



(19)
Bundesrepublik Deutschland
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 600 09 565 T2 2005.02.24**

(12)

Übersetzung der europäischen Patentschrift

(97) **EP 1 252 535 B1**

(51) Int Cl.7: **G01S 17/08**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **600 09 565.7**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/GB00/04968**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **00 985 681.6**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 01/055746**

(86) PCT-Anmeldetag: **21.12.2000**

(87) Veröffentlichungstag

der PCT-Anmeldung: **02.08.2001**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **30.10.2002**

(97) Veröffentlichungstag

der Patenterteilung beim EPA: **31.03.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **24.02.2005**

(30) Unionspriorität:

0001803 **26.01.2000** **GB**

0005347 **06.03.2000** **GB**

(84) Benannte Vertragsstaaten:

**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,
LI, LU, MC, NL, PT, SE, TR**

(73) Patentinhaber:

Instro Precision Ltd., Broadstairs, Kent, GB

(72) Erfinder:

**MORCOM, Christopher John, Broadstairs, Kent
CT2 0HL, GB**

(74) Vertreter:

**Schoppe, Zimmermann, Stöckeler & Zinkler, 82049
Pullach**

(54) Bezeichnung: **OPTISCHE DISTANZMESSUNG**

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

Gebiet der Erfindung

[0001] Diese Erfindung bezieht sich auf eine Distanzmessung, insbesondere auf ein optisches Distanzmeßsystem.

Hintergrund der Erfindung

[0002] Ein üblicher Lösungsansatz zum Messen einer Distanz eines entfernten Objekts ist das Messen der Flugzeit eines Lichtpulses von dem Meßsystem zu dem entfernten Objekt und wieder zurück, und dann das Berechnen der Distanz zu dem entfernten Objekt basierend auf der Lichtgeschwindigkeit. Systeme, die dieses Verfahren verwenden, verwenden üblicherweise einen Laser, um den Lichtpuls zu erzeugen, und sind somit üblicherweise als "Laserbereichsfinder" (LRFs) oder "Lichterfassungs- und -Distanzmeß"-Systeme (LiDAR) bekannt. Typische Anwendungen sind die Messung von Höhe, Zielbereich oder Distanz für Überblicksanwendungen bei Tiefbau und Metrologie. LRFs können als alleinstehende Handhalte-Einheiten oder verkörpert in größeren Systemen gebaut werden.

[0003] Ein bekannter LRF ist in **Fig. 1** gezeigt und weist einen Laser **1**, ein optisches Sendesystem **2**, ein optisches Empfangssystem **3**, einen lichtempfindlichen Detektor **4**, eine Pulserfassungsschaltungsanordnung **5** und eine Zeitgebungsberechnungs- und Anzeige-Elektronik **6** auf.

[0004] In Betrieb initiiert der Benutzer eine Messung eines Bereichs unter Verwendung der Eingabe **7**, was verursacht, daß ein Laserfeuerpuls zu dem Laser **1** gesendet wird und der Laser einen Lichtpuls zur Zeit T_0 emittiert, wie durch die Darstellung **10** dargestellt ist. Dieser Puls wird durch die Sendeoptik **2** fokussiert und bewegt sich zu dem entfernten Objekt **8**, wo er reflektiert wird. Die Empfangsoptik **3** sammelt einen Abschnitt des reflektierten Lichtpulses, dargestellt als Darstellung **12**, und fokussiert die Energie auf den lichtempfindlichen Detektor **4**. Der Detektor **4** wandelt den empfangenen Lichtpuls in ein elektrisches Signal um und der Pulsdetektor **5** wird durch elektrisches Rauschen benachteiligt, das durch den lichtempfindlichen Detektor erzeugt wird, um einen sauberen Puls auf logischer Ebene von dem ankommenden Lichtdetektorsignal zur Zeit T_1 zu liefern.

[0005] Dieser Puls wird zu der Zeitgebungsberechnungs- und Anzeige-Elektronik **6** weitergeleitet, die den Bereich zu dem entfernten Objekt berechnet und anzeigt, basierend auf der Flugzeit des Laserpulses ($T_1 - T_0$) und der Lichtgeschwindigkeit (D) in dem Zwischenmedium.

[0006] Häufig sind mehrere Pulse innerhalb des re-

flektierten Signals offensichtlich, das durch den Detektor **4** erfaßt wird, aufgrund von Reflexionen von einer Anzahl von unterschiedlichen Objekten (z. B. Vegetation) in dem Lichtpulswege oder von Abweichungen in dem Brechungsindex der Zwischenatmosphäre. LiDAR-Systeme wenden eine weitere Signal-Verarbeitung und -Analyse an das Signal an, das durch den Detektor **4** ausgegeben wird, anstatt ein einfaches Pulsdiskriminierungssystem **5** zu verwenden, um die Position und die Stärke dieser zusätzlichen Reflexionen zu berechnen und somit zu ermöglichen, daß verschiedene Charakteristika der Stör-Objekte oder der Atmosphäre untersucht werden.

[0007] Um die Kosten zu reduzieren, verwenden einige LRF-Vorrichtungen ein einzelnes optisches System mit einem Optischer-Strahl-Teiler, um die übertragenen und reflektierten Pulse zu trennen.

[0008] Der Maximalbereich, der durch ein LRF- oder ein LiDAR-System gemessen werden kann, wird durch den Punkt bestimmt, an dem der LRF nicht mehr zwischen dem reflektierten Eingangspuls und der Hintergrundbeleuchtung oder Effekten unterscheiden kann, die dem optischen Detektor eigen sind, wie z. B. thermisch erzeugter Dunkelstrom oder Kurzrauschen.

[0009] Aufgrund der Verluste bei der Übertragung und Reflexion, werden Lasertechniken wie z. B. Nd:YAG oder Erbium: Glas benötigt, die relativ teuer sind, um Bereiche von mehr als einigen Kilometern zu erreichen. Kostengünstigere Systeme wurden unter Verwendung von Festkörperlaserdioden gebaut, aber da die Energie in jedem gesendeten Puls relativ niedrig ist, ist ihr Bereich auf einige wenige hundert Meter begrenzt.

[0010] Einige Systeme erweitern den Bereich durch Senden vieler ($N = \text{Hunderter oder Tausender}$) Pulse und Summieren der reflektierten Signale, um die Unterscheidung gegenüber dem nichtkorrelierten Detektorrauschen zu verbessern. Unter Verwendung dieser Technik kann ein LRF unter Verwendung von Festkörperlaserdioden einen Bereich von bis zu 2–4 km erreichen. Dieser Prozeß liefert jedoch nur bestenfalls eine Unterscheidungsverbesserung von \sqrt{N} . Zusätzlich dazu, da ein Puls nicht übertragen werden kann, bis die Reflexion des vorangehenden Pulses erfaßt wurde, um eine Zweideutigkeit zu vermeiden, wird bei langen Bereichen die Pulswiederholungsrate eingeschränkt. Zum Beispiel, um einen Puls zu einem entfernten Objekt bei 5 km zu senden und zu empfangen, erfordert ungefähr 30 μs und somit erfordert das Sammeln von 1.000 Abtastwerten 0,03 S. In der Praxis hat sich herausgestellt, daß über diese Zeitspanne leichte Bewegungen in der Sichtlinie des entfernten Objekts die Vorteile des Summierens der empfangenen Pulse bedeutend reduzieren können.

[0011] Es liegt ferner ein Kompromiß zwischen dem Bereich und den Lichtübertragungs- und Lichtansammlungs-Fähigkeiten der verwendeten optischen Systeme vor. Optische Systeme mit großer Öffnung verbessern den Bereich, erhöhen jedoch Größe und Kosten.

[0012] Um die Nachteile dieser Systeme zu überwinden, wurden alternative Lösungsansätze entwickelt.

[0013] Ein Beispiel ist das System, das in der GB 1 585 054 beschrieben ist, die die Merkmale der Oberbegriffe aus Anspruch 1 und 11 offenbart. Bei diesem System wird das Ausgangssignal aus einem Kohlendioxidlaser durch einen akusto-optischen Modulator und einen Ausgang geleitet. Empfangene Infrarotsignale werden erfaßt und eine elektronische Schaltung, die Oberflächenwellenbauelemente verwendet, wird bereitgestellt, die den Bereich und die Geschwindigkeit eines Ziels bestimmen kann.

[0014] Ein besonders effektives Ausführungsbeispiel der Technik kann unter Verwendung eines Signals erreicht werden, das als die Sequenz maximaler Länge (MLS = Maximal Length Sequence) bekannt ist. Dies ist eine Familie aus Pseudozufalls-Rauschbinärsignalen (PRBS = Pseudo Random Noise Binary Signal), die üblicherweise unter Verwendung eines digitalen Schieberegisters erzeugt wird, dessen Eingangssignal aus geeigneten Rückkopplungsabgriffen erzeugt wird. Die Verwendung einer solchen Sequenz ist in der GB 1 585 054 beschrieben.

[0015] Die Sequenz maximaler Länge ist die Pseudozufalls-Rauschsequenz mit der längsten Periode, die mit einem Schieberegister von r Abschnitten erzeugt werden kann. Sie weist eine Länge von $N = 2^r - 1$ Schieberegistertaktzyklen auf und hat gute Autokorrelations-Eigenschaften, da die Autokorrelations-Funktion nur zwei Werte aufweist; entweder $-1/N$ oder eine Spitze von $1,0$ an dem Korrelationspunkt.

[0016] Fig. 2 stellt ein Beispiel einer Sequenz maximaler Länge dar, erzeugt durch ein Vierstufenschieberegister **20**. Alternative Längensequenzen können unter Verwendung längerer Schieberegister mit den geeigneten Rückkopplungsabgriffen erzeugt werden.

[0017] Dieser Lösungsansatz kann ferner mit Mittelungstechniken kombiniert werden, um das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis zu verbessern und somit einen größeren Bereich zu erhalten.

[0018] Ein anderes Dokument, das einen ähnlichen Lösungsansatz beschreibt, ist die DE 199 48 803, die einen Distanzmesser beschreibt. Eine Sequenz maximaler Länge (MLS) wird übertragen und mit einem empfangenen reflektierten Signal korreliert. Die MLS ist eine gute Wahl, da ihre binäre Eigenschaft eine ef-

fiziente Modulation der Laserdioden ermöglicht. Zusätzlich dazu, da das Signal nur Werte von $+1$ und -1 annimmt, kann die Kreuzkorrelation ohne weiteres durch Additionen und Subtraktionen berechnet werden, ohne den Bedarf nach Multiplikationen.

[0019] Eine weitere Schwierigkeit ist, daß die Distanzpräzision durch die Abtastrate des Analog-zu-Digital-Wandlers eingeschränkt ist. Zum Beispiel, wenn die Abtastrate 33 MHz beträgt, dann ist das kleinste Zeitinkrement, das gemessen werden kann, ~ 30 nS, was einer Distanzpräzision von ungefähr 5 m entspricht. Dies ist für viele Anwendungen nicht ausreichend. Um dieses Problem zu überwinden, kann die Abtastrate erhöht werden, aber dies erhöht die Systemkosten, da teurere Komponenten und höher entwickelte Schaltungsanordnungen benötigt werden.

[0020] Bei der Vorrichtung der DE 199 48 803 ist eine steuerbare Verzögerungsleitung zwischen dem gesendeten Signal und dem Kreuzkorrelator vorgesehen; die Länge der Verzögerung, die durch die Verzögerungsleitung eingebracht wird, wird durch die Zeitgebungselektronik gesteuert. In Betrieb werden aufeinanderfolgende MLS-Signale übertragen und die Verzögerungsleitung wird in kleinen Schritten eingestellt, bis die Korrelationsspitze maximiert ist. Die Gesamtflugzeit wird aus der Gesamtanzahl von MLS-Taktzyklen plus der geringen Verzögerung berechnet, die durch die Verzögerungsleitung hinzugefügt wird, bei der die Korrelationsspitze maximiert wird. In der DE 199 49 803 ist die Verzögerungsschrittgröße gleich einem Fünftel der MLS-Taktabtastrfrequenz eingestellt, und so wird die Präzision der Zeit- und Distanz-Messung um einen Faktor von Fünf erhöht. Ein Hauptnachteil dieser Technik ist, daß die Gesamtmeßzeit um die Anzahl von Schritten erhöht wird, die erforderlich sind, um die Korrelationsspitze zu finden. Dies ist bei vielen Anwendungen problematisch:

- a) bei Niedrigleistungs-, Handhalte-Anwendungen verschwendet das Übertragen von mehr MLS-Signalen Leistung, wodurch die Batterielebensdauer reduziert wird;
- b) bei Umwandlungsanwendungen erhöht das Erhöhen der Anzahl von MLS-Zyklen, die übertragen werden, die Wahrscheinlichkeit einer Erfassung; und
- c) bei Echtzeitmeßanwendungen reduziert ein Erhöhen der Anzahl von MLS-Zyklen die Anzahl von Distanzmessungen, die zu einer gegebenen Zeit durchgeführt werden können.

[0021] Ein weiterer Punkt ist, daß, um einen Kreuzkorrelationskoeffizienten vollständig zu berechnen, ein bedeutender Berechnungspegel erforderlich wäre. Zum Beispiel weist ein MLS-Signal der Ordnung **10** 1.023 Taktzyklen auf, um so die Kreuzkorrelation der Modulation vollständig zu berechnen, und empfangene Signale würden 1.023^2 oder $1.046.529$ Ope-

rationen erfordern.

[0022] Um diese Schwierigkeit zu überwinden, verwendet der Entwurf, der in der DE 199 49 803 beschrieben ist, einen Komparator, um das empfangene Signal in ein Einzelbitsignal umzuwandeln. Dies ermöglicht, daß die Kreuzkorrelationsfunktion unter Verwendung eines Exklusiv-ODER-Gatters und einer Schieberegister-Kombination berechnet wird. Während dies die Kreuzkorrelationsberechnung vereinfacht, reduziert ein wesentlicher Verlust von Signalinformationen, der mit der Ein-Bit-Digitalisierung auftritt, die Effektivität der Technik wesentlich, insbesondere wo die reflektierte Signalamplitude gleich oder geringer ist als das Rauschen von dem Detektor und der Umgebung.

[0023] Die vorgeschlagene Erfindung versucht, diese Probleme zu überwinden.

Zusammenfassung der Erfindung

[0024] Gemäß der Erfindung wird ein optisches Distanzmeßausrüstung geschaffen, die folgende Merkmale aufweist:

eine Signalquelle zum Liefern eines Modulationssignals,
ein Sendesystem, das mit der Signalquelle zum Senden eines gesendeten optischen Signals verbunden ist, das durch das Modulationssignal moduliert ist, ein Empfangssystem zum Empfangen eines empfangenen optischen Signals, das eine reflektierte und verzögerte Version des gesendeten Signals ist, und einen Kreuzkorrelator, der angeordnet ist, um folgende Schritte auszuführen:

Bestimmen der Zeitverzögerung des Modulationssignals bei grober Auflösung, das benötigt wird, um die Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal zu manipulieren,

Bestimmen der Korrelation zwischen dem Modulationssignal und dem empfangenen Signal als eine Funktion der Zeitverzögerung des Modulationssignals im Hinblick auf das empfangene Signal in einem Zeitverzögerungsbereich um die bestimmte Zeitverzögerung, bei einer feineren Auflösung als der groben Auflösung, und

Ausgeben eines Maßes der Distanz, die aus der Zeitverzögerung des Modulationssignals berechnet wird, das benötigt wird, um die Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal zu maximieren.

[0025] Wie nachfolgend detaillierter erklärt wird, können die Bestimmung eines groben Werts der Zeitverzögerung und die Verwendung des groben Werts zum genaueren Berechnen der Zeitverzögerung die Anzahl von Berechnungen, die erforderlich sind, bedeutend reduzieren.

[0026] Ferner kann eine gute Genauigkeit ohne den Bedarf zum Übertragen wiederholter MLS-Signale erreicht werden.

[0027] Das Ausgabemaß kann die Distanz selbst sein, in ausreichend überzeugenden Einheiten, oder alternativ ein Maß der Distanz, wie z. B. die berechnete Zeitverzögerung oder ein anderes Maß, wie z. B. ein Bereich oder Volumen, das die Distanz umfaßt oder auf derselben basiert.

[0028] Die vereinfachte Berechnung ermöglicht die Verwendung eines Mehrfachbit-Analog-zu-Digital-Wandlers zum Digitalisieren des empfangenen Signals und Ausgeben einer Mehrfachbitausgabe für jeden Taktzyklus des Analog-zu-Digital-Wandlers. In der DE 199 49 803 wird andererseits das Signal unter Verwendung eines Komparators digitalisiert, effektiv eines Ein-Bit-Digital-zu-Analog-Wandlers. Es wäre sehr schwierig, bei der Anordnung der DE 199 49 803, Kreuz-Korrelationen unter Verwendung von Mehrfachbitpräzisionen zu berechnen, da die Anzahl von verwendeten Berechnungen sehr hoch sein würde. Die Verwendung der groben und feinen Korrelationsberechnungen bei der vorliegenden Erfindung reduziert die Rechenlast und ermöglicht entsprechend die Verwendung einer Darstellung mit höherer Auflösung des empfangenen Signals.

[0029] In der Tat kann etwas überraschend die Zeitverzögerungsausgabe auf einer Auflösung bestimmt werden, die sogar noch feiner ist als die Zeitauflösung, die bei sowohl der groben als auch der feinen Bestimmung verwendet wird. Dies kann durchgeführt werden durch Bereitstellen einer Einrichtung zum Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungsintervallen vor der Spitzenzeitverschiebung, und zum Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungsintervallen nach der Spitzenzeitverschiebung, und zum Berechnen der Spitzenzeitverschiebung aus den eingepaßten Parametern der Gerade-Linie-Einpassungen.

[0030] Bei Ausführungsbeispielen kann die optische Distanzmeßausrüstung einen groben Kreuzkorrelator zum groben Bestimmen der Zeitverzögerung des Modulationssignals, das benötigt wird, um die Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal zu maximieren, und einen feinen Kreuzkorrelator zum Berechnen der Korrelation zwischen dem Modulationssignal und dem empfangenen Signal als eine Funktion der Zeitverzögerung des Modulationssignals im Hinblick auf das empfangene Signal in einem Zeitverzögerungsbereich um die Zeitverschiebung aufweisen, die

durch den groben Kreuzkorrelator bestimmt wird.

[0031] Alternativ können die grobe und die feine Berechnung in einem einzelnen digitalen Signalprozessor und einer Codeprogrammierung des Prozessors ausgeführt werden, um die grobe und feine Zeitverzögerungsbestimmung sequentiell durchzuführen.

[0032] Der grobe Kreuzkorrelator kann bei einer ersten Frequenz getaktet werden, die die grobe Auflösung bestimmt, und der feine Kreuzkorrelator kann bei einer höheren zweiten Frequenz getaktet werden.

[0033] Da die grobe Kreuz-Korrelation schnell berechnet werden kann, kann die grobe Korrelation periodisch auf dem Signal berechnet werden, das in dem Mittelungsspeicher (52) gespeichert ist. Wenn die grobe Korrelation zeigt, daß ein angemessenes Signal-zu-Rauschen-Verhältnis erreicht wurde, kann die feine Korrelation durchgeführt werden, um ein abschließendes, genaues Distanzergebnis zu geben. Auf diese Weise wird die Laserenergie, die zum Messen einer bestimmten Distanz benötigt wird, immer auf einem Minimum gehalten, was bei batteriebetriebenen Anwendungen von Vorteil ist und die Augensicherheit bei einer Anwendung maximiert.

[0034] Die Signalquelle kann bei einem Teilmehrfachen der zweiten Taktfrequenz getaktet werden, die sich von der ersten Taktfrequenz unterscheidet. Dies kann die Erfassung der groben Zeitverzögerung verbessern, wenn das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis schlecht ist. Tatsächlich können die erste, zweite und Signalquellen-Taktfrequenz eingestellt werden, um eine adaptive Optimierung des Verhaltens für unterschiedliche Anwendungen zu ermöglichen.

[0035] Die Signalquelle kann ein digitales Modulationssignal erzeugen, das bei einer niedrigeren Frequenz getaktet wird als der eines Takteingangssignals in den Kreuzkorrelator. Das digitale Modulationssignal kann eine Sequenz maximaler Länge sein. Solche Sequenzen ergeben eine nützliche, bekannte Kreuzkorrelationsfunktion mit einer Dreiecksspitze.

[0036] Der Analog-zu-Digital-Wandler kann bei der höheren zweiten Frequenz getaktet werden, die für die Feinbestimmung der Zeitverzögerung verwendet wird.

[0037] Bei einem anderen Aspekt bezieht sich die Erfindung auf ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz, das folgende Schritte aufweist:
Liefere ein Modulationssignal,
Senden eines gesendeten optischen Signals, das durch das Modulationssignal moduliert wurde,
Empfangen eines empfangenen optischen Signals, das eine reflektierte und verzögerte Version des gesendeten Signals ist,
grob bestimmen der Zeitverzögerung des Modula-

tionssignals, das benötigt wird zum Maximieren der Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal, und Berechnen der Korrelation mit einer feineren Auflösung zwischen dem Modulationssignal und dem empfangenen Signal als eine Funktion der Zeitverzögerung des Modulationssignals im Hinblick auf das empfangene Signal in einem Zeitverzögerungsbereich um die Zeitverschiebung, die durch den groben Kreuzkorrelator bestimmt wird, um ein Maß der Distanz zu geben.

[0038] Der Schritt des groben Bestimmens der Zeitverzögerung kann bei einer ersten Taktfrequenz ausgeführt werden und der Schritt des Berechnens der Korrelation bei einer zweiten höheren Taktfrequenz.

[0039] Die Signalquelle kann bei einem Teilmehrfachen der zweiten Taktfrequenz unterschiedlich zu der ersten Taktfrequenz getaktet werden. Die Signalquelle kann ein digitales Modulationssignal erzeugen, das bei der ersten Frequenz getaktet wird. Das digitale Modulationssignal kann eine Sequenz maximaler Länge sein.

[0040] Das empfangene Signal kann bei einer Mehrfachbitauflösung digitalisiert werden.

[0041] Der Analog-zu-Digital-Wandler kann bei der höheren zweiten Frequenz getaktet werden.

[0042] Um die Genauigkeit zu verbessern, kann das Verfahren ferner folgende Schritte aufweisen:
Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungintervallen vor der Spitzenzeitverschiebung,
Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung, zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungintervallen nach der Spitzenzeitverschiebung, und
Berechnen der Spitzenzeitverschiebung aus den eingepaßten Parametern der Gerade-Linie-Einpassungen.

[0043] Die Eingabe an dem groben Kreuzkorrelator kann durch ein Tiefpaßfilter gefiltert werden.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0044] Ein Beispiel der Erfindung wird nun detailliert Bezug nehmend auf die beiliegenden Zeichnungen beschrieben, in denen:

[0045] Fig. 1 eine bekannte Laserdistanzmessungsvorrichtung zeigt;

[0046] Fig. 2 eine Schaltungsanordnung zum Er-

zeugen einer Sequenz maximaler Länge zeigt;

[0047] Fig. 3 ein schematisches Diagramm einer optischen Distanzmeßausrüstung zeigt, die eine Zeitverzögerungs-Meßtechnik basierend auf einem ersten Ausführungsbeispiel der Erfindung verwendet;

[0048] Fig. 4 ein Signal zeigt, erzeugt durch die verbesserte Distanzmeßausrüstung in Fig. 3; und

[0049] Fig. 5 ein schematisches Diagramm eines zweiten Ausführungsbeispiels der Erfindung zeigt.

Detaillierte Beschreibung der Erfindung

[0050] Ein Beispiel, wie eine optische Distanzmeßausrüstung basierend auf der MLS-Technik unter Verwendung der Erfindung verbessert werden kann, ist in Fig. 3 dargestellt.

[0051] In Betrieb initiiert der Benutzer eine Messung eines Bereichs an dem Eingang **32**, was verursacht, daß ein MLS-Generator **34** ein MLS-Signal erzeugt. Das MLS-Generator-Taktsignal wird aus dem Systemhaupttakt F_{mck} **36** durch den Teiler **38** so hergeleitet, daß die MLS-Taktfrequenz F_{mls} ein bekanntes Teilmehrfaches M des Haupttaktsignals ist. Effektiv wird die MLS zeitlich um einen Faktor M ausgedehnt. Das "ausgedehnte" MLS-Signal verursacht, daß der Laser **1** ein optisch ausgedehntes MLS-Signal beginnend bei der Zeit T_0 emittiert, wie bei **40** dargestellt ist. Dieses optische Signal wird durch die Sendeoptik **2** fokussiert und bewegt sich zu dem entfernten Objekt **8**, wo es reflektiert wird. Die Empfangsoptik **3** sammelt einen Abschnitt des reflektierten optischen Signals und fokussiert diese Energie auf einen lichtempfindlichen Detektor **4**. Der Detektor wandelt das gesammelte Lichtsignal in ein elektrisches Signal um, das durch den Analog-zu-Digital-Wandler **42** digitalisiert wird und zu der groben **44** und feinen **46** Kreuzkorrelations-Berechnungseinheit weitergeleitet wird. Der Digital-zu-Analog-Wandler-Rbtasttakt ist gleich der Systemhaupttaktfrequenz eingestellt.

[0052] Die grobe Kreuz-Korrelationseinheit **44** wird bei der MLS-Taktfrequenz F_{mls} getaktet und korreliert somit eine teilabgetastete Version des digitalisierten, reflektierten MLS-Signals und des ursprünglich ausgedehnten übertragenen MLS-Signals. Das Ausgangssignal aus dieser Kreuzkorrelationseinheit ist eine Spitze, die durch den Pulsdetektor **48** erfaßt wird und die die grobe Zeitverzögerung T_{c1} des reflektierten Signals anzeigt.

[0053] Die Steuerungselektronik **50** verursacht dann, daß der feine Kreuzkorrelator **46** die Kreuzkorrelation der gesendeten und reflektierten Signale nur in der Region der Zeitverzögerung T_{c1} berechnet. Üblicherweise würde die feine Kreuzkorrelationsfunktion für $2M$ Abtastwerte vor und nach T_{c1} berech-

net werden. Die Ausgabe des feinen Kreuzkorrelators ist die Kreuzkorrelationsfunktion der gesendeten und reflektierten Signale in der Region der Spitze, wie in Fig. 4 gezeigt ist, wobei $M = 4$.

[0054] Es ist nun bekannt, daß die Form der Korrelationsspitze für ein PRBS-Signal, wie z. B. eine MLS, ein dreiecksförmiger Puls ist. Dies ist offensichtlich durch Betrachten der MLS als die Summierung einer Sequenz von N identischen Pulsen, jeder mit einer Breite von $T = 1/F_{mls}$ und geeignet verzögert und miteinander summiert. Die Kreuzkorrelationsoption kann derart betrachtet werden, daß sie ähnlich zu einem Konvolvieren der MLS mit einer verzögerten Version von sich selbst ist und dann Abtasten des Ergebnisses bei einer Frequenz gleich der Kreuzkorrelatortaktfrequenz. Daher ist die Form der Korrelationsspitze ausgegeben durch die Kreuzkorrelationseinheit gegeben durch die Konvolutionsfunktion von zwei identischen Pulsen der Breite T , was ein dreiecksförmiger Puls der Breite $2T = 2/F_{mls}$ ist, abgetastet durch die Kreuzkorrelatortaktfrequenz, die bei dem feinen Kreuzkorrelator $F_{mck} = M \times F_{mls}$ ist. Somit nimmt die Kreuzkorrelationsfunktion, die durch den feinen Kreuzkorrelator **46** ausgegeben wird, die Form an, die in Fig. 4 gezeigt ist.

[0055] Dieses Signal wird zu der Zeitgebungsrechnungs- und Steuerungs-Elektronik weitergeleitet, die unter Verwendung von bekannten Standardtechniken die Koeffizienten m_1 und k_1 für eine Gleichung der besten eingepaßten Linie durch die M Abtastwerte vor der Spitze des Signals berechnet:

$$s_1(T) = m_1 \cdot T + k_1$$

und die Koeffizienten m_2 und k_2 für eine Gleichung der am besten eingepaßten Linie durch die $M/2$ -Abtastwerte nach der Spitze des Signals:

$$s_2(T) = m_2 \cdot T + k_2$$

Diese Linien sind in Fig. 6 eingezeichnet gezeigt. Die Zeitgebungs-, Berechnungs- und Anzeige-Elektronik berechnet dann den Schnittpunkt T_0 der zwei best-eingepaßten Linien aus:

$$T_0 = \frac{(k_2 - k_1)}{(m_1 - m_2)}$$

wobei T_0 eine Schätzung der Zeit der Spitze des Signals ist, die der Zeitverzögerung zwischen den übertragenen und reflektierten Signalen entspricht.

[0056] Die Distanz zu dem Objekt wird dann aus der bestimmten Zeit T_0 berechnet. Sie ist die Hälfte der Lichtgeschwindigkeit multipliziert mit der genommenen Zeit.

[0057] Die beträchtlichen Vorteile der vorgeschlagene-

nen Erfindung sind ersichtlich durch einen Vergleich mit einem MLS-System, das nur einen Korrelator verwendet. Angenommen, ein solches System ist unter Verwendung eines MLS der Ordnung **10**, einer Haupttaktperiode von 30 nS und einer Verzögerungsschrittgröße gleich einem Fünftel der MLS-Taktabtastfrequenz aufgebaut. Wie oben beschrieben ist, ist die Gesamtanzahl von Berechnungen, die erforderlich ist, um die gesamte Kreuz-Korrelation für ein MLS-Signal zu berechnen, 1.023^2 oder 1.046.529 Operationen. Somit, um die Position der Kreuzkorrelationsspitze auf innerhalb eine Haupttaktperiode zu bestimmen (oder 5 m), ist 1.0464.529 Operationen. Um die Präzision weiter zu verbessern und angenommen, das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis ist ausreichend, können bis zu fünf Iterationen erforderlich sein, um die Verzögerung schrittweise fortzusetzen, um die präzise Position der Korrelationsspitze zu finden, und somit sind im schlechtesten Fall insgesamt $5 \times 1.023^2 = 5.232.645$ Berechnungen erforderlich, um die beste Präzision zu erreichen, was ein Fünftel eines Haupttaktzyklus = 6 nS ist, was eine beste Distanzpräzision von 1 m ergibt.

[0058] Es wird das vorgeschlagene MLS-System in **Fig. 3** verglichen und angenommen, daß es mit derselben Haupttaktperiode arbeitet, das Verhältnis von Haupttaktfrequenz zu MLS-Frequenz $M = 8$ ist, und daß die MLS im Bereich von 7 liegt. Dies ergibt eine MLS-Dauer von $(2^7 - 1) = 127$, die um den Faktor $M = 8$ auf 1.016 Haupttaktzyklen ausgedehnt wird (vergleichbar in der Dauer mit dem System von **Fig. 4**).

[0059] Der grobe Korrelator **44** wird bei der MLS-Frequenz getaktet, und somit ist die Gesamtanzahl von Berechnungen, die zum Berechnen der groben Korrelation erforderlich sind, 127^2 oder 16.129 Operationen. Der feine Korrelator muß nur die Konvolutionsspitze in dem Bereich der groben Spitze berechnen. Da $M = 8$ wird angenommen, daß 16 Voll-Längen-Korrelationsberechnungen erforderlich sind, und somit insgesamt $16 \times 1.016 = 16.256$ Operationen erforderlich sind. An diesem Punkt ist die Position der Korrelationsspitze als innerhalb eines Haupttaktzyklus bekannt, aber nur $16.129 + 16.256 = 32.385$ Operationen waren erforderlich, um dies herauszufinden, und nicht 1.023^2 oder 1.046.529 Operationen, wie bei bekannten Systemen. Somit ist ersichtlich, daß die Verwendung einer ausgedehnten MLS einen Zwei-Schritt-Lösungsansatz ermöglicht hat, der zum Berechnen der Kreuzkorrelation des reflektierten Pulses verwendet wird, was einen Fortschritt ergibt. In diesem Fall 32-fach, eine Reduzierung der Rechenanforderung, was ermöglicht, daß die vorgeschlagene Erfindung auf einer viel einfacheren und kostengünstigeren Hardware implementiert wird.

[0060] Zusätzlich dazu verwendet die vorgeschlagene Erfindung eine Kenntnis der Dreiecksform der

MLS-Kreuzkorrelationsfunktion in Kombination mit der ausgedehnten Form der MLS, um zu ermöglichen, daß die Zeit T_0 der Spitze der Kreuz-Korrelationsfunktion unter Verwendung des Lösungsansatzes geschätzt wird, der oben mit einer besseren Präzision als der Dauer von einem Haupttaktzyklus beschrieben ist. In der Praxis hat sich für ein System mit $M = 8$ herausgestellt, daß die Position der Kreuzkorrelationsspitze auf besser als ein Viertel des Hauptzyklus geschätzt werden kann, was eine Distanzpräzision sehr ähnlich zu dem bekannten System ergibt, aber ohne den Bedarf zum Senden zusätzlicher MLS-Zyklen.

[0061] **Fig. 5** zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel der Erfindung, bei dem ein Speicher **52** an dem Ausgang des Analog-zu-Digital-Wandlers vorgesehen ist. Wenn das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis schlecht ist, können mehrere ausgedehnte MLS-Signale gesendet werden und die empfangenen Signale in dem Speicher **52** gemittelt werden, vor dem Ausführen der groben und feinen Kreuzkorrelationsberechnungen. Wenn Detektor- und Umgebungs-Rauschen nicht korreliert sind, verbessert dies das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis des digitalisierten Signals und ermöglicht, daß der maximale Bereich und die Präzision des Systems verbessert werden.

[0062] Bei diesem Ausführungsbeispiel tastet die grobe Kreuzkorrelationseinheit die empfangenen und ausgedehnten MLS-Signale teilweise bei einer unterschiedlichen Frequenz zu dem MLS-Taktsignal ab. In diesem Fall wird der grobe Kreuzkorrelator bei einer Frequenz F_{Ccc} getaktet, die ein unterschiedliches Teilmehrfares N des Haupttaktsignals ist, erhalten durch den Teiler **54**. Dies kann beim Verbessern der Erfassung der groben Position der Kreuzkorrelationsfunktion vorteilhaft sein, wenn das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis schlecht ist. Zusätzlich dazu kann die grobe Kreuzkorrelationseinheit von einem Tiefpaßfilter vorangegangen werden, um die Erfassung der groben Position der Kreuzkorrelationsfunktion weiter zu verbessern, wenn das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis schlecht ist. Zum Beispiel kann das Tiefpaßfilter sehr einfach implementiert werden, einfach durch Addieren von N aufeinanderfolgenden Abtastwerten des empfangenen Signals. Es ist ersichtlich, daß viele unterschiedliche Kombinationen der Verhältnisse von Haupttaktfrequenz zu MLS-Taktfrequenz ($M = F_c/F_{mls}$) und Haupttaktfrequenz zu grober Kreuzkorrelations-Taktfrequenz ($N = F_c/F_{cc}$) möglich sind, um unterschiedliche Verbesserungsebenen bei Distanz, Präzision und Berechnungszeit zu erreichen, und daß diese Kombinationen adaptiv ausgewählt werden können, um das Verhalten der LRF für unterschiedliche Meßbedingungen zu optimieren.

[0063] Der grobe Korrelator berechnet periodisch das Signal, das in dem Speicher **52** gespeichert ist,

bis er erfaßt, daß das Signal-zu-Rauschen-Verhältnis ausreichend für das Durchführen einer feinen Messung ist. Dann wird eine feine Messung durch die feine Kreuzkorrelationseinheit durchgeführt.

[0064] Die Erfindung ermöglicht eine Verbesserung bei dem Verhalten einer optischen Distanzmeßausrüstung, die auf dem Prinzip des Messens der Flugzeit eines optischen Signals von dem Beobachter zu einem entfernten Objekt und zurück arbeitet.

Patentansprüche

1. Optische Distanzmeßausrüstung, die folgende Merkmale aufweist:

eine Signalquelle (34) zum Liefern eines Modulationssignals,

ein Sendesystem (1, 3), das mit der Signalquelle (34) zum Senden eines gesendeten optischen Signals verbunden ist, das durch das Modulationssignal moduliert ist,

ein Empfangssystem (3, 4) zum Empfangen eines empfangenen optischen Signals, das eine reflektierte und verzögerte Version des gesendeten Signal ist, gekennzeichnet durch:

einen groben Kreuzkorrelator (44) zum groben Bestimmen der Zeitverzögerung des Modulationssignals, das benötigt wird, um die Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal zu manipulieren, und einen feinen Kreuzkorrelator (46) zum Berechnen der Korrelation zwischen dem Modulationssignal und dem empfangenen Signal als eine Funktion der Zeitverzögerung des Modulationssignals im Hinblick auf das empfangene Signal in einem Zeitverzögerungsbereich um die Zeitverschiebung, die durch den groben Kreuzkorrelator (44) bestimmt wird. eine Einrichtung (50) zum Ausgeben eines Maßes der Distanz, die aus der Zeitverzögerung des Modulationssignals berechnet wird, das benötigt wird, um die Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal zu maximieren.

2. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß Anspruch 1, bei der der grobe Kreuzkorrelator bei einer ersten Frequenz getaktet wird und der feine Kreuzkorrelator bei einer höheren zweiten Frequenz getaktet wird.

3. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß Anspruch 2, bei der die Signalquelle bei einem Teil eines Mehrfachen der zweiten Taktfrequenz unterschiedlich zu der ersten Taktfrequenz getaktet wird.

4. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, die angeordnet ist, um die Zeitverzögerung bei der groben Auflösung periodisch zu berechnen, bis ein vorbestimmtes Signal-zu-Rauschen-Verhältnis erreicht wird, und dann, um die Bestimmung der Korrelation bei der feineren

Auflösung auszulösen.

5. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, bei der die Signalquelle ein digitales Modulationssignal erzeugt, das bei einer niedrigeren Frequenz getaktet wird als der eines Takts, der in den Kreuzkorrelator eingegeben wird.

6. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, bei der das digitale Modulationssignal eine Sequenz maximaler Länge ist.

7. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, die ferner einen Mehrfachbit-Analogzu-Digital-Wandler aufweist, zum Digitalisieren des empfangenen Signals und Ausgeben eines Mehrfachbitausgangssignals für jeden Taktzyklus des Analog-zu-Digital-Wandlers.

8. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß Anspruch 7 in Abhängigkeit von Anspruch 2, bei der der Analog-zu-Digital-Wandler bei der höheren zweiten Frequenz getaktet wird.

9. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, die ferner eine Steuerungselektronik zum Berechnen der Parameter einer geraden Linie aufweist, die in die Korrelation eingepaßt ist, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung in den Zeitverschiebungsintervallen vor der Spitzenzeitverschiebung ausgegeben wird, zum Berechnen der Parameter einer geraden Linie, die in die Korrelation eingepaßt ist, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung in den Zeitverschiebungsintervallen nach der Spitzenzeit ausgegeben wird, und zum Berechnen der Spitzenzeitverschiebung aus den Parametern der Gerade-Linie-Einpassungen.

10. Optische Distanzmeßausrüstung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, die ferner ein Tiefpaßfilter an dem Eingang des groben Kreuzkorrelators aufweist.

11. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz, das folgende Schritte aufweist:

Liefern eines Modulationssignals;

Senden eines gesendeten optischen Signals, das durch das Modulationssignal moduliert wurde, Empfangen eines empfangenen optischen Signals, das eine reflektierte und verzögerte Version des gesendeten Signals ist, gekennzeichnet durch:

grobes Bestimmen der Zeitverzögerung des Modulationssignals, das benötigt wird zum Maximieren der Korrelation zwischen dem zeitverzögerten Modulationssignal und dem empfangenen Signal, und Berechnen der Korrelation mit einer feineren Auflö-

sung zwischen dem Modulationssignal und dem empfangenen Signal als eine Funktion der Zeitverzögerung des Modulationssignals im Hinblick auf das empfangene Signal in einem Zeitverzögerungsbereich um die Zeitverschiebung, die durch den groben Kreuzkorrelator bestimmt wird, um ein Maß der Distanz zu geben.

12. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß Anspruch 11, bei dem der Schritt zum groben Bestimmen der Zeitverzögerung bei einer ersten Taktfrequenz ausgeführt wird und der Schritt zum Berechnen der Korrelation bei einer zweiten höheren Taktfrequenz ausgeführt wird.

13. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß Anspruch 12, bei dem die Signalquelle bei einem Teilmehrfachen der zweiten Taktfrequenz unterschiedlich zu der ersten Taktfrequenz getaktet wird.

14. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß Anspruch 12, bei dem die Signalquelle ein digitales Modulationssignal erzeugt, das bei der ersten Frequenz getaktet wird.

15. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß einem der Ansprüche 11 bis 14, bei dem das digitale Modulationssignal eine Sequenz maximaler Länge ist.

16. Ein Verfahren gemäß einem der Ansprüche 11 bis 15, das ein periodisches Nehmen einer groben Bestimmung der Zeitverzögerung, bis ein vorbestimmtes Signal-zu-Rauschen-Verhältnis erreicht wird, und dann das Nehmen einer Messung bei der feineren Auflösung umfaßt.

17. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß einem der Ansprüche 11 bis 16, das ferner das Digitalisieren des empfangenen Signals auf eine Mehrfachbitauflösung umfaßt.

18. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß Anspruch 17 in Abhängigkeit von Anspruch 12, das das Takten des Analog-zu-Digital-Wandlers bei der höheren zweiten Frequenz umfaßt.

19. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß einem der Ansprüche 11 bis 18, das ferner folgende Schritte aufweist:
Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungintervallen vor der Spitzenzeitverschiebung,
Berechnen der Parameter einer Gerade-Linie-Einpassung, zu der Korrelation, die durch den feinen Kreuzkorrelator als eine Funktion der Zeitverzögerung

ausgegeben wird, in den Zeitverschiebungintervallen nach der Spitzenzeitverschiebung, und Berechnen der Spitzenzeitverschiebung aus den eingepaßten Parametern der Gerade-Linie-Einpassungen.

20. Ein Verfahren zum optischen Messen einer Distanz gemäß einem der Ansprüche 11 bis 19, das ferner ein Tiefpaßfiltern der Eingabe auf dem groben Kreuzkorrelator aufweist.

Es folgen 4 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

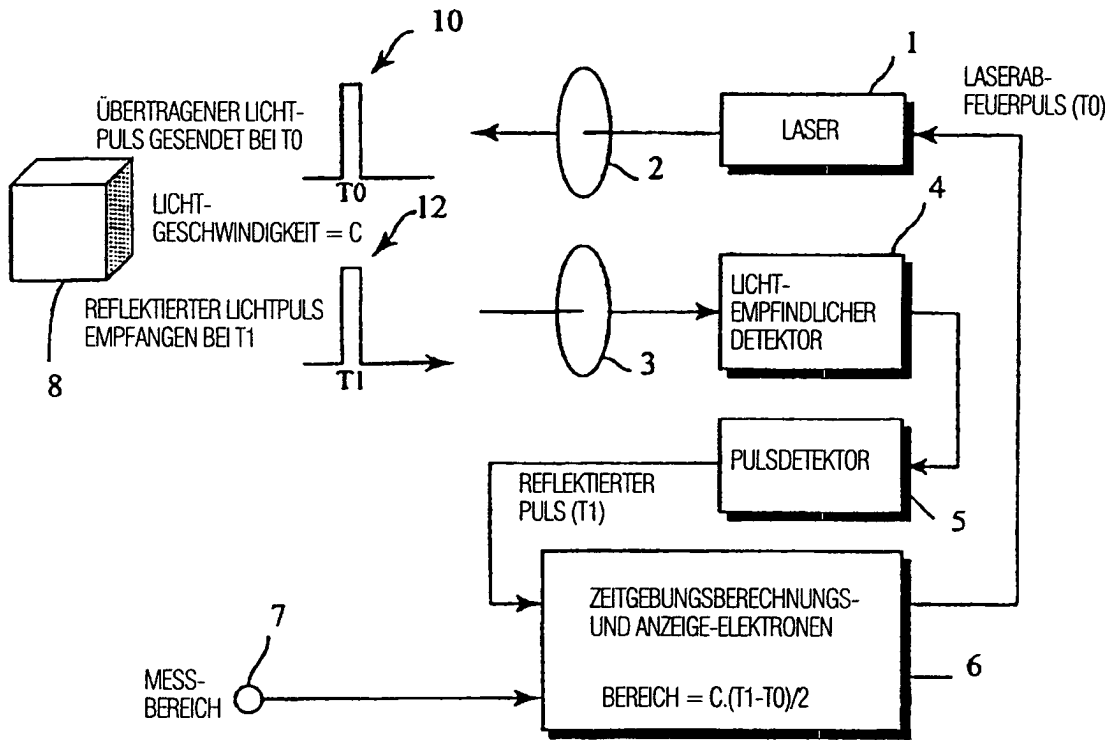


Fig.1

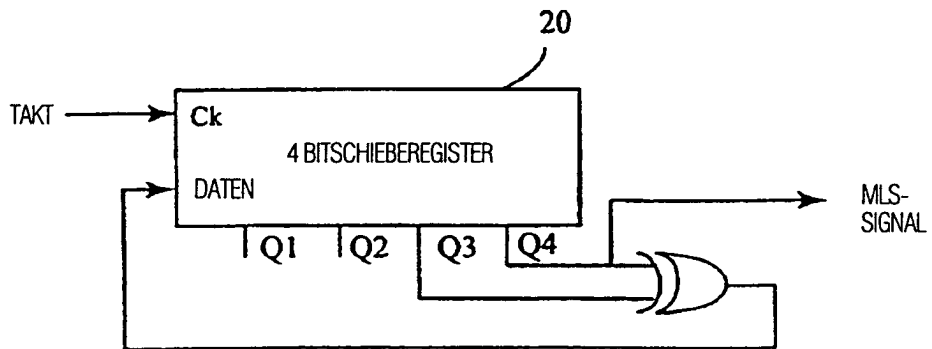
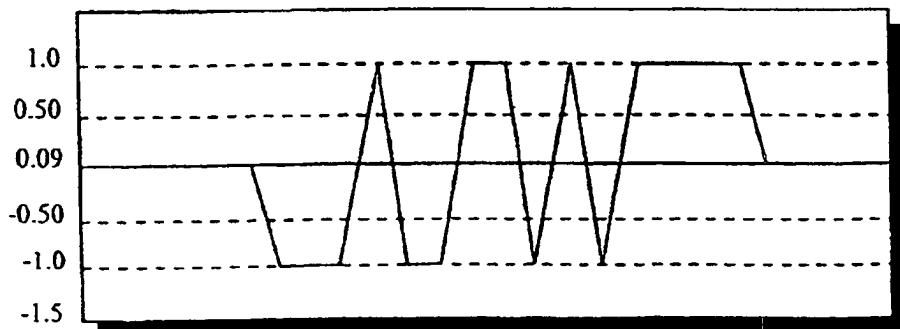


Fig.2

BEISPIEL-MLS-SIGNAL



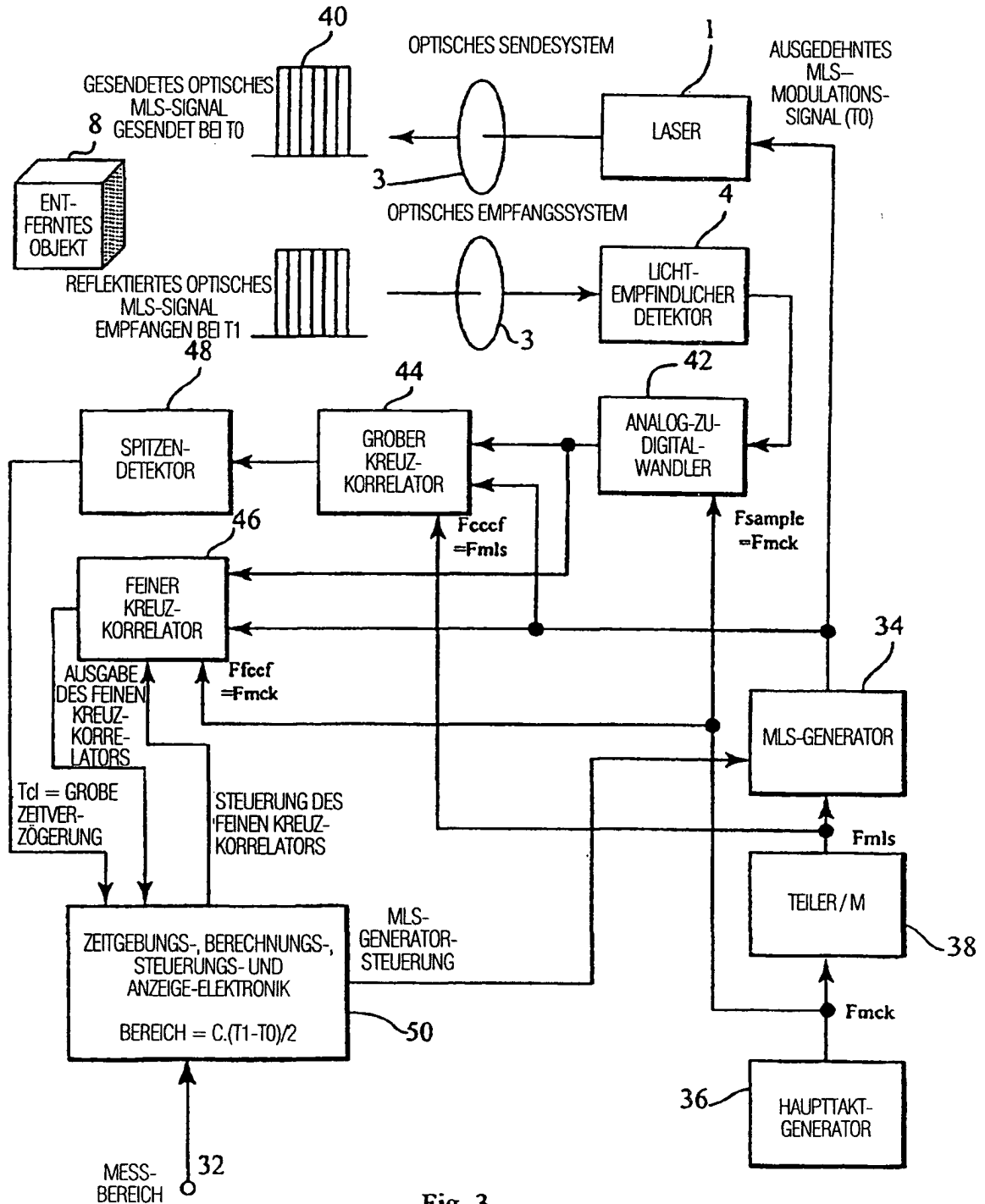
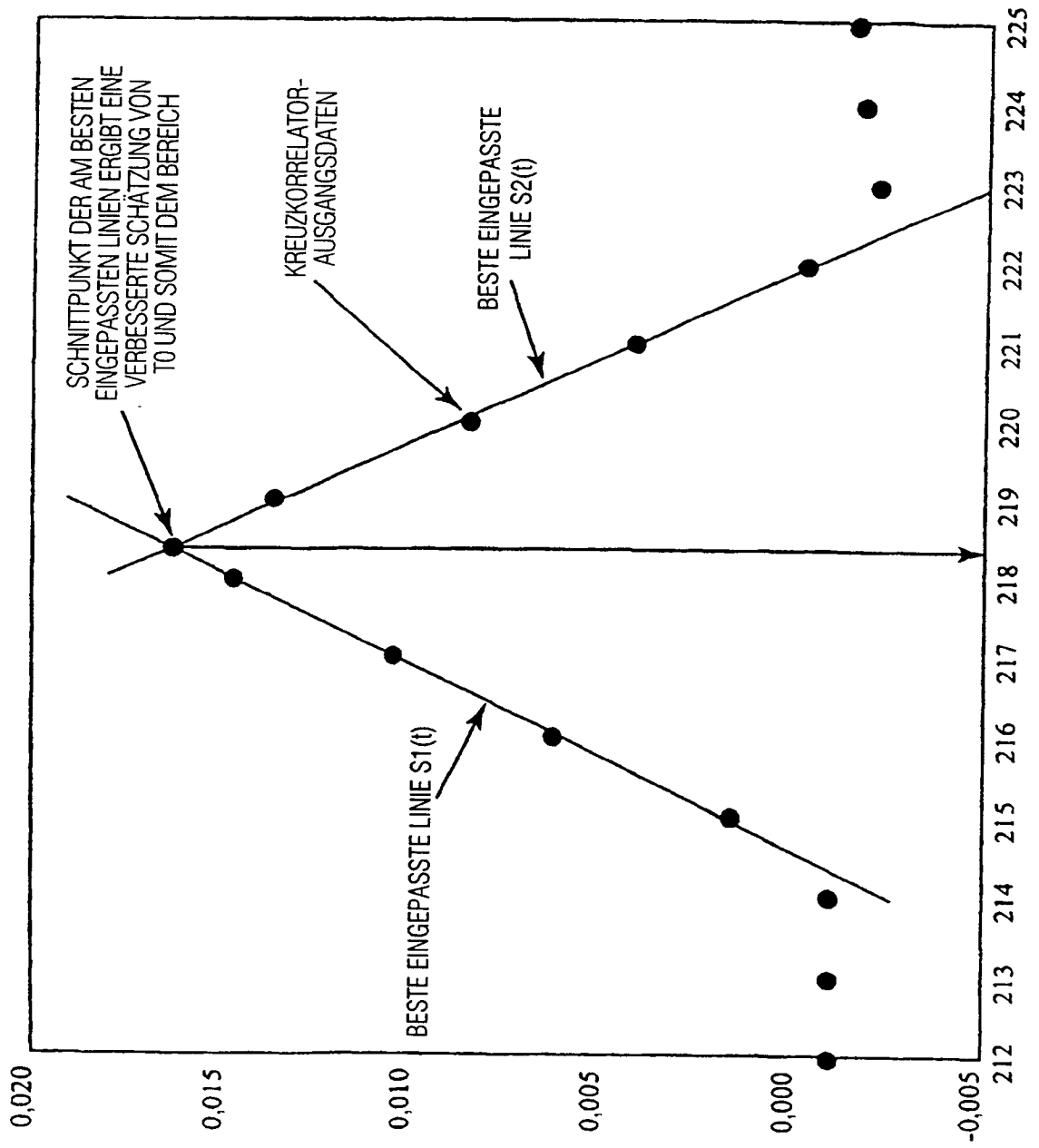


Fig. 3



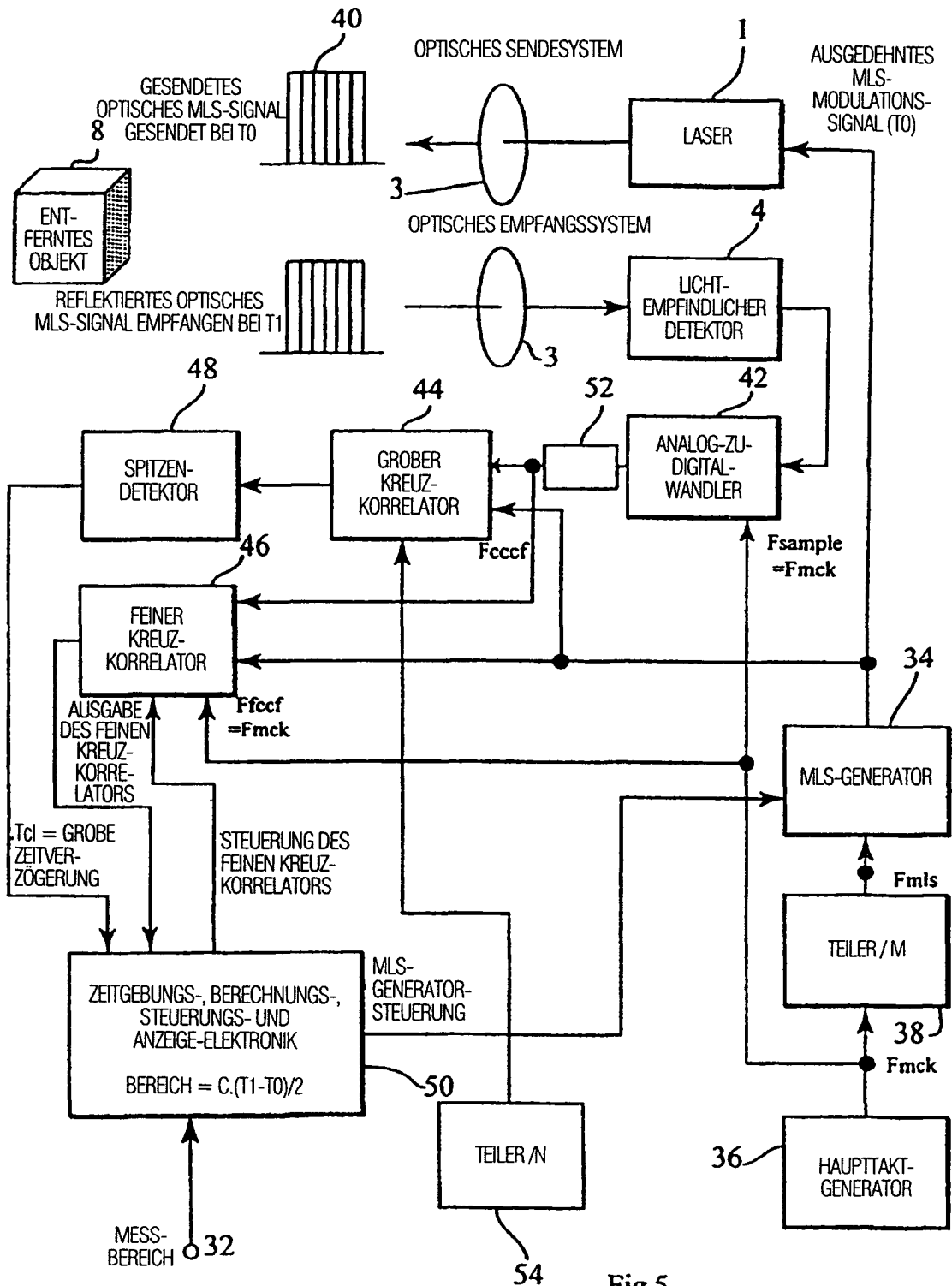


Fig.5