



18 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 **Offenlegungsschrift**
10 **DE 100 34 017 A 1**

51 Int. Cl. 7:
F 16 C 32/04

21 Aktenzeichen: 100 34 017.2
22 Anmeldetag: 13. 7. 2000
43 Offenlegungstag: 18. 1. 2001

DE 100 34 017 A 1

30 Unionspriorität:
11-202267 15. 07. 1999 JP

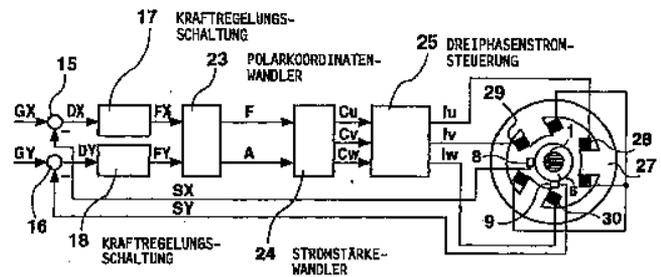
71 Anmelder:
Okuma Corp., Nagoya, Aichi, JP

74 Vertreter:
TER MEER STEINMEISTER & Partner GbR
Patentanwälte, 81679 München

72 Erfinder:
Hayashi, Yasukazu, Aichi, JP

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

- 54 Steuerung für ein magnetisches Lager
- 57 Die Erfindung betrifft eine Steuerung für ein magnetisches Lager, mit der es möglich ist, die Anzahl von Leistungstransistoren zur Stromregelung, und damit die Kosten, zu senken. Schubkraft-Regelungssignale FX, FY für die Richtungen X und Y, wie von Kraftregelungsschaltungen ausgegeben und wie sie auf einen Rotor zusätzlich auszuüben sind, werden in einem Polarkoordinatenwandler (23) einer Umsetzung in Polarkoordinaten unterzogen, um einen die Kraftstärke angegebenden Wert F und ein den Kraftrichtungswinkel angegebenden Wert A zu erhalten. Dann setzt ein Dreiphasenstromstärke-Wandler (24) die Werte F und A in Stromstärken Cu, Cv, Cw für dreiphasige Ströme um, und eine Dreiphasenstrom-Steuerschaltung (25) steuert die den Wicklungen für die drei Phasen zuzuführenden Ströme lu, lv, lw in solcher Weise, dass diese zu den vom Dreiphasenstromstärke-Wandler gelieferten Stromstärken Cu, Cv, Cw für die dreiphasigen Ströme passen, wodurch die drei Polzähne eines Stators (27) erregt werden, um dadurch eine Auslenkung der Achse des Rotors (6) zu kompensieren.



DE 100 34 017 A 1

Die Erfindung betrifft eine Steuerung für ein magnetisches Lager zum Kompensieren einer Auslenkung einer Rotorachse auf kontaktfreie Weise unter Verwendung magnetischer Kräfte, und insbesondere betrifft sie eine verbesserte Regelung der Stärke des Wicklungen zuzuführenden Stroms.

Fig. 2 ist eine perspektivische Ansicht, die den allgemeinen Aufbau eines magnetischen Lagers zeigt. Ein Rotationsmotor 3 sorgt für die Drehung einer Achse 1 mit hoher Drehzahl. Ein magnetisches Lager 4 zur Aufnahme von Schubkräften hält die Achse 1 für konstante Positionierung in der Schubrichtung. Magnetische Lager 2, 5 zur Aufnahme radialer Kräfte halten die Achse 1 an einer konstanten Position in radialer Richtung.

Fig. 3 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau einer herkömmlichen Steuerung für ein magnetisches Lager zum Halten der Achse an einer konstanten Position in radialer Richtung zeigt. In der Zeichnung ist das magnetische Radiallager im Schnitt, gesehen in der Schubrichtung, dargestellt. Der Rotor 6 ist ein durch Auflaminieren ringförmiger Siliciumstahlbleche in der Schubrichtung hergestellter Zylinder, der durch einen Aufschumpfprozess auf der Achse 1 befestigt ist. Der Stator 7 ist durch Auflaminieren von Siliciumstahlblechen in der Schubrichtung hergestellter Zylinder, wobei acht Polzähne äquidistant entlang seinem Innenumfang angeordnet sind. Jeweils zwei benachbarte Zähne bilden ein Paar, so dass bei der Konfiguration dieser Ausführungsform vier Zahnpaare vorhanden sind. Auf jedes Paar ist eine Wicklung 11, 12, 13, 14 aufgewickelt, wodurch vier Elektromagnete gebildet sind. Jeder Wicklung wird ein Strom zugeführt, wodurch der erregte Elektromagnet ein anziehendes Magnetfeld erzeugt, das seinerseits dafür sorgt, dass sich der Rotor 6 in der Richtung des erregten Magnetfelds bewegt.

Positionsdetektoren 8, 9 erfassen die Position des Rotors 6 in der Richtung der X- bzw. Y-Achse, in einem rechtwinkligen Koordinatensystem, und sie geben Positionssignale SX, SY aus. Subtrahierer 15, 16 subtrahieren die jeweiligen Positionssignale SX und SY von Sollpositionssignalen GX, GY für die Richtungen X und Y des Rotors 6, und sie geben entsprechende Subtraktionssignale DX, DY aus, die in jeweilige Kraftregelungsschaltungen 17, 18 eingegeben werden, die ihrerseits Kraftregelungswerte FX, FY für die Richtungen X bzw. Y ausgeben. Diese an den Rotor 6 zu liefernden Kraftregelungswerte FX, FY werden so ausgegeben, dass die Subtraktionssignale null werden sollen. Stromstärkewandler 19, 20 führen eine geeignete Verarbeitung, wie eine Quadratwurzeloperation oder eine Grundschiebkraft-Addition, hinsichtlich der Kraftregelungswerte FX, FY in solcher Weise aus, dass diese in linearer Beziehung zum den Wicklungen zugeführten Strom stehen, wodurch die Kraftregelungswerte FX, FY in Stromstärkesignale CPX, CNX bzw. CPY, CNY umgesetzt werden, die die Stärke des den Wicklungen 11, 13 bzw. 12, 14 zuzuführenden Stroms anzeigen. Stromregelungsschaltungen 21, 22 führen eine Impulsbreitenmodulation zum Ansteuern einer Anzahl in ihnen vorhandener Leistungstransistoren aus, um die den Wicklungen 11, 13 und 12, 14 zuzuführenden Ströme IPX, INX bzw. IPY, INY so einzustellen, dass diese mit den Stromstärkesignalen CPX, CNX bzw. CPY, CNY übereinstimmen.

Im Betrieb kann die in Fig. 3 dargestellte Steuerung für ein magnetisches Lager den Rotor 6 so einstellen, dass seine Positionen in den zwei Richtungen des rechtwinkligen Koordinatensystems jeweils den Sollpositionssignalen GX und GY folgen. Wenn die Sollpositionssignale GX und GY konstant gehalten werden, kann das magnetische Lager als Radiallager zum Eingrenzen der Position des Rotors 6 in radia-

ler Richtung arbeiten.

Jedoch besteht beim herkömmlichen magnetischen Radiallager ein Problem hinsichtlich hoher Kosten, da die Steuerung für das magnetische Lager eine Anzahl teurer Leistungstransistoren zum Einstellen acht unabhängiger Phasen von den vier Elektromagneten zuzuführenden Strömen benötigt.

Ferner sind die Herstellschritte kompliziert, was die Kosten weiter erhöht, da jeder der acht Polzähne bewickelt werden muss.

Noch ferner existiert neben magnetischen Lagern kaum eine Vorrichtung, die die Regelung von acht Phasen von in vier Wicklungen fließenden Strömen benötigt, wobei magnetische Lager beinahe ausschließlich für spezielle Spindeln in Vakuumpumpen oder Werkzeugmaschinen, die sich mit hoher Drehzahl drehen müssen, verwendet werden, so dass kaum eine Kostensenkung wegen hoher Stückzahlen erwartet werden kann. So ergeben sich sehr teure Stromregler. Daher leiden Systeme mit magnetischer Lagerung trotz des hervorragenden Funktionsvermögens bei der Lagerung von sich mit hoher Drehzahl drehenden Bauteilen unter dem Problem hoher Kosten im Vergleich mit einem üblichen Lagerungssystem unter Verwendung von Wälzlager.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine einfach aufgebaute Steuerung für ein magnetisches Lager zu schaffen, um eine Kostensenkung zu erzielen und eine Funktion zu schaffen, wie sie bei der Regelung von Strömen mit acht Phasen erzielt werden kann.

Diese Aufgabe ist durch die Steuerung für ein magnetisches Lager gemäß Anspruch 1 gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen sind Gegenstand abhängiger Ansprüche.

Die obigen und andere Aufgaben, Merkmale und Vorteile der Erfindung werden aus der folgenden Beschreibung des bevorzugten Ausführungsbeispiels in Verbindung mit den beigefügten Zeichnungen besser erkennbar.

Fig. 1 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau einer Steuerung für ein magnetisches Lager gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung zeigt;

Fig. 2 ist eine perspektivische Ansicht, die den allgemeinen Aufbau eines bekannten magnetischen Lagers zeigt; und

Fig. 3 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau einer herkömmlichen Steuerung für ein magnetisches Lager zeigt.

Nachfolgend wird eine Steuerung für ein magnetisches Lager gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der Erfindung unter Bezugnahme auf Fig. 1 beschrieben.

Diese Steuerung dient für ein magnetisches Lager mit Wicklungen, die mit Stern- oder Dreieckschaltung verbunden sind, um dafür zu sorgen, dass drei Polzähne magnetische Flüsse erzeugen, und sie steuert dreiphasige Ströme zum Kontrollieren der Bewegung der Achse in radialer Richtung, um dadurch eine Auslenkung der Achse zu kompensieren. Mit dieser Konfiguration kann eine erfindungsgemäße Steuerung für ein magnetisches Lager ein Funktionsvermögen entsprechend demjenigen erzielen, wie es mit einer Steuerung von acht Phasen von Strömen erzielt wird, wobei jedoch die Anzahl der Stromphasen verringert ist.

Fig. 1 ist ein Blockdiagramm, das den Aufbau eines Ausführungsbeispiels einer erfindungsgemäßen Steuerung für ein magnetisches Lager zeigt, wobei dieses im Querschnitt, gesehen in der Schubrichtung, dargestellt ist. Elemente, die mit herkömmlichen übereinstimmen, tragen dieselben Bezugszahlen wie in Fig. 3, und zu diesen wird hier keine detaillierte Erläuterung wiederholt.

Ein Stator 27 wird durch Auflaminieren magnetischer Materialien, wie Siliciumstahlbleche, in der Schubrichtung hergestellter, wobei drei Polzähne äquidistant entlang dem In-

nenumfang des Stators **27** angeordnet sind. Die drei Zähne des Stators **27** sind jeweils mit einer Wicklung **28, 29, 30** bewickelt, die in Sternschaltung miteinander verbunden sind. Kraft-Regelungssignale F_X , F_Y für die Richtung X und Y, die von der Schubregelung **17, 18** zur Lieferung an den Rotor **6** zugeführt werden, werden auf Grundlage der folgenden Gleichung 1 in einem Polarkoordinatenwandler in Polarkoordinaten (F, A) umgesetzt:

$$F = C \cdot \text{SQRT}(F_X^2 + F_Y^2)$$

$$A = \text{ATAN2}(F_X, F_Y) \quad (1)$$

wobei C ein konstanter Koeffizient ist, SQRT die Quadratwurzelfunktion ist, ATAN2 die inverse Tangensoperation unter Verwendung der Eingabe zweier Variablen ist, die auch über die Funktion einer Berechnung des Neigungswinkels, in Bezug auf eine vorbestimmte Achse, eines Vektors mit den Komponenten F_X und F_Y hat. Der Polarkoordinatenwandler **23** gibt den die Stärke der Kraft anzeigenden Wert F und den den Winkel, in Schubrichtung, ausdrückenden Wert A an einen Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** aus, der als Einrichtung zum Wandeln der Stärke eines dreiphasigen Stroms dient. Der Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** erhält auf Grundlage des folgenden Ausdrucks 2 Werte für die Stromstärke I und die Phase Θ :

$$I = \text{SQRT}(F)$$

$$\Theta = A/2 + \pi n \quad (2)$$

wobei n entweder 0 oder 1 ist. Der Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** wählt zum Berechnen der Werte des Ausdrucks 2 entweder 0 oder 1 für n aus. Genauer gesagt, bewahrt der Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** den bei der vorigen Operation erhaltenen Wert Θ als Θ_p aufrecht, und er berechnet $\Theta_0 - \Theta_p$ und $\Theta_1 - \Theta_p$ unter Verwendung von Θ_0 als Θ für $n = 0$ und Θ_1 für $n = 1$, um als Phase Θ diejenigen der Phasen Θ_0 und Θ_1 auszuwählen, die den kleineren Rest belässt, wenn die Absolutwerte von $\Theta_0 - \Theta_p$ und $\Theta_1 - \Theta_p$ durch π geteilt werden.

Ferner bestimmt der Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** die Stromstärken C_u , C_v , C_w für die drei Phasen auf Grundlage des folgenden Ausdrucks 3:

$$C_u = I \cdot \cos(\Theta)$$

$$C_v = I \cdot \cos(\Theta + 2\pi/3)$$

$$C_w = I \cdot \cos(\Theta + 4\pi/3) \quad (3)$$

Bei Empfang der Stromstärken C_u , C_v , C_w für die dreiphasigen Ströme vom Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** steuert eine Dreiphasenstromsteuerung **25** entsprechende Ströme I_u , I_v , I_w in solcher Weise, dass sie diesen Werten entsprechen, und liefert sie dann an die entsprechende Windung **28, 29, 30**.

Als Nächstes wird der Betrieb eines magnetischen Lagers bei der obigen Stromregelung beschrieben.

Wenn die Ströme I_u , I_v , I_w durch die Wicklungen **28, 29, 30** fließen, werden von den drei Polzähnen Magnetflüsse erzielt, die im Wesentlichen proportional zur Stromstärke sind. Hierbei sind, wenn die Zwischenräume zwischen dem Rotor und den drei Polzähnen gleich sind, magnetische Anziehungskräfte F_u , F_v , F_w , wie sie aufgrund der durch die Polzähne erzeugten Magnetflüsse auf den Rotor **6** wirken, aufgrund der Tatsache, dass die anziehende Magnetkraft proportional zum Quadrat der Magnetflussdichte ist, wie folgt ausgedrückt:

$$F_u = K \cdot I_u^2$$

$$F_v = K \cdot I_v^2$$

$$5 \quad F_w = K \cdot I_w^2 \quad (4)$$

wobei K ein von der Beziehung zwischen der Kraft eines magnetischen Lagers und dem Strom abhängender Proportionalitätskoeffizient ist. Wenn das Zentrum des Rotors **6** als Ursprung festgelegt wird und die Richtung des durch die Wicklung **28** bewickelten Polzahns als X-Achse mit 0° festgelegt wird, sind die X- und die Y-Komponente, oder F_x , F_y , der auf den Rotor **6** wirkenden Kraft durch den folgenden Ausdruck 5 festgelegt:

$$15 \quad F_x = F_u - \{\cos(\pi/3)\}(F_v + F_w) = K(I_u^2 - (I_v^2 + I_w^2)/2)$$

$$F_y = \{\sin(\pi/3)\}(F_v - F_w) = \sqrt{3}K(I_v^2 - I_w^2)/2 \quad (5)$$

Das Obige kann mittels des Ausdrucks 3 wie folgt umgeschrieben werden:

$$20 \quad F_x = (3/4)K \cdot I^2 \cdot \cos(2\Theta)$$

$$F_y = (3/4)K \cdot I^2 \cdot \sin(2\Theta) \quad (6)$$

25

Dieses wiederum kann mittels des Ausdrucks 2 wie folgt weiter umgeschrieben werden:

$$30 \quad F_x = (3/4)K \cdot F \cdot \cos(A + 2\pi n) = (3/4)K \cdot F \cdot \cos(A)$$

$$F_y = (3/4)K \cdot F \cdot \sin(A + 2\pi n) = (3/4)K \cdot F \cdot \sin(A) \quad (7)$$

Durch Modifizierung des Ausdrucks 1 wird das Folgende erhalten:

35

$$\cos(A) = F_X/(F/C)$$

$$\sin(A) = F_Y/(F/C) \quad (8)$$

40

Durch Einsetzen des Ausdrucks 8 in den Ausdruck 7 und durch Verwenden von $(3/4)K = 1/C$ wird der folgende Ausdruck 9 erhalten:

$$45 \quad F_x = F_X$$

50

$$F_y = F_Y \quad (9)$$

55

So ermöglicht die Verwendung des Polkoordinatenwandlers **23**, des Dreiphasenstromstärke-Wandlers **24** und der Dreiphasenstromsteuerung **25** eine Kompensation einer Auslenkung der Achse durch Kontrollieren eines magnetischen Lagers mit drei Wicklungen in Sternschaltung, wie in Fig. 1 dargestellt, auf ähnliche Weise wie bei einer herkömmlichen Steuerung für ein magnetisches Lager unter Verwendung von Strömen mit acht Phasen.

60

Hierbei erfolgt im Dreiphasenstromstärke-Wandler **24** die Auswahl von entweder 0 oder 1, oder einer gerade oder ungeraden Zahl, für n auf solche Weise, dass der kleinere Rest verbleibt, wenn der Absolutwert der Differenz zwischen der Phase Θ und der Phase Θ_p , wie durch die vorige Operation erhalten, durch π geteilt wird. Dies dient zum Verhindern einer plötzlichen Änderung des in den Wicklungen für die drei Phasen fließenden Stroms. D. h., dass, wie es aus dem Ausdruck 3 hervorgeht, zwar die Richtung eines einer Wicklung zuzuführenden Stroms, wenn Θ den Wert $A/2$ aufweist, entgegengesetzt zu der ist, wenn Θ den Wert $A/2 + \pi$ aufweist, jedoch die auf den Rotor **6** wirkende Kraft dieselbe ist, wie es sich aus dem Ausdruck 6 ergibt. Unter Ausnutzung dieser

Tatsache muss, wenn die Steuerung beim Wert $\Theta = A/2$ ausgeführt wird und Θ von einem Winkel geringfügig unter $+\pi$ auf einen Winkel geringfügig über $-\pi$ geändert wird, der der Wicklung auf herkömmliche Weise zugeführte Strom abrupt geändert werden, um Θ von $\pi/2$ auf einen Wert nahe bei $-\pi/2$ zu ändern. Dagegen ermöglicht die Auswahl von n auf die obige Weise das Verhindern einer plötzlichen Änderung des den Wicklungen für die drei Phasen zuzuführenden Stroms, während eine entsprechend große Kraft auf den Rotor **6** ausgeübt wird, wenn Θ von einem Winkel geringfügig unter $\pi/2$ auf einen solchen geringfügig über $\pi/2$ geändert wird.

Es ist zu beachten, dass beim obigen Beispiel die drei Wicklungen zwar in einem Sternmuster verbunden sind, dass jedoch statt dessen ein Dreiecksmuster verwendet werden kann. Auch ist im Ausdruck **3** der den Wicklungen zuzuführende Strom zwar durch die \cos -Funktion ausgedrückt, jedoch kann statt dessen, wenn die Voraussetzungen, wie die als X-Achse dienende Bezugsrichtung, geändert werden, zu den jeweiligen drei Phasen eine konstante Versatzphase addiert werden und/oder es kann die \sin -Funktion verwendet werden.

Bei einer erfindungsgemäßen Steuerung für ein magnetisches Lager kann eine Auslenkung der Rotorachse ohne Verwendung einer Steuerung von Strömen mit acht Phasen kompensiert werden. So können die Anzahl der Phasen zur Stromsteuerung, die Anzahl der Leistungstransistoren und damit die Höhe der Kosten gesenkt werden.

Außerdem ermöglicht, da Steuerschaltungen für dreiphasige Ströme zur Verwendung bei dreiphasiger Motorsteuerung in Massenherstellung erzeugt werden, die Verwendung derartiger Schaltungen eine wesentliche Kostensenkung gegenüber einer derzeitigen Steuerung für ein magnetisches Lager. Darüber hinaus können derartige Schaltungen einfacher hergestellt werden, und die zugehörigen Herstellkosten können gesenkt werden, da die Anzahl der zu bewickelnden Stellen deutlich verringert ist, genauer gesagt, von acht auf drei.

Patentansprüche 40

1. Steuerung für ein magnetisches Lager zur Anbringung an einem solchen, mit einem Stator (**27**) aus magnetischem Material, der mehrere Polzähne aufweist, die mit einem Zwischenraum entlang dem Außenumfang eines Rotors (**6**) aus magnetischem Material angeordnet sind, drei in Sternschaltung oder Dreiecksschaltung verbundenen Wicklungen (**28**, **29**, **30**) zum Erregen der mehreren Polzähne, und einem Achsauslenkungssensor (**8**) zum Erfassen einer Positionsauslenkung des Rotors in zwei zueinander rechtwinkligen Richtungen, wobei diese Steuerung Ströme regelt, die den drei Wicklungen zuzuführen sind, wobei die Steuerung zum Betreiben dieses Lagers mit drei Statorwicklungen eine Dreiphasenstromstärke-Wandlereinrichtung (**24**) zum Berechnen, auf den Empfang eines die Axialpositionsauslenkung in zwei zueinander rechtwinkligen Richtungen anzeigenden Signals hin, dreier Stromstärken für die drei Wicklungen aufweist, um dafür zu sorgen, dass diese eine magnetische Kraft zum Kompensieren der Axialpositionsauslenkung des Rotors erzeugen.
2. Steuerung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Dreiphasenstromstärke-Wandlereinrichtung (**24**) drei Stromstärken I_u , I_v , I_w auf Grundlage der folgenden Ausdrücke berechnet:

$$I_u = F \cdot \cos(\Theta)$$

$$I_v = F \cdot \cos(\Theta + 2\pi/3)$$

$$I_w = F \cdot \cos(\Theta + 4\pi/3)$$

wobei F ein zum Quadrat der Kraftstärke proportionaler Wert ist, A der Richtungswinkel der Kraft ist, n eine nach Wunsch ausgewählte ganze Zahl ist und Θ den Wert $A/2 + n\pi$ aufweist.

3. Steuerung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Dreiphasenstromstärke-Wandlereinrichtung (**24**) den Wert von n so bestimmt, dass beim Dividieren des Absolutwerts der Differenz zwischen Θ_p , wie auf Grundlage der zuletzt eingegebene Axialpositionsauslenkung berechnet, und Θ , wie auf Grundlage der aktuell berechneten Axialpositionsauslenkung berechnet, durch π der kleinste Rest verbleibt.

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

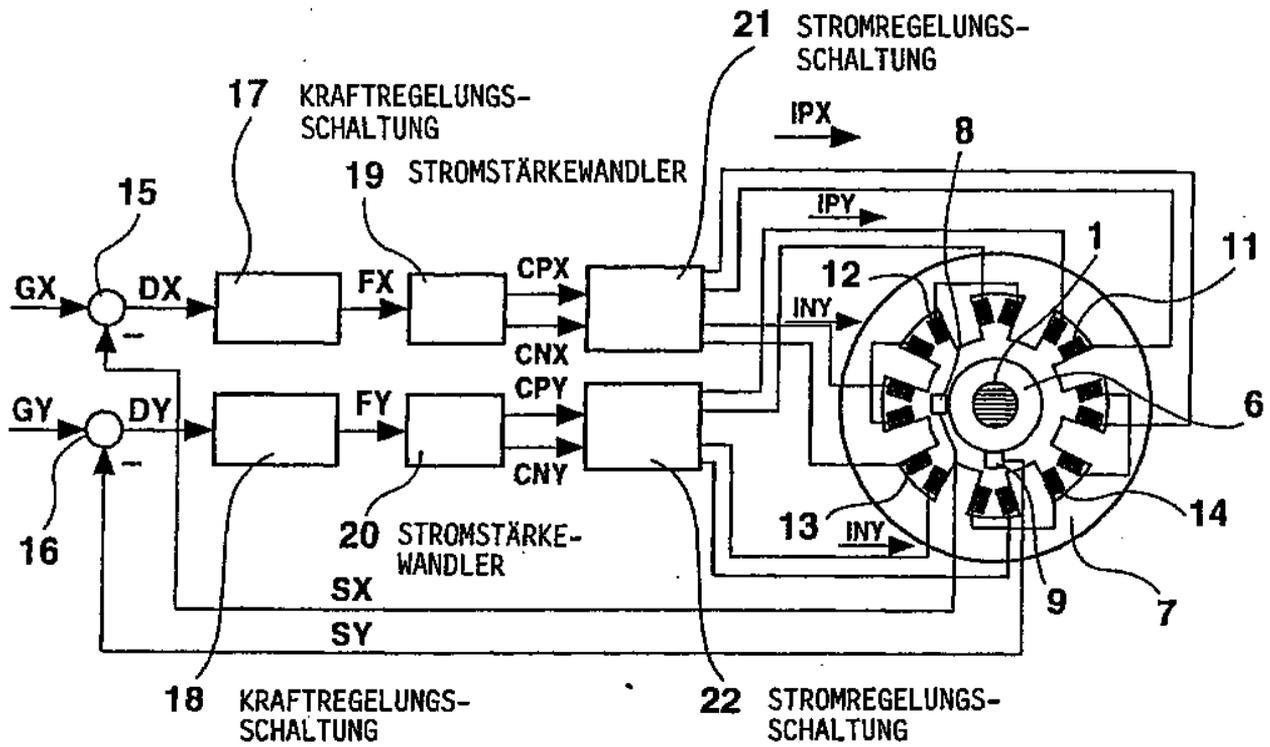


Fig. 3