



(10) **DE 11 2015 005 072 T5** 2017.07.13

(12)

Veröffentlichung

der internationalen Anmeldung mit der
(87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2016/071407**
in deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)
(21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2015 005 072.8**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/EP2015/075731**
(86) PCT-Anmeldetag: **04.11.2015**
(87) PCT-Veröffentlichungstag: **12.05.2016**
(43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung
in deutscher Übersetzung: **13.07.2017**

(51) Int Cl.: **G01D 5/24 (2006.01)**
G01R 27/26 (2006.01)
B60R 21/015 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
LU 92 592 **06.11.2014** **LU**

(74) Vertreter:
OFFICE FREYLINGER S.A., Strassen, LU

(71) Anmelder:
**IEE International Electronics & Engineering S.A.,
Echternach, LU**

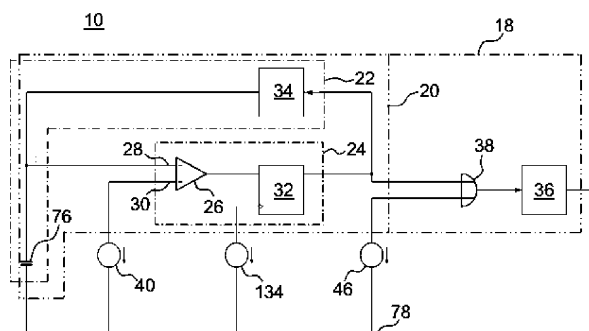
(72) Erfinder:
Lamesch, Laurent, Reichlange, LU

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **Kapazitäts-Messschaltung für kapazitive Messsensoren ohne Schutzelektrode, die in einem Modus zum Messen eines Verschiebungsstroms, der durch das Vorliegen eines geerdeten Objekts bewirkt wird, betrieben wird**

(57) Zusammenfassung: Eine Kapazitäts-Messschaltung (10) zum Bestimmen einer Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (12), wobei der Sensor eine elektrisch leitende Messelektrode und eine elektrisch leitende Schutzelektrode aufweist, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind, wobei die Schaltung in einem Modus zum Messen eines Verschiebungsstroms betrieben wird, der durch das Vorliegen eines geerdeten Objekts bewirkt wird, und wobei die Schaltung einen Mikrokontroller (48) umfasst. Der Mikrokontroller (48) ist dafür ausgelegt, eine Kombination von mehreren synchronisierten PWM-Ausgängen zum Erzeugen einer verzerrungsarmen Sinuswelle durch Addieren der PWM-Ausgänge und Filtern der addierten Signale zu verwenden. Die Sinuswelle wird als Schutzspannung für die Schutzelektrode (16) des kapazitiven Sensors (12) verwendet. Der Kapazitätswert eines unbekannten Kondensators (76) wird durch Beaufschlagung der Schutzspannung auf der Messelektrode (14) des kapazitiven Sensors (12) durch eine modifizierte Sigma-Delta-Modulatoreinheit (20) gemessen, wobei der Anschluss des Referenzeingangs (30) des Komparators (26) durch die Schutzspannung angetrieben wird und wobei der unbekannte Kondensator (76) Teil der Integratoreinheit (22) der Sigma-Delta-Modulatoreinheit (20) ist. Die Spannung an dem unbekannten Kondensator (76) wird durch die Rückkopplungsaktion der Sigma-Delta-Modulatorschleife zur Schutzspannung verfolgt. Die digitale Ausgabe der Sigma-Delta-Modulatoreinheit (20) wird zunächst mit einem XOR-Gatter (38) multipliziert, bevor sie in ein Decimator-/Tiefpassfilter (36) geführt wird. Der zweite Eingang des XOR-Gatters (38) wird von einer Rechteckwelle von einem Rechteckwellengenerator (46) mit der gleichen Frequenz wie die Schutzspannung angetrieben, jedoch mit einer Phasenverschiebung von im Wesentlichen 90°. Die

Ausgabe des Decimator-Tiefpassfilters (36) zeigt den Kapazitätswert des unbekannten Kondensators (76) an.



Beschreibung

Technisches Gebiet

[0001] Die Erfindung betrifft im Allgemeinen eine Kapazitäts-Messschaltung für einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor, der im Lademodus betrieben wird, insbesondere für Fahrzeuganwendungen, ein Verfahren zum Messen der Kapazität solcher kapazitiver Sensoren unter Verwendung einer solchen Kapazitäts-Messschaltung und ein Softwaremodul zum Ausführen des Verfahrens.

Stand der Technik

[0002] Heutzutage ist die Verwendung von kapazitiven Erkennungssystemen mit kapazitiven Sensoren, die im Lademodus betrieben werden, für Fahrzeuge weit verbreitet, zum Beispiel zum Zweck der Erkennung der Belegung eines Fahrzeugsitzes. Die kapazitiven Sensoren können als kapazitive Messsensoren ohne Schutzelektrode mit einer einzelnen Messelektrode ausgeführt sein. Alternativ können sie als kapazitive Schutz-Mess-Sensoren mit einer Messelektrode und einer Schutzelektrode, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind, ausgeführt sein.

[0003] Zum Beispiel beschreibt das Dokument JP-H11-78655 eine Fahrzeug-Sitzbelegungserkennungseinrichtung, die elektrische Feldsensoren umfasst. Ein Hochfrequenz-Oszillator, dessen Frequenz in etwa 100 kHz beträgt, ist über einen Widerstand an eine auf einem Fahrzeugsitz angeordnete Antennenelektrode angeschlossen. Dadurch wird ein elektrisches Wechselstrom-Differenzfeld zwischen der Antennenelektrode und der Kraftfahrzeugmasse erzeugt, so dass ein Ladestrom entsprechend dem elektrischen Wechselstromfeld durch den Widerstand fließt. Der Ladewechselstrom wird von dem Widerstand in eine Wechselspannung umgewandelt, die dann von einem Spannungspuffer zu einem Detektor mit einer Bandpassfilterfunktion übertragen wird, der eine Gleichstrom-Ausgangsspannung erzeugt.

[0004] Wenn ein Insasse auf dem Sitz sitzt, erhöht sich der zwischen der Antennenelektrode und der Kraftfahrzeugmasse fließende Strom, was das Vorhandensein des Insassen auf dem Sitz anzeigt.

[0005] Ferner ist auf dem Gebiet der Messtechnologie der Einsatz von Sigma-Delta-Modulatoren allgemein bekannt, und zu diesem Thema ist zahlreiche einschlägige Literatur verfügbar, zum Beispiel: „Sigma-Delta ADCs and DACs“, AN-283 Application Note, Analog Devices, 1993, die auf der folgenden Webseite heruntergeladen werden kann: http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/292524291525717245054923680458171AN283.pdf.

[0006] Das Patent US 8,570,053 B1 beschreibt eine Anwendung eines Sigma-Delta-Modulators für Messungen unbekannter Kapazitätswerte durch einen kapazitiven Sensor. Der kapazitive Sensor umfasst eine schaltende Kondensatorschaltung, einen Komparator und eine Ladungsableitungsschaltung. Die schaltende Kondensatorschaltung koppelt wechselseitig während einer ersten Schaltphase einen Messkondensator in Reihe mit einem Modulationskondensator und entlädt den Messkondensator während einer zweiten Schaltphase. Der Komparator ist so gekoppelt, dass er ein Spannungspotential an dem Modulationskondensator mit einer Referenz vergleicht und in Reaktion darauf ein Modulationssignal erzeugt. Die Ladungsableitungsschaltung ist an den Modulationskondensator gekoppelt, um den Modulationskondensator in Reaktion auf das Modulationssignal selektiv zu entladen.

Aufgabenstellung

[0007] Es ist wünschenswert, eine einfache Kapazitäts-Messschaltung mit kostengünstigen Hardwarekomponenten zum Bestimmen einer komplexen Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, insbesondere zur Verwendung in Fahrzeugen und entsprechend den Anforderungen bezüglich der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) in Fahrzeugen zur Verfügung zu stellen.

[0008] Der Begriff „Fahrzeug“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, soll insbesondere so verstanden werden, dass er Personenkraftwagen, LKWs und Busse umfasst.

[0009] Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, eine Kapazitäts-Messschaltung zum Bestimmen einer Kapazität eines Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, zur Verfügung zu stellen, bei dem weniger Hardwareteile und/oder kostengünstige Hardwareteile verwendet werden, das jedoch immer noch die Anforderungen der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) für Kraftfahrzeuge erfüllt.

Allgemeine Beschreibung der Erfindung

[0010] Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird die Aufgabe durch eine Kapazitäts-Messschaltung zum Bestimmen einer Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, gelöst. Die Kapazitäts-Messschaltung weist Folgendes auf:

- einen Sinuswellengenerator, der dafür ausgelegt ist, ein im Wesentlichen sinusförmiges elektrisches Signal mit einer Prüffrequenz zu erzeugen,
- einen Rechteckwellengenerator, der dafür ausgelegt ist, ein elektrisches Signal mit einer im We-

sentlichen rechteckigen Wellenform mit der Prüffrequenz zu erzeugen,

- einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor, der eine elektrisch leitende Messelektrode und eine elektrisch leitende Schutzelektrode umfasst, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind, wobei die Schutzelektrode mit einem Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators verbunden ist, und
- eine Signalmessschaltung.

[0011] Der Begriff „Lademodus“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, ist insbesondere als ein Modus zum Messen eines Verschiebungsstroms zu verstehen, der durch das Vorliegen eines geerdeten Objekts in der Nähe einer einzelnen Messelektrode bewirkt wird (vgl. J. Smith et al., Electric field sensing for graphical interfaces, IEEE Comput. Graph. Appl., 18 (3): 54–60, 1998).

[0012] Die Signalmessschaltung umfasst eine Sigma-Delta-Modulareinheit mit einer Integriereinheit, die einen 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzer umfasst, eine Quantisierereinheit, die ein Komparatorelement mit einem Signaleingangsanschluss und einem Referenzeingangsanschluss und ein getaktetes digitales Klinkenelement umfasst, das mit einem Ausgangsanschluss des Komparatorelements in Reihe verbunden ist, und ein digitales Decimator-/Tiefpassfilter. Ein Ausgangsanschluss der Quantisierereinheit ist mit einem Eingangsanschluss des 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzers verbunden, und ein Ausgangsanschluss des 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzers ist mit dem Signaleingangsanschluss des Komparatorelements verbunden, so dass eine geschlossene Rückkopplungsschleife gebildet wird. Die Messelektrode ist für Frequenzen, die so hoch wie die Prüffrequenz oder niedriger sind, mit dem Signaleingangsanschluss verbunden. Die Schutzelektrode ist mit dem Referenzeingangsanschluss des Komparatorelements verbunden.

[0013] Ferner umfasst die Signalmessschaltung ein digitales Decimator-/Tiefpassfilter. Decimatoren zum Dezimieren eines von dem Sigma-Delta-Modulator erzeugten Bitstroms und digitale Tiefpassfilter sind den Fachleuten bekannt und werden daher hier nicht genauer beschrieben. Jedes digitale Decimator-/Tiefpassfilter, das dem Fachmann auf dem Fachgebiet als geeignet erscheint, kann eingesetzt werden.

[0014] Ferner umfasst die Signalmessschaltung ein digitales XOR-Gatter mit mindestens zwei Eingangsanschlüssen. Der Ausgangsanschluss des elektronischen Klinkenelements ist mit einem ersten Eingangsanschluss der mindestens zwei Eingangsanschlüsse des digitalen XOR-Gatters verbunden, der zweite Eingangsanschluss der mindestens zwei Eingangsanschlüsse ist mit einem Ausgangsanschluss des Rechteckwellengenerators verbunden, und ein

Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters ist mit einem Eingangsanschluss des digitalen Decimator-/Tiefpassfilters verbunden.

[0015] Außerdem weist die Signalmessschaltung einen Mikrokontroller mit einer Prozessoreinheit, einer digitalen Speichereinheit und einer Mikrokontroller-Systemuhr auf. Der Mikrokontroller ist dafür ausgelegt, basierend auf der Auswertung eines Verhältnisses einer Anzahl von Taktzeiträumen, wenn der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, zu der Gesamtmenge von Taktzeiträumen während der Messzeit die Kapazität zu bestimmen.

[0016] Derart ausgerüstete Mikrokontroller sind heutzutage in vielen Varianten im Handel erhältlich. Die Art von Mikrokontroller, die zur Verwendung in dieser Erfindung in Betracht gezogen wird, ist eine kostengünstige Art mit sehr eingeschränkten Fähigkeiten. Zum Beispiel enthalten die in Betracht gezogenen Mikrokontroller keinen digitalen Signalprozessor (DSP), und eine Frequenz der Mikrokontroller-Systemuhr liegt bei unter oder gleich 10 MHz.

[0017] Ein Vorteil der Kapazitäts-Messschaltung gemäß der Erfindung besteht darin, dass die Kapazität des kapazitiven Sensors zuverlässig mit geringem Aufwand und geringeren Kosten bestimmt werden kann.

[0018] Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass durch Nutzung eines angepassten Sigma-Delta-Modulators eine hohe Auflösung zum Bestimmen der Kapazität des kapazitiven Sensors erreicht werden kann.

[0019] Bei einer bevorzugten Ausführungsform beträgt eine relative Phasenverschiebung zwischen dem sinusförmigen elektrischen Signal des Sinuswellengenerators und dem elektrischen Signal von im Wesentlichen rechteckiger Wellenform des Rechteckwellengenerators im Wesentlichen 90°. In diesem Fall kehrt das digitale XOR-Gatter während des zweiten und dritten Viertels eines Wellenzeitraums des Sinuswellengenerators eine logische Ausgabe des getakteten Klinkenelements um und kehrt während des ersten und vierten Viertels eines Wellenzeitraums die logische Ausgabe des getakteten Klinkenelements nicht um. Auf diese Weise kann das Bestimmen der Kapazität im Prinzip auf das Zählen der Anzahl an Taktzeiträumen, wenn der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, vereinfacht werden. Dann wird das Verhältnis dieser Zahl zur Gesamtmenge an Taktzeiträumen während der Messzeit berechnet.

[0020] In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform weist der Mikrokontroller ferner mehrere synchronisierte Pulsdauermodulationseinheiten, die dafür ausgelegt sind, mit der Prüffrequenz zu arbeiten, und eine Tiefpassfiltereinheit auf. Die mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten

und die Tiefpassfiltereinheit bilden den Sinuswellengenerator. Der Mikrokontroller ist dafür ausgelegt, Ausgangssignale der mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten zum Erzeugen eines sinusförmigen Signals mit der Prüffrequenz an einem Ausgang der Tiefpassfiltereinheit zu gewichten und zu addieren. Dadurch kann ein erforderlicher Hardwarebedarf durch Einsetzen von Mikrocontrollern von einer kostengünstigen Art, die keinen digitalen Signalprozessor enthalten, verringert werden.

[0021] In noch einer weiteren bevorzugten Ausführungsform weist das digitale Decimator-/Tiefpassfilter einen torgesteuerten Zähler auf, der ein fester Bestandteil des Mikrokontrollers ist. Auf diese Weise kann eine Kapazitäts-Messschaltung mit einer kompakten Ausführung bereitgestellt werden.

[0022] In einer Ausführungsform ist eine synchronisierte Pulsdauermodulationseinheit der mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten dafür ausgelegt, als der Rechteckwellengenerator zu dienen. Dadurch kann die Anzahl der diskreten Komponenten verringert werden, und die Kapazitäts-Messschaltung wird vereinfacht.

[0023] Ein ähnlicher Vorteil kann erreicht werden, wenn der Mikrokontroller ferner einen Taktausgangsanschluss aufweist, der mit einem Takteingangsanschluss des getakteten digitalen Klinkenelements verbunden ist. Alternativ kann eine außerhalb des Mikrokontrollers liegende Taktquelle anstelle der internen Mikrokontroller-Taktquelle verwendet werden.

[0024] In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform liegt die Prüffrequenz in einem Bereich zwischen 1 kHz und 1 MHz, und der Taktausgangsanschluss ist dafür ausgelegt, ein Taktsignal mit einer Frequenz bereitzustellen, die mindestens das Zehnfache der Prüffrequenz beträgt. Die Oversampling-Rate ist ausreichend hoch, und bei dem ausgewählten Frequenzbereich ist die Zeit, die notwendig ist, um die Kapazität zu bestimmen, für viele Anwendungen, insbesondere für Kraftfahrzeuganwendungen, ausreichend kurz, und Hardwarekomponenten der Kapazitäts-Messschaltung sind nicht teuer und ohne weiteres erhältlich, da kostengünstige Mikrokontroller mit einer Systemtaktfrequenz von weniger als oder gleich 10 MHz eingesetzt werden können. Natürlich ist anzumerken, dass auch Mikrokontroller mit einer Systemtaktfrequenz von mehr als 10 MHz verwendet werden können.

[0025] In einer Ausführungsform ist die Schutzelektrode über einen leitfähigen Schirm eines geschirmten Kabels mit dem Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators verbunden, und die Messelektrode ist über einen Innenleiter des geschirmten Kabels mit dem Signaleingangsanschluss des Komparatorlements verbunden. Auf diese Weise kann eine Lö-

sung zum Verbinden des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors mit der Messschaltung mit einem geringen Pegel von elektromagnetischer Strahlung ohne weiteres bereitgestellt werden.

[0026] Gemäß einem anderen Aspekt der Erfindung ist ein Verfahren zum Bestimmen einer Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, unter Verwendung einer Ausführungsform der hier offenbarten Kapazitäts-Messschaltung vorgesehen.

[0027] Das Verfahren umfasst die folgenden Schritte:

- Rückstellen eines Ausgangs des digitalen Decimator-/Tiefpassfilters,
- Ermöglichen des Anlegens des sinusförmigen elektrischen Signals an die Schutzelektrode,
- Ermöglichen des Anlegens des elektrischen Rechteckwellensignals an den zweiten Eingangsanschluss des digitalen XOR-Gatters,
- Ermöglichen des Taktens des getakteten digitalen Klinkenelements,
- Bestimmen von Anzahlen von Taktzeiträumen, wobei der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist,
- nach einer vorbestimmten Messzeit Anhalten des Taktens des getakteten digitalen Klinkenelements,
- Bestimmen eines Verhältnisses von Taktzeiträumen, wobei der Ausgangspegel des XOR-Gatters zu der Gesamtmenge an Taktzeiträumen während der vorbestimmten Messzeit hoch ist,
- Bestimmen der Kapazität basierend auf der Bewertung des Verhältnisses von Taktzeiträumen, wobei der Ausgangspegel des XOR-Gatters zur Gesamtmenge der Taktzeiträume hoch ist.

[0028] Bei einer geeigneten Ausführungsform können die Vorteile der Kapazitäts-Messschaltung wie oben vorgestellt erreicht werden, und die Kapazität des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, kann unter geringem Hardwareaufwand auf schnelle, zuverlässige und reproduzierbare Weise bestimmt werden.

[0029] In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform umfasst das Verfahren ferner die folgenden vorausgehenden Schritte:

- Kombinieren von mehreren synchronisierten Ausgangssignalen mit der Prüffrequenz, wobei die mehreren synchronisierten Ausgangssignale durch die mehreren Pulsdauermodulationseinheiten erzeugt werden, durch gewichtetes Addieren der synchronisierten Ausgangssignale; und
- Anlegen einer Tiefpassfilterung an die addierten Ausgangssignale, um ein im Wesentlichen sinusförmiges Prüfsignal mit der Prüfsignalfrequenz zu erzeugen. Bei einer geeigneten Ausführungsform kann der Pegel elektromagnetischer Strah-

lung niedrig gehalten werden, wodurch, insbesondere bei Kraftfahrzeuganwendungen, ein Einhalten der EMV-Anforderungen unter einem geringeren Hardware- und Kostenaufwand ermöglicht wird.

[0030] Bei noch einer weiteren bevorzugten Ausführungsform umfasst das Verfahren ferner die folgenden Schritte:

- Variieren einer relativen Phasenverschiebung zwischen dem sinusförmigen elektrischen Signal des Sinuswellengenerators und dem elektrischen Signal von der im Wesentlichen rechteckigen Wellenform des Rechteckwellengenerators in vorbestimmten Schritten in einem vorbestimmten Bereich und Konstanthalten der relativen Phase für einen vorbestimmten Messzeitraum,
- Bestimmen der Kapazität in jedem der Messzeiträume,
- Bestimmen einer optimalen relativen Phasenverschiebung, die der bestimmten Kapazität mit der größten Größe entspricht,
- Einstellen der relativen Phasenverschiebung auf die optimale relative Phasenverschiebung.

[0031] Auf diese Weise können jegliche Wirkungen der Phasenverschiebung der Signalmessschaltung oder der eingesetzten Filterelemente ausgeglichen werden, und es kann eine verbesserte Signalqualität zum Bestimmen der Kapazität erhalten werden.

[0032] Gemäß noch einem weiteren Aspekt der Erfindung wird ein Softwaremodul zur Steuerung einer Ausführung von Schritten einer Ausführungsform des hier offenbarten Verfahrens vorgesehen.

[0033] Die auszuführenden Verfahrensschritte werden in einen Programmcode des Softwaremoduls umgewandelt, wobei der Programmcode in der digitalen Speichereinheit des Mikrokontrollers implementierbar und von der Prozesseinheit des Mikrokontrollers ausführbar ist.

[0034] Das Softwaremodul kann eine robuste und zuverlässige Ausführung des Verfahrens ermöglichen und eine schnelle Modifikation von Verfahrensschritten gestatten.

[0035] Diese und andere Aspekte der Erfindung werden anhand der im Folgenden beschriebenen Ausführungsformen offensichtlich und werden durch diese erklärt.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0036] Weitere Einzelheiten und Vorteile der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der folgenden ausführlichen Beschreibung einer nicht einschränkenden Ausführungsform anhand der beigefügten Zeichnungen, in denen:

[0037] Fig. 1 ein Blockdiagramm eines herkömmlichen Sigma-Delta-Modulators ist;

[0038] Fig. 2 ein Blockdiagramm einer Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung gemäß der Erfindung veranschaulicht;

[0039] Fig. 3 einen detaillierten Schaltplan der Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung gemäß Fig. 2 zeigt;

[0040] Fig. 4 eine Kombination von mehreren synchronisierten Ausgangssignalen mit der gleichen Prüfsignalfrequenz zeigt, die von synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten des Mikrokontrollers der Kapazitäts-Messschaltung gemäß Fig. 3 erzeugt werden,

[0041] Fig. 5 ein Flussdiagramm einer Reihe von optionalen Schritten ist, die ein optionaler Teil des Verfahrens gemäß der Erfindung sind, und

[0042] Fig. 6 ein Flussdiagramm einer Ausführungsform des Verfahrens gemäß der Erfindung ist.

Genaue Beschreibung von bevorzugten Ausführungsformen

[0043] Fig. 1 ist ein Blockdiagramm eines herkömmlichen Sigma-Delta-Modulators 68 erster Ordnung. Er weist einen analogen verriegelten Komparator 72 (im Prinzip einen verriegelten 1-Bit-Analog-Digital-Umsetzer) auf, der mit einem Integrator 70 in Reihe geschaltet ist. Der Komparator 72 ist mit einer Oversampling-Frequenz $k \cdot f_s$ getaktet, wobei k einen Oversampling-Faktor bezeichnet. Das Eingangssignal, das an den Integrator 70 angelegt wird, ist die Differenz zwischen der zu messenden Eingangsspannung V_{in} und einer Ausgangsspannung eines 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzers, dessen Eingang mit dem 1-Bit-Datenstrom (Bitstrom) verbunden ist, der von dem verriegelten Komparator 72 erzeugt wird. Der Bitstrom mit der Abtastrate $k \cdot f_s$ wird in einem digitalen Decimator-/Tiefpassfilter auf einen Bitstrom mit der Abtastrate f_s verarbeitet. Falls eine Amplitude der zu messenden Eingangsspannung zunimmt, ist der Zustand „HOCH“ in dem Bitstrom vorherrschend. Falls die Amplitude der zu messenden Eingangsspannung abnimmt, ist der Zustand „NIEDRIG“ in dem Bitstrom vorherrschend. Für eine genauere Beschreibung der Funktion und der Eigenschaften des Sigma-Delta-Modulators wird auf die einschlägige Literatur verwiesen, zum Beispiel auf die Literatur, die im Abschnitt „Stand der Technik“ genannt ist.

[0044] Fig. 2 veranschaulicht ein Blockdiagramm einer Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung 10 zum Bestimmen eines Kapazitätswertes eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors 12 (siehe auch

Fig. 3), der im Lademodus betrieben wird, gemäß der Erfindung.

[0045] Die Kapazitäts-Messschaltung **10** umfasst eine Signalmessschaltung **18**, die eine modifizierte Sigma-Delta-Modulatoreinheit **20** mit einer Integratoreinheit **22** und einer Quantisierereinheit **24** aufweist.

[0046] Die Quantisierereinheit **24** umfasst ein Komparatorelement **26** mit einem Signaleingangsanschluss **28** und einem Referenzeingangsanschluss **30**.

[0047] Die Kapazitäts-Messschaltung **10** weist ferner einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **12** (siehe **Fig. 3**) mit einer elektrisch leitenden Messelektrode **14** und einer elektrisch leitenden Schutzelektrode **16**, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind, auf. Ein sich näherndes Objekt mit einer unbekannten Kapazität, zum Beispiel ein Sitzinsasse, interagiert elektrisch mit dem kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **12** und ändert dadurch den Kapazitätswert des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12**, der von der Kapazitäts-Messschaltung **10** erfasst wird.

[0048] Die Interaktion zwischen dem unbekannten Kondensator **76** und dem kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **12** ist in **Fig. 3** durch eine gebogene durchgehende Linie angedeutet, die von dem unbekannten Kondensator **76** ausgeht und an der Messelektrode **14** endet.

[0049] Die Schutzelektrode **16** ist an den Referenzeingangsanschluss **30** des Komparatorelements **26** anschließbar, und die Messelektrode **14** ist an den Signaleingangsanschluss **28** des Komparatorelements **26** anschließbar. **Fig. 3** zeigt den kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **12** in einem funktionsfähigen Zustand, in dem er mit den Eingangsanschlüssen **28**, **30** des Komparatorelements **26** verbunden ist.

[0050] Wieder mit Bezug auf **Fig. 2** ist der Referenzeingangsanschluss **30** des Komparatorelements **26** (und damit der Schutzelektrode **16**) mit einem Ausgangsanschluss eines Sinuswellengenerators **40** verbunden. Der Sinuswellengenerator **40** ist dafür ausgelegt, ein im Wesentlichen sinusförmiges elektrisches Signal mit einer Prüffrequenz („Prüfsignal“) zu erzeugen, die in einem Bereich zwischen 1 kHz und 1 MHz auswählbar ist. In dieser besonderen Ausführungsform wird die Prüffrequenz mit 100 kHz ausgewählt, und die Spitzenamplitude am Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators **40** beträgt 0,5 V.

[0051] Die Quantisierereinheit **24** weist ferner ein digitales Klinkenelement **32** auf, das als ein D-Flipflop gestaltet ist, das mit einem Ausgangsanschluss des Komparatorelements **26** in Reihe geschaltet ist. Das digitale Klinkenelement **32** wird durch eine Taktquelle **134** getaktet, die ein Taktsignal mit einer Frequenz

bereitstellt, die mindestens das Zehnfache der Prüffrequenz beträgt. In dieser besonderen Ausführungsform beträgt die Frequenz des Taktsignals 10 MHz.

[0052] Die Integratoreinheit **22** der modifizierten Sigma-Delta-Modulatoreinheit **20** umfasst einen 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzer (DAC) **34** mit einem bipolaren Stromausgang. Wenn der 1-Bit-DAC-Eingangsanschluss auf einem Spannungspegel entsprechend dem logischen Zustand „HOCH“ liegt, fließt ein Strom mit einem festgelegten, vorbestimmten Pegel aus dem DAC-Ausgangsanschluss. Wenn der DAC-Eingangsanschluss auf einem Spannungspegel entsprechend dem logischen Zustand „NIEDRIG“ liegt, fließt ein Strom mit dem gleichen festgelegten, vorbestimmten Pegel in den DAC-Ausgangsanschluss. Die Integratoreinheit **22** der modifizierten Sigma-Delta-Modulatoreinheit **20** kann als ebenso den unbekannten Kondensator **76** aufweisend angesehen werden, der zwischen dem DAC-Ausgangsanschluss und einer Anschlussmasse **78** angeschlossen ist.

[0053] Ein Ausgangsanschluss der Quantisierereinheit **24**, der durch den Ausgangsanschluss des getakteten digitalen Klinkenelements **32** gebildet ist, ist mit dem Eingangsanschluss des 1-Bit-DAC **34** verbunden. Der 1-Bit-DAC-Ausgangsanschluss ist mit dem Signaleingangsanschluss **28** des Komparatorelements **26** verbunden, um eine geschlossene Rückkopplungsschleife zu bilden.

[0054] Die Rückkopplungsschleife hält eine Spannung am Signaleingangsanschluss **28** im Wesentlichen gleich einer Spannung am Referenzeingangsanschluss **30**, der durch den Sinuswellengenerator **40** betrieben wird. Daher wird während des Betriebs eine Sinuswelle mit der gleichen Frequenz und Amplitude wie die von dem Sinuswellengenerator **40** erzeugte Sinuswelle an dem unbekannten Kondensator **76** erscheinen, überlagert von einer Spannung, die durch Anlegen des Ausgangsstroms des 1-Bit-DAC **34** an den unbekannten Kondensator **76** erzeugt wird.

[0055] Eine Anzahl von positiven und negativen Stromimpulsen, die von dem 1-Bit-DAC **34** in den unbekannten Kondensator **76** eingespeist werden, um die Rückkopplungsschleife während des ersten und letzten Viertels eines Zeitraums des angelegten elektrischen Prüfsignals (d. h. während der Zunahme des Spannungspegels) stabil zu halten, und eine Anzahl von positiven und negativen Stromimpulsen, die während des zweiten und dritten Viertels des Zeitraums des angelegten elektrischen Prüfsignals (d. h. während der Abnahme des Spannungspegels) von dem 1-Bit-DAC **34** in den unbekannten Kondensator **76** eingespeist werden, zeigen eine Amplitude des elektrischen Prüfsignals und eine Kapazität des unbekannten Kondensators **76** an. Je höher die Kapazität ist, desto mehr positive Stromimpulse während des

ersten und letzten Viertels des Zeitraums des angelegten elektrischen Prüfsignals und desto mehr negative Stromimpulse während des zweiten und dritten Viertels des Zeitraums des angelegten elektrischen Prüfsignals werden erzeugt.

[0056] Die Signalmessschaltung **18** weist ferner ein digitales XOR-Gatter **38** mit zwei Eingangsanschlüssen auf, das als ein digitaler Multiplizierer betrieben wird. Ein Eingangsanschluss der beiden Eingangsanschlüsse ist mit einem Ausgangsanschluss eines Rechteckwellengenerators **46** verbunden. Der Rechteckwellengenerator **46** ist dafür ausgelegt, ein elektrisches Signal mit einer im Wesentlichen rechteckigen Wellenform mit der Prüffrequenz zu erzeugen. Eine relative Phasenverschiebung zwischen dem elektrischen Prüfsignal des Sinuswellengenerators **40** und dem elektrischen Signal des Rechteckwellengenerators **46** ist im Wesentlichen gleich 90° und eine äquivalente Phasenverschiebung der Zeit eines Zeitraums der Taktquelle **134**, die das digitale Klinkenelement **32** taktet. Der Rechteckwellengenerator **46** wird synchronisiert mit der Taktquelle **134** betrieben. Auf diese Weise ändert ein Ausgangsspannungspegel des Rechteckwellengenerators **46** seinen Zustand synchron mit einer aktiven Taktflanke am digitalen Klinkenelement **32**.

[0057] Der andere Eingangsanschluss der beiden Eingangsanschlüsse des digitalen XOR-Gatters **38** ist mit dem Ausgangsanschluss des digitalen Klinkenelements **32** verbunden. Das digitale XOR-Gatter **38** kehrt den Ausgangspegel des digitalen Klinkenelements **32** um, was die tatsächliche Stromimpulsausgabe des 1-Bit-DAC **34** während des zweiten und dritten Viertels eines Zeitraums des Prüfsignals anzeigt, und es kehrt nicht den Ausgangspegel des digitalen Klinkenelements **32** um, was die tatsächliche Stromimpulsausgabe des 1-Bit-DAC **34** während eines ersten und letzten Viertels des Zeitraums des Prüfsignals anzeigt. Daher wird das Verhältnis zwischen der Anzahl der negativen Impulse und der positiven Impulse an einem Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** die Kapazität des unbekannten Kondensators **76** anzeigen. Insbesondere wird die positive Impulsdauer am Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** im Wesentlichen proportional zur Kapazität des unbekannten Kondensators **76** sein.

[0058] Dann umfasst die Signalmessschaltung **18** ein digitales Decimator-/Tiefpassfilter **36**. Der Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** ist mit einem Eingangsanschluss des digitalen Decimator-/Tiefpassfilters **36** verbunden. Das digitale Decimator-/Tiefpassfilter **36** dezimiert und tiefpassfiltert eine Impulsstromausgabe, die am Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** erzeugt wird, was zu einem Digitalwort führt, welches den unbekannten Ka-

pazitätswert des unbekannten Kondensators **76** anzeigt.

[0059] Fig. 3 zeigt einen detaillierten Schaltplan der Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung **10** gemäß Fig. 2.

[0060] Wie in Fig. 3 gezeigt ist, weist die Kapazitäts-Messschaltung **10** einen Mikrokontroller **48** auf, der eine Prozessoreinheit **50**, eine digitale Speichereinheit **52**, eine Mikrokontroller-Systemuhr **54** und mehrere, nämlich vier, synchronisierte Pulsdauernmodulationseinheiten (PWM-Einheiten) **42₁–42₄** mit Rechteckwellen-Ausgangssignalen aufweist. Es versteht sich, dass Datenverbindungen (in Fig. 3 als ein Datenbus gezeigt) bestehen, die die verschiedenen Komponenten des Mikrokontrollers **48** miteinander verbinden. Der Mikrokontroller **48** ist von einer kostengünstigen Art mit sehr eingeschränkten Fähigkeiten, hat eine Taktfrequenz von 10 MHz und enthält keinen integrierten digitalen Signalprozessor.

[0061] Drei PWM-Einheiten **42₁–42₃** der mehreren synchronisierten PWM-Einheiten **42₁–42₄** und eine Tiefpassfiltereinheit **44** bilden den Sinuswellengenerator **40**. Das System ist dafür ausgelegt, Ausgangssignale der drei PWM-Einheiten **42₁–42₃** der mehreren synchronisierten PWM-Einheiten **42₁–42₄** mit der Prüfsignalfrequenz von 100 kHz zu gewichten und zu addieren. Zum Beispiel ist jeweils ein Widerstand **80, 82, 84** mit jedem Ausgangsanschluss der drei PWM-Einheiten **42₁–42₃** zum gewichteten Addieren aller drei PWM-Einheit-Ausgangssignale verbunden.

[0062] Die Rechteckwellen-PWM-Einheit-Ausgangssignale sind in Fig. 4 schematisch gezeigt. Die Ausgangssignale haben die gleiche Prüfsignalfrequenz, mit einer definierten relativen Phasenverschiebung zwischen diesen. Das Ausgangssignal der PWM-Einheit **42₂** (2. Position in Fig. 4) ist relativ zum Ausgangssignal der PWM-Einheit **42₁** (obere Position) um $1/8$ Periode verzögert, und das Ausgangssignal der PWM-Einheit **42₃** (3. Position) ist wiederum relativ zum Ausgangssignal der PWM-Einheit **42₂** (2. Position) um $1/8$ Periode verzögert. Die relativen Amplituden der PWM-Einheit-Ausgangssignale, wie sie von den Widerständen **80, 82, 84** gewichtet werden, sind jeweils 1, $\sqrt{2}$ und 1. Durch Addieren der gewichteten PWM-Einheit-Ausgangssignale wird eine angenäherte Sinuswelle **86** erzeugt, wie im unteren Teil von Fig. 4 angezeigt ist. Die 2. bis 7. Oberschwingung der angenäherten Sinuswelle **86** werden im Wesentlichen unterdrückt.

[0063] Die Tiefpassfiltereinheit **44**, die als ein LC-Filter in π -Konfiguration und eine zusätzliche RC-Kombination gestaltet ist, ist mit dem Ausgang der PWM-Einheiten **42₁–42₃** in Reihe geschaltet und filtert im Wesentlichen den größten Teil der verbleibenden Oberschwingungen heraus. Die Ausgabe der

Tiefpassfiltereinheit **44** ist ein sinusförmiges Prüfsignal mit einer Frequenz von 100 kHz und einem geringen Verzerrungsfaktor. Der Quellenwiderstand der Tiefpassfiltereinheit **44** ist durch die drei Widerstände **80**, **82**, **84** definiert, und der Widerstand **88** definiert den Lastwiderstand der Tiefpassfiltereinheit **44**.

[0064] Die Taktquelle **134** zum Takten des getakteten digitalen Klinkenelements wird von einem Taktangangsanschluss **56** des Mikrokontrollers **48** bereitgestellt, der ein elektrisches Taktsignal mit einer Frequenz von 10 MHz bereitstellt. Der Taktausgangsanschluss **56** ist mit einem Takteingangsanschluss des getakteten digitalen Klinkenelements **32** verbunden.

[0065] Das Komparatorelement **26** ist ein fester Bestandteil des Mikrokontrollers **48**. Das getaktete digitale Klinkenelement **32** ist durch eine integrierte SN 74LVC1G74-D-Flipflop-Schaltung bereitgestellt, die von mehreren Herstellern im Handel erhältlich ist. Das digitale XOR-Gatter **38** ist durch eine integrierte SN74LVC1G86-XOR-Gatter-Schaltung bereitgestellt, die ebenso von mehreren Herstellern von integrierten Schaltungen im Handel erhältlich ist.

[0066] Ferner weist das digitale Decimator-/Tiefpassfilter **36** einen torgesteuerten Zähler **58** auf, der ein fester Bestandteil des Mikrokontrollers **48** ist. Der Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** ist mit einem Eingangsanschluss des torgesteuerten Zählers **58** verbunden.

[0067] Die Schutzelektrode **16** des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12** ist über einen leitenden Schirm **64** eines geschirmten Kabels **62** mit dem Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators **40** verbunden, und die Messelektrode **14** ist über einen Innenleiter **66** des geschirmten Kabels **62** und einen Kondensator **90** zur Gleichstromentkopplung mit dem Signaleingangsanschluss **28** des Komparatorelements **26** verbunden. Ein Kapazitätswert des Gleichstromentkopplungskondensators **90** wird derart ausgewählt, dass die Impedanz des Kondensators **90** niedrig genug ist, dass das Prüfsignal im Wesentlichen ungedämpft hindurchgelassen wird. Auf diese Weise ist die Messelektrode **14** für Frequenzen, die so hoch wie die Prüffrequenz oder niedriger sind, wirksam mit dem Signaleingangsanschluss **28** verbunden. Jeglicher Einfluss von Verlustströmen zwischen der Messelektrode **14** und der Anschlussmasse **78** auf der Gleichstromvorspannung der Signalmessschaltung **18** wird hierdurch wirksam ausgeschaltet.

[0068] Eine zusätzliche EM-Strahlungs-Tiefpassfiltereinheit **92** aus zwei Kondensatoren und einem Induktor in π -Konfiguration wird zwischen dem Innenleiter **66** und dem leitenden Schirm **64** des geschirmten Kabels **62** an einem Ende des geschirmten Ka-

bels **62**, das von dem kapazitiven Sensor **12** entfernt ist, positioniert. Die EM-Strahlungs-Tiefpassfiltereinheit **92** dämpft die Frequenzkomponenten, die durch die Taktquelle **134** in dem kapazitiven Sensor **12** und der zugehörigen Sensorverdrahtung erzeugt werden, während der Prüfsignaldurchgang im Wesentlichen ungedämpft bleibt.

[0069] Der 1-Bit-DAC **34** der Integratoreinheit **22** wird von einer Gleichspannungsquelle **94** mit Strom versorgt, die die gleiche Spannung hat wie die (nicht gezeigte) Gleichstromversorgung für das Komparatorelement **26**, das getaktete digitale Klinkenelement **32**, das digitale XOR-Gatter **38** und den Mikrokontroller **48**.

[0070] Der 1-Bit-DAC **34** weist zwei Stromspiegelschaltungen **96**, **98** auf, die durch den Spannungspegel am Ausgangsanschluss des digitalen Klinkenelements **32** abwechselnd ein- und ausgeschaltet werden. Der Widerstand **100** stellt gleichzeitig einen Ausgangsstrom für beide Stromspiegelschaltungen **96**, **98** ein. Dadurch können beide Ausgangsströme im Wesentlichen gleich gestaltet werden, wenn die obere Stromspiegelschaltung **96** und die untere Stromspiegelschaltung **98** zueinander symmetrisch gestaltet werden.

[0071] Wenn der Spannungspegel am Ausgangsanschluss des digitalen Klinkenelements **32** einem logischen Zustand „HOCH“ (5 V) entspricht, dann zieht der Widerstand **102** das elektrische Potential des Emitters eines Transistors der unteren Stromspiegelschaltung **98** bis zu einem Pegel hinauf, der das Fließen jeglichen Grundstroms verhindert, wodurch die untere Stromspiegelschaltung **98** deaktiviert wird. Gleichzeitig wird die obere Spiegelschaltung **96** aktiviert. Der aus dem 1-Bit-DAC **34** in den unbekannten Kondensator **76** fließende Strom ist positiv.

[0072] Wenn der Spannungspegel am Ausgangsanschluss des digitalen Klinkenelements **32** einem logischen Zustand „HOCH“ (0 V) entspricht, dann zieht der Widerstand **104** das elektrische Potential des Emitters eines Transistors der oberen Spiegelschaltung **96** bis auf einen Pegel hinunter, der das Fließen jeglichen Grundstroms verhindert, wodurch die obere Stromspiegelschaltung **96** deaktiviert wird. Gleichzeitig wird die untere Spiegelschaltung **98** aktiviert. Der aus dem 1-Bit-DAC **34** in den unbekannten Kondensator **76** fließende Strom ist negativ. Bei dieser speziellen Ausführungsform wird ein Pegel des 1-Bit-DAC-Ausgangsstroms beispielhaft mit 100 μ A gewählt.

[0073] Der Rechteckwellengenerator **46** wird von der vierten PWM-Einheit **42₄** der mehreren synchronisierten PWM-Einheiten **42₁–42₄** bereitgestellt. Eine Phasenverschiebung zwischen den kombinierten drei PWM-Einheit-Ausgangssignalen des Sinuswellengenerators **40** und dem vierten PWM-Einheit-Aus-

gangssignal ist durch den Mikrokontroller **48** einstellbar, wie nachstehend beschrieben wird.

[0074] Nachstehend wird eine Ausführungsform eines Verfahrens zum Bestimmen einer Kapazität des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12**, der im Lademodus betrieben wird, unter Verwendung einer Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung **10** beschrieben (**Fig. 6**). Zur Vorbereitung des Messens der Kapazität des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12** durch die Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung **10** gemäß **Fig. 2** und **Fig. 3** sollte klar sein, dass sich alle beteiligten Einheiten und Vorrichtungen in einem funktionsfähigen Zustand befinden und wie in **Fig. 2** und **Fig. 3** konfiguriert sind.

[0075] Um in der Lage zu sein, das Verfahren auszuführen, weist der Mikrokontroller **48** ein Softwaremodul **60** auf. Die auszuführenden Verfahrensschritte werden in einen Programmcode des Softwaremoduls **60** umgewandelt. Der Programmcode ist in der digitalen Speichereinheit **52** des Mikrokontrollers **48** implementierbar und durch die Prozessoreinheit **50** des Mikrokontrollers **48** ausführbar.

[0076] Zum Bestimmen einer optimalen Phasenverschiebung zwischen den drei kombinierten PWM-Einheit-Ausgangssignalen des Sinuswellengenerators **40** und dem Ausgangssignal des Rechteckwellengenerators **46** wird die folgende optionale Folge von vorbereitenden Verfahrensschritten durchgeführt (**Fig. 5**).

[0077] In einem ersten vorbereitenden Schritt **106** wird die relative Phasenverschiebung zwischen dem sinusförmigen elektrischen Signal des Sinuswellengenerators **40** und dem elektrischen Signal von im Wesentlichen rechteckiger Wellenform des Rechteckwellengenerators **46** in vorbestimmten Schritten von 5° in einem vorbestimmten Bereich zwischen 80° und 100° variiert, und die relative Phase wird für einen vorbestimmten Messzeitraum konstant gehalten.

[0078] Bei jeder der Messzeiträume der konstanten relativen Phase wird die Kapazität des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12** in einem nächsten vorbereitenden Schritt **108** bestimmt. Im folgenden vorbereitenden Schritt **110** wird eine optimale Phasenverschiebung als die relative Phasenverschiebung entsprechend der bestimmten Kapazität mit der größten Größe bestimmt. Im letzten vorbereitenden Schritt **112** wird dann die relative Phasenverschiebung auf die bestimmte optimale relative Phasenverschiebung eingestellt.

[0079] Zum Bestimmen der Kapazität des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **12**, der im Lademodus betrieben wird, werden die folgenden Schritte ausgeführt (**Fig. 6**).

[0080] In einem ersten Schritt des Verfahrens **114** wird der torgesteuerte Zähler **58** zurückgesetzt. In den folgenden Schritten **116–120** werden dann das Anlegen des sinusförmigen elektrischen Signals an die Schutzelektrode **16**, das Anlegen des elektrischen Rechteckwellensignals an den zweiten Eingangsanschluss des digitalen XOR-Gatters **38** und das Takten des getakteten digitalen Klinkenelements **32** aktiviert.

[0081] Im nächsten Schritt **122** des Verfahrens wird die Anzahl an Taktzeiträumen, bei denen der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, durch den torgesteuerten Zähler **58** des Mikrokontrollers **48** bestimmt.

[0082] Nach einer vorbestimmten Messzeit, die in dieser speziellen Ausführungsform mit 100 ms gewählt wurde, wird das Takten des getakteten digitalen Klinkenelements **32** in einem weiteren Schritt **124** angehalten. In Kombination mit der Frequenz von 10 MHz für das elektrische Taktsignal kann 6 auf diese Weise eine Messauflösung von 1:10 erreicht werden.

[0083] Im folgenden Schritt **126** wird eine Anzahl von Taktzeiträumen, bei denen der Ausgangspegel des XOR-Gatters während der vorbestimmten Messzeit hoch ist, durch Auslesen des Inhalts des torgesteuerten Zählers **58** bestimmt, was die Kapazität des unbekannten Kondensators **76** anzeigt. In einem weiteren Schritt **128** wird die Kapazität basierend auf dem Auswerten der Anzahl von Taktzeiträumen bestimmt, bei denen der Ausgangspegel des XOR-Gatters während der vorbestimmten Messzeit hoch ist.

[0084] Während die Erfindung im Einzelnen in den Zeichnungen und der vorstehenden Beschreibung veranschaulicht und beschrieben wurde, sind eine solche Veranschaulichung und Beschreibung als veranschaulichend oder beispielhaft und nicht als einschränkend anzusehen; die Erfindung ist nicht auf die offenbarten Ausführungsformen beschränkt.

[0085] Andere Varianten der offenbarten Ausführungsformen können von den Fachleuten bei der Ausführung der beanspruchten Erfindung, durch Studium der Zeichnungen, der Offenbarung und der beigefügten Ansprüche verstanden und herbeigeführt werden. In den Ansprüchen schließt das Wort „aufweisend“ andere Elemente oder Schritte nicht aus, und der unbestimmte Artikel „ein“, „eine“ oder „einer“ schließt keine Mehrheit aus. Die bloße Tatsache, dass bestimmte Maßnahmen in sich voneinander unterscheidenden Unteransprüchen aufgeführt sind, weist nicht darauf hin, dass nicht eine Kombination dieser Maßnahmen vorteilhaft genutzt werden kann. Keines der Bezugszeichen in den Ansprüchen soll als den Schutzbereich einschränkend ausgelegt werden.

Bezugszeichenliste

| | |
|-----|---|
| 10 | Kapazitäts-Messschaltung |
| 12 | kapazitiver Schutz-Mess-Sensor |
| 14 | Messelektrode |
| 16 | Schutzelektrode |
| 18 | Signalmessschaltung |
| 20 | Sigma-Delta-Modulatoreinheit |
| 22 | Integratoreinheit |
| 24 | Quantisierereinheit |
| 26 | Komparatorelement |
| 28 | Signaleingangsanschluss |
| 30 | Referenzeingangsanschluss |
| 32 | digitales Klinkenelement |
| 34 | 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzer |
| 36 | digitales Decimator-/Tiefpassfilter |
| 38 | digitales XOR-Gatter |
| 40 | Sinuswellengenerator |
| 42 | Pulsdauermodulationseinheit |
| 44 | Tiefpassfiltereinheit |
| 46 | Rechteckwellengenerator |
| 48 | Mikrokontroller |
| 50 | Prozessoreinheit |
| 52 | digitale Speichereinheit |
| 54 | Mikrokontroller-Systemuhr |
| 56 | Taktausgangsanschluss |
| 58 | torgesteuerter Zähler |
| 60 | Softwaremodul |
| 62 | geschirmtes Kabel |
| 64 | leitfähiges Kabel |
| 66 | Innenleiter |
| 68 | Sigma-Delta-Modulator |
| 70 | Integrator |
| 72 | Komparator |
| 74 | Bitstrom |
| 76 | unbekannter Kondensator |
| 78 | Anschlussmasse |
| 80 | Widerstand |
| 82 | Widerstand |
| 84 | Widerstand |
| 86 | angenäherte Sinuswelle |
| 88 | Widerstand |
| 90 | Gleichstromentkopplungskondensator |
| 92 | EM-Strahlungs-Tiefpassfiltereinheit |
| 94 | Gleichspannungsquelle |
| 96 | Stromspiegelschaltung |
| 98 | Stromspiegelschaltung |
| 100 | Widerstand |
| 102 | Widerstand |
| 104 | Widerstand SCHRITTE |
| 106 | Variieren der relativen Phasenverschiebung |
| 108 | Bestimmen des Kapazitätswertes |
| 110 | Bestimmen der optimalen Phasenverschiebung |
| 112 | Einstellen der Phasenverschiebung |
| 114 | Zurücksetzen des Ereigniszählers |
| 116 | Anlegen eines Prüfsignals an die Schutz- elektrode |

| | |
|-----|---|
| 118 | Anlegen einer Rechteckwelle an das XOR- Gatter |
| 120 | Aktivieren des Taktens der digitalen Klinken |
| 122 | Bestimmen der Zahlen von Schrittschlä- gen |
| 124 | Anhalten des Taktens der digitalen Klinken |
| 126 | Auslesen des torgesteuerten Zählers |
| 128 | Bestimmen der Kapazität |
| 130 | Kombinieren von PWM-Einheit-Signalen |
| 132 | Anlegen von Tiefpassfilterung |
| 134 | Taktquelle |

Patentansprüche

1. Kapazitäts-Messschaltung (10) zum Bestimmen einer Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (12), der im Lademodus betrieben wird, aufweisend

- einen Sinuswellengenerator (40), der dafür ausgelegt ist, ein im Wesentlichen sinusförmiges elektrisches Signal mit einer Prüffrequenz zu erzeugen;
- einen Rechteckwellengenerator (46), der dafür ausgelegt ist, ein elektrisches Signal mit einer im Wesentlichen rechteckigen Wellenform mit der Prüffrequenz zu erzeugen;
- einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor (12), der eine elektrisch leitende Messelektrode (14) und eine elektrisch leitende Schutzelektrode (16) umfasst, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind, wobei die Schutzelektrode (16) mit einem Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators (40) verbunden ist;
- eine Signalmessschaltung (18), umfassend
- eine Sigma-Delta-Modulatoreinheit (20) mit einer Integratoreinheit (22), die einen 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzer (34) umfasst, einer Quantisierereinheit (24), die ein Komparatorelement (26) mit einem Signaleingangsanschluss (28) und einem Referenzeingangsanschluss (30) und ein getaktetes digitales Klinkenelement (32) umfasst, das mit einem Ausgangsanschluss des Komparatorelements (26) in Reihe verbunden ist, wobei ein Ausgangsanschluss der Quantisierereinheit (24) mit einem Eingangsanschluss des 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzers (34) verbunden ist, ein Ausgangsanschluss des 1-Bit-Digital-Analog-Umsetzers (34) mit dem Signaleingangsanschluss (28) des Komparatorelements (26) derart verbunden ist, dass eine geschlossene Rückkopplungsschleife gebildet wird, und die Messelektrode (14) für Signalfrequenzen, die so hoch wie die Prüffrequenz oder niedriger sind, mit dem Signaleingangsanschluss (28) des Komparatorelements (26) verbunden ist, und die Schutzelektrode (16) mit dem Referenzeingangsanschluss (30) des Komparatorelements (26) verbunden ist;
- ein digitales Decimator-/Tiefpassfilter (36); und
- ein digitales XOR-Gatter (38) mit wenigstens zwei Eingangsanschlüssen, wobei der Ausgangs-

anschluss des elektronischen Klinkenelements (32) mit einem ersten Eingangsanschluss der wenigstens zwei Eingangsanschlüsse verbunden ist, der zweite Eingangsanschluss der wenigstens zwei Eingangsanschlüsse mit einem Ausgangsanschluss des Rechteckwellengenerators (46) verbunden ist, und ein Ausgangsanschluss des digitalen XOR-Gatters (38) mit einem Eingangsanschluss des digitalen Decimator-/Tiefpassfilters (36) verbunden ist;

- einen Mikrokontroller (48), umfassend
- eine Prozessoreinheit (50),
- eine digitale Speichereinheit (52),
- eine Mikrokontroller-Systemuhr (54),

wobei der Mikrokontroller (48) dafür ausgelegt ist, die Kapazität basierend auf der Bewertung eines Verhältnisses einer Anzahl von Taktzeiträumen, wenn der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, zu einer Gesamtmenge von Taktzeiträumen zu bestimmen.

2. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach Anspruch 1, wobei eine relative Phasenverschiebung zwischen dem sinusförmigen elektrischen Signal des Sinuswellengenerators (40) und dem elektrischen Signal von einer im Wesentlichen rechteckigen Wellenform des Rechteckwellengenerators (46) im Wesentlichen gleich 90° ist.

3. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach Anspruch 1 oder 2, wobei der Mikrokontroller (48) ferner aufweist

- mehrere synchronisierte Pulsdauermodulationseinheiten (42₁–42₃), die dafür ausgelegt sind, mit der Prüffrequenz zu arbeiten, und
- eine Tiefpassfiltereinheit (44),

wobei die mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten (42₁–42₃) und die Tiefpassfiltereinheit (44) den Sinuswellengenerator (40) bilden, und wobei der Mikrokontroller (48) dafür ausgelegt ist, Ausgangssignale der mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten (42₁–42₃) zu gewichten und zu addieren, um ein sinusförmiges Signal der Prüffrequenz an einem Ausgang der Tiefpassfiltereinheit (44) zu erzeugen.

4. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei das digitale Decimator-/Tiefpassfilter (36) einen torgesteuerten Zähler (58) aufweist, der ein fester Bestandteil des Mikrokontrollers (48) ist.

5. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach Anspruch 3 oder 4, wobei eine synchronisierte Pulsdauermodulationseinheit (42₄) der mehreren synchronisierten Pulsdauermodulationseinheiten (42₁–42₄) dafür ausgelegt ist, als der Rechteckwellengenerator (46) zu dienen.

6. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Mikrokontroller (48) ferner einen Taktausgangsanschluss (56) aufweist, der mit einem Takteingangsanschluss des

getakteten digitalen Klinkenelements (32) verbunden ist.

7. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Prüffrequenz in einem Bereich zwischen 1 kHz und 1 MHz liegt und der Taktausgangsanschluss (56) dafür ausgelegt ist, ein Taktsignal mit einer Frequenz bereitzustellen, die wenigstens zehnmal die Prüffrequenz beträgt.

8. Kapazitäts-Messschaltung (10) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Schutzelektrode (16) über eine leitfähige Abschirmung (64) eines geschirmten Kabels (62) mit dem Ausgangsanschluss des Sinuswellengenerators (40) verbunden ist und die Messelektrode (14) über einen Innenleiter (66) des geschirmten Kabels (62) mit dem Signaleingangsanschluss (28) des Komparatorelements (26) verbunden ist.

9. Verfahren zum Bestimmen einer Kapazität eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (12), der im Lademodus betrieben wird, durch Verwendung einer Ausführungsform der Kapazitäts-Messschaltung (10) nach einem der Ansprüche 1 bis 8, wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

- Rückstellen (114) eines Ausgangs des digitalen Decimator-/Tiefpassfilters (36),
- Ermöglichen des Anlegens (116) des sinusförmigen elektrischen Signals an die Schutzelektrode (16),
- Ermöglichen des Anlegens (118) des elektrischen Rechteckwellensignals an den zweiten Eingangsanschluss des digitalen XOR-Gatters (38),
- Ermöglichen des Taktens (120) des getakteten digitalen Klinkenelements (32),
- Bestimmen von Anzahlen (122) von Taktzeiträumen, wobei der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist,
- nach einer vorbestimmten Messzeit Anhalten (124) des Taktens des getakteten digitalen Klinkenelements (32),
- Bestimmen (126) eines Verhältnisses von Taktzeiträumen, in denen der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, zu der Gesamtmenge an Taktzeiträumen während der vorbestimmten Messzeit,
- Bestimmen (128) der Kapazität basierend auf der Bewertung des Verhältnisses der Taktzeiträume, in denen der Ausgangspegel des XOR-Gatters hoch ist, zur Gesamtmenge der Taktzeiträume.

10. Verfahren nach Anspruch 9, umfassend die vorausgehenden Schritte des

- Kombinierens (130) von mehreren synchronisierten Ausgangssignalen mit der Prüffrequenz, wobei die mehreren synchronisierten Ausgangssignale durch mehrere Pulsdauermodulationseinheiten (42₁–42₄) erzeugt werden, durch gewichtetes Addieren der synchronisierten Ausgangssignale; und
- Anlegens (132) einer Tiefpassfilterung an die addierten Ausgangssignale, um ein im Wesentlichen si-

nusförmiges Prüfsignal der Prüfsignalfrequenz zu erzeugen.

11. Verfahren nach Anspruch 9 oder 10, umfassend die Schritte des

- Variierens **(106)** einer relativen Phasenverschiebung zwischen dem sinusförmigen elektrischen Signal des Sinuswellengenerators **(40)** und dem elektrischen Signal von der im Wesentlichen rechteckigen Wellenform des Rechteckwellengenerators **(46)** in vorbestimmten Schritten in einem vorbestimmten Bereich und Konstanthalten der relativen Phase für einen vorbestimmten Messzeitraum,
- Bestimmen **(108)** der Kapazität in jedem der Messzeiträume,
- Bestimmen **(110)** einer optimalen relativen Phasenverschiebung, die der bestimmten Kapazität mit der größten Größe entspricht,
- Einstellen **(112)** der relativen Phasenverschiebung auf die optimale relative Phasenverschiebung.

12. Softwaremodul **(60)** zum Ausführen des Verfahrens nach einem der Ansprüche 9 bis 11, wobei die auszuführenden Verfahrensschritte in einen Programmcode des Softwaremoduls **(60)** umgewandelt werden, wobei der Programmcode in der digitalen Speichereinheit **(52)** des Mikrokontrollers **(48)** implementierbar und durch die Prozessoreinheit **(50)** des Mikrokontrollers **(48)** ausführbar ist.

Es folgen 5 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

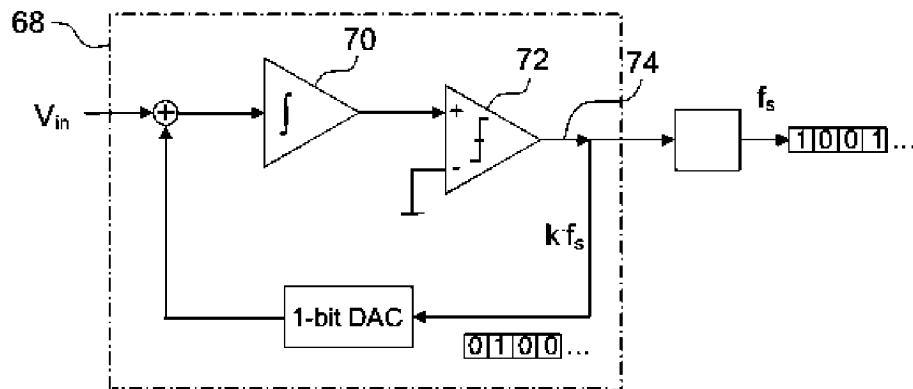


FIG. 1

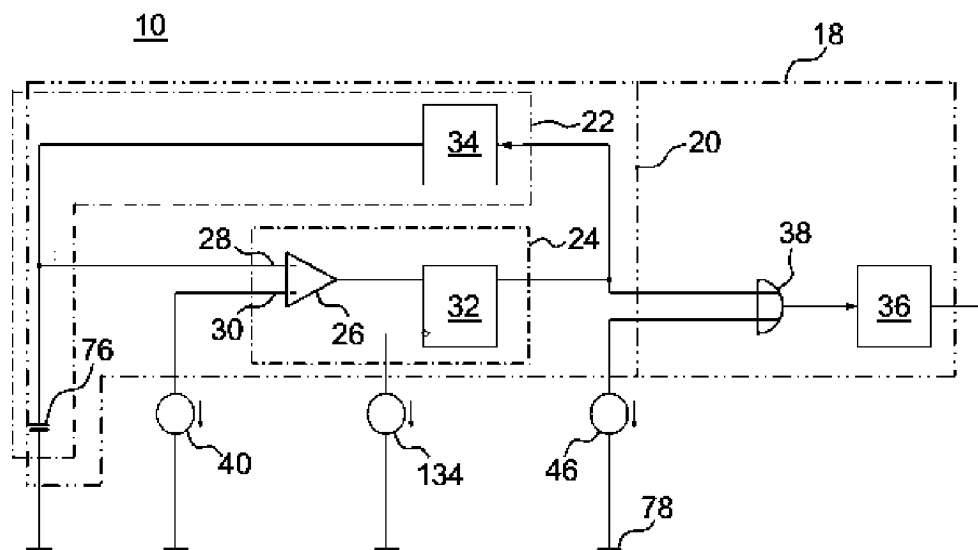


FIG. 2

10

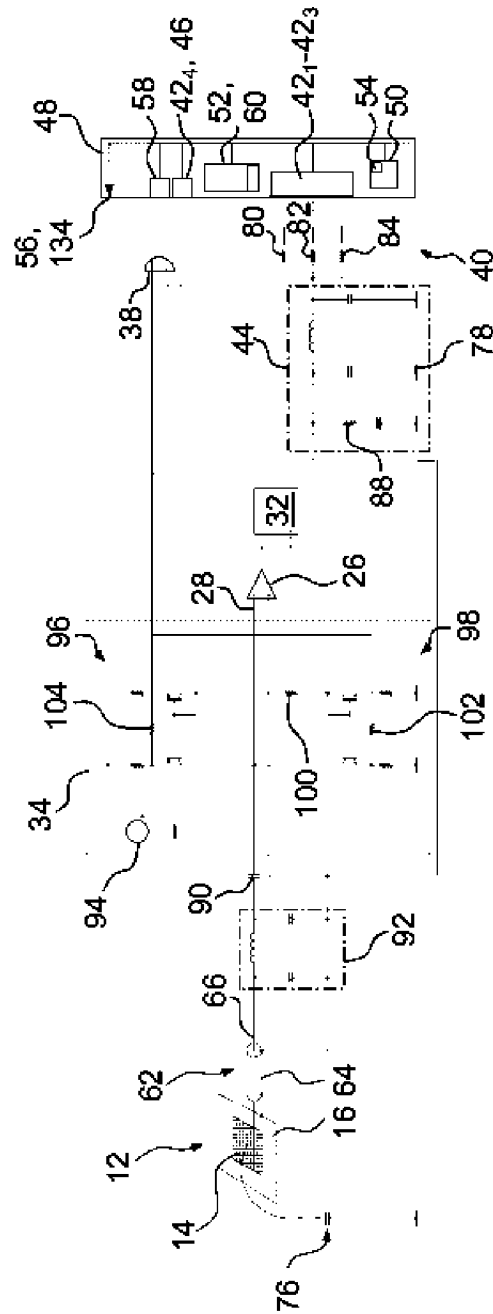


FIG. 3

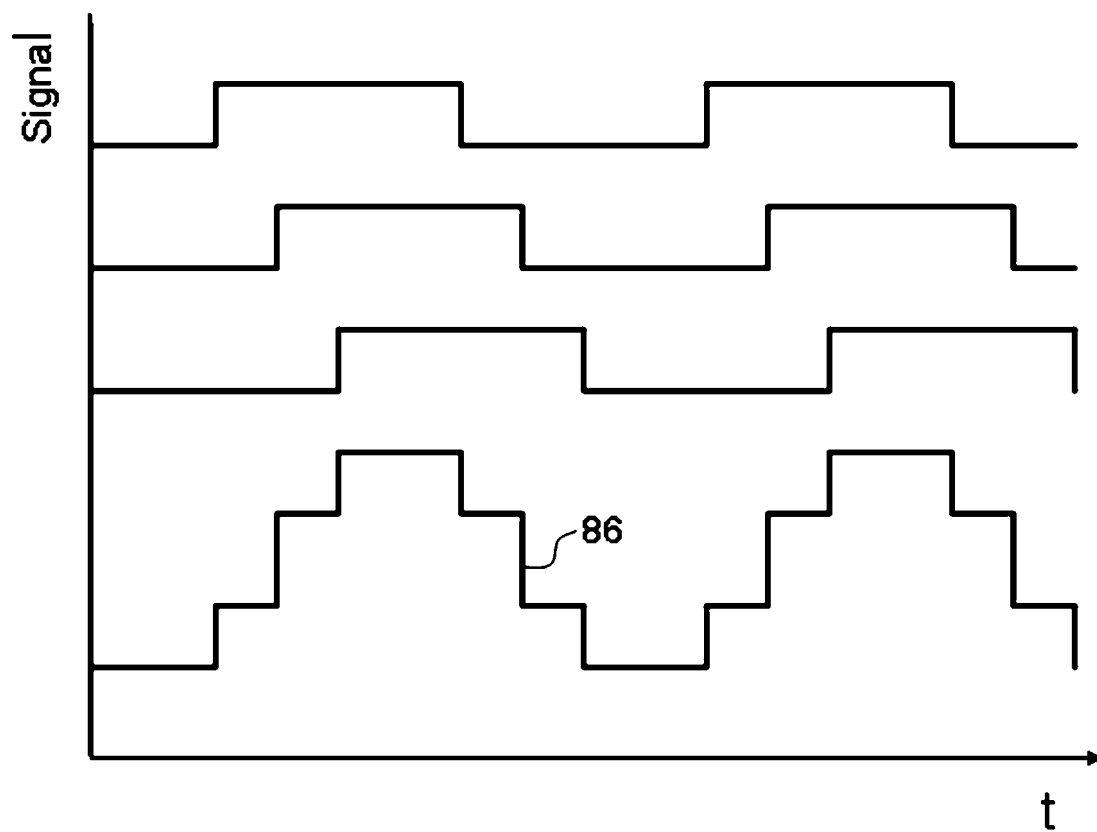


FIG. 4

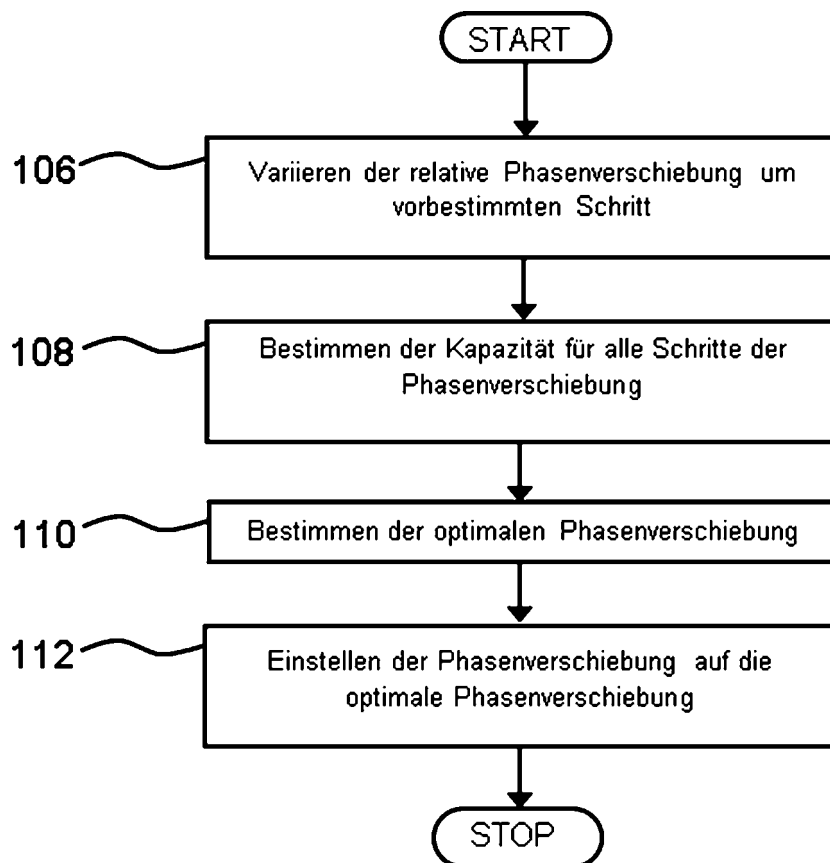


FIG. 5

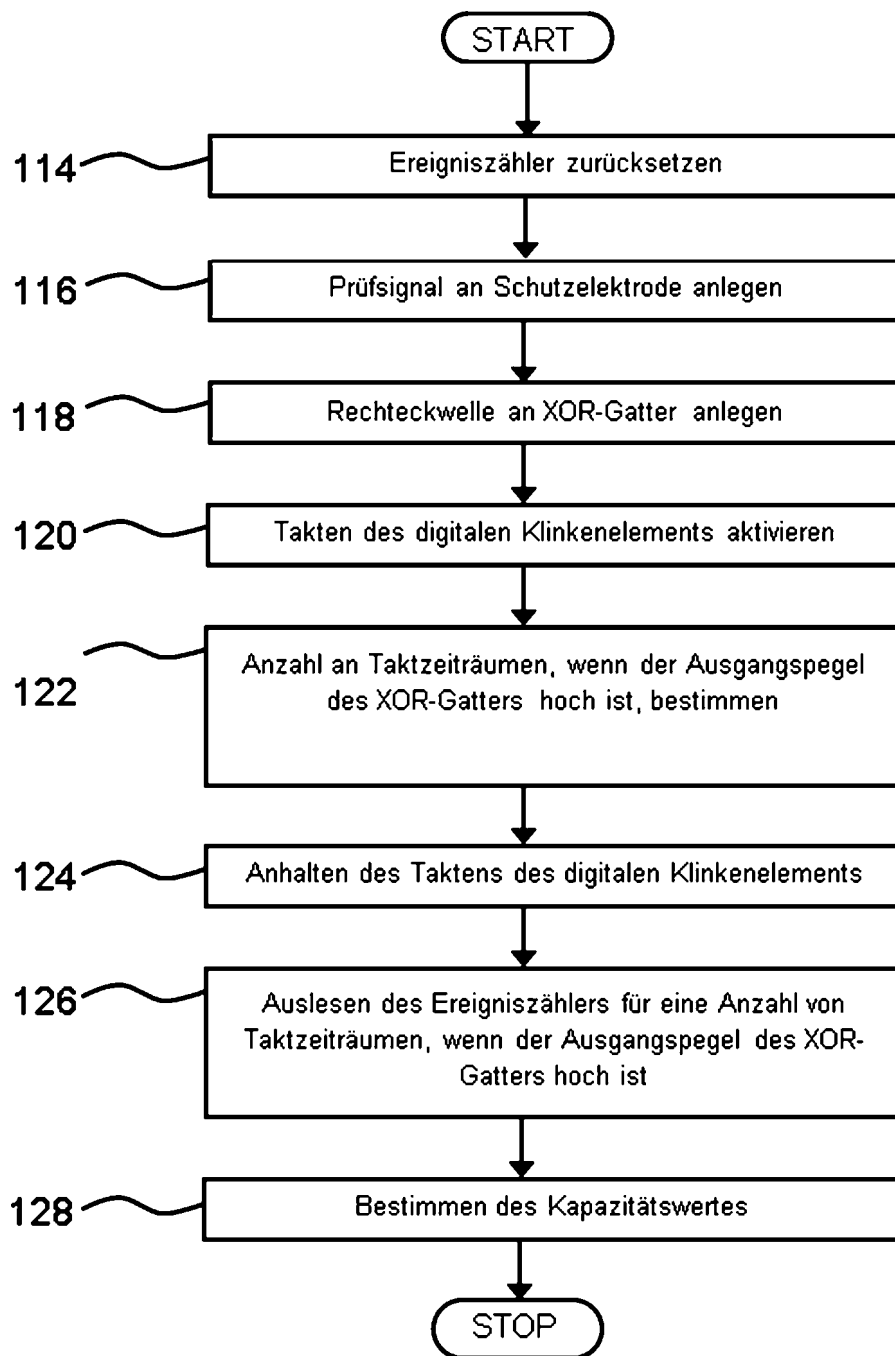


FIG .6