



(10) **DE 11 2015 004 792 T5** 2017.07.06

(12)

Veröffentlichung

der internationalen Anmeldung mit der
(87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2016/062824**
in deutscher Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2 IntPatÜG)
(21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2015 004 792.1**
(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/EP2015/074533**
(86) PCT-Anmeldetag: **22.10.2015**
(87) PCT-Veröffentlichungstag: **28.04.2016**
(43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung
in deutscher Übersetzung: **06.07.2017**

(51) Int Cl.: **G01D 5/24 (2006.01)**
H03K 17/955 (2006.01)
B60R 21/015 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
LU 92582 **22.10.2014** **LU**

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

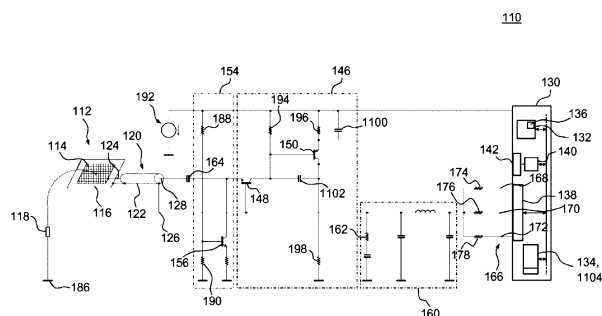
(71) Anmelder:
**IEE International Electronics & Engineering S.A.,
Echternach, LU**

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

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **Kostengünstige Messschaltung für eine komplexe Impedanz für kapazitive Schutz-Mess-Sensoren, die im Lademodus betrieben werden**

(57) Zusammenfassung: Ein Mikrokontroller (130) verwendet eine Kombination von mehreren synchronisierten PWM-Ausgängen (138), um eine verzerrungsarme Sinuswelle zu erzeugen, durch Addieren der PWM-Ausgänge und Filtern des addierten Signals. Die Sinuswelle wird als Schutzspannung für die Schutzelektrode (116) verwendet. Die unbekannte Impedanz (118) wird durch Beaufschlagung der Schutzspannung auf die Messelektrode (114) durch einen Transistor (148), der in einer Basisschaltungskonfiguration angeschlossen ist, und dann durch Übertragen des Messstroms durch den in Basisschaltung angeschlossenen Transistor (148) an einen Transimpedanzverstärker aus einem zweiten Transistor (150), der in Emitterschaltungskonfiguration angeschlossen ist, gemessen. Die Ausgangsspannung am Kollektor des zweiten Transistors (150) wird durch einen ADC-Eingang (140) des Mikrokontrollers (130) gemessen. Der Mikrokontroller (130) übersetzt die ADC-Ausgangswerte in die zu messende unbekannte Impedanz (118) durch Ausführen einer Softwaredemodulation der ADC-Ausgangswerte. Zusätzlich kann, um die Präzision der Messung zu erhöhen, eine Referenzimpedanz (182) mit der unbekannten Impedanz (118) parallel geschaltet und von dem Mikrokontroller (130) verwendet werden, um Verstärkungsfehler der Signalmessschaltung (146) auszuschalten.



Beschreibung

Technisches Gebiet

[0001] Die Erfindung betrifft eine Messschaltung zum Messen einer komplexen Impedanz für einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor, der im Lademodus betrieben wird, insbesondere für Fahrzeuganwendungen, ein Verfahren zum Messen der Impedanz eines solchen kapazitiven Sensors 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] Eine Insassenerkennungseinrichtung zum Erkennen eines auf dem Beifahrersitz eines Fahrzeugs sitzenden Insassen ist in der US-Anmeldung 2002/0038947 beschrieben. Die Insassenerkennungseinrichtung weist mehrere elektrische Feldsensoren, die in einem unteren Teil und einem hinteren Teil des Sitzes vorgesehen sind, sowie einen mechanischen Lastsensor und einen Beschleunigungssensor auf. Die elektrischen Feldsensoren sind mit einer Steuereinheit verbunden, die einen Hochfrequenz-Oszillator, einen Widerstand, einen

Spannungspuffer und einen Detektor aufweist. Antennenelektroden werden von den Selektoren ausgewählt und zwischen dem Widerstand und einem Spannungspuffer angeschlossen. Ein Analog-Digital-Wandler führt an Ausgangssignalen der ausgewählten elektrischen Feldsensoren eine Analog-Digital-Wandlung aus. Digitale Ausgangssignale der elektrischen Feldsensoren, dem Knotensensor und dem Beschleunigungssensor, sind an eine Zentraleinheit angeschlossen, die nach vorbestimmten Kriterien basierend auf den Sensorausgangssignalen eine Sitzbelegung bestimmt.

Aufgabenstellung

[0006] Es ist wünschenswert, eine einfache Impedanzmessschaltung mit kostengünstigen Hardwarekomponenten zum Bestimmen einer komplexen Impedanz 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.

[0007] Der Begriff „Impedanz“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, ist insbesondere so zu verstehen, dass er einen ohmschen Widerstand, eine Kapazität, eine Induktivität oder jede gewünschte Kombination von diesen umfasst.

[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 Impedanzmessschaltung zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, zur Verfügung zu stellen, bei der weniger Hardwareteile und/oder kostengünstige Hardwareteile verwendet werden, die 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 Impedanzmessschaltung zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, gelöst, aufweisend

- einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor, der eine elektrisch leitende Messelektrode und eine elektrisch leitende Schutzelektrode umfasst, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind,
- eine Signalmessschaltung, umfassend einen ersten Transistor, der in Basisschaltungskonfiguration konfiguriert ist, mit einer Eingangsseite und

einer Ausgangsseite, und einen zweiten Transistor, der in Emitterschaltungskonfiguration konfiguriert ist, mit einer Eingangsseite und einer Ausgangsseite, der als ein Transimpedanzverstärker für ein Signal an der Ausgangsseite des ersten Transistors dient,

- ein geschirmtes Kabel, das die Messelektrode und die Schutzelektrode mit Anschlüssen der Eingangsseite des ersten Transistors verbindet, und
- eine Gleichstrom-Vorspannungsschaltung, aufweisend mindestens einen dritten Transistor, der mit dem ersten Transistor verbunden ist, um den ersten Transistor mit einer Stromsenke zu versorgen.

[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 Begriffe „Basis, Emitter und Kollektor“ eines Transistors, wie sie in dieser Anmeldung der Kürze halber verwendet werden, verstehen sich als der Basisanschluss, der Emitteranschluss bzw. der Kollektoranschluss des Transistors.

[0013] Obwohl die Begriffe „Basis, Emitter und Kollektor“ in der Offenbarung der Erfindung verwendet werden, was die Verwendung von Bipolartransistoren impliziert, wird auch in Betracht gezogen, Feldefekttransistoren an Stelle der Bipolartransistoren einzusetzen. In diesem Fall müssen die Begriffe „Basis, Emitter und Kollektor“ durch die Begriffe „Gatter, Quelle bzw. Drain“ ersetzt werden.

[0014] Der Begriff „Basisschaltungskonfiguration“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, versteht sich insbesondere als eine Konfiguration eines Bipolartransistors, bei dem der Emitter und die Basis des Transistors eine Eingangsseite bilden und der Kollektor und die Basis des Transistors eine Ausgangsseite bilden, so dass die Basis der Eingangs- und der Ausgangsseite gemeinsam ist.

[0015] Der Begriff „Emitterschaltungskonfiguration“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, versteht sich insbesondere als eine Konfiguration eines Bipolartransistors, bei dem die Basis und der Emitter des Transistors eine Eingangsseite bilden und der Kollektor und der Emitter des Transistors eine Ausgangsseite bilden, so dass der Emitter der Eingangs- und der Ausgangsseite gemeinsam ist.

[0016] Die Impedanzmessschaltung weist ferner auf:

- einen Mikrokontroller, umfassend
- eine Prozessoreinheit,
- eine digitale Speichereinheit,
- eine Mikrokontroller-Systemuhr,
- eine Vielzahl von synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten und
- eine Analog-Digital-Wandlereinheit,
- eine Impulsgeneratoreinheit, die dafür konfiguriert ist, Ausgangssignale der Vielzahl von synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten zu gewichten und zu addieren, welche Ausgangssignale eine Prüfsignalfrequenz aufweisen und welche Ausgangssignale eine definierte relative Phasenverschiebung zueinander zeigen, und
- eine Tiefpassfiltereinheit, die mit einem Ausgang der Impulsgeneratoreinheit in Reihe geschaltet und dafür konfiguriert ist, die addierten Ausgangssignale zu filtern, um ein sinusförmiges Prüfsignal der Prüfsignalfrequenz am Ausgang der Tiefpassfiltereinheit zu erzeugen.

[0017] 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.

[0018] Eine Ausgangsleitung der Tiefpassfiltereinheit ist mit der Basis des ersten Transistors verbunden, und die Ausgangsseite des zweiten Transistors ist mit der Analog-Digital-Wandlereinheit verbunden.

[0019] Der Mikrokontroller ist dafür konfiguriert, ein digitales Vektordemodulationsverfahren an einem Spannungssignal anzuwenden, das einen Messstrom anzeigt und von der Analog-Digital-Wandlereinheit digital umgewandelt wurde, zum Bestimmen eines Realteils und eines Imaginärteils der komplexen Impedanz des kapazitiven Sensors, wobei das digitale Vektordemodulationsverfahren von Software innerhalb des Mikrokontrollers ausgeführt wird.

[0020] Der Begriff „Vektordemodulationsverfahren“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, ist insbesondere als ein Verfahren zur Wiederherstellung, relativ zu einem lokalen Oszillator, der Inphase-Komponente und der Quadraturkomponente von einem zusammengesetzten Eingangssignal zu verstehen. Vektordemodulationsmittel und/oder -verfahren sind auf dem Fachgebiet der Sensorsignalverarbeitung allgemein bekannt und müssen daher hier nicht im Einzelnen beschrieben werden.

[0021] Der Hauptvorteil der Impedanzmessschaltung besteht darin, dass die komplexe Impedanz des kapazitiven Sensors unter geringem Hardwareaufwand und geringen Kosten zuverlässig bestimmt werden kann. Die Vektordemodulation erfolgt vollständig innerhalb des Mikrokontrollers durch Software, ohne

Verwendung von externen Komponenten, wie einem externen Mischer.

[0022] Vorzugsweise liegt die Prüfsignalfrequenz in einem Bereich zwischen 10 kHz und 500 kHz. In diesem Frequenzbereich sind Hardwarekomponenten zum Ausführen des Verfahrens kostengünstig und leicht erhältlich.

[0023] In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform weist das geschirmte Kabel einen Schirm und mindestens einen Innenleiter auf. Die Schutzelektrode ist durch den Schirm des geschirmten Kabels mit der Basis des ersten Transistors verbunden, und die Messelektrode ist durch den mindestens einen Innenleiter des geschirmten Kabels mit dem Emitter des ersten Transistors verbunden. Auf diese Weise kann eine Lösung für die Verbindung des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors mit der Messschaltung ohne weiteres bereitgestellt werden.

[0024] In einer Ausführungsform ist ein Kondensator für eine Gleichstromentkopplung zwischen der Eingangsseite des ersten Transistors und einem Ende des Innenleiters des geschirmten Kabels, das zur Eingangsseite des ersten Transistors proximal ist, eingebaut. Auf diese Weise kann der Einfluss der Verlustströme zwischen der Messelektrode und einer elektrischen Anschlussmasse bei der Gleichstromvorspannungseinstellung der Messschaltung verringert oder sogar ausgeschaltet werden. Vorzugsweise wird ein Kapazitätswert des Kondensators so ausgewählt, dass die Impedanz des Kondensators gering genug ist, dass ein Signal im Wesentlichen ungedämpft mit der Prüffrequenz durchgelassen wird.

[0025] In einer weiteren bevorzugten Ausführungsform umfasst die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung einen Spannungsteiler, der mindestens zwei Widerstände zum Steuern der Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors in einem Betriebszustand der Schaltung aufweist, wobei der Kollektor des dritten Transistors mit dem Emitter des ersten Transistors verbunden ist. Auf diese Weise können auf einfache Weise eine Gleichstromvorspannung und eine Stromsenke für den ersten Transistor bereitgestellt werden.

[0026] In noch einer weiteren bevorzugten Ausführungsform weist die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung ferner einen vierten Transistor zum Ausgleich von Temperaturdriftwirkungen auf. Der vierte Transistor ist zwischen den mindestens zwei Widerständen des Spannungsteilers in Reihe geschaltet, und die Basis des vierten Transistors ist sowohl mit dem Kollektor des vierten Transistors als auch mit der Basis des dritten Transistors verbunden. Der vierte Transistor kann durch Temperaturänderungen induzierte Schwankungen der Basis-Emitter-Vorwärtsspannungen des dritten Transistors ausgleichen, da

seine untere Kollektorspannung die Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors bei Auftreten eines Temperaturanstiegs verringert und umgekehrt.

[0027] In einer bevorzugten Ausführungsform weist die Signalmessschaltung einen fünften Transistor zum Ausgleichen von Temperaturdriftwirkungen auf, wobei die Basis des fünften Transistors sowohl mit dem Kollektor des fünften Transistors als auch mit der Basis des vierten Transistors verbunden ist. Der fünfte Transistor kann durch Temperaturänderungen induzierte Schwankungen der Basis-Emitter-Vorwärtsspannungen des vierten Transistors ausgleichen, da seine untere Kollektorspannung die Basis-Emitter-Spannung des vierten Transistors bei Auftreten eines Temperaturanstiegs verringert und umgekehrt.

[0028] In einer anderen Ausführungsform ist der Mikrokontroller dafür konfiguriert, ein Äquivalenzzeit-Abtastverfahren zum digitalen Umwandeln des Spannungssignals, das den Messstrom anzeigt, auszuführen. Der Begriff „Äquivalenzzeit-Abtastverfahren“, wie er in dieser Anmeldung verwendet wird, ist insbesondere als ein Abtastverfahren zu verstehen, bei dem nur ein momentanes Eingangssignal zum Zeitpunkt des Abtastens gemessen wird und das Eingangssignal nur einmal pro Auslösung abgetastet wird. Bei der nachfolgenden Abtastauslösung wird eine kleine zeitliche Verzögerung hinzugefügt und eine weitere Abtastung vorgenommen. Die beabsichtigte Anzahl an Abtastungen bestimmt die resultierende Anzahl der Zyklen, die notwendig sind, um das Eingangssignal zu reproduzieren.

[0029] Auf diese Weise können Anforderungen an die Hardwareeigenschaften, insbesondere bezüglich der Geschwindigkeit der Signalabwicklung und -verarbeitung, gesenkt werden, was zu geringeren Hardwarekosten führt.

[0030] In einer bevorzugten Ausführungsform ist der Mikrokontroller dafür konfiguriert, ein Äquivalenzzeit-Abtastverfahren unter Einbeziehung einer inkrementellen Zeitverzögerung zwischen aufeinanderfolgenden Abtastungen auszuführen, die einem Taktzeitraum des Mikrokontrollers entspricht. Auf diese Weise kann die Impedanzmessung mit ausreichender Präzision in einer ausreichend kurzen Zeitdauer mit kostengünstiger Hardware ausgeführt werden.

[0031] In einer alternativen Ausführungsform weist die Impedanzmessschaltung ferner eine Referenzimpedanz, deren Impedanz a priori bekannt ist, und einen fernsteuerbaren Schalter auf, der mit der Referenzimpedanz in Reihe geschaltet ist, wobei die Referenzimpedanz und der fernsteuerbare Schalter zwischen dem Innenleiter des geschirmten Kabels und einer Anschlussmasse angeschlossen sind. Die Referenzimpedanz kann mittels des ferngesteuerten Schalters zwischen einem Zustand, in dem sie elek-

trisch mit dem Innenleiter des geschirmten Kabels verbunden ist, und einem Zustand, in dem sie von dem Innenleiter des geschirmten Kabels getrennt ist, überführt werden.

[0032] Da die Referenzimpedanz a priori bekannt ist und die Impedanz der Referenzimpedanz durch Messung bei einer an die Messschaltung angeschlossen und bei einer von dieser getrennten Referenzimpedanz bestimmt werden kann, kann die Transferfunktion der Signalmessschaltung berechnet werden, und die gemessene komplexe Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors kann durch die berechnete Transferfunktion korrigiert werden. Auf diese Weise kann die Präzision der Messung verbessert werden.

[0033] Gemäß einem anderen Aspekt der Erfindung wird ein Verfahren zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, bereitgestellt. Der kapazitive Schutz-Mess-Sensor umfasst eine elektrisch leitende Messelektrode und eine elektrisch leitende Schutzelektrode, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind.

[0034] Das Verfahren umfasst die folgenden Schritte:

- Kombinieren einer Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen mit einer Prüfsignalfrequenz, wobei die Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen durch mindestens eine Pulsbreitenmodulationseinheit erzeugt wird, indem die synchronisierten Ausgangssignale addiert werden;
- Anlegen einer Tiefpassfilterung an die addierten Ausgangssignale, um ein sinusförmiges Prüfsignal mit Prüfsignalfrequenz zu erzeugen;
- gleichzeitiges Anlegen des Prüfsignals an die Basis eines ersten Transistors, der in Basis-Schaltungskonfiguration konfiguriert ist, und an einen Schirm eines geschirmten Kabels, dessen distales Ende mit der Schutzelektrode verbunden ist;
- Versehen des ersten Transistors mit einer Stromsenke;
- Umwandeln des Kollektorstroms des ersten Transistors durch einen Transimpedanzverstärker in eine entsprechende Spannung an einer Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers;
- digitales Umwandeln der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers unter Verwendung eines Analog-Digital-Wandlers; und
- Anwenden eines digitalen Demodulationsverfahrens auf die digital umgewandelte Spannung zum Bestimmen eines Realteils und eines Imaginärteils der komplexen Impedanz des kapazitiven Sensors.

[0035] Bei einer geeigneten Ausführungsform kann die komplexe Impedanz des kapazitiven Schutz-

Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, unter geringem Hardwareaufwand auf schnelle, zuverlässige und reproduzierbare Weise bestimmt werden.

[0036] Vorzugsweise weist der Schritt des Bestimmens des Realteils und des Imaginärteils der komplexen Impedanz die folgenden Schritte auf:

- Multiplizieren einer Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit, die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Sinuswelle mit einer spezifizierten Periode;
- Multiplizieren der Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit, die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Kosinuswelle mit der spezifizierten Periode; und
- Integrieren der Produkte beider Multiplikationen.

[0037] Auf diese Weise wird eine einfache Art und Weise des Bestimmens des Realteils und des Imaginärteils der komplexen Impedanz bereitgestellt.

[0038] Bei einer weiteren Ausführungsform weist das Verfahren ferner einen Schritt des Multiplizierens des Realteils und des Imaginärteils der bestimmten komplexen Impedanz mit einem Kalibrierungsvektor auf, der a priori durch mindestens einem von Schaltungscharakterisierung oder Kalibrierung bestimmt wurde. Auf diese Weise kann zum Erhalten von Absolutwerten für den Realteil und den Imaginärteil der komplexen Impedanz eine zusätzliche Größenvereinheitlichung und Phasenkorrektur erfolgen.

[0039] In einer Ausführungsform des Verfahrens weist der Schritt des digitalen Umwandels das Einsetzen eines Äquivalenzzeit-Abtastverfahrens wie vorstehend beschrieben auf.

[0040] Bei einer Ausführungsform wird das Äquivalenzzeit-Abtastverfahren von einem Mikrokontroller durchgeführt und umfasst das Anwenden einer inkrementellen Zeitverzögerung zwischen aufeinanderfolgenden Abtastungen, die einer Periode einer Systemuhr des Mikrokontrollers entspricht.

[0041] In einer Ausführungsform des Verfahrens weist der Schritt des digitalen Umwandels der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers, zusätzlich zum digitalen Umwandeln der Spannung, die bei einer elektrisch von einer Anschlussmasse getrennten Referenzimpedanz erhalten wurde, das digitale Umwandeln der Spannung auf, die mit einer Referenzimpedanz erhalten wurde, deren Impedanz a priori bekannt ist und die elektrisch zwischen dem Innenleiter des geschirmten Kabels und Anschlussmasse angeschlossen ist.

[0042] Gemäß einem weiteren Aspekt der Erfindung ist ein Softwaremodul zum Ausführen von Schritten irgendeiner Ausführungsform des offenbarten Verfah-

rens zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, vorgesehen. Die auszuführenden Verfahrensschritte werden in einen Programmcode des Softwaremoduls umgewandelt, wobei der Programmcode in einer digitalen Speichereinheit eines Mikrokontrollers implementierbar und von einer Prozessoreinheit des Mikrokontrollers ausführbar ist.

[0043] Das Softwaremodul kann eine robuste und zuverlässige Ausführung des Verfahrens ermöglichen und eine schnelle Modifikation von Verfahrensschritten gestatten.

[0044] Diese und andere Aspekte der Erfindung werden anhand der im Folgenden beschriebenen Ausführungsformen offensichtlich und werden durch diese erklärt.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0045] Weitere Einzelheiten und Vorteile der vorliegenden Erfindung ergeben sich aus der folgenden ausführlichen Beschreibung einer nicht einschränkenden Ausführungsform anhand der beigefügten Zeichnungen, in denen:

[0046] Fig. 1 ein Layout einer Ausführungsform einer Impedanzmessschaltung gemäß der Erfindung zeigt;

[0047] Fig. 2 eine Kombination einer Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen mit der gleichen Prüfsignalfrequenz zeigt, die von synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten des Mikrokontrollers der Impedanzmessschaltung gemäß Fig. 1 erzeugt werden;

[0048] Fig. 3 ein Layout einer alternativen Ausführungsform einer Impedanzmessschaltung gemäß der Erfindung zeigt; und

[0049] Fig. 4 ein Flussdiagramm einer Ausführungsform eines Verfahrens gemäß der Erfindung ist.

Genaue Beschreibung von bevorzugten Ausführungsformen

[0050] Nachstehend werden Ausführungsformen gemäß der Erfindung offenbart. Die individuellen Ausführungsformen werden mit Bezug auf eine besondere Figur beschrieben und sind durch eine vorangestellte Zahl der besonderen Ausführungsform gekennzeichnet. Merkmale, deren Funktion in allen Ausführungsformen die gleiche oder grundsätzlich die gleiche ist, sind durch Bezugszeichen gekennzeichnet, die aus der vorangestellten Zahl der Ausführungsform, auf die es sich bezieht, gefolgt von der Zahl des Merkmals gebildet wird. Falls ein Merkmal einer Ausführungsform in der entsprechenden Schil-

derung der Figur nicht beschrieben ist oder ein Bezugszeichen, das in einer Schilderung der Figur erwähnt ist, in der Figur selbst nicht gezeigt ist, wird auf die Beschreibung einer vorausgehenden Ausführungsform verwiesen.

[0051] Fig. 1 zeigt ein Layout einer Ausführungsform einer Impedanzmessschaltung **110** zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **112**, der im Lademodus betrieben wird, gemäß der Erfindung.

[0052] Die Impedanzmessschaltung **110** umfasst einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **112** mit einer elektrisch leitenden Messelektrode **114** und einer elektrisch leitenden Schutzelektrode **116**, die proximal angeordnet und voneinander isoliert sind. Ein sich näherndes Objekt mit einer unbekannten Impedanz **118**, zum Beispiel ein Sitzinsasse, interagiert elektrisch mit dem kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **112** und ändert dadurch die komplexe Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **112**, der von der Impedanzmessschaltung **110** erfasst wird. Die Interaktion zwischen der unbekannten Impedanz **118** und dem kapazitiven Schutz-Mess-Sensor **112** ist in Fig. 1 durch eine gebogene durchgehende Linie angedeutet, die von der unbekannten Impedanz **118** ausgeht und an der Messelektrode **114** endet.

[0053] Die Impedanzmessschaltung **110** weist einen Mikrokontroller **130** auf, der eine Prozessoreinheit **132**, eine digitale Speichereinheit **134**, eine Mikrokontroller-Systemuhr **136**, eine Vielzahl von drei synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten (PWM-Einheiten) **138** mit Rechteckwellen-Ausgangssignalen **168**, **170**, **172** und eine Analog-Digital-Wandlereinheit **140** umfasst. Es versteht sich, dass Datenverbindungen (in Fig. 1 als ein Datenbus gezeigt) bestehen, die die verschiedenen Komponenten des Mikrokontrollers **130** miteinander verbinden. Der Mikrokontroller **130** ist vorzugsweise von einer kostengünstigen Art mit eingeschränkten Fähigkeiten.

[0054] Die Impedanzmessschaltung **110** weist ferner eine Impulsgeneratoreinheit **166** auf, die dafür konfiguriert ist, Ausgangssignale **168**, **170**, **172** der mehreren synchronisierten PWM-Einheiten **138** mit einer Prüfsignalfrequenz zu gewichten und zu addieren. Die einstellbare Prüfsignalfrequenz liegt im Allgemeinen in einem Bereich zwischen 10 kHz und 500 kHz und ist in dieser speziellen Ausführungsform mit 100 kHz gewählt.

[0055] Die Impulsgeneratoreinheit **166** weist drei Widerstände **174**, **176**, **178** auf, wobei jeder Widerstand **174**, **176**, **178** zum gewichteten Addieren aller PWM-Einheit-Ausgangssignale **168**, **170**, **172** mit einem Ausgangsanschluss von einer der drei PWM-Einheiten **138** verbunden ist.

[0056] Die Rechteckwellen-Ausgangssignale **168**, **170**, **172** der Pulsbreitenmodulationseinheiten **138** sind schematisch in **Fig. 2** gezeigt. Die Ausgangssignale **168**, **170**, **172** haben die gleiche Prüfsignalfrequenz, mit einer definierten relativen Phasenverschiebung zwischen diesen. Das PWM-Einheit-Ausgangssignal **170** wird um $1/8$ Periode relativ zum PWM-Einheit-Ausgang **168** verzögert, und das PWM-Einheit-Ausgangssignal **172** wird wiederum um $1/8$ Periode relativ zum PWM-Einheit-Ausgangssignal **170** verzögert. Die relativen Amplituden der PWM-Einheit-Ausgangssignale **168**, **170**, **172**, wie sie von den Widerständen **174**, **176**, **178** gewichtet werden, sind jeweils 1, $\sqrt{2}$ und 1. Durch Addieren der gewichteten PWM-Einheit-Ausgangssignale **168**, **170**, **172** wird eine angenäherte Sinuswelle **180** erzeugt, wie im unteren Teil von **Fig. 2** angezeigt ist. Die 2. bis 7. Oberschwingung der angenäherten Sinuswelle **180** werden im Wesentlichen unterdrückt.

[0057] Eine Tiefpassfiltereinheit **160**, die als ein LC-Filter in π -Konfiguration gestaltet ist, ist mit dem Ausgang der Impulsgeneratoreinheit **166** in Reihe geschaltet und filtert im Wesentlichen den größten Teil der verbleibenden Oberschwingungen heraus. Die Ausgabe der Tiefpassfiltereinheit **160** ist ein sinusförmiges Prüfsignal mit einer Frequenz von 100 kHz und einem geringen Verzerrungsfaktor. Der Quellenwiderstand der Tiefpassfiltereinheit **160** ist durch die drei Widerstände **174**, **176**, **178** definiert, und der Widerstand **162** definiert den Lastwiderstand der Tiefpassfiltereinheit **160**.

[0058] Die Impedanzmessschaltung **110** umfasst ferner eine Signalmessschaltung **146** mit einem ersten Transistor **148**, der in Basisschaltungskonfiguration konfiguriert ist und eine Eingangsseite und eine Ausgangsseite aufweist und der Messelektrode **114** eine geringe Eingangsimpedanz bereitstellt. Ein zweiter Transistor **150** der Signalmessschaltung **146** ist in Emitterschaltungskonfiguration konfiguriert und hat eine Eingangsseite und eine Ausgangsseite und dient als ein Transimpedanzverstärker für ein Signal an der Ausgangsseite des ersten Transistors **148**. Eine Ausgangsleitung der Tiefpassfiltereinheit **160**, die das sinusförmige Prüfsignal führt, ist an die Basis des ersten Transistors **148** angeschlossen.

[0059] Ein geschirmtes Kabel **120** verbindet die Messelektrode **114** und die Schutzelektrode **116** mit Anschlüssen der Eingangsseite des ersten Transistors **148**. Das geschirmte Kabel **120** wird durch ein Koaxialkabel gebildet und weist einen Schirm **122** und einen Innenleiter **124** auf. Die Schutzelektrode **116** ist über den Schirm **122** des geschirmten Kabels **120** mit der Basis des ersten Transistors **148** und, wie vorstehend erwähnt, mit der Ausgangsleitung der Tiefpassfiltereinheit **160** verbunden, wobei ein Schutzknoten **126** definiert wird. Die Messelektrode **114** ist durch den Innenleiter **124** des geschirmten

Kabels **120** über einen Kondensator **164** zur Gleichstromentkopplung mit dem Emitter des ersten Transistors **148** verbunden. Der Kondensator **164** ist zwischen dem Emitter des ersten Transistors **148** und einem Ende des Innenleiters **124** des geschirmten Kabels **120** verbunden, das proximal zur Eingangsseite des ersten Transistors **148** liegt und einen Messknoten **128** definiert. Ein Kapazitätswert des Kondensators **164** ist derart ausgewählt, dass bei der Prüffrequenz die Impedanz des Kondensators **164** gering genug ist, um ein Signal im Wesentlichen ungedämpft hindurchzulassen. Der Kondensator **164** schaltet den Einfluss von Verlustströmen zwischen der Messelektrode **114** und einer Anschlussmasse **186** auf der Gleichstromvorspannungseinstellung der Signalmessschaltung **146** aus.

[0060] Ferner umfasst die Impedanzmessschaltung **110** eine Gleichstrom-Vorspannungsschaltung **154**, die einen dritten Transistor **156** aufweist, der mit dem ersten Transistor **148** verbunden ist, um dem ersten Transistor **148** eine Stromsenke bereitzustellen. Die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung **154** umfasst einen Spannungsteiler, der zwei Widerstände **188**, **190** aufweist, die in Reihe zwischen einer Gleichspannungsquelle **192** und der Anschlussmasse **186** zum Steuern der Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors **156** in einem Betriebszustand der Gleichstrom-Vorspannungsschaltung **154** geschaltet ist. Der Kollektor des dritten Transistors **156** ist mit dem Emitter des ersten Transistors **148** verbunden. Ein zusätzlicher Widerstand **194** der Signalmessschaltung **146** stellt die Kollektor-Gleichspannung des ersten Transistors **148** durch Anschließen des Kollektors an ein Hochspannungsende der Gleichspannungsquelle **192** ein.

[0061] Die Basis des ersten Transistors **148** wird von der Prüfsignalspannung angetrieben, und da die Wechselstrom-Emitterspannung des ersten Transistors **148** im Wesentlichen gleich wie die Basisspannung ist, ist daher die Spannung am Messknoten **128** im Wesentlichen identisch zur Spannung am Schutzknoten **126**. Dies ist wichtig, um im Wesentlichen den gesamten Einfluss einer Parasitärkapazität zwischen dem Messknoten **128** und dem Schutzknoten **126**, zum Beispiel auf Grund der Sensorkapazität zwischen den Elektroden oder der Kapazität des geschirmten Kabels **120**, auszuschalten. Wären die Spannungen am Messknoten **128** und am Schutzknoten **126** wesentlich verschieden, würde ein zu messender unbekannter Messstrom durch die Kapazität zwischen der Messelektrode **114** und der Schutzelektrode **116** und dann in die Anschlussmasse **186** fließen, und nicht am Messknoten **128** in die Signalmessschaltung **146** eintreten, was zu einem wesentlichen Messfehler führen würde.

[0062] Der Kollektor-Wechselstrom des ersten Transistors **148** ist im Wesentlichen gleich dem zu mes-

senden unbekannten Messstrom. Er wird in eine proportionale Wechselspannung transformiert, wobei der Transimpedanzverstärker durch den zweiten Transistor **150**, zwei Widerstände **196**, **198** und zwei Kondensatoren **1100**, **1102** gebildet ist. Die Widerstände **196**, **198** definieren, zusammen mit der Basisspannung des zweiten Transistors **150**, die Gleichstrom-Vorspannungen und Ströme des zweiten Transistors **150**. Die Basisspannung wurde vorstehend definiert, da sie gleich der Kollektorspannung des ersten Transistors **148** ist. Der erste Kondensator **1100** der zwei Kondensatoren **1100**, **1102** stellt einen Wechselstrom-Nebenschluss parallel zum Widerstand **196** bereit, wodurch die Wechselstromverstärkung des zweiten Transistors **150**, der in Emitterschaltungskonfiguration angeschlossen ist, erhöht wird. Die Rückkopplungsschleife des Transimpedanzverstärkers besteht aus dem zweiten Transistor **150**, der eine negative Spannungsverstärkung bereitstellt, und dem zweiten Kondensator **1102** der zwei Kondensatoren **1100**, **1102**, der als ein Rückkopplungskondensator dient. Der Rückkopplungskondensator **1102** definiert im Wesentlichen die Transimpedanz des Transimpedanzverstärkers. Die Ausgangsspannung am Kollektor des zweiten Transistors **150** ist an einen Eingangsanschluss **142** der Analog-Digital-Wandlereinheit (ADC) **140** des Mikrokontrollers **130** angeschlossen. Die Gleichspannungsquelle **192** stellt die Energie für die Signalmessschaltung **146** und den Mikrokontroller **130** bereit.

[0063] Im Folgenden wird eine Ausführungsform eines Verfahrens zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors, der im Lademodus betrieben wird, beschrieben (**Fig. 4**). Zur Vorbereitung des Messens der Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **112** durch die Ausführungsform der Impedanzmessschaltung **110** gemäß **Fig. 1** sollte klar sein, dass sich alle beteiligten Einheiten und Vorrichtungen in einem funktionsfähigen Zustand befinden und wie in **Fig. 1** konfiguriert sind.

[0064] Um in der Lage zu sein, das Verfahren auszuführen, weist der Mikrokontroller **130** ein Softwaremodul **1104** auf. Die auszuführenden Verfahrensschritte werden in einen Programmcode des Softwaremoduls **1104** umgewandelt, wobei der Programmcode in der digitalen Speichereinheit **134** des Mikrokontrollers **130** implementierbar und von der Prozesseinheit **132** des Mikrokontrollers **130** ausführbar ist. Insbesondere ist der Mikrokontroller **130** dafür konfiguriert, ein Vektordemodulationsverfahren an einem Spannungssignal anzuwenden, das einen Messstrom anzeigt und von der Analog-Digital-Wandlereinheit **140** digital umgewandelt wird, um einen Realteil und einen Imaginärteil der komplexen Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **112**, der im Lademodus betrieben wird, zu bestimmen.

[0065] In einem Schritt **1106** des Verfahrens wird eine Vielzahl von drei synchronisierten Ausgangssignalen **168**, **170**, **172** mit einer Prüfsignalfrequenz, wobei die Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen **168**, **170**, **172** von drei Pulsbreitenmodulationseinheiten (PWM-Einheiten) **138** erzeugt wird, durch elektronisches Addieren der synchronisierten Ausgangssignale **168**, **170**, **172** kombiniert.

[0066] In einem nächsten Schritt **1108** wird dann das Tiefpassfiltern an den addierten Ausgangssignalen angewendet, um ein sinusförmiges Prüfsignal mit der Prüfsignalfrequenz zu erzeugen.

[0067] In einem weiteren Schritt **1110** wird das Prüfsignal gleichzeitig an die Basis des ersten Transistors **148** und an den Schirm **122** des geschirmten Kabels **120** angelegt, dessen distales Ende mit der Schutzelektrode **116** verbunden ist.

[0068] Im nächsten Schritt **1112** des Verfahrens wird der Kollektorstrom des ersten Transistors **148** durch den Transimpedanzverstärker in eine entsprechende Spannung an der Ausgangsseite des zweiten Transistors **150** umgewandelt.

[0069] In einem folgenden Schritt **1114** wird die Spannung an der Ausgangsseite des zweiten Transistors **150** dem Eingangsanschluss **142** der Analog-Digital-Wandlereinheit **140** des Mikrokontrollers **130** bereitgestellt.

[0070] Während die Spannung an der Ausgangsseite des zweiten Transistors **150** mit dem Eingangsanschluss **142** der Analog-Digital-Wandlereinheit **140** verbunden ist, wird ein Äquivalenzzeit-Abtastverfahren wie folgt eingesetzt.

[0071] Um die Signale am Eingangsanschluss **142** der Analog-Digital-Wandlereinheit **140** abzutasten, ist eine spezifizierte Anzahl an Abtastungen pro Periode der Prüfsignalfrequenz, vorzugsweise mehr als 100 Abtastungen pro Periode, erforderlich, um eine ausreichende Präzision der Impedanzmessung zu erreichen. Die Prüfsignalfrequenz liegt jedoch bei 100 kHz und das Abtasten von 100-mal pro Prüfsignalleriode würde eine Abtastfrequenz von 10 MHz implizieren, was bei dem kostengünstigen Mikrokontroller, der für die hier offenbarten Ausführungsformen in Betracht gezogen wird, nicht denkbar ist.

[0072] Bei dem Ansatz des Äquivalenzzeit-Abtastverfahrens hat das Auslösesignal des Analog-Digital-Wandlers eine Frequenz, die gleich der Prüfsignalfrequenz plus oder minus einer Differenzfrequenz ist. Die Auslöseperiode des Analog-Digital-Wandlers wird so ausgewählt, dass sie um eine Periode der Mikrokontroller-Systemuhr **136** länger ist als die Prüfsignalfrequenz-Taktperiode. Dadurch eilt die Abtastung des Analog-Digital-Wandlers bei jeder Prüfsi-

gnalperiode um eine Taktperiode des Mikrokontrollers voraus.

[0073] Ohne Verlust der Allgemeinheit soll angenommen werden, dass die erste Abtastung des Analog-Digital-Wandlers genau zu Beginn der ersten Prüfsignalperiode auftritt. In der anschließenden Prüfsignalperiode tritt die zweite Abtastung des Analog-Digital-Wandlers zu Beginn der zweiten Prüfsignalperiode plus eine Mikrokontroller-Taktperiode auf, und so weiter. Der Mikrokontroller **130** der Ausführungsform hat eine Systemuhr **136** mit einer Frequenz von zum Beispiel 16 MHz. Da die Prüfsignalfrequenz 100 kHz beträgt, werden genau 16 MHz/100 kHz = 160 Prüfsignalperioden (oder 1,6 ms) vergangen sein, bis die Abtastung des Analog-Digital-Wandlers wieder mit dem Beginn einer Prüfsignalperiode zusammenfällt. Dadurch hat die Analog-Digital-Wandlereinheit **140** auf äquivalente Weise eine gesamte Prüfsignalperiode abgetastet, wobei 160 Abtastungen für eine vollständige Prüfsignalperiode genommen werden. Bei dieser Ausführungsform ist die Prozessoreinheit **132** des Mikrokontrollers **130** dafür konfiguriert, eine Vielzahl von vier Prüfsignalperioden abzutasten, d. h. 640 Abtastungen, und die bestimmten Daten in der digitalen Speichereinheit **134** des Mikrokontrollers zu speichern.

[0074] Dann wird im nächsten Schritt **1116** die ADC-Sequenz, die die Spannung an der Ausgangsseite des zweiten Transistors **150** darstellt, erstens mit einer Sinuswelle mit einer Periode von 160 Abtastungen und zweitens mit einer Kosinuswelle mit einer Periode von 160 Abtastungen multipliziert. Dann wird jedes der Produkte von beiden Multiplikationen integriert, und die Integrationsergebnisse zeigen den Realteil und den Imaginärteil der Messung der komplexen Impedanz an.

[0075] Um Absolutwerte des Realteils und des Imaginärteils der komplexen Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **112**, der im Lademodus betrieben wird, zu berechnen, gibt es eine zusätzliche Größenvereinheitlichung und Phasenkorrektur, die in einem zusätzlichen Schritt **1118** des Verfahrens ausgeführt werden. Dies kann zum Beispiel durch Multiplizieren des Realteils und des Imaginärteils der Messung der komplexen Impedanz mit einem a priori bestimmten Kalibrierungsvektor entweder durch Schaltungscharakterisierung oder durch Kalibrierung ausgeführt werden.

[0076] Ein Layout einer anderen Ausführungsform einer Impedanzmessschaltung **210** gemäß der Erfindung zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **212**, der im Lademodus betrieben wird, ist in **Fig. 3** veranschaulicht. Es werden nur Merkmale beschrieben, die sich von der Ausführungsform gemäß **Fig. 1** unterscheiden. Bezüglich Merkmalen der zweiten Ausführungs-

form, die nachstehend nicht beschrieben werden, wird auf die Beschreibung der ersten Ausführungsform verwiesen.

[0077] Im Vergleich zur ersten Ausführungsform (**Fig. 1**) weist die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung **254** ferner einen vierten Transistor **58** zum Ausgleich von Temperaturdriftwirkungen auf. Der vierte Transistor **58** ist zwischen den zwei Widerständen **288**, **290** des Spannungsteilers in Reihe geschaltet, und die Basis des vierten Transistors **58** ist sowohl mit dem Kollektor des vierten Transistors **58** als auch mit der Basis des dritten Transistors **256** verbunden.

[0078] Außerdem weist die Signalmessschaltung **246** einen fünften Transistor **52** zum Ausgleich von Temperaturdriftwirkungen auf. Die Basis des fünften Transistors **52** ist sowohl an den Kollektor des fünften Transistors **52** als auch an die Basis des zweiten Transistors **250** angeschlossen.

[0079] Sowohl der vierte Transistor **58** als auch der fünfte Transistor **52** gleichen Schwankungen der Basis-Emitter-Vorwärtsspannungen des dritten Transistors **256** bzw. des zweiten Transistors **250** aus, und zwar durch Verringern der Basis-Emitter-Spannung mit einer abgesenkten Kollektorspannung bei Auftreten eines Temperaturanstiegs und umgekehrt.

[0080] Außerdem weist die Impedanzmessschaltung **210** ferner eine Referenzimpedanz **82**, deren Impedanz a priori bekannt ist, und einen fernsteuerbaren Schalter **84** auf, der mit der Referenzimpedanz **82** in Reihe geschaltet ist. Der fernsteuerbare Schalter **84** ist mit einem Stellgliedanschluss **44** des Mikrokontrollers **230** verbunden und wird durch den Mikrokontroller **230** gesteuert. Die Referenzimpedanz **82** und der fernsteuerbare Schalter **84** sind zwischen dem Innenleiter **224** des geschirmten Kabels **220**, nahe am Messknoten **228**, und der Anschlussmasse **286** angeschlossen.

[0081] Das Verfahren zum Messen der komplexen Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors **212**, der im Lademodus betrieben wird, bei der Ausführungsform einer Impedanzmessschaltung **210** gemäß **Fig. 3** muss wie folgt modifiziert werden: Der Schritt des digitalen Umwandels der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers umfasst, zusätzlich zum digitalen Umwandeln der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers, das erhalten wurde, während die Referenzimpedanz **82** elektrisch von der Anschlussmasse **286** getrennt war, das digitale Umwandeln der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers, das erhalten wurde, während die Referenzimpedanz **82** elektrisch zwischen dem Innenleiter **224** des geschirmten Kabels **220** und der Anschlussmasse **286** angeschlossen war.

[0082] Der Impedanzwert der Referenzimpedanz **82** wird durch Heranziehen der Differenz zwischen dem Messergebnis, wobei der fernsteuerbare Schalter **84** in einer geschlossenen Position ist, und dem Messergebnis, wobei der fernsteuerbare Schalter **84** in einer geöffneten Position ist, gemessen. Da der Impedanzwert der Referenzimpedanz **82** a priori bekannt und in der digitalen Speichereinheit **234** des Mikrokontrollers **230** gespeichert ist und der Impedanzwert der Referenzimpedanz **82** durch Messung bestimmt worden ist, kann die Transferfunktion der Signalmessschaltung **246** berechnet werden, und die Messimpedanz der unbekannten Impedanz **218** kann durch die berechnete Transferfunktion korrigiert werden.

[0083] In den vorstehend offenbarten Ausführungsformen der Erfindung wurden drei PWM-Ausgänge für die Sinuswellenerzeugung verwendet. Es sei jedoch angemerkt, dass die Erzeugung der Sinuswelle nicht unbedingt drei Ausgänge erfordert. Falls eine mehr oder weniger starke Verzerrung für die Sinuswelle gestattet ist, kann jede Zahl größer oder gleich einem der PWM-Ausgänge verwendet werden, wobei passende Phasenverschiebungen dazwischen und eine passende ohmsche Gewichtung vorhanden sind.

[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

110	Impedanzmessschaltung
112	kapazitiver Schutz-Mess-Sensor
114	Messelektrode
116	Schutzelektrode
118	unbekannte Impedanz
120	geschirmtes Kabel

122	Schirm
124	Innenleiter
126	Schutzknoten
128	Messknoten
130	Mikrokontroller
132	Prozessoreinheit
134	digitale Speichereinheit
136	Systemuhr
138	Pulsbreitenmodulations-einheit
140	Analog-Digital-Wandlereinheit
142	Eingangsanschluss
144	Stellgliedanschluss
146	Signalmessschaltung
150	zweiter Transistor
152	fünfter Transistor
154	Gleichstrom-Vorspannungsschaltung
156	dritter Transistor
158	vierter Transistor
160	Tiefpassfiltereinheit
162	Widerstand (Filter)
164	Gleichstromentkopplungskondensator
166	Impulsgeneratoreinheit
168	Ausgangssignal
170	Ausgangssignal
172	Ausgangssignal
174	Widerstand
176	Widerstand
178	Widerstand
180	angenäherte Sinuswelle
182	Referenzimpedanz
184	Schalter
186	Anschlussmasse
188	Widerstand (Gleichstrom-Vorspannungsschaltung)
190	Widerstand (Gleichstrom-Vorspannungsschaltung)
192	Gleichspannungsquelle
194	Widerstand (Signalmessschaltung)
196	Widerstand (Transimpedanzverstärker)
198	Widerstand (Transimpedanzverst.)
1100	Kondensator (Transimpedanzverst.)
1102	Kondensator (Transimpedanzverst.)
148	erster Transistor
1104	Softwaremodul Schritte des
1106	Kombinierens von PWM-Ausgangssignalen
1108	Anlegens von Tiefpassfilterung
1110	Anlegens des Prüfsignals
1112	Umwandelns von Signal zu Spannung
1114	digitalen Umwandelns des Spannungssignals
1116	Erhaltens eines Realteils und eines Imaginärteils
1118	Korrigierens von Größe und Phase

Patentansprüche

1. Impedanzmessschaltung (**110**, **210**) zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapaziti-

ven Schutz-Mess-Sensors (**112, 212**), der im Lademodus betrieben wird, aufweisend

- einen kapazitiven Schutz-Mess-Sensor (**112, 212**), der eine elektrisch leitende Messelektrode (**114**) und eine elektrisch leitende Schutzelektrode (**116**) umfasst, die proximal angeordnet und gegenseitig voneinander isoliert sind;
- eine Signalmessschaltung (**146, 246**), umfassend einen ersten Transistor (**148**), der in Basisschaltungskonfiguration konfiguriert ist, mit einer Eingangsseite und einer Ausgangsseite, und einen zweiten Transistor (**150, 250**), der in Emitterschaltungskonfiguration konfiguriert ist, mit einer Eingangsseite und einer Ausgangsseite, der als ein Transimpedanzverstärker für ein Signal an der Ausgangsseite des ersten Transistors (**148**) dient; wobei die Messelektrode (**114**) und die Schutzelektrode (**116**) mit Anschlüssen der Eingangsseite des ersten Transistors (**148**) verbunden sind;
- eine Gleichstrom-Vorspannungsschaltung (**154, 254**), aufweisend mindestens einen dritten Transistor (**156, 256**), der mit dem ersten Transistor (**148**) verbunden ist, um den ersten Transistor (**148**) mit einer Stromsenke zu versorgen;
- einen Mikrokontroller (**130, 230**), umfassend
- eine Prozessoreinheit (**132, 232**),
- eine digitale Speichereinheit (**134, 234**),
- eine Mikrokontroller-Systemuhr (**136, 236**),
- eine Vielzahl von synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten (**138, 238**), und
- eine Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**);
- eine Impulsgeneratoreinheit (**166**), die dafür konfiguriert ist, Ausgangssignale (**168, 170, 172**) der Vielzahl von synchronisierten Pulsbreitenmodulationseinheiten (**138, 238**) zu gewichten und zu addieren, welche Ausgangssignale eine Prüfsignalfrequenz aufweisen und welche Ausgangssignale eine definierte relative Phasenverschiebung zueinander zeigen;
- eine Tiefpassfiltereinheit (**160**), die mit einem Ausgang der Impulsgeneratoreinheit (**166**) in Reihe geschaltet und dafür konfiguriert ist, die addierten Ausgangssignale (**168, 170, 172**) zu filtern, um ein sinusförmiges Prüfsignal der Prüfsignalfrequenz am Ausgang der Tiefpassfiltereinheit (**160**) zu erzeugen; wobei eine Ausgangsleitung der Tiefpassfiltereinheit (**160**) an die Basis des ersten Transistors (**148**) angeschlossen ist, wobei die Ausgangsseite des zweiten Transistors (**150, 250**) an die Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**) angeschlossen ist, und wobei der Mikrokontroller (**130, 230**) dafür konfiguriert ist, ein digitales Vektordemodulationsverfahren an ein Spannungssignal anzulegen, das einen Messstrom anzeigt und von der Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**) digital umgewandelt wird, um einen Realteil und einen Imaginärteil der komplexen Impedanz des kapazitiven Sensors (**112, 212**) zu bestimmen, wobei das digitale Vektordemodulationsverfah-

ren von Software innerhalb des Mikrokontrollers ausgeführt wird.

2. Impedanzmessschaltung (**110, 210**) nach Anspruch 1, wobei die Messelektrode (**114**) und die Schutzelektrode (**116**) durch ein geschirmtes Kabel (**120, 220**) mit den Anschlüssen der Eingangsseite des ersten Transistors (**148**) verbunden sind und wobei das geschirmte Kabel (**120, 220**) einen Schirm (**122**) und mindestens einen Innenleiter (**124**) aufweist, und wobei die Schutzelektrode (**116**) durch den Schirm (**122**) des geschirmten Kabels (**120, 220**) an die Basis des ersten Transistors (**148**) angeschlossen ist und die Messelektrode (**114**) durch den mindestens einen Innenleiter (**124**) des geschirmten Kabels (**120, 220**) an den Emitter des ersten Transistors (**148**) angeschlossen ist.

3. Impedanzmessschaltung (**110, 210**) nach Anspruch 2, wobei ein Kondensator (**164**) zur Gleichstromentkopplung zwischen der Eingangsseite des ersten Transistors (**148**) und einem Ende des Innenleiters (**124**) des geschirmten Kabels (**120, 220**) installiert ist, das proximal zu der Eingangsseite des ersten Transistors (**148**) ist.

4. Impedanzmessschaltung (**110, 210**) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung (**154, 254**) einen Spannungsteiler umfasst, der mindestens zwei Widerstände (**188, 288; 190, 290**) zum Steuern der Basis-Emitter-Spannung des dritten Transistors (**156, 256**) in einem Betriebszustand der Gleichstrom-Vorspannungsschaltung (**154, 254**) aufweist, wobei der Kollektor des dritten Transistors (**156, 256**) an den Emitter des ersten Transistors (**148**) angeschlossen ist.

5. Impedanzmessschaltung (**210**) nach Anspruch 4, wobei die Gleichstrom-Vorspannungsschaltung (**254**) ferner einen vierten Transistor (**58**) zum Ausgleich von Temperaturdriftwirkungen aufweist, wobei – der vierte Transistor (**158**) in Reihe zwischen den mindestens zwei Widerständen (**288, 290**) des Spannungsteilers geschaltet ist, und – die Basis des vierten Transistors (**158**) sowohl an den Kollektor des vierten Transistors (**158**) als auch an die Basis des dritten Transistors (**256**) angeschlossen ist.

6. Impedanzmessschaltung (**210**) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei die Signalmessschaltung (**246**) einen fünften Transistor (**152**) zum Ausgleich von Temperaturdriftwirkungen aufweist, wobei die Basis des fünften Transistors (**152**) sowohl an den Kollektor des fünften Transistors (**152**) als auch an die Basis des zweiten Transistors (**250**) angeschlossen ist.

7. Impedanzmessschaltung (**110, 210**) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Mikrokontroller (**130, 230**) dafür konfiguriert ist, ein Äquivalenzzeit-Abtastverfahren zum digitalen Umwandeln des den Messstrom anzeigenden Spannungssignals durchzuführen.

8. Impedanzmessschaltung (**110, 210**) nach einem der vorhergehenden Ansprüche, wobei der Mikrokontroller (**130, 230**) dafür ausgelegt ist, die digitale Vektordemodulation anzulegen durch

- Multiplizieren einer Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**), die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Sinuswelle mit einer spezifizierten Periode;
- Multiplizieren der Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**), die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Kosinuswelle mit der spezifizierten Periode; und
- Integrieren der Produkte beider Multiplikationen.

9. Impedanzmessschaltung (**210**) nach einem der Ansprüche 2 bis 8, ferner aufweisend eine Referenzimpedanz (**182**), deren Impedanz a priori bekannt ist, und einen fernsteuerbaren Schalter (**184**), der mit der Referenzimpedanz (**182**) in Reihe geschaltet ist, wobei die Referenzimpedanz (**182**) und der fernsteuerbare Schalter (**184**) zwischen dem Innenleiter (**124**) des geschirmten Kabels (**220**) und einer Anschlussmasse (**286**) angeschlossen sind

10. Verfahren zum Bestimmen einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (**112, 212**), der im Lademodus betrieben wird, wobei der kapazitive Schutz-Mess-Sensor (**112, 212**) eine elektrisch leitende Messelektrode (**114**) und eine elektrisch leitende Schutzelektrode (**116**) umfasst, die proximal angeordnet und gegenseitig voneinander isoliert sind, und wobei das Verfahren die folgenden Schritte umfasst:

- Kombinieren (**1106**) einer Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen (**168, 170, 172**) mit einer Prüfsignalfrequenz, die eine definierte relative Phasenverschiebung zueinander zeigen, wobei die Vielzahl von synchronisierten Ausgangssignalen (**168, 170, 172**) durch mindestens eine Pulsbreitenmodulationseinheit (**138, 238**) erzeugt wird, indem die synchronisierten Ausgangssignale (**168, 170, 172**) addiert werden;
- Anlegen (**1108**) einer Tiefpassfilterung an die addierten Ausgangssignale (**168, 170, 172**), um ein sinusförmiges Prüfsignal mit Prüfsignalfrequenz zu erzeugen;
- gleichzeitiges Anlegen (**1110**) des Prüfsignals an die Basis eines ersten Transistors (**148**), der in Basis-schaltungskonfiguration konfiguriert ist, und an einen Schirm (**122**) eines geschirmten Kabels (**120, 220**), dessen distales Ende mit der Schutzelektrode (**116**) verbunden ist;

- Versehen des ersten Transistors (**148**) mit einer Stromsenke;
- Umwandeln (**1112**) des Kollektorstroms des ersten Transistors (**148**) durch einen Transimpedanzverstärker in eine entsprechende Spannung an einer Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers;
- digitales Umwandeln (**1114**) der Spannung an der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers unter Verwendung einer Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**);
- Anwenden (**1116**) eines digitalen Demodulationsverfahrens auf die digital umgewandelte Spannung zum Bestimmen eines Realteils und eines Imaginärteils der komplexen Impedanz des kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (**112, 212**), der im Lademodus betrieben wird, wobei das digitale Demodulationsverfahren von Software innerhalb eines Mikrokontrollers ausgeführt wird.

11. Verfahren nach Anspruch 10, wobei der Schritt (**1116**) des Bestimmens des Realteils und des Imaginärteils der komplexen Impedanz folgende Schritte umfasst:

- Multiplizieren einer Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**), die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Sinuswelle mit einer spezifizierten Periode;
- Multiplizieren der Ausgangssequenz der Analog-Digital-Wandlereinheit (**140, 240**), die die digital umgewandelte Spannung darstellt, mit einer Kosinuswelle mit der spezifizierten Periode; und
- Integrieren der Produkte beider Multiplikationen.

12. Verfahren nach Anspruch 10 oder 11, ferner umfassend einen Schritt des Multiplizierens (**1118**) des Realteils und des Imaginärteils der bestimmten komplexen Impedanz mit einem Kalibrierungsvektor, der a priori durch mindestens einem von Schaltungscharakterisierung oder Kalibrierung bestimmt wurde.

13. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 12, wobei der Schritt des digitalen Umwandelns (**1114**) das Anwenden eines Äquivalenzzeit-Abtastverfahrens umfasst.

14. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 13, wobei das Äquivalenzzeit-Abtastverfahren durch einen Mikrokontroller (**130, 230**) durchgeführt wird und das Anwenden einer inkrementalen Zeitverzögerung zwischen aufeinanderfolgenden Abtastwerten umfasst, die gleich einer Periode einer Systemuhr (**136, 236**) des Mikrokontrollers (**130, 230**) ist.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 10 bis 14, wobei der Schritt des digitalen Umwandelns (**1114**) der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers, zusätzlich zu dem digitalen Umwandeln der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers, das erhalten wurde, während die Referenzimpedanz (**182**) elektrisch

von einer Anschlussmasse (**286**) getrennt war, das digitale Umwandeln der Spannung der Ausgangsseite des Transimpedanzverstärkers umfasst, das erhalten wurde, während die Referenzimpedanz (**182**), deren Impedanz a priori bekannt ist, elektrisch zwischen dem Innenleiter (**224**) des geschirmten Kabels (**220**) und der Anschlussmasse (**286**) angeschlossen war.

16. Softwaremodul (**104**) zum Durchführen des Verfahrens nach einem der Ansprüche 10 bis 15 des Bestimmens einer komplexen Impedanz eines kapazitiven Schutz-Mess-Sensors (**112**, **212**), der im Lademodus betrieben wird, wobei die auszuführenden Verfahrensschritte in einen Programmcode des Softwaremoduls (**104**) umgewandelt werden, wobei der Programmcode in eine digitale Speichereinheit (**134**, **234**) eines Mikrokontrollers (**130**, **230**) implementierbar und durch eine Prozessoreinheit (**132**, **232**) des Mikrokontrollers (**130**, **230**) ausführbar ist.

Es folgen 4 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

110

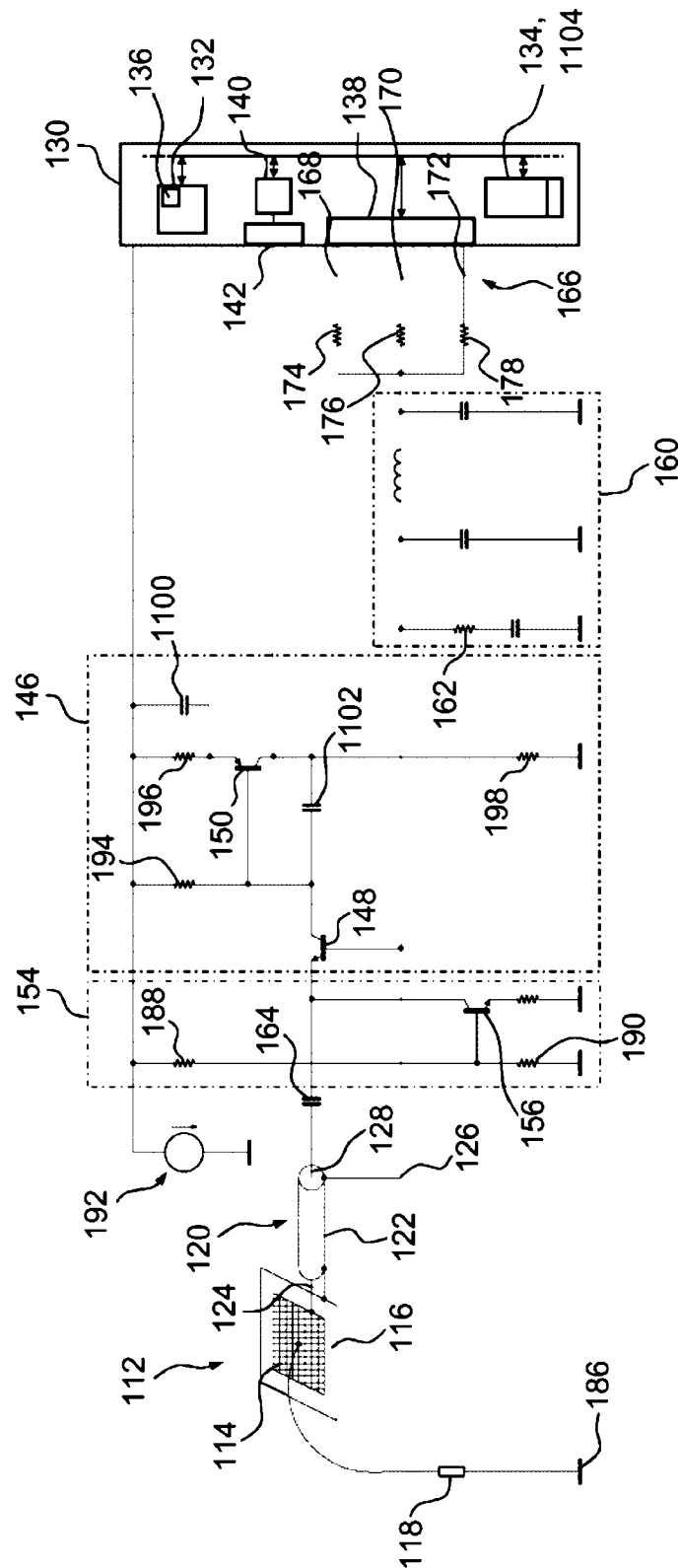


FIG. 1

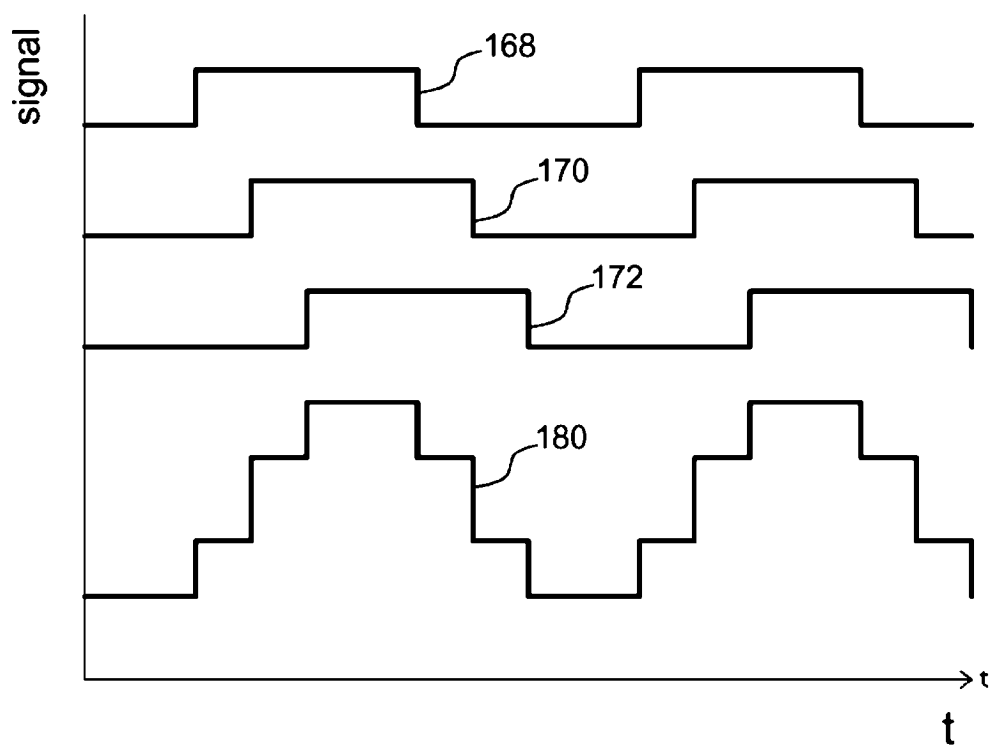


FIG. 2

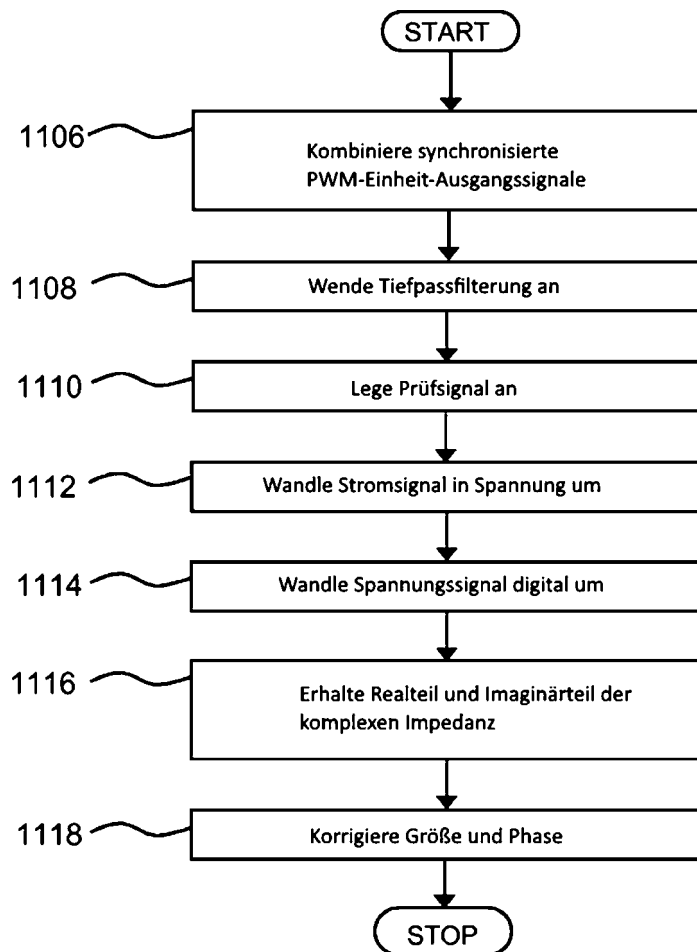


FIG. 4