



(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2023 211 066.0**
 (22) Anmeldetag: **08.11.2023**
 (43) Offenlegungstag: **08.05.2025**

(51) Int Cl.: **G01S 7/35 (2006.01)**
G01S 13/32 (2006.01)
G01S 7/491 (2020.01)

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

STURM, C. [et al.]: Automotive Fast-Chirp MIMO Radar with Simultaneous Transmission in a Doppler-Multiplex. In: 19th International Radar Symposium (IRS), 2019. S. 1–6 – ISBN 978-1-5386-1269-9

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

(56) Ermittelter Stand der Technik:

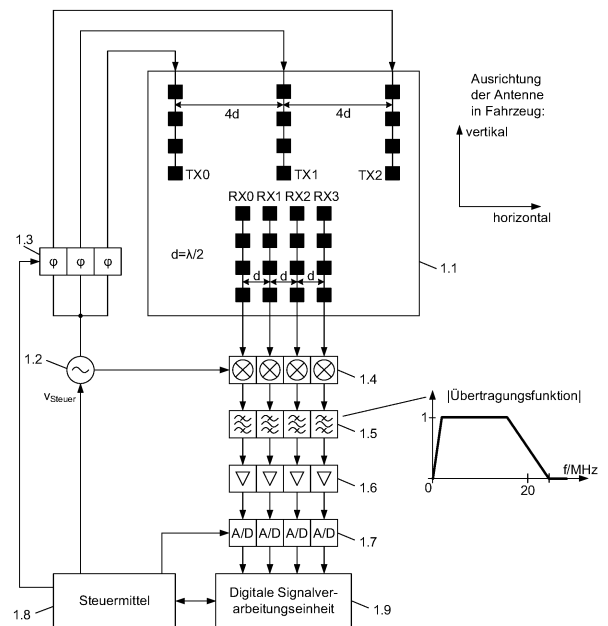
| | | |
|----|-----------------|----|
| DE | 10 2020 210 079 | B3 |
| DE | 10 2009 016 479 | A1 |
| DE | 10 2020 111 533 | A1 |

Rechercheantrag gemäß § 43 PatG ist gestellt.

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen.

(54) Bezeichnung: **MIMO-Radarsystem mit neuartiger Phasenmodulation zur Unterdrückung unerwünschter Effekte**

(57) Zusammenfassung: Die vorliegende Erfindung betrifft ein Verfahren für ein Radarsystem und ein entsprechendes Radarsystem zur Umgebungserfassung mit Sendemitteln mit parallel arbeitenden Sendeantennen zur Abstrahlung von Sendesignalen, welche eine oder mehrere Folgen von Einzelsignalen beinhalten, Mitteln zum Verändern der Phasenlage der gesendeten Einzelsignale, durch welche eine für die Sendeantennen unterschiedliche Phasenänderung über die Einzelsignale realisiert wird, im Folgenden als Phasenmodulation bezeichnet, wobei diese Phasenmodulationsmittel wenigstens drei verschiedene Phasenwerte erzeugen können, Empfangsmitteln mit einer oder mehreren Empfangsantennen zum Empfang von an Objekten reflektierten Sendesignalen und Signalverarbeitungsmitteln zur Prozessierung der empfangenen Signale. Die Phasenmodulation ist dabei durch eine Summe einer linearen Phasenänderung und einer unregelmäßigen Phasenfolge gebildet, wobei über die Sendesignale der Sendeantennen die lineare Phasenänderung unterschiedliche Steigung hat und zur Trennung der von den Sendesignalen der unterschiedlichen Sendeantennen bewirkten Anteile in den empfangenen Signalen dient, während der überlagerte unregelmäßige Anteil über die Sendeantennen identisch ist.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf ein Radarverfahren für ein Radarsystem und Radarsystem zum Einsatz für Fahrerassistenzsysteme im Kraftfahrzeug. Das Radarsystem hat jeweils mehrere parallel betriebene Sende- und Empfangsantennen, was als MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) bezeichnet wird, und benutzt erfindungsgemäß eine neuartige Phasenmodulation (bzw. das erfindungsgemäße Verfahren), welche unerwünschte Effekte, insbesondere Geisterdetektionen und Verfälschung von Messwerten, vermeidet.

Stand der Technik

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

[0003] Als Komfortfunktion spielt in der momentanen Entwicklung FSRA (Full Speed Range Adaptive Cruise Control) eine wichtige Rolle. Das Fahrzeug regelt dabei die Eigengeschwindigkeit auf die vom Fahrer vorgegebene Wunschgeschwindigkeit ein, sofern die Verkehrssituation dies zulässt, andernfalls wird die Eigengeschwindigkeit automatisch an die Verkehrssituation angepasst.

[0004] Sicherheitsfunktionen gibt es mittlerweile in vielfältiger Ausprägung. Eine Gruppe bilden dabei Funktionen zur Reduzierung des Brems- bzw. Anhalteweges in Notsituationen bis hin zur autonomen Notbremsung. Eine weitere Gruppe sind Spurwechselfunktionen: Sie warnen den Fahrer bzw. greifen in die Lenkung ein, wenn der Fahrer einen gefährlichen Spurwechsel durchführen möchte, also wenn sich ein Fahrzeug auf der Nebenspur entweder im toten Winkel befindet (wird als BSD - „Blind Spot Detection“ - bezeichnet) oder sich schnell von hinten nähert (LCA - „Lane Change Assist“).

[0005] Mittlerweile wird der Fahrer aber nicht mehr nur assistiert, sondern die Aufgabe des Fahrers wird zunehmend autonom vom Fahrzeug erledigt, d. h. der Fahrer wird zunehmend ersetzt; dabei wird von autonomem Fahren gesprochen.

[0006] Für Systeme der oben beschriebenen Art werden Radarsensoren eingesetzt, häufig auch in Fusion mit Sensoren anderer Technologie, wie z. B. Kamerasensoren. Radarsensoren haben u. a. den Vorteil, dass sie auch bei schlechten Wetterbedingungen zuverlässig arbeiten und neben dem Abstand von Objekten auch direkt deren radiale Relativgeschwindigkeit über den Dopplereffekt messen können. Als Sendefrequenzen werden heute dabei in der Regel 77GHz und 79GHz eingesetzt.

[0007] Die oben genannten Funktionen benötigen eine hohe Detektionsqualität, wofür eine genaue Winkelbildung zwingend erforderlich ist. Deshalb werden zunehmend MIMO-Radare eingesetzt, welche mehrere voll parallel arbeitende Sende- und Empfangsantennen aufweisen und für eine möglichst gute Winkelbildung alle Kombinationen von Sende- und Empfangsantennen benutzen. Für einen parallelen Betrieb der Sendeantennen sind ihre ausgesendeten Signale unterschiedlich zu modulieren, so dass die durch sie in den Empfangssignalen bewirkten Anteile getrennt werden können. Das Patent EP 2 629 113 B1 zeigt dazu den Ansatz, dass eine Folge von einzelnen Sendesignalen benutzt wird und die Phasen der einzelnen Sendesignale variiert werden; als Beispiel wird dort eine binäre Phasenmodulation gezeigt (also mit nur zwei Phasenwerten 0° und 180°), welche entweder eine zufällige Folge darstellt oder einen periodischen, insb. alternierenden Verlauf hat. Auch wird erwähnt, dass die Phasenmodulation aus einem determinierten und einem zufälligen Anteil zusammengesetzt sein kann. Bei Verwendung von zufälligen Phasenmodulationen zur Unterscheidung der Sendesignale ist nachteilig, dass die Integration von Empfangssignalen über die Folge einzelner Sendesignale hinweg zu jeder Sendeantenne separat realisiert werden muss, was einen hohen Aufwand darstellt. Diese mehrfache Integration umgeht die im Stand der Technik bekannte lineare Phasenmodulation, bei welcher die Änderungsgeschwindigkeit, also Steigung der linearen Phasenänderung über die Sendeantennen hinweg unterschiedlich ist; dabei können aber nachteilige Effekte von Ungenauigkeiten der Phasenmodulationsmittel und/oder von Spektralfaltungen auftreten.

Aufgabe, Lösung und Vorteile der Erfindung

[0008] Aufgabe der Erfindung ist es, für Kfz-MIMO-Radarsysteme eine verbesserte Phasenmodulation bereitzustellen, welche die bei den heutigen Phasenmodulationen auftretenden nachteiligen Effekten zumindest weitgehend unterdrückt.

[0009] Diese Aufgabe wird grundsätzlich durch ein Verfahren gemäß Anspruch 1 oder ein Radarsystem gemäß Anspruch 7 gelöst. Zweckmäßige Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen beansprucht. Kernidee ist dabei, dass der bekannten linearen Phasenmodulation eine für alle Sendeantennen gleiche zufällige Phasenmodulation überlagert wird, wobei diese mehr als zwei Phasenwerte benutzt (also keine binäre Phasenmodulation), wodurch zahlreiche positive Effekte, also insb. Behebung ansonsten auftretender Probleme, bewirkt werden; die Integration von Empfangssignalen über die Folge einzelner Sendesignale hinweg kann gemeinsam für alle Sendeantenne, also nur einmal durchgeführt werden.

[0010] Die Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der Tatsache, dass durch die neuartige Phasenmodulation eine hohe Detektionsqualität gewährleistet werden kann und Anforderungen an Hardware insb. Hinsichtlich der Qualität der Phasenmodulationsmittel und der benötigten digitalen Rechenleistung reduziert werden können.

[0011] Das Radarsystem, auf das sich das erfindungsgemäße Verfahren zur Umgebungserfassung bezieht, beinhaltet 1) Sendemittel mit M_{TX} parallel arbeitenden Sendeantennen zur Abstrahlung von Sendesignalen, welche eine oder mehrere Folgen von K Einzelsignalen, deren generelle Form vorzugsweise gleich oder ähnlich ist, beinhalten, 2) Mittel zum Verändern der Phasenlage der gesendeten Einzelsignale, durch welche eine für die M_{TX} Sendeantennen unterschiedliche Phasenänderung über die K Einzelsignale realisiert wird, im Folgenden als Phasenmodulation bezeichnet, wobei diese Phasenmodulationsmittel wenigstens drei verschiedene Phasenwerte erzeugen können, welche vorzugsweise zumindest näherungsweise gleichverteilt über den Phaseneindeutigkeitsbereich 2π sind, 3) Empfangsmittel mit einer oder mehreren Empfangsantennen zum Empfang von an Objekten reflektierten Sendesignalen, und 4) Signalverarbeitungsmittel zur Prozessierung der empfangenen Signale. Das Verfahren ist dadurch gekennzeichnet, dass die Phasenmodulation durch Summe einer linearen Phasenänderung, gegebenenfalls abgesehen von Phasensprüngen wegen dem Phaseneindeutigkeitsbereich von 2π , und einer unregelmäßigen Phasenfolge gebildet ist, wobei über die Sendesignale der M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen die lineare Phasenänderung unterschiedliche Steigung hat und zur Trennung der von den Sendesignalen der unterschiedlichen Sendeantennen bewirkten Anteile in den empfangenen Signalen dient, während der überlagerte unregelmäßige Anteil über die M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen identisch ist und insbesondere dazu dient, Effekte von Ungenauigkeiten der Phasenmodulationsmittel und/oder Effekte von Spektralfaltungen zu reduzieren oder zu verhindern.

[0012] Zweckmäßigerweise kann die überlagerte unregelmäßige Phasenfolge zufällige oder pseudozufällige Werte annehmen.

[0013] Ferner kann es in den digitalen Signalverarbeitungsmitteln eine Integration über K Signale, welche von den Empfangssignalen zu den K Sendesignalen abgeleitet sind, geben, wobei diese Integration nur einmal für die Signale zu den M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen gemacht wird und zuvor eine Kompensation des unregelmäßigen Phasenanteils stattfindet.

[0014] Eine vorteilhafte Ausgestaltung der Erfindung ist dadurch gekennzeichnet, dass die Integration über K Signale, welche von den Empfangssignalen zu den K Sendesignalen abgeleitet sind, als diskrete Fourierttransformation, vorzugsweise in Form einer schnellen Fouriertransformation durchgeführt wird und die zu den verschiedenen Sendeantennen korrespondierenden Anteile zu Leistungsspitzen an unterschiedlichen Stellen des resultierenden Spektrums führen.

[0015] Zweckmäßigerweise können die einzelnen Sendesignale linear in der Frequenz moduliert sein, wobei sich gegebenenfalls ihre Mittenfrequenz sukzessive ändert, oder OFDM-Signale darstellen oder mit pseudozufälliger schneller Phasenmodulation erzeugt sein.

[0016] Ferner kann der unregelmäßige Anteil der Phasenmodulation auch dazu dienen, Effekte durch Abstrahlung über Empfangsantennen bedingt durch begrenzte Isolation, Effekte von internen Verkopplungen sowie Störungen von anderen Radarsystemen zu dekorrelieren und damit negative Auswirkung durch sie zu mindern oder zu verhindern.

Kurzbeschreibung der Zeichnungen

Fig. 1 zeigt die beispielhafte Ausführungsform eines Radarsystems.

In **Fig. 2** ist die Frequenzmodulation bestehend aus einer Sequenz von Frequenzrampen dargestellt.

Fig. 3a zeigt den Betrag des zweidimensionalen Spektrums im Objektentfernungstor j_0 , also $|\hat{S}_2(j_0, l, m_{TX}, m_{RX})|$, ohne zufälligen Phasenmodulationsanteil, **Fig. 3b** mit zufälligem Phasenmodulationsanteil; dabei sind in realen Phasenschiebern auftretende Ungenauigkeiten angenommen, also kleine Phasen- und Amplitudenfehler.

Ausführungsbeispiel

[0017] Betrachtet wird die beispielhafte Ausführung eines Radarsystems, welches in **Fig. 1** grob dargestellt ist. Das Radarsystem besitzt $M_{TX} = 3$ Sendeantennen TX0-2 zur Abstrahlung von Sendesignalen und $M_{RX} = 4$ Empfangsantennen RX0-RX3 zum Empfang von an Objekten reflektierten Sendesignalen; die Antennen sind auf einer ebenen Platine 1.1 in planarer Technologie als Patchantennen ausgeführt, wobei diese Platine bezüglich horizontaler und vertikaler Richtung im Fahrzeug wie im Bild dargestellt orientiert ist und in Fahrtrichtung schaut. Alle Antennen (Sende- und Empfangsantennen) haben jeweils in Elevation und in Azimut dieselbe Strahlcharakteristik. Die $M_{RX} = 4$ Empfangsantennen (und damit ihre Phasen-, also Abstrahlzentren) haben jeweils gleichen lateralen, d. h. horizontalen Abstand $d = \lambda/2 = 1.96\text{mm}$ zueinander, wobei $\lambda = c/76.5\text{GHz} = 3.92\text{mm}$ die mittlere Wellenlänge der abgestrahlten Signale im benutzten Frequenzband 76-77GHz und $c = 3 \cdot 10^8\text{m/s}$ die Lichtgeschwindigkeit ist. Die $M_{TX} = 3$ Sendeantennen haben dazu vierfachen horizontalen Abstand, also $4d = 2\lambda$, so dass alle Kombinationen aus Sende- und Empfangsantennen ein äquidistantes Array von $M_{TX} \cdot M_{RX} = 12$ Antennenkanälen im Raster $d = \lambda/2$ synthetisieren, welches zur Bestimmung des Azimutwinkels von Objekten benutzt wird.

[0018] Die auf den Sendeantennen abgestrahlten Sendesignale werden aus dem Hochfrequenz-Oszillator 1.2 im 76-77GHz-Bereich gewonnen, welcher über eine Steuerspannung v_{Steuer} in seiner Frequenz verändert werden kann. Die Steuerspannung wird in den Steuermitteln 1.8 erzeugt, wobei diese Steuermittel z. B. einen Phasenregelkreis oder einen Digital-Analog-Wandler enthalten, welche so angesteuert werden, dass der Frequenzverlauf des Oszillators der gewünschten Frequenzmodulation entspricht. Die Phasenlage der Sendesignale kann über Phasenschieber 1.3 individuell für die M_{TX} Sendeantennen eingestellt und variiert werden; die Phasenschieber realisieren 64 zumindest näherungsweise gleichverteilte Phasenwerte über den Phaseindeutigkeitsbereich 2π . Durch diese Phasenschieber werden Sendesignale der unterschiedlichen Sendeantennen unterschiedlich moduliert, so dass ein paralleles Senden auf allen Sendeantennen, also ein MIMO-Betrieb möglich ist, weil nach Demodulation in den Empfangssignalen die von den verschiedenen Sendeantennen stammenden Anteile getrennt werden können.

[0019] Die von der vier Empfangsantennen empfangenen Signale werden parallel in den reellwertigen Mischern 1.4 ebenfalls mit dem Signal des Oszillators 1.2 in den Niederfrequenzbereich heruntergemischt. Danach durchlaufen die Empfangssignale die Bandpassfilter 1.5 mit der dargestellten Übertragungsfunktion, die Verstärker 1.6 und die Analog/Digital-Wandler 1.7. Anschließend werden sie in der digitalen Signalverarbeitungseinheit 1.9 weiterverarbeitet.

[0020] Damit die Entfernung von Objekten gemessen werden kann, wird - wie in **Fig. 2** dargestellt - die Frequenz f_{TX} des Hochfrequenz-Oszillators und damit der Sendesignale sehr schnell linear verändert (in $T_{ch} = 51.2\mu\text{s}$ um $B_{ch} = 600\text{MHz}$, wobei die Mittenfrequenz $f_c = 76.5\text{GHz}$ beträgt); dabei wird von einer Frequenzrampe gesprochen (häufig auch als „Chirp“ bezeichnet). Die Frequenzrampen werden im fixen Raster $T_D = 70\mu\text{s}$ periodisch wiederholt; insgesamt gibt es $K = 512$ Frequenzrampen, die alle gleichen Frequenzverlauf haben, d. h. gleiche Frequenzsteigung, gleiche Frequenzlage (also insb. gleiche Start- und Mittenfrequenz) und gleiche Dauer. In den vergangenen Jahren hat sich diese Modulationsart bei Radaren zur Umfelderfassung von Kraftfahrzeugen zunehmend verbreitet und durchgesetzt. Sie erlaubt eine hohe Sensorreichweite und Geschwindigkeitsauflösung (durch lange Datenakquisitionszeit) sowie eine hohe Entfernungsauflösung (durch Benutzung hoher Modulationsbandbreite).

[0021] Während jeder Frequenzrampe $k=0, \dots, K-1$ werden die Empfangssignale von jedem der M_{RX} A/D-Wandler $l = 2048$ mal jeweils im Abstand von $T_s = 25\text{ns}$ (also mit 40MHz) abgetastet, wobei die Abtastung immer beim selben Zeitpunkt relativ zum Start der Rampe beginnt (siehe **Fig. 2**); die im Empfangspfad m_{RX} resultierenden digitalen Abtastwerte mit Index $i=0, \dots, l-1$ werden mit $s(i, k, m_{RX})$ bezeichnet. Eine Signalabtastung macht nur in dem Zeitbereich Sinn, wo Empfangssignale von Objekten im interessierenden Entfernungsbereich eintreffen - nach Rampenstart muss also wenigstens die zur maximal interessierenden Entfernung korrespondierende Laufzeit abgewartet werden (bei einer maximal interessierenden Entfernung von 200m entspricht dies $1.33\mu\text{s}$); es sei bemerkt, dass hier und im Folgenden unter Entfernung immer die radiale Entfernung verstanden ist, und unter Relativgeschwindigkeit ihre radiale Komponente.

[0022] Wie aus dem Stand der Technik bekannt ist (siehe z. B. EP 2 629 113 B1) und auch leicht abgeleitet werden kann, stellt das vom Sendesignal einer Sendeantenne m_{TX} bewirkte Abtastsignal $\hat{s}(i,k,m_{TX},m_{RX})$ im Falle eines einzelnen punktförmigen Objekts im Abstand r eine sinusförmige Schwingung über den Index i dar, die sich in sehr guter Näherung wie folgt beschreiben lässt:

$$\hat{s}(i,k,m_{TX},m_{RX}) = A \cdot \sin\left[2\pi \cdot i/l \cdot j_0 + \varphi_v(k) + \varphi_{PM,TX}(k,m_{TX}) + \varphi_{\alpha,TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha,RX}(m_{RX})\right] \quad (1)$$

$$\text{mit } j_0 = r/(\text{Meter}) \cdot B_{ch} / 150\text{MHz}, \quad (2)$$

d. h. die Frequenz der Schwingung ist proportional zur Objektentfernung r (j_0 ist eine normierte Frequenz). Eine radiale Relativbewegung des Objekts zum Sensor bewirkt einen sich über die $K = 512$ Frequenzrampen ändernden Phasenlagenbeitrag $\varphi_v(k)$ der sinusförmigen Schwingung; bei einer Bewegung mit konstanter radialer Geschwindigkeitskomponente v ergibt sich:

$$\varphi_v(k) = 2\pi \cdot k/K \cdot l_0 \text{ mit } l_0 = 2KT_D v f_c, \quad (3)$$

d. h., ein lineare Phasenlagenänderung über die Frequenzrampen k , wobei die Änderungsgeschwindigkeit der Phase proportional zur radialen Relativgeschwindigkeit v des Objekts ist. Der Phasenbeitrag $\varphi_{PM,TX}(k,m_{TX})$ in obiger Bez. (1) beschreibt die mit den Phasenschiebern 1.3 realisierte Phasenmodulation

$$\varphi_{PM,TX}(k,m_{TX}) = \varphi_{PM,lin}(k,m_{TX}) + \varphi_{PM,r}(k), \quad (4a)$$

welche zwei Anteile aufweist: Zum einen den sich linear über die Frequenzrampen k ändernden Anteil

$$\varphi_{PM,lin}(k,m_{TX}) = 2\pi \cdot k \cdot p(m_{TX})/P \quad (4b)$$

mit über die Sendepfade unterschiedlicher Änderungsgeschwindigkeit $p(m_{TX})/P$ mit ganzzahliger gemeinsamer Periode P und hier als ganzzahlig betrachteten normierten Änderungsgeschwindigkeiten $p(m_{TX})$ (normiert bezüglich langsamster Änderungsgeschwindigkeit $1/P$); dieser Anteil dient zur späteren Trennung der von den verschiedenen Sendepfaden stammenden Anteile in den Empfangssignalen (siehe auch nachfolgende Erläuterungen). Zum anderen einen über die Frequenzrampen k zufälligen oder pseudozufälligen Anteil $\varphi_{PM,r}(k)$, welcher für alle Sendepfade identisch ist und welcher durch eine für jede Frequenzrampe k zufällige Auswahl aus den 64 Phasenwerten der Phasenschieber 1.3 generiert wird; dieser erfindungsgemäße Anteil dient zur Unterdrückung unerwünschter Effekte, was später hergeleitet und erläutert wird. Die zwei hinteren, von den Frequenzrampen k unabhängigen Phasenanteile $\varphi_{\alpha,TX}(m_{TX})$ und $\varphi_{\alpha,RX}(m_{RX})$ stellen die vom Azimutwinkel α des Objekts abhängigen Phasenlagen für die verschiedenen Sende- und Empfangspfade dar. Es sei noch bemerkt, dass real realisierte Phasenwerte im Bereich $0 \dots 2\pi$ liegen, da sich wegen der zyklischen Eigenschaft von Phasen alle Phasenwerte in diesen Bereich abbilden lassen, was mathematisch gesehen eine Modulo-Funktionalität ist.

[0023] Abschließend sei hinsichtlich Bez. (1) noch erwähnt, dass die Amplitude A des Empfangssignals als unabhängig vom Sende- und Empfangspfad angenommen ist, d. h. alle Sende- und Empfangspfade sollen jeweils gleich stark sein; diese Annahme ist für die weiteren Betrachtungen ohne Einfluss.

[0024] In der digitalen Signalverarbeitungseinheit 1.9 wird für die Empfangssignale $s(i,k,m_{RX})$ pro Frequenzrampe k und Empfangspfad m_{RX} nach Multiplikation mit einer geeigneten Fensterfunktion $w_1(i)$ eine erste diskrete Fouriertransformation (DFT = Discrete Fourier Transform) über den Zeitindex $i=0, \dots, l-1$ durchgeführt, da diese für die Signalform (1) einer Optimalfilterung entspricht; die DFT wird zweckmäßigerweise mit einer schnelle Fouriertransformationen (FFT = Fast Fourier Transform) realisiert. Mit dem Zusammenhang

$$\sin(x) = \left(\exp(\hat{j} \cdot x) - \exp(-\hat{j} \cdot x)\right) / (2\hat{j}), \quad (5)$$

wobei „exp“ die Exponentialfunktion bezeichnet und j die imaginäre Einheit ist, ergibt sich die DFT, also das Spektrum $\hat{S}_1(j,k,m_{TX},m_{RX})$ des von einem Sendepfad bewirkten Abtastsignals $\hat{s}(i,k,m_{TX},m_{RX})$ zu:

$$\hat{S}_1(j, k, m_{TX}, m_{RX}) = A / (2^{\hat{j}}) \cdot \left[\exp(\hat{j}(\varphi_V(k) + \varphi_{PM, TX}(k, m_{TX}) + \varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_1(\text{mod}_J(j - j_0)) - \exp(-\hat{j}(\varphi_V(k) + \varphi_{PM, TX}(k, m_{TX}) + \varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_1(\text{mod}_J(j + j_0)) \right], \quad (6)$$

wobei $j=0, \dots, 1-1$ die Laufvariable für den Bildbereich, also den Frequenzbereich der DFT ist und die sogenannten Entfernungstore repräsentiert (weil Frequenz des Empfangssignals proportional zu Entfernung ist), $W_1(j)$ das Spektrum der verwendeten Fensterfunktion $w_1(i)$ ist und „ mod_J “ die Modulofunktion zum Modul J darstellt. Das Spektrum $W_1(j)$ der Fensterfunktion hat eine recht scharfe Leistungsspitze bei $j = 0$, welche sich etwa über drei Frequenzwerte j erstreckt. Das von einem einzelnen Objekt bewirkte Spektrum $\hat{S}_1(j, k, m_{TX}, m_{RX})$ weist gemäß Bez. (6) also zwei Leistungsspitzen bei den Frequenzen j_0 und $1-j_0$ auf (unter der Annahme $0 \leq j_0 \leq 1$, welche wegen nicht negativer Entfernungen und der Wirkung der Bandpassfilter 1.5 gültig ist). Wenn $0 \leq j_0 \leq 1/2$ ist, dann trägt die Leistungsspitze bei $1-j_0$, also in der oberen Hälfte des Spektrums keine zusätzliche Information, was ganz allgemein für die obere Hälfte des Spektrums gilt, weil diese auf Grund des reellwertigen Eingangssignals konjugiert komplex gespiegelt zur unteren Hälfte ist; deshalb wird für die weitere Verarbeitung nur die untere Spektrumshälfte betrachtet, also nur die Frequenzen bzw. Entfernungstore $j=0 \dots 1/2$.

[0025] Bevor eine zweite DFT über die Dimension k durchgeführt werden kann, muss der zufällige Phasenanteil $\varphi_{PM, r}(k)$ der Phasenmodulation $\varphi_{PM, TX}(k, m_{TX})$ nach Bez. (4a) kompensiert werden (die restlichen Phasenanteile repräsentieren einen linearen Phasenverlauf über Dimension k , was für die Anwendung der DFT als Optimalfilterung nötig ist). Für den interessierenden Entfernungstorbereich $j_0=0 \dots 1/2$ (also Objekte, die dort liegen), ist der erste Term in Bez. (6) relevant (es wird ja nur die untere Spektrumshälfte $j=0 \dots 1/2$ betrachtet), so dass zur Kompensation des zufälligen Phasenmodulationsanteils mit $\exp(-\hat{j} \cdot \varphi_{PM, r}(k))$ zu multiplizieren ist; dann ergibt sich:

$$\hat{S}_{1, \text{komp}}(j, k, m_{TX}, m_{RX}) = A / (2^{\hat{j}}) \cdot \left[\exp(\hat{j}(\varphi_V(k) + \varphi_{PM, \text{lin}}(k, m_{TX}) + \varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_1(\text{mod}_J(j - j_0)) - \exp(-\hat{j}(\varphi_V(k) + \varphi_{PM, \text{lin}}(k, m_{TX}) + 2\varphi_{PM, r}(k) + \varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_1(\text{mod}_J(j + j_0)) \right]. \quad (7)$$

[0026] Pro Entfernungstor j und Empfangspfad m_{RX} und nach Multiplikation mit einer Fensterfunktion $w_2(k)$ wird darauf eine zweite DFT, nun über den Frequenzrampenindex k ausgeführt (vorzugsweise wieder über eine FFT); damit ergibt sich das zweidimensionale Spektrum

$$\hat{S}_2(j, l, m_{TX}, m_{RX}) = A / (2^{\hat{j}}) \cdot \left[\exp(\hat{j}(\varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_{12}(\text{mod}_J(j - j_0), \text{mod}_K(l - l_0 - p(m_{TX}) \cdot K/P)) - R_{PM}(l + l_0 + p(m_{TX}) \cdot K/P) \cdot \exp(-\hat{j}(\varphi_{\alpha, TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha, RX}(m_{RX}))) \cdot W_1(\text{mod}_J(j + j_0)) \right], \quad (8)$$

wobei $l=0, \dots, K-1$ die Laufvariable für den Bildbereich, also den Frequenzbereich der zweiten DFT ist und die sogenannten Dopplertore repräsentiert (weil Frequenz proportional zu Relativgeschwindigkeit ist, abgesehen vom zusätzlichen Phasenmodulationsanteil $p(m_{TX}) \cdot K/P$), $W_{12}(j, l)$ das zweidimensionale Spektrum der verwendeten zweidimensionalen Fensterfunktion $w_1(i) \cdot w_2(k)$ ist (hat Leistungsspitze bei $j = 0$ und $l = 0$) und $R_{PM}(l)$ das Spektrum des einen zufälligen Phasenverlauf aufweisenden Einheitszeigers $\exp(-\hat{j}2\varphi_{PM, r}(k))$ darstellt ($2\varphi_{PM, r}(k)$ nimmt in zufälliger Weise Werte aus 32 verschiedenen über 2π gleichverteilten Phasenwerten an - dabei ist schon die Moduloeigenschaft der Phase berücksichtigt); damit ist auch $R_{PM}(l)$ selber ein Rauschen, welches Rayleigh-verteilt ist. Für ein Objekt im interessierenden Entfernungstorbereich $j_0=0 \dots 1/2$ ergibt sich im zweidimensionalen Spektrum $\hat{S}_2(j, l, m_{TX}, m_{RX})$ nach Bez. (8) vom ersten Term eine Leistungsspitze beim Entfernungstor $j = j_0$ und Dopplertor $l = l_0 + p(m_{TX}) \cdot K/P$; der zweite Term erzeugt bei $j = 1-j_0$ (und seiner unmittel-

telbaren Nachbarschaft) ein über alle Dopplertore k verteiltes Rauschen, wobei dieses j außerhalb dem interessierenden und betrachteten Entfernungstorbereich $j=0\dots l/2$ liegt.

[0027] Nun wird ein Objekt oberhalb des interessierenden Entfernungstorbereichs betrachtet, also im Bereich $j_0=(l/2+1)\dots(l-1)$; wegen dem nur eine vergleichsweise geringe Dämpfung aufweisenden Übergangsbereich der Bandpassfilter 1.5 können Objekte insbesondere wenig oberhalb von $j_0 = l/2$ empfangen werden - dabei wird von Überreichweiten gesprochen. Dann ergibt sich im zweidimensionalen Spektrum $\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX})$ nach Bez. (8) vom ersten Term eine Leistungsspitze bei einem $j = j_0$ oberhalb dem betrachteten Entfernungstorbereich $j=0\dots l/2$, während der zweite Term nun beim Entfernungstor $j = l-j_0$ im interessierenden und betrachteten Entfernungstorbereich $j=0\dots l/2$ ein über alle Dopplertore k verteiltes Rauschen erzeugt. Zu einer Detektion wird dieses Rauschen aber auch dann nicht führen, wenn es signifikant über dem Systemrauschen liegt, da Detektionen nur für Leistungsspitzen in der Dimension k gebildet werden, welche signifikant über dem dortigen gesamten Rauschniveau liegen. Würde es den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ nicht geben, so würde das zweidimensionale Spektrum $\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX})$ wie folgt lauten (ist aus Bez. (7) und (8) zu ersehen):

$$\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX}) = A/(2\hat{j}) \cdot \left[\exp(\hat{j}(\varphi_{\alpha,TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha,RX}(m_{RX}))) \cdot W_{12}(\text{mod}_J(j - j_0), \text{mod}_K(l - l_0 - \rho(m_{TX}) \cdot K/P)) - \exp(-\hat{j}(\varphi_{\alpha,TX}(m_{TX}) + \varphi_{\alpha,RX}(m_{RX}))) \cdot W_{12}(\text{mod}_J(j + j_0), \text{mod}_K(l - l_0 - \rho(m_{TX}) \cdot K/P)) \right]. \quad (9)$$

[0028] Damit würde eine Überreichweite, also ein Objekt im Bereich $j_0=(l/2+1)\dots(l-1)$ nun durch den zweiten Term zu einer Leistungsspitze beim Entfernungstor $j = l-j_0$ im interessierenden und betrachteten Entfernungstorbereich $j=0\dots l/2$ führen; es würde also fälschlicherweise eine Detektion gebildet werden, die nicht nur falsche (zu geringe) Entfernung hat, sondern auch deren gemessenen Werte für Relativgeschwindigkeit und Winkel falsch sind (wegen falschen Vorzeichen der beitragenden Größen im zweiten Term von Bez. (9)).

[0029] Durch den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ werden also falsche Detektionen durch Überreichweiten verhindert; das stattdessen erzeugte Rauschen liegt hinsichtlich seiner mittleren Leistung etwa 26dB unter der Leistungsspitze, die ohne zufälligen Anteil entstehen würde (die 26dB ergeben sich aus dem DFT-Integrationsgewinn von $10 \cdot \log_{10}(K = 512) = 27\text{dB}$ minus etwa 1dB Fensterverlust). Es sei noch erwähnt, dass die obigen Betrachtungen nicht für einen binären Phasenschieber, also nur die zwei Zustände 0 und π aufweisend, gelten; denn dann ist der Phasenanteil $2\varphi_{PM,r}(k)$ im zweiten Term von Bez. (7) immer 0 (Phase 2π entspricht ja Phase 0) und damit ohne Wirkung, so dass der zweite Term des zweidimensionalen Spektrums $\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX})$ kein Rauschen darstellt, sondern entsprechend Bez. (9) auch eine Leistungsspitze generiert, welche dann zu dem unerwünschten Überreichweiteneffekt führt. Deshalb sind wenigstens drei unterschiedliche Phasenwerte nötig, um Überreichweiten in Rauschen zu konvertieren.

[0030] Probleme durch Überreichweiten entstehen durch einen Umfaltungseffekt, also das Abbilden von Frequenzen auf andere Frequenzen; wenn Frequenzen bei anderen Frequenzen noch gewisse Leistungsanteile haben, dann wird von Überfaltung gesprochen - insgesamt werden derartige Effekte auch als Spektralfaltungseffekte bezeichnet. Einen solchen Überfaltungseffekt gibt es bei sehr nahen Objekten; als Beispiel sei ein Objekt bei Entfernungstor $j_0 = 0.5$ betrachtet (es sei bemerkt, dass Signale von solch nahen Objekten trotz der dafür hohen Dämpfung der Bandpässe 1.5 empfangen werden können, da sie durch die geringe Entfernung ein sehr starkes Signal an der Empfangsantenne erzeugen). Ohne den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ würden dann im zweidimensionalen Spektrum $\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX})$ gemäß Bez. (9) beim Entfernungstor $j = 0$ Anteile von beiden Termen wirksam (die Leistungsspitze mit der Form des zweidimensionalen Fensterspektrums W_{12} hat ja eine gewisse Breite und erstreckt sich typischerweise über 3 Entfernungstore); der erste Term liefert die korrekte Information, während der zweite Term Falschinformation darstellt. Diese fälschlicherweise auftretenden Anteile vom zweiten Term können entweder zu Verfälschung der gemessenen Werte des Objekts führen (wenn sie sich mit den realen Anteilen vom ersten Term überlappen und dann beispielsweise die Entfernungsisolation beeinflussen) oder zu nicht realen Detektionen, also Geisterdetektionen (wenn sie nicht mit den realen Anteilen vom ersten Term überlappen und damit eigenständige Leistungsspitzen ausbilden). Durch den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ stellt der zweite Term des zweidimensionalen Spektrums $\hat{S}_2(j,l,m_{TX},m_{RX})$ nach Bez. (8) Rauschen dar, so dass es zu keinen Geisterdetektionen kommt; und weil das Rauschen weit unter den realen Leistungsspitzen vom ersten Term liegt, ist auch die Beeinflussung auf die gemessenen Werte des Objekts (Entfernung, Relativgeschwindigkeit und Winkel) vernachlässigbar gering.

[0031] Negative Auswirkungen von Spektralfaltungen werden also durch den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ vermieden.

[0032] Ein prinzipielles Problem bei der Phasenmodulation ist, dass die dazu verwendeten Mittel, also insbesondere Phasenschieber, nie ideal sind, also immer gewisse Fehler aufweisen. Die 64 Phasenwerte der hier betrachteten Phasenschieber, die idealerweise gleichverteilt über den Phasenbereich $2\pi = 360^\circ$ sind, sollen eine Standardabweichung von 5° aufweisen; und zusätzlich soll die Amplitude der realisierten Zeiger auch noch eine Standardabweichung von 10% haben. Die verwendete Modulationsperiode soll $P = 4$ sein, und für den betrachteten Sendepfad m_{TX} sei die Modulationsänderungsgeschwindigkeit $p(m_{TX}) = 1$. Ohne zufälligen Modulationsanteil sind dann gemäß Bez. (4b) die vier Sollphasenwerte $0, 90^\circ, 180^\circ$ und 270° periodisch zu wiederholen, welche mit den Phasenschieberindizes $0, 16, 32$ und 48 erzeugt werden; diese sollen die realen Phasenwerte $-5^\circ, 91^\circ, 185^\circ$ und 263° und die Amplitudenwerte $1.02, 1.1, 0.85$ und 1.11 haben. Für ein Objekt bei einem Entfernungstor $j_0 < 1/2$ und beim Dopplertor $l_0 = 72$ ist das sich dann ergebende zweidimensionale Spektrum im Objektentfernungstor j_0 , also $\hat{S}_2(j_0, l, m_{TX}, m_{RX})$, in **Fig. 3a** betragsmäßig und in dB dargestellt; neben der regulären Leistungsspitze bei $l = l_0 + K/P = 200$ treten noch weitere Leistungsspitzen im Raster $K/P = 128$ auf (harmonische Frequenzen von Periode $P = 4$), welche von den nicht idealen Phasenschieberwerten und deren periodischen Wiederholung generiert werden und zu falschen Detektionen, also Geisterdetektionen führen können. Fallen die Harmonischen auf die korrekten Leistungsspitzen anderer Sendeantennen, so können sie das Winkelbildungsergebnis verfälschen. Es sei noch erwähnt, dass in **Fig. 3a** das deutlich unterhalb der Leistungsspitzen liegende Rauschen vom Systemrauschen kommt, welches in den obigen Formeln nicht dargestellt ist.

[0033] Bei Verwendung des erfindungsgemäßen zufälligen überlagerten Phasenanteils $\varphi_{PM,r}(k)$ der Phasenmodulation $\varphi_{PM,TX}(k, m_{TX})$ nach Bez. (4a) werden nicht mehr vier Phasenwerte periodisch wiederholt, sondern es werden quasi zufällige Phasenwerte verwendet (der lineare Phasenanteil ist nicht mehr sichtbar); damit sind auch die Phasenmodulationsfehler (Phase und Amplitude) nicht mehr periodisch, sondern quasi zufällig, sodass im Spektrum $\hat{S}_2(j_0, l, m_{TX}, m_{RX})$ nach **Fig. 3b** keine Leistungsspitzen von Harmonischen mehr auftreten - deren Energie ist in Rauschen verteilt. Der überlagerte zufällige Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ vermeidet also Geisterdetektionen durch die immer auftretenden Ungenauigkeiten in den Phasenmodulationsmitteln und erlaubt somit auch die Verwendung von recht schlechten Phasenschiebern, was zu einer Kostenreduktion führen kann.

[0034] Neben den bisher dargestellten Vorteilen durch den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ bewirkt dieser auch, dass Abstrahlungen über die Empfangsantennen (durch deren begrenzte TX-Isolation), interne Verkopplungen zwischen Sende- und Empfangspfad sowie Störungen von anderen Radarsystemen dekorreliert und damit in Rauschen konvertiert werden - sie können somit nicht die Messwertgüte von Objekten signifikant verschlechtern und nicht Geisterdetektionen generieren.

[0035] Bisher wurde nur jeweils der Beitrag von einem Sendepfad m_{TX} betrachtet. Das von allen $M_{TX} = 3$ Sendepfaden erzeugte zweidimensionale Gesamtspektrum $S_2(j, l, m_{RX})$ ist die Summe der in den obigen Formeln dargestellten Einzelbeiträge (also Summe über $m_{TX} = 0, \dots, M_{TX}-1$). Weil der zufällige Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ konstant über alle $M_{TX} = 3$ Sendepfade ist, braucht seine Kompensation und die zweite DFT nur einmal für alle Sendepfade gerechnet werden, also nicht für jeden separat (letzteres wäre nötig, wenn der zufällige Phasenmodulationsanteil zwischen den Sendepfaden unterschiedlich wäre, was in deutlich erhöhtem Rechenaufwand resultieren würde). Die Modulation zur Unterscheidung der Sendepfade, also die zwischen den Sendepfaden unterschiedliche lineare Phasenänderung $\varphi_{PM,lin}(k, m_{TX})$, erfordert auch keine mehrfache zweite DFT, da sie vor der DFT nicht kompensiert werden muss, weil sie ohne Kompensation in der DFT einfach nur zu entsprechender Verschiebung der Leistungsspitzen führt. Nach dieser für alle Sendepfade gemeinsam (also nur einmal) ausgeführten zweiten DFT ergeben sich dann also M_{TX} Leistungsspitzen an den zu den Sendepfaden (also deren linearen Phasenänderung) korrespondierenden Positionen; dies erlaubt die Trennung der von den verschiedenen Sendepfaden bewirkten Anteile, was für MIMO-Betrieb (also Nutzung aller Kombinationen von Sende- und Empfangsantennen für die Winkelbildung bei parallelem Betrieb der Sendeantennen) nötig ist. Die oben dargestellten Vorteile und Effekte des zufälligen Phasenmodulationsanteils $\varphi_{PM,r}(k)$ bleiben natürlich auch im Gesamtspektrum aller $M_{TX} = 3$ Sendepfade erhalten (sie gelten für jeden einzelnen Sendepfad und damit auch für deren Summe).

[0036] Bisher wurde nur ein einzelnes punktförmiges Objekt betrachtet. Obige Betrachtungen bleiben auch im Falle mehrerer und/oder ausgedehnter Objekte gültig (da dies ja nur eine lineare Überlagerung mehrerer Einzelsignale bedeutet).

[0037] Das bisher betrachtete Radarsystem hat mehrere Empfangsantennen und damit mehrere Empfangspfade; natürlich wäre auch nur eine Empfangsantenne möglich, was aber im Allgemeinen wenig günstig ist (schlechte Winkelbildung und ungünstige, d. h. wenig balancierte Ausnutzung der verwendeten Hardware-Ressourcen, da Sendepfade aufwändig zu realisieren sind).

[0038] Bisher wurde ein reellwertiger Mischer betrachtet. Bei einem komplexwertigen Mischer (auch als IQ-Mischer bezeichnet) gibt es im idealen Fall nur eine Leistungsspitze; im realen Fall ist die IQ-Erzeugung aber nicht ganz perfekt, so dass es auch eine kleinere Leistungsspitze bei negativer Frequenz gibt, die zu Geisterdetektionen oder Verfälschung von Messwerten führen kann. Durch den zufälligen Phasenmodulationsanteil $\varphi_{PM,r}(k)$ wird auch diese Leistungsspitze in Rauschen konvertiert, so dass negative Effekte durch sie vermieden werden.

[0039] Bei der bisher betrachteten Modulation nach **Fig. 2** haben alle Frequenzrampen dieselbe Frequenzlage, also Startfrequenz (und damit Mittenfrequenz). Für eine verbesserte Entfernungsauflösung kann, wie in DE 10 2020 210 079 B3 beschrieben, die Startfrequenz linear über die Frequenzrampen verändert werden, wobei sich vorzugsweise dabei der Abstand der Frequenzrampen auch linear ändert. Auf die erfindungsgemäße Phasenmodulation und ihre Vorteile hat das keine Auswirkungen, sie bleiben also unverändert.

[0040] Bisher ist als Sendesignal, welches sequenziell wiederholt wird, eine lineare Frequenzrampe betrachtet. Statt einer Frequenzrampe können aber auch andere Signalformen verwendet werden, beispielsweise ein Signal mit pseudozufälliger binärer Phasenmodulation (d. h. innerhalb des Signals wird sehr schnell pseudozufällig das Vorzeichen gewechselt) oder ein OFDM-Signal (OFDM = Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Als Eingangswerte der obigen ersten DFT können dann nicht direkt die Abtastwerte (nach Analog-Digital-Wandlung) benutzt werden, sondern es ist zuerst pro Sendesignal und Empfangsantenne die Fouriert-ransformierte zu berechnen und mit dem Spektrum des Sendesignals zu dividieren.

[0041] Abschließend sei bemerkt, dass für einen Fachmann naheliegend ist, wie sich die anhand des obigen Anwendungsbeispiels dargestellten erfindungsgemäßen Überlegungen und Ausführungen auf allgemeine Bemessungen und Parameterauslegungen übertragen lassen, d. h., sie können auch auf andere Zahlenwerte angewendet werden.

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 Patentliteratur

- EP 2 629 113 B1 [0007, 0022]
- DE 10 2020 210 079 B3 [0039]

Patentansprüche

1. Verfahren für ein Radarsystem zur Umgebungserfassung, umfassend
 - Sendemittel mit M_{TX} parallel arbeitenden Sendeantennen zur Abstrahlung von Sendesignalen, welche eine oder mehrere Folgen von K Einzelsignalen, deren generelle Form vorzugsweise gleich oder ähnlich ist, beinhalten,
 - Mittel zum Verändern der Phasenlage der gesendeten Einzelsignale, durch welche eine für die M_{TX} Sendeantennen unterschiedliche Phasenänderung über die K Einzelsignale realisiert wird, im Folgenden als Phasenmodulation bezeichnet, wobei diese Phasenmodulationsmittel wenigstens drei verschiedene Phasenwerte erzeugen können, welche vorzugsweise zumindest näherungsweise gleichverteilt über den Phaseneindeutigkeitsbereich 2π sind,
 - Empfangsmittel mit einer oder mehreren Empfangsantennen zum Empfang von an Objekten reflektierten Sendesignalen,
 - und Signalverarbeitungsmittel zur Prozessierung der empfangenen Signale, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Phasenmodulation durch eine Summe einer linearen Phasenänderung, gegebenenfalls abgesehen von Phasensprüngen wegen dem Phaseneindeutigkeitsbereich von 2π , und einer unregelmäßigen Phasenfolge gebildet ist, wobei über die Sendesignale der M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen die lineare Phasenänderung unterschiedliche Steigung hat und zur Trennung der von den Sendesignalen der unterschiedlichen Sendeantennen bewirkten Anteile in den empfangenen Signalen dient, während der überlagerte unregelmäßige Anteil über die M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen identisch ist und insbesondere dazu dient, Effekte von Ungenauigkeiten der Phasenmodulationsmittel und/oder Effekte von Spektralfaltungen zu reduzieren oder zu verhindern.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei welchem die überlagerte unregelmäßige Phasenfolge zufällige oder pseudozufällige Werte annimmt.
3. Verfahren nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem in den digitalen Signalverarbeitungsmitteln eine Integration über K Signale, welche von den Empfangssignalen zu den K Sendesignalen abgeleitet sind, durchgeführt wird, wobei diese Integration nur einmal für die Signale zu den M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen gemacht wird und zuvor eine Kompensation des unregelmäßigen Phasenanteils stattfindet.
4. Verfahren nach Anspruch 3, bei welchem die Integration über K Signale, welche von den Empfangssignalen zu den K Sendesignalen abgeleitet sind, als diskrete Fouriertransformation, vorzugsweise in Form einer schnellen Fouriertransformation durchgeführt wird und die zu den verschiedenen Sendeantennen korrespondierenden Anteile zu Leistungsspitzen an unterschiedlichen Stellen des resultierenden Spektrums führen.
5. Verfahren nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem die einzelnen Sendesignale linear in der Frequenz moduliert sind, wobei sich gegebenenfalls ihre Mittenfrequenz sukzessive ändert, oder OFDM-Signale darstellen oder mit pseudozufälliger schneller Phasenmodulation erzeugt sind.
6. Verfahren nach einem der obigen Ansprüche, bei welchem der unregelmäßige Anteil der Phasenmodulation auch dazu dient, Effekte durch Abstrahlung über Empfangsantennen bedingt durch begrenzte Isolation, Effekte von internen Verkopplungen sowie Störungen von anderen Radarsystemen zu dekorrelieren und damit negative Auswirkung durch sie zu mindern oder zu verhindern.
7. Radarsystem zur Umgebungserfassung, umfassend
 - Sendemittel mit M_{TX} parallel arbeitenden Sendeantennen zur Abstrahlung von Sendesignalen, welche eine oder mehrere Folgen von K Einzelsignalen, deren generelle Form vorzugsweise gleich oder ähnlich ist, beinhalten,
 - Mittel zum Verändern der Phasenlage der gesendeten Einzelsignale, durch welche eine für die M_{TX} Sendeantennen unterschiedliche Phasenänderung über die K Einzelsignale realisiert wird, im Folgenden als Phasenmodulation bezeichnet, wobei diese Phasenmodulationsmittel wenigstens drei verschiedene Phasenwerte erzeugen können, welche vorzugsweise zumindest näherungsweise gleichverteilt über den Phaseneindeutigkeitsbereich 2π sind,
 - Empfangsmittel mit einer oder mehreren Empfangsantennen zum Empfang von an Objekten reflektierten Sendesignalen,
 - und Signalverarbeitungsmittel zur Prozessierung der empfangenen Signale, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Phasenmodulation durch eine Summe einer linearen Phasenänderung, gegebenenfalls abgesehen von Phasensprüngen wegen dem Phaseneindeutigkeitsbereich von 2π , und einer unregelmäßigen Phasen-

folge gebildet ist, wobei über die Sendesignale der M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen die lineare Phasenänderung unterschiedliche Steigung hat und zur Trennung der von den Sendesignalen der unterschiedlichen Sendeantennen bewirkten Anteile in den empfangenen Signalen dient, während der überlagerte unregelmäßige Anteil über die M_{TX} unterschiedlichen Sendeantennen identisch ist und insbesondere dazu dient, Effekte von Ungenauigkeiten der Phasenmodulationsmittel und/oder Effekte von Spektralfaltungen zu reduzieren oder zu verhindern.

Es folgen 3 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

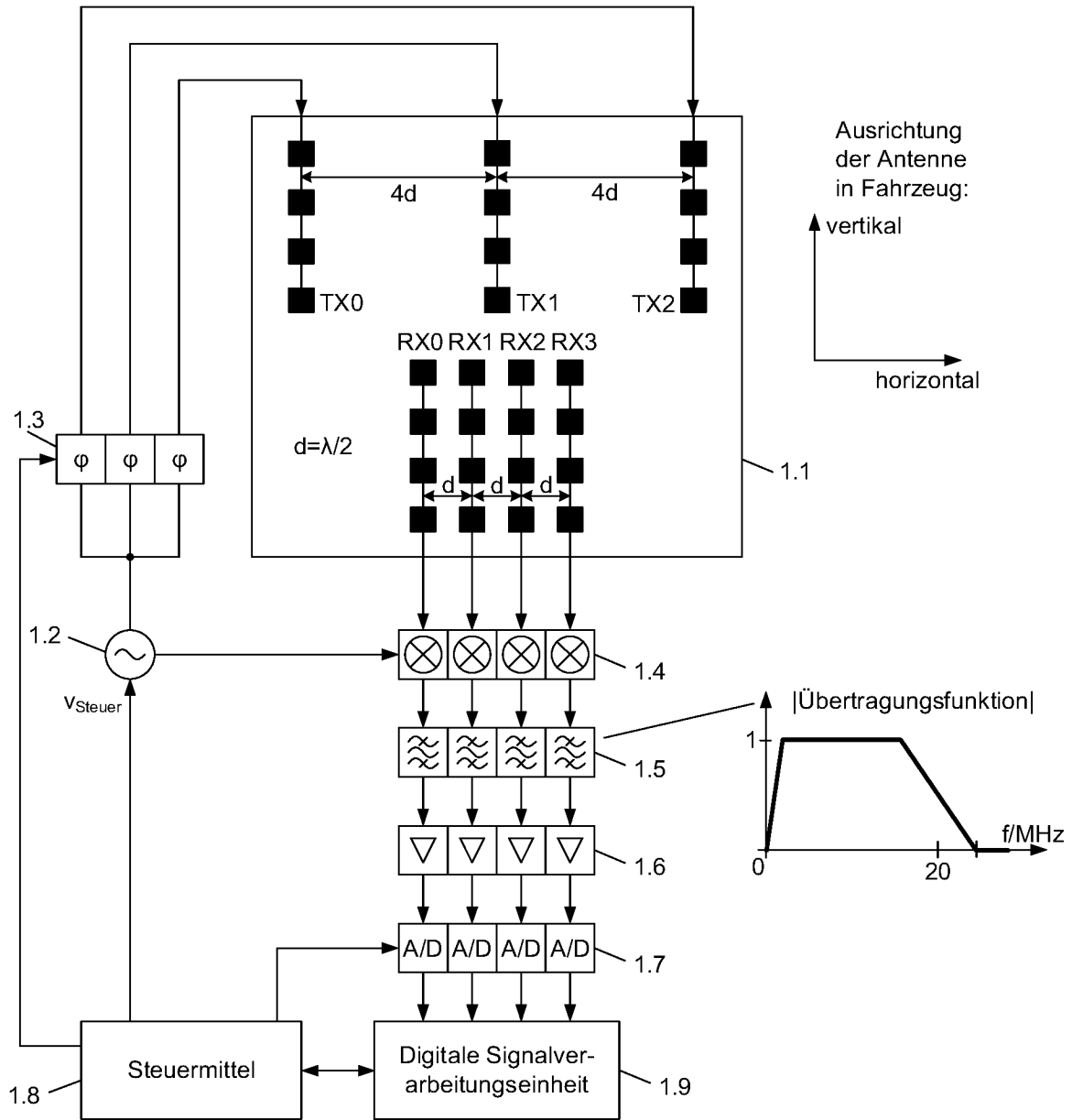


Fig. 1

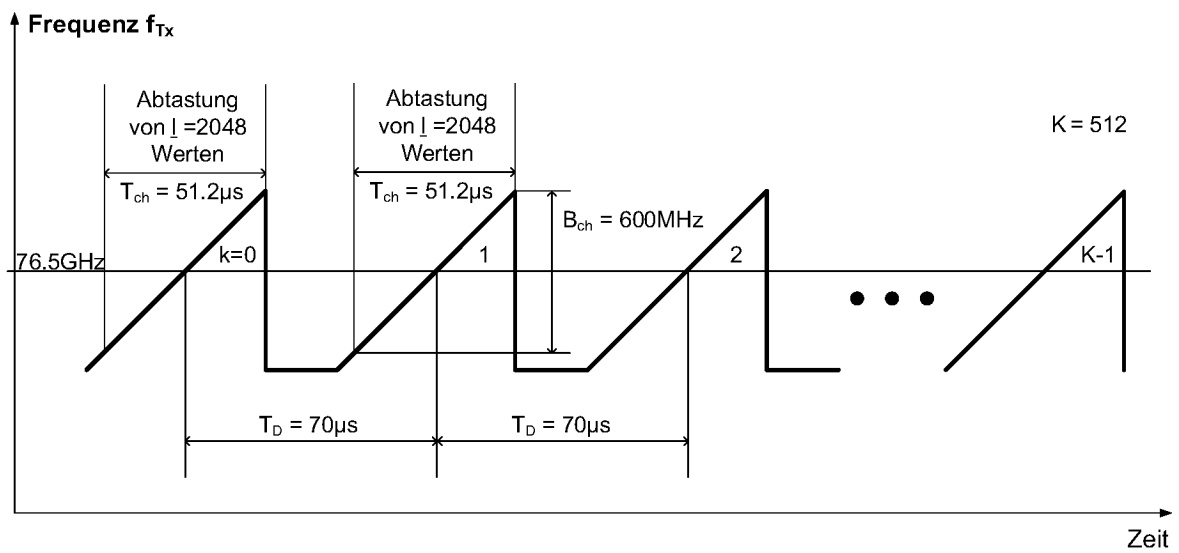


Fig. 2

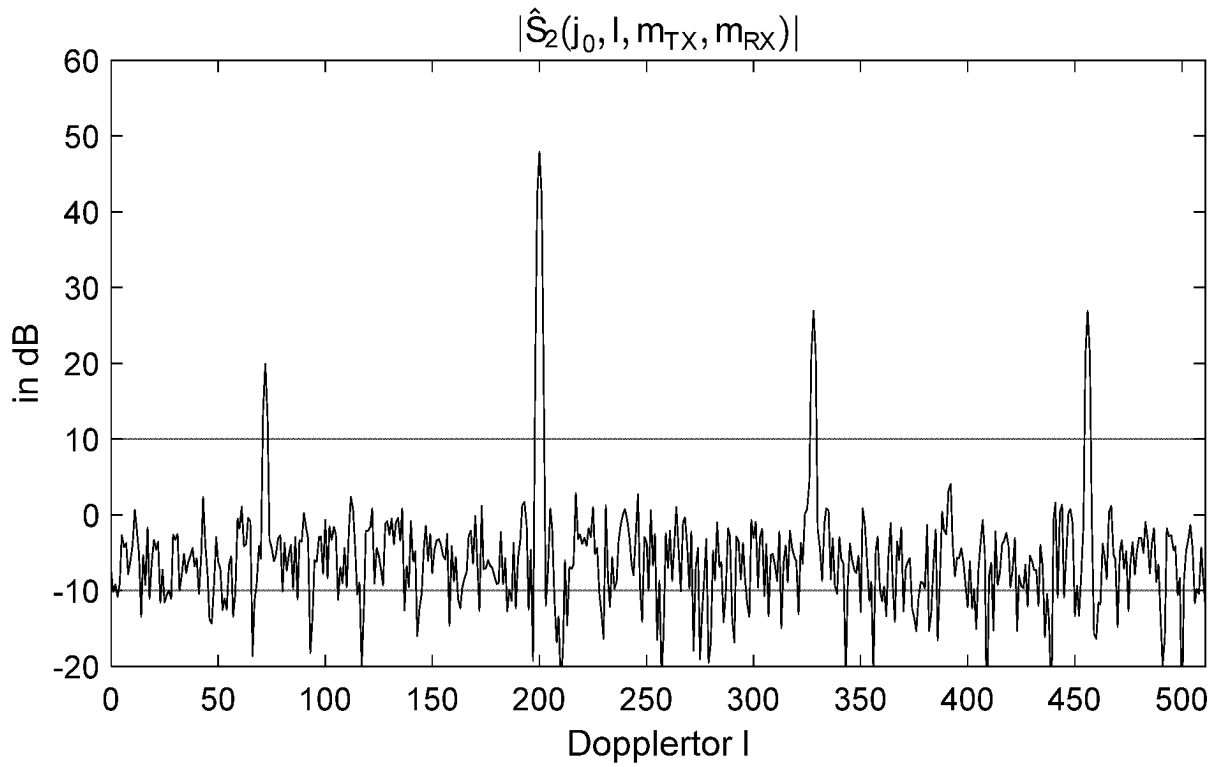


Fig. 3a

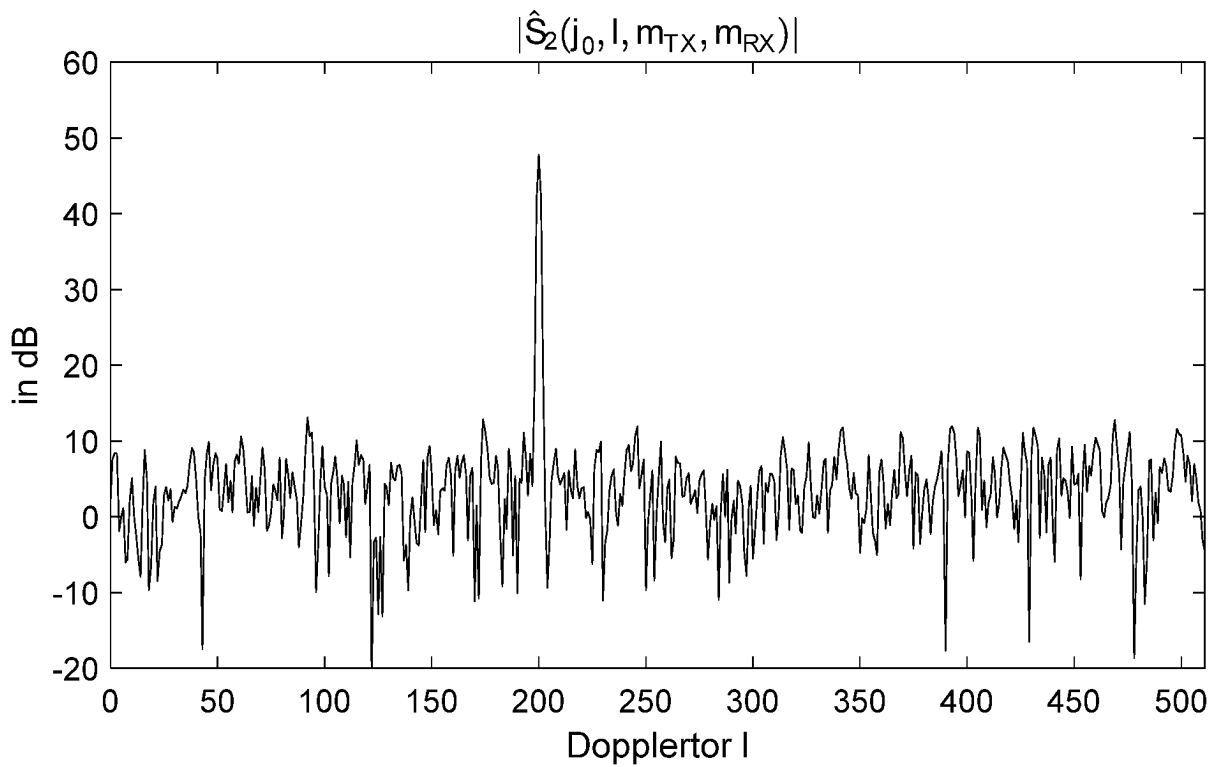


Fig. 3b