相当部分附加了同一符号。

图 26 所示为输入电流波峰值指令信号切换器 56 的详细构成图。在图中, 400 及 401 为将电流检测器 14 及 15 输出的 R 相及 T 相输入电流检测信号 i_R 及 i_T 输入的输入端, 402 为进行零减去输入端 400 及 401 输入的 R 相输入电流检测信号 i_R 及 T 相输入电流检测信号 i_T 的减法运算后作为 S 相输入电流检测信号 i_S 输出的减法器, 403 为对这些 R 相、 S 相及 T 相输入电流检测信号进行全波整流后输出的全波整流器, 404 为将电流限制电平设定器 50 输出的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 输入的输入端, 405 为将全波整流器 403 输出的输入电流全波整流信号, 即 R 相、 S 相及 T 相输入电流各自的绝对值的最大值信号 i_P 与输入端 254 输入的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 进行比较的比较器, 406 为将电压控制器 9d 输出的输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入的输入端, 407 及 408 为切换信号的开关, 409 为将输入以时间函数输出的一阶延迟电路, 410 为将输入端 406 输入的输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 或一阶延迟电路 409 输出的信号输出至乘法器 12 及 13 的输出端。

下面, 就输入电流波峰值指令信号切换器 56 的动作加以说明。当全波整流器

403 输出的输入电流全波整流信号 i_P 小于输入端 404 输入的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时, 开关 407 及 408 与 (B) 侧相连, 由输入端 406 输入的电压控制器 9d 输出的输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 保持不变直接由输出端 410 输出。而当全波整流器 403 输出的输入电流全波整流信号 i_P 大于输入端 404 输入的电流限制电平设定值 I_{limit}^* 时, 开关 407 及 408 与 (A) 侧相连, 由输入端 406 输入的电压控制器 9d 输出的输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 输入一阶延迟电路 409, 变成从零开始以时间函数增加的信号, 到达原来的输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* , 该信号由输出端 410 输出。

如上所述, 在根据本实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中, 由于设置了这样动作的电压控制电路, 即当交流输入电流超过其限制值时, 至少将比该时间电流基准减少的电流基准作为初始值, 并使电流基准按有该初始值的时间函数变化, 因此当电压设定器 6 输出的电压设定信号 V_{DC}^* 与通过电压检测器 7 检测的直流电压检测值 V_{DC}^* 之间的偏差 e_V 较大时, 即由于电压控制器 9d 的比例要素产生输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 时, 能使 R 相及 T 相输入电流指令值 i_R^* 及 i_T^* 为零, 电流控制器的输入急剧增加, 迅速恢复至正确的动作状态, 本实施例具有上述效果。

实施例 11

在实施例 9 及实施例 10 中, 设置了电流限制电平设定器 50 用于预先设定电流限制电平设定值 I_{limit}^* , 也可以如图 27 所示那样构成, 即设置电流限制电平设定器 50、积分值比较电平设定器 54 及电压控制器积分清零电路 57, 当交流输入电流超过其限制值、而且积分要素的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时, 输入电流电量在该积分要素上积聚至一定值以上时, 使电压控制器 9b 的积分要素的绝对值急剧减少或清零。

在图 27 中, 与实施例 8 及实施例 10 相同的构成部分附加同一符号, 完成同样的动作, 电压控制器积分清零电路 57 的详细构成与电流控制器积分清零电路 51c 的详细构成相同, 因此省略其说明。

如上所述, 在根据本实施例的 PWM 控制变换器的控制装置中, 由于设置了这样动作的电流控制电路, 即当交流输入电流超过其限制值、而且电流控制器积分要素的正负极性与交流基准信号的正负极性为不同极性时, 使电压控制器的积分要素急剧减少或清零, 因此在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间

切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制输入电流，特别是当输入电流指令信号较大、即输入电流波峰值指令信号较大时，更能抑制电流突变，再进一步当输入电流指令值呈阶跃状大大增大等情况下产生输入电流超调时，其构成不使积分要素的绝对值急剧减少或清零，因此不按照电流控制系统的控制增益
5 设定值，更能抑制电流突变，本实施例具有上述效果。

另外，将这些实施例适当地组合起来使用，当然更能抑制电流突变。再有，在本实施例中所述的在交流电源与 PWM 控制变换器之间连接的电抗器也可以不要专门设置，而用交流电源 1 的变压器等电感分量来代替。

如上所述，在根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置中，具有：将通过电抗
10 器与三相交流电源相连、对于三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使交流基准信号输出电路输出的交流基准信号振幅随电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给 PWM 控制变换器
15 使交流输入电流跟踪电流指令信号的电流控制电路，由于电流控制电路在控制开始后一定时间内输出比例控制的控制信号，经一定时间后输出比例积分控制的控制信号，因此，在起动时的一定时间内用比例控制的控制信号对 PWM 控制变换器进行控制，经一定时间后用比例积分控制的控制信号对 PWM 控制变换器进行控制，所以具有不会引起过电流等，能良好地控制输入电流的效果。

20 另外，当 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值达到预先设定值以上时，电流控制电路输出比例积分控制的控制信号，因此具有下述效果：能在最佳切换时间对电流控制电路中的比例控制及比例积分控制进行切换，这样特别在起动时不会引起过电流等，能良好地控制输入电流，尤其是考虑到电路整体构成，能方便地将产生定常偏差的比例控制时间设定为最小值。

25 另外，在根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置中，它包括：将通过电抗器与三相交流电源相连、对于所述三相交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述三相交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随
30 所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给

所述 PWM 控制变换器使所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号的电流控制电路；所述电流控制电路将所述电流指令电路输出的 2 相电流指令信号的任一个与
所述交流输入电流的偏差乘第 1 系数然后进行积分、输出积分结果作为所述 2 相
的第 1 输出，将所述 2 相的剩余 1 相与所述 2 相的第 1 输出相反符号值相加作为
5 所述剩余相的第 1 输出，各相的电流指令信号与交流输入电流之间的偏差乘以第
2 系数作为各相的第 2 输出，将各相的所述第 1 输出与所述第 2 输出之和作为所
述控制信号输出给所述 PWM 控制变换器。因此至少一相进行比例控制，所以具
有起动时不会引起过电流等，另外即使当由于负荷变动而引起直流电压 V_{DC} 下
降时也不会引起过电流，能良好地控制电流的效果。

10 另外，在根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置中，具有：将通过电抗器与
三相交流电源相连、对于三个交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控
制变换器输出的直流电压进行检测的直流电压检测电路，输出直流电压指令值的
电压指令输出电路，将电压指令输出电路输出的电压指令值与直流电压检测电路
输出的电压检测值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，将控制信号输
15 出给 PWM 控制变换器使交流输入电流跟踪由电流基准信号得到的电流指令信号
的电流控制电路；由于电压指令输出电路对直流电压检测电路的检测误差进行了
补偿运算的电压指令值加以输出。因此具有可以不需要用于补偿直流电压检测电
路失调误差及增益误差的电位器等，提高制造及调整时的操作性能的效果。

20 另外，电压指令输出电路由存储直流电压检测电路所加的已知电压与和已知
电压对应的直流电压检测电路检测值之间关系的存贮电路、及利用存贮电路存贮
的关系对电压指令值进行补偿运算加以输出使 PWM 控制变换器输出的直流电压
为期望值的补偿电路所构成，因此具有可以不需要用于补偿直流电压检测电路失
调误差及增益误差的电位器等，提高制造及调整时的控制性能，容易实现自动化
的效果。

25 另外，由于采用 PWM 控制变换器输出的直流电压作为直流电压检测电路所加
的已知电压，因此具有可以不需要特别的电路、采用简单的构成即可进行利用已
知电压的电压指令值补偿运算的效果。

30 另外，电压指令输出电路由存贮直流电压检测电路所设置的基准电压源的电
压与和基准电压源的电压对应的直流电压检测电路的检测值之间关系的存贮电
路、及利用存贮电路存贮的关系对电压指令值进行补偿运算加以输出使 PWM 控

制变换器输出的直流电压为期望值的补偿电路所构成，因此具有可以不需要附加与通常动作时的直流电压 V_{DC} 同样电平的高电压直流电源、用简单的构成即可进行利用已知电压的电压指令值补偿运算的效果。

另外，在根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置中，它包括：将与交流电源
5 相连、对于所述交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与所述交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使所述交流基准信号输出电路输出的所述交流基准信号振幅随所述电流基准信号变化的电流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给所述 PWM 控制变换器使
10 所述交流输入电流跟踪所述电流指令信号、至少含有积分控制器的电流控制电路；其特征在于，当交流输入电流超过设定的限制值时，所述电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量急剧减少，因此具有在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制交流输入电流的效果。

15 另外，当交流输入电流超过设定的限制值时，电路控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量清零，因此具有在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能可靠地控制交流输入电流的效果。

另外，由于限制值是根据电压控制电路输出的电流基准信号设定，因此具有
20 在由于瞬时停电等而造成交流电源下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好的控制交流输入电流，特别是当交流输入电流指令值较小时，能更进一步抑制所发生的输入电流检测信号的电流突变的效果。

另外，由于限制值是根据电流指令电路输出的电流指令信号设定，因此限制
25 值根据输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 变化而动作，这样特别在输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 较小的情况下，能加速电流控制器的积分控制器中蓄积的控制量清零的时间，由于其交流输入电流按指令值流动，控制信号能更进一步加速恢复至必须的电平，能更进一步抑制输入电流检测信号的电流突变。

另外，电流控制电路具有：设定交流输入电流限制值的电流限制电平设定器及电流限制电平设定器设定的限制值与交流输入电流为输入量并当交流输入电
30 流超过上述限制值时输出信号的电流控制器积分清零电路，因此具有在由于瞬时

停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制交流输入电流的效果。

另外，当交流输入电流超过设定的限制值，而且积分控制器中蓄积的控制量的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积聚至一定数值以上时，电流控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量急剧减少，因此具有下述效果：在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制交流电流，特别是当输入电流指令值呈阶跃状增大等情况下产生输入电流超调时，其构成不使积分控制器中蓄积的控制量的绝对值急剧减少或清零，所以不按照电流控制系统的控制增益设定值，更能抑制电流突变。

另外，在根据本发明的 PWM 控制变换器控制装置中，具有：将与交流电源相连、对于交流电源提供的交流输入电流进行控制的 PWM 控制变换器输出的直流电压检测值与电压设定值进行比较、输出电流基准信号的电压控制电路，输出与交流电源同步的交流基准信号的交流基准信号输出电路，将使交流基准信号输出电路输出的交流基准信号振幅随电流基准信号变化的交流指令信号输出的电流指令电路，将控制信号输出给 PWM 控制变换器使交流输入电流跟踪电流指令信号的电流控制电路；在该 PWM 控制变换器的控制装置中，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路动作使电流基准信号减少，因此具有下述效果：在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制交流输入电流，当输入电流指令值较大、即输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 较大时，更能抑制电流突变。

另外，由于电压控制电路至少具有积分控制器，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路动作使积分控制器中蓄积的控制量清零，因此具有下述效果：在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能可靠地控制交流输入电流。

另外，当交流输入电流超过设定的限制值时，电压控制电路根据至少比该时刻电流基准信号要减少的电流基准信号作为初始值的时间函数使电流基准信号发生变化，因此具有电流控制器的输入急剧增加，迅速恢复至正确的动作状态的效果。

另外，当交流输入电流超过设定的限制值、而且电流控制电路的积分控制器

中蓄积的控制量的正负极性与相对应的相的交流基准信号正负极性为相反极性时，且积分要素上积聚至一定数值以上时，电压控制电路动作使电流基准信号减少，因此具有下述效果：在由于瞬时停电等而造成交流电源电压下降或短时间切断情况下又恢复时不会引起过电流等，能良好地控制输入电流，特别是当输入电

5 流指令值较大、即输入电流波峰值指令信号 I_{PEAK}^* 较大时，更能抑制电流突变，再进一步当输入电流指令值呈阶跃状大大增大等情况下产生输入电流超调时，其构成不使积分要素的绝对值急剧减少或清零，因此不按照电流控制系统的控制增益设定值，更能抑制电流突变。

由上所述，本发明的 PWM 控制变换器的控制装置适用于例如逆变器装置。

说明书附图

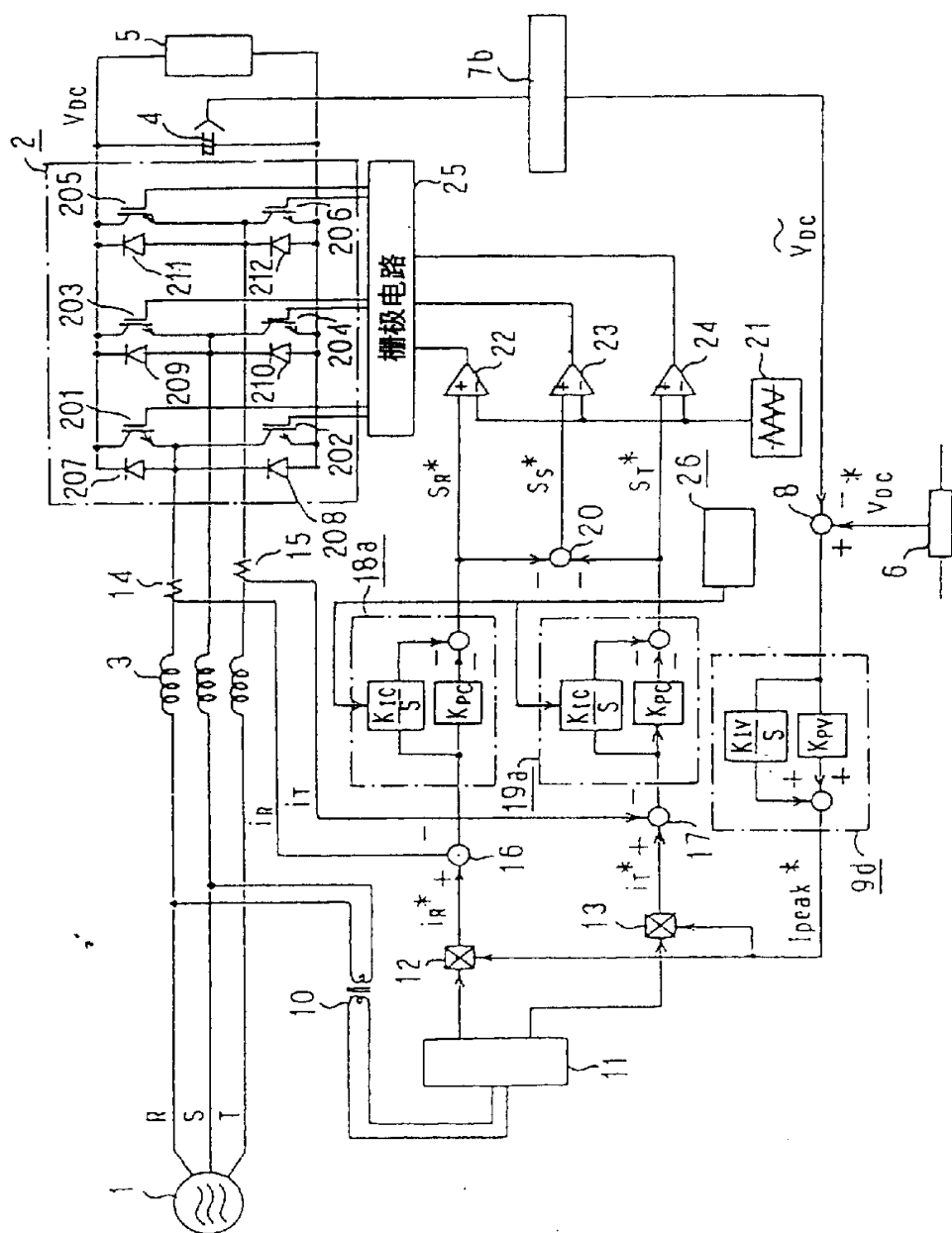


图 1

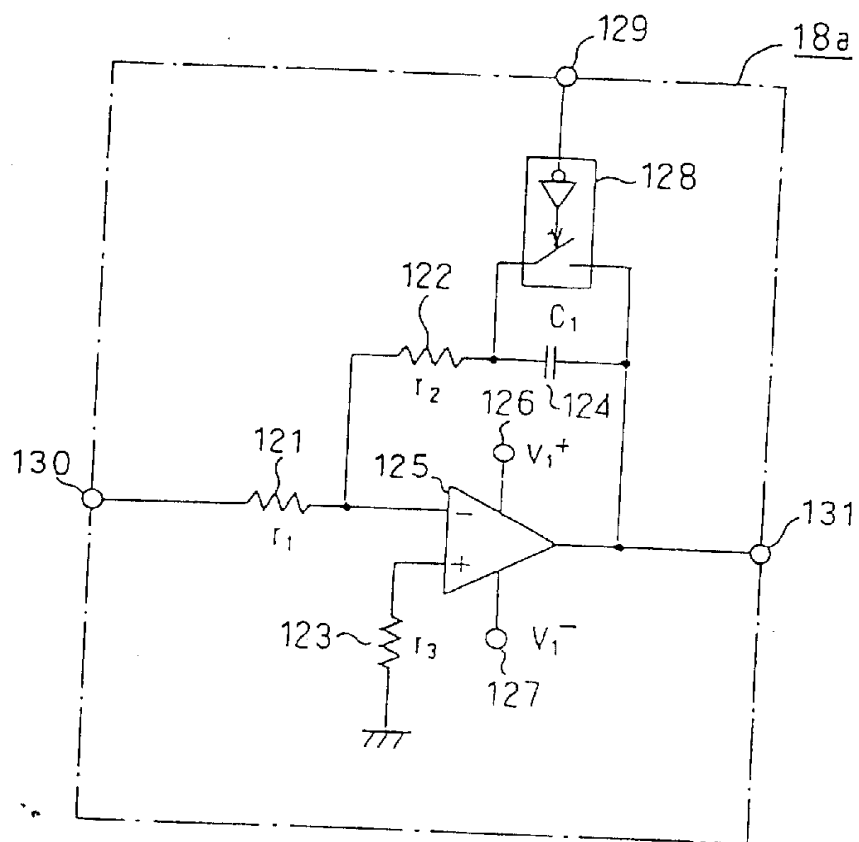


图 2

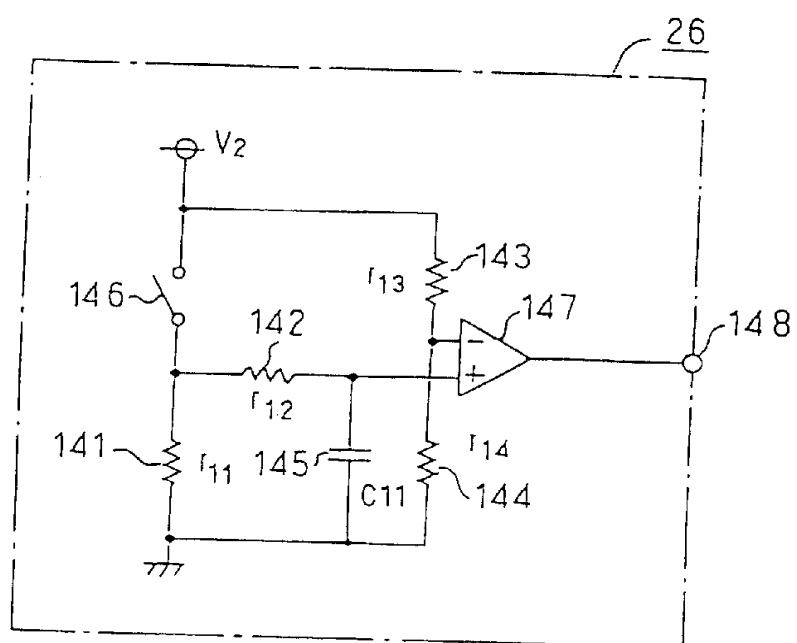


图 3

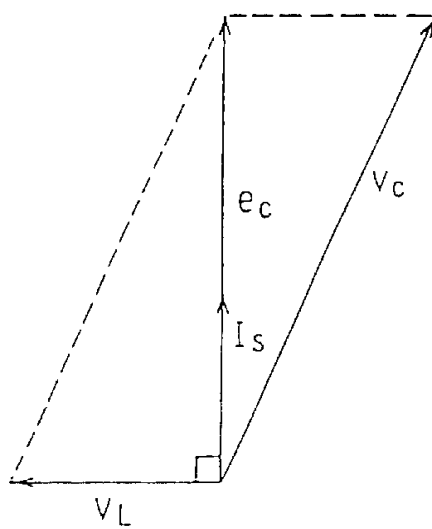


图 4

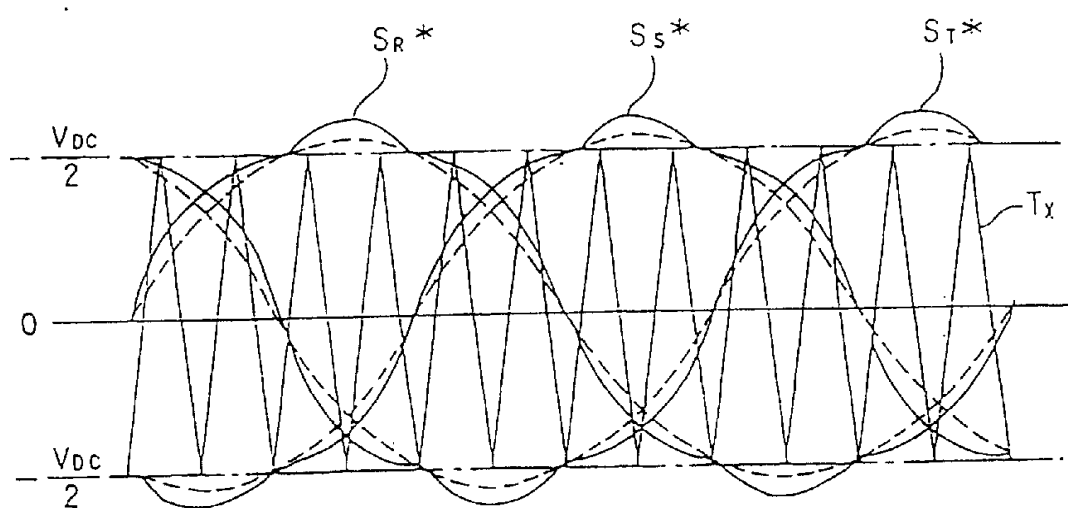


图 5

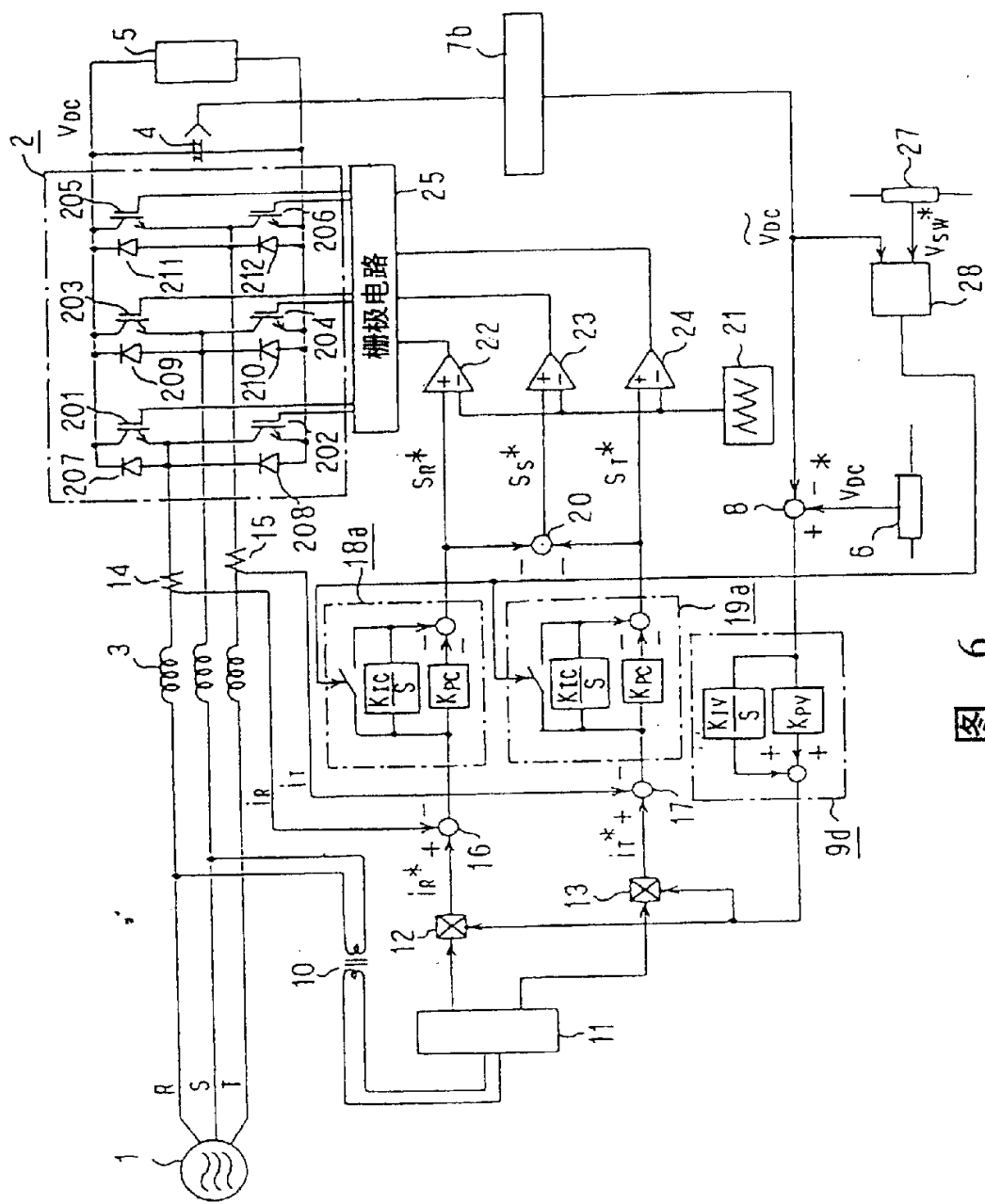


图 6

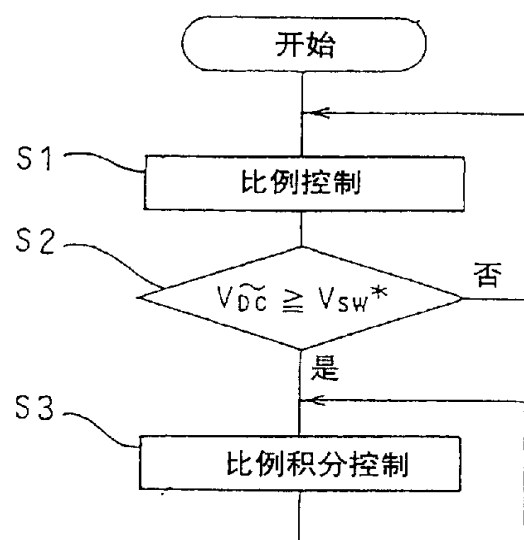


图 7

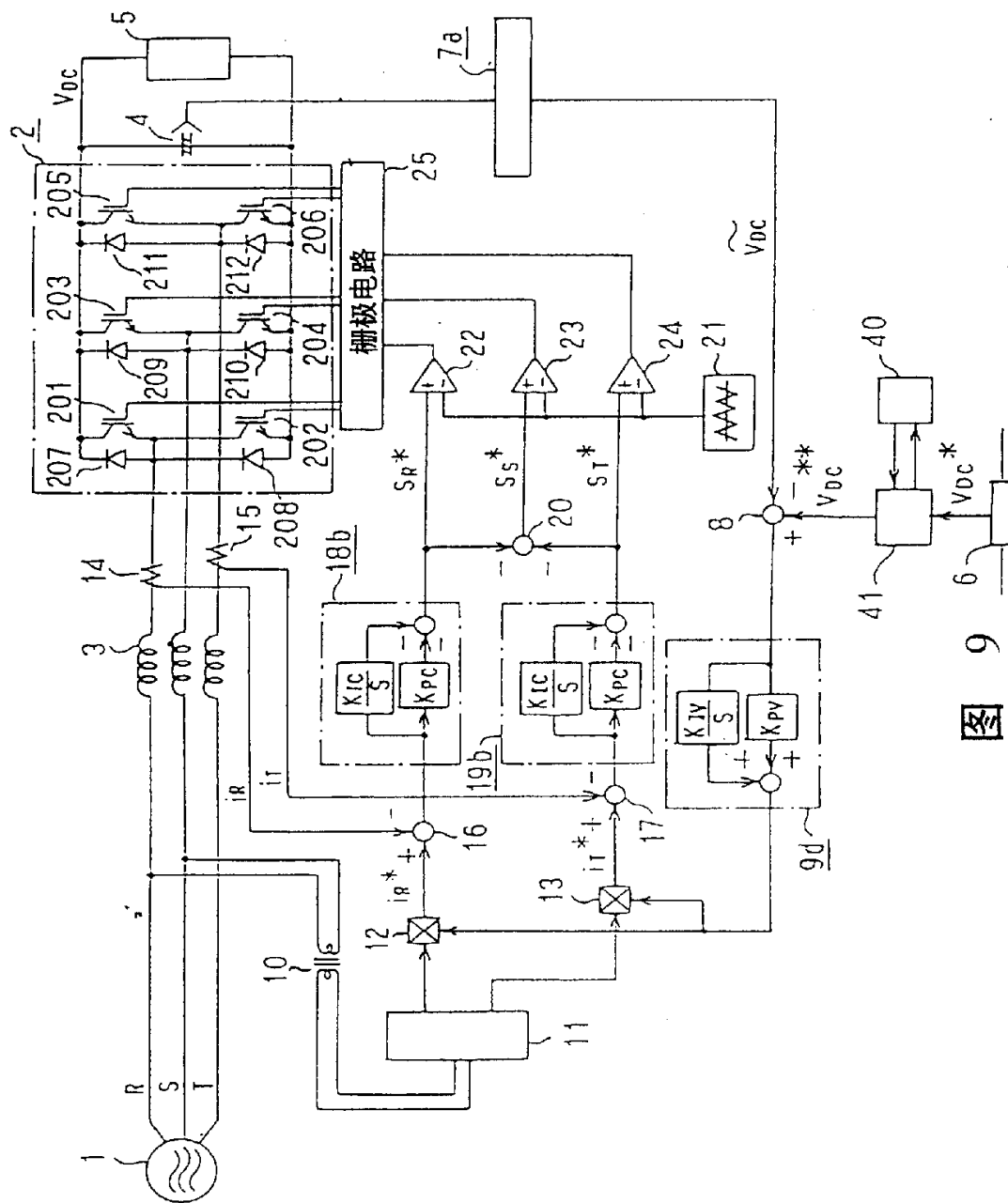


图 9

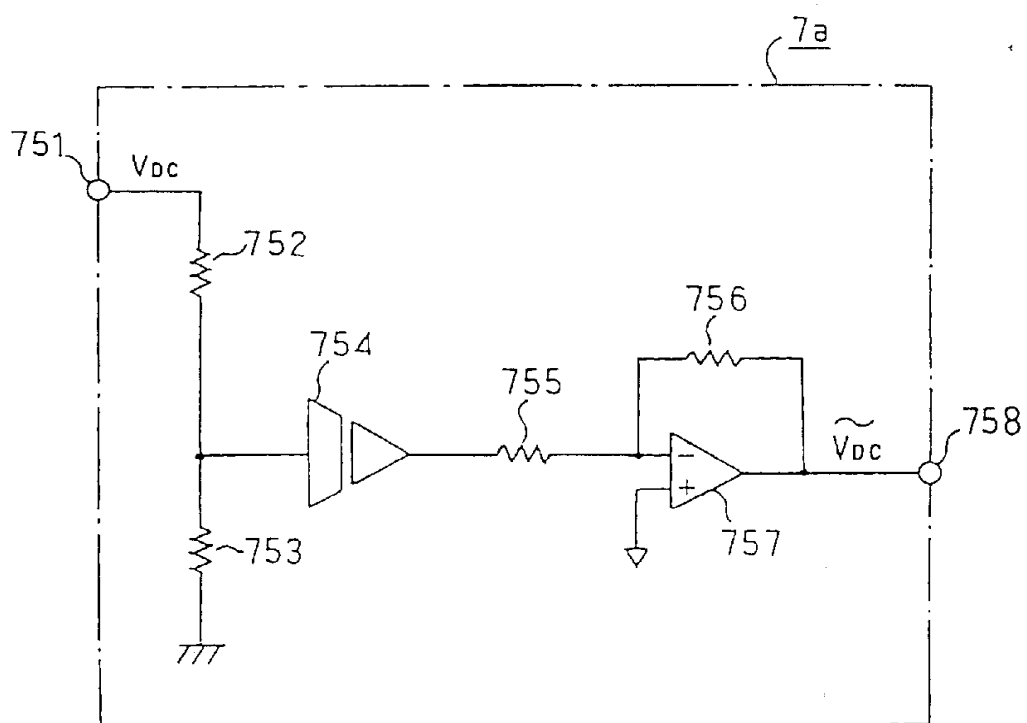


图 10

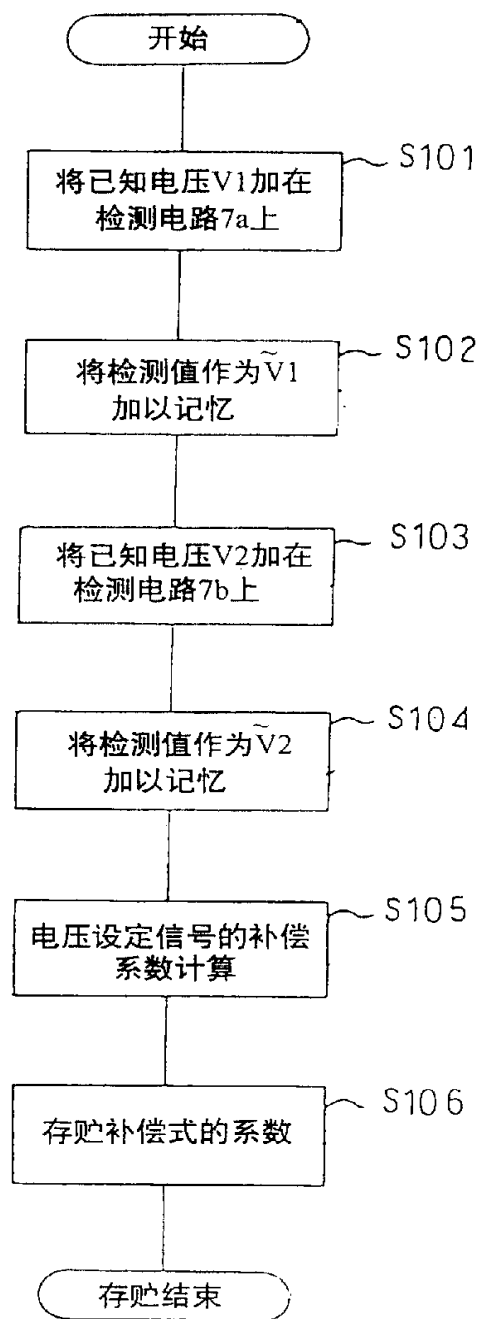


图 11

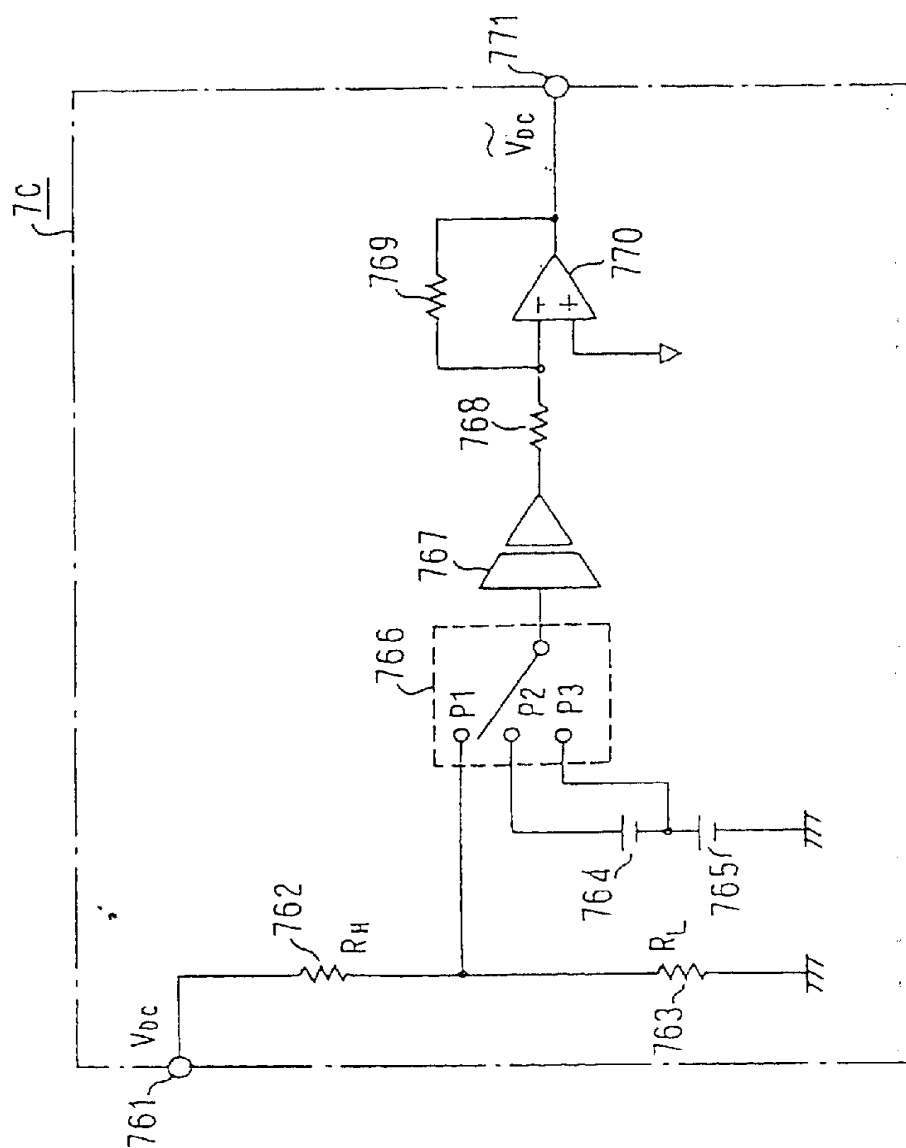


图 12

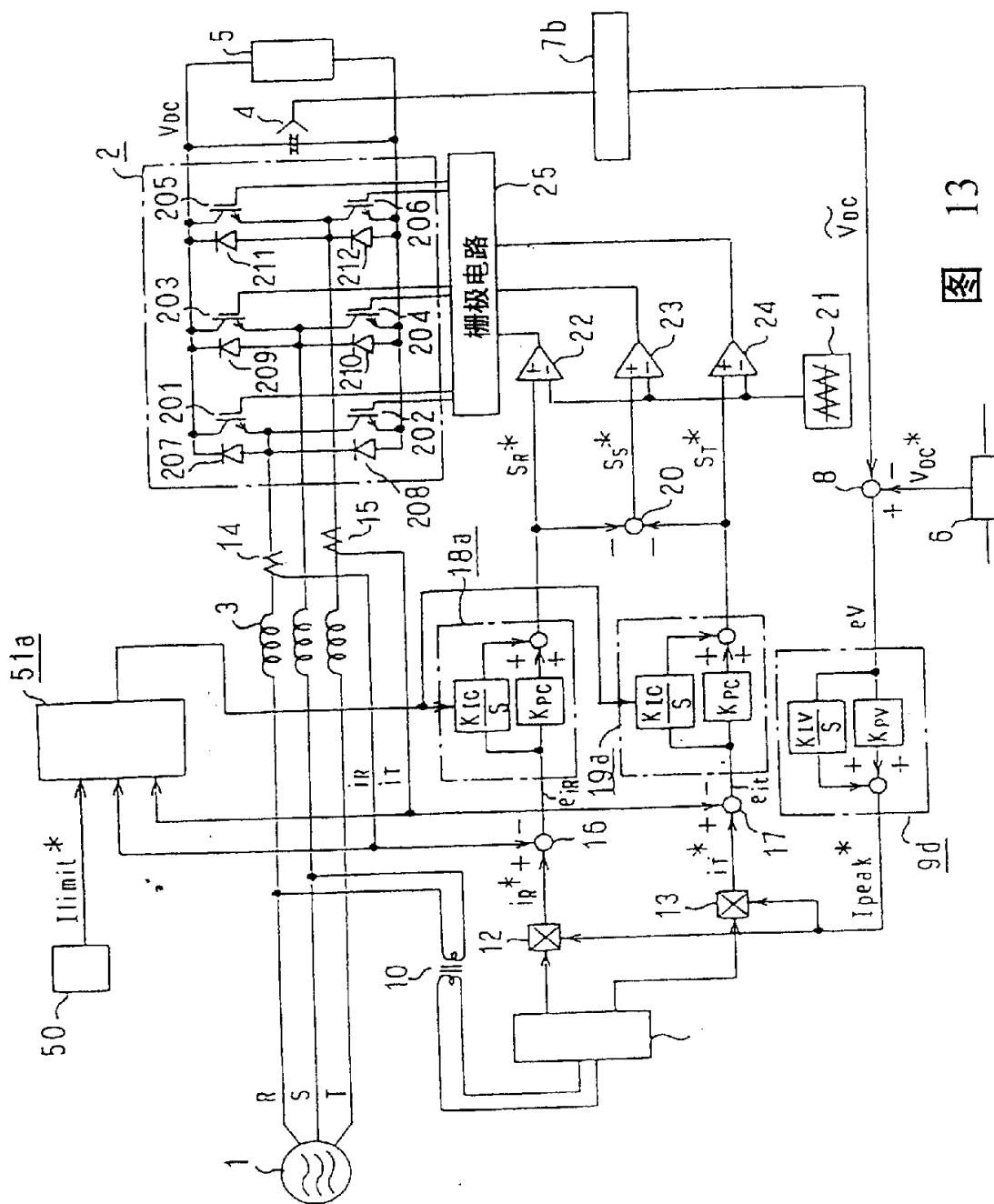


图 13

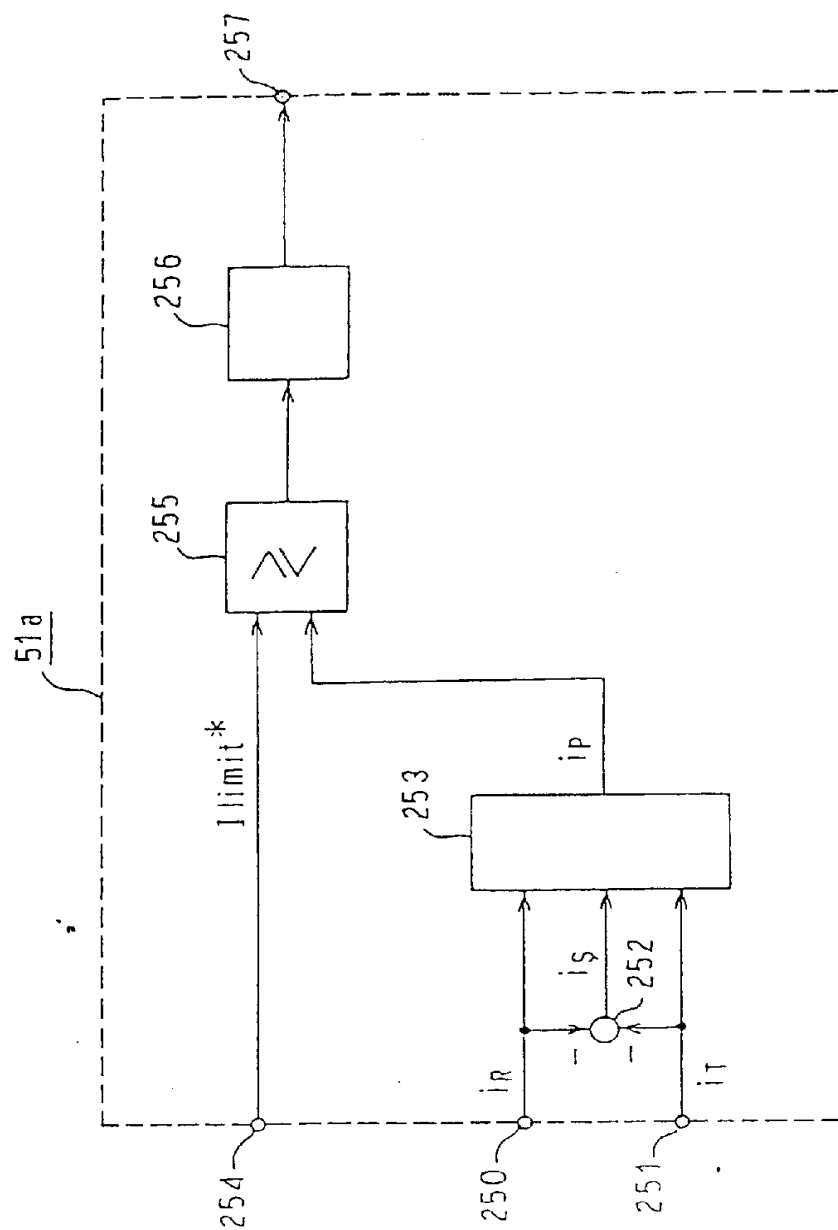


图 14

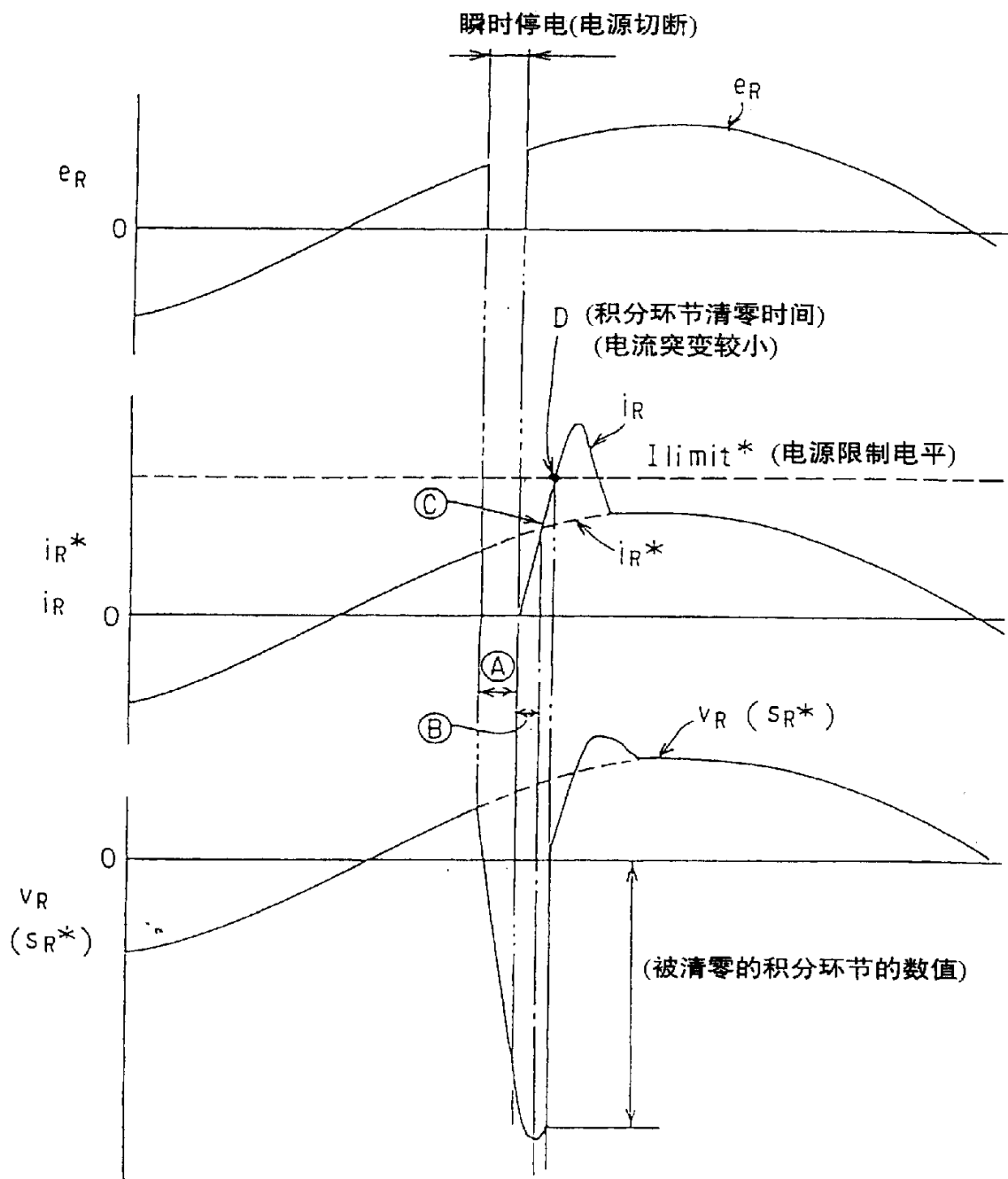


图 15

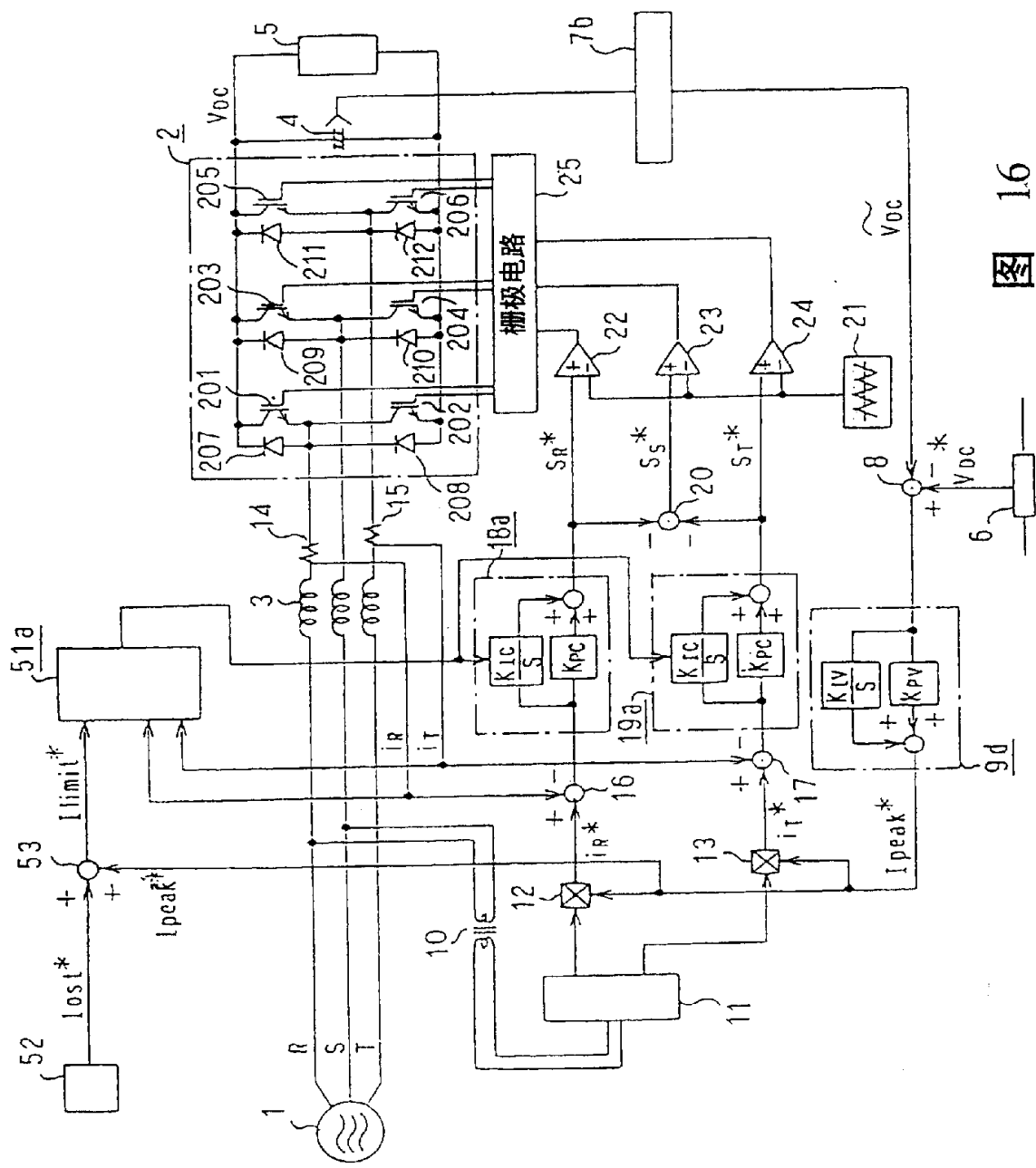


图 16

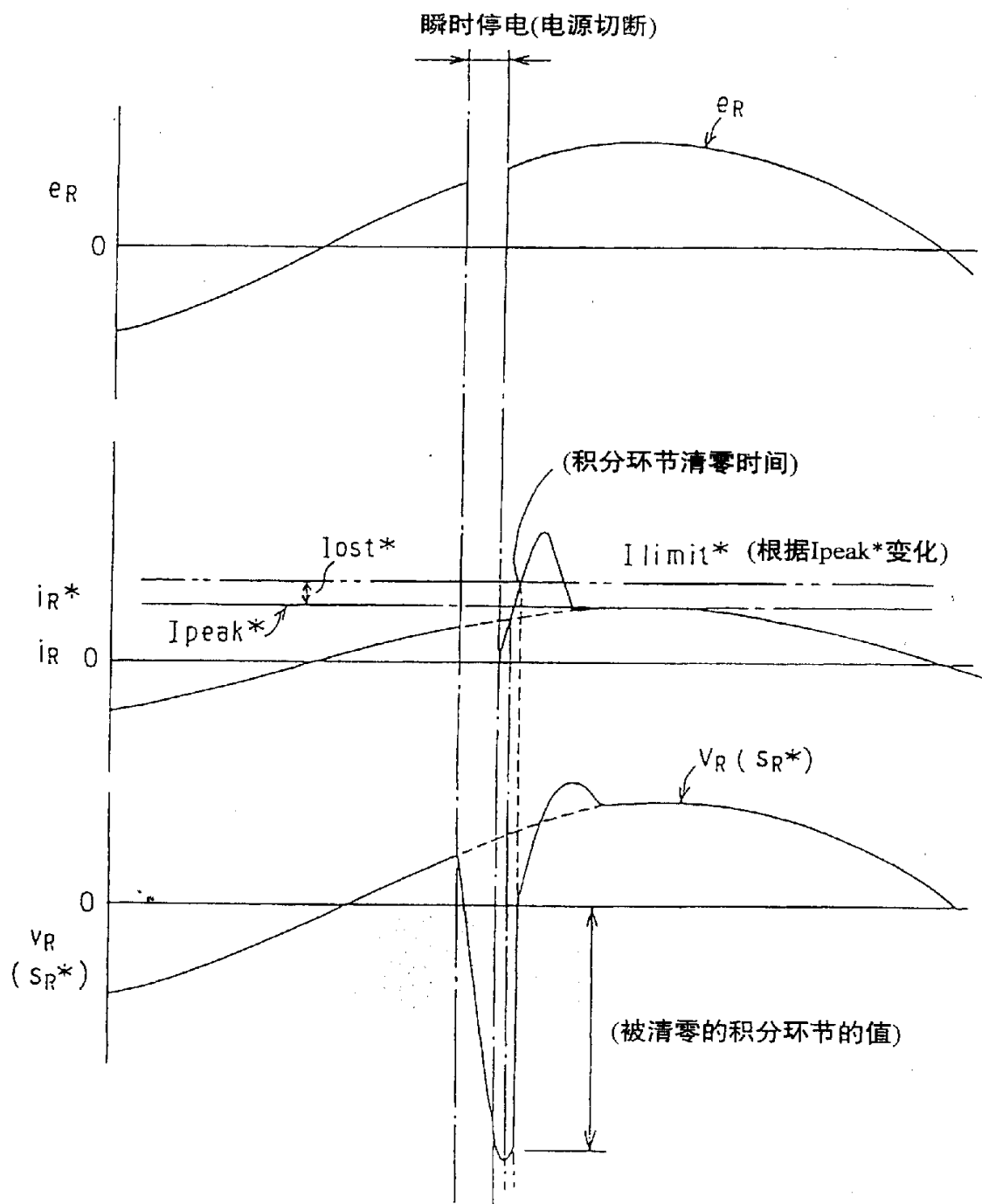


图 17

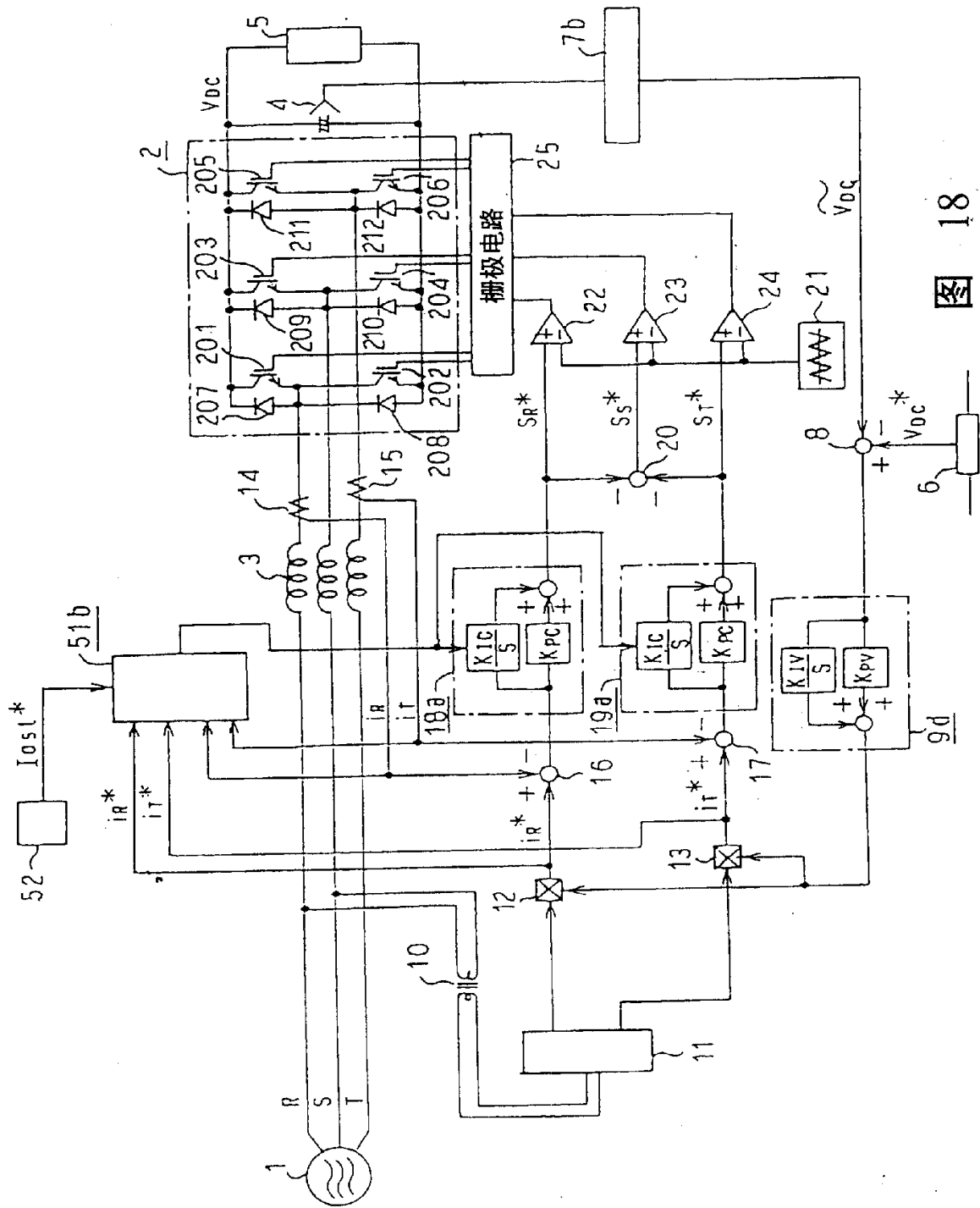


图 18

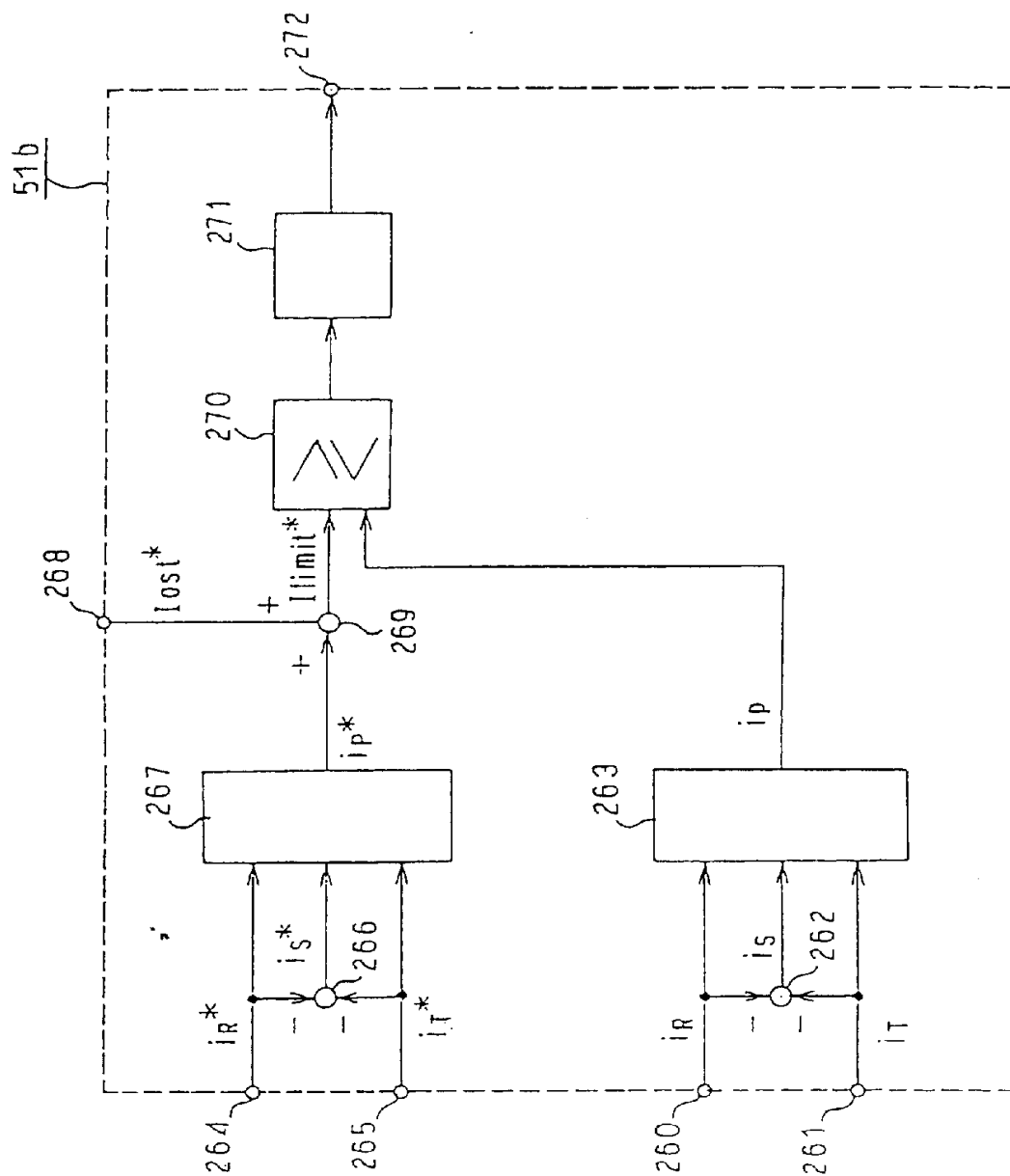


图 19

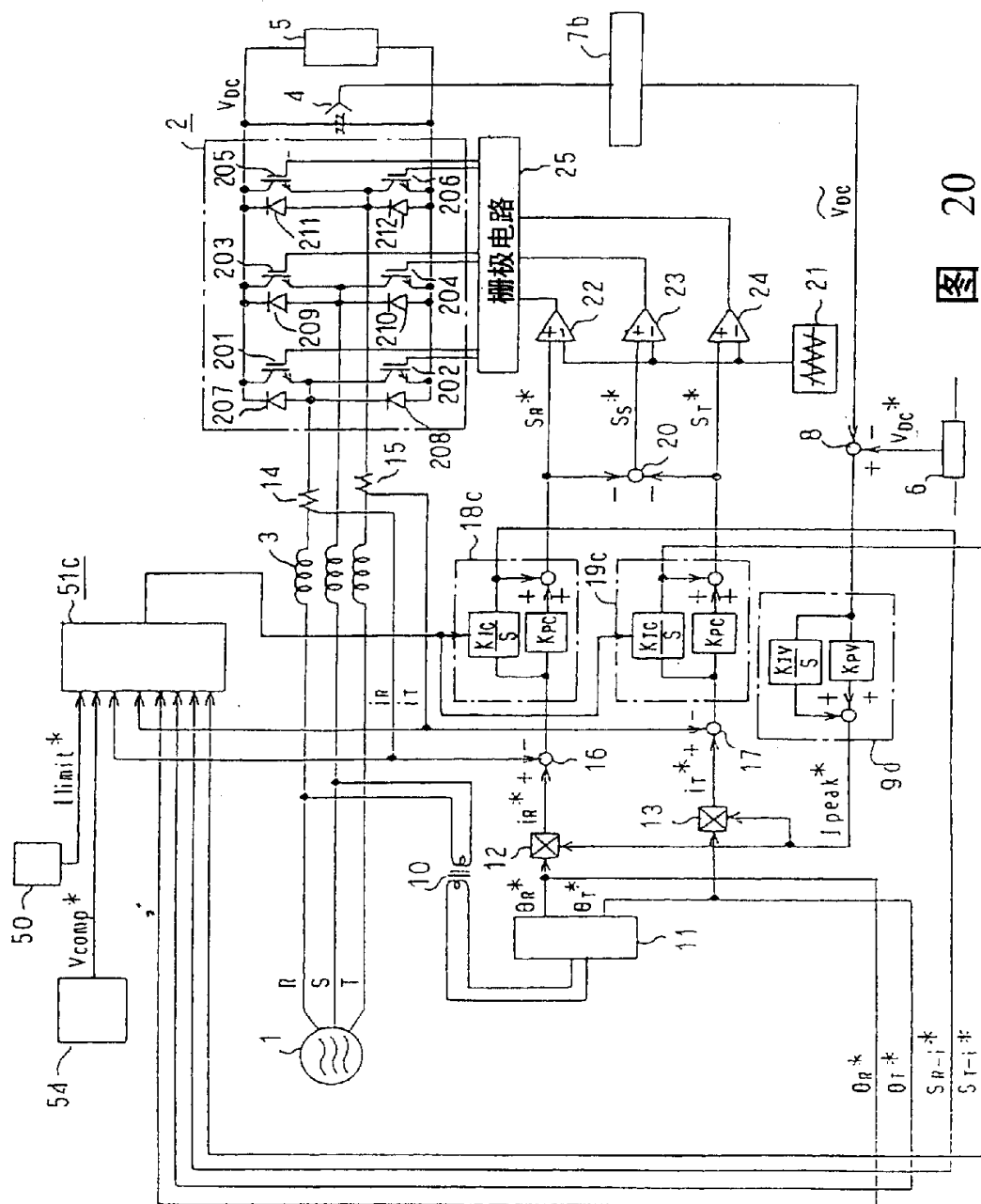


图 20

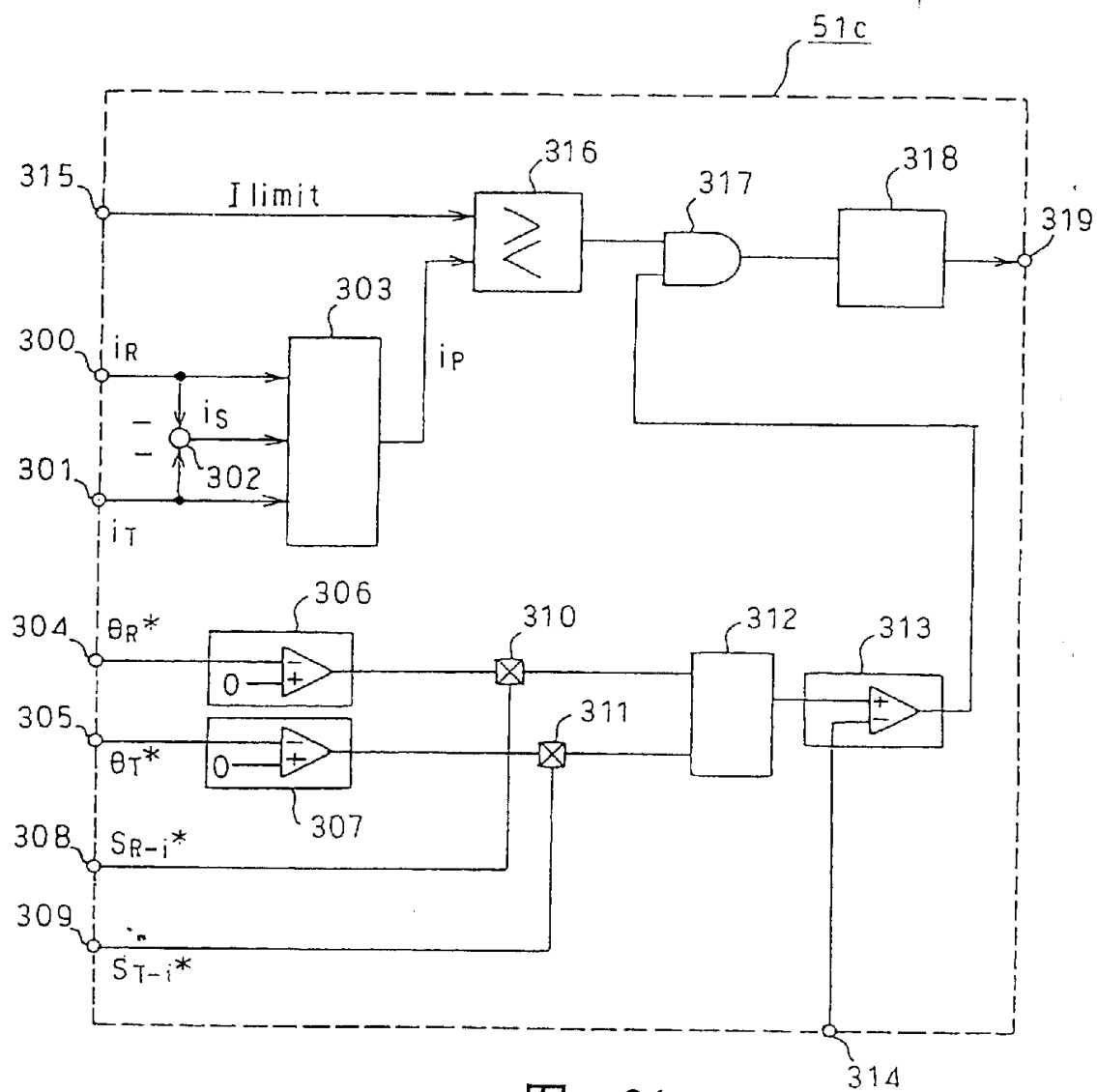


图 21

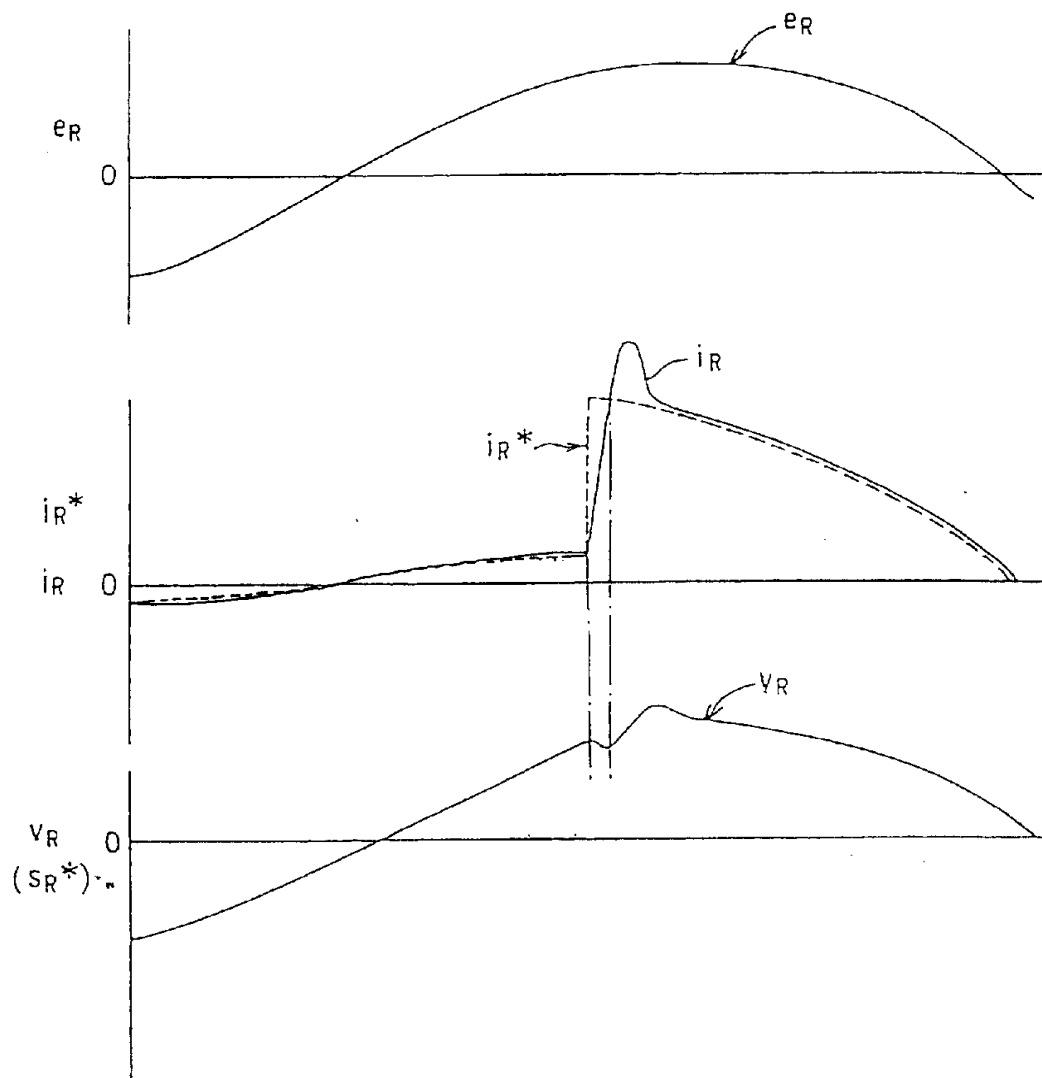
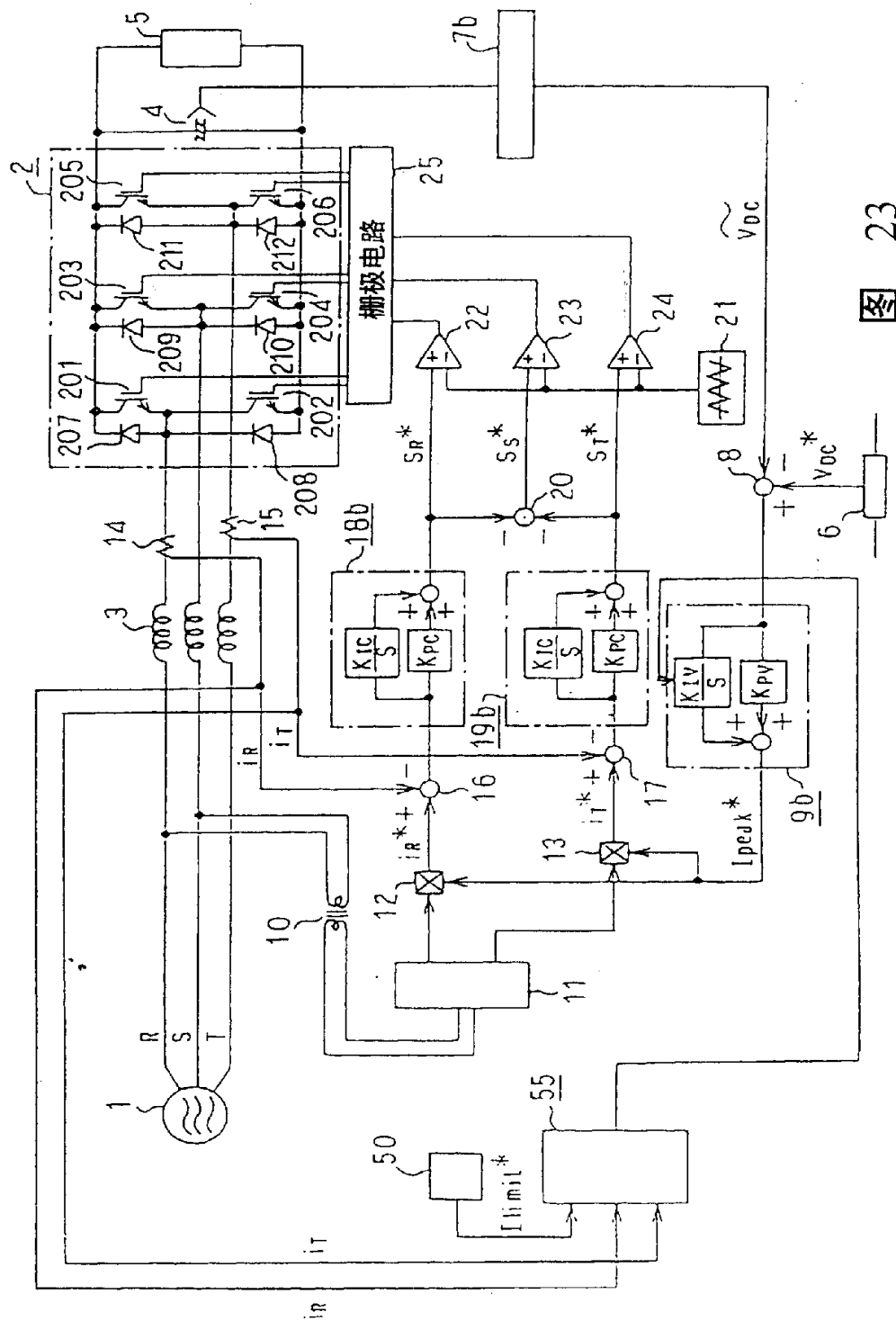


图 22



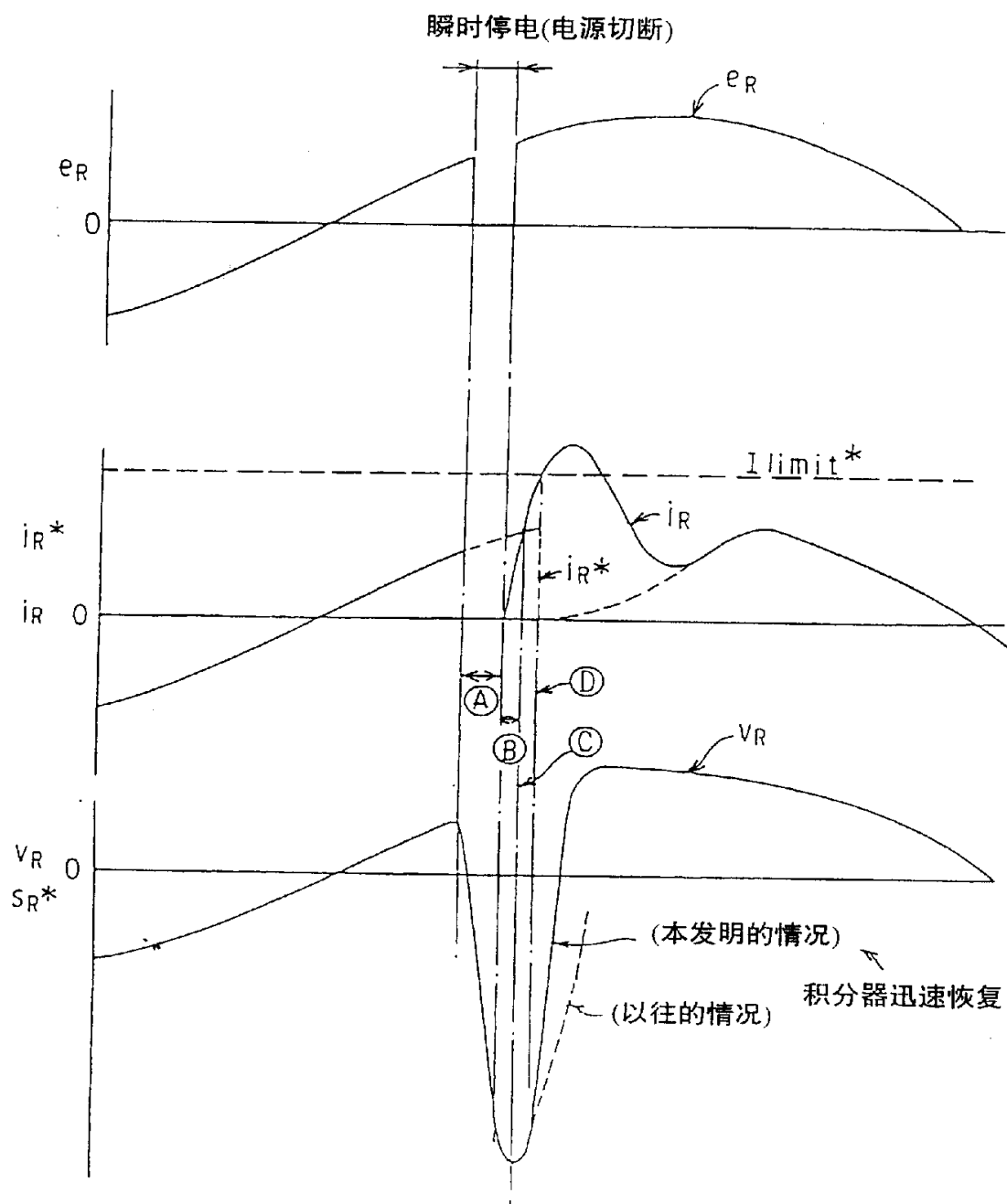


图 24

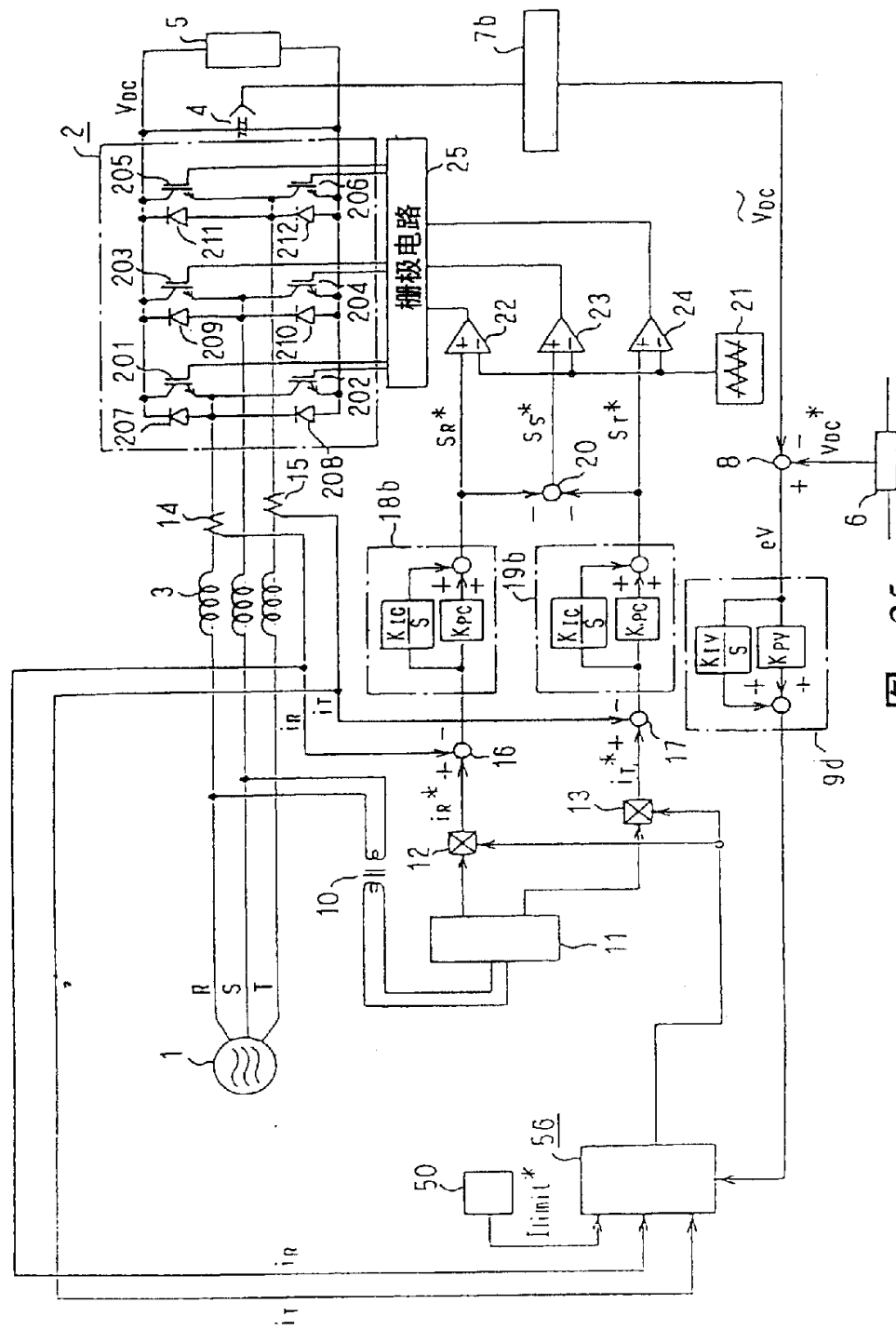


图 25

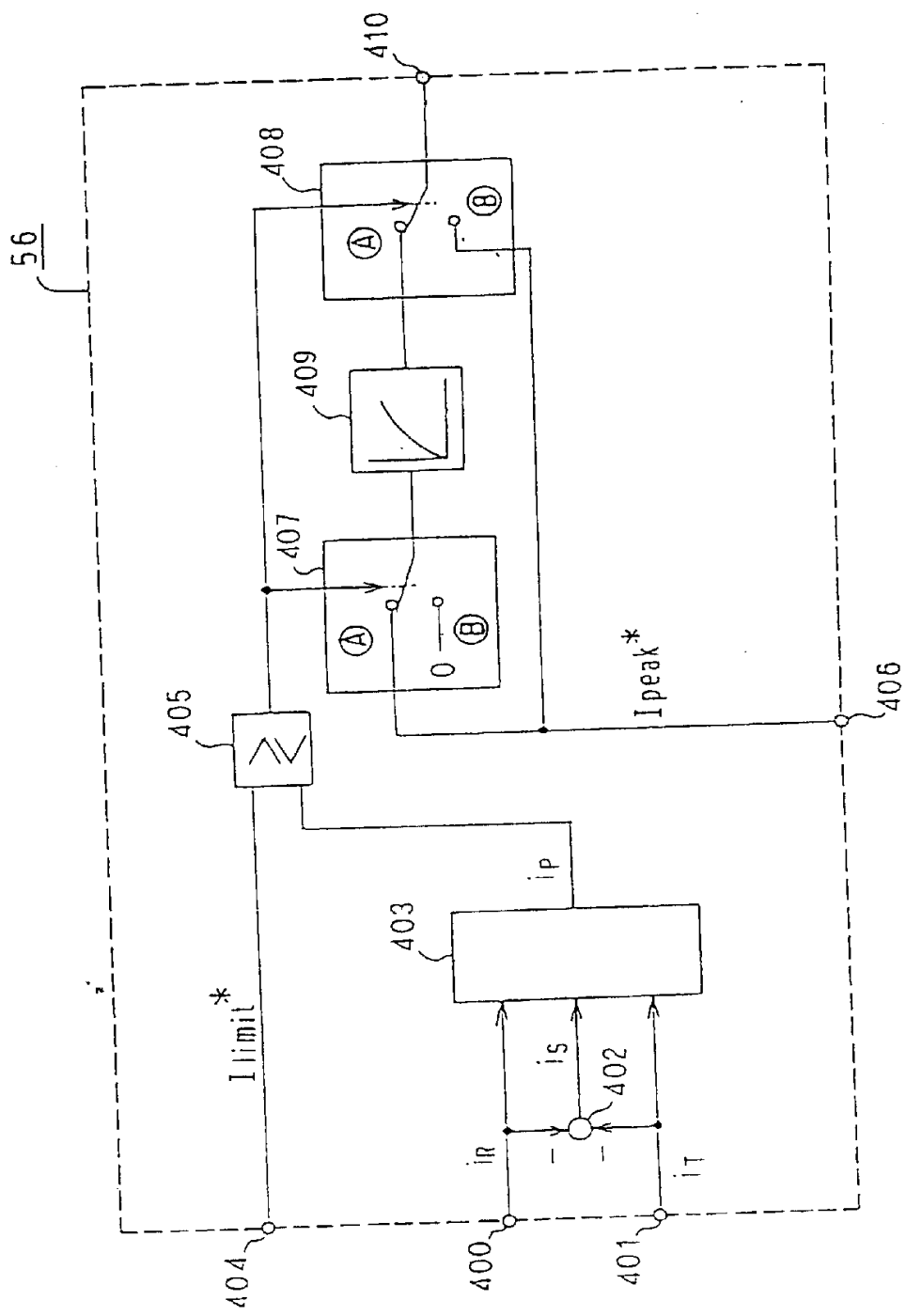


图 26

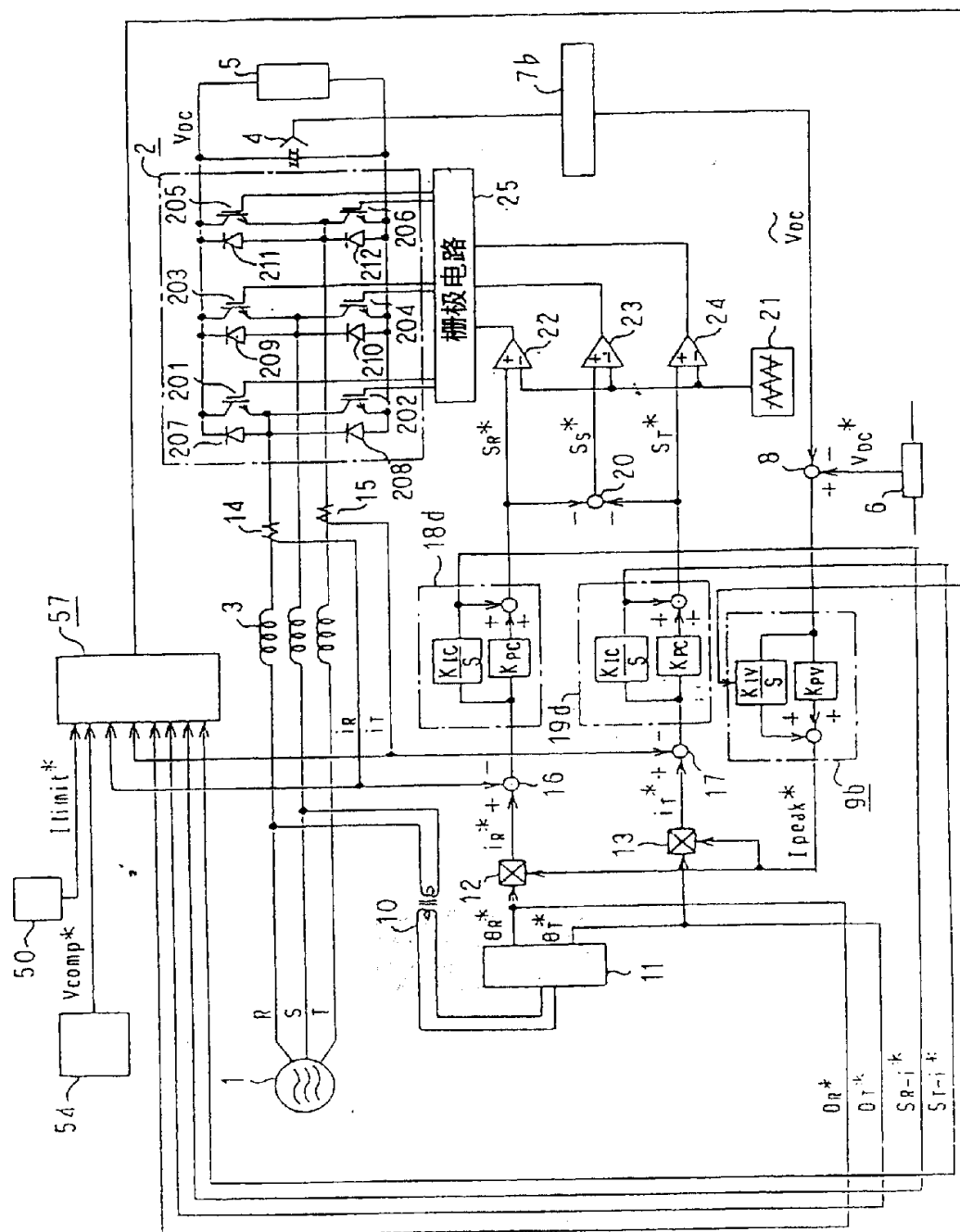


图 27

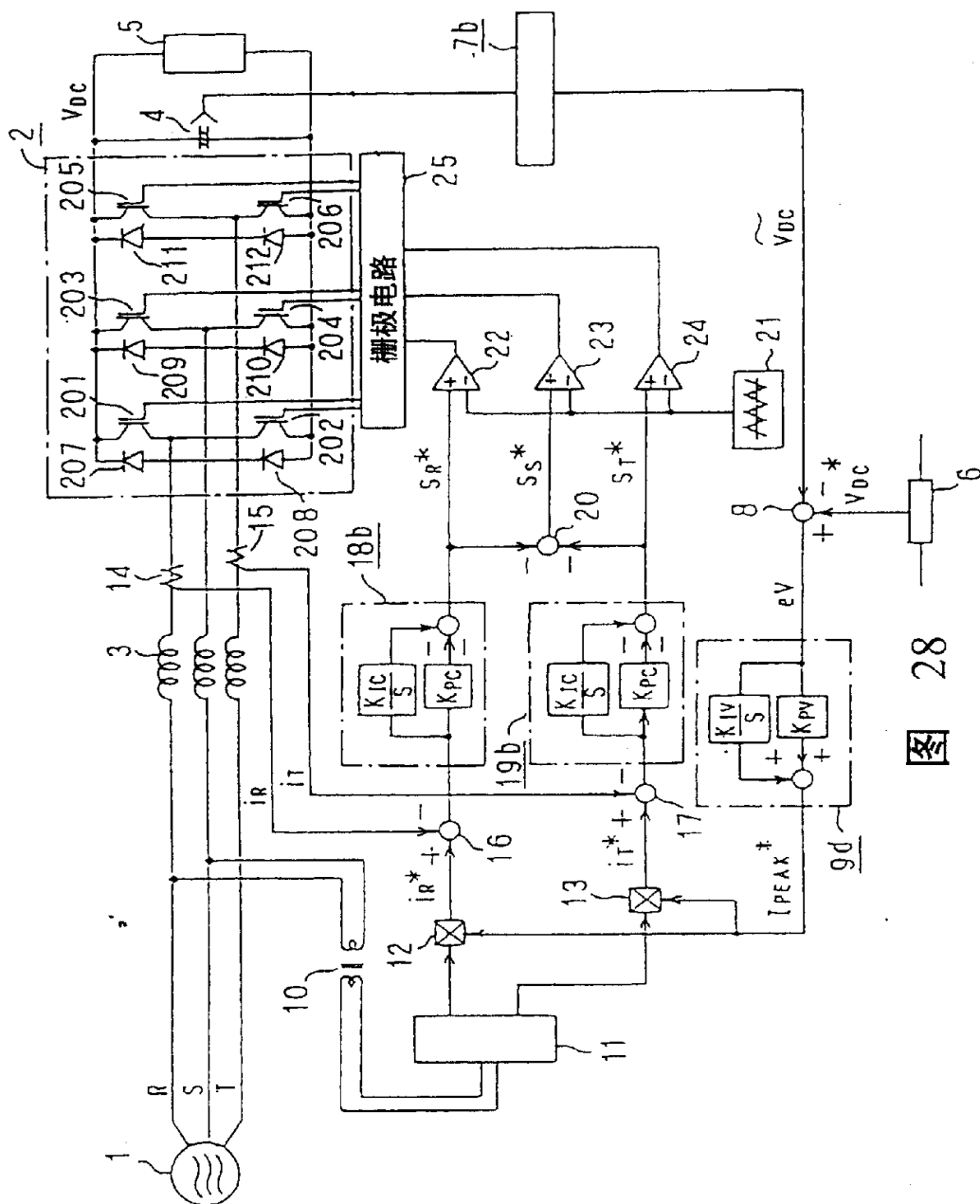


图 28

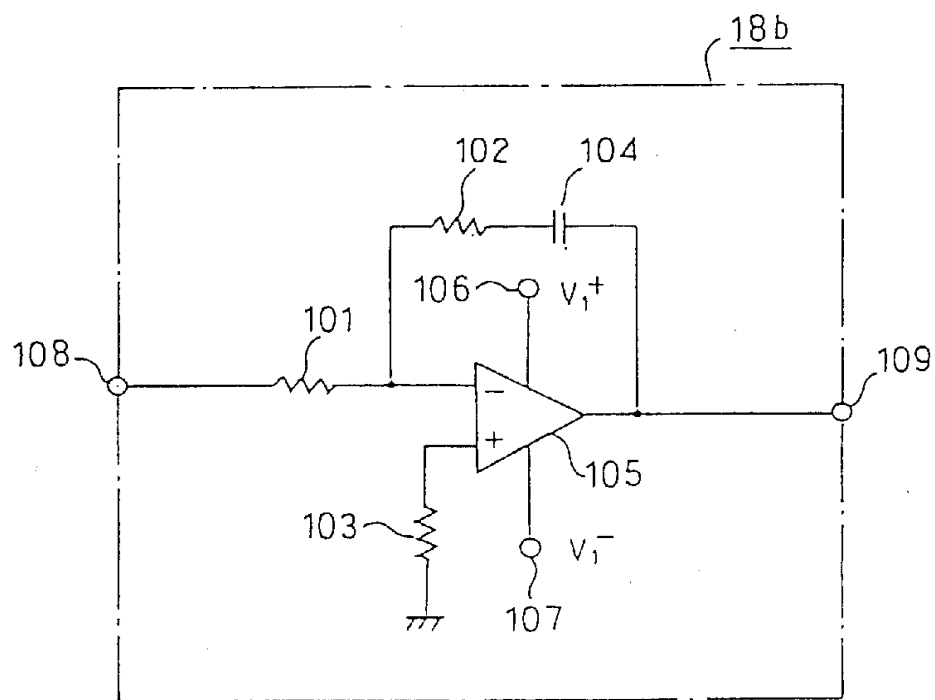


图 29

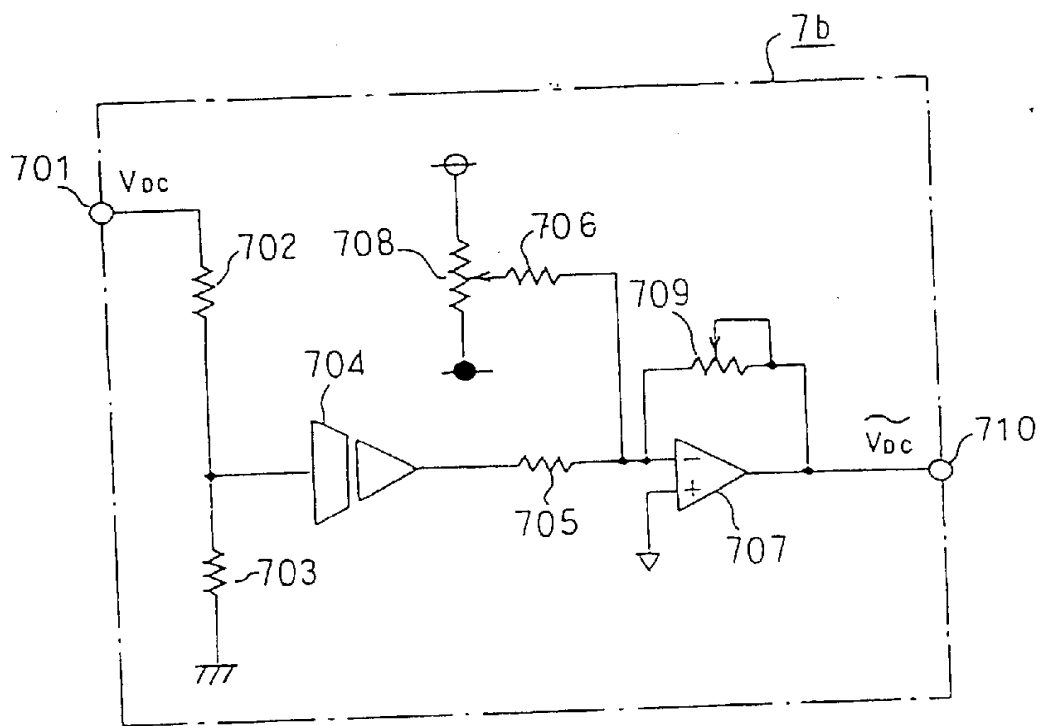


图 30

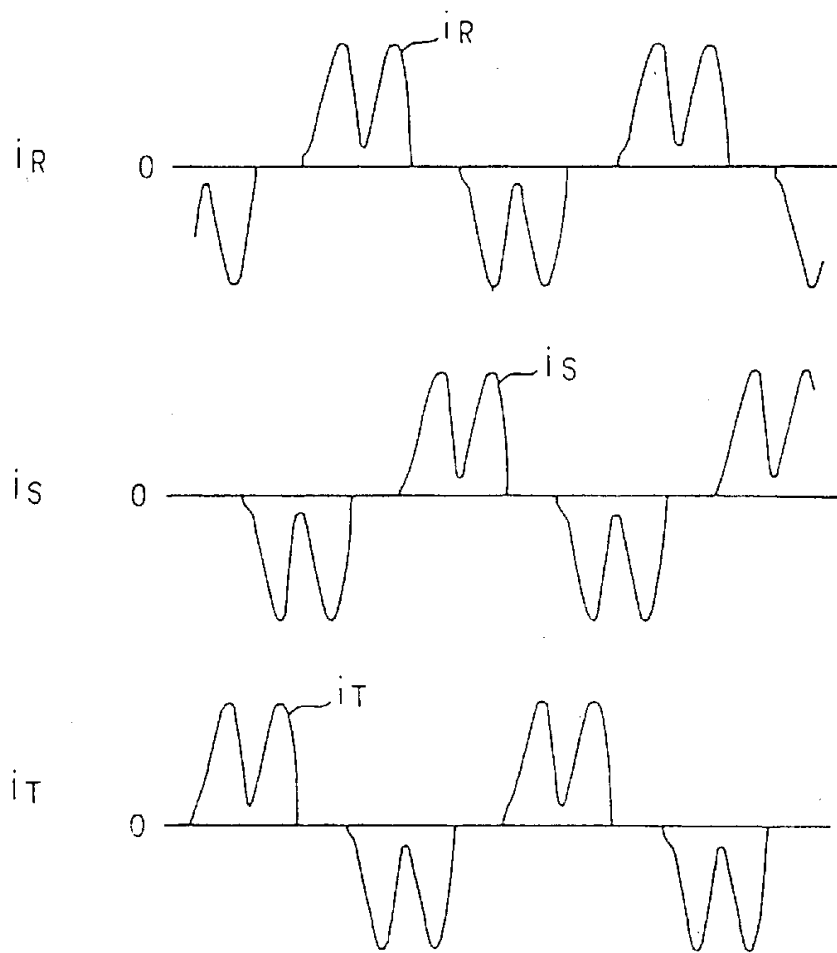


图 31

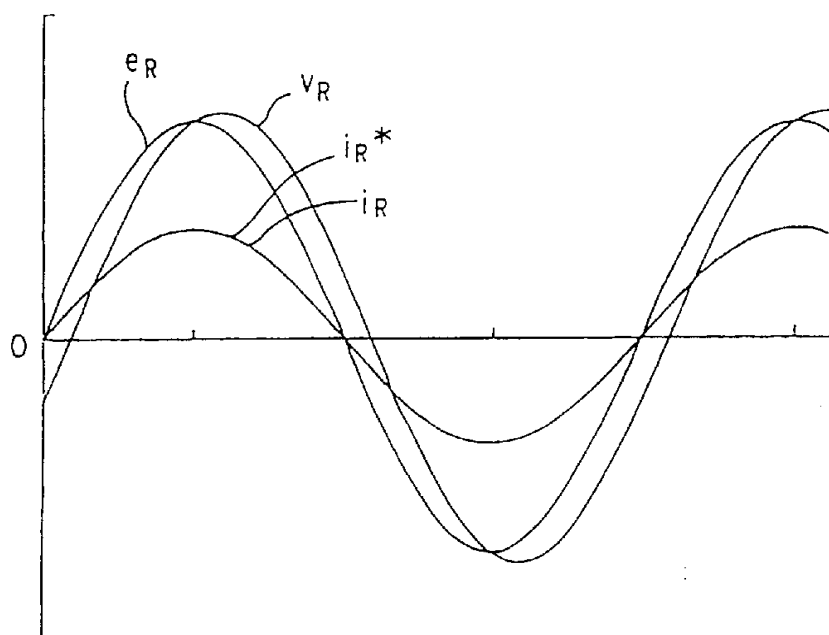


图 32

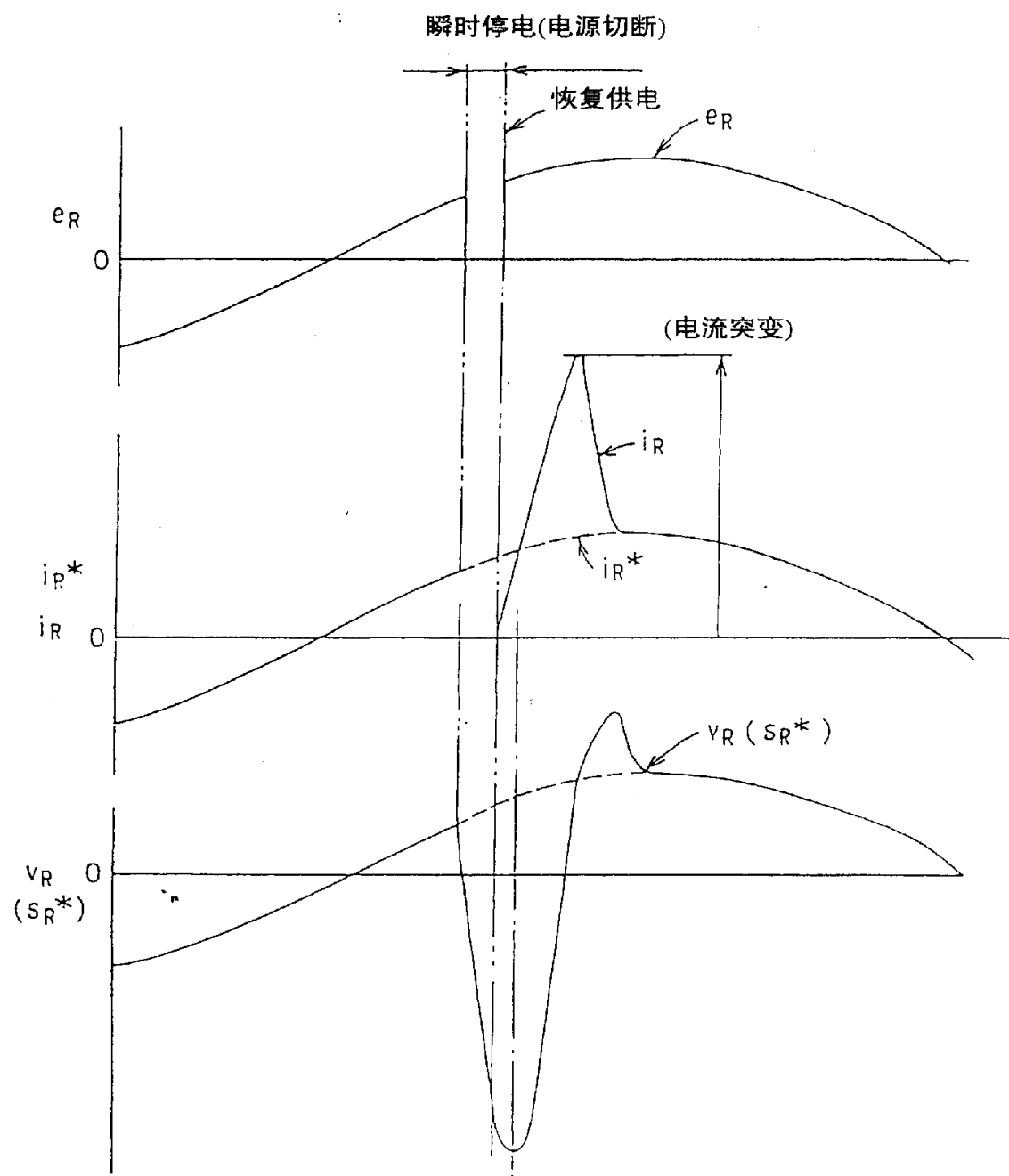


图 33