

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.  
H02P 6/18 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02106610.8

[45] 授权公告日 2006年10月4日

[11] 授权公告号 CN 1278483C

[22] 申请日 2002.3.1 [21] 申请号 02106610.8

[30] 优先权

[32] 2001.3.2 [33] JP [31] 058958/01

[32] 2001.5.29 [33] JP [31] 161228/01

[32] 2001.11.5 [33] JP [31] 339765/01

[71] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本国大阪府门真市

[72] 发明人 中田秀树 吉冈包晴 植田光男

新井康弘

审查员 于君伟

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

代理人 孙敬国

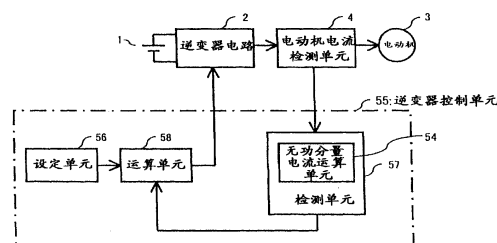
权利要求书 7 页 说明书 33 页 附图 29 页

[54] 发明名称

电动机控制装置

[57] 摘要

本发明提供以简单的控制能够稳定高效驱动没有位置传感器的同步型电动机的电动机控制装置，为此根据电动机电流及旋转相位，求得无功分量电流，并根据无功分量电流及无功分量电流指令值，求得误差电压，补偿电动机的 V/f 特性。



1、一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；其特征在于，

所述逆变器控制单元具有：

将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、

根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、

根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元、

将无功分量电流指令值输出的无功分量电流指令单元、

根据所述无功分量电流运算单元的输出与所述无功分量电流指令单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、

根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的V/f变换单元、

根据所述误差电压运算单元及所述V/f变换单元的输出计算电动机所加电压指令值的加法单元、

以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

2、一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；其特征在于，

所述逆变器控制单元具有：

将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、

根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、

根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分

量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、

根据所述无功分量电流运算单元及所述有功分量电流运算单元的输出计算相位差 $\phi$ 的相位差 $\phi$ 运算单元、

输出相位差 $\phi$ 的指令值的相位差 $\phi$ 指令单元、

根据所述相位差 $\phi$ 指令单元的输出与所述相位差 $\phi$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、

根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的V/f变换单元、

根据所述误差电压运算单元及所述V/f变换单元的输出计算电动机所加电压指令值的加法单元、

以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

3、一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；其特征在于，

所述逆变器控制单元具有：

将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、

根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、

根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、

根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值计算电动机所加电压与电动机感应电压之相位差 $\alpha$ 的相位差 $\alpha$ 运算单元、

将相位差 $\alpha$ 指令值输出的相位差 $\alpha$ 指令单元、

根据所述相位差 $\alpha$ 指令单元的输出与所述相位差 $\alpha$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、

根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的V/f变换单元、

根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、

以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

4、一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；其特征在于，

所述逆变器控制单元具有：

将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、

根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、

根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、

根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值及所述频率设定单元的指令信号计算所述电动机转子基准轴与电动机电流之相位差 $\beta$ 的相位差 $\beta$ 运算单元、

将相位差 $\beta$ 指令值输出的相位差 $\beta$ 指令单元、

根据所述相位差 $\beta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\beta$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、

根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的 V/f 变换单元、

根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、

以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

5、一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；其特征在于，所述逆变器控制单元具有：

将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、

根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、

根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、

根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值及所述频率设定单元的指令信号计算所述电动机转子基准轴与电动机所加电压之相位差 $\delta$ 的相位差 $\delta$ 运算单元、

将相位差 $\delta$ 的指令值输出的相位差 $\delta$ 指令单元、

根据所述相位差 $\delta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\delta$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、

根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的V/f变换单元、

根据所述误差电压运算单元及所述V/f变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、

以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

6、如权利要求1~5的任一项所述的电动机控制装置，其特征在于，

所述逆变器控制单元具有：

生成相位补偿量的相位补偿单元、

以及将所述相位补偿量与所述波形生成单元的输出相加的加法单元，

所述相位补偿单元根据

所述无功分量电流指令单元的输出与所述无功分量电流运算单元的输出之差、

所述相位差 $\phi$ 指令单元的输出与所述相位差 $\phi$ 运算单元的输出之差、

所述相位差 $\alpha$ 指令单元的输出与所述相位差 $\alpha$ 运算单元的输出之差、

所述相位差 $\beta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\beta$ 运算单元的输出之差、

以及所述相位差 $\delta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\delta$ 运算单元的输出之差的某一项差，生成所述相位补偿量。

7、如权利要求1~5中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于

所述逆变器控制单元具有：

对利用所述无功分量电流运算单元，所述相位差 $\phi$ 运算单元，所述相位差 $\alpha$ 运算单元，所述相位差 $\beta$ 运算单元以及所述相位差 $\delta$ 运算单元中所选择的一个运算单元每隔规定时间反复运算的前一次与这一次运算结果之差部分进行放大的变化量运算单元。

8、如权利要求1~5中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于，所述逆变器控制单元具有：

对根据所述有功分量电流运算单元及所述无功分量电流运算单元的输出所得到的瞬时电流的平均值与所述瞬时电流的瞬时值之差部分进行运算的电流补偿单元。

9、如权利要求1~5中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于所述逆变器控制单元具有：

从所述无功分量电流指令单元及所述相位差 $\phi$ 指令单元及所述相位差 $\alpha$ 指令单元及所述相位差 $\beta$ 指令单元及所述相位差 $\delta$ 指令单元选择的至少两个指令单元、

与所选择的多个指令单元对应的所述无功电流运算单元及所述相位差 $\phi$ 运算单元及所述相位差 $\alpha$ 运算单元及所述相位差 $\beta$ 运算单元及所述相位差 $\delta$ 运算单元中的至少两个运算单元，

以及根据所述对应的至少两个指令单元及运算单元各自输出选择至少两个反馈环的某一个反馈环的反馈切换单元。

10、如权利要求9所述的电动机控制装置，其特征在于，将利用所述反馈切换单元切换后选择的所述无功分量电流指令单元，所述相位差 $\phi$ 指令单元，所述相位差 $\alpha$ 指令单元，所述相位差 $\beta$ 指令单元以及所述相位差 $\delta$ 指令单元的某一个指令值设定为切换前的所述无功分量电流运算单元，所述相位差 $\phi$ 运算单元，所述相位差 $\alpha$ 运算单元，所述相位差 $\beta$ 运算单元以及所述相位差 $\delta$ 运算单元的运算结果的平均值的某一个量。

11、如权利要求10所述的电动机控制装置，其特征在于，在所述反馈切换单元切换后的规定时间中将反馈环状态保持在切换后的状态。

12、如权利要求1~5中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于具有：

检测所述直流的电压并将检测信号输出的电压检测单元，

在前述逆变器控制单元中具有根据来自所述电压检测单元的信号及所述电动机所加电压指令值判断电压饱和的饱和电压判断单元，

根据所述饱和电压判断单元的输出，改变所述无功分量电流指令单元，所述

相位差 $\phi$ 指令单元, 所述相位差 $\alpha$ 指令单元, 所述相位差 $\beta$ 指令单元以及所述相位差 $\delta$ 指令单元中的某一个输出。

13、如权利要求 12 所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述逆变器控制单元这样进行控制, 使得在所述电动机所加电压指令值超过比所述电压检测单元输出信号大的第 1 规定电压值时, 不增大所述频率设定单元的输出, 而在低于比所述电压检测单元的输出小的第 2 规定电压值时, 不减少所述频率设定单元的输出。

14、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述逆变器控制单元具有根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出计算瞬时电流的瞬时电流运算单元, 在所述瞬时电流运算单元的输出大于规定值时, 在规定时间内将所述频率设定单元的输出保持为一定。

15、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述逆变器控制单元具有根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出计算瞬时电流的瞬时电流运算单元, 在所述瞬时电流运算单元的输出大于规定值时, 在规定时间内减少所述频率设定单元, 所述无功分量电流指令单元, 所述相位差 $\phi$ 指令单元, 所述相位差 $\alpha$ 指令单元, 所述相位差 $\beta$ 指令单元以及所述相位差 $\delta$ 指令单元的某一个输出。

16、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述逆变器控制单元

改变所述无功分量电流指令单元, 所述相位差 $\phi$ 指令单元, 所述相位差 $\alpha$ 指令单元, 所述相位差 $\beta$ 指令单元以及所述相位差 $\delta$ 指令单元的某一个输出。

17、如权利要求 4 所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述电动机为隐极型电动机,

所述逆变器控制单元使所述相位差 $\beta$ 指令单元的输出为零。

18、如权利要求 4 所述的电动机控制装置, 其特征在于,

所述电动机为凸极型电动机,

所述逆变器控制单元根据所述无功分量电流运算单元及所述有功分量电流运算单元的输出, 决定所述相位差 $\beta$ 指令单元的输出。

19、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机的控制装置, 其特征在于, 具有

检测所述电动机电压的电动机电压检测单元,

以及检测所述直流的电压的电压检测单元,

所述逆变器控制单元具有  
根据所述电动机电压检测单元的输出检测所述电动机转子位置的位置推断单元，  
根据所述位置推断单元的输出求得所述电动机旋转频率的频率运算单元，  
根据所述频率设定单元的输出及所述频率运算单元的输出求得电动机转速的误差的误差速度运算单元，  
以及选择所述电动机所加电压指令值及所述误差速度运算单元的输出中的某一个值的切换单元，  
所述切换单元在选择所述误差速度运算单元的输出时，所述波形生成单元将矩形波旋转相位波形的信号输出。

20、如权利要求 19 所述的电动机控制装置，其特征在于，  
在将所述波形生成单元的生成波形从正弦波切换为矩形波或从矩形波切换为正弦波时，  
这样设定刚切换后的所述输出指令运算单元的输出，使得保持切换前的所述电动机的磁通量。

21、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于，  
所述电动机电流检测单元具有检测两个以上不同相的电流的电流传感器，  
在所述电动机驱动前，所述逆变器电路包含的开关元件中 1 相的元件导通时，  
测量两相以上的电动机绕组的电流，取其平均值，用该平均值修正所述电动机电流检测单元的检测电流。

22、如权利要求 1~5 中任一项所述的电动机控制装置，其特征在于，  
所述电动机电流检测单元具有交流电流传感器，该电动机电流检测单元补偿所述交流电流传感器的检测相位偏移。

23、一种压缩机，其特征在于，是用于内装有权利要求 1~5 中任一项所述的所述电动机控制装置的空调及冰箱的压缩机。

24、一种风扇，其特征在于，是内装有权利要求 1~5 中任一项所述的所述电动机控制装置的风扇。

25、一种泵，其特征在于，是内装有权利要求 1~5 中任一项所述的所述电动机控制装置的泵。

## 电动机控制装置

## 技术领域

本发明涉及不用位置传感器控制同步型电动机用的电动机控制装置

## 背景技术

没有位置传感器的同步型电动机的代表是无刷电动机。一直以来知道一种驱动无刷电动机的方法，就是为了检测无刷电动机的转子位置而检测感应电压，并根据它来驱动无刷电动机。无刷电动机的驱动方法有使无刷电动机流过矩形波电流进行驱动的矩形波驱动及流过正弦波电流进行驱动的正弦波驱动。在矩形波驱动中，由于电流波形是矩形波，因此电动机的效率、振动及噪声等都比正弦波驱动要差，在正弦波驱动中，将检测电动机电流的过零点。对所加电压或指令频率进行反馈控制，使得根据该过零点得到的电动机电流与所加电压之相位差达到所希望的指令值。

下面用图 26 及图 27 说明前述正弦波驱动的电动机控制装置的第 1 以往技术。图 26 为正弦波驱动的第 1 以往技术的电动机控制装置方框图。在图中，直流电源 101 的直流电压利用逆变器电路 102 变换为交流电压，经过电动机电流检测单元 104 供给电动机 103。电动机电流用电动机电流检测单元 104 检测，然后输入至逆变器控制单元 105。在逆变器控制单元 105，将用频率设定单元 106 设定的频率输出供给波形生成单元 107，生成电动机 103 所加电压的旋转相位及电压波形。电动机电流检测单元 104 的检测输出供给电流过零点检测单元 108，检测电动机电流的过零点。

图 27(a)为表示旋转相位 $\theta$ 的图形，(b)为表示在输出频率  $f_s$  的倒数即周期  $T$  中的电动机电流  $I_s$  与所加电压  $V_s$  的关系的曲线图。如图 27(a)所示，将频率设定单元 106 的输出频率  $f_s$  利用波形生成单元 107 变换为周期即时间  $T(=1/f_s)$ ，生成旋转相位 $\theta$ 。再根据旋转相位 $\theta$ 生成作为基准的正弦波。根据生成的作为基准的正弦波波形及用误差电压运算单元 111 运算的电压振幅，用输出指令运算单元 112 生成所加电压  $V_s$  的指令值，将它加在逆变器 102 上。这样，电动机电流  $I_s$  如图 27(b)的波形图所示流动，在与所加电压  $V_s$  之间产生

相位差 $\Phi$ ，用电动机电流检测单元 104 检测到的电动机电流  $I_s$  加给电流过零点检测单元 108，检测电动机电流  $I_s$  的过零点的相位。过零点的相位加在相位差运算单元 109 上，检测所加电压  $V_s$  与电动机电流  $I_s$  之相位差 $\Phi$ 。根据相位差指令单元 110 的输出及相位差运算单元 109 的输出，用加法运算单元 113 求出误差，再用误差电压运算单元 111 放大，由此求得电动机所加电压  $V_s$  的振幅。输出指令运算单元 112 输出的所加电压  $V_s$  经脉宽调制(PWM)后加在逆变器 102 的开关元件上，驱动开关元件。

在前述的第 1 以往技术中，检测电动机电流的过零点，进行反馈控制，使得电动机电流  $I_s$  与所加电压  $V_s$  之相位差达到所希望的指令值。电动机电流  $I_s$  的过零点如图 27(b)所示，由于每一相每 180 度电角度能够检测 1 次，因此三相每 60 度能够检测 1 次。但是，在每 60 度电角度检测过零点的反馈控制中，由于取样保持产生很大的检测滞后。由于该检测滞后存在的问题是，特别在电动机转速低的频率区域将导致动作不稳定，产生失步现象，电动机容易停止旋转。

作为第 2 以往技术的正弦波驱动方法，有 1997 年电气学会论文志 D117 卷 1 号及日本专利特开平 11-18483 号公报所示的内容。在该驱动方法中，预先准备了用电动机绕组电阻及 d-q 轴上的电感所描述的电动机电压方程式。再从电动机所加电压与实际流过的电流推算电动机相位及转速，进行反馈控制，下面用图 28 说明该第 2 以往技术。

图 28 为正弦波驱动的第 2 以往技术的电动机控制装置方框图。在图中，直流电源 101，逆变器电路 102，电动机电流检测单元 104 及电动机 103 与第 1 以往技术相同。下面说明逆变器控制单元 114 中的动作原理。根据用输出指令运算单元 115 生成的 PWM 指令值控制逆变器电路 102 的开关元件，来驱动电动机 103。这时用电动机电流检测单元 104 检测流过电动机 103 的电流，将检测信号输出。根据电动机电流检测信号及推算相位 $\theta$ ，用 $\gamma\delta$ 变换单元 116 将电动机电流变换在 $\gamma$ - $\delta$ 坐标轴上，将电流  $I_r$  及  $I_\delta$ 输出。该坐标轴是在电动机模型 117 上推算的 d-q 轴。电动机模型 117 根据变换的电流及电压指令值，求解电动机的电压方程式，将相位 $\theta$ 及转速 $\omega$ 的推算值输出。频率设定单元 118 将电动机的旋转频率指令值输出。加法单元 119 计算旋转频率指令值与用电动机模型 117 生成的转速 $\omega$ 推算值之误差，输出给电流指令单元 120。电流指令单元 120 对加法单元 119 的误差进行 PI 控制，生成 $\gamma$ - $\delta$ 轴上的电流指令值。加法单元 121

计算来自电流指令单元 120 的电流指令值与来自 $\gamma\delta$ 变换单元 116 的电流  $I_r$  及  $I_\delta$ 之误差, 输出给电压指令单元 122。电压指令单元 122 对加法单元 121 的误差进行 PI 控制, 生成所加电压指令值。该所加电压指令值再次用输出指令运算单元 115 进行三相变换后, 生成 PWM 指令值, 在下一个控制周期再次控制逆变器电路 102。

在利用电动机模型推算 d-q 轴的第 2 以往技术中, 每控制周期(例如每载波周期)进行反馈。因而其优点是, 很难产生由于检测滞后而引起的失步现象。但是, 电动机的参数特别是电感受温度及负载的影响变化很大, 因此若实际的电动机参数与控制器内部使用的模型之间产生误差, 则相位或转速的推算结果与实际不一样。结果, 电动机的旋转最终变成不能控制而失步。为了防止失步, 必须要根据转速, 负载或温度来修正参数。另外, 为了对参数不同的电动机进行控制, 必须调整各参数, 难以立即适用于参数不同的电动机。另外, 在进行这种控制时, 由于采用电流小环路, 因此运算量大, 必须采用高价的微型计算机或 DSP。

作为第 3 以往技术的正弦波驱动方法, 有日本专利特开 2000-262089 号公报所示的内容。在该驱动方法中, 检测供给电动机的无功功率, 进行反馈控制, 使该值达到目标值。下面用图 29 说明该第 3 以往技术。

图 29 为正弦波驱动的第 3 以往技术的电动机控制装置方框图。在图中, 直流电源 101, 逆变器电路 102, 电动机电流检测单元 104 及电动机 103 与第 1 以往技术相同。下面说明逆变器控制单元 123 中的动作原理。输出指令运算单元 124 根据电动机所加电压指令值, 生成 PWM 指令后输出, 控制逆变器电路 102 的开关元件, 驱动电动机 103。这时用电动机电流检测单元 104 检测流过电动机 103 的电流, 将检测信号输出。坐标变换单元 125 根据检测信号, 将电动机电流分解为有功电流及无功电流。频率设定单元 126 将电动机 103 的旋转频率指令值输出。无功功率指令单元 127 根据旋转频率指令值、电动机所加电压指令值、有功电流及无功电流, 将无功功率指令值输出。无功功率运算单元 128 根据电动机所加电压指令值及无功电流检测值计算无功功率检测值。加法单元 129 计算无功功率指令值与无功功率检测值之误差, 误差电压运算单元 130 根据该误差生成所加电压补偿值。V/f 变换单元 131 根据旋转频率指令值生成电动机基准电压, 加法单元 132 将电动机基准电压与所加电压补偿值相加, 生成电动机所加电压指令值。电动机所加电压指令值再次输入至输出指令运算单元

124, 生成 PWM 指令值, 在下一控制周期再次控制逆变器电路 102。

进行反馈控制的第 3 以往技术, 是对无功功率发出指令使其达到规定值, 由于每个控制周期进行反馈, 因此其优点与第 2 以往技术相同, 很难产生由于检测滞后而引起的失步现象。另外的优点是, 没有电流小环路, 因此与第 2 以往技术不同, 这一部分的运算量减少。但是, 由于电动机所加电压与转速有近似成正比的关系, 因此无功功率指令值必须根据转速的变化而变化, 再有由于为了生成该指令值要使用电动机参数, 因此与第 2 以往技术相同, 必须根据参数的变化进行修正, 所以无功功率指令值的运算复杂, 结果整个运算量增加, 必须采用高价的微型计算机或 DSP。另外, 与第 2 以往技术相同, 为了对参数不同的电动机进行控制, 必须调整各参数, 难以直接适用于参数不同的电动机。另外存在的问题是, 该以往技术是输出转矩始终处于最大的控制方法, 由于不能进行电压不足时采用的弱励磁控制, 因此转速范围受到限制。

### 发明内容

本发明的目的在于提供能够在大范围运行区域不失步, 高效率、低噪声、低振动、稳定地控制电动机旋转的电动机控制装置。

另外的目的在于提供运算量少, 能够用廉价的微型计算机构成的电动机控制装置。另外在于提供以不需要电动机参数的控制方法, 对于电动机参数不同的电动机也能够立即适用的电动机控制装置。另外在于提供能够实现电源电压不足时的弱励磁控制的电动机控制装置。

根据本发明第 1 方面的一种电动机控制装置, 所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元; 所述逆变器控制单元具有: 将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元、将无功分量电流指令值输出的无功分量电流指令单元、根据所述无功分量电流运算单元的输出与所述无功分量电流指令单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、根据所述频率设定单元的指令

信号求得基准电压的 V/f 变换单元、根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算电动机所加电压指令值的加法单元、以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

根据本发明第 2 方面的一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；所述逆变器控制单元具有：将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、根据所述无功分量电流运算单元及所述有功分量电流运算单元的输出计算相位差 $\phi$ 的相位差 $\phi$ 运算单元、输出相位差 $\phi$ 的指令值的相位差 $\phi$ 指令单元、根据所述相位差 $\phi$ 指令单元的输出与所述相位差 $\phi$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的 V/f 变换单元、根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算电动机所加电压指令值的加法单元、以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

根据本发明第 3 方面的一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；所述逆变器控制单元具有：将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、根据所述无功分量电流运

算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值计算电动机所加电压与电动机感应电压之相位差 $\alpha$ 的相位差 $\alpha$ 运算单元、将相位差 $\alpha$ 指令值输出的相位差 $\alpha$ 指令单元、根据所述相位差 $\alpha$ 指令单元的输出与所述相位差 $\alpha$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的 V/f 变换单元、根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

根据本发明第 4 方面的一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；所述逆变器控制单元具有：将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、根据所述波形生成单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值及所述频率设定单元的指令信号计算所述电动机转子基准轴与电动机电流之相位差 $\beta$ 的相位差 $\beta$ 运算单元、将相位差 $\beta$ 指令值输出的相位差 $\beta$ 指令单元、根据所述相位差 $\beta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\beta$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的 V/f 变换单元、根据所述误差电压运算单元及所述 V/f 变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

根据本发明第 5 方面的一种电动机控制装置，所述电动机控制装置包含将直流变换为交流后供给电动机交流功率并具有开关元件及二极管的逆变器电路、检测流过所述电动机的电流并将检测信号输出的电动机电流检测单元、以及根据所述电动机电流检测单元的输出对所述逆变器电路进行控制的逆变器控制单元；所述逆变器控制单元具有：将所述电动机旋转频率的指令信号输出的频率设定单元、根据所述频率设定单元的指令信号生成旋转相位信号的波形生成单元、根据所述波形生成

单元的旋转相位信号及所述电动机电流检测单元的检测信号计算与电动机所加电压指令值正交的电动机电流分量即无功分量电流的无功分量电流运算单元及计算与电动机所加电压指令值平行的电动机电流分量即有功分量电流的有功分量电流运算单元、根据所述无功分量电流运算单元的输出及所述有功分量电流运算单元的输出及电动机所加电压指令值及所述频率设定单元的指令信号计算所述电动机转子基准轴与电动机所加电压之相位差 $\delta$ 的相位差 $\delta$ 运算单元、将相位差 $\delta$ 的指令值输出的相位差 $\delta$ 指令单元、根据所述相位差 $\delta$ 指令单元的输出与所述相位差 $\delta$ 运算单元的输出之差计算误差电压的误差电压运算单元、根据所述频率设定单元的指令信号求得基准电压的V/f变换单元、根据所述误差电压运算单元及所述V/f变换单元的输出计算所述电动机所加电压指令值的加法单元、以及根据所述波形生成单元及所述加法单元的输出生成供给所述逆变器电路的控制信号的输出指令运算单元。

根据本发明第6方面的一种压缩机，是用于内装有本发明第1~5方面中任一项所述的所述电动机控制装置的空调及冰箱的压缩机。

根据本发明第7方面的一种风扇及泵，是内装有本发明第1~5中任一项所述的所述电动机控制装置的风扇及泵。

按照本发明，根据电动机电流检测电动机瞬时的无功分量电流、功率因数角、所加电压与感应电压之相位差、转子轴与电流之相位差、以及转子轴与所加电压之相位差的某一项。由于控制逆变器电路，使这些检测值与指令值相等，因此能够稳定驱动电动机。进行逆变器电路的控制的逆变器控制构成了反馈环，以补偿对电动机所加电压指令的电压值或相位。控制周期与电动机的旋转频率相比非常短，因此没有由于取样滞后等造成的不稳定动作。

根据本发明，由于反馈控制周期短，因此能够提供更稳定的电动机控制装置。另外，由于能够不使用电动机参数而形成控制环，因此能够提供对电动机参数不同的电动机直接可适用的电动机控制装置。另外，由于能够减少使用的电动机参数，因此能够提供使调试简单的电动机控制装置。另外，由于能够不用电流小环路控制电动机，因此运算量少，能够提供使用廉价的微型计算机的电动机控制装置。另外，由于能够进行相位补偿及速度补偿，因此能够提供更稳定的电动机控制装置。另外，由于能够进行电源电压不足时的弱励磁控制，因此能够提供运行范围更大的电动机控制装置。另外，由于能够采用交流电流传感器，因此能够提供更廉价的电动机控制装置。

## 附图说明

图 1 为本发明第 1 实施例的基本电动机控制装置方框图。

图 2 为本发明第 1 实施例的具体例的电动机控制装置方框图。

图 3(a) 及 (b) 分别为第 1 实施例至第 5 实施例的说明所用的表示电动机所加电压，电动机电流及它们的相位差的 d-q 轴上及 a-r 轴上的矢量图。

图 4 为本发明第 2 实施例的电动机控制装置方框图。

图 5 为本发明第 3 实施例的电动机控制装置方框图。

图 6 为本发明第 4 实施例的电动机控制装置方框图。

图 7 为本发明第 5 实施例的电动机控制装置方框图。

图 8 为本发明第 6 实施例的电动机控制装置方框图。

图 9 为本发明第 7 实施例的电动机控制装置方框图。

图 10 为本发明第 7 实施例的其它例电动机控制装置方框图。

图 11 为本发明第 8 实施例的电动机控制装置方框图。

图 12 为本发明第 8 实施例的其它例的电动机控制装置方框图。

图 13 为本发明第 8 实施例中表示电动机所加电压，电动机电流及它们的相位差的 d-q 坐标轴上的矢量图。

图 14 为本发明第 9 实施例的电动机控制装置方框图。

图 15

(a) 为表示低旋转频率时的电动机无功分量电流指令值与电动机效率的关系的曲线图。

(b) 为表示高旋转频率时的电动机无功分量电流指令值与电动机效率的关系的曲线图。

(c) 为表示低旋转频率时的电动机相位差  $\Phi$  指令值与电动机效率的关系的曲线图。

(d) 为表示高旋转频率时的电动机相位差  $\Phi$  指令值与电动机效率的关系的曲线图。

(e) 为表示弱励磁控制时的电动机旋转频率与无功分量电流指令值的关系的曲线图。

(f) 为表示弱励磁控制时的电动机旋转频率与相位差  $\Phi$  指令值的关系的曲线图。

图 16 为本发明第 10 实施例的电动机控制装置方框图。

图 17 为本发明第 12 实施例的电动机控制装置方框图。

图 18

(a) 为本发明第 12 实施例的弱励磁控制加速过程中转速指令、所加电压指令及无功分量电流指令随时间而变化的曲线图。

(b) 为本发明第 12 实施例的弱励磁控制减速过程中转速指令、所加电压指令及无功分量电流指令随时间而变化的曲线图。

图 19 为本发明第 13 实施例的电动机控制装置方框图。

图 20 为本发明第 14 实施例的电动机控制装置方框图。

图 21 为本发明第 17 实施例的电动机控制装置方框图。

图 22 为本发明第 18 实施例的电动机控制装置方框图。

图 23 为本发明第 19 实施例的电动机控制装置方框图。

图 24 为表示交流电流传感器特性的曲线图。

图 25 为表示本发明第 19 实施例的电动机电流的矢量图。

图 26 为第 1 以往技术的电动机控制装置方框图。

图 27

(a) 为表示第 1 以往技术即图 26 的电动机控制装置中波形生成单元的设定频率所决定的周期  $T$  与旋转相位  $\theta$  的关系的曲线图。

(b) 为表示第 1 以往技术即图 26 的电动机控制装置中周期  $T$ 、电动机电流  $I_s$  与电动机电压  $V_s$  的关系的曲线图。

图 28 为第 2 以往技术的电动机控制装置方框图。

图 29 为第 3 以往技术的电动机控制装置方框图。

## 具体实施方式

下面用图 1 至图 25 说明本发明理想实施例的电动机控制装置。

### 第 1 实施例

图 1 所示为本发明第 1 实施例的电动机控制装置的基本构成方框图。在图 1 中，直流电源 1 的直流加在逆变器电路 2 上，变换为交流，经过电动机电流检测单元 4 供给电动机 3。电动机 3 例如是同步型的无刷电动机，不具有检测转子位置的位置传感器。电动机电流检测单元 4 的输出作为逆变器控制单元 55 的具有无功分量电流运算单元 54 的检测单元 57 的输入。在检测单元 57，计算

无功分量电流，并根据该值输出检测值，加在运算单元 58 上，在设定单元 56 设定控制逆变器电路 2 用的将在后面详细说明的各种设定值，该设定值作为检测单元 57 输出的检测值的目标值，可以是一定值，也可以是根据电动机 3 旋转频率或负载转矩而变化的值。该设定值及检测值输入至运算单元 58。运算单元 58 进行规定运算后，输出驱动逆变器电路 2 用的指令值，使检测值等于设定值。通过在规定控制周期反复进行上述一连串动作，进行控制使检测值与设定值相等，能够以规定动作状态驱动电动机 3。

图 2 所示为本实施例的电动机控制装置理想具体例的方框图。该例中是将检测值及设定值作为无功分量电流的情况。在逆变器控制单元 5 中，在频率设定单元 6 设定控制逆变器电路 2 的输入信号频率，设定的频率的输入信号加在到波形生成单元 7 及 V/f 变换单元 11。波形生成单元 7 根据所加的输入信号，生成旋转相移信号，加到无功分量电流运算单元 8 及输出指令运算单元 12。无功分量电流运算单元 8 根据电动机电流检测单元 4 的检测输出及波形生成单元 7 的输出求出无功分量电流，加到加法单元 31 的一输入端。从无功分量电流指令单元 9 输出的无功分量电流指令值加在加法单元 31 的另一输入端。加法单元 31 的加法输出求得加在误差电压运算单元 10 上的误差电压。误差电压运算单元 10 的输出，在加法单元 32 与 V/f 变换单元 11 的输出相加，加法结果的输出作为输出指令运算单元 12 的输入。输出指令运算单元 12 的输出加到逆变器电路 2，驱动逆变器电路。图 1 中的检测单元 57 相当于图 2 的无功分量电流运算单元 8，图 1 的设定单元 56 相当于图 2 的无功分量电流指令单元 9。运算单元 58 相当于将图 2 的其它部分集中在一起的单元。

下面说明逆变器控制单元 5 的动作原理，设电动机 3 的三相绕组(图示省略)U、V 及 W 所加电压为  $V_u$ 、 $V_v$  及  $V_w$ ，则输出指令运算单元 12 利用来自波形生成单元 7 的旋转相位信号  $\theta$  及来自加法单元 32 的电动机所加电压指令值  $V_a$ ，进行式(1)所示的运算。

$$\begin{aligned}
 V_u &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times V_a \times \sin \theta \\
 V_v &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times V_a \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \\
 V_w &= \sqrt{\frac{2}{3}} \times V_a \times \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

输出指令运算单元 12 输出对逆变器电路 2 的开关元件 41-46(图 22)进行 PWM 驱动的信号,使运算结果的电压加到电动机 3。电动机电流检测单元 4 检测流过电动机 3 的三相电流中的至少两相电流,将检测信号输入至无功分量电流运算单元 8,设电动机电流检测单元 4 检测 U 相, V 相及 W 相的电流时输出的检测信号为  $I_u$ 、 $I_v$  及  $I_w$ ,则无功分量电流运算单元 8 进行式(2)所示的运算,求得无功分量电流检测值  $I_r$ 。

$$I_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left[ I_u \times \cos\theta + I_v \times \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + I_w \times \cos\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \right] \quad (2)$$

另外,由于有  $I_u + I_v + I_w = 0$  的关系,因此若电动机电流检测单元 4 至少检测两相电流,则无功分量电流运算单元 8 能够进行式(2)的运算。

图 3(a)是在 d-q 轴上表示电动机所加电压指令值  $V_a$ 、感应电压  $V_o$  及流过电动机 3 的电动机电流  $I_s$  的关系的矢量图。由电动机 3 的转子上设置的永磁体产生的电压处于 q 轴上,包含电抗分量的电动机 3 的转子与定子之间产生的感应电压为  $V_o$ 。电动机所加电压指令值  $V_a$  与感应电压  $V_o$  的矢量差是电动机绕组电阻 R 与电动机电流  $I_s$  相乘的结果。通过式(2)的运算得到的无功分量电流检测值  $I_r$  为电动机电流  $I_s$  在与所加电压指令值  $V_a$  的方向垂直的方向上的分量,若在 a-r 轴上表示,则如图 3(b)所示,在将电动机电流  $I_s$  沿与所加电压指令值  $V_a$  平行的方向即 a 轴方向和与 a 轴垂直的 r 轴方向进行分解时,为 r 轴方向的分量。因而,无功分量电流检测值  $I_r$  也能够如式(3)所示。

$$I_r = I_s \times \sin\phi \quad (3)$$

式中,  $\phi$  为所加电压指令值  $V_a$  与电动机电流  $I_s$  之相位差,表示功率因数角。

在图 2 中,无功分量电流指令单元 9 将无功分量电流指令值  $I_r^*$  输出。加法单元 31 将无功分量电流指令值  $I_r^*$  与无功分量电流检测值  $I_r$  进行加法运算,将加法结果作为误差输出。误差电压运算单元 10 为了使无功分量电流检测值  $I_r$  接近无功分量电流指令  $I_r^*$ ,根据该误差计算电压补偿值,然后输出。

电压补偿值的运算中，可以采用比例(P)控制，比例积分控制(PI)及比例积分微分(PID)控制等以往所用的控制中的运算方法。这时的各控制增益可以是固定值，也可以根据电动机的旋转频率或负载而变化。前述误差电压运算单元 10 的运算方法是一般性的方法，本发明的误差电压运算单元 10 的动作不限于此。也可以根据电动机的旋转频率或负载改变无功分量电流指令值  $I_r^*$ 。

频率设定单元 6 将表示电动机 3 的旋转频率的旋转频率指令值输出。V/f 变换单元 11 根据该旋转频率指令值，将应该加给电动机 3 的基本电压指令值输出。若电动机 3 为无刷电动机，则由于所加电压与转速为成正比关系，因此一般将旋转频率指令值乘以一定数值的值作为电压指令值。作为电压指令值的其它生成方法，由于电动机起动时必须加速转矩，因此也可以输出稍微大一点的电压指令值。在本实施例中说明的电压指令值生成方法是一般性的，本发明的 V/f 变换单元的动作不限于该电压指令值的生成方法。

加法单元 32 将 V/f 变换单元 11 输出的电压指令值与误差电压运算单元 10 输出的电压补偿值相加，生成下一个控制周期的电动机所加电压指令值  $V_a$ 。通过每个控制周期反复进行上述一连串动作，最终能够补偿应该加给电动机 3 的电压的超过或不足的部分。该控制周期与逆变器电路 2 的开关元件反复开关的周期即载波周期相同。通常的载波周期为数十微秒至数百微秒，即载波频率为数 kHz~数十 kHz 左右。而电动机的旋转频率取决于用途，在空调或冰箱所用的压缩机，风扇或泵等用途中最高为数百 Hz，是远小于载波频率的频率。在第 1 以往技术中，由于只能以电动机旋转频率的数倍左右的频率进行控制，因此控制及检测滞后，常常电动机的旋转不稳定。根据本实施例，由于能够以远大于电动机旋转频率的载波频率即短的周期进行控制，因此不产生控制滞后及检测滞后，电动机的控制没有不稳定。

另外，由于用式(1)~式(3)检测无功分量电流，因此不需要电动机参数，这一点与第 2 及第 3 以往技术不同。本发明的电动机控制装置，即使对于电感值或绕组电阻值等电动机参数不同的电动机，也可以不需要调整参数就能够适用。另外，由于运算量少，因此能够采用廉价的微型计算机实现电动机控制装置。

## 第 2 实施例

图 4 为本发明第 2 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制

单元 5A 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中, 增加有功分量电流运算单元 13 及相位差 $\Phi$ 运算单元 14, 将无功分量电流指令单元 9 变为相位差 $\Phi$ 指令单元 15。其它构成与前述第 1 实施例的构成相同。相位差 $\Phi$ 是所加电压指令值  $V_a$  与电动机电流  $I_s$  之相位差。有功分量电流运算单元 13 利用式 (4) 的运算求得有功分量电流  $I_a$ 。

$$I_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left[ I_u \times \sin\theta + I_v \times \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) + I_w \times \sin\left(\theta - \frac{4}{3}\pi\right) \right] \quad (4)$$

利用式 (4) 的运算求得的有功分量电流  $I_a$  是在图 3 (b) 的矢量图中电动机电流  $I_s$  的沿与所加电压指令值  $V_a$  的方向平行的方向的分量。即如图 3 (b) 所示, 在将电动机电流  $I_s$  沿与所加电压指令值  $V_a$  平行的方向即 a 轴方向及与 a 轴垂直的方向即 r 轴方向分解时, 为 a 轴方向分量。因而, 有功分量电流检测值  $I_a$  也能够如式 (5) 所示。

$$I_a = I_s \times \cos\phi \quad (5)$$

从式 (3) 及式 (5) 可以导出式

$$\phi = \text{Tan}^{-1}\left(\frac{I_r}{I_a}\right) \quad (6)$$

相位差 $\Phi$ 运算单元 14 利用式 (6) 的运算求得功率因数角即相位差 $\Phi$ 。

相位差 $\Phi$ 指令单元 15 将相位差 $\Phi$ 的指令值 $\Phi^*$  (下面称为相位差 $\Phi$ 指令值) 输出。加法单元 31A 将相位差 $\Phi$ 指令值 $\Phi^*$  与相位差 $\Phi$ 检测值 $\Phi$  的加法结果作为误差输出。误差电压运算单元 10A 为了使相位差 $\Phi$ 检测值 $\Phi$  接近相位差 $\Phi$ 指令值 $\Phi^*$ , 根据该误差计算电压补偿值, 然后输出, 在这之后的逆变器控制单元 5A 的动作与第 1 实施例的图 2 的相同。

由于用角度表示的相位差 $\Phi$ 为功率因数角, 因此通过控制相位差 $\Phi$ , 能够直接设定电动机的功率因数, 即有功功率及无功功率的分配比例。为此, 容易设定电动机的驱动状态。

图 15 (a) 是表示令电动机的旋转频率为较低的一定值, 以负载为参数时的

无功分量电流指令值  $I_r^*$  与电动机效率的关系的实验结果，图 15(c) 是表示相位差  $\Phi$  指令值  $\Phi^*$  与电动机效率的关系的实验结果，由图 15(a) 可知，随着负载变化，必须改变电动机效率成为最大的无功分量电流指令值  $I_r^*$ 。因而，为了驱动电动机，使得负载变化，电动机的效率也为最大，就必须根据负载改变无功分量电流指令值。由图 15(c) 可知，由于即使负载变化而电动机效率为最大的相位差  $\Phi$  指令值  $\Phi^*$  不变化，因此可以是一定值。根据这一结果，在想驱动电动机使电动机的效率始终为最大时，无功分量电流指令值  $I_r^*$  必须随负载而变，但相位差  $\Phi$  指令值  $\Phi^*$  与负载无关，只要设定一定值即可。因而，在反馈控制中得到的效果是，使用相位差  $\Phi$  指令值  $\Phi^*$  与使用无功分量电流指令值  $I_r^*$  相比，设定要简单。

另外，由于用式(1)~式(6)检测相位差  $\Phi$ ，因此不需要电动机参数，这一点与第 2 及第 3 以往技术不同。本发明的电动机控制装置，即使对于电感值及绕组电阻值等电动参数不同的电动机，也可以不需要调整参数就能够适用。另外，由于运算量少，因此能够采用廉价的微型计算实现电动机控制装置。

### 第 3 实施例

图 5 为本发明第 3 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元 5B 是将第 2 实施例的图 4 的逆变器控制单元 5A 中的相位差  $\Phi$  运算单元 14 换成相位差  $\alpha$  运算单元 16，将相位差  $\Phi$  指令单元 15 换成相位差  $\alpha$  指令单元 17。相位差  $\alpha$  运算单元 16 根据式(7)从无功分量电流运算单元 8 的输出，有功分量电流运算单元 13 的输出，以及加法单元 32 的输出即电动机所加电压指令值，计算相位差  $\alpha$ 。

$$\alpha = \text{Tan}^{-1} \left( \frac{R \times I_r}{V_a - R \times I_a} \right) \quad (7)$$

式(7)中的  $R$  为电动机 3 的每相绕组的绕组电阻。用角度表示的相位差  $\alpha$  如图 3(a) 所示，为所加电压指令值  $V_a$  与感应电压  $V_o$  之相位差。

相位差  $\alpha$  指令单元 17 将相位差  $\alpha$  的指令值  $\alpha^*$  (下面称为相位差  $\alpha$  指令值  $\alpha^*$ ) 输出。加法单元 31B 将相位差  $\alpha$  指令值  $\alpha^*$  与相位差  $\alpha$  检测值  $\alpha$  的相加结果作为误差输出。误差电压运算单元 10B 为了使相位差  $\alpha$  检测值  $\alpha$  接近相位差  $\alpha$  指令值  $\alpha^*$ ,

根据该误差计算电压补偿值，然后输出。其它构成及动作与第 2 实施例相同。

在反馈控制中，相位差 $\alpha$ 具有与图 15(c)所示的相位差 $\Phi$ 同样的效果。因而，在想要驱动电动机使电动机效率始终为最大时，只要设定相位差 $\alpha$ 指令值 $\alpha^*$ 为一定值就可以。由于电动机起动时旋转频率不稳定，因此由于转子永磁体产生的感应电压 $\omega \cdot \psi$ (图 3(a))有很大变化。所以，感应电压  $V_0$  的大小及方向这两方面都有很大变化，电动机电流  $I_s$  也有很大变化。结果，电动机起动时所加电压指令值  $V_a$  与电动机电流  $I_s$  之相位差 $\Phi$ 有很大变化，相位差 $\Phi$ 的检测值 $\Phi$ 有差异，难以控制。而与此不同的是，由于相位差 $\alpha$ 的变动量小，因此从电动机起动时起，相位差 $\alpha$ 的检测值没有差异。因而若用相位差 $\alpha$ ，则得到的效果是，能够进行稳定的反馈控制，从电动机起动时容易进行电动机控制。

为了检测相位差 $\alpha$ ，只需要电动机的绕组电阻  $R$ ，而不需要因负载有很大变化的电感值，因此不需要根据负载进行修正，能够廉价实现电动机控制装置。另外，由于运算量少，因此能够采用廉价的微型计算机实现电动机控制装置。

#### 第 4 实施例

图 6 为本发明第 4 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元 5C 是将第 3 实施例的图 5 的逆变器控制单元 5B 中的相位差 $\alpha$ 运算单元 16 换成相位差 $\beta$ 运算单元 18，将相位差 $\alpha$ 指令单元 17 换成相位差 $\beta$ 指令单元 19。相位差 $\beta$ 运算单元 18 根据式(8)从无功分量电流运算单元 8 的输出，有功分量电流运算单元 13 的输出，加法单元 32 的输出及频率设定单元 6 的输出，计算相位差 $\beta$ 。

$$\beta = \text{Tan}^{-1} \left( \frac{V_a \times I_r - \omega \times L_q \times I_s^2}{V_a \times I_a - R \times I_s^2} \right) \quad (8)$$

用角度表示的相位差 $\beta$ 如图 3(a)所示，为转子轴即  $q$  轴与电动机电流  $I_s$  之相位差。

下面说明本实施例的其它理想例子。无功功率  $P_r$  用式(9)表示

$$P_r = \left[ -\psi \times I_d - (L_q - L_d) \times I_d^2 + L_q \times I_s^2 \right] \times \omega \quad (9)$$

式中， $\psi$ 表示磁通， $L_d$ 及 $L_q$ 表示电感的d轴分量及q轴分量， $I_d$ 及 $I_q$ 表示电动机电流 $I_s$ 的d轴分量及q轴分量。若解式(9)求 $I_d$ ，则得到式(10)。

$$I_d = \left[ -\psi + \sqrt{\psi^2 + 4(L_q - L_d) \times (Pr/\omega - L_q \times I_s^2)} \right] / [2 \times (L_q - L_d)] \quad (10)$$

另外，无功功率 $Pr$ 也可以用式(11)表示。

$$Pr = Va \times Is \sin\phi = Va \times Ir \quad (11)$$

再有，电动机电流 $I_s$ 的d轴分量 $I_d$ 及电动机电流 $I_s$ 有式(12)的关系。

$$I_d = I_s \times \sin\beta \quad (12)$$

若用式(9)~式(12)求解 $\beta$ ，则得到式(13)

$$\beta = \sin^{-1} \left[ \frac{-\psi + \sqrt{\psi^2 + 4 \times (L_q - L_d) \times (Va \times Ir / \omega - L_q \times I_s^2)}}{2 \times (L_q - L_d) \times \sqrt{I_a^2 + I_r^2}} \right] \quad (13)$$

由于 $\psi$ ， $L_d$ 及 $L_q$ 为电动机参数，是已知量，因此若能够检测测出电动机所加电压指令值 $V_a$ 、电动机旋转频率 $\omega$ ，有功分量电流 $I_a$ 及无功分量电流 $I_r$ ，就能够运算相位差 $\beta$ 。

相位差 $\beta$ 指令单元 19 将相位差 $\beta$ 的指令值 $\beta^*$ (下面称为相位差 $\beta$ 指令值 $\beta^*$ )输出。加法单元 31C 将相位差 $\beta$ 指令值 $\beta^*$ 与相位差 $\beta$ 运算单元 18 输出的相位差 $\beta$ 检测值 $\beta$ 的相加结果作为误差输出。误差电压运算单元 10C 为了使相位差 $\beta$ 检测值 $\beta$ 接近相位差 $\beta$ 指令值 $\beta^*$ ，根据该误差计算电压补偿值，然后输出。其它的逆变器控制单元 5C 的构成及动作与第 3 实施例相同。

相位差 $\beta$ 为直接控制转矩的电动机电流 $I_s$ 与转子基准轴q之相位差，由于在电动机控制上具有物理意义，因此容易设定。例如在后述的第 15 实施例中所示，电动机为隐极结构时，若控制电动机电流 $I_s$ ，使相位差 $\beta$ 为零，则能够始终以高转矩驱动电动机。另外，如在第 16 实施例所示，在电动机为突极构造情况下，控制相位差 $\beta$ 使得保持由电流及转速决定的函数表示的关系，则能

够始终以高转矩驱动电动机。这样能够得到的效果是在想以高转矩驱动电动机时，通过检测相位差 $\beta$ 进行控制，就能够简单进行高转矩驱动。

为了检测相位差 $\beta$ ，若采用式(8)，则使用电感的 $q$ 轴分量及绕组电阻，不需要电感的 $d$ 轴分量，因此能够实现根据负载或转速要进行修正的参数较少的电动机控制装置。

### 第5实施例

图7为本发明第5实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元5D是将第4实施例的图6的逆变器控制单元5C中的相位差 $\beta$ 运算单元18换成相位差 $\delta$ 运算单元20，将相位差 $\beta$ 指令单元19换成相位差 $\delta$ 指令单元21。相位差 $\delta$ 运算单元20根据式(6)，式(8)及式(14)从无功分量电流运算单元8的输出，有功分量电流运算单元13的输出，加法单元32的输出及频率设定单元6的输出，计算相位差 $\delta$ 。

$$\delta = \beta - \Phi \quad (14)$$

相位差 $\delta$ 如图3(a)所示，为转子轴即 $q$ 轴与电动机所加电压指令值 $V_a$ 之间的角度，称为负载角。

相位差 $\delta$ 指令单元21将相位差 $\delta$ 的指令值 $\delta^*$ (下面称为相位差 $\delta$ 指令值 $\delta^*$ )输出。加法单元31D将相位差 $\delta$ 指令值 $\delta^*$ 与相位差 $\delta$ 检测值 $\delta$ 相加，将相加结果作为误差输出。误差电压运算单元10D为了使相位差 $\delta$ 检测值 $\delta$ 接近相位差 $\delta$ 指令值 $\delta^*$ ，根据该误差计算电压补偿值，然后输出。逆变器控制单元5D的其它构成及动作与第4实施例相同。

相位差 $\delta$ 称为负载角，负载越大，相位差 $\delta$ 也越大。由于负载角具有表示电动机失步边缘的理论角度的物理意义，因此若能够检测出负载角，则能够知道电动机的驱动状态是否在失步边缘附近。根据本实施例，由于能够检测出相位差 $\delta$ ，因此能够知道是否在失步边缘附近驱动电动机。所以能够采取措施，使其不失步，能够实现更稳定的电动机控制装置。

为了检测相位差 $\delta$ ，若采用式(8)，则使用电感的 $q$ 轴分量及绕组电阻，不需要电感的 $d$ 轴分量，因此能够实现根据负载或转速要进行修正的参数较少的电动机控制装置。

### 第 6 实施例

图 8 为本发明第 6 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元 5E 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中增加相位补偿单元 22 及加法单元 33，将加法单元 31 换为加法单元 31E。

加法单元 31E 将无功分量电流指令值与无功分量电流检测值相加，将加法结果作为误差加在误差运算单元 10 及相位补偿单元 22 上。相位补偿单元 22 为了使无功分量电流指令值与无功分量电流检测值的误差减小，将补偿旋转相位信号 $\theta$ 的相位补偿值输出，加给加法单元 33。加法单元 33 将波形生成单元 7 输出的旋转相位信号与相位补偿值相加，生成新的旋转相位信号，加在输出指令运算单元 12 及无功分量电流运算单元 8 上。相位补偿单元 22 中的处理，一般采用对误差进行比例控制，比例积分控制或比例积分微分控制的方法，但在本发明中，相位补偿单元 22 的处理不限于使用这些方法。另外，相位补偿单元 22 的控制增益也可以根据电动机驱动状态而变化。

通过设置相位补偿单元 22 及加法单元 33，即使在因急剧负载变动而电动机产生相位偏移时，也能够进行相位补偿。因而，能够实现更稳定的电动机驱动。

另外，在图 8 构成的本实施例中，将无功分量电流指令值与无功分量电流运算值之误差用于相位补偿，但采用相位差 $\phi$ 的误差、相位差 $\alpha$ 的误差、相位差 $\beta$ 的误差及相位差 $\delta$ 的误差的某一项误差，并根据这些误差适当设定控制增益，通过这样实施相位补偿，也能够得到同样的效果。

### 第 7 实施例

图 9 为本发明第 7 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元 5F 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中增加变化量运算单元 23。

变化量运算单元 23 从无功分量电流运算单元 8 接受无功分量电流的运算结果，计算以一定周期反复控制的前一次控制中的无功分量电流运算结果与这一次控制中的无功分量电流运算结果之差。根据该差值，求得电动机 3 的旋转频率的推算变化量。旋转频率的变化量本来希望是零。因此将推算变化量反相放大后，决定变化量运算单元 23 的输出，加法单元 32A 将变化量运算单元 23 的输出，误差电压运算单元 10 的输出及 V/f 变换单元 11 的输出相加，将电动

机所加电压指令值  $V_a$  输出。根据本实施例，由于能够将旋转频率的变化量反馈至所加电压指令值，因此即使在旋转频率变化的情况下，也能够实现更稳定的电动机控制装置。

图 10 为第 7 实施例的其它例的电动机控制装置方框图。逆变器控制单元 5G 是将图 9 的逆变器控制单元 5F 的变化量运算单元 23 换成变化量运算单元 23A，将加法单元 32A 换成加法单元 32，同时加上加法单元 34。

变化量运算单元 23A 从无功分量电流运算单元 8 接受无功分量电流的运算结果，计算前一次控制中的无功分量电流运算结果与这一次控制中的无功分量电流运算结果之差。根据该差值，变化量运算单元 23A 求得电动机 3 的旋转频率的推算变化量并将该推算变化量的值反相放大的结果值输出，加到加法单元 34。加法单元 34 将频率设定单元 6 的输出与变化量运算单元 23A 的输出相加，将相加结果加到波形生成单元 7。根据本实施例，由于将旋转频率的变化量反馈至频率设定单元 6 的旋转频率指令值，因此即使在电动机 3 的旋转频率变化的情况下，也能够实现更稳定的电动机控制装置。

在第 7 实施例中，是根据无功分量电流运算单元 8 的输出求得变化量，得到变化量的推算值，但也可以采用第 2 至第 5 实施例中的相位差  $\Phi$  运算单元，相位差  $\alpha$  运算单元，相位差  $\beta$  运算单元及相位差  $\delta$  运算单元的某一个输出，求得变化量，再通过适当设定与这些输出相应的变化量，进行反馈控制。

### 第 8 实施例

图 11 为本发明第 8 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元 5H 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中增加有功分量电流运算单元 13，电流补偿单元 24 及运算单元 35。

电流补偿单元 24 利用式 (15)，根据无功分量电流运算单元 8 及有功分量电流运算单元 13 的输出，计算电动机电流  $I_s$ 。再计算电动机电流  $I_s$  的平均值，并将电动机电流  $I_s$  的瞬时值与平均值之误差放大，作为旋转相位变化量输出。

$$I_s = \sqrt{I_a^2 + I_r^2} \quad (15)$$

加法单元 35 将波形生成单元 7 的输出与电流补偿单元 24 的输出相加，生成新的旋转相位指令值  $\theta$ ，将它加在输出指令运算单元 12，无功分量电流运算

单元 8 及有功分量电流运算单元 13 上。

在通常的电动机驱动状态中，有功分量电流  $I_a$  大于无功分量电流  $I_r$ ，无功分量电流  $I_r$  为近似接近于零的值。因而也可以使用有功分量电流  $I_a$  作为电动机电流  $I_s$  的近似值，根据有功分量电流  $I_a$  的瞬时值与平均值之误差决定电压补偿量。

图 12 为本实施例的其它理想例子的电动机控制装置方框图。逆变器控制单元 5I 是在图 11 的逆变器控制单元 5H 中，将电流补偿单元 24 换成电流补偿单元 24A，将加法单元 32 换成加法单元 32A，去掉加法单元 35。

电流补偿单元 24A 利用式(15)，根据无功分量电流运算单元 8 及有功分量电流运算单元 13 的输出，计算电动机电流  $I_s$ 。再计算电动机电流  $I_s$  的平均值，并将电动机电流  $I_s$  的瞬时值与平均值之误差放大，作为电压补偿量输出，加法单元 32A 将 V/f 变换单元 11 的输出，误差电压运算单元 10 的输出及电流补偿单元 24A 的输出相加，生成新的电动机所加电压指令值  $V_a$ 。

在通常的电动机驱动状态中，有功分量电流  $I_a$  大于无功分量电流  $I_r$ ，无功分量电流  $I_r$  为近似接近于零的值。因而也可以使用有功分量电流  $I_a$  作为电动机电流  $I_s$  的近似值，根据有功分量电流  $I_a$  的瞬时值与平均值之误差决定电压补偿量。

根据包含电动机的负载在内的系统及电动机的驱动条件，常常因电动机旋转频率的变动产生振荡现象。若产生振荡，则由于转子或负载具有惯性，因此电动机电流  $I_s$  以低于旋转频率的频率变动。图 13 所示为产生这样的现象时的 d-q 轴上的电压矢量。如图所示，由于 d-q 轴变化为 d'-q'轴，旋转频率变动，因此所加电压  $V_a$  与 q 轴之相位差  $\delta$  以低于旋转频率的频率变动。设在 q 轴位置的感应电压为  $V_0$ ，这时流过的电动机电流为  $I_s$ ，变成 q'轴时的感应电压为  $V_0'$ ，这时流过的电动机电流为  $I_s'$ 。这时，由于感应电压  $V_0'$  小于感应电压  $V_0$ ，因此电动机电流  $I_s'$  大于电动机电流  $I_s$ 。该电动机电流  $I_s$  与电动机电流  $I_s'$  的大小的差别与所加电压  $V_a$  与 q 轴之相位差  $\delta$  有相关性。因此，在本实施例中，将电动机电流  $I_s$  的瞬时值与平均值之误差作为旋转相位变动量反馈给旋转相位指令  $\theta$ 。这样，由于能够减小相位差  $\delta$  的变动，因此能够得到更稳定的电动机控制。另外，在本实施例中，也可以将电动机电流  $I_s$  的瞬时值与平均值之误差作为电压补偿量反馈给电动机所加电压指令值  $V_a$ 。这样，由于能够减小相位差  $\delta$  的变动，因此能够得到更稳定的电动机控制装置。

另外，在本实施例中，作为将电动机电流  $I_s$  的误差变换为旋转相位变动量或电压补偿量时的控制方法，一般是采用比例控制(P控制)、PI控制及PID控制等，但本发明不限于这些控制方法。控制中的控制增益也可以根据电动机负载或旋转频率等驱动状态而变化。另外，在平均值与瞬时值的误差小于规定值时，也可以看成检测误差，使输出为零。

本实施例是根据检测无功分量电流而进行控制的第1实施例的方法，当然也可以将本实施例的构成与第2至第5实施例所述的电动机控制装置组合。

### 第9实施例

图14为本发明第9实施例的电动机控制装置方框图。在图中，逆变器控制单元5J是在第1实施例的图2的逆变器控制单元5中，增加有功分量电流运算单元13、相位差 $\Phi$ 运算单元14，相位差 $\Phi$ 指令单元15，加法单元31A，误差电压运算单元10A及反馈切换单元26。

有功分量电流运算单元13，相位差 $\Phi$ 运算单元14，相位差 $\Phi$ 指令单元15，加法单元31A及误差电压运算单元10A的构成及动作与第2实施例中的各单元的构成及动作相同。反馈切换单元26根据来自频率设定单元6的信号，选择误差电压运算单元10的输出或误差电压运算单元10A的输出的某一个输出加在加法单元32上。

无功分量电流  $I_r$  与相位差 $\Phi$ 的反馈量各自根据电动机的旋转频率及负载，具有不同的特性。图15(a)至(d)所示为无功分量电流  $I_r$  及相位差 $\Phi$ 与电协机效率的关系。图15(a)及(b)是以负载为参数分别在低旋转频率时与高旋转频率时表示使无功分量电流  $I_r$  的指令值变化时的电动机效率的变化的曲线图。图15(c)及(d)是以负载为参数分别在低旋转频率时与高旋转频率时表示使相位差 $\Phi$ 的指令值变化时的电动机效率的变化的曲线图。另外，图15(e)是将输入至逆变器2的直流电源(1)的电压值作为一定时的所谓进行弱励磁控制使旋转频率上升的情况下，表示将负载作为参数的转速与无功分量电流  $I_r$  的关系，而图(f)是表示转速与相位差 $\Phi$ 的关系。

若根据图15(c)及(d)，则能够以高效率驱动电动机3的相位差 $\Phi$ 的指令值几乎与负载无关，而与旋转频率有很大关系。另外，若根据图15(a)及(b)可知，在无功分量电流  $I_r$  的情况下，与负载及旋转频率这两方面均有关，另外，若根据图15(e)及(f)，在弱励磁场动作中，由于相位差 $\Phi$ 相对于转速的变化非常

小，因此很难按照转速设定相位差 $\Phi$ 的指令值。另外可知，由于无功分量电流 $I_r$ 相对于转速的变化较大，因此容易设定指令值。

一般电动机3起动时，转速不稳定，电动机绕组产生的永磁体感应电压即 $\omega \cdot \psi$ 的大小及方向不稳定。因而，电动机起动时感应电压 $V_0$ 的大小及方向也有很大变动，电动机电流 $I_s$ 的方向也有很大变动。另外，相位差 $\Phi$ 的检测结果也有很大变动，达到能够稳定控制电动机3为止，需要一定程度的时间，另外，相位差 $\alpha$ 的检测结果与相位差 $\Phi$ 的检测结果相比，变动量较小。因而，特别在起动时等不稳定运行状态中，容易检测，容易控制。在本实施例中，用反馈切换单元26根据旋转频率切换指令值及具有与其对应的反馈量的反馈环。通过这样，能够容易设定指令值，以最佳的条件驱动电动机3。

在图14的构成中，用反馈切换单元26选择无功分量电流 $I_r$ 或相位差 $\Phi$ 的某一项。作为其它的选择例子，可以从相位差 $\alpha$ ，相位差 $\beta$ ，相位差 $\delta$ ，无功分量电流 $I_r$ 及相位差 $\Phi$ 的5种设定值中进行任意组合，在对组合后的多个设定值进行切换选择时，也可以得到同样的效果。例如，电动机3起动时，根据上述理由容易设定无功分量电流 $I_r$ ，相位差 $\alpha$ 及相位差 $\delta$ 。在起动后超过规定的旋转频率时，根据想驱动电动机3的条件，适当选择相位差 $\Phi$ ，相位差 $\beta$ 及相位差 $\delta$ 等，形成反馈环。通过这样，能够实现所希望的驱动方式。例如，在想使输出转矩为最大而驱动电动机3时，只要选择相位差 $\beta$ 即可。在想使负载为一定而驱动电动机3时，只要选择相位差 $\delta$ 即可。在想使电动机3的效率为最大而运行时，只要选择相位差 $\Phi$ 即可。这样能够根据想要驱动电动机3的条件，形成适当的反馈环，就可实现所希望的电动机控制装置。

### 第10实施例

图16为本发明第10实施例的电动机控制装置方框图。在图中，在直流电源1与逆变器电路2之间设置检测直流电压用的电压检测单元27。逆变器控制单元5K是在第9实施例的图14的逆变器控制单元5J中，增加将电压检测单元27的检测输出作为输入的饱和电压判断单元28，将反馈切换单元26换成反馈切换单元26A。饱和电压判断单元28将电动机所加电压指令值 $V_a$ 与用电压检测单元27检测的直流电压值进行比较，将比较结果输出加在反馈切换单元26A上。反馈切换单元26A根据比较结果输出，选择误差电压运算单元10的输出或误差电压运算单元10A的输出的某一个输出，加在加法单元32上。

能够加在电动机 3 上的电压最大值受到直流电源 1 的限制。因而，在电动机所加电压指令值  $V_a$  大于直流电压值时，逆变器电路 2 不能将所希望的电压加在电动机 3 上。在这种情况下，一般采用进行弱励磁控制的方法。在弱励磁控制中，使图 3(a)所示的电动机电流矢量  $R \times I_s$  与 q 轴之相位差  $\beta$  增大。通过这样，使电动机电流  $I_s$  的 d 轴方向分量  $I_d$  增大，使感应电压  $V_0$  减少。结果，电动机电流  $I_s$  虽然增大，但电动机所加电压指令值  $V_a$  减少，因此能够将所需要的电动机所加电压指令值  $V_a$  限制在电源电压以下。一般，由于电动机的旋转频率与所需要的所加电压的关系作为电动机的基本特性是预先已知的，因此在电源电压不足必须进行弱励磁控制的旋转频率也预先已知，所以能够根据电动机的旋转频率判断是进行通常控制，还是进行削弱磁场控制。但是，在负载或电源电压变动时，由于达到电压不足的旋转频率变动，因此难以判断切换为弱励磁控制的频率。

在本实施例中，如图 16 所示，利用饱和电压判断单元 28 检测达到电压不足的状态。在达到电压不足时，用反馈切换单元 26A，从相位差  $\Phi$  的反馈环切换至无功分量电流  $I_r$  的反馈环。通过这样，能够正确得到切换的时刻，能够实现更稳定的电动机驱动。如第 9 实施例中说明的那样，在进行弱励磁控制时最好切换反馈环。在进行弱励磁控制时，除了无功分量电流  $I_r$  以外，采用相位差  $\alpha$ ，相位差  $\beta$  或相位差  $\delta$  等，能够实现更稳定的电动机控制装置。

### 第 11 实施例

第 11 实施例是关于前述第 9 及第 10 实施例的电动机控制装置中切换反馈环即控制切换的内容，在第 9 实施例及第 10 实施例中，在用各自的反馈切换单元 26 或 26A 切换反馈环时，在切换前的反馈环状态下，预先对切换后要使用的指令值在若干个控制周期中的平均值进行运算，然后将该平均值在若干个控制周期中的平均值进行运算，然后将该平均值作为切换后的指令值。例如，在从利用无功分量电流  $I_r$  进行控制的状态切换为利用相位差  $\Phi$  进行控制时，在用无功分量电流  $I_r$  进行控制中，计算相位差  $\Phi$ 。然后，预先计算相位差  $\Phi$  运算结果的平均值。在进行控制切换时，将相位差  $\Phi$  的指令值作为控制切换前的相位差  $\Phi$  的平均值。通过这样决定切换后的指令值的初始值，在进行控制切换时，能够实现稳定的控制。

在本实施例中，为了实现更稳定的控制切换，对反馈切换单元 26 或反馈

切换单元 26A 追加保持功能，使得在进行控制切换后的规定时间保持被切换的控制状态。

例如在第 10 实施例中，在进行控制切换时，比较电动机所加电压指令值  $V_a$  是否大于直流电源 1 的电压，根据该比较结果判断是否切换。例如在对交流进行全波整流后用电容器滤波生成直流等情况下，直流电压以交流电源频率的 2 倍频率变动。因而，若频繁反复进行控制切换，将产生振荡现象。若产生该振荡现象，则电动机 3 的旋转变成不稳定。因此，在进行控制切换后规定时间内，使其不再进行控制切换。通过这样，能够防止频繁切换动作，能够实现更稳定的电动机控制装置。前述规定时间例如是 5 秒钟左右，但该时间的值只要是切换时不产生不稳定动作的值即可。

#### 第 12 实施例

图 17 是本发明第 12 实施例的电动机控制装置方框图。本实施例的电动机控制装置是在第 1 实施例的图 2 的电动机控制装置中，在直流电源 1 与逆变器电路 2 之间设置检测直接电压用的电压检测单元 27。图 17 的逆变器控制单元 5L 是在图 2 的逆变器控制单元 5 中增加饱和电压判断单元 28A，将无功分量电流指令单元 9 换成无功分量电流指令单元 9A。

在饱和电压判断单元 28A 上，加上电压检测单元 27 输出的直流电压及加法单元 32 的输出即电动机所加电压指令值  $V_a$ ，并比较两者的大小。在电动机所加电压指令值  $V_a$  高于直流电压时，即电压饱和时，饱和电压判断单元 28A 对无功分量电流指令单元 9A 加上与饱和的量对应的值。这样，无功分量电流指令单元 9A 的输出即无功分量电流指令值的输出变为不使电压饱和的值。例如，使无功分量电流指令值增大，进行弱励磁控制，限制电动机所加电压指令值  $V_a$  为小于直流电压的值。这样，在本实施例中，根据电压饱和判断单元 28A 的输出，改变无功分量电流指令单元 9A 的输出值，通过这样在电压饱和时能够实削弱磁场控制。

在前述说明中，是改变无功分量电流指令值，但若改变相位差  $\Phi$ ，相位差  $\alpha$ ，相位差  $\beta$  及相位差  $\delta$  的某一个指令值，也能够得到同样的效果，饱和电压判断单元 28A 的输出也可以不是限定为与电压饱和的量对应的值，而是采用与电动机的旋转频率或负载对应的适当的值。

图 18(a) 及 (b) 为说明本实施例的其它理想的电动机控制装置动作的曲线

图。图 18(a)所示为旋转频率  $\omega$  (上图的曲线) 小于旋转频率自标值  $\omega^*$  时的电动机所加电压指令值  $V_a$  (中图的曲线) 与无功分量电流指令值  $I_r^*$  (下图的曲线) 的变化。图 18(b)所示为旋转频率  $\omega$  (上图的曲线) 大于目标值  $\omega^*$  时的电动机所加电压指令值  $V_a$  (中图的曲线) 与无功分量电流指令值  $I_r^*$  (下图的曲线) 的变化。

如图 18(a)的上图的曲线所示, 在旋转频率  $\omega$  小于旋转频率目标值  $\omega^*$  时 ( $t_1 \sim t_4$ ), 频率设定单元 6 使旋转频率  $\omega$  增大。随着旋转频率  $\omega$  的增大, V/f 变换单元 11 的输出也增大。但是, 在直流电源 1 的电压不是足够高时, 逆变器电路 2 不能将与来自输出指令运算单元 12 的输出信号对应的电压加给电动机 3。因此必须进行调整矢量方向的控制, 使其进行弱励磁控制, 达到所希望的转速。首先用饱和电压判断单元 28 对从电压检测单元 27 得到的直流电源 1 的电压值  $V_{dc}$  与电动机所加电压指令值  $V_a$  进行比较, 其结果如图 18(a)中的曲线所示, 在电动机所加电压指令值  $V_a$  大于电压值  $V_{ac}$ 、而小于规定电压值  $V_{sat1}$  时 ( $t_1 \sim t_2$ ), 使频率设定单元 6 的输出即旋转频率  $\omega$  增大。在电动机所加电压指令值  $V_a$  好像要大于电压值  $V_{sat1}$  时 ( $t_2 \sim t_3$ ), 使旋转频率  $\omega$  固定, 使 V/f 变换单元 11 的输出保持一定, 电动机所加电压指令值  $V_a$  不增大。在电动机所加电压指令值  $V_a$  大于电压值  $V_{dc}$  时, 将来自无功分量电流指令单元的无功分量电流指令值  $I_r^*$  增大, 使得成为弱励磁状态。 ( $t_3 \sim t_4$ ) 无功分量电流指令值  $I_r^*$  越大, 所需电动机所加电压指令值越小 ( $t_3 \sim t_4$ )。通过继续这两者的动作, 能够进行控制, 使得电动机所加电压指令值  $V_a$  不超过规定电压值  $V_{sat1}$ , 使电动机 3 达到所希望的转速。

在使转速下降时, 如图 18(b)的中图的曲线所示, 将电动机所加电压指令值  $V_a$  与小于电压值  $V_{dc}$  的规定电压值  $V_{sat2}$  进行比较。在  $V_a$  小于  $V_{sat2}$  时, 要使转速不下降。在电动机所加电压指令值  $V_a$  小于电压值  $V_{dc}$  时 ( $t_1 \sim t_2$ ), 使无功分量电流指令值  $I_r^*$  不断减少, 使其脱离弱励磁状态。结果电动机所加电压指令值  $V_a$  增大 ( $t_3 \sim t_4$ )。通过继续以上的动作, 能够进行控制, 使得一面脱离弱励磁控制状态, 一面使电动机 3 的转速达到规定值。

另外, 本实施例所示的是改变无功分量电流指令值  $I_r^*$  的情况, 但若改变相位差  $\Phi$ 、相位差  $\alpha$ 、相位差  $\beta$  或相位差  $\delta$  的某一项代替无功分量电流  $I_r$ , 也能够进行同样的控制。

#### [第 13 实施例]

图 19 所示为本发明第 13 实施例的电动机控制装置方框图。在图中, 逆变

器控制单元 5M 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中, 增加有功分量电流运算单元 13 及瞬时电流运算单元 29, 将频率设定单元 6 换成频率设定单元 6A。有功分量电流运算单元 13 完成与前述各实施例相同的动作。瞬时电流运算单元 29 根据有功分量电流  $I_a$  及无功分量电流  $I_r$ , 进行式 (15) 所示的运算, 将瞬时的电动机电流  $I_s$  的值输出。瞬时电流运算单元 29 的输出加给频率设定单元 6A。在瞬时电动机电流  $I_s$  的值超过规定值时, 控制频率设定单元 6A, 使得频率设定单元 6A 的输出值不改变。

在用本实施例的电动机控制装置控制的电动机 3 用于空调及冰箱的压缩机时, 或用于风扇或泵等情况下, 若增加电动机 3 的旋转频率, 则电动机 3 的负载也增加。因而, 流过电动机 3 的电流值有随着旋转频率而单调增加的倾向。一般, 逆变器电路 2 或电动机 3 规定了最大电流, 若超过该最大值的电流流过逆变器电路 2 或电动机 3, 则产生故障。根据本实施例, 瞬时电流运算单元 29 计算流过电动机 3 的瞬时电流, 在超过规定值时进行控制, 使得频率设定单元 6A 输出的旋转频率指令不增大。因而, 电动机 3 的旋转频率保持一定, 负载不增大, 所以能够进行更安全的电动机控制。另外, 在瞬时的电动机电流  $I_s$  超过规定值时, 也可以发出指令, 使频率设定单元 6A 的旋转频率指令下降, 使电动机的旋转频率降低。这样, 负载降低, 电动机电流也减少。

#### [第 14 实施例]

图 20 为本发明第 14 实施例的电动机控制装置方框图。在图中, 逆变器控制单元 5N 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中, 将频率设定单元 6 换成频率设定单元 6B, 将无功分量电流指令单元 9 换成无功分量电流指令单元 9B。在本实施例中, 频率设定单元 6B 的输出还加在无功分量电流指令单元 9B 上。

无功分量电流指令单元 9B 从频率设定单元 6B 接受旋转频率指令, 生成与该值对应的无功分量电流指令值  $I_r^*$ , 输出给加法单元 31。

作为本实施例的其它理想例子的电动机控制装置, 也可以在逆变器控制单元 5N 设置有功分量电流运算单元 13, 将有功分量电流运算单元 13 的输出加在无功分量电流指令单元 9B 上(图示省略)。在该例中, 无功分量电流指令单元 9B 从有功分量电流运算单元 13 接受有功分量电流检测值  $I_a$ , 生成与该值对应的无功分量电流指令值  $I_r^*$ , 加在加法单元 31 上。

再有, 作为本实施例的其它理想例子的电动机控制装置, 还可以在逆变器

控制单元 5N 设置有功分量电流运算单元 13 及瞬时电流运算单元 29, 将瞬时电流运算单元 29 的输出作为无功分量电流指令单元 9B 的输入(图示省略)。无功分量电流指令单元 9B 从瞬时电流运算单元 29 接受瞬时电流检测值的电动机电流  $I_s$ , 生成与该值对应的无功分量电流指令值  $I_r^*$ , 输出至加法单元 31。

再有, 作为本实施例的其它理想例的电动机控制装置, 还可以设置电压检测单元 27, 将电压检测单元 27 的输出作为无功分量电流指令单元 9B 的输入(图示省略)。无功分量电流指令单元 9B 从电压检测单元 27 接受电源电压检测值  $V_d$ , 生成与该值对应的无功分量电流指令值  $I_r^*$ , 加在加法单元 31 上。

如图 15(a) 及 (b) 所示, 为了使电动机 3 运行时电动机效率最大, 必须根据电动机 3 的旋转频率或负载改变无功分量电流指令值  $I_r^*$ 。在本实施例中, 是对应于电动机 3 的旋转频率及电动机效率为最大的无功分量电流指令值预先确定。无功分量电流指令单元 9B 从频率设定单元 6B 接受旋转频率指令值, 然后输出与旋转频率对应的无功分量电流指令值。因而, 能够使电动机 3 始终保持在电动机高效率状态下运行。由于瞬时电动机电流或无功分量电流与负载值有关, 因此通过将瞬时电流运算单元 29 或无功分量电流运算单元 13 的输出作为无功分量电流指令单元 9B 的输入, 能够使电动机 3 始终保持在电动机高效率状态下运行。

在电源电压由于瞬时停电等原因而突然下降时, 由于电动机 3 所加的电压也下降, 因此电动机 3 的转速减小。结果进行控制, 使逆变器电路 2 的控制脉冲的占空比增大。但是, 由于电源电压下降, 因此占空比立即达到 100%。因此, 不能使电动机所加电压指令值  $V_a$  再升高, 电动机 3 陷于不可控的状态。在该状态下, 若增大无功分量电流指令值  $I_r^*$ , 而处于弱励磁状态, 则电源电压  $V_{dc}$  能够处于等于或大于电动机所加电压指令值  $V_a$  的状态。这样, 能够对电动机 3 继续正常驱动。

另外, 也可以这样构成逆变器控制单元, 使相位差  $\Phi$  指令单元、相位差  $\alpha$  指令单元、相位差  $\beta$  指令单元及相位差  $\delta$  指令单元的某一个具有与上述同样的功能, 以代替无功分量电流指令单元。

#### [第 15 实施例]

第 15 实施例是涉及作为电动机 3 采用转子表面配置永磁体、具有隐极型转子的电动机时的电动机控制装置。在该情况下, 使相位差  $\beta$  指令单元的输出值为零。

同步型电动机的输出转矩  $T$  的一般表达式可用式(16)表示。

$$T = \psi \times I_q + (L_q - L_d) \times I_d \times I_q \quad (16)$$

在隐极结构的电动机情况下，由于  $d$  轴方向的电感  $L_d$  与  $q$  轴方向的电感  $L_q$  相等，因此输出转矩  $T$  可用相位差  $\beta$  以式(17)表示

$$T = \psi \times I_q = \psi \times I_s \times \cos \beta \quad (17)$$

最大转矩是  $\cos \beta = 1$  的时候，因此是相位差  $\beta$  为零的时候。这时， $d$  轴电流  $I_d$  为零。因而，在控制电动机 3 使其以高转矩旋转的高转矩控制时，只要设定相位差  $\beta$  指令值为零即可。

在本实施例中，通过这样将相位差  $\beta$  指令值设定为零，能够始终进行高转矩控制，在各种负载情况下都能够达到稳定的电动机驱动。

[第 16 实施例]

第 16 实施例是涉及作为电动机 3 采用转子内部配置永磁体、具有凸极型转子的电动机时的电动机控制装置。在本实施例的电动机控制装置中是这样构成的，即第 4 实施例说明的图 6 的电动机控制装置方框图中，对于逆变器控制单元 5C 的相位差  $\beta$  指令单元 19，将无功分量电流运算单元 8 的输出及有功分量电流运算单元 13 的输出作为输入。另外，该构成省略图示。

相位差  $\beta$  指令单元 19 根据无功分量电流运算单元 8 的输出  $I_r$  及有功分量电流运算单元 13 的输出  $I_a$ ，按照式(15)计算瞬时电动机电流  $I_s$ 。接着按照式(18)计算相位差  $\beta$  指令单元的输出即相位差  $\beta$ ，然后输出。

$$\beta = \sin^{-1} \left[ \frac{-\psi + \sqrt{\psi^2 + 8 \times (L_q - L_d)^2 + I_s^2}}{4 \times (L_q - L_d) \times I_s} \right] \quad (18)$$

凸极型电动机的输出转矩  $T$  的一般表达式为式(16)。若用相位差  $\beta$  对式(16)进行微分，则变成式(19)。

$$\frac{\partial T}{\partial \beta} = -2 \times (L_q - L_d) \times I_s^2 \times \sin^2 \beta - \psi \times I_s \times \sin \beta + (L_q - L_d) \times I_s^2 \quad (19)$$

为了输出转矩  $T$  最大，只要使式(19)为零确定  $\beta$  即可。式(19)为  $\sin \beta$  的 2 次方程式，因而就  $\beta$  解式(19)能获得式(18)。式(18)中， $\psi$  为磁通， $L_d$  和  $L_q$  分别为  $d$  轴电感和  $q$  轴电感，它们能从电动机 3 的特性预先获知。瞬时电动机电流  $I_s$  可从式(15)运算，因而能用式(18)生成相位差  $\beta$  指令值  $\beta^*$ 。

按照本实施例，在采用凸极型电动机时的电动机控制中，能够实现始终以最

大转矩驱动电动机的电动机控制装置。

[第 17 实施例]

图 21 是本发明第 17 实施例的电动机控制装置方框图。在图中，在电动机电流检测单元 4 与电动机 3 之间设置电动机电压检测单元 36。另外，在直流电源 1 与逆变器电路 2 之间设置电压检测单元 27。逆变器控制单元 5P 是在第 1 实施例的图 2 的逆变器控制单元 5 中，增加位置推断单元 37、频率运算单元 38、饱和电压判断单元 28B、加法单元 39、速度误差运算单元 40 及切换单元 25。另外，在图 21 中，将图 2 的波形生成单元 7 换成 7A，将输出指令运算单元 12 换成 12A。在本实施例中，利用切换单元 25 将速度误差运算单元 40 与加法单元 32 的输出进行切换，通过这样能够将电动机 3 的通电方式切换为正弦波动驱动或矩形波驱动的某一种。即饱和电压判断单元 28B 比较来自电压检测单元 27 的信号与来自加法单元 32 的信号的大小。在来自加法单元 32 的信号大于来自电压检测单元 27 的信号时，利用输出指令运算单元 12A、波形生成单元 7A 及切换单元 25，将通电方式从正弦波驱动切换为矩形波驱动。

电动机电压检测单元 36 检测电动机 3 所加的电压，将检测输出加给位置推断单元 37。位置推断单元 37 根据电动机电压检测单元 36 的检测输出，推断电动机 3 的转子位置，将表示推断位置的输出加给频率运算单元 38。转子位置一般经常知道可以通过所谓矩形波通电的通电状态进行推断。即用电动机电压检测单元 36 检测电动机 3 的端电压，比较检测电压与直流电源 1 的电压  $V_{dc}$  的  $1/2$  电压即电压  $V_{dc}/2$ ，检测两电压一致的时间输出的时间信号，通过这样能够推断。频率运算单元 38 根据位置推断单元 37 输出的时间信号，计算电动机 3 的旋转频率，输出给加法单元 39。由于电动机 3 的转子位置在三相中能够每隔电角度  $60^\circ$  进行推断，因此频率运算单元 38 根据该电角度  $60^\circ$  的周期通过运算求出电动机 3 的旋转频率。加法单元 39 计算频率设定单元 6 的输出即旋转频率指令值与频率运算单元 38 的输出的转速之误差，将误差输出加在速度误差运算单元 40 上。速度误差运算单元 40 根据加法单元 39 的转速误差输出，生成电动机所加电压指令值，加在切换单元 25 上。切换单元 25 根据饱和电压判断单元 28B 的输出，选择加法 32 的输出与速度误差运算单元 40 的输出的某一个输出，加在输出指令运算单元 12A 上。图 21 的电压检测单元 27 及饱和电压判断单元 28B 与第 10 实施例的图 16 的电压检测单元 27 及饱和电压判断单元 28 具有同样的结构。饱和电压判断单元 28B 将判断结果的输出加在切

换单元 25 及波形生成单元 7A 上。波形生成单元 7A 根据来自饱和电压判断单元 28B 的判断结果输出，选择位置推断单元 37 的输出与 7 频率设定单元 6 的输出的某一个输出，然后加给无功分量电流运算单元 8 及输出指令运算单元 12A。

在输出指令运算单元 12A 得到的电压饱和时，由于电动机 3 的旋转频率非常高，因此对电动机 3 无论是进行正弦波驱动，还是进行矩形波驱动，由于转子的惯性效应，其噪声及振动几乎都没有差别。所以，若使逆变器电路 2 进行脉幅调制(PAM)驱动，采用不进行开关动作的驱动方式，则逆变器电路 2 的损耗减小。在本实施例中，判断电动机电压是否饱和，然后根据判断结果，将矩形波通电与正弦波通电进行切换。通过这样，能够实现在高旋转频率时也能以高效率驱动的电动机控制装置。另外，在本实施例中，矩形波通电的通电角度为 120 度，但若能够得到电动机端电压与电源电压的 1/2 一致的时间，则也可以不是 120 度的通电角度。即本实施例不限于 120 度的通电角度。

在本实施例中，是根据饱和电压判断单元 28B 的输出将正弦波驱动与矩形波驱动进行切换。但是，在电动机 3 的旋转频率较高时，有的情况下不管饱和电压判断单元 28B 的输出如何，即不管是饱和还是不饱和，都是用矩形波驱动的电动机效率高。因此，用频率设定单元 6 判定是否超过规定频率，将该判断结果的输出加给波形生成单元 7A、切换单元 25 及输出指令运算单元 12A(图示省略)。通过这样，也可以将正弦波驱动与矩形波驱动进行切换。即超过规定频率时，切换为矩形波驱动。在本实施例中，是检测无功分量电流，然后从正弦波驱动切换为矩形波驱动，但是也可以用相位差 $\phi$ 、相位差 $\alpha$ 、相位差 $\beta$ 或相位差 $\delta$ 的某一个量，从正弦波驱动切换为矩形波驱动。

在本实施例中，在将正弦波驱动与矩形波驱动进行切换时，若未适当选定切换时的时间及对逆为器电路 2 所加的电压，则不仅不能平滑切换，而且常常因失步使电动机旋转停止。为了避免这种情况，只需在切换前后维持电动机的磁通的连续性即可。即不要使得电动机的磁通量 $\Phi_m$ 在切换前后有突变。为此，正弦波驱动的所加电压指令值 $V_p$ 与矩形波驱动的所加电压指令值 $V_a$ 只要都满足式(20)的关系即可。

$$\Phi_m = \int_0^{\pi} V_p \sin \theta d\theta = \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_a d\theta \quad (20)$$

为了满足式(20)，要保持电动机电流的连续性，同时只要确定电动机所加电压，使得磁通量 $\Phi_m$ 为一定即可。在从正弦波驱动切换为矩形波驱动时，根据正弦波电压的幅值及通电期间，决定切换后的初始值电压。例如，在从正弦波驱动切换为电角度120度通电的矩形波驱动时，若设电动机磁通为 $\Phi_m$ ，正弦波电压的幅值为 $V_p$ ，矩形波通电期间的平均电压为电动机所加电压指令值 $V_a$ ，则在半周用式(20)表示磁能量 $\Phi_m$ 与电动机所加电压指令值 $V_a$ 的关系。如满足式(20)那样，将刚切换后的电动机电压设定为电动机所加电压指令值 $V_a$ ，通过这样在切换后也能够保持平滑旋转。

#### [第18实施例]

图22为本发明各实施例的电动机控制装置共同包含的逆变器电路2、具有两个电流传感器4A及4B的电动机电流检测单元4及电动机3的接线图。将图22的逆变器电路2、电动机电流检测单元4及电动机3与各实施例的逆变器控制单元组合，能够构成电动机控制装置。本实施例涉及电动机电流检测单元4的两个电流传感器4A及4B的误差修正。

电动机电流检测单元4的两个电流传感器4A及4B是能够检测直流及交流的宽带传感器，用来检测U、V、W三相绕组中例如用实线表示的U相及W相这两相绕组的电流。使逆变器电路2的用实线表示的U相开关元件41及W相开关元件46短时间同时导通。在U相及W相中流过相同数值的直流电流，但不产生旋转磁场，在电动机电流检测器4的两个电流传感器4A及4B也流过相同数值的电流。所以，通过比较电流传感器4A及4B的检测输出，能够以高精度测量两个电流传感器4B与4B的灵敏度之差。若取灵敏度之差的平均值，并用该平均值修正电流传感器4A及4B的检测输出，则能够正确检测U相及W相的两相电流。电动机电流检测单元4产生的电动机电流的测量误差，对无功分量电流运算单元及有功分量电流运算单元的输出形成干扰，产生影响。本实施例的电动机电流检测单元4，由于通过修正其灵敏度之差，能够以高精度检测各相电流，因此能够实现稳定的反馈控制。

#### [第19实施例]

图23为本发明第19实施例的电动机控制装置方框图。在本实施例中，检测电动机3的电流的电动机电流检测单元4E采用交流电流传感器。各实施例的电动机电流检测单元4包括的能够检测直流及交流电流的电流传感器4A及4B的价格比较昂贵。本实施例的目的在于提供采用廉价的交流电流传感器的廉

价的电动机控制装置。

逆变器控制单元 5Q 是在第 2 实施例的图 4 所示的逆变器控制单元 5A 中，将相位差  $\Phi$  运算单元 14 换成相位差  $\Phi$  运算单元 14A。相位差  $\Phi$  运算单元 14A 加上无功分量电流运算单元 8 及有功分量电流运算单元 13 的各输出，同时还加上频率设定单元 6 的输出。相位差  $\Phi$  运算单元 14A 根据无功分量电流运算单元 8、有功分量电流运算单元 13 及频率设定单元 6 的各输出，再根据下面说明的交流电流传感器的特性，输出进行相位修正的相位差  $\phi$ ，加在加法单元 31A 上。

图 24(a) 是表示交流传感器中以电流值为参数的频率与输入输出相位差之关系的曲线图，图 24(b) 是表示频率与输出电压之关系的曲线图。交流电流传感器一般可知如图 24(a) 所示，被检测电流与检测输出电压之相位随电流大小及频率而偏移。因而，若已知电流大小及频率，则能够知道电流与电压的相位偏移量(相位差)。在图 23 中，在相位差  $\phi$  运算单元 14A 中，预先存储了根据电流及频率计算相位偏移量(相位差)用的函数或表格。相位差  $\Phi$  运算单元 14A 根据频率设定单元 6、无功分量电流运算单元 8 及有功分量电流运算单元 13 的各信号，求得电流大小及频率。然后用函数或表格求得交流电流传感器的输出特性即电压与电流的相位偏移量  $\gamma$ 。另外，相位差  $\Phi$  运算单元 14A 根据通常的无功分量电流运算单元 8 及有功分量电流运算单元 13 的各输出，求得相位差  $\Phi$ 。相位差  $\Phi$  运算单元 14A 从相位差  $\Phi$  的值减去相位偏移量  $\gamma$ ，将进行了修正的结果的相位差输出，加给加法单元 31A。通过这样，能够进行交流电流传感器的相位修正。

根据本实施例，由于能够修正交流电流传感器固有的电压与电流的相位偏移，因此能够实现用比较廉价的交流电流传感器的低成本的电动机控制装置。

交流电流传感器如图 24(b) 所示，将电流作为参数时，输出电压(振幅)也随频率而变，因此，若相位差  $\Phi$  运算单元 14A 预先以函数或表格准备了图 24(b) 所示的关系，则用交流电流传感器，能够更正确检测电动机 3 的电流。利用该检测结果，能够实现将无功分量电流、相位差  $\alpha$ 、相位差  $\beta$  或相位差  $\delta$  的某一项作为指令值进行控制的电动机控制装置。用交流电流传感器检测的电流的检测值，是用图 25 的矢量图中的  $R \cdot I_s'$  表示的电流矢量。该电流矢量包含电流传感器的相位偏移量  $\gamma$  及振幅误差。通过对两者进行修正，能够得到正确检测结果的电流矢量  $R \cdot I_s$ 。将这样得到的无功分量电流及有功分量电流用于逆变器控制单元 5Q 的控制，即使用廉价的交流电流传感器，也能够实现与前述实

---

施例 1 至 18 的相同高精度的电动机控制装置。

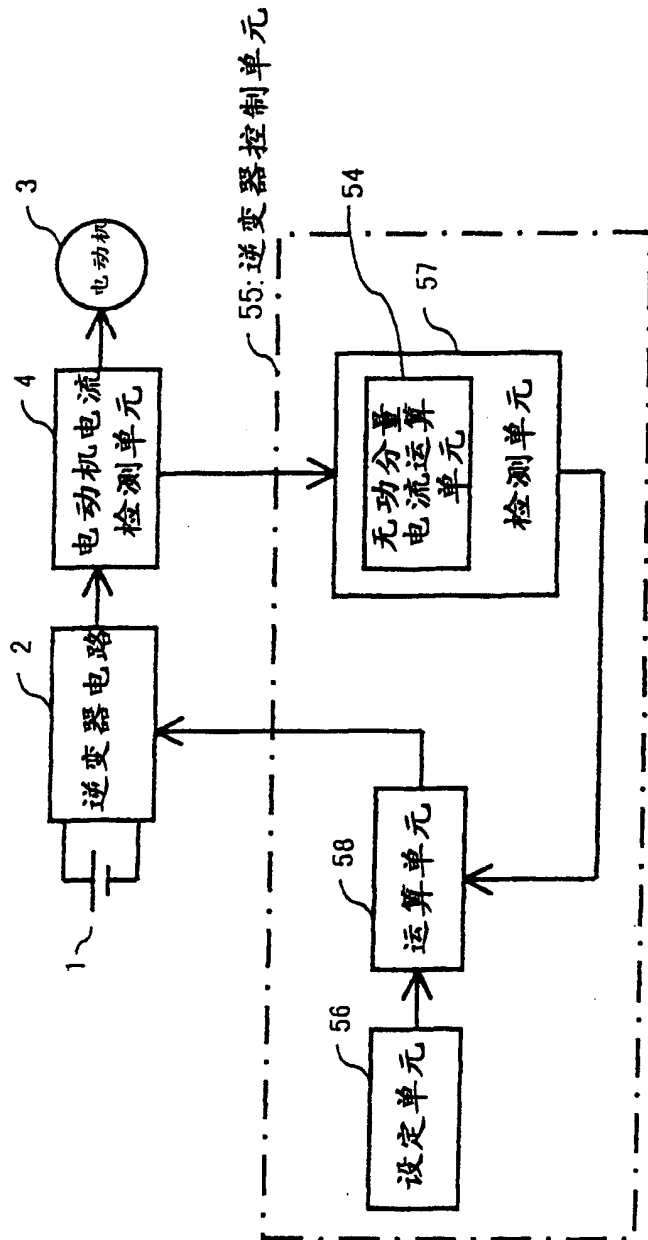


图 1

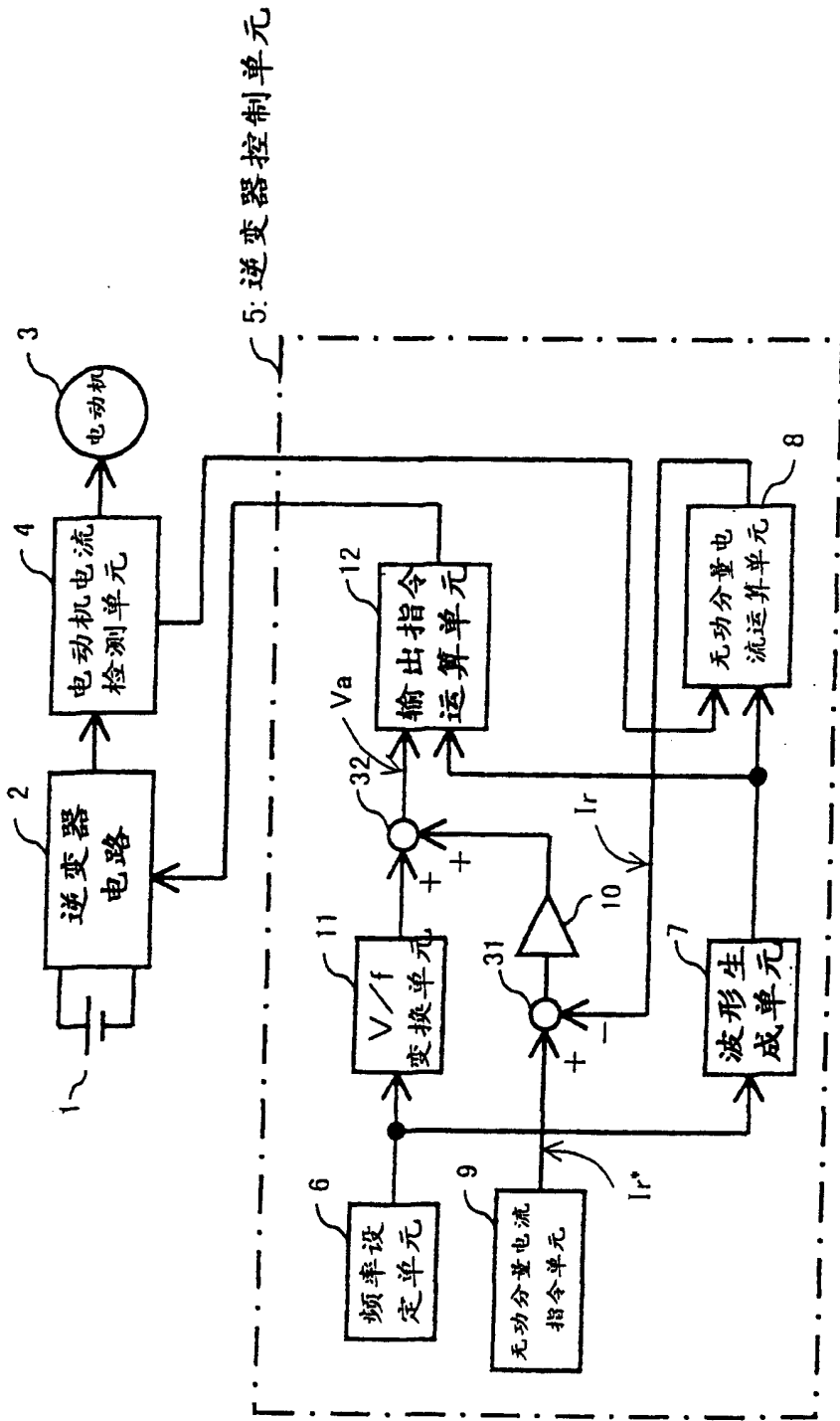


图 2

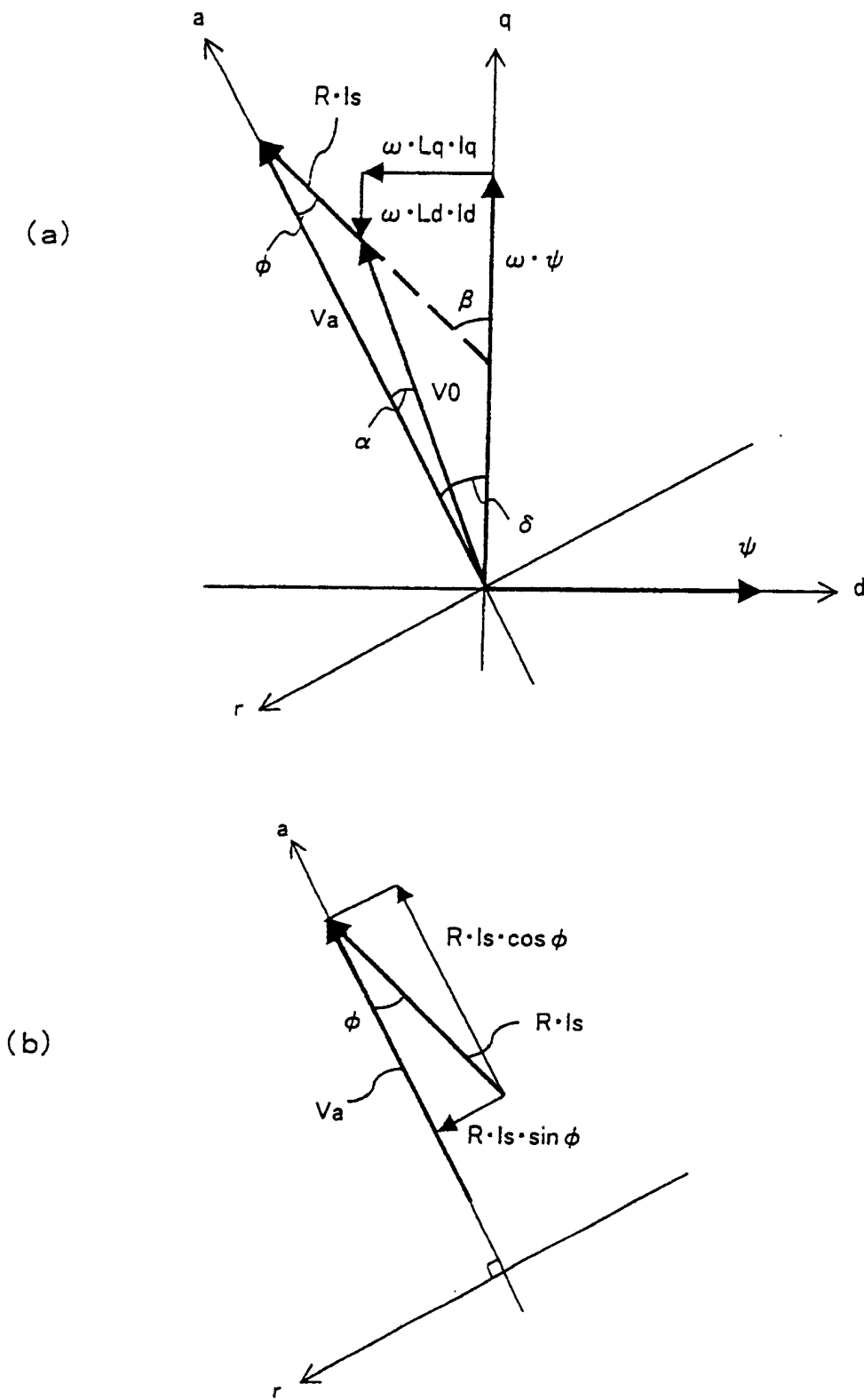


图 3

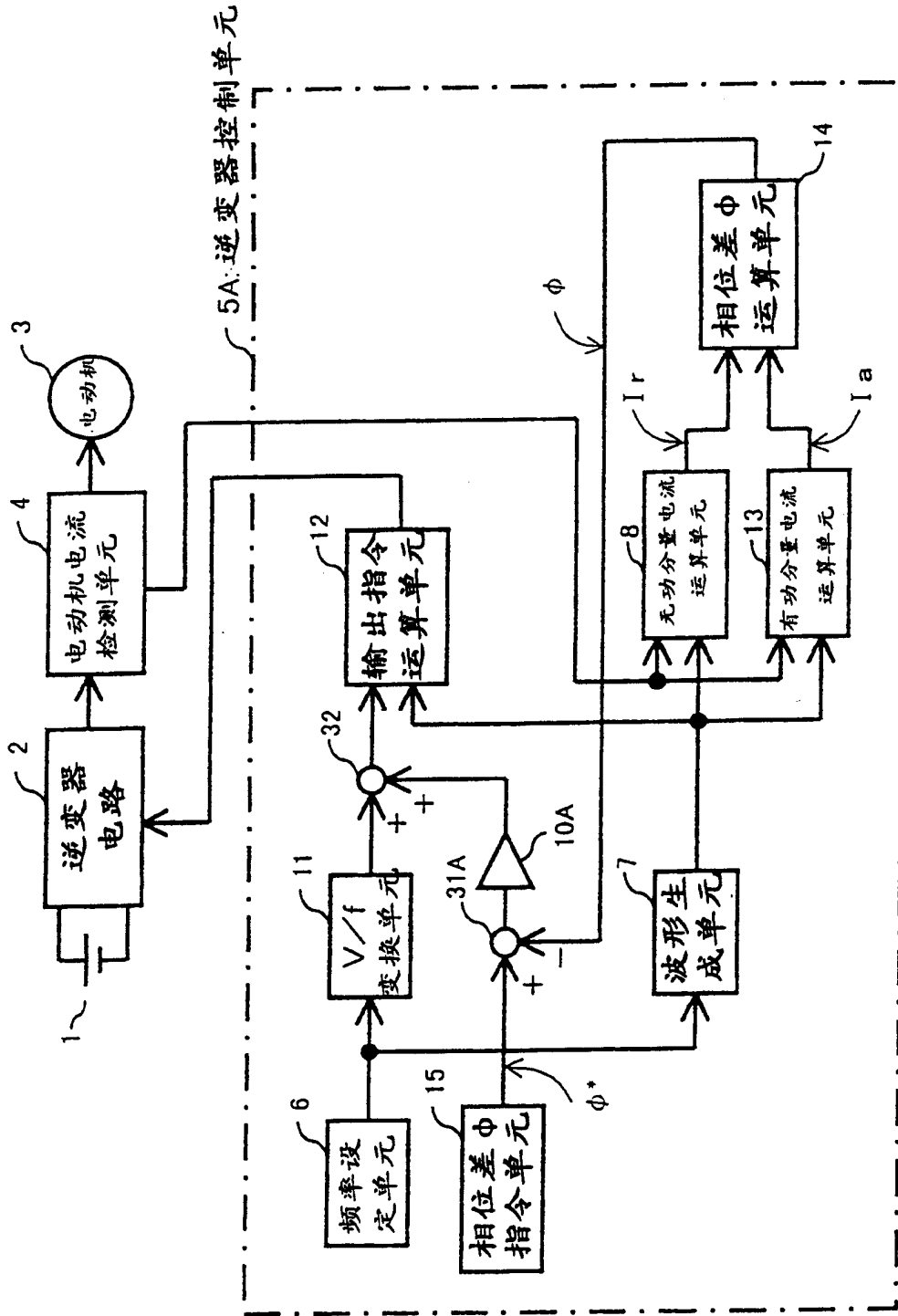


图 4

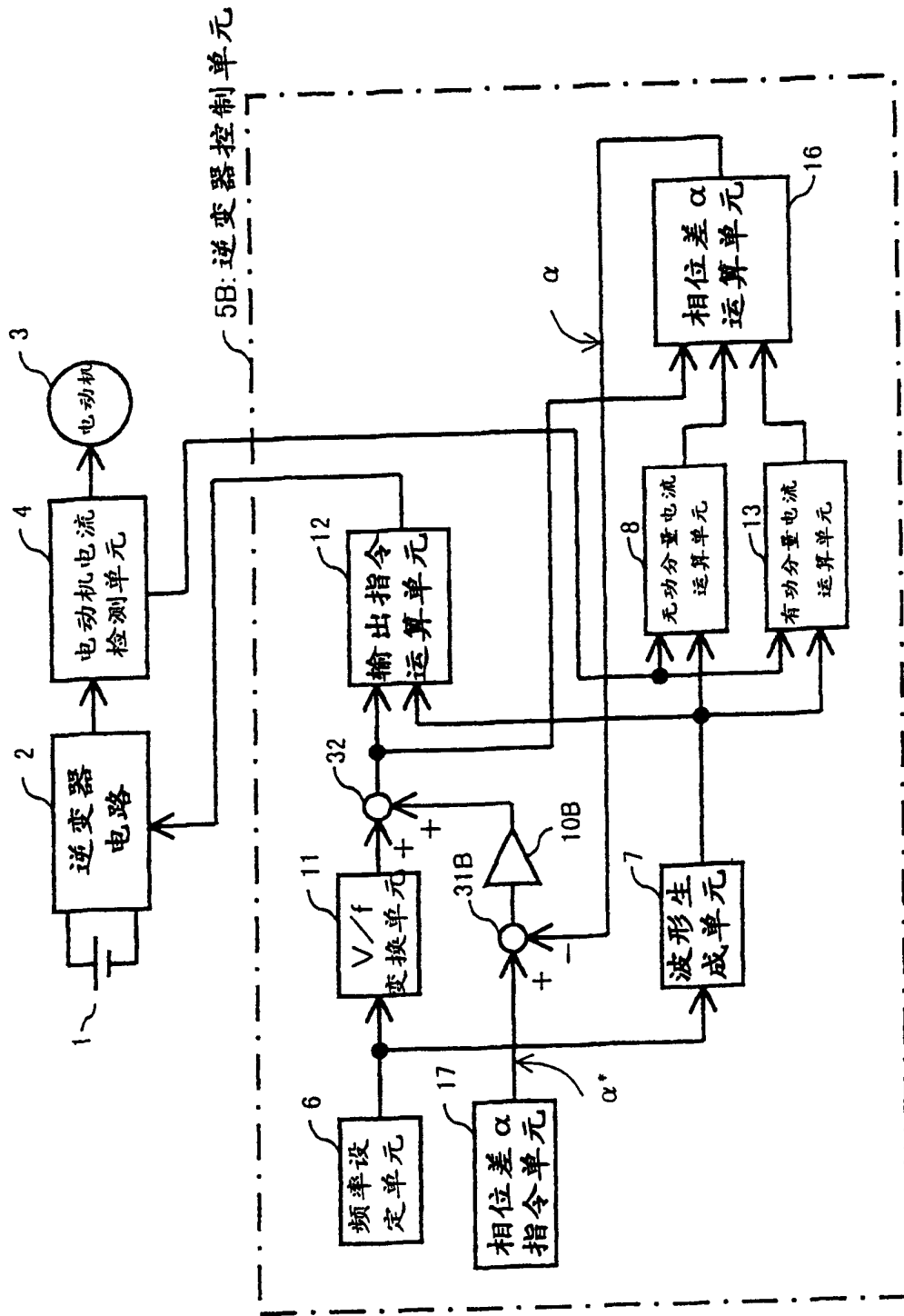


图 5

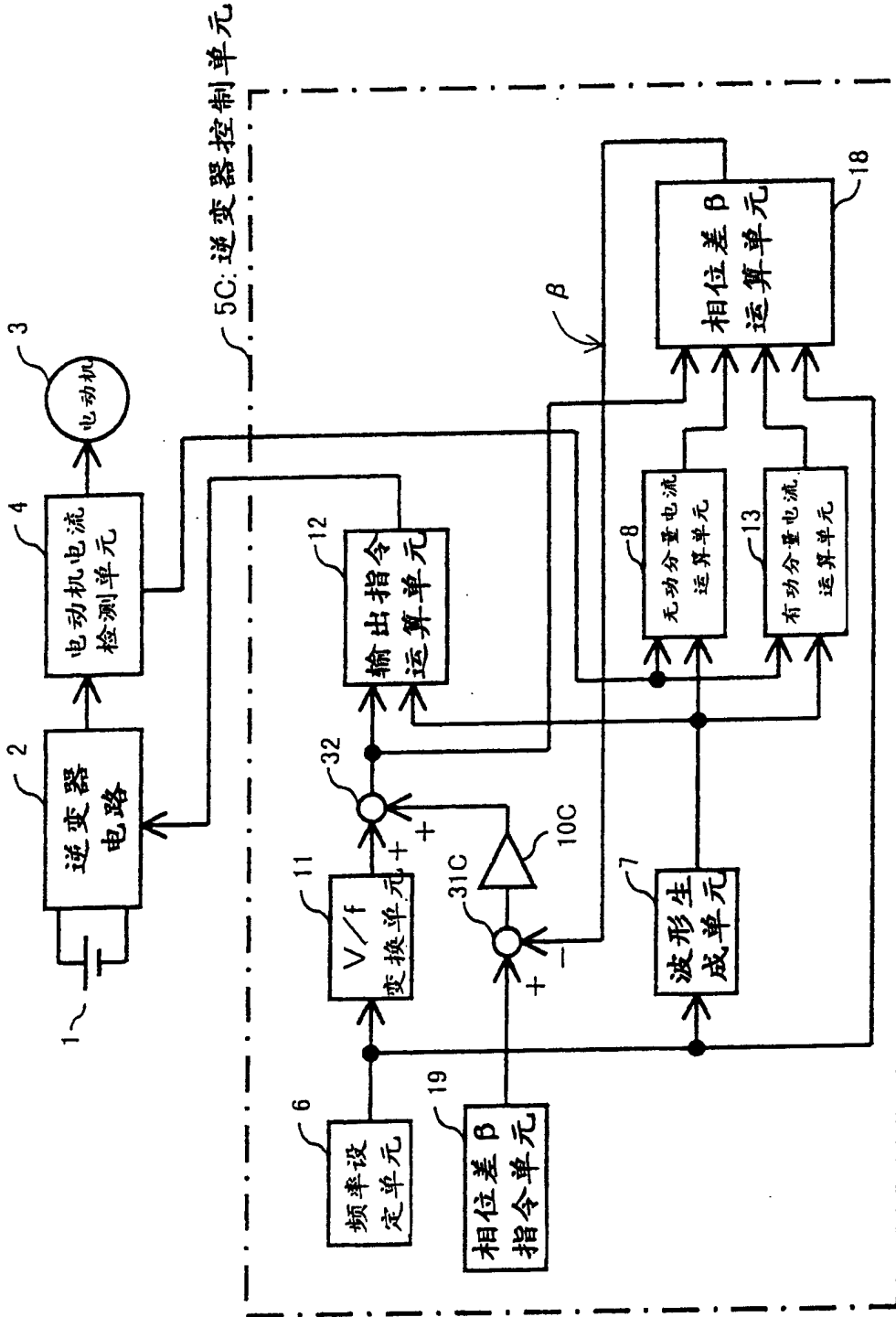


图 6

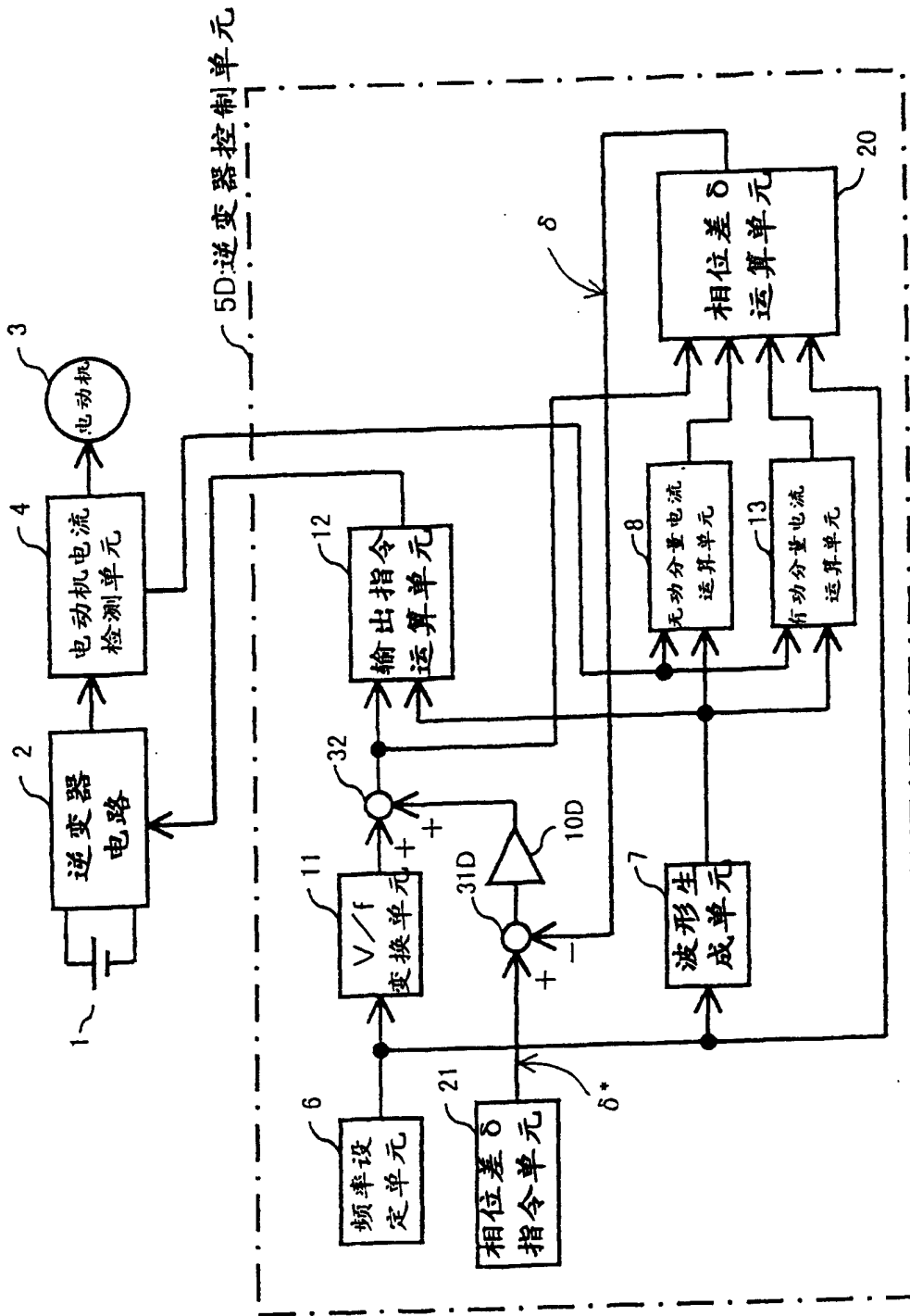


图 7

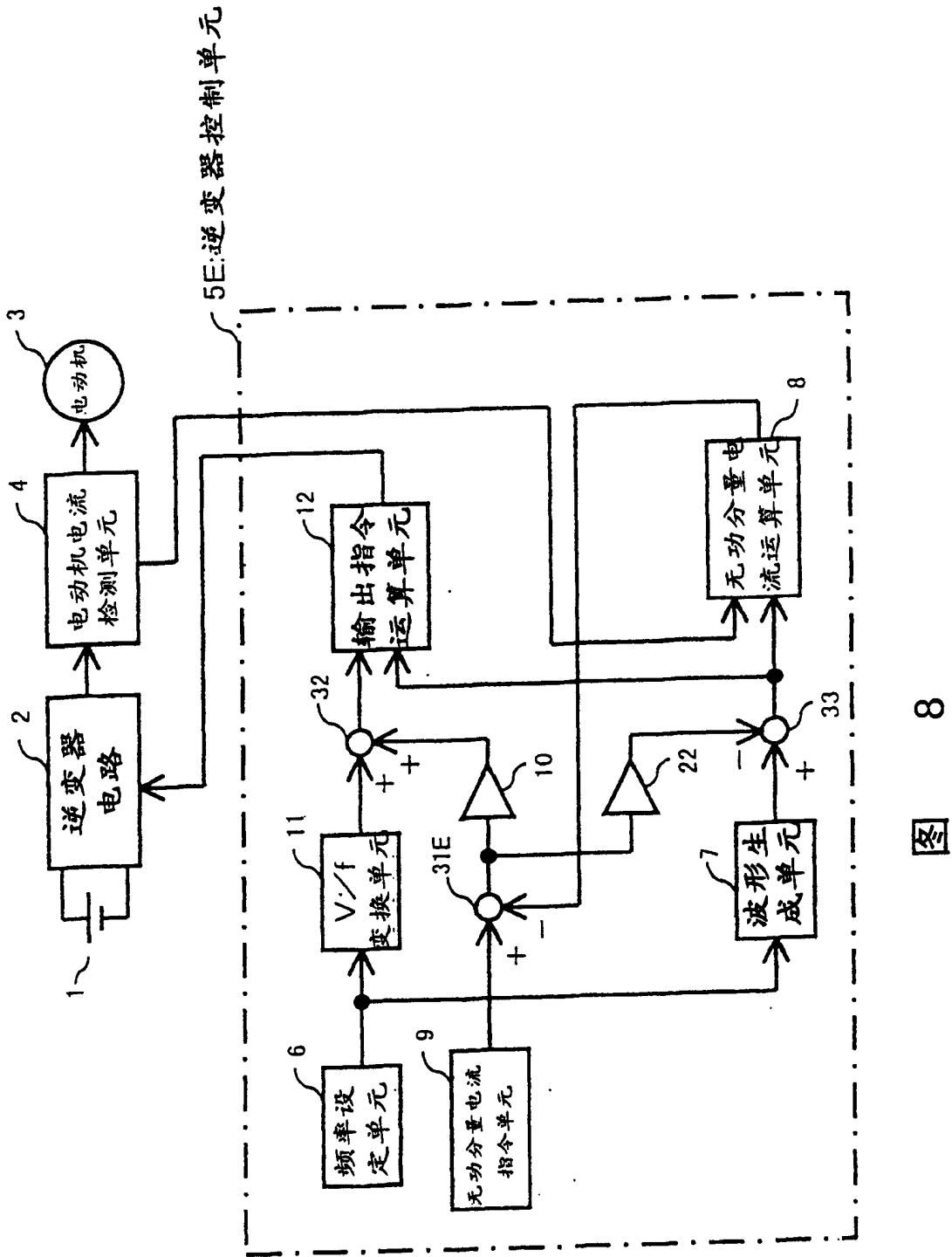


图 8

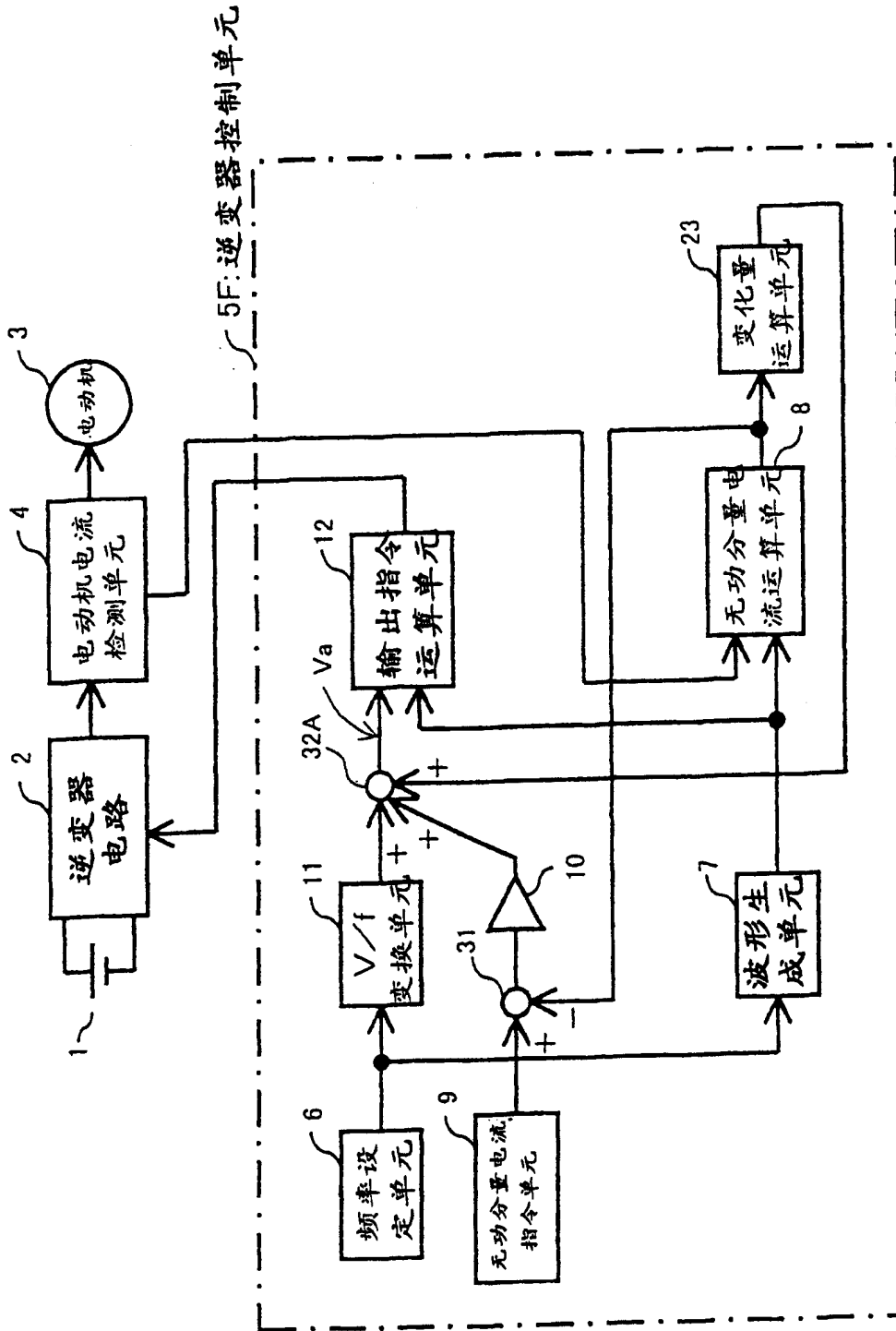


图 9

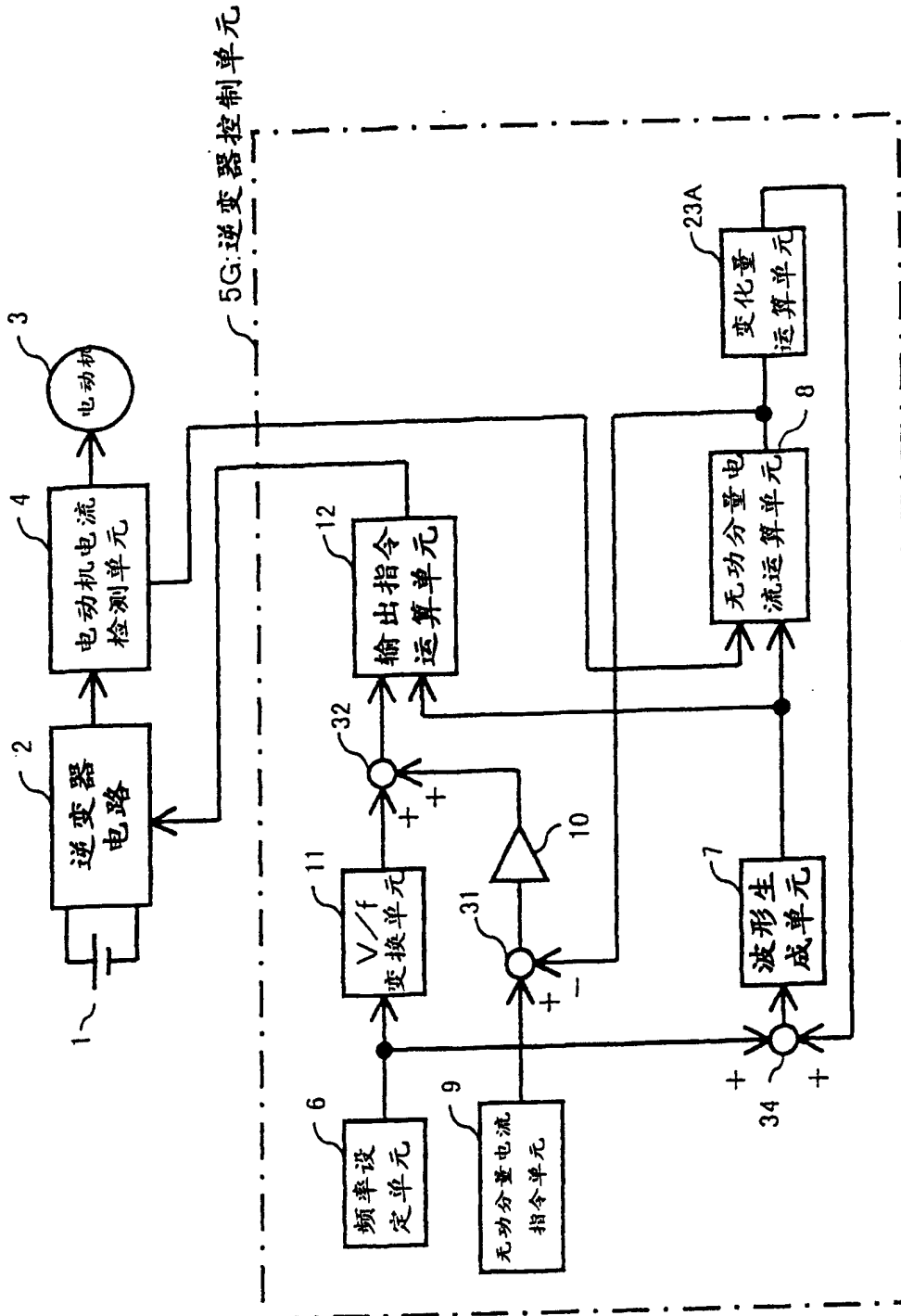


图 10

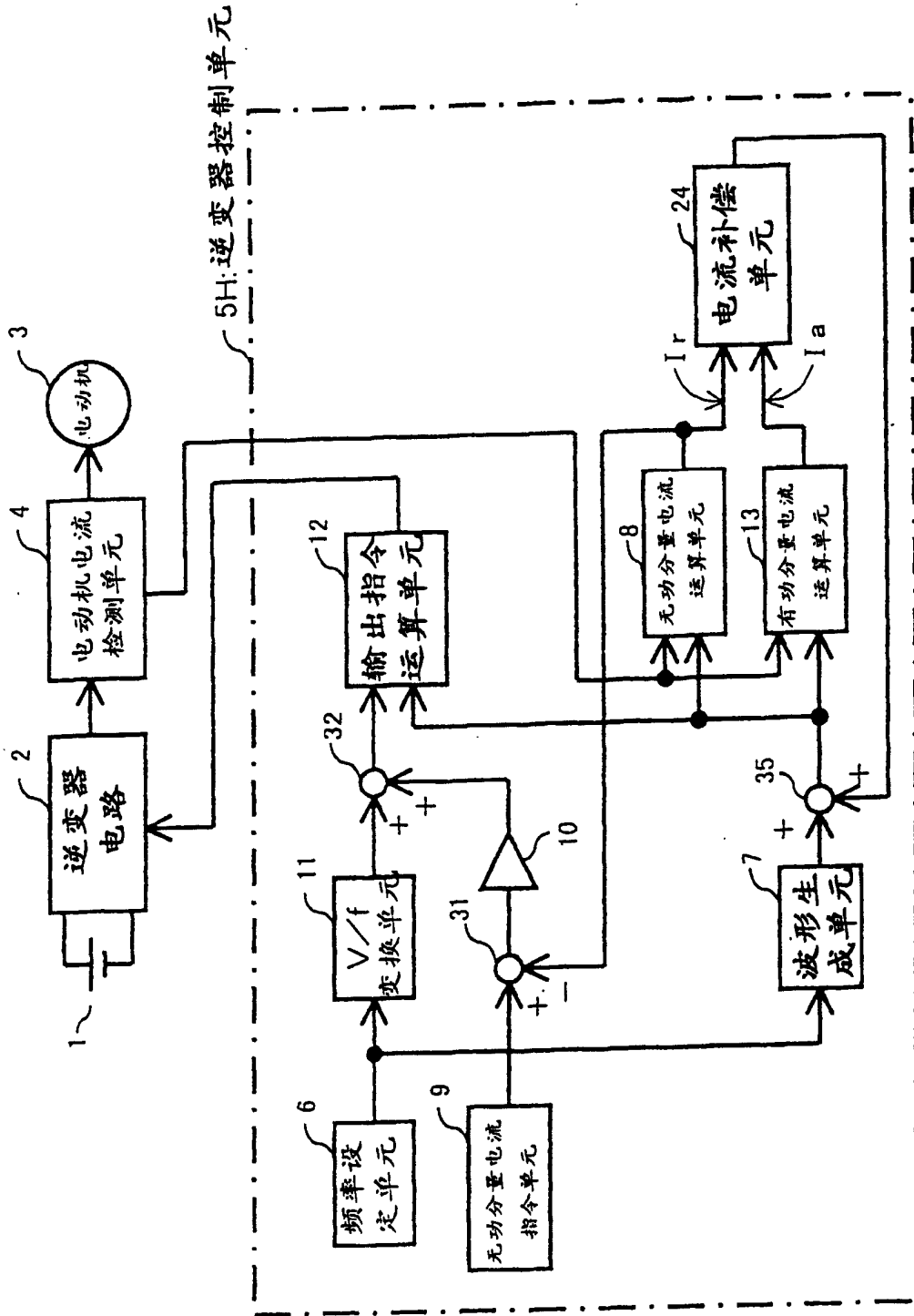


图 11

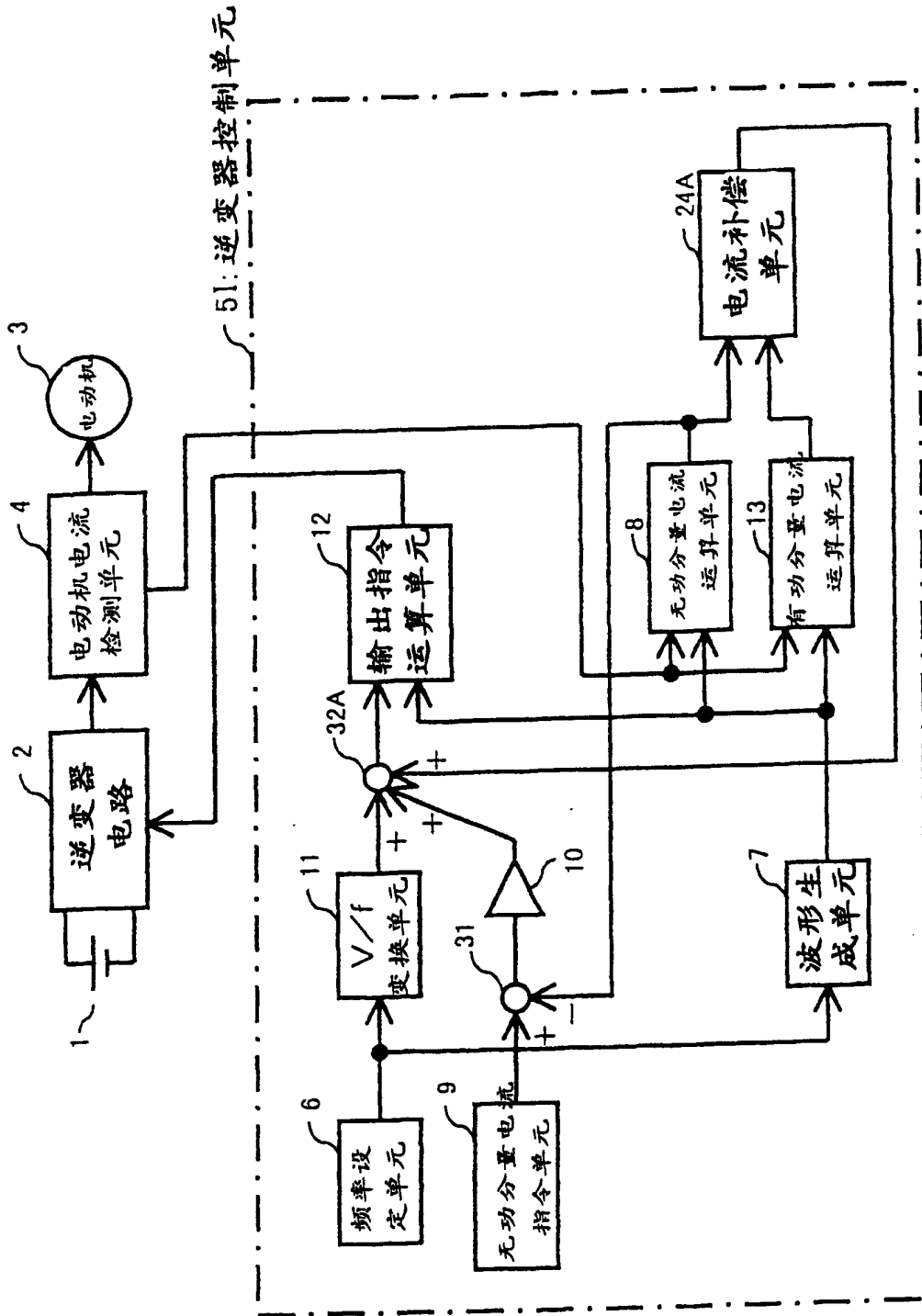


图 12

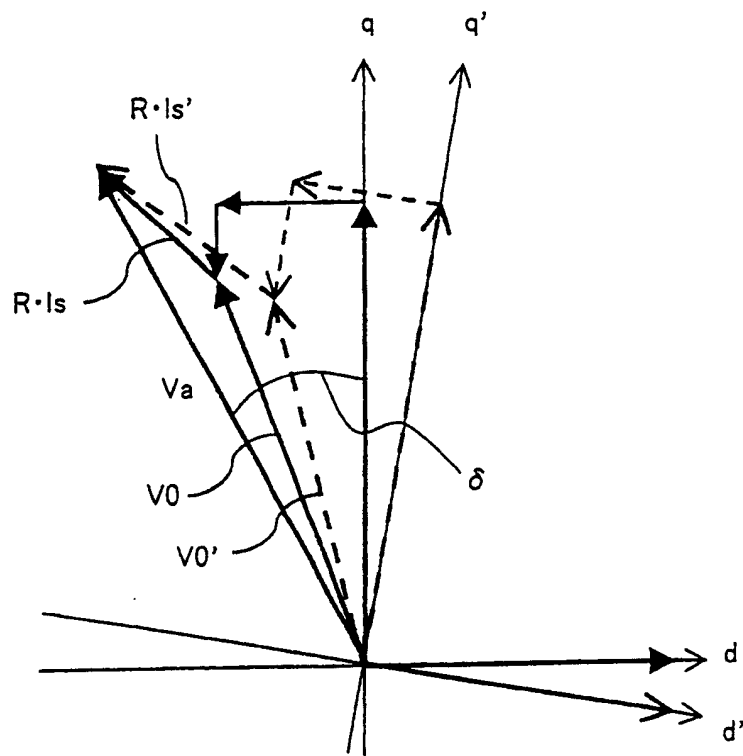


图 13

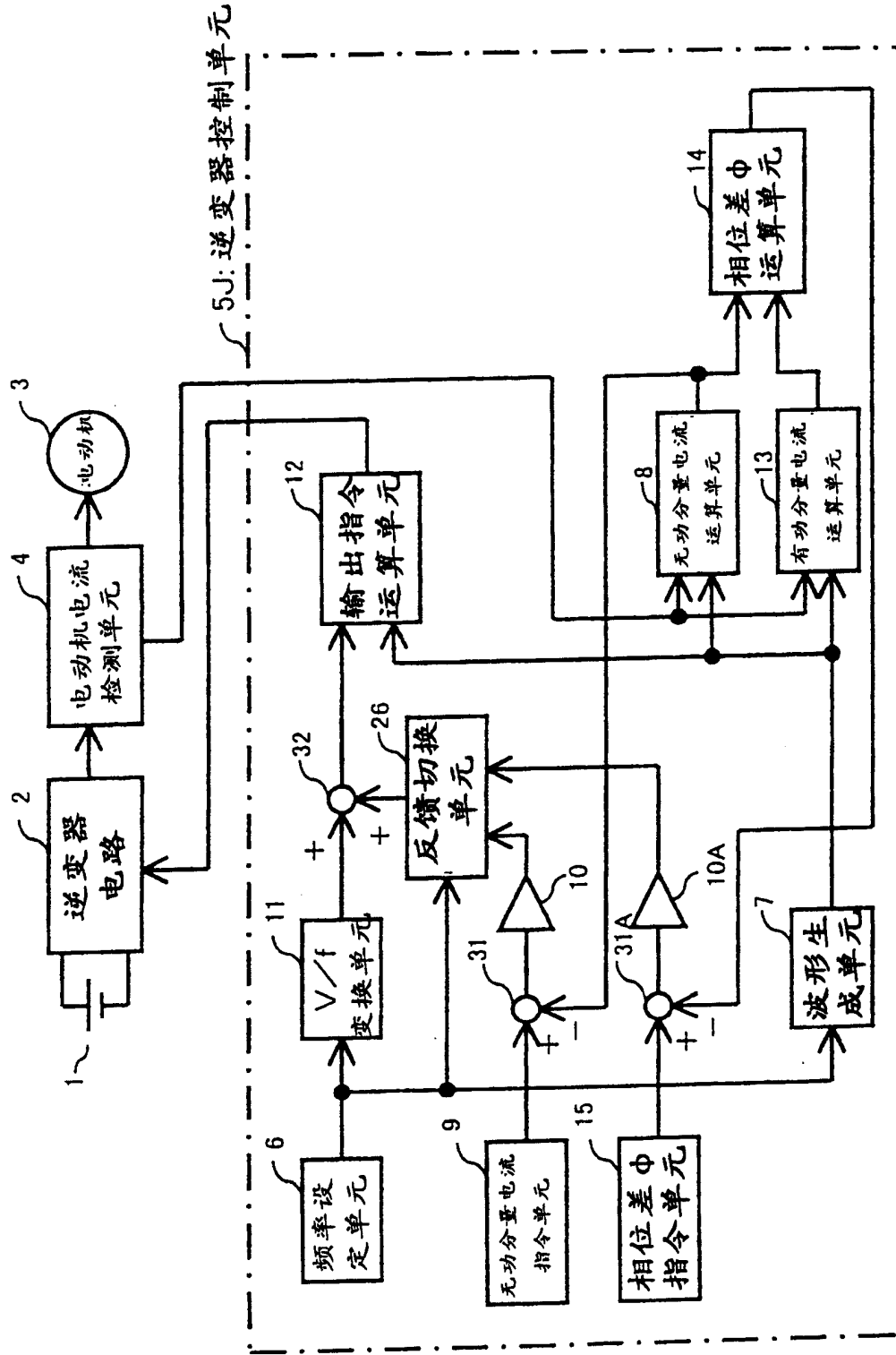


图 14

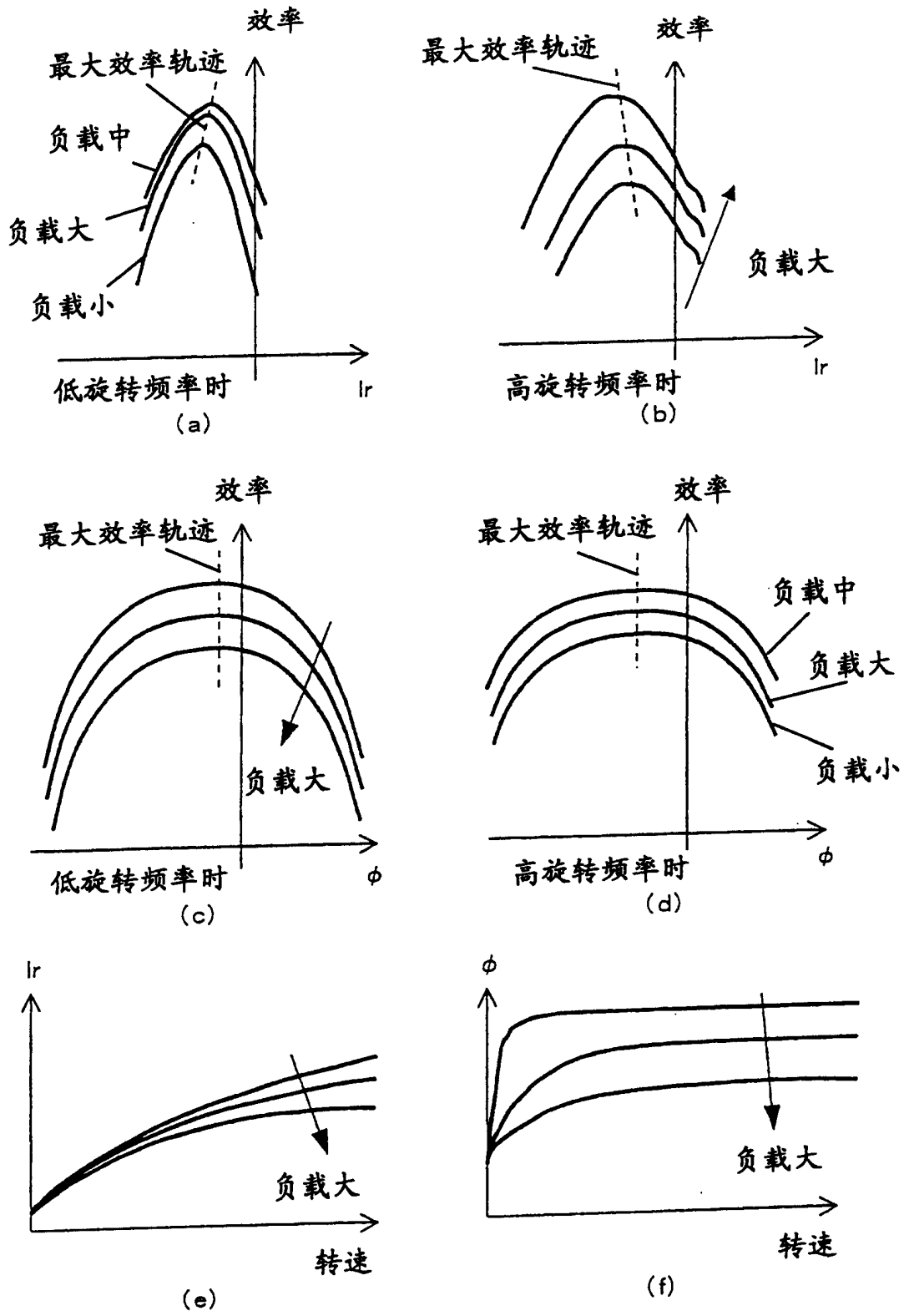


图 15

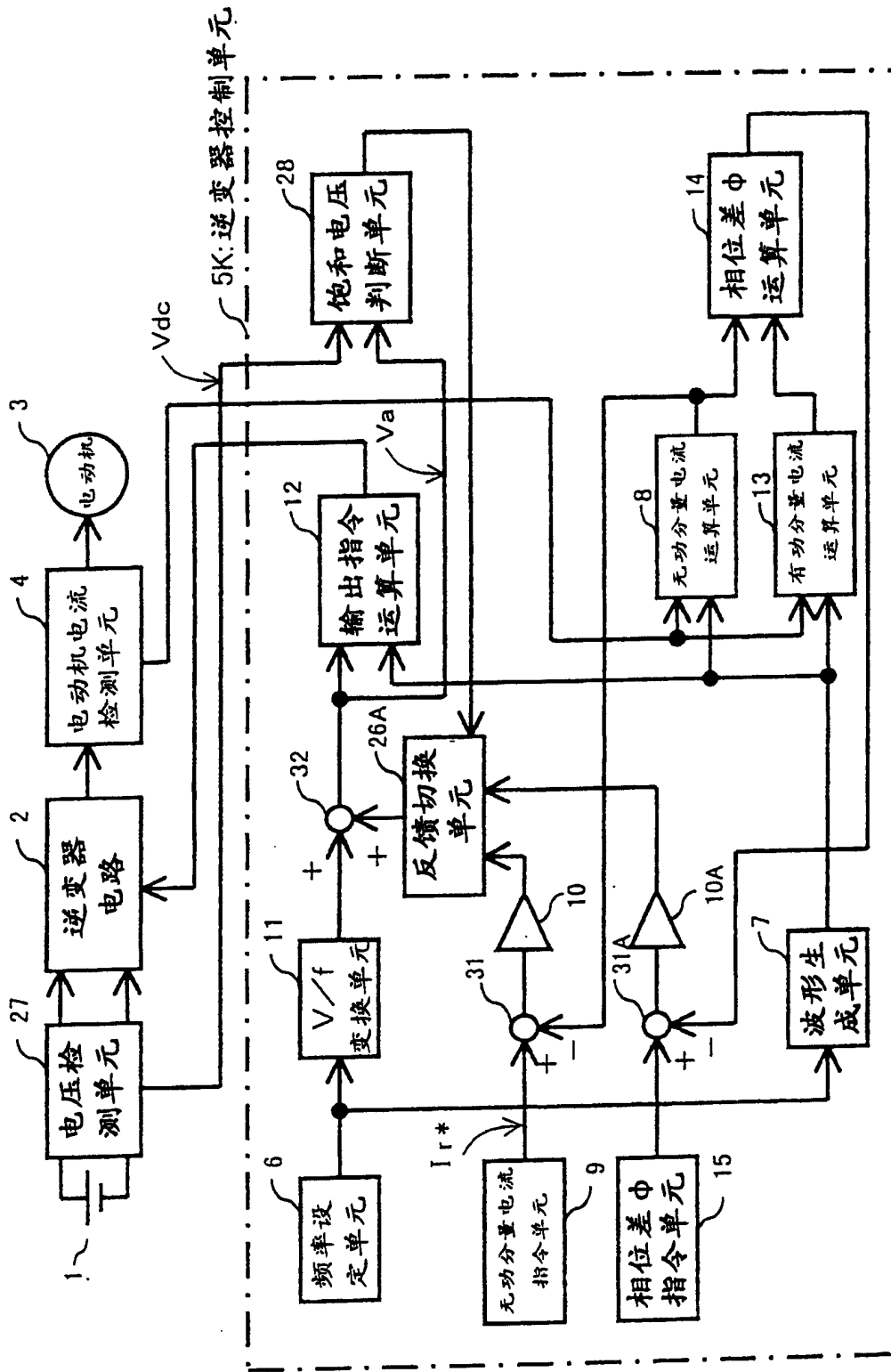


图 16

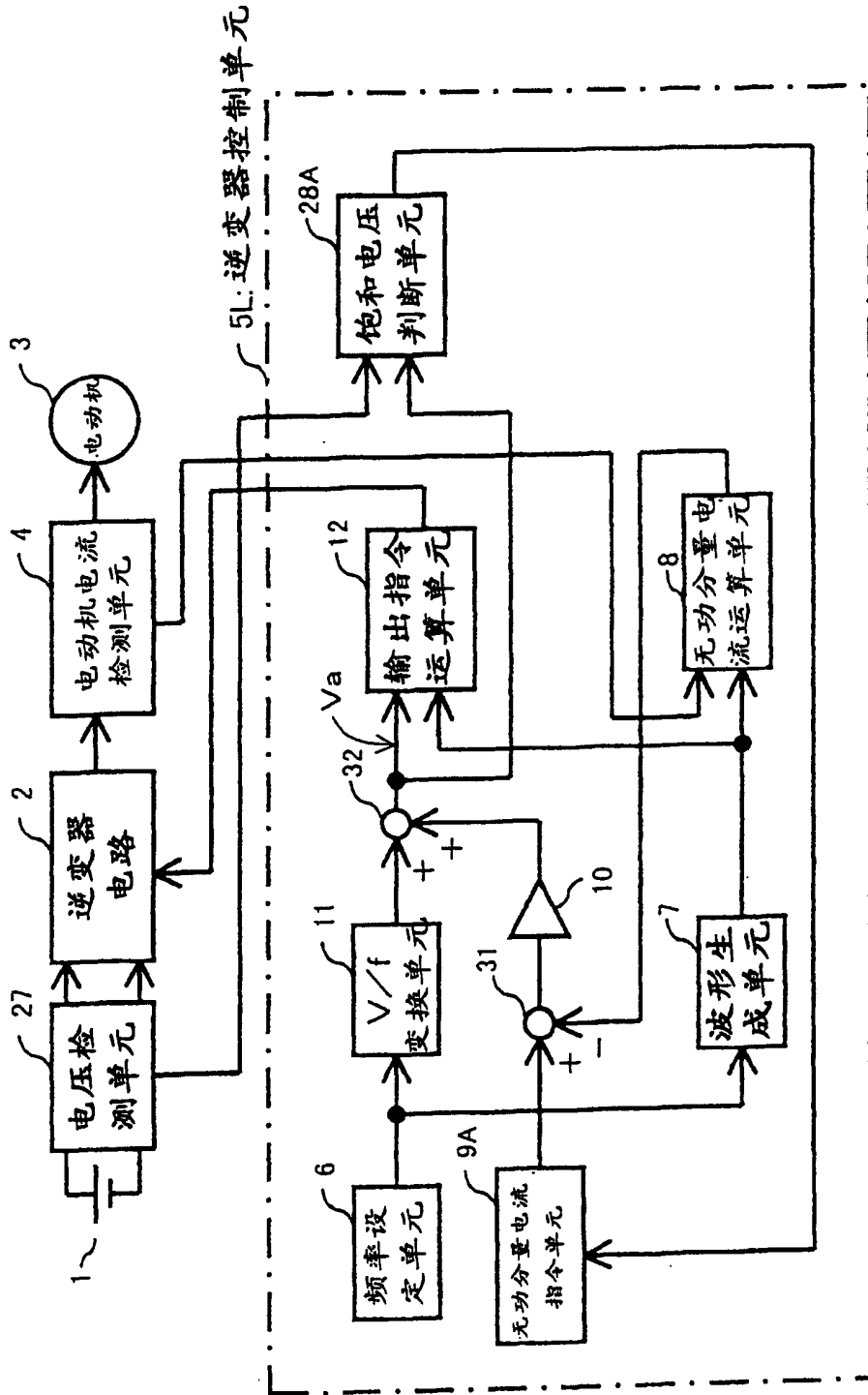


图 17

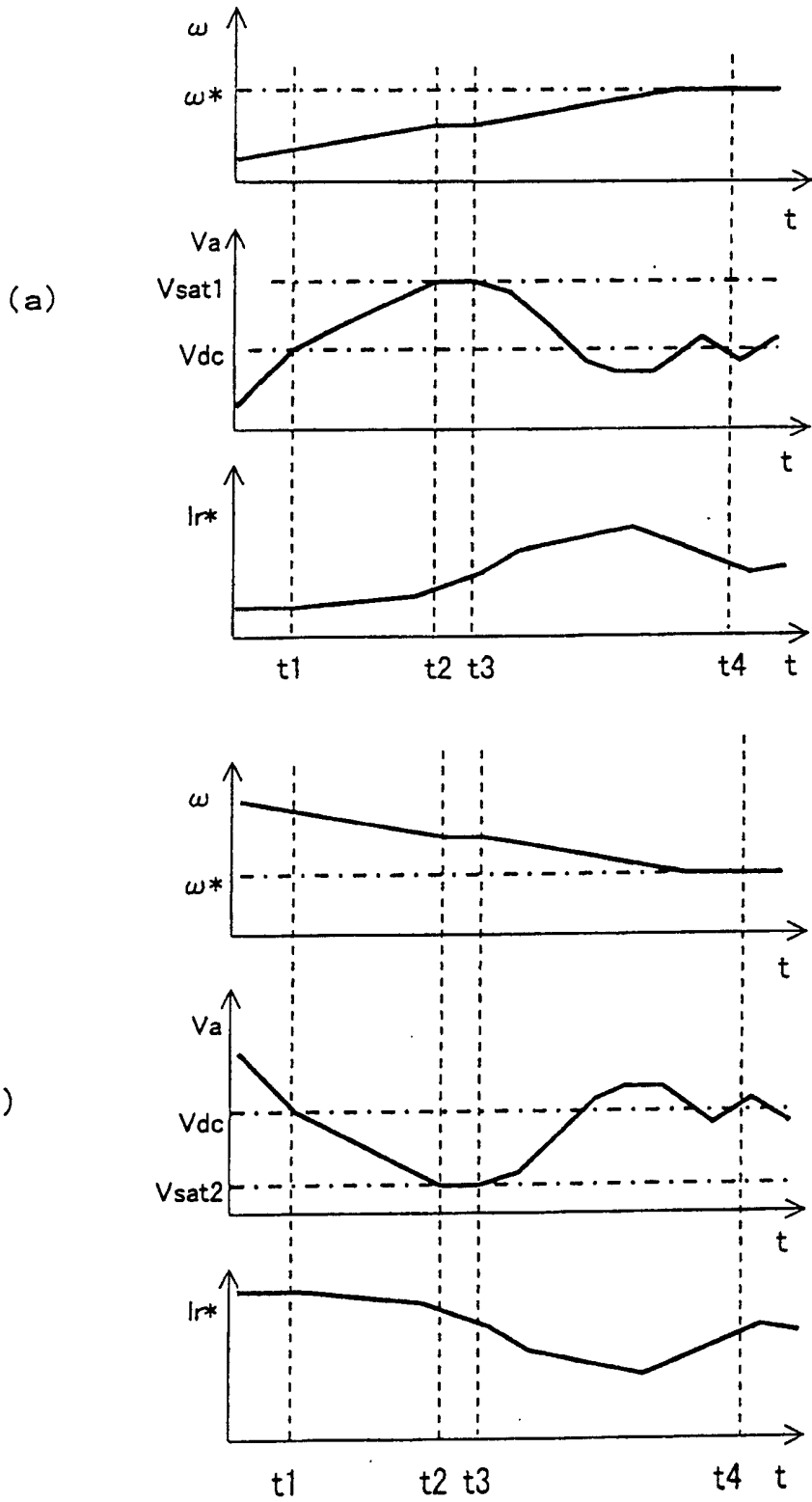


图 18

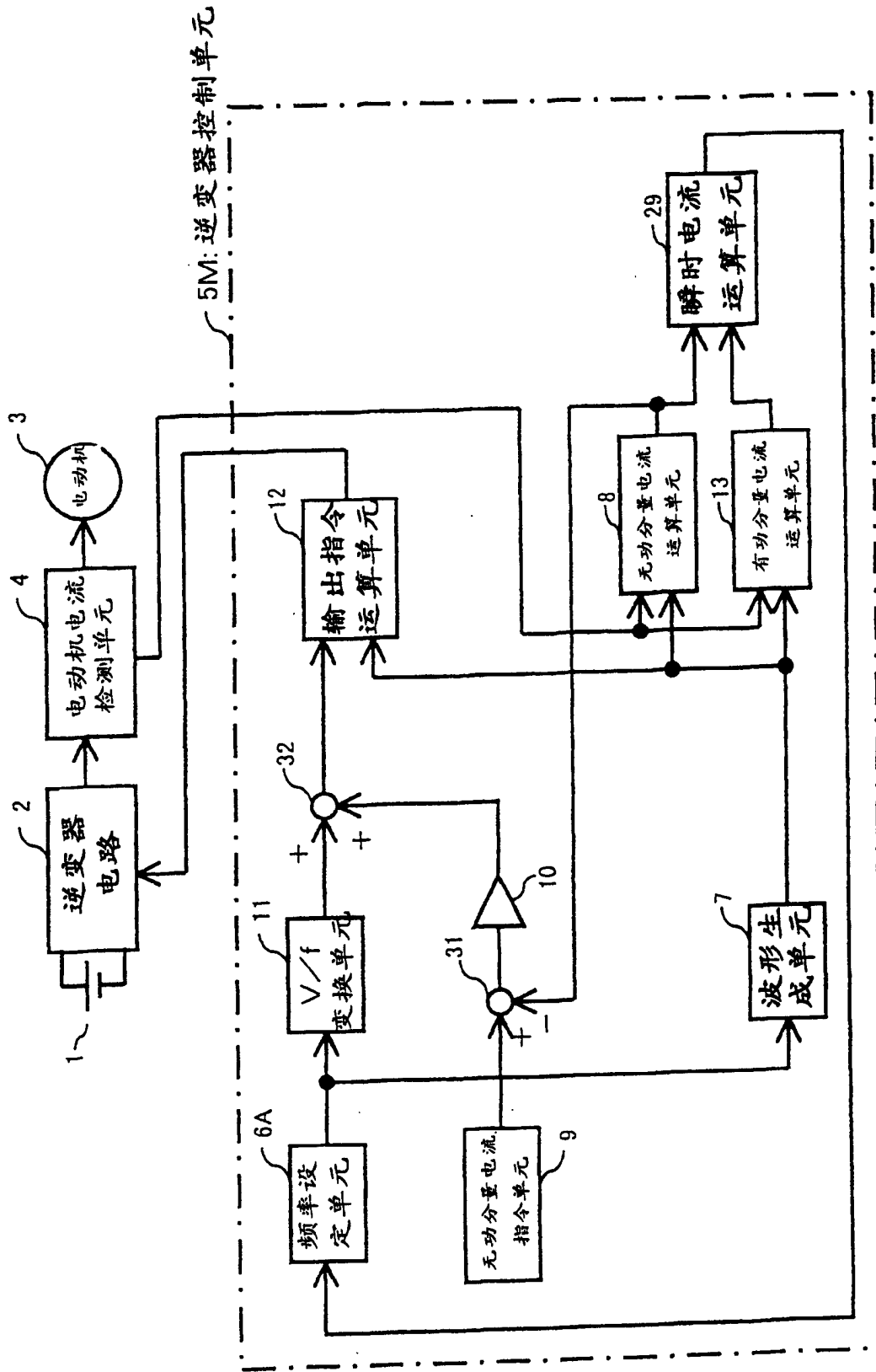


图 19

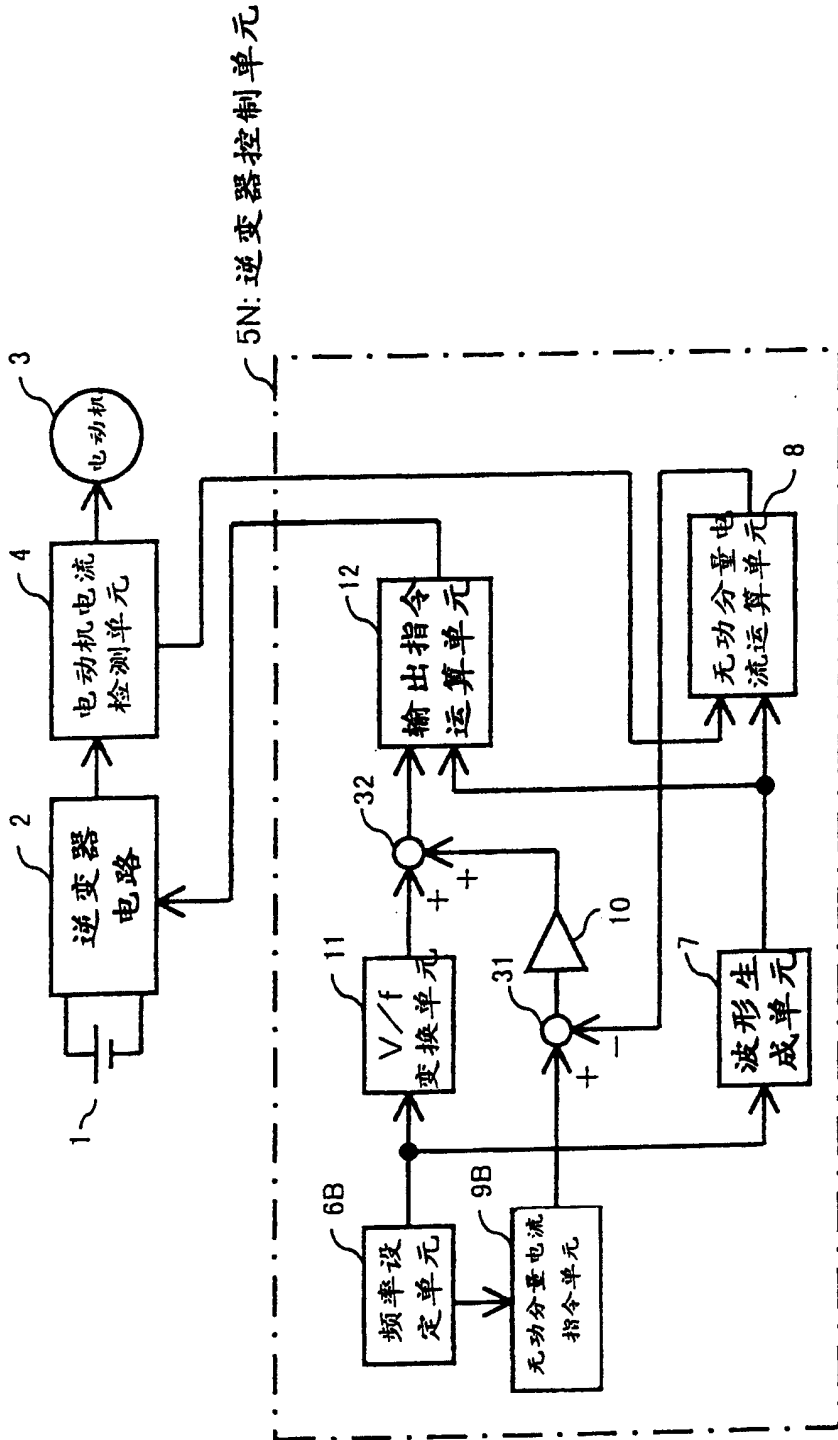


图 20

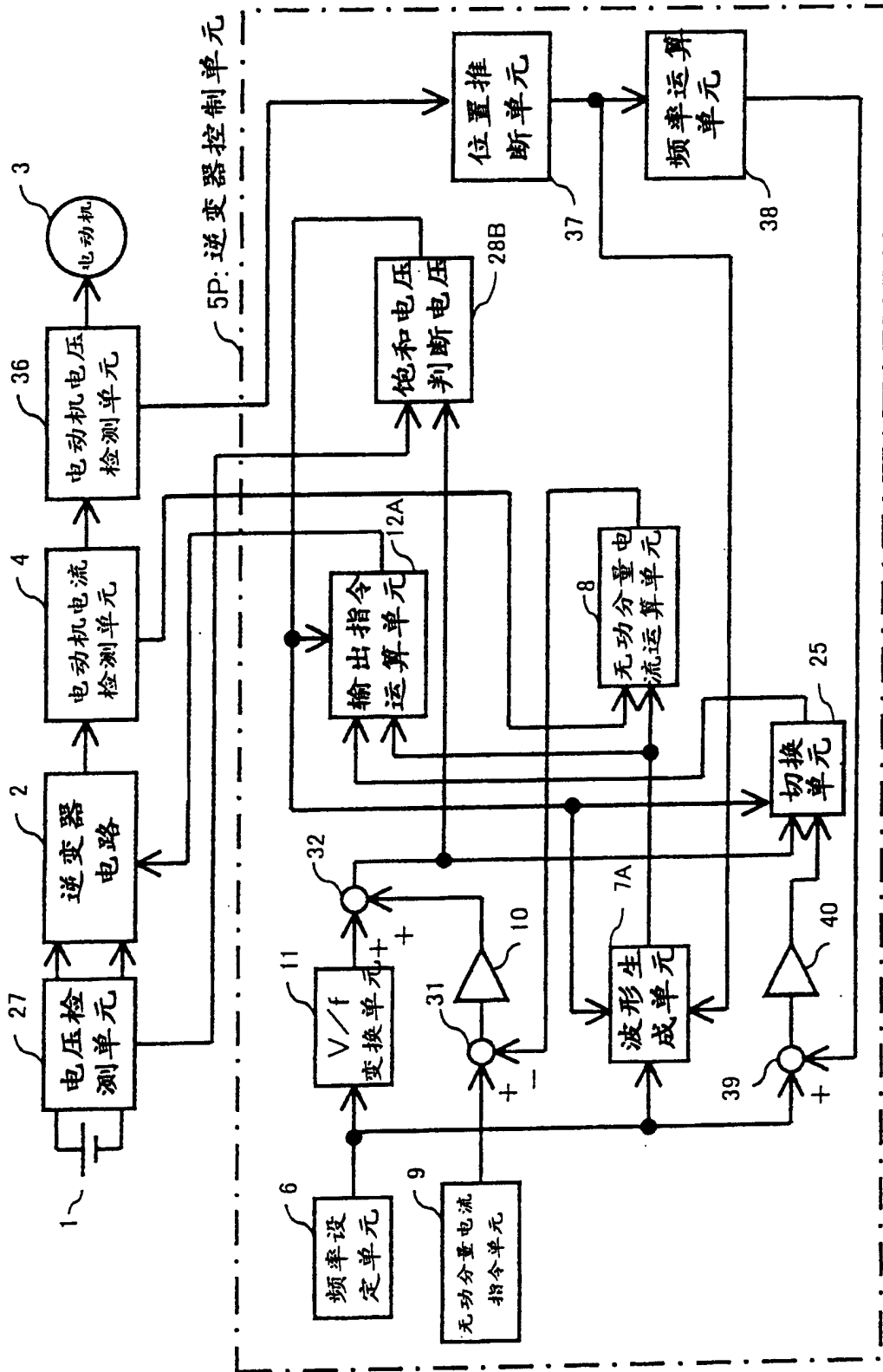
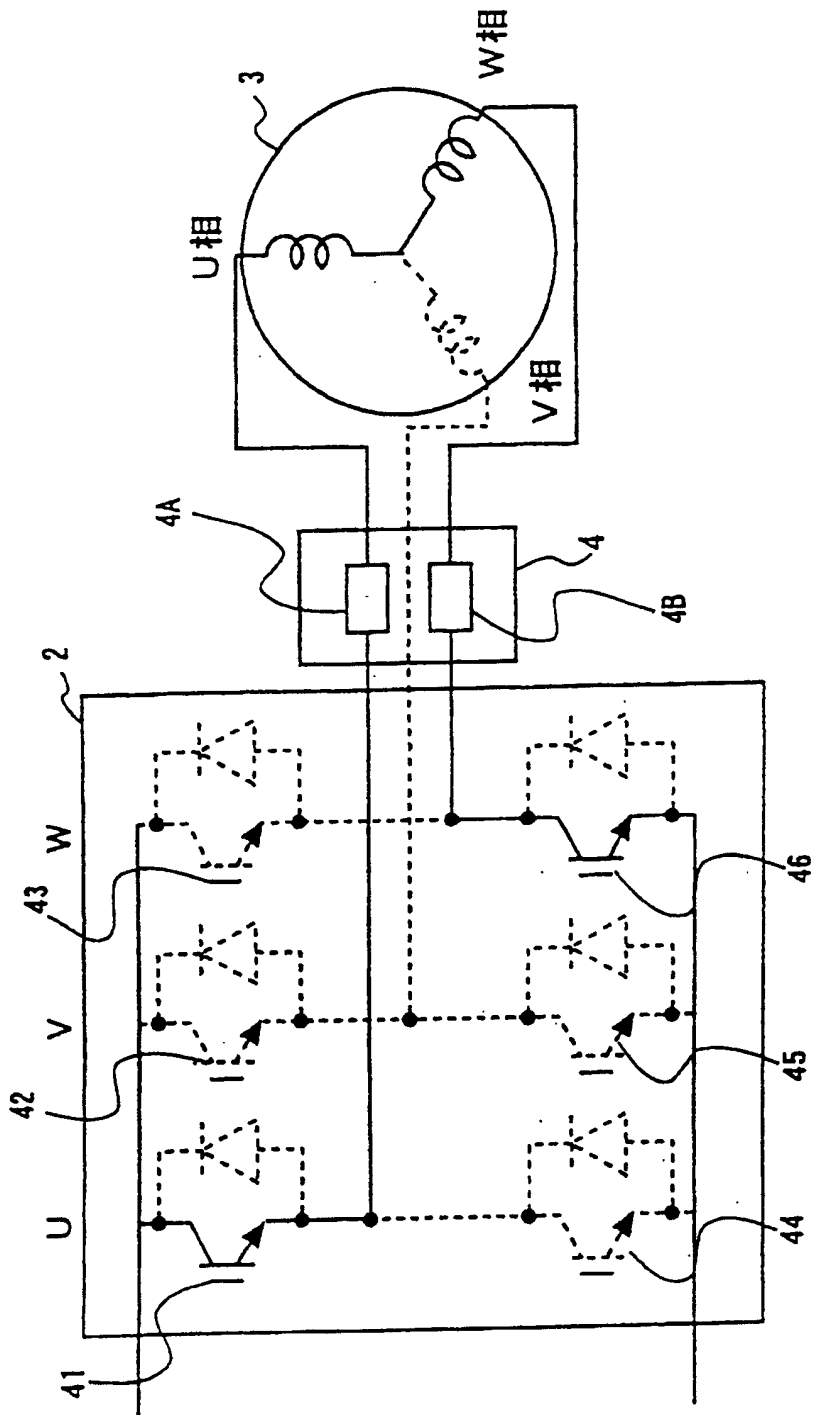


图 21



22

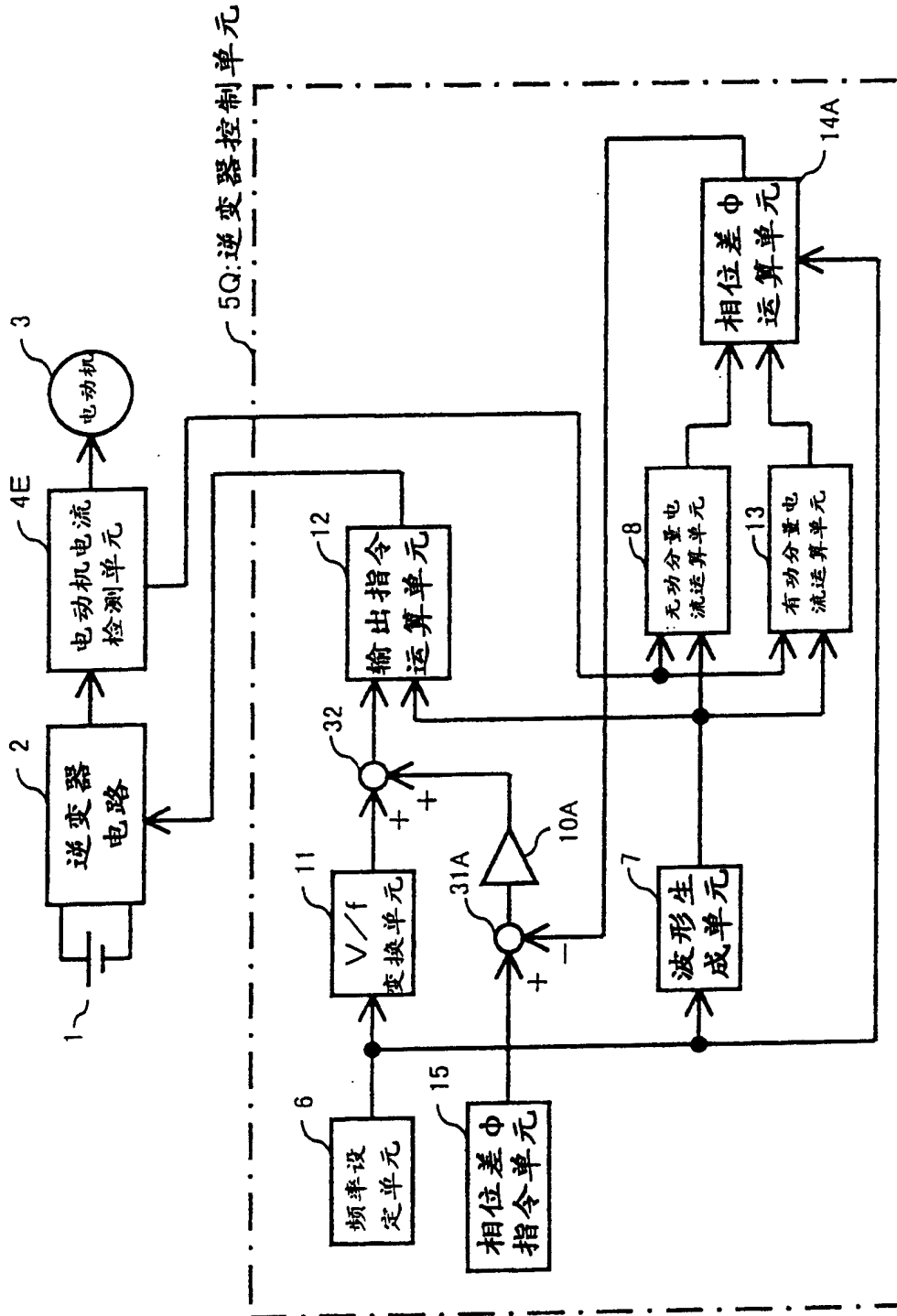


图 23

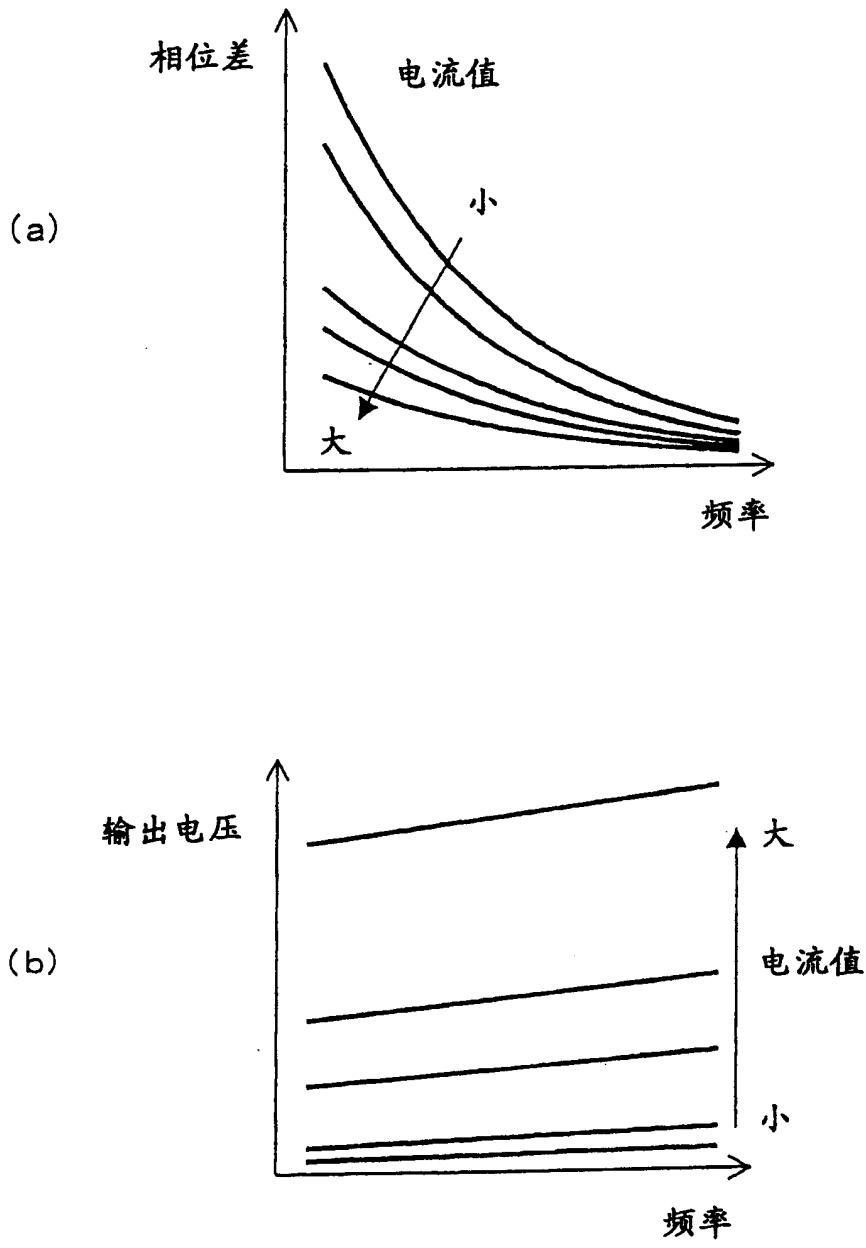


图 24

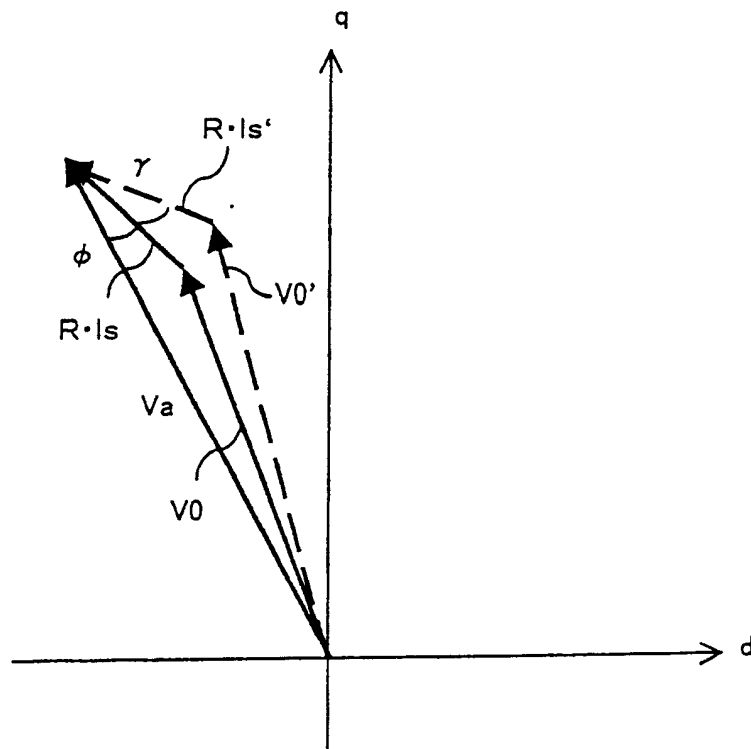


图 25

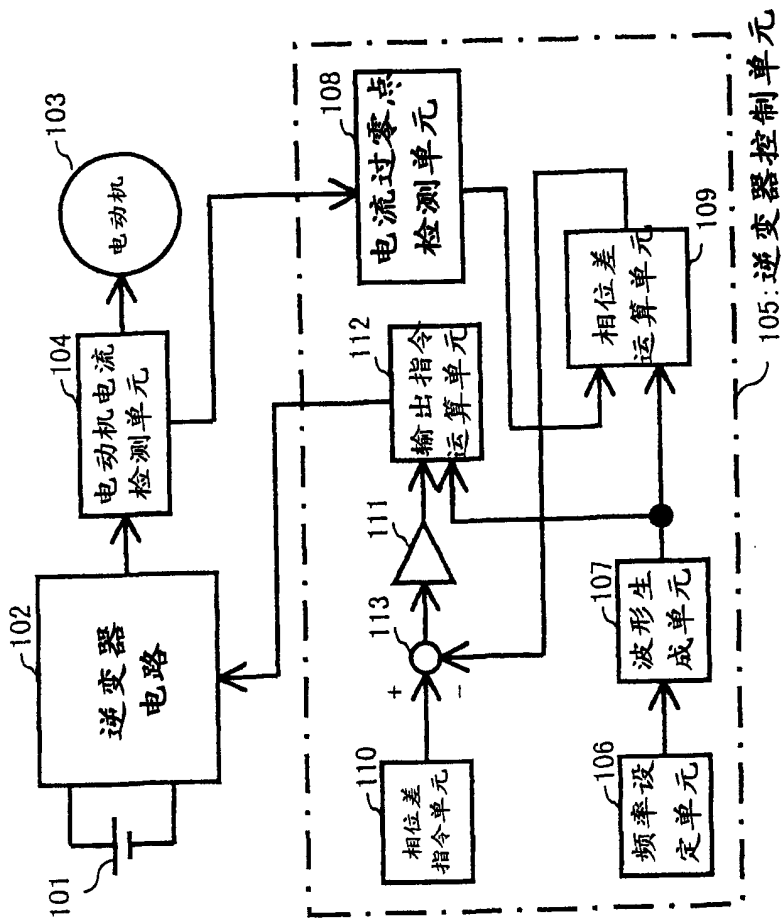


图 26

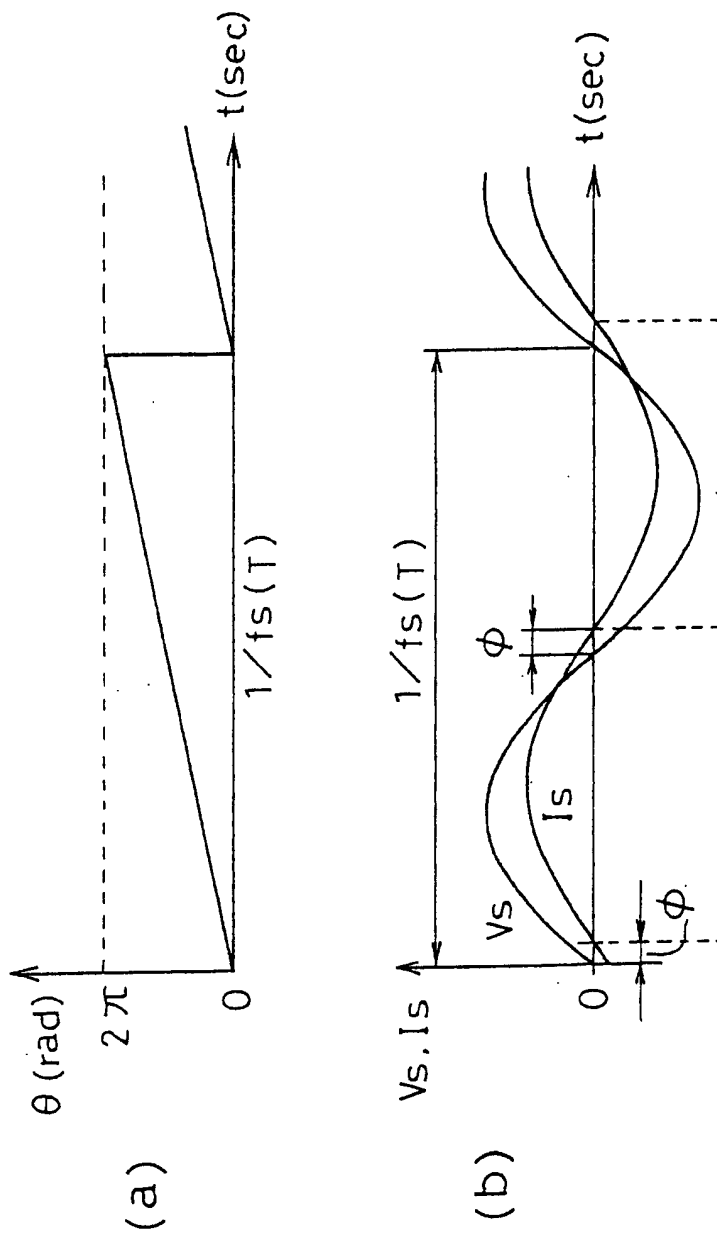


图 27

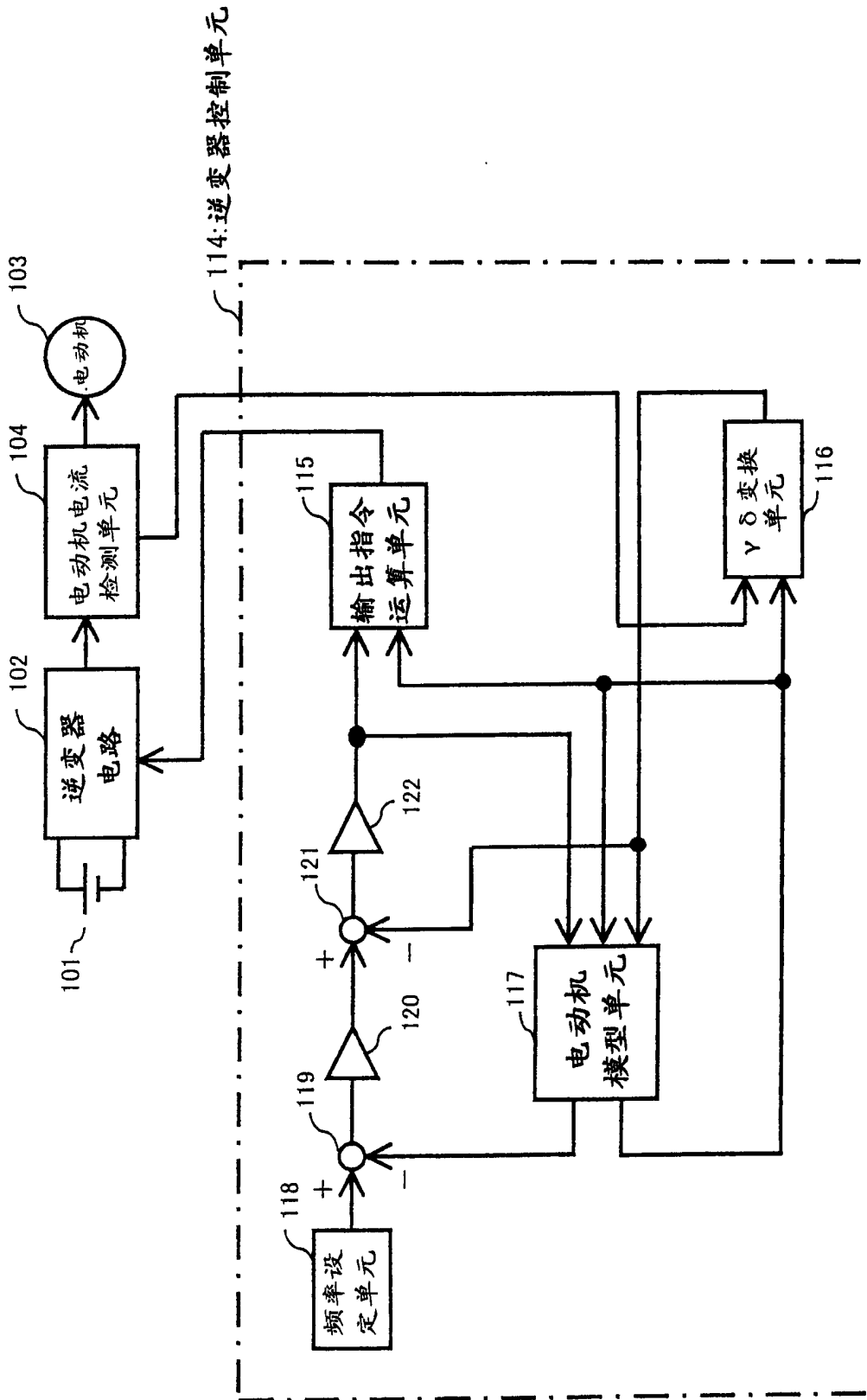


图 28

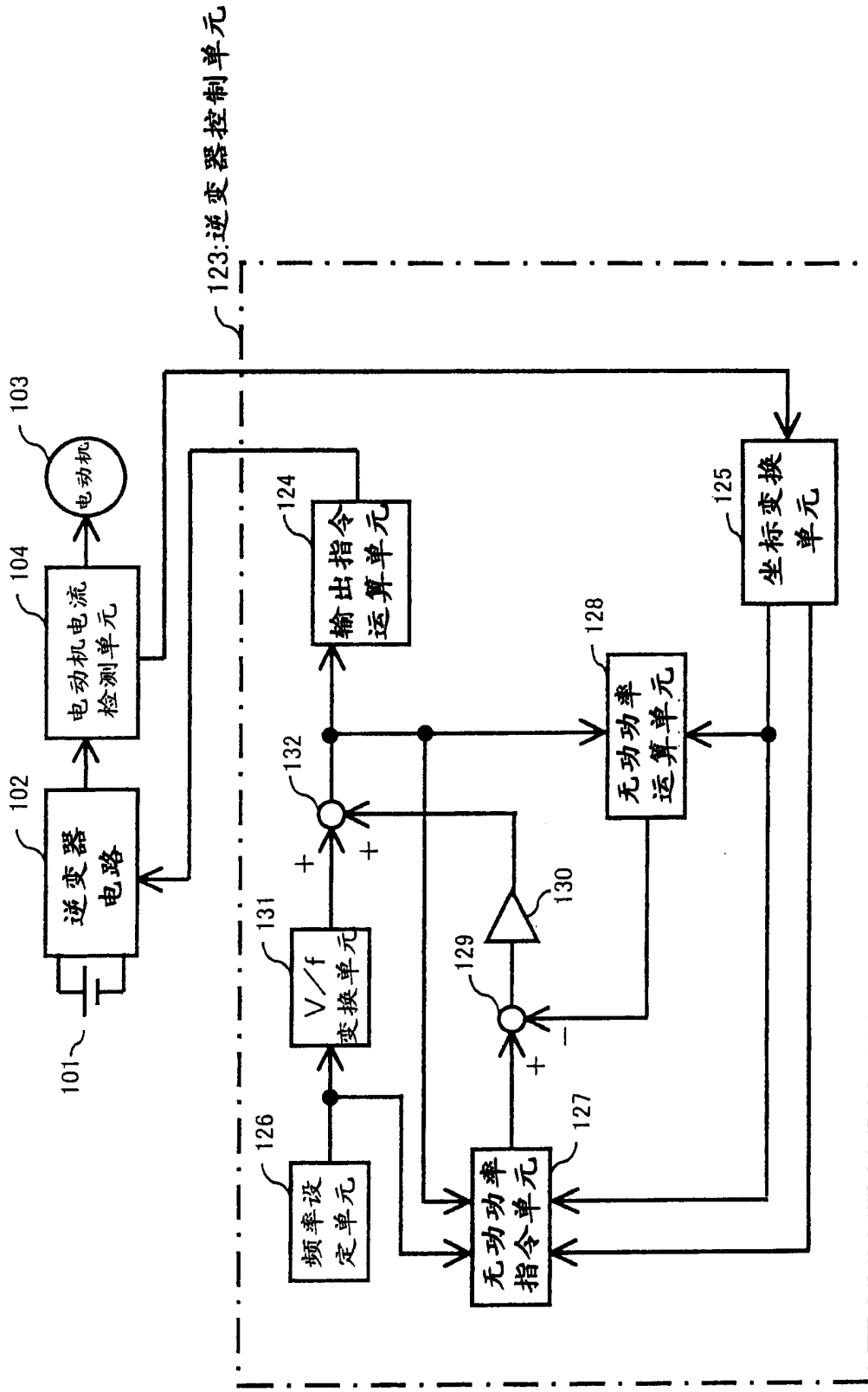


图 29