



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 601 20 382 T2** 2006.11.09

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 269 634 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **601 20 382.8**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/SE01/00472**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **01 910 307.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 2001/069792**

(86) PCT-Anmeldetag: **07.03.2001**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **20.09.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **02.01.2003**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **07.06.2006**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **09.11.2006**

(51) Int Cl.⁸: **H03M 1/10** (2006.01)

(30) Unionspriorität:

0000843 **14.03.2000** **SE**

0003043 **29.08.2000** **SE**

(73) Patentinhaber:

**Telefonaktiebolaget LM Ericsson (publ),
Stockholm, SE**

(74) Vertreter:

HOFFMANN & EITLE, 81925 München

(84) Benannte Vertragsstaaten:

DE

(72) Erfinder:

**HELLBERG, Richard, S-141 47 Huddinge, SE;
JONSSON, Erik, Bengt, S-163 70 Spånga, SE**

(54) Bezeichnung: **HINTERGRUNDKALIBRIERUNG FÜR EINEN A/D-UMSETZER**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

Beschreibung

TECHNISCHES GEBIET

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen hintergrundkalibrierten A/D-Umsetzer sowie ein A/D-Umsetzer-Hintergrundkalibrierungsverfahren.

HINTERGRUND

[0002] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf Analog/Digital-Umsetzer und insbesondere darauf, wie die durch Hintergrundkalibrierung derartiger Umsetzer hervorgerufene Verzerrung reduziert werden kann. Die maximal erreichbare Genauigkeits-Geschwindigkeitsfunktion von A/D-Umsetzern ist durch nicht ideale Effekte begrenzt, die durch ihre Bausteine bedingt sind. Typischerweise ist die Funktion durch Ausregelzeit, endlichen Verstärkergewinn und/oder Fehlanpassung von analogen Komponenten begrenzt. Bei der Auslegung von sehr schnellen hochgenauen A/D-Umsetzern stellen diese Begrenzungen sehr straffe Anforderungen an die Bausteine dar, was zu langen Designzeiten führt. Weiterhin ist die Verwendung von Herstellungsprozessen erforderlich, welche für Komponentenanpassung und Funktion optimiert sind, wodurch die Herstellungskosten erhöht werden. Viele nicht ideale Effekte können jedoch durch Kalibrierung kompensiert werden [1]. Das Problem besteht darin, dass die Effizienz der Kalibrierung durch Drift und Alterung beeinträchtigt werden kann. Daher ist es wünschenswert, den A/D-Umsetzer im Normalbetrieb kontinuierlich zu kalibrieren. Viele Kalibrierungsschemata beruhen auf einer bestimmten Form eines Sprung- und Fülltyp-Verfahrens [2, 3]. Bei derartigen Verfahren werden weit auseinander liegende Tastwerte in der Umsetzung übersprungen und durch eine Fülltastung ersetzt, welche gewöhnlich aus der Interpolation von benachbarten Tastwerten berechnet wird. Bei jedem Überspringen wird eine Kalibrierungsoperation durchgeführt. Der Fehler der Fülltastung stellt sich als Erhöhung des Rauschens und/oder von Störtönen oder Frequenzkomponenten im Ausgangsfrequenzspektrum dar. Ist der Sprungbetrag groß, so ist der Fehler hauptsächlich durch Störtöne repräsentiert, was beispielsweise in Telekommunikationssystemen höchst unerwünscht ist. Nichtsdestoweniger kann es manchmal wünschenswert sein, einen kurzen Rekalibrierungszyklus (hoher Sprungbetrag) zu haben, um schnellere Änderungen in den Betriebsbedingungen nachzusteuern.

[0003] Ein weiteres Verfahren ein Kalibrierungszeitfenster zu erzeugen, ist in [4] beschrieben, wobei eine Eingangstastschlange durch eine Kaskade von Tast- und Halteschaltungen gebildet wird. Durch Leerung der Schlange geringfügig schneller als sie aufgefüllt wird, ist gelegentlich ein Kalibrierungszeitfen-

ster verfügbar. Daher besitzt dieses "Eingangsschlangen"-Verfahren den Vorteil der Erzeugung eines Zeitfensters für die Kalibrierung, ohne dass die Notwendigkeit zur Ausschaltung von Tastwerten besteht. Der Hauptnachteil dieses Verfahrens besteht darin, dass jede zusätzliche Tast- und Haltestufe zu Verzerrung und Rauschen beiträgt. Daher ist diese Lösung für sehr schnelle hochauflösende A/D-Umsetzer nicht optimal.

[0004] Der Grundgedanke der meisten bekannten Lösungen besteht darin, jeden k^{ten} Tastwert mit einem Fülltastwert geringfügig geringerer Qualität zu ersetzen. Dies ist in den meisten Fällen kein Problem, wenn k eine große Zahl ist. Allerdings ist wie oben beschrieben, manchmal ein kürzerer Rekalibrierungszyklus wünschenswert. Ein kurzer Rekalibrierungszyklus (kleines k) führt jedoch zu einer Reduzierung des störungsfreien dynamischen Bereichs (SFDR) des A/D-Umsetzers. Bei manchen Anwendungen, beispielsweise bei Telekommunikationsanwendungen, ist es gewöhnlich bevorzugt, dass das Signal-Rauschverhältnis (SNR) statt des störungsfreien dynamischen Bereiches beeinträchtigt wird. Besteht die Notwendigkeit einer Hintergrundkalibrierung mit einem kurzen Rekalibrierungszyklus, ist es daher notwendig, eine bessere Lösung als das Überspringen und Füllen jedes k^{ten} Tastwertes zu finden.

[0005] Die US-A-5 926 123 beschreibt einen nicht-unterbrechenden A/D-Umsetzer unter Verwendung eines Zufallszahlengenerators zur Hinzufügung eines Zufallssignals zu jedem Tastwert. Der Verstärkungsfehler wird durch Korrelierung des Vorzeichens der Verstärkungsfehlausrichtung mit dem Vorzeichen des Zufallssignals eliminiert.

ZUSAMMENFASSUNG

[0006] Der vorliegenden Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine beschleunigte Hintergrundkalibrierung eines A/D-Umsetzers ohne ins Gewicht fallende Beeinträchtigung des störungsfreien dynamischen Bereiches zu ermöglichen.

[0007] Diese Aufgabe wird so gelöst, wie dies in den beigefügten Ansprüchen angegeben ist.

[0008] Kurz gesagt, löst die Erfindung diese Aufgabe durch Verwendung von willkürlichen Sprungintervallen. Damit wird es möglich, einen hohen mittleren Sprungbetrag zu gewährleisten, wobei ein großer störungsfreier dynamischer Bereich erhalten bleibt.

KURZE BESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

[0009] Die Erfindung wird zusammen mit weiteren Merkmalen und Vorteilen anhand der beigefügten Zeichnungen näher beschrieben. Es zeigt:

[0010] [Fig. 1](#) ein Blockschaltbild eines konventionellen A/D-Umsetzers mit einem Interpolator;

[0011] [Fig. 2](#) ein Zeittaktdiagramm, aus dem die Tastung mit einem A/D-Umsetzer gemäß [Fig. 1](#) ersichtlich ist;

[0012] [Fig. 3](#) ein vereinfachtes Diagramm, aus dem das Spektrum eines Signals ersichtlich ist, das durch den A/D-Umsetzer nach [Fig. 1](#) digitalisiert worden ist;

[0013] [Fig. 4](#) ein Blockschaltbild eines A/D-Umsetzers mit einem erfindungsgemäß ausgebildeten Interpolator;

[0014] [Fig. 5](#) ein Zeittaktdiagramm, aus dem die Tastung mit einem A/D-Umsetzer nach [Fig. 4](#) ersichtlich ist;

[0015] [Fig. 6](#) ein vereinfachtes Diagramm, aus dem das Spektrum eines Signals ersichtlich ist, das durch den A/D-Umsetzer nach [Fig. 4](#) digitalisiert worden ist;

[0016] [Fig. 7](#) ein Blockschaltbild eines Ausführungsbeispiels eines A/D-Umsetzers gemäß vorliegender Erfindung;

[0017] [Fig. 8](#) ein Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels eines A/D-Umsetzers gemäß vorliegender Erfindung;

[0018] [Fig. 9](#) ein Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels eines A/D-Umsetzers gemäß vorliegender Erfindung;

[0019] [Fig. 10](#) ein Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels eines A/D-Umsetzers gemäß vorliegender Erfindung;

[0020] [Fig. 11](#) ein Blockschaltbild eines Zufallszeitintervall-Generators, der in einem A/D-Umsetzer gemäß vorliegender Erfindung verwendbar ist;

[0021] [Fig. 12](#) ein Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels eines Zufallszeitintervall-Generators, der in einem A/D-Umsetzer gemäß vorliegender Erfindung verwendbar ist;

[0022] [Fig. 13–Fig. 14](#) jeweils ein Blockschaltbild eines weiteren Ausführungsbeispiels eines Zufallszeitintervall-Generators, der in einem A/D-Umsetzer gemäß vorliegender Erfindung verwendbar ist;

[0023] [Fig. 15](#) ein Diagramm, aus dem die durch die Erfindung erzielbare Verbesserung ersichtlich ist; und

[0024] [Fig. 16](#) ein Flussdiagramm, das ein Ausführungs-

beispiel des Verfahrens gemäß vorliegender Erfindung zeigt.

DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

[0025] In der folgenden Beschreibung werden die in den Figuren der Zeichnung verwendeten Bezugszeichen für die gleichen oder ähnlichen Funktionen ausführenden Elemente verwendet.

[0026] Eine der üblicheren Lösungen für eine Hintergrundkalibrierung ist die Verwendung einer "Sprung- und Füll"-Lösung, wie sie in [Fig. 1](#) dargestellt ist. Ein Analogsignal wird in einen A/D-Umsetzer **10** eingespeist. Die digitalen Tastwerte werden in einen Interpolator **12** und ein Verzögerungselement **14** eingespeist. Ein Schalter **16** steht normalerweise in der dargestellten oberen Stellung, in der die digitalen Tastwerte vom Verzögerungselement **14** in einem Tastintervall T ausgegeben werden. Bei jedem k^{ten} Tastwert wird der Schalter **16** in die untere Stellung geschaltet, in der ein Tastwert übersprungen und stattdessen ein interpolierter digitaler Tastwert vom Interpolator **12** ausgegeben wird. Danach kehrt der Schalter **16** in die obere Stelle zurück. Eine Kalibrierung bzw. ein Teil einer vollständigen Kalibrierung des A/D-Umsetzers **10** wird während der Interpolation durchgeführt. Das Ausgangssignal des A/D-Umsetzers ist in [Fig. 2](#) dargestellt, in der interpolierte Tastwerte durch ausgezogene Linien dargestellt sind.

[0027] Es kann gezeigt werden, dass der Füllfehler (aufgrund der Interpolation) bei Vielfachen der Frequenz f_s/k auftritt, wobei f_s die Tastfrequenz ist. Wenn k groß ist, wird der Fehler über eine große Anzahl von Frequenzen aufgespreizt. Daher tritt er mehr oder weniger als Rauschen auf. Ist k jedoch klein, beispielsweise $k = 10$, so wird der Fehler auf eine kleine Anzahl von Frequenzkomponenten konzentriert. Daher wird jede dieser Störfrequenzkomponenten dominant. Das simulierte Ausgangsspektrum eines idealen 14-b-A/D-Umsetzers, bei dem jeder 10. Tastwert durch einen Fülltastwert mit einer 10-b-Auflösung ersetzt wird, ist in [Fig. 3](#) dargestellt. Die Störkomponenten bzw. -töne bei $f_s/10$ sind auf der Hand liegend ($f_s = 50$ MHz).

[0028] [Fig. 4](#) zeigt ein Blockschaltbild eines A/D-Umsetzers mit einem Interpolator gemäß vorliegender Erfindung. In diesem Fall wird der Schalter **16** nicht in regulär beabstandeten Zeitpunkten betätigt. Stattdessen wird der Schalter **16** durch einen Zufallszeitintervall-Generator **18** gesteuert, welcher den Schalter in willkürlich gewählten Zeitpunkten betätigt.

[0029] [Fig. 5](#) zeigt ein Zeittaktdiagramm, aus dem die Tastung mit einem A/D-Umsetzer nach [Fig. 4](#) ersichtlich ist. Aus dieser Figur wird evident, dass durch ausgezogene Linien repräsentierte interpolierte Werte nicht regulär beabstandet sind, wie dies in [Fig. 2](#)

der Fall ist.

[0030] [Fig. 6](#) zeigt ein Diagramm, aus dem das Spektrum eines Signals ersichtlich ist, das durch den A/D-Umsetzer nach [Fig. 4](#) digitalisiert worden ist. Die Störtöne sind auf Kosten eines geringfügig erhöhten Rauschverhaltens entfernt worden. Der störungsfreie dynamische Bereich (SFDR) ist jedoch um näherungsweise 25 dB erhöht. (Der Ausdruck "Sprungumsetzzyklen willkürlich" scheint in [3] zufällig angegeben zu sein, wobei keine Realisierung dargestellt oder anderweitig angegeben worden ist. Soweit aus dem Text ersichtlich, werden im Gegensatz dazu für die angegebenen experimentellen Ergebnisse äquidistante Sprungzyklen verwendet. Tatsächlich wird das der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Problem überhaupt nicht angesprochen).

[0031] Nach der Beschreibung des durch die vorliegende Erfindung angesprochenen Problems und seiner generellen Lösung wird nun beschrieben, wie Zufallszeitintervall-Generatoren zur Steuerung einer Hintergrundkalibrierung von A/D-Umsetzern wirksam realisiert werden können.

[0032] Der willkürliche Abstand zwischen aufeinanderfolgenden Sprüngen und Füllungen kann auf vielerlei Weise erzeugt werden. Im oben angegebenen Beispiel kann jeder Kalibrierungszeitpunkt i_j durch folgende Beziehung beschrieben werden:

$$i_j = r_j + i_{j-1},$$

wobei r_j einen willkürlichen ganzen Wert im Bereich von r_{\min} bis r_{\max} ist. Eine direkte Realisierung dieses Zufallszeitintervall-Generators ist in [Fig. 7](#) dargestellt. Ein (Pseudo)-Zufallswortgenerator **20** liefert einen ganzzahligen Wert r_j für einen Intervallzähler **22**, der eine Sprung- und Füll-Kalibrierung triggert. Hat der Zähler bis r_j aufwärts (oder davon abwärts) gezählt, so wird ein Triggerimpuls SKIP-TRIG für eine Kalibrierungssteuereinheit **24** geliefert, welche einen Einzelschritt-Kalibrierungszyklus oder einen Schritt eines Mehrschritt-Kalibrierungszyklus initiiert.

[0033] Eine Nachschlagetabelle mit einer Sequenz von vorgegebenen Sprungintervallen kann anstelle eines Zufallswortgenerators verwendet werden. Dies ist im Ausführungsbeispiel nach [Fig. 8](#) dargestellt. Die "Willkürlichkeit" der festen Sequenz von Sprungintervallen kann vorab untersucht werden, wobei dann eine Sequenz von annehmbarer Spektraleigenschaft gewählt wird.

[0034] Der Intervallzähler **22** nach [Fig. 8](#) kann entfallen, wenn eine das SKIP_TRG-Signal selbst repräsentierende 1-Bit-Sequenz in einem langen 1-Bit-Wortspeicher gemäß [Fig. 9](#) gespeichert wird. Dabei wird wiederum die Willkürlichkeit des Auftretens von SKIP_TRIG = 1 untersucht und eine geeig-

nete Sequenz von Einsen und Nullen gewählt. Diese Lösung einer direkten Nachschlagetabelle kann für sehr dichte Hintergrundkalibrierungsschemata geeignet sein, obwohl ihr Nachteil darin besteht, dass gewöhnlich ein sehr langer Speicher notwendig ist. Kann beispielsweise eine Sequenz nicht öfter als bei jedem 8k-Tastwert wiederholt werden, so ist ein Speicher mit 8 kBit erforderlich.

[0035] Ein gegenwärtig bevorzugtes Ausführungsbeispiel besteht darin, ein lineares Rückkoppelschieberegister (LFSR) zur Erzeugung von pseudo-willkürlichen Zeitintervallen zu verwenden, wie dies in [Fig. 10](#) dargestellt ist. Diese Anwendung unterscheidet sich von bekannten früheren Anwendungen von linearen Rückkoppelschieberegistern, bei denen es sich um Pseudo-Zufallsrauschgeneratoren (1-Bit-Sequenzen) mit Erzeugung von mehreren Festzeitperioden handelt [5]. Die Verwendung von linearen Rückkoppelschieberegistern als Pseudo-Zufallsrauschgeneratoren ist in [6] mit einem Zerhacken von Daten zur Vergrößerung der Willkürlichkeit und in [7] mit einer Rauscherzeugung zur Kalibrierung eines magnetischen Lesekanals beschrieben. Lineare Rückkoppelschieberegister werden auch im Spreiz-Spektrum-Verkehr (einschließlich CDMA) und in Regelsystemen zur Erzeugung von Spreizcodes, d.h. "langen" Codes und Codes mit speziellen Autokorrelationsseigenschaften sowie in der Kryptographie verwendet [8].

[0036] Die Hauptanforderungen für Sprungintervalle bestehen darin, dass sie willkürlich in einem relativ kurzen Signalsegment, d.h. von bis zu mehreren tausend Tastwerten, auftreten. Vorzugsweise kann ein minimales Zeitintervall eingestellt werden, in dem kein Sprung erzeugt wird. Dieses Merkmal ermöglicht die Erzeugung einer ausreichenden Anzahl von Tastwerten nach einem Sprung, um eine Interpolation zu ermöglichen.

[0037] Die Grundidee bei der Verwendung von linearen Rückkoppelschieberegistern besteht darin, pseudo-willkürliche Intervalle zu erzeugen, wie dies in [Fig. 11](#) dargestellt ist. Die Idee besteht darin, eine kurze Detektormaske (kürzer als das Register **20**) in einem Teil des Registers zu verwenden und ein Sprungsignal zu erzeugen, wenn der Inhalt in dem Teil des Registers an die Detektormaske angepasst ist. Erfindungsgemäß besteht das Register entweder aus einer Serienschaltung von 1-Bit-Speicherelementen, beispielsweise D-Puffern oder einem Speicher fester Länge. Der Inhalt der Speicherelemente wird von einem Element auf das nächste in jeder Taktperiode verschoben (bei einer Ausgestaltung mit einem Speicher fester Länge wird der Referenzpunkt anstelle der Daten verschoben). Vom letzten Speicherelement und wenigstens einem anderen Speicherelement ist eine Rückkopplung vorgesehen, deren Ausgangssignal in einem XOR- oder XNOR-Gat-

ter **26** kombiniert wird.

[0038] Die durch diesen Typ von Register mit n Speicherelementen gelieferten Ausgangs-Bit-Sequenzen können bis zu 2^n-1 Bits lang sein, wenn geeignete Rückkopplungsverschaltungen verwendet werden [9]. Werden andere Verschaltungen verwendet, so können kürzere Sequenzlängen erhalten werden. Die mit einem speziellen Schaltungsmuster möglichen unterschiedlichen Sequenzlängen sind insofern aufeinander bezogen, als der von dem linearen Rückkoppelschieberegister durchlaufende Registerinhalt (Wörter) wechselweise ausschließlich sind. Das bedeutet, dass das gleiche Wort zu zwei unterschiedlichen Sequenzen gehören kann. Im Falle von Sequenzen maximaler Länge enthält eine Sequenz alle Wörter mit Ausnahme aller Nullen oder aller Einsen, während die andere lediglich alle Nullwörter (oder alle Einsen) enthält. Bei linearen Rückkoppelschieberegistern mit nicht-maximaler Länge können mehrere Sequenzen unterschiedlicher oder gleicher Länge erzeugt werden, was vom Inhalt des Registers beim Start abhängt.

[0039] Kleinere Teile des Registers kehren während eines langen Zyklus mehrmals zum gleichen Code zurück. Statistisch erscheinen alle kürzeren Codes mit einer gegebenen Anzahl von m Bits in einem willkürlich gewählten Untersatz eines linearen Rückkoppelschieberegisters maximaler Länge mit Ausnahme aller Null-Codes, welche um einen Zeitpunkt weniger auftreten. Nicht maximale aber lange Sequenzen besitzen auch eine gute statistische Verteilung von kürzeren Codes. Dies kann in manchen Fällen bevorzugt verwendet werden, da bestimmte Registergrößen mehr als zwei Rückkoppelverschaltungen benötigen, um Sequenzen maximaler Länge zu erzeugen. Dann kann stattdessen ein lineares Rückkoppelschieberegister mit nicht maximaler Länge mit lediglich zwei Rückkoppelverschaltungen in einer einfachen Ausgestaltung hergestellt werden [9]. Damit kann eine Sequenz erzeugt werden, welche lang genug ist, um eine gute statistische Verteilung von Intervallen zwischen den verwendeten Detektorcodes zu gewährleisten.

[0040] Die Detektierung der kleineren Teile erfolgt durch Anpassung des Inhalts ausgewählter Elemente des Registers mit der Detektorcodemaske. Die Registerstellen, welche für die Anpassung verwendet werden, können kontinuierlich oder in mehrere Teile aufgeteilt sein und dabei in unterschiedlichen Stellen starten.

[0041] Um die Länge des Zyklus zu vergrößern, bevor sich die Sequenz von Sprungintervallen wiederholt, kann ein Detektorcode für jeden langen Zyklus des linearen Rückkoppelschieberegisters verwendet werden. Damit wird die Länge der pseudo-willkürlichen Sequenz von Sprungintervallen um 2^m vergrößert,

wobei m die Anzahl von Bits in der Detektormaske ist. Um die Willkürlichkeit zu erhöhen, ist es möglich, ein oder mehrere Bits der Detektormaske zwischen jeder m-Sequenz unter dem Einfluss eines bestimmten externen analogen oder digitalen Prozesses, beispielsweise eines analogen Rauschens auf dem Chip, zu ändern. Andere Schemata können beispielsweise durch Änderung der Registerstellen, welche mit dem Detektorcode verglichen werden, in Betracht gezogen werden.

[0042] Die Realisierung eines minimalen Intervalls zwischen Tastsprüngen kann auf verschiedene Weise erfolgen. Eine Möglichkeit besteht darin, die Schaltung zur Erzeugung eines Sprungtastwertes sowie zur Erzeugung eines Sperrsignals für die Zufallsintervallschaltung ansprechen zu lassen oder dafür zu sorgen, dass diese Schaltung während der Zeit ihres Arbeitens neue Sprungsignale ignoriert. Das Sprungsignal kann beispielsweise die Detektorschaltung über ein UND-Gatter **28** durch Erzeugung eines SKIP_ENABLE-Signals abschalten, wie dies in [Fig. 11](#) dargestellt ist.

[0043] Ein weiteres Ausführungsbeispiel zur Realisierung eines minimalen Intervalls zwischen Tastsprüngen ist in [Fig. 12](#) dargestellt. Bei dieser Ausführungsform wird ein ENABLE_LFSR-Signal auf ein UND-Gatter **30** gegeben, wodurch das Takten des Registers gesteuert wird.

[0044] Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung eines minimalen Intervalls besteht darin, einen Zähler zur Zählung eines vorgegebenen Intervalls beginnend mit der Erzeugung eines Sprungsignals zählen zu lassen, und das lineare Rückkoppelschieberegister oder die Detektorschaltung während dieses Intervalls abzuschalten. Dieser Zähler kann auch unter Verwendung eines kleineren, ein festes Intervall erzeugenden linearen Rückkoppelschieberegisters realisiert werden, wie dies ähnlich in [5] beschrieben ist. Eine derartige Ausführungsform ist in den [Fig. 13](#) und [Fig. 14](#) dargestellt. Ein zweckmäßiger Weg besteht darin, einen Teil des linearen Rückkoppelschieberegisters als Zähler eines kleineren linearen Rückkoppelschieberegisters ([Fig. 14](#)) zur Erzeugung des minimalen Intervalls zu realisieren. Bei dieser Ausführungsform kann der gleiche Detektorcode oder ein Teil davon als regulärer Detektorcode verwendet werden, wobei das kleinere lineare Rückkoppelschieberegister auf den gleichen Code zurückzählt. Das kleinere Schieberegister kann ein solches mit maximaler oder nicht maximaler Länge zur Realisierung unterschiedlicher minimaler Intervalle sein. Unterschiedliche minimale Intervalle können durch Initiierung des kleinen Registers oder Zählers auf unterschiedliche Zustände realisiert werden.

[0045] Die statistische Verteilung von Sprungintervallen kann auf verschiedene Weise modifiziert wer-

den. Dabei können die Sprungintervalle auf eine kürzere als vorgegebene Länge begrenzt werden, wobei andere Statistiken von Sprungintervallen auch geändert werden können. Der einfachste Weg zur Modifizierung der Verteilung von Sprungintervallen besteht darin, einfach einen anderen Detektorcode oder eine andere Detektoranordnung zu verwenden. Andere Möglichkeiten bestehen darin, mehrere Codes zu detektieren und ein Sprungsignal beim ersten detektierten Code zu erzeugen. Diese Ausgestaltung, durch die das Hauptintervall verkürzt wird, kann auch in Verbindung mit der Detektierung von Codes unterschiedlicher Teile des linearen Rückkoppelschieberegisters verwendet werden. Die Detektierung mehrfacher Codes nacheinander ändert auch die Verteilung von Sprungintervallen, was auch zur Vergrößerung des Hauptintervalls verwendet werden kann. Die Änderung der statistischen Verteilung von Sprungintervallen ist ein Merkmal, das auch zur dynamischen Änderung der mittleren Kalibrierungsrate verwendet werden kann. Durch Messung eines oder mehrerer externer Parameter, wie beispielsweise Temperatur, Feuchtigkeit, usw., ist es möglich, die mittlere Kalibrierungsrate zur Änderung von Betriebszuständen zu steuern und anzupassen. Beispielsweise kann die mittlere Kalibrierungsrate während Zeitperioden schnell durch sich ändernde Temperatur zeitweise vergrößert werden.

[0046] Das spezielle Problem zur Realisierung einer oberen Grenze für die Sprungintervalle kann mit oben beschriebenen Techniken und auch durch Verwendung eines zugeordneten Zählers zur Erzeugung eines Sprungsignals nach einer vorgegebenen Zeitperiode gelöst werden. Bei Verwendung lediglich des Detektorcodes zur Sicherstellung, dass das maximale Intervall innerhalb von Grenzen liegt, kann die gesamte Zyklusverteilung von m-Bit-Detektorcodes vorab untersucht werden, um festzustellen, welcher Detektorcode die beste Statistik besitzt. Ein Weg zur statistischen Reduzierung der Möglichkeit von gelegentlich sehr langen Sprungintervallen, ohne den Code vorher zu untersuchen, besteht darin, Mehrfachcodes zu detektieren, wobei ein Code länger als der andere ist. Dies ändert die statistische Verteilung nicht sehr (die Anzahl von Sprüngen in einer gegebenen Zeitperiode bleibt etwa die gleiche), wobei die Möglichkeit eines sehr langen Intervalls verringert wird.

[0047] Zur Reduzierung des Stromverbrauchs der Sprungintervallschaltung sowie zur Erzeugung längerer Sprungintervalle existieren weitere nützliche Techniken. Eine Technik besteht darin, das lineare Rückkoppelschieberegister mit einer gegenüber dem Takttakt kleineren Taktfrequenz von möglicherweise einem Untervielfachen f_g/x zu takten. Dies muss mit einer geeigneten Änderung in der Detektorschaltung (kürzere Detektorcodelänge) verbunden sein, um das gleiche mittlere Sprungintervall zu schaffen. Die

Technik kann auch dazu verwendet werden, längere Sprungintervalle unter Verwendung des gleichen linearen Rückkoppelschieberegisters und der gleichen Detektorschaltung zu erzeugen. Eine weitere bereits erwähnte Technik zur Reduzierung des Stromverbrauchs besteht darin, die Lese- und Schreibadressen eines Speichers umzuadressieren. Dann müssen die Daten nicht während jedes Taktzyklus umadressiert werden, was speziell für große Schieberegisterlängen Leistung spart.

[0048] In der obigen Beschreibung wurde angenommen, dass der übersprungene Tastwert durch Interpolation gewonnen wird. Eine andere Alternative besteht darin, einen Hilfs-A/D-Umsetzer geringerer Funktion vorzusehen, welcher den regulären A/D-Umsetzer während der Kalibrierung ersetzt. Ein wesentlicher Vorteil dieser Ausführungsform besteht darin, dass der Hilfs-A/D-Umsetzer im Gegensatz zur Berechnung eines interpolierten Wertes aus benachbarten Tastwerten das aktuelle Signal umsetzt.

[0049] Einige Simulationsergebnisse sind als Anzeige einer möglichen Funktionsweise enthalten. Ein Hilfs-A/D-Umsetzer gemäß den vorstehenden Ausführungen wurde für dieses Beispiel unter Verwendung von zufälligen und äquidistanten Sprungintervallen gewählt. Bei einem sonst idealen 14-Bit-Umsetzer wird jeder k^{te} Tastwert in einer Tastsequenz von 16384 durch einen 10-b-Füllwert (aus dem Hilfs-A/D-Umsetzer) ersetzt, wenn ein äquidistantes Springen und Füllen verwendet wird. Werden willkürliche Intervalle verwendet, so wird die Willkürlichkeit so gewählt, dass im Mittel jeder k^{te} Tastwert ersetzt wird. **Fig. 15** zeigt, wie die Spektralfunktion von der (mittleren) Intervalllänge k für äquidistante und willkürliche Sprungintervalle abhängt. Die Intervalllänge wird von 1 bis 10.000 Tastwerten abgetastet, wobei der frühere Extremwert einem selbständigen 10-b-Umsetzer äquivalent ist. Die Simulationen zeigen an, dass der willkürliche Abstand einen weit kürzeren Rekalibrierungszyklus bei beibehaltenem störungsfreien dynamischen Bereich (SFDR) ermöglicht, als wenn äquidistante Kalibrierungszyklen verwendet werden.

[0050] **Fig. 16** zeigt ein Flussdiagramm eines Ausführungsbeispiels des Verfahrens gemäß vorliegender Erfindung. In einem Schritt S1 wird ein Zufallsintervall erzeugt. In einem Schritt S2 wird ein digitaler Tastwert des Eingangssignals erzeugt. In einem Schritt S3 wird getestet, ob das erzeugte Intervall abgelaufen ist. Ist dies nicht der Fall, so werden die Schritte S2 und S3 wiederholt. Ist das Intervall abgelaufen, so wird in einem Schritt S4 eine Kalibrierung (entweder ein vollständiger Zyklus oder ein Teil davon) initiiert und der fehlende Tastwert beispielsweise unter Verwendung eines Hilfs-A/D-Umsetzers aufgefüllt. Danach wird der Schritt S1 zur Erzeugung eines neuen Zufallsintervalls wiederholt.

[0051] Aus der obigen Beschreibung ist ersichtlich, dass ein Vorteil der vorliegenden Erfindung darin besteht, dass ein dichter Abstand von Kalibrierungs(Sprung)-Zyklen möglich ist, was zu einem kürzeren Rekalibrierungszyklus führt. Damit wird wiederum ein besserer Gleichlauf von sich schnell ändernden Betriebszuständen ermöglicht.

[0052] Die vorliegende Erfindung gibt ein grundsätzliches Verfahren an, das für eine Hintergrundkalibrierung der meisten Breitband-A/D-Umsetzerarchitekturen geeignet ist, wodurch eine große Anzahl von Anwendungen nicht nur für digitale Radiosysteme abgedeckt wird.

[0053] Die vorliegende Erfindung ist nicht auf ein spezielles Kalibrierungsschema begrenzt. Stattdessen wird es durch die vorliegende Erfindung möglich, die Gesamtsystemfunktion unter Verwendung eines großen Bereiches von neuen und vorhandenen Hintergrundkalibrierungsschemata zu verbessern.

[0054] Die vorliegende Erfindung ist nicht auf eine "Hilfs-A/D-Umsetzer"-Lösung beschränkt, die zur Erläuterung der Vorteile der Erfindung benutzt wird. Sie ist auch für eine Interpolations-Sprung- und Füll-Hintergrundkalibrierung anwendbar, was in der Tat für jede Hintergrundkalibrierung gilt, welche möglicherweise den Datenfluss durch den Hauptumsetzerweg verzerrt.

[0055] Die Ausführungsform gemäß vorliegender Erfindung auf der Basis eines linearen Rückkopplungsschieberegisters ist speziell hinsichtlich Hardware und Leistung effizient, da der Zeittakt nicht durch die Erzeugung von willkürlichen Zielwerten für den Aufwärts/Abwärts-Zähler, sondern durch die direkte Beobachtung interner Zustände des linearen Rückkopplungsschieberegisters definiert ist. Weiterhin nimmt auch die Menge an Hardware, welche für eine vorgegebene Sequenzlänge erforderlich ist, sehr gering (logarithmisch mit der Länge der pseudo-willkürlichen Sequenz zu. Dies ist speziell interessant, wenn die logischen Schaltungen auf einem Chip unter Verwendung einer analog orientierten Herstellungstechnologie integriert werden. In einer derartigen Technologie benötigen Digitalschaltungen gewöhnlich mehr Chipfläche und Leistung gegenüber einer Realisierung in einem wahren digitalen Herstellungsprozess.

[0056] Die Erfindung ist für in Breitband-Digitalradiosystemen, wie beispielsweise WCDMA-Systeme oder für Mehrträger/Mehrstandard-Systeme verwendete A/D-Umsetzer anwendbar. Sie führt auch zu signifikanten Funktions- und/oder Zuverlässigkeitsverbesserungen und Kostenreduzierungen bei der Auslegung von ADSL/VDSL-Systemen.

[1] US Pat. 5.499.027, "Digitally self-calibrating pipeline analog-to-digital converter", Inventors: A. N. Karanicolas, and H.-S. Lee, Assignee: Massachusetts Institute of Technology.

[2] U.-K. Moon, and B.-S. Song, "Background Digital Calibration Techniques for Pipelined ADC's", IEEE Trans. Circ. Syst.- II, Seiten 102-109, Vol. 44, No. 2, Feb. 1997, IEEE.

[3] S.-U. Kwak, B.-S. Song, and K. Bacrania, "A 15-b, 5-Msample/s Low-Spurious CMOS ADC", IEEE J. Solid-State Circ., Seiten 1866-1875, Vol. 32, No. 12, Dez. 1997, IEEE.

[4] O. E. Erdogan, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, "A 12b Digital-Background-Calibrated Algorithmic ADC with -90 dB THD", 1999 Intl. Solid-State Circ. Conf., Seiten 316-317, Feb. 1999, IEEE.

[5] US Pat. No. 5.606.584, R. Beat.

[6] US Pat. No. 5.793.318, R. E. Jewett.

[7] US Pat. No. 5.786.951, D. R. Weiland et al.

[8] T. Ritter, "The Efficient Generation of Cryptographic Confusion Sequences", Cryptologia, Seiten 81-139, Vol. 15, No. 2, Apr. 1991.

[9] D. W. Clark, and L.-J. Weng, "Maximal and Near-Maximal Shift Register Sequences: Efficient Event Counters and Easy Discrete Logarithms", IEEE Trans. Computers, Seiten 560-568, Vol. 43, No. 5, Mai 1994, IEEE.

Patentansprüche

1. Hintergrundkalibrierter A/D-Umsetzer vom Sprung- und Fülltyp, gekennzeichnet durch einen Zufallszeitintervall-Generator (**18**; **20**, **22**) zur Initiierung einer Sprung- und Füll-Hintergrundkalibrierung in willkürlich gewählten Zeitpunkten zwecks Vergrößerung des störungsfreien dynamischen Bereichs des A/D-Umsetzers.

2. A/D-Umsetzer nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Zufallszeitintervall-Generator einen Pseudo-Zufallswortgenerator (**20**) zur Erzeugung von pseudo-willkürlichen Zeitintervallen, und einen Zeitintervallzähler (**22**) zur Initiierung einer Hintergrundkalibrierung jedes Mal dann, wenn ein pseudo-willkürliches Zeitintervall abgelaufen ist, enthält.

3. A/D-Umsetzer nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Zufallszeitintervall-Generator eine Multi-Bit-Wort-Nachschlagetabelle (**20**) zur Erzeugung von pseudo-willkürlichen Zeitintervallen, und einen Zeitintervallzähler (**22**) zur Initiierung einer Hintergrundkalibrierung jedes Mal dann, wenn ein pseudo-willkürliches Zeitintervall abgelaufen ist, enthält.

4. A/D-Umsetzer nach Anspruch 1, dadurch ge-

kennzeichnet, dass der Zufallszeitintervall-Generator eine 1-Bit-Wort-Nachschlagetabelle (**20**) zur Erzeugung einer pseudo-willkürlichen Bit-Sequenz zwecks Initiierung einer pseudo-willkürlichen Hintergrundkalibrierung enthält.

kennzeichnet, dass wenigstens ein Betriebszustände repräsentierender Parameter abgetastet und die mittlere Zeitintervalllänge mit dem abgetasteten Parameter dynamisch gesteuert wird.

Es folgen 9 Blatt Zeichnungen

5. A/D-Umsetzer nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Zufallszeitintervall-Generator ein lineares Rückkoppelschieberegister (**20**), und eine Detektormaske (**22**) zur Detektierung von Anpassungen zwischen einem Teil des linearen Rückkoppelschieberegisters und einem vorgegebenen Detektorcode, wodurch ein Abtastsprungsignal erzeugt wird, das eine Hintergrundkalibrierung jedes Mal dann initiiert, wenn eine Anpassung gefunden wird, enthält.

6. A/D-Umsetzer nach den vorhergehenden Ansprüchen, gekennzeichnet durch Mittel (**28, 30**) zur Beschränkung des minimal erlaubten Zeitintervalls zwischen zwei aufeinanderfolgenden Hintergrundkalibrierungen auf einen vorgegebenen Wert.

7. A/D-Umsetzer nach den vorhergehenden Ansprüchen, gekennzeichnet durch Mittel zur dynamischen Änderung der statistischen Verteilung der Zeitintervalle zwischen Hintergrundkalibrierungen.

8. A/D-Umsetzer nach Anspruch 7, gekennzeichnet durch Mittel zur Abtastung wenigstens eines Betriebszustände repräsentierenden Parameters und dynamischen Steuerung der mittleren Zeitintervalllänge mit dem abgetasteten Parameter.

9. A/D-Umsetzer nach den vorhergehenden Ansprüchen, gekennzeichnet durch einen Hilfs-A/D-Umsetzer zur Auffüllung von Abtastungen während der Hintergrundkalibrierung.

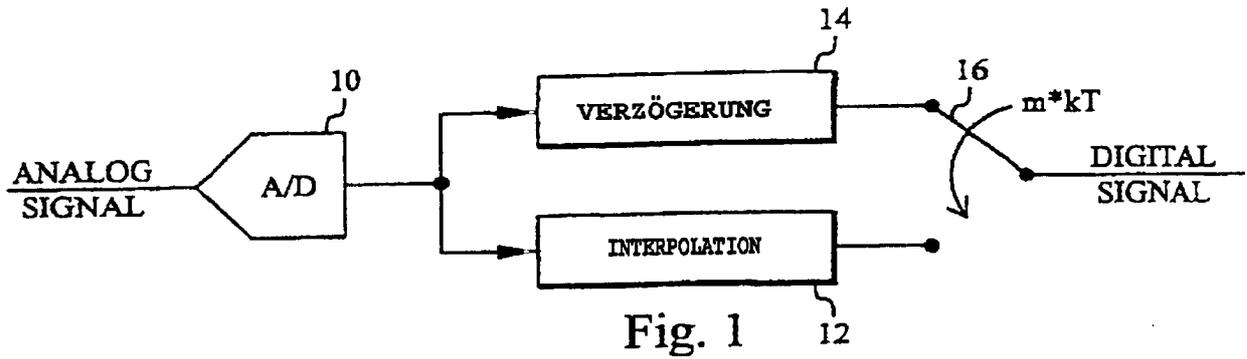
10. A/D-Umsetzer-Hintergrundkalibrierungsverfahren vom Sprung- und Fülltyp, gekennzeichnet durch den Schritt des Initiierens einer Sprung- und Füllkalibrierung in willkürlich gewählten Zeitpunkten zur Vergrößerung des störungsfreien dynamischen Bereiches des A/D-Umsetzers.

11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass das minimal erlaubte Zeitintervall zwischen zwei aufeinanderfolgenden Hintergrundkalibrierungen auf einen vorgegebenen Wert beschränkt wird.

12. Verfahren nach Anspruch 10 oder 11, dadurch gekennzeichnet, dass die statistische Verteilung der Zeitintervalle zwischen Hintergrundkalibrierungen dynamisch geändert wird.

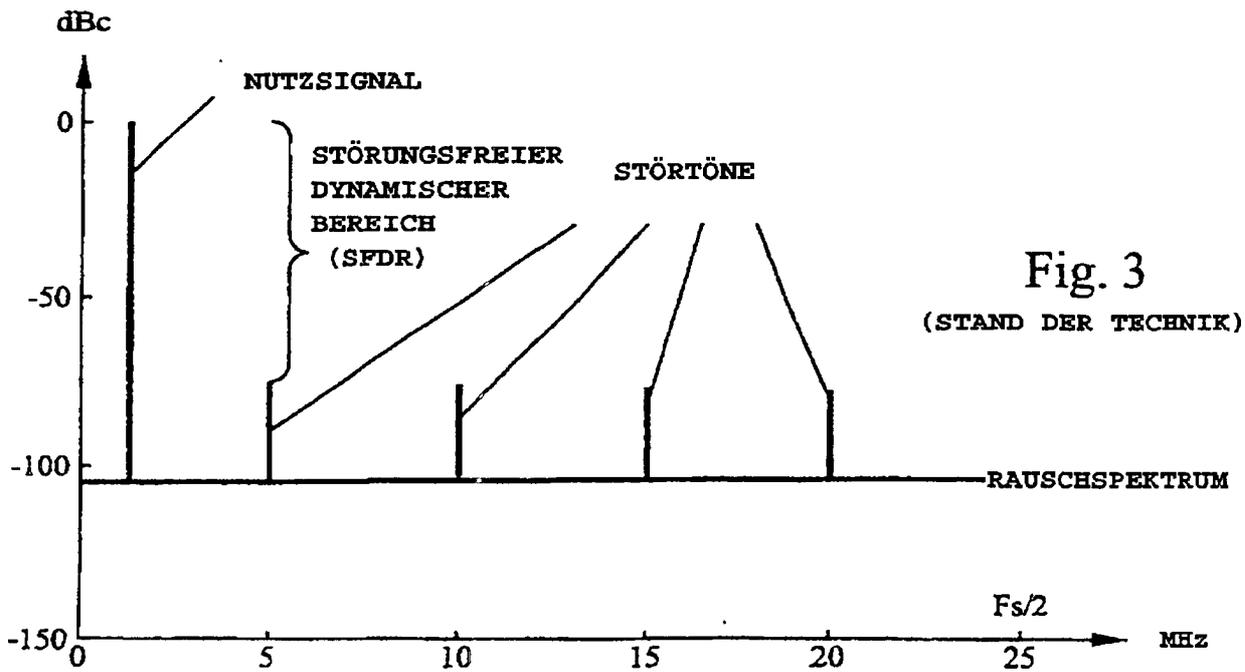
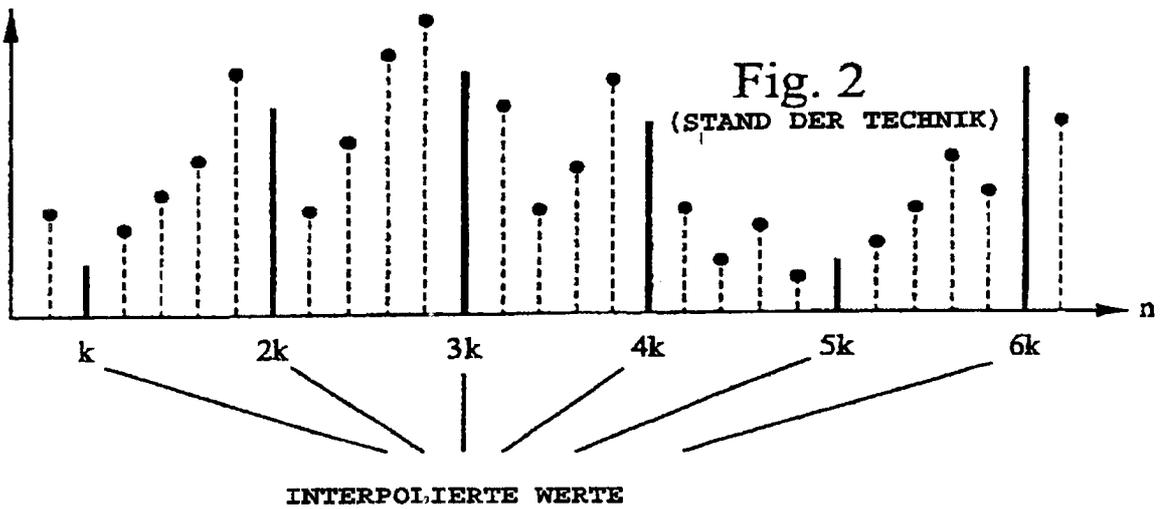
13. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch ge-

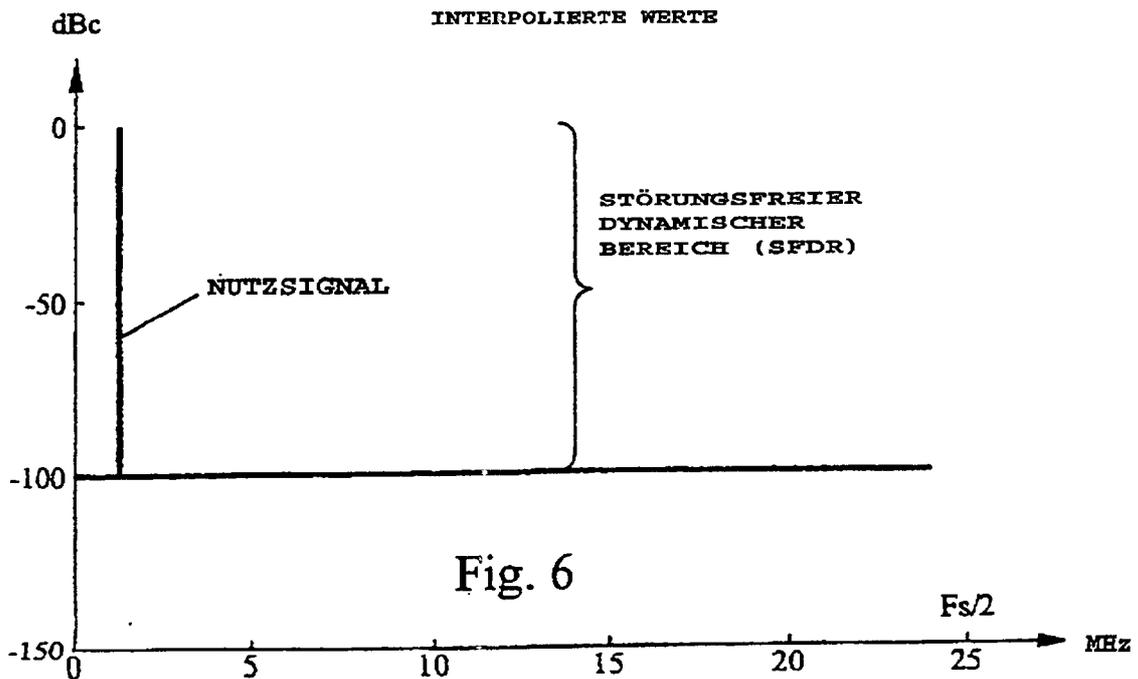
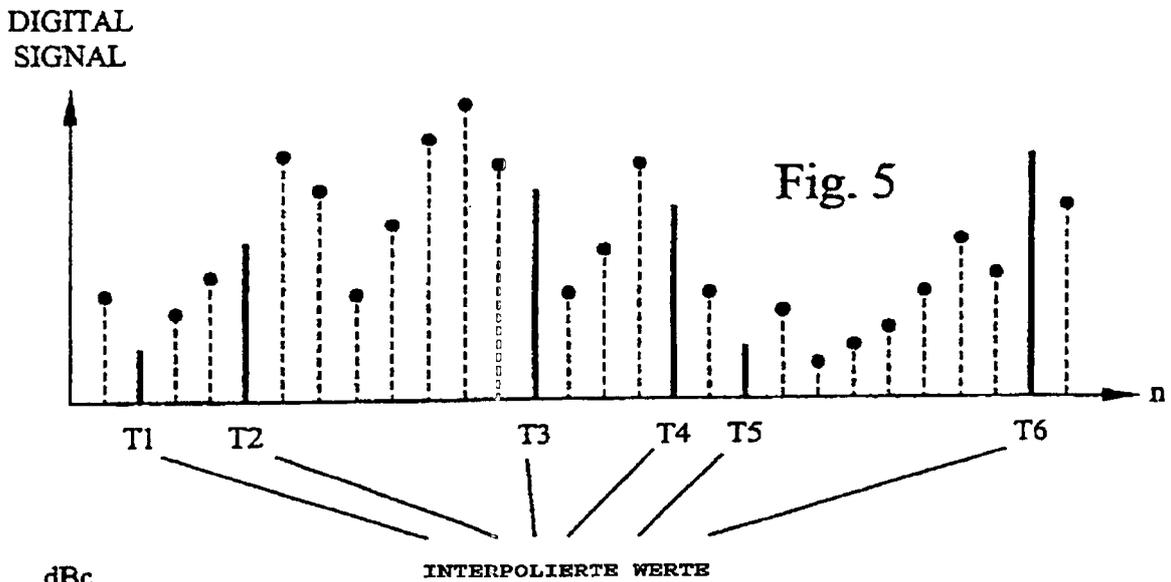
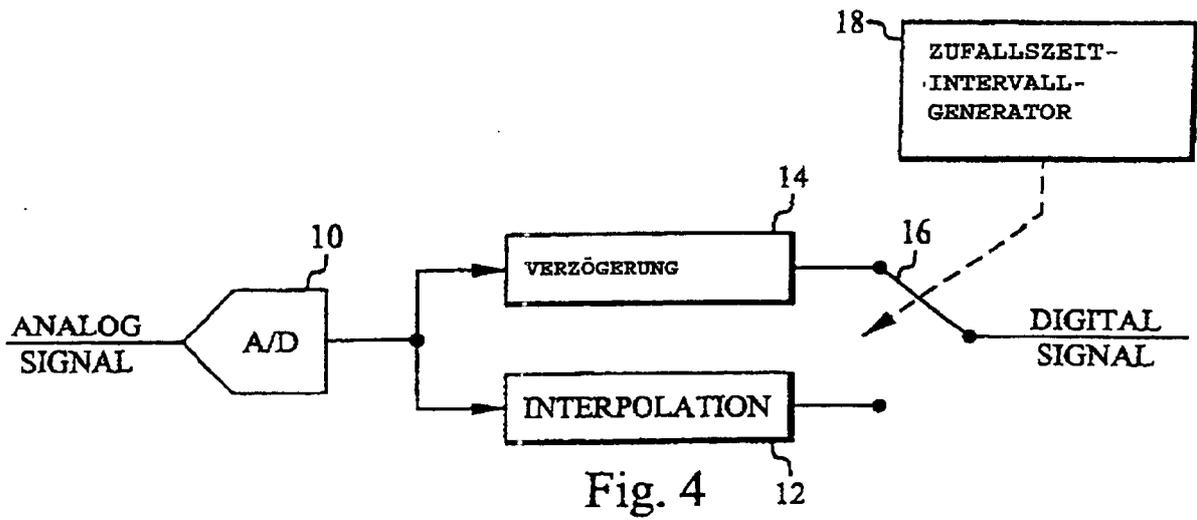
Anhängende Zeichnungen

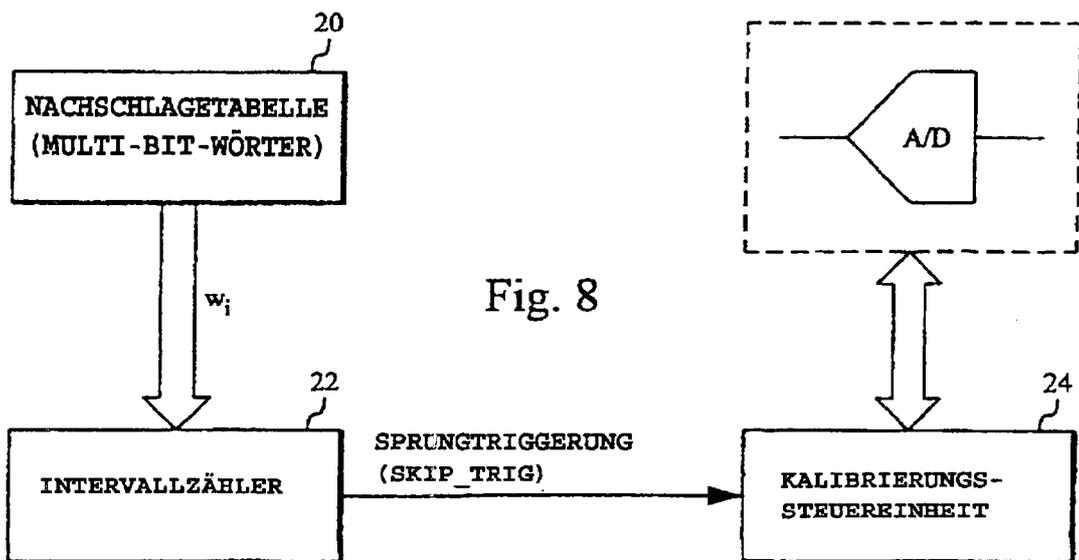
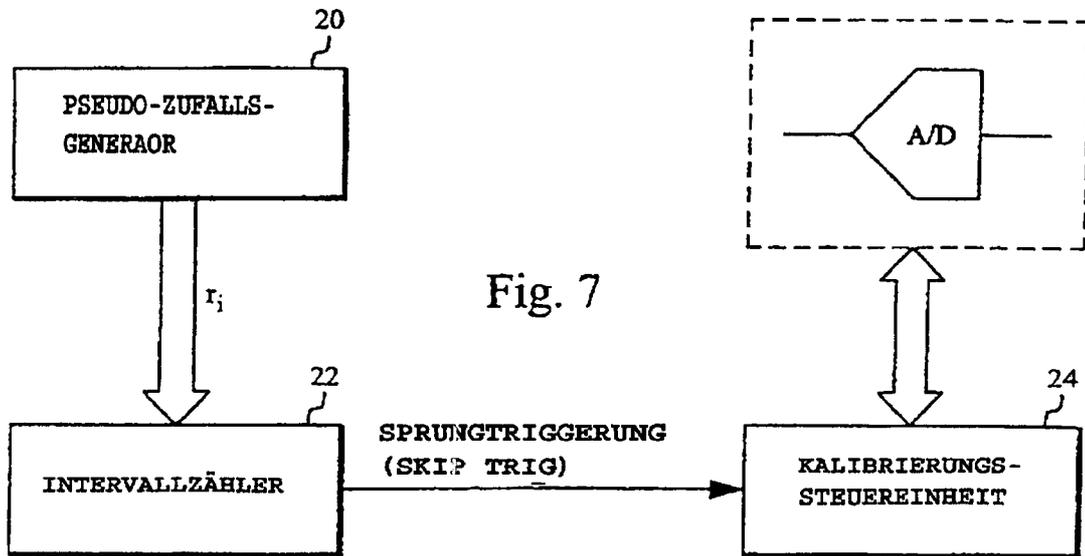


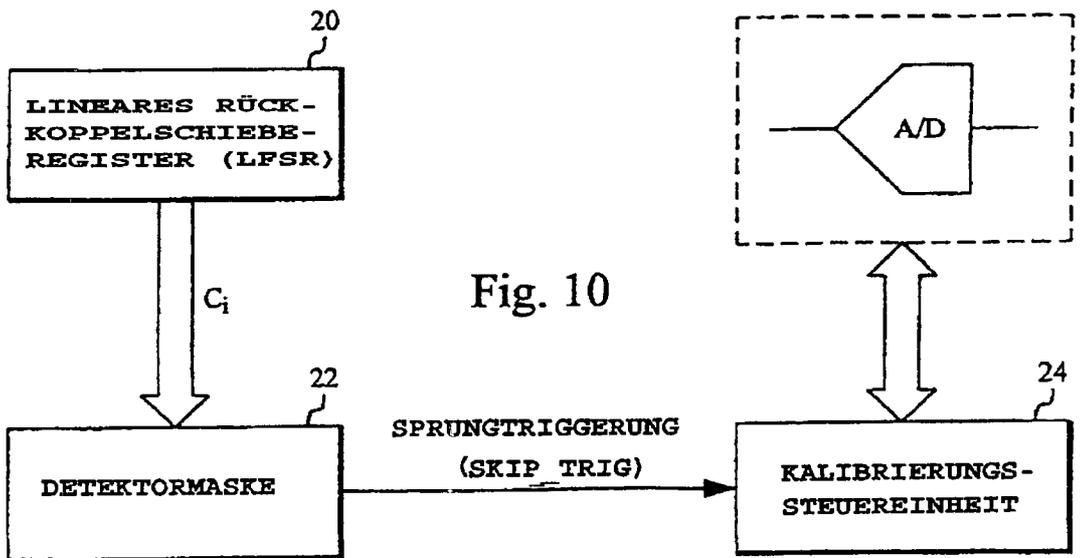
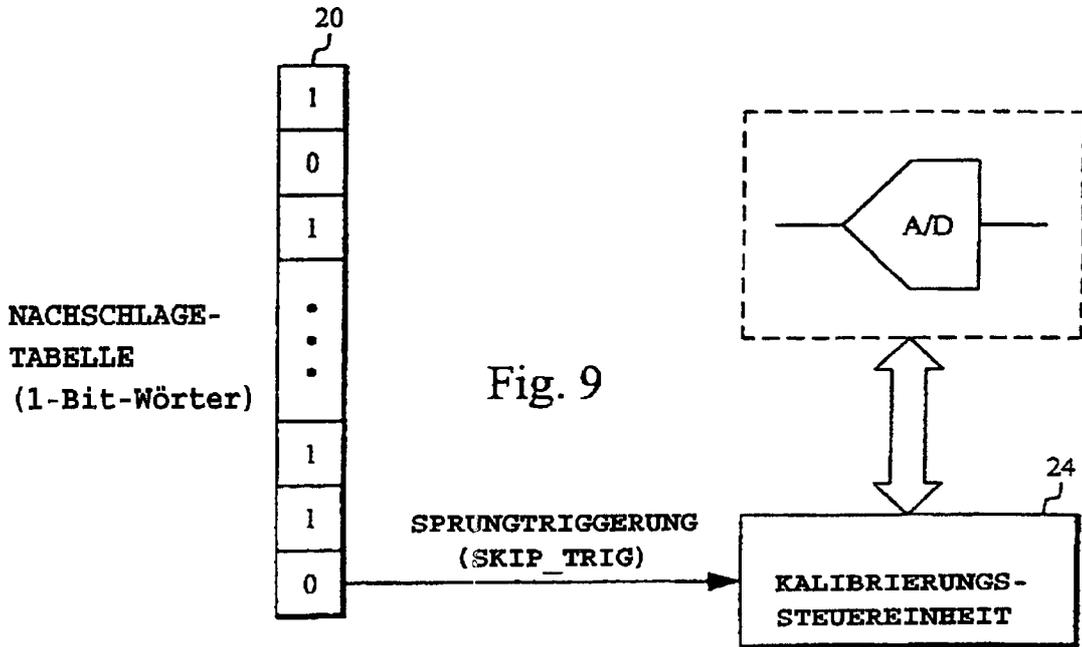
(STAND DER TECHNIK)

DIGITAL SIGNAL









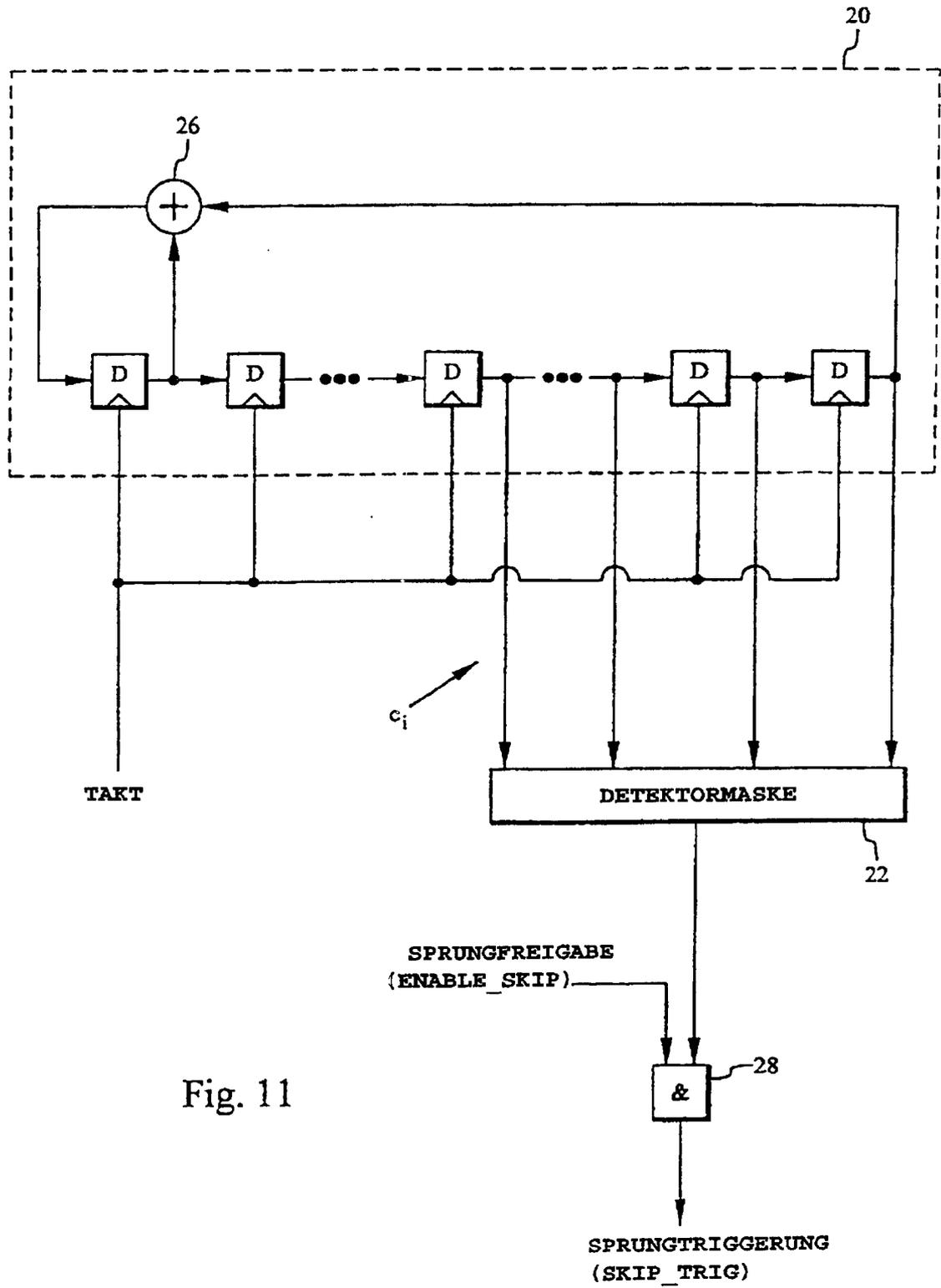


Fig. 11

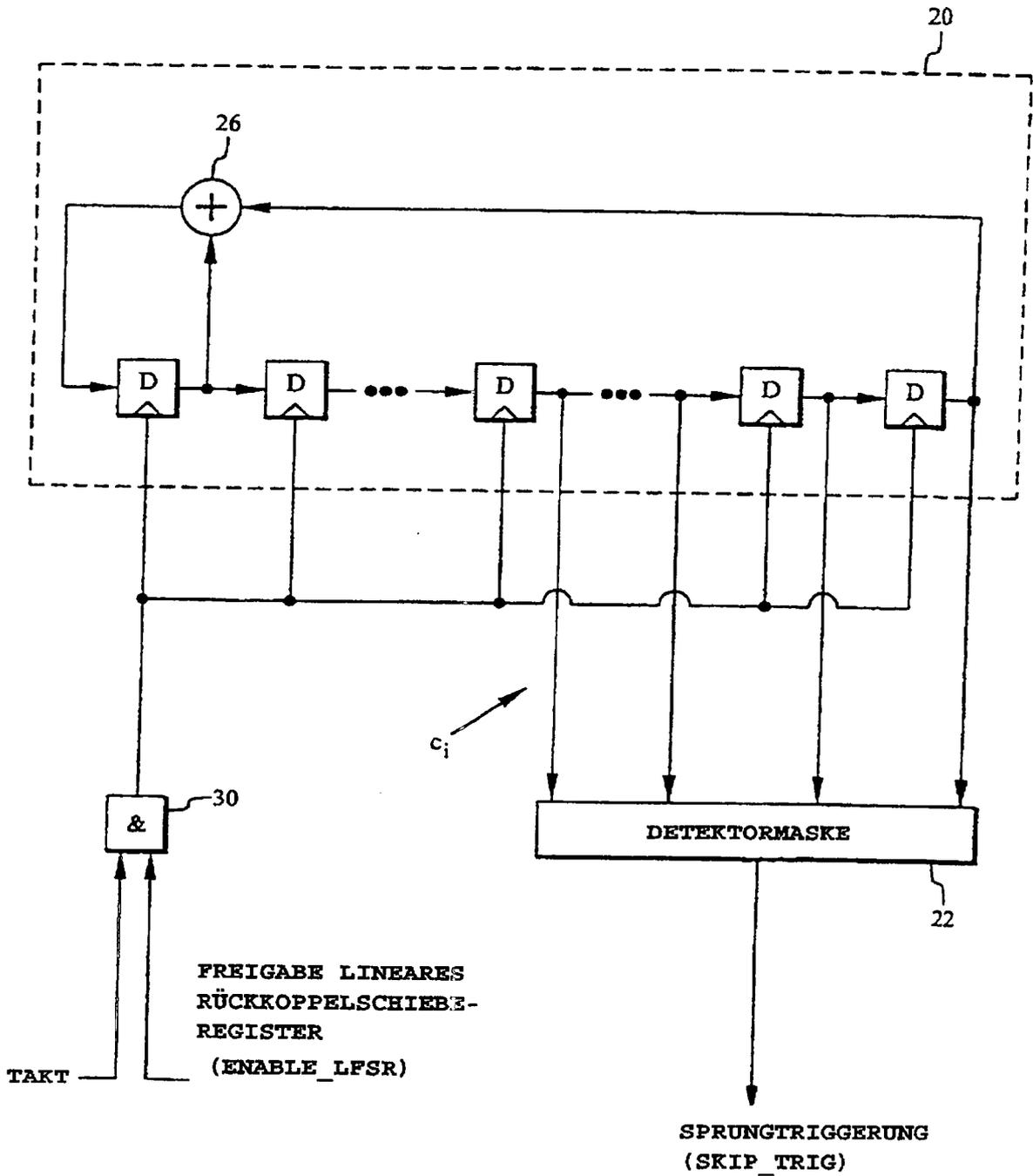
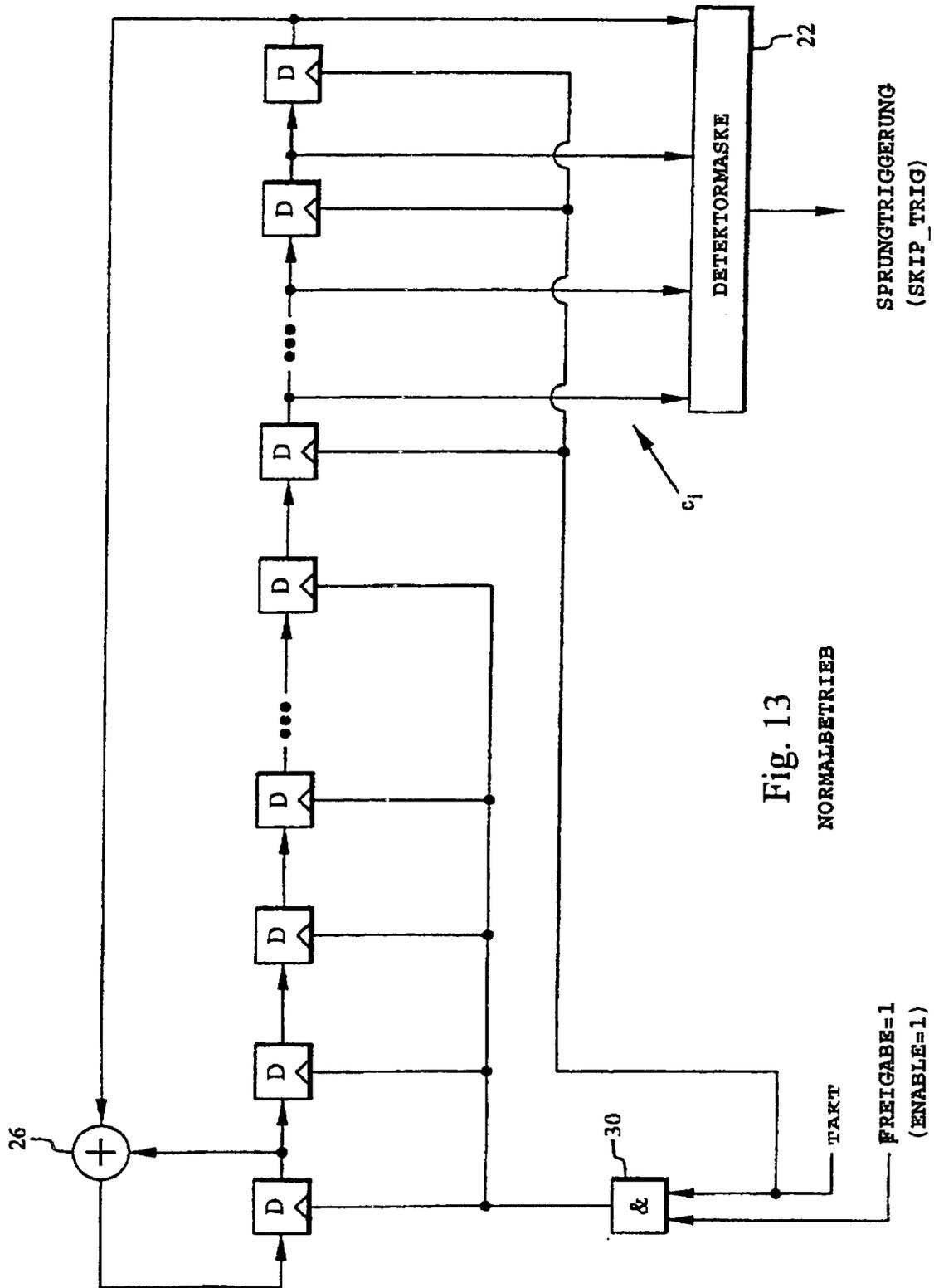


Fig. 12



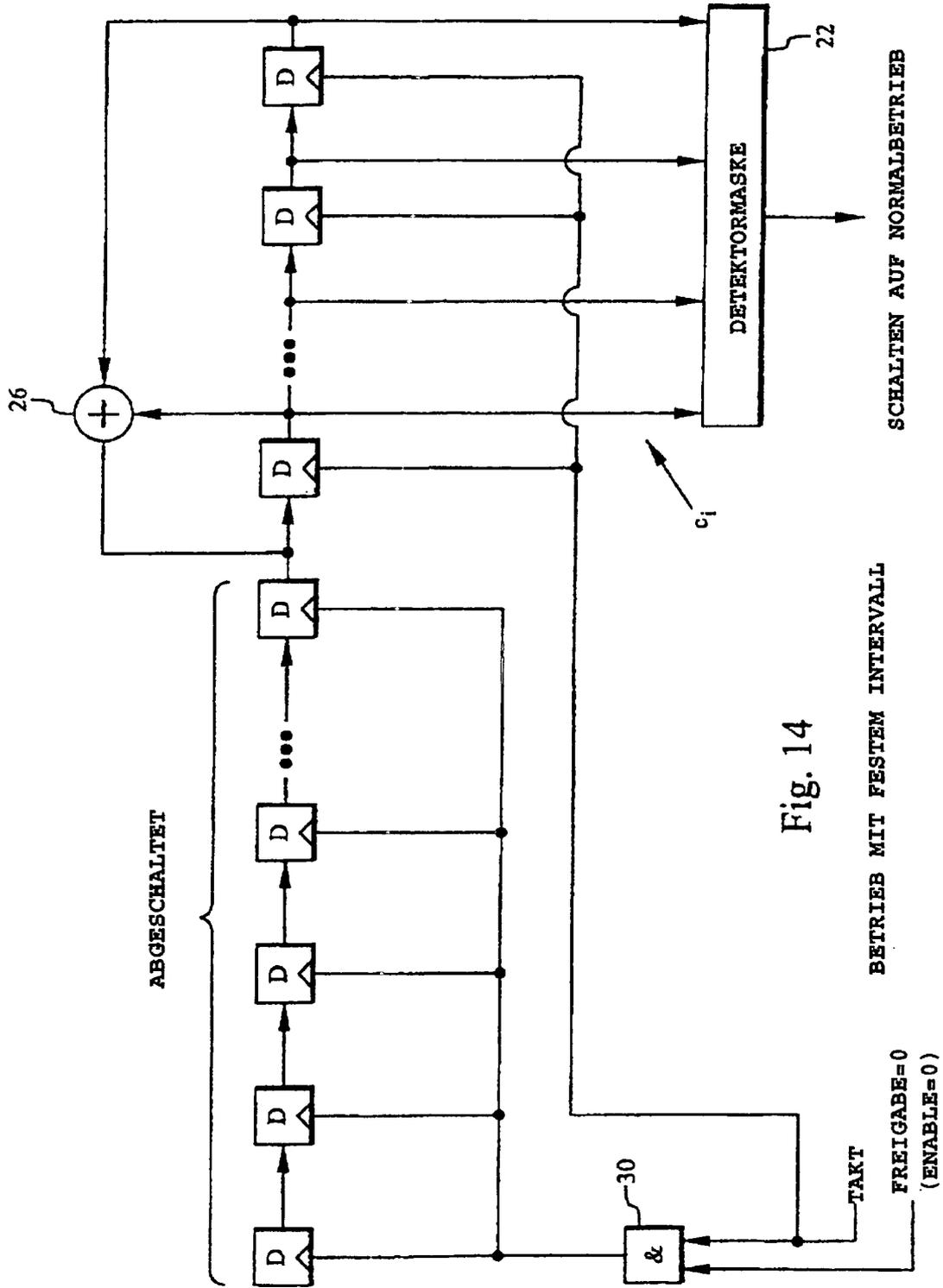


Fig. 14

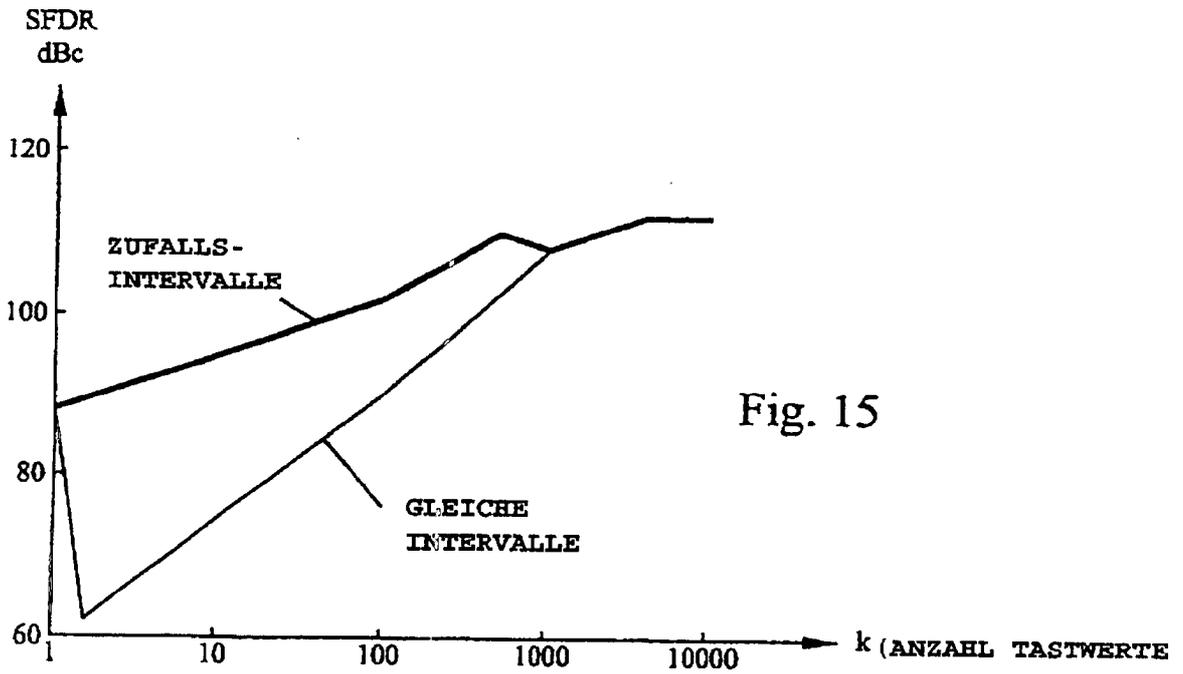


Fig. 15

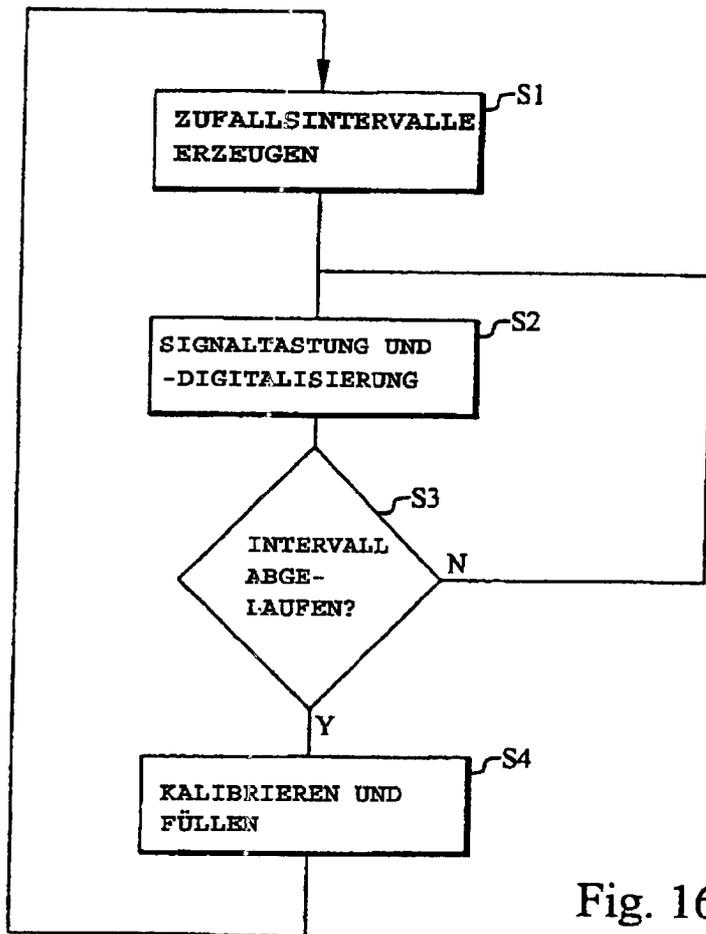


Fig. 16