



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

(10) **DE 11 2005 001 697 T5 2008.07.24**

(12)

## Veröffentlichung

der internationalen Anmeldung mit der  
 (87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2006/017988**  
 in deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)  
 (21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2005 001 697.8**  
 (86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/CN2005/001277**  
 (86) PCT-Anmeldetag: **16.08.2005**  
 (87) PCT-Veröffentlichungstag: **23.02.2006**  
 (43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung  
 in deutscher Übersetzung: **24.07.2008**

(51) Int Cl.<sup>8</sup>: **G01R 27/26 (2006.01)**

(30) Unionspriorität:

<b>60/601,610</b>	<b>16.08.2004</b>	<b>US</b>
<b>60/619,697</b>	<b>19.10.2004</b>	<b>US</b>
<b>60/662,378</b>	<b>17.03.2005</b>	<b>US</b>
<b>60/690,486</b>	<b>15.06.2005</b>	<b>US</b>

(71) Anmelder:

**Lee, Ying Lau, Wanchai, HK**

(74) Vertreter:

**Patentanwälte PETRA & KOLLEGEN, 85570 Markt Schwaben**

(72) Erfinder:

**gleich Anmelder**

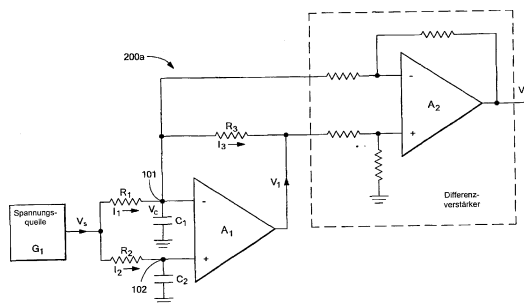
(54) Bezeichnung: **Lineare Kapazitätsmessung und berührungsloser Schalter**

(57) Hauptanspruch: Vorrichtung zum Messen relativer Änderungen der Kapazitäten wenigstens eines ersten Kondensators (C1) und wenigstens eines zweiten Kondensators (C2), wobei die Vorrichtung Folgendes umfasst:

wenigstens einen Operationsverstärker (A0, A1), der dafür geeignet ist, eine negative Rückkopplung zu verwenden, um den wenigstens einen ersten Kondensator und den wenigstens einen zweiten Kondensator auf im Wesentlichen gleichen Spannungspotentialen zu halten, wobei ein Ende jedes wenigstens einen ersten Kondensators und jedes wenigstens einen zweiten Kondensators mit einer gemeinsamen Erde verbunden ist; und

wenigstens einen Differenzverstärker (A2), der dafür geeignet ist, ein elektrisches Signal (Vd) auszugeben, wobei eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem elektrischen Signal und einer vorgegebenen arithmetischen Funktion der Kapazitäten des wenigstens einen ersten Kondensators und des wenigstens einen zweiten Kondensators besteht,

wobei einer des wenigstens einen Operationsverstärkers (A1) dafür geeignet ist, einen Ausgang (V1) direkt oder indirekt in einen Eingang des wenigstens einen Differenzverstärkers einzuspeisen.



**Beschreibung**

## Querverweis auf verwandte Anmeldungen

**[0001]** Diese Anmeldung beansprucht den Nutzen der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/690,486, eingereicht am 15. Juni 2005, mit dem Titel LINEAR CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/662,378, eingereicht am 17. März 2005, mit dem Titel CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/619,697, eingereicht am 19. Oktober 2004, mit dem Titel DIFFERENTIAL CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, und der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/601,610, eingereicht am 16. August 2004, mit dem Titel DIFFERENTIAL CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH.

Erklärung zur vom Bund finanziell unterstützter Forschung oder Entwicklung

nicht zutreffend

## Allgemeiner Stand der Technik

**[0002]** Die vorliegende Erfindung betrifft allgemein Kapazitätsmessvorrichtungen und -techniken und insbesondere Näherungsdetektoren wie zum Beispiel berührungslose Schalter, die mit Kapazitätsmesstechniken arbeiten. In den vergangenen Jahren ist zunehmend ein Bedarf an verbesserten Techniken zur Bedienung öffentlich zugänglicher Einrichtungen und Anlagen entstanden, die es ermöglichen, dass ein Nutzer die Oberflächen manueller Bedieneinrichtungen, wie zum Beispiel einen Berührungsschalter, nicht mehr berühren muss. Zu solchen Einrichtungen und Anlagen gehören Aufzüge, Verkaufsautomaten, Sicherheitszugangspaneele, Informationsterminals usw. Indem ein Nutzer nicht mehr mit der Hand einen Schalter berühren muss, der möglicherweise durch andere berührt und verschmutzt wurde, die zuvor die Einrichtungen oder Anlagen benutzt hatten, kann möglicherweise die Ausbreitung von Keimen und Krankheiten deutlich verringert werden. Zum Beispiel bedient ein Nutzer in der Regel eine öffentliche Einrichtung wie zum Beispiel einen Aufzug, indem er mit der Hand einen oder mehrere Schalter berührt, die möglicherweise vorher schon von einer großen Zahl anderer Personen berührt wurden. Einige dieser Personen kamen möglicherweise aus Umgebungen, wo sie möglicherweise Kontakt mit Kontaminanten hatten, wie zum Beispiel potenziell schädlichen Toxinen oder Erregern ansteckender Krankheiten. Wenn solche Personen mit der Hand einen oder mehrere der Schalter berühren, die zur Bedienung eines Aufzugs benötigt werden, so besteht das Risiko, dass die Personen Kontaminanten auf die Oberfläche der Schalter bringen, wo sie über längere Zeit hinweg ihre

Schädlichkeit beibehalten können. Diese Kontaminanten können später von den Schaltern zu späteren Aufzugsnutzern, welche die Schalter mit der Hand berühren, übertragen werden, wodurch sich die späteren Nutzer Krankheiten oder andere schwerwiegende medizinische Probleme zuziehen können. Während der Ausbrüche des schweren akuten Atmungssyndroms (Severe Acute Respiratory Syndrome – SARS) in Asien hatten viele Menschen in der Öffentlichkeit Angst, öffentliche Einrichtungen zu benutzen, bei denen sie manuelle Bedieneinrichtungen, wie zum Beispiel einen Berührungsschalter, berühren mussten. Um den Ängsten der Menschen entgegenzuwirken, wurden Programme zum regelmäßigen Reinigen und Desinfizieren der Oberflächen dieser Vorrichtungen ins Leben gerufen. Solche Programme sind in der Regel wirkungslos, denn unabhängig davon, wie gründlich diese Bedieneinrichtungen gereinigt und desinfiziert werden, können sie doch durch spätere Nutzer erneut kontaminiert werden. Infolge dessen besteht das Risiko des Übertragens potenziell schädlicher Kontaminanten von manuellen Bedieneinrichtungen, wie zum Beispiel Berührungsschaltern, an spätere Nutzer öffentlich zugänglicher Einrichtungen und Anlagen ungemindert fort. Es sind bereits Kapazitätz-Näherungsdetektoren eingesetzt worden, um Bedieneinrichtungen zu implementieren, bei denen ein Nutzer nicht mehr mit der Hand eine Oberfläche der Vorrichtung berühren muss. Solche Näherungsdetektoren arbeiten nach dem Prinzip, dass ein elektrisches Feld und eine Kapazität zwischen zwei leitfähigen Objekten erzeugt werden, die unterschiedliche Spannungspotentiale haben und physisch voneinander getrennt sind. Die Kapazität zwischen den zwei leitfähigen Objekten wird allgemein in dem Maße größer, wie die Oberflächen der Objekte größer werden oder wie die Entfernung zwischen den Objekten kleiner wird. Herkömmliche Kapazitätz-Näherungsdetektoren haben allerdings Nachteile, wenn sie zur Implementierung eines berührungslosen Schalters verwendet werden. Zum Beispiel ist es allgemein schwierig, die Empfindlichkeit eines Kapazitätz-Näherungsdetektors so zu justieren, dass gewährleistet ist, dass ein berührungsloser Schalter, der mit einem solchen Näherungsdetektor arbeitet, zuverlässig von einer weiten Anzahl von Nutzern bedient werden kann und dass der Schalter nicht für Rauschen und/oder Umweltveränderungen anfällig ist. Das liegt an der relativ geringen äquivalenten Kapazitätz, die der Kapazitätz-Näherungsdetektor beim Implementieren eines berührungslosen Schalters messen muss. Genauer gesagt, wenn sich ein menschlicher Körper sehr nahe an einer Sensorelektrode eines Kapazitätz-Näherungsdetektors befindet, so misst der Näherungsdetektor praktisch die äquivalente Kapazitätz zweier in Reihe geschalteter Kondensatoren, wobei angenommen wird, dass die Streukapazitätz zwischen der Kapazitätz erfassungsschaltung und der Schaltkreiserdung ignoriert wird. Einer der in Reihe geschalteten Kondensatoren

wird zwischen der Sensorelektrode und dem menschlichen Körper gebildet, und der andere Kondensator wird zwischen dem menschlichen Körper und der Erde gebildet. Der Betrag der Kapazität zwischen der Sensorelektrode und dem menschlichen Körper richtet sich vor allem nach der Entfernung zwischen beiden und in einem geringeren Maß nach der Größe und den Charakteristika des menschlichen Körpers. Wenn sich zum Beispiel der menschliche Körper nicht sehr nahe an der Sensorelektrode befindet, so ist der Betrag der Kapazität zwischen der Sensorelektrode und dem menschlichen Körper deutlich kleiner als der Betrag der Kapazität zwischen dem menschlichen Körper und der Erde. Dementsprechend muss ein berührungsloser Schalter, der unter Verwendung eines Kapazität-Näherungsdetektors implementiert ist, eine äquivalente Kapazität messen, die deutlich kleiner ist als die Kapazität, die in der Regel durch einen herkömmlichen Berührungsschalter gemessen wird. [Fig. 1](#) zeigt einen berührungslosen Schalter, der unter Verwendung eines Kapazität-Näherungsdetektors **100** implementiert ist, der eine Sensorelektrode **112**, eine Kapazitätserfassungsschaltung **114** und die äquivalenten Kapazitäten der Kondensatoren enthält, die zwischen einem menschlichen Finger und der Sensorelektrode **112** (CA), dem Rest des menschlichen Körpers und der Sensorelektrode **112** (CB), dem menschlichen Körper und der Erde (Cc) und der Kapazitätserfassungsschaltung **114** und der Erde (Cn), die in dieser Analyse ignoriert werden kann, gebildet werden. Wenn sich der menschliche Finger nahe der Sensorelektrode **112** befindet, so kann die Kapazität zwischen dem menschlichen Körper und der Sensorelektrode **112** als die Summe der Kapazität CA zwischen dem Finger und der Sensorelektrode **112** und der Kapazität CB zwischen dem Rest des menschlichen Körpers und der Sensorelektrode **112** betrachtet werden. Wenn sich der menschliche Finger nicht sehr nahe an der Sensorelektrode **112** befindet, so sind jegliche Änderungen der Kapazität CA zwischen dem Finger und der Sensorelektrode **112** in der Regel sehr klein. Infolge dessen können jegliche äußeren Gleichtaktstörungen infolge von elektrischem Rauschen oder Interferenz, Änderungen der Charakteristika der Umgebung, Änderungen der Kapazität Cc zwischen dem menschlichen Körper und der Erde und/oder Änderungen der Kapazität CB zwischen dem Rest des menschlichen Körpers und der Sensorelektrode **112** infolge von Änderungen der Entfernung zwischen dem Rest des menschlichen Körpers und der Sensorelektrode **112**, Änderungen der Größe oder Charakteristika des menschlichen Körpers usw. mindestens so groß sein wie die entsprechenden Änderungen der Kapazität CA zwischen dem menschlichen Finger und der Sensorelektrode **112**. Wenn also die Empfindlichkeit des Kapazität-Näherungsdetektors **100** auf einen hoch-empfindlichen Wert eingestellt wird, so wird der Näherungsdetektor **100** infolge der

verschiedenen oben angeführten äußeren Gleichtaktstörungen möglicherweise unbeabsichtigt ausgelöst. Wenn hingegen der Kapazität-Näherungsdetektor **100** eine verringerte Empfindlichkeit hat, so kann es sein, dass der Näherungsdetektor **100** nicht anspricht, weil er nicht in der Lage ist, den kleinen Betrag der Kapazität zwischen dem Finger eines Nutzers und der Sensorelektrode **112** auf eine brauchbare Entfernung zu detektieren. Ein Berührungsschalter, der unter Verwendung des Kapazität-Näherungsdetektors **100** implementiert ist, funktioniert allgemein viel besser als ein berührungsloser Schalter, weil, wenn ein menschlicher Finger die Oberfläche eines Berührungsschalters berührt, die Kontaktfläche in der Regel viel größer ist als nur die Fläche einer Fingerspitze. Des Weiteren ist die Entfernung zwischen einem Finger und einer Sensorelektrode des Berührungsschalters in der Regel viel kleiner als die entsprechende Entfernung zwischen einem Finger und der Sensorelektrode **112** des berührungslosen Schalters, selbst wenn die Sensorelektrode des Berührungsschalters hinter einer isolierenden Oberfläche angeordnet ist. Die Änderungen der Kapazität zwischen einem menschlichen Finger und der Sensorelektrode eines Berührungsschalters sind darum viel größer als die entsprechenden Änderungen der Kapazität zwischen einem menschlichen Finger und der Sensorelektrode **112** eines berührungslosen Schalters. Dementsprechend sind die oben beschriebenen Probleme im Zusammenhang mit der Detektion von Änderungen der Kapazität CA zwischen einem menschlichen Finger und der Sensorelektrode **112** des berührungslosen Schalters, zum Beispiel der Änderungen der Kapazität CB oder Cc infolge von unterschiedlichen Nutzern, in einem Berührungsschalter relativ unbedeutend. Eine Möglichkeit der Vermeidung der oben beschriebenen Probleme im Zusammenhang mit äußeren Gleichtaktstörungen in einem berührungslosen Schalter ist die Nutzung bekannter Differenzsignalmesstechniken. Solche Differenzsignalmesstechniken können in berührungslosen Schaltern verwendet werden, die zwei Sensorelektroden enthalten, die so angeordnet sind, dass der Schalter betätigt wird, wenn die Kapazität zwischen einem menschlichen Finger und einer der Sensorelektroden einen voreingestellten Schwellenpegel relativ zu einer zweiten Kapazität zwischen dem Finger und der anderen Sensorelektrode übersteigt. Durch direktes Vergleichen dieser ersten und zweiten Kapazität in einer Differenzmessung zum Bestimmen, ob der berührungslose Schalter betätigt werden soll, können äußere Gleichtaktstörungen, welche die Messung beeinträchtigen können, ausgeschlossen werden. US-Patent Nr. 6,310,611, eingereicht am 30. Oktober 2001, mit dem Titel DIFFERENTIAL TOUCH SENSOR AND CONTROL CIRCUIT THEREFORE (das  $\lambda$ 611-Patent) offenbart einen Berührungssensor, der mit einer Differenzsignalmesstechnik. Wie in dem  $\lambda$ 611-Patent offenbart, enthält der Berührungssensor eine erste

Sensorelektrode, eine zweite Sensorelektrode, die nahe der ersten Elektrode angeordnet ist, eine Differenzialschaltung, die mit der ersten und der zweiten Elektrode verbunden ist, und eine Impuls- oder sonstige Signalquelle, die dafür konfiguriert ist, ein elektrisches Feld zwischen der ersten und der zweiten Elektrode zu erzeugen. Obgleich der Berührungssensor des  $\lambda 611$ -Patents dafür konfiguriert ist, eine Differenzmessung auszuführen, arbeitet der Berührungssensor nicht durch Messen der Kapazität. Vielmehr misst der Berührungssensor Änderungen des Spannungsunterschiedes zwischen den zwei Sensorelektroden, die durch das Auftauchen eines Objekts verursacht werden, welches das elektrische Feld um die zwei Elektroden herum beeinflusst. Der Berührungssensor arbeitet mit einer Differenzialschaltung, um ein Ausgangssignal zu erzeugen, das auf diesen Spannungsunterschied zwischen den zwei Elektroden anspricht. Der in dem  $\lambda 611$ -Patent offenbarte Berührungssensor hat allerdings Nachteile, wenn er zum Implementieren eines berührungslosen Schalters verwendet wird. Zum Beispiel werden die oben beschriebenen Änderungen des Spannungsunterschiedes zwischen den zwei Sensorelektroden des Berührungssensors infolge des Auftauchens eines Objekts durch die Wechselwirkung der elektrischen Felder der Sensorelektroden und des Objekts verursacht. Diese Wechselwirkung der elektrischen Felder ist relativ komplex, weil die zwei Sensorelektroden und das Objekt unterschiedliche Spannungspotentiale aufweisen und es keine exakte Beziehung gibt, die den Spannungsunterschied zwischen den Sensorelektroden und der Nähe des Objekts zu den Sensorelektroden bestimmt. Des Weiteren sind die in dem  $\lambda 611$ -Patent offenbarten Verfahren zum Messen des Spannungsunterschiedes zwischen den Sensorelektroden nur effektiv, wenn der Spannungsunterschied signifikant genug ist, wie im Fall eines Berührungsschalters. Darum ist der in dem  $\lambda 611$ -Patent offenbarte Lösungsansatz nicht präzise oder empfindlich genug, um in einem berührungslosen Schalter verwendet zu werden. US-Patent Nr. 6,456,477, eingereicht am 24. September 2002, mit dem Titel LINEAR CAPACITANCE DETECTION CIRCUIT (das M77-Patent) offenbart eine Kapazitätzdetektionsschaltung, die mit einer Differenzsignalmesstechnik arbeitet. Wie in dem M77-Patent offenbart, enthält die lineare Kapazitätzdetektionsschaltung einen Schaltkreis, der einen Unterschied in der Kapazität zwischen einem ersten Kondensator und einem zweiten Kondensator durch Ansteuern der zwei Kondensatoren mit Impulsen misst. Die Kapazitätzdetektionsschaltung enthält des Weiteren einen Operationsverstärker mit negativer Rückkopplung, der dafür konfiguriert ist, die zwei Kondensatoren auf im Wesentlichen gleichen Spannungspotentialen zu halten. Infolge dessen gibt es eine lineare Beziehung zwischen einem durch den Operationsverstärker erzeugten elektrischen Signal und dem Verhältnis der Kapazitäten der zwei Kondensatoren. Der in dem

M77-Patent offenbarte Lösungsansatz hat jedoch ebenfalls insofern Nachteile, als er Impulssignale benötigt, die Übergangsrauschen und Instabilität in den Operationsverstärker hineinragen können und die Genauigkeit des Operationsverstärkerausgangs beeinträchtigen können. Obgleich Tiefpassfilter und ein Rückkopplungskondensator an den Eingängen des Operationsverstärkers verwendet werden können, um die Effekte von Übergangsrauschen und Instabilität zu mindern, beeinträchtigt die Hinzufügung solcher Komponenten die Genauigkeit und Empfindlichkeit der Kapazitätzdetektionsschaltung. Es wäre darum wünschenswert, über eine Kapazitätzmessvorrichtung und -technik und einen Näherungsdetektor wie zum Beispiel einen berührungslosen Schalter, der mit einer Kapazitätzmesstechnik arbeitet, zu verfügen, welche die Nachteile der oben beschriebenen Lösungsansätze vermeiden.

#### Kurzdarstellung der Erfindung

**[0003]** Gemäß der vorliegenden Erfindung werden eine Kapazitätzmessvorrichtung und -technik bereitgestellt, die dafür verwendet werden können, die Empfindlichkeit und Genauigkeit von vielen unterschiedlichen Typen von kapazitiven Signalwandlern, Näherungssensoren und berührungslosen Schaltern zu erhöhen. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitätzmessvorrichtung erzeugt direkt und genau eine lineare Reaktion auf Änderungen eines jeden der Verhältnisse der Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers zu der Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler mit justierbarem Versatz, während gleichzeitig alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler jederzeit auf im Wesentlichen identischen Spannungspotentialen gehalten werden. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitätzmessvorrichtung erzeugt außerdem eine lineare Reaktion auf Änderungen eines jeden der Unterschiede zwischen der Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers, multipliziert mit einem ersten konstanten Faktor, und der Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler, jeweils multipliziert mit einem jeweiligen zweiten konstanten Faktor, während gleichzeitig alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler jederzeit auf im Wesentlichen identischen Spannungspotentialen gehalten werden. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitätzmessvorrichtung erzeugt außerdem direkt und genau eine lineare Reaktion auf Änderungen der Kapazität, oder Änderungen des Reziproken der Kapazität, eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers mit justierbarem Versatz, ohne eine spezielle Kalibrierung oder Justierung über einen weiten Bereich von Kapazitätswerten zu erfordern. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitätzmessvorrichtung bietet außerdem eine einfache Weise der Messung der Kapazität, oder des Rezipro-

ken der Kapazität, einer großen Zahl von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern oder des Vergleichens der Kapazität einer großen Zahl von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern mit der Kapazität einer großen Zahl von Gruppen von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitätzmessvorrichtung arbeitet mit mehreren Operationsverstärkern, um die Spannungspotentiale von mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern, die verglichen oder gemessen werden, jederzeit auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential zu halten. Weil die mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden, gibt es im Wesentlichen keine Kapazität zwischen ihnen. Aus diesem Grund kann die Kapazitätzmessvorrichtung dafür verwendet werden, kleine Änderungen der Kapazitäten der mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler zu messen, ohne dass benachbarte Kondensatoren oder kapazitive Signalwandler die Kapazitätzmessung beeinträchtigen, selbst wenn die Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler relativ nahe beieinander angeordnet sind. In einer Ausführungsform enthält die Kapazitätzmessvorrichtung einen ersten Operationsverstärker A1 und einen zweiten Operationsverstärker A2, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Ein Differenzverstärker meint im Sinne des vorliegenden Textes einen Schaltkreis oder ein Gerät, der bzw. das eine Differenz zwischen zwei Eingangssignalen verstärkt und unterschiedliche Typen von Gleichstromdifferenzverstärkern, wie zum Beispiel Instrumentierungsverstärker usw., enthält. Jeder von zwei Kondensatoren C1 und C2, die verglichen oder gemessen werden, ist an einem Ende mit der Schaltungskreisung und am anderen Ende mit einem der Differenzialeingänge des Operationsverstärkers A1 verbunden. Der Kondensator C1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 verbunden, und der Kondensator C2 ist mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 verbunden. Beide Kondensatoren C1 und C2 werden durch den Ausgang einer periodisch variierenden Spannungsquelle, wie zum Beispiel einer sinusförmigen Spannungsquelle, durch jeweilige Widerstände, die mit entsprechenden Eingängen des Operationsverstärkers A1 verbunden sind, angesteuert. Ein Rückkopplungswiderstand ist zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Infolge der hohen Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers A1 werden die Kondensatoren C1 und C2 jederzeit auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten. Es gibt eine lineare Beziehung zwischen der Größenordnung des Stroms, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, und dem Verhältnis der Kapazität des Kondensators C1 zur Kapazität des Kondensators C2. Des Weiteren ist der Strom, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, phasen-

gleich oder phasenungleich mit den Strömen, die durch die Widerstände fließen, die mit der periodisch variierenden Spannungsquelle verbunden, je nachdem, ob das Verhältnis kleiner oder größer als eine vorgegebener Wert ist. Die Phase und Größenordnung des Stroms, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, kann durch den Differenzverstärker A2 gemessen werden, der an einem seiner Differenzialeingänge mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 verbunden ist und an einem anderen Differenzialeingang mit einem der Differenzialeingänge des Operationsverstärkers A1 verbunden ist. In einer zweiten Ausführungsform enthält die Kapazitätzmessvorrichtung einen ersten Operationsverstärker A1 und einen zweiten Operationsverstärker A2, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Jeder von zwei Kondensatoren C1 und C2, die verglichen oder gemessen werden, ist an einem Ende mit der Schaltungskreisung verbunden und am anderen Ende mit einem der Differenzialeingänge des Operationsverstärkers A1 verbunden. Der Kondensator C1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 verbunden, und der Kondensator C2 ist mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 verbunden. Der Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 wird direkt durch den Ausgang einer ersten periodisch variierenden Stromquelle, wie zum Beispiel einer sinusförmigen Stromquelle, angesteuert, während der Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 direkt durch eine zweite periodisch variierende Stromquelle angesteuert wird, deren Ausgang das K-fache (wobei K eine Konstante ist) dessen der ersten periodisch variierenden Stromquelle ist. Ein Rückkopplungswiderstand ist zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Infolge der hohen Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers A1 werden die Kondensatoren C1 und C2 jederzeit auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten. Es gibt eine lineare Beziehung zwischen der Größenordnung des Stroms, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, und dem Verhältnis der Kapazität des Kondensators C1 zur Kapazität des Kondensators C2. Des Weiteren ist der Strom, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, phasengleich oder phasenungleich mit den Ausgängen der periodisch variierenden Stromquellen, je nachdem, ob das Verhältnis kleiner oder größer als der Wert K ist. Die Phase und Größenordnung des Stroms, der durch den Rückkopplungswiderstand fließt, kann durch den Differenzverstärker A2 gemessen werden, der an einem seiner Differenzialeingänge mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 verbunden ist und an einem anderen Differenzialeingang mit einem der Differenzialeingänge des Operationsverstärkers A1 verbunden ist. In einer dritten Ausführungsform enthält die Kapazitätzmessvorrichtung einen ersten und einen zweiten Operationsverstärker A0 und A1 und einen dritten Operationsverstärker A2, der als ein Diffe-

renzverstärker konfiguriert ist. Jeder von zwei Kondensatoren C1 und C2, die verglichen oder gemessen werden, wobei jeder eine Kapazität  $c_1$  bzw.  $c_2$  hat, ist an einem Ende mit der Schaltkreiserdung verbunden und am anderen Ende mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 oder A1 verbunden. Der Kondensator C1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 verbunden, und der Kondensator C2 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden. Die Nicht-Invertierungseingänge der Operationsverstärker A0 und A1 werden beide direkt durch eine periodisch variierende Spannungsquelle, wie zum Beispiel eine sinusförmige Spannungsquelle, angesteuert. Ein erster Rückkopplungswiderstand R1 mit einem Widerstandswert  $r_1$  ist zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Ein zweiter Rückkopplungswiderstand R2 mit einem Widerstandswert  $r_2$  ist zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Infolge der hohen Leerlaufverstärkung der Operationsverstärker A0 und A1 werden die zwei Kondensatoren C1 und C2 jederzeit auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential wie die periodisch variierende Spannungsquelle gehalten. Der Ausgang des Operationsverstärkers A1 ist mit dem Nicht-Invertierungseingang des Differenzverstärkers A2 verbunden, und der Ausgang des Operationsverstärkers A0 ist mit dem Invertierungseingang des Differenzverstärkers A2 verbunden. Der Ausgang des Differenzverstärkers A2 ist proportional zu  $(r_1 \approx c_1 - r_2 \approx c_2)$  und ist phasengleich oder phasengleich mit den Strömen, die durch die Widerstände R1 und R2 fließen, je nachdem, ob  $(r_1 \approx c_1 - r_2 \approx c_2)$  größer oder kleiner als null ist. Jede Ausführungsform der im vorliegenden Text offenbarten Kapazitätsmessvorrichtung kann dafür konfiguriert werden, die Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers mit der Kapazität mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler zu vergleichen, während gleichzeitig alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden. Außerdem kann – durch Ein- und Ausschalten der jeweiligen Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler für ein anschließendes Vergleichen oder Messen – jede Ausführungsform der Kapazitätsmessvorrichtung der Reihe nach die Kapazität, oder das Reziproke der Kapazität, von mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern messen oder die Kapazität von mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern mit der Kapazität von mehreren Gruppen der Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler vergleichen. Es werden außerdem berührungslose Schalter und Näherungssensoren bereitgestellt, die mit Ausführungsformen der im vorliegenden Text offenbarten Kapazitätsmessvorrichtung arbeiten. Die berührungslosen Schalter sind dafür konfiguriert, durch ei-

nen menschlichen Finger oder ein fingerartiges Objekt betätigt zu werden, wobei es erforderlich ist, dass der Finger oder das fingerartige Objekt eine vorgegebene Grenzlinie erreicht, bevor der Schalter betätigt wird. Die berührungslosen Schalter sind weniger anfällig für unbeabsichtigte Betätigungen und sind weniger empfindlich für Änderungen der Umgebungsfaktoren, wie zum Beispiel Temperatur, Feuchtigkeit usw., und für elektrisches Rauschen und haben trotzdem einen einfachen und robusten Aufbau. Die berührungslosen Schalter können in hygienisch sensiblen Bereichen, für industrielle Steuerpulte und eine breite Vielfalt von Einrichtungen und Anlagen eingesetzt werden, die der allgemeinen Öffentlichkeit zugänglich sind, einschließlich beispielsweise Aufzüge, Verkaufsautomaten, Sicherheitszugangspaneele, Informationsterminals usw. In einer Ausführungsform enthält der berührungslose Schalter eine Frontfläche und zwei benachbarte Sensorelektroden, die auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden und auf oder hinter der Frontfläche des Schalters angeordnet sind. Infolge dessen gibt es im Wesentlichen keine Kapazität zwischen den zwei Sensorelektroden, weshalb die Sensorelektroden im Wesentlichen unabhängig voneinander arbeiten. Eine der Sensorelektroden ist eine Mittelelektrode, und die andere Sensorelektrode ist eine Außenelektrode. Die Mittelelektrode ist von der Außenelektrode beabstandet und wenigstens teilweise von der Außenelektrode umgeben. Wenn sich die Spitze eines menschlichen Fingers oder fingerartigen Objekts nahe der Mittelelektrode befindet, so kann die Gegenwart des Fingers oder fingerartigen Objekts mit Hilfe einer Ausführungsform der Kapazitätsmessvorrichtung, die im vorliegenden Text offenbart ist, detektiert werden. Die Kapazitätsmessvorrichtung kann dafür verwendet werden, das Verhältnis der Kapazität der zwei Sensorelektroden in Bezug auf den Finger oder das fingerartige Objekt oder den Unterschied zwischen der Kapazität einer Sensorelektrode in Bezug auf den Finger oder das fingerartige Objekt, multipliziert mit einem ersten konstanten Faktor, und der Kapazität der anderen Sensorelektrode in Bezug auf den Finger oder das fingerartige Objekt, multipliziert mit einer zweiten Konstante, Faktor, zu messen, wodurch äußere Gleichtaktstörungen im Wesentlichen ausgeschlossen werden, wie zum Beispiel die Kapazität zwischen dem Rest des menschlichen Körpers und den Sensorelektroden, die Kapazität zwischen dem menschlichen Körper und der Erde, Umgebungsänderungen, elektrisches Rauschen usw., die sich allgemein auf beide Sensorelektroden gleichermaßen infolge ihrer unmittelbaren Nähe zueinander auswirken. Die Kapazitätsverhältnis- und -differenzmessungen, die durch die Kapazitätsmessvorrichtung ausgeführt werden, werden durch die feste(n) geometrische Form, Größe und relativen Positionen der zwei Sensorelektroden unterstützt. Die Außenelektrode kann vor der Mittelelektrode angeordnet werden, so dass zu Beginn, wenn sich

der Finger oder das fingerartige Objekt auf die Mittelelektrode zu bewegt, die Kapazitanzverhältnis- und -differenzmessung kleiner ist als eine voreingestellte Schwelle. Wenn sich der Finger oder das fingerartige Objekt näher an die Mittelelektrode heran bewegt, so übersteigt die Kapazitanzverhältnis- und -differenzmessung schließlich die voreingestellte Schwelle, wodurch der Schalter betätigt wird. Der berührungslose Schalter kann auch eine Schutzelektrode enthalten, welche die Rückseite und die Seiten der zwei Sensorelektroden umgibt. Die Schutzelektrode und die Sensorelektroden werden auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten, so dass jede Sensorelektrode einen Kondensator nur mit Objekten bildet, die sich vor ihr befinden. Zuleitungen, die sich von den zwei Sensorelektroden zu der Kapazitanzmessvorrichtung erstrecken, können ebenfalls unter Verwendung eines konzentrischen Kabels mit zwei Innenleitern oder zweier Koaxialkabel geschützt werden, wobei die äußeren Leiter der Kabel als Schutzabschirmungen verwendet werden und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden wie die inneren Kabelleiter, die mit den Sensorelektroden verbunden sind. Die Frontfläche des berührungslosen Schalters kann die Form der Oberfläche eines Behältnisses annehmen, wobei der Rand der Behältnisoberfläche eine imaginäre Grenzfläche definiert, die der Finger oder das fingerartige Objekt erreichen muss, um den Schalter zu betätigen. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitanzmessvorrichtung kann dafür verwendet werden, die Nähe von leitfähigen Objekten zu detektieren, die größer als ein menschlicher Finger sind, wie zum Beispiel die Handfläche einer menschlichen Hand. Die im vorliegenden Text offenbarte Kapazitanzmessvorrichtung kann auch dafür verwendet werden, den Ort, die Position und/oder die Bewegung eines leitfähigen Objekts, wie zum Beispiel einer menschlichen Gliedmaße, innerhalb eines vorgegebenen Bereichs zu detektieren. Weitere Merkmale, Funktionen und Aspekte der Erfindung gehen aus der Detaillierten Beschreibung der Erfindung weiter unten hervor.

#### Kurze Beschreibung der verschiedenen Ansichten der Zeichnungen

**[0004]** Die Erfindung wird anhand der folgenden Detaillierten Beschreibung der Erfindung in Verbindung mit den Zeichnungen besser verstanden. In diesen Zeichnungen ist Folgendes dargestellt: **Fig. 1** veranschaulicht verschiedene äquivalente Kapazitanzen, die zwischen einem menschlichen Körper, Erde und einer Sensorelektrode, die mit einer Kapazitanzerfassungsschaltung verbunden ist, gebildet werden. **Fig. 2a** ist ein Schaltbild einer ersten Kapazitanzmessschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung. **Fig. 2b** ist ein Schaltbild eines Schaltungsaufbaus, der mit der ersten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 2a** arbeitet, zum Erzeugen einer linearen Reaktion auf Änderungen eines jeden der Verhältnisse der

Kapazität eines Kondensators zur Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren. **Fig. 3a** ist ein Schaltbild einer zweiten Kapazitanzmessschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung. **Fig. 3b** ist ein Schaltbild eines Schaltungsaufbaus, der mit der zweiten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 3a** arbeitet, zum Erzeugen einer linearen Reaktion auf Änderungen eines jeden der Verhältnisse der Kapazität eines Kondensators zur Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren. **Fig. 4a** ist ein Schaltbild einer dritten Kapazitanzmessschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung. **Fig. 4b** ist ein Schaltbild eines Schaltungsaufbaus, der mit der dritten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 4a** arbeitet, zum Erzeugen einer linearen Reaktion auf Änderungen eines jeden der Unterschiede zwischen der Kapazität eines Kondensators, multipliziert mit einem ersten konstanten Faktor, und der Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren, nachdem jede mit einem jeweiligen zweiten konstanten Faktor multipliziert wurde. **Fig. 5a–Fig. 5d** sind perspektivische Ansichten von veranschaulichenden Formen einer Frontfläche eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. **Fig. 6a–Fig. 6d** sind jeweils Querschnittsansichten von veranschaulichenden Anordnungen und relativen Positionen von zwei Sensorelektroden und der Frontflächen des berührungslosen Schalters von **Fig. 5a–Fig. 5d**. **Fig. 7** ist eine Querschnittsansicht einer veranschaulichenden Anordnung und relativer Positionen von zwei Sensorelektroden, einer Frontfläche und einer Schutzelektrode eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. **Fig. 8a** ist ein Schaltbild eines berührungslosen Schalters, der mit der ersten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 2a** arbeitet. **Fig. 8b** ist ein Schaltbild einer Gruppe berührungsloser Schalter, die mit der ersten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 2a** arbeiten. **Fig. 9a** ist ein Schaltbild eines berührungslosen Schalters, der mit der zweiten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 3a** arbeitet. **Fig. 9b** ist ein Schaltbild einer Gruppe berührungsloser Schalter, die mit der zweiten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 3a** arbeiten. **Fig. 10a** ist ein Schaltbild eines berührungslosen Schalters, der mit der dritten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 4a** arbeitet. **Fig. 10b** ist ein Schaltbild einer Gruppe berührungsloser Schalter, die mit der dritten Kapazitanzmessschaltung von **Fig. 4a** arbeiten.

#### Detaillierte Beschreibung der Erfindung

**[0005]** Die gesamte Offenbarung der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/690,486, eingereicht am 15. Juni 2005, mit dem Titel LINEAR CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/662,378, eingereicht am 17. März 2005, mit dem Titel CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr.

60/619,697, eingereicht am 19. Oktober 2004, mit dem Titel DIFFERENTIAL CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, und der vorläufigen US-Patentanmeldung Nr. 60/601,610, eingereicht am 16. August 2004, mit dem Titel DIFFERENTIAL CAPACITANCE MEASUREMENT AND TOUCHLESS SWITCH, wird durch Bezugnahme in den vorliegenden Text aufgenommen. Es werden eine Kapazitätsmessvorrichtung und -technik offenbart, die dafür verwendet werden können, die Empfindlichkeit und Genauigkeit von vielen unterschiedlichen Typen von kapazitiven Signalwandlern, Näherungssensoren und berührungslosen Schaltern zu verbessern. [Fig. 2a](#) zeigt eine erste veranschaulichende Ausführungsform der Kapazitätsmessschaltung **200a** gemäß der vorliegenden Erfindung. In der veranschaulichten Ausführungsform enthält die Kapazitätsmessschaltung **200a** eine periodisch variierende Spannungsquelle G1, einen ersten Operationsverstärker A1 und einen zweiten Operationsverstärker A2, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Jeder von zwei Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern C1 und C2, die verglichen werden, und die eine Kapazität  $c_1$  bzw.  $c_2$  haben, ist an einem Ende mit der Schaltkreiserdung verbunden und am anderen Ende mit einem der Differenzialeingänge des Operationsverstärkers A1 verbunden. Der Kondensator C1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **101** verbunden, und der Kondensator C2 ist mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **102** verbunden. Die Knoten **101** und **102** werden durch einen Ausgang Vs der periodisch variierenden Spannungsquelle G1, bei der es sich um eine sinusförmige Spannungsquelle handeln kann, durch Widerstände R1 bzw. R2 angesteuert. Der Widerstand R1 hat einen Widerstandswert  $r_1$ , und der Widerstand R2 hat einen Widerstandswert  $r_2$ . Der Ausgang V1 des Operationsverstärkers A1 wird in den Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 über den Rückkopplungswiderstand R3 mit einem Widerstandswert  $r_3$  rückgekoppelt. Weil der Operationsverstärker A1 eine sehr hohe Leerlaufverstärkung hat, werden die zwei Eingänge des Operationsverstärkers A1 auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten, wodurch bewirkt wird, dass die effektiven RC-Zeitkonstanten für die Kondensatoren C1 und C2 an den Knoten **101** und **102** im Wesentlichen gleich sind. Die Größenordnung  $i_3$  des Stroms 13, der durch den Widerstand R3 fließt, ist im Wesentlichen gleich der Größenordnung  $i_2$  des Stroms 12, der in den Kondensator C2 fließt, multipliziert mit dem Faktor  $(r_2/r_1 - c_1/c_2)$ , d. h.  $i_3 = i_2 \cdot (r_2/r_1 - c_1/c_2)$ . Der Strom 13, der durch den Widerstand R3 fließt, ist phasengleich oder phasenungleich mit dem Strom I1, der durch den Widerstand R1 fließt, und dem Strom 12, der durch den Widerstand R2 fließt, je nachdem, ob das Verhältnis der Kapazitäten  $c_1/c_2$  kleiner oder größer ist als der Wert  $r_2/r_1$ . Genauer gesagt, wenn  $c_1/c_2$  kleiner ist

als  $r_2/r_1$ , dann ist  $(r_2/r_1 - c_1/c_2)$  positiv, und die Ströme 12 und 13 sind phasengleich. Wenn aber  $c_1/c_2$  größer ist als  $r_2/r_1$ , dann ist  $(r_2/r_1 - c_1/c_2)$  negativ, und die Ströme 12 und 13 sind phasenungleich. In einem stabilen Zustand ist die Größenordnung  $i_2$  des Stroms 12, der in den Kondensator C2 fließt, eine Funktion der Zeit, und darum ist die Größenordnung  $i_3$  des Stroms 13, der durch den Widerstand R3 fließt, zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Stroms 13 eine genaue Messung des Wertes  $(r_2/r_1 - c_1/c_2)$ . Die Spannung am Widerstand R3 ist gleich  $i_3 \cdot r_3$  und ist dem Unterschied des Spannungspotentials zwischen dem Knoten **101** (oder dem Knoten **102**) und dem Ausgang V1 des Operationsverstärkers A1 äquivalent. Diese Spannung kann gemessen werden, indem man den Knoten **101** (oder den Knoten **102**) mit einem der zwei Eingänge des Differenzverstärkers A2 verbindet und den Ausgang V1 des Operationsverstärkers A1 mit dem anderen Eingang des Differenzverstärkers A2 verbindet. Es ist zu beachten, dass die Konfiguration des Differenzverstärkers A2, wie sie in [Fig. 2a](#) gezeigt ist, im vorliegenden Text zum Zweck der Veranschaulichung beschrieben ist und dass auch andere geeignete Schaltkreis Konfigurationen verwendet werden können. Zum Beispiel können alternative Konfigurationen des Differenzverstärkers A2 mehr als nur einen einzigen Operationsverstärker enthalten. Der Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 ist proportional zur Größenordnung  $i_3$  des Stroms 13, der durch den Widerstand R3 fließt, und ist phasengleich mit den Strömen I1 und 12, wenn  $c_1/c_2$  größer ist als  $r_2/r_1$ . Es ist anzumerken, dass die Phase des Ausgangs Vd sich umkehrt, wenn die Eingänge zum Differenzverstärker A2 untereinander ausgetauscht werden. Der Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 ist darum proportional zu einem Signal, das den Strom 12 darstellt, moduliert durch den Wert  $(c_1/c_2 - r_2/r_1)$ . Wenn der Strom 12 sinusförmig ist, dann kann die Änderung des Verhältnisses der Kapazitäten  $c_1/c_2$  mit Hilfe eines Synchronmodulators gemessen werden. Des Weiteren gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang Vd mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 sinusförmig ist), und dem Verhältnis der Kapazitäten  $c_1/c_2$ . Dementsprechend gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und der Kapazität  $c_1$ , wenn der Kondensator C2 eine feste Kapazität hat, oder dem Reziproken der Kapazität  $c_2$ , wenn der Kondensator C1 eine feste Kapazität hat, was besonders nützlich ist, wenn Entfernungen ge-

messen werden, weil die Kapazität zwischen zwei leitfähigen Objekten, zum Beispiel zwei Platten, umgekehrt proportional zur Entfernung zwischen ihnen ist. [Fig. 2b](#) zeigt einen Schaltungsaufbau **200b**, der mit Kapazitätzmessschaltungen **200a1–200an** arbeitet, um eine lineare Reaktion auf Änderungen eines jeden der Verhältnisse der Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers zur Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler zu erzeugen, während alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler jederzeit auf im Wesentlichen identischen Spannungspotentialen gehalten werden. Jeder von mehreren Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern  $C_{11}$ – $C_{1n}$  mit jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}$ – $c_{1n}$  wird mit der Kapazität  $c_2$  des Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers  $C_2$  verglichen, der zwischen dem Nicht-Invertierungseingang eines Operationsverstärkers  $A_0$  und Erde angeschlossen ist (siehe [Fig. 2b](#)). Jede der Kapazitätzmessschaltungen **200a1–200an** arbeitet wie die Kapazitätzmessschaltung **200a** (siehe [Fig. 2a](#)), mit der Ausnahme, dass die Spannungspotentiale an den Kondensatoren  $C_{11}$ – $C_{1n}$  mit dem Pegel des Ausgangs des Operationsverstärkers  $A_0$  verglichen werden, der als ein Spannungsfolger konfiguriert ist, um im Wesentlichen das gleiche Spannungspotential zu erzeugen wie das am Kondensator  $C_2$ . Es ist anzumerken, dass der Kondensator  $C_2$  durch den Ausgang  $V_s$  der Spannungsquelle  $G_1$  durch den Widerstand  $R_2$  angesteuert wird. Es gibt somit eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge  $V_{d1}$ – $V_{dn}$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang  $V_s$  der Spannungsquelle  $G_1$  sinusförmig ist), und dem Verhältnis der jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}/c_2$  bis  $c_{1n}/c_2$ . Infolge dessen gibt es eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge  $V_{d1}$ – $V_{dn}$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und den jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}$ – $c_{1n}$ , wenn  $C_2$  eine feste Kapazität hat. [Fig. 3a](#) zeigt eine zweite veranschaulichende Ausführungsform der Kapazitätzmessschaltung **300a** gemäß der vorliegenden Erfindung. In der veranschaulichten Ausführungsform enthält die Kapazitätzmessschaltung **300a** die periodisch variierenden Stromquellen  $G_1$  und  $G_2$ , einen ersten Operationsverstärker  $A_1$  und einen zweiten Operationsverstärker  $A_2$ , der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Jeder von zwei Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern  $C_1$  und  $C_2$ , die verglichen werden, mit einer Kapazität  $c_1$  bzw.  $c_2$  ist an einem Ende mit der Schaltkreiserdung verbunden und am anderen Ende mit einem der Differenzi-

aleingänge des Operationsverstärkers  $A_1$  verbunden. Der Kondensator  $C_1$  ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers  $A_1$  am Knoten **101** verbunden, und der Kondensator  $C_2$  ist mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers  $A_1$  am Knoten **102** verbunden. Der Knoten **102** wird durch den Ausgangsstrom  $I_2$  der periodisch variierenden Stromquelle  $G_2$  angesteuert. Der Knoten **101** wird durch den Ausgangsstrom  $I_1$  der periodisch variierenden Stromquelle  $G_1$  angesteuert, wobei  $I_1 = K \times I_2$ , wobei  $K$  eine Konstante  $\geq$  null ist. Der Ausgang  $V_1$  des Operationsverstärkers  $A_1$  wird zu seinem Invertierungseingang über den Rückkopplungswiderstand  $R_1$  mit einem Widerstandswert  $r_1$  rückgekoppelt. Weil der Operationsverstärker  $A_1$  eine sehr hohe Leerlaufverstärkung hat, werden die zwei Eingänge des Operationsverstärkers  $A_1$  auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten. Darum ist die Größenordnung  $i_3$  des Stroms  $I_3$ , der durch den Widerstand  $R_1$  fließt, im Wesentlichen gleich der Größenordnung  $i_2$  des Stroms  $I_2$ , der in den Kondensator  $C_2$  fließt, multipliziert mit dem Faktor  $(K - c_1/c_2)$ , d. h.  $i_3 = i_2 \times (K - c_1/c_2)$ . Stroms  $I_3$ , der durch den Widerstand  $R_1$  fließt, ist phasengleich oder phasenungleich mit den Strömen  $I_1$  und  $I_2$ , je nachdem, ob das Verhältnis der Kapazitäten  $c_1/c_2$  kleiner oder größer ist als  $K$ . Genauer gesagt, wenn  $c_1/c_2$  kleiner ist als  $K$ , dann ist  $(K - c_1/c_2)$  positiv, und die Ströme  $I_2$  und  $I_3$  sind phasengleich. Wenn aber  $c_1/c_2$  größer ist als  $K$ , dann ist  $(K - c_1/c_2)$  negativ, und die Ströme  $I_2$  und  $I_3$  sind phasenungleich. In einem stabilen Zustand ist die Größenordnung  $i_2$  des Stroms  $I_2$ , der in den Kondensator  $C_2$  fließt, nur eine Funktion der Zeit, und darum ist die Größenordnung  $i_3$  des Stroms  $I_3$ , der zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Stroms  $I_3$  durch den Widerstand  $R_1$  fließt, eine genaue Messung des Wertes  $(K - c_1/c_2)$ . Die Spannung am Widerstand  $R_1$  ist im Wesentlichen gleich  $i_3 r_1$  und ist zu dem Unterschied des Spannungspotentials zwischen dem Knoten **101** (oder dem Knoten **102**) und dem Ausgang  $V_1$  des Operationsverstärkers  $A_1$  äquivalent. Die Spannung am Widerstand  $R_1$  kann gemessen werden, indem man den Knoten **101** (oder den Knoten **102**) mit einem der zwei Eingänge des Differenzverstärkers  $A_2$  verbindet und indem man den Ausgang  $V_1$  des Operationsverstärkers  $A_1$  mit dem anderen Eingang des Differenzverstärkers  $A_2$  verbindet. Es ist zu beachten, dass die Konfiguration des Differenzverstärkers  $A_2$ , wie sie in [Fig. 3a](#) gezeigt ist, im vorliegenden Text zur Veranschaulichung beschrieben ist und dass auch andere geeignete Schaltkreiskonfigurationen verwendet werden können. Zum Beispiel können alternative Konfigurationen des Differenzverstärkers  $A_2$  mehr als nur einen einzigen Operationsverstärker enthalten. Der Ausgang  $V_d$  des Differenzverstärkers  $A_2$  ist proportional zur Größenordnung  $i_3$  des Stroms  $I_3$ , der durch den Widerstand  $R_1$  fließt, und ist phasengleich mit den Strömen  $I_1$  und  $I_2$ , wenn das Verhältnis der Kapazitäten  $c_1/c_2$  größer ist als  $K$ . Es ist

anzumerken, dass die Phase des Ausgangs  $V_d$  sich umkehrt, wenn die Eingänge zum Differenzverstärker A2 untereinander ausgetauscht werden. Der Ausgang  $V_d$  des Differenzverstärkers A2 ist darum proportional zu einem Signal, das den Strom 12 darstellt, moduliert durch den Wert  $(c_1/c_2 - K)$ . Falls die Konstante  $K$  gleich 0 ist, d. h. wenn es keine Stromquelle  $G_1$  gibt, so ist der Ausgang  $V_d$  des Differenzverstärkers A2 proportional zu einem Signal, das den Strom 12 darstellt, moduliert durch den Wert  $c_1/c_2$ . Wenn der Strom 12 sinusförmig ist, dann kann die Änderung des Verhältnisses der Kapazitäten  $c_1/c_2$  mit Hilfe eines Synchronmodulators für alle Werte  $K$  gemessen werden. Des Weiteren gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang  $V_d$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang 12 der Stromquelle  $G_2$  sinusförmig ist), und dem Verhältnis der Kapazitäten  $c_1/c_2$ . Somit gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang  $V_d$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und der Kapazität  $c_1$ , wenn der Kondensator  $C_2$  eine feste Kapazität hat, oder dem Reziproken der Kapazität  $c_2$ , wenn der Kondensator  $C_1$  eine feste Kapazität hat, was besonders nützlich ist, wenn Entfernungen gemessen werden, weil die Kapazität zwischen zwei leitfähigen Objekten, zum Beispiel zwei Platten, umgekehrt proportional zur Entfernung zwischen ihnen ist. Es ist zu beachten, dass, wenn die Stromquellen  $G_1$  und  $G_2$  signifikante Gleichstromkomponenten in ihren Ausgängen haben, dann Umgehungswiderstände an den Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  angeordnet werden können. [Fig. 3b](#) zeigt einen Schaltungsaufbau **300b**, der mit Kapazitätzmessschaltungen **300a1–300an** arbeitet, um eine lineare Reaktion auf Änderungen eines jeden der Verhältnisse der Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers zur Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler zu erzeugen, während gleichzeitig alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler jederzeit auf im Wesentlichen identischen Spannungspotentialen gehalten werden. Jeder der Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler  $C_{11}–C_{1n}$  mit jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}–c_{1n}$  wird mit der Kapazität  $c_2$  des Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers  $C_2$  verglichen, der zwischen dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 und Erde angeschlossen ist (siehe [Fig. 3b](#)). Die Kondensatoren  $C_{11}–C_{1n}$  werden durch jeweilige Stromquellen  $G_{11}–G_{1n}$  angesteuert. Jeder der jeweiligen Ausgänge  $I_{11}–I_{1n}$  der Stromquellen  $G_{11}–G_{1n}$  ist gleich dem 12-fachen einer jeweiligen Konstante

$K_{11}–K_{1n}$ , wobei jede der Konstanten  $K_{11}–K_{1n} \geq 0$  ist. Jede der Kapazitätzmessschaltungen **300a1–300an** arbeitet wie die Kapazitätzmessschaltung **300a** (siehe [Fig. 3a](#)), mit der Ausnahme, dass die Spannungspotentiale an den Kondensatoren  $C_{11}–C_{1n}$  mit dem Pegel des Ausgangs des Operationsverstärkers A0 verglichen werden, der als ein Spannungsfollower konfiguriert ist, um im Wesentlichen das gleiche Spannungspotential zu erzeugen wie das am Kondensator  $C_2$ , der durch den Ausgang 12 der Stromquelle  $G_2$  angesteuert wird. Darum gibt es eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge  $V_{d1}–V_{dn}$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang 12 der Stromquelle  $G_2$  sinusförmig ist), und dem Verhältnis der jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}/c_2$  bis  $c_{1n}/c_2$ . Infolge dessen gibt es eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge  $V_{d1}–V_{dn}$  zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und den jeweiligen Kapazitäten  $c_{11}–c_{1n}$ , wenn  $C_2$  eine feste Kapazität hat. [Fig. 4a](#) zeigt eine dritte veranschaulichende Ausführungsform der Kapazitätzmessschaltung **400a** gemäß der vorliegenden Erfindung. In der veranschaulichten Ausführungsform enthält die Kapazitätzmessschaltung **400a** eine periodisch variierende Spannungsquelle  $G_1$ , einen ersten Operationsverstärker A0, einen zweiten Operationsverstärker A1 und einen dritten Operationsverstärker A2, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Jeder von zwei Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern  $C_1$  und  $C_2$ , die verglichen werden, mit einer Kapazität  $c_1$  bzw.  $c_2$  ist an einem Ende mit der Schaltkreiserdung verbunden und am anderen Ende mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 oder des Operationsverstärkers A1 verbunden. Der Kondensator  $C_1$  ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **101** verbunden, und der Kondensator  $C_2$  ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 am Knoten **102** verbunden. Ein erster Rückkopplungswiderstand  $R_1$  mit einem Widerstandswert  $r_1$  ist zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A1 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Gleichmaßen ist ein zweiter Rückkopplungswiderstand  $R_2$  mit einem Widerstandswert  $r_2$  zwischen dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 und seinem Invertierungseingang angeschlossen. Die Nicht-Invertierungseingänge der Operationsverstärker A1 und A0 werden beide durch den Ausgang  $V_s$  der periodisch variierenden Spannungsquelle  $G_1$  angesteuert, bei der es sich um eine sinusförmige Spannungsquelle handeln kann. Infolge der hohen Leerlaufverstärkung der Operationsver-

stärker A1 und A0 werden die Kondensatoren C1 und C2 jederzeit auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential wie der Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 gehalten. V0 ist der Ausgang des Operationsverstärkers A0, und V1 ist der Ausgang des Operationsverstärkers A1.  $(V1 - Vs)$  ist gleich der Zeitableitung von Vs, multipliziert mit dem Wert  $(r1 \approx c1)$ , d. h.  $(V1 - Vs) = r1 \approx c1 \approx dVs/dt$ , und ist phasengleich mit dem Strom I1, der durch den Widerstand R1 in den Kondensator C1 fließt.  $(V0 - Vs)$  ist gleich der Zeitableitung von Vs, multipliziert mit dem Wert  $(r2 \approx c2)$ , d. h.  $(V0 - Vs) = r2 \approx c2 \approx dVs/dt$ , und ist phasengleich mit dem Strom I2, der durch den Widerstand R2 in den Kondensator C2 fließt. Wenn der Ausgang V1 des Operationsverstärkers A1 in den Nicht-Invertierungseingang des Differenzverstärkers A2 eingespeist wird, während der Ausgang V0 des Operationsverstärkers A0 in den Invertierungseingang des Differenzverstärkers A2 eingespeist wird, ist der Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 proportional zu einem Signal, das die Zeitableitung von Vs darstellt, moduliert durch den Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$ , und ist phasengleich oder phasenungleich mit dem Strom, der durch die Widerstände R1 und R2 fließt, je nachdem, ob  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$  größer oder kleiner als null ist (die Phase des Ausgangs Vd kehrt sich um, wenn die Eingänge in den Differenzverstärker A2 untereinander ausgetauscht werden). Es ist zu beachten, dass die Konfiguration des Differenzverstärkers A2, wie sie in [Fig. 4a](#) gezeigt, im vorliegenden Text zur Veranschaulichung beschrieben ist und dass auch andere geeignete Schaltkreisfigurationen verwendet werden können. Zum Beispiel können alternative Konfigurationen des Differenzverstärkers A2 mehr als nur einen einzigen Operationsverstärker enthalten. Wenn die Spannung Vs sinusförmig ist, dann kann die Änderung des Wertes  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$  mit Hilfe eines Synchrondemodulators gemessen werden. In einem stabilen Zustand ist die Zeitableitung von Vs nur eine Funktion der Zeit, und darum gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 sinusförmig ist), und dem Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$ . Infolge dessen gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und der Kapazität c1, wenn der Kondensator C2 eine feste Kapazität hat, oder der Kapazität c2, wenn der Kondensator C1 eine feste Kapazität hat. [Fig. 4b](#) zeigt einen Schaltungsaufbau **400b**, der mit Kapazitätzmessschaltungen **400a1–400an** arbeitet, um eine lineare Reaktion auf

Änderungen eines jeden der Unterschiede zwischen der Kapazität eines Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers, multipliziert mit einem ersten konstanten Faktor, und der Kapazität eines oder mehrerer verschiedener anderer Kondensatoren oder kapazitiver Signalwandler, nachdem jeder mit einem jeweiligen zweiten konstanten Faktor multipliziert wurde, zu erzeugen, während gleichzeitig alle Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler jederzeit auf im Wesentlichen identischen Spannungspotentialen gehalten werden. Jeder der Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler C11–C1n mit jeweiligen Kapazitäten von c11–c1n wird mit der Kapazität c2 des Kondensators oder kapazitiven Signalwandlers C2 verglichen. Jede der Kapazitätzmessschaltungen **400a1–400an** in Verbindung mit dem Operationsverstärker A0, dem Rückkopplungswiderstand R2 und dem Kondensator C2 arbeitet wie die Kapazitätzmessschaltung **400a** (siehe [Fig. 4a](#)). Es gibt darum eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge Vd1–Vdn zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 sinusförmig ist), und seinem jeweiligen Wert  $(r1n \approx c1n - r2 \approx c2)$ , wobei  $r1n$  der Widerstandswert des jeweiligen Rückkopplungswiderstandes R1n ist, der dem jeweiligen Operationsverstärker A1n zugeordnet ist. Dementsprechend gibt es eine lineare Beziehung zwischen jedem der Ausgänge Vd1–Vdn zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs, dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird, und den jeweiligen Kapazitäten c11–c1n, wenn der Kondensator C2 eine feste Kapazität hat. Durch Ein- und Ausschalten der Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandler für eine anschließende Messung kann jede Ausführungsform der im vorliegenden Text offenbarten Kapazitätzmessschaltung der Reihe nach lineare Reaktionen auf Änderungen der Kapazität oder des Reziproken der Kapazität einer großen Zahl von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern erzeugen oder die Kapazitäten einer großen Zahl von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern mit den Kapazitäten einer großen Zahl von Gruppen von Kondensatoren oder kapazitiven Signalwandlern vergleichen. Es ist anzumerken, dass jeder geeignete Typ von kapazitivem Signalwandler in jeder oben beschriebenen Ausführungsform der Kapazitätzmessschaltung verwendet werden kann, einschließlich beispielsweise jedes geeigneten Typs von kapazitivem Signalwandler zum Erfassen von Kraft, Druck, Dehnung, Beschleunigung, Schall, mechanischer Verschiebung, Fluidströmung usw. Es ist des Weiteren anzumerken, dass jede oben beschriebene Ausführungsform der Kapazitätzmessschaltung je-

den geeigneten Typ von zweiseitiger Stromversorgung oder einseitiger Stromversorgung verwendet werden kann, wenn eine entsprechende Schaltkreisierungsreferenz bereitgestellt werden kann, zum Beispiel durch einen Spannungsteilerschaltkreis. [Fig. 5a–Fig. 5d](#) zeigen veranschaulichende Ausführungsformen einer Frontfläche eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. Die Frontfläche des im vorliegenden Text offenbarten berührungslosen Schalters kann die Form eines jeden geeigneten Typs von Behältnis annehmen, wie zum Beispiel die Behältnisse **500a–500c**, die in den jeweiligen [Fig. 5a–Fig. 5c](#) gezeigt sind. Wie in den [Fig. 5a–Fig. 5c](#) gezeigt, enthält jedes der Behältnisse **500a–500c** einen Basisabschnitt, wie zum Beispiel die Basisabschnitte **502a–502c** der jeweiligen [Fig. 5a–Fig. 5c](#), und einen Randabschnitt, wie zum Beispiel die Randabschnitte **504a–504c** der jeweiligen [Fig. 5a–Fig. 5c](#). Alternativ kann die Frontfläche des Schalters flach sein, wie eine Frontfläche **500d** (siehe [Fig. 5d](#)), oder kann eine beliebige andere geeignete Oberflächenkonfiguration haben. Der im vorliegenden Text offenbarte berührungslose Schalter enthält zwei Sensorelektroden; genauer gesagt, eine Mittelelektrode und eine Außenelektrode, die auf oder hinter der Frontfläche des Schalters angeordnet sind und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden. Die Mittelelektrode ist von der Außenelektrode beabstandet und wenigstens teilweise von ihr umgeben. Die Mittel- und die Außenelektrode können von jeder geeigneten Gestalt, Form oder Größe sein und brauchen kein massives Stück zu sein. Zum Beispiel kann eine Elektrode ein Drahtnetz sein. Die [Fig. 6a–Fig. 6d](#) zeigen veranschaulichende Anordnungen und Positionen der Mittel- und der Außenelektrode relativ zueinander und relativ zu den Frontflächen **500a–500d** der jeweiligen [Fig. 5a–Fig. 5d](#). Wie in den [Fig. 6a–Fig. 6c](#) gezeigt, befindet sich – wenn die Frontfläche die Form eines Behältnisses hat – die Mittelelektrode nahe der Basis des Behältnisses, und die Außenelektrode befindet sich nahe dem Rand des Behältnisses. Die Gegenwart der Spitze eines menschlichen Fingers oder eines fingerartigen Objekts nahe der Mittelelektrode des berührungslosen Schalters kann mit Hilfe einer Ausführungsform der im vorliegenden Text offenbarten Kapazitanzmessschaltung detektiert werden. Wenn die Gegenwart des menschlichen Fingers oder fingerartigen Objekts detektiert wird, so vergleicht die Kapazitanzmessschaltung die Kapazitanzen der Kondensatoren, die zwischen den zwei Sensorelektroden (d. h. der Mittelelektrode und der Außenelektrode) und dem menschlichen Finger oder fingerartigen Objekt gebildet werden, wodurch äußere Gleichtaktstörungen, zum Beispiel die Kapazität zwischen dem Rest des menschlichen Körpers und den Sensorelektroden, die Kapazität zwischen dem menschlichen Körper und der Erde, Umgebungsänderungen, elektrisches Rauschen usw., im Wesentlichen ausgeschlossen werden. Solche äußeren

Gleichtaktstörungen beeinflussen allgemein beide Sensorelektroden gleichermaßen infolge ihrer unmittelbaren Nähe zueinander. Außerdem kann die Außenelektrode in dem berührungslosen Schalter so positioniert werden, dass die Spitze des menschlichen Fingers oder fingerartigen Objekts eine vorgegebene Grenzlinie passieren muss, bevor der Schalter betätigt wird. In einer Ausführungsform wird dies bewerkstelligt, indem die Außenelektrode in einer vorgegebenen Entfernung vor der Mittelelektrode positioniert wird und der Abstand zwischen den zwei Sensorelektroden und ihren relativen Oberflächen so konfiguriert wird, dass, wenn sich ein Objekt nahe den Elektroden befindet, aber mehr als eine vorgegebene Entfernung von der Mittelelektrode entfernt, das Verhältnis der Kapazität zwischen dem Objekt und der Mittelelektrode zur Kapazität zwischen dem Objekt und der Außenelektrode, oder der Unterschied zwischen der Kapazität zwischen dem Objekt und der Mittelelektrode, multipliziert mit einer ersten Konstante, und der Kapazität zwischen dem Objekt und der Außenelektrode, multipliziert mit einer zweiten Konstante, kleiner ist als eine voreingestellte Schwelle. Es versteht sich, dass die Kapazitätsverhältnis- und -differenzmessungen durch eine Ausführungsform der oben beschriebenen Kapazitanzmessschaltung ausgeführt werden und durch die feste geometrische Form, Größe und relative Position der zwei Sensorelektroden unterstützt werden. In einer Ausführungsform wird der berührungslose Schalter betätigt, wenn das gemessene Kapazitätsverhältnis oder der gemessene Kapazitätsunterschied die voreingestellte Schwelle übersteigt. Dementsprechend wird der berührungslose Schalter erst durch einen menschlichen Finger oder ein fingerartiges Objekt betätigt, wenn der Finger die vorgegebene Grenzlinie passiert. Falls die Frontfläche des berührungslosen Schalters die Form der Oberfläche eines Behältnisses hat (siehe zum Beispiel [Fig. 5a–Fig. 5c](#)), so stimmt die vorgegebene Grenzlinie mit einer imaginären Ebene überein, die durch den Rand des Behältnisses definiert wird. Wenn sich die Spitze eines menschlichen Fingers oder fingerartigen Objekts in Richtung der Mittelelektrode bewegt und die Ebene der vorgegebenen Grenzlinie durchstößt, so nimmt die Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode schneller zu als die Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode. Der berührungslose Schalter wird betätigt, wenn das Verhältnis der Kapazitäten in Verbindung mit der Mittelelektrode und der Außenelektrode, oder der Unterschied zwischen der Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode, multipliziert mit einer ersten Konstante, und der Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode, multipliziert mit einer zweiten Konstante, die voreingestellte Schwelle übersteigt. [Fig. 7](#) zeigt eine veranschaulichende Ausführungsform eines berührungslosen Schalters **700** gemäß der vorliegenden Erfindung. In der veranschaulichten Ausführungsform enthält der berührungslose Schalter **700** eine Frontfläche **702** in

der Form eines Behältnisses, eine Mittelelektrode **704**, eine Außenelektrode **706** und eine Schutzelektrode **708**, welche die Rückseite und die Seiten der zwei Sensorelektroden **704**, **706** umgibt. Alle Elektroden **704**, **706**, **708** werden auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten. Infolge dessen bilden die zwei Sensorelektroden **704**, **706** elektrische Felder nur zwischen den Sensorelektroden und Objekten, die sich vor dem Schalter befinden, d. h. über dem Schalter **700**, wie in [Fig. 7](#) gezeigt. Zuleitungen, die von den zwei Sensorelektroden zu der Kapazitätsmessschaltung verlaufen, können ebenfalls mittels eines konzentrischen Kabels mit zwei Innenleitern oder zweier Koaxialkabel geschützt werden, wobei die äußeren Leiter der Kabel als Schutzabschirmungen dienen und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden wie die inneren Kabelleiter, die mit den Sensorelektroden verbunden sind. [Fig. 8a](#) zeigt eine erste veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **800a** eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. Wie in [Fig. 8a](#) gezeigt, umfasst die Schaltkreisimplementierung **800a** eine Mittelelektrode E1, eine Außenelektrode E2, eine Schutzelektrode E3, eine Startverzögerungssektion **203**, eine Schaltentscheidungssektion **205**, eine Schaltausgabesektion **207** und eine Kapazitätsmessschaltung **802a**, die eine periodisch variierende Spannungsquelle G1, Operationsverstärker A0 und A1, Widerstände R1–R3 und einen Operationsverstärker A2, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist, enthält. Die Mittelelektrode E1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **201** verbunden, und die Außenelektrode E2 ist am Knoten **202** mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden, der als ein Spannungsfolger konfiguriert ist, um das Spannungspotential der Außenelektrode E2 in den Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 einzuspeisen. Die Knoten **201** und **202** werden beide durch einen Ausgang Vs der periodisch variierenden Spannungsquelle G1 angesteuert. Die Elektroden E1 und E2 entsprechen den Kondensatoren C1 bzw. C2 von [Fig. 2a](#). Die Schutzelektrode E3 ist mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 verbunden, weshalb das Spannungspotential der Schutzelektrode E3 im Wesentlichen gleich den Spannungspotentialen der Sensorelektroden E1 und E2 ist. Die Schutzelektrode E3 kann so konfiguriert sein, dass sie die Rückseite und die Seiten der Sensorelektroden E1 und E2 umgibt, so dass Kapazitäten nur zwischen leitenden Objekten, die sich vor dem berührungslosen Schalter befinden, und den Sensorelektroden E1 und E2 gebildet werden können. Es ist anzumerken, dass die Operationsverstärker A1 und A2 von [Fig. 8a](#) wie die Operationsverstärker A1 bzw. A2 von [Fig. 2a](#) sind, der Widerstand R2 von [Fig. 8a](#) wie der Widerstand R2 von [Fig. 2a](#) ist, die Widerstände R1 und R3 von [Fig. 8a](#) wie die Widerstände R1 bzw. R3 von [Fig. 2a](#) sind und die periodisch variierende Span-

nungsquelle G1 von [Fig. 8a](#) wie die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 2a](#) ist. Somit gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), oder dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang Vs von der Spannungsquelle G1 sinusförmig ist), und dem Verhältnis der Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode E1 zur Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode E2. Der Differenzverstärker A2 speist den Ausgang Vd in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage des Signals Vd bestimmt, ob der berührungslose Schalter zu betätigen ist. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ihre Entscheidung auf die Phase, die Amplitude, einen Durchschnitt und/oder auf eine beliebige sonstige geeignete Eigenschaft des Signals Vd stützen. Alternativ kann die Schaltentscheidungssektion **205** eine vorgegebene Anzahl aufeinanderfolgender Detektionen der benötigten Phase und/oder Amplitude des Signals Vd oder die Erfüllung bestimmter Kriterien verlangen, bevor sie entscheidet, den berührungslosen Schalter zu berühren. Wenn die Spannung Vs sinusförmig ist, so kann ein Synchrondemodulator in die Schaltentscheidungssektion **205** integriert werden, so dass die Änderung des Verhältnisses der Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode E1 zur Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode E2 selbst bei einem hohen Rauschpegel mit einem hohen Grad an Genauigkeit erhalten werden kann. Es ist zu beachten, dass die Schaltentscheidungssektion **205** ein oder mehrere Signale zusätzlich zum Signal Vd verlangen kann, um zu bestimmen, ob der Schalter betätigt werden soll oder nicht. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ein Referenzsignal verlangen, um die Phase des Signals Vd zu bestimmen. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist ein logisches Signal **206**, das ihre Entscheidung darstellt, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die gewünschte Schaltaktion implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltausgabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalteraussgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakt) in jedem geeigneten Schaltmodus implementiert werden kann, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert werden, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status des berührungslosen Schalters anzuzeigen. Weil die Kapazitätsmessschaltung **802a** mehrere Zyklen des Ausgangs Vs der Spannungsquelle G1 zum Stabilisieren benötigt, gibt die Startverzögerungssektion **203** während der Startphase ein Startsignal **204** an die Schaltentscheidungs-

sektion **205** aus, um zu verhindern, dass die Schaltentscheidungssektion **205** unbeabsichtigt den Schalter betätigt. Wenn die Sensorelektroden E1 und E2 in einem Abstand zu den Eingängen der Operationsverstärker A0 und A1 angeordnet sind, so können die Zuleitungen von der Mittelelektrode E1 und der Außenelektrode E2 unter Verwendung eines konzentrischen Kabels mit zwei Innenleitern oder zweier Koaxialkabel von gleicher Länge geschützt werden, wobei die äußeren Leiter als die Schutzabschirmungen dienen, die mit der Schutzelektrode E3 verbunden sind und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden wie die inneren Leiter, die mit der Sensorelektrode E1 bzw. E2 verbunden sind, so dass keine Streukapazität hineingetragen wird und jegliche sonstigen unerwünschten Effekte, die durch die Zuleitungen hineingetragen werden, im Wesentlichen ausgeschaltet werden. [Fig. 8b](#) zeigt eine erste veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **800b** einer Gruppe berührungsloser Schalter, die eine periodisch variierende Spannungsquelle G1, einen Operationsverstärker A0, Kapazitätzmessschaltungen **802a1–802an**, die Startverzögerungssektion **203**, die Schaltentscheidungssektion **205** und die Schaltausgabesektion **207** enthält. Es ist anzumerken, dass jede der Kapazitätzmessschaltungen **802a1–802an** in Verbindung mit dem Operationsverstärker A0 wie die Kapazitätzmessschaltung **802a** (siehe [Fig. 8a](#)) ist und einem jeweiligen berührungslosen Schalter in der Gruppe berührungsloser Schalter entspricht. Genauer gesagt, entspricht die Elektrode E2, die mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden ist, einer gemeinsamen Außenelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter, und die Elektrode E3, die mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 verbunden ist, entspricht einer gemeinsamen Schutzelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter. Jede der Elektroden E11–E1n entspricht einer Mittelelektrode eines jeweiligen berührungslosen Schalters. Es ist anzumerken, dass der Operationsverstärker A0 von [Fig. 8b](#) wie der Operationsverstärker A0 von [Fig. 2b](#) ist, die Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 8b](#) wie die jeweiligen Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 2b](#) sind, die Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 8b](#) wie die jeweiligen Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 2b](#) sind, der Widerstand R2 von [Fig. 8b](#) wie der Widerstand R2 von [Fig. 2b](#) ist, die Widerstände R11–r1n von [Fig. 8b](#) wie die jeweiligen Widerstände R11–r1n von [Fig. 2b](#) sind, die Widerstände R31–R3n von [Fig. 8b](#) wie die jeweiligen Widerstände R31–R3n von [Fig. 2b](#) sind und die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 8b](#) wie die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 2b](#) ist. Die Differenzverstärker A21–A2n speisen jeweilige Ausgangssignale Vd1–Vdn in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage der jeweiligen Signale Vd1–Vdn bestimmt, wann jeder Schalter zu betätigen ist. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist logische Sig-

nale **206**, die ihre jeweiligen Entscheidungen darstellen, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die erforderliche Schaltaktion für jeden Schalter implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltausgabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalteraussgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakte) in jedem geeigneten Schaltmodus, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw., für jeden Schalter implementiert werden kann. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert sein, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status jedes Schalters anzuzeigen. Die Startverzögerungssektion **203** von [Fig. 8b](#) ist wie die entsprechende Sektion **203**, die oben mit Bezug auf [Fig. 8a](#) beschrieben wurde, und jeder Schalter der Schaltkreisimplementierung **800b** (siehe [Fig. 8b](#)) arbeitet im Grunde wie der Schalter der Schaltkreisimplementierung **800a** (siehe [Fig. 8a](#)). [Fig. 9a](#) zeigt eine zweite veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **900a** eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. Wie in [Fig. 9a](#) gezeigt, umfasst die Schaltkreisimplementierung **900a** eine Mittelelektrode E1, eine Außenelektrode E2, eine Schutzelektrode E3, eine Startverzögerungssektion **203**, eine Schaltentscheidungssektion **205**, eine Schaltausgabesektion **207** und eine Kapazitätzmessschaltung **902a**, welche die periodisch variierenden Stromquellen G1 und G2, die Operationsverstärker A0 und A1, den Widerstand R1 und einen Operationsverstärker A2 enthält, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Die Mittelelektrode E1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **201** verbunden, und die Außenelektrode E2 ist am Knoten **202** mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden, der als ein Spannungsfolger konfiguriert ist, um das Spannungspotential der Außenelektrode E2 in den Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 einzuspeisen. Der Knoten **201** wird durch einen Ausgangsstrom **11** der periodisch variierenden Stromquelle G1 angesteuert, und der Knoten **202** wird durch einen Ausgangsstrom **12** der periodisch variierenden Stromquelle G2 angesteuert. Die Elektroden E1 und E2 entsprechen den Kondensatoren C1 bzw. C2 von [Fig. 3a](#). Die Schutzelektrode E3 ist mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 verbunden, weshalb das Spannungspotential der Schutzelektrode E3 im Wesentlichen das gleiche ist wie die Spannungspotentiale der Sensorelektroden E1 und E2. Die Schutzelektrode E3 kann so konfiguriert sein, dass sie die Rückseite und die Seiten der Sensorelektroden E1 und E2 umgibt, so dass Kapazitäten nur zwischen leitenden Objekten, die sich vor dem berührungslosen Schalter befinden, und den Sensorelektroden E1 und E2 gebildet werden können. Es ist anzumerken, dass die Operationsverstärker A1 und A2 von [Fig. 9a](#) wie die Operationsverstär-

ker A1 bzw. A2 von [Fig. 3a](#) sind, der Widerstand R1 von [Fig. 9a](#) wie der Widerstand R1 von [Fig. 3a](#) ist und die periodisch variierenden Stromquellen G1 und G2 von [Fig. 9a](#) wie die periodisch variierenden Stromquellen G1 bzw. und G2 von [Fig. 3a](#) sind. Somit gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Ausgangs), oder dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang 12 der Stromquelle G2 sinusförmig ist), und dem Verhältnis der Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode E1 zur Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode E2. Der Differenzverstärker A2 speist das Ausgangssignal Vd in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage des Signals Vd bestimmt, ob der berührungslose Schalter zu betätigen ist. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ihre Entscheidung auf die Phase, die Amplitude, einen Durchschnitt und/oder auf eine beliebige sonstige geeignete Eigenschaft des Signals Vd stützen. Alternativ kann die Schaltentscheidungssektion **205** eine vorgegebene Anzahl aufeinanderfolgender Detektionen der benötigten Phase und/oder Amplitude des Signals Vd oder die Erfüllung bestimmter Kriterien verlangen, bevor sie entscheidet, den Schalter zu betätigen. Wenn der Strom 12 sinusförmig ist, so kann ein Synchrondemodulator in die Schaltentscheidungssektion **205** integriert werden, so dass die Änderung des Verhältnisses der Kapazität in Verbindung mit der Mittelelektrode E1 zur Kapazität in Verbindung mit der Außenelektrode E2 selbst bei einem hohen Rauschpegel mit einem hohen Grad an Genauigkeit erhalten werden kann. Es ist zu beachten, dass die Schaltentscheidungssektion **205** ein oder mehrere Signale zusätzlich zu dem Signal Vd verlangen kann, um zu bestimmen, ob der Schalter betätigt werden soll oder nicht. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ein Referenzsignal verlangen, um die Phase des Signals Vd zu bestimmen. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist ein logisches Signal **206**, das ihre Entscheidung darstellt, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die geforderte Schaltaktion implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltausgabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalterausgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakte) in jedem Schaltmodus implementiert werden kann, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert sein, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status des Schalters anzuzeigen. Weil die Kapazitätzmessschaltung **902a** mehrere Zyklen des Ausgangs 12 der periodisch variierenden Stromquelle

G2 zum Stabilisieren braucht, speist eine Startverzögerungssektion **203** während der Startphase ein Startsignal **204** in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, um zu verhindern, dass sie den Schalter unbeabsichtigt betätigt. Wenn die Sensorelektroden E1 und E2 in einem Abstand zu den Eingängen des Operationsverstärkers A0 und A1 angeordnet sind, so können die Zuleitungen der Sensorelektroden E1 und E2 unter Verwendung eines konzentrischen Kabels mit zwei Innenleitern oder zweier Koaxialkabel von gleicher Länge geschützt werden, wobei die äußeren Leiter als Schutzabschirmungen dienen, die mit der Schutzelektrode E3 verbunden sind und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden wie die inneren Leiter, die mit der Sensorelektrode E1 bzw. E2 verbunden sind, so dass keine Streukapazität hineingetragen wird und sonstige unerwünschte Effekte, die durch die Zuleitungen hineingetragen werden, im Wesentlichen ausgeschaltet werden. [Fig. 9b](#) zeigt eine zweite veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **900b** einer Gruppe berührungsloser Schalter, die periodisch variierende Stromquellen G11–G1n, eine periodisch variierende Stromquelle G2, einen Operationsverstärker A0, eine Kapazitätzmessschaltung **902a1–902an**, die Startverzögerungssektion **203**, die Schaltentscheidungssektion **205** und die Schaltausgabesektion **207** enthält. Es ist anzumerken, dass jede der Kapazitätzmessschaltungen **902a1–902an**, in Verbindung mit dem Operationsverstärker A0, wie die Kapazitätzmessschaltung **902a** (siehe [Fig. 9a](#)) ist und einem jeweiligen berührungslosen Schalter in der Gruppe berührungsloser Schalter entspricht. Genauer gesagt, entspricht die Elektrode E2, die mit dem Nicht-Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden ist, einer gemeinsamen Außenelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter, und die Elektrode E3, die mit dem Ausgang des Operationsverstärkers A0 verbunden ist, entspricht einer gemeinsamen Schutzelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter. Jede der Elektroden E11–E1n entspricht einer Mittelelektrode eines jeweiligen berührungslosen Schalters. Des Weiteren ist der Operationsverstärker A0 von [Fig. 9b](#) wie der Operationsverstärker A0 von [Fig. 3b](#), die Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 9b](#) sind wie die jeweiligen Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 3b](#), die Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 9b](#) sind wie die jeweiligen Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 3b](#), die Widerstände R11–r1n von [Fig. 9b](#) sind wie die jeweiligen Widerstände R11–r1n von [Fig. 3b](#), die periodisch variierende Stromquelle G2 von [Fig. 9b](#) ist wie die periodisch variierende Stromquelle G2 von [Fig. 3b](#), und die periodisch variierenden Stromquellen G11–G1n von [Fig. 9b](#) sind wie die periodisch variierenden Stromquellen G11–G1n von [Fig. 3b](#). Die Differenzverstärker A21–A2n speisen jeweilige Ausgangssignale Vd1–Vdn in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage der jeweiligen Signale Vd1–Vdn bestimmt, wann jeder Schalter zu betätigen

ist. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist logische Signale **206**, die ihre jeweiligen Entscheidungen darstellen, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die geforderte Schaltaktion für jeden Schalter implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltausgabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalteraussgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakte) in jedem geeigneten Schaltmodus, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw., für jeden Schalter implementiert werden kann. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert sein, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status jedes Schalters anzuzeigen. Die Startverzögerungssektion **203** von [Fig. 9b](#) ist wie die Startverzögerungssektion **203** von [Fig. 9a](#), und jeder Schalter der Schaltkreisimplementierung **900b** (siehe [Fig. 9b](#)) arbeitet im Grunde wie der Schalter der Schaltkreisimplementierung **900a** (siehe [Fig. 9a](#)). [Fig. 10a](#) zeigt eine dritte veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **1000a** eines berührungslosen Schalters gemäß der vorliegenden Erfindung. Wie in [Fig. 10a](#) gezeigt, umfasst die Schaltkreisimplementierung **1000a** eine Mittelelektrode E1, eine Außenelektrode E2, eine Schutzelektrode E3, eine Startverzögerungssektion **203**, eine Schaltentscheidungssektion **205**, eine Schaltausgabesektion **207** und eine Kapazitanzmessschaltung **1002a**, die eine periodisch variierende Spannungsquelle G1, Operationsverstärker A0 und A1, Widerstände R1 und R2 und einen Operationsverstärker A2 enthält, der als ein Differenzverstärker konfiguriert ist. Die Nicht-Invertierungseingänge des Operationsverstärkers A0 und A1 werden beide durch einen Ausgang Vs der periodisch variierenden Spannungsquelle G1 angesteuert. Die Mittelelektrode E1 ist mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A1 am Knoten **201** verbunden, und die Außenelektrode E2 ist am Knoten **202** mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden. Es ist anzumerken, dass die Sensorelektroden E1 und E2 den Kondensatoren C1 bzw. C2 von [Fig. 4a](#) entsprechen. Die Schutzelektrode E3 ist mit dem Ausgang der periodisch variierenden Spannungsquelle G1 verbunden und hat darum im Wesentlichen das gleiche Spannungspotential wie die zwei Sensorelektroden E1 und E2. Die Schutzelektrode E3 kann so konfiguriert sein, dass sie die Rückseite und die Seiten der Sensorelektroden E1 und E2 umgibt, so dass Kapazitanzen nur zwischen leitenden Objekten, die sich vor dem berührungslosen Schalter befinden, und den Sensorelektroden E1 und E2 gebildet werden können. Es ist anzumerken, dass die Operationsverstärker A0 und A1 von [Fig. 10a](#) wie die Operationsverstärker A0 bzw. A1 von [Fig. 4a](#) sind, der Widerstand R1 von [Fig. 10a](#) wie der Widerstand R1 von [Fig. 4a](#) ist, der Widerstand R2 von [Fig. 10a](#) wie der Widerstand R2 von [Fig. 4a](#) ist und die periodisch variierende Span-

nungsquelle G1 von [Fig. 10a](#) wie die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 4a](#) ist. Somit gibt es eine lineare Beziehung zwischen dem Ausgang Vd des Differenzverstärkers A2 zu einer festen Zeit eines Zyklus' des Ausgangs (zum Beispiel am Spitzenpunkt des Zyklus'), oder dem durchschnittlichen absoluten Wert seines positiven und/oder negativen Zyklus', oder dem Signal, das am Ausgang mittels einer synchronen Demodulation gewonnen wird (wenn der Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 sinusförmig ist), und dem Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$ , wobei r1 und r2 die jeweiligen Widerstandswerte der Widerstände R1 und R2 sind und c1 und c2 die jeweiligen Kapazitanzen in Verbindung mit den Sensorelektroden E1 und E2 sind. Der Differenzverstärker A2 speist das Ausgangssignal Vd in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage des Signals Vd bestimmt, ob der Schalter betätigt werden soll. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ihre Entscheidung auf die Phase, die Amplitude, einen Durchschnitt und/oder eine beliebige sonstige geeignete Eigenschaft des Signals Vd stützen. Alternativ kann die Schaltentscheidungssektion **205** eine vorgegebene Anzahl aufeinanderfolgender Detektionen der benötigten Phase und/oder Amplitude des Signals Vd oder die Erfüllung bestimmter Kriterien verlangen, bevor sie entscheidet, den Schalter zu betätigen. Wenn die Spannung Vs sinusförmig ist, so kann ein Synchrondemodulator in der Schaltentscheidungssektion **205** enthalten sein, so dass die Änderung des Wertes  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$  selbst bei einem hohen Rauschpegel mit einem hohen Grad an Genauigkeit erhalten werden kann. Es ist zu beachten, dass die Schaltentscheidungssektion **205** ein oder mehrere Signale zusätzlich zu dem Signal Vd verlangen kann, um zu bestimmen, ob der Schalter betätigt werden soll oder nicht. Zum Beispiel kann die Schaltentscheidungssektion **205** ein Referenzsignal verlangen, um die Phase des Ausgangssignals Vd zu bestimmen. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist ein logisches Signal **206**, das ihre Entscheidung darstellt, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die geforderte Schaltaktion implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltausgabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalteraussgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakte) in jedem Schaltmodus implementiert werden kann, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert sein, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status des Schalters anzuzeigen. Weil die Kapazitanzmessschaltung **1002a** mehrere Zyklen des Ausgangs Vs der periodisch variierenden Spannungsquelle G1 zum Stabilisieren braucht, speist eine Startverzögerungssektion **203** während der Startphase ein Startsignal **204** in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, um zu verhindern, dass sie

den Schalter unbeabsichtigt betätigt. Wenn die Sensorelektroden E1 und E2 in einem Abstand zu den Eingängen der Operationsverstärker A0 und A1 angeordnet sind, so können die Zuleitungen der Sensorelektroden E1 und E2 unter Verwendung eines konzentrischen Kabels mit zwei Innenleitern oder zweier Koaxialkabel von gleicher Länge geschützt werden, wobei die äußeren Leiter als Schutzabschirmungen dienen, die mit der Schutzelektrode E3 verbunden sind und auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten werden wie die inneren Leiter, die mit der Sensorelektrode E1 bzw. E2 verbunden sind, so dass keine Streukapazität hineingetragen wird und sonstige unerwünschte Effekte, die durch die Zuleitungen hineingetragen werden, im Wesentlichen ausgeschaltet werden. [Fig. 10b](#) zeigt eine dritte veranschaulichende Schaltkreisimplementierung **1000b** einer Gruppe berührungsloser Schalter, die eine periodisch variierende Spannungsquelle G1, einen Operationsverstärker A0, die Kapazitätsmessschaltungen **1002a1–1002an**, die Startverzögerungssektion **203**, die Schaltentscheidungssektion **205** und die Schaltausgabesektion **207** enthält. Es ist anzumerken, dass jede der Kapazitätsmessschaltungen **1002a1–1002an**, in Verbindung mit dem Operationsverstärker A0, wie die Kapazitätsmessschaltung **1002a** (siehe [Fig. 10a](#)) ist und einem jeweiligen berührungslosen Schalter in der Gruppe berührungsloser Schalter entspricht. Genauer gesagt, entspricht die Elektrode E2, die mit dem Invertierungseingang des Operationsverstärkers A0 verbunden ist, einer gemeinsamen Außenelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter, und die Elektrode E3, die mit dem Ausgang Vs der Spannungsquelle G1 verbunden ist, entspricht einer gemeinsamen Schutzelektrode der Gruppe berührungsloser Schalter. Jede der Elektroden E11–E1n entspricht einer Mittelelektrode eines jeweiligen berührungslosen Schalters. Des Weiteren ist der Operationsverstärker A0 von [Fig. 10b](#) wie der Operationsverstärker A0 von [Fig. 4b](#), die Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 10b](#) sind wie die jeweiligen Operationsverstärker A11–A1n von [Fig. 4b](#), die Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 10b](#) sind wie die jeweiligen Differenzverstärker A21–A2n von [Fig. 4b](#), der Widerstand R2 von [Fig. 10b](#) ist wie der Widerstand R2 von [Fig. 4b](#), die Widerstände R11–r1n von [Fig. 10b](#) sind wie die jeweiligen Widerstände R11–r1n von [Fig. 4b](#), und die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 10b](#) ist wie die periodisch variierende Spannungsquelle G1 von [Fig. 4b](#). Die Differenzverstärker A21–A2n speisen jeweilige Ausgangssignale Vd1–Vdn in die Schaltentscheidungssektion **205** ein, die auf der Grundlage der jeweiligen Signale Vd1–Vdn bestimmt, wann jeder Schalter zu betätigen ist. Die Schaltentscheidungssektion **205** speist logische Signale **206**, die ihre jeweiligen Entscheidungen darstellen, in die Schaltausgabesektion **207** ein, welche die geforderte Schaltaktion für jeden Schalter implementiert. Es ist anzumerken, dass die Schaltaus-

gabesektion **207** unter Verwendung einer beliebigen geeigneten Anzahl logischer Ausgänge (normal High oder Low), Festkörperschalterausgänge und/oder Trockenkontaktausgänge (Schließ- oder Öffnungskontakte) in jedem geeigneten Schaltmodus, einschließlich beispielsweise Impulsmodus, Augenblicksmodus, Kippmodus usw., für jeden Schalter implementiert werden kann. Die Schaltausgabesektion **207** kann auch dafür konfiguriert sein, akustische und/oder visuelle Ausgänge zu erzeugen, um den Status jedes Schalters anzuzeigen. Die Startverzögerungssektion **203** von [Fig. 10b](#) ist wie die Startverzögerungssektion **203** von [Fig. 10a](#), und jeder Schalter der Schaltkreisimplementierung **1000b** (siehe [Fig. 10b](#)) arbeitet wie der Schalter der Schaltkreisimplementierung **1000a** (siehe [Fig. 10a](#)). Nachdem nun die oben veranschaulichten Ausführungsformen beschrieben wurden, ist klar, dass auch andere alternative Ausführungsformen oder Variationen möglich sind. Zum Beispiel kann jede der im vorliegenden Text offenbarten Schaltkreisimplementierungen berührungsloser Schalter aufwärts skaliert werden, um die Nähe eines größeren, ähnlich geformten leitenden Objekts zu detektieren, zum Beispiel die Handfläche einer menschlichen Hand. Sie kann auch dafür konfiguriert werden, die Position oder Bewegung eines leitenden Objekts, zum Beispiel eine menschliche Gliedmaße, durch Messen der jeweiligen Kapazität zwischen dem leitenden Objekt und einer jeweiligen aus einer Anordnung von Sensorelektroden mit Hilfe einer der oben beschriebenen Kapazitätsmesstechniken und durch Analysieren der Ergebnisse mit Hilfe eines elektronischen Schaltungsaufbaus oder eines Computers zu detektieren. Es ist anzumerken, dass die Außenelektrode je nach Einsatzzweck vor oder hinter- oder an jeder geeigneten Position relativ zu – der Mittelelektrode oder einer Gruppe von Mittelelektroden positioniert werden kann. Des Weiteren kann die vorliegende Erfindung zwar unter Verwendung von Hardwarekomponenten verkörpert werden, doch es versteht sich, dass die zur Implementierung der Erfindung notwendigen Funktionen alternativ auch ganz oder teilweise unter Verwendung von Hardware oder Software oder einer Kombination aus beiden verkörpert werden können, wobei Mikrocontroller, Mikroprozessoren, digitale Signalprozessoren, programmierbare Logikarrays oder beliebige sonstige geeignete Hardware und/oder Software kommen können. Dem Fachmann ist klar, dass weitere Modifikationen und Variationen der oben beschriebenen linearen Kapazitätsmessung und des oben beschriebenen berührungslosen Schalters möglich sind, ohne von den im vorliegenden Text offenbarten erfinderischen Konzepten abzuweichen. Dementsprechend wird die vorliegende Erfindung allein durch den Geltungsbereich und Geist der angehängten Ansprüche eingeschränkt.

## Zusammenfassung

**[0006]** Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zum Messen von Kapazitäten, welche die Empfindlichkeit und die Genauigkeit von kapazitiven Signalwandlern, von Näherungssensoren und berührungslosen Schaltern verbessert. Jeder von zwei Kondensatoren (C1, C2), die gemessen werden, hat einen Anschluss an einer gemeinsamen Erde und wird im Wesentlichen auf dem gleichen Spannungspotential gehalten durch einen Operationsverstärker (A1) oder durch Verstärker, wobei eine negative Rückkopplung verwendet wird. Die Vorrichtung wird mit einer periodisch z. B. sinusförmig variierenden Signalquelle (G1) oder Quellen betrieben und schließt wenigstens einen ersten Kondensator und wenigstens einen Differenzverstärker (A2) ein, der ein elektrisches Signal generiert, das ein lineares Verhältnis zu einer spezifischen arithmetischen Funktion der Kapazitäten der beiden Kondensatoren (C1, C2) hat.

**[0007]** Die Erfindung betrifft auch einen berührungslosen Schalter, der die Vorrichtung zur Messung der Kapazitäten benutzt. Der berührungslose Schalter schließt zwei Sensorelektroden (E1, E2) ein, die den Messungs-Kondensatoren (C1, C2) entsprechen; eine Ausführungsform hat eine Vorderoberfläche in Form eines Behälters.

**ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**Zitierte Patentliteratur**

- US 6310611 [\[0002\]](#)
- US 6456477 [\[0002\]](#)

### Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Messen relativer Änderungen der Kapazitäten wenigstens eines ersten Kondensators (C1) und wenigstens eines zweiten Kondensators (C2), wobei die Vorrichtung Folgendes umfasst: wenigstens einen Operationsverstärker (A0, A1), der dafür geeignet ist, eine negative Rückkopplung zu verwenden, um den wenigstens einen ersten Kondensator und den wenigstens einen zweiten Kondensator auf im Wesentlichen gleichen Spannungspotentialen zu halten, wobei ein Ende jedes wenigstens einen ersten Kondensators und jedes wenigstens einen zweiten Kondensators mit einer gemeinsamen Erde verbunden ist; und wenigstens einen Differenzverstärker (A2), der dafür geeignet ist, ein elektrisches Signal (Vd) auszugeben, wobei eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem elektrischen Signal und einer vorgegebenen arithmetischen Funktion der Kapazitäten des wenigstens einen ersten Kondensators und des wenigstens einen zweiten Kondensators besteht, wobei einer des wenigstens einen Operationsverstärkers (A1) dafür geeignet ist, einen Ausgang (V1) direkt oder indirekt in einen Eingang des wenigstens einen Differenzverstärkers einzuspeisen.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren Folgendes umfasst:  
eine periodisch variierende Spannungsquelle (G1), die dafür geeignet ist, einen ersten Widerstand (R1), der mit dem ersten Kondensator an einem ersten Knoten (**101**) verbunden ist, anzusteuern und einen zweiten Widerstand (R2), der mit dem zweiten Kondensator an einem zweiten Knoten (**102**) verbunden ist, anzusteuern,  
wobei der wenigstens einen Operationsverstärker einen ersten Operationsverstärker (A1) enthält, wobei ein Spannungspotential an dem ersten Knoten in einen Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers eingespeist wird und ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Nicht-Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers eingespeist wird, wobei ein dritter Widerstand (R3) zwischen einem Ausgang des ersten Operationsverstärkers und dem ersten Knoten angeschlossen ist, wodurch ein Rückkopplungsstrom (I3), der durch den dritten Widerstand fließt, das Spannungspotential an dem ersten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential an dem zweiten Knoten hält, wobei das Spannungspotential an dem ersten oder dem zweiten Knoten in einen ersten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird und der Ausgang des ersten Operationsverstärkers in einen zweiten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird und  
wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal

ist, das einen Strom (I2) darstellt, der eine periodische Funktion der Zeit ist und durch den zweiten Widerstand fließt, moduliert durch einen Wert ( $c1/c2 - r2/r1$ ), wobei  $c1$  die Kapazität des ersten Kondensators ist,  $c2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist,  $r1$  der Widerstandswert des ersten Widerstandes ist und  $r2$  der Widerstandswert des zweiten Widerstandes ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch den Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und dem Wert ( $c1/c2 - r2/r1$ ) besteht.

4. Vorrichtung nach Anspruch 2, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, und dem Wert ( $c1/c2 - r2/r1$ ) besteht.

5. Vorrichtung nach Anspruch 2, die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, wobei die periodisch variierende Spannungsquelle eine sinusförmige Spannungsquelle ist und wobei der Synchrondemodulator dafür geeignet ist, ein Signal, das im Wesentlichen proportional zu dem Wert ( $c1/c2 - r2/r1$ ) ist, aus dem elektrischen Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

6. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren Folgendes umfasst:  
eine erste periodisch variierende Stromquelle (G1), die dafür geeignet ist, einen ersten Ausgangsstrom (I1) in den ersten Kondensator einzuspeisen, wobei der erste Kondensator mit der ersten periodisch variierenden Stromquelle an einem ersten Knoten (**101**) verbunden ist, und  
eine zweite periodisch variierende Stromquelle (G2), die dafür geeignet ist, einen zweiten Ausgangsstrom (I2) in den zweiten Kondensator einzuspeisen, wobei der zweite Kondensator mit der zweiten periodisch variierenden Stromquelle an einem zweiten Knoten (**102**) verbunden ist,  
wobei eine Größenordnung des ersten Ausgangsstroms gleich einer Konstante K mal einer Größenordnung des zweiten Ausgangsstroms ist, wobei der wenigstens einen Operationsverstärker einen ersten Operationsverstärker (A1) enthält, wobei ein Spannungspotential an dem ersten Knoten in einen Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers eingespeist wird und ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Nicht-Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers eingespeist wird,  
wobei ein erster Widerstand (R1) zwischen einem

Ausgang des ersten Operationsverstärkers und dem ersten Knoten angeschlossen ist, wodurch ein Rückkopplungsstrom (I3), der durch den ersten Widerstand fließt, das Spannungspotential an dem ersten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential an dem zweiten Knoten hält, wobei das Spannungspotential an dem ersten oder dem zweiten Knoten in einen ersten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird und der Ausgang des ersten Operationsverstärkers in einen zweiten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird, und wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal ist, das einen Strom (I2) darstellt, der eine periodische Funktion der Zeit ist und in den zweiten Kondensator fließt, moduliert durch einen Wert  $(c1/c2 - K)$ , wobei  $c1$  die Kapazität des ersten Kondensators ist und  $c2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist.

7. Vorrichtung nach Anspruch 6, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch den Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und dem Wert  $(c1/c2 - K)$  besteht.

8. Vorrichtung nach Anspruch 6, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, und dem Wert  $(c1/c2 - K)$  besteht.

9. Vorrichtung nach Anspruch 6, die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, wobei die erste und die zweite periodisch variierende Stromquelle jeweils sinusförmige Stromquellen sind und wobei der Synchrondemodulator dafür geeignet ist, ein Signal, das im Wesentlichen proportional zu dem Wert  $(c1/c2 - K)$  ist, aus dem elektrischen Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

10. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei der wenigstens eine Operationsverstärker einen ersten und einen zweiten Operationsverstärker (A1, A0) enthält, und des Weiteren Folgendes umfasst: eine periodisch variierende Spannungsquelle (G1), die dafür geeignet ist, eine Ausgangsspannung (Vs) in einen Nicht-Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers und einen Nicht-Invertierungseingang des zweiten Operationsverstärkers einzuspeisen, wobei ein erster Widerstand (R1) zwischen einem Ausgang des ersten Operationsverstärkers und dem ersten Kondensator an einem ersten Knoten (101)

angeschlossen ist, wobei ein Spannungspotential an dem ersten Knoten in einen Invertierungseingang des ersten Operationsverstärkers eingespeist wird, wodurch ein Rückkopplungsstrom (I1), der durch den ersten Widerstand fließt, das Spannungspotential an dem ersten Knoten im Wesentlichen gleich einem Spannungspotential der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle hält, wobei ein zweiter Widerstand (R2) zwischen einem Ausgang des zweiten Operationsverstärkers und dem zweiten Kondensator an einem zweiten Knoten (102) angeschlossen ist, wobei ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Invertierungseingang des zweiten Operationsverstärkers eingespeist wird, wodurch ein Rückkopplungsstrom (I2), der durch den zweiten Widerstand fließt, das Spannungspotential an dem zweiten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle hält, wobei der Ausgang des ersten Operationsverstärkers in einen ersten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird und der Ausgang des zweiten Operationsverstärkers in einen zweiten Differenzialeingang des Differenzverstärkers eingespeist wird, und wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal ist, das eine Zeitableitung der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle darstellt, die eine periodische Funktion der Zeit ist, moduliert durch einen Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$ , wobei  $c1$  die Kapazität des ersten Kondensators ist,  $c2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist,  $r1$  der Widerstandswert des ersten Widerstandes ist und  $r2$  der Widerstandswert des zweiten Widerstandes ist.

11. Vorrichtung nach Anspruch 10, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch den Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und dem Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$  besteht.

12. Vorrichtung nach Anspruch 10, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, und dem Wert  $(r1 \approx c1 - r2 \approx c2)$  besteht.

13. Vorrichtung nach Anspruch 10, die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, wobei die periodisch variierende Spannungsquelle eine sinusförmige Spannungsquelle ist und wobei der Synchrondemodulator dafür geeignet ist, ein Signal, das im Wesentlichen proportional zu dem Wert  $(r1 \approx c1 -$

r<sub>2</sub>≅c<sub>2</sub>) ist, aus dem elektrischen Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

14. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der ersten Kondensatoren ein kapazitiver Signalwandler ist.

15. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der zweiten Kondensatoren ein kapazitiver Signalwandler ist.

16. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der ersten Kondensatoren ist ein kapazitiver Sensor.

17. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der zweiten Kondensatoren ein kapazitiver Sensor ist.

18. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der zweiten Kondensatoren eine Eigenkapazität umfasst, die einem Eingang eines Operationsverstärkers zugeordnet ist.

19. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren eine erste und eine zweite Sensorelektrode (E1, E2) enthält, wobei der erste Kondensator zwischen einer menschlichen Gliedmaße und der ersten Sensorelektrode gebildet wird, wobei der zweite Kondensator zwischen der menschlichen Gliedmaße und der zweiten Sensorelektrode gebildet wird, und des Weiteren Folgendes umfasst:  
eine Schaltentscheidungssektion (**205**), die dafür geeignet ist, ein erstes Steuersignal (**206**) auf der Grundlage des elektrischen Signals, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird zu erzeugen, und  
eine Schaltausgabesektion (**207**), die dafür geeignet ist, einen Statuszustand in Reaktion auf das erste Steuersignal anzuzeigen.

20. Vorrichtung nach Anspruch 19, die des Weiteren Folgendes umfasst:  
eine Startverzögerungssektion (**203**), die dafür geeignet ist, die Erzeugung des ersten Steuersignals durch die Schaltentscheidungssektion zu verzögern, bis sich die Vorrichtung in einem stabilen Zustand befindet.

21. Vorrichtung nach Anspruch 19, die des Weiteren eine Schutzelektrode (E3) umfasst, wobei die Schutzelektrode elektrisch von der ersten und der zweiten Sensorelektrode isoliert ist, wobei die Schutzelektrode auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential gehalten wird wie die erste und die zweite Sensorelektrode und wobei die Schutzelektrode dafür konfiguriert ist, eine Rückseite und Seiten der ersten und der zweiten Sensorelektrode zu umgeben.

22. Vorrichtung nach Anspruch 19, wobei die ers-

te Sensorelektrode eine Mittelelektrode ist und die zweite Sensorelektrode eine Außenelektrode ist und wobei die Mittelelektrode von der Außenelektrode beabstandet ist und wenigstens teilweise von der Außenelektrode umgeben wird.

23. Vorrichtung nach Anspruch 19, die des Weiteren eine Oberfläche in einer Form eines Behältnisses mit einer Basis und einem Rand enthält, wobei die erste und die zweite Sensorelektrode jeweils auf einer der beiden Seiten der Oberfläche angeordnet sind und wobei die erste Sensorelektrode nahe der Basis des Behältnisses angeordnet ist und die zweite Sensorelektrode nahe dem Rand des Behältnisses angeordnet ist.

24. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei der wenigstens eine zweite Kondensator aus den mehreren zweiten Kondensatoren ausgewählt ist.

25. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei der wenigstens eine erste Kondensator einer aus einer Gruppe erster Kondensatoren (C11–C1n) ist, wobei der wenigstens eine Operationsverstärker einer von mehreren ersten Operationsverstärkern (A11–A1n) ist, wobei jeder der mehreren ersten Operationsverstärker einem jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren zugeordnet ist, wobei der wenigstens eine Differenzverstärker einer von mehreren Differenzverstärkern (A21–A2n) ist, wobei jeder der mehreren Differenzverstärker einem jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren zugeordnet ist, wobei jeder der mehreren ersten Operationsverstärker, der einem jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren zugeordnet ist, eine negative Rückkopplung verwendet, um den jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren und den zweiten Kondensator auf im Wesentlichen gleichen Spannungspotentialen zu halten, wobei jeder der mehreren ersten Operationsverstärker dafür geeignet ist, einen Ausgang direkt oder indirekt in einen Eingang eines jeweiligen der mehreren Differenzverstärker einzuspeisen, und wobei jeder der mehreren Differenzverstärker dafür geeignet ist, ein jeweiliges mehrerer elektrischer Signale (Vd1–Vdn) auszugeben, wobei eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen jedem jeweiligen elektrischen Signal und einer vorgegebenen arithmetischen Funktion der Kapazitäten des jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren und dem zweiten Kondensator besteht.

26. Vorrichtung nach Anspruch 25, wobei die Gruppe erster Kondensatoren aus mehreren Gruppen erster Kondensatoren ausgewählt ist.

27. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren Folgendes umfasst:  
eine periodisch variierende Spannungsquelle (G1), die dafür geeignet ist, mehrere erste Widerstände

(R11–R1n) anzusteuern, wobei jeder erste Widerstand mit einem jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren an einem jeweiligen mehrerer erster Knoten verbunden ist, und einen zweiten Widerstand (R2) anzusteuern, der mit dem zweiten Kondensator an einem zweiten Knoten verbunden, wobei ein Spannungspotential an einem jeweiligen der mehreren ersten Knoten in einen Invertierungseingang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker eingespeist wird und ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Nicht-Invertierungseingang des jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker eingespeist wird, wobei ein jeweiliger mehrerer dritter Widerstände (R31–R3n) zwischen einem Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker und einem jeweiligen der mehreren ersten Knoten angeschlossen ist, wodurch ein Rückkopplungsstrom, der durch den jeweiligen der mehreren dritten Widerstände fließt, das Spannungspotential an dem jeweiligen der mehreren ersten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential an dem zweiten Knoten hält, wobei das Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen ersten Differenzialeingang eines jeweiligen der mehreren Differenzverstärker eingespeist wird und der Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker in einen zweiten Differenzialeingang des jeweiligen der mehreren Differenzverstärker eingespeist wird, und wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal ist, das einen Strom darstellt, der eine periodische Funktion der Zeit ist und durch den zweiten Widerstand fließt, moduliert durch einen jeweiligen Wert  $(c1/c2 - r2/r1)$ , wobei  $c1$  die Kapazität eines jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren ist,  $c2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist,  $r1$  der Widerstandswert eines jeweiligen der mehreren ersten Widerstände ist und  $r2$  der Widerstandswert des zweiten Widerstandes ist.

28. Vorrichtung nach Anspruch 27, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und einem jeweiligen Wert  $(c1/c2 - r2/r1)$  besteht.

29. Vorrichtung nach Anspruch 27, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, und einem jeweiligen Wert  $(c1/c2 - r2/r1)$  besteht.

30. Vorrichtung nach Anspruch 27, wobei die pe-

riodisch variierende Spannungsquelle eine sinusförmige Spannungsquelle ist, und die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, der dafür geeignet ist, ein jeweiliges von Signalen, die im Wesentlichen proportional zu einem jeweiligen Wert  $(c1/c2 - r2/r1)$  sind, aus dem elektrischen Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

31. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren Folgendes umfasst:

mehrere erste periodisch variierende Stromquellen (G11–G1n), wobei jede der ersten periodisch variierenden Stromquellen dafür geeignet ist, einen ersten Ausgangsstrom (I11–I1n) in einen jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren einzuspeisen, wobei jeder der Gruppe erster Kondensatoren mit einer jeweiligen der ersten periodisch variierenden Stromquellen an einem jeweiligen mehrerer erster Knoten verbunden ist, und

eine zweite periodisch variierende Stromquelle (G2), die dafür geeignet ist, einen zweiten Ausgangsstrom (I2) in den zweiten Kondensator einzuspeisen, wobei der zweite Kondensator mit der zweiten periodisch variierenden Stromquelle an einem zweiten Knoten verbunden ist,

wobei eine Größenordnung eines jeweiligen der ersten Ausgangsströme gleich einer jeweiligen Konstante  $K$  mal einer Größenordnung des zweiten Ausgangsstroms ist,

wobei ein Spannungspotential an einem jeweiligen der mehreren ersten Knoten in einen Invertierungseingang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker eingespeist wird und ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Nicht-Invertierungseingang des jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker eingespeist wird,

wobei ein jeweiliger mehrerer erster Widerstände (R11–R1n) zwischen dem Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker und einem jeweiligen der mehreren ersten Knoten angeschlossen ist, wodurch ein Rückkopplungsstrom, der durch den jeweiligen der mehreren ersten Widerstände fließt, das Spannungspotential an dem jeweiligen der mehreren ersten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential an dem zweiten Knoten hält,

wobei das Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen ersten Differenzialeingang eines jeweiligen der mehreren Differenzverstärkern eingespeist wird und der Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker in einen zweiten Differenzialeingang des jeweiligen der mehreren Differenzverstärker eingespeist wird, und

wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal ist, das einen Strom darstellt, der eine periodische Funktion der Zeit ist

und in den zweiten Kondensator fließt, moduliert durch einen jeweiligen Wert ( $c_1/c_2 - K$ ), wobei  $c_1$  die Kapazität eines jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren ist und  $c_2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist.

32. Vorrichtung nach Anspruch 31, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und einem jeweiligen Wert ( $c_1/c_2 - K$ ) besteht.

33. Vorrichtung nach Anspruch 31, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, und einem jeweiligen Wert ( $c_1/c_2 - K$ ) besteht.

34. Vorrichtung nach Anspruch 31, die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, wobei die mehreren ersten periodisch variierenden Stromquellen und die zweite periodisch variierende Stromquelle jeweils sinusförmige Stromquellen sind und wobei der Synchrondemodulator dafür geeignet ist, ein jeweiliges von Signalen, die im Wesentlichen proportional zu einem jeweiligen Wert ( $c_1/c_2 - K$ ) sind, aus dem elektrischen Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

35. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren Folgendes umfasst:

einen zweiten Operationsverstärker (A0); und eine periodisch variierende Spannungsquelle (G1), die dafür geeignet ist, eine Ausgangsspannung ( $V_s$ ) in jeweilige Nicht-Invertierungseingänge der mehreren ersten Operationsverstärker und einen Nicht-Invertierungseingang des zweiten Operationsverstärkers einzuspeisen,

wobei ein jeweiliger mehrerer erster Widerstände ( $R_{11}-R_{1n}$ ) zwischen einem Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker und einem jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren an einem jeweiligen mehrerer erster Knoten angeschlossen ist,

wobei ein Spannungspotential an einem jeweiligen der mehreren ersten Knoten in einen Invertierungseingang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker eingespeist wird, wodurch ein Rückkopplungsstrom, der durch einen jeweiligen der mehreren ersten Widerstände fließt, das Spannungspotential an dem jeweiligen der mehreren ersten Knoten im Wesentlichen gleich einem Spannungspotential der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle hält,

wobei ein zweiter Widerstand zwischen einem Aus-

gang des zweiten Operationsverstärkers und dem zweiten Kondensator an einem zweiten Knoten angeschlossen ist,

wobei ein Spannungspotential an dem zweiten Knoten in einen Invertierungseingang des zweiten Operationsverstärkers eingespeist wird, wodurch ein Rückkopplungsstrom, der durch den zweiten Widerstand fließt, das Spannungspotential an dem zweiten Knoten im Wesentlichen gleich dem Spannungspotential der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle hält,

wobei der Ausgang eines jeweiligen der mehreren ersten Operationsverstärker in einen ersten Differenzialeingang eines jeweiligen der mehreren Differenzverstärkern eingespeist wird und der Ausgang des zweiten Operationsverstärkers in einen zweiten Differenzialeingang des jeweiligen der mehreren Differenzverstärker eingespeist wird, und

wobei in einem stabilen Zustand das elektrische Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, im Wesentlichen proportional zu einem Signal ist, das eine Zeitableitung der Ausgangsspannung der periodisch variierenden Spannungsquelle darstellt, die eine periodische Funktion der Zeit ist, moduliert durch einen jeweiligen Wert ( $r_1 \cong c_1 - r_2 \cong c_2$ ), wobei  $c_1$  die Kapazität eines jeweiligen der Gruppe erster Kondensatoren ist,  $c_2$  die Kapazität des zweiten Kondensators ist,  $r_1$  der Widerstandswert eines jeweiligen der mehreren ersten Widerstände ist und  $r_2$  der Widerstandswert des zweiten Widerstandes ist.

36. Vorrichtung nach Anspruch 35, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen dem durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegebenen elektrischen Signal zu einer festen Zeit eines Zyklus' des elektrischen Signals und einem jeweiligen Wert ( $r_1 \cong c_1 - r_2 \cong c_2$ ) besteht.

37. Vorrichtung nach Anspruch 35, wobei in einem stabilen Zustand eine im Wesentlichen lineare Beziehung zwischen einem durchschnittlichen absoluten Wert eines positiven und/oder negativen Zyklus' des elektrischen Signals, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, und einem jeweiligen Wert ( $r_1 \cong c_1 - r_2 \cong c_2$ ) besteht.

38. Vorrichtung nach Anspruch 35, die des Weiteren einen Synchrondemodulator enthält, wobei die periodisch variierende Spannungsquelle eine sinusförmige Spannungsquelle ist und wobei der Synchrondemodulator dafür geeignet ist, ein jeweiliges von Signalen, die im Wesentlichen proportional zu einem jeweiligen Wert ( $r_1 \cong c_1 - r_2 \cong c_2$ ) sind, aus dem elektrischen Signal, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, durch synchrone Demodulation zu gewinnen.

39. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Wei-

teren eine Gruppe erster Sensorelektroden (E11–E1n) und eine zweite Sensorelektrode (E2) enthält, wobei jeder der Gruppe erster Kondensatoren zwischen einer menschlichen Gliedmaße und einer jeweiligen der Gruppe erster Sensorelektroden gebildet wird und wobei der zweite Kondensator zwischen der menschlichen Gliedmaße und der zweiten Sensorelektrode gebildet wird, und des Weiteren Folgendes umfasst: eine Schaltentscheidungssektion (205), die dafür geeignet ist, ein jeweiliges mehrerer erster Steuersignale (206) auf der Grundlage des elektrischen Signals, das durch einen jeweiligen der mehreren Differenzverstärker ausgegeben wird, zu erzeugen, und eine Schaltausgabesektion (207), die dafür geeignet ist, einen jeweiligen von Statuszuständen in Reaktion auf ein jeweiliges der mehreren ersten Steuersignale anzuzeigen.

40. Vorrichtung nach Anspruch 39, die des Weiteren Folgendes umfasst: eine Startverzögerungssektion (203), die dafür geeignet ist, die Erzeugung eines jeden der mehreren ersten Steuersignale durch die Schaltentscheidungssektion zu verzögern, bis sich die Vorrichtung in einem stabilen Zustand befindet.

41. Vorrichtung nach Anspruch 39, die des Weiteren eine Schutzelektrode (E3) umfasst, wobei die Schutzelektrode elektrisch von der Gruppe erster Sensorelektroden und der zweiten Sensorelektrode isoliert ist, wobei die Schutzelektrode auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential wie die Gruppe erster Sensorelektroden und die zweite Sensorelektrode gehalten wird, und wobei die Schutzelektrode dafür konfiguriert ist, eine Rückseite und Seiten der Gruppe erster Sensorelektroden und der zweiten Sensorelektrode zu umgeben.

42. Vorrichtung nach Anspruch 39, wobei eine jeweilige der Gruppe erster Sensorelektroden eine jeweilige einer Gruppe Mittelelektroden ist und die zweite Sensorelektrode eine gemeinsame Außenelektrode ist, und wobei jede der Gruppe Mittelelektroden von der gemeinsamen Außenelektrode beabstandet ist und wenigstens teilweise von der gemeinsamen Außenelektrode umgeben wird.

43. Vorrichtung nach Anspruch 39, die des Weiteren eine Oberfläche enthält, in der sich viele vertiefte Bereiche befinden, wobei jeder vertiefte Bereich eine Form eines Behältnisses mit einer Basis und einem Rand aufweist, wobei die zweite Sensorelektrode und die Gruppe erster Sensorelektroden jeweils auf einer der beiden Seiten der Oberfläche angeordnet sind, und wobei jede der Gruppe erster Sensorelektroden nahe der Basis eines jeweiligen der Behältnisse angeordnet ist und die zweite Sensorelektrode

nahe den Rändern der Behältnisse angeordnet ist.

44. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren eine Gruppe erster Sensorelektroden enthält, wobei jeder der Gruppe erster Kondensatoren zwischen einem leitenden Objekt und einer jeweiligen der Gruppe erster Sensorelektroden gebildet wird, und wobei die mehreren elektrischen Signale, die durch die mehreren Differenzverstärker ausgegeben werden, eine Nähe des leitenden Objekts in Bezug auf die ersten Sensorelektroden anzeigen.

45. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren eine Gruppe erster Sensorelektroden enthält, wobei jeder der Gruppe erster Kondensatoren zwischen einem leitenden Objekt und einer jeweiligen der Gruppe erster Sensorelektroden gebildet wird, wobei die Gruppe erster Sensorelektroden in Form einer Gruppierung angeordnet sind, und wobei die mehreren elektrischen Signale, die durch die mehreren Differenzverstärker ausgegeben werden, eine Position oder Bewegung des leitenden Objekts in Bezug auf die ersten Sensorelektroden anzeigen.

46. Vorrichtung nach Anspruch 25, die des Weiteren eine zweite Sensorelektrode enthält, wobei der zweite Kondensator zwischen einem leitenden Objekt und der zweiten Sensorelektrode gebildet wird.

47. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei jeder der ersten Kondensatoren eine Eigenkapazität umfasst, die einem Eingang eines Operationsverstärkers zugeordnet ist.

48. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren eine Sensorelektrode enthält, wobei der erste Kondensator zwischen einem leitenden Objekt und der Sensorelektrode gebildet wird, und wobei das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, eine Nähe des leitenden Objekts in Bezug auf die Sensorelektrode anzeigt.

49. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren eine Sensorelektrode enthält, wobei der zweite Kondensator zwischen einem leitenden Objekt und der Sensorelektrode gebildet wird, und wobei das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, eine Nähe des leitenden Objekts in Bezug auf die Sensorelektrode anzeigt.

50. Vorrichtung nach Anspruch 1, die des Weiteren eine erste und eine zweite Sensorelektrode (E1, E2) enthält, wobei der erste Kondensator zwischen einem leitenden Objekt und der ersten Sensorelektrode gebildet wird, wobei der zweite Kondensator zwischen dem leitenden Objekt und der zweiten Sensorelektrode gebildet wird, und wobei das elektrische Signal, das durch den Differenzverstärker ausgegeben wird, eine Nähe des leitenden Objekts in Bezug

auf die erste und die zweite Sensorelektrode anzeigt.

51. Kapazitive Erfassungsvorrichtung zum Erzeugen wenigstens eines logischen Signals in Reaktion auf eine Nähe einer menschlichen Gliedmaße, wobei die kapazitive Erfassungsvorrichtung Folgendes umfasst:

wenigstens eine erste Sensorelektrode;  
eine zweite Sensorelektrode, die in der Nähe der wenigstens einen ersten Sensorelektrode angeordnet ist, und  
eine Vorrichtung, die dafür konfiguriert ist, die wenigstens eine erste Sensorelektrode und die zweite Sensorelektrode auf im Wesentlichen gleichen Spannungspotentialen zu halten und relative Änderungen einer ersten Kapazität zwischen der menschlichen Gliedmaße und der wenigstens einen ersten Sensorelektrode in Bezug auf eine zweite Kapazität zwischen der menschlichen Gliedmaße und der zweiten Sensorelektrode zu messen,  
wobei das wenigstens eine logische Signal einen Statuszustand anzeigt, dass die relativen Änderungen der ersten und der zweiten Kapazität wenigstens eine voreingestellte Schwelle übersteigen.

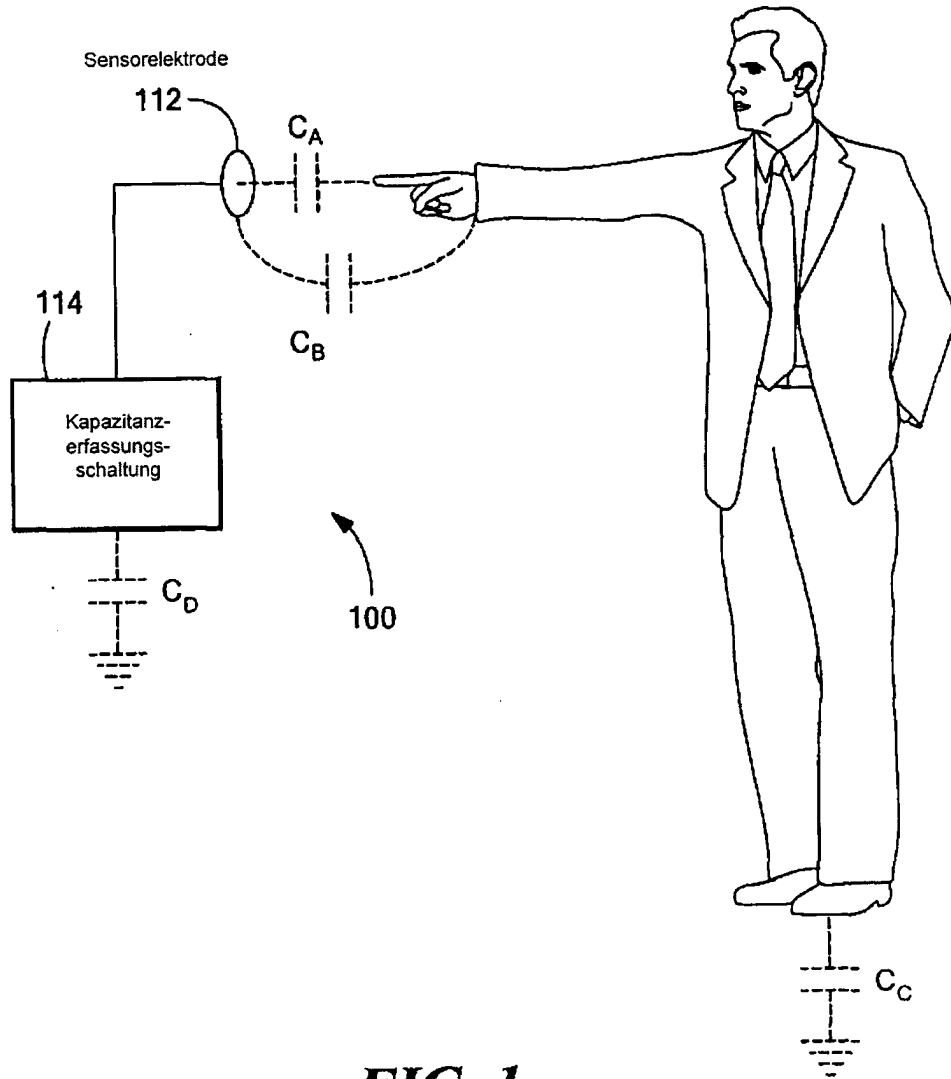
52. Vorrichtung nach Anspruch 51, wobei die wenigstens eine erste Sensorelektrode und die zweite Sensorelektrode jeweils auf einer der zwei Seiten einer Oberfläche angeordnet sind,  
wobei die Oberfläche wenigstens einen vertieften Bereich enthält, wobei jeder vertiefte Bereich die Form eines Behältnisses mit einer Basis und einem Rand aufweist,  
wobei die wenigstens eine erste Sensorelektrode nahe der Basis eines entsprechenden Behältnisses des wenigstens einen vertieften Bereichs angeordnet ist, und  
wobei die zweite Sensorelektrode nahe dem Rand jedes Behältnisses angeordnet ist.

53. Vorrichtung nach Anspruch 51, die des Weiteren eine Schutzelektrode umfasst, wobei die Schutzelektrode elektrisch von der wenigstens einen ersten Sensorelektrode und der zweiten Sensorelektrode isoliert ist,  
wobei die Schutzelektrode auf im Wesentlichen dem gleichen Spannungspotential wie die wenigstens eine erste Sensorelektrode und die zweite Sensorelektrode gehalten wird, und  
wobei die Schutzelektrode dafür konfiguriert ist, die wenigstens eine erste Sensorelektrode und die zweite Sensorelektrode wenigstens teilweise zu umgeben.

54. Vorrichtung nach Anspruch 51, wobei die wenigstens eine zweite Sensorelektrode ein leitfähiges Netz ist und vor der wenigstens einen ersten Sensorelektrode angeordnet ist.

Es folgen 15 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen



**FIG. 1**

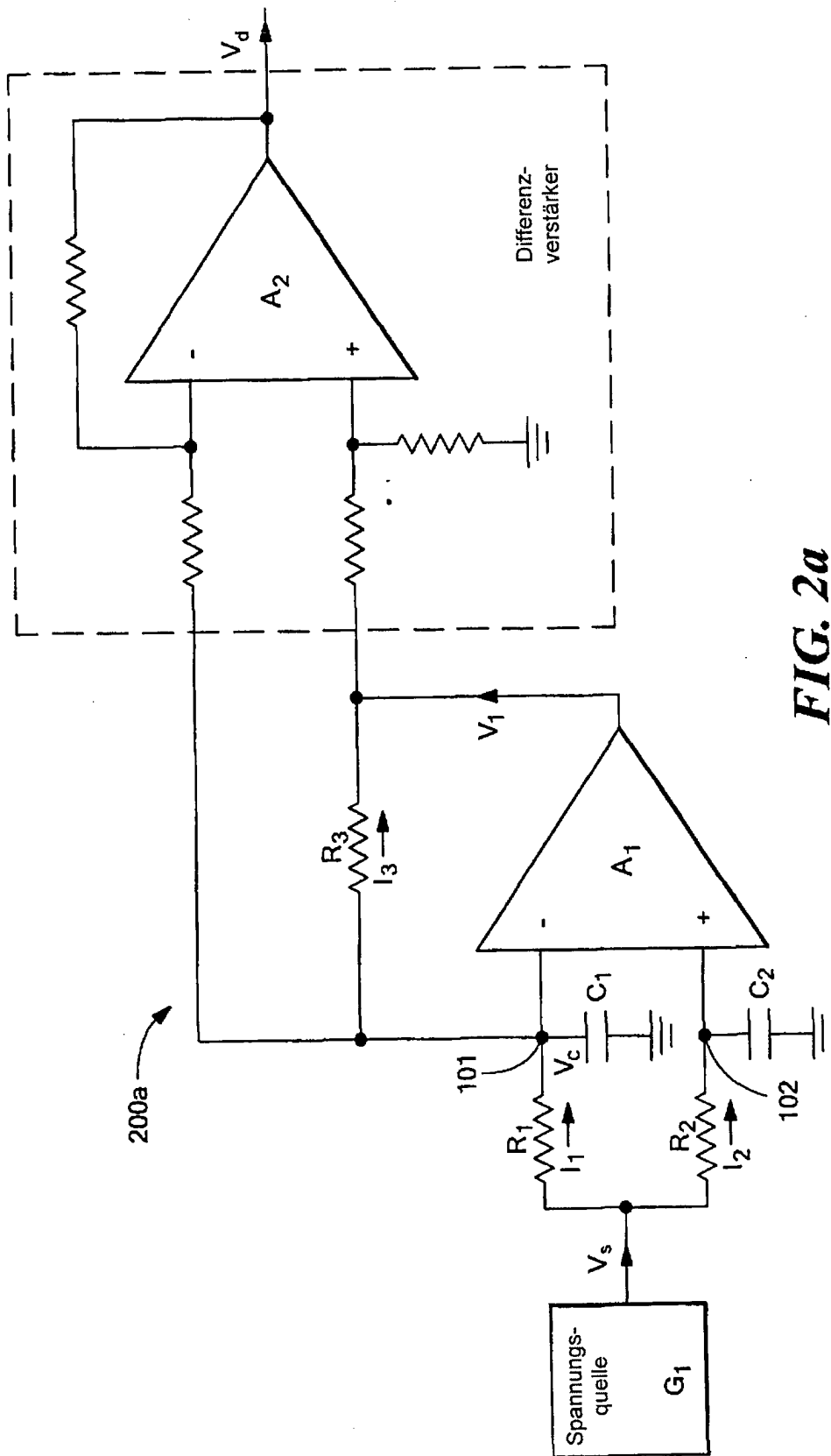
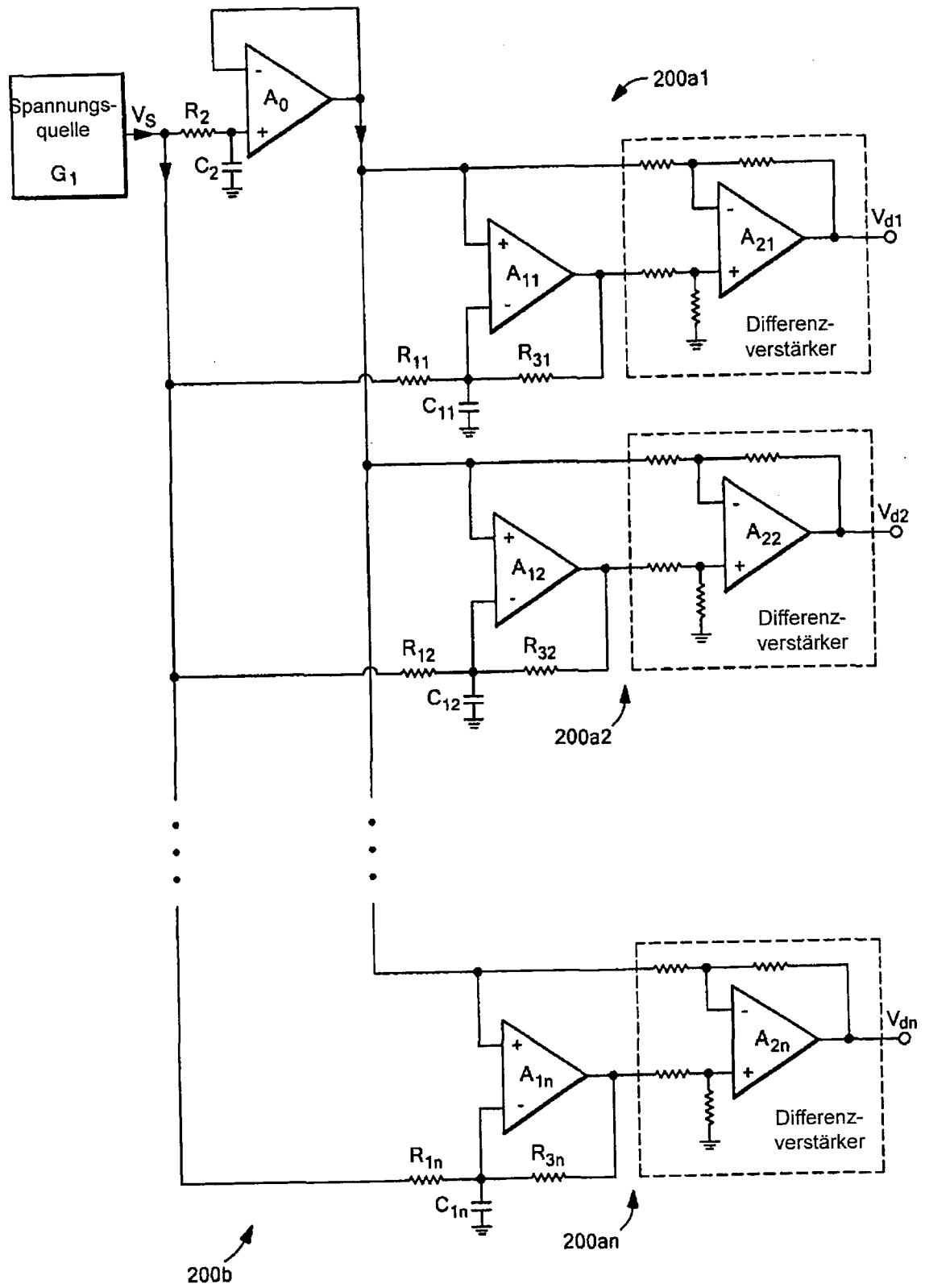
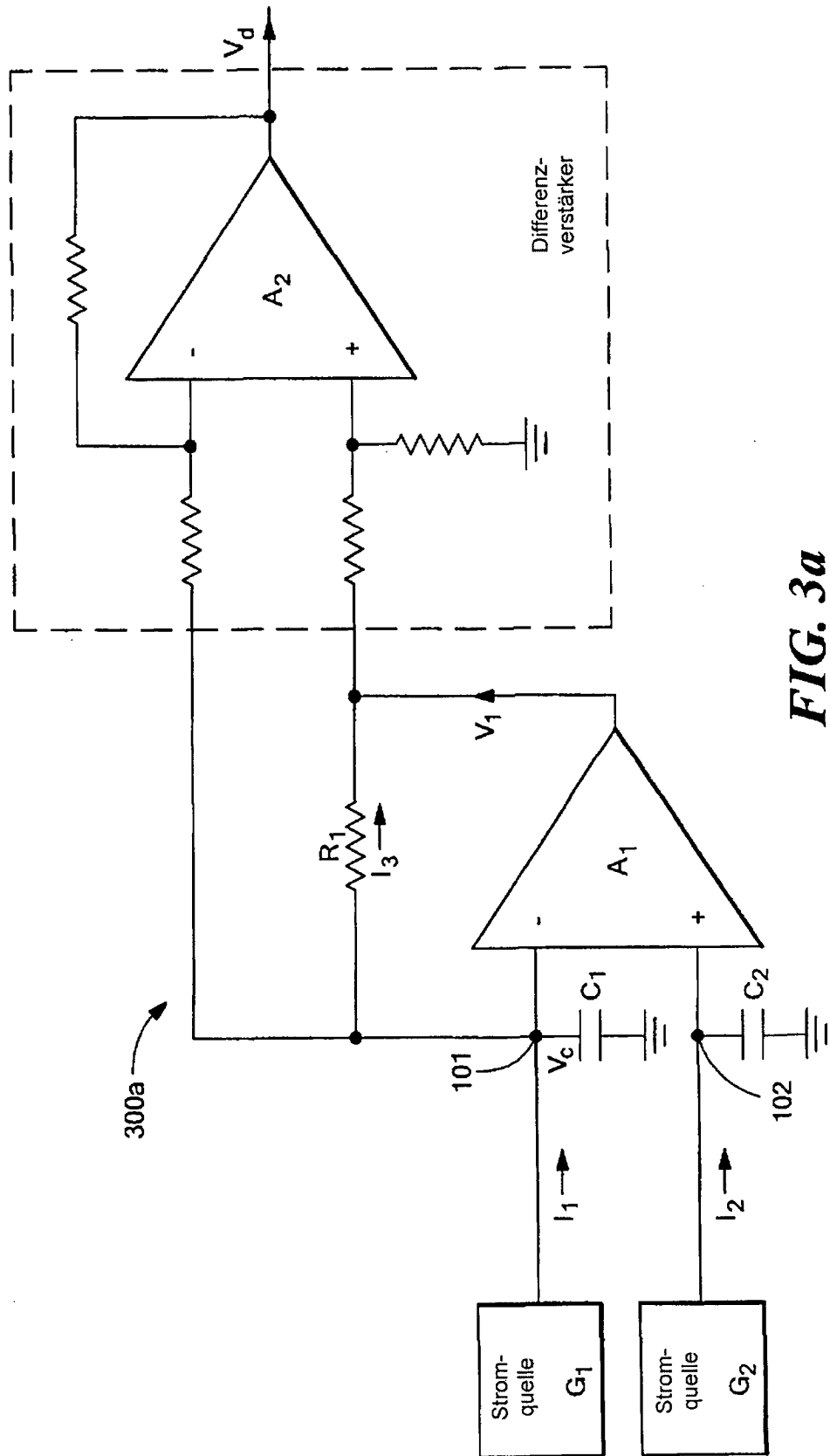


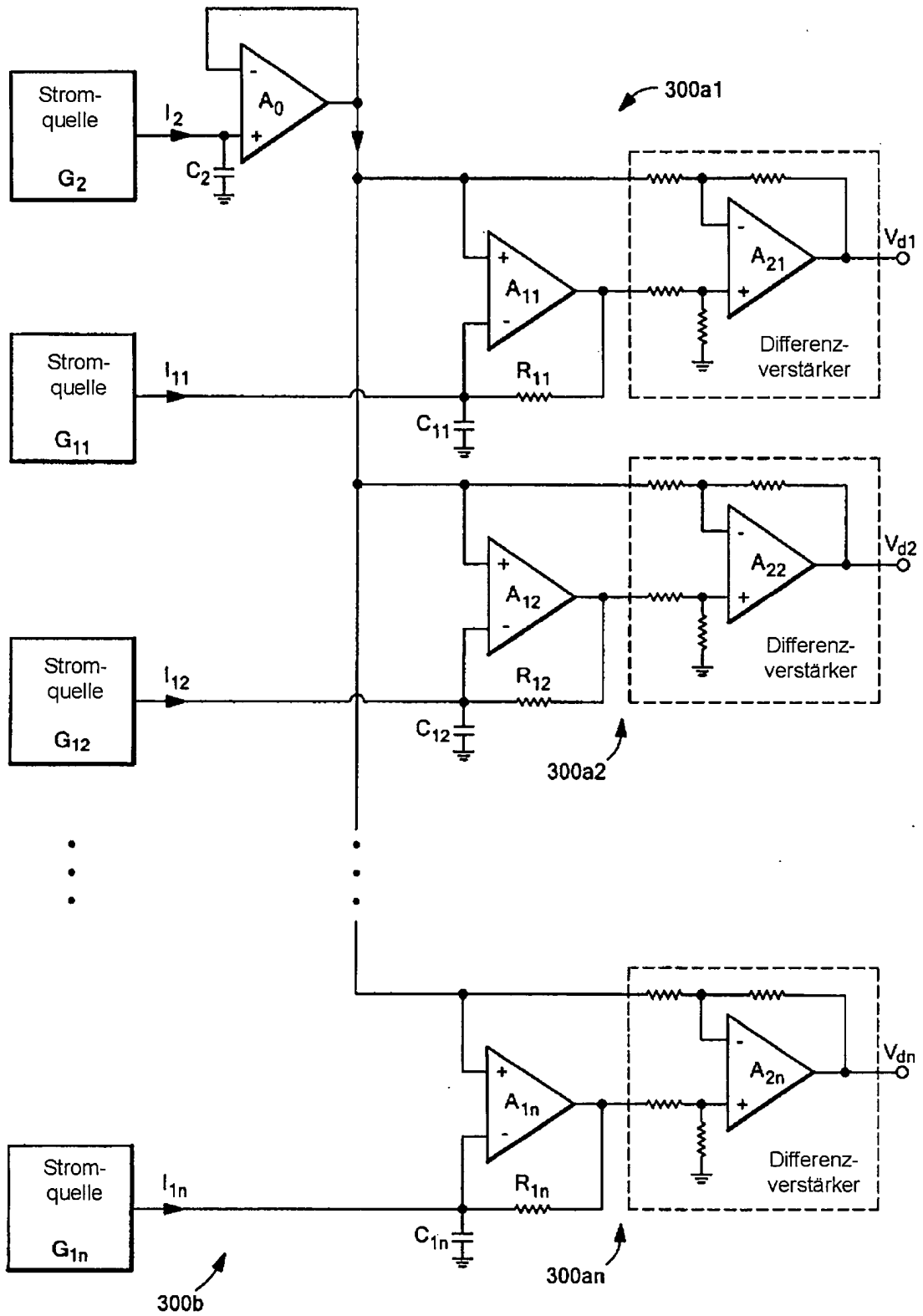
FIG. 2a



**FIG. 2b**



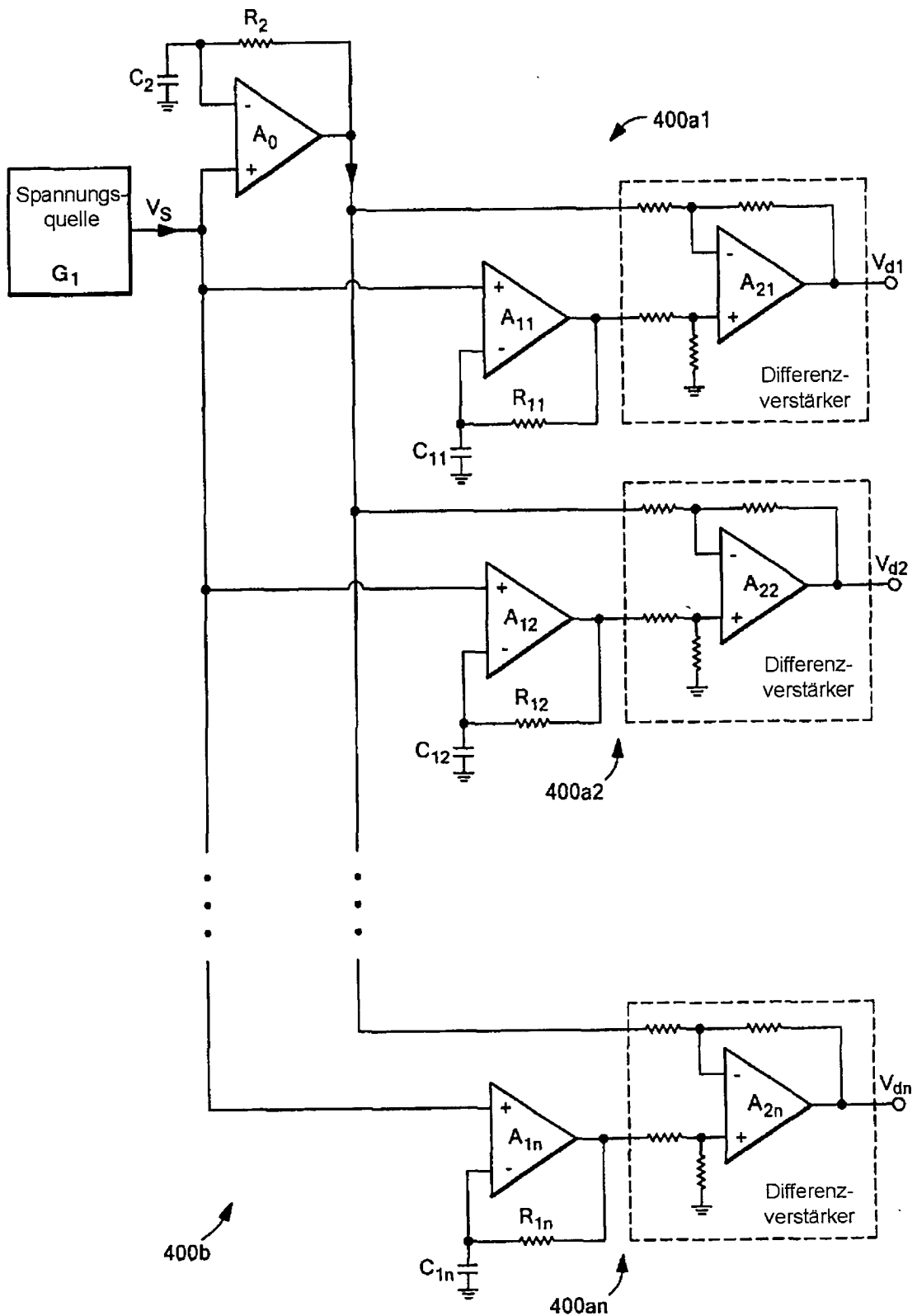
**FIG. 3a**



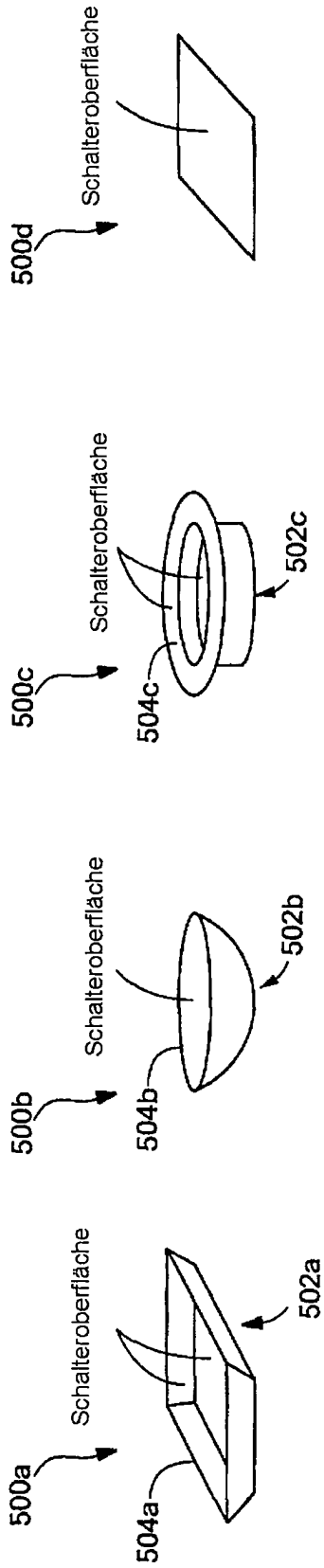
**FIG. 3b**



**FIG. 4a**



**FIG. 4b**

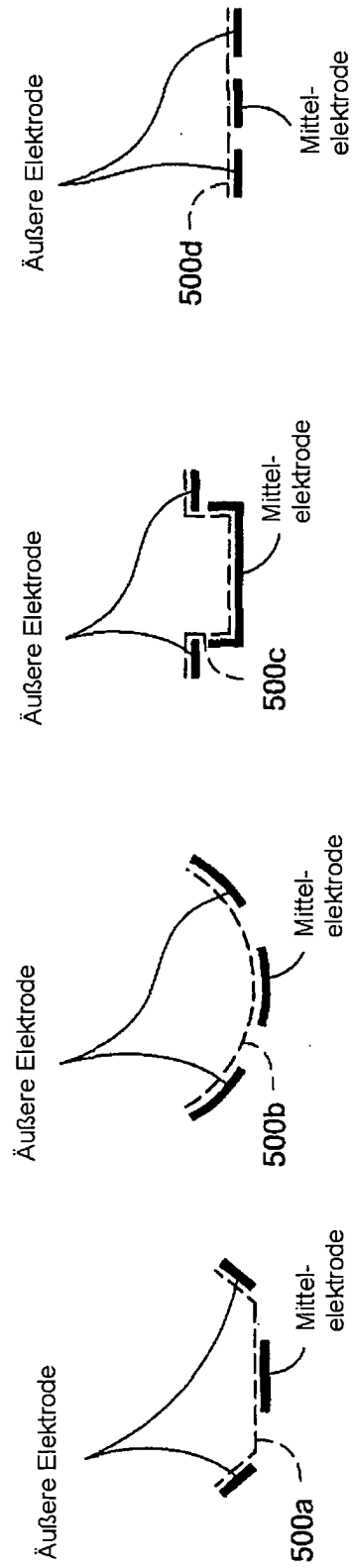


**FIG. 5a**

**FIG. 5b**

**FIG. 5c**

**FIG. 5d**

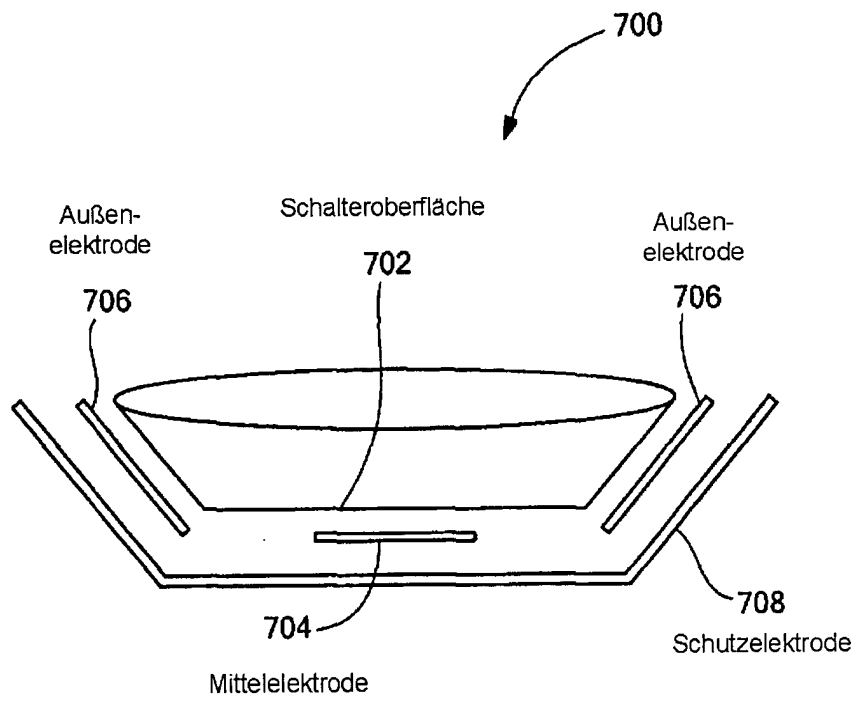


**FIG. 6a**

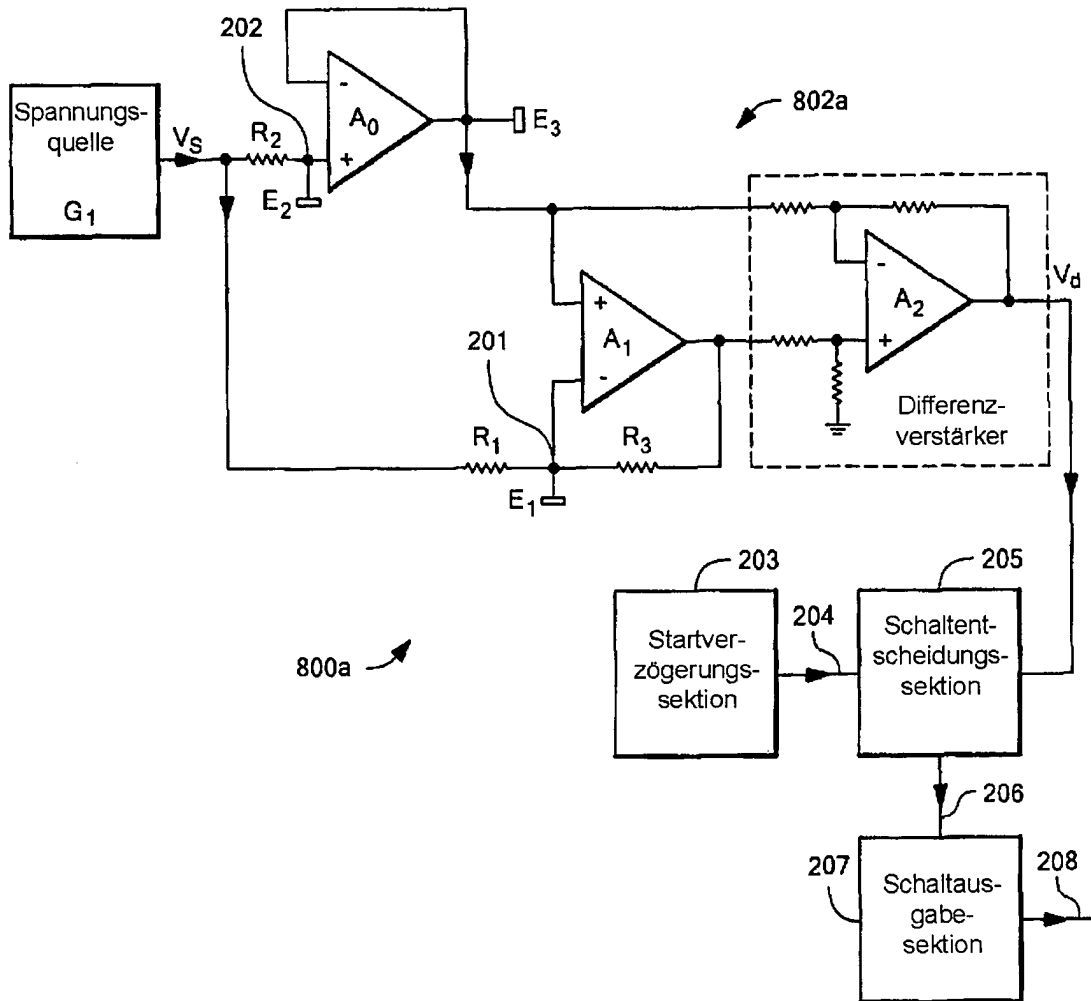
**FIG. 6b**

**FIG. 6c**

**FIG. 6d**



**FIG. 7**



**FIG. 8a**

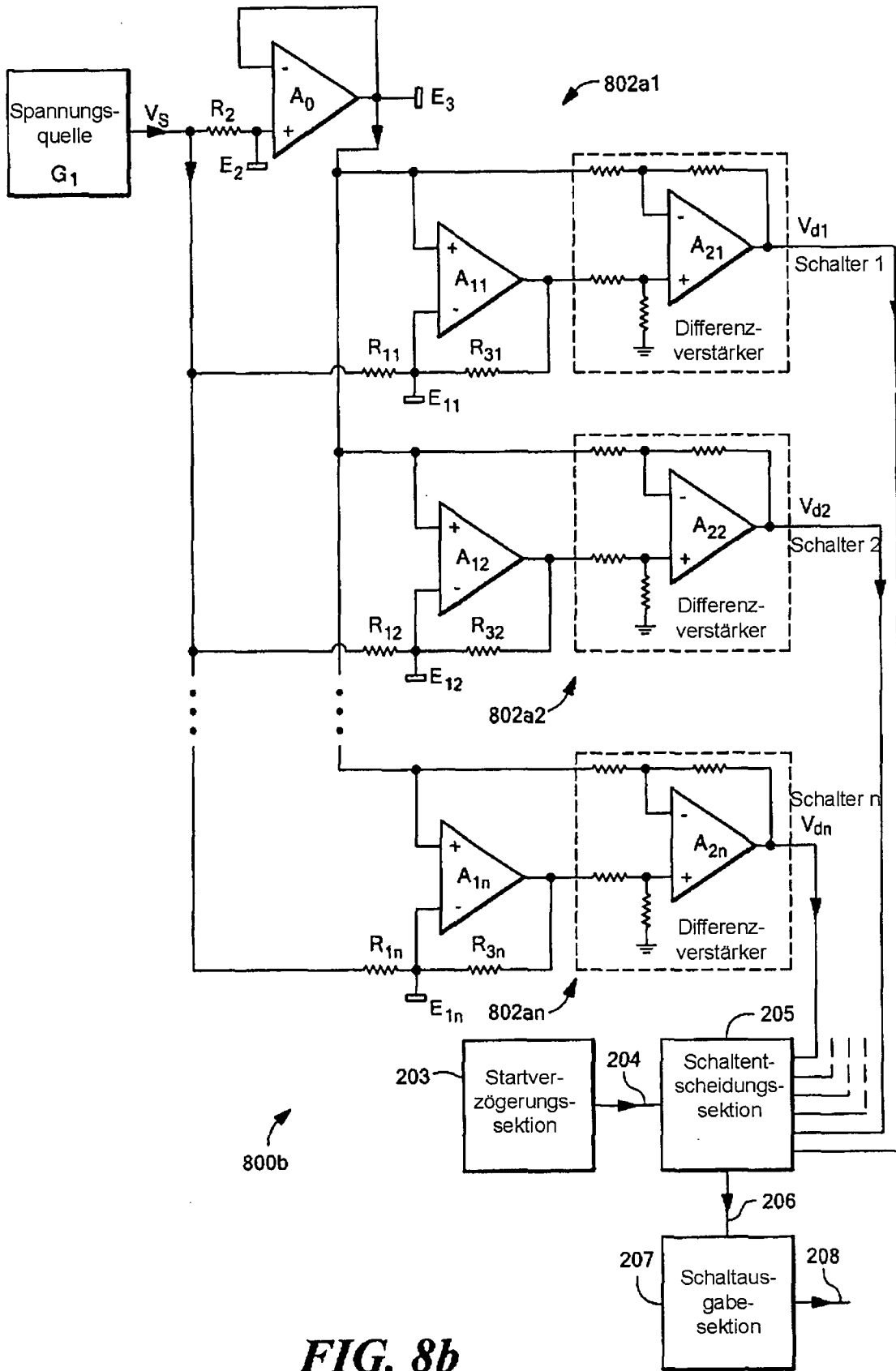
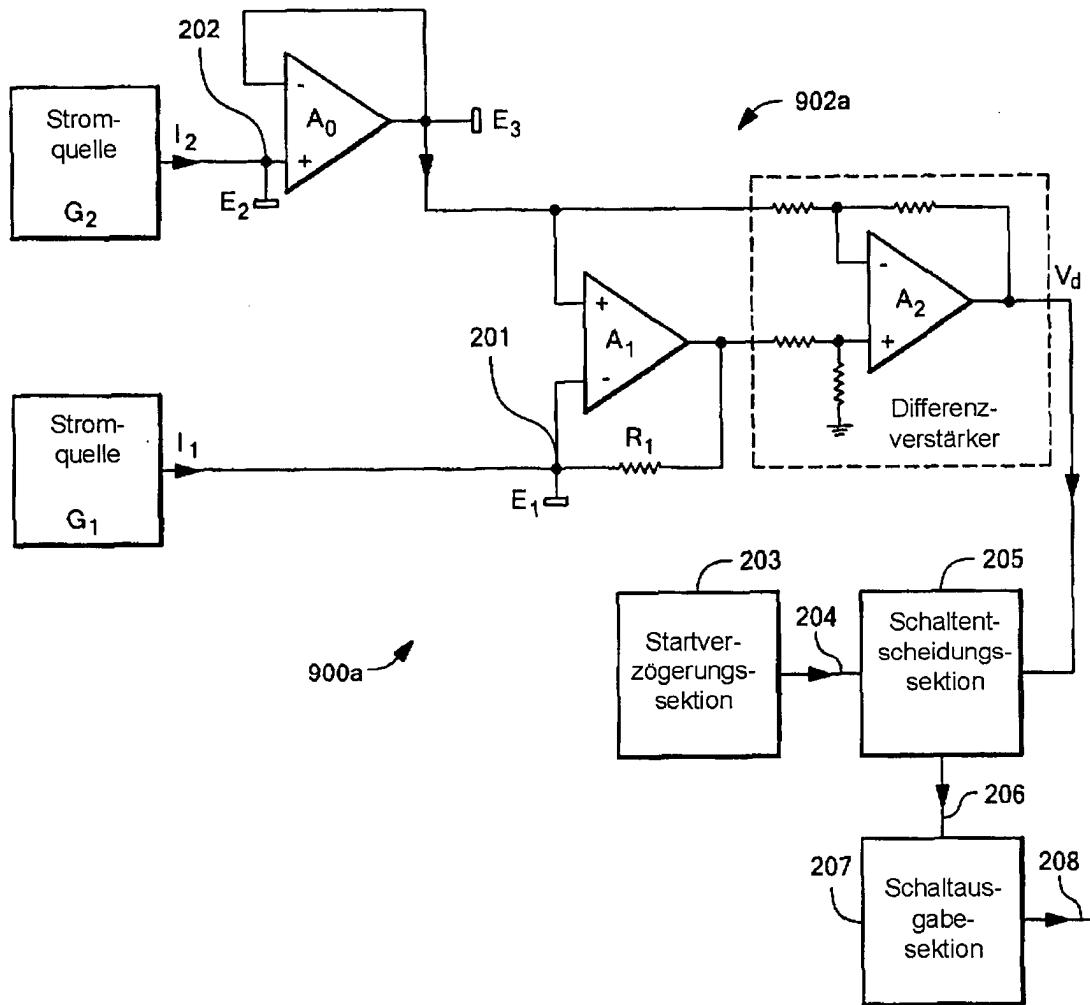


FIG. 8b



**FIG. 9a**

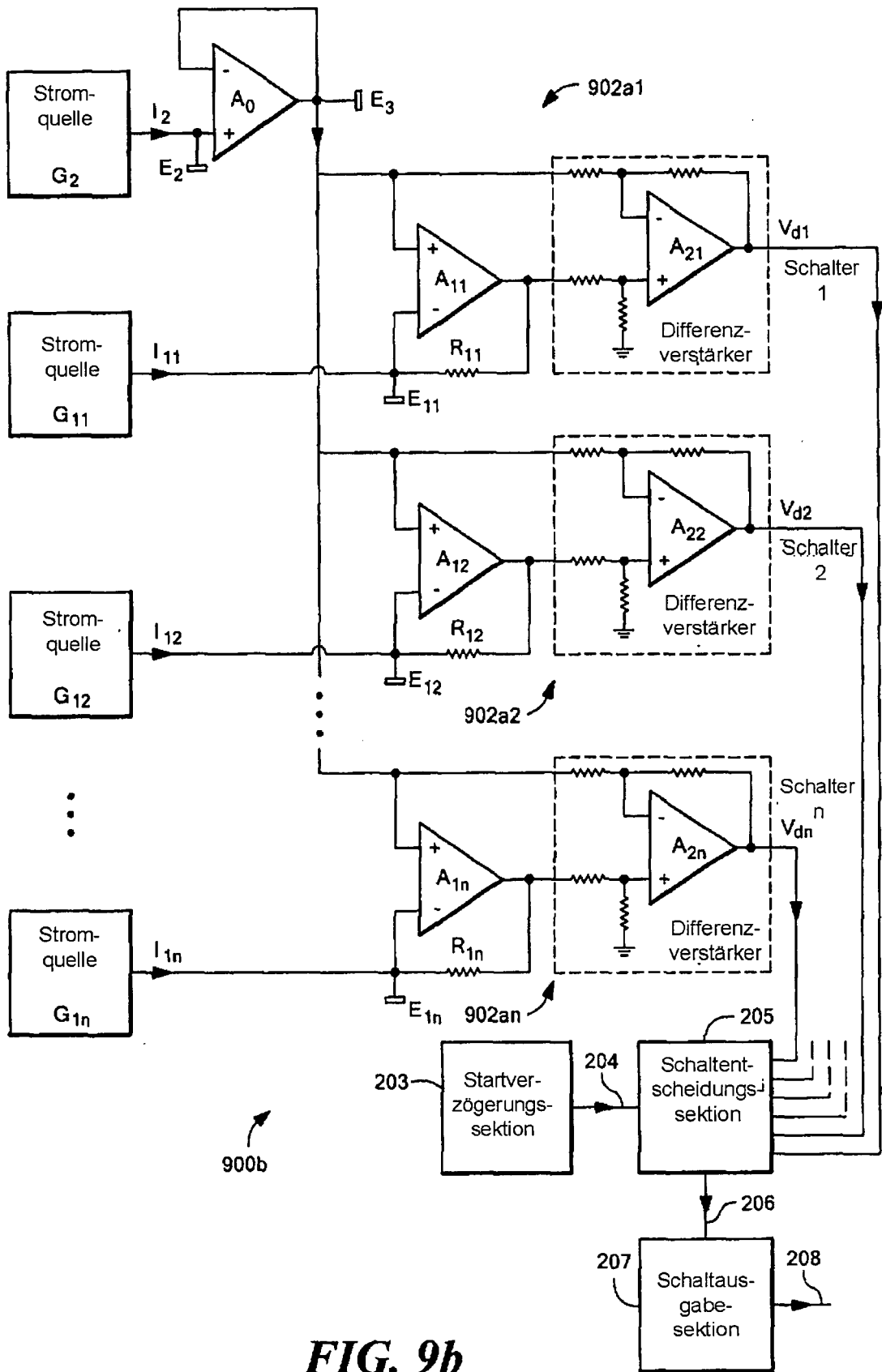


FIG. 9b

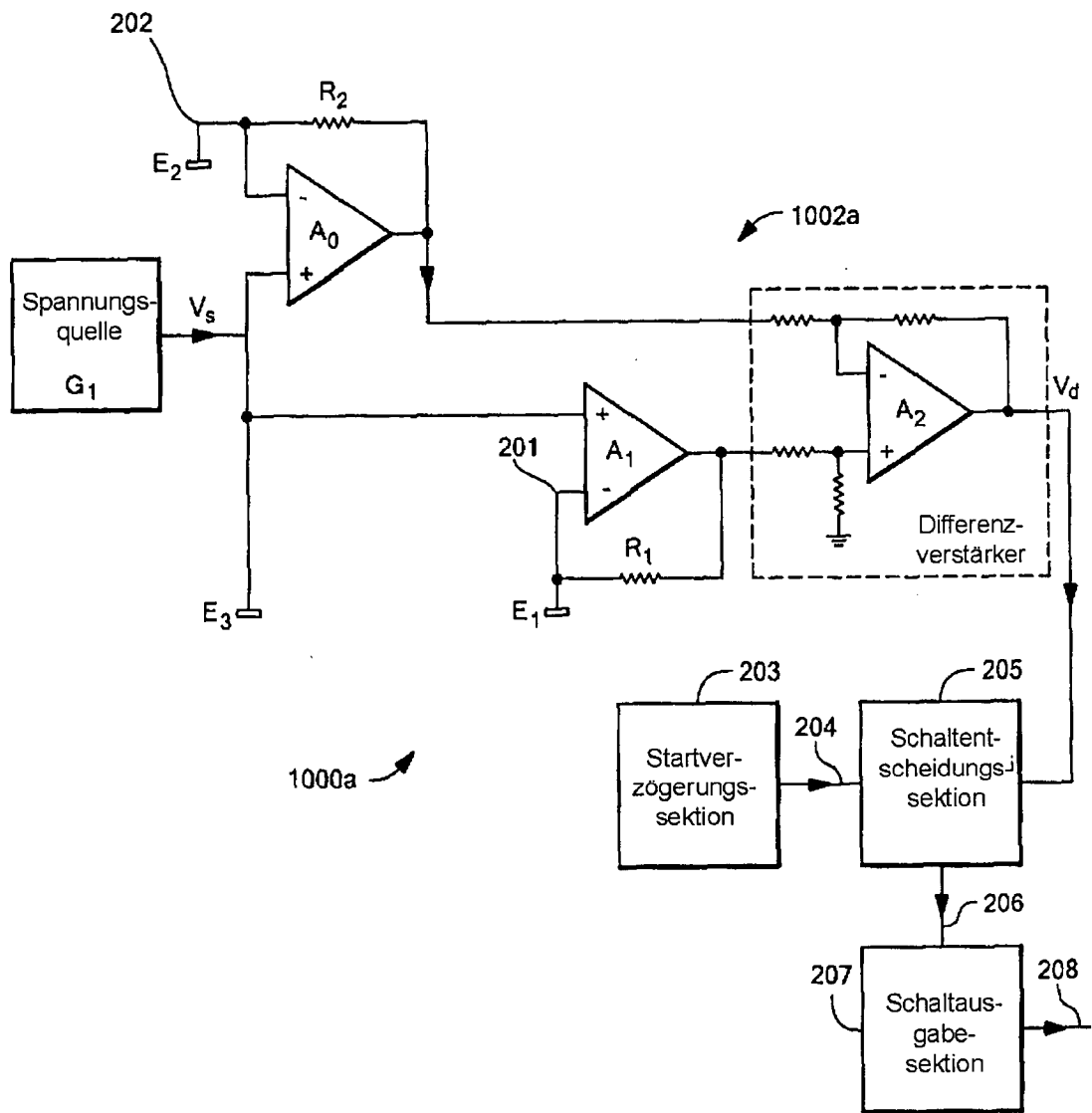


FIG. 10a

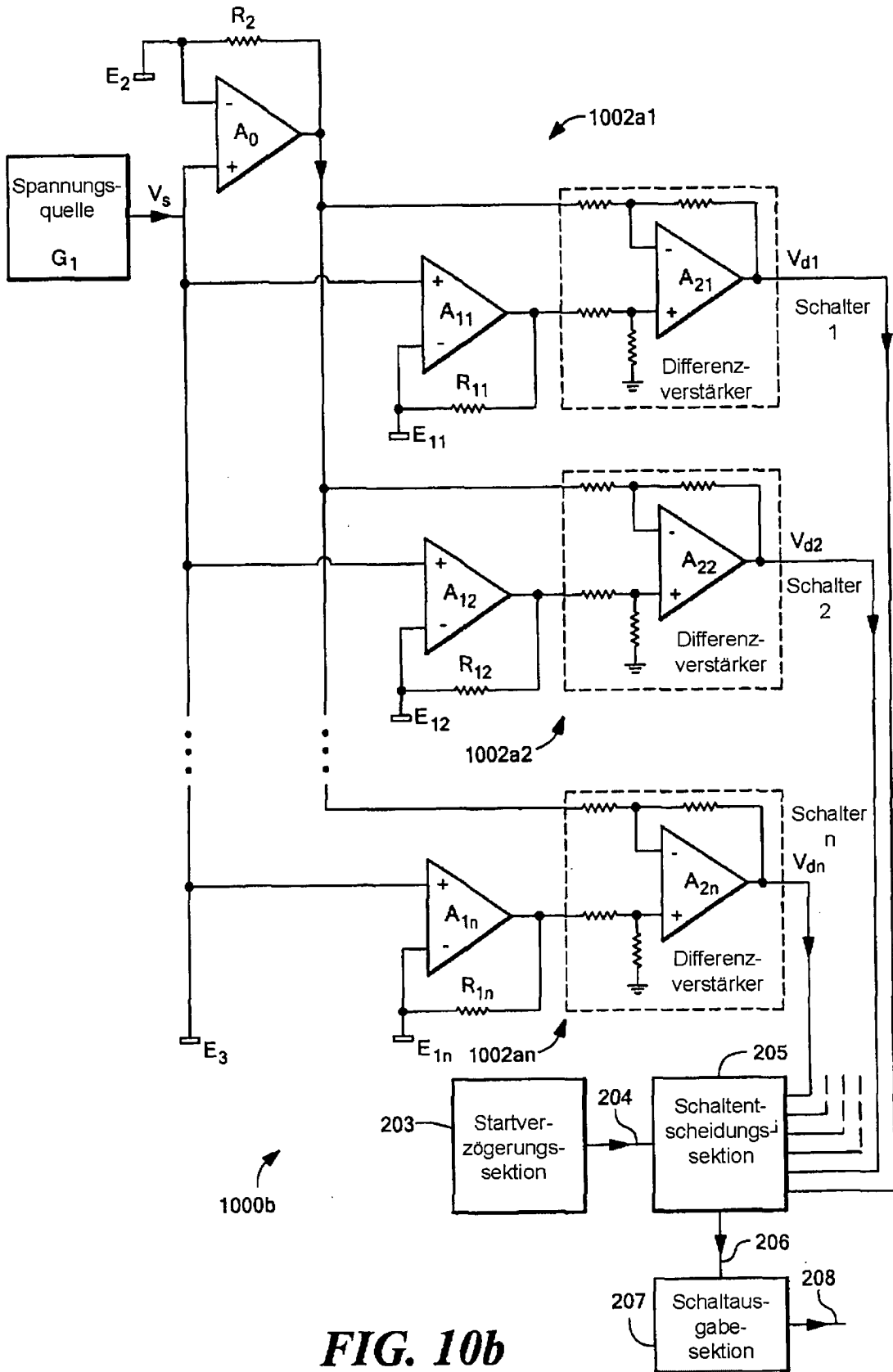


FIG. 10b