



(10) **DE 10 2011 087 494 B4** 2021.01.28

(12) **Patentschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2011 087 494.1**  
 (22) Anmeldetag: **30.11.2011**  
 (43) Offenlegungstag: **06.06.2013**  
 (45) Veröffentlichungstag der Patenterteilung: **28.01.2021**

(51) Int Cl.: **G01D 5/24 (2006.01)**  
**G01B 7/30 (2006.01)**  
**G01P 3/483 (2006.01)**

Innerhalb von neun Monaten nach Veröffentlichung der Patenterteilung kann nach § 59 Patentgesetz gegen das Patent Einspruch erhoben werden. Der Einspruch ist schriftlich zu erklären und zu begründen. Innerhalb der Einspruchsfrist ist eine Einspruchsgebühr in Höhe von 200 Euro zu entrichten (§ 6 Patentkostengesetz in Verbindung mit der Anlage zu § 2 Abs. 1 Patentkostengesetz).

(73) Patentinhaber:  
**ifm electronic gmbh, 45128 Essen, DE**

(72) Erfinder:  
**Palata, Jaromir, 88046 Friedrichshafen, DE;**  
**Lamarche, Jean-Luc, Mittelhausbergen, FR**

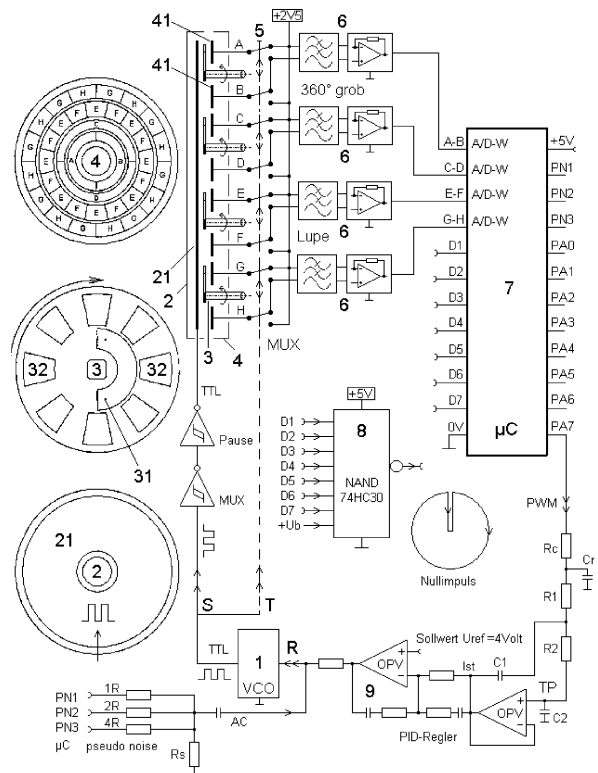
(56) Ermittelter Stand der Technik:

DE	28 53 142	C3
DE	10 2007 038 225	A1
DE	10 2007 058 707	A1
US	6 876 209	B2

US	2010 / 0 222 967	A1
US	5 508 696	A
US	4 719 538	A
EP	1 251 338	A1
WO	89/ 09 927	A1
WO	00/ 63 653	A2

(54) Bezeichnung: **Kapazitiver Sensor zur Lage- oder Bewegungserkennung**

(57) Hauptanspruch: Kapazitiver Drehgeber mit einem Hochfrequenzgenerator (1) zur Erzeugung eines Sendesignals (S), einem ersten Stator (2) mit einer Sendelektrode (21), einem Rotor (3) als Winkelgeber mit einer Rotorelektrode (31, 32) einem zweiten Stator (4) mit Empfangselektrodenpaaren (41), wobei die Verteilung der empfangenen Verschiebungsströme von der Winkelstellung des Rotors (3) beeinflussbar ist, mit vom Sendesignal (S) gesteuerten Schaltmischern (5), integrierenden Strom-Spannungswandlern (6), einer digitalen Auswerteeinheit (7) und/oder analogen Auswerteeinheiten (8) und einem Stellglied (9) zur Beeinflussung der Amplitude und/oder der Frequenz des Hochfrequenzgenerators (1), dadurch gekennzeichnet, dass Empfangselektrodenpaare (41) über Schaltmischer (5) alternierend mit integrierenden Strom-Spannungswandlern (6) verbunden werden und deren Ausgänge mit der digitalen Auswerteeinheit (7) und/oder mit analogen Auswerteeinheiten (8) verknüpf sind.



## Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung betrifft einen kapazitiven Sensor zur Lage- oder Bewegungserkennung gemäß den Merkmalen des Oberbegriffs des Patentanspruchs 1. Weiterhin wird ein Verfahren zum Betreiben eines erfindungsgemäßen kapazitiven Sensors beansprucht.

**[0002]** Kapazitiver Sensoren zur Lage- oder Bewegungserkennung, insbesondere Drehgeber oder auch Drehwinkelgeber, werden hauptsächlich in der Automatisierungstechnik aber auch im Fahrzeugbau als Drehwinkelsensoren eingesetzt, um Winkelstellungen bei Drehbewegungen zu erfassen. Beispiele sind die Lenkwinkelerfassung im Kraftfahrzeug und die Positionserfassung von rotierenden Bauteilen von Maschinen. Man unterscheidet hierbei zwischen Inkremental-Drehgebern und absolut messenden Sensoren.

Beide Sensortypen werden in den verschiedensten Ausführungen unter anderem auch von der Anmelderin hergestellt und vertrieben.

Kapazitive Sensoren werden vor allem wegen ihres einfachen Aufbaus, der damit verbundenen geringen Herstellungskosten, ihres niedrigen Energiebedarfs und ihrer Unempfindlichkeit gegenüber Magnetfeldern geschätzt. Nachteilig ist ihr Driftverhalten, insbesondere der Temperaturdrift und ihre Anfälligkeit gegen elektromagnetische Strahlung wegen der als Empfangsantennen wirkenden Elektroden.

Solche Sensoranordnungen weisen üblicherweise mehrere gegeneinander versetzte meist auf konzentrischen Ringen angeordnete Sendeelektroden und eine gemeinsame oft abgeschirmte Empfangselektrode auf. Ein als Fahne bezeichnetes bewegliches Element, insbesondere ein Rotor, mit einer elektrisch leitfähigen Struktur beeinflusst die Amplitude der seriell übertragenen Signale der Sendeelektroden in Abhängigkeit vom Drehwinkel.

Die elektrisch leitfähige Struktur auf der Fahne muss weder geerdet noch elektrisch mit der Sensorelektronik verbunden sein. Sie verkürzt lediglich den effektiven Plattenabstand.

**[0003]** Aus der US 6 876 209 B2 und der US 2010 / 0 222 967 A1 sind absolute Drehwinkelgeber bekannt, die sich besonders für Automobilanwendungen zur Erfassung der Winkelstellung eines drehbaren Körpers, wie z.B. einer Lenksäule eines Kraftfahrzeugs eignen. Die US 6 876 209 B2 weist einen Drehkondensator auf, deren Sender- und Empfängerselektrodenfläche so bemessen sind, dass eine Winkelbewegung des Rotors eine Kapazitätsänderung auslöst. Der Sensor enthält Mittel zum Messen der induzierten Ladung an den Empfängerselektroden, wodurch die Ladungen die Winkelpositionen des drehbaren Körpers anzeigen.

Ferner ist aus der DE 10 2007 058 707 A1 ein Kapazitätssensor bekannt.

Die EP 1 251 338 A1 zeigt einen kapazitiven Sensor und ein Verfahren zur Messung von vier konzentrisch in zwei Ringen jeweils halbkreisförmig um die Drehachse angeordnete Sendeelektroden auf. Dabei überlappen sich die halbringförmigen Sendeelektroden um 90°. Zwischen dieser unbeweglichen Anordnung und einer ebenfalls unbeweglichen Empfangselektrode ist eine um mindestens 360° verdrehbare Fahne (Rotor) angeordnet, die eine vom Drehwinkel abhängige Änderung der Kapazitätsverteilung zwischen den vier Sendeelektroden und der Empfangselektrode bewirkt. Von einer Steuereinheit werden die vier Sendeelektroden nacheinander mit einem Rechteckgenerator verbunden. An die Empfangselektroden sind ein Messverstärker und danach ein Analog-Digitalwandler angeschlossen. Als ungünstig wird die serielle Abwicklung der Messung angesehen, die sich bei höherer Elektrodenzahl (Lupenfunktion) extrem nachteilig bemerkbar macht. Neben der Verringerung der Schaltfrequenz gehen alle Schwankungen des Sendesignals, aber auch die Drift der Empfangselektronik in das Messergebnis ein.

Die WO 00/ 63 653 A2 (DE 600 16 395 T2) zeigt verschiedene kapazitive Drehwinkelsensoren, die zur Erfassung der Position einer rotierenden Welle dienen.

Sie umfassen entweder einen mehrteiligen Sender und einen einteiligen Empfänger oder einen einteiligen Sender und einen sektorierten Empfänger. Ein an sich bekanntes Grob- und Feinmuster der Elektroden soll die Winkelauflösung erhöhen.

In einer ersten Ausführung in **Fig. 9** sind mindestens 4 Sendeelektroden vorhanden, die durch eine Vier-Phasen-Wechselstromquelle mit einem 10 kHz- Rechtecksignal angeregt werden. Ein als Strom-Spannungswandler ausgeführter Ladungsverstärker verstärkt die vom Drehwinkel abhängigen Verschiebungsströme und bildet das gewichtete Summensignal der vier Erregungsspannungen. Ein von der Wechselstromquelle gesteuerter Aktivgleichrichter erzeugt zwei um 90° gegeneinander versetzte Signale, die als Sinus- und Cosinusfunktion bezeichnet werden. Deren konkreter Verlauf hängt allerdings von der Elektrodenform ab. In einer zweiten Ausführung in **Fig. 10** dieser Druckschrift wird das Sendesignal einer einteiligen Sendeelektrode von vier kreisringsektorförmigen Empfangselektroden (Empfängerquadrantenplatten) erfasst und Strom-Spannungswandlern zugeführt. Paarweise mit deren Ausgängen verbundene Differenzverstärker erzeugen die oben genannten um 90° gegeneinander versetzten vom Drehwinkel abhängigen Sinus- bzw. Cosinussignale. Problematisch ist die Trägerfrequenz von lediglich 10 kHz, weil sie relativ nahe bei den Signalfrequenzen der Drehzahlmessung liegt. Das erfordert insbesondere bei den fein strukturierten Rotoren Tiefpässe höherer Ordnung zur Glättung des Empfangssignals.

Bei höheren Trägerfrequenzen würden Strom-Spannungswandler mit entsprechend hoher Bandbreite

benötigt. Außerdem besteht die Gefahr des kapazitiven Übersprechens zwischen den vier Empfangskanälen, aus denen die Sinus- und Cosinussignale gewonnen werden.

Bei der seriellen Verarbeitung nach **Fig. 9** gehen die Amplitudenschwankungen des Sendesignals und bei der parallelen Verarbeitung nach **Fig. 10** die Toleranzen der Strom-Spannungswandler in das Messergebnis ein.

**[0004]** Die für eine hochgenaue Messung erforderliche Regelung des Sendesignals wird in der DE 10 2007 038 225 A1 gezeigt. Das hierzu benötigte Referenzsignal wird mit Hilfe einer zusätzlichen Referenzelektrode gewonnen. Diese zusätzliche Elektrode benötigt natürlich Sensorfläche und damit Platz auf den Winkelkodierscheiben, der bei manchen Applikationen gar nicht vorhanden ist. Als Ausweg bleibt die sicherlich nachteilige Verkleinerung der für die eigentliche Winkelmessung wirksamen Empfangsfläche.

**[0005]** Aufgabe der Erfindung ist es, einen insbesondere als Drehgeber geeigneten kapazitiven Sensor anzugeben, der störsicher ist und bei geringen äußeren Abmessungen eine hohe Messgenauigkeit besitzt.

**[0006]** Diese Aufgabe wird entsprechend den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst. Die Unteransprüche betreffen die vorteilhafte Ausgestaltung der Erfindung. Weiterhin wird ein Verfahren zum Betreiben eines erfindungsgemäßen kapazitiven Sensors angegeben.

**[0007]** Die wesentliche Idee der Erfindung besteht darin, die phasensynchrone Gleichrichtung und die Differenzbildung unmittelbar an den Empfangselektroden vorzunehmen. Dazu werden die Empfangselektroden paarweise mit Aktivgleichrichtern, bzw. Schaltmischern verbunden. Das Differenzsignal entsteht an deren antiparallel geschalteten Ausgängen. Die dazu verwendeten analogen Multiplexer können das Differenzsignal nicht verfälschen, weil über deren Bahnwiderstand von 2,5 Ohm fällt praktisch keine Spannung abfällt.

Die aus dem o. g. Stand der Technik bekannte Strommessung durch virtuelle Erdung der Empfangselektroden wird also beibehalten. Allerdings erfolgt die Strom-Spannungswandlung vorteilhafterweise erst nach der Gleichrichtung bzw. Mischung und der Differenzbildung. Auf diese Weise haben die nachgeordneten Strom-Spannungswandler nur noch Gleichstrom bzw. die aus der Drehbewegung resultierenden vergleichsweise niederfrequenten Signale zu verarbeiten. Deren Toleranzen, insbesondere die der Widerstände, gehen weniger in das Messergebnis ein. Das Signal-Rausch-Verhältnis kann durch Erhöhung der Arbeitsfrequenz verbessert werden, ohne

dass die Anforderungen an die Bandbreite der Empfangskanäle steigen.

Eine Verkleinerung der wirksamen Elektrodenflächen ist auf diese Weise ebenfalls möglich. So kann der Hohlwellendurchmesser erhöht oder die Baugröße verringert werden. Weil die Spannung an den Eingängen der Strom-Spannungswandler Null beträgt, kann praktisch kein Übersprechen zwischen den Leitungen bzw. Elektroden der Empfangskanäle stattfinden.

**[0008]** Ein zweiter Erfindungsgedanke besteht darin, die Amplitude des Empfangssignals durch Veränderung der Sendefrequenz zu regeln. So kann der Sender mit konstanter Amplitude, beispielsweise mit digitalen Logiksignalen, wie Transistor-Transistor-Logik (TTL), arbeiten.

**[0009]** Ein dritter Erfindungsgedanke besteht darin, das zur Amplitudenregelung benötigte Referenzsignal nicht in der bekannten Weise mit einer Referenzelektrode, sondern rechnerisch durch Summation von Empfangssignalen, insbesondere aus dem Sinussignal und dem Cosinussignal zu gewinnen. Dadurch wird wertvolle Sensorfläche eingespart.

**[0010]** Nachfolgend ist die Erfindung anhand der Zeichnung näher erläutert

**Fig. 1** zeigt die Prinzipschaltung eines erfindungsgemäßen kapazitiven Sensors.

**Fig. 2** zeigt ein etwas detailliertes Ausführungsbeispiel für einen kapazitiven Drehgeber

**Fig. 3** zeigt eine Schaltung zur Gewinnung des Differenzsignals der Empfangselektroden.

**Fig. 4** und **Fig. 5** zeigen die Erzeugung eines Referenzsignals aus den Sensorsignalen

**[0011]** Die **Fig. 1** zeigt einen kapazitiven Sensor zur Lage- oder Bewegungserkennung. Ein Hochfrequenzgenerator **1** (VCO) erzeugt ein Sendesignal **S**, das gleichzeitig als Taktsignal **T** dient. Das durch zwei Inverter verzögerte Sendesignal **S** wird einem Differentialkondensator **10** zugeführt, der aus einem ersten Stator **2**, einem mechanischen Messelement **3** und einem zweiten Stator **4** besteht.

Der Differentialkondensator **10** weist eine Sendeelektrode **21** und zwei Empfangselektroden **41** auf. Das Kapazitätsverhältnis des Differentialkondensators **10** wird vom Messelement **3** (Fahne) durch örtliche Verkürzung des effektiven Plattenabstandes (Luftspalt) beeinflusst.

**[0012]** Das Empfangselektrodenpaar **41** ist mit einem vom Hochfrequenzgenerator **1** (VCO) gesteuerten Schaltmischer **5** verbunden. Hier entsteht ein Differenzsignal **A-B**, welches die Differenz der Verschiebungsströme in den Empfangselektroden **41** repräsentiert.

Bei ruhendem Messelement **3** ist das ein Gleichstromsignal, welches in der Mittelstellung mit zwei identischen Teilkapazitäten des Differentialkondensators **10** zu Null wird.

Das am Schaltmischer **5** entstehende Stromsignal wird zunächst geglättet, um es von Resten des hochfrequenten Sendesignals zu befreien und anschließend in eine Spannung verwandelt. Das geschieht mit Hilfe des integrierenden Strom-Spannungswandlers **6**, der aus einem Tiefpass **6a** und dem eigentlichen Strom-Spannungswandler **6b** besteht.

Diese Spannung ist ein Maß für das vom Messelement **3** abhängige Kapazitätsverhältnis im Differentialkondensator **10**. Nach Digitalisierung und Weiterverarbeitung im Mikrocontroller **7** kann sie als Positions- oder Schaltsignal ausgegeben werden.

Der Mikrocontroller **7** ist über ein Stellglied **9** mit dem Hochfrequenzgenerator **1** verbunden. So kann die Oszillatorfrequenz des VCO über ein pulswidenmoduliertes Signal (PWM) vom Mikrocontroller **7** gesteuert werden. Über ein ebenfalls mit dem Mikrocontroller verbundenes Widerstandsnetzwerk ist zusätzlich eine Frequenzspreizung möglich, die zur Verbesserung der Störfestigkeit und zur Verringerung der Störabstrahlung dient.

**[0013]** Die **Fig. 2** zeigt einen erfindungsgemäßen kapazitiven Drehgeber in einer vereinfachten Darstellung. Der Hochfrequenzgenerator **1**, ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO), erzeugt ein Rechtecksignal von 2 - 4 MHz. Da als Betriebsspannung **5** Volt gewählt wurde, entsteht ein TTL-Signal. Dieses TTL-Signal steuert die Schaltmischer **5** und speist eine auf alle Empfangselektroden **41** wirkende Sendeelektrode **21** auf dem ersten Stator **2**.

Um die Umschaltzeiten der Schaltmischer **5** zu kompensieren und ihnen darüber hinaus noch einen zeitlichen Vorsprung gegenüber den Schaltflanken des Sendesignals zu geben, wird das Sendesignal **S** durch zwei Inverter des Typs 74HC14 um ca. 2 x 12 Nanosekunden verzögert. So schalten Schaltmischer **5** im stromlosen Zustand um.

Als Schaltmischer **5** wurden hier monolithische Analogmultiplexer des Typs ADG749 von Analog Devices eingesetzt. Sie haben einen typischen Durchlasswiderstand  $R_{on} = 2 \text{ Ohm}$ . Die Umschaltung im stromlosen Zustand vermeidet die Temperaturdrift der analogen Multiplexer und verringert so den Einfluss der Umschaltvorgänge auf das Messergebnis. Der Verzicht auf Vorverstärker, d. h. die niederohmige Umschaltung ohne vorherige Verstärkung, vermeidet den Einfluss von Widerstandstoleranzen bei der Differenzbildung. Auf dem zweiten Stator **4** sind Empfangselektroden **A** bis **H** paarweise so angeordnet, dass die sie von den Rotorelektroden **31** und **32** beeinflussbare Differentialkondensatoren bilden. Die Empfangselektrodenpaare **41** sind über Schaltmischer **5** mit den integrierenden Strom-Spannungswandlern **6** verbunden. Die Integrierenden Strom-Spannungswandler **6** sind nur symbolisch dargestellt.

Sie weisen einen Tiefpass und einen entsprechend beschalteten Operationsverstärker auf. Der Eingang des Operationsverstärkers befindet sich virtuell auf Massepotential, so dass eine Strommessung stattfinden kann.

Die Ausgänge der integrierenden Strom-Spannungswandler **6** sind mit dem Mikrocontroller **7** verbunden. Hier werden die Signale digitalisiert und weiter verarbeitet.

**[0014]** Der Rotor **3** besteht vorzugsweise aus einer 1,5 mm starken FR4-Platte. Das Material FR4 ist selbst nicht leitfähig, trägt aber beidseitig leitfähige, vorzugsweise gleichgroße über Durchkontaktierungen jeweils miteinander verbundene Kreisringsektoren. Sie dienen als Rotorelektroden **31** und **32**, weil sie den effektiven Plattenabstand (Luftspalt) zwischen der Sendeelektrode **21** und den Empfangselektrodenpaaren **41** verkürzen. Die Gesamtkapazität der einzelnen Differentialkondensatoren bleibt dabei konstant. Die Drehbewegung verändert lediglich das Verhältnis der beiden Teilkapazitäten der Differentialkondensatoren. Hier sei angemerkt, dass die Darstellung mit vier Rotorwellen zum bessern Verständnis so gewählt wurde. Vorzugsweise ist eine gemeinsame Rotorwelle vorhanden.

**[0015]** Wie man sieht, sind die Elektrodenpaare AB und CD auf dem Stator **4** um  $90^\circ$  zueinander versetzt angeordnet. Man erhält zwei um  $90^\circ$  versetzte Signale, die als Sinus und Cosinus des Drehwinkels bezeichnet werden, obwohl ihre Gestalt von der Elektrodenform abhängt. Anhand der Werte **A-B** und **C-D** kann man eindeutig bestimmen, wo sich die halbringförmige innere Rotorelektrode **31** auf dem die Rotor **3** befindet. Die Genauigkeit ist aber noch nicht ausreichend. Deshalb werden diese Elektrodenpaare nur zur Unterteilung in 8 Kreissectoren verwendet. Die äußeren Kreisringsektoren **E, F, G, H** auf dem Stator **4** dienen zur genaueren Positionsbestimmung (Lupe). Sie werden von den Rotorelektroden **32** auf die beschriebene Weise beeinflusst. Diese Anordnung ist innerhalb von  $45^\circ$  eindeutig. Diese zweistufige Winkelbestimmung anhand der Grob- und Lupe-Signale ist hinlänglich bekannt und nicht Gegenstand der Erfindung.

**[0016]** Das an den Empfangselektroden **41** anliegende Stromsignal wird von den Schaltmischem **5** phasensynchron gleichgerichtet und durch den Tiefpass geglättet. Die antiparallel geschalteten Multiplexerausgänge sorgen für die Differenzbildung. Anschließend wird das Stromsignal in den integrierenden Strom-Spannungswandlern **6** verstärkt und in eine Spannung umgewandelt.

**[0017]** Die Auswertung kann vollständig in einer digitalen Auswerteeinheit **7**, vorzugsweise in einem Mikrocontroller ( $\mu\text{C}$ ) erfolgen. Eine Vor- oder Zwischenverarbeitung in einer oder mehreren analogen Aus-

werteinheiten **8** kann aber von Vorteil sein. Wie gezeigt, kann neben der aktuellen Winkelposition des Rotors **3** bei jeder Umdrehung zusätzlich ein Null-Impuls erzeugt werden. Das geschieht durch die NAND Verknüpfung der Signale D1 bis D7. Diese Verknüpfung kann im Mikrocontroller7, aber auch vorteilhaft in einem NAND-Gatter mit 8 Eingängen vom Typs 74 HC30 geschehen. So wird der Mikrocontroller entlastet und die Anordnung ist als Drehzahlmesser für hohe Drehzahlen geeignet.

Darüber hinaus können wie in der **Fig. 4** gezeigt, die zur Auswertung der Sensorsignale erforderlichen Additionen, Subtraktionen und Vergleichsoperationen, insbesondere die zur Ermittlung eines Referenzsignals aus den Lupensignalen notwendigen Rechenoperationen effizient mit Operationsverstärkern bzw. Komparatoren ausgeführt werden.

**[0018]** Die elektronische Schaltung kann weitgehend temperaturkompensiert ausgeführt werden. So bleiben noch die von der Mechanik, wie Taumeln des Rotors **3**, und von den Medien, wie Wasserdampf und Kondenswasser (Betauung) hervorgerufenen Amplitudenschwankungen zu berücksichtigen.

Eine direkte Amplitudenregelung ist wegen der Festlegung des Sendesignals auf TTL-Pegel nicht möglich bzw. nicht ausreichend.

**[0019]** Da die Differentialkondensatoren frequenzabhängige Widerstände darstellen, kann die Amplitude des Empfangssignals vorteilhaft über die Frequenz des als spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) ausgeführten Hochfrequenzgenerators **1** geregelt werden.

**[0020]** Um die bekannte Referenzelektrode nebst Referenzempfänger einzusparen, und damit Sensorfläche zu gewinnen, wird erfindungsgemäß aus den Signalen der äußeren Kreisringsektoren **E** bis **H** (Lupe) ein Referenzsignal erzeugt und vom Mikrocontroller **7** als pulswidenmoduliertes Signal (PWM-Signal) ausgegeben. Näheres dazu in den **Fig. 4** und **Fig. 5**. Damit dieses Signal als Ist-Regelgröße verwendet werden kann, wird es zunächst integriert, dann in einem im Stellglied **9** mit einem Sollwert verglichen und über einen PID-Regler als Steuerspannung für den Hochfrequenzgenerator **1** (VCO) verwendet.

Eine zu hohe Regelgröße (Amplitude) wird durch Absenkung der Arbeitsfrequenz und eine zu niedrige Regelgröße durch Erhöhung der Arbeitsfrequenz ausgeglichen.

Die mit **PN** x bezeichneten Modulationseingänge am VCO können zur Frequenzspreizung verwendet werden. So wird die aktive und die passive Störfestigkeit des Gerätes verbessert.

**[0021]** Da die Schaltmischer **5** unmittelbar mit den Empfangselektrodenpaaren **41** verbunden sind, erfolgen Gleichrichtung bzw. Mischung mit dem Send-

signal und die Differenzbildung gleichzeitig in einem Schritt. Die integrierenden Spannungswandler **6** müssen nicht mehr die Arbeitsfrequenz des VCO, sondern nur noch die aus der Drehbewegung resultierenden Impulse verarbeiten. So kann die Arbeitsfrequenz gegenüber den bekannten technischen Lösungen erhöht werden, ohne die Anforderungen an das Verstärkungs-Bandbreiteprodukt der Operationsverstärker zu verschärfen.

Arbeitsfrequenzen von 10 MHz erlauben Messkapazitäten im Bereich von Picofarad, ohne dass hochfrequenztaugliche Strom-Spannungswandler **6** erforderlich sind.

Das spart Kosten und erlaubt kleinere Bauformen und/oder eine höhere Messgenauigkeit.

**[0022]** Durch die Erzeugung eines Referenzsignals aus den Messsignalen und dem dadurch möglichen Verzicht auf die bekannte Referenzelektrode wird zusätzlich Rotorfläche frei.

So kann der Rotor weiter verkleinert werden. Dadurch ergeben sich konstruktive Vorteile, beispielsweise die Möglichkeit der Vergrößerung der Hohlwelle. Auf den Referenzempfänger kann vollständig verzichtet werden. Das spart nochmals Kosten und Leiterplattenfläche.

Die aus den Nutzsignalen gewonnene Referenz kann natürlich auch zur rechnerischen Korrektur der Messwerte im Mikrocontroller **7** verwendet werden.

**[0023]** Die **Fig. 3** zeigt eine Schaltung zur Gewinnung der Differenzsignale **A-B** und **C-D** aus den vier inneren Elektroden zur groben Positionsbestimmung. Die Auswertung der äußeren Elektroden **E** bis **H** (Sensorlupe) kann auf die gleiche Weise erfolgen. Diese Signale werden wie bereits erwähnt, in der Literatur als Sinus- bzw. Cosinussignal bezeichnet, obwohl ihre Form von der Geometrie der Elektroden abhängt. Hier handelt es sich um Dreieckssignale. Der Hochfrequenzgenerator **1** (VCO) speist die Sendelektrode des Differentialkondensators **10** mit geringfügig gegenüber dem Taktsignal **T** verzögerten Sendepulsen **S**.

Die beiden Empfangselektroden A und B sind jeweils einem Analogmultiplexer verbunden. Der hier gezeigte ADG749 von Analog Devices kann bei einer Einschaltzeit typisch 20 ns und einer Abschaltzeit von nur 6 ns Signale bis etwa 10 MHz problemlos verarbeiten. Für noch höhere Arbeitsfrequenzen werden Dioden-Ringmischer erforderlich.

Die Analogmultiplexer ADG749 arbeiten als Schaltmischer **5**. Sie sind so beschaltet, dass die Elektroden A und B abwechselnd mit der halben Betriebsspannung oder mit dem invertierenden Eingang desselben Strom-Spannungswandlers **6** verbunden sind. Während die Elektrode A mit der halben Betriebsspannung beaufschlagt wird, ist die Elektrode B mit einem 10 nF Kondensator verbunden und umgekehrt. So werden die Verschiebungsströme der Elek-

troden in den beiden 10 nF-Glättungskondensatoren gesammelt.

Die halbe Betriebsspannung definiert das Nullpotential. Durch die phasenrichtige Steuerung der Analogmultiplexer durch den Takt **T** wird den Strom-Spannungswandlern **6** ein Gleichstromsignal zugeführt, das über einen Gegenkopplungswiderstand von 100 k $\Omega$  in die Ausgangsspannung  $U(\mathbf{A-B})$  umgewandelt wird. Der Strom-Spannungswandler **6** ist so beschaltet, dass er Tiefpasseigenschaften aufweist. Deshalb kann man ihn auch als integrierenden Strom-Spannungswandler bezeichnen. So wird das Signal der Schaltmischer **6** zusätzlich geglättet. Die Gegenkopplungskapazität von 1 nF dient zur Stabilisierung.

**[0024]** An dieser Stelle wird der Erfindungsgedanke, die phasensynchrone Gleichrichtung ohne temperaturabhängige Diodengleichrichter und die Differenzbildung unmittelbar an den Empfangselektroden ohne toleranzbehaftete Widerstände vorzunehmen, deutlich.

Die Glättungskondensatoren werden ständig gegen virtuelles Massepotential entladen.

**[0025]** Die **Fig. 4** zeigt weitere Schaltungsdetails. Auf der linken Seite wird das Referenzsignal gewonnen. Dazu werden die Beträge der symmetrisch zur halben Betriebsspannung ( $U_b/2$ ) verlaufenden Signale **E-F** und **G-H** der Sensorlupe („Cosinus“ und „Sinus“) erzeugt und zur halben Betriebsspannung addiert. Das geschieht mit Hilfe eines optionalen Inverters in folgender Weise:

Ein erster Komparator vergleicht das Signal **E-F** mit der halben Betriebsspannung. Liegt es darüber, schaltet der Ausgang des ersten Analogmultiplexer ADG749 auf halber Betriebsspannung und der angeschlossene erste Operationsverstärker wird zum Inverter (invertierender Verstärker). Es entsteht ein negatives Ausgangssignal, das nach einer weiteren Invertierung einen positiven Beitrag zum Referenzsignal liefert.

Liegt das Signal **E-F** unterhalb der halben Betriebsspannung, schaltet der Ausgang des ersten Komparators auf Betriebsspannung und der Analogmultiplexer ADC749 schaltet um. Nun ist der positive Eingang des Operationsverstärkers frei und er wird zum Folger (nichtinvertierenden Verstärker). Die Beschaltung wurde hier so gewählt, dass der Verstärkungsfaktor in beiden Fällen **1** beträgt. Das ist allerdings nicht erfindungswesentlich. So liefert auch die andere Halbwelle einen positiven Beitrag zum Referenzsignal. Auf diese Weise wird das durch die Differenzbildung **E-F** entstandene Dreieckssignal „hochgeklappt“, so dass ein mit der halben Betriebsspannung vorgespanntes Dreieckssignal der doppelten Frequenz entsteht. Die verbleibenden Lücken werden durch das um 90° phasenverschobene auf die gleiche Weise ver-

arbeitete „Sinussignal“ **G-H** ausgefüllt, so dass eine von der Drehbewegung unabhängige, die Empfangsamplitude repräsentierende Gleichspannung entsteht, die erfindungsgemäß vorteilhaft als Referenzsignal verwendet werden kann. Weiterhin wird die zur groben Positionsbestimmung mit 8 Sektoren erforderliche logische Verknüpfung der beiden Differenzsignale **A-B** und **C-D**, der Grobsignale **A-B** und **C-D** gezeigt, die natürlich auch im Mikrocontroller **7** erfolgen kann. So wird er aber entlastet.

**[0026]** Die zeitliche Auflösung der gezeigten Anordnung reicht für mittlere Drehzahlen aus. Eine logische Verknüpfung der digitalen Signale D1 bis D7 von allen 7 Komparatoren in einem NAND-Gatter liefert einen schmalen Null-Impuls pro Umdrehung. Auch das kann durch Software geschehen.

Bei sehr hohen Drehzahlen ist keine genaue Winkel-Bestimmung mehr notwendig, sondern ein Null-Impuls pro Umdrehung ausreichend. Durch den Einsatz des NAND-Gatters können die Anforderungen an die Arbeitsgeschwindigkeit des Mikrocontrollers verringert werden.

**[0027]** Die **Fig. 5** verdeutlicht die Erzeugung des Referenzsignals. Die beiden um 90° versetzten mit „sin“ und „cos“ bezeichneten Differenzsignale **G-H** und **E-F** (Lupensignale) werden von den in der **Fig. 4** dargestellten optionalen Invertern an der Mittelachse (2,5 V) gespiegelt, d. h. „hochgeklappt“ und anschließend aufsummiert. Wie man sieht, füllen die in beiden Kanälen und damit doppelt vorhandenen mit „a +b“ bezeichneten Flächen die Lücken zwischen den Flächen „a“ und „b“ aus, so dass eine von der aktuellen Rotorstellung unabhängige Gleichspannung, die Referenzspannung  $U_{ref}$  entsteht. Weiterhin erkennt man, dass eine dreieckige Signalform hier besonders günstig ist. So ergibt sich für Winkel  $w$  zwischen 0° und 90° die einfache Beziehung:  $w = 90^{\circ} \cdot (\sin(w) - U_b/2) / (U_{ref} - U_b/2)$ .

Andere Signalformen, insbesondere Sinussignale, sollen aber nicht ausgeschlossen werden.

**[0028]** Die vorliegende Erfindung betrifft einen kapazitiven Sensor zur Lage- und/oder Bewegungserkennung, insbesondere einen Drehgeber mit einem Differentialkondensator **10**. Er weist zwei durch ein Messelement **3** gegensinnig beeinflussbare Teilkapazitäten auf. Diese bestehen aus einer von einem Hochfrequenzgenerator **1** gespeisten gemeinsamen Sendeelektrode **21** und mindestens zwei Empfangselektroden **41**. Die Empfangselektroden **41** sind jeweils direkt mit einem Schaltmischer **5** verbunden. Dem Schaltmischer **5** ist ein integrierender Strom-Spannungswandler **6** nachgeschaltet. Er dient auch als Tiefpass zur Glättung des am Schaltmischer **5** entstehenden Differenzsignals. Der Strom-Spannungswandler **6** wandelt den Verschiebungsstrom der Empfangselektrode **41** in ein Spannungssi-

gnal um. Das vom integrierenden Strom-Spannungswandler **6** ausgegebene Signal repräsentiert die Differenz der Teilkapazitäten des Differentialkondensators **10** und ist somit ein Maß für die Stellung des Messelements **3**.

**[0029]** Eine bevorzugte Ausgestaltung der Erfindung betrifft einen kapazitiven Drehgeber mit einem Hochfrequenzgenerator **1** zur Erzeugung eines Sendesignals **S**, dessen Frequenz und Amplitude wesentlich für das Messergebnis sind. Das Sendesignal **S** wird einem Differentialkondensator zugeführt, auf dessen ersten Stator **2** sich die Sendeelektrode **21** befindet. Auf einem zweiten Stator **4** sind Empfangselektrodenpaare **41** derart angeordnet, dass eine Rotorelektrode **31** auf einem Rotor **3**, der als Winkelgeber dient, die Verteilung der Verschiebungsströme der Empfangselektrodenpaare **41** abhängig von der Winkelstellung des Rotors **3** gegensinnig beeinflusst. Die Empfangselektrodenpaare **41** sind mit einem synchron zum Sendesignal **S** wirkenden Schaltmischer **5** verbunden. Ein integrierender Strom-Spannungswandler **6** wandelt den empfangenen Strom in eine Spannung um. Diese wird einer digitalen Auswerteeinheit **7** und in vorteilhafter Weise auch analogen Auswerteeinheiten **8** zugeführt. Ein Stellglied **9** dient zur Beeinflussung der Amplitude oder der Frequenz des Hochfrequenzgenerators **1** in einem Regelkreis zur Regelung der Empfangsamplitude. Die Empfangselektrodenpaare **41** werden über die Schaltmischer **5** alternierend mit den integrierenden Strom-Spannungswandlern **6** verbunden. Hier erfolgt mit der Gleichrichtung auch eine Subtraktion der beiden von dem betreffenden Elektrodenpaar **41** empfangenen Verschiebungsströme. Die Ausgänge der integrierenden Strom-Spannungswandler **6** sind mit der digitalen Auswerteeinheit **7** und/oder mit analogen Auswerteeinheiten **8** verknüpft. Die analogen Auswerteeinheiten **8** ermöglichen die schnelle Ausführung von einfachen Rechenoperationen zur Auswertung der Sensorsignale. Die Auswertung umfasst zunächst eine grobe Positionsbestimmung anhand der Signale der Elektroden A bis D, die bereits eine eindeutige Winkelstellung liefert. Die Elektroden **E** bis **H** dienen zur Feinauswertung (Lupe) zur genaueren Positionsbestimmung.

**[0030]** In einer vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen kapazitiven Drehgebers werden die von der Winkelstellung des Rotors **3** beeinflussten dielektrischen Verschiebungsströme in den Empfangselektrodenpaaren **41** statt einer Referenzelektrode als Hauptbestandteil der Stellgröße für das Stellglied **9** zur Regelung der Empfangsamplitude genutzt.

In einer speziellen Ausgestaltung erfolgt die Regelung der Empfangsamplitude durch Änderung der Frequenz des Sendesignals **S**. Das ist möglich, weil die Messkapazitäten frequenzabhängige Widerstände aufweisen. Der wesentliche Vorteil besteht dar-

in, dass die Sendeamplitude konstant gehalten werden kann. Die Sendeelektrode wird vorteilhaft mit einem Logikpegel, beispielsweise einem zur Transistor-Transistor-Logik (TTL) kompatiblen Signal angesteuert. So können die Schaltmischer **5** (gesteuerte Gleichrichter) parallel zur Sendeelektrode **21** mit dem Sendesignal **S** angesteuert werden.

Weiterhin ist es vorteilhaft die Sendesignale um eine definierte Zeitspanne gegenüber dem Umschaltsignal für den Schaltmischer **5** zu verzögern. Dazu können die Schaltzeiten von zwei in der Sendeleitung hintereinander geschalteten Logikgattern genutzt werden (**Fig. 2**).

In einer weiteren Ausgestaltung der Erfindung kann bei jeder Umdrehung ein Nullsignal generiert werden. Das kann durch die NAND Verknüpfung der Signale D1 bis D7 im Mikrocontroller **7** geschehen. Vorteilhaft wird ein NAND-Gatter des Typs 74HC30 mit 8 Eingängen eingesetzt, dessen Ausgang bei jeder vollen Umdrehung ein Signal abgibt.

**[0031]** Das erfindungsgemäße Verfahren umfasst den Betrieb der beschriebenen Anordnung. Ein kapazitiver Sensor, der einen Differentialkondensator mit einer Sendeelektrode **21** und mindestens einem Empfangselektrodenpaar **41** aufweist, wird mit Wechselspannung im Bereich von 1 bis 100 MHz beaufschlagt.

Die Kapazitäten des Differentialkondensators werden vom Messelement **3** gegensinnig beeinflusst. Vorzugsweise verkürzt das Messelement **3** den effektiven Plattenabstand.

Zur Messung der dielektrischen Verschiebungsströme sind die Empfangselektrodenpaare **41** mit einem Schaltmischer **5** verbunden. Vorteilhaft wird hier ein phasensynchron zum Sendesignal arbeitender Schaltmischer eingesetzt. Dessen Ausgangstrom wird geglättet und niederohmig gemessen. Dazu wird er einem auf virtuellem Massepotential befindlichen Strom-Spannungswandler **6** zugeführt. Weil der Eingang des integrierenden Strom-Spannungswandlers **6** wechselstrommäßig auf Masse liegt, werden auch die Empfangselektroden virtuell mit Masse verbunden. So erfolgt eine echte Strommessung. Weil die Eingangsspannung wegen der virtuellen Erdung Null wird, kann kein kapazitives Übersprechen stattfinden. Da der Schaltmischer **5** direkt mit den Empfangselektrodenpaaren **41** verbunden ist, erfolgt die Gleichrichtung / Mischung mit dem Sendesignal und die Differenzbildung in einem gemeinsamen Schritt. Dem integrierenden Spannungswandler **6** werden niederfrequente Stromimpulse zugeführt. Damit muss er nicht hochfrequenztauglich sein.

In einer vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird die Amplitude des Empfangssignals durch Veränderung der Sendefrequenz geregelt. Der Vorteil besteht darin, dass die Sendeamplitude konstant auf TTL-Pegel bleiben kann.

In einer weiteren Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens wird ein Referenzsignal zur Am-

plitudenregelung durch Summation der Empfangssignale bzw. der invertierten Empfangssignale gewonnen. Insbesondere werden dazu die um 90° zueinander versetzten Sinus- und Cosinusignale der flächenmäßig größeren Empfangselektroden **E bis H** der Lupe ausgewertet. Das mit einer analogen Auswerteeinheit **8** und/oder im Mikrocontroller **7** erzeugte Referenzsignal kann zur Amplitudenregelung oder zur Bewertung des Empfangssignals verwendet, oder an eine übergeordnete Steuereinheit übergeben werden.

#### Bezugszeichenliste

<b>1</b>	Hochfrequenzgenerator, spannungsgesteuerter Oszillator (VCO)
<b>2</b>	Erster Stator
<b>3</b>	Rotor (Fahne), Messelement
<b>4</b>	Zweiter Stator
<b>5</b>	Schaltmischer (gesteuerter Gleichrichter)
<b>6</b>	Integrierender Strom-Spannungswandler
<b>6a</b>	Integrator
<b>6b</b>	Strom-Spannungswandler
<b>7</b>	Digitale Auswerteeinheit (Mikrocontroller)
<b>8</b>	Analoge Auswerteeinheit (Komparator, Differenzverstärker)
<b>9</b>	Stellglied
<b>10</b>	Differentialkondensator
<b>21</b>	Sendeelktrode
<b>31</b>	Innere Rotorelektrode (grob)
<b>32</b>	Äußere Rotorelektrode (fein)
<b>41</b>	Empfangselektrodenpaar
<b>A bis H</b>	Empfangselektroden
<b>PN x</b>	Modulationseingang bzw. Ausgang
<b>R</b>	Regelsignal
<b>S</b>	Sendesignal
<b>T</b>	Taktsignal
<b>TP</b>	Tiefpass
<b>w</b>	Winkel

#### Patentansprüche

1. Kapazitiver Drehgeber mit einem Hochfrequenzgenerator (1) zur Erzeugung eines Sendesignals

(S), einem ersten Stator (2) mit einer Sendeelektrode (21), einem Rotor (3) als Winkelgeber mit einer Rotorelektrode (31, 32) einem zweiten Stator (4) mit Empfangselektrodenpaaren (41), wobei die Verteilung der empfangenen Verschiebungsströme von der Winkelstellung des Rotors (3) beeinflussbar ist, mit vom Sendesignal (S) gesteuerten Schaltmischem (5), integrierenden Strom-Spannungswandlern (6), einer digitalen Auswerteeinheit (7) und/oder analogen Auswerteeinheiten (8) und einem Stellglied (9) zur Beeinflussung der Amplitude und/oder der Frequenz des Hochfrequenzgenerators (1), **dadurch gekennzeichnet**, dass Empfangselektrodenpaare (41) über Schaltmischer (5) alternierend mit integrierenden Strom-Spannungswandlern (6) verbunden werden und deren Ausgänge mit der digitalen Auswerteeinheit (7) und/oder mit analogen Auswerteeinheiten (8) verknüpft sind.

2. Kapazitiver Drehgeber nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die von der Winkelstellung des Rotors (3) beeinflussten dielektrischen Verschiebungsströme in den Empfangselektrodenpaaren (41) Bestandteil der Stellgröße des Stellgliedes (9) sind.

3. Kapazitiver Drehgeber nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass eine Regelung der Empfangsamplitude durch Änderung der Frequenz des Sendesignals (S) erfolgt.

4. Kapazitiver Drehgeber nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Sendesignal (S) um eine definierte Zeitspanne gegenüber dem Umschaltsignal für den Schaltmischer (5) verzögert ist.

5. Kapazitiver Drehgeber nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass nach jeder Umdrehung ein Nullsignal erzeugt wird.

6. Verfahren zum Betreiben eines kapazitiven Sensors nach einem der vorhergehenden Ansprüche, **gekennzeichnet durch** folgende Verfahrensschritte:

- Beaufschlagen eines eine Sendeelektrode (21) und ein Empfangselektrodenpaar (41) aufweisenden als kapazitiven Messwertaufnehmer wirkenden Differentialkondensators (10) mit Wechselspannung von 1 bis 100 MHz.

- Gleichrichtung der in den Empfangselektrodenpaaren (41) entstehenden dielektrischen Verschiebungsströme mit einem unmittelbar mit den Empfangselektroden (41) verbundenen Schaltmischer (6) bei gleichzeitiger Bildung eines Differenzsignals.- Glättung des Ausgangstroms.

- Strommessung mit einem Strom-Spannungswandler (6), dessen Eingang virtuell auf Massepotential liegt.



- Verstärkung und Auswertung des vom Strom-Spannungswandler (6) erzeugten Signals, wobei die Amplitude des Empfangssignals durch Veränderung der Frequenz des Sendesignals (S) geregelt wird, wobei die Sendeamplitude konstant bleiben und der Sender mit konstanter Amplitude mit digitalen Logiksignalen arbeiten kann.

7. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Ist-Regelgröße für die Amplitudenregelung durch Summation aus Empfangssignalen gewonnen wird.

8. Verfahren nach Anspruch 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass ein Referenzsignal durch Summation von Empfangssignalen und invertierten Empfangssignalen gewonnen wird.

Es folgen 5 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

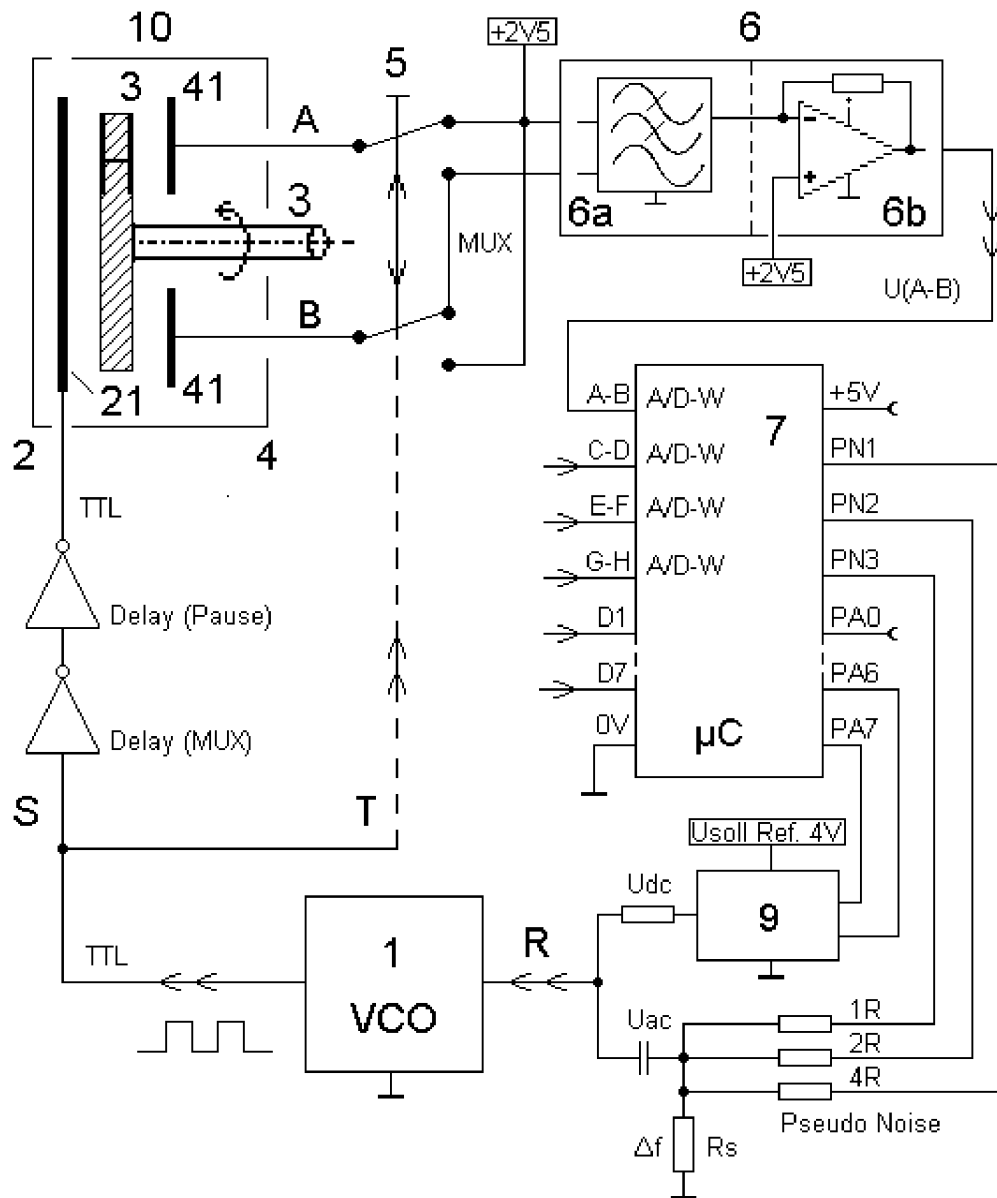


Fig. 1

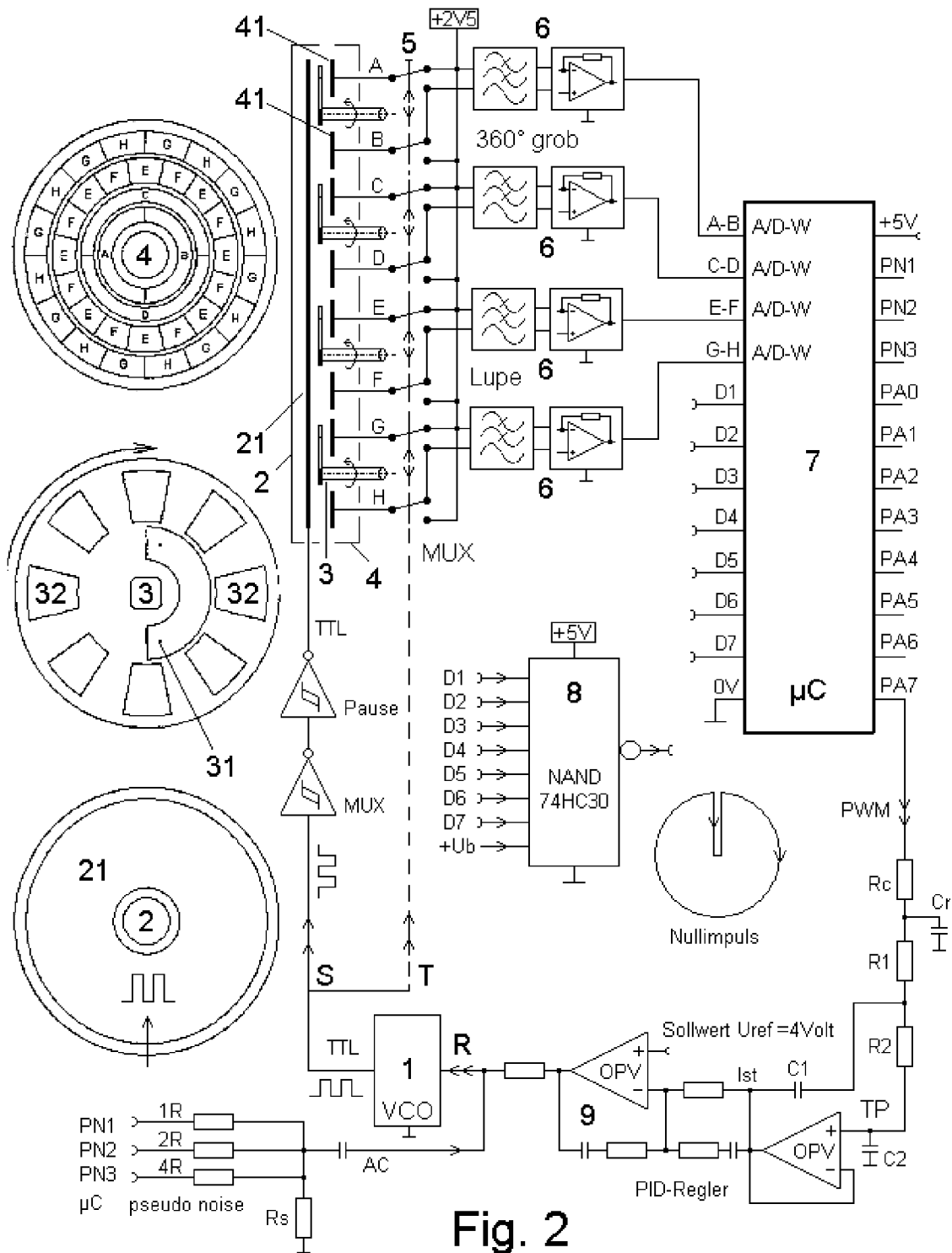


Fig. 2

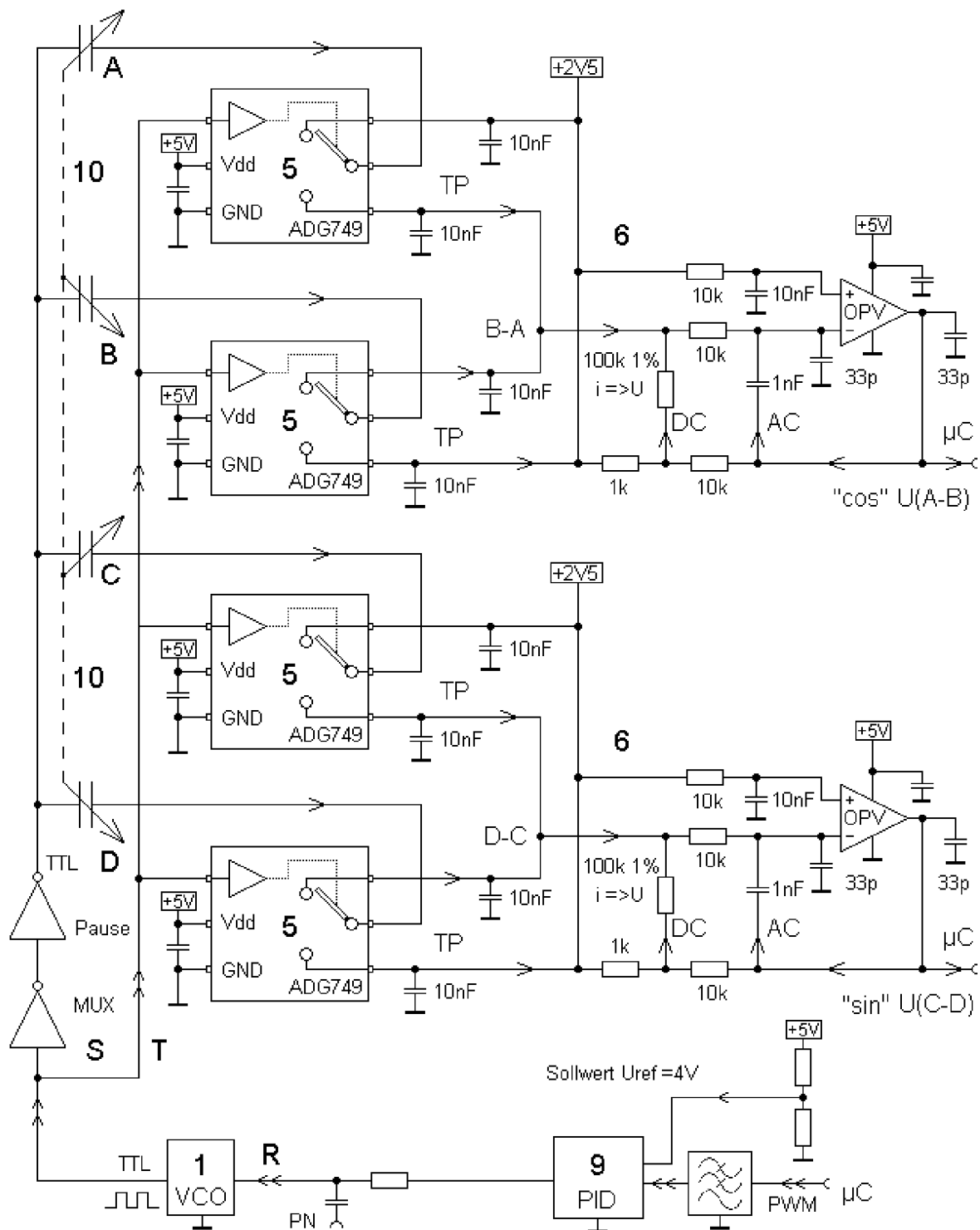


Fig. 3

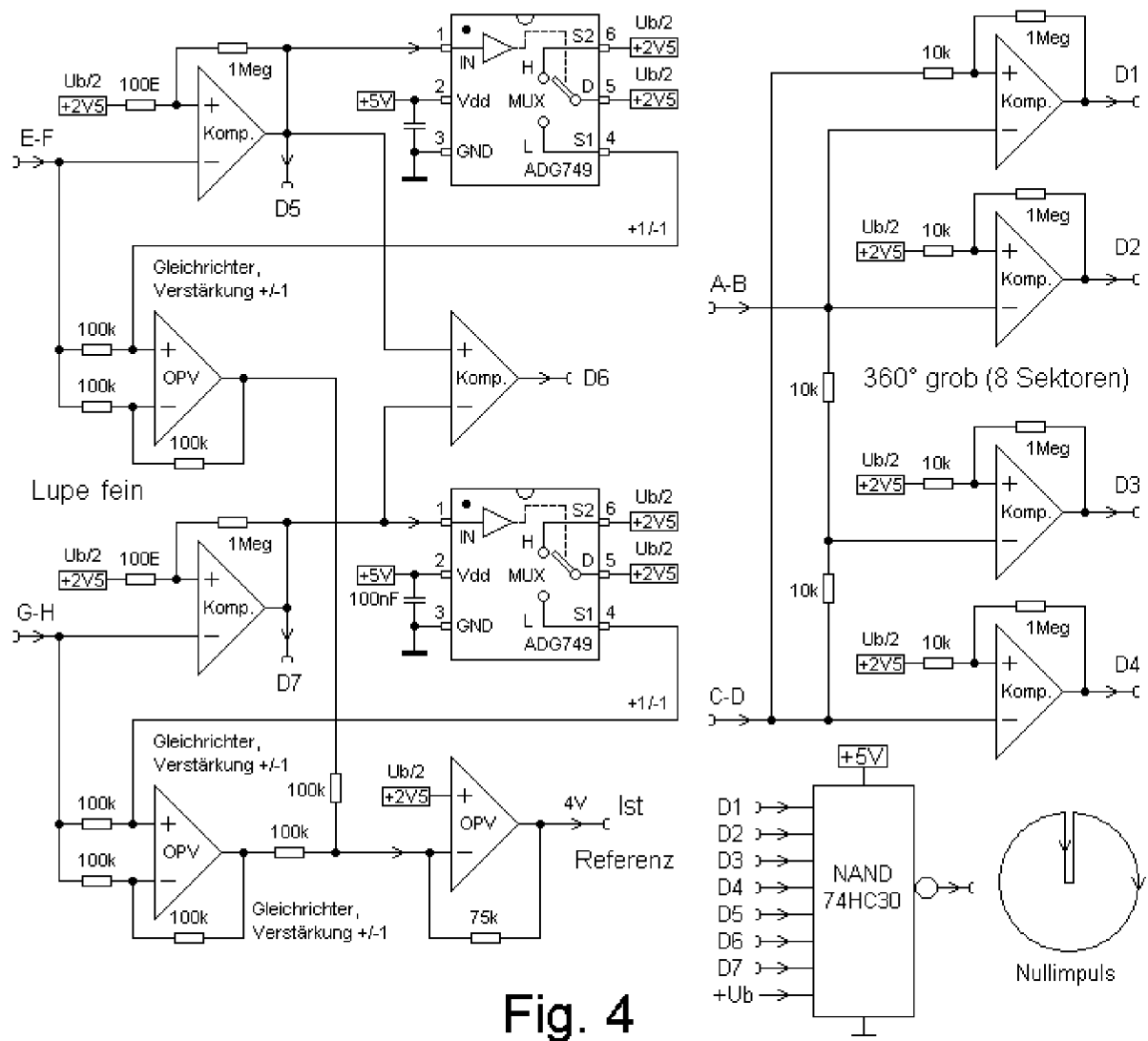


Fig. 4

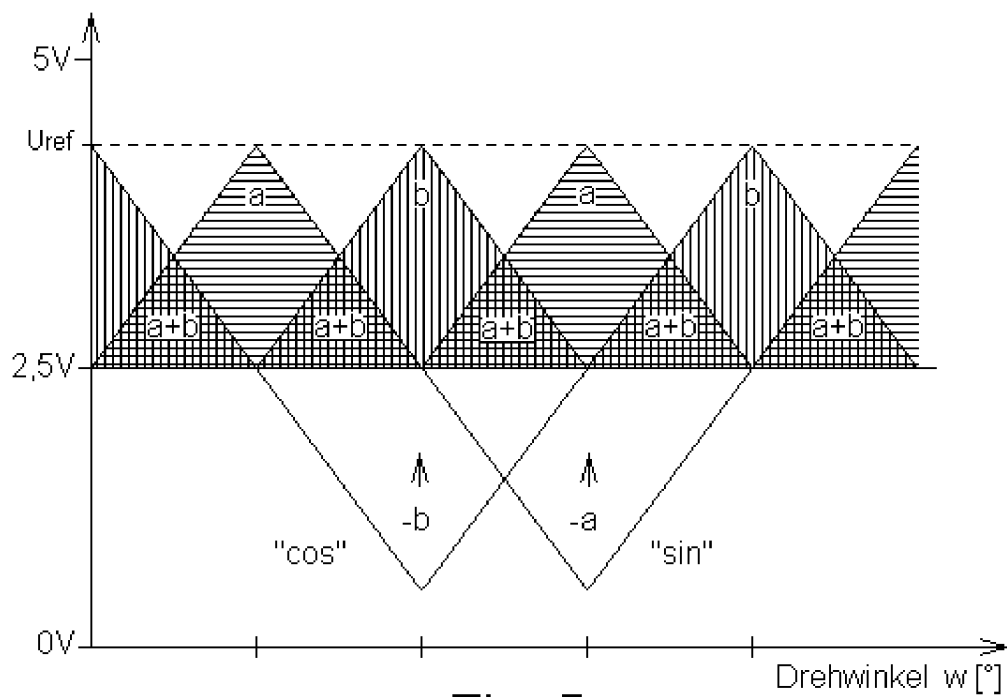


Fig. 5