

(44) 23.07.86

(72) Kamenka, Dieter, Dipl.-Ing., DD

(54) Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung mit erweitertem Arbeitsfrequenzbereich

figur



(12) Wirtschaftspatent

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1 Patentgesetz

(19) DD (11) 237 720 A1

4(51) G 01 R 19/22

AMT FÜR ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21) WP G 01 R / 276 656 7

(22) 24.05.85

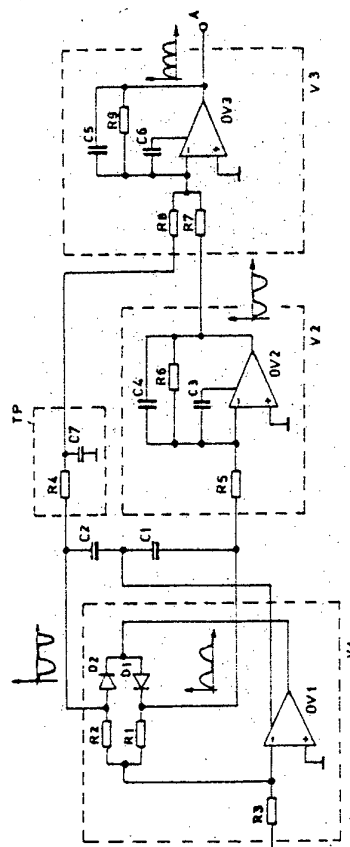
(44) 23.07.86

(71) VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön“, 8012 Dresden, PSF 211, DD

(72) Kamenka, Dieter, Dipl.-Ing., DD

(54) Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung mit erweitertem Arbeitsfrequenzbereich

(57) Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung mit erweitertem Arbeitsfrequenzbereich und ist von Bedeutung für die Meß- und Regelungstechnik. Das Ziel der Erfindung ist es, eine Schaltungsanordnung zur linearen Vollweggleichrichtung zu schaffen, die gegenüber bekannten Lösungen einen wesentlich erweiterten Arbeitsfrequenzbereich und einen großen Dynamikumfang besitzt. Zur Realisierung der Schaltung sollen Operationsverstärker mit einem Ausgang geeignet sein. Das Wesen der Erfindung besteht darin, daß das gleichzurichtende Signal einem Operationsverstärker zugeführt wird, in dessen Gegenkopplungskanal sich eine Gleichrichterbrücke befindet. Die an einem Diagonalpunkt abgenommene positive Halbwelle wird einem invertierenden „Eins“-Verstärker mit Vorwärtskompensation und danach einem Summierverstärker mit Vorwärtskompensation zugeleitet. Die negative Halbwelle des zweiten Diagonalpunktes gelangt über einen Tiefpaß direkt zum Summierverstärker, an dem die nunmehr ebenfalls negative Halbwelle des „Eins“-Verstärkers mit der negativen Halbwelle des Tiefpasses zusammengesetzt wird. Die Schaltungsanordnung kann für einen Effektivwertbildner benutzt werden. Figur



Figur

Zur PS Nr. ..237 720.....

ist eine Zeitschrift erschienen.

(Teilweise bestätigt gem. § 18 Abs. 1 d. Änd.Ges.z.Pat.Ges.)

Erfindungsanspruch:

1. Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung mit erweitertem Arbeitsfrequenzbereich, bestehend aus einem Eingangsverstärker mit einer Gleichrichterbrücke im Gegenkopplungsweig, einem invertierenden „Eins“-Verstärker mit Vorwärtskompensation, einem Summationsverstärker mit Vorwärtskompensation und einem Tiefpaß, **gekennzeichnet dadurch**, daß der Verbindungspunkt zwischen Kathode der Diode (D1) und Widerstand (R1), die den ersten Zweig der Gleichrichterbrücke bilden, mit dem den Eingang des invertierenden „Eins“-Verstärkers mit Vorwärtskompensation (V2) bildenden Widerstand (R5) verbunden ist, daß der Verbindungspunkt zwischen Anode der Diode (D2) und Widerstand (R2), die den zweiten Zweig der Gleichrichterbrücke bilden, zu einem Tiefpaß (TP) führt, daß der Ausgang des invertierenden „Eins“-Verstärkers mit Vorwärtskompensation (V2) zu dem einen Eingang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation (V3) bildenden Widerstand (R7) führt, daß der Ausgang des Tiefpasses (TP) zu dem einen zweiten Eingang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation (V3) bildenden Widerstand (R8) führt, daß der Widerstandswert des Widerstandes (R7) gleich der Summe der Widerstandswerte der Widerstände (R4; R8) gewählt wird und daß die Kathode der Diode (D1) mit einem Anschluß eines Kondensators (C1) und die Anode der Diode (D2) mit einem Anschluß eines zweiten Kondensators (C2) verbunden ist, wobei die Kondensatoren (C1; C2) selbst miteinander einseitig in Verbindung stehen und der dadurch gebildete Verbindungspunkt zu einem Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers (OV1) führt.
2. Schaltungsanordnung nach Punkt 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß der zwischen invertierendem Eingang und Ausgang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation (V3) befindliche Widerstand (R9) durch eine Diode (D3) ersetzt ist, deren Kathode am invertierenden Eingang und deren Anode am Ausgang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation (V3) angeschlossen ist.
3. Schaltungsanordnung nach Punkt 2, **gekennzeichnet dadurch**, daß anstelle der Diode (D3) ein aktives Bauelement identischer Durchlaßrichtung eingesetzt wird.
4. Schaltungsanordnung nach Punkt 1 oder 2, **gekennzeichnet dadurch**, daß alle Dioden (D1; D2; D3) entgegengesetzt gepolt eingesetzt werden.

Hierzu 1 Seite Zeichnung

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung und berührt die elektronische Meß- und Regeltechnik. Sie eignet sich im Gegensatz zu herkömmlichen Anordnungen auch zur linearen Gleichrichtung von höheren Frequenzen und ist genau so gut auch für extrem niedrige Frequenzen einsetzbar.

Charakteristik der bekannten technischen Lösungen

Eine grundsätzliche Lösung einer linearen Zweiweggleichrichtung ist dem WP 99 234 zu entnehmen. Diese Schaltungsanordnung benötigt jedoch einen Operationsverstärker mit zwei gegenphasigen Ausgängen, der in integrierter Ausführung als Standardbauelement nicht üblich ist. Außerdem sind zur Realisierung dieser Schaltungsanordnung vier Gleichrichterdioden identischer Kennlinien — sowie insbesondere bei höheren Frequenzen — mit übereinstimmenden Sperrschicht- und Diffusionskapazitäten erforderlich. Diese Übereinstimmungen sind üblicherweise nur in Mehrfachdioden erreichbar, die jedoch auf Grund ihrer internen Verbindungen für den erwähnten Anwendungsfall nicht einsetzbar sind. Die Benutzung von Transistorarrays anstelle der Dioden ist zwar prinzipiell möglich, jedoch unökonomisch und außerdem wegen der unterschiedlichen Kapazitäten zwischen Emitter bzw. Kollektor und Substrat für höhere Frequenzen nur bedingt geeignet. Ein weiterer Nachteil der erwähnten Lösung besteht schließlich darin, daß der invertierende und der nichtinvertierende Eingang eines Operationsverstärkers doch gewisse dynamische Unterschiede aufweisen, wobei diese zudem noch offsetabhängig sind, und beide Eingänge im Signalweg liegen. Die Zeitkonstante aus Eingangskapazität und der Parallelschaltung der angeschlossenen Widerstände bestimmt jedoch den Verstärkungsabfall für die jeweilige Halbwelle bei höheren Frequenzen. Ein unterschiedlicher Verstärkungsabfall für die beiden Halbwellen führt zu einer unsymmetrischen Ausgangsspannung bei höheren Frequenzen.

Eine weitere Lösung für eine Zweiweggleichrichtung ist dem WP 151 227 zu entnehmen. Diese Schaltungsanordnung benutzt zwei getrennte Operationsverstärker, denen die jeweils um 180° phasenverschobenen Eingangsspannungen zugeführt werden. Neben der Einschränkung, daß die Eingangssignale oft nicht als zwei entsprechend phasenverschobene Signale vorliegen, besitzen zwei getrennte Operationsverstärker unterschiedliche Offsetspannungen, die bei höheren Anforderungen an den Dynamikbereich der Schaltung einzeln kompensiert werden müssen. Außerdem weisen zwei separate Operationsverstärker unterschiedliche Eingangskapazitäten auf, die zu den schon bei der Lösung gemäß WP 99 234 erwähnten Unsymmetrien in der Phasenlage und damit zu Nulldurchgangsfehlern bei höheren Frequenzen führen. Außerdem werden auch hier vier Gleichrichterdioden mit den schon geschilderten Nachteilen benötigt.

Aus der Literatur (z. B. Tietze/Schenk: Halbleiterschaltungstechnik; Springer-Verlag 1971, 2. Auflage, S. 248) allgemein bekannte Schaltung zur Präzisions-Vollweg-Gleichrichtung durch invertierende Einweggleichrichtung und Überlagerung der zweiten Halbwellen ist nur für relativ niedrige Signalfrequenzen geeignet, da die gleichgerichtete Halbwellen bei höheren Frequenzen Phasendrehungen unterliegt, während die zweite Halbwellen unverfälscht addiert wird. Die bei dieser Schaltung schon bei relativ niedrigen Frequenzen entstehenden Phasendifferenzen zwischen den beiden Halbwellen führen zu Nulldurchgangsfehlern.

Eine weitere Möglichkeit zur Vollweggleichrichtung ist in der Offenlegungsschrift DE-OS 2339116 angegeben. Im Gegenkopplungszweig eines üblichen Operationsverstärkers befindet sich eine Gleichrichterbrücke, deren Ausgangsspannung über einen Differenzverstärker abgegriffen wird. Obwohl dieser Lösung eine symmetrische Gleichrichtung zugrunde liegt, bestehen trotzdem Mängel, da ein technisch realer Differenzverstärker nicht nur die Differenz, sondern auch Summenanteile der beiden Eingangsspannungen bildet. Diese Summenbildung führt jedoch zu Fehlern. Ursache für die Summenbildung sind Unterschiede in den Widerstandswerten für die Beschaltung des Differenzverstärkers. Für eine hohe Gleichtaktunterdrückung werden exakt übereinstimmende Widerstände benötigt (vgl. Seifart: Analoge Schaltungen und Schaltkreise; VEB Verlag Technik Berlin, 1. Auflage, S. 257). Da aber die Dimensionierung der Spannungsteilerwiderstände am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers nicht zu gleichen Widerstandswerten am nichtinvertierenden Eingang führt, kommt es auch bei gleichen Eingangskapazitäten des Operationsverstärkers zu unterschiedlichen Phasenlagen für beide Halbwellen. Außerdem besitzt der Operationsverstärker selbst nur bei niedrigen Frequenzen eine hohe Gleichtaktunterdrückung. Bereits bei Frequenzen von nur wenigen Kilohertz ist eine erhebliche Abnahme der Gleichtaktunterdrückung festzustellen. Die Folge sind zusätzliche Unsymmetrien.

In allen beschriebenen Lösungen muß, um eine schwingungssichere Gegenkopplung zu gewährleisten, eine Frequenzkompensation vorgesehen werden. Diese kann auch bereits im Operationsverstärker integriert sein. Die Frequenzkompensationsschaltung muß für die niedrigste auftretende Verstärkung — in der Regel Eins — dimensioniert werden. Bei kleineren Signalen, die zu einer höheren Verstärkung führen, werden dadurch unnötig die Slew-Rate und das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt beschränkt. Dadurch erfolgt ein relativ langsamer Nulldurchgang des Signals, wodurch bei höheren Frequenzen bereits eine Verfälschung der Signalvorderflanke eintritt.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Die Erfindung löst die Aufgabe, die lineare Vollweggleichrichtung von Signalen auch bei höheren Arbeitsfrequenzen zu ermöglichen.

Bisher bekannte Anordnungen zur Vollweggleichrichtung benutzen entweder mehrere Operationsverstärker, oder es ist nur ein Operationsverstärker vorhanden, der aber mehrere Eingänge für die Gleichrichtung besitzt. Als Folge der dynamischen Unterschiede der Verstärker oder deren Eingänge sowie der unterschiedlichen Beschaltung der Verstärkereingänge entstehen jedoch schon bei relativ niedrigen Signalfrequenzen Unsymmetrien zwischen den beiden Halbwellen.

Ein weiteres bekanntes Schaltungsprinzip ist durch die Verwendung eines Operationsverstärkers mit nur einem Eingang gekennzeichnet, wobei eine Gleichrichterbrücke im Ausgang des Operationsverstärkers angeordnet ist. Das Ausgangssignal der Schaltung liefert ein Differenzverstärker. Seine dynamischen Eigenschaften, insbesondere die Gleichtaktunterdrückung, sind jedoch bei höheren Frequenzen unzureichend, wodurch die Gleichrichtung ebenfalls mangelhaft wird.

Alle vorstehend aufgeführten Lösungen besitzen eine konstante Frequenzkompensation, die für die niedrigste auftretende Verstärkung dimensioniert ist. Sind kleine Signalspannungen zu verarbeiten, die in Präzisionsgleichrichteranordnungen zu höheren Verstärkungen führen, werden die dynamischen Eigenschaften unnötig begrenzt.

Die Merkmale der Erfindung bestehen darin, daß unter Benutzung der bekannten Anordnung eines Operationsverstärkers mit einer Gleichrichterbrücke im Gegenkopplungszweig die Ausgangsspannung des ersten Zweiges dieser Gleichrichterbrücke erfindungsgemäß einem invertierenden „Eins“-Verstärker zugeführt wird. Ein derartiger Verstärker besteht bekanntlich aus einem Operationsverstärker, der vom Ausgang zum invertierenden Eingang über einen Widerstand gegengekoppelt ist. Zur Frequenzkompensation besitzt der „Eins“-Verstärker einen Kondensator, der vom invertierenden Eingang zu einem Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers führt, sowie einen weiteren Kondensator, der parallel zum Gegenkopplungswiderstand liegt. Über einen Widerstand erhält der invertierende Eingang des „Eins“-Verstärkers das an der Kathode einer Diode der Gleichrichterhalbbrücke anliegende, vom Ausgang des eingangsseitigen Operationsverstärkers abgenommene Signal. Der Ausgang des „Eins“-Verstärkers ist über einen weiteren Widerstand mit einem Summationsverstärker verbunden.

Ein weiteres Merkmal besteht darin, daß von dem anodenseitigen Ende einer weiteren Diode, die den zweiten Zweig der Gleichrichterbrücke bildet und sich mit ihrer Kathode am Ausgang des Eingangsverstärkers befindet, über eine Reihenschaltung von zwei Widerständen, an deren Verbindungspunkt ein Korrekturkondensator nach Masse liegt, ein Weg für die zweite Halbwellen zum genannten Summationspunkt führt.

Erfindungsgemäß ist dieser Summationspunkt direkt mit dem invertierenden Eingang eines dritten Operationsverstärkers verbunden. Dieser ist ebenfalls über einen Widerstand gegengekoppelt und mittels eines Kondensators zwischen invertierendem Eingang und Kompensationsanschluß sowie mittels eines weiteren Kondensators, parallel zum Gegenkopplungswiderstand, frequenzkompensiert. Der Ausgang des dritten Operationsverstärkers bildet den Ausgang der erfindungsgemäßen Anordnung.

Ein letztes Merkmal der erfindungsgemäßen Anordnung besteht darin, daß jeder Verbindungspunkt Widerstand — Diode der Gleichrichterhalbbrücke über je einen separaten Kondensator zu einem gemeinsamen Anschluß zur Frequenzkorrektur des eingangsseitigen Operationsverstärkers führt.

Eine Modifikation der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist darin zu sehen, daß der Gegenkopplungswiderstand des dritten Operationsverstärkers durch eine Diode, die mit der Kathode am invertierenden Eingang angeschlossen ist, ersetzt ist. Anstelle dieser Diode kann auch ein entsprechend gepoltes, aktives Bauelement eingesetzt werden. Durch diese Abwandlung der Lösung ist es möglich, z. B. eine logarithmische Abhängigkeit des gleichgerichteten Ausgangssignals vom Eingangssignal zu erhalten.

Die Wirkungsweise der erfindungsgemäßen Anordnung besteht darin, daß an den beiden Verbindungspunkten von Widerstand und Diode der Gleichrichterbrücke das Ausgangssignal zur Weiterverarbeitung abgenommen wird. Dabei liegt an dem Verbindungspunkt Kathode der Diode und Widerstand die positive Signalhalbwellen und am zweiten Verbindungspunkt die negative Signalhalbwellen an. Die positive Halbwellen wird einem invertierenden „Eins“-Verstärker mit Vorwärtskompensation und die negative Halbwellen einem Tiefpaß zugeleitet. Die am Ausgang des invertierenden „Eins“-Verstärkers nunmehr negativen Signalhalbwellen und die am Ausgang des Tiefpasses anliegenden ebenfalls negativen Signalhalbwellen werden in einem Summationsverstärker mit Vorwärtskompensation zusammengesetzt und stehen an seinem Ausgang als vollweggleichgerichtete Eingangsspannung zur Verfügung.

Die dynamischen Vorteile der erfindungsgemäßen Anordnung bestehen darin, daß der eingangsseitige Verstärker für beide Halbwellen gleiche Übertragungseigenschaften besitzt und sich demgemäß auf beide Halbwellen gleichartige Einflüsse ergeben. Der mittlere Verstärker, der als invertierender „Eins“-Verstärker mit Vorwärtskompensation ausgeführt ist, besitzt auf Grund der starken Gegenkopplung und der Vorwärtskompensation eine sehr hohe Transitfrequenz, wodurch erst bei sehr hohen Frequenzen Signalbeeinflussungen entstehen können. Der im Signalweg der negativen Halbwellen befindliche Tiefpaß bildet zudem noch die Transitfrequenz des „Eins“-Verstärkers nach. Damit wird eventuellen Phasenunterschieden beider Kanäle entgegenwirkt.

Der Summiervverstärker kann bei Anwendung der erfindungsgemäßen Lösung in Effektivwertbildern oder ähnlichen Einsatzfällen gleich als Logarithmierer ausgelegt werden. Zur Gewährleistung einer hohen Arbeitsfrequenz ist auch dieser Verstärker vorwärtskompensiert.

Ein weiterer dynamischer Vorteil der vorliegenden Lösung ist darin zu sehen, daß die Frequenzkompensation des eingangsseitigen Verstärkers erst bei großen Signalamplituden, bei denen die Gleichrichterdioden niederohmig werden, voll zur Wirkung kommt. Bei kleinen Signalamplituden und damit hochohmigen Gleichrichterdioden besteht nur ein geringer Einfluß der Frequenzkompensation. Dadurch werden die dynamischen Eigenschaften des Operationsverstärkers voll genutzt.

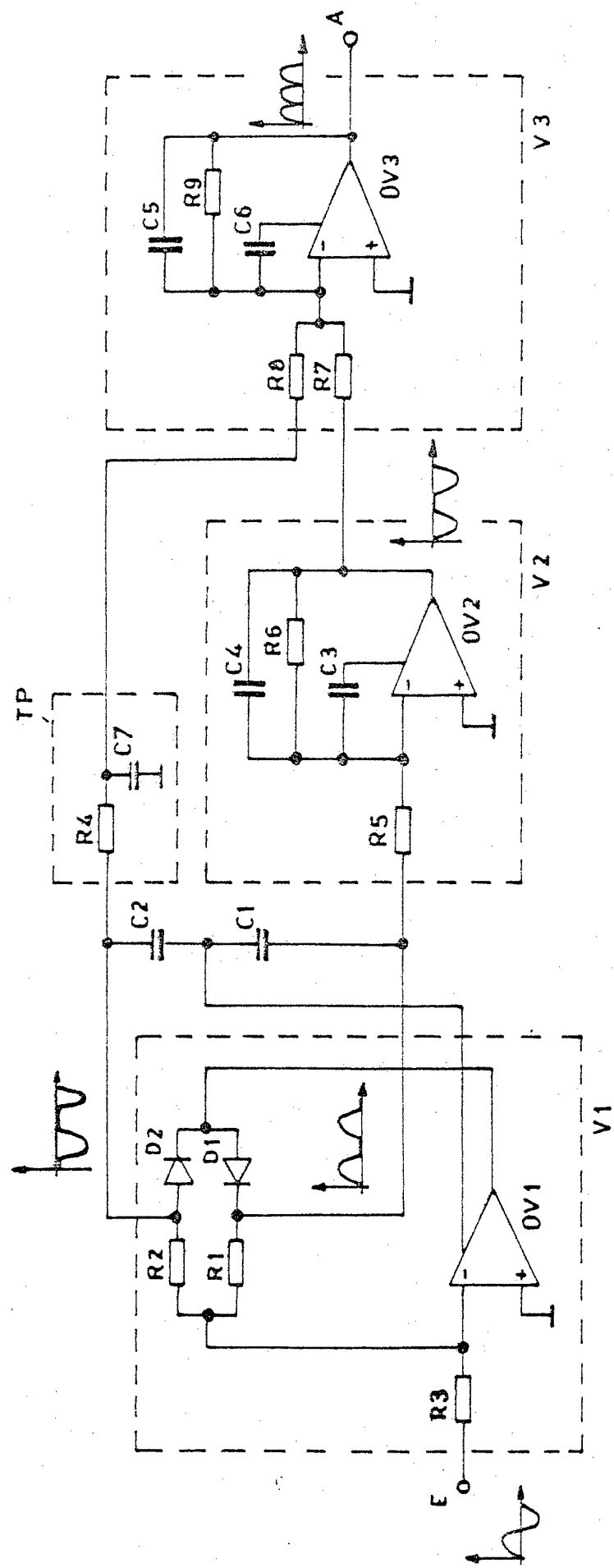
Ausführungsbeispiel

Die Erfindung soll nachstehend anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert werden.

In der Zeichnung ist die Schaltungsanordnung zur Vollweggleichrichtung mit erweitertem Arbeitsfrequenzbereich dargestellt. Der Operationsverstärker OV 1 liegt mit dem nichtinvertierenden Eingang auf Masse, während der invertierende Eingang über den Widerstand R3 mit dem Eingang E verbunden ist. Über die Parallelschaltung von zwei Reihenschaltungen, bestehend aus je einer Diode D1 bzw. D2 und je einem Widerstand R1 bzw. R2, ist der Ausgang des Operationsverstärkers OV 1 mit seinem invertierenden Eingang verbunden. Beide Dioden D1, D2 sind entgegengesetzt gepolt, so daß die Diode D1 mit der Anode und die Diode 2 mit der Kathode am Ausgang des Operationsverstärkers OV 1 liegen. Die Widerstände R1... R3, die Dioden D1, D2 und der Operationsverstärker OV bilden den Eingangsverstärker mit Gleichrichter V1. Am Verbindungspunkt von Widerstand R1 und Kathode der Diode D1 führt eine Verbindung über den Widerstand R5 zum invertierenden Eingang des Operationsverstärkers OV2, dessen nichtinvertierender Eingang ebenfalls mit Masse verbunden ist. Vom Ausgang des Operationsverstärkers OV2 zu seinem invertierenden Eingang ist eine Parallelschaltung, bestehend aus dem Widerstand R6 und dem Kondensator C4, angeordnet. Außerdem ist der invertierende Eingang noch durch den Kondensator C3 mit einem Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers OV2 verbunden. Die Widerstände R5, R6 zusammen mit den Kondensatoren C3, C4 und dem Operationsverstärker OV2 bilden einen invertierenden „Eins“-Verstärker mit Vorwärtskompensation V2. Vom Verbindungspunkt des Widerstandes R2 mit der Anode der Diode D2 zweigt eine Verbindung zu einem Tiefpaß TP ab, der aus dem Widerstand R4 und dem Kondensator C7 besteht. Der Ausgang des Tiefpasses TP führt zum Widerstand R8, der einen Eingang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation V3 bildet. Der zweite Anschluß des Widerstandes R8 ist mit dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers OV3 verbunden. Außerdem besteht eine weitere Verbindung vom invertierenden Eingang über den Widerstand R7 zum Ausgang des Operationsverstärkers OV2. Auch der Operationsverstärker OV3 ist über die Parallelschaltung, bestehend aus dem Widerstand R9 und dem Kondensator C5, vom Ausgang zum invertierenden Eingang, gegengekoppelt. Außerdem besteht über den Kondensator C6 eine Verbindung vom invertierenden Eingang des Operationsverstärkers OV3 zu einem Kompensationsanschluß. Der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers OV3 ist mit Masse verbunden. Der Summationsverstärker mit Vorwärtskompensation V3 setzt sich somit aus den Widerständen R7... R9, den Kondensatoren C5, C6 und dem Operationsverstärker OV3 zusammen. Der Ausgang des Summationsverstärkers mit Vorwärtskompensation V3 bildet gleichzeitig den Ausgang A der gesamten Anordnung. Zwischen dem Verbindungspunkt der Widerstände R2, R4 und dem Verbindungspunkt der Widerstände R1, R5 ist eine Reihenschaltung der beiden Kondensatoren C1, C2 angeordnet, wobei der Verbindungspunkt beider Kondensatoren C1, C2 zum Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers OV1 führt. Die genannten Kondensatoren dienen der Frequenzkompensation des Operationsverstärkers OV1.

Diese Art der Frequenzkompensation ist bei denjenigen Operationsverstärkern möglich, die extern frequenzkompensierbar sind und bei denen ein Kompensationsanschluß ein Signal liefert, das etwa der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers entspricht, während der andere Kompensationsanschluß praktisch einen Gegenkopplungsanschluß darstellt und im vorliegenden Fall zur Frequenzkompensation benutzt wird. Beim Operationsverstärker OV2 dient der Widerstand R6 zur Gegenkopplung. Zum Zweck der Vorwärtskompensation, mit deren Hilfe eine höhere Grenzfrequenz als bei Standardkompensation erreicht wird, ist der Kondensator C3 vorgesehen. Der Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers OV2 entspricht dem Kompensationsanschluß des Operationsverstärkers OV1. Ebenfalls der Vorwärtskompensation dient der Kondensator C4. Der Kondensator C7 bewirkt für die negative Richtspannung gleiche Phasendrehung wie der invertierende „Eins“-Verstärker V2 für die positive Richtspannung. Die Kondensatoren C5, C6 und der Widerstand R9 erfüllen die gleichen Funktionen wie die Kondensatoren C3, C4 und der Widerstand R6.

Soll die erfindungsgemäße Anordnung den logarithmierten Betrag der Eingangsspannung bilden, kann der Widerstand R9 durch eine Diode D3 oder durch ein aktives Bauelement ersetzt werden.
Bei extrem kleinen Eingangssignalen können die nichtinvertierenden Eingänge der Operationsverstärker OV1...OV3 in bekannter Weise zur Offsetkompensation benutzt werden.



Figur