



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 32 747 T2 2007.11.08**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) EP 1 159 715 B1

(51) Int Cl.⁸: **G01V 3/08** (2006.01)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 32 747.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US00/19323**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 947 401.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/006472**

(86) PCT-Anmeldetag: **17.07.2000**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **25.01.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **05.12.2001**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **03.01.2007**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **08.11.2007**

(30) Unionspriorität:

144161 P 15.07.1999 US

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE, GB

(73) Patentinhaber:

Automotive Systems Laboratory Inc., Farmington Hills, Mich., US

(72) Erfinder:

MCDONNELL, G., Judson, Farmington Hills, MI 48331, US; STANLEY, G., James, Novi, MI 48374, US

(74) Vertreter:

WUESTHOFF & WUESTHOFF Patent- und Rechtsanwälte, 81541 München

(54) Bezeichnung: **ANNÄHERUNGSSENSOR**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelebt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

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

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft einen Näherungssensor zum Erfassen eines elektrischen Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs und ein Verfahren zum Erfassen der Nähe eines elektrischen Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs.

[0002] Ein solcher Näherungssensor ist aus dem Dokument WO 97/47976 bekannt. Eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht in der Driftverminderung.

[0003] Erfindungsgemäß wird ein Näherungssensor zum Erfassen eines elektrischen Feld beeinflussten Mediums innerhalb eines Raumbereichs bereitgestellt, der die Merkmale von Anspruch 1 umfasst.

[0004] Erfindungsgemäß wird ein Verfahren zum Erfassen der Nähe eines elektrischen Feld beeinflussten Mediums innerhalb eines Raumbereichs bereitgestellt, das die Merkmale von Anspruch 9 umfasst.

[0005] In den begleitenden Zeichnungen gilt:

[0006] [Fig. 1a](#) stellt einen Näherungssensor mit drei Steuerungselektroden und ein Blockdiagramm einer zuordneten Schaltung dar;

[0007] [Fig. 1b](#) stellt verschiedene Steuerungszustände des Näherungssensors aus [Fig. 1a](#) dar;

[0008] [Fig. 2](#) ist ein Konturdiagramm des Potentials eines elektrischen Feldes für einen Kondensator mit drei Platten im XY-Raum für die In-Phase-Betriebsart (IP-Betriebsart);

[0009] [Fig. 3](#) ist ein Diagramm des Y-Anteils des elektrischen Feldes als Funktion der Position entlang der Erfassungselektrodenoberfläche eines Kondensators mit drei Platten für die in [Fig. 2](#) dargestellte In-Phase-Betriebsart (IP);

[0010] [Fig. 4](#) ist ein Konturdiagramm des Potentials des elektrischen Feldes für einen Kondensator mit drei Platten im XY-Raum für eine Außer-Phase-Betriebsart (OOP-Betriebsart);

[0011] [Fig. 5](#) ist ein Diagramm des Y-Anteils des elektrischen Feldes als Funktion der Position entlang der Erfassungselektrodenoberfläche für einen Kondensator mit drei Platten für die in [Fig. 4](#) dargestellte OOP-Betriebsart;

[0012] [Fig. 6](#) ist ein Vergleich der Kapazität eines Näherungssensors als Funktion der Zieldistanz für verschiedene Betriebsarten;

[0013] [Fig. 7a-f](#) stellen verschiedene Beispiele zum Beschalten eines Kalibrierungskondensators dar;

[0014] [Fig. 8](#) stellt ein Flussdiagramm der Arbeitsweise eines Näherungssensors dar;

[0015] [Fig. 9](#) stellt verschiedene Bereiche eines Kapazitätsunterschiedsmaßes (Delta-Cap) dar;

[0016] [Fig. 10a](#) stellt die Auswirkungen eines Dielektrikums bei einem Näherungssensor dar, der in einem Außer-Phase-Steuerungsmodus (OP-Steuerungsmodus) betrieben wird;

[0017] [Fig. 10b](#) stellt die Auswirkung eines Dielektrikums bei einem Näherungssensor dar, der in einem In-Phase-Steuerungsmodus (IP-Steuerungsmodus) betrieben wird;

[0018] [Fig. 11](#) stellt die Auswirkung eines Dielektrikums auf die Kapazität eines Näherungssensors als Funktion der Distanz bei einem Außer-Phase-Steuerungsmodus (OP) mit oder ohne einer In-Phase-Schutzeinrichtung (IP) dar;

[0019] [Fig. 12](#) stellt die Auswirkung einer In-Phase-Schutzeinrichtung (IP) auf die Kapazität eines Näherungssensors für verschiedene dielektrische Objekte dar;

[0020] [Fig. 13](#) stellt verschiedene Maße für Ziele dar, die sich einem Näherungssensor nähern oder sich von diesem entfernen;

[0021] [Fig. 14](#) stellt verschiedene Maße für ein dielektrisches Ziel dar, das sich von einem Näherungssensor weg bewegt; und

[0022] [Fig. 15](#) stellt einen Eingangsverstärker mit einer Offseteliminierungsschaltung dar.

[0023] Bezugnehmend auf [Fig. 1a](#) umfasst ein Näherungssensor **10** eine leitfähige Erfassungselektrode **12** – eine erste Elektrode – und zumindest eine leitfähige Steuerungselektrode **14** – zumindest eine zweite Elektrode – z.B. eine Mehrzahl von Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3**, die von der Erfassungselektrode **12** beabstandet sind, so dass ein von der Erfassungselektrode **12** und zumindest einer der Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** erzeugtes elektrisches Feld **16** einen Raumbereich **18** belegt, innerhalb dessen eine Nähe eines elektrischen Feld beeinflussenden Mediums **20** erfasst wird. Die Erfassungselektrode **12** und die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** sind beispielsweise an einer gemeinsamen Oberfläche **22** angeordnet, wobei die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** außerhalb einer Umgebung **24** der Erfassungselektrode **12** angeordnet sind, voneinander beabstandet sind und zumindest teilweise die Erfassungselektrode **12** umgeben.

[0024] Ein erstes oszillierendes Signal **26** von einem Signalgenerator **28** wird an die Erfassungselektrode **12** angelegt. Ein zweites oszillierendes Signal **3** wird von einer Steuerungselektrodenansteuerungseinrichtung **32** an die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** angelegt, wodurch eine Phase des zweiten oszillierenden Signals **30** gegenüber dem ersten oszillierenden Signal **26** von einer Steuerungseinrichtung **34** gesteuert wird. Bezugnehmend auf [Fig. 1b](#), wobei die "+"- und "-" -Zeichen Signale bezeichnen, die sich jeweils bezüglich des ersten oszillierenden Signals **26** in Phase und außer Phase befinden, umfasst das zweite oszillierende Signal **30** einen Zustand **36**, der mit der Phase des zweiten oszillierenden Signals **30** relativ zum ersten oszillierenden Signal **26** korrespondiert, und die Steuerungseinrichtung **34** steuert diesen Zustand. Wenn es sich in einem ersten Zustand **38** befindet, hat das zweite oszillierende Signal **30** eine erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal **26**, und wenn es sich in einem zweiten Zustand **40** befindet, hat das zweite oszillierende Signal **30** eine zweite Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal **26**. Beispielsweise befindet sich bei einem sinusförmigen ersten oszillierenden Signal **26** im ersten Zustand **38** die erste Phase im Wesentlichen bei 180° , so dass das zweite oszillierende Signal **30** mit dem ersten oszillierenden Signal **26** außer Phase ist, und im zweiten Zustand **40** beträgt die zweite Phase im Wesentlichen 0° , so dass das zweite oszillierende Signal **30** mit dem ersten oszillierenden Signal **26** im Wesentlichen in Phase ist.

[0025] Eine erste betriebsmäßig mit der Erfassungselektrode **12** gekoppelte Schaltung **42** erfasst ein Antwortsignal **44** von der Erfassungselektrode **12**. Das Antwortsignal **44** reagiert auf das erste oszillierende Signal **26** und das zweite oszillierende Signal **30** und auf eine Nähe eines elektrischen Feld beeinflussenden Mediums **20** zur Erfassungselektrode **12**. Das Antwortsignal **44** ist beispielsweise ein Strom von der Erfassungselektrode **12**, der auf angelegte Spannungen des ersten oszillierenden Signals **26** und des zweiten oszillierenden Signals **30** reagiert, oder eine Spannung, die auf den Strom reagiert. Im Allgemeinen wird das Antwortsignal **44** entweder zum Bestimmen der Kapazität der Erfassungselektrode **12** verwendet, oder das Antwortsignal **44** ist ein Maß der Kapazität der Erfassungselektrode **12**.

[0026] Beispielsweise weist in der in [Fig. 1a](#) dargestellten Schaltung **36** das erste oszillierende Signal **26** eine Spannung auf, die an einen Spannungsteiler **46** angelegt wird, der einen Kondensator **C1** und die erste Elektrode **12** umfasst, wobei ein Anschluss des Kondensators **C1** an einem ersten Knoten **48** betriebsmäßig mit der ersten Elektrode **12** gekoppelt ist und ein anderer Anschluss des Kondensators **C1** mit dem ersten oszillierenden Signal **26** betriebsmäßig gekoppelt ist, wobei ein Verschiebstrom durch den Kondensator **C1** und die erste Elektrode **12** fließt. Der resultierende Spannungsabfall über die erste Elektrode **12** am ersten Knoten **48** wird als Antwortsignal **44** erfasst. Insbesondere wenn sich das zweite oszillierende Signal **30** im ersten Zustand **38** befindet, wird ein drittes Signal **50** am ersten Knoten **48** in Reaktion auf ein Außer-Phase-Signal erfasst, das an die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** angelegt wird, und wenn sich das zweite oszillierende Signal **30** im zweiten Zustand **40** befindet, wird ein viertes Signal **52** am ersten Knoten **48** in Reaktion auf ein Außer-Phase-Signal erfasst, das an die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** angelegt wird.

[0027] In dem in [Fig. 1a](#) dargestellten beispielhaften System erzeugt der Signalgenerator **28** ein kontinuierliches Sinuswellensignal mit einer Frequenz von 100 kHz. Der Signalgenerator ist mit einem Eingangsverstärker **54** betriebsmäßig gekoppelt, der einen Spannungsteiler **46** und einen Pufferverstärker **U1** umfasst. Ein gepuffertes erstes oszillierendes Signal **56** – eine "gepufferte" Version des ersten oszillierenden Signals **26** – ist mit dem Steuerungselektrodenentreiber **32** betriebsmäßig gekoppelt, der das zweite oszillierende Signal **30** erzeugt, das sich unter der digitalen Steuerung der Steuerungseinrichtung **34** bezüglich des ersten oszillierenden Signals **26** entweder in Phase oder außer Phase befindet. Das Ausgangssignal **58** des Eingangsverstärkers **54**

nimmt – bei der gleichen Frequenz wie der Signalgenerator 28 – in der Amplitude zu, während die Kapazität der Erfassungselektrode 12 oder diejenige einer zugeordneten parasitären Kapazität zunimmt. Demgemäß stellt das Ausgangssignal 58 des Eingangsverstärkers 54 ein Maß der Kapazität bereit, die mit dem ersten Knoten 48 betriebsmäßig gekoppelt ist. Wenn sich das zweite oszillierende Signal 30 im ersten Zustand 38 befindet, so dass die Steuerungselektroden 14.1, 14.2 und 14.3 bezüglich der Erfassungselektrode 12 außer Phase (OP) angesteuert werden, stellt ferner das zugeordnete dritte Signal 50 am Ausgang 58 ein Maß der Außer-Phase-Kapazität C_{OP} der Erfassungselektrode 12 bereit. Wenn sich außerdem das zweite oszillierende Signal 30 im zweiten Zustand 40 befindet, so dass die Steuerungselektroden 14.1, 14.2 und 14.3 bezüglich der Erfassungselektrode 12 in Phase (IP) angesteuert werden, stellt das zugeordnete vierte Signal 52 am Ausgang 58 ein Maß der In-Phase-Kapazität C_{IP} der Erfassungselektrode 12 bereit. Der Eingangsverstärker 54 umfasst eine zweite Schaltung 60 – die nachstehend vollständiger beschrieben wird – die teilweise die zugeordnete Offsetkapazität C_{OFFSET} eliminiert, um eine höhere Verstärkung in dem Vorverstärker 54 ohne Sättigung zu ermöglichen, die sich andernfalls ohne diese Eliminierung ergeben könnte.

[0028] Der Eingangsverstärker 54 umfasst auch einen Kalibrierungskondensator C_{CAL} , der mit der Erfassungselektrode 12 durch Aktivieren des FET-Transistors Q1a und Deaktivieren des FET-Transistors Q2a zum Zwecke der Kalibrierung der ersten Schaltung 42 betriebsmäßig parallel gekoppelt werden kann, um beispielsweise die Drift der Bauteilwerte über die Zeit oder aufgrund einer Temperaturänderung zu kompensieren. Der Kalibrierungskondensator C_{CAL} kann von der Erfassungselektrode 12 durch Deaktivieren des FET-Transistors Q1a und Aktivieren des FET-Transistors Q2a entkoppelt werden. Wie nachstehend detaillierter beschrieben wird, schafft diese Anordnung Mittel zum Koppeln und zum Entkoppeln eines Kondensators mit bzw. von der Erfassungselektrode 12, ohne zugeordnete parasitäre Kapazitäten der zugeordneten Schaltelemente zum ersten Knoten 48 hinzuzufügen. Die zugeordneten Zustände der FET-Transistoren Q1a und Q2a schließen sich unter der digitalen Steuerung, beispielsweise durch die Steuerungseinrichtung 34, gegenseitig aus.

[0029] Ähnlich umfasst der Eingangsverstärker 54 auch einen Vorkondensator C_{BIAS} , der mit der Erfassungselektrode 12 durch Aktivieren des FET-Transistors Q1b und Deaktivieren des FET-Transistors Q2b zum Zwecke der Erhöhung der In-Phase-Kapazität C_{IP} betriebsmäßig parallel gekoppelt werden kann, so dass das zugeordnete dritte Signal 50 eine ähnliche Größe wie das vierte Signal 52 aufweist. Dies ist nützlich, weil, wie nachstehend vollständiger beschrieben wird, die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} im Allgemeinen eine größere Größe als die In-Phase-Kapazität C_{IP} aufweist, und folglich können, indem die Nettokapazität am ersten Knoten 48 in beiden Fällen ähnlich gemacht wird, beide Messungen mit der gleichen Verstärkung des Verstärkers durchgeführt werden, um den Dynamikbereich zu maximieren. Der Vorkondensator C_{BIAS} kann von der Erfassungselektrode 12 durch Deaktivieren des FET-Transistors Q1b und Aktivieren des FET-Transistors Q2b entkoppelt werden.

[0030] Ein Hochpassfilter 62, das betriebsmäßig mit dem Ausgang 58 des Vorverstärkers 54 gekoppelt ist, filtert im Ausgangssignal 58 vor der Detektion Basisbandsignale (insbesondere 60 Hz) heraus. Dies ist nützlich, weil der Detektor 64 im Wesentlichen ein Spitzenwertdetektor ist und nicht zwischen dem Hüllsignal um das Signal bei der Frequenz des Signalgenerators 28 und den zusätzlichen Signalen am Basisband unterscheiden kann. In dem beispielhaften System umfasst das Hochpassfilter 62 ein zweipoliges Filter mit einer Grenzfrequenz von 10 kHz.

[0031] Der Detektor 64 ist mit dem Ausgang des Hochpassfilters 62 betriebsmäßig gekoppelt und umfasst beispielsweise einen einfachen Diodendetektor, der der hauptsächliche nichtlineare Faktor in der Schaltung ist. Demgemäß wird das Ansteuerungssignal in den Detektor vorzugsweise auf einer konstanten Amplitude gehalten, um die Auswirkung dieser Nichtlinearität zu reduzieren.

[0032] Das Ausgangssignal des Detektors 64 ist mit einem Tiefpassfilter 66 betriebsmäßig gekoppelt, dessen Ausgang mit einer Gleichstrom-Offset-Entfernungsschaltung 68 betriebsmäßig gekoppelt ist, die für ein einstellbares Entfernen des Gleichstrom-Offsets sorgt, indem beispielsweise ein invertierender Verstärker verwendet wird, der das Ausgangssignal von dem Tiefpassfilter 66 mit dem Ausgangssignal von einem Digital/Analog-Wandler unter der Steuerung eines Mikroprozessors summiert. Dies ermöglicht die nachfolgende Gleichstromverstärkung des resultierenden Signals. Der Ausgang der Gleichstrom-Offset-Entfernungsschaltung 68 ist dann mit einem Verstärker 70 betriebsmäßig gekoppelt, der beispielsweise zwei unterschiedliche Ausgänge umfasst, die jeder eine unterschiedliche zugeordnete Verstärkung aufweisen, einen niedrig verstärkten Ausgang mit einer Verstärkung von 4 und einen hoch verstärkten Ausgang mit einer Verstärkung von 20. In dem beispielhaften System umfasst das Tiefpassfilter 66 ein zweipoliges Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz. Außerdem stellt jede der Ausgangsstufen eine Tiefpassfilterung mit einem einzigen Pol mit einer Grenzfrequenz von 500 Hz bereit.

[0033] Das Verhalten der In-Phase-Betriebsart und der Außer-Phase-Betriebsart eines elementaren Näherungssensors **10** ist in [Fig. 2](#) bis [Fig. 5](#) dargestellt, die – unter Verwendung eines 2D-Simulationspaketes mit der Bezeichnung Macsyma/PDEase – Ergebnisse zweidimensionaler (2D) elektrostatischer Simulationen der Spannungsfelder um den Näherungssensor **10** und der Intensität des elektrischen Feldes an der Oberfläche der Erfassungselektrode **12** wiedergeben, wobei die Erfassungselektrode **12** 20 cm breit ist, die Steuerungselektroden **14** auf jeder Seite derselben je 10 cm breit sind und von ihr durch einen 3 cm großen Spalt getrennt sind, wobei sowohl die Erfassungselektrode **12** als auch die Steuerungselektroden **14** bei $Y = 0$ angeordnet sind und um $X = 0$ zentriert sind und +10 Volt an die Erfassungselektrode **12** angelegt wird. Die Simulation umfasste ferner ein geerdetes kreisförmiges Ziel mit einem Durchmesser von 15 cm (das ein elektrisches Feld beeinflussende Medium **20**), das 20 cm von der Mittellinie der Erfassungselektrode **12** angeordnet ist.

[0034] Der Näherungssensor **10** wird im In-Phase-Modus (IP) durch Anlegen eines Signals von +10 Volt an die Steuerungselektroden **14** simuliert. Bezugnehmend auf [Fig. 2](#) sind die Konturen des Konturdiagramms des zugeordneten Potentialfeldes des Näherungssensors **10** größtenteils kugelförmig, wobei die Intensität in der Nähe des Sensors steil abfällt. Das Feld der drei Elektroden ist im Wesentlichen identisch zu dem einer großen Elektrode, abgesehen davon, dass lediglich die Kapazität des Bereichs der Erfassungselektrode **12** tatsächlich gemessen wird. Die Randbedingungen des Ziels erzwingen, dass die Spannung an dessen Oberfläche Null ist, wodurch der Gradient des Potentialfeldes erhöht wird, wodurch das elektrische Feld **16** und die Ladung auf der Erfassungselektrode **12** erhöht wird, was dessen Kapazität erhöht.

[0035] [Fig. 3](#) stellt die Intensität des elektrischen Feldes an der Oberfläche der Erfassungselektrode **12** für den in [Fig. 2](#) dargestellten In-Phase-Modus (IP) dar. Weil die Erfassungselektrode **12** ein Leiter ist, ist das E-Feld an dessen Oberfläche rechtwinklig, obwohl sich die Richtung des E-Feldes ändert, während sich das E-Feld in den freien Raum hinaus bewegt. Die Ladungsverteilung auf der Erfassungselektrode **12** ist (durch die Dielektrizitätskonstante) auch proportional zur normalen E-Feldintensität. Demgemäß ist [Fig. 3](#) auch ein Diagramm der Ladungsdichte auf der Erfassungselektrode **12**. Die Kapazität kann durch Integrieren der Ladung und Dividieren der angelegten Spannung ($C = Q/V$) berechnet werden.

[0036] Alternativ hierzu stellt die Simulation das Integral der E-Feldverteilung bereit, aus der die In-Phase-Kapazität C_{IP} der Erfassungselektrode **12** berechnet werden kann durch:

$$C = \frac{\epsilon_0 Z_{length} \int E_{normal} dA}{V} = 8.854 * 9.262 * .2 / 10 = 1.6 \text{ pF}$$

[0037] Hierbei wird angenommen, dass die Höhe des Sensors 20 cm beträgt. Das Ergebnis ist eine Näherung, weil ein realer 3D-Sensor Ränder haben würde und lediglich die Kapazitätsverteilung der Oberseite des Sensors umfasst ist.

[0038] Bei Kapazitätssensoren ist die Ladungsverteilung auf der zugeordneten Elektrode, wie in [Fig. 3](#) gezeigt ist, typischerweise U-förmig, was sich aus der Randbedingung ergibt, dass das tangentiale E-Feld auf dem Leiter Null sein muss. Dieser Glättungseffekt erschwert es, selbst theoretisch viel Information über den Ort und die Form möglicher Ziele aus der Ladungsverteilung zu bekommen. Im Wesentlichen kann die Ladung auf dem Sensor in zwei (oder in 3D-Fällen in vier) Ränder und einen Mittenbereich aufgeteilt werden. Das Messen dieser drei (oder fünf) Werte könnte eine Information über den Ort der Ziele ergeben. Eine detaillierte Analyse der Form der Ladungsverteilung wäre prinzipiell für relativ nahe Ziele nützlich. Der Sensor bildet im Wesentlichen den gesamten komplexen Zielraum auf diese U-förmige Verteilung ab.

[0039] Der Näherungssensor **10** wird im Außer-Phase-Modus (OP) durch Anlegen eines Signals von -10 Volt an die Steuerungselektroden **14** simuliert. [Fig. 4](#) stellt ein Konturdiagramm des Potentialfeldes für die gleiche geometrische Konfiguration wie in [Fig. 2](#) dar, wobei jedoch die Steuerungselektroden **14** in den Außer-Phase-Modus (OP) geschaltet sind. Im Gegensatz zum In-Phase-Fall, bei dem die Konturen größtenteils kugelförmig sind, weist der Außer-Phase-Fall eine Null-Spannungs-Schnittstelle in den Lücken zwischen der Erfassungselektrode **12** und den Steuerungselektroden **14** auf. Die Spannungen des Außer-Phase-Modus (OP) haben sich relativ nahe zum Näherungssensor **10** auf, so dass sich das Potentialfeld nicht relativ weit davon erstreckt, was zu einem Näherungssensor **10** mit einer relativ kurzen Reichweite führt. Weil das Potential steil abfällt, müssten sich geerdete Ziele (die ein elektrisches Feld beeinflussenden Medien **20**) relativ nahe am Näherungssensor **10** befinden, um einen Effekt auf das zugeordnete elektrische Feld **16** zu haben. In der Konfiguration von [Fig. 4](#) unterbricht das Ziel kaum das Feld, und zwar so, dass seine Auswirkung auf die Kapazität der Erfassungselektrode **12** relativ klein ist.

[0040] Bezugnehmend auf [Fig. 5](#) hat das E-Feld und die Ladungsverteilung für den Außer-Phase-Modus (OP) eine ähnliche U-Form wie bei dem in [Fig. 3](#) dargestellten zugeordneten In-Phase-Modus (IP), wobei jedoch wesentlich höhere Größen, insbesondere an den Rändern, aufgrund der hohen Feldstärken zwischen der Sensorelektrode und den Steuerungselektroden auftreten. Für den Außer-Phase-Modus (OP) beträgt das maximale E-Feld am Rand 2200 V/m, während für den In-Phase-Modus (IP) das korrespondierende Maximum lediglich 125 V/m beträgt. Die E-Feldstärke am Mittelpunkt beträgt etwa 100 V/m für den Außer-Phase-Modus (OP) verglichen mit etwa 40 V/m für den In-Phase-Modus (IP).

[0041] Die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} der Erfassungselektrode **12** ist gegeben durch:

$$C = \frac{\epsilon_0 Z_{length} \int E_{normal} dA}{V} = 8.854 * 36.73 * .2 / 10 = 6.5 \text{ pF}$$

[0042] Demgemäß beträgt die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} – etwa 6,5 pF – der Erfassungselektrode **12** etwa das Vierfache der In-Phase-Kapazität C_{IP} – etwa 1,6 pF. Die absolute Kapazität des Sensors im Außer-Phase-Modus (OP) ist größer als diejenige des In-Phase-Modus (IP), aber die In-Phase-Kapazität (IP) steigt steiler an, wenn sich die Ziele der Sensorelektrode **12** nähern.

[0043] [Fig. 6](#) stellt einen Vergleich der Simulationsergebnisse für die In-Phase-Kapazität C_{IP} und die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} als Funktion des Abstandes zu einem relativ großen leitfähigen plattenartigen Ziel dar. Die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} ist größer, aber sie verläuft nach vier Inch praktisch eben. Die In-Phase-Kapazität C_{IP} ist viel kleiner, aber sie ist für nahe Ziele fast gleich groß wie die Außer-Phase-Kapazität C_{OP} . Die Differenz $C_{OP}-C_{IP}$ (die nachstehend als "Kapazitätsdifferenz" (DeltaCap) bezeichnet wird), nimmt ab, wenn sich das Ziel nähert.

[0044] Demgemäß stellt die Kapazitätsdifferenz ein Maß des Zielabstandes dar, und durch Verwenden dieses Maßes stellt dies auch ein Mittel zum Kompensieren von Offsets bereit, die sowohl bei der In-Phase-Messung (IP) als auch bei der Außer-Phase-Messung (OP) gemeinsam vorhanden sind, weil das Schalten des Sensors vom In-Phase-Modus (IP) zum Außer-Phase-Modus (OP) prinzipiell die Felder um den Näherungssensor **10** beeinflusst und die in der zugeordneten ersten Schaltung **42** bei beiden Messungen gemeinsam vorhandenen Offsets während der Berechnung der Kapazitätsdifferenz eliminiert werden.

[0045] Während die Einrichtung, die die Kapazität durch die erste Schaltung **42** misst, eine Spannung bereitstellt, die etwa linear zur Sensorkapazität ist, gibt es jedoch eine Anzahl zugeordneter Verstärkungsfaktoren in der ersten Schaltung **42**, die für eine Drift anfällig sind. Bezugnehmend auf [Fig. 7a-f](#) kann ein schaltbarer Kalibrierungskondensator C_{CAL} verwendet werden, um diese Drift zu kompensieren und um einen Empfindlichkeitsfaktor in der Einheit V/pF bereitzustellen, der zum Kalibrieren des Systems verwendet werden kann.

[0046] Das betriebsmäßige Einkoppeln einer relativ kleinen Kapazität (z.B. 1 pF oder weniger) kann einem Fehler unterliegen, der von der zugeordneten Schaltanordnung abhängt. Beispielsweise ist in [Fig. 7a-b](#) ein Anschluss des Kalibrierungskondensators C_{CAL} an den ersten Knoten **48** angeschlossen und sein anderer Anschluss ist über einen Schalter S1 an Masse angeschlossen. Es wird auf [Fig. 7b](#) Bezug genommen, wobei diese Konfiguration zufriedenstellend ist, während der Schalter S1 geschlossen ist. Bezugnehmend auf [Fig. 7a](#) ist, wenn der Schalter offen ist, die Kapazität des Schalters S1 typischerweise größer als die des Kalibrierungskondensators C_{CAL} . Beispielsweise kann ein typischer FET eine Kapazität von 40 pF aufweisen, wenn er ausgeschaltet ist, so dass, falls die Kapazität des Kalibrierungskondensators C_{CAL} 1 pF beträgt, die Kapazität der Reihenschaltung 0,98 pF beträgt, was bedeutet, dass der Kalibrierungskondensator C_{CAL} effektiv nie durch den Schalter S1 aus der Schaltung weggeschaltet wird.

[0047] Bezugnehmend auf [Fig. 1a](#) und [Fig. 7c-f](#) ist ein erster Anschluss **72** eines ersten Schalters S1 mit einem ersten Anschluss **74** eines zweiten Schalters **52** an einem zweiten Knoten **76** betriebsmäßig gekoppelt, und ein erster Anschluss **78** eines Kondensators C_{CAL} ist mit dem zweiten Knoten **76** betriebsmäßig gekoppelt. Ein zweiter Anschluss **80** des zweiten Schalters S2 ist mit einem ersten Eingang **82** eines Operationsverstärkers **84** betriebsmäßig gekoppelt. Bezugnehmend auf [Fig. 7c-d](#) ist ein zweiter Anschluss **86** des Kondensators C_{CAL} mit einem zweiten Eingang **88** des Operationsverstärkers **84** betriebsmäßig gekoppelt, und ein zweiter Anschluss **90** des ersten Schalters S1 ist mit einer Schaltungsmasse **92** betriebsmäßig gekoppelt. Bezugnehmend auf [Fig. 7e-f](#) ist der zweite Anschluss **90** des ersten Schalters S1 mit dem zweiten Eingang **88** des Operationsverstärkers **84** betriebsmäßig gekoppelt, und der zweite Anschluss **86** des Kondensators C_{CAL} ist mit der Schaltungsmasse **92** betriebsmäßig gekoppelt.

[0048] Bezugnehmend auf [Fig. 7d](#) und [Fig. 7f](#) wird, wenn der erste Schalter **51** geschlossen ist und der zweite Schalter S2 offen ist, eine Seite des Kondensators C_{CAL} auf Masse gezogen, und der Kondensator C_{CAL} ist mit dem zweiten Knoten **76** betriebsmäßig gekoppelt, um die Kapazität C_{CAL} hinzuzufügen. Bezugnehmend auf [Fig. 7c](#) und [Fig. 7e](#) wird, wenn der erste Schalter S1 geöffnet ist und der zweite Schalter S2 geschlossen ist, ein Anschluss des Kondensators C_{CAL} von einer gepufferten Version des Signals am anderen Anschluss des Kondensators C_{CAL} infolge der Eigenschaft des Operationsverstärkers **84**, im Wesentlichen eine Potentialdifferenz zwischen dessen zugeordneten ersten Eingang **82** und zweiten Eingang **88** auf Null zu bringen, angesteuert. Soweit diese Signale identische Spannungen haben, gibt es im Wesentlichen keinen Stromfluss durch den Kondensator C_{CAL} und der Kondensator C_{CAL} ist effektiv ausgeschaltet.

[0049] Bezugnehmend auf [Fig. 8a](#), die ein Beispiel eines Algorithmus **800** zum Detektieren der Nähe eines Objekts zu einem Näherungssensor **10** darstellt, wird im Schritt **802** das zweite oszillierende Signal **30** durch den Steuerungselektroden treiber **32** in den Außer-Phase-Modus (OP) geschaltet und die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** werden mit einem Außer-Phase-Signal (OP) angesteuert. Im Schritt **804** wird das zugeordnete dritte Signal **50** (V_{OP}) durch die erste Schaltung **42** gemessen. Dann wird im Schritt **806** der Kalibrierungskondensator C_{CAL} mit dem ersten Knoten **48** durch Aktivieren des FET-Transistors Q1a und Deaktivieren des FET-Transistors Q2a betriebsmäßig gekoppelt, und im Schritt **808** wird das zugeordnete fünfte Signal **94** (V_{CAL}) durch die erste Schaltung **42** gemessen, wonach im Schritt **810** der Kalibrierungskondensator C_{CAL} von dem ersten Knoten **48** durch Deaktivieren des FET-Transistors Q1a und Aktivieren des FET-Transistors Q2a entkoppelt wird. Im Schritt **812** wird der Vorkondensator C_{BIAS} betriebsmäßig mit dem ersten Knoten **48** durch Aktivieren des FET-Transistors Q1b und Deaktivieren des FET-Transistors Q2b betriebsmäßig gekoppelt, und im Schritt **814** wird das zweite oszillierende Signal **30** durch den Steuerungselektroden treiber **32** in den In-Phase-Modus (IP) geschaltet und die Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** werden mit einem In-Phase-Signal (IP) angesteuert. Im Schritt **816** wird das zugeordnete vierte Signal **52** (V_{IP}) durch die erste Schaltung **42** gemessen, wonach im Schritt **818** der Vorkondensator C_{BIAS} von dem ersten Knoten **48** durch Deaktivieren des FET-Transistors Q1b und Aktivieren des FET-Transistors Q2b entkoppelt wird.

[0050] Im Schritt **820** wird ein Empfindlichkeitsfaktor zum Kalibrieren der ersten Schaltung **42** in der Einheit Volt pro Kapazitätseinheit, beispielsweise V/pF, wie folgt berechnet:

$$\text{Empfindlichkeit} = (V_{CAL} - V_{OP})/C_{CAL}.$$

[0051] Im Schritt **822** wird das Kapazitätsdifferenzmaß unter Verwendung dieses Empfindlichkeitsfaktors wie folgt berechnet:

$$\text{Kapazitätsdifferenz} = (V_{OP} - V_{IP})/\text{Empfindlichkeit} + C_{BIAS}.$$

[0052] Wenn keine Objekte vorhanden sind, wird das Kapazitätsdifferenzmaß durch das zuvor beschriebene Kalibrierverfahren innerhalb eines Bereichs gehalten. Es wird auf [Fig. 9](#) Bezug genommen, die ein eindimensionales Diagramm des Kapazitätsdifferenzmaßes darstellt. Sollte das Kapazitätsdifferenzmaß unter das normale Minimum in den "Immer-deaktiviert"-Bereich fallen, würde dies das Vorhandensein eines Ziels im Erfassungsbereich anzeigen. Wird beispielsweise der Näherungssensor **10** verwendet, um ein Objekt in der Nähe einer Rückhaltebetätigseinrichtung **96** eines Sicherheitsrückhaltesystems zu detektieren, würde dies anzeigen, dass die Rückhaltebetätigseinrichtung **96**, beispielsweise eine Airbag-Aufblaseeinrichtung, deaktiviert werden soll, um eine Verletzung eines Insassen in ihrer Nähe durch deren Auslösung zu vermeiden. Wenn sich das Kapazitätsdifferenzmaß im normalen Bereich befindet, wird ein langfristiger Mittelwert des Kapazitätsdifferenzmaßes berechnet und wird hierin als Offset bezeichnet. Falls das Kapazitätsdifferenzmaß aufgrund der Temperatur oder der Zeit langsam driftet, verfolgt der Offset langsam diese Änderungen. Falls das Kapazitätsdifferenzmaß schnell um einen gegebenen Schwellenwertbetrag unter den Offset fällt, würde dies das Vorhandensein eines Ziels in der Nähe des Näherungssensors **10** anzeigen, so dass die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** deaktiviert werden würde. Jedoch würde sich der Offset mit der Zeit nach unten anpassen und die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** würde wieder aktiviert werden. Es wird zugelassen, dass das Kapazitätsdifferenzmaß innerhalb des normalen Bereichs driftet und durch den Offset langsam nachverfolgt wird. Bei kleinen Änderungen des Kapazitätsdifferenzmaßes (beispielsweise aufgrund weit weg befindlicher Ziele) wird ein Schwellenwert unter dem aktuellen Offset verwendet, um die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** zu deaktivieren. Wenn sich ein Ziel dem Näherungssensor **10** nähert und das Kapazitätsdifferenzmaß deutlich abnimmt, tritt das Kapazitätsdifferenzmaß in den "Immer-deaktiviert"-Bereich ein. Wenn sich das Kapazitätsdifferenzmaß in dem "Immer-deaktiviert"-Bereich befindet, wird der Offset nicht aktualisiert.

[0053] Ein spezieller Zustand liegt vor, wenn ein großes dielektrisches Objekt auf dem Näherungssensor **10**

platziert wird oder falls der Näherungssensor **10** mit Wasser besprüht wird, wobei das Kapazitätsdifferenzmaß nach oben verschoben werden kann, was der durch ein geerdetes Ziel verursachten Änderung entgegengesetzt ist. Falls sich das Kapazitätsdifferenzmaß über dem normalen Maximum befindet, sind spezielle Techniken zum Detektieren von Zielen erforderlich, wie sie nachstehend beschrieben werden.

[0054] Zurückkehrend auf [Fig. 8a](#) wird, falls im Schritt **824** das Kapazitätsdifferenzmaß das normale Maximum überschreitet, dann im Schritt **850** ein Verarbeitungsalgorithmus für ein Dielektrikum aufgerufen, wie hierin nachstehend in Verbindung mit [Fig. 8b](#) beschrieben wird. Ist andernfalls im Schritt **826** das Kapazitätsdifferenzmaß niedriger als das normale Minimum, dann wird im Schritt **832** die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** deaktiviert und das Verfahren wird vom Schritt **802** an wiederholt. Andernfalls wird ausgehend vom Schritt **826** der Offset, beispielsweise ein laufender Mittelwert des Kapazitätsdifferenzmaßes, im Schritt **828** aktualisiert und falls im Schritt **830** der Offset das Kapazitätsdifferenzmaß um mehr als einen Schwellenwert überschreitet, wird die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** im Schritt **832** deaktiviert und das Verfahren wird vom Schritt **802** an wiederholt. Andernfalls wird ausgehend vom Schritt **830** das Verfahren vom Schritt **802** an wiederholt.

[0055] Das Kapazitätsdifferenzmaß stellt eine Differenz zwischen einer Außer-Phase-Kapazität (OP) und einer In-Phase-Kapazität (IP) bereit, die inhärent Driften reduziert, weil jegliche Gleichtakteffekte in der ersten Schaltung **42** durch das Differenzverfahren im Wesentlichen eliminiert werden. Jedoch ist ein unerwünschter Nebeneffekt des Kapazitätsdifferenzmaßes eine erhöhte Empfindlichkeit gegenüber dielektrischen Objekten. Bezugnehmend auf [Fig. 10a](#)-[Fig. 10b](#) wird die Außer-Phase-Kapazität (OP) aus [Fig. 10a](#) für dielektrische Objekte in der Nähe des Sensors um mehr als die In-Phase-Kapazität (IP) aus [Fig. 10b](#) erhöht. Die Kapazität wird durch das dielektrische Objekt proportional zum Betrag des elektrischen Feldes in dem Dielektrikum und der dielektrischen Konstante des Objekts erhöht. In dem Außer-Phase-Modus (OP) sind die Felder nahe an der Elektrodenoberfläche gehalten und so verläuft ein größerer Teil des elektrischen Feldes durch das dielektrische Objekt. Im In-Phase-Modus (IP) verlaufen die Felder durch das Dielektrikum, aber der größte Teil des Feldes befindet sich in der Luft, was zu einer nur geringfügigen Erhöhung der Kapazität führt.

[0056] Dieser Effekt tritt hauptsächlich zutage, falls sich dicke dielektrische Objekte relativ nahe am Näherungssensor **10** befinden, beispielsweise in der Form von Büchern oder in der Form von Wasser auf dem Näherungssensor **10**. Typischerweise genügt ein Abschnitt einer Zeitung nicht, um das Kapazitätsdifferenzmaß zu erhöhen. Ein dielektrisches Objekt erhöht tendenziell das Kapazitätsdifferenzmaß, was der Auswirkung durch eine Person entgegengesetzt ist, die typischerweise geerdet ist, so dass der Sensor normalerweise nicht bewirken würde, dass die Rückhaltebetätigseinrichtung **96** infolge des Vorhandenseins eines derartigen Objekts deaktiviert wird.

[0057] Dieses Problem wird entschärft, indem entweder 1.) ein In-Phase-Schutzabstand um den Sensor verwendet wird, 2.) indem die Änderungen der In-Phase-Kapazität (IP) als ein Reservemaß zum Deaktivieren der Rückhaltebetätigseinrichtung **96** verwendet wird oder 3.) indem die Änderungen der In-Phase-Kapazität (IP) und der Außer-Phase-Kapazität (OP) verwendet werden, um daraus abzuleiten, dass ein dielektrisches Objekt vorhanden ist, und um dann den Offset schnell zu aktualisieren.

[0058] Bezugnehmend auf [Fig. 1a](#) ist ein Näherungssensor **10** mit drei Steuerungselektroden **14.1**, **14.2** und **14.3** und einer Schutzeinrichtung **98** um die Erfassungselektrode **12** dargestellt. Dies ist lediglich ein Beispiel einer möglichen Anordnung. Die Anordnung der Elektroden kann allgemein gemäß den Randbedingungen des zu erfassenden Bereichs **18** ausgebildet sein. Wie in [Fig. 5](#) dargestellt wurde, hat die Ladungsverteilung des Außer-Phase-Modus (OP) relativ hohe Spitzenwerte an den Rändern. Wenn das Dielektrikum die Kapazität der Erfassungselektrode **12** erhöht, wandert der Großteil der zusätzlichen Ladung zu den Rändern der Erfassungselektrode **12**. Die Schutzeinrichtung **98** wird in Phase (IP) mit dem Sensor angesteuert, was dazu führt, dass sich diese zusätzliche Ladung auf der Schutzeinrichtung befindet, aber da die Schutzeinrichtung nicht elektrisch mit der Erfassungselektrode **12** verbunden ist, wird diese Ladung nicht gemessen. Demgemäß reduziert die Schutzeinrichtung die Auswirkung von Dielektrika auf die Außer-Phase-Kapazität (OP) der Erfassungselektrode **12**.

[0059] [Fig. 11](#) stellt die Ergebnisse einer Simulation dar, bei der ein 5 mm Dielektrikum mit einer Dielektrizitätszahl von 3 in unterschiedlichen Entfernungen platziert wird. Die Schutzeinrichtung reduziert sowohl die Außer-Phase-Kapazität (OP) als auch die Empfindlichkeit gegenüber Dielektrika. Die Auswirkung des Dielektrikums ist hauptsächlich innerhalb eines kleinen Bereichs, beispielsweise weniger als 3 Inch, erkennbar.

[0060] [Fig. 12](#) illustriert tatsächliche Versuchsdaten, bei denen verschiedene dielektrische Objekte auf einem Sensor mit der Schutzeinrichtung und ohne Schutzeinrichtung platziert werden. Die Schutzeinrichtung redu-

ziert die Auswirkung dieser Objekte außer in den Fällen mit einem feuchten Handtuch. Feuchte Handtücher sind besonders schwierig, weil sie leitend sind und eine große Dielektrizitätskonstante aufweisen.

[0061] Eine zweite Technik zum Verringern dielektrischer Effekte besteht darin, lediglich die In-Phase-Kapazität (IP) zu berücksichtigen, da die In-Phase-Kapazität (IP) von Dielektrika nicht stark beeinflusst wird. Die In-Phase-Kapazität (IP) nimmt zu, wenn sich ein Ziel dem Sensor nähert. Obwohl der Absolutwert der In-Phase-Kapazität (IP) nicht zuverlässig ist, kann seine zeitliche Änderung berechnet werden.

[0062] Es wird ein als DeltaIP bezeichnetes Maß berechnet und zum Berechnen eines Maßes verwendet, das als DynamicIP bezeichnet wird, welches diese Änderung der In-Phase-Kapazität wie folgt nachverfolgt:

$$\text{DeltaIP}(k) = C_{IP}(k) - C_{IP}(k - 1)$$

)

$$\text{DynamicIP}(k) = \text{DynamicIP}(k - 1) + \text{DeltaIP}(k) - \text{Dämpfungsfaktor}$$

(DynamicIP muss ≥ 0 sein).

[0063] Falls beispielsweise das Kapazitätsdifferenzmaß über den Offset hinaus erhöht wird, ist das System immer noch in der Lage, aufgrund eines Ziels zu deaktivieren, das sich in den Gefahrenbereich hinein bewegt, indem geprüft wird, ob das Maß DynamicIP größer als ein Schwellenwert ist. Dies funktioniert selbst dann, wenn sich ein großes Buch über dem Sensor befindet, aber es funktioniert prinzipiell für bewegte Ziele.

[0064] Die dritte Technik zum Entschärfen der Auswirkung von Dielektrika und Wasser ist, die Änderungen der In-Phase-Kapazität (IP) und der Außer-Phase-Kapazität (OP) zu überwachen und diese Information zu verwenden, um die Situation zu kategorisieren. Dann kann, falls erforderlich, der Offset schnell aktualisiert werden. Beispielsweise erhöhen geerdete Ziele die In-Phase-Kapazität (IP) mehr als die Außer-Phase-Kapazität (OP), während dielektrische Objekte die Außer-Phase-Kapazität (OP) stärker als die In-Phase-Kapazität (IP) erhöhen.

[0065] [Fig. 13](#) stellt ein geerdetes Ziel dar, das sich zu dem Näherungssensor **10** hin und von diesem weg bewegt. [Fig. 14](#) stellt ein Dielektrikum (d.h. eine Zeitschrift) dar, die sich von dem Näherungssensor **10** weg bewegt. Sowohl bei einem sich in Richtung Sensor bewegenden geerdeten Ziel als auch bei einem sich von dem Sensor weg bewegenden dielektrischen Objekt nimmt das Kapazitätsdifferenzmaß ab. Aber in dem Fall des geerdeten Ziels tritt der größte Teil der Änderung aufgrund der In-Phase-Kapazität (IP) auf, während im Fall des Dielektrikums die Außer-Phase-Änderung (OP) größer als die In-Phase-Änderung (IP) ist. Wenn diese Fälle unterschieden werden können, kann der Offset für ein Dielektrikum schnell aktualisiert werden und für ein Ziel langsam aktualisiert werden.

[0066] Bezugnehmend auf [Fig. 8b](#), die einen Verarbeitungsalgorithmus **850** für ein Dielektrikum darstellt, werden im Schritt **852** eine In-Phase-Kapazität C_{IP} aus dem vierten Signal **52** (V_{IP}) und dem Empfindlichkeitsfaktor wie folgt berechnet:

$$C_{IP} = V_{IP}/\text{Empfindlichkeit} - C_{BIAS}.$$

[0067] Im Schritt **854** wird ein DeltaIP-Maß aus der Änderung der In-Phase-Kapazität C_{IP} über die Zeit wie folgt berechnet:

$$\text{DeltaIP}(k) = C_{IP}(k) - C_{IP}(k - 1).$$

[0068] Im Schritt **856** wird ein DynamicIP-Maß unter Verwendung eines Dämpfungsfaktors wie folgt berechnet:

$$\text{DynamicIP}(k) = \text{DynamicIP}(k - 1) + \text{DeltaIP}(k) - \text{Dämpfungsfaktor}.$$

[0069] Falls im Schritt **858** das DynamicIP-Maß kleiner als Null ist, dann wird im Schritt **860** der aktuelle Wert des DynamicIP-Maßes auf Null gesetzt. Andernfalls wird, falls im Schritt **862** das DynamicIP-Maß größer als ein Schwellenwert ist, dann im Schritt **864** die Rückhaltebetätigungsseinrichtung **96** deaktiviert und im Schritt **866** kehrt das Verfahren zum Schritt **802** zurück. Andernfalls werden ausgehend vom Schritt **862** im Schritt **868**

ein SumDeltaIP-Maß als eine laufende Summe der DeltaIP-Maße über die Zeit berechnet. Im Schritt **870** wird eine Außer-Phase-Kapazität C_{OP} aus dem dritten Signal **50** (V_{OP}) und dem Empfindlichkeitsfaktor wie folgt berechnet:

$$C_{OP} = V_{OP}/\text{Empfindlichkeit.}$$

[0070] Im Schritt **872** wird ein DeltaOP-Maß aus der Änderung der Außer-Phase-Kapazität C_{OP} über die Zeit wie folgt berechnet:

$$\Delta\text{DeltaOP}(k) = C_{OP}(k) - C_{OP}(k-1).$$

[0071] Im Schritt **874** wird ein SumDeltaOP-Maß als eine laufende Summe der DeltaOP-Maße über die Zeit berechnet. Falls im Schritt **876** das SumDeltaIP-Maß größer als das SumDeltaOP-Maß ist, dann wird im Schritt **878** angenommen, dass ein geerdetes Ziel vorhanden ist, und im Schritt **880** wird der Offset weiterhin langsam aktualisiert, wonach im Schritt **866** das Verfahren zum Schritt **802** zurückkehrt. Andernfalls wird, falls im Schritt **882** das SumDeltaOP-Maß größer als das SumDeltaIP-Maß ist, dann ausgehend vom Schritt **876** im Schritt **884** angenommen, dass ein dielektrisches Objekt vorhanden ist, und im Schritt **886** wird der Offset schnell aktualisiert, wonach im Schritt **866** das Verfahren zum Schritt **802** zurückkehrt.

[0072] [Fig. 15](#) stellt einen Schaltplan des Eingangsverstärkers **54** dar, der einen Verstärker U_1 und eine Offset-Eliminationseinrichtung U_2 sowie die zugeordnete Kalibrier- und Vorkondensatorsschaltung umfasst.

[0073] Der Verstärker U_1 kann als ein Strom/Spannungs-Umsetzer aufgefasst werden. Der nicht invertierende Eingang wird von einer Sinuswelle angesteuert und aufgrund der Eigenschaften des Operationsverstärkers ist die gleiche Spannung am invertierenden Eingang vorhanden. Das Signal am invertierenden Eingang steuert die Sensorelektrode an und ein Wechselstrom fließt aus dem Sensor. Dieser gleiche Strom fließt durch den Rückkoppelwiderstand R_1 und dies erzeugt die Änderung des Ausgangssignals.

[0074] Die Schaltung kann auch als nicht invertierender Verstärker mit folgender Übertragungsfunktion verstanden werden:

$$V_{out} = V + (1 + j\omega RC).$$

[0075] Diese Schaltung hat die folgenden Eigenschaften:

1. Wenn keine Kapazität vorhanden ist, dann ist das Ausgangssignal das gleiche wie das Ansteuerungssignal an dem nicht invertierenden Eingang (d.h., sie ist ein Spannungsfolger).
2. Während die Kapazität des Sensors zunimmt, nimmt die Ausgangsspannung zu und sie beginnt auch bezüglich der Ansteuerungsspannung außer Phase zu geraten.
3. Die Änderung der Ausgangsspannung steht im linearen Zusammenhang mit der Frequenz des Ansteuerungssignals, der Größe des Rückkoppelwiderstandes R und der Größe der Ansteuerungsspannung sowie der Änderung der Kapazität.
4. Wenn eine große Offset-Kapazität vorhanden ist, muss die Verstärkung niedrig sein oder die Ausgangsspannung wird gesättigt. Demgemäß wird eine Offset-Eliminationsschaltung einbezogen, um dieses Problem zu vermeiden.
5. Die Funktionsfähigkeit der Schaltung endet bei deutlich über 100 kHz, weil die Operationsverstärker beginnen, nicht ideal zu werden. Die Schaltung erfordert, dass der Rückkoppelstrom so ist, dass der invertierende Eingang bei der gleichen Spannung wie der nicht invertierende Eingang gehalten wird.

[0076] Die folgenden Konstruktionsüberlegungen können beim Auslegen der ersten Schaltung **42** verwendet werden:

1. Höhere Betriebsfrequenzen sorgen für einen höheren zugeordneten Strom zur Erfassungselektrode **12**, aber die Frequenz ist vorzugsweise auf den Bereich beschränkt, in dem das Verhalten des Operationsverstärkers vertretbar ideal bleibt.
2. Die Größe des Ansteuerungssignals ist vorzugsweise für einen vergrößerten Signal-Rausch-Abstand so groß wie möglich, aber vorzugsweise nicht so groß, dass eine Sättigung auftritt oder die Ausgangsspannung des Maßes der Kapazität bis zur Versorgungsspannung zunimmt. Im Allgemeinen werden sowohl Rauschströme als auch Signalströme verstärkt, so dass es wünschenswert ist, die Signalströme so groß wie möglich zu machen.
3. Der Rückkoppelwiderstand R_1 kann so festgelegt werden, dass er die gewünschte Empfindlichkeit bereitstellt. Die Änderung der Ausgangsspannung aufgrund einer Kapazitätsänderung ist:

$$\Delta V_{\text{out(dc)}} = \alpha \times \omega \times R_1 \times V_{\text{Ansteuerung(Spitzenwert)}} \times \text{Verstärkung(Gleichstrom)} \times \Delta \text{Kapazität};$$

wobei α von der Schaltungskapazität abhängt, aber normalerweise 0,7–0,9 beträgt. Falls es beispielsweise gewünscht ist, eine Ausgangssignaländerung von 40 mV bei einer Änderung der Kapazität von 0,01 pF zu erreichen, dann gilt mit:

$$\alpha = 0,8; \omega = 6,28 \times 10^5; V_{\text{Ansteuerung(Spitzenwert)}} = 1V; \text{Verstärkung(Gleichstrom)} = 20; \Delta \text{Kapazität} = 10^{-14};$$

$$R_1 = 0,04 / (0,8 \times 6,28 \times 10^5 \times 1 \times 20 \times 10^{-14}) = 398\text{k}\Omega.$$

[0077] Der Rest der Schaltung wird zum Anpassen des Stroms verwendet, der in den invertierenden Eingangsknoten und aus diesem fließt. Eine große Offset-Kapazität kann einen großen Offsetstrom verursachen, der zu einer Sättigung der Ausgangsspannung beim gewünschten Verstärkungspegel führen kann. Diese Offset-Kapazitäten können von der Schaltung oder dem Draht, der zum Sensor führt, oder von der Rückseite des Sensors kommen. Der Verstärker U_2 ist so ausgelegt, dass er ein Signal erzeugt, das sich mit dem Sensoransteuerungssignal in Phase befindet (invertierender Eingang). Wenn das Ausgangssignal von U_2 größer gemacht wird, wird dies einen Strom einbringen, der einen Teil dieses Offsetstroms eliminiert. Die Pufferverstärker U_3 und U_4 ermöglichen, dass das Ansteuerungssignal zum Verstärker U_2 und zum Verstärker U_1 bezüglich der Amplitude angepasst wird, während es in Phase bleibt.

[0078] Der Fachmann versteht, dass die Einrichtung zum Steuern des Zustandes des zweiten oszillierenden Signals, die Einrichtung zum Messen des Antwortsignals von der ersten Elektrode, die Einrichtung zum Bilden einer Differenz zwischen dem dritten Signal und dem vierten Signal, die Einrichtung zum Kalibrieren der Differenz und die Einrichtung zum Erzeugen eines Maßes der Nähe eines Objektes zum Näherungssensor durch verschiedene analoge oder digitale Schaltungen oder durch eine Software erstellt werden kann, die einen Computer, beispielsweise einen Mikroprozessor, verwendet.

[0079] Es sollte sich verstehen, dass das erste oszillierende Signal **26** allgemein weder sinusförmig noch periodisch sein muss. Im Allgemeinen wird ein In-Phase-Signal, das dem zweiten Zustand **40** entspricht, ähnliche Übergänge wie das erste oszillierende Signal **26** haben, und ein Außer-Phase-Signal, das dem ersten Zustand **38** entspricht, wird im Wesentlichen Übergänge haben, die denen des ersten oszillierenden Signals **26** entgegengesetzt sind. Während der Signalgenerator **28** hier als sinusförmiger Oszillator dargestellt ist, können andere Arten von Signalgeneratoren **28** verwendet werden, beispielsweise eine Logikschaltung. Die Gleichstrom-Vorspannung für das zweite oszillierende Signal **30** kann für unterschiedliche Zustände **36** entweder gleich oder unterschiedlich sein.

[0080] Der Näherungssensor **10** kann in einer Vielfalt von Anwendungen verwendet werden, beispielsweise in einem Fahrzeug zum Erfassen der Nähe eines Insassen zu einer Airbagauflaseinrichtung, so dass die Airbagauflaseinrichtung deaktiviert werden kann, falls sich der Insasse innerhalb eines Gefahrenbereichs nahe der Airbagauflaseinrichtung befindet. Beispielsweise kann der Näherungssensor in einem Sitz, im Armaturenbrett, in einer Abdeckung der Airbagauflaseinrichtung oder im Lenkrad angeordnet sein. Der Näherungssensor **10** kann auch für andere Näherungserfassungsanwendungen verwendet werden.

[0081] Obwohl spezielle Ausführungsformen detailliert beschrieben wurden, verstehen Fachleute, dass verschiedene Modifikationen und Alternativen zu jenen Details im Lichte der gesamten Lehren der Offenbarung entwickelt werden können. Demgemäß ist beabsichtigt, dass die speziellen offenbarten Anordnungen lediglich illustrativ sind und nicht den Bereich der Erfindung beschränken, dem die volle Breite der anhängenden Ansprüche zu geben ist.

Patentansprüche

1. Näherungssensor (**10**) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs, umfassend:
 - a. eine erste Elektrode (**12**), wobei die erste Elektrode (**12**) leitfähig ist;
 - b. einen Signalgenerator (**28**) zum betriebsmäßigen Koppeln eines ersten oszillierenden Signals (**26**) mit der ersten Elektrode (**12**);
 - c. zumindest eine zweite Elektrode (**14**), wobei die zumindest eine zweite Elektrode (**14**) leitfähig ist und die zumindest eine zweite Elektrode (**14**) von der ersten Elektrode (**12**) beabstandet ist;
 - d. eine Ansteuerung (**32**) zum betriebsmäßigen Koppeln eines zweiten oszillierenden Signals (**30**) mit der zumindest einen zweiten Elektrode (**14**), wobei das erste und das zweite oszillierende Signal (**26, 30**) eine im Wesentlichen gemeinsame Oszillationsfrequenz aufweisen und wobei das zweite oszillierende Signal (**30**) einen

Zustand (36) umfasst, wobei der Zustand aus einem ersten Zustand (38) und einem zweiten Zustand (40) ausgewählt ist, falls in einem ersten Zustand (38) das zweite oszillierende Signal (30) eine erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) aufweist und falls in einem zweiten Zustand (40) das zweite oszillierende Signal (30) eine zweite Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) aufweist; gekennzeichnet durch Aufweisen:

- e. einer Einrichtung zum Steuern des Zustandes des zweiten oszillierenden Signals (30);
- f. einer Einrichtung zum Messen eines dritten Signals (50) von der ersten Elektrode (12), wenn sich das zweite oszillierende Signal (30) in dem ersten Zustand (38) befindet, wobei das dritte Signal (50) auf eine Kapazität der ersten Elektrode (12) reagiert;
- g. einer Einrichtung zum Messen eines vierten Signals (52) von der ersten Elektrode (12), wenn sich das zweite oszillierende Signal (30) in dem zweiten Zustand (40) befindet, wobei das vierte Signal (52) auf eine Kapazität der ersten Elektrode (12) reagiert;
- h. einer Einrichtung zum Bilden einer Differenz des dritten (50) und des vierten (52) Signals; und
- i. einer Einrichtung zum Erzeugen eines Maßes der Nähe eines Objektes zu dem Näherungssensor (10) in Reaktion auf die Differenz.

2. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, bei dem die erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen außer Phase und die zweite Phase mit dem ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen in Phase befindet.

3. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, bei dem die zumindest eine zweite Elektrode (14) in der Nähe der ersten Elektrode (12) angeordnet ist, so dass ein elektrisches Feld zwischen der ersten Elektrode (12) und der zumindest einen zweiten Elektrode (14) den Raumbereich belegt, wobei das elektrische Feld auf das erste und das zweite oszillierende Signal (26, 30) reagiert.

4. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, bei dem die zumindest eine zweite Elektrode (14) am Außenumfang der ersten Elektrode (12) angeordnet ist.

5. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, bei dem die zumindest eine zweite Elektrode (14) eine Mehrzahl zweiter Elektroden (14) umfasst, die zumindest teilweise die erste Elektrode (12) umgibt, wobei die Mehrzahl zweiter Elektroden (14) voneinander beabstandet sind.

6. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, bei dem das erste oszillierende Signal (26) eine oszillierende Spannung aufweist, und der ferner einen Spannungsteiler (46) mit einem Kondensator (C1) und einem Anschluss der ersten Elektrode (12) umfasst, wobei ein Anschluss des Kondensators (C1) betriebsmäßig an einem ersten Knoten (48) mit der ersten Elektrode (12) gekoppelt ist, ein anderer Anschluss des Kondensators (C1) betriebsmäßig mit dem ersten oszillierenden Signal (26) gekoppelt ist, das dritte Signal (50) auf eine Spannung an dem ersten Knoten (48) und das vierte Signal (52) auf eine Spannung an dem ersten Knoten (48) reagiert.

7. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, ferner aufweisend eine Einrichtung zum Kalibrieren der Differenz.

8. Näherungssensor (10) zum Erfassen eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 1, ferner umfassend:

- a. zumindest eine dritte Elektrode (98), die sich zumindest teilweise zwischen der ersten Elektrode (12) und der zumindest einen zweiten Elektrode (14) befindet; und
- b. ein fünftes oszillierendes Signal (56), das betriebsmäßig mit der zumindest einen dritten Elektrode (98) gekoppelt ist, wobei sich das fünfte oszillierende Signal (56) mit dem ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen in Phase befindet.

9. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs, umfassend:

- a. Anlegen eines ersten oszillierenden Signals (26) an eine erste Elektrode (12), wobei die erste Elektrode (12) leitfähig ist;
- b. Anlegen eines zweiten oszillierenden Signals (30) an zumindest eine zweite Elektrode (14), wobei die zu-

mindest eine zweite Elektrode (14) leitfähig ist und von der ersten Elektrode (12) beabstandet ist und wobei das erste und das zweite oszillierende Signal (26, 30) eine im Wesentlichen gemeinsame Oszillationsfrequenz aufweisen und das zweite oszillierende Signal (30) eine erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) aufweist;

gekennzeichnet durch:

- c. Messen eines dritten Signals (50) der ersten Elektrode (12), wobei das dritte Signal (50) auf eine Kapazität der ersten Elektrode (12) reagiert;
- d. Ändern einer Phase des zweiten oszillierenden Signals (30), so dass das zweite oszillierende Signal (30) eine zweite Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) aufweist;
- e. Messen eines vierten Signals (52) der ersten Elektrode (12), wobei das vierte Signal (52) auf eine Kapazität der ersten Elektrode (12) reagiert;
- f. Erzeugen einer ersten Differenz des dritten (50) und des vierten (52) Signals; und
- g. Erzeugen eines Maßes der Nähe eines Objektes zu der ersten Elektrode (12) in Reaktion auf die erste Differenz.

10. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, bei dem sich die erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen außer Phase und die zweite Phase mit dem ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen in Phase befindet.

11. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, ferner umfassend:

- a. Betriebsmäßiges Anschließen einer ersten Kapazität (C_{BIAS}) an die erste Elektrode (12);
- b. Messen eines fünften Signals (94) der ersten Elektrode (12), wobei das fünfte Signal (94) auf eine Kombination einer Kapazität der ersten Elektrode (12) und der ersten Kapazität (C_{BIAS}) reagiert;
- c. Betriebsmäßiges Trennen der ersten Kapazität (C_{BIAS}) von der ersten Elektrode (12); und
- d. Erzeugen eines ersten Faktors in Reaktion auf eine zweite Differenz des fünften (94) und des dritten (50) Signals und auf die erste Kapazität (C_{BIAS}), wobei das Maß der Nähe ferner auf den ersten Faktor reagiert.

12. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 11, bei dem sich die erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen außer Phase und die zweite Phase mit dem ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen in Phase befindet.

13. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 12, bei dem das fünfte Signal gemessen wird, wenn das zweite oszillierende Signal (30) eine erste Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) hat.

14. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 11, bei dem das dritte Signal (50) eine dritte Spannung, das vierte Signal (52) eine vierte Spannung, das fünfte Signal (94) eine fünfte Spannung ist, der erste Faktor einen Empfindlichkeitsfaktor in der Einheit Volt/Kapazität aufweist und das Maß der Nähe die Differenz geteilt durch den ersten Faktor aufweist.

15. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, 11, 12 oder 13, das ferner das betriebsmäßige Anschließen einer zweiten Kapazität (C_{CAL}) an die erste Elektrode (12) umfasst, wenn das zweite oszillierende Signal (30) eine zweite Phase relativ zum ersten oszillierenden Signal (26) aufweist, wobei das vierte Signal (52) ferner auf die zweite Kapazität (C_{CAL}) und das Maß der Nähe ferner auf die zweite Kapazität (C_{CAL}) reagiert.

16. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, das ferner das Vergleichen des Maßes der Nähe mit einem ersten Schwellenwert und das Deaktivieren einer Rückhaltebetätigungsseinrichtung umfasst, falls das Maß der Nähe niedriger als ein Schwellenwert ist.

17. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, das ferner das Berechnen eines Offsets als ein Durchschnitt des Maßes der Nähe umfasst.

18. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb ei-

nes Raumbereichs nach Anspruch 17, bei dem der Durchschnitt nur jene Maße der Nähe umfasst, die sowohl größer als der erste Schwellenwert als auch niedriger als ein zweiter Schwellenwert sind.

19. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 17, ferner umfassend:

- a. Erzeugen einer dritten Differenz des Offsets und des Maßes der Nähe;
- b. Vergleichen der dritten Differenz mit einem dritten Schwellenwert;
- e. Deaktivieren einer Rückhaltebetätigungseinrichtung, falls die dritte Differenz größer als der dritte Schwellenwert ist.

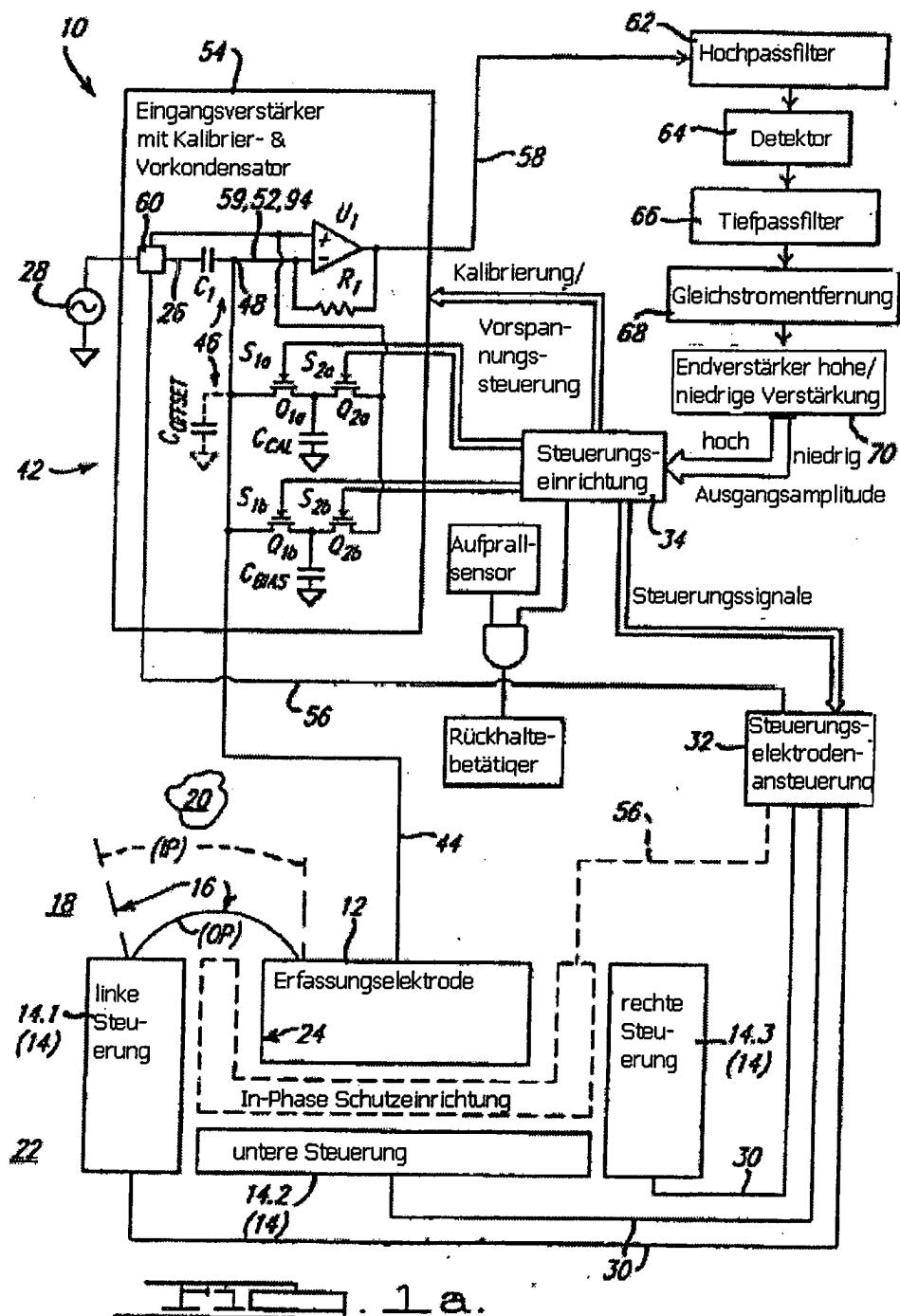
20. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, das ferner das Anordnen zumindest einer dritten Elektrode (98) zumindest teilweise zwischen der ersten Elektrode (12) und der zumindest zweiten Elektrode (14) und das Anlegen eines dritten oszillierenden Signals (56) an die zumindest eine dritte Elektrode (98) umfasst, wobei sich das zumindest eine dritte oszillierende Signal (56) mit dem zumindest einen ersten oszillierenden Signal (26) im Wesentlichen in Phase befindet.

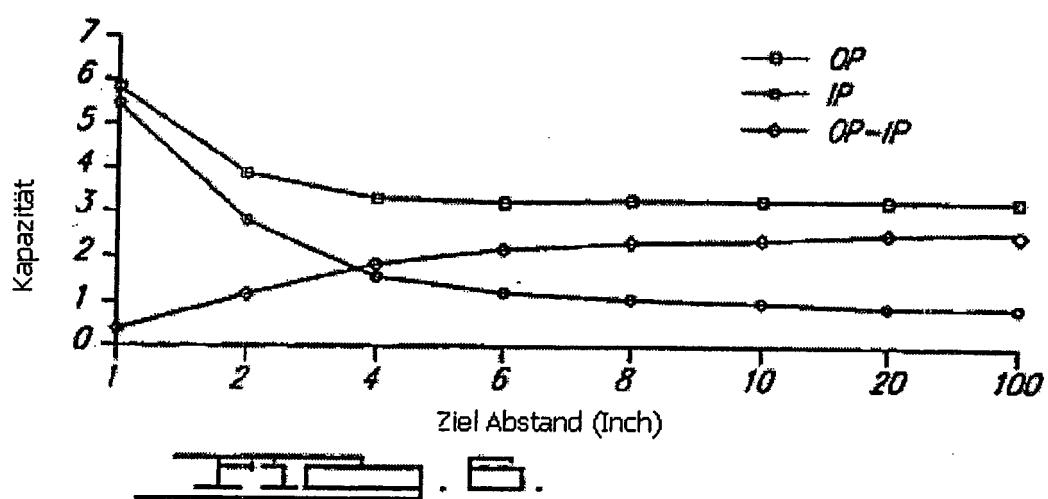
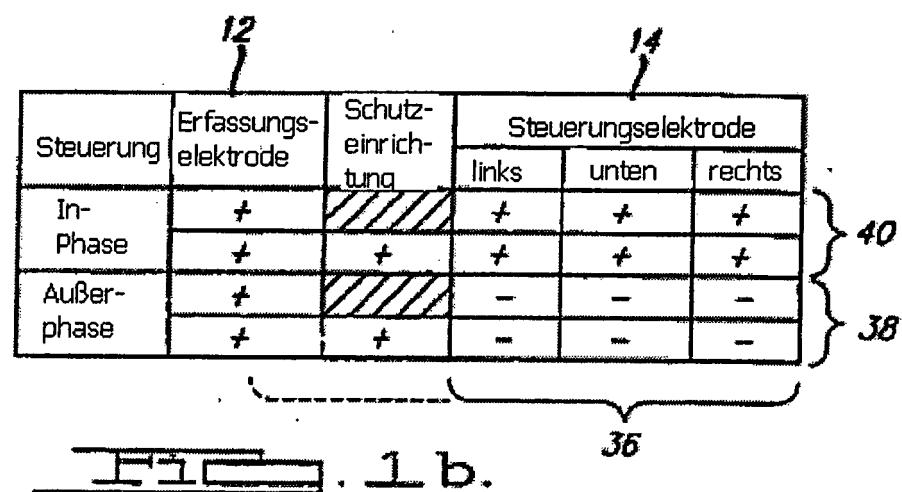
21. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 17, das ferner das Vergleichen des Maßes der Nähe mit einem vierten Schwellenwert und, falls das Maß den vierten Schwellenwert überschreitet, das Aktualisieren des Offsets umfasst, falls ein auf eine Änderung des dritten Signals reagierendes Maß ein auf eine Änderung des vierten Signals reagierendes Maß überschreitet.

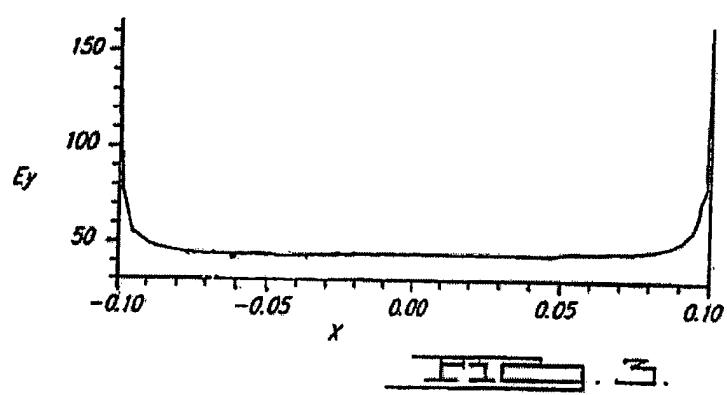
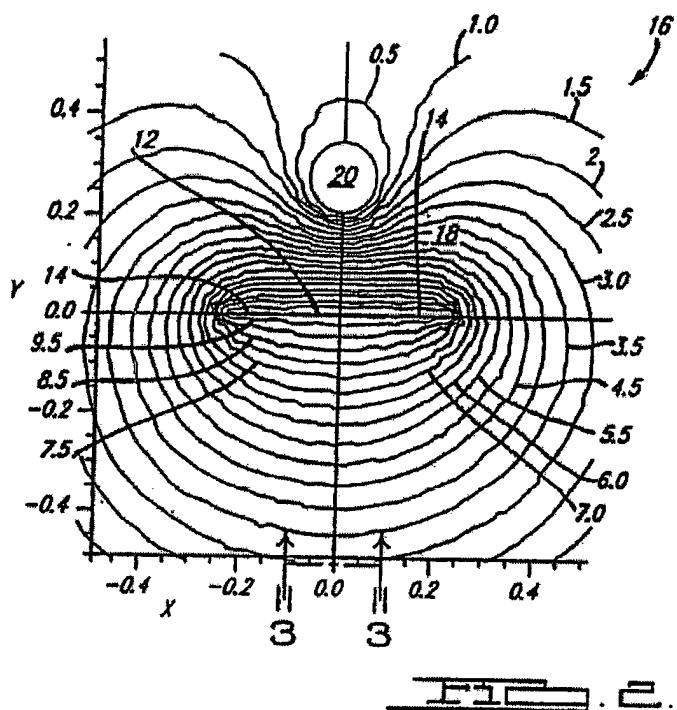
22. Verfahren zum Erfassen der Nähe eines ein elektrisches Feld beeinflussenden Mediums innerhalb eines Raumbereichs nach Anspruch 9, das ferner das Vergleichen des Maßes der Nähe mit einem vierten Schwellenwert und, falls das Maß den vierten Schwellenwert überschreitet, das Deaktivieren einer Rückhaltebetätigungseinrichtung umfasst, falls ein auf eine Änderung des vierten Signals reagierendes Maß über die Zeit einen fünften Schwellenwert überschreitet.

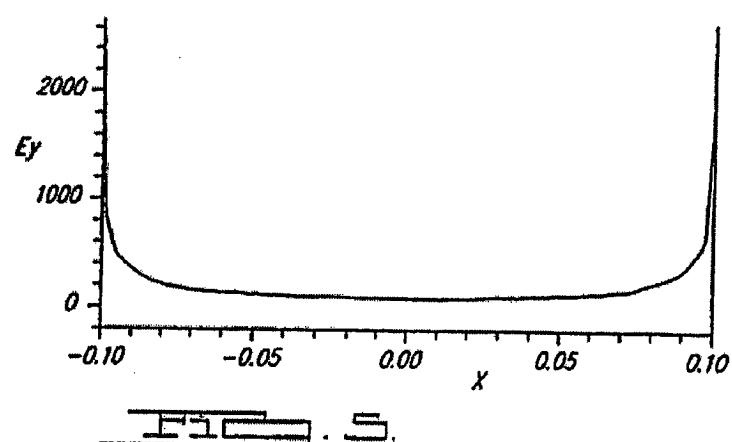
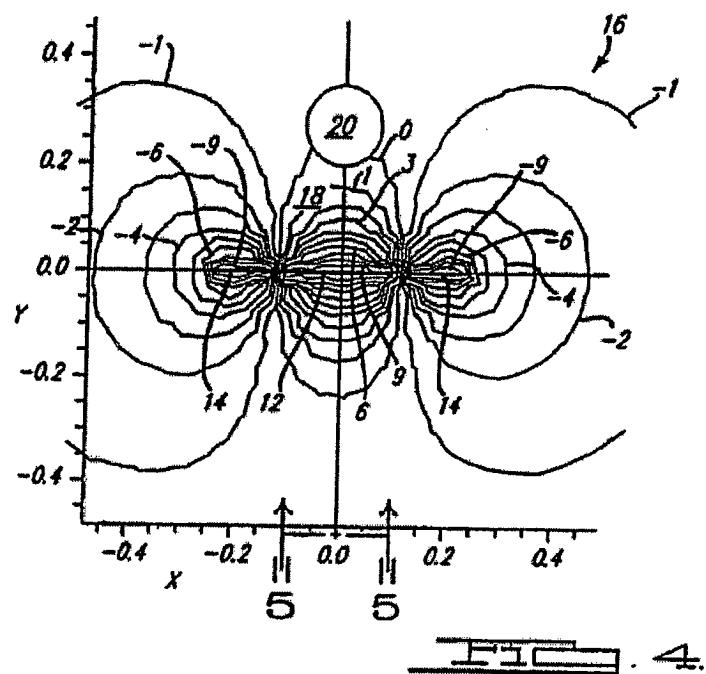
Es folgen 10 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen









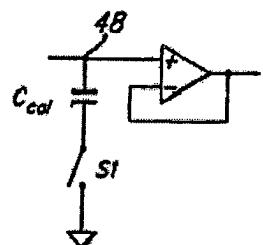


FIG. 7a.

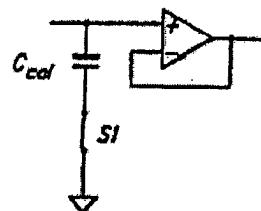


FIG. 7b.

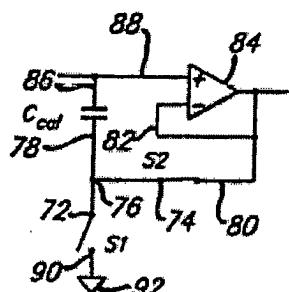


FIG. 7c.

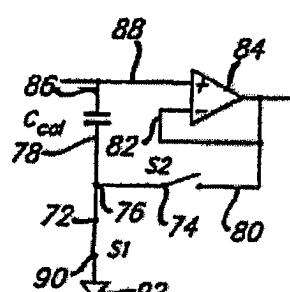


FIG. 7d.

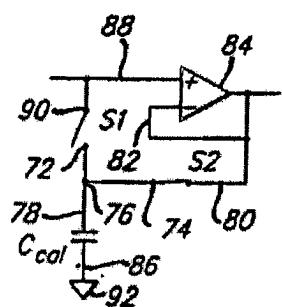


FIG. 7e.

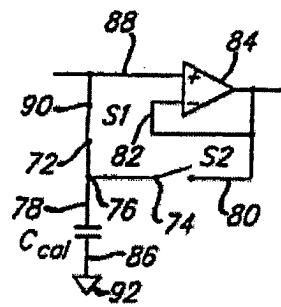
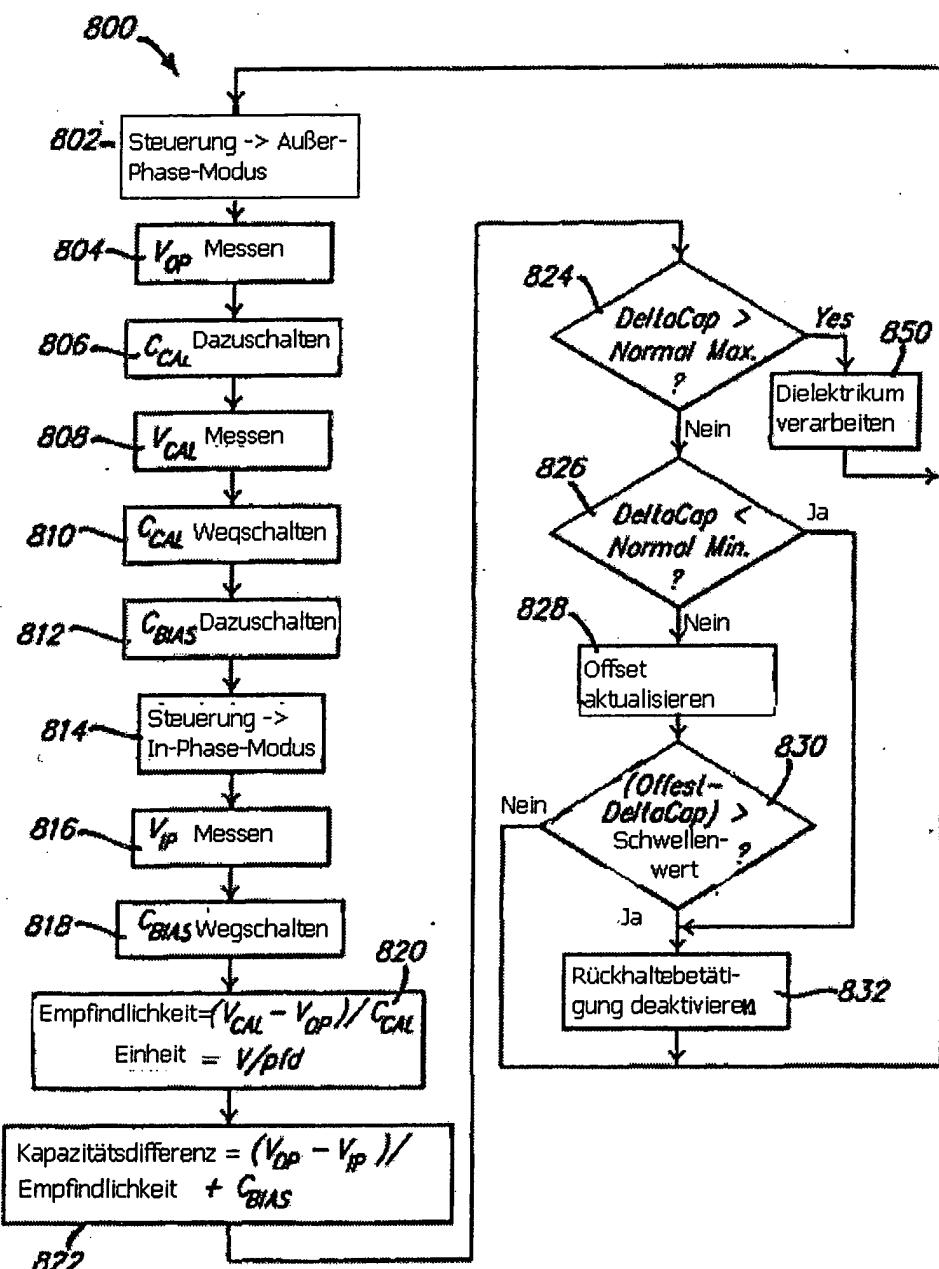
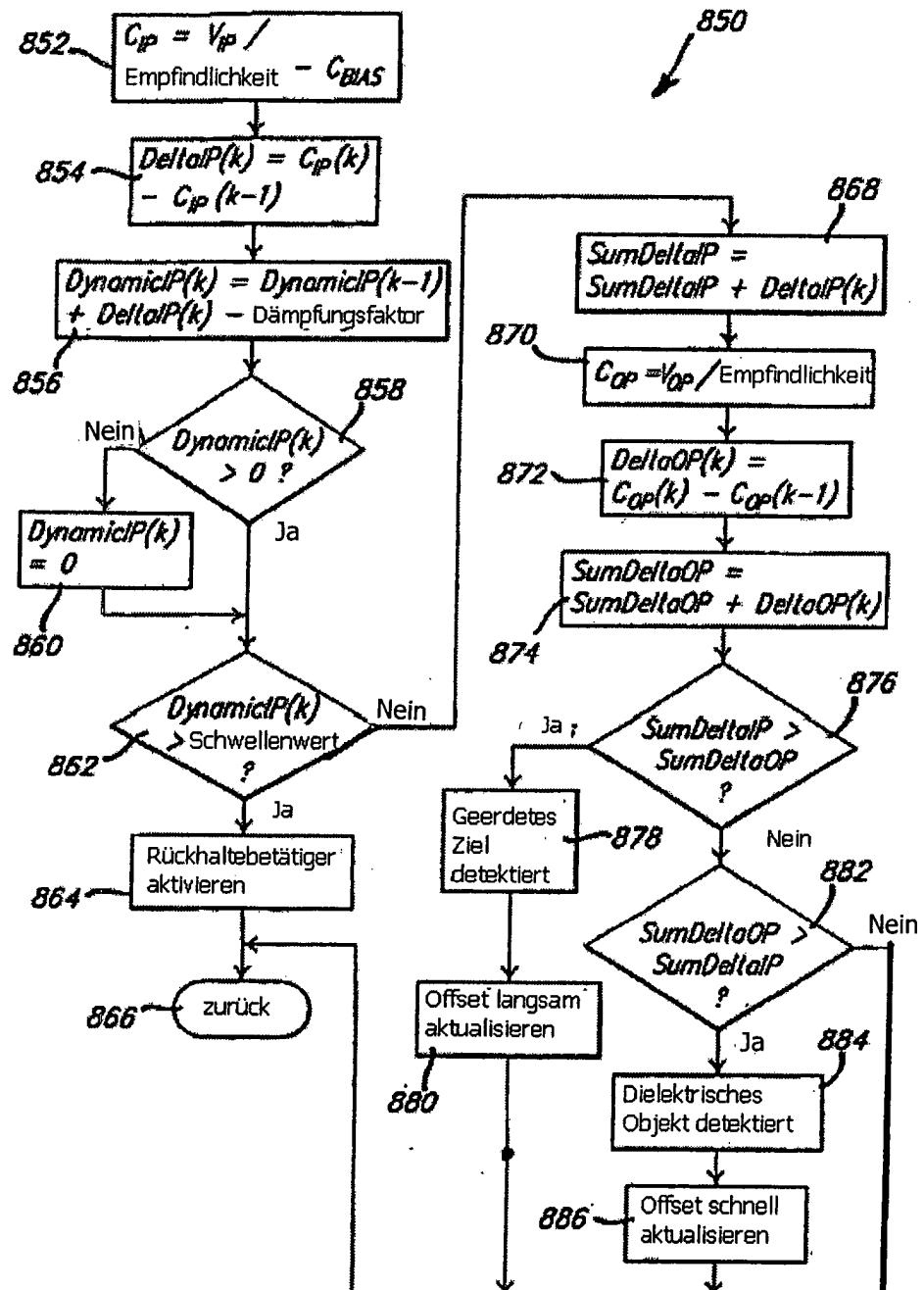


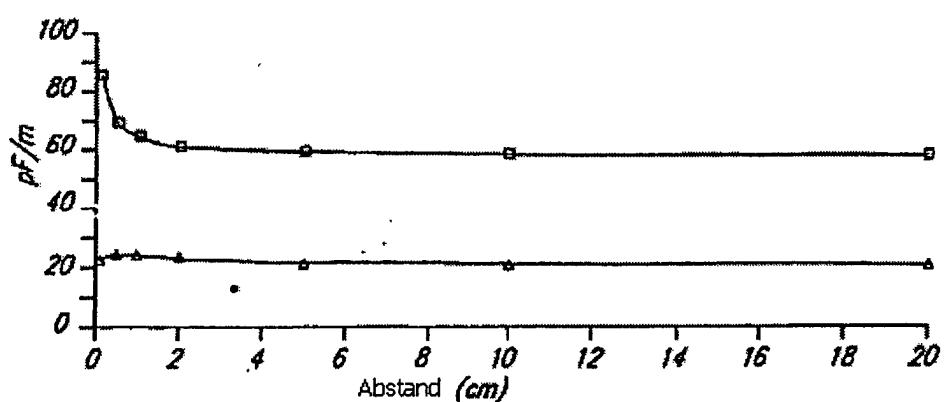
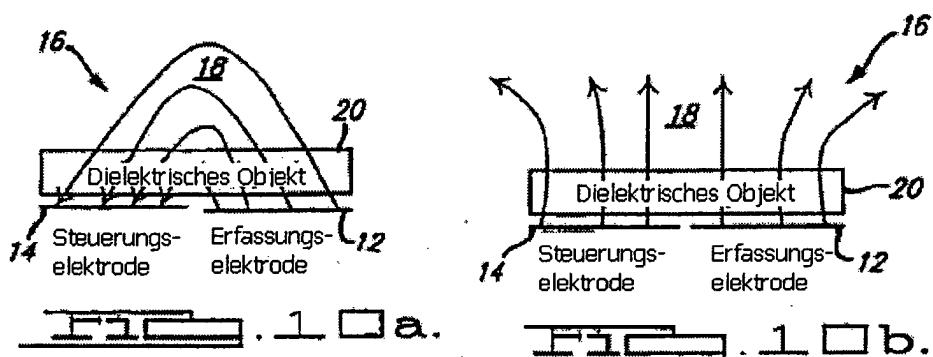
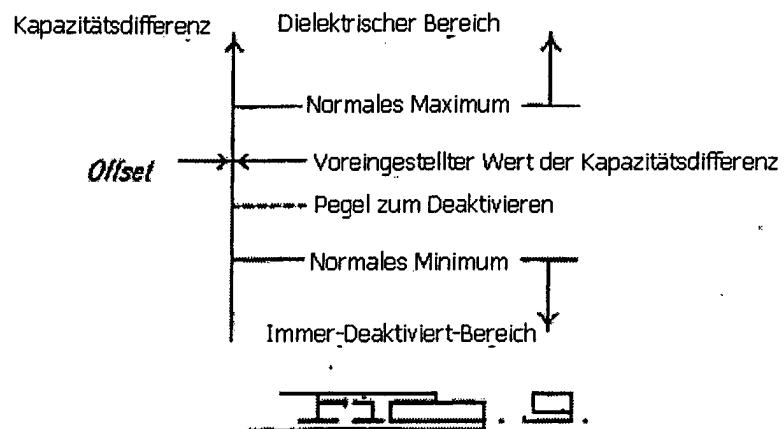
FIG. 7f.

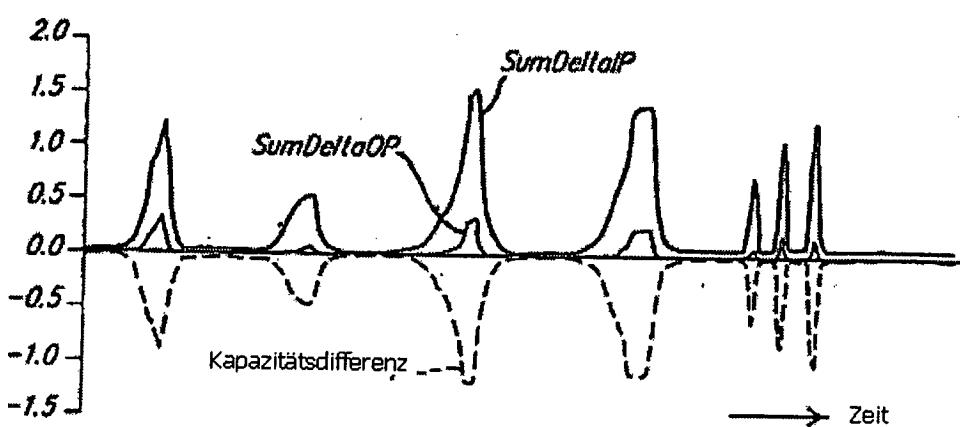
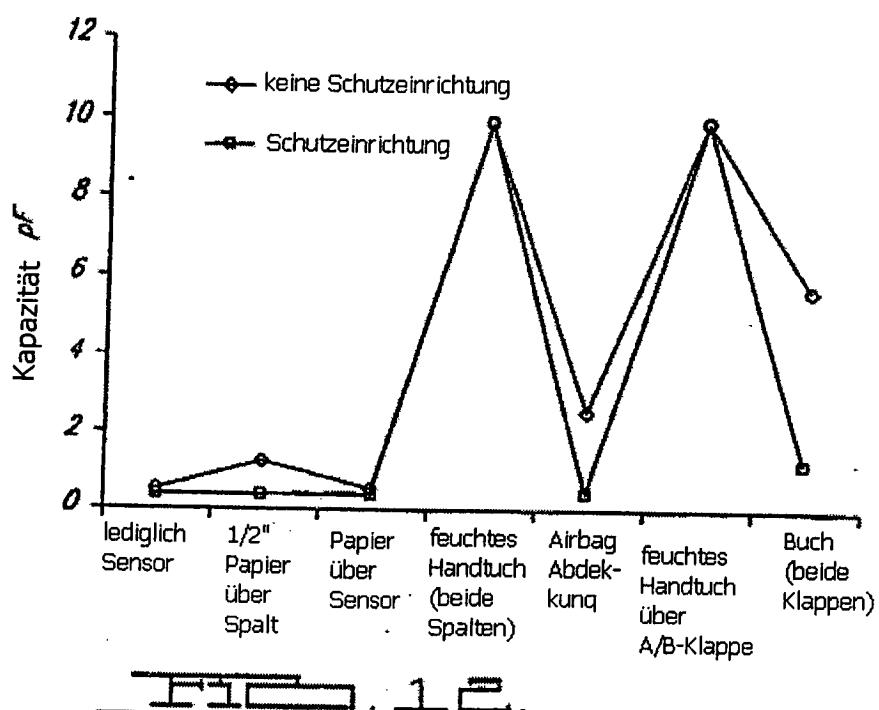


III . a.



— b.





_____ . 1 3 .

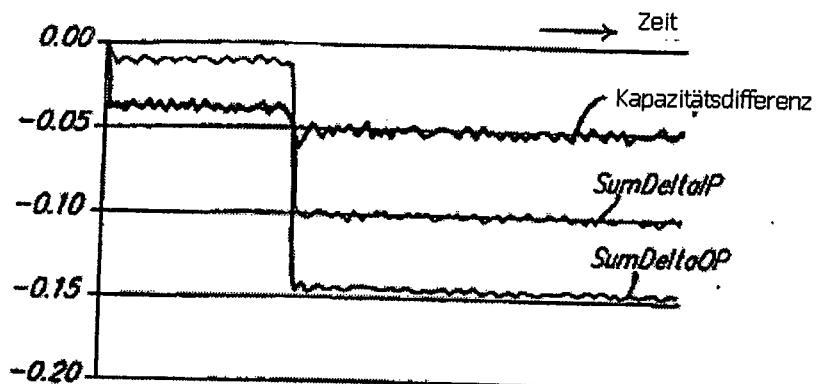


FIG. 14.

