

(12)

PATENTSCHRIFT

(21) Anmeldenummer: 1970/83

(51) Int.Cl.⁵ : **H03L 7/00**
H04N 9/45

(22) Anmeldetag: 30. 5.1983

(42) Beginn der Patentdauer: 15. 3.1991

(45) Ausgabetag: 25.10.1991

(30) Priorität:

28. 5.1982 US 383263 beansprucht.

(56) Entgegenhaltungen:

US-PS4020500 US-PS4485353

(73) Patentinhaber:

RCA LICENSING CORPORATION
08540 PRINCETON (US).

(54) SCHALTUNGSANORDNUNG ZUM SYNCHRONISIEREN EINES OSZILLATORS

AT 393 424 B

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Synchronisieren eines Oszillators, welcher einen nichtinvertierenden Signalverstärker mit einem Eingangsanschluß und einem Ausgangsanschluß sowie ein Bandpaß-filter aufweist, welches zwischen den Ausgangs- und den Eingangsanschluß des nichtinvertierenden Signalverstärkers gekoppelt ist und einen Mitkopplungsweg für den nichtinvertierenden Verstärker zur Erzeugung von Schwingungen mit einer im Durchlaßbereich des Filters liegenden Frequenz bildet, mit einem Phasenschieber, dessen Eingang Schwingungen vom nichtinvertierenden Verstärker zugeführt werden und der an einem Ausgangsanschluß phasenverschobene Schwingungen liefert, und mit einem Phasenvergleich, der an einem ersten Eingangsanschluß Schwingungen von dem nichtinvertierenden Verstärker und an einem zweiten Eingang Bezugsschwingungssignale zugeführt werden und der eine Regelspannung erzeugt, deren Amplitude und Polarität ein Maß für Größe und Richtung der eventuellen Abweichung von einer 90° Phasenbeziehung zwischen den ihren Eingangsanschlüssen zugeführten Signalen ist.

In der US-Patentschrift Nr. 40 20 500 ist ein synchronisierter Oszillator einer generellen Art beschrieben, die als Farbbezugsoszillator in Farbfernsehempfängern weite Verbreitung gefunden hat. Der Oszillator verwendet einen nicht invertierenden Verstärker, von dessen Ausgang eine Rückkopplung über ein Kristallfilter auf seinen Eingang geführt ist. Mit dem Filterausgang ist eine Quadraturphasenschieberschaltung gekoppelt, die phasenverschobene Signale an einen zusätzlichen geregelten Verstärker liefert. Ein Phasendetektor, dem die empfangenen Farbsynchronsignale der Bezugsschwingung und Signale von dem nicht invertierenden Verstärker zugeführt werden, erzeugt Steuerspannungen, welche Größe und Richtung von eventuellen Abweichungen von der gewünschten Quadraturphasenbeziehung zwischen den Eingangssignalen wiedergeben. Der zusätzliche geregelte Verstärker liefert phasenverschobene Signale an die Last des nicht invertierenden Verstärkers, deren Polarität und Größe durch die Regelspannung im Sinne einer Minimalisierung der erwähnten Abweichungen bestimmt wird.

Bei einer integrierten Schaltungsausführung gemäß der soeben erwähnten US-PS 40 20 500 können unerwünschte Phasenverschiebungen an der Last auftreten, welche der nicht invertierende Verstärker mit dem geregelten Verstärker für die phasenverschobenen Signale gemeinsam hat. Der Grund hierfür liegt in der kumulativen Wirkung parasitärer Kapazität, die an den jeweiligen Kollektoren der Mehrzahl von Transistoren auftritt, die mit der gemeinsamen Last gekoppelt sind. Ohne geeignete Kompensation hierfür kann eine solche Phasenverschiebung als Störfaktor bei der Erreichung einer optimalen Abstimmung der Freilauffrequenz des Oszillators wirken und kann eine unerwünschte Unsymmetrie in die Phasenregelcharakteristik einführen, die für Synchronisationszwecke angewandt wird. Die US-Patentschrift Nr. 40 95 255 beschreibt eine Kaskode-Technik zur Isolierung der Kollektoren des geregelten Verstärkers von der gemeinsamen Last, bei welcher die erwähnte unerwünschte Phasenverschiebung verringert wird. In der US-PS 42 49 199 ist eine Kompensationstechnik für die Phasenverschiebung beschrieben, welche in zufriedenstellender Weise schädliche Auswirkungen der erwähnten unerwünschten Phasenverschiebung auf die Fähigkeit, die richtige Abstimmung der Freilauffrequenz des Oszillators zu erreichen, eliminieren.

Aufgabe der Erfindung ist eine Verbesserung gegenüber der in der US-PS 42 49 199 beschriebenen Schaltung durch welche sichergestellt wird, daß die Symmetrie der Phasenregelcharakteristik für den gesteuerten Oszillator erreicht wird und schädliche Auswirkungen auf die Fähigkeit, die richtige Abstimmung der Freilauffrequenz zu erreichen, eliminiert werden.

Dies wird erfindungsgemäß dadurch erreicht, daß eine Matrixschaltung zur Matrizierung der am Ausgangsanschluß des Phasenschiebers anliegenden phasenverschobenen Schwingungen mit Schwingungen, welche direkt vom nicht invertierenden Verstärker hergeleitet sind zur Erzeugung eines Matrixausgangssignals, dessen Phase zwischen den Phasen der den Eingangsanschlüssen der Matrixschaltung zugeführten Signalen liegt, einen invertierenden Verstärker, welcher an seinem Eingang das Matrixausgangssignal empfängt und eine phaseninvertierte Version des Matrixausgangssignals mit einer im wesentlichen festen Größe liefert, einen geregelten Verstärker, welcher unter Steuerung durch das Matrixausgangssignal und die Regelspannung das Matrixausgangssignal verstärkt und invertiert, wenn zwischen den an den Eingangsanschlüssen des Phasenvergleichers anliegenden Signalen eine Abweichung in der einen Richtung auftritt, und das Matrixausgangssignal ohne Invertierung verstärkt, wenn zwischen den an den Eingangsanschlüssen des Phasenvergleichers anliegenden Signalen eine Abweichung in der entgegengesetzten Richtung auftritt, wobei der Grad der Verstärkung des Matrixausgangssignals von der Größe der Abweichung gegenüber der 90° Phasenverschiebung abhängt, und durch eine Kombinationsschaltung, welche die Ausgangssignale des invertierenden Verstärkers und des geregelten Verstärkers mit dem Ausgangssignal des nicht invertierenden Verstärkers vergleicht.

Die Matrizierungsparameter und die Verstärkung des invertierenden Verstärkers werden im Zusammenhang mit der unerwünschten Phasenverschiebung gewählt, welche an dem gemeinsamen Lastwiderstand auftritt, und zwar so, daß 1. die Kombination (a) der am gemeinsamen Lastwiderstand infolge des invertierenden Verstärkers auftretenden Signale mit (b) den am gemeinsamen Lastwiderstand infolge des nicht invertierenden Verstärkers auftretenden Signalen ergibt, die im wesentlichen in Phase mit den am Eingang des nicht invertierenden Verstärkers liegenden Signalen sind, und 2. die unerwünschte Phasenverschiebung, die am gemeinsamen Lastwiderstand auftritt, auf das Ausgangssignal des geregelten Verstärkers, welches an diesem Lastwiderstand auftritt, so wirkt, daß die Phasenlage dieses Signals praktisch um 90° gegenüber der Phasenlage des vorerwähnten Kombinationssignals verschoben ist.

In den Zeichnungen zeigt die einzige Figur einen Teil eines Farbfernsehempfängers mit einem spannungsge-

steuerten Farbbezugsoszillator gemäß einer Ausführung der Erfindung.

In dem dargestellten Teil des Farbfernsehempfängers ist ein nicht invertierender Verstärker (10) mit einer ausreichenden positiven Rückkopplung über ein Bandpaßfilter zwischen seinem Ausgang und seinem Eingang versehen, so daß er als Oszillator mit einer im Durchlaßbereich des Filters liegenden Betriebsfrequenz arbeitet.

5 Der Verstärker (10) enthält ein Paar NPN Transistoren (11 und 13), die mit zusammengeschalteten Emittern als Differenzverstärker geschaltet sind. Der Kollektor des Eingangstransistors (11) des Differenzverstärkers liegt unmittelbar am positiven Anschluß ($+V_{CC}$) einer Betriebsspannungsquelle, während der Kollektor des Ausgangstransistors (13) des Differenzverstärkers über einen Lastwiderstand (14) am Anschluß ($+V_{CC}$) liegt. Die zusammengeschalteten Emittter der Transistoren (11 und 13) sind über die Kollektor-

10 Emitter-Strecke eines NPN-Stromquellentransistors (15) in Reihe mit dessen Emitterwiderstand (16) an den negativen Anschluß (beispielsweise Masse) der Betriebsspannungsquelle geführt.

Vom Verstärkereingangsanschluß (I) werden Signale der Basis des Eingangstransistors (11) über die Basis-Emitter-Strecke eines NPN Emitterfolgetransistors (21) zugeführt. Vom Kollektor (am Anschluß (S)) des Ausgangstransistors (13) gelangen Signale zum Verstärkerausgangsanschluß (0) über die Basis-Emitter-

15 Strecken eines Paares NPN Emitterfolgetransistoren (31 und 33), die über einen Widerstand (32) miteinander verbunden sind, welcher den Emitter des Transistors (31) mit der Basis des Transistors (33) verbindet. Der Emitter des Transistors (33) liegt über einen Widerstand (34) an Masse. Die Kollektoren der Emitterfolgetransistoren (21, 31, 33) sind jeweils direkt an den Betriebsspannungsanschluß ($+V_{CC}$) geführt.

Die Basisvorspannung für den Ausgangstransistor (13) wird von einem NPN Emitterfolgetransistor (25) geliefert, der mit seinem Kollektor unmittelbar an dem Betriebsspannungsanschluß ($+V_{CC}$), mit seiner Basis über einen Widerstand (26) am positiven Anschluß ($+5,2$ V) einer Vorspannungsquelle und mit seinem Emitter unmittelbar an der Basis des Ausgangstransistors (13) liegt. Der Ruhestrom durch den Emitterfolgetransistor (25) wird durch einen NPN-Stromquellentransistor (27) bestimmt, der mit seinem Kollektor unmittelbar am Emitter des Transistors (25) und mit seinem Emitter über einen Widerstand (28) an Masse liegt. Der Ruhestrom durch den Emitterfolgetransistor (21) am Verstärkereingang wird entsprechend durch einen NPN-Strom-

25 quellentransistor (23) bestimmt, der mit seinem Kollektor unmittelbar am Emitter des Transistors (21) und mit seinem Emitter über einen Widerstand (24) an Masse liegt. Ein Widerstand (22) verbindet die Basis des Transistors (21) mit der Vorspannungsquelle $+5,2$ V. Die Basen der Stromquellentransistoren (15, 23 und 27) sind jeweils direkt mit dem positiven Anschluß ($+1,2$ V) einer zusätzlichen Vorspannungsquelle verbunden.

Der Ausgangsanschluß (0) des Verstärkers ist mit dem Verstärkereingangsanschluß (I) über die Reihenschaltung eines piezoelektrischen Kristalls (35) mit einem festen Kondensator (36) und einem Widerstand (38) verbunden. Der Kristall (35) ist beispielsweise so geschnitten, daß er bei einer Frequenz in unmittelbarer Nähe, jedoch leicht unterhalb der Farbträgerfrequenz (beispielsweise 3,579545 MHz) der Farbfernsehsignale, auf welche der Empfänger anspricht, eine Reihenresonanz aufweist. Daher erscheint der Kristall (35) bei der Farbträger-

35 frequenz induktiv. Der Wert des festen Kondensators (36) ist so gewählt, daß die Reihenschaltung der Elemente (35 und 36) normalerweise eine Serienresonanz bei der Farbträgerfrequenz ergibt, wobei die Güte der Resonanzschaltung durch den Wert des Reihenwiderstandes (38) im Sinne einer geeigneten Bandbreite (beispielsweise 1000 Hz) für die Bandfiltercharakteristik des Rückkopplungsweges ergibt. Zwischen dem Anschluß (I) und Masse liegt ein Kondensator (39), der mit dem Widerstand (38) für eine nennenswerte Dämpfung von Ober-

40 wellen der gewünschten Betriebsfrequenz sorgt, so daß bei solchen höheren Frequenzen praktisch keine Schwingungen aufrechterhalten werden können. Die durch die Elemente (35 und 36) bestimmte Bandpaßcharakteristik erlaubt eine positive Rückkopplung einer schwingungsaufrechterhaltenden Größe in unmittelbarer Nähe der Farbträgerfrequenz. Eine genaue Angleichung der Freilauffrequenz an die Farbträgerfrequenz kann jedoch wegen praktisch auftretender Toleranzen der Elemente (35 und 36) nicht immer sichergestellt werden. Wie

45 noch beschrieben werden wird, enthält das dargestellte System zusätzliche Maßnahmen zum Abgleich der Freilauf-Betriebsfrequenz auf eine gewünschte genaue Frequenz.

Für den Zweck der Synchronisierung des oben beschriebenen Oszillators nach Phase und Frequenz mit der Farbträgerfrequenz des empfangenen Farbfernsehsignals enthält das dargestellte System eine Phasenvergleichsschaltung (54). Dem einen Eingang der Phasenvergleichsschaltung (54) werden Schwingungen vom Anschluß

50 (F) an der Basis des Eingangstransistors (11) zugeführt. Ein Farbverstärker (50) spricht auf die Farbkomponente des empfangenen Signals an, die am Anschluß (C) auftritt und periodische Synchronsignal-schwingungen von der Farbträgerfrequenz mit einer Bezugsphase enthält. Ein Ausgangssignal des Farbverstärkers (50) wird einer Farbsynchronsignaltrennschaltung (52) zugeführt, welche abgetrennte Farbsynchronsignale an den anderen Eingang der Phasenvergleichsschaltung (54) gelangen läßt.

55 Die Phasenvergleichsschaltung (54) leitet eine Ausgangsregelspannung ab, deren Amplitude und Polarität von Größe und Richtung jeglicher Abweichung von der 90° Phasenbeziehung zwischen den Eingangssignalen der Vergleichsschaltung abhängt. Beispielsweise kann die Phasenvergleichsschaltung (54) Gegentaktausgangssignale liefern, welche komplementäre Regelspannungen an den Ausgangsanschlüssen (CV und CV') darstellen. Diese Regelspannungen dienen zur Regelung des Verstärkers für die phasenverschobenen Signale, der mit dem nicht invertierenden Verstärker (10) den gemeinsamen Lastwiderstand (14) hat.

60 Vom Ausgangsanschluß (P) eines Phasenschiebers (40, 42, 41) werden phasenverschobene Signale abge-

leitet. Der Phasenschieber enthält eine Induktivität (40), die zwischen den Verstärkereingangsanschluß (I) und den Phasenschieberausgangsanschluß (P) geschaltet ist, und die Serienschaltung eines Widerstandes (42) mit einem Kondensator (41) zwischen dem Anschluß (P) und Masse. Die Werte der Phasenschieberelemente sind so gewählt, daß die vom Anschluß (I) gelieferten Schwingungen eine nachteilende Phasenverschiebung (von praktisch 90° bei der Farbträgerfrequenz) erhalten. Die phasenverschobenen Schwingungen am Ausgangsanschluß (P) des Phasenschiebers werden einem Matrizierungseingangsanschluß (E) über die Basis-Emitter-Strecke eines NPN Emitterfolgetransistors (43) zugeführt, der mit seinem Kollektor unmittelbar am Anschluß (+V_{CC}), mit seiner Basis unmittelbar am Anschluß (P) und mit seinem Emitter unmittelbar am Anschluß (E) liegt. Der Ruhestrom durch den Transistor (43) wird bestimmt durch einen NPN-Stromquellentransistor (45), dessen Kollektor unmittelbar an den Anschluß (E) geschaltet ist, dessen Basis an der +1,2 V Vorspannungsquelle liegt und dessen Emitter über einen Widerstand (46) nach Masse geführt ist.

Die Ausgangsregelspannungen von der Vergleichsschaltung (54) werden einem geregelten Verstärker zugeführt, der ein Paar NPN Transistoren (61 und 62) enthält, die als Differenzverstärker geschaltet sind und mit ihren zusammengeschalteten Emittoren über die Kollektor-Emitter-Strecke eines NPN-Stromquellentransistors (63) in Reihe mit dessen Emitterwiderstand (64) an Masse liegen. Die Basis des Transistors (63) ist direkt mit dem +1,2 V Anschluß einer Vorspannungsquelle verbunden. Phasenverschobene Signale vom Anschluß (E) gelangen über einen Matrizierungswiderstand (56) zur Basis des Transistors (61). Vom Anschluß (F) am Eingang des nicht invertierenden Verstärkers (10) werden ebenfalls Signale über einen Matrizierungswiderstand (58) auf die Basis des Transistors (61) gegeben. Der Basis eines Transistors (62) wird vom Anschluß (G) (an der Basis des Transistors (13)) Vorspannung zugeführt.

Der Kollektor des Transistors (61) liefert eine invertierte Version der matrizierten Signale, die an der Basis des Transistors (61) erscheinen, über eine direkte Verbindung an die zusammengeschalteten Emitter der NPN Transistoren (65 und 66). Vom Kollektor des Transistors (62) wird eine nicht invertierte Version der matrizierten Signale, die an der Basis des Transistors (62) auftreten, über eine direkte Verbindung an die zusammengeschalteten Emitter der NPN Transistoren (67 und 68) geliefert. Die am Ausgangsanschluß (CV) der Phasenvergleichsschaltung (54) auftretende Ausgangsregelspannung gelangt zu den Basen der Transistoren (65 und 67), während die sich komplementär verändernde Ausgangsregelspannung am Ausgangsanschluß (CV') den Basen der Transistoren (66 und 68) zugeführt wird.

Die Kollektoren der Transistoren (66 und 67) liegen unmittelbar an der Betriebsspannungsquelle (+V_{CC}), während die Kollektoren der Transistoren (65 und 68) unmittelbar an den Kollektor des Transistors (13) angeschlossen sind, so daß sie Ausgangssignale am gemeinsamen Lastwiderstand (14) erzeugen. Am Widerstand (14) wird auch ein Ausgangssignal von einem zusätzlichen NPN Transistor (70) erzeugt, der mit seiner Basis-Emitter-Strecke unmittelbar parallel zur Basis-Emitter-Strecke des Differenzverstärkers (61) liegt und mit seinem Kollektor direkt mit dem Anschluß (S) verbunden ist. Die Basis-Emitter-Strecke des Differenzverstärkertransistors (63) liegt direkt parallel zur Basis-Emitter-Strecke eines weiteren NPN Transistors (72), dessen Kollektor unmittelbar an den Betriebsspannungsanschluß (+V_{CC}) geführt ist.

Wenn im Betrieb ein Farbsignal empfangen wird, dann führt eine Abweichung in einem Sinn von der gewünschten 90° Phasenbeziehung zwischen den empfangenen Farbsynchroneignalen und den Schwingungen vom Anschluß (F) zu einer Unsymmetrie der Regelspannungen an den Anschlüssen (CV und CV') in einer solchen Richtung, daß das Potential an den Basen der Transistoren (65 und 67) ansteigt, während das Potential an den Basen der Transistoren (66 und 68) absinkt. In diesem Fall wird die invertierte Version des Eingangssignals für den geregelten Verstärker, welches den Transistor (65) durchlaufen hat, größer als die nicht invertierte Version, welche den Transistor (68) durchlaufen hat. Entsprechend führt eine Abweichung im entgegengesetzten Sinn von der 90° Phasenbeziehung zu einer Unsymmetrie der Regelspannungen in der entgegengesetzten Richtung, wobei die nicht invertierte Version, welche den Transistor (68) durchlaufen hat, größer als die invertierte Version wird, die den Transistor (65) durchlaufen hat. In beiden Fällen verändert die dabei auftretende Einspeisung der phasenverschobenen Signale in die Oszillatorschleife die Oszillatorfrequenz in einer solchen Richtung, daß Abweichungen von der gewünschten 90° Phasenbeziehung zwischen den Eingangssignalen der Vergleichsschaltung verringert werden, so daß die gewünschte Synchronisation eintritt. Es sei darauf hingewiesen, daß die gemeinsame Verwendung des Lastwiderstandes (14) durch den nicht invertierenden Verstärker (10) und den geregelten Verstärker für die phasenverschobenen Signale zur Folge hat, daß eine Mehrzahl von Kollektorelektroden dort unmittelbar angeschlossen sind. Der Lastwiderstand (14) ist somit durch parasitäre Kapazitäten überbrückt, die zu den einzelnen Kollektoren gehören. Insgesamt erhält man dadurch eine unerwünschte Phasennacheilung, welche so groß ist, daß Asymmetrieprobleme hinsichtlich des Abstimmereiches und/oder der Phasenregelung auftreten, welche eine Korrektur erfordern, wenn ein optimales Betriebsverhalten gewünscht wird.

Die Matrizierung der Signale von den Anschlüssen (E und F) zur Bildung des Eingangssignals für den geregelten Verstärker stellt einen Teil der erfindungsgemäßen Korrekturtechnik dar. Das Verhältnis der Widerstandswerte der Matrizierungswiderstände (56 und 58) ist so gewählt, daß das aus der Matrizierung resultierende Signal gegenüber der Phasenlage des 90° Phasensignals am Anschluß (E) in voreilender Richtung phasenverschoben ist. Die Größe dieser Phasenvoreilungsverschiebung paßt im wesentlichen zur Größe der nachteiligen

Phasenverschiebung infolge der Lastschaltung des nicht invertierenden Verstärkers (10). Außerdem wird die Größe der invertierenden Version des aus der Matrixierung resultierenden Signals, welches durch den invertierenden Verstärker (70) in die gemeinsame Last eingespeist, so gewählt, daß die Vektorsumme aus (a) diesen eingespeisten Signalen und (b) den vom Ausgangstransistor (13) des nicht invertierenden Verstärkers der gemeinsamen Last zugeführte Signalkomponenten Signale darstellt, welche praktisch phasengleich mit den an der Basis des Eingangstransistors (11) des nicht invertierenden Verstärkers erscheinenden Signalen sind.

Infolge der erwähnten Einspeisung kompensierende Signale vom invertierenden Verstärker (70) hat die durch die Lastschaltung des nicht invertierenden Verstärkers (10) bedingte Phasennacheilung praktisch keine Auswirkung auf den freilaufenden Betrieb des Oszillators. Für die Symmetrie der Phasenregelung der Synchronisierschleife muß jedoch zusätzlich für eine Kompensation der Auswirkungen der Phasenverzögerung gesorgt werden, die an der gemeinsamen Last am Ausgang des geregelten Verstärkers auftritt. Eine solche Kompensation wird durch die Voreilungseinspeisung bewirkt, welche durch die Matrix (56, 58) für das Eingangssignal des geregelten Verstärkers vorgesehen wird. Die Gesamtauswirkung dieser Voreilungseinspeisung und der durch die gemeinsame Last bedingten Nacheilung führt dazu, daß die vom geregelten Verstärker eingespeisten Komponenten entweder um 90° nacheilen oder um 90° voreilen (wie es für die zur Synchronisation erforderliche Einstellung richtig ist) gegenüber dem (ständig vorhandenen) resultierenden Signal aus den Beiträgen der Transistoren (70 und 13), wobei eine symmetrische Regelung sichergestellt ist.

Bei dem in der Zeichnung speziell dargestellten Ausführungsbeispiel hat der Transistor (70) des invertierenden Verstärkers eine gemeinsame Stromquelle (Transistor (63)) mit dem aus den Transistoren (61 und 62) gebildeten Differenzverstärker. Der symmetrische Betrieb des Differenzverstärkers wird bei einer solchen gemeinsamen Stromquelle durch Hinzufügung eines Transistors (72) sichergestellt (der zweckmäßigerweise in gleicher Weise aufgebaut ist wie der Transistor (70)), der ebenfalls aus der gemeinsamen Stromquelle gespeist wird und (durch Verbindung seiner Basis mit der Basis des Transistors (62)) gezwungen wird, seinen Strom komplementär zu Änderungen des im Transistor (70) fließenden Stromes zu ändern. Die richtige Größe der Einspeisung des Kompensationssignals durch den Transistor (70) läßt sich leicht erreichen durch die Wahl geeigneter Emitter-Abmessungen für den Transistor (70) (dem der Transistor (72) geeignet angepaßt ist).

Es wurde bereits gesagt, daß es bei Systemen der dargestellten Art wünschenswert ist, eine Möglichkeit zur Einstellung der Freilauffrequenz des Farbbezugsoszillators vorzusehen, so daß er genau auf eine gewünschte Farbträgerfrequenz eingestellt werden kann. Ein bekanntes Verfahren, eine solche Möglichkeit vorzusehen, besteht in der Verwendung eines veränderbaren Kondensators im Rückkopplungsfilter des Oszillators, wie es beispielsweise in der bereits erwähnten US-Patentschrift Nr. 40 20 500 gezeigt ist.

In dem in der Zeichnung dargestellten System wird jedoch eine andere Technik verwendet. Phasenverschobene Signale vom Anschluß (E) werden dem Signaleingang eines zusätzlichen geregelten Verstärkers (47) zugeführt, dessen Ausgang an den Anschluß (A) an der Basis des Ausgangs-Emitterfolgetransistors (33) des Oszillators angeschlossen ist. Dem Steuereingang (FR) des Verstärkers (47) wird eine einstellbare Gleichspannung vom verstellbaren Abgriff eines Potentiometers (48) zugeführt (das mit seinen festen Enden an die Betriebsspannungsklemme (+V_{CC}) bzw. Masse geschaltet ist). Der Verstärker (47) speist in die Oszillatorschleife phasenverschobene Signale ein, deren Größe und Polarität von Größe und Richtung der Verschiebung der Einstellung des Potentiometerabgriffs aus der Symmetrieeinstellung abhängen. Die eingespeiste Komponente ist eine 90° voreilende Komponente, wenn eine höhere Einstellung gegenüber der Freilauffrequenz bei der Symmetrieeinstellung gewünscht wird, und eine um 90° nacheilende Komponente, wenn eine niedrigere Einstellung gegenüber der Freilauffrequenz bei der Symmetrieeinstellung gewünscht ist.

PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltungsanordnung zum Synchronisieren eines Oszillators, welcher einen nichtinvertierenden Signalverstärker mit einem Eingangsanschluß und einem Ausgangsanschluß sowie ein Bandpaßfilter aufweist, welches zwischen den Ausgangs- und den Eingangsanschluß des nichtinvertierenden Signalverstärkers gekoppelt ist und einen Mitkopplungsweg für den nichtinvertierenden Verstärker zur Erzeugung von Schwingungen mit einer im Durchlaßbereich des Filters liegenden Frequenz bildet, mit einem Phasenschieber, dessen Eingang Schwingungen vom nichtinvertierenden Verstärker zugeführt werden und der an einem Ausgangsanschluß phasenverschobene Schwingungen liefert, und mit einem Phasenvergleich, dem an einem ersten Eingangsanschluß Schwingungen von dem nichtinvertierenden Verstärker und an einem zweiten Eingang Bezugsschwingungssignale zugeführt werden und der eine Regelspannung erzeugt, deren Amplitude und Polarität ein Maß für Größe und Richtung der eventuellen Abweichung von einer 90° Phasenbeziehung zwischen den ihren Eingangsanschlüssen zugeführten Signalen ist, gekennzeichnet durch eine Matrixschaltung (56, 58) zur Matrixierung der am Ausgangsanschluß des Phasenschiebers anliegenden phasenverschobenen Schwingungen mit Schwin-

- gungen, welche direkt vom nichtinvertierenden Verstärker (10) hergeleitet sind zur Erzeugung eines Matrixausgangssignals, dessen Phase zwischen den Phasen der den Eingangsanschlüssen der Matrixschaltung zugeführten Signalen liegt, einen invertierenden Verstärker (70), welcher an seinem Eingang das Matrixausgangssignal empfängt und eine phaseninvertierte Version des Matrixausgangssignals mit einer im wesentlichen festen Größe liefert, einen geregelten Verstärker (61, 65, 66; 62, 67, 68), welcher unter Steuerung durch das Matrixausgangssignal und die Regelspannung das Matrixausgangssignal verstärkt und invertiert, wenn zwischen den an den Eingangsanschlüssen des Phasenvergleichers anliegenden Signalen eine Abweichung in der einen Richtung auftritt, und das Matrixausgangssignal ohne Invertierung verstärkt, wenn zwischen den an den Eingangsanschlüssen des Phasenvergleichers anliegenden Signalen eine Abweichung in der entgegengesetzten Richtung auftritt, wobei der Grad der Verstärkung des Matrixausgangssignals von der Größe der Abweichung gegenüber der 90° Phasenverschiebung abhängt, und durch eine Kombinationsschaltung (14), welche die Ausgangssignale des invertierenden Verstärkers (70) und des geregelten Verstärkers (61, 65, 66; 62, 67, 68) mit dem Ausgangssignal des nichtinvertierenden Verstärkers (10) vergleicht.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenschieber (40, 41, 42) eine Phasenverzögerung von im wesentlichen 90° bei der Betriebsfrequenz des Oszillators bewirkt.
3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Kombinationsschaltung einen Lastwiderstand (14) aufweist, welcher sich auf den nichtinvertierenden Verstärker (10), den invertierenden Verstärker (70) und den geregelten Verstärker (61, 65, 66; 62, 67, 68) aufteilt, daß die zu dem Lastwiderstand gehörige Streukapazität dem Ausgangssignal des nichtinvertierenden Verstärkers (10) eine Phasennacheilung erteilt, und daß die Parameter der Matrixschaltung (56, 58) und die Verstärkung des invertierenden Verstärkers (70) so gewählt sind, daß die Kombination der vom invertierenden Verstärker erzeugten invertierten Version der Matrixausgangssignale mit dem Ausgangssignal des invertierenden Verstärkers Signale mit im wesentlichen gleicher Phase wie die am Eingangsanschluß des nichtinvertierenden Verstärkers auftretenden Schwingungen bildet, wogegen die Phase des Ausgangssignals des geregelten Verstärkers (61, 65, 66; 62, 67, 68) im wesentlichen um 90° gegenüber der Phase der am Eingangsanschluß des nichtinvertierenden Verstärkers auftretenden Schwingungen verschoben ist.
4. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß der geregelte Verstärker einen ersten (61) und einen zweiten Transistor (62) mit zusammengeschalteten Emittern sowie eine mit diesen Emittern gekoppelte Stromquelle (63) aufweist, wobei der Basis des ersten Transistors (61) das Matrixausgangssignal zugeführt wird, wogegen die Basis des zweiten Transistors (62) auf einem vorbestimmten Vorspannungspotential (Schaltungspunkt (B)) gehalten wird, daß ein erster Verstärker (65, 66) mit einem Signaleingang an den Kollektor des ersten Transistors (61) gekoppelt ist, daß eine zweite Verstärkerschaltung (67, 68) mit einem Signaleingang an den Kollektor des zweiten Transistors (62) gekoppelt ist, daß eine Schaltung unter Steuerung durch die Ausgangsregelspannung des Phasenvergleichers (54) die Verstärkung des ersten und des zweiten Verstärkers (65, 66; 67, 68) unterschiedlich verändert, und daß eine Kombinationsschaltung (Schaltungspunkt (S)) die Ausgangssignale des ersten und des zweiten Verstärkers kombiniert.
5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß der invertierende Verstärker einen dritten Transistor (70) aufweist, dessen Basis-Emitter-Strecke parallel zur Basis-Emitter-Strecke des ersten Transistors (61) geschaltet ist und dessen Kollektor mit dem Lastwiderstand (14) verbunden ist.
6. Schaltungsanordnung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß ein fünfter Transistor (72) mit seiner Basis-Emitter-Strecke parallel zur Basis-Emitter-Strecke des zweiten Transistors (62) geschaltet ist.

50

Hiezu 1 Blatt Zeichnung

