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

(10) **DE 696 27 771 T2** 2004.01.29

(12) # Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 0 765 031 B1**
(21) Deutsches Aktenzeichen: **696 27 771.9**
(96) Europäisches Aktenzeichen: **96 115 098.4**
(96) Europäischer Anmeldetag: **20.09.1996**
(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **26.03.1997**
(97) Veröffentlichungstag der Patenterteilung beim EPA: **02.05.2003**
(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **29.01.2004**

(51) Int Cl.[7]: **H03H 11/20**
H03B 5/36

(30) Unionspriorität:
532177 **22.09.1995** **US**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, IT

(73) Patentinhaber:
Thomson Consumer Electronics, Inc., Indianapolis, Ind., US

(72) Erfinder:
Filliman, Paul Dean, Indianapolis, US; Rumreich, Mark Francis, Indianapolis, US

(74) Vertreter:
Roßmanith, M., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat., Pat.-Anw., 30974 Wennigsen

(54) Bezeichnung: **Phasenverschiebungsvorrichtung**

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

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

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft eine Phasenschieberanordnung, und insbesondere veränderbare Phasenschieber eines Typs, bei dem mehrere phasenverschobene Komponenten in einem Eingangssignal gebildet und in Anteilen kombiniert werden, die durch ein Phasenverschiebungs-Steuersignal bestimmt werden, um ein phasenverschobenes Ausgangssignal zu erzeugen.

[0002] Veränderbare Phasenschieberanordnungen sind beispielsweise nützlich als Phasensteuerelemente in spannungsgesteuerten Oszillatoren, Abstimmschaltungen, Filtern und in ähnlichen Anwendungen, bei denen eine gesteuerte Phasenverschiebung benötigt wird. Beispielsweise ist im US-Patent 4,020,500 mit dem Titel CONTROLLED OSCILLATOR, das am 26. April 1977 für L. A. Harwood erteilt wurde, ein spannungsgesteuerter Kristalloszillator beschrieben, bei dem die Phasenverschiebung zur Steuerung der Oszillatorfrequenz durch Vektorsummierung erfolgt. Genauer gesagt wird ein Oszillatorsignal mittels eines Zweipol-LC-Tiefpaßfilter um +90° in der Phase verschoben und mit dem ursprünglichen Signal kombiniert, um einen resultierenden Vektor zu erzeugen, der zwischen 0° und einem voreilenden Winkel (z. B. +45°) liegt, wobei der Winkel durch Änderung der Amplitude des +90°-(Quadratur)-Signals steuerbar ist. Um nacheilende Phasenverschiebungen (z. B. von 0° bis ungefähr –45°) zu erzeugen, wird die Polarität des Quadratur-Vektors invertiert, um –90° anstatt +90° zu sein, und der invertierte Quadratur-Vektor wird dem Bezugs- oder Eingangssignal hinzugefügt. Hier liegt der resultierende Vektor zwischen 0° und einem nacheilenden Winkel zwischen 0° und ungefähr –45°, wobei der Winkel durch Änderung der Amplitude des –90°-Vektors steuerbar ist. Eine Phasenschieberschaltung in einer Oszillatoranwendung, die das Erfordernis von Quadratur-Phasenverschiebungselementen (z. B. 90°-Zweipol-Filterung) vermeidet, wird von Paul D. Filliman in seinem US-Patent 4,797,634 mit dem Titel CONTROLLED OSCILLATOR beschrieben, das am 10. Januar 1989 erteilt wurde. Anders als die Harwood-Anordnung kombiniert der Filliman-Phasenschieber drei Vektoren auf einmal anstatt zwei. Die verwendeten Vektorwinkel sind –45°, 0° und +135° in Bezug auf das Eingangssignal, und die Mischung dieser drei Vektoren liefert alle Phasenverschiebungen, sowohl positive (voreilende) als auch negative (nacheilende). Da ferner der +135°-Vektor aus dem –45°-Vektor durch Inversion gebildet wird, und da die 45°-Verschiebung durch ein Einpol-RC-Filter erzeugt werden kann, kann die vollständige Phasenschieberschaltung leicht in Form einer integrierten Schaltung bei Anwendungen aufgebaut werden, wie bei der Phasensteuerung von Farboszillatoren in fernsehbezogenen Produkten.

[0003] In der US 4,395,687 ist ein einstellbarer Phasenschieber offenbart, der einen einstellbaren 360° Phasenverschiebungsbereich für RF Signale zur Verfügung stellt. Das wird erreicht, indem die RF Signale in drei gleiche Teile geteilt, die Relativamplituden der Teile der RF Signale angepasst und die drei Teile der RF Signale unter relativen Phasenwinkeln von 0°, 120° und 240° untereinander kombiniert werden.

[0004] **Fig.** 1 stellt ein vereinfachtes Blockschaltbild des Filliman-Oszillators dar. Wie gezeigt, ist ein Phasenschieber **10** mit zwei Rückkopplungswegen vorgesehen, die (i) einen Gleichstromweg (**12**) über einen Widertstand (**14**), der den Gleichstrom-Arbeitspunkt des Oszillators mittels einer negativen Rückkopplung regelt, und (ii) einen Wechselstrom-Rückkopplungsweg (**16**) durch einen Resonator (**18**, z. B. einen Kristall), der eine positive Rückkopplung mit einer Verstärkung von Eins liefert, damit das Auftreten von Schwingungen bewirkt wird, umfassen.

[0005] Der in **Fig.** 1 dargestellte Phasenschieber **10** ist nichtinvertierend, während Oszillatoranwendungen eine Inversion erfordern, um die richtige negative Gleichstrom-Rückkopplung für die Vorspannungs-Stabilisierung und ein positives Wechselstrom- Rückkopplungssignal mit der nominalen Resonatorfrequenz Fr bereitzustellen, um das Auftreten von Schwingungen zu bewirken. Die Inversion des Rückkopplungssignals für Oszillatoranwendungen ist in **Fig.** 1 durch einen Inverter **35** am Phasenschieberausgang **22** vorgesehen. Wahlweise kann die Inversion an verschiedenen Stellen erfolgen. Beispielsweise kann der Inverter **35** ebenso gut am Eingang **20** des Phasenschiebers **10** oder innerhalb des Phasenschiebers angeordnet werden. Die Inversion kann auch durch einfache Verwendung des invertierenden Ausgangs eines Differential-Ausgangsverstärkers in dem Phasenschieber-Netzwerk **10** oder durch Verwendung einer invertierenden Form eines summierenden Verstärkers **24** am Phasenschieber-Ausgang vorgesehen werden. Für die vorliegende Erfindung ist es nicht wichtig, ob der Phasenschieber invertiert oder nicht, wichtig ist hingegen, wie die Phasenverschiebung erreicht wird, was nachfolgend beschrieben wird.

[0006] Der Phasenschieber **10** enthält einen Eingangsanschluß **20** zum Empfang des in der Phase zu verschiebenden Oszillator-Eingangssignals **S1** und einen Ausgangsanschluß **22** zur Abgabe eines phasenverschobenen Ausgangssignals **S2**. Das Eingangssignal S1 ist in drei "Zwischen"-Signale oder "Vektor"-Komponenten "A", "B" und "C" unterteilt, die in einer Summierungsschaltung **24** summiert werden, um ein phasengesteuertes Ausgangssignal S2 am Ausgangsanschluß **22** des Netzwerks **10** zu liefern. Nachfolgend werden die Begriffe "Zwischen"-Signale oder -Komponenten austauschbar mit dem Begriff "Vektor"-Signale oder -Komponenten gebraucht.

[0007] Die Verarbeitung des Eingangssignals **S1** zur Bildung der Zwischen-Signale oder Vektor-Komponenten "A", "B" und "C" wird durch einen Verstärker **28** mit konstanter Verstärkung, zwei Verstärker **30** und **32** mit veränderbarer Verstärkung (von denen

der letztere invertierend ist) und ein 45°-Phasennacheilungs-Netzwerk **26** vorgenommen. Der Vektor "A" in **Fig.** 1 hat einen Phasenwinkel von 0° in bezug auf das Eingangssignal **S1** und wird durch Zuführung des Eingangssignals zu der Summierungsschaltung **24** über einen nicht invertierenden Verstärker **28** mit fester Verstärkung erzeugt.

[0008] Der Vektor "B" hat einnen Phasenwinkel von –45° in bezug auf das Eingangssignal **S1** und wird durch Phasenverschiebung des Eingangssignals um 45° (nacheilend) mit der nominalen Frequenz des Resonators **18** in dem Phasenschieber-Netzwerk **44** (z. B. einem Tiefpaßfilter) erzeugt. Das phasenverschobene Signal "B" wird dann der Summierungsschaltung **24** über einen nicht-invertierenden Verstärker **30** mit veränderbarer Verstärkung zugeführt.

[0009] Der Vektor "C" hat einen Phasenwinkel von +135° relativ zu dem Eingangssignal **S1** und wird durch Invertieren des Ausgangs des 45°-Phasenschieber-Netzwerks 26 mit einem invertierenden Verstärker **32** mit steuerbarer Verstärkung für die Zuführung zur Summierungsschaltung **24** erzeugt. Ein Phasenverschiebungs-Steuersignal **S3** wird unmittelbar dem Verstärkungs-Steuereingang des Verstärkers **30** zugeführt und mittels eines Inverters **38** für die Zuführung zum Verstärkungs-Steuereingang des invertierenden Verstärkers **32** invertiert.

[0010] Im Betrieb bewirkt aufgrund der Aktion des Inverters **52** eine Zunahme des Steuersignals **S3** am Anschluß **22** eine Zunahme der Amplitude des Vektors "B" und gleichzeitig eine Abnahme der Amplitude des Vektors "C". Dies erzeugt eine nacheilende Phase für das Ausgangssignal **S2** relativ zum Eingangssignal **S1**. Umgekehrt bewirkt eine Abnahme des Steuersignals **S3** eine Abnahme der Amplitude des Vektors "B" und eine Zunahme der Amplitude des Vektors "C". Dies erzeugt eine voreilende Phase für das Ausgangssignal **S2** relativ zum Eingangssignal **S1**. Wenn sich die Phasenwinkel ändern, wird die Amplitude des Vektors "A" konstant gehalten. Es ist die Änderung der Amplituden der Vektoren "B" und "C", die die Gesamt-Phasenverschiebung des Netzwerks und damit die Frequenz des Oszillators steuert.

[0011] Es wurde gefunden, daß unter bestimmten speziellen Umständen (z. B. ungeeignete Verstärkung oder Verstärkungsänderungen der Verstärker) der Filliman-Oszillatortyp, bei dem ein Drei-Vektor-Phasenschieber der beschriebenen Art verwendet wird, eine oder mehrere der nachfolgenden drei Betriebsschwierigkeiten aufweisen kann: (i) gestoppte Schwingungen; (ii) Oberton-Schwingungen und (iii) Vorspannungs-Instabilität.

[0012] Es wurde gefunden, daß die erwähnten Probleme in dem Phasenschieberteil des Oszillators nachweisbar sind. Es wurde auch festgestellt, daß die Probleme bei dem Oszillator durch das Mittel einer Begrenzung des Phasenbereiches des Phasenschiebers vermindert werden können. Dies ist jedoch keine vollständig zufriedenstellende Lösung, da sie den Oszillator-Frequenzbereich begrenzt und damit den Bereich von brauchbaren Anwendungen für den Oszillator.

[0013] Eine die Erfindung verkörpernde Phasenschieberanordnung wie sie in Anspruch 1 definiert ist, löst die oben beschriebenen Schwierigkeiten. Die Anordnung enthält eine Quelle, die ein in der Phase zu verschiebendes Eingangssignal liefert und eine kombinierende Schaltung zum Kombinieren eines ersten, zweiten und dritten Zwischen-Signals, wobei die Zwischen-Signale von dem Eingangssignal abgeleitet sind und unterschiedliche Phasenverschiebungen haben, um ein in der Phase verschobenes Ausgangssignal zu bilden. Eine erste Amplituden-Steuerschaltung, die auf ein ihr zugeführtes Phasensteuer-Signal anspricht, ändert die Amplituden des zweiten und dritten Zwischen-Signals in entgegengesetzten Richtungen, um die Phase des phasenverschobenen Ausgangssignals zu steuern. Zusätzlich sind zweite Amplitudensteuermittel, die auf das Phasensteuersignal ansprechen, vorgesehen, um die Amplitude des ersten unmittelbaren Zwischensignals zu verändern.

[0014] Die Erfindung wird nachfolgend anhand von in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert, wobei gleiche Elemente mit gleichen Bezugszeichen versehen sind. In den Zeichnungen stellen dar:

[0015] **Fig.** 1 ein vereinfachtes Blockschaltbild eines bekannten Oszillators, der ein Phasenschieber-Netzwerk mit Summierung von drei Vektoren verwendet;

[0016] **Fig.** 2A–2D Vektor-Diagramme, die bestimmte Aspekte des normalen Betriebes des Phasenschieber-Netzwerks aus **Fig.** 1 veranschaulichen;

[0017] **Fig.** 3A–3D "Pseudo"-Vektor-Diagramme, die bestimmte Aspekte eines anormalen Betriebs veranschaulichen, der unter bestimmten Umständen in dem Phasenschieber-Netzwerk aus **Fig.** 1 auftreten kann;

[0018] **Fig.** 4 ein Blockschaltbild eines die Erfindung verkörpernden Phasenschieber-Netzwerks;

[0019] **Fig.** 5A–5D Vektor-Diagramme, die den normalen Betrieb des Phasenschiebers aus **Fig.** 4 veranschaulichen;

[0020] **Fig.** 6A–6D "Pseudo"-Vektor-Diagramme, die bestimmte spekte des Betriebes des Phasenschiebers von **Fig.** 4 veranschaulichen;

[0021] **Fig.** 7, 8A und 8B Schaltbilder, die geeignete Begrenzungsschaltungen für minimale Verstärkung veranschaulichen zur Verwendung bei dem Beispiel aus **Fig.** 4 geeignet sind; und

[0022] **Fig.** 9, 10 und 11 Blockschaltbilder, die Abwandlungen des Phasenschiebers aus **Fig.** 4 veranschaulichen.

[0023] Bevor die Einzelheiten der vorliegenden Erfindung betrachtet werden, ist es hilfreich zu betrachten, warum der Drei-Vektor-Phasenschieber von Filliman unter bestimmten Umständen zu gestoppten

Schwingungen, Oberton-Schwingungen und Vorspannungs-Instabilitäten führen kann, und warum die Begrenzung des Phasenregelbereichs diese Schwierigkeiten überwindet.

[0024] Hinsichtlich der gestoppten Schwingungen ist zunächst zu bemerken, daß für den Fall, daß die Verstärkung der offenen Schleife jemals unter Eins fällt, die Bedingungen für eine Schwingung nicht mehr erfüllt sind. Dies kann eintreten, wenn die spannungsgesteuerte Phasenschieber-Schaltung eine beträchtliche Abnahme der Verstärkung bei der Grundfrequenz des Resonators bei einigen Werten der Steuerspannung aufweist. Dieses Problem ist in den **Fig.** 2A und 2C veranschaulicht. **Fig.** 2A ist ein Vektor-Diagramm, das die drei Basisvektoren in der Phasenschieber-Schaltung von **Fig.** 1 veranschaulicht, nämlich "A" (bei 0°), "B" (bei –45°) und "C" (bei +135°). Von allen ist angenommen, daß sie gleiche Amplituden haben. **Fig.** 2C veranschaulicht die resultierende Phasenverschiebung (Vektor "R") für einen Zustand, bei dem das Phasenwinkel-Steuersignal sich auf einem minimalen Wert befindet (z. B. Null). In diesem Falle erzeugen die Vektoren "A" und "C" bei der Summierung in der Summierungsschaltung **24** einen resultierenden Vektor "R", der viel kleiner ist als entweder der Vektor "A" oder der Vektor "C". Hieraus ist ersichtlich, daß bei dem minimalen Phasensteuer-Signalwert (**S3** = Null) die Verstärkung der Phasenschieber-Schaltung wesentlich kleiner als Eins ist und so die Schwingungen aufhören können. Demzufolge würde man für diesen Fall die Verstärkung des Phasenschiebers gern erhöhen.

[0025] Zweitens ist hinsichtlich der Oberton-Schwingungen zu bemerken, daß für den Fall, daß die Verstärkung der offenen Schleife jemals Eins bei einer außerhalb des Bandes liegenden Frequenz überschreitet, ein Zustand für wilde Schwingungen erfüllt ist. Dies ereignet sich üblicherweise beim dritten Oberton des Kristalls, der wie ein Bandpaßfilter bei der Grundfrequenz und bei ungeradzahligen Harmonischen der Grundfrequenz wirkt. Ein Tiefpaßfilter ist normalerweise in Kristallnetzwerken (Resonator) enthalten, um dieses Problem zu begrenzen, aber übermäßige Verstärkung in der spannungsgesteuerten Phasenschieber-Schaltung als Funktion einer Steuerspannung kann immer noch zu Oberton-Schwingungen führen. **Fig.** 2B veranschaulicht diesen Zustand der übermäßigen Verstärkung. In **Fig.** 2B ist das Phasenverschiebungs-Steuersignal **53** bei einem maximalen Wert gezeigt. In diesem Fall ist wegen der Inversion im Inverter **32** der Vektor "C" Null, und die Vektoren "A" und "B" haben beide den vollen Wert. Ihre Vektorsumme oder das resultierende Ausgangssignal "R", das von der Summierungsschaltung **24** erzeugt wird, ist viel größer als jeder einzelne Vektor, was eine Verstärkungszunahme bedeutet. Wenn bei Oszillatoranwendungen die Verstärkungszunahme ausreichend groß ist, können – wie oben erwähnt – wilde Schwingungen auftreten. Für diesen Fall würde man daher wünschen, die Verstärkung des Phasenschiebers zu vermindern.

[0026] Aus den beiden obigen Beispielen ist ersichtlich, daß man bei aufrechterhaltenen Schwingungen die Verstärkung des Phasenschieber-Netzwerks bei minimalen Werten des Phasenverschiebungs-Steuersignals **S3** gern erhöhen würde. Für verminderte störende Signale würde man aber gern die Verstärkung des Phasenschiebers bei maximalen Werten des Steuersignals **S3** vermindern. Diese unterschiedlichen Verstärkungs-Erfordernisse sind in dem zusammengesetzten Vektor-Diagramm von **Fig.** 2D veranschaulicht, das die resultierenden Vektoren für minimale, maximale und im mittleren Bereich liegende Werte des Steuersignals **S3** darstellt. Um dieses Problem zu lösen, könnte man versucht sein, nur die Verstärkung des Pufferverstärkers **35** als Funktion des Steuersignals **S3** zu ändern. Eine solche hypothetische Lösung funktioniert jedoch nicht.

[0027] Gemäß einem Aspekt der Erfindung liegt der Grund, daß es nicht möglich ist, die Probleme der gestoppten Schwingungen und der Oberton-Schwingungen nur durch Änderung der Amplitude des resultierenden Vektors (R) zu korrigieren, darin, daß ein drittes Verstärkungsproblem vorhanden ist, das den Betrieb der Schaltung bei sehr niedrigen Frequenzen betrifft. Unter "niedrigen" Frequenzen ist zu verstehen, daß die Phasenverschiebung, die durch den 45°-Phasenschieber 26 erzeugt wird, auf einen sehr niedrigen Wert (z. B. wenige Grade) vermindert wird, oder bei Null Hz, wo das Tiefpaßfilter **26** für überhaupt keine Phasenverschiebung sorgt. Es wurde insbesondere gefunden, daß bei sehr niedrigen Frequenzen oder der Frequenz Null, wenn das Filter **26** keine nennenswerte Verzögerung liefert, und somit keine nennenswerte Phasenverschiebung vorhanden ist, bei einem bestimmten Zustand des Steuersignals S3 die "Polarität" des resultierenden Vektors "R" umgekehrt sein kann.

[0028] Genauer gesagt, wenn die "Gleichstrom"- oder niederfrequente Verstärkung sich Null nähert (oder noch schlimmer, Null überquert und ihre Polarität ändert), kann eine Vorspannungs-Instabilität die Folge sein. In Abhängigkeit von dem bei der vorliegenden Schaltung verwendeten Gleichstrom-Vorspannungsverfahren können Änderungen der Gleichstrom- oder niederfrequenten Verstärkung den Gleichstrom-Arbeitspunkt der Schleife verschieben, was zu einer gestoppten Schwingung oder zu einem ungenügenden Tastverhältnis oder für den Fall der Phaseninversion zu einem Latch-up-Zustand führt, bei dem die Gleichstrom-Rückkopplung positiv ist und die Schaltung wie ein Latch arbeitet. Dieses Problem ist in den Vektor-Diagrammen von **Fig.** 3A bis 3D veranschaulicht. Diese Diagramme sind ähnlich wie die von **Fig.** 2A–2D mit der Ausnahme, daß sie für den Zustand gemacht sind, daß die Eingangssignal-Frequenz Null ist (d.h. es liegt ein Gleichstrom vor, DC).

[0029] Bei Gleichstrom liefert das Tiefpaßfilter **26** eine etwa um 3 dB höhere Amplitude als bei der no-

minalen (Resonator)-Frequenz, und es gibt keine zugeordnete Phasenverschiebung. Der Grund für die Zunahme der Verstärkung um 3 dB liegt darin, daß das Tiefpaßfilter **26** einen Verlust von 3 dB bei der Resonator-Frequenz einführt, um eine –45°-Phasenverschiebung zu erhalten, und dieser Verlust wird durch Einstellung der Verstärkungen der Verstärker **30** und **32** oder durch Wichtung der Summierungsschaltung **24** korrigiert. Somit hat das bei Gleichstrom in der Amplitude kompensierte Tiefpaßfilter eine Netto-Verstärkung von 3 dB (d. h. eine Verstärkung von 1,414). Demzufolge sind die Vektoren "B" und "C" größer als der Vektor "A" und in bezug auf den Vektor "A" axial. Dies ist durch die Basis-Vektoren von **Fig.** 3A veranschaulicht. Aus diesen beiden Gründen (B, C > A und alle axial) hat der spannungsgesteuerte Phasenschieber eine sogar höhere Verstärkungsempfindlichkeit (für die Steuerspannung **S3**) bei Gleichstrom und niedrigeren Frequenzen als bei der nominalen Frequenz des Resonators **18**.

[0030] **Fig.** 3B zeigt die Resultierende "R" für den Fall, daß das Phasensteuersignal **S3** auf einem Maximum ist. **Fig.** 3C veranschaulicht den entgegengesetzten Fall, bei dem **S3** ein Minimum (Null) ist. Bei diesem Fall ist der Vektor "B" Null, und der Vektor "C" ist auf seinem Maximum. Dies ist jedoch bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen 3 dB größer als der Vektor "A". Als Ergebnis wird die Phase des resultierenden Vektors "R" um 180° umgekehrt. Dies bewirkt bei einer Oszillatoranwendung, bei der die Gleichstrom-Rückkopplung negativ sein muß, eine positive Rückkopplung und daher ein Latch-up für die Gesamt-Schaltung, was die Schwingungen stoppt. Dieser unerwünschte Zustand ist in **Fig.** 3D gezeigt, die eine Zusammensetzung der drei resultierenden Vektoren für minimale, mittlere und maximale Werte des Steuersignals **S3** veranschaulicht. Wie man sieht, ist die Phase des resultierenden Vektors "R", wenn das Phasensteuersignal **S3** sich auf seinem minimalen Wert befindet, umgekehrt.

[0031] **Fig.** 4 ist ein Blockschaltbild einer die Erfindung verkörpernden Phasenschieberanordnung, bei der Mittel vorgesehen sind, um die Tendenz zu vermindern, daß Änderungen der Phasenverschiebungs-Steuerspannung **S3** die Amplitude des phasenverschobenen Ausgangssignals **S2** ändern.

[0032] Dies wird dadurch erreicht, daß die Phase des phasenverschobenen Ausgangssignals sich bei keinem Wert des Phasensteuersignals umkehrt.

[0033] Der Phasenschieber **10** in **Fig.** 4 ist gleich dem Phasenschieber **10** von **Fig.** 1 mit Ausnahme, daß (**1**) der Verstärker **26** mit fester Verstärkung von **Fig.** 1 durch einen Verstärker **40** mit veränderbarer Verstärkung in **Fig.** 4 ersetzt ist, (**2**) die Verstärkungs-Steuerung für den Verstärker **40** von demselben Bus **52** erhalten wird, der die Verstärkung des invertierenden Verstärkers **32** steuert und (**3**) ein Begrenzer **42** für minimale Verstärkung mit dem Verstärker **40** mit veränderbarer Verstärkung verbunden ist.

[0034] Der Betrieb des Phasenschiebers **10A** ist in den **Fig.** 5A –5D und 6A–6D veranschaulicht. **Fig.** 5A veranschaulicht die drei Basis-Vektoren, die bei der Summierung verwendet werden, die gleiche Amplitude und Winkel von 0, –45 und +135° haben.

[0035] **Fig.** 5B veranschaulicht den Fall, bei dem das Phasensteuersignal **S3** sich auf seinem maximalen Wert befindet und dadurch eine Vergrößerung des Vektors "B", eine Verkleinerung des Vektors "C" auf Null und eine Verkleinerung des Vektors "A" auf den minimalen Wert, der durch den Begrenzer **42** für minimale Verstärkung bestimmt ist, hervorruft. Dies erzeugt einen nacheilenden resultierenden Vektor "R", der etwas größer ist als der Vektor "B".

[0036] **Fig.** 5C veranschaulicht das andere Extrem des Steuersignals **S3**, wenn **S3** auf einen minimalen Wert (z. B. Null) festgelegt wird. In diesem Fall wird die Verstärkung des Verstärkers **30** auf Null vermindert, so daß die Amplitude des Vektors "B" ebenfalls Null wird. Die Amplitude des Vektors "A" wird durch den Verstärker **40** vergrößert. Die Summe "R" der Vektoren "C" und "A" ist ein voreilender Vektor mit etwa derselben Größe wie in **Fig.** 5B. **Fig.** 5D ist ein zusammengesetztes Vektor-Diagramm, das die resultierenden Vektoren für minimale, mittlere und maximale Werte des Phasensteuersignals **S3** veranschaulicht. Wie dargestellt ist, besteht ein kleiner Unterschied in der Amplitude des resultierenden Vektors "R" über dem vollen Bereich des Signals **S3**.

[0037] Aus dem Vorangehenden ist ersichtlich geworden, daß die Verstärkung der gesamten Phasenschieber-Schaltung **10A** bei der nominalen Betriebsfrequenz stabilisiert worden ist, wo die Phasenverschiebung des Filters **26** 45° beträgt. Es wird nun der Amplitudenverlauf bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen betrachtet, wo die Phasenverschiebung des Filters **26** vernachlässigbar ist.

[0038] Wie bei der vorherigen Diskussion wird angenommen, daß die Verstärkungen aller Vektoren bei der nominalen Betriebsfrequenz des Phasenschiebers normiert werden. Dies würde bei Oszillator-Anwendungen nahe der Resonatorfrequenz sein. Somit sind bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen die Vektoren "B" und "C" bei einer Einstellung im mittleren Bereich größer (um 3 dB) als der Vektor "A". **Fig.** 6A veranschaulicht diese Vektorbeziehung der "Basis"-Vektoren bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen. **Fig.** 6B veranschaulicht einen Fall, bei dem das Phasensteuersignal S3 auf einen maximalen Wert festgelegt wird. In diesem Fall vermindert der Verstärker **32** die Größe des Vektors "C" auf Null, und der Verstärker **40** vermindert die Amplitude des Vektors "A" auf den minimalen Wert, der durch den Begrenzer **42** für minimale Verstärkung bestimmt wird. Somit ist der resultierende Vektor "R" gleich der Summe des minimalen "A"-Wertes plus der erhöhten Amplitude des Vektors "B". Wie dargestellt, gibt es keine Polaritäts-Inversion des resultierenden Vektors für diese maximale Einstellung des Phasensteuersignals **S3**.

[0039] **Fig.** 6C veranschaulicht einen Fall, bei dem

das Phasensteuersignal **S3** auf seinen minimalen (Null) Wert vermindert ist. Dies vermindert die Verstärkung des Verstärkers **30** und macht dadurch die Amplitude des Vektors "B" gleich Null. Beide Verstärker **40** und **32** haben erhöhte Verstärkungen, da sie das invertierte (**S3**) Phasensteuersignal empfangen. Die maximale Verstärkung des Verstärkers **40** wird jedoch so gewählt, daß sie ausreichend größer als die des Verstärkers **32** ist, so daß der Vektor "A" unter der angenommenen Bedingung größer als der Vektor "C" ist. Ein geeigneter Verstärkungsunterschied liegt in der Größenordnung von etwa 6 dB, der gewisse Toleranzänderungen der Verstärkung des Verstärkers erlaubt. Im Ergebnis ist der resultierende Vektor "R" positiv (d. h. nicht invertiert) für diese minimale Einstellung des Phasensteuersignals **S3**. **Fig.** 6D ist ein Vektor-Diagramm, das eine Zusammensetzung von drei Werten des Phasensteuersignals ist, nämlich des minimalen, des mittleren und des maximalen Wertes. Obwohl dieses Diagramm die Verstärkungsänderung bei Gleichstrom und niedrigen Frequenzen zeigt, invertiert die Phase für keine Einstellung des Phasensteuersignals **S3**.

[0040] Bei dem obigen Beispiel der Erfindung wurde ein Verstärker **40** mit veränderbarer Verstärkung verwendet, um die Amplitude des Zwischen-Signals (Vektor "A") zu verändern, und ein Begrenzer **42** für minimale Verstärkung wurde mit dem Verstärker **40** verbunden. **Fig.** 7 ist ein detailliertes Schaltbild eines Differentialverstärkers mit veränderbarer Verstärkung, der für die Verwendung als Verstärker **40** und Begrenzer **42** für minimale Verstärkung geeignet ist. Der Verstärker enthält zwei Source-gekoppelte Transistoren **Q3** und **Q4** mit Drain-Lasten **R1** und **R2**, die mit Masse und mit Ausgangsanschlüssen **706** und **707** verbunden sind. Die Ruheströme der Transistoren **Q3** und **Q4** werden verändert, um die Transkonduktanz (gm) des Verstärkers zu ändern und dadurch eine veränderbare Verstärkung K zu erzeugen, die proportional zu dem Produkt der veränderbaren Transkonduktanz und des Lastwertes (RL) ist.

[0041] Für die Transkonduktanz-Steuerung ist ein Transistor **Q2** vorgesehen, der mit einer festen Gate-Source-Vorspannung arbeitet, die den Anschlüssen **701** und **703** zugeführt wird. Dieser Transistor wird in anderen Worten für den Betrieb als feste Stromquelle vorgespannt. Demzufolge kann die Transkonduktanz der Differentialverstärker-Transistoren **Q3** und **Q4** nicht kleiner als die sein, die durch den konstanten Strom bestimmt wird, der von dem Transistor **Q2** geliefert wird. Dies entspricht der Wirkung des Begrenzers **42** für minimale Verstärkung in **Fig.** 4.

[0042] Die veränderbare Verstärkungssteuerung wird von einem Transistor **Q1** vorgesehen, der eine feste Source-Spannung und eine Gate-Spannung hat, die sich mit dem Steuersignal ändern, das dem Steuereingang **702** zugeführt wird, wodurch eine veränderbare Stromquelle gebildet wird. Wenn sich somit das Phasensteuersignal ändert, ändert sich auch der vom Transistor **Q1** gelieferte Strom und steuert somit die Transkonduktanz der Transistoren **Q3** und **Q4**. Wenn die Verstärkungs-Steuerspannung, die dem Anschluß **702** zugeführt wird, den Transistor **Q1** auf AUS vorspannt, vermindert sich die Transkonduktanz jedoch nicht auf Null, da der Transistor **Q2** noch einen minimalen Strom unabhängig von dem vom Transistor **Q1** gelieferten Strom zuführt. Die maximale Verstärkung wird durch die Summe der Ströme bestimmt, die von beiden Stromquellen-Transistoren geliefert werden.

[0043] Es gibt verschiedene andere Wege zur Festlegung einer minimalen Amplitude für den Vektor "A". **Fig.** 9 veranschaulicht beispielsweise eine Modifizierung des Phasenschiebers von **Fig.** 4, bei der der Begrenzer **42** für minimale Verstärkung in dem Steuersignalweg für das Verstärkungs-Steuersignal (**S3**) des Verstärkers **40** angeordnet ist. Für diesen Zweck kann eine Klemmschaltung verwendet werden. **Fig.** 8A und 8B veranschaulichen zwei geeignete Klemmschaltungen. In **Fig.** 8A wird das Steuersignal vom Inverter **38** einem Eingangsanschluß **801** zugeführt, der mit einem Ausgangsanschluß **803** über eine Diode **802** verbunden ist. Der Anschluß **803** ist ferner mit Masse über einen Widerstand **804** und mit einer Bezugs-Spannungsquelle **805** verbunden (als Batterie dargestellt).

[0044] Wenn im Betrieb das Phasensteuersignal größer als die Summe der Batteriespannung und des Spannungsabfalls der Diode **802** in Vorwärtsrichtung ist, wird die Diode leitend und führt dem Verstärker **40** mit veränderbarer Verstärkung ein Steuersignal zu, das sich mit dem Phasensteuersignal ändert. Bei niedrigen Spannungen ist die Diode jedoch nichtleitend, und daher ist die dem Verstärkungs-Steuereingang des Verstärkers **40** zugeführte Spannung ein konstanter Wert, der gleich der Spannung der Bezugs-Spannungsquelle **805** ist. Die Klemmschaltung von **Fig.** 8B ist gleich der von **Fig.** 8A mit Ausnahme, daß die Diode **802** und der Widerstand **804** ausgetauscht sind. Im Betrieb wird die Diode bei Eingangsspannungen, die größer als die Summe der Batterie- und der Diodenspannung sind, abgeschaltet, und die Ausgangsspannung zum Verstärker **40** folgt dem Steuersignal am Anschluß **801**. Umgekehrt wird die Diode bei niedrigen Spannungen in Vorwärtsrichtung vorgespannt, wodurch für den Verstärker **40** eine Vorspannung für konstante Verstärkungs-Steuerung aufrechterhalten wird und damit eine minimale Verstärkung erzeugt wird.

[0045] **Fig.** 10 ist ein Blockschaltbild, das eine Modifizierung des Beispiels von **Fig.** 4 veranschaulicht, bei dem der Begrenzer **42** für die minimale Verstärkung ausgeführt wird, indem ein Nebenschlußweg **600**, der den Verstärker **620** enthält, um den Verstärker **40** vorgesehen wird. Dieser Weg stellt sicher, daß selbst dann, wenn der Verstärker **40** vorgespannt wird, um einen Null-Ausgang zu erzeugen, der Vektor "A" noch einen minimalen Wert hat, der durch die Dämpfungsvorrichtung bestimmt wird. **Fig.** 11 veran-

schaulicht eine Modifizierung des Phasenschiebers von **Fig.** 4, bei dem der Inverter **38** vom Phasensteuersignalbus **52** zum Phasensteuersignalbus **50** bewegt wird. Die Schaltungsfunktion ist dieselbe wie in **Fig.** 4 mit Ausnahme, daß die Phasenverschiebungen sich in der entgegengesetzten Richtung wie das Phasensteuersignal S3 ändern.

Patentansprüche

1. Phasenschieberanordnung (**10**), die umfasst:
eine Quelle (**20**, **S1**), die ein in der Phase zu verschiebendes Eingangssignal liefert;
Mittel (**24**) zum Summieren eines ersten, zweiten und dritten Zwischensignals, die von dem Eingangssignal abgeleitet sind und die unterschiedliche Phasenverschiebungen haben, um ein in der Phase verschobenes Ausgangssignal zu bilden; und
erste Amplituden-Steuermittel (**30**, **32**), die auf ein ihnen zugeführtes Phasensteuersignal (**S3**) ansprechen, um die Amplituden des zweiten und dritten Zwischensignals gleichzeitig und in entgegengesetzten Richtungen über den gesamten Bereich des Phasensteuersignals (**S3**) zu ändern, um die Phase des phasenverschobenen Ausgangssignals zu steuern; **gekennzeichnet durch**:
zweite Amplitudensteuermittel (**40**), die auf das Phasensteuersignal ansprechen, um die Amplitude des ersten Zwischensignals zu verändern.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das erste Zwischensignal in Phase mit dem Eingangssignal ist;
das zweite Zwischensignal gegenüber dem Eingangssignal um im wesentlichen 45° phasenverschoben ist; und
dass das dritte Zwischensignal gegenüber dem zweiten Zwischensignal um 180° außer Phase ist.

3. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das erste, zweite und dritte Zwischensignal in bezug auf das Eingangssignal jeweils eine Phasenbeziehung von 0, –45 bzw. +135° hat.

4. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das erste, zweite und dritte Zwischensignal in bezug auf das Eingangssignal jeweils eine Phasenbeziehung von 0, –45 bzw. +135° hat, daß jedes der drei Zwischensignale durch jeweils einen ersten, zweiten und dritten Verstärker (**40**, **30**, **32**) verstärkt wird, wobei jeder Verstärker eine entsprechende Verstärkung aufweist, und daß die Verstärkung des ersten Verstärkers größer ist als die des dritten Verstärkers.

5. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das erste Zwischensignal von der Quelle zu den Mitteln zum Summieren über einen Verstärker gekoppelt ist und weiterhin ein Amplitudenbegrenzungsmittel (**42**) umfaßt, das mit dem Verstärker gekoppelt ist, um eine Minimalamplitude des ersten Zwischensignals festzulegen.

6. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zweiten Amplituden-Steuermittel umfassen:
einen Verstärker (**40**) mit einer Transkonduktanz, die von dem Wert eines ihm zugeführten Betriebsstroms abhängt;
eine Stromquelle (**38**) zur Zuführung des Betriebsstroms zu dem Verstärker, der eine Transkonduktanz aufweist und zur Veränderung des Betriebsstroms als Funktion des Phasensteuersignals; und
Mittel (**42**) zur Begrenzung der Transkonduktanz des Verstärkers, der eine Transkonduktanz aufweist, auf einen Bereich von Werten von einem Minimalwert bis zu einem Maximalwert.

7. Anordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die zweiten Amplituden-Steuermittel umfassen:
einen Verstärker mit einer Transkonduktanz, die von dem Wert eines ihm zugeführten Betriebsstroms abhängt;
eine erste Stromquelle zur Zuführung eines festen Betriebsstroms zu dem Verstärker, um dadurch einen Minimalwert der Transkonduktanz des Verstärkers zu schaffen; und
eine zweite Stromquelle, die auf das Phasensteuersignal für die Zuführung eines veränderbaren Betriebsstroms zu dem Verstärker anspricht, um dadurch die Transkonduktanz von dem von der ersten Stromquelle gelieferten Minimalwert auf einen Maximalwert zu ändern, der proportional zu einer Summe der von den beiden Stromquellen gelieferten Ströme ist.

8. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß:
das erste Zwischensignal einer Verstärkung in einem ersten Verstärker der zweiten Amplitudenbegrenzungsmittel unterliegt, wobei der erste Verstärker eine erste Verstärkung aufweist;
daß das aus dem zweiten und dritten Signal ausgewählte Signal einer Verstärkung in einem zweiten Verstärker der zweiten Amplitudenbegrenzungsmittel unterliegt, wobei der zweite Verstärker eine zweite Verstärkung aufweist, mit einer zweiten Verstärkung unterworfen wird; und
daß die erste Verstärkung des ersten Verstärkers größer als die zweite Verstärkung des zweiten Verstärkers ist.

9. Anordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch dritte Amplituden-Steuermittel (**42**) zum Setzen einer Grenze für die minimale Amplitude des ersten Zwischensignals (A), wobei die minimale Amplitude von Änderungen des Phasensteuersignals abhängt.

10. Anordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch

eine Eingangsklemme (**20**) um das in der Phase zu verschiebende Eingangssignal zu empfangen, wobei das Eingangssignal eine vorgegebene Frequenz hat;
Mittel, um aus dem Eingangssignal das erste Zwischensignal abzuleiten, welches mit dem Eingangssignal in Phase ist;
Mittel (**26**), um das Eingangssignal in der Phase zu verschieben, um das zweite Zwischensignal zu erzeugen, das gegenüber dem Eingangssignal im wesentlichen um 45° phasenverschoben ist;
Mittel (**32**), um das zweite Zwischensignal zu invertieren, um das dritte Zwischensignal zu erzeugen, das gegenüber dem zweiten Zwischensignal im wesentlichen um 180° außer Phase ist; und
eine Quelle (**34**) zur Erzeugung eines Phasensteuersignals; wobei
das erste Amplitudensteuermittel die Amplitude des zweiten Zwischensignals unmittelbar mit Änderungen des Phasensteuersignals verändert und die Amplitude des dritten Zwischensignals invers zu Änderungen des Phasensteuersignals verändert; und
das zweite Amplitudensteuermittel die Amplitude des ersten Zwischensignals zwischen einem Minimalwert und einem Maximalwert verändert.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

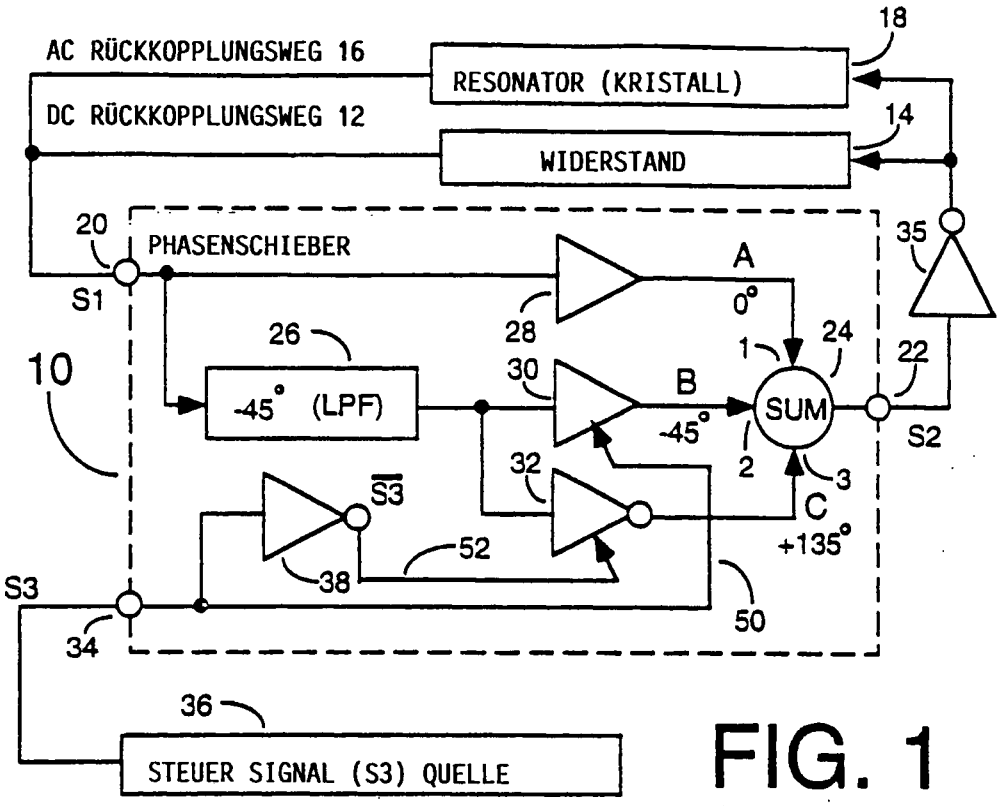


FIG. 1
(STAND DER TECHNIK)

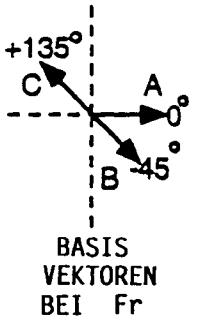


FIG. 2A

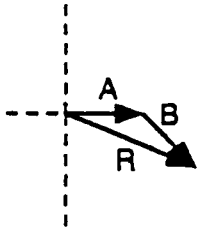


FIG. 2B

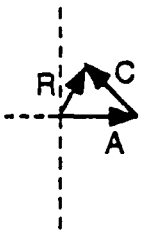


FIG. 2C

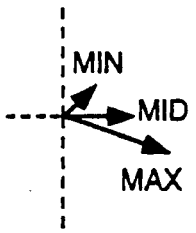


FIG. 2D

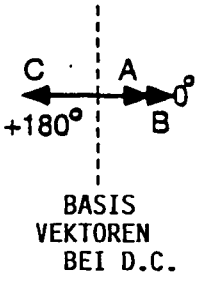


FIG. 3A

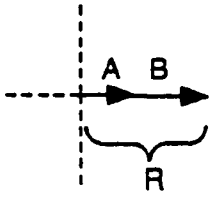


FIG. 3B

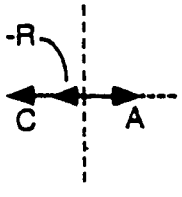


FIG. 3C

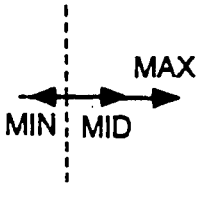


FIG. 3D

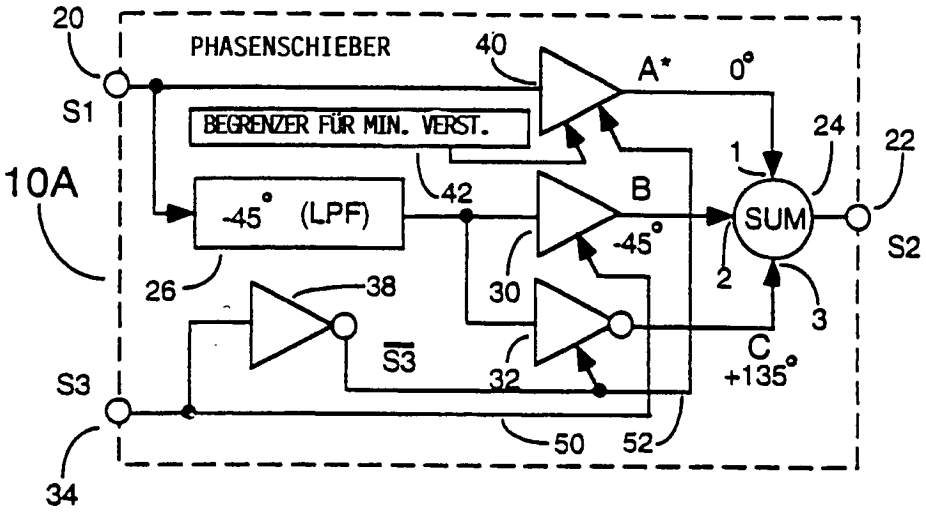
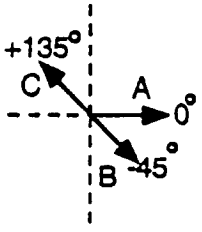
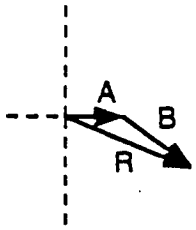


FIG. 4



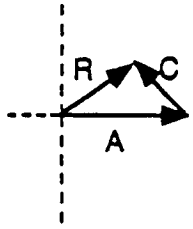
BASIS VEKTOREN

FIG. 5A



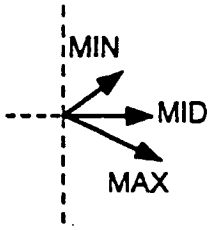
S3=MAX

FIG. 5B



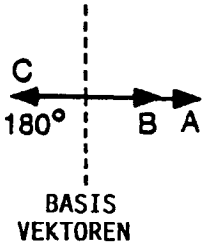
S3=MIN

FIG. 5C



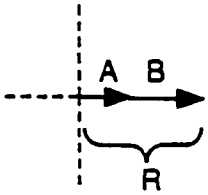
ZUSAMMENGESETZT

FIG. 5D



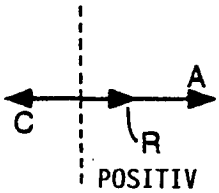
BASIS VEKTOREN BEI D.C.

FIG. 6A



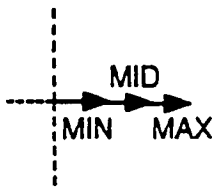
S3=MAX

FIG. 6B



S3=MIN

FIG. 6C



ZUSAMMENGESETZT

FIG. 6D

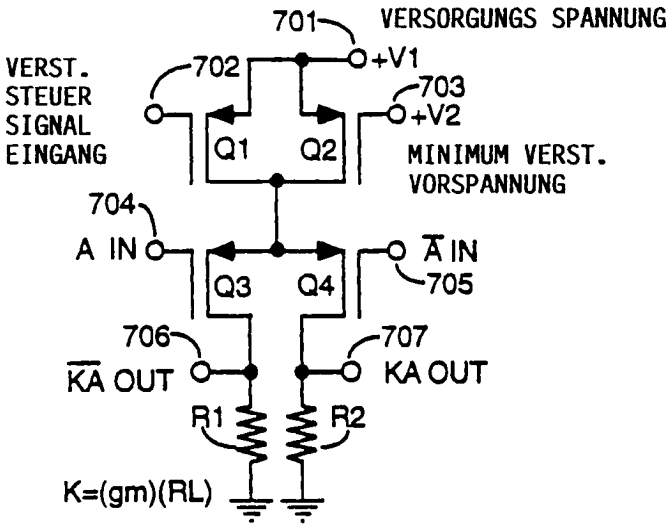


FIG. 7

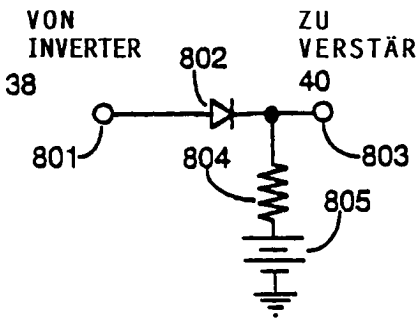


FIG. 8A

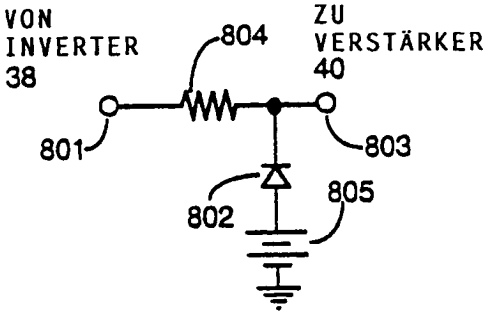


FIG. 8B

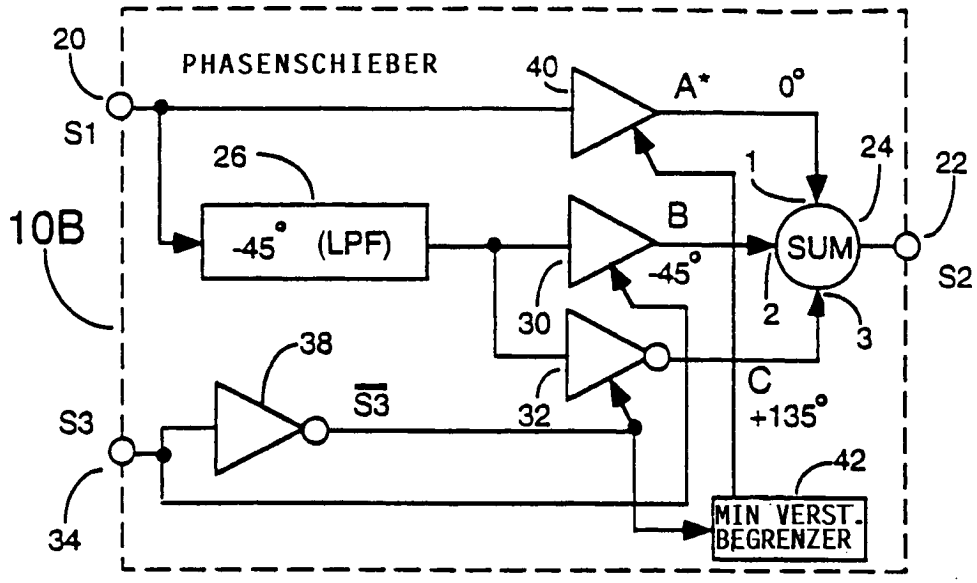

20
PHASENSCHIEBER
40
A*
0°
S1
26
1
24
22
10B
-45° (LPF)
B
SUM
S2
-45°
30
2
3
38
C
+135°
S3
S3
32
42
34
MIN VERST. BEGRENZER

FIG. 9

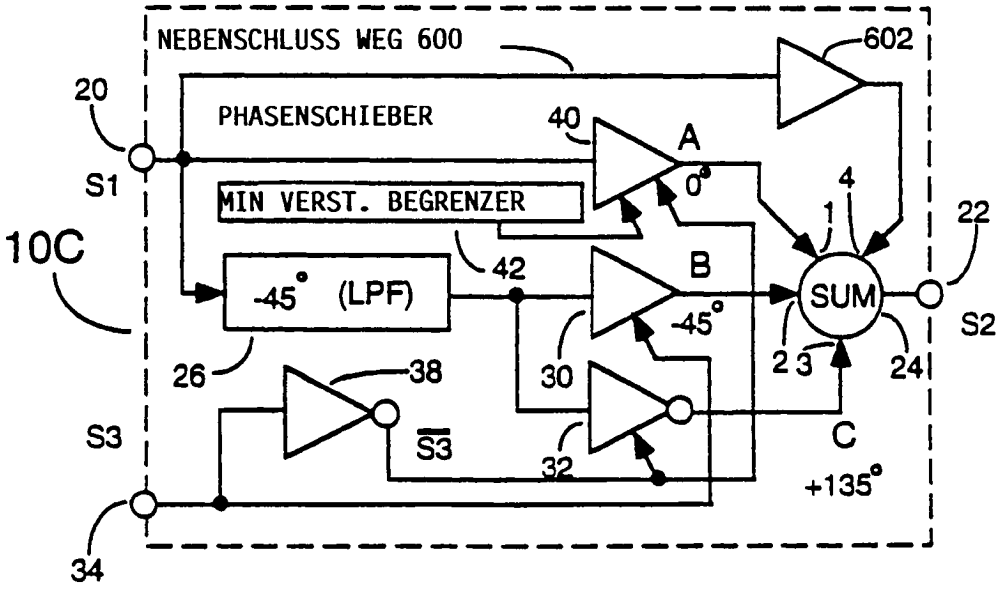

NEBENSCHLUSS WEG 600
602
20
PHASENSCHIEBER
40
A
S1
0°
MIN VERST. BEGRENZER
4
1
22
10C
42
B
-45° (LPF)
SUM
S2
-45°
26
2 3
24
30
38
S3
S3
C
32
+135°
34

FIG. 10

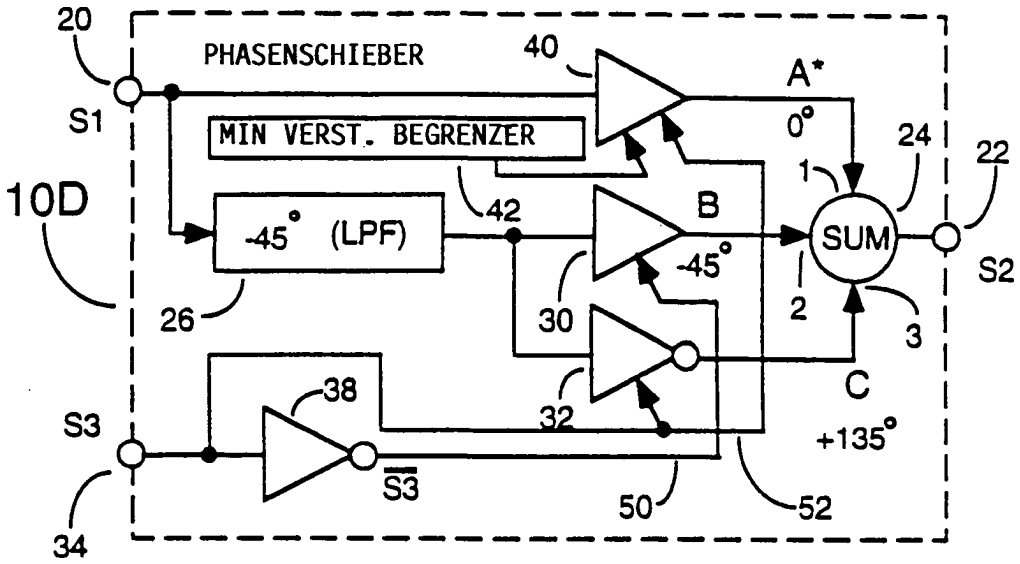

20
PHASENSCHIEBER
40
A*
S1
MIN VERST. BEGRENZER
0°
24
22
1
10D
-45° (LPF)
42
B
SUM
S2
-45°
26
30
2
3
C
38
32
S3
+135°
S3
50
52
34

FIG. 11