



(10) **DE 10 2018 126 034 A1** 2020.04.23

(12) **Offenlegungsschrift**

(21) Aktenzeichen: **10 2018 126 034.2**  
(22) Anmeldetag: **19.10.2018**  
(43) Offenlegungstag: **23.04.2020**

(51) Int Cl.: **G01S 7/36 (2006.01)**  
**G01S 13/93 (2006.01)**

(71) Anmelder:  
**Infineon Technologies AG, 85579 Neubiberg, DE**

(74) Vertreter:  
**Westphal, Musgnug & Partner Patentanwälte mit beschränkter Berufshaftung, 81541 München, DE**

(72) Erfinder:  
**Meissner, Paul, Feldkirchen, AT; Melzer, Alexander, Neutillmitsch, AT; Toth, Mate Andras, Graz, AT**

(56) Ermittelter Stand der Technik:

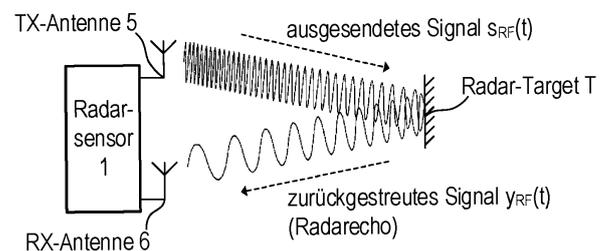
**MURALI, S. u.a. Interference Detection in FMCW Radar Using A Complex Baseband Oversampled Receiver. In: IEEE Radar Conference (RadarConf), April 2018, S. 1567-1572**

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

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

(54) Bezeichnung: **FMCW RADAR MIT STÖRSIGNALUNTERDRÜCKUNG**

(57) Zusammenfassung: Folgendes wird ein Verfahren beschrieben, das in einem Radarsystem eingesetzt werden kann. Gemäß einem Ausführungsbeispiel umfasst das Verfahren das Berechnen eines ersten Spektrums, das ein Spektrum eines Segments eines komplexen Basisbandsignals repräsentiert. Das Segment ist einem bestimmten Chirp einer in einem ersten HF-Radarsignal enthaltenen Chirp-Sequenz zuordenbar. Das Verfahren umfasst weiter das Schätzen eines zweiten Spektrums, das ein Spektrum eines Störsignals repräsentiert, welches in dem komplexen Basisbandsignals enthalten ist, basierend auf einem Teil des ersten Spektrums, der den negativen Frequenzen zugeordnet ist.



**Beschreibung**

## TECHNISCHES GEBIET

**[0001]** Die vorliegende Beschreibung betrifft das Gebiet der Radarsensoren, insbesondere in Radarsensoren eingesetzte Signalverarbeitungsmethoden, welche eine Unterdrückung von störenden Interferenzen ermöglichen.

## HINTERGRUND

**[0002]** Radarsensoren werden in einer Vielzahl von Applikationen zum Detektieren von Objekten eingesetzt, wobei das Detektieren üblicherweise das Messen von Abständen und Geschwindigkeiten der detektieren Objekte umfasst. Insbesondere im Automobilbereich besteht ein größer werdender Bedarf an Radarsensoren, die unter anderem in Fahrassistenzsystemen (Advanced driver assistance systems, ADAS) wie z.B. in Abstandsregeltempomat (ACC, Adaptive Cruise Control, oder Radar Cruise Control) Systemen verwendet werden können. Solche Systeme können automatisch die Geschwindigkeit eines Automobils anpassen, um so einen sicheren Abstand zu anderen, vorausfahrenden Automobilen (sowie von anderen Objekten und von Fußgängern) einzuhalten. Weitere Anwendungen im Automobilbereich sind z.B. Totwinkeldetektion (blind spot detection), Spurwechselassistent (lane change assist) und dergleichen. Im Bereich des autonomen Fahrens werden Radarsensoren eine wichtige Rolle für die Steuerung autonomer Fahrzeuge spielen.

**[0003]** Da Automobile zunehmend mit Radarsensoren ausgestattet sind, steigt die Wahrscheinlichkeit von Interferenzen. Das heißt, ein von einem ersten Radarsensor (eingebaut in ein erstes Fahrzeug) abgestrahltes Radarsignal kann in die Empfangsantenne eines zweiten Radarsensors (eingebaut in ein zweites Fahrzeug) einstreuen. Im zweiten Radarsensor kann das erste Radarsignal mit einem Echo des zweiten Radarsignals interferieren und dadurch den Betrieb des zweiten Radarsensors beeinträchtigen.

## ZUSAMMENFASSUNG

**[0004]** Im Folgenden wird ein Verfahren beschrieben, das in einem Radarsystem eingesetzt werden kann. Gemäß einem Ausführungsbeispiel umfasst das Verfahren das Berechnen eines ersten Spektrums, das ein Spektrum eines Segments eines komplexen Basisbandsignals repräsentiert. Das Segment ist einem bestimmten Chirp einer in einem ersten HF-Radarsignal enthaltenen Chirp-Sequenz zuzuordnen. Das Verfahren umfasst weiter das Schätzen eines zweiten Spektrums, das ein Spektrum eines Störsignals repräsentiert, welches in dem komplexen Basisbandsignals enthalten ist, basierend auf einem Teil

des ersten Spektrums, der negativen Frequenzen zugeordnet ist.

**[0005]** Gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel umfasst das Verfahren das Berechnen eines ersten Spektrums, das ein Spektrum eines Segments eines Basisbandsignals repräsentiert. Das Segment ist einem bestimmten Chirp einer in einem ersten HF-Radarsignal enthaltenen Chirp-Sequenz zugeordnet. Das Verfahren umfasst weiter das Identifizieren von Spektrallinien, die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, sowie das Ermitteln eines zweiten Spektrums, das einen Schätzwert für das Spektrum eines in dem Basisbandsignal enthaltenen Störsignals repräsentiert, basierend auf dem ersten Spektrum. Dabei bleiben jene Spektrallinien, die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, unberücksichtigt.

**[0006]** Des Weiteren wird eine Radarvorrichtung beschrieben. Gemäß einem Ausführungsbeispiel weist die Radarvorrichtung einen Radar-Transceiver mit einem Oszillator und einem Empfangskanal auf. Der Oszillator ist dazu ausgebildet, ein erstes HF-Radarsignal zu erzeugen, das eine Chirp-Sequenz enthält. Der Empfangskanal ist dazu ausgebildet, ein komplexes Basisbandsignal zu erzeugen, das eine Vielzahl von Segmenten umfasst, wobei jedes Segment jeweils einem Chirp der Chirp-Sequenz zugeordnet ist. Die Vorrichtung weist weiter eine Recheneinheit auf, die dazu ausgebildet ist, ein erstes Spektrum, das ein Spektrum eines Segments des komplexen Basisbandsignals repräsentiert, zu berechnen und ein zweites Spektrum, das ein Spektrum eines Störsignals repräsentiert, welches in dem komplexen Basisbandsignals enthalten ist, basierend auf einem Teil des ersten Spektrums, der negativen Frequenzen zugeordnet ist, zu schätzen

**[0007]** Gemäß einem anderen Ausführungsbeispiel weist die Radarvorrichtung einen Radar-Transceiver mit einem Oszillator und mit einem Empfangskanal auf. Der Oszillator ist dazu ausgebildet, ein erstes HF-Radarsignal zu erzeugen, das eine Chirp-Sequenz enthält. Der Empfangskanal ist dazu ausgebildet, ein Basisbandsignals zu erzeugen, wobei das Basisbandsignals eine Vielzahl von Segmenten umfasst und jedes Segment einem bestimmten Chirp der Chirp-Sequenz zugeordnet ist. Die Vorrichtung weist weiter eine Recheneinheit auf, die dazu ausgebildet ist, ein erstes Spektrum zu berechnen, das ein Spektrum eines Segments des Basisbandsignals repräsentiert, Spektrallinien zu identifizieren, die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, und basierend auf dem ersten Spektrum ein zweites Spektrum zu ermitteln, das einen Schätzwert für das Spektrum eines in dem Basisbandsignals enthaltenen Störsignals repräsentiert. Dabei bleiben jene Spektrallinien, die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, unberücksichtigt.

## Figurenliste

**[0008]** Nachfolgend werden Ausführungsbeispiele anhand von Abbildungen näher erläutert. Die Darstellungen sind nicht zwangsläufig maßstabsgetreu und die Ausführungsbeispiele sind nicht nur auf die dargestellten Aspekte beschränkt. Vielmehr wird Wert darauf gelegt, die den Ausführungsbeispielen zugrunde liegenden Prinzipien darzustellen. In den Abbildungen zeigt:

**Fig. 1** ist eine Skizze zur Illustration des Funktionsprinzips eines FMCW-Radarsystems zur Abstands- und/oder Geschwindigkeitsmessung.

**Fig. 2** umfasst zwei Zeitdiagramme zur Illustration der Frequenzmodulation (FM) des vom FMCW-System erzeugten HF-Signals.

**Fig. 3** ist ein Blockdiagramm zur Illustration der grundlegenden Struktur eines FMCW-Radarsystems.

**Fig. 4** ist eine Skizze zur Illustration eines Beispiels wie Störsignale in die Empfangsantenne eines Radarsensors eingestreut werden können

**Fig. 5** ist ein Schaltbild zur Illustration eines vereinfachten Beispiels eines Radar-Transceivers sowie eines weiteren Radar-Transceiver, der Interferenzen verursacht.

**Fig. 6** zeigt in einem Zeitdiagramm (Frequenz über Zeit) ein Beispiel eines ausgesendeten Radarsignals mit mehreren Sequenzen von Chips, wobei jede Sequenz eine bestimmte Anzahl von Chirps aufweist, die für eine Messung verwendet werden.

**Fig. 7** zeigt ein Zeitdiagramm eines Sendesignals eines Radarsensors ein das Interferenz verursachende Sendesignal (Störsignal) eines weiteren Radarsensors (Störers), wobei die Signalverläufe (Frequenz über Zeit) dieser Signale sich teilweise überlappen.

**Fig. 8** zeigt ein Zeitdiagramm eines exemplarischen Signalverlaufs eines Radarsignals (nach der Mischung ins Basisband), das ein Radarecho von einem Radar-Ziel (Target) sowie ein Störsignal (Interferenz) beinhaltet.

**Fig. 9** illustriert exemplarisch die digitale Signalverarbeitung von Radarsignalen bei der Range-Doppler-Analyse.

**Fig. 10** illustriert eine Modifikation des Beispiels aus **Fig. 5**, bei dem im Empfangskanal ein IQ-Mischer verwendet wird, um ein komplexes Basisbandsignal zu erhalten.

**Fig. 11** illustriert schematisch das Spektrum eines reellen Radarsignals und das Spektrum eines komplexen Radarsignals im Basisband.

**Fig. 12** illustriert schematisch die Schätzung des Betragsspektrums interferierender Störsignale.

**Fig. 13** illustriert schematisch die Schätzung des Phasenspektrums interferierender Störsignale.

**Fig. 14** illustriert die Auslöschung (im Frequenzbereich) der interferierenden Störsignale im Basisbandsignal.

**Fig. 15** ist ein Flussdiagramm zur Zusammenfassung des hier beschriebenen Ansatzes zur Auslöschung der Interferenz im Basisband-Radarsignal.

**Fig. 16 bis Fig. 18** illustrieren die Störsignalschätzung und -reduktion im Betragsspektrum für reelle Basisbandsignale.

**Fig. 19 bis Fig. 21** illustrieren die Störsignalschätzung und -reduktion im Phasenspektrum für reelle Basisbandsignale.

**Fig. 22** illustriert die Detektion von Nullstellen im Phasenspektrum für reelle Basisbandsignale.

## DETAILLIERTE BESCHREIBUNG

**[0009]** **Fig. 1** illustriert in einem schematischen Diagramm die Anwendung eines frequenzmodulierten Dauerstrichradarsystems (Frequency-Modulated Continuous-Wave Radar System) - meist als FMCW-Radarsystem bezeichnet - als Sensor für die Messung von Abständen und Geschwindigkeiten von Objekten, die üblicherweise als Radar-Ziele (Radar-Targets) bezeichnet werden. Im vorliegenden Beispiel weist die Radarvorrichtung **1** separate Sende- (TX-) und Empfangs- (RX-) Antennen **5** bzw. **6** auf (bistatische oder pseudo-monostatische Radarkonfiguration). Es sei jedoch angemerkt, dass auch eine einzige Antenne verwendet werden kann, die gleichzeitig als Sendeantenne und als Empfangsantenne dient (monostatische Radarkonfiguration). Die Sendeantenne **5** strahlt ein kontinuierliches HF-Signal  $s_{RF}(t)$  ab, welches beispielsweise mit einer Art Sägezahnsignal (periodische, lineare Frequenzrampe) frequenzmoduliert ist. Das abgestrahlte Signal  $s_{RF}(t)$  wird am Radar-Target **T** zurückgestreut und das zurückgestreute/reflektierte Signal  $y_{RF}(t)$  (Echosignal) wird von der Empfangsantenne **6** empfangen. **Fig. 1** zeigt ein vereinfachtes Beispiel; in der Praxis sind Radarsensoren Systeme mit mehreren Sende- (TX-) und Empfangs- (RX-) Kanälen, um auch den Einfallswinkel (Direction of Arrival, DoA) der zurückgestreuten/reflektierten Signale  $y_{RF}(t)$  bestimmen und somit das Radar-Target **T** genauer lokalisieren zu können.

**[0010]** **Fig. 2** illustriert exemplarisch die erwähnte Frequenzmodulation des Signals  $s_{RF}(t)$ . Wie in **Fig. 2** (oberes Diagramm) dargestellt, ist das abgestrahlte HF-Signal  $s_{RF}(t)$  aus einer Menge von „Chirps“ zusammengesetzt, d.h. das Signal  $s_{RF}(t)$  umfasst eine Sequenz von sinusoiden Signalverläufen (wave-

forms) mit steigender Frequenz (Up-Chirp) oder fallender Frequenz (Down-Chirp). Im vorliegenden Beispiel steigt die Momentanfrequenz  $f(t)$  eines Chirps beginnend bei einer Startfrequenz  $f_{\text{START}}$  innerhalb einer Zeitspanne  $T_{\text{RAMP}}$  linear auf eine Stopfrequenz  $f_{\text{STOP}}$  an (siehe unteres Diagramm in **Fig. 2**). Derartige Chirps werden auch als lineare Frequenzrampen bezeichnet. In **Fig. 2** sind drei identische lineare Frequenzrampen dargestellt. Es sei jedoch angemerkt, dass die Parameter  $f_{\text{START}}$ ,  $f_{\text{STOP}}$ ,  $T_{\text{RAMP}}$  sowie die Pause zwischen den einzelnen Frequenzrampen variieren können. Die Frequenzvariation muss auch nicht zwangsläufig linear sein (linearer Chirp). Abhängig von der Implementierung können beispielsweise auch Sendesignale mit exponentieller oder hyperbolischer Frequenzvariation (exponentielle bzw. hyperbolische Chirps) verwendet werden.

**[0011]** **Fig. 3** ist ein Blockdiagramm, welches exemplarisch eine mögliche Struktur einer Radarvorrichtung **1** (Radarsensor) darstellt. Demnach sind zumindest eine Sendeantenne **5** (TX-Antenne) und zumindest eine Empfangsantenne **6** (RX-Antenne) mit einem in einem Chip integrierten HF-Frontend **10** verbunden, welches all jene Schaltungskomponenten beinhalten kann, die für die HF-Signalverarbeitung benötigt werden. Diese Schaltungskomponenten umfassen beispielsweise einen Lokaloszillator (LO), HF-Leistungsverstärker, rauscharme Verstärker (LNA, low-noise amplifier), Richtkoppler (z.B. Rat-Race-Koppler, Zirkulatoren, etc.) sowie Mischer für das Heruntermischen (down-conversion) der HF-Signale in das Basisband oder ein Zwischenfrequenzband (ZF-Band). Das HF-Frontend **10** kann - ggf. zusammen mit weiteren Schaltungskomponenten - in einem Chip integriert sein, der üblicherweise als monolithisch integrierte Mikrowellenschaltung (monolithically microwave integrated circuit, MMIC) bezeichnet wird. Im Folgenden wird nicht weiter zwischen Basisband und ZF-Band unterschieden und lediglich der Begriff Basisband verwendet. Basisbandsignale sind jene Signale, auf deren Grundlage die Detektion von Radar-Targets durchgeführt wird.

**[0012]** Das dargestellte Beispiel zeigt ein bistatisches (oder pseudo-monostatisches) Radarsystem mit separaten RX- und TX-Antennen. Im Falle eines monostatischen Radarsystems würde dieselbe Antenne sowohl zum Abstrahlen als auch zum Empfangen der elektromagnetischen (Radar-) Signale verwendet. In diesem Fall kann ein Richtkoppler (z.B. ein Zirkulator) dazu verwendet werden, die abzustrahlenden HF-Signale von den empfangenen HF-Signalen (Radarechosignale) zu separieren. Wie erwähnt weisen Radarsysteme in der Praxis meist mehrere Sende- und Empfangskanäle mit mehreren Sende- bzw. Empfangsantennen auf, was unter anderem eine Messung der Richtung (DoA), aus der die Radarechos empfangen werden, ermöglicht. Bei derartigen MIMO-Systemen sind die einzelnen TX-Kanäle und

RX-Kanäle üblicherweise jeweils gleich oder ähnlich aufgebaut.

**[0013]** Im Falle eines FMCW-Radarsystems können die über die TX-Antenne **5** abgestrahlten HF-Signale z.B. im Bereich von ca. 20 GHz bis 100 GHz liegen (z.B. rund 77 GHz in manchen Anwendungen). Wie erwähnt, umfasst das von der RX-Antenne **6** empfangene HF-Signal die Radarechos (Chirp-Echosignale), d.h. jene Signalkomponenten, die an einem oder an mehreren Radar-Targets zurückgestreut werden. Das empfangene HF-Signal  $y_{\text{RF}}(t)$  wird z.B. ins Basisband (oder ZF-Band) heruntergemischt und im Basisband mittels analoger Signalverarbeitung weiterverarbeitet (siehe **Fig. 3**, analoge Basisband-Signalverarbeitungskette **20**). Die genannte analoge Signalverarbeitung umfasst im Wesentlichen eine Filterung und ggf. eine Verstärkung des Basisbandsignals. Das Basisbandsignal wird schließlich digitalisiert (siehe **Fig. 3**, Analog-Digital-Wandler **30**) und im Digitalbereich weiterverarbeitet. Die digitale Signalverarbeitungskette kann zumindest teilweise als Software realisiert sein, welche auf einem Prozessor, beispielsweise einem Mikrocontroller oder einem digitalen Signalprozessor (siehe **Fig. 3**, Recheneinheit **40**) ausgeführt werden kann. Das Gesamtsystem wird in der Regel mittels eines System-Controllers **50** gesteuert, welche ebenfalls zumindest teilweise als Software implementiert sein kann, die auf einem Prozessor wie z.B. einem Mikrocontroller ausgeführt wird. Das HF-Frontend **10** und die analoge Basisband-Signalverarbeitungskette **20** (optional auch der Analog-Digital-Wandler **30** und die Recheneinheit **40**) können gemeinsam in einem einzigen MMIC (d.h. einem HF-Halbleiterchip) integriert sein. Alternativ können die einzelnen Komponenten auch auf mehrere integrierte Schaltungen verteilt sein.

**[0014]** **Fig. 4** illustriert ein einfaches Beispiel zur Darstellung wie ein Störer (Interferer) die empfangenen Radarechos stören kann. In **Fig. 7** ist eine Straße mit drei Fahrspuren und vier Fahrzeugen **V1**, **V2**, **V3** und **V4** dargestellt. Zumindest die Fahrzeuge **V1** und **V4** sind mit Radarsensoren ausgestattet. Der Radarsensor des Fahrzeugs **V1** strahlt ein HF-Radarsignal  $s_{\text{RF}}(t)$  ab und das empfangene HF-Radarsignal  $y_{\text{RF}}(t)$  beinhaltet die Radarechos von den vorausfahrenden Fahrzeugen **V2** und **V3** sowie von dem entgegenkommenden Fahrzeug **V4**. Des Weiteren beinhaltet das vom Radarsensor des Fahrzeugs **V1** empfangene HF-Radarsignal  $y_{\text{RF}}(t)$  ein Radarsignal (Störsignal), das von dem Radarsensor des entgegenkommenden Fahrzeugs **V4** erzeugt wurde. Für den Radarsensor des Fahrzeugs **V1** ist der Radarsensor des Fahrzeugs **V4** ein Störer (Interferer).

**[0015]** Das vom Radarsensor des Fahrzeugs **V1** empfangene Signal  $y_{\text{RF}}(t)$  kann wie folgt geschrieben werden:

$$y_{RF}(t) = y_{RF,T}(t) + y_{RF,I}(t), \text{ wobei} \quad (1)$$

$$y_{RF,T}(t) = \sum_{i=0}^{U-1} A_{T,i} \cdot s_{RF}(t - \Delta t_{T,i}) \text{ und} \quad (2)$$

$$y_{RF,I}(t) = \sum_{k=0}^{V-1} A_{I,k} \cdot s_{RF,k}'(t - \Delta t_{I,k}). \quad (3)$$

In den obigen Gleichungen (1) bis (3) entsprechen die Signalkomponenten  $y_{RF,T}(t)$  und  $y_{RF,I}(t)$  des empfangenen Signals  $y_{RF}(t)$  den Radarechos von realen Radar-Targets  $T_i$  bzw. den Störsignalen. In der Praxis können mehrere Radarechos und mehrere Störer vorhanden sein. Die Gleichung (2) repräsentiert daher die Summe der Radarechos, die von  $U$  verschiedenen Radar-Targets  $T_i$  verursacht werden, wobei  $A_{T,i}$  die Dämpfung des ausgesendeten Radarsignals und  $\Delta t_{T,i}$  die Hin- und Rücklaufzeit (Round Trip Delay time, RTDT) für ein bestimmtes Radar-Target  $T_i$  bezeichnen. Gleichermaßen repräsentiert die Gleichung (3) die Summe der Störsignale, die von  $V$  Störern verursacht werden. Dabei bezeichnen  $A_{I,k}$  die Dämpfung des von einem Störer abgestrahlten Störsignals  $s_{RF,k}'(t)$  und  $\Delta t_{I,k}$  die zugehörige Signallaufzeit (für jeden Störer  $k=0, 1, \dots, V-1$ ). Es sei angemerkt, dass das vom Fahrzeug **V1** abgestrahlte Radarsignal  $s_{RF}(t)$  und das vom Fahrzeug **V4** abgestrahlte Störsignal  $s_{RF,0}'(t)$  (Index  $k=0$  für Fahrzeug **V4**) in der Regel unterschiedliche Chirp-Sequenzen mit verschiedenen Chirp-Parametern (Start-/Stopfrequenz, Chirp-Dauer, Wiederholrate, etc.) aufweisen werden. Des Weiteren kann die Amplitude der empfangenen Störsignalkomponente  $y_{RF,I}(t)$  deutlich höher sein als die Amplitude der Echosignalkomponente  $y_{RF,T}(t)$ .

**[0016]** Fig. 5 illustriert eine exemplarische Implementierung eines Radar-Transceivers **1** gemäß dem Beispiel aus Fig. 3 detaillierter. In dem vorliegenden Beispiel ist insbesondere das HF-Frontend **10** des Radar-Transceivers **1** sowie das HF-Frontend **10'** eines anderen (störenden) Radarsensors **1'** dargestellt. Es sei angemerkt, dass Fig. 5 einen vereinfachten Schaltplan darstellt, um die grundlegende Struktur des HF-Frontends **10** mit einem Sendekanal (TX-Kanal) und einem Empfangskanal (RX-Kanal) zu zeigen. Tatsächliche Implementierungen, die stark von der konkreten Applikation abhängen können, sind üblicherweise komplexer und weisen mehrere TX- und/oder RX-Kanäle auf.

**[0017]** Das HF-Frontend **10** umfasst einen Lokaloszillator **101** (LO), der ein HF-Oszillatorsignal  $s_{LO}(t)$  erzeugt. Das HF-Oszillatorsignal  $s_{LO}(t)$  ist im Betrieb, wie oben unter Bezugnahme auf Fig. 2 beschrieben, frequenzmoduliert und wird auch als LO-Signal bezeichnet. In Radaranwendungen liegt das LO-Si-

gnal üblicherweise im SHF- (Super High Frequency, Zentimeterwellen-) oder im EHF- (Extremely High Frequency, Millimeterwellen-) Band, z.B. im Intervall von 76 GHz bis 81 GHz bei manchen automobilen Anwendungen. Das LO-Signal  $s_{LO}(t)$  wird sowohl im Sendesignalpfad TX1 (im TX-Kanal) als auch im Empfangssignalpfad **RX1** (im RX-Kanal) verarbeitet.

**[0018]** Das Sendesignal  $s_{RF}(t)$  (vgl. Fig. 2), das von der TX-Antenne **5** abgestrahlt wird, wird durch Verstärken des LO-Signals  $s_{LO}(t)$ , beispielsweise mittels des HF-Leistungs-Verstärkers **102**, erzeugt und ist damit lediglich eine verstärkte und ggf. phasenverschobene Version des LO-Signals  $s_{LO}(t)$ . Der Ausgang des Verstärkers **102** kann mit der TX-Antenne **5** gekoppelt sein (im Falle einer bistatischen bzw. pseudo-monostatischen Radarkonfiguration). Das Empfangssignal  $y_{RF}(t)$ , welches von der RX-Antenne **6** empfangen wird, wird der Empfängerschaltung im RX-Kanal und damit direkt oder indirekt dem HF-Port des Mischers **104** zugeführt. Im vorliegenden Beispiel wird das HF-Empfangssignal  $y_{RF}(t)$  (Antennensignal) mittels des Verstärkers **103** (Verstärkung  $g$ ) vorverstärkt. Der Mischer **104** empfängt also das verstärkte HF-Empfangssignal  $g \cdot y_{RF}(t)$ . Der Verstärker **103** kann z.B. ein LNA sein. Dem Referenz-Port des Mischers **104** ist das LO-Signal  $s_{LO}(t)$  zugeführt, sodass der Mischer **104** das (vorverstärkte) HF-Empfangssignal  $y_{RF}(t)$  in das Basisband heruntermischt. Das heruntergemischte Basisbandsignal (Mischerausgangssignal) wird mit  $y_{BB}(t)$  bezeichnet. Dieses Basisbandsignal  $y_{BB}(t)$  wird zunächst analog weiterverarbeitet, wobei die analoge Basisbandsignalverarbeitungskette **20** im Wesentlichen eine Verstärkung und eine (z.B. Bandpass- oder Tiefpass-) Filterung bewirkt, um unerwünschte Seitenbänder und Spiegelfrequenzen zu unterdrücken. Das resultierende analoge Ausgangssignal, welches einem Analog-Digital-Wandler (siehe Fig. 3, ADC **30**) zugeführt ist, wird mit  $y(t)$  bezeichnet. Verfahren für die digitale Weiterverarbeitung des digitalisierten Ausgangssignals (digitales Radarsignal  $y[n]$ ) sind an sich bekannt (beispielsweise die Range-Doppler-Analyse) und werden daher hier nicht weiter diskutiert.

**[0019]** Im vorliegenden Beispiel mischt der Mischer **104** das vorverstärkte HF-Empfangssignal  $g \cdot y_{RF}(t)$  (d.h. das verstärkte Antennensignal) hinunter ins Basisband. Das Mischen kann in einer Stufe erfolgen (also vom HF-Band direkt ins Basisband) oder über eine oder mehrere Zwischenstufen (also vom HF-Band in ein Zwischenfrequenzband und weiter ins Basisband). In diesem Fall umfasst der Empfangsmischer **104** effektiv mehrere in Serie geschaltete einzelne Mischerstufen. Angesichts des in Fig. 5 gezeigten Beispiels wird deutlich, dass die Qualität einer Radarmessung stark von der Qualität des LO-Signals  $s_{LO}(t)$  abhängt, beispielsweise von dem in dem LO-Signal  $s_{LO}(t)$  enthaltenen Rauschen, welches quanti-

tativ durch das Phasenrauschen des Lokaloszillators **101** bestimmt wird.

**[0020]** Fig. 5 zeigt des Weiteren einen Teil (den TX-Kanal des HF-Frontends **10'**) eines weiteren Radarsensors **1'**, der für den Radarsensor **1** einen Störer darstellt. Das HF-Frontend **10'** des Radarsensors **1'** beinhaltet einen weiteren Lokaloszillator **101'**, der ein LO-Signal  $s_{LO}'(t)$  erzeugt, welches von dem Verstärker **102'** verstärkt wird. Das verstärkte LO-Signal wird als HF-Radarsignal  $s_{RF,0}'(t)$  über die Antenne **5'** des Radarsensors **1'** abgestrahlt (vgl. Gleichung (3)). Dieses HF-Radarsignal  $s_{RF,0}'(t)$  trägt zu der von der Antenne **6** des anderen Radarsensors **1** empfangenen Störskomponente  $y_{RF,i}(t)$  bei und verursacht die erwähnten Interferenzen.

**[0021]** Fig. 6 illustriert schematisch ein Beispiel eines FM-Schemas wie es in FMCW-Radarsensoren üblicherweise bei der Frequenzmodulation des LO-Signals  $s_{LO}(t)$  verwendet wird. In dem dargestellten Beispiel wird für jede Messung eine Sequenz von Chirps erzeugt. In Fig. 6 enthält die erste Sequenz nur 16 Chirps; in der Praxis wird eine Sequenz jedoch wesentlich mehr Chirps aufweisen, beispielsweise 128 oder 256 Chirps. Eine Anzahl, die einer Zweierpotenz entspricht, erlaubt bei der nachfolgenden digitalen Signalverarbeitung (z.B. bei der Range/Doppler-Analyse) die Verwendung effizienter FFT-(Fast Fourier Transform) Algorithmen. Zwischen den einzelnen Sequenzen kann eine Pause sein.

**[0022]** Fig. 7 und Fig. 8 illustrieren anhand eines Beispiels wie ein Störer die Radarechos, die in dem vom Radarsensor **1** empfangenen HF-Signal  $y_{RF}(t)$  enthalten sind, stören kann. Fig. 7 zeigt in einem Diagramm (Frequenz über der Zeit) einen von dem Radarsensor **1** abgestrahlten Chirp mit einer Chirp-Dauer von 60  $\mu$ s. Die Startfrequenz des abgestrahlten Signals  $s_{RF}(t)$  beträgt ungefähr 76250 MHz und die Stopfrequenz ungefähr 76600 MHz. Ein von einem anderen Radarsensor erzeugtes Störsignal  $y_{RF,i}(t)$  beinhaltet einen Up-Chirp mit einer Startfrequenz von ungefähr 76100 MHz, einer Stopfrequenz von ungefähr 76580 MHz und einer Chirp-Dauer von 30  $\mu$ s sowie einen darauf folgenden Down-Chirp, der bei der Stopfrequenz des vorhergehenden Chirps startet und bei der Startfrequenz des vorhergehenden Chirps endet und eine Chirp-Dauer von 10  $\mu$ s aufweist. Die Bandbreite  $B$  des Basisbandsignals des Radarsensors wird im Wesentlichen von der Basisbandsignalverarbeitungskette **20** bestimmt und ist in Fig. 7 durch die gestrichelten Linien angedeutet. Fig. 8 zeigt einen exemplarischen Signalverlauf des (vorverarbeiteten) Basisbandsignals  $y(t)$  des Radarsensors **1**. Man kann sehen, dass die Signalkomponenten aufgrund der Interferenz in jenem Zeitintervall eine signifikante Amplitude aufweisen, in dem die Frequenz des Störsignals innerhalb der Bandbreite  $B$  des Radarsensors liegt (siehe Fig. 7 und Fig. 8). Im vorlie-

genden Beispiel tritt die Interferenz drei Mal während der Chirp-Dauer von 60  $\mu$ s auf, nämlich bei ungefähr 7  $\mu$ s, 28  $\mu$ s und 42  $\mu$ s. Wie erwähnt kann die Leistung des Störsignals höher sein als die Leistung der Radarechos von realen Targets. Des Weiteren sind (abgesehen von hier nicht betrachteten Ausnahmen) die Störsignale und das Sendesignal des betrachteten Radarsensors **1** unkorreliert, weshalb die Interferenz als Rauschen angesehen werden kann und somit das Grundrauschen erhöht.

**[0023]** Bevor auf die Störsignalunterdrückung näher eingegangen wird, wird im Folgenden kurz die in einem Radarsensor üblicherweise für die Detektion von Radarzielen durchgeführte Signalverarbeitung zusammengefasst. Fig. 9 illustriert anhand eines Beispiels die analoge Signalverarbeitung einem Radarsensor bis hin zur Digitalisierung des Basisbandsignals, das die Chirp-Echosignale repräsentiert. Diagramm (a) aus Fig. 9 zeigt einen Teil einer Chirp-Sequenz, die  $M$  lineare Chirps umfasst. Die durchgezogene Linie repräsentiert den Signalverlauf (waveform., Frequenz über der Zeit) des ausgehenden HF-Radarsignals  $s_{RF}(t)$  und die gestrichelte Linie repräsentiert den korrespondierenden Signalverlauf des ankommenden Radarsignals  $y_{RF}(t)$ , das (sofern vorhanden) die Chirp-Echos umfasst. Gemäß Diagramm (a) der Fig. 9 steigt die Frequenz des ausgehenden Radarsignals beginnend bei einer Startfrequenz  $f_{START}$  linear bis auf eine Stopfrequenz  $f_{STOP}$  an (Chirp Nr. 0) und fällt dann zurück auf die Startfrequenz  $f_{START}$ , steigt wieder bis auf die Stopfrequenz  $f_{STOP}$  an (Chirp Nr. 1), und so weiter.

**[0024]** Wie zuvor in Bezug auf Fig. 6 erläutert umfasst eine Chirp-Sequenz eine Vielzahl von Chirps; im vorliegenden Fall wird die Anzahl der Chirps einer Sequenz mit  $M$  bezeichnet. Abhängig von der Anwendung kann eine Sequenz auch Chirps mit unterschiedlichen Parametern (Start- und Stopfrequenz, Dauer und Modulationspause) beinhalten. Während einer Modulationspause zwischen zwei aufeinanderfolgenden Chirps kann die Frequenz z.B. gleich der Stopfrequenz des vorherigen Chirps oder der Startfrequenz des folgenden Chirps (oder gleich einer anderen Frequenz) sein. Die Chirp-Dauer kann im Bereich von ein paar wenigen Mikrosekunden bis hin zu ein paar wenigen Millisekunden liegen, beispielsweise im Bereich von 20  $\mu$ s bis 2 ms. Die tatsächlichen Werte können abhängig von der Anwendung auch größer oder kleiner sein. Die Anzahl  $M$  der Chirps in einer Sequenz kann einer Zweierpotenz entsprechen, z.B.  $M=256$ .

**[0025]** Das ankommende (d.h. von der RX-Antenne empfangene) HF-Radarsignal  $y_{RF}(t)$  eilt dem ausgehenden (d.h. von der TX-Antenne abgestrahlten) HF-Radarsignal  $s_{RF}(t)$  um eine Zeitdifferenz  $\Delta t$  nach. Diese Zeitdifferenz  $\Delta t$  entspricht der Signallaufzeit von der TX-Antenne, zum Radar-Target und zurück zur

RX-Antenne und wird auch als Round Trip Delay Time (RTDT) bezeichnet. Der Abstand  $d_{Ti}$  eines Radar-Targets  $T_i$  vom Radarsensor beträgt  $d_T = c \cdot \Delta t / 2$ , d.h. die Lichtgeschwindigkeit  $c$  mal der halben Zeitdifferenz  $\Delta t$ . Wie man in Diagramm (a) der **Fig. 9** sehen kann, hat die Zeitdifferenz  $\Delta t$  eine korrespondierende Frequenzdifferenz  $\Delta f$  zur Folge. Diese Frequenzdifferenz  $\Delta f$  kann ermittelt werden, indem das ankommende (und ggf. vorverstärkte) Radarsignal  $y_{RF}(t)$  mit dem LO-Signal  $s_{LO}(t)$  des Radarsensors gemischt (siehe **Fig. 5**, Mischer **104**), das resultierende Basisbandsignal  $y(t)$  digitalisiert und nachfolgend eine digitale Spektralanalyse durchgeführt wird. Die Frequenzdifferenz  $\Delta f$  erscheint dann im Spektrum des digitalisierten Basisbandsignals  $y[n]$  als Schwebungsfrequenz (Beat Frequency). Wenn lineare Chirps verwendet werden, kann die Zeitdifferenz  $\Delta t$  gemäß  $\Delta t = \Delta f / k$  berechnet werden, wobei der Faktor  $k$  die Steilheit (Hertz pro Sekunde) der Frequenzrampe bezeichnet, der gemäß  $k = B / T_{CHIRP}$  berechnet werden kann, wobei  $B$  die Bandbreite eines Chirps ist ( $B = |f_{STOP} - f_{START}|$ ). Im Hinblick auf die obigen Erläuterungen folgt für den gesuchten Abstand  $d_{Ti}$  des Targetes  $T_i$ :

$$d_{Ti} = c \cdot \Delta t / 2 = c \cdot \Delta f \cdot T_{CHIRP} / (2 \cdot B), \quad (4)$$

**[0026]** Obwohl oben das grundlegende Funktionsprinzip eines FMCW-Radarsensors zusammengefasst wurde, sei angemerkt, dass in der Praxis üblicherweise anspruchsvollere Signalverarbeitung angewendet wird. Beispielsweise kann eine zusätzliche Dopplerverschiebung  $f_D$  des ankommenden Signals aufgrund des Doppler-Effekts die Abstandsmessung beeinflussen, das sich die Dopplerverschiebung  $f_D$  zu der oben erläuterten Frequenzdifferenz  $\Delta f$  hinzuaddiert. Abhängig von der Anwendung kann die Dopplerverschiebung aus den ausgehenden und ankommenden Radarsignalen geschätzt/berechnet und bei der Messung berücksichtigt werden, wohingegen in manchen Anwendungen die Dopplerverschiebung für die Abstandsmessung vernachlässigbar sein kann. Die kann z.B. dann der Fall sein, wenn die Chirp-Dauer hoch und die Geschwindigkeit des Targets klein ist, sodass Frequenzdifferenz  $\Delta f$  im Vergleich zur Dopplerverschiebung  $f_D$  groß ist. In manchen Radarsystemen kann die Dopplerverschiebung eliminiert werden, indem bei der Abstandsmessung der Abstand basierend auf einem Up-Chirp und einem Down-Chirp ermittelt wird. Theoretisch kann der tatsächliche Abstand  $d_T$  als Mittelwert der Abstandswerte berechnet werden, die man aus einer Messung mit Up-Chirps und einer weiteren Messung mit Down-Chirps erhält. Durch die Mittelung wird die Dopplerverschiebung eliminiert.

**[0027]** Ein Beispiel einer Signalverarbeitungstechnik für die Verarbeitung von FMCW-Radarsignalen be-

inhaltet die Berechnung von sogenannten Range-Doppler-Karten (Range-Doppler Maps), die auch als Range-Doppler-Bilder (Range-Doppler Images) bezeichnet werden. Im Allgemeinen ermitteln FMCW-Radarsensoren die Target-Information (d.h. Abstand, Geschwindigkeit, DoA) durch Aussenden einer Sequenz von Chirps (siehe **Fig. 9**, Diagramm (a)) und Mischen der (verzögerten) Echos von den Radar-Targets mit einer „Kopie“ des ausgesendeten Signals (vgl. **Fig. 5**, Mischer **104**). Das resultierende Basisbandsignal  $y(t)$  ist in Diagramm (b) der **Fig. 9** dargestellt. Dieses Basisbandsignal  $y(t)$  kann in mehrere Segmente unterteilt werden, wobei jedes Segment des Basisbandsignals  $y(t)$  einem bestimmten Chirp der Chirp-Sequenz zugeordnet ist,

**[0028]** Die erwähnte Target-Informationen können aus dem Spektrum der erwähnten Segmente des Basisbandsignals  $y(t)$  extrahiert werden, welche die durch ein oder mehrere Radar-Targets erzeugten Chirp-Echos enthalten. Eine Range-Doppler-Karte erhält man wie unten detaillierter erläutert beispielsweise mittels einer zweistufigen Fourier-Transformation. Range-Doppler-Karten können als Basis für verschiedene Methoden zur Detektion, Identifikation und Klassifikation von Radar-Targets verwendet werden. Das Ergebnis der ersten Fourier-Transformationsstufe wird als Range-Karte (Range Map) bezeichnet. Die hier beschriebenen Methoden zur Störsignalunterdrückung können in den Spektren der erwähnten Segmente des Basisbandsignals durchgeführt werden, die in einer solchen Range-Karte enthalten sind.

**[0029]** In den hier dargestellten Beispielen werden die für die Ermittlung der Range-Doppler-Karten notwendigen Berechnungen von einer digitalen Recheneinheit (computing unit) wie z.B. einem Signalprozessor (vgl. **Fig. 5**, DSP **40**) durchgeführt. In anderen Ausführungsbeispielen können zusätzlich oder alternativ zu einem Signalprozessor auch andere Recheneinheiten verwendet werden, um die notwendigen Berechnungen durchzuführen. Je nach Implementierung können die Berechnungen von verschiedenen Software- und Hardwareeinheiten (software and hardware entities) oder Kombinationen davon durchgeführt werden. Im Allgemeinen wird hier unter dem Begriff Recheneinheit eine beliebige Kombination von Software und Hardware verstanden, die dazu fähig und dazu ausgebildet ist, die Berechnungen durchzuführen, die im Zusammenhang mit den hier erläuterten Ausführungsbeispielen beschrieben sind.

**[0030]** Gemäß einer exemplarischen Implementierung beinhaltet die Berechnung einer Range-Doppler-Karte zwei Stufen, wobei in jede Stufe mehrerer Fourier-Transformationen berechnet werden (z.B. mittels eines FFT-Algorithmus). Gemäß dem vorliegenden Beispiel wird das Basisbandsignal  $y(t)$  (vgl. **Fig. 5**) so abgetastet, dass man für eine Chirp-Sequenz mit  $M$  Chirps  $N \times M$  Abtastwerte (Samples) er-

hält, d.h.  $M$  Segmente mit jeweils  $N$  Samples). Das heißt, das Abtastzeitintervall  $T_{\text{SAMPLE}}$  wird so gewählt, dass jedes der  $M$  Segmente (Chirp-Echos im Basisband) durch eine Sequenz von  $N$  Samples repräsentiert wird. Wie in Diagramm (c) der **Fig. 9** dargestellt können diese  $M$  Segmente zu je  $N$  Samples in einem zweidimensionalen Feld (Array)  $Y[n, m]$  angeordnet werden (Radardatenfeld). Jede Spalte des Feldes  $Y[n, m]$  repräsentiert eines der  $M$  betrachteten Segmente des Basisbandsignals  $\mathbf{y}(t)$ , und die  $n$ -te Zeile des Feldes  $Y[n, m]$  enthält den  $n$ -ten Sample der  $M$  Chirps. Der Zeilenindex  $n$  ( $n=0, 1, \dots, N-1$ ) kann also als diskreter Zeitpunkt  $n \cdot T_{\text{SAMPLE}}$  auf einer „schnellen“ Zeitachse betrachtet werden. Gleichermäßen kann der Spaltenindex  $m$  ( $m=0, 1, \dots, M-1$ ) als diskreter Zeitpunkt  $m \cdot T_{\text{CHIRP}}$  auf einer „langsamen“ Zeitachse betrachtet werden. Der Spaltenindex  $m$  entspricht der Nummer des Chirps in einer Chirp-Sequenz.

**[0031]** In einer ersten Stufe wird eine erste FFT (üblicherweise als Range-FFT bezeichnet) auf jeden Chirp angewendet. Für jede Spalte des Feldes  $Y[n, m]$  wird die Fourier-Transformation berechnet. In anderen Worten, das Feld  $Y[n, m]$  wird entlang der schnellen Zeitachse Fourier-transformiert, und als Ergebnis erhält man ein zweidimensionales Feld  $R[k, m]$  von Spektren, das als Range-Karte (Range-Map) bezeichnet wird, wobei jede der  $M$  Spalten der Range-Karte jeweils  $N$  (komplexwertige) Spektralwerte enthält. Durch die Fourier-Transformation wird die „schnelle“ Zeitachse zur Frequenzachse; der Zeilenindex  $k$  der Range-Karte  $R[k, m]$  entspricht einer diskreten Frequenz und wird daher auch als Frequenz-Bin (frequency bin) bezeichnet. Jede diskrete Frequenz entspricht einem Abstand gemäß Gleichung 4, weshalb die Frequenzachse auch als Abstands-Achse (Range Axis) bezeichnet wird.

**[0032]** Die Range-Karte  $R[k, m]$  ist im Diagramm (c) der **Fig. 9** dargestellt. Ein von einem Radar-Target verursachtes Radar-Echo hat ein lokales Maximum (Peak) bei einem bestimmten Frequenz-Index/Frequenz-Bin zur Folge. Üblicherweise erscheint dieses lokale Maximum in allen Spalten der Range-Karte  $R[k, m]$ , d.h. in den Spektren aller betrachteten Segmente des Basisbandsignals  $\mathbf{y}(t)$ , die den Chirps einer Chirp-Sequenz zugeordnet werden können. Wie erwähnt, kann der zugehörige Frequenz-Index  $k$  (z.B. gemäß Gleichung 4) in einen Abstandswert umgerechnet werden.

**[0033]** In einer zweiten Stufe wird eine zweite FFT (üblicherweise als Doppler-FFT bezeichnet) auf jede der  $N$  Zeilen der Range-Karte  $R[k, m]$  angewendet ( $k=0, \dots, N-1$ ). Jede Zeile der Range-Karte  $R[k, m]$  beinhaltet  $M$  Spektralwerte eines bestimmten Frequenz-Bins, wobei jeder Frequenz-Bin einem bestimmten Abstand  $\mathbf{d}_T$  eines bestimmten Radar-Targets  $\mathbf{T}_i$  entspricht. Die Fourier-Transformation der Spektralwerte in einem bestimmten (einem Radar-

Target zuordenbaren) Frequenz-Bin ermöglicht die Ermittlung der zugehörigen Dopplerverschiebung  $\mathbf{f}_D$ , die einer Geschwindigkeit des Radar-Targets entspricht. In anderen Worten, das zweidimensionale Feld  $R[k, m]$  (die Range-Karte) wird zeilenweise, d.h. entlang der „langsamen“ Zeitachse Fourier-transformiert. Die resultierenden FourierTransformierten bilden wieder ein Feld mit  $N \times M$  Spektralwerten, das als Range-Doppler-Karte  $X[k, l]$  bezeichnet wird ( $k=0, \dots, N-1$  und  $l=0, \dots, M-1$ ). Durch die zweite FFT wird die „langsame“ Zeitachse zur Doppler-Frequenzachse. Die zugehörigen diskreten Doppler-Frequenzwerte entsprechen jeweils einer bestimmten Geschwindigkeit. Die Doppler-Frequenzachse kann demnach in eine Geschwindigkeitsachse umgerechnet werden.

**[0034]** Jedes lokale Maximum (jeder Peak) in der Range-Doppler-Karte  $X[k, l]$  zeigt ein potentielles Radar-Target an. Der einem lokalen Maximum zugeordnete Zeilenindex  $k$  (auf der Range-Achse) repräsentiert den Abstand des Targets, und der dem lokalen Maximum zugeordnete Spaltenindex  $l$  (auf der Geschwindigkeitsachse) repräsentiert die Geschwindigkeit des Targets. Es versteht sich, dass die hier beschriebene Methodik der Ermittlung von Abstand und Geschwindigkeit von Radar-Targets basierend auf der Range-Doppler-Karte eine vergleichsweise einfache Methodik ist. Abhängig von der Anwendung können komplexere und weitergehende Algorithmen zur Auswertung der Range-Doppler-Karte verwendet werden. In manchen Anwendungen ist die Berechnung einer Range-Doppler-Karte nicht nötig. In diesen Fällen können Abstände und Geschwindigkeiten von Radar-Targets z.B. basierend auf der Range-Karte berechnet werden ohne dass zuvor eine Range-Doppler-Karte berechnet werden muss.

**[0035]** Im Falle mehrerer RX-Antennen können eine Range-Karte und eine Range-Doppler-Karte  $X_a[k, l]$  für jeden RX-Kanal berechnet werden, wobei  $a$  die Nummer der Antenne und des zugehörigen RX-Kanals bezeichnet. Die Range-Doppler-Karten  $X_a[k, l]$  können zu einem dreidimensionalen Feld „gestapelt“ werden. Gleichermäßen können die Ausgangsdaten  $Y_a[m, n]$  (Radardatenfelder) als dreidimensionales Feld betrachtet werden. Dieses wird manchmal als Radardatenwürfel („radar data cube“) bezeichnet.

**[0036]** Wie erwähnt können die Radardatenwürfel, die resultierenden Range-Karten  $R_a[k, m]$  oder die Range-Doppler-Karten  $X_a[k, l]$  als Eingangsdaten für verschiedene weitere Signalverarbeitungsverfahren verwendet werden. Beispielsweise sind verschiedene Peak-Detektionsalgorithmen bekannt, um in den Range-Karten  $R_a[n, m]$  oder den Range-Doppler-Karten  $X_a[k, l]$  lokale Maxima (Peaks) zu detektieren, die von einem Objekt (Radar-Target) im „Sichtfeld“ des Radarsensors verursacht werden. Andere Algorithmen dienen z.B. zur Berechnung des (Azimut-)Winkels eines Radar-Targets oder der Klassifikation

von detektierten Radar-Targets (z.B. ob es sich bei einem Radar-Target um einen Fußgänger handelt).

**[0037]** Wie alle Messdaten enthalten die Spektralwerte in einer Range-Karte oder einer Range-Doppler-Karte Rauschen. Die Detektierbarkeit der erwähnten lokalen Maxima sowie die Zuverlässigkeit der Detektion hängt von dem Grundrauschen (noise floor) des Radarsystems ab. Verschiedene Rauschquellen können zu dem Grundrauschen beitragen, insbesondere das Phasenrauschen des Lokaloszillators (siehe **Fig. 4**, LO **101**). Auch die weiter oben diskutierten Interferenzeffekte aufgrund anderer, störender Radarsensoren können die Detektion von Radar-Targets und die Robustheit und Zuverlässigkeit der Messergebnisse negativ beeinflussen. Die erwähnten Interferenzen können zumindest temporär das Grundrauschen so sehr erhöhen, dass eine Detektion von Radar-Targets unmöglich oder zumindest fehleranfällig wird.

**[0038]** Es sind verschiedene Techniken bekannt, Interferenz zu erkennen. Diese Techniken ermöglichen es zu erkennen, dass eine Messung gestört wurde und die Messergebnisse daher unzuverlässig sind. Andere Ansätze zielen darauf ab, die Störsignale zu unterdrücken bzw. mittels Filtertechniken zu reduzieren. Die im Folgenden beschriebenen Ausführungsbeispiele betreffen einen möglichen Ansatz, Störsignalkomponenten (vgl. Gleichung (3), Signal  $\mathbf{y}_{RF,i}(\mathbf{t})$ ) mittels einer speziellen Filtertechnik zu unterdrücken. Bevor auf verschiedene Möglichkeiten, störende Interferenzen im Basisbandsignal zu eliminieren, eingegangen wird, wird im Folgenden noch kurz ein weiteres Beispiel eines HF-Frontends **10** eines Radarsensors erläutert, das eine alternative Implementierung zu dem Beispiel aus **Fig. 5** darstellt.

**[0039]** **Fig. 10** zeigt ein HF-Frontend **10** eines Radarsensors mit einem RX-Kanal **RX1** und einem TX-Kanal **TX1**. Die Beispiele aus **Fig. 5** und **Fig. 9** unterscheiden sich im Wesentlichen in der Implementierung des RX-Kanals **RX1**, in dem gemäß **Fig. 10** ein aus zwei Mixern **104** und **104'** aufgebauter IQ-Mischer (IQ-Demodulator) verwendet wird, um ein komplexes Mischerausgangssignal  $y_{BB}^*(t) = \mathbf{y}_{BB}(t) + j \cdot \mathbf{y}_{BB}'(t)$  zu erzeugen (das Symbol  $j$  repräsentiert die imaginäre Einheit). Der Realteil  $\mathbf{y}_{BB}(t)$  wird auch In-Phase-Komponente und der Imaginärteil  $\mathbf{y}_{BB}'(t)$  als Quadratur-Komponente bezeichnet. Die analoge Basisbandsignalverarbeitungskette muss in Vergleich zum Beispiels aus **Fig. 5** dupliziert werden, d.h. die Signalverarbeitungskette **20** für den Realteil und eine korrespondierende Signalverarbeitungskette **20'** für den Imaginärteil. Die Ausgangssignale  $\mathbf{y}(t)$  und  $\mathbf{y}'(t)$  werden mittels der Analog-Digitalwandler-Einheit **30** (mit zwei Kanälen) digitalisiert. Das digitale Radarsignal (digitalisiertes Basisbandsignal) kann wie das oben erwähnte Mischerausgangssignal  $y_{BB}^*(t)$  als komplexes Signal  $\mathbf{y}^*[n] = \mathbf{y}[n] + j \cdot \mathbf{y}'[n]$  betrachtet werden.

Analog zu Gleichung 1 gilt auch für ein komplexes Basisbandsignal (im Digitalbereich)

$$y^*[n] = y_T^*[n] + y_I^*[n], \quad (5)$$

wobei  $y_T^*[n]$  die Signalkomponente aufgrund von Echos an realen Radar-Targets und  $y_I^*[n]$  die Signalkomponente aufgrund von Interferenz von Störsignalen bezeichnet.

**[0040]** In diesem Beispiel ist der Lokaloszillator **101** dazu ausgebildet zusätzlich zu dem „normalen“ LO-Signal  $\mathbf{s}_{LO}(t)$  auch ein dazu orthogonales (um 90° phasenverschobenes) LO-Signal  $\mathbf{s}_{LO}'(t)$ , wobei im RX-Kanal dem Referenzeingang des Mixers **104** das LO-Signal  $\mathbf{s}_{LO}(t)$  und dem Referenzeingang des Mixers **104'** das korrespondierende LO-Signal  $\mathbf{s}_{LO}'(t)$  zugeführt ist. Den HF-Eingängen der beiden Mixer **104** und **104'** ist das verstärkte Antennensignal  $g \cdot y_{RF}(t)$  zugeführt; das resultierende Mischerausgangssignal ist wie erwähnt das komplexe Signal  $y_{BB}^*(t) = y_{BB}(t) + j \cdot y_{BB}'(t)$ . Die nachfolgende digitale Signalverarbeitung ist bei Verwendung eines IQ-Mixers nicht substantiell anders als bei Verwendung eines „normalen“ Mixers wie dem Beispiel aus **Fig. 5**. Die oben zusammengefasste Radar-Doppler-Analyse im Frequenzbereich kann auch mit komplexwertigen Signalen durchgeführt werden. Radarsensoren mit IQ-Mixern im Empfangskanal sind an sich bekannt und werden daher hier nicht detaillierter diskutiert.

**[0041]** **Fig. 11** illustriert das Spektrum eines Radarsignals im Basisband mit komplexer Demodulation (mittels IQ-Mischer, siehe **Fig. 9**) im Vergleich zum Spektrum eines Radarsignals im Basisband mit reeller Demodulation (siehe **Fig. 5**). Spektren reeller Signale sind immer symmetrisch, d.h.  $|Y[k]| = |Y[-k]|$  und  $\arg\{Y[k]\} = -\arg\{Y[-k]\}$ , wobei in diesem Beispiel  $Y[k]$  das Spektrum eines reellen Basisbandsignals  $\mathbf{y}[n]$  ist (vgl. **Fig. 5**). Im Gegensatz dazu sind die Spektren  $\mathbf{Y}^*[k]$  komplexer Signale  $\mathbf{y}^*[n]$  nicht symmetrisch. Bei komplexer Demodulation mittels IQ-Mischer führen Radarechos lediglich zu lokalen Maxima im rechten Teil des Spektrums, d.h. jenem Teil des Spektrums, der positiven Frequenzen zugeordnet ist (siehe **Fig. 11**, durchgezogene Linie), wohingegen bei der reellen Demodulation die Radarechos immer zwei korrespondierende lokale Maxima zur Folge haben (siehe **Fig. 11**, gestrichelte Linie). Das heißt, jedes Radarecho an einem Target führt zu einem lokalen Maximum bei positiver Frequenz  $f_1$ ,  $f_2$  und einem korrespondierenden lokalen Maximum bei negativer Frequenz  $-f_1$ ,  $-f_2$ .

**[0042]** Bei Verwendung eines IQ-Mixers für die komplexe Demodulation der empfangenen Radarsignale (siehe Gleichung 5) weist die Signalkom-

ponente  $y_T^*[n]$  (Radarechos an realen Targets) lediglich bei positiven Frequenzen Spektrallinien auf, wohingegen die Signalkomponente  $y_I^*[n]$  (störende Interferenzen) Spektrallinien bei positiven und negativen Frequenzen aufweist. Im Folgenden wird das Spektrum der (komplexen) Signalkomponente  $y_T^*[n]$  mit  $Y_T^*[k]$  und das Spektrum der (ebenfalls komplexen) Signalkomponente  $y_I^*[n]$  mit  $Y_I^*[k]$  bezeichnet. Aufgrund der Linearität der Fourier-Transformation gilt analog zu Gleichung 1 und 5 folgender Zusammenhang

$$Y^*[k] = Y_T^*[k] + Y_I^*[k]. \quad (6)$$

In Gleichung 6 bezeichnet  $k$  den Frequenzindex und für die (diskrete) Frequenz  $f$  gilt  $f = k \cdot \Delta f$ , wobei  $\Delta f$  im vorliegenden Beispiel die Frequenzauflösung bezeichnet. Das (diskrete) Spektrum  $Y^*[k]$  kann beispielsweise eine Spalte einer Range-Karte  $R[k, m]$  repräsentieren, sofern die Range-Karte  $R[k, m]$  auf Grundlage eines komplexen Basisbandsignals  $y^*[n]$  (mit  $M$  Segmenten/Chirps) berechnet wurde.

**[0043]** Wie erwähnt, weist die Signalkomponente  $y_T^*[n]$  lediglich bei positiven Frequenzen Spektrallinien auf, die jeweils ein reales Radar-Target repräsentieren können d.h.

$$|Y_T^*[k]| \approx 0 \text{ für } k < 0. \quad (7)$$

Natürlich ist null ein theoretischer Wert, bei dem Rauschen unberücksichtigt bleibt. Theoretische Arbeiten haben gezeigt, dass die Signalkomponente  $y_I^*[n]$  ein symmetrisches Betragsspektrum hat, d.h.

$$|Y_I^*[k]| = |Y_I^*[-k]|. \quad (8)$$

Das hat zu Folge, dass das Spektrum der Störsignale direkt aus dem Gesamtspektrum  $Y^*[k]$  „extrahiert“ (geschätzt) werden kann. Die folgende Gleichung

$$|Y_I^*[k]| = \begin{cases} |Y^*[k]| & \text{für } k \leq 0 \\ |Y^*[-k]| & \text{für } k > 0 \end{cases} \quad (9)$$

bezeichnet eine ausreichende genaue Schätzung für das Betragsspektrum  $|Y_I^*[k]|$  der Signalkomponente  $y_I^*[n]$ , welche Störsignale repräsentiert.

**[0044]** Theoretische Arbeiten haben weiter gezeigt, dass das Phasenspektrum  $\arg\{Y_I^*[k]\}$  der Signalkomponente  $y_I^*[n]$  einen parabolischen Verlauf aufweist, d.h.

$$\arg\{Y_I^*[k]\} = c_1 k^2 + c_2 k + c_3. \quad (10)$$

wobei  $c_1$ ,  $c_2$  und  $c_3$  konstante Parameter sind, welche aus dem Spektrum  $Y^*[k]$  für  $k < 0$  berechnet (geschätzt) werden können. Hierfür können verschiedene an sich bekannte Methoden zur Parameterschätzung verwendet werden, beispielsweise die Methode der kleinsten Fehlerquadrate (LMS-Methode) oder ähnliches. Für positive Frequenzen kann das Phasenspektrum gemäß Gleichung 10 auch für positive Frequenzen ( $k > 0$ ) extrapoliert werden. In der Regel umfasst ein Spektrum  $Y^*[k]$  eine gerade Zahl komplex-wertiger Spektrallinien, der Frequenzindex  $k$  läuft in diesem Fall von  $-N/2$  bis  $N/2-1$ .

**[0045]** Nachdem sowohl das Betragsspektrum  $|Y_I^*[k]|$  (vgl. Gleichung 9) als auch das Phasenspektrum  $\arg\{Y_I^*[k]\}$  (vgl. Gleichung 10) der Störsignalkomponente  $y_I^*[n]$  ermittelt wurden, kann die Störsignalkomponente vom dem komplexen Radarsignal  $y^*[n]$ , das ja Radarechos und Störsignale beinhaltet, mittels Subtraktion eliminiert werden (cancelling out). Diese Vorgehensweise erfolgt im Frequenzbereich und ist in den **Fig. 12** bis **Fig. 14** grafisch dargestellt, wobei Betragsspektrum und Phasenspektrum

der Störsignalkomponente  $y_I^*[n]$  getrennt geschätzt werden. Der im Folgenden beschriebene Ansatz betrifft die Störsignalunterdrückung im Frequenzbereich für ein komplexes Basisbandsignal  $y^*[n]$ . Alternative Ansätze, die auch für die Störsignalunterdrückung in einem reellen Basisbandsignal  $y^*[n]$  geeignet sind, werden weiter unten diskutiert. Bei genauerer Betrachtung, muss bei positiven Frequenzen noch ein zusätzlicher linearer Phasenterm  $\exp(j\varphi')$  berücksichtigt werden, wobei die lineare Phase  $\varphi'$  beispielsweise durch Lösen einer Minimierungsaufgabe bestimmen lässt. Das heißt,  $\varphi'$  ist jene Phase  $\varphi$  (im Bereich von 0 bis  $2\pi$ ), für die der Ausdruck  $\|Y^*[k] - |Y_I^*[k]| \exp(j(c_1 k^2 + c_2 k + c_3)) \exp(j\varphi)\|$  für  $k > 0$  minimal wird. In diesem Fall gilt Gleichung 10 nur für negative Frequenzen und für positive Frequenzen kommt die zusätzliche lineare Phase dazu, d.h.

$$\arg\{Y_i^*[k]\} = \begin{cases} c_1 k^2 + c_2 k + c_3 & \text{für } k \leq 0 \\ c_1 k^2 + c_2 k + c_3 + \varphi^* & \text{für } k > 0 \end{cases} \quad (11)$$

**[0046]** Die Störsignalunterdrückung erfolgt für jedes Segment des digitalisierten Basisbandsignals  $y^*[n]$  separat. Das heißt, für die folgenden Erläuterungen bezeichnet  $Y^*[k]$  das Spektrum eines einzelnen Segments des komplexen Basisbandsignals  $y^*[n]$ , beispielsweise eine Spalte einer Range-Karte  $R(k, m)$ , d.h.  $Y^*[k] = R[k, m]$ . Wie erwähnt bezeichnet  $m$  eines von  $M$  Segmenten des Basisbandsignals  $y^*[n]$ , wobei jedes Segment einem Chirp einer Chirp-Sequenz zugeordnet ist ( $m = 0, \dots, M-1$ ). Das Diagramm (a) in **Fig. 12** zeigt exemplarisch das Spektrum  $Y^*[k]$  eines Segments des Basisbandsignals  $y^*[n]$ . Das Spektrum  $Y^*[k]$  umfasst einen ersten Teil (linke Seite des Spektrums), der den negativen Frequenzen zugeordnet ist, und einen zweiten Teil (rechte Seite des Spektrums), der den positiven Frequenzen zugeordnet ist. In **Fig. 12**, Diagramm (a), ist der rechte Teil des Spektrums als gestrichelte Linie dargestellt. Wie erwähnt manifestieren sich Echos an realen Radar-Targets immer als lokales Maximum (Peak) bei einer positiven Frequenz, wohingegen Interferenzen aufgrund von Störsignalen in beiden Teilen des Spektrums (d.h. bei positiven und negativen Frequenzen) in Erscheinung treten. Das heißt, der linke Teil des Spektrums  $Y^*[k]$  enthält keine von realen Radar-Targets generierten Echosignale, sondern nur Rauschen und Interferenz. Aufgrund der Symmetrie des

Betragspektrums  $|Y_i^*[k]|$  der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  (siehe Gleichung 8), kann der rechte (positiven Frequenzen zugeordnete) Teil des Betragspektrums  $|Y_i^*[k]|$  durch „Spiegeln“ des linken (negativen Frequenzen zugeordneten) Teils des Spektrums  $Y^*[k]$  um die Achse  $k=0$  angenähert werden. Das erwähnte Spiegeln wird oft auch als „Flipping“ bezeichnet. In manchen Programmiersprachen gibt es für diese Operation sogar spezielle Befehle wie z.B. „flipr“ („flip from left to right“).

**[0047]** Das heißt, das gespiegelte Betragspektrum  $|Y^*[-k]|$  des aktuell betrachteten Segments des Basisbandsignals  $y^*[n]$  ist eine geeignete Schätzung

für das Betragspektrum  $|Y_i^*[k]|$  der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  für positive Frequenzen ( $k > 0$ ), wohingegen das (nicht gespiegelte) Betragspektrum  $|Y^*[k]|$  des aktuell betrachteten Segments des Basisbandsignals  $y^*[n]$  ist eine geeignete Schätzung für das Betragspektrum  $|Y_i^*[k]|$  der Störsignalkomponente

$y_i^*[n]$  für negative Frequenzen ( $k < 0$ ) ist. Das geschätzte Betragspektrum  $|Y_i^*[k]|$  der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  ist in Diagramm (b) der **Fig. 12** dargestellt. Das in Diagramm (a) der **Fig. 12** vorhandene lokale Maximum aufgrund eines realen Radarechos ist in Diagramm (b) nicht mehr enthalten (und nur mehr durch eine dünne strichpunktierte Linie angedeutet); Diagramm (b) repräsentiert lediglich das Betragspektrum  $|Y_i^*[k]|$  der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$ .

**[0048]** Für eine Auslöschung der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  im Basisbandsignals  $y^*[n]$  wird sowohl das Betragspektrum  $|Y_i^*[k]|$  als auch das Phasenspektrum  $\arg\{Y_i^*[k]\}$  benötigt. Wie erwähnt, ist kann

das Phasenspektrum  $\arg\{Y_i^*[k]\}$  als Polynom zweiten Grades modelliert werden (siehe Gleichung 10 und 11). Die Parameter dieses Modells können aus dem linken (negativen Frequenzen zugeordneten) Teil des Phasenspektrums  $\arg\{Y^*[k]\}$  (d.h. für  $k < 0$ ) geschätzt werden und die geschätzten Modellparameter (siehe Gleichung 10, Parameter  $c_1$ ,  $c_2$ , und  $c_3$ ) können dazu verwendet werden, den rechten (positiven Frequenzen zugeordneten) Teil des Phasenspektrums  $\arg\{Y^*[k]\}$  (d.h. für  $k > 0$ ) zu extrapolieren, wobei im rechten Teil des Phasenspektrums noch ein zusätzlicher linearer Phasenterm berücksichtigt wird (siehe Gleichung 11). Diese Extrapolation ist in **Fig. 13** dargestellt. Diagramm (a) aus **Fig. 13** zeigt das Phasenspektrum  $\arg\{Y^*[k]\}$ , wobei der rechte Teil des Phasenspektrums  $\arg\{Y^*[k]\}$  (der auch von realen Radarechos beeinflusst sein kann) gestrichelt dargestellt ist. Diagramm (b) aus **Fig. 13** zeigt das

extrapolierte Phasenspektrum  $\arg\{Y_i^*[k]\}$  der Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$ .

**[0049]** In **Fig. 14** ist das der Betrag des modifizierten/korrigierten Spektrums  $Y_{corr}^*[k] = Y^*[k] - Y_i^*[k]$  dargestellt, in dem die Störsignalkomponente ausgelöscht wurde. Die Auslöschung der Störsignalkomponente erfolgt durch eine einfache Subtraktion im Frequenzbereich, d.h.

$$Y_{corr}^*[k] = Y^*[k] - Y_i^*[k]. \quad (12)$$

Wie erwähnt kann die Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  im Frequenzbereich für jedes Segment des Basisbandsignals  $\mathbf{y}^*[n]$  separat erfolgen. Das Auslöschung der Störsignalkomponenten kann also spaltenweise, für jede Spalte eine Range-Karte  $R[k, m]$ , durchgeführt werden, wobei für jede Chirp-Sequenz und jeden Empfangskanal eine Range-Karte  $R[k, m]$  ermittelt werden kann.

**[0050]** Im Folgenden wird ein Beispiel des hier beschriebenen Verfahrens zur Auslöschung von durch Interferenz verursachten Störsignalkomponenten  $y_i^*[n]$  in einem komplexen Basisbandsignal  $\mathbf{y}^*[n]$  eines Radar-Transceivers zusammengefasst. **Fig. 15** visualisiert das Beispiel anhand eines Flow-Charts. Das Verfahren verwendet als Eingangssignal ein komplexes Basisbandsignal  $\mathbf{y}^*[n]$  eines Radar-Transceivers mit IQ-Mischer im Empfangskanal (siehe **Fig. 10**). Dieses Basisbandsignal  $\mathbf{y}^*[n]$  umfasst eine Vielzahl von Segmenten, wobei jedes Segment einem Chirp einer Chirp-Sequenz entspricht, die in dem ausgesendeten HF-Radarsignal enthalten ist. Wie weiter oben mit Bezug auf **Fig. 9** erläutert wurde können die Abtastwerte des Basisbandsignals  $\mathbf{y}^*[n]$  als Matrix organisiert werden, wobei jede Spalte der Matrix ein Segment beinhalten. Gemäß **Fig. 15** umfasst das Verfahren das Berechnen des Spektrums  $\mathbf{Y}^*[k]$  (erstes Spektrum) eines Segments des komplexen Basisbandsignals  $y^*(t)$  (siehe **Fig. 15**, Schritt **S1**). Diese Berechnung kann im Zuge der weiter oben beschriebenen Berechnung einer Range-Karte erfolgen. Eine Range-Karte enthält in den Spalten die Spektren (zeitlich direkt) aufeinanderfolgender Segmente des komplexen Basisbandsignals  $\mathbf{y}^*[n]$ .

**[0051]** Die Auslöschung der erwähnten Störsignalkomponente wird segmentweise durchgeführt. Im nächsten Schritt (siehe **Fig. 15**, Schritt **S2**) wird das Spektrum  $Y_i^*[k]$  (zweites Spektrum) der im betrachteten Basisbandsignalsegment enthaltenen (durch Interferenz erzeugten) Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  geschätzt; diese Schätzung basiert auf jenem Teil des ersten Spektrums  $\mathbf{Y}^*[k]$ , der negativen Frequenzen zugeordnet ist (d.h.  $\mathbf{Y}^*[k]$  für  $k < 0$ ). In einem dritten Schritt (siehe **Fig. 15**, Schritt **S3**) wird das die Störsignalkomponente  $y_i^*[n]$  die in dem komplexen Basisbandsignalsegment  $\mathbf{y}^*[n]$ , enthalten ist, im Frequenzbereich ausgelöscht. Dieses Auslöschung wird durch Subtrahieren des geschätzten zweiten Spektrums  $Y_i^*[k]$  von dem ersten Spektrum  $\mathbf{Y}^*[k]$  erreicht (siehe auch Gleichung 11). Es versteht sich, dass unter Auslöschung in der Praxis keine vollständige Eliminierung der Störung verstanden wird, jedoch eine signifikante Reduktion der interferierenden Störsignalleistung erreicht wird.

**[0052]** Die Schätzung des zweiten Spektrums  $Y_i^*[k]$  wird für das Betragsspektrum  $|Y_i^*[k]|$  und das Phasenspektrum  $\arg\{Y_i^*[k]\}$  separat gemacht. Das Betragsspektrum  $|Y_i^*[k]|$  erhält man durch Spiegelung des linken Teils (negative Frequenzen) des Betrags des ersten Spektrums  $|Y^*[k]|$ . Das Phasenspektrum  $\arg\{Y_i^*[k]\}$  erhält man durch eine modellbasierte Extrapolation des linken Teils (negative Frequenzen) des Phasenspektrums  $\arg\{Y^*[k]\}$  (siehe Gleichung 10 und 11).

**[0053]** Das oben beschriebene Verfahren setzt ein komplexes Basisbandsignal  $\mathbf{y}^*[n]$  voraus, wofür ein HF-Frontend mit einem IQ-Mischer benötigt wird. Im Folgenden wird eine Modifikation des oben beschriebenen Ansatzes beschrieben, der auch auf reelle Basisbandsignal  $\mathbf{y}[n]$  angewendet werden kann und folglich auch für HF-Frontends mit einfachem Mischer funktioniert. Die Auslöschung der Interferenz basiert - analog zu Gleichung 11 - auf der Subtraktion einer Schätzung des Spektrums  $Y_i[k]$  der reellen Störsignalkomponente  $\mathbf{y}_i[n]$  vom berechneten Spektrum  $\mathbf{Y}[k]$  des reellen Basisbandsignals  $\mathbf{y}[n]$ , d.h.

$$Y_{corr}[k] = Y[k] - Y_i[k]. \quad (13)$$

Wie bereits erläutert, sind die Spektren reeller Signale immer symmetrisch in Bezug auf die Null-Hertz-Linie (vgl. **Fig. 11** und die dazugehörigen Erläuterungen). Das heißt, das Betragsspektrum  $|Y[k]|$  ist für positive und negative Frequenzen gleich ( $|Y[k]| = |Y[-k]|$ ), und sowohl der negativen Frequenzen zugeordnete Teil als auch der positiven Frequenzen zugeordnete Teil des Betragsspektrums  $|Y[k]|$  enthalten Störsignalkomponenten (Spektrum  $|Y_i[k]|$ , Interferenz) und Nutzsingnalkomponenten (Spektrum  $|Y_T[k]|$ , reale Radarechos). Ein Beispiel für das Betragsspektrums  $|Y[k]|$  ist in **Fig. 16** dargestellt. Man sieht ungefähr bei 11 MHz ein lokales Maximum (Peak), das ein reales Radarecho darstellt.

**[0054]** Vor der Bestimmung eines Schätzwertes für das Spektrum  $Y_i[k]$  der reellen Störsignalkomponente  $\mathbf{y}_i[n]$  werden zunächst im berechneten Betragsspektrum  $|Y[k]|$  (z.B. eine Spalte einer Range Map) die lokalen Maxima detektiert, welche realen Radar-Echos zugeordnet werden können. Diese Detektion kann, wie exemplarisch in **Fig. 16** dargestellt, mittels Vergleich mit einem Schwellenwert  $Y_{TH}$  erfolgen, d.h. es werden jene Frequenz-Indizes  $k_p$  (Frequenz-Bins, entsprechen jeweils einer Frequenz  $f_p$ ) identifiziert, für die  $|Y[k_p]| > Y_{TH}$  gilt. Diese einem realen Radar-Echo zuzuordnenbare Frequenz-Bins  $k_p$  (und ggf. benachbarte Bins) werden bei der Schätzung

des Störsignalspektrums  $Y_I[k]$  nicht berücksichtigt. In dem in **Fig. 16** dargestellten Diagramm kann ein lokales Maximum (Peak) identifiziert werden (bei ca.  $f_p = 11$  MHz), wohingegen die übrigen Frequenz-Bins durch Interferenz und Rauschen dominiert werden. Das Ergebnis des Schwellwert-Vergleichs kann eine Menge  $P$  von Frequenz-Indizes sein, welche realen Radar-Echos zugeordnet sei. Im Fall der **Fig. 16** kann die Menge  $P$  z.B. wie folgt aussehen:

$$P = \{k_p - 2, k_p - 1, k_p, k_p + 1, k_p + 2\}.$$

**[0055]** Die Schätzung des Störsignalspektrums  $Y_I[k]$  basiert auf dem berechneten Spektrum  $Y[k]$  des reellen Basisbandsignals (z.B. eine Spalte einer Range-Karte), wobei jene Frequenzbereiche (Frequenz-Bins), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, unberücksichtigt bleiben. Das heißt, für die Frequenz-Bins  $k \neq k_p$  wird das Betragsspektrum wie folgt approximiert:

$$|Y_I[k]| \approx |Y[k]|, \quad \text{für } k \notin P, \quad (14)$$

wobei die „Lücken“ bei den Frequenz-Bins  $k \in P$  mittels Interpolation geschlossen werden. Verschiedene an sich bekannte Interpolationsverfahren sind hier anwendbar, beispielsweise eine Interpolation mittels kubischer Splines. Jedoch sind auch andere an sich bekannte Methoden anwendbar. Ein Beispiel für das geschätzte Betragsspektrum  $|Y_I[k]|$  ist in **Fig. 17** zu sehen. **Fig. 18** zeigt die Differenz  $|Y[k] - |Y_I[k]|$  (vgl. Gleichung 13).

**[0056]** Ein Schätzwert für das Phasenspektrum  $\arg\{Y_I[k]\}$  kann durch eine stückweise lineare Interpolation im zuvor berechneten Phasenspektrum  $\arg\{Y[k]\}$ , für  $k \neq k_p$ , ermittelt werden. Bei Frequenz-Bins  $k_z$ , bei denen (oder in deren Nähe) das Betragsspektrum eine Nullstelle hat, kann der Wert im Phasenspektrum  $\arg\{Y[k]\}$  unzuverlässig sein. Demnach können bei der Berechnung des Schätzwertes jene Frequenzbereiche  $k_p$  (Frequenz-Bins), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, sowie jene Frequenz-Bins  $k_z$ , die Nullstellen zugeordnet werden können, unberücksichtigt bleiben. **Fig. 19** zeigt exemplarisch das zu **Fig. 16** gehörende Phasenspektrum  $\arg\{Y[k]\}$ , **Fig. 20** zeigt das stückweise linear interpolierte Phasenspektrum  $\arg\{Y_I[k]\}$ . Gemäß einem weiteren Beispiel kann das Phasenspektrum  $\arg\{Y_I[k]\}$  als Regressionsgerade basierend auf dem Phasenspektrum  $\arg\{Y[k]\}$  (z.B. Spalte einer Range-Karte) für  $k \neq k_p$  und  $k \neq k_z$  berechnet werden. D.h. Spektrallinien  $Y[k_p]$  und ggf.  $Y[k_z]$  bleiben für die Berechnung des Schätzwertes für  $\arg\{Y[k]\}$  unberücksichtigt. **Fig. 21** zeigt die Differenz  $\arg\{Y[k] - Y_I[k]\}$ .

**[0057]** **Fig. 22** illustriert exemplarisch eine Möglichkeit, jene Frequenz-Bins  $k_z$  zu identifizieren, die ei-

ner Nullstelle zugeordnet werden können. Auf der Ordinatenachse sind die Winkeldifferenzen dargestellt, also  $\arg\{Y[k]\} - \arg\{Y[k-1]\}$ . Dabei Nullstellen Phasensprünge auftreten erkennt man bei den Nullstellen lokale Minima und Maxima, die ebenfalls mittels eines Vergleichs mit einem Schwellenwert  $\Phi_{THL}$  bzw.  $\Phi_{THU}$  detektiert werden können. Die Frequenz-Bins  $k_z$ , an denen eine Nullstelle detektiert wird, können bei der Approximation des Phasenspektrums  $\arg\{Y_I[k]\}$  unberücksichtigt bleiben. In einem Ausführungsbeispiel kann auch das Betragsspektrum  $|Y_I[k]|$  an den detektierten Nullstellen auf null gesetzt werden. Zusätzlich zu den Frequenz-Bins  $k_z$ , an denen die Phase außerhalb des Bereichs von  $\Phi_{THL}$  bis  $\Phi_{THU}$  liegt, können auch noch benachbarte Frequenz-Bins (z.B.  $k_z - 2$ ,  $k_z - 1$ ,  $k_z$ ,  $k_z + 1$  und  $k_z + 2$ ) als zur Nullstelle gehörig definiert werden und bei der Approximation des Phasenspektrums  $\arg\{Y_I[k]\}$  unberücksichtigt bleiben. Aus diesem Grund sind in **Fig. 22** auch Punkte als „außerhalb der Schwellenwerte“ gezeichnet, obwohl sich zwischen den Schwellenwerten  $\Phi_{THL}$  bis  $\Phi_{THU}$  liegen, allerdings an einen Frequenz-Bin angrenzen, dessen Phasenwert außerhalb liegt. Wie viele Frequenz-Bins um eine Nullstelle auf diese Weise „aussortiert“ werden hängt von der tatsächlichen Implementierung ab und kann auch von der numerischen Genauigkeit der Berechnungen abhängen.

**[0058]** Die hier beschriebenen Verfahren und Konzepte zur Signalverarbeitung von digitalen Radarsignalen können auf verschiedene Weise implementiert werden. In den hier beschriebenen Ausführungsbeispielen sind die hier beschriebenen Konzepte zur Reduktion von Interferenz bedingten Störsignalen zum größten Teil als Software implementiert, die in einer Recheneinheit mittels eines oder mehrerer Prozessoren ausgeführt wird (siehe **Fig. 3**, Controller **50**, Signalprozessor **40**). Es versteht sich, dass die hier beschriebenen Verfahren auch teilweise direkt mittels dedizierter Hardware implementiert sein können. In diesem Zusammenhang wird unter Recheneinheit jede funktionale Einheit (Entity), die Software und Hardware umfassen kann, verstanden, welche dazu geeignet und dazu ausgebildet ist, die hier beschriebenen Verfahrensschritte durchzuführen. Insbesondere für die Transformation von Signalen in den Frequenzbereich mittels FFT sind neben Software-Algorithmen auch effiziente Hardwarestrukturen bekannt. An dieser Stelle sei auch festgehalten, dass die hier erwähnten Range-Maps und Range-Doppler-Maps nicht notwendigerweise als zweidimensionale Datenstruktur dargestellt werden müssen. Die tatsächliche verwendete Struktur kann je nach Implementierung von der hier beschriebenen Struktur abweichen.

### Patentansprüche

1. Ein Verfahren, das folgendes umfasst:

Berechnen eines ersten Spektrums ( $Y^*[k]$ ), das ein Spektrum eines Segments eines komplexen Basisbandsignals ( $y^*[n]$ ) repräsentiert, wobei das Segment einem bestimmten Chirp einer in einem ersten HF-Radarsignal ( $s_{LO}(t)$ ) enthaltenen Chirp-Sequenz zugeordnet ist;

Schätzen eines zweiten Spektrums ( $Y_1^*[k]$ ), das ein Spektrum eines Störsignals ( $y_1^*[n]$ ) repräsentiert, das in dem komplexen Basisbandsignals ( $y^*[n]$ ) enthalten ist, basierend auf einem Teil des ersten Spektrums ( $Y^*[k]$ ), der negativen Frequenzen zugeordnet ist.

2. Das Verfahren gemäß Anspruch 1, das weiter umfasst:

Abstrahlen des ersten HF-Radarsignals ( $s_{LO}(t)$ ), das die Chirp-Sequenz enthält;

Empfangen eines zweiten HF-Radarsignals ( $y_{RF}(t)$ ); und

Hinuntermischen des zweiten HF-Radarsignals vom HF-Band in ein Basisband mittels eines IQ-Mischers, um das komplexe Basisbandsignal ( $y^*[n]$ ) zu erhalten.

3. Das Verfahren gemäß Anspruch 1 oder 2, wobei das erste Spektrum ( $Y^*[k]$ ) ein erstes Betragsspektrum ( $|Y^*[k]|$ ) und ein erstes Phasenspektrum ( $\arg\{Y^*[k]\}$ ) umfasst und wobei das zweite Spektrum ( $Y_1^*[k]$ ) ein zweites Betragsspektrum ( $|Y_1^*[k]|$ ) und ein zweites Phasenspektrum ( $\arg\{Y_1^*[k]\}$ ) umfasst, und wobei das Schätzen des zweiten Spektrums ( $Y_1^*[k]$ ) umfasst:

Verwenden des negativen Frequenzen zugeordneten Teils des ersten Betragsspektrums ( $|Y^*[k]|$ ) als Schätzwert für den positiven Frequenzen zugeordneten Teil des zweiten Betragsspektrums ( $|Y_1^*[k]|$ ).

4. Das Verfahren gemäß Anspruch 3, wobei der Schätzwert für den positiven Frequenzen zugeordneten Teil des zweiten Betragsspektrums ( $|Y_1^*[k]|$ ) erzeugt wird durch Ermitteln eines Betragsspektrums, das einer Spiegelung des negativen Frequenzen zugeordneten Teils des ersten Betragsspektrums ( $|Y^*[k]|$ ) entspricht.

5. Das Verfahren gemäß Anspruch 3 oder 4, wobei das Schätzen des zweiten Spektrums ( $Y_1^*[k]$ ) weiter umfasst:

Berechnen des positiven Frequenzen zugeordneten Teils des zweiten Phasenspektrums ( $\arg\{Y_1^*[k]\}$ ) durch Extrapolation des negativen Frequenzen zugeordneten Teil des ersten Phasenspektrums ( $\arg\{Y^*[k]\}$ ).

6. Das Verfahren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, das weiter umfasst:

Subtrahieren des geschätzten zweiten Spektrums ( $Y_1^*[k]$ ) von dem positiven Frequenzen zugeordneten Teil des ersten Spektrums ( $Y^*[k]$ ), um ein modifiziertes Segment zu erhalten.

7. Das Verfahren gemäß Anspruch 6, das weiter umfasst:

Verwenden des modifizierten Segments für eine Detektion von Radar-Targets.

8. Eine Radarvorrichtung, die folgendes aufweist: einen Radar-Transceiver mit einem Oszillator, der dazu ausgebildet ist, ein erstes HF-Radarsignal ( $s_{LO}(t)$ ) zu erzeugen, das eine Chirp-Sequenz enthält, und mit einem Empfangskanal, der dazu ausgebildet ist, ein komplexes Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) zu erzeugen, wobei das Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) eine Vielzahl von Segmenten umfasst und jedes Segment einem bestimmten Chirp der Chirp-Sequenz zugeordnet ist; und

eine Recheneinheit (40), die dazu ausgebildet ist: ein erstes Spektrum ( $Y^*[k]$ ) zu berechnen, das ein Spektrum eines Segments des komplexen Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) repräsentiert; und ein zweites Spektrum ( $Y_1^*[k]$ ), das ein Spektrum eines Störsignals ( $y_1^*(t)$ ) repräsentiert, das in dem komplexen Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) enthalten ist, basierend auf einem Teil des ersten Spektrums ( $Y^*[k]$ ), der negativen Frequenzen zugeordnet ist, zu schätzen.

9. Die Radarvorrichtung gemäß Anspruch 8, wobei die Recheneinheit (40) weiter dazu ausgebildet ist, ein Subtrahieren des geschätzten zweiten Spektrums ( $Y_1^*[k]$ ) von dem positiven Frequenzen zugeordneten Teil des ersten Spektrums ( $Y^*[k]$ ) durchzuführen, um ein modifiziertes Segment mit reduziertem Störsignalanteil zu erhalten.

10. Die Radarvorrichtung gemäß Anspruch 9, wobei die Recheneinheit (40) weiter dazu ausgebildet ist, das modifizierte Segment für eine Detektion von Radar-Targets zu verwenden.

11. Ein Verfahren, das folgendes umfasst:

Berechnen eines ersten Spektrums ( $Y[k]$ ), das ein Spektrum eines Segments eines Basisbandsignals ( $y[n]$ ) repräsentiert, wobei das Segment einem bestimmten Chirp einer in einem ersten HF-Radarsignal ( $s_{LO}(t)$ ) enthaltenen Chirp-Sequenz zugeordnet ist; Identifizieren von Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, Ermitteln eines zweiten Spektrums ( $Y_1[k]$ ), das einen Schätzwert für das Spektrum eines Störsignals ( $y_1[n]$ ) repräsentiert, das in dem Basisbandsignal ( $y[n]$ ) enthalten ist, basierend auf dem ersten Spektrum ( $Y[k]$ ), wobei jene Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, unberücksichtigt bleiben.

12. Das Verfahren gemäß Anspruch 11, wobei das Identifizieren von Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, folgendes umfasst:

Ermitteln, welche Spektrallinien des ersten Spektrums einen Betrag haben, der einen Schwellenwert ( $Y_{TH}$ ) übersteigt.

13. Das Verfahren gemäß Anspruch 11 oder 12, wobei das erste Spektrum ( $Y[k]$ ) ein erstes Betragsspektrum ( $|Y[k]|$ ) und ein erstes Phasenspektrum ( $\arg\{Y[k]\}$ ) umfasst und wobei das zweite Spektrum ( $Y_i[k]$ ) ein zweites Betragsspektrum ( $|Y_i[k]|$ ) und ein zweites Phasenspektrum ( $\arg\{Y_i[k]\}$ ) umfasst, und wobei das Ermitteln des zweiten Spektrums ( $Y_i[k]$ ), weiter umfasst:

Verwenden des ersten Betragsspektrum ( $|Y[k]|$ ) als Approximation für das zweite Betragsspektrum ( $|Y_i[k]|$ ), wobei jene Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, durch interpolierte Werte ersetzt werden.

14. Das Verfahren gemäß Anspruch 13, wobei das Ermitteln des zweiten Spektrums ( $Y_i[k]$ ), weiter umfasst:

Ermitteln des zweiten Phasenspektrums ( $\arg\{Y_i[k]\}$ ) durch lineare Interpolation in den ersten Phasenspektrum ( $\arg\{Y[k]\}$ ), wobei die Phasen jener Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, nicht berücksichtigt werden.

15. Das Verfahren gemäß einem der Ansprüche 11 bis 14, wobei beim Ermitteln des zweiten Spektrums ( $Y_i[k]$ ) des Weiteren jene Spektrallinien ( $Y[k_x]$ ), die einer Nullstelle zugeordnet werden können, unberücksichtigt bleiben.

16. Eine Radarvorrichtung, die folgendes aufweist: einen Radar-Transceiver mit einem Oszillator, der dazu ausgebildet ist, ein erstes HF-Radarsignal ( $s_{LO}(t)$ ) zu erzeugen, das eine Chirp-Sequenz enthält, und mit einem Empfangskanal, der dazu ausgebildet ist, ein Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) zu erzeugen, wobei das Basisbandsignals ( $y^*(t)$ ) eine Vielzahl von Segmenten umfasst und jedes Segment einem bestimmten Chirp der Chirp-Sequenz zugeordnet ist; und eine Recheneinheit (40), die dazu ausgebildet ist: ein erstes Spektrum ( $Y[k]$ ) zu berechnen, das ein Spektrum eines Segments des Basisbandsignals ( $y[n]$ ) repräsentiert; Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ) zu identifizieren, die einem Radar-Echo zugeordnet werden können; und ein zweites Spektrum ( $Y_i[k]$ ) zu ermitteln, das einen Schätzwert für das Spektrum eines Störsignals ( $y_i[n]$ ) repräsentiert, das in dem Basisbandsignals ( $y[n]$ ) enthalten ist, basierend auf dem ersten Spektrum ( $Y[k]$ ), wobei jene Spektrallinien ( $Y[k_p]$ ), die einem Radar-Echo zugeordnet werden können, unberücksichtigt bleiben.

Es folgen 11 Seiten Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

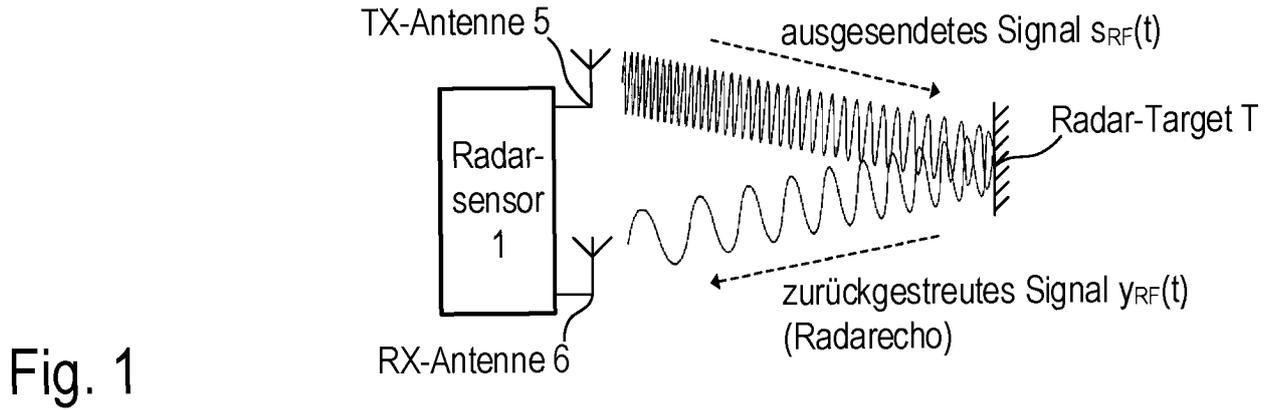


Fig. 1

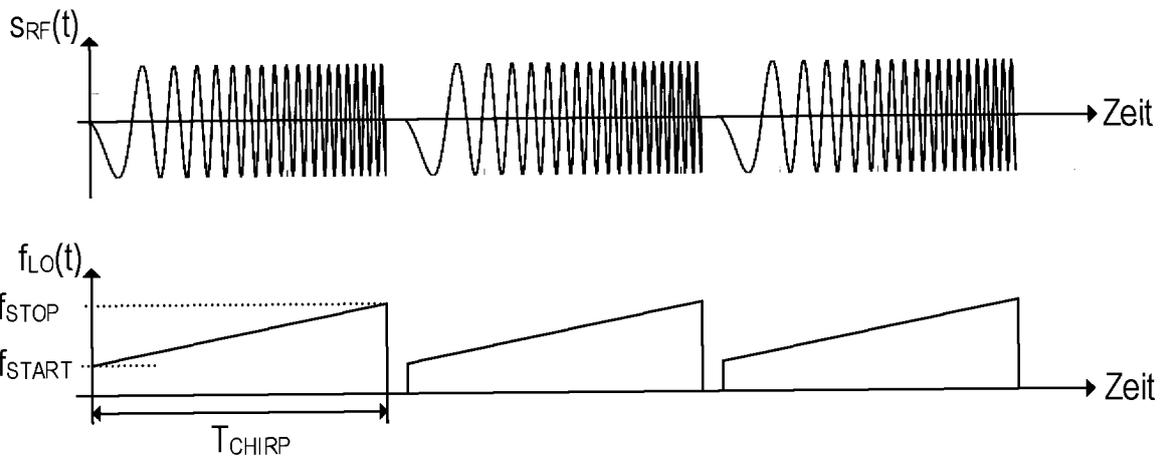


Fig. 2

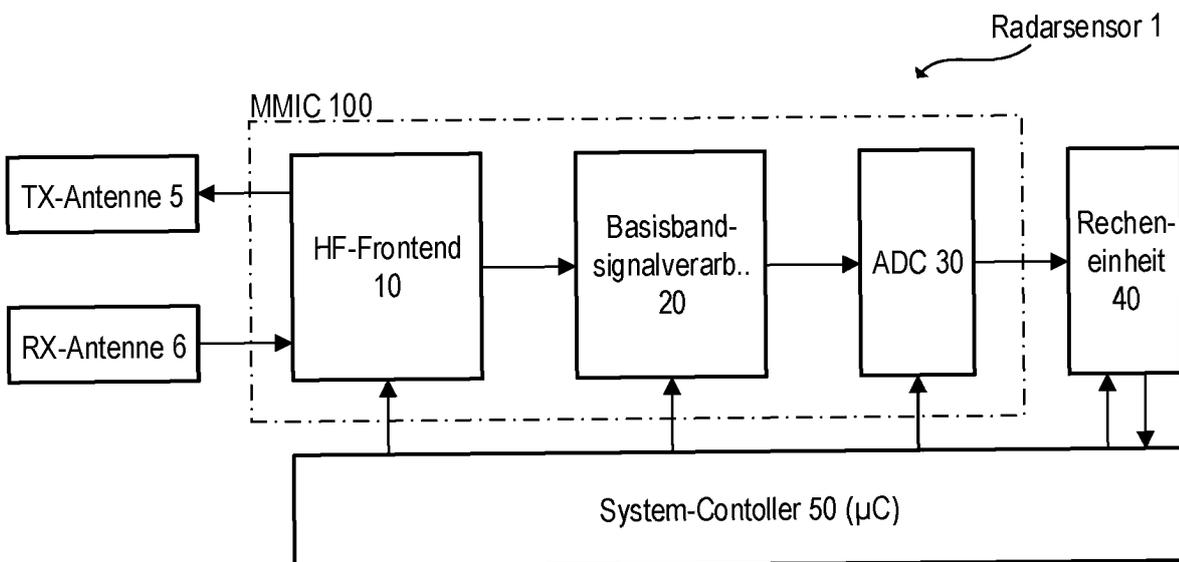


Fig. 3

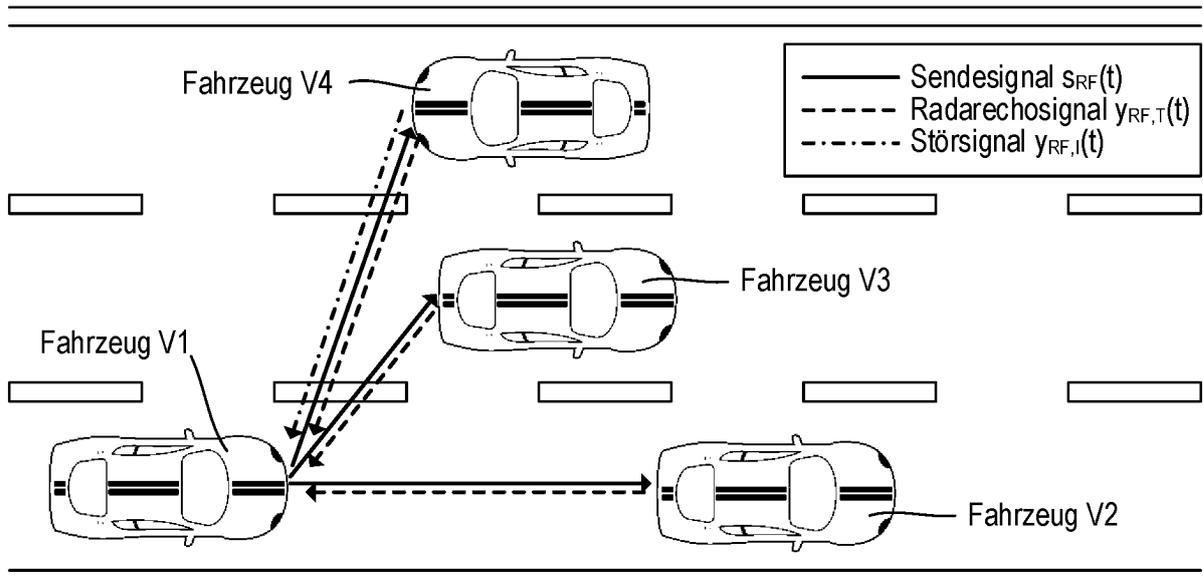


Fig. 4

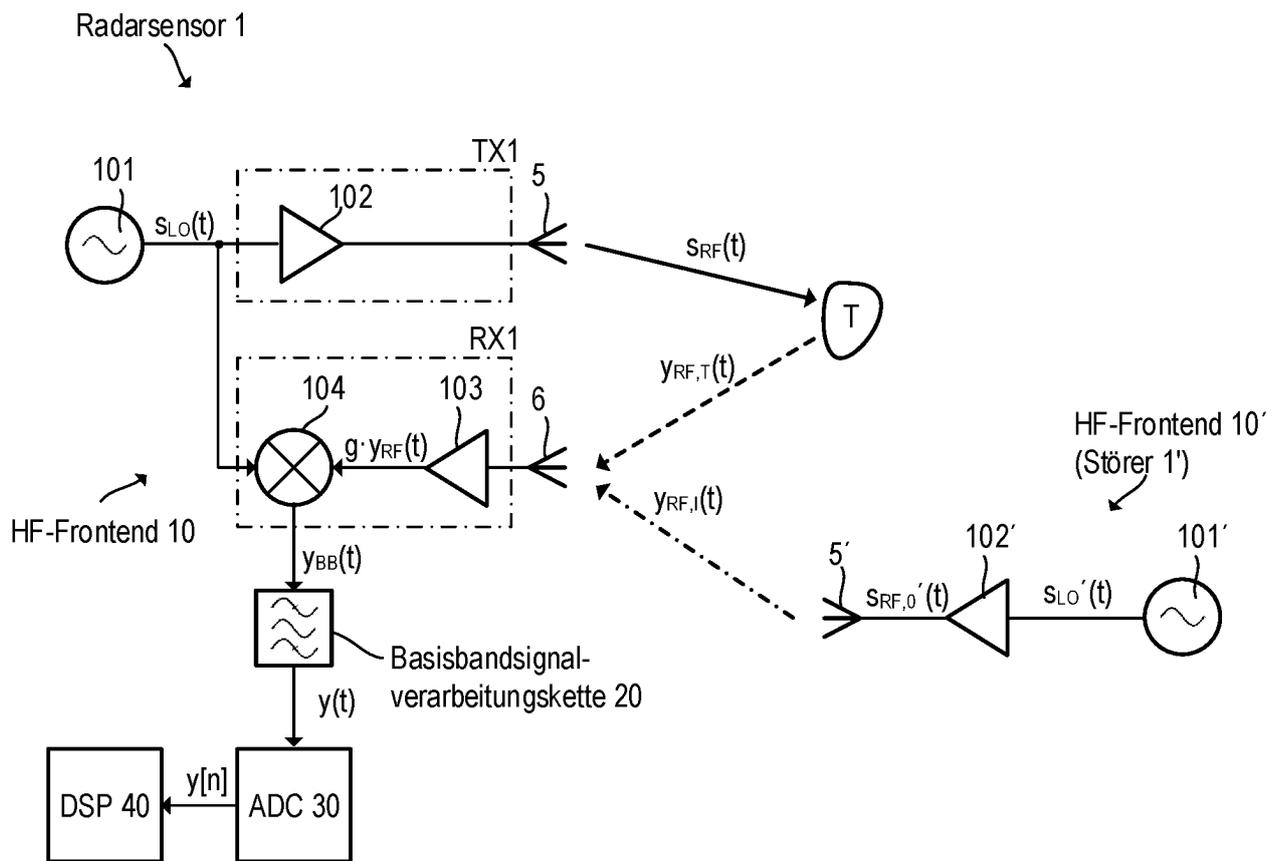


Fig. 5

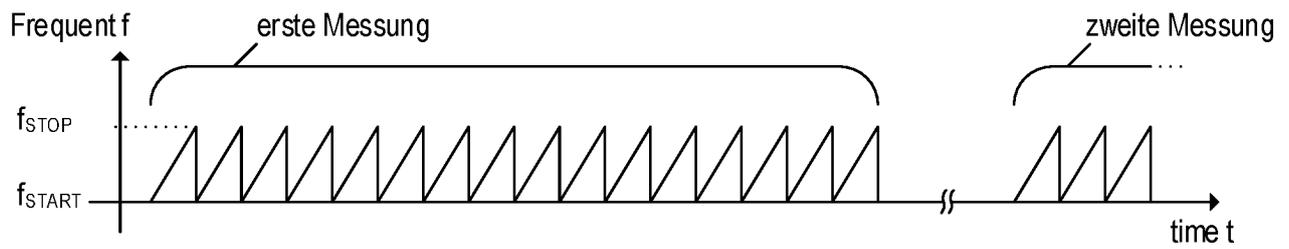


Fig. 6

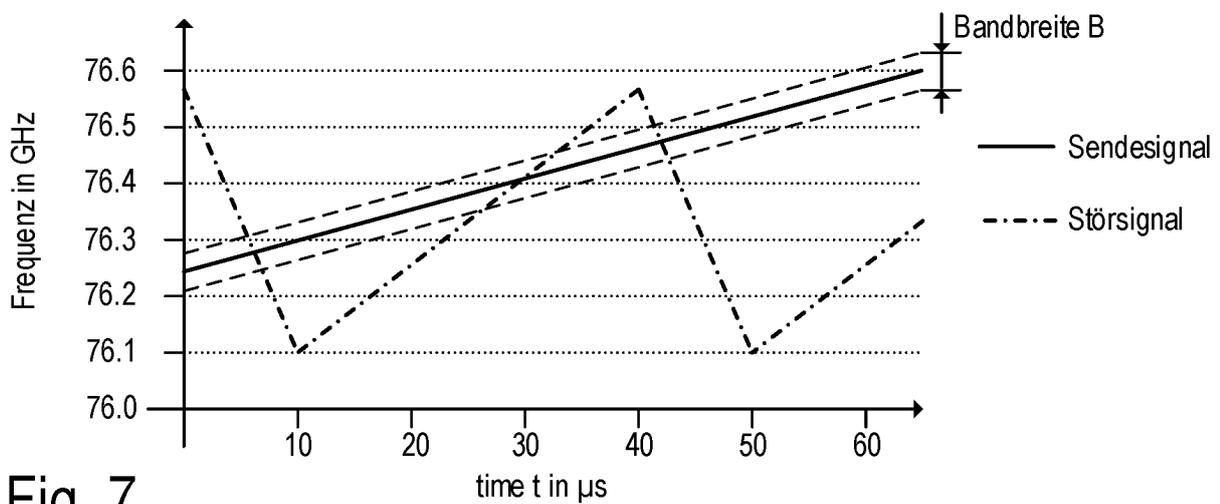


Fig. 7

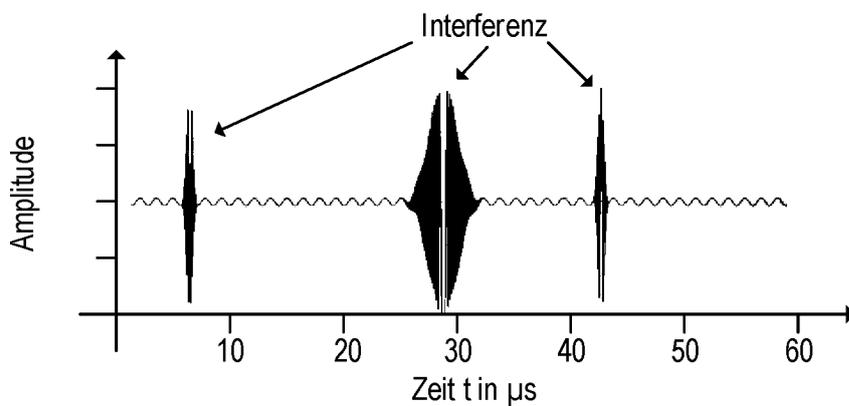


Fig. 8

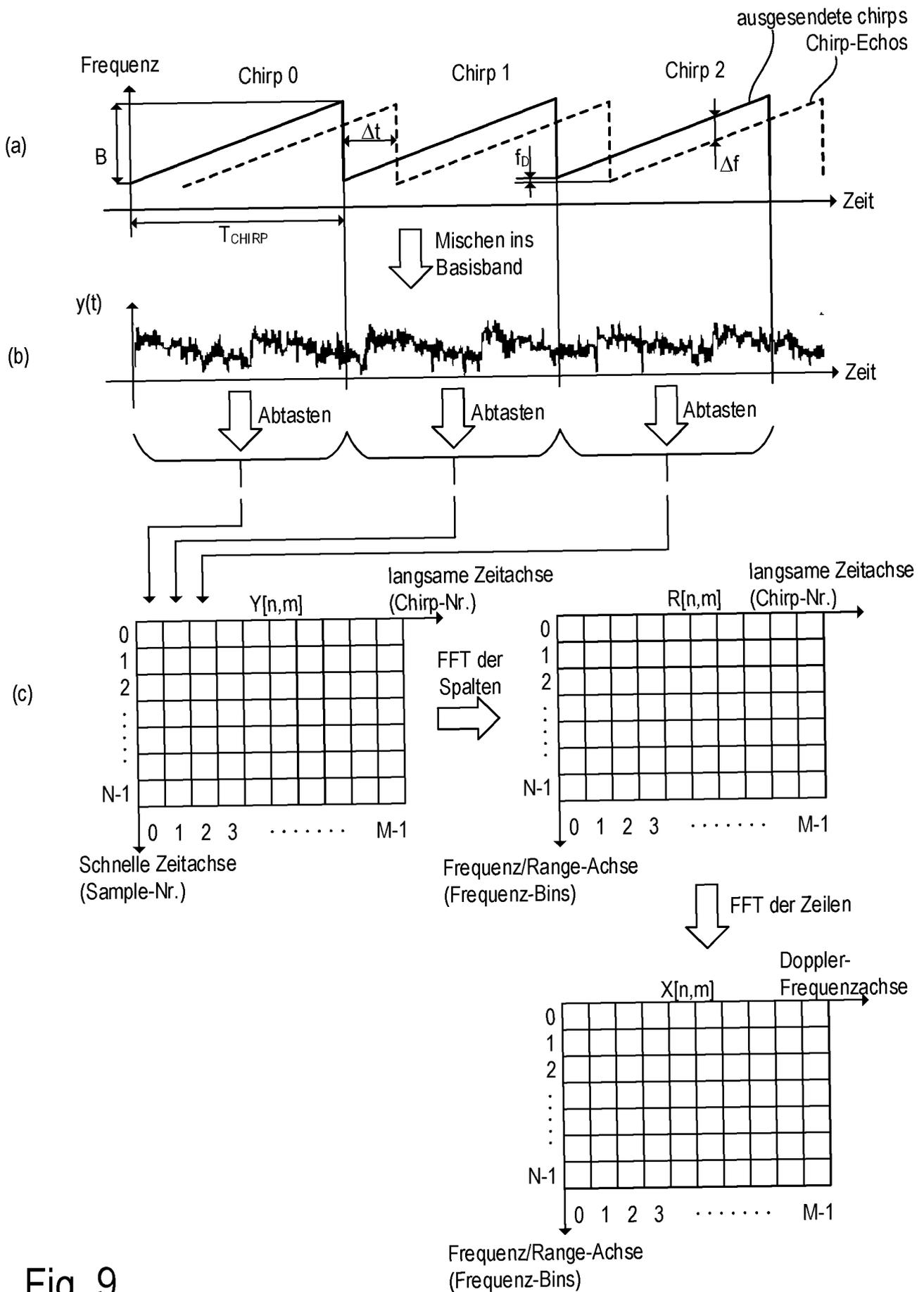


Fig. 9

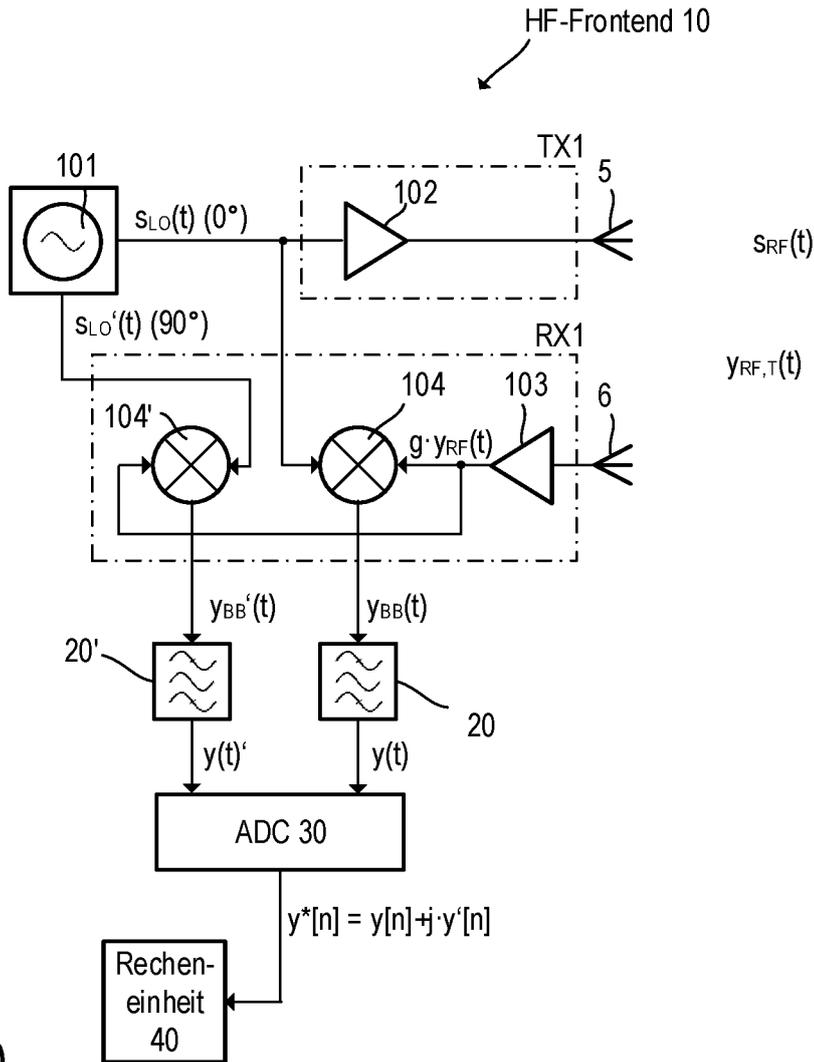


Fig. 10

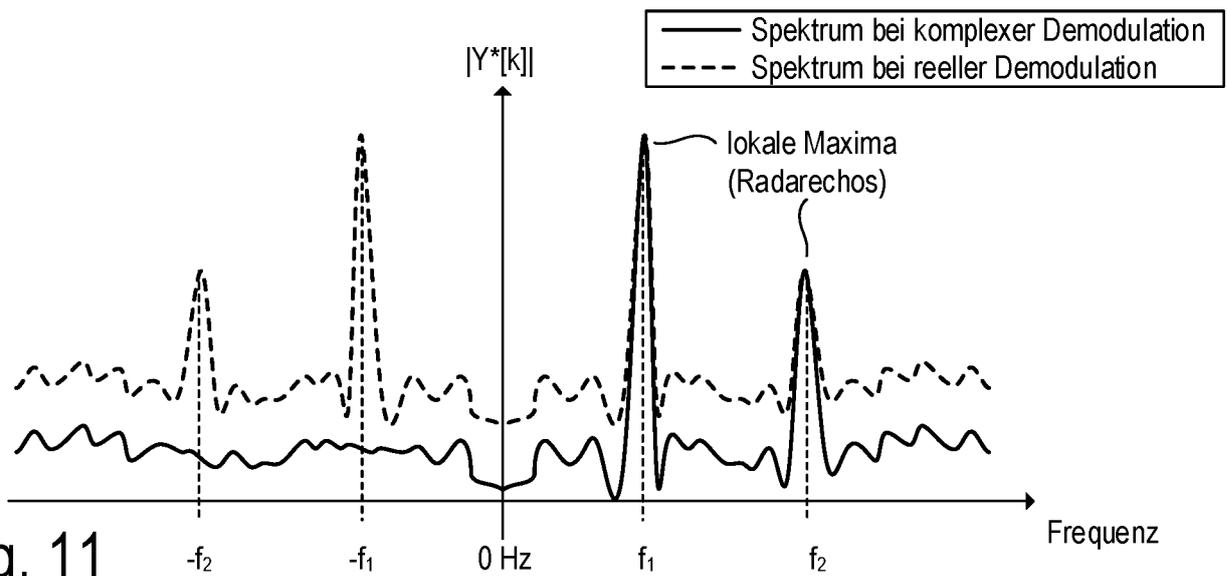


Fig. 11

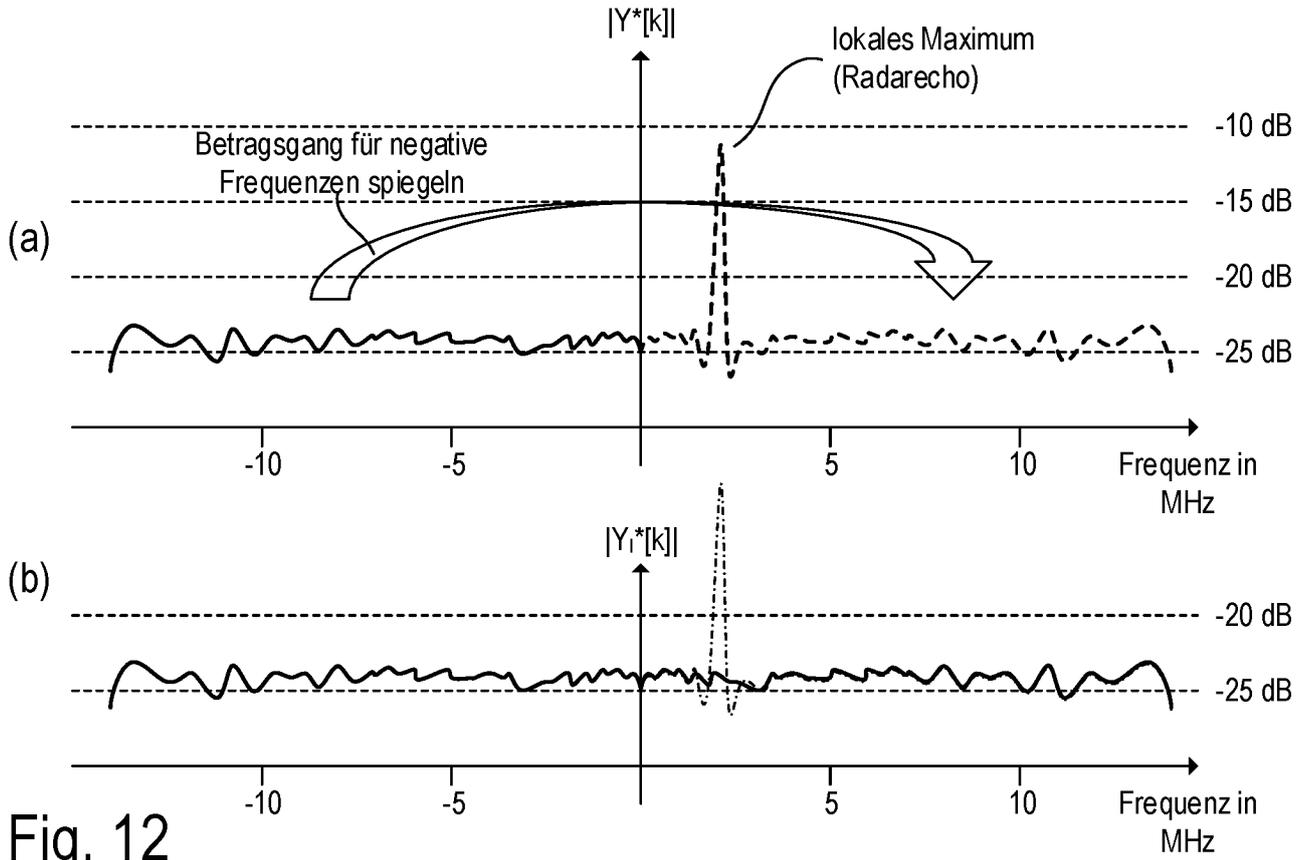


Fig. 12

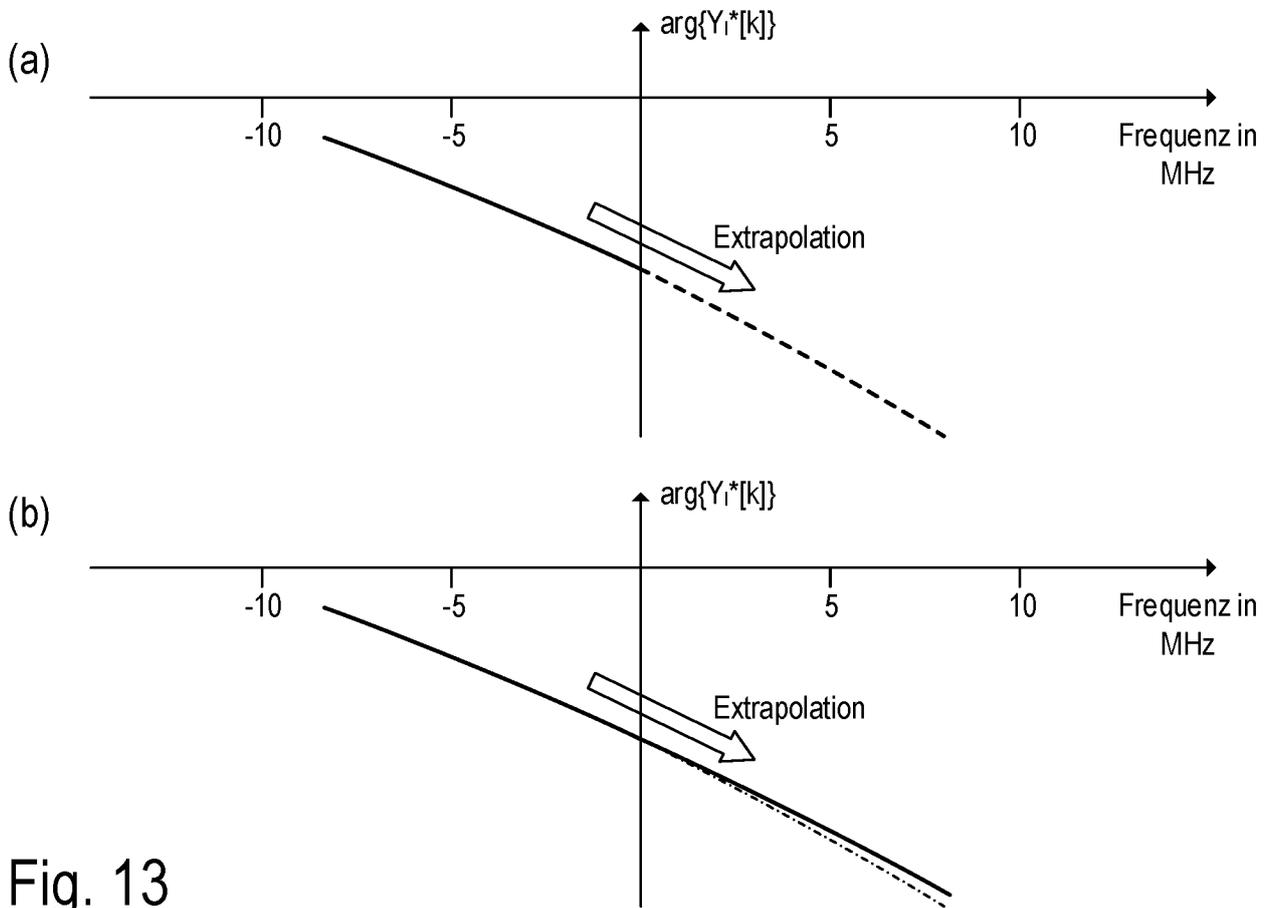


Fig. 13

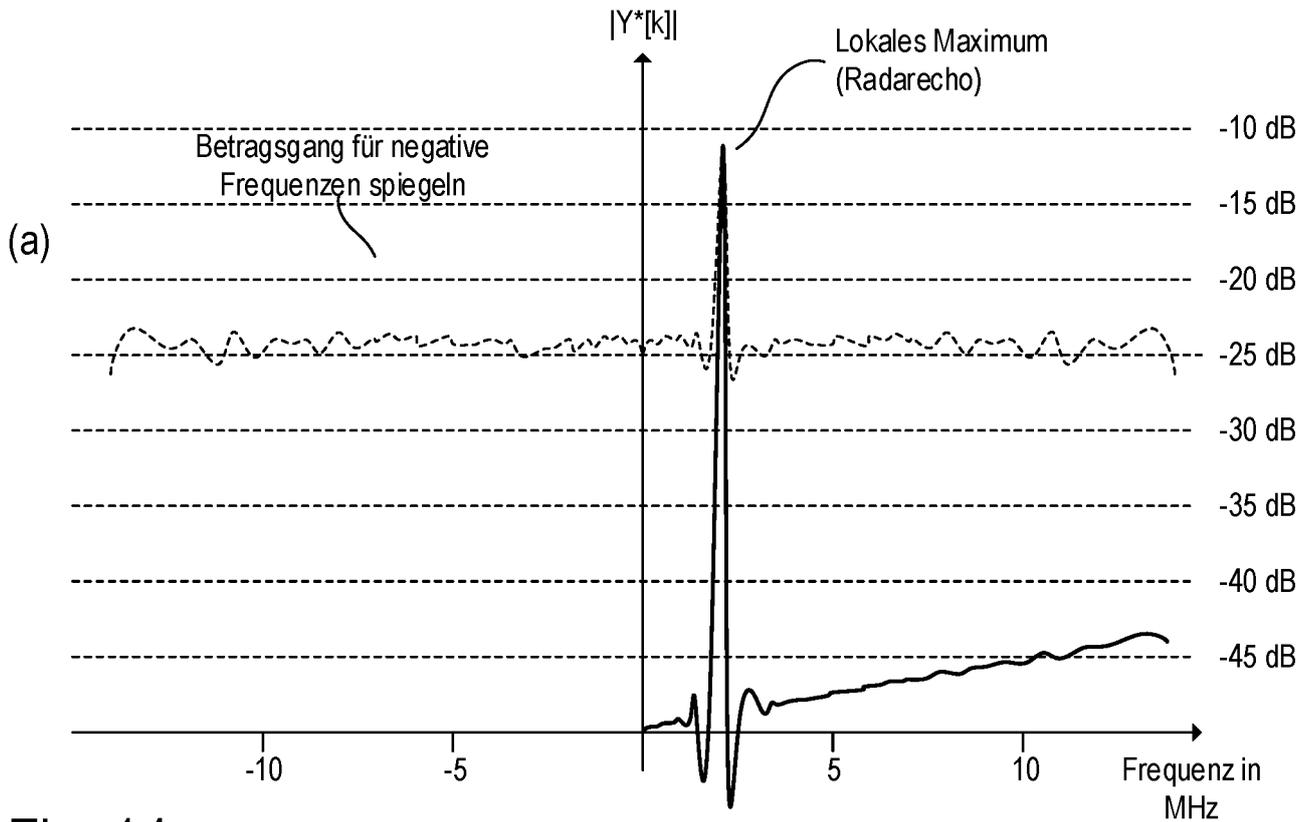


Fig. 14

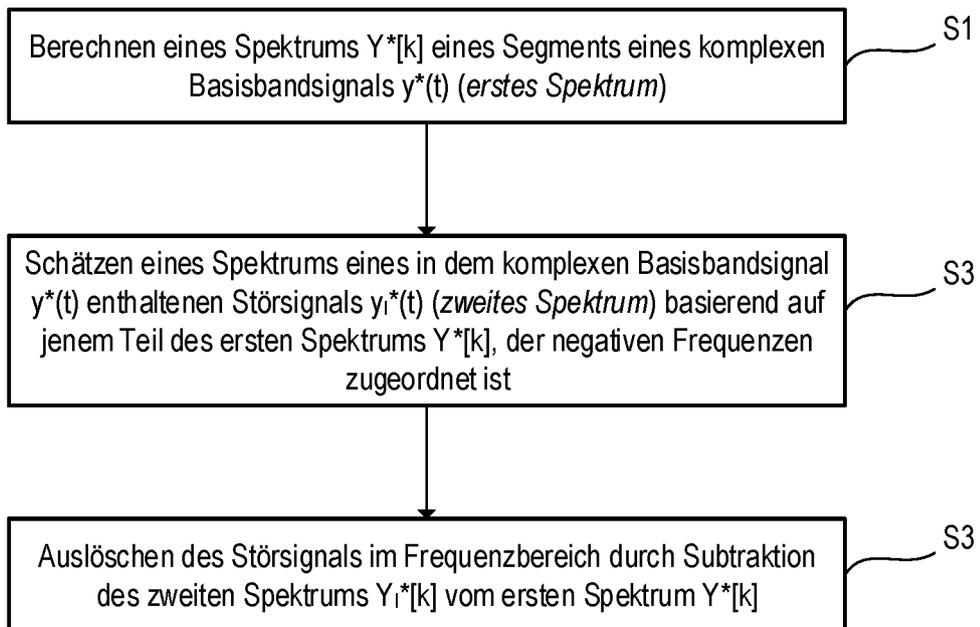


Fig. 15

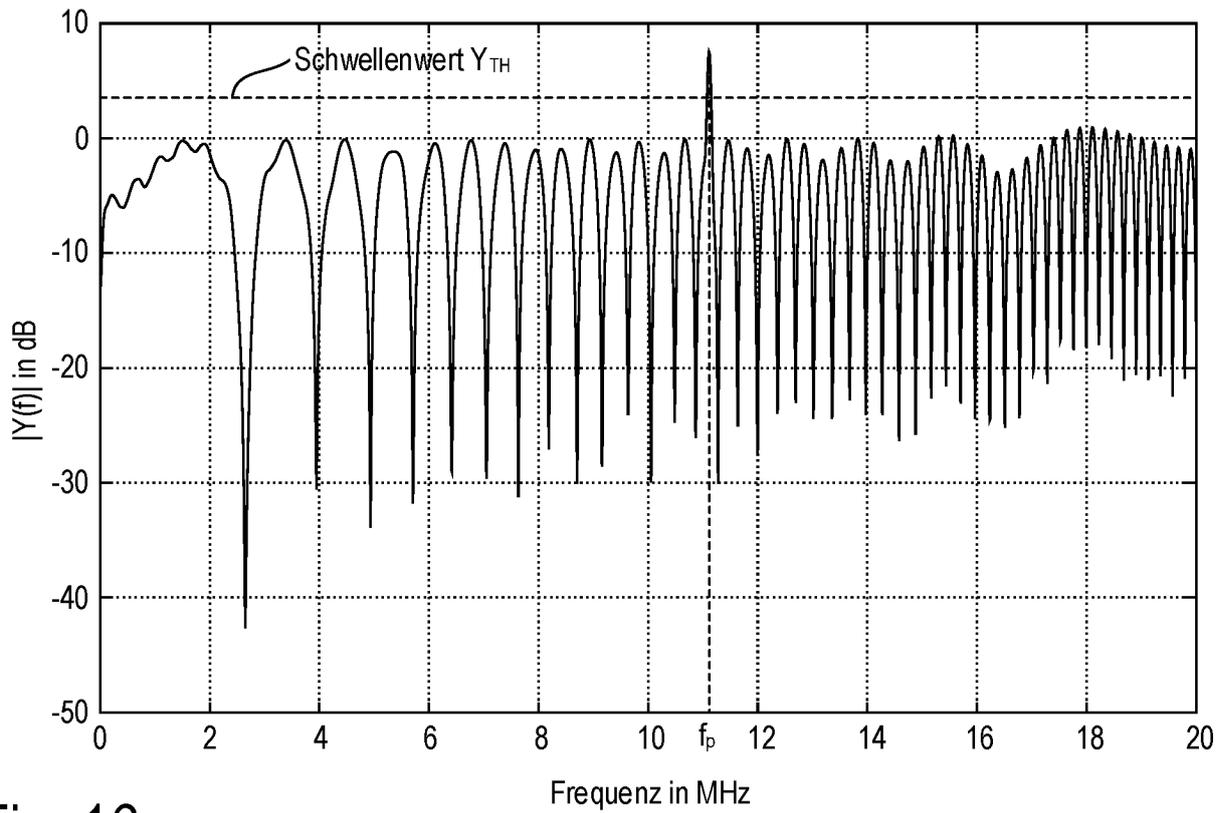


Fig. 16

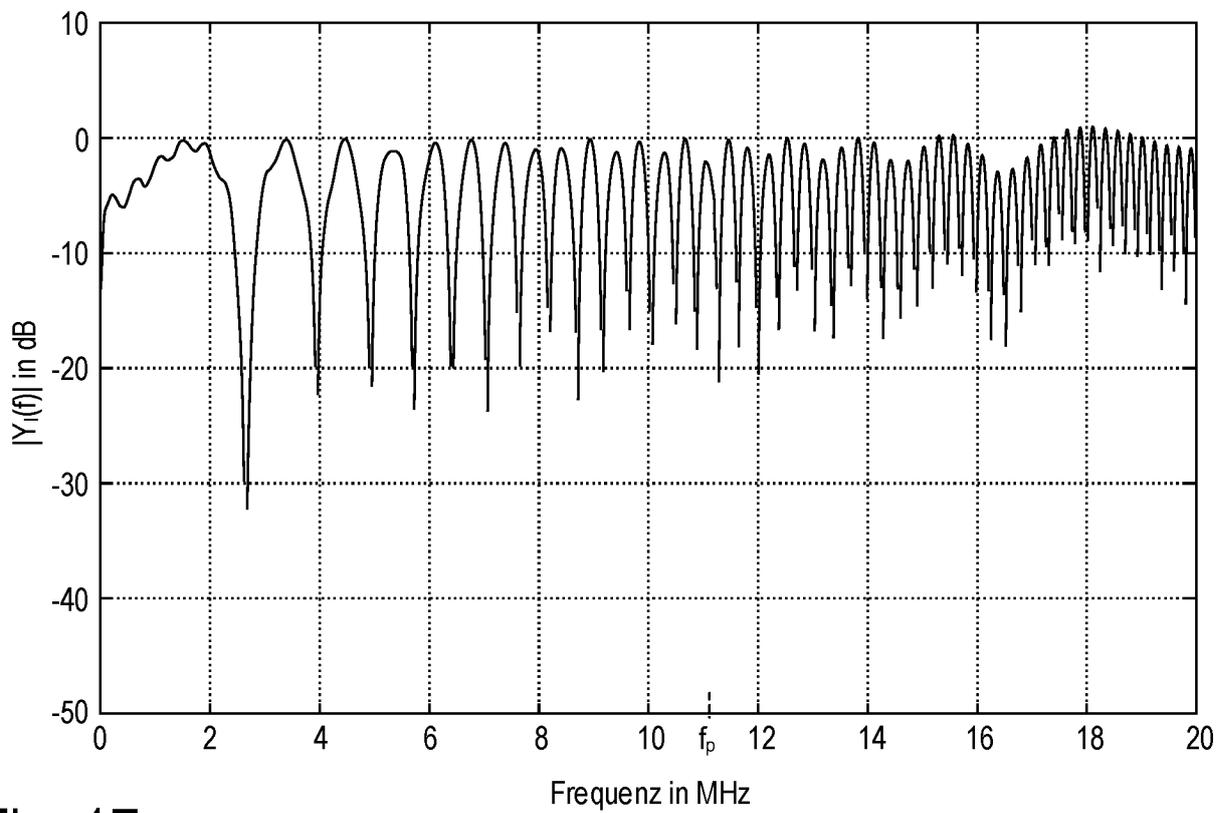


Fig. 17

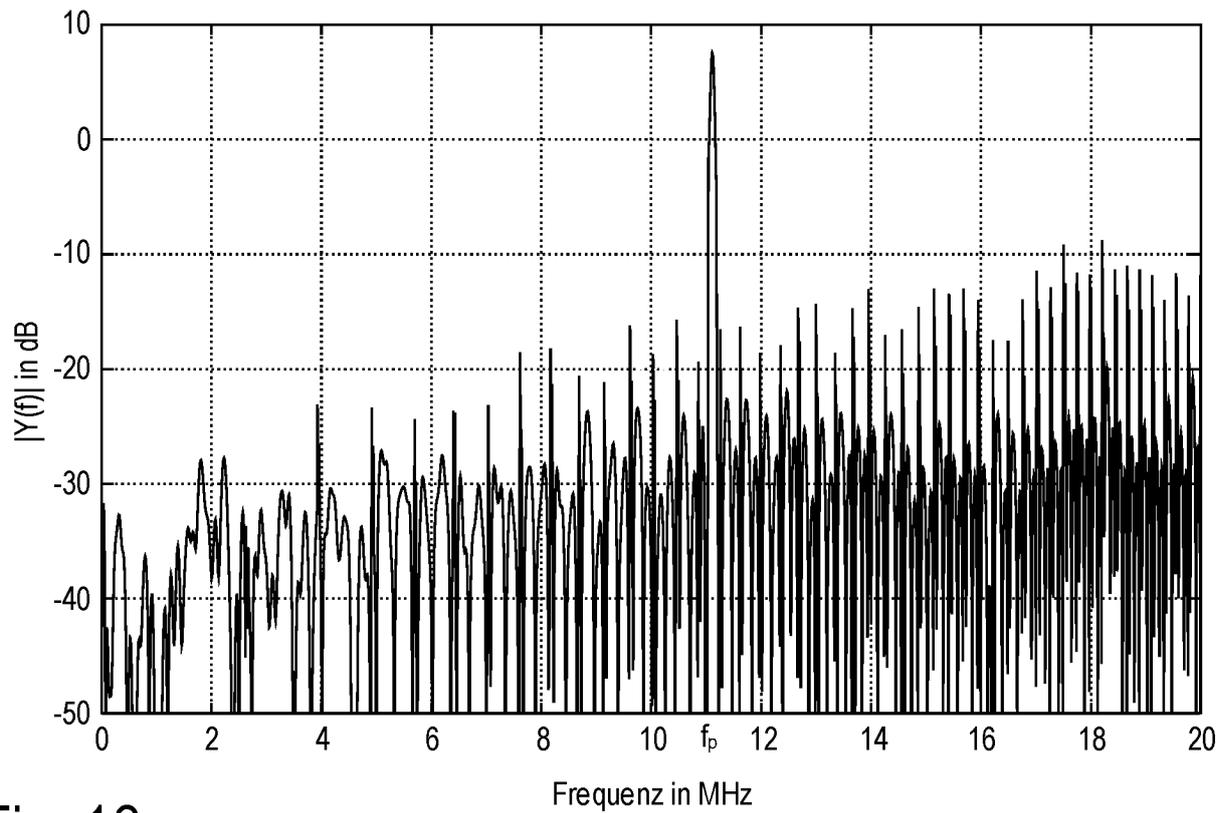


Fig. 18

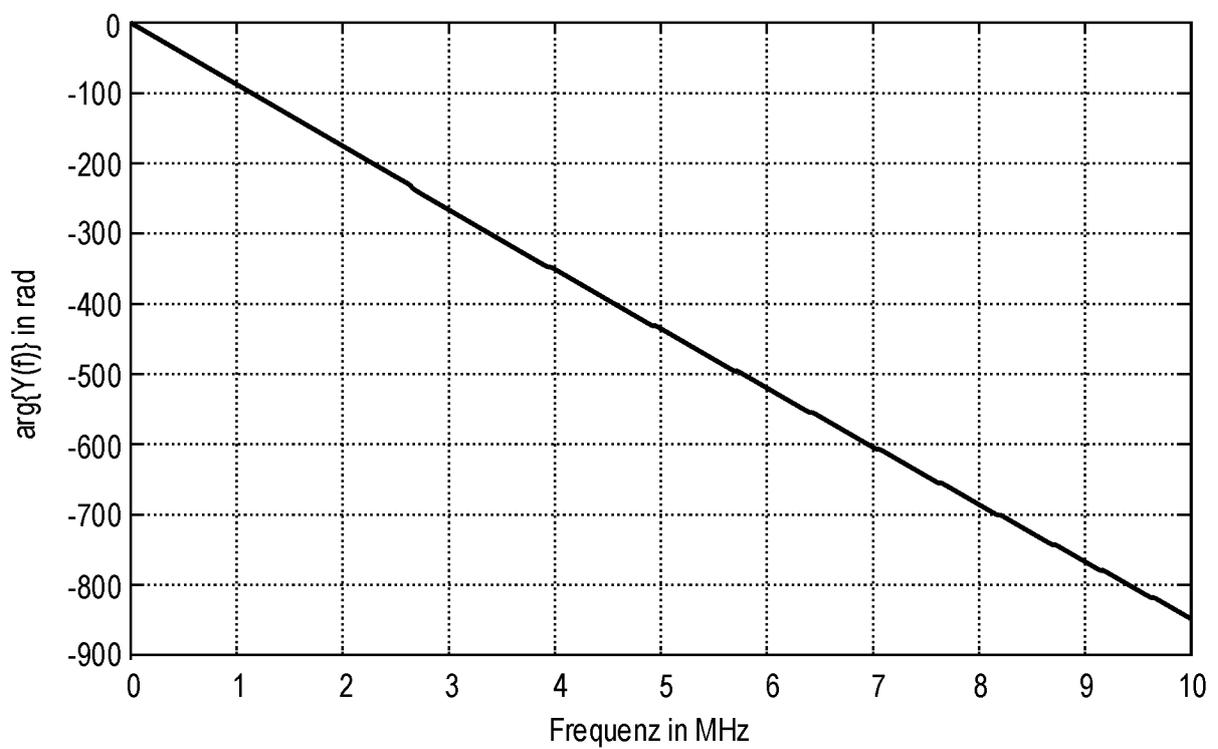


Fig. 19

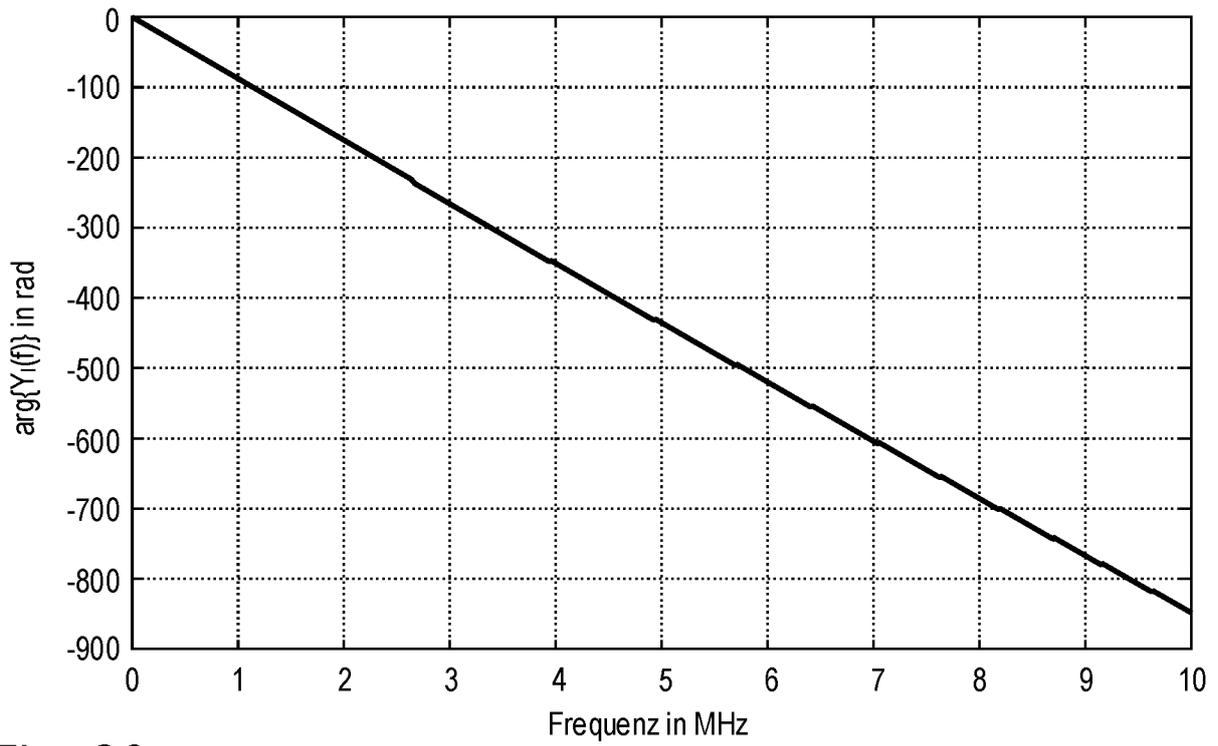


Fig. 20

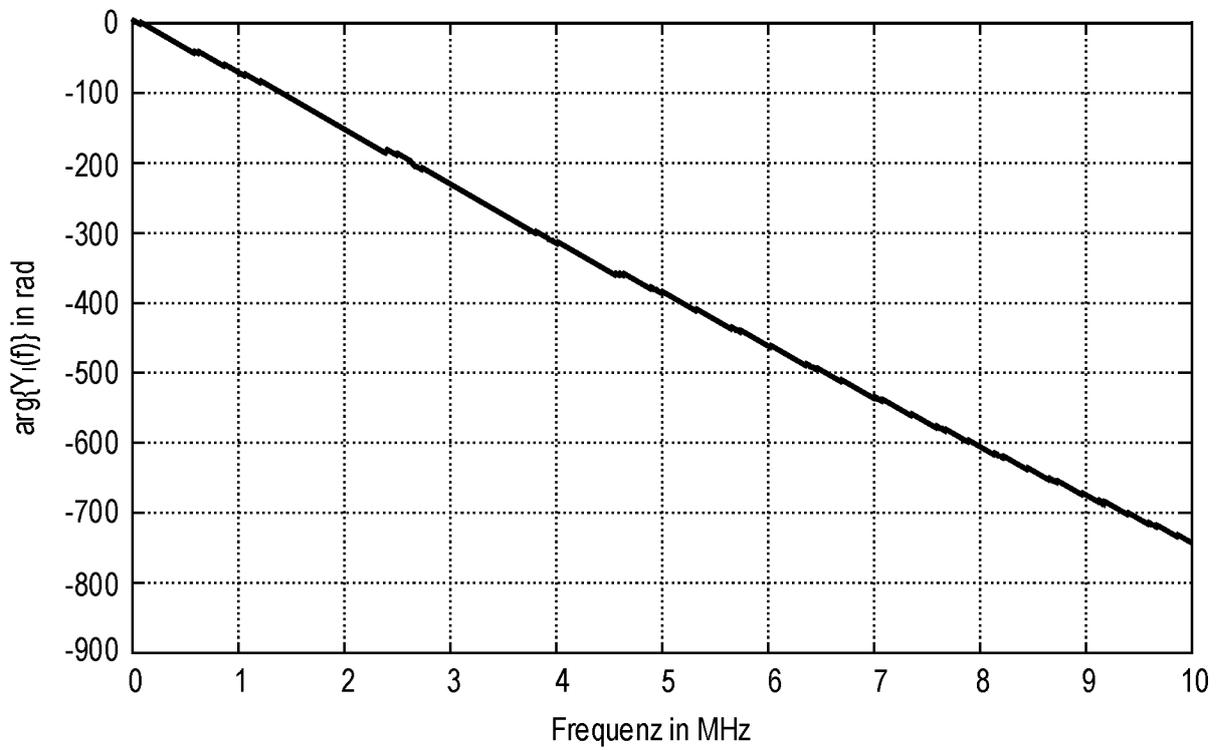


Fig. 21

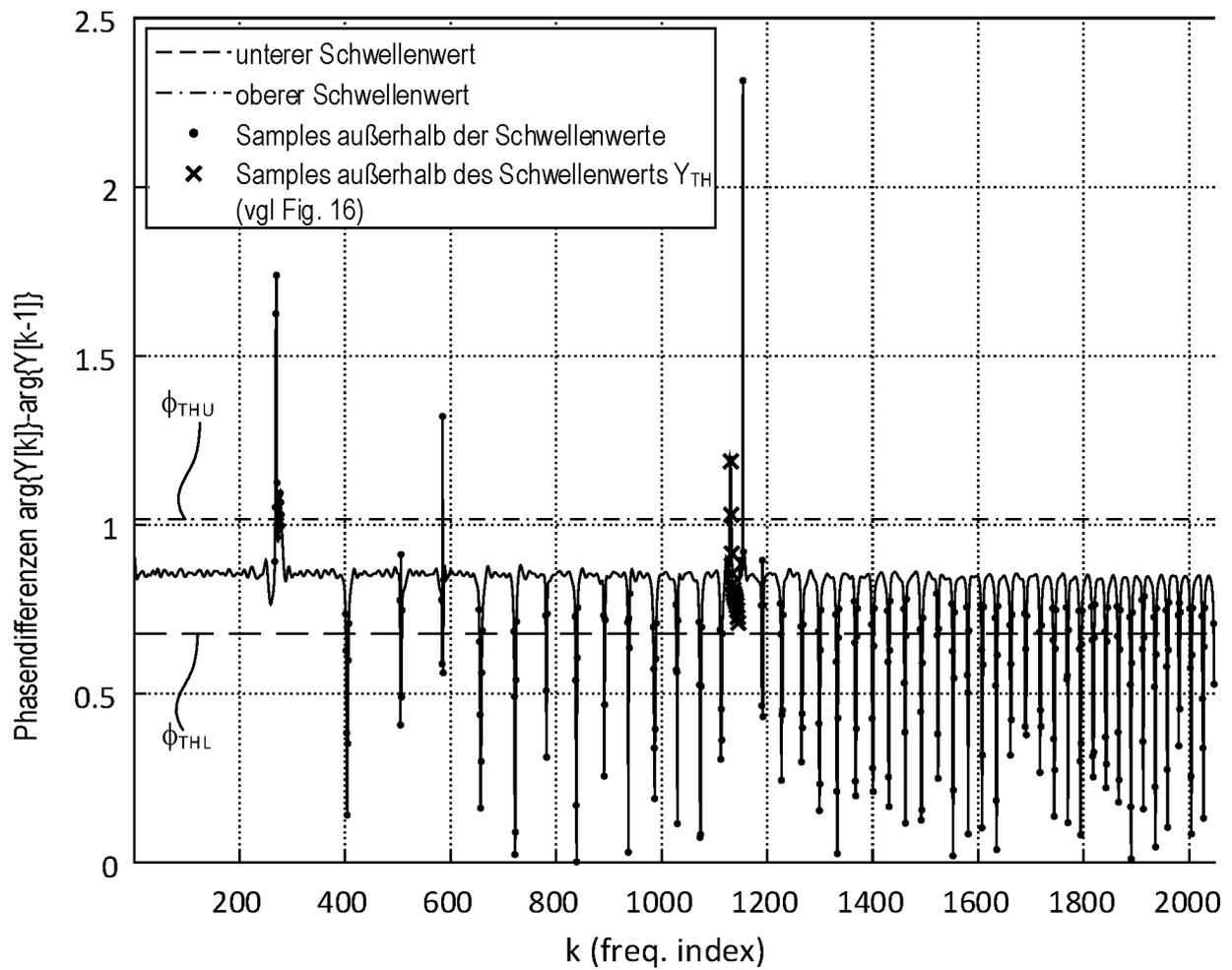


Fig. 22