



**SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT**  
 BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ **CH 658 558 A5**

⑥① Int. Cl.<sup>4</sup>: **H 03 D 7/18**  
**G 01 R 23/14**

// H 04 B 5/04

**Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein**  
 Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ **PATENT SCHRIFT** A5

⑲ Gesuchsnummer: 4195/83

⑦③ Inhaber:  
 Autophon Aktiengesellschaft, Solothurn

⑳ Anmeldungsdatum: 02.08.1983

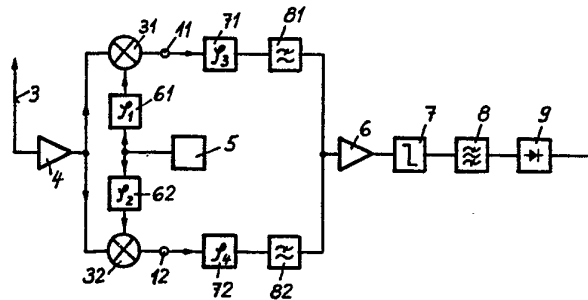
㉔ Patent erteilt: 14.11.1986

④⑤ Patentschrift  
 veröffentlicht: 14.11.1986

⑦② Erfinder:  
 Vollenweider, Walter, Solothurn  
 Suter, Erich, Bellach

⑤④ **Auswerter für das Erkennen eines Hochfrequenz-Signals einer bestimmten Frequenz.**

⑤⑦ Das Eingangssignal (3) wird in zwei Teile zerlegt. Die Teilsignale werden mit zwei um 90° in der Phase verschobenen Überlagerungssignalen (5; 61, 31; 62, 32) gemischt und die entsprechenden Zwischenfrequenzsignale (11, 12) werden in der Phase unterschiedlich verschoben (71, 72) und vereinigt. Als Phasenschieber (71, 72) und Tiefpassfilter (81, 82) für die Zwischenfrequenzsignale wird ein analoges Schieberegister verwendet. Die Spiegel-frequenz wird ohne Eingangsfiler unterdrückt. Der ganze Auswerter lässt sich als integrierte Schaltung ausführen.



## PATENTANSPRÜCHE

1. Auswerter für das Erkennen eines Hochfrequenz-Signals einer bestimmten Frequenz, in welchem das Signal zwei parallelen Pfaden zugeführt und in jedem dieser Pfade mit einem Überlagerungssignal (5) gemischt (31, 32) wird und in welchem die dabei je in den beiden Pfaden entstehenden Differenz-Zwischenfrequenzsignale (11, 12) durch je einen Tiefpass (81, 82) ausgesiebt, alsdann vereinigt und auf die Zwischenfrequenz ansprechenden frequenzselektiven Schaltungsmitteln (8) zugeführt werden, wobei zur Unterdrückung von Neben-Empfangsstellen die beiden Überlagerungssignale (5) mit gegeneinander um  $90^\circ$  verschobener Phase (61, 62) erzeugt werden und Phasenschieber (71, 72) vorhanden sind, um die beiden Zwischenfrequenzsignale je in ihrer Phase derart zu verschieben, dass die Differenz der betreffenden Phasenverschiebungen ungefähr  $90^\circ$  beträgt, dadurch gekennzeichnet, dass in jedem Pfad der Tiefpass (81, 82) und der Phasenschieber (71, 72) durch ein in der Technik der geschalteten Kapazitäten aufgebautes analoges Schieberegister (Fig. 3) realisiert ist, wobei die beiden Schieberegister mindestens angenähert gleich aufgebaut sind und deren unterschiedliche Phasenverschiebung allein durch die Auswahl der Schaltzeitpunkte (Fig. 5) bei der Ansteuerung der den Kapazitäten zugeordneten Schalter bewirkt wird.

2. Auswerter nach Patentanspruch 1, in welchem jeder Schalter des Schieberegisters mit einer dem n-ten Teil einer Grundfrequenz (G) entsprechenden Frequenz arbeitet (Fig. 5), wobei n eine ganze Zahl ist, gekennzeichnet durch zweite Schaltungsmittel, welche aus einem die Grundfrequenz aufweisenden Grundtakt (G) n Steuersignale erzeugen, die je mit einer Teil einer Reihe bildenden Ordnungszahl (S1...S4) versehen sind und die sich je während einer Periode des Grundtaktes in einem ersten und während n-1 Perioden des Grundtaktes in einem zweiten binären Zustand befinden, wobei die Zeiträume des genannten ersten Zustandes bei den aufeinanderfolgenden Ordnungszahlen aufweisenden Steuersignalen zeitlich aufeinanderfolgen und wobei im einen Pfad die in der Schieberichtung aufeinanderfolgenden Schalter (312, 313, 324, 331, 332, 343) durch Steuersignale (S1...S4) mit aufeinanderfolgenden Ordnungszahlen betätigt werden während sie im anderen Pfad (351, 354, 363, 371, 374, 383) durch Steuersignale (S1...S4) betätigt werden, deren Ordnungszahlen mindestens zum Teil nicht aufeinanderfolgen, wodurch sich in den beiden Pfaden zugeordneten Schieberegistern eine verschieden lange Verschiebungszeit und damit eine verschieden grosse Phasenverschiebung ergibt.

3. Auswerter nach Patentanspruch 2, in welchem die erwünschte Differenz der Phasenverschiebungen in den analogen Schieberegistern (Fig. 3) mit Hilfe der Zuordnung der verschiedenen Steuersignale zu den Schaltern nur angenähert erreichbar ist, dadurch gekennzeichnet, dass durch Wahl abweichender Werte für in den beiden Schieberegistern einander entsprechende Kapazitäten (411, 412 usw.) die genannte Differenz im erwünschten Sinne beeinflusst ist.

Die vorliegende Erfindung betrifft einen Auswerter für das Erkennen eines Signals einer bestimmten Frequenz. Ein solcher Auswerter, welcher ausschliesslich in der Technik der geschalteten Kapazitäten (SC-Technik) aufgebaut ist und welcher daher als integrierte Schaltung ausgeführt werden kann, ist im Schweizer Patent Nr. 655 819 beschrieben. Jener Auswerter eignet sich jedoch insbesondere für Frequenzen im Ton- und im darunterliegenden Bereich. Es besteht ein Bedürfnis für derartige Auswerter, welche auch höhere, insbesondere die in induktiven drahtlosen Personensuchanlagen benützten, im Band zwischen 10 und 100 kHz liegenden Frequenzen verarbeiten können.

Um ein solches Ziel zu erreichen liegt es grundsätzlich nahe, das auszuwertende Signal vorzugsweise mit einem Signal einer in der gleichen Grössenordnung liegenden Überlagerungsfrequenz zu mischen und das dabei entstehende Differenz-Zwischenfrequenzsignal in der eingangs beschriebenen Weise auszuwerten.

Bekanntlich führt die Mischung je für eine um den Betrag der Zwischenfrequenz sowohl oberhalb als auch unterhalb der Überlagerungsfrequenz liegende Eingangsfrequenz zur gleichen Zwischenfrequenz, wodurch — ohne das Ergreifen besonderer Massnahmen — beide dieser Eingangsfrequenzen ausgewertet werden. Die dabei nicht erwünschte Nebenempfangsstelle wird bekanntlich als «Spiegelfrequenz» bezeichnet.

Die am nächstenliegende Verhinderung des Empfangs der Spiegelfrequenz besteht in einem LC-Kreis als Eingangsfilter. Solche Kreise beanspruchen jedoch viel Platz und sind verhältnismässig aufwendig. Es sind jedoch Empfangsschaltungen bekannt geworden, bei denen die Spiegelfrequenz ohne Eingangsfilter unterdrückt werden kann. Beispielsweise aus dem Artikel von E. Langer: «Eine neue Hochfrequenz-Eingangsschaltung mit inhärenter Signalfrequenz-Unterdrückung», erschienen in «Frequenz», Band 33 (1979) Nummer 7/8, Seiten 236...239 ist es bekannt geworden, das genannte Ziel mit einer Schaltung zu erreichen, in welcher das Eingangssignal in zwei Teile aufgespalten wird, jeder dieser Teile einen besonderen Pfad durchläuft und in welcher die Signale der beiden Pfade additiv oder subtraktiv wiederum vereinigt werden. In jedem der Pfade wird dabei das Signal mit einem Überlagerungssignal gemischt, und die dabei entstehende Zwischenfrequenz wird ausgesiebt. Dabei müssen, um die Spiegelfrequenz zu unterdrücken, sowohl die beiden zur Mischung verwendeten Überlagerungssignale um  $90^\circ$  bzw.  $270^\circ$  gegeneinander verschoben sein als auch die Phasenverschiebungen der Zwischenfrequenzsignale in den beiden Pfaden eine Differenz von  $90^\circ$  bzw.  $270^\circ$  aufweisen. Die Empfangsfrequenz (ober- oder unterhalb der Überlagerungsfrequenz) ist durch geeignete Kombination der Phasenverhältnisse wählbar.

Anstelle der Erzeugung von zwei gegenseitig in der Phase verschobenen Überlagerungssignalen ist es auch möglich, digital zu mischen und dabei die Phasenverschiebung, unter Verwendung eines einzigen Überlagerungssignals, durch geeignete Steuerung der Takte von elektronischen Schaltern zu erreichen. Eine solche digitale Mischeinrichtung ist beispielsweise in der Zeitschrift «Electronics» 1978, June 22, Seite 124 beschrieben.

Für die Verschiebung der Phase der Zwischenfrequenz in mindestens einem der Pfade und für die Aussiebung der Zwischenfrequenz ist es naheliegend, RC-Allpassfilter bzw. RC-Tiefpassfilter anzuordnen.

Es wurde nun erkannt, dass ein analoges Schieberegister, welches in der Technik der geschalteten Kapazitäten (SC-Technik) ausgeführt ist, gleichzeitig als Tiefpassfilter wirkt und zur Verschiebung der Phase angewendet werden kann und dass mit der Art der Steuerung des Schieberegisters der Betrag der Phasenverschiebung beeinflusst werden kann ohne die Tiefpasscharakteristik zu beeinflussen.

Die vorliegende Erfindung betrifft einen unter Ausnützung der beschriebenen Erkenntnisse gebauten Auswerter, wie er eingangs und im Oberbegriff des Patentanspruchs 1 beschrieben ist. Die Merkmale dieses Auswerters sind im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 aufgeführt.

Die Erfindung wird nun anhand eines Ausführungsbeispiels beschrieben.

Die Figur 1 zeigt das Prinzipschema des erfindungsgemässen Auswerters.

Die Figur 2 zeigt zwei digitale Mischstufen mit allen Einzelheiten.

Die Figur 3 zeigt zwei analoge Schieberegister mit allen Einzelheiten.

Die Figur 4 zeigt einen Teil einer Variante eines analogen Schieberegisters, wobei diese Variante der Figur 3 entspricht, in welcher der umrandete Teil durch Figur 4 ersetzt ist.

Die Figur 5 zeigt einen Grundtakt sowie vier aus diesem Grundtakt abgeleitete Steuersignale, mit denen die Schalter der Mischstufen und der Schieberegister gesteuert werden.

Die Figur 6 zeigt die vier in Figur 5 dargestellten Steuersignale in einem kleinen Zeitmassstab, dazu im selben Massstab eine Schwingung eines Zwischenfrequenzsignals.

Die Figur 1 zeigt einen Auswerter, welcher ohne ein die Spiegelfrequenz zurückhaltendes Bandfilter auskommt. Sein Aufbau entspricht dem eingangs zitierten Stand der Technik. In diesem Auswerter wird einem Vorverstärker 4 über eine Antenne 3 ein Empfangssignal zugeführt. Dieses Signal wird anschliessend auf zwei Pfade verteilt und den Mischern 31 (Pfad 1) und 32 (Pfad 2) zugeführt. Ein vom Erzeuger 5 erzeugtes Überlagerungssignal wird zwei Phasenschiebern 61 und 62 zugeführt, welche die beiden Signale an die Mischer 31 und 32 weitergeben, wobei die Phasenschieber derart wirken, dass diese beiden Signale um  $90^\circ$  gegeneinander in der Phase verschoben sind. Anstelle von zwei Phasenschiebern könnte auch nur ein einziger angeordnet werden.

Die beiden von den Mischern an den Punkten 11 und 12 abgegebenen Zwischenfrequenz-Signale werden nun über die Phasenschieber 71 und 72 und die Tiefpässe 81 und 82 geleitet und vereinigt. Das durch Addition der beiden Zwischenfrequenzsignale entstandene Signal wird im Verstärker 6 verstärkt, im Begrenzer 7 auf einen vom Eingangssignal in weiten Bereichen unabhängigen Pegel gebracht, im Bandpass 8 ausgesiebt und im Demodulator 9 in ein Gleichspannungssignal umgewandelt.

Anstelle des Bandpassfilters 8 und des Demodulators 9 wird vorzugsweise eine Anordnung verwendet, wie sie im Schweizer Patent Nr. 655 819 beschrieben ist. Jene Anordnung kann als integrierte Schaltung ausgebildet werden.

Die Figur 2 zeigt zwei digitale, in der Technik der geschalteten Kapazitäten (SC-Technik) aufgebaute Mischer, denen das Ausgangssignal des Verstärkers 4 zugeführt wird. Diese Mischer übernehmen auch die Funktion des zugehörigen Phasenschiebers. Der obere Teil der Figur 2 (Pfad 1) entspricht somit einer Kombination der Schaltelemente 31 und 61 und der untere Teil (Pfad 2) entspricht einer Kombination der Schaltelemente 32 und 62. Das vom Erzeuger 5 abgegebene Überlagerungssignal wird dem Eingangssignal indirekt beigemischt, indem die dargestellten (elektronischen) Schalter im Takte des Überlagerungssignals arbeiten. Die Schalter werden dabei durch die vier in Figur 5 gezeigten Signale mit den Ordnungsnummern S1...S4 gesteuert. Diese Signale werden aus dem eine Grundfrequenz aufweisenden Grundtakt G erzeugt. Die diesem Zweck dienenden Schaltungsmittel dürfen als allgemein bekannt vorausgesetzt werden und sind, da sie mit der Erfindung in keinem direkten Zusammenhang stehen, nicht dargestellt. Die Frequenz von jedem der vier Steuersignale S1...S4 beträgt ein Viertel der Grundfrequenz, wobei sich jedes der Steuersignale während einer Periode des Grundtaktes im binären Zustand 1 und während drei Perioden des Grundtaktes im binären Zustand 0 befindet. Diese Zeiträume des Zustandes 1 folgen dabei bei den Steuersignalen mit aufeinanderfolgenden Ordnungszahlen zeitlich aufeinander. Die Frequenz der Steuersignale entspricht dabei der Überlagerungsfrequenz.

In der Figur 2 ist aus der Bezeichnung der Schalter ersichtlich, mit welchem Signal sie gesteuert werden, indem die letzte Ziffer der dreistelligen Positionsnummer der Ordnungszahl (S1...S4) des Signals entspricht. Unter diesen Voraussetzungen wirkt jeder Mischer im Prinzip wie ein Ringmodulator, indem der am Eingang anliegende Spannungswert je im Verlaufe einer ersten Halbperiode des Überlagerungssignals unverändert und im Verlaufe einer zweiten Halbperiode mit umgekehrtem Vorzeichen an den Kondensator am Ausgang gelegt wird. Beim

obern Mischer (Pfad 1) wird dies erreicht, indem während der einen Halbperiode die Schalter 113 und 133 einerseits und 153 und 173 andererseits leitend sind. Der Kondensator 211 wird damit entladen und der Kondensator 221 mit der am Ausgang des Verstärkers 4 vorhandenen Spannung geladen. Während der anderen Halbperiode, nachdem in einer Zwischenphase sämtliche Schalter gesperrt waren, sind nun die Kontakte 111 und 131 einerseits und 151 und 171 andererseits leitend. Der Kondensator 211 wird nun mit der Spannung am Verstärkerausgang aufgeladen, und der Kondensator 221 wird entladen, wobei der über den Schalter 131 fließende Ladestrom das gleiche und der über den Schalter 171 fließende Entladestrom das entgegengesetzte Vorzeichen der Spannung am Ausgang des Verstärkers 4 aufweist. Am Punkt 11 und am Kondensator 21 ist somit eine Differenz wirksam.

Am unteren Mischer (Pfad 2), der genau gleich aufgebaut ist wie der obere, werden die Schalter mit den Steuersignalen S2 und S4 gesteuert, was einer Phasenverschiebung gegenüber dem oberen Mischer um  $90^\circ$  entspricht. Mit Signal S4 werden dabei die Schalter 114 und 134, ferner 154 und 174 leitend gesteuert, und mit Signal S2 werden die Schalter 112 und 132, ferner 152 und 172 beeinflusst. Die Ladung und Entladung der Kondensatoren 212 und 222 spielt sich daher gleich ab wie beim oberen Mischer, und am Ausgang 12 und am Kondensator 22 entsteht ein Zwischenfrequenzsignal, das gegenüber demjenigen am Ausgang 11 durch Mischung mit einem um  $90^\circ$  in der Phase verschobenen Überlagerungssignal entstanden ist. Dabei ist es wesentlich, dass der Ausgang des Verstärkers 4 gleichzeitig immer nur mit einer der Kapazitäten 211, 221, 212, 222 verbunden ist, so dass keine gegenseitigen Beeinflussungen entstehen können. Unter dieser Voraussetzung ergibt es sich zwangsläufig, dass die je auf einen Ausgang führenden Schalter je gleichzeitig schalten, dass dabei jedoch ein Zeitunterschied von einem Viertel des Überlagerungssignals zwischen den jedem Ausgang zugeordneten Schaltern besteht.

Da die Mischschaltungen gemäss Figur 2 ausschliesslich Kapazitäten und Schalter enthalten, können sie als integrierte Schaltungen hergestellt werden.

Das in Figur 3 dargestellte, dem ersten Pfad angehörige analoge Schieberegister tritt an die Stelle des in Figur 1 dargestellten Phasenschiebers 71 und des Tiefpassfilters 81. Das dem zweiten Pfad angehörige, im unteren Teil der Figur 3 dargestellte Schieberegister tritt anstelle der Schaltelemente 72 und 82. Jedes Schieberegister weist 7 elektronische Schalter auf, welche mit den Schaltern der Mischer synchronisiert sein und mindestens die gleiche Schaltfrequenz aufweisen müssen. Im vorliegenden Ausführungsbeispiel werden die Schalter der Schieberegister von den früher beschriebenen, in Figur 5 dargestellten gleichen Signalen gesteuert, von denen auch die Schalter der Mischer betätigt werden. Auch hier gibt die Endziffer der Positionsnummer der Schalter das Steuersignal an, von welchem sie abhängig sind.

Zwischen den Schaltern sind je 5 Kapazitäten angeordnet, und um die Schwächung der Signale bei deren Verschiebung auszugleichen, sind je drei Verstärker 511, 521 und 531 bzw. 512, 522 und 532 eingefügt.

Aus der Theorie der Anordnungen mit geschalteten Kapazitäten, wie sie beispielsweise aus dem Artikel von R.W. Broderston, P.R. Gray und D.A. Hodges: «MOS Switched-Capacitor Filters», erschienen in den «Proceedings of the IEEE» Januar 1979, Seiten 61...75, bekannt geworden sind, geht hervor, dass je eine Kapazität, welche durch zwei dazugehörige Schalter geladen und entladen wird, als Widerstand wirkt somit mit einer weiteren Kapazität zusammen ein Glied eines Tiefpassfilters bildet.

Jedes der in Figur 3 dargestellten Schieberegister enthält drei solcher Tiefpass-Glieder, welche im ersten Pfad aus den folgenden Elementen gebildet sind: 312, 411, 313 und 421; 324, 431,

331 und 441; 332, 451, 343 und 46. Der zweite Pfad ist in gleicher Weise aufgebaut.

Die Bedingung für die richtige Arbeitsweise des Schieberegisters besteht darin, dass alle Schalter periodisch betätigt werden und dass im Sinne des Signalflusses zwei aufeinanderfolgende Schalter nie gleichzeitig leitend sind. Die einzelnen Abschnitte des Zwischenfrequenzsignals fallen, entsprechend den früheren Ausführungen, somit periodisch mit der Überlagerungsfrequenz an. Diese Abschnitte werden im Schieberegister am schnellsten verschoben, wenn die räumlich aufeinanderfolgenden Schalter durch Steuersignale betätigt werden, deren Ordnungsnummern aufeinander folgen. Sofern diese Reihenfolge nicht eingehalten wird, ergibt sich gegenüber der schnellsten Verschiebung eine Verzögerung und damit eine Phasenverschiebung. Da innerhalb einer Periode des Überlagerungssignals vier Perioden des Grundtaktes vorhanden sind, kann somit die Verzögerung zwischen zwei räumlich aufeinanderfolgenden Schaltern eine bis drei Perioden des Grundtaktes betragen. Gegenüber der kürzest möglichen Verzögerung von einer Periode ergibt sich somit die Möglichkeit zusätzlicher Verzögerungen, von einer oder zwei Perioden.

Eine weitere Rahmenbedingung für die Steuerung der Kontakte ist die Notwendigkeit, die beiden Schalter 343 und 383 gleichzeitig zu betätigen, damit die Signale aus den beiden Pfaden am Eingang des Verstärkers 6 und damit am Kondensator 46 richtig addiert werden.

Im vorliegenden Ausführungsbeispiel ist die Überlagerungsfrequenz auf  $12/13$  der auszuwertenden Frequenz festgesetzt, woraus sich eine Zwischenfrequenz von  $1/13$  der auszuwertenden und  $1/12$  der Überlagerungsfrequenz ergibt. Das am Verstärker 6 sich ergebende Zwischenfrequenz-Signal ist in der Figur 6 mit ZF bezeichnet. Die darüber dargestellten Signale S1...S4 entsprechen den in Figur 5 gleich bezeichneten Signalen, sind jedoch im gleichen Massstab wie die Zwischenfrequenz dargestellt. Auf eine Periode der Zwischenfrequenz entfallen somit 12 Perioden des Überlagerungssignals und der Steuersignale für die Schalter. Damit ergeben sich pro Periode des Zwischenfrequenz-Signals  $4 \cdot 12 = 48$  Perioden des Grundtaktes. Die Phasenverschiebung des Zwischenfrequenzsignals um  $90^\circ$  entspricht somit 12 Perioden. Um diesen Betrag muss somit die Laufzeit im untern Pfad länger sein als diejenige im obern Pfad. Da in jedem Pfad 6 Schalter vorhanden sind, wäre es möglich, die Verzögerung von 12 Perioden zu erreichen, wenn im untern Pfad jeder Schalter gegenüber dem vorhergehenden um drei Perioden, d.h. um zwei mehr als im ersten Pfad, verzögert wäre. Dies widerspricht jedoch den vorher aufgeführten Randbedingungen, gemäss denen der Zeitpunkt der Betätigung der Schalter 131 und 171 gegenüber dem Zeitpunkt für die Kontakte 132 und 172 um eine einzige Periode verschoben sein muss, während die Schalter 343 und 383 zum gleichen Zeitpunkt betätigt werden müssen. Unter diesen Voraussetzungen kann lediglich eine zusätzliche Verzögerung im zweiten Pfad gegenüber dem ersten von  $5 \times 2 + 1 = 11$  Perioden erreicht werden. Dies lässt sich mit einer Signalfolge S2 (132, 172; Fig. 2), S1

(351), S4 (354), S3 (363), S1 (371), S4 (374) und S3 (383) bewerkstelligen. Die zusätzliche Verzögerung um nur eine Periode ergibt sich dann zwischen den Schaltern 363 und 371. In den übrigen Fällen beträgt diese zusätzliche Verzögerung zwei Perioden.

Da unter den genannten Voraussetzungen die Differenz der Phasendrehung in den beiden Pfaden ein wenig vom Sollwert von  $90^\circ$  abweicht, gelingt unter der weiteren Voraussetzung eines genau gleichen Aufbaus der beiden Pfade die Unterdrückung der Spiegelfrequenz nicht vollständig. Durch Wahl einer unterschiedlichen Grenzfrequenz für die beiden Tiefpässe kann jedoch die Spiegelfrequenz trotzdem in einem für die Praxis genügenden Masse unterdrückt werden. Die unterschiedliche Festsetzung der Grenzfrequenz wird erreicht durch Wahl leicht voneinander abweichender Werte für die einander entsprechenden Kapazitäten in den beiden Pfaden.

Um die Tiefpass-Charakteristik der beiden Schieberegister zu verbessern, kann je ein Teil des Filters als aktives Filter gestaltet werden, wodurch eine bessere Polgüte erreichbar ist. Im ersten Pfad kann dies beispielsweise erreicht werden, indem der strichpunktiert umrandete Teil durch den in Figur 4 dargestellten Stromkreis ersetzt wird. Dabei ist der Anschluss des Kondensators 421, welcher in der normalen Ausführung (Fig. 3) an Masse liegt, mit dem Ausgang des Verstärkers 541 verbunden. Zwischen dem Ausgang des Verstärkers 521 und dem Eingang des Verstärkers 541 liegt ein aus den Kapazitäten 461 und 471 und den dazwischen liegenden Schaltern 315 und 316 gebildetes Tiefpassfilter, welches somit zwischen die Kapazität 421 und den Ausgang des Verstärkers 521 eingefügt ist. Die Grenzfrequenz dieses Tiefpassfilters ist dabei gleich gewählt wie diejenige des aus den Schaltern 324 und 331 und den Kapazitäten 431 und 441 gebildeten Tiefpassfilters. Um die mit dem aktiven Filter beabsichtigte Wirkung zu erzielen, ist es notwendig, die Phasendrehung auf dem über die Schalter 315 und 316 führenden Pfad so niedrig wie möglich zu halten. Dies kann durch Wahl einer Schaltfrequenz für diese letztgenannten Schalter, welche wesentlich, z.B. viermal höher ist als diejenige der übrigen Schalter, erreicht werden.

Dank der Verwendung je eines in SC-Technik ausgeführten analogen Schieberegisters in den beiden Pfaden, welches gleichzeitig als Tiefpassfilter und als Phasendreh-Glied wirkt, ist es möglich, Phasendrehung und Filterung als integrierte Schaltung ohne zusätzliche Schaltelemente auszuführen. Die übrigen in Figur 1 dargelegten Schaltungsteile lassen sich, wie erwähnt, ebenfalls als integrierte Schaltungen ausführen, so dass der gesamte Auswerter als integrierte Schaltung aufgebaut werden kann.

Die Erfindung ist natürlich nicht an das Ausführungsbeispiel gebunden. Sie kann auch in Verbindung mit Mischschaltungen von anderer als der beschriebenen Art angewendet werden. Ebenso wenig ist das Verhältnis der Überlagerungsfrequenz zur auszuwertenden Frequenz, die Zahl der verschiedenen zur Steuerung der Schalter verwendeten Signale und die Zahl der Glieder der Verzögerungsleitung an das Ausführungsbeispiel gebunden.

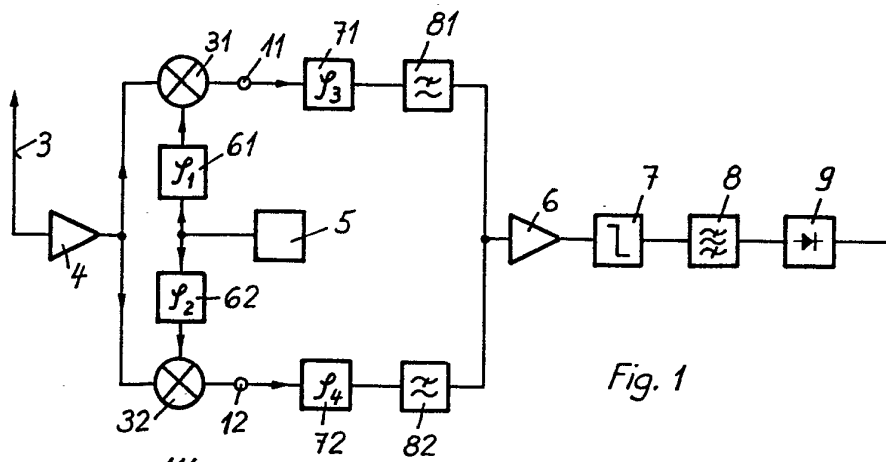


Fig. 1

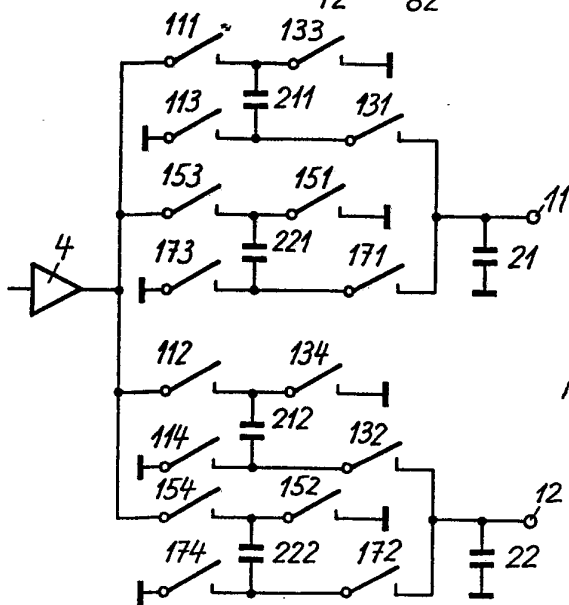


Fig. 2

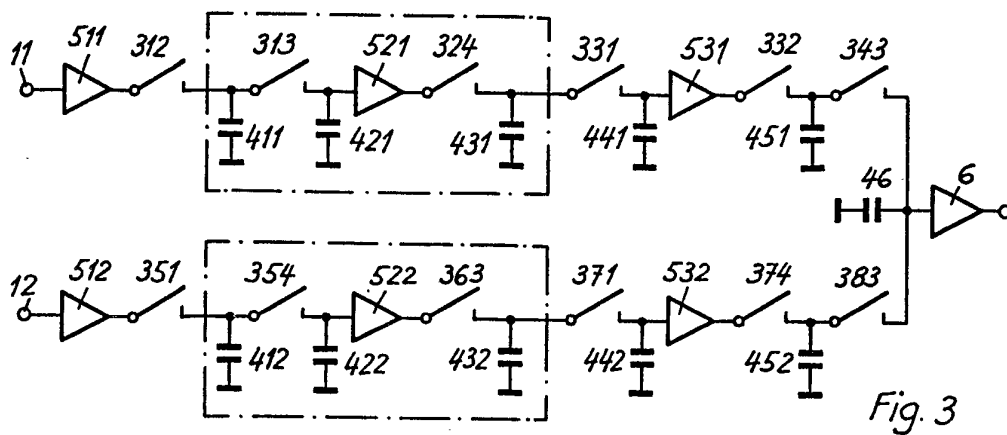


Fig. 3

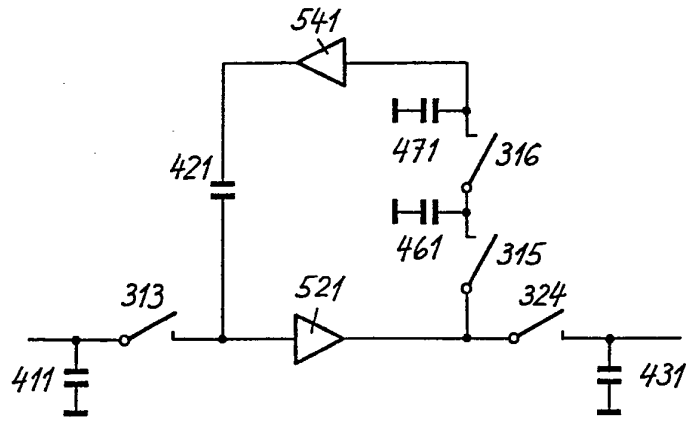


Fig. 4

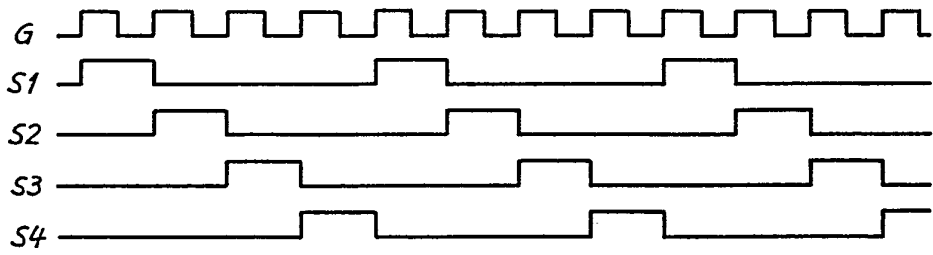


Fig. 5

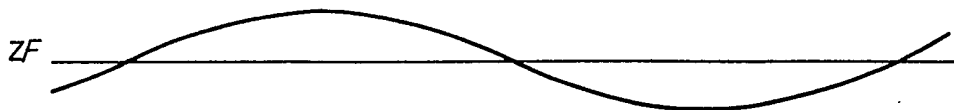
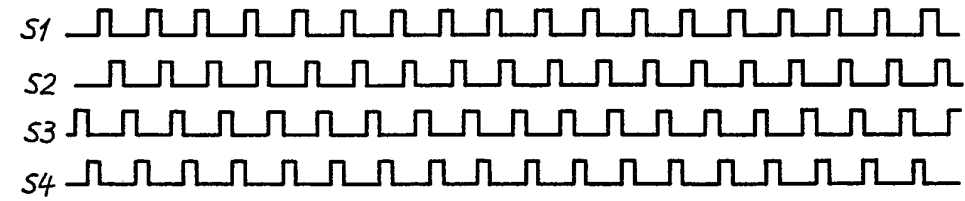


Fig. 6