



(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2023 200 261.2**  
(22) Anmeldetag: **13.01.2023**  
(43) Offenlegungstag: **18.07.2024**

(51) Int Cl.: **G01S 17/36 (2006.01)**  
**G01S 17/32 (2020.01)**  
**G01S 7/484 (2006.01)**

(71) Anmelder:  
**Continental Autonomous Mobility Germany  
GmbH, 85057 Ingolstadt, DE**

(72) Erfinder:  
**Wintermantel, Markus, Dr., 90411 Nürnberg, DE**

(56) Ermittelte Stand der Technik:

DE	10 2018 131 580	A1
DE	10 2020 215 039	A1
EP	2 626 722	A1
EP	3 719 537	A1

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

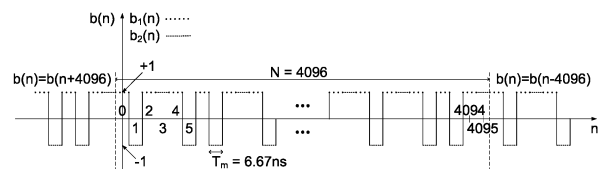
Rechercheantrag gemäß § 43 PatG ist gestellt.

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.**

(54) Bezeichnung: **Kohärentes Lidarsystem zur Umgebungserfassung mit Phasenmodulation aus zwei periodisch ineinander geschachtelten Folgen**

(57) Zusammenfassung: Kohärent arbeitendes Lidarsystem zur Umgebungserfassung, welches

- ein phasenmoduliertes Signal aussendet, wobei die Phase dieses Signals durch Schalten zwischen diskreten Werten, also aus einer Folge von Phasenwerten, erzeugt wird und die Zeitpunkte dieses Phasenschaltens eine Untermenge eines äquidistanten Zeitrasters bilden,
- die von Objekten rückreflektierten Signale, welche gegenüber dem ausgesendeten Signal durch die entfernungsabhängige Laufzeit verzögert und in der Frequenz durch den relativgeschwindigkeitsabhängigen Dopplereffekt verschoben sind, empfängt und durch Mischung in ein niederfrequentes Signal umsetzt sowie in eine Empfangsfolge digitalisiert, und
- aus dieser Empfangsfolge in digitalen Signalverarbeitungsmitteln die variablen Dimensionen Zeitverschiebung und Frequenzverschiebung von an Objekten reflektierten Signalen bestimmt, und
- die Phasenmodulationsfolge zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, wobei die erste Folge konstante oder periodische Phasenwerte aufweist und primär zur Bestimmung der Frequenzverschiebung dient, während die zweite Folge im Wesentlichen unregelmäßig zwischen Phasenwerten wechselt und der Bestimmung der Zeitverschiebung dient.



### Beschreibung

**[0001]** Die Erfindung bezieht sich auf ein kohärent arbeitendes Lidarsystem insbesondere zur Umgebungserfassung für Kraftfahrzeuganwendungen. Das kohärente Lidarsystem arbeitet mit einer Phasenmodulation, welche erfindungsgemäß zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, wobei die eine Folge primär zur Bestimmung der Relativgeschwindigkeit von Objekten dient und die andere zur Bestimmung ihrer Entfernung.

### Stand der Technik

**[0002]** Kraftfahrzeuge werden zunehmend mit Fahrerassistenzsystemen ausgerüstet, welche mit Hilfe von Sensorsystemen die Umgebung erfassen und aus der daraus erkannten Verkehrssituation automatische Reaktionen des Fahrzeugs ableiten und/oder den Fahrer instruieren, insbesondere warnen. Dabei unterscheidet man zwischen Komfort- und Sicherheitsfunktionen.

**[0003]** Mittlerweile gehen die Entwicklungen aber in eine noch weitergehende Richtung. Der Fahrer wird nicht mehr nur assistiert, sondern die Aufgabe des Fahrers wird zunehmend autonom vom Fahrzeug erledigt, d. h. der Fahrer wird zunehmend ersetzt; man spricht von autonomem Fahren.

**[0004]** Insbesondere für autonomes Fahren werden Sensoren mit hochgenauer und maschinell einfach auswertender Umgebungsinformation benötigt. Radarsysteme sind in ihrer Winkelgenauigkeit und -trennfähigkeit limitiert und können alleine oder auch in Kombination mit Kamerasystemen diese hohen Erfassungsanforderungen zumindest heute noch nicht zufriedenstellend erfüllen. Deshalb werden parallel auch Lidarsysteme eingesetzt, die eine ähnlich hohe Winkelauflösung (horizontal und vertikal) wie eine Kamera haben, aber zusätzlich noch in jedem Pixel eine Entfernungsinformation und -trennfähigkeit liefern. Heute werden meist sogenannte Time-of-Flight-Lidarsysteme eingesetzt, die elektromagnetische Strahlung im Sinne von Partikeln behandeln und so nur die Entfernung, aber nicht die Relativgeschwindigkeit direkt messen können. Zunehmend rücken nun aber auch kohärent arbeitende Lidarsysteme in den Fokus, die elektromagnetische Strahlung im Sinne von Wellen behandeln (wie Radarsysteme) und damit über den Dopplereffekt auch die Relativgeschwindigkeit von Objekten direkt messen können. Weitere Vorteile von kohärenten Lidarsystemen sind, dass sie zum einen robust auf Störeinstrahlung anderer Quellen (z. B. durch andere Lidarsysteme oder Sonnenlicht) sind und zum anderen bei höheren Entfernungen eine höhere Sensitivität haben und damit höhere Reichweiten erlauben. Und außerdem wird kohärenten Lidarsystemen ein höheres Potential an hoher Halbleiterintegration zugeschrieben, was geringere Herstellungskosten verspricht.

**[0005]** Bei kohärenten Lidarsystemen ist die ausgesendete elektromagnetische Welle moduliert, d. h. sie ändert sich in wenigstens einem der Parameter Amplitude, Frequenz oder Phase über die Zeit - andernfalls wäre keine Entfernungsmessung möglich. Die meistverwendete Modulation ist bei kohärenten Lidarsystemen die lineare Frequenzmodulation (FMCW = frequency modulated continuous wave), welche meist aus zwei Frequenzrampen besteht, deren Steigung entgegengesetztes Vorzeichen haben. Diese Modulation hat allerdings Mehrdeutigkeitsprobleme insbesondere bei mehreren Reflexionen in selber Strahlrichtung und außerdem ist die Erzeugung einer hochlinearen Frequenzänderung aufwändig. Diese Nachteile treten bei einer Phasenmodulation (z. B. mit pseudozufälligem Wechsel über diskreter Phasenwerte) nicht bzw. weniger auf, allerdings ist die digitale Auswertung der empfangenen Signale aufwändiger und die im Stand der Technik vorgeschlagenen Ansätze sind mit Nachteilen, insbesondere im Hinblick auf Sensitivität und damit Reichweite verbunden.

### Aufgabe, Lösung und Vorteile der Erfindung

**[0006]** Aufgabe der Erfindung ist es, für ein kohärentes Lidarsystem mit Phasenmodulation eine Lösung bereitzustellen, welche zumindest nahe an die maximal mögliche Detektionssensitivität, -genauigkeit und -trennfähigkeit kommt, ohne dabei einen zu hohen digitalen Rechenaufwand zu benötigen.

**[0007]** Diese Aufgabe wird grundsätzlich durch ein Lidarsystem gemäß Anspruch 1 gelöst. Zweckmäßige Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen beansprucht. Kernidee ist dabei, dass die Phasenmodulationsfolge zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, wobei die eine Folge primär zur Bestimmung der Relativgeschwindigkeit von Objekten dient und die andere zur Bestimmung ihrer Entfernung.

**[0008]** Die Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der Tatsache, dass ein Lidarsystem mit hoher Performance und geringem Preis realisiert werden kann.

**[0009]** Bei dem erfindungsgemäßen kohärent arbeitenden Lidarsystem zur Umgebungserfassung wird ein phasenmoduliertes Signal ausgesendet, wobei die Phase dieses Signals durch Schalten zwischen diskreten Werten, also aus einer Folge von Phasenwerten, erzeugt wird und die Zeitpunkte dieses Phasenschaltens eine Untermenge eines äquidistanten Zeitrasters bilden. Ferner werden die von Objekten rückreflektierten Signale, welche gegenüber dem ausgesendeten Signal durch die entfernungsabhängige Laufzeit verzögert und in der Frequenz durch den relativgeschwindigkeitsabhängigen Dopplereffekt vorschoben sind, empfangen und durch Mischung in ein niederfrequentes Signal umgesetzt sowie in eine Empfangsfolge digitalisiert, wobei aus dieser Empfangsfolge in digitalen Signalverarbeitungsmitteln die variablen Dimensionen Zeitverschiebung und Frequenzverschiebung von an Objekten reflektierten Signalen bestimmt werden. Die Phasenmodulationsfolge beinhaltet dabei zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen, wobei die erste Folge konstante oder periodische Phasenwerte aufweist und primär zur Bestimmung der Frequenzverschiebung dient, während die zweite Folge im Wesentlichen unregelmäßig zwischen Phasenwerten wechselt und der Bestimmung der Zeitverschiebung dient.

**[0010]** Gemäß einer bevorzugten Ausgestaltung des kohärent arbeitenden Lidarsystems kann die erste Folge zwischen zwei um etwa  $180^\circ$  unterschiedlichen Phasenwerten alternieren.

**[0011]** Ferner kann die zweite Folge entweder pseudozufällig zwischen diskreten Phasenwerten wechseln oder aus einem Code bestehen, dessen Autokorrelierte geringe Nebenkeulen aufweist.

**[0012]** Vorzugsweise wird eine binäre Phasenmodulation, also bestehend aus nur zwei um näherungsweise  $180^\circ$  unterschiedlichen Phasenwerten, benutzt.

**[0013]** Zweckmäßigerweise können die beiden Folgen alternierend ineinander geschachtelte Folgen sein, d. h. mit Periode zwei bezogen auf die Modulationsrate.

**[0014]** Gemäß einer besonderen Ausgestaltungsvariante kann auch eine aus zwei periodisch ineinander geschachtelten Folgen bestehende Phasenmodulationsfolge periodisch wiederholt wird, wobei insbesondere bei einem kontinuierlichen Scannen des Laserstrahls die zyklische Eigenschaft der Modulations- und Empfangsfolge ausgenutzt und eine Erfassung in jeweils unterschiedlichen Richtungen realisiert wird.

**[0015]** Vorzugsweise scannt der Laserstrahl kontinuierlich und für die sukzessiven Erfassungsrichtungen werden überlappende Ausschnitte einer langen, gegebenenfalls periodischen Phasenmodulationsfolge, welche zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, benutzt.

**[0016]** Ferner kann das erfindungsgemäße Lidarsystem die Phasenmodulationsfolge zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhalten, wobei dieses Ineinanderschachteln bezüglich der Abtastzeit der Empfangsfolge die Periode  $N1$  aufweist. Zur Bestimmung der Frequenzverschiebung von Objekten  $N1$  wird eine diskrete Fouriertransformation, vorzugsweise mit Hilfe schneller Fouriertransformationen, über Werte der Empfangsfolge aus dem periodischen Raster der ersten Folge, gegebenenfalls unterbrochen von Nullen oder erweitert mit Nullen, sowie aus  $N1-1$  Verschiebungen dieses Rasters berechnet, wobei die Verschiebung um jeweils einen Rasterwert zunimmt. In jeder dieser  $N1$  diskreten Fouriertransformierten werden die jeweiligen Frequenzen von Betragsspitzen, die über einer Detektionsschwelle liegen, bestimmt, und zu den jeweiligen Frequenzen und den jeweiligen Rasterverschiebungen wird die Empfangsfolge im periodischen und entsprechend verschobenen Raster der zweiten Folge in der Frequenz zurückgedreht, wobei jeweils zwischen der so generierten Folge und der zweiten Modulationsfolge eine Korrelation bestimmt wird, und aus Werten dieser Korrelation, insbesondere von über einer Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen, sowie der jeweiligen Rasterverschiebung die jeweilige Zeitverschiebung und damit Objektentfernung sowie aus der jeweiligen Frequenz die radiale Relativgeschwindigkeit des jeweiligen Objekts bestimmt werden, wobei gegebenenfalls Mehrdeutigkeiten in der Frequenz mit Hilfe der Phasenbeziehung zwischen Werten der diskrete Fouriertransformierten und der Korrelation gelöst werden.

**[0017]** Zweckmäßigerweise kann zur Bestimmung der Betragsspitzen der diskreten Fouriertransformierten eine erste Detektionsschwelle benutzt werden, an den Betragsspitzen jeweils der komplexe Wert der diskreten Fouriertransformierten und der jeweilige komplexe Wert der zugehörigen Korrelation an deren Betragsspitzen gegebenenfalls mehrfach unter Kompensation der möglichen Phasenverschiebungen aufaddiert wer-

den und diese Summen auf eine zweite Detektionsschwelle geprüft werden, wobei die erste Detektionsschwelle weniger hoch über dem Rauschen liegt.

#### Kurzbeschreibung der Zeichnungen

**Fig. 1** zeigt das kohärente Lidarsystem mit binärer Phasenmodulation.

**Fig. 2** zeigt den Verlauf einer pseudozufälligen binären Phasenmodulation.

In **Fig. 3** sind der Realteil des niederfrequenten analogen Empfangssignals und die zugehörigen Abtastwerte für ein Objekt dargestellt.

**Fig. 4** zeigt den Betrag der zweidimensionalen Korrelation der Empfangsfolge für zwei Objekte.

**Fig. 5** zeigt eine Modulationsfolge nach Stand der Technik, welche sequenziell aus zwei Teilfolgen zusammengesetzt ist.

In **Fig. 6** ist eine erfindungsgemäße Modulationsfolge mit zwei periodisch ineinander geschachtelten Teilfolgen dargestellt.

**Fig. 7** zeigt die beiden FFTs zur ersten Modulationsteilfolge für das Beispiel zweier Objekte.

**Fig. 8** zeigt die beiden Korrelationen zur zweiten Modulationsteilfolge für das Beispiel zweier Objekte.

In **Fig. 9** ist eine alternative erfindungsgemäße Modulationsfolge mit zwei periodisch ineinander geschachtelten Teilfolgen dargestellt.

#### Ausführungsbeispiele

**[0018]** **Fig. 1** zeigt schematisch ein kohärentes Lidarsystem 1.1. Mit der Laserquelle 1.2 wird ein kohärentes Signal im Wellenlängenbereich von etwa  $\lambda=1550\text{nm}$  erzeugt; die Kohärenzlänge beträgt zumindest mehrere Mikrosekunden und die Frequenz ist konstant. Anschließend gelangt das Signal in einen schaltbaren Inverter 1.3, mit dem das Vorzeichen des Signals geändert werden kann, was einer Phasenverschiebung von  $180^\circ$  entspricht. Vorzeichenänderungen finden nur in einem festen Raster von z. B.  $6.67\text{ns}$  statt und sind nach einem Stand der Technik pseudozufällig, d. h. nur mit einer Häufigkeit bzw. Wahrscheinlichkeit von 50% wird nach  $T_m = 6.67\text{ns}$  das Vorzeichen geändert. In **Fig. 2** ist ein Verlauf dieser Modulationsfolge  $b(n)$ , die aus den Werten  $+1$  und  $-1$  besteht und auch als binär bezeichnet wird, dargestellt; sie wiederholt sich mit der Periode  $N = 4096$ , also alle  $27.3\mu\text{s}$ . Das modulierte Signal durchläuft einen Verstärker 1.4, einen Zirkulator 1.5 (also eine Sende-Empfangs-Weiche), wird über eine Sende-Empfangs-Einheit 1.6 abgestrahlt und teilweise von einem Objekt 1.7 zurückreflektiert; mit einer von der Objektentfernung  $d$  abhängigen und damit variablen Verzögerung

$$t_0 = 2d / c, \quad (1a)$$

wobei  $c = 3 \cdot 10^8\text{m/s}$  die Lichtgeschwindigkeit ist, und mit einer von der radialen Relativgeschwindigkeit  $v$  abhängigen und damit variablen, durch den Dopplereffekt erzeugten Frequenzverschiebung

$$f_D = 2v / \lambda \quad (1b)$$

wird dieses Signal dann von der Sende-Empfangs-Einheit 1.6 aufgenommen und über den Zirkulator 1.5 in den weiteren Empfangspfad geleitet. In einem komplexwertigen Mischer 1.8 wird das modulierte empfangene Signal mit dem unmodulierten Lasersignal überlagert und mit Hilfe der Photodiodeneinheit 1.9 in ein komplexwertiges niederfrequentes Signal umgesetzt; die Frequenz dieses Signals entspricht der Dopplerverschiebung, die Modulation dieses Signals ist um die Signallaufzeit gegenüber der des Sendesignals verzögert. In **Fig. 3** ist der Realteil dieses niederfrequenten analogen Empfangssignals  $e_a(t)$  im Falle eines Objektes dargestellt. Anschließend wird das Signal in einer Analog-Digital-Wandler-Einheit 1.10 mit der Abtastfrequenz  $f_s = 150\text{MHz}$ , d. h. alle  $T_s = 6.67\text{ns}$  abgetastet und digitalisiert - die resultierenden Werte des Realteils sind in **Fig. 3** als Punkte gekennzeichnet. Das komplexwertige Abtastsignal  $e(n)$ , im Folgenden auch als Empfangsfolge bezeichnet, kann wie folgt beschrieben werden:

$$e(n) = a \cdot b(n - m_0) \cdot \exp(2\pi j \cdot n / N \cdot k_0), \quad (2a)$$

wobei hier angenommen wird, dass die Laufzeit  $t_0$  ein ganzzahliges Vielfaches  $m_0$  der Modulationszeit  $T_m = 6.67\text{ns}$  ist:

$$m_0 = t_0 / T_m \quad (2b)$$

und das zur Dopplerverschiebung korrespondierende

$$k_0 = N \cdot T_s \cdot f_D \quad (2c)$$

ebenfalls ganzzahlig ist;  $a$  ist die komplexwertige Amplitude der Empfangsfolge, „exp“ bezeichnet die Exponentialfunktion und  $j$  ist die imaginäre Einheit.

**[0019]** Die komplexwertige Empfangsfolge  $e(n)$  nach (2) bezieht sich auf ein einzelnes Objekt ohne longitudinale Ausdehnung und auf einen idealen Empfänger. Tatsächlich kann es mehrere und/oder ausgedehnte Objekte geben und im Empfänger wird ein zusätzliches Rauschen  $r(n)$  generiert, insbesondere durch thermisches Rauschen; dann ergibt sich die Empfangsfolge

$$e(n) = \sum_{i=1, \dots, l} \left[ a_i \cdot b(n - m_{0,i}) \cdot \exp\left(2\pi j \cdot n / N \cdot k_{0,i}\right) \right] + r(n), \quad (3)$$

wobei „sum $_{i=1, \dots, l}$ “ die Summenfunktion über den Index  $i = 1, \dots, l$  der  $l$  nicht ausgedehnten Einzelobjekte darstellt.

**[0020]** Aus der Empfangsfolge  $e(n)$  des Zeitraums  $n = 0, 1, \dots, N-1$  sind die diskreten Laufzeiten  $m_{0,i}$  und die diskreten Dopplerverschiebungen  $k_{0,i}$  der  $l$  Objekte zu ermitteln. Für eine möglichst genaue Bestimmung, also möglichst gute Trennung von Signal und Rauschen und damit maximale Sensitivität und Reichweite des Lidarsystems, ist die sogenannte Optimalfilterung anzuwenden, also die Filterung durch Korrelation zwischen der Empfangsfolge  $e(n)$  und dem zweidimensionalen Raum  $\hat{e}_{m,k}(n)$  der möglichen idealen amplitudennormierten Empfangsfolgen eines Einzelobjekts:

$$\hat{e}_{m,k}(n) = b(n - m) \cdot \exp\left(j \hat{2}\pi \cdot n / N \cdot k\right) \text{ mit } m = 0, \dots, M-1 \text{ und } k = 0, \dots, N-1; \quad (4)$$

dabei korrespondiert  $M-1$  zu der größten anzunehmenden bzw. interessierenden Objektentfernung und für die Dopplerverschiebung  $k$  wird angenommen, dass sie alle Werte annehmen kann. Damit ergibt sich die zweidimensionale Korrelation  $E_{m,k}$  zu

$$\begin{aligned} E_{m,k} &= \sum_{n=0, \dots, N-1} \left( e(n) \cdot \text{conj}\left(\hat{e}_{m,k}(n)\right) \right) \\ &= \sum_{n=0, \dots, N-1} \left( e(n) \cdot b(n - m) \cdot \exp\left(-j \hat{2}\pi \cdot n / N \cdot k\right) \right), m = 0, \dots, M-1 \text{ und } k = 0, \dots, N-1, \end{aligned} \quad (5)$$

wobei „conj“ die Konjugiert-Komplex-Bildung bezeichnet und die Modulationsfolge  $b(n)$  wegen ihrer Reellwertigkeit sich dabei nicht ändert. Die Korrelation  $E_{m,k}$  besitzt Betragsspitzen (oft auch als Leistungsspitzen bezeichnet) an den Stellen  $(m,k) = (m_{0,i}, k_{0,i})$  von Objekten; **Fig. 4** zeigt den Betrag der zweidimensionalen Korrelation für zwei Objekte gleicher Empfangsamplitude bei  $(m_{0,1}, k_{0,1}) = (150, 500)$  und  $(m_{0,2}, k_{0,2}) = (51, 3000)$ . In einem weiteren Signalverarbeitungsschritt werden diese Betragsspitzen ermittelt und anschließend aus ihren Werten  $m_{0,i}$  die Entfernung der Objekte und aus den  $k_{0,i}$  ihre radiale Relativgeschwindigkeit bestimmt; man kann also aus einer Modulationsfolge unmittelbar und eindeutig Entfernung und Relativgeschwindigkeit von mehreren Objekten bestimmen. Dies ist ein großer Vorteil zur bei kohärenten Lidarsystemen häufig benutzten linearen Frequenzmodulation mit zwei Frequenzrampen, deren Steigungen entgegengesetztes Vorzeichen haben - dort kann es schon bei einem einzelnen Objekt zu Mehrdeutigkeiten kommen, und bei mehreren Objekten sind diese unvermeidbar.

**[0021]** Die Berechnung dieser zweidimensionalen Korrelation und ihre nachgelagerte Auswertung finden in der digitalen Signalprozessierungseinheit 1.11 statt. Sie stellt einen hohen Aufwand mit Ordnung  $N \cdot M \cdot N$  dar. Die obige Beziehung (5) kann aber auch als diskrete Fouriertransformierte über das Produkt  $e(n) \cdot b(n-m)$ ,  $n = 0, \dots, N-1$  betrachtet werden, welche für jedes  $m = 0, \dots, M-1$  zu bestimmen ist; wird die diskrete Fouriertransformation (DFT) über die schnelle Fouriertransformation (FFT) berechnet:

$$E_{m,k} = \text{FFT}_k \left( e(n) \cdot b(n - m) \right) \text{ mit } m = 0, \dots, M-1, \quad (6)$$

wobei  $k = 0, \dots, N-1$  die Ausgangsdimension der FFT, also die diskrete Frequenz ist, so reduziert sich der Rechenaufwand auf die Ordnung  $M \cdot N \cdot \log_2(N)$ .

**[0022]** Die bisher betrachtete Empfangsfolge  $e(n)$  des Zeitraums  $n = 0, 1, \dots, N-1$  und die zugehörige Korrelation  $E_{m,k}$  beziehen sich auf eine einzelne Erfassungsrichtung, also bezogen auf horizontale und vertikale Richtung auf ein Pixel. Tatsächlich werden in jedem Erfassungszyklus von 50ms etwa 160.000 Erfassungsrichtungen, also Pixel abgedeckt; dies wird typischerweise durch eine Kombination von parallelem Sender und Empfänger, also parallelem Erfassen von Pixeln, und Scannen, also sequenziellem Erfassen von Pixeln realisiert. Paralleler Sender und Empfänger bedeutet, dass es alle Elemente 1.4-1.10 in **Fig. 1** mehrfach gibt, z. B. 64mal. Das Scannen kann z. B. durch sequenzielles Schalten oder durch kontinuierliche mechanische Bewegung (z. B. eines Spiegels) geschehen; beim kontinuierlichen Scannen ist es auch möglich, dass sich Pixel teilweise überlappen, also dass die hinteren der  $N$  Werte der Empfangsfolge  $e(n)$  eines Pixels auch als vordere Werte des nächsten Pixels benutzt werden. Wird nun noch angenommen, dass  $M = 250$  ist (korrespondiert bei obiger Auslegung zu maximaler Entfernung von 249m), dann ist die FFT der Länge 4096 aus Bez. (6) 800 Millionen Mal pro Sekunde zu rechnen. Eine Realisierung dieser vielen FFT-Berechnungen ist über Mikroprozessoren oder DSPs (Digital Signal Processors) nicht möglich; der Takt von solchen Prozessoren liegt typischerweise im Bereich von 1GHz, d. h., man müsste pro Takt fast eine komplette FFT der Länge 4096 berechnen, moderne Prozessoren können aber in der Regel auch bei Verwendung von parallelen vektorialen Recheneinheiten nur bis zu Größenordnung 100 Multiplikationen und Additionen pro Takt, was um Größenordnungen unter dem Bedarf für eine FFT der Länge 4096 liegt. Deshalb lassen sich diese vielen FFTs nur über eine in Hardware realisierte spezielle Rechenlogik umsetzen; aber auch diese Rechenlogik ist im Allgemeinen mit einem großen Realisierungsaufwand (große Chipfläche) und hohem elektrischen Leistungsverbrauch verbunden.

**[0023]** Im Artikel „Phase-Coded-Based Modulation for Coherent Lidar“ von Sebastian Banzhaf und Christian Waldschmidt, veröffentlicht in IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 70, NO. 10, OCTOBER 2021, ist ein Ansatz vorgeschlagen, der mit weniger Rechenaufwand auskommt. Dazu wird die binäre Modulationsfolge  $b(n)$  der Länge  $N$  aus zwei Teilen zusammengesetzt: während der ersten Teilfolge  $b_1(n)$  mit Länge  $N_1$  ist die Phase konstant, also z. B.

$$b_1(n) = 1 \text{ mit } n = 0, \dots, N_1 - 1, \quad (7a)$$

und die zweite Teilfolge  $b_2(n)$  der Länge  $N_2 = N - N_1$  ist unregelmäßig, z. B. pseudozufällig:

$$b_2(n) = \pm 1 \text{ mit } n = N_1, \dots, N - 1. \quad (7b)$$

**[0024]** Die Längen  $N_1$  und  $N_2$  können gleich sein, also

$$N_2 = N_1 = N/2, \quad (7c)$$

und die Modulationsfolge kann sich für mehrere Erfassungsrichtungen, also Pixel periodisch wiederholen; in **Fig. 5** ist eine solche Modulationsfolge dargestellt, wobei sich die aus den Teilfolgen zusammengesetzte Folge mit der Periode  $N=4096$  wiederholt.

**[0025]** Für die von einem Objekt  $i$  generierte Empfangsteilfolge  $e_{1,i}(n)$  zur ersten, konstanten Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  gilt gemäß Bez. (2a):

$$e_{1,i}(n) = a_i \cdot \exp\left(2\pi \hat{j} \cdot n / N \cdot k_{0,i}\right) \text{ mit } n = m_{0,i}, \dots, m_{0,i} + N/2 - 1, \quad (8)$$

d. h. sie trägt nur die Dopplerfrequenz des jeweiligen Objekts, welche über eine DFT bzw. FFT bestimmt werden kann. Wegen der unbekanntenen Zeitverschiebungen  $m_{0,i}$  kennt man allerdings nicht die jeweilige genaue zeitliche Lage von  $e_{1,i}(n)$  innerhalb der Empfangsfolge  $e(n)$ ; man kann vereinfachend beispielsweise die Zeitverschiebung Null annehmen, d. h. über die Empfangsteilfolge

$$\tilde{e}_1(n) = e(n) \text{ mit } n = 0, \dots, N/2 - 1 \quad (9)$$

bildet man die FFT

$$\tilde{E}_{1,k} = \text{FFT}_k(\tilde{e}_1(n)) = \text{FFT}_k(e(n)) \text{ mit } n = 0, \dots, N/2 - 1. \quad (10)$$

**[0026]** Allerdings führt die Annahme der Zeitverschiebung Null dazu, dass man für andere tatsächliche Zeitverschiebungen  $m_{0,i}$ , also insbesondere für weit entfernte Ziele, in den ersten  $m_{0,i}-1$  Werten der Empfangs-

teilstolge  $\tilde{e}_1(n)$  keine Werte von der konstanten Modulationsteilstolge  $b_1(n)$  hat, sondern hintere Werte der Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  der vorhergehenden Periode; damit reduziert sich die Höhe der jeweiligen Betragsspitze der FFT und damit ihr Abstand zum Rauschen, so dass sich die Sensitivität reduziert. Die Betragsspitzen der FFT  $\tilde{E}_{1,k}$  der Empfangsteilstolge  $\tilde{e}_1(n)$  werden auf eine Detektionsschwelle überprüft. Die Frequenzen  $k_{0,j}$  der  $J$  über der Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen werden für die Weiterverarbeitung benutzt; typischerweise sieht man diese Betragsspitze in zwei benachbarten FFT-Werten (da sie nicht - wie bisher betrachtet - bei einem ganzzahligen Dopplerindex  $k_0$  liegen), so dass durch Interpolation dann ihre genau Lage, also eine nicht ganzzahlige Frequenz  $k_{0,j}$  bestimmt werden kann. Diese Frequenzen  $k_{0,j}$  entsprechen zumindest näherungsweise den Dopplerfrequenzen  $k_{0,i}$  der Objekte oder einer Teilmenge von diesen (für Objekte mit sehr geringer Reflektivität kann es sein, dass sie zu keiner Betragsspitze über der Detektionsschwelle führen).

**[0027]** Die zweite Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  führt in der Empfangsfolge  $e(n)$  gemäß Bez. (2a) zu um  $m_{0,i}$  zeitverschobenen und mit der jeweiligen Dopplerfrequenz  $k_{0,i}$  multiplizierten, also modulierten Komponenten

$$e_{2,i}(n) = a_i \cdot b_2(n - m_{0,i}) \cdot \exp(2\pi \hat{j} \cdot n/N \cdot k_{0,i}) \quad \text{mit } n - m_{0,i} = N/2, \dots, N-1. \quad (11)$$

**[0028]** Um die jeweilige Modulation durch die Dopplerfrequenz zu eliminieren, wird die Empfangsfolge  $e(n)$  jeweils um die Frequenz  $k_{0,j}$  zurückgedreht:

$$\tilde{e}_{2,j}(n) = e(n) \cdot \exp(-2\pi \hat{j} \cdot n/N \cdot k_{0,j}) \quad \text{mit } n = N/2, \dots, N-1 + M-1 \text{ und } j = 1, \dots, J-1; \quad (12)$$

dabei muss der Bereich  $n = N/2, \dots, N-1 + M-1$  der Empfangsfolge  $e(n)$  betrachtet werden, in welchem der Empfang der zweiten Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  liegen kann, wobei  $M-1$  zu der größten anzunehmenden bzw. interessierenden Objektentfernung korrespondiert. Es sei bemerkt, dass der Bereich  $n = N, \dots, N-1 + M-1$  des Empfangssignals nur bei einem kontinuierlichen Scannen benutzt werden kann, allerdings nicht bei einem geschalteten Scannen (dann ist das dortige Signal wegen anderer Erfassungsrichtung nicht kohärent).

**[0029]** Die so modifizierten Folgen  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  beinhalten im korrespondierenden Index  $j$  verschobene Modulationsteilstolgen  $a_i \cdot b_2(n - m_{0,i})$ ; Beiträge von Objekten mit anderen Dopplerfrequenzen  $k_{0,i}$  (also  $k_{0,i} \neq k_{0,j}$ ) stellen eine zu  $b_2(n)$  unkorrelierte Modulationsfolge dar, da sie noch mit der Differenzfrequenz  $k_{0,i} - k_{0,j}$  moduliert sind. Deshalb können nun die Folgen  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  mit der zweiten Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  korreliert werden:

$$\tilde{E}_{2,j,m} = \sum_{n=N/2, \dots, N-1} (\tilde{e}_{2,j}(n+m) \cdot b_2(n)) \quad \text{mit } m = 0, \dots, M-1 \text{ und } j = 1, \dots, J-1. \quad (13)$$

**[0030]** In diesen eindimensionalen Korrelationen  $\tilde{E}_{2,j,m}$  treten Betragsspitzen an den Stellen  $m = m_{0,i}$ , also an den diskreten Laufzeiten von Objekten auf; beim allgemeinen Fall einer nicht ganzzahligen diskreter Laufzeit  $m_{0,i}$  erstreckt sich die Betragsspitze bei geeigneten Maßnahmen (z. B. Verschleifen der Modulationspulse auf eine näherungsweise dreiecksförmige Gestalt) über zwei benachbarte Werte von  $m$ , und man kann durch Interpolation ihre nichtganzzahlige Position ermitteln. Aus dem Index  $j$  der Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,m}$ , bei welcher die Betragsspitze auftritt, und der zu diesem  $j$  gehörigen Dopplerfrequenz  $k_{0,j}$  ergibt sich die Dopplerfrequenz  $k_{0,i} = k_{0,j}$  des Objekts. So können aus über einer Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen der Korrelationen  $\tilde{E}_{2,j,m}$  die Entfernungen und radialen Relativgeschwindigkeiten von Objekten in der jeweiligen Erfassungsrichtung bestimmt werden. Es sei bemerkt, dass Beiträge von Objekten mit jeweils anderen Dopplerfrequenzen  $k_{0,i}$  (also  $k_{0,i} \neq k_{0,j}$ ) wegen ihrer Unkorreliertheit zu  $b_2(n)$  nur zu Rauschen in den jeweiligen Korrelationen führen, also zu keinen Betragsspitzen über einer Detektionsschwelle; bei etwa gleich starken Reflexionssignalen von Objekten liegt dieses Rauschen deutlich unter den interessierenden Betragsspitzen und verdeckt diese damit nicht - nur wenn Reflexionssignale von Objekten stark unterschiedlich sind, können Objekte mit starkem Reflexionssignal über ihr Rauschen schwache Reflexionssignale mit anderer Dopplerfrequenz verdecken.

**[0031]** Mit der Modulationsfolge nach Fig. 5 und der oben erläuterten Auswertung benötigt man bei dem typischen Fall von einem Objekt in einem Pixel eine FFT für die Empfangsteilstolge  $\tilde{e}_1(n)$  zur ersten Modulationsteilstolge  $b_1(n)$  und eine Korrelation zwischen zweiter Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  und der frequenzrückgedrehten Empfangsteilstolge  $\tilde{e}_{2,1}(n)$  zur zweiten Modulationsteilstolge. Diese Korrelation im Zeitbereich kann man auch über eine Multiplikation der FFTs im Frequenzbereich mit anschließender inversen FFT realisieren (inverse FFT benötigt gleichen Rechenaufwand wie FFT selber); die FFT der Modulationsteilstolge  $b_2(n)$  kann man einmal a priori bestimmen, so dass nur die FFT von der Empfangsteilstolge  $\tilde{e}_{2,1}(n)$  bestimmt werden muss. Insgesamt fällt also der Aufwand von drei FFTs an, während bei der zweidimensionalen Korrelation

$E_{m,k}$  nach Bez. (6) insgesamt  $M=250$  FFTs zu rechnen sind, wobei diese FFTs etwa doppelte Länge haben, wenn gleiche Dauer eines Pixels angenommen wird. Damit ergibt sich eine sehr starke Reduktion des benötigten Rechenaufwands auf eine Größenordnung, welche moderne DSPs mit parallelen vektoriellen Recheneinheiten erschließen.

**[0032]** Nachteilig im Vergleich zu einer Modulationsfolge nach **Fig. 2** und Auswertung über eine zweidimensionalen Korrelation  $E_{m,k}$  nach Bez. (5) sind insbesondere folgende Punkte:

- Die Sensitivität ist um etwas mehr als 3dB geringer, wenn gleiche Dauer eines Pixels angenommen wird; die halbe Länge der FFT (von der Empfangsteilfolge  $e_1(n)$ ) wie auch die halbe Länge der zeitlichen Korrelation (von  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  zu der Modulationsteilfolge  $b_2(n)$ ) führt auf 3dB Verlust, und zusätzlich gibt es - wie oben erläutert - den Effekt, dass insbesondere für weit entfernte Ziele die ersten Werte der Empfangsteilfolge  $\tilde{e}_1(n)$  nicht von der konstanten Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  stammen, sondern von hinteren Werten der Modulationsteilfolge  $b_2(n)$  der vorhergehenden Periode, so dass diese Werte effektiv nicht zur jeweiligen Betragsspitze der FFT beitragen.

- Wegen der halben Länge der FFT sind Auflösung und Genauigkeit für die Dopplerbestimmung, d. h. die Bestimmung der radialen Relativgeschwindigkeit um Faktor zwei schlechter.

- Die zeitliche Korrelation von  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  mit  $b_2(n)$  zur Bestimmung der Entfernung hat nur die halbe Länge. Damit reduziert sich der Dynamikbereich bei mehr als einem Objekt pro Pixel um 3dB, d. h. ein Objekt mit starkem Reflexionssignal erhöht den Rauschpegel relativ zu dem Pegel eines Objekts mit schwächerem Reflexionssignal um 3dB mehr, so dass die Wahrscheinlichkeit für das Nichtdetektieren eines solchen zweiten Objekts höher ist.

- Bei kontinuierlich scannenden Systemen kann man grundsätzlich Pixel überlappen lassen, d. h. manche der Empfangswerte  $e(n)$  werden für zwei benachbarte Pixel benutzt, insbesondere um eine längere Datenaufnahmezeit pro Pixel und damit eine bessere Sensitivität zu erzielen. Bei einer Modulationsfolge nach **Fig. 5** gibt es aber nur die Möglichkeit eines Überlapps von 50%, da man ja in jedem Pixel beide Modulationsteilfolgen benötigt. Kleinere Überlappe, welche häufig bevorzugt werden, sind nicht möglich.

**[0033]** Diese Nachteile der Modulationsfolge nach **Fig. 5** und der oben erläuterten zugehörigen Auswertung, welche Stand der Technik sind, können durch die erfindungsgemäße Modulationsfolge nach **Fig. 6** zu einem signifikanten Teil behoben werden, ohne dass die für die Auswertung benötigte Rechenleistung signifikant ansteigt. Bei der Modulationsfolge  $b(n)$  nach **Fig. 6** sind die beiden bisherigen Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  und  $b_2(n)$  alternierend ineinander geschachtelt:

$$b_1(n) = 1 \quad \text{mit } n = 0, 2, 4, \dots, N-2, \quad (14a)$$

$$b_2(n) = \pm 1 \quad \text{mit } n = 1, 3, 5, \dots, N-1. \quad (14b)$$

**[0034]** Somit erstrecken sich beide Modulationsteilfolgen jeweils über die volle Modulationsdauer, wobei sie jeweils nur jeden zweiten Rasterwert einnehmen.

**[0035]** Die von einem Objekt  $i$  generierte Empfangsteilfolge  $e_{1,i}(n)$  zur ersten, konstanten Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  kann entweder bei geradzahigen oder ungeradzahigen Werten von  $n$  liegen, abhängig davon, ob die diskrete Laufzeit  $m_{0,i}$  des jeweiligen Objekts geradzahlig oder ungeradzahlig ist (hier wird zuerst angenommen, dass  $m_{0,i}$  ganzzahlig ist):

$$e_{1,i}(n) = a_i \cdot \exp\left(2\pi j \cdot n/N \cdot k_{0,i}\right) \quad \text{mit } n = 0, 2, 4, \dots, N-2 \text{ oder } n = 1, 3, 5, \dots, N-1; \quad (15)$$

bei diesem Bereich vom Index  $n$  stammen die ersten Werte vom Ende der vorherigen Modulationsperiode (wegen der Laufzeit des jeweiligen Objekts) - im Gegensatz zur vorher betrachteten Modulationsfolge nach **Fig. 5** kommen diese Werte aber auch von der ersten, konstanten Modulationsfolge, sodass sie auch kohärent zur späteren FFT beitragen. Wegen der zwei möglichen Lagen der Empfangsteilfolgen  $e_{1,i}(n)$  muss die FFT zur Bestimmung der Dopplerfrequenzen der Objekte nun zweimal berechnet werden - einmal über die erste Folge

$$\tilde{e}_{1,1}(n) = e(n) \quad \text{mit } n = 0, 2, 4, \dots, N-2, \quad (16a)$$

und einmal über die zweite Folge



$$\tilde{e}_{1,2}(n) = e(n) \quad \text{mit } n = 1, 3, 5, \dots, N-1. \quad (16b)$$

**[0036]** Die beiden FFTs

$$\tilde{E}_{1,1,k} = \text{FFT}_{\underline{k}}(\tilde{e}_{1,1}(n)) = \text{FFT}_{\underline{k}}(e(n)) \quad \text{mit } n = 0, 2, 4, \dots, N-2, \quad (17a)$$

$$\tilde{E}_{1,2,k} = \text{FFT}_{\underline{k}}(\tilde{e}_{1,2}(n)) = \text{FFT}_{\underline{k}}(e(n)) \quad \text{mit } n = 1, 3, 5, \dots, N-1 \quad (17b)$$

beziehen sich auf die Ausgangsdimension, also die diskrete Frequenz  $k = 0, \dots, N/2-1$ , welche mit der bisher betrachteten diskreten Frequenz  $k$  wegen der effektiv halben Abtastrate über

$$\underline{k} = \text{mod}(k, N/2) \quad (18)$$

zusammenhängt, wobei „mod( $\cdot, N$ )“ die Modulfunktion zum Modul  $N$  darstellt. In **Fig. 7** sind die beiden FFTs nach Bez. (17) betragsmäßig für zwei Objekte gleicher Empfangsamplitude bei  $(m_{0,i}, k_{0,i}) = (150, 500)$  und  $(m_{0,2}, k_{0,2}) = (51, 3000)$  dargestellt; das erste Objekt bei der geradzahigen diskreten Laufzeit  $m_{0,i} = 150$  bildet eine Betragsspitze in der ersten FFT  $\tilde{E}_{1,1,k}$  bei der Dopplerfrequenz  $k_{0,1} = k_{0,1} = 500$ , das zweite Objekt bei der ungeradzahigen diskreten Laufzeit  $m_{0,2} = 51$  bildet eine Betragsspitze in der zweiten FFT  $\tilde{E}_{1,2,k}$  bei der Dopplerfrequenz  $k_{0,2} = k_{0,2}-N/2 = 952$ .

**[0037]** Die Betragsspitzen der beiden FFTs  $\tilde{E}_{1,1,k}$  und  $\tilde{E}_{1,2,k}$  werden auf eine Detektionsschwelle überprüft. Die Frequenzen  $k_{0,j}$  der  $J$  über der Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen werden für die Weiterverarbeitung benutzt; typischerweise sieht man diese Betragsspitze in zwei benachbarten FFT-Werten (da sie nicht - wie im obigen Beispiel betrachtet - bei einem ganzzahligen Dopplerindex  $k_{0,j}$  liegen), so dass durch Interpolation dann ihre genau Lage, also eine nicht ganzzahlige Frequenz  $k_{0,j}$  bestimmt werden kann. Abgesehen von einem eventuell fehlenden Anteil  $N/2$  (wegen der Modulfunktion nach Bez. (18)) entsprechen diese Frequenzen  $k_{0,j}$  zumindest näherungsweise den Dopplerfrequenzen  $k_{0,i}$  der Objekte oder einer Teilmenge von diesen (für Objekte mit sehr geringer Reflektivität kann es sein, dass sie zu keiner Betragsspitze über der Detektionsschwelle führen). Für die weitere Verarbeitung muss auch berücksichtigt werden, in welcher der beiden FFTs die Betragsspitze bei  $k_{0,j}$  detektiert wurde, also ob die zugehörige diskrete Laufzeit geradzahig oder ungeradzahig ist; dazu wird die Größe

$$\underline{m}_j \in \{0, 1\} \quad (19)$$

eingeführt, wobei  $m_j = 0$  ist, wenn die Betragsspitze in erster FFT  $\tilde{E}_{1,1,k}$  auftritt und  $m_j = 1$  ist, wenn die Betragsspitze in zweiter FFT  $\tilde{E}_{1,2,k}$  auftritt.

**[0038]** Die zweite Modulationsteilfolge  $b_2(n)$  nach Bez. (14b) führt in der Empfangsfolge  $e(n)$  zu um  $m_{0,i}$ , zeitverschobenen und mit der jeweiligen Dopplerfrequenz  $k_{0,i}$  multiplizierten, also modulierten Komponenten

$$e_{2,i}(n) = a_i \cdot b_2(n - m_{0,i}) \cdot \exp(2\pi \hat{j} \cdot n/N \cdot k_{0,i}) \quad \text{mit } n - m_{0,i} = N/2, \dots, N-1. \quad (20)$$

**[0039]** Um die jeweilige Modulation durch die Dopplerfrequenz zu eliminieren, wird die Empfangsfolge  $e(n)$  um die Frequenz  $k_{0,j}$  zurückgedreht:

$$\tilde{e}_{2,j}(n) = e(n + \underline{m}_j) \cdot \exp(-2\pi \hat{j} \cdot n/N \cdot \underline{k}_{0,j}) \quad \text{mit } n = 1, 3, 5, \dots, N-1 \text{ und } j = 1, \dots, J-1; \quad (21)$$

dabei berücksichtigt die in Bez. (19) eingeführte Größe  $m_j$ , ob die jeweilige Empfangsteilfolge in einem ungeradzahigen oder geradzahigen Raster liegt (also eine geradzahlige oder ungeradzahlige diskrete Laufzeit hat); und es sei noch bemerkt, dass - wie bei der Bestimmung der FFT - bei diesem Bereich vom Index  $n$  die ersten Empfangswerte vom Ende der vorherigen Modulationsperiode stammen (wegen der Laufzeit des jeweiligen Objekts), was für die nachfolgende Korrelation wegen der Periodizität der gesamten Modulationsfolge (hat Periode  $N$ ) aber nicht die Kohärenz verletzt.

**[0040]** Die so modifizierten Folgen  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  beinhalten im korrespondierenden Index  $j$  zyklisch verschobene Modulationsteilfolgen  $a_i \cdot b_2(\text{mod}(n - m_{0,i}, N))$ . Beiträge von Objekten mit anderen Dopplerfrequenzen  $k_{0,j}$  (also  $k_{0,j} \neq k_{0,i}$ ) stellen eine zu  $b_2(n)$  unkorrelierte Modulationsfolge dar, da sie noch mit der Differenzfrequenz  $k_{0,i}$ -

$k_{0,j}$  moduliert sind; gleiches gilt für Beiträge mit anderem  $m_j$ , da diese mit  $b_1(n)$  moduliert sind. Deshalb können nun die Folgen  $\tilde{e}_{2,j}(n)$  mit der zweiten Modulationsteilfolge  $b_2(n)$  zyklisch korreliert werden:

$$\tilde{E}_{2,j,\underline{m}} = \sum_{n=1,3,\dots,N-1} \left( \tilde{e}_{2,j}(n) \cdot b_2(\text{mod}(n - \underline{m}, N)) \right) \quad \text{mit } \underline{m} = 0, 2, \dots, M-2 \text{ und } j = 1, \dots, J-1. \quad (22)$$

**[0041]** In diesen eindimensionalen Korrelationen  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  treten Betragsspitzen an den Stellen  $\underline{m}_{0,j} = m_{0,i} - \underline{m}_j$  auf, also an den diskreten Laufzeiten  $m_{0,i}$  von Objekten minus der in Bez. (21) angewendeten Verschiebung  $m_j$ , so dass sich die diskrete Laufzeit zu  $m_{0,j} = \underline{m}_{0,j} + \underline{m}_j$  ergibt. Für das obige Beispiel mit zwei Objekten sind in **Fig. 8** die Beträge der beiden Korrelationen  $\tilde{E}_{2,1,\underline{m}}$  zu  $\tilde{e}_{2,1}(n)$  mit  $k_{0,1} = 150$  und  $m_1 = 0$  sowie  $\tilde{E}_{2,2,\underline{m}}$  zu  $\tilde{e}_{2,2}(n)$  mit  $k_{0,2} = 952$  und  $m_2 = 1$  dargestellt; die Betragsspitzen liegen bei den Werten  $\underline{m}_{0,1} = 150$  sowie  $\underline{m}_{0,2} = 50$ , welche zu den diskreten Laufzeiten  $m_{0,1} = \underline{m}_{0,1} + \underline{m}_1 = 150$  sowie  $m_{0,2} = \underline{m}_{0,2} + \underline{m}_2 = 51$  korrespondieren.

**[0042]** Aus dem Index  $j$  der Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$ , bei welcher die Betragsspitze auftritt, und der zu diesem  $j$  gehörigen Dopplerfrequenz  $k_{0,j}$  ergibt sich die Dopplerfrequenz  $k_{0,i}$  des Objekts nur bis auf einen potenziellen Offset von  $N/2$  - siehe Bez. (18), welche berücksichtigt, dass die Dopplerfrequenz aus einer Folge mit halber Abtastrate bestimmt wird, d. h., eine zusätzliche halbe Periode auf volle Abtastrate bezogen kann damit nicht erkannt werden. Allerdings führt eine solche halbe Periode dazu, dass die komplexen Werte bei den jeweiligen Betragsspitzen in FFT  $\tilde{E}_{1,1,k}$  bzw.  $\tilde{E}_{1,2,k}$  und Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  zueinander um  $180^\circ$  gedreht sind, während sie im anderen Fall (also keine zusätzliche halbe Periode in Dopplerfrequenz) gleiche Phase haben. Mit diesem Zusammenhang lässt sich die Mehrdeutigkeit zur jeweiligen Dopplerfrequenz  $k_{0,i}$  lösen, indem die beiden komplexen Werte korrigiert um die möglichen Phasenverschiebungen ( $0^\circ$  und  $180^\circ$ ) aufaddiert werden, also die Summe und Differenz der beiden komplexen Werte gebildet wird - hat die Summe größeren Betrag als die Differenz, dann ist die Dopplerfrequenz  $k_{0,i} = k_{0,j}$ , im anderen Fall ist  $k_{0,i} = k_{0,j} + N/2$ ; im obigen Beispiel ist für das erste Objekt (also für  $k=k_{0,1}$  und  $\underline{m} = \underline{m}_{0,1}$ ) die Summe  $\tilde{E}_{1,1,k} + \tilde{E}_{2,1,\underline{m}}$  größer als die Differenz  $\tilde{E}_{1,1,k} - \tilde{E}_{2,1,\underline{m}}$  (wegen näherungsweiser Gleichphasigkeit der beiden Komponenten), so dass die Dopplerfrequenz  $k_{0,1} = k_{0,1} = 500$  ist, und für das zweite Objekt (also für  $k=k_{0,2}$  und  $\underline{m} = \underline{m}_{0,2}$  ist die Differenz  $\tilde{E}_{1,2,k} - \tilde{E}_{2,2,\underline{m}}$  größer als die Summe  $\tilde{E}_{1,2,k} + \tilde{E}_{2,2,\underline{m}}$  (wegen näherungsweiser Gegenphasigkeit der beiden Komponenten), so dass die Dopplerfrequenz  $k_{0,2} = k_{0,2} + N/2 = 3000$  ist. Weil die Dopplerfrequenz nun über die volle Dauer einer Modulationsperiode bestimmt wird, besteht nicht mehr der Nachteil der Modulationsfolge nach **Fig. 5** (gemäß Stand der Technik), wo Auflösung und Genauigkeit für die Dopplerbestimmung um Faktor zwei reduziert sind, da die FFT nur über halbe Modulationsdauer bestimmt wird.

**[0043]** Mit den oben dargestellten Zusammenhängen und Vorgehensweisen können aus den über einer Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen der Korrelationen  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  die Entfernungen und radialen Relativgeschwindigkeiten von Objekten in der jeweiligen Erfassungsrichtung bestimmt werden. Es sei bemerkt, dass Beiträge von Objekten mit jeweils anderen Dopplerfrequenzen  $k_{0,j}$  (also  $k_{0,j} \neq k_{0,i}$ ) und/oder anderem Wert  $m_j$  wegen ihrer Unkorreliertheit zu  $b_2(n)$  nur zu Rauschen in den jeweiligen Korrelationen führen, also zu keinen Betragsspitzen über einer Detektionsschwelle; bei etwa gleich starken Reflexionssignalen von Objekten liegt dieses Rauschen deutlich unter den interessierenden Betragsspitzen und verdeckt diese damit nicht - nur wenn Reflexionssignale von Objekten stark unterschiedlich sind, können Objekte mit starkem Reflexionssignal über ihr Rauschen schwache Reflexionssignale mit anderer Dopplerfrequenz verdecken.

**[0044]** Alternativ zum Ansatz, dass Detektionen aus über einer Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen der Korrelationen  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  generiert werden, kann man die oben eingeführten Summen und Differenzen von FFT  $\tilde{E}_{1,1,k}$  bzw.  $\tilde{E}_{1,2,k}$  mit  $k = k_{0,j}$  und Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  auf eine Detektionsschwelle prüfen, da derjenige Wert von Summe und Differenz, bei welchem die beiden Komponenten FFT und Korrelation phasenrichtig, d. h. kohärent, aufaddiert werden, ein um 3dB besseres Signal-zu-Rauschverhältnis aufweist als die Korrelation selber; dies ergibt sich daraus, dass bei der Summe bzw. Differenz über die ganze Modulationsfolge  $b(n)$  integriert wird, bei der Korrelation aber nur über die halbe. Damit hat die Summe bzw. Differenz auch das gleiche Signal-zu-Rauschverhältnis und damit die gleiche Sensitivität wie die optimale zweidimensionale Korrelation  $E_{m,k}$  nach Bez. (5). Allerdings gilt das nur dann, wenn man in der FFT an der jeweils entsprechenden Stelle, also bei  $k = k_{0,j}$ , schon eine Betragsspitze detektiert hat; da die FFT wegen halber Integrationsdauer ein 3dB schlechteres Signal-zu-Rauschverhältnis aufweist, muss man eine entsprechend reduzierte Detek-

tionsschwelle anwenden. Diese reduzierte Detektionsschwelle hat eine erhöhte Wahrscheinlichkeit, dass fälschlicherweise Rauschspitzen detektiert werden; allerdings werden diese bei der effektiv schärferen Detektionsschwelle von Summe und Differenz von FFT und Korrelation dann wieder verworfen, so dass als einziger Nachteil ein leicht erhöhter Rechenaufwand bleibt (weil Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  öfters berechnet werden muss). Es sei noch bemerkt, dass man Summe und Differenz nicht für jedes  $\underline{m}$  bestimmen muss, sondern dass man die Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  auch erst mal auf eine etwa 3dB reduzierte Detektionsschwelle prüfen kann und nur an den Stellen, wo diese Detektionsschwelle überschritten wird, Summe und Differenz bildet. Weil die erfindungsgemäße Ansatz aus Modulationsfolge nach **Fig. 6** und oben beschriebener Auswertung die gleiche Sensitivität wie die optimale zweidimensionale Korrelation  $E_{m,k}$  nach Bez. (5) aufweist, ist der Nachteil der Modulationsfolge nach **Fig. 5** (Stand der Technik) einer 3dB schlechteren Sensitivität behoben. Nun soll noch kurz diskutiert werden, ob der erfindungsgemäße Ansatz aus Summe und Differenz von FFT und Korrelation nicht auch bei der Modulationsfolge nach **Fig. 5** angewendet werden könnte: Dies geht nur dann, wenn die Empfangsphase über die ganze Modulationsfolge stabil linear ist (also instantane Frequenz konstant), was insbesondere wegen Speckle-Effekten nur bedingt gegeben ist.

**[0045]** Der Ansatz von Summe und Differenz von FFT und Korrelation vermeidet auch den Nachteil der Modulationsfolge nach **Fig. 5** (Stand der Technik) eines um 3dB reduzierten Dynamikbereichs bei mehr als einem Objekt pro Pixel, weil nun über die volle Modulationsfolge integriert wird.

**[0046]** Ein weiterer Vorteil der erfindungsgemäßen Modulationsfolge nach **Fig. 6** ist, dass beliebige Überlappung für zwei benachbarte Pixel realisiert werden können, da jeder Ausschnitt dieser periodischen Modulationsfolge (Periode  $N$ ) die charakteristische Eigenschaft nach Bez. (14) hat.

**[0047]** Der benötigte Rechenaufwand für den erfindungsgemäßen Ansatz mit der Modulationsfolge nach **Fig. 6** unterscheidet sich von dem für die Modulationsfolge nach **Fig. 5** (Stand der Technik) durch eine zusätzliche FFT der Länge  $N/2$  (unabhängig von der Anzahl der Objekte im jeweiligen Pixel), wohingegen die Korrelationen nur halbe Länge aufweisen, was allerdings bei der Realisierung der Korrelation im Frequenzbereich (also über FFT und inverse FFT) keinen Vorteil darstellt. Beim typischen Fall von einem Objekt in einem Pixel sind zwei FFTs und eine Korrelation zu bestimmen. Bei dem oben erläuterten Ansatz mit reduzierter Detektionsschwelle für die FFTs können prinzipiell noch zusätzliche Berechnungen der Korrelation auftreten. Damit liegt der benötigte Rechenaufwand immer noch in einer Größenordnung, welche moderne DSPs mit parallelen vektoriellen Recheneinheiten erschließen, was zu einer günstigen Realisierung führt.

**[0048]** Für die Ausgangsdimension der FFT, also die diskrete Frequenz wurde oben, wie allgemein üblich, der nicht symmetrisch liegende Bereich  $k = 0, \dots, N/2-1$  betrachtet - ebenso für die diskrete Frequenz nach Auflösung der Mehrdeutigkeiten der nicht symmetrisch liegende Bereich  $k = 0, \dots, N-1$ ; die tatsächlichen Relativgeschwindigkeiten und damit Dopplerfrequenzen können beide Vorzeichen annehmen, so dass der obere Bereich, z. B. die obere Hälfte von  $k = 0, \dots, N-1$  zu negativen Werten durch Subtraktion von  $N$  abzubilden ist.

**[0049]** Alternativ zur bisher betrachteten erfindungsgemäßen Modulationsfolge nach **Fig. 6** kann man für die Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  auch alternierende Werte (also abwechselnd  $+1$  und  $-1$ ) benutzen - dies ist in **Fig. 9** dargestellt. Einziger wesentlicher Unterschied ist, dass die Empfangsteilfolgen zu diesem  $b_1(n)$  eine zusätzlich Frequenz mit Periode zwei (bezogen auf die Modulationsrate von  $b_1(n)$ ) aufweisen, also die Betragsspitzen der beiden zugehörigen FFTs  $\tilde{E}_{1,1,k}$  und  $\tilde{E}_{1,2,k}$  um halbe FFT-Länge  $N/4$  verschoben sind, was für die weitere Verarbeitung entsprechend zu korrigieren ist.

**[0050]** Bisher wurde der Fall betrachtet, dass die diskrete Laufzeit  $m_{0,i}$  ganzzahlig und die Modulationsdauer  $T_m$  gleich der Abtastwiederholzeit  $T_s$  ist. Für eine nichtganzzahlige diskreter Laufzeit  $m_{0,i}$  könnte es im Falle eines ideal rechteckförmigen Modulationssignals, welches seine ideale Form auch im Empfangssignal behält, passieren, dass genau an der Flanke abtastet wird, wo keine sinnvolle Information zu erhalten ist. Um dies zu vermeiden, kann entweder die Abtastwiederholzeit  $T_s$  der Empfangsfolge kleiner, z. B. halb so groß wie die Modulationsdauer  $T_m$  vorgesehen werden oder die Form der Modulationspulse wird entweder direkt bei ihrer Generierung oder im Empfänger z. B. auf eine näherungsweise dreiecksförmige Gestalt verschliffen. Beim Ansatz mit Verschleifen des Modulationssignals und dem allgemeinen Fall einer nicht ganzzahligen diskreter Laufzeit  $m_{0,i}$  treten in beiden FFTs  $\tilde{E}_{1,1,k}$  und  $\tilde{E}_{1,2,k}$  Betragsspitzen auf, so dass die Korrelation  $\tilde{E}_{2,j,\underline{m}}$  für beide  $m_j = 0,1$  bestimmt und durch Interpolation der Werte der Betragsspitzen beider Korrelationen das nichtganzzahlige  $m_{0,i}$  ermittelt werden kann (man könnte auch schon durch Interpolation der Werte der Betragsspitzen der beiden FFTs das nichtganzzahlige  $m_{0,i}$  bestimmen oder durch Kombination, also Summe bzw. Differenz

der Werte von FFT und Korrelation). Beim Ansatz einer z. B. halb so großen Abtastzeit  $T_s$  (im Vergleich zur Modulationsdauer  $T_m$ ) weist das Ineinanderschachteln der beiden Modulationsteilfolgen bezüglich der Abtastzeit die Periode 4 auf und im Empfangssignal stammen jeweils zwei aufeinanderfolgende Abtastwerte von der ersten Folge  $b_1(n)$  und die nächsten zwei Abtastwerte von der zweiten Folge  $b_2(n)$ ; deshalb sind zum einen für die Empfangsteilfolgen  $e_{1,i}(n)$  vier mögliche Lagen zu berücksichtigen, also vier FFTs  $\tilde{E}_{1,1,k}, \dots, \tilde{E}_{1,4,k}$  zu berechnen, und zum anderen sind dabei die zu  $b_2(n)$  korrespondierenden Abtastwerte zu Null zu setzen (weil sie nicht mehr im Raster der Periode 2 liegen und somit einfach weggelassen werden können), so dass die FFT über volle Anzahl der Empfangswerte (im Gegensatz zu halben Anzahl bisher) zu berechnen ist. In zumindest einem Teil dieser FFTs treten dann von einem einzelnen Objekt drei Betragsspitzen auf; die größte an der richtigen Position, also der Dopplerfrequenz des Objekts (Mehrdeutigkeiten gibt es im Gegensatz zu oben keine mehr, was von Vorteil ist), und zwei weitere, um 3dB kleinere Betragsspitzen ein Viertel der FFT-Länge davor und danach (diese sind für die weitere Verarbeitung zu ignorieren). Da in mehreren der vier FFTs  $\tilde{E}_{1,1,k}, \dots, \tilde{E}_{1,4,k}$  Betragsspitzen auftreten, kann durch Interpolation eine nichtganzzahlige diskrete Laufzeit ermittelt werden (unter Verwendung der Werte der FFTs oder der Korrelationen oder ihrer Kombinationen).

**[0051]** Neben dem bisher betrachteten Fall, dass die beiden Modulationsteilfolgen  $b_1(n)$  und  $b_2(n)$  alternierend, also mit Periode zwei ineinander geschachtelt werden, können grundsätzlich auch längere Perioden für das Ineinanderschachteln sowie optional noch eine ungleiche Zahl an Elementen von  $b_1(n)$  und  $b_2(n)$  pro Periode verwendet werden.

**[0052]** Im bisher betrachteten Lidarsystem nach **Fig. 1** ist der Mischer komplexwertig ausgeführt, was gegenüber einem reellwertigen Mischer für den Empfangspfad einen deutlichen Mehraufwand (nahezu doppelt) darstellt. Bei Verwendung eines reellwertigen Mischers könnte man nur den Betrag der Relativgeschwindigkeit ermitteln, nicht das Vorzeichen, da es in den FFTs zwei Betragsspitzen bei  $+k_0$  und  $-k_0$  gibt. Zur Ermittlung des Vorzeichens wären Ansätze über Plausibilisierung und/oder Tracking, d. h. Verfolgung über mehrere Aufnahmezyklen nötig. Alternativ kann man eine komplexwertige Modulationsfolge, z. B. bestehend aus den vier Werten  $+1, -1, +j$  und  $-j$  verwenden. Für die erste Modulationsteilfolge  $b_1(n)$  rotiert man dann periodisch über die vier Werte  $+1, +j, -1, -j$ , so dass bei einem Objekt mit der Relativgeschwindigkeit Null die Betragsspitze bei einem Viertel der FFT-Länge liegt - negative Relativgeschwindigkeiten liegen darunter (haben also geringere Frequenz), positive liegen darüber. Diese erste Modulationsteilfolge  $b_1(n)$ , die ihrerseits eine Periode 4 hat, ist weiterhin alternierend mit der zweiten Modulationsteilfolge  $b_2(n)$  verschachtelt, welche auch diese vier Werte  $+1, -1, +j$  und  $-j$  z. B. in pseudozufälliger Folge annehmen kann. Zwar benötigt die Erzeugung einer solchen komplexwertigen Folge einen erhöhten Schaltungsaufwand, aber dieser wird nur einmal benötigt, während bei einem parallelen Empfänger der Aufwand für einen komplexwertigen Empfänger vielfach anfällt. Bei einer komplexwertigen Modulationsfolge ist für die Korrelation das konjugiert Komplexe der Modulationsfolge zu benutzen. Alternativ kann man auch das konjugiert Komplexe der Empfangsfolge benutzen, sofern diese komplexwertig ist.

**[0053]** Bisher wurde der Fall betrachtet, dass für die FFT keine Fensterfunktion benutzt wird, also keine Multiplikation der Eingangswerte der FFT mit einer Art Glockenkurve; dies wäre nur nötig bzw. sinnvoll, wenn in gleicher Entfernung in einem Pixel zwei Objekte mit ähnlicher Relativgeschwindigkeit und deutlich unterschiedlicher Reflexionsstärke auftreten können und separiert werden sollen. Insbesondere wenn keine Fensterfunktion am Eingang der FFT benutzt wird, wird die Sensitivität am Ausgang der FFT dann reduziert (also das Detektionsvermögen von Objekten mit schwacher Reflektivität und hoher Entfernung), wenn der zur Relativgeschwindigkeit korrespondierende Dopplerindex nicht ganzzahlig ist, also sich die Betragsspitze auf zwei benachbarte FFT-Werte aufteilt. Dieser Effekt kann dadurch reduziert werden, dass die Länge der FFT höher gewählt wird als die ihres Eingangssignals, d. h. es werden an das Eingangssignal Nullen angehängt, was als Zero-Padding bezeichnet wird.

**[0054]** Hinsichtlich der zweiten Modulationsteilfolge  $b_2(n)$  sei noch bemerkt, dass sie nicht nur aus einem pseudozufälligen Wechsel zwischen diskreten Phasenwerten gebildet sein kann, sondern auch aus einem Code, dessen Autokorrelierte geringe Nebenkeulen aufweist - z. B. einem aus der Literatur bekannten Gold-Code. Dies führt zu einem höheren Dynamikbereich der Korrelation, allerdings nur dann, wenn es keine Signalanteile (z. B. von Objekten anderer Relativgeschwindigkeit) gibt, welche im zu korrelierenden Signal Rauschen darstellen.

**ZITATE ENTHALTEN IN DER BESCHREIBUNG**

*Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde automatisiert erzeugt und ist ausschließlich zur besseren Information des Lesers aufgenommen. Die Liste ist nicht Bestandteil der deutschen Patent- bzw. Gebrauchsmusteranmeldung. Das DPMA übernimmt keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.*

**Zitierte Nicht-Patentliteratur**

- „Phase-Coded-Based Modulation for Coherent Lidar“ von Sebastian Banzhaf und Christian Waldschmidt, veröffentlicht in IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, VOL. 70, NO. 10, OCTOBER 2021 [0023]

## Patentansprüche

1. Kohärent arbeitendes Lidarsystem zur Umgebungserfassung, welches
  - ein phasenmoduliertes Signal aussendet, wobei die Phase dieses Signals durch Schalten zwischen diskreten Werten, also aus einer Folge von Phasenwerten, erzeugt wird und die Zeitpunkte dieses Phasenschaltens eine Untermenge eines äquidistanten Zeitrasters bilden,
  - die von Objekten rückreflektierten Signale, welche gegenüber dem ausgesendeten Signal durch die entfernungsabhängige Laufzeit verzögert und in der Frequenz durch den relativgeschwindigkeitsabhängigen Doppellereffekt vorschoben sind, empfängt und durch Mischung in ein niederfrequentes Signal umsetzt sowie in eine Empfangsfolge digitalisiert, und
  - aus dieser Empfangsfolge in digitalen Signalverarbeitungsmitteln die variablen Dimensionen Zeitverschiebung und Frequenzverschiebung von an Objekten reflektierten Signalen bestimmt, **dadurch gekennzeichnet**, dass
    - die Phasenmodulationsfolge zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, wobei die erste Folge konstante oder periodische Phasenwerte aufweist und primär zur Bestimmung der Frequenzverschiebung dient, während die zweite Folge im Wesentlichen unregelmäßig zwischen Phasenwerten wechselt und der Bestimmung der Zeitverschiebung dient.
2. Lidarsystem nach Anspruch 1, bei welchem die erste Folge zwischen zwei um etwa 180° unterschiedlichen Phasenwerten alterniert.
3. Lidarsystem nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem die zweite Folge entweder pseudozufällig zwischen diskreten Phasenwerten wechselt oder aus einem Code besteht, dessen Autokorrelierte geringe Nebenkeulen aufweist.
4. Lidarsystem nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem eine binäre Phasenmodulation, also bestehend aus nur zwei um näherungsweise 180° unterschiedlichen Phasenwerten, benutzt wird.
5. Lidarsystem nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem die beiden Folgen alternierend ineinander geschachtelte Folgen sind, d. h. mit Periode zwei bezogen auf die Modulationsrate.
6. Lidarsystem nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem eine aus zwei periodisch ineinander geschachtelten Folgen bestehende Phasenmodulationsfolge periodisch wiederholt wird, wobei insbesondere bei einem kontinuierlichen Scannen des Laserstrahls die zyklische Eigenschaft der Modulations- und Empfangsfolge ausgenutzt und eine Erfassung in jeweils unterschiedlichen Richtungen realisiert wird.
7. Lidarsystem nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem der Laserstrahl kontinuierlich scannt und für die sukzessiven Erfassungsrichtungen überlappende Ausschnitte einer langen, gegebenenfalls periodischen Phasenmodulationsfolge, welche zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, benutzt werden.
8. Lidarsystem nach einem der vorangehenden Ansprüche, bei welchem
  - die Phasenmodulationsfolge zwei periodisch ineinander geschachtelte Folgen beinhaltet, wobei dieses Ineinanderschachteln bezüglich der Abtastzeit der Empfangsfolge die Periode  $N_1$  aufweist,
  - zur Bestimmung der Frequenzverschiebung von Objekten  $N_1$  diskrete Fouriertransformationen, vorzugsweise mit Hilfe schneller Fouriertransformationen, über Werte der Empfangsfolge aus dem periodischen Raster der ersten Folge, gegebenenfalls unterbrochen von Nullen oder erweitert mit Nullen, sowie aus  $N_1-1$  Verschiebungen dieses Rasters, wobei die Verschiebung um jeweils einen Rasterwert zunimmt, berechnet wird,
  - in jeder dieser  $N_1$  diskreten Fouriertransformierten die jeweiligen Frequenzen von Betragsspitzen, die über einer Detektionsschwelle liegen, bestimmt werden,
  - zu den jeweiligen Frequenzen und den jeweiligen Rasterverschiebungen die Empfangsfolge im periodischen und entsprechend verschobenen Raster der zweiten Folge in der Frequenz zurückgedreht wird,
  - jeweils zwischen der so generierten Folge und der zweiten Modulationsfolge eine Korrelation bestimmt wird, und
  - aus Werten dieser Korrelation, insbesondere von über einer Detektionsschwelle liegenden Betragsspitzen, sowie der jeweiligen Rasterverschiebung die jeweilige Zeitverschiebung und damit Objektentfernung sowie aus der jeweiligen Frequenz die radiale Relativgeschwindigkeit des jeweiligen Objekts bestimmt werden, wobei gegebenenfalls Mehrdeutigkeiten in der Frequenz mit Hilfe der Phasenbeziehung zwischen Werten der diskrete Fouriertransformierten und der Korrelation gelöst werden.

9. Lidarsystem nach Anspruch 8, bei welchem zur Bestimmung der Betragsspitzen der diskreten Fouriertransformierten eine erste Detektionsschwelle benutzt wird, an den Betragsspitzen jeweils der komplexe Wert der diskreten Fouriertransformierten und der jeweilige komplexe Wert der zugehörigen Korrelation an deren Betragsspitzen gegebenenfalls mehrfach unter Kompensation der möglichen Phasenverschiebungen aufaddiert werden und diese Summen auf eine zweite Detektionsschwelle geprüft werden, wobei die erste Detektionsschwelle weniger hoch über dem Rauschen liegt.

Es folgen 5 Seiten Zeichnungen

## Anhängende Zeichnungen

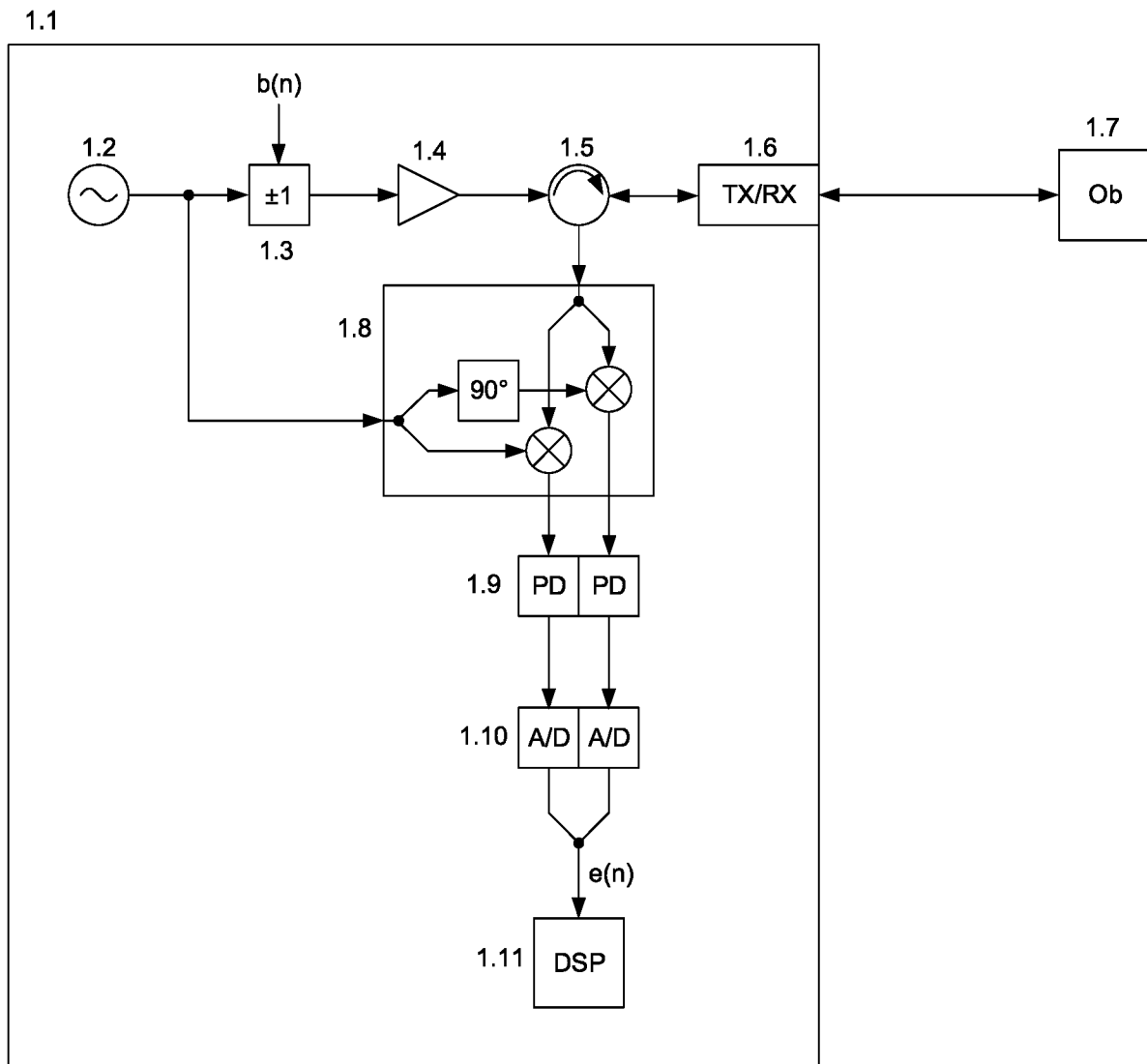


Fig. 1



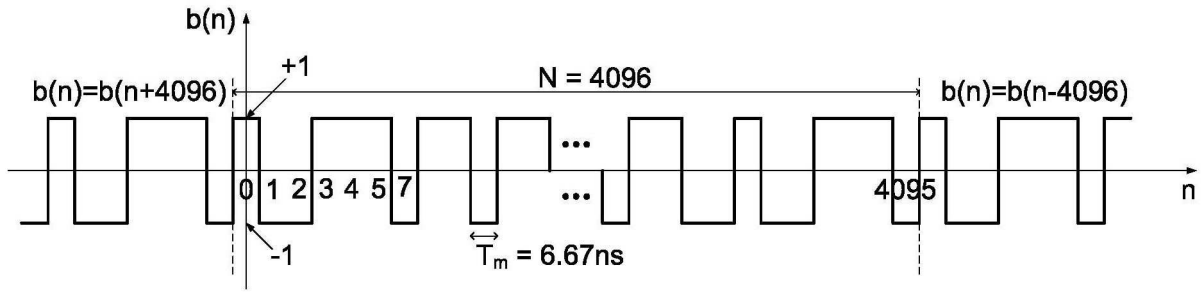


Fig. 2

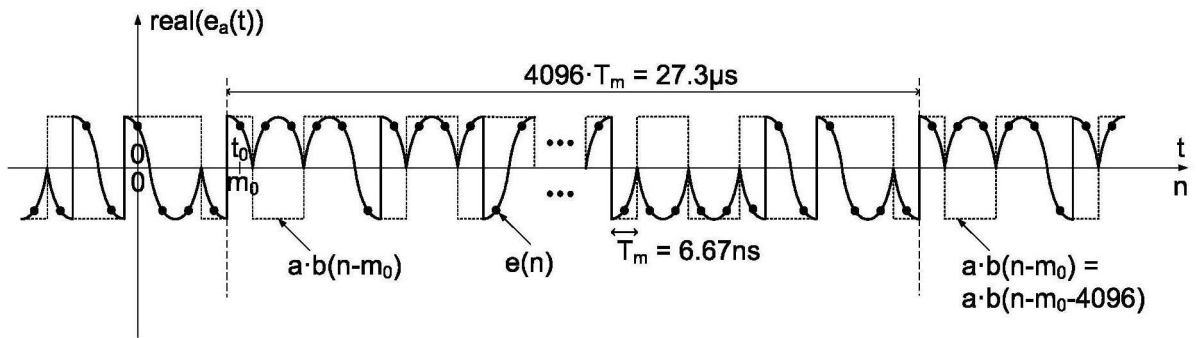


Fig. 3

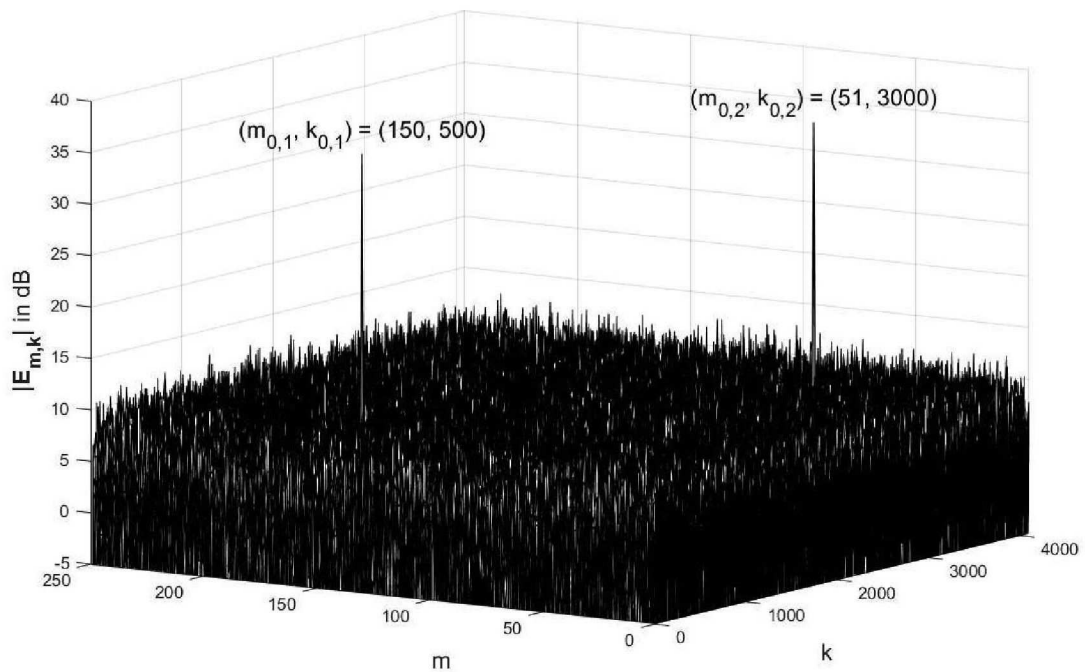


Fig. 4

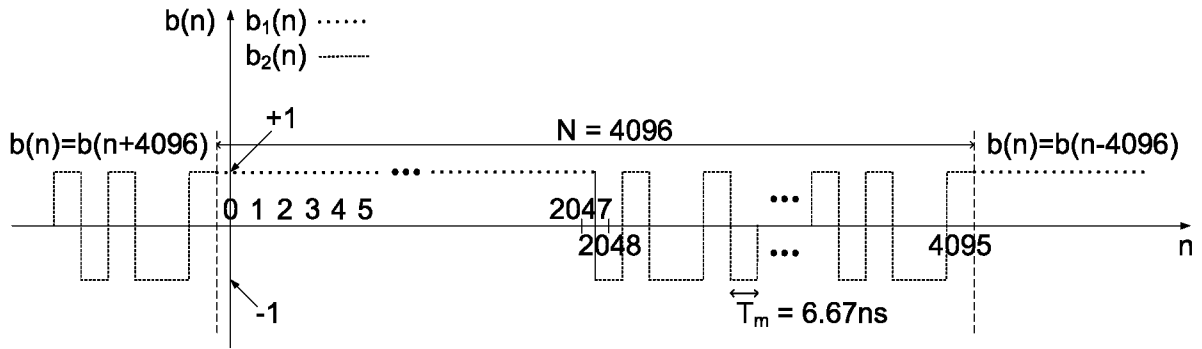


Fig. 5

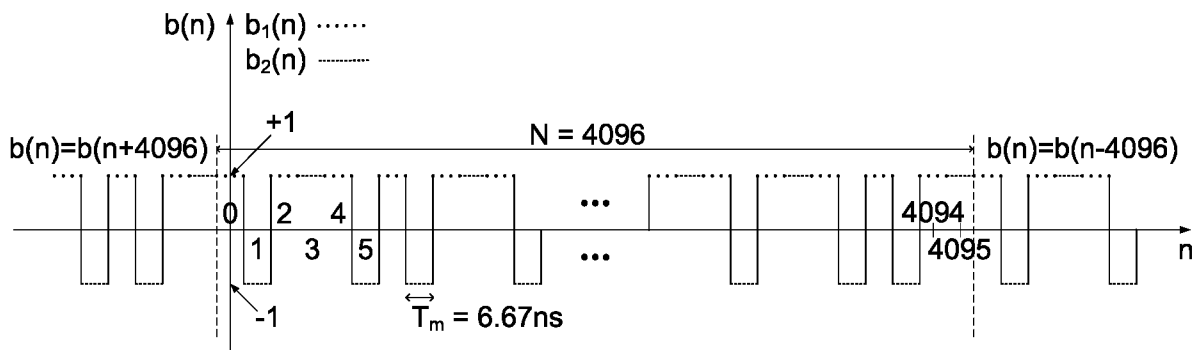


Fig. 6

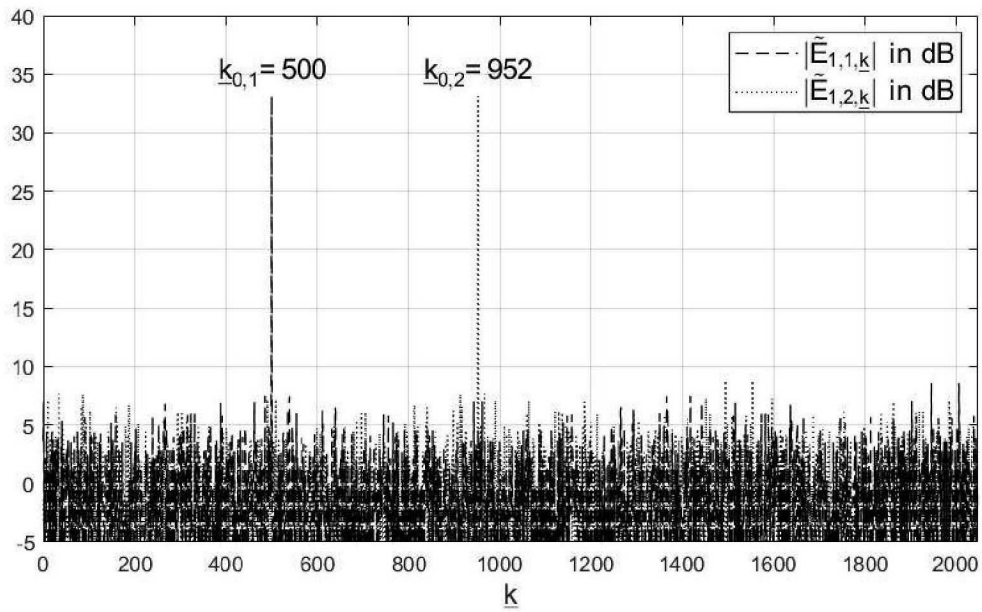


Fig. 7

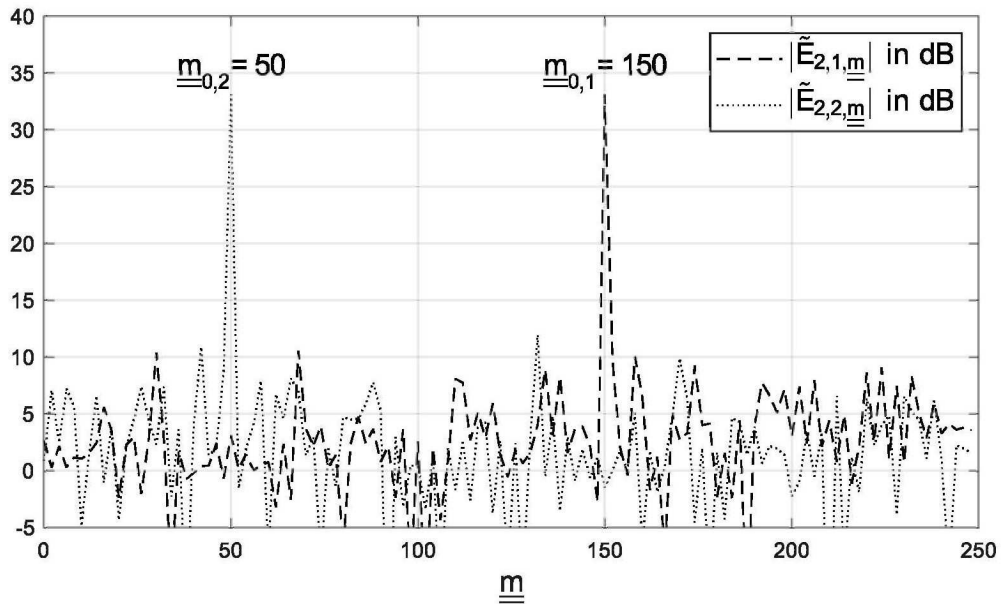


Fig. 8

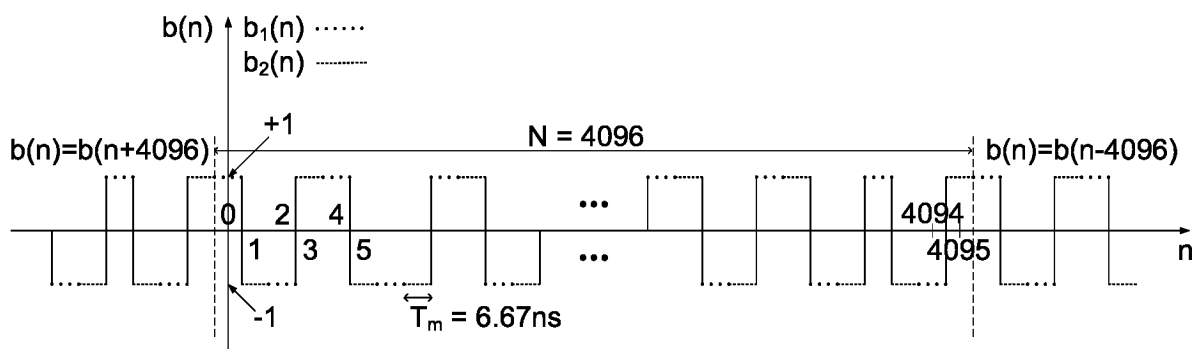


Fig. 9