



(10) **DE 11 2019 002 248 T5** 2021.02.18

(12)

Veröffentlichung

der internationalen Anmeldung mit der
(87) Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2019/212258**
in der deutschen Übersetzung (Art. III § 8 Abs. 2
IntPatÜG)

(21) Deutsches Aktenzeichen: **11 2019 002 248.2**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/KR2019/005268**

(86) PCT-Anmeldetag: **02.05.2019**

(87) PCT-Veröffentlichungstag: **07.11.2019**

(43) Veröffentlichungstag der PCT Anmeldung
in deutscher Übersetzung: **18.02.2021**

(51) Int Cl.: **H03H 11/04 (2006.01)**
H04B 15/00 (2006.01)

(30) Unionspriorität:
10-2018-0050717 02.05.2018 KR

(71) Anmelder:
**UNIST (Ulsan National Institute of Science and
Technology), Ulsan, KR**

(74) Vertreter:
Gulde & Partner, 10179 Berlin, DE

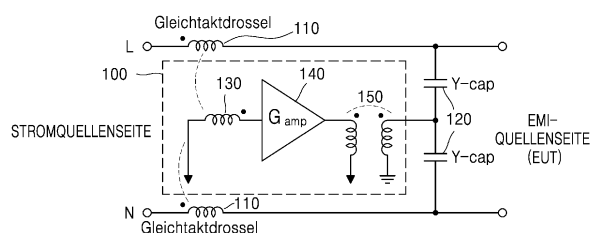
(72) Erfinder:
**Kim, Jin Gook, Ulsan, KR; Jeong, Sang Yeong,
Ulsan, KR; Shin, Dong Il, Ulsan, KR**

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **ISOLIERTER AKTIVER EMI-FILTER OHNE ZUSÄTZLICHE ELEMENTE AUF DER
STROMLEITUNG**

(57) Zusammenfassung: Die vorliegende Erfindung betrifft ein elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) zum Vermeiden von Rauschen, das von einem Stromleitungskabel emittiert wird, wobei das isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung umfasst eine Gleichtaktrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, einen Y-Kondensator, der auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, eine Sensorwicklung, die einen Strom erfasst; ein Verstärker, der einen Rauschstrom verstärkt; und ein Transformator, der ein Signal einer Sekundärspule in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.



Beschreibung

[Gebiet der Technik]

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft ein elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter), und insbesondere ein isoliertes aktives EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung.

[Stand der Technik]

[0002] Elektromagnetische Interferenzfilter (EMI) werden in meisten elektrischen Haus- und Industrieanlagen eingerichtet, um leitungsgebundene EMI-Rauschen zu vermeiden, die über Stromkabel ausgehen.

[0003] Um leitendes Gleichtaktrauschen zu vermeiden, wird im Allgemeinen ein Filter verwendet, das aus einer Gleichtaktdrossel (common mode (CM) choke) und eines Y-Kondensators besteht. In einem elektrischen Hochleistungs- und Hochstromsystem wird Rauschunterdrückungsleistung aufgrund eines magnetischen Sättigungsphänomens in der Gleichtaktdrossel verschlechtert, und um dies zu verhindern, sollte ein mehrstufiger Filter oder eine teure Hochleistungsdrossel verwendet werden, was die Größe und die Kosten eines EMI-Filters erheblich erhöht. Dementsprechend wurden Versuche unternommen, ein aktives EMI-Filter zu verwenden, das die Einschränkungen eines passiven EMI-Filters überwinden und die Filterleistung effektiv verbessern kann, und es ist vorzuziehen, dass wegen des aktiven EMI filter keine Drosseln hinzugefügt werden.

[0004] Ein aktives EMI-Filter weist eine Rückkopplungsschaltungsstruktur auf, bei der eine Rauschspannung oder ein Rauschstrom durch einen Kondensator oder einen Transformator erfasst wird und eine Kompensationsspannung oder ein Kompensationsstrom an den Kondensator oder den Transformator zurückgelegt wird, um die Rauschspannung oder den Rauschstrom aufzuheben. Wenn jedoch im aktiven EMI-Filter der Transformator auf einer Stromleitung hinzugefügt wird, um das Rauschen zu erfassen und kompensieren, wird die Filterleistung aufgrund der magnetischen Sättigung im Transformator in einem elektrischen Hochleistungs- / Hochstromsystem stark verschlechtert. Das heißt, bei dem herkömmlichen aktiven EMI-Filter, bei dem kein Transformator auf der Stromleitung hinzugefügt wird, wird das Rauschen durch den Kondensator erfasst und kompensiert.

[0005] Wenn jedoch im aktiven EMI-Filter der Kondensator an die Stromleitung angeschlossen ist, um das Rauschen zu erfassen und zu kompensieren, sind aktive Schaltungselemente nicht von der Stromleitung isoliert, und daher werden Zuverlässigkeit und Stabilität gegen elektrische Überlastung (electrical overstress, EOS) stark verschlechtert. Das heißt, eine Struktur ist erforderlich, in der keine Drosseln wegen des aktiven EMI-Filters auf einer Stromleitung hinzugefügt werden müssen and gleichzeitig die aktiven Schaltungselemente von der Stromleitung isoliert sind.

[Beschreibung]

[Technisches Problem]

[0006] Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenz (EMI) -Filter ohne zusätzliche Elemente auf der Stromleitung bereitzustellen, in dem keine zusätzlichen Elemente auf einer Stromleitung hinzugefügt werden und dessen aktive Schaltungselemente von der Stromleitung isoliert werden können.

[0007] Eine noch andere Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens unter Verwendung von einem isolierten aktiven EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung bereitzustellen, in dem keine zusätzlichen Elemente auf einer Stromleitung hinzugefügt werden und dessen aktive Schaltungselemente von der Stromleitung isoliert werden können.

[Technische Lösung]

[0008] Ein erster Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung bereit. Das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel (common mode (CM) choke), die auf einer Stromquelleseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst,

wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind; eine Sensorwicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel erfasst; einen Verstärker, der den von der Sensorwicklung erfassten Rauschstrom verstärkt; und ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, und eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist, umfasst, und ein Signal der Sekundärspule in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.

[0009] Ein zweiter Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung bereit. Das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind; ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensators erfasst, und eine Sekundärspule, durch die die Rauschspannung transformiert wird, umfasst, und von der Stromleitung isoliert ist; einen Verstärker, der ausgebildet ist, um die vom Transformator erfassten und transformierten Rauschspannung zu verstärken; und eine Kompensationswicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und das vom Verstärker verstärkte Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel einspeist.

[0010] Ein dritter Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung bereit. Das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind; eine Sensorwicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel erfasst; einen Verstärker, der den von der Sensorwicklung erfassten Rauschstrom verstärkt; und ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist, umfasst, und das durch die Sekundärspule transformierte Signal in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.

[0011] Ein vierter Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung bereit. Das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind; ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensators erfasst, und eine Sekundärspule, durch die die Rauschspannung transformiert wird, umfasst, und von der Stromleitung isoliert ist; einen Verstärker, der die vom Transformator transformierte Rauschspannung verstärkt; und eine Kompensationswicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und das vom Verstärker verstärkte Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel als Kompensationssignal einspeist.

[0012] Noch ein weiterer Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein Verfahren zum Reduzieren des elektromagnetischen Interferenzrauschens (EMI) unter Verwendung des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der ersten Ausführung der vorliegenden Erfindung bereit, wobei das Verfahren ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen eines aktiven Elements zu einem passiven EMI-Filter ist, und das Filter umfasst: eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; und einen Y-Kondensator, der auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der

neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: Erfassen eines Rauschstroms der Gleichtaktdrossel durch eine Sensorwicklung, die durch Wickeln einer Spule auf der Gleichtaktdrossel gebildet ist; Verstärken des durch die Sensorwicklung erfassten Rauschstroms; und Transformieren des durch eine Primärspule eines Transformators empfangenen Signal, durch eine Sekundärspule des Transformators, wobei der Transformator der vor dem Y-Kondensator angebracht ist; und Einspeisen des transformierten Signals in den Y-Kondensator, wobei die Sekundärspule des Transformators mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist.

[0013] Noch ein weiterer Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein Verfahren zum Reduzieren des elektromagnetischen Interferenzrauschens (EMI) unter Verwendung des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der zweiten Ausführung der vorliegenden Erfindung bereit, wobei das Verfahren ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen eines aktiven Elements zu einem passiven EMI-Filter ist, und das Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: Erfassen einer Rauschspannung durch eine Primärspule eines vor dem Y-Kondensator angebrachten Transformators unter Verwendung des Y-Kondensators als Sensingkondensator und Transformieren der erfassten Rauschspannung durch eine Sekundärspule des Transformators; Verstärken der transformierten Rauschspannung durch die Sekundärspule; und Einspeisen des verstärkten Rauschsignals in die Gleichtaktdrossel durch eine Kompensationswicklung, die durch Wickeln einer Spule auf der Gleichtaktdrossel gebildet ist, wobei die Sekundärspule des Transformators mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist.

[0014] Noch ein weiterer Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein Verfahren zum Reduzieren des elektromagnetischen Interferenzrauschens (EMI) unter Verwendung des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der dritten Ausführung der vorliegenden Erfindung bereit, wobei das Verfahren ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen eines aktiven Elements zu einem passiven EMI-Filter ist, und das Filter umfasst: eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: Erfassen eines Rauschstroms der Gleichtaktdrossel durch eine Sensorwicklung, die durch Wickeln einer Spule auf der Gleichtaktdrossel gebildet ist; Verstärken des durch die Sensorwicklung erfassten Rauschstroms; und Transformieren des durch eine Primärspule eines Transformators eingegebenen Signal, durch eine Sekundärspule des Transformators, wobei der Transformator vor dem Y-Kondensator angebracht ist und Einspeisen des transformierten Signals in den Y-Kondensator als Kompensationssignal, wobei die Sekundärspule des Transformators mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist.

[0015] Noch ein weiterer Aspekt der vorliegenden Erfindung stellt ein Verfahren zum Reduzieren des elektromagnetischen Interferenzrauschens (EMI) unter Verwendung des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vierten Ausführung der vorliegenden Erfindung bereit, wobei das Verfahren ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen eines aktiven Elements zu einem passiven EMI-Filter ist, und das Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind; einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind, wobei das Verfahren folgende Schritte umfasst: Erfassen einer Rauschspannung des Y-Kondensators durch eine Primärspule eines vor dem Y-Kondensator angebrachten Transformators und Transformieren der erfassten Rauschspannung durch eine Sekundärspule; Verstärken der transformierten Rauschspannung; und Einspeisen des verstärkten Rauschsignals in die Gleichtaktdrossel als Kompensationssignal durch eine Kompensationswicklung, die durch Wickeln

einer Spule auf der Gleichtaktdrossel gebildet ist, wobei die Sekundärspule des Transformators mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist.

[Vorteilhafte Wirkungen]

[0016] Um leitungsgebundene elektromagnetische Störungen (electromagnetic interference, EMI) zu vermeiden, die über ein Stromleitungskabel ausgehen, müssen ein EMI-Filter in den meisten elektrischen und elektronischen Geräten für Privathaushalte/Industrie angebracht werden. Gemäß einem isolierten aktiven EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung und einem Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens unter Verwendung des gleichen der vorliegenden Erfindung kann die gleiche Rauschreduzierungsleistung mit einer kleineren Größe und niedrigeren Kosten erzielt werden als in dem Fall, wo nur ein passiver Filter verwendet ist.

[0017] Ferner, gemäß der vorliegenden Erfindung, wenn ein mehrstufiges passives EMI-Filter zuvor verwendet wurde, um das Rauschen ausreichend zu reduzieren, die Anzahl der Stufen der Filter kann durch Hinzufügen der isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Element auf der Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung reduziert werden, und die Größe und die Kosten der meisten elektrischen und elektronischen Geräte können reduziert werden.

Figurenliste

Fig. 1 ist ein Schaltplan, der eine Konfiguration eines isolierten aktiven elektromagnetischen Interferenzfilters (EMI-Filters) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung darstellt.

Fig. 2 zeigt ein Beispiel der Konfiguration des aktiven EMI-Filters (AEF) gemäß der vorliegenden Erfindung, und zwar zeigt die Konfiguration eines vorgeschlagenen transformatorisolierter AEF, der auf einem Gleichtakt (CM) L-C-EMI-Filter hinzugefügt ist.

Fig. 3 zeigt ein Schaltungsmodell eines AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4 zeigt ein Ersatzschaltbild für einen halben Teil mit parasitären Komponenten.

Fig. 5 zeigt ein Ersatzschaltbild, das den Einfluss einer Sensorwicklung einer Gleichtaktdrossel auf der Stromleitung enthält.

Fig. 6A, Fig. 6B und Fig. 6C veranschaulichen Änderungen in Strompfaden und einen Kondensatoreffekt ($G_{Y,eff}(s)$) eines Y-Kondensators durch dem AEF für jeden Frequenzbereich.

Fig. 7A und Fig. 7B zeigen die Kurven einer Impedanz ($Z_{Leitung}$) der Stromleitung, die von der Position des Y-Kondensators in Richtung einer Stromquelle aus betrachtet werden; **Fig. 7A** ist der Graph, der die Kurve in einem Fall darstellt, in dem N_{sen} die Gleichung 19 verletzt, und **Fig. 7B** ist der Graph, der die Kurve in einem Fall darstellt, in dem N_{sen} die Gleichung 19 erfüllt.

Fig. 8A und Fig. 8B veranschaulichen den Vergleich von Schleifenverstärkungen, wobei **Fig. 8A** zeigt die Schleifenverstärkung in einer instabilen Situation ohne Dämpfungskomponenten R_{d1} , C_d und R_{d2} und einen Phasenkompensator von R_c und C_c . **Fig. 8B** zeigt die Schleifenverstärkung in einer stabilen Situation mit den Dämpfungskomponenten R_{d1} , C_d und R_{d2} und dem Phasenkompensator von R_c und C_c .

Fig. 9 ist ein Schaltplan, der eine zweite Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt.

Fig. 10 ist ein Schaltplan, der eine dritte Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt.

Fig. 11 ist ein Schaltplan, der eine vierte Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt.

Fig. 12 ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der ersten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

Fig. 13 ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der zweiten Ausführungs-

form des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

Fig. 14 ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der dritten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

Fig. 15 ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der vierten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

[Beschreibung der vorteilhaften Ausführungsformen]

[0018] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung und ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens unter Verwendung von dem Filter, wobei das EMI-Filter umfasst: eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird; einen Y-Kondensator; eine Sensorwicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel erfasst; einen Verstärker, der den von der Sensorwicklung erfassten Rauschstrom verstärkt; und ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, und eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist, umfasst, und ein Signal der Sekundärspule in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.

[Beschreibung der Ausführungsformen]

[0019] Nachfolgend werden beispielhafte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung unter Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen ausführlich beschrieben. Da in dieser Beschreibung beschriebene Ausführungsformen und in den Zeichnungen dargestellte Konfigurationen nur beispielhafte Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung sind und nicht den gesamten technologischen Rahmen der vorliegenden Erfindung darstellen, es sollte verstanden werden, dass die Erfindung verschiedene Äquivalente, Modifikationen und Substitutionen an der Zeitpunkt der Einreichung dieser Anmeldung umfasst.

[0020] **Fig. 1** ist ein Schaltplan, der eine Konfiguration eines isolierten aktiven elektromagnetischen Interferenzfilters (EMI-Filters) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung darstellt. Die erste Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst ein passives EMI-Filter, das aus einer Gleichtaktdrossel (common mode (CM) choke) **110** und eines Y-Kondensators **120** besteht, und ein EMI-Filter **100**, das aus einer Sensorwicklung **130**, einem Verstärker **140**, und einem Transformator **150** besteht.

[0021] Die Gleichtaktdrossel **110** ist auf einer Stromquellenseite angeordnet, von der aus Strom zugeführt wird, und hat eine Form, in der eine stromführende Leitung und eine neutrale Leitung, die mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung umwickelt sind.

[0022] Die Y-Kondensator **120** ist auf einer EMI-Quellenseite angeordnet, an der die EMI auftritt, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung L und der neutralen Leitung N geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0023] Die Sensorwicklung **130** ist an der Gleichtaktdrossel **110** mit einer Spule gewickelt und erfasst einen Rauschstrom, der durch die Gleichtaktdrossel **110** fließt. Wenn man sich eine Kapazität einer parasitären Schaltung des Gleichtaktdrossel **110** als C_{cm} und eine Kapazität einer parasitären Schaltung der Sensorwicklung **130** als C_{sen} bezeichnet, bevorzugt ist die Anzahl der Windungen N_{sen} der Sensorwicklung **130** geringer als eine Quadratwurzel von $2C_{cm} / C_{sen}$.

[0024] Der Verstärker **140** verstärkt den Rauschstrom, der durch die Sensorwicklung **130** erfasst ist.

[0025] Der Transformator **150** ist vor dem Y-KONDENSATOR **120** angebracht und umfasst eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die sie mit der an den Y-Kon-

densator **120** angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist, und speist ein Signal der Sekundärspule in den Y-Kondensator **120** als Kompensationssignal ein.

[0026] Fig. 2 zeigt ein Beispiel der Konfiguration des aktiven EMI-Filters (AEF) gemäß der vorliegenden Erfindung, und zwar zeigt die Konfiguration eines vorgeschlagenen transformatorisolierter AEF, der auf einem Gleichtakt (CM) L-C-EMI-Filter hinzugefügt ist. Fig. 3 zeigt ein Schaltungsmodell eines AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung.

[0027] Das isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzlichen Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung kann ferner ein Tiefpassfilter umfassen, um Stabilitätsprobleme zu verhindern, die durch Resonanz in der Sensorwicklung in einem Hochfrequenzbereich verursacht werden. Bezugnehmend auf Fig. 3 umfasst das Tiefpassfilter einen Widerstand R_f und einen Kondensator C_f .

[0028] Ein Ende des Widerstands R_f ist mit der Sensorwicklung verbunden, und dessen andere Ende ist mit einem positiven Eingangsanschluss des Verstärkers verbunden. Ein Ende des Kondensators C_f ist mit dem anderen Ende des Widerstands R_f und den positiven Eingangsanschluss des Verstärkers verbunden, und das andere Ende des Kondensators C_f ist mit Masse verbunden. Der Kondensator C_f befindet sich am Eingangsanschluss des Verstärkers.

[0029] Ferner kann eine Impedanz ($Z_{in,AEF}$), gesehen vom Eingangsanschluss des Verstärkers **140** in Richtung des Tiefpassfilters, so eingestellt werden, dass sie größer als eine Impedanz ($Z_{sen,para}$) der parasitären RC-Komponenten der Sensorwicklung **130** in einem interessierenden Frequenzbereich.

[0030] Eine Grenzfrequenz ($1/2 \pi R_f C_f$) des Tiefpassfilters kann größer als eine maximale Betriebsfrequenz

$f_{op,max}$ und kleiner als eine Frequenz von $1/2\pi \sqrt{(1 - k_{sen}^2) N_{sen}^2 L_{cm} C_{sen}}$ sein (wobei k_{sen} einen Kopplungskoeffizienten der Sensorwicklung bezeichnet, N_{sen} die Anzahl der Windungen der Sensorwicklung **130** bezeichnet, L_{cm} eine Induktivität der Gleichtaktrossel **110** bezeichnet, und C_{sen} eine Kapazität der parasitären Schaltung der Sensorwicklung **130** bezeichnet).

[0031] Ferner kann das isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzlichen Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung einen Bypass-Zweig umfassen, der als ein Bypass zum Vermeiden der Resonanzen in dem Transformator dient, und die Stabilität als Dämpfungskreis erhöht, und die Leistungsver schlechterung wegen der Resonanz zwischen dem Y-Kondensator und einer Impedanz der EMI-Quelle verringert. Bezugnehmend auf Fig. 3 kann der Bypass-Zweig einen ersten Widerstand R_{d1} , einen Kondensator C_d und einen zweiten Widerstand R_{d2} umfassen.

[0032] Der erste Widerstand R_{d1} hat ein Ende, das mit dem Y-Kondensator verbunden ist, und das andere Ende, das mit der Sekundärspule des Transformators verbunden ist, und ein Ende des Kondensators C_d ist mit dem einen Ende des ersten Widerstands (R_{d1}) verbunden. Ein Ende des zweiten Widerstands R_{d2} ist mit dem anderen Ende des Kondensators in Reihe geschaltet, und das andere Ende des zweiten Widerstands R_{d2} ist mit Masse verbunden.

[0033] Ferner kann das isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzlichen Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung einen Phasenkompensator für die Stabilität in einem Niederfrequenzbereich enthalten.

[0034] Bezugnehmend auf Fig. 3 umfasst der Phasenkompensator einen Widerstand R_c und einen Kondensator C_c , die parallel geschaltet sind, und ein Ende jeder des Widerstands R_c und der Kondensator C_c , die parallel geschaltet sind, ist mit einem negativen Eingangsanschluss des Verstärkers verbunden, und die anderen Enden des Widerstands R_c und des Kondensators C_c , die parallel geschaltet sind, sind mit einem Ausgangsanschluss des Verstärkers verbunden.

[0035] Die vorliegende Erfindung schlägt eine neue Struktur eines vollständig transformatorisierten AEF vor. Bezugnehmend auf Fig. 2 ist der AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung zusätzlich auf dem herkömmlichen CM LC-EMI-Filter, der aus der Gleichtaktrossel und dem Y-Kondensator besteht. Die Struktur des AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ähnelt der Topologie eines herkömmlichen AEF mit einer CSCC-Struktur, jedoch wird ein Injektionstransformator zwischen dem Ausgangsanschluss des Verstärkers und dem Kompensations-Y- hinzugefügt. Der Injektionstransformator ist nicht an der Hauptstromleitung angebracht, so dass nur ein geringer Kompensationssignalstrom durch den Transfor-

mator fließt. Da in der Injektionstransformer unabhängig vom Betriebsstrom eines Anwendungsprogramms eine kleine Stromstärke fließt, der Injektionstransformer kann in einer kleinen Größe verwirklicht werden, so dass das Risiko einer magnetischen Sättigung und thermischer Probleme verringert werden können. Zusätzlich benötigt der Abtastteil des AEF keinen zusätzlichen Transformator, aber eine dünne Rauscherfassungsleitung ist zusätzlich auf eine vorhandene kommerzielle Gleichtaktdrossel gewickelt. Es wurde versucht, eine Sensorwicklung direkt an der handelsüblichen Gleichtaktdrossel anzubringen, aber die nachteiligen Auswirkungen der Sensorwicklung und die maximal zulässige Anzahl von Windungen wurden nicht untersucht. Zusammenfassend können die hauptsächlichen neuen Merkmale des AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung durch eine vollständige Transformatorisolation ohne die Verwendung separater Komponenten an der Hauptstromleitung und ein kompakten Design gekennzeichnet werden. Aufgrund dieser Eigenschaften ist der AEF gemäß der vorliegenden Erfindung kleiner und leistungsfähiger als andere transformatorisierte CSVC-AEFs.

[0036] In der vorliegenden Erfindung wird eine Anzahl nützlicher expliziter Konstruktionsrichtlinien für den vollständigen Entwurf des AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung bereitgestellt. Wie nachstehend beschrieben, wird der transformatorisierte AEF analysiert, um eine Geräuschdämpfungsleistung zu bewerten, und aufgrund der Analyse werden geeignete Konstruktionsrichtlinien für die Leistung und Stabilität des AEF bereitgestellt. Zusätzlich werden der Filtereinfügungsverlust und die Schleifenverstärkung des AEF unter Verwendung eines Vektornetzwerkanalysators (vector network analyzer, VNA) gemessen und nachgeprüft. Die Reduzierung des Gleichtaktdrossel-leitungsgebundenen Emissionsrauschens aufgrund des AEF wird auch bei tatsächlichen SMPS (Switched Mode Power Supply)-Platinenprodukten erreicht. Zusätzlich wird die zur Masse austretende Strommenge gemessen, um die Sicherheit der Verwendung des AEF zu bestimmen.

[0037] Ein AEF gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird analysiert. Mit Bezug auf **Fig. 3** bezeichnet C_Y eine Kapazität eines Y-Kondensators. Eine Gleichtaktdrossel wird als L_{cm} und M_{cm} modelliert, die jeweils eine Selbstinduktivität und eine Gegeninduktivität einer Wicklung auf einer Stromleitung darstellen.

[0038] Der AEF besteht hauptsächlich aus einer Sensorwicklung, die auf die Gleichtaktdrossel gewickelt ist, einem Verstärker, und einem Injektionstransformer. Ein Windungsverhältnis von der Wicklung auf der Stromleitung und der Sensorwicklung wird auf 1: N_{sen} eingestellt, und eine Selbstinduktivität der Sensorwicklung wird durch etwa $N_{sen}^2 L_{cm}$ angegeben. M_{sen} darstellt eine Gegeninduktivität zwischen der Wicklung auf der Stromleitung und der Sensorwicklung an einem Eingangsanschluss des AEF. In ähnlicher Weise bezeichnet M_{inj} eine Gegeninduktivität eines Injektionstransformators, und ein Windungsverhältnis einer Primärwicklung und einer Sekundärwicklung wird auf 1: N_{inj} eingestellt. Die Selbstinduktivität auf jeder Seite ist jeweils als L_{inj} und $N_{inj}^2 L_{inj}$ gegeben. M_{cm} , M_{sen} und M_{inj} werden jeweils durch $k_{cm} L_{cm}$, $k_{sen} N_{sen} L_{cm}$ bzw. $k_{inj} N_{inj} L_{inj}$ berechnet. Hier bezeichnen k_{cm} , k_{sen} und k_{inj} jeweils Kopplungskoeffizienten. Im tatsächlichen Design haben k_{cm} , k_{sen} und k_{inj} im Allgemeinen einen Wert in einem Bereich von 0,99 bis 1. Der Verstärker ist als einer Konfiguration eines nicht invertierenden Operationsverstärkers (OP-AMP) mit Widerständen R_1 und R_2 verwirklicht.

[0039] In Anbetracht einer Rückkopplungsstabilität des AEF, wie in **Fig. 3** dargestellt, sind einige zusätzliche Komponenten erforderlich, wie beispielsweise ein Tiefpassfilter, ein Bypass-Zweig und ein Phasenkompensator. R_f und C_f bilden ein Tiefpassfilter zur Verhinderung von Stabilitätsproblemen im OP-AMP, die durch Resonanz in der Sensorwicklung in einem Hochfrequenzbereich verursacht werden können. R_{d1} , C_d und R_{d2} wirken als ein Bypass, um die Resonanzen im Injektionstransformer zu vermeiden, und wirken als Dämpfungsschaltung zur Sicherung der Stabilität, so dass die Leistungsverschlechterung wegen der Resonanz zwischen einer Rauschquellenimpedanz und dem Y-Kondensator weiter gemindert wird. R_c und C_c sind Phasenkompensatoren zur Sicherung der Stabilität im Niederfrequenzbereich.

[0040] Selbst wenn eine Erdreferenzspannung des AEF anders als die Masse eingestellt ist, ist der AEF in Bezug auf ein Wechselstrompotential von Null symmetrisch, und eine Schaltung des AEF in zwei Teile geteilt und analysiert werden kann. **Fig. 4** zeigt ein Ersatzschaltbild für einen halben Teil mit parasitären Komponenten. Bezugnehmend auf **Fig. 4**, um genauer zu ausdrücken, werden auch parasitäre Schaltungsparameter der Gleichtaktdrossel, der Sensorwicklung, und des Injektionstransformators modelliert und durch R_{cm} und C_{cm} , R_{sen} und C_{sen} , und R_{inj1} , C_{inj1} , R_{inj2} , und C_{inj2} , dargestellt. Eine Gleichtaktrauschquelle der zu testenden Ausrüstung (Equipment under Test, EUT) wird als V_n und Z_n des Thevenin-Ersatzschaltbilds modelliert, die jeweils eine Gleichtaktrauschquellen-Spannung und eine Gleichtaktrauschquellenimpedanz darstellen. Z_{LISN} repräsentiert eine Impedanz eines Netzimpedanzstabilisierungsnetzwerks (line impedance stabilization network, LISN). $Z_{Leitung}$, $Z_{in,AEF}$ und $Z_{Y,eff}$ repräsentieren jeweils eine Impedanz, die in jeweiliger Richtung in Bezug auf das Null-Wechselstrompotential betrachtet wird.

[0041] Das Funktionsprinzip des AEF wird aufgrund einer Gleichung analysiert, die eine effektive Induktivität der Gleichtaktdrossel und eine effektive Kapazität eines Y-Kondensator-Zweigs ausdrückt. Die effektive Induktivität der Gleichtaktdrossel wird beschrieben.

[0042] Eine Impedanz, die von einem vorderen Ende der Gleichtaktdrossel in Richtung der Stromleitung gesehen wird, wird unter Verwendung des Kirchhoffschen Gesetzes ausgedrückt und unten gezeigt.

$$Z_{line} = (sL_{cm,eff}) \parallel R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}} + Z_{LISN} \quad [\text{Gleichung 1}]$$

wo

$$L_{cm,eff}(s) = (1 + k_{cm} - X(s)) L_{cm} \quad [\text{Gleichung 2}]$$

$$X(s) = \frac{2M_{sen}I_{sen}}{L_{cm}I_{cm}} = \frac{2sk_{sen}^2N_{sen}^2L_{cm}}{sN_{sen}^2L_{cm} + Z_{in,AEF} \parallel Z_{sen,para}} \quad [\text{Gleichung 3}]$$

$$Z_{sen,para} = R_{sen} \parallel \frac{1}{sC_{cm}} \quad [\text{Gleichung 4}]$$

$$Z_{in,AEF} \approx R_f \frac{1}{sC_f} \quad [\text{Gleichung 5}]$$

wobei $L_{cm,eff}$ die effektive Induktivität der Gleichtaktdrossel bezeichnet und hier tritt ein Induktivitätsausgleichselement $X(s)$ auf. $X(s)$ ist definiert als $(2M_{sen}I_{sen})/(L_{cm}I_{cm})$, wobei I_{cm} und I_{sen} Ströme darstellen, die durch Induktivitätszweige von L_{cm} und $2N_{sen}^2L_{cm}$ fließen, wie in **Fig. 4** gezeigt. $Z_{sen,para}$ bezeichnet eine Impedanz der parasitären RC-Komponenten der Sensorwicklung. $Z_{in,AEF}$ bezeichnet eine Impedanz, die vom Eingangsanschluss des Verstärkers in Richtung des Tiefpassfilters gesehen ist. Eine Eingangsimpedanz des OP-AMP wird in einem interessierenden Frequenzbereich als groß angenommen und in Gleichung 5 ignoriert.

[0043] **Fig. 5** zeigt ein Ersatzschaltbild, das den Einfluss der Sensorwicklung der Gleichtaktdrossel auf die Stromleitung enthält. Die Wirkung der Sensorwicklung auf die Induktivität der Gleichtaktdrossel ist in **Fig. 5** zusammengefasst. Bezugnehmend auf **Fig. 5** zeigt ein Kasten auf der rechten Seite ein Ersatzschaltbildmodell einer Gleichtaktdrossel auf der Stromleitung unter Berücksichtigung einer durch $2M_{sen}$ induzierten Spannung. Die induzierte Spannung von $2sM_{sen}I_{sen}$ hat eine zu dem Spannungsabfall von $s(L_{cm} + M_{cm})I_{cm}$ entgegengesetzte Polarität. Wenn $X(s)$ als $(2M_{sen}I_{sen})/(L_{cm}I_{cm})$ definiert ist, eine Gesamtspannung der Drosselinduktivität kann als $s(1 + k_{cm} - X(s))L_{cm}I_{cm}$ vereinfacht werden. Somit wird eine effektive Induktivität $L_{cm,eff}$ der Gleichtaktdrossel als $(1 + k_{cm} - X(s))L_{cm}$ bezeichnet, wie angegeben in Gleichung 2.

[0044] Wenn es keine Sensorwicklung gibt, ist $k_{sen} = X(s) = 0$ und somit $L_{cm,eff}$ ist einfach als $(1 + k_{cm})L_{cm}$ gegeben. Wenn jedoch in Gleichung 3 $sN_{sen}^2L_{cm}$ viel größer als $(Z_{in,AEF} \parallel Z_{sen,para})$ ist, sind k_{cm} und k_{sen} sehr nahe an 1 und somit $X(s) \approx 2k_{sen}^2$ und $L_{cm,eff} \approx L_{cm}(1 + k_{cm} - 2k_{sen}^2)$. Dies bedeutet, dass die Drosselinduktivität durch den durch die Sensorwicklung fließenden Strom massgeblich beeinflusst werden kann. Um die Drosselinduktivität aufrechtzuerhalten, sollte daher die Anzahl der Windungen N_{sen} der Sensorwicklung begrenzt werden.

[0045] Als nächstes wird die effektive Kapazität des Y-Kondensators beschrieben. Eine Impedanz, die in Richtung der $Z_{Y,eff}$ des Y-Kondensatorzweigs betrachtet wird, kann wie in den nachstehenden Gleichungen 6 bis 11 ausgedrückt werden.

$$Z_{Y,eff}(s) = \frac{1}{sC_Y} \cdot \frac{1 + \beta(s)}{1 + \alpha(s)} \quad [\text{Gleichung 6}]$$

wo,

$$\alpha(s) = sk_{inj}N_{inj}L_{inj}G_1(s)G_{amp}(s) \cdot \frac{\left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d}\right)\left(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}\right)\left(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\right)}{\left\{R_{d1} + R_{d2} \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\right\}\left(R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}\right)} A(s)$$

[Gleichung 7]

$$\beta(s) = sC_T \left(R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\right) \parallel \left(R_{d2} \frac{1}{sC_d}\right)$$

$$x = \left[1 - \frac{\left(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\right)^2}{\left(R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\right) A(s)} \cdot \frac{R_{d2} + \frac{1}{sC_d}}{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}} \left\{ \frac{\left(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}\right)^2}{R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}} - R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} - sL_{inj} \right\} \right]$$

[Gleichung 8]

$$G_1(s) = \frac{V_{in,amp}}{V_{in}} = - \frac{2sk_{sen}N_{sen}L_{cm}Z_{senpara}}{sN_{sen}^2L_{cm}Z_{senpara} \parallel Z_{in,AEF}} \frac{\frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f} + Z_{sen,para}} \frac{R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}} - Z_{line} - Z_{LISN}}{\left(R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}}\right) Z_{line}}$$

[Gleichung 9]

$$G_{amp}(s) = \frac{V_{outamp}}{V_{inamp}} = 1 + \frac{R_2 + R_c \parallel \frac{1}{sC_c}}{R_1}$$

[Gleichung 10]

$$A(s) = \left\{ \frac{\left(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}\right)^2}{R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}} - R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} - sL_{inj} \right\} \left\{ sN_{inj}^2L_{inj} + \left(R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d}\right) \parallel R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right\} + (sk_{inj}N_{inj}L_{inj})^2$$

[Gleichung 11]

wobei $\alpha(s)$ und $\beta(s)$ können jeweils physikalisch als Boosting-Faktor bzw. Bypass-Faktor verstanden werden, wie nachstehend beschrieben. $G_1(s)$ ist eine Spannungsverstärkung von V_{in} zu $V_{in, Ampere}$, und $G_{amp}(s)$ ist eine Spannungsverstärkung des Verstärkers von $V_{in, Ampere}$ zu $V_{out, Ampere}$. Es wird angenommen, dass eine Frequenzbandbreite des OP-AMP ausreichend höher als ein interessierender Frequenzbereich ist. In Gleichung 6 kann die Bezeichnung $Z_{Y,eff}$ als Impedanz einer effektiven Kapazität $C_{Y,eff}(s)$ verstanden werden und ist durch die nachstehende Gleichung 12 definiert.

$$C_{Y,eff}(s) = C_Y \frac{1 + \alpha(s)}{1 + \beta(s)}$$

[Gleichung 12]

[0046] Fig. 6A, Fig. 6B und Fig. 6C veranschaulichen Änderungen von $C_{Y,eff}(s)$ gemäß der Änderung der Frequenz, und hier zeigt **Fig. 6A** den Betrieb der AEF in dem interessierenden Frequenzbereich, **Fig. 6B** zeigt eine Auftragung von $\alpha(s)$ und $\beta(s)$, und **Fig. 6C** zeigt eine Impedanzkurve von $Z_{Y,eff}$.

[0047] Die Änderungen von $C_{Y,eff}(s)$ gemäß der Änderung der Frequenz sind in **Fig. 6A, Fig. 6B und Fig. 6C** zusammengefasst. Die Wirkung des AEF auf den Y-Kondensator-Zweig und die Änderung eines Strompfades sind in **Fig. 6A** dargestellt. Ein gepunktetes Kästchen zeigt die Wirkung des AEF auf $C_{Y,eff}$. $f_{op,min}$ and $f_{op,max}$ sind minimale bzw. maximale Zielbetriebsfrequenzen des AEF, die als Schaltungsparameter des AEF ausgelegt werden können.

[0048] Zum Beispiel die Größe von jeweils $\alpha(s)$ und $\beta(s)$ des entsprechend gestalteten AEF sind gemäß der Frequenz in **Fig. 6B** dargestellt. Die Impedanz $Z_{Y,eff}$ des Y-Kondensatorzweigs ist auch in **Fig. 6C** dargestellt. $\alpha(s)$ und $\beta(s)$ sind beide viel kleiner als 1 bei Frequenzen, die ausreichend niedriger als $f_{op,min}$ und damit wird $Z_{Y,eff}$ in Gleichung 6 einfach zu $1/sC_Y$ angenähert. Dies bedeutet, dass die Bypass-Schaltung und der Injektionstransformator im Vergleich zur Impedanz von CY vernachlässigbar sind und eine Rauschspannung, die vom AEF kompensiert wird, ebenfalls sehr klein ist. Im Betriebsfrequenzbereich des AEF, der von $f_{op,min}$ bis $f_{op,max}$ ist, ist $\alpha(s)$ größer als 1, aber $\beta(s)$ ist immer noch viel kleiner als 1. Das heißt, wie durch $-\alpha V$ in **Fig. 6A** angegeben, liefert der AEF eine Kompensationsspannung zu den Y-Kondensator-Zweig, während die Bypass-Schaltung immer noch vernachlässigbar ist.

[0049] Die Größe der $\alpha(s)$ wird hauptsächlich bei $N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1)$ beibehalten, was eine Multiplikation der Spannungsverstärkungen der Sensorwicklung, des Verstärkers, und des Injektionstransformators im Betriebsfrequenzbereich darstellt. Dementsprechend wird der Gleichtaktstrom, der durch den Y-Kondensator-Zweig fließt, durch $(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))$ verstärkt, so dass die effektive Kapazität auf $(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))C_Y$ erhöht wird, wie in **Fig. 6C** dargestellt. Wenn die Frequenz näher an $f_{op,max}$ ansteigt, beginnt $\alpha(s)$ kleiner zu werden, und dies zeigt an, dass die Kompensationsspannung von der AEF abnimmt. Zugleich wird $\beta(s)$ ähnlich zu 1, was bedeutet, dass eine Impedanz $(R_{d2}+1/sC_d)$ des Bypass-Zweigs kleiner ist als eine Impedanz eines Pfades des Injektionstransformators. Somit fließt ein Gleichtaktrauschstrom hauptsächlich durch den Bypass-Zweig, und die Impedanz $Z_{Y,eff}$ wird zu $((1/sC_Y+2(R_{d2}+1/sC_d)))$ angenähert.

[0050] **Fig. 6C** zeigt, dass die Größe der $Z_{Y,eff}$ größer als die Größe von $1/sC_Y$ erhöht wird, da im Frequenzbereich nach $f_{op,max}$ C_d und R_{d2} zu dem Strompfad hinzugefügt werden. Ein Dämpfungswiderstand R_{d2} spielt jedoch eine wichtige Rolle bei der Abschwächung der Resonanz zwischen dem Y-Kondensator und der Impedanz der Gleichtaktrauschquelle. Die Resonanz sollte vermieden werden, da die Leistung des gesamten Gleichtaktfilters wegen der Resonanz häufig stark beeinträchtigt wird.

[0051] Als nächstes wird der Einfügungsverlust (IL) des gesamten Filters beschrieben. Die Rauschunterdrückungsleistung des Filters wird im Allgemeinen als Einfügungsverlust (insertion loss, IL) quantifiziert, der als ein Verhältnis zwischen einer Rauschspannung, die von einem LISN ohne Filter empfangen ist, und einer Rauschspannung, die von einem LISN mit einem Filter empfangen ist, definiert ist. In **Fig. 4** wird der Einfügungsverlust (IL) des gesamten EMI-Filters wie in der folgenden Gleichung 13 abgeleitet.

$$IL = \frac{Z_{line} \parallel Z_{Y,eff} + 2Z_n}{Z_{line} \parallel Z_{Y,eff}} \frac{Z_{line}}{2Z_n + Z_{LISN}} \quad [\text{Gleichung 13}]$$

[0052] Mit zunehmender Frequenz beginnt der IL in Gleichung 13 hauptsächlich an einem Frequenzpunkt, an dem $Z_{Y,eff}$ kleiner als $Z_{Leitung}$ ist, zuzunehmen. Eine Niederfrequenzgrenze im Filterbetrieb kann zu $1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}}$ angenähert werden. Wie in **Fig. 6C** gezeigt, der vorgeschlagene AEF stark reduziert das $Z_{Y,eff}$ im Zielfrequenzbereich, und das wiederum erhöht den IL des gesamten Filters. Ferner bewirkt der AEF derart, dass der gesamte Filter bei einer niedrigeren Frequenz arbeitet.

[0053] Die in der vorliegenden Erfindung bereitgestellten Konstruktionsrichtlinien des AEF werden beschrieben. Die tatsächlichen Konstruktionsrichtlinien für die AEF werden unter Berücksichtigung von Leistung und Stabilität entwickelt. Zunächst wird der Aufbau der Sensorwicklung und des Eingangs-Tiefpassfilters beschrieben.

[0054] Die Sensorwicklung ist direkt auf die Gleichtaktdrossel gewickelt, so dass kein zusätzlicher Erfassungstransformator hinzugefügt ist. Hinsichtlich der Größe und Kosten ist es vorzuziehen, keinen zusätzlichen Erfassungstransformator zu verwenden. Wie oben beschrieben, können jedoch die Induktivität $L_{cm,eff}$ der Gleichtaktdrossel und die Impedanz $Z_{Leitung}$ der Stromleitung wegen der zusätzlichen Sensorwicklung verringert werden. Obwohl der AEF gemäß der vorliegenden Erfindung den $C_{Y,eff}$ des Y-Kondensators ordnungsgemäß erhöht, kann die reduzierte Impedanz $Z_{Leitung}$ der Stromleitung die Rauschdämpfungsleistung des gesamten CM-EMI-Filters verschlechtern. Um die Reduktion der $Z_{Leitung}$ zu verhindern, ist daher eine geeignete Konstruktionsrichtlinie für die Sensorwicklung erforderlich.

[0055] $Z_{Leitung}$ wird hauptsächlich durch die parasitäre Kapazität als $1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{cm}}$ der Gleichtaktdrossel nach einer ersten Magnetresonanzfrequenz $f_{r,cm}$ angegeben. Dementsprechend hat nach der Frequenz $f_{r,cm}$

das Induktivitätsunterdrückungselement $X(s)$ keinen signifikanten Einfluss auf die Größe der Z line. Außerdem ist $X(s)$ in Gleichung 3 nur dann von Bedeutung, wenn $sN_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}}$ größer als $(Z_{\text{in,AEF}} \parallel Z_{\text{sen,para}})$ ist. Wenn also ein Frequenzpunkt, an dem $sN_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}}$ größer als $(Z_{\text{in,AEF}} \parallel Z_{\text{sen,para}})$ zu werden beginnt, höher als $f_{r,\text{cm}}$ ist, wird Z_{Leitung} von der Sensorwicklung kaum beeinflusst. Eine solche Bedingung kann durch das folgende Entwurfsverfahren erfüllt werden. Erstens ist $Z_{\text{in,AEF}}$ so ausgelegt, dass es in allen interessierenden Frequenzbereichen (z. B. 10 kHz bis 30 MHz) größer als Z_{sen} ist. Das heißt, es kann durch die in Gleichung 14 gezeigte Bedingung ausgedrückt werden.

$$\left(Z_{\text{in,AEF}} = R_f + \frac{1}{sC_f} \right) > \left(Z_{\text{sen,para}} = R_{\text{sen}} \parallel \frac{1}{sC_{\text{sen}}} \right) \quad [\text{Gleichung 14}]$$

wobei, um einfacher auszudrücken, R_f und C_f so ausgewählt sind, dass sie wie in den Gleichungen 15 und 16 werden,

$$R_f > \frac{1}{sC_{\text{sen}}} \quad [\text{Gleichung 15}]$$

$$C_f < C_{\text{ser}} \quad [\text{Gleichung 16}]$$

[0056] Wenn eine Ungleichungsbedingung in Gleichung 14 ausreichend erfüllt ist, $(Z_{\text{in,AEF}} \parallel Z_{\text{sen,para}}) \approx Z_{\text{sen,para}}$. Dann wird der Frequenzpunkt, an dem $sN_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}}$ größer zu werden beginnt als $(Z_{\text{in,AEF}} \parallel Z_{\text{sen,para}})$, an eine Resonanzfrequenz zwischen $sN_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}}$ und C_{sen} angenähert, wie in der folgenden Gleichung 17 gezeigt ist.

$$f_{r,\text{sen}} = \frac{1}{2\pi N_{\text{sen}} \sqrt{L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \quad [\text{Gleichung 17}]$$

hier sollte $f_{r,\text{sen}}$ höher sein als $f_{r,\text{cm}}$, wie in Gleichung 18 gezeigt,

$$\left(f_{r,\text{sen}} = \frac{1}{2\pi N_{\text{sen}} \sqrt{L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \right) > \left(f_{r,\text{cm}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{cm,eff}} C_{\text{cm}}}} \right) \quad [\text{Gleichung 18}]$$

so dass die Konstruktionsrichtlinie für die Anzahl der Windungen der Sensorwicklung ausgezogen wird, wie in Gleichung 19 gezeigt,

$$N_{\text{sen}} < \sqrt{\frac{L_{\text{cm,eff}} C_{\text{cm}}}{L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \approx \sqrt{\frac{2C_{\text{cm}}}{C_{\text{sen}}}} \quad [\text{Gleichung 19}]$$

wobei $L_{\text{cm,eff}}$ ist zu $(1 + k_{\text{cm}})L_{\text{cm}} \approx 2L_{\text{cm}}$ angenähert. Die Konstruktionsrichtlinie für Gleichung 19, in der die aufrechterhaltene Z_{Leitung} sichergestellt ist, wird durch das maximal zulässige Wicklungsverhältnis der Sensorwicklung abgeleitet. Die genauen Werte der parasitären Kapazitäten der Gleichtaktdrossel, C_{cm} , und C_{sen} in Gleichung 19 sind nicht bekannt, bevor sie tatsächlich entworfen wurden, aber Gleichung 19 kann dennoch eine nützliche Richtlinie für die Anzahl der Windungen der Sensorwicklung anbieten.

[0057] **Fig. 7A** und **Fig. 7B** zeigen die Kurven einer Impedanz (Z_{Leitung}) der Stromleitung, die von der Position des Y-Kondensators in Richtung einer Stromquelle aus betrachtet ist; **Fig. 7A** ist der Graph, der die Kurve in einem Fall darstellt, in dem N_{sen} die Gleichung 19 verletzt, und **Fig. 7B** ist der Graph, der die Kurve in einem Fall darstellt, in dem N_{sen} die Gleichung 19 erfüllt. Beispiele für die Werte sind in **Fig. 7** dargestellt. Zwei verschiedene N_{sen} -Werte werden mit dem AEF getestet, indem C_{cm} und C_{sen} für die einfache Analyse auf einen gleichen, festen Wert eingestellt werden. Die Größen der Z_{Leitung} in dem Fall, in dem der AEF nicht eingesetzt ist, und der Fall, in dem der AEF eingesetzt ist, d.h., $Z_{\text{Leitung,ohne AEF}}$ und $Z_{\text{Leitung,mitAEF}}$, werden verglichen.

[0058] In **Fig. 7A** wird die Bedingung von Gleichung 19 verletzt, da $N_{\text{sen}}=2$ ist und $f_{r,\text{sen}}$ ist niedriger als $f_{r,\text{cm}}$. Im Gegensatz dazu erfüllt Gleichung 19 **Fig. 7B** mit $N_{\text{sen}}=0,5$ und $f_{r,\text{sen}}$ ist höher als $f_{r,\text{cm}}$. Demzufolge ist in

Fig. 7A $Z_{\text{Leitung, mit AEF}}$ ist im Vergleich zu $Z_{\text{Leitung ohne AEF}}$ erheblich reduziert, während in **Fig. 7B**, $Z_{\text{Leitung, mit AEF}}$ ist kaum verändert.

[0059] Wenn der AEF in einem Hochfrequenzbereich verwendet wird, tritt ferner eine andere Resonanz in

Z_{Leitung} auf. Die Resonanz tritt in einer Frequenz von $\frac{1}{2\pi} \sqrt{(1 - k_{\text{sen}}^2) N_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}$ wegen der Sensorwicklung wie in den **Fig. 7A** und **Fig. 7B** bezeichnet. Da die Resonanz die Stabilität der Systemrückkopplung im Hochfrequenzbereich nachteilig beeinflusst, ist am Eingangsanschluss des OP-AMP ein Tiefpassfilter aus R_f und C_f erforderlich, um die Resonanz zu unterdrücken. Im Fall des Tiefpassfilters, das die Leistung des AEF im Betriebsfrequenzbereich nicht beeinflusst, sollte eine Grenzfrequenz des Filters höher sein als $f_{\text{op,max}}$, was die maximale Betriebsfrequenz ist, aber niedriger als eine Resonanzfrequenz in Gleichung 20 unten sein.

$$f_{\text{op,max}} < \frac{1}{2\pi R_f C_f} < \frac{1}{2\pi \sqrt{(1 - k_{\text{sen}}^2) N_{\text{sen}}^2 L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \quad [\text{Gleichung 20}]$$

[0060] Gleichung 15, Gleichung 16 und Gleichung 20 können als Richtlinien zum Entwerfen des Tiefpassfilters dienen.

[0061] Als nächstes wird der Aufbau des Injektionstransformators und des Verstärkers beschrieben.

[0062] Das Design des Injektionstransformators und des Verstärkers hauptsächlich bestimmt die Hauptleistungsparameter $f_{\text{op,min}}$, $f_{\text{op,max}}$ und $C_{Y,\text{eff}}$ des AEF in **Fig. 6**. Ein Kondensator C_o an einem Ausgangsanschluss des Verstärkers wird verwendet, um unerwünschte Signale bei Frequenzen, die niedriger als der Zielbetriebsfrequenzbereich sind, zu verhindern. C_o , der in Reihe mit L_{inj} geschaltet ist, bildet damit ein Hochfrequenzfilter, und dessen Grenzfrequenz wird wie in der folgenden Gleichung 21 abgeleitet und bestimmt eine minimale Betriebsfrequenz des AEF.

$$f_{\text{op,min}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{inj}} C_o}} \quad [\text{Gleichung 21}]$$

[0063] Eine Impedanz von C_o , die in Reihe mit L_{inj} geschaltet ist, wird bei einer Frequenz $f_{\text{op,min}}$ schnell verringert, um einen Ausgangsstrom des OP-AMP zu erhöhen. Daher sollte R_o zum Ausgangsanschluss des OP-AMP hinzugefügt werden, um die Impedanz bei der Resonanzfrequenz zu begrenzen, aber er sollte in allen Betriebsfrequenzbereichen ausreichend kleiner als sL_{inj} sein.

[0064] Wie unter Bezugnahme auf **Fig. 6A** wird die maximale Betriebsfrequenz $f_{\text{op,max}}$ des AEF durch eine Frequenzgrenze bestimmt, bei der die Impedanz des Bypass-Zweigs kleiner als die Impedanz des Pfades von dem Injektionstransformator ist. Ähnlich zu der Resonanz wegen der in **Fig. 7** dargestellten Sensingwicklung, da die Resonanz in der Sekundärwicklung des Injektionstransformators eine Rückkopplungsinstabilität verursachen kann, sollte der Bypass-Zweig bei einer niedrigeren Frequenz als die Resonanzfrequenz betreiben.

Die Resonanz in der Sekundärwicklung tritt bei einer Frequenz von $\frac{1}{2\pi} \sqrt{(1 - k_{\text{inj}}^2) N_{\text{inj}}^2 L_{\text{inj}} C_{\text{inj}}^2}$, der höher als $f_{\text{op,max}}$ ist, auf, wie in Gleichung 22 unten gezeigt.

$$f_{\text{op,max}} < \frac{1}{2\pi \sqrt{(1 - k_{\text{inj}}^2) N_{\text{inj}}^2 L_{\text{inj}} C_{\text{inj}}^2}} \quad [\text{Gleichung 22}]$$

wobei $f_{\text{op,max}}$ aufgrund der Resonanz zwischen $(1 - k_{\text{inj}}^2) N_{\text{inj}}^2 L_{\text{inj}}$, das ein Induktivitätsteil des Injektionstransformators ist, und der Kapazität C_d des Bypass-Zweigs wie in Gleichung 23 bestimmt wird.

$$f_{\text{op,max}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(1 - k_{\text{inj}}^2) N_{\text{inj}}^2 L_{\text{inj}} C_d}} \quad [\text{Gleichung 23}]$$

[0065] Wenn Gleichung 23 in Gleichung 22 eingefügt ist, wird die Beziehung zwischen C_d und C_{inj}^2 wie unten ausgezogen.

$$C_d > C_{inj2} \quad [\text{Gleichung 24}]$$

[0066] Einige Dämpfungswiderstände R_{d1} und R_{d2} sind für die Stabilität bei hohen Frequenzen erforderlich. R_{d2} von mehrere zehn Ohm wird empfohlen, um die Resonanz zwischen der Impedanz des Y-Kondensators und der Gleichtaktrauschquelle im Hochfrequenzbereich zu verringern, was in durch Experimenten gezeigt wird.

[0067] Unter der Annahme, dass die Wirkung der Widerstände R_{d1} , R_{d2} , und R_{inj}^2 im AEF-Betrieb in einem Frequenzbereich ohne Resonanzpunkt vernachlässigbar ist, ermöglicht die Bedingung von Gleichung 24, dass die Gleichungen 7 bis 11 in einem Frequenzbereich bis zu $f_{op,max}$ wie in Gleichung 25 angenähert werden.

$$\alpha(s) \approx N_{sen} N_{inj} G_{amp}(s), \quad \beta(s) \approx 0 \quad [\text{Gleichung 25}]$$

[0068] Die effektive Kapazität $C_{Y,eff(s)}$ des Y-Kondensators in Gleichung 12 wird wie in Gleichung 26 vereinfacht.

$$C_{Y,eff}(s) \approx (1 + N_{sen} N_{inj} G_{amp}(s)) C_Y \quad [\text{Gleichung 26}]$$

[0069] Die Phasenkompensationselemente R_c und C_c von $G_{amp}(s)$ sollten wenig Einfluss auf den Betrieb des AEF haben, und Gleichung 26 wird weiter auf einen Wert vereinfacht, der wie in **Fig. 6** nicht von der Frequenz abhängt.

$$C_{Y,eff} \approx (1 + N_{sen} N_{inj} (1 + R_2/R_1)) C_Y \quad [\text{Gleichung 27}]$$

Schließlich können einige nützliche Konstruktionsrichtlinien für die AEF wie folgt abgeleitet werden. Obwohl N_{sen} durch Gleichung 19 begrenzt ist, kann $C_{Y,eff}$ in Gleichung 27 durch Erhöhen von N_{inj} und Verstärkung $(1 + R_2/R_1)$ des Verstärkers auf ein Mehrfaches von C_Y ausgelegt werden. Wenn N_{inj} zunimmt, wird jedoch die maximale Betriebsfrequenz $f_{op, max}$ aufgrund von Gleichung 23 verringert. Ferner erfordert die hohe Verstärkerverstärkung auch einen hohen Ausgangsspannungshub und eine hohe Verstärkungsbandbreite für den OP-AMP. Daher sollten geeignete Werte für N_{inj} und $(1 + R_2/R_1)$ unter Berücksichtigung der Kosten des OP-AMP und des $f_{op, max}$ des AEF ausgewählt werden.

[0070] Ferner bedeutet die Bedingung von Gleichung 22 auch, dass $f_{op, max}$ des AEF durch N_{inj} , L_{inj} , und C_{inj}^2 des Injektionstransformators eingestellt werden kann. Da die parasitäre Kapazität C_{inj}^2 kein unabhängiger Entwurfsparameter ist, sollten N_{inj} und L_{inj} klein ausgelegt sein, um einen hohen $f_{op, max}$ erhalten. Ein kleiner N_{inj} reduziert jedoch $C_{Y,eff}$, und wenn L_{inj} reduziert ist, wird $f_{op, min}$ in Gleichung 21 erhöht. Infolgedessen wird der folgende Entwurfsprozess vorgeschlagen, damit der AEF die Leistung optimiert. Erstens ist C_o so ausgelegt, dass es einen möglichst hohen Wert in einem physikalischen Gehäuse einer gegebenen Größe hat, und L_{inj} wird für die Ziel- $f_{op, min}$ bis auf die Grenze von Gleichung 21 abgesenkt. Um das höchste $C_{Y,eff}$ zu erreichen, wird N_{inj} als nächstes auf die Grenze von Gleichung 22 für das Ziel- $f_{op, max}$ erhöht.

[0071] Als nächstes wird eine Stabilitätsprüfung beschrieben.

[0072] Das AEF ist im Grunde ein Rückkopplungssystem mit einem analogen Eingang und einem analogen Ausgang, und dessen Stabilität sollte sorgfältig entworfen und garantiert werden. Wenn das System instabil ist, kann das System auch dann schwingen, auch wenn keine EUT-Rauschquelle angewendet wird. Die Rückkopplungsstabilität kann durch die Phase und die Verstärkungsspanne der Schleifenverstärkung bestätigt werden. Um die Schleifenverstärkung aus dem Schaltungsmodell von **Fig. 4** abzuleiten, ist die Rückkopplungsschleife von dem Ausgangsanschluss des OP-AMP getrennt, und eine Testspannungsquelle V_t wird von dem getrennten Knoten an den Injektionstransformator angelegt, und in einem Zustand, in dem die Rauschquellen-

spannung V_n nicht angelegt ist, die Verhältnis der Spannung V_{in} an einem Frontendknoten der Gleichtaktdrossel zu einer Testspannung V_t kann wie in der Gleichung 28 berechnet werden.

$$G_2(s) = \frac{V_m}{V_t} = \frac{sk_{inj} N_{inj} L_{inj} \left(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} \right) \left(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right) \left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d} \right)}{\left(R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} \right) \left\{ sL_{inj} + \left(R_o + \frac{1}{sC_o} \right) \parallel R_{inj} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right\} \left(\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{line}} \right) \left(R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right) B(s)} \quad [\text{Gleichung 28}]$$

wo,

$$B(s) = \left\{ \left(\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{line}} \right)^{-1} + Z_{Cy} + 2 \left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d} \right) \parallel \left(R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right) \right\} \\ \times \left\{ sN_{inj}^2 L_{inj} + \left(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right) \parallel \left(R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} \right) - \frac{(sM_{inj})^2}{sL_{inj} + \left(R_o + \frac{1}{sC_o} \right) \parallel \left(R_{inj} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} \right)} \right\} - \frac{2 \left(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \right)^2 \left(R_{d2} + \frac{1}{sC_d} \right)^2}{\left(R_{d1} + R_{d2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} \right)^2} \quad [\text{Gleichung 29}]$$

[0073] Die Spannungsverstärkungen von $(V_{in, amp} / V_{in})$ und $(V_{out, amp} / V_{in, amp})$ werden in Gleichung 9 bzw. Gleichung 10 als $G_1(s)$ und $G_{amp}(s)$ abgeleitet. Somit kann die Schleifenverstärkung des Systems wie in der Gleichung 30 ausgedrückt werden.

$$G_{loop}(s) = - \frac{V_{outamp}}{V_t} = - \frac{V_{in}}{V_t} \frac{V_{inamp}}{V_{in}} \frac{V_{outamp}}{V_{inamp}} = - G_1(s) G_2(s) G_{amp}(s) \quad [\text{Gleichung 30}]$$

Der Zweck der Verwendung von R_c und C_c ist, einen Phasenabstand von $G_{loop}(s)$ zu erhöhen, um die Stabilität im Niederfrequenzbereich sicherzustellen, da die Resonanz zwischen der effektiven Induktivität $L_{cm,eff}$ der Drossel und der effektiven Kapazität $C_{Y,eff}$ des Y-Kondensator-Zweigs Instabilität verursacht. Eine Resonanzfrequenz von $1/2\pi \sqrt{L_{cm,eff} C_{Y,eff}}$ bestimmt die Niederfrequenzgrenze des Filterbetriebs und sollte unter einer Niederfrequenzgrenze der CE-Standards im entsprechenden EMI-Filterdesign liegen. Ein Höchstbetrag der Phasenkompensation aufgrund von R_c und C_c wird durch die Gleichung 31 berechnet.

$$\max(|\angle G_{loop,w/comp}(f) - \angle G_{loop,w/o comp}(f)|) = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_c^2}{4(R_1 + R_2)(R_1 + R_2 + R_c)}} \right) \quad [\text{Gleichung 31}]$$

wobei Gleichung 31 bei einer Frequenz von $\frac{1}{2\pi R_c C_c} \sqrt{1 + \frac{R_c}{R_1 \parallel R_2}}$ erhalten ist.

[0074] $\angle G_{loop,w/comp}(s)$ bezeichnet eine Phase von $G_{loop}(s)$ mit dem Phasenkompensator und $\angle G_{loop,w/ocomp}(s)$ bezeichnet die Phase der $G_{loop}(s)$ ohne Phasenkompensator. Durch Einstellen der Frequenz für die maximale Phasenkompensation auf die Resonanzfrequenz von $1/2\pi \sqrt{L_{cm,eff} C_{Y,eff}}$ werden andere Ausdrücke in R_c und C_c wie in Gleichung 32 ausgezogen.

$$C_c = \frac{1}{R_c} \sqrt{L_{cm,eff} C_{Y,eff} \left(1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2} \right)} \quad [\text{Gleichung 32}]$$

[0075] Die Ausdrücke der Gleichung 31 und der Gleichung 32 bereitstellen Konstruktionsrichtlinien für R_c und C_c .

da sich $G_2(s)$ in Gleichung 28 in Abhängigkeit von der EUT-Rauschquellenimpedanz Z_n verändert, es ist anzumerken, dass die Schleifenverstärkung von Gleichung 30 auch in Abhängigkeit von der EUT-Rauschquellenimpedanz Z_n verändert. Es ist ersichtlich, dass in Gleichung 30, der Schleifenverstärkung zunimmt mit zunehmender Größe von Z_n der Wert, so dass die Verstärkungsspanne dazu neigt, kleiner zu werden. Das Entwerfen von Stabilität mit einem unendlichen Wert von Z_n entspricht daher im Allgemeinen dem Bereitstellen der Stabilität unter ungünstigsten Bedingungen. Dementsprechend wird in der vorliegenden Beschreibung die entworfene Schleifenverstärkung des AEF unter der Bedingung des unendlichen Wertes von Z_n berechnet oder gemessen, um die Stabilität in jeder EUT-Anwendung sicherzustellen.

[0076] Fig. 8A und Fig. 8B veranschaulichen den Vergleich von Schleifenverstärkungen, wobei Fig. 8A zeigt die Schleifenverstärkung in einer instabilen Situation ohne Dämpfungskomponenten R_{d1} , C_d und R_{d2} und dem Phasenkompensator von R_c und C_c . Fig. 8B zeigt die Schleifenverstärkung in einer stabilen Situation mit den Dämpfungskomponenten R_{d1} , C_d und R_{d2} und dem Phasenkompensator von R_c und C_c .

[0077] Zum Beispiel können $G_{loop(s)}$ des Filters mit dem AEF unter Verwendung von Gleichung 30 ausgedrückt werden, wie in Fig. 8 gezeigt. Der Bypass-Zweig und der Phasenkompensator von R_{d1} , C_d , R_{d2} , R_c , und C_c sind in Fig. 8A nicht installiert, sind aber in Fig. 8B. Die Auswirkung dieser Komponenten auf die Stabilität ist klar dargestellt. In Fig. 8A wird die Instabilität aufgrund einer abrupten Phasenverschiebung in der Nähe von 10 MHz durch die Sekundärwicklung des Injektionstransformators verursacht und im Fall von Fig. 8B durch den Bypass-Zweig gelöst. In FIG. In 8A führt die Resonanz zwischen $L_{cm,eff}$ und $C_{Y,eff}$ bei einer niedrigen Frequenz von weniger als 100 kHz auch zu dem Risiko einer übermäßigen Phasenverschiebung und Instabilität. Wie aus Fig. 8B gesehen, durch Verwendung der Phasenkompensatoren von R_c und C_c , erhöht die Verstärkungsspanne stark.

[0078] Als nächstes werden die Auswahl von OP-AMP und das gesamte Entwurfsverfahren beschrieben. In dem nichtinvertierenden Verstärker sollte eine Betriebsfrequenzgrenze f_{OPamp} des OP-AMP höher als eine Hochfrequenzgrenze f_{CE} , max der CE-Spezifikation sein.

$$f_{OPamp} > f_{CE,max}. \quad [\text{Gleichung 33}]$$

[0079] Ferner sollte die Spannungs- und Stromkapazität des OP-AMP ausreichen, um Rauschen zu kompensieren. Um die erforderliche OP-AMP-Kapazität abzuschätzen, werden eine Spannung $V_{out,amp(s)}$ und ein Strom $I_{out,amp(s)}$ am Ausgangsanschluss des OP-AMP aus dem Schaltungsmodell von Fig. 4 wie in den Gleichungen 34 bzw. 35 berechnet.

$$V_{out,amp}(s) = V_{in}(s) G_1(s) G_{amp}(s). \quad [\text{Gleichung 34}]$$

[Gleichung 35]

$$I_{out,amp}(s) = \frac{V_{in}(s)}{2} \cdot \frac{G_1(s)G_{amp}(s) + R_{eq}N_{eq}(sL_{eq1} \parallel R_{eq1}) \parallel \frac{1}{sC_{eq1}} - \frac{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{eq1} \parallel \frac{1}{sC_{eq1}}}{(R_{d1} + \frac{1}{sC_d}) \parallel (R_{d2} \parallel \frac{1}{sC_{eq2}})} [1 - \frac{\frac{1}{sC_f} + 2\{(\frac{1}{R_{d1}} + \frac{1}{sC_d}) \parallel (R_{d1} + R_{eq1} \parallel \frac{1}{sC_{eq1}})\}}{Z_{T,eff}}]}{\frac{1}{sC_o} + R_o + sL_{eq1} \parallel R_{eq1} \parallel \frac{1}{sC_{eq1}}},$$

wo,

$$V_{in}(s) = \frac{(Z_{line} + Z_{LISN}) \parallel Z_{Y,eff}}{2Z_n + (Z_{line} + Z_{LISN}) \parallel Z_{Y,eff}} V_n(s). \quad [\text{Gleichung 36}]$$

[0080] Da $V_{in}(s)$ durch Z_n und $V_n(s)$ sowie die Impedanz des Filters einschließlich des AEF bestimmt wird, Informationen über ein Rauschquellenmodell sind benötigt, um $V_{out,amp(s)}$ und $I_{out,amp}(s)$ zu schätzen. Das Rauschquellenmodell des SMPS, Z_n und V_n , das in Betrieb ist, kann durch eine Vielzahl der zuvor entwickelten Messmethoden ausgezogen werden. Sobald Z_n und $V_n(s)$ ausgezogen sind, können die Zeitbereichswellenformen einer Ausgangsspannung $v_{out,amp(t)}$ und eines Ausgangsstroms $i_{out,amp(t)}$ des OP-AMP aus Spektren von den in den Gleichungen 34 bis 36 angegebenen $V_{out,amp(s)}$ und $I_{out,amp}$ berechnet werden. Daher sollten eine

Ausgangsspannungskapazität $V_{OPamp,max}$ und eine Ausgangsstromkapazität $IO_{Pamp,max}$ des OP-AMP ausreichen, um $V_{out,amp(t)}$ bzw. $i_{out,amp(t)}$ bereitzustellen.

$$V_{OPamp,max} > \max(|v_{out,amp}(t)|). \quad [\text{Gleichung 37}]$$

$$i_{OPamp,max} > \max(|2i_{out,amp}(t)|) \quad [\text{Gleichung 38}]$$

Da $i_{out,amp(s)}$ im Halbkreismodell definiert ist, der tatsächlich im OP-AMP fließenden Strom ist doppelt so hoch wie der in Gleichung 38 gezeigt berechnete Strom.

[0081] Wie in Gleichung 35 gezeigt, wenn N_{inj} unter den verschiedenen Designelementen die $i_{out,amp(s)}$ beeinflussen, erhöht wird, wird $i_{out,amp(s)}$ im Betriebsfrequenzbereich des AEF stark erhöht. Wie oben beschrieben, die Spannungsverstärkung des Injektionstransformators aufgrund von N_{inj} kann die Ausgangsspannung des OP-AMP verringern, anstatt den Ausgangsstrom zu erhöhen. Der Injektionstransformator isoliert nicht nur die AEF-Masse von der SMPS-Masse, sondern bietet auch die Verstärkung und eine weitere Designflexibilität für die OP-AMP-Schaltung.

[0082] Andere Ausführungsformen des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung werden beschrieben. **Fig. 9** ist ein Schaltplan, der eine zweite Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt. Das isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der zweiten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung umfasst eine Gleichtaktdrossel **1710**, einen Y-Kondensator **1720**, einen Transformator **1750**, einen Verstärker **1740** und eine Kompensationswicklung **1730**.

[0083] Bezugnehmend auf **Fig. 9** ist die Gleichtaktdrossel **1710** auf einer Stromquellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt.

[0084] Der Y-Kondensator **1720** ist auf einer EMI-Quellenseite angeordnet, an der die EMI auftritt, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0085] Der Transformator **1750** ist vor dem Y-Kondensator **1720** angebracht, umfasst eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensator erfasst, und eine Sekundärspule, wodurch die Rauschspannung transformiert wird, und ist von der Stromleitung isoliert.

[0086] Der Verstärker **1740** verstärkt die Rauschspannung, die vom Transformator **1750** erfasst und transformiert wird.

[0087] Die Kompensationswicklung **1730** ist an der Gleichtaktdrossel **1710** mit einer Spule gewickelt und speist das vom Verstärker verstärkten Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel **1710** ein.

[0088] **Fig. 10** ist ein Schaltplan, der eine dritte Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt, wobei das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel **1810**, einen Y-Kondensator **1820**, eine Sensorwicklung **1830**, einen Verstärker **1840** und ein Transformator **1850**.

[0089] Bezugnehmend auf **Fig. 10** ist die Gleichtaktdrossel **1810** auf einer EMI-Quellenseite angeordnet, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung (L) und deren neutrale Leitung (N), welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt.

[0090] Der Y-Kondensator **1820** ist auf einer Stromquellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung L und der neutralen Leitung N geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0091] Die Sensorwicklung **1830** ist an der Gleichtaktdrossel **1810** mit einer Spule gewickelt und erfasst einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel **1810**.

[0092] Der Verstärker **1840** verstärkt den Rauschstrom, der durch die Sensorwicklung **1830** erfasst wird.

[0093] Der Transformator **1850** ist vor dem Y-Kondensator **1820** angebracht und umfasst eine Primärspule, die ein vom Verstärker **1840** verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator **1820** angeschlossenen Masse verbunden ist und somit von der Stromleitung isoliert ist, und speist das durch die Sekundärspule transformierte Signal in den Y-Kondensator **1820** als Kompensationssignal ein.

[0094] **Fig. 11** ist ein Schaltplan, der eine vierte Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung darstellt, wobei das EMI-Filter umfasst eine Gleichtaktdrossel **1910**, einen Transformator **1930**, einen Verstärker **1940**, einen Y-Kondensator **1920**, und eine Ausgleichswicklung **1950**.

[0095] Bezugnehmend auf **Fig. 11** ist die Gleichtaktdrossel **1910** auf einer EMI-Quellenseite angeordnet, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung (L) und deren neutrale Leitung (N), welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt.

[0096] Der Y-Kondensator **1920** ist auf einer Stromquellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0097] Der Transformator **1930** ist vor dem Y-Kondensator **1920** angebracht, umfasst eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensators **1920** erfasst, und eine Sekundärspule, wodurch die Rauschspannung transformiert wird, und ist von der Stromleitung isoliert.

[0098] Der Verstärker **1940** verstärkt die vom Transformator **1930** transformierte Rauschspannung.

[0099] Die Kompensationswicklung **1950** ist an der Gleichtaktdrossel **1910** mit einer Spule gewickelt und speist das vom Verstärker **1940** verstärkte Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel **1910** als Kompensationssignal ein.

[0100] **Fig. 12** ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der ersten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

[0101] In Bezug auf **Fig. 1** und **Fig. 12** ist zunächst ein passives EMI-Filter vorgesehen, in dem eine Gleichtaktdrossel **110** auf einer Stromquellenseite und ein Y-Kondensator **120** auf einer EMI-Quellenseite angeordnet sind (Schritt **S2010**). Das heißt, die Gleichtaktdrossel **110** ist auf der Stromquellenseite, aus der der Strom zugeführt wird, angeordnet und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind. Die Y-Kondensator **120** ist auf der Seite der EMI-Quelle angeordnet, an der die EMI auftritt, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung L und der neutralen Leitung N geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0102] Ein EMI-Rauschstrom der Gleichtaktdrossel **110** wird durch eine Sensorwicklung **130** erfasst, die durch Wickeln einer Spule an der Gleichtaktdrossel **110** gebildet ist (Schritt **S2020**). Der durch die Sensorwicklung **130** erfasste EMI-Rauschstrom wird durch einen Verstärker **140** verstärkt (Schritt **S2030**).

[0103] Das Signal, das vom Verstärker **140** verstärkt wird, wird über eine Primärspule eines Transformators **150**, der vor dem Y-Kondensator **120** angebracht ist, empfangen (Schritt **S2040**). Dann wird das empfangene Signal durch eine Sekundärspule des Transformators **150** transformiert und das transformierte Signal in den Y-Kondensator **120** (**S2050**) eingespeist. Hier ist die Sekundärspule des Transformators **150** mit der Masse, die mit dem Y-Kondensator **120** verbunden und von der Stromleitung isoliert ist, verbunden.

[0104] **Fig. 13** ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der zweiten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht. In Bezug auf **Fig. 9** und **Fig. 13** ist zunächst ein passives EMI-Filter vorgesehen, in dem eine Gleichtaktdrossel **1710** auf einer Stromquellenseite und ein Y-Kondensator **1720** auf einer EMI-Quellenseite angeordnet sind (Schritt **S2110**). Insbesondere ist die Gleichtaktdrossel **1710** auf einer Strom-

quellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung (L) und deren neutrale Leitung (N), welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt. Der Y-Kondensator **1720** ist auf einer EMI-Quellenseite angeordnet, an der die EMI auftritt, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0105] Eine Rauschspannung wird von einer Primärspule eines Transformators **1730** erfasst, der vor dem Y-Kondensator **1720** angebracht ist, durch Verwendung des Y-Kondensators **1720** als Sensingkondensator (Schritt **S2120**). Die erfasste Rauschspannung wird durch eine Sekundärspule des Transformators **1730** transformiert (Schritt **S2130**). Hier ist die Sekundärspule des Transformators **1730** mit der Masse verbunden, die an dem Y-Kondensator **1720** angeschlossen ist, und ist von der Stromleitung isoliert.

[0106] Die transformierte Spannung der Sekundärspule des Transformators **1730** wird durch einen Verstärker **1740** verstärkt (Schritt **S2140**). Das verstärkte Signal wird durch eine Kompensationswicklung **1750**, die an der Gleichtaktdrossel durch Wickeln einer Spule gebildet ist, in die Gleichtaktdrossel eingespeist (Schritt **S2150**).

[0107] **Fig. 14** ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der dritten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht.

[0108] Im Bezug auf **Fig. 10** und **Fig. 14** ist zunächst ein passives EMI-Filter vorgesehen, in dem eine Gleichtaktdrossel **1810** auf einer EMI-Quellenseite und ein Y-Kondensator **1820** auf einer Stromquellenseite angeordnet sind (Schritt **S2210**). Insbesondere ist die Gleichtaktdrossel **1810** auf der EMI-Quellenseite, an der die EMI auftritt, angeordnet und deren stromführende Leitung L und deren neutrale Leitung N, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt. Der Y-Kondensator **1820** ist auf einer Stromquellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung L und der neutralen Leitung N geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0109] Ein Rauschstrom der Gleichtaktdrossel **1810** wird durch eine Sensorwicklung **1830** erfasst, die durch Wickeln einer Spule an der Gleichtaktdrossel **1810** gebildet ist (Schritt **S2220**). Der durch die Sensorwicklung **1830** erfasste Rauschstrom wird durch einen Verstärker **1840** verstärkt (Schritt **S2230**).

[0110] Das Signal, das vom Verstärker **1840** verstärkt ist, wird in eine Primärspule eines Transformators **1850**, der vor dem Y-Kondensator **1820** angebracht ist, eingegeben (Schritt **S2240**). Danach wird das Signal, das in die Primärspule eingegeben ist, durch eine Sekundärspule des Transformators **1850** transformiert, und das transformierte Signal wird in den Y-Kondensator **1820** als Kompensationssignal eingespeist (Schritt **S2250**). Hier ist die Sekundärspule des Transformators **1850** mit der Masse verbunden, die an dem Y-Kondensator **1820** angeschlossen ist, und ist von der Stromleitung isoliert.

[0111] **Fig. 15** ist ein Flussdiagramm, das ein Verfahren zum Reduzieren des EMI-Rauschens durch Hinzufügen aktiver Elemente zu einem passiven EMI-Filter darstellt, wobei das Verfahren der vierten Ausführungsform des isolierten aktiven EMI-Filters ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung entspricht. In Bezug auf **Fig. 11** und **Fig. 15** ist zunächst ein passives EMI-Filter vorgesehen, in dem eine Gleichtaktdrossel **1910** auf einer EMI-Quellenseite und ein Y-Kondensator **1920** auf einer Stromquellenseite angeordnet sind (Schritt **S2310**). Insbesondere ist die Gleichtaktdrossel **1910** auf der EMI-Quellenseite, an der die EMI auftritt, angeordnet, und deren stromführende Leitung (L) und deren neutrale Leitung (N), welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, sind jeweils mit einer Wicklung gewickelt. Der Y-Kondensator **1920** ist auf einer Stromquellenseite angeordnet, aus der der Strom zugeführt wird, und umfasst zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren, und die beiden Kondensatoren sind parallel zwischen der stromführenden Leitung L und der neutralen Leitung N geschaltet und gemeinsam mit Masse verbunden.

[0112] Eine Rauschspannung des Y-Kondensators **1920** wird von einer Primärspule eines Transformators **1930** erfasst, die vor dem Y-Kondensator **1920** angebracht ist (Schritt **S2320**). Die Rauschspannung, die durch der Primärspule erfasst ist, wird durch eine Sekundärspule des Transformators **1930** transformiert (Schritt **S2330**). Hier ist die Sekundärspule des Transformators **1930** mit der Masse verbunden, die an dem Y-Kondensator **1920** angeschlossen ist, und ist von der Stromleitung isoliert.

[0113] Die durch die Sekundärspule transformierte Rauschspannung wird durch einen Verstärker **1940** verstärkt (Schritt **S2340**), und das verstärkte Rauschsignal wird als Kompensationssignal durch eine Kompensationswicklung **1950**, die durch Wickeln einer Spule auf der Gleichtaktdrossel gebildet ist, in die Gleichtaktdrossel **1910** eingespeist (Schritt **S2350**).

[0114] Das obige isolierte aktive EMI-Filter ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung gemäß der vorliegenden Erfindung ist ein aktives Filter eines Typs, das zusätzlich in einem vorhandenen passiven EMI-Filter bestehend aus einer Gleichtaktdrossel und einem Y-Kondensator angebracht wird. Die vorliegende Erfindung schlägt ein Drosselelement vor, in dem ein Rauscherfassungs- oder Kompensationsdraht auf die im passiven EMI-Filter vorhandene Gleichtaktdrossel gewickelt ist, und das auf einer Stromleitung hinzugefügt wird. Der im passiven EMI-Filter vorhandene Y-Kondensator wird als Kompensations- oder Sensingkondensator verwendet, und ein kleiner Transformator wird vor dem Kompensations- oder Sensingkondensator angebracht, so dass der aktive Stromkreis von der Stromleitung isoliert ist, und damit gibt es der Vorteil, dass der aktive Stromkreis ohne hinzufügende Elemente von der Stromleitung isoliert ist.

[0115] In dem isolierten aktiven EMI-Filter gemäß der vorliegenden Erfindung wird der Erfassungs- oder Kompensationsdraht mit der optimalen Anzahl von Windungen gewickelt, um die Rauschreduzierungsleistung des passiven EMI-Filters selbst nicht zu verschlechtern. Das Windungsverhältnis des Transformators wird so eingestellt und die Verstärkung des aktiven Filterverstärkers ist so optimiert, dass die Rauscherfassungs- und Kompensationsleistung durch dem Y-Kondensator und den kleinen Transformator vor dem Y-Kondensator optimiert werden. Verschiedene Stabilitätskompensationsschaltungen können hinzugefügt werden, um die Rückkopplungsstabilität in der gesamten Rückkopplungsschaltungsstruktur für die Rauscherfassung und Kompensation sicherzustellen. Das aktive EMI-Filter der vorliegenden Erfindung weist eine Rückkopplungsschaltungsstruktur auf, in der Rauschen erfasst und ein Kompensationssignal eingespeist wird.

[0116] Gemäß der Ausführungsform der vorliegenden Erfindung wird leitendes Rauschen in einem Niederfrequenzband um 11 dB gedämpft, wenn nur ein passives Filter verwendet ist. Aber wenn der AEF der vorliegenden Erfindung zusätzlich montiert wird, es wird um 26 dB gedämpft. Wenn nur ein passives Filter verwendet ist, sollte eine teure Gleichtaktdrossel verwendet werden, oder die Gesamtzahl der Stufen des Filters sollte erhöht werden, um das Rauschen im Niederfrequenzband ausreichend zu dämpfen.

[0117] Während die vorliegende Erfindung unter Bezugnahme auf die in den Zeichnungen gezeigten Ausführungsformen beschrieben wurde, die lediglich beispielhaft sind, wird der Durchschnittsfachmann verstehen, dass verschiedene Modifikationen und äquivalente andere Ausführungsformen aus den gegebenen Ausführungsformen implementiert werden können. Dementsprechend sollte der Umfang der vorliegenden zu schützenden Offenbarung durch den technischen Umfang bestimmt werden, der in den beigefügten Ansprüchen definiert ist.

Patentansprüche

1. Ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung, umfassend:
 eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquelleseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind;
 einen Y-Kondensator, der auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind;
 eine Sensorwicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel erfasst;
 einen Verstärker, der den von der Sensorwicklung erfassten Rauschstrom verstärkt;
 und ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, und eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und so mit von der Stromleitung isoliert ist, umfasst, und ein Signal der Sekundärspule in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.

2. Der EMI-Filter nach Anspruch 1, ferner umfassend einen Bypass-Zweig, der ausgebildet ist, um als ein Bypass zum Vermeiden der Resonanz in Transformator zu dienen, um die Stabilität als Dämpfungskreis zu erhöhen, und um Leistungsver schlechterung wegen der Resonanz zwischen dem Y-Kondensator und einer Impedanz der EMI-Quelle zu verringern, wobei der Bypass-Zweig umfasst:

einen ersten Widerstand (R_{d1}), dessen ein Ende mit dem Y-Kondensator verbunden ist und dessen anderes Ende mit der Sekundärspule des Transformators verbunden ist; und
 einen Kondensator (C_d) mit einem Ende, das mit der einen Ende des ersten Widerstands verbunden ist; und
 einen zweiten Widerstand (R_{d2}), dessen ein Ende in Reihe mit dem anderen Ende des Kondensators verbunden ist und dessen anderes Ende mit Masse verbunden ist.

3. Der EMI-Filter nach Anspruch 1, wobei, wenn die Kapazität eines parasitären Schaltkreises der Gleichtaktdrossel als C_{cm} bezeichnet ist und eine Kapazität eines parasitären Schaltkreises der Sensorwicklung als C_{sen} bezeichnet ist, die Anzahl der Windungen (N_{sen}) der Sensorwicklung kleiner als eine Quadratwurzel von $2 \times C_{cm} / C_{sen}$ ist.

4. Ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung, umfassend:
 eine Gleichtaktdrossel, die auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind;
 einen Y-Kondensator, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die zwei Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind;
 ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensators erfasst, und eine Sekundärspule, durch die die Rauschspannung transformiert wird, umfasst, und von der Stromleitung isoliert ist;
 einen Verstärker, der ausgebildet ist, um die vom Transformator erfassten und transformierten Rauschspannung zu verstärken; und
 eine Kompensationswicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und das vom Verstärker verstärkte Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel einspeist.

5. Ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente auf einer Stromleitung, umfassend:
 eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind;
 einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind;
 eine Sensorwicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und einen Rauschstrom der Gleichtaktdrossel erfasst;
 einen Verstärker, der den von der Sensorwicklung erfassten Rauschstrom verstärkt; und
 ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die ein vom Verstärker verstärktes Signal empfängt, und eine Sekundärspule, die mit der an dem Y-Kondensator angeschlossenen Masse verbunden ist und so mit von der Stromleitung isoliert ist, umfasst, und das durch die Sekundärspule transformierte Signal in den Y-Kondensator als Kompensationssignal einspeist.

6. Ein isoliertes aktives elektromagnetisches Interferenzfilter (EMI-Filter) ohne zusätzliche Elemente in einer Stromleitung, umfassend:
 eine Gleichtaktdrossel, die auf einer EMI-Quellenseite angeordnet ist, an der die EMI auftritt, und deren stromführende Leitung und deren neutrale Leitung, welche mit einer EMI-Quelle verbunden sind, jeweils mit einer Wicklung gewickelt sind;
 einen Y-Kondensator, der auf einer Stromquellenseite angeordnet ist, aus der der Strom zugeführt wird, und zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren umfasst, wobei die beiden Kondensatoren parallel zwischen der stromführenden Leitung und der neutralen Leitung geschaltet sind und gemeinsam mit Masse verbunden sind;
 ein Transformator, der vor dem Y-Kondensator angebracht ist, eine Primärspule, die eine Rauschspannung des Y-Kondensators erfasst, und eine Sekundärspule, durch die die Rauschspannung transformiert wird, umfasst, und von der Stromleitung isoliert ist;
 einen Verstärker, der die vom Transformator transformierte Rauschspannung verstärkt; und
 eine Kompensationswicklung, die an der Gleichtaktdrossel mit einer Spule gewickelt ist und das vom Verstärker verstärkte Rauschsignal in die Gleichtaktdrossel als Kompensationssignal einspeist.

Es folgen 16 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

FIG. 1

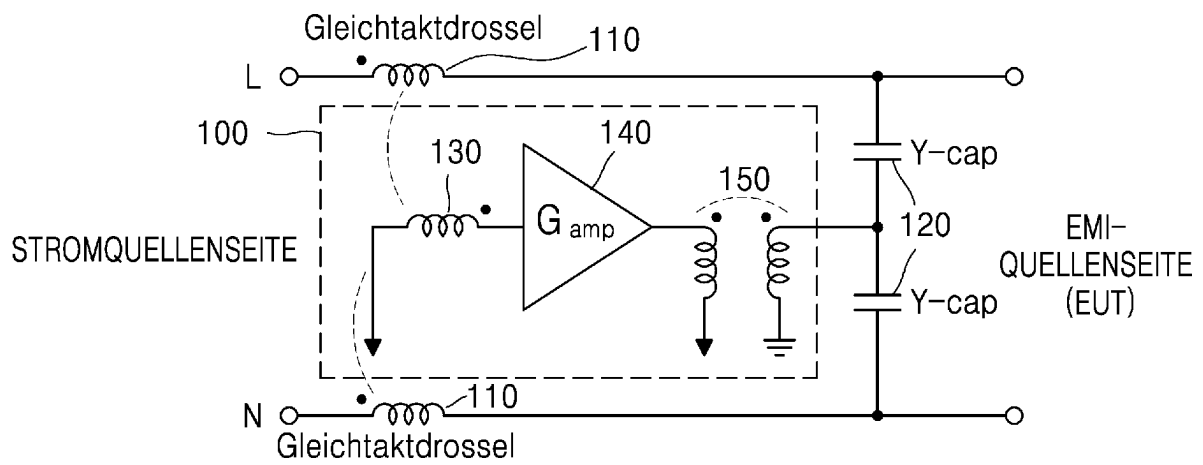


FIG. 2

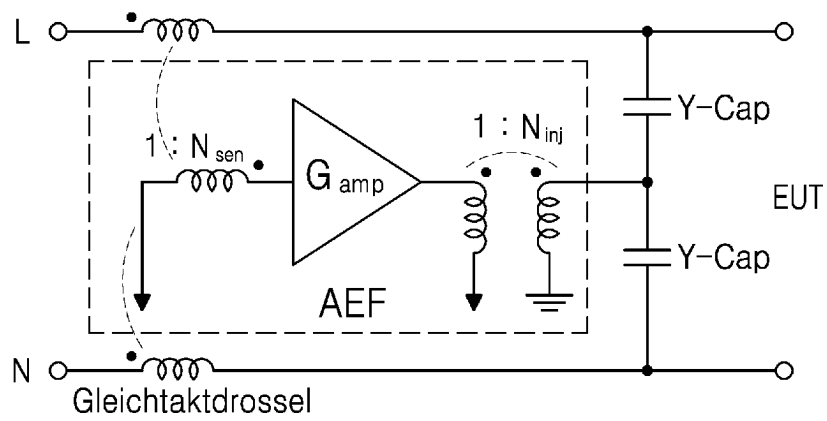


FIG. 3

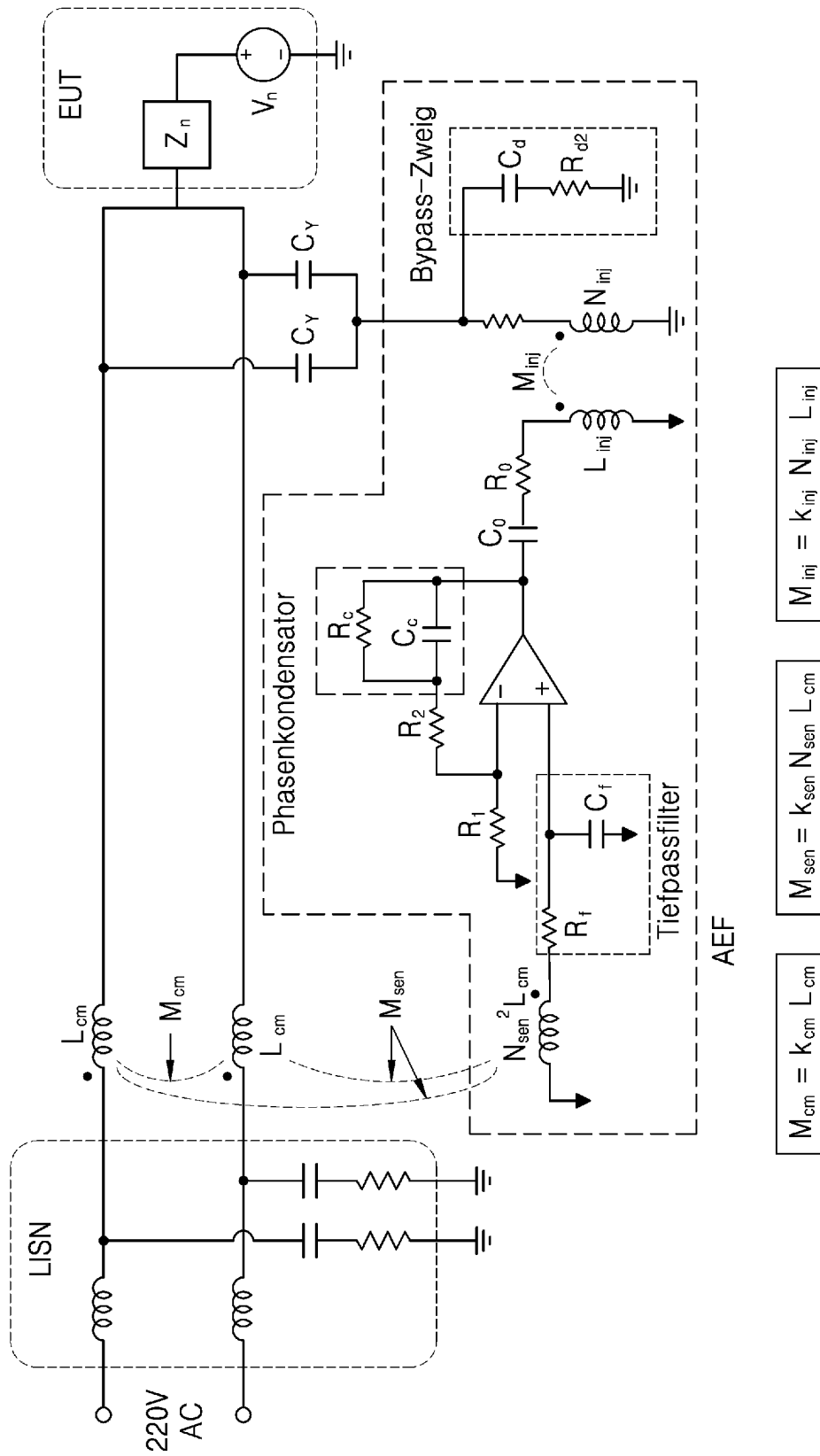


FIG. 4

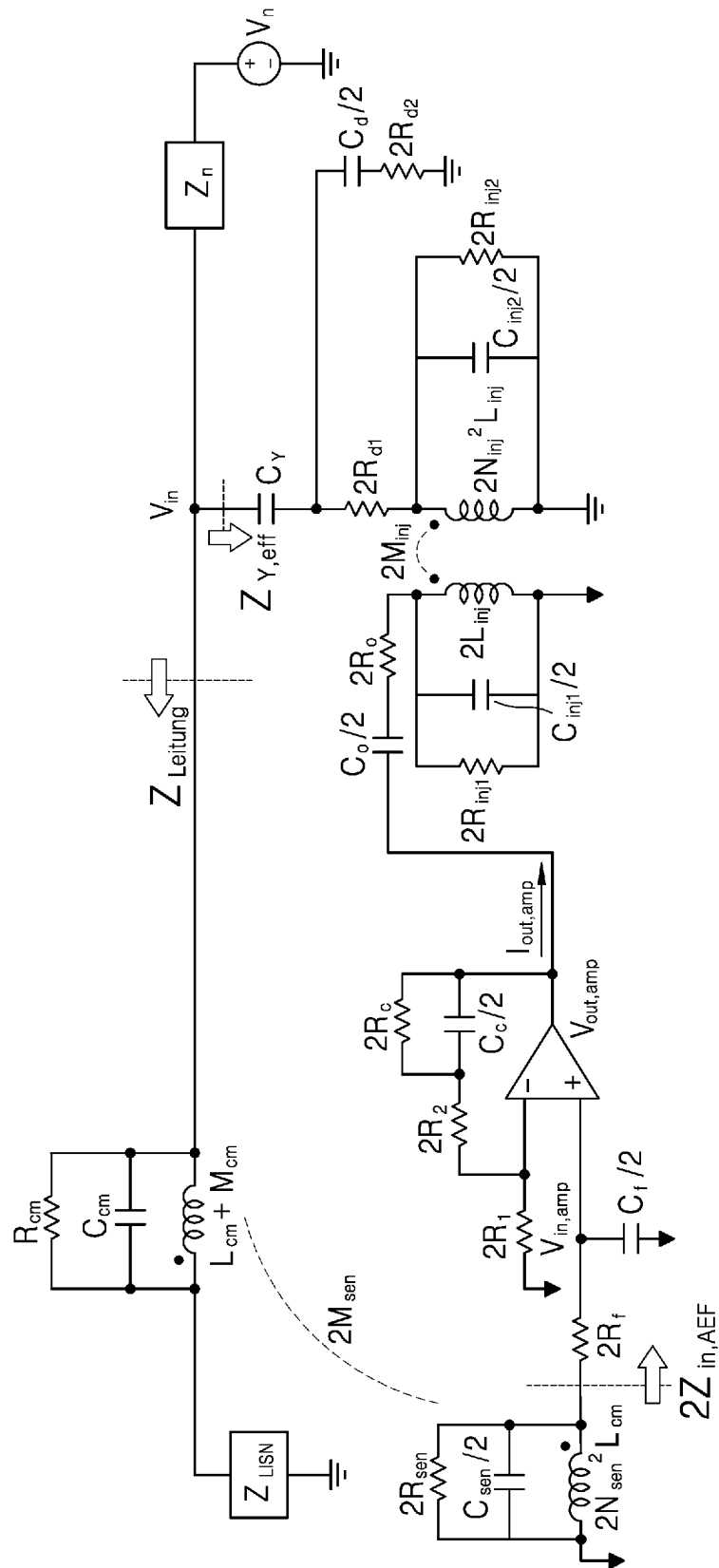


FIG. 5

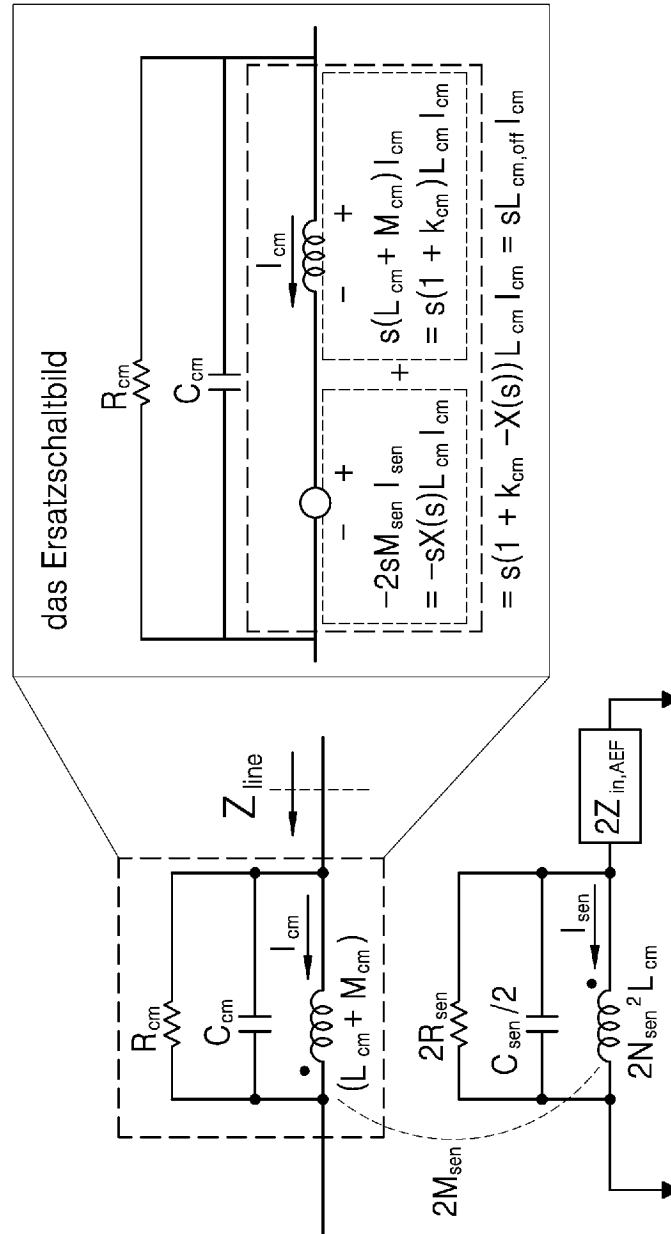


FIG. 6A

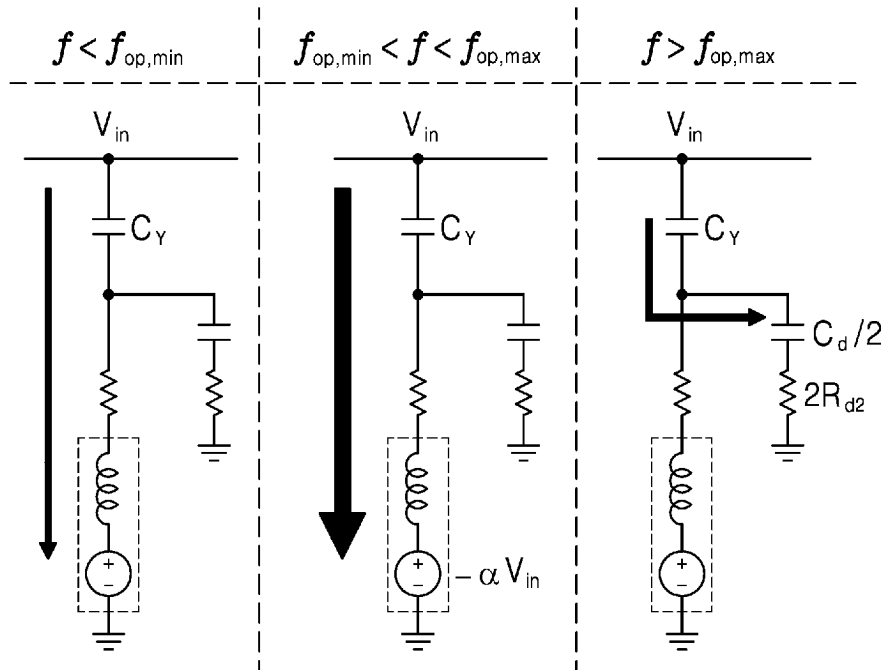


FIG. 6B

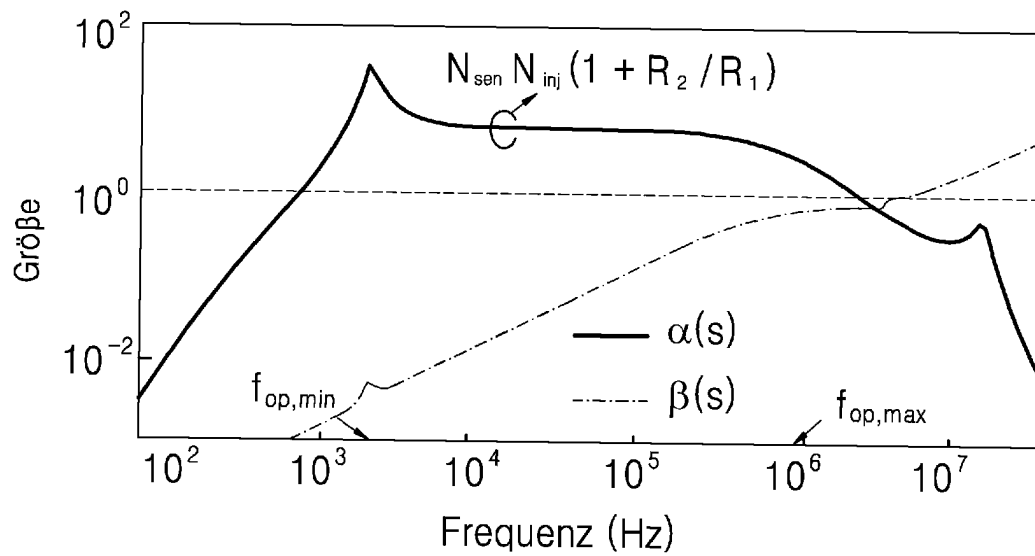


FIG. 6C

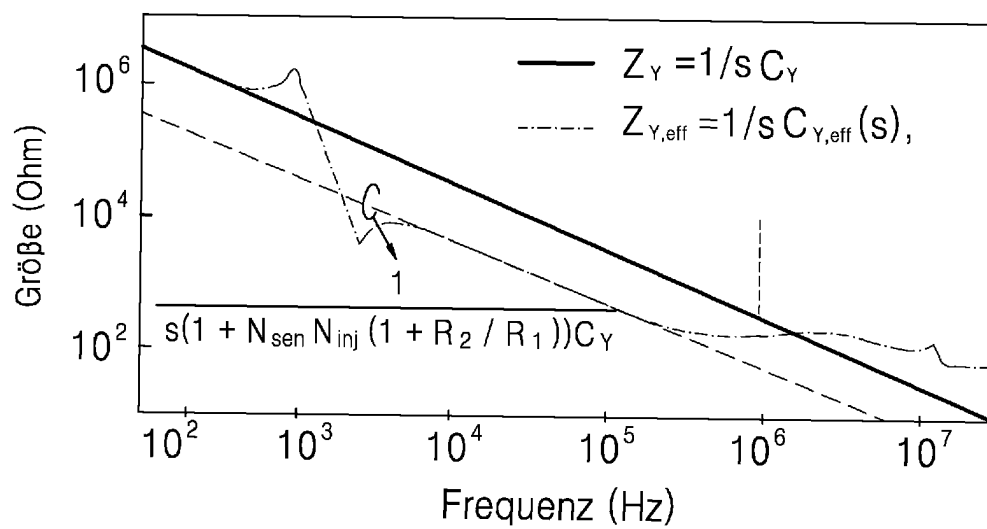


FIG. 7A

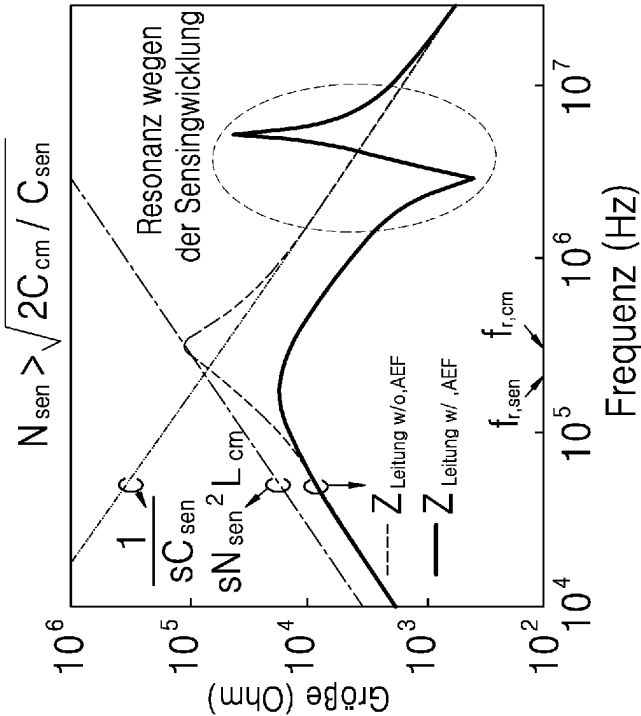


FIG. 7B

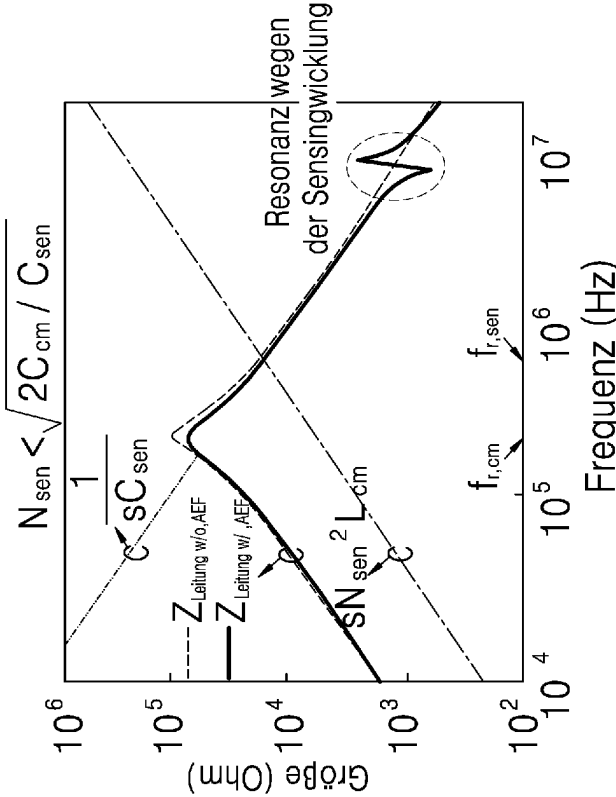


FIG. 8A

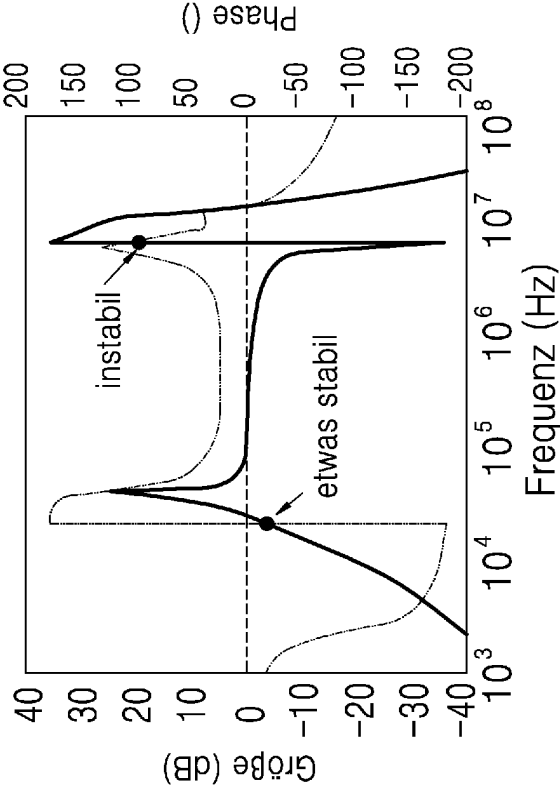


FIG. 8B

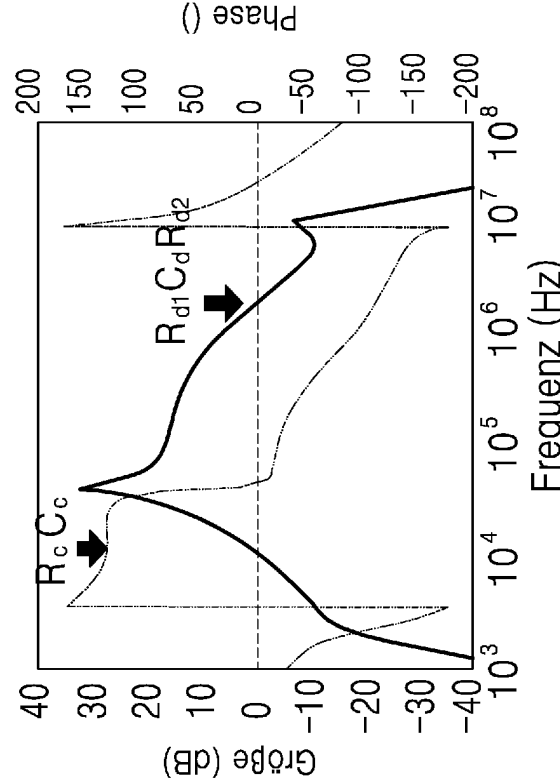


FIG. 9

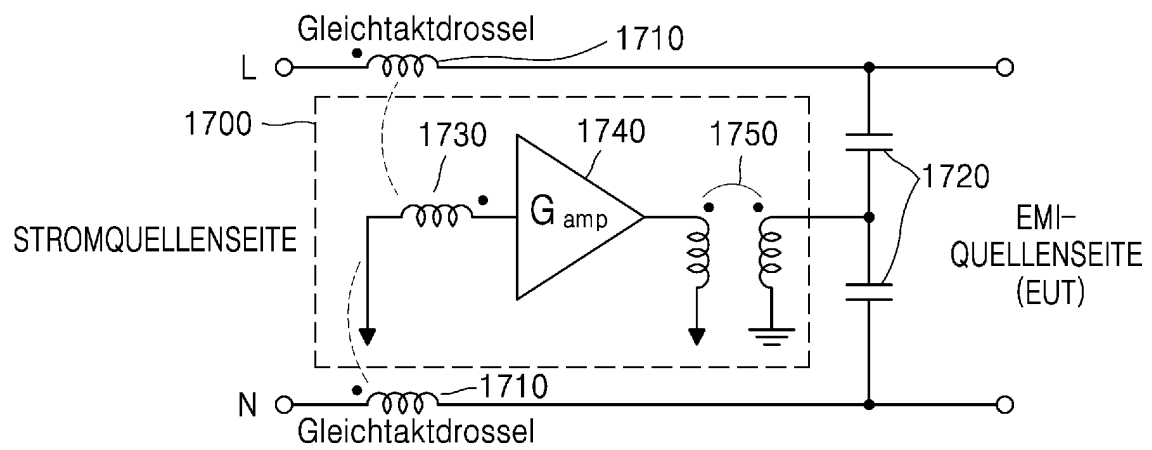


FIG. 10

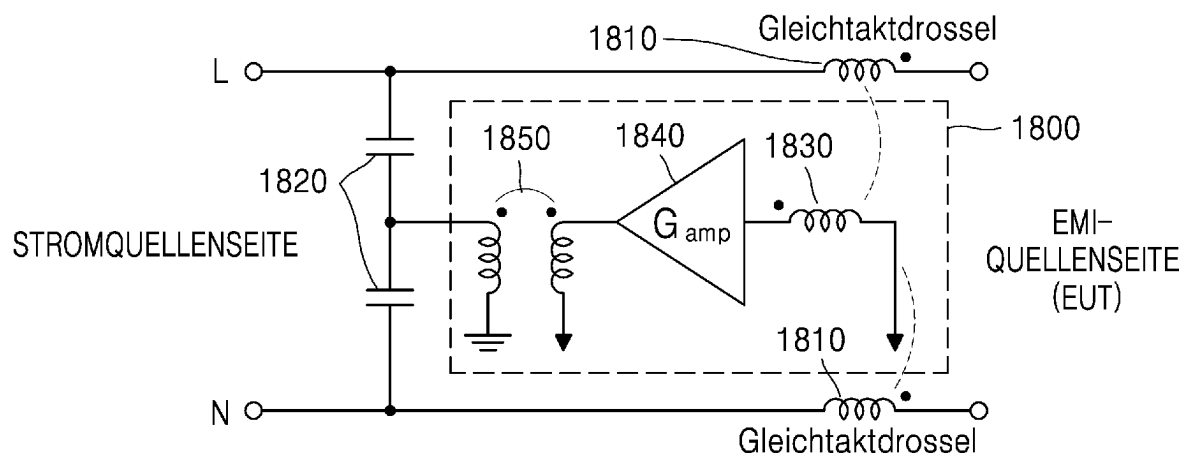


FIG. 11

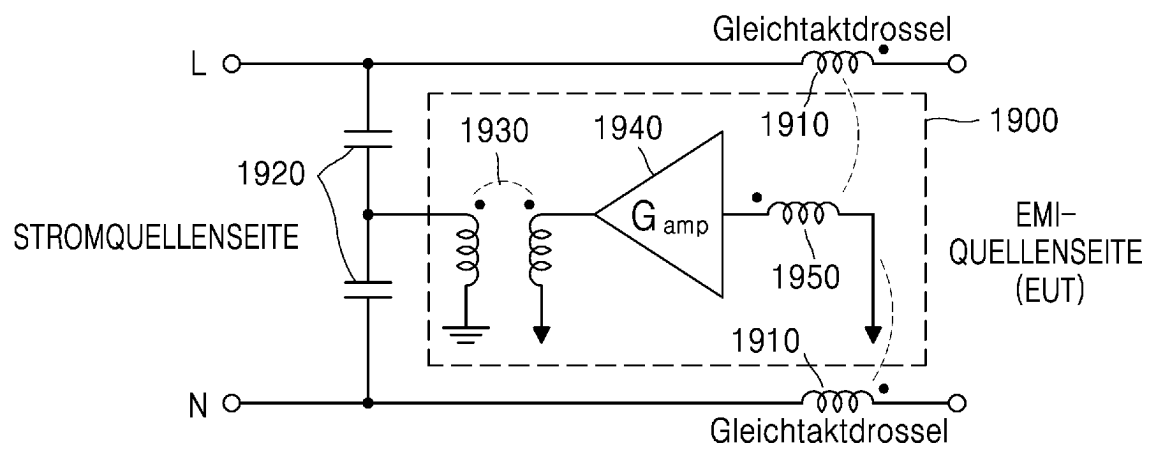


FIG. 12

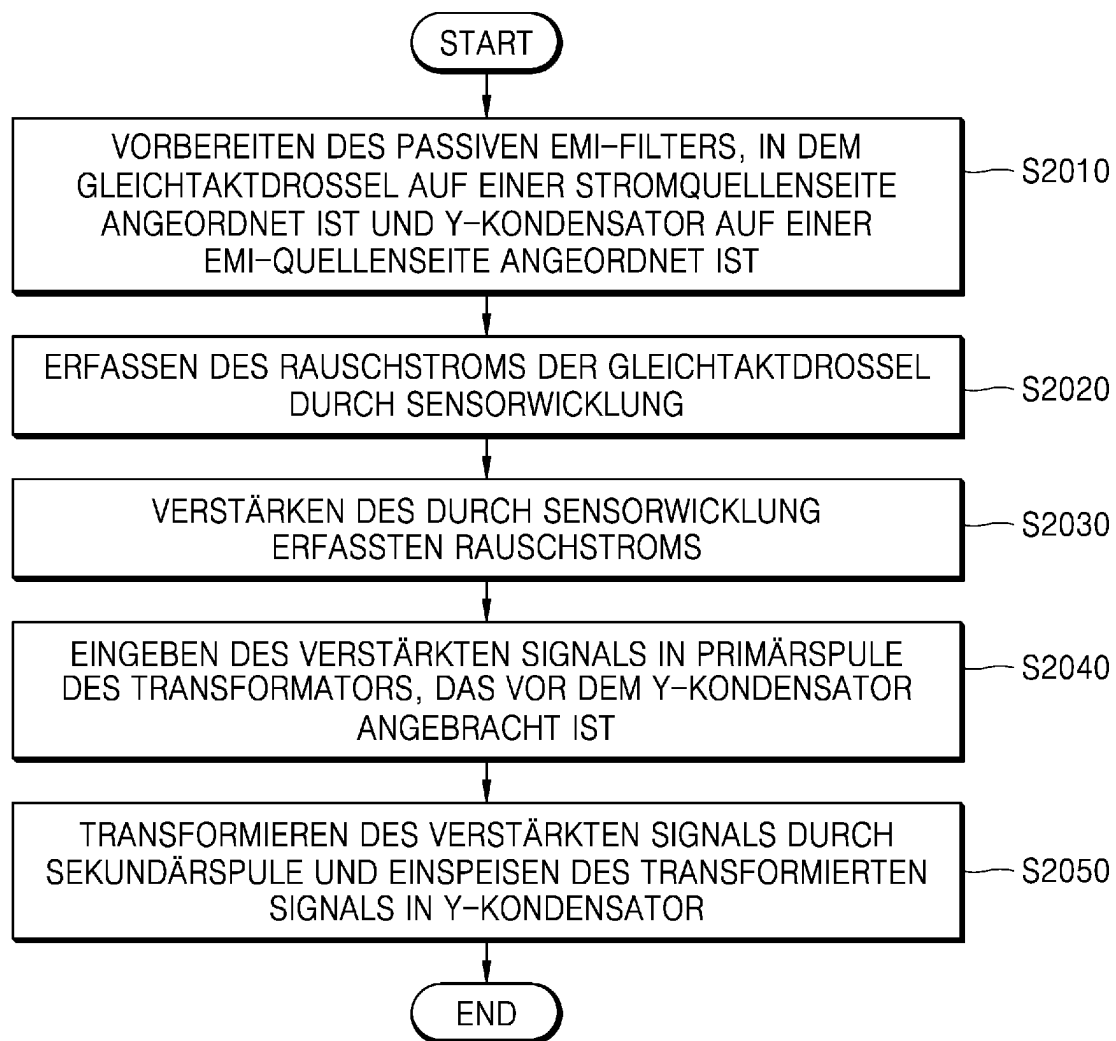


FIG. 13

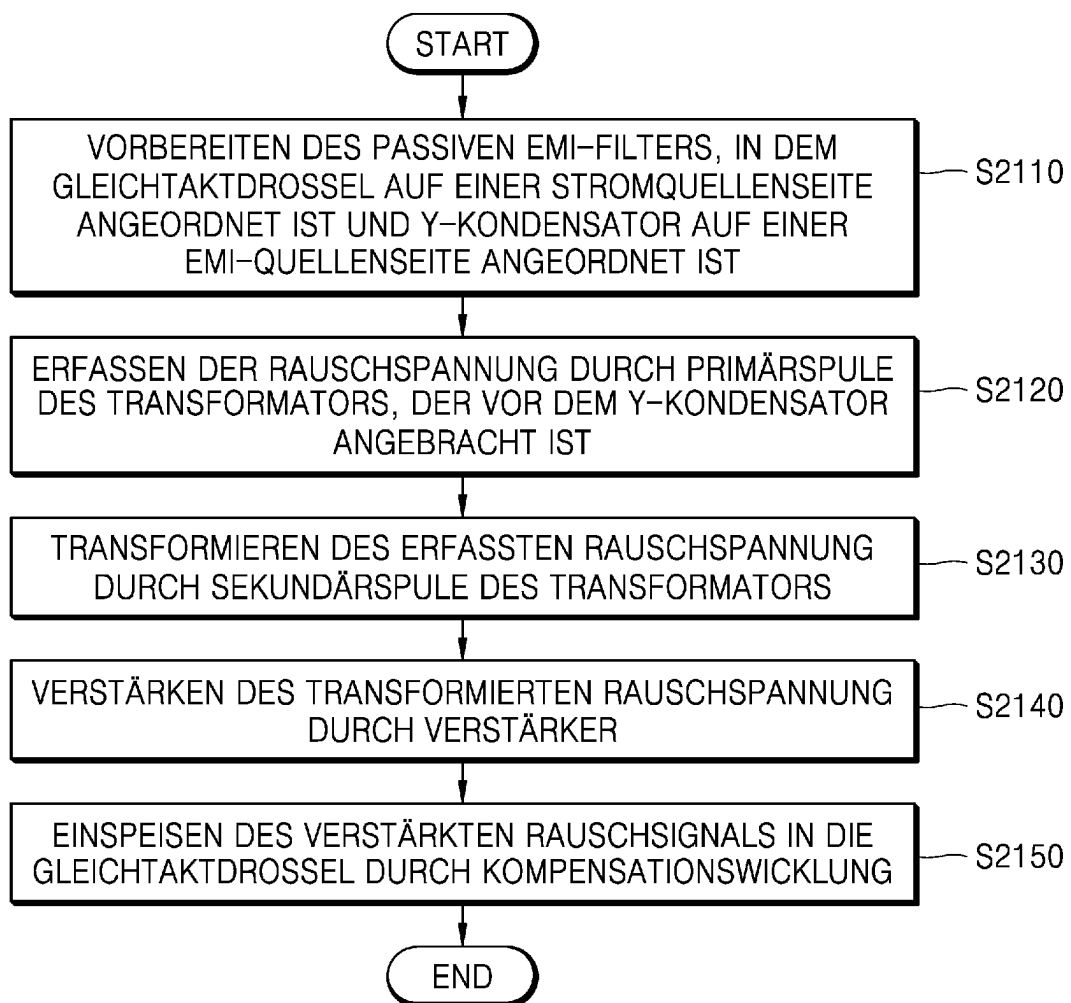


FIG. 14

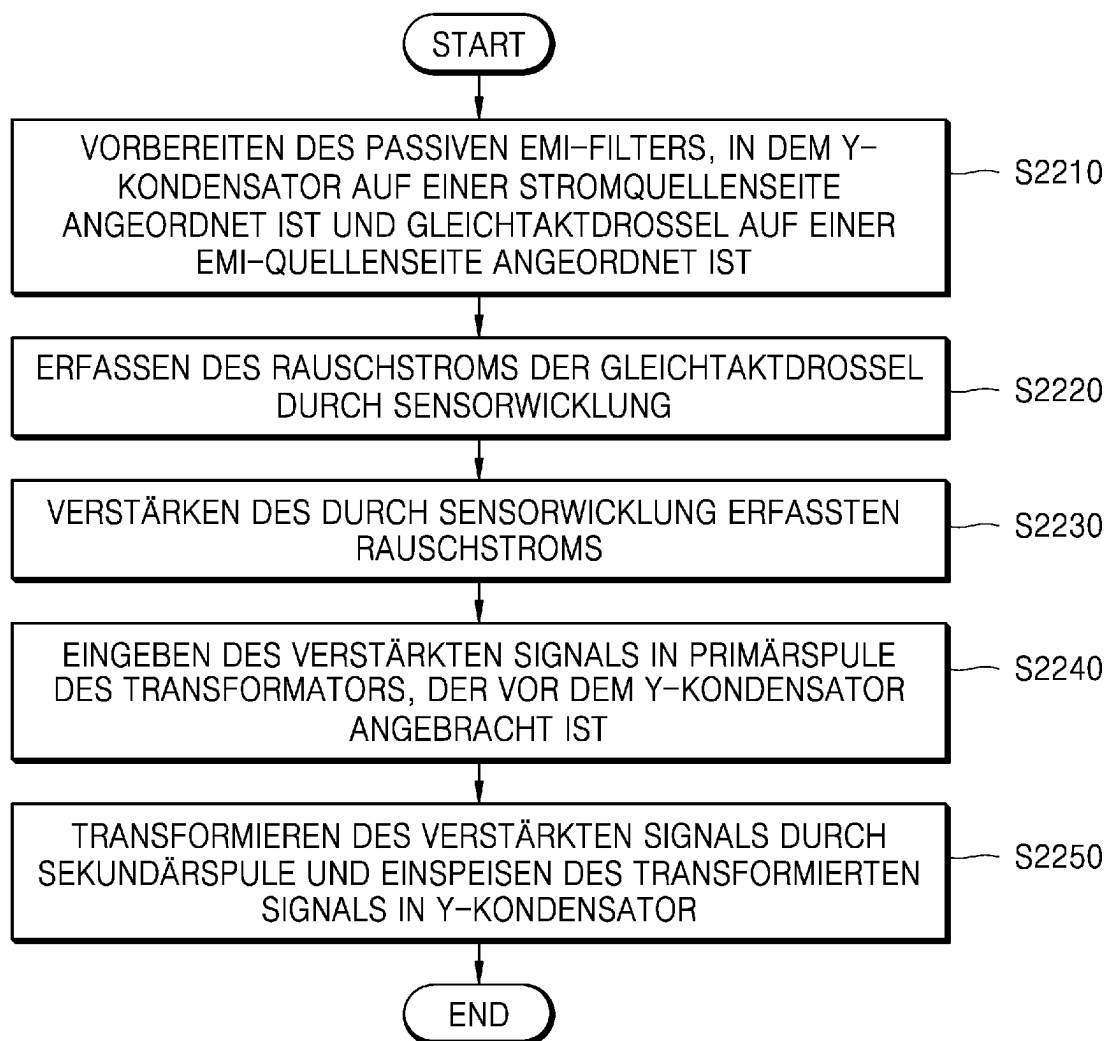


FIG. 15

