



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

⑪ CH 655 819 A5

⑤① Int. Cl.4: H 03 H 19/00
H 04 Q 7/00

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

⑫ PATENTSCHRIFT A5

⑳ Gesuchsnummer: 7560/81

⑦③ Inhaber:
Autophon Aktiengesellschaft, Solothurn

㉔ Anmeldungsdatum: 26.11.1981

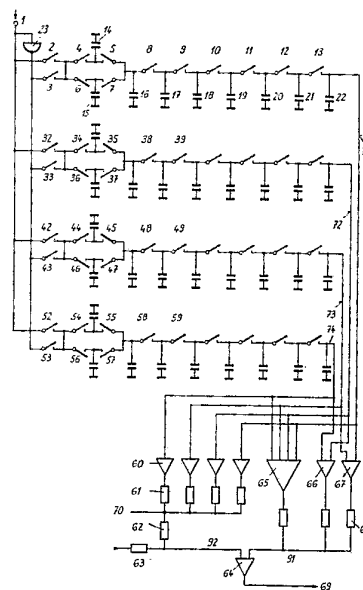
㉔ Patent erteilt: 15.05.1986

④⑤ Patentschrift
veröffentlicht: 15.05.1986

⑦② Erfinder:
Vollenweider, Walter, Solothurn

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

⑤⑦ Die Einrichtung enthält ein n-Pfad-Filter, bei welchem das Eingangssignal (1) abgetastet wird (4) und die abgetasteten Werte den Pfaden zugeführt werden. Die dabei gewählte Abtastfrequenz ist höher als die auszuwertende Frequenz, und am Eingang jedes Pfades werden die Abtastwerte periodisch invertiert (2, 3). Die Signale an den Endpunkten (71...74) der Pfade werden gleichzeitig und parallel zueinander ausgewertet (65, 66, 67). Die Bandbreite kann beliebig schmal gewählt werden, und die Einrichtung spricht nicht auf Vielfache der Sollfrequenz an.



PATENTANSPRÜCHE

1. Auswerter für das Erkennen eines Signals (Fig. 2: 1) einer bestimmten Frequenz, mit ersten Schaltungsmitteln (2, 4, 5; ... 53, 56, 57), welche dieses Signal abtasten und die abgetasteten Spannungswerte an die Eingänge (16) von mindestens zwei parallel verlaufenden, je mit geschalteten Kapazitäten (17, 19, 21) aufgebaute Tiefpassfilter enthaltenden Pfaden anlegen, dadurch gekennzeichnet, dass die ersten Schaltungsmittel in eine der Anzahl von Pfaden entsprechende Anzahl von Teilen aufgeteilt sind, von denen jeder einem Pfad zugeordnet ist, dass jeder dieser Teile die genannten Spannungswerte periodisch nach einem je der Länge einer Periode der zu erkennenden Frequenz entsprechenden Programm (Fig. 2: 2, 3, 4, 5, 6, 7) erzeugt, dabei das Signal an mindestens zwei regelmässig über die Programmdauer verteilten Zeitpunkten abtastet und je während der Hälfte des Programms die erzeugten Spannungswerte invertiert (23, 3, 33, 43, 53), dass die ersten Schaltungsmittel die Abtastprogramme ihrer Teile in einer Weise aufeinander abstimmen, gemäss welcher jedes Programm in seiner Phase gegenüber den andern Programmen verschoben ist, und gekennzeichnet durch zweite Schaltungsmittel (60...68), welche die Übereinstimmung der Frequenz des zugeführten Signals (1) mit dem zu erkennenden Wert durch gleichzeitige Verarbeitung sämtlicher an den Ausgängen der einzelnen Pfade auftretenden Signale feststellen.

2. Auswerter nach dem Patentanspruch 1, in welchem jede Abtastung mit Hilfe einer ersten (14, 15) und einer zweiten (16) Kapazität erfolgt, indem die erste Kapazität (14, 15) abwechselungsweise mit der abzutastenden Spannung und mit der zweiten Kapazität (16) verbunden wird, wodurch pro Schaltzyklus eine von der abgetasteten Spannung und von der ersten Kapazität abhängige Ladung von der ersten nach der zweiten Kapazität verschoben wird, gekennzeichnet durch Schaltungsmittel, welche während eines Programms eine verschieden grosse erste Kapazität (14; 14 + 15) zur Wirkung bringen, wodurch bei gleicher abgetasteter Spannung zu verschiedenen Abtastzeitpunkten verschieden grosse Ladungsmengen verschoben werden.

3. Auswerter nach dem Patentanspruch 2, mit einer pro Pfad angeordneten dritten Kapazität (17) und dritten Schaltungsmitteln (8, 9), welche die dritte Kapazität (17) abwechselungsweise mit der zweiten (16) und mit einer vierten (18) Kapazität verbinden und somit als Tiefpassfilter wirken, dadurch gekennzeichnet, dass die für die dritten Schaltungsmittel (8, 9) angewendete Schaltfrequenz tiefer als die Abtastfrequenz der ersten Schaltungsmittel (4, 5, 6, 7) ist.

4. Auswerter nach dem Patentanspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die für die dritten Schaltungsmittel (8, 9) angewendete Schaltfrequenz der auszuwertenden Frequenz entspricht, so dass sich die Spannung an der zweiten Kapazität (16) auf einen Mittelwert der während des Ablaufs eines Programms erzeugten Abtastwerte einstellt.

5. Auswerter nach dem Patentanspruch 2, in welchem das Programm acht gleich weit auseinanderliegende Abtastungen (Fig. 2: 4, 5) umfasst, gekennzeichnet durch eine derartige Auswahl der genannten ersten Kapazität (14, 15), dass zwei sich wie 2 : 1 verhaltende Werte zur Wirkung gebracht sind und gekennzeichnet durch ein Programm (Fig. 2: 4, 5, 6, 7), gemäss welchem jeweils vier aufeinanderfolgende Abtastwerte mit den relativen Werten 1, 2, 2, 1 der ersten Kapazität (14, 15), gefolgt von vier invertierten (23, 3) Abtastwerten mit den relativen Werten 1, 2, 2, 1 der ersten Kapazität (14, 15) abgegeben werden, was in grober Annäherung der Mischung des zugeführten Signals mit einem Sinussignal der auszuwertenden Frequenz entspricht.

6. Auswerter nach dem Patentanspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass innerhalb jedes Pfades an die vierte Kapazität (18) ein weiteres in gleicher Weise wie das aus dritter (17) und vierter (18) Kapazität bestehende Filter aufgebautes Tiefpassfilter (10, 11, 19, 20) angeschlossen ist, dessen Schaltfrequenz ei-

nen ganzzahligen Bruchteil derjenigen des vorangehenden Filters (8, 9, 17, 18) beträgt und dass an dieses letztgenannte Filter gegebenenfalls in gleicher, als Kettenschaltung ausgebildeter Weise weitere Tiefpassfilter mit jeweils einer kleineren Schaltfrequenz als das vorhergehende Filter angeschlossen sind.

7. Auswerter nach dem Patentanspruch 1, mit vier Pfaden, deren zugehörige Programme in ihrer Phase je um 90° gegeneinander versetzt sind, dadurch gekennzeichnet, dass die zweiten Schaltungsmittel (65, 66, 67) einen der Summe aus dem doppelten Betrag des höchsten und dem einfachen Betrag des zweithöchsten der an den Ausgängen der vier Pfade auftretenden Potentiale proportionalen Wert mit einem um einen bestimmten Schwellenwert über dem Mittelwert (70) der genannten vier Potentiale liegenden Wert vergleichen (64) und mit dem Ergebnis des Vergleichs (69) die An- oder Abwesenheit der auszuwertenden Frequenz anzeigen.

8. Auswerter nach dem Patentanspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass die zweiten Schaltungsmittel zwei Spannungsfolger (66, 67) mit je zwei Eingängen, einen Spannungsfolger (65) mit vier Eingängen, Schaltungsmittel (60, 61, 62, 63) zur Feststellung des Potential-Mittelwertes von vier Eingangspotentialen und einen Komparator (64) enthalten, wobei die Spannungsfolger je an ihrem Ausgang ein dem grössten der Eingangspotentiale entsprechendes Ausgangspotential erzeugen, dass die Spannungsfolger (66, 67) mit zwei Eingängen je an die Ausgänge von zwei Pfaden angeschlossen sind, deren Programme gegeneinander um 180° versetzt sind, dass der Spannungsfolger (65) mit vier Eingängen an die Ausgänge aller vier Pfade angeschlossen ist und dass an einen der Eingänge des Komparators (64) über je einen, gegebenenfalls mit Hilfe einer geschalteten Kapazität erzeugten, Widerstand (68) die drei Ausgänge der Spannungsfolger angelegt sind und an seinen anderen Eingang ein den genannten Mittelwert um einen bestimmten Betrag übersteigendes Potential angelegt ist, wobei der Komparator (64), sofern von den an ihn angelegten Potentialen das von den genannten Spannungsfolgern (65, 66, 67) erzeugte das andere übersteigt, die Übereinstimmung der Frequenz des Eingangssignals (1) mit dem zu erkennenden Wert feststellt.

Die vorliegende Erfindung betrifft einen Auswerter für das Erkennen eines Signals einer bestimmten Frequenz. Solche Auswerter werden vorzugsweise zur Auswertung von Selektivrufsignalen entweder in Funkanlagen mit Tonruf oder mit einem den Gesprächen unterlagerten Signal (Tonsquelch) oder in Rufempfängern verwendet.

Ein solcher Auswerter besteht grundsätzlich aus einem Bandfilter mit vorgeschriebener Durchlassfrequenz und Bandbreite und einer nachfolgenden Gleichrichtung und Siebung des durchgelassenen Signals. Mit einem Schwellenwert-Detektor wird sodann das Über- oder Unterschreiten einer bestimmten Schwelle durch das vom Detektor abgegebene Signal und damit die An- oder Abwesenheit der auszuwertenden Frequenz am Eingang des Auswerter festgestellt. Die auszuwertende Frequenz wird in der Folge der Einfachheit halber «Sollfrequenz» genannt.

Beispielsweise aus dem Artikel von L.E. Franks und I.W. Sandberg: «An Alternative Approach to the Realization of Network Transfer Functions: The N-Path Filter», erschienen im «Bell System Technical Journal» September 1960, Seiten 1321 bis 1350, sind Bandfilter bekannt geworden, in welchen mehrere Pfade mit Tiefpassfiltern zwischen zwei zyklischen Umschaltern angeordnet werden, wobei diese Umschalter mit einer der gewünschten Mittelfrequenz des Bandfilters entsprechenden Frequenz einen Schaltzyklus durchlaufen und einerseits die Eingänge der Pfade der Reihe nach mit dem Eingang und ander-

seits die Ausgänge der Pfade der Reihe nach mit dem Ausgang des Bandpasses verbinden. Die halbe Durchlassbandbreite entspricht dann der Grenzfrequenz der Tiefpässe. Die Zufuhr von abgetasteten Werten des Eingangssignals zu den verschiedenen Pfaden kann als Mischung des Eingangssignals mit der Frequenz des Schaltungszyklus betrachtet werden. Im Falle der Übereinstimmung der beiden Frequenzen entsteht in den Pfaden die Frequenz null.

Ein solches «n-Pfad-Filter» hat jedoch den schwerwiegenden Nachteil, dass es neben der Sollfrequenz auch die Frequenz null und alle ganzzahligen Vielfachen (Harmonischen) der Sollfrequenz durchlässt. Es ist schon vorgeschlagen worden, die geradzahlgigen Harmonischen (einschliesslich der Frequenz null) durch ein dem Bandpassfilter vorgeschaltetes Filter auszuschleusen, in welchem zum Eingangssignal ein invertiertes, um eine halbe Periode der Sollfrequenz verzögertes Signal addiert wird. Um die ungeradzahlgigen Harmonischen auszuschleusen, wird aber auch dann ein weiteres Tiefpassfilter benötigt, welches, sofern es sich um niedrige Sollfrequenzen handelt und sofern konventionelle Mittel angewendet werden, einen verhältnismässig grossen Raumbedarf erheischt.

Beispielsweise aus dem Artikel von R.W. Broderson, P.R. Gray und D.A. Hodges: «MOS Switched-Capacitor-Filters», erschienen in den «Proceedings of the IEEE», Januar 1979, Seiten 61...75 ist die sogenannte «SC-Technik» bekannt geworden, bei welcher eine Kapazität abwechselungsweise mit einem Eingang und einem Ausgang verbunden wird, wobei die ganze Anordnung wie ein zwischen Ein- und Ausgang vorhandener Widerstand wirkt. Mit einer an den Ausgang eines solchen künstlichen Widerstandes gelegten Kapazität kann somit ein Tiefpassfilter gebildet werden, welches ausschliesslich Schalter und Kapazitäten enthält und als integrierte Schaltung herstellbar ist. Mehrere solche Filter können gegebenenfalls hintereinander geschaltet werden, um zu einem gewünschten Ergebnis zu gelangen. Die Grenzfrequenz eines solchen Tiefpassfilters ergibt sich dabei aus der Schaltfrequenz und dem Verhältnis der zusammenwirkenden Kapazitäten.

Es sind schon n-Pfad-Bandfilter vorgeschlagen worden, bei denen die in den Pfaden enthaltenen Tiefpassfilter in SC-Technik aufgebaut sind. Bei diesen Filtern entspricht die Frequenz der Kapazitäts-Umschaltungen der Frequenz der Abtastungen. Sofern ein solches Filter als integrierte Schaltung aufgebaut werden soll, ergibt sich dabei die Schwierigkeit, dass das Verhältnis der Kapazitäten nur in sehr engen Grenzen gewählt werden kann, wodurch es auch nicht möglich ist, die Bandbreite auf einen oft gewünschten kleinen Wert zu bringen.

Die vorliegende Erfindung geht von der Erkenntnis aus, dass für als Auswerter dienende Anordnungen, welche lediglich die An- oder Abwesenheit eines Signals einer bestimmten Frequenz feststellen müssen, gegenüber für andere Zwecke verwendeten Filterschaltungen Vereinfachungen möglich sind. Sie ermöglicht es, die geradzahlgigen Harmonischen innerhalb der Pfade auszuschleusen, eine schmale Bandbreite und eine Unempfindlichkeit auf Harmonische niedriger Ordnung zu erreichen und alle erwähnten Teile als integrierte Schaltung herzustellen, wodurch der Platzbedarf und der Aufwand gegenüber bekannten Schaltungen mit ähnlichen Eigenschaften beträchtlich vermindert werden kann.

Die Erfindung betrifft einen Auswerter für das Erkennen eines Signals einer bestimmten Frequenz und enthält erste Schaltungsmittel, welche dieses Eingangssignal abtasten und die abgetasteten Spannungswerte an die Eingänge von mindestens zwei parallel verlaufenden Pfaden anlegen, wobei diese Pfade je mit geschalteten Kapazitäten aufgebaute Tiefpassfilter enthalten. Die Erfindung ist durch die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 dargelegten Merkmale gekennzeichnet. In besonders Ausführungsformen der Erfindung werden in den Pfaden Ketten von Tiefpassfiltern verwendet, bei denen die in

einem bestimmten Filterglied angewendete Schaltfrequenz niedriger ist als im vorhergehenden.

Die Erfindung wird nun anhand eines Ausführungsbeispiels beschrieben.

Die Fig. 1 zeigt das Prinzipschema einer Auswerteeinrichtung mit schmaler Bandbreite.

Die Fig. 2 und 3 zeigen in verschiedenen Zeilen ein Eingangssignal von einer Frequenz, die durch die Einrichtung gemäss Fig. 1 ausgewertet werden soll und den zeitlichen Ablauf der Zustände eines Teils der in Fig. 1 dargestellten Schalter. Die Zeilen sind dabei mit den Bezeichnungen der entsprechenden Schalter versehen. Der Zeitmassstab ist in der Fig. 2 achtmal grösser gewählt als in der Fig. 3.

Die Fig. 4 zeigt die Darstellung eines Spannungsfolgers (unity gain buffer) mit allen Einzelheiten.

Die Fig. 5 zeigt einen Komparator mit allen Einzelheiten.

Die in Fig. 1 dargestellte Auswerteeinrichtung weist vier Pfade auf, an welche das bei 1 zugeführte Eingangssignal angelegt wird. Die Ausgänge 71...74 dieser Pfade sind auf Spannungsfolger 60, 65, 66 und 67 geführt. Ein Komparator 64 gibt an seinem Ausgang 69 ein Ausgangssignal ab, wenn die Frequenz des zugeführten Signals weniger als die halbe Bandbreite von der Sollfrequenz abweicht. Fig. 2 zeigt in Zeile 1 ein Signal der auszuwertenden Frequenz.

Für die dargestellten Schalter werden vorzugsweise Feldefekt-Transistoren verwendet, welche samt den ebenfalls dargestellten Kondensatoren als integrierte Schaltung ausgebildet werden können. Die gezeigten Widerstände sind nur der Einfachheit der Darstellung halber als Widerstände dargestellt; sie könnten ebenfalls als geschaltete Kapazitäten ausgeführt sein. Die Schalter arbeiten nach den in den Fig. 2 und 3 dargestellten Programmen. Deren Steuerung ist nicht dargestellt, indem derartige Steuerungen zum allgemeinen bekannten Stand der Technik gehören und mit der Erfindung in keinem direkten Zusammenhang stehen.

Der Beschreibung der Wirkungsweise der Pfade werden in der Folge einige grundsätzliche Erklärungen über die Technik der geschalteten Kondensatoren vorausgeschickt. Wie beispielsweise aus der früher erwähnten Literaturstelle hervorgeht, ist eine Kapazität C_1 , welche abwechselungsweise mit einem Eingang und einem Ausgang verbunden wird, einem Widerstand gleichzusetzen, dessen Wert

$$R = \frac{1}{C_1 \cdot f_c}$$

und somit umgekehrt proportional zur geschalteten Kapazität C_1 und zur Schaltfrequenz f_c ist. Ein aus einem Längswiderstand und einer Parallelkapazität aufgebautes Tiefpassfilter besteht somit aus einer geschalteten und einer am Ausgang dauernd angeschlossenen Kapazität, und die Frequenz für eine 3 dB-Dämpfung errechnet sich zu

$$f_g = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{C_1 \cdot f_c}{C_2}$$

wobei C_1 die geschaltete und C_2 die Kapazität am Ausgang bedeutet. Die Grenzfrequenz liegt somit um so tiefer, je kleiner das Verhältnis der beiden Kapazitäten und je kleiner die Schaltfrequenz ist. Die Schaltfrequenz muss mindestens doppelt so hoch wie die Grenzfrequenz sein. Ein solches Tiefpassfilter hat den Nachteil, dass es bei der Schaltfrequenz und bei Mehrfachen davon ebenfalls durchlässig ist.

In der Folge wird der Ablauf der Schaltvorgänge im ersten Pfad beschrieben. Das Eingangssignal wird beim Punkt 1 allen Pfaden gemeinsam zugeführt. Als Eingangssignal wird ein unsymmetrisches Rechtecksignal verwendet, d.h. ein Signal, das periodisch den Wert null und einen Einheitswert annimmt. Die nicht dargestellte Umwandlung eines symmetrischen Sinussignals in ein Rechtecksignal ist dabei als bekannt vorausgesetzt.

Das in Fig. 2 Zeile 1 dargestellte Signal entspricht einem Eingangssignal mit der Sollfrequenz.

Das bei 1 zugeführte Rechtecksignal wird nun im Inverter 23 invertiert, so dass durch wahlweise Betätigung der Schalter 2 oder 3 das ursprüngliche oder das inverse Signal den Schaltern 4 und 6 zugeführt wird. Die Schalter 2...7 werden nun durch ein Programm betätigt, dessen Dauer der Periodendauer der Sollfrequenz entspricht. Nach diesem aus der Fig. 2 ersichtlichen Programm sind die Schalter 2 und 3 je während einer halben Programmdauer leitend, so dass an die Schalter 4 und 6 während der Hälfte des Programms das ursprüngliche und während der andern Hälfte das inverse Eingangssignal angelegt wird. Das gleiche Ergebnis könnte erreicht werden, wenn die Schalter 2 und 3 vom Eingangssignal oder dessen inversem Wert betätigt und die Schalter 4 und 6 abwechselungsweise mit zwei festen Potentialen verbunden würden.

Die Schalter 4 und 5 schalten je achtmal während einer Programmdauer und sind dabei abwechselungsweise leitend. Die Kapazität 14 (z.B. 0,5 pF) ist zehnmal kleiner als die Kapazität 16 (z.B. 5 pF). Da entsprechend den vorherigen Ausführungen die Schalter 4 und 5 zusammen mit der Kapazität 14 einem Widerstand entsprechen ist — sofern man vorderhand den Schalter 8 als gesperrt betrachtet — das Potential an der Kapazität 16 ein zeitlicher Mittelwert des an den Schaltern 4 und 6 angelegten Potentialverlaufs. Das an der Kapazität 16 auftretende Signal ist eine Mischung des zugeführten Signals mit der Programmfrequenz und dessen Frequenz entspricht somit der Differenz zwischen derjenigen des zugeführten Signals und derjenigen des Programms. Diese Frequenz hängt somit direkt von der Frequenz des auszuwertenden Signals ab. Sofern die beiden zu mischenden Frequenzen miteinander übereinstimmen, nimmt das Potential an der Kapazität 16 einen gleichbleibenden Wert an, dessen Grösse von der gegenseitigen Phasenlage des zugeführten Signals und des Programms abhängt. Die halbe Bandbreite, innerhalb welcher ein von der Sollfrequenz abweichendes Signal noch ausgewertet werden soll, ist durch die höchste an der Kapazität 16 auftretende Frequenz, die noch eine Auswertung bewirkt, bestimmt. Durch Festsetzung eines entsprechenden Höchstwertes kann somit diese Bandbreite gewählt werden.

Wie bereits erwähnt wurde, sind Bandpassfilter mit mehreren periodisch geschalteten Tiefpassfiltern auch für Signale, deren Frequenz ein Vielfaches der Sollfrequenz ist, durchlässig. Die vorher beschriebene Misch-Anordnung setzt nun diesen unerwünschten Effekt wesentlich herab. Dank der zeitweisen Invertierung der Signale am Eingang ist ein Ansprechen der Schaltung auf geradzahlig Harmonische, einschliesslich der Frequenz null, vermieden. Mit steigender Arbeitsfrequenz der Schalter 4 und 5 wird das Nicht-Ansprechen auf ungeradzahlig Harmonische verbessert. Es wurde gefunden, dass die Zahl von acht Schaltspielen pro Programm-Periode einen guten Kompromiss zwischen Aufwand und Ergebnis darstellt. Eine weitere Verbesserung in dieser Beziehung wird erreicht, indem der zwischen Eingang 1 und Kapazität 16 wirksame Widerstand im Laufe einer durch die Schalter 2 und 3 festgelegten Halbperiode verändert wird. Der Idealfall wäre eine Veränderung entsprechend einer Sinuskurve. Als guter Kompromiss hat sich die dargestellte Anordnung bewährt, bei welcher jeweils entweder der Kondensator 14 allein oder die beiden Kondensatoren 14 und 15 parallel zur Wirksamkeit gebracht werden, indem entweder nur die Schalter 4 und 5 oder je zusätzlich der Schalter 6 gleichzeitig mit dem Schalter 4 und der Schalter 7 gleichzeitig mit dem Schalter 5 betätigt werden. Wird für die beiden Kondensatoren 14 und 15 die gleiche Kapazität, z.B. 0,5 pF gewählt, verhalten sich die Kapazitätswerte wie 2 : 1 und damit die Widerstandswerte wie 1 : 2. In jeder durch die Schalter 2 und 3 bestimmten Halbperiode werden nun, wie dies aus der Fig. 2 ersichtlich ist, die Kapazitätswerte 1, 2, 2, 1 zur Wirksamkeit gebracht. Unter diesen Voraussetzungen ist die Annäherung an

den Idealfall so gross, dass ein Durchlass bei den ungeradzahlig Vielfachen der Sollfrequenz erst von der siebten Harmonischen an eintritt, was in den meisten Anwendungsfällen nicht störend ist. Das Nicht-Ansprechen bei geradzahlig Harmonischen wurde schon früher erwähnt.

Die Schalter 8 und 9 in Verbindung mit den Kapazitäten 17 und 18, die Schalter 10 und 11 in Verbindung mit den Kapazitäten 19 und 20 und die Schalter 12 und 13 in Verbindung mit den Kapazitäten 21 und 22 bilden, entsprechend den einleitenden Ausführungen, je ein Tiefpassfilter. Die Kapazitäten 18, 20 und 22 betragen je ein Mehrfaches der Kapazitäten 17, 19 und 21. Die erstgenannten weisen beispielsweise einen Wert von 1,5 pF, die zweitgenannten je einen solchen von 0,5 pF auf. Die Schaltfrequenz der Schalter 8 und 9 entspricht, wie aus der Fig. 2 hervorgeht, der Sollfrequenz 2 des Auswerters. Wie in der Fig. 3 dargestellt ist, entspricht dagegen die Schaltfrequenz der Schalter 10 und 11 einem Viertel und diejenige der Schalter 12 und 13 einem Sechzehntel der Sollfrequenz 2. Aufgrund des gewählten Kapazitäts-Verhältnisses ergibt es sich, dass die Grenzfrequenz in der ersten Tiefpass-Stufe ca. 1/19 der Schaltfrequenz und damit der Sollfrequenz beträgt, während die Grenzfrequenz je gegenüber der vorhergehenden Stufe infolge der viermal kleineren Schaltfrequenz ebenfalls viermal niedriger ist. Daraus folgt, dass die Grenzfrequenz der dritten Stufe ca. 300mal kleiner ist als die Sollfrequenz, wodurch die Bandbreite ca. 6,6% beträgt. Die dieser letzten, für die Bandbreite allein massgebenden Stufe vorgeschalteten Stufen sind notwendig, weil gemäss den früheren Ausführungen ein Tiefpassfilter mit geschalteter Kapazität für die Schaltfrequenz und Mehrfache davon durchlässig ist. Die Voraussetzung von Stufen mit höherer Schaltfrequenz ermöglicht es, diejenigen Frequenzen zu sperren, bei denen die nachfolgende Stufe störende Durchlassstellen aufweist.

Die vier Pfade sind genau gleich aufgebaut, und die Schaltfrequenzen sind in allen Pfaden die gleichen. Ein Unterschied besteht einzig in der zeitlichen Lage der Schaltzeitpunkte, indem je am Eingang der verschiedenen Pfade, d.h. in deren Mischerteilen, diese Schaltzeitpunkte gegeneinander verschoben sind. Diese Verschiebung, bezogen auf die Periode der Sollfrequenz, beträgt zwischen aufeinanderfolgenden Pfaden je 90°. Bei den Schaltern 2, 32, 42 und 52 sind deshalb die Arbeitspunkte von je zwei aufeinanderfolgenden um 90° verschieden, und entsprechende Verschiebungen weisen auch die den Schaltern 6, 7, 8 und 9 entsprechenden Schalter in den andern Pfaden auf. Die den Schaltern 4 und 5 entsprechenden Schalter weisen in den Pfaden keine gegenseitigen Verschiebungen auf, weil ihre Frequenz das Achtfache der Sollfrequenz beträgt und weil somit zwei ihrer Perioden zusammen einer Phasenverschiebung von 90° der Sollfrequenz entsprechen. Bei den Schaltern 9...13 spielt die Phasenlage in den verschiedenen Pfaden keine Rolle.

An den Ausgängen 71...74 der vier Pfade treten somit, sofern am Eingang 1 ein Signal mit einer höchstens um die halbe zulässige Bandbreite von der Sollfrequenz abweichenden Frequenz angelegt wird, vier um je 90° verschobene Phasen eines Signals auf, dessen Frequenz zwischen null und der halben Bandbreite liegt. Mit den in der Folge beschriebenen Einrichtungen werden nun diese Signale gemeinsam verarbeitet und dabei festgestellt, ob sie wesentlich von ihrem gemeinsamen Mittelwert abweichen. Im Idealfall einer solchen Signalprüfung müsste festgestellt werden, ob die Summe der Quadrate der Spannungen, um welche die Potentiale der zu prüfenden Signale vom Mittelwert abweichen, einen bestimmten Schwellenwert überschreitet. Sofern dies der Fall ist, ist dies das Kriterium dafür, dass die Frequenz eines an den Eingang gelegten Signals innerhalb der um die Sollfrequenz festgesetzten Bandbreite liegt. Dieses Kriterium stellt somit das Ergebnis der Auswertung dar.

In der in der Folge beschriebenen Anordnung werden anstel-

le von Quadraten lediglich die linearen Werte der Abweichungen verwendet. Die gleichzeitige Berücksichtigung aller Pfade ist wegen des Auftretens extrem niedriger Frequenzen notwendig. Es hat sich gezeigt, dass das arithmetische Mittel von zweimal dem absoluten Betrag der höchsten Abweichung und einmal dem absoluten Betrag der zweithöchsten Abweichung ungefähr proportional zur Summe der Quadrate der Abweichungen ist und daher als Mass der Abweichung verwendet werden kann.

Da die Schaltung in bezug auf Potentiale unsymmetrisch aufgebaut ist, d.h. dass die Extremwerte der Potentiale null und eins (Einheitspotential) sind, liegt der Mittelwert, auf welchen sich die Abweichungen beziehen, bei der Hälfte des Einheitspotentials.

Die in der Fig.1 dargestellte Schaltungsanordnung umfasst sieben Spannungsfolger 60, 65, 66 und 67. Die Spannungsfolger weisen je eine verschiedene Zahl von Eingängen und je einen Ausgang auf. Ein als bekannt vorausgesetzter Spannungsfolger mit beispielsweise zwei Eingängen 81 und 82 ist in Fig. 4 mit Einzelheiten dargestellt. Das am Ausgang 83 entstehende Potential, welches einen verhältnismässig kleinen innern Widerstand aufweist, entspricht dem höhern der an die beiden hochohmigen Eingänge 81 und 82 angelegten Potentiale.

Die vier Spannungsfolger 60 sind je zwischen einen der Ausgänge 71...74 der Pfade und einen Widerstand 61 geschaltet, welcher den betreffenden Ausgang mit dem Punkt 70 verbindet. Dieser Punkt 70 ist Endpunkt eines aus den Widerständen 62 und 63 bestehenden Spannungsteilers. An den Spannungsfolger 65 sind die Ausgänge 71...74 sämtlicher vier Pfade und an die Spannungsfolger 66 und 67 je zwei der Pfade angeschlossen. Dabei sind jeweils die Programme der beiden Pfade, welche an den gleichen Spannungsfolger angeschlossen sind, um 180° gegeneinander verschoben. Die Ausgänge der drei Spannungsfolger 65, 66 und 67 sind je über einen gleichen Widerstand 68 mit dem Punkt 91 verbunden.

Der Abgriff 92 des vorher erwähnten Spannungsteilers und der beschriebene Punkt 91 sind nun je ein den Eingang eines Komparators 64 gelegt, dessen Wirkungsweise als bekannt vorausgesetzt ist und dessen Einzelheiten in der Fig.5 dargestellt sind. Dieser Komparator erzeugt an seinem Ausgang 69 ein Potential, das davon abhängt, welches der Potentiale an seinen Eingängen höher ist.

Bei einem am Eingang 1 der Auswerteinrichtung auftretenden Signal einer Frequenz, die nicht der auszuwertenden entspricht, tritt an allen vier Ausgängen der Pfade der Mittelwert der Potentiale auf. Ist dagegen die richtige Frequenz am Eingang 1 vorhanden, bewegen sich die Potentiale ober- und unterhalb des genannten Mittelwertes. Da von zwei Pfaden mit um 180° verschobener Phase die beiden Potentiale in bezug auf den Mittelwert immer symmetrisch liegen, sind die Abweichungen gleich gross und es ist für die Summenbildung nur der eine Wert zu berücksichtigen. An den Ausgängen der beiden Spannungsfolger 66 und 67 erscheint immer je ein Potential von zwei Pfaden, bei denen das Potential den Mittelwert übersteigt und deren Phasen gegenseitig um 90° bzw. 270° verschoben sind. Am Ausgang des Spannungsfolgers 65 erscheint zusätzlich das höhere der beiden an den Ausgängen der Spannungsfolger 66 und 67 auftretenden Potentiale. Die Summe der drei an den Ausgängen der Spannungsfolger 65, 66 und 67 auftretenden Potentiale entspricht nun der früher dargelegten, für die Auswertung massgebenden Summe. Ein zu dieser Summe proportionaler Wert wird nun erhalten, indem die Ausgänge der drei Spannungsfolger 65, 66 und 67 über die Widerstände 68 zusammengeschaltet sind. Die Spannungsfolger 66 und 67 tragen

dann den höchsten und den zweithöchsten und der Spannungsfolger 65 den höchsten Wert der Potentiale bei.

Der Schwellenwert, den der erwähnte Wert überschreiten muss, damit die Frequenz des zugeführten Signals als Sollfrequenz erkannt wird, könnte grundsätzlich als festes Potential festgesetzt werden. Bei der in der Fig. 1 dargestellten Anordnung wird jedoch der Schwellenwert mit Hilfe des gemessenen Mittelwertes der Potentiale aller vier Pfade festgelegt, um bestimmte auf Unsymmetrien zurückzuführende Unterschiede auszugleichen. Der Mittelwert wird durch die vier Spannungsfolger 60 festgestellt. Das Potential des Punktes 70 stellt sich dabei auf den Mittelwert ein. Der aus den Widerständen 62 und 63 gebildete Spannungsteiler addiert zum letztgenannten Potential eine feste, als Ansprechschwelle dienende Spannung. Das sich aus dieser Summe ergebende Potential ist an den Eingang 92 des Komparators 64 gelegt, während das am Eingang 91 angeschlossene Potential proportional zur Summe der durch die Spannungsfolger 65, 66 und 67 erzeugten Potentiale ist. Im Komparator 64 werden die beiden angelegten Potentiale verglichen, und das Ausgangspotential 69, das einen von zwei festen Werten annimmt, gibt somit an, ob die Frequenz des bei 1 zugeführten Signals inner- oder ausserhalb der um die Sollfrequenz festgelegten Bandbreite liegt.

Die Weiterverarbeitung des Ausgangssignals 69 des Komparators 64 kann als allgemein bekannt vorausgesetzt werden und ist daher nicht beschrieben.

Die in der Fig. 1 dargestellten Widerstände 61, 62, 63 und 68 werden vorzugsweise ebenfalls als geschaltete Kapazitäten ausgebildet. Sie wurden nur der Einfachheit halber als Widerstände dargestellt.

Die Erfindung ist natürlich nicht an das Ausführungsbeispiel gebunden. Es wäre auch mit mehr oder weniger als vier Pfaden möglich, befriedigende Ergebnisse zu erreichen, und die Frequenz der Schaltbewegungen, mit denen das Eingangssignal abgetastet wird, könnte kleiner oder grösser als acht pro Periode der Sollfrequenz gewählt werden. Die Anordnung, gemäss welcher abwechselungsweise eine einfache oder doppelte Kapazität zur Wirkung gebracht wird, könnte auf eine Anordnung mit einem einzigen Kapazitätswert beschränkt und damit vereinfacht oder auf eine Anordnung mit mehr als zwei Kapazitätswerten ausgebaut und damit verfeinert werden. Die Zahl der Tiefpassglieder richtet sich nach der verlangten Bandbreite und könnte kleiner oder grösser als im Beispiel gewählt werden.

Ein Teil der Schalter könnte während bestimmten Programmzeitpunkten zusätzliche, in der Fig. 2 nicht gezeigte Schaltbewegungen ausführen ohne dass dies zu Änderungen der Charakteristik der ganzen Anordnung führte. Die Steuerung der Schalter könnte gegebenenfalls vereinfacht werden, wenn solche an sich überflüssigen Schaltspiele zugelassen würden.

Die Auswertung der Signale an den Ausgängen der Pfade muss nicht in der dargestellten Weise erfolgen. Sofern die Widerstände am Ausgang der Spannungsfolger durch geschaltete Kapazitäten ersetzt würden und somit der Ausgang jedes Spannungsfolgers und damit der ganze Spannungsfolger nur intermittierend verwendet würde, wäre es möglich, je zwei Spannungsfolger zusammenzulegen und die derart kombinierten Spannungsfolger abwechselungsweise in der einen oder andern Funktion zu betreiben.

Die Grundsätze der Erfindung sind auch auf die Verarbeitung von symmetrischen Digital- und Analogsignalen anwendbar. Der Aufwand wäre jedoch, insbesondere bei einer Ausführung als integrierte Schaltung, grösser als bei den beschriebenen Einrichtungen.

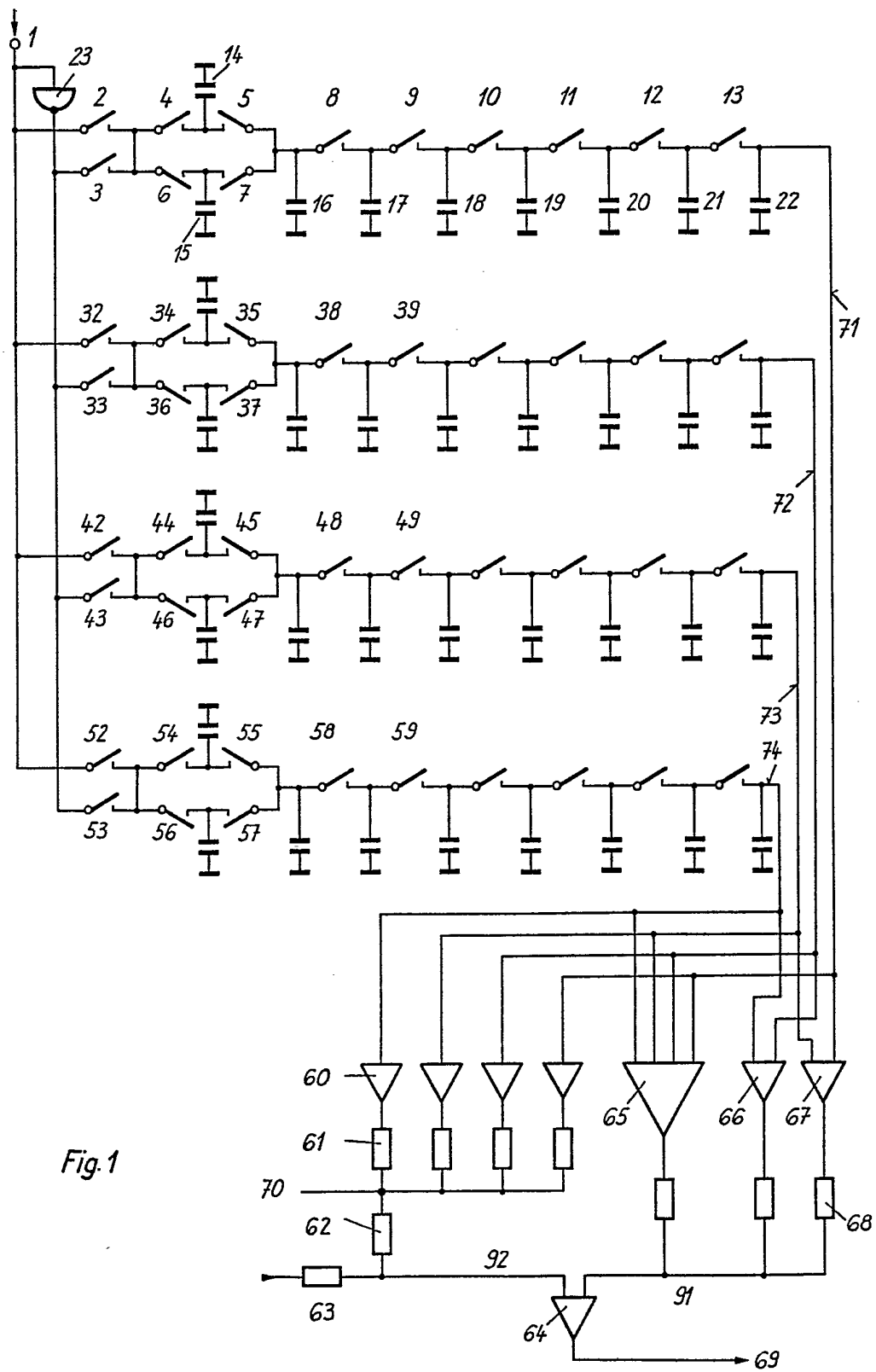


Fig.1

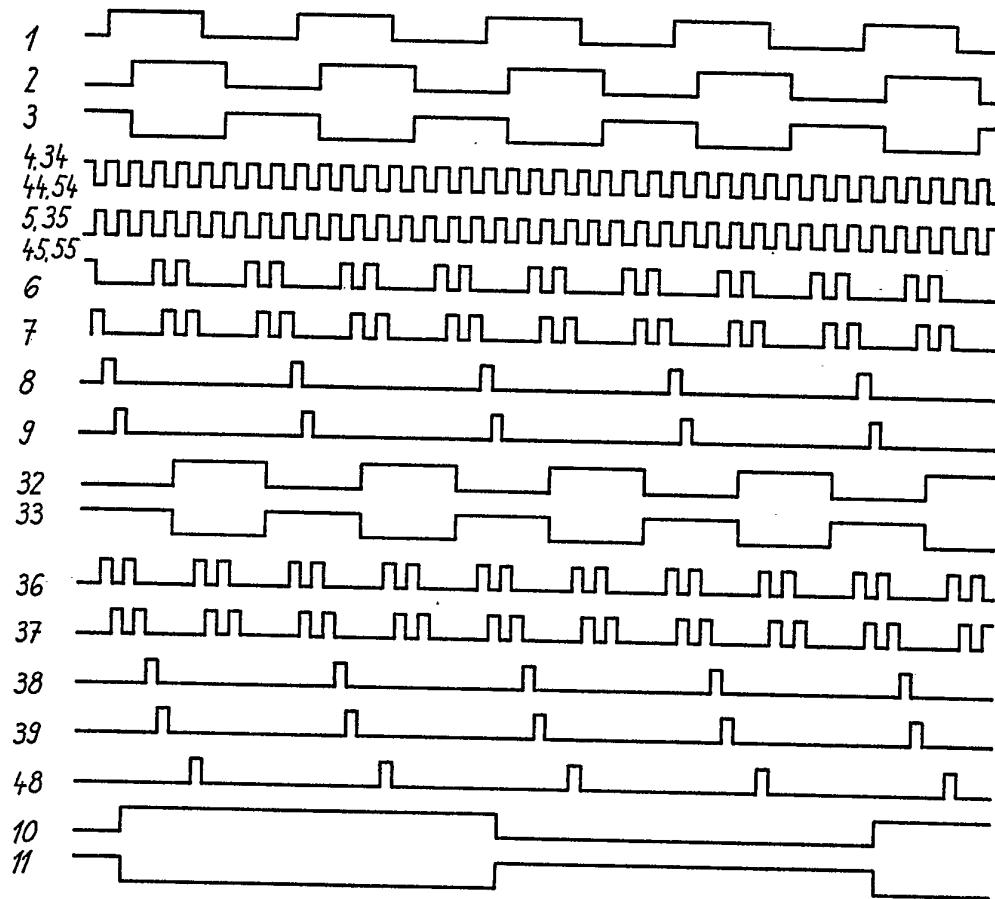


Fig. 2

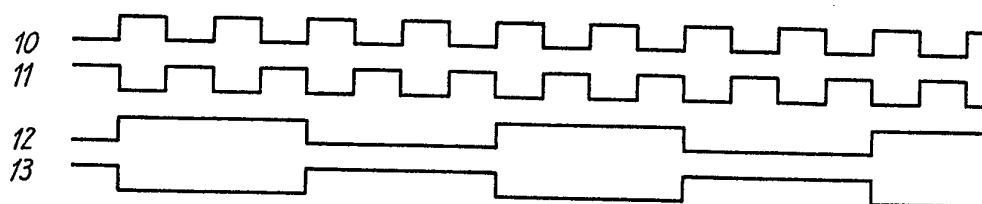


Fig. 3

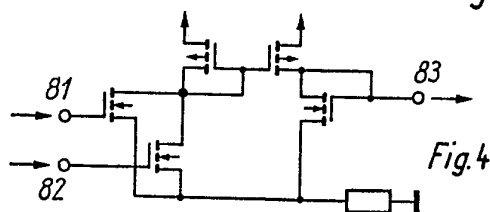


Fig. 4

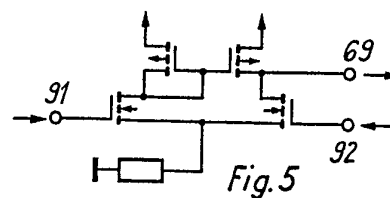


Fig. 5