



SCHWEIZERISCHE EIDGENOSSENSCHAFT
BUNDESAMT FÜR GEISTIGES EIGENTUM

Int. Cl. 3: G 11 B

5/45

Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978



PATENT SCHRIFT A5

11

628 455

21 Gesuchsnummer: 16026/77

22 Anmeldungsdatum: 27.12.1977

30 Priorität(en): 30.12.1976 US 755875

24 Patent erteilt: 26.02.1982

45 Patentschrift
veröffentlicht: 26.02.1982

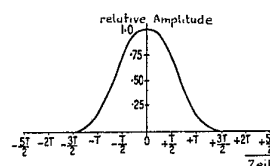
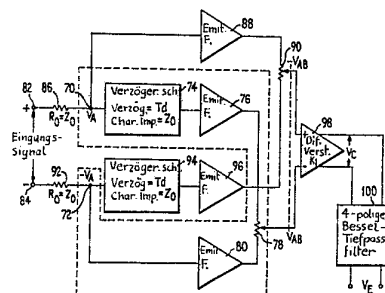
73 Inhaber:
Sperry Corporation, New York/NY (US)

72 Erfinder:
Robert Price, Lexington/MA (US)
George Victor Jacoby, Los Altos/CA (US)
Arthur Philip Geffon, Sunnyvale/CA (US)

74 Vertreter:
Dr. Conrad A. Riederer, Bad Ragaz

54 Schaltung zur Bearbeitung der von einem Lesekopf an einem magnetischen Aufzeichnungsträger abgefühlten digitalen Signale.

57 Die Schaltung enthält eine Ausgleichsschaltung die die symmetrischen Leseimpulse über einen festen Widerstand (86) und eine Verzögerungsleitung (74) an die eine Eingangsklemme eines Differenz-Verstärkers (98), sowie über den festen Widerstand (86), eine Emitter-Folgeschaltung (88) und einen Spannungsteiler (90) an die andere Eingangsklemme des Differenz-Verstärkers (98) heranbringt. Am Ausgang dieses Differenz-Verstärkers (98) ist ein vierpoliges Bessel Tiefpassfilter (100) angeschlossen. Die beschriebene Ausgleichsschaltung ist derart einstellbar, dass die Dauer der Leseimpulse bei ihrer halben Amplitude auf $2/3$ vermindert wird und nahe bei ihrer Nullamplitude auf den Bereich von $-3T/2$ bis $+3T/2$ begrenzt wird, wobei T die reziproke Sperrfrequenz bedeutet.



PATENTANSPRÜCHE

1. Schaltung zur Bearbeitung der von einem Lesekopf an einem magnetischen Aufzeichnungsträger abgefühlten digitalen Signale, die durch einen Vorverstärker und einen Phasenkompensator zur Erzielung symmetrischer Leseimpulse mit einem linearen Phasenspektrum hindurchgeleitet werden, dadurch gekennzeichnet, dass eine Ausgleichsschaltung (38), die die symmetrischen Leseimpulse über einen festen Widerstand (66; 86) und eine Verzögerungsleitung (58; 74) an die eine Eingangsklemme (+ bzw. -) eines Differenz-Verstärkers (60; 98), sowie über den festen Widerstand (66; 86), eine Emitter-Folgeschaltung (56; 88) und einen Spannungsteiler (68; 90) an die andere Eingangsklemme (- bzw. +) des Differenz-Verstärkers (60; 98) heranbringt, an dessen Ausgangsklemmen ein vierpoliges Bessel-Tiefpassfilter (62; 100) angeschlossen ist, derart einstellbar ist, dass die Dauer der Leseimpulse bei ihrer halben Amplitude auf $2/3$ vermindert wird und nahe bei ihrer Nullamplitude auf den Bereich von $-3T/2$ bis $+3T/2$ begrenzt wird, wobei T die reziproke Sperrfrequenz des Bessel-Tiefpassfilters bedeutet.

2. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass ein zweiter Abschnitt der Ausgleichsschaltung (38) für die Zufuhr von invertierten, symmetrischen Leseimpulsen vorgesehen ist, der einen zweiten festen Widerstand (92), eine zweite Verzögerungsleitung (94), die in Reihe mit einer zweiten Emitter-Folgeschaltung (96) an dem als Summiervorrichtung wirksamen erstgenannten Spannungsteiler (90) angeschlossen ist, und eine dritte, zur zweiten Verzögerungsleitung (94) parallele Emitter-Folgeschaltung (80) aufweist, die an einem zweiten als Summiervorrichtung wirksamen Spannungsteiler (78) liegt, der sowohl über eine vierte Emitter-Folgeschaltung (76) mit der ersten Verzögerungsleitung (74) als auch mit der ersten Eingangsklemme (-) des Differenz-Verstärkers (98) verbunden ist (Fig. 11).

3. Schaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass an der Ausgleichsschaltung (38) zwei Komparatoren (106, 108) angeschlossen sind, die auf die Folge der die Ausgleichsschaltung (38) verlassenden, symmetrischen Datenimpulse ansprechen, falls ihre Amplituden einen vorgegebenen Schwellwert (V_{THR}) übersteigen, und dass den Komparatoren (106, 108) eine Sperrvorrichtung (112, 114, 116, 118, 120) nachgeschaltet ist, von der ein nachfolgender, zweiter Datenimpuls von derselben Polung wie der erste unterdrückt wird, so dass nur abwechselnd positive und negative Datenimpulse von der Ausgleichsschaltung (38) abgegeben werden.

4. Schaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgleichsschaltung (38) das Eingangssignal so umwandelt, dass jeder Ausgangs-Impuls ein Amplitudenspektrum in einer geradzahlgigen Funktion besitzt.

5. Schaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgleichsschaltung (38) das Eingangssignal so umwandelt, dass jeder Ausgangs-Impuls ein Amplitudenspektrum in einer Potenz einer Cosinus-Funktion besitzt.

6. Schaltung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgleichsschaltung (38) das Eingangssignal so umformt, dass jeder Ausgangs-Impuls ein Amplitudenspektrum in der vierten Potenz einer Cosinus-Funktion aufweist, bei einer Sperrfrequenz von f_c gleich $1/T$, wobei die Basislinie an Punkten bei $3T/2$ auf beiden Seiten der Impulsspitze, welche bei T gleich Null ist, berührt wird (Fig. 4).

7. Schaltung nach einem der Ansprüche 2 bis 6, dadurch gekennzeichnet, dass die Ausgleichsschaltung (38) zwei Verzögerungsleitungen (74, 94) mit einer vorbestimmten Zeitverzögerung aufweist, welche Verzögerungsleitungen an die erste und die zweite Eingangsklemme (70, 72) angeschlossen sind, dass eine erste Summierschaltung (90) vorgesehen ist, um das Signal an der ersten Eingangsklemme (70) mit einem Signal vom Ausgang der einen Verzögerungsleitung (94) zu summie-

ren, und dass eine zweite Summierschaltung (78) vorgesehen ist, um das Signal an der zweiten Eingangsklemme (72) mit einem Signal vom Ausgang der zweiten Verzögerungsleitung (94) zu summieren.

Die Erfindung betrifft eine Schaltung zur Bearbeitung der von einem Lesekopf an einem magnetischen Aufzeichnungsträger abgefühlten digitalen Signale, die durch einen Vorverstärker und einen Phasenkompensator zur Erzielung symmetrischer Leseimpulse mit einem linearen Phasenspektrum hindurchgeleitet werden.

Wie an sich bekannt ist, erfolgt die magnetische Aufzeichnung digitaler Daten durch Binärwerte in der Weise, dass Änderungen der Polung oder Übergänge in einem magnetischen Aufzeichnungsträger hervorgerufen werden. In einem derartigen Datenspeicher sucht man die Packungsdichte, also die Anzahl der je Längeneinheit des Aufzeichnungsträgers eingeschriebenen Bits mit Hilfe verschiedener Verfahren zur Verschlüsselung zu steigern; bei diesen wird die Anzahl der Übergänge je Bit oder je Bitgruppe vermindert, während zugleich sichergestellt wird, dass der maximale Zwischenraum zwischen den Übergängen ausreichend, also nur so kurz bleibt, dass beim Auslesen die Fähigkeit zu einer eigenen Taktgabe für die Wiedergewinnung der Daten erhalten bleibt.

Falls die Übergänge infolge einer unangemessen hohen Packungsdichte zu eng benachbart sind, tritt nichtsdestoweniger wegen der Eigentümlichkeiten des magnetischen Schreib-/Lesevorganges eine sog. Impulsanhäufung auf, die sich z.B. im Verlaufe des Lesens durch eine Störung unter den Leseimpulsen äussert, die an den benachbarten Übergängen hervorgerufen werden. Hierbei überlappen sich nämlich die Leseimpulse zeitlich bis zu einem gewissen Grad; erschwerend wirken dabei die Asymmetrie und die Phasenverzerrung der Leseimpulse, die sich aus Differenzen der Phasenverschiebung der sie aufbauenden Frequenzkomponenten ergibt, wodurch die einzelnen Impulse verbreitert werden. Wie aus der magnetischen Speichertechnik von Daten bekannt ist, weisen die von einem Lesekopf gelieferten Impulse jedoch in typischer Weise eine Verzerrung auf, die man zu kompensieren sucht. Gemäss der USA-Patentschrift Nr. 3 405 403 vom 8. Dezember 1968 von Jacoby u.a. kann eine geeignete Phasenkompensation durch die Anwendung einer Phasenausgleichsschaltung erreicht werden. Selbst in Abwesenheit einer solchen Verzerrung und Asymmetrie oder von ihrer Kompensation treten in jedem Fall bei einer Überlappung der Leseimpulse, die auf eine Impulsanhäufung zurückzuführen ist, Störungen zwischen den benachbarten Impulsen auf, die eine sich ändernde Amplitude und Verschiebung der Spitzen des Lesesignals, nämlich eine sog. Bitverschiebung bewirken, die Fehler entweder als Folge einer falschen Wahrnehmung eines ein Bit anzeigenden Überganges oder durch eine falsche Auslegung des Rauschsignals innerhalb des Lesesignals nach sich ziehen, das ein Datenbit liefert.

Die Art und Weise, in der die Amplitudenschwankung der wirklichen Impulse die Fähigkeit zur Wahrnehmung der Signale beeinflussen kann, sei noch später erörtert; an dieser Stelle sei nur die Verschiebung der Spitzen als unerwünscht betrachtet, insofern diese Spitzen Daten als in den Aufzeichnungsträger eingeschriebene Übergänge wiedergeben. Für eine genaue Wahrnehmung der Signale muss folglich ihr relatives zeitliches Auftreten bewahrt werden, um die Daten wiedergewinnen zu können. Daher ist es in der Praxis üblich, bei der magnetischen Datenspeicherung eine Art Kompensation oder Ausgleich vorzusehen, bei dem die Breite der einzelnen Leseimpulse eingeengt wird, damit sie sich nicht merklich über-

lappen und somit keine unzulässige Verschiebung der Spitzen oder Amplitudenschwankungen des Lesesignals verursachen. Dieser Ausgleich kann, wie bereits in Verbindung mit der USA-Patentschrift Nr. 3 503 059 vom 24. März 1970 erwähnt ist, beim Einschreiben der Daten in den Aufzeichnungsträger durch eine Wirkung auf das Schreibsignal, nämlich durch eine sog. Schreibkompensation vorgenommen werden. Andererseits können die Leseimpulse im Verlaufe des Lesevorganges dadurch eingengt werden, dass auf sie unmittelbar im sog. Leseausgleich eingewirkt wird, wie in der USA-Patentschrift Nr. 3 516 066 vom 2. Juni 1970 von G. V. Jacoby erläutert ist.

Wie bereits erwähnt, erfolgt die Wiedergewinnung der Daten im Gefolge des Auslesens aus einem Aufzeichnungsträger in typischer Weise durch die Abtastung der Spitzen des Lesesignals, und aus diesem Grunde werden die Leseimpulse eingengt, nämlich um gegenseitigen Störungen vorzubeugen, die sonst die Spitzen in unzulässiger Weise verschieben könnten. Jedoch müssen noch zusätzliche, mit der Impulseinengung einhergehende Faktoren, die die Wiedergewinnung der Daten beeinflussen, auch in Betracht gezogen werden. Je mehr ein Impuls beispielsweise eingengt wird, desto grösser wird seine Bandbreite, so dass eine entsprechende Zunahme der Bandbreite der Leseschaltung mit einer sie begleitenden Steigerung des Rauschens erforderlich ist. Dies ist jedoch wiederum nicht erwünscht, da das Rauschen an oder nahe bei der Spitze des Leseimpulses eine Verschiebung dieser Spitze bewirken kann, was als sog. rauschinduzierte Spitzenverschiebung bezeichnet wird. Deshalb ist ein an ziemlich breiten Leseimpulsen vorzunehmender Ausgleich von Bedeutung, damit eine Impulseinengung zustandekommt, die zur Ausschaltung oder zumindest für eine beträchtliche Verminderung der gegenseitigen Störungen zwischen den Impulsen ausreichend ist; hierbei werden die Amplitudenschwankungen und Bitverschiebungen zufriedenstellend vermieden, aber die Einengung der Impulse darf nicht so weit gehen, dass die erforderliche Bandbreite des Systems wesentlich vergrössert wird, weil hiermit das Rauschen im System in unangemessener Weise zunehmen würde. Zur Erreichung dieses Ergebnisses sollten die einzelnen Leseimpulse derart eingengt werden, dass sie ein gebundenes Amplitudenspektrum, nämlich ein Spektrum eines begrenzten Frequenzbereiches aufweisen. Da ja die Bitverschiebung sowohl durch gegenseitige Störungen unter den Impulsen als auch durch Rauschsignale verursacht werden kann, sollte im Hinblick auf die Impulseinengung eine Wegnahme erfolgen, wodurch die Störungen unter den Impulsen vorteilhaft vermindert werden, aber sich unglücklicherweise zugleich das Rauschen verstärkt. Obgleich dieses Rauschen in einem gewissen Mass aufgehoben werden kann, falls infolge des Ausgleichens die eingengten Impulse ein Amplitudenspektrum mit einer reduzierten Amplitudenerhöhung aufweisen, kann das verstärkte Rauschen dennoch andere schädigende Wirkungen ausüben, die noch in Verbindung mit der Detektorschaltung erläutert werden.

Als Ausgangspunkt der Erfindung sei der Signaldetektor mit zwei Kanälen nach der USA-Patentschrift Nr. 3 631 263 vom 28. Dezember 1971 von I. H. Graham u. a. betrachtet, in dem zum Empfang des Lesesignals parallel verlaufende Kanäle zur Wahrnehmung der Spitzen und zur Erzeugung von Umschaltungen vorgesehen sind. Vom ersten Kanal werden die Spitzen des Lesesignals in üblicher Weise abgetastet, um entsprechende Datenimpulse hervorzurufen; aber die gleichzeitig mit den Leseimpulsen auftretenden Rauschsignale bewirken eine Verschiebung der Leseimpulse aus ihren passenden zeitlichen Lagen heraus, wodurch Fehler entstehen, die als Folge der rauschinduzierten Bitverschiebung in Erscheinung treten. Der andere Kanal spricht ebenfalls auf Spitzen des Rauschsignals an, die im Basisteil des Lesesignals zwischen den einzelnen Leseimpulsen auftreten, und bringt unechte, mit den Daten zu verwechselnde Impulse hervor, die gemeinsam mit den

Datenimpulsen diese Rauschsignale wiedergegeben. Diese rufen jedoch in einer Zweikanalschaltung keine Fehler hervor, da der Kanal zur Erzeugung der Umschaltung auf das Lesesignal anspricht und aufeinanderfolgende Umschaltimpulse hervorbringt, die nur den einzelnen Leseimpulsen entsprechen. Diese am Ausgang der Zweikanalschaltung erscheinenden Impulse werden dann einem UND-Glied zugeleitet, damit dieses unter Ausschaltung des Rauschimpulse nur die Datenimpulse hindurchtreten lässt. Wie beachtet sei, könnte das in den Basisbereichen des Signals vorhandene Rauschsignal unechte Umschaltimpulse hervorrufen, die die mit den Datensignalen zu verwechselnden Rauschsignale am Ausgang des betreffenden Kanals durch das UND-Glied hindurchgehen lassen, die dann eine falsche Auslegung als Daten ergeben. Aus diesen Gründen ist es von Bedeutung, dass die Bandbreite der Leseschaltung eingeschränkt wird, um sowohl der rauschinduzierten Spitzenverschiebung als auch der Erzeugung unechter, mit den Daten zu verwechselnder Impulse im Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen vorzubeugen oder diese zumindest zu vermindern, und um unechte Umschaltimpulse im Kanal zur Erzeugung der Umschaltung zu vermeiden.

Wie den vorangehenden Erläuterungen zu entnehmen ist, sollte das den beiden Kanälen zugeführte Signal gewisse Eigenschaften aufweisen, die die Amplitude, die Phase, die Dauer und das Amplitudenspektrum der einzelnen Impulse berücksichtigen und ferner auf den ebenen Verlauf der Basisabschnitte des Signals zwischen den Impulsen Rücksicht nehmen, damit die beiden Kanäle und insbesondere der zur Erzeugung der Umschaltungen vorgesehene Kanal auf das Lesesignal in einer Weise ansprechen können, dass eine genaue und zuverlässige Wahrnehmung sichergestellt ist. Die zurzeit verfügbaren Signaldetektoren einschliesslich derjenigen mit zwei Kanälen liefern verschiedene kombinierte Charakteristiken, aber dennoch fehlt ihnen in jeder Hinsicht die Fähigkeit, eine verminderte Zunahme von Rauschsignalen und einen Schutz gegen die Erzeugung unechter Umschaltimpulse zu erzielen.

Die Signaldetektorschaltung gemäss der Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, dass eine Ausgleichsschaltung, die die symmetrischen Leseimpulse über einen festen Widerstand und eine Verzögerungsleitung an die eine Eingangsklemme eines Differenz-Verstärkers sowie über den festen Widerstand, eine Emitter-Folgeschaltung und einen Spannungsteiler an die andere Eingangsklemme des Differenz-Verstärkers heranbringt, an dessen Ausgangsklemmen ein vierpoliges Bessel-Tiefpassfilter angeschlossen ist, derart einstellbar ist, dass die Dauer der Leseimpulse bei ihrer halben Amplitude auf $\frac{2}{3}$ vermindert wird und nahe bei ihrer Nullamplitude auf den Bereich von $-3T/2$ bis $+3T/2$ begrenzt wird, wobei T die reziproke Sperrfrequenz des Bessel-Tiefpassfilters bedeutet.

Die erfindungsgemässe Schaltung kann so ausgebildet sein, dass invertierte, symmetrische Leseimpulse in einen zweiten Abschnitt der Ausgleichsschaltung eingebbar sind, der einen zweiten festen Widerstand, eine zweite Verzögerungsleitung, die in Reihe mit einer zweiten Emitter-Folgeschaltung an dem als Summiervorrichtung wirksamen ersten Spannungsteiler angeschlossen ist, und eine dritte zur zweiten Verzögerungsleitung parallele Emitter-Folgeschaltung aufweist, die an einem zweiten als Summiervorrichtung wirksamen Spannungsteiler liegt, der sowohl über eine vierte Emitter-Folgeschaltung mit der ersten Verzögerungsleitung als auch mit der ersten Eingangsklemme des Differenz-Verstärkers verbunden ist.

Vorteilhaft wird vorgesehen, dass an der Ausgleichsschaltung zwei Komparatoren angeschlossen sind, die auf die Folge der die Ausgleichsschaltung verlassenden, symmetrischen Datenimpulse ansprechen, falls ihre Amplituden einen vorgegebenen Schwellwert übersteigen, und dass den Komparatoren eine Sperrvorrichtung nachgeschaltet ist, von der ein nachfolgender, zweiter Datenimpuls von derselben Polung wie der er-

ste unterdrückbar ist, so dass nur abwechselnd positive und negative Datenimpulse von der Ausgleichsschaltung abgebar sind. Die Ausgleichsschaltung kann das Eingangssignal so umwandeln, dass jeder Ausgangsimpuls ein Amplitudenspektrum in einer geradzahigen Funktion besitzt, insbesondere in einer Polung einer Cosinus-Funktion. Dadurch können die veränderlichen Spitzenamplituden im Eingangssignal der Ausgleichsschaltung in vorteilhafter Weise kompensiert werden, um es in ein Ausgangssignal mit einer konstanten Spitzenamplitude zu überführen, in dem eingeengte Impulse mit einem vorgeschriebenen Amplitudenspektrum eines begrenzten Frequenzbereiches enthalten sind. Auf Grund dieser Merkmale können die Bitverschiebung infolge von gegenseitigen Impulsstörungen und die sog. rauschinduzierte Bitverschiebung nahezu ausgeschaltet werden, wodurch eine genaue Zeitlage der aus dem Kanal für die Wahrnehmung der Spitzen abgeleiteten Datenimpulse erhalten werden kann. Die bevorzugte Gestalt des Amplitudenspektrums kann auch dahingehend wirken, dass das Eingangssignal mit der veränderlichen Spitzenamplitude derart transformiert wird, dass auf ihren beiden Seiten die Impulse, die das Ausgangssignal der Ausgleichsschaltung bilden, auf dem Niveau null im wesentlichen eben sind. Auf Grund dieses Merkmals der Ebenheit zwischen den Impulsen kann die Erzeugung von Impulsen, die keine Datenimpulse sind, und von unechten Umschaltimpulsen in den beiden Kanälen behindert werden; ausserdem kann gemeinsam mit anderen Merkmalen eine genauere und zuverlässigere Wahrnehmung der Signale sichergestellt werden. Das Signal mit einer konstanten Spitzenamplitude, das von der Ausgleichsschaltung abgegeben wird, kann den Kanal zur Erzeugung von Schaltvorgängen (der auch ein Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden ist) instandsetzen, mit einer einfachen Technik der Anzeige eines Amplituden-Schwellwertes zu arbeiten, bei der zur Wiedergabe der abwechselnd positiven und negativen, die Daten darstellenden Impulse als Ausgangssignal der Ausgleichsschaltung ein Hin- und Herschalten zwischen den positiven und negativen Bezugsniveaus des Amplituden-Schwellwertes erfolgen kann.

Hauptziel der Erfindung ist somit, eine Schaltung zu schaffen, bei der ein Ausgangssignal mit einer im wesentlichen konstanten Spitzenamplitude mit den vorgeschriebenen Eigenschaften unabhängig von der Art der eingehenden Daten zustandekommt.

Einzelheiten von Ausführungsbeispielen der Erfindung werden in Verbindung mit der Zeichnung in der nachfolgenden Beschreibung erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 das Blockschaltbild des bisherigen Signaldetektors der hier in Betracht kommenden Art,

Fig. 2 das Blockschaltbild einer bevorzugten Ausführungsform der Schaltung gemäss der Erfindung,

Fig. 3 der zeitliche Verlauf von Spannungen, die am Ein- und Ausgang eines Differentiators in der Schaltung gemäss der Fig. 2 in Abhängigkeit von dem aus dem Lesekopf gelieferten Signal auftreten,

Fig. 4 Amplitudenspektren mit quadrierten und in die vierte Potenz erhobenen Cosinus-Funktionsmerkmalen, sowie das Amplitudenspektrum, das durch eine zeitliche Domänen-Differenzierung eines Impulses erhalten ist, der ein Amplitudenspektrum in der vierten Cosinuspotenz hat,

Fig. 5 die Domänen-Amplitude über der Zeit, deren Verlauf ein Amplitudenspektrum in der vierten Cosinuspotenz ist,

Fig. 6 die Domänen-Abteilung des Impulses der Fig. 5 über der Zeit,

Fig. 7 die Amplitude eines isolierten Impulses vor und nach dem Ausgleich über einer gleichen Auftragung der Zeit, wobei der Impuls dem der Fig. 5 entspricht,

Fig. 8 die Amplitudenspektren der Signale nach der Fig. 7

und der in Beziehung stehenden, erwünschten Ausgleichsfunktion,

Fig. 9 Amplituden-Übertragungsfunktionen, die mit Filtern in den bevorzugten Ausführungsformen der Erfindung erhalten sind, und ausserdem die tatsächliche Ausgleichsfunktion, die von einer Kombination derartiger Filter relativ zur theoretisch erwünschten Ausgleichsfunktion gemäss der Fig. 8 erzeugt wird,

Fig. 10 eine bekannte Ausgleichsschaltung mit ihren Spannungsübertragungs-Funktionen, die zum Verständnis beitragen, wie die tatsächliche Ausgleichsfunktion der Fig. 9 erhalten wird,

Fig. 11 ein Blockschaltbild einer abgeglichenen Ausgleichsschaltung, mit der die tatsächliche Ausgleichsfunktion der Fig. 9 erzielt wird,

Fig. 12 einen Abschnitt der abgeglichenen Ausgleichsschaltung nach Fig. 11,

Fig. 13 das Blockschaltbild eines Signaldetektors nach Fig. 3 mit dem Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden und

Fig. 14 ein Blockschaltbild einer weiteren Ausführungsform der Erfindung.

In der Schaltung nach der Fig. 1, die der in Fig. 8 der USA-Patentschrift Nr. 3 631 263 vom 28. Dezember 1971 entspricht, liefert ein Lesekopf 12 dadurch ein Lesesignal, dass er auf die in einem Aufzeichnungsträger, z.B. einer Magnetscheibe, eingeschriebenen Daten anspricht, und führt es über einen Linearverstärker 14 mit Filter und einen Differentiator 16 einem Detektor 18 für die Spitzen in dem einen Kanal und einem Generator 20 von Umschaltsignalen in dem anderen Kanal zu. Vom Detektor 18 wird eine Folge von Datenimpulsen ausgebildet, die zeitlich je mit einer Spitze des Lesesignals zusammenfallen, die eines der Daten wiedergibt. Die Datenimpulse werden dann von einem Verzögerungsglied 24 zeitlich hinausgezögert, damit sie mit den Impulsen aus dem Generator 20 zusammenfallen, der gleichzeitig auf das differenzierte Eingangssignal anspricht, um in Abhängigkeit von jeder Spitze des Eingangssignals, die eines der Daten darstellt, einen Umschaltimpuls hervorzurufen. In diesem zweiten Kanal sollen jedoch keine Umschaltimpulse entstehen, die Spitzen ohne Bedeutung entsprechen, die also durch Rauschsignale oder Verzerrungen innerhalb der Schaltung verursacht sind. Die Datenimpulse aus dem Detektor 18 und die Umschaltimpulse aus dem Generator 20 werden somit in zeitlicher Koinzidenz einem UND-Glied 26 zugeführt, das als Ausgangssignale die Datenimpulse liefert, die die auf dem Aufzeichnungsträger eingeschriebenen Übergänge wiedergeben.

Die Schaltung der Fig. 1 lässt sich in der Weise abändern, dass der Generator 20 vom Differentiator 16 abgetrennt und mit der Ausgangsklemme des Linearverstärkers 14 verbunden wird, damit das verstärkte und gefilterte Lesesignal unmittelbar in den Kanal mit dem Generator 20 gelangt, wie in der genannten USA-Patentschrift Nr. 3 631 263 als Fig. 3 gezeigt ist.

In der Fig. 1 gibt der Verlauf der Spannung am Ausgang des Differentiators 16 die Zeiten von Spitzen 28 geringer Amplitude in bezug auf Spitzen 30 von hoher Amplitude und verhältnismässig lange Besistteile 32 an, die einzelne Spitzen von geringer Amplitude trennen. Diese Besonderheiten versteht man bei einer Betrachtung der Art des vom Lesekopf 12 herangeführten Signals. Natürlich können die verhältnismässig langen Basisteile 32 auch in dem vom Lesekopf 12 gelieferten Lesesignal vorhanden sein und treten somit im differenzierten Lesesignal auf. Ferner ist das Eingangssignal in den Bereichen hoher Packungs- oder Übergangsdichte als Folge von gegenseitigen Störungen amplitudengedämpft, also von einer Störung zwischen den benachbarten Leseimpulsen, die sich auf die entsprechenden Übergänge beziehen. Trotz dieser Amplitudengedämpfung erkennt man, dass die Neigung des Lesesignals von Spitze zu Spitze wegen der grossen Dichte der Übergänge

in diesen Bereichen ebenfalls grösser ist; daher erscheinen die Spitzen von hoher Amplitude am Ausgang des Differentiators 16 in den Bereichen einer grossen Dichte der Übergänge, während die Spitzen geringer Amplitude in den Bereichen einer niedrigen Dichte liegen, so dass die Spitzen 28 und 30 der Fig. 1 Leseimpulsen in den Bereichen einer verhältnismässig geringen bzw. hohen Übergangsdichte entsprechen. Unabhängig davon, ob diese Amplitudenschwankungen und Basisteile im Signal aus dem Lesekopf oder in seiner Ableitung auftreten, können sie die genaue und zuverlässige Wahrnehmung der aufgezeichneten Daten beeinträchtigen, insbesondere wenn der Generator der Umschaltssignale auf der Basis einer Wahrnehmung des Amplitudenschwellwertes arbeitet. Als Folge der Amplitudendämpfung können also Fehler auftreten, durch die Impulse, die die tatsächlichen Daten wiedergeben, nicht wahrgenommen werden können. Weitere Fehler können auch besonders in den langen Basisteilen als Folge einer Verzerrung von Rauschsignalen in Erscheinung treten, wenn unechte, mit den Daten zu verwechselnde Impulse fälschlich als Daten ausgelegt werden.

Wie man dem differenzierten Signal der Fig. 1 entnimmt, sind die Spitzen 28 von geringer Amplitude etwa halb so gross wie die Spitzen 30 von hoher Amplitude, während die Amplituden der Basisteile 32 bei etwas 20% der Amplituden der kleineren Spitzen 28 liegen, obgleich sie meistens noch geringer sein können. Wie daher einleuchtet, würde der Generator 20 bei der einfachen Technik der Wahrnehmung des Amplitudenschwellwertes, der auf etwa 35% der grossen Spitze 30 eingestellt ist, zur Wahrnehmung der Datenimpulse und zur Unterdrückung der mit den Daten zu verwechselnden Impulse ausreichen. Wie man jedoch in der Praxis bemerkt hat, können die Spitzen 28 und 30 vorübergehend bis zu 50% unter den angezeigten Niveaus infolge von Störsignalen liegen, die sich aus Mängeln im Aufzeichnungsträger in Kombination mit anderen Rauschsignalen ergeben, die normalerweise in der Schaltung vorhanden sind. Die sich ergebenden Rauschsignale können die Spitzen 28 von geringer Amplitude sogar bis auf nur 25% des normalen Wertes der Spitzen 30 der hohen Amplitude reduzieren und somit nicht durch einen auf 35% festgesetzten Schwellwert angezeigt werden. Ein solcher Fehler bei der Wahrnehmung der eines der Daten wiedergebenden Spitze sei als Ausfall bezeichnet. Wenn andererseits der Schwellwert auf 25% der hohen Amplitude der Spitze 30 oder etwas darunter gesenkt wird, um einen solchen Ausfall zu vermeiden, kann ein Fehler im Aufzeichnungsträger scheinbar die Basis des Rauschens in einem Masse steigern, dass sie über den verminderten Schwellwert hinaus anwächst, so dass irgendwelche Rauschsignale fälschlich als Daten angesehen werden. Im Signaldetektor der Fig. 1 oder in der geänderten Ausführungsform kann eine Schaltung zur selbsttätigen Steuerung der Verstärkung entweder am Ausgang des Differentiators 16 oder des Linearverstärkers 14 mit dem Eingang der beiden Kanäle zur Wahrnehmung der Spitzen und zur Erzeugung der Schaltsignale verbunden sein, um das Problem der Ausfälle etwas leichter zu lösen. Von einer solchen Steuerschaltung wird das Lesesignal auf einer konstanten Spitzenamplitude nur hinsichtlich langsamer Änderungen gehalten, die sich aus Geschwindigkeitsänderungen des Aufzeichnungsträgers bezüglich des Lesekopfes ergeben. Dagegen werden von der automatischen Steuerschaltung Änderungen der Signalamplitude bei der Augenblicksfrequenz des Lesesignals nicht kompensiert.

Die Rauschsignale, die durch Fehler im Aufzeichnungsträger oder anderweitig in der Leseschaltung entstehen, können Fehler in den auf die Lauflänge beschränkten Datenverschlüsselungs-Verfahren hervorrufen, aber statistisch betrachtet, werden die vom Aufzeichnungsträger erzeugten Rauschsignale wahrscheinlicher in die Fehler von Codes, z.B. des 3PM-Code eingeführt, wenn der maximale Zwischenraum zwischen den

Übergängen ziemlich lang, aber dennoch so kurz ist, dass die Eigentaktgebung beibehalten wird. Als Folge dieser Einflüsse würde es scheinen, dass der Kanal zur Erzeugung der Umschaltung auf der Basis der Wahrnehmung eines Amplitudenschwellwertes keine zuverlässige Anzeige liefern könnte. Wie sich jedoch herausgestellt hat, ist eine Wahrnehmung des Amplitudenschwellwertes in der Tat zum Erzeugen der Umschaltimpulse für die Daten doch einwandfrei, wenn das Lesesignal passend umgewandelt wird, damit die vom Aufzeichnungsträger hervorgerufenen Rauschsignale und eine in der Schaltung vorhandene Verzerrung keinen nachteiligen Einfluss auf das transformierte Signal ausüben können. Eine derartige Transformation geschieht durch eine Einengung der Leseimpulse, um die gegenseitigen Störungen zwischen den Impulsen zu vermindern, wie an Hand der Fig. 2 und 3 erläutert ist.

Gemäss der Ausführungsform der Erfindung in Fig. 2 führt ein Lesekopf ein Lesesignal über einen Vorverstärker 36, eine Ausgleichsschaltung 38 und eine Steuerschaltung 40 zur selbsttätigen Verstärkung bei den Kanälen 18 und 49 zur Wahrnehmung der Spitzen und Amplituden zu. Der erstere weist einen Differentiator 42, einen Detektor 44 und ein Verzögerungsglied 46 auf; diese Elemente arbeiten etwa genauso wie die in der bekannten Schaltung der Fig. 1, um Datenimpulse in zeitlicher Koinzidenz mit den Spitzen des Lesesignals aus dem Lesekopf 34 hervorzubringen. Wie bei der bekannten Schaltung dient auch ein Generator 48 im anderen Kanal 49 der Erzeugung von Umschaltimpulsen, um Fehlern vorzubeugen, die auf Rauschsignale in den Basisteilen des Lesesignals zurückzuführen sind. Diese aus dem anderen Kanal 49 kommenden Umschaltimpulse werden gemeinsam mit den Datenimpulsen aus dem ersten Kanal 18 einem UND-Glied 50 zugeleitet, das die Datenimpulse erzeugt, die die auf dem Aufzeichnungsträger eingeschriebenen Übergänge wiedergeben.

Dass der Generator 48 für die Umschaltssignale als Detektor von Amplituden-Schwellwerten arbeitet, ist deshalb möglich, weil die Ausgleichsschaltung 38 auf das eintretende Signal derart einwirkt, dass an ihrem Ausgang und an dem der Steuerschaltung 40 ein konstantes Spitzenamplitudensignal entsteht, das unabhängig von dem Impulsabstand in der Datenverteilung gleiche positive und negative Spitzen enthält (52 im Signalverlauf A der Fig. 3). Da all diese Spitzen dieselbe Amplitude aufweisen, kann der Schwellwert zur Wahrnehmung der Amplituden z.B. auf 45% des Spitzenamplitude eingestellt werden und dabei noch die Auslösung des Generators 48 gewährleisten, um Ausfälle selbst bei Störungen, die von Fehlern im Aufzeichnungsträger herrühren, oder bei anderen Rauschsignalen zu vermeiden, die die Spitzenamplitude auf etwa 50% vermindern könnten. Darüber hinaus schützt der den Generator 48 auslösende Schwellwert von 45% der normalen Spitzenamplitude ausreichend gegen innere Fehler, die durch Rauschen oder Verzerrungen in den Basisteilen (54 der Fig. 3) des von der Ausgleichsschaltung 38 abgegebenen Signals zum Vorschein kommen.

Der Signalverlauf B der Fig. 3 gibt das ausgeglichene Signal nach der Differenzierung im Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen an. Die in diesem Signalverlauf vorhandenen Spitzen veränderlicher Amplitude sind für deren Wahrnehmung ohne Folgen. Die bedeutsamsten Eigenschaften der Ausgleichsschaltung betreffen bei der Wahrnehmung der Spitzen die Breite und die Amplituden- und Phasenspektren der ausgeglichenen Impulse. Diese und zusätzliche Eigenschaften der konstanten Spitzenamplitude und der Ebenheit der Basisteile sind auch für die richtige Erzeugung der Umschaltssignale von Bedeutung, wie nun in Verbindung mit den Fig. 4 bis 7 erläutert ist.

Die von der Ausgleichsschaltung 38 gelieferten eingengten Impulse weisen ein Amplituden-Spektrum in der vierten Cosinuspotenz auf, das an ein begrenztes Tiefpass-Frequenzband mit einer Sperrfrequenz $f_c = 1/T$ gebunden ist, wie die

Kurve für $\cos^4(\pi fT/2)$ in der Fig. 4 zeigt. Ein eingeeengter, isolierter Domänenimpuls, der sich auf dieses Amplitudenspektrum bezieht, ist über der Zeit in der Fig. 5 aufgetragen und berührt die Grundlinie in den Zeiten $\pm 3T/2$, von denen aus er im wesentlichen auf Null verbleibt. Die Ableitung dieses Impulses ist in der Fig. 6 wiedergegeben, und das Amplitudenspektrum des differenzierten Signalverlaufes ist in der Fig. 4 als Kurve $\cos^4(\pi fT/2) \cdot 2 \cdot \sin(\pi fT)$ gezeichnet. Wie in der USA-Patentschrift Nr. 3 516 066 beschrieben ist, wird diese Funktion durch eine Differentiation mit einer Verzögerungsleitung erhalten. In der Fig. 7 sind die isolierten Domänenimpulse vor und nach dem Ausgleich über derselben Zeiteinteilung aufgetragen, von denen der erste Impuls das Eingangssignal der Ausgleichsschaltung 38 bildet und der zweite als Ausgangssignal dem Impuls in der Fig. 5 entspricht. Nach dem Ausgleich hat der Impuls bei der halben Amplitude etwa die $2/3$ -Breite von dem vor dem Ausgleich, wodurch eine übermässige Steigerung der Bandbreite vermieden wird, welche auftreten würde, wenn das Mass der Einengung wesentlich grösser gemacht wird. In jedem Fall reicht dennoch das Mass an Impulseinengung durch die Ausgleichsschaltung aus, um die einzelnen Impulse im wesentlichen voneinander vollständig auflösbar zu machen. Wie beachtet sei, sind die Impulse vor und nach dem Ausgleich zu ihren Spitzen symmetrisch, womit das Ausbleiben einer Phasenverzerrung und die gewünschte Einengung ohne Störung des linearen Phasenspektrums gezeigt sind. Wie aus der Asymmetrie des Leseimpulses erkennbar ist, ist das vom Lesekopf gelieferte Signal in typischer Weise phasenverzerrt. Der Impuls vor dem Ausgleich in der Fig. 7 stellt daher einen phasenkompensierten Leseimpuls dar, der wegen seiner Symmetrie ein lineares Phasenspektrum besitzt. Diese Kompensation kann von einer Phasenausgleichsschaltung nach der USA-Patentschrift Nr. 3 405 403 vorgenommen werden, die in der Fig. 2 zwischen dem Vorverstärker 36 und der Ausgleichsschaltung 38 oder in einen Abschnitt der letzteren eingefügt wird.

Das Amplitudenspektrum der angehobenen und/oder quadrierten Cosinusfunktion der Fig. 4 dient einem Vergleich mit der vierten Cosinuspotenz. Wie beachtet sei, besitzen die beiden Funktionen dieselbe Sperrfrequenz $f_c = 1/T$, aber die bevorzugte Cosinusfunktion in der vierten Potenz hat eine geringere Amplituden-Erhöhung über dem Passband und steigert daher das Rauschen in geringerem Mass; das bedeutet also eine geringe Verstärkung der Rauschsignale, die im Passband als Folge der Einengung der Eingangsimpulse vorhanden sein können, so dass eine gegenseitige Störung vermieden wird. Das Amplitudenspektrum des differenzierten Impulses hat im Kanal für die Wahrnehmung der Spitzen eine grössere Amplitudenerhöhung und ist somit für das Rauschen etwas empfänglicher, aber dieses wird vom Generator für die Umschaltssignale aus dem Ausgangssignal der Detektorschaltung entfernt.

Die Gestalt der quadrierten Cosinusfunktion im Empfänger eines Nachrichten-Übertragungskanaals auszunutzen, ist aus der USA-Patentschrift Nr. 3 647 964 vom 7. März 1972 von D. T. Tang bekannt, gemäss der der auf die Zeit bezogene Domänenimpuls den ersten Nulldurchgang bei $\pm T$ und einen zusätzlichen Nulldurchgang jeweils $0,5T$ jenseits des ersten aufweist, wobei die Zeit T zur Sperrfrequenz reziprok ist. Wie in der Fig. 3 der genannten USA-Patentschrift gezeigt ist, rufen diese zusätzlichen Nulldurchgänge ein schwingendes Endstück an dem Domänenimpuls über der Zeit hervor, die vorteilhaft zur Übertragung aufeinanderfolgender Datenimpulse in den Intervallen von $nT/2$ geeignet sind, wobei n eine ganze Zahl und grösser oder gleich 2 ist. Auf diese Weise können die Datenimpulse bei den ganzzahligen Vielfachen von $0,5T$ ohne eine gegenseitige Störung abgegriffen werden, vorausgesetzt dass jeweils zwei Impulse keinen kleineren Abstand als T auf-

weisen. Falls also ein weiterer Impuls nur in den Intervallen T , $1,5T$, $2T$ usw. nach dem ersten Impuls auftritt, erfolgt keine Störung, da der erste Impuls durch Null hindurchgeht, während der zweite abgegriffen wird. Wenn ein magnetisches Speichersystem für Daten vorliegt, sollten diese Störungen in ähnlicher Weise dadurch vermieden werden können, dass die Datenübergänge auf dem Aufzeichnungsträger derart eingeschrieben werden, dass die Leseimpulse in den vorgeschriebenen Intervallen hervorgerufen werden. Die Bitverschiebung macht die Situation bis zu einem Grad komplizierter, da nicht sicher ist, dass ein Leseimpuls in der Tat beim Nulldurchgang eines weiteren Leseimpulses auftritt. Mit Hilfe der bevorzugten Gestalt des Spektrums in der vierten Potenz des Cosinus wird dieses Problem nahezu umgangen, da sie einem Impuls ohne den schwingenden Endabschnitt mindestens in einem Mass entspricht, das zur Herbeiführung der erwünschten Ebenheit im Nullniveau im Bereich zwischen den Impulsen erforderlich ist, also in denjenigen Bereichen hinter den die Grundlinie berührenden Punkten von $\pm 3T/2$, damit eine zuverlässige Arbeitsweise im Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden gewährleistet ist. In Wirklichkeit besitzt der Impuls der Fig. 5 ein ausschwingendes Endstück, dessen Spitzen jedoch nur etwa ein Sechstel der Grösse der Spitzen des Endstückes erreichen, das zu einem Impuls mit dem Amplitudenspektrum der quadrierten Cosinusfunktion gehört. Für einen identischen, niedrigen Bandpass mit der Sperrfrequenz von $f_c = 1/T$ liefert die Gestalt des Spektrums in der dritten Cosinuspotenz eine etwas stärkere Amplitudenerhöhung als die vierte Potenz des Cosinus und einen Impuls mit einer unerwünschten hohen Amplitude in dem ausschwingenden Endstück wie die quadrierte Cosinusfunktion, während die Gestalt des Spektrums in der fünften Cosinuspotenz eine etwas geringere Amplitudenerhöhung und einen Impuls ergibt, dessen ausschwingendes Endstück eine sogar kleinere Grösse als die Cosinusfunktion in der vierten Potenz aufweist. Daher liefert die Gestalt des Spektrums in der fünften Cosinuspotenz ebenfalls einen im allgemeinen einwandfreien Ausgleich, der aber nicht so geeignet wie die Cosinusfunktion in der vierten Potenz betrachtet wird, da der entsprechende Domänenimpuls über der Zeit nicht ganz so stark eingeeengt wird und folglich die Arbeitsweise der beiden Kanäle zur Wahrnehmung der Spitzen und Amplituden etwas verschlechtert. Abgesehen von seinen anderen Eigenschaften ist die die vierte Cosinuspotenz der Spektrumgestalt hervorbringende Ausgleichsschaltung in einzigartiger Weise zur Wahrnehmung des 3PM-Code mit einem minimalen Abstand der Übergänge von $3T/2$ geeignet, da sie einem Impuls entspricht, der die Grundlinie in den Punkten $\pm 3T/2$ berührt.

Wie bereits erwähnt, muss die Ausgleichsschaltung für die erwünschte Funktion des Kanals zur Wahrnehmung der Spitzen die eingehenden Impulse in entsprechend eingeeengte Ausgangsimpulse mit einem festgelegten Amplitudenspektrum und einem linearen Phasenspektrum transformieren. In Verbindung mit der Fig. 6 ist von weiterem Interesse zu bemerken, dass der nach dem Ausgleich differenzierte Impuls nicht vor den Punkten $\pm 2T$ die Grundlinie berührt und sich trotz des Ausgleiches in den Punkten $\pm 3T/2$ auf einem endlichen Signalniveau befindet. Infolgedessen kann die gegenseitige Störung der Impulse im Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen im Falle des 3PM-Code auftreten, für den der minimale Abstand der Übergänge $1,5T_B$ beträgt, wobei T_B die Rate der Datenbits ist. Durch eine Vergrösserung der Bandbreite kann diese Störung vermieden werden. Gemäss der Fig. 6 erreicht der differenzierte Impuls das Niveau 0 ungefähr bei $\pm 1,88T$. Somit braucht der erforderliche minimale Abstand zwischen den Übergängen oder Leseimpulsen zur Vermeidung der genannten Störung nicht $2T$ zu betragen, sondern könnte auf die Grösse von $1,88T$ vermindert werden. Hiervon ausgehend,

sollte der minimale Abstand T_{MIN} im Bereich von $1,88T$ bis $2T$ liegen, wobei T die reziproke Sperrfrequenz f_c bedeutet. Um dieser Bedingung für den 3PM-Code zu genügen, für den $T_{\text{MIN}} = 2,5T_B$ gilt, sollte die Sperrfrequenz $f_c = 1/T$ im Bereich von $1,25/T_B$ bis $1,33/T_B$ liegen. Mit anderen Worten ausgedrückt, sollte für den 3PM-Code die Sperrfrequenz 25 bis 33 % höher als die Datenbitfolge liegen, damit im Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen keine gegenseitigen Störungen unter den Impulsen stattfinden. Diese Störung kann leicht kompensiert oder sogar vermieden werden, ohne dass die Bandbreite durch eine sog. Vorschreibkompensation gesteigert zu werden braucht, also durch ein Verfahren zur Kompensierung der Bitverschiebung, bei dem während des Verlaufes der Aufzeichnung um ein kleines Stück entgegen der Richtung der Verschiebung, die die Störungen unter den Impulsen hervorruft, alle Übergänge versetzt werden. Nach der Fig. 5 sind die von der Ausgleichsschaltung gelieferten Impulse in der Nachbarschaft der Nullberührungen bei $\pm 3T/2$ ziemlich eben. Daher bringt eine kleine Verschiebung der Spitze eines bei diesen Berührungspunkten liegenden, benachbarten Impulses nur eine vernachlässigbare Störung unter den Impulsen mit sich. Wenn somit der Ausgleich mit Hilfe des Spektrums mit dem Cosinus in der vierten Potenz mit einer Vorschreibkompensation kombiniert wird, ist der minimale Abstand zwischen den Impulsen vorzugsweise mit $1,5T$ zu wählen; da für den 3PM-Code $T_{\text{MIN}} = 1,5T_B$ ist, kann die Sperrfrequenz gleich der reziproken Datenbitrate gemacht werden, was eine beträchtliche Verminderung der Bandbreite ergibt, ohne dass die unzulässigen gegenseitigen Störungen unter den Impulsen weder im Kanal noch in der Schaltung auftreten.

Natürlich ist die Erfindung nicht nur auf den 3PM-Code beschränkt, für den entsprechend den Berührungspunkten des von der Ausgleichsschaltung abgegebenen Signals der minimale Abstand zwischen den Übergängen oder Impulsen $\pm 3T/2$ beträgt, sondern auch für die MFM- und M²FM-Codes, sowie tatsächlich auch für Richtungsschrift oder sonstigen Codes mit einer begrenzten Lauflänge brauchbar, da das Ansprechen auf die Domäne mit der Zeit jenseits der Nullberührungspunkte gleichmässig ist und diese Punkte bei $\pm 3T/2$ so gelegt werden können, dass sie einem minimalen Abstand zwischen den Übergängen in der Richtungsschrift oder des sonstigen Code mit einer begrenzten Lauflänge entsprechen. Die Lagen, in denen andere Impulse oder Übergänge bei Abständen auftreten, die über den minimalen Abstand bei einem beliebigen Code hinausgehen, sind bedeutungslos, weil die von der Ausgleichsschaltung abgegebenen Impulse auf dem Niveau 0 nahezu eben sind und jenseits des minimalen Abstandes liegen.

In Verbindung mit den Fig. 8–12 sei eine Ausführungsform der Erfindung ausführlich erläutert, von der die Gestalt des Amplitudenspektrums in der vierten Potenz des Cosinus hergestellt wird. Der isolierte Eingangsimpuls der Ausgleichsschaltung (Fig. 7) hat in einem magnetischen Lesesystem die typische Form nach Lorentz, die mathematisch durch die Funktion $1/(1+T^2)$ angegeben werden kann, in der T die normierte Zeit bedeutet, und ein Amplitudenspektrum, das in der Fig. 8 durch die Kurve $(L(f))$ dargestellt ist. Die weitere Kurve $R(f)$ zeigt das Amplitudenspektrum, wie es nach dem Ausgleich für den isolierten Impuls erwünscht ist. Die Kurven $L(f)$ und $R(f)$ kann man durch die Gleichungen mathematisch definieren:

$$L(f) = e^{-T^2 f^2}$$

$$R(f) = \cos^4 \frac{\pi f}{2f_c}$$

in denen f die Frequenz, f_c die Sperrfrequenz oder Bandbreite des Systems, T die reziproke Sperrfrequenz und T_{50} die Zeit-

dauer bei den halben Amplitudenwerten des Impulses vor dem Ausgleich bedeuten.

Um das Amplitudenspektrum gemäss der Kurve $L(f)$ in das der Kurve $R(f)$ zu transformieren, ist eine Ausgleichsfunktion $E_D(f)$ von der Art erwünscht:

$$L(f) \cdot E_D(f) = R(f),$$

die als Kurve $E(f)/K_e$ in der Fig. 8, nämlich als mit dem Wert $1/K_e$ normierte Ausgleichsfunktion aufgetragen ist. Mit Hilfe einer numerischen Analyse lässt sich festlegen, dass die gewünschte Ausgleichsfunktion $E_D(f)$ mathematisch angenähert durch die Gleichungen dargestellt werden kann:

$$E_D(f) = K_1 \left(1 - K_2 \cos \frac{2\pi f}{f_n} \right) \cdot B(f) \\ = V_c \pm B(f),$$

$E_D(f) = V_E$, in denen f die Frequenz bedeutet, K_1 und K_2 Konstanten sind und f_n diejenigen Frequenz ist, bei der der Term einschliesslich des Cosinus null ist; ferner bedeutet $B(f)$ ein Bessel-Filter vierter Ordnung, vorzugsweise ein Bessel-Unbehauen-Filter.

Aus der Fig. 9 geht hervor, wie das Produkt der Grössen V_c und $B(f)$ als Funktionen der spektralen Dichte die Funktion $E_A(f)$ des tatsächlichen Ausgleiches liefert, die sich im gesamten Bandpass des Systems der gewünschten Ausgleichsfunktion $E_D(f)$ annähert. Wenn anstelle des bevorzugten Bessel-Unbehauen-Filters ein gewöhnliches Bessel-Filter benutzt wird, vermindert sich die Kurve von $B(f)$ beim Wert $1/T$ nicht auf Null, und die Funktion $E_A(f)$ des tatsächlichen Ausgleiches nimmt ebenfalls nicht bis Null ab, sondern weicht stattdessen von der angezeigten Kurve in einem schmalen Frequenzbereich unmittelbar unter der Sperrfrequenz ab.

Gemäss der Erfindung wird die abgegliche Ausgleichsschaltung 38 (Fig. 2) deshalb vorgezogen, weil sie wesentlich stärker die Rauschsignale als eine einendige (nicht abgegliche) Ausgleichsschaltung zurückweist, deren Arbeitsweise an Hand der Fig. 10 erläutert ist. Diese bekannte Cosinus-Ausgleichsschaltung weist eine parallel angeschlossene Emitter-Folgeschaltung 56 und eine Verzögerungsleitung 58 auf, die über einen Differenz-Verstärker 60 mit einem vierpoligen Bessel-Tiefpassfilter 62 verbunden ist. Die Verzögerungsleitung 58 besitzt eine charakteristische Impedanz Z_0 und eine Verzögerung $T_d = 1/f_n$, und ihr Eingangssignal an einer Klemme 64 kommt aus einer Quelle nahezu ohne Impedanz, z. B. aus einem einzelnen Vorverstärker und wird über einen Widerstand 66 der Emitter-Folgeschaltung 56 und der Verzögerungsleitung 58 zugeführt. Die Eingangsimpedanz an der positiven Klemme des Differenz-Verstärkers 60 ist um mehrere Grössenordnungen grösser als die charakteristische Impedanz der Verzögerungsleitung 58, damit der Endausgang der Verzögerungsleitung effektiv eine offene Schaltung darstellt. Dementsprechend ist als Funktion der Frequenz die Spannung V_B am Ausgang der Verzögerungsleitung eine Konstante, während die Spannung an ihrem Eingang sich als Funktion der Frequenz ändert, da von der offenen Schaltung am Ausgangs-ende der Verzögerungsleitung reflektierte Wellen erzeugt werden. Da nur ein Teil $K_1 \pm V_A$ der Spannung V_A aus der Emitter-Folgeschaltung 56 abgegriffen wird, der zur negativen Klemme des Differenz-Verstärkers 60 gelangt, weist die von ihm abgegebene Spannung V_c eine Frequenzcharakteristik auf, die in der Fig. 10 dargestellt ist. Dann geht sie durch das Bessel-Tiefpassfilter 62 hindurch, so dass die Spannung V_E als Funktion einer Frequenz zustandekommt, die der tatsächlichen Ausgleichsfunktion $E_A(f)$ der Fig. 9 entspricht.

Nun sei die Arbeitsweise der abgeglichenen Cosinus-Ausgleichsschaltung in Verbindung mit der Fig. 11 erläutert. In die-

sem Fall werden eine Spannung $+V_A$ einer Klemme 70 und eine Spannung $-V_A$ einer Klemme 72 vom Vorverstärker 36 her zugeleitet. Der von gestrichelten Linien eingerahmte Abschnitt der Cosinus-Ausgleichsschaltung ist aus der Fig. 11 zwecks Erleichterung des Verständnisses in die Fig. 12 übertragen. Das der Klemme 70 aufgeprägte Signal, nämlich die Spannung $+V_A$ geht durch eine Verzögerungsleitung 74 hindurch, die die konstante Spannung V_B abgibt, die ihrerseits über eine Emitter-Folgeschaltung 76 dem einen Ende eines Potentiometers 78 mit dem Widerstand R_1 zugeleitet wird. Die an der Klemme 72 auftretende Spannung $-V_A$ geht durch eine Emitter-Folgeschaltung 80 hindurch, die mit dem anderen Ende des Potentiometers 78 verbunden ist. Wenn somit der Potentiometerarm derart eingestellt ist, dass ein Teil $(1-K_2)$ der Spannung V_B und ein Teil K_2 der Spannung V_A abgenommen wird, ergibt sich die an ihm liegende Spannung V_{AB} durch die Gleichungen:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= (1-K_2)V_B - K_2V_A \\ &= (1-K_2) \cdot \left(V_B - \frac{K_2V_A}{1-K_2} \right) \\ &= k(V_B - K_2V_A), \end{aligned}$$

in denen $k = (1-K_2)$ und $K'_2 = \frac{K_2}{1-K_2}$ sind.

Im Falle der abgeglichenen Cosinus-Ausgleichsschaltung gemäss der Fig. 11 wird das zweifache Signal aus dem Vorverstärker 36 an Klemmen 82 und 84 angelegt, von denen die eine über einen Widerstand 86 an den Eingang der Verzögerungsleitung 74 und der Emitter-Folgeschaltung 88 geführt ist, deren Ausgang mit dem einen Ende eines Potentiometers 90 verbunden ist, während die andere Klemme 84 durch einen Widerstand 92 an einer Emitter-Folgeschaltung 80 und an einer Verzögerungsleitung 94 angeschlossen ist, die über eine Emitter-Folgeschaltung 96 am anderen Ende des Potentiometers 90 liegt. Sobald die Arme der Potentiometer 78 und 90 in eine identische Lage gebracht sind, wird eine Spannung von $2V_{AB} = 2k(V_B - K'_2V_B)$ den Eingangsklemmen eines Differenz-Verstärkers 98 zugeleitet, der die Spannung $V_c = K_1 \cdot 2V_{AB}$ abgibt. Diese Gleichung für die Spannung V_c besitzt dieselbe funktionelle Beziehung hinsichtlich einer abgeglichenen Eingangsschaltung, wie sie mit der nicht abgeglichenen Eingangsschaltung der Fig. 12 erhalten wird, und ihre Ähnlichkeit zu der zuvor aufgestellten Gleichung für die Spannung V_c leuchtet unmittelbar ein, nämlich:

$$V_c = K_a(1-K_2 \cos \frac{2\pi f}{f_n})$$

Die Spannung V_c wird dann in ein Bessel-Tiefpassfilter 100 eingeführt, das das Ausgangssignal V_E der Ausgleichsschaltung erzeugt.

Die Verzögerungsleitungen in den Schaltungen der Fig. 10 bis 12 bewirken eine Verzögerungszeit von $T_D = \dots$, die aus der Fig. 9 und den Spannungen V_c und V_E bestimmt werden kann und erforderlich ist, damit der erwünschte Ausgleich erreicht wird oder zumindest eine Annäherung an ihn erfolgt.

Der abgegliche Generator 48 für die Umschaltssignale, der im Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden (Fig. 2) eingefügt ist, ist ausführlich in der Fig. 13 wiedergegeben. Die von der Ausgleichsschaltung 38 bewirkte Spannung V_E läuft durch die verstärkende Steuerschaltung 40 zu den Klemmen 102 und 104 des Generators 48. Wenn ein sich ins Positive erstreckender Impuls der Spannung V_E an der Klemme 102 erscheint, der eine vorgegebene Schwellwertspannung V_{THR} übersteigt, auf die ein Potentiometer 110 eingestellt ist, entsteht an der Ausgangsklemme eines Komparators 106 ein Stufensignal von Hoch nach Tief, das der Taktklemme eines Flip-

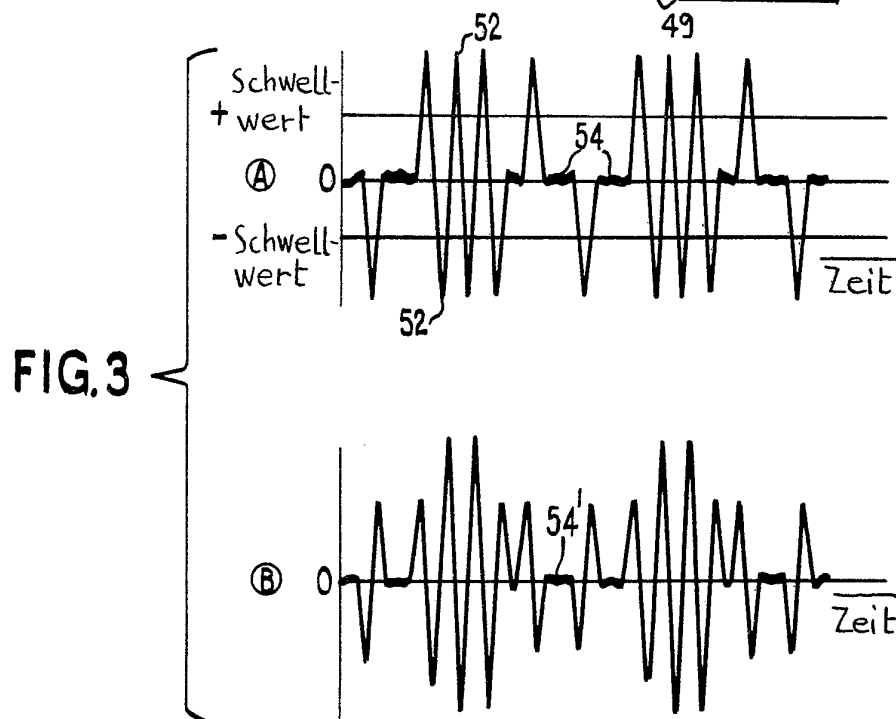
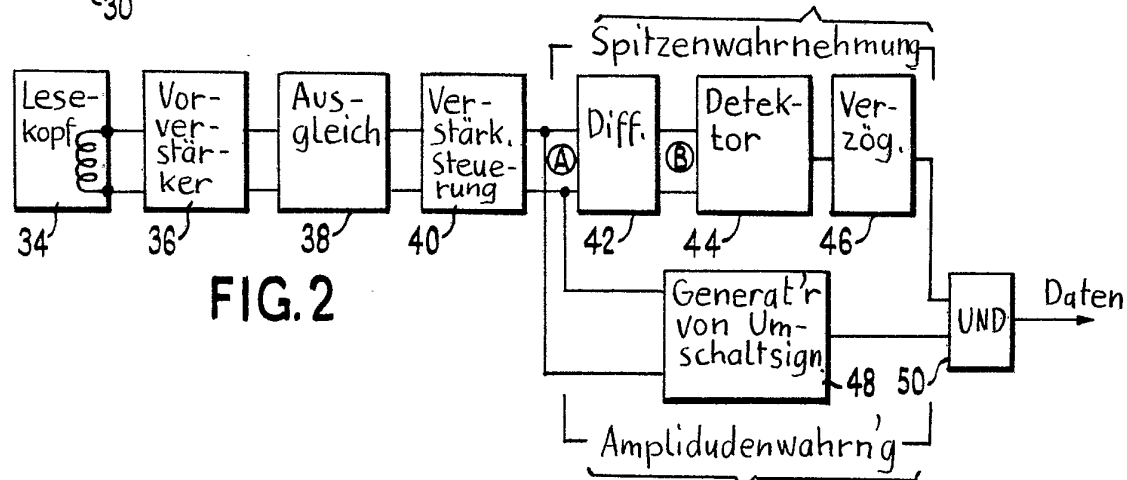
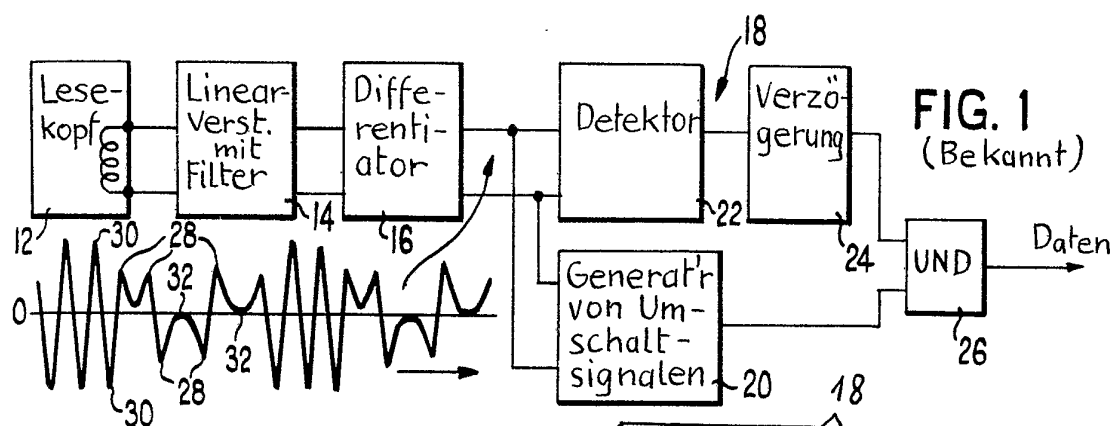
flop 112 zugeleitet wird, damit an einer Klemme Q das Niveau hinabgeschaltet wird. Dieses Signal auf tiefem Niveau läuft in ein Exklusiv-ODER-Glied 116 hinein, das mit Hilfe eines Signals auf hohem Niveau ein Exklusiv-ODER-Glied 118 zur Abgabe eines Signals auf tiefem Niveau und ein Exklusiv-ODER-Glied 120 zur Abgabe eines Signals auf hohem Niveau veranlasst. Dieses das Exklusiv-ODER-Glied 118 verlassende Signal, das das tiefe Niveau annimmt, löst einen monostabilen Multivibrator 122 aus, der einen Impuls von vorgegebener Dauer als Schaltimpuls über ein ODER-Glied 126 zum UND-Glied 50 (Fig. 2) liefert, dem er gemeinsam mit den Impulsen aus dem Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen zugeführt wird. Das Signal aus dem Exklusiv-ODER-Glied 118 auf tiefem Niveau wird ausserdem zu Klemmen J und K des Flipflop 112 zurückgeführt, damit es der Erzeugung eines weiteren Schaltimpulses in Abhängigkeit von einem unmittelbar nachfolgenden, ins Positive gehenden Impuls vorbeugt, der an der Klemme 102 auftritt. Wenn jedoch ein ins Negative gehender Impuls der Spannung V_E an der Klemme 104 erscheint, die einen gegebenen negativen Wert der Schwellwertspannung V_{THR} übersteigt, die am Potentiometer 110 eingestellt ist, wird ein Stufensignal vom hohen zum tiefen Niveau von einem Komparator 108 der Taktklemme eines Flipflop 114 zugeleitet, so dass das Signal an seiner Klemme Q auf das tiefe Niveau fällt. Das letztere gelangt über das Exklusiv-ODER-Glied 116 zum Exklusiv-ODER-Glied 120, dessen Ausgangssignal auf das tiefe Niveau getrieben wird, und zum Exklusiv-ODER-Glied 118, das ein Signal auf hohem Niveau erzeugt. Von dem auf das tiefe Niveau abfallenden Signal des Exklusiv-ODER-Gliedes 120 wird ein monostabiler Multivibrator 124 ausgelöst, dessen Ausgangsimpuls von vorgegebener Dauer über das ODER-Glied 126 als weiterer Schaltimpuls dem UND-Glied 50 zugeleitet wird. Das Signal auf tiefem Niveau aus dem Exklusiv-ODER-Glied 120 wird auch zu den Klemmen J und K des Flipflop 114 zurückgeleitet, damit der Erzeugung eines weiteren Schaltimpulses in Abhängigkeit von einem unmittelbar nachfolgenden, ins Negative gehenden Impulses vorbeugt wird, der an der Klemme 104 erscheint. Im Hinblick auf das den Klemmen J und K des Flipflop 112 aus dem Exklusiv-ODER-Glied 118 zugeführte Signal kann die Schaltung auf einen ins Positive ansteigenden Impuls der erforderlichen Amplitude an der Klemme 102 ansprechen, wonach sie wieder imstande ist, auf einen weiteren, ins Negative gehenden Impuls der erforderlichen Amplitude zu reagieren, der an der Klemme 104 erscheint. Somit arbeiten die Schaltungen durch Auslösungen mit abwechselnd positiven und negativen Eingangsimpulsen, denen die abwechselnden ins Positive und Negative gehenden Übergänge auf dem Aufzeichnungsträger zugeordnet sind.

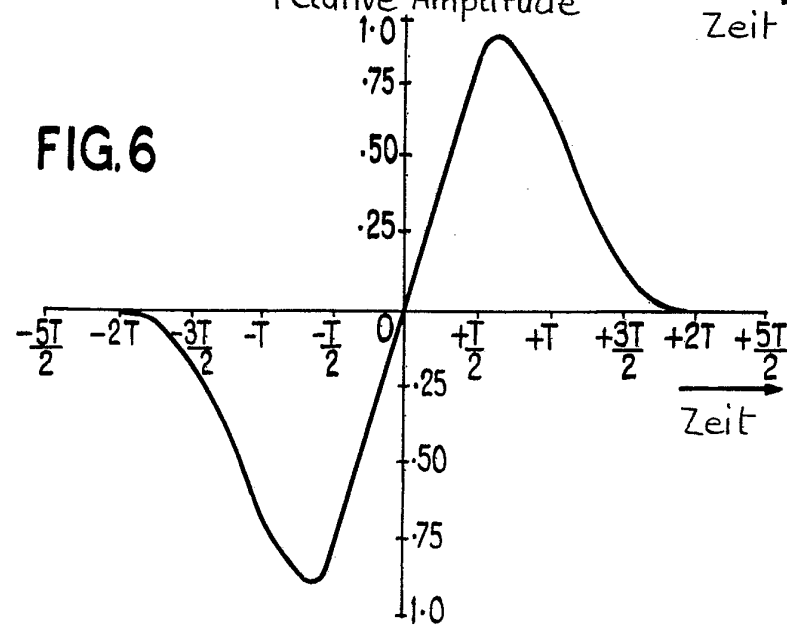
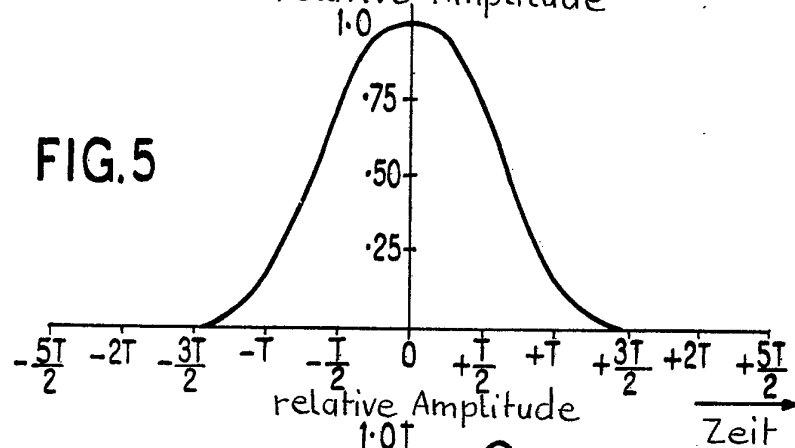
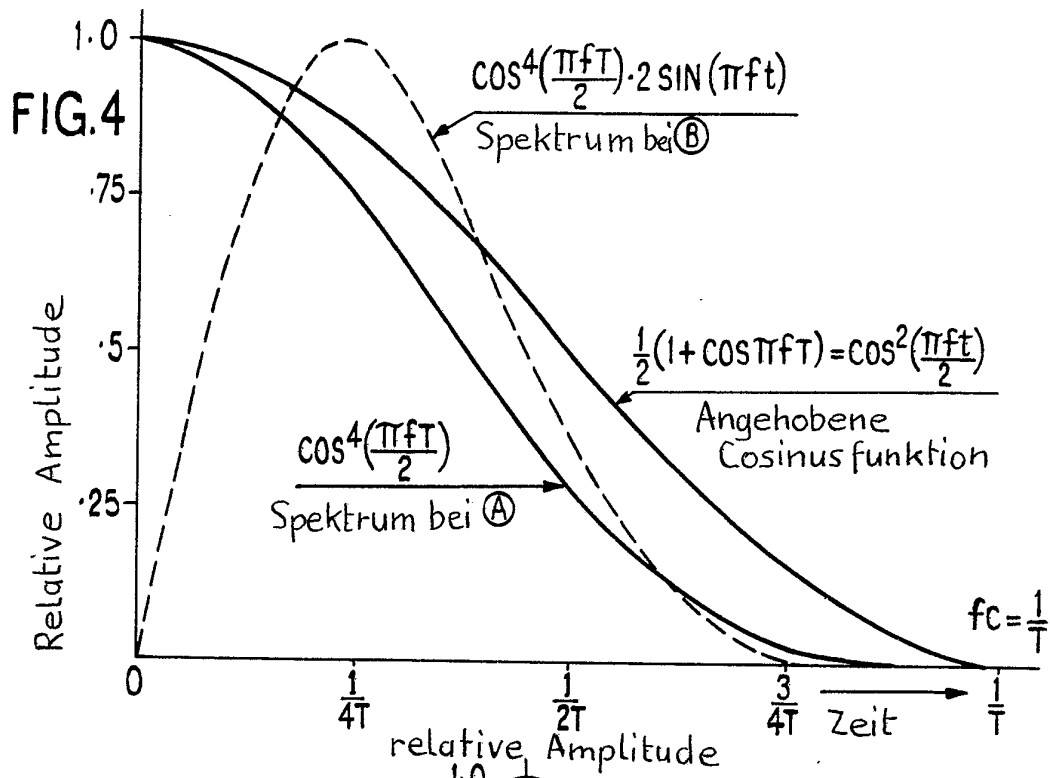
Obleich die Erfindung speziell für die Gestalt des Spektrums in der vierten Potenz des Cosinus beschrieben ist, kann sie auch auf Funktionen gerichtet werden, die sich dieser vierten Potenz des Cosinus annähernd, insofern als sie die Eigenschaften liefern, die für das Signal erwünscht sind, das den Kanälen zur Wahrnehmung der Spitzen und Amplituden zugeleitet wird. Darüber hinaus ist die Erfindung entweder allein für den einen Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen oder allein für den Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden brauchbar, wobei die letztere Anwendung bevorzugt wird. Dann liefert sie die Gestalt des Spektrums in einer geraden Potenz, verglichen mit der ungeraden Potenz der Gestalt des Spektrums, das vom Differentiator im Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen hervorgerufen wird.

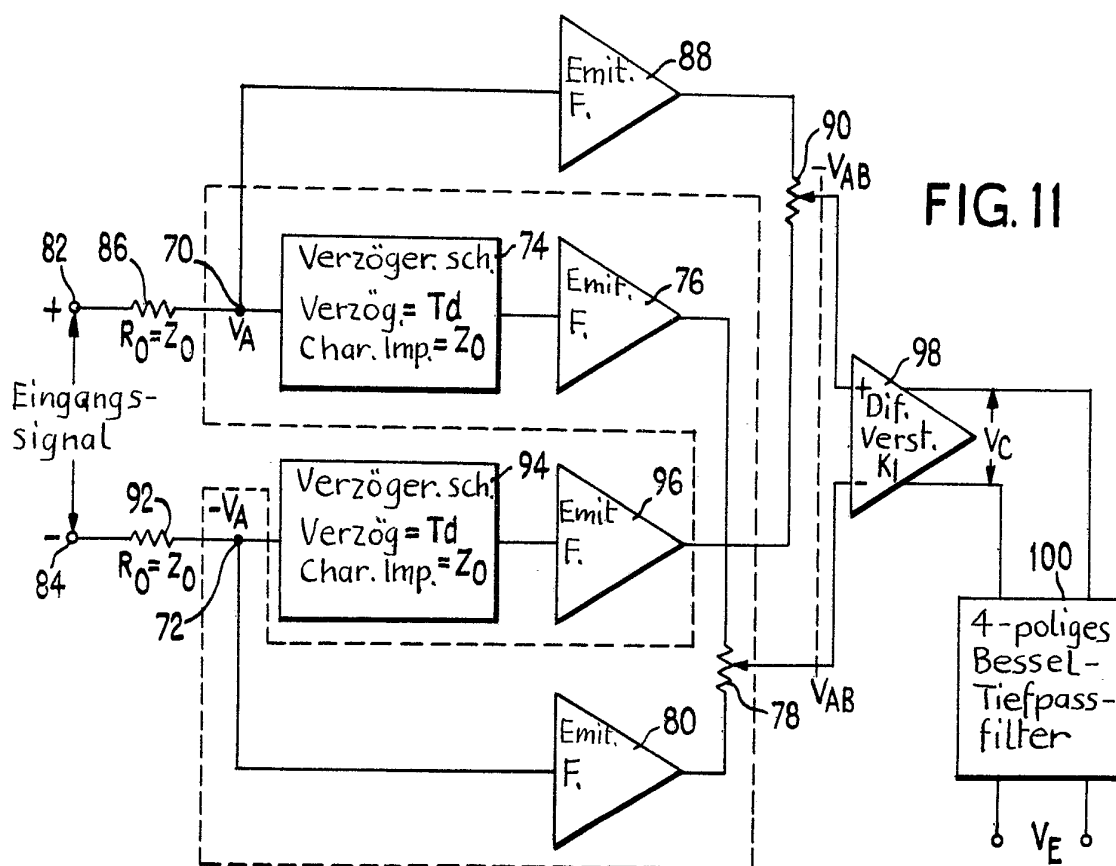
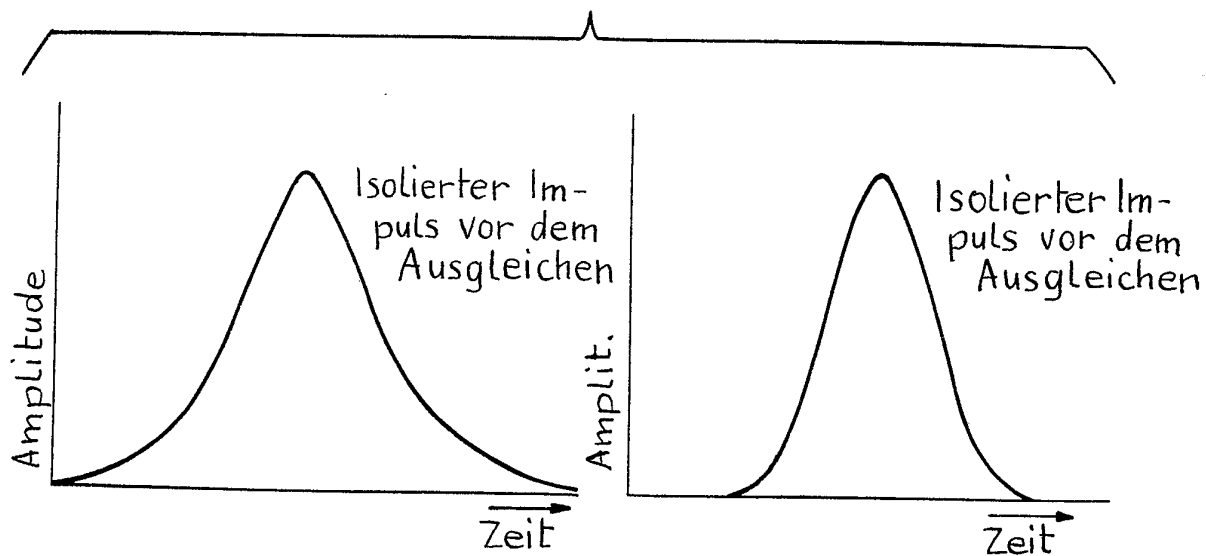
In der Fig. 14 ist eine weitere Ausführungsform der Erfindung gezeigt, bei der die Ausgleichsschaltung nur im Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden enthalten ist. Sie ist der der Fig. 2 ähnlich, wenn man vom Platz der Ausgleichsschaltung absieht.

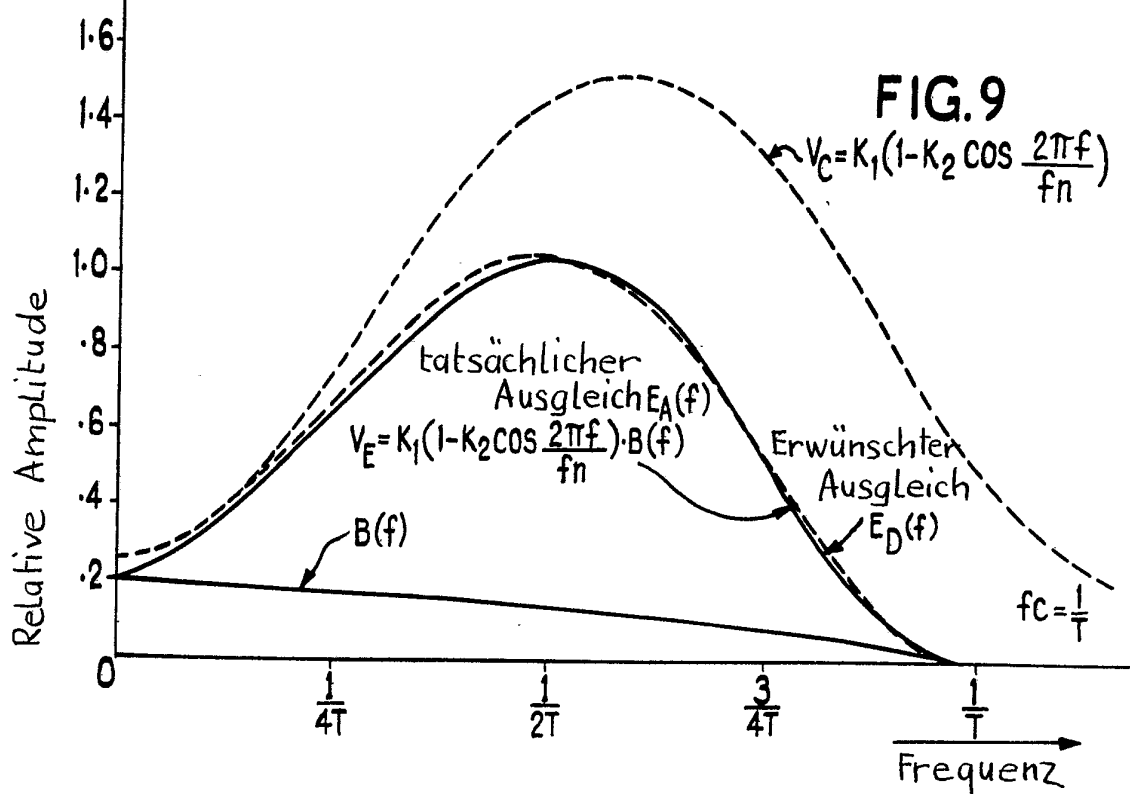
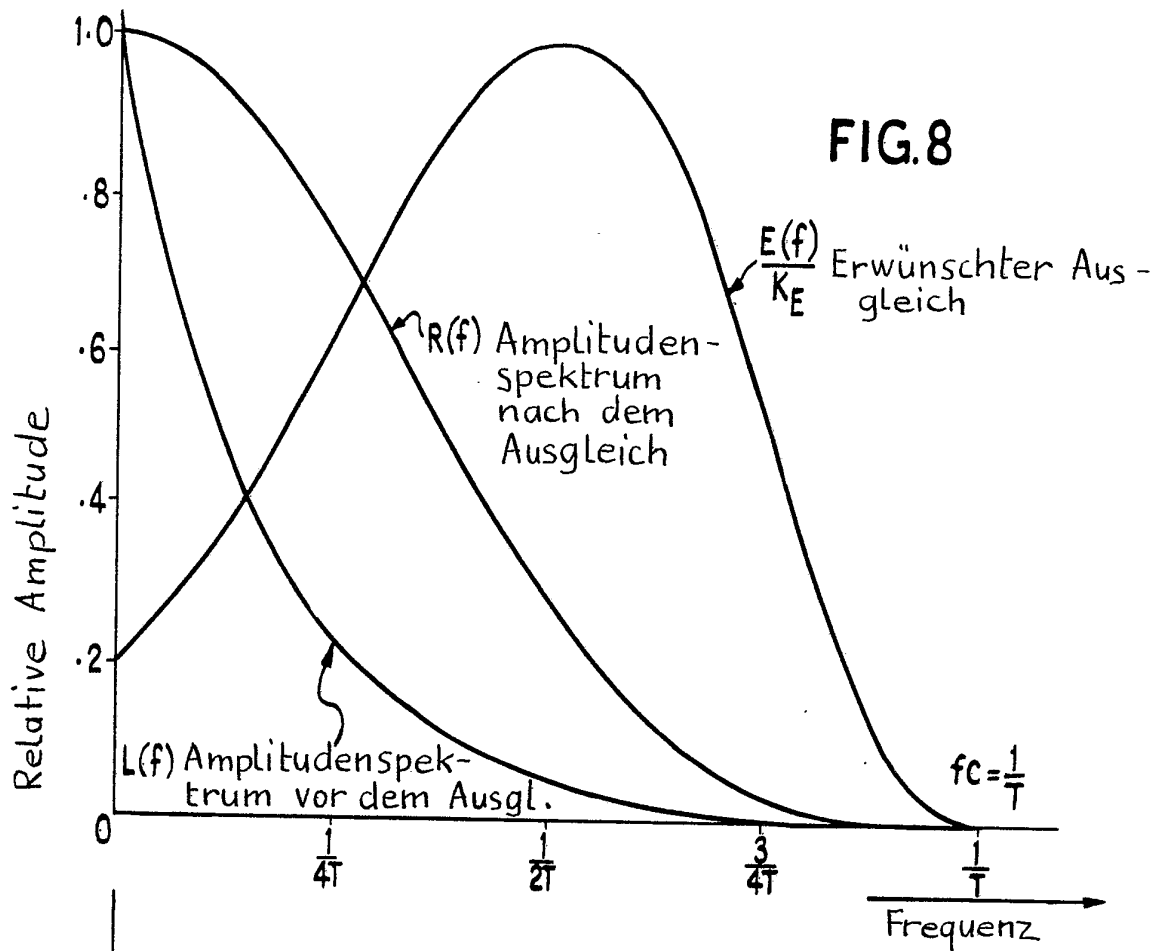
Zusammenfassend betrachtet, soll die Ausgleichsschaltung des Signaldetektors mit zwei Kanälen auf ein Eingangssignal mit einer veränderlichen Spitzenamplitude ansprechen, wobei die Spitzen Daten wiedergeben, damit ein Ausgangssignal mit einer nahezu konstanten Spitzenamplitude zustandekommt, dessen die gesonderten Daten darstellenden Impulse längs einer Grundlinie getrennt angeordnet sind, die im Bereich zwischen den Impulsen auf dem Niveau null nahezu eben ist. Der eine Kanal zur Wahrnehmung der Spitzen gibt die Datenim-

pulse ab, die je die Zeit für das Auftreten der Spitzen eines der Datenimpulse angeben, während der andere Kanal zur Wahrnehmung der Amplituden durch die Signalniveaus der die Daten wiedergebenden Impulse ausgelöst wird, wenn sie einen vorgegebenen Schwellwert übersteigen, wobei Schaltimpulse entstehen, die die Datenimpulse nahezu ohne Rauschsignale, die am Schaltungseingang vorhanden sein können, zur Schaltung hindurchgehen lassen.





**FIG. 7**



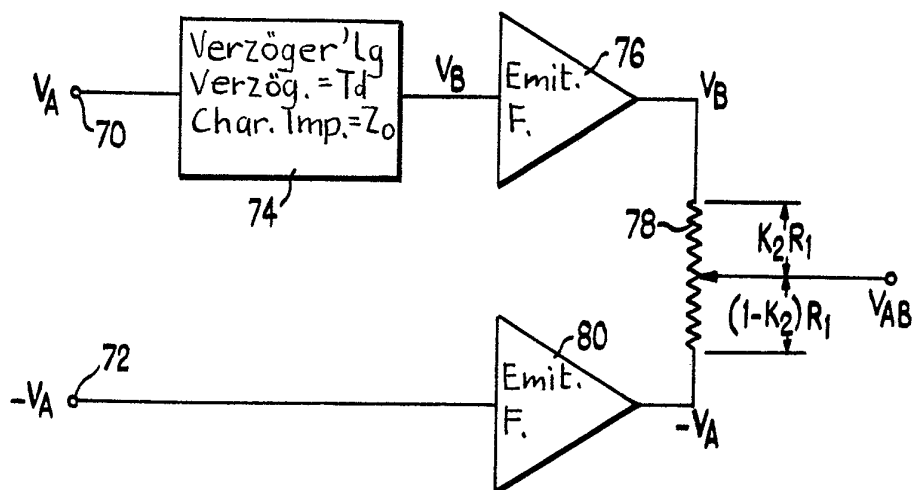
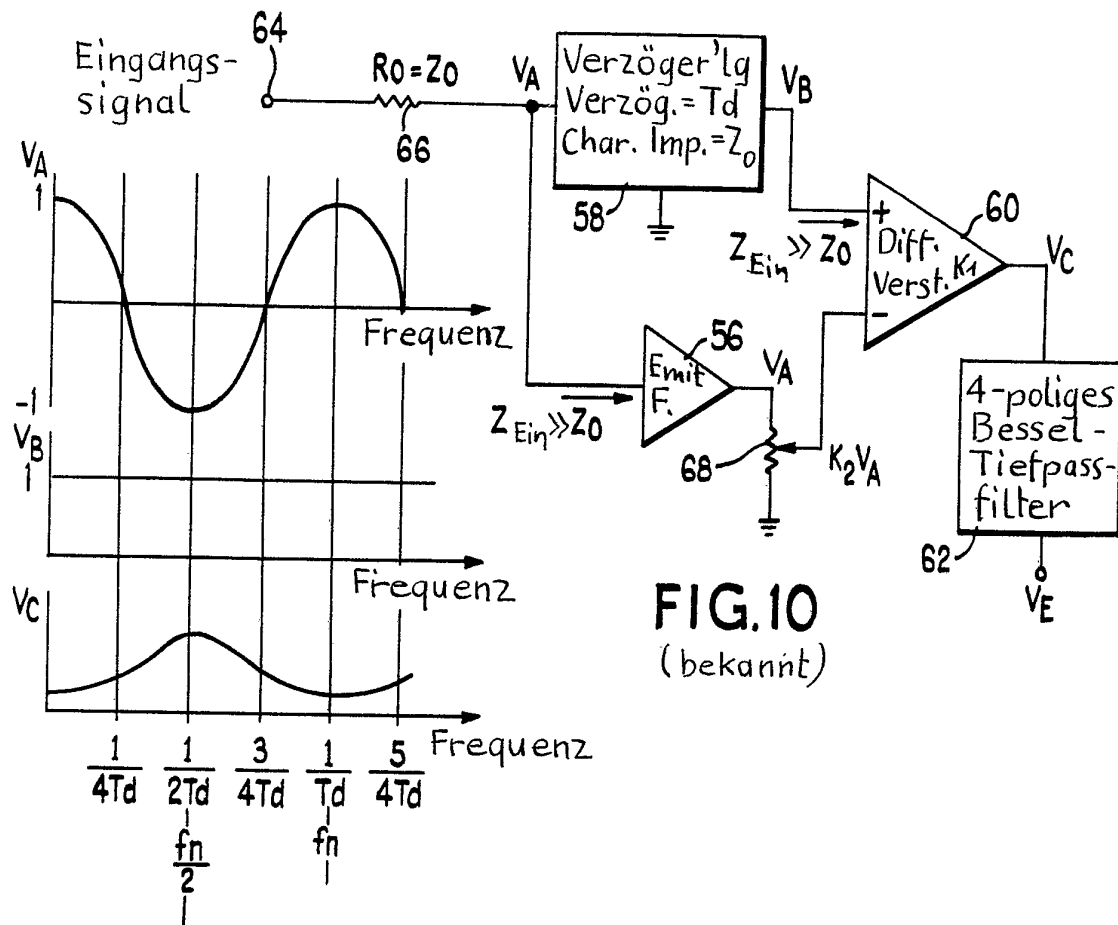


FIG. 12

