



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1734901 B

(45) 授权公告日 2011.08.03

(21) 申请号 200510103813.4

(22) 申请日 2005.07.09

(30) 优先权数据

202579/04 2004.07.09 JP

(73) 专利权人 株式会社电装

地址 日本爱知县

(72) 发明人 梨木政行

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 杨松龄

(51) Int. Cl.

H02K 37/14(2006.01)

(56) 对比文件

JP 昭 63-198559 A, 1988.08.17, 说明书 2-3 页及图 1-6.

审查员 黄涛

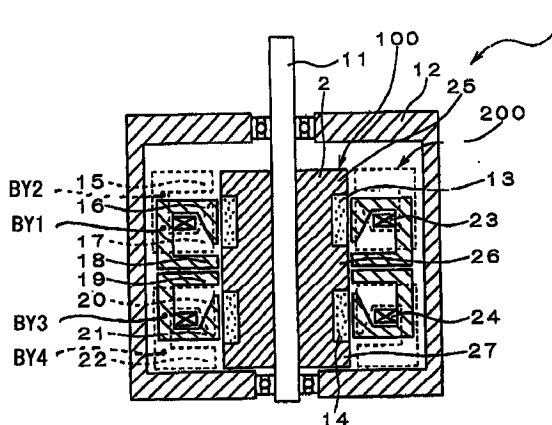
权利要求书 3 页 说明书 22 页 附图 25 页

(54) 发明名称

交流电机及其控制装置

(57) 摘要

可绕转轴旋转的转子,包括沿圆周方向交替设置的 N 极和 S 极,以及沿转子轴向与 N 极和 S 极相邻设置的转子侧中性极,其与它们的背轭磁性连接。定子包括沿转轴轴向相邻设置的两个模块。两个模块中的每一个包括以环形缠绕转轴的绕组,相对于转子侧中性极设置的定子侧中性极,每个定子极设置在与 N 极或 S 极相对的位置上,以及与定子侧中性极和定子极连接以包围绕组的背轭。



1. 一种交流电机,包括:
转子,其包括:
转轴,其可在沿转轴轴向的纵向中心轴上旋转,
N 磁极和 S 磁极,其围绕转轴沿转轴圆周方向固定设置,
转子侧中性极,其由磁性材料制造、并且沿轴向分别与 N 磁极和 S 磁极相邻固定设置,
和
背轭,其与 N 磁极和 S 磁极磁性链接以与 N 磁极和 S 磁极一起用作背轭部件;
定子,包括多个沿轴向相对于并且围绕于转子设置的模块,每个模块包括:
绕组,其沿转轴的圆周方向以环形围绕,并且位于转子周围,
定子侧中性极,其由磁性材料制造、并且与转子侧中性极相对设置,
定子极,其与 N 磁极和 S 磁极中的一个相对设置,
背轭,其与定子侧中性极和定子极彼此磁性链接。
2. 根据权利要求 1 的交流电机,其中每个模块中的背轭形成为具有一个磁路,该磁路允许每个 N 磁极产生的磁通 F_1 和每个 S 磁极产生的磁通 F_2 经由每个转子侧中性极和每个定子侧中性极沿同一方向与绕组链接。
3. 根据权利要求 1 的交流电机,其中在每个模块中,设置定子侧中性极代替绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极,或者除去绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极。
4. 根据权利要求 3 的交流电机,其中每个模块中的多个定子极磁聚集从而与定子的定子侧中性极中的一个链接。
5. 根据权利要求 4 的交流电机,其中转子和定子全部或部分是由软磁金属粉末材料并通过挤压该材料然后加热该材料而制成。
6. 根据权利要求 5 的交流电机,其中定子和转子全部或部分是由将软磁金属粉末材料和磁钢片相互结合而制成的元件所形成的,该结合包括软磁金属粉末材料和磁钢板同时通过高压挤压而形成一体的步骤。
7. 根据权利要求 1 的交流电机,其中,在每个模块中,设置定子侧中性极代替绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极,或者除去绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极。
8. 根据权利要求 1 的交流电机,其中每个模块中的多个定子极磁聚集从而与定子的定子侧中性极中的一个链接。
9. 根据权利要求 8 的交流电机,其中转子和定子全部或部分是由软磁金属粉末材料并通过挤压该材料然后加热该材料而制成。
10. 根据权利要求 9 的交流电机,其中定子和转子全部或部分是由将软磁金属粉末材料和磁钢片相互结合而制成的元件所形成的,该结合包括软磁金属粉末材料和磁钢板同时通过高压挤压而形成一体的步骤。
11. 根据权利要求 1 的交流电机,其中多个模块数为两个,一个模块被分配给 P 相,另一个模块被分配给 Q 相,P 相和 Q 相提供了两相,
P 相的定子极沿同一圆周以大约 180 度电角度间距设置,其中该圆周中心为转轴,以及
Q 相的定子极沿同一圆周以大约 180 度电角度间距设置,其中该圆周中心为转轴,但是

相对于 P 相定子极偏移大约 90 度电角度。

12. 根据权利要求 11 的交流电机,其中

U 相绕组 L_u 和对应于 W 相绕组 L_w 部分的反向 W 相绕组 M_{w1} 被用作为 P 相绕组,并且 V 相绕组 L_v 和对应于 W 相绕组 L_w 部分的反向 W 相绕组 M_{w2} 被用作为 Q 相绕组。

13. 根据权利要求 1 的交流电机,其中每个模块中的多个定子极磁聚集从而与定子的定子侧中性极中的一个链接。

14. 根据权利要求 1 的交流电机,其中转子和定子全部或部分是由软磁金属粉末材料并通过挤压该材料然后加热该材料而制成。

15. 根据权利要求 1 的交流电机,其中定子和转子全部或部分是由将软磁金属粉末材料和磁钢片相互结合而制成的元件所形成的,该结合包括软磁金属粉末材料和磁钢板同时通过高压挤压而形成一体的步骤。

16. 根据权利要求 1 的交流电机,其中,设置在每个模块中的多个定子极为 4 个定子极,其被分成 2 组定子极,属于 2 组定子极中一组的定子极沿圆周方向从属于 2 组定子极中另一组的定子极的设置周向位置相对偏移 $360/(2m)$ 度电角度的整数倍,其中 m 是将要减少的转矩脉动的次数;以及

多个模块在数量上为 2 个,一个模块被分配以 P 相并且另一个模块被分配以 Q 相,以及对每个 P 相和 Q 相的四个定子 A1、A2、A3 和 A4 被分组为:由 A1 和 A3 定子组成的一组定子极以及由 A2 和 A4 定子组成的另一组定子极,并且该次数 m 为 6。

17. 根据权利要求 1 的交流电机,其中,设置在每个模块中的多个定子极为 4 个定子极,其被分成 2 组定子极,属于 2 组定子极中一组的定子极沿圆周方向从属于 2 组定子极中另一组的定子极的设置周向位置相对偏移 $360/(2m)$ 度电角度的整数倍,其中 m 是将要减少的转矩脉动的次数;以及,

多个模块在数量上为 2 个,一个模块被分配以 P 相并且另一个模块被分配以 Q 相,以及对每个 P 相和 Q 相的四个定子 A1、A2、A3 和 A4 被分组为:由 A1 和 A2 定子组成的一组定子极以及由 A3 和 A4 定子组成的另一组定子极,并且该次数 m 为 5。

18. 根据权利要求 1 的交流电机,其中

多个模块在数量上为 2 个,一个模块被分配以 P 相并且另一个模块被分配以 Q 相,

每个相,设置在转子中的 N 磁极和 S 磁极为 4 个 N 磁极和 4 个 S 磁极,对于每一相的 4 个 N 磁极和 4 个 S 磁极被分成 2 组 N 磁极和 S 磁极,属于每个组的 N 磁极和 S 磁极沿圆周方向从属于 2 组 N 磁极和 S 磁极中另一组的 N 磁极和 S 磁极的设置周向位置相对偏移 $360/(2m)$ 度电角度的整数倍,其中 m 是将要减少的次数,并且该次数 m 为 6。

19. 根据权利要求 1 的交流电机,其中多个模块数为两个,每个模块分配给 U 相、V 相和 W 相,共三相,

设置在两个模块中每一个中的定子极相互偏移的间距大约为 120 度电角度,

包括在一个模块中的绕组具有 U 相绕组和 V 相绕组,它们的卷绕方向彼此相反,

包括在另一个模块中的绕组具有第二 V 相绕组和 W 相绕组,它们的卷绕方向是彼此相反的,

第一和第二 V 相绕组串联连接,并且它们的卷绕方向是彼此相反的。

20. 根据权利要求 19 的交流电机,其中绕组包括 U、V 和 W 相绕组,将要缠在同一电磁

位置上的 U 相绕组和第一 V 相绕组集合为一个单独绕组, 将要缠在同一电磁位置上的第二 V 相绕组和 W 相绕组集合为一个单独绕组。

21. 根据权利要求 12 的交流电机, 其中每个模块中的多个定子极磁聚集从而与定子的定子侧中性极中的一个链接。

22. 一种控制根据权利要求 11 的交流电机的设备, 包括用于控制流过 P 相绕组的电流 I_p 和流过 Q 相绕组的电流 I_q 的装置, 因此可以满足关系式 $T_a = W_p \times E_p \times I_p + W_q \times E_q \times I_q$, 其中 T_a 是转矩指令, $E_p = d\phi_p / d\theta$ 是与 P 相绕组链接的磁通 ϕ_p 的旋转角度变化率, $E_q = d\phi_q / d\theta$ 是与 Q 相绕组链接的磁通 ϕ_q 的旋转角度变化率, W_p 是 P 相绕组的匝数, W_q 是 Q 相绕组的匝数。

23. 根据权利要求 22 的设备, 其中每个模块中的多个定子极磁聚集从而与定子的定子侧中性极中的一个链接。

24. 根据权利要求 1 的交流电机, 其中转子和定子全部或部分是由软磁金属粉末材料并通过挤压该材料或者挤压和加热该材料而制成。

交流电机及其控制装置

[0001] 相关申请

[0002] 本申请基于并且要求 2004 年 7 月 9 日公开的日本专利申请 2004-202579 的优先权,在此结合其公开的内容以作参考。

技术领域

[0003] 本发明涉及一种交流电机,例如由多相电流驱动旋转的步进电机,还涉及该交流电机的控制装置。

背景技术

[0004] 通常,步进电机公知的是利用 P 相和 Q 相两项电流来驱动旋转的,如日本公开的未审查专利申请 No. 2001-161055 所公开的。图 51 示出的是普通两相步进电机具有八极时的截面图。图 52 是设置在图 51 中两相步进电机转子中的永磁体的圆周展开图。图 53 是图 1 中示出的两相步进电机定子极的圆周展开图。

[0005] 在这些附图中示出的普通两相步进电机中,正电流流过 P 相绕组 128。假设随后永磁体 121 朝着定子极 124 的方向产生磁动势,则转子转到定子极 124 与永磁体 121 的 N 极相互面对的位置处,然后停止。接着,P 相电流变为零,正电流通过 Q 相绕组 129。假设随后永磁体 122 朝着定子极 126 的方向产生磁动势,那么转子转到永磁体 122 的 N 极与定子极 126 相互面对的位置,旋转的机械角度是 22.5 度,即一个 180 度的电角度。接着,当 Q 相电流变为零并且一负电流通过 P 相绕组 128 时,转子转到定子极 124 与永磁体 121 的 S 极相互面对的位置,转子转过的机械角度是 22.5 度。

[0006] 然后,当 P 相电流变为零,并且一负电流通过 Q 相绕组 129 时,转子转到定子极 126 和永磁体 122 的 S 极相互面对的位置,转子转过的机械角度是 22.5 度。然后,当 Q 相电流变为零,并且一正电流通过 P 相绕组 128 时,转子转到定子 124 和永磁体 121 的 N 极相互面对的位置,转过的机械角度是 22.5 度。然后,转子回到最初的位置,最终旋转一周。通过连续重复上面的操作,电机可受转动控制。当需要进行反转时,上述的各种操作可以相反进行。上面描述的操作步骤是两相电流间断提供时的情况。如果对具有 90 度相位差的两相交流正弦电流进行控制,那么可以进行更加平滑的转动控制。

[0007] 图 51、52 和 53 所示的电机类型可以应用在各种装置中。因此,需要电机具有更高的性能、更小的尺寸、更低的成本。为此,已经将具有普通结构电机的磁电路改善成可以有效地利用永磁体 121 和 122 产生的磁通量。这里也有一个问题,P 相定子极和 Q 相定子极之间的漏磁通将引起过度的转矩波动或者振动和噪音。并且,不像三相交流控制需要 6 个晶体管进行并联三相控制,在利用晶体管变换器控制两相电机的电压和电流中需要更多的晶体管,例如 8 个,这样将引起晶体管的驱动效率恶化和控制的复杂性。

发明内容

[0008] 本发明已经考虑这些情况,并且发明目标是提供更小尺寸、更低成本的交流电机,

还提供了一种控制装置,本发明的电机将使产生的转矩增加。

[0009] 在本发明中,为了使解释本发明的本质变得简化,发明人引入了成对的转子侧或者定子侧以及定子极等新的科技术语。在详细说明中,术语“中性极”被定义成转子的特定形状部分和定子的特定形状,其能在转子和定子之间进行相互磁通转换,而不会在它们之间产生转矩。因此,假设进行磁通的传送,转子侧或者定子侧“中性极”不限于特定的形状和面积的大小。此外,“定子极”定义为形成在定子上的齿形部分,这样可以使通过的磁通集中。

[0010] 为了弄清楚上面描述的问题,本发明的交流电机包括转子,其包括:

[0011] 转轴,其可围绕沿转轴轴向的纵向中心轴旋转,

[0012] N 磁极和 S 磁极,其围绕转轴沿转轴圆周方向固定设置,和

[0013] 转子侧中性极,其沿轴向分别与 N 磁极和 S 磁极相邻固定设置,

[0014] 背轭,其与 N 磁极和 S 磁极磁性链接以与 N 磁极和 S 磁极一起用作背轭部件;

[0015] 本发明的交流电机还包括定子,其包括多个沿轴向相对于转子设置的模块,每个模块包括:

[0016] 绕组,其沿圆周方向以环形绕在转轴上,

[0017] 定子侧中性极,其与转子侧中性极相对设置,

[0018] 定子极,其与 N 磁极和 S 磁极中的一个相对设置,

[0019] 背轭,其与定子侧中性极和定子极彼此磁性链接。

[0020] 因此,可以分别利用 N 极产生的磁通和 S 极产生的磁通增长产生的转矩。考虑转矩作为一个被要求的规格是不变的情况,可以实现一种具有更小尺寸、成本更低并且可以产生需要转矩的交流电机。

[0021] 更优地,将每个模块的背轭形成具有一个磁路,通过在同一方向的每一个转子侧中性极和每一个定子侧的中性极,该磁路使每一个 N 极产生的磁通 F_1 和每一个 S 极产生的磁通 F_2 与绕组连接。因此,设置这样的磁路,可以增加有助于转矩产生的总的磁通量。

[0022] 更优地,当多个模块的数目是 N (大于 2 的正整数),每个模块中的定子极都沿同一圆周上设置,间距大致是 180 的电角度,圆周的圆心是转轴,模块和模块之间的定子极设置位置彼此移动“ $360/N$ ”度电角度。因此,使用与多相对应的多个模块,可以使转子沿同一方向有效旋转。

[0023] 更优地,在每一个模块中,设置定子侧中性极代替绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极,或者除去绕转轴沿同一圆周以大约 360 度电角度间距设置的定子极。因此,通过增加定子极的面积,绕组的漏磁通可以增加以减少定子极之间的漏磁通进而增加产生的转矩。

[0024] 更优地,多个模块的数目是 2,一个模块分配给 P 相,另一个模块分配给 Q 相,共提供两相——P 相和 Q 相。

[0025] P 相定子极设置在以转轴为中心的同圆周上,P 相定子极之间的间距大致为 180 度的电角度。

[0026] Q 相定子极设置在以转轴为中心的同圆周上,Q 相定子极之间的间距大致为 180 度的电角度,但是与 P 相定子极相比,Q 相定子极移动的电角度是大约 90 度。

[0027] 因此,由 P 相和 Q 相组成的两相交流电机可以实现。并且,分别对于每一相,可以

有效地利用转子 N 极和 S 极产生的磁通增加产生的转矩。

[0028] 作为例子,每一模块的多个定子极进行磁聚集从而与一个定子侧中性极相连。通过使用多个定子极进行磁聚集构成的磁路,可以减少不同定子极之间的漏磁通,进而可以有效地利用磁通,这样可以进一步增加转矩,改善功率因数和效率。

[0029] 作为例子,转子和定子全部或者部分由软磁金属粉材料构成,通过对这些材料进行挤压形成转子和定子。因此,构成三相磁路可以减少磁通损耗,并且可以使复杂形式的生产变得相对容易,因此可以降低生产成本。

[0030] 作为一个例子,定子或者转子全部或者部分用一种成份构成,这种成份由软磁金属粉材料和磁刚片共同组合制得。因此,扁平轧制的磁钢片和磁钢条可以用来做薄和易断的部分,例如定子极的顶部,而软磁金属粉材料可以用在其它部分,进而获得磁通损耗减少量和强度的安全性之间的平衡。

[0031] 最优地,P 相绕组可以利用三相交流绕组 Lu, Lv 和 Lw 中绕组 Lw 部分,绕组 Lu 设置在绕组 Lw 的相反位置,Q 相绕组使用三相交流绕组 Lu, Lv 和 Lw 中 Lw 部分,绕组 Lw 设置在绕组 Lv 的相对位置。这样能够实现控制,于是三相电流通过 P 相绕组和 Q 相绕组,进而简化控制所需的结构。

[0032] 最优地,将置于每一模块的多个定子极分成 n 组,属于每一组的定子极沿圆周进行相对移动,移动的电角度是 $360/(m \times n)$ 的整数倍,这里 n 是一个正的整数,m 是将要减少的转矩脉动的次数。此外,将设置在转子上的 N 极和 S 极分成 n 组,每一个磁极,属于每一组的 N 极和属于每一组的 S 极沿圆周进行相对移动,移动的电角度是 $360/(m \times n)$ 的整数倍,这里 n 是一个正的整数,m 是将要减少的转矩脉动的次数。因此,一定可以减少具有所需次数的转矩脉动,而这个次数可以预知是很大的。

[0033] 更优地,多个模块的数目是 2,每个模块分配给 U 相、V 相和 W 相,共三相。

[0034] 置于两个模块中每一模块的定子极相互之间移动的间距大致是 120 度的电角度。

[0035] 包含在一个模块中的绕组具有 U 相绕组和第一 V 相绕组,它们的旋转方向是相反的。

[0036] 包含在其它模块中的绕组具有第二 V 相绕组和 W 相绕组,它们的旋转方向是相反的。

[0037] 第一和第二 V 相绕组串联连接,并且它们的旋转方向是相反的。

[0038] 通过这种使用这种方法组成三相交流电机,可以实现振动和噪音减少而具有高效率的电机。并且,这样的电机可以进行批量生产,还可以用成本低的三相电机反相器进行驱动,因此可以降低成本。

[0039] 在设置 U、V 和 W 相绕组的绕组结构中,U 相绕组和第一 V 相绕组在同一电磁位置上进行缠绕,它们可以聚集到一个单个绕组。第二 V 相绕组和 W 相绕组在同一电磁位置上进行缠绕,它们可以聚集到一个单个绕组。因此,绕组可以简化,铜耗也可以减少,因此可以提高输出。

[0040] 作为另一个优选的例子,交流电机还包括用于控制流入 P 相绕组的电流 I_p 和流入 Q 相绕组的电流 I_q 的装置,因此满足下面的关系式:

$$[0041] \quad T_a = W_p \times E_p \times I_p + W_q \times E_q \times I_q$$

[0042] 这里 T_a 是转矩指令, $E_p = d\Phi_p/d\theta$ 是与 P 相绕组链接的磁通 Φ_p 旋转角度的变

化率, $E_q = d\Phi_q/d\theta$ 是与 Q 相绕组链接的磁通 Φ_q 旋转角度的变化率, W_p 是 P 相绕组的匝数, W_q 是 Q 相绕组的匝数。

[0043] 通过使用控制设备控制流入每一相绕组的电流, 可以使交流电机产生需要的转矩。

附图说明

[0044] 在附图中,

[0045] 图 1 是根据本发明实施方式制成的交流电机的纵向横截面;

[0046] 图 2 是 8 极转子沿旋转方向的展开图;

[0047] 图 3 是与转子相对的定子极沿旋转方向的展开图;

[0048] 图 4 是 P 相绕组和 Q 相绕组沿旋转方向的展开图;

[0049] 图 5 是一个图例, 显示了根据本发明实施方式制成的定子的横截面位置;

[0050] 图 6 是沿图 5 上的 A-A 线截出的横截面;

[0051] 图 7 是沿图 5 上的 AG-AG 线截出的横截面;

[0052] 图 8 是沿图 5 上的 B-B 线截出的横截面;

[0053] 图 9 是沿图 5 上的 BG-BG 线截出的横截面;

[0054] 图 10 是沿图 5 上的 C-C 线截出的横截面;

[0055] 图 11 是沿图 5 上的 CG-CG 线截出的横截面;

[0056] 图 12 是沿图 5 上的 D-D 线截出的横截面;

[0057] 图 13 是沿图 5 上的 DG-DG 线截出的横截面;

[0058] 图 14 说明的是普通交流电机的一个绕组的磁链模型;

[0059] 图 15 说明的是根据本发明实施方式制成交流电机的磁链模型;

[0060] 图 16 是一个矢量图, 其显示了根据本发明实施方式制成的交流电机电压、电流和功率之间的关系;

[0061] 图 17 是一改进交流电机的纵向横截面图, 其中定子极和定子侧中性极的形状已经进行了改良;

[0062] 图 18 是沿图 17 上的 E-E 线截出的横截面;

[0063] 图 19 是沿图 17 上的 F-F 线截出的横截面;

[0064] 图 20 是沿图 17 上的 G-G 线截出的横截面;

[0065] 图 21 是沿图 17 上的 H-H 线截出的横截面;

[0066] 图 22 是电机结构的横向横截面, 该结构可以减少不同定子极之间的漏磁通;

[0067] 图 23 是电机结构的横向横截面, 该结构可以减少不同定子极之间的漏磁通;

[0068] 图 24 是电机结构的横向横截面, 该结构可以减少不同定子极之间的漏磁通;

[0069] 图 25 是电机结构的横向横截面, 该结构可以减少不同定子极之间的漏磁通;

[0070] 图 26 是一纵向横截面, 其显示了一种改进的交流电机;

[0071] 图 27 是一定子内圆周沿旋转方向的线性展开图;

[0072] 图 28 是沿图 26 上的 J-J 线截出的横截面;

[0073] 图 29 是沿图 26 上的 K-K 线截出的横截面;

[0074] 图 30 是沿图 26 上的 L-L 线截出的横截面;

- [0075] 图 31 说明了一改进交流电机的绕组的磁链模型；
- [0076] 图 32 是一个矢量图，说明了通过设计的电机绕组将两相交流电明显转换成三相交流电的方法；
- [0077] 图 33 是一个电气等效图，说明了使用明显方法使两相交流电流过具体绕组；
- [0078] 图 34 是一定子极位置移动的具体例子，进行位置移动可以减少转矩脉动；
- [0079] 图 35 是一永磁体位置移动的具体例子，进行位置移动可以减少转矩脉动；
- [0080] 图 36 是一改进交流电机的纵向横截面，在该电机上增加了一个绕组来补偿沿转子转轴方向的磁动势；
- [0081] 图 37 是交流电机控制设备的一个具体例子；
- [0082] 图 38 是一改进交流电机的纵向横截面，该交流电机的中性极位置已经发生了改变；
- [0083] 图 39 是图 38 所示交流电机转子表面轮廓的线性展开图；
- [0084] 图 40 是图 38 所示定子的内圆周表面沿旋转方向的线性展开图；
- [0085] 图 41 显示了由 U 相、V 相和 W 相构成的三相交流电机，其是图 26 所示的由 P 相和 Q 相组成的两相交流电机的改进；
- [0086] 图 42 是图 41 所示定子的内圆周表面沿旋转方向的线性展开图；
- [0087] 图 43 是图 41 所示转子绕组沿旋转方向的线性展开图；
- [0088] 图 44 是一矢量图，其显示了图 41 所示交流电机的性能；
- [0089] 图 45 是一基本转子的横向截面图；
- [0090] 图 46 是一改进电机的横向截面图；
- [0091] 图 47 是一改进电机的横向截面图；
- [0092] 图 48 是一改进电机的横向截面图；
- [0093] 图 49 是一改进电机的横向截面图；
- [0094] 图 50 是一改进电机的横向截面图；
- [0095] 图 51 是一横截面图，显示了普通两相步进电机的结构；
- [0096] 图 52 是置于图 51 所示两相步进电机转子内部的永磁体的圆周展开图；
- [0097] 图 53 是图 51 所示两相步进电机定子极的圆周展开图。

具体实施方式

[0098] 下文中，参照附图对根据本发明一种实施方式制成的交流电机进行详细描述。

[0099] 图 1 是根据一种实施方式制成交流电机的纵向横截面。图 1 所示的是根据本发明制成的交流电机 1，其是一个包括 P 相模块和 Q 相模块的两相电机（对应于每一相的模块被称为“激励器”）。两相电机包括一个转子 100，一个定子 200 和一个电机机壳 12。转子 100 包括一个转轴 11，一个 P 相永磁体 13，一个 Q 相永磁体 14 以及一个背轭 2。

[0100] 图 2 是 8 极转子 100 沿旋转方向的展开图。沿水平轴描出的角度表示的是机械角度，360 度表示旋转一周。一方面，组成转子极 P 相永磁体 13 的 N 极和 S 极沿圆周方向交替分布，另一方面，组成转子极 Q 相永磁体 14 的 N 极和 S 极也沿圆周的方向交替分布。这些 P 相永磁体 13 和 Q 相永磁体 14 彼此之间沿转子轴 11 按照一个预定的间距分布。转子侧中性极 25、26、27，即背轭 2 的部分，沿转子轴 11 分布并与 P 相永磁体 13 和 Q 相永磁体 14 相

邻。

[0101] 定子 200 包括一个 P 相绕组 23, 一个 Q 相绕组 24, P 相定子极 16、17, Q 相定子极 20、21, P 相定子侧中性极 15、18, Q 相定子侧中性极 19、22。图 3 是与转子 100 相对的单个定子极沿旋转方向的展开图。沿水平轴描出的角度表示的是机械角度, 360 度表示旋转一周。P 相定子极 16 在正方向位于对着转子 100 的 P 相永磁体 13 的位置。一个对着转子侧中性极 26 的 P 相定子侧中性极 18 引导磁通 F1 与 P 相绕组 23 链接, 磁通 F1 通过 P 相定子极 16。P 相定子极 16 和定子侧中性极 18 通过定子 200 的背轭相互连接, 从而围绕 P 相绕组 23。相似地, P 相定子极 17 在反方向位于对着转子 100 的 P 相永磁体 13 的位置, 如图中的虚线所示。一个对着转子侧中性极 25 的 P 相定子侧中性极 15 引导磁通 F2 与 P 相绕组 23 连接, 磁通 F2 通过 P 相定子极 17。P 相定子极 17 和 P 相定子侧中性极 15 通过定子 200 的背轭相互连接, 从而围绕 P 相绕组 23。将 P 相绕组 23 的磁通 F1 和 F2 配置成同一方向的磁链。

[0102] 将 Q 相定子极 21 设置成在正方向对着转子 100 的 Q 相永磁体 14。一个对着转子侧中性极 26 的 P 相定子侧中性极 19 引导磁通磁通 F3 与 P 相绕组 24 链接, 磁通 F3 通过 Q 相定子极 21。Q 相定子极 21 和 Q 相定子侧中性极 19 通过定子 200 的背轭相互连接, 这样就包围了 Q 相绕组 24。相似地, Q 相定子极 20 在反方向位于对着转子 100 的 Q 相永磁体 14 的位置, 如图中的虚线所示。一个对着转子侧中性极 27 的 Q 相定子侧中性极 22 引导磁通 F4 与 Q 相绕组 24 链接, 磁通 F4 通过 Q 相定子极 20。Q 相定子极 20 和 Q 相定子侧中性极 22 通过定子 200 的背轭相互连接, 从而围绕 Q 相绕组 24。将 Q 相绕组 24 的磁通 F3 和 F4 配置成同一方向的磁链。

[0103] 图 4 是 P 相绕组 23 和 Q 相绕组 24 沿旋转方向的展开图。沿水平轴描出的角度表示的是机械角度, 360 度表示旋转一周。如图 4 所示, P 相绕组 23 和 Q 相绕组 24 都具有环形的形状。图 4 中的虚线显示了对应各自旋转角的转子 100 的永磁体 13、14 的形状以及转子侧中性极 25、26、27 的形状。

[0104] 下文中, 详细描述定子 200 的形成。图 5 显示了根据本发明实施例制成的定子 200 的横截面位置。图 6 沿图 5 上的 A-A 线截出的横截面图, 该图显示了 P 相定子极 16、17 的横截面形状。图 7 显示了沿图 5 上的 AG-AG 线截出的横截面图, 该图显示了 P 相定子侧中性极 18 的横截面形状。图 8 显示了沿图 5 上的 B-B 线截出的横截面图, 该图显示了 P 相定子极 16、17 的横截面形状。图 9 显示了沿图 5 上的 BG-BG 线截出的横截面图, 该图显示了 P 相定子侧中性极 15 的横截面形状。图 10 显示了沿图 5 上的 C-C 线截出的横截面图, 该图显示了 Q 相定子极 20、21 的横截面形状。图 11 显示了沿图 5 上的 CG-CG 线截出的横截面图, 该图显示了 Q 相定子侧中性极 19 的横截面形状。图 12 显示了沿图 5 上的 D-D 线截出的横截面图, 该图显示了 Q 相定子极 20、21 的横截面形状。图 13 显示了沿图 5 上的 DG-DG 线截出的横截面图, 该图显示了 Q 相定子侧中性极 22 的横截面形状。

[0105] 定子极与定子侧中性极是成对的, 并且定子侧中性极通过一个位于定子 200 外径侧的磁路与定子极进行磁连接。特别情况下, P 相定子极 16 与 P 相定子侧中性极 18 彼此之间进行物理连接, 并通过位于定子 200 外径侧的磁路构成一个磁路。相似地, P 相定子极 17 和 P 相定子侧中性极 15 彼此之间进行物理连接, 并通过位于定子 200 外径侧的磁路构成一个磁路。Q 相定子极 21 和 Q 相定子侧中性极 19 彼此之间进行物理连接, 并通过位于定子

200 外径侧的磁路构成一个磁路。Q 相定子极 20 和 Q 相定子侧中性极 22 相互之间进行物理连接,并通过位于定子 200 外径侧的磁路构成一个磁路。设置这样 4 对磁路,可以在圆周方向一定程度地实现定子极 16、17、20、21 彼此之间的磁隔离,以至于旋转方向上各极之间的漏磁通不会引起问题。

[0106] 应该注意的是:本发明的交流电机是 8 极电机,其中同相的定子极分布在一圆周上,彼此之间具有 360 度的电角度,每相有 4 极。因为这些同相定子极在彼此之间进行磁连接的状态下,表现出稳定的磁效应,所以可以将它们在物理上进行连接,进而增加定子 200 的强度。特别地,如图 7、9、11 和 13 所示,定子侧中性极 15、18、19、22 可以在内径侧进行环形连接,进而增加间隙侧的面对面积。因此,定子侧中性极 15、18、19、22 和转子侧中性极 25、26、27 之间的磁阻可以减小,从而得到一个良好的电磁效应。并且,定子侧中性极 18、19 在轴向上相邻,如果从电机运行的角度看,定子侧中性极 18、19 和转子侧中性极 26 之间的磁阻足够小,那么定子侧中性极 18、19 可以通过互相之间进行磁连接来简化定子 200 的结构。

[0107] 下文将对照图 51 所示的普通结构的交流电机,来描述根据本实施方式制成交流电机的电磁作用。作出参考,磁通通过集中在交流电机的一个部件即仅仅是定子极 124、125 上,以及集中在图 51 所示普通结构交流电机的永磁体 121 的一对 N 极和 S 极上,来链接 P 相绕组 128。典型地,参照图 14 描述这一原理。永磁体 56、57 对应图 52 上的永磁体 121 的一对 N 极和 S 极。背轭 55 对应图 51 上的背轭 123。绕组 58 对应图 51 上的 P 相绕组 128。图 51 所示交流电机一个部件的磁链产生的磁通在图 14 中用参考符号 A 表示,即 N 极永磁体 56 发出的磁通经绕组 58 返回 S 极永磁体 57。

[0108] 现在作出参考,磁通通过集中在交流电机的一个部件即仅仅是定子极 16、17 上,以及集中在图 1 所示根据本发明实施方式制成交流电机的 P 相定子侧中性极 15、18 的组合和永磁体 13 的一对 N 极和 S 极上,来链接 P 相绕组 23。典型地,可以参照图 15 描述这一原理。永磁体 56、57 对应图 2 上的永磁体 13 的一对 N 极和 S 极。图 15 所示的转子侧中性极 25、26 与图 2 所示的转子侧中性极 25、26 相同,即对应背轭和永磁体 56、57。绕组 29 对应图 1 所示的 P 相绕组 23。如图 15 所示,根据本实施方案制成的交流电机一个部件内的磁链是 N 极永磁体 56 和 S 极永磁体 57 产生磁通的总和,N 极永磁体 56 产生的磁通绕绕组 29 后,再经转子侧中性极 25(参考符号 B1)返回 N 极永磁体 56,而转子侧中性极 26 发出的磁通绕绕组 29 后,返回 S 极永磁体 57(参考符号 B2)。

[0109] 因此,参照图 14 和图 15,即使磁体表面积是相同的,根据图 15 所示本实施方案制成的交流电机产生的磁链几乎是普通交流电机的 2 倍。然后,应该注意的是:图 15 所示的交流电机比普通交流电机需要使用更厚的永磁体,因为前者需要永磁体产生的磁动势是后者的 2 倍。因为最近已经使用多种薄的高性能稀土永磁体,所以如果这些磁体较厚,那么设计电机时产生的一些问题,例如大尺寸问题几乎就不会发生。

[0110] 绕组 29 的 2 倍磁链会使交流电机产生 2 倍的电压。因此,同样的交流电机电流将产生 2 倍的转矩。相应地,交流电机可以微型化,成本也会降低。总而言之,通过增加定子侧中性极 15、18、19、22 和转子侧中性极 25、26、27 可以使图 1 所示的交流电机 1 具有大转矩、小尺寸和低成本。

[0111] 应该注意的是,为了说明这个原理,尽管在图 3 中所示的定子极 16、17、20、21 的形

状是长方形,这些定子极在气隙侧构成与转子 100 相对的表面,但是它们的形状也可以梯形、偏斜形、椭圆形、三角形等等。在交流电机中,主要的技术问题是减少齿槽转矩和转矩脉动。尽管图 2 所示的转子极形状和图 3 所示的定子极形状表现了大的平均转矩,但是没有提供关于减少齿槽转矩和转矩脉动的对应措施。可以通过改变上面描述的定子形状来改善这些问题。

[0112] 下文将描述根据本实施方案制成交流电机的磁通、电压、电流、转矩和功率之间的关系。图 16 是一个矢量图,其描述了根据本实施方案制成交流电机的电压、电流和功率之间的关系。图 16 中,X 轴表示了实轴,Y 轴表示虚轴,这里相对 X 轴 (CCW 方向) 为逆时针的角度表示一个相角。磁通 Φ_p 和 Φ_q 的旋转角变化率 (下文称作“旋转角变化率”) 被称为单位电压 E_p 和 E_q ,磁通 Φ_p 和 Φ_q 通过 P 相定子侧中性极 15、18 和 Q 相定子极 19、22 并与 P 相绕组 23 和 Q 相绕组 24 链接,因此可以建立下面的等式 $E_p = d\Phi_p/d\theta$, $E_q = d\Phi_q/d\theta$, 这里 θ 表示转子 100 的机械旋转角。单相定子极位置相对永磁体 13 或者 14 每次改变 90 度的电角度,如图 13 所示。相应地,单相绕组 23、24 每周感应的单位电压 E_p 和 E_q 产生了两相交流电压,如图 16 的矢量图所示。并且,因为 E_p 和 E_q 主要与极数成正比,所以极数比图 1 所示的 8 极结构还要多的多极结构可以产生更大的转矩。

[0113] 假设:旋转以恒定的旋转角 $d\theta/dt = S1$ 进行,绕组 23、24 的匝数分别是 W_p 和 W_q ,它们的值等于 W_c ,则感应电压 V_p 和 V_q 如下式表示:

$$[0114] \quad V_p = W_p \times (d\Phi_p/dt)$$

$$[0115] \quad = W_p \times d\Phi_p/d\theta \times d\theta/dt$$

$$[0116] \quad = W_p \times E_p \times S1 \quad (1)$$

$$[0117] \quad V_q = W_q \times E_q \times S1 \quad (2)$$

[0118] 参照绕组和电压之间的明确关系,P 相的单位电压 E_p 是 P 相绕组 23 旋转一周产生的电压,Q 相的单位电压 E_q 是 Q 相绕组 24 旋转一周产生的电压,如图 1 和图 4 所示。

[0119] 如果交流电机 1 可以有效地产生转矩,各自相的电流 I_p 、 I_q 分别在与各自相的绕组中流动,它们的相位与各相绕组上的电压 E_p 和 E_q 的相位相同,这样功率因数应该是 1。因此图 16 显示了一种情况,例如这里电流 I_p 、 I_q 分别与单位电压 E_p 、 E_q 落入相同的相位。

[0120] 单相的功率 P_p 、 P_q 和交流机的输出功率 P_a 如下面的等式表示:

$$[0121] \quad P_p = V_p \times I_p = W_p \times E_p \times S1 \times I_p \quad (3)$$

$$[0122] \quad P_q = V_q \times I_q = W_q \times E_q \times S1 \times I_q \quad (4)$$

$$[0123] \quad P_a = P_p + P_q = V_p \times I_p + V_q \times I_q \quad (5)$$

[0124] 单相的转矩 T_p 、 T_q 和交流机的转矩 T_a 如下面的等式表示:

$$[0125] \quad T_p = P_p/S1 = W_p \times E_p \times I_p \quad (6)$$

$$[0126] \quad T_q = P_q/S1 = W_q \times E_q \times I_q \quad (7)$$

$$[0127] \quad T_a = T_p + T_q = W_p \times E_p \times I_p + W_q \times E_q \times I_q$$

$$[0128] \quad = W_c \times (E_p \times I_p + E_q \times I_q) \quad (8)$$

[0129] 现在针对不同的数量进行讨论,假设一个具体的例子:交流电机的极数为 8,并且转子 100 的磁通分布是理想的正弦波分布,并且还假设 P 相磁通 Φ_p 和 Q 相磁通 Φ_q 是两相具有 90 度电角度差异的磁通,并且 $\Phi_p = \Phi_o \times \sin(8/2 \times \theta)$, $\Phi_q = -\Phi_o \times \cos(8/2 \times \theta)$ 。然后,绕组电压表示为 $E_p = d\Phi_p/d\theta = 4\Phi_o \times \cos(4\theta)$, $E_q = d\Phi_q/d\theta = 4\Phi_o \times \sin(4\theta)$ 。

$d\theta = 4\Phi_o \times \sin(4\theta)$ 。使用公式 (1) 和 (2) 计算产生的等式如下：

$$[0130] \quad V_p = W_p \times E_p \times S_1 = W_p \times 4\Phi_o \times \cos(4\theta) \times S_1$$

$$[0131] \quad V_q = W_q \times 4\Phi_o \times \sin(4\theta) \times S_1$$

[0132] 这里， Φ_o 是磁通的幅值。这样， V_p 、 V_p 成为具有 90 度电角度差的两相交流电压。

[0133] 假设：电流 $I_p = I_o \cos(4\theta)$ ，电流 $I_q = I_o \sin(4\theta)$ ，使用公式 (3) 和 (4) 导出的功率等式如下：

$$[0134] \quad P_p = V_p \times I_p$$

$$[0135] \quad = W_p \times 4\Phi_o \cos(4\theta) \times S_1 \times I_o \cos(4\theta)$$

$$[0136] \quad = 4W_p \cdot \Phi_o \cdot S_1 \cdot I_o \cos^2(4\theta)$$

$$[0137] \quad P_q = V_q \times I_q$$

$$[0138] \quad = 4W_q \cdot \Phi_o \cdot S_1 \cdot I_o \sin^2(4\theta)$$

$$[0139] \quad P_a = P_p + P_q$$

$$[0140] \quad = V_p \times I_p + V_q \times I_q$$

$$[0141] \quad = 4W_p \cdot \Phi_o \cdot S_1 \cdot I_o$$

[0142] 根据本发明实施方案制成交流电机的输出转矩 T_a 可以用 $T_a = 4W_p \cdot \Phi_o \cdot I_o$ 表示，该式可以从公式 (8) 导出。相应地，输出转矩 T_a 是一恒定值，并且输出转矩 P_q 正比于旋转速度 S_1 。

[0143] 在图 1 中示出的根据本实施方式的交流电机中，已经对 P 相和 Q 相之间的相差为 90 度电角度的情况进行的说明。然而，即使当相差不为 90 度时，可以通过适当选择电流 I_p 、 I_q 的幅值和相以及单相绕组 23、24 的绕组匝数 W_p 、 W_q 来保证具有很小转矩脉动的转矩 T_a 。

[0144] 如参考附图 14 和 15 所描述的，根据本实施方式的交流电机 1 的特性在于上述公式 (1) 中的 $d\Phi_p/d\Phi$ 与图 51 中示出的普通结构交流电机相比大，因为单相绕组 23、24 的磁通链 Φ_p 、 Φ_q 可以变得更大。因此，采用相同的电流量可以获得更大转矩、更高效率以及更小尺寸。

[0145] (各种改进方式)

[0146] 下文描述根据上述实施方式的交流电机 1 的各种改进方式，其中会进一步改善电机的形状和结构。

[0147] (第一种改进方式)

[0148] 图 17 是交流电机改进方式的横截面，其中对定子极和定子侧中性极的形状进行了改进。在图 1 中示出的交流电机 1 中，各相的定子极和定子侧中性极是这样定位的，磁路从定子外围延伸到定子 200 和转子 100 之间的气隙，该磁路是沿转轴 11 方向形成在不同位置上的。因此，电机的长度非常长。相反，在图 17 示出的经改进的交流电机中，从定子最外面的直径处延伸到气隙的磁路沿转子轴向形成在相同位置上，其中该定子具有 P 相定子极 37 和 P 相定子侧中性极 38。简言之，磁路是形成在相同圆周上，这样沿转轴 11 的长度可以非常短。类似的，磁路从具有 Q 相定子极 42 和 Q 相定子侧中性极 43 的定子的最外面直径处延伸到气隙，该磁路也沿转子轴向形成在相同位置上的。简言之，磁路是形成在相同圆周上，这样沿转轴 11 的长度可以非常短。还有，同具有图 1 示出的结构的变形方式相比，在电机中心部分处形成定子侧中性极 40，其中两个定子侧中心极即极 18、19 磁性聚合成一个极，该定子侧中心极 40 的位置与定子极 39、41 沿转子轴向的位置相同。因此，沿转轴 11 的

长度可以变得更短。

[0149] 图 17 中示出的交流电机各部分的基本性能和工作情况与图 1 中示出的交流电机各部分情况相同,除了定子磁路结构已经改变之外。图 18 是沿图 17 中 E-E 线的横截面,其中示出了正向的 P 相定子极 37 横截面的形状和背向的 P 相定子侧中性极 38 横截面的形状。图 19 是沿图 17 中 F-F 线的横截面,其中示出了背向的 P 相定子极 39 横截面形状和正向的 P 相定子侧中性极 40 横截面形状。图 20 示出了沿图 17 中 G-G 线的横截面,其中示出了正向的 Q 相定子极 42 横截面形状和背向的 Q 相定子侧中性极 43 横截面形状。图 21 示出了沿图 17 中 H-H 线的横截面,其中示出了背向的 Q 相定子极 41 横截面形状和正向的 Q 相定子侧中性极 40 横截面形状。优选的是,允许假设正向的 P 相定子侧中性极 40 和正向的 Q 相定子侧中性极 40 它们自己与转子侧中性极 36 之间的磁阻足够小,以致不会引起交流电机磁路工作的任何问题,而且它们两者都可基于这种假设。如图 18 到 21 中虚线所示,定子侧中性极 38、40、43 分别在内围侧彼此环状连接,从而增加与转子侧中性极相对的区域面积,这样可以减少磁阻。

[0150] (第二改进方式)

[0151] 两相交流电机,由 P 相和 Q 相组成,已经参照附图 1 到 21 进行了描述。通过为各个相提供 N 个模块(激励器),可以将类似原理应用到 N 相交流电机(N 大于 2)中。

[0152] 尤其是,图 1 中示出的结构包括两相交流电机,因此电机包括两个激励器,两个激励器的相差是 90 度。在这点上,通过沿轴向设置 N 个激励器,并使相位彼此相对偏移 $360/N$ 度电角度,来构成一个 N 相交流电机。

[0153] 如图 17 所示,假如其复合结构部分是由合成物制成,该合成部件可以沿轴向连续设置,同时使相偏移 $360/N$ 度电角度,由此可以组成一个 N 相交流电机。然而在这个连接关系中,其结构必须这样设置,即除了图 17 所示结构产生磁通分量外不应给磁路产生磁通分量。相应地,为了消除上述复合部件之间的磁通,需要提供磁绝缘,这样不会使定子中的复合部件之间的磁路连接上,也不会使转子中的复合部件之间的磁路连接上。

[0154] (第三种改进方式)

[0155] 在前面参考图 1 描述的交流电机中,主转矩常数,即相同电流流经相同绕组而获得的输出转矩,可以通过采用多极化而增大。然而,多极结构引起的问题是,各个定子极之间的距离变短,进而各个定子极之间发出的漏磁通增加。在极之间漏磁通的这种增加会导致有效产生转矩的磁通减少,进而减小了产生的转矩并降低了功率因数,因此最终降低了效率。这种增加也会引起过多的转矩脉动、振动或噪音。

[0156] 图 22 到 25 示出了用于降低定子极之间漏磁通的交流电机的横截面图。这个附图示出的结构是极数增加到了 16 个。图 22 到 25 分别示出对应于图 17 中 E-E 线截面、F-F 线截面、G-G 线截面和 H-H 线截面的结构,但是定子结构和极数是不同的。

[0157] 图 22 中,在截面图中没有示出的 16 极永磁体 30 用虚线表示。正向的 P 相定子极 37 相对于转子永磁体 30 设置,未在截面图中示出的它们的顶部 44 也用虚线表示。每个定子极 37 的两个顶部 44 是磁性聚合的,并与背轭的磁路连接。背向的 P 相定子侧中性极 38 与转子侧中性极 36 相对设置,并在定子内围部分上彼此环状连接。

[0158] 图 23 中,每个背向 P 相定子极 39 的顶部 50,与转子的永磁体 30 相对设置,由于它们在截面图中没有示出所以用虚线表示。每个定子极 39 的两个顶部 50 是磁性聚合的,并

与背轭的磁路连接。正向的 P 相定子侧中性极 40 与转子侧中性极 36 相对设置,在定子内围部分上环状连接。

[0159] 对于经过定子极 37 的磁通,这种永磁体 30 发出的磁通经过极顶部分 44、定子极 37、邻近定子外圆周的磁路 46、定子侧中性极 40、返回到转子侧中性极 36。磁路 46 是沿转子轴向连接起来的,从图 22 中示出的截面部分延伸到图 23 中示出的截面部分。对于经过定子侧中性极 38 的磁通,永磁体 30 发出的磁通经过极顶部分 50、定子极 39、邻近定子外圆周的磁路 45、定子侧中性极 38,返回到转子侧中性极 36。磁路 45 是沿转子轴向连接起来的,从图 22 中示出的截面部分延伸到图 23 中示出的截面部分。

[0160] 图 24 中,在截面图中没有示出的 16 极永磁体 30 用虚线表示。正向的 Q 相定子极 42 相对于转子永磁体 30 设置,未在截面图中示出的它们的顶部 51 也用虚线表示。每个定子极 42 的两个顶部 52 是磁性聚合的,并与背轭的磁路连接。背向的 Q 相定子侧中性极 43 与转子侧中性极 36 相对设置,并在定子内围部分上彼此环状连接。

[0161] 图 25 中,背向 Q 相定子极 41 的顶部 52,与转子的永磁体 30 相对设置,由于它们在截面图中没有示出所以用虚线表示。定子极 41 的两个顶部 52 是磁性聚合的,并与背轭的磁路连接。正向的 Q 相定子侧中性极 40 与转子侧中性极 36 相对设置,在定子内围部分上环状连接。该定子侧中性极 40 是 P 相和正向 P 相定子侧中性极的集合体。

[0162] 对于经过定子极 42 的磁通,永磁体 30 发出的磁通经过极顶部分 51、定子极 42、邻近定子外圆周的磁路 49、定子侧中性极 40、返回到转子侧中性极 36。磁路 49 是沿转子轴向连接起来的,从图 24 中示出的截面部分延伸到图 25 中示出的截面部分。对于经过定子侧中性极 43 的磁通,永磁体 30 发出的磁通经过极顶部分 52、定子极 41、邻近定子外圆周的磁路 48、定子侧中性极 43、返回到转子侧中性极 36。磁路 48 是沿转子轴向连接起来的,从图 24 中示出的截面部分延伸到图 25 中示出的截面部分。

[0163] 图 22 到 25 中示出的结构特征在于将两个顶极部分 44 集合到公共定子极 37 和磁路 46 中的磁性聚合。这种磁性聚合可以允许磁路数量减少,因此相邻磁路之间的距离变得非常大,这样可以获得极之间漏磁通减少的效果。结果,功率因数得到改善,因此可以达到增大转矩的效果。三个或更多的极顶部分可以在定子极中磁性聚合。

[0164] 定子侧中性极 38 在定子内围部分彼此环状连接,以增加在转子侧中性极和定子侧中性极之间气隙处的相对区域,这样可以得到减少气隙处磁阻的效果。至于从图 22 中示出截面部分延伸到图 23 中示出截面部分的磁路,可以进行各种改进,比如采用沿转子轴向定位的间隔,偏离这些截面部分,或者采用电机壳体 12 作为磁路的一部分。还有,虽然在定子极中聚合的方式与在定子侧中性极中聚合的方式不同,但是两种方式可以混合在一起使用。

[0165] (第四种改进方式)

[0166] 图 26 是改进方式,即由 P 相和 Q 相组成的两相和八相交流电机,的截面图。转子 100A 包括 P 相永磁体 65、Q 相永磁体 66 和背轭 2。背轭部分用作转子侧中性极 67。沿圆周方向直线展开的转子表面轮廓与图 2 种示出的转子表面轮廓是相同的,除了位于两端的转子侧中性极 25 和 27 在本改进方式中被省去了。

[0167] 定子 200A 包括 P 相绕组 73、Q 相绕组 74、P 相定子极 68 和 69、Q 相定子极 70 和 71,以及定子侧中性极 72。P 相绕组 73 和 Q 相绕组 74 都是环形形状,其沿圆周方向直线展

开的结果在图 4 中示出。

[0168] 正向的 P 相定子极 68 与永磁体 65 相对设置。P 相定子侧中性极 72 用于引导经过定子极 68 的磁通 F1 以链接 P 相绕组 73, 并相对于定子侧中性极 67 设置。

[0169] 正向的 Q 相定子极 70 与永磁体 66 相对设置。Q 相定子侧中性极 72 用于引导经过定子极 70 的磁通 F3 以连接 Q 相绕组 74, 并相对于定子侧中性极 67 设置。定子侧中性极 72 既用作 P 相定子侧中性极又用作 Q 相定子侧中性极。例如在定子侧中性极 72 气隙侧处的端部形状可以做得很大, 这样面对转子 100A 的区域可以增加以减少磁阻。图 26 中示出的交流电机可以增大转矩, 因为其简化的定子结构以及使定子极与转子相面对的区域变大。

[0170] 图 27 是定子 200A 内围表面沿旋转方向的直线展开图。水平轴表示旋转角度, 该旋转角度是用机械角度表示的, 其中 360 度表示旋转一圈。Q 相定子极 70 相对于 P 相定子极 68 的位置偏移相差 P_{ab} , 其是 22.5 度机械角, 即 90 度电角度。同一相中的定子极之间的相差是 P1 和 P2 的总和, 是 90 度机械角, 即 360 度电角度。

[0171] 在图 26 中用虚线表示的定子极 69、71 是背向的定子极, 用于分别吸收 Q 相定子极 68 和 Q 相定子极 70 反向磁通, 并与定子侧中性极 72 磁性连接。如果省去反向定子极 69、71, 交流电机也可以工作。因此, 通过省去定子极 69、71, 定子结构可以得到简化, 同时方便地增加 P 相绕组 73 和 Q 相绕组 74 的绕组倍数或简化整体结构。

[0172] 相反, 通过增加定子极 69、71 的数量, 可以吸收转子表面上没有通过定子极 68、70 的不必要的磁通分量, 进而增加交流电机产生的力矩, 尽管这要依靠转子的结构或者转子的磁特性。因为这些定子极 69、71 的主要作用是吸收或者消除漏到定子轴 68、70 的有害的磁通, 所以不需要将定子极 69、71 设置在靠近转子表面的位置。如果将沿定子极 69、71 的气隙长度制造得比沿定子极 68、70 的气隙长, 那么几乎不会发生电机特性恶化的情况。定子极 69、71 的形状可以被简化成一个, 例如是一根杆的形状。通过将具有简化形状的定子极 69、71 靠近定子极 68、70 设置, 有害的磁通可以被吸收或者消除。

[0173] 交流电机定子极的形状和电机特性之间的关系如图 26 和图 27 所示, 特别地, 改善电机特性的需求如下:

[0174] (I) 允许永磁体 65 到 P 相定子极 68 的磁通量 N_1 尽可能地增加, 也允许永磁体 66 到 Q 相定子极 70 的磁通量 N_3 尽可能地增加, 进而增加每个绕组的力矩常数;

[0175] (II) 尽可能地减少漏磁通, 即没有通过永磁体 65 而是直接由 P 相定子极 68 到反相定子侧中性极 69 或者定子侧中性极 72 的磁通, 这些漏磁通没有用于增加力矩, 在这方面讲, 漏磁通是有害的, 因为它使功率因数恶化。

[0176] 根据上面描述的需求 (I) 和 (II), 图 27 显示的定子极 68 沿正向的宽度 P_{ax} 应该更宽些, 这样来自转子 100A 中同相永磁体 65 的穿过定子极 68 的磁通可以尽可能的多。另一方面, 正向定子极 68 和反向定子侧中性极 69 之间的距离应该尽可能的大, 这样各极之间的漏磁通会尽可能地小。因此, 如果正向定子极 68 的极宽 P_{ax} 比 180 度的电角度小, 并且反向定子侧中性极 69 的极宽 P_{ay} 比宽度 P_{ax} 小 0 ~ 40% 时, 那么可以产生一个更大的总力矩。当交流电机的极数增加时, 并且当永磁体 65、66 的宽度足够宽以至于通过各自部分的磁通大体与对着永磁体的磁面积成正比例进而产生一个更大的磁通势时, 这个原理的作用是显著的。

[0177] 图 28 是沿图 26 的 J-J 线截得的横截面。图 29 是沿图 26 的 K-K 线截得的横截面。图 30 是沿图 26 的 L-L 线截得的横截面。

[0178] 与图 51 所示的普通交流电机进行对比,描述图 26 所示的交流电机的磁操作。作出如下参考,通过仅集中在定子极 124、125 和具有普通结构的交流电机永磁体 121 的一对 N 极和 S 极组成的一个复合体上,那么可将与 P 相绕组 128 链接的磁通看作交流电机的一个部件。在这种情况下,典型的磁通量如图 14 所示。相似地,图 31 可以典型说明图 26 中示出的交流电机。图 31 中,与绕组 73 链接的磁通量 C1 仅使用了永磁体 65 的一个 N 极和 S 极,由于定子侧中性极 69 则可以确保剩余磁通 C2 不与绕组 73 链接。

[0179] 现在对图 14 中示出的磁通 A 和图 31 中示出的磁通 C1 的量进行比较。至于磁通密度,磁通 A 是更有利的(更大的),因对 N 极和 S 极的磁能都得到了有效的利用。然而,对高性能稀土磁体的利用,即足够厚的永磁体,可以进行这样的设计,其中磁通 A 和磁通 C1 的磁通密度稍有不同。至于磁通区,由于交流电机采用了多个极,所以为了减少极之间的漏磁通,在定子极 124 和 125 之间需要更大的距离。结果,图 51 中示出的定子极 124、125 的磁相对区必须变小。另一方面,图 26 中示出的定子极 68 的磁相对区可以变得更大,并且具有与永磁体 65 尺寸匹配的最佳形状,因为相邻定子侧中性极 69 的形状可以变得更小以增大极之间的距离。因此,图 26 中示出的交流电机可以允许具有比图 51 中示出的普通结构交流电机更大的转矩常数,进而实现大转矩、小尺寸和低成本,尽管它可能依赖于交流电机中的极数。

[0180] 图 27 中,定子极 68、70 和 69、71 在气隙侧是矩形形状,以简单示意性地说明其原理。然而,通过偏斜、或使它们形成椭圆形、或省去极的某些角的方式,定子极的形状可以进行各种针对减少相邻极之间的漏磁通或减少转矩脉动为目的的变形,进而减少嵌齿转矩和转矩脉动。

[0181] 虽然具有 P 相和 Q 相的两相电机已经参照图 26 中的交流电机进行了描述,但是各个相具有 N 个模块(激励器)的 N 相交流电机(N 大于 2)可以通过应用类似原理而得以实现。

[0182] (第五改进方式)

[0183] 下文将参照诸如图 1、17 和 26 示出的交流电机磁通来描述构成方法。在这些交流电机中,由于产生了从一个相中定子极导向另一个相中定子极的磁通,所以这种磁通也会指向转子轴 11。结果,沿三维方向引导磁通,即沿转子轴向、径向和圆周方向。假设磁性钢片是堆叠结构,其是传统中主要采用的结构,则许多磁路被设计成沿二维方向引导磁路,并且设计成可以尽可能的避免沿磁钢片堆叠方向形成磁通以减少涡流。在本实施方式中的交流电机中,通过模压软磁金属粉末材料来构成全部或部分定子和转子,可以沿三维方向形成磁路同时不会引起过多的涡流。因此,可以形成几乎不会引起损耗的三维磁路。这种软磁金属粉末材料的获得,是通过在铁磁粉末表面形成大电阻薄膜,然后采用金属模或类似物通过模压方式来凝固该生成物。特别是,通过使用金属模的模压方式来提供几乎最终的形状,通过省去或减少金属切割可以加工出定子磁路和转子磁路的最终形状。因此,三维结构的磁路可以被轻易地构造出,即使是复杂的形状也可以相对容易的构造出。因此,可以降低制造成本。

[0184] 简单构成定子结构的具体例子是,将沿与转轴 11 轴向正交的方向,在靠近位于

A-A 线截面和 B-B 线截面中间的槽开口处,将定子 200 分隔开,为了随后插入环状绕组 23,该绕组已经绕在了电机外部。可选地,绕组 23 可以直接绕在分隔开的定子铁芯块的周围。分隔开的定子铁芯块每一块设有一个槽刨以使能够方便地精确组装。可选的,可以在定子铁芯块上设置孔、槽、凸起或类似物以使能够组装上诸如销的附件。作为有效的方案,为了可以方便地插入绕组 24 的缘故,定子铁芯也可以在 D-D 线截面和 C-C 线截面之间的中间处分隔开,并随后组装。将定子和转子每一个分开的平面的形状和位置可以在考虑到模压容易性、组装容易性或类似方面的情况下大致的确定。

[0185] 作为形成定子磁路的方法,通过挤压和冲压金属板来成形,然后弯折,可以形成每个定子极和定子背轭。

[0186] (第六改进方式)

[0187] 另一种用于改进诸如定子的有效方法,是即采用软磁金属粉末材料又采用磁钢片,通过这两种材料的特性可以改善磁特性和强度。通过用高压挤压软磁金属粉末材料再加热的方式获得的磁元件,它的特征在于磁通的自由方向性。然而,这种元件的最大磁通密度比由磁钢片获得的最大磁通密度低,这样会引起铁损大的问题,尤其是在高磁通密度区。

[0188] 使用软磁金属粉末材料制成的磁性元件和采用磁性钢板制成的磁性元件可以组合在一起。然而,软磁金属粉末材料和磁性钢板更适于同时通过高压挤压而成一体。从有效生产角度来看,后种方法是更有利的,其在两个元件之间粘接方面、磁性元件强度方面、磁性元件挤压之后成形的精确性方面都有改善。尤其是,如果在交流电机中起作用的磁通方向上、采用定向硅钢板作为磁性钢板,那么可以获得高磁通密度和高磁导率。因此,通过有效的利用两种元件的特点,可以弥补存在每一种元件中的问题。

[0189] 至于强度的问题,通过模压软磁金属粉末材料制成的磁性元件会引起软的问题。因此,在例如定子极顶部的这种比较狭窄的部分采用磁性钢板是更有利的。因此,可以设置这些复合的磁性件以至于可以根据每部分所需的特性最好地使用它们。

[0190] (第七种改进方式)

[0191] 因为相数少,两相交流绕组具有比三相交流绕组更简单的结构。然而,两相交流电机在控制装置中的功率变换器处采用的晶体管数要比三相交流电机的多。这使得两相交流电机在放置控制装置的空间和成本方面是不利的。通常,三相交流变换器中的晶体管数是六个。另一方面,在两相交流转换器中,流过两相绕组的电流值的总和始终不为零,这使结构稍有些复杂。例如,在两相交流变换器中,四个晶体管控制着单独的互反电流,因此两相的电流是采用八个晶体管来控制的。因此,如果三相电流可以通过设计的电机绕组明显转换成两相电流,那么控制装置的成本可以降低,这样全部成本也会降低,尽管电机绕组可能变得有点复杂。

[0192] 图 32 是一种矢量图,示出了通过设计电机绕组将两相交流电明显转换成三相交流电的方法。三相交流电用 I_u 、 I_v 、 I_w 表示,它们流过各个三相绕组,每相绕组的匝数为 W_3 。两相绕组的 P 相绕组可以由 U 相绕组和反向的绕组匝数为 $0.366 \times W_3$ 的 W 相绕组代替,其中 U 相电流 I_u 流经该 U 相绕组,W 相电流 I_w 流经该 W 相绕组。Q 相绕组可以由 V 相绕组和反向的绕组匝数为 $0.366 \times W_3$ 的 W 相绕组代替,其中 V 相电流 I_v 流经该 V 相绕组,W 相电流 I_w 流经该 W 相绕组。这种情况下,合成的 P 相电流 I_p 与 Q 相电流 I_q 之间的相差是 90 度。

[0193] 图 33 是电气等效图,清楚的示出了流过两相交流电的具体绕组。三相电流 I_u 、 I_v 、

I_w 分别流过三相交流绕组的三相端子 T_u 、 T_v 、 T_w 。在这些绕组中, U 相绕组 (L_u) 和匝数为 $0.366 \times W_3$ 的反向 W 相绕组 M_{w1} (与 W 相绕组 L_w 部分相对应), 用作两相电机的 P 相绕组。另外, V 相绕组 (L_v) 和匝数为 $0.366 \times W_3$ 的反向 W 相绕组 M_{w1} (与 W 相绕组 L_w 部分相对应), 用作 Q 相绕组。通过设定这样的绕组, 两相电机的两相电流是可以由三相电流合成的。值得注意的是, 如果采用的方法可以提供与图 32 中示出的相同幅度和 90 度相差, 可以采用任何方法来构成这种三相交流绕组。因此, 可以提供该方法的各种改进方式。

[0194] 两相电机的转矩可以用前述公式 (8) 来表示。也就是说, 每相中产生的转矩可以用三个值的乘积表示, 即绕组匝数 W 、磁链的旋转角度变化率 E 和电流 I 。例如, 如果绕组匝数 W 小于预定值, 那么由电流 I 或旋转角度变化率 E 来补偿该差额以获得转矩 T_a 。因此, 如果磁链的旋转角度变化率 E 和电流 I 相对于两相交流电机的理想值出现了误差, 其中磁链的旋转角度变化率 E 和电流 I 是由磁路和绕组匝数 W 设计决定的, 那么要保证采用这种设计以弥补与其它值之间的误差。

[0195] (第八种改进方式)

[0196] 下面描述减少交流电机中转矩脉动的方法。这种降低转矩脉动的方法包括, 假设减少第 R_{N1} ($= m$) 次转矩脉动, 将多个定子 N_x 相极组成 N_1 ($= n$) 组, 定子极的位置沿每组旋转方向相对彼此移动 $360 / (R_{N1} \times R_{N1})$ 电角度的整数倍。其它相的定子极位置沿旋转方向以与 N_x 相定子极相同的方式移动。

[0197] 图 34 示出了为了减少转矩脉动移动定子极位置的具体例子。图 34 中, 仅相对于图 3 中示出定子极中的 P 相定子极来示出减少转矩脉动的位置结构。具有相同位置结构的 Q 相定子极没有示出, 以避免复杂化。沿图 34 中水平轴标出的数字表示定子沿圆周方向的电角度。

[0198] 作为例子, 下文将要描述可以消除六次转矩脉动分量的定子结构。图 34 中示出的四个定子极组成两组, 即 A-1 和 A-3 为一组、A-2 和 A-4 为一组。当设定等式 $360 / (R_{N1} \times R_{N1}) = 360 / (6 \times 2) = 30$ 度时, 定子极 A-2 和 A-4 的圆周位置可以沿圆周方向移动 30 度电角度, 如图 34 所示。结果, 对于整个交流电机, 因为相之间是彼此相差 180 度, 所以由两组定子极产生的转矩分量之中的六次谐波分量被消除了。

[0199] 如果转矩脉动的五次谐波分量也需要从上述状态中消除的话, 定子极要分成两组, 也就是例如一组为 A-1 和 A-2, 一组为 A-3 和 A-4。当设定等式 $360 / (R_{N1} \times R_{N1}) = 360 / (5 \times 2) = 36$ 度时, 定子极 A-3 和 A-4 的圆周位置可以从图 34 中所示位置处沿圆周方向移动 36 度电角度。图 34 中所示的移动方向可以是向右的也可以是向左的。然而在这种情况下, 由于某些极已经向右移动了, 下次的移动最好是向左移动以使减少的转矩最小化。结果, 图 34 中, A-1 保持在初始位置上, A-2 从初始位置处开始向右移动了 30 度, A-3 从初始位置处开始向左移动了 36 度, A-4 从初始位置处开始向左移动了 6 度, 这是由等式 $30 - 36 = -6$ 得出的。因此, 减少了五次和六次转矩脉动分量。

[0200] 当采用上述方法来降低转矩脉动时, 具有大量极的电机易于分组。还有, 当减少转矩脉动的多次谐波分量时, 减少效果的好坏程度根据分组的情况而不同。因此, 如果多次移动的效果彼此互不影响的话, 可以获得更有效的减少谐波分量的效果。例如, 如果定子极分成八组, 即组 G1 到 G8, 以减少三种转矩脉动谐波分量的话, G5 到 G8 首先为第 R_{N1} 次移动预定角度以消除 R_{N1} 次谐波分量。这种情况下, G1 和 G5 可以认为彼此消除 R_{N1} 次谐波分量。

类似的, G2 和 G6、G3 和 G7、G4 和 G8 也可以认为彼此消除了 RN1 次谐波分量。因此, 如果在这种情况下 G3 和 G7、G4 和 G8 同时移动预定角度的话, 其中这个预定角度可以消除 RN2 次谐波分量, 那么 RN1 次谐波分量的消除效果可以考虑不用减少。这意味着, 作为结果, 转矩脉动中的 RN1 次和 RN2 次谐波分量已经被减少了。还有, 当消除 RN3 次谐波分量的时候, G2 和 G6、G4 和 G8 在考虑了彼此的干扰的情况下, 以类似方式, 为 RN3 次移动预定角度。在这种方式中, 通过三种极的移动方式, 且分组的极之间几乎不互相干扰, 可以有效的减少三种谐波分量。

[0201] 移动极的方法已经通过例子详细的描述过了, 这个例子中为消除谐波分量作为附加结果, 已经提供了 180 度电角度的相差。可选的, 通过对谐波分量设定 120 度的相对相差将极分成三组, 通过这种方式, 在构成这三组的时候可以消除谐波分量。因此, 这种方法可以应用于多组。

[0202] (第九种改进方式)

[0203] 下文, 将描述通过转子结构来减少交流电机转矩脉动的方法。尤其是, 这种方法包括, 假设减少第 RN1 ($= m$) 次转矩脉动, 将转子永磁体的多个 N 极和 S 极分组成 N1 ($= n$) 组, 并且在每组旋转方向的转子极的位置沿圆周方向相对彼此移动 $360 / (RN1 \times RN1)$ 电角度的整数倍。图 35 示出了移动永磁体的具体例子, 其实现了减少转矩脉动。

[0204] 假设转子在其表面上粘接有磁体, 如图 35 所示, 通过给转子上粘接环形磁体, 并使位于粘接磁体上的所需极性位置根据极化模式进行极化这样方式来极化磁体, 可以获得减少转矩的类似效果。还有, 通过将沿圆周方向移动定子极位置减少转矩脉动的方法与沿圆周方向移动转子极位置来减少转矩脉动的方法结合起来, 可以更有效的减少转矩脉动或进一步减少谐波分量, 即转矩脉动分量。

[0205] (第十种改进方式)

[0206] 下文将描述减少在转轴 11 中产生的磁动势的方法。在图 1 示出的交流电机中可以明显看出, 经过 P 相绕组 23 和 Q 相绕组 24 的电流组成了两相电流。这些电流形成的磁动势的总和出现在转轴 11 上。在许多应用中, 这种出现在转子 11 上的磁动势不会引起任何问题。然而如果磁动势很可能引起问题, 那么全部或部分转轴 11 可以由诸如不锈钢的非磁性材料制成。可选的, 为了补偿沿转轴轴向产生的磁动势, 其等效于绕在定子 200 上的绕组 23 和 24 中的总电流, 则独立的绕组可以设置在邻近转轴 11 处。

[0207] 图 36 是交流电机改进方式的横截面图, 为了补偿沿转轴 11 轴向上的磁动势, 已经给该交流电机上增加了独立绕组。如图 36 所示, 增加了绕组 90, 绕在绕组 90 上的线圈是沿相反方向绕相同的匝数以消除沿转轴 11 轴向上的磁动势, 流过图 1 示出的交流电机的 P 相绕组 23 和 Q 相绕组 24 的电流流经这些线圈。这消除了磁性损害, 比如由转轴 11 轴向上产生的磁动势所引起的铁粉附着。应该理解, 因为转轴 11 的直径小, 所以绕组 90 的数量较小。

[0208] (第十一种改进方式)

[0209] 下文将描述本实施方式中的交流电机的控制装置。图 1 中示出的交流电机的输出转矩用上述等式 (8) 表示。因此, 本实施方式中的交流电机的控制装置应该确定单相绕组 23 和 24 的电流以满足等式 (8) 来获得所需的转矩指令。

[0210] 图 37 示出了交流电机控制装置的具体例子。如图所示, 控制装置 300 包括速度

控制单元 (VC) 102、电流指示单元 (CUR) 104、电压控制单元 (VOL) 106、功率放大单元 (PWM INV) 108 和检测器 114。

[0211] 根据编码器 (E) 113 发出的输出信号,检测器 114 检测图 1 或类似图示出的实施方式中的交流电机 1 的转数,从而输出速度检测信号 101,其中该编码器检测交流电机 1 的旋转位置。由速度指令 90 发出的速度检测信号 101 的减少所引起的速度偏差输入到速度控制单元 102。随后,通过实施比例加积分 (proportional-plus-integral) 控制,比如基于速度偏差,速度控制单元 102 产生转矩指令 103。电流指示单元 104 根据转矩指令 103、交流电机 1 的各种参数和检测器 114 发出的交流电机 1 的旋转位置信号 116,给单相绕组 23、24 产生电流指令 105。电压控制单元 106 根据电流指令 105、绕组 23 和 24 的电流检测信号 117、118 以及检测器 114 发出的交流电机 1 的旋转位置信号 115,计算电流控制误差或类似参数。电压控制单元 106 随后对旋转位置信号 115 进行交换控制,给绕组 23 和 24 产生电压指令 107。功率放大单元 108 输入绕组 23、24 的电压指令 107 以进行 PWM(脉宽调制)调制,并允许转换器给交流电机 1 输出绕组 23、24 的电压和电流 I_p 、 I_q ,其中该转换器例如采用两相晶体管桥。

[0212] 下文将根据等式 (8) 描述控制电流指示单元 104 的方法。定子 100 的磁通 ϕ_p 、 ϕ_q 的旋转角度变化率用 $E_p = d\phi_p/d\theta$ 、 $E_q = d\phi_q/d\theta$ 表示,其中磁通 ϕ_p 、 ϕ_q 分别是当前 P 相和 Q 相的磁通。另外,单相绕组的绕组匝数用 W_p 、 W_q 表示,单相绕组的电流用 I_p 、 I_q 表示。电流指示单元 104 根据转矩指令 T_a 实施对单相电流 I_p 、 I_q 的控制,这样满足了公式 $T_a = T_p + T_q = W_p \times E_p \times I_p + W_q \times E_q \times I_q$ 。

[0213] 特别是,图 1 中示出的交流电机,它的旋转位置用 θ_m 表示,其特性用公示 (1) 到 (8) 表示。各相的单元电压 E_p 、 E_q 具有理想两相交流电机的特点,其用下面的公式表示。假设单相系数与 E_1 的值相同, E_1 是单相磁链旋转角度变化率系数。

$$[0214] \quad E_p = E_1 \times \sin(\theta_m) \quad \dots (9)$$

$$[0215] \quad E_q = E_1 \times \sin(\theta_m + 90^\circ) \quad \dots (10)$$

[0216] 假设各相电流 I_p 、 I_q 用下列公式表示,其中电流相角用 θ_i 表示,它是转子 100 极向和将要控制的电流之间的相差。

$$[0217] \quad I_p = I_a \times \sin(\theta_m + \theta_i) \quad \dots (11)$$

$$[0218] \quad I_q = I_a \times \sin(\theta_m + 90^\circ + \theta_i) \quad \dots (12)$$

[0219] 从公式 (8) 中,转矩 T_a 用下面公式表示。

$$[0220] \quad T_a = T_p + T_q = W_c \times (E_p \times I_p + E_q \times I_q)$$

$$[0221] \quad = W_c \times (E_1 \times \cos(\theta_m) \times I_a \times \cos(\theta_m + \theta_i)$$

$$[0222] \quad + E_1 \times \cos(\theta_m + 120^\circ) \times I_a \times \cos(\theta_m + 120^\circ + \theta_i)$$

$$[0223] \quad + E_1 \times \cos(\theta_m + 240^\circ) \times I_a \times \cos(\theta_m + 240^\circ + \theta_i)$$

$$[0224] \quad = W_c \times I_a \times E_1 \times \cos \theta_i \quad \dots (13)$$

[0225] 其中, W_c 表示单相绕组匝数。由于绕组匝数 W_c 和系数 E_1 是容易获知的电机参数值,电流幅值 I_a 从下列公式中获得:

$$[0226] \quad I_a = T_a / (W_c \times E_1 \times \cos \theta_i) \quad \dots (14)$$

[0227] 当没有实施具体的磁场弱化控制时,普通的电流相角为 $\theta_i = 0$ 。因此,在上面提到的情况中,通过利用公式 (13) 简单的进行计算而获得电流指示单元 104 的功能。

[0228] 在为了便于设计交流电机而使各个相的绕组匝数彼此不同的情况下,并且在各相单元电压 E_p 、 E_q 为不平衡的两相进而相或幅值彼此不同的情况下,可以通过给公式 (8) 设定每个值来确定电流幅值 I_a 和电流相 θ_i 。在复杂的情况下,比如各相单元电压 E_p 、 E_q 、 E_w 为不平衡的两相并且暂时地出现谐波的情况下,在获得了转矩脉动分量的情况下,通过利用取决于交流电机转动位置 θ_m 的公式 (8) 可以再次确定合适的电流幅值 I_a 和电流相 θ_i ,并具有单元电压 E_p 、 E_q 精确的特性。在这种情况下,已经确定了电流幅值 I_a 和电流相 θ_i 以获得转矩 T_a ,这意味着为减少转矩脉动的控制已经实现了。

[0229] 如前所述,如果由于设计方便或类似的原因而没有实现具有理想磁路结构和绕组特性的交流电机结构的话,通过根据给定公式对单绕组实施电流控制,其中该公式由交流电机参数确定,可以实现对交流电机的驱动/控制而带有较少的转矩脉动。尤其是在交流电机 1 或类似的电机用作步进电机时,步进电机中的制动转矩可以降低。

[0230] 众所周知,控制装置 300 的每个单元是可以改变的。例如,编码器 113 和检测器 114 可以由元件代替,该元件通过位置检测技术获得交流电机电压和电流的位置检测信号,这被称作无传感位置检测。至于检测单相电流的方法以及诸如放大交流电机电压和电流的方法,它们可以采用除了图 37 中示出的方法之外的其它方法。当采用图 32 所示的方法将三相电流通过伪方式形成两相电流时,可以利用转换计算电流并且可以使用三相功率放大器来实施对该电流的控制。至于大于两相的多相交流电机,可以应用相同的原理来实施适当的电机控制。

[0231] (第十二种改进方式)

[0232] 图 26 中示出的交流电机结构是定子侧中性极 72 大致位于转轴 11 的中心部分上。下文描述的交流电机改进方式中定子侧中性极的位置改变了。

[0233] 图 38 是改进的交流电机的横截面图,该电机的定子侧中性极的位置被改变了。在图 38 中示出的交流电机中,定子侧中性极 152、155 位于定子相对于电机轴 11 轴向的两端。采用永磁体 159 来驱动 P 相和 Q 相。永磁体 159 的磁通指向经过转子 100B 的背轭 2 的其它部分。转子 100B 的中性极 25、27 分别相对于 P 相定子侧中性极 152 和 Q 相定子侧中性极 155 设置。在转子侧中性极 25 和定子侧中性极 152 之间形成磁通,同样在转子侧中性极 27 和定子侧中性极 155 之间也形成磁通。

[0234] 图 39 是图 38 中示出交流电机转子外表面沿旋转方向的直线展开图。沿水平轴划分的数字代表用机械角表示的旋转角,其中 360 都表示一周。如图 39 所示,转子 100B 具有八极结构,在其表面上永磁体 159 的 N 极和 S 极交替设置。如图所示,转子 100B 的中性极 25、27 设置在转子 100B 相对于轴向的两端处。

[0235] 图 40 是定子 200B 内周表面沿旋转方向的直线展开图。沿水平轴划分的数字代表用机械角表示的旋转角,其中 360 都表示一周。Q 相定子极 154 相对于 P 相定子极 151 的相差 P_{ab} 是 22.5 度机械角,该机械角相当于 90 度电角度。同一相定子极之间的相差是 P1 和 P2 之和,其是 90 度机械角即 360 度电角度。

[0236] 图 38 中,用虚线示出的反向定子极 153、156 是用于吸收 P 相和 Q 相定子极 151、155 的反向磁通的,并且该定子极 153、156 的每一个都与定子侧中性极 152、155 磁性连接。如果省略掉这些反向定子极 153、156 交流电机也是可以运行的。因此,定子结构可以通过省去反向定子极 153、156 的方式进行简化,这可以依次增加 P 相绕组 73 和 Q 相绕组 74 的

线圈数并且简化结构。

[0237] 相反,转子表面上没有经过定子极 151、154 的多余磁通分量可以通过增加定子极 153、156 来进行吸收,进而增加所产生的交流电机转矩,尽管这可能依赖于转子结构和转子的磁特性。

[0238] P 相定子极 151 和 Q 相定子极 154 需要设置成彼此磁性绝缘,因为按照简单的推理越小的磁干扰越容易产生转矩。更优的是,电机外壳 12 可以由非磁性材料制成,这样可以减少在定子铁芯之间产生的漏磁通。可选的,该壳体可以由薄板形成,或者可以在定子 200B 和电机壳体 12 之间设置大磁阻物体。图 38 中示出的交流电机与图 26 中示出的交流电机相比缺点在于不能轻易实现 P 相定子和 P 相定子之间的磁性绝缘。

[0239] (第十三种改进方式)

[0240] 图 41 示出了三相交流电机,由 U 相、V 相和 W 相组成,其是在图 26 中示出由 P 相和 Q 相组成的两相交流电机基础上改进的。转子 100C 具有永磁体 136、138、转子侧中性极 137。沿旋转方向线性展开的转子的表面外形与图 2 中示出的外形类似,除了转子侧中性极 25、27 已经被省去了之外。

[0241] 定子 200C 包括朝前的 U 相定子极 130、W 相定子极 133、定子侧中性极 131、换向极 132、134 和绕组 139、140、141、142。根据三相交流理论的原理而没有 V 相定子极,根据该理论可以导出等式 $V = -U - W$ 。特别是,这个原理用 U 相定子极 130 和 W 相定子极 133 来代替 V 相定子极基于三相交流理论而产生的作用。定子侧中性极 131 将定子 200C 背轭 135 处的磁通朝转子 100C 背轭导向。一方面,换向极 132 设置在与 U 相定子极 130 相反的位置上以将磁通朝定子侧中性极 131 导向。另一方面,换向极 134 设置在与 W 相定子极 133 相反的位置上以将磁通朝定子侧中性极 131 导向。

[0242] 图 42 是图 41 所示定子 200C 内圆周表面沿旋转方向的线性展开图。水平轴上标出的数字是用机械角表示的旋转角,360 度的机械角表示旋转一周。W 相定子极 133 相对 U 相定子极 130 的相差 P_{uw} 是 30 度的机械角度,即 120 度的电角度。

[0243] 图 43 是图 41 所示转子 100C 的绕组 139 ~ 142 沿旋转方向的线性展开图。绕组 139 ~ 143 包括在转子 100C 中,并且每一个绕组基本都具有环形的形状。绕组 139、140 对应 U 相,绕组 139 在 U 相缠绕,这样反相电流可以经此流过。同样,绕组 141、142 对应 W 相,绕组 141 在 W 相缠绕,这样反相电流可以经此通过。

[0244] 图 44 是一矢量图,其显示了图 41 所示交流电机的性能。图 44 中,U 相电流用 I_u 表示,V 相电流用 I_v 表示,W 相电流用 I_w 表示。图 44 给出了一个例子,在该例子中,单位电压 E_u 、 E_v 、 E_w 的相位分别与各自相的电流 I_u 、 I_v 和 I_w 的相位相同。总之,图 44 中,矢量 E_u 、 E_v 、 E_w 也是矢量 I_u 、 I_v 、 I_w 。必须明白: E_u 、 E_v 、 E_w 被称为单位电压,这样,其就与两相实施例中的公式 (1) 和 (2) 表示的关系相同,各相磁链 Φ_u 、 Φ_v 、 Φ_w 的旋转角变化率用 $d\Phi_u/d\theta$ 、 $d\Phi_v/d\theta$ 、 $d\Phi_w/d\theta$ 表示。相似地,可将两相实施例中的公式 (1) ~ (9) 转换成三相的公式,这样就可以得到电压、电流、转矩和功率的三相表达式。假设:旋转的速度是恒定的,速度为 $d\theta/dt = S1$,U 相、V 相和 W 相的绕组匝数分别是 W_u 、 W_v 和 W_w ,磁通是正向的,如图显示的那样,磁通向上与各自的环形绕组链接,那么各相的感应电压 V_u 、 V_v 和 V_w 可以用下面的式子表示。

[0245] $V_u = W_u \times (d(-\Phi_u)/dt) = -W_u \times d\Phi_u/d\theta \times d\theta/dt = -W_u \times E_u \times S1$

[0246] 上面的 V_u 公式中带有有一个负号,可以通过流一个负电流 I_u 或者将 U 相绕组设置为反相绕组,得到下面的公式:

$$[0247] \quad V_u = W_u \times E_u \times S_1 \quad (15)$$

[0248] U 相绕组 140 和 W 相绕组 141 对应 V 相绕组。U 相绕组 140 正向缠绕,而 W 相绕组 141 反向缠绕。这两个绕组 140、141 串连接。U 相绕组 140 的感应电压与 U 相绕组 139 的感应电压相同,相似地,W 相绕组 141 的感应电压与 W 相绕组 142 的感应电压相同。然而,因为反向绕组,V 相绕组的电压 V_v 最终用下面的公式表示

$$[0249] \quad V_v = -V_u - V_w \quad (16)$$

[0250] 特殊地,V 相绕组的磁链是从背轭 135 流出经中性极 131 到转子 100C 的磁通。尽管 V 相磁通 Φ_v 和 V 相电流 I_v 不直接提供电磁效应,但是可以通过 U 相磁通和 W 相磁通获得这样的效应。然而,这要基于这样的假设:定子侧中性极 131 和转子侧中性极 137 之间的磁阻比交流电机的总磁阻远远地小到一定程度,从而不能抑制这种功能。在某种意义上,从归纳的三相交流理论观点出发,提供的公式 (16) 满足这一关系 $V_u + V_v + V_w = 0$ 。

[0251] W 相绕组的电压 V_w 用下面的公式表示:

$$[0252] \quad V_w = W_w \times E_w \times S_1 \quad (17)$$

[0253] 各相的功率 P_u 、 P_v 和 P_w 和交流电机的输出功率 P_a 如下面的公式表示:

$$[0254] \quad P_u = V_u \times I_u = W_u \times E_u \times S_1 \times I_u \quad (18)$$

$$[0255] \quad P_v = V_v \times I_v = W_v \times E_v \times S_1 \times I_v \quad (19)$$

$$[0256] \quad P_w = V_w \times I_w = W_w \times E_w \times S_1 \times I_w \quad (20)$$

$$[0257] \quad P_a = P_u + P_v + P_w = V_u \times I_u + V_v \times I_v + V_w \times I_w \quad (21)$$

[0258] 各相的转矩 T_u 、 T_v 和 T_w 和交流电机的输出转矩 T_a 如下面的公式表示

$$[0259] \quad T_u = P_u / S_1 = W_u \times E_u \times I_u \quad (22)$$

$$[0260] \quad T_v = P_v / S_1 = W_v \times E_v \times I_v \quad (23)$$

$$[0261] \quad T_w = P_w / S_1 = W_w \times E_w \times I_w \quad (24)$$

$$[0262] \quad T_a = T_u + T_v + T_w = W_u \times E_u \times I_u + W_v \times E_v \times I_v + W_w \times E_w \times I_w \quad (25)$$

[0263] 可以从不同的观点表示同样的现象。那就是,因为通过绕组 139、140 的电流是以电磁方式通过的电流并且基本在同一位置,还因为电流等于 $-I_u$ 和 I_v 的和,它们的和在图 44 中用 I_m 表示。电压 $-E_u$ 时达到电流 I_m ,则其转矩为 T_m 。同样地,绕组 141、142 的电流是 $-I_v$ 和 I_w 的和,其被看作是电流 I_n 。电压 $-E_w$ 时达到电流 I_n ,则其转矩是 T_n 。在这方面, T_m 和 T_n 之间的角度 K_{mn} 是 90 度的电角度。因此,可以这样理解:整个交流电机的转矩 T_a 可以表示为转矩 T_m 和转矩 T_n 的和, T_m 和 T_n 的大小相同,彼此之间成一直角,并且不考虑旋转位置,可以得到一恒定的输出转矩。因此,尽管图 41 所示的交流电机是一个在三相交流下工作的电机,但是它被认为是具有这样的特点的电机:在操作上其具有与两相电机类似的特点。并且,还可以理解为,图 44 所示的矢量图是一个简化图,该图没有考虑由于绕组阻抗而造成的电压减少或者漏电感这样电压参数。

[0264] 可以将图 44 显示的电流 I_m 看作是通过绕组 139 和 140 的电流。因此,如果将这两个绕组 139、140 合成一个绕组,那么电流 I_m 可经此通过,并可以获得完全相同的操作。同样地,绕组 141、142 可以合成一个绕组,并向该绕组中通入电流 I_n 。不仅可以简化绕组,而且理论上铜耗也可以减少 25%,因此可以改善输出。因为转矩用公式 (25) 表示,所以通过

选择与上面所述不同的磁通、电流幅值和相位来改进上面描述的结构,并获得同样的效果。

[0265] 为了解释这个原理,上文已经针对具有长方形形状的定子和转子进行了描述。然而,可以进行各种各样的改进。例如,可以将形状改为偏斜形、椭圆形来减少转矩脉动。

[0266] (第十四改进方式)

[0267] 在上文描述的每一种交流电机中,都使用了一种表面磁体型的转子。然而,可以使用多种类型的转子。图 45 ~ 图 50 是各种转子的横向截面图。图 45 所示的转子 100 具有一个结构,该结构对应图 1 所示的基本结构。转子 100 的表面沿圆周方向有 8 个永磁体 13(或者永磁体 14 等),其按照 N 极和 S 极交替出现的方式设置。

[0268] 图 46 所示的转子 100D 具有一个结构,其极化的永磁体 90 在圆周方向径向设置(即沿直径的方向设置),每个铁磁体极片 91 设置在相邻的永磁体 90 之间。极片 91 具有收集永磁体 90 磁通的效应,这样可以增加转子 100D 表面上的磁通密度。在每一个极片 91 内,磁通可以轻易地朝着转子轴 11 传递。因为这个原因,即使对着缝隙的定子极表面轮廓不均匀,也可以有效地引导磁通从转子 100D 到定子极,因此获得了增加电机转矩的效果。通过使用无磁材料制成的极片 92 和转子轴 11,转子 100D 的内部结构可以将永磁体 90 产生的磁通提供给定子。并且,允许极片 92 在圆周方向交替作为永磁体,其被如图中所示地引导,朝着相邻转子极的漏磁通将减少。此外,通过允许如图所示正被极化的 8 个极片 92 在圆周方向作为永磁体,可以在转子表面得到更大的磁通密度。

[0269] 如图 47 所示,转子 100E 具有被称为 IPMSM(内部永磁体同步电机)的结构,在该结构中永磁体 93 以内部方式设置,空隙 94 沿圆周方向形成在每个永磁体 93 的相对端,从而沿着其外周设置。作为选择,可以在这些空隙中填充无磁材料。转子 100E 的特点是既得到永磁体 93 产生的转矩,又得到除了永磁体处以外铁磁体材料所产生的反应转矩。同时,可以通过控制转子的旋转位置和定子电流来控制磁场磁通的幅值。因此,可以以场磁体产生磁场的幅值在高速旋转下变得更小的方式,进行所谓的“场衰减”控制来控制电流的相位,因此得到恒定的功率特性。此外,通过将永磁体填入空隙 94 从而可以得到更大的转矩,并且因此使转子表面的磁通密度更大。

[0270] 图 48 所示的转子 100F 具有一个结构,在该结构中,永磁体 95 以内部方式设置在转子中。成对的两个永磁体 95 沿同一圆周方向被极化,分别设置在每个转子极 85 的两端。8 对(共 16)这样的永磁体 95 以平均间隔沿圆周方向分布。相邻的成对永磁体 95 互为相反地被极化。在转子极 85 中,场磁通被定子电流磁化激活,这样产生的转矩与定子磁动势存在关系。关于转矩的产生,可以有不同的方式描述,但是可以认为转矩是这样产生的,d 轴的电流分量在转子极 85 上产生磁通,q 轴分量产生转矩。这种情况下,可以考虑使永磁体 95 工作以防止 d 轴电流在转轴 85 处产生的磁通指向 q 轴方向。结果,当前位于转轴 85 处的磁通受到 q 轴电流很微弱的影响。因此,d 轴电流改善了控制转子磁通量的性能。由于这个原因,特别是由于在高速旋转时通过减少场磁体使绕组中感应的电压降低,则可以有效地实现了所谓的恒定功率控制。

[0271] 如图 49 中所示的转子 100G 具有凸极结构,并可以用作磁阻电机。在普通的开关式磁阻电机结构中,沿径向的吸力不均匀地出现在圆周方向上并发生明显地变化。许多情况下,这会引起定子沿径向变形,导致振动或噪音。然而,当交流电机采用图 49 所示的转子 100G 时,沿径向产生的吸力在将近整个外围上具有很好的平衡性。并且,对于均匀分布

负载,定子的环形形状允许整个外围具有高的刚性。结果,转子 100G 引起的振动或者噪音就小。此外,因为只需将磁性材料制成预定的形状就能得到转子 100G,因此转子 100G 具有相当稳固、简单的结构,这样它能承受高速旋转时出现的离心力。此外,设计转子极和定子极的形状,还可以减少转矩脉动。因此,从原理上讲,转子 100G 没有齿槽转矩。并且,转子 100G 不使用费用高的永磁体,而需要诸如组装的加工成本,这样可以进行低成本生产。

[0272] 转子 100H 如图 50 所示,其具有一种所谓的磁通障结构,可将其作为磁阻电机使用。转子 100H 包括磁通障 98,磁通障由间隙或者无磁材料构成。这些磁通障 98 设置在圆周方向上相邻转子极 86 的两边,从转子 100H 的表面上来看其大体上是同轴分布。磁路 99 形成在相邻磁通障 98 之间的狭小区域中。转子 100H 具有与转子 100G 相似的优良特性。

[0273] 可以对转子极的形状进行各种各样的改进,例如弧形,这种转子极的外形直径比转子外围的直径小,或者是这样的形状,即在转子极间的边界处设置凹槽。发明交流电机的目的和效果与那些普通交流电机的相同,即减少转矩脉动、振动和噪声,并将电压波形转换为正弦波。

[0274] 已经描述了许多使用永磁体的例子,然而可以实现一种类似的电机,这种电机使用具有电磁铁的转子,或者转子具有一种所谓的爪形极结构,在这种结构中,磁场绕组或者永磁体沿轴向设置在定子侧。

[0275] 应该注意的是:本发明不限于上面描述的实施方案,可在本发明精神和范围内进行各种可行的变化。例如,尽管在上面的实施方案中,定子设置在外径侧,转子设置在内径侧,但是可以配置一种所谓的外部转子电机结构,这种结构颠倒内径和外径。并且,可以将两个电机设置在内径侧和外径侧。在这种情况下具有一个优点,可将电机部件,例如磁路、永磁体、强度保持结构部件或者盖子集成一整体。作为一种选择,可将上面描述的实施方案中介绍的交流电机进行改进,使其具有一种结构,该结构中多个定子和转子沿转子轴向设置。另外可选的是,定子和转子的外形可以是形成在其之间的气隙具有圆锥形或者多级圆柱形或者是上述形状的结合。此外,文中已经描述过的电机电流是正弦波,然而电流可以为矩形波或者可以受不连续控制。并且,可变电流可以连续通过各自绕组以提供作为所谓的步进电机的运行。

[0276] 在上述实施方式中,是针对电机具有八极的情况进行说明的。然而,极数属于设计上的问题,因此该数量是可以随意选择的。至于相数,两相和三相已经在文中讨论过了,然而该相数是可以大于三以提供多级结构。

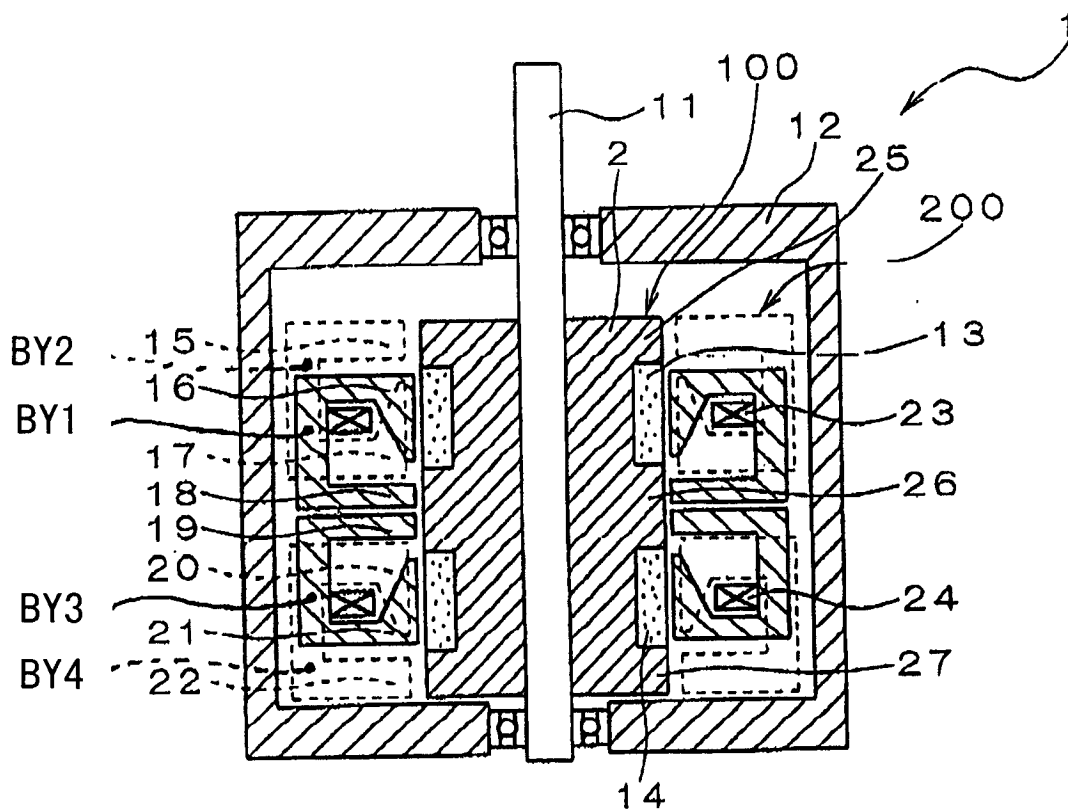


图 1

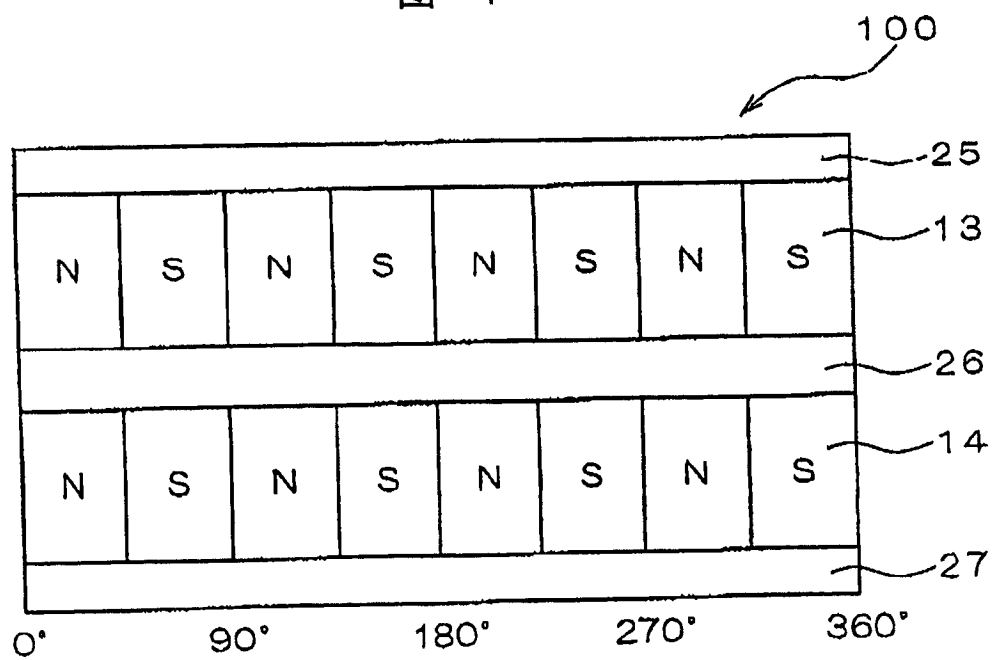


图 2

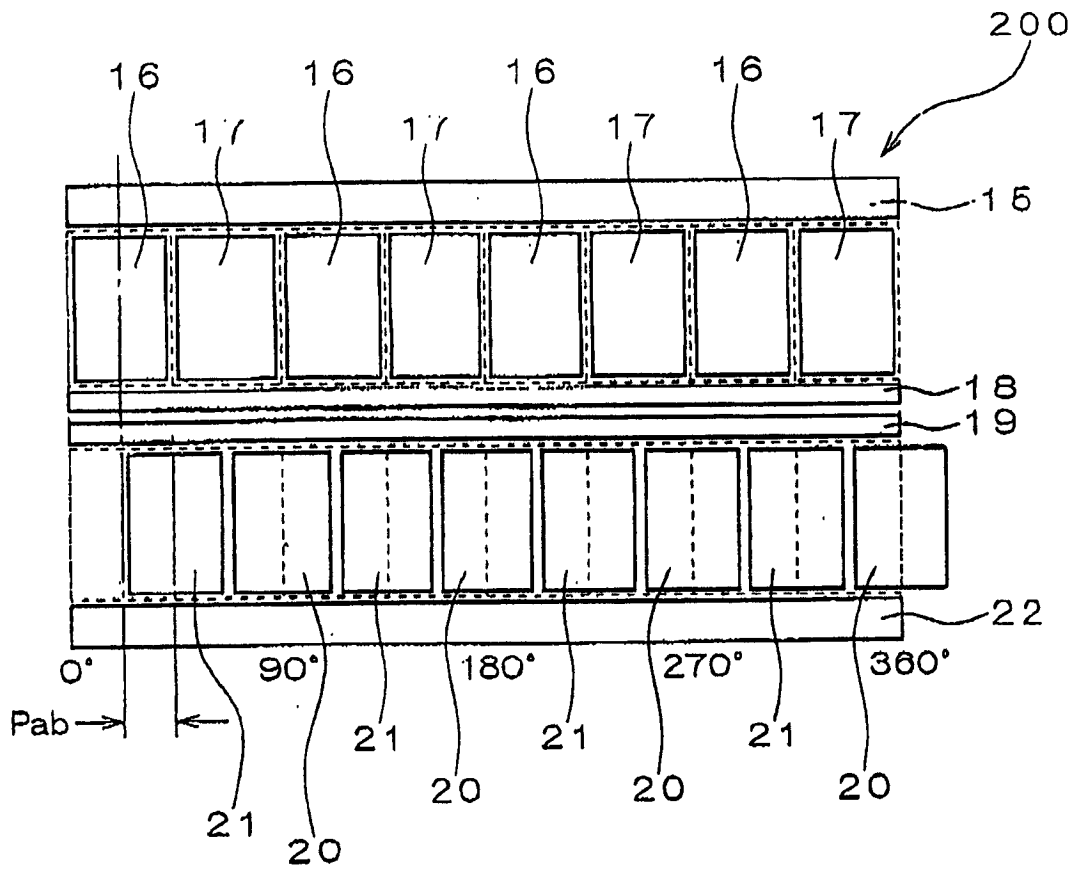


图 3

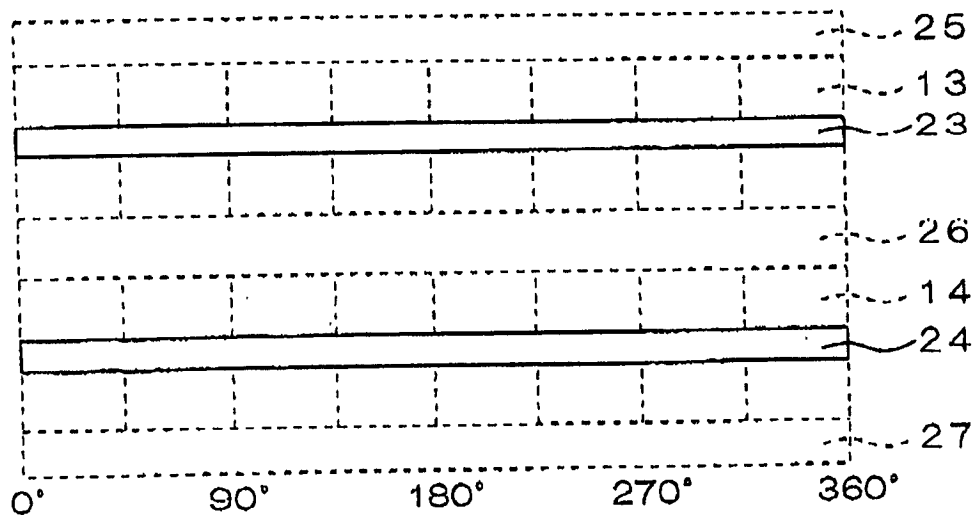


图 4

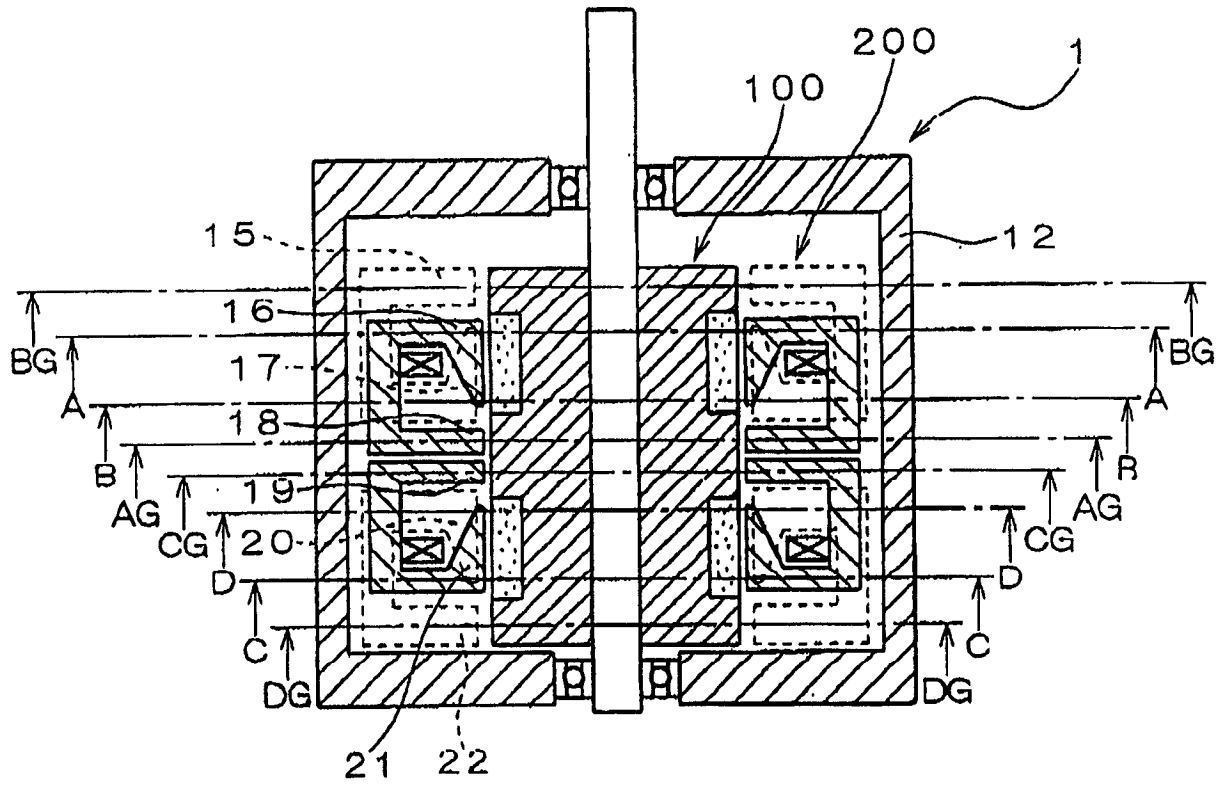


图 5

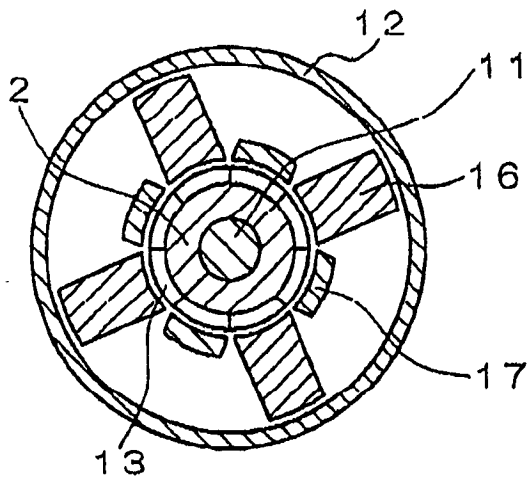


图 6

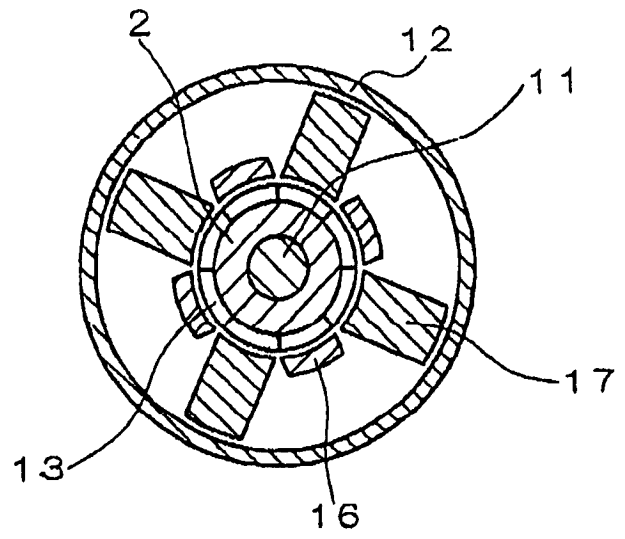


图 8

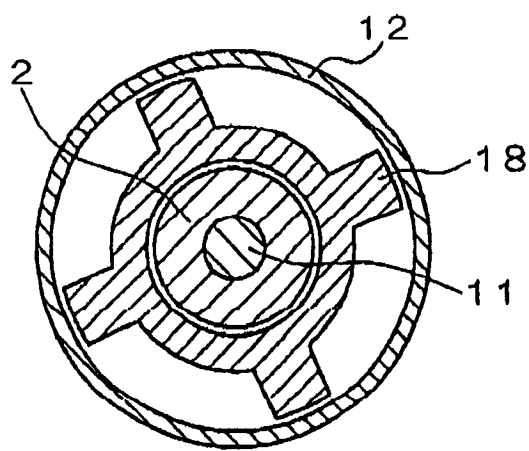


图 7

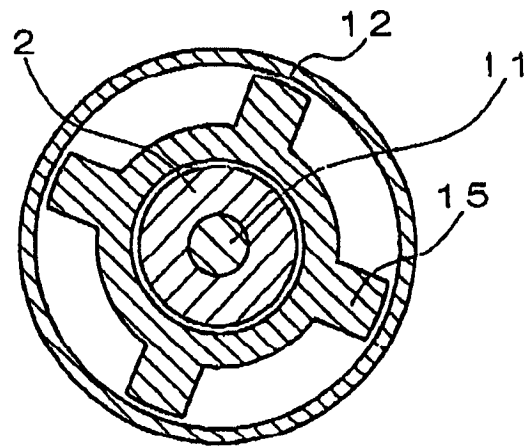


图 9

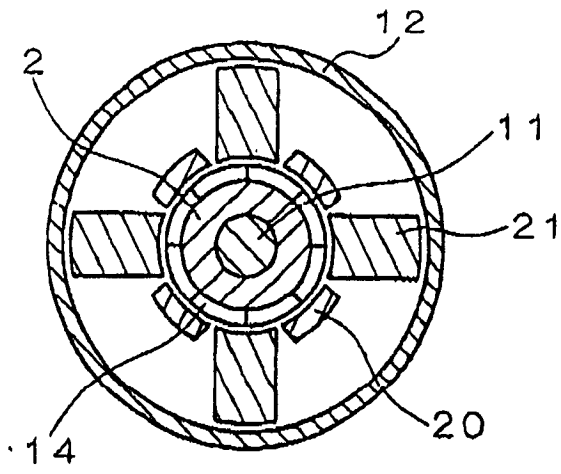


图 10

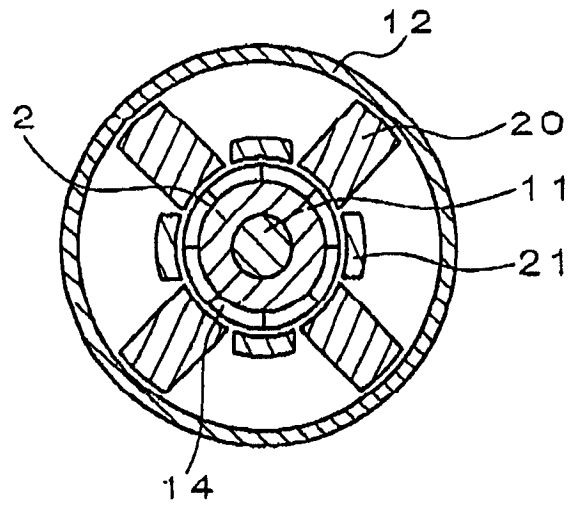


图 12

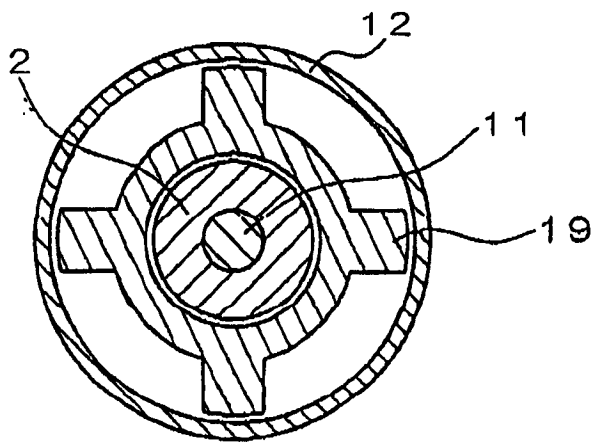


图 11

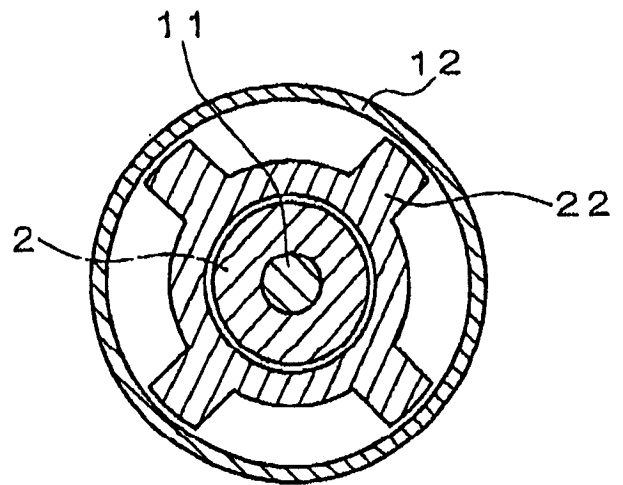


图 13

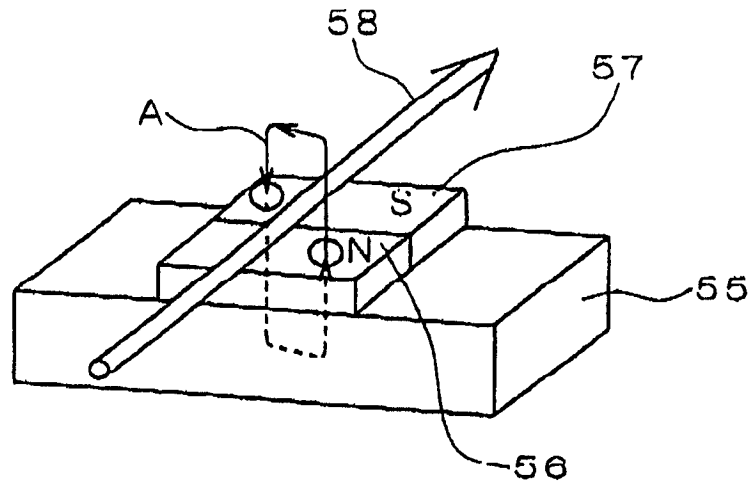


图 14

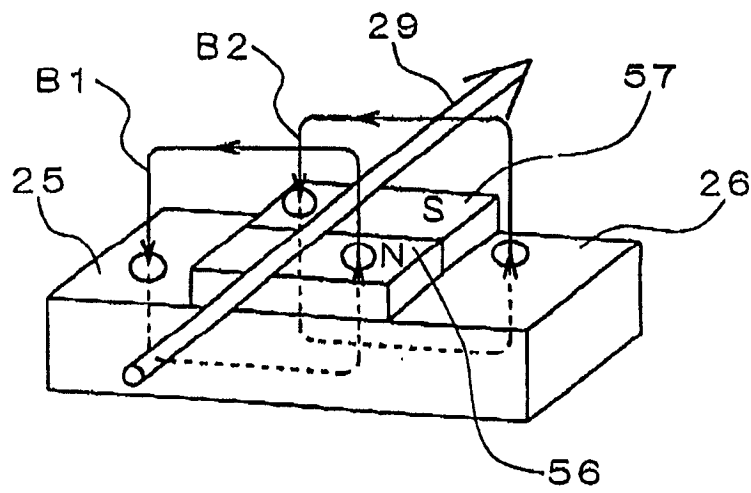


图 15

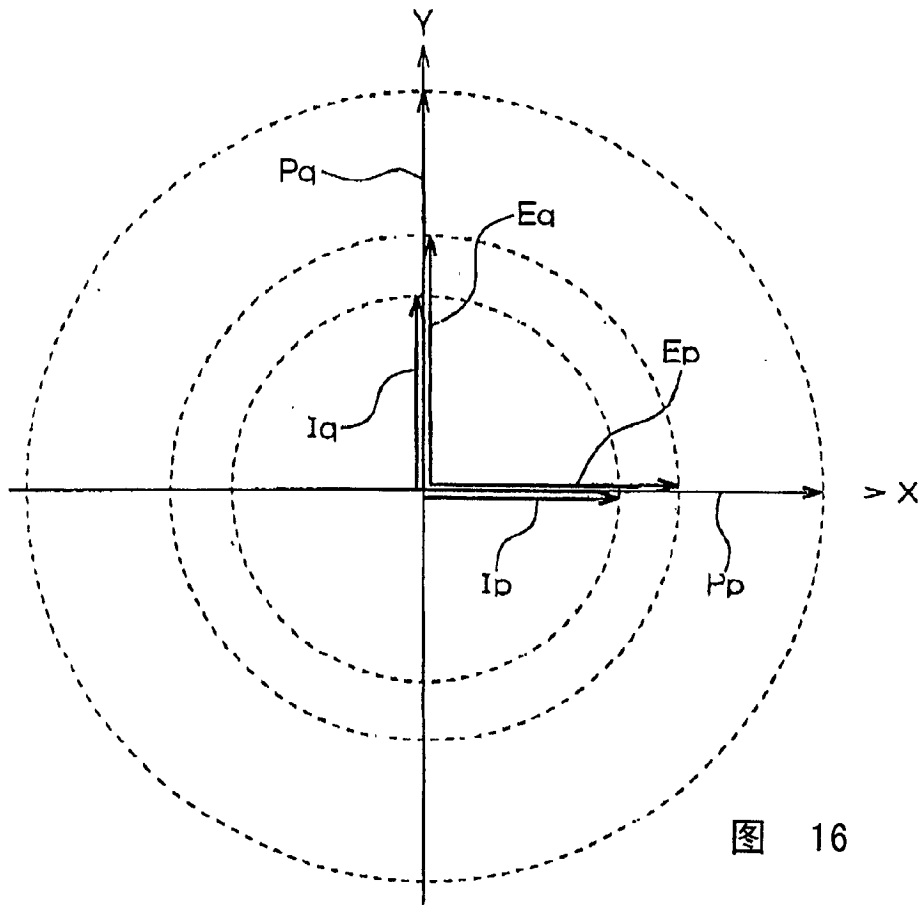


图 16

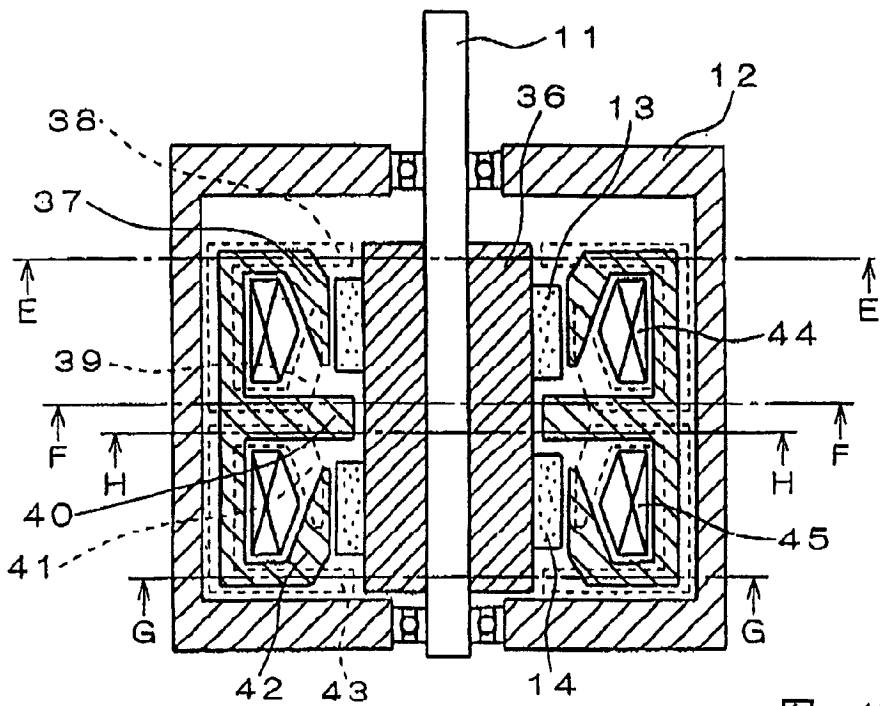


图 17

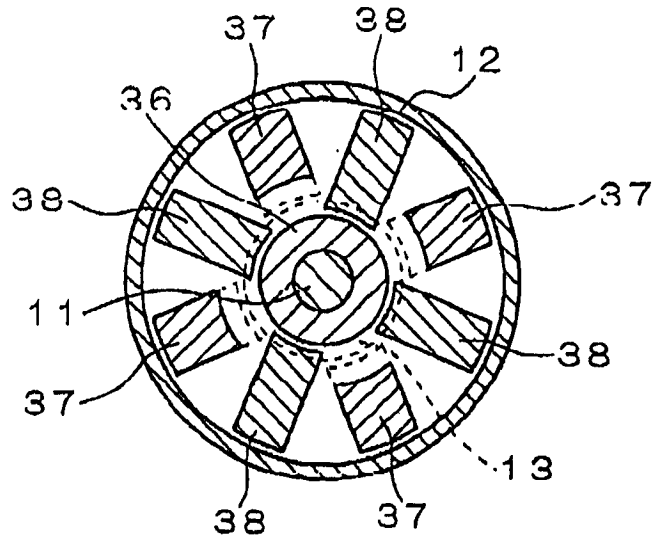


图 18

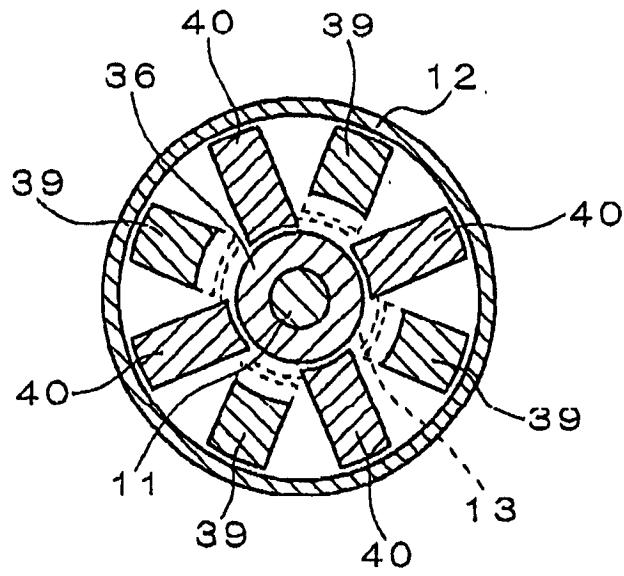


图 19

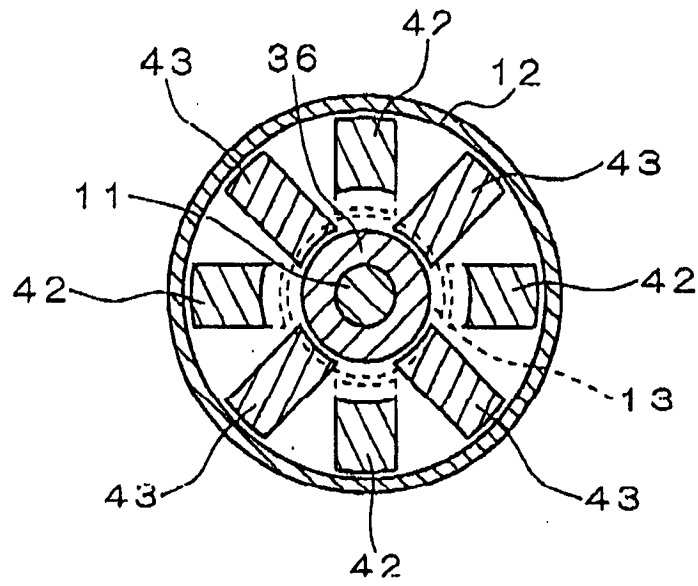


图 20

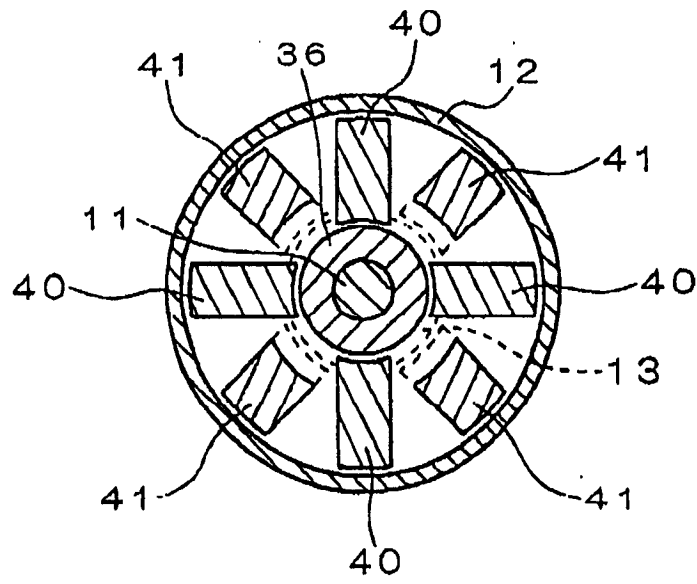


图 21

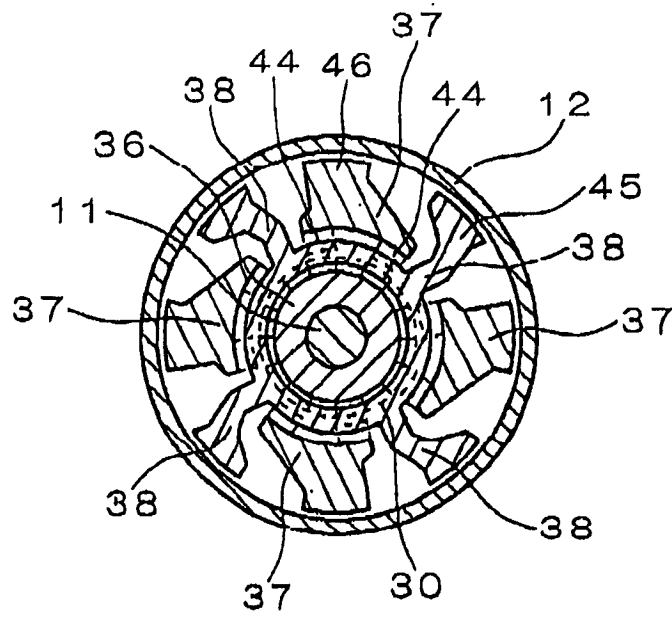


图 22

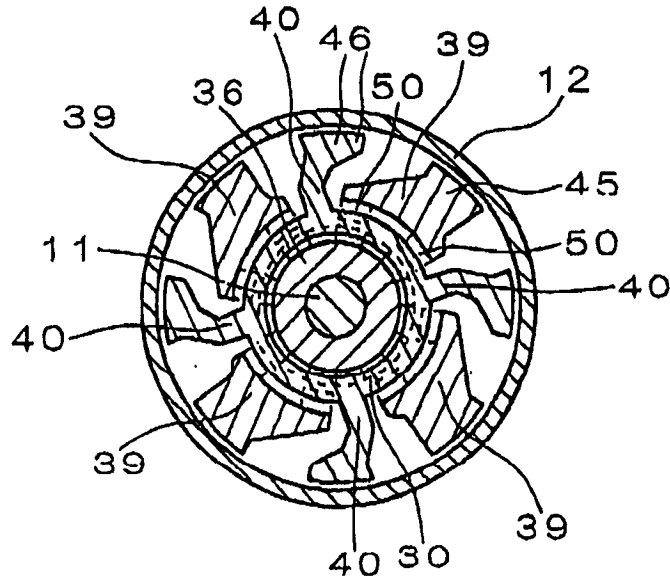


图 23

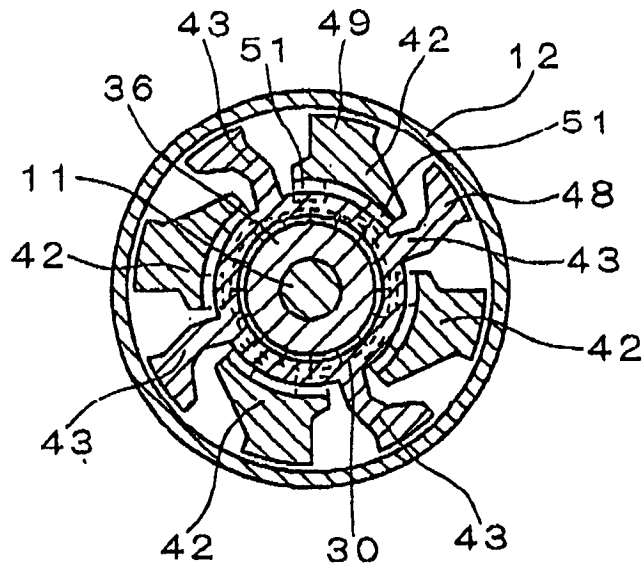


图 24

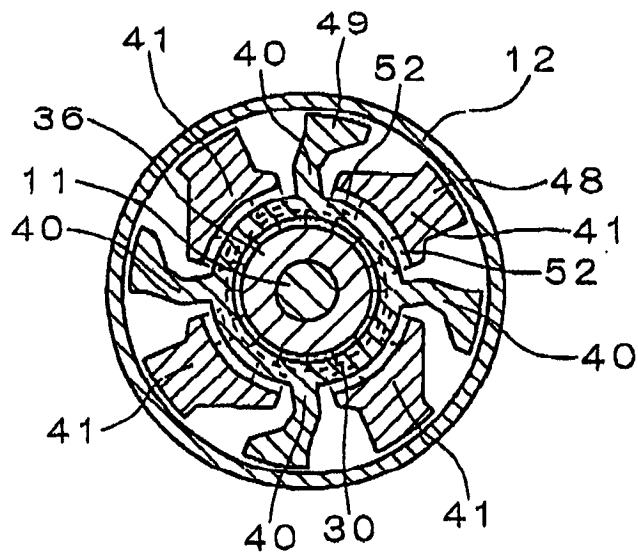


图 25

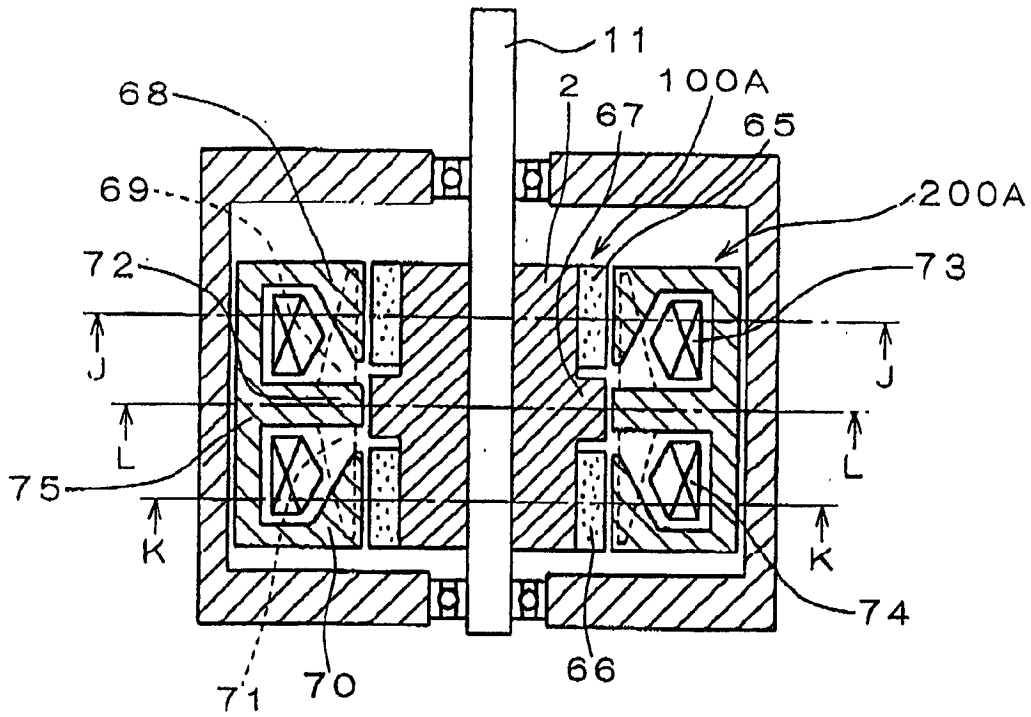


图 26

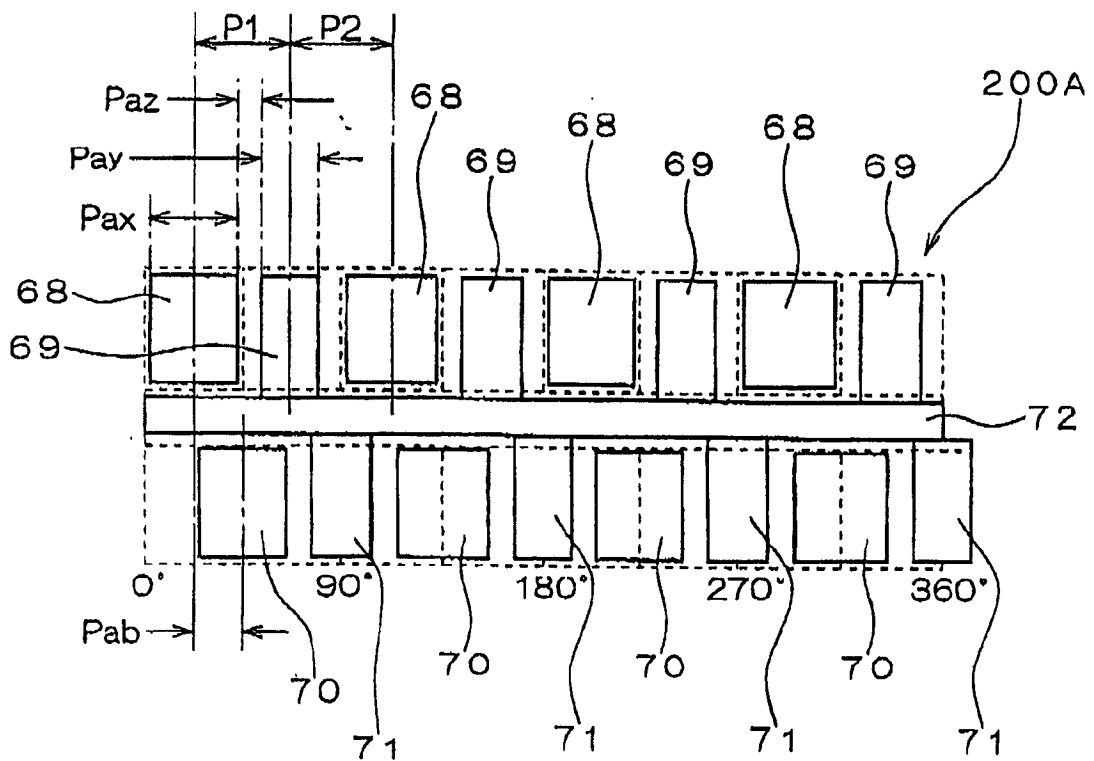


图 27

图 28

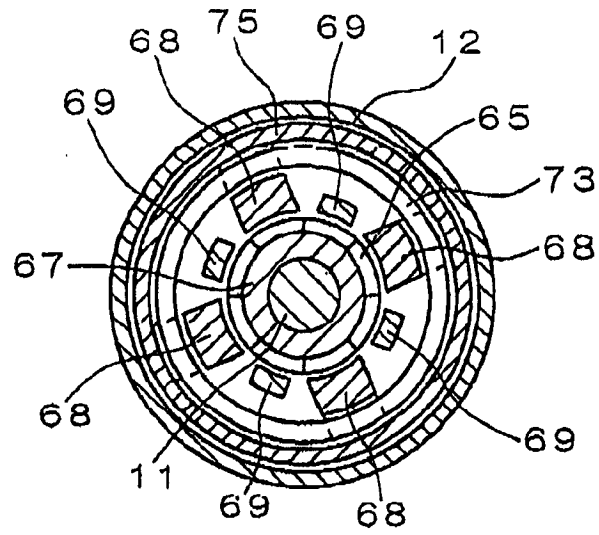


图 29

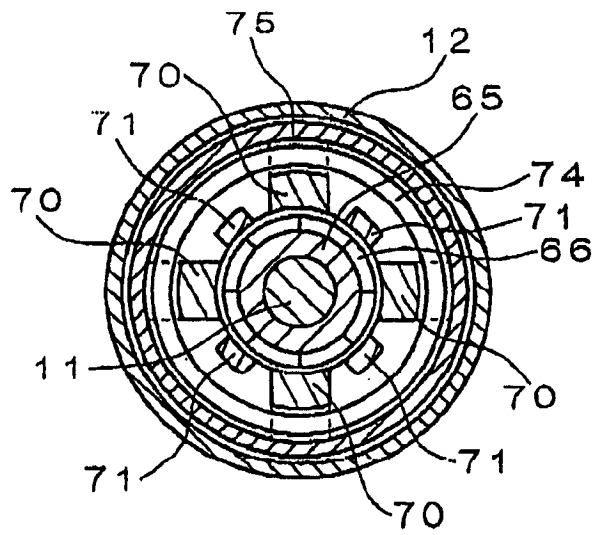
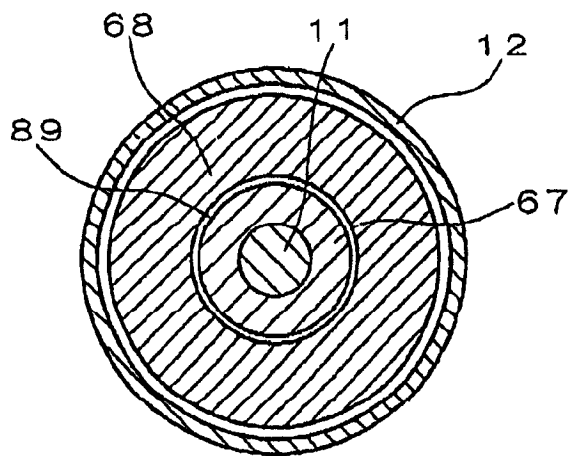


图 30



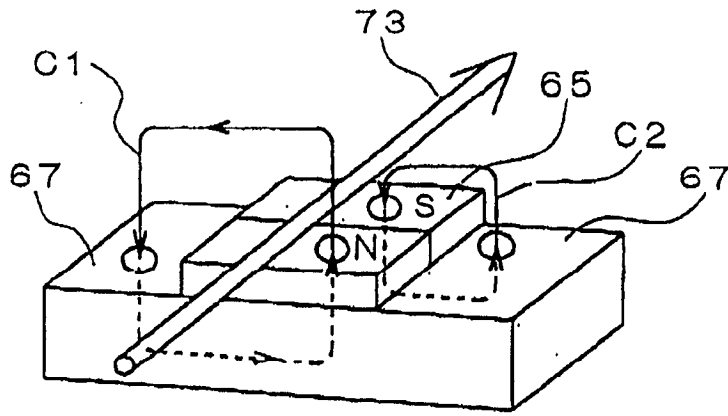


图 31

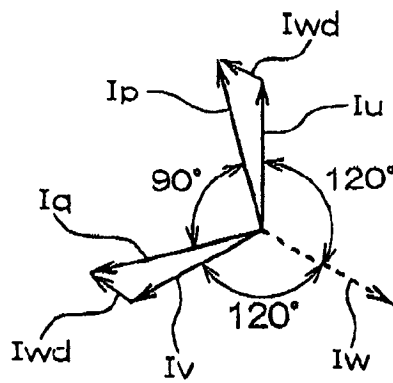


图 32

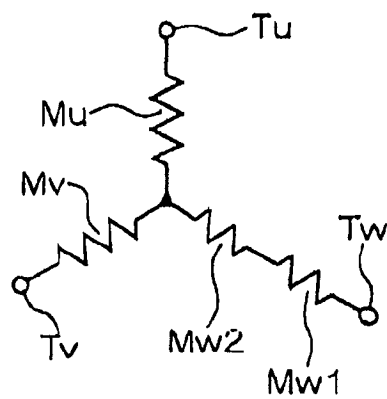


图 33

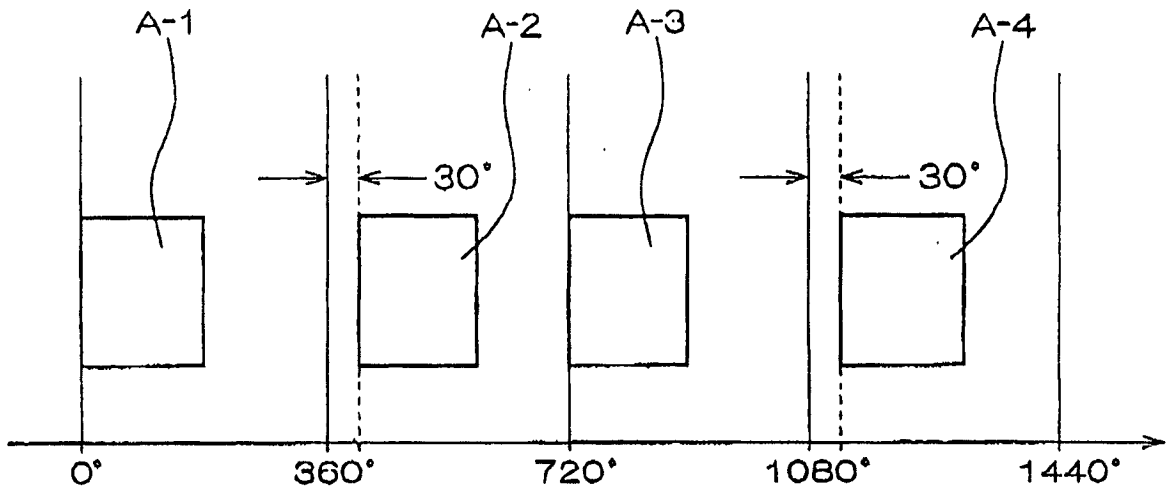


图 34

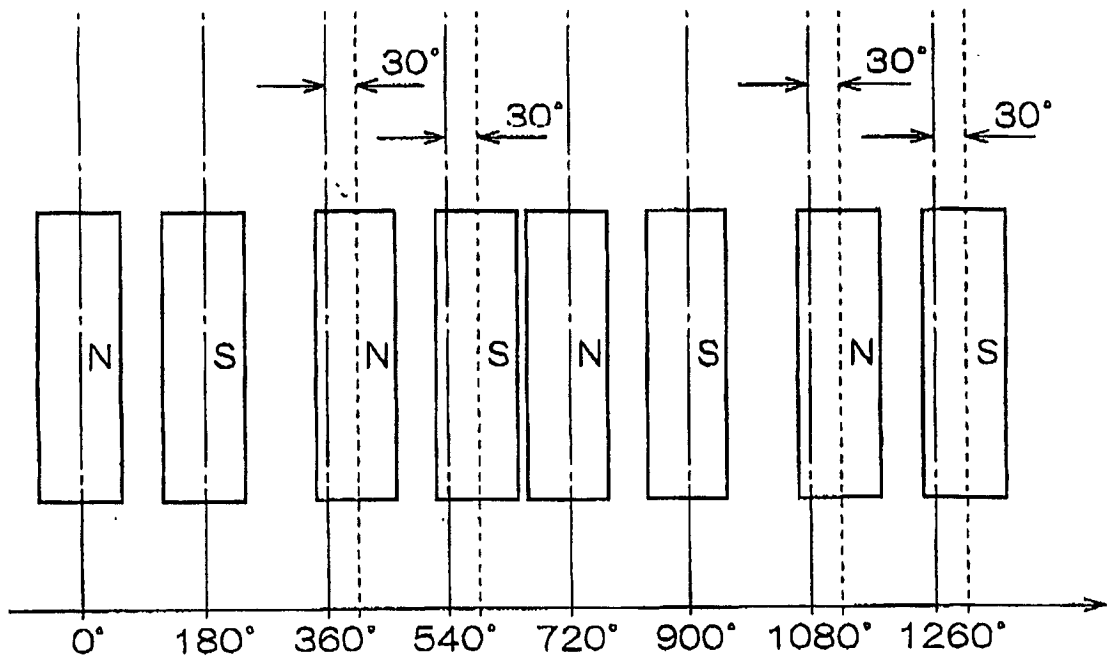


图 35

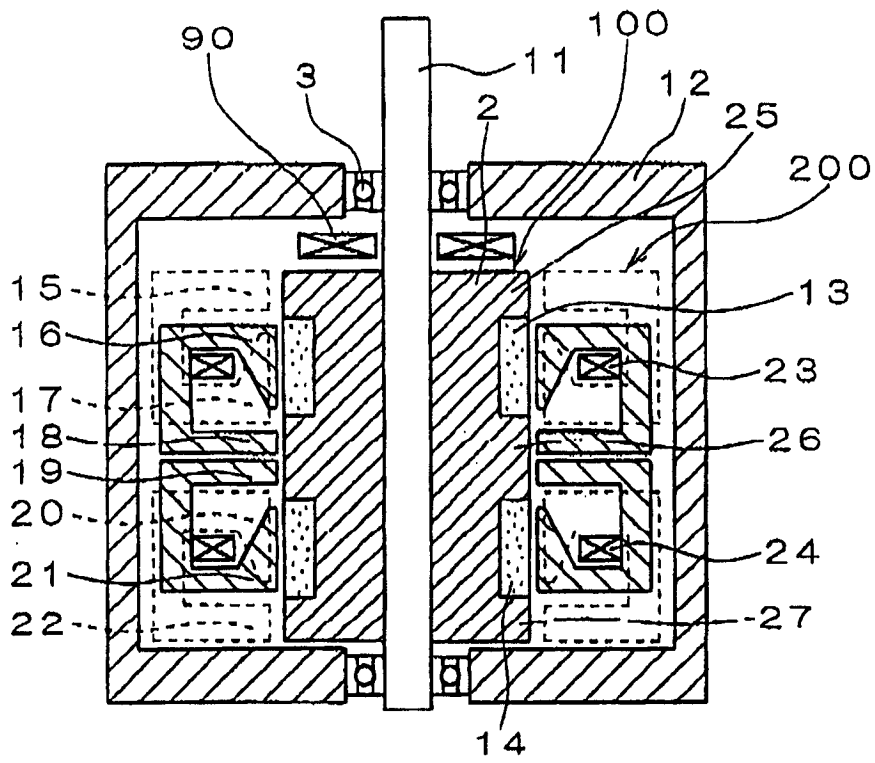


图 36

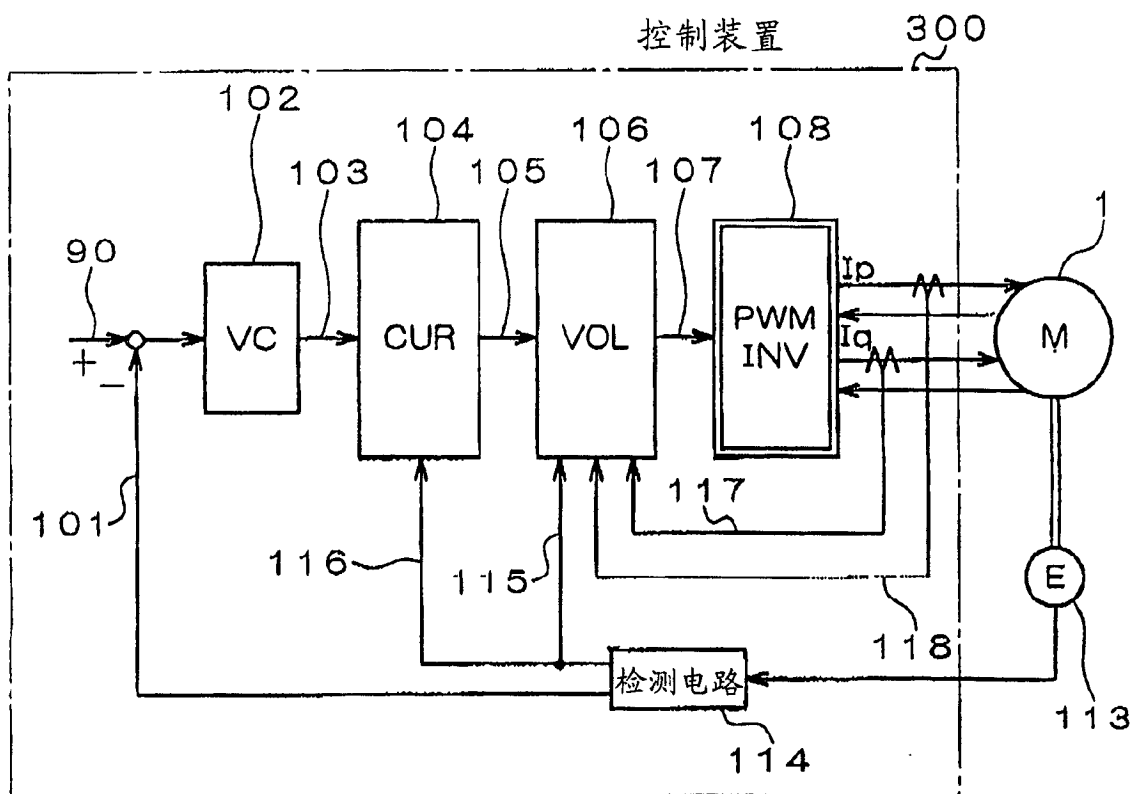


图 37

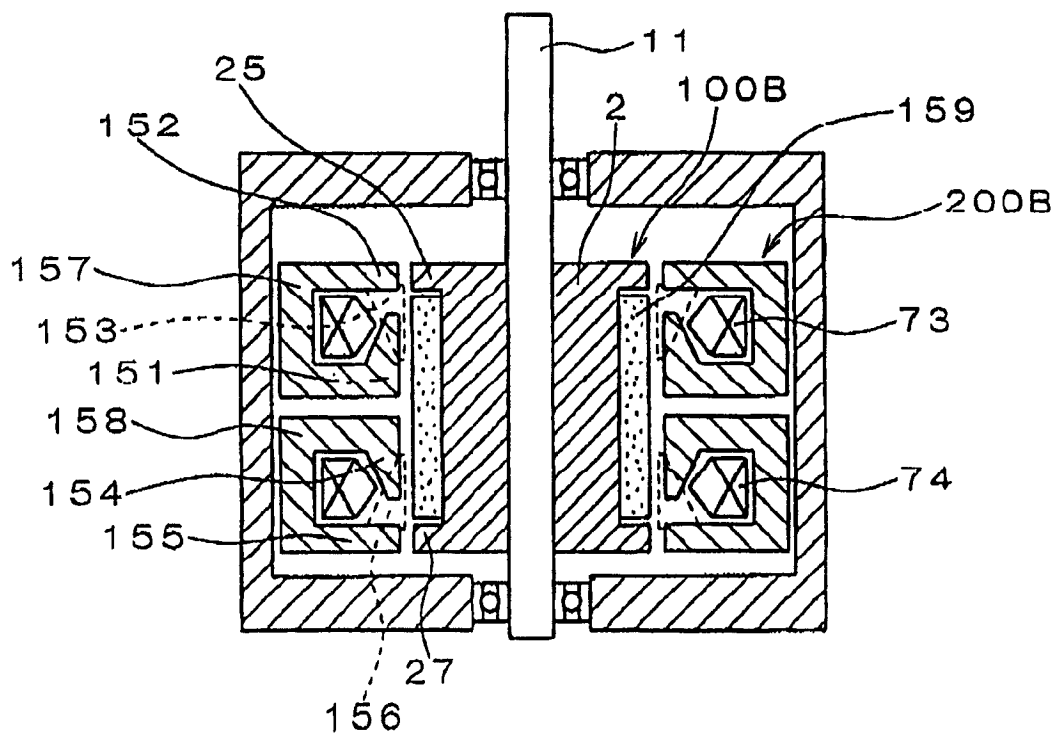


图 38

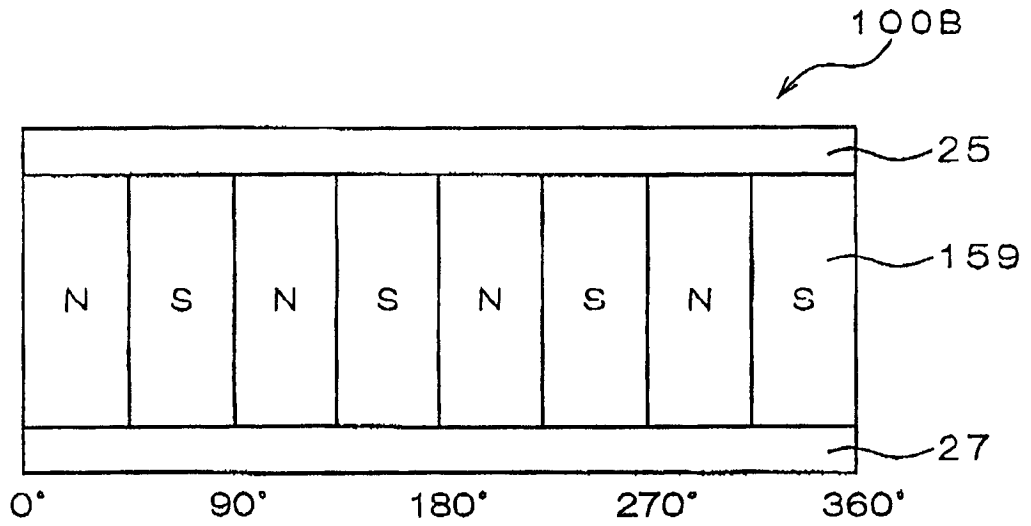


图 39

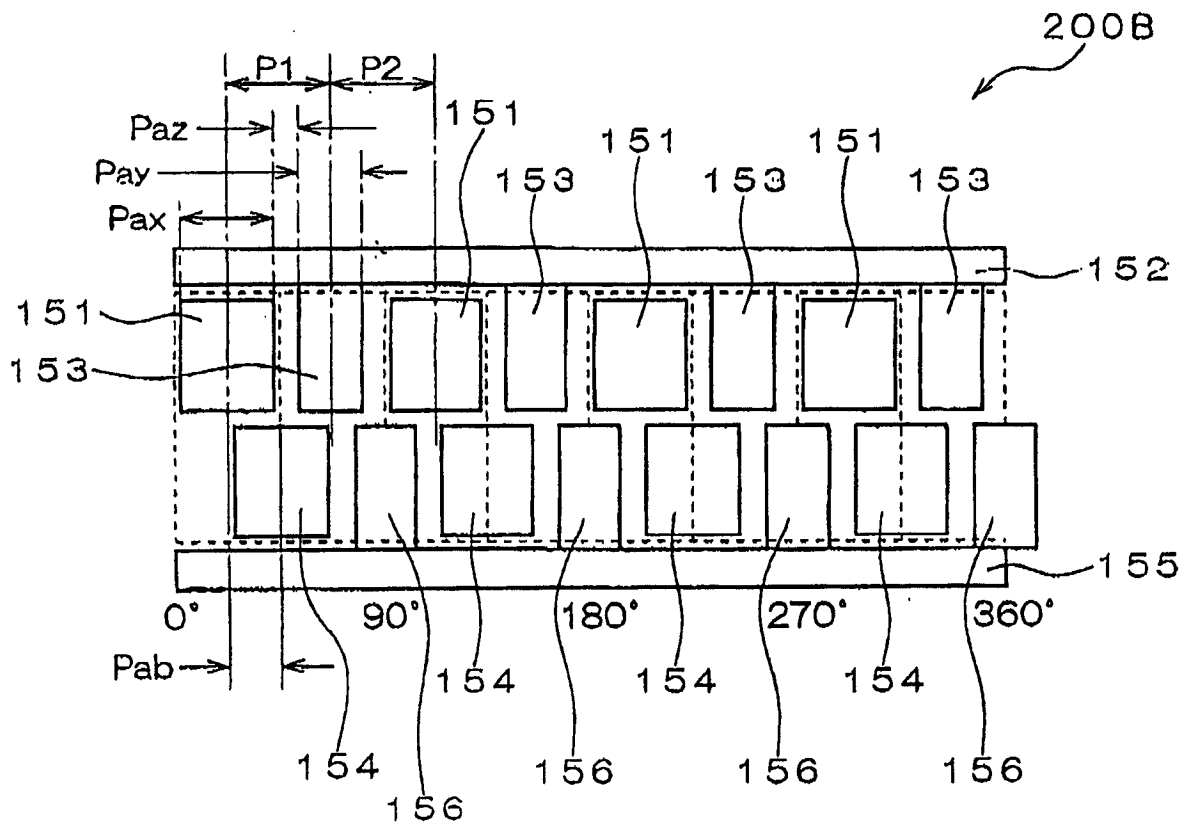


图 40

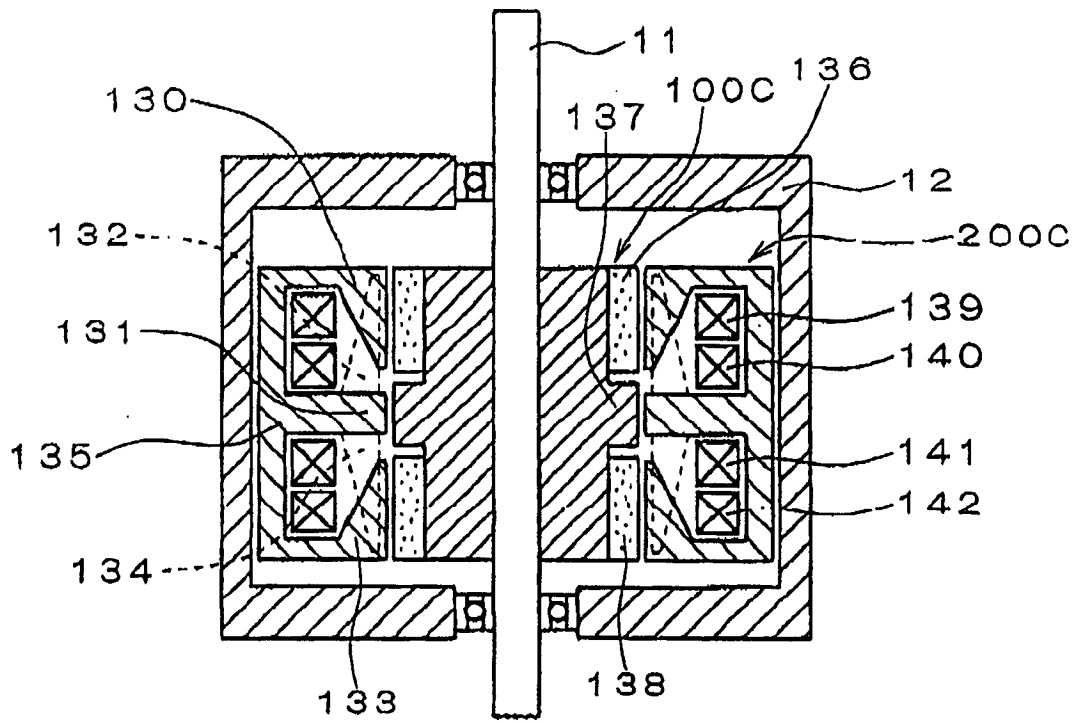


图 41

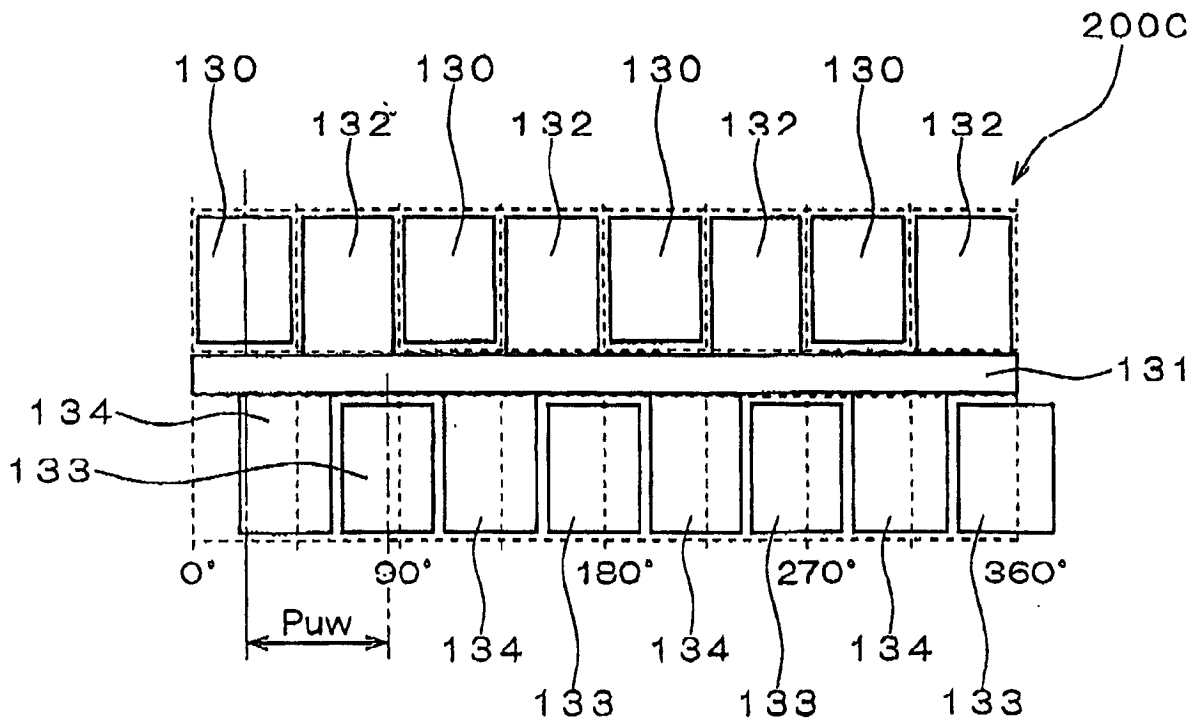


图 42

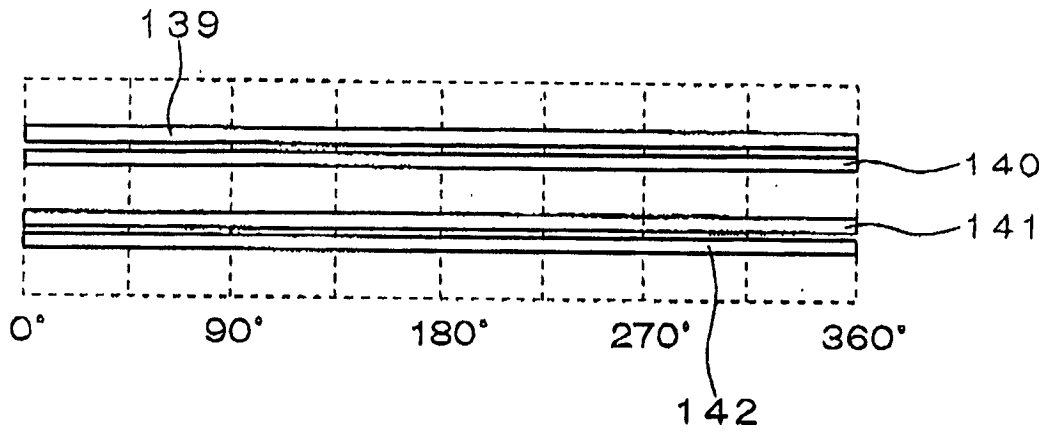


图 43

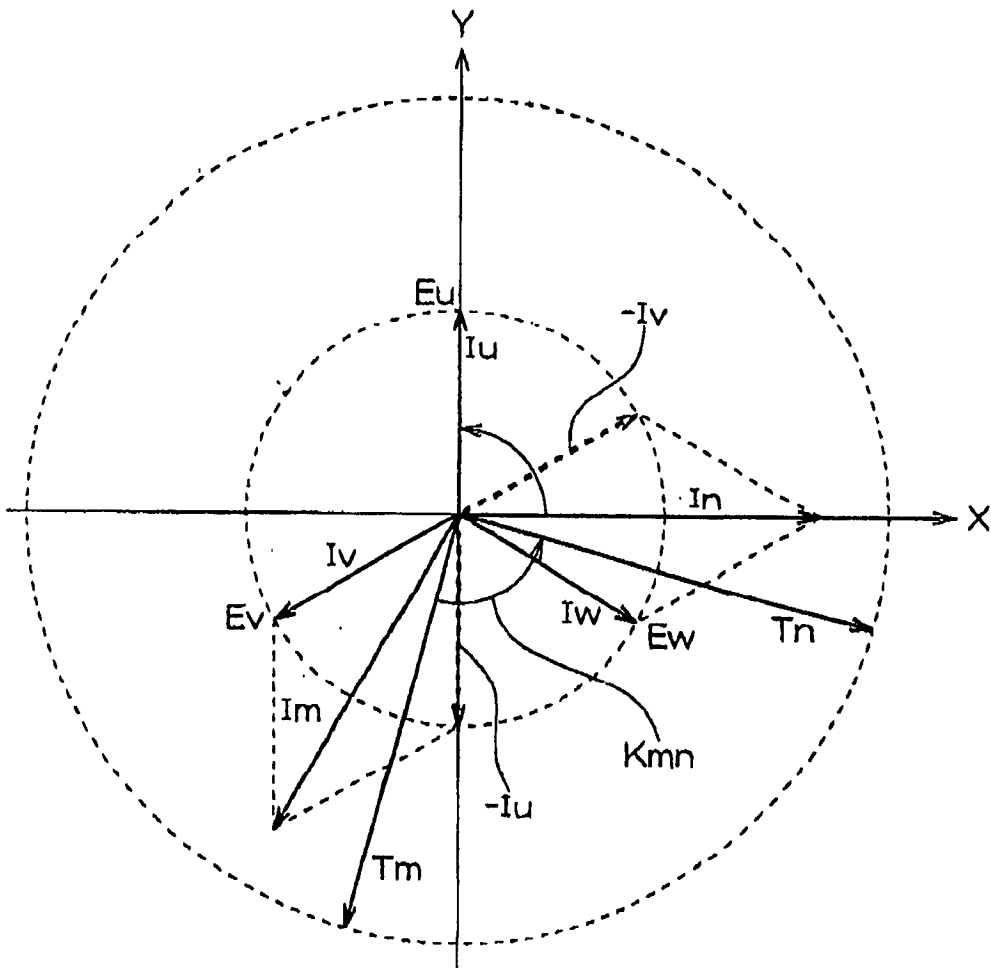


图 44

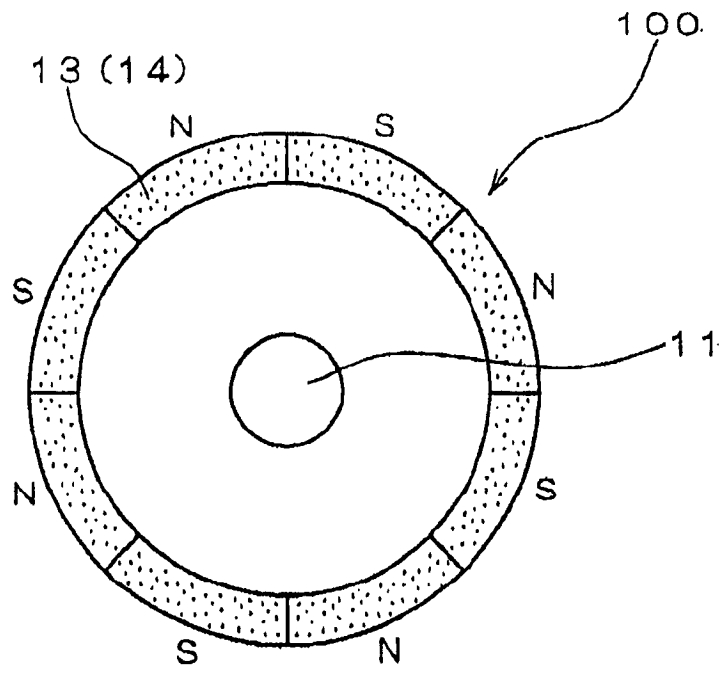


图 45

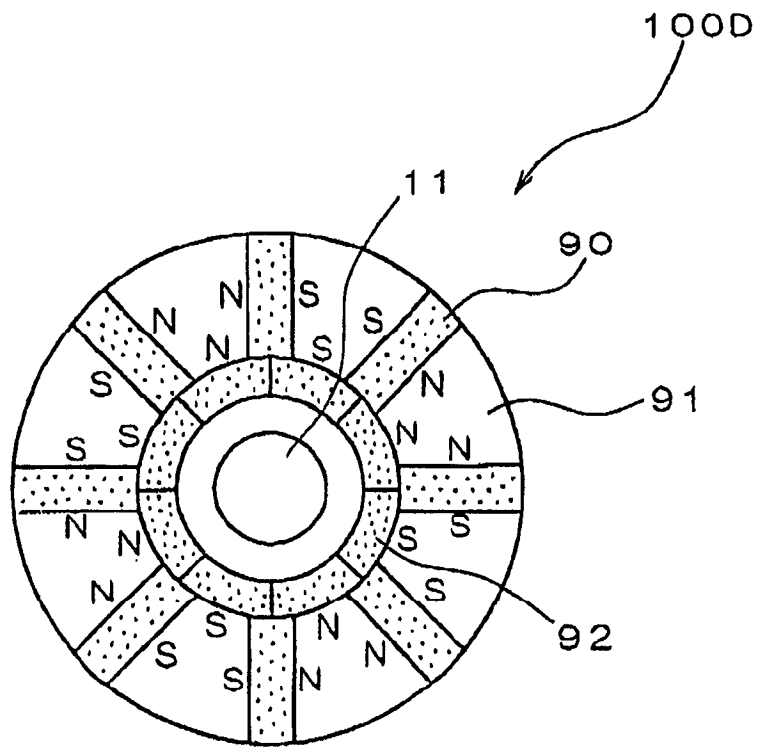


图 46

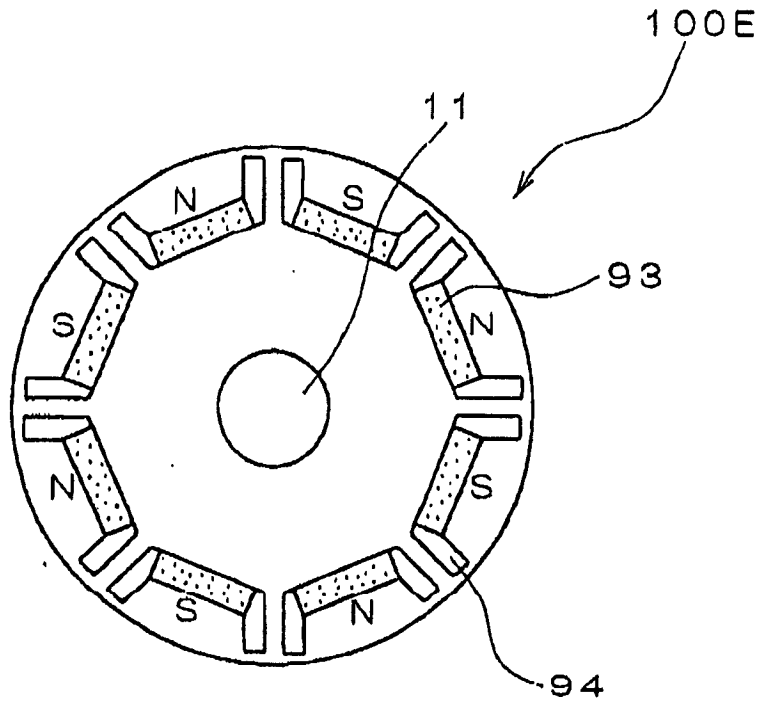


图 47

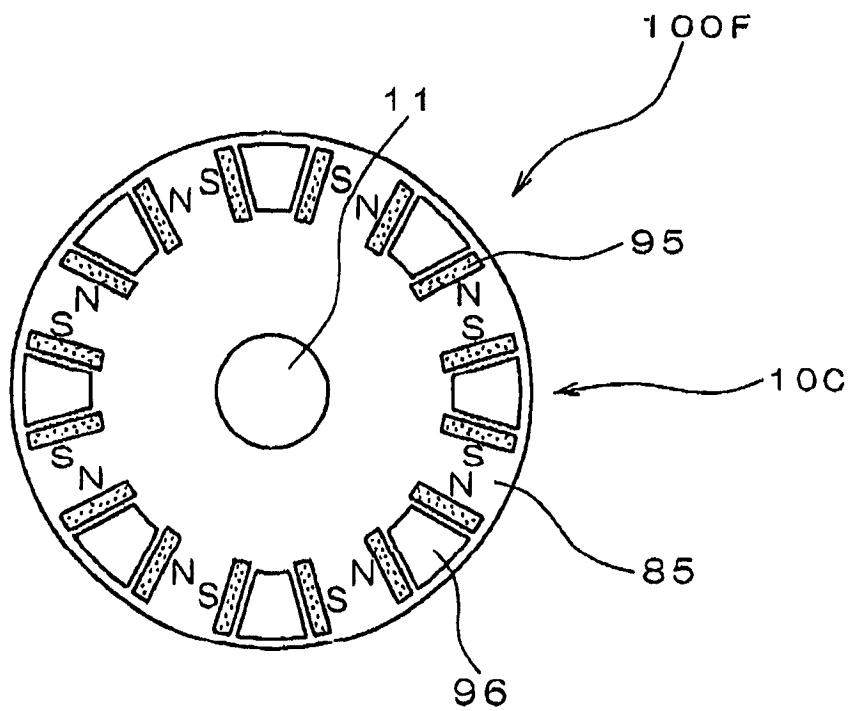


图 48

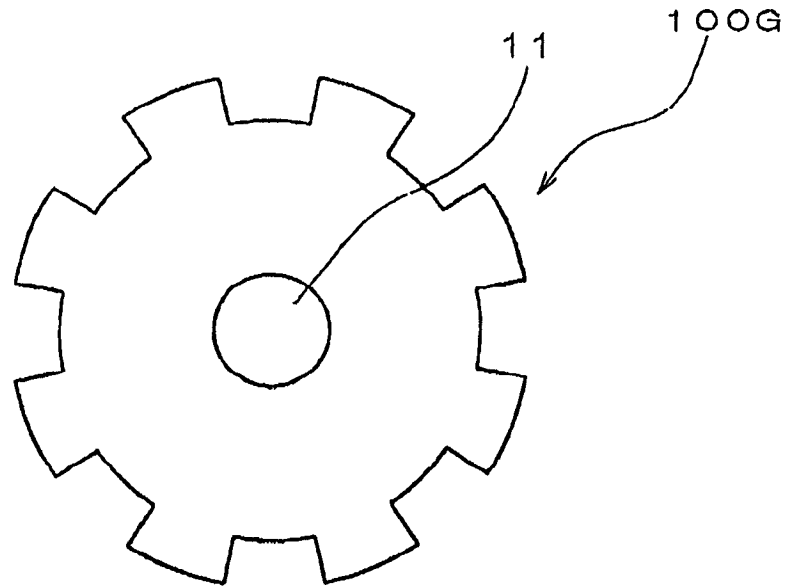


图 49

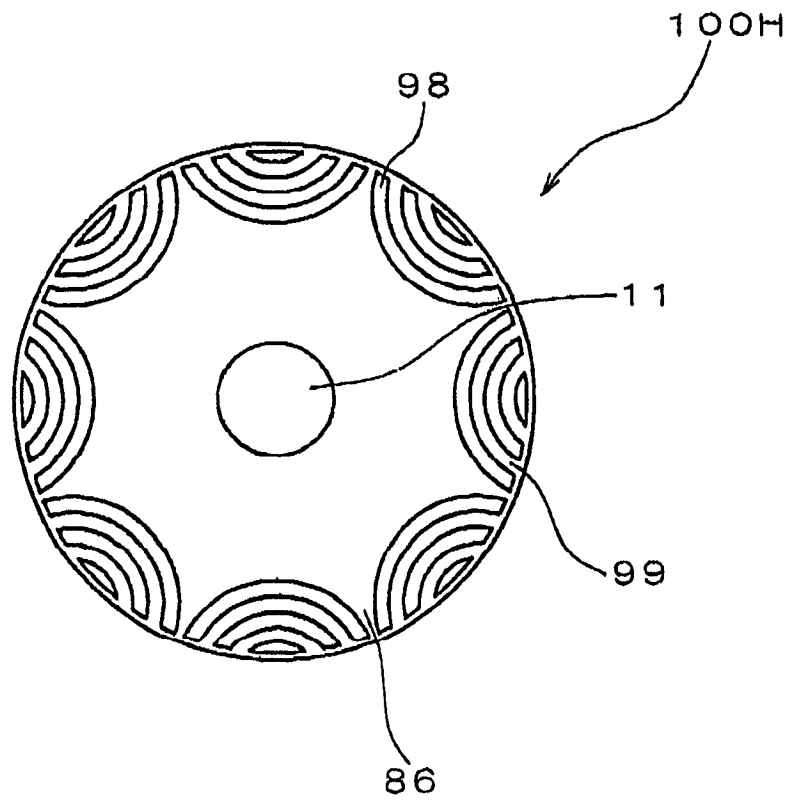


图 50

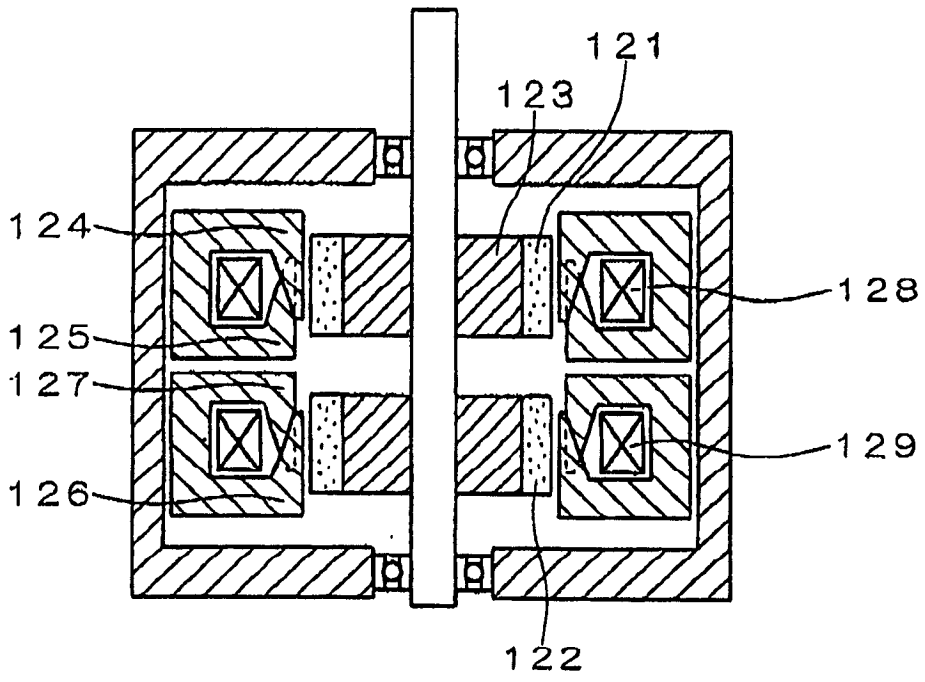


图 51

现有技术

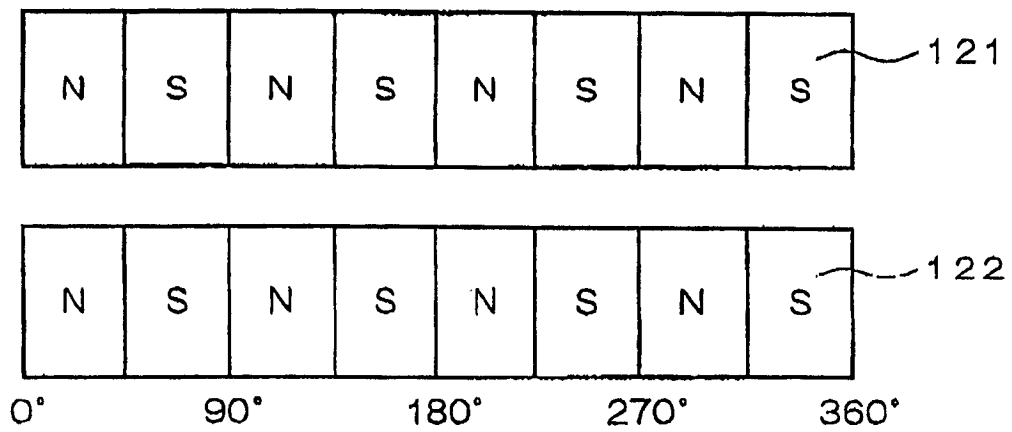


图 52

现有技术

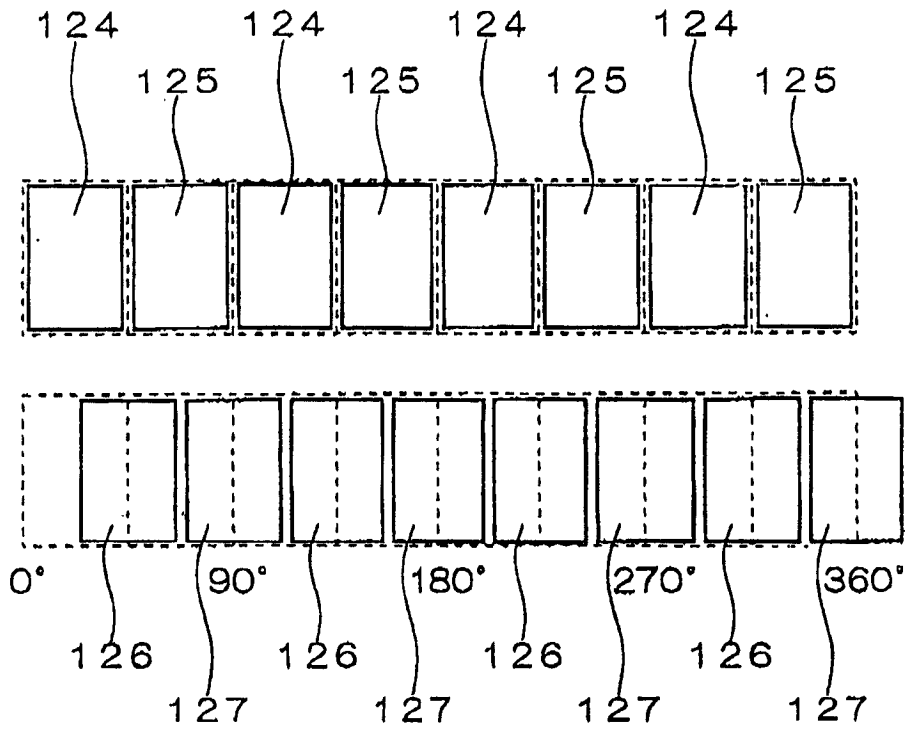


图 53
现有技术