

SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
EIDGENÖSSISCHES INSTITUT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

(11) CH 698 425 B1

(51) Int. Cl.: G01D 3/036 (2006.01)
G01D 5/24 (2006.01)

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 01957/06

(22) Anmeldedatum: 01.12.2006

(24) Patent erteilt: 14.08.2009

(45) Patentschrift veröffentlicht: 14.08.2009

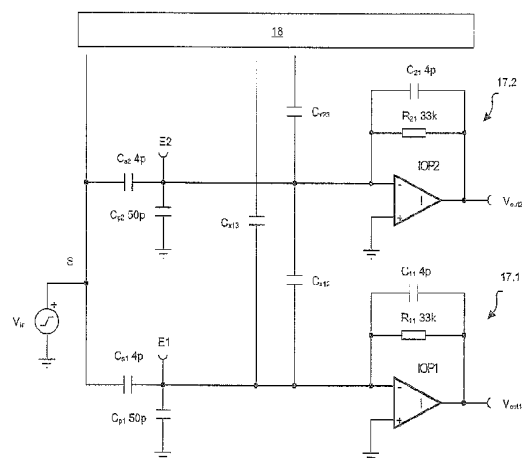
(73) Inhaber:
HSR Hochschule für Technik Rapperswil,
Oberseestrasse 10
8640 Rapperswil (CH)

(72) Erfinder:
Lars Kamm, 8874 Mühlehorn (CH)
Werner Hinn, 8712 Stäfa (CH)
Roman Baumann, 8708 Männedorf (CH)

(74) Vertreter:
E. Blum & Co. AG Patent- und Markenanwälte VSP,
Vorderberg 11
8044 Zürich (CH)

(54) **Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse.**

(57) Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit mehreren Messsensoren, bei der jedem Messsensor ein invertierender Messsignalverstärker (17.1, 17.2) nachgeschaltet ist, wobei je ein Ausgang eines Messsensors mit einem invertierenden Eingang des dem Messsensor nachgeschalteten invertierenden Messsignalverstärkers (17.1, 17.2) verbunden ist.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse gemäss dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Zum Messen physikalischer Grössen, wie beispielsweise Druck, Füllzustand, Volumen oder der relativen Dielektrizitätszahl, werden häufig kapazitive Sensoren eingesetzt, die auf der Basis der Veränderung der Kapazität eines einzelnen Kondensators oder eines ganzen Kondensatorsystems durch die zu messende physikalische Grösse arbeiten. Durch Messung der Kapazität des Sensors wird auf die zu messende physikalische Grösse geschlossen. Kapazitive Sensoren werden entweder einzeln oder in Anordnungen von mehreren räumlich eng benachbarten Sensoren eingesetzt. Kapazitive Einzelsensoren werden beispielsweise zur Druck-, Beschleunigungs- und Positionsmessung verwendet. Kapazitive Anordnungen bzw. Mehrfachsensorsysteme finden beispielsweise beim kapazitiven Touch-Pad oder bei kapazitiven Fingerabdrucksensoren Anwendung. Fig. 1 zeigt beispielhaft eine schematische Darstellung einer kapazitiven Sensoranordnung 1 mit mehreren kapazitiven (Mess-)Sensoren, die durch eine Sendelektrode S und Empfangselektroden E₁, E₂, ... gebildet werden, wobei die eine Sendelektrode S allen Sensoren gemeinsam ist. Die Empfangselektroden E₁, E₂, ... sind beabstandet von der Sendelektrode S angeordnet. Es ist eine Signalquelle 2 zur Ansteuerung (bzw. zum Betrieb) der Sensoranordnung 1 vorgesehen.

[0003] Mit einer Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren können dreidimensionale dielektrische oder leitfähige Strukturen erfasst und abgetastet werden wie beispielsweise das Prägebild einer Münze (Beispiel für eine leitfähige Struktur) oder der Füllzustand einer Mikrotiterplatte, wie sie zum Beispiel in Pipettierautomaten verwendet wird (Beispiel für eine dielektrische Struktur).

[0004] Die kapazitive Sensoranordnung kann entweder mit Hilfe von getakteten elektrischen Signalen (so genannter getakteter Betrieb) oder mit Hilfe von sinusförmigen Signalen (so genannter linearer Betrieb) betrieben werden. Das von den Empfangselektroden abgegebene elektrische Signal, bei dem es sich üblicherweise um eine Spannung handelt, insbesondere dessen Amplitude, stellt ein Mass für die Kapazität des Sensors und somit für die zu messende physikalische Grösse dar. Beim linearen Betrieb treten in vorteilhafter Weise keine Oberwellen auf und es können somit im Wesentlichen keine unerwünschten Interferenzen entstehen. Ferner können schmalbandige Filter für die Signalverarbeitung verwendet werden. Dies führt auf einfache Weise zu einer Verbesserung des Signal-Rausch-Verhältnisses und der Empfindlichkeit des Sensors bzw. der Sensoranordnung. So können auch kleine Änderungen der Kapazität der Sensoranordnung festgestellt werden. Die vorliegende Erfindung bezieht sich insbesondere auf Anordnungen zum Messen einer physikalischen Grösse, die mit sinusförmigen Signalen betrieben werden.

[0005] Die Sensoranordnung kann sowohl einseitig geerdet als auch schwebend betrieben werden. Beim geerdeten Betrieb von eng benachbart angeordneten Sensoren tritt an der nicht geerdeten Elektrode üblicherweise eine Signal-Spannung auf, welche durch parasitäre kapazitive Kopplung auf die nicht geerdete Elektrode eines Nachbarsensors übersprechen kann. Dieses Übersprechen kann vorteilhafterweise durch einen schwebenden Betrieb der Sensoranordnung vermieden werden.

[0006] Fig. 2a) zeigt eine schematische Darstellung einer geerdet betriebene Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit einem Messsensor 3, einem Referenzsensor 4 und einer Steuer-/Auswerteeinheit 5, die die Ausgangssignale des Messsensors 3 und des Referenzsensors 4 auswertet und ein der physikalischen Grösse entsprechendes Ausgangssignal V_{out} ausgibt. Die dargestellte Anordnung wird mit einer Spannung V_{pos} betrieben. Der Messsensor 3 und der Referenzsensor 4 weisen jeweils eine Kapazität mit einer Sendelektrode 6 und einer Empfangselektrode 7 auf. Der Anschluss der jeweiligen Sendelektrode 6 ist geerdet. Die Anschlüsse der Empfangselektroden 7 bilden die Ausgänge des Messsensors 3 und des Referenzsensors 4. Die Steuer-/Auswerteeinheit 5 bildet aus den Ausgangssignalen des Messsensors 3 und des Referenzsensors 4 eine Differenz, mittels derer die zu messende physikalische Grösse ermittelt werden kann.

[0007] Fig. 2b) zeigt eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, die schwebend betrieben wird. Es sind ein Messsensor 8 und ein Referenzsensor 9 vorgesehen, die jeweils eine Sendelektrode 10, eine Empfangselektrode 11 und eine Empfangselektronik 12 aufweisen. Eine Empfangselektronik 12 ist jeweils mit einer Empfangselektrode 11 verbunden und verarbeitet das von diesem abgegebene Signal. Eine Steuer-/Auswerteeinheit 13 wertet die Ausgangssignale der Empfangselektroniken 12 aus, bildet insbesondere deren Differenz, und ermittelt aus diesen ein Ausgangssignal V_{out}, das der zu messenden physikalischen Grösse entspricht. Es ist eine Signalquelle 14 vorgesehen, die den Messsensor 8 und den Referenzsensor 9 mit Energie versorgt.

[0008] Es kann mehr als ein Messsensor 8 vorgesehen sein. Fig. 3 zeigt beispielhaft eine Anordnung mit einem Referenzsensor 9 und drei Messsensoren 8, die schwebend betrieben wird.

[0009] Bei Sensoranordnungen mit mehreren kapazitiven Sensoren treten häufig Übersprechkapazitäten auf, welche die Messergebnisse verfälschen können. Fig. 4 zeigt schematisch eine schwebend betriebene Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren als konzentriertes Kapazitätsmodell. Beispielhaft ist eine Sensoranordnung mit vier (Mess-)Sensoren, d.h. mit einer Sendelektrode S und vier Empfangselektroden E₁, E₂, E₃, E₄ dargestellt.

[0010] Die Kapazitäten C_{s1}, C_{s2}, C_{s3}, C_{s4} stellen die Sensorkapazitäten dar. Die weiteren dargestellten Kapazitäten im Kapazitätsmodell sind parasitär und wirken sich verfälschend auf die Messergebnisse aus. Es handelt sich hierbei um

die vier Parallelkapazitäten C_{p1} , C_{p2} , C_{p3} , C_{p4} , die von den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 nach Masse führen sowie um sechs Übersprechkapazitäten C_{x12} , C_{x23} , C_{x34} , C_{x13} , C_{x24} , C_{x14} , welche die kapazitiven Kopplungen zwischen den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 darstellen. Die Parallelkapazität C_{p0} , die von der Sendeelektrode S nach Masse führt, ist im Wesentlichen wirkungslos, wenn die Sendeelektrode aus einer niederohmigen Spannungsquelle gespeist wird. Jede der Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 ist mit einer nicht dargestellten Empfangselektronik verbunden, die das Ausgangssignal der jeweiligen Empfangselektrode E1, E2, E3, E4 verarbeitet und das verarbeitete Signal an eine nicht dargestellte Steuer-/Auswerteeinheit gibt.

[0011] Die bei der Kapazitätsmodellbildung zu berücksichtigende Anzahl von Parasitärkapazitäten hängt davon ab, wie genau das Kapazitätsmodell sein soll. Übersprechkapazitäten zwischen räumlich weit entfernt angeordneten Empfangselektroden sind üblicherweise klein im Verhältnis zu den übrigen Kapazitäten des Modells und können daher oftmals vernachlässigt werden. In der Regel ist es ausreichend, die Übersprechkapazitäten zur räumlich gesehen nächsten und übernächsten Empfangselektrode im Kapazitätsmodell zu berücksichtigen.

[0012] Die parasitären Kapazitäten C_p , C_x haben die folgenden, sich negativ auf die Messergebnisse auswirkenden Wirkungen: Die Parallelkapazitäten C_p bilden zusammen mit der zugehörigen Sensorkapazität C_s jeweils einen Spannungsteiler, der zu einer Verringerung der Amplitude des Ausgangssignals und somit zu einer Reduktion des Signal-Rausch-Verhältnisses und der Messgenauigkeit führt. Die Übersprechkapazitäten C_x stellen Kopplungen zwischen benachbarten Empfangselektroden dar. Jedem von einer Empfangselektrode empfangenen Signal werden über die jeweiligen Übersprechkapazitäten Anteile der von den benachbarten Empfangselektroden empfangenen Signalen überlagert, was zu einer Verfälschung der Amplitude der Ausgangssignale und damit zu einem räumlichen Auflösungsverlust führt.

[0013] Ist die geometrische Anordnung der Sendeelektrode und der Empfangselektroden bekannt, so können mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode (FEM) die Kapazitätswerte des in Fig. 4 dargestellten Kapazitätsmodells berechnet werden. Sind das Kapazitätsmodell mit den Kapazitätswerten und der Aufbau der Empfangselektroniken bekannt, so können die von den Empfangselektroniken aufbereiteten Signale entweder analytisch oder mit Hilfe eines Schaltungssimulators berechnet werden. Auf diese Weise können die von verschiedenen Empfangselektroniken verarbeiteten Signale miteinander verglichen werden. Dies erlaubt einen Vergleich verschiedener Anordnungen zum Messen einer physikalischen Grösse, die jeweils eine Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren und diesen zugeordnete Empfangselektroniken umfassen. Bekannte Anordnungen zum Messen einer physikalischen Grösse liefern üblicherweise Signale, die von den Parallelkapazitäten C_p und/oder von den Übersprechkapazitäten C_x beeinflusst sind.

[0014] In den Fig. 5 und 6 ist eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse dargestellt, bei der gegenüber einer Sendeelektrode S beispielhaft vier Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 räumlich nebeneinander angeordnet sind. Nicht näher bezeichnete Kabel, die mit einer Abschirmung 15 versehen sind, führen von den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 zu den in Fig. 5 nicht näher dargestellten Empfangselektroniken. Die Abschirmung 15 ist geerdet und bildet die parasitäre Parallelkapazität zwischen Empfangselektrode und Masse. Fig. 6 zeigt das der Anordnung in Fig. 5 entsprechende Blockschaltbild für eine Anordnung mit einer Empfangselektrode E. Die Sensorkapazität C_s liegt zwischen der Sendeelektrode S und der Empfangselektrode E. Die der Empfangselektrode E nachgeschaltete Empfangselektronik wird durch einen Verstärker mit hochohmigem Eingang, beispielsweise einem Spannungsfolger mit einer Verstärkung 1, und einem diesem vorgeschalteten Widerstand R_1 , der die Empfangselektrode E mit Masse verbindet, gebildet. Da in Richtung der Sendeelektrode S keine Abschirmung angebracht werden kann, bleibt die Wirkung der Abschirmung 15 unvollständig, sodass zwischen den Empfangselektroden Übersprechkapazitäten verbleiben. Die von den Empfangselektroden empfangenen Signale sind somit trotz Abschirmung 15 infolge des Übersprechens verfälscht.

[0015] Die Sensorkapazität C_s bildet zusammen mit dem Widerstand R_1 einen Hochpassfilter. Unter Berücksichtigung der Parallelkapazität C_p zwischen Sendeelektrode S und Masse ergibt sich für den Hochpassfilter die Übertragungsfunktion als Laplace-Transformierte zu:

$$G(s) = \frac{C_s}{C_s + C_p} \cdot \frac{sT}{1 + sT}$$

mit der Zeitkonstanten $T = R_1 (C_s + C_p)$. Für eine Betriebsfrequenz des (Mess-)Sensors von 300 Kilohertz, d.h. die Speisespannung bzw. Betriebsspannung des Sensors hat eine Frequenz von 300 Kilohertz, eine Sensorkapazität C_s von 4 pF bzw. von 6 pF und eine Parallelkapazität C_p von 0 pF ergeben sich die in Fig. 7 dargestellten Amplitudengänge. Der untere Amplitudengang in Fig. 7 entspricht einer Sensorkapazität von 4 pF und der obere Amplitudengang entspricht einer Sensorkapazität von 6 pF. Es sind zwei Amplitudengänge bei unterschiedlichen Sensorkapazitäten dargestellt, um deutlich zu machen, wie sich eine Sensorkapazitätsänderung auf das Ausgangssignal des in der Fig. 6 dargestellten Blockschaltbilds auswirkt. Bei realen Änderungen, beispielsweise bei Pipettieranwendungen, können die Sensorkapazitätsänderungen im Bereich von wenigen Femtofarad liegen.

[0016] Aus Fig. 7 ergibt sich, dass für eine Abhängigkeit der Amplitude des Ausgangssignals von der Sensorkapazität C_s die Betriebsfrequenz des Sensors kleiner als die Grenzfrequenz der oben angegebenen Übertragungsfunktion, d.h. kleiner als die Grenzfrequenz des Hochpasses, gewählt werden muss. Für eine Parallelkapazität C_p von 0 pF ergibt sich eine Grenzfrequenz von $f = 1/(2\pi R_1 C_s)$. Bei einer Parallelkapazität C_p von grösser 0 F ergibt sich eine abgeschwächte Amplitude des Ausgangssignals, wie sich aus Fig. 8 für eine Parallelkapazität C_p von 50 pF ergibt. Die Grenzfrequenz f

beträgt für diesen Fall $f = 1/(2\pi R_1 (C_{s1} + C_p))$. Bei einem Betrieb mit einer Betriebsfrequenz unterhalb der Grenzfrequenz hängt die Amplitude des Ausgangssignals von der Betriebsfrequenz ab. Dies erfordert jedoch eine gute Stabilisierung der Betriebsfrequenz.

[0017] In den Fig. 9 und 10 ist eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse dargestellt, bei der die Abschirmung 15 auf demselben Potential liegt wie der Ausgang des von der Empfangselektronik umfassten Verstärkers IOP1 (so genanntes «Guarding»). Die Abschirmung 15 wird somit vom Ausgangssignal des Verstärkers IOP1 betrieben. Fig. 11 zeigt die Amplitudengänge für eine Sensorkapazität C_s von 4 pF bzw. 6 pF und eine Parallelkapazität C_p von 50 pF. Es ist ersichtlich, dass die Parallelkapazität C_p keinen Einfluss mehr auf die Amplitude des Ausgangssignals des in der Fig. 10 dargestellten Blockschaltbilds hat. Die Übertragungsfunktion als Laplace-Transformierte ergibt sich zu:

$$G(s) = \frac{sT}{1 + sT}$$

mit der Zeitkonstanten $T = R_1 C_s$. Die das Ausgangssignal verfälschende Wirkung der Parallelkapazität C_p kann somit vermieden werden, jedoch verbleibt der Einfluss des Übersprechens 16 bzw. der Übersprechkapazitäten zwischen benachbarten Empfangselektroden auf das Ausgangssignal. Aus Fig. 11 ergibt sich, dass die Betriebsfrequenz kleiner als die Grenzfrequenz der Übertragungsfunktion sein muss, damit sich eine Änderung der Sensorkapazität auf das Ausgangssignal auswirkt. Im Frequenzbereich unterhalb der Grenzfrequenz hängt jedoch die Amplitude des Ausgangssignals von der Betriebsfrequenz ab, was eine gute Stabilisierung der Betriebsfrequenz erfordert.

[0018] Fig. 12 zeigt das Blockschaltbild einer weiteren Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, bei der der kapazitive Messsensor geerdet betrieben wird, d.h. eine Elektrode des Messsensors liegt an Masse an, während die andere gleichzeitig als Sende- und Empfangselektrode ES betrieben wird. Die Elektrode wird spannungsgesteuert betrieben. Die der Elektrode zugeordnete Empfangselektronik übernimmt dadurch gleichzeitig die Funktion einer Sendeelektronik. Das Messsignal des Messsensors liegt an dem nicht invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers IOP1 der Empfangselektronik an. Die Sensorkapazität C_{s1} und die Parallelkapazität C_{p1} des Sensors liegen zwischen dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers IOP1 und Masse in Parallelschaltung. Zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers IOP1 und dessen invertierendem Eingang liegen in Parallelschaltung ein Widerstand R_{F1} und eine Kompensationskapazität C_{komp} der Empfangselektronik. Über die Wahl der Kompensationskapazität C_{komp} können eine Kompensation des Frequenz bzw. Phasengangs erzielt und somit Schwingungen vermieden werden. Auf diese Weise kann wiederum ein kapazitives Übersprechen 16 von benachbart angeordneten Empfangs-/Sendeelektroden ES unterdrückt werden. Die Übertragungsfunktion des in Fig. 12 dargestellten Blockschaltbilds als Laplace-Transformierte lautet:

$$G(s) = \frac{\frac{R_{F1}}{1 + sR_{F1}C_{komp}} + 1}{\frac{1}{s(C_{s1} + C_{p1})}} = \frac{sR_{F1}(C_{s1} + C_{p1})}{1 + sR_{F1}C_{komp}} + 1 = \frac{1 + sR_{F1}C_{komp} + sR_{F1}(C_{s1} + C_{p1})}{1 + sR_{F1}C_{komp}} = \frac{1 + sR_{F1}(C_{komp} + C_{s1} + C_{p1})}{1 + sR_{F1}C_{komp}}$$

$$G(s) = \frac{1 + sR_{F1}(C_{komp} + C_{s1} + C_{p1})}{1 + sR_{F1}C_{komp}}$$

[0019] Für sehr hohe Frequenzen vereinfacht sich die Übertragungsfunktion zu:

$$G(s) \Big|_{s \rightarrow \infty} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{C_{komp} + C_{s1} + C_{p1}}{C_{komp}}$$

[0020] Mit einer Sensorkapazität C_{s1} und einer Kompensationskapazität C_{komp} von jeweils 4 pF bzw. 6 pF, einer Parallelkapazität C_{p1} von 50 pF und einem Widerstand R_{F1} von 33 kOhm ergeben sich die in Fig. 13 dargestellte Amplitudengänge. Für hohe Frequenzen ergibt sich für beide Sensorkapazitätswerte eine Verstärkung von 14.5 (entsprechend 23.2 Dezibel). Für hohe Parallelkapazitäten C_{p1} , insbesondere wenn $C_{p1} \gg C_{s1}$, ergibt sich daher eine grosse Ausgangsamplitude, während die relative Änderung der Ausgangsamplitude bei Änderung der Sensorkapazität C_{s1} abnimmt. Die Parallelkapazität C_{p1} wirkt sich somit ungünstig auf die Ermittlung der Sensorkapazitätsänderung aus.

[0021] Der Einfluss des Übersprechens 16 kann hingegen mit der in Fig. 12 dargestellten Anordnung reduziert werden, da die Sende-/Empfangselektrode ES infolge der Gegenkopplung niederohmig betrieben wird. Um eine ausreichende Unterdrückung des Übersprechens zu erzielen, wird von dem Operationsverstärker IOP1 in der Fig. 12 ein grosses Verstärkungs-Bandbreite-Produkt verlangt (so genanntes gain-bandwidth-product). Bei einer Betriebsfrequenz von 10 Megahertz und einer geforderten Verstärkung von 100 ergibt sich ein Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von $10 \text{ MHz} \times 100 \times 14.5 = 14.5 \text{ GHz}$, was mit Standard-Operationsverstärkern nicht realisierbar ist. Der Faktor 14.5 entspricht einem Verstärkungswert von 23.2 Dezibel bei 10 Megahertz gemäss Fig. 13. Bei einer reduzierten Betriebsfrequenz von 300 Kilohertz ergibt sich ein gut realisierbares Verstärkungs-Bandbreite-Produkt von $0.3 \text{ MHz} \times 100 \times 4 = 120 \text{ MHz}$, wobei der Faktor 4 einer

Verstärkung von 12 Dezibel bei 300 Kilohertz entspricht (vergleiche Fig. 13). Bei einer Betriebsfrequenz von 300 Kilohertz, also unterhalb der Grenzfrequenz der in der Fig. 12 dargestellten Anordnung, hängt jedoch das Ausgangssignal von der Betriebsfrequenz ab, was eine gute Stabilisierung der Betriebsfrequenz erforderlich macht.

[0022] Fig. 14 zeigt eine weitere bekannte Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, bei der die Empfangselektroden mit dem invertierenden Eingang eines invertierenden Verstärkers bzw. Operationsverstärkers IOP1 einer Empfangselektronik verbunden sind. Der invertierende Verstärker IOP1 steuert bei Gegenkopplung seinen Ausgang so aus, dass die Differenzspannung an seinen Eingängen auf Null gehalten wird. Es kann daher angenommen werden, dass sich am invertierenden Eingang Massepotential einstellt. Der invertierende Eingang wird daher auch als virtuelle Masse bezeichnet. Die Sensorkapazität C_s liegt dann zwischen der Signal Spannung V_{in} und der virtuellen Masse und eine Parallelschaltung aus einer Kompensationskapazität C_k und einem Widerstand R_F , welche die Empfangselektronik aufweist, liegt zwischen dem Ausgang des invertierenden Verstärkers IOP1 und der virtuellen Masse. Die Parallelkapazität C_p liegt zwischen der virtuellen Masse und der tatsächlichen Masse. Als Folge davon verschwindet der Strom, der durch die Parallelkapazität C_p fliesst, sodass die Parallelkapazität C_p wirkungslos ist.

[0023] Die in Fig. 14 dargestellte Anordnung wird beispielsweise als Eingangsverstärker für Photodioden, deren Parallelkapazität unwirksam gemacht werden soll, oder bei einem kapazitiven Sensor eingesetzt, wo sie ebenfalls der Beseitigung der Wirkung der Parallelkapazität dienen soll.

[0024] Die Übertragungsfunktion des in Fig. 14 dargestellten Blockschaltbilds als Laplace-Transformierte lautet:

$$G(s) = - \frac{\frac{R_F}{1 + sR_F C_k}}{\frac{1}{sC_s}} = - \frac{sR_F C_s}{1 + sR_F C_k} = - \frac{C_s}{C_k} \cdot \frac{sR_F C_k}{1 + sR_F C_k}.$$

[0025] Mit einer Sensorkapazität C_s von 4 pF bzw. 6 pF, einer Kompensationskapazität C_k von 4 pF, einem Widerstand R_F von 33 kOhm und einer Parallelkapazität C_p von 50 pF ergeben sich die in Fig. 15 dargestellten Amplitudengänge. Die Amplitude des Ausgangssignals ist unabhängig von der Betriebsfrequenz, wenn die Betriebsfrequenz oberhalb der Grenzfrequenz der als Hochpass ausgebildeten, in Fig. 14 dargestellten Anordnung gewählt ist, d.h., die Betriebsfrequenz müsste grösser als $1/(2\pi R_F C_k) = 1.2$ MHz sein. Dies erfordert eine Anordnung mit einem grossen Verstärkungs-Bandbreite-Produkt.

[0026] Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung eine Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit mehreren Messsensoren zu schaffen, mit der der Einfluss von Übersprechen zwischen benachbarten Messsensoren verringert werden kann.

[0027] Diese Aufgabe wird durch eine Anordnung mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

[0028] Die erfindungsgemässe Anordnung kennzeichnet sich dadurch aus, dass jedem Messsensor ein invertierender Messsignalverstärker nachgeschaltet ist, wobei je ein Ausgang eines Messsensors mit einem negativen Eingang des dem Messsensor nachgeschalteten invertierenden Messsignalverstärkers verbunden ist. Bei den mehreren Messsensoren handelt es sich vorzugsweise um kapazitive Sensoren, die bevorzugt durch eine Sendeelektrode und mehrere Empfangselektroden gebildet werden, wobei die Empfangselektroden beabstandet von der Sendeelektrode angeordnet sind. Alternativ können die Sende- und die Empfangselektroden auch vertauscht werden, sodass die Sensoren durch eine Empfangselektrode und mehrere Sendeelektroden gebildet werden.

[0029] Der invertierende Eingang eines invertierenden Messsignalverstärkers stellt eine virtuelle Masse dar. Somit sind die Ausgänge der Messsensoren, insbesondere der Empfangselektroden der Messsensoren, virtuell geerdet. Dies führt vorteilhafterweise dazu, dass ein kapazitives Übersprechen zwischen benachbarten Messsensorausgängen, insbesondere zwischen benachbarten Empfangselektroden, reduziert werden kann. Zusätzlich wird der Einfluss einer parasitären Parallelkapazität zwischen einem Messsensorausgang bzw. einer Empfangselektrode und Masse reduziert.

[0030] In einer bevorzugten Ausgestaltung ist jeden invertierenden Messsignalverstärker ein Integrator nachgeschaltet, an dessen invertierenden Eingang ein Ausgangssignal des jeweiligen invertierenden Messsignalverstärkers anliegt.

[0031] Auf diese Weise kann vorteilhafterweise erreicht werden, dass das Ausgangssignal der erfindungsgemässen Anordnung im Wesentlichen unabhängig von der Betriebsfrequenz ist. Dies hat eine reduzierte Alterungs- und Temperaturdrift zur Folge. Ferner wird für den oberen Betriebsfrequenzbereich ein Tiefpassverhalten der Anordnung erzielt, so dass hochfrequentes Rauschen unterdrückt werden kann.

[0032] Gemäss einer weiteren bevorzugten Ausgestaltung der Erfindung ist jedem Messsensor ein Referenzsignalerzeuger zugeordnet, insbesondere ein Referenzsensor, dem ein invertierender Referenzsignalverstärker nachgeschaltet ist, wobei ein Ausgang des Referenzsignalerzeugers mit einem invertierenden Eingang des invertierenden Referenzsignalverstärkers verbunden ist. Das von dem Referenzsignalerzeuger erzeugte Referenzsignal hat vorzugsweise dieselbe Frequenz und dieselbe Phasenlage wie das vom Messsensor erzeugte Messsignal und seine Amplitude entspricht derjenigen des Messsignals, wenn sich der Messsensor im Ruhe- bzw. Referenzzustand befindet.

[0033] Durch Subtraktion des Ausgangssignals des invertierenden Referenzsignalverstärkers von dem Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers kann ein Signal ermittelt werden, welches der Änderung der Sensorkapazität entspricht und von wesentlich geringerer Grössenordnung als das Messsignal bzw. das Referenzsignal ist. Wegen seiner geringen Amplitude kann das Differenzsignal auf eine Steuer-/Auswerteeinheit mit einer hohen Verstärkung gegeben werden, ohne dass Übersteuerungsgefahr besteht. Ferner ist das Differenzsignal empfindlicher gegenüber einer Änderung der Sensorkapazität als das Messsignal des Messensors. Auch wird die Gefahr des Übersprechens zwischen den Leitungen, die die Empfangselektroniken 12 (vergleiche Fig. 2) mit der Steuer-/Auswerteeinheit 13 (vergleiche Fig. 2) verbinden, reduziert, weil die Signalamplituden kleiner sind.

[0034] Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung ergeben sich aus den Unteransprüchen und den anhand der Zeichnungen nachfolgend dargestellten Ausführungsbeispielen. Es zeigen:

- Fig. 1 eine schematische Darstellung einer Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren,
- Fig. 2 ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, die geerdet betrieben wird (a), und ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, die schwebend betrieben wird (b),
- Fig. 3 ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, die schwebend betrieben wird und die mehrere Messsensoren umfasst,
- Fig. 4 ein Kapazitätsmodell einer Sensoranordnung mit mehreren Sensoren,
- Fig. 5 eine schematische Darstellung einer Sensoranordnung mit mehreren Sensoren, bei denen die Empfangselektroden eine Abschirmung aufweisen,
- Fig. 6 ein Blockschaltbild betreffend die Sensoranordnung nach Fig. 5,
- Fig. 7 ein Diagramm mit Amplitudengängen des in der Fig. 6 dargestellten Blockschaltbilds,
- Fig. 8 ein weiteres Diagramm mit Amplitudengängen des Blockschaltbilds nach Fig. 6,
- Fig. 9 eine schematische Darstellung einer Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren mit Guarding der Empfangselektroden,
- Fig. 10 ein Blockschaltbild der Anordnung nach Fig. 9,
- Fig. 11 ein Diagramm mit Amplitudengängen des Blockschaltbilds nach Fig. 10,
- Fig. 12 ein Blockschaltbild einer Sensoranordnung, bei der die Elektroden spannungsgesteuert sind,
- Fig. 13 ein Diagramm mit Amplitudengängen des Blockschaltbilds nach Fig. 12,
- Fig. 14 ein Blockschaltbild einer Sensoranordnung mit einem invertierenden Verstärker,
- Fig. 15 ein Diagramm mit Amplitudengängen des Blockschaltbilds nach Fig. 14,
- Fig. 16 eine schematische Darstellung einer erfindungsgemässen Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit mehreren Messsensoren, wobei jedem Messsensor ein invertierender Messsignalverstärker zugeordnet ist,
- Fig. 17 eine schematische Darstellung einer Anordnung gemäss Fig. 16 ohne Abschirmung der Empfangselektroden der Messsensoren,
- Fig. 18 ein Blockschaltbild der Anordnung nach Fig. 17 mit parasitären Kapazitäten,
- Fig. 19 ein Schaltbild eines Messensors mit nachgeschaltetem invertierenden Messsignalverstärker und nachgeschaltetem Integrator,
- Fig. 20 ein Diagramm mit Amplitudengängen des Schaltbilds nach Fig. 19,
- Fig. 21 ein Blockschaltbild einer Anordnung zweier Messsensoren mit nachgeschalteten invertierenden Messsignalverstärkern und nachgeschaltetem Integrator,
- Fig. 22 ein Diagramm mit Amplitudengängen des Blockschaltbilds nach Fig. 21,
- Fig. 23 ein Diagramm mit Signalverläufen des Blockschaltbilds nach Fig. 21,

Fig. 24 ein Schaltbild einer Anordnung zweier Messsensoren mit nachgeschalteten Messsignalverstärkern, wobei jedem Messsignalverstärker ein Integrator nachgeschaltet ist, und

Fig. 25 ein Schaltbild einer weiteren Anordnung zweier Messsensoren mit nachgeschalteten Messsignal-Verstärkern, wobei jedem Messsignalverstärker ein Integrator nachgeschaltet ist.

[0035] In den Figuren bezeichnen gleiche Bezugszeichen strukturell bzw. funktionell gleichwirkende Komponenten. Bei in den Blockschaltbildern angegebenen Werteangaben von elektronischen Bauteilen wurde der Einfachheit halber auf die Angabe der Einheit verzichtet.

[0036] Die Fig. 1–15 sind bereits in der Beschreibungseinleitung beschrieben. Es wird an dieser Stelle auf die Beschreibungseinleitung verwiesen.

[0037] Fig. 16 zeigt eine erfindungsgemässe Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit mehreren Messsensoren, wobei jeder Messsensor als kapazitiver Sensor ausgestaltet ist und die Messsensoren durch eine Sendelektrode S und mehrere Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 gebildet werden. Die Empfangselektroden E1, E2, E3, E4, sind beabstandet von der Sendelektrode S angeordnet. Es ist eine Energieversorgungsquelle 2 vorgesehen, die an die Sendelektrode S angeschlossen ist. Die Empfangselektroden E1, E2, E3, E4, sind in einer räumlichen Ebene angeordnet, der so genannten Empfangsebene.

[0038] Insbesondere bei grösseren Abständen zwischen den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 in der Empfangsebene kann zwischen diesen eine Abschirmung 15 in Form einer Massenoberfläche vorgesehen sein, die geerdet ist. Auf diese Weise kann ein homogenes Wechselfeld zwischen der Sendelektrode 2 und der Empfangsebene sichergestellt werden, was eine Voraussetzung für eine fehlerfreie Abtastung von beliebigen Objekten im Zwischenraum zwischen der Sendelektrode S und der Empfangsebene ist, da das homogene Wechselfeld nur durch ein zu detektierendes Objekt beeinflusst werden soll.

[0039] An den Ausgang jedes Messsensors, d.h. an jede Empfangselektrode E1, E2, E3, E4 ist ein invertierender Messsignalverstärker 17 als Empfangselektronik angeschlossen. Der Einfachheit der Darstellung halber wurde in Fig. 16 nur der mit der Empfangselektrode E4 verbundene invertierende Messsignalverstärker 17 dargestellt. An die Empfangselektroden E1, E2, E3 sind entsprechende invertierende Messsignalverstärker als Empfangselektroniken angeschlossen (nicht dargestellt). Die Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 sind an die invertierenden Eingänge der jeweiligen invertierenden Messsignalverstärker 17 angeschlossen. Weil die invertierenden Eingänge der invertierenden Messsignalverstärker 17 virtuelle Massen darstellen, bleiben parasitäre Parallelkapazitäten, die zwischen den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 und der Abschirmung 15 entstehen, wirkungslos, da die Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 über die virtuellen Massen virtuell geerdet sind.

[0040] Ein kapazitives Übersprechen zwischen den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 kann nicht erfolgen, da sämtliche Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 virtuell geerdet sind. Aus diesem Grunde kann auf die Abschirmung 15 zwischen den Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 verzichtet werden. Dies ist in Fig. 17 dargestellt. In Fig. 17 ist der Einfachheit der Darstellung halber nur der mit der Empfangselektrode E4 verbundene invertierende Messsignal-Verstärker dargestellt. Die Empfangselektroden E1, E2, E3 sind mit entsprechenden invertierenden Messsignalverstärkern 17 verbunden (nicht dargestellt). Durch den Wegfall der Abschirmung 15 können die Empfangselektroden E1, E2, E3, E4 in der Empfangsebene räumlich näher aneinander herangerückt werden, was deren Dichte pro Flächeneinheit und somit das räumliche Auflösungsvermögen der Anordnung mit mehreren kapazitiven Sensoren erhöht. Die Empfangsebene kann auf diese Weise besser ausgenutzt werden.

[0041] Fig. 18 zeigt ein Blockschaltbild einer erfindungsgemässen Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse gemäss Abbildung 17. Es ist eine gemeinsame Sendelektrode S für sämtliche Messsensoren vorgesehen. Ferner sind die Empfangselektroden E1 und E2 zweier Messsensoren explizit dargestellt. Die Empfangselektrode E1 ist an einen invertierenden Eingang eines invertierenden Messsignalverstärkers 17.1 angeschlossen, der eine Empfangselektronik bildet. Die Elektrode E2 ist an einen invertierenden Eingang eines invertierenden Messsignalverstärkers 17.2 angeschlossen, der ebenfalls eine Empfangselektronik bildet. Block 18 stellt symbolisch weitere Empfangselektroden E3, E4, ... mit diesen zugeordneten invertierenden Messsignalverstärkern bzw. Empfangselektroniken dar. Die Gegenkopplung des invertierenden Messsignalverstärkers 17.1 wird durch eine Parallelschaltung der Kapazität C_{11} und des Widerstandes R_{11} gebildet. Die Gegenkopplung des invertierenden Messsignalverstärkers 17.2 wird durch eine Kapazität C_{21} und einen Widerstand R_{21} gebildet. Der erste Messsensor hat eine Sensorkapazität C_{s1} . Der zweite Sensor weist eine Sensorkapazität C_{s2} auf. Das Blockschaltbild berücksichtigt die Übersprechkapazitäten C_{x12} , C_{x13} , C_{x23} , ... zwischen den Empfangselektroden E1, E2, Die Parallelkapazitäten C_{p1} und C_{p2} stellen die Kapazität der der jeweiligen Empfangselektrode E1, E2 zugeordneten, nicht näher bezeichneten Leitung zu den an die jeweilige Empfangselektrode E1, E2 angeschlossenen invertierenden Messsignalverstärker 17.1, 17.2 sowie dessen Eingangskapazität dar. Die Kapazitäten C_{11} , C_{21} dienen der Frequenzkompensation und Schwingungsvermeidung.

[0042] Fig. 19 zeigt ein Schaltbild einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit einem Messsensor mit einer Sensorkapazität C_{s1} , dessen Empfangselektrode mit einem invertierenden Eingang eines invertierenden Messsignalverstärkers 17 verbunden ist. Die Gegenkopplung des Messsignalverstärkers 17 wird durch eine Parallelschaltung

einer Kapazität C_1 und eines Widerstandes R_1 gebildet. Zwischen dem invertierenden Eingang des invertierenden Messsignalverstärkers 17 und Masse ist eine Parallelkapazität C_{p1} berücksichtigt. Der Ausgang des invertierenden Messsignalverstärkers 17 ist über einen Widerstand R_3 an den invertierenden Eingang eines Integrators 19 angeschlossen. Die Gegenkopplung des Integrators bildet eine Parallelschaltung aus einer Kapazität C_2 und einem Widerstand R_2 . Der invertierende Messsignalverstärker 17, der Integrator 19 und der Widerstand R_3 bilden eine Empfangselektronik. Die Übertragungsfunktion der in dem Blockschaltbild der Fig. 19 dargestellten Anordnung als Laplace-Transformierte ergibt sich zu

$$G(s) = \frac{C_{s1}}{C_1} \cdot \frac{sR_1C_1}{1 + sR_1C_1} \cdot \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{1}{1 + sR_2C_2}.$$

[0043] Für die in Fig. 19 angegebenen Werte der elektronischen Bauteile zeigt Fig. 20 die Amplitudengänge bei einer Sensorkapazität C_{s1} von 4 pF bzw. 6 pF. Das Ausgangssignal der in Fig. 19 dargestellten Anordnung hängt im Frequenzbereich von 20 kHz bis 1 MHz vorteilhafterweise kaum von der Betriebsfrequenz ab. Bevorzugt wird eine Betriebsfrequenz von 300 kHz verwendet. Die Unabhängigkeit der in Fig. 9 dargestellten Anordnung von der Betriebsfrequenz führt zu einer Erhöhung der Langzeitstabilität und der Temperaturunabhängigkeit, sodass leichte Änderungen der Betriebsfrequenz, wie sie beispielsweise bei Oszillatorschaltungen, die für die Generierung des Betriebssignals eingesetzt werden, infolge von Alter und Temperaturänderungen auftreten können, das Ausgangssignal der Anordnung nach Fig. 19 im Wesentlichen nicht beeinflussen können.

[0044] Änderungen der Sensorkapazität C_{s1} äussern sich bei einer Sensoranordnung mit mehreren kapazitiven Messsensoren als Änderung der Amplitude des Ausgangssignals. Bei empfindlichen Messsensoren können diese Änderungen sehr klein sein, beispielsweise 1/10 000 der Amplitude des (Betriebs-)Signals betragen. Das von der Signalquelle 14 (vergleiche Fig. 2b) bzw. 2 (vergleiche Fig. 17) an den Messsensor abgegebene Signal kann als Trägersignal betrachtet werden, dessen Amplitude durch die Änderung der Sensorkapazität moduliert wird. Da nur die Modulation bzw. Veränderung der Amplitude des Trägersignals bzw. Betriebssignals von Interesse ist und nicht die Amplitude des Trägersignals selbst, kann das Trägersignal bei der Bestimmung der Sensorkapazitätsänderung unterdrückt werden. Dies kann beispielsweise mittels einer Steuer-/Auswerteeinheit erfolgen, die einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse und den der Anordnung nachgeschalteten Empfangselektroniken nachgeschaltet ist. Bei Anordnungen mit mehreren Sensoren besteht ferner die Gefahr, dass bei der Übermittlung der Ausgangssignale an eine Steuer-/Auswerteeinheit unerwünschte Verkopplungen benachbarter Signalleitungen bzw. Übersprechen auf benachbarte Signalleitungen auftreten. Wenn beispielsweise nur 1/10 000 der Amplitude des Ausgangssignals eines Messensors auf den einem benachbarten Messsensor zugeordneten Kanal bzw. dessen Signalleitung gelangt, so wird an diesem Kanal eine relativ grosse Messsensorkapazitätsänderung vorgetäuscht.

[0045] Die Verkopplung benachbarter Signalleitungen kann stark reduziert werden, wenn die Amplitude des Trägersignals bereits in den den Messsensoren zugeordneten Empfangsschaltungen ganz oder teilweise unterdrückt wird. Eine teilweise Unterdrückung kann ausreichend sein, wenn die den Empfangselektroniken nachgeschaltete Steuer-/Auswerteeinheit mit Trägerunterdrückung arbeitet.

[0046] Das Trägersignal bzw. Betriebssignal wird bevorzugt mittels einer Signalsubtraktion beseitigt. Zu diesem Zweck wird ein Träger- bzw. Betriebssignal benötigt, welches unmoduliert ist, d.h. welches von einer Sensorkapazitätsänderung unbeeinflusst ist. Das unmodulierte Trägersignal bildet dann das Referenzsignal V_{ref} . Frequenz und Phasenlage des Referenzsignals V_{ref} stimmen bevorzugterweise mit der Frequenz- und der Phasenlage des von einem Messsensor gemessenen Signals V_{mess} überein. Nach der Subtraktion ergibt sich ein Ausgangssignal von

$$V_{out} = V_{mess} - V_{ref},$$

wobei V_{mess} das mit einem Messsensor gemessene Signal ist, V_{ref} das Referenzsignal bildet, welches auch als unmoduliertes Trägersignal bezeichnet wird und welches im Wesentlichen dieselbe Frequenz und Phasenlage wie das Messsignal aufweist, wobei dessen Amplitude derjenigen des Messsignals entspricht, wenn sich der Messsensor in einem Ruhe- oder Referenzzustand befindet, und V_{out} das Differenzsignal bzw. Ausgangssignal bildet, das der Amplitudenänderung des Messsignals bei einer Sensorkapazitätsänderung entspricht. Das Differenzsignal V_{out} nimmt den Wert 0 an, wenn sich der Messsensor im Ruhe- oder Referenzzustand befindet, weil dann das Messsignal V_{mess} gleich dem Referenzsignal V_{ref} ist. Die durch die Sensorkapazitätsänderung hervorgerufene Änderung der Messsignalamplitude bleibt somit im Differenzsignal V_{out} erhalten, während das Trägersignal nicht mehr in diesem enthalten bzw. unterdrückt ist.

[0047] Falls keine vollständige Unterdrückung des Trägersignals gewünscht wird, beispielsweise wenn die den Empfangselektroniken nachgeschaltete Steuer-/Auswerteeinheit besser arbeitet, falls das Differenzsignal V_{out} einen gewissen Anteil des Trägersignals bzw. von dessen Trägeramplitude enthält, wird die Signalsubtraktion wie folgt modifiziert:

$$V_{out} = V_{mess} - aV_{ref},$$

wobei der Abschwächungsfaktor a kleiner 1 gewählt wird.

[0048] Die Bildung des Differenzsignals V_{out} hat den Vorteil, dass einer der Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse nachgeschalteten Steuer-/Auswerteeinheit ein Signal mit einer relativ kleinen Amplitude zugeführt wird. Dies reduziert die Übersteuerungsgefahr in der Steuer-/Auswerteeinheit und erlaubt eine Vorverstärkung in der Steuer-/Auswerteeinheit bzw. in den Empfangselektroniken der Anordnung, die den Messsensoren nachgeschaltet sind. Ferner wird die

Gefahr des Übersprechens zwischen den Kanälen von den Messsensoren zu der Steuer-/Auswerteeinheit und innerhalb der Steuer-/Auswerteeinheit verringert.

[0049] Das Referenzsignal V_{ref} kann beispielsweise mit einem Referenzsignalerzeuger in Form eines Referenzoszillators erzeugt werden. Bevorzugt wird jedoch als Referenzsignalerzeuger ein Referenzsensor verwendet, der gleich aufgebaut ist wie ein Messsensor. Nur der Messsensor wird dann der zu messenden physikalischen Grösse ausgesetzt. Umgebungseinflüsse hingegen wie Temperatur und Feuchtigkeit, wirken sich auf beide Sensoren gleich aus. Bei der Subtraktion ihrer Ausgangsgrössen kann daher der Einfluss der Umgebungseinflüsse vermindert bzw. eliminiert werden.

[0050] Fig. 21 zeigt ein Blockschaltbild einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse, die als Ausgangssignal das Differenzsignal V_{out1} ausgibt. Es sind ein Messsensor 20 mit einer Sensorkapazität C_{s1} und einer Parallelkapazität C_{p1} und ein Referenzsensor mit einer Sensorkapazität C_{s2} und einer Parallelkapazität C_{p2} vorgesehen. Der Referenzsensor 21 stellt den Referenzsignalerzeuger dar. Beispielhaft ist nur ein Messsensor 20 dargestellt. Es können jedoch auch mehrere Messsensoren 20 mit zugehörigen Messsignalverstärkern 17 und Integratoren 23 vorgesehen sein, wobei entweder jedem Messsensor 20 ein Referenzsensor 21 oder mehreren Messsensoren 20 ein einziger Referenzsensor 21 zugeordnet ist.

[0051] Zwischen dem Ausgang des Messsensors 20 und dem Ausgang des Referenzsensors 21 ist eine parasitäre Übersprechkapazität C_{x12} berücksichtigt. Der Ausgang des Messsensors 20 ist mit einem invertierenden Eingang eines invertierenden Messsignalverstärkers 17 verbunden, dessen Gegenkopplung eine Parallelschaltung aus einer Kapazität C_{11} und einem Widerstand R_{11} aufweist. Der Ausgang des Referenzsensors 21 ist mit einem invertierenden Eingang eines invertierenden Referenzsignalverstärkers 22 verbunden, dessen Gegenkopplung eine Parallelschaltung aus einer Kapazität C_{21} und einem Widerstand R_{21} aufweist. Der invertierende Messsignalverstärker 17 und/oder der invertierende Referenzsignalverstärker 22 sind vorzugsweise als Hochpass ausgeführt.

[0052] Dem invertierenden Messsignalverstärkers 17 ist ein Integrator 23 nachgeschaltet, dessen invertierender Eingang über einen Widerstand R_{13} mit dem Ausgang des invertierenden Messsignalverstärkers 17 verbunden ist und dessen nicht invertierender Eingang über einen Widerstand R_{14} mit dem Ausgang des invertierenden Referenzsignalverstärkers 22 verbunden ist. Die Widerstände R_{13} und R_{14} sind vorzugsweise einstellbar bzw. können getrimmt werden. Der nicht invertierende Eingang des Integrators 23 ist über eine Kapazität C_{13} und einen Widerstand R_{15} mit Masse verbunden. Die Gegenkopplung des Integrators 23 wird durch eine Parallelschaltung einer Kapazität C_{12} und eines Widerstandes R_{12} gebildet.

[0053] Das Ausgangssignal V_{out1} des Integrators 23 bildet somit die integrierte Differenz aus dem Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers 17 und dem Ausgangssignal des invertierenden Referenzsignalverstärkers 22, wodurch eine Unterdrückung des Trägersignals bzw. Referenzsignals im Ausgangssignal V_{out1} erzielt werden kann. Durch Trimmen des Widerstandes R_{13} kann die Unterdrückung des Trägersignals optimiert werden. Eine weitere Optimierung der Unterdrückung des Trägersignals kann durch Trimmen sowohl des Widerstandes R_{13} als auch des Widerstandes R_{14} erzielt werden.

[0054] Fig. 22 zeigt ein Diagramm mit Amplitudengängen des in Fig. 21 dargestellten Schaltbildes für eine Sensorkapazität C_{s1} von 4 pF bzw. 6 pF. Für die Berechnung der Amplitudengänge in Fig. 22 und der Signalverläufe in Fig. 23 wurden den in Fig. 21 dargestellten Bauteilen ferner die in Fig. 21 angegebenen Werte zugewiesen. Bei den Amplitudengängen in Fig. 22 ist eine deutliche Abhängigkeit der Amplitude des Ausgangssignals V_{out1} von der Sensorkapazität erkennbar. Die Subtraktion eines Referenzsignals von dem Messsignal wirkt sich somit positiv auf die Empfindlichkeit des Ausgangssignals V_{out1} gegenüber Änderungen der Sensorkapazität C_{s1} aus.

[0055] Das Diagramm in Fig. 23 zeigt die Kurvenverläufe des Ausgangs Signals V_{out1} über der Zeit für eine Sensorkapazität C_{s1} von 4 pF bzw. 6 pF. Die Sensorkapazität C_{s1} von 4 pF stellt den Ruhe- oder Referenzzustand des Messsensors 20 dar, in welchem die Sensorkapazität C_{s1} des Messsensors 20 der Sensorkapazität C_{s2} des Referenzsensors 21 entspricht. Dementsprechend entspricht für eine Sensorkapazität C_{s1} von 4 pF das Ausgangssignal des Messsensors 20 im Wesentlichen dem Ausgangssignal des Referenzsensors 21 und das Differenzsignal V_{out1} ist im Wesentlichen 0. Bei Erhöhung der Sensorkapazität C_{s1} des Messsensors 20 auf 6 pF wird die Amplitude der Ausgangs- bzw. Differenzspannung V_{out1} stark erhöht.

[0056] Einige Steuer-/Auswerteeinheiten zur Auswertung des Differenzsignals V_{out1} , welche der in der Fig. 21 dargestellten Anordnung nachgeschaltet werden können, benötigen für die Auswertung ein Referenzsignal, dessen Frequenz und Phasenlage mit dem Messsignal übereinstimmt.

[0057] Dies ist beispielsweise für so genannte Lock-in-Verstärker und Synchrongleichrichter der Fall. Das Referenzsignal kann für einen solchen Fall mittels einer Anordnung, wie sie in Fig. 24 als Schaltbild dargestellt ist, aus dem Ausgangssignal des Referenzsensors 21 abgeleitet werden.

[0058] Die in Fig. 24 dargestellte Anordnung entspricht der in Fig. 21 dargestellten Anordnung, wobei zusätzlich dem invertierenden Referenzsignalverstärker 22 ein Integrator 24 nachgeschaltet ist, dessen invertierender Eingang über einen Widerstand R_{23} mit dem Ausgang des invertierenden Referenzsignalverstärkers 22 verbunden ist. Der nicht invertierende Eingang des Integrators 24 liegt an Masse an. Die Gegenkopplung des dem invertierenden Referenzsignalverstärker 22 nachgeschalteten Integrators 24 wird durch eine Parallelschaltung aus einer Kapazität C_{22} und einem Widerstand R_{22} gebildet, deren Werte vorzugsweise den Werten der Kapazität C_{12} und des Widerstandes R_{12} des Integrators 23 entsprechen.

chen, der dem invertierenden Messsignalverstärker 17 nachgeschaltet ist. Am Ausgang des dem invertierenden Referenzsignalverstärker 22 nachgeschalteten Integrators 24 liegt das Referenzsignal V_{ref} an, welches phasengleich zu dem Ausgangs- bzw. Differenzsignal V_{out1} ist, das am Ausgang des Integrators 23, der dem invertierenden Messsignalverstärker 17 nachgeschaltet ist, anliegt, da sowohl in dem Referenzsignalpfad bzw. in dem Pfad des Referenzsensors 21 als auch in dem Messsignalpfad bzw. in dem Pfad des Messsensors 20 des Schaltbilds von Fig. 24 ein Signalverstärker 17, 22 und Integrator 23, 24 vorgesehen sind.

[0059] Über ein Trimmen der Widerstände R_{13} , R_{14} kann wiederum ein Unterdrücken des Trägersignals optimiert werden. Der Widerstand R_{23} zwischen dem Ausgang des invertierenden Referenzsignalverstärkers 22 und dem invertierenden Eingang des Integrators 24 wird vorzugsweise entsprechend der Widerstände R_{13} , R_{14} getrimmt, um ein gleiches Übertragungsverhalten sicherzustellen.

[0060] Ist eine Steuer-/Auswerteeinheit, welche einer Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse nachgeschaltet ist, derart ausgelegt, dass sie symmetrisch arbeitet, so werden vorzugsweise der Messpfad und der Referenzpfad der Anordnung gemäss Fig. 25 symmetrisch ausgelegt, indem sowohl im Messpfad als auch im Referenzpfad durch den jeweiligen Integrator 23, 25 das Signal des anderen Pfades subtrahiert wird. Das in Fig. 25 dargestellte Schaltbild entspricht dem in Fig. 24 dargestellten Schaltbild, wobei für die Referenzbildung im Referenzpfad der nicht invertierende Eingang des dem invertierenden Referenzsignalverstärker 22 nachgeschalteten Integrators 25 über einen Widerstand R_{24} mit dem Ausgang des invertierenden Messsignalverstärkers 17 verbunden ist. Der nicht invertierende Eingang des Integrators 25 ist ferner über eine Kapazität C_{23} und einen Widerstand R_{25} mit Masse verbunden.

[0061] Der Widerstand R_{24} und die Kapazität C_{23} entsprechen wertemässig vorzugsweise dem Widerstand R_{14} und der Kapazität C_{13} des Integrators 23, welcher dem invertierenden Messsignalverstärker 17 nachgeschaltet ist. Somit stellt das Ausgangssignal V_{out2} des im Referenzpfad enthaltenden Integrators 25 die integrierte Differenz aus dem Ausgangssignal des invertierenden Referenzsignalverstärkers 22 und dem Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers 17 dar.

Patentansprüche

1. Anordnung zum Messen einer physikalischen Grösse mit mehreren Messsensoren (20), dadurch gekennzeichnet, dass jedem Messsensor (20) ein invertierender Messsignalverstärker (17; 17.1, 17.2) nachgeschaltet ist, wobei je ein Ausgang eines Messsensors (20) mit einem invertierenden Eingang des dem Messsensor (20) nachgeschalteten invertierenden Messsignalverstärkers (17; 17.1, 17.2) verbunden ist.
2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die mehreren Messsensoren (20) durch eine Sende- elektrode (S) und mehrere Empfangselektroden (E; E1, E2, E3, E4) gebildet werden, wobei die Empfangselektroden (E; E1, E2, E3, E4) beabstandet von der Sende- elektrode (S) angeordnet sind.
3. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Empfangselektroden (E; E1, E2, E3, E4) in einer räumlichen Ebene angeordnet sind und in der räumlichen Ebene zwischen den Empfangselektroden (E; E1, E2, E3, E4) keine Abschirmung vorgesehen ist.
4. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass jedem invertierenden Mess- signalverstärker (17; 17.1, 17.2) ein Integrator (19; 23) nachgeschaltet ist, an dessen invertierendem Eingang ein Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers (17; 17.1, 17.2) anliegt.
5. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass jedem Messsensor (20) ein Referenzsignalerzeuger (21) zugeordnet ist, dem ein invertierender Referenzsignalverstärker (22) nachgeschaltet ist, wobei ein Ausgang des Referenzsignalerzeugers (21) mit einem invertierenden Eingang des invertierenden Referenzsignalverstärkers (22) verbunden ist.
6. Anordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass jedem invertierenden Messsignalverstärker (17; 17.1, 17.2) ein Integrator (23) nachgeschaltet ist, an dessen invertierendem Eingang ein Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers (17; 17.1, 17.2) und an dessen nichtinvertierendem Eingang ein Ausgangssignal des invertierenden Referenzsignalverstärkers (22) anliegt, der dem Referenzsignalerzeuger (21) nachgeschaltet ist, der dem Messsensor (20) zugeordnet ist, dem der invertierende Messsignalverstärker (17; 17.1, 17.2) nachgeschaltet ist.
7. Anordnung nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass dem invertierenden Referenzsignal-Verstärker (22) ein Integrator (25) nachgeschaltet ist, an dessen invertierendem Eingang ein Ausgangssignal des invertierenden Referenzsignalverstärkers (22) anliegt.
8. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass an dem nichtinvertierenden Eingang des dem invertierenden Referenzsignalverstärker (22) nachgeschalteten Integrators (25) ein Ausgangssignal des invertierenden Messsignalverstärkers (17; 17.1, 17.2) anliegt, der dem Messsensor (20) nachgeschaltet ist, dem der Referenzsignalerzeuger (21) zugeordnet ist, dem der invertierende Referenzsignalverstärker (22) nachgeschaltet ist.
9. Anordnung nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die invertierenden Messsignalverstärker (17; 17.1, 17.2) und/oder der invertierende Referenzsignalverstärker (22) jeweils als Hochpass ausgeführt sind.

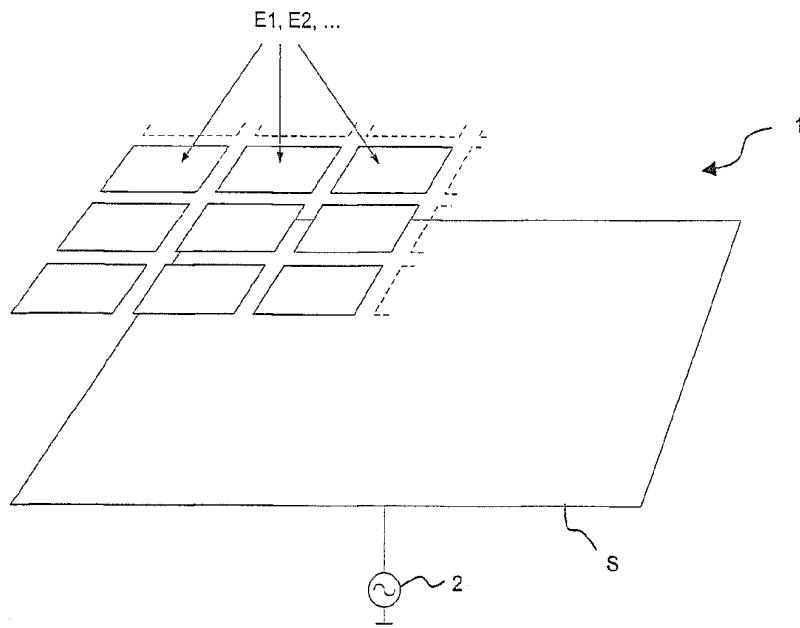


Fig. 1

Stand der Technik

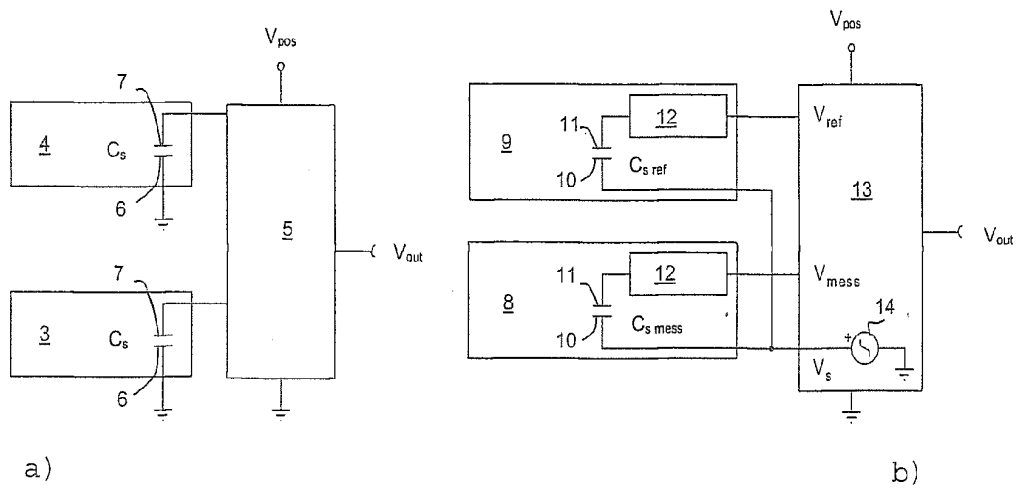


Fig. 2

Stand der Technik

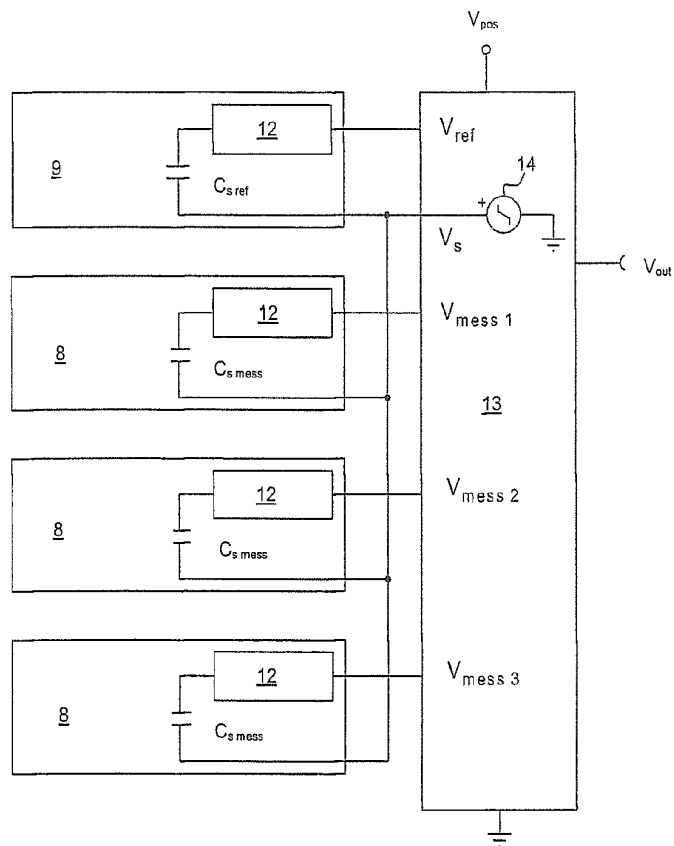


Fig. 3

Stand der Technik

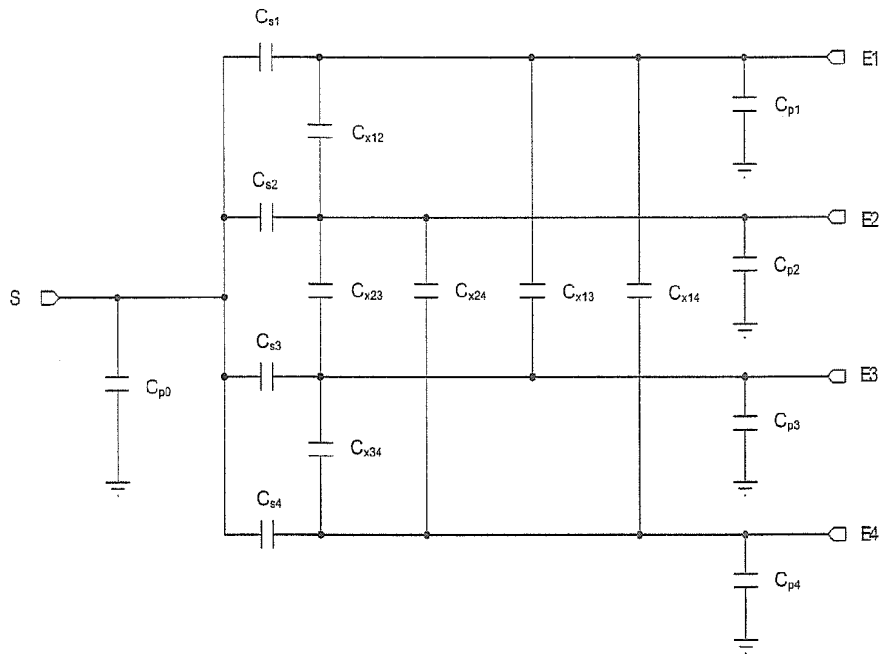


Fig. 4

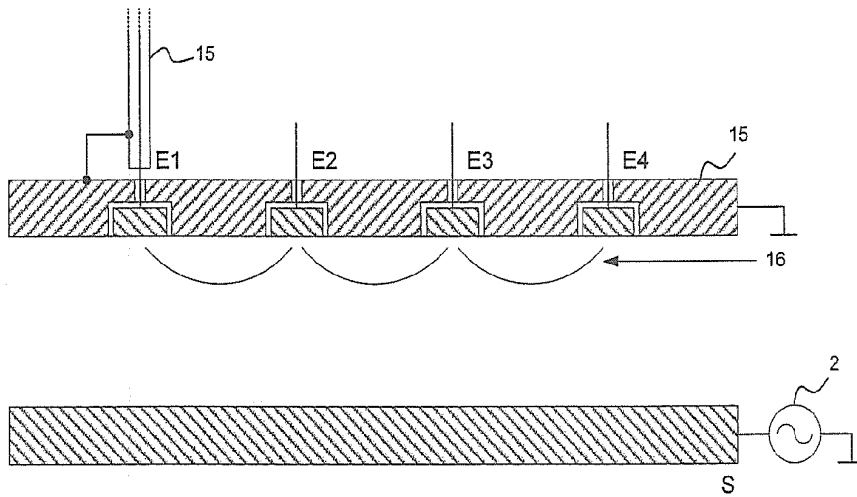


Fig. 5

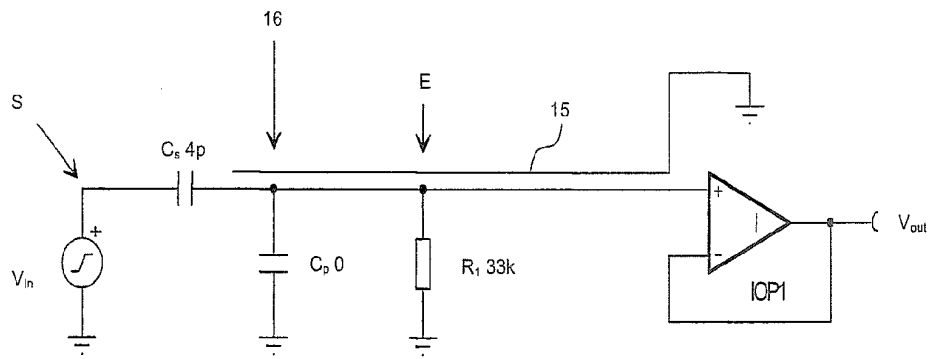


Fig. 6

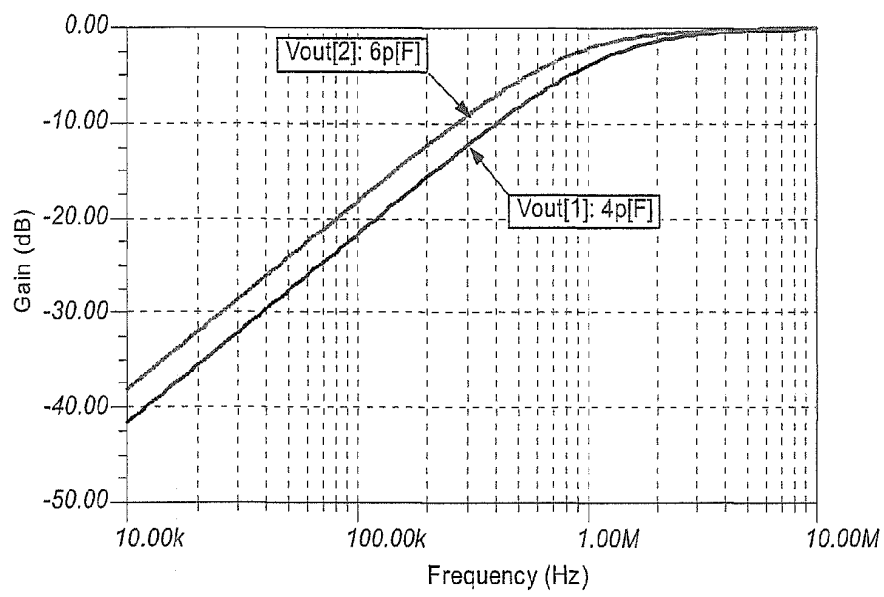


Fig. 7

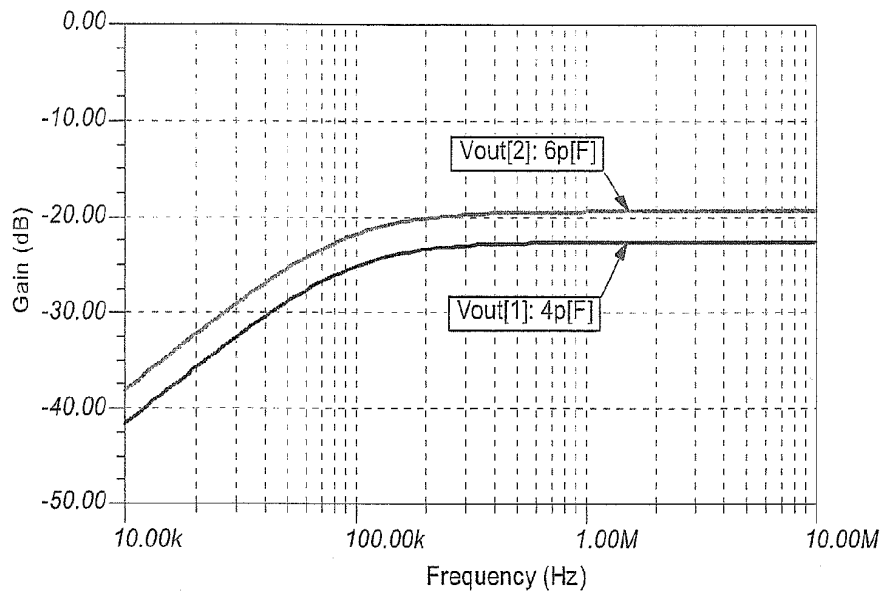


Fig. 8

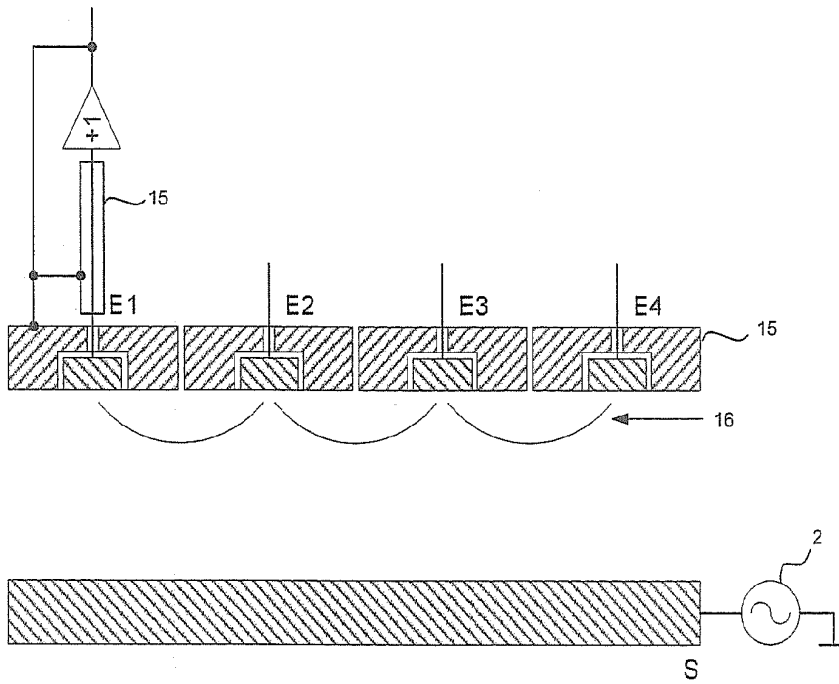


Fig. 9

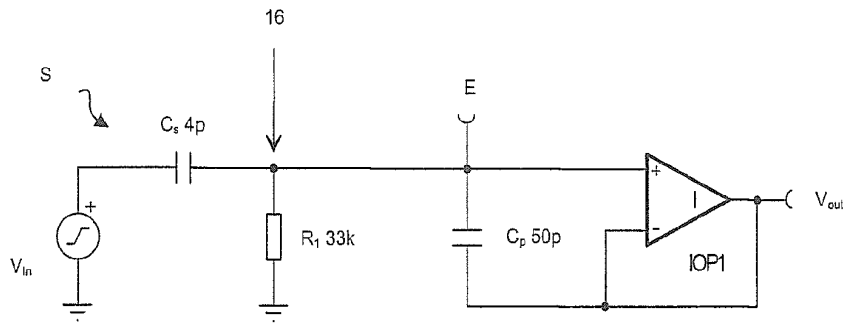


Fig. 10

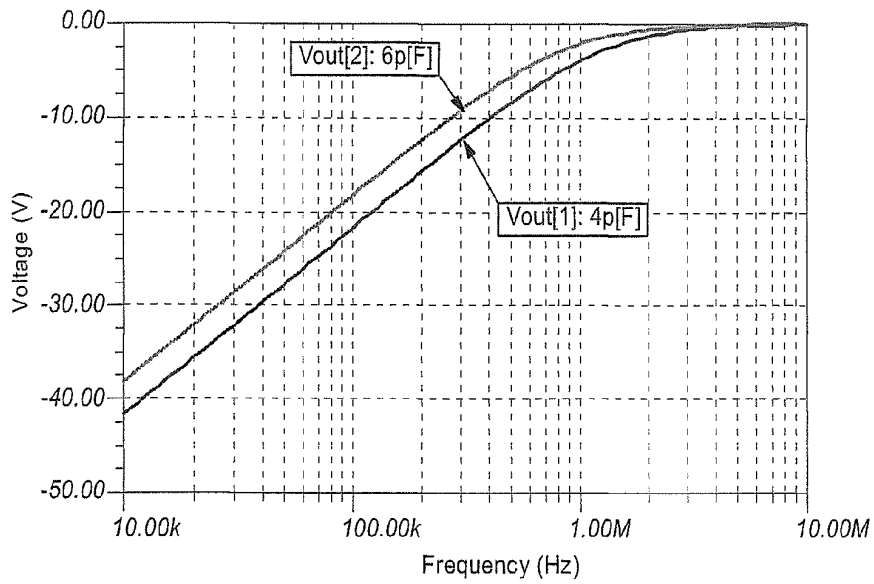


Fig. 11

Stand der Technik

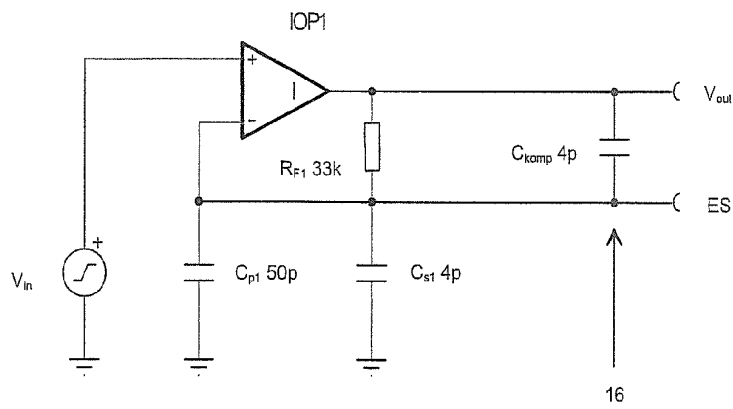


Fig. 12

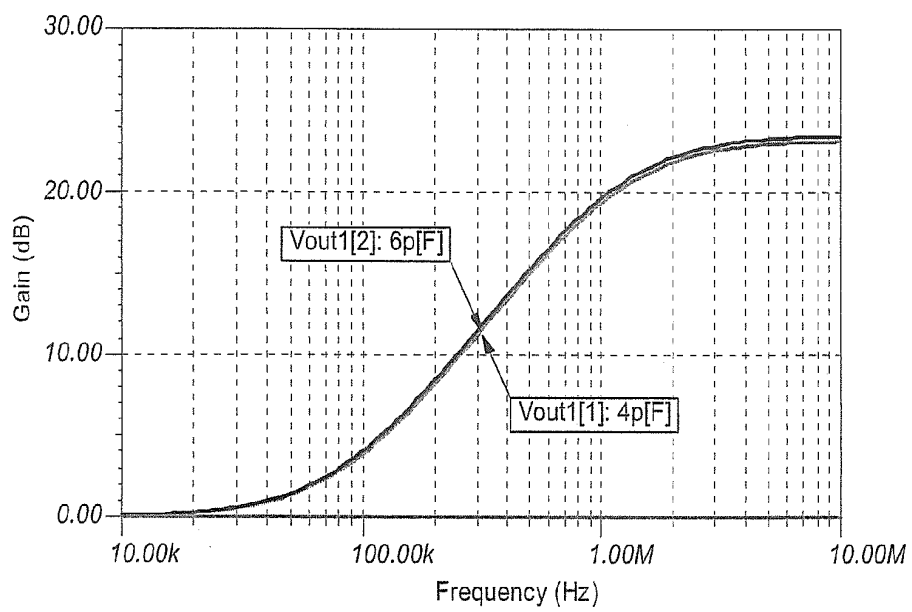


Fig. 13

Stand der Technik

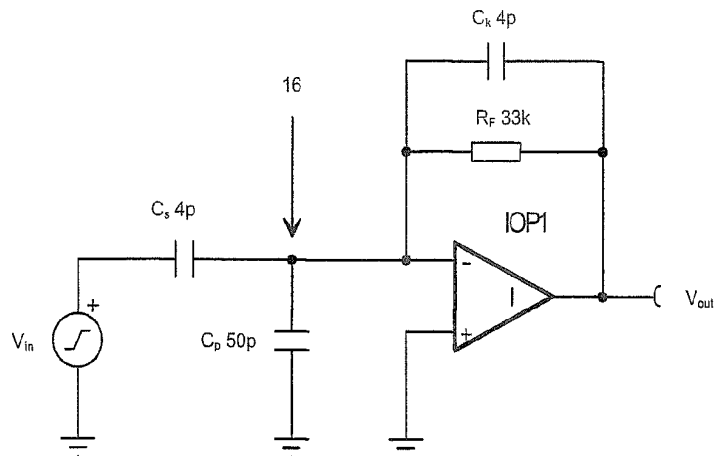


Fig. 14

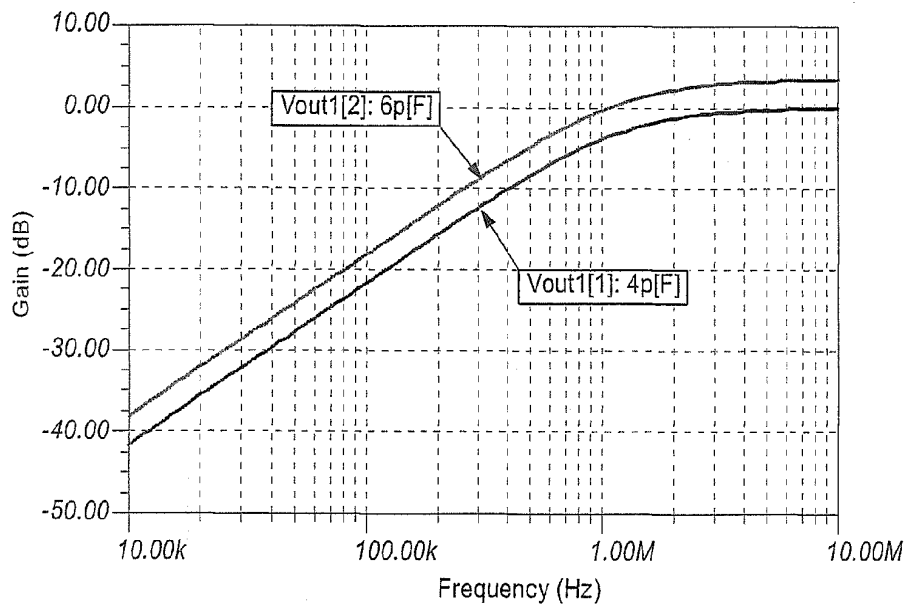


Fig. 15

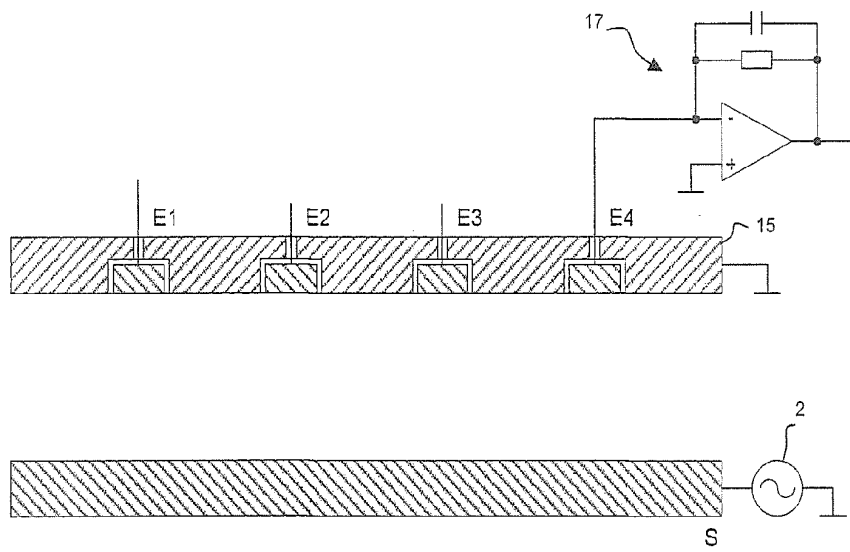


Fig. 16

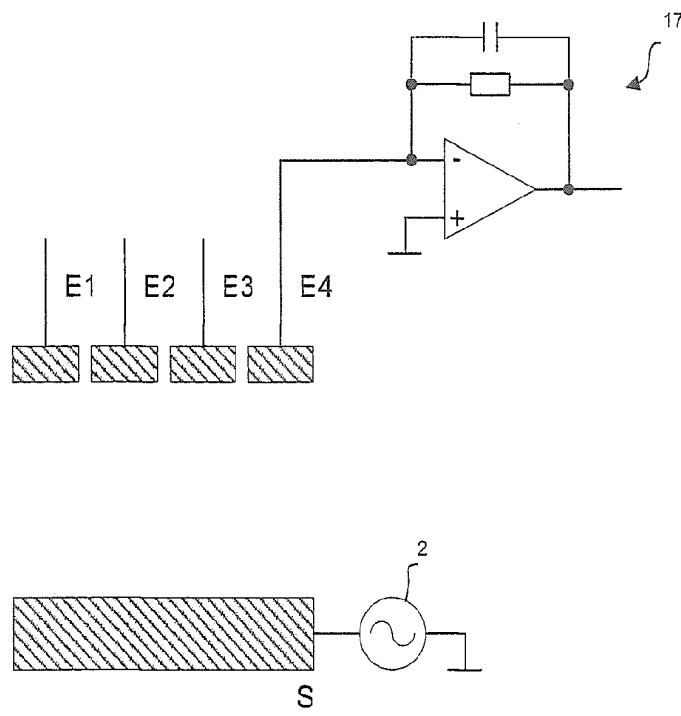


Fig. 17

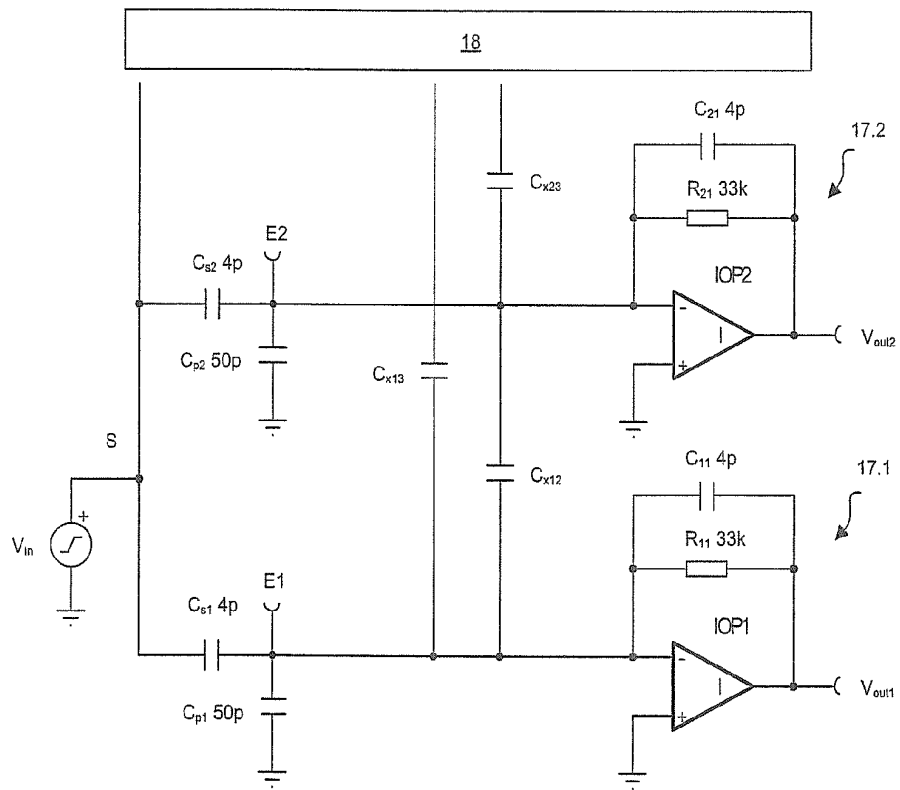


Fig. 18

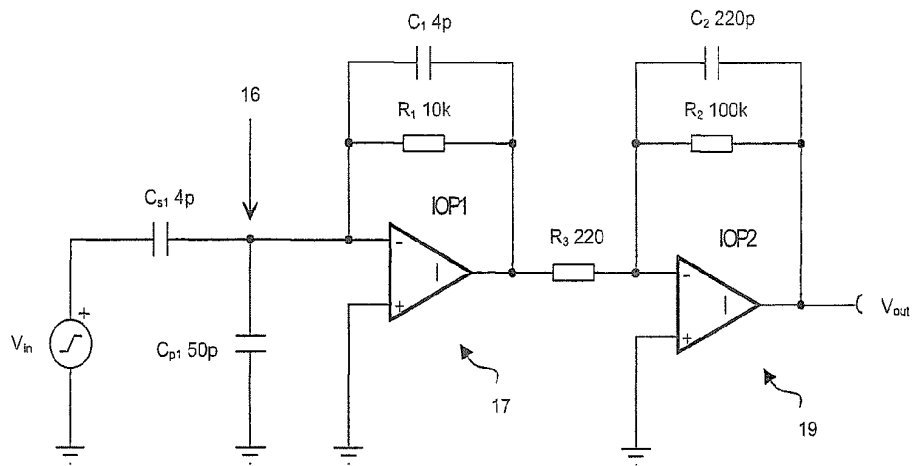


Fig. 19

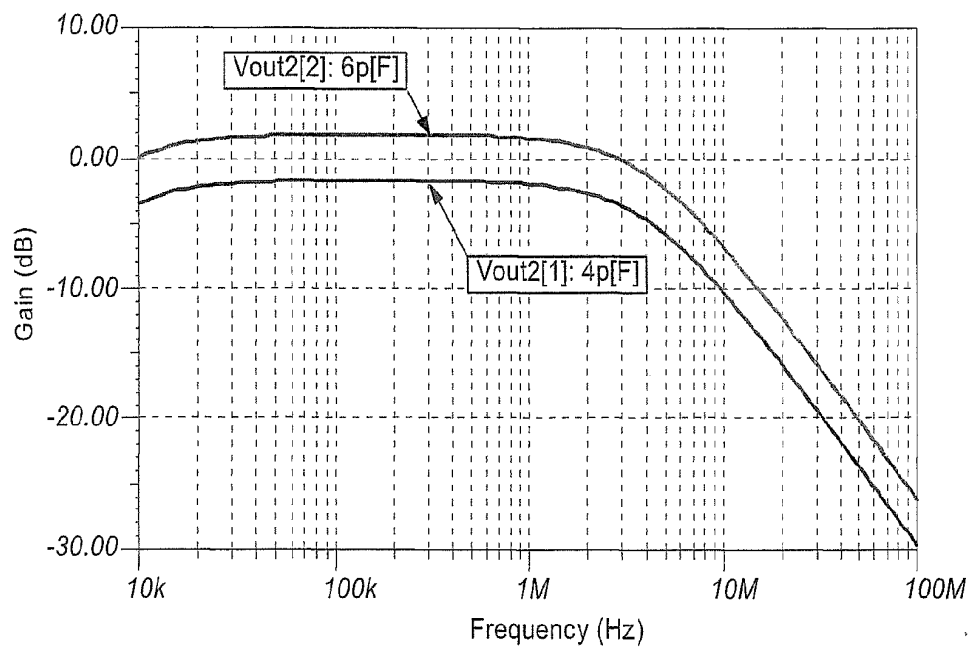


Fig. 20

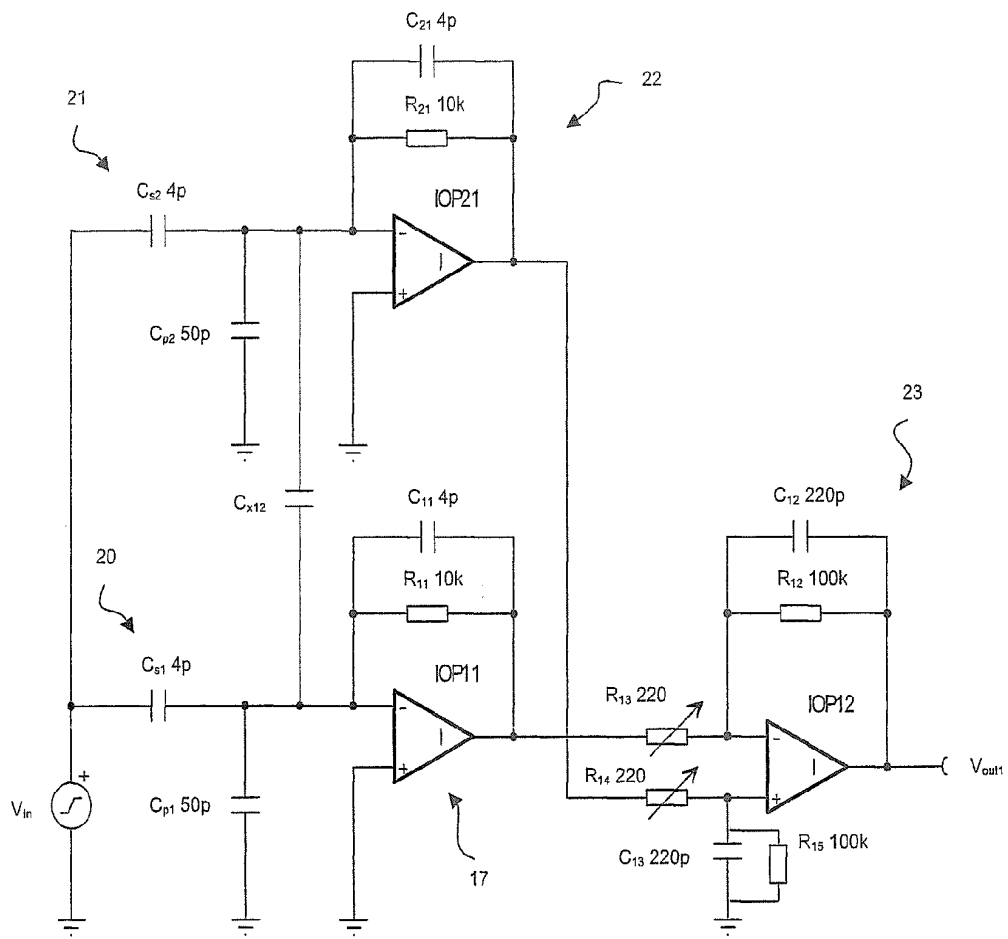


Fig. 21

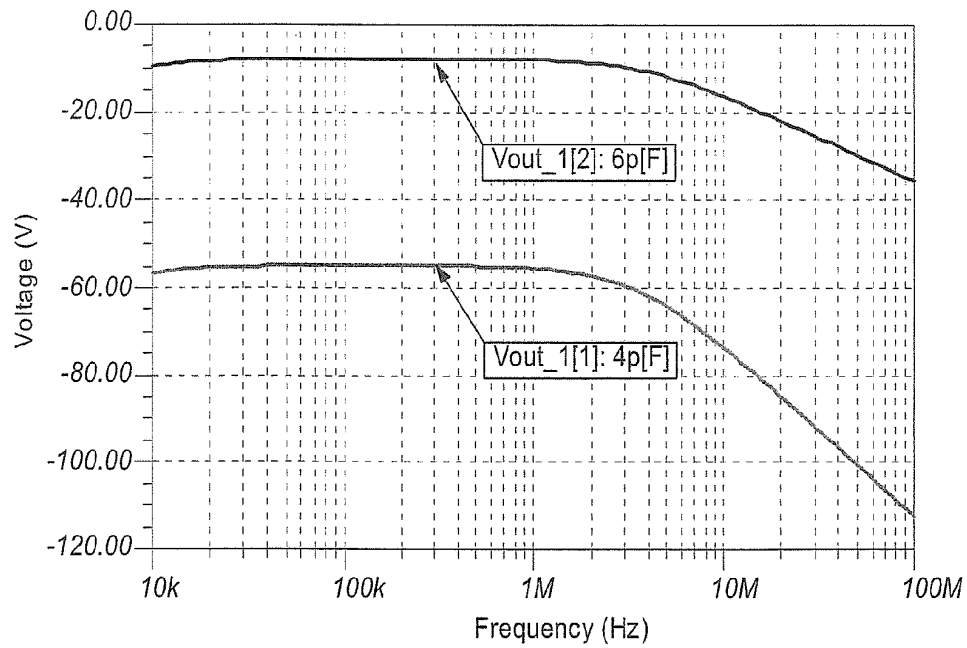


Fig. 22

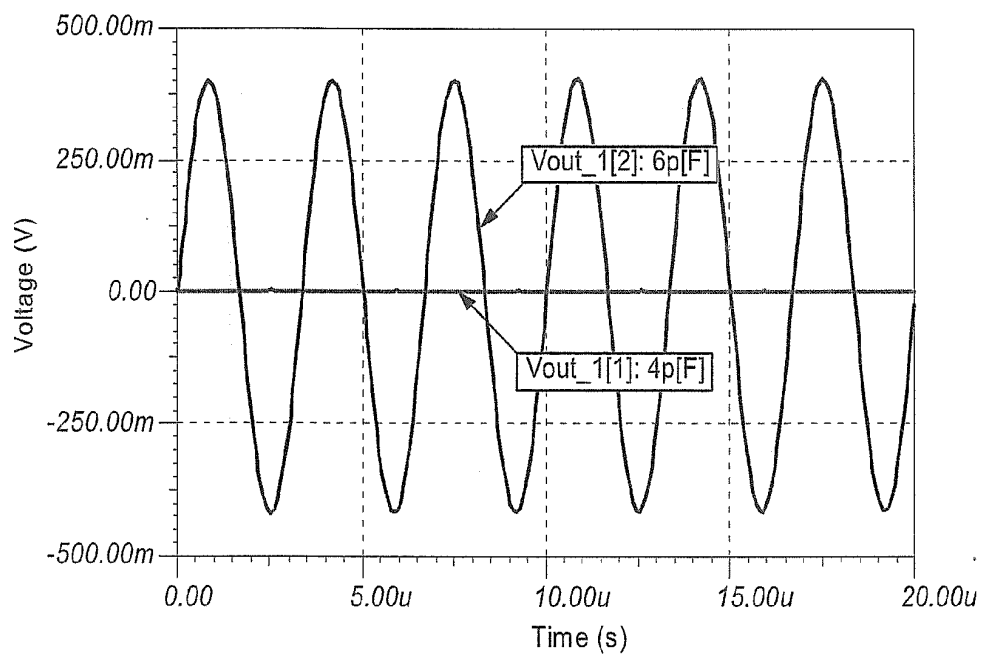


Fig. 23

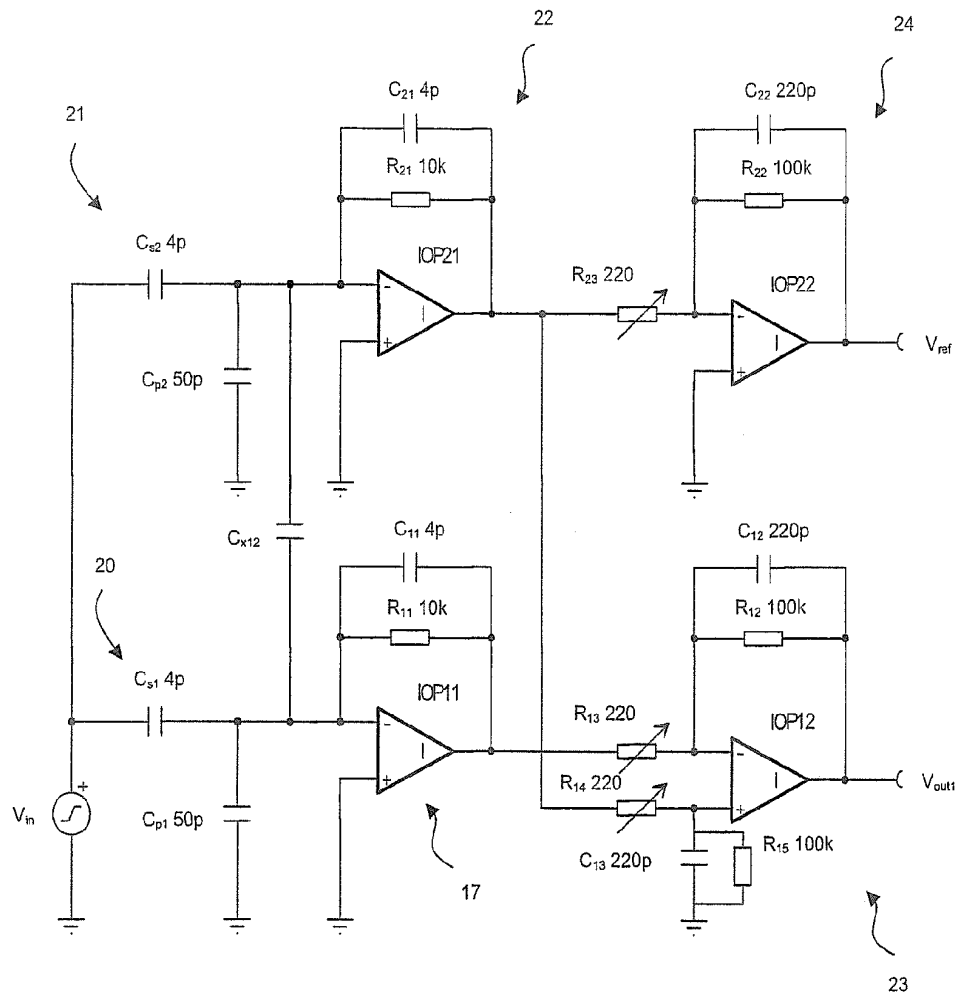


Fig. 24

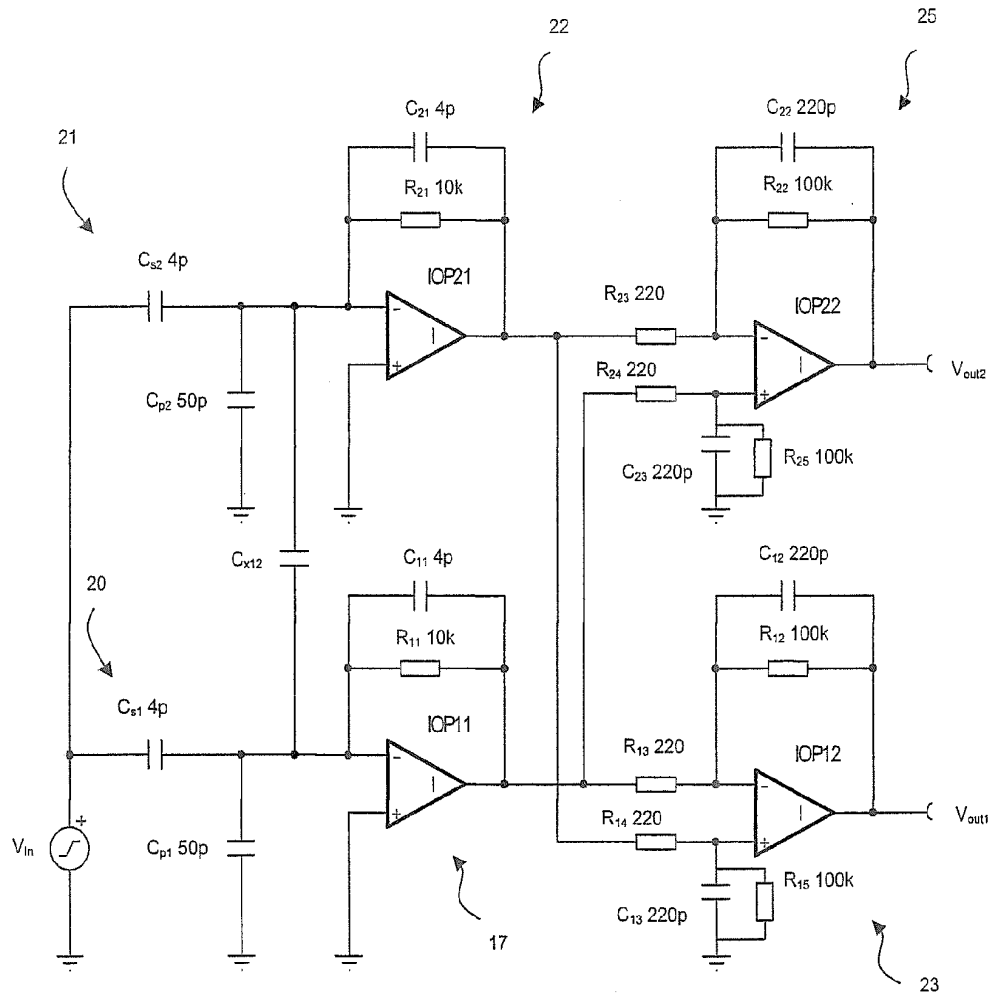


Fig. 25