(19) **Bundesrepublik Deutschland**
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 695 02 283 T3** 2004.11.18

(12) Übersetzung der geänderten europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 760 087 B2**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **695 02 283.0**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/GB95/01095**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **95 918 680.0**
(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 95/31696**
(86) PCT-Anmeldetag: **15.05.1995**
(87) Veröffentlichungstag der PCT-Anmeldung: **23.11.1995**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **05.03.1997**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **29.04.1998**
(97) Veröffentlichungstag des geänderten Patents beim EPA: **21.04.2004**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **18.11.2004**

(51) Int Cl.[7]: **G01D 5/20**

(30) Unionspriorität:

9409711	**14.05.1994**	**GB**
9417353	**26.08.1994**	**GB**
9420597	**03.10.1994**	**GB**
9423861	**25.11.1994**	**GB**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LI, LU, MC, NL, PT, SE

(73) Patentinhaber:
Synaptics (UK) Ltd., Harston, Cambridgeshire, GB

(74) Vertreter:
Glawe, Delfs, Moll, Patentanwälte, 80538 München

(72) Erfinder:
DAMES, Andrew, Nicholas Scientific Generic, Harston Cambridgeshire CB2 5NH, GB; ELY, David, Thomas, Eliot Scientific Generics, Harston Cambridgeshire CB2 5NH, GB; HOWE, Andrew, Robert, Linton Scientific Generics, Harston Cambridgeshire CB2 5NH, GB

(54) Bezeichnung: **Positionskodierer**

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

FELD DER ERFINDUNG

[0001] Die vorliegende Erifndung betrifft im allgemeinen lineare, Dreh- und Radius-Positionskodierer. Die Erfindung hat besondere Relevanz, wenn auch nicht ausschließlich, für nichtkontaktierende Linear-, Dreh- und Radius-Positionskodierer. Die Erfindung ist insbesondere für den Gebrauch in Systemen geeignet, in denen elektromagnetische Interferenz vorhanden sein kann.

DISKUSSION DES STANDES DER TECHNIK

[0002] Viele Typen von nichtkontaktierenden linearen Positionssensoren wurden vorgeschlagen. Ein der vorliegenden Erfindung ähnliches System ist das System vom "Inductosyn"-Typ, das in der US 4005396 beschrieben ist. Insbesondere beschreibt die US 4005396 ein System, das eine Anzahl von Quadratwellenwicklungen verwendet, die auf der Oberfläche eines stationären Elementes montiert sind, und eine Spule, die mit einer Wechselstromversorgungsquelle verbunden ist, die auf einem bewegbaren Element montiert ist. Die Quadratwellenwicklungen umfassen jeweils eine Anzahl von "Hoch"- und "Tief"-Teilen und haben unterschiedliche Perioden. Das System bestimmt die Position des bewegbaren Elementes relativ zu dem stationären Element durch Verwendung der Variation der gegenseitigen Induktanz zwischen der Spule und der Anzahl von Quadratwellenwicklungen. Insbesondere wenn die Versorgungsquelle die Spule speist, wird ein großer Strom in einer Quadratwellenwicklung induziert, wenn die Spule angrenzend an ein Hoch-Teil davon ist. Nur ein geringer Strom wird in einer Wicklung induziert, wenn die Spule angrenzend an einem Ihrer Tief-Teile ist. Somit kann die Position des bewegbaren Elementes entlang der Länge des stationären Elementes aus den Signalen auf den Wicklungen bestimmt werden.

[0003] Dieses System hat jedoch eine Anzahl von Nachteilen. Zunächst ist das System nicht "ausgeglichen", d. h. es ist nicht immun gegen elektromagnetische Interferenzen. Die Erfinder haben realisiert, daß dies deshalb so ist, weil die Massenverbindung über eine Basisplatte oder dergleichen erfolgt und keine Symmetrie in dem System vorhanden ist. Tatsächlich erwähnt die US 4005396 das Interferenzproblem und versucht, es durch eine zusätzliche Wicklung zu lösen, die zur Erfassung elektromagnetischer Interferenz ausgelegt ist. Das Signal von dieser Zusatzwicklung wird dann verwendet, um die Signale von den Quadratwellenwicklungen einzustellen. Eine solche Lösung erfordert jedoch eine zusätzliche "Interferenz"-Wicklung, die die Komplexität des Systems und damit die Herstellungskosten erhöht.

[0004] Zweitens ist das System empfindlich auf Variationen im Spannungspegel der Versorgungsquelle und ist relativ empfindlich gegen Änderungen in der Trennung zwischen dem bewegbaren Element und dem stationären Element. Die Erfinder haben realisiert, daß dies so ist, weil das System auf Amplitudenmodulation des Signals von der Versorgungsquelle beruht und keine Verhältnisberechnung durchgeführt wird. Dieses Dokument bietet jedoch eine Lösung für das Separationsproblem, die die Beschränkung der Bewegung des bewegbaren Elementes durch Vorsehen von Führungsschienen vorsieht, entlang derer das bewegbare Element läuft. Obwohl diese Lösung bei manchen Anwendungen arbeitet, arbeitet sie nicht in allen Anwendungen. Beispielsweise arbeitet sie nicht in einem Aufzugsystem, da es unpraktisch ist, den Aufzug derart zu beschränken, daß im wesentlichen keine seitliche Bewegung innerhalb des Aufzugsschachtes auftritt.

[0005] Drittens gibt die Anwendung von Quadratwellenwicklungen Anlaß für das Problem, daß, falls Messungen nahe der Wicklungen gemacht werden (d. h. in einem Abstand von typischerweise weniger als 1/8 der Periode der Wicklungen), dann gibt die Form der Wicklungen, wie sie von der Aufnehmervorrichtung gesehen wird, Anlaß zu Harmonischen, d. h. dritten, fünften, siebten etc. Harmonischen, die die erhaltenen Meßergebnisse verzerren.

[0006] Der Anmelder hat bereits einen Drehpositionskodierer in WO94/25829 (veröffentlicht am 10.11.94) vorgeschlagen, der eine Anregungsspule, zwei Empfangsspulen und eine Resonanzschaltung anwendet, die auf dem drehbaren Element montiert ist. Die Anordnung ist so getroffen, daß in Abhängigkeit von einem Anregungsstrom in der Anregungsspule die Resonanzschaltung Signale in den Empfangsspulen erzeugt, deren Amplitude von der Orientierung des drehbaren Elementes abhängt. Somit kann durch eine geeignete Verarbeitung die Orientierung des drehbaren Elementes bestimmt werden. Die Offenbarung dieser Druckschrift geht jedoch nicht über Drehpositionskodierung hinaus.

[0007] Die US-A-5214427 offenbart einen Positionssensor mit Quadratursensorwicklungen, einer bewegbaren Resonanzvorrichtung und einer Erregerspule zum Erregen der Resonanzvorrichtung. Die Vorrichtung **13**

ist so angeordnet, dass, wenn die Resonanzvorrichtung erregt wird, Signale in den Quadratursensorwicklungen induziert werden, die mit der Position der bewegbaren Resonanzvorrichtung variieren.

ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

[0008] Gemäß einem Aspekt schafft die Erfindung einen Positionsdetektor mit: Einem ersten und einem zweiten Element für eine Relativbewegung entlang eines Messweges; wobei das erste Element eine erste Schaltung mit zumindest zwei Schleifen aufweist, die aufeinanderfolgend entlang des Messweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, dass die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und eine zweite Schaltung, die sich entlang des Messweges erstreckt; wobei das zweite Element Mittel aufweist zum Wechselwirken mit den Schaltungen derart, dass in Abhängigkeit von einem Eingabetreibersignal, das an die zweite Schaltung angelegt wird, in der ersten Schaltung eine Ausgabesignal induziert wird, wobei die Wechselwirkungsmittel und die zumindest zwei Schleifen so angeordnet sind, dass das Ausgabesignal kontinuierlich als Funktion ihrer Relativposition entlang des Weges variiert; und Treibermitteln, die ausgebildet sind, um ein Eingabetreibersignal an die zweite Schaltung anzulegen; dadurch gekennzeichnet, dass die zweite Schaltung zumindest zwei Schleifen aufweist, die aufeinanderfolgend entlang des Messweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, dass die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und dass die Wechselwirkungsmittel eine elektromagnetische Resonanzvorrichtung aufweisen, die so angeordnet ist, dass darin ein Zwischensignal durch das Eingabetreibersignal induziert wird, das an die zweite Schaltung angelegt wird, und so, dass das Zwischensignal das Ausgabesignal in der ersten Schaltung induziert.

[0009] Die vorliegende Erfindung schafft auch einen Positionsdetektor mit: Einem ersten und einem zweiten Element, die relativ entlang eines Messweges bewegbar sind; wobei das erste Element aufweist: (i) eine erste Schaltung mit einer Anzahl von Schleifenteilen, die den Weg kreuzen und die miteinander zur Bildung eines ersten und eines zweiten Satzes von Schleifen verbunden sind, die entlang des Messweges aufeinanderfolgend angeordnet sind, wobei sich jede Schleife entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, dass die in den Schleifen desselben Satzes durch ein gemeinsames Hintergrundwechselfeld induzierten elektromotorischen Kräfte entgegengesetzt zu den elektromotorischen Kräften sind, die in dem benachbarten Satz Schleifen induziert worden sind; und (ii) einer zweiten Schaltung, die sich entlang des Messweges erstreckt; wobei das zweite Element Mittel zum Wechselwirken mit den Schaltungen aufweist, dergestalt, dass in Antwort auf ein Eingangstreibersignal, welches an eine der Schaltungen angelegt worden ist, in der anderen Schaltung ein Ausgangssignal induziert wird, wobei die Wechselwirkungsmittel und die ersten und zweiten Sätze Schleifen so angeordnet sind, dass das Ausgangssignal als Funktion ihrer relativen Position entlang des Weges kontinuierlich variiert; dadurch gekennzeichnet, dass die Wechselwirkungsmittel aufweisen: Eine elektromagnetische Resonanzvorrichtung, die so angeordnet ist, dass in ihr im Betrieb ein Zwischensignal durch das Eingabetreibersignal induziert wird, das an die eine Schaltung angelegt worden ist, und so, dass das Zwischensignal das Ausgangssignal in der anderen Schaltung induziert, und wobei die Schleifenteile in jedem Satz Schleifen, die den Weg kreuzen, mit abnehmender und ansteigender Dichte entlang des Messweges so angeordnet sind, dass die magnetische Empfindlichkeit der Schaltung sinusförmig ist.

[0010] Die vorliegende Erfindung schafft auch einen Positionsdetektor mit: Einem ersten und einem zweiten Element, die für eine Relativbewegung entlang eines Messweges montiert sind, wobei das erste Element eine gedruckte Schaltungskarte aufweist, die eine Anzahl von Leitungsspuren aus zumindest zwei Schichten auf der Karte trägt, wobei die Spuren auf der Karte angeordnet sind und geeignete von ihnen über die Karte an eine Anzahl von Durchgangslöcher miteinander verbunden sind, um eine erste Schaltung zu bilden, die sich entlang des Messweges erstreckt und eine zweite Schaltung, die sich entlang des Messweges erstreckt zu bilden, wobei die erste Schaltung zumindest zwei Schleifen aufweist, die aufeinanderfolgend entlang des Messweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, dass in aneinandergrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames, magnetisches Hintergrundwechselfeld induzierte elektromotorische Kräfte einander entgegengesetzt sind; wobei das zweite Element Mittel aufweist, um mit den Schaltungen derart zu wechselwirken, dass in Abhängigkeit von einem Eingabetreibersignal, das an eine der Schaltungen angelegt worden ist, in der anderen Schaltung ein Ausgangssignal induziert wird, wobei das Wechselwirkungsmittel und zumindest zwei Schleifen derart angeordnet sind, dass das Ausgangssignal als Funktion ihrer Relativposition entlang des Weges kontinuierlich variiert; dadurch gekennzeichnet, dass die Wechselwirkungsmittel eine elektromagnetische Resonanzvorrich-

tung aufweisen, die so angeordnet ist, dass im Betrieb durch das Eingangstreibersignal, welches an die eine Schaltung angelegt worden ist, ein Zwischensignal induziert wird, und dass das Zwischensignal in der anderen Schaltung das Ausgangssignal induziert; dass die Durchgangslöcher in ersten und zweiten Gruppen gruppiert sind, die quer relativ zum Messweg beabstandet sind, und dass die Schleifen durch eine Anzahl von Leiterspuren gebildet sind, von denen sich jede zwischen einem jeweiligen Durchgangsloch in der ersten Loch und einem jeweiligen Durchgangsloch in der zweiten Gruppe erstreckt.

[0011] Durch Vorsehen einer Resonanzschaltung auf dem zweiten Element erfordert das zweite Element keinerlei externe Verbindungen oder elektrischen oder mechanischen Kontakt mit dem ersten Element. Vorzugsweise sind die Schleifen der ersten Schaltung von gegenüberliegenden sinusartigen Abwicklungen des Leiters abgeleitet, da dies sowohl eine Interpolation unter Verwendung der empfangenen Signale ermöglicht, um eine höhere Meßgenauigkeit zu liefern, als auch den Empfang sinusartiger Signale ermöglicht, selbst wenn der Raum zwischen der ersten Schaltung und der Resonanzvorrichtung klein ist. Die Verwendung von Schleifen, die in Reihe geschaltet sind und derart angeordnet sind, daß die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames Hintergrundwechselmagnetfeld induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, reduziert nicht nur die Empfindlichkeit des Positionsdetektors auf das gemeinsame Hintergrundmagnetfeld, sondern auch auf andere externe Störungen wie Metallkörper, die nahe der ersten Schaltung angeordnet sind.

[0012] Vorzugsweise sind zwei oder mehrere erste Schaltungen vorgesehen, wobei die Schleifen der jeweiligen Schaltungen räumlich in dem Meßweg getrennt sind. Dies ermöglicht die Bestimmung der Relativpositionen des ersten und des zweiten Elementes durch Durchführung einer Verhältnisberechnung mit dem Ergebnis, daß die Ausgabe unempfindlich gegen Abstände zwischen der ersten Schaltung und der Resonanzvorrichtung ist.

[0013] Wenn die Erfindung als Translationspositionskodierer verwendet wird, kann die Erfindung einen Fahrstuhl umfassen mit einem Mittel zum Anzeigen der Position in einem Fahrstuhlschacht, wobei das Mittel der vorgenannte Positionsdekoder ist. Der Translationspositionskodierer kann verwendet werden, um die Relativposition anderer fixierter und bewegbarer Elemente in den Ingenieurwissenschaften oder der Meteorologie zu bestimmen, beispielsweise die Position eines bewegbaren Druckerkopfes einer Nadelmatrix oder eines Tintenstrahldruckers oder ähnlicher Vorrichtungen relativ zur Trägerstruktur, innerhalb der sich der Druckerkopf hin und her bewegt.

[0014] Die Erfindung schafft weiterhin einen Flüssigkeitspegelsensor mit einem Schwimmer, einem Träger, in dem oder auf dem der Schwimmer verschiebbar geführt ist, und einen linearen Positionskodierer in Form des obengenannten Relativpositionsmeßgerätes.

[0015] Die Erfindung ist auch für Wellenpositionskodierer anwendbar, beispielsweise für ein Ventil oder eine Drossel mit einer Drehwelle und einem Postitionkodierer für jede Welle, wobei der Kodierer ein vorgenannter Drehkodierer ist. Solch ein Kodierer wird vorteilhafterweise für die Überwachung von Wellen mit begrenztem Winkelausschlag verwendet, zum Beispiel weniger als 180°, und insbesondere nicht mehr als 120°. Solche Wellen mit begrenzter Bewegung können beispielsweise zur Steuerung von Torventilen verwendet werden, die mit einer 90°-Drehbewegung ein- oder ausgeschaltet werden können, und Fahrzeugdrosselwellen, bei denen normalerweise die Winkelbewegung nicht mehr als 120° beträgt.

[0016] Die Erfindung ist für industrielle Prozeßsteuerung geeignet, beispielsweise für einen Fluidflußmesser mit einem verjüngten Rohr und einem Schwimmer in dem Rohr, der in einer Längsposition verschoben wird, die durch den Fluidfluß bestimmt ist, wobei ein vorgenannter Positionsdetektor zum Anzeigen der Relativposition des Schwimmers in dem Rohr vorgesehen ist. Ein solches Gerät kann zusätzlich mit Mitteln versehen sein, durch die die Drehung des Schwimmers, der einen oder mehrere Resonatoren enthalten kann, überwacht oder kompensiert werden kann.

[0017] Die vorliegende Erfindung schafft auch einen Positionsdetektor mit: Einem ersten und einem zweiten Element, die für eine Relativbewegung entlang eines Messweges montiert sind; wobei das erste Element eine erste Schaltung mit wenigstens zwei Schleifen aufweist, die aufeinanderfolgend entlang des Messweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen so in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, dass die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und einer zweiten Schaltung, die sich entlang des Messweges erstreckt; wobei das zweite Element Mittel aufweist zum Wechselwirken mit den Schaltungen dergestalt, dass in Abhängigkeit von einem Eingabetreiberwechselsignal, das an eine der ersten und zweiten Schaltungen angelegt wird ein Ausgabewechselsignal in der anderen Schaltung

induziert wird, das als Funktion der Position der Wechselwirkungsmittel entlang des Weges relativ zu den zumindest zwei Schleifen der ersten Schaltung variiert; dadurch gekennzeichnet, dass die Wechselwirkungsmittel einen elektromagnetischen Harmonischengenerator aufweisen, der derart angeordnet ist, dass im Betrieb in Abhängigkeit von dem Treiberwechselsignal der Harmonischengenerator das Ausgabewechselsignal in der anderen Schaltung induziert und wobei die Frequenz des induzierten Signals sich von der des Treibersignals unterscheidet.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0018] Nunmehr wird im Wege eines Beispiels mit Bezug auf die beigefügten Zeichnungen erläutert, wie die Erfindung umgesetzt wird. Es zeigen:

[0019] **Fig.** 1 schematisch ein Aufzugssystem mit einem Positionskodierer als Ausführung der Erfindung,

[0020] **Fig.** 2a eine isometrische Ansicht eines linearen Positionskodierers als Ausführung der Erfindung, der in dem in **Fig.** 1 dargestellten Aufzugssystems verwendet wird,

[0021] **Fig.** 2b eine Endansicht eines dünnen Schlittenausschnitts einer Positionskodierspur, die einen Teil des Kodierers der **Fig.** 2a bildet,

[0022] **Fig.** 2c und 2d Schichten gedruckter Leitungen, aus denen eine tatsächliche Kodierspur geformt werden kann,

[0023] **Fig.** 2e eine diagrammartige Ansicht der resultierenden zweischichtigen gedruckten Kodierspur,

[0024] **Fig.** 2f, 2g und 2h alternative Aufbauten der Leitungen, die die Kodierspur bilden,

[0025] **Fig.** 3 eine einzelne Periode einer "Spiralwicklung" und den Effekt, den elektromagnetische Fernfeldinterferenz auf sie hat,

[0026] **Fig.** 4a schematisch einen Teil des in **Fig.** 2a dargestellten linearen Positionskodierers und enthält eine Darstellung seiner magnetischen Empfindlichkeit gegen die Resonatorpositionen, **Fig.** 4b ein Diagramm zur Erläuterung eines Speisepulses und **Fig.** 4c ein Diagramm des Stromes, der in Abhängigkeit vom Anregungsstrom in der Resonanzschaltung induziert wird,

[0027] **Fig.** 5a eine schematische Darstellung bevorzugter Anregungs- und Verarbeitungsschaltungen, die für den Positionskodierer der **Fig.** 2a und 4a die Position der Resonanzschaltung feststellen,

[0028] **Fig.** 5b ein Graph der Ausgangsspannung gegen die Zeit für einen Integrator, der einen Teil der Schaltung der **Fig.** 4a bildet,

[0029] **Fig.** 6a eine dreidimensionale Darstellung der Empfindlichkeit der Spiralwicklungen gegen externes magnetisches Feld zum Ändern der Resonatorposition,

[0030] **Fig.** 6b eine zweidimensionale Darstellung der Spitzengröße der Empfindlichkeit als Funktion der Trennung zwischen der Resonanzschaltung und dem Träger,

[0031] **Fig.** 7 schematisch ein Beispiel eines Absolutpositionskodierers zur Ausführung der Erfindung,

[0032] **Fig.** 8a einen weiteren Absolutpositionskodierer in Ausführung der Erfindung und die Verarbeitungsschaltung, die zur Bestimmung der Resonanzschaltungsposition erforderlich ist, und **Fig.** 8b zeigt noch eine weitere Form des Absolutpositionstransducers und der Verarbeitungsschaltung,

[0033] **Fig.** 9 zeigt einen weiteren Absolutpositionskodierer in Ausführung der Erfindung und die Verarbeitungsschaltungen, die zur Feststellung der Resonanzschaltung erforderlich ist,

[0034] **Fig.** 10 zeigt einen weiteren Absolutpositionstransducer in Ausführung der Erfindung,

[0035] **Fig.** 11 zeigt schematisch einen alternativen Linearpositionskodierer in Ausführung der Erfindung,

[0036] **Fig.** 12a und 12b zeigen alternative Formen einer dreiphasigen Spiralwicklung zusammen mit der zugeordneten Anregungs- und Verarbeitungsschaltung, die sich jedoch durch die Weise unterscheidet, in der Energie angelegt wird und das Positionssignal empfangen wird, und **Fig.** 12c zeigt eine vierphasige Spiralwicklung und ihre zugeordnete Verarbeitungsschaltung,

[0037] **Fig.** 13a zeigt schematisch einen Flüssigpegelsensor in Ausführung der Erfindung,

[0038] **Fig.** 13b zeigt, wie der in **Fig.** 13a dargestellte Transducer um einen Träger in Wendelweise gebildet werden kann,

[0039] **Fig.** 14a zeigt schematisch einen Transducer, der für die Verwendung in einem Rotationspositionskodierer in Ausführung der Erfindung geeignet ist,

[0040] **Fig.** 14b erläutert schematisch eine Resonanzschaltung, die für die Verwendung in der Rotationsausführungsform gemäß **Fig.** 14a geeignet ist,

[0041] **Fig.** 15 erläutert schematisch einen Linearpositionskodierer mit einer einzelnen Periode einer Spiralwicklung in Quadratform,

[0042] **Fig.** 16 ist ein Graph einer typischen Resonanzcharakteristik für eine Resonanzschaltung,

[0043] **Fig.** 17 und 18 erläutern schematisch weitere Formen eines Linearpositionskodierers,

[0044] **Fig.** 19 ist eine schematische Darstellung von bevorzugten Anregungs- und Verarbeitungsschaltungen, die für den Positionskodierer der **Fig.** 18 die Position des Harmonischengenerators bestimmt,

[0045] **Fig.** 20 ist eine isometrische Darstellung einer bevorzugten Schwimmeranordnung zur Verwendung des in **Fig.** 13 dargestellten Flüssigkeitspegelsensorsystems,

[0046] **Fig.** 21 ist eine Aufsicht auf eine weitere Schwimmeranordnung, die in einem Flüssigkeitspegelsensorsystem der **Fig.** 13a verwendet werden kann,

[0047] **Fig.** 22 erläutert schematisch ein Fluidflußratensensorsystem unter Einsatz eines Transducers gemäß der vorliegenden Erfindung,

[0048] **Fig.** 23a zeigt schematisch einen Schwimmer, der zur Verwendung in dem in **Fig.** 22 dargestellten Fluidflußratensystem geeignet ist,

[0049] **Fig.** 23b erläutert schematisch eine bevorzugte Form des Schwimmers, der in dem Fluidflußratensystem gemäß **Fig.** 22 verwendet wird,

[0050] **Fig.** 23c zeigt im Schnitt ein weiteres Fluidflußratensystem unter Einsatz zweier Transducer in Ausführung der Erfindung,

[0051] **Fig.** 23d erläutert schematisch die Form des Schwimmers, der in dem in **Fig.** 22 gezeigten Fluidflußratensensorsystem verwendet wird, wenn der Schwimmer sphärisch ist,

[0052] **Fig.** 24 ist eine isometrische Darstellung zur Erläuterung, wie orthogonale Anregungsspulen um den Träger in dem Flüssigkeitspegelsensorsystem der **Fig.** 13 angeordnet werden können,

[0053] **Fig.** 25a und 25b sind jeweilige Ansichten einer Positionskodiererspur und ausgeglichener Resonatorspulen gemäß einer weiteren Ausführungsform der Erfindung,

[0054] **Fig.** 26 zeigt einen Teil eines zweidimensionalen Verschiebungstransducers gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der Erfindung,

[0055] **Fig.** 27a und 27b sind Diagramme zur Erläuterung der Beziehung zwischen einer scheinbaren Meßposition und einer tatsächlichen Meßposition für eine einzelne Spule und die Verwendung eines Paares von Spulen zur Einstellung der scheinbaren Meßposition, wodurch die nachteiligen Effekte von Spulenneigungen reduziert werden können,

[0056] **Fig.** 28a und 28b sind Ansichten alternativer Formen eines Radialpositionstransducers, und

[0057] **Fig.** 29 zeigt eine modifizierte Form des Transducers der **Fig.** 28b, der zur Verwendung in einem Linearpositionskodierer geeignet ist.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG BEVORZUGTER AUSFÜHRUNGSBEISPIELE

[0058] **Fig.** 1 zeigt schematisch ein Aufzugssystem mit einer Aufzugskabine **1**, die in einem Aufzugsschacht **3** hoch- und herunterfährt. An einer der Seitenwandungen des Aufzugsschachts **3** ist ein Transducerträger **5** aus elektrisch isolierendem Material angebracht, das an der Wandung durch Fixierpunkte **7** befestigt ist. Auf dem Träger **5** ist ein Transducer (nicht dargestellt) montiert, der mit einer Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** verbunden ist. In diesem Ausführungsbeispiel ist eine Resonanzschaltung **10** am Oberteil der Aufzugskabine derart angebracht, daß, wenn sie angeregt wird, sie Signale in dem Transducer (nicht dargestellt) erzeugt, die von der Position der Aufzugskabine innerhalb des Schachtes **3** abhängen. Diese Signale werden dann durch die Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** verarbeitet, die die Position der Aufzugskabine bestimmt und Signale **12** an die Aufzugssteuerung (nicht dargestellt) abgibt. Die Verarbeitungsschaltung kann weiterhin die Geschwindigkeit und die Beschleunigung der Aufzugskabine von Vergangenheitspositionsanzeigen ermitteln, welche Information von der Aufzugssteuerung (nicht dargestellt) zur optimalen Steuerung der Aufzugskabine verwendet werden kann.

[0059] Um effektiv in der Aufzugsumgebung zu arbeiten, muß das Sensorsystem relativ unempfindlich gegen den Abstand zwischen dem Transducerträger **5** und der Resonanzschaltung **10** sein, da Aufzüge sich häufig seitlich bewegen. Tatsächlich sollte das System typischerweise gegen Verschiebungen in seitlichen Bewegungen von etwa ±8 mm in jeder Richtung tolerant sein.

[0060] Heutige Aufzugssysteme verwenden eine Kombination aus Seil und Rollensensoren, optischen Zerhackersensoren und Wellenkodierern auf dem Motor und dem Wicklungsgetriebe. Diese Sensoren haben jedoch die folgenden Nachteile. Bei dem Seil- und Scheibensystem ist das Seil mit der Aufzugskabine verbunden und läuft über ein Scheibenrad, auf dem ein Drehkodierer montiert ist. Dieses System leidet am Seilschlupf über die Scheibe und schlecht definierte Dynamiken, falls die Länge des Aufzugsschachtes groß ist. Mechanischer Verschleiß ist ebenso ein Problem. Bei dem optischen Zerhakkersystem unterbricht eine Rippe in jeder Etage einen optischen Strahlunterbrechungssensor, der an dem Aufzug montiert ist. Dieses System kann zur Kompensation des Schlupfes des Seil- und Scheibensystems verwendet werden. Da jedoch die Aufzugssteuerung am Aufzugsschacht montiert ist und mit dem Sensor kommunizieren muß, ist eine zusätzliche Kommunikationsverbindung zwischen dem Schacht und der Aufzugskabine erforderlich. Das Schachtkodiersystem leidet an dem Nachteil, daß es indirekt ist, da es auf den Motor und das Wicklungsgetriebe wirkt und nicht direkt auf die Aufzugskabine. Aufgrund dessen verliert das System an Genauigkeit, wenn zum Beispiel sich das System aufgrund von Dehnungen der Trägerseile mit Last und mit der Zeit verändert.

[0061] **Fig.** 2a ist eine isometrische Darstellung eines Linearpositionssensors in Ausführung der Erfindung, der in dem Aufzugssystem der **Fig.** 1 verwendet werden kann. Wie in **Fig.** 2 dargestellt ist, sind ein Paar Phasenquadraturleitungswicklungen **13** und **15** und eine Anregungsschleife **16** auf einem Träger **5** montiert. In der einfachen Form, die in **Fig.** 2b dargestellt ist, können die Wicklungen **13**, **15** und die Anregungsschleife **16** die Form von isolierten Drähten aus Kupfer oder anderen Leitern annehmen, die zum Beispiel durch Epoxyhaftmittel in dem erforderlichen Muster auf einem Substrat **5** aus Fiberglas oder anderem flachen isolierenden Blattmaterial montiert sind. In einer weiterentwickelten Form, die in den **Fig.** 2c bis 2e dargestellt ist, sind Leitungsmuster in aufeinandergedruckten Schaltungsschichten ausgebildet, die in den **Fig.** 2c und 2d dargestellt sind, wobei jede Schicht Leiter in einem gedruckten Muster, wie dargestellt, aufweist und sich diese zwischen Durchgangslöchern erstrecken. Wenn die beiden Schichten überlagert und durch die Durchgangslöcher verbunden werden, wie in **Fig.** 2e dargestellt ist, ergibt sich eine Spur der erforderlichen sinusförmigen oder "spiraligen" Konfiguration. Das gleiche Prinzip kann zur Schaffung zusätzlicher Schichten verwendet werden, d. h. anderer "Spiral"-Leiter oder Rohpositionsanzeigespuren, wie später im Detail erläutert wird.

[0062] Jede Wicklung **13** und **15** beginnt von einem Ende **5a** des Trägers **5** und folgt in einem sinusförmigen Weg entlang, bis sie das andere Ende **5b** erreicht, wo sie entlang des Trägers **5** einem sinusförmigen Weg zum Startende **5a** zurück folgt. Die sinusförmigen Vorwärts- und Rückkehrwege, die jede Wicklung **13** und **15** bilden, haben eine Periode T_S und sind in Antiphase, d. h. sie sind im wesentlichen 180° außer Phase. Die Wicklungen **13** und **15**, die in **Fig.** 2 dargestellt und oben erläutert sind, werden hier im folgenden als "Spiral- oder Wendelwicklungen" bezeichnet, da sie visuell einer abgeflachten Helix gleichen. Die Spiralwicklungen **13** und **15** sind voneinander isoliert, entweder durch Durchgangslöcher zur anderen Seite des Trägers **5** an den Über-

kreuzungspunkten oder durch Verwendung einer laminierten Leiter-Isolator-Struktur. Falls eine Laminatstruktur verwendet wird, sollte der Träger **5** nichtmagnetisch und vorzugsweise nichtleitend sein, aus Gründen, die später offensichtlich werden. Die Spiralwicklungen **13** und **15** können durch Einsatz jedes leitenden Drahtes gebildet werden, werden jedoch vorzugsweise durch Ätzen oder andere Standardtechniken zur Herstellung gedruckter Schaltungskarten gebildet. Die Anregungsschleife **16** läuft um den Umfang des Trägers **5** und kann eine einzelne Schleife eines Leiters oder alternativ mehrere Wicklungen leitfähigen Drahtes aufweisen.

[0063] Jedes Ende der Wendelwicklungen **13** und **15** und der Anregungsschleife **16** ist mit der Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** verbunden. Wie dem Durchschnittsfachmann geläufig ist, kann in der Praxis die Anregungs- und Verarbeitungsschaltung **11** durch eine Versorgungsquelle und einen einzelnen integrierten Halbleiterchip geschaffen werden.

[0064] **Fig.** 2a zeigt weiterhin eine Spule aus Draht **14** und einen Kondensator **17**, die zusammen die Resonanzschaltung **10** bilden, die an der Oberkante der Aufzugskabine der **Fig.** 1 montiert ist. Wie durch Pfeile **19** angegeben, kann sich die Resonanzschaltung **10** frei entlang der Länge des Trägers **5**, d. h. entlang der x-Achse der **Fig.** 2a, bewegen. Vorzugsweise ist die Achse **21** der Spule **14** orthogonal zur Oberfläche des Trägers **5**, auf der die Wendelwicklungen **13** und **15** montiert sind, da die die größte magnetische Kopplung zwischen den Wendelwicklungen **13** und **15** und der Spule **14** liefert. Der Aufbau der Anregungsspule **16** ist so ausgelegt, um eine konstante Kopplung mit der Resonanzschaltung **10** unabhängig von ihrer Position entlang der Länge des Trägers **5** zu ergeben.

[0065] Der Draht, der zur Bildung der Spule **14** verwendet wird, kann aus jedem leitfähigen Material sein, ist jedoch vorzugsweise ein Litzendraht aus einem Mehrstrangdraht mit einem geringen Wechselstromwiderstand. Litzendraht ist beispielsweise von Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH & Co., Inderhuvttenwiese, D-5226 Reichshof-Eckenhagen, Deutschland, erhältlich.

[0066] Die **Fig.** 2f, 2g und 2h zeigen alternative Aufbauten der Wicklungen. In **Fig.** 2f haben die Wicklungen, in Gesamtansicht, einen hexagonalen Aufbau, in **Fig.** 2g sind sie dreieckig und in **Fig.** 2h sind es Quadratwellen.

[0067] Der Betrieb des in **Fig.** 2 dargestellten Sensorsystems wird nunmehr kurz beschrieben. Wenn die Position der Spule **14** entlang der x-Achse relativ zum Träger **5** festzustellen ist, wird ein Bündel (burst) Anregungsstrom an die Anregungsschleife **16** angelegt. Die Frequenz des Bündels soll so sein, daß sie verursacht, daß die Schaltung **10** in Resonanz ist. Wenn das Bündel endet ist die Schaltung **10** für eine kurze Zeitspanne weiterhin in Resonanz und induziert einen Strom in jeder Wendelwicklung **13** und **15**. Die Größe des induzierten Stroms ist abhängig von der Position der Resonanzschaltung **10** entlang der x-Achse. Durch geeignete Verarbeitung der in den Wendelwicklungen **13** und **15** induzierten Ströme kann somit die Position der Resonanzschaltung **10** innerhalb einer Periode der Wicklungen **13** und **15** festgestellt werden. Wie später offensichtlich wird, sind zwei Phasenquadrat-Wendelwicklungen erforderlich, um eindeutiges Erkennen über die gesamte Periode T_S der Wendelwicklungen **13** und **15** zu ergeben. In dem vorliegenden Ausführungsbeispiel wird die absolute Position unter Einsatz eines Zählers innerhalb der Anregungsverarbeitungseinheit **11** ermittelt, der die Perioden zählt, durch die die Resonanzschaltung von einem Bezugspunkt bewegt wurde. Vorzugsweise ist der Bezugspunkt durch eine zusätzliche Leiterschleife (nicht dargestellt) in einer ausgewählten Position auf dem Träger **5** definiert, die es der Anregungsverarbeitungseinheit **11** ermöglicht, die Absolutposition zu ermitteln; nachdem die Leistung entfernt wurde, durch einfaches Bewegen der Resonanzschaltung **10** bis der Signalpegel in dieser Zusatzschleife maximiert ist. Zusätzlich kann eine für die Genauigkeit durch Mitteln von Werten erzielt werden, die über einige solcher Anregungs- und Verarbeitungsstufen erhalten wurden.

[0068] Obwohl der Betrieb der beschriebenen Schaltungen in einigen Aspekten ähnlich dem eines "Inductosyn"-Typs mit variabler Phasenwandlung zum Erfassung von Linearverschiebung ist, gibt der Einsatz der Wendelwicklungen **13** und **15** verschiedene Vorteile. Da insbesondere die Wicklungen **13** und **15** von ihrer Natur her nicht digital sind, d. h. sie sich kontinuierlich entlang der Länge des Trägers **5** variieren, ist die Auflösung des Systems theoretisch unendlich. In der Praxis werden jedoch die Ausgabesignale digital verarbeitet, und die Auflösung des Analog-Digital-Wandlers (ADC) in der Verarbeitungsschaltung, der die Signale der Wicklungen **13**, **15** digitalisiert, wird die Auflösung des Systems bestimmen. Ein weiterer Vorteil der Wendelwicklungen besteht darin, daß, da die sinusförmigen Vorwärts- und Rückkehrwege, die jede Wicklung **13** und **15** bilden, in Antiphase stehen, die induzierten Ströme, die in jeder Schleife und in ihrer angrenzenden Schleife fließen, in entgegengesetzten Richtungen sind, so daß die entsprechenden Magnetfelder von entgegengesetzter Polarität sind und effektiv ausgeglichen sind. Aufgrund dessen sind sie relativ immun gegen elektromagnetische Interferenz. Dies ergibt sich daraus, daß, wie in **Fig.** 3 dargestellt ist, jeder in einer Schleife A einer Wicklung

aufgrund von magnetischer Hintergrundstrahlung **23** induzierter Strom durch den durch dasselbe elektromagnetische Hintergrundfeld induzierte Strom in der angrenzenden Schleife B der Wicklung ausgelöscht wird. Noch ein weiterer Vorteil der Wendelwicklungen besteht darin, daß ihre magnetische Feldempfindlichkeit, gemessen an irgendeinem Abstand der Wicklungen in einer Linie parallel zu ihrer Achse, sinusförmig ist. Als Ergebnis kann das System toleranter gegen Änderungen im Abstand zwischen der Resonanzschaltung **10** und dem Träger **5** sein, d. h. gegen eine Bewegung entlang der y-Achse, als das vorbekannte Inductosynsystem. Insbesondere verbleibt die Empfindlichkeit der Wendelwicklung sinusförmig, selbst für geringe Abstände zwischen der Resonanzschaltung **10** und den Wicklungen **13** und **15**. Des weiteren ist das System relativ unempfindlich gegen Schmutz, Staub, Fette etc., die den fehlerfreien Betrieb optischer Positionssensoren beeinträchtigen.

[0069] Es soll festgestellt werden, daß, da die Anregungsschleife **16** ein gerades Magnetfeld entlang der Länge der Wicklungen **13** und **15** erzeugt, und da die Wicklungen ausgeglichen sind, die Anregungsschleife und die Wicklungen **13** und **15** effektiv orthogonal sind. Mit anderen Worten induziert theoretisch die Anregungsschleife **16** keinen Strom in den Wicklungen **13** und **15**, und somit kann das System im Dauerstrichbetrieb (continuous waves mode; (CW)) betrieben werden, d. h. mit Anregung und Empfang von Signalen zur gleichen Zeit. In der Praxis wird jedoch aufgrund von Unzulänglichkeiten der Wendelwicklungen, insbesondere an ihren Enden, etwas Strom in ihnen durch den Anregungsschleifenstrom induziert. Aufgrund dessen ist, zumindest in diesem Ausführungsbeispiel, der bevorzugte Betriebsmodus ein Puls-Echo, d. h. Übermittlung und dann Empfang und Verarbeitung, nachdem die Anregung entfernt wurde.

[0070] Das Betriebsprinzip des in **Fig.** 2 dargestellten Systems wird nun im einzelnen mit Bezug auf die **Fig.** 4, 5 und 6 erläutert. **Fig.** 4a ist ein schematisches Diagramm und zeigt einen Teil der Wendelwicklungen **13** und **15**, der Anregungsschleife **16** und der Resonanzschaltung **10**. Wie durch Pfeile **19** dargestellt ist, ist die Resonanzschaltung **10** in jeder Richtung entlang der Achse der Wendelwicklungen **13** und **15**, d. h. entlang der x-Achse, frei beweglich. **Fig.** 4a zeigt auch eine Darstellung der Empfindlichkeitsfunktion S(x) jeder Wendelwicklungen auf Magnetflußdichte, die durch die Resonanzschaltung **10** erzeugt wird, als Funktion der Position x der Resonanzschaltung **10** entlang des Trägers **5**. Wenn sich die Resonanzschaltung **10** entlang der Wendelwicklungen **13** und **15** bewegt, variieren die entsprechenden Empfindlichkeitsfunktionen $S_{13}(x)$ und $S_{15}(x)$ in sinusförmiger Phasenquadraturweise und sind gegeben durch:

$$S_{13}(x) = A\cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (1)$$

$$S_{15}(x) = A\sin\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (2)$$

(wobei x und T_S wie oben definiert sind und A die Spitzenamplitude der Empfindlichkeitsfunktion ist).

[0071] **Fig.** 4b zeigt das Bündel des Anregungsstroms, der an die in **Fig.** 4a dargestellte Anregungsschleife **16** angelegt wird. Jedes Bündel umfaßt eine Anzahl von Zyklen eines Anregungsstroms. Die Anzahl der übermittelten Zyklen hängt von der Resonanzfrequenz und dem Gütefaktor (Q der Resonanzschaltung **10** ab. In diesem Ausführungsbeispiel wird ein Bündel von 64 Zyklen eines Dreieckwellensignals mit einer Periode von 6 µs an die Anregungsspule **16** angelegt, was ausreicht, die Schaltung **10** in Resonanz zu bringen. **Fig.** 4c zeigt, daß der Strom I_r in der Resonanzschaltung **10** in der Größe ansteigt und gesättigt wird, kurz bevor der Anregungsstrom entfernt wird. Nach dem Ende des Bündels schwingt die Schaltung **10** noch, aber die Amplitude des Strom I_r vermindert sich mit der Zeit exponentiell. Um zu ermöglichen, daß sich die Signalzeit ausgleicht, wartet die Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** für eine kurze Zeitspanne, etwa 4 Anregungszyklen in diesem Ausführungsbeispiel, bevor sie die Signale der Wicklungen **13** und **15** verarbeitet.

[0072] Deshalb kann, nachdem das Bündel des Anregungsstroms entfernt wurde, der in der Schaltung **10** fließende Strom wiedergegeben werden durch:

$$I_r = \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}}\sin(2\pi f_r t) \qquad (3)$$

wobei f_r die Resonanzfrequenz der Schaltung **10** ist, die in diesem Ausführungsbeispiel etwa 166 kHz beträgt, und wobei der exponentielle Term, der die Zeit t und die Abschwingzeit Þ wiedergibt, den exponentiellen Abfall der Stromamplitude mit der Zeit angibt.

[0073] Der Strom I_r, der in der Resonanzschaltung **10** fließt, erzeugt eine magnetische Flußdichte B_r in Richtung der Achse der Spule **14**, die einen Teil der Resonanzschaltung bildet, und dieser kann wiedergegebenen werden durch:

$$B_r = K_1 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(2\pi f_r t) \qquad (4)$$

wobei K_1 eine Proportionalitätskonstante ist, die von der physikalischen Natur der Spule **14** abhängt, d. h. die Anzahl der Wicklungen, der Radius, etc. Die wechselnde Magnetflußdichte B_r induziert eine elektromotorische Kraft (EMF) in jeder Wendelwicklung **13** und **15**, die proportional zur Änderungsrate der Magnetflußdichte B_r ist und die amplitudenmoduliert durch die jeweilige Empfindlichkeitsfunktion $S_{13}(x)$ und $S_{15}(x)$ der entsprechenden Wendelwicklung **13** und **15** ist. Wenn somit die Resonanzschaltung **10** in der in **Fig.** 4 dargestellten Position ist, ist die in der Wendelwicklung **13** induzierte EMF gegeben durch:

$$EMf_{13} = 2\pi f_r K_2 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} S_{13}(d) \cos(2\pi f_r t) \qquad (5)$$

und die in der Wendelwicklung **15** induzierte EMF ist gegeben durch:

$$EMf_{15} = 2\pi f_r K_2 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} S_{15}(d) \cos(2\pi f_r t) \qquad (6)$$

wobei K_2 eine Proportionalkonstante ist, die von K_1 abhängt und von der Fläche, die durch jede Wendelwicklung eingeschlossen ist.

[0074] In dem vorliegenden Ausführungsbeispiel kann eine Spitzen-EMF von etwa 180 mV pro Ampère Anregungsstrom in den Wendelwicklungen erzeugt werden, wenn jede Wendelwicklung **13** und **15** einen Spitzen-zu-Spitzen-Abstand von ungefähr 35 mm und eine Periode von 200 mm aufweisen und wobei die Spule **14** der Schaltung **10** eine Länge von 100 mm (in der z-Richtung der **Fig.** 4a), eine Breite von 50 mm (in der x-Richtung der **Fig.** 4a) und einen Abstand von 10 mm vom Träger **5** aufweist und wobei die Anregungsschleife **16** eine Breite von 45 mm (in z-Richtung der **Fig.** 4a) aufweist.

[0075] Um festzustellen, wo entlang der Länge der Wendelwicklugen die Resonanzschaltung **10** ist, d. h. um den Wert von d innerhalb der Periode T_S zu ermitteln, werden die Signale der Wendelwicklungen **13** und **15** in der Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** verarbeitet. **Fig.** 5a zeigt schematisch die Anregungs- und Verarbeitungsschaltungen, die zum Berechnen der Position der Resonanzschaltung **10** innerhalb der Periode T_S der Wendelwicklungen **13** und **15** verwendet werden kann. Wie in **Fig.** 5a dargestellt ist, gibt es einen Signalgenerator **41**, der den Anregungstrom erzeugt, der der Anregungsschleife **16** über einen Schalter **42**, einen Verstärker **23** und einen Transformator **24a** angelegt wird. Wie oben dargestellt, ist in dem vorliegenden Ausführungsbeispiel der Anregungsstrom eine Dreieckswelle mit einer Periode von 6 µs, und er wird an die Anregungsschleife **16** mit einem Bündel einer Dauer von 384 µs angelegt. Nachdem das Anregungssignal von der Anregungsschleife **16** entfernt wurde, d. h. wenn der Schalter **42** öffnet, werden die Signale der Wendelwicklung **13** in einen Anschluß eines Zweiwegeschalters **26** über einen Transformator **24b** angelegt, der gemeinsames Modusrauschen entfernt und einen Mixer **27a**, der die eingehenden Signale demoduliert.

[0076] In ähnlicher Weise werden Signale von der Wendelwicklung **15** in den anderen Anschluß des Zweiwegeschalters **26** über einen weiteren Transformator **24c** und einen Mischer **27b** eingegeben. Jeder Mischer **27a** und **27b** demoduliert die eingehenden Signale durch Multiplikation mit einer phasenverschobenen Version **39** des Übermittlungssignals. Insbesondere einer +90° phasenverschobenen Version oder einer –90° phasenverschobenen Version. Eine –90°-Phasenverschiebung ist erforderlich, da die Resonanzschaltung **10** eine –90°-Phasenverschiebung auf das Anregungssignal ausübt. Der Grund für die +90°-Alternative wird später beschrieben. Dementsprechend sind die Signale am Ausgang des Mischers **27a** gegeben durch:

$$V_{13} = K_3 S_{13}(d) + K_3 S_{13}(d)\cos 4\pi f_r t \qquad (7)$$

und die Signale am Ausgang des Mischers **27b** sind gegeben durch:

$$V_{15} = K_3 S_{15}(d) + K_3 S_{15}(d)\cos 4\pi f_r t \qquad (8)$$

[0077] Diese Signale werden dann durch den Schalter **26** multiplext und durch das Tiefpaßfilter **29** gefiltert, um die Hochfregenzkomponenten zu entfernen und zu ergeben:

$$\tilde{V}_{13} = K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (9)$$

$$\tilde{V}_{15} = K_4 \sin\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (10)$$

[0078] Die gefilterten Signale werden dann durch einen Analog-Digital-Wandler vom Zweisteigungstyp (dual slope type) in Digitalsignale gewandelt, der angepaßt wurde, um als Eingaben die beiden Signale in Quadrates zu verwenden und das Verhältnis der beiden gefilterten Signale auszugeben. Dies wird in der folgenden Weise erzielt. Zunächst wird das Signal $\tilde{V}_{13}$ der Wendelwicklung **13** einem Integrator **31** (mit der Zeitkonstante RC) für eine feststehende Zeit t_o angelegt. Die Ausgabe des Integrators **31** wird mit einer Steigung $\tilde{V}_{13}$/RC ansteigen, falls $\tilde{V}_{13}$ positiv ist, und wird mit der Steigung $\tilde{V}_{13}$/RC abfallen, falls $\tilde{V}_{13}$ negativ ist. Wenn der Integrator **31** ansteigt oder gegebenenfalls abfällt, zählt ein Zähler (nicht dargestellt) in einem Mikroprozessor **33** mit einer fixen Rate (f_c) hoch. Am Ende der festen Zeit t_o speichert der Mikroprozessor **33** den Wert N_{13}, den der Zähler (nicht dargestellt) erreicht hat, und betätigt den Schalter **26**, so daß das Signal $\tilde{V}_{15}$ der Wendelwicklung **15** dem Integrator **31** angelegt wird. Wenn der Schalter **26** betätigt wird, aktiviert der Mikroprozessor **33** den +90°-Phasenschiebeblock **35**, falls das Zeichen des Signals von der Wicklung **15** das gleiche ist wie das Zeichen des Signals der Wicklung **13**, anderenfalls behält er die –90°-Phasenverschiebung. Dies stellt sicher, daß der Integrator **31** immer in der Gegenrichtung in Abhängigkeit von $\tilde{V}_{15}$ ansteigt bzw. abfällt als er es in Abhängigkeit von $\tilde{V}_{13}$ tut. Falls somit die Signale von den beiden Wicklungen beide positiv sind, wird die +90°-Phasenverschiebung angelegt und $\tilde{V}_{15}$ wird invertiert, so daß der Integrator **31** mit der Steigung $\tilde{V}_{15}$/RC abfällt. Während der Integrator **31** abfällt, zählt der Zähler innerhalb des Mikroprozessors **33** mit derselben Rate f_c hoch wie während des Ansteigezustandes. Wenn die Ausgabe des Integrators **31** Null erreicht, kippt der Ausgang des Komparators **37** und stoppt den Zähler im Mikroprozessor **33**.

[0079] **Fig.** 5b zeigt im Detail die Signalausgabe des Integrators **31**, wenn die Signale von beiden Wicklungen positiv sind. Der Wert von N_{13} ist durch die Zeit t_o multipliziert mit der Rate f_c gegeben, mit der der Zähler hochzählt. Aus **Fig.** 5b ist jedoch offensichtlich, daß bei t_o die Spannung V_m durch t_o mal der Rate ist, mit der die Integratorspannung ansteigt. Aufgrund dessen ist N_{13} gegeben durch:

$$N_{13} = f_c t_o = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{13}}\right) \quad (11)$$

[0080] In gleicher Weise ist der Wert von N_{15} gegeben durch die Zeit, die der Integrator **31** benötigt, um auf Null zurückzuzählen, d. h. t_1 multipliziert mit der Rate f_c, mit der der Zähler hochzählt. Aus **Fig.** 5b ist es jedoch offensichtlich, daß t_1 gleich V_m dividiert durch die Rate ist, mit der die Integratorspannung abfällt, d. h.

$$N_{15} = f_c t_1 = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{15}}\right) \quad (12)$$

[0081] Durch Dividieren von N_{13} durch N_{15} ist somit das resultierende Digitalsignal äquivalent zu $\tilde{V}_{15}/\tilde{V}_{13}$, gegeben durch:

$$\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}} = \frac{K_4 \sin\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)}{K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)} = \tan\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (13)$$

[0082] Aufgrund dessen kann der Wert von d durch den Mikroprozessor **33** durch Durchführung einer inversen Tangensfunktion bestimmt werden und durch Verwendung einer geeigneten Verschiebung abhängig vom Vorzeichen der demodulierten Signalausgabe der Mischer **27a** und **27b**. Insbesondere ist d bestimmt durch die folgende Gleichung:

$$d = \left[\operatorname{atan}\left(\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}}\right) + \pi \quad (if \ \tilde{V}_{15} < 0)\right] \frac{T_s}{2\pi} \quad (14)$$

[0083] Wie dem Durchschnittsfachmann klar ist, kann die Gleichung 14 dadurch umgesetzt werden, daß N_{15}

zur Adressierung einer Nachschlagtabelle verwendet wird, da der Wert N_{15} sich direkt auf die Position der Resonanzschaltung **10** bezieht.

[0084] In diesem Ausführungsbeispiel werden die Vorzeichen der Signalausgabe der Mischer **27a** und **27b** durch Vergleich mit Masse unter Verwendung des Komparators **37** bestimmt. Um dies zu erzielen ist ein Schalter **28** vorgesehen, der durch den Mikroprozessor **33** gesteuert wird, der es ermöglicht, daß Signale des Filters **29** den Integrator **31** umgehen.

[0085] Angenommen, die Verarbeitungsschaltung benötigt näherungsweise 400 µs zur Bestimmung der Position der Schaltung **10** innerhalb der Periode der Wendelwicklung, kann eine Auslesung ungefähr jede Millisekunde vorgenommen werden. Somit kann, falls die Absolutposition verloren geht, die Geschwindigkeit der Aufzugskabine immer noch bestimmt werden, vorausgesetzt sie bewegt sich nicht schneller als 100 ms^{-1}, wobei anderenfalls Ausgleichsfehler auftreten.

[0086] Die in **Fig.** 5a dargestellte und oben beschriebene Anregungs- und Verarbeitungsschaltung ist nur als Beispiel angegeben und soll nicht in irgendeiner Weise als beschränkend angesehen werden.

[0087] In dem obenstehenden Ausführungsbeispiel wird die Resonanzschaltung **10** durch ein Bündel eines Anregungsstroms von einem lokalen Oszillator **41** angeregt, der auf die Resonanzfrequenz der Schaltung **10** abgestimmt ist. Die Resonanzfrequenz f_r ist vorzugsweise in der Größenordnung von 10 kHz bis 1 MHz. Deutlich tiefer als dies, d. h. etwa 100 Hz, resultiert in niedrigen reduzierten EMF-Amplituden in den Wicklungen und einer schlechten Antwortzeit. Deutlich höher, beispielsweise etwa 100 MHz, führt zu einem Verlust der Genauigkeit aufgrund von Kreuzkopplung zwischen den Wendelwicklungen **13** und **15** und vergrößerter Komplexität und Kosten in der Verarbeitungselektronik.

[0088] Es wurde vorstehend erwähnt, daß das in der **Fig.** 2 dargestellte System relativ tolerant gegen Änderungen in dem Abstand oder der Lücke zwischen den Wendelwicklungen **13** und **15** und der Resonanzschaltung **10** ist. Der Grund dafür wird nun mit Bezug auf die **Fig.** 6a und 6b erläutert. **Fig.** 6a ist eine dreidimensionale Darstellung der Empfindlichkeitsfunktion S(x, y) für eine Periode der Wendelwicklung. Die x-Achse der **Fig.** 6a gibt die Position der Resonanzschaltung **10** entlang der Wendelwicklung **13**, die y-Achse betrifft den Abstand der Resonanzschaltung **10** von der Wendelwicklung **13** und die z-Achse gibt die Größe der Empfindlichkeitsfunktion S(x, y) der Wendelwicklung **13** auf die Magnetflußdichte, die durch die Resonanzschaltung **10** erzeugt wird. **Fig.** 6b ist eine zweidimensionale Darstellung der Spitzengröße $\hat{S}(y)$ der Empfindlichkeitsfunktion als Funktion des Abstandes zwischen der Resonanzschaltung **10** und dem Träger **5**. Der Spitzenwert $\hat{S}(y)$ der Empfindlichkeitsfunktion ist abfallend dargestellt, wenn sich die Resonanzschaltung **10** von der Wendelwicklung **13** entfernt, d. h. mit ansteigendem y. **Fig.** 6a zeigt jedoch, daß die Empfindlichkeitsfunktion S(x, y) sinusförmig mit einer Änderung der Position der Resonanzschaltung **10** entlang des Trägers variiert, unabhängig von der Trennung y zwischen der Resonanzschaltung **10** und dem Träger **5**. Mit anderen Worten kann bei einer sinusförmigen Wendelwicklung das Problem der harmonischen Verzerrung, das sich bei vorbekannten Vorrichtungen ergibt, entfernt oder zumindest minimiert werden.

[0089] Aufgrund dessen ist die Empfindlichkeitsfunktion der Wendelwicklung **3** gegeben durch:

$$S_{13}(x,y) = \hat{S}(y)\ \cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \qquad (15)$$

[0090] Die Empfindlichkeitsfunktion der Wendelwicklung **15**, die in **Fig.** 1 dargestellt ist, hat ebenfalls einen Spitzenwert, der durch $\hat{S}(y)$ gegeben ist. Wenn somit verhältnismäßige Rechnungen, die in Gleichung 13 gegeben sind, durchgeführt werden, kann die Abhängigkeit des Abstandes y entfernt werden. Die Erfinder haben bestätigt, daß die Systemleistungen nicht beeinträchtigt werden, wenn Abstände zwischen Null und zumindest einem Viertel der Wendelperiode T_S vorhanden sind. Die Wendelwicklungen, die in dem vorliegenden Ausführungsbeispiel verwendet werden, haben eine Periode von 200 mm. Somit kann das System Trennungen von bis zu 50 mm widerstehen und somit die Anforderung von ±8 mm seitlicher Bewegung mit Leichtigkeit erfüllen.

[0091] Des weiteren ist es möglich, die Größe der Signale, die in den Wendelwicklungen induziert werden, zur Bestimmung des Abstandes zwischen der Resonanzschaltung **10** und dem Träger **5** zu verwenden. Da jedoch die Größe durch andere Systemvariable, wie die Anregungsleistung etc., beeinträchtigt werden, können die Berechnungen des Abstandes nicht genau sein.

[0092] Theoretisch können die Wendelwicklungen irgendeine Periode T_S aufweisen, und dementsprechend kann der Sensor von irgendeiner Länge sein. Wenn die Periode T_S der Wicklungen ansteigt, fällt jedoch die

Auflösung, in der der Detektor Änderungen der Position feststellen kann. Der Grund besteht darin, daß geringe Änderungen der Position der Resonanzschaltung **10** innerhalb der Periode T_S der Wendelwicklungen nur geringe Änderungen der Sensorsignale erzeugen. Ob diese geringen Änderungen erfaßt werden oder nicht hängt von der Auflösung des Analog-Digital-Wandlers ab, der in der Verarbeitungsschaltung verwendet wird, dem Signal-Rausch-Verhältnis des empfangenen Signals und der räumlichen Genauigkeit der Wicklungen. Normalerweise ist für eine gegebene Anwendung die Auflösung des ADC durch andere Systemparameter oder durch Kosten fixiert und kann typischerweise ein 8-Bit-ADC sein. Die Erfinder haben bestätigt, daß für einen 8-Bit-ADC die mit dem Wendelsensor erzielbare Auflösung etwa 1/400 der Periode T_S der Wendelwicklungen beträgt. Wenn somit ein Systemkonstrukteur die Auflösung, die erforderlich ist, angibt, gibt er tatsächlich die Periode der Wendelwicklungen an.

[0093] In dem ersten Ausführungsbeispiel wurde ein Zähler verwendet, um dem System zu ermöglichen, die Spur der Absolutposition der Resonanzschaltung zu halten. Eine andere Lösung des Problems liegt in der Schaffung eines rohen und eines feinen Satzes von Wendelwicklungen entlang des Sensors. Ein Beispiel einer solchen Anordnung ist schematisch in **Fig.** 7 dargestellt, die einen Teil eines 2,4 m langen Trägers **5** zeigt, der einen Satz von feinen Quadratwendelwicklungen **13** und **15** mit einer Periode von 200 mm und einen Satz von rohen Quadratwendelwicklungen **43** und **45** mit einer Periode von 2,4 m zeigt, die darauf montiert sind. Die Signale von den feinen Wendelwicklungen werden verwendet, um die Position der Resonanzschaltung innerhalb der feinen Wendelperiode festzustellen, und die Signale der groben Wicklungen werden verwendet, um zu bestimmen, welche Periode der feinen Wicklungen angrenzend an die Resonanzschaltung ist. Wie in **Fig.** 7 dargestellt, sind die feinen und groben Sätze von Wicklungen **13**, **15** und **43**, **45** an ihrer Oberkante einander überlagert, und, wie im ersten Ausführungsbeispiel, sind Durchlässe oder dergleichen an Leitungskreuzungsstellen vorgesehen. Diese Anordnung ist bevorzugt, da sie die Symmetrie des Systems maximiert, was andererseits die Linearität und die Unempfindlichkeit gegen Interferenzen maximiert. Damit diese Lösung arbeitet, sollten die groben Wicklungen in der Lage sein, zwischen den Perioden der feinen Wicklungen zu unterscheiden. Falls dies nicht möglich ist, sollten eine oder mehrere Wicklungen mit Zwischenperiodizitäten verwendet werden.

[0094] Alternative Lösungen für das Problem der Periodenuneindeutigkeit sind in **Fig.** 8 dargestellt. Insbesondere zeigt **Fig.** 8a eine erste Wendelwicklung **13** mit einer Periode T_1 und eine zweite Wendelwicklung **47** mit einer etwas größeren Periode von $T_1 + \Delta_1$. Zusätzliche Quadraturwicklungen sind ebenso erforderlich, aber aus Gründen der Klarheit sind sie nur an dem Verarbeitungsende **5a** des Trägers **5** dargestellt. Der Phasenunterschied zwischen den Ausgabesignalen der beiden Sätze der Quadraturwicklungen **13**, **47** zeigt, welche Periode der Resonanzschaltung angrenzend ist, und die Signale von einem der Sätze der Quadraturwendelwicklungen kann zur Bestimmung der Position innerhalb der Periode in der oben beschriebenen Weise verwendet werden. Beispielsweise können die Signale I_1 und Q_1 des ersten Satzes der Quadraturwendelwicklungen verwendet werden, um die Position der Resonanzschaltung **10** innerhalb der Periode festzustellen, und die Signale I_1 und Q_1; I_2 und Q_2 von allen Wicklungen können verwendet werden, um eine Nachschlagtabelle; (look-up table; LUT) von Phasendifferenzen zu adressieren, die ausgibt, welche Periode der Resonanzschaltung **10** angrenzend ist. Die Nachschlagtabelle ist für einen bestimmten Sensor speziell, in dem die Wicklungen eine Periode T_1 und eine Periode $T_1 + \Delta t_1$ aufweisen und muß für einen anderen Sensor, in dem diese Perioden geändert sind, erneut berechnet werden. Nach einer bestimmten Anzahl von Wendelwicklungsperioden geht diese Lösung jedoch fehl, da sich das Muster wiederholt. **Fig.** 8b zeigt einen Weg, die Musterperiode auszudehnen. Insbesondere ist in **Fig.** 8b eine dritte Wendelwicklung **48** verwendet, die eine Periode $T_1 + \Delta t_2$ aufweist, unterschiedlich zu der Periode der Wicklung **47**. Die Ausgaben der drei Wendelwicklungen (und auch die Ausgaben der entsprechenden Quadraturwicklungen (nicht dargestellt)) können dann zur Ermittlung der korrekten Periode verwendet werden.

[0095] Noch eine weitere Lösung zum Problem der Periodenuneindeutigkeit ist in **Fig.** 9 dargestellt, die einen Satz von Gray-Code-Wicklungen **51** verwendet, ähnlich denen, die in US 4005396 verwendet werden, in Kombination mit den Quadraturwendelwicklungen **13** und **15**. Die Gray-Code-Wicklungen **15** sind an die Wendelwicklungen **13** und **15** aus Gründen der Klarheit liegend dargestellt. Vorzugsweise werden die Gray-Code-Wicklungen **51** an der Oberkante der Wendelwicklungen **13** und **15** für eine maximale Symmetrie und eine minimale Anfälligkeit gegen Hintergrundinterferenz überlagert. In diesem Ausführungsbeispiel werden die Signale der Gray-Code-Scala einem Periodendetektor **53** angelegt, der feststellt, welche Periode der Wendelwicklungen der Resonanzschaltung (nicht dargestellt) angrenzend ist, und die Feinpositionierung innerhalb einer einzelnen Periode wird, wie oben beschrieben, erfaßt. Dieses Ausführungsbeispiel leidet jedoch an dem Nachteil, daß es relativ kompliziert und in der Herstellung teuer ist, da viele zusätzliche Drähte erforderlich sind, um die Gray-Code-Wicklungen **51** zu schaffen.

[0096] Die Erfinder berücksichtigen auch andere Lösungen des Problems der Phasenuneindeutigkeit, beispielsweise Vorsehen eines Identifizierers vom digitalen Strichcode-Typ entlang der Länge der Sensorspur, der eindeutig identifizieren kann, welche Periode der Resonanzschaltung **10** angrenzend ist. In **Fig.** 10 ist dieser Strichcode durch die dargestellte separate untere Spur **44** gegebenen, der eine pseudofreie Digitaldatenspur ist (pseudo-random digital data track), die die Perioden der Wendelwicklungen **13** und **15** codiert. Wie im Ausführungsbeispiel der **Fig.** 9 ist der Strichcode-Identifizierer aus Einfachheitsgründen angrenzend der Spur dargestellt, er ist vorzugsweise jedoch an der Oberkante der Wicklungen **13** und **15** überlagert.

[0097] In den obenstehenden Ausführungsbeispielen sind zwei Phasenquadraturwendelwicklungen **13** und **15** vorgesehen, um Quadratursignale zu erzeugen, aus denen die Position der Schaltung **10** innerhalb einer Periode T_S eindeutig bestimmt werden kann. **Fig.** 11 zeigt einen weiteren Weg, in dem Quadratursignale erzeugt werden können, wobei hier aber nur eine einzige Wendelwicklung **13** verwendet wird. Insbesondere zeigt **Fig.** 11 eine mehrperiodische Wendelwicklung **13**, eine Anregungsschleife **16** und zwei Resonanzschaltungen **10a** und **10b** mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen f_1 bzw. f_2. Die beiden Resonanzschaltungen **10a** und **10b** sind relativ zueinander mit einem Abstand von einem Viertel der Wendelwicklungsperiode T_S fixiert. Wie durch den Pfeil **19** angegeben, können sich die beiden Resonanzschaltungen **10a** und **10b** frei entlang der Länge des Trägers (nicht dargestellt) in jeder Richtung bewegen. Wenn ein Anregungsstrom mit einer Frequenz f_1 der Schleife **16** angelegt wird, wird die Schaltung **10a** schwingen und ein Signal in der Wendelwicklung **13** abhängig von $\sin[2\pi d/T_S]$ erzeugen, wobei d die Position der Schaltung **10a** innerhalb einer Wendelperiode ist. In gleicher Weise wird die Schaltung **10b** schwingen und ein Signal in der Wendelwicklung **13** abhängig von $\sin[2\pi(d + T_S/4)Ts]$, d. h. $\cos[2\pi d/T_S]$ erzeugen, wenn ein Anregungsstrom mit einer Frequenz von f_2 der Anregungsschleife **16** angelegt wird. Auf diese Weise werden Quadratursignale erzeugt, aus denen die Position der Schaltung **10a** (und damit der Schaltung **10b**) innerhalb einer Wendelperiode festgestellt werden kann.

[0098] In den obigen Ausführungsbeispielen wird das Anregungssignal der Anregungsschleife **16** um den Umfang des Trägers **5** angelegt. Ein Nachteil des Einsatzes solch einer Anregungsschleife besteht darin, daß sie nicht ausgeglichen ist und somit an elektromagnetischen Interferenzen leidet und solche erzeugt. **Fig.** 12a zeigt ein Dreiphasen-Wendelwicklungssystem, das eine der Wicklungen zur Anregung der Resonanzschaltung **10** verwendet, aufgrund dessen die Anregungsschleife ebenfalls ausgeglichen ist. Insbesondere zeigt **Fig.** 12a drei Wendelwicklungen **53**, **55** und **57**, die jeweils 120° außer Phase zu den anderen beiden stehen, und eine Vektorwiedergabe der Signale, die durch die Resonanzschaltung **10** in den Wicklungen erzeugt werden. In diesem Ausführungsbeispiel wird die Wicklung **43** verwendet, um die Resonanzschaltung **10** anzuregen, und die Signale auf der Wicklung **53** und die Vektorsubtraktion der Signale auf den Wicklungen **55** und **57** werden verwendet, um die Position der Resonanzschaltung festzustellen. Die Vektorsubtraktion der Signale auf den Wicklungen **55** und **57** erzeugt ein Signal, das in Phasenquadratur mit dem Signal auf Wicklung **53** ist und in der Vektorwiedergabe durch den gepunkteten Pfeil **59** wiedergegeben ist. In diesem Ausführungsbeispiel wird jedoch, wenn die Resonanzschaltung **10** angrenzend an einem Kreuzungspunkt der Wicklung **53** ist, das Anregungssignal der Wicklung **55** anstatt der Wicklung **53** angelegt. Des weiteren werden das Signal auf der Wicklung **55** und das Signal, das die Vektorsubtraktion der Signale auf den Wicklungen **53** und **57** repräsentiert, zur Bestimmung der Position der Resonanzschaltung verwendet. Auf diese Weise stellt das System sicher, daß die Resonanzschaltung **10** für alle Positionen entlang des Trägers angeregt wird und stellt sicher, daß die Anregungs- und Empfangswicklungen ausgeglichen sind.

[0099] In **Fig.** 12b werden drei Wendelwicklungen **53**, **55**, **57** an einem Ende mit der jeweiligen Phase eines dreiphasigen Wechselstromanregungsstroms über die Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** eingegeben. Die Wicklungen sind am anderen Ende miteinander verbunden, um die neutrale Leitung des Dreiphasensystems zu schaffen, und das an der neutralen Linie erscheinende Signal wird zur Verarbeitungsschaltung **11** zurückgeführt. Die Resonanzschaltung **10** bringt die neutrale Leitung außer Balance und gibt Grund für ein Signal, dessen Amplitude von der Trennung der Resonanzschaltung **10** von den Wicklungen **53**, **55**, **57** abhängt und dessen Phase von der Position der Schaltung **10** innerhalb einer Periode der Wicklungen abhängt.

[0100] **Fig.** 12c zeigt noch einen weiteren Aufbau, den die Wendelwicklungen einnehmen können. Insbesondere sind in **Fig.** 12c vier Wendelwicklungen **63**, **65**, **67** und **69**, die jeweils voneinander durch 1/8 der Periode der Wicklungen getrennt sind. Wie in den anderen Ausführungsbeispielen, ist eine Anregungschleife **16** um den Umfang des Trägers **5** vorgesehen und die Anregungsschleife **16** und die Enden der Wendelwicklungen **63**, **65**, **67** und **69** werden in die Anregungs- und Verarbeitungseinheit **11** geführt. Die Erfinder haben bestätigt, daß durch Einsatz eines Vierphasensystems alle erzeugten räumlichen Harmonischen, die in den Wicklungen erzeugt werden, unterdrückt werden.

[0101] In den obigen Ausführungsbeispielen liegen die Wendelwicklungen **13** und **15** im wesentlichen in einer

einzelnen Ebene. Es ist jedoch auch möglich, die Wendelwicklungen um einen Träger in einem Helixmuster zu wickeln und den gleichen Vorteil wie in einem flachen Muster zu erzielen. Diese Form der Erfindung ist insbesondere zur Verwendung bei der Erfassung eines Fluidpegels geeignet. **Fig.** 13a zeigt schematisch einen Flüssigkeitspegelsensor, der die Wendelwicklungen gemäß der Erfindung einsetzt. In **Fig.** 13a hat ein Träger **1305** eine zylindrische Form, um den die Wendelwicklungen **1313** und **1315** in Helixweise gewickelt sind. Wie dem Durchschnittsfachmann geläufig ist, muß der Träger **1305** für das Magnetfeld, das durch die Resonanzschaltung **1310** erzeugt wird, transparent sein, weil er anderenfalls den korrekten Betrieb des Sensors beeinträchtigt. Auch, wie in **Fig.** 13a dargestellt, ist die Anregungsschleife **1316**, die die auf einem Schwimmer **1320** montierte Anregungsschaltung **1310** speist. Vorzugsweise ist der Schwimmer **1320** in Toroidform und paßt über den Träger **1305** und Wicklungen **1313** und **1315** und kann frei am zylindrischen Träger **1305** schweben, wenn der Pegel der Flüssigkeit (nicht dargestellt) innerhalb des Behälters (nicht dargestellt) steigt oder fällt, wie durch den Pfeil **1319** dargestellt ist. In diesem Ausführungsbeispiel ist der Schwimmer **1320** eingeengt, so daß er nicht bezüglich des Trägers **1305** rotiert. Wie dem Durchschnittsfachmann geläufig ist, falls der Schwimmer **1320** sich drehen kann, wird sich die Position, die durch die Verarbeitungseinheit **1311** angezeigt wird, bei derselben Höhe ändern. Falls eine flache Wendel entlang der Seite des Trägers **1305** verwendet wird, wird dieses Drehproblem nicht dasselbe Problem verursachen. Dieses Problem wird im einzelnen später diskutiert.

[0102] **Fig.** 13b zeigt, wie die Wendelwicklungen **1313** und **1315** um den Träger **1305** gewickelt werden sollten. Insbesondere sind die Wendelwicklungen **1313** und **1315** aus vier Drähten **1313a**, **1313b** und **1315a**, **1315b** gebildet, die an der Außenseite des Trägers **1305** beginnen, in 90°-Intervallen beabstandet sind und in Helixmuster entlang der Länge des Trägers **1305** gedreht sind. Am entfernten Ende (nicht dargestellt) des Trägers **1305** sind die Drähte, die um 180° beabstandet sind, miteinander verbunden, so daß die Drähte **1313a** und **1313b** eine Wendelwicklung **1313** und die Drähte **1315a** und **1315b** die zweite Quadraturwendelwicklung **1315** bilden. Zusätzliche Wicklungen können um den Träger **1305** gewickelt sein, um einen Periodenkodierer zu schaffen, wenn es eine Anzahl von Perioden der Wendelwicklungen gibt. Der Betrieb dieses Ausführungsbeispiels entspricht dem Betrieb des ersten Ausführungsbeispiels. Ein Vorteil bei dieser Helixausführung besteht darin, daß sie deutlich einfacher herzustellen ist als die flache Ausführung, da die Drähte lediglich um den Träger gewickelt werden.

[0103] Die **Fig.** 14a und 14b zeigen, wie der "Wendel"-Transducer modifiziert werden kann, um für den Gebrauch in einem Rotationspositionskodierer geeignet zu sein. Insbesondere zeigt **Fig.** 14a einen fixierten Kreisträger **1405**, auf dem Wendelwicklungen **1413** und **1415** in Kreisform gewickelt werden. In diesem Ausführungsbeispiel gibt es drei Perioden jeder Wendelwicklung **1413** und **1415** um einen Träger. Wie in dem linearen Beispiel, werden Leiterüberkreuzungen durch Einsatz von Durchführungen zur anderen Seite des Trägers oder durch Einsatz einer Leiter-Isolator-Laminatstruktur vermieden. Es gibt ebenfalls eine Anregungsschleife **1416**, die auf dem Träger **1405** montiert ist und zum Anregen der Resonanzschaltung, die auf dem bewegbaren Element montiert ist, verwendet wird, das frei um die Trägerachse drehbar ist. Um die Linearität des Systems beizubehalten, sollte die Resonanzschaltung so symmetrisch wie möglich sein.

[0104] **Fig.** 14b zeigt das drehbare Element **1401**, das relativ zum Träger **1405**, der in **Fig.** 14a dargestellt ist, um den Mittelpunkt **1491** drehbar ist, wie durch die Pfeile **1419** angezeigt ist. Auf dem drehbaren Element **1401** ist eine Resonanzschaltung **1410** montiert, die zur Maximierung der Linearität des Systems ausgelegt ist. Der Betrieb dieses Drehausführungsbeispiels entspricht dem Betrieb des linearen Ausführungsbeispiels.

[0105] In den vorstehenden Ausführungsbeispielen sind entlang des Trägers des Positionskodierers Wendelwicklungen vorgesehen. In einigen Anwendungen kann jedoch ein Träger mit kürzerer Länge ausreichend sein, bei dem nur ein einzelner Periodensatz von Wendelwicklungen vorgesehen sein muß. **Fig.** 15 zeigt einen Träger **1505**, der eine Anregungsspule **1516** trägt, und zwei Wendelwicklungen **1513** und **1515** in Phasenquadratur, die eine einzelne Periode T_S besetzen. Die Wicklungen sind mit einer Anregungs- und Verarbeitungseinheit **1511** wie vorher verbunden. Obwohl diese Form der Vorrichtung für einige Anwendungen geeignet sein kann, ist sie weniger bevorzugt, da Enddefekte die Genauigkeit vermindern.

[0106] In den vorstehenden Ausführungsbeispielen war eine Resonanzschaltung auf dem bewegbaren Objekt montiert. Dies hat den Vorteil, daß sie noch ein Magnetfeld erzeugt, nachdem das Anregungssignal entfernt wurde, was bedeutet, daß keine Versorgungsquelle an dem bewegbaren Objekt erforderlich ist. Es ist jedoch in gleicher Weise möglich, die Position der Resonanzschaltung zu fixieren und zu ermöglichen, daß sich der Träger bewegt. Des weiteren ist es auch möglich, die Position einer Anzahl von bewegbaren Objekten durch Einsatz einer Resonanzschaltung mit einer unterschiedlichen Resonanzfrequenz in jedem Objekt festzustellen. **Fig.** 16 zeigt die Resonanzcharakteristik einer Resonanzschaltung. Idealerweise, falls die Resonanzfrequenzen nahe aneinander sind, sollte diese Charakteristik einen hohen Maximalwert aufweisen, einen

tiefen Minimalwert und eine geringe Spitzenbreite δw oder, mit anderen Worten, sollte der Resonator einen hohen Gütefaktor (Q) aufweisen. Ein Verfahren zur Verbesserung dieser Charakeristik ist der Einsatz eines Quarz- oder Keramikresonators in Reihe mit der Spule **14** und dem Kondensator **17**. In einer solchen Ausführungsform sind der Wert der Induktanz der Spule **14** und der Wert der Kapazität des Kondensators **17** vorzugsweise derart gewählt, daß ihre Impedanz bei der Resonanzfrequenz des Quarz- oder Keramikresonators auslöscht, weil dieses die Schärfe der Resonanzcharakteristik maximiert. Die Quarz- oder Keramikresonatoren sind vorzugsweise für Oberflächenbefestigung auf gedruckten Schaltungskarten geeignet, weil diese den für sie erforderlichen Raum minimiert. Geeignete Keramikresonatoren sind von AVX Kyocera, Stafford House, Station Road, Aldershot, Hants, Vereinigtes Königreich, oder Murata, vertrieben von Cirkit, Mercury House, Calleza Park, Aldermaston, Reading, Berkshire, Vereinigtes Königreich, erhältlich.

[0107] In **Fig.** 17 sind die Anordnung des Trägers **1705**, der Anregungsspule **1716** und der Wicklungen **1715** und **1713** wie vorher. In diesem Ausführungsbeispiel sind jedoch zwei bewegbare Objekte (nicht dargestellt) mit jeweils einer Resonanzschaltung **1710A** und **1710B** mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen vorgesehen. Die Position jedes bewegbaren Objektes, das den jeweiligen Resonanzschaltungen **1710A** und **1710B** zugeordnet ist, kann durch Anregung wechselweise jeder Resonanzschaltung oder durch Anregung aller Resonanzschaltungen gleichzeitig unter Verwendung eines "Weiß-Rausch"-Signals bestimmt werden, d. h. durch ein Signal, das alle Frequenzen enthält, und unter Einsatz bekannter Signalverarbeitungstechniken zur Bestimmung der Position jedes bewegbaren Objekts. Obwohl die Resonanzfrequenzen, die jedem Objekt zugeordnet sind, jeden Wert aufweisen können, sind sie vorzugsweise relativ nahe beeinander ausgewählt, so daß die Bandbreite des Systems nicht zu groß ist. Anderenfalls wird die Elektronik komplex und damit teurer.

[0108] In den obenstehenden Ausführungsbeispielen werden die Signale auf den Wendelwicklungen nur verarbeitet, nachdem das Anregungssignal entfernt wurde. Der Grund dafür liegt in der Reduktion von Interferenz aufgrund der Kreuzkopplung mit dem Anregungssignal. Falls jedoch ein Harmonischengenerator anstatt der Resonanzschaltung verwendet wird, ist es möglich, die Signale, die vom Harmonischengenerator erzeugt werden, von dem Anregungssignal zu unterscheiden. Falls somit eine seperate Anregungsspule vorgesehen ist, wird es möglich, die Position des Harmonischengenerators zu bestimmen, während das Anregungssignal noch an die Anregungsspule angelegt wird. Dies ist möglich, da der Harmonischengenerator eine nichtlineare magnetische Charakteristik aufweist, die in Abhängigkeit von einem Anregungssignal ein Magnetfeld mit Komponenten einschließlich Harmonischen der Anregungsfrequenz erzeugt. Diese höherfrequenten Harmonischen können von dem Anregungssignal unterschieden werden und somit zum Bestimmen der Position des Harmonischengenerators verwendet werden, während das Anregungssignal noch an die Anregungsspule angelegt wird.

[0109] **Fig.** 18 zeigt ein Ausführungsbeispiel, bei dem ein Harmonischengenerator **1901** auf einem bewegbaren Element (nicht dargestellt) anstatt einer Resonanzschaltung montiert ist. Dieses Ausführungsbeispiel wird mit Bezug auf eine flache Wendelausführung erläutert, ist aber auch für die anderen oben beschriebenen Ausführungsbeispiele anwendbar. **Fig.** 18 zeigt einen Träger **1905**, auf dem Wendelwicklungen **1913** und **1915** und eine Anregungsschleife **1916** montiert sind. Die Anregungsschleife **1916** muß in der Lage sein, den Harmonischengenerator **1901** in seinem nichtlinearen Bereich anzuregen, wenn er in einem seiner erlaubten Positionen ist, d. h. entlang der gesamten Länge des Trägers **1905**. Die Anregungsspule **1916**, die um den Umfang des in **Fig.** 17 dargestellten Trägers **1905** montiert ist, ist ein Beispiel einer geeigneten Anregungsschleife.

[0110] **Fig.** 19 zeigt ein Beispiel des Signalgenerators, der das Anregungssignal erzeugt, und die Verarbeitungsschaltung in dem Anregungs- und Verarbeitungsblock **1911**, der in **Fig.** 18 dargestellt ist. Insbesondere erzeugt ein Pseudo-Quadratwellengenerator **2061** ein Anregungssignal mit einer Grundfrequenz f aber ohne Harmonische mit 3f, 9f, 15f, das kontinuierlich an die Anregungsspule **1916** angelegt wird. Die Signale von den Quadraturwendelwicklungen **1913** und **1915** (und von anderen Wicklungen **1971**, falls die Absolutposition erforderlich ist) werden in einen Analogmultiplexer **2026** geführt, der durch einen Mikroprozessor **2033** gesteuert wird. Das Signal von jeder Wicklung wird durch einen Verstärker **2073** verstärkt und in einem Mixer **2027** mit einem Signal **2039** gemischt, dessen Frequenz das dreifache der Frequenz der Grundfrequenz f des Anregungssignals ist, d. h. der dritten Harmonischen. Somit wird die Komponente des empfangenen Signals mit der Frequenz **3f** (die die interessierende Komponente ist, die durch den Harmonischengenerator **2001** erzeugt wird) demoduliert, während die anderen Komponenten nicht. Die demodulierte Komponente wird dann von den Hochfrequenzkomponenten durch das Tiefpaßfilter **2029** entfernt, in ein Digitalsignal durch einen ADC **2075** gewandelt und in den Mikroprozessor **2033** geführt, wo es zeitweilig gespeichert wird. Sobald die Signale von allen Wicklungen in dieser Weise verarbeitet sind, berechnet der Mikroprozessor **2033** die Absolutposition des bewegbaren Objekts unter Verwendung der obengenannten Gleichung 14.

[0111] Der Harmonischengenerator **1901** ist typischerweise aus nichtlinearem Magnetmaterial gefertigt, das über seinen Sättigungspunkt in seinen nichtlinearen Bereich durch das Anregungssignal getrieben werden kann, beispielsweise Vakuumschmelze 6025 Spinmelt Ribbon. Alternativ kann auch eine Spule, die mit einem nichtlinearen elektrischen Element verbunden ist, wie eine Spule, ein geeigneter Harmonischengenerator **1901**, verwendet werden (in welchem Fall die Verarbeitungsschaltung auf die zweite Harmonische des Anregungssignals abgestimmt ist).

[0112] Ein Problem mit dem Ausführungsbeispiel mit Harmonischengenerator, wie oben beschrieben, besteht darin, daß die Anwesenheit anderen Ferromaterials innerhalb des Systems auch harmonische Hintergrundsignale erzeugen kann. Diese Verzerrung kann jedoch minimiert werden durch (i) Reduzieren der Koerzitivität und der Permeabilität des Harmonischengenerators **1901** derart, daß er Harmonische mit geringeren Transmitterfeldpegeln als das umgebende Ferromaterial erzeugt, d. h. deutlich unterhalb 50 A/m; und/oder (ii) Verwenden von Materialien mit scharfem Sättigungspunkt derart, daß hohe Pegel der hochfrequenten Harmonischen gemessen werden, die typischerweise nicht in Ferromaterialien auftreten. Geeignete Materialien, die diese Merkmale aufweisen, sind lange, dünne, amorphe, drehgeschmolzene Metalle (Metglass), vertrieben von Allied Signal, 6 Eastmans Road, Persippany, NJ 07054, New Jersey, Vereinigte Staaten von Amerika, und gesputterte Magnetmaterialien wie Nickellegierungen. Des weiteren sollte der Formfaktor des Materials hoch sein, um hohe zu erreichende Permeabilität zu ermöglichen. Dies kann durch die Verwendung von langen, dünnen Proben oder sehr dünnen flachen Proben erzielt werden.

[0113] Magnetmaterialien, die mit einem einfrequenten Wechselstromfeld ohne Gleichstromkomponente in den nichtlinearen Bereich angeregt werden, erzeugen ungerade Harmonische des Treiberstroms. Falls jedoch Material mit sehr geringer Permeabilität verwendet wird, kann das Erdmagnetfeld ausreichend sein, die Erzeugung ungerader Harmonischer zu verschlechtern durch Vorspannen des Harmonischengenerators außerhalb des nichtlinearen Bereichs. Eine mögliche Lösung für ein solches System liegt in der Anlegung eines Gleichstromvorspannfeldes, um dem Erdmagnetfeld entgegenzuwirken. Die erforderliche Gleichspannung kann durch Minimieren des Erfassungspegels von geraden Harmonischen oder durch Maximieren des Erfassungspegels von ungeraden Harmonischen bestimmt werden.

[0114] Eine weitere Möglichkeit mit der Verwendung eines Harmonischengenerators ist dessen Anregung mit zwei unterschiedlichen Anregungsfrequenzen F_1 und F_2. In einem solchen Ausführungsbeispiel wird der Harmonischengenerator ein Magnetfeld mit Zwischenmodulationskomponenten erzeugen, d. h. Komponenten bei $F_1 \pm F_2$.

[0115] Das Ausführungsbeispiel mit Harmonischengenerator ist sehr geeignet für Messung der Position eines Schwimmers, da es sehr widerstandsfähig gegen Schmutz, Salzwasser etc. ist, was eine elektrische Dämpfung eines Induktor-/Kondensator-Resonators verursachen kann, und kann mit großen Lücken zwischen dem Schwimmer und dem Träger arbeiten. Des weiteren hat der Harmonischengenerator den Vorteil gegenüber der Resonanzschaltung, daß er mit den Wendelwicklungen unabhängig von seiner Orientierung koppelt. Dies gilt selbst dann, wenn der Harmonischengenerator aus einem amorphen Metall besteht, das eine bevorzugte Magnetachse aufweist, da es möglich ist, das Material in wechselnden Orientierungen aufzuschichten und so eine geeignete isotrope Vorrichtung zu schaffen.

[0116] In den Ausführungsbeispielen, in denen eine Resonanzschaltung verwendet wird, wird ihre Form, Masse, Resonanzfrequenz etc. durch die spezielle Anwendung diktiert und ebenso bestimmen sie bis in einen gewissen Grad die Genauigkeit des Systems. Die Erfinder haben bestätigt, daß ein hoher Genauigkeitsgrad erhalten wird, wenn der Durchmesser der Spule, die einen Teil der Resonanzschaltung bildet, ungefähr das Doppelte der Breite der Wendelwicklungen beträgt und ungefähr gleich die Hälfte der Periode der Wendelwicklungen.

[0117] **Fig.** 20 ist eine isometrische Darstellung einer Luftkernresonatorausführung, die geeignet ist für den in **Fig.** 13a dargestellten Schwimmerresonator. Der Schwimmer **2120** ist ein Rohr aus nichtmagnetischem, vorzugsweise nichtleitendem Material, beispielsweise Kunststoff oder Glas, hat eine Länge 1 und einen Innendurchmesser, der groß genug ist, um über den Träger **1305** und Wendelwicklungen **1313** und **1315**, die in **Fig.** 13a dargestellt sind, zu passen. Eine Spule aus Draht **2114** ist um das Äußere des Schwimmers **2120** in solcher Weise gewickelt, daß ihre Magnetachse radial mit Bezug auf den Schwimmer **2120** gerichtet ist. In diesem Ausführungsbeispiel wird dies durch Wickeln eines ersten Teils **2114a** der Spule **2114** um den Schwimmer in einem ersten ebenen Satz mit einem ersten Winkel zur Ebene des Rohres selbst erzielt und dann Wickeln eines zweiten Teils **2114b** der Spule **2114** um den Schwimmer **2120** in einem zweiten unterschiedlichen ebenen Satz mit einem zweiten Winkel zur Ebene des Rohrs selbst derart, daß der kombinierte Effekt der beiden

Teile **2114a** und **2114b** der Spule **2114** in einer Spule resultiert, die eine radiale Achse aufweist. Ein Kondensator (nicht dargestellt) wird mit den beiden Enden der Spule **2114** verbunden, um eine Resonanzschaltung mit der Spule **2114** zu bilden.

[0118] In einigen Anwendungen ist jedoch eine geringe Schwimmerlänge 1 Vorbedingung. In solch einem Ausführungsbeispiel ist der in **Fig.** 20 dargestellte Aufbau nicht angemessen, und ein anderer Aufbau wie der, der in **Fig.** 21 dargestellt ist, ist erforderlich. Insbesondere zeigt **Fig.** 21 in Aufsicht einen flachen, scheibenähnlichen Schwimmer **2220** mit wieder einem Innendurchmesser, der groß genug ist, um über den Träger **1305** und Wendelwicklungen **1313** und **1315**, die in **Fig.** 13a dargestellt sind, zu passen. Zwei Abschnitte **2214a** und **2214b** der einen Spule **2214** werden auf dem Schwimmer **2220** in der dargestellten Weise derart montiert, daß die Achse der Spule **2214** radial mit Bezug auf den Schwimmer **2220** ist. Die Enden der Spule **2214** sind mit einem Kondensator **2217** verbunden, so daß eine Resonanzschaltung gebaut wird. Die Spulenteile **2214a** und **2214b** sind vorzugsweise um Ferritstäbe **2281** und **2283** gewickelt, weil die das Magnetfeld, das durch die Spule **2214** erzeugt wird, konzentriert, wenn die Resonanzschaltung resonant schwingt.

[0119] In den vorstehenden Ausführungsbeispielen war angenommen, daß die Achse der Resonanzschaltung fixiert war. In einigen Anwendungen, wie Fluidflußmessern, kann die Resonanzschaltung drehen. **Fig.** 22 zeigt, wie eine Form des Transducers der vorliegenden Erfindung in einem Fluidflußratensensor verwendet werden kann. Fluid passiert eine vertikale Leitung **2385** aus nichtmagnetischem vorzugsweise nichtleitendem Material, die intern, wie dargestellt, verjüngt ist, nach oben. Die vom Schwimmer **2320** eingenommene Vertikalposition hängt von der Rate des Fluidflusses ab. **Fig.** 23a zeigt mit größerem Detail den in **Fig.** 22 dargestellten Schwimmer **2320**. Innerhalb des Schwimmers **2320** befindet sich eine Resonanzschaltung **2410**, deren Achse horizontal ist. Der Schwimmer **2320**, der in diesem Fall im wesentlichen konisch ist, tendiert jedoch dazu, in dem Fluidfluß zu rotieren, so daß die Achse **2421** der Resonanzschaltung **2410** sich ändert. Dementsprechend wird sich das vom Transducer abgegebene Signal bei einer gegebenen Höhe mit der Zeit ändern. Im vorliegenden Ausführungsbeispiel verbleibt der Schwimmer **2320** aufgrund seiner wesentlichen konischen Form vertikal und dreht nur um seine vertikale Achse. Wenn die Schaltung **2410** resonant schwingt und wenn der Schwimmer sich dreht, wird die in beiden Wendelwicklungen des Transducers induzierte EMF durch $\cos\theta$ moduliert, wobei θ die Winkelorientierung des Schwimmers ist, und Null ist, wenn die Achse **2421** der Schaltung **2410** rechtwinklig zur Oberfläche des Trägers **2305** ist. Der Effekt der Drehung auf die induzierten Signale kann jedoch durch die in der obenstehenden Gleichung 13 durchgeführte Verhältnisrechnung entfernt werden, da die in beide Wendelwicklungen induzierte EMF durch dieselbe Modulation beeinflußt wird. Dementsprechend verhindert die Drehung des Schwimmers **2320** um eine vertikale Achse nicht die Bestimmung seiner vertikalen Position. Falls jedoch aus anderen Gründen der Schwimmer aufhört zu rotieren, wenn die Achse der Resonanzschaltung orthogonal zur Oberfläche des Trägers **2305** ist, d. h. wenn $\theta = 90°$ oder $270°$, kann die Höhe nicht festgestellt werden, da es keine Kopplung zwischen der Resonanzschaltung **2410** und den Wendelwicklungen (nicht dargestellt) mehr gibt.

[0120] **Fig.** 23b zeigt, wie der Schwimmer **2320** der **Fig.** 23a modifiziert werden kann, um dieses Problem zu lösen. In **Fig.** 23b hat der Schwimmer **2320** Resonanzschaltungen **2410a** und **2410b** mit horizontalen aber rechtwinkligen Achsen und jeweils vorzugsweise mit einer unterschiedlichen Resonanzfrequenz f_1 und f_2. Aufgrund dessen wird in diesem Ausführungsbeispiel immer ein Ausgangssignal in den Wendelwicklungen (nicht dargestellt) aufgrund des Magnetfelds von zumindest einer der Resonanzschaltungen vorhanden sein, aus dem die Höhe des Schwimmers unabhängig von dessen Winkelorientierung bestimmt werden kann.

[0121] Des weiteren, wie dem Durchschnittsfachmann klar ist, ist es auch möglich, die Winkelorientierung θ des Schwimmers **2220** aus den Signalen, die durch irgendeine der Wendelwicklungen erzeugt werden, zu bestimmen. Dies ist für den Durchschnittsfachmann klar, da das in einer Wendelwicklung aufgrund einer Resonanzschaltung induzierte Signal (nach Demodulierung und Filterung) gegeben ist durch:

$$\tilde{V}^{f1} = S(x, y)\cos\theta \qquad (18)$$

und das in der gleichen Wendelwicklung aufgrund der anderen Resonanzschaltung induzierte Signal (nach Demodulation und Filterung) gegeben ist durch:

$$\tilde{V}^{f2} = S(x, y)\sin\theta \qquad (19)$$

[0122] Demensprechend kann die Winkelorientierung θ aus der inversen Tangensfunktion und des Verhältnisses $\tilde{V}^{f2}/\tilde{V}^{f1}$ bestimmt werden. Des weiteren kann die Drehrate des Schwimmers auch durch Verfolgen von θ bestimmt werden, wenn es sich ändert. Dies ist vorteilhaft, da die Drehrate ebenfalls von der Fluidflußrate ab-

hängt.

[0123] **Fig.** 23c zeigt im Querschnitt eine alternative Lösung des Problems. Insbesondere zeigt **Fig.** 23c das Rohr **2385**, durch das das Fluid fließt, den Schwimmer **2320** innerhalb der Rohrleitung **2385** und zwei Träger **2405a** und **2405b**, die in rechtwinkligen Ebenen angrenzend an das Rohr **2385** liegen, mit jeweils einem Satz Wendelwicklungen (nicht dargestellt) darauf montiert. In diesem Ausführungsbeispiel ist nur eine Resonanzschaltung (nicht dargestellt) mit einer Horizontalachse in dem Schwimmer **2320** montiert. Dem Durchschnittsfachmann ist es klar, daß immer ein Ausgangssignal von den Wendelwicklungen zumindest eines der Träger vorhanden ist und somit die Höhe des Schwimmers immer bestimmt werden kann, unabhängig von seiner Winkelorientierung. Wie in dem Ausführungsbeispiel der **Fig.** 23b ist es auch möglich, die Winkelorientierung des Schwimmers **2320** zu bestimmen. Dem Durchschnittsfachmann ist jedoch offensichtlich, daß in diesem Ausführungsbeispiel Signale von den beiden Trägern **2405a** und **2405** verwendet werden müssen, um die Winkelorientierung zu bestimmen.

[0124] In den obigen Ausführungsbeispielen, die einen Fluidflußratensensor beschreiben, war der Schwimmer insbesondere dazu ausgelegt, um nur eine Vertikalachse zu drehen. **Fig.** 23d zeigt ein weiteres Ausführungsbeispiel eines Fluidflußratensensors, bei dem der Schwimmer **2420** sphärisch ist und der damit um jede Achse rotieren kann. In diesem Ausführungsbeispiel ist ein einzelner Satz von Wendelwicklungen (nicht dargestellt) auf einem Träger **2305** angrenzend an das Rohr **2385** montiert. Der Schwimmer **2420** kann innerhalb des Rohres **2385**, das wie vorstehend verjüngt ist, frei schweben und enthält drei Resonanzschaltungen **2410a**, **2410** und **2410c** mit orthogonalen Achsen und vorzugsweise mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen. In diesem Ausführungsbeispiel wird immer eine gewisse Kupplung zwischen zumindest einer der Resonanzschaltungen **2410a**, **2410** oder **2410c** innerhalb des Schwimmers **2420** und dem Satz der Wendelwicklungen (nicht dargestellt) vorhanden sein. Somit kann die Höhe des Schwimmers **2420** immer bestimmt werden, unabhängig von seiner Winkelorientierung. Des weiteren kann es auch möglich sein, die Drehrate des Schwimmers **2420** um seine Achsen zu bestimmen, da die in den Wendelwicklungen (nicht dargestellt) erzeugten Signale mit den drei Resonanzfrequenzen von der Drehrate des Schwimmers **2420** um die Achse entsprechend der Resonanzschaltung abhängen.

[0125] Einer der Hauptvorteile des Wendelsensorsystems in bezug auf existierende Fluidflußratensensoren (die einen magnetischen Schwimmer und magnetische Verfolgungsvorrichtung aufweisen) besteht darin, daß es keine Kraft auf den Schwimmer ausübt. Dementsprechend ist das System genauer als existierende Fluidflußratensensorsysteme. Des weiteren, durch Messung sowohl der Schwimmerhöhe als auch der Drehrate, ergibt sich ein vergrößerter dynamischer Bereich, über den eine genaue Flußanzeige möglich ist.

[0126] In dem in **Fig.** 13a dargestellten Ausführungsbeispiel wurde angenommen, daß der Schwimmer **1320** sich nicht um eine vertikale Achse drehen kann. Falls jedoch der Schwimmer **1320** drehen kann, um sicherzustellen, daß die Resonanzschaltung immer angeregt wird, unabhängig von der Winkelorientierung des Schwimmers, müssen jeweils zwei orthogonale Anregungsspulen und ein Horizontalachsenresonator vorgesehen sein oder eine einzelne Anregungsspule und zwei Resonanzschaltungen mit horizontalen aber orthogonalen Achsen müssen vorgesehen sein, so daß die Winkelorientierung des Schwimmers festgestellt werden kann. Die Winkelorientierung des Schwimmers muß festgestellt werden, so daß eine geeignete Korrektur der angezeigten Position durchgeführt werden kann.

[0127] **Fig.** 24 zeigt, wie zwei orthogonale Anregungsschleifen **2516a** und **2516b** um den Träger **1305** montiert werden, der in dem in **Fig.** 13a dargestellten Flüssigkeitspegelsensorsystem verwendet wird. Die beiden Anregungsspulen **2516a** und **2516b** müssen nicht in orthogonalen Ebenen liegen, dies ist aber bevorzugt, da es die Verarbeitung erleichtert, die zur Bestimmung der Position und der Winkelorientierung des Schwimmers **13** der **Fig.** 13a erforderlich ist.

[0128] Die **Fig.** 25a und 25b zeigen eine weitere Form der Wicklungen und der Resonanzschaltung. In **Fig.** 25a trägt ein Träger **2605** Wicklungen **2653**, **2655** und **2657**, die in einem Dreiphasenaufbau angeordnet sind. Die zugeordnete Resonanzschaltung **2610** zeigt Spulen **2614**, die in einer Wendelanordnung derart aufgebaut sind, daß sie eine ausgeglichene Resonanzschaltung bilden mit einer Mehrzahl von Schleifen, die sich entlang der Meßrichtung erstrecken. Dieser Mehrschleifenaufbau hat den Vorteil der Mittelung des Signals über eine Anzahl von Wicklungen und dabei der Minimierung von Fehlern aufgrund von Fehlern bei der Herstellung der Wicklungen **2653**, **2655** und **2657**.

[0129] **Fig.** 26 zeigt eine der Wicklungen, die in einem Zweidimensionspositionskodierer verwendet werden, der die Wendelwicklungen gemäß der Erfindung einsetzt. Insbesondere zeigt **Fig.** 26 eine Wendelwicklung

2815, deren Spulendichte in sinusförmiger Weise entlang der x-Achse der **Fig.** 26 sich ändert. Als Ergebnis variiert die Empfindlichkeit der Wicklung **2815** auf eine nahe Quelle eines magnetischen Feldes in sinusförmiger Weise mit dem Abstand x. Eine Phasenquadraturwendelwicklung (nicht dargestellt) wird auch erforderlich, deren Spulendichte in sinusförmiger Weise mit dem Abstand entlang der x-Achse variiert. Dies liefert eine eindimensionale Linearverschiebungsvorrichtung. Falls jedoch ein weiterer Satz von Phasenquadraturwicklungen in Überlagerung über die Wicklungen **2815** und die korrespondierenden Quadraturwicklungen (nicht dargestellt) vorgesehen sind, deren Wicklungsdichten in sinusförmiger Weise pro Einheitsabstand in y-Richtung variieren, kann damit ein zweidimensionaler Transducer geschaffen werden. Zur Klarheit sind in **Fig.** 26 einige der Wicklungen nicht dargestellt. **Fig.** 26 zeigt auch eine Resonanzschaltung **2810**, deren Position in x- und y-Richtung variieren kann. Falls eine Anregungsspule (nicht dargestellt) vorgesehen ist, um den Resonator **2810** anzuregen, kann die Position des Resonators in x- und y-Richtung mit Bezug auf den Ursprung O aus den Signalen bestimmt werden, die in den vier Wendelwicklungen in der oben beschriebenen Weise induziert werden.

[0130] Die Erfinder haben auch festgestellt, daß durch vorsichtige Ausgestaltung der Resonanzschaltung es möglich ist, den augenscheinlichen Effekt einer geneigten Resonanzschaltung (in Grenzen) zu reduzieren. **Fig.** 27a zeigt schematisch eine Spule aus Draht **2914** mit einer Achse **2921**, die einen Teil der Resonanzschaltung bildet, die auf dem drehbaren Element (nicht dargestellt) montiert ist. **Fig.** 27a zeigt weiterhin den Träger **2905**, auf dem die Wendelwicklungen (nicht dargestellt) montiert sind. Das System ist zur Ausgabe der Position der Resonanzschaltung entlang der Länge des Trägers ausgelegt. Falls die Resonanzschaltung sich neigt, d. h. die Achse **2921** der Resonanzschaltung um T Rad verschoben wird, sollte der Positionskodierer die Position wie am Punkt **2988** ausgeben. Durch Experimente haben jedoch die Erfinder festgestellt, daß dies nicht der Fall ist. Tatsächlich zeigt der Positionskodierer an, daß die Resonanzschaltung angrenzend an Punkt **2989** ist, der etwa halbwegs zwischen der tatsächlichen Position **2987** und der erwarteten Position **2988** liegt. Dies bedeutet, daß die Resonanzschaltung am Punkt **2990** zu sein scheint und sich entlang einer augenscheinlichen Meßebene **2992** bewegt, die sich von der tatsächlich Ebene **2991** unterscheidet, in der die Resonanzschaltung liegt. Des weiteren haben die Erfinder erkannt, daß durch Verwendung einer Resonanzschaltung mit zwei Spulenteilen, die in Serie geschaltet sind und räumlich entlang der Meßrichtung getrennt sind, es möglich ist, die augenscheinliche Meßebene **2992** von dem Träger **2905** weg oder dorthin zu bewegen. Dies hat wichtige Folgen bei Anwendungen wie bei der Messung der Position von Tintenstrahldruckköpfen, wo es unmöglich sein kann, die Spulen in der erforderlichen Meßebene aufgrund von Raumbeschränkungen zu plazieren.

[0131] **Fig.** 27b zeigt ein Ausführungsbeispiel, bei dem der Resonator zwei elektrisch verbundene Spulen aufweist und wobei der Abstand zwischen den jeweiligen Achsen **2921** 2D beträgt. Die beiden Spulen sind mit dem bewegbaren Objekt derart verbunden, daß, falls das bewegbare Objekt kippt, zwei Resonanzschaltungen um den Punkt **2982** kippen. Die Erfinder haben festgestellt, daß sie die augenscheinliche Ebene der Messung **2992**, wie durch den Pfeil **2983** dargestellt ist, durch Ändern des Abstandes 2D zwischen den Spulen **2914a** und **2914b** variieren können. Vorzugsweise beträgt der Abstand zwischen den beiden Spulen nicht exakt ein Vielfaches der Wicklungsperiode. In einem Experiment (i) umfaßte jeder Spulenteil **2914a** und **2914b** vierzig Wicklungen von 0,2 mm Kupferdraht um einen Ferritkern mit 8 mm Querschnitt und 18 mm Länge; (ii) ein geeigneter Kondensator wurde ausgewählt, um die Resonanzschaltung bei 150 kHz resonant schwingen zu lassen; (iii) wurde eine tatsächliche Trennung von 25 mm zwischen der Mitte der Spulen und Fläche des Trägers **2905** ausgewählt; (iv) eine Wicklungsperiode von 50 mm Versatz und 20 mm Spitze-Spitze wurde verwendet; und (v) eine Trennung zwischen den Spulen (d. h. 2D) von 116 mm wurde verwendet. Die erhaltenen Resultate zeigen, daß die effektive Meßebene **2992** 120 mm oberhalb der Spur angeordnet war, und die durch das Positionskodiersystem angezeigte Position ist Punkt **2987** bis innerhalb ±0,4 mm mit Winkeländerungen von ±4° betrug. Für dieselben Winkeländerungen und eine Einzelspule zeigte der Positionskodierer im Punkt **2987** innerhalb von ±8 mm. Dies gibt eine Genauigkeitsverbesserung um den Faktor **20** an. In einem zweiten Experiment mit einem ähnlichen Aufbau aber mit einer Trennung (2D) zwischen den Spulen von 100 mm betrug die scheinbare Meßebene **2992** des Systems 10 mm oberhalb der Spur. In einem dritten Experiment mit einem ähnlichen Aufbau aber mit einer Trennung (2D) von 96 mm wurde die scheinbare Meßebene **2992** auf der Oberfläche des Trägers **2905** gefunden. Aufgrund dessen wäre es bei einer Tintenstrahldruckeranwendung, bei der die Düse, von der Tinte auf das Papier gerichtet wird, sich leicht neigen kann, vorteilhaft, falls die scheinbare Meßebene gleich der Papierebene wäre. Dies kann durch Wahl einer geeigneten Trennung D erzielt werden. Bei dieser Anordnung wird die Genauigkeit des Systems erhöht, da auf der scheinbaren Meßebene die Position sich für kleine Neigungsänderungen nicht viel ändert.

[0132] **Fig.** 28a zeigt einen Weg, auf dem die in **Fig.** 2 dargestellten Wendelwicklungen modifiziert werden können, um einen Transducer zu schaffen, der zur Verwendung in einem Radiuskodierer geeignet ist. Insbesondere zeigt die **Fig.** 28a eine Wicklung **3013**, die an einem Punkt **3008a** beginnt und um eine Spirale im Uhr-

zeigersinn bis zum Punkt **3008b** gewickelt ist, wobei sie ihre Richtung ändert und in umgekehrter Richtung bis zum Punkt **3008c** gewickelt ist, wo sie sich wieder ändert etc. Aufgrund dessen hat in diesem Aufbau die Wicklung **3013** eine sinusförmige Magnetempfindlichkeitsfunktion, die als Funktion des Radius sich ändert. Mit anderen Worten hat die Wicklung ein "multipoles" Magneterfassungsmuster in jeder Radialrichtung. Eine zweite Quadraturspiralwicklung **3015** kann ebenso erforderlich sein, aber nur ihr Beginn ist aus Klarheitsgründen dargestellt. Der Betrieb dieses Ausführungsbeispiels ist ähnlich zum Betrieb der linearen Ausführungsbeispiele und wird nicht erneut beschrieben.

[0133] **Fig.** 28b zeigte eine Modifikation des Spiraltransducersystems in der **Fig.** 28a. Insbesondere vollführt in dem Aufbau der **Fig.** 28b jeder Teil einer Wicklung mehrere Umdrehungen, bevor die Richtung geändert wird. Des weiteren wird die Wicklungsdichte der Wicklungen zwischen den Richtungsänderungen derart variiert, daß die Magnetempfindlichkeit der Wicklung sinusförmig in jeder Radialrichtung ist.

[0134] Falls das bewegbare Element sich nur entlang der x-Achse der **Fig.** 28b ändern kann, ist nur ein Linearkodierer erforderlich. In so einem Ausführungsbeispiel ist es möglich, die Wicklungen durch gedankliches Schneiden entlang der gestrichelten Linien **3081** und **3083** und durch Verbinden entsprechender Teile der Wicklungen, die sich links befinden, zu modifizieren. **Fig.** 29 zeigt das resultierende Wicklungsmuster, falls dies getan wird. Insbesondere variiert die Wicklungsdichte der Wicklung **3113** in sinusförmiger Weise mit dem Abstand entlang der Länge des Trägers **3105**. Die gestrichelte Linie, die durch die Bezugsziffer **3185** angegeben ist, repräsentiert die Verbindungen mit entsprechenden Teilen der Wicklung. Es gibt auch eine Quadraturwicklung, diese ist aber aus Klarheitsgründen nicht dargestellt.

[0135] Der Transducer gemäß der Erfindung kann für eine Anzahl von Anwendungen verwendet werden. Die Ausführungsformen wurden bereits mit der Verwendung des Transducers in Anwendungen, wie Aufzugspositionssteuerung, Flüssigpegelerfassung und Fluidflußratenerfassung, beschrieben. Andere Anwendungen umfassen Ventilpositionserfassung, Positionieren des Druckkopfes in einem Printer, Graphikstifteingabevorrichtungen, Kräne, Drosseldrehsensoren, ABS-Drehsensoren, Stoßdämpfer-/Fahrhöhensensoren und Warenhauspositionssensorspuren.

[0136] Des weiteren kann die auf dem bewegbaren Element montierte Resonanzschaltung Information zurück zur Verarbeitungsschaltung übertragen. Beispielsweise könnte diese Information die Temperatur oder der Druck eines Fluids in einem Flußmesser sein. Dies wird dadurch erzielt, daß die Eigenschaft des Resonators abhängig von der Meßquantität variiert. Beispielsweise kann die Frequenz eines Resonators abhängig von Änderungen der Temperatur gestaltet werden durch Anbringen eines Widerstandsnetzwerkes, das einen Thermistor enthält, an der Resonanzschaltung. Eine weitere Möglichkeit ist die Änderung der Resonanzfrequenz mit Druck unter Verwendung von beispielsweise einer piezoelektrischen Zelle, deren Kapazität sich mit Druck ändert, als Resonanzschaltung. Solch ein Eigenschaftsmeßsystem hat den Vorteil, daß keine elektrischen Verbindungen zur Meßvorrichtung erforderlich sind.

Patentansprüche

1. Positionsdetektor mit:

einem ersten und einem zweiten Element (**5**, **1**), die für eine Relativbewegung entlang eines Meßweges montiert sind,

wobei das erste Element (**5**) eine erste Schaltung (**55**) mit zumindest zwei Schleifen (A, B) aufweist, die aufeinanderfolgend entlang des Meßweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, daß die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld (**23**) induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und eine zweite Schaltung (**53**), die sich entlang des Meßweges erstreckt,

wobei das zweite Element (**1**) Mittel (**10**) aufweist zum Wechselwirken mit den Schaltungen derart, daß in Abhängigkeit von einem Eingabetreibersignal, das an die zweite Schaltung angelegt wird, in der ersten Schaltung ein Ausgabesignal induziert wird, wobei die Wechselwirkungsmittel und die zumindest zwei Schleifen so angeordnet sind, daß das Ausgabesignal kontinuierlich als Funktion ihrer Relativposition entlang des Weges variiert, und

Treibermitteln (**41**), die ausgebildet sind, um ein Eingabetreibersignal an die zweite Schaltung (**53**) anzulegen,

wobei die zweite Schaltung (**53**) zumindest zwei Schleifen (A, B) aufweist, die aufeinander folgend entlang des Meßwegs angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, daß die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld (**23**) induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und

wobei die Wechselwirkungsmittel (**10**) eine elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**14**, **17**) aufweisen, die so angeordnet ist, daß im Betrieb ein Zwischensignal (I_r) darin durch das Eingabetreibersignal induziert wird, das an die zweite Schaltung angelegt wird, und so, daß das Zwischensignal das Ausgabesignal in der ersten Schaltung induziert.

2. Positionsdetektor nach Anspruch 1, wobei die Schleifen durch entgegengesetzt sinusförmige Abwicklungen von Leitern gebildet sind.

3. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei das erste Element eine Anzahl der ersten Schaltungen (**55**, **57**) aufweist, die elektrisch voneinander getrennt sind und aufeinander angeordnet sind, und wobei die Anzahl von Schleifen der jeweiligen ersten Schaltungen räumlich entlang des Weges voneinander getrennt sind.

4. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche mit weiterhin einer zweiten elektromagnetischen Resonanzvorrichtung (**10b**), die separat von und in einem festen Abstand entlang des Weges von der ersten elektromagnetischen Resonanzvorrichtung (**10a**) angeordnet ist, und wobei die räumliche Trennung zwischen den beiden elektromagnetischen Resonanzvorrichtungen (**10a**, **10b**) derart ist, daß das Ausgabesignal, das in der ersten Schaltung durch die erste elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**10a**) induziert wird, in Phasenquadratur mit dem Ausgabesignal ist, das in der ersten Schaltung durch die zweite elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**10b**) induziert wird.

5. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche mit einer Anzahl der elektromagnetischen Resonanzvorrichtungen (**1710a**, **1710b**), wobei jede eine unterschiedliche jeweilige Resonanzfrequenz aufweist und derart angeordnet ist, daß im Betrieb jede eleletromagnetische Resonanzvorrichtung (**1710a**, **1710b**) ein Wechselsignal bei der entsprechenden Resonanzfrequenz in der ersten Schaltung induziert, dessen Amplitude mit ihrer Position relativ zu den Schleifen der ersten Schaltung variiert.

6. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche mit weiterhin einem Verarbeitungsmittel (**33**) zum Verarbeiten des Signals, das in der ersten Schaltung induziert wird, und zum Liefern einer Anzeige der Relativposition des ersten und des zweiten Elementes daraus.

7. Positionsdetektor nach Anspruch 6, wobei das Treibermittel (**41**) betreibbar ist, um einen Puls des Treibersignals während eines ersten Zeitintervalls anzulegen, und wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) betreibbar ist, um das induzierte Signal während eines folgenden zweiten Zeitintervalls nach dem ersten Zeitinterval zu verarbeiten.

8. Positionsdetektor nach Anspruch 6 oder 7, wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) einen Demodulator (**27**) aufweist, der an die Phase des in der ersten Schaltung durch die Resonanzvorrichtung induzierten Signals angepaßt ist.

9. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 6 bis 8, wobei das erste Element zwei oder mehr der ersten Schaltungen aufweist, wobei die Schleifen der jeweiligen ersten Schaltungen räumlich entlang des Weges getrennt sind und wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) betreibbar ist, um eine Trigonemetrieverhältnis-Berechnung der Signale durchzuführen, die in den zwei oder mehr ersten Schaltungen induziert werden.

10. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei das in der ersten Schaltung induzierte Ausgabesignal sinusförmig als Funktion der Position entlang des Weges der Resonanzvorrichtung relativ zu den zumindest zwei Schleifen variiert und wobei eine Periode (TS) der Sinusvariation einer Relativbewegung der Erstreckung von zwei der reihengeschalteten Schleifen entspricht.

11. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei die elektromagnetische Resonanzvorrichtung eine Spule (**14**) und einen Kondensator (**17**) aufweist.

12. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei die Schleifen der ersten Schaltung von einer im wesentlichen ebenen Fläche des ersten Elementes (**5**) getragen werden.

13. Positionsdetektor nach Anspruch 12, wenn von Anspruch 11 abhängig, wobei die Achse der Spule (**14**) im wesentlichen rechtwinkelig zur ebenen Fläche des ersten Elementes (**15**) ist.

14. Positionsdetektor nach Anspruch 13, wobei die erste Schaltung (**13**) mehr als zwei der Schleifen auf-

weist, die aufeinanderfolgend über den Weg angeordnet sind, und wobei die Spule (**2614**) eine Anzahl von den Schleifen der ersten Schaltung (**13**) gleichen Schleifen aufweist, wobei sich die Schleifen über den Meßweg erstrecken und so angeordnet sind, daß, wenn die Resonanzvorrichtung resonant schwingt, das in der ersten Schaltung induzierte Ausgabesignal eine mittlere Position der Resonanzvorrichtung (**10**) relativ zu der ersten Schaltung (**13**) über eine Anzahl der Schleifen der ersten Schaltungen wiedergibt.

15. Positionsdetektor mit:
einem ersten und einem zweiten Element (**5**, **1**), die relativ entlang eines Meßweges bewegbar sind,
wobei das erste Element (**5**) aufweist:
(i) eine erste Schaltung (**2815**) mit einer Anzahl von Schleifenteilen, die den Weg kreuzen und die miteinander zur Bildung eines ersten und eines zweiten Satzes von Schleifen (A, B) verbunden sind, die entlang des Meßweges angeordnet sind, wobei sich jede Schleife entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet und so angeordnet sind, daß die im selben Satz durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld (**23**) induzierten elektromotorischen Kräfte sich einander addieren, und so, daß die in dem ersten Satz von Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld (**23**) induzierten elektromotorischen Kräfte den in dem angrenzenden zweiten Satz von Schleifen induzierten elektromotorischen Kräften entgegengesetzt sind, und
(ii) eine zweite Schaltung (**16**), die sich entlang des Meßwegs erstreckt,
wobei das zweite Element (**1**) Mittel (**2810**) aufweist zum Wechselwirken mit den Schaltungen derart, daß in Abhängigkeit von einem Eingabetreibersignal, das an eine der Schaltungen angelegt wird, in der anderen der Schaltungen ein Ausgangssignal induziert wird, wobei das Wechselwirkungsmittel und der erste und der zweite Satz von Schleifen so angeordnet sind, daß das Ausgangssignal kontinuierlich als Funktion ihrer Relativposition entlang des Weges variiert,
wobei das Wechselwirkungsmittel (**10**) eine elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**14**, **17**) aufweist, die so angeordnet ist, daß im Betrieb ein Zwischensignal (I_r) darin durch das Eingabetreibersignal induziert wird, das an eine der Schaltungen angelegt wird, und so, daß das Zwischensignal das Ausgangssignal in der anderen Schaltung induziert, und wobei die Schleifenteile in jedem Satz von Schleifen, die den Weg kreuzen, mit abnehmender und ansteigender Dichte entlang des Meßweges so angeordnet sind, daß die magnetische Empfindlichkeit der Schaltung sinusförmig ist.

16. Positionsdetektor nach Anspruch 15, wobei die Schleifen im wesentlichen quadratische Form aufweisen.

17. Positionsdetektor nach Anspruch 15 oder 16, wobei die elektromagnetische Resonanzvorrichtung eine Spule (**14**) und einen Kondensator (**17**) aufweist.

18. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 15 bis 17, wobei die Schleifen der ersten Schaltung auf einer im wesentlichen ebenen Oberfläche des ersten Elementes (**5**) getragen werden.

19. Positionsdetektor nach Anspruch 18, soweit von Anspruch 17 abhängig, wobei die Achse der Spule (**14**) im wesentlichen rechtwinklig zu der ebenen Oberfläche des ersten Elementes (**5**) ist.

20. Positionsdetektor mit:
einem ersten und einem zweiten Element (**5**, **1**), die für eine Relativbewegung entlang eines Meßweges montiert sind,
wobei das erste Element (**5**) eine gedruckte Schaltungskarte aufweist, die eine Anzahl von Leitungsspuren aus zumindest zwei Schichten auf der Karte trägt, wobei die Spuren auf der Karte angeordnet sind und geeignete von ihnen über die Karte an einer Anzahl von Durchgangslöchern miteinander verbunden sind, um eine erste Schaltung (**13**) zu bilden, die sich entlang des Meßweges erstreckt, und eine zweite Schaltung (**16**), die sich entlang des Meßweges erstreckt,
wobei die erste Schaltung zumindest zwei Schleifen (A, B) aufweist, die aufeinander folgend entlang des Meßweges angeordnet sind,
wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, daß in aneinandergrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld (**23**) induzierte elektromotorische Kräfte einander entgegengesetzt sind,
wobei das zweite Element (**1**) Mittel (**10**) aufweist, um mit den Schaltungen derart zu wechselwirken, daß in Abhängigkeit von einem Eingabetreibersignal, das einer der Schaltungen eingegeben wird, in der anderen Schaltung ein Ausgangssignal induziert wird, wobei das Wechselwirkungsmittel und die zumindest zwei Schleifen derart angeordnet sind, daß das Ausgangssignal als Funktion ihrer Relativposition entlang des Weges kontinuierlich variiert,

wobei das Wechselwirkungsmittel (**10**) eine elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**14**, **17**) aufweist, die so angeordnet ist, daß im Betrieb ein Zwischensignal (I_r) darin durch das Eingabetreibersignal, das der einen Schaltung angelegt wird, induziert wird, und derart, daß das Zwischensignal das Ausgangssignal in der anderen Schaltung induziert, wobei die Durchgangslöcher in erste und zweite Gruppen gruppiert sind, die quer relativ zum Meßweg beabstandet sind, und wobei die Schleifen durch eine Anzahl der Leiterspuren gebildet sind, von denen sich jede zwischen einem jeweiligen Durchgangsloch in der ersten Gruppe und einem jeweiligen Durchgangsloch in der zweiten Gruppe erstreckt.

21. Positionsdetektor nach Anspruch 20, wobei die Schleifen durch entgegengesetzt sinusförmige Abwicklungen von Leitern gebildet sind.

22. Positionsdetektor nach Anspruch 20, wobei das erste Element eine Anzahl der ersten Schaltungen (**13**, **15**) aufweist, die elektrisch voneinander getrennt sind und aufeinander angeordnet sind, und wobei die Anzahl von Schleifen der jeweiligen ersten Schaltungen räumlich entlang des Weges voneinander getrennt sind.

23. Poitionsdetektor nach Anspruch 22, wobei das erste Element zwei der ersten Schaltungen (**13**, **15**) aufweist und wobei die Schleifen der jeweiligen ersten Schaltungen räumlich entlang des Weges um die Hälfte der Erstreckung ($T_S/2$) jeder der Schleifen getrennt sind.

24. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 15 bis 23, mit einer Anzahl der elektromagnetischen Resonanzvorrichtungen (**1710a**, **1710b**), wobei jede eine unterschiedliche jeweilige Resonanzfrequenz aufweist und derart angeordnet ist, daß im Betrieb jede elektromagnetische Resonanzvorrichtung (**1710a**, **1710b**) ein Wechselsignal bei der entsprechenden Resonanzfrequenz in der anderen Schaltung induziert, dessen Amplitude mit ihrer Position relativ zu den Schleifen der ersten Schaltung variiert.

25. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 15 bis 24 mit weiterhin einem Treibermittel (**41**) zum Anlegen des Eingabetreibersignals an eine der ersten und zweiten Schaltungen und einem Verarbeitungsmittel (**33**) zum Verarbeiten des Signals, das in der anderen Schaltung induziert wird, und zum Liefern einer Anzeige der Relativposition des ersten und des zweiten Elementes daraus.

26. Positionsdetektor nach Anspruch 25, wobei das Treibermittel betreibbar ist, um das Eingabetreibersignal an die zweite Schaltung (**16**) anzulegen.

27. Positionsdetektor nach Anspruch 25 oder 26, wobei das Treibermittel (**41**) betreibbar ist, um einen Puls des Treibersignals während eines ersten Zeitintervalls anzulegen, und wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) betreibbar ist, um das induzierte Signal während eines folgenden zweiten Zeitintervalls nach dem ersten Zeitinterval zu verarbeiten.

28. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 25 bis 27, wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) einen Demodulator (**27**) aufweist, der an die Phase des in der anderen Schaltung durch die Resonanzvorrichtung induzierten Signals angepaßt ist.

29. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 25 bis 28, wobei das erste Element zwei oder mehr der ersten Schaltungen aufweist, wobei die Schleifen der jeweiligen ersten Schaltungen räumlich entlang des Weges getrennt sind und wobei das Verarbeitungsmittel (**33**) betreibbar ist, um eine Trigonemetrieverhältnis-Berechnung der Signale durchzuführen, die in den zwei oder mehr ersten Schaltungen induziert werden.

30. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 15 bis 29, wobei das in der anderen Schaltung induzierte Ausgabesignal sinusförmig als Funktion der Position entlang des Weges der Resonanzvorrichtung relativ zu den zumindest zwei Schleifen variiert und wobei eine Periode (TS) der Sinusvariation einer Relativbewegung der Erstreckung von zwei der reihengeschalteten Schleifen entspricht.

31. Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 20 bis 30, wobei die elektromagnetische Resonanzvorrichtung eine Spule (**14**) und einen Kondensator (**17**) aufweist.

32. Positionsdetektor nach Anspruch 31, wobei die Achse der Spule (**14**) im wesentlichen rechtwinklig zur Oberfläche der gedruckten Schaltungskarte ist, die die Leitungsspuren trägt, die die ersten und die zweiten Schaltungen bilden.

33. Positionsdetektor nach Anspruch 32, wobei die Resonanzvorrichtung (**10**) zumindest zwei reihenge-

schaltete Spulen (**2914a**, **2914b**) aufweist, die voneinander auf dem Weg durch einen Abstand getrennt sind, der zum Reduzieren der Auswirkung von Neigung variiert werden kann.

34. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei die erste Schaltung mehr als zwei der Schleifen aufweist, die nacheinander entlang des Weges angeordnet sind.

35. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei die Resonanzvorrichtung eine Spule (**14**), einen Kondensator (**17**) und einen Quarz- oder Keramikresonator aufweist, der in Reihe mit der Spule und dem Kondensator geschaltet ist.

36. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei das erste Element (**5**) fixiert ist und wobei das zweite Element (**1**) mit Bezug auf das erste Element bewegbar ist.

37. Positionsdetektor nach Anspruch 36, wobei die erste und die zweite Schaltung im wesentlichen in der gleichen Ebene liegen und wobei die Resonanzvorrichtung (**10**) relativ zur ersten und zur zweiten Schaltung in einer Ebene bewegbar ist, die im wesentlichen parallel zu der Ebene liegt, in der die ersten und zweiten Schaltungen liegen.

38. Positionsdetektor nach einem der vorstehenden Ansprüche, wobei der Meßweg linear ist.

39. Aufzug mit einer Aufzugkabine (**1**) und einem Aufzugschacht (**3**) und einem Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 1 bis 38 zum Feststellen der Position der Aufzugkabine (**1**) innerhalb des Aufzugschachts (**3**).

40. Flüssigkeitspegelsensor mit einem Schwimmer (**1320**), einem Träger (**1305**), auf dem oder in dem der Schwimmer verschiebbar geführt ist, und einem Positionsdetektor nach einem der Ansprüche 1 bis 38 zum Anzeigen der Relativposition des Schwimmers (**1320**) und des Träger (**1305**).

41. Fluidflußmesser mit einem verjüngtem Rohr (**2385**) und einem Schwimmer (**2320**) in dem Rohr, der in einer Längsposition verschoben ist, die durch den Fluß des Fluids bestimmt ist, und einem Detektor nach einem der Ansprüche 1 bis 38 zum Anzeigen der Relativposition des Schwimmers (**2320**) und des Rohrs (**2385**).

42. Fluidflußmesser nach Anspruch 41, wobei der Schwimmer sich drehen kann und eine Anzahl von elektromagnetischen Resonanzvorrichtungen (**2410a**, **2410b**, **2410c**) trägt, wobei jede eine Spule und einen Kondensator aufweist und wobei die Achsen der Spulen der Anzahl von Resonanzvorrichtungen rechtwinkelig zueinander stehen.

43. Fluidflußmesser nach Anspruch 42, wobei der Schwimmer sich drehen kann und wobei zwei im wesentlichen ebene erste Schaltungen in gegenseitig rechtwinkligen Ebenen liegen.

44. Positionsdetektor mit:
einem ersten und einem zweiten Element, die für eine Relativbewegung entlang eines Meßweges montiert sind,
wobei das erste Element eine erste Schaltung (**1913**) aufweist, mit zumindest zwei Schleifen, die aufeinanderfolgend entlang des Meßweges angeordnet sind, wobei jede Schleife sich entlang des Weges erstreckt und die Schleifen in Reihe geschaltet sind und so angeordnet sind, daß die in angrenzenden Schleifen durch ein gemeinsames magnetisches Hintergrundwechselfeld induzierten elektromotorischen Kräfte einander entgegengesetzt sind, und eine zweite Schaltung (**1916**), die sich entlang des Meßweges erstreckt,
wobei das zweite Element Mittel (**1901**) aufweist, zum Wechselwirken mit den Schaltungen derart, daß in Abhängigkeit von einem Eingabetreiberwechselsignal, das an eine der ersten und zweiten Schaltungen angelegt wird, ein Ausgabewechselsignal in der anderen Schaltung induziert wird, das als Funktion der Position der Wechselwirkungsmittel entlang des Weges relativ zu den zumindest zwei Schleifen der ersten Schaltung variiert,
wobei die Wechselwirkungsmittel einen elektromagnetischen Harmonischen-Generator aufweisen, der derart angeordnet ist, daß im Betrieb in Abhängigkeit von dem Treiberwechselsignal der Harmonischen-Generator das Ausgabewechselsignal in der anderen Schaltung induziert, und wobei die Frequenz des induzierten Signals sich von der des Treibersignals unterscheidet.

Es folgen 26 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

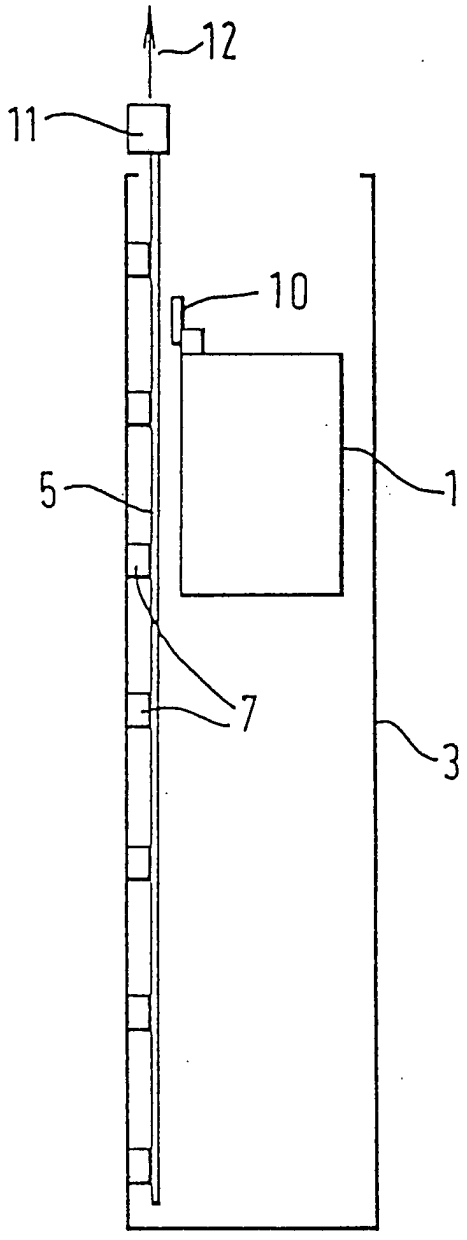


FIG. 1

FIG. 2a

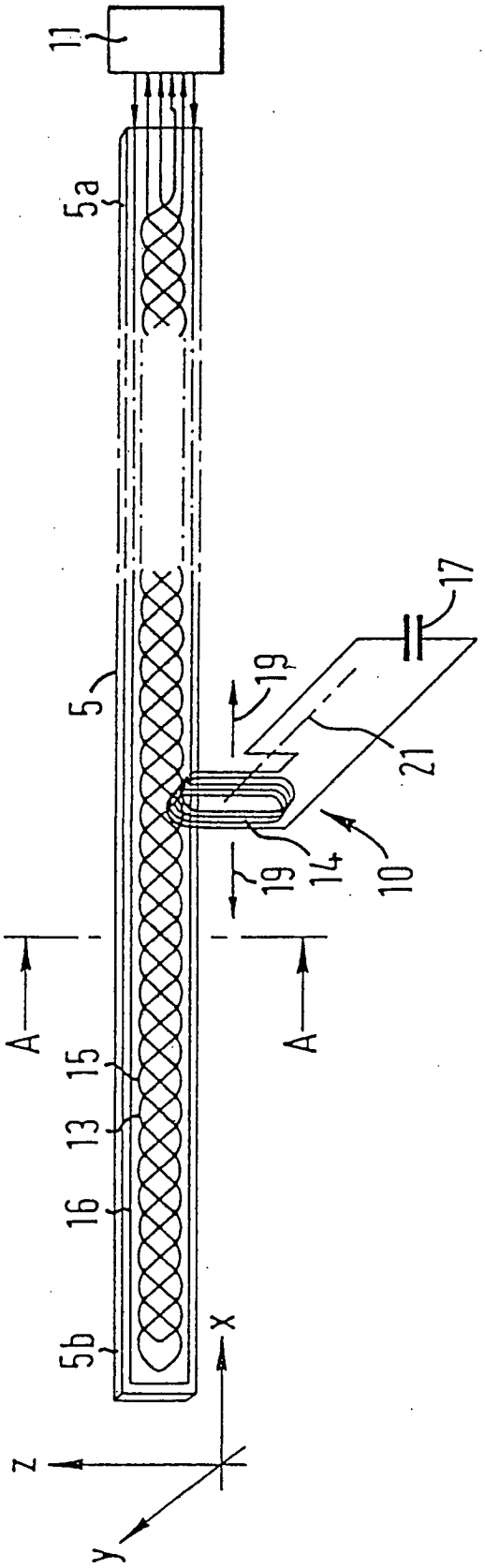
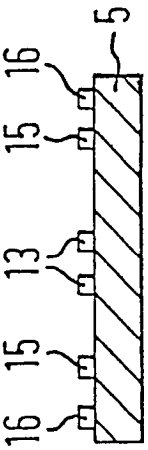


FIG. 2b



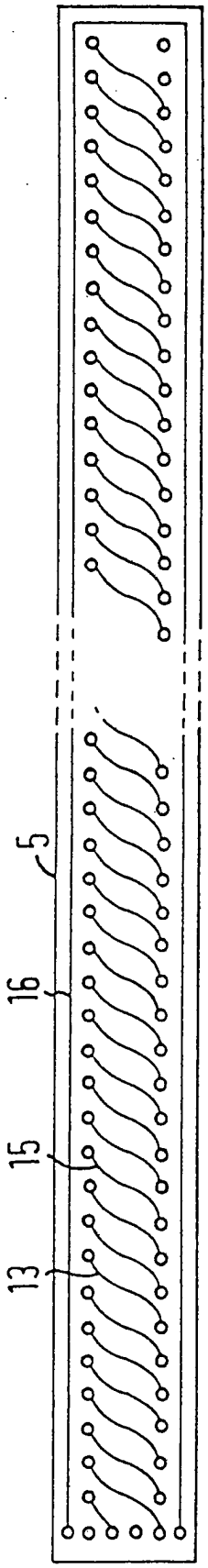


FIG. 2c

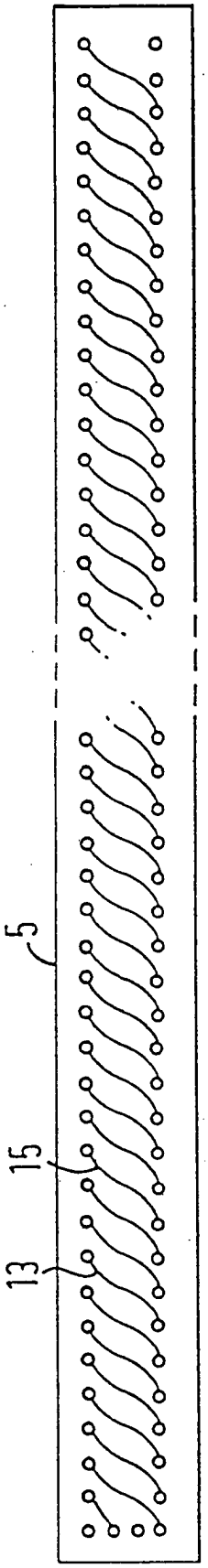


FIG. 2d

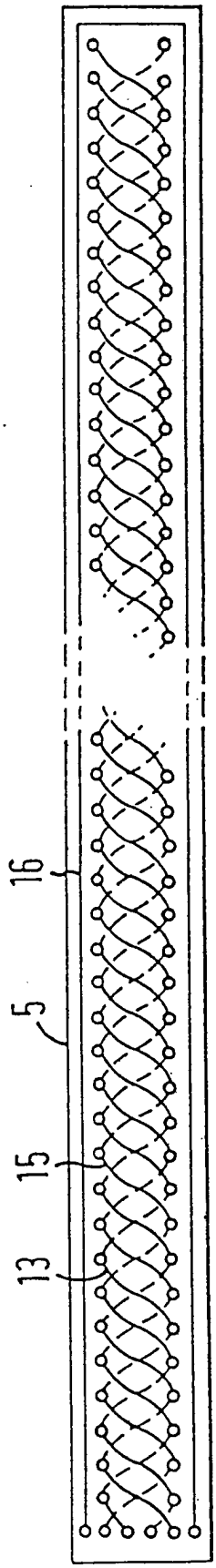


FIG. 2e

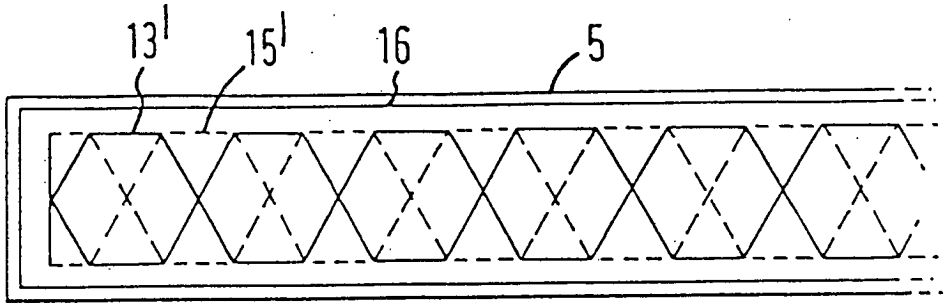


FIG. 2f

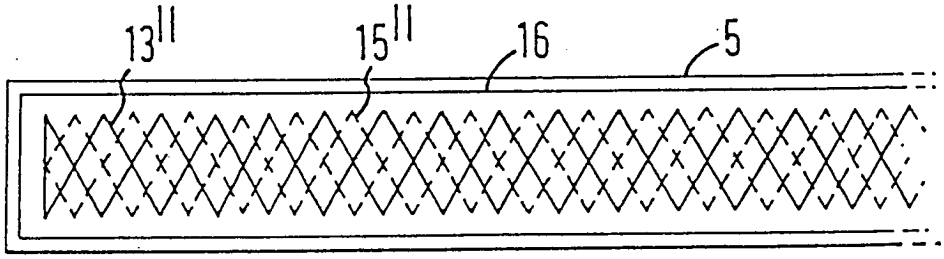


FIG. 2g

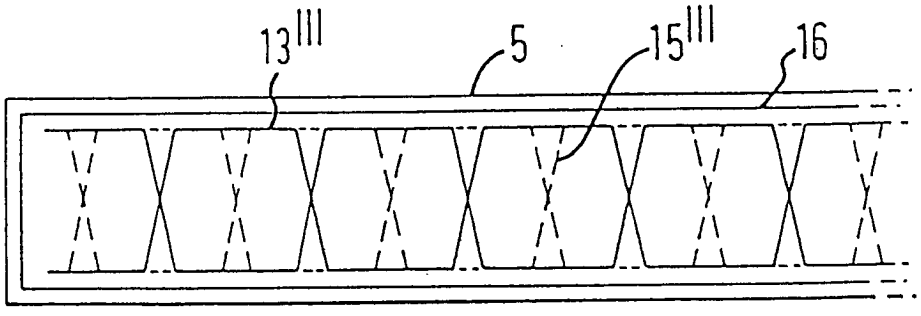
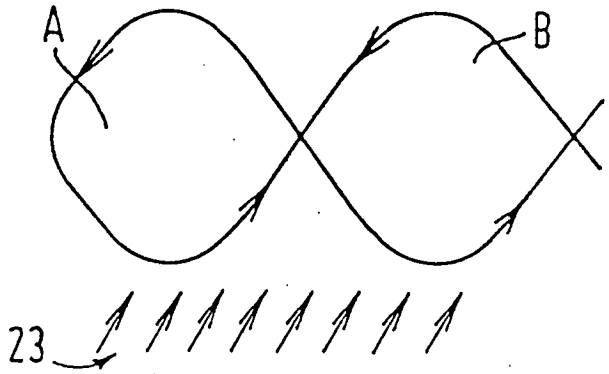


FIG. 2h

FIG.3


A
B
23

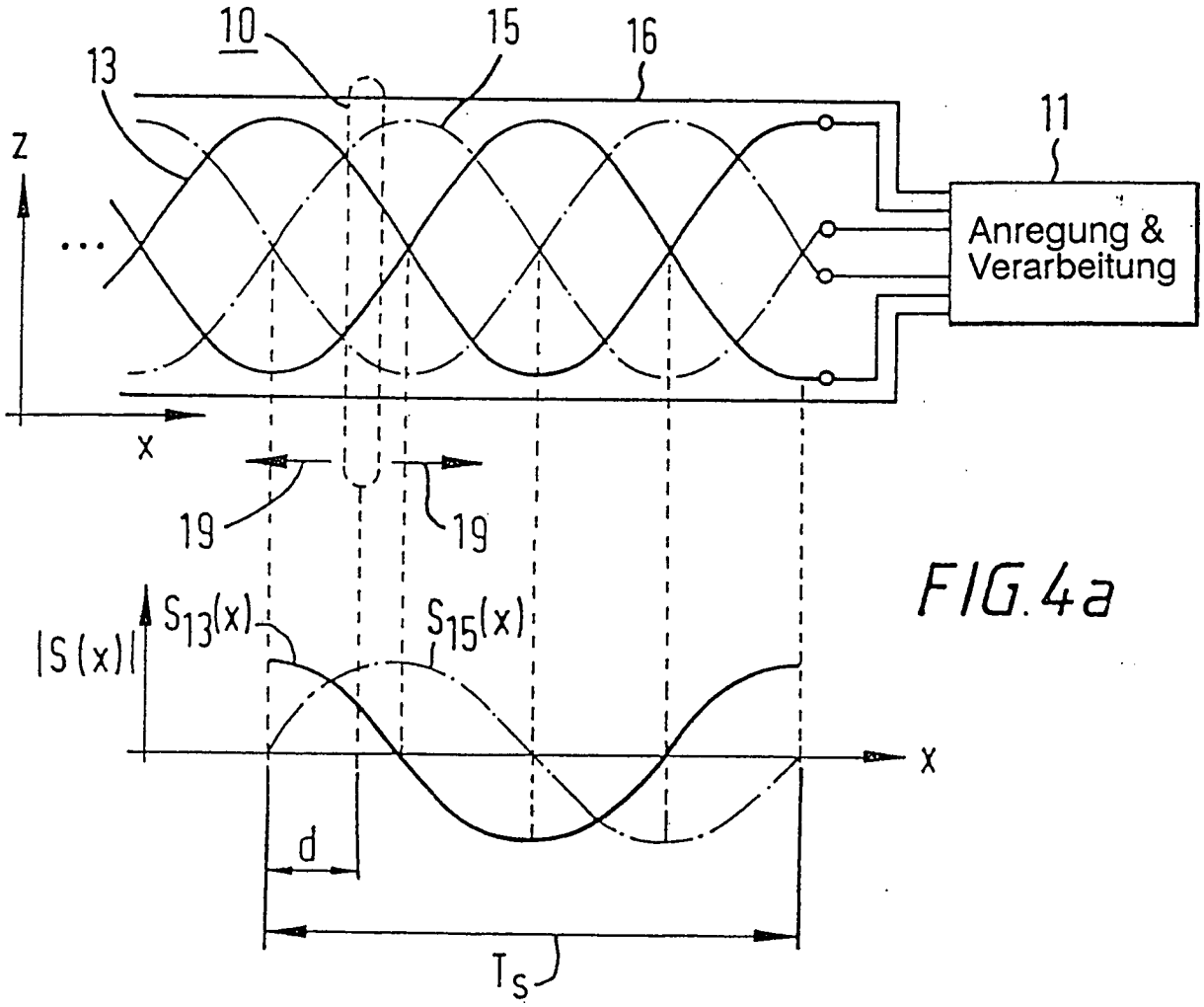

10
15
16
13
11
Z
...
Anregung &
Verarbeitung
X
19
19
|S(x)|
S13(x)
S15(x)
X
d
Ts

FIG.4a

FIG.4b

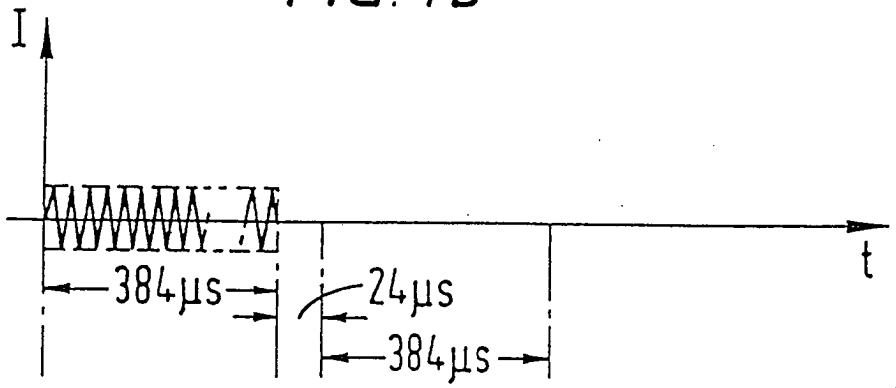


FIG.4c

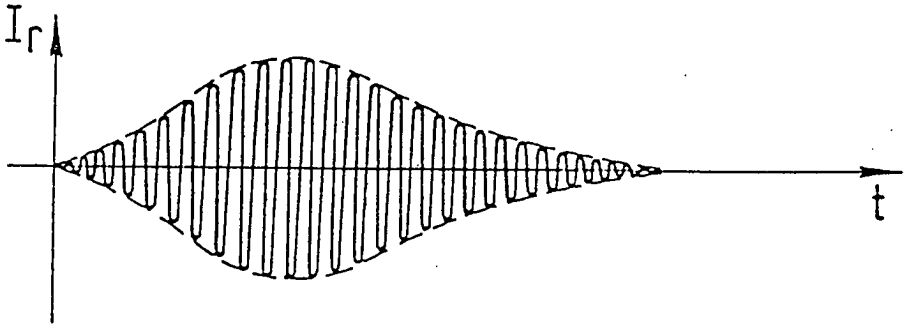


FIG. 5a

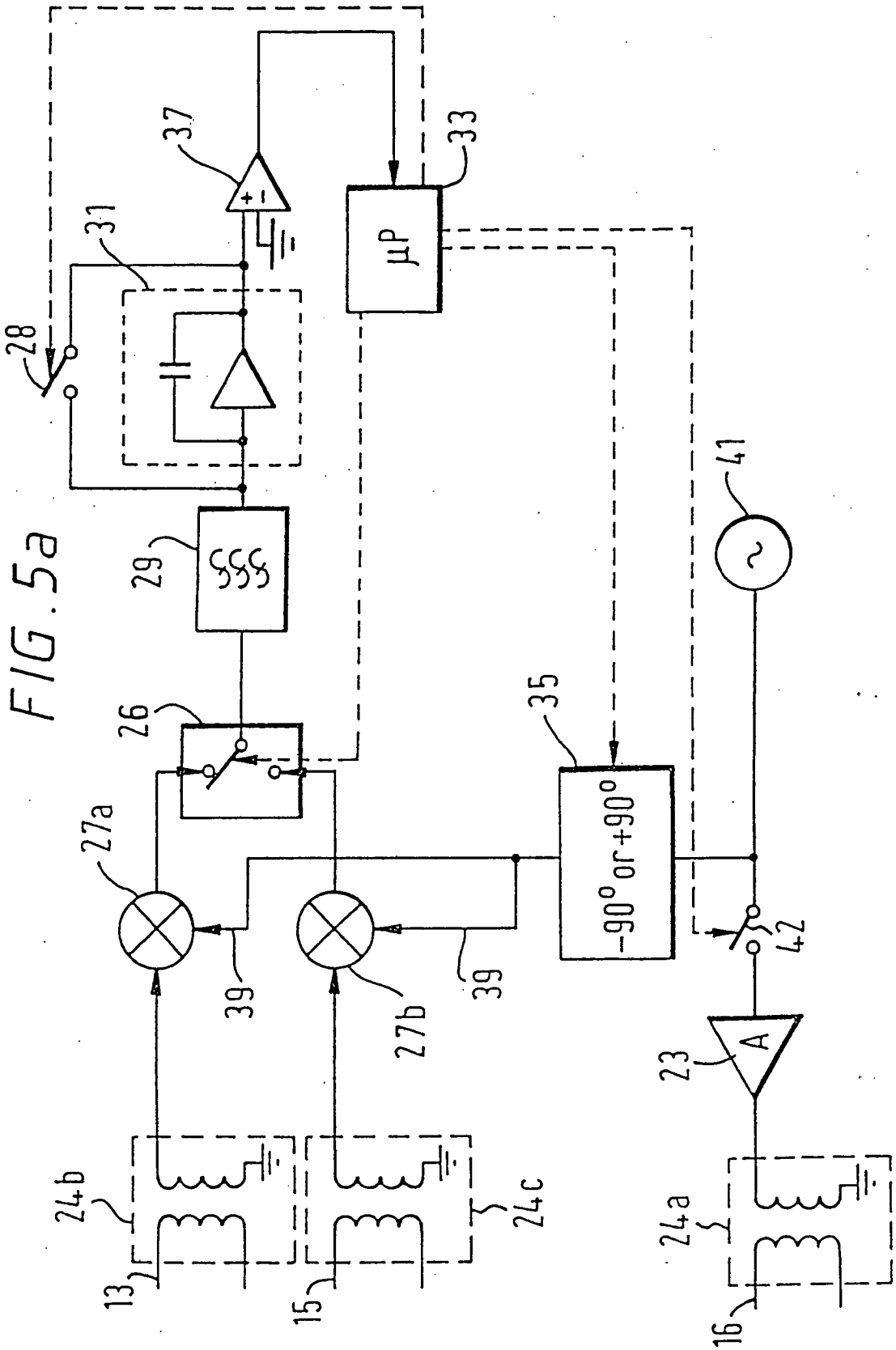

37
33
μP
31
28
29
41
26
35
27a
-90° or +90°
39
39
27b
42
23
A
24b
24c
24a
13
15
16

FIG. 5b

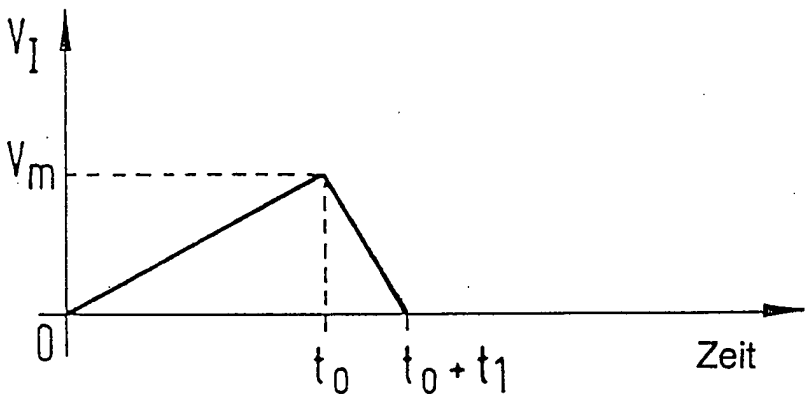


FIG. 6a

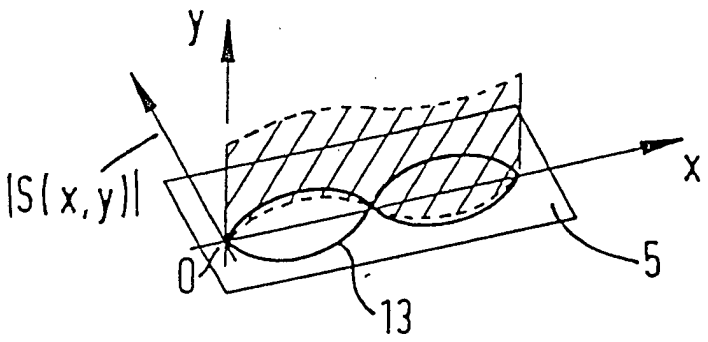
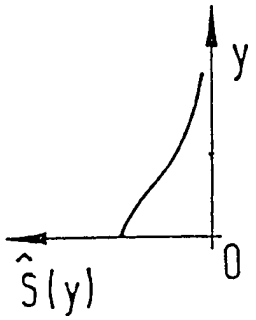


FIG. 6b



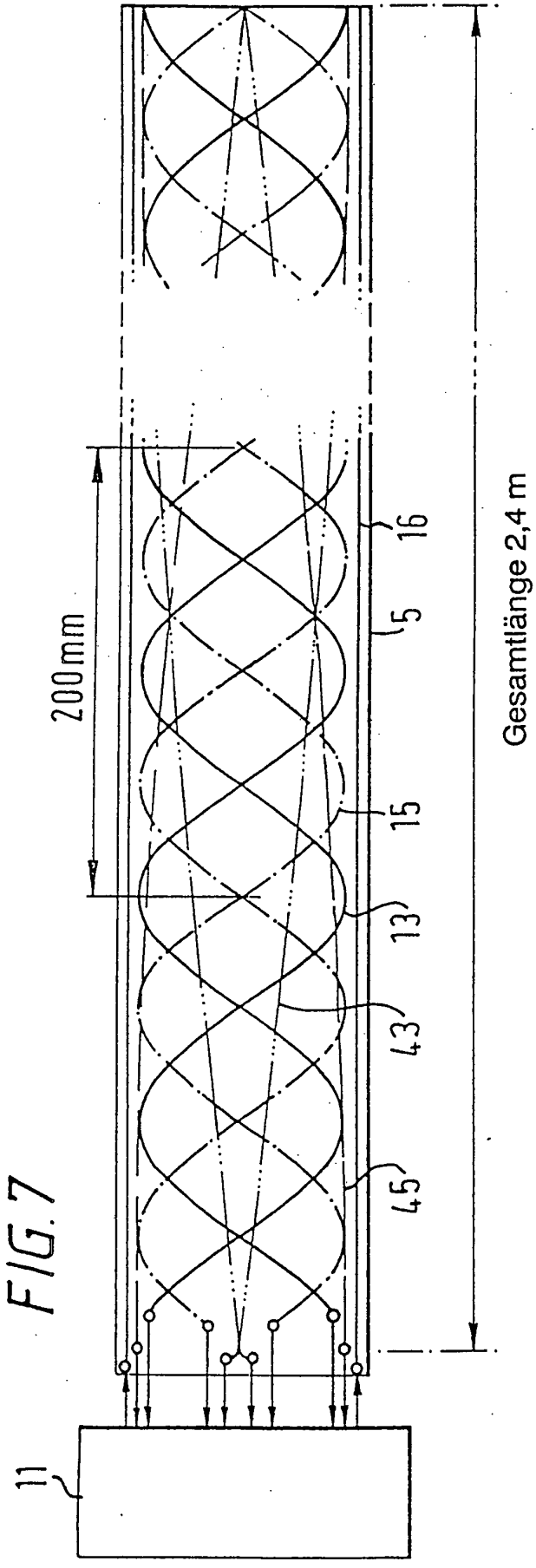


FIG.7

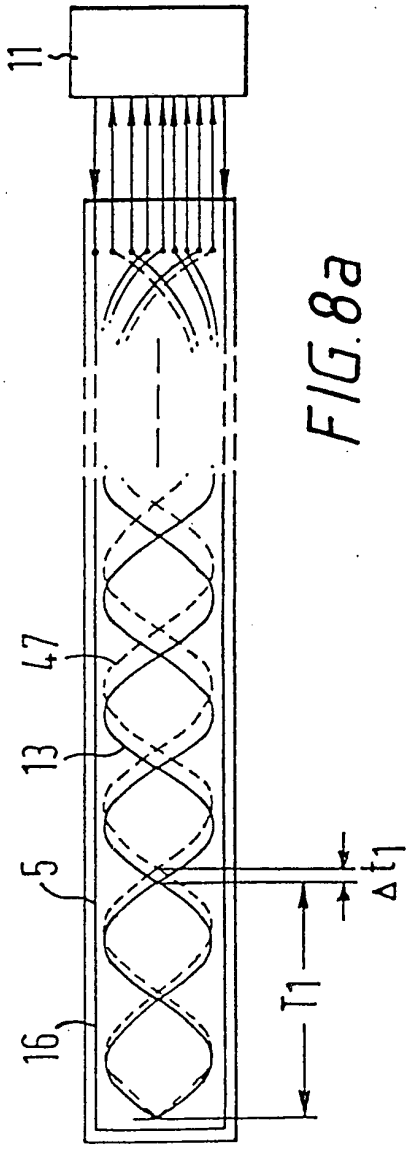


FIG.8a

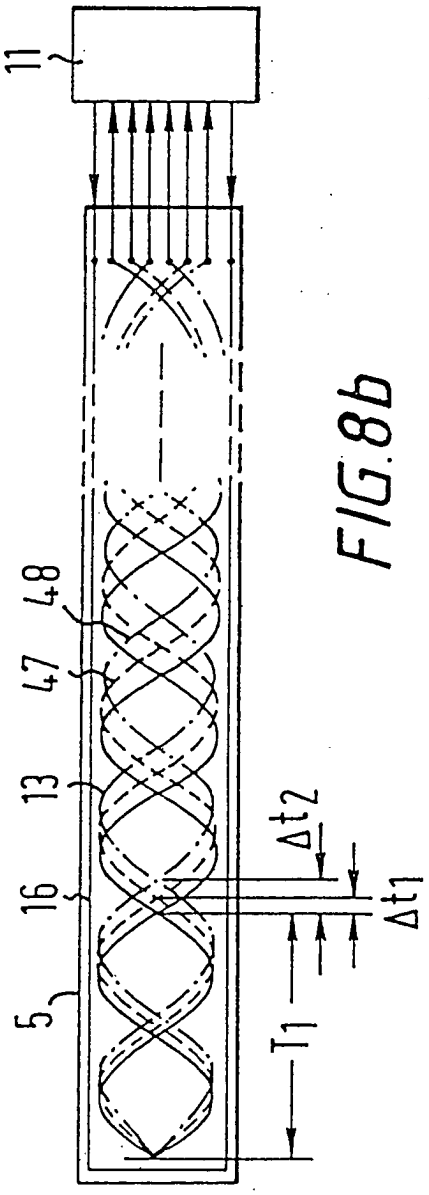

11
48
47
13
16
5
Δt2
Δt1
T1

FIG.8b

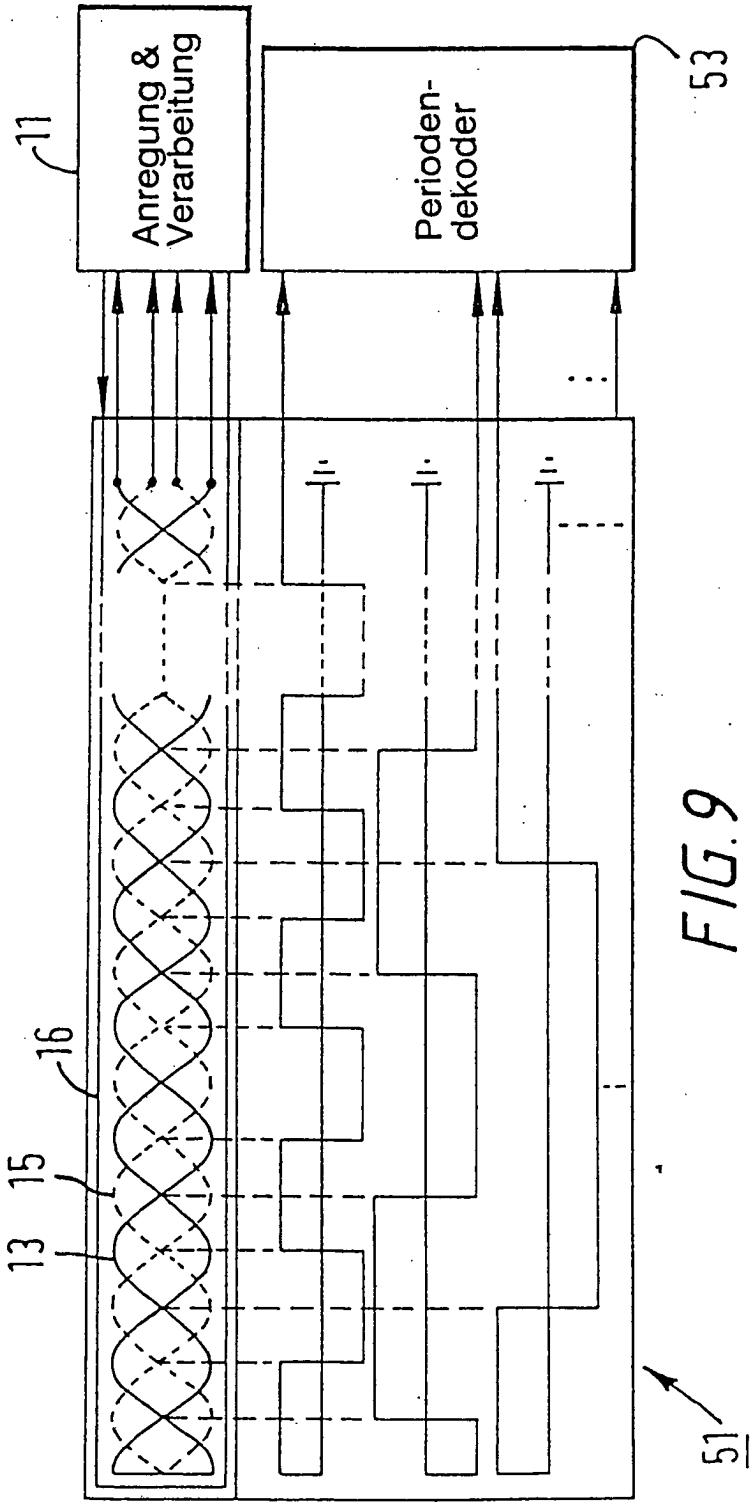

11
Anregung & Verarbeitung
Perioden-dekoder
53
16
15
13
51

FIG.9

FIG.10

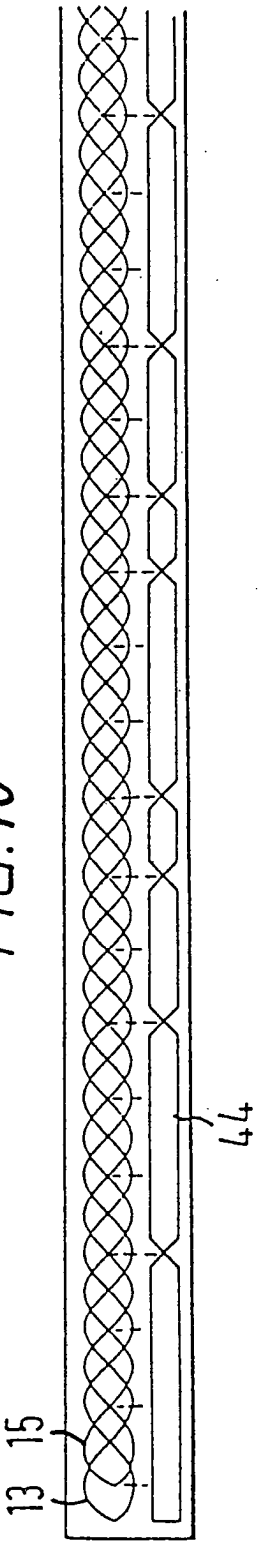


FIG.11

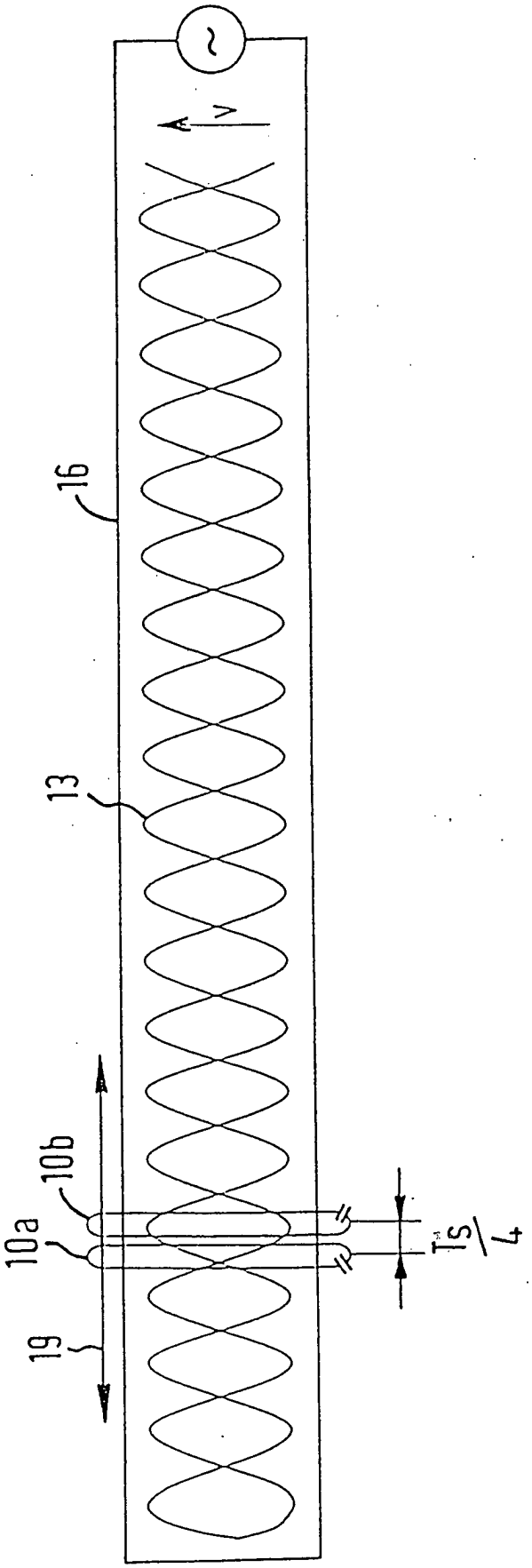


FIG. 12a

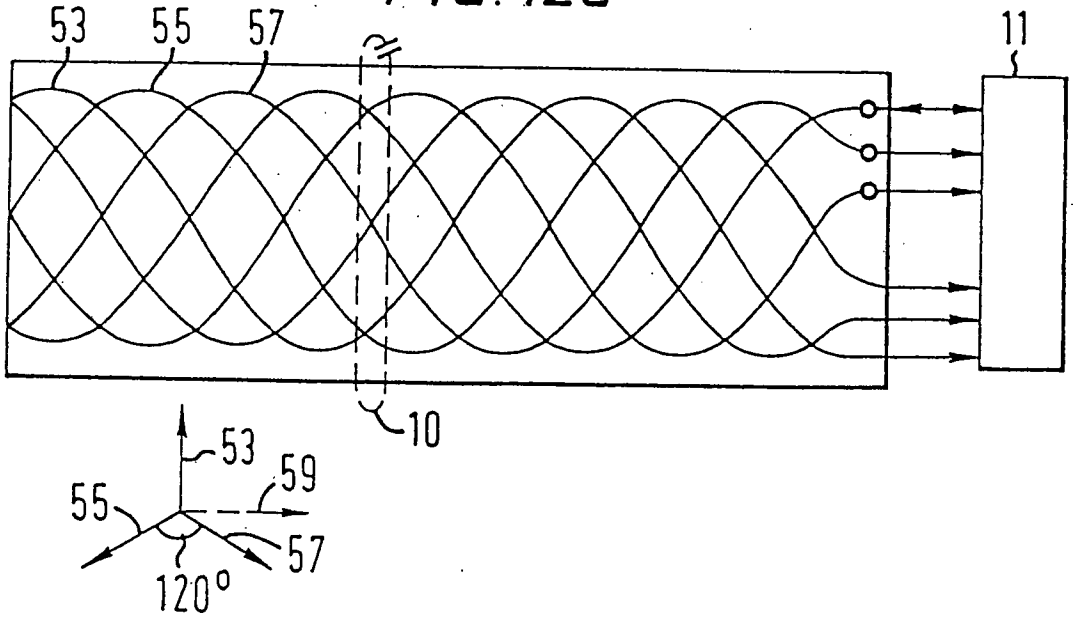
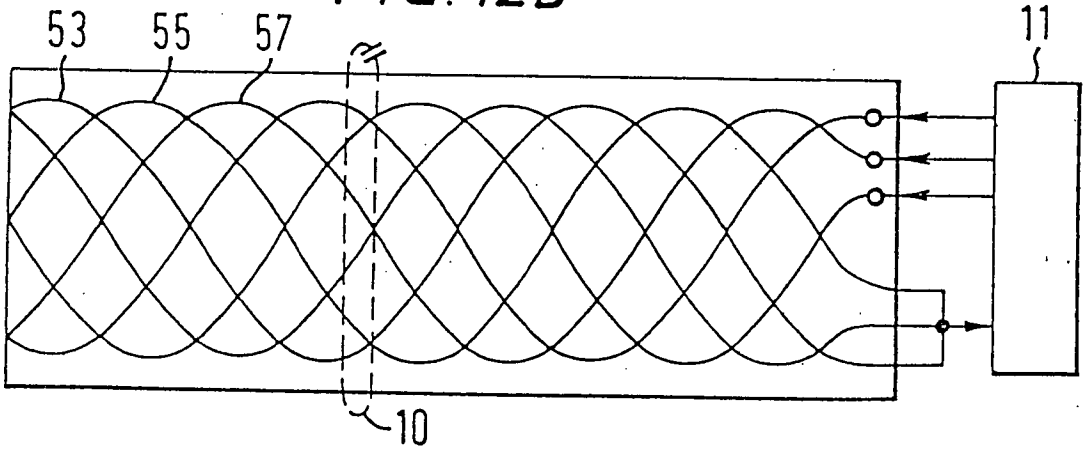


FIG. 12b



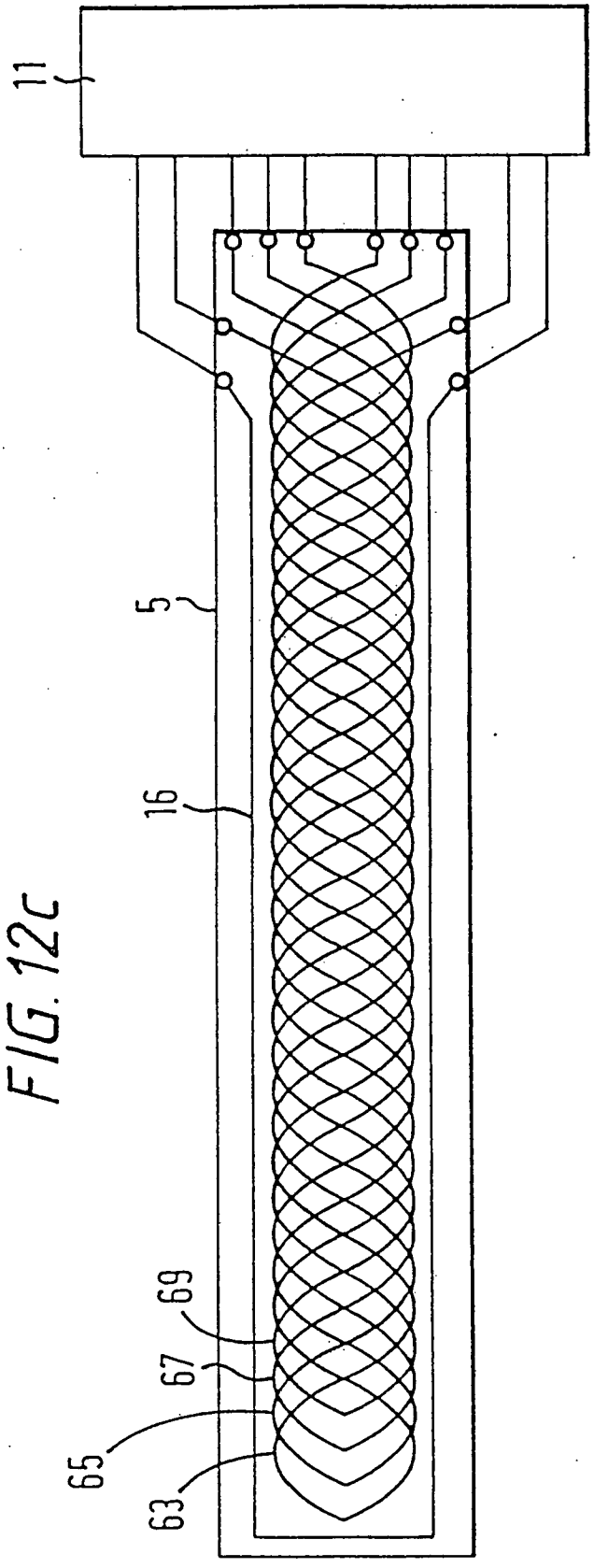


FIG. 12c

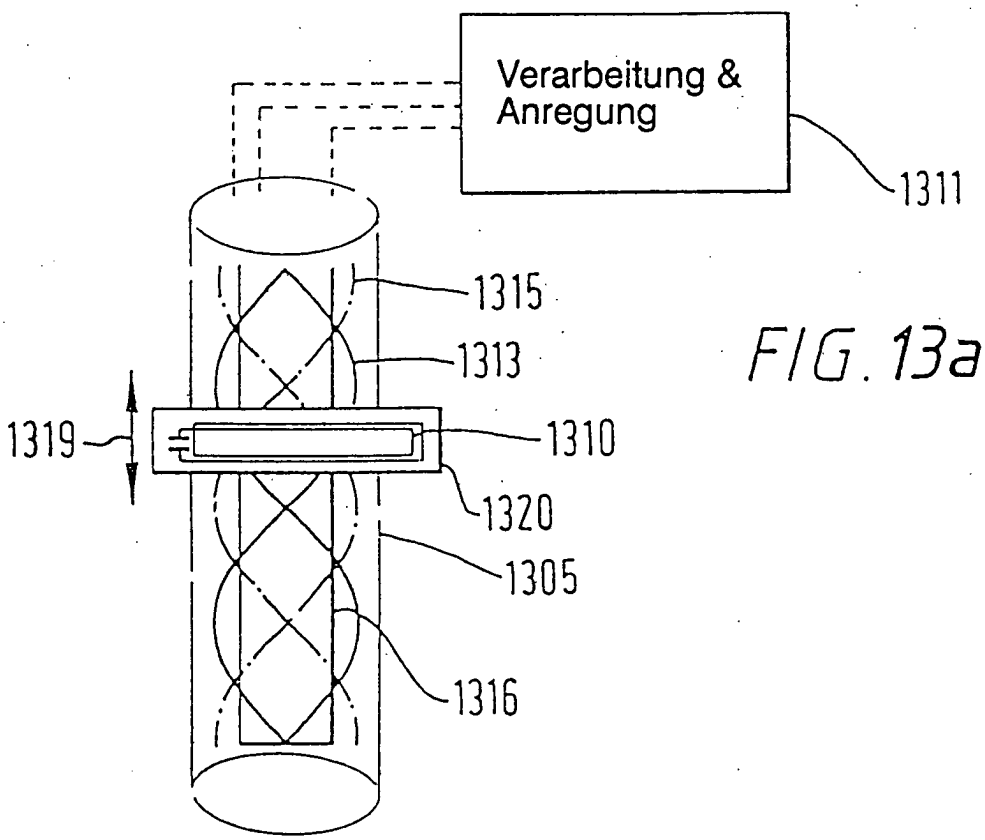
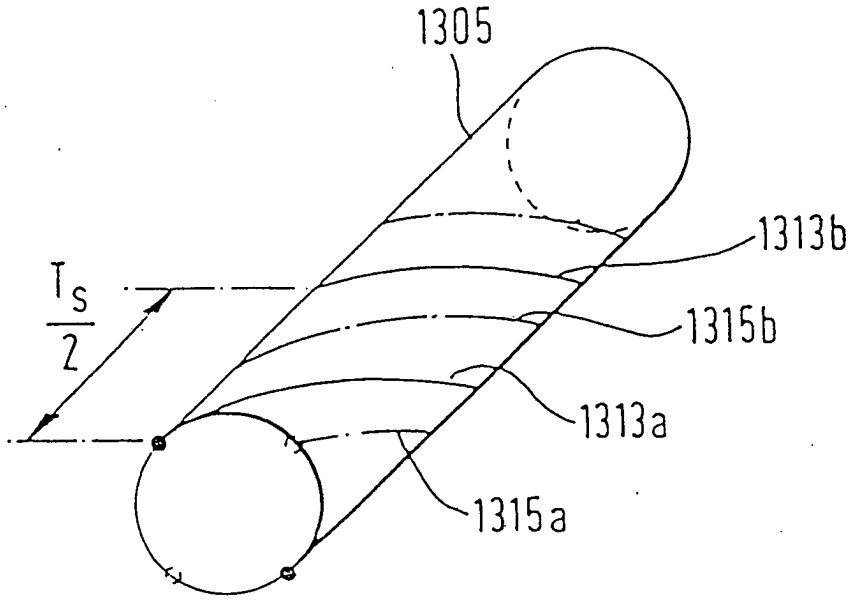


FIG. 13a

FIG. 13b



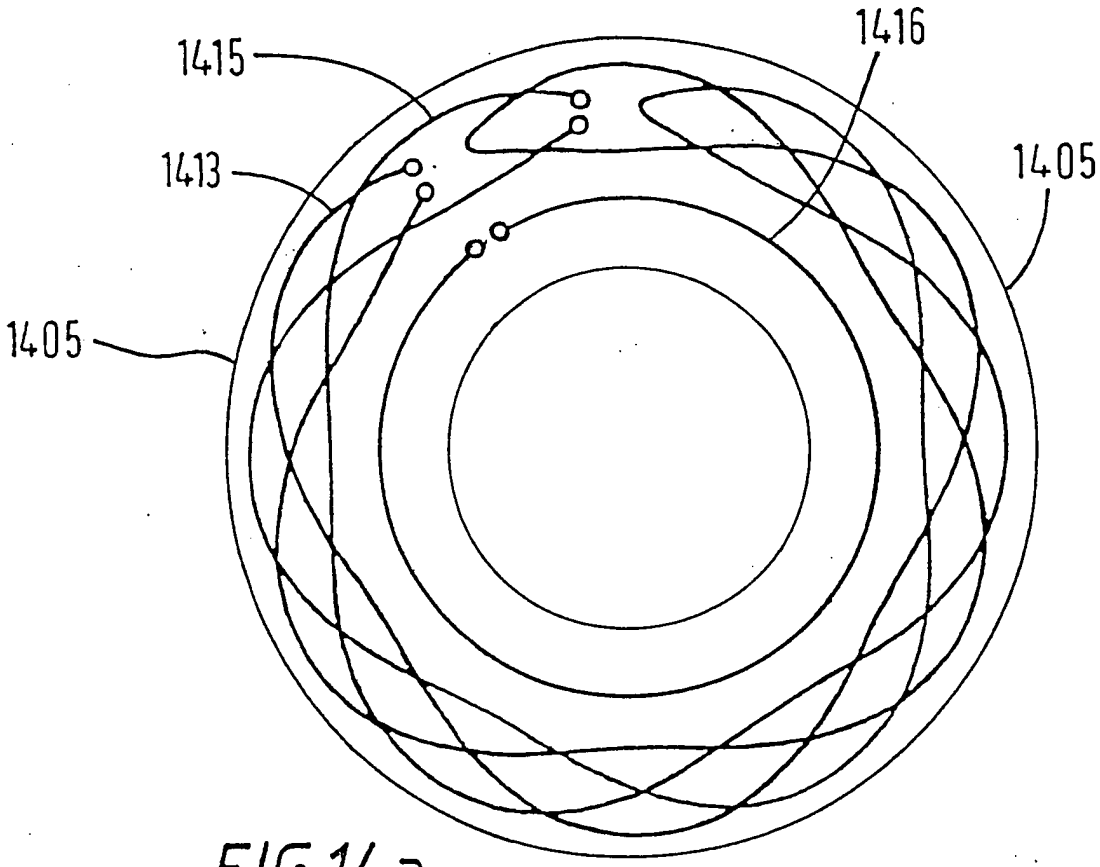


FIG. 14a

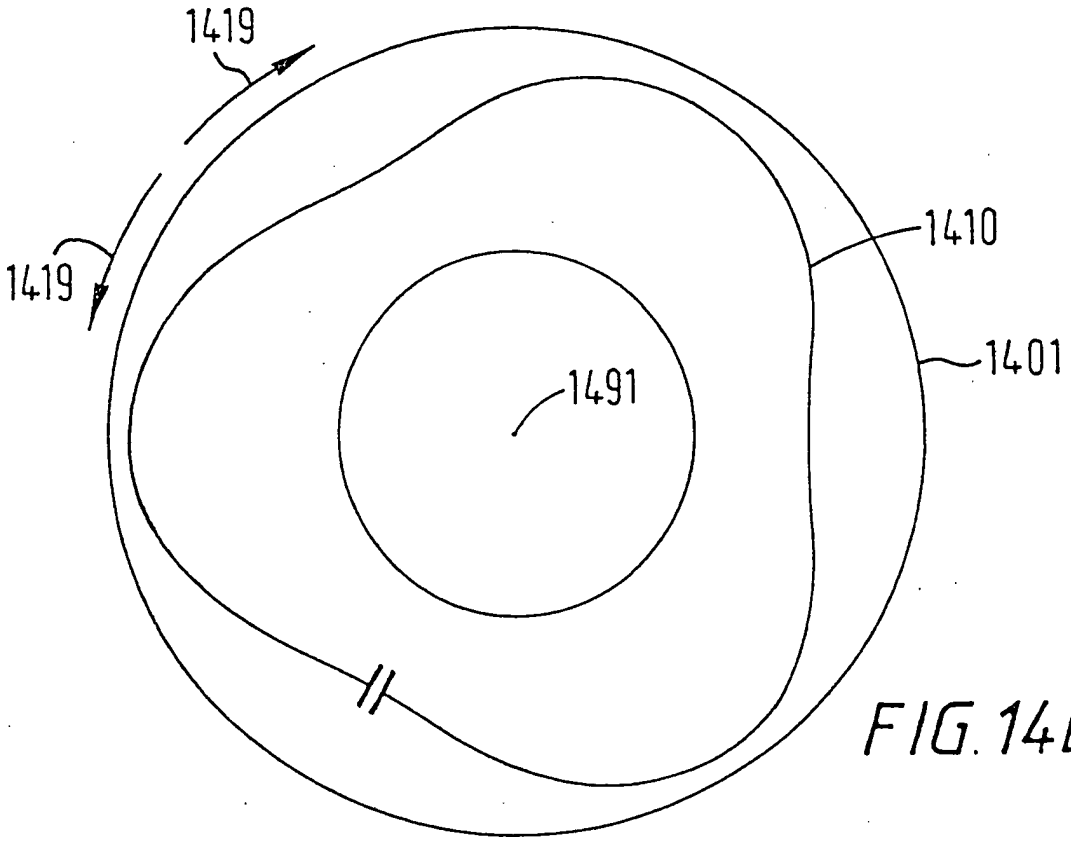
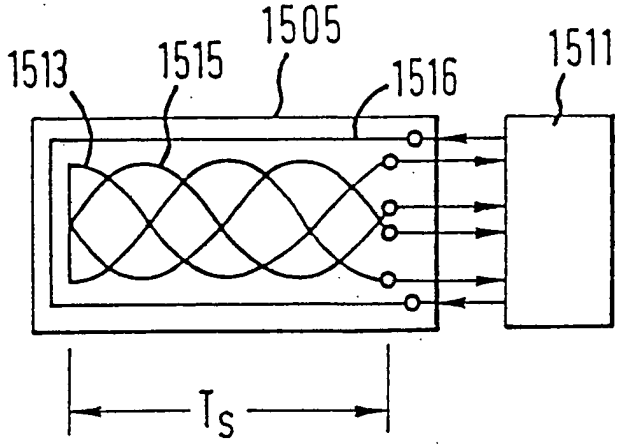


FIG. 14b

FIG. 15



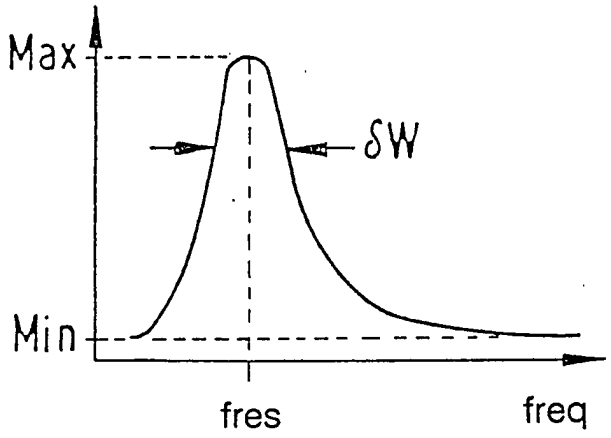
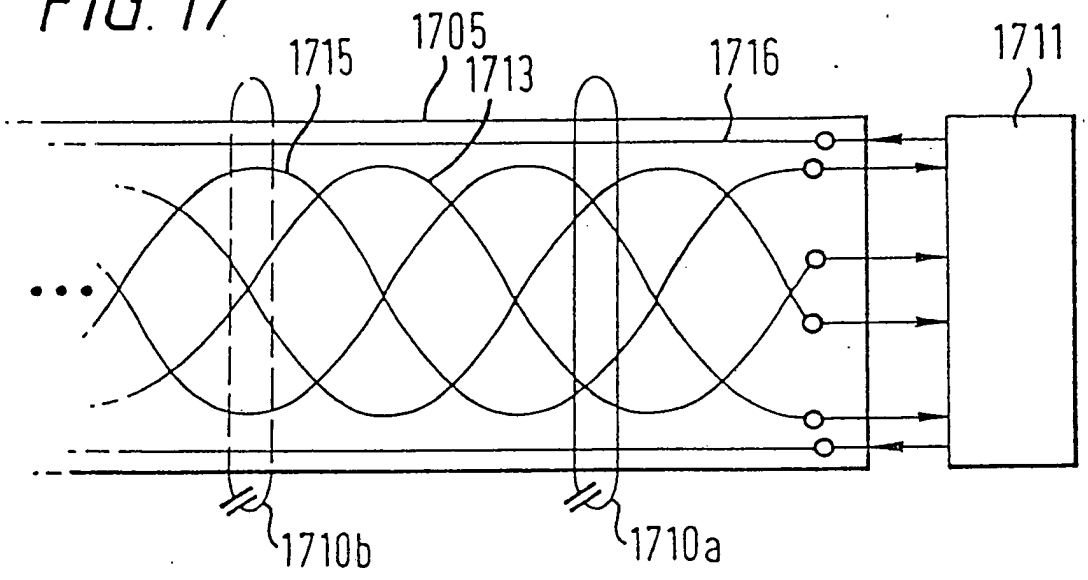


FIG. 16

FIG. 17



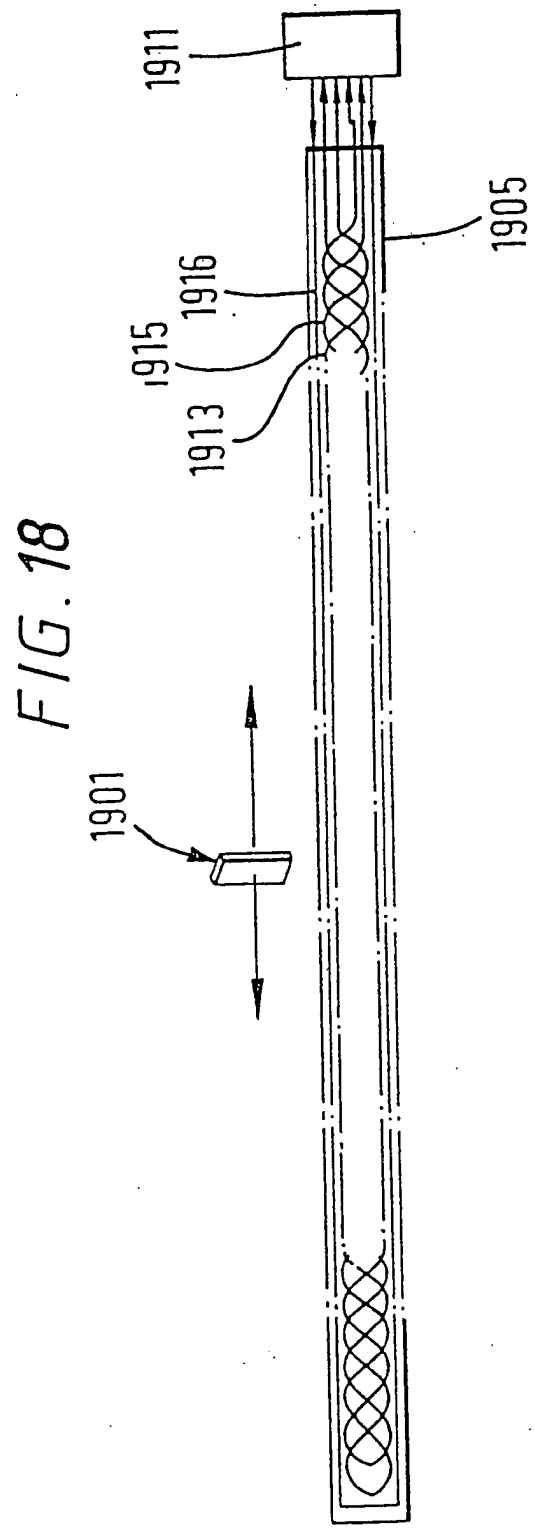


FIG. 18

FIG. 19

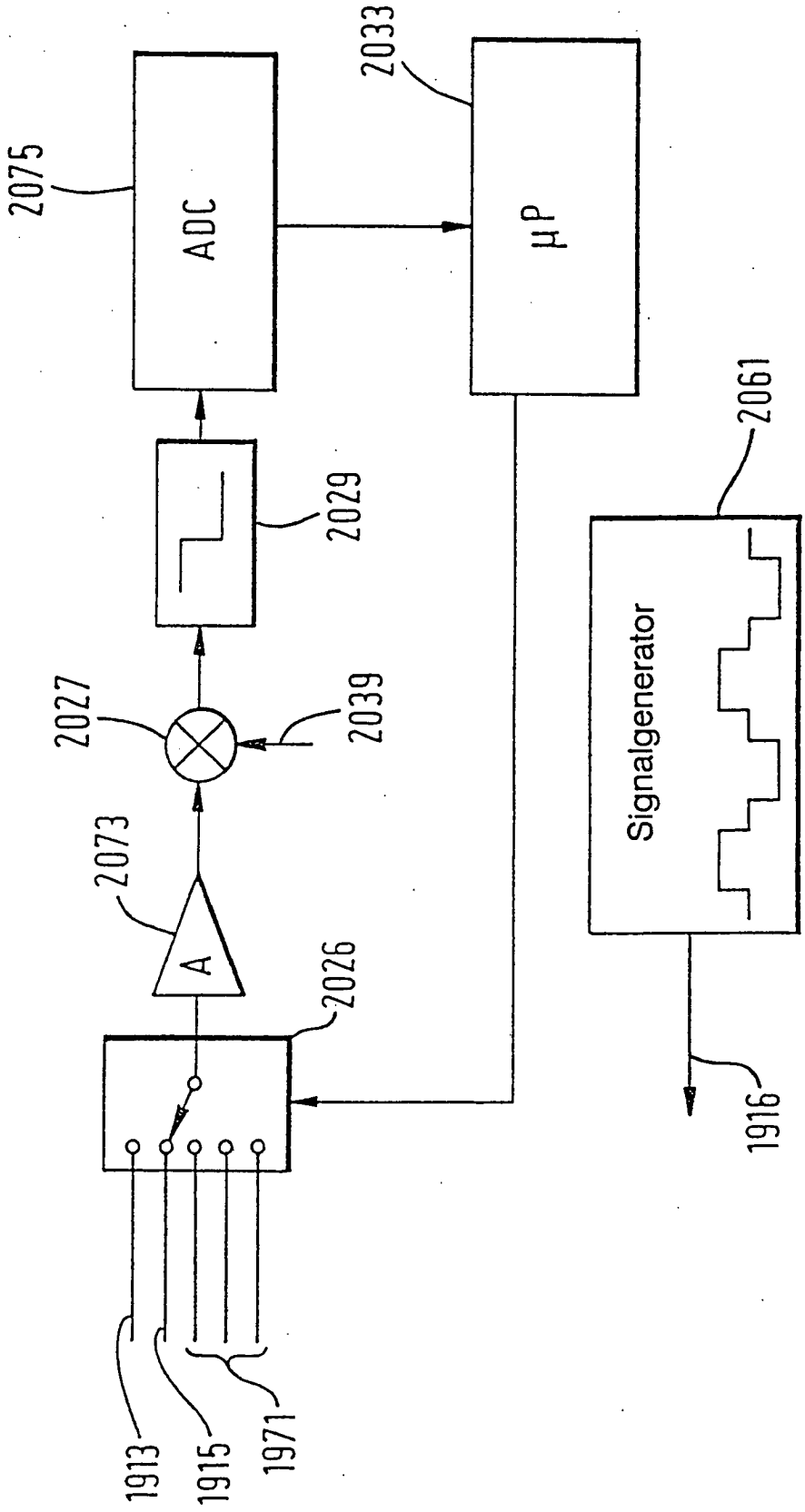

2033
2075
ADC
µP
2061
2029
Signalgenerator
2027
2039
2073
A
2026
1916
1913
1915
1971

FIG. 20

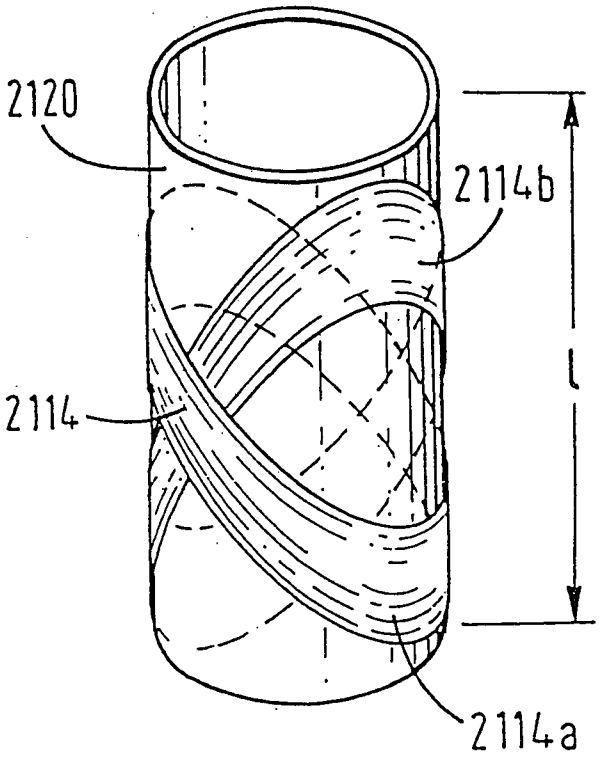


FIG. 21

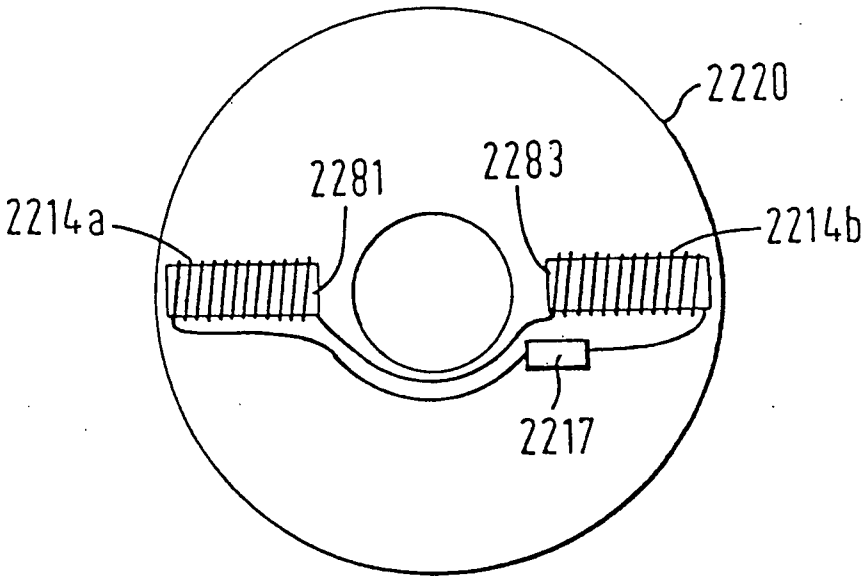


FIG. 22

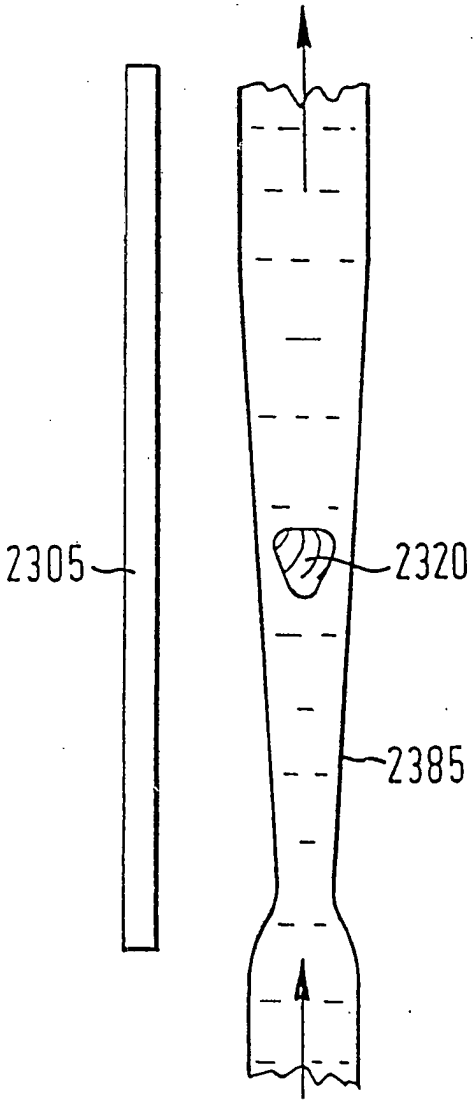


FIG. 23b

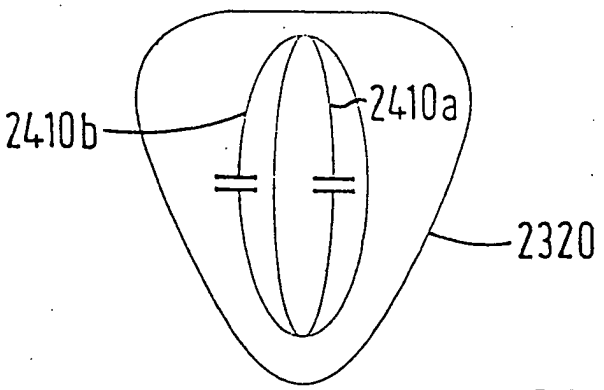


FIG. 23a

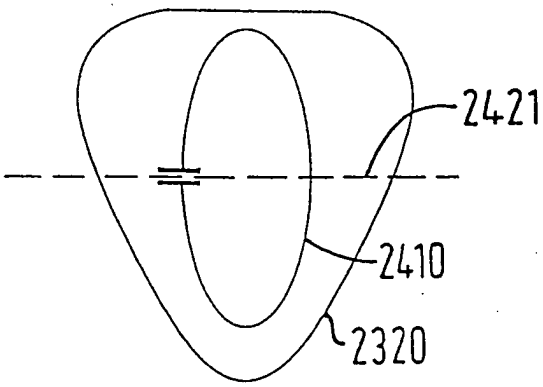


FIG. 23d

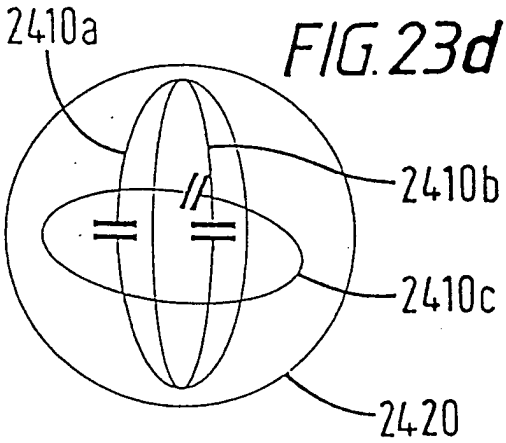


FIG. 23c

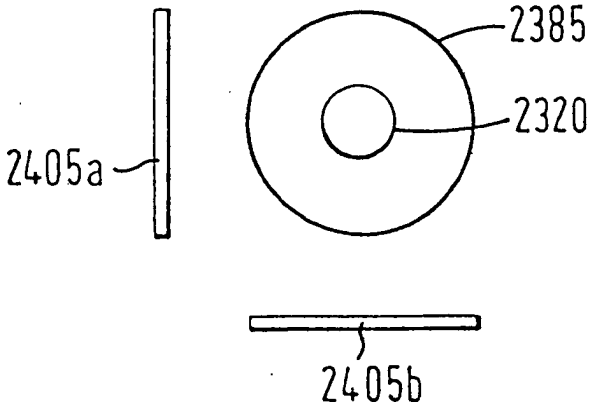
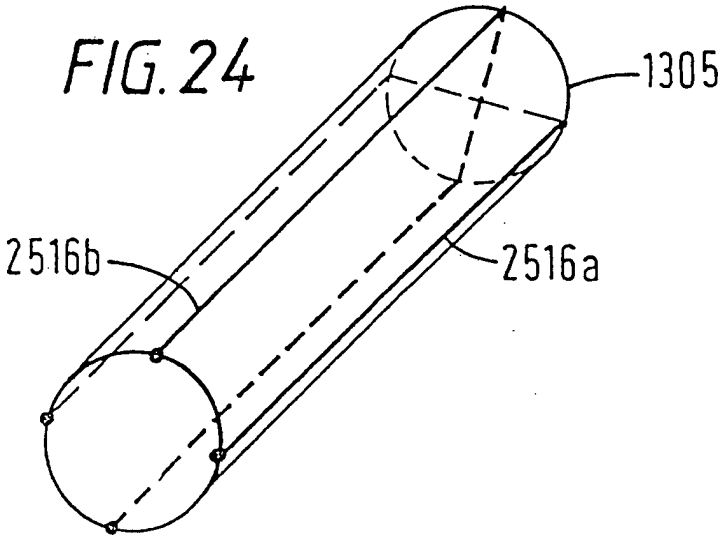


FIG. 24



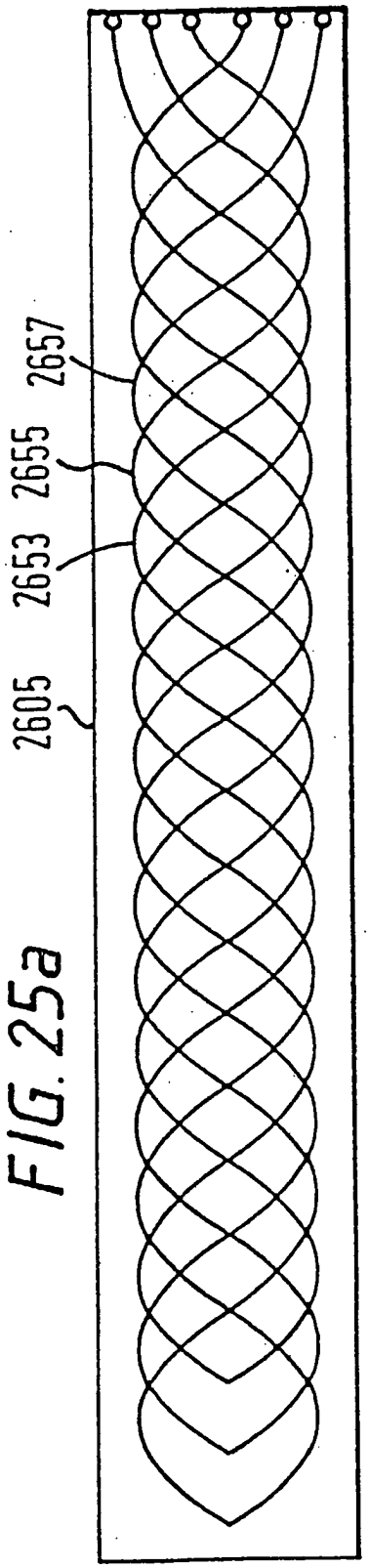


FIG. 25a

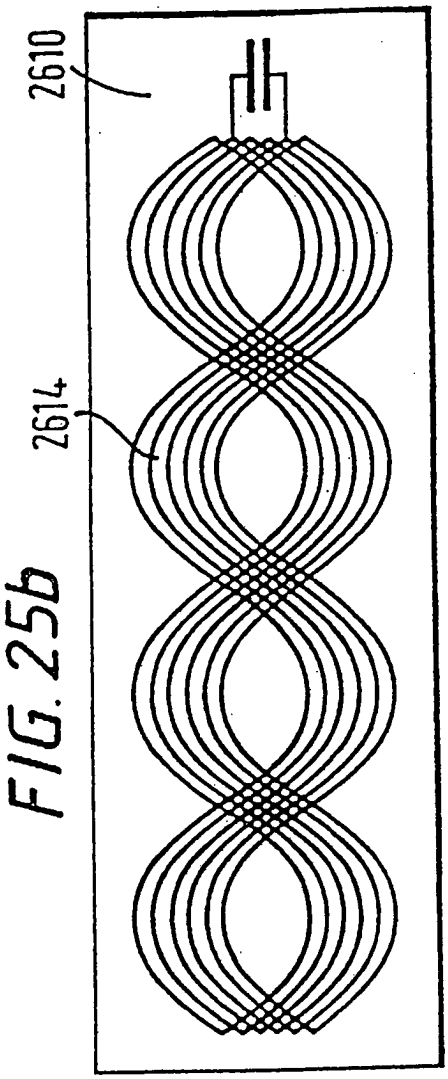


FIG. 25b

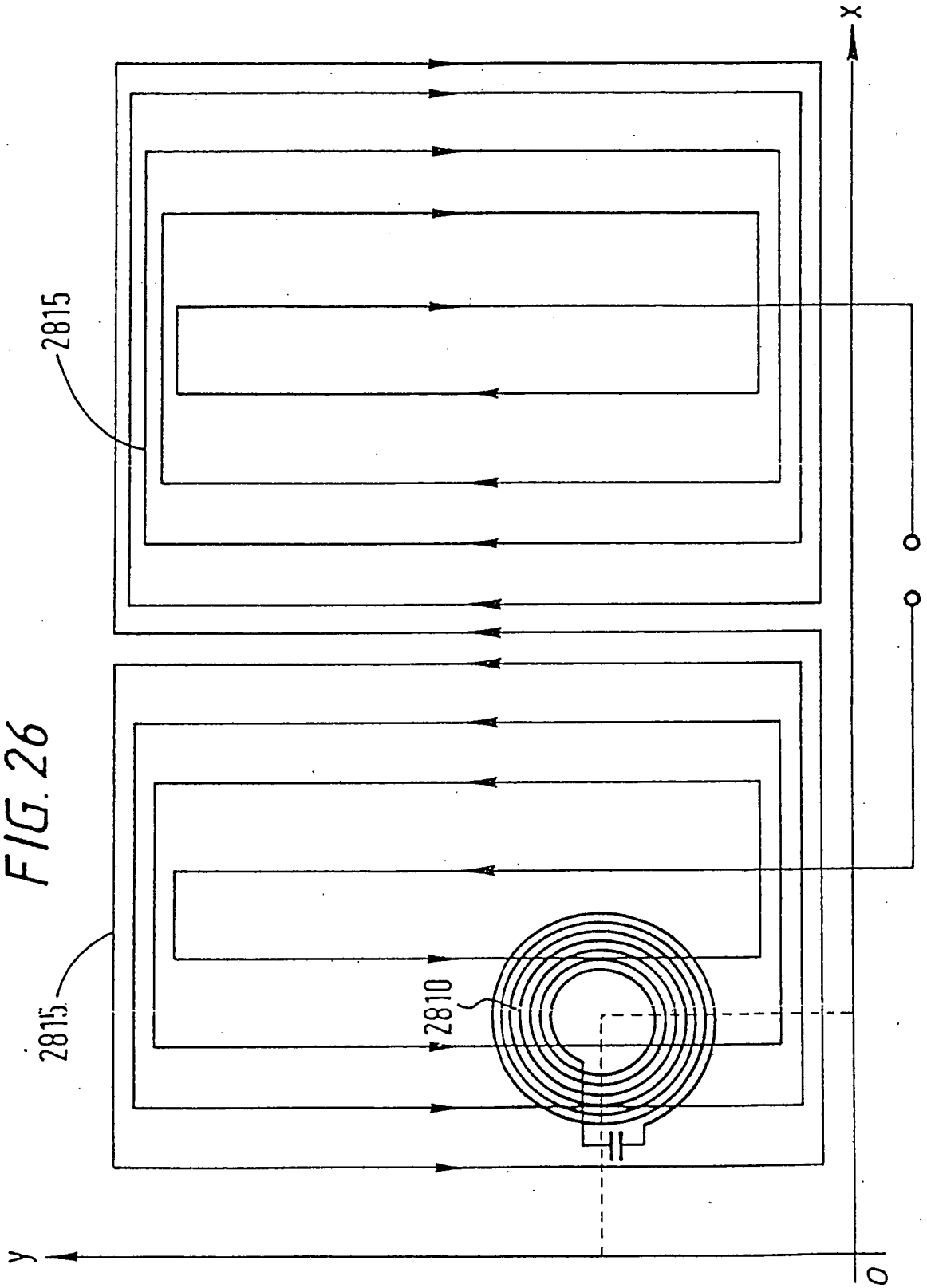


FIG. 26

FIG. 27a

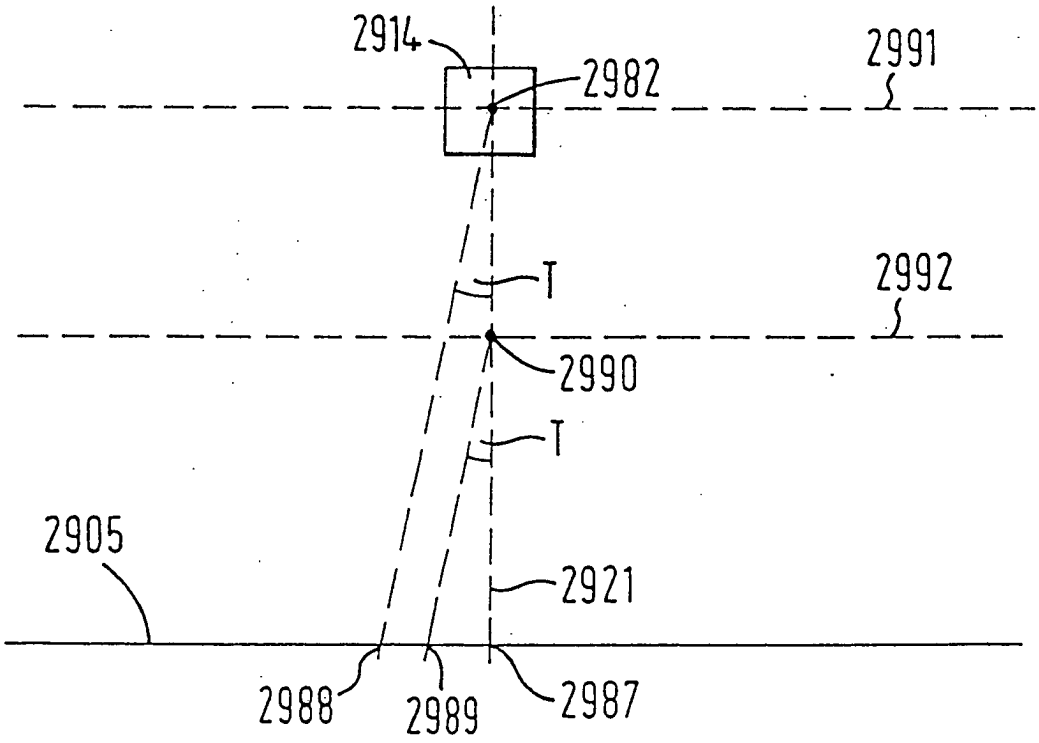


FIG. 27b

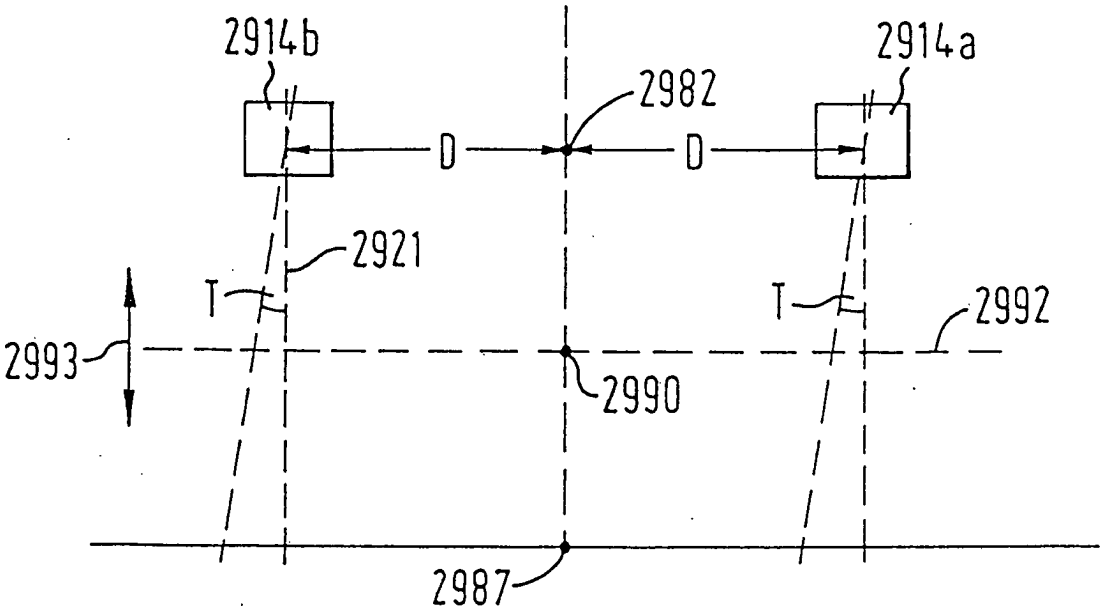


FIG. 28a

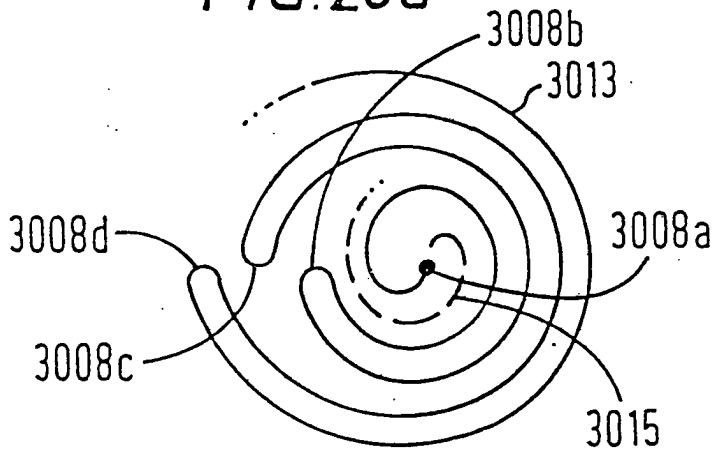


FIG. 28b

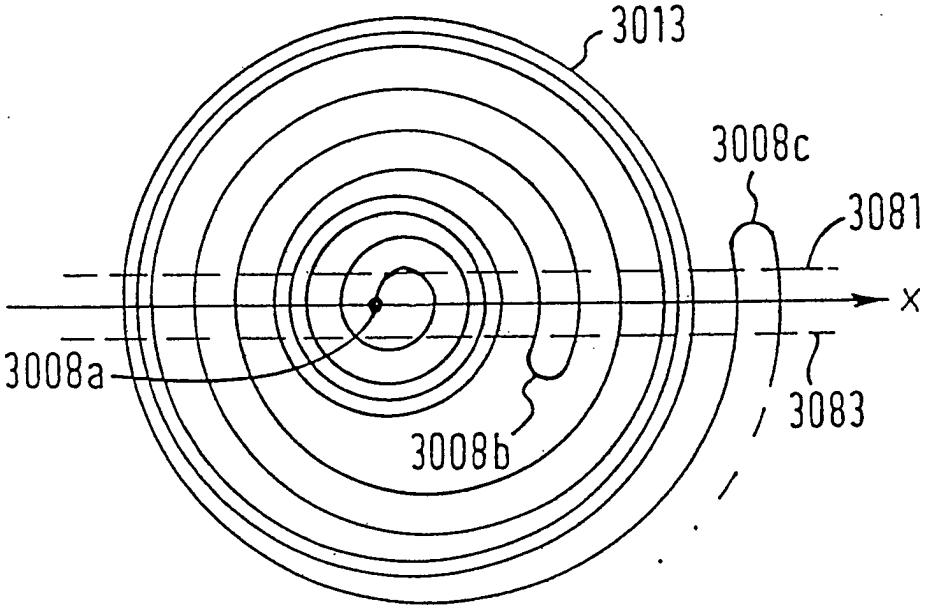


FIG.29

