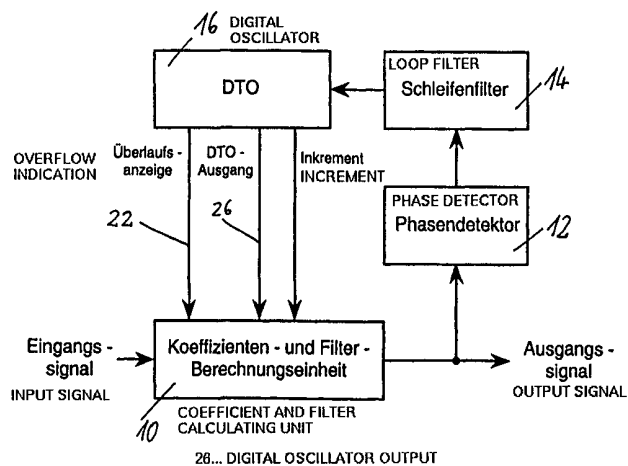


<p>(51) Internationale Patentklassifikation ⁶ : H03L</p>	A2	<p>(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 00/02315</p> <p>(43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 13. Januar 2000 (13.01.00)</p>
<p>(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE99/01877</p> <p>(22) Internationales Anmeldedatum: 28. Juni 1999 (28.06.99)</p> <p>(30) Prioritätsdaten: 198 29 290.2 30. Juni 1998 (30.06.98) DE</p> <p>(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, D-80333 München (DE).</p> <p>(72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): SCHÖLLHORN, Peter [DE/DE]; Münchner Strasse 3 B, D-82008 Unterhaching (DE).</p> <p>(74) Gemeinsamer Vertreter: SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, D-80506 München (DE).</p>	<p>(81) Bestimmungsstaaten: CN, JP, KR, US, europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).</p> <p>Veröffentlicht <i>Ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts.</i></p>	

(54) Title: METHOD FOR DIGITAL TIMING RECOVERY AND SELECTIVE FILTERING

(54) Bezeichnung: VERFAHREN ZUR DIGITALEN TAKTRÜCKGEWINNUNG UND SELEKTIVEN FILTERUNG



(57) Abstract

According to the invention: a) coefficients $h_1(n)$ of a prototype of the selective filter having a characteristic frequency f_c for a given sampling frequency f_a are predetermined or calculated; b) coefficients $h_2(t)$ of a selective filter having the characteristic frequency f_{c2} at points $t_k = \Delta t + k \cdot d$ with $k = 0, 1, \dots$ are calculated from the coefficients $h_1(n)$ by interpolating the values of the time-continuous impulse response $h(t)$ at these points t_k , whereby $d = (f_{c2} \cdot f_a) / (f_c \cdot f_{a1})$ and; c) the selective filter is operated with the new coefficients $h_2(t)$ for f_{a1} .

(57) Zusammenfassung

Gemäß der Erfindung werden a) Koeffizienten $h_1(n)$ eines Prototyps des selektiven Filters mit einer charakteristischen Frequenz f_c für eine gegebene Abtastfrequenz f_a vorgegeben oder berechnet; b) aus den Koeffizienten $h_1(n)$ werden Koeffizienten $h_2(t)$ eines selektiven Filters mit der charakteristischen Frequenz f_{c2} an Stellen $t_k = \Delta t + k \cdot d$ mit $k = 0, 1, \dots$ berechnet, indem die Werte der zeitkontinuierlichen Impulsantwort $h(t)$ an diesen Stellen t_k interpoliert werden, wobei: $d = (f_{c2} \cdot f_a) / (f_c \cdot f_{a1})$; c) das selektive Filter wird mit den neuen Koeffizienten $h_2(t)$ bei f_{a1} betrieben.

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AL	Albanien	ES	Spanien	LS	Lesotho	SI	Slowenien
AM	Armenien	FI	Finnland	LT	Litauen	SK	Slowakei
AT	Österreich	FR	Frankreich	LU	Luxemburg	SN	Senegal
AU	Australien	GA	Gabun	LV	Lettland	SZ	Swasiland
AZ	Aserbaidschan	GB	Vereinigtes Königreich	MC	Monaco	TD	Tschad
BA	Bosnien-Herzegowina	GE	Georgien	MD	Republik Moldau	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagaskar	TJ	Tadschikistan
BE	Belgien	GN	Guinea	MK	Die ehemalige jugoslawische Republik Mazedonien	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	ML	Mali	TR	Türkei
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	MN	Mongolei	TT	Trinidad und Tobago
BJ	Benin	IE	Irland	MR	Mauretanien	UA	Ukraine
BR	Brasilien	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Island	MX	Mexiko	US	Vereinigte Staaten von Amerika
CA	Kanada	IT	Italien	NE	Niger	UZ	Usbekistan
CF	Zentralafrikanische Republik	JP	Japan	NL	Niederlande	VN	Vietnam
CG	Kongo	KE	Kenia	NO	Norwegen	YU	Jugoslawien
CH	Schweiz	KG	Kirgisistan	NZ	Neuseeland	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	PL	Polen		
CM	Kamerun	KR	Republik Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kasachstan	RO	Rumänien		
CU	Kuba	LC	St. Lucia	RU	Russische Föderation		
CZ	Tschechische Republik	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Deutschland	LK	Sri Lanka	SE	Schweden		
DK	Dänemark	LR	Liberia	SG	Singapur		
EE	Estland						

Beschreibung

Verfahren zur digitalen Taktrückgewinnung und selektiven Filterung

5

Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren zur digitalen Taktrückgewinnung und selektiven Filterung mit einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter und einem digitalen Oszillator.

10

Systeme zum Empfang digitaler Daten benötigen in der Regel eine Einrichtung zur Rückgewinnung des im Signal implizit enthaltenen Datentaktsignals. Dazu gibt es prinzipiell zwei Ansätze: 1. Die Taktregelschleife enthält die Schaltung, die den Abtasttakt des Analog/Digital - Wandlers (ADC) liefert (z.B. VCXO). 2. Das Taktsignal des ADCs ist asynchron zum Datentakt. Eine voll digitale Regelschaltung berechnet durch Interpolation aus den Ausgangswerten des ADCs Abtastwerte in einem Taktraster, das synchron zum Datentakt ist. Es sind Schaltungen bekannt, die diese Aufgabe im Basisband lösen. Die meisten Anwendungen besitzen vor oder nach dem ADC Filter, die das Signal, das verarbeitet werden soll, selektieren, d.h. Nachbarsignale und sonstige Störsignale unterdrücken. Diese Filter sind in der Regel für eine feste Bandbreite bzw. Datenrate optimiert, wie z.B. Oberflächenwellenfilter. An das Filter werden meist hohe Anforderungen bezüglich der Phasenlinearität gestellt, um die Impulsform der Datensignale nicht zu verzerren.

15

20

25

30

Die grundlegenden Theorien hinsichtlich einer volldigitalen Taktrückgewinnung bei digitalen Modems durch Interpolation sind bereits aus dem Artikel von Floyd M. Gardener "Interpolation in Digital-Modems - Part I: Fundamentals" bekannt. Dieser Artikel erschienen in der Zeitschrift IEEE Transactions on Communications, Vol. 41, Nr. 3, März 1993.

35

Ein weiterer Lösungsansatz im Stand der Technik besteht darin, vor dem ADC analoge Filter mit steuerbarer Bandbreite einzu-setzen. Diese Filter sind aber teuer und insbesondere in CMOS - Technologie schwer auf einem Schaltkreis zu integrieren. Analoge Filter besitzen prinzipiell Phasenverzerrungen, die mit zusätzlichen Schaltungen reduziert werden müssen. Außerdem muß die Abtastfrequenz des ADCs an die Signalbandbreite angepaßt werden. Ein anderer Ansatz besteht darin, vor der Taktrückgewinnung ein mehrstufiges digitales Selektionsfilter vorzusehen und die Feinjustierung der Abtastfrequenz wieder durch Interpolation durchzuführen. Nach jeder Stufe dieses Filters wird die Abtastrate um einen festen Faktor reduziert. Dieser Ansatz hat den Nachteil, daß für kleine Bandbreiten sehr viele Filterstufen benötigt werden und das Filter damit sehr aufwendig wird. Außerdem führt die feste Stufung dazu, daß nicht alle Störkomponenten unterdrückt werden können, was i.a. zu einer Aufwandserhöhung im nachfolgenden Interpolator führt.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung, ein mit geringem Aufwand realisierbares Verfahren zur digitalen Taktrückgewinnung und selektiven Filterung anzugeben.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch ein Verfahren mit den Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

Die Unteransprüche geben bevorzugte Ausführungsformen der Erfindung an.

Diese Erfindung verwendet als Ansatz ein Filter gemäß der Erfindung "Nichtrekursives digitales Filter und Verfahren zur Berechnung der Koeffizienten dieses Filters" desselben Erfinders und kombiniert es mit einer Variante einer bekannten Taktrückgewinnungsschaltung mit Interpolationsfilter. Dabei wird der Ansatz, Filterkoeffizienten aus den Koeffizienten eines Prototypfilters abzuleiten, erweitert, um zusätzlich eine für die Interpolation des Datensignals benötigte varia-

ble Verzögerung, die i.a. kleiner als die Periodendauer des ADC-Taktsignals sein muß, zu bewerkstelligen. Außerdem wird von der Tatsache Gebrauch gemacht, daß die Filterbandbreite stets proportional zur Datenrate ist, d.h. die Bandbreite und der Dezimationsfaktor des Filters stehen in einem festen Verhältnis zueinander. Qualitativ folgt daraus, daß für die Berechnung eines Ausgangswertes des Filters um so mehr Zeit zur Verfügung steht, je kleiner die Datenrate bzw. die Bandbreite des Filters ist. Andererseits werden zur Berechnung des Ausgangswertes bei kleinerer Bandbreite aber auch mehr Koeffizienten benötigt. Quantitativ bedeutet das, daß unabhängig von der Datenrate bzw. der Filterbandbreite immer dieselbe Anzahl an arithmetischen Operationen pro Sekunde benötigt wird. Eine geeignete Schaltung wird im folgenden beschrieben. Eine aufwandsoptimierte Variante für den Fall, daß der Arbeitstakt der Schaltung höher ist als der Abtasttakt am Filtereingang wird ebenfalls vorgestellt.

Die unten beschriebenen Schaltungen haben zwei Aufgaben zu lösen:

1. Es müssen Tiefpässe mit einer zur Datenrate proportionalen Bandbreite realisiert werden, um benachbarte Signale zu unterdrücken.

2. Es muß durch Interpolation ein zum Datentakt phasensynchrones Ausgangssignal erzeugt werden, da der Abtasttakt des Eingangssignals nicht synchron zum Datentakt ist (freilaufender Oszillator).

Zur Lösung der zweiten Aufgabe wird üblicherweise eine Regelschleife eingesetzt, die aus einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter und einem digitalen Oszillator (DTO) besteht. Der Oszillator wird als überlaufender Akkumulator realisiert. Tritt ein Überlauf auf, so wird aus den Abtastwerten des Eingangssignals ein Abtastwert interpoliert, der den Phasendetektor und nachfolgende Schaltungen speist. Im eingeschwunge-

nen Zustand liegt ein Teil dieser interpolierten Werte - wie gewünscht - in der Mitte der Datenimpulse. Meistens besitzt das interpolierte Signal eine Abtastfrequenz, die der doppelten Datenrate (bzw. Symbolrate bei zweidimensionaler Datenübertragung wie z.B. QPSK oder QAM) entspricht. Da die beiden Taktsignale asynchron sind, liegen die Abtastzeitpunkte des zu interpolierenden Signals i.a. zwischen den Abtastzeitpunkten des Eingangssignals. Deshalb wird aus dem Zustand des DTOs nach dem Überlauf ein Signal abgeleitet, das den zeitlichen Abstand des gewünschten Abtastzeitpunktes zum letzten Abtastzeitpunkt des Eingangssignals angibt. Um diesen Betrag muß das Eingangssignal durch das Interpolationsfilter zeitlich verschoben werden.

Die vorliegende Erfindung löst diese Aufgabe dadurch, daß bei der Interpolation der Filterkoeffizienten aus den Koeffizienten eines Prototypen nicht nur die gewünschte Bandbreite berücksichtigt wird, sondern auch die gewünschte zeitliche Verschiebung. Damit ist auch angedeutet, wie die Erfindung die erste Aufgabe löst. Die Bandbreite des dezimierenden Interpolationsfilters muß an die Datenrate angepaßt werden. Dazu kann z.B. das Ausgangssignal des Schleifenfilters verwendet werden. Im eingeschwungenen Zustand ist dieses Signal proportional zur Differenz zwischen der gewünschten Interpolationsrate und der Ruhfrequenz des DTOs. Da diese Ruhfrequenz vorgegeben ist, kann ein Signal gebildet werden, das genau proportional zur gesuchten Bandbreite des Filters ist. In der Regel besitzt das Schleifenfilter einen Integralanteil, dessen Ausgangssignal prinzipiell dieselben Eigenschaften besitzt, gepaart mit dem zusätzlichen Vorteil, daß dieses Signal wesentlich rauschärmer als das Ausgangssignal des Gesamtfilters ist.

Werden für eine Bandbreite f_{c1} des dezimierenden Interpolationsfilters M_1 Koeffizienten zur Berechnung von Ausgangswerten mit der Rate f_{a1} benötigt, so werden bei der vorgeschlagenen Methode zur Berechnung der Filterkoeffizienten für eine

Bandbreite fc_2 und eine Ausgangsrate $fa_2 = fa_1 * fc_2 / fc_1$ nun $M_2 = M_1 * fc_1 / fc_2$ Koeffizienten benötigt. Daraus folgt, daß in beiden Fällen dieselbe Verarbeitungsgeschwindigkeit benötigt wird, da $fa_1 * M_1 = fa_2 * M_2$ ist. Daraus folgt, daß es prinzipiell möglich ist, die Filterberechnung unabhängig von der Datenrate stets mit derselben Anzahl an Arithmetikelementen durchzuführen.

Der Prototyp wird für eine Bandbreite fc bei einer Abtastfrequenz fa dimensioniert. Die beiden Kennfrequenzen sind im Prinzip beliebig, im Einzelfall muß fc aber so klein gewählt werden, daß unter Berücksichtigung der gewählten Methode zur Interpolation der Koeffizienten den Genauigkeitsanforderungen der jeweiligen Anwendung Rechnung getragen wird. Soll das dezimierende Interpolationsfilter eine Bandbreite fc_2 - passend zur Abtastrate fa_2 nach der Dezimation - besitzen und bei einer Abtastfrequenz fa_1 betrieben werden, so ergibt sich ein "Dehnungsfaktor" $d = (fc_2 / fc) * (fa / fa_1)$, d.h. das Abtastraster des Prototypen muß um den Faktor d "gedehnt" werden.

Sollen die Abtastwerte des Datensignals mit der Abtastfrequenz fa_2 interpoliert werden, so muß der DTO der Regelschleife mit dem Inkrement $\Delta I = fa_2 / fa_1$ betrieben werden (ΔI wird vom DTO geliefert, siehe oben). Dabei wird angenommen, daß der DTO mit der Abtastfrequenz fa_1 betrieben wird und beim Wert 1 überläuft (d.h. die Ausgangswerte des DTOs liegen zwischen 0 und 1). Der Ausgangswert IO nach dem Überlauf kann maximal den Wert ΔI aufweisen.

Es gelte die Definition:
Die Koeffizienten des Prototypen sitzen an Stellen $t = n$ mit $n = 0, 1, \text{ usw.}$

Daraus folgt:

Die zu interpolierenden Koeffizienten des benötigten Filters sitzen an den Stellen $t = \Delta t + k * d$ mit $k = 0, 1, \text{ usw.}$, wobei

der Wert Δt von der Regelschleife festgelegt wird. Der Term $k*d$ kann umgeformt werden in $k*\Delta t*(f_a/f_c)*(f_c^2/f_a^2) = k*\Delta t*r$, wobei r ein konstanter Faktor ist (f_a/f_c wird beim Entwurf des Prototypen festgelegt und f_c^2/f_a^2 ist problembedingt eine Konstante). Daraus folgt ebenso $t = \Delta t + k*d = (I_0 + k*\Delta t)*r$, wobei $I_0 + k*\Delta t$ - abgesehen von Rauschtermen - die Ausgangswerte des DTO im eingeschwungenen Zustand darstellen. Damit gilt insbesondere $\Delta t = I_0*r$, d.h. der Ausgangswert des DTOs nach einem Überlauf wird, nachdem er mit der Konstante r multipliziert wurde, als Startwert für die Interpolation der Filterkoeffizienten verwendet.

Im folgenden wird die vorliegende Erfindung anhand der in den Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert. Es zeigt:

Figur 1 ein Prinzipschaltbild für die Trägerrückgewinnung mit dezimierendem Interpolationsfilter;

Figur 2 eine Detaildarstellung des digitalen Oszillators der Fig. 1;

Figur 3 eine kombinierte Einheit zur Berechnung sowohl der Filterkoeffizienten als auch der Filterausgangswerte;

25

Figur 4 eine Detaildarstellung einer Arithmetikeinheit der Fig. 3;

Figur 5 eine Detaildarstellung einer MAC-Einheit der Fig. 4;

30

Figur 6 eine modifizierte Arithmetikeinheit für den Fall, daß mindestens N Arbeitstakte pro Takt des Eingangssignals zur Verfügung stehen.

35 **Figur 1** zeigt ein Prinzipschaltbild der Trägerrückgewinnung mit dezimierendem Interpolationsfilter. Es ist die Regelschleife zur Taktrückgewinnung dargestellt, die aus einer

Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit 10, einem Phasendetektor 12, einem Schleifenfilter 14 und einem digitalen Oszillator 16 besteht. Die Eingangssignale werden dabei der Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit 10 zugeführt, die aus diesen Eingangssignalen die Ausgangssignale errechnet. Die Ausgangssignale werden nicht nur dem Ausgang, sondern auch dem Phasendetektor 12 zugeführt, der wiederum mit dem Schleifenfilter 14 verbunden ist. Der Ausgang des Schleifenfilters 14 wird dem digitalen Oszillator 16 zugeführt. Der digitale Oszillator 16 gibt die Signale "DTO-Ausgang", "Überlaufsanzeige" und "Inkrement" zur Steuerung der Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit 10 an diese aus.

Figur 2 zeigt eine Detaildarstellung des digitalen Oszillators 16 (DTO).

Der DTO 16 besteht im Kern aus einem Akkumulator 20 mit Überlauf ("wrap around", sägezahnförmiges Ausgangssignal). Dieser Akkumulator 20 wird von einem Inkrement gespeist, das durch Addition des Ausgangssignals des Schleifenfilters 14 mit einem Wert Inkr0 gebildet wird. Der Wert Inkr0 legt dabei die sog. Ruhefrequenz des DTOs 16 fest. Das DTO-Inkrement wird an die Koeffizientenberechnungseinheit 10 weitergereicht. (Hier kann auch der Wert $\text{Inkr0} + \text{Integralanteil}$ des Ausgangssignals des Schleifenfilters ausgegeben werden). Weiter wird bei jedem Akkumulator - Überlauf eine neue Berechnung eines Filterausgangswertes durch die Überlaufsanzeige 22 des Akkumulators 20 angestoßen.

Im übrigen umfaßt der DTO 16 eine Summiereinheit 24, in der der Ausgang des Schleifenfilters 14 und der Wert Inkr0 addiert werden. Am Ausgang dieses Addierers 24 kann der Wert "Inkrement", der der aktuellen Summe des Ausgangs des Schleifenfilters 14 mit dem Wert Inkr0 entspricht, entnommen werden. Der Inhalt des Akkumulators 20 steht am DTO-Ausgang 26 zur Verfügung.

Figur 3 zeigt die Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit 10, die zur Berechnung der Filterausgangswerte dient, im Detail.

5 Das Eingangssignal speist mehrere parallel arbeitende Arithmetikeinheiten 30. Jede dieser Einheiten 30 berechnet einen zukünftigen Ausgangswert des Filters. Die Anzahl N der benötigten Einheiten 30 wird durch die Anzahl der Koeffizienten des Prototypfilters festgelegt ($N \geq 1/r \cdot (\text{Anzahl der Koeffizienten des Prototypfilters})$ und N ganzzahlig). Wird ein DTO-Überlauf signalisiert, wird der Ausgangswert derjenigen Arithmetikeinheit 30, die zu diesem Zeitpunkt die Filterberechnung bereits beendet hat, über einen Wahlschalter 32 in den Ergebnisspeicher 34 kopiert. Anschließend wird diese
10 Arithmetikeinheit 30 initialisiert. Die Steuereinheit 36 besitzt im Kern einen "modulo-Zähler", der zyklisch die Arithmetikeinheiten 30 adressiert. Dieser Zähler wird mit jedem DTO-Überlauf inkrementiert.

20 Der Aufbau der Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit 10 ist also folgendermaßen: Das Eingangssignal wird allen N Arithmetikeinheiten 30 zugeführt. Ebenso wird allen diesen Einheiten der Ausgangswert 26 des DTOs 16 und dessen Inkrement-Signal zugeführt. Zusätzlich ist eine Steuereinheit mit
25 einem "modulo-Zähler" vorgesehen, die N Ausgänge aufweist, von denen jeder selektiv mit einer der Arithmetikeinheiten verbunden ist. Der Zähler in dieser Steuereinheit 36 wird mit der Überlaufsanzeige des DTOs 16 weitergezählt. Gleichzeitig wird bei jedem Überlauf der Befehl "laden" für den Ergebnisspeicher
30 ausgegeben.

Figur 4 zeigt die Arithmetikeinheit 30 im Detail.

Die Arithmetikeinheit 30 umfaßt eine MAC-Einheit 40, wie sie
35 in Fig. 5 näher dargestellt ist. Diese MAC-Einheit 40 wird mit dem Eingangssignal gespeist und liefert daraus ein Ausgangssignal an den Wahlschalter 32. Weiter besitzt diese

Arithmetikeinheit 30 einen Akkumulator mit Skalierer, der die Werte Inkrement des DTO 16 und Ausgangswert 26 des DTO 16 zwischenspeichert und skaliert. Diese Werte werden dann einer Koeffizienten-Berechnungseinheit 44 zugeführt, die die Koeffizienten für die MAC-Einheit 40 liefert. Zu diesem Zweck ist die Koeffizienten-Berechnungseinheit 44 mit einem Koeffizientenspeicher 46 verbunden, aus dem jeweils die entsprechenden Koeffizientenwerte für den Prototypfilter ausgelesen werden können.

10

Der Aufbau der MAC-Einheit 40 ist in Fig. 5 detailliert dargestellt. Die MAC-Einheit 40 umfaßt einen Multiplizierer 52, dem das Eingangssignal und der entsprechende Koeffizient von der Koeffizienten-Berechnungseinheit 44 zugeführt werden. Der Ausgangswert des Multiplizierers wird in dem Akkumulator 50 gespeichert. Dadurch stellt der Akkumulator 50 permanent das Ausgangssignal zur Verfügung, welches dann dem Wahlschalter 32 zugeführt wird. Durch den Selektier/Initialisier-Befehl von der Steuereinheit 36 wird der Akkumulator 50 zurückgesetzt.

20

Die Arithmetikeinheit 30 funktioniert also folgendermaßen:

Wird die Arithmetikeinheit 30 von der Steuereinheit 36 selektiert, wird 1. der Akkumulator 50 der MAC-Einheit 40 zurückgesetzt, 2. wird der Akkumulator 42 vor der Koeffizientenberechnungseinheit 44 mit dem momentanen Ausgangswert 26 des DTOs 16 (Wert nach dem Überlauf) geladen, 3. wird der momentane Inkrementwert des DTOs 16 gespeichert. Nach der Initialisierung wird dieses Inkrement bei jedem Abtasttakt des Eingangssignals akkumuliert.

30

Der Ausgangswert des Akkumulators 42 wird bei jedem Eingangstakt mit dem Wert "r" skaliert. Das Ergebnis definiert die Position, an der ein Koeffizient aus den Koeffizienten des Prototypfilters interpoliert werden muß (die Interpolationsmethode ist prinzipiell beliebig). Der berechnete Koeffi-

35

zient wird mit dem aktuellen Filtereingangswert multipliziert und anschließend akkumuliert.

Die Figur 6 zeigt eine modifizierte Ausführungsform der Erfindung, die dann eingesetzt werden kann, wenn mindestens N Arbeitstakte pro Takt des Eingangssignals zur Verfügung stehen. In diesem Fall werden nicht N Arithmetikeinheiten benötigt, sondern es genügt ein einziger Multiplizierer sowie eine einzige Einheit zur Berechnung der Filterkoeffizienten (inklusive ROM und Skalierer).

Die Figur 6 zeigt also eine modifizierte Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit, die ebenso wie die vorher in den Figuren 2 bis 5 beschriebene Koeffizienten- und Filterberechnungseinheit an der entsprechenden Stelle in Figur 1 eingesetzt werden kann. Hier wird das Eingangssignal nur einem einzigen Multiplizierer zugeführt, von dort jedoch auf N Akkumulatoren selektiv verteilt, und von diesen wiederum dem Ergebnisspeicher zugeführt. Der Ergebnisspeicher enthält dann stets das Ausgangssignal. Auch hier ist eine Steuereinheit vorgesehen, die mit der Überlaufsanzeige des DTOs verbunden ist, und einen "modulo-Zähler" zur Ansteuerung der N Akkumulatoren umfaßt. Auch hier wird der Multiplizierer von der Koeffizienten-Berechnungseinheit angesteuert, die wiederum die Werte der Prototyp-Koeffizienten aus dem ROM-Speicher ausliest. Zusätzlich sind N Akkumulatoren vorgesehen, die N verschiedene Werte für das Inkrement des DTOs und den Ausgangswert des DTOs speichern. Auch diese Akkumulatoren erhalten ihren Ladebefehl selektiv aus der Steuereinheit.

Die Einheit wird zyklisch von einem der N Akkumulatoren angesteuert. Die N Akkumulatoren hinter dem Multiplizierer können zu einer Schaltung zusammengefaßt werden, die einen Addierer und N Speicherzellen enthält.

Patentansprüche

1. Verfahren zur digitalen Taktrückgewinnung und selektiven Filterung mit einem Phasendetektor, einem Schleifenfilter und
 5 einem digitalen Oszillator, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

a) Es werden die Koeffizienten $h_1(n)$ eines Prototyps des selektiven Filters mit einer charakteristischen Frequenz f_c für
 10 eine gegebene Abtastfrequenz f_a vorgegeben oder berechnet.

b) Aus den Koeffizienten $h_1(n)$ werden Koeffizienten $h_2(t)$ eines selektiven Filters mit der charakteristischen Frequenz f_{c2} an Stellen $t_k = \Delta t + k \cdot d$ mit $k = 0, 1, \dots$ berechnet, indem die
 15 Werte der zeitkontinuierlichen Impulsantwort $h(t)$ an diesen Stellen t_k interpoliert werden, wobei $d = \frac{f_{c2} \cdot f_a}{f_c \cdot f_{a1}}$.

c) Das selektive Filter wird mit den neuen Koeffizienten $h_2(t)$ bei f_{a1} betrieben.
 20

2. Verfahren nach Anspruch 1,
 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß die Ausgangswerte des digitalen Oszillators $I_0 + k \cdot \Delta I$ zur Berechnung von $\Delta t + k \cdot d$ herangezogen werden.
 25

3. Verfahren nach Anspruch 1,
 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß für den Startwert Δt für die Interpolation der neuen Koeffizienten $h_2(t)$ der Ausgangswert des digitalen Oszillators nach einem
 30 Überlauf I_0 multipliziert mit der Konstante $r = \frac{f_a \cdot f_{c2}}{f_c \cdot f_{a2}}$ verwendet wird.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß als digitaler Oszillator ein überlaufender Akkumulator verwendet wird.

5 5. Verfahren nach Anspruch 4,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß der Akkumulator von einem Inkrement gespeist wird, das durch die Addition des Ausgangssignals des Schleifenfilters (14) mit einem Wert Inkr0 gebildet wird, der die Ruhfrequenz des digitalen Oszillators festlegt.

6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß ein Eingangssignal mehreren parallel arbeitenden Arithmetikeinheiten
15 zugeführt wird, von denen jede einen zukünftigen Ausgangswert des Filters berechnet, wobei bei einem Überlauf des digitalen Oszillators der Ausgangswert derjenigen Arithmetikeinheit ausgewählt wird, die zu diesem Zeitpunkt die Berechnung bereits beendet hat.

20 7. Verfahren nach Anspruch 6,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß die Anzahl N der parallel arbeitenden Arithmetikeinheiten aufgrund der Anzahl K der Koeffizienten des Prototyps des selektiven
25 Filters nach folgenden Bedingungen festgelegt wird:

$$N \geq \frac{K \cdot fc \cdot fa^2}{fa \cdot fc^2} \quad \text{und } N \text{ ganzzahlig.}$$

8. Verfahren nach Anspruch 6 oder Anspruch 7,
30 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß die Auswahl der Arithmetikeinheiten mittels eines modulo-N-Zählers erfolgt, der die Arithmetikeinheiten zyklisch adressiert, und der mit jedem Überlauf des digitalen Oszillators inkrementiert wird.

35 9. Verfahren nach Anspruch 8,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß jede Arithmetikeinheit einen Akkumulator enthält, der zurückgesetzt wird, wenn die Arithmetikeinheit adressiert wird, und dann mit dem Ausgangswert des digitalen Oszillators nach dem Überlauf geladen wird und der momentane Inkrementwert des digitalen Oszillators gespeichert wird, wobei dieses Inkrement dann bei jedem Abtasttakt des Eingangssignals akkumuliert wird, und der Ausgangswert des Akkumulators bei jedem Eingangstakt mit dem Wert $r = \frac{fa \cdot fc2}{fc \cdot fa2}$ skaliert wird.

10

10. Verfahren nach Anspruch 9,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß der skalierte Ausgangswert des Akkumulators die Position definiert, an der ein neuer Koeffizient für den selektiven Filter aus den Koeffizienten des Prototyps interpoliert werden muß.

15

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t , daß lediglich eine Koeffizientenberechnungseinheit (144) vorgesehen ist, die zeitlich sequentiell die Koeffizienten berechnet, wobei die Filterausgangswerte dann in einem Multiplizierer (152) zeitlich sequentiell berechnet und auf N Akkumulatoren (150) verteilt und die jeweiligen Eingangswerte (Inkrement und Ausgangswert des DTO (16)) selektiv in N weiteren Akkumulatoren (142) abgelegt werden.

25

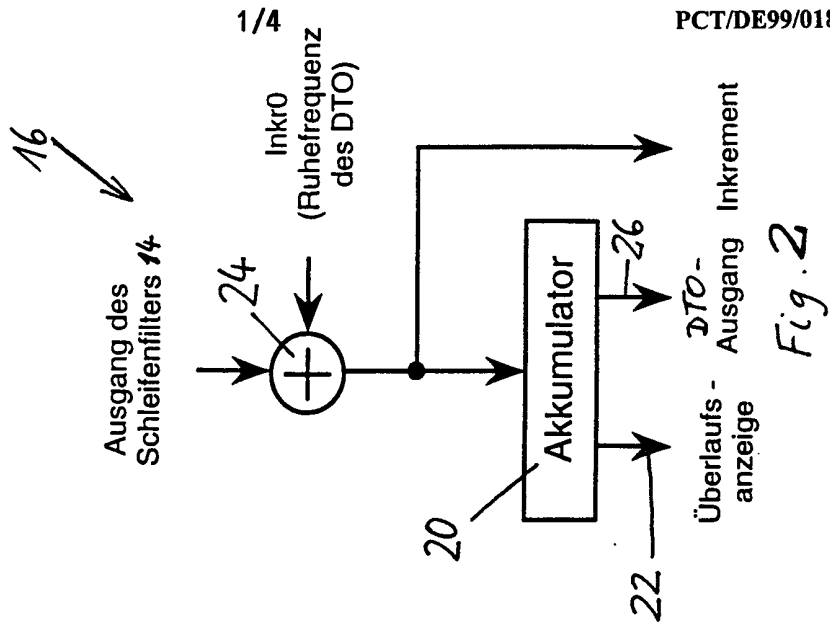
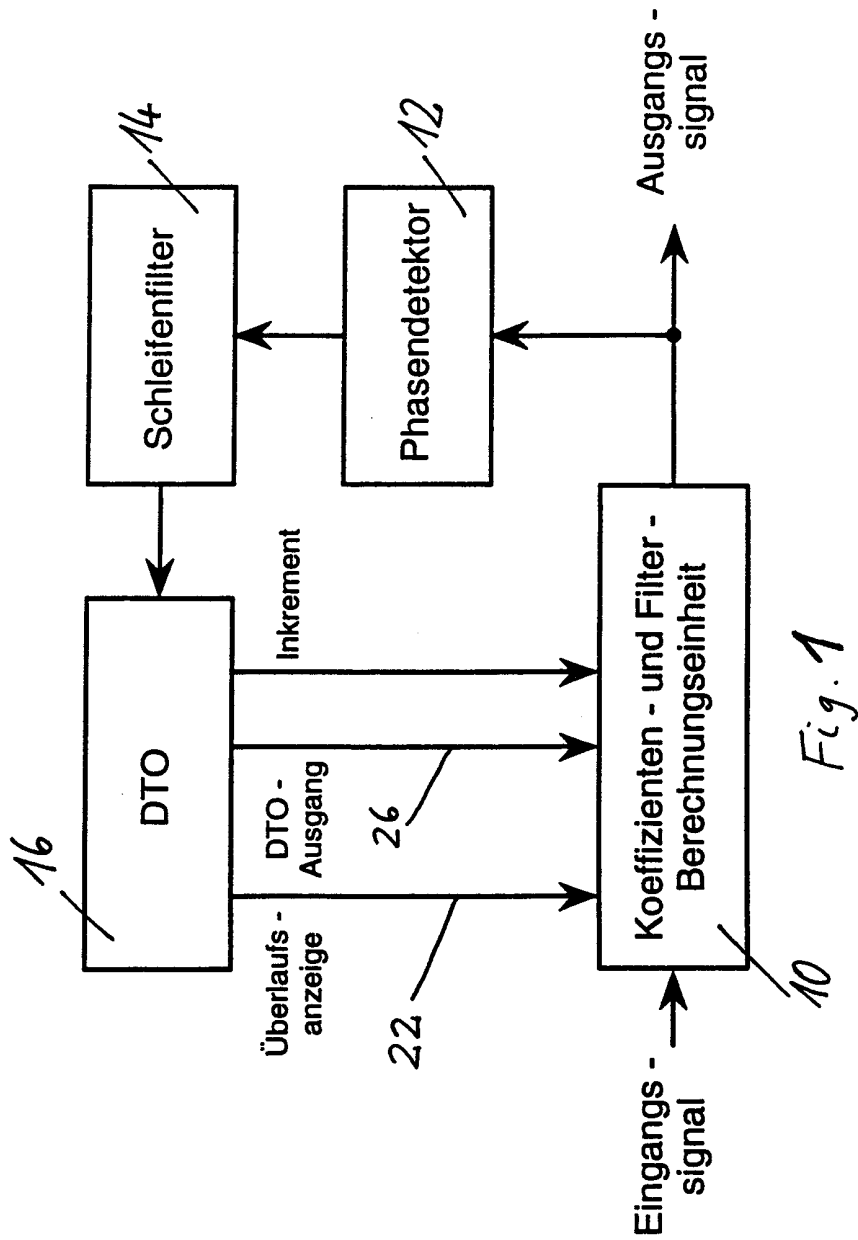
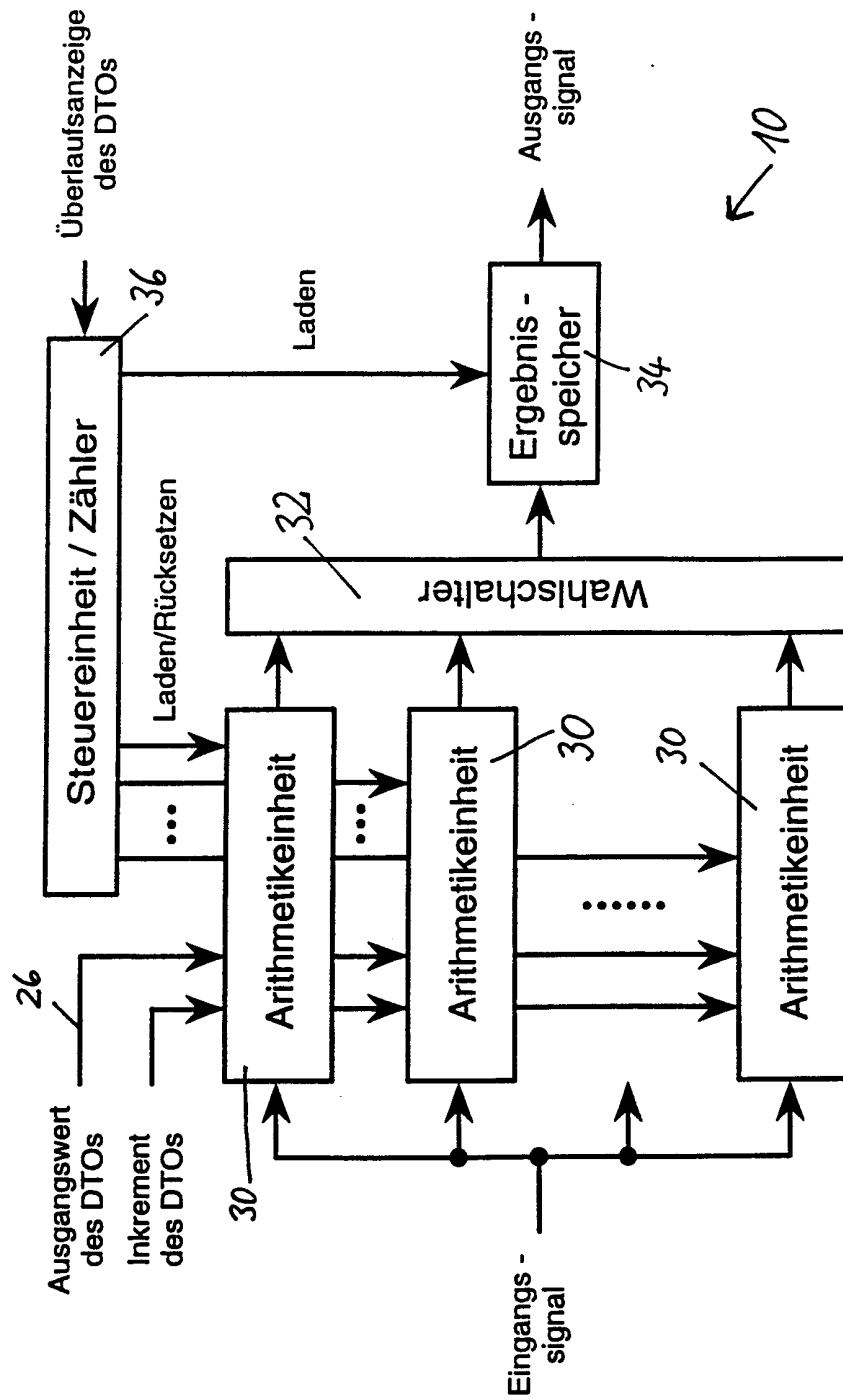


Fig. 3



10

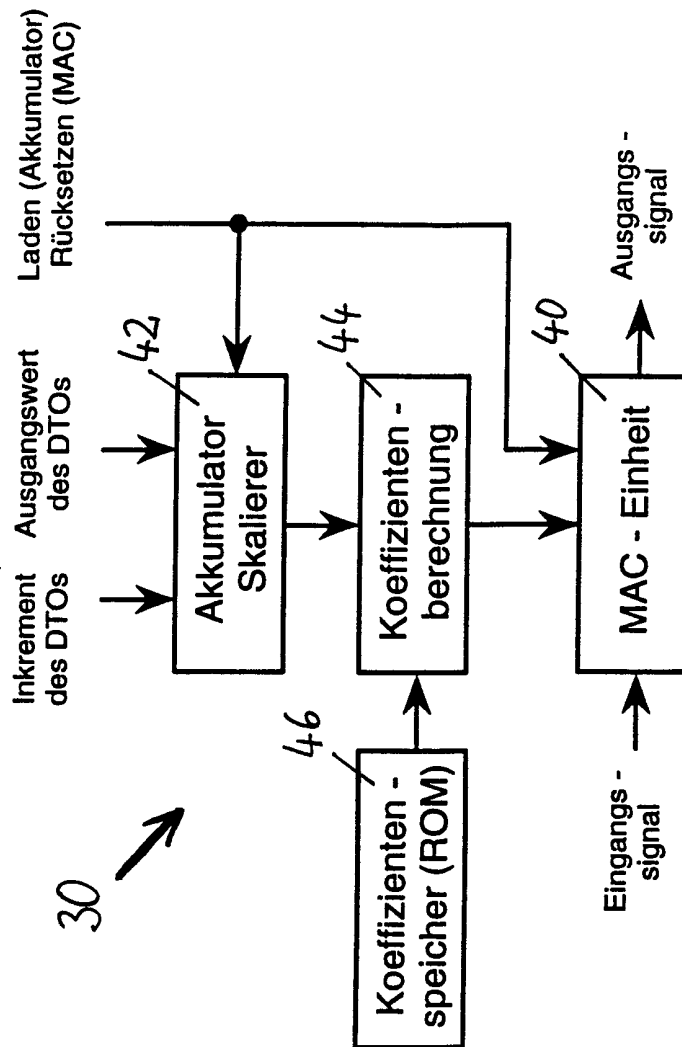
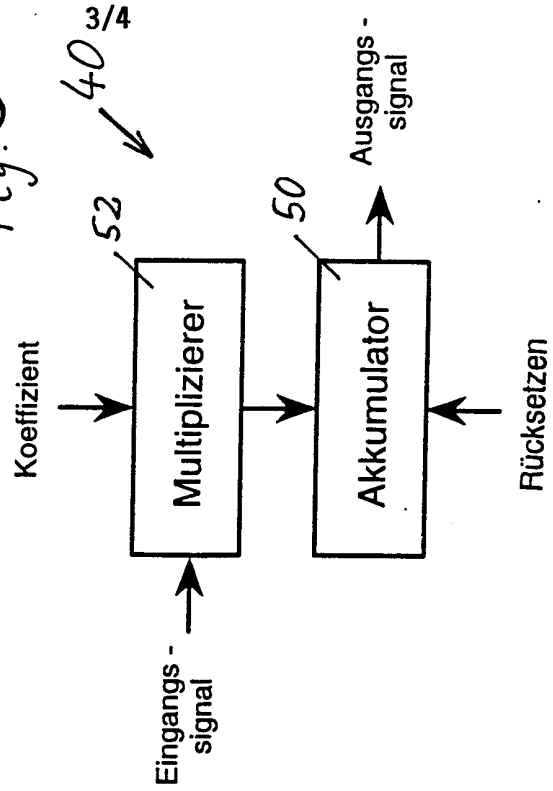


Fig. 4

Fig. 5



3/4
40

Koeffizient

Eingangssignal

Multiplizierer

Ausgangssignal

Akkumulator

Rücksetzen

Fig. 6

